

# 電解コンデンサレスインバータの直流リンク電流 直接制御による電源高調波抑制に関する研究

阿部 晃大

2018 年 2 月



# 目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究目的	8
1.2.1	電源高調波規制	8
1.2.2	電解コンデンサレスインバータにおける電源高調波抑制機能	12
1.3	論文の概要	13
第 2 章	単相－三相電力変換器の高力率化と電源高調波低減	17
2.1	はじめに	17
2.2	大容量コンデンサを使用する単相－三相電力変換器	18
2.2.1	パッシブ方式による高力率化と電源高調波低減	19
2.2.2	アクティブ方式による高力率化と電源高調波低減	21
2.2.3	受動素子容量を低減する入力電流に着目した制御手法	24
	多相化 (インターリーブ方式) による入力電流高調波低減	24
	複数の電力変換器の協調制御による電流高調波低減	26
	変調方式やキャリア位相の変更による入力電流高調波低減	27
2.3	大容量コンデンサを使用しない単相－三相電力変換器の高力率化手法	30
2.3.1	マトリックスコンバータ	30
2.3.2	アクティブパワーデカップリング	31
2.3.3	電解コンデンサレスインバータ	34

2.4	電解コンデンサレスインバータにおける従来の高力率制御 . . . . .	35
2.4.1	単相－三相電力変換器のパワーフローの脈動に着目した高力率化と小型化	35
2.4.2	直流リンク電流フィードバック制御法 . . . . .	38
	位相遅れ補償 . . . . .	38
	操作量飽和対策 . . . . .	40
2.4.3	高入力力率を実現する電力制御法 . . . . .	40
2.5	電解コンデンサレスインバータにおける電源電流高調波の要因 . . . . .	45
2.6	直流リンク電流直接制御による電源高調波抑制 . . . . .	49
2.7	本研究の位置付け . . . . .	55
2.8	まとめ . . . . .	57
<b>第 3 章</b>	<b>電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御</b>	<b>59</b>
3.1	はじめに . . . . .	59
3.2	電源電流高調波を増加させないモータ電流制御器の設計 . . . . .	60
3.3	電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御の原理 . . . . .	62
3.3.1	高調波除去フィルタ . . . . .	63
3.3.2	補償電圧印加法 . . . . .	64
3.3.3	キャンセル電圧印加法 . . . . .	64
3.3.4	全体のシステム構成 . . . . .	67
3.4	実験結果 . . . . .	69
3.5	まとめ . . . . .	77
<b>第 4 章</b>	<b>高入力力率モータトルク制御法とオンライン直流リンク電流直接制御</b>	<b>79</b>
4.1	はじめに . . . . .	79
4.2	高入力力率を実現するモータトルク制御法 . . . . .	80
4.2.1	提案法の原理 . . . . .	80
4.2.2	モータトルク制御系の設計 . . . . .	83

4.2.3	操作量飽和対策 . . . . .	85
4.2.4	シミュレーションおよび実験結果 . . . . .	87
4.3	オンラインで直流リンク電流を直接制御する高速電圧フィードフォワード制御	92
4.3.1	提案法の原理 . . . . .	92
4.3.2	シミュレーションおよび実験結果 . . . . .	97
4.4	まとめ . . . . .	105
第 5 章	正弦波電源電流を実現する電圧飽和を考慮した直流リンク電流直接制御	107
5.1	はじめに . . . . .	107
5.2	提案法の原理 . . . . .	108
5.2.1	直流リンク電流線 . . . . .	108
5.2.2	q 軸電流指令値の算出 . . . . .	109
5.2.3	電圧制限内における直接直流リンク電流制御法 . . . . .	112
5.2.4	電圧飽和領域における直接直流リンク電流制御法 . . . . .	114
5.3	d 軸電流指令値の算出 . . . . .	115
5.4	実験結果 . . . . .	116
5.5	まとめ . . . . .	126
第 6 章	結論	127
6.1	本論文による成果 . . . . .	127
6.2	今後の課題 . . . . .	130
付録 A	直流リンク電流直接制御によるオンライン共振抑制制御	133
A.1	はじめに . . . . .	133
A.2	提案法の制御原理 . . . . .	134
A.2.1	電源電流と直流リンク電圧の周期性 . . . . .	135
A.2.2	キャンセル電圧の算出プロセス . . . . .	137
A.3	実験結果 . . . . .	142

---

A.4	まとめ . . . . .	143
-----	---------------	-----

# 図目次

1.1	日本の一次エネルギー供給の推移	2
1.2	世界の電力消費量の推移	3
1.3	世界の未電化人口 (2014 年)	3
1.4	家庭での消費電力内訳 (2009 年)	5
1.5	夏の日中 (14 時頃) の家庭での消費電力内訳 (2015 年)	6
1.6	世界の住宅用エアコンのインバータ機比率	7
1.7	論文概要	15
2.1	各システムの分類	18
2.2	コンデンサインプット形整流回路	18
2.3	交流側に L を接続したコンデンサインプット形整流回路	20
2.4	倍電圧整流回路	20
2.5	LC 共振回路を用いた整流回路	20
2.6	部分スイッチング方式	22
2.7	昇圧チョッパ方式	22
2.8	PWM 整流回路	23
2.9	ブリッジレス PFC 回路	23
2.10	2 相インターリーブ方式昇圧チョッパ	25
2.11	高調波補償用変換器を用いた手法	26
2.12	三相インバータと出力電圧ベクトルの関係	28

2.13 従来変調方式での出力電圧ベクトルの生成 . . . . .	29
2.14 単相－三相マトリックスコンバータ . . . . .	31
2.15 電圧形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法 . . . . .	33
2.16 電流形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法 . . . . .	33
2.17 アクティブバッファを用いた単相－三相電力変換器 . . . . .	33
2.18 電解コンデンサレスインバータ . . . . .	34
2.19 力率改善の原理波形図 . . . . .	37
2.20 リプル率－力率特性 . . . . .	37
2.21 q 軸電流指令値生成 . . . . .	37
2.22 従来の高入力力率制御システム構成 . . . . .	39
2.23 各電流波形 . . . . .	39
2.24 電力制御による高力率制御 . . . . .	42
2.25 各電力波形 . . . . .	42
2.26 インバータ出力電力に着目した高力率制御のシステム構成 . . . . .	43
2.27 繰り返し制御器 . . . . .	44
2.28 PMSM の回転子構造 . . . . .	46
2.29 供試モータの逆起電圧 . . . . .	46
2.30 電源電流と直流リンク電圧の共振振動 . . . . .	48
2.31 提案する直流リンク電流直接制御の構成 . . . . .	53
2.32 本論文で提案する手法 . . . . .	54
2.33 本研究の位置付け . . . . .	56
3.1 高調波除去フィルタのブロック図 . . . . .	63
3.2 補償電圧印加法のブロック図 . . . . .	64
3.3 電流振動の抑制原理 . . . . .	65
3.4 電流経路例 1 . . . . .	66
3.5 電流経路例 2 . . . . .	66

3.6	キャンセル電圧印加法のブロック図	67
3.7	提案する電源高調波抑制制御系	68
3.8	実験システム	69
3.9	従来法 (4500rpm)	70
3.10	高調波除去フィルタを適用 (4500rpm)	71
3.11	高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法を適用 (4500rpm)	71
3.12	高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法, キャンセル電圧印加法を適用 (4500rpm)	72
3.13	電源電流の高調波解析結果 (4500rpm)	73
3.14	従来法 (1500rpm)	74
3.15	高調波除去フィルタを適用 (1500rpm)	74
3.16	高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法を適用 (1500rpm)	75
3.17	高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法, キャンセル電圧印加法を適用 (1500rpm)	76
3.18	電源電流の高調波解析結果 (1500rpm)	76
4.1	電解コンデンサレスインバータにおけるパワーフロー	82
4.2	モータトルク制御法	82
4.3	モータパラメータを用いないモータトルク制御法	83
4.4	提案するシステム構成	84
4.5	トルク制御系	85
4.6	リミット偏差フィードバックを施したトルク制御系と電流制御系	86
4.7	電力制御法を用いたシミュレーション結果 1.5Nm	89
4.8	モータトルク制御法を用いたシミュレーション結果 1.5Nm	89
4.9	電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(シミュレーション)1	90
4.10	電力制御法を用いた実験結果 1.5Nm	91
4.11	モータトルク制御法を用いた実験結果 1.5Nm	91
4.12	電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(実験)1	92
4.13	電力制御法を用いた実験結果 0.5Nm	93

4.14 モータトルク制御法を用いた実験結果 0.5Nm . . . . .	93
4.15 電源電流の高調波解析結果 0.5Nm(実験)1 . . . . .	94
4.16 提案するシステム構成 . . . . .	96
4.17 モータトルク制御法と FVFFC を用いたシミュレーション結果 1.5Nm . . . . .	98
4.18 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(シミュレーション)2 . . . . .	98
4.19 モータトルク制御法と FVFFC を用いた実験結果 1.5Nm . . . . .	99
4.20 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(実験)2 . . . . .	99
4.21 モータトルク制御法と FVFFC を用いた実験結果 0.5Nm . . . . .	100
4.22 電源電流の高調波解析結果 0.5Nm(実験)2 . . . . .	100
4.23 負荷変動時の実験結果 . . . . .	101
4.24 速度変動時の実験結果 . . . . .	101
4.25 電力制御法 ( $L_d = 0.5L_{dn}$ , $L_q = 0.5L_{qn}$ ). . . . .	103
4.26 モータトルク制御法と FVFFC ( $L_d = 0.5L_{dn}$ , $L_q = 0.5L_{qn}$ ). . . . .	103
4.27 電力制御法 ( $L_d = 2L_{dn}$ , $L_q = 2L_{qn}$ ). . . . .	104
4.28 モータトルク制御法と FVFFC ( $L_d = 2L_{dn}$ , $L_q = 2L_{qn}$ ). . . . .	104
4.29 電源電流の高調波解析結果 (モータパラメータ変動時) . . . . .	105
5.1 モータトルク制御ループ . . . . .	110
5.2 電流 P 制御系 . . . . .	110
5.3 トルク制御系のアンチワインドアップ . . . . .	111
5.4 トルク制御系のアンチワインドアップ (ブロック図変形) . . . . .	111
5.5 電圧制限内における直接直流リンク電流制御による出力電圧修正 . . . . .	112
5.6 ゲイン $A_D$ を考慮した電流制御系 . . . . .	113
5.7 電圧飽和領域における直接直流リンク電流制御による出力電圧修正 . . . . .	114
5.8 提案するシステム構成 . . . . .	117
5.9 FVFFC と一定 $i_d^*$ (1.4 Nm) . . . . .	118
5.10 FVFFC と算出 $i_d^*$ (1.4 Nm) . . . . .	118

5.11 DDCCC と一定 $i_d^*$ (1.4 Nm) . . . . .	120
5.12 DDCCC と算出 $i_d^*$ (1.4 Nm) . . . . .	120
5.13 電源電流の高調波解析結果 (1.4 Nm) . . . . .	121
5.14 FVFFC と一定 $i_d^*$ (1.8 Nm) . . . . .	123
5.15 FVFFC と算出 $i_d^*$ (1.8 Nm) . . . . .	123
5.16 DDCCC と一定 $i_d^*$ (1.8 Nm) . . . . .	124
5.17 DDCCC と算出 $i_d^*$ (1.8 Nm) . . . . .	124
5.18 電源電流の高調波解析結果 (1.8 Nm) . . . . .	125
A.1 提案する共振振動抑制原理 . . . . .	134
A.2 共振抑制制御を統合した電解コンデンサレスインバータのシステムブロック図 .	138
A.3 キャンセル電圧算出時の各ステップ . . . . .	139
A.4 回転速度 4500rpm, $f_p = 50\text{Hz}$ の実験結果 . . . . .	145
A.5 回転速度 3750rpm, $f_p = 25\text{Hz}$ の実験結果 . . . . .	146
A.6 回転速度 2190rpm, $f_p = 1\text{Hz}$ の実験結果 . . . . .	147



# 表目次

1.1	IEC61000-3-2 におけるクラス A 機器に対する限度値 . . . . .	10
1.2	JIS61000-3-2 におけるクラス A 機器に対する限度値 . . . . .	11
2.1	基本電圧ベクトルと直流リンク電流の関係 . . . . .	29
3.1	モータとシステムのパラメータ . . . . .	70
3.2	入力力率と電源電流の THD 結果 (4500rpm) . . . . .	73
3.3	入力力率と電源電流の THD 結果 (1500rpm) . . . . .	77
4.1	各高入力力率制御法使用時の制御帯域 . . . . .	87
4.2	入力力率の比較 1 . . . . .	90
4.3	入力力率の比較 2 . . . . .	97
4.4	入力力率結果 (モータパラメータ変動のシミュレーション) . . . . .	102
5.1	入力力率と効率結果 (1.4Nm) . . . . .	121
5.2	入力力率と効率結果 (1.8Nm) . . . . .	125
A.1	入力力率の比較 . . . . .	147



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 研究背景

近年，エネルギー資源の枯渇，地球温暖化，大気汚染が地球規模で考えるべき最も重要な課題となっている。世界のエネルギー消費量は年々増え続けており，今後は中国やインドなどのアジアを中心とした新興国のエネルギー需要が急増し，それに伴う化石燃料の消費増大が見込まれていることから，二酸化炭素排出量の削減は地球規模で実施すべき急務となっている。

エネルギー資源は大きく分けて，化石エネルギーと非化石エネルギーとに分類される。化石エネルギーは，石油，石炭，天然ガスなどの化石燃料により得られるエネルギーであり，化石燃料は古代地質時代の動植物の死骸が化石化し，燃料となったものである。近年はメタンハイドレートやシェールガスなどの利用も検討され始めている。非化石エネルギーは，原子力エネルギーや水力，風力，太陽光などの再生可能エネルギーである。図 1.1 に日本の一次エネルギー供給の推移を示す [1]。一次エネルギー国内供給に占める石油の割合は，2010 年度には 39.8%となっており，1973 年度の第一次石油ショック時における 75.5%から大幅に低下し，その代替として石炭 (22.5%)，天然ガス (19.2%)，原子力 (11.1%) の割合が増加するなど，エネルギー源の多様化が図られていた。しかし，2011 年に発生した東日本大震災とそれによる原子力発電所の停止により，代替発電燃料として化石燃料の割合が増加し，日本では化石エネルギーへの依存度が高い状態が続いている。また，最終エネルギーに占める電力の割合を示す電力化

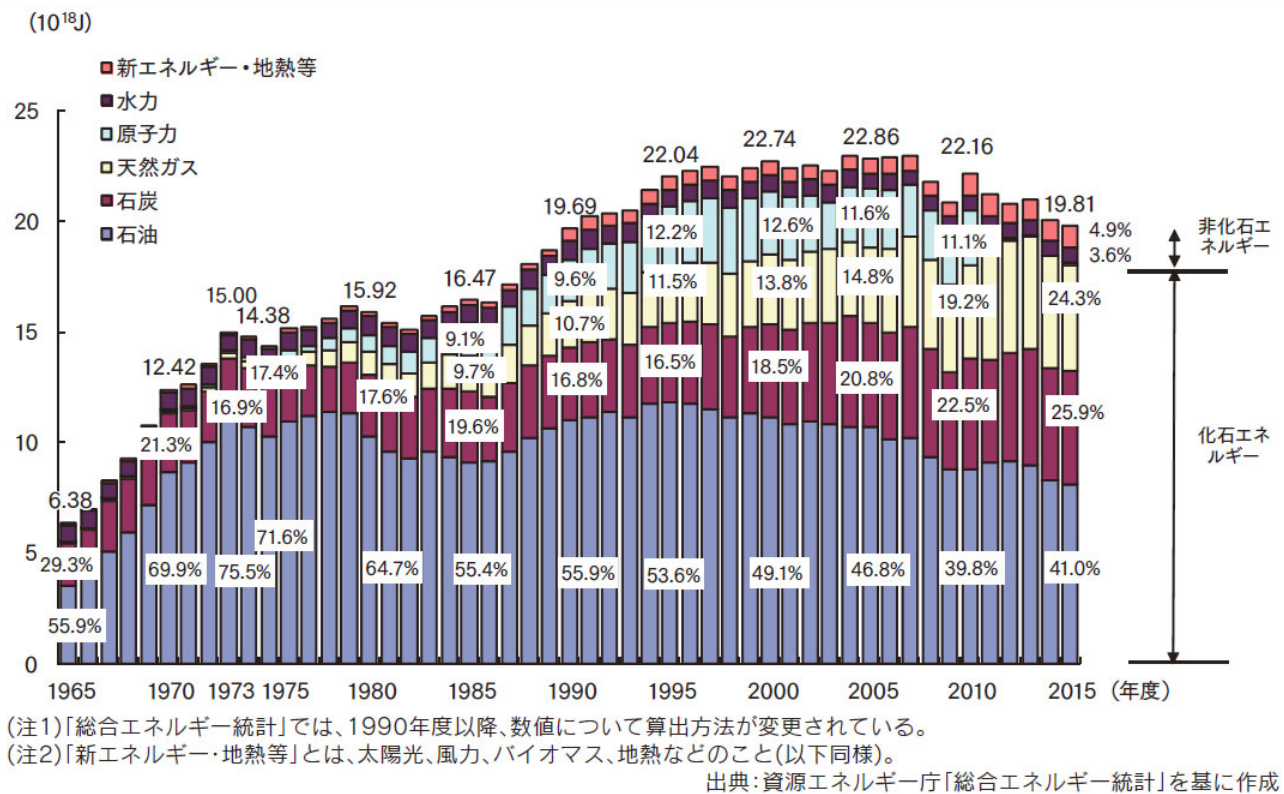


図 1.1: 日本の一次エネルギー供給の推移

率は、1970年度の12.7%から2015年には約2倍の24.7%に達している。化石燃料による一次エネルギーの供給量とともに電力化率も増加していることから電気エネルギーの更なる効率的利用は、地球温暖化に及ぼす影響が最も大きい温室効果ガスである二酸化炭素の削減に重要な意味を持つ。

図 1.2 に示すように、世界の電力消費量はほぼ一貫して増加している。また、世界全体で電化製品等の普及が目覚ましかったこともあり、世界全体で見ると、電力化率は1980年の10.9%から2014年の18.1%と約7.2ポイント上昇している。このことから世界的な電力の省エネルギー化は急務であることが分かる。一方で、2014年時点で、図 1.3 に示すように日本の人口の10倍にもなる12億もの人々が電力供給を受けていない。中でもインドは、2014年時点で米中に次ぐ世界第3位のエネルギー消費国であり、電力需要は2040年までに2013年比で3倍以上に増加することが見込まれている。インドの電力構成は石炭火力発電が約7割を占めており、発電効率の向上や環境対策は重要な課題である。これらのことから、電気エネルギーの利用は

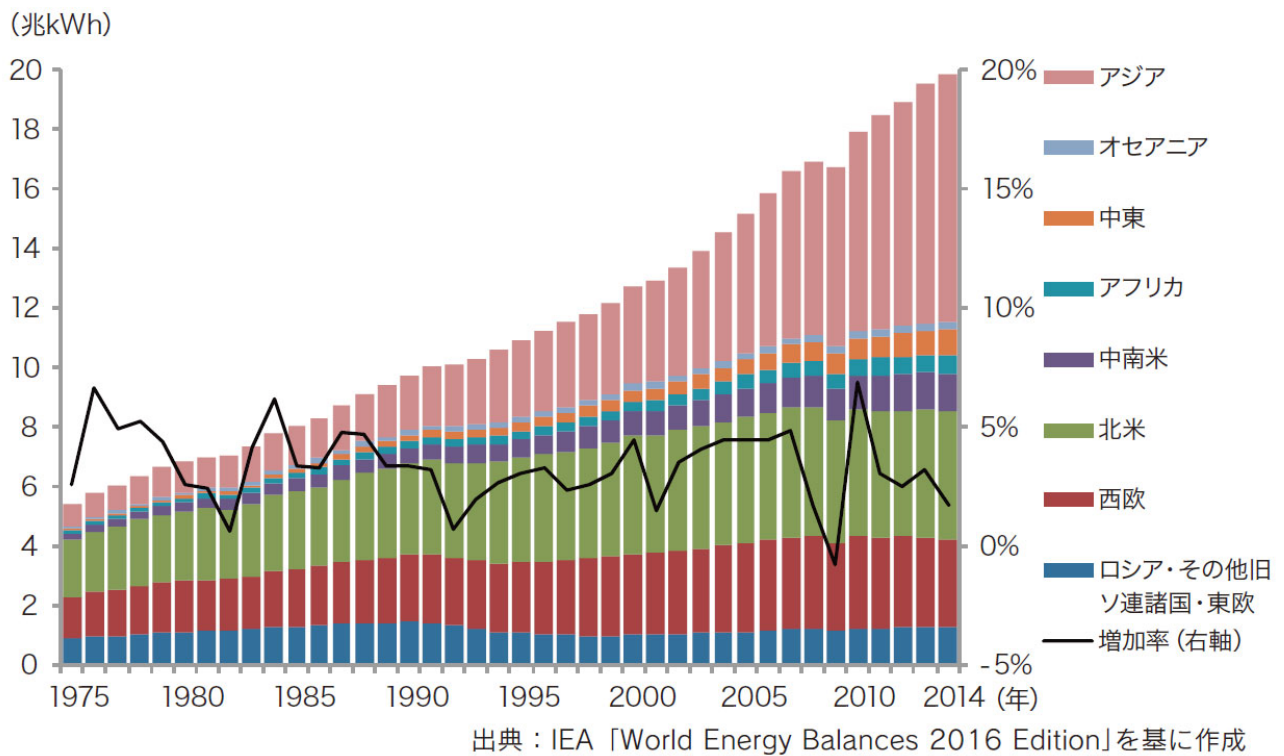


図 1.2: 世界の電力消費量の推移

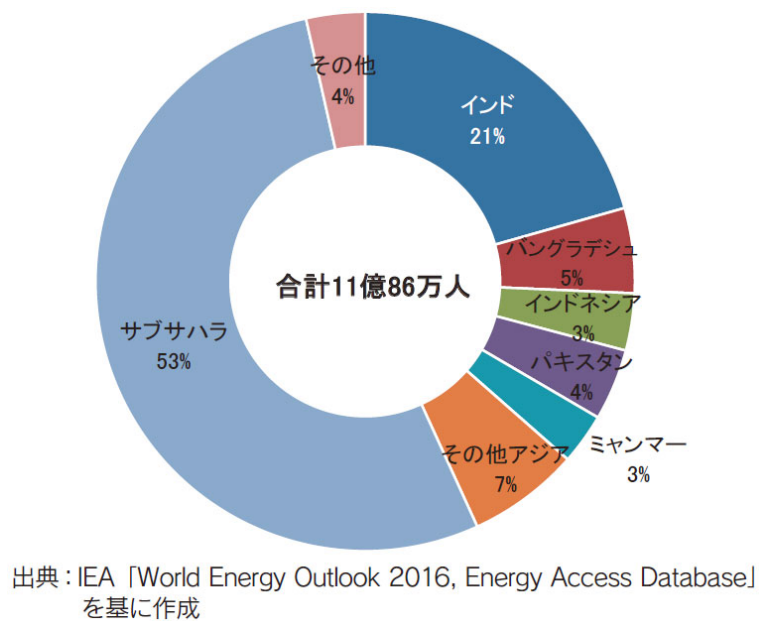


図 1.3: 世界の未電化人口 (2014 年)

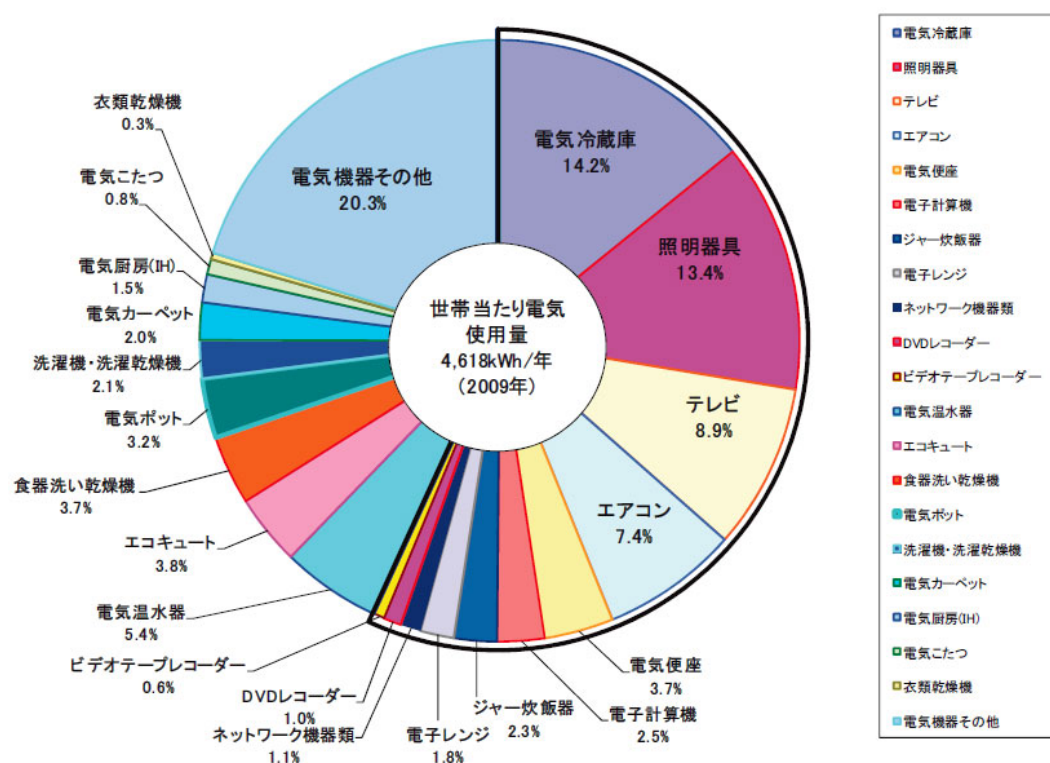
今後も増えると予想され、省エネルギー化を解決する有効な手段としてパワーエレクトロニクスの重要性が増している。

パワーエレクトロニクスは、パワー半導体デバイスのスイッチング作用を利用した電力変換とその応用に関する技術である [2]。パワーエレクトロニクスの歴史は 1957 年に General Electric 社で半導体スイッチとしてのサイリスタが発明されてから本格的に始まり、1974 年に W.E.Newell 氏によって「パワー」、「エレクトロニクス」、「コントロール」の技術が完全に融合した新しい技術分野であると意味付けられた。今日では GTO(Gate Turn-Off thyristor) や IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET(Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) などを使用した半導体電力変換器が、家庭用電化製品、ロボット、工場の生産機械や自動制御機器、オフィス用機器、電車、発電所・送変電所など、あらゆる分野に広く使用されている [3–10]。この電力変換器は、電圧や電流の大きさ、周波数を用途に応じて変換することを可能とし、電気機器の性能向上を実現している。性能向上による省エネルギー化の例として、製造業において大きい電力消費を占めるファンやポンプの流体機械が挙げられる。ファンやポンプの動力はモータ回転速度の 3 乗に比例するため、回転速度を 80%にするだけで動力を約半分にでき、電力消費量も低減されるが、以前まではモータを商用電源により一定速度で駆動していた。このため、風量や流量の調整には吐出弁やダンパーを使用し、絞りによるエネルギーの損失が生じていた。これに対し、電源とモータの間に交流電源を直流に変換する交流直流変換器(コンバータ)と直流電源から交流に変換する直流交流変換器(インバータ)を接続することで、電圧の大きさおよび周波数を自由に制御できるようになり、モータの可変速駆動による莫大な省エネルギー化が実現された。

パワーエレクトロニクスを身近なものとした家電品のひとつにインバータエアコンディショナー(以下エアコン)がある [11]。インバータエアコンでは、コンバータとインバータで構成された単相-三相電力変換器により単相交流を三相交流へ変換し、三相モータを駆動している。産業分野を中心に発達してきたインバータが家電品にも広く利用されるようになったことは、パワーエレクトロニクスおよびマイクロコンピュータの進歩によって実現できたインバータの低価格化、小型化によるところが大きい。初期のエアコンは誘導電動機を商用電源

で直接駆動するオン・オフ制御であったため、室温変化が大きく快適でないとともに効率も悪かった。現在のエアコンは永久磁石同期モータ (PMSM:Permanent Magnet Synchronous Motor) の中でも最も効率の良い埋込磁石同期モータ (IPMSM:Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) をインバータにより駆動しており、室温変化のない快適さ、高効率化など格段に性能が向上している。最新の冷蔵庫や洗濯機においても同様に高効率モータが用いられ、電力変換器との組み合わせで省エネルギー化が図られている。

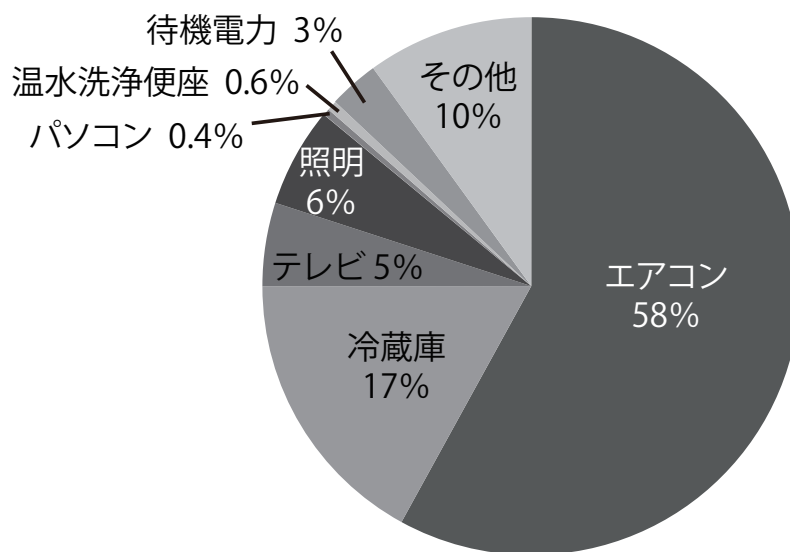
図 1.4, 図 1.5 に示す日本における家庭での消費電力内訳から分かるように、エアコンは家電品の中でも高い消費電力量を持ち、夏の日中（14 時頃）においてはテレビや冷蔵庫よりも多い 58 %を占める [12,13]。このため、消費電力および排出二酸化炭素の削減の観点から、エアコンの高効率化は非常に重要である。また、図 1.6 に示すように、エアコンは中国やインドなどの新興国において需要が拡大しているため、電力変換器の省資源化も大きな課題となる [14]。



※資源エネルギー庁平成21年度民生部門エネルギー消費実態調査(有効回答10,040件)および機器の使用に関する補足調査(1,448件)より日本エネルギー経済研究所が試算(注:エアコンは2009年の冷夏・暖冬の影響を含む)。

図 1.4: 家庭での消費電力内訳 (2009 年)

加えて、日本ではほぼ100%普及しているインバータエアコンだが、世界での普及率はまだまだである。経済発展にともなって環境問題が深刻化している新興国において、インバータエアコンは電力使用量を削減できる有効な手段であり、これら非インバータ機をインバータ化した場合には電力使用量および排出二酸化炭素量の大きな削減効果が見込まれる。しかし、一般家庭にインバータエアコンを普及させるには価格が課題となっており、より低コストな新興国向けの電力変換器が求められている。



夏の日中(14時頃)の消費電力(在宅世帯平均)

出典:資源エネルギー庁「家庭の節電対策メニュー」(ご家庭の皆様)(平成27年5月)より作成

図 1.5: 夏の日中(14時頃)の家庭での消費電力内訳(2015年)

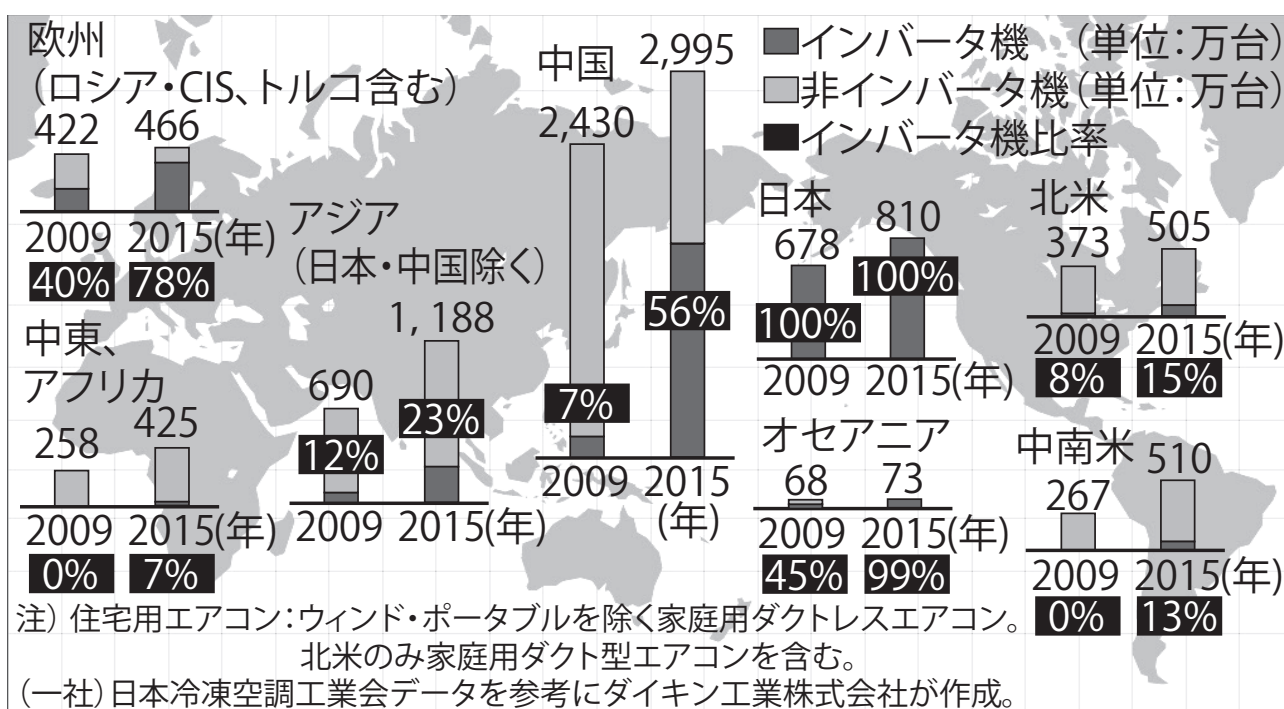


図 1.6: 世界の住宅用エアコンのインバータ機比率

## 1.2 研究目的

前節で述べたように，世界にインバータエアコンを普及させるには電力変換器の低コスト化が重要となるため，その回路構成は簡素であることが望ましい。しかし，配電系統の品質維持の要求から電源高調波規制を満足しなければならず，これに伴い追加回路が必要となり，電力変換器の高コスト化を招いていた。これに対し，追加回路無しで力率改善 (PFC:Power Factor Correction) 機能を持たせた電解コンデンサレスインバータが提案されており，装置の小型化と大幅なコスト削減が成されているものの，電源高調波対策に大容量のリアクトルが必要となりインバータの更なる小型軽量化，省資源化，低コスト化の妨げとなっている。本研究では，電解コンデンサレスインバータに電源高調波抑制機能を持たせ，電解コンデンサレスインバータにおける受動素子小容量化の実現を研究目的とする。以下に電源高調波規制の詳細と，上記の目的を達成するために要求される機能について記述する。

### 1.2.1 電源高調波規制

半導体電力変換器は高性能で省エネルギー効果も大きいため，家庭用テレビ，エアコンをはじめ応用機器が様々なところで使われている。電力変換器の急速な普及拡大により電気エネルギーの高い利便性を享受できるようになった一方，これらの機器の増加に伴い，機器から発生する高調波による問題が顕在化している。これは，コンバータの最も簡単な構成であるダイオード整流器と平滑用コンデンサを接続した回路が電源電流高調波を大きく発生させるためである。家庭用電化製品をはじめとしたパワーエレクトロニクス機器のほとんどは直流電源を必要とし，整流器を使用する。整流器にはコンデンサ入力形の整流回路が多く用いられ，ダイオード整流器で直流に整流した後に平滑コンデンサを使用して直流電圧を得ている。この時，振動の少ない安定した直流電圧を得るには大容量のコンデンサが必要となり，電源のインダクタンスが小さい場合には入力電流がパルス状となり，電源電流高調波が生じる。機器から発生した高調波電流は，高調波電流の流れやすい機器に集中的に流れ，電力系統に流れ込んだ高調波電流はインピーダンスに作用して，高調波電圧を生じる。これらは，機器への高調波電流の

流入による異音，過熱，振動，焼損などや，高調波電圧の印加による誤制御，誤動作など各種の障害を引き起こす原因となる [15]。

高調波電流が種々の影響を与えるおそれがあるため，これを抑制するために国際電気標準会議 (IEC:International Electrotechnical Commission) で高調波電流に対する国際規格が制定されている。高調波電流の国際規格としては，IEC61000-3-2 があり，公共低電圧配電系に接続される一相当たりの入力電流が 16A 以下の機器に対するものとなっている。日本では日本工業規格 (JIS:Japanese Industrial Standards) により規制値が定められており，IEC 61000-3-2 を基とした JIS 61000-3-2 が発行されている。こちらは 300V 以下の商用電源系統に接続して用いる一相当たりの入力電流が 20A 以下の機器に対するものとなっている。これらの規格では機器をクラス A, B, C, D の 4 つに分け，それぞれ限度値が規定されている。なお，家庭用エアコンはクラス A 機器に分類される。

表 1.1，表 1.2 は IEC 規格および JIS 規格でクラス A 機器に適用される高調波限度値を示している [16,17]。IEC 規格では入力電流 16A 以下の機器に対しては一定の規制値であるが，JIS 規格では定格電圧に応じて規制値が換算される方式であり，IEC 規格に比べ規制値が緩和される。

また，JIS 規格では有効入力電力 600W を超えるエアコンに対してはその電力量に応じて更に規制値が緩和される。IEC にはこのような緩和措置は設けられていないため，非常に厳しい電源高調波規制となっていることが分かる。現在，アメリカと新興国のインド，ブラジルでは特に規制は設けられていないが，中国，ロシアでは国際規格である IEC に準拠した規格が定められている [18]。また，現在規格を持たない新興国においても今後 IEC 準拠の規格が定められる可能性もあり，グローバルに普及させるインバータにおいては，IEC 規格を満足することが重要となる。この対応としてリアクトルの大容量化や PFC 回路等を追加することが，インバータの高コスト化の一因となっている。

表 1.1: IEC61000-3-2 におけるクラス A 機器に対する限度値

高調波次数 $n$		最大許容高調波電流 A
奇数次高調波	3	2.30
	5	1.14
	7	0.77
	9	0.40
	11	0.33
	13	0.21
	$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n)$
偶数次高調波	2	1.08
	4	0.43
	6	0.30
	$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n)$

表 1.2: JIS61000-3-2 におけるクラス A 機器に対する限度値

高調波次数 $n$		最大許容高調波電流 A
奇数次高調波	3	$2.30 \times (230/\text{定格電圧})$
	5	$1.14 \times (230/\text{定格電圧})$
	7	$0.77 \times (230/\text{定格電圧})$
	9	$0.40 \times (230/\text{定格電圧})$
	11	$0.33 \times (230/\text{定格電圧})$
	13	$0.21 \times (230/\text{定格電圧})$
	$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times (15/n) \times (230/\text{定格電圧})$
偶数次高調波	2	$1.08 \times (230/\text{定格電圧})$
	4	$0.43 \times (230/\text{定格電圧})$
	6	$0.30 \times (230/\text{定格電圧})$
	$8 \leq n \leq 40$	$0.23 \times (8/n) \times (230/\text{定格電圧})$

### 1.2.2 電解コンデンサレスインバータにおける電源高調波抑制機能

インバータの低コスト化の要求に対し、PFC 回路等の追加回路を必要とせず力率改善が可能な電解コンデンサレスインバータを用いたモータドライブシステムが提案されている。このシステムは単相－三相電力変換器の中で最も簡素な回路構成であり、ダイオード整流器、小容量のフィルムコンデンサ、三相電圧形インバータ、IPMSM から構築される。コンバータ部には P 型半導体と N 型半導体を組み合わせた単純な構造をもつダイオードのみを使用しており、IGBT や MOSFET 等を用いた PFC 回路を使用する場合に比べ、低価格かつ堅牢である。さらに、直流リンク部には小容量のフィルムコンデンサを用いており、大容量の電解コンデンサを必要としない。単相電源の電力脈動を吸収するために従来必要であった大容量の電解コンデンサの寿命は、温度依存性が高く、この依存性はアレニウスの法則に従い、使用温度が 10℃上昇すると寿命が半分となってしまう。また、電解コンデンサが故障した場合には火災が発生する事例もあり、これが小容量のフィルムコンデンサに置き換わることでシステムの寿命、信頼性も向上されている。このシステムでは単相電源の電力脈動を電解コンデンサで補償せず、電力脈動をトルク脈動としてモータへ直接供給し、慣性モーメントに吸収させている。これによりトルク脈動による速度変動が生じるため、高精度な速度応答を要求しないエアコンのコンプレッサモータドライブ等に用途は限定されるが、PFC 回路と大容量の電解コンデンサが不要となるため大幅なコスト削減、装置の小型化が望める。エアコンに使用されている部分スイッチング PFC 回路を用いた従来回路と現在製品化されている電解コンデンサレスインバータを比較すると、コンデンサの容量および体積はそれぞれ約 1/50, 1/5, リアクトルの容量、体積、重量はそれぞれ約 1/6, 1/4, 1/4 に低減されている(リアクトルの体積はコア部のみ)。

電解コンデンサレスインバータでは直流リンク部に小容量のフィルムコンデンサを用いているため、エネルギーバッファはほとんど存在せず、インバータはモータ電流と同時に電源電流も制御することとなる。コンデンサ容量が小さく、コンデンサに流れる電流も小さいことから、電源電流波形はほぼ、インバータの入力電流である直流リンク電流と等しくなる。このため、これまで直流リンク電流制御系をモータ電流制御系とカスケード接続する構成で追加すること

で、電源電流波形の改善が図られている。これにより PFC 回路無しで入力力率が改善されるが、直流リンク電流制御系の制御性能はモータ電流制御帯域に制限される。モータ回転速度が上昇し、モータの空間高調波による高調波電流の大きさおよび周波数が増加するとその影響は顕著となり、モータ電流高調波によりインバータの入力側にも高調波電流が発生してしまう。直流リンク部には小容量のフィルムコンデンサを使用しているため、電源側のラインインダクタンスが小さい場合にこの高調波電流は電源電流へも影響を与えることとなる。これらが原因で、現状では高調波規制を満足するにはフィルタリアクトルの大容量化が必要となり、電解コンデンサレスインバータの小型軽量化、省資源化、低コスト化の妨げとなっている。

上記の問題を解決するには、インバータの入力側電流である直流リンク電流にモータ電流高調波が現れないようインバータを制御する必要がある。従来の制御系で解決を図るには、マイナーループであるモータ電流制御系の制御帯域を向上させ、カスケード接続した直流リンク電流制御系の制御帯域も上げていけば良い。しかし、モータ電流制御系の制御帯域向上には限界があるとともに、アウターループである直流リンク電流制御系の帯域はマイナーループよりも低い制御帯域となるため、制御性能の向上は困難である。このため、モータ電流制御系を介さずに直流リンク電流を直接制御する、モータ電流制御帯域の制限を受けない制御手法が必要となる。本研究では、インバータ出力電圧と直流リンク電流の関係を明らかにし、モータ電流制御系から得た電圧指令を、直流リンク電流波形が改善されるように修正することで電源電流高調波を抑制する。これにより、電解コンデンサレスインバータに使用される受動素子容量の低減を実現する。

## 1.3 論文の概要

図 1.7 に本論文の概要を示す。本論文は全 6 章から構成されており、各章の内容は以下の通りである。

第 1 章では、本論文の序章として研究の背景を説明し、本研究の目的について述べた。

第 2 章では、これまで提案されてきた電源高調波対策と高入力力率化の手法について述べ、

従来のアクティブ素子等の回路追加による高力率正弦波化手法の問題点を整理する。次に、本論文で取り扱う電解コンデンサレスインバータを示し、その基本となる制御アルゴリズムを述べる。また、電解コンデンサレスインバータにおいてこれまで取り扱われてこなかった電源高調波について述べ、その問題点を示す。そして、電源高調波を抑制する新しいインバータ制御手法を提案する。最後に、従来の回路および制御手法と、電解コンデンサレスインバータおよび提案制御手法を比較し、本論文の研究の位置付けを示す。

第3章では、電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御の提案と、その有用性について明らかにしている。印加する電圧指令高調波はオフラインで決定し、モータの空間高調波による電源電流高調波と、LC共振による電源電流共振振動をそれぞれ抑制する。LC共振による電源電流共振振動をオンラインで抑制する手法については付録にて述べる。また、第2章で述べた電解コンデンサレスインバータの従来の制御アルゴリズムにおいて、電源電流高調波を増加させないモータ電流制御器の設計指針についても述べる。提案するシステムは、家庭用電化製品を対象としたIPMSM駆動システムへの応用を目的としており、その有用性を実験による評価と従来方式との比較により明らかにする。

第4章では、第2章で述べた従来の制御アルゴリズムの高性能化と位置付けて、電源電力とモータトルクまでのパワーフローに着目した高入力力率モータトルク制御法を提案する。また、高入力力率制御系の制御帯域以上の電源電流高調波をオンラインで抑制する直流リンク電流直接制御として、高速電圧フィードフォワード制御法を提案している。モータトルク制御法では高入力力率制御系のゲイン設計指針を明らかにし、高速電圧フィードフォワード制御では直流リンク電流波形を改善するための電圧指令修正量をオンラインで計算し、パッシブフィルタ回路の容量増加無しで電源電流高調波が抑制できることを示す。本提案法の有用性は、実験により明らかにする。

第5章では、電圧飽和による電源電流歪みをなくし、正弦波電源電流を実現する電圧飽和を考慮した直接直流リンク電流制御を提案している。ここでは、第4章で述べたフィードフォワード制御理論を電圧飽和領域へ拡張し、電圧飽和時においても直流リンク電流を制御する手法を示す。また、本提案法を適用するために必要な条件を示し、これに基づいて新しくd軸電

流指令値を算出する。ここでも提案したシステムの有用性は、実験により明らかにする。

第6章では、本論文の成果と各提案法における総括、そして今後の課題を示す。

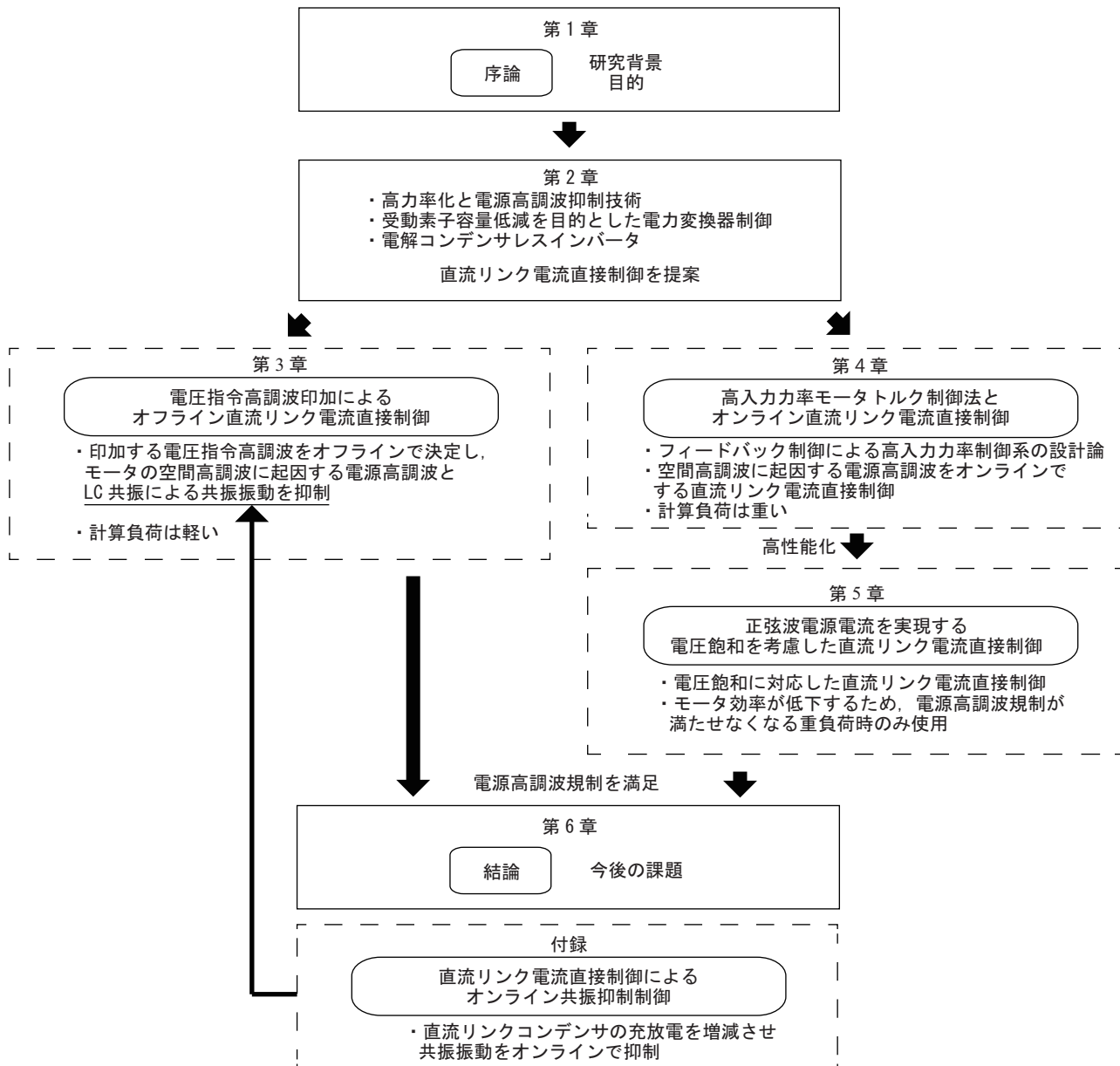


図 1.7: 論文概要



## 第 2 章

# 単相－三相電力変換器の高効率化と電源高調波低減

### 2.1 はじめに

第 1 章に示したように，省エネルギー化，省資源化が地球規模で考えるべき重要な課題となっている背景から，最近の家庭用電化製品は特に，高効率，小型軽量，省資源，低コストであることが重要となっている。また，電源電流高調波は公共電圧配電系に接続される他の機器へ悪影響を及ぼさないように規格が設けられているため，電源側の高調波電流低減も必須となる。

本章ではまず，家庭用電化製品でモータを駆動する際に使用される単相－三相電力変換器において，これまで提案されてきた高効率正弦波化手法について述べる。また，平滑コンデンサとして多く使われる大容量の電解コンデンサや入力フィルタ回路の受動素子容量を低減する入力電流に着目した変換器制御技術について説明する。各システムの分類と対応する節を図 2.1 に示す。次に，本論文の研究対象である電解コンデンサレスインバータの動作原理と特徴について説明する。また，電解コンデンサレスインバータを駆動する際に基本となる制御アルゴリズムについても説明し，これまで提案されてきた種々の制御法と，取り扱われてこなかった電源電流高調波の問題，それに伴う受動素子容量増加の課題について述べる。そして，この問題

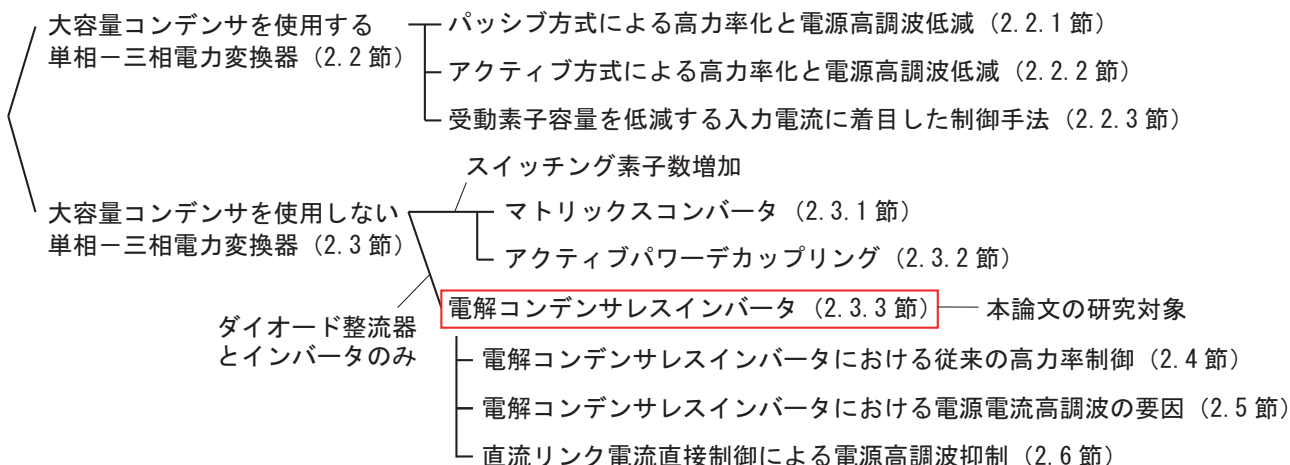


図 2.1: 各システムの分類

点を解決する新しい手法を提案する。提案手法は電解コンデンサレスインバータに電源電流高調波抑制技術を組み込み、受動素子容量の低減を達成する。最後に本研究の位置付けを示し、本研究の意義を明らかにする。

## 2.2 大容量コンデンサを使用する単相－三相電力変換器

図 2.2 に示すコンデンサインプット形ダイオード整流回路は、最も簡素な整流回路として広く知られているが、入力力率が悪く、その電源電流には多くの高調波が含まれる。この回路方式ではダイオード整流器後の直流リンク部に平滑用の電解コンデンサが接続されており、直流リンク電圧が電源電圧の絶対値より大きい期間は電源電流が流れない。一般的に、コンバータ

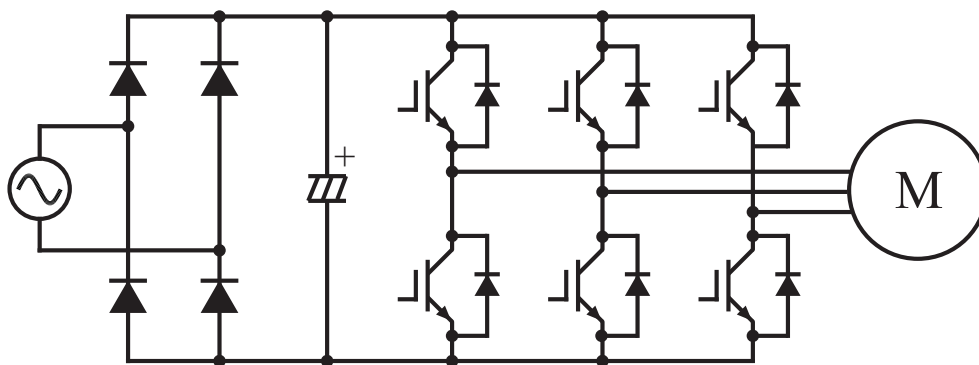


図 2.2: コンデンサインプット形整流回路

およびインバータを個々の変換器として独立して動作させるために、直流リンク電圧は電源電圧のピーク値とほぼ等しい一定値にすることが好ましい。これによりダイオードの導通幅は狭くなり、パルス状の電源電流波形となるため入力力率が悪化するとともに電源電流高調波が多く発生してしまう。このため、電源高調波規制対応の観点から力率改善回路が必要となり、現在まで様々な回路が検討されている。電源高調波低減回路は受動素子を用いたパッシブ方式と半導体スイッチを用いたアクティブ方式に大別される。以降、それぞれの方式の代表的な主回路構成と特徴について述べる。

### 2.2.1 パッシブ方式による高力率化と電源高調波低減

コンデンサインプット形ダイオード整流回路の力率低下および電源電流高調波増加は、ダイオードの導通幅が狭くなることに起因する。パッシブ方式は大容量のリアクトルや LC 共振回路等の受動素子を利用してダイオードの導通幅を広げる方式である。

図 2.3 に示すコンデンサインプット形ダイオード整流回路にリアクトル  $L$  を接続したパッシブ方式は、リアクトルを交流側に挿入することでダイオード整流器の導通幅を拡大させ力率を改善している。半導体スイッチを追加せずリアクトルのみで波形改善するため、スイッチング損失や高周波ノイズを生じず、制御回路やドライブ回路も不要なため高効率で低コストであるものの、電源高調波は多い。そのためエアコンでは、日本国内の小容量機のみに採用されている。

図 2.4 に示す倍電圧整流回路では、前段のコンデンサ  $C_1$  を小さく選ぶことでダイオードの導通幅を拡大でき、入力電流のピーク値を低下できる。加えて、本回路でも交流側のリアクトル容量を大きくすることで、更なる力率改善および高調波電流の低減が実現できる。また、倍電圧出力により入力電流のピーク値を低下できることから、100V 電源用に使用される。

図 2.5 に示す LC 共振回路を用いた整流回路は、LC 共振を利用してコンデンサ  $C_a$  を放電させ、ダイオード整流器に印加される電圧を低くすることでダイオードの導通幅を広げる方式である [19]。  $L_a$  と  $C_a$  の共振周波数を電源周波数の 2 倍以上に設定することで、  $C_a$  は電源の  $1/2$  周期間で電源から充電され、  $L_a$  と  $L_b$  によって  $C_b$  側に電荷が引き抜かれて出力電圧  $V_{dc}$  以下

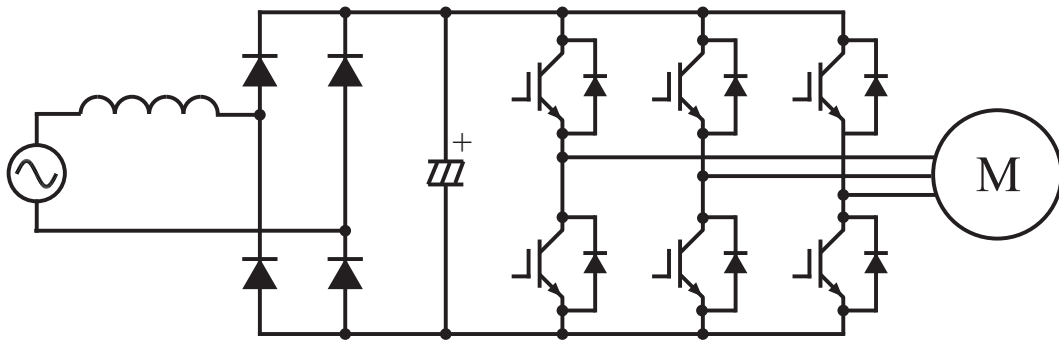
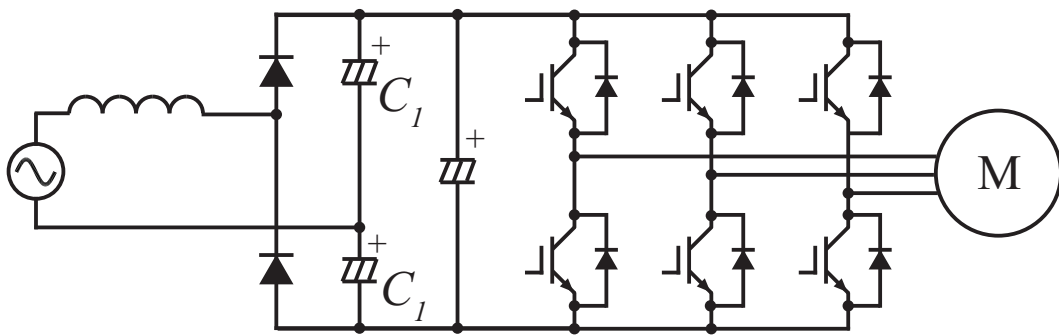
図 2.3: 交流側に  $L$  を接続したコンデンサインプット形整流回路

図 2.4: 倍電圧整流回路

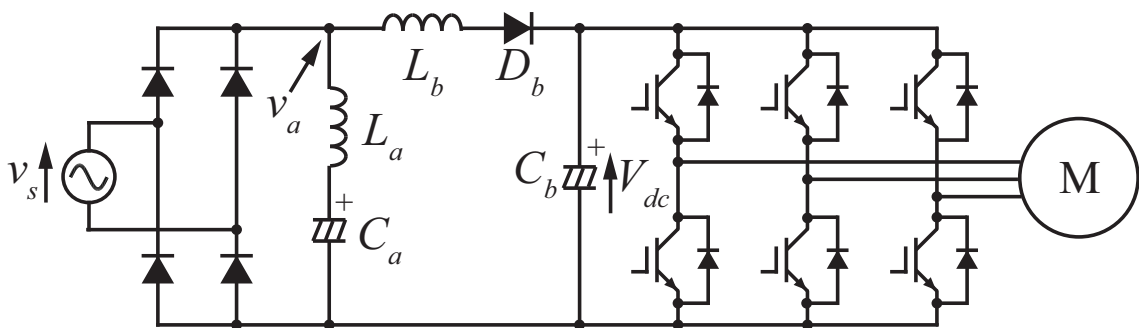


図 2.5: LC 共振回路を用いた整流回路

となる。この時、 $C_b$  から  $C_a$  へ電流が逆流するのを防ぐために  $D_b$  を使用し、 $v_a < V_{dc}$  を維持する。そして、次の周期に  $v_a < |v_s|$  になると入力電流が流れ出し、LC 共振回路が動作する。 $v_a < V_{dc}$  であるため、 $v_s$  が低い領域から入力電流が流れ出すようになり、ダイオード整流器の導通幅が広がることで電源電流の高調波成分が減少する。

以上のように、大容量の電解コンデンサを使用したコンデンサインプット形整流回路に比べ、パッシブ方式では受動素子を追加することで電源電流波形が改善されている。後述するアクティブ方式のように自己消弧能力を有する半導体スイッチを用いないため、高周波スイッチングに伴うスイッチング損失や高周波ノイズ発生を回避できる。また、半導体スイッチを駆動するための制御回路、ドライブ回路、検出回路などの追加回路が不要で構成素子が安価なので低コストであるとともに、信頼性も高い。しかし、受動素子の大容量化により装置の小型化は困難であり、電源電流波形は負荷に大きく依存するために高調波電流の低減効果にも限界がある。

### 2.2.2 アクティブ方式による高力率化と電源高調波低減

アクティブ方式は半導体スイッチを用いて電源電流を制御し、力率改善および高調波低減を図る方式である。このため、負荷に依存せず電源電流波形を改善できる特徴を持ち、パッシブ方式に比べ大きく電源高調波を低減できる。以下に代表的な回路構成を示す。

図 2.6 に示す部分スイッチング方式による PFC 回路は、電源半周期に 1 回、1 パルススイッチングを行うことで強制的に電源短絡モードを設け、入力電流の導通幅を広げて力率を改善するものである [20]。これにより高調波電流も低減できるが、その効果に限界がある。容易に倍電圧出力が得られ、整流ダイオードによる電力損失も低く抑えることができるが、大容量コンデンサや大型リアクトルが必要となり、小型軽量化、低コスト化、高効率化の妨げとなっている。

図 2.7 に示す昇圧チョップパ方式の PFC 回路は昇圧チョップパにより電源電流を正弦波に制御可能であるため、電源高調波は極めて小さくなる [21,22]。加えて、PFC 回路の昇圧機能により直流リンク電圧を可変制御し、モータが高速領域となったら PWM 制御から PAM 制御に切り替える方式も提案されている [23]。これにより低速設計 (高効率) モータでも高速回転に制御で

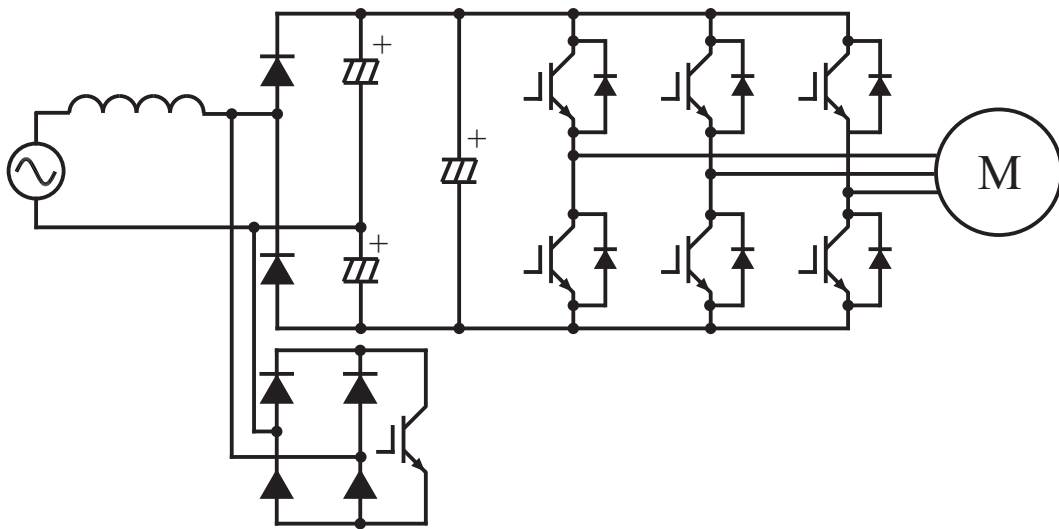


図 2.6: 部分スイッチング方式

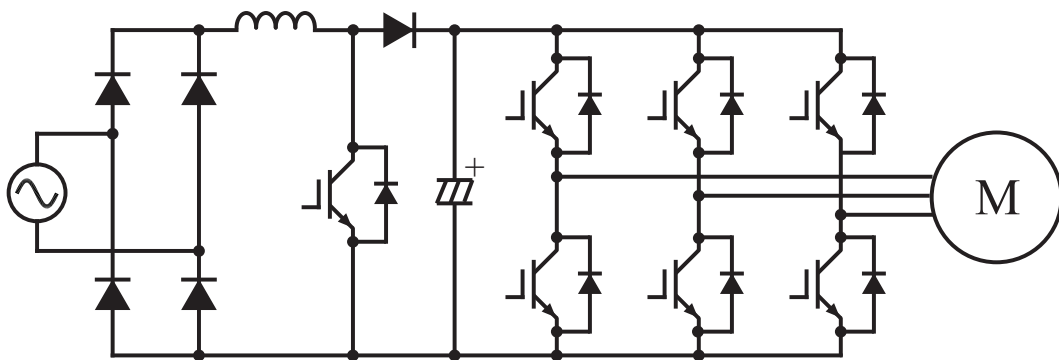


図 2.7: 昇圧チョップパ方式

き、インバータのキャリア周波数は0となるためスイッチング損失も低減し効率を改善している。また、2.2.3節で述べるインターリーブ構造 [24–30] と PAM 制御を組み合わせることで、入力フィルタの小型化や重負荷時の効率改善が図られている実用化例もある。しかし、高キャリアでスイッチングされるため効率、ノイズ特性が悪化するとともに、部品点数が多くなり高コストとなる課題がある。

図 2.8 に示す PWM 整流回路は、ダイオード整流器を半導体スイッチに置き換えた構成で電力の回生も可能となっている。電源電圧の極性が正の時には、 $S_2$  と  $S_4$  をオンにしてリアクトル  $L$  を介して電源を短絡させることで電源電流を増加させる。次に、 $S_2$  をオフし  $S_1$  をオンすることで  $L$  に蓄えられたエネルギーが  $C_{dc}$  へ充電される。電源電圧の極性が負の時には、 $S_1$

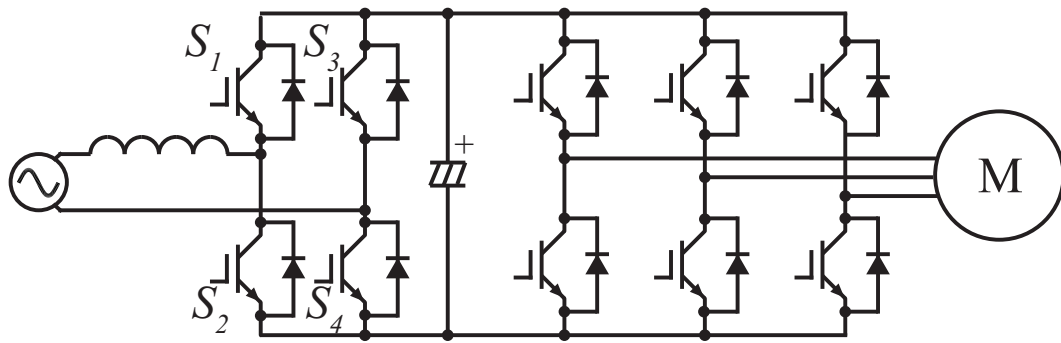


図 2.8: PWM 整流回路

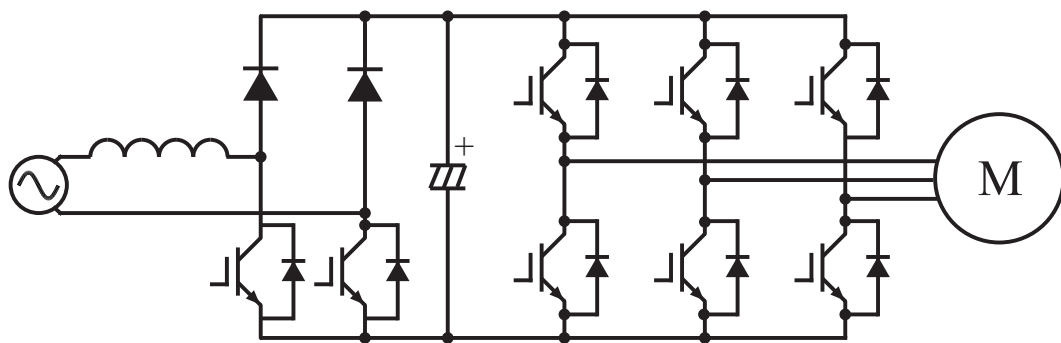


図 2.9: ブリッジレス PFC 回路

と  $S_3$  をオンにして電源電流を増加させ、 $S_1$  をオフし  $S_2$  をオンすることで  $C_{dc}$  を充電する。以上のように昇圧チョッパ方式での回路動作を 1 つの変換器で実現しているため、導通素子数が減り高効率となるが、半導体スイッチが増えるため高コストとなる。また、回生はできなくなるが  $S_1$  と  $S_3$  をダイオードに置き換えた図 2.9 に示すブリッジレス PFC 回路も提案されている [31,32]。置き換えるダイオードに SiC ダイオードを使用して逆回復特性を改善することで、更に効率を改善することができる。しかし、基本的な動作は PWM 整流回路と同じであり、昇圧チョッパ方式と同様に昇圧リアクトルによる装置の大型化が問題となるため更なる小型化は困難である。

以上のように、パッシブ方式では限界であった電源高調波抑制をアクティブ方式で実現できるようになる一方、部品点数増加によるコスト増加が問題となり、電源高調波抑制と低コスト化を両立することが課題となっている。

### 2.2.3 受動素子容量を低減する入力電流に着目した制御手法

前節で述べたアクティブ方式は力率改善効果と電源電流高調波の抑制効果が大きい一方、コスト増加が問題となる。これを抑えるため、フィルタ回路や AC-DC-AC システム全体に対する体積占有率が高い平滑コンデンサの受動素子容量を低減する電力変換器制御手法が数多く研究されている。各手法は主に、キャリア周波数成分を抑制することを目的としており、以下に各制御手法の原理とその特徴について説明する。

#### 多相化 (インターリーブ方式) による入力電流高調波低減

コンバータの入力電流リップルの低減方法として、コンバータを複数台並列に接続して多相化し、スイッチング位相をずらしてリアクトル電流リップルの位相がずれるように制御するインターリーブ方式が提案されている [24–30]。図 2.10 に 2 相で昇圧チョッパを構成した場合を示す。2 相で構成する場合には、各相のスイッチング位相を 180 度ずらすことで、各相のリアクトル電流の和である入力電流のリップルを低減できる。これにより入力フィルタ部の受動素子容量を低減でき、小型軽量化が実現可能となる。また、出力電流リップルの高周波化による平滑コンデンサの小型化、各相電流における電流実効値の分流化による導通損失の低減も同時に達成される。インターリーブ方式の更なる改良の検討として、文献 [25] では、2 相インターリーブにおいてリアクトル部を更に半分以下の容量に削減可能なトランスリンク方式が提案されている。また、文献 [27] では、2 相インターリーブにおいて全てのスイッチング素子でソフトスイッチングが達成される回路方式が提案されている。この他に、16 相で構成した検討、相数および電流制御法の違いによる特性比較が行われている [29,30]。以上のように、インターリーブ方式では数々のメリットがある一方で、部品点数増加によるコスト増加、装置の大型化の影響が生じてしまう。

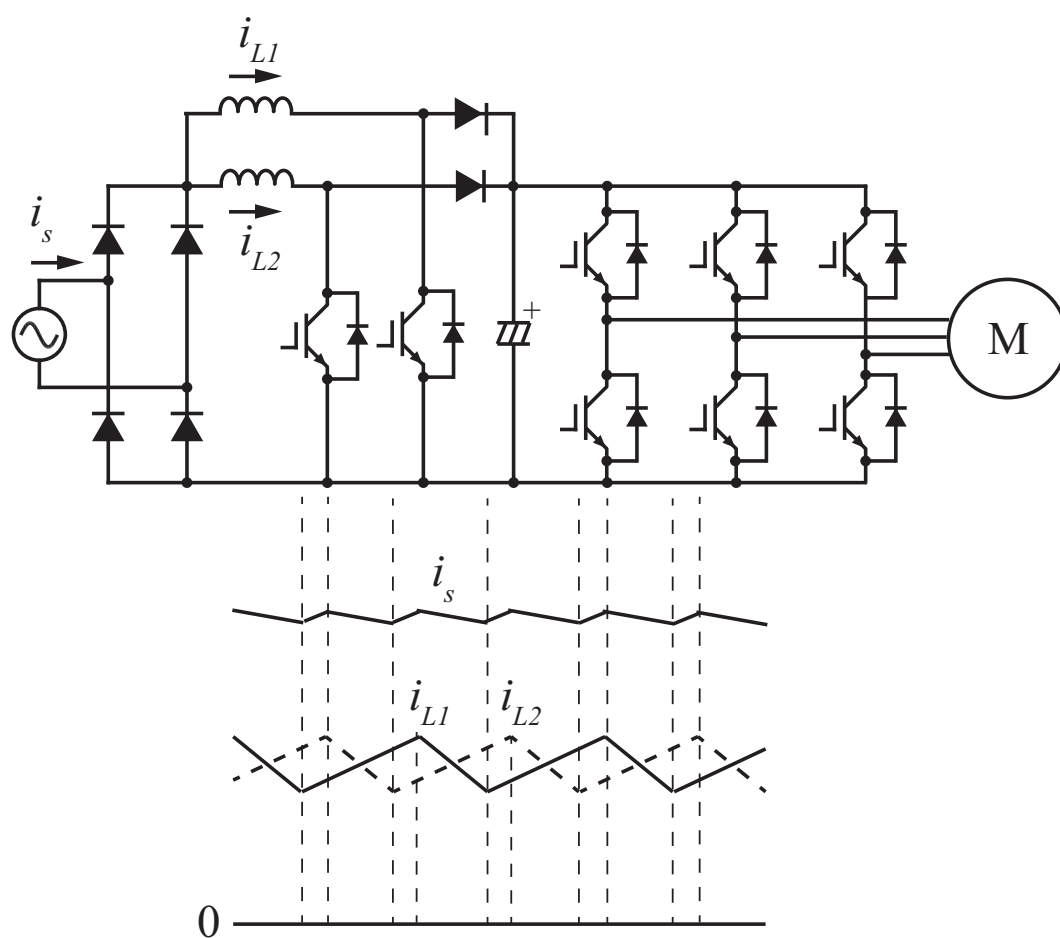


図 2.10: 2 相インターリーブ方式昇圧チョッパ

### 複数の電力変換器の協調制御による電流高調波低減

電源電流や直流リンクコンデンサ電流の高調波を抑制する手法として、複数台の電力変換器を用いた制御手法が提案されている。

図 2.11 に交流電気鉄道車両への応用が検討されている，高調波補償用変換器を用いた手法を示す [33]。この手法では，PWM 整流器から発生する電圧の高調波成分に対して位相を反転させた電圧を補償変換器で作ることによって高調波電流を相殺させている。補償変換器のゲート信号は，信号波と三角波との比較で決まった PWM 整流器のゲート信号情報を使用して与えられ，PWM 整流器の  $S_1$  がオンのとき補償変換器の  $S_5$  がオフのようにそれぞれ対応するスイッチのオン・オフが逆になるように制御する。また，逆位相の基本波電圧を直列接続されたコンデンサに持たせることで，基本波電流を遮断し，高調波補償電流のみを得る。さらに，補償変換器側で PWM 整流器と完全に同振幅逆位相の電流を作るために，主変換器装置側の  $L_1$  と補

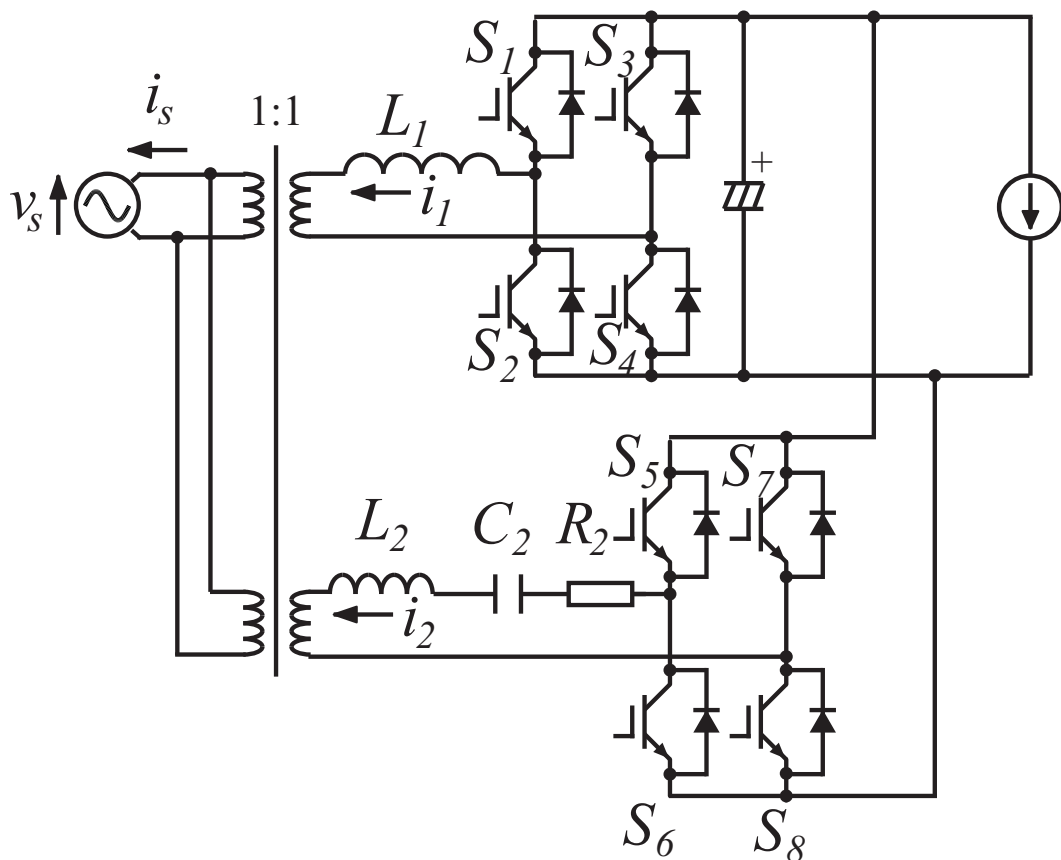


図 2.11: 高調波補償用変換器を用いた手法

償変換器側の  $L_2$ ,  $C_2$ ,  $R_2$  の合成インピーダンスとが高調波の周波数に対し、同一となるようパラメータを決定している。以上のように本方式では、補償器のスイッチング信号が PWM 整流器のスイッチング信号と共通の情報を使用していることを特徴として、高調波電流を補償している。

この他に、複数の電力変換器の協調制御による平滑コンデンサ小型化の研究として、回路を追加することなくコンバータとインバータの制御により平滑コンデンサの小型化を図る手法が提案されている [34–40]。一例として、文献 [34] では AC–DC–AC システムにおけるコンバータとインバータを用いた平滑コンデンサの入出力電流制御が、文献 [35] ではコンバータとインバータのキャリア信号を同期させて協調的に動作させることが提案されている。これらは、システムの入力電力と出力電力を常に等しくするように変換器を制御することで、平滑コンデンサを小型化している。コンバータとインバータの協調制御には、高調波位相をフィードバックし、PWM キャリアの周波数および位相を調整して高調波成分を打ち消す手法も提案されている [36]。また、文献 [37,38] では過渡応答時の電圧変化量と平滑コンデンサ小型化の関係について述べてられており、文献 [37] ではインバータ側の負荷電流や直流リンク電圧の過渡変化量を基にした整流回路側のフィードフォワード制御によりコンデンサ容量が低減できることが示唆され、文献 [38] では高速に電圧変動抑制を行うことで平滑コンデンサの小型化を図っている。これに対し文献 [39] では、近似的な逆システムを用い、負荷電流を基にしたフィードフォワード制御によって電圧変動の抑制、平滑コンデンサ容量削減が可能となることが示されている。

このように、従来の AC–DC–AC システムの制御を工夫するだけで受動素子容量の低減が達成されるものの、完全に平滑コンデンサを除去することは難しく、更なる小型化は困難となる。

### 変調方式やキャリア位相の変更による入力電流高調波低減

平滑コンデンサの長寿命化や容量低減を目的に、三相インバータの直流リンク電流に発生するスイッチング周波数成分の高調波電流を低減する変調方式が提案されている [41–47]。図 2.12 に三相インバータと出力電圧ベクトルの関係を示す。ベクトル領域は基本電圧ベクトルにより 6 つの領域で分けられ、各基本電圧ベクトルは三相インバータを構成する 3 つのレグのス

スイッチング関数 (1:オン, 0:オフ) により表現できる。これら 8 つの基本電圧ベクトルの合成により、所望の出力電圧ベクトルが得られる。各基本電圧ベクトルが出力されると表 2.1 に示す三相電流情報 ( $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$ ) が直流リンク部に現れ、スイッチングにより出力される基本電圧ベクトルが切り替わることで直流リンク電流にスイッチング周波数成分の高調波電流が生じる。従来の変調方式では、図 2.13 に示すような出力電圧指令ベクトル  $V^*$  に対して電圧を出力する場合、ゼロ電圧ベクトル  $V_0, V_7$  と、非ゼロ電圧ベクトル  $V_1, V_2$  を組み合わせて出力電圧ベクトルを生成していた。この時、1 制御周期中の直流リンク電流には、スイッチングの切り替えにより  $i_u$ ,  $-i_w$ , ゼロ電流が現れることとなる。モータ力率がほぼ 1 に近い高負荷力率の場合には、非ゼロ電圧ベクトルにより現れる相電流情報  $i_u$ ,  $-i_w$  はどちらも正の値となり、非ゼロ電圧ベクトルから非ゼロ電圧ベクトルへスイッチングが切り替わる場合は直流リンク電流の変動は比較的小さい。しかし、ゼロ電圧ベクトルから非ゼロ電圧ベクトルへ、もしくは非ゼロ電圧ベクトルからゼロ電圧ベクトルへ切り替わる場合は直流リンク電流が一度ゼロとなることで変動が大きく、直流リンク電流高調波が増加する。文献 [41–45] では、上述の課題を解決するため、直流リンク電流の変動が小さくなるようゼロ電圧ベクトルを使用しない、もしくはゼロ電圧ベクトルの適用期間を出来る限り短くする変調方式が提案されている。特に文献 [43–45] では、モータの負荷力率が低い場合に対しても検討されており、負荷力率変動に対応した変調方式が提案されている。

この他に、キャリア周波数を変調波周波数 (インバータ出力周波数) に対して無関係に設定す

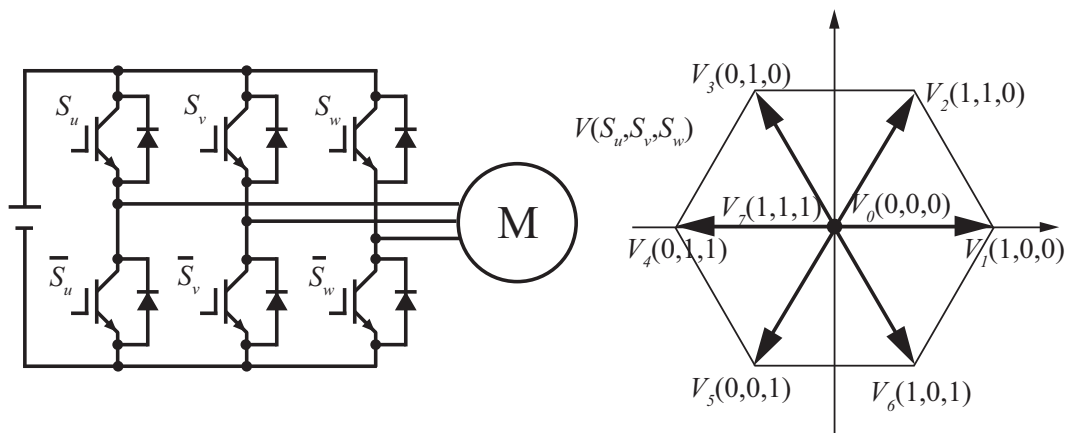


図 2.12: 三相インバータと出力電圧ベクトルの関係

る非同期 PWM モード，キャリア周波数を変調波周波数の整数倍に選び，変調波周波数とともに変化させる同期 PWM モード，そして 1 パルスモードのいずれにおいても適用できる，インバータの直流リンク電流高調波に関する理論解析が行われている [48–53]。文献 [54] では，上記のうち非同期 PWM モードにおいて電流高調波のピーク値を低減するランダム PWM 法について検討されている。この手法では，中性点電位を制御周期毎にランダムに変化させ，PWM によって発生する高調波周波数を分散することでキャリア周波数の偶数倍の高調波を減少している。

表 2.1: 基本電圧ベクトルと直流リンク電流の関係

$V(S_u, S_v, S_w)$	$I_{dc}$
$V_0(0, 0, 0), V_7(1, 1, 1)$	0
$V_1(1, 0, 0)$	$i_u$
$V_2(1, 1, 0)$	$-i_w$
$V_3(0, 1, 0)$	$i_v$
$V_4(0, 1, 1)$	$-i_u$
$V_5(0, 0, 1)$	$i_w$
$V_6(1, 0, 1)$	$-i_v$

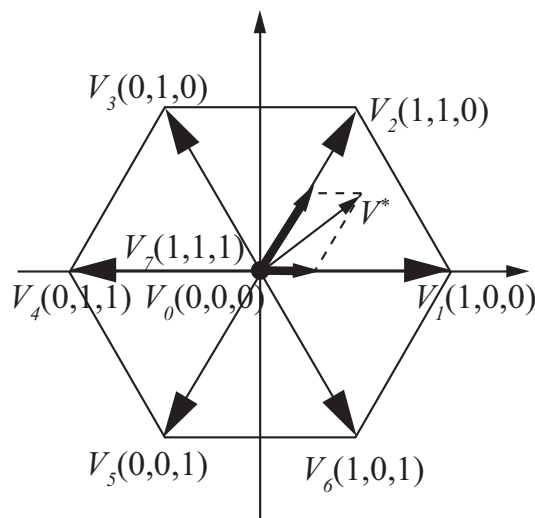


図 2.13: 従来変調方式での出力電圧ベクトルの生成

このように、インバータ単体の制御だけを改善することで受動素子容量の低減が望めるものの、電力変換器の協調制御と同様に平滑コンデンサ容量を大きく低減することは難しく、装置の更なる小型化は困難である。

## 2.3 大容量コンデンサを使用しない単相－三相電力変換器の高力率化手法

前節までに述べた大容量電解コンデンサを使用する単相－三相電力変換器では、アクティブ方式を適用することで電源高調波を大きく低減できるものの、大容量の受動素子を使用しなければならなかった。また、回路構成を変えことなく制御アルゴリズムの追加だけで受動素子容量の低減を図る制御方式も提案されている一方、装置の更なる小型軽量化およびコスト削減には限界がある。上記の問題を解決するため、近年では以下に述べる交流交流直接形電力変換器やアクティブパワーデカップリング技術が注目されている。

### 2.3.1 マトリックスコンバータ

AC-DC-AC システムに代わる交流交流直接形電力変換器であるマトリックスコンバータは、逆素子 IGBT を逆並列接続 (もしくは通常の IGBT を逆直列接続) した双方向スイッチを用いて、交流電力を、振幅や周波数が異なる交流電力へ直接変換することで装置の小型軽量化、長寿命化、高効率化を実現できる [55–58]。図 2.14 に示す単相－三相マトリックスコンバータは、6 つの双方向スイッチを用いて構成され、直流部での電圧平滑なく単相交流を三相交流へ変換する。このため、電圧平滑用の大容量電解コンデンサ除去による、大幅な小型軽量化が実現される。しかし、単相電力脈動は補償されず負荷へ直接供給されるため、入力力率を 100% に制御した場合には負荷電流が大きく歪む。近年では、マトリックスコンバータに欠かせない高性能な制御 IC やパワーデバイスを手に入れるようになったことが実用化を後押しし、産業用途では実用化が始まっており、直流リンクを有するインダイレクト方式についてもエアコンの三相機器にて開発事例が報告されている [59]。また、2.2.3 節に述べた入力側電流高調波を抑制す

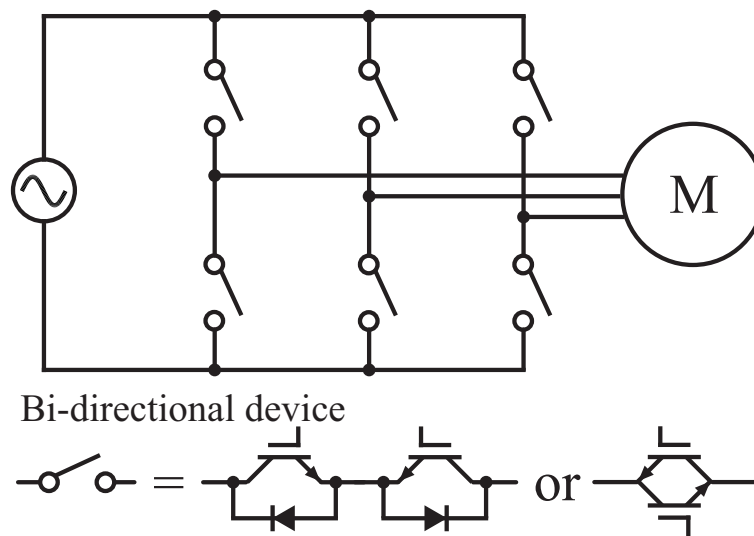


図 2.14: 単相－三相マトリックスコンバータ

る変調方式のように、マトリックスコンバータにおいても入力電流波形改善に着目した制御法が数多く研究されている [60–68]。しかし、コスト等の問題で家庭用電化製品まで広く普及するに至っていない。

### 2.3.2 アクティブパワーデカップリング

近年では、制御電圧源または制御電流源を直列または並列に接続し、電力の充放電を制御することで電力脈動をアクティブに補償するアクティブパワーデカップリング技術について多くの研究が行われている。一般的に電力を充放電し、電流・電圧を制御する技術として電力用アクティブフィルタ [69–73] がよく知られているが、この技術を単相の電力脈動補償に用いたのがアクティブパワーデカップリングである。

図 2.15 に単相電圧形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法を示す。半導体スイッチ 2 個を用いて一相のアームを直流部に構成し、PWM 整流器の一相の midpoint との間にエネルギー蓄積要素  $L_c$  を接続している [74–76]。この回路では、リアクトル  $L_c$  に電力脈動エネルギーを蓄積することによって補償を行い、PWM 整流器は力率が 100% になるよう電源電流を正弦波に制御する。電力脈動を補償するためには、リアクトル電圧を交流電圧位相に対して 90 度遅れになるように発生させて、90 度進みのリアクトル電流  $i_{Lc}$  を直流部に加算する。また、PWM

整流器の1相のアームと補償回路の1相のアームを共通化して、 $L_c$ の充放電経路を確保しているのが特徴である。ただし、エネルギーを蓄える電流により導通損が増加し、効率の大幅な低下が問題となる。そのため、インダクタンスをある程度大きくする必要があるが、重量と体積が増加してしまう。

図 2.16 に単相電流形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法を示す [77]。電流形 PWM 整流器にコンデンサと交流ブリッジ回路を直列に接続した回路構成となっており、スイッチ  $S1 \sim S4$  で単相電流を正弦波に制御し、スイッチ  $S3 \sim S6$  とコンデンサ  $C_c$  は交流チョッパ回路を形成し、コンデンサ電圧を制御する。PWM 整流器とチョッパ回路を単に直列接続した方式と同じ動作波形、入出力特性を有するが、スイッチング素子を両回路で共用することで使用素子数の減少を図っている。しかし、スイッチが直列に接続されているので、どのスイッチングパターンにおいても6個の素子を通らなければならず、導通損失の増加が懸念される。

この他に、少ないスイッチ数で高力率化、小型化、コスト低減を図る新しい単相－三相電力変換器として図 2.17 に示すアクティブバッファを用いた方式も提案されている [78, 79]。この手法では、インダイレクトマトリックスコンバータと、その直流リンク部に付加したスナバ回路を放電する手法 [80, 81] を応用し、直流リンク部に付加したスナバをバッファ回路としてアクティブに動作させることで、単相交流で発生する2倍周波数の電力脈動を補償している。主回路は従来のダイオード整流器と三相インバータのシステムにスイッチング素子を1つ付加するだけの簡単な構成であるため、PFC 回路を付加したものに比べ、小型軽量化、高効率化、コスト削減の点で有利となっている。

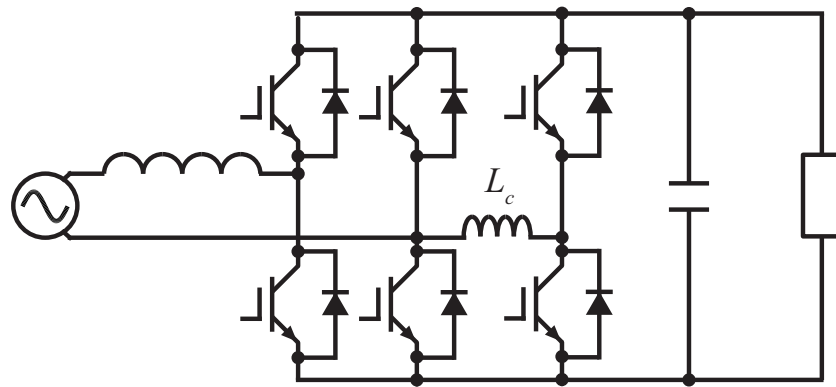


図 2.15: 電圧形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法

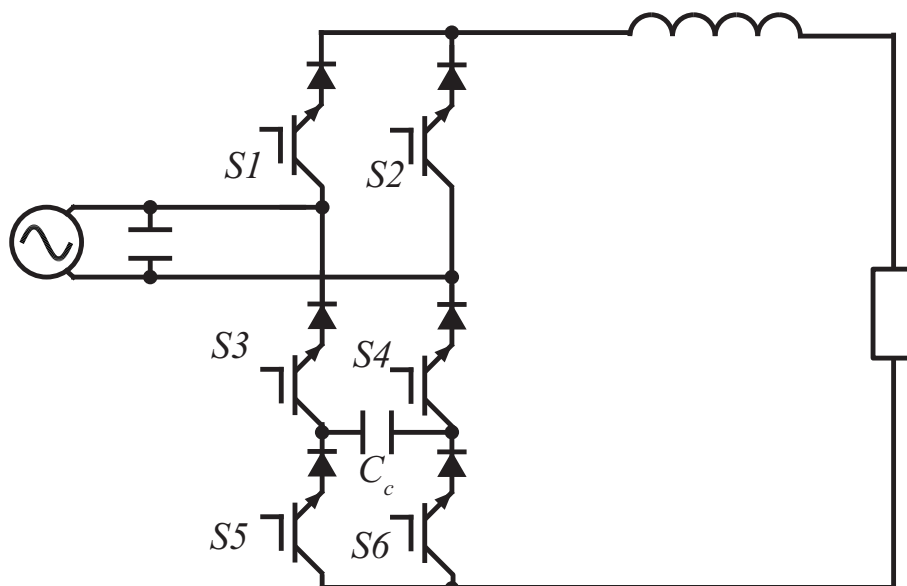


図 2.16: 電流形 PWM 整流器に補助回路を組み合わせた手法

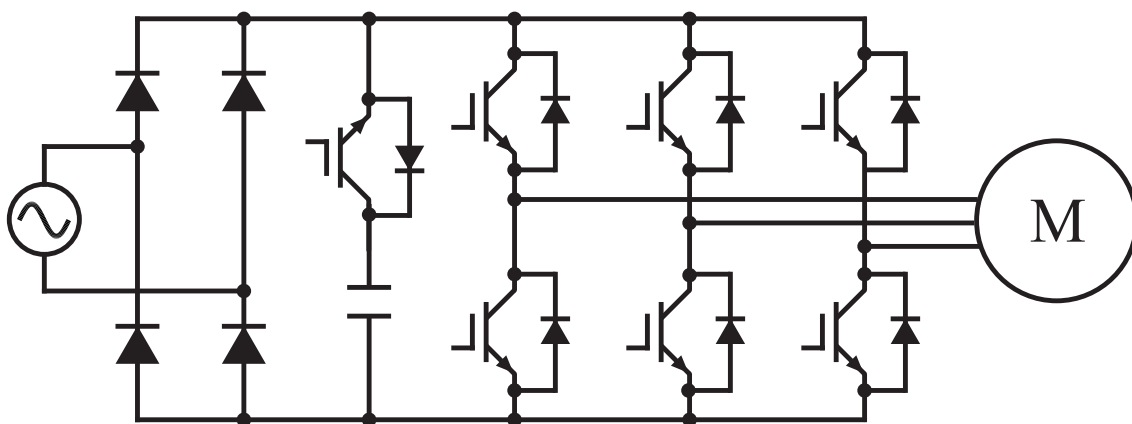


図 2.17: アクティブバッファを用いた単相－三相電力変換器

### 2.3.3 電解コンデンサレスインバータ

これまでに述べた回路方式の中でも，特に簡素な主回路構成を持つ単相－三相電力変換器として，図 2.18 に示す直接形交流変換回路に類する電解コンデンサレスインバータがある [18,82–91]。この方式は，図 2.3 に示すコンデンサインプット形ダイオード整流回路の平滑コンデンサ容量を極端に小さくし，単相ダイオード整流器，小容量のフィルムコンデンサ，電圧形三相インバータのみで構成されたモータドライブシステムである。このシステムでは単相電源の脈動電力を直流リンクで補償せず，トルク脈動として負荷モータへ直接供給し，負荷の慣性モーメントで吸収させることで平滑コンデンサの小型化を実現している。回路構成は安価なコンデンサインプット形ダイオード整流回路と変わらず信頼性が高く，大容量の電解コンデンサを削減しているため単相－三相電力変換器の小型軽量化，長寿命化を非常に低いコストで実現している。しかし，モータへの電力脈動供給により速度リップルが生じるため，比較的慣性モーメントが大きい，もしくは速度変化が無視できる場合に用途が限定される。また，トルク脈動を積極的に発生させることから，モータ電流歪みによるモータ損失が増加することが懸念され，負荷対象は IPMSM などの銅損が小さな高効率モータに限定される。

第1章で述べたように，近年グローバル化が加速しているエアコンは，インバータエアコンによる省エネルギー化で排出二酸化炭素の削減が求められている。また今後の普及台数を考えると，システムを構築する部品点数を削減し，省資源化の取り組みが必須となる。エアコンは

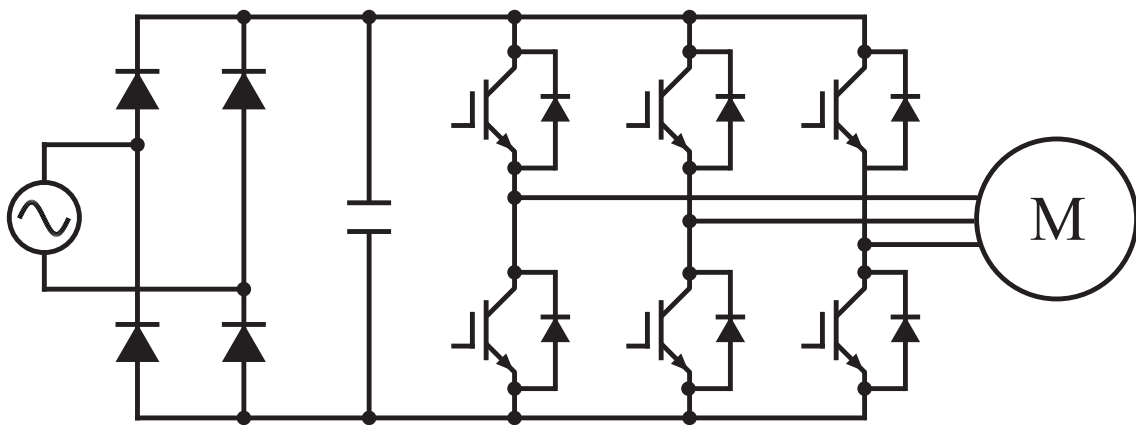


図 2.18: 電解コンデンサレスインバータ

速度リプルの許容範囲が広いとともに、近年では高効率である IPMSM をコンプレッサ駆動用モータに多く適用しているため、エアコンに使用用途を限定すれば電解コンデンサレスインバータが最もエアコンに対する需要に一致していると言える。

しかし、現在実用化されているルームエアコン用の電解コンデンサレスインバータは、モータの空間高調波による電源電流歪みを抑圧するために、力率改善としては本来必要のないリアクトルを追加しなければならない問題点を抱えている [18]。本論文では、この電源電流歪みをインバータ制御により抑制することでリアクトル容量の増加なしで電源高調波を抑制する、電解コンデンサレスインバータの受動素子の更なる小容量化を検討していく。

## 2.4 電解コンデンサレスインバータにおける従来の高力率制御

本論文で受動素子容量の低減を検討する単相－三相電力変換器の電解コンデンサレスインバータは、単相ダイオード整流器、小容量フィルムコンデンサ、三相電圧形インバータ、IPMSM により構成され、PFC 回路を用いた場合の追加素子はない。また、IPMSM へトルク脈動を供給することで単相電力脈動をモータの慣性モーメントに吸収させるため、直流リンク部のフィルムコンデンサは、インバータのスイッチングによる電流リプルを吸収するために使用しており、エネルギー蓄積要素としては機能しない。このため、電解コンデンサレスインバータでは直流リンク電圧は一定値とならず、電圧を大きく脈動させることで入力力率を改善させるため、一定の直流リンク電圧を持つインバータとは大きく異なるインバータ制御法が要求される。ここでは、これまで提案されている電解コンデンサレスインバータの高入力力率制御法について述べる。

### 2.4.1 単相－三相電力変換器のパワーフローの脈動に着目した高力率化と小型化

直流リンク部に電解コンデンサを使用する従来のシステムでは、直流リンク電圧はほぼ一定値となるため、図 2.3 に示したコンデンサインプット整流回路では力率が低下してしまう。一

方、図 2.18 に示した電解コンデンサレスインバータでは、直流リンクに小容量のコンデンサを用いることで直流リンク電圧を図 2.19 のように脈動させ、ダイオードの導通幅  $\theta$  を広げることで力率を改善している。また、直流リンク部にエネルギー蓄積要素がないため、電源電流  $i_s$  の制御はシステム内で唯一のアクティブ素子である三相インバータにより行われる。ここで、電源電流  $i_s$  が正弦波状に制御できると仮定すると、ダイオードの導通幅  $\theta$  は (2.1) 式の関係を持つ。

$$\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{V_m}{V_M} \quad (2.1)$$

ここで  $V_m$  : 直流リンク電圧の最小値,  $V_M$  : は直流リンク電圧の最大値とする。また、入力力率  $\cos\phi$  は導通幅  $\theta$  を用いて (2.2) 式のように求めることができる。

$$\cos\phi = \sqrt{\frac{\theta + \sin\theta}{\pi}} \quad (2.2)$$

(2.1) 式および (2.2) 式より、入力力率と  $V_m/V_M$  の関係は図 2.20 に示す特性となる。図 2.20 によると、 $V_m/V_M < 0.6$  で力率 95% 以上を得ることができる。

本システムでは、電源の 2 倍周波数で脈動する電力をモータへ供給することで正弦波電源電流が得られることから、モータトルクが脈動するようインバータを制御する必要がある。最も簡単にモータトルクを電源に同期させて脈動させるには、図 2.21 に示すように速度制御出力へ電源に同期した  $\sin^2\omega_s t$  を乗じて  $q$  軸電流指令を生成すればよい。しかしこの場合、直流リンクコンデンサに流れる進み電流成分を考慮しておらず、入力力率が低下してしまう。この対策として、次節に示す直流リンク電流フィードバック制御法が提案されている。また、デジタル制御による位相遅れの補償法、操作量飽和によるワインドアップ対策についてもあわせて次節で説明する。

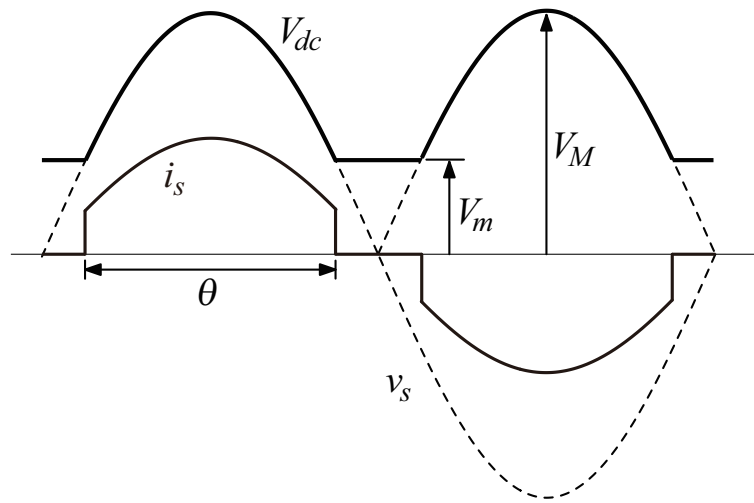


図 2.19: 力率改善の原理波形図

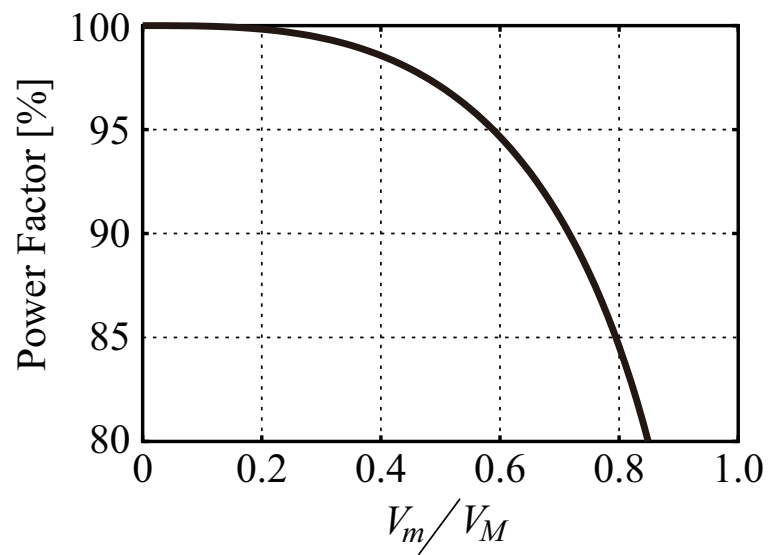


図 2.20: リプル率－力率特性

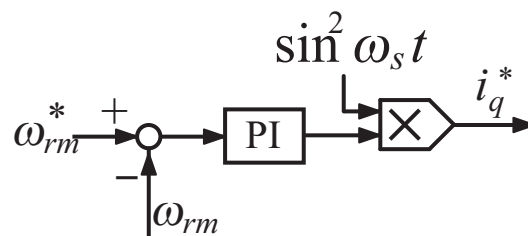


図 2.21: q 軸電流指令値生成

### 2.4.2 直流リンク電流フィードバック制御法

図 2.22 に文献 [86] にて提案されている従来の高入力力率制御系を示す。電源電流  $i_s$  の制御は IPMSM の q 軸電流を制御して行っている。IPMSM の電力状態に応じたトルクリプルをモータへ与えるため、まず速度 PI 制御出力から得られた電源電流指令値の振幅値  $i_{s\_amp}$  を、電源電圧  $v_s$  と同期させて電源電流指令値  $i_s^{ref}$  とする。この指令値では直流リンクに流れるコンデンサ電流を考慮していないため、図 2.22 に示す制御ブロックを用いてコンデンサ電流  $i_c$  を計算して補償する [84]。この時、各電流波形は図 2.23 に示すようなものとなる。コンデンサ電流補償後の電流指令値  $i_{dc}^{ref}$  は、フィードバックした直流リンク電流と比較を行い、PI 制御器により q 軸電流指令値  $i_q^{ref}$  を得る。d 軸電流制御は、直流リンク電圧  $V_{dc}$  の脈動に応じて IPMSM の端子電圧を下げ、ダイオードの導通幅を広げるために弱め磁束制御を行う。d 軸電流指令値  $i_d^{ref}$  は次式を用いて得る [92,93]。

$$i_d^{ref} = -\frac{\phi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{1}{6} \left( \frac{V_{dc}}{\omega_{re}} \right)^2 - (L_q i_q)^2} \quad (2.3)$$

ここで、 $\phi_a$  : 永久磁石による鎖交磁束、 $L_d, L_q$  は dq 軸インダクタンスである。なお、この演算は運転状態によって極性が正になる場合があるが、強め磁束となり銅損を増加させてしまうので、 $i_d^{ref}$  の極性が正の領域ではリミッタにより 0 と制限し、弱め磁束領域のみで用いる。

#### 位相遅れ補償

DSP によるデジタル制御系を構築した場合、サンプリングから制御演算結果をキャリア変調出力に反映させるまでに遅れが発生する。通常、AD 変換による状態量のサンプリングはキャリア信号の山谷のどちらかにおいて、キャリア 1 周期中に一度行われ、演算結果は次サンプリング点において出力される。このため、出力される位相情報は 1 サンプリング分だけ遅れてしまう。電解コンデンサレスインバータでは、電源電圧、モータ回転子位置の検出値に基づいてトルク脈動が発生するよう制御演算するため、位相遅れは入力力率の低下につながる。以上から、入力力率の低下を改善するため、電源電圧の位相情報およびモータ回転子位置の電気

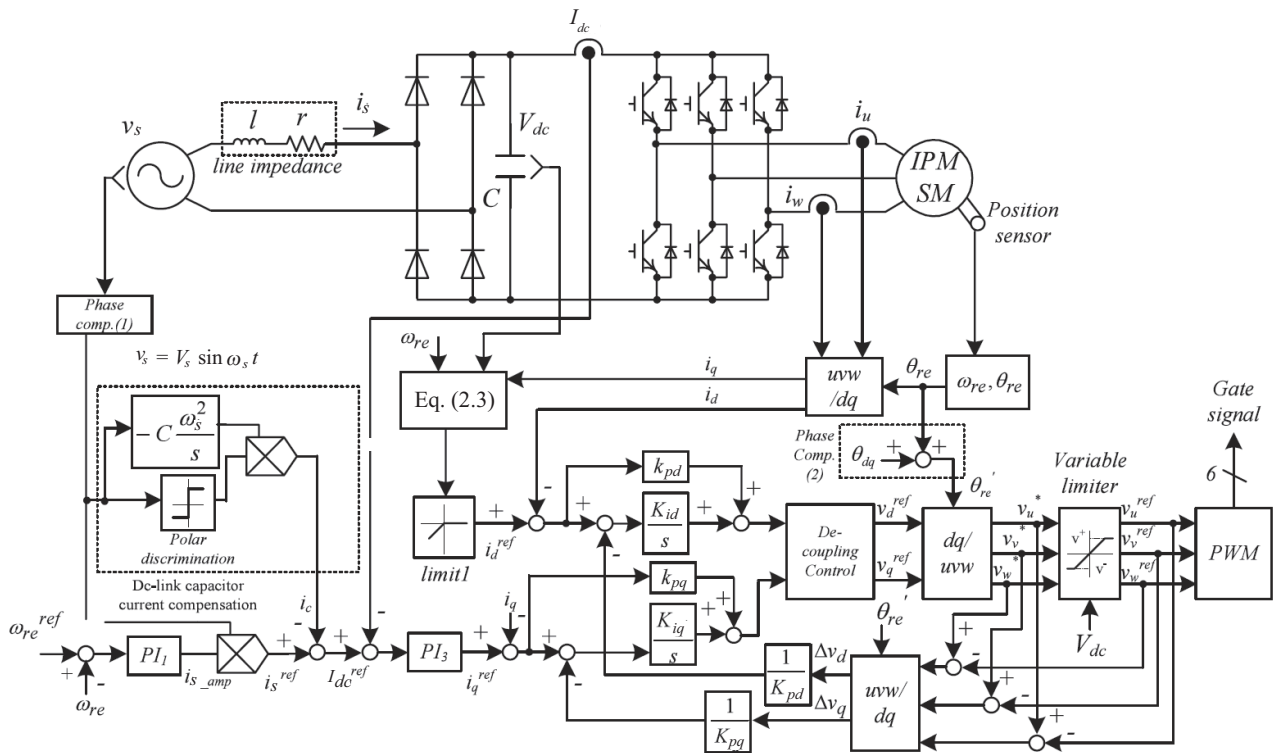


図 2.22: 従来の高入力力率制御システム構成

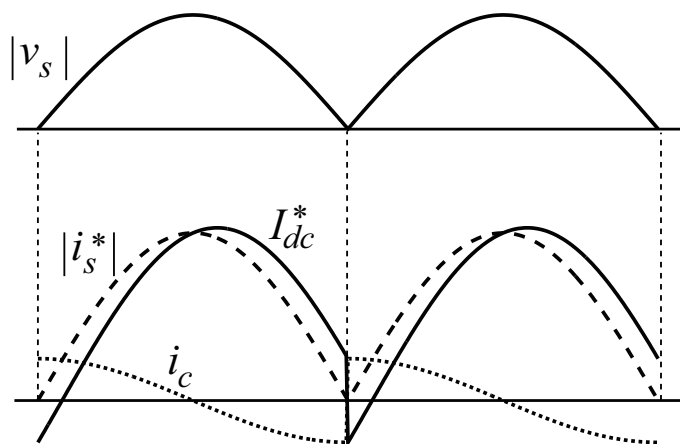


図 2.23: 各電流波形

角を次式の位相遅れ分だけ補償する。

$$\theta_{vs}[\text{rad}] = \frac{f_{vs}[\text{Hz}]}{f_{\text{samp}}[\text{Hz}]} \times 2\pi \quad (2.4)$$

$$\theta_{dq}[\text{rad}] = \frac{f_{re}[\text{Hz}]}{f_{\text{samp}}[\text{Hz}]} \times 2\pi \quad (2.5)$$

ここで、 $f_{vs}$ ：電源電圧周波数、 $f_{re}$ ：モータの基本波周波数とする。

### 操作量飽和対策

電解コンデンサレスインバータでは、直流リンクのリプル電圧によりインバータの出力可能な電圧範囲が制限される。特に、直流リンク電圧が低い領域ではモータ電流制御器出力の操作量飽和によりワインドアップ現象が生じ、これが原因で電源電流波形が歪んで力率が低下する。このため、リミット偏差フィードバック補償を用いた操作量飽和対策を適用することで電源電流応答の改善を図っている [94–96]。図 2.22 に示すように、3 相出力電圧指令値は直流リンク電圧で決まる可変リミッタ値により制限され、このリミッタ前後の値から飽和量を演算し、dq 座標に変換して飽和量  $\Delta v_d, \Delta v_q$  をそれぞれ得る。飽和量を dq 軸電流制御器各々の比例ゲインで除算したものを積分器入力補正に用い、操作量飽和による影響を改善している。

### 2.4.3 高入力力率を実現する電力制御法

2.4.2 節で述べた電解コンデンサレスインバータの従来の高入力力率制御系では、直流リンク電流をフィードバックすることで入力力率を改善している。しかし、フィードバックする直流リンク電流はスイッチングによるリプル成分を多分に含むため、検出時にローパスフィルタを通すことでスイッチング周波数成分を除去している。また、PI 制御器では直流リンク電流指令に対し応答が遅れ、特に電源電圧ゼロクロス付近における急峻な変化に対する追従性が劣化してしまう。これらが要因で、負荷モータの定格負荷条件における高力率化が実現したもの、軽負荷では低力率になる課題を有していた。エアコンへの応用においては、実際に運転する時間は定格負荷条件よりも軽負荷条件の方が長いため、軽負荷条件における高力率化も求められている。そこで文献 [87, 88] では、軽負荷および定格負荷条件における高入力力率化、電源電

流波形改善を目的に、インバータ出力電力に着目した電力制御法が提案されている。

単相電源を持つ回路における高力率化の原理を図 2.24 に示す。まず、電源電圧が (2.6) 式のように与えられたとする。力率 1 で電源電流を制御すると、電源電流は (2.7) 式となり、この時の負荷での電力は (2.8) 式となる。

$$v_s = V_s \sin \omega_s t \quad (2.6)$$

$$i_s = I_s \sin \omega_s t \quad (2.7)$$

$$p_{load} = V_s I_s \sin^2 \omega_s t \quad (2.8)$$

したがって、入力力率 1 を実現するためには、単相電源に接続された負荷の電力が電源電圧と同期した正弦波の 2 乗となるようモータ電流を制御すればよい。

電解コンデンサレスインバータにおいて、電源電力  $p_s$ 、コンデンサ電力  $p_c$ 、インバータ出力電力  $p_{inv}$  の関係は (2.9) 式となる。

$$p_s = p_c + p_{inv} \quad (2.9)$$

また、入力力率 1 の状態における各々の電力の関係を図 2.25 に示す。これら電力のうち、モータ電流により直接制御できる電力はインバータ出力電力  $p_{inv}$  であり、高力率とするには電源電力  $p_s$  と電源電圧  $v_s$  の位相を同期させる必要がある。電力制御法では、高入力力率を達成するためにインバータ出力電力指令値を図 2.25 のように作成し制御している。また、インバータ出力電力は (2.10) 式から dq 軸電圧指令と dq 軸電流より求めるものとする [97,98]。

$$p_{inv} = v_d^* i_d + v_q^* i_q \quad (2.10)$$

この方式において、電源電圧のゼロクロス付近でのインバータ出力電力  $p_{inv}$  は緩やかな変化であるため、追従性を改善できる。また、フィードバック値  $p_{inv}$  は (2.10) 式により求めるため、ローパスフィルタを必要とせず、位相遅れの問題も解消できる。ここで、(2.10) 式に示すインバータ出力電力は、直流リンク電圧  $V_{dc}$  とキャリア 1 周期中の平均値で表される直流リンク電流  $I_{dc}$  を用いて以下のように表せる [99]。

$$p_{inv} = V_{dc} I_{dc} \quad (2.11)$$

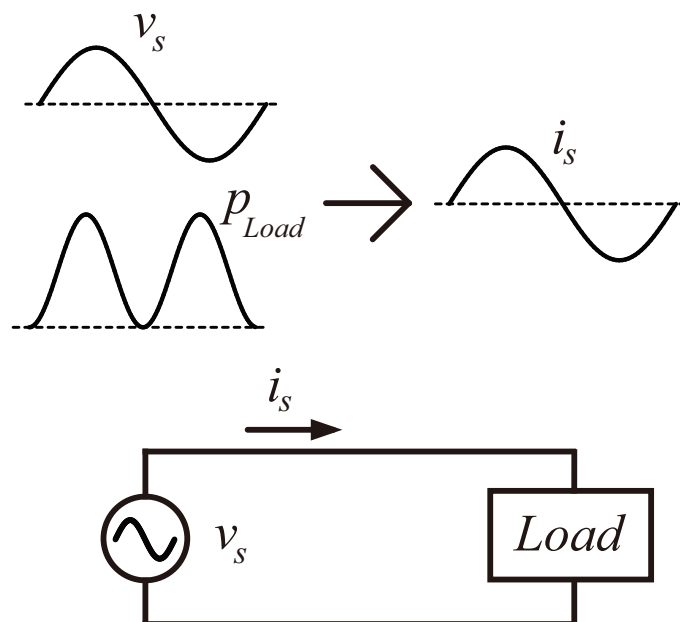


図 2.24: 電力制御による高力率制御

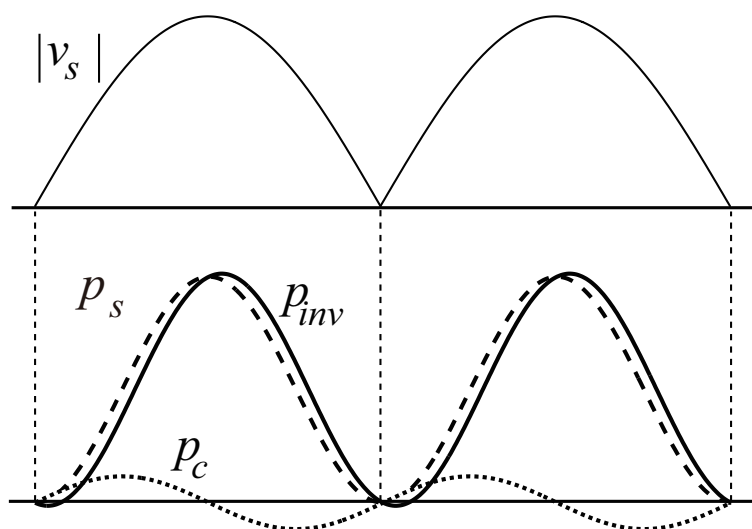


図 2.25: 各電力波形

(2.11) 式中の直流リンク電圧  $V_{dc}$  は電源電圧によって決定されるため、電力制御法では直流リンク電流制御系と同様に直流リンク電流の波形改善効果も得られることがわかる。

図 2.26 に高力率動作を実現するインバータ出力電力制御系を用いた制御回路ブロック図を示す [87]。まず、速度 PI 制御器の出力と電源電圧  $v_s$  から生成した  $\sin^2 \omega_s t$  を乗じることで電源電力指令  $p_s^*$  を得る。次に、(2.9) 式および図 2.25 より、インバータ出力電力指令  $p_{inv}^*$  は電源電力指令  $p_s^*$  からコンデンサ電力  $p_c$  を減算することで算出している。なお、コンデンサ電力  $p_c$  は、入力力率 1 で直流リンク電圧が電源電圧の絶対値波形と等しくなると仮定すると、(2.12) 式となる。

$$\begin{aligned} p_c &= V_{dc} i_c \\ &= \frac{1}{2} \omega_s C_{dc} V_s^2 \sin(2\omega_s t) \end{aligned} \quad (2.12)$$

ここで、 $\omega_s$ ：電源角周波数、 $V_s$ ：電源電圧のピーク値、 $C_{dc}$ ：コンデンサ容量とする。インバータ出力電力指令  $p_{inv}^*$  と (2.10) 式によるインバータ出力電力  $p_{inv}$  の偏差は、電力制御器への入力となり、この出力が  $\mathbf{q}$  軸電流指令  $i_q^*$  となる。また前述したとおり、速度起電力が増加すると入力力率が低下してしまうため、ダイオード整流器の導通幅を広げるためには弱め磁束となる  $\mathbf{d}$

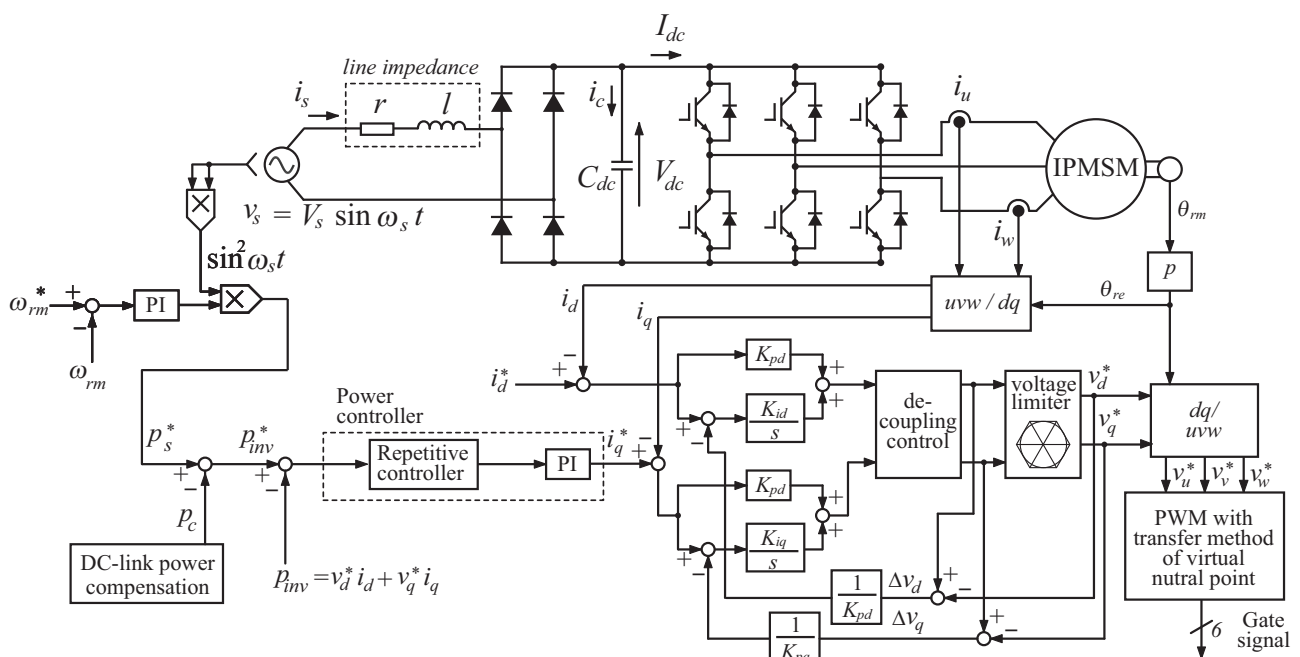


図 2.26: インバータ出力電力に着目した高力率制御のシステム構成

軸電流が必要となる。文献 [87,88] では、(2.3) 式に基づいて  $d$  軸電流を制御した場合に入力力率が低下することから、 $d$  軸電流指令には速度、負荷トルクに応じて一定値もしくは一定電流に電力脈動と同じ周波数成分を与えることが提案されている。モータ電流制御は  $PI$  制御で行われ、2.4.2 節と同様にリミット偏差フィードバックによるモータ電流制御器出力の操作量飽和対策を施す。

電解コンデンサレインバータにはエネルギー蓄積要素が無いため、出力電流制御の特性が入力特性に大きく影響する。2.4.2 節では  $PI$  制御による直流リンク電流応答の位相遅れが原因で入力力率が低下していた。電力制御法ではこれを解決するために電力制御器を  $PI$  制御と繰り返し制御で構成し、電力脈動の主成分である電源周波数の 2 倍の周波数帯に対して定常偏差なく電力応答を追従させ、基本波力率を高めている。繰り返し制御は、電源周波数の 2 倍で脈動する指令値に対して内部モデル原理を満たすために用いており、バンドパスフィルタ  $B(z)$  と遅延要素  $z^{-M}$  を用いて図 2.27 のように構成している。バンドパスフィルタは必要な周波数の抽出およびシステムの安定性を確保するために使用し、中心周波数は電源電力脈動の 100Hz、帯域幅は 20Hz、遅延段数  $M$  は  $M = \text{電源の 2 倍周波数 [Hz]} / \text{サンプリング周波数 } f_{\text{samp}} \text{ [Hz]}$  に設定している。

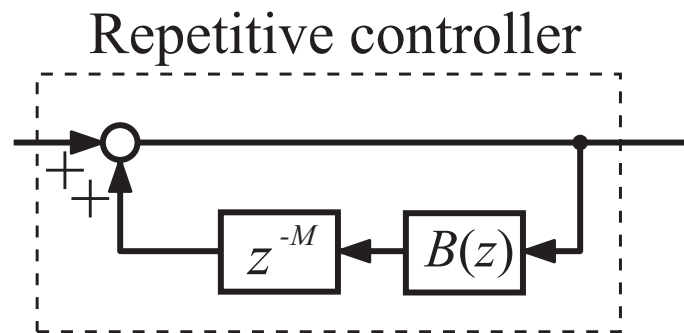


図 2.27: 繰り返し制御器

## 2.5 電解コンデンサレスインバータにおける電源電流高調波の要因

ここでは、これまで提案されてきた電解コンデンサレスインバータの更なる受動素子の小容量化を実現するために、現状の問題点について述べる。電解コンデンサレスインバータでは小容量のフィルムコンデンサを使用することで力率を改善しているため、電源電流高調波を抑制するために入力フィルタ容量を増加させる場合には、必然的に大容量のリアクトルが必要となる。電解コンデンサレスインバータにおける電源電流高調波は、主に以下の3つが要因で発生する。

1. モータの空間高調波に起因するモータ電流高調波による電源電流歪み
2. 電源側のラインインダクタンス (入力フィルタ含む) と直流リンクコンデンサ間の共振による電源電流振動
3. 電源電圧ゼロクロス付近でダイオード整流器がオフするため生じる不連続電流

上記が要因となって電源電流高調波が生じる詳細と、それを解決するための技術的課題を以下に述べる。

項目1に関して、まずモータが持つ空間高調波について述べる。図2.28にPMSMの回転子構造を示す。PMSMは、回転子表面に永久磁石を貼り付けたSPMSMと、回転子内部に永久磁石を埋め込んだIPMSMに大別できる。IPMSMは回転子内部に永久磁石を埋め込んでいるため機械強度が高いほか、インバータによるモータ制御と組み合わせて突極性によるリラクタンストルクを有効に利用することで、SPMSMに比べて高効率であるなどの利点がある。一方、図2.28に示すような回転子構造により、IPMSMの磁束分布は正弦波状とならないため、空間的に磁束高調波が生じる。これによりIPMSMの逆起電圧には大きな高調波が発生し、モータ電流歪みが増加する。図2.29に示す供試モータの逆起電圧波形およびその高調波解析結果のように、一般に主要な高調波次数は5次、7次となっている[100]。電解コンデンサレスインバータでは直流リンク部に小容量のフィルムコンデンサを使用していることから、このモータ電流

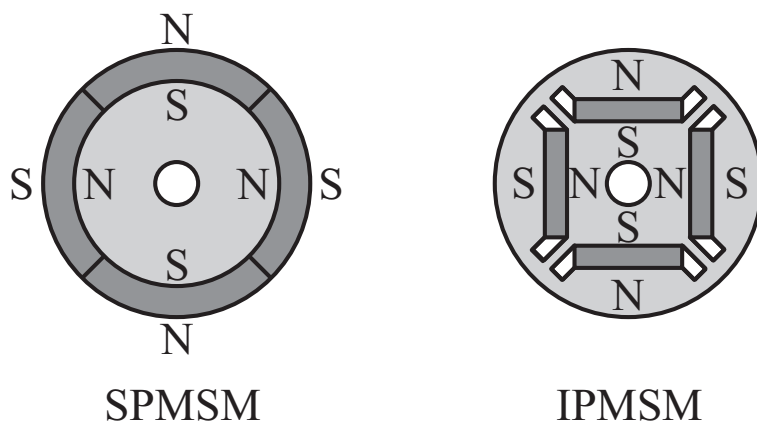
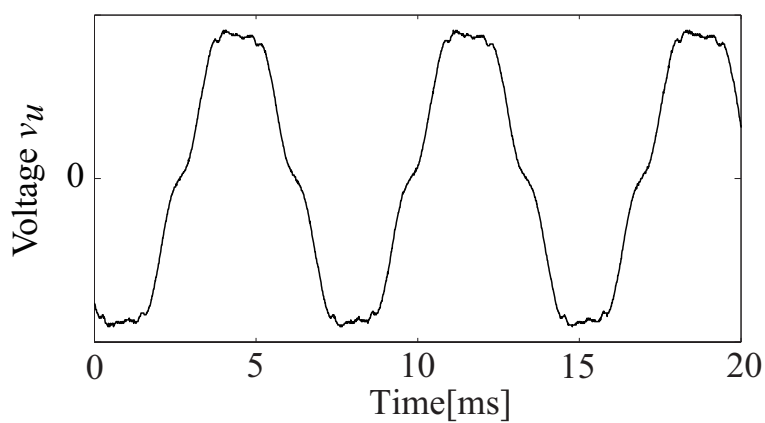
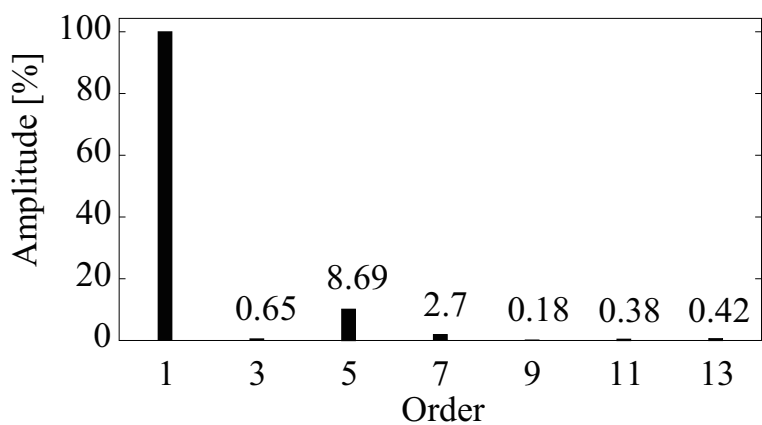


図 2.28: PMSM の回転子構造



(a) 相電圧波形



(b) 高調波解析結果

図 2.29: 供試モータの逆起電圧

高調波により発生する直流リンク電流高調波が電源電流高調波を引き起こす。空間高調波はモータ速度に比例して振幅と周波数が増加するため、高回転域では特に影響が大きい。また、このシステムではインバータにより電源電流を制御しているために、インバータ電圧指令高調波は電源電流高調波を発生させてしまう。そのため従来のモータ制御のように、リップルのないモータ電流 [101,102] やトルク応答 [103] を得ようとする、リップルを打ち消すために生じさせた電圧指令高調波によって電源電流高調波が残存してしまう。2.2.3 節で述べたように入力電流高調波を低減する制御法を適用することで、受動素子容量の増加なく電源高調波を抑制できるようになることが期待されるが、問題となる周波数帯は、2.2.3 節で述べた手法の制御対象であるキャリア周波数帯とは大きく異なる。また、電解コンデンサレスインバータにおいてこれまで提案されてきた高入力力率化手法は、単相電力脈動が持つ電源の 2 倍周波数成分を制御することに重きを置いて構成されている。従来の制御系で電源電流の高調波成分も制御できるようにするには、高入力力率制御系の制御帯域の向上が必要になるが、マイナーループにモータ電流制御系を持つ構成であるためモータ電流制御帯域による制限を受ける。極対数が 2 の供試モータでは、定格回転速度 4200rpm でモータを駆動する際に 5 次高調波は 700Hz、7 次高調波は 980Hz となるため、これらの高調波成分を制御できるよう高入力力率制御系の制御帯域を 1kHz まで向上させるには、その約 5 倍の 5kHz までモータ電流制御帯域を向上させなければならず、帯域向上による高調波抑制は非常に困難である。このため、インバータが通常行う負荷電流制御ではなく、電源側の電流制御をモータ電流制御器を介さずに直接行う新しいインバータ制御手法の開発が必要となる。

項目 2 に関して、電解コンデンサレスインバータにおいて共振振動が生じた場合の電源電流および直流リンク電圧波形の例を図 2.30 に示す。このシステムにおける電源電流および直流リンク電圧の共振振動は、ダイオード整流器がオンする際に電源側のラインインダクタンス (入力フィルタ含む) と直流リンクコンデンサ間の共振を励起することが原因で生じる。LC 共振を抑制する一般的な手法としては、パッシブダンピングとアクティブダンピングがある [104–112]。パッシブダンピングは、 $L$  と  $C$  の共振回路に直列もしくは並列にダンピング抵抗を挿入することで、共振による振動を減衰させるものである。主回路にダンピング抵抗を追加するだけで共

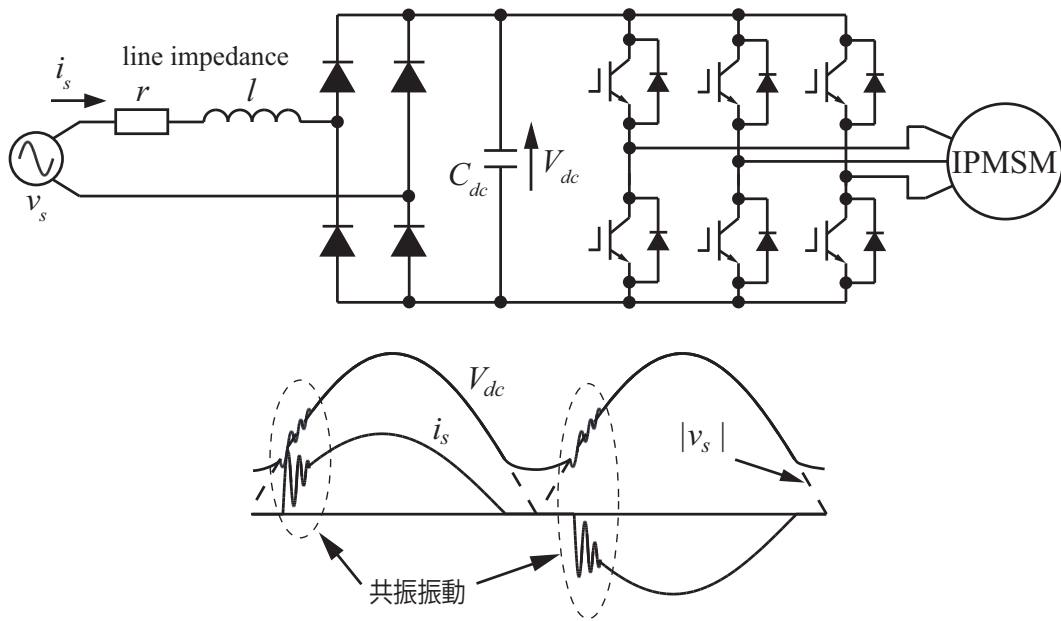


図 2.30: 電源電流と直流リンク電圧の共振振動

振を抑制できるが、電力損失による抵抗の発熱が問題になるとともに回路効率が下がってしまう。これに対しアクティブダンピングは、ダンピング抵抗追加によるパッシブダンピングの働きを制御で模擬するものである。実際に抵抗を追加せずに共振振動を減衰させるため電力損失はなく、効率低下なくダンピングが可能となる。しかし、ダイオード整流器がオンするのが電源電圧ゼロクロス付近の低電圧領域であることから、アクティブダンピングを適用する場合、電圧飽和がダンピング特性に大きく影響する。加えて、小型軽量化のために、追加するフィルタリアクトルはできるだけ小さいことが望ましいが、直流リンクコンデンサが小容量であるため共振周波数が非常に高くなる(例：ラインインダクタンス  $l=0.2\text{mH}$ ，直流リンクコンデンサ  $C_{dc}=14\mu\text{F}$  の時，共振周波数は約  $3\text{kHz}$ )。このように共振周波数が高い場合，モータ電流制御系にアクティブダンピングを統合すると電流制御帯域によりそのダンピング特性が制限され，良好に共振を抑制することができない。このため，電圧飽和の影響を受けづらく，モータ電流制御器を介さない共振抑制手法の開発が必要である。

項目3について，電源電圧ゼロクロス付近では直流リンク電圧が低下し，電圧飽和が生じることで制御性能が下がり，モータからの回生が起これ直流リンクコンデンサが充電される。これにより直流リンク電圧が電源電圧に比べ高くなり，ダイオード整流器がオフし，電源電流が

不連続となる。これはモータの端子電圧が電源電圧以上になることと、回生電流が過剰に流れることが要因である。電圧飽和対策には弱め磁束制御や電圧利用率の改善手法が挙げられるが、電解コンデンサレスインバータでは直流リンク電圧がほぼゼロまで低下してしまうため、その効果には限界がある。このため、項目 1 の課題を解決して電源側の電流を制御できるようにするとともに、電圧飽和状態でもその制御性能を低下させない技術開発が必要となる。

## 2.6 直流リンク電流直接制御による電源高調波抑制

本節から、本論文で提案する新しい直流リンク電流制御法を提案する。通常のモータドライブシステムにおいて、インバータの出力電圧はモータ電流制御器により算出される。2.4 節で述べた従来制御法のように直流リンク電流を制御する際には、その制御系をモータ電流制御系の後段へカスケード接続する必要がある。この時、直流リンク電流制御系の性能はモータ電流制御帯域により制限され、モータ電流高調波が高い周波数となる高速域において、制御性能の向上が困難となる。そこで、本論文で提案する手法は、状態平均化法を用いたキャリア 1 周期中の平均値で表される直流リンク電流に着目し、モータ電流制御器を介さずに直接電圧指令を修正して直流リンク電流を制御することで制御性能の向上を図る。

(2.13) 式に、三相電圧指令値により決定される各相デューティ比  $d_u$ ,  $d_v$ ,  $d_w$  と三相電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  により決定されるキャリア 1 周期中の直流リンク電流の平均値を示す。

$$I_{dc} = d_u i_u + d_v i_v + d_w i_w \quad (2.13)$$

(2.13) 式のように、直流リンク電流は直流リンク部に現れる各相電流の平均値の総和として定義でき、この直流リンク電流はスイッチングリップル成分を無視した連続時間の物理量となる。(2.13) 式における三相電流およびデューティ比は、回転速度により決まる基本波周波数成分、空間高調波による逆相および正相の高調波成分、電力脈動をモータへ供給するためのトルクリ

プルにより生じる周波数成分を含むものとして定義すると、(2.14) 式と (2.15) 式となる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} &= A \begin{bmatrix} \sin \theta_{re} \\ \sin(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + A_{h1} \begin{bmatrix} \sin m\theta_{re} \\ \sin m(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin m(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + A_{h2} \begin{bmatrix} \sin n\theta_{re} \\ \sin n(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin n(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \\
 &+ A_{tr1} \begin{bmatrix} \sin(2\theta_s - \theta_{re}) \\ \sin((2\theta_s - \theta_{re}) + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin((2\theta_s - \theta_{re}) - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + A_{tr2} \begin{bmatrix} \sin(2\theta_s + \theta_{re}) \\ \sin((2\theta_s + \theta_{re}) - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin((2\theta_s + \theta_{re}) + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} i_{u1} + i_{uh1} + i_{uh2} + i_{utr1} + i_{utr2} \\ i_{v1} + i_{vh1} + i_{vh2} + i_{vtr1} + i_{vtr2} \\ i_{w1} + i_{wh1} + i_{wh2} + i_{wtr1} + i_{wtr2} \end{bmatrix} \tag{2.14}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} d_u \\ d_v \\ d_w \end{bmatrix} &= 0.5 + \alpha \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re} + \phi) \\ \sin(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi + \phi) \\ \sin(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi + \phi) \end{bmatrix} + \alpha_{h1} \begin{bmatrix} \sin m(\theta_{re} + \phi_{h1}) \\ \sin m(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi + \phi_{h1}) \\ \sin m(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi + \phi_{h1}) \end{bmatrix} \\
 &+ \alpha_{h2} \begin{bmatrix} \sin n(\theta_{re} + \phi_{h2}) \\ \sin n(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi + \phi_{h2}) \\ \sin n(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi + \phi_{h2}) \end{bmatrix} \\
 &= 0.5 + \begin{bmatrix} d_{u1} + d_{uh1} + d_{uh2} \\ d_{v1} + d_{vh1} + d_{vh2} \\ d_{w1} + d_{wh1} + d_{wh2} \end{bmatrix}. \tag{2.15}
 \end{aligned}$$

ここで、 $m$  は逆相成分の高調波次数 (2, 5, 8…),  $n$  は正相成分の高調波次数 (4, 7, 10…),  $\theta_{re}$  は回転子の電氣的角度、 $\theta_s$  は電源電圧の角度、 $\phi, \phi_{h1}, \phi_{h2}$  は三相電流とデューティ比間の位相差、 $A, A_{h1}, A_{h2}, A_{tr1}, A_{tr2}$  はそれぞれの周波数成分の大きさ、 $\alpha, \alpha_{h1}, \alpha_{h2}$  はそれぞれの周波数成分の変調度で、 $0 \leq (\alpha + \alpha_{h1} + \alpha_{h2}) \leq 0.5$  とする。また、トルクリプルと同期して脈動する直流リンク電圧で三相電圧指令値の正規化を行うため、デューティ比にはトルクリプルにより生じる周波数成分が生じないものとする。(2.14) 式と (2.15) 式を (2.13) 式に代入すると、(2.16) 式と (2.17) 式が得られる。

$$I_{dc}^{ave} = 1.5 \sum_{j=0}^5 a_j \tag{2.16}$$

$$a_0 = A\alpha \cos(\phi) + A_{h1}\alpha_{h1} \cos(\phi_{h1}) + A_{h2}\alpha_{h2} \cos(\phi_{h2}) \quad (2.17a)$$

$$a_1 = -A_{tr1}\alpha \cos(2\theta_s + \phi) - A_{tr2}\alpha \cos(2\theta_s + \phi) \quad (2.17b)$$

$$\begin{aligned} a_2 = & -A_{h1}\alpha \cos((m+1)\theta_{re} + \phi) \\ & - A\alpha_{h1} \cos((m+1)\theta_{re} + \phi_{h1}) \\ & + A_{h2}\alpha \cos((n-1)\theta_{re} + \phi) \\ & + A\alpha_{h2} \cos((n-1)\theta_{re} + \phi_{h2}) \end{aligned} \quad (2.17c)$$

$$\begin{aligned} a_3 = & A_{tr1}\alpha_{h1} \cos(2\theta_s - (m+1)\theta_{re} - \phi_{h1}) \\ & - A_{tr2}\alpha_{h2} \cos(2\theta_s - (n-1)\theta_{re} - \phi_{h2}) \end{aligned} \quad (2.17d)$$

$$\begin{aligned} a_4 = & A_{tr2}\alpha_{h1} \cos(2\theta_s + (m+1)\theta_{re} + \phi_{h1}) \\ & - A_{tr1}\alpha_{h2} \cos(2\theta_s + (n-1)\theta_{re} + \phi_{h2}) \end{aligned} \quad (2.17e)$$

$$\begin{aligned} a_5 = & -A_{h1}\alpha_{h2} \cos((m+n)\theta_{re} + \phi_{h2}) \\ & - A_{h2}\alpha_{h1} \cos((m+n)\theta_{re} + \phi_{h1}). \end{aligned} \quad (2.17f)$$

(2.16) 式の  $a_0$  から  $a_5$  は、同じ周波数成分を持つ項をまとめたものであり、(2.17a) 式から (2.17f) 式に示している。(2.17a) 式から (2.17f) 式のうち、空間高調波による直流リンク電流高調波は (2.17c) 式から (2.17f) 式により生じており、直流リンク電流高調波はモータ電流高調波だけでなく、インバータの電圧指令高調波によっても発生することがわかる。これは、インバータの電圧指令を直接修正することで直流リンク電流高調波が制御できることを意味する。また、上式ではインバータの電圧指令に空間高調波と同じ周波数成分を印加する場合について式を展開したが、電圧指令は任意に修正が可能である。このため、キャリア周波数の 1/2 までの周波数であれば、空間高調波成分だけでなく LC の共振成分を含めた全ての周波数成分に対する直流リンク電流の直接制御も可能である。以上に基づいて、提案する電源電流高調波抑制法は図 2.31 のように構成し、モータ電流制御器を介さず直流リンク電流を制御することで、モータ電流制御帯域向上の必要なく電源電流応答の改善が可能となる。

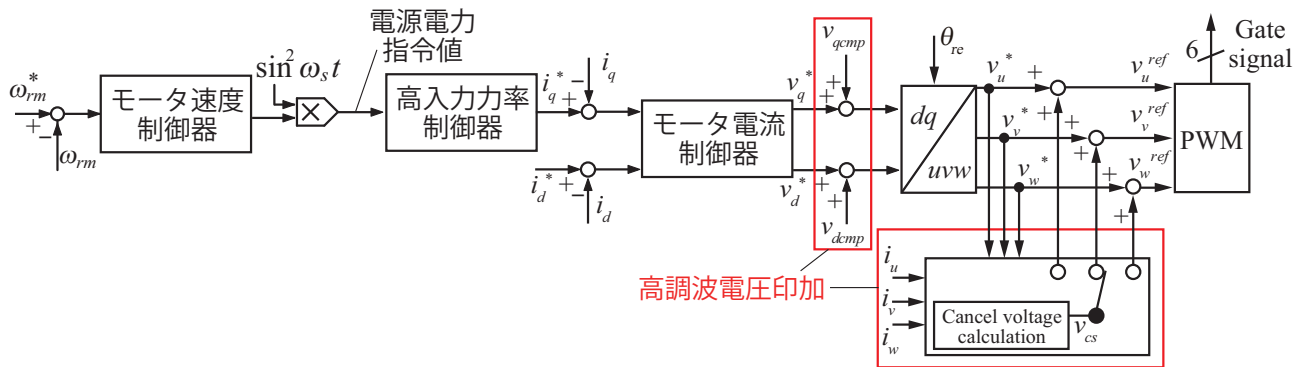
図 2.31(a) はオフラインで調整した電圧指令高調波を印加し、電源電流高調波を抑制する手法である。オフラインで電圧指令高調波の位相および振幅を調整する必要があるが、計算負荷は軽く、制御遅れ等もオフラインの調整で補償されるなどのメリットがある。空間高調波によ

るモータ電流歪みに起因する電源電流高調波は、 $dq$  座標上で印加する電圧指令高調波により抑制し、電源高調波規制に適合させる。共振による電源電流振動は、電圧飽和時に抑制効果が低下しないよう  $uvw$  座標上に電圧指令高調波を印加することで抑制する。

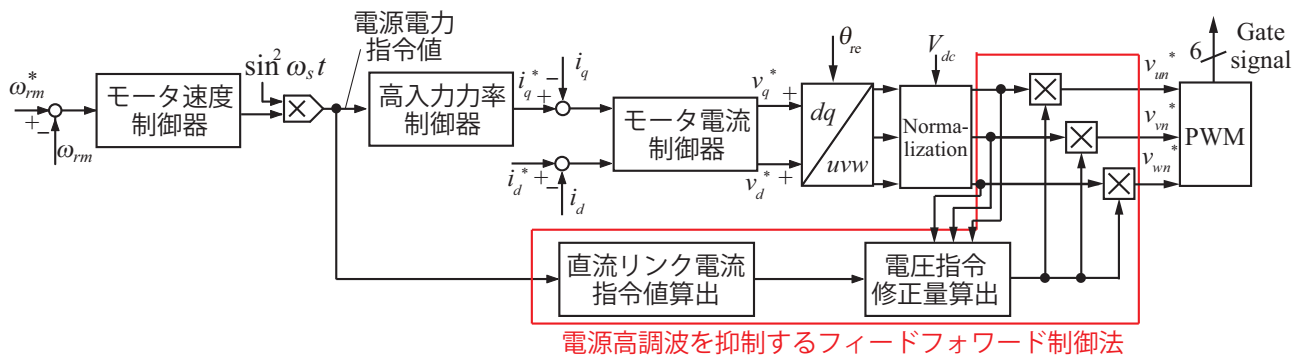
図 2.31(b) はオンラインで電源電流高調波を抑制する手法である。計算負荷は重くなるが、オフラインでの調整なく適用でき、空間高調波に起因する電源電流高調波を抑制する。しかし電圧飽和は考慮しておらず、直流リンク電流を制御できるのは電圧制限内のみであるため、直流リンク電圧が低くなる電源電圧ゼロクロス付近では電源電流が不連続となる。負荷が重くなるほどこの影響は顕著となり、高調波規制を満足できなくなる。この問題は図 2.31(a) の手法も同様に抱えている。

図 2.31(c) は電圧飽和も考慮することで、正弦波電源電流を実現する手法である。この手法では、電圧飽和時にも直流リンク電流を制御可能にすることで、ゼロクロス付近の不連続電流をなくし、電源電流を正弦波にする。これにより重負荷時でも高調波規制を満足する電源電流波形となる。

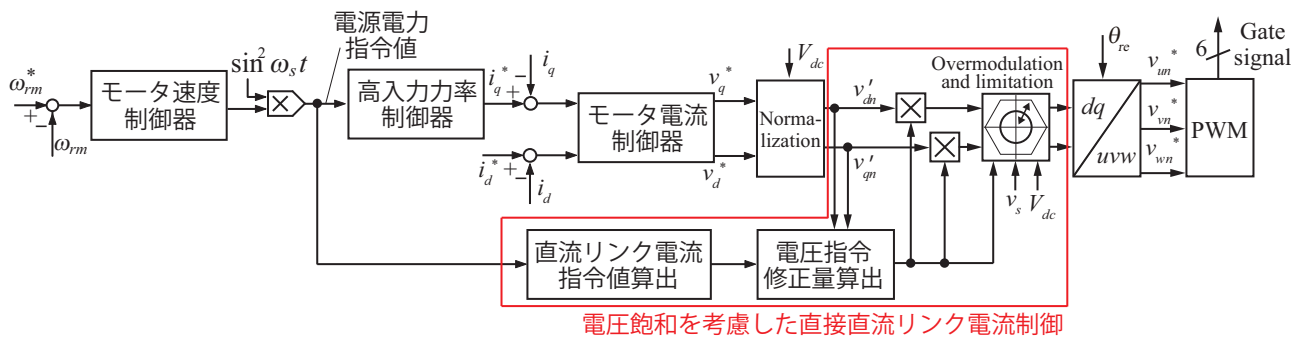
本論文では図 2.32 に示すように、その目的に応じて直流リンク電流の制御手法を選択することで、インバータ制御のみで電源電流高調波を低減し、受動素子容量が小さい電解コンデンサレスインバータを実現できる。



(a) 電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御



(b) オンライン直流リンク電流直接制御



(c) 正弦波電源電流を実現する電圧飽和を考慮した直流リンク電流直接制御

図 2.31: 提案する直流リンク電流直接制御の構成

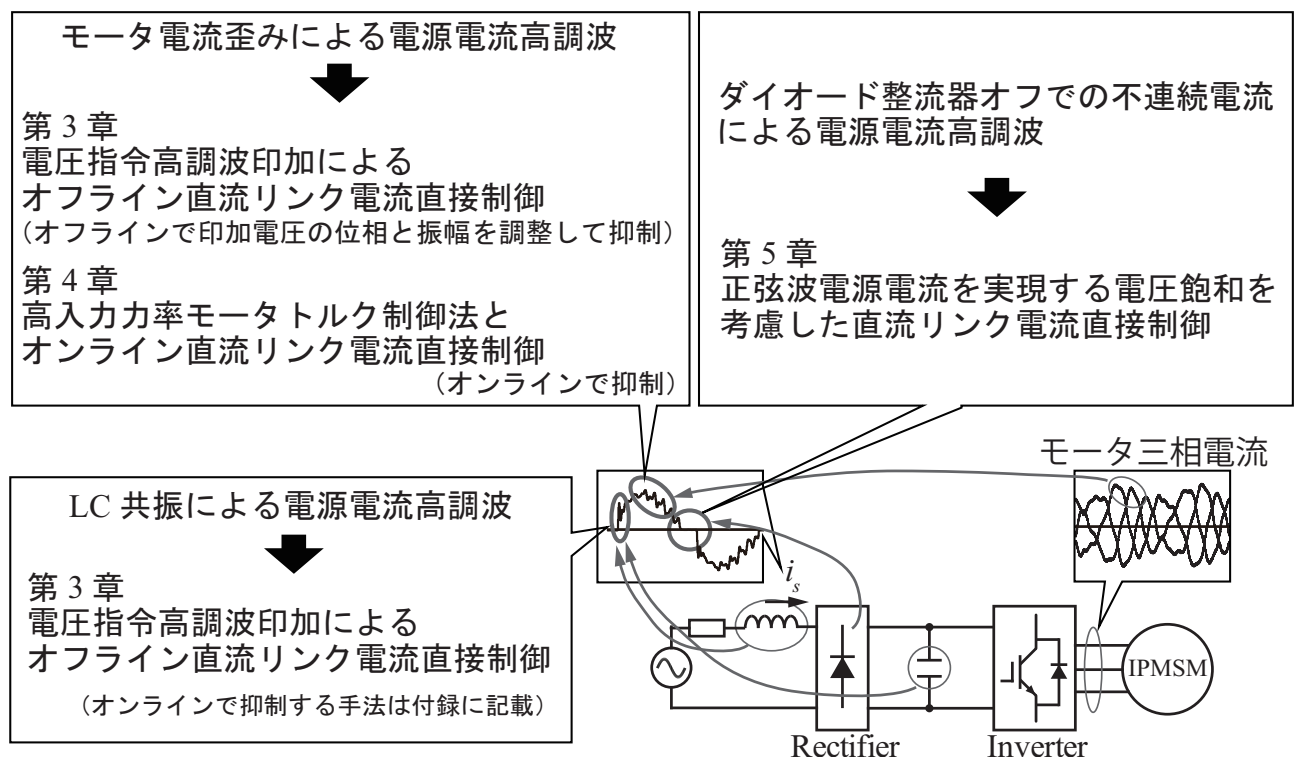
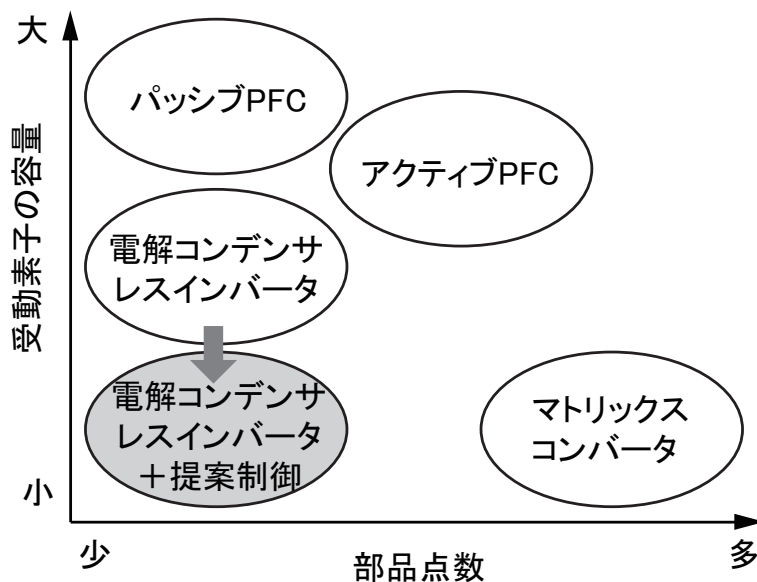


図 2.32: 本論文で提案する手法

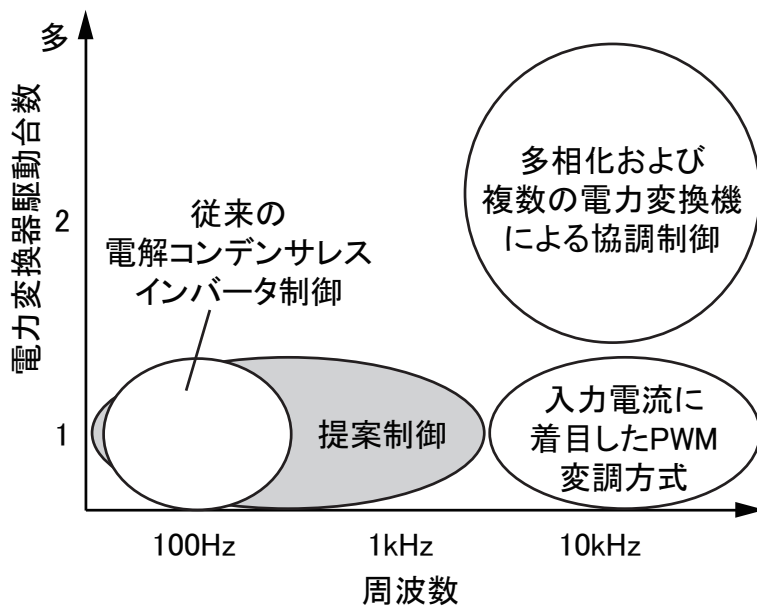
## 2.7 本研究の位置付け

本論文では、電解コンデンサレスインバータを研究対象とし、電源電流高調波の抑制機能を持ったインバータ制御法により受動素子容量の低減を達成し、更なる小型軽量化・低コスト化の実現を目指す。2.2 節と 2.3 節では、単相－三相電力変換器の代表的な回路について述べた。また、2.2.3 節では電力変換器の受動素子容量を低減する入力電流に着目した制御手法について述べてきた。そして、2.4 節では電解コンデンサレスインバータのこれまで提案されてきた高入力力率制御法を述べ、2.5 節ではこれまで取り上げられてこなかった電解コンデンサレスインバータの問題点について述べてきた。本節では、このような従来技術に対して、2.6 節で提案した直流リンク電流直接制御による電源高調波抑制法の位置付けと目標を明らかにする。

図 2.33 に本研究で提案する直流リンク電流直接制御を適用した電解コンデンサレスインバータの目標とする性能を示す。図 2.33(a) に部品点数と受動素子容量の関係図を示す。従来の電解コンデンサレスインバータは、部品点数の増加なしで受動素子容量が低減されている。しかし、直接形交流変換回路に類するにも関わらず、マトリックスコンバータに比べ受動素子容量が大きい。提案制御手法はモータ電流歪みによる電源電流高調波を抑制することで、受動素子はスイッチングリップルを吸収する用途のみとなり、マトリックスコンバータと同程度の受動素子の小型化を達成できる。一方、図 2.33(b) に制御対象周波数と電力変換器駆動台数の関係図を示す。入力電流高調波を抑制する場合、電力変換器を複数台もしくは 1 台で駆動する場合があり、その対象周波数帯のほとんどがキャリア周波数成分となっている。また、電解コンデンサレスインバータにおける従来の高入力力率制御手法は、制御帯域を上げて積極的に高調波を抑制することはされておらず、制御対象周波数は電源の 2 倍周波数付近となっている。これに対し、提案制御手法は直流リンク電流の制御可能な周波数帯をキャリア周波数の半分以下程度まで高めることができる。



(a) 部品点数と受動素子容量の関係図



(b) 制御対象周波数と電力変換器駆動台数の関係図

図 2.33: 本研究の位置付け

## 2.8 まとめ

本章では、これまで提案されてきた高力率正弦波化手法と受動素子を低減するための電力変換器制御法を示し、従来の変換器と制御手法の特徴と問題点を整理した。その後、電解コンデンサレスインバータを対象とした直流リンク電流直接制御を提案し、以下の結論を得た。以下に、本章で得た結果を記す。

- 1) 単相－三相電力変換器は、大容量平滑コンデンサの使用の有無で大別でき、直流電圧の平滑を必要とする場合には大幅な小型化は原理的に難しい。
- 2) 入力電流に着目した変換器制御手法で、直流電圧の平滑を必要とするシステムの受動素子容量を低減することができるが、その小型化には限界がある。
- 3) 電解コンデンサレスインバータは、用途をエアコンに限定すれば最も部品点数が少なく低コスト化が実現できる電力変換器である。しかし、電源高調波規制対策に大容量リアクトルが必要となっており、更なる小型軽量化、低コスト化の妨げとなっている。
- 4) 提案手法である直流リンク電流直接制御は電圧指令を直接修正し、モータ電流制御器を介さずに電源電流の波形改善を行うことで制御帯域の制限を受けない。
- 5) 本研究の位置付けとして、電解コンデンサレスインバータを研究対象とし、電解コンデンサレスインバータに電源電流高調波抑制機能を持たせることで受動素子容量の低減を達成する。



## 第 3 章

# 電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御

### 3.1 はじめに

第 2 章で述べた電力制御法では，電源の 2 倍周波数の電力応答性を向上させることで電源電流波形を改善し，電解コンデンサレスインバータでの高入力力率モータ駆動を実現していた。一方で，空間高調波の周波数および振幅が高くなる高速度域では，電力制御帯域の制限により電力応答の高調波成分が制御できず，電源電流高調波が生じてしまい，これらの影響で JIS61000-3-2 や IEC61000-3-2 等の電源高調波規制を満足できない。このため電源高調波規制を満足するよう，リアクトル容量を増加させてパッシブフィルタの遮断周波数を下げることで電源高調波の問題は解決できるが，この大容量リアクトルが電解コンデンサレスインバータの更なる小型軽量化と低コスト化の妨げとなっている。

本章では，受動素子容量を増加させることなく，インバータに電圧指令高調波を印加することで電源電流高調波を抑制するオフライン直流リンク電流直接制御について述べる。まず，空間高調波によるモータ電流歪みが，制御出力である電圧指令値へ与える影響について説明し，第 2 章で述べた電解コンデンサレスインバータの従来制御アルゴリズムにおいて，電源電流高調波を増加させないモータ電流制御器の設計指針について述べる。次に，電源電流高調波を抑

制する以下の3つの提案手法について説明する。

1. 高調波除去フィルタ：ノッチフィルタを使用してフィードバックするモータ電流歪みを除去することで電源電流高調波を抑制する。
2. 補償電圧印加法：電圧指令高調波を印加することで直流リンク電流を直接制御し、空間高調波によるモータ電流歪みに起因する電源電流高調波を抑制する。印加電圧はオフラインで決定する。
3. キャンセル電圧印加法：電圧指令高調波を印加することで直流リンク電流を直接制御し、LC共振による電源電流振動を抑制する。印加電圧はオフラインで決定する。(LC共振振動を抑制するキャンセル電圧をオンラインで算出する手法については付録に記載する。)

最後に、提案法の有効性を従来システムとの比較により実験結果にて明らかにする。

## 3.2 電源電流高調波を増加させないモータ電流制御器の設計

第2章で述べたように、IPMSMでは空間高調波により逆起電圧が歪み、モータ電流高調波を引き起こす。一般に、逆起電圧の主要な高調波次数は5次と7次であり、図2.29に示すように供試モータで発生する高調波は5次成分が支配的であるため、この5次成分を例に挙げるとモータ電流の5次高調波成分  $i_{u5}$ ,  $i_{v5}$ ,  $i_{w5}$  は以下のように表せる。

$$\begin{bmatrix} i_{u5} \\ i_{v5} \\ i_{w5} \end{bmatrix} = \omega_e \psi_c \begin{bmatrix} \sin 5\theta_e \\ \sin(5(\theta_e - \frac{2}{3}\pi)) \\ \sin(5(\theta_e + \frac{2}{3}\pi)) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

ここで、 $\omega_e$ ：回転子の電気角速度、 $\theta_e$ ：回転子の電気角、 $\psi_c$ ：逆起電圧の高調波成分で決定される高調波電流定数とする。これらの電流を制御系が構築されている dq 座標へ変換すると以

下となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} [C] \begin{bmatrix} i_{u5} \\ i_{v5} \\ i_{w5} \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \psi_c \begin{bmatrix} \sin 6\theta_e \\ \cos 6\theta_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで,

$$[C] = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

よって  $uvw$  座標上の 5 次高調波は,  $dq$  座標では 6 次高調波として現れる。

これらの電流はモータ電流制御のためにフィードバックされ, 電流指令値との偏差が電流制御系へ入力される。電解コンデンサレスインバータの従来制御法と同様にモータ電流制御系を構築し, モータ電流制御器の比例ゲイン  $K_{pd}$ ,  $K_{pq}$  をモータ電流制御帯域  $\omega_c$  を用いて (3.4) 式, (3.5) 式のように設計した場合, (3.2) 式の高調波電流により算出される  $dq$  軸電圧指令値は (3.6) 式となる。

$$K_{pd} = L_d \omega_c \quad (3.4)$$

$$K_{pq} = L_q \omega_c \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dh}^* \\ v_{qh}^* \end{bmatrix} &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \psi_c \begin{bmatrix} K_{pd} \sin 6\theta_e \\ K_{pq} \cos 6\theta_e \end{bmatrix} \\ &= -\sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \omega_c \psi_c \begin{bmatrix} L_d \sin 6\theta_e \\ L_q \cos 6\theta_e \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.6)$$

ここで,  $L_d$ :  $d$  軸インダクタンス,  $L_q$ :  $q$  軸インダクタンスとする。以上の電圧指令値を  $uvw$

座標へ変換すると、(3.7) 式となる。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{uh}^* \\ v_{vh}^* \\ v_{wh}^* \end{bmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} [D] \begin{bmatrix} v_{dh}^* \\ v_{qh}^* \end{bmatrix} \\
 &= -\frac{1}{2} \omega_e \omega_c \psi_c \begin{bmatrix} (L_d + L_q) \sin 5\theta_e \\ (L_d + L_q) \sin(5\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \\ (L_d + L_q) \sin(5\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \\
 &\quad - \frac{1}{2} \omega_e \omega_c \psi_c \begin{bmatrix} (L_d - L_q) \sin 7\theta_e \\ (L_d - L_q) \sin(7\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ (L_d - L_q) \sin(7\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \tag{3.7}
 \end{aligned}$$

ここで、

$$[D] = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

(3.7) 式に示すように、5 次高調波電流の入力から、電圧指令値には 5 次高調波と 7 次高調波が生じる。この 7 次高調波成分は、IPMSM が  $L_d < L_q$  の突極性を持つことで比例ゲイン  $K_{dp}$ ,  $K_{qp}$  が等しくなることに起因して生じている。また、電圧指令値に現れるこれらの高調波成分は、モータ電流制御帯域  $\omega_c$  に比例して増加することがわかる。第2章で示した (2.16) 式のように、モータ電流高調波および電圧指令高調波は直流リンク電流高調波を発生させ、電源電流高調波が発生する原因となる。このため電源電流高調波を増加させない観点から、モータ電流制御器においては制御帯域以上の良好に制御できない周波数を持つ電圧指令高調波は小さくすることが望ましく、モータ電流制御帯域  $\omega_c$  は出来る限り低く設計した方が良い。

### 3.3 電圧指令高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御の原理

本節では、2.5 節で述べた項目 1 および項目 2 の課題である、モータの空間高調波に起因する電源電流高調波と、LC 共振による電源電流高調波の抑制を目的とした、提案するインバータ制御法の原理について説明する。

### 3.3.1 高調波除去フィルタ

電解コンデンサレスインバータではインバータにより電源電流を制御するため、電圧指令高調波は電源電流高調波を増加させる。また、3.2 節でも述べたように、モータ電流高調波のフィードバックは電流制御器を介して、別の周波数の電圧指令高調波を新たに発生させる。モータ電流制御帯域を下げることでこの電圧指令高調波を減らせるが、それだけでは低減量が不十分である。1 つ目の手法である高調波除去フィルタでは、フィードバックするモータ電流へ以下のノッチフィルタを適用することで、電圧指令高調波を更に低減し、電源電流高調波を抑制する。

$$G_{notch} = \frac{s^2 + d \cdot 2\pi\Delta f s + (2\pi f_0)^2}{s^2 + 2\pi\Delta f s + (2\pi f_0)^2} \quad (3.9)$$

ここで、 $\Delta f$  : バンド幅,  $f_0$  : 中心周波数,  $d$  : 振幅比とする [113]。ノッチフィルタを使用することで電圧指令高調波に起因する電源電流高調波は消え、モータ電流高調波に起因する電源電流高調波だけが電源電流波形に顕著に現れ、以下で説明する補償電圧印加法を効果的に適用できるようになる。逆起電圧の主要な高調波次数である 5 次, 7 次高調波は, dq 座標変換により dq 座標上ではどちらも 6 次高調波となるため, 本研究では dq 座標上で 6 次高調波を低減するようノッチフィルタを設計し, 図 3.1 に示すブロック図を介して dq 軸電流をフィードバックする。

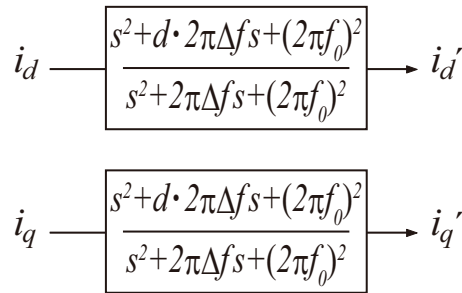


図 3.1: 高調波除去フィルタのブロック図

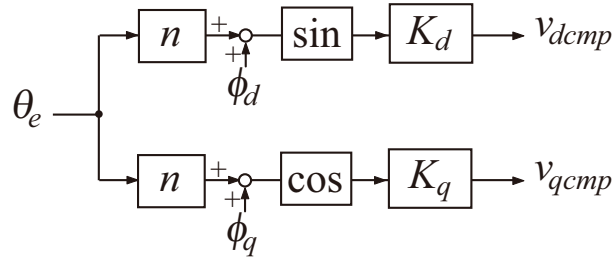


図 3.2: 補償電圧印加法のブロック図

### 3.3.2 補償電圧印加法

前節の高調波除去フィルタを用いることで電圧指令高調波に起因する電源電流高調波は抑制できるが、モータ電流高調波に起因する電源電流高調波は残ってしまう。2つ目の手法である補償電圧印加法では、このモータ電流高調波に起因する電源電流高調波を、電圧指令へ補償電圧を印加して直流リンク電流応答を改善することで抑制する。補償電圧は以下の式で計算し、 $n$  には抑制したい高調波次数を入力する。

$$v_{dcmp} = K_d \cdot \sin(n\theta_e + \phi_d) \quad (3.10)$$

$$v_{qcmp} = K_q \cdot \cos(n\theta_e + \phi_q) \quad (3.11)$$

本研究では、5 次高調波による電源電流高調波を抑制するため、 $n$  は 6 に設定する。補償電圧のゲイン  $K_d, K_q$  および位相  $\phi_d, \phi_q$  は、電源電流高調波が低くなるようオフラインの実機実験を通して決定し、図 3.2 に示すブロック図から得られた補償電圧を電流制御器から得られた電圧指令値へ加算して補償電圧印加法を適用する。

### 3.3.3 キャンセル電圧印加法

3つ目の手法であるキャンセル電圧印加法では、直流リンクコンデンサと電源側のラインインダクタンス間の LC 共振による電源電流振動を、直流リンク電流を増減させて直流リンクコンデンサの放電を積極的行わせることで抑制する。

電解コンデンサレシインバータでは単相ダイオード整流器がオンする際に、図 3.3 に示すような共振振動が電源電流と直流リンク電圧に生じる。この手法では、共振振動のうち電圧振動

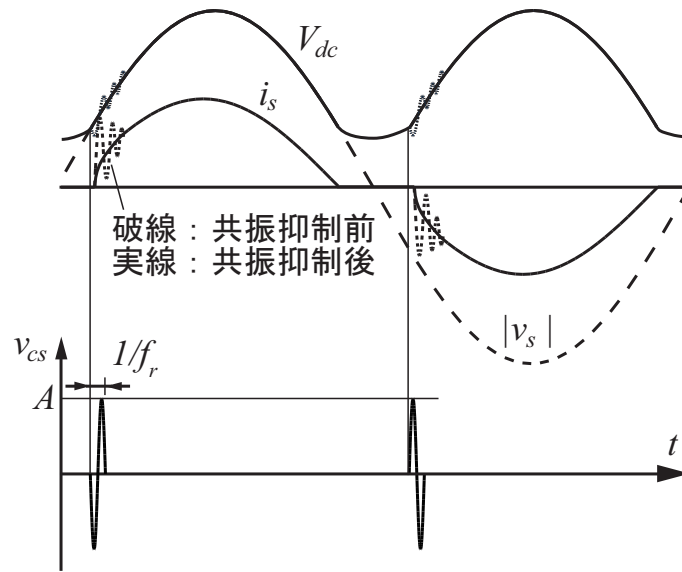


図 3.3: 電流振動の抑制原理

に着目し、直流リンクコンデンサの放電量を変えて電圧振動を抑制することで共振を抑制する。放電量はスイッチング素子のオン時間により変わる直流リンク電流量に依存して変化するため、提案法では以下のキャンセル電圧  $v_{cs}$  を 1 パルス分だけ三相電圧指令値へ加えることで振動を打消す。

$$v_{cs} = -\text{sgn}(i_x) \cdot A \cdot \sin(2\pi f_r t) \quad (3.12)$$

ここで、 $x$  : 三相電圧指令の大きさが中間である相、 $i_x$  :  $x$  相の相電流、 $A$  はキャンセル電圧指令の振幅、 $f_r$  はキャンセル電圧指令の周波数とする。 $f_r$  はラインインダクタンスと直流リンクコンデンサ間の共振周波数に設定する。キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  を複数周期にすると新たに共振振動を励起する場合があるため、キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  は一周期のみの波形とし、 $uvw$  座標上の電圧指令値へ加える。キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  を加える相  $x$  は、三相電圧指令値の大きさにより決定し、三相の中で中間の大きさの相とする。ダイオード整流器のオンにより生じる共振振動は、電圧飽和が生じやすい低電圧期間で発生するが、提案法は三相電圧指令値のうち電圧飽和しづらい中間電圧相のみを使用して共振を抑制するため、他 2 相が電圧飽和している場合でも共振抑制性能を維持できる。また図 3.4、図 3.5 に示すように、放電の際の電流経路は相電流の極性によって異なるため、キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  も相電流の極性に応じて符号

を変える必要がある。そのため、符号関数 (sgn) によりこれを考慮し、キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  は  $i_x$  の極性が正の時に  $-A \sin(2\pi f_r t)$ 、負の時に  $A \sin(2\pi f_r t)$  とする。この共振による電圧振動成分は、必ず始めに負側に振動してから正側へ振動するため、キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  の符号は相電流の極性を考慮するだけでよい。また、提案法ではコンデンサの放電を利用して電圧振動を抑えるため、正側への振動に対して特に効果的である。負側の振動に対しては、放電量を減らすことで振動を強めない効果がある。キャンセル電圧指令  $v_{cs}^*$  の振幅  $A$  および、加え合わせるタイミングについては、共振振動を低減し、最も THD (Total Harmonic Distortion) が低くなるようオフラインの同定により決定し、図 3.6 に示すブロック図を三相電圧指令値へ加算することでキャンセル電圧印加法を適用する。

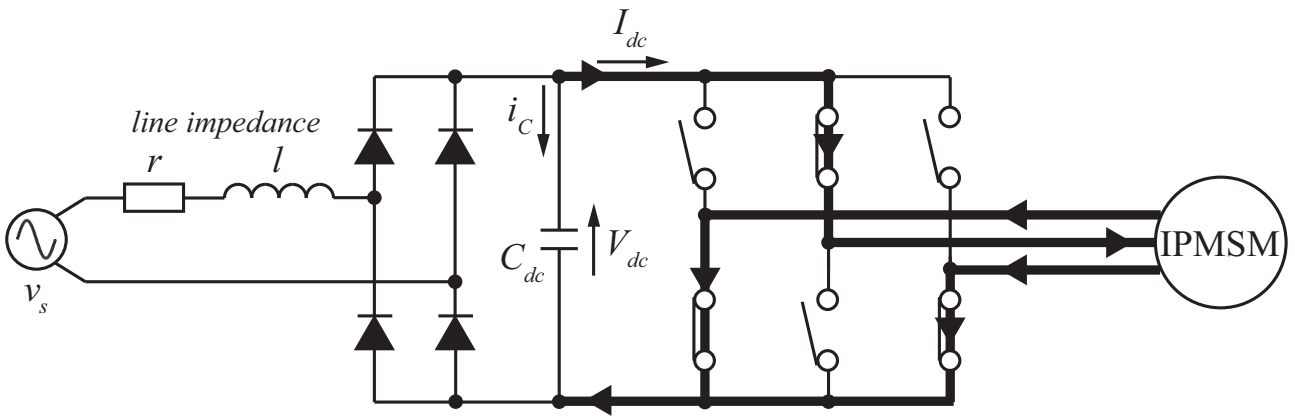


図 3.4: 電流経路例 1

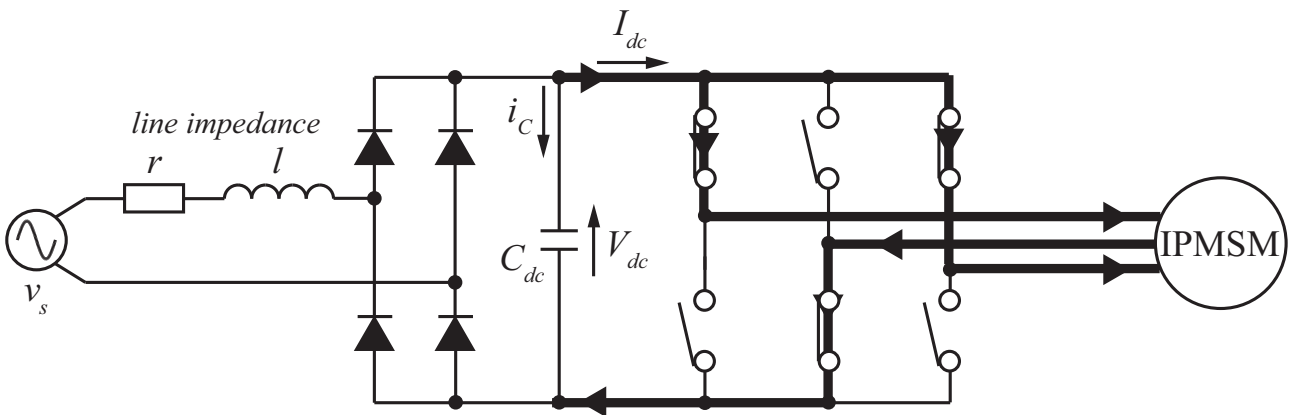


図 3.5: 電流経路例 2

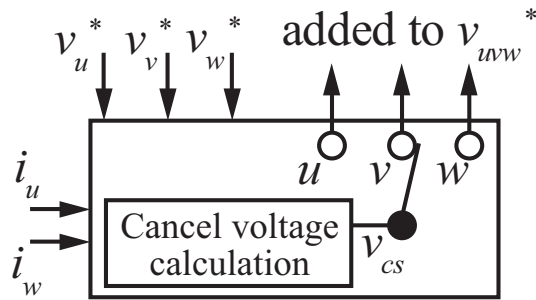


図 3.6: キャンセル電圧印加法のブロック図

### 3.3.4 全体のシステム構成

図 3.7 に全体のシステム構成を示す。高入力力率を得るための制御系には 2 章で述べた電力制御法を  $q$  軸電流制御系と速度制御系の間に使用し、これを従来の制御系として赤線部の提案手法を適用している。また、電圧飽和によるワインドアップ対策として、2 章でも述べたリミット偏差フィードバック法を使用している。サンプリングしたモータ電流は、 $dq$  座標上でノッチフィルタ特性を有した高調波除去フィルタを介して制御系へフィードバックする。補償電圧印加法による補償電圧は電流制御器出力へ加算し、これを三相電圧指令へ変換した後にキャンセル電圧印加法を適用する。

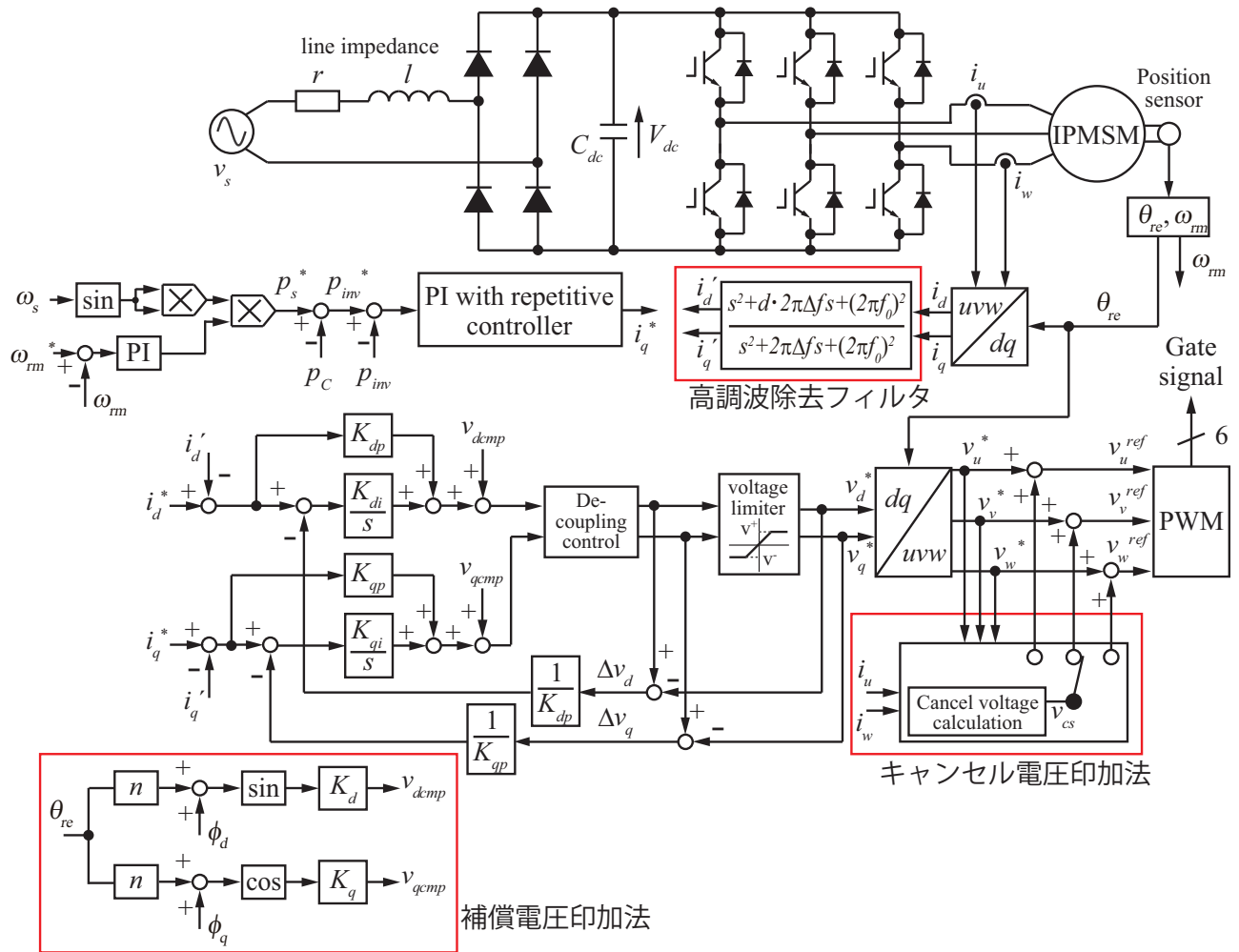


図 3.7: 提案する電源高調波抑制制御系

### 3.4 実験結果

図 3.8 に実験システムの構成を示す。DSP は Texas Instruments 社製 TMS320C6657 を使用している。回転子位置  $\theta_{rm}$  は 1 回転 2000 パルス出力のインクリメンタルエンコーダを用いて検出し、4 通倍して DSP に入力される。相電流  $i_u, i_v, i_w$  は CT(Current Transformer) により、電源電圧  $v_s$  と直流リンク電圧  $V_{dc}$  はアイソレーションアンプにより検出され、A/D コンバータを介して DSP に入力される。DSP では速度制御、電流制御、座標変換、提案するアルゴリズムなど各制御演算を行う。負荷側の IPMSM は発電機として動作させ、出力を三相ダイオード整流器に接続し、直流側に接続された可変抵抗器で電力を消費させることで駆動モータに負荷を与えている。また、電源電圧の供給はアナライジング交流電源を介して行っている。モータおよびシステムパラメータは表 3.1 に示すものを用いている。

図 2.26 の従来の高入力力率制御法である電力制御系を使用した場合と、図 3.7 に示す提案システムを使用した場合で比較実験を行い、その応答を確認する。モータ速度は 4500rpm, 1500rpm, 負荷条件は 1.8Nm で駆動する。提案手法を効果的に適用するため、本研究では電源

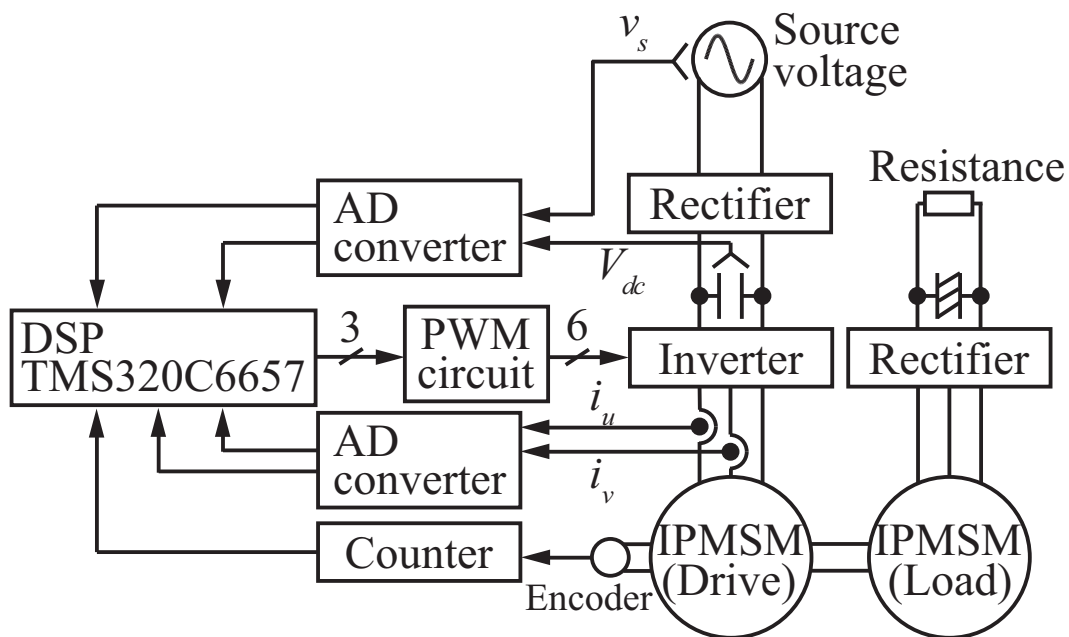


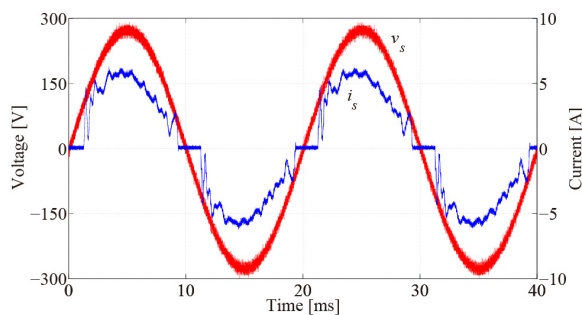
図 3.8: 実験システム

周期で電源電流波形が周期的になるよう、モータの基本波周波数が電源周波数の公倍数となるモータ回転速度で実験を行った。また、モータ電流制御帯域は  $1500\text{rad/s}$  に設定している。

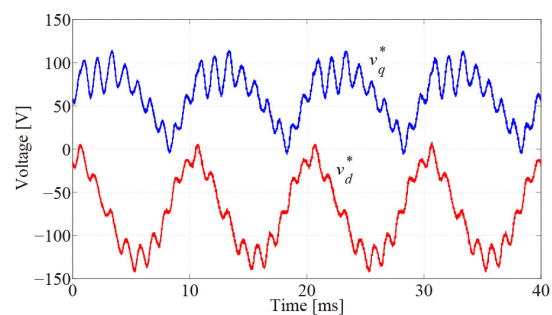
図 3.9 から図 3.12 にモータ速度  $4500\text{rpm}$  での実験の波形結果を、図 3.13 に電源電流の高調波解析結果を示す。電源電流の高調波解析結果は、基本波周波数は  $50\text{Hz}$  で、IEC 61000-4-7 に基づいて中間高調波をグルーピングしている [114]。図 3.9 に示す電力制御法のみを使用した場合の結果では、電源電流の基本波成分の応答は良いものの、dq 軸電圧指令および電源電流には高調波歪みが生じている。図 3.10 に示す高調波除去フィルタを用いた結果では、6 次高調波

表 3.1: モータとシステムのパラメータ

Stator resistance $R_a$	$0.615\ \Omega$
dq-axis inductance $L_d, L_q$	$7.1\ \text{mH}, 11.3\ \text{mH}$
Linkage flux $\phi_a$	$0.124\ \text{Wb}$
Number of pole pairs $P$	2
Rated speed, torque, and power	$4200\ \text{rpm}, 1.8\ \text{Nm}, 1.5\ \text{kW}$
Source voltage	$200\  \ 220\ \text{V}_{\text{rms}}, 50\ \text{Hz}$
DC-link capacitance $C_{dc}$	$14\ \mu\text{F}$
Line impedance $r, l$	$0.5\ \Omega, 0.2\ \text{mH}$
Sampling frequency $f_{\text{samp}}$	$16\ \text{kHz}$

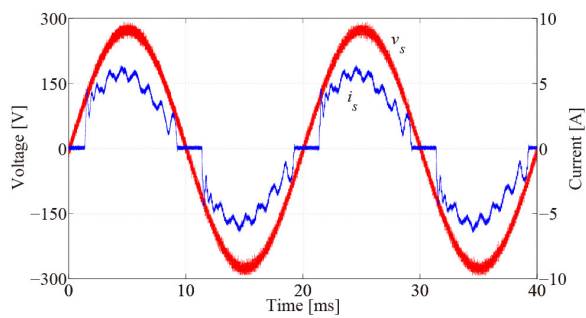


(a) 電源電圧と電源電流

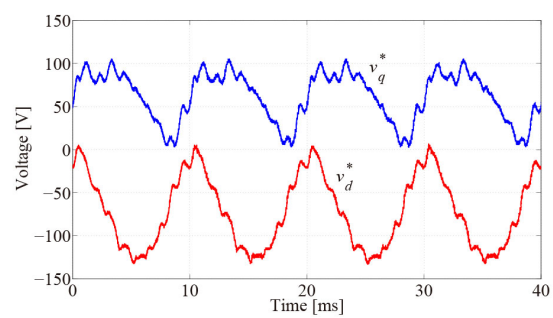


(b) dq 軸電圧指令値

図 3.9: 従来法 ( $4500\text{rpm}$ )

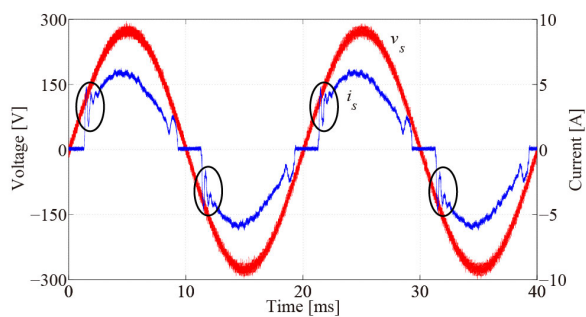


(a) 電源電圧と電源電流

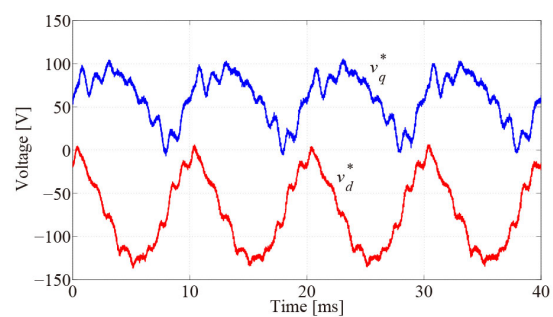


(b) dq 軸電圧指令値

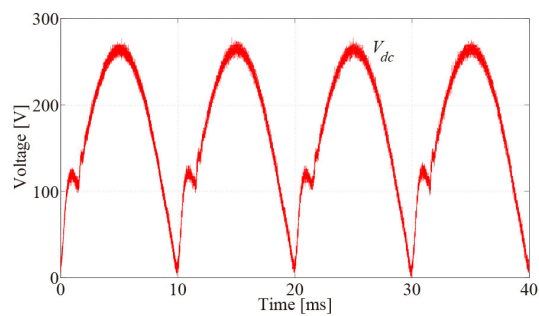
図 3.10: 高調波除去フィルタを適用 (4500rpm)



(a) 電源電圧と電源電流



(b) dq 軸電圧指令値



(c) 直流リンク電圧

図 3.11: 高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法を適用 (4500rpm)

を除去するフィルタを使用することで電圧指令の歪みが低減している。これにより電圧指令高調波に起因する電源電流高調波が低減され、図 3.13 の高調波解析結果では、21 次高調波が 76.0%低減されている。しかし、モータ電流高調波に起因する電源電流高調波の影響が顕著に現れ、17 次および 19 次高調波が増加している。図 3.11 では、高調波除去フィルタと補償電圧印加法をあわせて用いることで電源電流高調波が低減し、図 3.13 から 17 次および 19 次高調波がそれぞれ 21.9%, 52.4%低減できている。これにより JIS の電源高調波規格を満たすことも確認できる。しかし、LC 共振による電源電流振動は依然として残っており、直流リンク電圧波形からも 100V 付近で共振振動が確認できる。高調波除去フィルタ、補償電圧印加法、キャンセル電圧印加法を組み合わせた図 3.12 に示す結果では、キャンセル電圧の印加によって直流リンク電圧の共振振動が打ち消され、電源電流振動の抑制が確認できる。この実験結果では中間電圧相が  $v$  相であったため、キャンセル電圧は  $v$  相へ印加しており、キャンセル電圧の極性も  $v$  相電流に応じて変化させている。表 3.2 に示す入力力率および電源電流 THD の結果

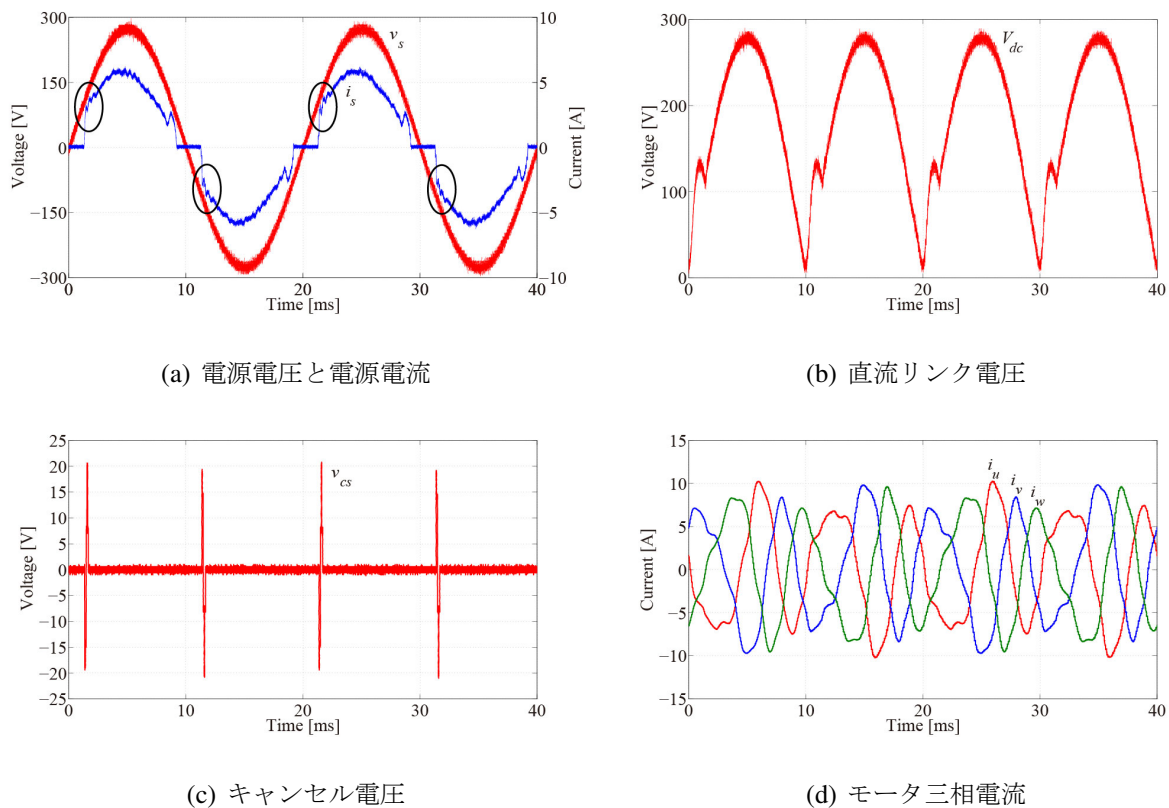


図 3.12: 高調波除去フィルタ，補償電圧印加法，キャンセル電圧印加法を適用 (4500rpm)

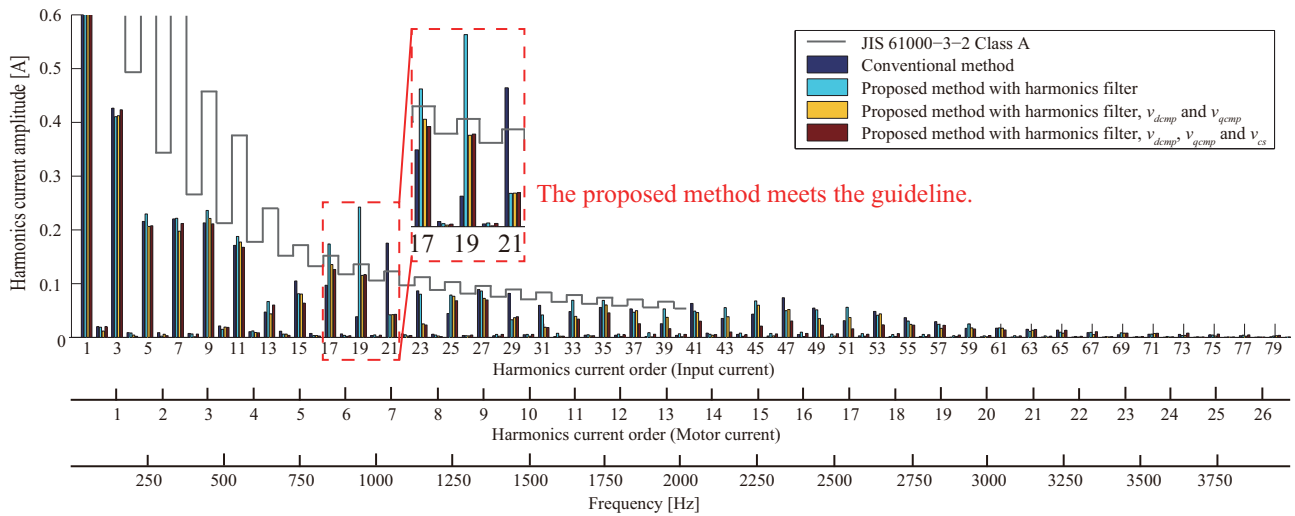


図 3.13: 電源電流の高調波解析結果 (4500rpm)

表 3.2: 入力力率と電源電流の THD 結果 (4500rpm)

	P.F. [%]	THD [%]
従来法 (電力制御法)	98.06	18.02
提案法 (高調波除去フィルタ)	98.01	18.79
提案法 (高調波除去フィルタ+補償電圧印加法)	98.47	16.65
提案法 (高調波除去フィルタ+補償電圧印加法+キャンセル電圧印加法)	98.51	16.56

では、17 次、19 次高調波が増加していることから高調波除去フィルタだけを用いた結果が最も悪いが、提案法 3 つの組合せにより入力力率および THD は良好に改善されている。

図 3.14 から図 3.17 にモータ速度 1500rpm での実験の波形結果を、図 3.18 に電源電流の高調波解析結果を示す。図 3.14 に示す電力制御法のみを使用した結果から確認できるように、モータ回転速度が低い場合には逆起電圧が小さいため空間高調波による影響が減り、1500rpm では電源電流高調波はほとんど発生していない。このため、図 3.15 と図 3.16 に示すように高調波除去フィルタおよび補償電圧印加法による電源電流高調波の抑制効果は減り、図 3.18 に示す高調波解析結果では電力制御法のみでも高調波規制を満足している。しかし、LC 共振は空間高調波と関係なく発生するため、電源電流の共振振動は残ったままである。このため、高調波除去フィルタ、補償電圧印加法、キャンセル電圧印加法を組み合わせた図 3.17 に示す結果では、

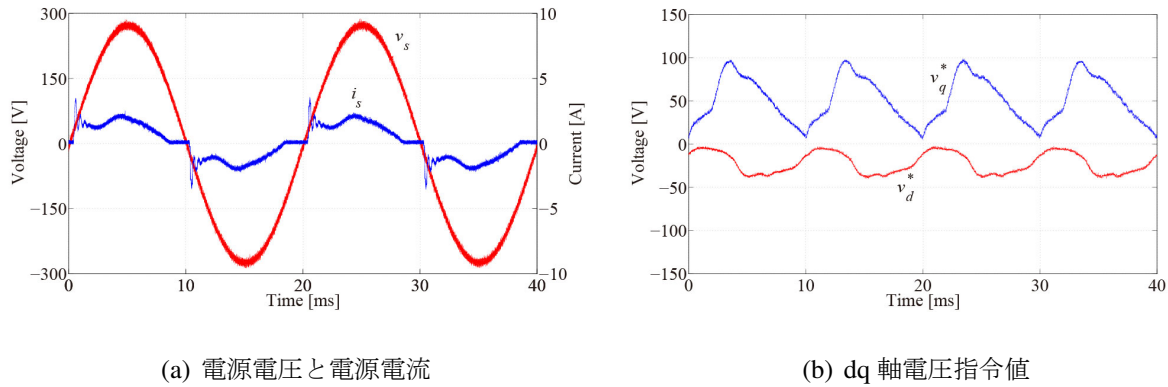


図 3.14: 従来法 (1500rpm)

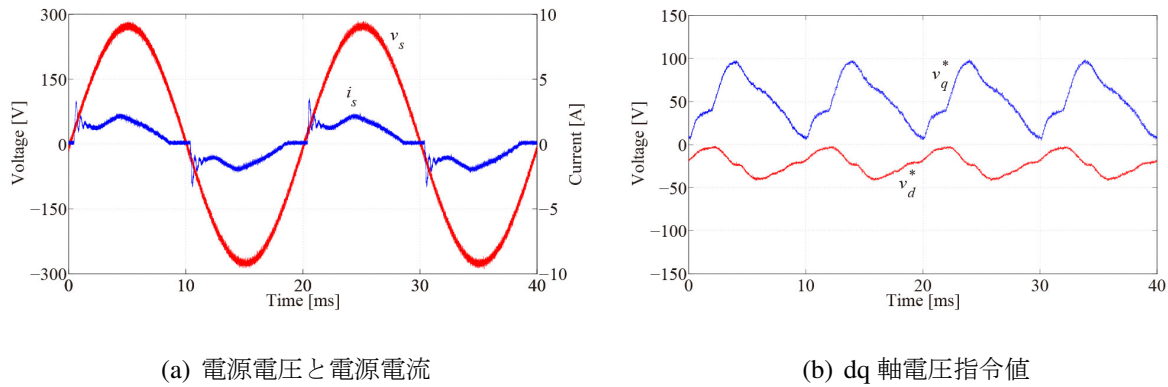
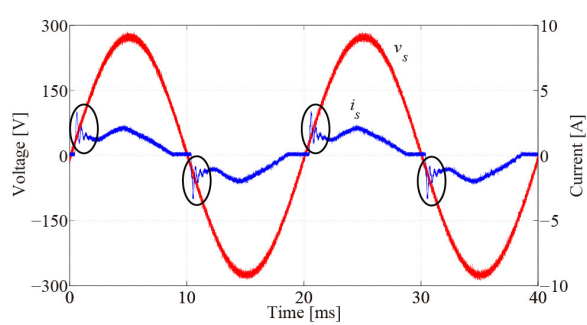
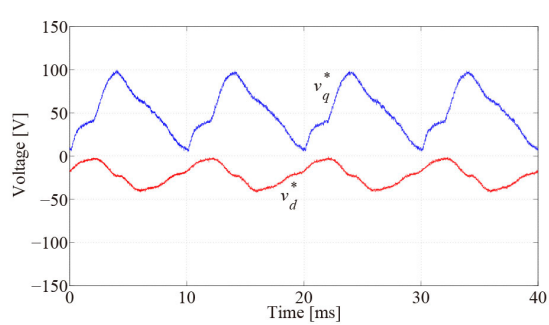


図 3.15: 高調波除去フィルタを適用 (1500rpm)

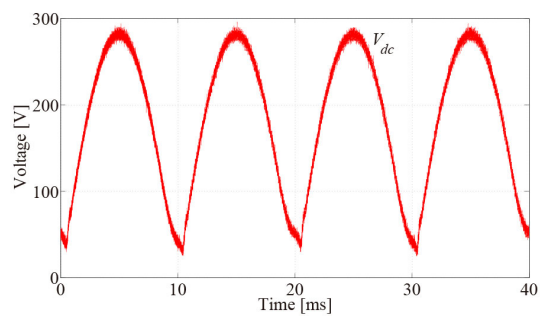
共振振動の抑制効果は変わらず得られ、電源電流振動が抑制されている。図 3.18 の高調波解析結果、表 3.3 に示す入力力率および電源電流 THD の結果からは、逆器電圧が小さいため高調波除去フィルタと補償電圧印加法の効果は見られないものの、キャンセル電圧印加法による高調波抑制および力率と THD の改善が確認できる。また、この実験結果では中間電圧相が  $w$  相であったため、キャンセル電圧は  $w$  相へ印加しており、キャンセル電圧の極性も  $w$  相電流に応じて変化させている。逆起電圧が低く  $d$  軸の弱め磁束電流も小さくしているため、図 3.12 での結果と比較すると、ゼロクロス付近でのモータ電流が小さくなっている。このため、キャンセル電圧印加による直流リンク電流の増減量が減り、コンデンサを放電させづらいことから、共振振動の持続時間は減るものの抑制効果は減ってしまう。



(a) 電源電圧と電源電流

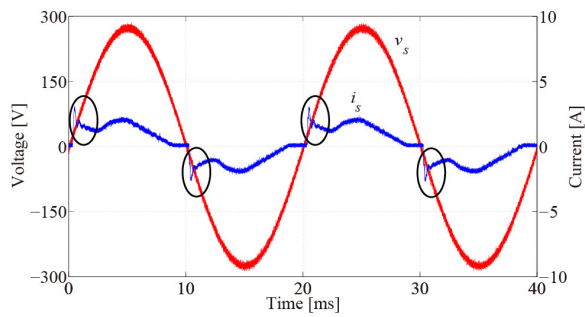


(b) dq 軸電圧指令値

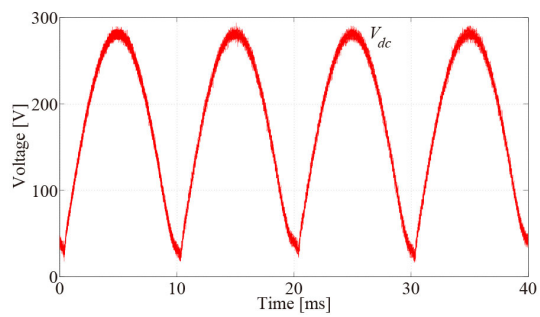


(c) 直流リンク電圧

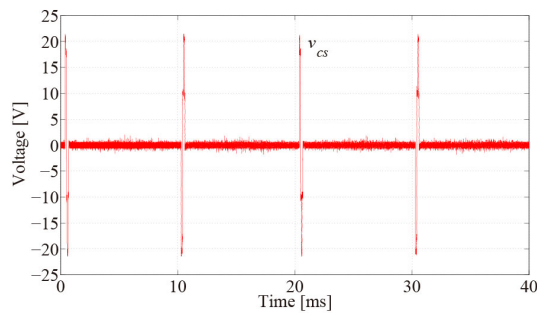
図 3.16: 高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法を適用 (1500rpm)



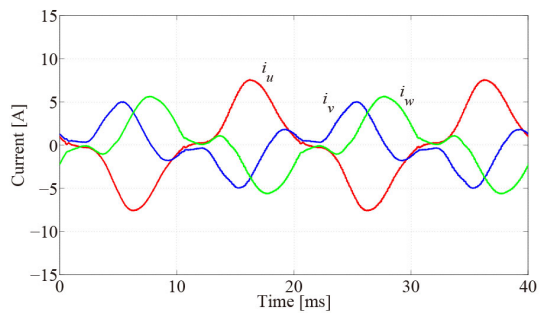
(a) 電源電圧と電源電流



(b) 直流リンク電圧



(c) キャンセル電圧



(d) モータ三相電流

図 3.17: 高調波除去フィルタ, 補償電圧印加法, キャンセル電圧印加法を適用 (1500rpm)

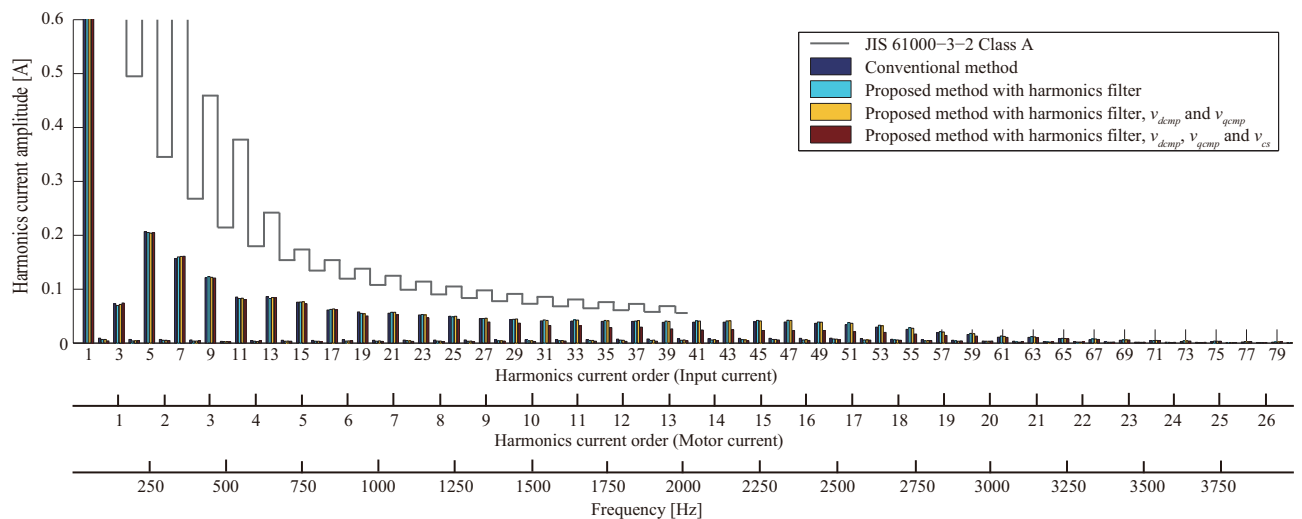


図 3.18: 電源電流の高調波解析結果 (1500rpm)

表 3.3: 入力力率と電源電流の THD 結果 (1500rpm)

	P.F. [%]	THD [%]
従来法 (電力制御法)	91.51	30.38
提案法 (高調波除去フィルタ)	91.52	30.36
提案法 (高調波除去フィルタ+補償電圧印加法)	91.52	30.35
提案法 (高調波除去フィルタ+補償電圧印加法+キャンセル電圧印加法)	91.57	28.50

### 3.5 まとめ

本章では，リアクトルなどの受動素子容量の増加なしで電源電流高調波を抑制するインバータ制御法として高調波除去フィルタ，補償電圧印加法，キャンセル電圧印加法を提案し，その有用性を実験で実証した。以下に，本章で得た結果を記す。

- 1) モータ電流高調波をフィードバックすることで算出される電圧指令高調波は，IPMSMの突極性によって d 軸および q 軸での制御ゲインの差が生まれることにより，別の周波数の電圧指令高調波を発生させる。このため，電圧指令高調波に起因する電源電流高調波を増加させないためには，モータ電流制御帯域を出来る限り低く設計することが望ましいことを明らかにした。
- 2) 提案する 3 つの制御手法ではそれぞれ，高調波除去フィルタで電圧指令高調波に起因する電源電流高調波を，補償電圧印加法でモータ電流高調波に起因する電源電流高調波を，補償電圧印加法で LC 共振に起因する電源電流振動を抑制できる。
- 3) 提案手法を適用することで，電源電流高調波の特定次数を最大で 76.0% できることを確認し，リアクトル容量を増加させずに JIS 61000-3-2 Class A の高調波規格を満足することを確認した。回転速度が低い場合には空間高調波による電源電流高調波は小さく，提案手法を適用せずとも高調波規格を満足できる。
- 4) 提案する手法で印加する電圧指令は，オフラインで大きさおよび位相を決定する必要がある。

あるが，軽い計算負荷で実装できることが見込まれる。

以上の結果より，本章で提案した電圧高調波印加によるオフライン直流リンク電流直接制御の有用性を確認した。

## 第 4 章

# 高入力力率モータトルク制御法とオンライン 直流リンク電流直接制御

### 4.1 はじめに

第 2 章では、電源電力とインバータ出力電力までのパワーフローに着目した電力制御系を適用することで高入力力率でのモータ駆動が実現できることを述べた。しかし、インバータ出力電力のフィードバックによる非線形性のため、電力制御器のゲイン設計ができず、試行錯誤的にゲイン調整が必要であった。ゲインが試行錯誤的に設定されているため、モータパラメータ変動が生じた場合の電力制御系の安定性は低い。この原因は、電力制御系では電源電力からモータへ入力される電力までのパワーフローしか考慮しておらず、モータ内部のパワーフローまでを考慮して制御系を構築していないためである。

第 3 章では、電圧指令高調波を印加することで電源電流高調波を抑制できることを述べた。この手法は動作条件に応じた電圧指令高調波のルックアップテーブルを用意することで計算負荷を抑えて実装できる一方、印加する電圧指令高調波の大きさおよび位相はオフラインで調整する必要がある。

そのため本章では、上記の課題を解決するインバータ制御手法を提案する。

はじめに、電源電力からモータトルクまでのパワーフローに着目した、高入力力率を実現す

るモータトルク制御法を提案する。提案する制御法では、高入力力率を実現するトルク制御系のゲイン設計指針も示し、電解コンデンサレスインバータにおける高入力力率制御系のゲイン設計論を確立する。また、トルク制御帯域を適切に設定することで、電流制御、トルク制御、速度制御間の干渉を減らし、制御系の安定性を向上させる。

次に、オンラインで直流リンク電流を直接制御し、空間高調波による電源電流高調波を低減する高速電圧フィードフォワード制御 (FVFFC) を提案する。FVFFC では直流リンク電流応答に着目することで、トルク制御系および電流制御系を介さず電源電流応答を改善する。

最後に、本章で提案する制御法とその有用性を、実機システムを用いた実験結果より明らかにする。

## 4.2 高入力力率を実現するモータトルク制御法

### 4.2.1 提案法の原理

電解コンデンサレスインバータには PFC 回路およびエネルギーバッファがないため、インバータはモータと同時に入力力率も制御する必要がある。第2章で述べたように、電力制御は電源電力  $p_s$  からインバータ出力電力  $p_{inv}$  までのパワーフローに着目し、(4.1) 式から (4.3) 式を用いて構成されている。

$$p_s = p_c + p_{inv} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} p_c &= V_{dc} i_c = V_{dc} C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} \\ &= \frac{1}{2} \omega_s C_{dc} V_s^2 \sin(2\omega_s t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$p_{inv} = v_d^* i_d + v_q^* i_q \quad (4.3)$$

モータトルク制御では、電源電力からモータトルクまでのパワーフローに着目して制御系を構成することで高入力力率制御を達成するとともに、制御ゲインの設計を可能にする。

dq 座標上での IPMSM の電圧方程式は (4.4) 式で表され、左から dq 軸電流の転置行列を乗じて時間領域表現に書き直し、銅損以外の電氣的損失を  $p_{loss}$  として考慮すると、インバータ出

力電力  $p_{inv}$  は (4.5) 式で書き表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_a + \frac{d}{dt}L_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R_a + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\phi_a \end{bmatrix} \\ v_d i_d + v_q i_q &= (R_a i_d^2 + R_a i_q^2) + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_d i_d^2 + \frac{1}{2} L_q i_q^2 \right) \\ &\quad + \frac{\omega_{re}}{P} P \{ \phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} + p_{loss} \\ p_{inv} &= p_{closs} + \frac{d}{dt} j_{mag} + \frac{\omega_{re}}{P} \tau + p_{loss} \end{aligned} \quad (4.4)$$

$$(4.5)$$

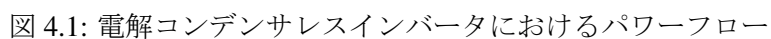
ここで、 $v_d$  : d 軸電圧,  $v_q$  : q 軸電圧,  $R_a$  : 電機子巻線抵抗,  $L_d$  : d 軸インダクタンス,  $L_q$  : q 軸インダクタンス,  $\phi_a$  : 永久磁石による電機子鎖交磁束,  $\omega_{re}$  : モータの電気角速度,  $s$  : 微分演算子,  $P$  : 極対数,  $p_{closs}$  : 銅損,  $j_{mag}$  : 巻線に蓄えられる磁気エネルギー,  $\tau$  : モータトルク,  $p_{loss}$  : 鉄損や漂遊負荷損等の銅損以外の電氣的損失とする。(4.5) 式へ (4.1) 式を代入すると (4.6) 式が得られる。

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{P}{\omega_{re}} (p_s - p_c - p_{closs} - \frac{d}{dt} j_{mag} - p_{loss}) \\ &= \tau_s - \tau_c - \tau_{closs} - \tau_{mag} - \tau_{loss} \end{aligned} \quad (4.6)$$

ここで、 $\tau_s$ ,  $\tau_c$ ,  $\tau_{loss}$ ,  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$  はそれぞれの電力をトルク次元へ変換したものとする。モータトルク制御では (4.6) 式に基づき、モータトルク  $\tau$  を制御することで電源電力を制御し、力率改善を行う。以上より、電解コンデンサレスインバータにおいて、電源電力からモータトルクまでのパワーフローは図 4.1 に示すものとなる [115]。

モータトルク制御系の構成を図 4.2 に示す。電源電力指令をトルク次元へ換算した  $\tau_s^*$  は速度制御器の出力へ電源電圧から生成した  $\sin^2 \theta_s$  を乗じることで得る。モータトルク指令値  $\tau^*$  は (4.6) 式より、 $\tau_s^*$  から  $\tau_c$ ,  $\tau_{loss}$ ,  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$  を減算することで算出する。しかし、 $\tau_c$ ,  $\tau_{loss}$ ,  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$ ,  $\tau$  の正確な算出は難しく、多くのモータパラメータを必要とする。これに対し、トルク指令値算出時に減算する  $\tau_{loss}$  と  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$ , トルクフィードバックにより減算するモータトルク  $\tau$  に着目することで、モータパラメータを使用しないモータトルク制御を実現する。

インバータ損失 (導通損失やスイッチング損失等) および三相平衡でコモンモード電流がないものと仮定すると、図 4.2 中黒破線部の  $\tau_{closs}$ ,  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$ ,  $\tau$  は、(4.5) 式をトルク次元へ変換し



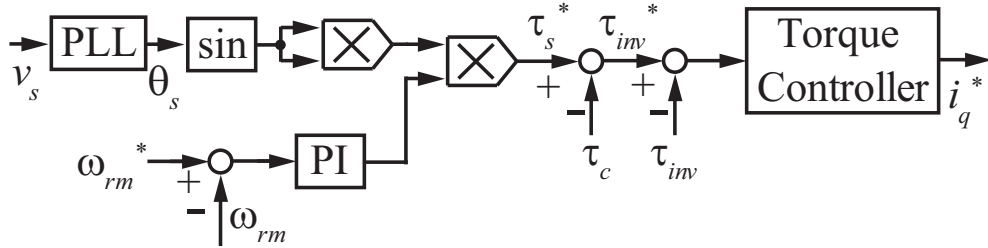


図 4.3: モータパラメータを用いないモータトルク制御法

た (4.7) 式の右辺に相当する。

$$\tau_{inv} = \tau_{closs} + \tau_{mag} + \tau + \tau_{loss} \quad (4.7)$$

よって、トルク指令値の算出に必要なとする  $\tau_{closs}$ ,  $\tau_{mag}$ ,  $\tau_{loss}$  の減算と、トルクフィードバックによる  $\tau$  の減算は、 $\tau_{inv}$  の減算 1 回で代替できる。 $\tau_{inv}$  の算出はモータパラメータを使用しない (4.8) 式で行えるため、モータパラメータの変動による影響はない。

$$\tau_{inv} = \frac{P}{\omega_{re}} p_{inv} = \frac{P}{\omega_{re}} (v_d^* i_d + v_q^* i_q) \quad (4.8)$$

以上より、図 4.3 に示す  $\tau_{inv}$  制御系と、図 4.2 に示すモータトルク制御系は等価となり、 $\tau_{inv}$  制御系を用いることでモータパラメータ変動に対してロバストなモータトルク制御を実現できる。インバータ出力電力に電動機効率を乗じてモータトルクを演算するモータトルクフィードバック制御法が文献 [116, 117] にて提案されているが、図 4.3 に示す提案するモータトルク制御法は電動機効率を乗じることなくインバータ出力電力をフィードバックすることで、モータトルクフィードバックと同時に入力力率を改善するためのトルク指令値演算も行っている。

#### 4.2.2 モータトルク制御系の設計

図 4.4 にモータトルク制御を使用した全体のシステム構成を示す。電力制御器を代替するために、トルク制御器は積分器  $1/s$  と電源の 2 倍周波数を対象とした正弦波追従制御器  $s/(s^2 + (2\omega_s)^2)$  で構成し、極配置ができるよう状態フィードバックを行う。これにより、トルク制御系でも電源電力の主要素である直流成分および電源周波数の 2 倍の交流成分へ定常偏差なく追従できる。

IPMSM では多くの場合, (4.5) 式中の  $(L_d - L_q)i_d$  は  $\phi_a$  に比べ小さいので, モータトルクの大きさは  $i_q$  によりほぼ決定される。モータトルクが  $i_q$  により決定されると仮定し, トルク制御ゲインは図 4.5 に示すトルク制御ループの伝達関数より設計する。図 4.3 に示す  $\tau_{inv}$  制御系はインバータ出力電力をフィードバックする構成だが, 図 4.2 に示すモータトルク制御系と等価であるため, 制御器の設計は図 4.5 に示すモータトルク制御系で行うことができる。トルク指令値  $\tau^*$  からモータトルク  $\tau$  までの伝達関数は

$$\frac{\tau}{\tau^*} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (4.9)$$

$$a_0 = 4\omega_s^2 P \phi_a f_1 \quad (4.10)$$

$$a_1 = P \phi_a f_3 + 4\omega_s^2 \quad (4.11)$$

$$a_2 = P \phi_a (f_1 + f_2) \quad (4.12)$$

$$b_0 = 4\omega_s^2 P \phi_a f_1 \quad (4.13)$$

$$b_1 = P \phi_a f_3 \quad (4.14)$$

$$b_2 = P \phi_a (f_1 + f_2) \quad (4.15)$$

となり, 極配置法でトルク制御系の極  $\omega_t$  が重根となるよう設計した場合, フィードバックゲ

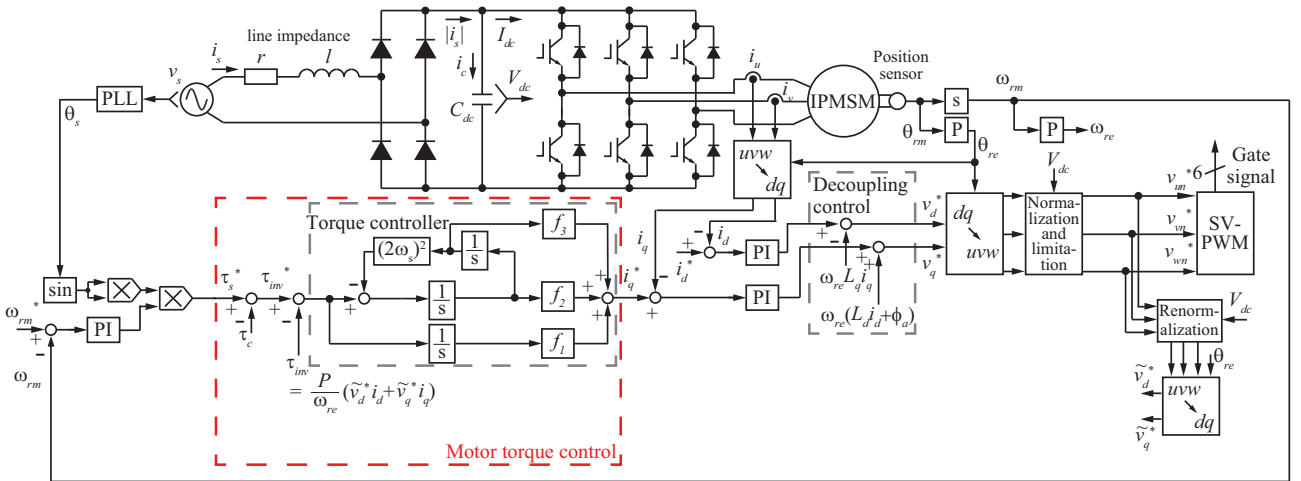
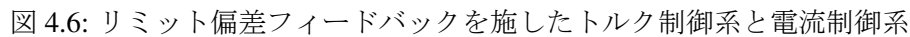


図 4.4: 提案するシステム構成




$$b_3 = \frac{(f_1 + f_2)T_{samp} + f_3 T_{samp}^2 + 4\omega_s^2 f_1 T_{samp}^3}{1 + 4\omega_s^2 T_{samp}^2} \quad (4.26)$$

となる。

#### 4.2.4 シミュレーションおよび実験結果

電力制御系を使用した場合とトルク制御系を使用した場合の応答をシミュレーションおよび実験にて比較し、確認する。シミュレーションおよび実験で用いたモータおよびシステムパラメータは第2章で示した値である。シミュレーションでは、電圧方程式へ永久磁石磁束へ高調波を加えることでIPMSMの空間高調波をモデリングしている。高調波磁束は供試モータの逆起電圧を計測し、この高調波成分より算出する。また、各高入力力率制御法使用時において設定した制御帯域を表4.1に示す。

本システムでは、トルク制御系の極より高い周波数成分のフィードバックは電圧指令に高調波を発生させ、電源電流高調波の増加を招く。トルク制御系の極を高調波成分に比べ高く設定すれば良いが、供試モータの空間高調波により発生するdq座標上の6次高調波成分は定格回転数時に840Hzとなるため、これに対しトルク制御系の極を充分高くするのは困難である。このため、電源電流高調波を極力増加させないよう電流制御帯域 $\omega_c$ およびトルク制御系の極 $\omega_t$ は低く設定するのが望ましい。しかし、トルク制御系の極 $\omega_t$ を下げすぎた場合、不安定零点となってしまう。(4.9)式から(4.18)式より、不安定零点を避けるには $\omega_t$ を $2\omega_s/\sqrt{3}$ 以上に設定する必要があるため、本論文では $\omega_t$ を400rad/sに設定している。モータトルク制御系では、電流制御帯域 $\omega_c$ を $\omega_t$ の5倍となる2000rad/sに設定している。また、電力制御系では電源高調波が増加しないよう電流制御帯域 $\omega_c$ を1500rad/sに設定し、高入力力率となるよう電力制御器ゲインを試行錯誤的に決定している。

第2章で述べた電力制御法を使用した場合と、本章で述べたモータトルク制御法を使用した

表 4.1: 各高入力力率制御法使用時の制御帯域

	電力制御使用時	トルク制御使用時
電流制御帯域 $\omega_c$	1500 rad/s	2000 rad/s
電力制御系/トルク制御系の極 $\omega_t$	-	400 rad/s
速度制御系の極 $\omega_s$	10 rad/s	10 rad/s

場合で比較し、その応答を確認する。図 4.7 から図 4.9 にシミュレーション結果を、図 4.10 から図 4.12 に実験結果を示す。負荷トルクは  $1.5\text{Nm}$  で駆動し、モータ回転速度は空間高調波による電力歪みが最も大きくなる定格回転速度に設定している。また、 $d$  軸電流指令値は高入力力率となるよう試行錯誤的に一定値を与えている。入力力率の結果は表 4.2 に示す。

図 4.7 と図 4.8 にシミュレーションでのインバータ出力電力、電源電流、 $dq$  軸モータ電流、直流リンク電圧波形を、図 4.9 は電源電流の高調波解析結果を示している。高調波解析結果は、IEC 61000-4-7 に基づいて中間高調波をグルーピングしている。図 4.7 と図 4.8 の比較より、制御系のゲイン設計が可能なモータトルク制御でも、試行錯誤的なゲイン調整が必要な電力制御法と同様に良好なインバータ出力電力応答、電源電流応答が得られている。表 4.2 に示すように、電力制御法と同様、モータトルク制御法も高い入力力率が得られている。しかし、不安定零点を回避するため、電力制御使用時に比べ電流制御帯域を高くする必要があることから、図 4.8 に示すように電源電流高調波が大きい。また、図 4.9 からわかるように電源電流は高調波規格 JIS 61000-3-2 を満たせていない。

図 4.10 と図 4.11 に実験による波形結果、図 4.12 に電源電流の高調波解析結果を示している。図 4.10 に示す電力制御法での波形結果を見ると、シミュレーションにより得られたものに比べ、モータパラメータの変動によってインバータ出力電力および電源電流、モータ電流波形が歪んでいる。これに対し、モータトルク制御法ではトルク制御系を適切に設計することで安定性が増し、シミュレーション結果と同様に良好な電力応答、電流応答が得られている。入力電力もシミュレーションと同等のものが得られている。しかし実験結果においても、図 4.12 では電源電流高調波が高調波規格 JIS 61000-3-2 を満たせていない。

本システムでの電源高調波は、電源電流がゼロクロス付近で不連続となることと、IPMSM の空間高調波が要因で生じている。ゼロクロス付近での不連続電流はダイオード整流器がオフすることで生じ、高次高調波を全体的に増加させる。空間高調波は電力/トルク応答に高調波を発生させ、電源電流高調波を引き起こす。供試モータの空間高調波で最も大きい高調波成分は 5 次成分、次いで 7 次成分であるため、電力およびトルクには 6 次高調波が生じる。供試モータでは定格回転速度での 6 次高調波が  $840\text{Hz}$  となるため、高調波周波数が電力/トルク制

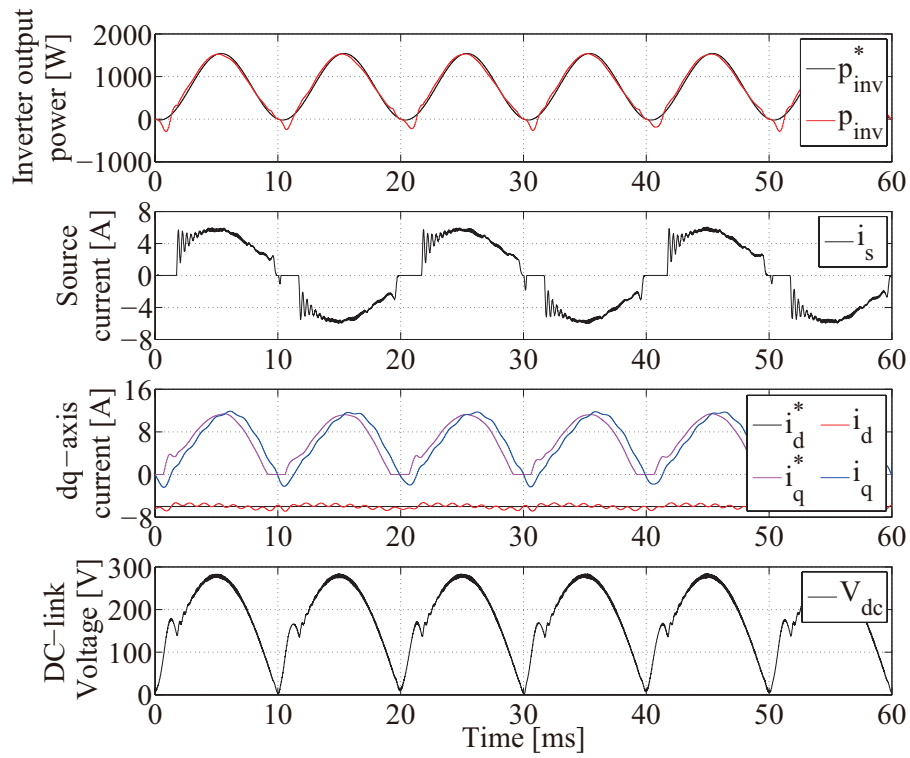


図 4.7: 電力制御法を用いたシミュレーション結果 1.5Nm

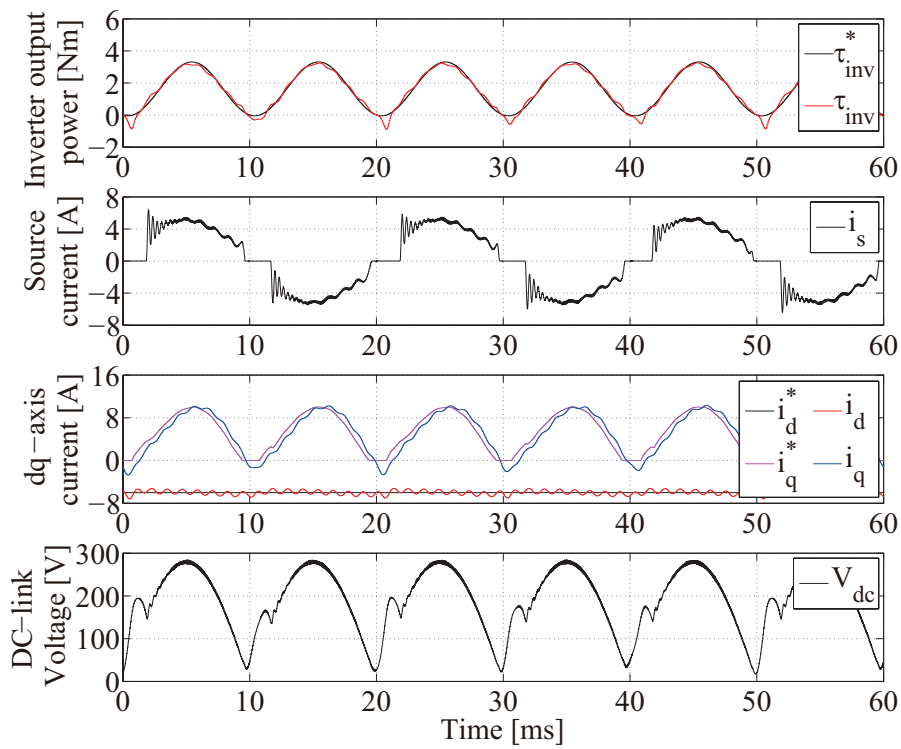


図 4.8: モータトルク制御法を用いたシミュレーション結果 1.5Nm

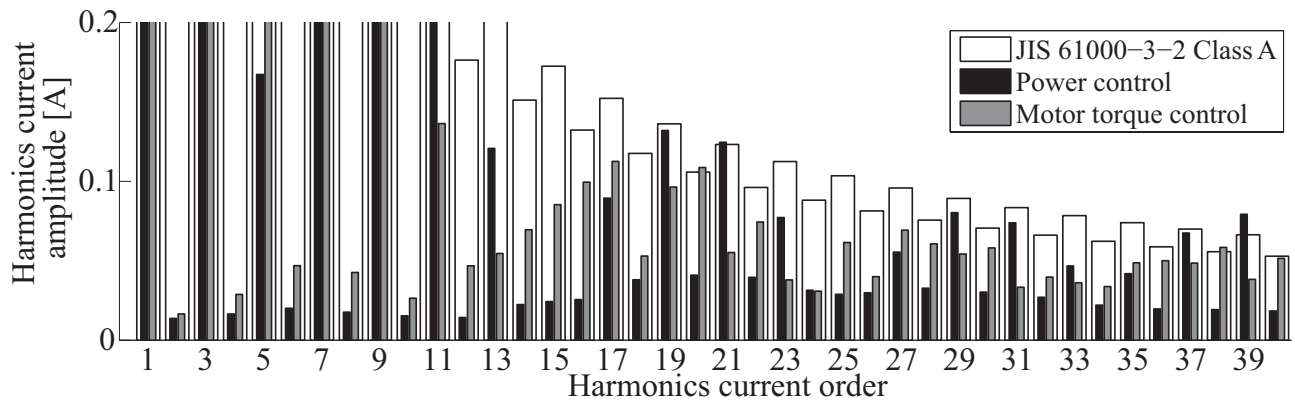


図 4.9: 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(シミュレーション)1

表 4.2: 入力力率の比較 1

	Power control		Motor torque control	
	Simulation	Experiment	Simulation	Experiment
1.5 Nm	97.72 %	97.08 %	97.50 %	97.57 %
0.5 Nm	97.42 %	96.14 %	96.17 %	97.22 %

御帯域に比べ高く、高周波数のインバータ出力電力応答が良好に制御できない。これによりインバータ出力電力および電源電流に高調波が生じ、図 4.9 と図 4.12 において 17 次周辺の高調波が生じている。4.3 節では、直流リンク電流応答を改善し、電源電流高調波を低減する制御法を提案する。

一方、負荷トルク 0.5Nm での実験による波形結果を図 4.13 と図 4.14 に、電源電流の高調波解析結果を図 4.15 に示す。軽負荷条件では電源電流量が減り、ゼロクロス付近で発生する不連続電流による電源高調波量も共に減るため、電源電流は問題なく高調波規格 JIS 61000-3-2 を満たす。

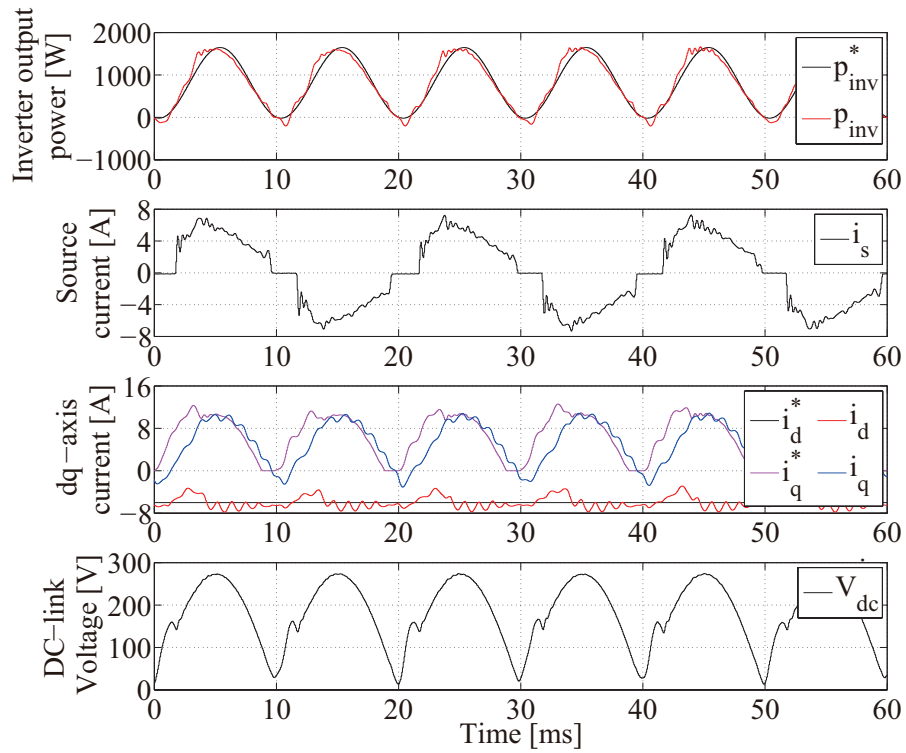


図 4.10: 電力制御法を用いた実験結果 1.5Nm

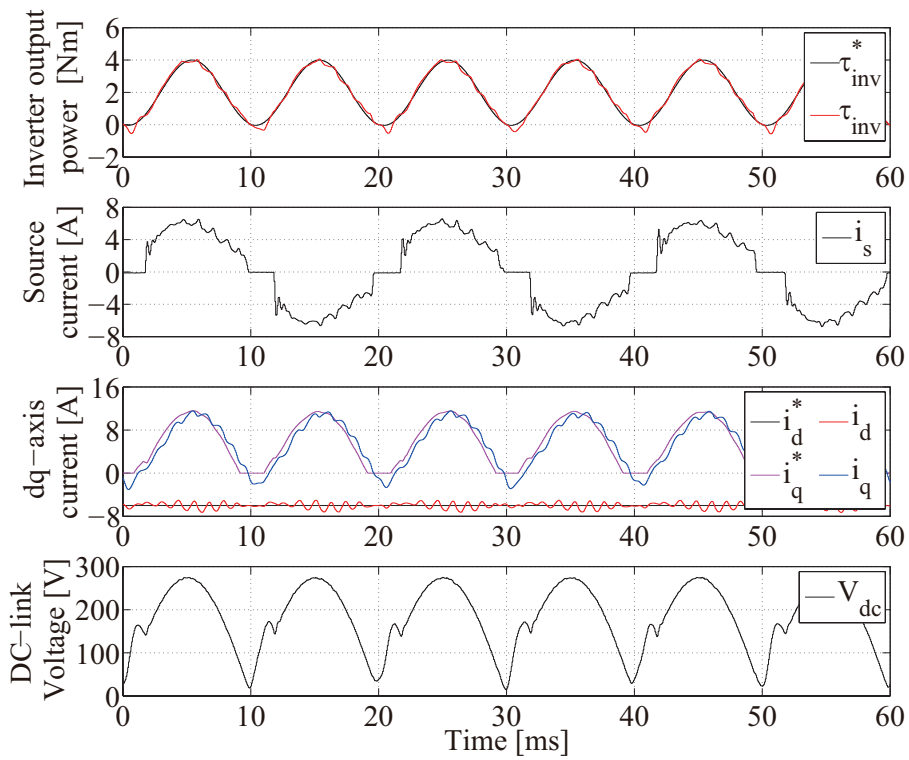


図 4.11: モータトルク制御法を用いた実験結果 1.5Nm

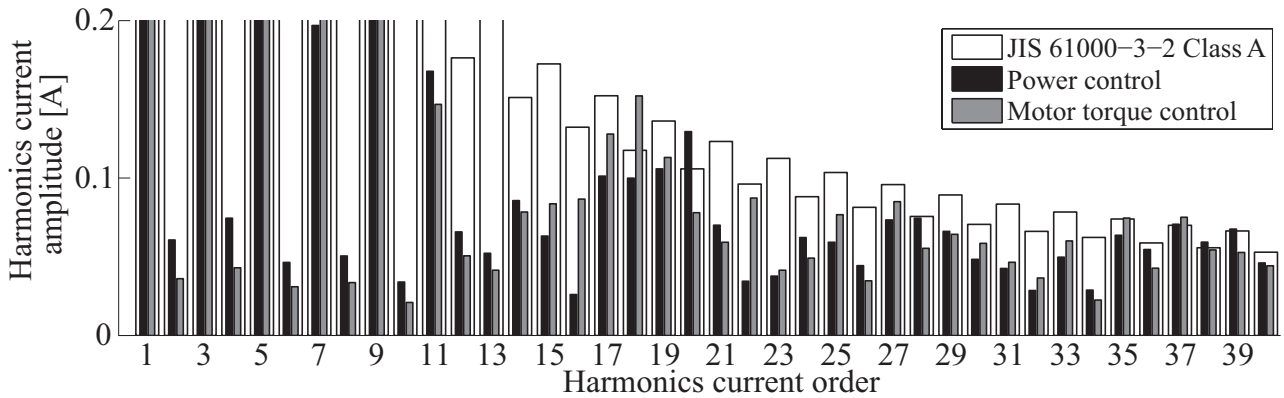


図 4.12: 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(実験)1

### 4.3 オンラインで直流リンク電流を直接制御する高速電圧フィードフォワード制御

#### 4.3.1 提案法の原理

モータトルク制御法では制御系のゲイン設計を可能にしたが、制御帯域の制限で IPMSM の空間高調波による電源電流高調波が生じていた。本節では、オンラインで直流リンク電流応答を改善する高速電圧フィードフォワード制御 (FVFFC) を提案し、これにより電源高調波を低減する。

FVFFC では直流リンク電流  $I_{dc}$  をフィードフォワードで制御することで、インバータ出力電力応答を改善する。また、本論文で扱う直流リンク電流は、インバータによるスイッチングリップルは含まない制御周期毎の平均値である。第2章でも述べたが、三相電流復元法による電流センサレス制御等でも良く知られているように、直流リンク部にはモータの相電流情報が現れる [118–123]。この情報を基に直流リンク電流  $I_{dc}$  は、1 制御周期当たりの各相電流の平均値の和として (4.28) 式で得られる。

$$I_{dc} = d_u i_u + d_v i_v + d_w i_w \quad (4.28)$$

ここで、 $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  : 三相電流,  $d_u$ ,  $d_v$ ,  $d_w$  : 三相電圧指令値により決定される各相デューティ比とする。空間高調波は、(4.28) 式における三相電流に高調波を発生させるとともに、電流

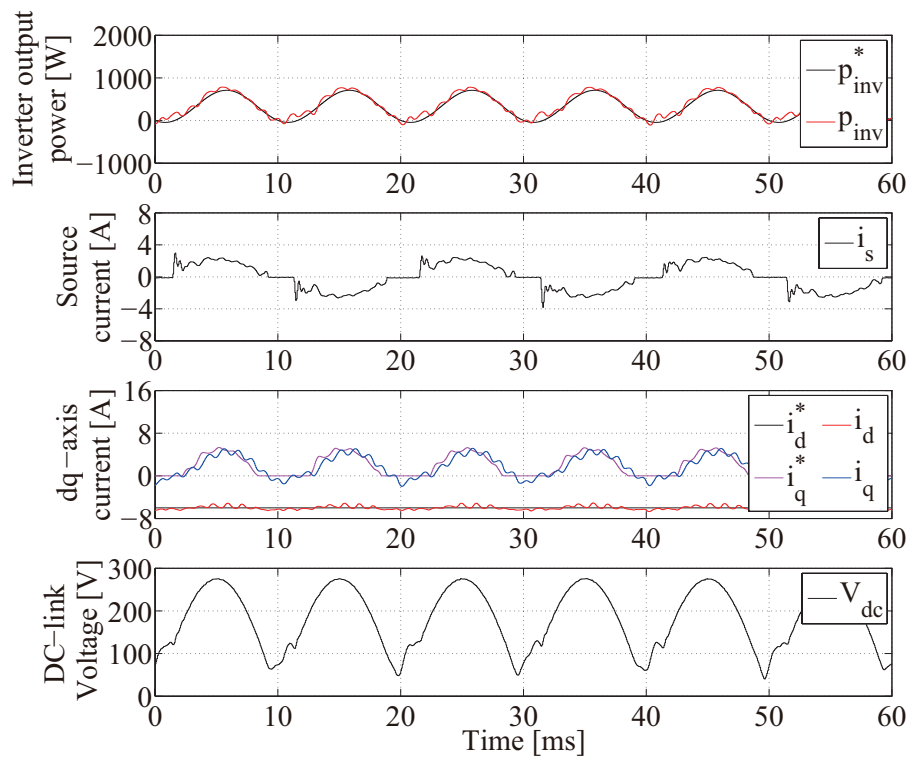


図 4.13: 電力制御法を用いた実験結果 0.5Nm

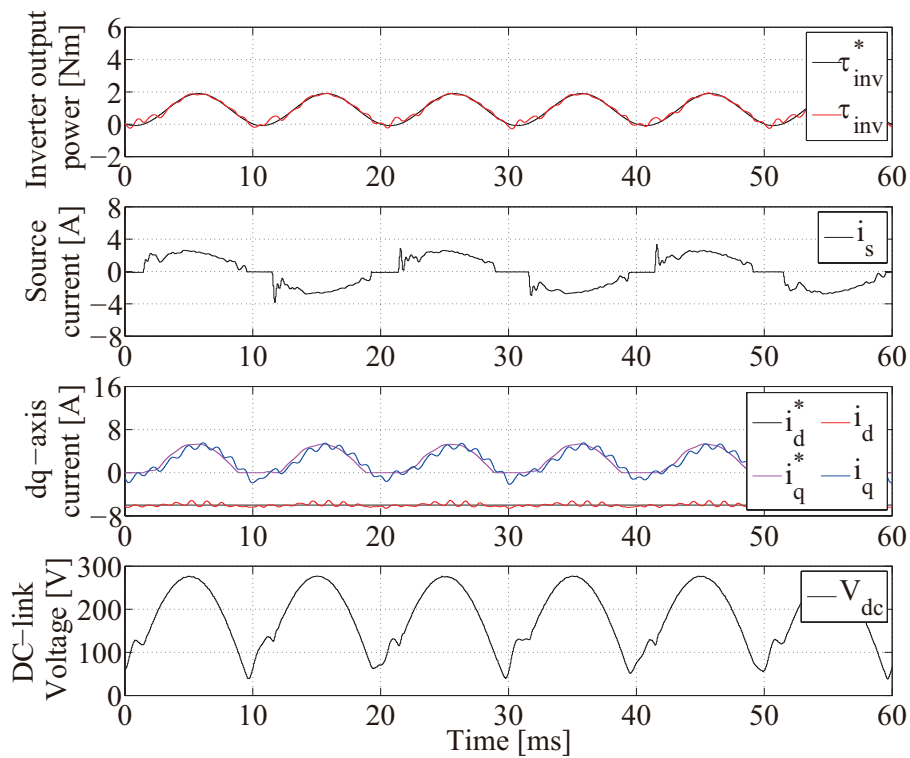


図 4.14: モータトルク制御法を用いた実験結果 0.5Nm

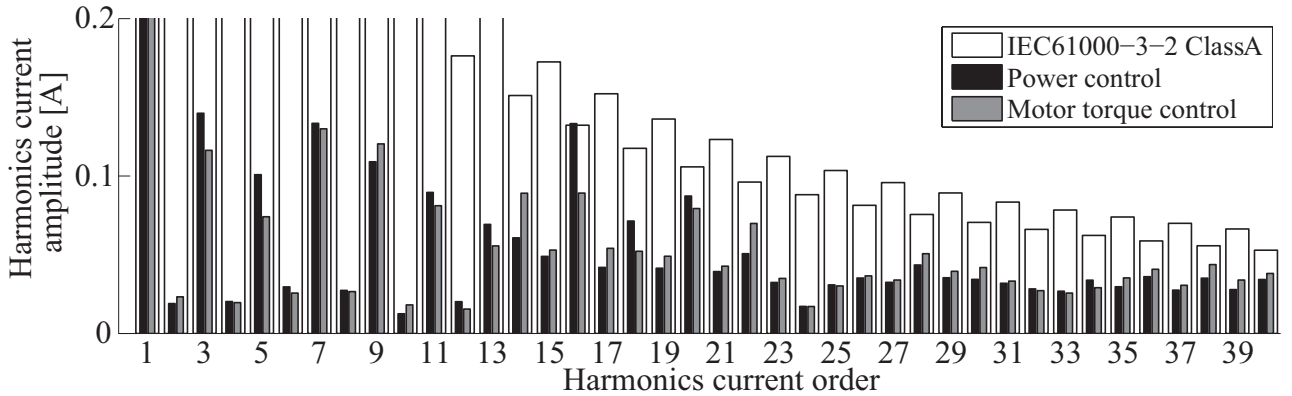


図 4.15: 電源電流の高調波解析結果 0.5Nm(実験)1

フィードバックループを介してデューティ比にも高調波を生じさせ、電源電流高調波を引き起こしている。一方で、(4.28) 式はデューティ比を変化させる電圧フィードフォワード制御で直流リンク電流を制御できることを示唆している。(4.5) 式に示したように、インバータ出力電力は各座標系の電圧と電流の内積で表すことができるが、以下のように書き直すことができる [121]。

$$p_{inv} = v_d i_d + v_q i_q = V_{dc} I_{dc} \quad (4.29)$$

(4.29) 式より、直流リンク電流  $I_{dc}$  を制御することでインバータ出力電力の応答改善が可能であることがわかる。よって、FVFFC で直流リンク電流  $I_{dc}$  を制御周期毎制御すれば  $\tau_{inv}$  を高速に制御でき、インバータ出力電力応答も改善できる。

次に、直流リンク電流の指令値算出法について述べる。インバータのスイッチングリップル成分を無視すると、整流後の電源電流  $|i_s|$ 、直流リンク電流  $I_{dc}$ 、直流リンクコンデンサ電流  $i_c$  の関係は (4.30) 式となる。

$$I_{dc} = |i_s| - i_c. \quad (4.30)$$

(4.30) 式より、直流リンク電流指令値  $I_{dc}^*$  の算出は、入力力率が 1 となるような整流後の電源電流指令値  $|i_s^*|$  から直流リンクコンデンサ電流  $i_c$  を減算すればよい。整流後の電源電流指令値  $|i_s^*|$  は、電源電力指令値をトルク次元へ変換した  $\tau_s^*$  より (4.31) 式で求められる。

$$|i_s^*| = \left| \frac{\omega_{re}}{P} \tau_s^* / v_s \right| = \left| \frac{p_s^*}{v_s} \right|. \quad (4.31)$$

また、直流リンク電圧が電源電圧の絶対値波形と仮定すると、直流リンクコンデンサ電流は (4.32) 式となる。

$$i_c = C_{dc} \frac{d}{dt} V_{dc} = \omega_s C_{dc} V_s \cos \theta_s \cdot \text{sgn}(\sin \theta_s). \quad (4.32)$$

以上の (4.30) 式, (4.31) 式, (4.32) 式より、直流リンク電流指令値  $I_{dc}^*$  の算出を行う。

次に、FVFFC による出力電圧算出法について述べる。指令値  $I_{dc}^*$  と等しい直流リンク電流  $I_{dc}$  を得るための出力電圧は複数存在するため、指令値  $I_{dc}^*$  に追従するよう出力電圧の位相と振幅を変えようとするとき出力電圧は一意に決まらない。そのため本制御法では、電流制御器により決定される出力電圧ベクトルの位相は変えず、振幅のみを変えることで指令値  $I_{dc}^*$  に追従させる。(4.28) 式より、電流制御器による出力電圧ベクトルで得られる直流リンク電流  $I'_{dc}$  は以下となる。

$$I'_{dc} = d'_u i_u + d'_v i_v + d'_w i_w \quad (4.33)$$

ここで、 $d'_u$ ,  $d'_v$ ,  $d'_w$  : 電流制御器により決定される三相デューティ比とする。トルク制御帯域の制限で  $I'_{dc}$  は指令値  $I_{dc}^*$  へ追従しないため、 $I_{dc}^*$  と等しくなるよう、FVFFC により各相電圧指令値の大きさ (各相 ON 時間) の比率を均等にゲイン  $A_{FF}$  倍すると以下の直流リンク電流  $I_{dc}^{FF}$  が得られる。

$$I_{dc}^{FF} = A_{FF}(d'_u i_u + d'_v i_v + d'_w i_w) = I_{dc}^* \quad (4.34)$$

(4.33) 式および (4.34) 式より、FVFFC ゲイン  $A_{FF}$  は、(4.35) 式により求まる。

$$A_{FF} = \frac{I_{dc}^*}{I'_{dc}} \quad (4.35)$$

モータトルク制御法と FVFFC を用いた全体のシステム構成を図 4.16 に示す。本節で提案する FVFFC は 4.2 節で提案したモータトルク制御法と並列に接続し、モータの速度制御系、トルク制御系、電流制御系の演算により出力電圧指令が得られた後、FVFFC の演算を行い、直流リンク電流応答を改善する出力電圧を得る。

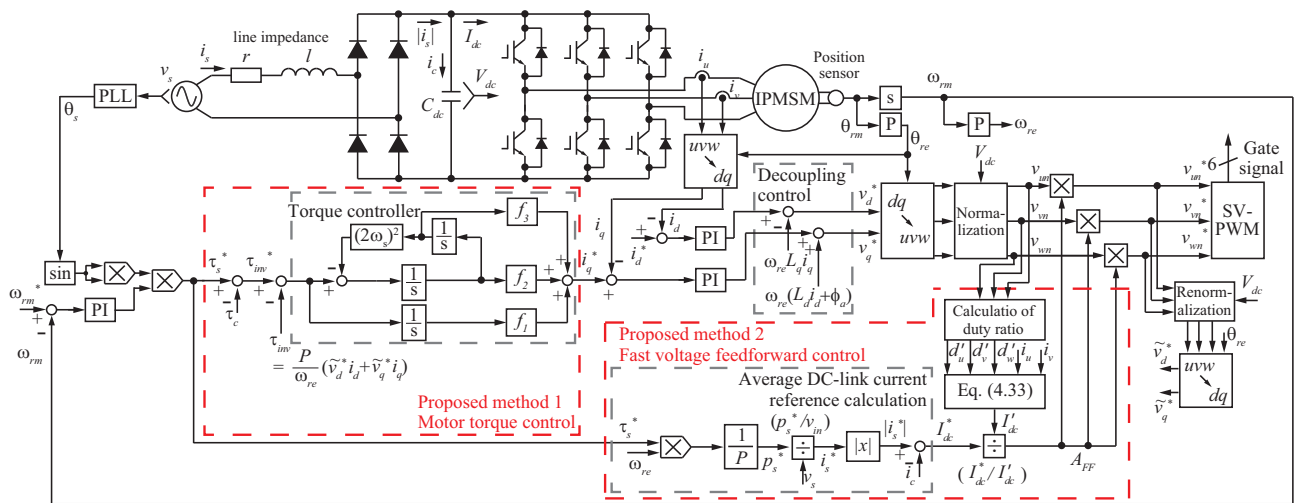


図 4.16: 提案するシステム構成

表 4.3: 入力力率の比較 2

	Without FVFFC		With FVFFC	
	Simulation	Experiment	Simulation	Experiment
1.5 Nm	97.50 %	97.57 %	97.90 %	97.78 %
0.5 Nm	96.17 %	97.22 %	96.18 %	97.41 %

### 4.3.2 シミュレーションおよび実験結果

FVFFC を 4.2 節のモータトルク制御法に適用した場合の応答をシミュレーションおよび実験にて 4.2 節の結果と比較し、確認する。シミュレーションおよび実験で用いたモータおよびシステムパラメータ、システム構成、モータ回転速度および負荷条件は 4.2 節で述べたものと同様である。また、本実験では電圧ベクトルの修正量が過大にならないよう、FVFFC ゲイン  $A_{FF}$  は下限値 0.9、上限値 1.1 で制限している。

図 4.17 にシミュレーションでのインバータ出力電力、電源電流、dq 軸モータ電流、直流リンク電圧、直流リンク電流、FVFFC ゲインの波形を、図 4.18 に電源電流の高調波解析結果を示している。図 4.17 より、直流リンク電流応答が指令値へ追従し、FVFFC によりインバータ出力電力  $\tau_{inv}$  と電源電流の応答が改善されていることが確認できる。FVFFC では電圧飽和を考慮していないため、電圧飽和が生じるゼロクロス付近では直流リンク電流を指令値通りに制御できないものの、表 4.3 に示す入力力率も改善されており、図 4.18 では全次数の電源高調波が高調波規格 JIS 61000-3-2 以下になるよう低減できている。

図 4.19 に実験による波形結果、図 4.20 に電源電流の高調波解析結果を示している。図 4.19 より、シミュレーションと同様に FVFFC による  $\tau_{inv}$  応答の改善と、電源電流高調波の低減が確認できる。また、表 4.3 に示す入力力率も改善されている。実機実験においても、全次数の電源高調波が高調波規格 JIS 61000-3-2 以下となっていることが図 4.20 より確認できる。

負荷トルクを 0.5Nm に変更し、軽負荷条件で実験した波形結果を図 4.21 に、電源電流の高調波解析結果を図 4.22 に示す。図 4.21 より、軽負荷条件においても FVFFC が安定して動作して

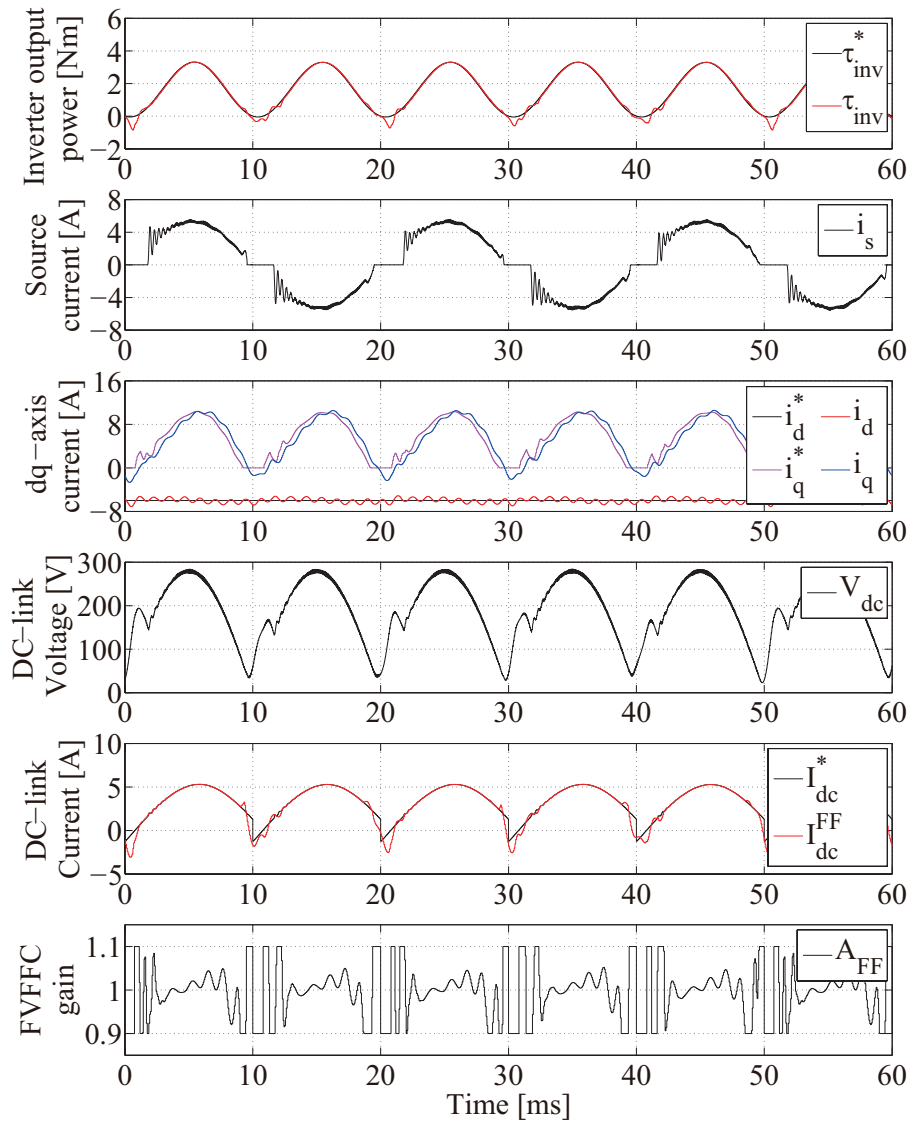


図 4.17: モータトルク制御法と FVFFC を用いたシミュレーション結果 1.5Nm

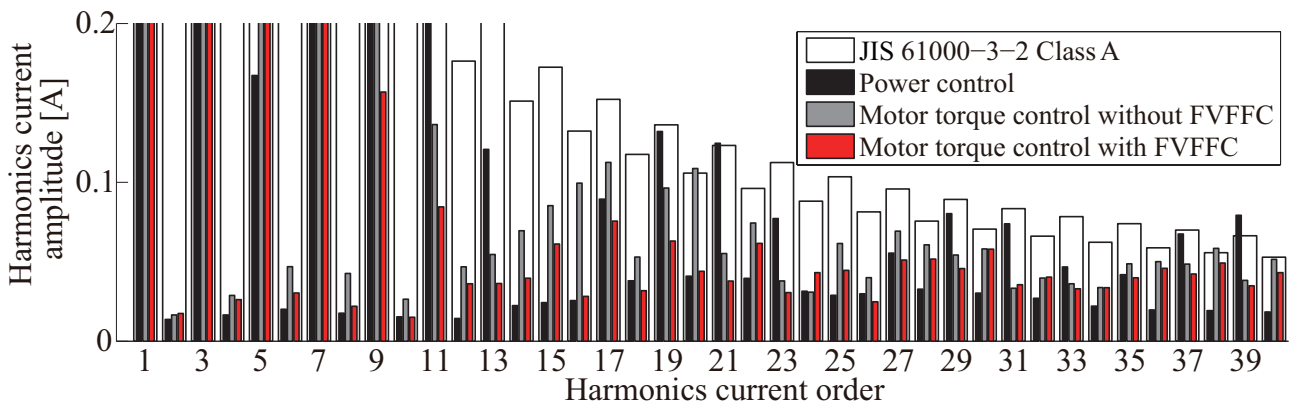


図 4.18: 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(シミュレーション)2

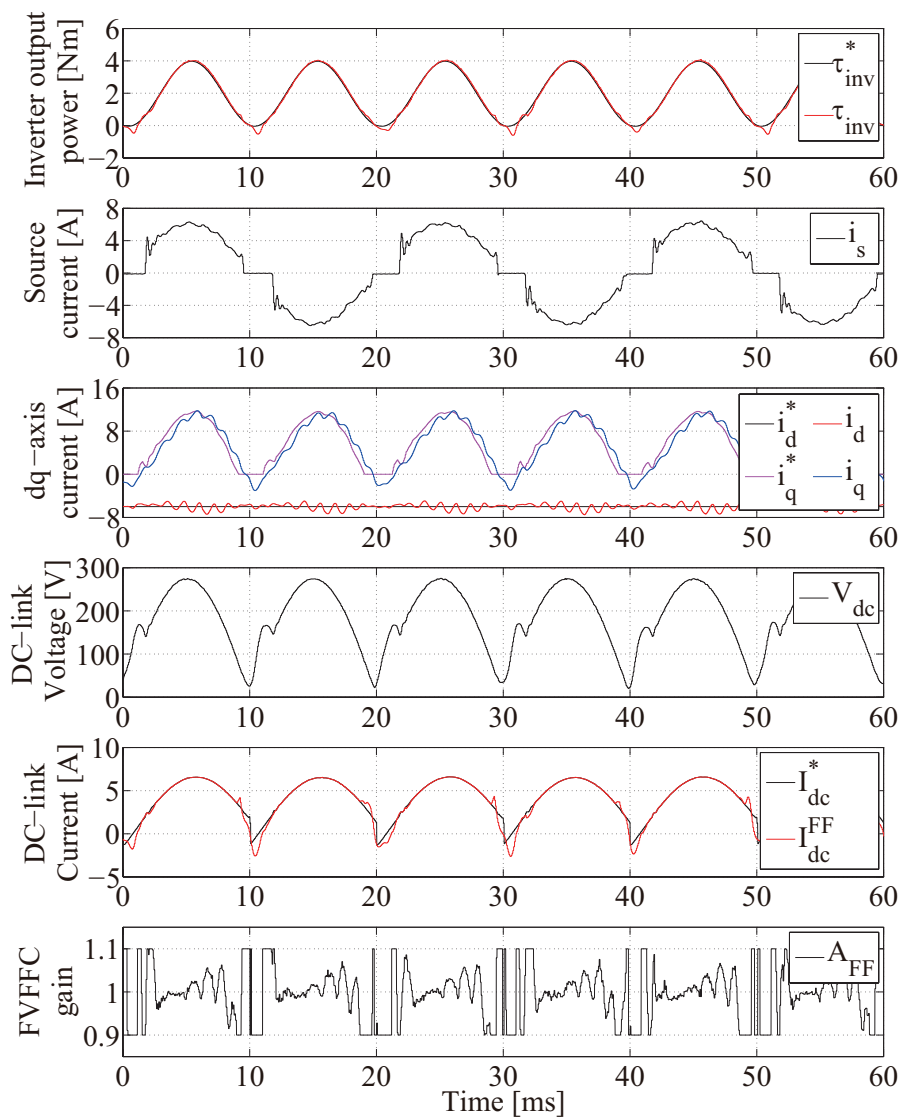


図 4.19: モータトルク制御法と FVFFC を用いた実験結果 1.5Nm

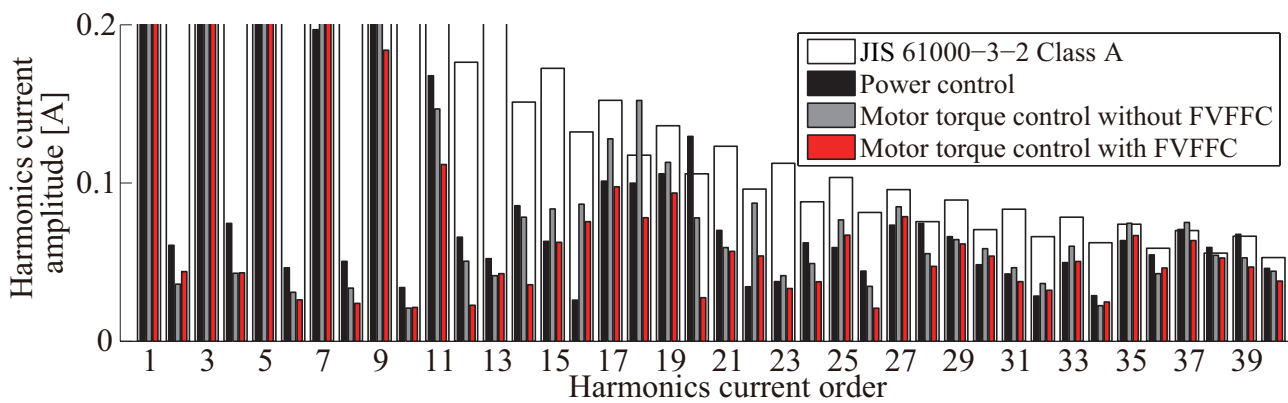


図 4.20: 電源電流の高調波解析結果 1.5Nm(実験)2

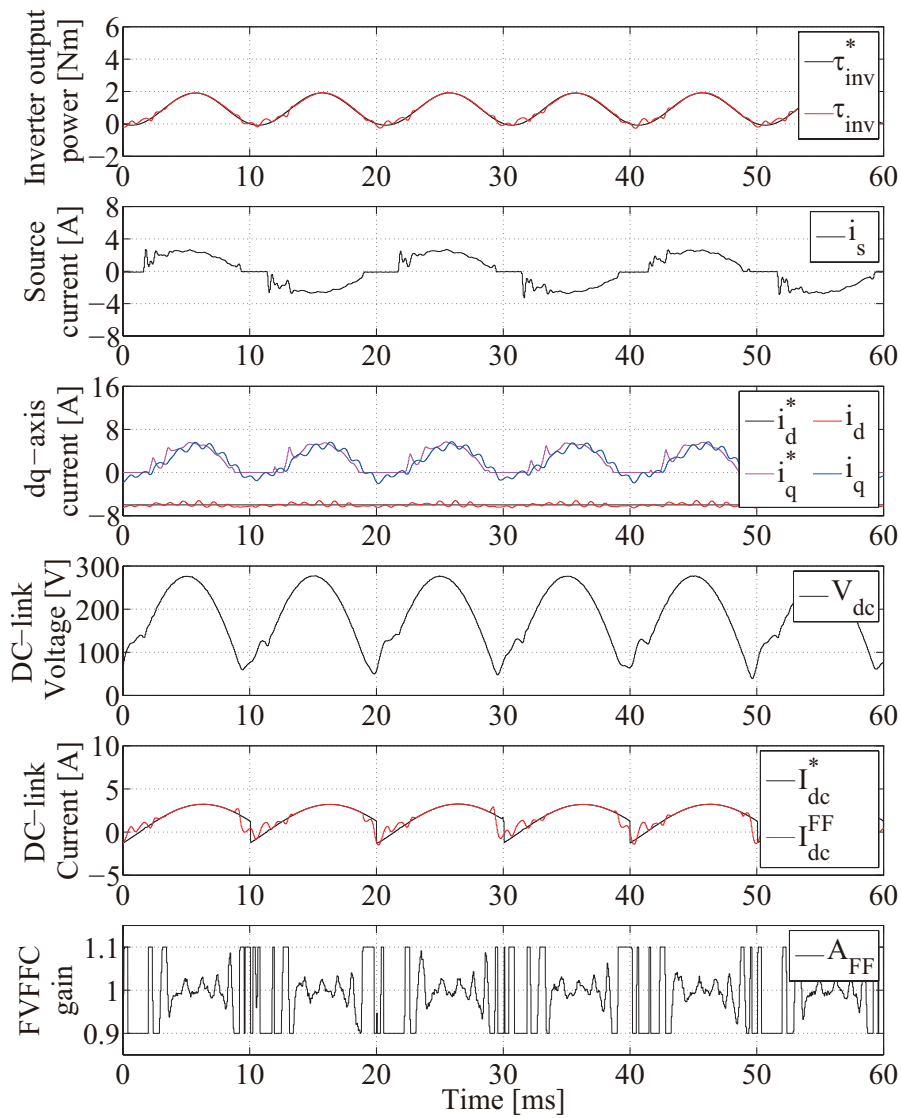


図 4.21: モータトルク制御法と FVFFC を用いた実験結果 0.5Nm

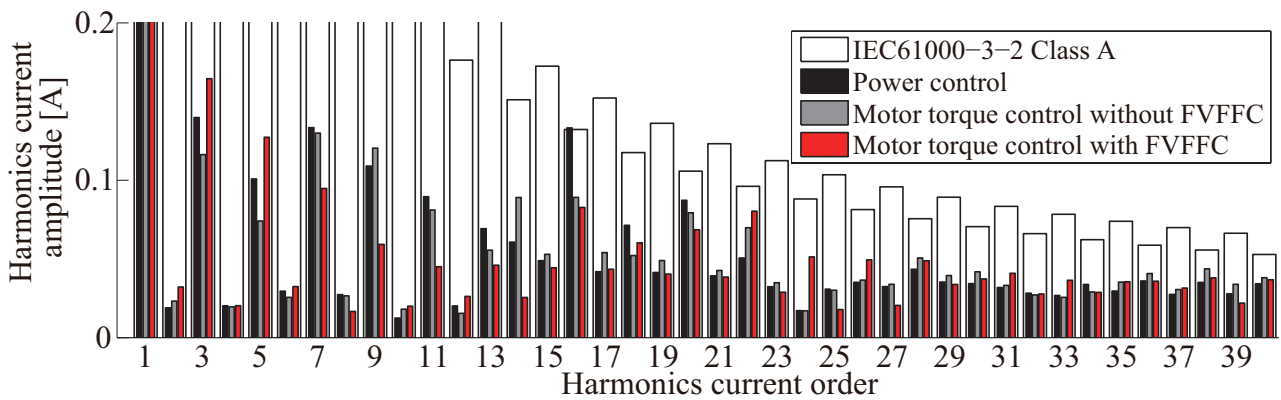


図 4.22: 電源電流の高調波解析結果 0.5Nm(実験)2

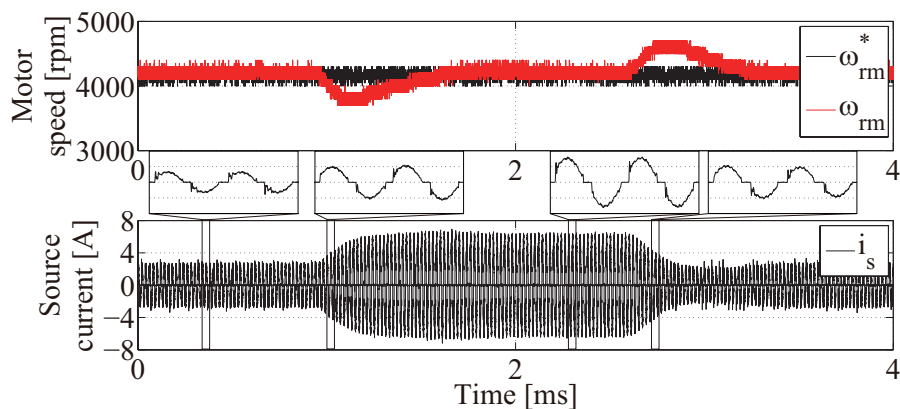


図 4.23: 負荷変動時の実験結果

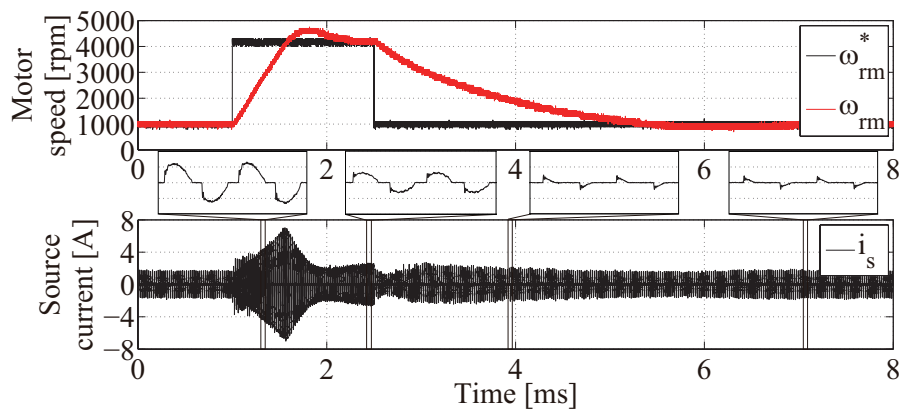


図 4.24: 速度変動時の実験結果

いることが確認できる。また、軽負荷ではモータトルク制御法のみでも電源高調波規制を満足できていたが、FVFFCを適用した場合でも問題なく規制を満足することが図 4.22 からわかる。

図 4.23 と図 4.24 にモータトルク制御法と FVFFC を用いた場合の負荷および速度可変時の応答を示す。図 4.23 のモータ回転速度は 4200rpm で制御されており、負荷条件を 0.5Nm, 1.5Nm, 0.5Nm と変化させている。図 4.24 のモータ回転速度と負荷条件は、1000rpm と 0.16Nm, 4200 rpm と 0.5 Nm, 1000rpm と 0.16Nm と変化させている。図 4.23 および図 4.24 より、安定した速度制御が確認できる。回生により入力力率が下がらないよう q 軸電流指令をゼロから定格電流の間で制限しているため、速度可変時の実験では減速する際の応答が遅くなっている。しかし、本システムの適用範囲がエアコンや冷蔵庫の圧縮機など高精度な速度制御特性を必要としないものであることを考えれば問題にはならない。

表 4.4: 入力力率結果 (モータパラメータ変動のシミュレーション)

	Power control	Motor torque control with FVFFC
$L_d = 0.5L_{dn}$ $L_q = 0.5L_{qn}$	97.91 %	97.31 %
$L_d = 2L_{dn}$ $L_q = 2L_{qn}$	Unstable response	97.69 %

最後に、モータパラメータ変動に対するロバスト性をシミュレーションにて確認する。モータ速度は定格回転速度で、負荷条件は  $1.5\text{Nm}$  で駆動している。パラメータ変動として、dq 軸インダクタンス  $L_d$ ,  $L_q$  を 4.2 節で述べたノミナル値  $L_{dn}$ ,  $L_{qn}$  の 0.5 倍および 2 倍へ変化させる。 $L_d = 0.5L_{dn}$ ,  $L_q = 0.5L_{qn}$  とし、電力制御法を用いた場合の結果を図 4.25 に、モータトルク制御法と FVFFC を用いた場合の結果を図 4.26 に示す。 $L_d = 2L_{dn}$ ,  $L_q = 2L_{qn}$  とした場合の結果をそれぞれ図 4.27 および図 4.28 に示す。表 4.4 に示す入力力率結果から、図 4.25 および図 4.26 では高い入力力率が得られている。しかし、電力制御法を用いた図 4.27 に示す結果では、パラメータ変動により電流制御帯域と電力制御帯域が近づき干渉することで、q 軸電流応答の位相が指令値に対して反転してしまい安定して制御できていない。図 4.28 に示すモータトルク制御法の結果では、4.2.2 節で述べたようにトルク制御ゲインを設計することで安定した電流応答が得られている。図 4.29 に示す電源電流の高調波解析結果より、電源高調波は電源高調波規制を満たしている。

以上の結果より、本章で提案したモータトルク制御法は電力制御法に比べ制御ゲイン設計ができるようになるとともにモータパラメータ変動に対するロバスト性を高め、FVFFC では空間高調波による電源電流高調波を抑制できる。しかし、直流リンク電圧が非常に小さくなるゼロクロス付近では電圧飽和が生じ、直流リンク電流応答が改善できていない。この時、直流リンクコンデンサが回生により充電されるためダイオード整流器がオフし、電源電流が不連続となる。電圧飽和領域へ拡張した直接直流リンク電流制御については、次章で詳しく述べる。

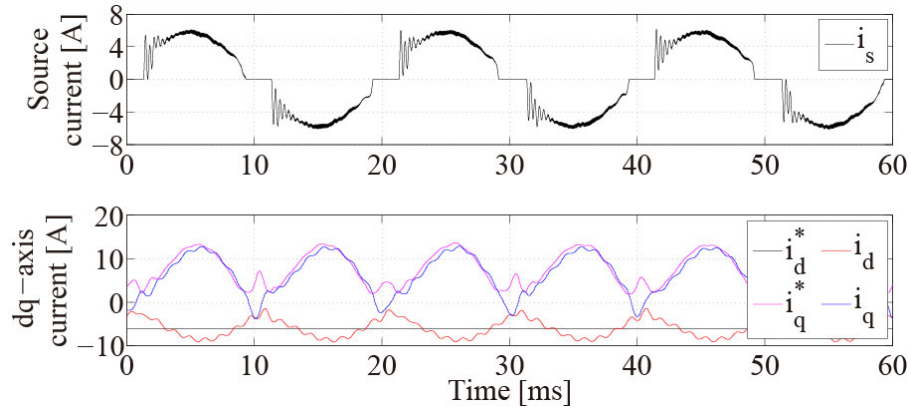


図 4.25: 電力制御法 ( $L_d = 0.5L_{dn}$ ,  $L_q = 0.5L_{qn}$ ).

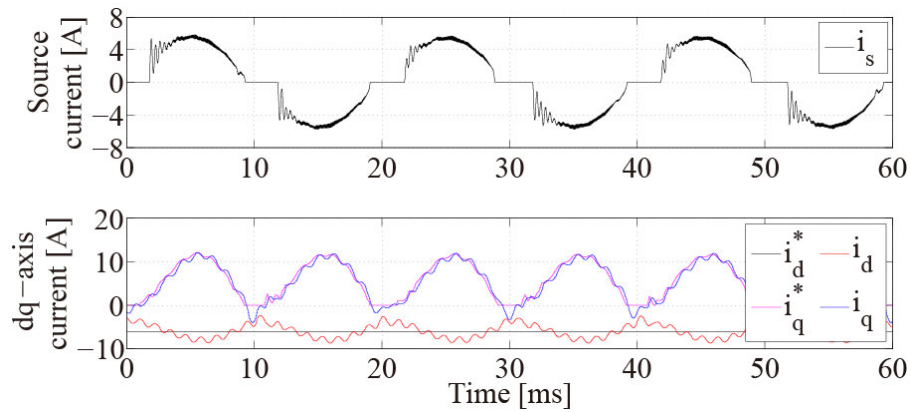


図 4.26: モータトルク制御法と FVFFC ( $L_d = 0.5L_{dn}$ ,  $L_q = 0.5L_{qn}$ ).

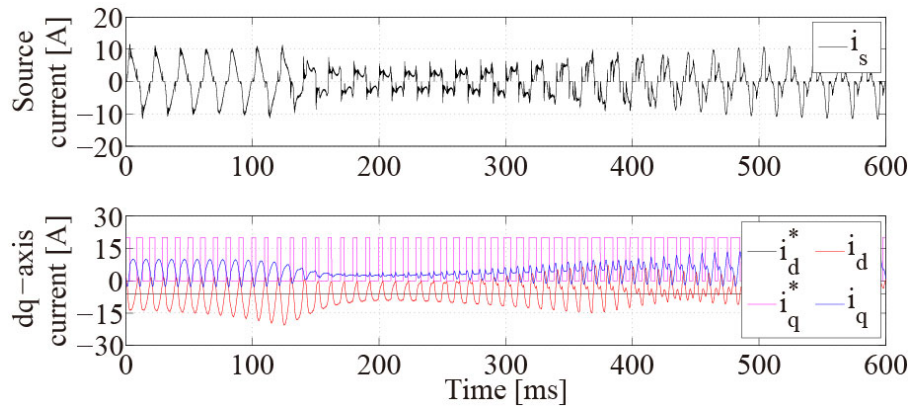


図 4.27: 電力制御法 ( $L_d = 2L_{dn}$ ,  $L_q = 2L_{qn}$ ).

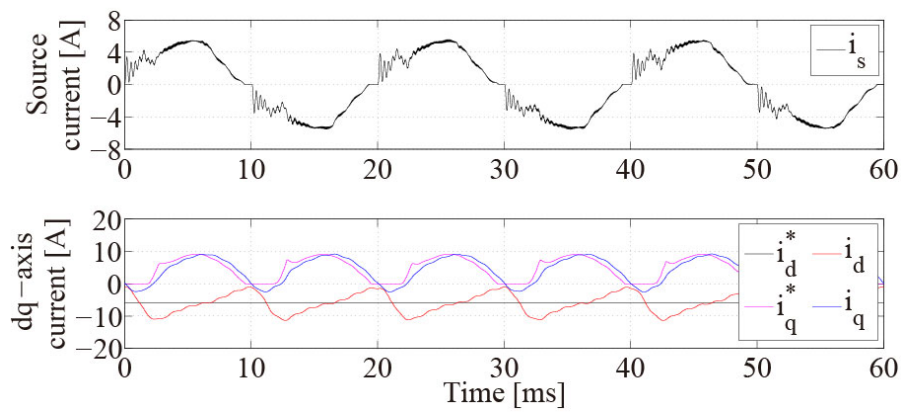


図 4.28: モータトルク制御法と FVFFC ( $L_d = 2L_{dn}$ ,  $L_q = 2L_{qn}$ ).

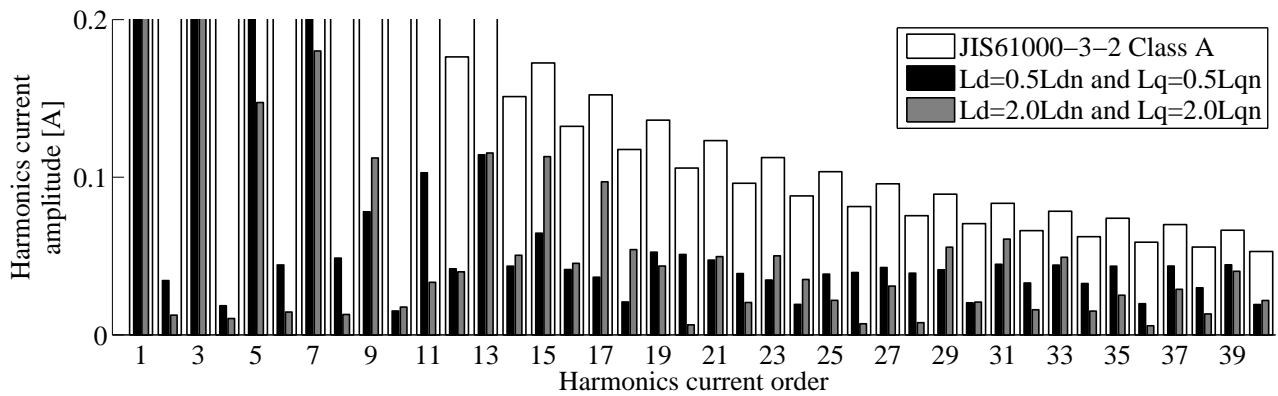


図 4.29: 電源電流の高調波解析結果 (モータパラメータ変動時)

## 4.4 まとめ

本章では、新たな高入力力率インバータ制御法として、電源電力からモータトルクまでのパワーフローに着目したモータトルク制御法を提案した。また、オンラインで直流リンク電流応答を改善する高速電圧フィードフォワード制御 (FVFFC) を提案し、これらの有用性を実験で実証した。以下に本章で得られた結論を示す。

- 1) モータトルク制御法は、電源電力からモータトルクまでのパワーフローに着目して制御系を構成することで、高入力力率を実現できる。そして、従来の電力制御法で成し得なかった高入力力率制御系のゲイン設計指針を示し、モータ電流制御系とモータトルク制御系が干渉しないよう帯域を設定することでモータパラメータ変動に対するロバスト性を向上できる。
- 2) オンラインで直流リンク電流応答を改善する高速電圧フィードフォワード制御 (FVFFC) は、トルク制御帯域の制限により発生する電源電流高調波を抑制する。
- 3) 直流リンク電圧が小さくなるゼロクロス付近では電圧飽和が生じ、FVFFC を適用できず、電源電流を完全に正弦波化できていない。FVFFC を電圧飽和領域へ拡張し、正弦波電源電流を実現する直接直流リンク電流制御については次の第 5 章で詳しく述べる。
- 4) 第 3 章で述べたオフライン直流リンク電流直接制御に比べ、FVFFC は計算負荷が重く

なるが、オフラインでの電圧振幅および位相の調整無しで適用できる。

- 5) 提案手法を適用することで、リアクトル容量を増加せずに JIS 61000-3-2 Class A の高調波規格を満足することを確認した。また、4200rpm, 1.5Nm の動作条件では力率 97.78% を得ている。
- 6) 負荷トルクが小さい場合には電源電流のピーク値が下がり、ゼロクロス付近での不連続電流による電源電流高調波が小さくなり、提案手法を適用せずとも高調波規格を満足できる。

以上の結果より、本章で提案した高入力力率モータトルク制御法とオンライン直流リンク電流直接制御の有用性を確認した。

## 第 5 章

# 正弦波電源電流を実現する電圧飽和を考慮した直流リンク電流直接制御

### 5.1 はじめに

第 4 章では，オンラインで直流リンク電流を直接制御する高速電圧フィードフォワード制御 (FVFFC) により，リアクトル等のパッシブフィルタの追加なしに電源高調波を抑制したが，電圧飽和領域では適用できない。また，最大トルク/電流 (MTPA) 制御や弱め磁束制御等を使用して  $d$  軸電流指令値を変化させると電圧飽和が生じやすく，電源電流高調波が増加してしまう。このため，高入力力率を得るため試行錯誤的に一定値の  $d$  軸電流指令値を与えていたが，これでは MTPA 制御等を適用し積極的にモータ効率を改善していくことができない。

そのため本章では，電圧飽和を考慮し，正弦波電源電流を実現する直接直流リンク電流制御法 (DDCCC) を提案する。

まず，第 4 章で示した直流リンク電流式を  $dq$  座標上へ変換し，電圧ベクトル図上で電圧飽和を考慮した直流リンク電流直接制御法について検討する。次に，電圧飽和を考慮した直流リンク電流制御法を適用するために必要な条件を明らかにし，これに基づいて新しく  $d$  軸電流指令値を算出する。最後に，本章で提案する制御法とその有用性を，実機システムを用いた実験結果より明らかにする。

## 5.2 提案法の原理

### 5.2.1 直流リンク電流線

これまで述べてきたように、電解コンデンサレスインバータにおいて、整流後の電源電流  $|i_s|$ 、直流リンク電流  $I_{dc}$ 、コンデンサ電流  $i_c$  の間には以下の関係が成り立つ。

$$|i_s| = I_{dc} + i_c \quad (5.1)$$

右辺のうち、力行時におけるコンデンサ電流は電源電圧とコンデンサ容量によって決まり、モータ電流高調波による電源電流歪みは直流リンク電流によるものだとわかる。このため、DDCCCでは直流リンク電流を制御することで、電源電流の波形改善を行う。また、電源側のラインインピーダンスによりインバータのスイッチングリップル成分は電源側に発生しないと仮定し、ここでもスイッチングリップル成分を無視するものとする。

第4章で述べたように、直流リンク電流のキャリア1制御周期中の平均値は、各相電流の平均値の和として以下で表される。

$$I_{dc} = d_u i_u + d_v i_v + d_w i_w \quad (5.2)$$

ここで、 $i_u, i_v, i_w$ ：三相電流、 $d_u, d_v, d_w$ ：三相電圧指令値により決定される各相デューティ比とする。正規化後の三相電圧指令値  $v_{un}^*, v_{vn}^*, v_{wn}^*$  の大きさを-1 から 1、コモンモード電流がなく三相電流の総和がゼロとすると、(5.2) 式は以下のように式変形できる。

$$\begin{aligned} I_{dc} &= \frac{1}{2}(v_{un}^* + 1)i_u + \frac{1}{2}(v_{vn}^* + 1)i_v + \frac{1}{2}(v_{wn}^* + 1)i_w \\ &= \frac{1}{2}(v_{un}^* i_u + v_{vn}^* i_v + v_{wn}^* i_w) + \frac{1}{2}(i_u + i_v + i_w) \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{un}^* & v_{vn}^* & v_{wn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_{dn}^* & v_{qn}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

ここで、 $v_{dn}^*$ ：正規化後の d 軸電圧指令、 $v_{qn}^*$ ：正規化後の q 軸電圧指令、座標変換には絶対変換を使用するものとする。(5.3) 式の左辺へ平均直流リンク電流指令値  $I_{dc}^*$  を代入すると、以下

の式が得られる。

$$v_{qn}^* = -\frac{i_d}{i_q} v_{dn}^* + \frac{2I_{dc}^*}{i_q} \quad (5.4)$$

(5.4) 式は、ベクトル図上で、等しい直流リンク電流が得られる電圧ベクトルは直線になることを示している。また、同式で表される直線上に電圧ベクトルを選択することで、指令値  $I_{dc}^*$  と等しい直流リンク電流応答が得られる。以降、本論文では (5.4) 式で得られる直線を直流リンク電流線と呼ぶ。直流リンク電流指令値は、第 4 章で示した手法と同様に (4.30) 式, (4.31) 式, (4.32) 式より得る。

本章で提案する DDCCC では (5.4) 式に基づいて、電流制御器を介さず電圧指令値を直接修正し、直流リンク電流を制御することで正弦波電源電流を得る。しかし、電流制御器出力の電圧ベクトルが直流リンク電流線より離れている場合、電圧指令値の修正量が多くなりモータ電流制御性能が悪化してしまう。この対策として、次節のように q 軸電流指令値を算出する。

### 5.2.2 q 軸電流指令値の算出

DDCCC は、モータ電流制御器出力の電圧ベクトルを修正し正弦波電源電流を得る。この時、q 軸電流指令が通常のもータ制御のように直流であると、DDCCC による電圧ベクトルの修正量が過剰になり、モータ電流制御性能を悪化させる。本章では、電力脈動の基本波である電源周波数の 2 倍成分に対する修正量を極力少なくするため、第 4 章で示したモータトルク制御法を速度制御器と電流制御器の間にカスケード接続し、モータトルク制御器の出力から q 軸電流指令値を得る。これにより、DDCCC による電圧修正はほぼ高調波成分に対してのみ行われる。

第 4 章では、電力/トルク指令値に含まれる電力脈動の基本波及び直流成分に電力/トルク応答を偏差なく追従させるため、内部モデル原理を満たすよう積分器と正弦波追従制御器でトルク制御器を構成している。しかし DDCCC を使用する場合、電圧飽和領域も含め常にフィードバックするインバータ出力電力応答も併せて改善されるため、制御器は上記の構成にする必要はない。よって、トルク制御器を簡単化するために積分器のみで構成し、リラクタンストルクはマグネットトルクに比べ小さいと仮定して図 5.1 に示す制御ブロック図により設計する。図 5.1 より、トルク指令値からトルク応答値までの伝達関数は (5.5) 式となり、トルク制御帯域  $\omega_t$

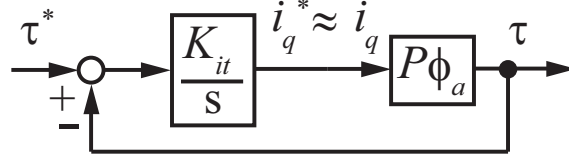


図 5.1: モータトルク制御ループ

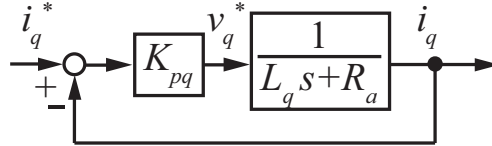


図 5.2: 電流 P 制御系

を用いてゲイン設計は (5.6) 式で行う。

$$\frac{\tau}{\tau^*} = \frac{K_{it}P\phi_a}{s + K_{it}P\phi_a} = \frac{\omega_t}{s + \omega_t} \quad (5.5)$$

$$K_{it} = \frac{\omega_t}{P\phi_a} \quad (5.6)$$

マイナーループのモータ電流制御系は、ワインドアップ現象で応答が悪化しないよう P 制御器で構成する。電流 P 制御器の設計は、非干渉制御により dq 軸間の干渉項が打ち消されているものとして図 5.2 に示す電流制御系のブロック図より行う。図 5.2 より、電流指令値から応答値までの伝達関数は

$$\frac{i_q}{i_q^*} = \frac{K_{pq}}{K_{pq} + R_a} \frac{(K_{pq} + R_a)/L_q}{s + (K_{pq} + R_a)/L_q} = \frac{K_{pq}}{K_{pq} + R_a} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (5.7)$$

となり、比例ゲイン  $K_{pq}$  は以下で設計できる。

$$K_{pq} = L_q\omega_c - R_a \quad (5.8)$$

ここで、 $\omega_c$  は電流制御帯域とする。また、d 軸側の電流制御系についても同様に設計する。

トルク制御系のワインドアップ対策には、図 5.3 の構成で文献 [94] のリミット偏差フィードバックを使用した。本章のトルク制御器は、正弦波追従制御器と積分器で構成していた第 4 章とは違い、積分器のみで構成している。このため、トルク制御器  $C_t(s)$  を後退差分近似によりデジタル制御器へ変換し、分子多項式を分母多項式で除して得られる商の逆数で決定される、

トルク制御器への入力修正フィードバックゲイン  $1/d_t$  は以下となる。

$$C_t(s) = \frac{K_{it}}{s} \quad (5.9)$$

$$C_t(z) = \frac{T_{samp} K_{it} z}{z - 1} \quad (5.10)$$

$$\frac{1}{d_t} = \frac{1}{T_{samp} K_{it}} \quad (5.11)$$

図 5.4 に示すようにブロック図を変形すると、電流制御器出力の操作量飽和はトルク制御器出力の操作量が飽和することと等価になるため、トルク制御系のアンチワインドアップ対策はインナーループの操作量飽和も考慮して構成する。

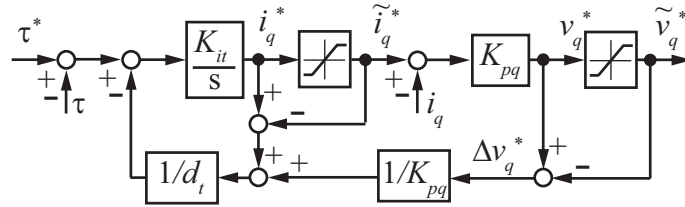


図 5.3: トルク制御系のアンチワインドアップ

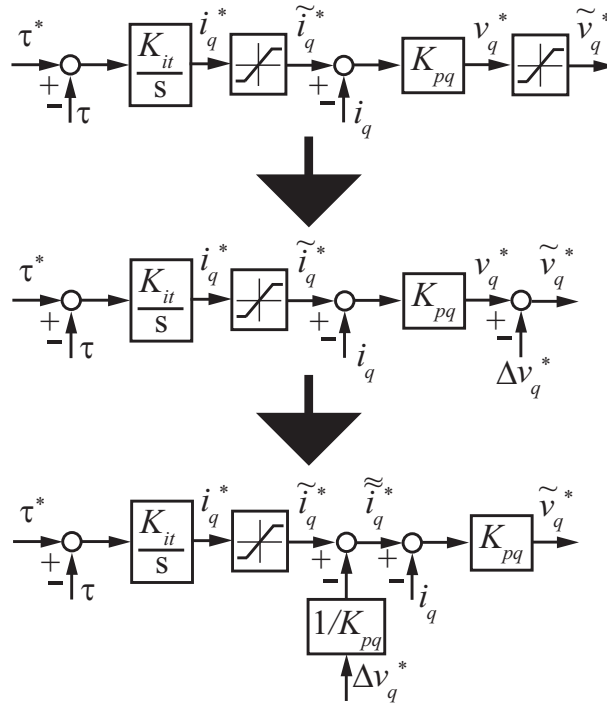


図 5.4: トルク制御系のアンチワインドアップ (ブロック図変形)

### 5.2.3 電圧制限内における直接直流リンク電流制御法

図 5.5 に示すように，電流制御および非干渉制御により決定される電圧ベクトル  $v'_o(v'_{dn}, v'_{qn})$  が電圧制限内の場合，DDCCC は電圧ベクトルの大きさだけを修正して直流リンク電流線 (図 5.5 中，赤線) 上にベクトルを移動する。ここで，図 5.5 中の  $v_o$  は DDCCC により得られる電圧ベクトルとする。 $v'_o$  と同位相の電圧ベクトル線は，

$$v_{qn}^* = \frac{v'_{qn}}{v'_{dn}} v_{dn}^* \quad (5.12)$$

で表されるため，DDCCC により得られる電圧ベクトル ((5.4) 式と (5.12) 式の交点) は，

$$\begin{aligned} v_{dn}^* &= \frac{I_{dc}^*}{(v'_{dn} i_d + v'_{qn} i_q)/2} v'_{dn} \\ &= \frac{I_{dc}^*}{I'_{dc}} v'_{dn} \\ &= A_D v'_{dn} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} v_{qn}^* &= \frac{I_{dc}^*}{(v'_{dn} i_d + v'_{qn} i_q)/2} v'_{qn} \\ &= \frac{I_{dc}^*}{I'_{dc}} v'_{qn} \\ &= A_D v'_{qn} \end{aligned} \quad (5.14)$$

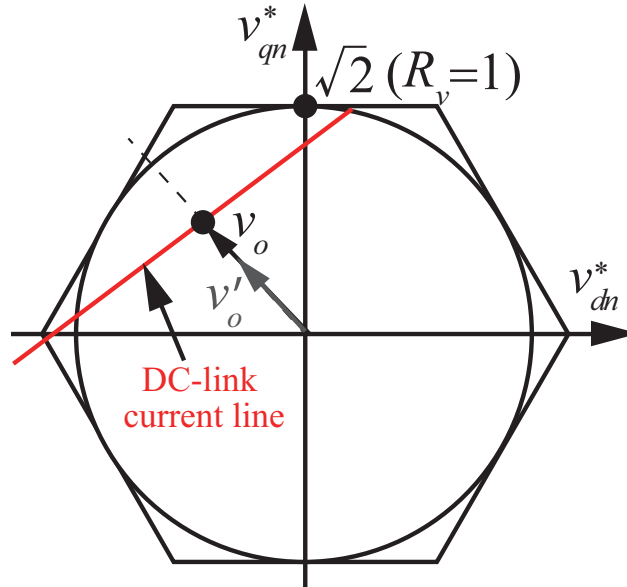


図 5.5: 電圧制限内における直接直流リンク電流制御による出力電圧修正

で計算できる。ここで、 $I'_{dc} : v'_o$  の電圧ベクトルで得られる直流リンク電流、 $A_D$  : DDCCC ゲインとする。(5.13) 式, (5.14) 式からわかるように、電圧制限内における DDCCC の動作は、第 4 章で述べた高速電圧フィードフォワード制御と同等のものとなる。

図 5.6 に DDCCC ゲイン  $A_D$  を考慮した電流制御系を示す。図 5.6 より、電流指令値から応答値までの閉ループ伝達関数は以下となる。

$$\begin{aligned} \frac{i_q}{i_q^*} &= \frac{A_D K_{pd}}{A_D K_{pd} + R_a} \frac{(A_D K_{pd} + R_a)/L_d}{s + (A_D K_{pd} + R_a)/L_d} \\ &= \frac{A_D K_{pd}}{A_D K_{pd} + R_a} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \end{aligned} \quad (5.15)$$

d 軸側の伝達関数も図 5.6 と同様である。図 5.6 にはゲイン  $A_D$  が含まれることから、電圧制限内での DDCCC を適用した場合、 $A_D$  に応じて電流制御帯域が変化することがわかる。電流制御帯域  $\omega_c$  を  $\omega_c \gg R_a/L_q$  (or  $R_a/L_d$ ) となるよう設定した場合、DDCCC により変えられた電流制御帯域  $\omega'_c$  は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \omega'_c &= \omega_c + (\omega_c - R_a/L_d)(A_D - 1) \\ &\approx \omega_c + \omega_c(A_D - 1) = A_D \omega_c \end{aligned} \quad (5.16)$$

このようにゲイン  $A_D$  は、 $A_D$  倍だけ電流制御系の極を可変にするのと等価となるため、安定に動作する範囲に電流制御系の極が収まるよう、ゲイン  $A_D$  にはリミッタを設ける必要がある。

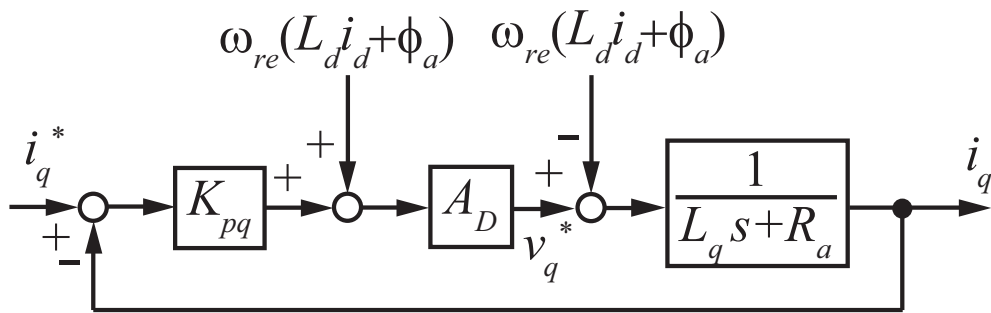


図 5.6: ゲイン  $A_D$  を考慮した電流制御系

本システムは直流リンク電圧がゼロ近くまで減少するため、電源電圧ゼロクロス付近で必ず電圧飽和が生じる。電圧飽和が生じるか、ゲイン  $A_D$  がリミッタにより制限された場合、5.2.3 節で述べた手法だけでは直流リンク電流線上に電圧ベクトルを修正できない。そのため、電圧飽和が生じた場合には図 5.7 に示すように、電圧制限と直流リンク電流線の交点へ電圧ベクトルを修正する。この時、2 つの交点のうち修正前の電圧ベクトル  $v'_o$  に近い方を選択する。インバータ出力限界の六角形を厳密に考慮して演算も可能であるが、幾何学的な計算量が増加するため、本論文では電圧制限を内接円と定義する。

本システムではダイオード整流器を使用しているため、直流リンク電流を制御するだけではダイオードがオフしてしまう場合があり、インバータ出力電圧  $V_{inv}$  を以下のように制限する必要がある。

ここで、 $v_{drop}$  はダイオード整流器とラインインピーダンスによる電圧降下とする。(5.17) 式を

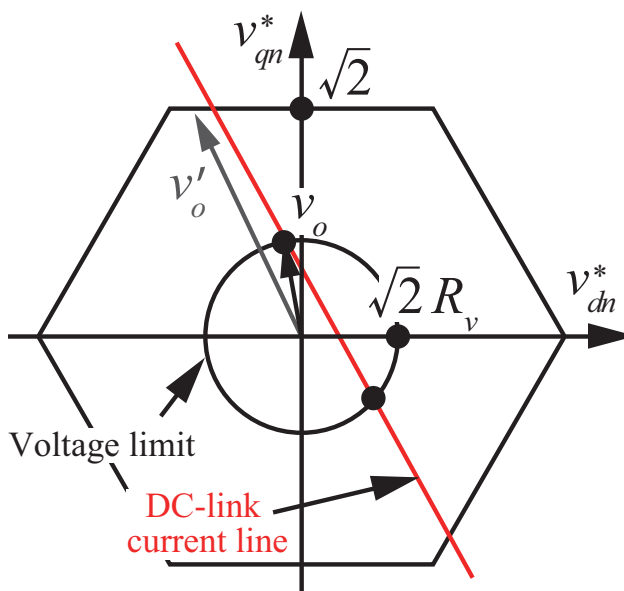


図 5.7: 電圧飽和領域における直接直流リンク電流制御による出力電圧修正

満たすよう、電圧制限は以下のように定義する。

$$\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \frac{|v_s| - v_{drop}}{V_{dc}} \quad (5.18)$$

直流リンク電流線が描かれるのは正規化後の電圧ベクトル図であるため、電圧制限を  $V_{dc}/2$  で除算して正規化すると以下となる。

$$\sqrt{v_{dn}^{*2} + v_{qn}^{*2}} \leq \sqrt{2} \frac{|v_s| - v_{drop}}{V_{dc}} = \sqrt{2} R_v \quad (5.19)$$

ここで、 $R_v$  は (5.17) 式を満たすために乗算する電圧比率とする。 $R_v$  が 1 の時、電圧利用率が 100%であることを表し、 $R_v$  がマイナスにならないよう下限リミットを設け、下限値は 0 とする。以上より、DDCCC により得られる電圧ベクトル ((5.4) 式と (5.19) 式の交点) は以下で計算できる。

$$v_{dn}^* = \frac{2i_d I_{dc}^* \pm i_q \sqrt{2 \{ R_v^2 (i_d^2 + i_q^2) - 2I_{dc}^{*2} \}}}{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.20)$$

$$v_{qn}^* = \frac{2i_q I_{dc}^* \mp i_d \sqrt{2 \{ R_v^2 (i_d^2 + i_q^2) - 2I_{dc}^{*2} \}}}{i_d^2 + i_q^2} \quad (5.21)$$

(5.20) 式と (5.21) 式の平方根内は、虚数解を持たないよう下限値は 0 として計算する。平方根内の計算が上記の制限を受けた場合には、平方根内を 0 として計算した (5.20) 式と (5.21) 式を、(5.19) 式を満たすよう電圧ベクトルの大きさを縮めて電圧を出力する。

### 5.3 d 軸電流指令値の算出

電解コンデンサレスインバータでは直流リンク電圧が大きく脈動するため、定常時においても電圧飽和が必ず生じる。このため定常状態でありながら、(5.22) 式、(5.23) 式に示す最大トルク/電流制御 (以下 MTPA 制御) と弱め磁束制御 (FW 制御) による d 軸電流指令値を適宜切り替えなければいけない [91]。

$$i_d^* = \frac{\phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (5.22)$$

$$i_d^* = -\frac{\phi_a}{L_d} - \frac{\sqrt{(V_{om}/\omega_{re})^2 - (L_q i_q)^2}}{L_d} \quad (5.23)$$

本章では出力電圧を (5.18) 式で制限するため、 $V_{om}$  は以下とする。

$$V_{om} = \frac{|v_s| - v_{drop}}{\sqrt{2}} - R_a(i_d^2 + i_q^2) \quad (5.24)$$

しかし、以上の MTPA 制御と FW 制御を使用するだけでは  $q$  軸側の力率改善制御に悪影響を及ぼし、却って力率を悪化させてしまう。このため、従来は高力率となるよう試行錯誤的に直流の  $d$  軸電流指令値を与えていた。そこで、 $d$  軸電流指令算出値を DDCCC と併せて使用することで力率の悪化を防ぐとともに、DDCCC を常に適用できるようにするために以下の式を新しく  $d$  軸電流指令値に組み込む。

DDCCC に使用する (5.20) 式、(5.21) 式が虚数解を持たないようにするには、電流マージン  $i_{mar}$  を持たせた (5.25) 式を満たす必要がある。

$$R_v^2(i_d^2 + i_q^2) \geq 2I_{dc}^{*2} + i_{mar}^2 \quad (5.25)$$

(5.25) 式を  $d$  軸電流について解くと、DDCCC を適用するのに必要な  $d$  軸電流指令値が求まる。

$$i_d^* = -\sqrt{\frac{2I_{dc}^{*2} + i_{mar}^2}{R_v^2} - i_q^2} \quad (5.26)$$

$R_v \approx 0$  となる電圧ゼロクロス付近では解が無限大になってしまうため、本論文では (5.26) 式の計算を常に  $R_v = 1$  で行う。以上の (5.22) 式、(5.23) 式、(5.26) 式のうち、値が負に 1 番大きいものを  $d$  軸電流指令値として使用する。

## 5.4 実験結果

図 5.8 に全体のシステム構成を示す。モータは直列接続された速度制御系、モータトルク制御系、モータ電流制御系により制御し、直流リンク電流は並列接続された DDCCC により制御する。以上のシステム構成で、DDCCC と算出した  $d$  軸電流指令値の効果を実機実験にて確認する。実験は、第 4 章で示した高速電圧フィードフォワード制御法 (FVFFC) を適用した場合、本章で提案する DDCCC を適用した場合それぞれで、一定  $d$  軸電流指令値と算出した  $d$  軸電流指令値を使用し、得られた 4 つの結果を比較する。実験で用いたモータおよびシステムパラメータは第 2 章で示した値を用いている。また、電流制御帯域  $\omega_c$  は 6280rad/s、トルク制御帯

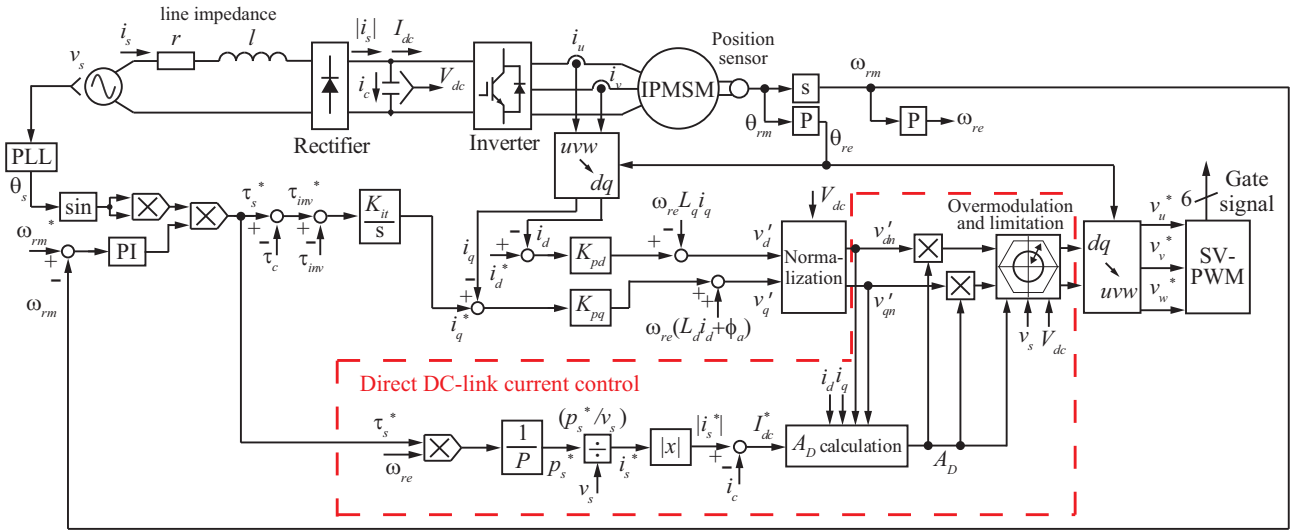
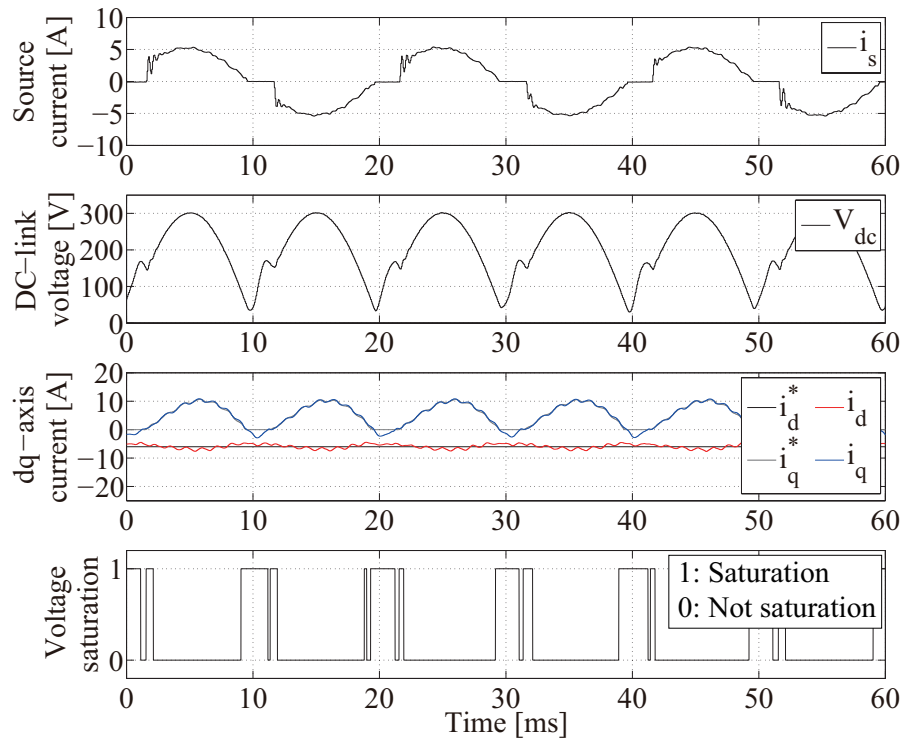
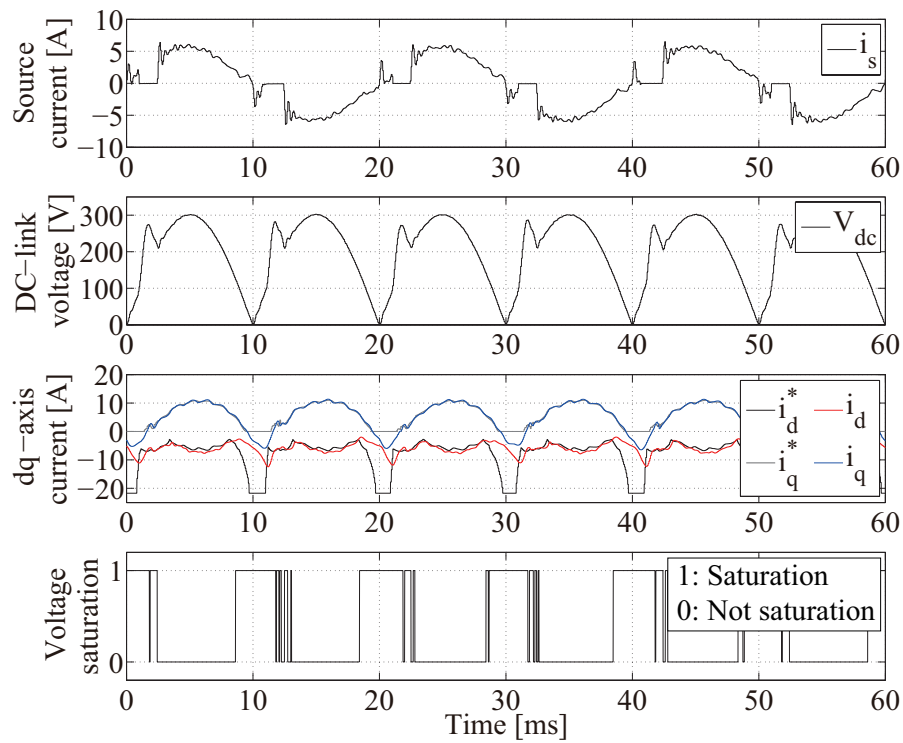


図 5.8: 提案するシステム構成

域  $\omega_t$  は  $3140\text{rad/s}$ ，速度制御帯域は  $10\text{rad/s}$  に設定している。モータは空間高調波が最も大きくなる定格回転速度の  $4200\text{rpm}$  で駆動し，負荷条件は  $1.4\text{Nm}$ ， $1.8\text{Nm}$  としている。図 5.9 から図 5.13 に負荷条件  $1.4\text{Nm}$  の結果を，図 5.14 から図 5.18 に負荷条件  $1.8\text{Nm}$  の結果を示す。

図 5.9 に FVFFC と一定 d 軸電流指令値を用いた実験結果を示す。波形は上から電源電流，直流リンク電圧，dq 軸モータ電流，電圧飽和しているかどうかの判定である。第 4 章で示した結果と同様，空間高調波による電源電流高調波は抑制できているが，ゼロクロス付近で電源電流が不連続となり歪みが生じている。これは，電圧飽和のため FVFFC が適用できず，直流リンク電圧が増加してダイオード整流器がオフするためである。電源周期に対する電圧飽和領域の割合は  $26.9\%$  となっている。図 5.10 に FVFFC と算出した d 軸電流指令値を用いた実験結果を示す。算出した d 軸電流指令値を使用した場合でも電源電流はおおよそ正弦波状に制御できているが，出力電圧がほぼゼロとなるゼロクロス付近では d 軸電流応答は指令値に追従していない。また，d 軸電流偏差の増加により d 軸電圧が増えることで，q 軸側で行っているモータトルク制御だけでは直流リンク電流線近傍に電圧を出力できず，ゼロクロス付近で電源電流歪みが生じている。電源周期に対する電圧飽和領域の割合は  $40.6\%$  となっており，d 軸電流指令を積極的に変化させることで電圧飽和領域が増加し，電源電流応答が悪化してしまう。

図 5.11 に DDCCC と一定 d 軸電流指令値を用いた実験結果を示す。電圧飽和を考慮した

図 5.9: FVFFC と一定  $i_d^*$  (1.4 Nm)図 5.10: FVFFC と算出  $i_d^*$  (1.4 Nm)

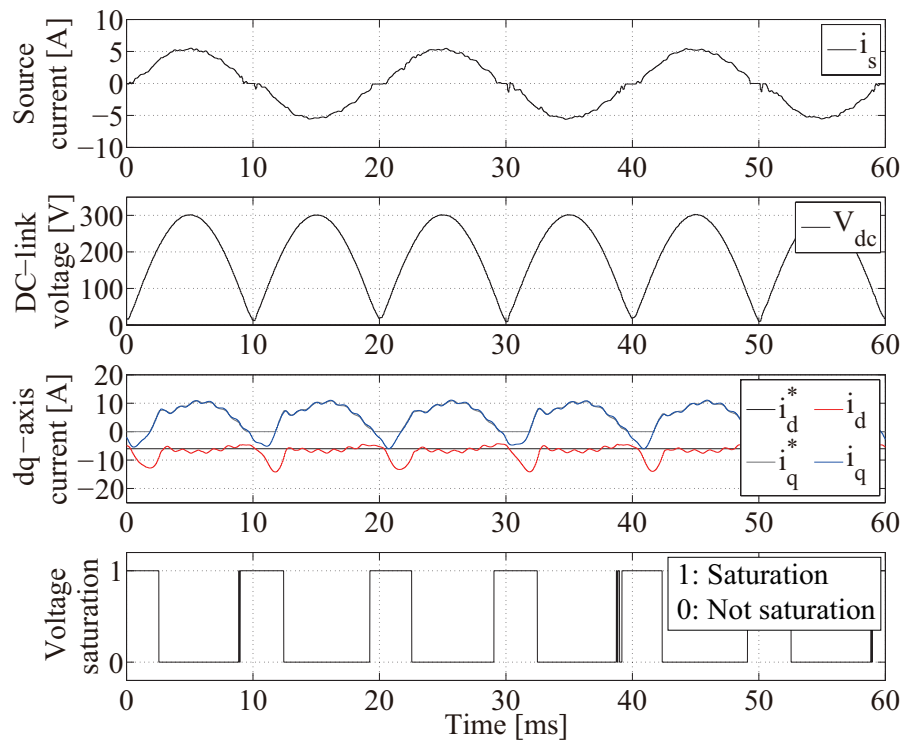
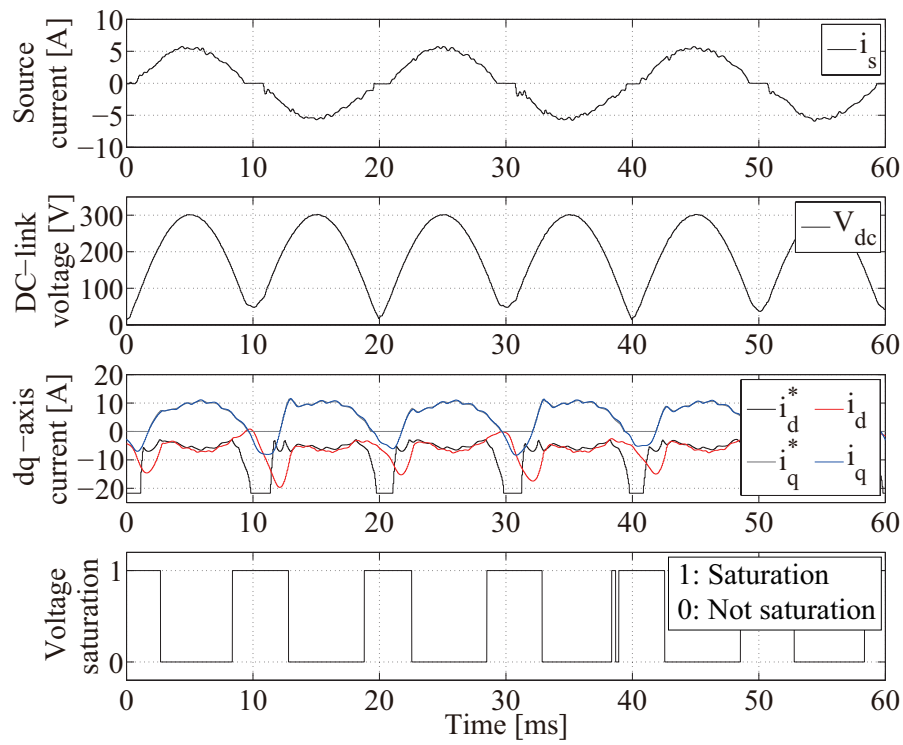
DDCCC の適用により、電圧飽和領域で生じていた電源電流歪みが改善し、電源電流はほぼ正弦波に制御できている。また、ダイオード整流器が電源電流および電源電圧どちらもほぼゼロのタイミングでオンするため、第3章で述べた共振振動も発生していない。図 5.9 および図 5.10 で示した直流リンク電圧と比較すると、本章の提案法では (5.19) 式により出力電圧を制限しているため回生による充電がなく、直流リンク電圧はほぼ電源電圧の絶対値波形となっている。しかし、回生による直流リンク電圧増加がなくなることで、図 5.9、図 5.10 に比べて直流リンク電圧が低下し、モータ電流制御性能は下がる。特に、高回転域で逆起電圧が大きくなる動作条件では、ゼロクロス付近で逆起電圧によりモータ電流が流れ、モータ電流が増加する。(5.27) 式に示す IPMSM の状態方程式において、出力電圧  $v_d$ ,  $v_q$  が逆起電圧  $\omega_{re}\phi_a$  に比べ非常に小さくゼロであると仮定すると、ゼロクロス付近でのモータ電流応答は (5.28) 式で得られる。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_a}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \omega_{re}\phi_a \quad (5.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_a(L_d+L_q)}{L_d L_q} s + \frac{R_a^2}{L_d L_q} + \omega_{re}^2} \begin{bmatrix} -\frac{\omega_{re}}{L_d} \\ -(\frac{1}{L_q} s + \frac{R_a}{L_d L_q}) \end{bmatrix} \omega_{re}\phi_a \quad (5.28)$$

(5.28) 式からもゼロクロス付近でのモータ電流応答は  $\omega_{re}\phi_a$  の大きさにより決まることがわかる。図 5.12 に DDCCC と算出した d 軸電流指令値を用いた実験結果を示す。図 5.10 とは違い、常に直流リンク電流線に出力電圧を修正するため、算出した d 軸電流指令値を使用しているも電源電流を正弦波に制御できている。

表 5.1 に各実験での力率および効率結果を示す。提案法を使用することで、力率は 99% 以上に制御できている。変換器効率は大きく変化しないが、提案する DDCCC および d 軸電流指令算出法を使用するとモータ効率は低下してしまう傾向にある。DDCCC による効率低下は、ゼロクロス付近でのモータ電流制御性能悪化によるものである。本システムでは q 軸電流が常に振動し、磁気飽和によるインダクタンス変動が高効率運転に大きく影響するため、よりパラメータ変動に強い MTPA 制御および弱め磁束制御を用いることでモータ効率の向上が見込まれる。また、従来の MTPA 制御および弱め磁束制御は直流リンク電圧が過渡的にゼロになることは考慮していないため、(5.28) 式によるモータ電流応答を抑制する手法を新たに適用することで高回転域でのモータ効率改善が見込まれる。

図 5.11: DDCCC と一定  $i_d^*$  (1.4 Nm)図 5.12: DDCCC と算出  $i_d^*$  (1.4 Nm)

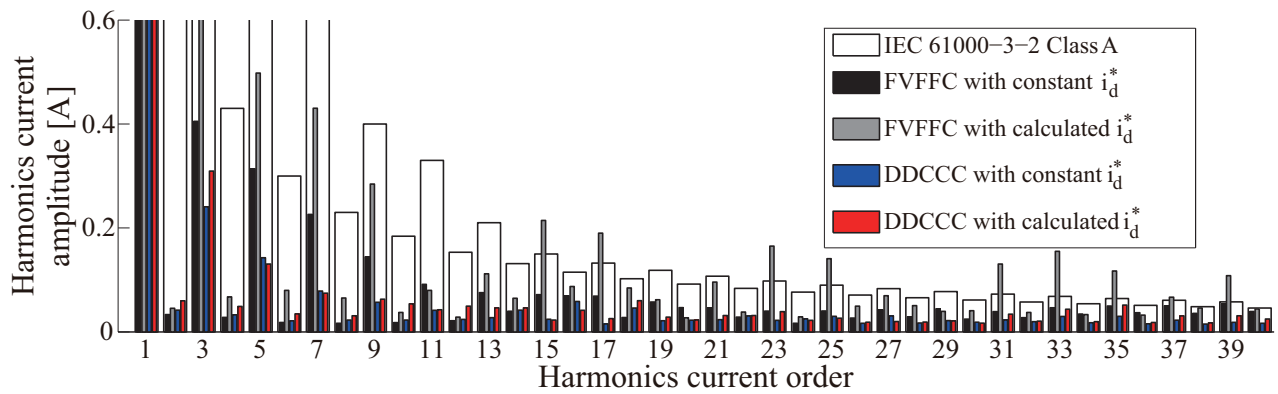


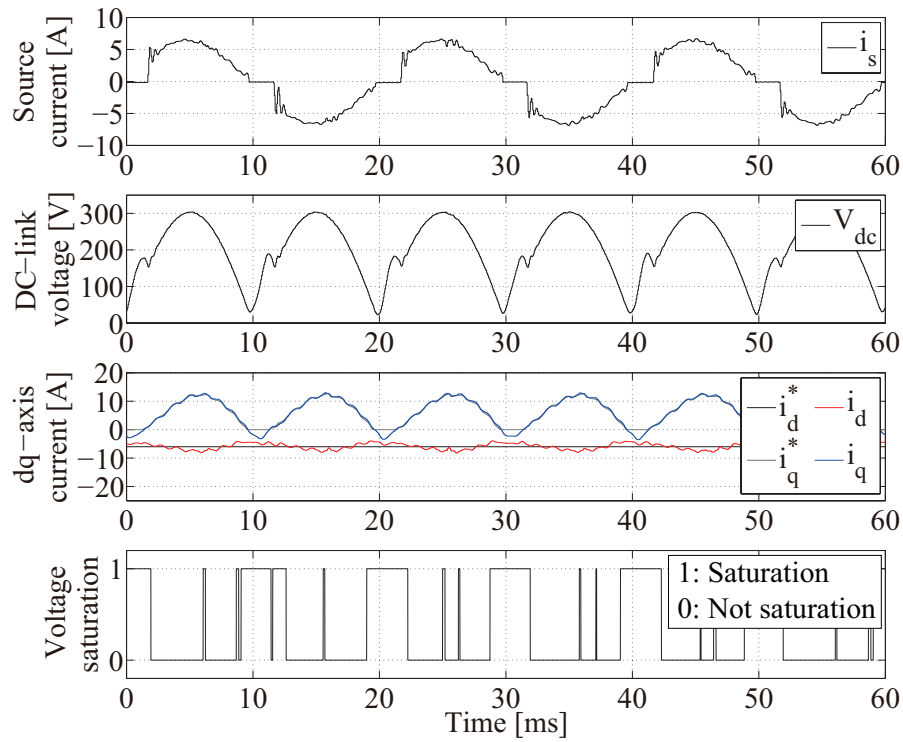
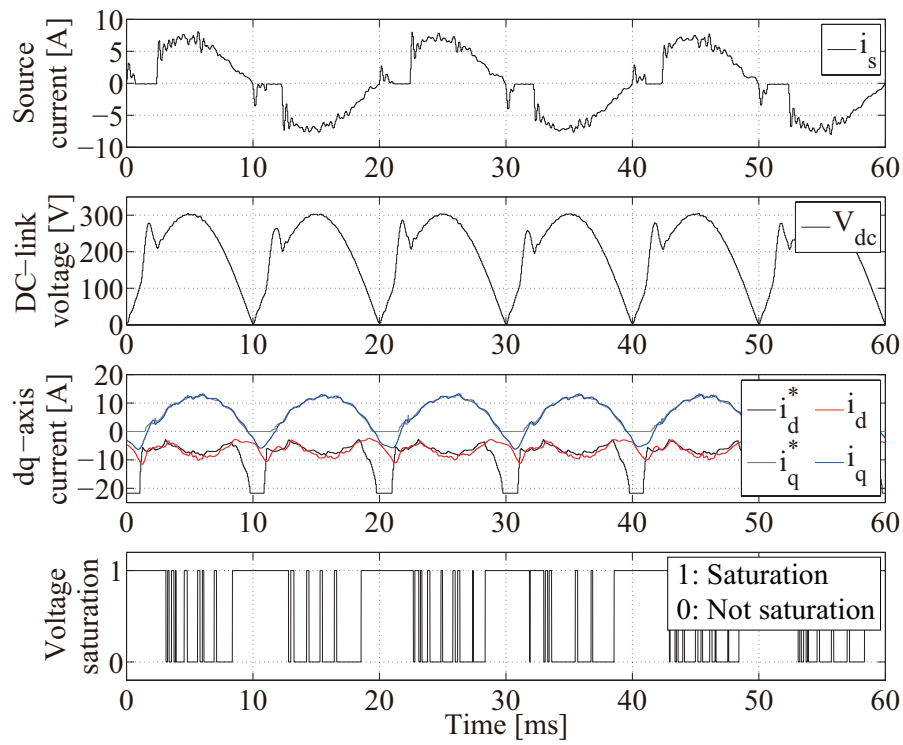
図 5.13: 電源電流の高調波解析結果 (1.4 Nm)

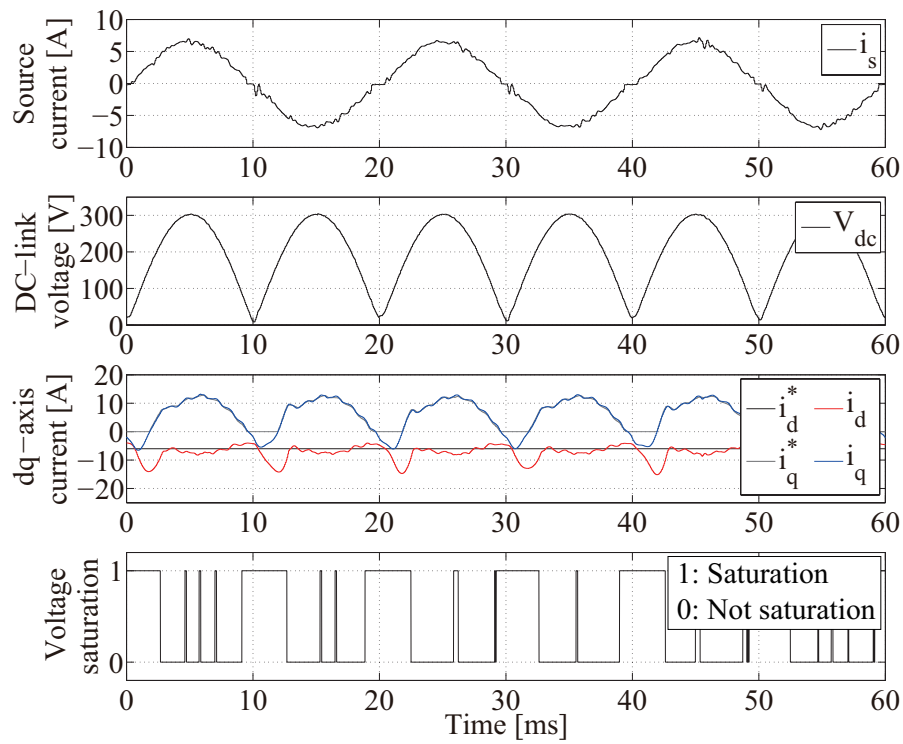
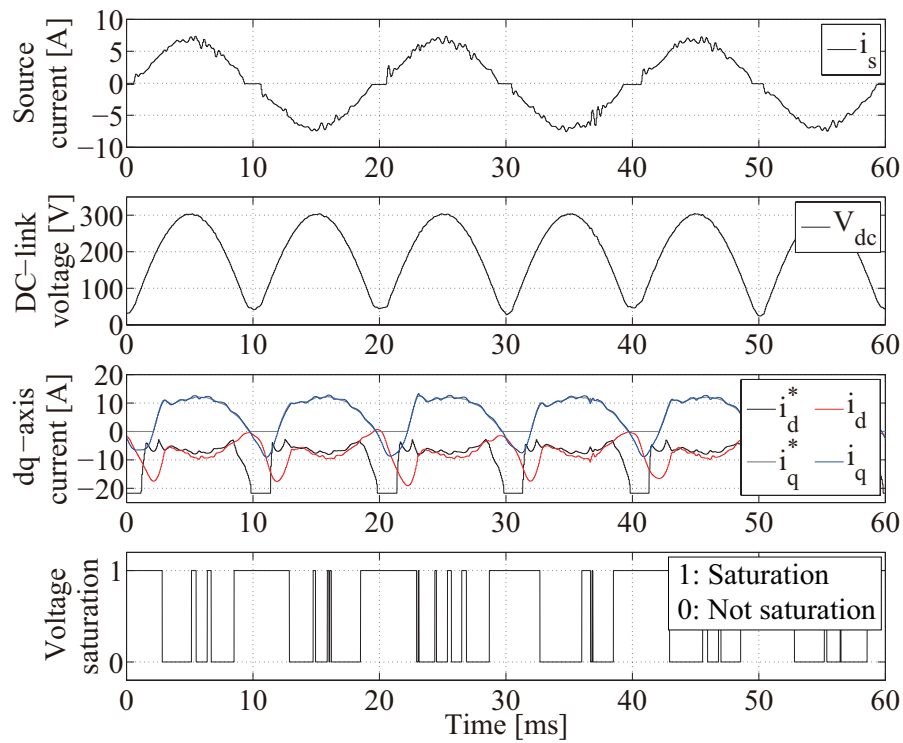
表 5.1: 入力力率と効率結果 (1.4Nm)

	Power factor	Converter	Motor
FVFFC with constant $i_d^*$	97.88 %	94.58 %	84.43 %
FVFFC with calculated $i_d^*$	93.76 %	94.08 %	82.53 %
DDCCC with constant $i_d^*$	99.45 %	94.64 %	81.74 %
DDCCC with calculated $i_d^*$	99.25 %	94.12 %	79.34 %

図 5.13 に実験結果における電源電流の高調波解析結果と高調波規制値 IEC61000-3-2 Class A との比較を示す。次数間高調波は IEC61000-4-7 に基づきグルーピングしている。図 5.9 の結果では電源周期に対する電圧飽和領域の割合が低いため、電源電流高調波は規格を満たしているが、電圧飽和領域割合が高い図 5.10 の結果では満足できていない。提案法を適用した場合は、全ての次数において高調波を規制値以下に抑えることができています。

図 5.14 および図 5.15 に示す重負荷条件での実験結果では、電圧飽和領域が更に増え、直流リンク電圧のピーク付近でも電圧飽和が生じ、電源電流歪みが増加している。電源周期に対する電圧飽和領域の割合はそれぞれ 40.7%と 58.7%となっており、電圧飽和が電源電流波形へ及ぼす影響が非常に大きい。図 5.16 および図 5.17 に示す DDCCC を適用した結果では、電圧飽和領域が拡大した場合でも電源電流歪みを低減できており、重負荷条件でも正弦波電源電流を得られている。図 5.18 に示す電源電流の高調波解析結果では、電圧飽和領域が拡大したことで図 5.14、図 5.15 どちらの電源電流も高調波規制を満たせていない。DDCCC を適用した図 5.16 および図 5.17 の電源電流では、高調波規制を問題なく満足できていることが確認できる。表 5.2 に示す入力力率および効率結果では、表 5.1 と同様の傾向が確認できる。

図 5.14: FVFFC と一定  $i_d^*$  (1.8 Nm)図 5.15: FVFFC と算出  $i_d^*$  (1.8 Nm)

図 5.16: DDCCC と一定  $i_d^*$  (1.8 Nm)図 5.17: DDCCC と算出  $i_d^*$  (1.8 Nm)

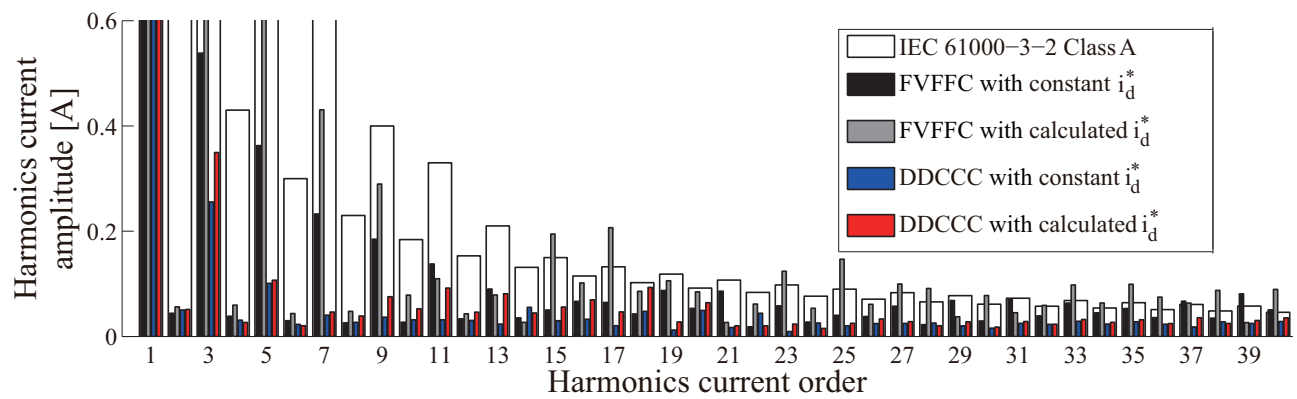


図 5.18: 電源電流の高調波解析結果 (1.8 Nm)

表 5.2: 入力力率と効率結果 (1.8Nm)

	Power factor	Converter	Motor
FVFFC with constant $i_d^*$	97.84 %	94.68 %	88.71 %
FVFFC with calculated $i_d^*$	95.01 %	94.34 %	86.75 %
DDCCC and constant $i_d^*$	99.58 %	94.24 %	85.62 %
DDCCC and calculated $i_d^*$	99.21 %	93.94 %	82.97 %

## 5.5 まとめ

本章では、正弦波電源電流を実現する電圧飽和を考慮した直流リンク電流直接制御を提案し、その有用性を実験で実証した。以下に本章で得られた結論を示す。

- 1) 直流リンク電流の1制御周期中の平均値の定義式から、等しい直流リンク電流が得られる出力電圧が電圧ベクトル図上で直線となる直流リンク電流線を示した。
- 2) 直流リンク電流線と、モータ電流制御系から得られる出力電圧同位相線および電圧制限円との交点をそれぞれ計算することにより、電圧制限内および電圧飽和領域において所望の直流リンク電流応答が得られる出力電圧を導出する。
- 3) 導出した出力電圧より、直接直流リンク電流制御を適用するために必要な条件を明らかにし、この条件からd軸電流指令値を新たに算出した。
- 4) 提案法はdq軸電圧ベクトル図上に図示される直流リンク電流線に基づいて出力電圧を修正することで、電圧制限内、電圧飽和領域どちらにおいても常に直流リンク電流を直接制御し、パッシブフィルタの追加なく、インバータ制御のみで電源電流を正弦波化できる。
- 5) 第4章までに提案してきた手法では最大トルク/電流制御や弱め磁束制御をd軸電流指令値算出に適用した場合、電圧飽和期間が増加することで電源電流の制御性能が下がり、電源高調波規制を満足できなかった。提案法では、算出したd軸電流指令値を用いた場合でも電源電流を正弦波に制御でき、電源高調波規制 IEC61000-3-2 を問題なく満足することを確認した。これにより、積極的にd軸電流指令を変え、モータ効率を改善する検討が可能となる。また、提案法の適用により99%以上の高入力力率が実現できている。

以上の結果より、本章で提案した正弦波電源電流を実現する直流リンク電流直接制御の有用性を確認した。

## 第 6 章

### 結論

#### 6.1 本論文による成果

地球温暖化や資源の枯渇などの社会背景から、エネルギーの有効活用がしきりに求められているが、利便性の追求はとどまらず、より効率的な資源の活用を続けていかなければならない。近年、世界人口の増加も顕著であり、誰でも電気エネルギーが使える時代が来ればパワーエレクトロニクスに対する要求は、高効率、省資源であることが大前提となる。エアコンを代表とする家庭用電化製品はその普及台数も多いことから、インバータ機器への移行による高効率化、省資源化は急務である。

このような背景より、本論文では商用電源を有するインバータシステムの小型軽量化、省資源化、低コスト化の研究を行った。また、本論文で対象とするシステムは単相電源を有する家庭用エアコンとし、これに最も適した電力変換器として電解コンデンサレスインバータの高性能化を図った。提案する手法により、これまで電源高調波の抑制に必要であったリアクトルの追加がなくても、電源高調波規制を満たせられることを実機実験により確認した。

以下に本研究において得られた成果をまとめ、本論文の結論とする。

第 1 章では、近年のエネルギー消費状況および世界におけるエアコンの普及動向と電源高調波低減の必要性とその規制などについて述べ、小型軽量で省資源かつ低コストな単相－三相電力変換器の重要性について論じた。

第2章では、単相－三相電力変換器の電源高調波を低減するための回路構成について論じた。そして、エアコンに対する用途指向形電力変換器である電解コンデンサレスインバータについて述べ、これをさらに高性能化、小型軽量化するために、従来のインバータ制御技術に関する問題点について論じ、本研究の意義と位置付けを明らかにした。また、このインバータをさらに高性能化するために解決しなければならない課題として、下記の3つの問題点を挙げた。

1. モータの空間高調波に起因するモータ電流高調波による電源電流歪み
2. 電源側のラインインダクタンス (入力フィルタ含む) と直流リンクコンデンサ間の共振による電源電流振動
3. 電源電圧ゼロクロス付近でダイオード整流器がオフするため生じる不連続電流

上記はすべて電源電流高調波となり、特に項目1と3は高調波規格にて規制される周波数帯となる。そして、これらの問題を解決するための方針として、電源電流高調波を抑制する直接直流リンク電流制御について述べた。その後の第3章から第5章では、電源高調波を抑制するインバータ制御技術についてそれぞれ詳しく述べ、各手法の有効性を実験により検証した。

第3章では、リアクトルなどの受動素子容量の増加なしで電源電流高調波を抑制するオフライン直流リンク電流直接制御として高調波除去フィルタ、補償電圧印加法、キャンセル電圧印加法を提案した。提案する3つの制御手法ではそれぞれ、高調波除去フィルタで電圧指令高調波に起因する電源電流高調波を、補償電圧印加法でモータ電流高調波に起因する電源電流高調波を、補償電圧印加法でLC共振に起因する電源電流振動を抑制する。提案手法を適用することで、電源電流高調波の特定次数を最大で76.0%できることを確認し、リアクトル容量を増加せずにJIS 61000-3-2 Class Aの高調波規格を満足することを確認した。提案する手法で印加する電圧指令は、オフラインで大きさおよび位相を決定する必要があるが、実装時の計算負荷は軽いことが見込まれる。

第4章では、従来の電力制御法に代わる、新しい高入力力率制御法としてモータトルク制御法を提案した。従来の電力制御法では、フィードバックするインバータ出力電力の非線形性のためにゲイン設計ができず、制御ゲインは試行錯誤的に決定していた。提案するモータトルク

制御法では、電源電力からモータトルクまでのパワーフローに着目することで、高入力力率制御系のゲイン設計指針を示し、電流制御帯域を考慮してトルク制御帯域を決定することでシステムの安定性を高めた。また、制御帯域制限によって生じる電源電流高調波を、直流リンク電流をフィードフォワード制御することによりオンラインで抑制する手法も提案した。このフィードフォワード制御は電流制御系を介さず電圧指令を直接修正することで、電流制御帯域の制限を受けず直流リンク電流を制御でき、高調波に対する応答を改善した。2つの手法を合わせて用いることで、フィルタリアクトルの容量増加なく電源高調波を低減することができ、高調波規格 JIS61000-3-2 Class A を満足できることを確認した。

第5章では、第4章でも問題となっていた電圧飽和時の直流リンク電流応答を改善する手法を提案した。電圧飽和による応答劣化で直流リンク電圧が充電され、ダイオード整流器がオフしてしまうために電源電流が不連続となっていたが、これを改善しほぼ正弦波の電源電流を得られるようになった。提案する手法は第4章の手法を  $dq$  座標上に拡張することで、電圧飽和時にも直流リンク電流の直接制御を可能にした。また、この手法を適用するために必要な条件も明らかにし、この適用条件から新しく  $d$  軸電流指令値を算出した。第4章までの手法ではモータ効率を改善しようと積極的に  $d$  軸電流指令値を変化させた場合、電源高調波が増加してしまう問題があったが、提案法を適用することで電源電流は正弦波のまま  $d$  軸電流を制御できるようになった。これにより、今後はモータ効率改善に関する検討を可能にした。提案法の有効性は実機実験により検証し、提案法を適用することで受動素子容量の増加無く電源高調波規格 IEC61000-3-2 Class A を満足することを確認した。

以上のように、単相電源を有する家庭用エアコンに対して本論文で提案した各種インバータ制御法を適用することにより、受動素子容量の増加無しでの電源高調波抑制が可能となった。これにより、受動素子はインバータのスイッチングリップルを除去する用途のみとなり、スイッチング周波数を高められる SiC や GaN 等の次世代パワーデバイスの適用により電解コンデンサレスインバータの更なる小型化が期待できる。電解コンデンサレスインバータの高性能化によって更に受動素子の容量を削減したことは、産業的、工業的に非常に実用的で有意義なものである。

## 6.2 今後の課題

本論文では、商用電源を有するインバータシステムについて、特に電解コンデンサレスインバータの電源電流高調波低減について検討した。そして、制御による電源電流高調波の抑制で電解コンデンサレスインバータに使用される受動素子の小容量化を提案した。本論文で提案した各種インバータ制御法は、エアコンなどの家庭用電化製品に対して有益なものであるが、今後、実用化、高性能化に向けてさらに検討すべき問題点を挙げるとするならば、以下の事項が挙げられる。

- 負荷条件等に応じた制御系切り替え方式確立

第5章で提案した技術は電源電流を正弦波に制御するため、インバータ出力端子電圧を電源電圧以下に抑えている。そのため、高速域においては弱め磁束するためにモータ電流が増加し、システムの効率低下につながる。第5章の手法は電源高調波規制を満足させる目的で適用するが、軽負荷時の電源電流は重負荷時に比べ小さいため高調波量も減り、電源高調波を抑制せずとも規制値を満たす。このため、エアコンなど軽負荷での動作が多い家庭用電化製品では、負荷条件に応じて高調波抑制制御法を適用することで効率の改善が図れる。即ち、評価関数に応じて制御法の切り替えを行う方式の確立が今後必要となる。また、第5章の制御系は電源電流を制御することに特化しているため、モータ電流制御を蔑ろにしてしまう。特に電圧飽和領域では出力電圧の修正量が多いため、電圧飽和領域での安定解析が今後の課題であるとともに、不安定となる動作条件では制御系を切り替える方式の検討も必要である。

- モータの効率改善

d 軸電流指令値を積極的に変化させた場合でも電源電流を正弦波状に制御できるようになったため、今後は電源高調波抑制時のモータ効率を改善する手法の検討が必要である。具体的には、出力電圧がゼロとなる期間には逆起電圧に応じてモータ電流が流れるため、これを考慮した d 軸電流指令の算出法および適用の仕方を検討する必要がある。

また，電源高調波規制に対して低次の電源電流高調波はかなり余裕がある。このため積極的に電源電流高調波を電源電流指令値に重畳することで，モータ電流のピーク値を下げ，モータ効率を改善する手法等も検討する必要がある。



## 付録 A

# 直流リンク電流直接制御によるオンライン共振抑制制御

### A.1 はじめに

第3章では，電圧指令へフィードフォワード的にキャンセル電圧を加えて直流リンク電流を増減させ，コンデンサの放電を積極的に利用することで LC 共振による電源電流振動を抑制できることを述べた。また，この手法はオフラインでキャンセル電圧の大きさおよび位相を調整し，共振抑制効果を高めている。

ここでは，共振振動を打ち消す直流リンク電流応答を得るためのキャンセル電圧を，図 A.1 中の赤丸部に示す直流リンクコンデンサの放電に寄与する状態量のフィードバックにより計算し，オンラインで算出する手法を示す。一方で，直流リンクコンデンサが小容量であるために共振振動が高周波となり，電圧出力時の 1 制御周期分の無駄時間が無視できず効果的に共振振動を打ち消せなくなる。これに対し，電源電流と直流リンク電圧波形の周期性を明らかにし，この周期性に合わせたメモリを用いることで制御無駄時間を補償する。最後に，提案法の有効性を従来システムとの比較により実験結果にて明らかにする。

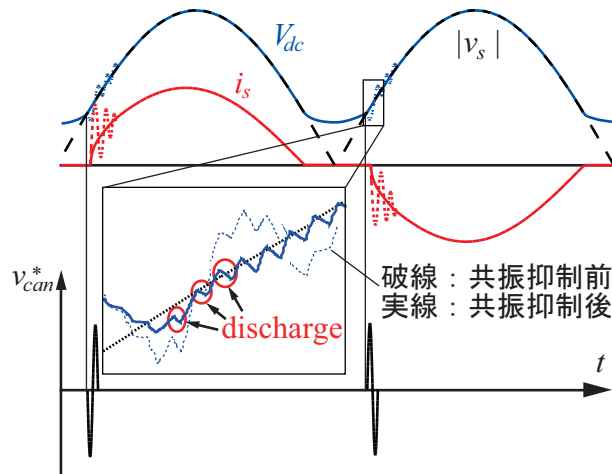


図 A.1: 提案する共振振動抑制原理

## A.2 提案法の制御原理

第3章で述べたように、電解コンデンサレシインバータではダイオード整流器がオンする際に、入力フィルタを含むラインインダクタンスと直流リンクコンデンサ間で共振が生じる。例として、ラインインダクタンスを  $0.2\text{mH}$ 、直流リンクコンデンサを  $14\mu\text{F}$  とした場合、共振周波数は約  $3\text{kHz}$  となる。共振周波数がモータ電流制御帯域より高い場合、モータ電流制御系へダンピング制御を組み込んで共振振動を抑制することは難しくなる。

図 A.1 に示すように、直流リンク電圧はコンデンサの充電と放電によるスイッチングリップルを含み、コンデンサからの放電は直流リンク電圧を減少させる。提案法はこの放電に着目し、直流リンクコンデンサの放電に寄与する状態量をフィードバックし、電圧振動成分を放電させるのに必要な放電時間を求めることで、電圧振動を打ち消すためのキャンセル電圧指令  $v_{can}^*$  を算出する。そして、このキャンセル電圧指令を電圧指令値へ加え合わせることで放電に必要な分だけ直流リンク電流応答を変化させ、共振周波数成分の直流リンクコンデンサの放電量を制御する。本モータドライブシステムは電圧型インバータを使用しているため、出力電圧を変化させることで放電を制御周期毎に制御できる。提案法では、他相が電圧飽和する場合を考慮し、算出したキャンセル電圧指令  $v_{can}^*$  は三相電圧指令値のうち中間電圧相へ足しあわせることで電圧振動を放電させるための放電時間を得る。このように、キャンセル電圧指令  $v_{can}^*$  は三相電圧

指令値へ直接加えるため、提案法はモータ電流制御帯域による制限は受けず、共振周波数を下げて制御を容易にするためのフィルタリアクトル容量の増加を極力排除できる。キャンセル電圧の算出プロセスは A.2.2 節にて述べる。

一方で、共振振動が高周波になることで、電圧出力時の 1 制御周期分の無駄時間による影響が大きくなり、効果的に共振振動を打ち消せなくなる。制御系でこの無駄時間の補償を行わない場合、共振周波数を下げるためにフィルタリアクトルの増加が必要になってくる。本研究では、共振振動の発生を予測することでこの無駄時間の影響を補償する。共振振動発生の予測は、電源電流と直流リンク電圧波形の周期性に合わせてメモリ数を設定し、メモリに蓄えた値を周期性に基づき未来値とすることで行う。電源電流と直流リンク電圧波形の周期性については A.2.1 節にて述べる。

### A.2.1 電源電流と直流リンク電圧の周期性

電解コンデンサレス単相－三相インバータでは、直流リンク部に小容量のフィルムコンデンサを使用することから、直流リンク電圧はゼロ近くまで減少する。この時、モータの回生動作により直流リンク電圧が充電されるが、充電による電圧の増加量はその時のモータ電流の大きさに応じて異なる。電源電流は直流リンク電圧より電源電圧が高い場合に流れるため、回生による直流リンク電圧の増加量が異なるとダイオード整流器の導通時間が変わり、入力電流波形も変化する。また、共振振動はダイオード整流器がオンする際に励起されるため、この回生動作に応じて共振振動の大きさおよび発生タイミングも変化してしまう。そのため電源電流と直流リンク電圧の周期性は、モータ電流周波数によって変化する。

まず、モータ電流の周期性について述べる。モータ電流の基本波周波数  $f_{re}$  は極対数  $p$  と回転速度  $N_s[\text{rpm}]$  により、(A.1) 式で表される。

$$f_{re} = \frac{P}{60} N_s \quad (\text{A.1})$$

このシステムでは、モータへトルク脈動を供給するために  $q$  軸電流を電源周波数  $f_s$  の 2 倍周波数で脈動させると共に、弱め磁束制御を行うために負の  $d$  軸電流を流す。ここで  $d$  軸電流指令値は、2 章で述べた電力制御法を用いた制御系で使用されている負の一定値とする。以上の

理由から、モータ電流には (A.1) 式で示される基本波周波数以外の周波数成分も含み、dq 軸電流  $i_d$ ,  $i_q$  は (A.2) 式のように表される。

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_d \\ A_q \sin^2(2\pi f_s t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

ここで、 $A_d$ ,  $A_q$  はそれぞれ dq 軸電流の大きさ、 $f_s$  は電源周波数である。(A.2) 式を uvw 座標へ変換すると、uvw 座標上の電流  $i_u$ ,  $i_v$ ,  $i_w$  は (A.3) 式となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} &= [C] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} -A_d \cos(\omega_{re} t) - \frac{1}{2} A_q \sin(\omega_{re} t) & + \frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s + \omega_{re})t) \\ -A_d \cos(\omega_{re} t - \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{2} A_q \sin(\omega_{re} t - \frac{2}{3}\pi) & + \frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s + \omega_{re})t - \frac{2}{3}\pi) \\ -A_d \cos(\omega_{re} t + \frac{2}{3}\pi) - \frac{1}{2} A_q \sin(\omega_{re} t + \frac{2}{3}\pi) & + \frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s + \omega_{re})t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s - \omega_{re})t) \\ -\frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s - \omega_{re})t + \frac{2}{3}\pi) \\ -\frac{1}{4} A_q \sin((2\omega_s - \omega_{re})t - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

ここで、

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{re} & -\sin \theta_{re} \\ \cos(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{re} - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta_{re} + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (\text{A.5})$$

$$\theta_{re} = \omega_{re} t = 2\pi f_{re} t. \quad (\text{A.6})$$

(A.3) 式より、モータ電流は  $f_{re}$  および  $2f_s \pm f_{re}$  の周波数成分を持つことがわかる。

次に、電源電流と直流リンク電圧の周期性について述べる。本システムでは、モータ回転速度が電源電流と直流リンク電圧の周期性に影響を与える。このため、電源電流と直流リンク電圧の周期性は、電源周波数とモータ電流周波数により決定される。電源電流と直流リンク電圧の周期性を周波数  $f_p$  と定義した時、(A.7) 式から (A.9) 式を満たすようにすることで、電源電流と直流リンク電圧は周波数  $f_p$  の周期性を持つこととなる。

$$f_p = \frac{f_s}{n} \quad (n = 1, 2, 3, \dots) \quad (\text{A.7})$$

$$f_{re} = m f_p \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \quad (\text{A.8})$$

$$f_{samp} = l f_p \quad (l = 1, 2, 3, \dots) \quad (\text{A.9})$$

ここで、 $n$ ,  $m$ ,  $l$  は正の整数、 $f_{samp}$  はサンプリング周波数とする。まず (A.7) と (A.8) を満たすことで、モータ電流に含まれる周波数成分  $f_{re}$  および  $2f_s \pm f_{re}$  はそれぞれ  $f_p$  の整数倍となるため、 $1/f_p$  の周期毎にモータ電流は同じ波形になると言える。この時、(A.9) 式も同時に満たすことで、制御結果も  $1/f_p$  の周期毎に同じとなる。これより、(A.7) 式から (A.9) 式を満たすよう  $f_p$  およびモータ回転速度を設定することで、電源電流と直流リンク電圧に周波数  $f_p$  の周期性をもたせることが可能となる。また、共振振動が生じるタイミングも周波数  $f_p$  の周期性を持つこととなる。以上より、共振振動の発生を予測して制御無駄時間を補償するためのメモリ数  $N$  の設定は、(A.10) 式で行う。

$$N = \frac{f_s}{f_p} - 1. \quad (\text{A.10})$$

もし、 $f_p$  が循環小数である場合、モータ電流の基本波周波数  $f_{re}$  およびサンプリング周波数  $f_{samp}$  が正の整数もしくは有限小数で設定できなくなってしまう。この場合、メモリ数  $N$  も正の整数で設定できない。このため、より厳密に周期性を持たせる場合には、 $f_p$  が循環小数とならないように (A.7) 式右辺の分母の素数は 2 と 5 だけにする必要がある。よって、制御無駄時間の補償を効果的に行うために、 $n$  は  $n = 2^a \cdot 5^b$  で設定する。 $a$  および  $b$  はそれぞれ、0 もしくは正の整数とする。

### A.2.2 キャンセル電圧の算出プロセス

図 A.2 に提案法を適用した場合の全体のシステム構成、図 A.3 にキャンセル電圧の算出プロセス図を示す。図 A.2 中の黒点線で囲われた制御ブロック図は、第 2 章で述べた従来の電力制御系である。提案法では青線で囲われた制御系を新たに加え、共振振動を打ち消すためのキャンセル電圧を中間電圧相の電圧指令値へ加える。キャンセル電圧算出時の各ステップ (a)～(h) は、図 A.2、図 A.3 内の (a)～(h) と対応している。また、動作説明中では中間電圧相を  $x$  相とする。

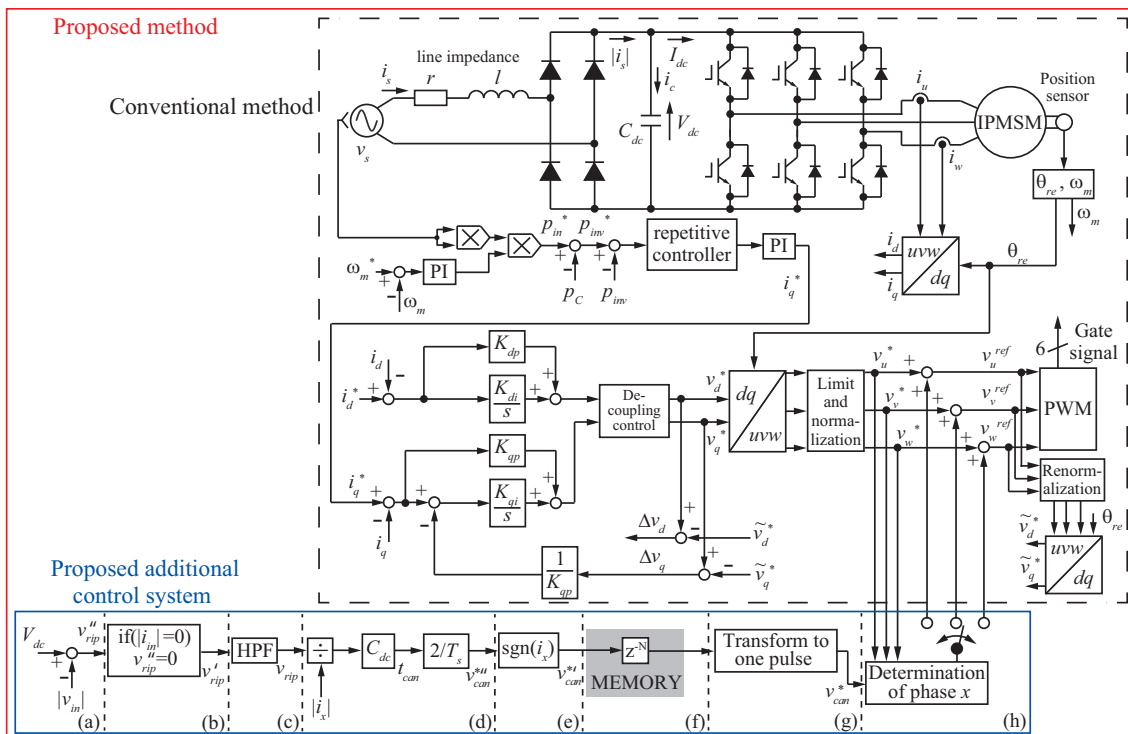


図 A.2: 共振抑制制御を統合した電解コンデンサレインバータのシステムブロック図

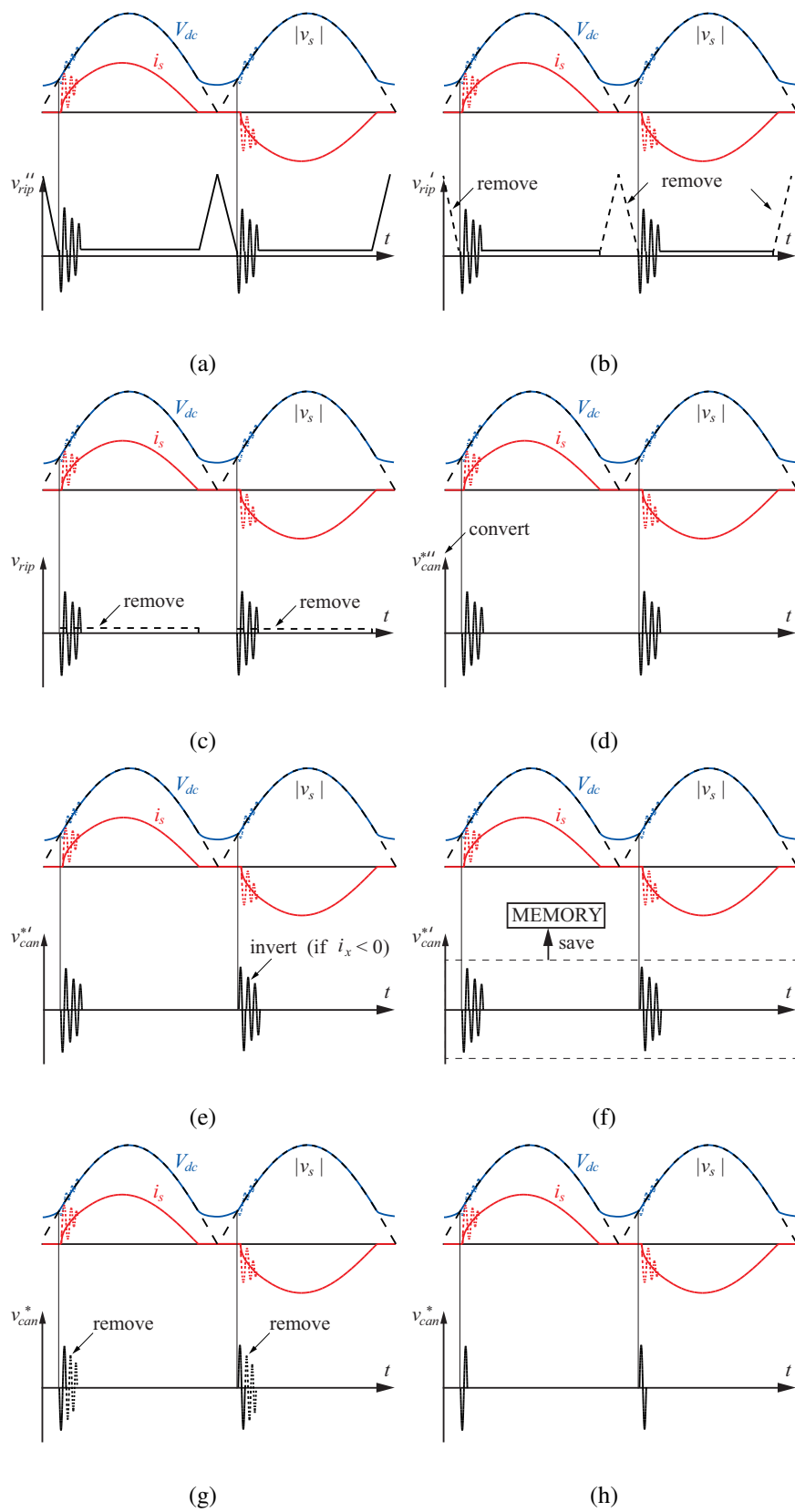


図 A.3: キャンセル電圧算出時の各ステップ

- (a) まず、直流リンク電圧  $V_{dc}$  から電源電圧の絶対値  $|v_s|$  を減算することで、直流リンク電圧の振動成分  $v''_{rip}$  を抽出する。
- (b) 電源電圧  $v_s$  のゼロクロス近傍では、回生により直流リンク電圧  $V_{dc}$  が充電されるため共振振動と関係のない波形が大きく残る。回生中は電源電流がゼロとなるため、 $|i_s| = 0$  時に  $v''_{rip}$  をゼロとすることで、この波形を取り除き、これを  $v'_{rip}$  とする。
- (c) 電圧センサオフセット等が残った周波数成分をハイパスフィルタを通すことで取り除き、共振振動成分  $v_{rip}$  のみを得る。本研究では、ハイパスフィルタにはカットオフ周波数 300Hz の 2 次フィルタを用いた。
- (d) コンデンサにおける電流と電圧の関係式は (A.11) 式で表され、負荷と導通している間の直流リンクコンデンサの放電も (A.11) 式により生じる。

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \quad (\text{A.11})$$

ここで、 $v(t)$  は放電させたい直流リンク電圧の振動成分  $v_{rip}(t)$ 、 $C$  は直流リンクコンデンサの静電容量  $C_{dc}$ 、 $i(t)$  は  $x$  相モータ電流  $|i_x(t)|$ 、 $t$  は所望の放電時間  $t_{can}$  とする。 $x$  はキャンセル電圧を加える相を表すものとする。直流リンク部を流れる放電電流は直流であるため、 $x$  相モータ電流  $i_x(t)$  は絶対値をとる。制御系が離散システムで 0 次ホールドをホールド方式として用い、各変数が制御期間一定値とすると、制御周期毎に必要な放電時間  $t_{can}$  は (A.12) 式で求まる。

$$\begin{aligned} v_{rip} &= \frac{1}{C_{dc}} |i_x| t_{can} \\ t_{can} &= \frac{v_{rip}}{|i_x|} C_{dc}. \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

規格化後の三相電圧指令値の大きさが -1 から 1 であるとした場合、所望の放電時間  $t_{can}$  を得るためのキャンセル電圧指令は以下で算出できる。

$$v_{can}^{*''} = 2D_{can} = 2\frac{t_{can}}{T_s} \quad (\text{A.13})$$

ここで、 $D_{can}$  はデューティ比、 $T_s$  はサンプリング周期とする。(A.13) 式のデューティ比を用いた計算により、キャンセル電圧は規格化後の三相電圧指令値へ加えることができるようになり、その単位は直流リンク電圧を基準とした pu 値となる。

- (e) モータ電流は交流であるため、図 3.4, 図 3.5 に示すように放電の際の電流経路は相電流の極性によって異なる。そのため放電時間を増減させる場合には、ON 時間を増減させるスイッチング素子を相電流の極性を考慮して決定する必要がある。相電流の極性を考慮すると、キャンセル電圧指令は (A.14) 式となる。

$$v_{can}^{*f} = \text{sgn}(i_x) \cdot v_{can}^{*''} \quad (\text{A.14})$$

- (f) 共振振動が高周波であるため、ここまで算出したキャンセル電圧指令をそのまま適用した場合、デジタル制御する際に生じる制御無駄時間の影響により効果的に電圧振動を抑制できない。提案法では A.2.1 で述べたメモリを用いて、メモリに格納した過去 1 周期前の値を未来値として用いることで制御無駄時間による影響を補償する。メモリ数  $N$  は (A.10) で決定する。
- (g) ここまで求めたキャンセル電圧指令は電圧振動成分  $v_{rip}$  を元に算出しているため、複数のパルスから成る。しかし、メモリに格納された 1 パルス目以降のキャンセル電圧指令は新たに共振振動を励起する要因となる。そのためゼロクロスの通過回数をカウントし、1 パルス目以降の波形は除去する。これを最終的なキャンセル電圧指令  $v_{can}^{*}$  とする。
- (h) 最後に、飽和していない中間相電圧指令値へ  $v_{cs}^{*}$  を加える。これにより共振周波数成分の直流リンク電流量を増減させ、直流リンクコンデンサの放電を積極的に利用し共振振動を抑制する。また、他の相電圧指令値が飽和しているような駆動状態においても提案法を適用することができる。提案法は電圧指令値へ直接キャンセル電圧を加えるため、モータ電流制御帯域による制限を受けず、放電量を制御周期毎に制御する。本研究では、ステップ (c) におけるハイパスフィルタの帯域を 300Hz に設定したため、効果のある周波数範囲はおよそ 1500Hz から  $f_{samp}/5\text{Hz}$  となる。よって、フィルタを含むラインインダクタンスは、共振周波数が  $f_{samp}/5\text{Hz}$  以下になるように設計する必要がある。提案法は直流リンクコンデンサの放電を積極的に行うことにより振動を抑制するため、共振振動のうち正側の振動成分に対して特に効果的である。負側の振動成分に対しては、放電量を減らすことで振動を強めない効果がある。

### A.3 実験結果

図 A.2 中の黒点線部に示す第 2 章で述べた電力制御系のみを使用した場合と、これに図 A.2 中の青線部の提案法を適用した場合で比較実験を行い、その応答を確認する。図 A.4(a) から図 A.6(c) に実験結果を示す。負荷トルクは  $1.5\text{Nm}$  で駆動し、モータ回転速度および電源電流と直流リンク電圧の周期性である周波数  $f_p$  は、 $4500\text{rpm}$  と  $50\text{Hz}$ 、 $3750\text{rpm}$  と  $25\text{Hz}$ 、 $2190\text{rpm}$  と  $1\text{Hz}$  にそれぞれ設定している。また、d 軸電流指令値は高入力力率となるよう試行錯誤的に一定値を与えている。

図 A.4 に回転速度  $4500\text{rpm}$ 、 $f_p = 50\text{Hz}$  に設定した結果を示す。図 A.4(a) と図 A.4(b) の波形は上から電源電流、直流リンク電圧、キャンセル電圧の波形、三相モータ電流波形を、図 A.4(c) は電源電流の高調波解析結果を示している。図 A.4(a) に示す従来法の結果から、ダイオード整流器がオンする際に電源電流と直流リンク電圧に共振振動が発生していることが確認できる。また、設定した  $f_p = 50\text{Hz}$  に応じて  $1/50\text{s}$  の周期毎にモータ電流が同じ波形となり、周期性を決定できていることがわかる。同様に、電源電流および直流リンク電圧波形も周波数  $50\text{Hz}$  の周期性を持つことが確認できる。図 A.4(b) に示す提案法を適用した結果では、キャンセル電圧により直流リンク電圧の共振振動が打ち消され、電源電流振動の低減が確認できる。共振周波数がモータ電流の基本波周波数に比べ十分に高いため、モータ電流波形に提案法の影響は出ていない。図 A.4(c) に示す電源電流の高調波解析結果は、基本波周波数は  $50\text{Hz}$  で、IEC 61000-4-7 に基づいて中間高調波をグルーピングしている。また、図 A.4(a) と図 A.4(b) の電源電流高調波解析結果に加え、第 3 章で述べたオフラインでのゲイン・位相調整を行う共振抑制手法を適用した場合の結果も比較対象とする。提案法は、従来法および第 3 章で述べた共振抑制手法により得られた結果に比べ、効果的に共振振動による高調波を低減していることが確認できる。提案法の有効周波数範囲である  $1500\text{Hz}$  から  $f_{\text{samp}}/5\text{Hz}$  までの高調波量は、提案法と従来法を比較すると  $40.8\%$  低減できている。

図 A.5 に回転速度  $3750\text{rpm}$ 、 $f_p = 25\text{Hz}$  に設定した結果を示す。回転速度  $4500\text{rpm}$  時の結果と同様に、電源電流と直流リンク電圧の共振振動が確認できる。また、電源電流、直流リンク

電圧，三相電流の周期性は，設定した  $f_p = 25\text{Hz}$  と同じ  $25\text{Hz}$  となっている。図 A.5(b) に示すように提案法の適用によって共振振動が打ち消され，図 A.5(c) の高調波解析結果からも高調波の低減が確認できる。30 次から 64 次までの高調波量は 35.8% 低減できている。この動作条件では電源電流波形が上下対象とならないために，図 A.4(c) に比べ図 A.5(c) では偶数次高調波が多く生じている。

図 A.6 に回転速度  $2190\text{rpm}$ ， $f_p = 1\text{Hz}$  に設定した結果を示す。周期性を決定する  $f_p$  が極めて小さい  $f_p = 1\text{Hz}$  の条件でも，同様に電源電流振動を低減できている。高調波解析結果より，30 次から 64 次までの電源電流高調波量は 6.4% 抑制されている。提案法においてコンデンサの放電量はモータ電流量に大きく依存するため，回転速度が下がり弱め磁束電流も多く流さない低出力時でモータ電流が小さい場合には，共振振動の抑制効果は下がってしまう。

表 A.1 に示す入力力率結果からは，提案法の方が高い入力力率を得られており，提案法が基本波周波数に対するモータ制御に悪影響を与えることなく共振振動を抑制できていることが確認できる。

## A.4 まとめ

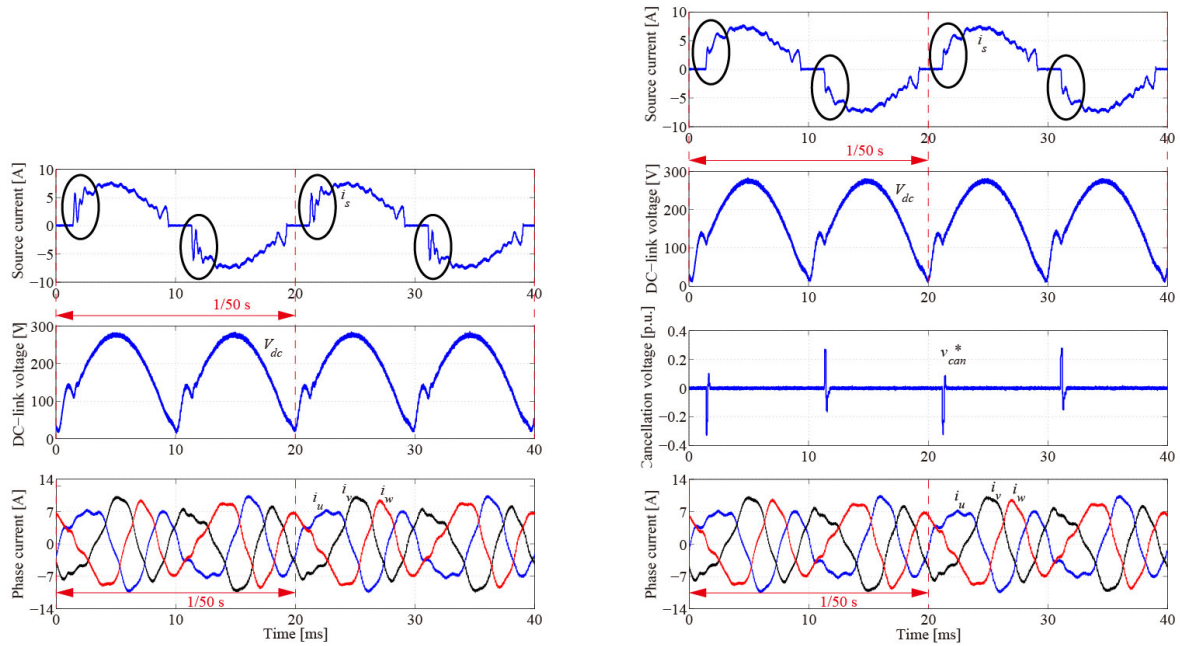
付録では，直流リンク電流直接制御によるオンライン共振抑制制御を提案し，その有用性を実験で実証した。以下に得られた結論を示す。

- 1) 電解コンデンサレスインバータでは小容量のフィルムコンデンサを直流リンク部で使用するから，電源側のラインインダクタンスとの LC 共振振動が高周波となる。
- 2) 提案法は，直流リンクコンデンサの放電に着目し，直流リンク電流応答を増減させることで放電量を制御して直流リンク電圧の共振振動を抑制する。これにより，共振による電源電流振動も同時に抑制される。
- 3) 直流リンクコンデンサの放電に寄与する状態量をフィードバックすることで，共振振動を打ち消す所望の直流リンク電流応答を得るためのキャンセル電圧を算出する。このキャンセル電圧を電圧指令へ直接印加することで，提案法はモータ電流制御帯域による

制限を受けない。

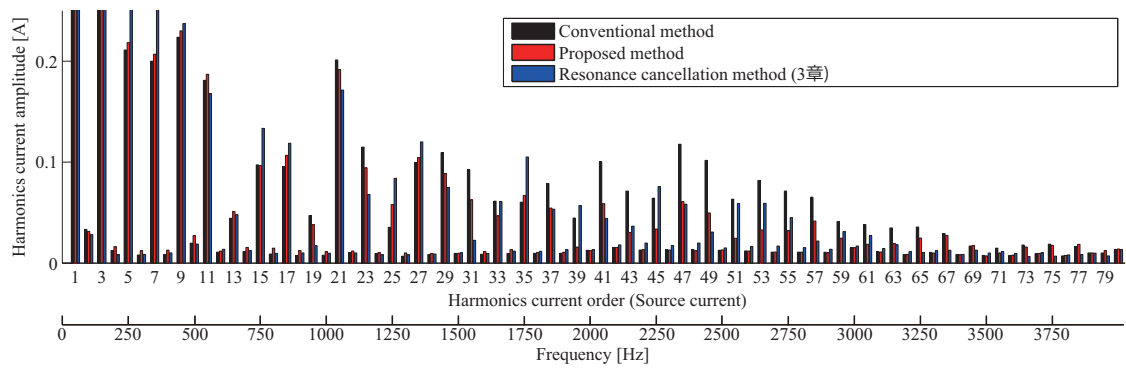
- 4) 電源電流と直流リンク電圧の周期性を明らかにし，この周期性に合わせたメモリ数を設けることで制御無駄時間による影響を補償する手法を示した。
- 5) 提案手法を適用することで，提案法の有効周波数範囲内における高調波量を最大で40.8%低減できることを確認した。

以上の結果より，提案した直流リンク電流直接制御によるオンライン共振抑制制御の有用性を確認した。



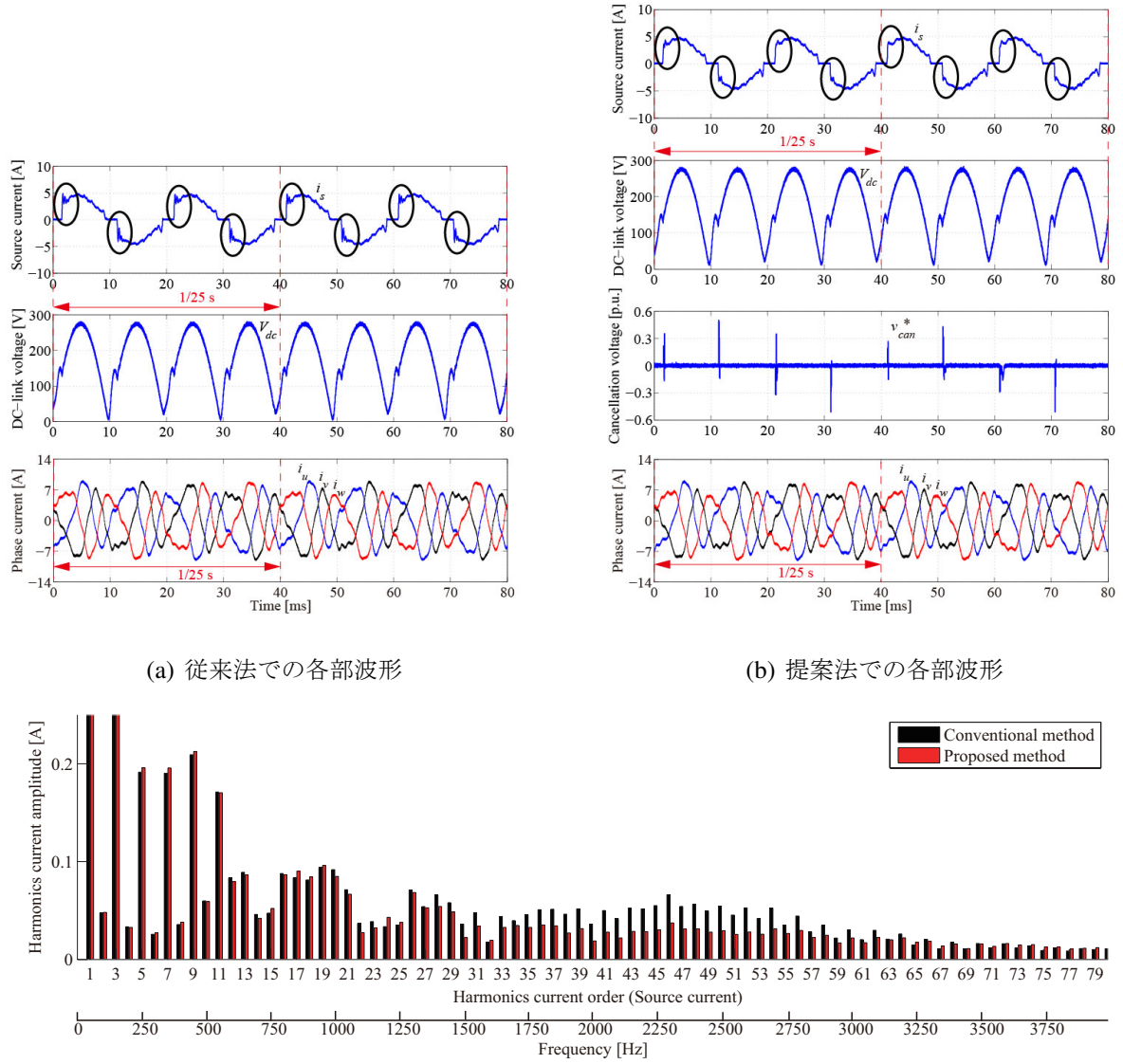
(a) 従来法での各部波形

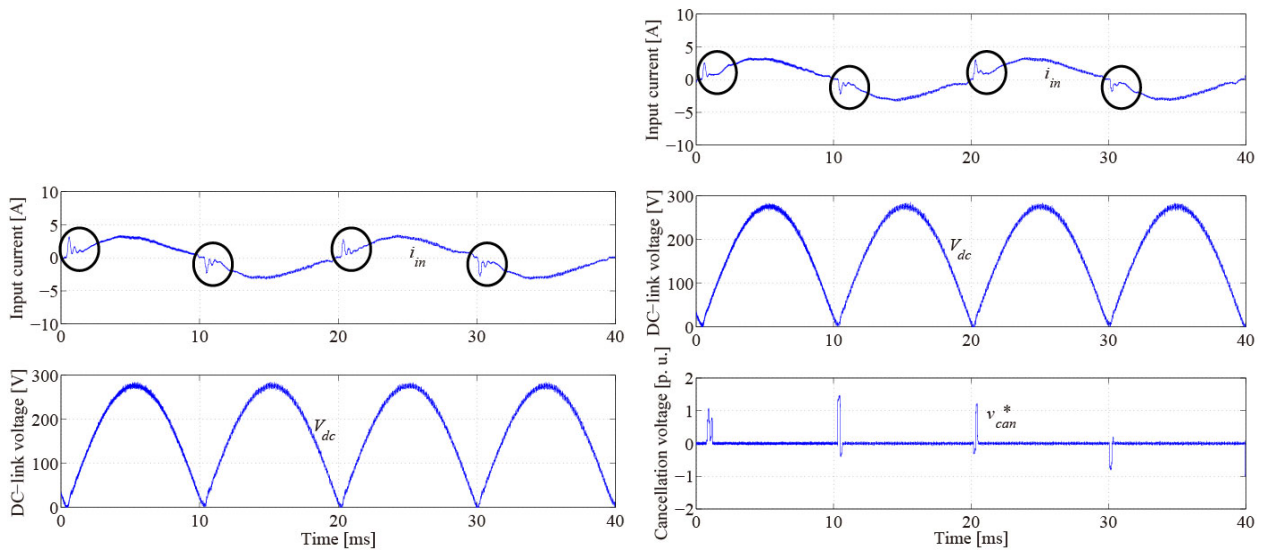
(b) 提案法での各部波形



(c) 電源電流の高調波解析結果

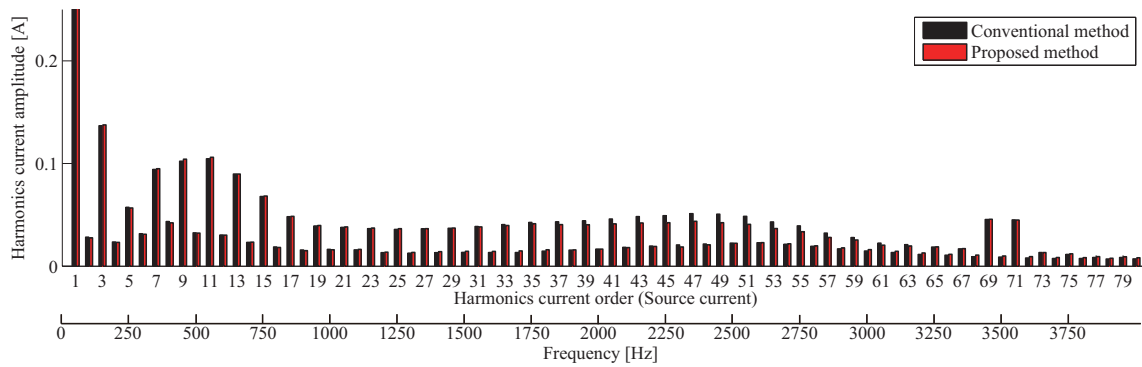
図 A.4: 回転速度 4500rpm,  $f_p = 50\text{Hz}$  の実験結果

図 A.5: 回転速度 3750rpm,  $f_p = 25\text{Hz}$  の実験結果



(a) 従来法での各部波形

(b) 提案法での各部波形



(c) 電源電流の高調波解析結果

図 A.6: 回転速度 2190rpm,  $f_p = 1\text{Hz}$  の実験結果

表 A.1: 入力力率の比較

	Motor speed [rpm]	Power Factor [%]
Conventional method	2190	97.8
	3750	97.7
	4500	98.0
Proposed method	2190	97.9
	3750	97.9
	4500	98.1



## 謝辞

研究を進めるにあたり、直接ご指導を賜りました長岡技術科学大学 大石潔教授に心から感謝し厚く御礼申し上げます。また、日頃より有益な御意見、御助言を賜りました秋田工業高等専門学校 安東至教授、長岡技術科学大学 伊東淳一教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、横倉勇希助教の諸先生方に心より感謝し厚く御礼申し上げます。

昼夜を問わず研究生活を共にし、有益な討論をして頂いた大石研究室を始めとするパワーエレクトロニクス研究室の先輩、同輩、後輩諸氏に深く感謝いたします。

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



## 参考文献

- [1] 経済産業省・資源エネルギー庁：「エネルギー白書 2017」，  
<http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2017pdf/>, (2017/11/13 アクセス)
- [2] 佐藤 之彦：「基本を学ぶパワーエレクトロニクス」，オーム社 (2012)
- [3] M. Hasegawa and S. Doki, “Trends in Motor Drive Techniques in Japan –Controls for Synchronous Motors with Non-linearity–,” *IEEJ J. Ind. Appl.*, Vol. 1, No. 3, pp. 123–131, 2012.
- [4] S. Sato and K. Ide, “Application Trends of Sensorless AC Motor Drives in Europe,” *IEEJ J. Ind. Appl.*, Vol. 3, No. 2, pp. 97–103, 2014.
- [5] S. Shao, E. Abdi, and R. McMahon, “Low-Cost Variable Speed Drive Based on a Brushless Doubly-Fed Motor and a Fractional Unidirectional Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 1, pp. 317–325, Jan. 2012
- [6] K. Kondo and H. Kubora, “Innovative Application Technologies of AC Motor Drive Systems,” *IEEJ J. Ind. Appl.*, Vol. 1, No. 3, pp. 132–140, 2012.
- [7] 金 東海：「パワースイッチング工学」，オーム社 (2014)
- [8] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer, and M. Braun, “Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 349–357, Jan. 2015.
- [9] Aneesh Kumar A S, G. Poddar, and P. Ganesan, “Control Strategy to Naturally Balance Hybrid Converter for Variable-Speed Medium-Voltage Drive Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 866–876, Feb. 2015.
- [10] H. K. Samitha Ransara and U. K. Madawala, “A Torque Ripple Compensation Technique for

- a Low-Cost Brushless DC Motor Drive,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 10, pp. 6171–6182, Oct. 2015.
- [11] 大山 和伸・松野 澄和：「エアコンにおけるパワーエレクトロニクス技術の変遷」，電気学会誌，Vol. 125，No. 12，pp. 772-775 (2005)
- [12] 経済産業省・資源エネルギー庁：「平成 22 年度省エネルギー政策分析調査事業（家庭におけるエネルギー消費実態について）」，[http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving\\_and\\_new/saving/general/more/pdf/h22\\_bunseki\\_tyosa.pdf](http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/more/pdf/h22_bunseki_tyosa.pdf)，(2017/11/13 アクセス)
- [13] 経済産業省・資源エネルギー庁：「家庭の節電対策メニュー（ご家庭の皆様）」，[http://www.meti.go.jp/setsuden/pdf/150522/150522\\_01d.pdf](http://www.meti.go.jp/setsuden/pdf/150522/150522_01d.pdf)，(2017/11/13 アクセス)
- [14] 「世界にもっとインバータエアコンを — CSR・環境への取り組み — ダイキン工業株式会社」，ダイキン工業株式会社，<http://www.daikin.co.jp/csr/information/lecture/act01.html> (2017/11/13 アクセス)
- [15] 江間 敏・高橋 勲：「パワーエレクトロニクス」，コロナ社 (2002)
- [16] IEC 61000-3-2: 2014
- [17] JIS 61000-3-2: 2011
- [18] 関本守満・小川卓郎・谷口智勇・前田敏行・大山和伸：「電解コンデンサレスインバータによるグローバル電源高調波規制対応エアコンの開発」，MD-11-010，HCA-11-010，pp.51–56 (2011)
- [19] 高橋 勲・堀 和宇：「パッシブ素子を用いたダイオード整流回路の入力電流波形改善」，電学論 D，Vol. 117，No. 1，pp. 13–18 (1997)
- [20] 植杉通可・金澤秀俊・蛭間淳之・宮崎 浩・神戸 崇幸：「力率改善型エアコン用単相倍電圧コンバータ回路」，電学論 D，Vol. 119，No. 5，pp. 592–598 (1999)
- [21] 谷口 勝則：「力率改善昇圧形 DCM コンバータの特性解析と入力電流波形の改善法」，電学論 D，Vol. 121，No. 3，pp. 302-307 (2001)
- [22] 五十嵐 康雄，高橋 勲：「スイッチング素子 1 個の単相スイッチング電源入力電流波形改

- 善」, 電学論 D, Vol. 117, No. 8, pp. 927-932 (1997)
- [23] 石井 誠:「家電機器の省エネ技術 エアコン, 冷蔵庫の PAM 制御」, 電気学会誌, Vol. 120, No. 6, pp. 360-363 (2000)
- [24] P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D.K.W. Cheng, and X.-C. Liu, “Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 47, No. 4, pp. 787–795, Aug. 2000.
- [25] 山本 真義・堀井 浩幸:「トランスリンク方式単相インターリーブ PFC コンバータ」, 電学論 D, Vol. 130, No. 6, pp. 828–829 (2010)
- [26] 石倉 祐樹・山本真義:「トランスリンク方式単相インターリーブ PFC コンバータの入力電流解析」, 電学論 D, Vol. 133, No. 6, pp. 570–576 (2013)
- [27] 安東 至, 阿部 晃大, 中村 友陽, 荒木 雄志, 大石 潔:「ロスレススナバを組み入れたインターリーブ式ソフトスイッチング PFC 回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 12, pp. 1217-1224 (2015)
- [28] P. L. Wong, P. Xu, B. Yang, and F. C. Lee, “Performance Improvements of Interleaving VRMs with Coupling Inductors,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 16, No. 4, pp. 499–507, Jul. 2001.
- [29] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, “A High Power, Current Sensor-less, Bi-directional, 16-phase Interleaved DC-DC Converter for Vehicle Application,” *IEEE Energy Conversion Congress Expo 2010. ECCE10*, pp. 3611–3617, 2010.
- [30] 亨 章弘・芳賀 仁・近藤 正示:「入力電流リップルを低減する多相昇圧チョッパの相数と動作モードによる特性比較」, 電学論 D, Vol. 132, No. 2, pp. 250–257 (2012)
- [31] B. Lu, R. Brown, M. Soldano, “Bridgeless PFC implementation using one cycle control technique,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2005.
- [32] 増本 聖・吉村 工・庄山正仁:「ブリッジレス PFC 回路の効率解析」, 平成 23 年度電気関係学会九州支部連合大会, 09-2P-15, p. 590 (2011)
- [33] 増田 真太郎, 渡邊 朝紀:「交流電気鉄道車両に搭載された PWM 整流器から発生する架

- 線電流高調波を打ち消すための補償器の検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 5-50, pp.313–316 (2016)
- [34] B. Gu and K. Nam, “A DC-Link Capacitor Minimization Method Through Direct Capacitor Current Control,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 2, pp. 573–581, Mar./Apr. 2006.
- [35] 奥田 達也・浦壁 隆浩・角田 義一・菊永 敏之・岩田 明彦:「DC/DC コンバータとインバータの協調制御による DC リンクコンデンサ電流の低減」, 電学論 D, Vol. 129, No. 2, pp. 144–149 (2009)
- [36] L. Shen, S. Bozhko, G. Asher, C. Patel, and P. Wheeler, “Active DC-Link Capacitor Harmonic Current Reduction in Two-Level Back-to-Back Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 10, pp. 6947–6954, Oct. 2016.
- [37] 徐 進・佐藤 之彦:「PWM 整流回路—インバータシステムにおける直流リンクコンデンサの最小容量決定法」, 電学論 D, Vol. 133, No. 8, pp. 804–811 (2013)
- [38] 渋谷 貴之・伊東 淳一:「制御応答の高速化による直流コンデンサ容量の最小化の検討」, 半導体電力変換研究会, SPC-12-026, pp. 151–156 (2012)
- [39] 武井 大輔・藤本 博志・堀 洋一:「昇圧コンバータにおける平滑コンデンサの小型化を目的とした負荷電流フィードフォワード制御」, 電学論 D, Vol. 135, No. 5, pp. 457–466 (2015)
- [40] A. Tokumasu, K. Shirakawa, H. Taki, and K. Wada, “AC/DC Converter Based on Instantaneous Power Balance Control for Reducing DC-Link Capacitance,” *IEEE J. Ind. Appl.*, Vol. 4, No. 6, pp. 745–751, 2015.
- [41] J. Hobraiche, J.-P. Vilain, P. Macret, and N. Patin, “A New PWM Strategy to Reduce the Inverter Input Current Ripples,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 1, pp. 172–180, Jan. 2009.
- [42] T. D. Nguyen, N. Patin, and G. Friedrich, “Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 1, pp. 396–406, Jan. 2014.

- [43] 西澤是呂久・折川幸司・伊東淳一・小高章弘・鳥羽章夫:「三相インバータの力率変化に対応した入力電流高調波を低減する空間ベクトル変調方式」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-15-133/MD-15-104 (2015)
- [44] 西澤是呂久・折川幸司・伊東淳一・小高章弘・鳥羽章夫・海田英俊:「三相インバータの力率変動に対応した入力電流高調波を低減する空間ベクトル変調の実機検証」, 平成 28 年電気学会全国大会, 4-086, pp. 144-145 (2016)
- [45] 西澤是呂久・伊東淳一・小高章弘・鳥羽章夫・海田英俊:「三相インバータの力率変動に対応した入力電流高調波を低減するキャリア比較二相変調」, 平成 29 年産業応用部門大会, 1-109, pp. 491-494 (2017)
- [46] 西澤是呂久・伊東淳一・小高章弘・鳥羽章夫・海田英俊:「広負荷力率範囲に対応する三相 3 レベルインバータの入力電流高調波低減 SVM」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, 1-71, pp. 237-240 (2016)
- [47] M. Huber, W. Amrhein, S. Silber, M. Reisinger, G. Knecht, and G. Kastinger, “Ripple Current Reduction of DC Link Electrolytic Capacitors by Switching Pattern Optimisation,” *Proc. of Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1875–1880, 2005.
- [48] T. Ogawa, S. Wakao, J. Taufiq, K. Kondo, and N. Terauchi, “Theoretical analysis of cancellation of DC-link current harmonics in the inverter-controlled DC electric railcar,” *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007.
- [49] 小川知行・若尾 真治・Jat Taufiq・近藤 圭一郎・寺内 伸雄:「鉄道車両駆動用インバータにおける直流側電流の側帯高調波の理論解析」, 電学論 D, Vol. 126, No. 7, pp. 1049-1057 (2006)
- [50] 小川知行・若尾真治・近藤圭一郎:「シミュレーションによる直流インバータ車の帰線電流高調波の検討」, 電気学会交通・電気鉄道／リニアドライブ合同研究会 TER-03-47/LD-03-72 (2003)
- [51] 小川知行・若尾真治・近藤圭一郎・寺内伸雄:「鉄道車両駆動用インバータにおける直流側電流高調波の理論解析」, 電気学会半導体電力変換／産業電力電気応用合同研究会

SPC-04-100/IEA-04-27 (2004)

- [52] 小川 知行・若尾 真治・Jat Taufiq・近藤 圭一郎・寺内 伸雄：「インバータ直流側電流の側帯高調波の理論解析」，平成 17 年電気学会全国大会，5-170，pp. 243–244 (2005)
- [53] 小川 知行・若尾 真治・Jat Taufiq・近藤 圭一郎・寺内 伸雄：「鉄道車両駆動用インバータにおける直流側電流の側帯高調波の理論解析」，電気学会半導体電力変換／産業電力電気応用合同研究会 SPC-05-55/IEA-05-10 (2005)
- [54] 本間俊宏・谷口峻・小川知行・若尾真治・近藤圭一郎・米山崇：「ランダム PWM 法による帰線電流高調波低減効果に関する実験検証」，平成 20 年電気学会全国大会，5-087，pp. 139–140 (2008)
- [55] 高橋広樹・伊東淳一：「発電機トルク制御と系統無効電流制御を両立するマトリックスコンバータの FRT 制御法」，電学論 D, Vol. 136, No. 1, pp. 71–78 (2016)
- [56] 芳賀 仁・高橋 勲・大石 潔：「高入力力率を実現する単相-三相マトリックスコンバータの一制御法」，電学論 D, Vol. 124, No. 5, pp. 510–516 (2004)
- [57] P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, “Matrix Converters: A Technology Review,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 2, pp. 274–288, Apr. 2002.
- [58] T. Friedli, J. W. Kolar, “Milestones in Matrix Converter Research,” *IEEJ Journal Ind. Appl.*, Vol. 1, No. 1, pp. 2-14, 2012.
- [59] 榊原 憲一・藤田 崇之・松野 澄和・石関 晋一・佐藤 俊彰：「空調用インダイレクトマトリックスコンバータの実用化技術」，電学論 D, Vol. 136, No. 7, pp. 471–478 (2016)
- [60] 伊藤達郎・山川智之・竹下隆晴：「マトリックスコンバータの電源力率改善及び入力電流高調波低減 PWM 制御」，平成 29 年電気学会全国大会，4-087，pp. 146–147 (2017)
- [61] 山川智之・渡辺章太・竹下隆晴：「マトリックスコンバータの最小転流回数における入力電流高調波低減制御」，平成 27 年電気学会全国大会，4-052，pp. 84–85 (2015)
- [62] 久保田洋平・野口季彦：「マトリックスコンバータの入力電流波形改善に関する検討」，平成 23 年電気学会全国大会，4-015，pp. 27–28 (2011)
- [63] 瀧田真也・竹下隆晴：「三相/三相マトリックスコンバータの高負荷力率における入力

- 電流高調波を低減する PWM 制御」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, 1-16, pp. 99–102 (2015)
- [64] 瀧田真也・竹下隆晴:「マトリックスコンバータの入力電流高調波低減のための可視化 PWM 制御」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, 1-35, pp. 183–186 (2014)
- [65] 孟 云程・竹下隆晴:「マトリックスコンバータの転流回数低減における入力電流高調波の抑制制御法」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-35, pp. 173–176 (2013)
- [66] 唐鎌寛崇・山本吉朗・池田敬祐:「マトリックスコンバータの入力電流ひずみを低減する空間ベクトル変調」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, Y-27, p. 27 (2012)
- [67] 出口好太郎・竹下隆晴:「出力電流符号によるマトリックスコンバータの入力電流高調波を低減する PWM 制御法」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-121, pp. 575–578 (2010)
- [68] 田中伸太郎・竹下隆晴:「マトリックスコンバータの転流回数と入力電流高調波を低減する PWM パターン選択法」, 平成 21 年電気学会産業応用部門大会, 1-2, pp. 183–188 (2009)
- [69] D. Torrey and A. Al-Zamel, “Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 10, No. 3, pp. 263–272, May 1995.
- [70] 赤木 泰文:「相配電系統に設置する並列形アクティブフィルタの制御法と設置点について」電学論 D, Vol.116, No.3, pp.285–293 (1996)
- [71] 山下 博史・P. Jintakosonwit・藤田 英明・赤木 泰文・篠原 純也・箱田 博俊:「電圧安定化機能を付加した配電系統用アクティブフィルタ」電学論 D, Vol.123, No.11, pp.1351–1358 (2003)
- [72] 井上 重徳・和田 圭二・清水 敏久:「中性線用アクティブフィルタの制御法と補償特性」電学論 D, Vol.124, No.10, pp.1001–1009 (2004)
- [73] 田中 俊彦, 上田 健吾, 佐藤 邦明, 福間 慎治:「相関と相互関係に着目した単相アクティブフィルタの新しい制御方式」電学論 D, Vol.125, No.11, pp.1008–1015 (2005)
- [74] S. Nonaka and Y. Neba, “Single-phase composite PWM voltage source converter,” Conference

- Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting , Vol. 2, No. 1, pp. 761–768, 1994.
- [75] T. Shimizu, Y. Jin, and G. Kimura, “ DC ripple current reduction on a single-phase PWM voltage source rectifier,” IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, pp. 810–817, 1999.
- [76] F. Shinjo, K. Wada and T. Shimizu: “ A Single-Phase Grid-Connected Inverter with a Power Decoupling Function ” , IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 2007, pp. 1245–1249, 2007.
- [77] 根葉 保彦：「交流チョッパを結合した単相 PWM 電流形電力変換器」，電学論 D，Vol. 117, No. 6, pp. 673-679 (1997)
- [78] 大沼喜也・伊東淳一：「アクティブバッファを利用した降圧形高効率単相三相電力変換器の開発」，電学論 D，Vol.130, No.4, pp.526-535 (2013)
- [79] Y. Ohnuma and J. Itoh, “A Single-phase-to-three-phase Power Converter with an Active Buffer and a Charge Circuit,” *IEEJ J. Ind. Appl.*, Vol. 1, No. 1, pp. 46–54, 2012.
- [80] 加藤康司・伊東淳一：「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの一制御法」半導体電力変換研究会，SPC-08-11 (2008)
- [81] 加藤 康司・伊東 淳一：「インダイレクトマトリックスコンバータの回生スナバを利用したマルチ電源連系システムの制御法」，電学論 D，Vol. 130, No. 4, pp. 518–525 (2010)
- [82] I. Takahashi and H. Haga, “Power Factor Improvement of Single-Phase Diode Rectifier by Fast Field-weakening of Inverter Driven IPM Motor,” *Proc. of IEEE PEDS*, Vol. 1, pp. 241–246, 2001.
- [83] 高橋 勲・芳賀 仁：「IPM モータの弱め界磁を利用した単相ダイオード整流回路の入力力率改善法」，電学論 D，Vol. 123, No. 12, pp. 1467–1473 (2003)
- [84] H. Haga, I. Takahashi, and K. Ohishi, “Direct torque IPM motor control method to obtain unity power factor using a single-phase diode rectifier,” *Proc. of IEEE IEMDC*, Vol. 2, pp. 1078–1083, 2003.

- [85] 芳賀 仁・高橋 勲・大石 潔：「電解コンデンサレス高力率単相ダイオード整流回路を持つインバータによる IPM モータの一駆動法」，電学論 D，Vol.124，No.5，pp.479–485 (2004)
- [86] 横山 貴裕・大石 潔・芳賀 仁・柴田 純司：「電解コンデンサレス単相―三相電力変換器を用いた IPM モータの高力率デジタル制御法」，電学論 D，Vol.129，No.5，pp.490–497 (2009)
- [87] 稲妻一哉・大石 潔・芳賀 仁・佐沢政樹・近藤正示：「インバータ出力電力に着目した電解コンデンサレス単相―三相変換器の高力率制御」，電学論 D，Vol.131，No.7，pp.950–959 (2011)
- [88] K. Inazuma, H. Utsugi, K. Ohishi, and H. Haga, “High-Power-Factor Single-Phase Diode Rectifier Driven by Repetitively Controlled IPM Motor,” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 10, pp. 4427–4437, Oct. 2013.
- [89] H.-S. Jung, S.-J. Chee, S.-Ki Sul, Y.-J. Park, H.-S. Park, and W.-K. Kim, “Control of Three-Phase Inverter for AC Motor Drive With Small DC-Link Capacitor Fed by Single-Phase AC Source,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 2, pp. 1074–1081, Mar./Apr. 2014.
- [90] Y. Sou and J.-I. Ha, “Direct Power Control of a Three-Phase Inverter for Grid Input Current Shaping of a Single-Phase Diode Rectifier With a Small DC-Link Capacitor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 7, pp. 3794–3803, Jul. 2015.
- [91] 西原 達也・森本 茂雄・真田 雅之：「電解コンデンサレス IPMSM 速度制御システムにおける制御法の検討」，パワーエレクトロニクス学会誌，Vol.34，p.204 (2009)
- [92] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, and K. Taniguchi, “Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 5, pp. 866–871, Sep./Oct. 1990.
- [93] 武田 洋次・森本 茂雄・大山 和伸・山際 昭雄：「PM モータの制御法と回転子構造による特性比較」，電学論 D，Vol.114，No.6，pp.662–667 (1994)
- [94] 大石 潔・間下 知紀：「操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の一構成

- 法」, 電学論 D, Vol.119, No.1, pp.88–96 (1999)
- [95] 江頭洋一・大石 潔:「電圧飽和を考慮した PM モータの速度制御の一手法」, 電学論 D, Vol. 126, No. 2, pp.206–207 (2006)
- [96] 金子 和秀・大石 潔:「AC サーボモータの速度制御系の応答性能を維持した操作量飽和対策の一手法」, 電学論 D, Vol. 133, No. 5, pp.526–535 (2013)
- [97] 赤木 泰文, 金澤 喜平, 藤田 光悦, 難波江 章:「瞬時無効電力の一般化理論とその応用」, 電学論 B, Vol.103, No.7, pp.483-490 (1983)
- [98] 小笠原 悟司, 山岸 直行, 戸塚 弘之, 赤木 泰文:「瞬時電力のフィードフォワード制御を付加した電圧形 PWM 整流器・インバータ」, 電学論 D, Vol .111, No. 11, pp. 937–944 (1991)
- [99] 佐藤道彦・鳥羽章夫・海田英俊・針江博史:「インバータ直流電流の検出による PMSM の安定化 V/f 制御方式」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, 1-56, pp. 335–336 (2004)
- [100] 武田 洋次・森本 茂雄・松井 信行・本田 幸夫:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- [101] 吉本 貫太郎・北島 康彦・塚本 雅裕:「IPM モータの高調波電流制御」, 平成 15 年電気学会全国大会, 4-146, pp.230–231
- [102] R. Takahashi, K. Ohishi, Y. Yokokura, H. Haga, and T. Hiwatari, “Stationary Reference Frame Position Sensorless Control Based on Stator Flux Linkage and Sinusoidal Current Tracking Controller for IPMSM,” *IEEE J. Ind. Appl.*, Vol.6, No.3, pp.181–191, 2017.
- [103] Y. Seki, K. Ohishi, Y. Yokokura, T. Sano, Y. Ide, D. Kuraishi, and A. Takahashi, “Robust Positioning Control Using  $\alpha - \beta$  Stationary Frame Current Controller and Disturbance Torque Hybrid Observer,” *IEEE J. Ind. Appl.*, Vol.6, No.2, pp.73–82, 2017.
- [104] 高橋 広樹, 伊東 淳一:「フィルタ共振抑制と電流制御性能改善を両立するマトリックスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol.135, No.7, pp.802–815 (2015)
- [105] K. M. Alawasa and Y. A.-R. I. Mohamed, “A Simple Approach to Damp SSR in Series-Compensated Systems via Reshaping the Output Admittance of a Nearby VSC-Based Sys-

- tem,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 5, pp. 2673–2682, May 2015.
- [106] J. Xu, S. Xie, and T. Tang, “Active Damping-Based Control for Grid-Connected LCL-Filtered Inverter With Injected Grid Current Feedback Only,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 9, pp. 4746–4758, Sep. 2014.
- [107] B. Bahrani, M. Vasiladiotis, and A. Rufer, “High-Order Vector Control of Grid-Connected Voltage-Source Converters With LCL-Filters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 6, pp. 2767–2775, Jun. 2014.
- [108] F. Liu, B. Wu, N. R. Zargari, and M. Pande, “An Active Damping Method Using Inductor-Current Feedback Control for High-Power PWM Current-Source Rectifier,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 9, pp. 2580–2587, Sep. 2011.
- [109] Z. Bai, H. Ma, D. Xu, B. Wu, Y. Fang, and Y. Yao, “Resonance Damping and Harmonic Suppression for Grid-Connected Current-Source Converter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 7, pp. 3146–3154, Jul. 2014.
- [110] M. Hanif, V. Khadkikar, W. Xiao, and J. L. Kirtley, “Two Degrees of Freedom Active Damping Technique for LCL Filter-Based Grid Connected PV Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 6, pp. 2795–2803, Jun. 2014.
- [111] J. Lei, B. Zhou, X. Qin, J. Wei, and J. Bian, “Active Damping Control Strategy of Matrix Converter via Modifying Input Reference Currents,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 9, pp. 5260–5271, Sep. 2015.
- [112] M. H. Hedayati, A. Acharya B, and V. John, “Common-Mode and Differential-Mode Active Damping for PWM Rectifiers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 6, pp. 3188–3200, Jun. 2014.
- [113] 山口 高司・平田 光男, 藤本 博志:「ナノスケールサーボ制御」, 東京電機大学出版局 (2007)
- [114] IEC 61000-4-7 : 2002
- [115] 難波江章・金 東海, 高橋 勲:「基礎電気機器学」, 電気学会 (オーム社) (1984)

- [116] 近藤 圭一郎・松岡 孝一・中沢 洋介・清水 秀幸：「突極形永久磁石同期電動機のトルクフィードバック制御法」，電学論 D，Vol.119，No.10，pp.1155–1164 (1999)
- [117] 近藤 圭一郎・松岡 孝一・中沢 洋介・清水 秀幸：「突極形永久磁石同期電動機のトルクフィードバック制御法における動特性」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-15-27，MD-15-27，pp.161–166 (2015)
- [118] H. Kim, T. M. Jahns, “Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 6, pp. 1539–1547, Nov./Dec. 2006.
- [119] J.-I. Ha, “Current Prediction in Vector-Controlled PWM Inverters Using Single DC-Link Current Sensor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 2, pp. 716–726, Feb. 2010.
- [120] 前川 佐理・長谷川 幸久・鈴木 信行・久保田 寿夫：「高調波騒音を抑制可能な直流部電流センサを用いた 3 相電流再現法」，電学論 D，Vol.134，No.1，pp.96–105 (2014)
- [121] 隅田 悟士・戸張 和明・青柳 滋久・前田 大輔：「平均直流電流に基づくファンモータの簡易センサレスベクトル制御」，電学論 D，Vol.130，No.11，pp.1233–1240 (2010)
- [122] 青柳 滋久・岩路 善尚・戸張 和明・坂本 潔：「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」，電学論 D，Vol.130，No.4，pp.401–406 (2010)
- [123] 福本 哲哉・渡邊 幸恵・濱根 洋人・林 洋一：「三相 PWM インバータの直流電流検出による交流電流演算の一手法」，電学論 D，Vol.127，No.2，pp.181–188 (2007)

# 論文目録

## 公表論文

### 学術論文

- (1) **Kodai Abe**, Hitoshi Haga, Kiyoshi Ohishi, and Toshio Hiraide, “ Harmonics Reduction Control for the Input Current of Electrolytic Capacitor-less High-Power-Factor Inverter for IPMSM”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 3, pp. 116-125, 2015
- (2) **Kodai Abe**, Hitoshi Haga, Kiyoshi Ohishi, and Yuki Yokokura, “ Current Ripple Suppression Control Based on Prediction of Resonance Cancellation Voltage for Electrolytic-Capacitor-Less Inverter ” , IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 1, pp. 1-11, 2017
- (3) **Kodai Abe**, Hitoshi Haga, Kiyoshi Ohishi, and Yuki Yokokura, “ Fine Current Harmonics Reduction Method for Electrolytic Capacitor-Less and Inductor-Less Inverter Based on Motor Torque Control and Fast Voltage Feedforward Control for IPMSM ” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 2, pp. 1071-1080, Feb. 2017.
- (4) **Kodai Abe**, Hitoshi Haga, Kiyoshi Ohishi, and Yuki Yokokura, “Direct DC-link Current Control Considering Voltage Saturation for Realization of Sinusoidal Source Current Waveform without Passive Components for IPMSM Drives” , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 5, pp. 3805-3814, May 2018.

### 国際会議口頭発表論文 (査読付きフルペーパー)

- (1) Itaru Ando, **Kodai Abe**, Masashi Ochiai, and Kiyoshi Ohishi, ”Soft-Switching-Interleaved Power Factor Correction Converter with Lossless Snubber”, The 39rd Annual Conference of

- the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp.7214-7219, 2013 (2013.11)
- (2) Toshio Hiraide, **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, and Hitoshi Haga, "Current Harmonics Reduction Method of Electrolytic Capacitor-less Diode Rectifier using Inverter-controlled IPM Motor", The 39rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp.2695-2700, 2013 (2013.11)
  - (3) **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, and Hitoshi Haga, "Input Current Harmonics Reduction Control for Electrolytic Capacitor Less Inverter Based IPMSM Drive System", The seventh International Power Electronics Conference, IPEC-Hiroshima 2014 -ECCE Asia-, 21P6-14 (2014.5)
  - (4) **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, and Hitoshi Haga, "Realization of IPMSM Drive Systems without both an Electrolytic Capacitor and an Line Inductor", The 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp.819-824, 2014 (2014.11)
  - (5) **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, and Hitoshi Haga, "Fine Current Harmonics Suppression Control for the Input Current of Electrolytic Capacitor-Less Inverter for IPMSM", The 41th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp.777-782, 2015 (2015.11)
  - (6) **Kodai Abe**, Fumiaki Shibata, Kiyoshi Ohishi, Hitoshi Haga, and Yuki Yokokura, "Electrolytic Capacitor-Less High-Power-Factor Control Based on Fast Voltage Feedforward Control for IPMSM", The IEEEJ international Workshop on Sensing, Actuation, Motion Control, and Optimization (SAMCON2016), TT2-6, pp. 1-6, 2016 (2016.3)
  - (7) **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, Hitoshi Haga, and Yuki Yokokura, "Harmonic Current Reduction Control of IPMSM Drive Inverter without Inductor or Electrolytic Capacitor", The 42th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1-6 (2016.10)
  - (8) **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, Hitoshi Haga, and Yuki Yokokura, "Instantaneous Voltage Vector Control and d-Axis Current Reference Calculation to Improve Source Current Waveform for an Electrolytic Capacitor-Less Single-Phase to Three-Phase Inverter", The 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS2016), LS4D1, pp. 1-6, 2016 (2016.11)

- (9) **Kodai Abe**, Yousuke, Akama, Kiyoshi Ohishi, Hitoshi Haga, and Yuki Yokokura, “Suppression Method of Increase in Motor Current at Zero Output Voltage for an Electrolytic Capacitor-Less Inverter,” IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems (IESES) 2018, LS4D1, pp. 168–173, 2018 (2018.1)

## 参考論文

- (1) 安東 至, 阿部 晃大, 中村 友陽, 荒木 雄志, 大石 潔 : 「ロスレススナバを組み入れたインターリーブ式ソフトスイッチング PFC 回路」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 12, pp. 1217-1224, 2015
- (2) Kei Matsuura, Yousuke Akama, **Kodai Abe**, Kiyoshi Ohishi, Hitoshi Haga, and Itaru Ando, “Fine Three-Phase Current Reconstruction based on Calculating the Phase-Shifted Voltage Reference Using Only the DC Current Sensor of an Inverter and Its Application to a PM Motor Drive ”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 6, No. 1, pp. 58-65, 2017

## 国内学会口頭発表論文

- (1) 阿部 晃大, 安東 至, 落合 政司 : 「ロスレススナバを活用したインターリーブ式ソフトスイッチング PFC 回路」, 平成 23 年電気関係学会東北支部連合大会, 1B09, p.41 (2011.8)
- (2) 阿部 晃大, 安東 至, 落合 政司 : 「ロスレススナバを組み入れたインターリーブ式ソフトスイッチング昇降圧チョッパ」, 平成 24 年高専シンポジウム, SB31, p.111 (2012.1)
- (3) 阿部 晃大, 安東 至, 落合 政司 : 「ロスレススナバを組み入れたインターリーブ式ソフトスイッチング PFC 回路の実験的検討」, 平成 24 年電気関係学会東北支部連合大会, 2G22 (2012.8)
- (4) 阿部 晃大, 松橋 正倫, 安東 至, 落合 政司 : 「ロスレススナバを組み入れたインターリーブ式ソフトスイッチング PFC 回路の波形改善」, 平成 25 年電気学会全国大会, IB014-A3, 4-050 (2013.3)
- (5) 阿部 晃大, 大石 潔, 芳賀 仁 : 「IPMSM 駆動用電解コンデンサレスインバータの電圧指令値規格化方法の一検討」, 第 23 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, p.36 (2013.11)
- (6) 阿部 晃大, 大石 潔, 芳賀 仁 : 「IPMSM 駆動用電解コンデンサレスインバータの入力電

- 流振動の抑制制御」，モータドライブ/家電・民生合同研究会，MD-14-57，HCA-14-9，pp.43-48 (2014.3)
- (7) 阿部 晃大，大石 潔，芳賀 仁：「IPMSM 駆動用電解コンデンサレスインバータのラインリアクトルレス実現のための入力電流振動抑制法」，平成 26 年電気学会産業応用部門大会，3-54，p.III-299-III-304 (2014.8)
- (8) 阿部 晃大，大石 潔，芳賀 仁：「IPMSM 駆動用電解コンデンサレス単相－三相インバータの入力電流振動抑制法の一検討」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-15-052，MD-15-052，pp.131-136 (2015.1)
- (9) 阿部 晃大，柴田 文秋，大石 潔，芳賀 仁：「IPMSM 駆動用電解コンデンサレス単相－三相インバータのトルクフィードバックを用いた高入力力率制御」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-15-126，MD-15-097，pp.57-62 (2015.8)
- (10) 阿部 晃大，柴田 文秋，大石 潔，芳賀 仁：「IPMSM 駆動用電解コンデンサレス単相－三相インバータの高速電圧フィードフォワード制御に基づく高入力力率制御方式」，半導体電力変換/家電・民生/自動車合同研究会，SPC-15-189，HCA-15-058，VT-15-029，pp.5-10 (2015.12)
- (11) 阿部 晃大，大石 潔，芳賀 仁，横倉 勇希：「電解コンデンサレス単相－三相インバータの瞬時電圧ベクトル制御に基づく電源電流波形改善法の一検討」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-16-126，MD-16-090，pp.57-62 (2016.8)
- (12) 阿部 晃大，大石 潔，芳賀 仁，横倉 勇希：「電解コンデンサ・インダクタレス単相－三相インバータの瞬時電圧ベクトル制御による電源電流波形改善」，平成 28 年電気学会産業応用部門大会，3-21，pp. III-171-III-174 (2016.8)
- (13) 阿部 晃大，赤間 洋祐，大石 潔，芳賀 仁，横倉 勇希：「電解コンデンサ・インダクタレス単相－三相インバータの瞬時電圧制御による電源電流波形改善－第二報－」，半導体電力変換/モータドライブ合同研究会，SPC-17-38，MD-17-38，pp.13-18 (2017.1)
- (14) 阿部 晃大，赤間 洋祐，大石 潔，芳賀 仁，横倉 勇希：「電解コンデンサレスインバータの瞬時電圧制御と制御法の検討」，平成 29 年電気学会全国大会，4-029 (2017.3)

- (15) 阿部 晃大, 赤間 洋祐, 大石 潔, 芳賀 仁, 横倉 勇希 : 「電解コンデンサレス単相－三相インバータにおけるゼロ出力電圧時のモータ電流応答の考察」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 3-48, pp. III-243-III-246 (2017.8)

---

博士（工学） 学位論文

電解コンデンサレスインバータの直流リンク電流  
直接制御による電源高調波抑制に関する研究

発行日 2018 年 2 月 吉日

著者・発行者 阿部 晃大

---