

余剰エネルギー再分配を用いた  
永久磁石同期電動機駆動システムの  
簡素化に関する研究

長野 剛

2017年 2月







---

# 目次

目次.....	i
図目次.....	iv
表目次.....	ix
第1章 序論.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 研究目的.....	17
1.3 論文概要.....	21
第2章 永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化手法.....	27
2.1 緒論.....	27
2.2 電動機駆動システムの構成要素.....	29
2.3 電動機駆動システムで用いられる簡素化技術.....	40
2.4 従来技術による簡素化の問題点.....	64
2.5 余剰エネルギー再分配に基づいた簡素化.....	69
2.6 本研究の位置づけ.....	76
2.7 結論.....	81
第3章 余剰エネルギー再分配に基づいた2レベルインバータ緊急停止法.....	85
3.1 緒論.....	85
3.2 回路構成.....	85
3.3 ゲート遮断によるインバータ停止.....	88
3.4 モータ短絡によるインバータ停止.....	90

---

3.5 余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止の制御原理 .....	93
3.6 シミュレーション結果.....	103
3.7 実験結果.....	109
3.8 トルクゼロシーケンス中の短絡電流抑制メカニズム .....	114
3.9 提案インバータ緊急停止時のジャンクション温度変化の検証.....	119
3.10 提案手法のエネルギーフロー .....	121
3.11 結論 .....	124
第4章 余剰エネルギー再分配に基づいたマトリックスコンバータの緊急停止法 .....	127
4.1 緒論 .....	127
4.2 システム構成.....	129
4.3 マトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式.....	130
4.4 マトリックスコンバータのための緊急停止シーケンス .....	131
4.5 シミュレーション結果.....	137
4.6 実験結果.....	142
4.7 結論 .....	145
第5章 余剰エネルギー再分配に基づいた補助インバータによる永久磁石同期電動機の 乱調抑制法 .....	147
5.1 緒論 .....	147
5.2 乱調のメカニズム.....	149
5.3 小容量インバータを用いた乱調抑制法.....	153
5.4 シミュレーション結果.....	157
5.5 実験結果.....	166
5.6 提案システムの安定性.....	173
5.7 提案システムの周波数特性 .....	186
5.8 結論 .....	197
第6章 結論.....	199
6.1 本研究の成果.....	199
6.2 余剰エネルギー再分配に関する結論.....	206

---

6.3 今後の課題.....	207
謝辞.....	210
参考文献.....	211
論文目録.....	221
付録 A: 状態方程式の線形近似.....	226
付録 B: 2 章における高次系から 2 次系へ近似.....	228
付録 C: 高次系での提案システムの安定性について.....	230

# 図目次

図 1.1 国内の一次エネルギーから変換された電気エネルギー消費の割合 .....	3
図 1.2 誘導電動機の効率クラス例(4 極, 50Hz 時の公称効率) .....	4
図 1.3 電動機の効率比較例 .....	4
図 1.4 電力変換器の体積推移と予測 .....	7
図 1.5 電力変換器体積の典型的な内訳 .....	16
図 1.6 モータ駆動システムの簡素化に関する特性要因図 .....	16
図 1.7 論文概要 .....	24
図 2.1 電動機駆動システムの全体図 .....	29
図 2.2 電動機駆動システムの主回路構成 .....	31
図 2.3 検出回路の機能ブロック .....	32
図 2.4 フィルタ回路の構成例 .....	33
図 2.5 ゲート駆動回路の構成例 .....	34
図 2.6 電源回路の構成例 .....	34
図 2.7 スナバ回路 .....	35
図 2.8 系統と接続された永久磁石同期電動機駆動システム .....	37
図 2.9 ダイナミックブレーキ回路 .....	37
図 2.10 汎用インバータの構成要素毎の体積割合(空気および配線類を除く) .....	39
図 2.11 MOSFET 単体の熱回路 .....	41
図 2.12 IPM の内部構成例 .....	43
図 2.13 センサレスベクトル制御の構成 .....	48
図 2.14 誘起電圧を基に磁極位置を推定する方式 .....	48
図 2.15 高周波注入による磁極位置を推定する方式 .....	48
図 2.16 電流検出方式 .....	50



---

図 2.17 三相交流電流復元の原理.....	50
図 2.18 アクティブクランプ回路.....	53
図 2.19 アクティブゲート駆動回路.....	53
図 2.20 モータ制動に用いるダイナミックブレーキ回路と回生エネルギー処理回路を 別々に設けた回路構成.....	55
図 2.21 電流経路を考慮し制動抵抗と回生抵抗を共通化した回路構成.....	56
図 2.22 各動作時の電流経路.....	56
図 2.23 ダイナミックブレーキ装置を共通化できる複数台インバータ構成.....	57
図 2.24 4レグインバータの回路構成.....	59
図 2.25 5レグインバータの回路構成.....	60
図 2.26 6スイッチインバータの回路構成.....	61
図 2.27 6スイッチインバータ変調方式.....	61
図 2.28 9スイッチインバータの回路構成.....	62
図 2.29 9スイッチインバータの代表的な変調方式.....	63
図 2.30 9スイッチインバータの実験結果.....	63
図 2.31 直流制動.....	67
図 2.32 直流制動時の誘導電動機におけるパワーフロー.....	67
図 2.33 余剰エネルギー再分配の概念図.....	75
図 2.34 提案する永久磁石同期電動機複数台並列運転システムの構成.....	75
図 2.35 本研究の位置付け.....	79
図 2.36 回生中の緊急停止における提案法の位置付け.....	80
図 2.37 複数台永久磁石同期電動機並列運転における提案法の位置付け.....	80
図 3.1 永久磁石同期電動機駆動システムの構成図.....	87
図 3.2 ベクトル制御で電流遮断を行った時のインバータ出力電流波形と直流コンデ ンサ電圧波形.....	89
図 3.3 鉄損抵抗を無視した埋込永久磁石同期電動機の d-q 軸等価回路.....	91
図 3.4 モータ短絡制御によりインバータ停止を行った時のインバータ出力電流波形 .....	92

図 3.5 インバータ電圧ベクトルとモータ電流の関係 .....	95
図 3.6 充電動作と放電動作の例 .....	95
図 3.7 モータ短絡シーケンスの動作モード .....	99
図 3.8 還流ダイオードダイオード再導通例 .....	99
図 3.9 還流ダイオード再導通対策時の動作モード例 .....	99
図 3.10 ベクトル制御で電流遮断を行った時の動作波形 .....	104
図 3.11 モータ短絡制御法のみを適用した時の動作波形 .....	104
図 3.12 モータ短絡による電流遮断制御法に再導通対策を適用した時の動作波形 ..	105
図 3.13 提案手法を用いて電流遮断を行った時の動作波形 .....	105
図 3.14 トリップした瞬間の電流位相に対する直流コンデンサ電圧上昇値 .....	108
図 3.15 トリップした瞬間の電流位相に対する電流振幅最大値 .....	108
図 3.16 実験システムの構成図 .....	110
図 3.17 ゲート遮断によるインバータ停止を行った時の動作波形 .....	111
図 3.18 モータ短絡によるインバータ停止を行った時の各部の動作波形 .....	112
図 3.19 提案手法を用いてインバータ停止を行った時の動作波形 .....	113
図 3.20 モータ短絡前後のベクトル図 .....	116
図 3.21 提案する緊急停止法適用時におけるモータ短絡前後のベクトル図 .....	117
図 3.22 遅れ電圧ベクトルと進み電圧ベクトルを印加しつづけた場合における q 軸電 流ゼロ時のベクトル図 .....	118
図 3.23 ジャンクション温度シミュレーション結果 .....	120
図 3.24 提案するインバータ緊急停止法のエネルギーフロー .....	123
図 4.1 モータ駆動システムにおけるマトリックスコンバータの構成 .....	129
図 4.2 仮想 AC/DC/AC 電力変換器 .....	130
図 4.3 フェーズ 1 の動作例 .....	132
図 4.4 入力電圧と仮想直接リンク電圧の関係 .....	133
図 4.5 フェーズ 1 の仮想インバータ側におけるモータ電流ベクトルと出力電圧ベク トルの関係 .....	134
図 4.6 提案シーケンスのフェーズ 2 での動作モード .....	136

---

図 4.7 ゲート遮断による緊急停止のシミュレーション結果.....	139
図 4.8 フェーズ 2 のみの時のシミュレーション結果.....	140
図 4.9 提案シーケンスのシミュレーション結果.....	141
図 4.10 ゲート遮断による緊急停止時の実験波形.....	143
図 4.11 提案シーケンスによる緊急停止時の実験波形.....	144
図 5.1 $\gamma\delta$ 軸と dq 軸の関係.....	152
図 5.2 提案システムの構成.....	154
図 5.3 提案する複数台永久磁石同期電動機運転システムの制御ブロック図.....	156
図 5.4 シミュレーションモデル.....	158
図 5.5 永久磁石同期単体運転時のシミュレーション結果.....	161
図 5.6 永久磁石同期電動機 2 台並列運転時のシミュレーション結果.....	163
図 5.7 P 制御構成と PI 制御構成.....	165
図 5.8 2 台並列運転時のシミュレーション結果(PI 制御構成).....	165
図 5.9 ダンピング制御の乱調抑制効果検証時の実験構成.....	167
図 5.10 ダンピング制御適用前後での加減速試験結果(加減速時間 0.2sec).....	168
図 5.11 P 型と PI 型構成のダンピング制御適用時の実験結果.....	170
図 5.12 補助インバータの最大出力電力, 回転速度のオーバーシュート量の関係..	172
図 5.13 解析モデル.....	173
図 5.14 ダンピング制御の状態変数線図.....	177
図 5.15 提案システム適用時の根軌跡.....	180
図 5.16 PI 制御構成のダンピング制御の状態変数線図.....	183
図 5.17 根軌跡の比較.....	185
図 5.18 速度指令から回転速度までの閉ループ伝達関数のボード線図(ゲイン特性)	187
図 5.19 速度指令から各インバータ出力電力までの閉ループ伝達関数の周波数特性	190
図 5.20 図 5.18 における実験結果.....	190
図 5.21 加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係.....	193
図 5.22 制動係数と速度のオーバーシュート量の関係.....	196
図 5.23 加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係.....	196



---

# 表目次

表 2.1 各回路方式の比較 .....	58
表 3.1 埋込永久磁石同期電動機のパラメータ .....	89
表 3.2 トルクゼロシーケンス中のスイッチングパターン .....	95
表 3.3 シミュレーション及び実験条件.....	106
表 3.4 ジャンクジョン温度検証で用いるモータパラメータ .....	119
表 3.5 ジャンクジョン温度検証で用いる IGBT パラメータ .....	120
表 4.1 フェーズ 1 の仮想整流器のスイッチングパターン .....	133
表 4.2 フェーズ 1 の仮想インバータのスイッチングパターン .....	134
表 4.3 フェーズ 2 のスイッチングパターン .....	136
表 4.4 シミュレーション条件 .....	138
表 5.1 シミュレーション条件 .....	158
表 5.2 ダンピング制御の乱調抑制効果検証時の実験条件 .....	167
表 5.3 根軌跡による安定解析の検証条件.....	180
表 6.1 第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめ .....	205



# 第1章

## 序論

### 1.1 研究背景

#### 1.1.1 電動機駆動システムの普及

戦後、先進国の経済成長とともに世界のエネルギー消費量は増加し続けている<sup>(1)</sup>。しかし、今後、途上国のさらなる経済成長および人口増加も相まってエネルギー消費はさらに増えていくと予想される。化石エネルギーの大量消費による地球温暖化や化石エネルギーの枯渇の問題から世界的にも省エネルギー化が急務である。

図 1.1 に国内の一次エネルギーから変換された電気エネルギー消費の割合を示す<sup>(2)</sup>。電動機が用いられる分野は、電気エネルギーから動力を生む電動機としての特性や電気エネルギーの利便性から家電や鉄道、産業分野など多岐に渡る。この電動機で消費される国内における消費電力は 57% を占め<sup>(2)</sup>、全体の効率を 1% 改善するだけでも数億 kWh の消費電力量を削減できる。したがって、電動機の高効率化を図ることにより、極めて大きな省エネルギー効果が期待できる。

図 1.2 に国際規格 IEC (国際電気標準会議) の IEC 60034-30 及び日本工業規格 JIS C 4034-30 で規定されている誘導電動機の効率クラスを<sup>(3)</sup>、図 1.3 に誘導電動機と永久磁石同期電動機の効率比較<sup>(4)</sup>を示す。電動機の効率クラスには IE1 (標準効率)、IE2 (高効率)、IE3 (プレミアム効率)、IE4 (スーパープレミアム効率) が定められており、国内で広く普及している送風機や圧縮機などで用いられる産業用電動機はその 90% 以上が IE1 クラスの誘導電

動機である。そのため、近年では誘導電動機から永久磁石同期電動機への置き換えが進められている。永久磁石同期電動機は誘導電動機とは異なり、回転子の永久磁石により回転子磁束を発生させることから誘導電動機のような二次電流が流れないため、IE4 クラスの高効率化が可能である。また、強力なネオジウム磁石により高出力・高トルク密度を実現できるため、永久磁石同期電動機は設置スペースに制約のある家電製品や電気自動車などに用いられている。

電動機そのもの高効率化によって省エネルギー効果を実現できるが、電動機の運転方法の高効率化についても取り組まれてきた。電力変換技術応用の初期ではオープンループでの V/f 比一定制御やすべり周波数制御などによる駆動が一般的であった。しかし、これらの制御法では誘導電動機の過渡状態を考慮しないとといった問題があった。そのため、回転数の変化が小さい送風機や圧縮機などの可変速制御の用途に限られていた。一方、ベクトル制御の登場により、交流電動機の高速度トルク制御技術が確立され、電動機の最大効率点での運転が可能となった<sup>(6)(11)</sup>。その結果、高性能 CPU の低コスト化も相まって、送風機や圧縮機だけでなく、サーボモータや鉄鋼圧延機や家電製品へと応用範囲が広がった。以上のように、誘導電動機および永久磁石同期電動機問わず電動機を高効率に運転するためには、印加電圧の振幅および周波数を自在に変更できる電力変換器を使った電動機駆動システムが必要になる。そのため、近年ではアプリケーションに応じて電力を高効率に変換する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半導体デバイスで構成される低損失かつ無接点のスイッチを高速にオンオフすることで電圧や電流を所望の振幅や周波数、形状に制御し、電力を変換する技術である。1957年にアメリカの General Electric 社によって開発された半導体素子であるサイリスタの登場がパワーエレクトロニクスの原点として知られている<sup>(12)(13)</sup>。パワーエレクトロニクスの黎明期には1つの学術分野としては認知されていなかったが、1973年に Westinghouse Electric 社の William E. Newell によって「電力」、「エレクトロニクス」、「制御」からなる融合技術分野としてパワーエレクトロニクスは提唱された<sup>(14)</sup>。1980年代には所望のタイミングで半導体スイッチをオン、オフできる自己消弧型素子 GTO (Gate turn-off)サイリスタなどの開発が進み、本格的な PWM 運転が可能になり高効率な電力変換が可能となった。さらに、GTO サイリスタに比べ高周波化や低損失化が進んだ IGBT



(Insulated gate bipolar transistor)や MOSFET (Metal oxide semiconductor field-effect transistor)の登場により、中電圧以下の用途では GTO サイリスタとの置き換えが進んでいる。

近年では従来の Si 半導体の性能を超えた次世代ワイドギャップ半導体である SiC 半導体や GaN 半導体の登場により、従来よりも半導体素子の低損失化および高速化が実現し、さらなる電力変換器の高効率化が進んでいる。今日では半導体電力変換装置が産業部門から交通、電力、家電民生まで幅広い分野で使用され、機器の高効率化に貢献し、重要な役割を担っている<sup>(15)</sup>。その代表例として、制御性能の向上、小形化、モータの電磁騒音低減等を目的として、電動機駆動システムとして広く用いられている PWM インバータが普及している。

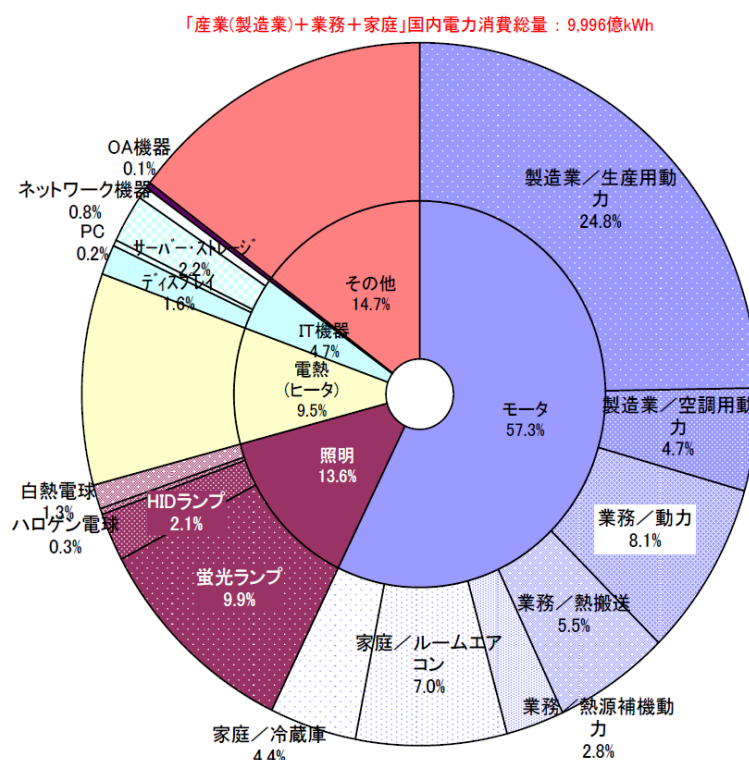


図 1.1 国内の一次エネルギーから変換された電気エネルギー消費の割合

出典：財団法人新機能素子研究開発協会，“電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査”

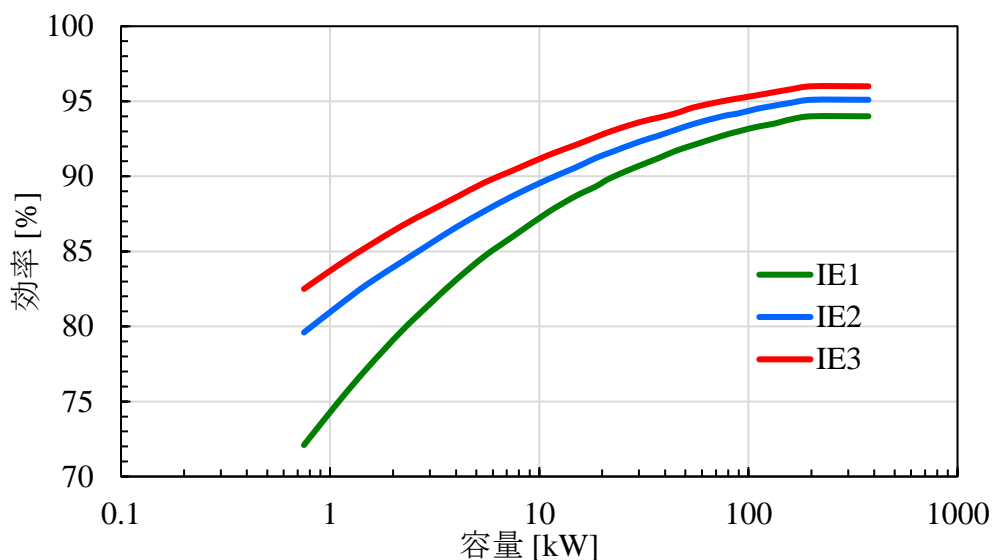


図 1.2 誘導電動機の効率クラス例(4 極, 50Hz 時の公称効率)

出展：日本, “JIS C 4034-30「単一速度三相かご形誘導電動機の効率クラス (IE コード)」”,  
日本工業規格

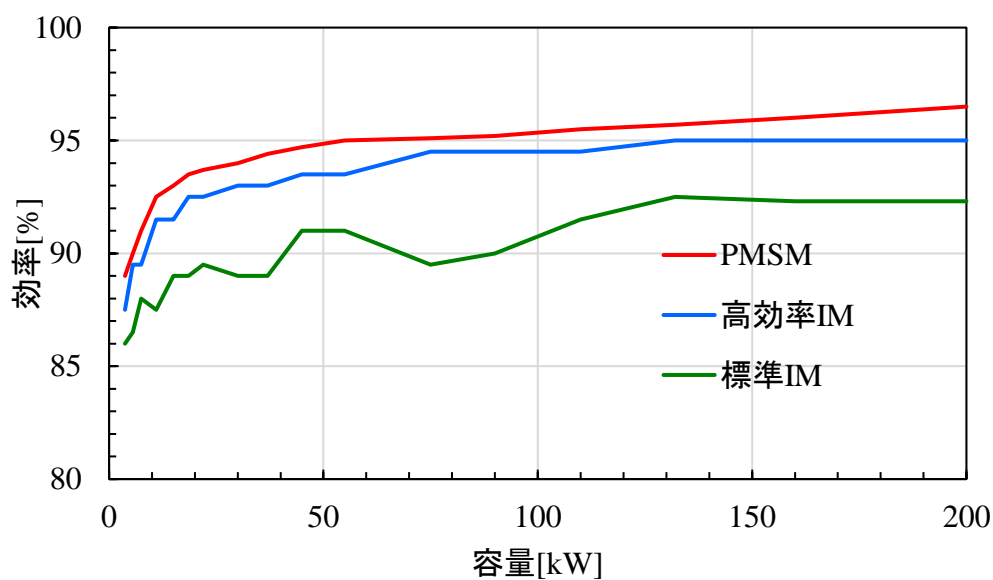


図 1.3 電動機の効率比較例

出展: 株式会社安川電機: “プレミアム効率 三相誘導電動機 ECOhIM シリーズ”

### 1.1.2 電動機駆動システムの課題

電動機駆動システムには今日まで様々な課題が存在し、半導体素子性能の向上や制御技術の向上、マイクロプロセッサの性能向上などが電動機駆動システムの課題を解決してきた。

#### (a) 高効率化

省エネルギーの観点から電動機駆動システムの高効率化は重要な課題の一つである。電動機駆動システムの高効率化はこれまで述べてきた通り、電動機自体の高効率化、駆動方法による高効率化、電力変換器の高効率化の3つがある。電動機自体の高効率化に関しては 1.1.1 節で述べた通り、環境保全の観点からトップランナー方式が施行され、IE3 レベルの効率を目指し、誘導電動機の性能改善と永久磁石同期電動機への置き換えが進められている<sup>(16)</sup>。また、電動機の製造技術面のみならず、運転方法や制御技術面でも高効率化が進んでいる。特に産業用途で採用されてきたベクトル制御により最大効率点での運転が可能になった。

電力変換器の高効率化は回路方式によるアプローチと半導体素子によるアプローチの2種類がある。電動機駆動システムを構成する電力変換器としてダイオード整流器とPWMインバータの構成が一般的である。しかし、ダイオード整流器は電力回生が不可能なため回生エネルギーを熱として消費しなくてはならず、電力変換器の効率改善は難しい。そのため、効率向上の観点から回生エネルギーを電源側に返すことができる双方向のパワーフローが求められる。電力回生機能をもつ最も基本的な回路構成である2レベルのPWM整流器と2レベルのPWMインバータで構成されるBack-to-Backシステムを設け、永久磁石同期電動機からの回生電力を電力系統へ送る<sup>(17)-(31)</sup>。Back-to-Backシステムは電圧の安定した直流リンク部を持つため、制御法が比較的簡単で信頼性が高い。したがって、産業用モータドライブなどの様々な用途でも用いられている。

一方、GTOサイリスタ、IGBT、MOSFETといった半導体素子の開発が進み、単位体積当たりのオン抵抗の低減やスイッチング損失の低減が進み、半導体素子の低損失化が図られてきた。特に次世代ワイドバンドギャップ半導体の登場は電力変換器の更なる低損失化をもたらした。ワイドバンドギャップ半導体はSi半導体と比べ絶縁破壊

電界強度が約 1 桁高いため、Si 半導体に対して耐圧とキャリア量をそれぞれ約 1 桁上げることができる。キャリア量が増加することで導通時のオン抵抗を小さくできる。そのため、半導体素子の導通損失を大幅に低減することができる。

#### (b) 小型化

省スペース化の観点から、電動機駆動システムの小型化および軽量化も重要な課題の一つである。小型化の利点は設置スペースに制約のある家電製品や電気自動車などの狭い場所にも導入可能なことである。また、小型化に伴い装置の軽量化も図れるため、利便性に繋がりがやすく、車載用途では軽量化により加速性能が向上するなどの副次効果もある。そのため、近年では小型化および軽量化の性能指標としてパワー密度を用いて評価されるようになった。

図 1.4 に電力変換器の体積推移とその予測を示す<sup>(49)-(52)</sup>。初期の電力変換器の制御回路は全てアナログ回路で構成されていたが、集積回路技術向上により制御回路がデジタル化されたため、それに伴い電動機駆動システム体積も小さくなった。加えて、電力変換器のパワー密度向上に IGBT モジュールや IPM(Intelligent power module)が大きく寄与し、モジュール化技術により過去 30 年間で装置体積を 2 桁縮小させた。また、パワー密度を向上させる基本的な技術課題として低損失化と小型化がある。この技術課題に対して、半導体素子の高性能化が課題解決に大きく寄与したことは間違いなく、半導体素子の性能向上や次世代ワイドバンドギャップ半導体の登場に伴い、スイッチング損失や導通損失を大きく低減している。これにより、損失によって生じる熱も少なくなり、熱抵抗が大きい冷却装置でも半導体を冷却可能になったため、冷却装置の小形化が可能となった。加えて、2012 年に Rohm 社がフル SiC パワーモジュールの量産を開始し、 $10\text{W}/\text{cm}^3$  以上のパワー密度を実現できるようになった。SiC や GaN などの次世代ワイドバンドギャップ半導体は従来の Si 半導体に比べ、バンドギャップが大きいことや熱伝導率が高いため  $200^\circ\text{C}$  以上の高温動作が可能である。これにより、許容温度を上げることができ、熱設計に余裕ができるため、より小型化が可能である。また、半導体素子のスイッチング速度の高速化に伴い高周波動作が可能になり、インダクタやコンデンサなどの受動素子の小形化も進んでいる。磁性材料の場合、高周波動作により電流リップルを低減したことでリアクトルやトランスの鎖交磁束が低減する

ため、磁性材料を小型化できる。また、高周波化によってコンデンサに流入する電流リップルが低減するため、平滑用あるいはフィルタ用コンデンサの小容量化が実現できる。無論、日立金属が開発したファインメットや日本ケミコンなどのフィルムコンデンサなどに挙げられるように、材料の性能向上も小型化に大きく寄与していることは間違いない。以上のように、半導体素子性能や磁性材料、誘電材料の向上により、電力変換器単体の小形化が進んでいる。

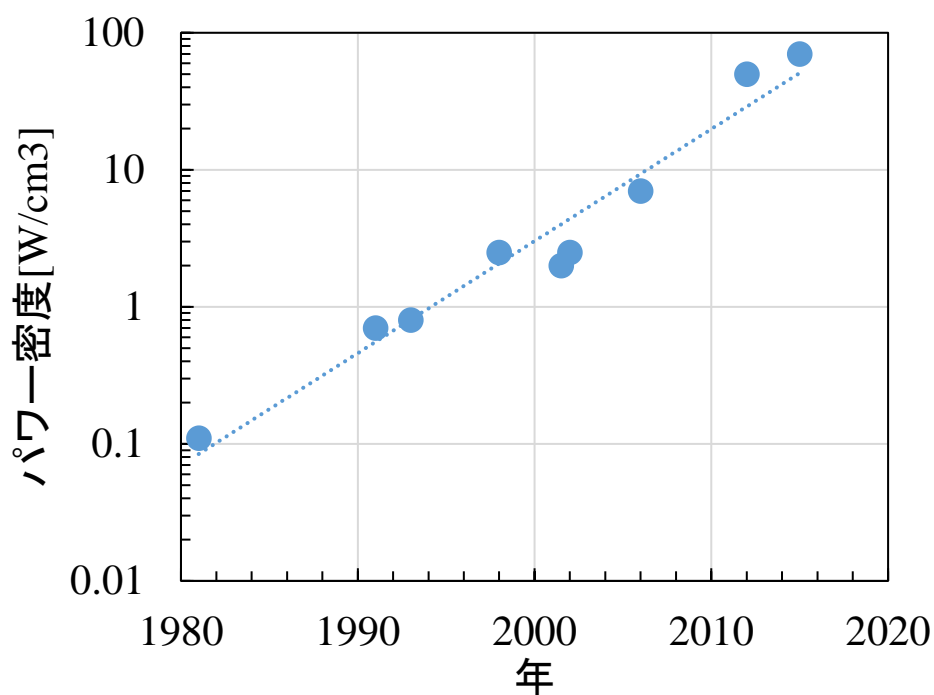


図 1.4 電力変換器の体積推移と予測

出典 大橋弘通: “最新のパワーデバイスの動向”, 電気学会誌, Vol. 122, No. 3, pp. 168-171, (2002)

---

### (c) 長寿命化

電動機駆動システムのランニングコスト低減の観点から、電動機駆動システムの長寿命化も重要な課題である。電動機駆動システムの構成部品の中でも特に冷却ファンと電解コンデンサは寿命が短く、定期的なメンテナンスが必要となる。ゆえに、電動機駆動システムのランニングコストが増大する。そのため、この定期的なメンテナンスをせずとも、システムが正常に稼働し続けられる時間を長くすること、すなわち長寿命化することが求められる。

冷却ファンのモータ軸受はボールベアリングを採用していることが多い。冷却ファン用モータはもともと運転トルクおよび起動トルクが小さい。そのため、グリースが劣化して潤滑材としての機能が失われると、軸受の起動トルクおよび動トルクが非常に大きくなり起動しない場合がある。冷却ファンでは軸受に加わる荷重そのものが小さいため、軸受に注入されているグリースの劣化によって冷却ファンのモータの寿命が決まる。冷却ファンは 35000 時間程度(約 4 年)の寿命を持つとされる。しかし、グリース寿命は周囲温度と軸受の回転速度に依存しており、周囲温度によってはグリース寿命および冷却ファンの寿命が半分以下になる恐れがある。そのため、定期的なメンテナンス回数を低減するために冷却ファンを用いない自然空冷方式を採用することで長寿命化を図ることができる。加えて、次世代ワイドバンドギャップ半導体の登場もあり自然空冷方式に置き換えることが期待されている。

一方、電解コンデンサの寿命は温度依存性が極めて高く、アレニウス則により周囲温度が 10 度上昇すると寿命が半分になることが知られている<sup>(53)</sup>。そのため、回路設計においてシステムの期待寿命を満足させるように、電解コンデンサやそれ以外の受動部品と合わせて、部品配置の工夫や熱設計を行い、コンデンサの周囲温度を下げることで短寿命化を防ぐ。しかし、防塵や防水などの要求から高い密閉性が求められるシステムの場合には、変換器の損失面や構造的な問題からそれらの設計が困難な場合がある。また、充放電によって電解コンデンサの電極箔が局部的にストレスを受ける。これにより、電解コンデンサが部分的な耐圧低下を起こし、最終的には短絡状態に至る恐れがある。さらに、電解コンデンサの電圧リップルが大きいほど急激な充放電を起こすため、自己発熱による寿命を低下させる問題もある<sup>(53)</sup>。一方、フィルムコンデン

サは電解コンデンサに比べてリップル耐量が大きく、温度変化による寿命低下に強いいため、長寿命である<sup>(54)</sup>。それゆえに、電力変換器の長寿命化の観点からインバータの平滑コンデンサとして電解コンデンサの代わりにフィルムコンデンサを採用する事例が増えている。

#### (d) 低騒音化

PWM インバータなどでは、スイッチングによる出力電圧の高調波成分によって電動機鉄心で磁歪が起き、騒音が発生する。この対策として、電動機の磁気歪が小さくなるように設計される。一方で、電力変換器側からのアプローチとして、電力変換器のキャリア周波数を人間の可聴域よりも高い周波数に上げる手法やインバータキャリアの周波数スペクトラムを拡散する手法<sup>(55)-(57)</sup>などが検討されている。

#### (e) 電源高調波抑制

電力系統に接続されている電力変換器は経済産業省が定めた高調波抑制対策ガイドラインや日本工業規格 JIS C 61000-3-2 などの高調波規制を満たす必要がある<sup>(58)(59)</sup>。電動機駆動システムを構成する電力変換器としてダイオード整流器と PWM インバータの構成が一般的である。しかし、平滑コンデンサの充放電電流が原因で系統側の入力電流が歪んでしまうため、入力電流の高調波成分がコンデンサやリアクトルの振動や異常加熱等の障害を起こす。簡易的な改善手法として、入力側に交流リアクトルを挿入することや、整流器とインバータの間の直流リンク部に直流リアクトルを挿入することで高調波成分を抑制する方法がある。しかし、平滑コンデンサの充放電に起因した電流歪みを取り除くことはできないため、規制上限値を超過してしまう場合がある。そのため、併設したアクティブフィルタによりダイオード整流器の入力電流の高調波成分を補償し、正弦波化を行うことで高調波規制を満たす技術が確立されている。また、特に回生動作が要求されるような用途では、前述のようにダイオード整流器の代わりに PWM 整流器を採用することや、ダイオード整流器と PWM インバータシステムの代わりマトリックスコンバータを採用することで入力電流の正弦波化し、高調波規制を満たす取り組みがされている。

#### (f) EMI 低減

電力変換器動作時にノイズとなる電流や電磁波を周囲に放出し、通信障害や電子機

---

器の誤動作や破損などの電磁ノイズ障害を引き起こす恐れがある。そのため、1996年の欧州における EMC 指令の実施を機に、全ての電気機器および電子機器を対象に、電磁波の発生や外部からの電磁波によって受ける影響に関する規制が世界各国で強化されている。EMI 対策としては、フィルタによるノイズレベル減衰や電磁遮蔽などがある。フィルタによるノイズレベルを減衰する手法は代表的な例として、EMI フィルタやコモンモードチョークコイルなどがあり、電力変換器の交流部に設けることで、インピーダンスを上げて伝搬ノイズを抑える。他にも、導体制の障壁で装置や配線を覆うことで電磁遮蔽を施し、装置および配線内外の放射ノイズを抑制する手法もある。

以上より、電動機駆動システムの課題のうち、電力変換器の性能指標の一つである効率は小容量では 95%以上、大容量では 98%以上が一般的になりつつある昨今、効率向上を追求するパワーエレクトロニクスは限界を迎えようとしている。一方、高効率化の他にも低騒音化、電磁環境対応、高調波対応など様々な課題がある。その中でも限られたスペースでの利用する点や軽量化の面から、モータドライブシステム、特に電力変換器の小形化および軽量化が求められる。また、電動機駆動システムのランニングコスト低減の観点から、小型化と同様に長寿命化も重要な課題である。



### 1.1.3 電動機分野の簡素化の重要性

図 1.5 に典型的な電力変換器の体積割合を示す<sup>(50)</sup>。前節で述べた通り、電力変換器の課題の中でも小型化軽量化が強く求められている。図 1.5 に示すように受動素子や冷却装置の体積が全体体積の大部分を占めていることから、受動素子や冷却装置が電動機駆動システムの小型化を阻む要素であることがわかる。電動機駆動システムの小型化を狙うには、これらの大型体積部品の小型化もしくは部品点数を減らす必要がある。また、電動機駆動システムの構成部品数削減は電動機駆動システムの小型化のみならず、部品によっては長寿命化、低コスト化、そして信頼性向上に繋がる。そのため、部品点数の削減する簡素化は非常に重要である。そこで本論文では小型化および軽量化や長寿命化などの複数の要求を達成できる永久磁石同期電動機駆動システムの構成部品の簡素化を図る。

図 1.6 に永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化への要求に関する特性要因図を示す。

#### (1) 制御回路

制御回路は当初アナログ回路で構成されていたが、集積回路技術向上によりデジタル化されたため、部品点数が劇的に削減し簡素化している。特に制御回路の中核を成すマイクロコンピュータは初期の 8bit のものから 32bit と高性能化しているが、低価格ということもあり多くの家電製品に組み込まれている。

#### (2) 主回路

主回路は半導体素子、受動素子で構成される。主回路で用いられる受動素子は半導体素子の高周波化によりインダクタンスや容量を小さくできるため、受動素子の小型化が可能である。加えて、インダクタンスや容量を小さくできることから、直列接続や並列接続で用いていた受動素子数も削減し、受動素子を簡素化できる。一方、主回路の半導体素子やゲート駆動回路や制御回路、検出回路を内蔵した IPM の登場もあり、システムの簡素化が可能である。また、半導体素子などの冷却装置は自然空冷方式を取ることで主回路の冷却装置の簡素化が可能である。

#### (3) 検出回路

三相交流電流復元技術や電動機のセンサレス駆動技術により位置センサ、速度センサ、電流センサの削減によって検出信号を削減することができる。この結果、検出回路の簡素化が可能である<sup>(60)-(74)</sup>。また、表面実装技術は部品面積を小さくできるため、

---

PCB 基板の小型化, 薄板化や低コスト化を実現する重要な簡素化技術の一つである。

#### (4) 電動機

電動機は前述のセンサレス駆動技術によりエンコーダレス化が可能となり, 小型化と信頼性向上を両立した簡素化が可能である<sup>(60)-(70)</sup>。加えて, 誘導電動機が永久磁石同期電動機に置き換わることで, 電動機損失を低減でき, 電動機におけるファンレス化を実現し, 簡素化できる。

#### (5) フィルタ回路

フィルタ回路は高周波化や磁性材料および誘電材料の向上などで受動素子の小型化および簡素化が可能である。フィルタの小型化を目的として電動機駆動用インバータの高周波化が進んでいる。

#### (6) 電源回路

産業機器は電位の異なる回路と接続することが多く, 安全確保およびコモンモードノイズを避ける目的で主回路などの強電部と制御回路や検出回路などの弱電部は絶縁する必要がある。制御回路やゲート駆動回路, 検出回路などに駆動電力を供給している電源回路は系統やバッテリー等の強電部からトランスを介して弱電部に電力を供給する。しかし, 商用周波数ではトランスが大型化してしまうため, 半導体素子の高周波化によりトランスを小型化することで電源回路の簡素化を図っている。

#### (7) ゲート駆動回路

ゲート駆動回路は電力変換器の半導体素子をオンオフさせるために制御回路のスイッチング信号を基にゲート電圧を制御する回路である。また, ゲート駆動回路は強電部である主回路と弱電部である制御回路を絶縁する役割も担っている。フォトカプラ方式は周波数帯域が広いが, 弱電側と強電側の両方に電源を必要とし, 互いに絶縁された別電源でなければならない。パルストランス方式はゲート信号とゲート駆動電力の両方を同時に供給できるため, 回路の簡素化が可能である。しかし, パルストランス方式はデューティが最大 50%, 逆バイアスを設定できないなどの制約があるため, 用途に限られる。また, ゲート駆動回路は部品点数も多いため, スルーホールタイプの部品を用いると大型化する。そのため, 表面実装部品を実装することで PCB 基板の小型化を図り, 簡素化する。その他にも, 前述の IPM 技術により主回路と一

---

緒に一つのパッケージに内蔵することで簡素化を図ることができる。

#### (8) 保護回路

保護回路のひとつであるスナバ回路はアクティブゲート駆動回路の設置やブスバー設計による低インダクタンス化を図ることで削減できる。一方、ダイナミックブレーキ回路は電力回生が出来ない場合や緊急停止をする際に回生エネルギーや回転エネルギーを消費する役割を持つ。このダイナミックブレーキ回路は受動素子である制動抵抗器と半導体素子で構成される。ダイナミックブレーキ回路は緊急停止時にのみにしか使用しないため利用率が悪い。そのため、Back-to-Back システムやマトリックスコンバータによって構成されたモータ駆動システムの体積やコストが増加する。ダイナミックブレーキ回路を小型化する手法として、制動抵抗と回生エネルギー処理用の抵抗を別途で設ける手法や、複数台インバータを使用する際にダイナミックブレーキ回路を共通化する手法が提案されている<sup>(79)-(82)</sup>。しかしながら、いずれの手法も素子数が増加し、ダイナミックブレーキ回路の制動力はエネルギーを消費する制動抵抗で決まるため、制動抵抗も削減できず、ダイナミックブレーキ回路の大きさを大幅に低減することはできない。

#### (9) 複数台運転構成

永久磁石電動機駆動システムの構成の中には複数台の電動機を駆動する場合があります、電動機 1 台に対して電力変換器 1 台で駆動する。電動機と電力変換器を一対一で運用することで独立した可変速度駆動や個々の負荷変動や速度変動に対応することが出来る。しかし、ファンやポンプなどのアプリケーションの場合には独立した可変速運転をする必要がない。誘導電動機の場合には電力変換器 1 台で複数台の誘導電動機を駆動することができるため、ファンやポンプなどの用途ではシステム全体の小型化や低コスト化が可能である。しかしながら、永久磁石同期電動機では磁極位置に応じて電流を制御する必要があるため、制御的自由度の観点から電力変換器 1 台で複数台の永久磁石同期電動機を駆動することはできない。近年では、4 レグインバータや 5 レグインバータ、6 スイッチインバータ、9 スイッチインバータといった永久磁石同期電動機 2 台に対する独立したトルク制御および速度制御が可能な回路方式が提案されている<sup>(93)-(101)</sup>。しかし、制御的自由度を増やすために共通レグを設けてい

るため、電圧利用率が低いなどの欠点を持つ。そのため、要求される素子耐圧の増加やコンデンサ電流のリプル増加による受動素子の直並列数増加など未だに大きな問題を残している。

以上のように、半導体素子、磁性材料および誘電材料の性能向上や集積回路技術、IPM技術、回路技術などにより電動機駆動システムの各構成要素の簡素化が図られてきた。特に半導体素子の高周波化や低損失化は受動素子や冷却装置の簡素化に大きく貢献している。電動機に関しては半導体素子の高周波化や低損失化による劇的な変化はない。しかし、永久磁石同期電動機に置き換わることで電動機のファンレス化やセンサレス制御によるエンコーダレス化が図られており、簡素化が進んでいる。半導体素子のスイッチング速度の高速化がサージ電圧増加を招いており、サージ電圧を吸収するスナバ回路が不可欠であった。これに対しては、ブスバーの低インダクタンス設計やアクティブゲート駆動回路などによりスナバレス化が図れるようになった。

一方、ダイナミックブレーキ回路は半導体素子性能の向上や回路構成の工夫だけでは、回生エネルギーを消費する抵抗のそのものの大きさは劇的に変わらない。そのため、従来技術ではダイナミックブレーキ回路の体積を劇的に小さくすることはできない。今後、高周波化や低損失化が進み、受動素子および冷却装置の小型化軽量化が進むにつれ、保護回路であるダイナミックブレーキ回路の体積が支配的になる。

また、永久磁石同期電動機を複数台運転する場合には従来では電動機1台に対して電力変換器1台で駆動する。そのため、駆動用変換器台数が増えるため大型体積部品である冷却装置や受動素子も増える。誘導電動機の場合、電動機複数台に対して有効電力のやり取りをする電力変換器を1台に集約することで、電力変換器と電動機を一对一の組み合わせで構成した場合に比べてシステムの簡素化が図れる。しかし、1台の電力変換器で複数台の電動機を運転する組み合わせでは制御的自由度が不足する。そのため、永久磁石同期電動機の場合には磁極位置に応じた電流制御ができず、複数台運転は困難である。上記の問題が複数台永久磁石同期電動機駆動システムの大型化を招いている。以上から、複数台永久磁石同期電動機駆動システムの小型化を実現するためには、永久磁石同期電動機の複数台運転を実現し、システムの簡素化を狙う必要がある。

---

永久磁石同期電動機とそれを駆動する電力変換器で構成される電動機駆動システムの簡素化を果たすためには、半導体や磁性体、誘電材料の性能向上によって解決することができないダイナミックブレーキ回路の簡素化や永久磁石同期電動機の複数台並列運転技術の確立が不可欠である。

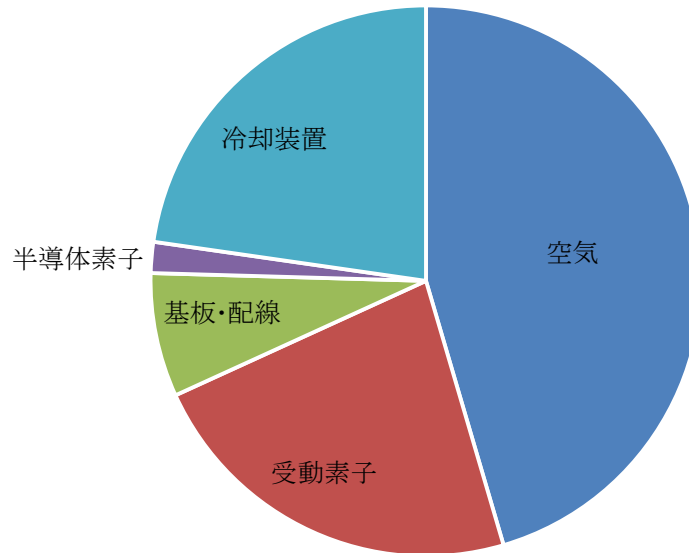


図 1.5 電力変換器体積の典型的な内訳

出展：Marz, M., Schletz, A., Eckardt, B., et al.: ‘Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles’. 2010 Sixth Int. Conf. IEEE Integrated Power Electronics Systems (CIPS). pp. 1–10

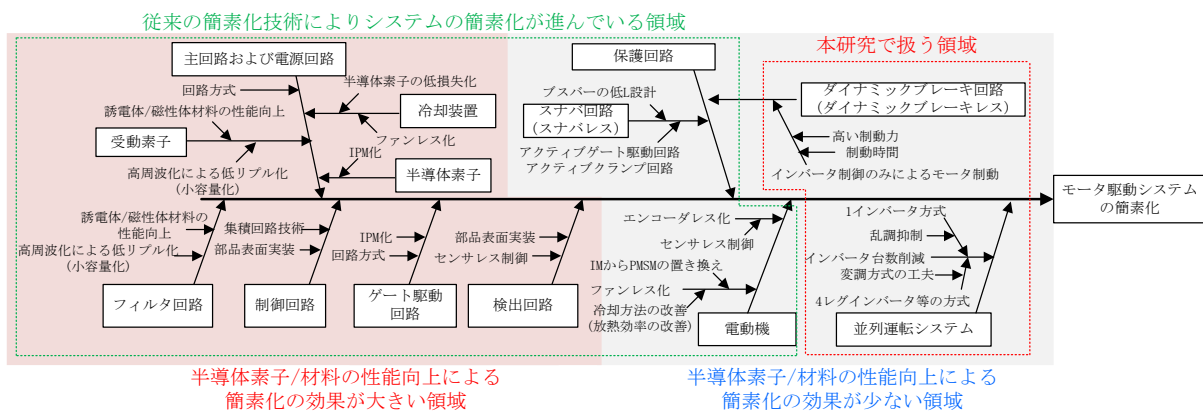


図 1.6 モータ駆動システムの簡素化に関する特性要因図

## 1.2 研究目的

本研究では、部品点数の多さに由来する永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化、短寿命を助長させる技術的課題を解決するために、永久磁石同期電動機駆動システムのさらなる簡素化を実現する余剰エネルギー再分配を提案する。提案する余剰エネルギー再分配を基に、従来技術では簡素化できなかったダイナミックブレーキ回路レス化の簡素化技術と複数台永久磁石同期電動機駆動システムにおける駆動電力変換器数削減の簡素化技術を開発する。

本研究で提案する余剰エネルギー再分配は余剰エネルギーを元の蓄積要素から別の蓄積要素に蓄えて、別の効果を得る動作である。緊急停止法においては、ただちに消費しなければならない電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを余剰エネルギーと定義する。複数台運転法においては、複数台運転の阻害となる乱調によって生じる回転エネルギーの変動分を余剰エネルギーと定義する。提案法ではこの余剰エネルギーを遷移させることで、これまで永久磁石同期電動機駆動システムの構成要素を簡素化する際に問題となっていた要因を解決する。

本節では、余剰エネルギー再分配でダイナミックブレーキ回路の簡素化と複数台永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を達成するため、以下にそれぞれの課題の詳細とそれに対するアプローチを示す。

### 1.2.1 ダイナミックブレーキ回路レス化を実現するための考え方

系統から電力供給を受けるモータ駆動システムでは、系統異常が起きた際に発電設備の解列に伴い、PWM 整流器を停止させる必要がある。その際、永久磁石同期電動機からの回生電流が直流コンデンサに流れこむ。そのため、直流コンデンサ電圧が急激に上昇し、スイッチング素子に印加される電圧が素子耐圧を超え、スイッチング素子を破壊する恐れがある。

これまでの電動機停止技術は、ダイナミックブレーキ回路の抵抗もしくは電動機損失で電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを消費することで、直流コンデンサ電圧上昇を抑え、スイッチング素子の破壊を防いでいた。しかし、このダイナミックブレーキ回路は回生エネルギーを消費する役割を持つため、半導体素子

性能の向上だけでは小型化することができず、システムを大型化およびコスト増加させる。そのため、電動機駆動システムの小型化や低コスト化を達成するには、ダイナミックブレーキ保護回路の簡素化が非常に重要となる。

余剰エネルギーの観点から考えると、電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーは、緊急停止時にただちに消費したい余剰エネルギーとも言える。そのため、ダイナミックブレーキ回路はこの余剰エネルギーを処理する回路とみなすことができる。従来のダイナミックブレーキ回路の簡素化技術は電流経路や回路の工夫により簡素化が図られてきた。しかし、余剰エネルギーをダイナミックブレーキ回路の抵抗で消費しているため、ダイナミックブレーキ回路レス化とまでは至らなかった。

本研究では、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を達成するため、ダイナミックブレーキ回路を用いずに平滑コンデンサの電圧上昇を防ぎつつインバータ緊急停止させる余剰エネルギー再分配法を開発する。提案法ではエレベータや電気自動車に安全の観点から備え付けている機械ブレーキで電動機の回転エネルギーを消費させることを前提とする。機械ブレーキで回転エネルギーを消費させるために、緊急停止時の同期インダクタンスのエネルギー余剰分をインバータ制御のみで電動機の回転子に遷移させ、回転エネルギーに変換する。その結果、ダイナミックブレーキ回路レス化を図ることができる。

中性点クランプ3レベルインバータのような多レベルインバータは2レベルインバータと同様の動作が原理上可能であり、提案するインバータ緊急停止法をそのまま適用することができる。一方、直接型交流交流電力変換器であるマトリックスコンバータでは、エネルギーの主経路に直流部を持たないため、多レベルインバータのように提案するインバータ緊急停止法をそのまま適用することができない。マトリックスコンバータの保護回路としての機能も持つクランプスナバ回路にも回生エネルギー処理のためにダイナミックブレーキ回路を設ける。受動素子や冷却装置などの大型体積部品の小型化が進むほど、2レベルインバータと同様にこのダイナミックブレーキ回路の体積が全体の体積に対して支配的になる。そのため、マトリックスコンバータにおいてもダイナミックブレーキ回路の簡素化が重要である。提案するインバータ緊急停止法ではモータ短絡時の電流ゼロクロス付近のタイミングでIGBTをオフにすることでモータ電流の流入を遮断する。電流ゼロクロスから少しずれたタイミングでIGBTをオフしても、還流ダイオードにモータ電流が通るた



め問題にならない。しかしながら、マトリックスコンバータは双方向スイッチング素子を用いているため、電流経路を確保しながら、モータ短絡を行う必要がある。

本研究では、マトリックスコンバータにおけるダイナミックブレーキ回路レス化を実現するために、提案するインバータ緊急停止法と同等の効果を持つマトリックスコンバータを緊急停止させる余剰エネルギー再分配法も開発する。

### 1.2.2 複数台電動機駆動システムの変換器台数削減するための考え方

これまでの永久磁石同期電動機の複数台運転技術は、電動機 1 台に対して電力変換器 1 台で駆動する方法であった。送風機などの複数台電動機を駆動するシステムでは、誘導電動機のように 1 台の電力変換器で複数台の電動機を駆動する方式の方が電力変換器台数を劇的に削減し、システムを簡素化できる。しかし、永久磁石同期電動機は誘導電動機とは異なり、単純に 1 台の電力変換器で複数台の永久磁石同期電動機を駆動することができない。これは永久磁石同期電動機の磁極位置に応じて電流を制御しなければ、乱調が発生するためである。この乱調は同期インダクタンスと慣性モーメントの間の共振現象であり、負荷角が振動し、速度やトルクの振動を発生させる。上記の問題が複数台永久磁石同期電動機駆動システムの大型化を招いている。そのため、複数台永久磁石同期電動機駆動システムの小型化を実現するためには、永久磁石同期電動機の複数台運転を実現し、簡素化を狙う必要がある。

乱調は同期インダクタンスと慣性モーメントの間の共振現象であるため、同期リアクトルの磁気エネルギーや慣性モーメントの回転エネルギーが行き来している。通常、永久磁石同期電動機の乱調を抑制する手法として、永久磁石同期電動機の電流情報から乱調による振動成分を抽出し打ち消すダンピング制御が用いられる<sup>(102)-(109)</sup>。この永久磁石同期電動機のダンピング制御は駆動エネルギーに乱調の補償分を重畳させる形を取る。そのため、この手法では 1 台の永久磁石同期電動機に対して 1 台の電力変換器で駆動する必要があり、複数台運転には適用できない。複数台運転を想定するならば、駆動用電力変換器とは別に乱調補償用の補助電力変換器を個々の永久磁石同期電動機に設け、乱調によって生じた回転エネルギーの振動分のみを補助電力変換器で吸収し、乱調を抑制する方式が向いている。以下では、送風機や圧縮機を想定し、複数台永久磁石同期電動機を可変速運転する

---

ための乱調を抑制する余剰エネルギー再分配によるアプローチを示す。

本研究では、各永久磁石同期電動機に小容量の補助電力変換器と補助巻線を設けることで、各永久磁石同期電動機の乱調を抑制しながら複数台の永久磁石同期電動機を駆動する余剰エネルギー再分配法を開発する。この方法では乱調による回転エネルギーの余剰分を補助電力変換器で吸収し、乱調により回転エネルギーが不足した時に吸収した余剰分で補い、乱調を抑制する。補助電力変換器は乱調分のみ抑制することから、定格容量はメイン電力変換器よりも十分小容量でよい。そのため、補助電力変換器による体積増加は誘導電動機用ファン体積以下に抑えられる。これにより、各々の永久磁石同期電動機に中容量のインバータを接続するシステムに比べ、大容量の駆動用電力変換器1台に複数の永久磁石同期電動機を接続し、小容量の補助電力変換器を接続することでシステムの簡素化を実現する。なお、ファンやブローなどの工場用空調設備でよく用いられる複数台誘導機システムに比べ、提案システムは複数台の永久磁石同期電動機で駆動できるため高効率である。

## 1.3 論文概要

図 1.7 に本論文の概要を示す。本論文は 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、省エネルギー化を背景に電動機とそれを駆動する電力変換器で構成される電動機駆動システムの高効率化が極めて大きな省エネルギー効果をもたらしていることを述べた。加えて、電動機駆動システムは高効率化以外にも小型化や長寿命化などさまざまな要求・課題があることを述べ、それらを同時に解決できる簡素化の重要性を示した。また、電動機駆動システムの構成要素を述べ、従来の簡素化技術や半導体、磁性体および誘電材料の性能向上だけでは解決することができないダイナミックブレーキ回路や複数台電動機駆動システムの簡素化が重要であることを述べた。

さらに本研究の研究目的について述べ、余剰エネルギー再分配によるダイナミックブレーキ回路レス化した場合のインバータ緊急停止させるための要点、および複数台の永久磁石同期電動機を駆動するための要点を提示した。

第 2 章では、永久磁石同期電動機駆動システムの構成要素を述べ、これまで永久磁石同期電動機駆動システムに用いられていた簡素化技術について述べる。特に、従来の永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化技術の中でもダイナミックブレーキ回路による緊急停止技術、従来の永久磁石同期電動機の並列運転技術を示し、その後その問題点を整理する。次に、これらの問題点を解決できる余剰エネルギー再分配に着目した新しいダイナミックブレーキ回路を用いないインバータ停止技術と永久磁石同期電動機の並列運転技術を提案する。提案法の余剰エネルギー再分配という概念は、永久磁石同期電動機が持つ余剰エネルギーを別の蓄積要素に蓄え、制御することでこれまで永久磁石同期電動機駆動システムの構成要素を簡素化する際に問題となっていた、緊急停止時の回生エネルギー処理や複数台運転時の乱調の要因を解決し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を実現する。最後に従来のインバータ停止技術および複数台永久磁石同期電動機駆動技術と提案法を比較し、本論文の位置づけを示す。

第 3 章から第 5 章では、第 2 章で提案する余剰エネルギー再分配という概念に対して具体的な制御方式を提案し、特徴および性能を議論する。その制御方式による効果や従来法に対する優位点については試作器を用いて実験を行い検証する。

第3章では、提案法である余剰エネルギー再分配に基づいた永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術の具体的な手法について述べる。提案するインバータ緊急停止技術では、エレベータや電気自動車に安全の観点から備わっている機械ブレーキにより永久磁石同期電動機自体の回転を停止させることを前提に、モータ短絡により平滑コンデンサへの回生電流の流入を防ぎ、電流ゼロクロスで対応するスイッチをオフにすることで電流を遮断する。その際、短絡電流抑制の観点から余剰エネルギー再分配に基づいたヒステリシス制御により、モータ短絡をする前に弱め磁束状態にすることによって、短絡電流を抑制する。その後、提案するインバータ停止技術についてシミュレーションと実験を行い、提案法の有用性を実証する。さらに、モータ短絡電流抑制のメカニズムを明らかにし、提案手法の妥当性と短絡電流抑制の指針を示す。

第4章では、第3章の緊急停止法をマトリックスコンバータへも適用できるように、仮想AC/DC/AC変換に基づいたマトリックスコンバータ緊急停止法について述べる。マトリックスコンバータ緊急停止法では、フィルタコンデンサ電圧の最大相と最小相が仮想直流リンクに接続されるように整流器側のスイッチングパターンを選定することで、2レベルインバータとして動作させる。インバータ側ではフィルタコンデンサ電圧をある閾値内に維持しつつ、遅れ電圧ベクトルにより永久磁石同期電動機を弱め磁束状態にする。その後、双方向スイッチの電流経路を片方向のみ確保しながらモータ短絡をしつつ、還流ダイオードの自然消弧により自動的にモータ電流を遮断する。本章では、シミュレーションおよび実験を行い、従来法と比較しつつ提案するマトリックスコンバータ緊急停止法の有用性を実証する。

第5章では、1台のインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動する群運転を確立するため、余剰エネルギー再分配に基づいた並列運転時に問題となる乱調を抑制する手法について述べる。提案する乱調抑制手法は永久磁石同期電動機に補助巻線を設け、複数の電動機を駆動する大容量電力変換器と別に、小容量の補助電力変換器により補助巻線を介してダンピング制御により乱調を抑制する。実験により、余剰エネルギー再分配に基づいたダンピング制御による乱調抑制効果を確認する。また、電動発電機の構成(MGセット)に基づいた状態方程式を導出し、根軌跡からダンピング制御を適用した際の提案システムに適用するダンピング制御の安定性について検討する。加えて、提案システムの周波数特性

---

を議論し，駆動用電力変換器と補助電力変換器の出力電力との関係を明らかにする。

第6章では，本論文の有用性と各章で提案した手法の総括を述べ，今後の課題についてまとめる。

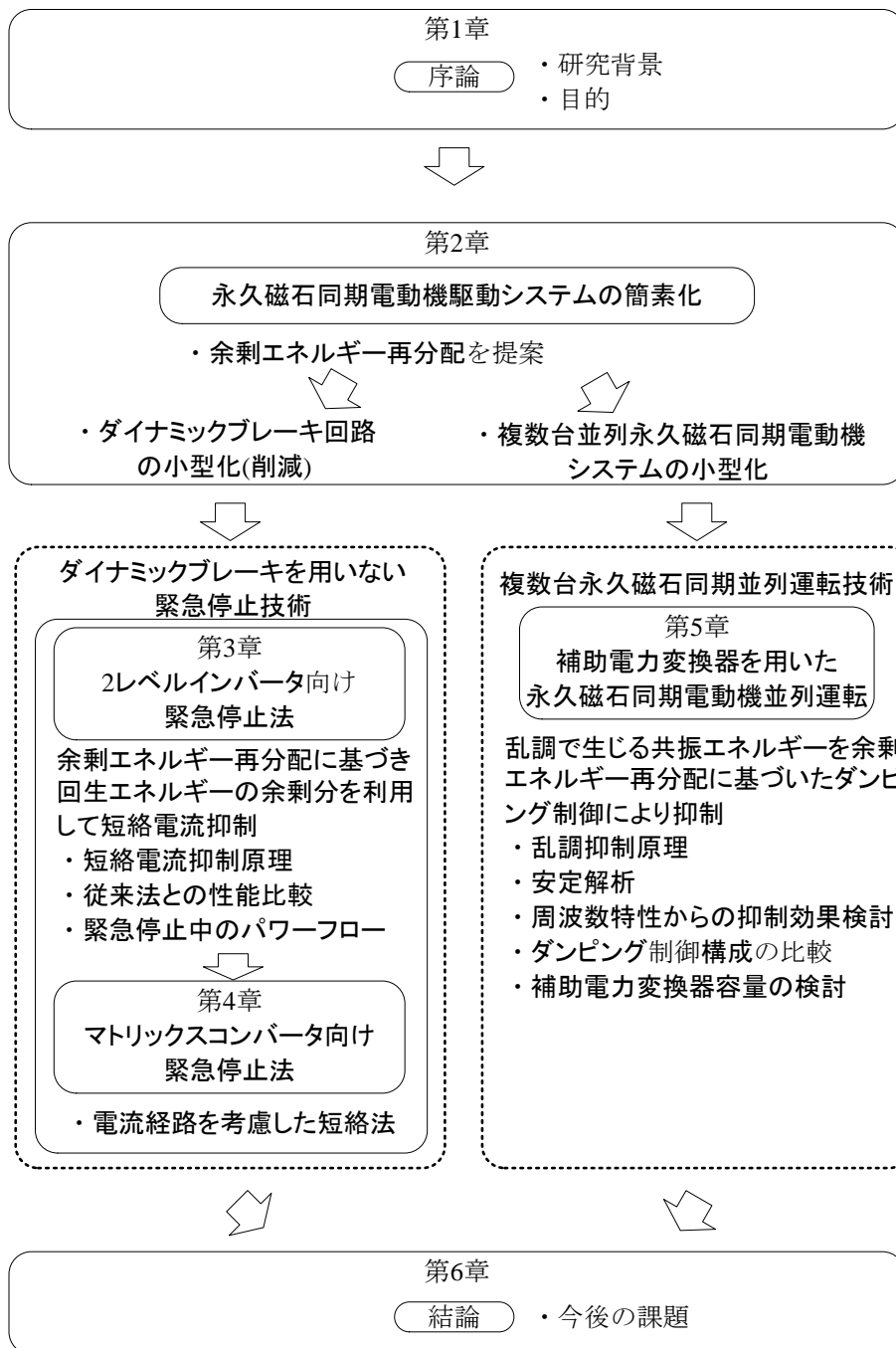


図 1.7 論文概要







## 第2章

# 永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化手法

### 2.1 緒論

第1章では、省エネルギー化を背景に、大規模なエネルギーを消費する電動機および電動機を駆動する電力変換器の高効率化が試みられ、極めて大きな省エネルギー効果をもたらしていることを述べた。また、電動機駆動システムは省エネルギー化の観点から高効率化が取り組まれているが、それ以外にも小型化や長寿命化などさまざまな要求・課題があることを述べ、それらを同時に解決できる簡素化の重要性を述べた。加えて、電動機駆動システムの構成要素を述べ、集積化技術や半導体技術の進歩により主回路のみならず制御回路、電源回路などの小型化や低コスト化を両立できる簡素化を実現していることを述べた。その一方で、集積化技術などの簡素化技術や半導体技術の進歩だけでは解決することができない保護回路であるダイナミックブレーキ回路や複数台電動機駆動システムの簡素化が重要であることを述べた。特に半導体素子の高周波化および低損失化による受動素子や冷却装置の小型化が進むことで、保護回路の体積が相対的に小型化や長寿命化、信頼性を阻む障害になり、保護回路の簡素化が強く求められる。また、永久磁石同期電動機を複数台並列で駆動するシステムにおいて、現状の手法では誘導電動機のような複数台の電動機を1台の駆動用電力変換器で可変速運転する構成は難しく、2台以上を駆動する場合には簡素化への期待ができない。

本章では、はじめに電動機駆動システムの構成要素を紹介し、それらの体積割合について示し、保護回路であるダイナミックブレーキ回路や永久磁石同期電動機の複数台運転の簡素化の重要性を述べる。その後、現在用いられている電動機駆動システムにおける簡素

化技術について紹介する。次に、保護回路であるダイナミックブレーキ回路や永久磁石同期電動機の複数台運転に関する課題、問題点を述べる。さらに、これらの問題点を解決するため余剰エネルギー再分配に着目した手法を提案する。最後に本研究の位置づけを示し、本研究の意義を明らかにする。

## 2.2 電動機駆動システムの構成要素

1.1.2 節において電動機駆動システムにおける簡素化の重要性を述べた。本節では電動機駆動システムの簡素技術について詳しく述べる。

図 2.1 に電動機駆動システムの一般的な構成の全体図を示す。電動機駆動システムの一般的な構成として、大まかに分けると主回路、制御回路、検出回路、フィルタ回路、ゲート駆動回路、保護回路、そして電動機本体である。

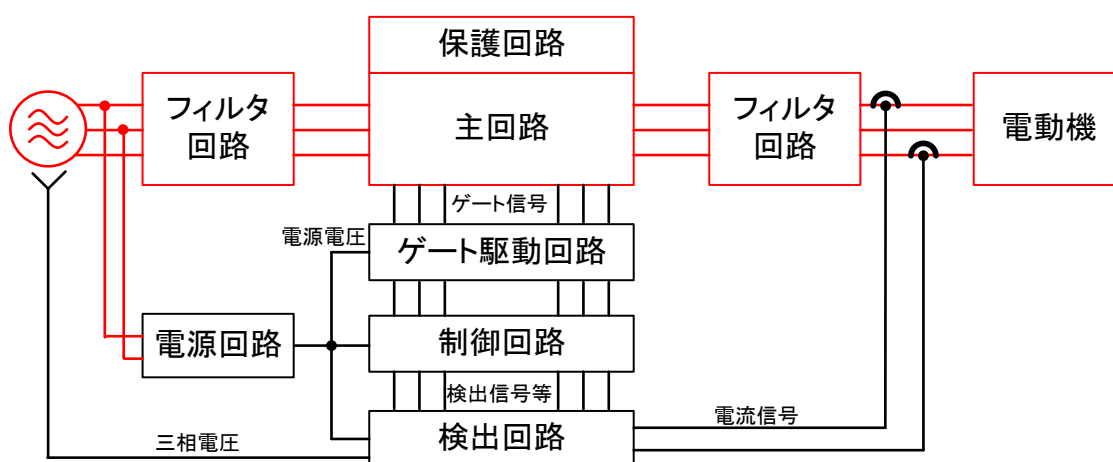


図 2.1 電動機駆動システムの全体図

### 2.2.1 主回路

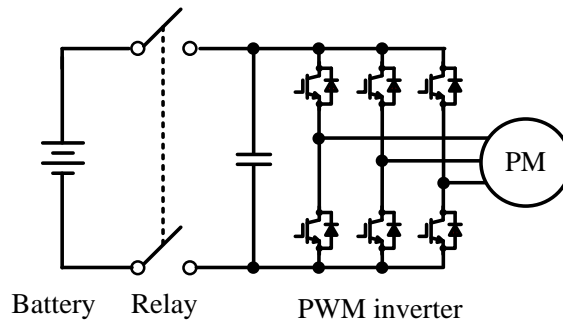
図 2.2 に電動機駆動システムの主回路構成例を示す。永久磁石同期電動機駆動システムの主回路は、永久磁石同期電動機を駆動するための DC-AC 変換器または AC-AC 変換器で構成される。DC-AC 変換器および AC-AC 変換器は用途や目的に応じて使い分ける。図 2.2(b) のような系統側の電力変換器が三相ダイオード整流器の場合、電動機の回生エネルギーは直流リンク部のコンデンサに還るため、直流リンク電圧が上昇し、半導体素子の過電圧破壊を招くおそれがある。通常、直流リンク部にコンデンサと並列にチョッパと制動抵抗を用いて回生（電気）エネルギーをジュール熱として消費するダイナミックブレーキ回路を設ける。この方式は、低コストで簡易的な構成であるが、

- (1) 制動抵抗により回生エネルギーを熱として放出するため、環境・エネルギー問題の観点から良くない。また、熱により筐体内の温度を上昇させ、変換器全体の損失を悪化させるおそれがある。

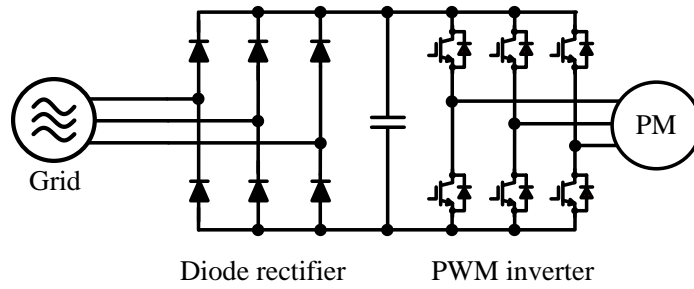
(2) 回生時にのみダイナミックブレーキ回路を動作させるため、利用率が低い。

(3) 速やかな加減速運転や連続回生運転を伴う場合には、さらに容量の大きい制限抵抗を必要とし、システム全体のコストを悪化させる。

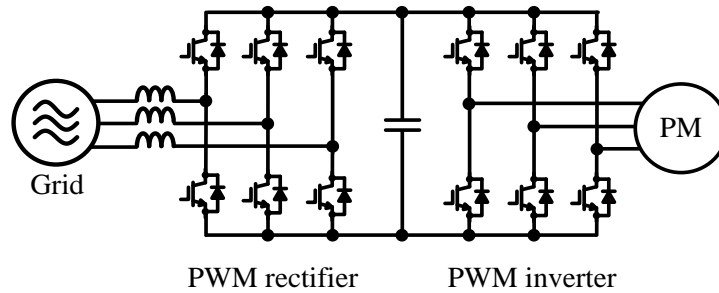
という欠点がある。そのため、加減速運転や回生運転を伴う場合、効率やコストの観点から力行および回生の双方向動作ができる回路構成が望ましい。電力回生機能を持たせるために最も基本的な回路構成である **Back-to-Back** システムを設け、永久磁石同期電動機からの回生電力を電力系統へ送る。図 2.2(c)に示す **Back-to-Back** システムは 2 レベルの PWM 整流器と 2 レベルの PWM インバータで構成されている。加えて、電圧の安定した直流リンク部を持つため、制御法が比較的簡単で信頼性が高い。さらに PWM 整流器側で瞬時有効、無効電力を制御することで、平滑コンデンサ電圧を一定にすることにより、平滑コンデンサの小容量化を図ることができる<sup>(12)-(19)</sup>。したがって、系統連系用途のみならず、産業用モータドライブなどの様々用途でも用いられている。しかし、**Back-to-Back** システムは AC-DC と DC-AC の間で 2 回電力を変換するため、装置の高効率化には限界がある。また、直流リンク部に大容量のエネルギー蓄積要素である平滑コンデンサを使用する。一方で、直流リンク部やエネルギー蓄積要素を持たない AC-AC 電力変換器が盛んに研究されている。1970 年代よりサイリスタの高圧大電流化に伴って交流から交流に直接電力を変換するサイクロコンバータが登場し、1980 年には強制転流を用いたサイクロコンバータであるマトリックスコンバータが研究、実用化されてきた<sup>(18)(19)</sup>。直接電力変換器であるサイクロコンバータや図 2.2(d)に示すマトリックスコンバータは **Back-to-Back** システムと比べてエネルギーの主経路に大容量電解コンデンサを使用せず、必要な受動素子は小型の LC フィルタのみという利点がある。サイクロコンバータはサイリスタの自然転流を利用するため経済性、信頼性の面で有利である半面、サイクロコンバータは入力力率が低く、大きな無効電力が発生する。また、サイクロコンバータは自然転流を利用して出力電圧を生成するため、入力周波数より高い出力周波数を得ることが難しく、出力可能な周波数が入力周波数の半分以下までしか出力できないことや入力電流が大きく歪むなどの問題がある。また、電力変換回数が 1 回なので原理的に **Back-to-Back** システムよりも高効率に電力を変換できる。さらに、マトリックスコンバータは付加回路なしで電源回生や入力力率制御が可能である<sup>(32)-(45)</sup>。



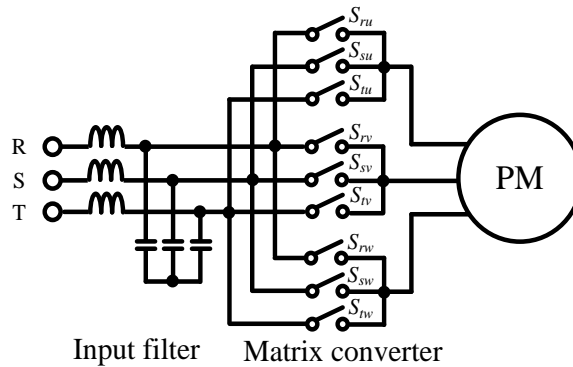
(a) バッテリー-PWM インバータ方式



(b) ダイオード整流器-PWM インバータ方式



(c) PWM 整流器-PWM インバータ方式



(d) マトリックスコンバータ方式

図 2.2 電動機駆動システムの主回路構成

## 2.2.2 制御回路

制御回路はマイコンやFPGA, IC, 受動素子(主回路で使うものよりもはるかに耐圧, 容量等小さい)といった電子部品で構成されており, 主回路を駆動する上では重要な回路である。この制御回路は制御対象の制御量をフィードバックし, 目標値である指令値に追従するように操作量を演算し, それに基づいて主回路をスイッチングさせる。具体的には指令値を電流制御や速度制御などにより電圧指令を演算処理し, キャリア比較によりスイッチングパルスを得て, それに基づきスイッチングする。その他にも故障などの異常検出なども行う。

## 2.2.3 検出回路

図 2.3 に検出回路の機能構成を示す。電流制御や速度制御, 保護動作をする上で, 電圧情報や電流情報, 磁極位置情報は必要不可欠であり, 検出回路が必要となる。検出回路は弱電部にはオペアンプやコンパレータといった電子部品が配置されている一方で, 強電部から電圧を検出するため, 絶縁回路を設けている。電圧検出の場合には抵抗分圧で数百分の1の振幅に分圧した後に, 絶縁アンプにより絶縁される。絶縁後の電圧検出信号は増幅回路によりマイコンが取り扱える振幅に調節され, 電圧検出信号をマイコンに送る。

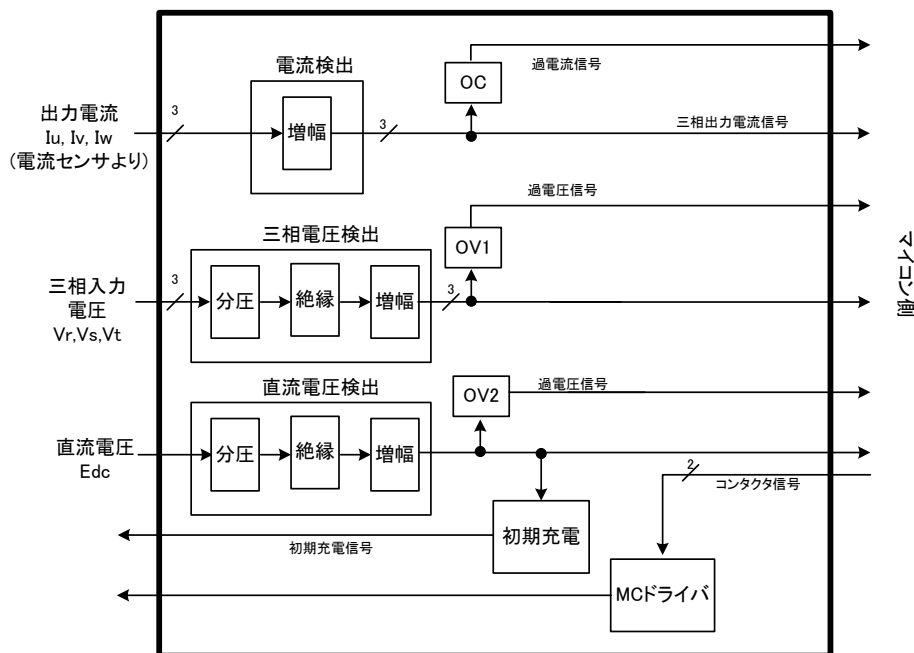


図 2.3 検出回路の機能ブロック

## 2.2.4 フィルタ回路

フィルタ回路はインバータと電動機間や系統と PWM 整流器間に設置し、インバータ出力電流、電圧波形の改善や、電動機の振動や騒音、電線からの放射ノイズを低減するを図る。また、電動機の端子に発生するサージ電圧を抑制する効果がある。

図 2.4 フィルタ回路の構成例を示す。フィルタ回路の種類は大別してノーマルモードフィルタとコモンモードフィルタがある。ノーマルモードの経路は回路上の配線から負荷を通して回路上の対の配線を電流が流れる経路である。一方、コモンモードの経路は回路上の各配線と基準大地間の浮遊容量を介して基準大地面から回路上の配線を共通に電流が流れて反対側から基準大地面に戻っていく経路となる。ノーマルモードのフィルタは交流リアクトルや LC フィルタなどがある。特にダイオード整流器を用いる場合、平滑コンデンサへの充放電電流により入力電流は大きく歪むため、力率改善および高調波抑制用途でダイオード整流器の直流部や交流部にリアクトルを設ける場合が多い。また、コモンモードのフィルタ回路にはコモンモードリアクトルなどがある。このコモンモードリアクトルはコモンモードに対してのみリアクトルとして働き、ノーマルモードにはリアクトルとして作用しない。

フィルタ回路は低減したい周波数帯域にもよるが、主回路と同様に電力容量に比例して大型化する。フィルタ回路は、後述する高周波化や磁性材料および誘電材料の向上などで受動素子の小型化および簡素化が可能である。

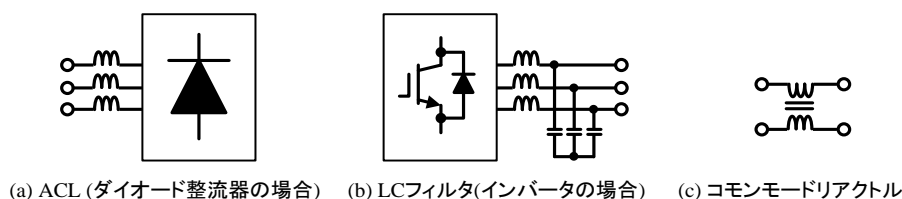


図 2.4 フィルタ回路の構成例

## 2.2.5 ゲート駆動回路

ゲート駆動回路は電力変換器の半導体素子をオンオフさせるために制御回路のスイッチング信号を基にゲート電圧を制御する回路であり、ゲート駆動回路は強電部である主回路と弱電部である制御回路を絶縁する役割も担っている。

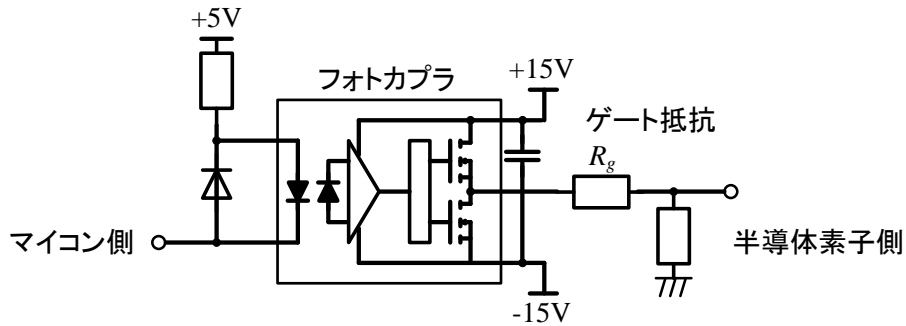
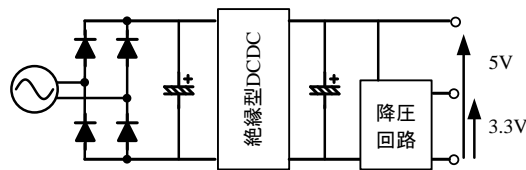


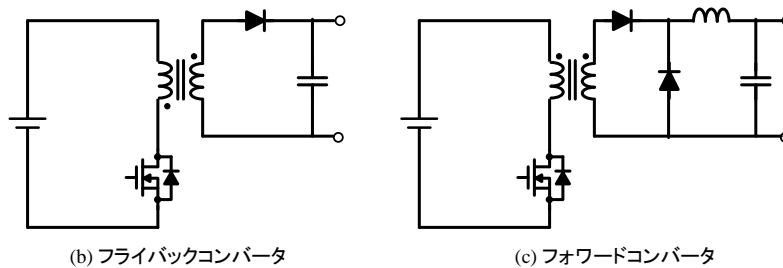
図 2.5 ゲート駆動回路の構成例

## 2.2.6 電源回路

産業機器は電位の異なる回路と接続することが多く、安全確保およびコモンモードノイズを避ける目的で主回路などの強電部と制御回路や検出回路などの弱電部は絶縁する必要がある。そのため、電動機駆動システムのゲート駆動回路や制御回路は電源回路を必要とする。制御回路やゲート駆動回路、検出回路などに駆動電力を供給している電源回路は系統やバッテリー等の強電部からトランスを介して弱電部に電力を供給する。その回路構成はダイオード整流回路で整流後にフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの絶縁型 DC-DC 電力変換器で絶縁および降圧を行う方式が一般的である。電動機駆動システムでは、マイコンやゲート駆動回路などで 15V, 5V, 3.3V といった複数の電圧レベルが必要となるため、降圧回路を更に追加するなどして複数の電圧レベルに降圧する。



(a) 電源回路構成例



(b) フライバックコンバータ

(c) フォワードコンバータ

図 2.6 電源回路の構成例



## 2.2.7 保護回路

### A. スナバ回路

平滑コンデンサとスイッチング素子間の配線インダクタンスが大きい場合、スイッチングにより短時間に電流変化が起き、サージ電圧が発生する。ゲート駆動回路のゲート抵抗を大きくすることでゲート電圧の立ち上がりが遅くなるため、サージ電圧を抑えることができる。しかし、ターンオフ時間およびターンオン時間が長くなり、スイッチング損失が増えてしまう。サージ電圧を抑えるためにスナバ回路の設置や主回路の配線インダクタンス低減を図る必要がある。ブスバーの最適設計により主回路の配線インダクタンス低減を狙うことができるが、電動機駆動システムの大容量化に伴い構造的にブスバーが長くなってしまったため、サージ電圧を抑制するためにもスナバ回路は重要な要素である。

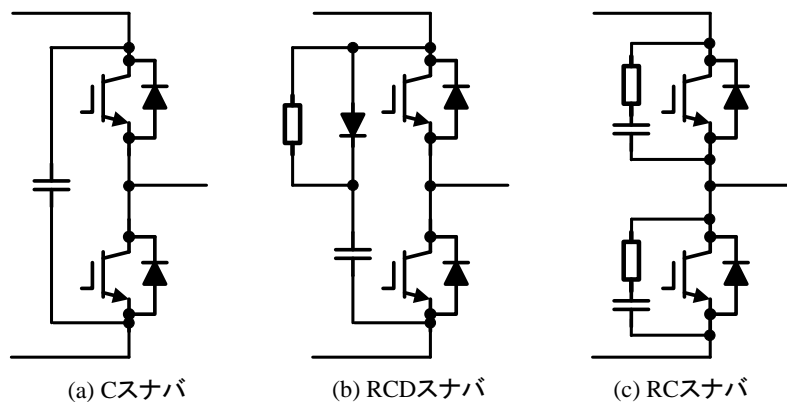


図 2.7 スナバ回路

## B. ダイナミックブレーキ回路

図 2.8 に系統と接続されたモータ駆動システムのシステム構成図を示す。発電設備などを商用電力系統から切り離す解列が生じた場合、電磁開閉器で遮断し、PWM 整流器および PWM インバータを緊急停止する必要がある。回生中に解列が発生した場合、系統側への電流経路が遮断されるため、行き場を失った回生エネルギーは直流リンク部のコンデンサに流入する。特にモータが回生中に緊急停止をすると、インバータを通じて直流コンデンサに回生電流が流れる。そのため、直流コンデンサ電圧が急激に上昇し、半導体素子に印加される電圧が素子耐圧を超え、半導体素子を破壊する恐れがある。また、PWM インバータにバッテリーを接続した構成をとる電気自動車などでも、トリップ時はバッテリーをインバータからリレーにより切り離すため、回生電流によるコンデンサ電圧上昇をバッテリーで抑制できない。バッテリーをインバータに接続していたとしても、内部インピーダンスが高いため電圧上昇を抑制しにくいことや、過充電が問題となる。

図 2.9 にダイナミックブレーキ回路を内包したモータ駆動システムを示す。上記の問題に対する解決手段として、図 2.9 のように直流コンデンサに回生エネルギーを消費するダイナミックブレーキ回路を並列に接続する<sup>(79)</sup>。本手法は、直流コンデンサ電圧が閾値電圧を超えた際にダイナミックブレーキ回路内のスイッチをオンすることで、回生エネルギーをダイナミックブレーキ回路内の抵抗で消費させる。しかしながら、回生電力をすべて消費させるためには大きな電力容量の抵抗を必要とすることから、電力変換システムの大型化やコスト増大を招く。また、マトリックスコンバータでは保護回路としての機能も持つクランプスナバ回路を設けている。回生時に緊急停止を起こした場合、クランプスナバ回路のコンデンサに回生エネルギーが流入するため、マトリックスコンバータにもダイナミックブレーキ回路は必要となる。ダイナミックブレーキ回路は緊急停止時にのみにしか使用しないため、さらに利用率が悪く、Back-to-Back システムやマトリックスコンバータによって構成されたモータ駆動システムの体積やコストが増加する。

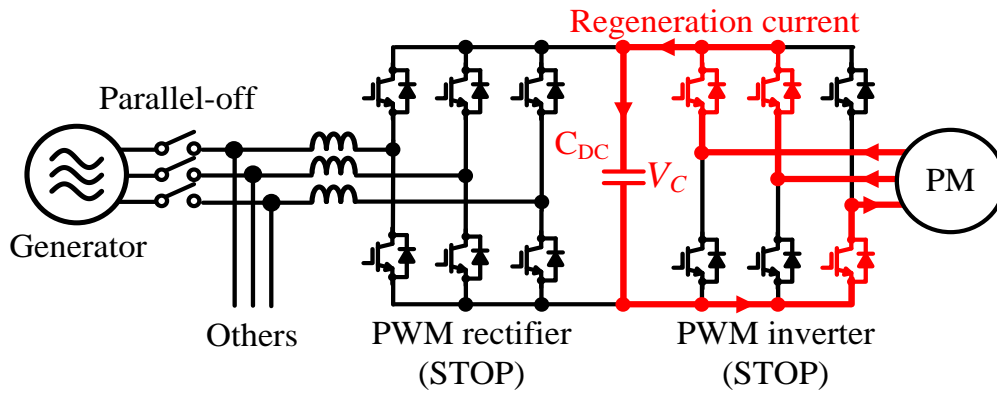


図 2.8 システムと接続された永久磁石同期電動機駆動システム

Dynamic brake circuit

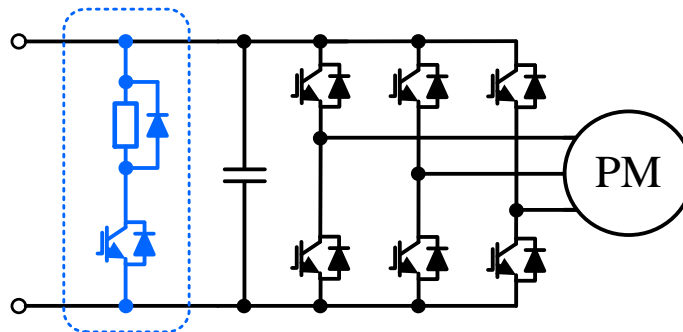


図 2.9 ダイナミックブレーキ回路

## 2.2.8 電動機

電動機は電気エネルギーを力学的なエネルギーに変える電気機器であり、家電から産業分野まで様々な分野で用いられる。電動機の電流や速度を正確に制御する上では磁極位置情報を必要とする。そのため、エンコーダなどの位置センサを設置し、磁極位置情報を取得できるようにするが、近年ではコストや信頼性の観点からこれらの位置センサを削減する流れがある。後述するセンサレスベクトル制御を適用することで、電圧および電流情報を基に磁極位置を推定し、位置センサなしでベクトル制御を可能にする。

## 2.2.9 電動機駆動システムの構成要素の割合

図 2.10 に汎用インバータの体積割合の例を示す。強電部の受動素子や冷却装置の占める割合が大きいこともあり、全体の体積に対して、主回路やフィルタ回路、保護回路など強電部の体積の割合が大きい。主回路やフィルタ回路は電力容量に応じて大型化し、空気を除いた全体体積の 70%以上を占める。しかし、半導体素子の高周波化および低損失化が進んでいるため、後述する受動素子や冷却装置の簡素化技術により主回路とフィルタ回路は小型化しやすい。加えて、次世代ワイドギャップ半導体を適用すれば、現在主流である Si 半導体を用いた汎用インバータの主回路だけでも体積を 50%減らすことが容易である。

制御回路や検出回路など弱電部の体積は主回路やフィルタ回路の大きさに比べれば電動機駆動システムの電力容量に応じて体積はほぼ変わらないが、強電部の体積が増えていくため、体積比は小さくなる。そのため、それらの簡素化技術による回路規模が劇的には小さくならない。

一方、ダイナミックブレーキ回路は回生エネルギーや緊急停止時の回転エネルギーの処理を行う。後述する回路方式による工夫により様々な簡素化が図られているが、制動抵抗やそのための冷却装置を削減することは難しい。そのため、今後、半導体素子の高周波化や低損失化が進むにつれ、受動素子や冷却装置がより小型化し、ダイナミックブレーキ回路体積が支配的になってくることが予想できる。

また、電動機駆動システムの体積は運用方式によっても簡素化が可能である。例えば、永久磁石同期電動機の複数台運転時には電動機 1 台に対して電力変換器 1 台で駆動する。電動機と電力変換器を一対一で運用した場合、独立した可変速度駆動や個々の負荷変動や

速度変動に対応できることが強みだが、単純に電動機駆動システムの体積は2倍になる。しかし、ファンやポンプなどのアプリケーションの場合には独立した可変速運転をする必要がない。複数台運転時の電力変換器台数の簡素化技術として電力変換器1台で複数台の誘導電動機を駆動する手法があり、ファンやポンプなどの用途ではシステム全体の大幅な小型化や低コスト化が可能である。しかしながら、永久磁石同期電動機では、磁極位置に応じて電流を制御する必要があるため、制御的自由度の観点から電力変換器1台で複数台の永久磁石同期電動機を駆動することはできない。そのため、2台の永久磁石同期電動機を各々の磁極位置に合わせて駆動可能な回路方式が研究されている<sup>(92)・(101)</sup>。しかし、これらの回路方式は、電圧利用率が低くなるため昇圧回路が必要であり、その分要求される耐圧も増加し平滑コンデンサの直並列数が増加する。また、2つの永久磁石同期電動機を駆動するためにレグやスイッチを共通にして用いる方式のため、デバイスの電流容量が増加する問題や熱集中の問題がある。したがって、熱集中による冷却装置の大型化や平滑コンデンサの大型化を招いてしまうため、ファンやポンプなどの用途の電動機駆動システムシステム全体の小型化実現のためにも電力変換器台数の簡素化技術は必須である。

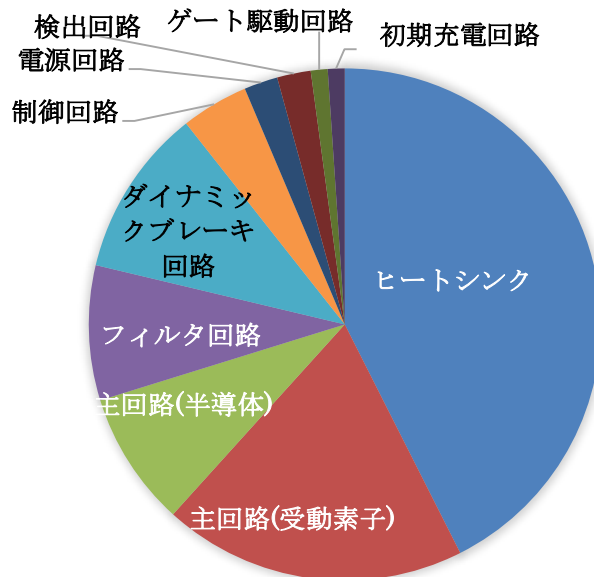


図 2.10 汎用インバータの構成要素毎の体積割合(空気および配線類を除く)

## 2.3 電動機駆動システムで用いられる簡素化技術

2.2 節において電動機駆動システムの構成要素について記した。本節では電動機駆動システムの簡素技術について詳しく述べる。

### 2.3.1 冷却ファンレス化による冷却装置の簡素化技術

冷却ファンを用いない自然空冷方式を採用することで主回路の冷却装置の簡素化が可能である。自然空冷方式は冷却ファンなどの冷却装置を用いないため、定期的なメンテナンス回数を低減でき、長寿命化および信頼性の向上を同時に図ることができる。ここでは一例として MOSFET 単体に対する冷却装置の簡素化について述べる。

図 2.11 に MOSFET の熱回路を示す。MOSFET と内蔵している還流ダイオードの熱回路方程式は(2.1)式および(2.2)式に表すことができる。

$$T_{jFET} - T_a = (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)})P_{FET} + R_{th(f-a)}(P_{FET} + P_{FWD}) \dots\dots\dots(2.1)$$

$$T_{jFWD} - T_a = (R_{th(j-c)} + R_{th(c-f)})P_{FWD} + R_{th(f-a)}(P_{FET} + P_{FWD}) \dots\dots\dots(2.2)$$

ここで、 $T_j$ はジャンクション温度、 $T_a$ は周囲温度、 $R_{th(j-c)}$ はジャンクションとケース間の熱抵抗、 $R_{th(c-f)}$ はケースとヒートシンク間の熱抵抗、 $R_{th(f-a)}$ はヒートシンクと大気間の熱抵抗、 $P_{FET}$ は MOSFET の損失、 $P_{FWD}$ は還流ダイオードの損失を示す。なお、MOSFET および還流ダイオードのジャンクションとケース間の熱抵抗は同じものとする。ジャンクションとケース間の熱抵抗は半導体素子に依存するが、ヒートシンクと大気間の熱抵抗  $R_{th(f-a)}$ はヒートシンクの形状や冷却方式に依存する。一般的に、ジャンクション温度が設計値を超えないような熱抵抗をもつヒートシンクと冷却方式を選定する。ヒートシンクの熱抵抗の計算式を(2.3)式に示す。

$$R_{th(f-a)} = \frac{1}{\eta A_h (h_r + h_c)} \dots\dots\dots(2.3)$$

ここで、 $\eta$ はヒートシンク効率、 $A_h$ はヒートシンクの放熱面積、 $h_r$  [W/m<sup>2</sup>°C]は輻射熱伝達率、 $h_c$  [W/m<sup>2</sup>°C]は対流熱伝達効率である。冷却方式によって同一ヒートシンクでも熱抵抗が変化する。対流熱伝達効率は風速の影響を大きく受け、自然空冷方式は風速が小さいため、強制空冷方式に比べ対流熱伝達効率が 1 桁近く低い。そのため、同一のヒートシンクでも冷却ファンを用いた強制空冷方式に比べ熱抵抗が大きくなる。このことから、自然空

冷方式でのヒートシンクの熱抵抗を強制空冷方式と同等の値にしようとした場合、放熱面積を大きくする必要があり、冷却装置の大型化を招いてしまう。しかし、Si 半導体に比べ高温動作が可能な SiC や GaN などの次世代ワイドバンドギャップ半導体を適用することで、許容温度そのものを高く設定できるため、熱抵抗を大きくすることができる。加えて Si 半導体に比べて次世代ワイドバンドギャップ半導体はオン抵抗が 1 桁小さいため、導通損失が大きく低減でき、小型化の一助になっている。そのため、自然空冷方式を適用しても冷却装置の大型化を招かず、簡素化が可能になる。

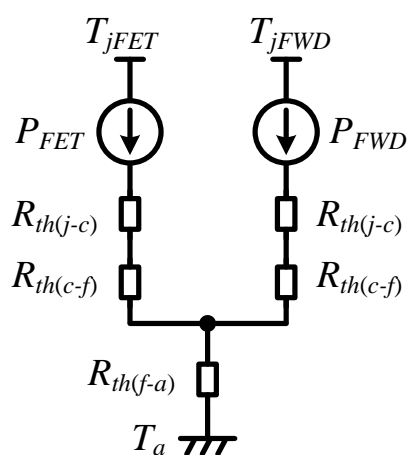


図 2.11 MOSFET 単体の熱回路

### 2.3.2 高周波化による受動素子の簡素化技術

電動機駆動システムの主回路やフィルタ、電源回路などで様々な場所で用いられる受動素子は、半導体素子の高周波化により小型化が可能であり、直列接続や並列接続で用いた受動素子数を削減し、簡素化できる。一般的に、電流リップルが一定である条件でキャリア周波数を高くするとリアクトルのインダクタンスやコンデンサの容量を低減できる。ここでは一例として昇圧チョップにおける昇圧リアクトルの簡素化について述べる。昇圧リアクトルにおける電流リップルとインダクタンスの関係を(2.4)式に示す。

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta I_L f_{sw}} \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \dots\dots\dots(2.4)$$

ここで、 $L$  [H]は昇圧リアクトルのインダクタンスを、 $\Delta I_L$  [A]は電流リップルを、 $f_{sw}$  [Hz]はスイッチング周波数を、 $V_{in}$  [V]は入力電圧を、 $V_{out}$  [V]は出力電圧を示す。(2.4)式より、電流リップルを一定のままスイッチング周波数を高く、すなわち高周波化した場合、所望の電流リップルを満たすためのインダクタンスが下がることがわかる。また、ファラデーの法則より、インダクタンスと巻数、断面積との関係を(2.5)式に示す。

$$L = \frac{N\phi}{I_L} = \frac{NBA_e}{I_L} = \frac{N\mu_0\mu_rHA_e}{I_L} = \frac{N\mu_0\mu_rNI_LA_e}{I_Ll_e} = \frac{N^2\mu_0\mu_rA_e}{l_e} \dots\dots\dots(2.5)$$

ここで、 $N$ は巻数、 $B$  [T]は磁束密度、 $l_e$  [m]は実効磁路長、 $A_e$  [m<sup>2</sup>]は実効断面積を示す。高周波化にともないインダクタンスを小さくする場合、巻数を減らすもしくは実効断面積を小さくすることができ、リアクトルを小型化できる。コンデンサにおいても同様である。しかし、半導体素子を高周波動作させるとスイッチング損失が増加するため、高効率化の妨げになり、加えて半導体素子の発熱量が増えるため冷却装置の大型化に繋がる。Si半導体に比べ高周波動作が可能なことに加え低損失である次世代ワイドギャップ半導体、特にGaN半導体を適用することで、高周波動作による電流リップル低減を図りつつ、半導体素子の発熱量を抑えることができるため、冷却装置の大型化を防ぎながら受動素子の簡素化が可能である。



### 2.3.3 IPM 化による回路の簡素化技術

図 2.12 にインテリジェントパワーモジュール(IPM)を示す。IPM は IGBT と還流ダイオードから成るインバータ回路だけでなくゲート駆動回路、過熱保護や短絡保護、過電流保護機能などを内蔵したモジュールである。IPM を適用することで、IGBT に合わせたゲート駆動回路や保護回路の簡素化が可能である。加えて、IPM は熱や EMC などの問題も十分に考慮して作られており、基板設計や部品実装などを簡単化することができる。また、電流検出用のシャント抵抗や温度検出用のサーミスタも IPM に内蔵できるため、保護の信頼性も高い。そのため、エアコンや掃除機といった家電製品などで多く用いられる。また、難しい設計をせずに簡単に半導体素子を駆動でき、安全性が高いのが特徴である。

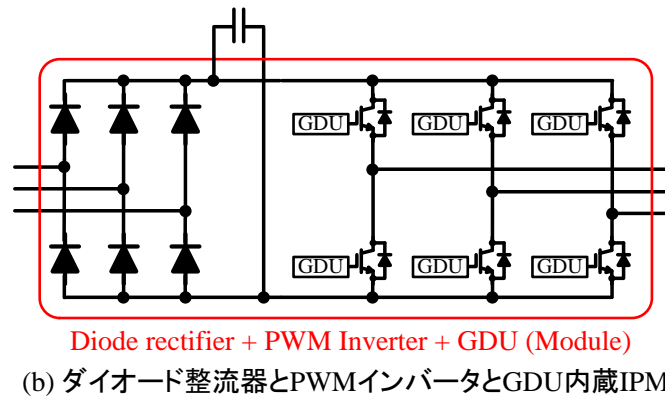
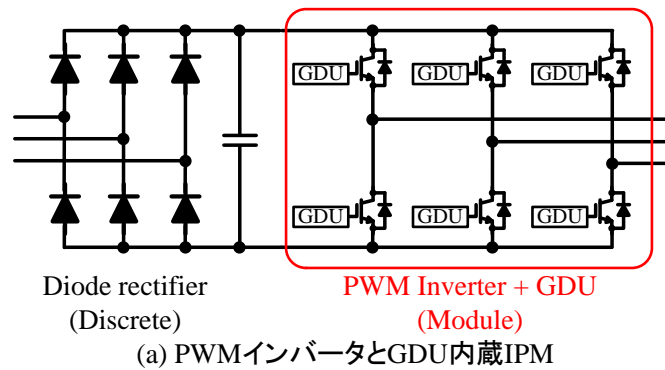


図 2.12 IPM の内部構成例

### 2.3.4 センサレス制御によるセンサの簡素化技術

三相交流電流復元技術や電動機のセンサレス駆動技術により位置センサ、速度センサ、電流センサの削減、そして検出回路の簡素化が可能である。

#### A. 位置・速度センサレス制御

永久磁石同期電動機や誘導電動機を精密な可変速駆動する上では磁極位置情報や速度情報は必須である。そのため、エンコーダやレゾルバといった位置センサ、速度センサを電動機に設置し、位置検出回路を設ける必要がある。位置センサは電動機軸端に取り付けられることが多く、外気に晒され故障する恐れや信号線が断線する恐れがある。したがって、電動機の小型軽量化や信頼性向上、低コスト化などを目的に簡素化を図る位置センサを用いないセンサレスベクトル制御が広く普及している。

図 2.13 にセンサレスベクトル制御のブロック図とその一例を示す。センサレスベクトル制御には誘起電圧波形から位置情報を推定する方法やインダクタンスの回転子位置依存性から磁極位置を推定する手法などがある。これらのセンサレス制御は電流制御や速度制御を前提とし、電動機の数学モデルを基に磁極位置情報や回転速度をオブザーバで推定するが、基本的な考え方は同一電圧を印加した後の実電流とモデル電流の差が実モータとモデルの磁極位置の差によるものとして推定する。埋込型永久磁石同期電動機の回転座標系上の回路方程式を(2.6)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_a + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.6)$$

センサレスベクトル制御では、真の磁極位置が分からないため、固定座標系もしくは推定回転座標系のどちらかで構成する。固定座標系における永久磁石同期電動機の電圧方程式を(2.7)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & R_a + pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega\phi \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.7)$$

$$L_\alpha = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta, \quad L_\beta = \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos 2\theta, \quad L_{\alpha\beta} = \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\theta$$

図 2.14 に文献(60)を代表とした誘起電圧を基に磁極位置を推定する方法を示す<sup>(60)-(65)</sup>。

(2.7)式に示すとおり、突極性をもたない表面型永久磁石同期電動機の場合には、磁極位置情報を含んだ項が誘起電圧の項のみになるため、容易に数学的に磁極位置情報を求めることができる。突極性をもたない表面型永久磁石同期電動機における(2.7)式から導き出せる磁極位置の式を(2.8)式に示す。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{e_{\alpha}}{e_{\beta}} = \tan^{-1} \frac{-\omega\phi \sin \theta}{\omega\phi \cos \theta} = \tan^{-1} \frac{v_{\alpha} - R_a - pLi_{\alpha}}{v_{\beta} - R_a - pLi_{\beta}} \dots\dots\dots(2.8)$$

ここで、 $L$ は突極性をもたない永久磁石同期電動機の同期インダクタンスを示す。しかし、誘起電圧波形の振幅が小さくなる低速領域などでは正確に誘起電圧波形から位置情報を推定は困難である。また、永久磁石同期電動機が突極性をもつ場合、(2.2)式に示すとおり  $2\theta$ の項が存在するために磁極位置情報を求めることが困難である。(2.2)式から位置推定できるようにする方法として、(2.9)式を満たす条件下であれば、 $2\theta$ の項を前回推定値で代用する方法が挙げられる<sup>(64)</sup>。

$$\phi \gg \frac{L_d - L_q}{2} \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2} \dots\dots\dots(2.9)$$

上式の意味するところは、全トルク中でリラクタンストルクの占める割合がマグネットトルクよりも大きい場合には推定が難しく、すなわち、突極比の大きい永久磁石同期電動機ではセンサレス制御が不安定になる可能性がある。しかし、この問題に対して、文献(67)で提案されている拡張誘起電圧モデルを用いることで、突極比の大きい永久磁石同期電動機でも安定にセンサレスベクトル制御が可能になる報告が挙げられている<sup>(67)</sup>。

一方、文献(68)を代表とした方法では、高周波電圧を印加することでインダクタンスの回転子位置依存特性から磁極位置を推定する<sup>(68)-(70)</sup>。誘起電圧波形の磁極位置情報に基づいて磁極位置を推定する手法では、極低速域では誘起電圧波形の振幅が小さく、磁極位置推定が困難になる。しかし、突極性をもつ永久磁石同期電動機ではインダクタンスにも磁極位置情報を持つ。そのため、高周波電圧を印加することでインダクタンスの磁極位置情報を推定する。高周波印加時の固定座標系における電圧方程式を(2.10)式に示す。この方法では極低速域であること、高周波電圧を印加しているためインダクタンスの電圧効果に比べ固定子抵抗の電圧降下が無視できるほど小さいことの2つの前提があるため、(2.10)式では  $\omega=0$ ,  $R=0$  とみなしている。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_\alpha & pL_{\alpha\beta} \\ pL_{\alpha\beta} & pL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.10)$$

上記の式を整理すると、(2.10)式は(2.11)式のように整理した後に(2.12)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = pL_q \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{L_d - L_q}{2} \begin{bmatrix} 1 + \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & 1 - \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.11)$$

$$\begin{aligned} p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} &= \left( L_q + \frac{L_d - L_q}{2} \begin{bmatrix} 1 + \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & 1 - \cos 2\theta \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \\ &= \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \begin{bmatrix} \frac{L_d + L_q}{L_d - L_q} + \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \frac{L_d + L_q}{L_d - L_q} - \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.12) \end{aligned}$$

ここで、振幅  $V_h$ 、周波数  $\omega_h$  の高周波電圧を(2.13)式とすると、固定座標上における電流は(2.14)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h \sin \omega_h t \\ -V_h \cos \omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} \begin{bmatrix} \frac{L_d + L_q}{L_d - L_q} - \cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \frac{L_d + L_q}{L_d - L_q} + \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{V_h}{\omega_h} \cos \omega_h t \\ -\frac{V_h}{\omega_h} \sin \omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.14)$$

上式より三角関数について解くと、(2.15)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \end{bmatrix} = \frac{2L_d L_q}{L_d - L_q} \frac{\omega_h}{V_h} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t & -\sin \omega_h t \\ \sin \omega_h t & \cos \omega_h t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{L_d + L_q}{L_d - L_q} \begin{bmatrix} \cos 2\omega_h t \\ \sin 2\omega_h t \end{bmatrix} \dots\dots\dots(2.15)$$

上式の右辺第二項の  $\cos 2\omega_h t$  と  $\sin 2\omega_h t$  は半回転分の整数  $n$  倍、すなわち、 $0 \sim n\pi/\omega_h$  の区間での時間積分を行うとゼロになる。そのため、半回転分の整数  $n$  倍の区間で時間積分を行い、右辺第二項を消去すると、(2.16)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \cos 2\theta \\ \sin 2\theta \end{bmatrix} = \frac{1 - 2L_d L_q}{\pi L_d - L_q} \frac{\omega_h^2}{V_h} \int_0^{n\pi/\omega_h} \begin{bmatrix} \cos \omega_h t & -\sin \omega_h t \\ \sin \omega_h t & \cos \omega_h t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} dt \dots\dots\dots(2.16)$$

よって、磁極位置は(2.17)式より得られる。

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-\int_0^{\frac{\pi}{\omega_h}} V_h \sin \omega_h t i_\alpha - V_h \cos \omega_h t i_\beta dt}{-\int_0^{\frac{\pi}{\omega_h}} -V_h \cos \omega_h t i_\alpha + V_h \sin \omega_h t i_\beta dt} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-\int_0^{\frac{\pi}{\omega_h}} v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta dt}{-\int_0^{\frac{\pi}{\omega_h}} -v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta dt} \dots\dots\dots(2.17)$$

図 2.15 に高調波注入による磁極位置推定方式のブロック図を示す。高周波注入によるセンサレス制御では(2.17)式を基に磁極位置を推定する。(2.17)式に示す通り、この方法はパラメータに依存しないため、温度条件などによりパラメータが変動しても磁極位置を推定することができる。一方で高周波電圧を印加するためトルクリプルや鉄損や銅損の高周波損失が発生してしまう。しかし、高周波電圧を印加する方法は、誘起電圧波形から推定する方法に比べ、電動機の運転停止時や低速域でも磁極位置を推定することができる。

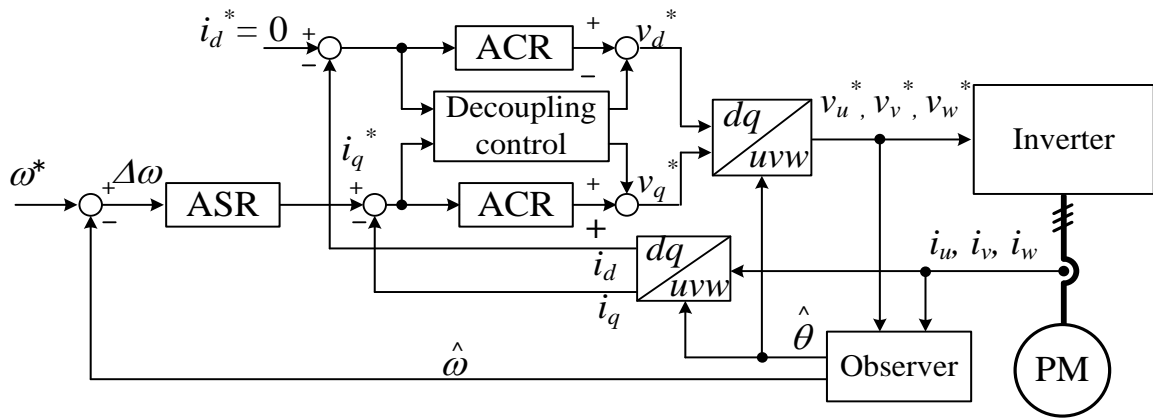


図 2.13 センサレスベクトル制御の構成

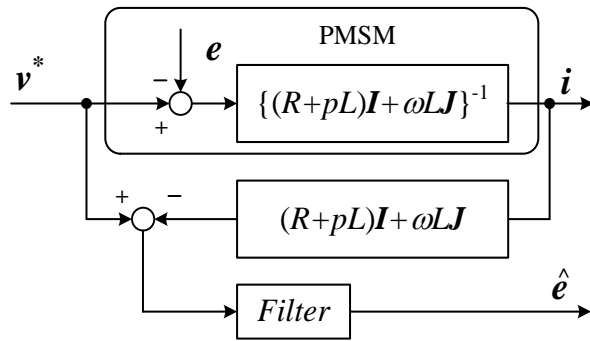


図 2.14 誘起電圧を基に磁極位置を推定する方式

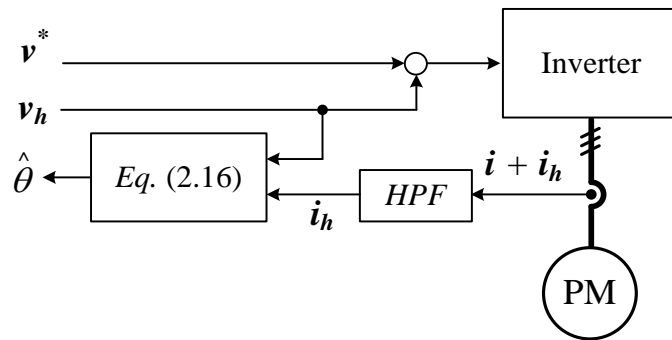


図 2.15 高周波注入による磁極位置を推定する方式

## B. 電流センサレス制御

通常、電流制御をするためにはモータ電流を検出する交流電流センサを3つ、もしくは2つ設ける。後者は2相分の電流情報を基に三相平衡の条件から残りの相の電流を演算する。

図 2.16 に電流検出方法を示す。電流センサは様々な種類があるが、大別すると非接触で磁氣的に検出するホール方式と、検出用抵抗の端子電圧から電流を直接検出するシャント方式がある。ホール方式は自己発熱がなく絶縁が不要であるが、大型であり電動機駆動システム小型化の障害となる。一方、シャント方式はフォトカプラなどによる絶縁を必要とするが、ホール方式に比べ小型であり、温度特性に優れているなど利点がある。その一方で、シャント方式の場合、電流が流れることで自己発熱するため大電流領域での使用は難しいという問題があった。しかし、前述の IPM 内でスイッチング素子と同様に放熱させることができるため、大電流領域での使用も可能になってきた。しかし、信頼性や低コスト化の観点から、電流センサも部品点数の削減が求められる。

図 2.17 に電流センサ数の削減を可能にする三相交流電流復元の原理とその一例を示す<sup>(71)(74)</sup>。この手法では直流母線に電流検出用シャント抵抗を設け、直流母線電流と PWM パターンを用い三相交流電流を復元することで電流センサの削減が可能である。単相三角波キャリアでパルス幅変調を行った場合、図 2.17 のように PWM パターンはキャリア周期の中央に対して対称に出力され、各相のスイッチング状態は(000)から(100), (110), (111)のように遷移する。(000)や(111)のスイッチング状態ではゼロベクトルを出力しているため、交流出力電流が IGBT を介して還流し、直流母線に電流が流れない。しかし、非ゼロベクトルである(100)や(110)などのスイッチング状態では直流母線に電流が流れるため、同時検出は不可能であるが、2相分の電流情報を得ることができる。2相分の電流情報を基に三相平衡の条件から残りの相の電流を演算する。三相交流電流復元で用いる単相三角波キャリアは多くのインバータ制御用マイクロコントローラに標準実装されているため、電流復元の実装は容易である。その他にもモータモデルに基づいて電流を推定する手法もある。しかし、低変調率領域では非ゼロベクトル期間が極端に短くなってしまい、マイクロコントローラの処理時間や AD コンバータなどの遅延時間よりも非ゼロベクトル期間が短い場合、直流母線電流のサンプリングは難しい。電流サンプリングができない場合、前回のキャリ

ア周期でサンプルホールドされた電流情報をつかって三相交流電流を復元せざる得ない。このような問題に対して、三相キャリアを利用した方式など様々な方式が提案され、良好な研究報告が挙げられている。

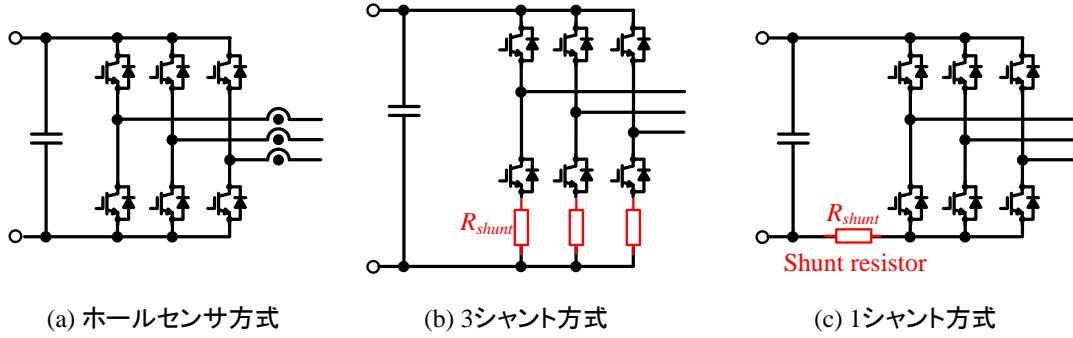


図 2.16 電流検出方式

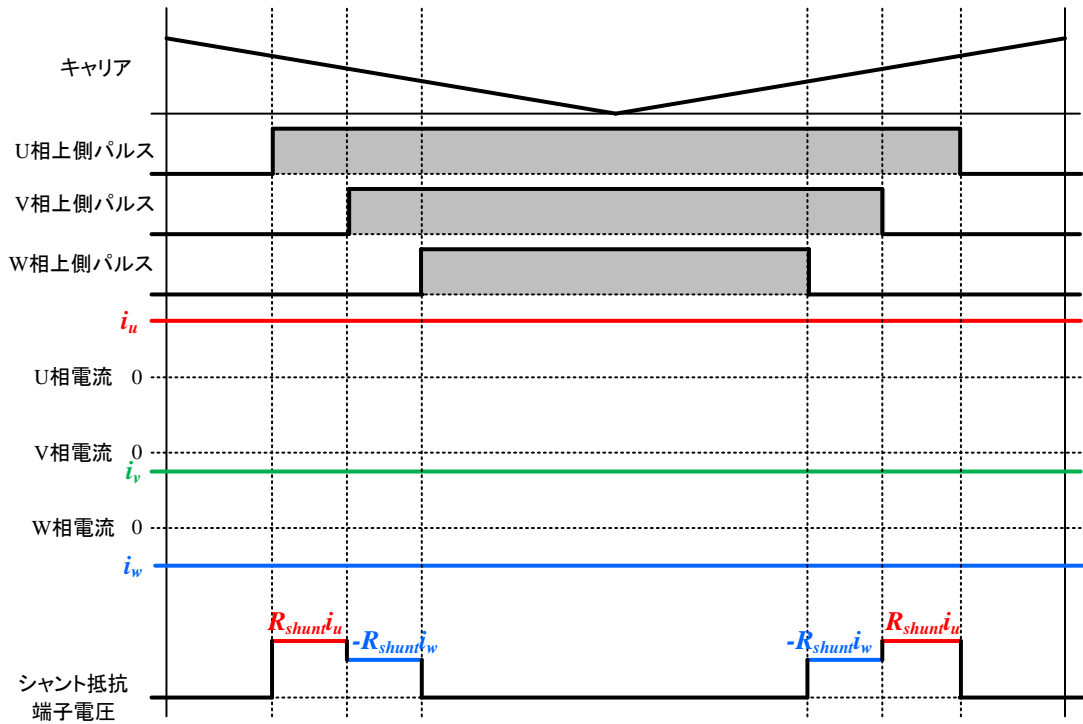


図 2.17 三相交流電流復元の原理



### 2.3.5 ゲート駆動回路の簡素化技術

ゲート駆動回路は電力変換器の半導体素子をオンオフさせるために制御回路のスイッチング信号を基にゲート電圧を制御する回路であり、ゲート駆動回路は強電部である主回路と弱電部である制御回路を絶縁する役割も担っている。フォトカプラ方式は周波数帯域が広いが、弱電側と強電側の両方に電源を必要とし、互いに絶縁された別電源でなければならない。パルストランス方式はゲート信号とゲート駆動電力の両方を同時に供給できるため、回路の簡素化が可能である。しかし、パルストランス方式はデューティが最大 50%、逆バイアスを設定できないなどの制約があるため、用途が限られる。ゲート駆動回路の小型および低コスト化のためには、ゲート駆動回路を構成する部品点数の削減やゲート駆動回路の絶縁方式の簡素化が重要である。フォトカプラなどで必要な駆動電源はトランス絶縁電源回路があるが、個々のゲート駆動回路に絶縁電源回路を設ける必要がある。そのため、ブートストラップ回路を適用することでダイオードとコンデンサ、そして駆動電源 1 つで上下アームの素子を駆動可能になる。絶縁方式の簡素化にはフォトカプラ方式やパルストランス方式などの絶縁手段の数を低減することが効果的で、ハイサイドとの PWM 信号や異常信号の伝達には、レベルシフト回路を用いる構成なども開発されている。駆動回路要電源もまた、前述の IPM 技術により主回路と一緒に内蔵されたり、表面実装技術により PCB 基板の小型化されたりと簡素化している。

### 2.3.6 スナバ回路の簡素化技術

電動機駆動システムの大容量化に伴いスナバ回路も大型化しスナバ回路の損失が増加するため、装置の大型化や高コスト化の問題が生じる。このスナバ回路を削減しシステムの簡素化を図るために、アクティブクランプ回路やアクティブゲート駆動回路が採用されている例もある<sup>(77)(78)</sup>。

図 2.18 にアクティブクランプ回路を示す。アクティブクランプ回路の基本構成は、ゲート-エミッタ間 (MOSFET の場合、ゲート-ソース間) にツェナーダイオードとその逆通電方向にダイオードを直列接続した構成をとる。ツェナーダイオードの降伏電圧を超える電圧が発生した場合にはツェナーダイオードが降伏し、ゲート-エミッタ間の電圧はツェナーダイオードと概ね等しくなるように IGBT がターンオフする。この時、ツェナーダイオードの降伏電流が IGBT のゲートをオンさせるように流れるため、ターンオフ時間が長くなり、サージ電圧を抑制する。しかし、アクティブクランプ回路を設ける前よりもゲート電流の  $di/dt$  が緩やかになるため、スイッチング損失の増大に繋がる。

図 2.19 にアクティブゲート駆動回路の一例を示す。アクティブゲート駆動回路は IGBT のコレクタ-エミッタ間電圧  $V_{ce}$  を検出して基準値と比較し、ターンオフ時の過渡的なサージ電圧が発生した際にゲートに対するフィードバック制御によってゲート電流を調節することで、一定の電圧以下に抑える。ターンオフ期間中にサージ電圧が発生してコレクタ-エミッタ間電圧  $V_{ce}$  が基準値を超えると、コレクタ-エミッタ間電圧  $V_{ce}$  に比例した電流がゲート端子に流入してターンオフ速度を緩やかにし、コレクタ-エミッタ間電圧  $V_{ce}$  をある一定の値以下にする。また、サージ電圧に無関係な期間においてはターンオンを高速化し、ターンオン損失を低減することで、サージ電圧とターンオン損失のトレードオフを改善する。他にもゲート抵抗を切り替えることによって同様にターンオフ速度を緩やかにし、サージ電圧を抑制する方法もある。

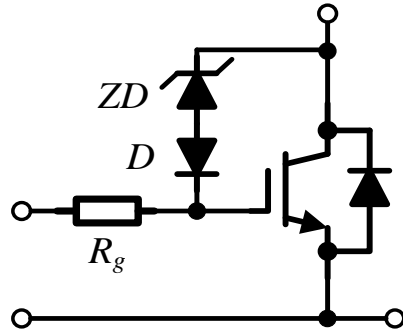


図 2.18 アクティブクランプ回路

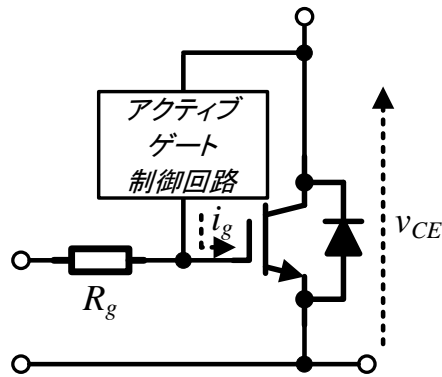


図 2.19 アクティブゲート駆動回路

### 2.3.7 ダイナミックブレーキ回路の簡素化技術

ダイナミックブレーキ回路を簡素化する手段として、制動抵抗と共通化する手法<sup>(14)</sup>や、直流電源の配線上に半導体スイッチを設けることで複数台インバータを使用する際のダイナミックブレーキ装置を共通化する手法<sup>(15)</sup>が提案されている。

図 2.20 にモータ制動に用いるダイナミックブレーキ回路と回生エネルギー処理回路を別々に設けた回路構成を示す。回生エネルギー処理回路は、平滑コンデンサ電圧が閾値を越えた際に半導体スイッチをオンし、抵抗で回生エネルギーを消費する。したがって、回生エネルギー処理回路の抵抗は、回生エネルギーを消費しなければならず、大型な抵抗が必要となる。ダイナミックブレーキ回路は、緊急停止の際にインバータの動作を停止し、スイッチをオンすることでモータ内に残る残留エネルギーをダイナミックブレーキ回路の抵抗で消費し、永久磁石同期電動機を停止させる。図 2.9 の構成では、停電などで PWM コンバータが停止した直後ではコンデンサ電圧を保持している。そのため、永久磁石同期電動機が停止するために消費するべき回転エネルギーに加え、コンデンサに蓄えられたエネルギーも同時に抵抗で消費する必要がある。したがって、大きな制動兼回生用抵抗や冷却装置が必要なため、モータ駆動システムの小型化できない。一方で、図 2.20 はモータ制動と回生エネルギー処理を別々に行えるため、個別に設計できる。図 2.9 に比べて小型化の可能性はあるが、大幅な体積やコストの低減は難しい。

図 2.21 に制動抵抗と回生抵抗を共通化した回路構成の一例を、図 2.22 にダイナミックブレーキ動作時と回生動作時の電流経路を示す。この手法では、インバータの直流リンク部の平滑コンデンサに並列にチョッパ回路を接続している。チョッパ回路内にある制動抵抗と回生抵抗を兼ねた共通抵抗により、制動時および回生時の電力を消費する。また、回生動作時にはインバータの上アームを全てオンにする、すなわちゼロベクトル出力し、チョッパ回路の半導体スイッチをオンさせる。それにより、回生電流で増加した平滑コンデンサの過電圧を防ぐことができる。ダイナミックブレーキとして動作させる場合、インバータの全ての半導体スイッチをオフにし、チョッパ回路の半導体スイッチをオンにする。この時、平滑コンデンサおよび直流電源側を通る電流経路が存在しないため、図 2.20 と同様に平滑コンデンサに蓄えられたエネルギーを消費せず、モータ制動を行うことができる。しかし、平滑コンデンサや永久磁石同期電動機が蓄えているエネルギーを消費する以上、

大容量の抵抗とその冷却装置が必要であり、ダイナミックブレーキ回路の大きさを大幅に低減することはできない。

図 2.23 にダイナミックブレーキ回路を共通化できる複数台インバータ構成を示す。通常インバータの台数分のダイナミックブレーキが必要であるが、複数台のインバータを運転する場合のみに限定されるが、この回路構成であればダイナミックブレーキ回路 1 台で済む。しかし、すべての回生エネルギーを消費するためのより大容量の抵抗や抵抗で発生するジュール熱を抑えるための冷却装置が必要になる。そのため、ダイナミックブレーキ回路の体積を大幅に低減することは出来ない。

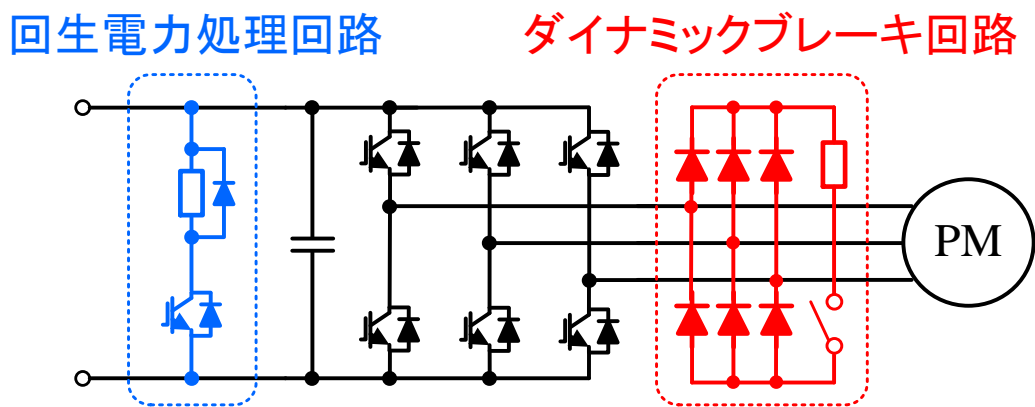


図 2.20 モータ制動に用いるダイナミックブレーキ回路と回生エネルギー処理回路を別々に設けた回路構成

出典: 山中克利, ”モータ制御装置”, 公開特許公報(A), 特開 2012-19643, 特許庁 (2012)

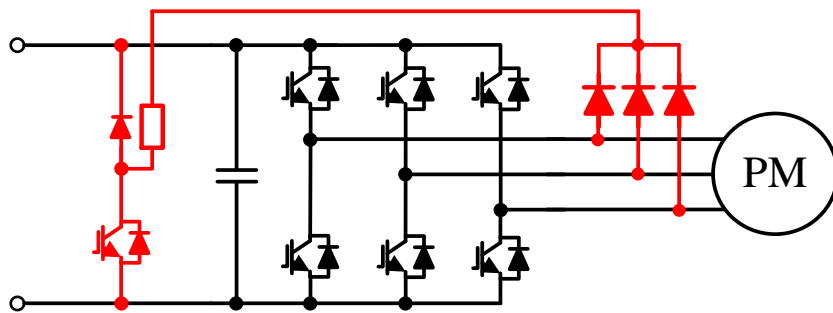
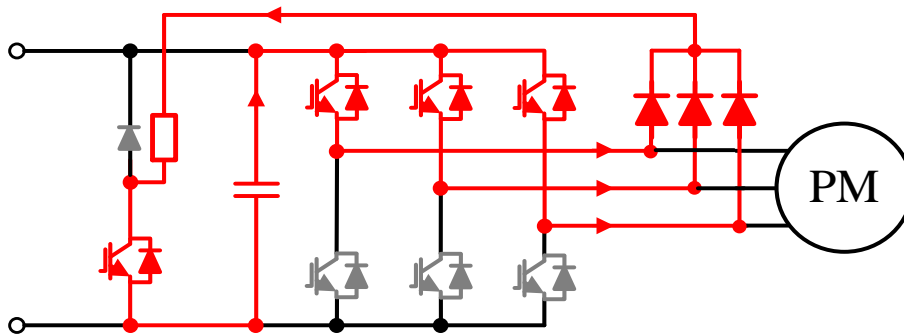
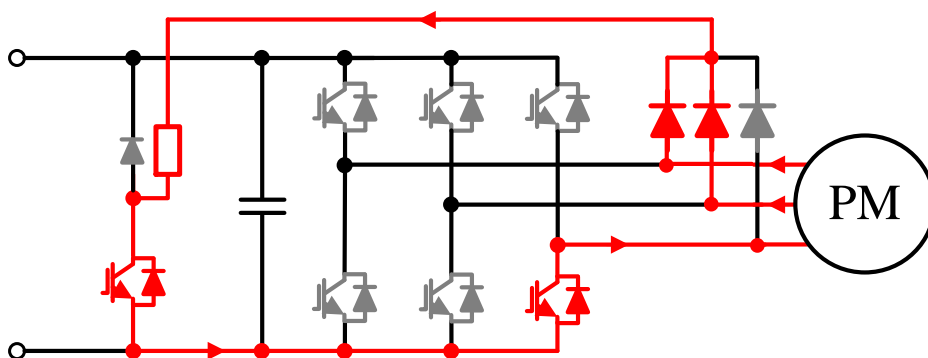


図 2.21 電流経路を考慮し制動抵抗と回生抵抗を共通化した回路構成

出典: 山中克利, ”モータ制御装置”, 公開特許公報(A), 特開 2012-19643, 特許庁 (2012)



(a) 回生処理時の電流経路



(b) ダイナミックブレーキ時の電流経路

図 2.22 各動作時の電流経路

出典: 山中克利, ”モータ制御装置”, 公開特許公報(A), 特開 2012-19643, 特許庁 (2012)

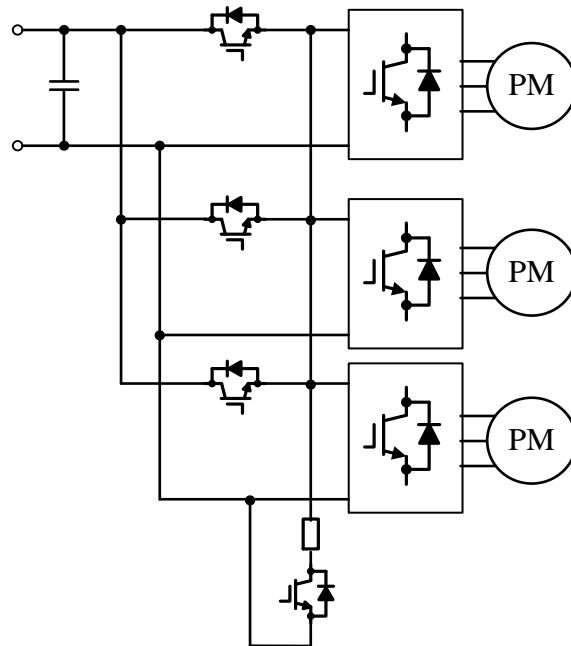


図 2.23 ダイナミックブレーキ装置を共通化できる複数台インバータ構成

出典: 宮田, 竹内, ”モータ制御装置”, 公開特許公報(A), 特開 2000-188897, 特許庁 (2000)

### 2.3.8 複数台運転におけるインバータ台数の簡素化技術

本節で回路構成による工夫により 1 台の電力変換器で各永久磁石同期電動機の磁極位置に合わせた電流制御を可能とする手法の特徴とその問題点を紹介する。

表 2.1 に各回路方式の特徴を示す。代表的な回路方式として、4 レグインバータ、5 レグインバータ、6 スイッチインバータ、9 スイッチインバータがある。各方式の詳細な特徴や変調方式については後述の各項にて紹介する。各回路方式ともに回路 1 つで永久磁石同期電動機 2 台の並列運転が可能だが、電圧利用率が低い問題や、それに伴いデバイスに要求される耐圧が高くなる問題や熱集中の問題が存在する。

表 2.1 各回路方式の比較

	4レグインバータ	5レグインバータ	6スイッチインバータ	9スイッチインバータ
並列台数 N	2	2	2	2
電圧利用率	△	△	×	×
独立運転	可能	可能	可能	可能
半導体素子数	8	10	6	9
制御の容易さ	×	△	×	△
共通レグ構成	コンデンサレグ	スイッチレグ	コンデンサレグ	スイッチレグ
アプリケーション	EV, HEV など			



### A. 4 レグインバータ

図 2.24 に 4 レグインバータの回路構成を示す<sup>(92)</sup>。2 台の永久磁石同期電動機のある 1 相にキャパシタを直列接続することで設けた共通レグの中性点に接続している。図 2.24 では、素子 2 つから構成される各レグに各 U 相および各 V 相を接続し、キャパシタの共通レグに各 W 相を接続する。そのため、通常の 3 レグ構成の 2 レベルインバータと同一の変調方式を適用することが出来ない。また、1 キャリア周期に 2 台分のデューティを計算しているため、通常の 3 レグ構成の 2 レベルインバータと比べて原理的に電圧利用率は低い。そのため、直流電圧を高くする必要があり、素子耐圧が高いデバイスを使用する必要がある。

提案されている拡張 2 アーム変調は、各モータの U 相 V 相のみでスイッチング制御を行う変調方式で、各レグに接続されているスイッチングデバイスに(2.18)式, (2.19)式, (2.20)式, (2.21)式のように指令を与え、キャリア比較によりスイッチングを行う手法である。

$$v_{L1}^* = v_{um1}^* - v_{vm1}^* \dots\dots\dots(2.18)$$

$$v_{L2}^* = v_{vm1}^* - v_{vm1}^* \dots\dots\dots(2.19)$$

$$v_{L3}^* = v_{um2}^* - v_{vm2}^* \dots\dots\dots(2.20)$$

$$v_{L4}^* = v_{vm2}^* - v_{vm2}^* \dots\dots\dots(2.21)$$

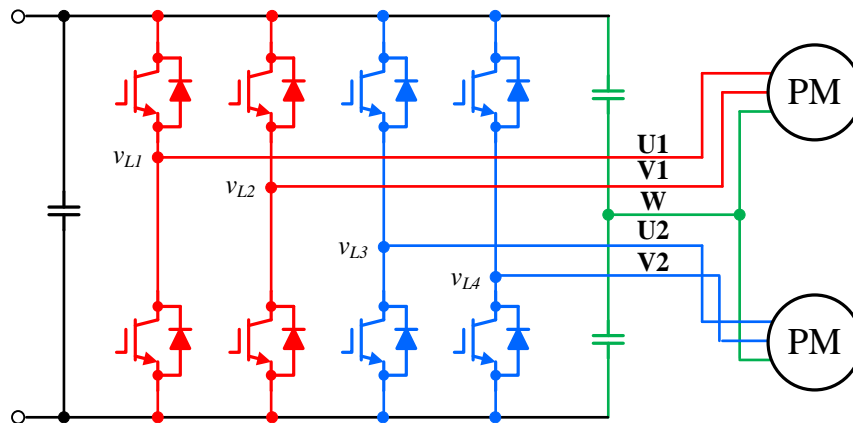


図 2.24 4 レグインバータの回路構成

出典: P. C. Loh, D. G. Holmes: “A Multidimensional Variable Band Flux Modulator for Four-Phase-Leg Voltage Source Inverters”, IEEE Trans.on Power Electronics, vol.18, No.2, (2003)

## B. 5 レグインバータ

図 2.25 に 5 レグインバータの回路構成を示す<sup>(93)</sup>。5 レグインバータでは、図 2.25 のように 2 台の永久磁石同期電動機のある相を共通レグにつなぎ、それ以外は各相のレグに接続する。そのため、5 レグインバータは 10 個のスイッチで 2 台の永久磁石同期電動機を駆動することができ、3 レグ構成のインバータ 2 台で 2 台の永久磁石同期電動機をそれぞれ駆動する場合と比べ、スイッチの数を 2 つ削減することができる。しかし、5 レグインバータでも 2 台の永久磁石同期電動機のある 1 相を共通レグに接続しているため、電圧利用率が低いという問題がある。W 相の共通レグのみ 2 台分の電流が流れるため、熱設計が複雑になる問題がある。また、共通レグが存在しているため、通常の 3 レグ構成の 2 レベルインバータと同一の変調方式を適用することが出来ない。そのため、いくつかの変調方式が提案されている<sup>(47)-(50)</sup>。

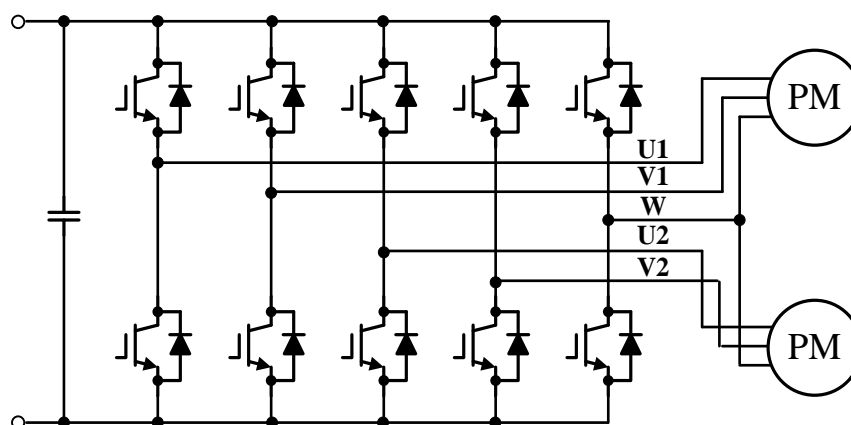


図 2.25 5 レグインバータの回路構成

出典：岡，松瀬，”2 アーム変調適用 5 レグインバータの PWM 制御法” 電気学会論文誌 D, Vol.129, No.8, (2009)

### C. 6スイッチインバータ

図 2.26 に 6 スイッチインバータの構成を、図 2.27 に 6 スイッチインバータの変調方式を示す<sup>(9)</sup>。3 つのコンデンサを図に示す容量比で直列接続し、各コンデンサ間の中性点に永久磁石同期電動機のある相をそれぞれ接続する。そのため、3 レグ構成のインバータと同様の 6 個のスイッチで構成することができる。その半面、永久磁石同期電動機の一相がコンデンサの各中性点に接続されているため、モータ電流によりコンデンサ電圧が変動してしまう。したがって、コンデンサ電圧の補償が必要となる。6 スイッチインバータも同様に電圧利用率の面で問題があり、素子耐圧の高いデバイスが必要である。しかし、スイッチ 3 つ直列接続しているため、4 レグインバータや 5 レグインバータに比べて素子耐圧は低く済むが、2 台分の電流がレグに流れるため電流定格の高いデバイスが必要となる。

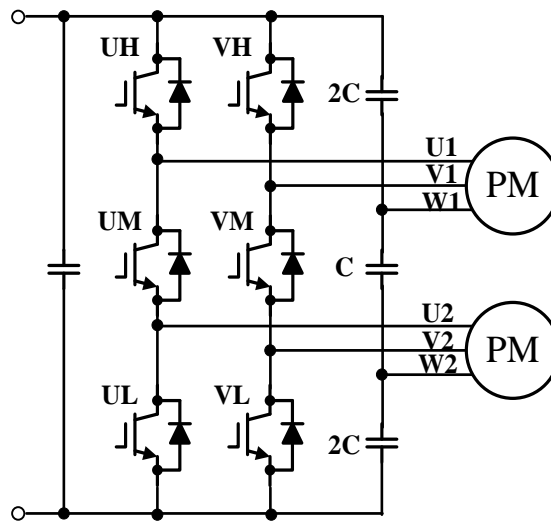


図 2.26 6 スイッチインバータの回路構成

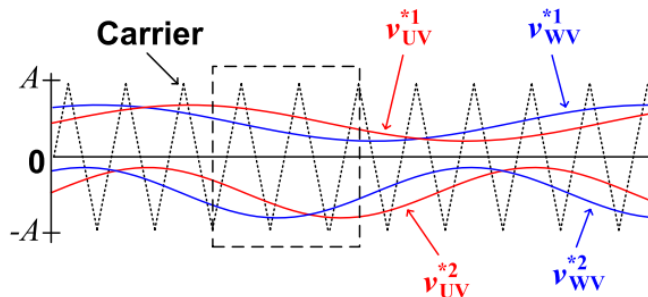


図 2.27 6 スイッチインバータ変調方式

出典 : M. Shibata, N. Hoshi “Novel Inverter Topologies for Two-Wheel Drive Electric Vehicles with Two Permanent Magnet Synchronous Motors”, EPE07 (2007)

## D. 9スイッチインバータ

図 2.28 に 9 スイッチインバータの回路構成を示す。9 スイッチインバータは 1 つのレグが 3 つのスイッチで構成されている。中間アームを共有する形で、中間アームの上部と下部に永久磁石同期電動機の各相が接続される。また、1 つのレグに 2 台の永久磁石同期電動機の各相が接続されているため、6 スイッチインバータなどと同様に電圧利用率が低いなどの問題がある。

図 2.29 に 9 スイッチインバータの変調方式とキャリア周期中の動作を示す<sup>(100)</sup>。キャリアは三角波キャリアの半周期毎に相互の山もしくは谷を潰した形をしている。便宜上、上アームと中間アームで構成されるスイッチ郡を INV1、下アームと中間アームで構成されるスイッチ郡を INV2 と定義する。図 2.29 より、INV1 に対して PWM 変調を行う際には INV2 の指令値は常にキャリアを下回る。INV2 に対して PWM 変調を行う際には INV1 の指令値は常にキャリアを上回る。そのため、この方式では常に上アームもしくは下アームのスイッチのどちらかがオフの状態となる。モード 1 では下アームがオフとなるため、INV1 は三相インバータと等価になる。モード 2 では上アームがオフとなるため、INV2 が三相インバータと等価になる。そのため、従来の三相インバータと同様にデッドタイムを入れれば良い。また、2 つのモードによって交互に INV1 と INV2 が動作するため、各素子の最大電流は 2 台三相インバータを用いる場合と同じになる。

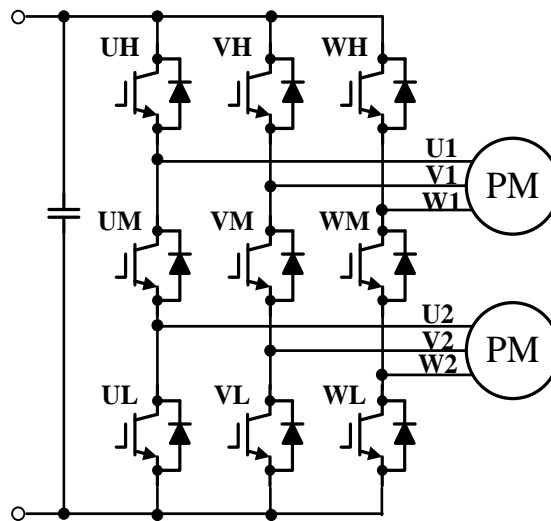


図 2.28 9 スイッチインバータの回路構成

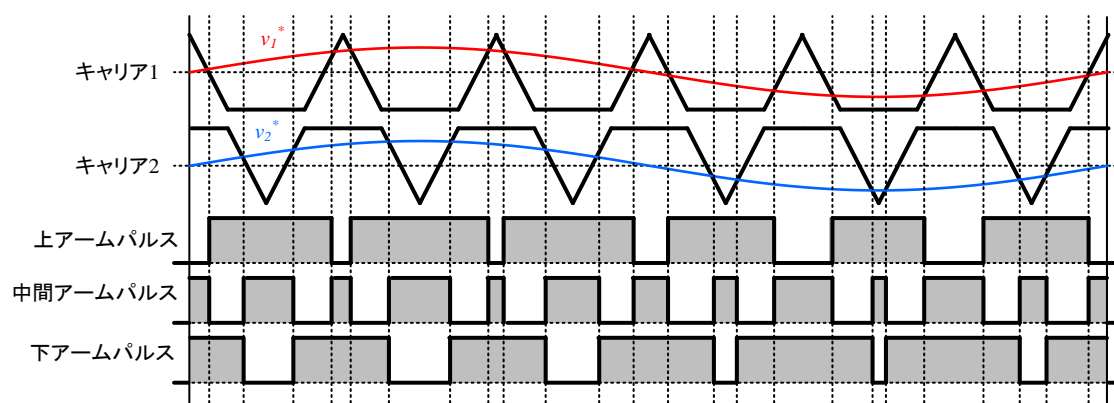
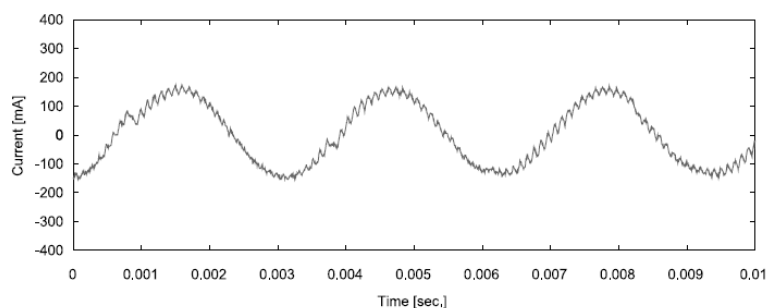
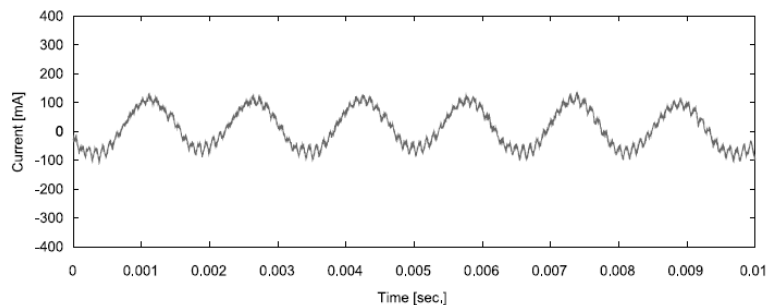


図 2.29 9 スイッチインバータの代表的な変調方式



(a) *Inv1* の電流波形



(b) *Inv2* の電流波形

図 2.30 9 スイッチインバータの実験結果

出典：小南勤，藤本康孝：“2 つの負荷に対し振幅・周波数を独立制御可能な 9 スイッチインバータの提案”，電気学会論文誌 D， Vol.28， No.5， pp.561-568 (2008)

## 2.4 従来技術による簡素化の問題点

2.3 節では電動機駆動システムに用いられている簡素化技術について述べた。次世代ワイドバンドギャップ半導体の低損失および高温動作の恩恵もあり、自然空冷方式を採用することで冷却フィン体積を増加せずに冷却装置の簡素化を図ることが可能であることを述べた。また、半導体を高周波化することで受動素子のインダクタンスやコンデンサ容量が低減できる。そのため、直列接続段数や並列接続段数が減り、受動素子の簡素化が図れることを示した。また、インバータの主回路のみならずゲート駆動回路や短絡保護回路、過電流保護回路などを1つのモジュールに内蔵する IPM 技術によって、信頼性向上や設計の簡易化し、システムの簡素化を図ることができる。その他にも、センサレス制御による検出回路およびセンサ削減や、アクティブゲート駆動回路などの回路方式の工夫によりスナバ回路を削減するなどが図られているを示した。

一方で、受動素子や冷却装置の小型化が進むことで、保護回路が相対的に小型化や長寿命化を阻む障害となり、保護回路の簡素化が不可欠になってくる。過電圧保護回路や過電流保護回路、短絡保護回路などは IPM の登場により簡素化されている。しかし、ダイナミックブレーキ回路は平滑コンデンサや永久磁石同期電動機が蓄えているエネルギーを消費するため、大容量の抵抗とその冷却装置が必要である。リアクトルやコンデンサとは異なり、半導体素子の性能向上や回路構成の工夫だけでは回生エネルギーを消費する抵抗のそのものの大きさは劇的に変わらない。そのため、ダイナミックブレーキ回路の大きさを大幅に低減することはできない。

また、2 台の永久磁石同期電動機を各々の磁極位置に合わせて駆動可能な回路方式が盛んに研究されている<sup>(92)-(101)</sup>。永久磁石同期電動機の複数台運転のために提案されてきた 5 レグインバータ<sup>(96)-(98)</sup>や 9 スイッチインバータ<sup>(100)(101)</sup>は 2 台の独立運転を可能にする。しかし、直流電圧を 2 つの永久磁石同期電動機で分担するため電圧利用率が低く、それを補うために昇圧回路を必要とする。仮に昇圧回路によって電圧利用率の低さを補ったとしても、大型体積部品である平滑コンデンサや半導体素子に要求される耐圧も増えてしまう。そのため、素子数の増加による信頼性の低下や電動機駆動システムの大型化を招く。また、2 つの永久磁石同期電動機を駆動するために、上記の回路方式ではレグもしくはアームを共通にして用いる。その結果、デバイスの電流容量が増加し、共通レグもしくは共通アームで

熱集中の問題があるため、冷却装置も大型化してしまう。また、これらの方式と比べてスイッチ数が少ないキャパシタ中性点を利用したインバータが提案されている<sup>(102)-(110)</sup>が、先ほどと同じ問題を抱えている。そのうえモータ相電流によってキャパシタ電位が変動するため、キャパシタ電圧のバランス制御を必要とする。一方、工場用産業用の送風機などの用途では個別に独立した運転を行う必要はないため、誘導電動機で採用するような1台の電力変換器で複数台の電動機を郡運転してもよい。永久磁石同期電動機は誘導電動機とは異なり磁極位置に合わせて電流を制御しなければ乱調が生じる。そのため、1台の電力変換器で複数台の永久磁石同期電動機を運転しようとする制御的な自由度が足りないため難しい。

#### 2.4.1 ダイナミックブレーキ回路の簡素化の問題点

2.3 節でも述べたとおり、ダイナミックブレーキ回路は半導体素子技術の向上だけでは回生エネルギーを消費する抵抗の大きさは劇的に変わらないため、ダイナミックブレーキ回路の体積を劇的に小さくすることはできない。そのため、ダイナミックブレーキ回路を使わずにインバータの制御のみで解決すること望ましい。

その解決策としてインバータのみでモータ駆動効率を悪化させ、銅損や鉄損を増加させることにより、制動力を得る方法が報告されている<sup>(83)-(86)</sup>。このような手法を用いた場合、モータを停止させることが可能なため、インバータの停止も可能になる。後に誘導機における直流制動を利用した手法を紹介するが、この手法は極低速領域における制動および停止を想定している。しかし、中速以上の速度領域では十分な制動力を得られないため、緊急停止時にはダイナミックブレーキ回路を使わざるを得ない。そのため、系統解列に伴ってPWM整流器が停止した場合の回生電流の処理は出来ない。

図 2.31 に従来極低速領域で用いられている直流制動の例を、図 2.32 に誘導機のパワーフローを示す。従来の直流制動では直流電流を固定子巻線に流すことで静止磁界を発生させ、回転子が静止磁界をきることにより回転子内に渦電流を発生させ制動を行う。直流制動時には固定子磁界が回転しないため、回転子に電圧は誘起されない。そのため、誘導機は有効電力を生成せず、平滑コンデンサ電圧は上昇しないため、ダイオード整流器を用いたシステムでも適用できる。具体的に直流制動を開始するには、固定子磁束をゼロ近傍に

制御した後、インバータの直流電圧をそのまま誘導機に印加する。その際、固定子磁束は回転しないため、定常的には同期ワット(Air-gap power)はゼロとなる。また、固定子周波数がゼロであるため、固定子鉄損もゼロとなる。インバータは固定子銅損分の電力のみを供給するため、直流制動中には平滑コンデンサ電圧は急激に低下しない。言い換えれば、図 2.32 より、インバータから固定子銅損として消費する電力が供給されるため、直流制動の場合にはインバータは制動力には寄与しない。また、固定子磁束のほとんどが漏れ磁束として発生し、回転子磁束が非常に小さいため、回転子鉄心損失は無視できるほど小さい。したがって、回転子抵抗で消費される唯一のエネルギーは軸出力によって供給されるため、直流制動では広い速度範囲で公称トルクの 10%未満しか制動トルクは達成できない。また、低制動トルクの問題の他に、直流制動方法は磁束を急激に変化させることができず、誘導機の時定数の関係上動特性が悪い。そのため、直流制動は電力回生が出来ない極低速領域で用いられる。この低制動トルクと貧弱な動特性を解決するために、ベクトル制御に基づいて高制動トルクと高動特性を達成する手法が提案されている<sup>(83)</sup>。

しかしながら、上記のように損失を増加させることで停止させる手法で用いられているモータは誘導機<sup>(83)-(86)</sup>やリラクタンスモータ<sup>(87)</sup>等のモータ損失が大きいモータのみでしか報告されておらず、永久磁石同期電動機のように高効率駆動が可能なモータへの適用を検討された文献は著者らの知る限りない。そのため、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化のためにはダイナミックブレーキ回路を使わない緊急停止法が必要である。



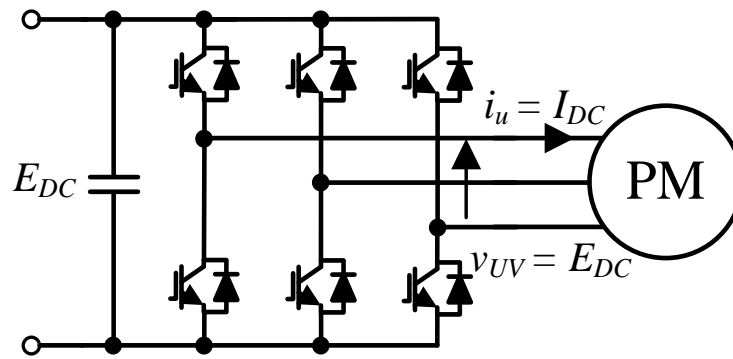


図 2.31 直流制動

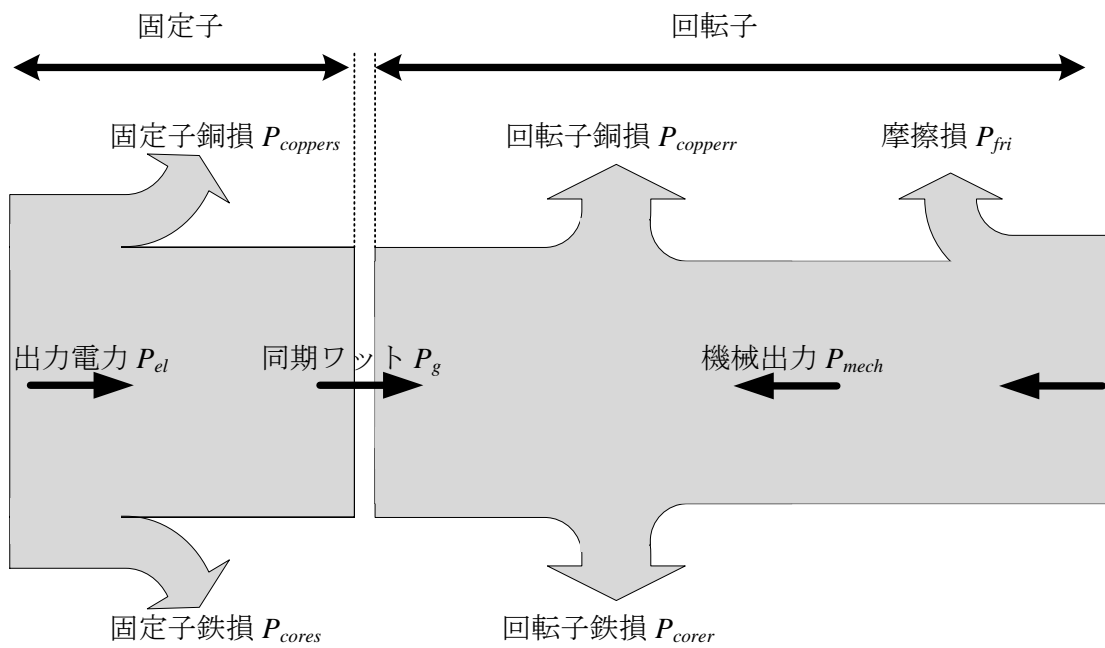


図 2.32 直流制動時の誘導電動機におけるパワーフロー

出典 : J. Jiang, J. Holtz, “An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End” , IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 37, NO. 5, pp1299-1307 (2001)

## 2.4.2 複数台運転時におけるインバータ台数の簡素化の問題点

永久磁石同期電動機は誘導電動機とは異なり、励磁回路を必要としないため、高効率、高パワー密度という特徴を有している。一方で、誘導電動機では1台のインバータで複数台の誘導電動機を駆動する群運転が可能であるため、送風機などの用途で電力変換器台数を劇的に削減し、システムの簡素化に加えて小型化や低コスト化を実現可能である<sup>(88)-(91)</sup>。これまでの永久磁石同期電動機の複数台運転技術は、電動機1台に対して電力変換器1台で駆動する方法であった。永久磁石同期電動機は誘導電動機とは異なり、1台の電力変換器で複数台の永久磁石同期電動機を駆動した場合、各々の磁極位置が異なるため、各々の永久磁石同期電動機に合った回転座標上(磁石の発生する磁束方向をd軸、逆起電力の発生する方向をq軸としたdq軸座標系)で電流を制御することができない。この時、磁極位置の違いから各々の永久磁石同期電動機の回転座標とインバータの回転座標にずれが生じる。回転座標のずれが生じた状態で永久磁石同期電動機を駆動する場合、乱調とよばれる同期リアクタンスと慣性モーメントの共振によるトルク振動および速度振動が発生する。乱調が起きると、最悪の場合、永久磁石同期電動機は脱調を引き起こし制御不能に陥る。そのため、永久磁石同期電動機の並列運転を実現するには、乱調を抑制するか、各モータの磁極位置に合わせて電流を制御する必要がある。前述した通り、この乱調の問題が複数台永久磁石同期電動機駆動システムの大型化を招いており、複数台永久磁石同期電動機駆動システムの小型化を実現するためには、永久磁石同期電動機の複数台運転を実現し、簡素化を狙う必要がある。

永久磁石同期電動機単独駆動時の乱調を抑制する手法として、永久磁石同期電動機の電流情報を利用した制御が提案されている<sup>(21)-(103)</sup>。この手法は乱調によって生じた電流の振動成分を抽出し、電圧指令の出力位相にフィードバックすることで、乱調を抑制する。しかし、この手法では複数台の永久磁石同期電動機を安定に駆動できない問題がある。

## 2.5 余剰エネルギー再分配に基づいた簡素化

### 2.5.1 従来技術の問題点解決へのアプローチ

本節では、本研究で提案する永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化手法について説明する。

これまでの電動機停止技術は、ダイナミックブレーキ回路の抵抗もしくは電動機損失で電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを消費することで、直流コンデンサ電圧上昇を抑え、スイッチング素子の破壊を防いでいた。しかし、このダイナミックブレーキ回路は回生エネルギーを消費する役割を持つため、体積割合が大きい他の構成要素と比べ、半導体素子性能の向上だけでは改善されない。そのため、高周波化や低損失化が進むほど、ダイナミックブレーキ回路が永久磁石同期電動機駆動システムの小型化を阻む要因となる。したがって、電動機駆動システムの小型化を達成するには、ダイナミックブレーキ保護回路そのものを削減することが非常に重要となる。一方で、エレベータや電気自動車では、安全対策の観点から機械ブレーキを取り除くことは想定されない。そのため、永久磁石同期電動機の回転自体は機械ブレーキで止めればよい。したがって、インバータは平滑コンデンサ電圧を上昇させずに付加回路なしで同期インダクタンスに残留する磁気エネルギーを電動機側に返す機能を持てばよい。そうすれば、機械ブレーキで消費させることができれば、ダイナミックブレーキ回路レス化を図ることができる。

一方、1台のインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動する場合、自由度が少ないため、各永久磁石同期電動機の磁極位置に合わせて各電動機の電流を制御できず、永久磁石同期電動機を駆動できない。そのため、2.3節、2.4節でも述べたとおり、4レグインバータなど回路構成を工夫することで自由度を増やし、2台の永久磁石同期電動機を駆動する手法が考案されているが、電圧利用率の低さを補うための昇圧回路を必要とする点や、それに伴う素子へ要求される耐圧と素子数の増加、3台以上の複数台運転は提案されている回路単体では不可能などの問題点があった。仮に誘導電動機のように磁極位置を無視して1台のインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動しようとした場合、慣性モーメントと同期インダクタンスの間で生じる共振現象である乱調が発生する。そのため、複数

台の永久磁石同期電動機を駆動することはできない。乱調が複数台永久磁石同期電動機駆動システムの大型化を招いており、小型化を実現するためには永久磁石同期電動機の複数台運転を実現し、簡素化する必要がある。

乱調は同期インダクタンスと慣性モーメントの間の共振現象であるため、同期リアクトルの磁気エネルギーや慣性モーメントの回転エネルギーが行き来している。通常、永久磁石同期電動機の乱調を抑制する手法として、永久磁石同期電動機の電流情報から乱調による振動成分を抽出し打ち消すダンピング制御が用いられる<sup>(54)-(60)</sup>。上記の手法はダンピング制御により同期インダクタンスの磁気エネルギーの振動分をインバータで吸収放出し、乱調を抑制している。これに対して、乱調を抑制するために小容量の補助変換器により共振で生じる回転エネルギーの変動を吸収放出し、ダンピング制御による安定化を図る。これにより、永久磁石同期電動機の複数台並列運転を実現可能にする。したがって、従来の永久磁石同期電動機二台並列運転可能な回路方式や各々の永久磁石同期電動機に中容量の電力変換器を接続するシステムに比べ、受動素子数や半導体素子数を削減し、システムの簡素化を図ることができる。

## 2.5.2 余剰エネルギー再分配

本研究では、永久磁石同期電動機駆動システムのさらなる簡素化を実現するための技術である余剰エネルギー再分配を提案する。提案法では余剰エネルギーを元の蓄積要素から別の蓄積要素に蓄えて、別の効果を得る動作を余剰エネルギー再分配と定義する。余剰エネルギーを遷移させることで、これまで永久磁石同期電動機駆動システムの構成要素を簡素化する際に問題となっていた要因を解決する。

余剰エネルギーの観点から、緊急停止法においては、ただちに消費しなければならない電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを余剰エネルギーと定義する。緊急停止時の余剰エネルギーを電力変換器側でなく電動機の回転子に遷移させる。これによりダイナミックブレーキ回路ではなく機械ブレーキで消費させ、ダイナミックブレーキ回路レス化を図る。

複数台運転法においては、複数台運転の障害となる乱調によって生じる回転エネルギーの変動分を余剰エネルギーと定義する。慣性モーメントに蓄えられている余剰エネルギー

を補助電力変換器で吸収，放出することで乱調の抑制を図る。以下に，従来技術では簡素化できなかったダイナミックブレーキ回路向けのダイナミックブレーキ回路レス化する簡素化技術と複数台永久磁石同期電動機駆動システム向けの駆動電力変換器数を削減する簡素化技術について詳細を述べる。

## A. ダイナミックブレーキ回路レス化を実現する余剰エネルギー再分配法

図 2.33 に提案する永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化のための余剰エネルギー再分配の概念図を示す。これまでの電動機停止技術は図 2.33(a)に示すようにダイナミックブレーキ回路の抵抗もしくは電動機損失で電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを消費する。

本研究では，永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を達成するため，ダイナミックブレーキ回路を用いずにインバータおよび電動機を緊急停止させる余剰エネルギー法を開発する。提案法では，エレベータや電気自動車に安全の観点から備え付けている機械ブレーキで電動機の回転エネルギーを消費させることを前提としている。そのため，図 2.33(b)に示すように緊急停止時の同期インダクタンスのエネルギー余剰分をインバータ制御のみで電動機の回転子に遷移させ，回転エネルギーに変換する。

具体的には，平滑コンデンサ電圧を上昇させずに電動機側に同期インダクタンスのエネルギーを遷移させるために永久磁石同期電動機を短絡し，電流ゼロクロスタイミングで該当するモータ電流を順次遮断する。永久磁石同期電動機を短絡した場合，過大な短絡電流が流れるため永久磁石同期電動機の不可能減磁や焼損を招く恐れがある。この過大な短絡電流が流れる理由の一つとして，巻線抵抗や同期インダクタンスのインピーダンスが小さいことが挙げられる。短絡電流の大きさはモータパラメータと端子間電圧(電流が流れていない場合，無負荷誘起電圧)の大きさで決まるが，モータパラメータは制御で変えることはできない。永久磁石同期電動機短絡時に流れる短絡電流を抑制するために，負方向に  $d$  軸電流を流すことで  $d$  軸磁束を減らし，端子間電圧を下げるができる弱め磁束状態にする必要がある。 $d$  軸電流を流すということは  $d$  軸インダクタンスにエネルギーを蓄えることである。すなわち，PWM コンバータが停止している状態で短絡電流の上昇を抑えるためには，図 2.33(c)に示すように余剰エネルギー再分配の考えに基づいてモータ短絡をす

る前に q 軸インダクタンスのエネルギーを d 軸インダクタンスに蓄えればよい。その後、モータ短絡をすることで d 軸インダクタンスに蓄えられていたエネルギーは電動機の回転エネルギーとして蓄えられ、機械ブレーキによって回転エネルギーを消費し、電動機を停止させる。また、永久磁石同期電動機を短絡した後、電流ゼロクロスで該当する相のスイッチをオフにしていくことで、モータ電流を遮断することで電力変換器側も停止できる。提案手法ではダイナミックブレーキ回路なしで平滑コンデンサ電圧を上昇させずにインバータ停止を行える。そのため、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を図ることができ、小型化や低コスト化も同時に達成できる。

## B. 複数台永久磁石同期電動機駆動システムの変換器台数削減を実現する余剰エネルギー再分配法

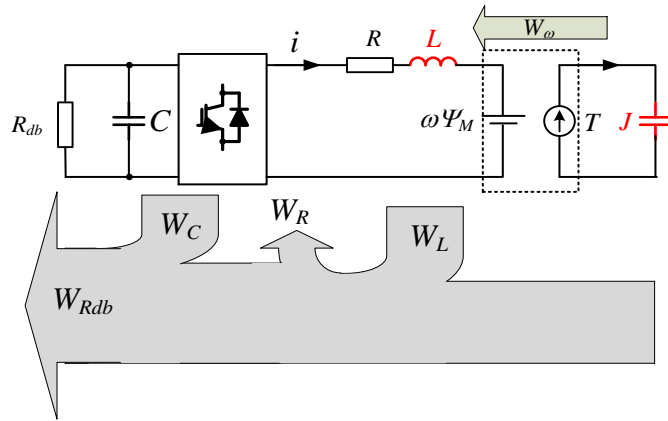
通常、永久磁石同期電動機の乱調を抑制する手法として、永久磁石同期電動機の電流情報から乱調による振動成分を抽出し打ち消すダンピング制御が用いられる<sup>(101)-(109)</sup>。図 2.33(d)に示すように、この永久磁石同期電動機のダンピング制御は駆動エネルギーに乱調の補償分を重畳させる形を取る。そのため、この手法では 1 台の永久磁石同期電動機に対して 1 台のインバータで駆動する必要があるため、複数台運転には適用できない。複数台運転を想定するならば、図 2.33(e)に示すように駆動用電力変換器とは別に乱調補償用の補助電力変換器を個々の永久磁石同期電動機に設け、乱調によって生じた回転エネルギーの振動分のみを補助電力変換器で吸収し、乱調を抑制する方式が向いている。以下に、具体的な永久磁石同期電動機並列運転システムを示す。

図 2.34 に本研究で提案する永久磁石同期電動機並列運転システムの構成を示す。本研究では、乱調を抑制する手法として、永久磁石同期電動機における V/f 制御の安定化制御で実績のあるダンピング制御方式を採用する。図 2.34 の各永久磁石同期電動機は別途にダンピング制御用の補助巻線を設けたものを専用設計し、補助巻線は主巻線と同スロットに設置する。提案システムではメインと補助用の 2 種類の電力変換器を用いる。メイン電力変換器は大容量を想定しており、複数台の永久磁石同期電動機を群運転し、V/f 制御にて制御する。一方、各永久磁石同期電動機に付随する小容量補助電力変換器は、補助巻線を介して乱調により生じた速度振動を打ち消すように電流制御を行う。すなわち、図 2.33(d)

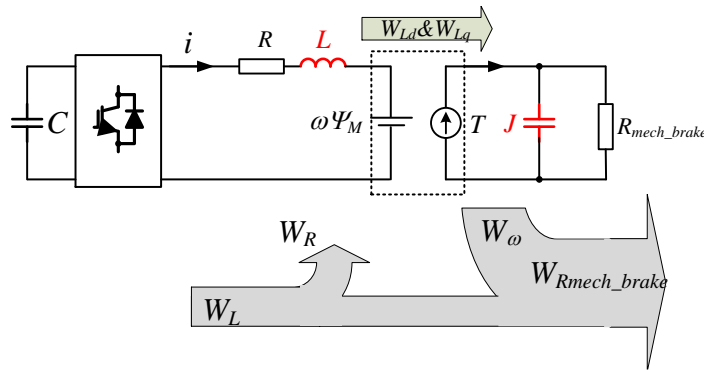
に示すように余剰エネルギー再分配に基づいて補助変換器のダンピング制御により、乱調によって慣性モーメントに蓄えられている余剰エネルギーを吸収および放出し、安定化を図る。ここで、補助巻線および補助電力変換器は主巻線およびメイン電力変換器に対し、十分小さい定格容量に設計する。その結果、提案システムでは出力トルクおよび回転速度に乱調が生じない安定な並列運転を可能にする。なお、各補助電力変換器が各永久磁石同期電動機で生じる乱調を抑制するため、3台以上の並列運転でも同様のシステムで安定化が可能である。この結果、各永久磁石同期電動機に中容量の電力変換器を接続するシステムに比べ、大容量電力変換器1台に複数の永久磁石同期電動機を接続し、小容量の補助電力変換器を接続することで低コスト化が望める。

以上のように、本研究では永久磁石同期電動機の余剰エネルギーに着目し、それを別の蓄積要素に蓄えて制御することで以下を達成し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化に貢献する。

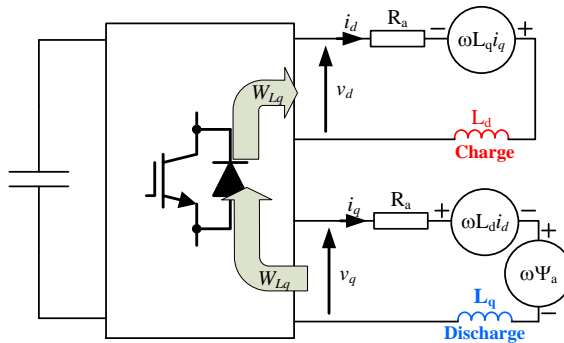
- (1) 回生中の緊急停止において、ダイナミックブレーキ回路を使わずインバータ単体で平滑コンデンサ電圧を上昇させずにモータ電流を遮断し、インバータを停止させる。これにより、ダイナミックブレーキ回路およびそれに付随する冷却装置を削減し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化が可能になる。
- (2) 補助電力変換器により乱調に対して複数台永久磁石同期電動機駆動システムを安定化することで、複数台永久磁石同期電動機の並列運転を実現する。これにより、工場用ファン、ブロワなどの用途でよく利用されている複数台誘導機駆動システムに比べ、小型化が可能である。また、従来提案されている永久磁石同期電動機二台並列運転可能な回路では電圧利用率補償用の昇圧回路を用いるため要求耐圧が増加し、直平行接続により素子数が増えてしまう。一方で、提案する複数台永久磁石同期電動機駆動システムは、電圧利用率の問題はなく、補助巻線および補助電力変換器は主巻線およびメイン電力変換器に対し十分小さい定格容量に設計する。そのため、補助電力変換器への要求耐圧や電流耐量を低くでき、簡素化が可能である。



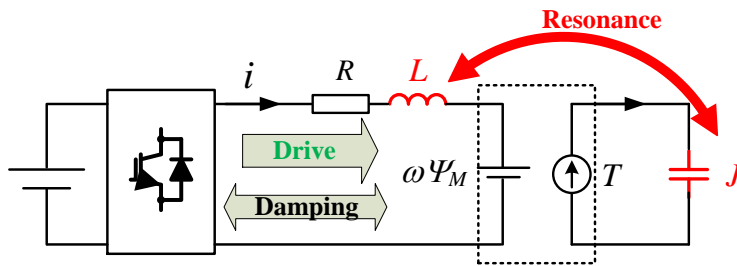
(a) 単相等価回路で表現したダイナミックブレーキ回路の動作(従来法)



(b) 単相等価回路で表現した本研究で緊急停止法の余剰エネルギー再分配

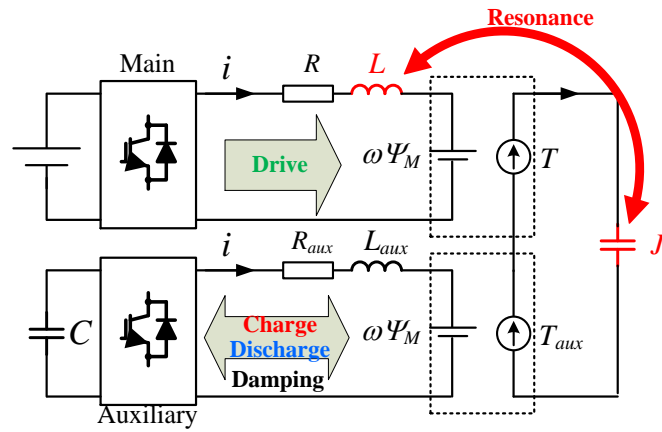


(c) dq 軸座標で表現した本研究で提案する短絡電流抑制のための余剰エネルギー再分配



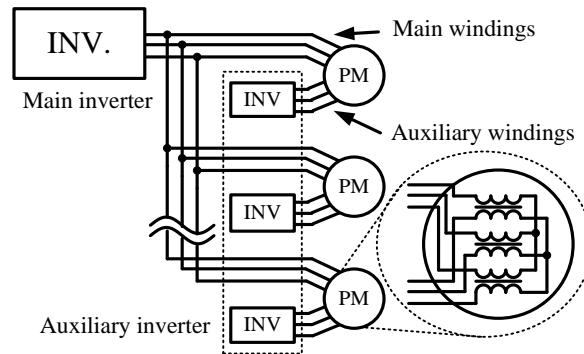
(d) 単相等価回路で表現した従来のダンピング制御



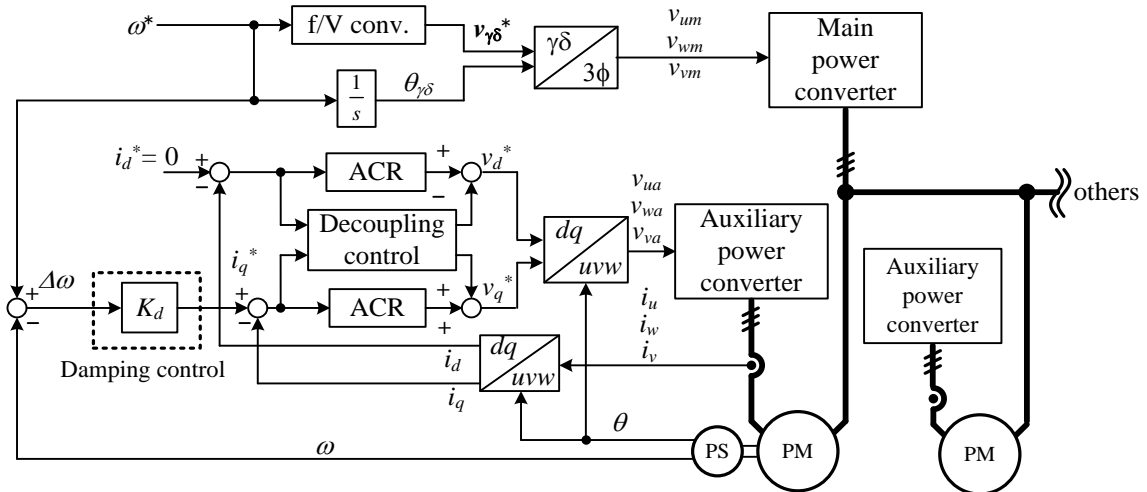


(e) 単相等価回路で表現した本研究で乱調抑制のための余剰エネルギー再分配

図 2.33 余剰エネルギー再分配の概念図



(a) システム構成



(b) 制御ブロック図

図 2.34 提案する永久磁石同期電動機複数台並列運転システムの構成

## 2.6 本研究の位置づけ

2.3 節まで従来の永久磁石同期電動機駆動システムに用いられている簡素化技術について述べた。また、2.4 節で従来の永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化技術の中でも緊急停止技術と並列運転技術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、2.5 節で提案した余剰エネルギー再分配に基づく手法の位置付けと目標を明らかにする。

図 2.35 に本研究の位置付けを示す。図 2.35 では、制御のシンプルさと主回路やフィルタ回路、保護回路など受動素子数を軸としているため、グラフの左下に位置するほどよりシステムは制御構成がシンプルでシステム構成が簡素であることを示す。本研究では、余剰エネルギーに着目した余剰エネルギー再分配によって従来よりも簡素な永久磁石同期電動機駆動システムの実現を目指す。

従来のインバータ緊急停止技術がダイナミックブレーキ回路によって回生エネルギーや永久磁石同期電動機の回転エネルギーを消費することに主眼をおいてきた。それに対し、本研究では余剰エネルギー再分配に基づき回生エネルギーを電動機側に遷移させ、備え付けの機械式ブレーキで回生エネルギーを消費する。本手法はダイナミックブレーキ回路レス化を図れるため、制動抵抗やそのため冷却装置を必要としない。そのため、システムが簡素化し、小型化だけでなく低コスト化も図れる。

一方、従来の永久磁石同期電動機複数台運転では、制御的自由度の不足や乱調により 1 台の駆動用電力変換器で複数台の永久磁石同期電動機を駆動できなかった。本研究では、乱調によって生じる余剰および不足エネルギーに着目し、それらを補助電力変換器のダンピング制御によって乱調を抑制する。加えて、各電動機に補助電力変換器を設けることで制御的自由度の問題も解決し、永久磁石同期電動機の複数台並列運転を実現する。このように、余剰エネルギー再分配によって制御構成的にもシステム構成的にも簡素な永久磁石同期電動機駆動システムを実現し、世界的にも多くの実績があり様々な分野で利用されている誘導電動機からの置き換えを目指す。

以下に各手法の具体的な位置付けについて述べる。

図 2.36 に回生中の緊急停止における提案法の具体的な位置付けを示す。従来の永久磁石同期電動機駆動システムでは、緊急停止時に電力回生が出来ないような状態では、ダイ

ナミックブレーキ回路で回生エネルギーを消費していたため、そのための大容量抵抗や冷却装置も相まってシステム体積の大型化を招く要因の一つであった。それを解決すべく様々な回路方式が提案されている。しかし、回生エネルギーをダイナミックブレーキ抵抗で消費する前提があるため、大幅な体積の小型化を実現することはできない。そのため、ダイナミックブレーキ回路を使わずインバータのみで達成できる簡素な手法が必要であり、その手法の一つとして損失を増加させることで停止させる手法がある。しかし、誘導電動機<sup>(83)-(86)</sup>やリラクタンスモータ<sup>(87)</sup>等のモータ損失が大きいモータのみでしか報告されていない。また、永久磁石同期電動機のように高効率駆動が可能なモータへの適用を検討された文献は著者らの知る限りない。加えて、ダイナミックブレーキ回路などに比べて制動力が小さいため、回転を止めるのには不向きである。

一方、本研究で提案する余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法では、インバータ制御のみで同期インダクタンスに残留する磁気エネルギーを電動機側に返し、機械ブレーキで消費させる。この機械ブレーキはエレベータや電気自動車では安全対策の観点から備え付けられているものを利用することで、モータの回転を止め、ダイナミックブレーキ回路レス化を図る。また、この提案法では同期インダクタンスに残留する磁気エネルギーを電動機側に返すために電動機を短絡させる。しかし、この時の短絡電流はd軸の電機子反作用により永久磁石同期電動機が減磁しない程度に抑えられる。そのため、通常の短絡電流の大きさとは異なり、インバータの破損や永久磁石同期電動機が減磁や焼損せずにインバータを停止することができる。このように、提案法ではダイナミックブレーキ回路を用いずに平滑コンデンサ電圧やモータ電流の上昇を防ぎながら緊急停止動作できる。そのため、従来のダイナミックブレーキ回路方式と比べて、緊急停止に必要な制動力を維持したままモータ電流を最小化し、システムの簡素化を実現できる。

図 2.37 に複数台並列運転における本研究の位置付けを示す。電動機駆動システムの構成の中には複数台の電動機を駆動する場合があります、電動機1台に対して電力変換器1台で駆動する。電動機と電力変換器を一对一で運用することで独立した可変速度駆動や個々の負荷変動や速度変動に対応することが出来る。しかし、送風機などの用途では独立した可変速運転をする必要がない。本章で述べたように、通常の3レグインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動する場合、3レグインバータでは制御的自由度が足りず乱調を発

生させてしまう。そのため、誘導電動機のように1台の電力変換器で複数台の永久磁石同期電動機を運転することは出来ない。この制御的自由度の問題を克服するために、4レグインバータや5スイッチインバータなどの回路が提案されてきた。しかし、共通レグが存在するため、電圧利用率などを犠牲にして制御的自由度を増やしているに過ぎない。また、これらの提案回路の電圧利用率は最大0.5と低いため、実際には整流器側の昇圧動作もしくは直流電圧の昇圧回路が必要となる。そのため、3レグインバータのときに比べ、平滑コンデンサの耐圧は少なくとも2倍の耐圧が必要となり、大型体積部品である平滑コンデンサの直並列数が増えてしまう。また、共通レグの半導体素子には他のレグよりも電流が流れるため、熱集中の問題があり、冷却装置の大型化の懸念もある。加えて、これらの提案回路単体では2台までしか駆動できない。一方で、慣性モーメントと同期インダクタンス間の共振現象である乱調の問題については、永久磁石同期電動機単独V/f駆動時の乱調を抑制する手法として永久磁石同期電動機の電流情報を利用した制御が提案されている。この手法は乱調によって生じた電流の振動成分を抽出し、電圧指令の出力位相にフィードバックすることで乱調による不安定化を改善する。しかし、この手法では複数台の永久磁石同期電動機を安定に駆動できない問題がある。

本研究では、V/f制御をベースに各永久磁石同期電動機に対応した補助変換器で乱調を抑制しつつ、全ての永久磁石同期電動機が接続されたメイン電力変換器で駆動する。この方法では余剰エネルギー再分配に基づいて補助電力変換器は乱調のみ抑制するため、定格容量はメイン電力変換器よりも十分小容量でよい。これにより、4レグインバータや5スイッチインバータなどの回路に比べ、大容量のメイン駆動電力変換器1台に複数の永久磁石同期電動機を接続し小容量の補助電力変換器を接続することで複数台運転を実現できる。それにより、主回路、フィルタ回路、保護回路といった強電回路の大型体積部品である受動素子数を抑えつつ、駆動用電力変換器台数の簡素化を達成する。

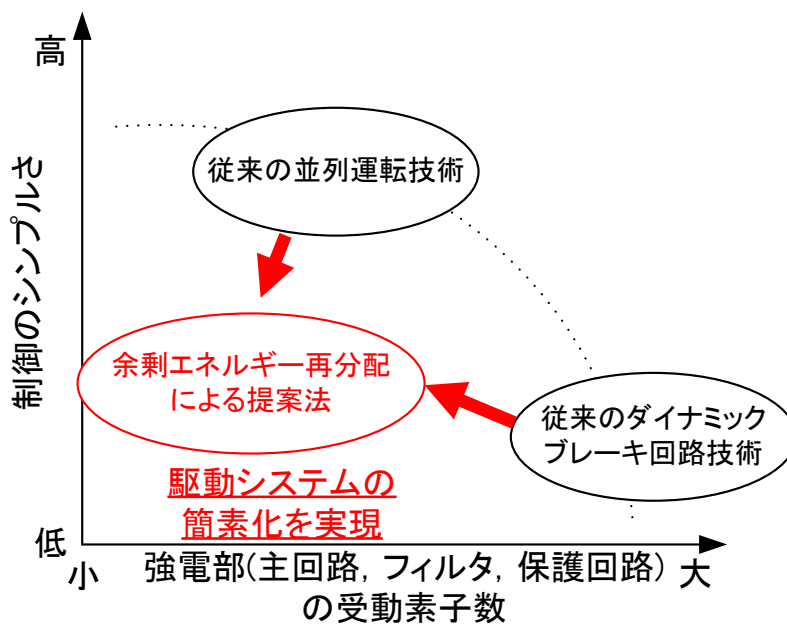


図 2.35 本研究の位置付け

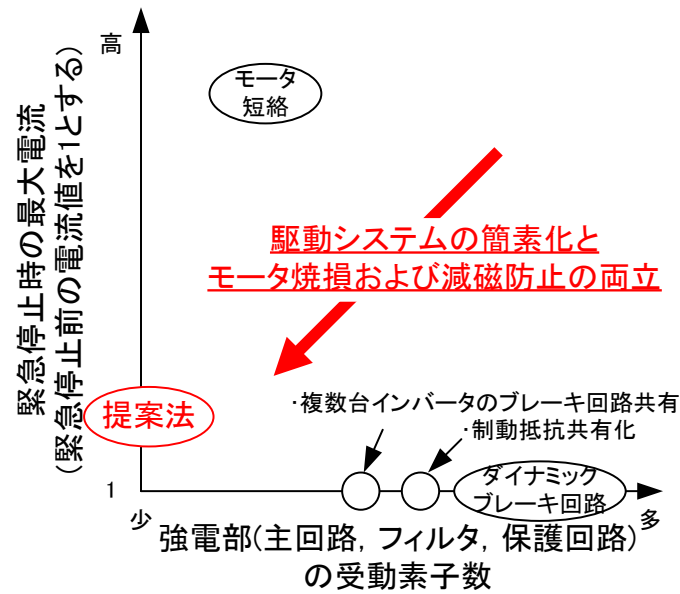


図 2.36 回生中の緊急停止における提案法の位置付け

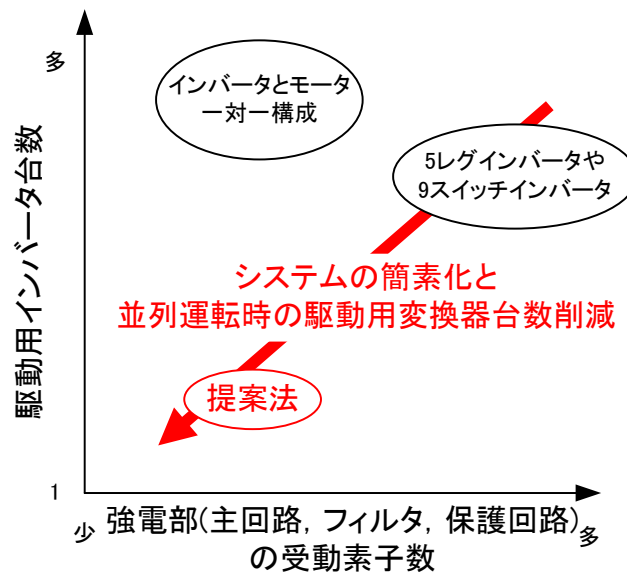


図 2.37 複数台永久磁石同期電動機並列運転における提案法の位置付け

## 2.7 結論

本章では、これまで永久磁石同期電動機駆動システムに用いられていた簡素化技術について述べた。従来の永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化技術の中でもダイナミックブレーキ回路による緊急停止技術、従来の永久磁石同期電動機の並列運転技術を示し、これらの特徴と問題点を整理した。その後、余剰エネルギー再分配に基づく新しいダイナミックブレーキ回路を用いないインバータ停止技術と永久磁石同期電動機の並列運転技術を提案し、本研究の位置付けを明らかにした。以下の結論を得た。

- 1) 従来の永久磁石同期電動機駆動システムでは、緊急停止時に電力回生が出来ないような状態では、ダイナミックブレーキ回路で回生エネルギーを消費していた。そのため、大容量抵抗や冷却装置も相まってシステム体積の大型化を招く要因の一つであった。特に半導体素子の高周波化および低損失化による受動素子や冷却装置の小型化が進むことで、保護回路が相対的に小型化や長寿命化を阻む障害になり、保護回路の簡素化が重要な課題であった。
- 2) それを解決すべく様々な回路方式が提案されているが、回生エネルギーをダイナミックブレーキ抵抗で消費することを前提としている。そのため、大幅に体積を削減し、ダイナミックブレーキ回路の簡素化を実現することはできない。誘導機などで提案されている制御により電動機損失を増やすことで制動力を得る手法は、永久磁石同期電動機が他の電動機よりも高効率であるため、制動力が十分に得られないことや電動機損失による発熱が大きい問題がある。
- 3) 3レグインバータ1台で複数台の永久磁石同期電動機を駆動する場合、制御的自由度が少ない。上記の問題から、各永久磁石同期電動機の磁極位置に合わせて各電動機の電流を制御できず、永久磁石同期電動機を駆動できない。そのため、誘導電動機のようにインバータ台数の簡素化できない。この制御的自由度の問題を克服するために、5スイッチインバータなどの回路が提案されてきた。これらの提案方式では共通レグもしくはアームを設けることで制御的自由度を増やし、2台の永久磁石同期電動機の独立運転を可能にする。しかし、電圧利用率が低いため、昇圧回路を必要とする。そのため、3レグインバータのときに比べ平滑コンデンサに要求される耐圧は増加する。これにより、平滑コンデンサの直並列数の増加を招き、部品点数が増加する。また、

共通レグの半導体素子には他のレグよりも電流が流れるため、熱集中の問題があり、冷却装置の大型化の懸念もある。加えて、3 台以上の複数台運転はこれまで提案されている回路単体では不可能などのインバータ台数や部品点数の簡素化に対して問題点があった。

- 4) 仮に磁極位置を無視して 1 台のインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動しようとした場合、慣性モーメントと同期インダクタンスの間で生じる共振現象である乱調が発生する。そのため、複数台の永久磁石同期電動機を駆動することはできない。永久磁石同期電動機単独 V/f 駆動時の乱調を抑制する手法として永久磁石同期電動機の電流情報を利用した制御が提案されている。この手法は乱調によって生じた電流の振動成分を抽出し、電圧指令の出力位相にフィードバックすることで、乱調による電流振動および速度振動を抑制する。しかし、この手法では複数台の永久磁石同期電動機を安定に駆動できない問題がある。
- 5) 本研究では、回生エネルギーや共振エネルギーのような余剰エネルギーに着目し、余剰エネルギーを元の蓄積要素から別の蓄積要素に蓄えて、別の効果を得る動作である余剰エネルギー再分配を提案する。緊急停止法時においてただちに消費しなければならない電動機の回転エネルギーおよびインダクタンスが蓄えている残留エネルギーを緊急停止法時の余剰エネルギーと定義する。また、複数台運転の阻害となる乱調によって生じる回転エネルギーの変動分を乱調発生時の余剰エネルギーと定義する。提案法によって余剰エネルギーを遷移させることで、これまで永久磁石同期電動機駆動システムの構成要素を簡素化する際に問題となっていたダイナミックブレーキ回路の削減や複数台運転の駆動用電力変換器数の削減を図る。
- 6) 余剰エネルギー再分配に基づいた複数台永久磁石同期電動機並列運転システムでは、慣性モーメントと同期インダクタンスの共振である乱調のエネルギーに着目し、トルク変動や速度変動で励起された個々の乱調を補助電力変換器のダンピング制御で抑制する。それと同時にメイン電力変換器で駆動することで、複数台永久磁石同期電動機の並列運転を実現する。これにより、ファンやブロワ用途で用いられる誘導電動機の並列運転システムに代わってシステムの小型化やランニングコスト低下を可能にする。
- 7) 一方、永久磁石同期電動機駆動用の緊急停止技術では、q 軸インダクタンスのエネルギー



ギーと回生エネルギーに着目し、インバータ制御のみで同期インダクタンスに残留する磁気エネルギーを電動機側に返し、機械ブレーキで消費させる。この機械ブレーキはエレベータや電気自動車では安全対策の観点から備え付けられているものを利用することで、モータの回転を止め、ダイナミックブレーキ回路レス化を図る。ダイナミックブレーキ回路を用いないインバータおよび電動機の停止を可能にし、エレベータや電気自動車などの永久磁石同期電動機駆動システムの小型化および低コスト化を両立した簡素化を図ることができる。

- 8) 本研究で提案する余剰エネルギー再分配の位置づけとして、従来の部品点数の多さに由来する永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化、短寿命を助長させる技術的課題を解決し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を目指す。



## 第3章

# 余剰エネルギー再分配に基づいた 2 レベルインバータ緊急停止法

### 3.1 緒論

第2章では、緊急停止時に主回路を保護するために回生エネルギーを消費するダイナミックブレーキ回路は、大容量抵抗と冷却装置も相まって、システム体積の大型化および高コスト化の要因の一つであることを述べた。それを解決すべく様々な方式が提案されてきたが大きな体積削減およびコスト削減効果が得られないことを述べた上で、ダイナミックブレーキ回路などの追加回路なしでインバータと永久磁石同期電動機を停止させる必要性を述べた。次に、従来では達成が困難だった上記の要求を同時に達成する手法として、余剰エネルギー再分配に基づいた 2 レベルインバータ緊急停止法のコンセプトを示した。

本章では、この余剰エネルギー再分配に基づいた 2 レベルインバータ緊急停止法の具体的な手法について述べる。まず、想定するシステムの構成とインバータの停止する方法の一つとして、ゲート遮断によるインバータ停止方法とモータ短絡によるインバータ停止方法について説明する。次に、提案するインバータ緊急停止法の構成について説明する。また、この章では、第一段階のトルクゼロシーケンス、第二段階のモータ短絡シーケンスに分けて、それぞれの原理及びスイッチングテーブルについて説明する。その後、提案手法を用いた際のエネルギーフローについても説明する。最後に、提案するインバータ緊急停止法についてシミュレーションと実験を行い、提案法の有用性を実証する。

### 3.2 回路構成

図 3.1 に永久磁石同期電動機駆動システムの構成図を示す。本システムでは、モータに

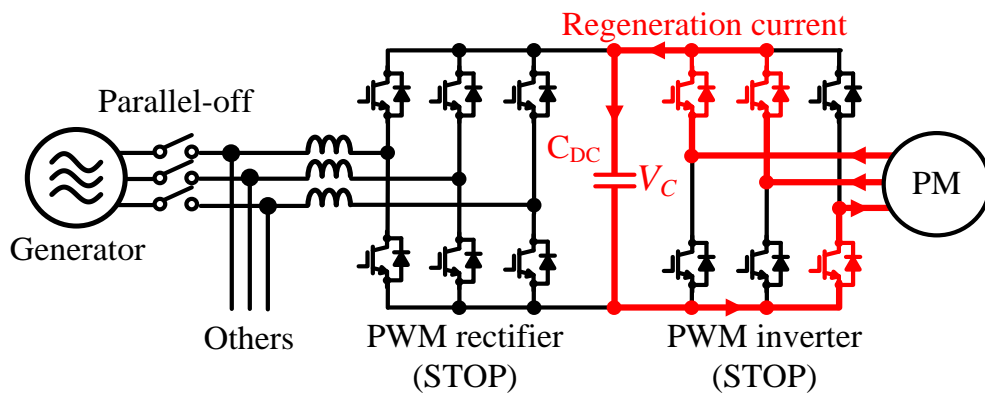
埋込永久磁石同期電動機を、電力変換器には 2 レベル三相電圧形インバータを使用する。システムから電力の供給を受ける永久磁石同期電動機駆動システムの場合、図 3.1 (a)のようにインバータの直流側には小容量の直流コンデンサが接続され、PWM 整流器を介して系統に接続されている。また、電気自動車などの場合には、図 3.1 (b)のように小容量の直流コンデンサの前段にはリレーを介してバッテリーが接続されている。図 3.1 に示すシステムにおいて、モータからインバータへ回生する電力は、(3.1)式にて表すことができる。

$$P = \omega T = \omega P_n i_q \left\{ \sqrt{3} \Psi_e + (L_d - L_q) i_d \right\} \dots \dots \dots (3.1)$$

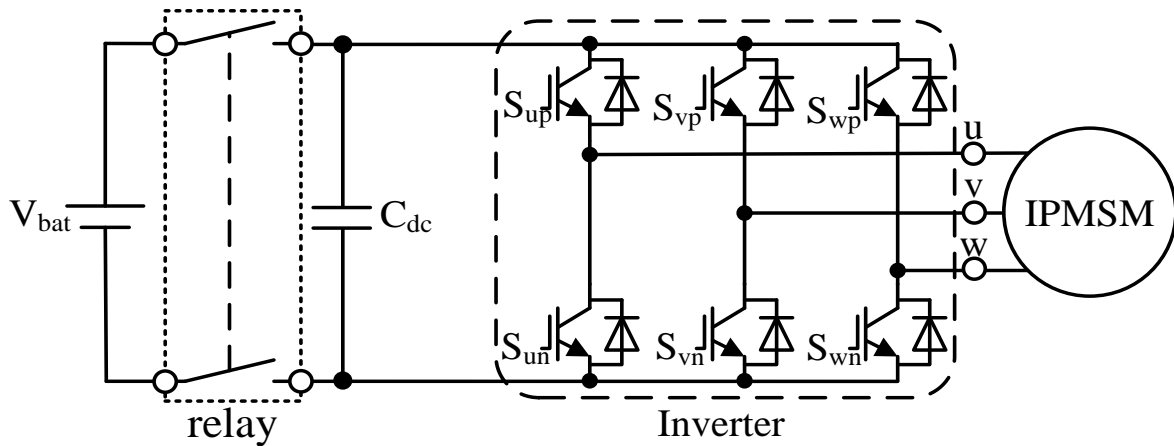
ここで、 $\omega$ は回転角速度、 $T$ は発生トルク、 $L_d$ 、 $L_q$ は d 軸、q 軸の固定子インダクタンス、 $i_d$ 、 $i_q$ は d 軸、q 軸電流、 $P_n$ は極対数、 $\Psi_e$ は永久磁石による電機子鎖交磁束である。

システムから電力供給を受けるモータ駆動システムでは、システム異常が起きた際に発電設備の解列に伴い、PWM 整流器を停止させる必要がある。その際、PWM 整流器を停止させたことで、モータからの回生電流が、系統に返すことができず、直流コンデンサに流れこむ。フィルムコンデンサを用いていた場合、静電容量が小さいため、回生電流により直流コンデンサ電圧が急激に上昇し、素子耐圧を超え、素子を破壊する恐れがある。

上記の問題に対する解決手段として、直流コンデンサに図 3.1(c)のダイナミックブレーキ回路を並列に接続する方法がある。直流コンデンサ電圧が閾値電圧を超えた際に、ダイナミックブレーキ回路内のスイッチをオンすることで、回生電力を装置内の抵抗で消費させる。しかし、この回路は異常停止時にしか動作しない上、大きな電力容量を持つ抵抗を必要とすることから、システムの大型化やコスト増大を招く。

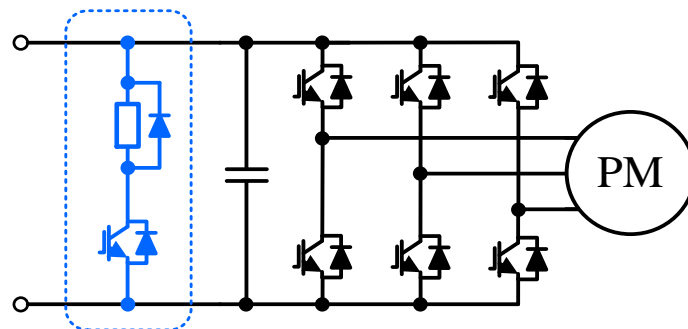


(a) 系統から電力供給を受ける永久磁石同期電動機駆動システムの構成



(b) バッテリから電力供給を受ける永久磁石同期電動機駆動システムの構成

Dynamic brake circuit



(c) ダイナミックブレーキ回路

図 3.1 永久磁石同期電動機駆動システムの構成図

### 3.3 ゲート遮断によるインバータ停止

図 3.2 にベクトル制御中にゲート遮断を行った時の各部の動作波形を示す。インバータを緊急停止させる最も簡単な方法として、異常時のリレー切り離しと同時にゲート信号を遮断することで全ての半導体素子をオフにする方法がある。ここで、回路シミュレータとして PLECS(Plexim)を用いてシミュレーションを行う。また、表 3.1 にシミュレーションで用いる埋込永久磁石同期電動機のパラメータを示す。さらに、本節では、モータが定格速度および定格電流で回生している状態で、緊急停止させ、バッテリーとインバータ間のリレーを開放した。また、直流コンデンサ  $C_{dc}$  は  $100\mu\text{F}$  を用いている。ここで、通常運転時は  $i_d=0$  として、リレーの開放と同時に同時にゲート信号を遮断することで、インバータを停止している。しかしながら、直流コンデンサ電圧は  $76.4\text{V}$  上昇するため、本手法では回生エネルギーを消費するためにダイナミックブレーキが必要となる。

表 3.1 埋込永久磁石同期電動機のパラメータ

Rated Motor Power	5.5 kW
Rated Voltage	400 V <sub>rms</sub>
Rated Current	10 A <sub>rms</sub>
Rated Speed	1500 rpm
Number of Poles	6 poles
Winding Resistance	0.215 Ω
d-axis Inductance	4.3 mH
q-axis Inductance	10.2 mH

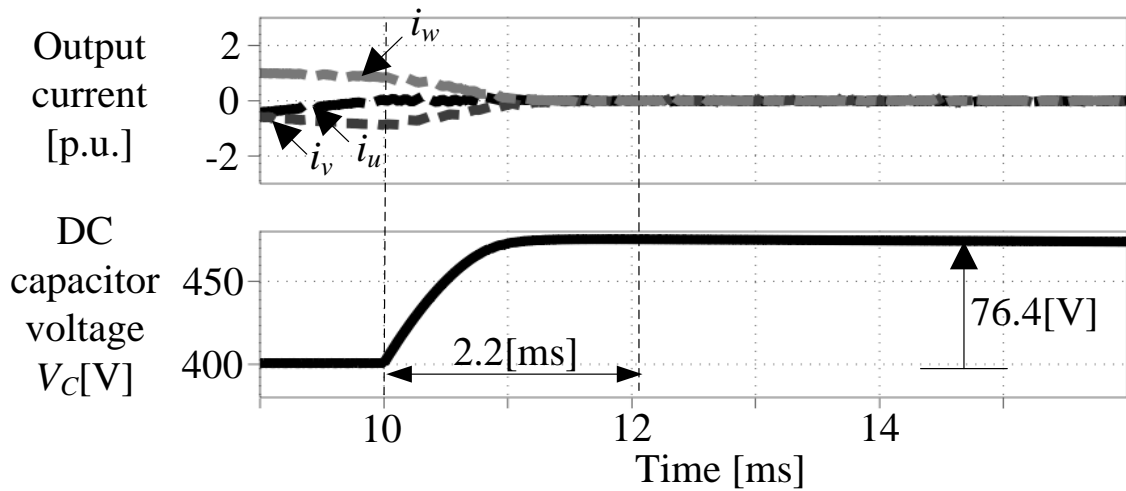


図 3.2 ベクトル制御で電流遮断を行った時のインバータ出力電流波形と直流コンデンサ電圧波形

### 3.4 モータ短絡によるインバータ停止

直流コンデンサの電圧上昇を抑制する最も簡単な方法として、異常時のリレー切り離しと同時にモータを短絡状態にする方法を提案する。この方法ではモータを短絡した後、インバータに流れる電流がゼロクロスした相から順次遮断することで回生電力の発生を防ぎ、電流をゼロにする。しかし、従来手法は短絡期間にモータに大きな電流が流れる問題がある。一般的に定格電流に対し最大電流が 2.5~3.7 p.u.となるよう設計される<sup>(23)-(27)</sup>。そこで、本論文では短絡電流を 2.5~3.7 p.u.以下を目標に抑制しつつ直流コンデンサ電圧上昇抑制を実現する手法を検討する。ここで、短絡時のモータ電流の大きさを定量的に検討する。

図 3.3 に鉄損抵抗を無視した埋込永久磁石同期電動機の d-q 軸等価回路<sup>(28)</sup>を示す。このとき、埋込永久磁石同期電動機の電圧方程式は(3.1)式、(3.2)式にて表される。

$$v_d = R_a i_d - \omega L_q i_q + \frac{di_d}{dt} L_d \dots\dots\dots(3.1)$$

$$v_q = R_a i_q + \omega L_d i_d + \frac{di_q}{dt} L_q + \sqrt{3}\Psi_e \omega \dots\dots\dots(3.2)$$

モータを短絡した場合、端子電圧である dq 軸電圧  $v_d, v_q$  はゼロとなる。また過渡項を考慮しない場合、(3.1)式、(3.2)式から dq 軸電流  $i_d, i_q$  を求めるとそれぞれ(3.3)式、(3.4)式にて表される。

$$i_d = \frac{\sqrt{3}\Psi_e \omega^2 L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \dots\dots\dots(3.3)$$

$$i_q = \frac{\sqrt{3}\Psi_e \omega R_a}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \dots\dots\dots(3.4)$$

よって、電流振幅最大値は(3.5)式にて求められる。

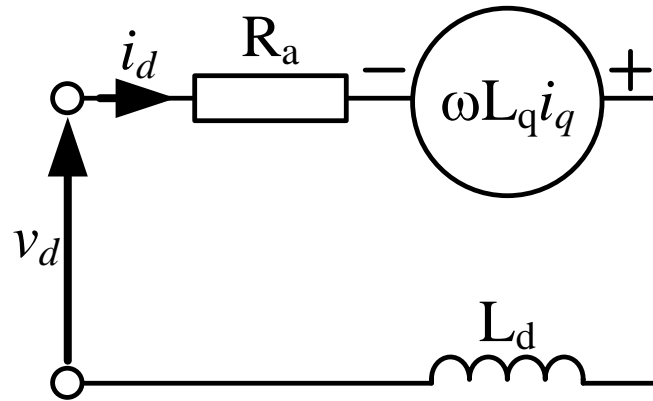
$$i_{amax} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \dots\dots\dots(3.5)$$

以上のことから短絡電流の振幅はモータパラメータで決まることがわかる。表 1 のパラメータを用いた場合、短絡電流振幅最大値  $i_{amax}$  は 4.65 p.u.となる。

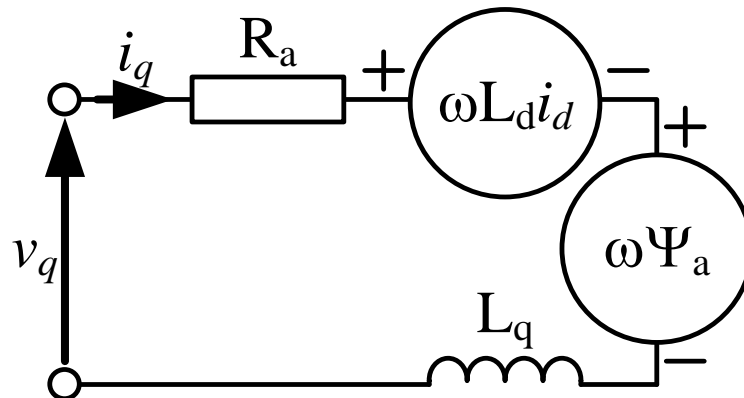
図 3.4 に表 1 に示すパラメータを持つモータの短絡時に従来手法を適用した場合のシミュレーション結果を示す。その結果、短絡電流の定常振幅最大値は 4.65 p.u.であることを



確認した。以上より，(2.5)式の妥当性を確認した。よって，従来手法では短絡電流が大きすぎるため，直流コンデンサの電圧上昇を抑制しつつも，永久磁石同期電動機の焼損や不可逆減磁を防ぐためにモータ短絡電流を抑制する制御が必要となる。



(a) d 軸等価回路



(b) q 軸等価回路

図 3.3 鉄損抵抗を無視した埋込永久磁石同期電動機の d-q 軸等価回路

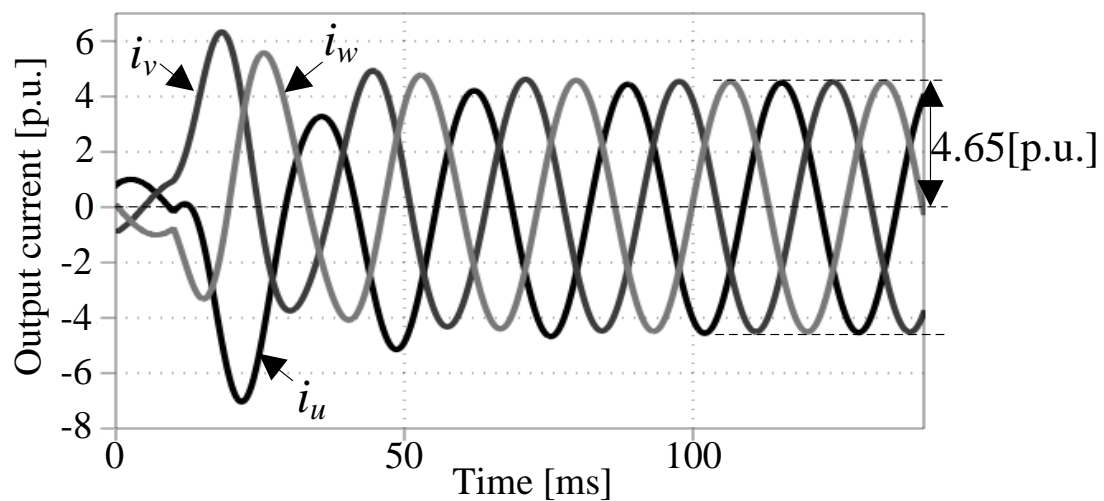


図 3.4 モータ短絡制御によりインバータ停止を行った時のインバータ出力電流波形

## 3.5 余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止の制御原理

本節では、第一段階のトルクゼロシーケンス、第二段階のモータ短絡シーケンスに分けて、それぞれの原理及びスイッチングテーブルについて説明する。

### 3.5.1 トルクゼロシーケンス

提案手法はトルクゼロシーケンスなしでも後述するモータ短絡シーケンスのみで回生電流による直流コンデンサ電圧の上昇を抑制することが可能である。しかし、トルクゼロシーケンスなしでは、モータ短絡時に過大な電流が流れ、モータ焼損や不可逆減磁を招く恐れがある。モータ短絡時の過電流を防ぐためには、モータ短絡前後で弱め磁束状態にする必要がある。短絡電流の大きさはモータパラメータと無負荷誘起電圧の大きさに決まるが、モータパラメータは制御で変えることはできない。弱め磁束領域では  $d$  軸電機子反作用により、端子間電圧が小さくなる。すなわち、見かけ上の誘起電圧が減少するため、短絡電流を抑制することができる。これについては後で詳細を説明する。そこでモータ短絡をする前に、遅れ電圧ベクトルを印加することで発生した瞬时无効電力で弱め磁束状態にし、過大な短絡電流を防止する。また、遅れ電圧ベクトルが出せるスイッチングパターンのうち、直流コンデンサ電圧を閾値内に収まるようにヒステリシス制御により充電モードと放電モードのスイッチングパターンを使い分け、同時にインバータからの有効電力をゼロにする。本論文ではこの制御をトルクゼロシーケンスとする。

図 3.5 に提案手法のトルクゼロシーケンスでのモータ電流ベクトルと出力電圧ベクトルとの関係を示す。図 3.5 に示す通り、モータ電流ベクトルと出力電圧ベクトルのなす角度が直角の場合、瞬時出力電力  $p_{out\_inv}$  はゼロとなる。しかし、出力電圧ベクトルの関係上、モータ電流ベクトルが変化するため、必ずしも瞬時出力電力  $p_{out\_inv}$  をゼロにすることができない。2 レベルインバータでは、直流コンデンサを充電するスイッチングパターンと放電するスイッチングパターンがそれぞれ三通りずつ存在する。そこでインバータ電圧ベクトルの選定基準を設け、充電動作と放電動作によってインバータから瞬時出力電力  $p_{out\_inv}$  がゼロになるように調整し、電圧変動を抑制するスイッチングパターンを選定する。なお、この時に選ぶスイッチングパターンはモータ電流に対して遅れ電圧ベクトルを選ぶ。

表 3.2 にトルクゼロシーケンスでの電流ベクトルの領域に応じたスイッチングテーブルを示す。図 3.6 のように、たとえば、電流ベクトルが  $0^\circ \sim 60^\circ$  の位置にある場合、U 相電流が正、V 相電流と W 相電流が負となる(表 1 では+--と表記)。図 3.6 より、この時、コンデンサ電圧上限閾値を超えていた場合、放電モードとなる。したがって、表 3.2 より電流ベクトルに対して  $30^\circ \sim 90^\circ$  遅れとなる(101)の空間電圧ベクトルを選択する。一方、コンデンサ電圧下限閾値を超えていた場合、充電モードとなり、表 3.2 より電流ベクトルに対して  $90^\circ \sim 150^\circ$  遅れとなる(001)の空間電圧ベクトルを選択する。このように、表 3.2 に基づいてスイッチをオンおよびオフすることで、放電モードの指令ベクトルは電流ベクトルに対し  $30^\circ \sim 90^\circ$  遅れに、充電モードの指令ベクトルは電流ベクトルに対し  $90^\circ \sim 150^\circ$  遅れのベクトルになる。この二つの指令ベクトルを直流コンデンサ電圧  $V_c$  に応じて交互に切り替えることで、インバータ出力電圧ベクトルが電流ベクトルに対し  $60^\circ \sim 120^\circ$  遅れとなるよう制御する。以上のことから、トルクゼロ制御では電流ベクトルに対し遅れ直角方向の電圧指令ベクトルを選ぶことで、短絡電流と直流コンデンサ電圧上昇をそれぞれ抑制することが可能である。なお、電流ベクトルに対して進み直角方向の電圧指令ベクトルを選んだ場合、モータ短絡シーケンスで発生する短絡電流が大きくなる(詳細は 3.8 節で述べる)。

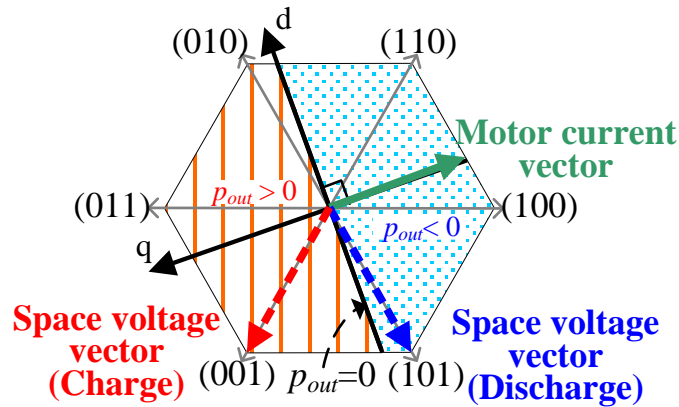


図 3.5 インバータ電圧ベクトルとモータ電流の関係

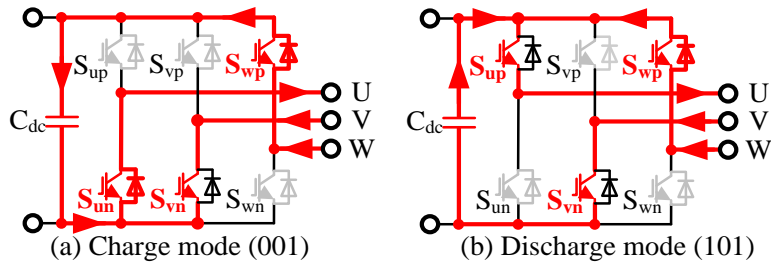


図 3.6 充電動作と放電動作の例

表 3.2 トルクゼロシーケンス中のスイッチングパターン

		Direction of current			State of switch of inverter					
		$i_u$	$i_v$	$i_w$	$S_{pu}$	$S_{pv}$	$S_{pw}$	$S_{nu}$	$S_{nv}$	$S_{nw}$
Discharge	+	-	-	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	
	+	-	+	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	
	-	-	+	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	
	-	+	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	
	-	+	-	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	
	+	+	-	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
Charge	+	-	-	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	
	+	-	+	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	
	-	-	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	
	-	+	+	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	
	-	+	-	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
	+	+	-	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	

### 3.5.2 モータ短絡シーケンス

図 3.7 に提案手法のモータ短絡シーケンスの動作モードを示す。本論文では、以下に述べる制御をモータ短絡制御とする。まず、q 軸電流が負から正へゼロクロスした際に、上アームもしくは下アームをすべてオンにする(図 3.7 (a))。その結果、モータは短絡状態になり、直流コンデンサにモータ電流は流入しない。次に、三相のうち一相の電流がゼロクロスした時に、同相のスイッチをオフにする(図 3.7 (b))。これにより、単相動作となり、固定子の磁界は回転磁界ではなく交番磁界となるので、回転方向のトルクは発生しない。最後に、残り二相の電流もゼロクロスした瞬間にそれぞれスイッチをオフにする(図 3.7 (c))。しかし、モータの誘起電圧の極性と大きさによっては、ダイオードを介し再導通して電流が流れ続ける。この結果、電流遮断が著しく遅くなり、最悪の場合、遮断が行えない場合がある。以下詳細に現象を説明する。

図 3.8 に図 3.7(b)における U 相電流が正からゼロになったときの電流遮断および再導通発生時の動作モードを示す。図 3.8(a)の状態では、U 相アーム中間電位  $V_u$  は誘起電圧と V 相もしくは W 相の固定子インダクタンスによる電圧降下  $V_L$  および固定子抵抗による電圧降下  $V_R$  のベクトル和となる。このとき、誘起電圧と固定子インピーダンスの電圧降下の変動により  $V_u$  が  $V_c/2$  より大きい場合、 $S_{up}$  の還流ダイオードが順方向バイアスとなるため、還流ダイオードはオンし、図 3.8(b)に示すように電流が再び流れる。その結果、モータ電流が遮断できず、コンデンサに流れ込む電流によって直流コンデンサ電圧  $V_c$  が上昇する。また、誘起電圧と固定子インピーダンスの電圧降下の変動によって  $V_u$  が  $-V_c/2$  より小さい場合、 $S_{un}$  の還流ダイオードがオンになり、図 3.8(c)に示すように電流が再び流れ、電流遮断できない以上より、アーム中間電位が直流コンデンサ電圧を超える、もしくはゼロを下回る場合に再導通は発生する。還流ダイオードのオンオフも含め、上アームがオン、下アームがオフのときの再導通の発生条件を(3.6)~(3.8)式に、上アームがオフ、下アームがオンのときの再導通の発生条件を(3.9)~(3.11)式に示す。

$$\frac{V_c}{2} < \left| -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \right| - \frac{V_c}{2} \dots\dots\dots(3.6)$$

$$\frac{V_c}{2} < \left| -R_w i_w - L_w \frac{di_w}{dt} - e_w + e_v \right| - \frac{V_c}{2} \dots\dots\dots(3.7)$$

$$\frac{V_C}{2} < \left| -R_u i_u - L_u \frac{di_u}{dt} - e_u + e_w \right| - \frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.8)$$

$$\left| -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \right| - \frac{V_C}{2} < -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.9)$$

$$\left| -R_w i_w - L_w \frac{di_w}{dt} - e_w + e_v \right| - \frac{V_C}{2} < -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.10)$$

$$\left| -R_u i_u - L_u \frac{di_u}{dt} - e_u + e_w \right| - \frac{V_C}{2} < -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.11)$$

ここで、 $R_u, R_v, R_w$ はモータ各相の固定子抵抗、 $L_u, L_v, L_w$ は各相の固定子インダクタンス、 $e_u, e_v, e_w$ は各相の誘起電圧である。(3.6)~(3.11)式より、再導通を防ぐためには、アーム中間電位をスイッチングで変える必要がある。

図 3.9 に再導通対策時の動作モードを示す。再導通の問題に対しては再導通が発生した相以外の相のスイッチのオンオフを反転させることで解決できる。(3.6)~(3.11)式より、再導通が発生しない条件を(3.12)~(3.14)式に示す。

$$\frac{V_C}{2} > \left| -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \right| - \frac{V_C}{2} > -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.12)$$

$$\frac{V_C}{2} > \left| -R_w i_w - L_w \frac{di_w}{dt} - e_w + e_v \right| - \frac{V_C}{2} > -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.13)$$

$$\frac{V_C}{2} > \left| -R_u i_u - L_u \frac{di_u}{dt} - e_u + e_w \right| - \frac{V_C}{2} > -\frac{V_C}{2} \dots\dots\dots (3.14)$$

リレー開放後、最初にゼロクロスした電流がU相の時は(3.12)式、V相のときは(3.13)式、W相のときは(3.14)式の条件式を確認し、再導通が発生するかどうかを判別する。再導通の条件を満たす場合、たとえば、図 3.8(b)の状態から再導通が発生した場合、再導通した相以外の相のスイッチのオンオフを反転させると、図 3.9(a)に示すようにインバータ内の電流経路は上アーム短絡に変わり、コンデンサに電流が流れるのを防ぐことができる。このとき、再導通した相のモータ電流は遮断できないが、同相において再びゼロクロスが発生した時に遮断が可能となる。アーム中間電位が  $V_C/2$  を下回ることによる再導通においても、同様の動作で直流電圧の上昇を防ぐことができる。図 3.8(c)の状態から再導通が発

生じた相以外の相のスイッチのオンオフを反転させることで、該当相のアーム中間電位が直流コンデンサ電圧  $V_C$  だけシフトされ、 $S_{su}$  の還流ダイオードに逆バイアスがかかる。結果、再導通電流は流れなくなる(図 3.9(b))。また、実用上で再導通が発生するかどうかの判断は、(3.12)~(3.14)式より、スイッチをオフした際の線間電圧がゼロ以下か、直流コンデンサ端電圧  $V_C$  以上か判断すれば可能である。例えば、U 相スイッチをオフした際の U-V 線間電圧  $V_{uv}$  は(3.15)式にて表すことができる。

$$V_{uv} = -R_v i_v - L_v \frac{di_v}{dt} - e_v + e_u \dots\dots\dots(3.15)$$

よって、U-V 線間電圧  $V_{uv}$  がゼロ以下か、直流コンデンサ電圧  $V_C$  以上になった際は(3.12)式は成立しなくなる。このことは V 相および W 相も同様なため、再導通の判断式を簡略化することが可能である。

以上の動作により、直流コンデンサの電圧を上昇させずにインバータを停止させることが可能となる。



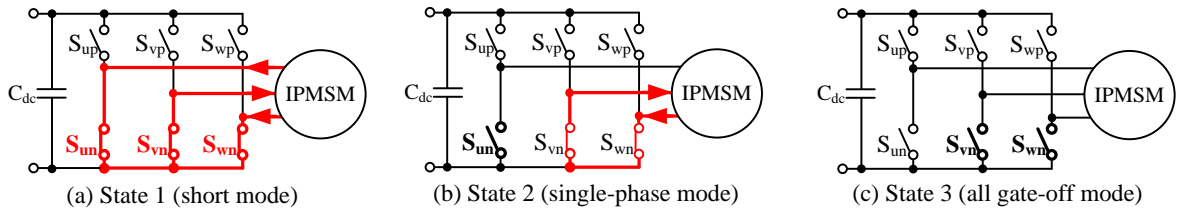


図 3.7 モータ短絡シーケンスの動作モード

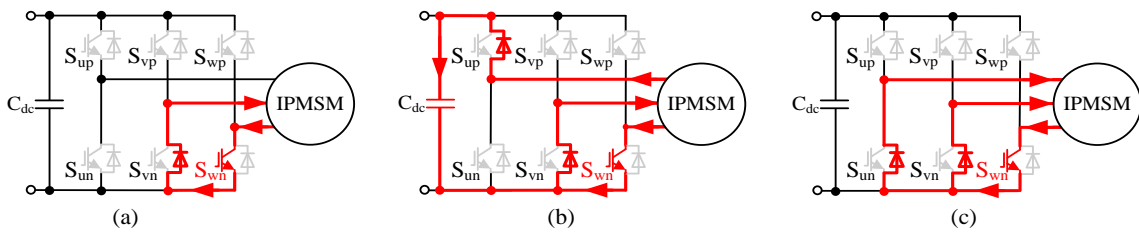


図 3.8 還流ダイオードダイオード再導通例

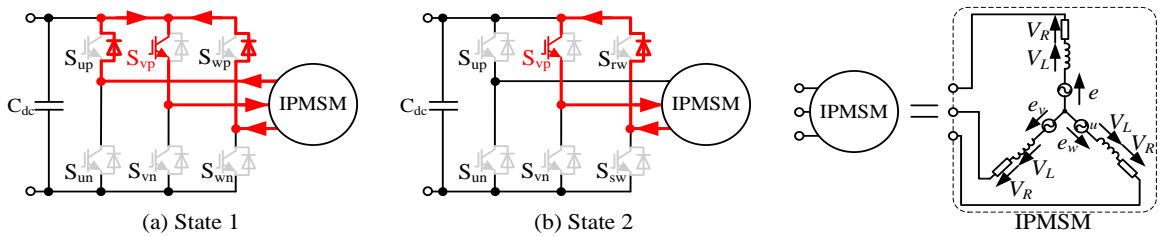


図 3.9 還流ダイオード再導通対策時の動作モード例

### 3.5.3 モータ短絡中の電流振幅値の導出

本節では、モータ短絡電流の過渡項を求めることにより、モータ短絡時の電流特性を検証する。まず、埋込永久磁石同期電動機の電圧方程式は(3.16)式が与えられる。

$$\begin{cases} v_d(t) = R_a i_d(t) - \omega L_q i_q(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} \\ v_q(t) = R_a i_q(t) + \omega L_d i_d(t) + \omega \varphi_a + L_q \frac{di_q(t)}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots(3.16)$$

モータを短絡した場合  $v_d(t)=0, v_q(t)=0$  であるため、(3.17)式が与えられる。

$$\begin{cases} 0 = R_a i_q(t) + \omega L_d i_d(t) + \omega \varphi_a + L_q \frac{di_q(t)}{dt} \\ 0 = R_a i_d(t) - \omega L_q i_q(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots(3.17)$$

となる。(3.17)式をラプラス変換すると(3.18)式が与えられる。

$$\begin{cases} 0 = R_a I_q(s) + \omega L_d I_d(s) + \frac{\omega \varphi_a}{s} + s L_q I_q(s) - L_q i_q(0) \\ 0 = R_a I_d(s) - \omega L_q I_q(s) + s L_d I_d(s) - L_d i_d(0) \end{cases} \dots\dots\dots(3.18)$$

(3.18)式から  $I_d(s)$  と  $I_q(s)$  はそれぞれ(3.19)式、(3.20)式となる。

$$I_d(s) = - \frac{f_a L_q \omega^2 - s i_q(0) L_q^2 \omega - i_d(0) (s^2 L_d L_q + s L_d R_a)}{\{\omega^2 L_d L_q + s^2 L_d L_q + (L_d + L_q) R_a s + R_a^2\} s} \dots\dots\dots(3.19)$$

$$I_q(s) = - \frac{\omega (L_d^2 i_d(0) s + f_a L_d s + f_a R_a) - i_q(0) (s^2 L_d L_q + s L_q R_a)}{\{\omega^2 L_d L_q + s^2 L_d L_q + (L_d + L_q) R_a s + R_a^2\} s} \dots\dots\dots(3.20)$$

(3.19)式、(3.20)式について逆ラプラス変換を行うと、(3.21)式、(3.22)式が得られる。

$$i_d(t) = e^{-k_2 t} \left\{ (k_{nd} + i_d(0)) \cos k_3 t + \frac{2\omega L_q^2 i_q(0) + k_4 i_d(0) + k_{nd} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nd} \dots\dots\dots(3.21)$$

$$i_q(t) = e^{-k_2 t} \left\{ (k_{nq} + i_q(0)) \cos k_3 t + \frac{-2L_d \omega (L_d i_d(0) + f_a) - k_4 i_q(0) + k_{nq} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nq} \dots\dots\dots(3.22)$$

$$k_1 = \sqrt{(2L_d L_q \omega)^2 - R_a^2 (L_q - L_d)^2} \quad k_2 = \frac{(L_q + L_d) R_a}{2L_d L_q} \quad k_3 = \frac{k_1}{2L_d L_q}$$

$$k_4 = R_a (L_d - L_q) \quad k_5 = R_a (L_d + L_q)$$

$$k_{nd} = \frac{\omega^2 f_a L_q}{L_d L_q \omega^2 + R_a^2} \quad k_{nq} = \frac{\omega f_a R_a}{L_d L_q \omega^2 + R_a^2}$$

以上の計算から、モータ短絡したときの  $i_d(t)$  は(3.14)式のように、 $i_q(t)$  は(3.15)式のようになる。

(3.21)式、(3.22)式に示す様に、 $i_d(t)$ 、 $i_q(t)$  は負の大きさを持つ定常項と過渡項で構成されており、過渡項は正弦項と余弦項で構成される。また過渡項は負の乗数を持つ指数関数の振幅を持つため、時間経過により値がゼロに収束されることがわかる。よって、モータ短絡制御は負の定常項を正方向の振幅を持つ過渡項により打ち消すことで、短絡電流を抑えていることがわかる。また、モータ短絡制御において三相とも電流が流れている期間は、最大でも、六分の一周期しかない。そのため、過渡項が定常項の値を打ち消すには、正弦項、余弦項共に振幅が正である必要がある。

ここで短絡電流と  $i_q(0)$  の関係について考察する。(3.21)式、(3.22)式について  $i_d(0)=0$  とした時(3.23)式、(3.24)式が得られる。

$$i_d(t) = e^{-k_2 t} \left\{ k_{nd} \cos k_3 t + \frac{2\omega L_q^2 i_q(0) + k_{nd} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nd} \dots\dots\dots(3.23)$$

$$i_q(t) = e^{-k_2 t} \left\{ (k_{nq} + i_q(0)) \cos k_3 t + \frac{-2L_d \omega f_a - k_4 i_q(0) + k_{nq} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nq} \dots\dots\dots(3.24)$$

(3.23)式より  $i_q(0)$  を負の値にした場合、 $(2\omega L_q^2/k_1) i_q(0)$  だけ正弦項の振幅が下がる。 $k_{nq} k_5/k_1$  は必ず正の値を取るため、 $i_q(0)$  を負の値にすることで、正弦項の振幅が負になる可能性がある。また、(3.24)式より  $i_q(0)$  を負の値にした場合、 $i_q(0)$  だけ余弦項の振幅が下がる。また  $k_4$  は埋込永久磁石同期電動機の場合必ず負の値を取るため、正弦項も  $i_q(0) k_5/k_1$  だけ振幅が下がる。

以上のことから、 $i_q(0)$  を負の値にすることは、短絡電流抑制の観点から望ましくないことがわかる。

次に、短絡電流と  $i_d(0)$  の関係について考察する。(3.21)式、(3.22)式について  $i_q(0)=0$  とした時(3.25)式、(3.26)式が得られる。

$$i_d(t) = e^{-k_2 t} \left\{ (k_{nd} + i_d(0)) \cos k_3 t + \frac{k_4 i_d(0) + k_{nd} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nd} \dots\dots\dots(3.25)$$

$$i_q(t) = e^{-k_2 t} \left\{ k_{nq} \cos k_3 t + \frac{-2L_d \omega (L_d i_d(0) + f_a) + k_{nq} k_5}{k_1} \sin k_3 t \right\} - k_{nq} \dots \dots \dots (3.26)$$

(3.26)式より  $i_q(0)$  を負の値にした場合、 $k_4$  は負の値を取るため、正弦項の振幅はだけ上がる。ただし、余弦項はだけ下がる。しかしながら、 $k_{nq}$  は他のパラメータと比べ非常に大きな値を取る。そのため、ターンオフした際に再導通を起こしやすいことから、 $i_d(t)$  の余弦項の振幅に限り、下げる方が望ましい。また、(3.25)式より  $i_d(0)$  を負の値にした場合、 $(2\omega L_q^2/k_1) i_d(0)$  だけ余弦項の振幅が上がる。

以上のことから、 $i_d(0)$  を負の値にすることは、短絡電流抑制の観点から望ましいことがわかる。

### 3.6 シミュレーション結果

提案法の妥当性を確認するために、回路シミュレータに「PLECS」(Plexim 社)を用いてシミュレーションを行った。表 2 にシミュレーションで用いる埋込永久磁石同期電動機のパラメータを示す。また、本章で示すシミュレーション結果はいずれも、モータが定格速度および定格電流で回生している状態で、リレーを開放したときの動作波形である。またサンプリング周波数は 10kHz,  $C_{dc}=100\mu\text{F}$ , 直流コンデンサ電圧の制御閾値は  $\pm 5\text{V}$  とする。

図 3.10 にベクトル制御で電流遮断を行った時の各部の動作波形を示す。リレーを開放と同時に  $q$  軸電流指令値  $i_q^*=0$  を与えることで電流遮断を行っている。図 3.10 より、ベクトル制御による電流遮断が確認できる。しかしながら、直流コンデンサ電圧は 76.4V 上昇する。

図 3.11 にモータ短絡制御法のみを適用した時の動作波形を示す。図 3.11 より、U 相電流  $i_u$  がゼロクロスし該当のスイッチをオフした際、再導通が発生する。その結果、直流コンデンサに U 相電流  $i_u$  が流れ、直流コンデンサ電圧  $V_c$  は 140V 上昇する。また、U 相電流  $i_u$  の再導通が終了した後、今度は V 相電流  $i_v$  が再導通するためモータ電流は遮断できず、流れ続ける。

図 3.12 にモータ短絡による電流遮断制御法に再導通対策を適用した時の動作波形を示す。図 3.12 より本手法は直流コンデンサ電圧  $V_c$  の上昇なしで電流遮断が可能であることが確認できる。これは、同期リアクタンスのエネルギーおよび回生エネルギーが駆動電力と固定子抵抗で消費され、直流側に回生されないためである。一方、ベクトル制御ではこれらのエネルギーがコンデンサに充電されるため、直流コンデンサ電圧  $V_c$  の上昇が発生する。また、モータ電流がゼロクロスしたにもかかわらず、導通し続けているケースが図 3.12 内の  $t_1, t_2$  二か所で発生する。これは、中間アーム電位上昇による再導通が二回発生し、それに対応して再導通対策を二回行ったからである。

次に、モータ短絡による電流遮断法が電流位相の状態にかかわらず有効であることを確認するため、トリップした瞬間の電流位相を変化させてシミュレーションを行った。

図 3.13 に提案手法を用いて電流遮断を行った時のシミュレーション動作波形を示す。図 3.13 より場合出力電流は 2.70 p.u. に抑えられている。また、この時の直流コンデンサ電圧の変動幅は 14[V] である。

以上より、提案する短絡電流抑制法を用いたモータ短絡による電流遮断制御法を用いることで、短絡電流を 2.70 p.u.以下に抑制しつつ電流遮断時の直流コンデンサ電圧上昇が抑制できることを確認した。この結果、インバータの直流コンデンサの容量が小さくても、焼損や不可逆減磁を招くことなく、モータを停止できる。

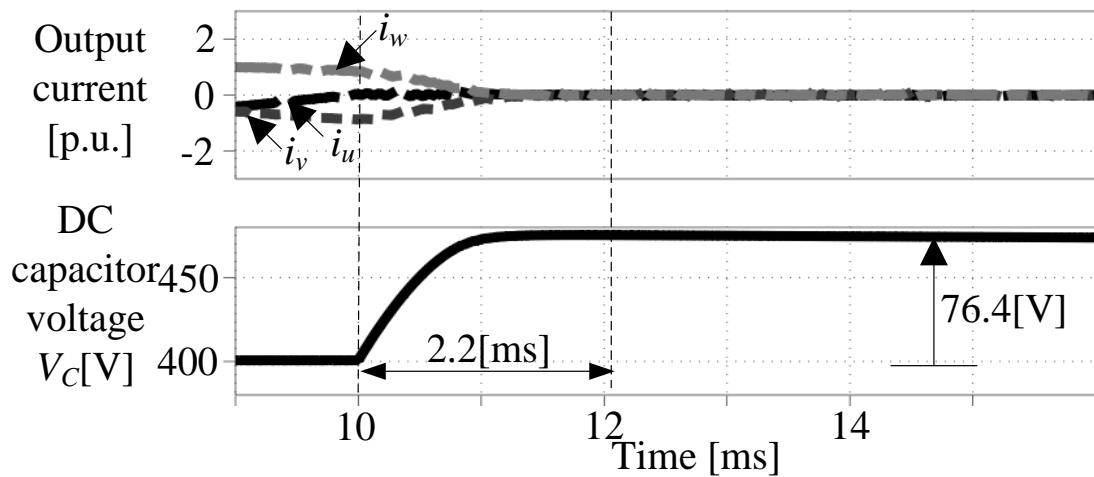


図 3.10 ベクトル制御で電流遮断を行った時の動作波形

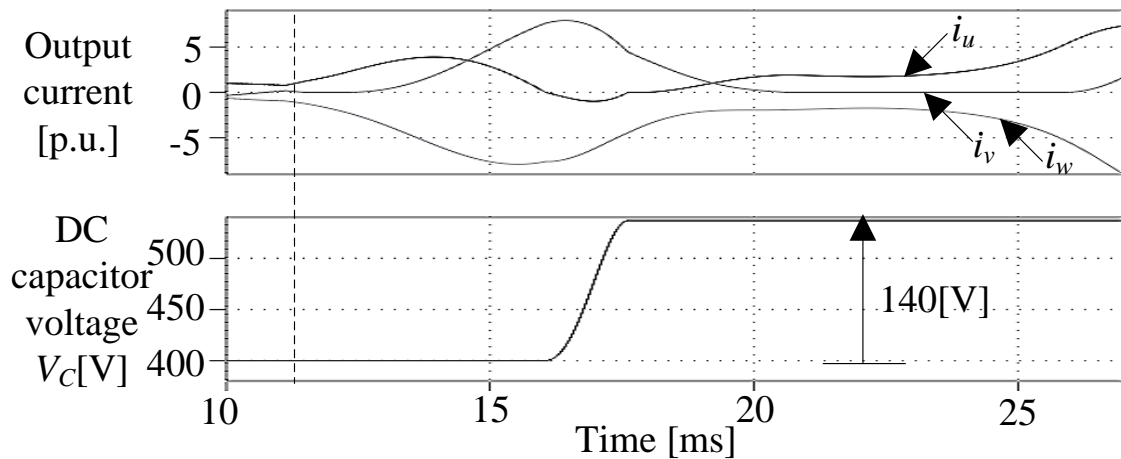


図 3.11 モータ短絡制御法のみを適用した時の動作波形

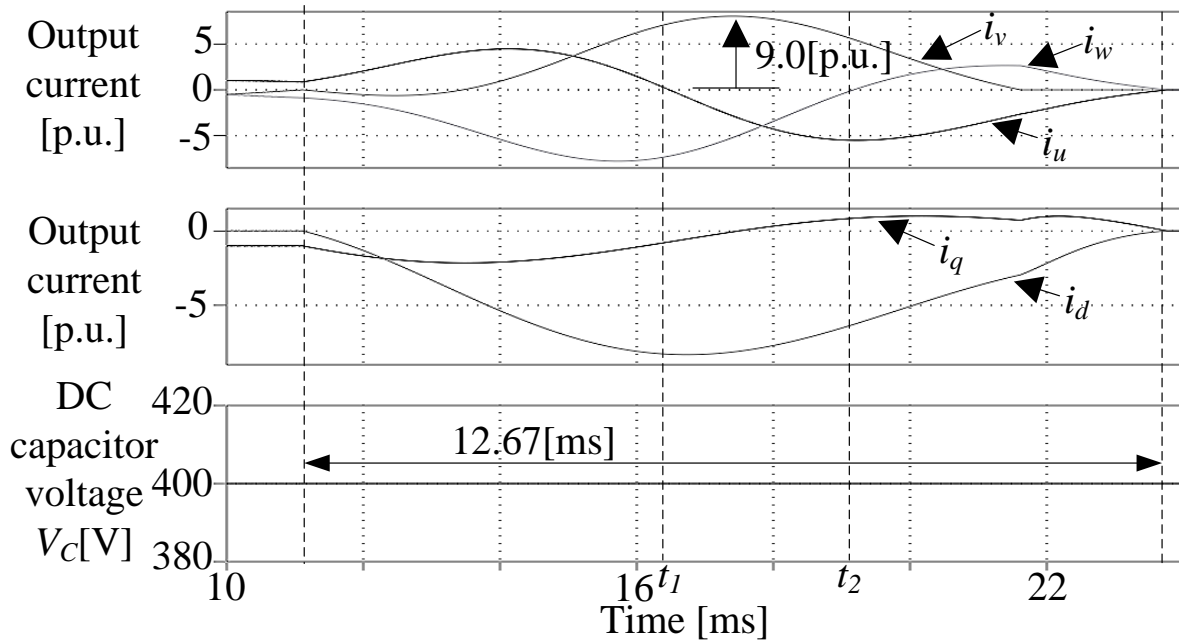


図 3.12 モータ短絡による電流遮断制御法に再導通対策を適用した時の動作波形

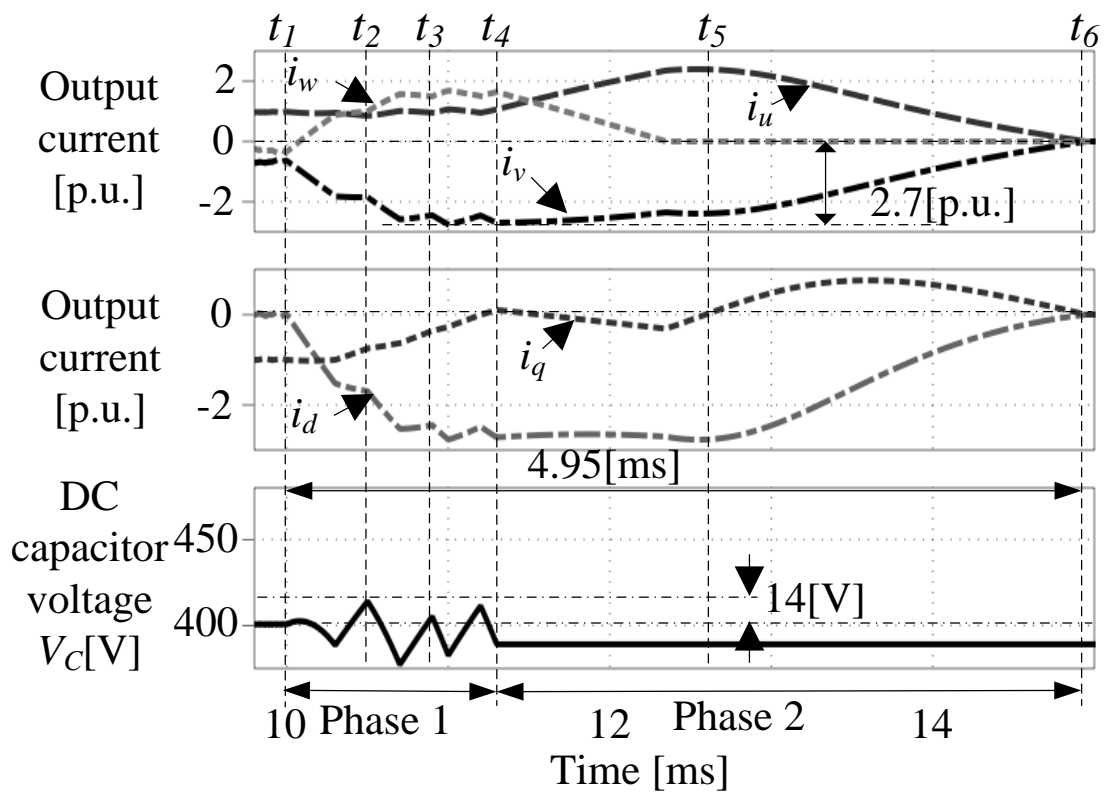


図 3.13 提案手法を用いて電流遮断を行った時の動作波形

表 3.3 シミュレーション及び実験条件

Rated Motor Power	5.5 kW
Rated Voltage	400 V <sub>rms</sub>
Rated Current	10 A <sub>rms</sub>
Rated Speed	1500 rpm
Number of Poles	6 poles
Winding Resistance	0.215 Ω
d-axis Inductance	4.3 mH
q-axis Inductance	10.2 mH



図 3.14 に提案手法を用いてインバータを停止した際、トリップした瞬間の電流位相に対する直流コンデンサ電圧上昇値を、図 3.15 にトリップした瞬間の電流位相に対するモータ電流振幅のグラフを示す。図 3.14 より電流位相が  $48^\circ$  から  $60^\circ$  間隔の地点で 34[V]の電圧上昇があることがわかる。直流コンデンサ電圧の制御閾値は $\pm 5\text{V}$ であるにも関わらず、それより大きな電圧上昇が発生している理由は、制御遅れにより直流コンデンサ電圧が上限閾値を超えてから、信号を切り替えているためである。また、図 3.15 の波形が  $60^\circ$  間隔で同じ値になっているのは、1 パルス出力を行っているため、回転座標上で見た時に  $60^\circ$  間隔で同じ指令を与えているからである。

また、図 3.15 より電流位相が  $48^\circ$  から  $60^\circ$  間隔の地点で 3.24[p.u.]の電流振幅があることがわかる。図 3.15 の波形も  $60^\circ$  間隔で同じ値になっているのは、図 3.14 と同様である。以上より、提案する短絡電流抑制法を用いたモータ短絡による電流遮断制御法を用いることで、短絡電流を 3.24 p.u.以下に抑制しつつ電流遮断時の直流コンデンサ電圧上昇が抑制できることを確認した。

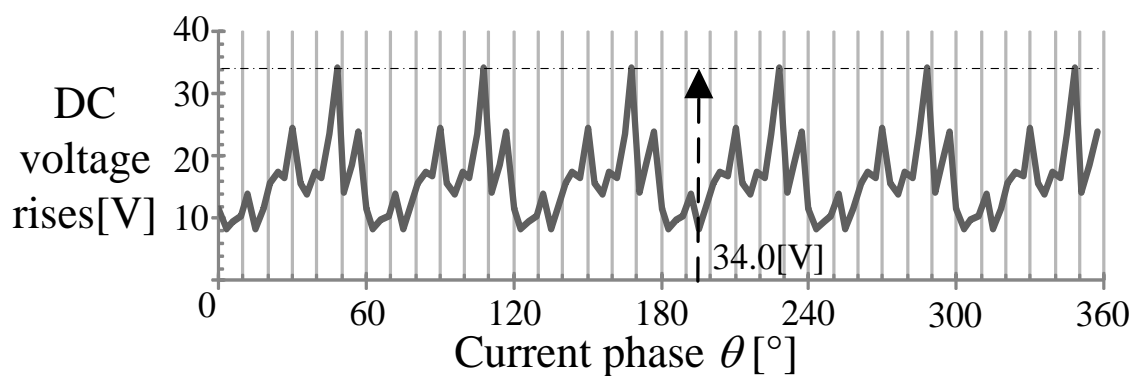


図 3.14 トリップした瞬間の電流位相に対する直流コンデンサ電圧上昇値

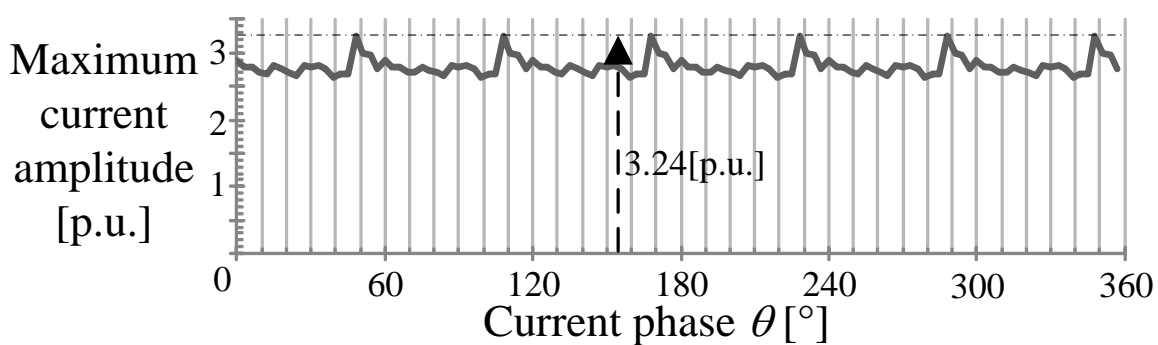


図 3.15 トリップした瞬間の電流位相に対する電流振幅最大値

### 3.7 実験結果

図 3.16 に実験システムの構成図を示す。本節では図 3.16 の試作機を構成し、実験で提案するインバータ緊急停止法の有用性を確認する。実験条件は表 3.3 と同様である。実験結果はいずれも、モータが回転速度 0.5 p.u. および定格電流で回生している状態で、トリップさせ、バッテリー-インバータ間のリレーを開放したときの動作波形である。また、直流コンデンサ  $C_{dc}$  は 100 $\mu$ F を用いている。

図 3.17 にゲート遮断によるインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。この実験ではリレーの開放と同時にゲート信号を遮断し、インバータの半導体素子をオフすることでインバータを停止する。図 3.17(a)より、直流コンデンサ電圧  $V_c$  はリレーを解放した瞬間に 110 V 以上上昇し、その後ダイナミックブレーキ装置が働き電圧上昇を抑えることが確認できる。このようにゲート遮断によるインバータ停止を行った場合は直流コンデンサ電圧  $V_c$  の急上昇が免れないため、ダイナミックブレーキ装置は必須であることがわかる。

図 3.18 にモータ短絡による電圧上昇抑制法を用いてインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。本実験システムの短絡電流の最大値は、dq 軸等価回路<sup>(8)</sup>から導出した計算により 4.6 p.u. となる。しかしながら、本実験システムでは 3.0 p.u. 以上の出力電流を流した場合、モータの損傷や不可逆減磁を起こす恐れがある。そのため、図 3.18 (b)より、U 相出力電流  $i_u$  が 3.0 p.u. が流れた時点で過電流保護が働き、制御が中断されている。また、この時に直流コンデンサ電圧  $V_c$  が急上昇することから、この手法は実用的でないことがわかる。これは、モータ短絡による電圧上昇抑制法では短絡電流の増大が回生トルクの増大を招き、回転運動で与えられる回生エネルギーの変化が大きくなるため、多大な出力電流が流れるからである。

図 3.19 に提案手法を用いてインバータ停止を行った時の各部の動作波形を示す。図 8(a)より直流コンデンサ電圧  $V_c$  は  $t_1$  から  $t_2$  の間では変動し、 $t_2$  以降は電圧変動がないことが確認できる。また、電圧変動が起こる期間では最大 22 V の電圧上昇が確認できる。これは、フェーズ 1 中では直流コンデンサの充電と放電を繰り返すため、直流コンデンサ電圧  $V_c$  が振動するからである。また、図 3.19(b)より出力電流は 2.5 p.u. に抑えられて、46%低減できている。これは、フェーズ 1 での制御によって一度回生トルクをゼロにし、 $t_2$  の時点で無

効電流のみの状態にしているためである。その結果、モータ短絡を行い短絡電流が流れても回生トルクは増加せず、回転運動で与えられる回生エネルギーの変化は小さくなる。

以上より、提案手法を用いることで、短絡電流を46%抑制しつつインバータ停止時の直流コンデンサ電圧上昇が抑制できる。この結果、ダイナミックブレーキ装置を用いなくても、モータ焼損や不可逆減磁を招くことなくインバータを停止できる。

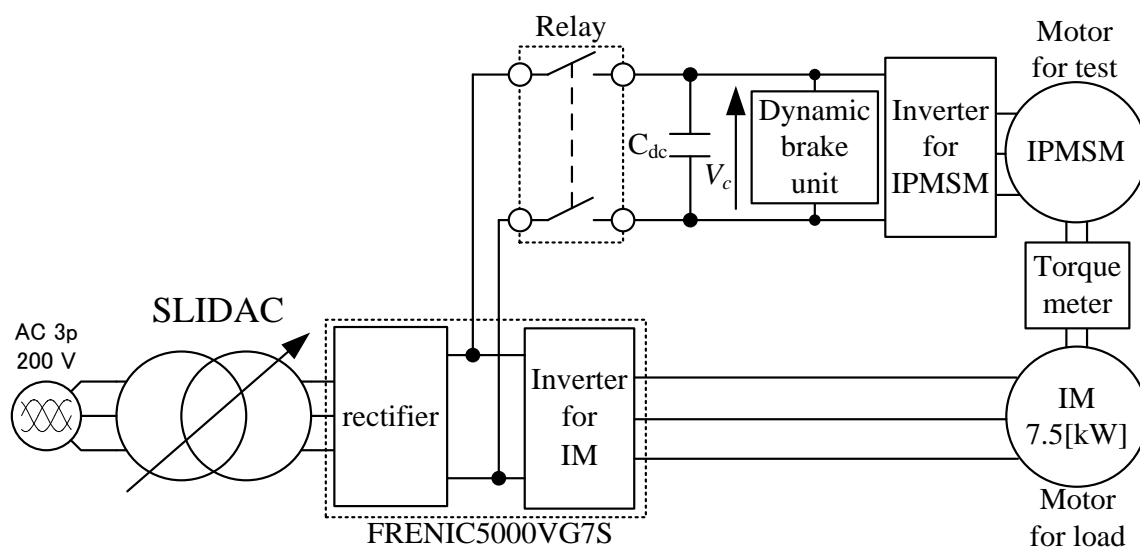
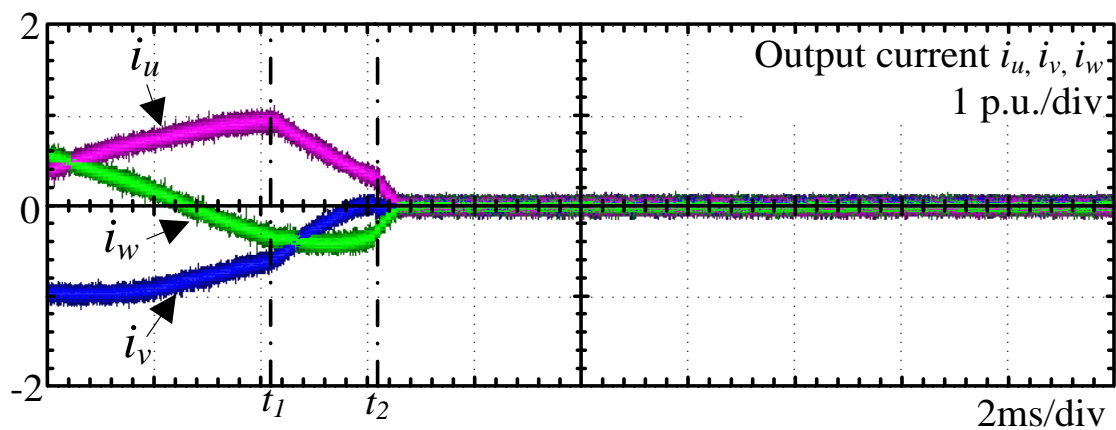
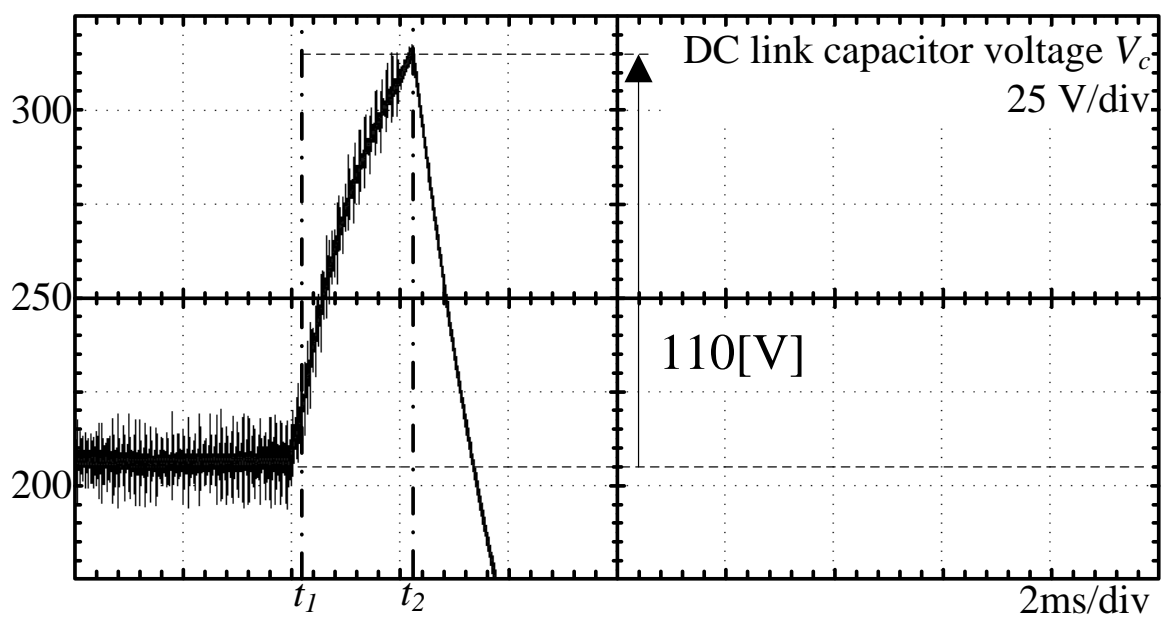


図 3.16 実験システムの構成図

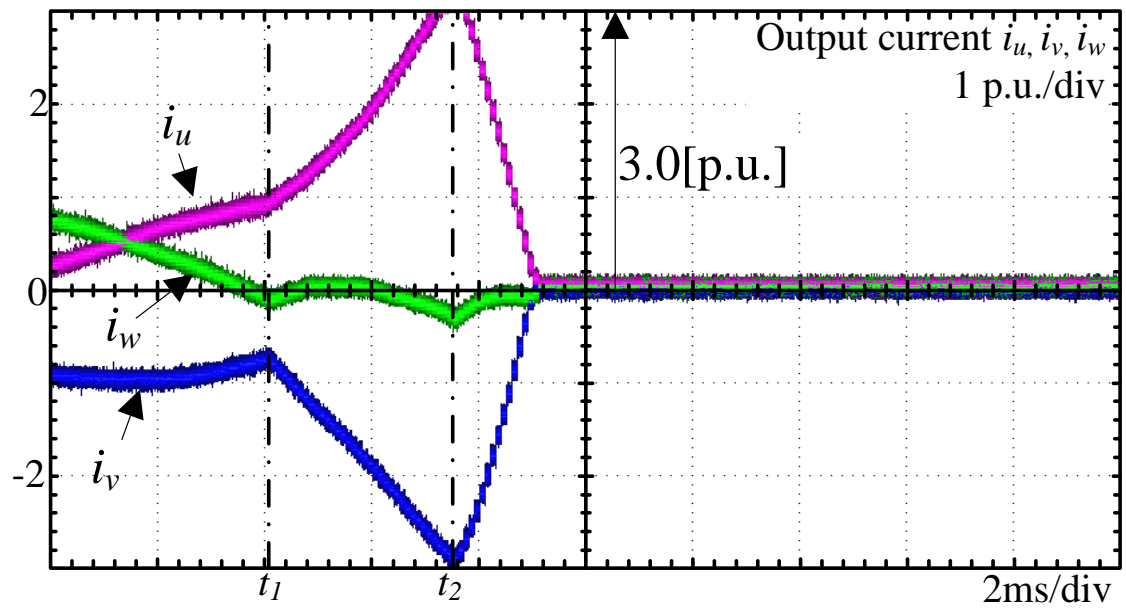


(a) 出力電流波形

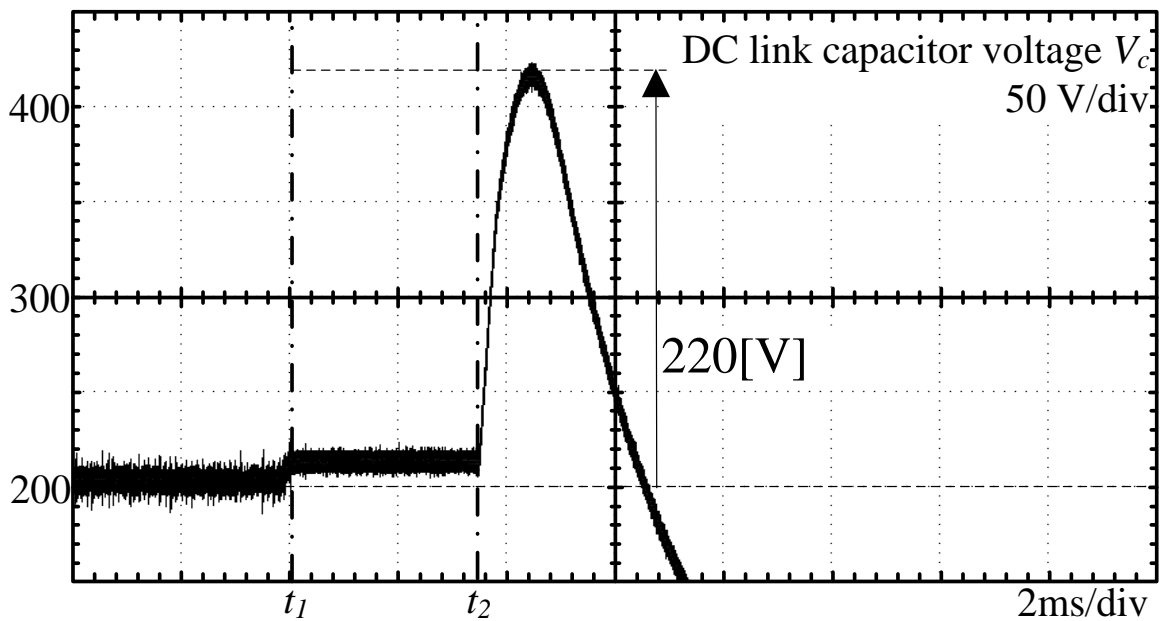


(b) 直流コンデンサ電圧波形

図 3.17 ゲート遮断によるインバータ停止を行った時の動作波形

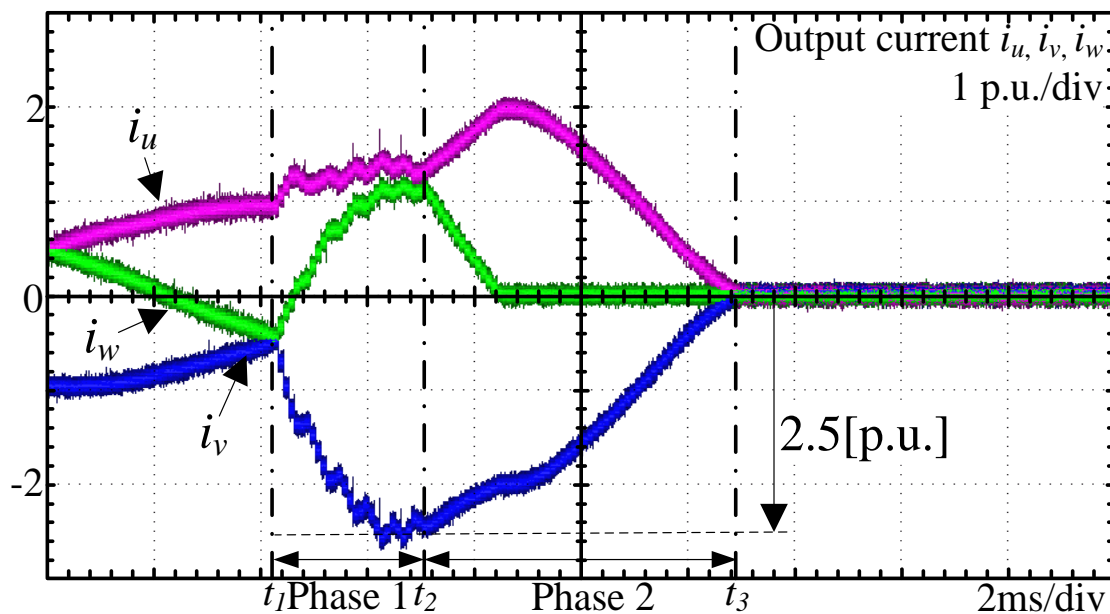


(a) 出力電流波形

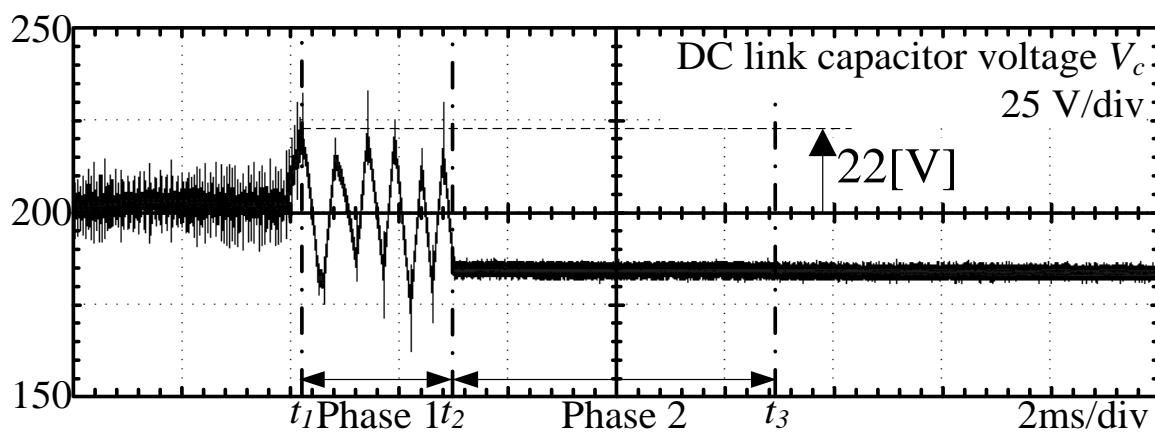


(b) 直流コンデンサ電圧波形

図 3.18 モータ短絡によるインバータ停止を行った時の各部の動作波形



(a)出力電流波形



(b)直流コンデンサ電圧波形

図 3.19 提案手法を用いてインバータ停止を行った時の動作波形

### 3.8 トルクゼロシーケンス中の短絡電流抑制メカニズム

トルクゼロシーケンスでは、電流ベクトルに対して直交方向に電圧ベクトルを出力する。トルクゼロシーケンスを経由することによって、電流上昇を抑えることができるが、そのメカニズムについて考察する。また、このとき、電圧ベクトルは進み方向と遅れ方向の 2 つの選択肢があり、どちらを選択すべきか検討する。

図 3.18(a)にモータ短絡による電圧抑制制御法を適用していないモータ短絡前の電圧ベクトル図を、図 3.18 (b)にモータ短絡後の電圧ベクトル図を示す。回生動作中のため、 $q$  軸電流は負に流れる。このとき、モータ短絡を行うと、モータ端子電圧が  $0V$  になるため、その瞬間に図 3.18 (a)から図 3.18 (b)のベクトル図になる。モータ短絡後はインバータ電圧ベクトルがゼロになるが、図 3.18 (b)のように電流は連続であるため、インダクタンス電圧降下の過渡項( $pL_{di}d+pL_{qi}q$ )が変化する。このインダクタンス電圧降下の過渡項( $pL_{di}d+pL_{qi}q$ )は  $d$  軸および  $q$  軸電流の傾きであり、大きいほどモータ短絡時に過大な電流が流れる。そこでフェーズ 1 ではモータ短絡時の電流上昇を起こさないために、インダクタンス電圧降下の過渡項( $pL_{di}d+pL_{qi}q$ )を低減するようにスイッチングパターンを選択すればよい。

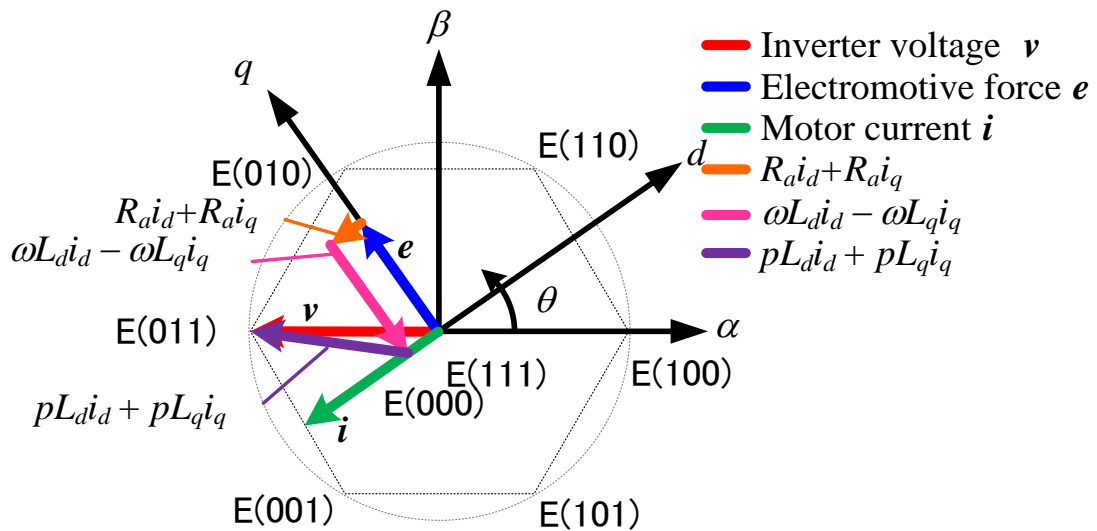
図 3.19 に提案手法適用時のモータ短絡前後のベクトル図を示す。フェーズ 1 では電流ベクトルの方向にしたがって電流ベクトルに対して遅れ電圧ベクトルを出力する。このとき、インバータからは無効電力を出力することになるため、電流ベクトルは  $q$  軸電流が減少し、 $d$  軸電流が負方向に推移する。その結果、 $q$  軸電流をゼロにすることで  $d$  軸電流が負方向のみに流れる。フェーズ 2 開始時の図 3.19(b)にはインバータ電圧ベクトルはゼロベクトルを出力するため、図 3.19(b)のフェーズ 1 終了時点での誘起電圧ベクトル  $e$  と  $R_{di}d+R_{qi}q$  と  $\omega L_{di}d-\omega L_{qi}q$  のベクトル和がゼロに近いほど、 $pL_{di}d+pL_{qi}q$  は小さくなり、短絡時の電流を抑制することができる。

図 3.20(a)にモータ電流ベクトルに対して進みの出力電圧ベクトルを選択した場合のフェーズ 1 終了時点のベクトル図を、図 3.20(b)にモータ電流ベクトルに対して遅れの出力電圧ベクトルを選択した場合のフェーズ 1 終了時点のベクトル図を示す。回生動作中に電流ベクトルに対して進みの出力電圧ベクトルを選ぶと、 $d$  軸電流が負に、遅れの出力電圧ベクトルを選ぶと  $d$  軸電流が正に流れる。 $q$  軸電流をゼロになったときに、 $d$  軸電流が正の場合、ベクトル図では、 $-\omega L_{di}d+\omega L_{qi}q$  のベクトルが外側に向くため、 $pL_{di}d+pL_{qi}q$  が大きく現れ、短

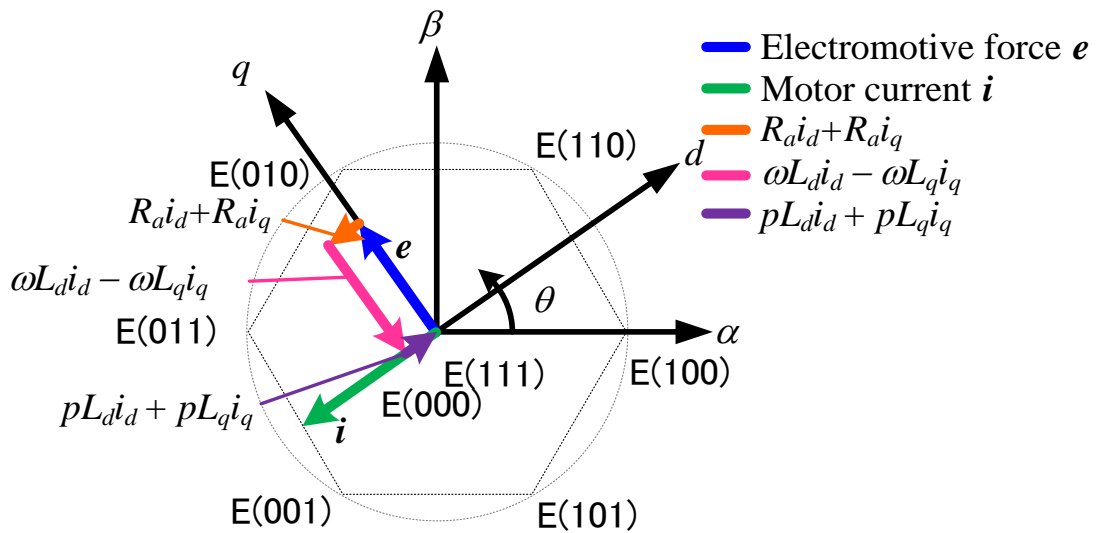


絡時の電流上昇が大きくなる。一方、 $d$  軸電流が負の場合、 $-\omega L_{di} + \omega L_{qi}$  のベクトルが内側に向くため、 $pL_{di} + pL_{qi}$  が小さく、短絡電流の上昇も抑制できる。そのため、フェーズ 1 ではモータ電流ベクトルに対して遅れの出力電圧ベクトルを選択しなくてはならない。



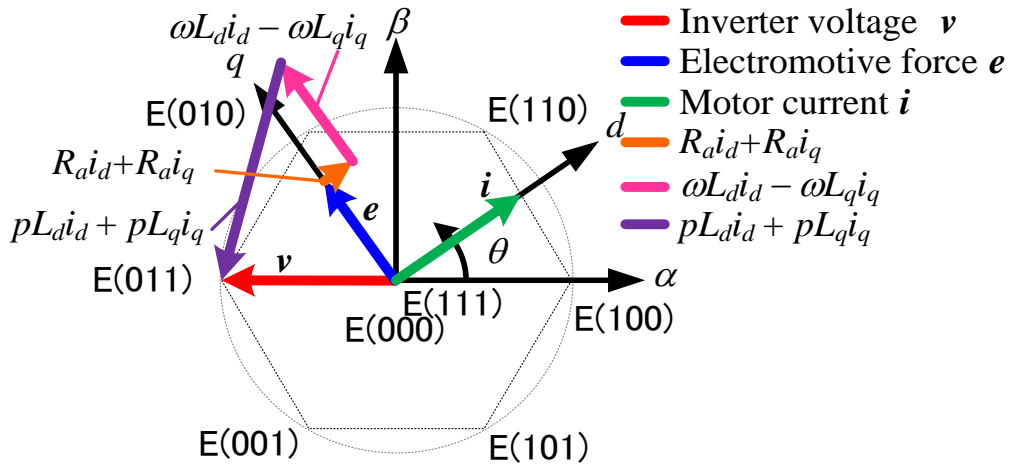


(a) Before short circuit of the motor

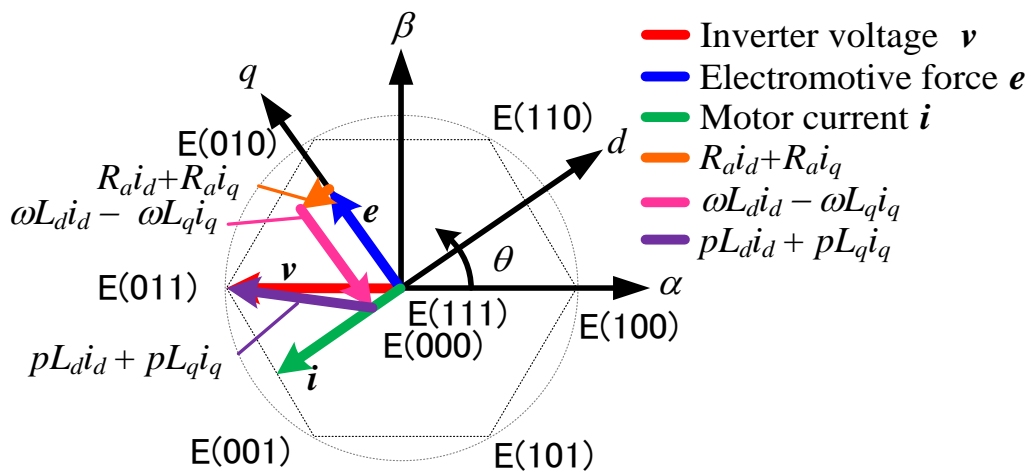


(b) After short circuit of the motor

図 3.21 提案する緊急停止法適用時におけるモータ短絡前後のベクトル図



(a) When the voltage vector is the lead of the phase with respect to the motor current



(b) When the voltage vector is the lag of the phase with respect to the motor current

図 3.22 遅れ電圧ベクトルと進み電圧ベクトルを印加しつづけた場合における q 軸電流ゼロ時のベクトル図

### 3.9 提案インバータ緊急停止時のジャンクション温度変化の検証

提案手法は、インバータの最大定格電流以上の出力電流が流れる可能性を持っている。そのため、インバータが壊れるのではないかと懸念がある。そこで、提案手法を用いることによる素子への影響を調べるため、提案手法を使用してインバータを停止した際の素子のジャンクション温度を観測する。表 3.4 にこのシミュレーションで使用したモータのパラメータを示す。また、表 3.5 にシミュレーションで使用した素子のパラメータを示す。素子は最大定格電流がモータの定格電流の約2倍になるよう選定した。これらのパラメータを用いてジャンクション温度のシミュレーションを行った。

図 3.21 にジャンクション温度シミュレーションの結果を示す。図 3.21 より、出力電流が素子の最大定格の約1.5倍流れているにもかかわらず、IGBTの温度上昇は9.0°C、FWDの温度上昇は8.1°Cである。このことから、提案手法を用いたとしても温度上昇は非常に小さい。これは短絡電流が流れる期間が、熱時定数よりはるかに小さいからである。

表 3.4 ジャンクション温度検証で用いるモータパラメータ

Rated Motor Power	55 kW
Rated Voltage	400 V <sub>rms</sub>
Rated Current	100 A <sub>rms</sub>
Rated Speed	1500 rpm
Number of Poles	6 poles
Winding Resistance	0.0215 Ω
d-axis Inductance	0.43 mH
q-axis Inductance	1.02 mH

表 3.5 ジャンクション温度検証で用いる IGBT パラメータ

Maximum Rated Collector-Emitter voltage		1200 V
Maximum Rated Collector current		100 A
Maximum Rated Junction temperature		448 K
Thermal resistance (1device)	Inverter IGBT	0.094 K/W
	Inverter FWD	0.150 K/W
Contact thermal resistance (1device)		0.0167 K/W

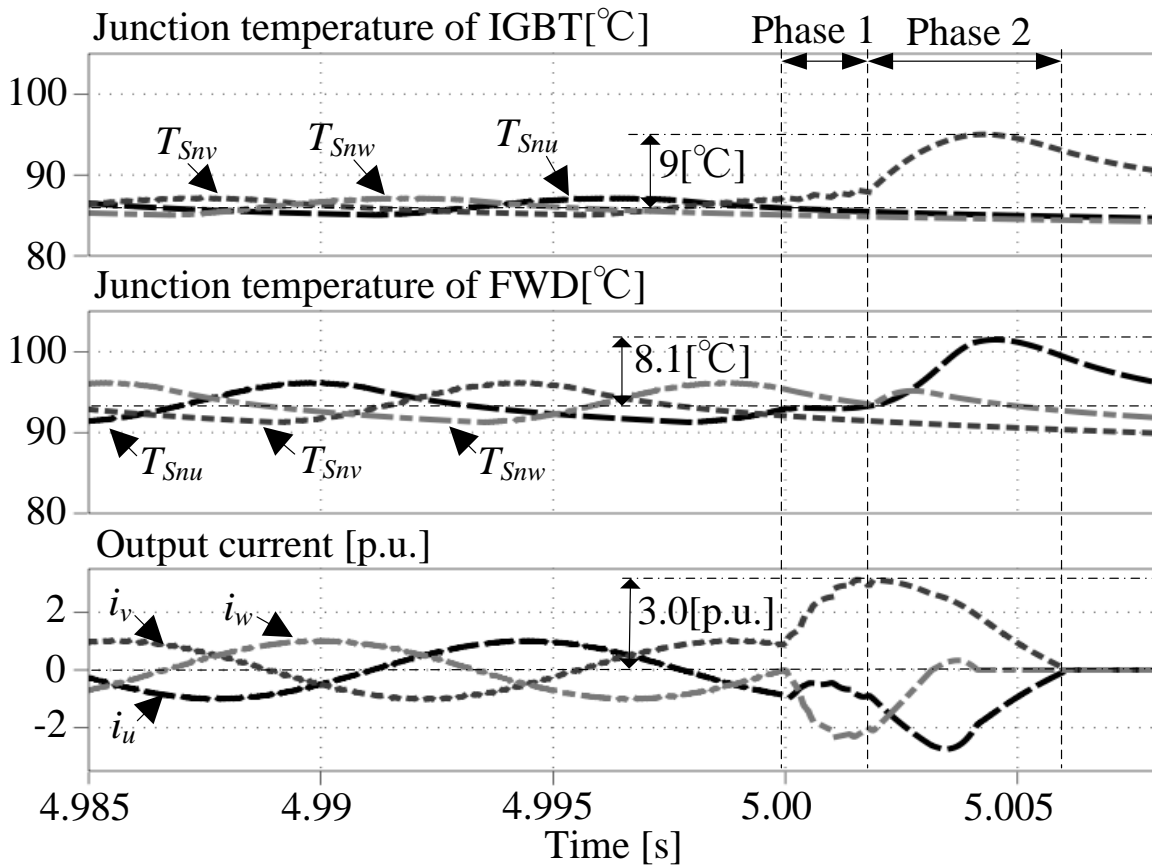


図 3.23 ジャンクション温度シミュレーション結果

### 3.10 提案手法のエネルギーフロー

本節では、提案手法を用いてインバータを停止させたときのシステム内のエネルギーフローについて考察する。

図 3.22 に提案手法を用いてインバータ停止を行った時の各部のシミュレーション波形とそのときのエネルギー分布図を示す。なお、本章の検討はシミュレーションソフト PLECS(Plexim 社)を用いて行った。実験条件は図 1 と表 3.3 と同様である。また、エネルギーフローを考察するにあたって変換器での損失は発生しないこととしている。本検討において、実験と同様に車体重量などから等価的に大きくなる慣性モーメントを模擬するために、負荷側インバータの速度制御により、定常的に回転速度は 750r/min 一定になるように制御されているが、速度制御応答の関係上、過渡的には速度は変化する。図 3.22(a)より直流コンデンサ電圧  $V_c$  は  $t_1$  から  $t_4$  の間では変動し、 $t_4$  以降は電圧変動がないことが確認できる。また、電圧変動が起こる期間では最大 0.035 p.u. の電圧上昇が確認できる。一方、図 3.22(a)より出力電流は 2.8 p.u. に抑えられており、モータ短絡を行った場合と比較して 40% 低減することを確認した。また電流振幅は  $t_5$  のタイミングで最大になることが確認できる。これは、図 3.22(a)の波形では、 $t_1 \sim t_5$  で負のトルクがかかっており、その間に回転子から送られるエネルギーが  $L_d$  に溜まり続けたためである。

リレー開放後の駆動システム内のエネルギーは、回転子に蓄えられる回転エネルギー  $W_\theta$ , d 軸, q 軸インダクタンス及び直流コンデンサに蓄えられるエネルギー  $W_{Ld}$ ,  $W_{Lq}$ ,  $W_c$ , 固定子抵抗で熱に変わるエネルギー  $W_R$  で構成される。各エネルギーは以下の式で求められる。

$$W_\theta = \int_{t_A}^{t_B} \omega(T - T_L) dt + \frac{1}{2} J \omega^2(t_A) \dots \dots \dots (3.27)$$

$$W_c = \int_{v_c(t_A)}^{v_c(t_B)} C_{dc} v_c dv_c + \frac{1}{2} C_{dc} v_c^2(t_A) \dots \dots \dots (3.28)$$

$$W_{Ld} = \int_{i_d(t_A)}^{i_d(t_B)} L_d i_d di_d + \frac{1}{2} L_d i_d^2(t_A) \dots \dots \dots (3.29)$$

$$W_{Lq} = \int_{i_q(t_A)}^{i_q(t_B)} L_q i_q di_q + \frac{1}{2} L_q i_q^2(t_A) \dots \dots \dots (3.30)$$

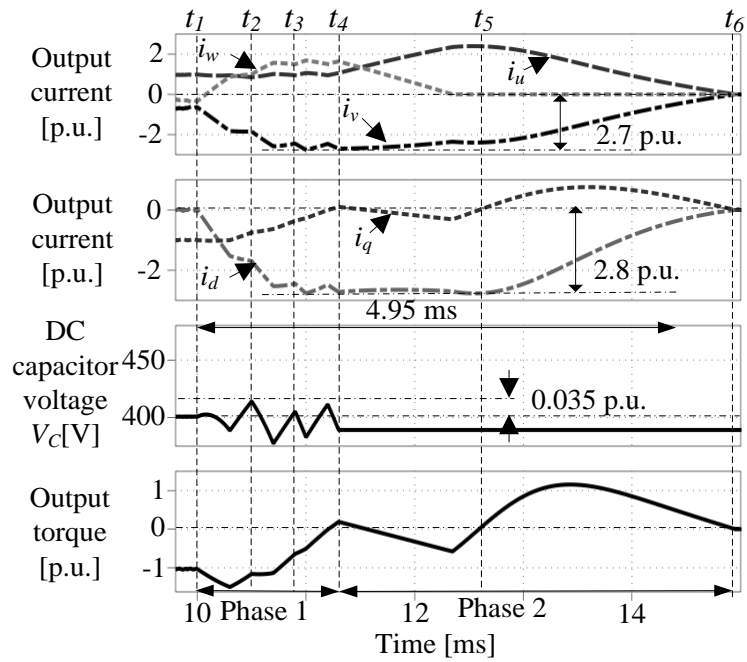
$$W_R = \int_{t_A}^{t_B} \frac{3}{2} R_a (i_q^2 + i_d^2) dt + \int_{t_0}^{t_A} \frac{3}{2} R_a (i_q^2 + i_d^2) dt \dots\dots\dots(3.31)$$

ここで、 $J$ は回転子のモーメント、 $T_L$ は負荷トルクである。(13)~(16)式の第一項はある点 A からある点 B までのエネルギーの変化分を、第二項はある点 A での蓄えているエネルギーを指す。また、(3.27)式においては、第一項はある点 A からある点 B までの消費されたエネルギーを、第二項はある点 A までに熱として消費されたエネルギーを指す。以上の変数を用いてフェーズ 1、フェーズ 2 における供試側のエネルギーの移動について述べる。

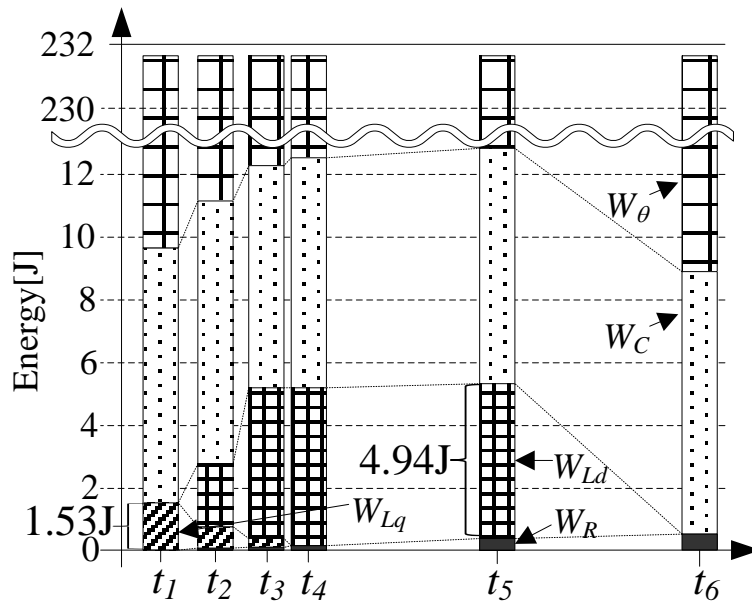
フェーズ 1 において、充電モード時では( $V_C$ が上昇しているとき)、電流ベクトルに対し、逆相エリアの電圧指令ベクトルを出力すると、 $W_\theta$ と  $W_{Lq}$ の一部が  $C_{dc}$ と  $W_{Ld}$ に蓄えられる。放電モード時では( $V_C$ が減少しているとき)、電流ベクトルに対し、同相エリアの電圧指令ベクトルを出力すると、 $W_\theta$ と  $W_{Lq}$ と  $W_C$ の一部が  $W_{Ld}$ に蓄えられる。なお、フェーズ 1 では、最初に放電モードの空間ベクトルを選択するため、一時的にコンデンサ電圧が減少する。 $i_q$ がゼロになるとトルクゼロ制御は終了し、フェーズ 2 に移行する。この時、 $d$  軸電流のみになるため、 $W_{Lq}$ はゼロとなり、 $W_{Ld}$ はフェーズ 1 中では最大になる。

フェーズ 2 でモータ短絡をすると  $T$ は再び負になり、 $W_\theta$ の一部が  $W_{Ld}$ に蓄えられる。しかし、スイッチが一つオフされ単相状態になると、 $T$ は正方向に振動する。単相状態になった後、トルク  $T$ が正の期間では  $W_{Ld}$ が回転子側に移動し、最終的にゼロになる。また提案手法を行っている間は、 $R_a$ によって少しずつ熱エネルギーに変わる。以上のことから、提案手法は  $W_{Lq}$ と  $W_\theta$ の一部を  $L_d$ に蓄え、トルク  $T$ を正になった後は  $W_{Ld}$ を回転子側に送ることでインバータ停止を実現している。そのため、 $L_d$ に  $W_{Lq}$ のみ蓄えられ、トルク  $T$ がゼロになるのが理想的であるが、実際は  $W_\theta$ の一部が蓄えられる分、 $W_{Ld}$ が上昇し、電流振幅に反映される。研究対象である EV 駆動システムの場合、負荷側には機械ブレーキが存在するため、回転子側に送られたインダクタンスに蓄えられていたエネルギー  $W_{Ld}$ を機械ブレーキで消費する。





(a) Output current and DC capacitor voltage waveform



(b) Energy distribution map

図 3.24 提案するインバータ緊急停止法のエネルギーフロー

### 3.11 結論

本章では、ダイナミックブレーキ回路などの追加回路なしで平滑コンデンサ電圧上昇を防ぎつつインバータと永久磁石同期電動機の停止を実現するために、余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法の具体的な実現方法について述べ、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) 本章で提案した永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術は、エレベータや電気自動車に安全の観点から備わっている機械ブレーキにより永久磁石同期電動機自体の回転を停止させることを前提に、モータ短絡により平滑コンデンサへの回生電流の流入を防ぎ、電流ゼロクロスで対応するスイッチをオフにすることで電流を遮断する。その際、短絡電流抑制の観点から余剰エネルギー再分配に基づいたヒステリシス制御により、モータ短絡をする前に弱め磁束状態にすることによって、短絡電流を抑制できる。
- 2) モータゼロシーケンスでは出力電流ベクトルに対し遅れ電圧ベクトルを永久磁石同期電動機に印加することで、瞬时无効電力を発生させ、余剰エネルギー再分配に基づき q 軸インダクタンスのエネルギーを d 軸インダクタンスに遷移させる。
- 3) モータゼロシーケンスのヒステリシス制御では出力電流ベクトルに対し遅れ電圧ベクトルを出力できるスイッチングパターンの中から充電モードと放電モードを選択することにより、平滑コンデンサ電圧をある閾値内に維持する。
- 4) 提案するインバータ緊急停止法を適用した場合、適用しない場合と比較して直流コンデンサ電圧の上昇を 80%低減できることを確認した。更にモータ短絡時に発生する電流振幅の最大値も 2.5p.u.に抑えられることを確認した。
- 5) 提案したインバータ緊急停止法では、弱め磁束条件下でモータ短絡をすることで d 軸の電機子反作用により端子間電圧が下がり、d 軸および q 軸電流の傾きを決める  $pL_{di}+pL_{qi}$  が低減するため、短絡電流の上昇を抑制できることを明らかにした。
- 6) 永久磁石同期電動機駆動システム内のエネルギーの時間推移からトルクゼロシーケンスを理論的に検討し、その妥当性を確認した。

以上より、本章で提案したインバータ緊急停止法を用いることで系統解列もしくはバッテリを切り離れた状態で、平滑コンデンサ電圧の上昇を抑制しながらインバータの停止が

可能であり，その有用性を示した。



## 第4章

# 余剰エネルギー再分配に基づいたマトリックスコンバータの緊急停止法

### 4.1 緒論

第2章では、緊急停止時に主回路を保護するために回生エネルギーを消費するダイナミックブレーキ回路は、大容量抵抗と冷却装置も相まって、システム体積の大型化および高コスト化の要因の一つであることを述べた。第3章では、ダイナミックブレーキ回路などの追加回路なしで平滑コンデンサ電圧上昇を防ぎつつインバータと永久磁石同期電動機の停止を実現するために、余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法について述べ、その有用性を示した。

一方、マトリックスコンバータはエネルギーの主経路に大容量の電解コンデンサを使用せず、電力変換回数が1回なため、原理的に Back-to-Back システムよりも高効率かつ小型である。しかし、マトリックスコンバータでは保護回路としての機能も持つクランプスナバ回路が設けており、回生時に緊急停止を起こした場合、クランプスナバ回路のコンデンサに回生エネルギーが流入するため、Back-to-back システムと同様にマトリックスコンバータにもダイナミックブレーキ回路は必要となる。中性点クランプ3レベルインバータのような多レベルインバータは2レベルインバータと同様の動作が原理上可能であり、提案するインバータ緊急停止法をそのまま適用することができる。しかし、マトリックスコンバータでは直接型交流交流電力変換器のため、入出力が三相であり、エネルギーの主経路に直流部を持たないため、多レベルインバータのように提案するインバータ緊急停止法をそのまま適用することができない。また、提案するインバータ緊急停止法ではモータ短絡時の電流ゼロクロス付近のタイミングで IGBT をオフにすることでモータ電流の流入を遮

断する。電流ゼロクロスから少しずれたタイミングで IGBT をオフしても、還流ダイオードにモータ電流が通るため問題にならない。しかしながら、マトリックスコンバータは双方向スイッチング素子を用いているため、電流経路を確保しながら、モータ短絡を行う必要がある。

本章では、第3章で提案したインバータ緊急停止法と同等の効果をマトリックスコンバータでも実現できるように、仮想 AC/DC/AC 変換に基づいたマトリックスコンバータ緊急停止法も開発する。まず、マトリックスコンバータを仮想電流形整流器と仮想電圧形インバータに分けることができる仮想 AC/DC/AC 方式について述べる。次に、整流器側とインバータ側に分けて、第一段階のトルクゼロシーケンスについて述べる。その後、第二段階である双方向スイッチの電流経路を片方向のみ確保しながら還流ダイオードの自然消弧により自動的に電流を遮断するマトリックスコンバータ用のモータ短絡シーケンスについて述べる。最後にシミュレーションと実験より、提案する緊急停止法がマトリックスコンバータにおいても有用であることを明らかにする。

## 4.2 システム構成

図 4.1 に系統から電力供給を受けるマトリックスコンバータで駆動する永久磁石同期電動機駆動システムを示す。図 4.1 はマトリックスコンバータの LC フィルタと双方向スイッチ群、ダイナミックブレーキ回路を含んだスナバ回路および永久磁石同期電動機から構成される。系統から電力供給を受けるモータ駆動システムでは、系統異常が起きた際に発電設備の解列に伴い、マトリックスコンバータを停止させる必要がある。その際、Back-to-back システムと同様にマトリックスコンバータを停止させたことで、回生電流はスナバコンデンサに流れこむ。フィルムコンデンサを用いた場合、静電容量が小さいため、回生電流によりスナバコンデンサ電圧が急激に上昇し、素子耐圧を超え、素子を破壊する恐れがある。そのため、スナバコンデンサに並列に接続されているダイナミックブレーキ回路を用いて回生電力を回路の抵抗で消費させる。このダイナミックブレーキ回路は異常停止時にしか動作しない上、大きな電力容量を持つ抵抗を必要とすることから、Back-to-back システムと同様に、システムの大型化やコスト増大を招く。

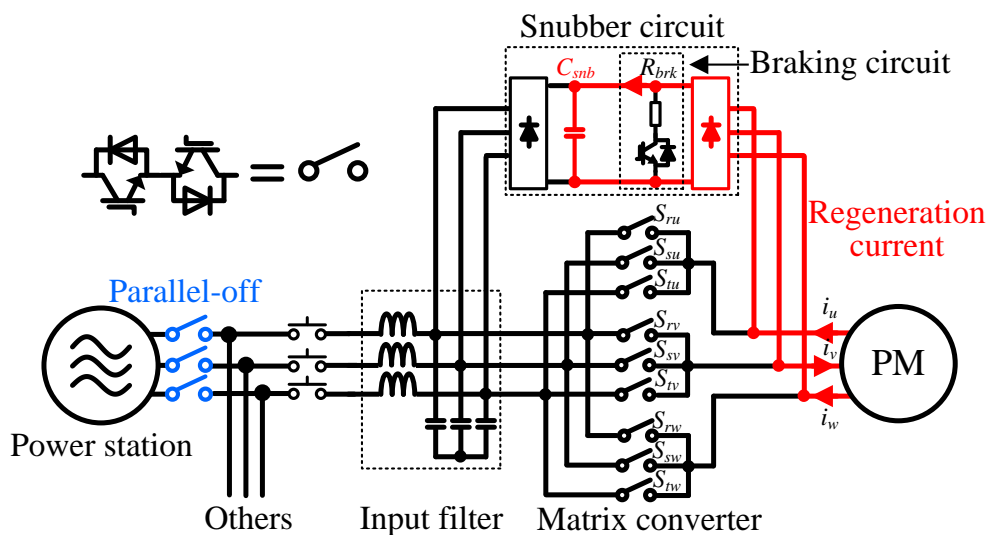


図 4.1 モータ駆動システムにおけるマトリックスコンバータの構成

### 4.3 マトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式

図 4.2 に電流形整流器(CSR)と電圧形インバータ(VSI)によって構成される仮想 AC/DC/AC システムを示す。仮想 AC-DC-AC 変換方式とは、「系統側端子と発電機側端子の接続関係が同一であれば、変換器の構成が異なっても同じ入出力波形が得られる」との原理に基づいた方式で<sup>(121)</sup>、マトリックスコンバータを仮想整流器と仮想インバータに分けて考えることができる。電流形整流器と電形インバータのスイッチングパターンを合成することでマトリックスコンバータのスイッチングパターンを得ることができる。図 4.1 のフィルタの影響は無視し、各スイッチング関数はオンの時 1、オフの時 0 とする。

$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.1)$$

ここで、 $S_{ij}$  は仮想 AC/DC/AC 方式における各スイッチのスイッチング関数である。添字  $i$  はそれぞれ  $r, s, t, u, v, w$  を示し、添字  $j$  は  $p, n$  を示す。

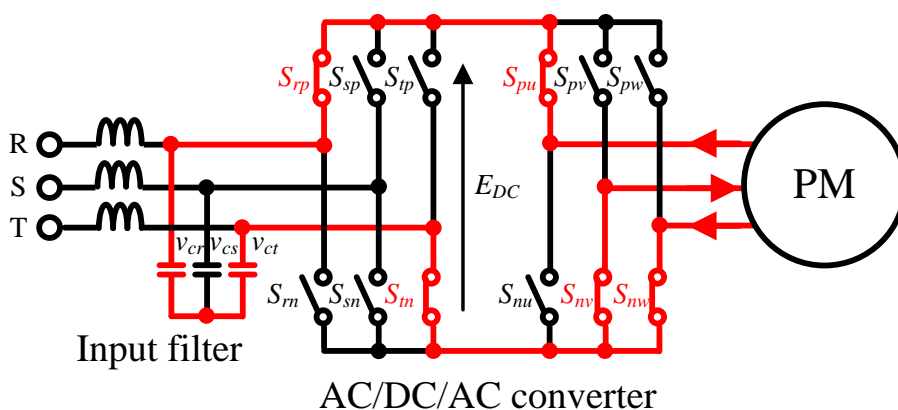


図 4.2 仮想 AC/DC/AC 電力変換器



## 4.4 マトリックスコンバータのための緊急停止シーケンス

本節では、マトリックスコンバータに適用可能な第一段階のトルクゼロシーケンスと第二段階のモータ短絡シーケンスについて述べる。第一段階のトルクゼロシーケンスは 4.3 節で述べた仮想 AC/DC/AC 方式に基づき整流器側とインバータ側に分けて、スイッチングパターン生成法について述べる。第二段階のモータ短絡シーケンスは、マトリックスコンバータの還流ダイオードを考慮してモータ短絡状態を作ること、双方向スイッチの電流経路を片方向のみ確保しながら還流ダイオードの自然消弧により自動的に電流を遮断する方法について述べる。

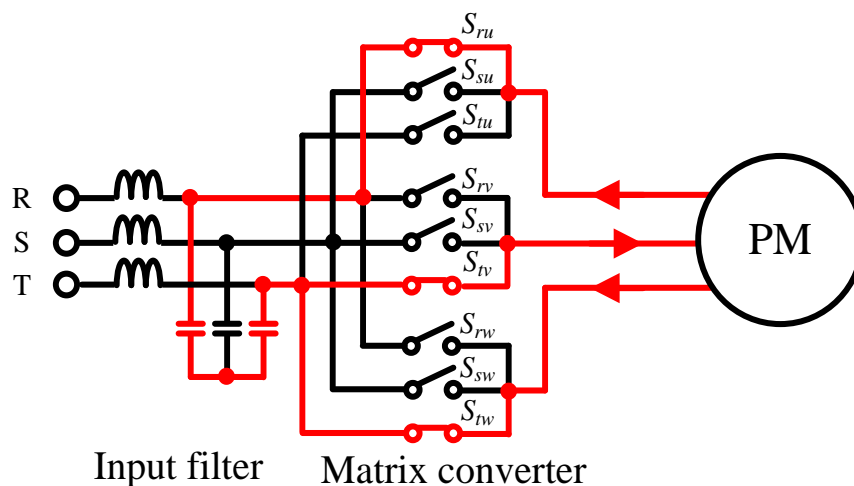
### 4.4.1 マトリックスコンバータのためのトルクゼロシーケンス

図 4.3 にフェーズ 1 のトルクゼロシーケンスの一例を示す。フェーズ 1 ではフィルタコンデンサ電圧を利用してモータ電流に対して遅れ電圧ベクトルを出力する。しかしながら、フェーズ 1 開始前では電磁開閉器が開放されているため、永久磁石同期電動機から流れる電流の充放電によってフィルタコンデンサ電圧が変動する。そこで、提案シーケンスでは仮想 AC/DC/AC 方式<sup>(4)</sup>に基づいてスイッチングパターンを選定することで、コンデンサ電圧を充放電によって維持しつつ、モータ電流に対して遅れ電圧ベクトルを出力する。

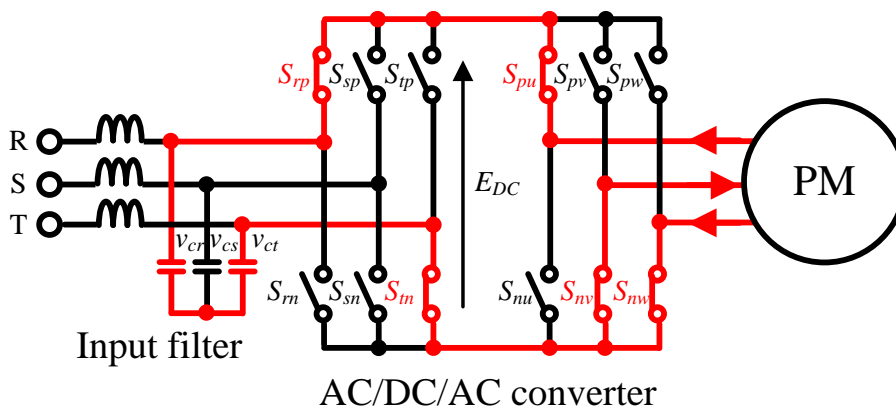
図 4.4 にフィルタコンデンサ電圧と仮想直流リンク電圧の関係を、表 1 にフェーズ 1 における仮想整流器のスイッチングテーブルを示す。フェーズ 1 ではマトリックスコンバータを 2 レベルインバータとして動作させるために、フィルタコンデンサ電圧の最大相と最小相が仮想直流リンクに接続されるように仮想整流器のパターンを選定する。これによりフィルタコンデンサ電圧の最大相と最小相の差分と同じ直流リンク電圧をもつ 2 レベルインバータとして動作する。

図 4.5 に提案手法フェーズ 1 での出力電流ベクトルと出力電圧ベクトルとの関係を示す。出力電流ベクトルと出力電圧ベクトルのなす角度が直角の場合、瞬時出力電力  $p_{out}$  はゼロとなる。しかし、出力電圧ベクトルの関係上、出力電流ベクトルが変化するため、必ずしも瞬時出力電力  $p_{out}$  をゼロにすることができない。そこで出力電圧ベクトルの選定基準を設け、充電動作と放電動作によって瞬時出力電力  $p_{out}$  がゼロになるように調整し、電圧変動を抑制するスイッチングパターンを選定する。表 2 に仮想インバータのスイッチングパ

ターンを示す。充放電ベクトルを直流コンデンサ電圧に応じて交互に切り替えることで、出力電圧ベクトルが出力電流ベクトルに対し  $60^\circ \sim 120^\circ$  遅れとなるよう制御する。



(a) マトリックスコンバータにおけるフェーズ1の電流経路



(b) AC/DC/AC コンバータにおけるフェーズ1の電流経路

図 4.3 フェーズ1の動作例

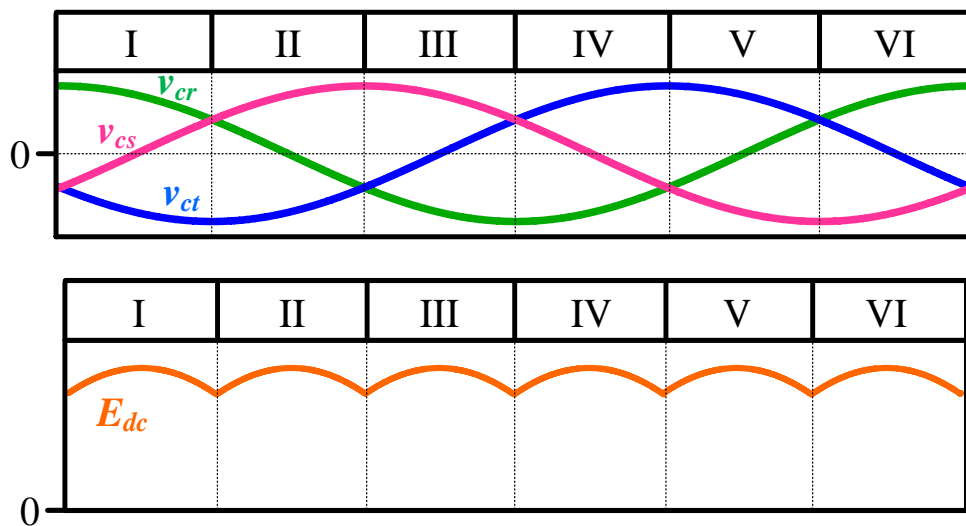


図 4.4 入力電圧と仮想直接リンク電圧の関係

表 4.1 フェーズ 1 の仮想整流器のスイッチングパターン

	Max/Mid/Min			State of switch of rectifier					
	$v_r$	$v_s$	$v_t$	$S_{rp}$	$S_{sp}$	$S_{tp}$	$S_{rn}$	$S_{sn}$	$S_{tn}$
I	MAX	MID	MIN	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	ON
II	MID	MAX	MIN	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON
III	MIN	MAX	MID	OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF
IV	MIN	MID	MAX	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF
V	MID	MIN	MAX	OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF
VI	MAX	MIN	MID	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF

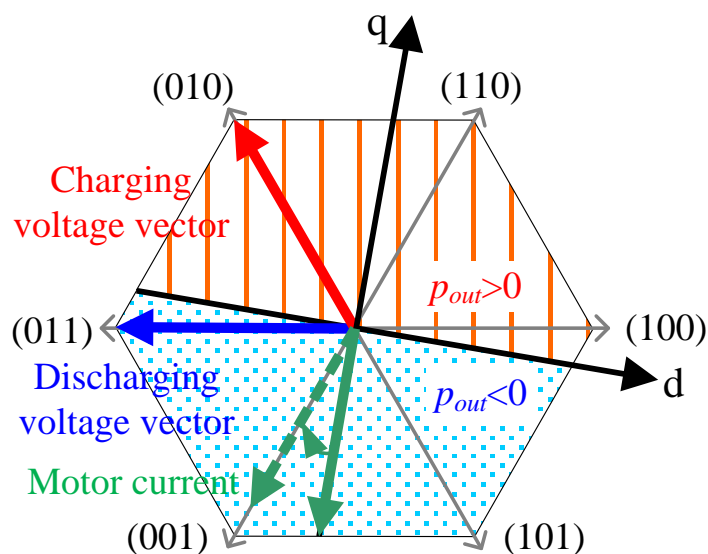


図 4.5 フェーズ 1 の仮想インバータ側におけるモータ電流ベクトルと出力電圧ベクトルの関係

表 4.2 フェーズ 1 の仮想インバータのスイッチングパターン

		Direction of current			State of switch of inverter					
		$i_u$	$i_v$	$i_w$	$S_{pu}$	$S_{pv}$	$S_{pw}$	$S_{nu}$	$S_{nv}$	$S_{nw}$
Discharge	+	-	-	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	
	+	-	+	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	
	-	-	+	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	
	-	+	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	
	-	+	-	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	
	+	+	-	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
Charge	+	-	-	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	
	+	-	+	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	
	-	-	+	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	
	-	+	+	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	
	-	+	-	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	
	+	+	-	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	

#### 4.4.2 マトリックスコンバータのためのモータ短絡シーケンス

図 4.6 にマトリックスコンバータに回生電流を循環させることでスナバコンデンサ電圧の上昇を防ぐモータ短絡シーケンスを示す。フェーズ 2 ではマトリックスコンバータがモータ短絡をすることで、スナバコンデンサ電圧の上昇を防ぐ。次にマトリックスコンバータのスイッチング状態を示す。まず、 $q$  軸電流が負から正へゼロクロスした際に、フェーズ 2 開始時にモータ出力電流の極性に応じて双方向スイッチを構成する IGBT2 つのスイッチングパターンを決める。表 3 にフェーズ 2 のスイッチングパターンを示す。例えば、図 4.6(a)に示すように U 相電流がモータ側に流れる時、U 相電流の経路を確保するために  $S_{ur}$  の IGBT をオンに、 $S_{ru}$  の IGBT をオフにする。この時、U 相電流は  $S_{ru}$  の還流ダイオードと  $S_{ur}$  の IGBT を通ってモータ側に流れる。同様に他の R 相の IGBT ( $S_{rv}$ ,  $S_{vr}$ ,  $S_{rw}$  と  $S_{wr}$ ) もモータ出力電流方向に応じてオンオフを決定する。この場合、S 相と T 相の双方向スイッチについてはオフにする。その結果、図 4.6(a)に示すようにマトリックスコンバータによってモータは短絡状態になり、スナバコンデンサにモータ電流が流入しない短絡モードになる。次に、三相のうち一相の電流がゼロクロスした時に、同相の還流ダイオードが自然とオフになる(図 4.6(b))。これにより、単相動作となり、固定子磁界は交番磁界となるので、回転方向のトルクは発生しない単相モードとなる。次に残り二相の電流もゼロクロスした瞬間にそれぞれ還流ダイオードがオフにするため、モータ電流が流れていないゼロ電流モードとなる(図 4.6(c))。最後にすべての双方向スイッチをオフさせる遮断モードとなる(図 4.6(d))。以上の動作により、スナバコンデンサ電圧を上昇させずにマトリックスコンバータを停止できる。

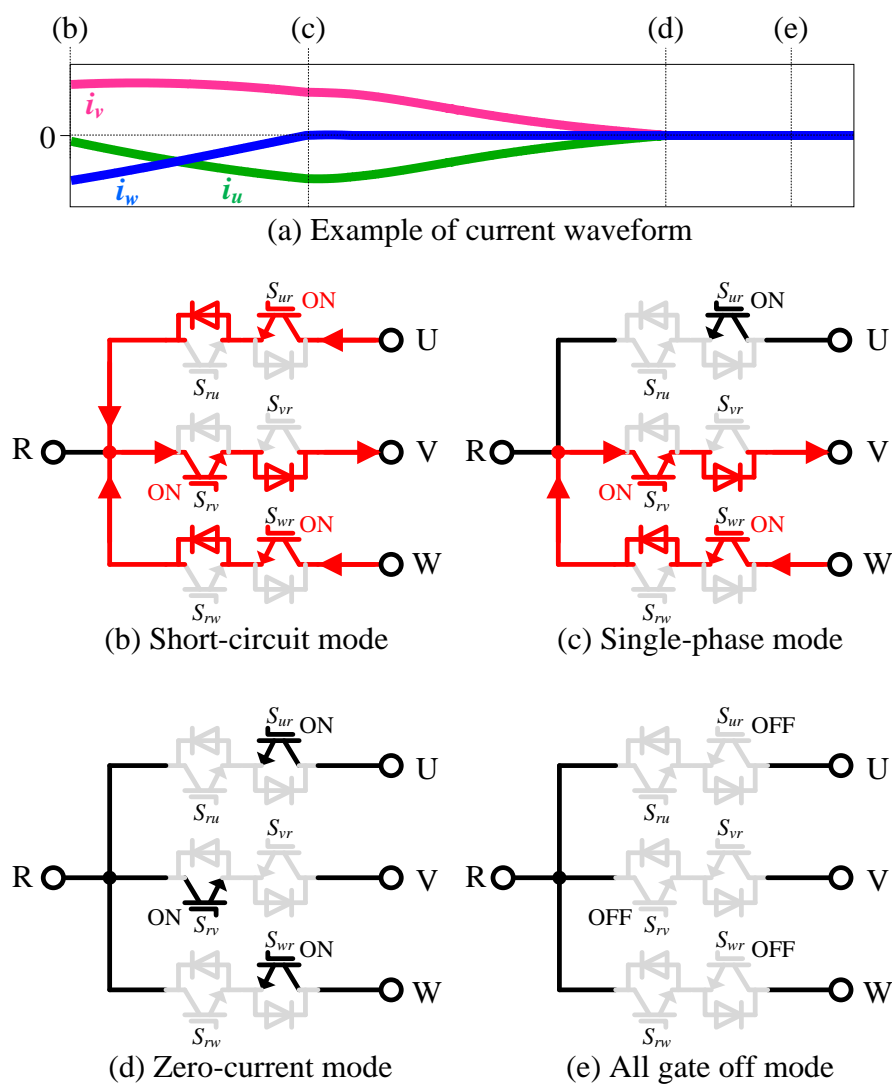


図 4.6 提案シーケンスのフェーズ 2 での動作モード

表 4.3 フェーズ 2 のスイッチングパターン

Direction of current			State of Phase 2					
$i_u$	$i_v$	$i_w$	$S_{xu}$	$S_{ux}$	$S_{xv}$	$S_{vx}$	$S_{xw}$	$S_{wx}$
+	-	-	ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON
+	-	+	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF
-	-	+	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF
-	+	+	OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF
-	+	-	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON
+	+	-	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON

## 4.5 シミュレーション結果

本設では、前節で述べたマトリックスコンバータにも適用可能な緊急停止法の動作および有用性をシミュレーションにて検証する。第 3 章におけるシミュレーションと同様に PLECS を用いて検証する。

### 4.5.1 マトリックスコンバータにおけるゲート遮断による緊急停止

図 4.7 に回生中にゲート遮断による緊急停止を行った場合のシミュレーション結果を示す。表 4.4 にシミュレーション条件を示す。シミュレーションでは電磁接触器を開放し、ゲート遮断により全ての素子をオフにしている。図 4.7 では電磁接触器解放し、ゲート遮断後、スナバコンデンサ電圧がおよそ 185V まで上昇している。しかしながら、ダイナミックブレーキがスナバコンデンサ電圧の過電圧保護のため動作しているため、ダイナミックブレーキ抵抗で回生エネルギーを消費することで、上昇していたスナバコンデンサ電圧が急激に落ちている。このことから、この手法ではダイナミックブレーキ回路が必要不可欠である。

### 4.5.2 マトリックスコンバータのためのモータ短絡時の緊急停止

図 4.8 にフェーズ 2 のモータ短絡のみによる緊急停止を行った場合のシミュレーション結果を示す。本実験システムでは 3.0p.u.以上の出力電流を流した場合、モータの損傷や不可逆減磁を起こす恐れがある。図 4.8 より、フェーズ 1 を適用せずモータ短絡をしているため、モータ出力電流が 55A まで上昇している。仮に過電流保護が働いた場合、スナバ電圧が急上昇することから、この手法は実用的でないことがわかる。

### 4.5.3 マトリックスコンバータのための提案シーケンスによる緊急停止

図 4.9 に提案シーケンスによって緊急停止を行った場合のシミュレーション結果を示す。表 4.1 と表 4.2 に基づいたスイッチングパターンにより、遅れ電圧ベクトルを出力することで d 軸電流はゼロから負方向に流れ、q 軸電流はゼロになる。およそ 6ms で q 軸電流はゼロに達した後、フェーズ 2 が開始する。フェーズ 2 開始後、正方向に流れていた W 相電流がゼロに達した後、負方向に流れず、短絡モードに移行している。残りの U 相電流と V

相電流がゼロに達した後も電流が流れ続けることなく遮断している。図 4.9 より、提案シーケンスを適用することでモータ出力電流を 1.75 p.u.以下に抑制している。図 4.8 に比べて図 4.9 のモータ出力電流が小さい理由は、フェーズ 1 を適用することで、d 軸電流を負方向に増加させ、d 軸の電機子反作用によりモータ端子間電圧を小さくなる。これにより、モータ短絡時にインダクタンスにかかる電圧を抑えたことで短絡電流を抑制することができる。加えて、スナバコンデンサ電圧の変動も定格電圧の 20V 以下に抑制している。

表 4.4 シミュレーション条件

Rated motor power	3.7 kW
Rated motor voltage	180 V <sub>rms</sub>
Rated current	14.1 A <sub>rms</sub>
Rated speed	1800 rpm
Number of poles	6 poles
Winding resistance	0.643 Ω
d-axis inductance	7.5 mH
q-axis inductance	15.1 mH
Back-electromotive force	151 V <sub>rms</sub> @1800rpm
Rated snubber voltage	283 V
Threshold over-voltage	380 V
Filter inductance	2 mH
Filter capacitance	6.6 μF
Filter resistance	47 Ω
Snubber capacitance	100μF



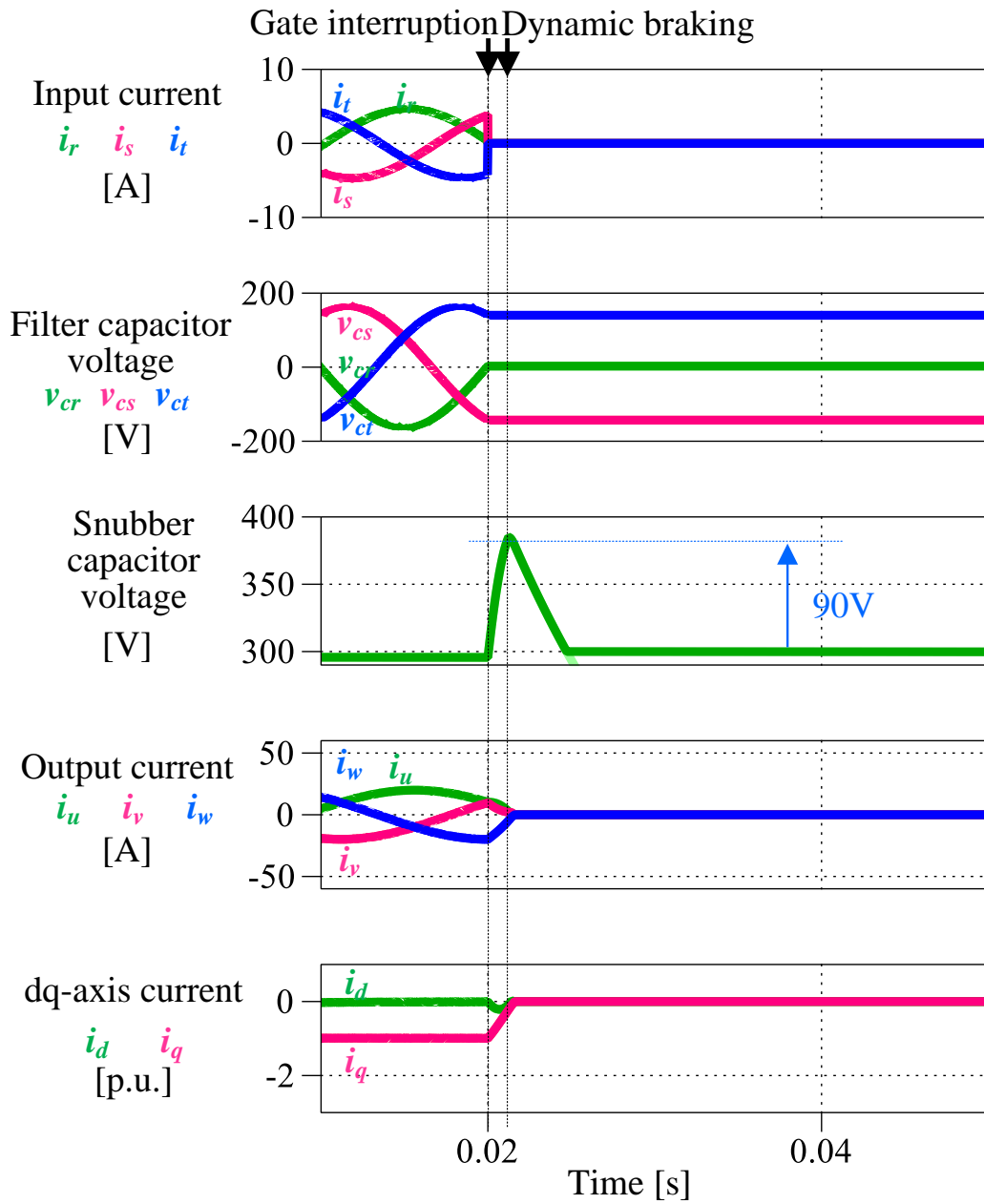


図 4.7 ゲート遮断による緊急停止のシミュレーション結果

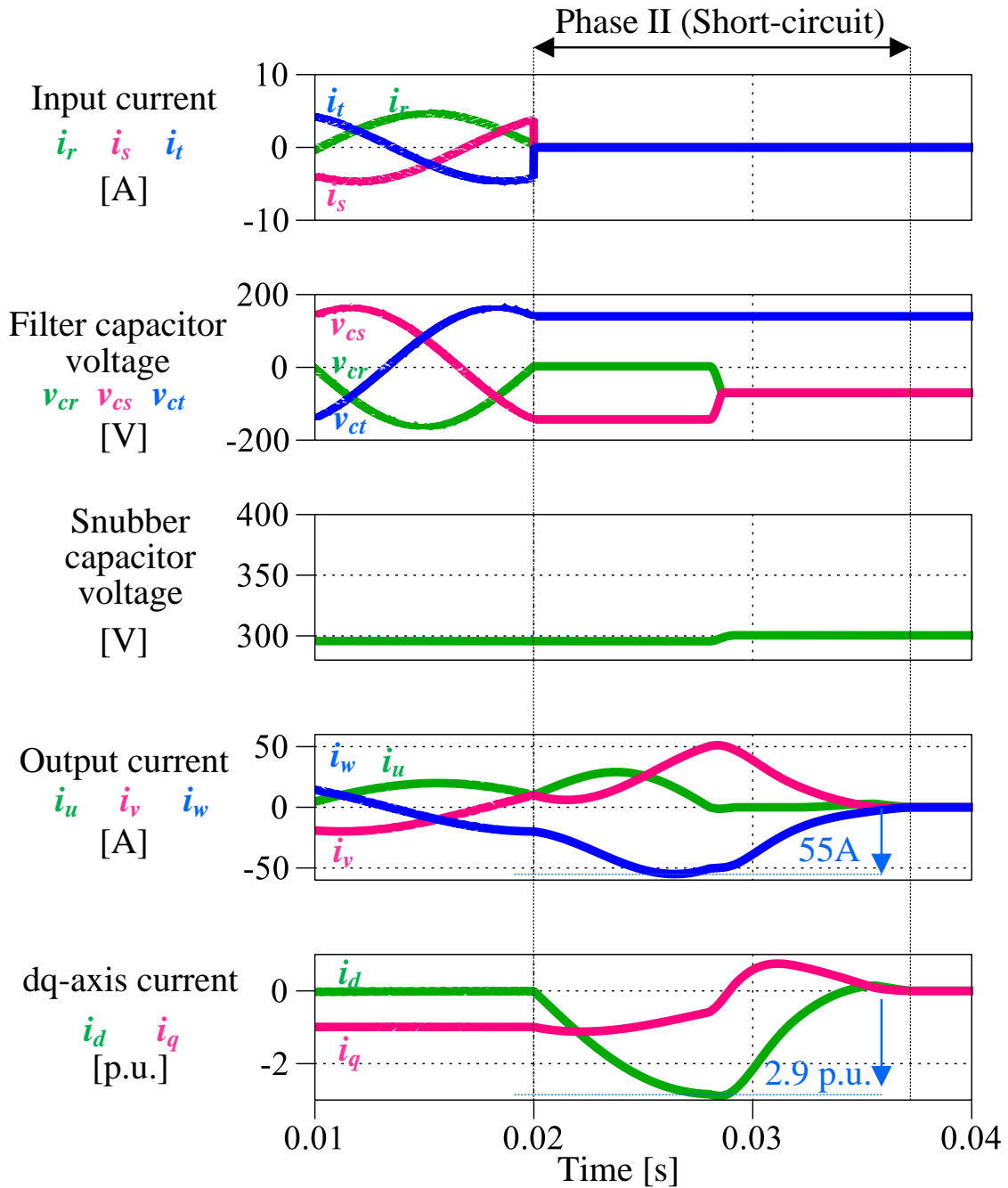


図 4.8 フェーズ 2 のみの時のシミュレーション結果

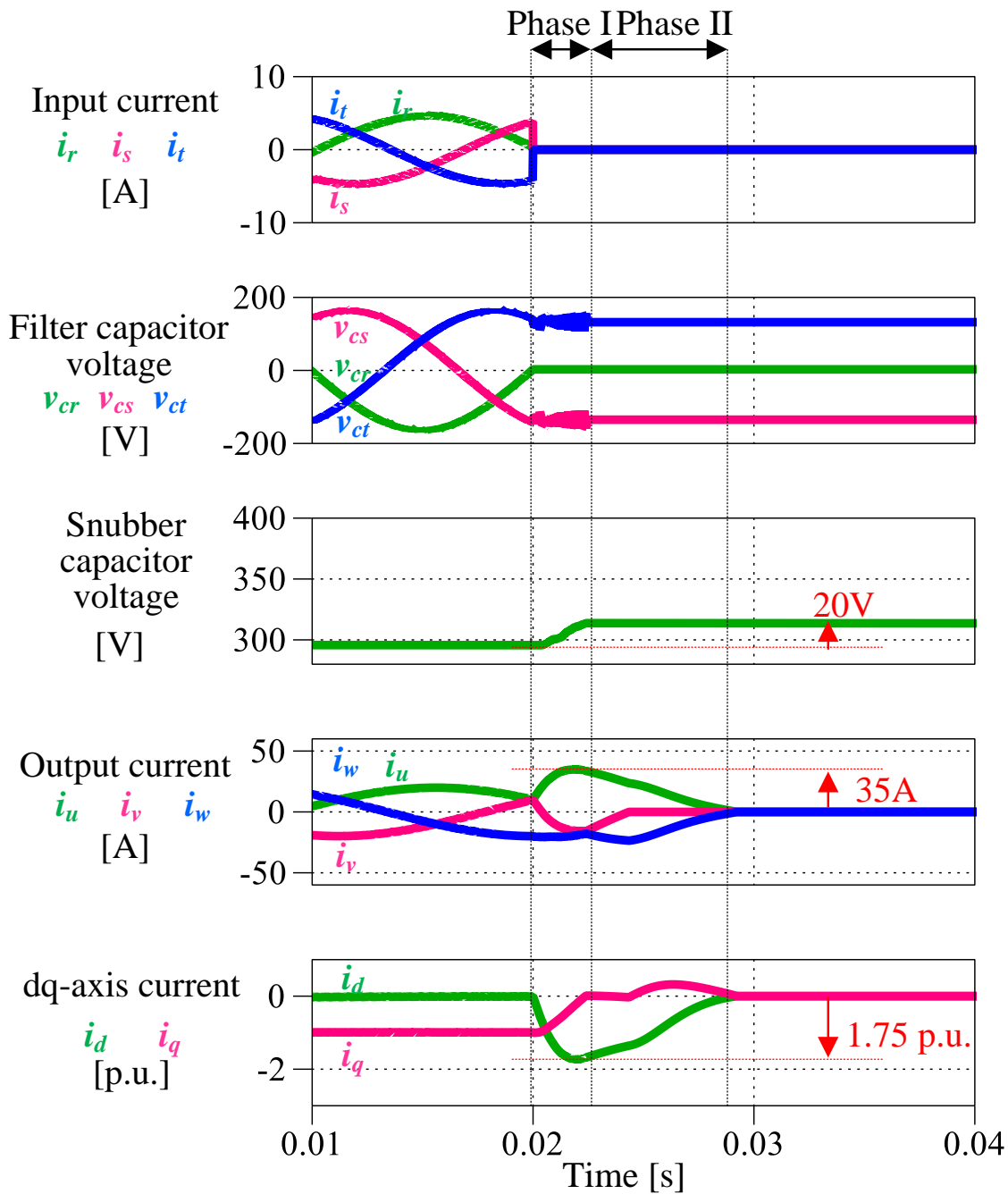


図 4.9 提案シーケンスのシミュレーション結果

## 4.6 実験結果

本節では図 4.1 の試作器を構成し、提案するマトリックスコンバータ緊急停止法を実験で評価する。実験条件を表 4.4 に示す。本実験では DSP で提案シーケンスを実装しているため、演算周期の関係上、フィルタキャパシタ容量が小さすぎるとフィルタ電圧の変化が急峻になり、正確なヒステリシス制御が出来ないため、本節ではフィルタコンデンサ容量を通常よりも大きくしている。なお、FPGA で実装することでフィルタコンデンサ容量は DSP で実装するよりも格段に小さくなる。本実験では DSP の演算による dq 軸電流を観測している。

図 4.10 にゲート遮断による緊急停止を行った際の各部の動作波形を示す。実験では電磁接触器が開放状態になった後、フィルムコンデンサ電圧が 400V に達した際に、ゲート遮断により全てのスイッチがオフになるように設定している。また、配線インダクタンス等によるサージ電圧を吸収しているため、PWM 運転の時点でスナバコンデンサ電圧は 300V まで増加している。図 4.10 より、ゲート遮断により全スイッチがオフになった後、回生電流がスナバ回路に流入し、スナバコンデンサ電圧が 400V まで上昇している。その後、ダイナミックブレーキ回路が動作し、ダイナミックブレーキ抵抗で回生エネルギーを消費することで、スナバコンデンサ電圧が急激に減少している。この方法では、回生エネルギーを消費するために大容量のダイナミックブレーキ抵抗を必要とする。そのため、システムの大型化とコスト増加を招く。

図 4.11 に提案シーケンスによる緊急停止を行った際の各部の動作波形を示す。実験では、同様に電磁接触器が開放状態になった後、フィルムコンデンサ電圧が 400V に達した際に、ゲート遮断により全てのスイッチがオフになるように設定している。シミュレーションと同様に遅れ電圧ベクトルを出力することで d 軸電流はゼロから負方向に流れ、q 軸電流はゼロになる。およそ 2ms で q 軸電流はゼロに達した後、フェーズ 2 が開始する。フェーズ 2 で各モータ出力電流がゼロクロスした時、それぞれで電流が遮断され、短絡モードから単相モード、ゼロ電流モード(全遮断モード)になっていることから想定した通りの動作が出来ている。また、提案シーケンスを適用することでモータ出力電流を 20A 以下に抑制している。加えて、スナバコンデンサ電圧の変動も定格の 16%以下に抑制している。提案シーケンスを DSP で実装した関係上、今回、フィルタコンデンサ容量を大きくしているため、

フィルタコンデンサ電圧はフェーズ1中であまり変動していない。

以上より、提案シーケンスのスナバコンデンサ電圧上昇に対する有用性を確認した。

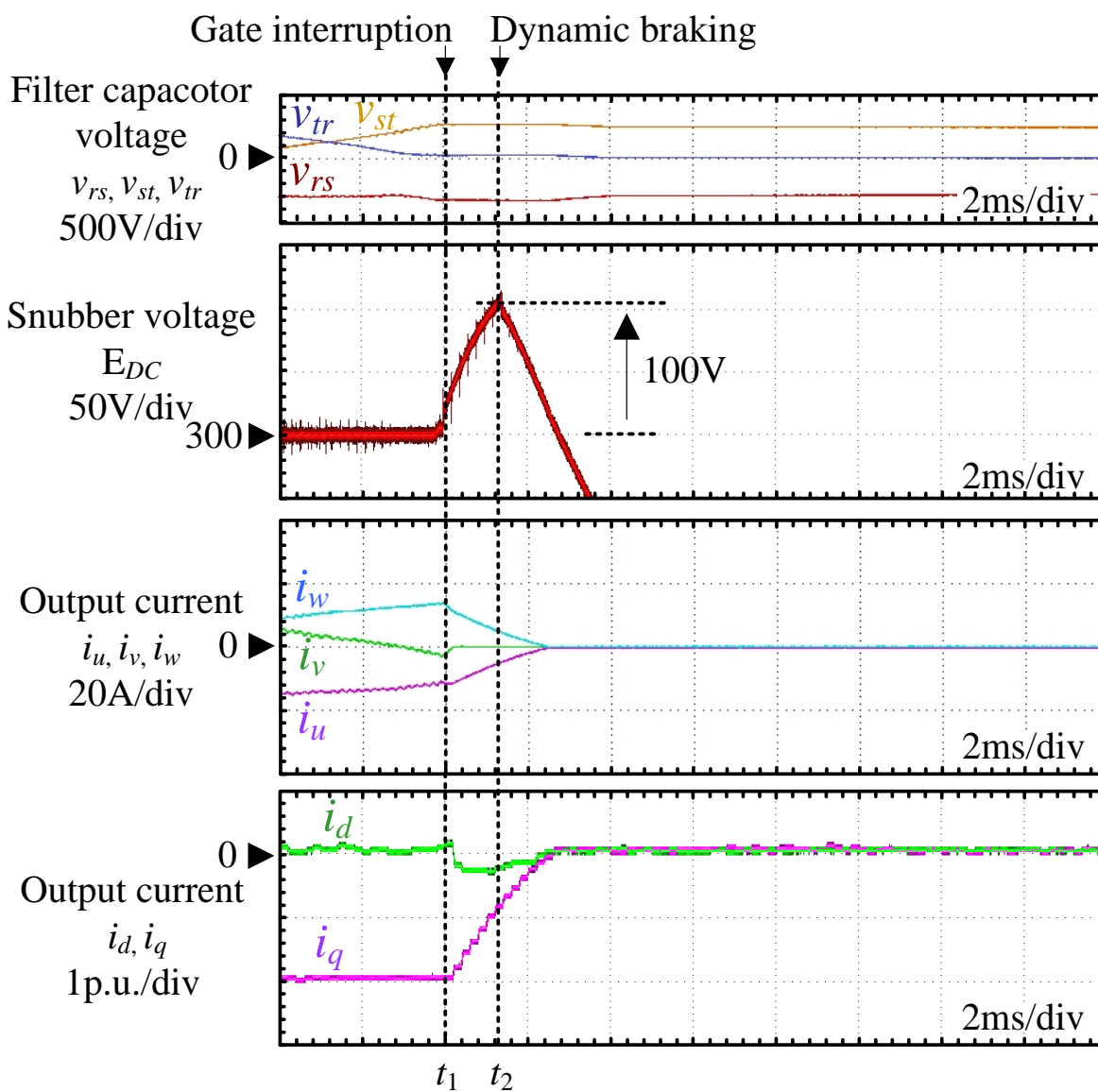


図 4.10 ゲート遮断による緊急停止時の実験波形

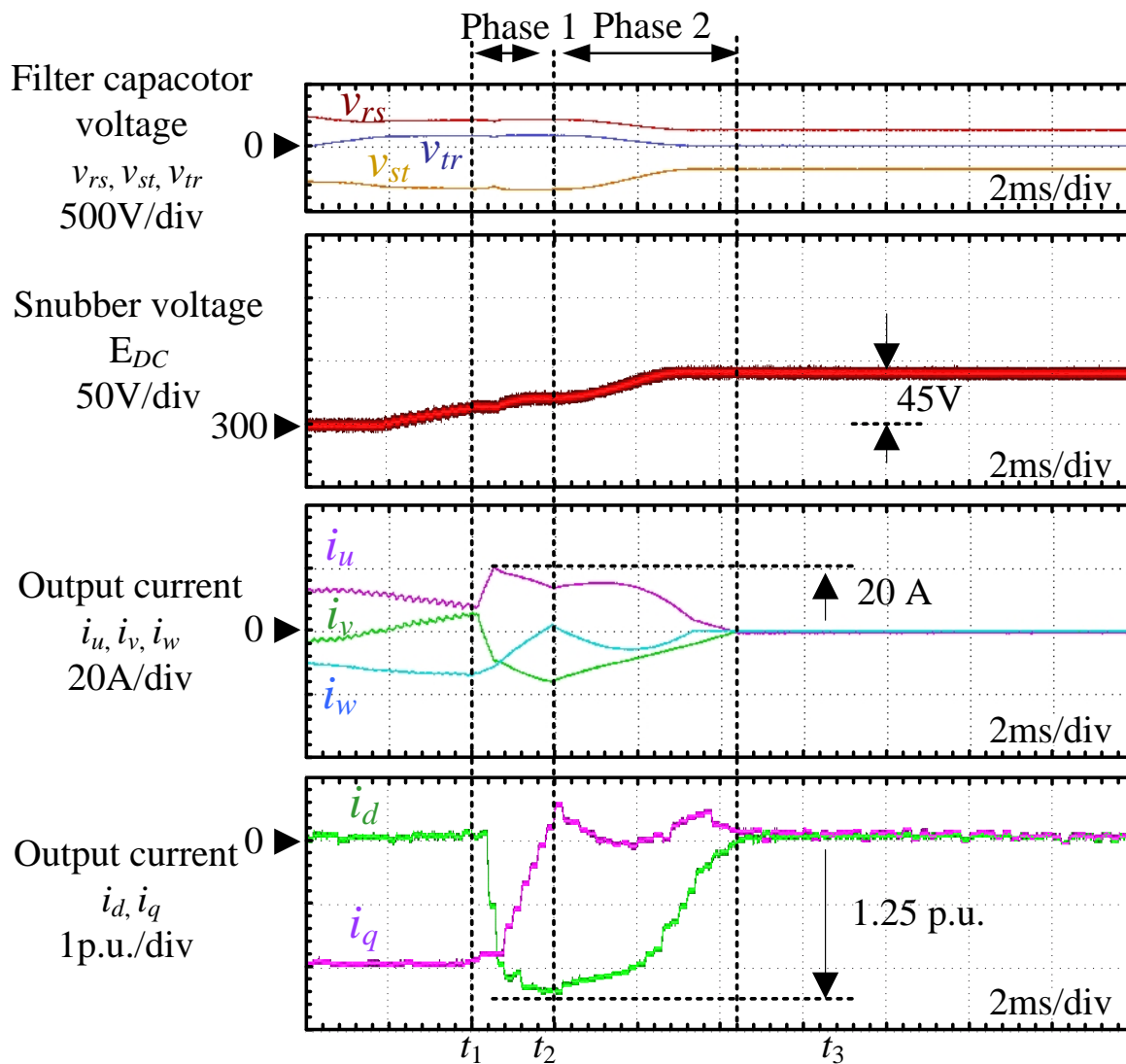


図 4.11 提案シーケンスによる緊急停止時の実験波形

## 4.7 結論

本章では、保護回路としての機能も持つランプスナバ回路にダイナミックブレーキ回路を接続することなくスナバコンデンサ電圧上昇を防ぎつつマトリックスコンバータの停止を実現するために、第3章で提案したインバータ緊急停止法と同等の効果をマトリックスコンバータでも実現できるように、仮想 AC/DC/AC 変換に基づいてマトリックスコンバータ緊急停止法も開発し、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) 第3章で提案した余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法のトルクゼロシーケンスを仮想 AC/DC/AC 変換を基に整流器側とインバータ側の分けることで、トルクゼロシーケンス中はマトリックスコンバータを2レベルインバータとして動作させる。この時、余剰エネルギー再分配に基づいたヒステリシス制御によりフィルタコンデンサ電圧を維持しつつ、遅れ電圧ベクトルを永久磁石同期電動機に印加することで、瞬时无効電力を発生させ、永久磁石同期電動機を弱め磁束状態にする。これにより、インバータ緊急停止法と同様に、モータ短絡シーケンスの短絡電流上昇を抑制することができる。
- 2) 第3章のインバータ緊急停止法ではモータ短絡時の電流ゼロクロス付近のタイミングで IGBT をオフにすることでモータ電流の流入を遮断する。仮に電流ゼロクロスから少しずれたタイミングで IGBT をオフしても、還流ダイオードにモータ電流が通るため問題にならない。しかしながら、マトリックスコンバータは双方向スイッチング素子を用いているため、モータ短絡する際に電流経路を確保しなければならない。この問題に対して、双方向スイッチの電流経路を片方向のみ確保しながらモータ短絡をしつつ、還流ダイオードの自然消弧により自動的にモータ電流を遮断する。
- 3) 実験より、提案するマトリックスコンバータ緊急停止法により、回生中の緊急停止にも関わらず、スナバコンデンサ電圧の上昇が 40V 程度でマトリックスコンバータを停止させることができることを明らかにした。

以上の結果より、本章で提案したマトリックスコンバータに適用可能な緊急停止法の有用性を確認した。





## 第5章

# 余剰エネルギー再分配に基づいた補助インバータによる永久磁石同期電動機の乱調抑制法

### 5.1 緒論

第1章で永久磁石同期電動機の並列運転システムがファンやブロワ用途で用いられる誘導電動機の並列運転システムに代わることで大規模な省エネ効果が得られること、およびシステムの小型化やランニングコスト低下が可能であることを述べた。第2章で、3レグインバータ1台で複数台の永久磁石同期電動機を駆動する場合、制御的自由度が少ないため、各永久磁石同期電動機の磁極位置に合わせて各電動機の電流を制御できず、永久磁石同期電動機を駆動できないことを述べた。また、この制御的自由度の問題を克服するために、5スイッチインバータなどの回路が提案されてきたが、この制御的自由度の増やした代わりに電圧利用率の低下や熱集中の問題があるため、要求される素子耐圧の増加や冷却装置の大型化することを述べた。

本章では、上記のファンやブロワ用途で用いられる電動機駆動システムの小型化や低コスト化の問題を解決するために、永久磁石同期電動機の並列運転手法の確立を目的として、V/f制御をベースとした永久磁石同期電動機の複数台並列運転システムを提案し、乱調を抑制するためのダンピング制御の基礎検証を行う。提案方式では、制御対象である永久磁石同期電動機の巻線構造に着目し、主巻線と同じスロットに補助巻線を設ける。この時、1台のメインインバータで主巻線電圧を複数台並列運転し、容量の小さな補助インバータ

を各々の永久磁石同期電動機の補助巻線に接続して乱調を抑制する。永久磁石同期電動機の制御法には、一般的にベクトル制御が用いられるが、ここでは、より簡便な V/f 制御を採用する。V/f 制御はセンサを必要とせず、オープンループでモータを駆動するため、ベクトル制御よりも複数台の並列運転が容易となる。更に、補助インバータから補助巻線を介してダンピング制御を行い、問題となる乱調を抑制する。

本章では、まず、提案するシステムと制御原理を述べる。次に MG セットで構成した提案システムの状態方程式から特性方程式を導出し、根軌跡から提案システムの安定性を議論する。つぎに、補助インバータの動作および補助インバータが小容量となる原理を検証するために、速度指令に対する補助インバータの出力電力の周波数特性を議論する。また、ダンピングゲインの設計方法を確立する。さらに MG セットを用いダンピング制御の実機検証を行う。以上の解析および実機検証の結果から、提案システムの安定性と有効性を確認する。

## 5.2 乱調のメカニズム

電動機駆動システムの簡素化を阻む永久磁石同期電動機の乱調メカニズムを特性方程式により説明する。本節では、表面永久磁石同期電動機を例に乱調メカニズムを説明するが、埋込永久磁石同期電動機でも同様の現象が発生する。まず、特性方程式を導出するために回路方程式およびトルク方程式より状態方程式を求める。(5.1)式に dq 座標上で突極性のない表面永久磁石同期電動機の電圧方程式を示す。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_{re}L_a \\ \omega_{re}L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\psi_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.1)$$

ここで、 $v_{d(q)}$ は d(q)軸電圧、 $i_{d(q)}$ は d(q)軸電流、 $\omega_{re}$ は電気角周波数、 $p$ は微分演算子、 $R_a$ は電機子抵抗値、 $L_a$ は同期インダクタンス値、 $\psi_m$ は永久磁石による鎖交磁束数である。(5.1)式を $\gamma\delta$ 座標に変換することで(5.2)式を得る。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_1 L_a \\ \omega_1 L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re}\psi_m \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.2)$$

ここで、 $v_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電圧、 $i_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電流、 $\omega_1$ はインバータの出力電気角速度、 $\delta$ は負荷角である。同様に、トルク  $T$  の関係式は(5.3)式、電気角速度とトルクの関係は粘性抵抗を無視すれば(5.4)式で表される。

$$T = P_f \psi_m i_q = P_f \psi_m (i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta) \dots\dots\dots(5.3)$$

$$p\omega_{re} = \frac{P_f (T - T_L)}{J} \dots\dots\dots(5.4)$$

ここで、 $P_f$ は極対数、 $T_L$ は負荷トルク、 $J$ は慣性モーメントである。(5.5)式に $\gamma\delta$ 軸と dq 軸の間のずれ角 $\theta$ を示す。

$$p\theta = \omega_1 - \omega_{re} \dots\dots\dots(5.5)$$

dq 座標および $\gamma\delta$ 座標の回転速度は定常的には同一だが、過渡的に回転速度が変化することで2つの座標軸にずれが生じる。このときずれる角度の微分は、インバータの出力電気角速度と、回転電気角速度の差に等しい。 $\gamma\delta$ 軸の定義より、インバータの出力電圧ベクトル $v_\delta$ が $\delta$ 軸上に印加され、電動機の逆起電力 $\omega_{re}\psi_m$ は q 軸上に発生する。したがって、 $\gamma$ 軸と q 軸の間のずれ角 $\theta$ は負荷角と一致する。

表面永久磁石同期電動機の状態方程式を(5.6)式に示す。ただし, (5.2), (5.3)式は非線形であるため, 定常状態近傍で線形近似してから(5.6)式にまとめている。 $\Delta$ は線形近似で得られる微小変化成分を示し, サフィックスの0は定常動作点での値を示す。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots(5.6)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 & -\frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L} \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L} \sin \delta_0 \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta_0 & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_\gamma \cos \delta_0 - i_\delta \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix}$$

ここでは負荷トルクはないものとしている。(2.27)式は4次の状態方程式となるが安定性を簡単に議論するために機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいと仮定して2次系に近似する。その結果, 2次系に近似した表面永久磁石同期電動機の状態方程式として(5.7)式が得られる。

$$p\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots(5.7)$$

ただし,  $\mathbf{x} = [\Delta \omega_{re} \quad \Delta \delta]$ ,  $\mathbf{u} = [\Delta v_\delta \quad \Delta \omega^*]$ である。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P_f^2 \psi_m^2}{J L_a} \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{P_f^2 \psi_m \sin \delta_0}{J} & -\frac{P_f^2 \psi_m ((\omega_0 L_a + R_a) i_{\delta 0} \sin \delta_0 + (\omega_0 L_a - R_a) i_{\gamma 0} \cos \delta_0)}{J} \\ \omega_0 L_a & \omega_0^2 L_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ここでV/f制御では(5.8)式によって,  $\delta$ 軸インバータ電圧が得られる。

$$\Delta v_\delta = \psi_m \Delta \omega^* \dots\dots\dots(5.8)$$

そのため、(5.7), (5.8)式より V/f 制御系における表面永久磁石同期電動機の 2 次状態方程式を(5.9)式に示す。

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \dots\dots\dots(5.9)$$

ただし、 $\mathbf{x} = [\Delta\omega_{re} \quad \Delta\delta]$ ,  $\mathbf{u} = \Delta\omega^*$  である。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P_f^2 \psi_m^2}{JL_a} \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{P_f^2 \psi_m}{J\omega_0 L_a} \left( \psi_m \sin \delta_0 - \frac{((\omega_0 L_a + R_a) i_{\delta 0} \sin \delta_0 + (\omega_0 L_a - R_a) i_{\gamma 0} \cos \delta_0)}{\omega_0} \right) \\ 1 \end{bmatrix}$$

さらに、(2.30)式の状態変移行列  $\mathbf{A}$  より、 $\omega L_a \gg R_a$  として特性方程式を導出し、システムの制動係数 $\zeta$ と固有角周波数 $\omega_n$ を求める。(5.9)式の状態変移行列  $\mathbf{A}$  より導出した特性方程式を(2.31)式に示す。

$$s^2 + \frac{P_f^2 \psi_m^2}{JL_a} = 0 \dots\dots\dots(5.10)$$

単純な V/f 制御のみで駆動した場合における制動係数 $\zeta$ と固有角周波数 $\omega_n$ を(5.11), (5.12)式に示す。

$$\zeta = 0 \dots\dots\dots(5.11)$$

$$\omega_n = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{JL_a}} \dots\dots\dots(5.12)$$

(5.11)式および(5.12)式より、V/f 制御で永久磁石同期電動機を駆動した場合、制動係数 $\zeta$ が 0 となるため、同期リアクタンス  $L_a$  とモータイナーシャ  $J$  に起因した乱調(角周波数 $\omega_n$ の速度振動)が生じ、不安定になることがわかる。なお、速度指令から速度の伝達関数は(5.13)式となる。

$$\frac{\Delta\omega_{re}}{\Delta\omega^*} = \frac{\frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_a}}{s^2 + \frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_a}} K(s) \dots\dots\dots(5.13)$$

$$K(s) = 1 - s \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{L_a (i_{\gamma 0} \cos \delta_0 + i_{\delta 0} \sin \delta_0)}{\psi_m \omega_0} - \sin \delta_0 \right)$$

ここで、 $\omega L_a \gg R_a$ として巻線抵抗  $R_a$  はないものとしている。また、 $K(s)$ は定常近傍付近の速度や負荷条件などで値が変わる。

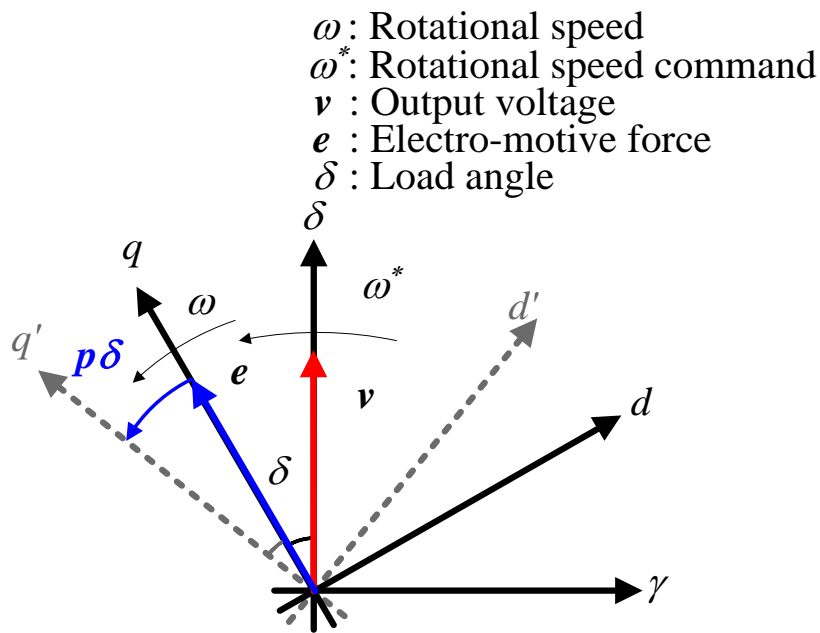


図 5.1  $\gamma\delta$ 軸と dq 軸の関係

## 5.3 小容量インバータを用いた乱調抑制法

### 5.1.1 提案システムの構成と制御法

図 5.1 に提案システムの構成を示す。永久磁石同期電動機はダンピング制御用の補助巻線を設けたものを別途専用設計する。提案システムではメインインバータと補助インバータの2種類のインバータを用いる。メインインバータは大容量を想定しており、複数台の永久磁石同期電動機を群運転し、V/f制御にて速度を制御する。一方、各永久磁石同期電動機に付随する補助インバータは、乱調により生じたトルク振動を打ち消すため、補助巻線を介して電流制御を行う。その結果、提案システムでは出力トルクおよび回転速度に乱調が生じない安定な並列運転を可能にする。また、各補助インバータが各モータで生じる乱調を抑制するため、3台以上の並列運転でも同様のシステムで安定化が可能である。さらに、補助巻線および補助インバータはトルク脈動を打ち消す電力だけを出力すれば良いため、主巻線およびメインインバータに対し、十分小さい定格容量に設計できる。この結果、各永久磁石同期電動機に中容量のインバータを接続するシステムに比べ、大容量インバータ1台に複数の永久磁石同期電動機を接続し、小容量の補助インバータを接続することで低コスト化が望める。

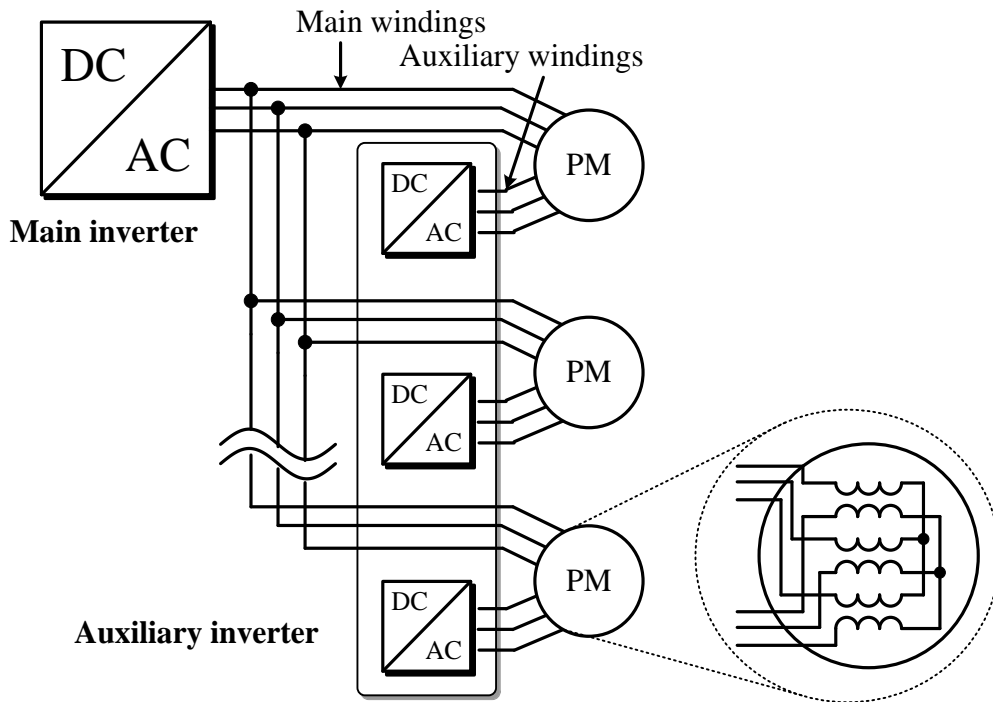


図 5.2 提案システムの構成



図 5.2 に提案システムの制御ブロック図を示す。メインインバータには V/f 制御，補助インバータにはベクトル制御およびダンピング制御として比例制御の速度制御系を付加する。各補助インバータの座標軸は，通常のベクトル制御と同じく，d 軸を各永久磁石同期電動機の永久磁石がつくる磁束ベクトルと一致させる。V/f 制御では，インバータ出力電圧ベクトル方向を  $\delta$  軸， $\delta$  軸より  $90^\circ$  遅れた軸を  $\gamma$  軸として制御器の直交座標を定義する。そのため，dq 座標系と制御器の  $\gamma\delta$  座標系では常に負荷角分のずれが生じている。この負荷角  $\delta$  と速度指令  $\omega^*$ ，実回転速度  $\omega$  の関係を(1)式に示す。

$$p\delta = \omega - \omega^* \dots\dots\dots (5.1)$$

ただし， $p$  は微分演算子である。

乱調発生時には負荷角が振動する。そこで，(5.1)式より負荷角の微分  $p\delta$  が制御器の速度指令  $\omega^*$  とモータ座標系の角速度  $\omega$  の差であることに着目し，図 5.2 に示すように速度指令と回転角速度の偏差を入力として，ダンピング制御で負荷角の変動  $p\delta$  を補償する q 軸電流指令  $i_q^*$  を生成する。なお，磁極位置の情報は簡便のため，センサ付きを仮定するが，センサレスベクトル制御の技術を用いて推定することも可能である。

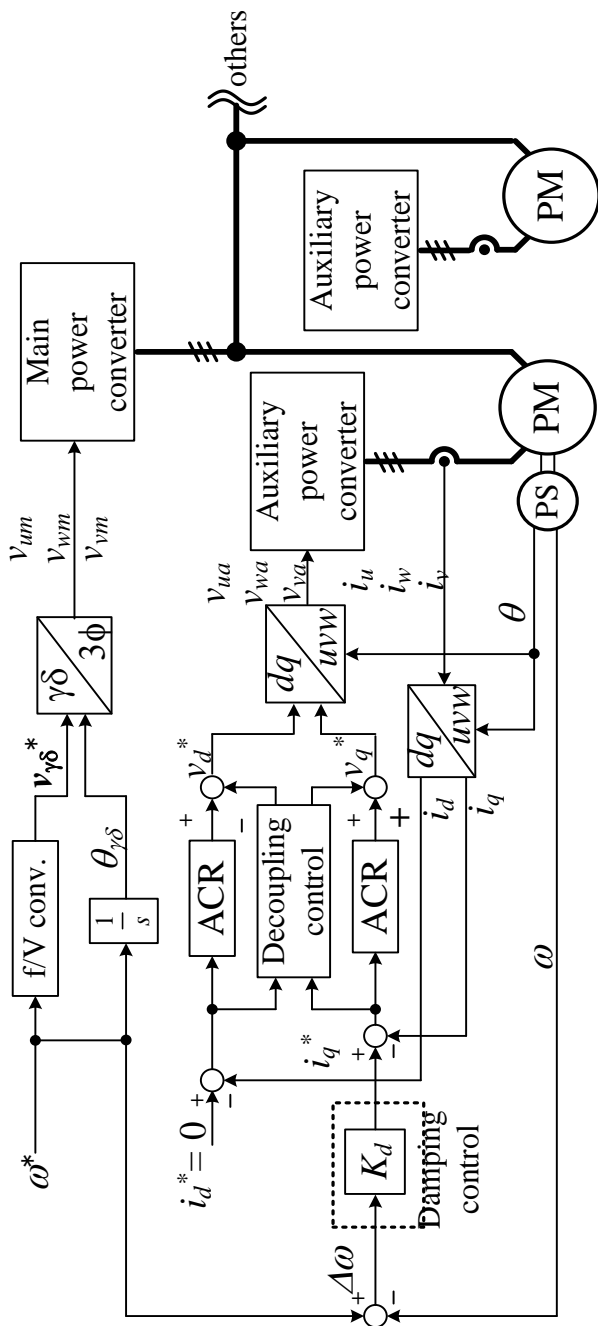


図 5.3 提案する複数台永久磁石同期電動機運転システムの制御ブロック図

## 5.4 シミュレーション結果

### 5.4.1 単独運転時のシミュレーション

図 5.3 にダンピング制御の乱調抑制効果を確認するためのシミュレーション構成を示す。提案システムでは、通常の永久磁石同期電動機と異なり、図 3.3 (a)で示すダンピング巻線を設けた特殊な永久磁石同期電動機を使用する。そのため、本来、主巻線と補助巻線の間には磁気的な相互干渉が生じるため、制御が複雑化する。しかし、本論文では永久磁石同期電動機複数台並列運転の原理検証のため、磁気的相互干渉を無いものとし、MG セットの構成で制御の実機検証を行う。

提案システムのダンピング制御の乱調抑制効果を確認するために、突極比が 2.4、6 極の埋込永久磁石同期電動機を用い、単独運転時のシミュレーションを行った。ここでは、原理検証をおこなうため、補助巻線と主巻線の容量は 1:1 としている（つまり  $PM_1$  と  $PM_2$  は同一仕様としている）。また、表 3.1 にシミュレーション条件を示す。

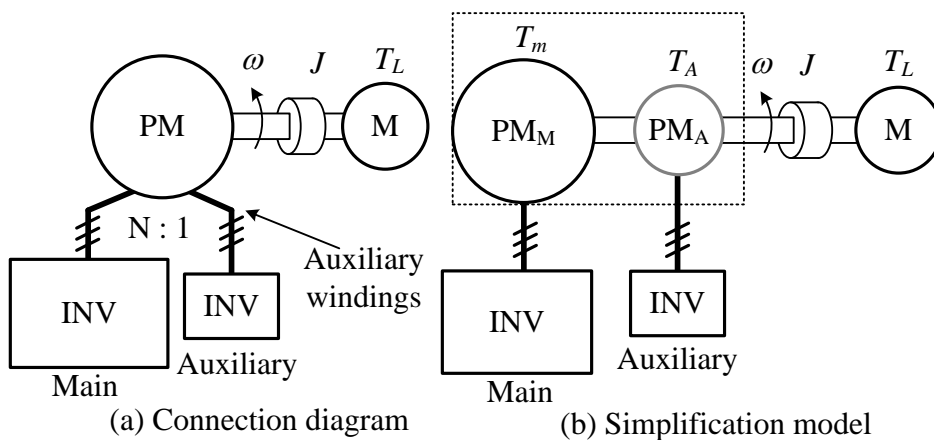


図 5.4 シミュレーションモデル

表 5.1 シミュレーション条件

Rated power [kW]	5.5
Rated speed [ $\text{min}^{-1}$ ]	1500
Rated torque [Nm]	35
Rated current [A]	20
Number of pole pairs	3
$d$ -axis inductance $L_d$ [mH]	4.3
$q$ -axis inductance $L_q$ [mH]	10.2
Armature resistance $R_a$ [ $\Omega$ ]	0.215
Armature flux-linkage [Wb]	0.603
Inertia momet $J_m$ [ $\text{kgm}^2$ ]	0.018

図 5.4 に単独運転時のダンピング制御適用前と適用後のモータ加速時のシミュレーション結果を示す。ダンピング制御適用後のシミュレーションでは負荷として定トルク負荷  $35\text{Nm}(1\text{p.u.})$  を加速期間が終了後に加えている。加速時間は定格加速時間の  $0.164\text{s}$  とした。

ダンピング制御を適用する前では、加速開始直後から乱調により負荷角が振動することで、トルクと回転速度に振動が発生している。一方、ダンピング制御適用後は加速開始直後に負荷角の振動が見られるものの、ダンピング制御により振動が収束していることがわかる。その結果、トルクおよび回転速度の振動は抑制され、回転速度は速度指令に追従している。また、定格トルクを加速期間終了後に印加し、負荷変動が生じた際にもダンピング制御によるトルクおよび速度変動が抑制された。以上より、ダンピング制御により乱調の抑制が可能であることが確認できる。

補助電力変換器が乱調発生時にのみ動作しているか確認するために、出力トルク  $T$  と主電力変換器の dq 軸電流寄与のトルク  $T_m$  と補助電力変換器の dq 軸電流寄与のトルク(ダンピングトルク)  $T_D$  に着目する。

図 5.4 より、主電力変換器の dq 軸電流寄与のトルク  $T_m$  にダンピングトルク  $T_D$  を加えることで、トルク  $T$  に振動が発生した際に、ダンピングトルク  $T_D$  が振動を打ち消すように生じていることが確認できる。

出力電力に着目すると、主電力変換器の出力電力は最大  $1[\text{p.u.}]$  出力するのに対し、補助電力変換器の出力電力は最大で  $0.5[\text{p.u.}]$  出力している。なお、補助電力変換器の出力電力およびトルク(すなわち q 軸電流)はダンピングゲイン  $K_d$  の調節によって変化することを確認している。また、トルクや出力電力に着目すると、振動収束後では補助電力変換器は動作していないため、乱調発生時にのみ補助電力変換器が動作していることが確認できる。また、同条件ではダンピングトルクが  $0.5\text{p.u.}$  であることから、補助電力変換器の q 軸電流は定格電流の  $50\%$  で済むため、主電力変換器に比べて補助電力変換器を小容量で構成可能である。また、前述のとおり、ダンピングゲイン  $K_d$  の調整によって q 軸電流は変化するため、今回の条件よりも更に少ない q 軸電流、出力電力でも乱調を抑制することができる。



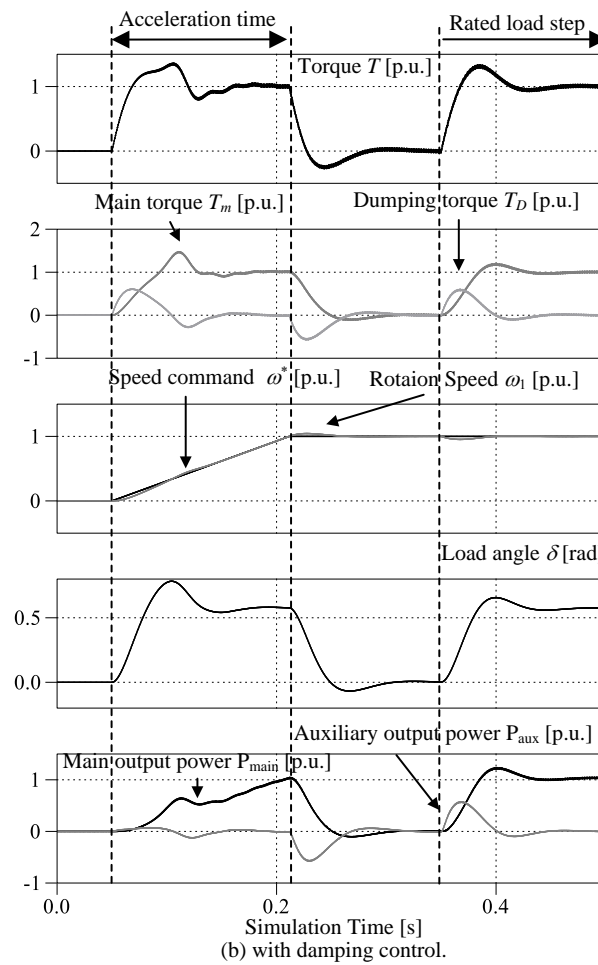
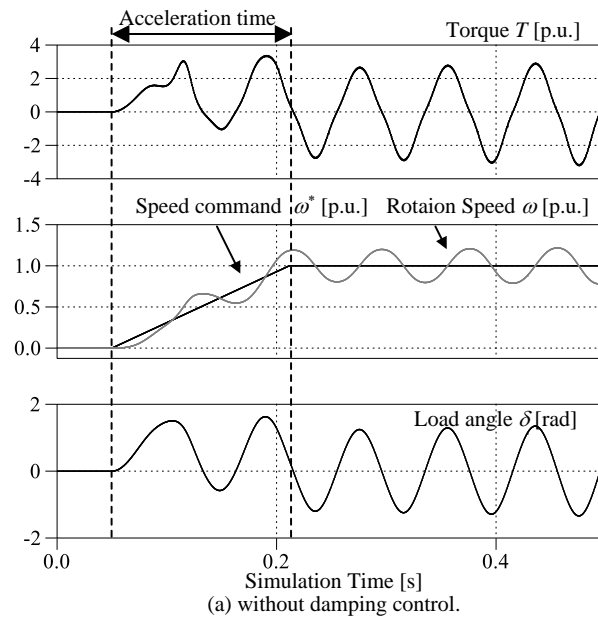


図 5.5 永久磁石同期単体運転時のシミュレーション結果

## 5.4.2 2台並列運転時のシミュレーション

提案システムの並列運転時の安定動作を確認するために、2台並列運転時のシミュレーションを行った。

図 5.5 にダンピング制御適用した並列運転時のシミュレーション結果を示す。キャプションのサフィックスは2台の永久磁石同期電動機を区別するためにそれぞれ1, 2とつけている。尚、シミュレーション条件は単独運転時と同一である。しかし、2台の永久磁石同期電動機を並列運転しているため、出力電力は2台の永久磁石同期電動機の定格出力の合計で基準化している。また、加速時間は0.164sとした。

ダンピング制御適用時は単独運転時と同様に加速開始後にトルクや回転速度に乱調が発生するが、その後収束している。また、定格回転速度まで到達後、異なるタイミングで各々の永久磁石同期電動機に定格トルクを入力した場合、負荷変動は生じるものの、問題なく安定動作をしている。更に、同時に負荷バランスが異なる場合でも並列運転ができています。振動収束後では補助電力変換器は動作していないため、単独運転時と同様の結果が得られている。また、加速中でも乱調を抑制し、安定な動作が可能なが確認できる。

出力電力に着目すると、並列運転しているため、主電力変換器の出力電力は定格出力の2倍の電力(1p.u.)を出力しているのに対し、補助電力変換器の出力電力は、それぞれ最大で0.25p.u.出力している。単独運転時の結果と比較すると、並列台数の増加とともに主電力変換器の容量は増加してしまうが、各補助電力変換器の容量は変化しないことがわかる。更に、単独運転時と同様にダンピングゲイン  $K_d$  の調整によって、各補助電力変換器の出力電力、電流は変化するため、各補助電力変換器の容量は主電力変換器に比べて25%以下の容量で構成できる。これは並列台数が増えても同様であるため、並列台数の増加に伴い、主電力変換器と比較して各補助電力変換器を小容量で構成をできることがわかる。



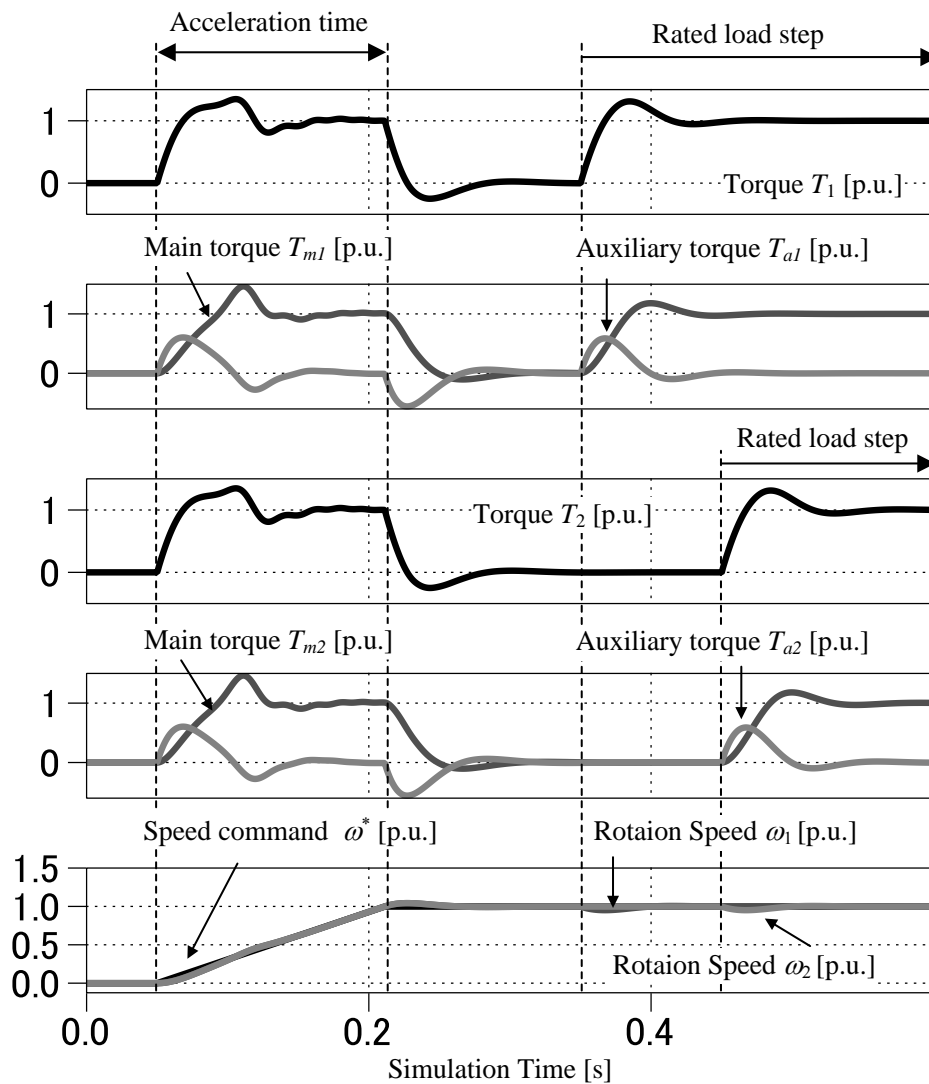


図 5.6 永久磁石同期電動機 2 台並列運転時のシミュレーション結果

### 5.4.3 PI 制御構成とのシミュレーションによる比較

図 5.6 に提案システムにおけるダンピング制御の構成を示す。図 5.6(a)は P 制御構成、図 5.6(b)は PI 制御構成をとった際のダンピング制御となる。前節より、ダンピング制御では(3.1)式にもとづき、ベクトル制御の速度制御器と同様の構成をとることで、負荷角の変動  $p\delta$  を補償する q 軸電流指令  $i_q^*$  を生成する。図 5.6(a)の P 制御構成は、比例ゲイン  $K_d$  のみのため、P 制御の自由度は 1 となる。一方、図 5.6(b)の PI 制御構成は、比例ゲイン  $K_d$  と積分時間  $T_d$  をもつため、PI 制御の自由度は 2 となり、P 制御に比べて速度のオーバーシュートを改善が見込めるが、I 制御による補助インバータ出力電力が増える恐れがある。

図 5.7 に PI 制御構成のダンピング制御を適用した時の並列運転のシミュレーション結果を示す。なお、シミュレーション条件は前節と同一である。P 制御構成のダンピング制御を適用した時と同様に、加速時、負荷変動時、負荷バランスが異なる場合でも、問題なく並列運転動作ができています。しかし加速中および負荷トルクが印加されている際の補助インバータ電流に起因するトルク  $T_{A1}$  および  $T_{A2}$  に着目すると、定常トルクが発生している。また負荷変動時に着目すると、図 5.5 と比較して、メインインバータ電流に起因するトルクは補助インバータ電流に起因するトルクの方だけ小さい。このことから、乱調抑制だけでなく、モータ駆動分のトルクも生じていることがわかる。I 制御を導入することでモータ駆動分のトルクも補償してしまうことから、補助インバータ容量が増加する。また、振動収束後ではベクトル制御に基づいたダンピング制御と同様に補助インバータは動作していない。

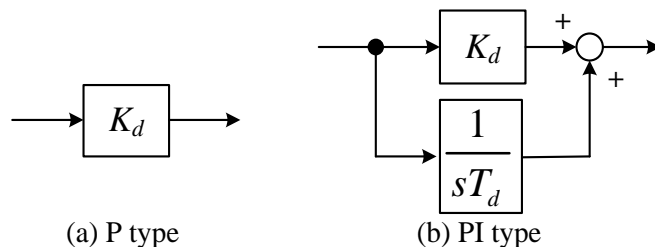


図 5.7 P 制御構成と PI 制御構成

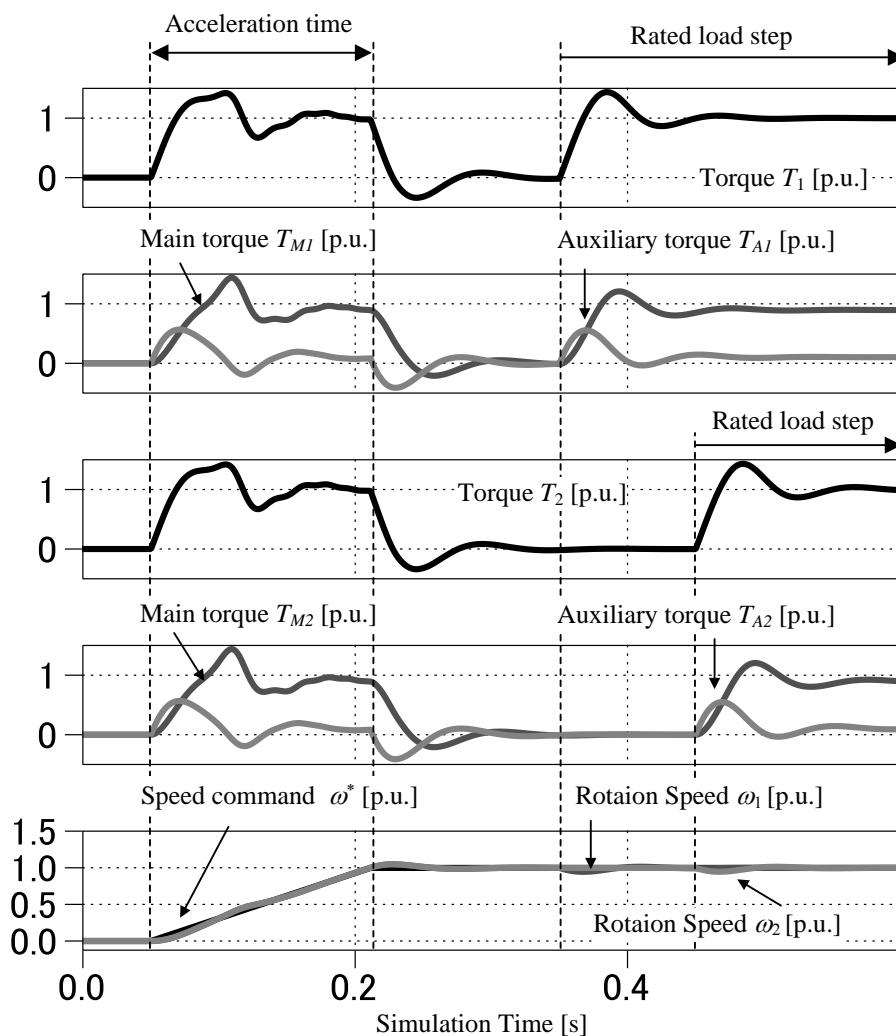


図 5.8 2 台並列運転時のシミュレーション結果(PI 制御構成)

## 5.5 実験結果

### 5.5.1 MG セット用いたダンピング制御の抑制効果確認

図 5.8 にダンピング制御の乱調抑制効果の検証に使用した実験構成を示す。シミュレーションと同様に、磁気的な相互干渉を考慮すると制御が複雑化するため、無負荷時、磁気的相互干渉を無いものとし、MG セットで構成した。表 5.2 に実験条件を示す。なお、実験では定常速度をある一定値として正弦波の速度指令を重畳し、その速度応答を観測して各正弦波周波数におけるゲインをプロットする。

図 5.9 にダンピング制御適用前後での加減速試験結果を示す。図 5.9(a)はダンピング制御適用前の、図 5.9(b)はダンピング制御適用後の加速試験と減速試験結果である。加減速時間は 0.2sec としている。また、本実験ではトルクを直接観測することができないため、代わりに各モータの q 軸電流を観測することで抑制効果を確認している。ダンピング制御を適用していない図 5.9(a)では、メインインバータに従来の V/f 制御のみを実装して駆動している。そのため、加速直後にメインインバータの q 軸電流に 6A、速度に 400r/min の大きな振動が発生し、乱調が起きている。従来では、1 台の永久磁石同期電動機につき 1 台のインバータで駆動する場合、V/f 制御でもダンピング制御が可能である<sup>(5)</sup>。しかし、1 台のインバータで複数台のモータを駆動する場合、上記の方法では乱調を抑制することができない。そこで、補助巻線と補助インバータを用いたダンピング制御を適用すると、図 5.9(b)のように、加速直後に補助インバータがトルク制御を行い、乱調を抑制する。そのため、主電力はメインインバータから供給されているにもかかわらず、加速直後の振動はほぼ発生しておらず、図 5.9(a)と比較して定常時の速度振動は 400r/min からほぼ 0r/min に抑制できており、メインインバータの q 軸電流は振動せず、良好な結果が得られる。以上の実験結果からダンピング制御の乱調抑制効果を確認できる。

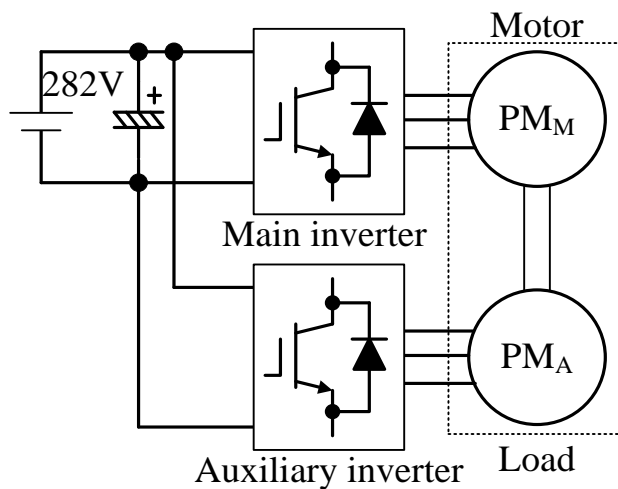


図 5.9 ダンピング制御の乱調抑制効果検証時の実験構成

表 5.2 ダンピング制御の乱調抑制効果検証時の実験条件

	PM <sub>M</sub>	PM <sub>A</sub>
Rated power [W]	1500	750
Rated speed [min <sup>-1</sup> ]	1800	
Rated current [A]	8.2	4
Number of pole pairs	3	3
Armature resistance [Ω]	1.55	1.98
d-axis inductance [mH]	11.5	15.2
q-axis inductance [mH]	23	33.2
Electro-motive force constant [Vs/rad]	0.368	0.338
Inertia moment [kgm <sup>2</sup> ]	0.0051	0.0026
Rotational speed in stationary state [rad/s]	900	

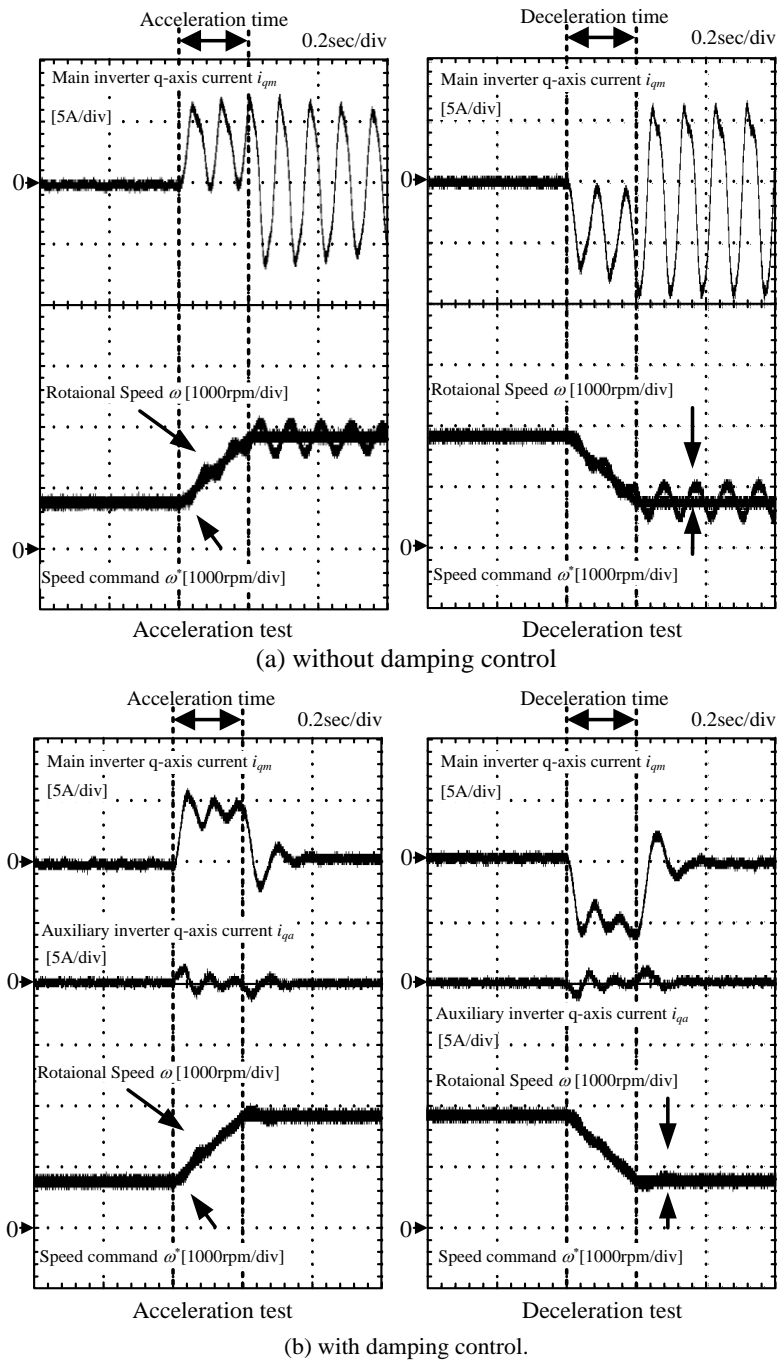


図 5.10 ダンピング制御適用前後での加減速試験結果(加減速時間 0.2sec)

## 5.5.2 P型とPI型構成のダンピング制御適用時の実験比較

図 5.10 に P 型と PI 型構成のダンピング制御適用時の加速試験結果を示す。図 5.10(b)は P 制御構成のダンピング制御適用後、図 5.10 (c)は PI 制御構成のダンピング制御適用後の試験結果である。加速試験では 720 r/min から 1800 r/min まで 0.2 sec で加速している。条件は図 5.9 と同じである。また、前節と同様に、本実験ではトルクを直接観測することができないため、代わりに各モータの q 軸電流を観測することで抑制効果を確認している。補助巻線と補助インバータを用いた P 制御構成のダンピング制御を適用すると、図 5.10(b)のように、加速直後に補助インバータがトルク制御を行い、乱調を抑制する。PI 制御構成のダンピング制御を適用した図 5.10(c)では、図 5.9(a)と比較して、図 5.10(b)と同様に、定常時の速度振動は 400 r/min から 0 r/min に、電流振動はほぼ 0A に抑制している。しかし、図 3.10(b)と比較した場合、シミュレーションと同様に、加速中に補助インバータの q 軸電流に定常分が重畳していること、メインインバータの q 軸電流が小さくなっていることから、モータ駆動分のトルクも補償していることがわかる。そのため、PI 制御を適用した場合、補助インバータ容量の増大につながる。

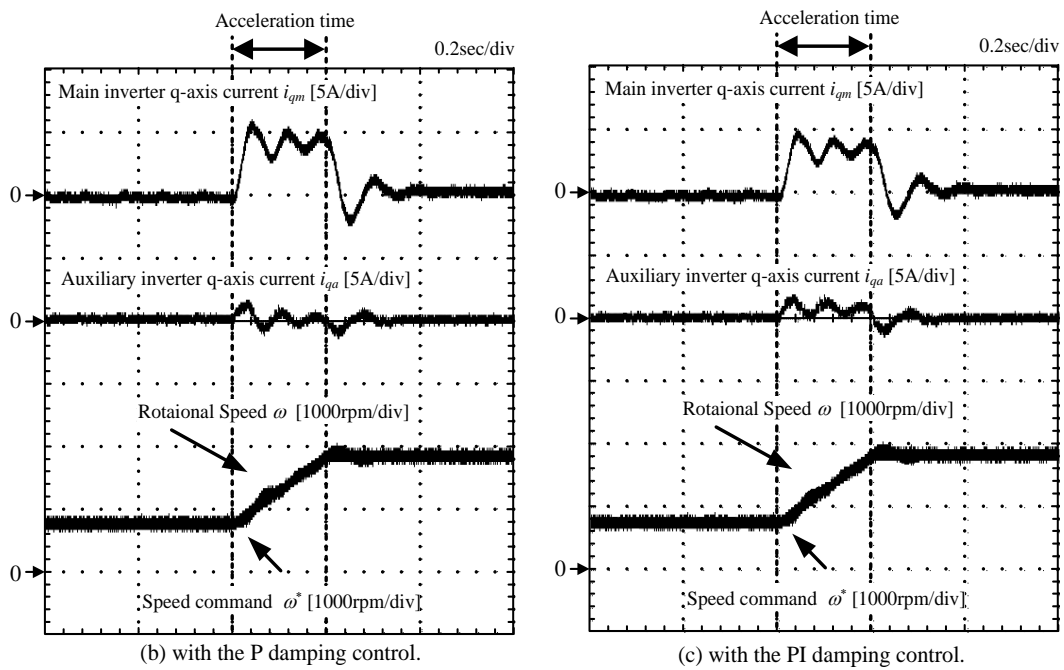


図 5.11 P 型と PI 型構成のダンピング制御適用時の実験結果



### 5.5.3 ダンピング制御の固有角周波数と各固有角周波数における補助インバータの最大出力電力，回転速度のオーバーシュート量の関係

図 5.11 に実験，シミュレーションの両方から求めたダンピング制御の固有角周波数と各固有角周波数における補助インバータの最大出力電力，回転速度のオーバーシュート量の関係を示す。ここで最大出力電力および速度のオーバーシュートは，720 r/min から 1800 r/min まで 100%トルクで加速した後に生じる補助インバータの最大出力電力および回転速度のオーバーシュートを指す。シミュレーションおよび実験結果より，ダンピング制御の固有角周波数が低くなるにつれ乱調抑制に必要となる補助インバータの出力電力が小さくなっていることが確認できる。言い換えれば負荷が要求する応答が速くない場合には，補助インバータの容量を小さくできる。一方，速度のオーバーシュートは出力電力とトレードオフの関係にあることがわかる。しかし必要となる出力電力が 0.1~0.6 p.u (150~900 W)の範囲でも固有角周波数の変化は 30 rad/s 程度であり，オーバーシュートも 10%以下に抑制できる。このことからメインインバータに比べて補助インバータの容量は 10%くらいでも十分である。したがって，提案システムは一定速度で複数台を駆動するようなファンなどのアプリケーションの場合にはメインインバータに対して補助インバータの容量を 10%として永久磁石同期電動機の群運転システムを構成することが可能である。

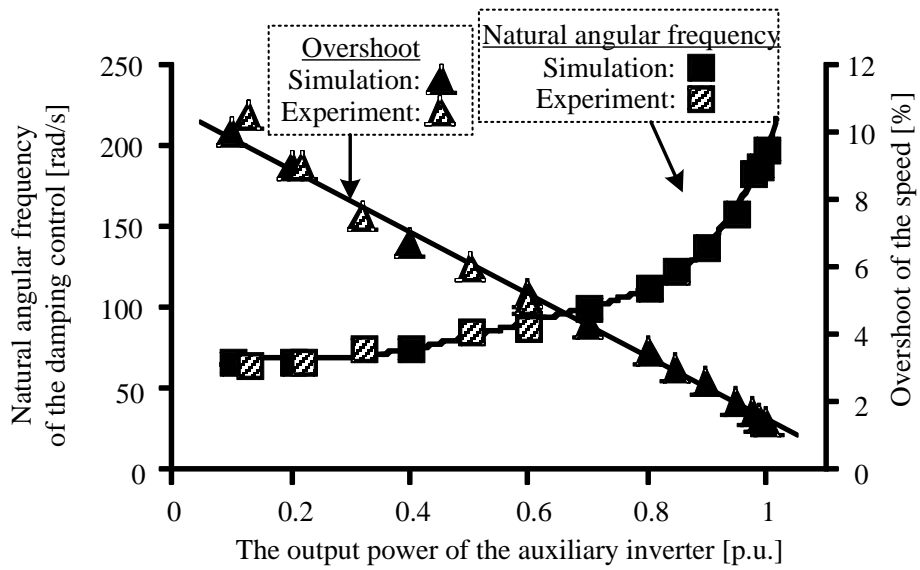


図 5.12 補助インバータの最大出力電力，回転速度のオーバーシュート量の関係

## 5.6 提案システムの安定性

### 5.6.1 提案システムの状態方程式

提案システムにおける補助インバータの制御では、同期リアクタンスとイナーシャの共振による速度やトルクの振動を抑制しなければならない。そこで、本章では、ダンピング制御を適用した場合における速度の安定性について議論する。本論文の制御系の解析は、簡単化のため、 $d$  軸インダクタンスと  $q$  軸インダクタンスが等しい表面永久磁石同期電動機を対象とした解析を行うが、突極比が異なる埋込永久磁石同期電動機でも同様の効果が得られる。

図 5.12 にダンピング制御の乱調抑制効果を確認するための実機構成を示す。提案システムでは、通常の永久磁石同期電動機と異なり、図 5.12(a)で示すダンピング巻線を設けた特殊な永久磁石同期電動機を使用する。そのため、本来、主巻線と補助巻線の間には磁気的な相互干渉が生じるため、制御が複雑化する。しかし、本論文では永久磁石同期電動機複数台並列運転の原理検証のため、磁気的相互干渉を無いものとし、MG セットの構成で制御の実機検証を行う。そのため、状態方程式は図 5.12 に示すような MG セットの構成で議論する。

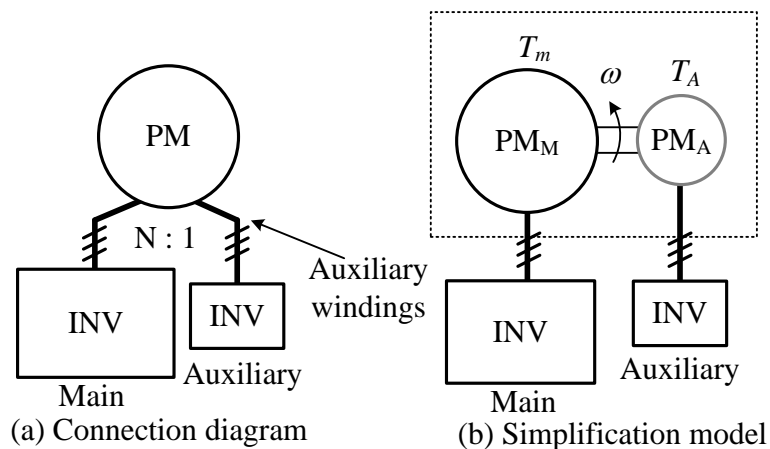


図 5.13 解析モデル



まず、根軌跡による安定解析を行うために状態方程式を求める。V/f制御では磁極位置に応じて電流を制御しないため、メイン側は推定回転座標系 ( $\gamma\delta$ 座標系) の電圧電流方程式となる。一方で、補助側はベクトル制御で駆動しているため、dq座標系の電圧電流方程式となる。メイン側の電圧電流方程式を(5.2)式に、補助側の電圧電流方程式を(5.3)式に、トルク方程式を(4.4)式に、モータの電気角回転速度を(5.5)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_{M\gamma} \\ v_{M\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_M + pL_M & -\omega^* L_M \\ \omega^* L_M & R_M + pL_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M\gamma} \\ i_{M\delta} \end{bmatrix} + \omega_{re} \psi_{mM} \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.2)$$

$$\begin{bmatrix} v_{Ad} \\ v_{Aq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_A + pL_A & -\omega_{re} L_A \\ \omega_{re} L_A & R_A + pL_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ad} \\ i_{Aq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \psi_{mA} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5.3)$$

$$T = T_M - T_A = \frac{3}{2} P_f \psi_{mM} (i_\gamma \sin \delta + i_\delta \cos \delta) - \frac{3}{2} P_f \psi_{mA} i_q \dots\dots\dots(5.4)$$

$$p\omega_{re} = \frac{P_f}{J} (T_M - T_A) \dots\dots\dots(5.5)$$

ただし、 $R$ : 固定子巻線抵抗,  $L$ : 同期リアクタンス,  $\psi_m$ : 永久磁石の鎖交磁束,  $P_f$ : 極対数,  $J$ : 慣性モーメントである。また、サフィックスの  $M$  はメイン側,  $A$  は補助側を指す。

(5.1)~(5.5)式より、MGセットの状態方程式を導出できる。原理検証時のMGセットにおける供試モータと負荷モータの状態方程式を(5.6)式に示す。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots(5.6)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_M}{L_M} & \omega_0 & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L_M} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L_M} \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R_M}{L_M} & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L_M} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L_M} \sin \delta_0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_A} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L_A} & 0 & 0 \\ \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}}{J} \sin \delta_0 & \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}}{J} \cos \delta_0 & 0 & -\frac{P_{fM}^2 \psi_{mA}}{J} & 0 & \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}}{J} (i_\gamma \cos \delta_0 - i_\delta \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_M} & 0 & 0 & 0 & i_{M\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L_M} & 0 & 0 & -i_{M\gamma 0} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_A} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_A} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta i_{M\gamma} \\ \Delta i_{M\delta} \\ \Delta i_{Ad} \\ \Delta i_{Aq} \\ \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta v_{M\gamma} \\ \Delta v_{M\delta} \\ \Delta v_{Ad} \\ \Delta v_{Aq} \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix}$$

ただし, (5.2), (5.3), (5.4)式は非線形であるため, 定常状態近傍で線形近似してから(5.6)式にまとめている。Δは線形近似で得られる微小変化成分を示し, サフィックスの 0 は定常動作点での値を示す。(5.6)式は 6 次の状態方程式となるが安定性を簡単に議論するために機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいと仮定して 2 次系に近似する。また, 補助インバータのベクトル制御に非干渉制御を適用していることを前提とする。その結果, 2 次系に近似した提案システムを模擬した MG セットの状態方程式として(5.7)式が得られる。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots(5.7)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3 P_f^2 \psi_m^2}{2 J L_M} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta v_{\delta} \\ \Delta v_{q} \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{P_f^2 \psi_m \sin \delta}{J \omega_0 L_M} & -\frac{P_f^2 \psi_m}{J} \frac{1}{R_A} & -\frac{P_f^2 \psi_m}{J} \frac{((\omega_0 L_M + R_M) i_{\delta 0} \sin \delta + (\omega_0 L_M - R_M) i_{\gamma 0} \cos \delta_0)}{\omega_0^2 L_M} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

ここで, 補助インバータを動作させず, 単純な V/f 制御のみで駆動した場合に乱調が発生する原理について検討する。(5.7)式より, 単純な V/f 制御を考えるには補助インバータの d 軸電圧Δv<sub>Ad</sub>, q 軸電圧Δv<sub>Aq</sub>をともに 0 にすれば良い。さらに, (5.7)式の状態変移行列 A より, ωL>>R として特性方程式を導出し, システムの制動係数と固有角周波数を求める。単純な V/f 制御で駆動した場合における制動係数と固有角周波数を(5.8), (5.9)式に示す。なお, Δv<sub>Mγ</sub>=0 として駆動している。

$$\zeta = 0 \dots\dots\dots(5.8)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_f \psi_{mM}}{\sqrt{JL_M}} \dots\dots\dots(5.9)$$

以上のように単純な V/f 制御で駆動した場合，制動係数 $\zeta$ が 0 となるため，同期リアクタンスとモータイナーシャによって乱調が生じ，不安定になることがわかる。そこで，(5.7)式にダンピング制御を適用した際の状態方程式を導出する。

図 5.13 に図 5.2 のダンピング制御を適用した時の補助インバータの制御系の状態変数線図を示す。ここで，図 5.2 における電流制御の応答がダンピング制御(速度制御)の応答よりも十分速いとした場合，速度応答の議論においては電流制御の閉ループゲインを 1 とみなすことができる。そのため，積分器出力の状態変数 $\Delta x_1$ は無視できる。

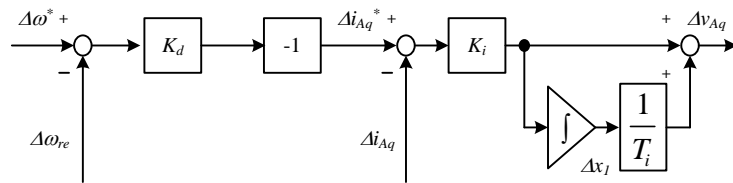


図 5.14 ダンピング制御の状態変数線図

図 5.13 より，メインインバータの $\gamma$ 軸電圧指令を(5.10)式に， $\delta$ 軸電圧指令を(5.11)式に示す。また，図 5.13 より，ダンピング制御時の補助インバータの $q$ 軸電圧指令を(5.12)式に，電流制御の積分器の入力 $p\Delta x_1$ を(5.13)式に示す。

$$\Delta v_{M\gamma} = 0 \dots\dots\dots (5.10)$$

$$\Delta v_{M\delta} = \psi_{mM} \Delta \omega^* \dots\dots\dots (5.11)$$

$$\Delta v_{Aq} = -K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) \dots\dots\dots (5.12)$$

$$p\Delta x_1 = 0 \dots\dots\dots (5.13)$$

(5.7)式に(5.10)，(5.11)，(5.12)式を代入することで，ダンピング制御を適用した際の状態方程式を得ることができる。ダンピング制御を適用した際の状態方程式を(5.14)式に示す。

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \dots\dots\dots (5.14)$$

ただし， $\mathbf{x} = [\Delta \omega_{re} \quad \Delta \delta]$ ， $\mathbf{u} = \Delta \omega^*$ である。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{3}{2} \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}}{J} K_d & \frac{3}{2} \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}^2}{J L_M} \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} \frac{P_{fM}^2 \psi_{mM}}{J} K_d \\ 1 \end{bmatrix}$$

なお，上式は定常状態における負荷角 $\delta_0$ と電流が極めて小さいとして状態方程式を導出している。したがって，(5.14)式から根軌跡を求めることで，ダンピング制御による乱調の抑制原理を明らかにできる。

以上の状態方程式を用いることで，根軌跡による提案システムの安定性を解析することができる。



## 5.6.2 根軌跡を用いた安定解析

図 5.14 に(5.7), (5.14)式を基に求めた単純な V/f 制御で駆動した時とダンピング制御適用時の根軌跡を示す。また, 表 5.1 に検証した際のパラメータを示す。なお, 検証は図 5.3 (b)と同じ構成で行っており, ダンピング制御適用時はダンピングゲイン  $K_d$  を変化させている。ダンピング制御適用前(単純な V/f 制御で駆動した場合)の極を(5.15)式に, ダンピング制御適用時の極を(5.16)式に示す。

$$s = \pm i \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f \psi_m}{J L_M}} \dots\dots\dots (5.15)$$

$$s = -\frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{2J} K_d \pm \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f \psi_m}{J L_M} \left[ \left( \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_f K_d}{2}} \sqrt{\frac{L_M}{J}} \right)^2 - 1 \right]} \dots\dots\dots (5.16)$$

単純な V/f 制御で駆動した場合(○)では, (5.15)式に示すように虚軸上に極が存在するため, システムが安定限界となり乱調が発生することがわかる。一方で, ダンピング制御(●)を適用した場合, ダンピングゲイン  $K_d$  の増加に伴い, 虚軸上にあった極が負側に移動し, システムがより安定になることが確認できる。

表 5.3 根軌跡による安定解析の検証条件

	PM <sub>M</sub>	PM <sub>A</sub>
Rated power [W]	1500	750
Rated speed [min <sup>-1</sup> ]	1800	
Rated current [A]	8.2	4
Number of pole pairs	3	3
Armature resistance [Ω]	1.55	1.98
d-axis inductance [mH]	11.5	15.2
q-axis inductance [mH]	23	33.2
Electro-motive force constant [Vs/rad]	0.368	0.338
Inertia moment [kgm <sup>2</sup> ]	0.0051	0.0026
Rotational speed in stationary state [rad/s]	900	

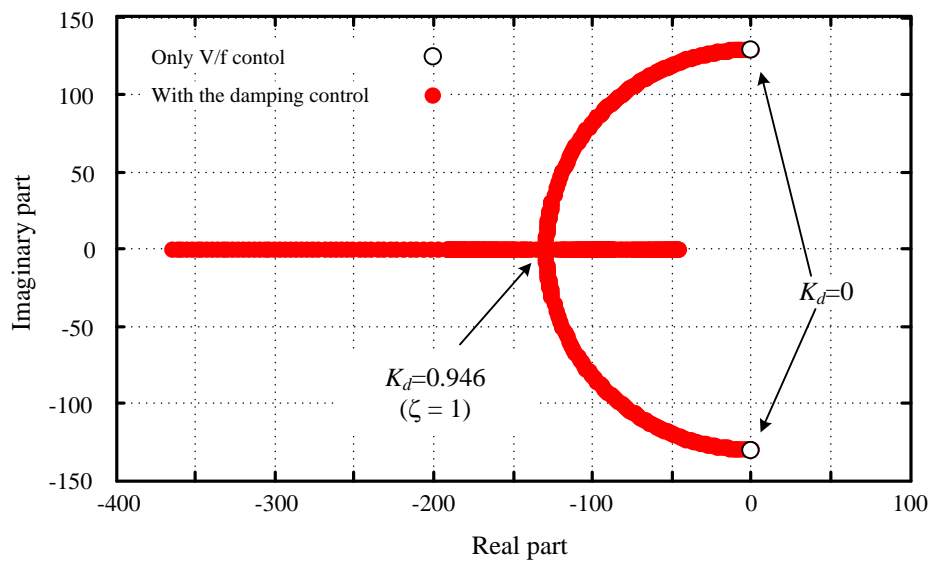


図 5.15 提案システム適用時の根軌跡

### 5.6.3 P型とPI型ダンピング制御の安定解析比較

前章のシミュレーションおよび実験結果より、ダンピング制御の構成をPI制御構成とした場合でも乱調を抑制できることを確認した。本節では、前節と同様に、実験結果の理論検討を行うために、状態方程式を導出し、根軌跡による安定解析を行う。

図 5.15 にPI制御構成のダンピング制御を適用した補助インバータの制御系の状態変数線図を示す。図 5.15 より、PI制御時のメインインバータの $\delta$ 軸電圧指令を(5.17)式に、補助インバータのq軸電圧指令を(5.18)式に、電流制御の積分器の入力 $p\Delta x_1$ を(5.19)式に、ダンピング制御の積分器の入力 $p\Delta x_2$ を(5.20)式に示す。

$$\Delta v_{M\delta} = \psi_{mM} \Delta \omega^* \dots\dots\dots (5.17)$$

$$\Delta v_{Aq} = -K_i K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) - \frac{K_i}{T_d} \Delta x_2 - K_i \Delta i_{Aq} + \frac{1}{T_i} \Delta x_1 \dots\dots\dots (5.18)$$

$$p\Delta x_1 = -K_i K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) - \frac{K_i}{T_d} \Delta x_2 - K_i \Delta i_{Aq} \dots\dots\dots (5.19)$$

$$p\Delta x_2 = K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) \dots\dots\dots (5.20)$$

ここで図 6 における電流制御の応答がダンピング制御(速度制御)の応答よりも十分速いとした場合、電流制御のループゲインは1とみなすことができる。そのため、積分器出力の状態変数 $\Delta x_1$ は無視でき、(5.18)、(5.19)式は(5.21)、(5.22)式になる。

$$\Delta v_{Aq} = -K_d (\Delta \omega^* - \Delta \omega_{re}) - \frac{K_i}{T_d} \Delta x_2 \dots\dots\dots (5.21)$$

$$p\Delta x_1 = 0 \dots\dots\dots (5.22)$$

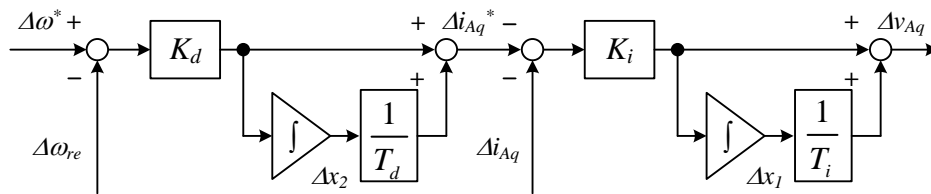
(5.7)式に(5.10)式、(5.21)式および(5.22)式を代入することで、ダンピング制御を適用した際の状態方程式を得ることができる。PI制御構成時の状態方程式を(5.23)式に示す。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots (5.23)$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \\ \Delta x_2 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \Delta \omega^*$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} K_i K_d \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \frac{1}{R_{Aux} + K_i} & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \frac{\psi_m}{L_{Main}} & -\frac{P_f^2 \psi_m}{J} \frac{1}{R_{Aux} + K_i} \frac{K_i}{T_d} \\ -1 & 0 & 0 \\ -K_d & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{P_f^2 \psi_{mM}^2}{J} \frac{\sin \delta}{\omega_0 L_{Main}} & \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J} (i_{\delta 0} \sin \delta + i_{\gamma 0} \cos \delta_0) \\ 1 & \omega_0^2 \\ K_d & \end{bmatrix}$$



\*1In the case of P type,  $T_d = \infty$

図 5.16 PI 制御構成のダンピング制御の状態変数線図

図 5.16 にダンピングゲイン  $K_d$  を変化させ、(5.7), (5.15), (5.23) 式を基に求めた単純な V/f 制御で駆動した時と P 制御構成, PI 制御構成のダンピング制御適用時の極配置の推移(根軌跡)を示す。また、検証は図 5.3(b) と同じ構成で行い、検証した際のパラメータを表 5.2 に示す。なお、違いをわかりやすくするために、PI 制御での積分時間  $T_d$  は 0.025 としている。単純な V/f 制御で駆動した場合(○)では、虚軸上に極が存在するため、システムが不安定であることがわかる。一方で、P 制御構成のダンピング制御(●)を適用した場合、虚軸上にあった極が負側に移動し、システムが安定になっていることが確認できる。PI 制御構成のダンピング制御適用時の極を(5.24)式に示す。

$$s = -\frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{2J} K_d \pm \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{J L_M}} \sqrt{\left( \sqrt{\frac{3}{2}} P_f \frac{K_d}{2} \sqrt{\frac{L_M}{J}} \right)^2 - 1 + \frac{3 L_M K_d}{2 \psi_m T_d}} \dots\dots\dots (5.24)$$

(5.24) 式より、PI 制御構成のダンピング制御(■)では原点にある極を移動させることができないことがわかる。図 7 より、PI 制御構成のダンピング制御を適用した場合、ダンピングゲインや積分時間の調節では移動できない極が常に原点に存在するため、不安定である。このことから、通常速度制御器と同様の設計方法では、ダンピング制御のゲインを設計できないことがわかる。

したがって、根軌跡による安定解析の結果、PI 形ダンピング制御を適用した場合、移動できない極が存在するため、システムが不安定になる。一方で、P 制御のダンピング制御を適用した提案システムでは、乱調による速度振動を抑制し、システムの安定化を図ることができる。

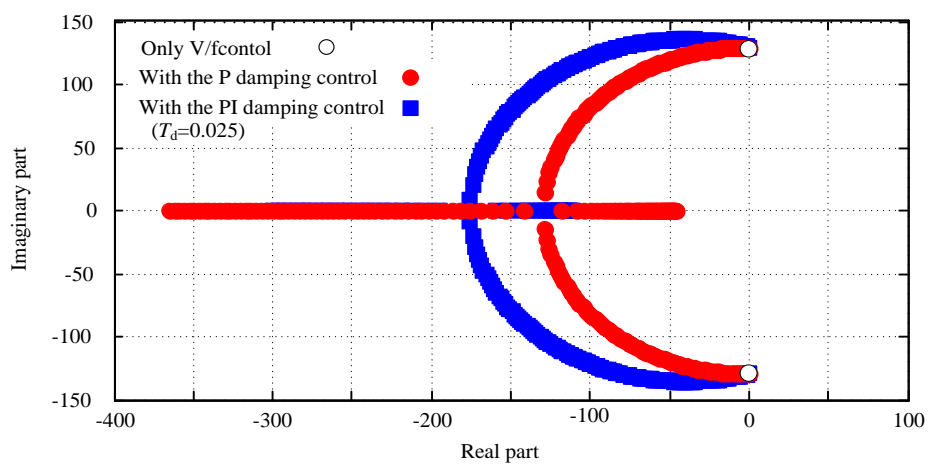


図 5.17 根軌跡の比較

## 5.7 提案システムの周波数特性

### 5.7.1 提案システムの速度指令から回転速度までの閉ループ伝達関数の周波数特性

前節ではダンピング制御を適用した場合における速度の安定性について議論し、ダンピング制御を適用することで安定化を図ることができることを明らかにした。乱調は急激な速度指令の変化によって励起される。そこで、速度指令値から実速度までの伝達関数の周波数特性から共振周波数帯域におけるゲインピークを求め、ダンピング制御による乱調抑制効果を議論する。状態方程式を導出しているため、容易に速度指令から速度までの伝達関数を求めることができる。速度指令から速度までの伝達関数を(5.25)式に示す。本論文では中高速領域での適用を想定しているため、 $\omega L \gg R$ としている。

$$\frac{\Delta\omega_{re}}{\Delta\omega^*} = \frac{\frac{3 P_f^2 \psi_{mM}}{2 J}}{s^2 + \frac{3 P_f^2 \psi_{mM}}{2 J} K_d s + \frac{3 P_f^2 \psi_{mM}^2}{2 J L_m}} \times \left\{ \frac{\psi_{mM}}{L_m} - s \left( K_d + \frac{(i_{M\gamma} \cos \delta_0 + i_{M\delta} \sin \delta_0)}{\omega_0} - \frac{\psi_{mM}}{L_m \omega_0} \sin \delta_0 \right) \right\} \quad \dots\dots\dots(5.25)$$

(5.25)式および実験結果の周波数特性からダンピング制御による乱調抑制効果を評価する。安定解析と同様に、磁気的な相互干渉を考慮すると制御が複雑化するため、無負荷時、磁気的相互干渉を無いものとし、MG セットで構成した。実験条件は安定解析時と同様である。なお、実験では定常速度をある一定値として正弦波の速度指令を重畳し、その速度応答を観測して各正弦波周波数におけるゲインをプロットする。

図 5.17 に速度指令から回転速度までの閉ループ伝達関数(5.25)式のボード線図を示す。図 7 では、共振周波数におけるゲインが低いほど乱調抑制効果が高いことを示している。特性方程式より、ダンピング制御適用時の制動係数を(5.26)式、固有角周波数を(5.27)式に示



す。なお、 $K_d=0$  のとき、V/f 制御のみで駆動した場合と一致する。

$$\zeta = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_f K_d}{2} \sqrt{\frac{L_M}{J}} \dots\dots\dots(5.26)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_f \psi_{mM}}{\sqrt{J L_M}} \dots\dots\dots(5.27)$$

図 5.17 より、ダンピング制御を適用していない場合、固有角周波数でゲインが高くなっている。すなわち、速度指令に共振周波数成分が含まれている場合、この周波数成分が共振によって増大し、乱調が発生する。一方でダンピング制御を適用した場合、共振角周波数でのゲイン(共振値)が 5dB まで減少している。また、(5.26)式より、ダンピングゲインを大きくすると乱調の抑制効果が高まる。したがって、安定解析と周波数特性から、ダンピング制御を適用した提案システムでは乱調による速度振動を抑制し、システムを安定化できることを確認した。

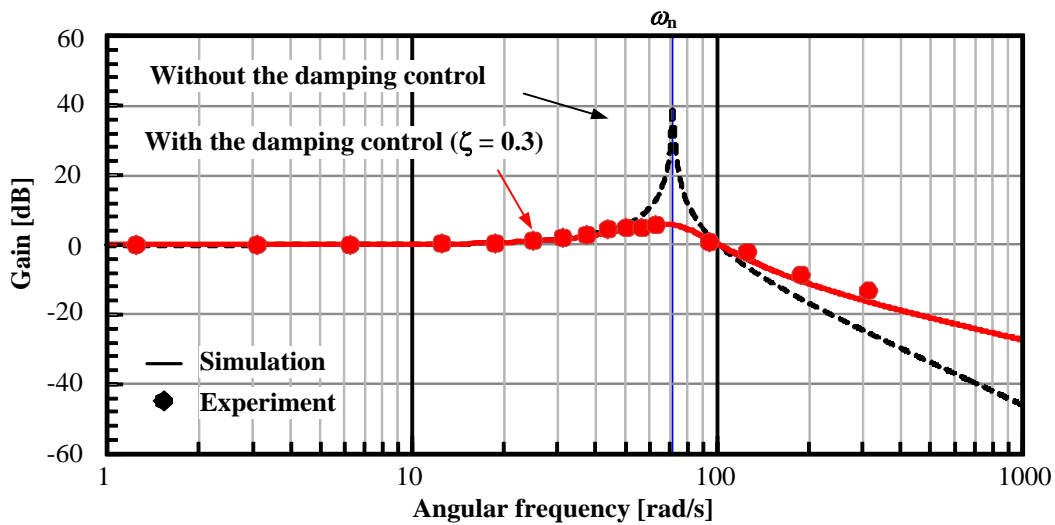


図 5.18 速度指令から回転速度までの閉ループ伝達関数のボード線図(ゲイン特性)

## 5.7.2 提案システムの速度指令から各インバータ出力電力までの閉ループ伝達関数の周波数特性

前節までに提案システムの安定性と乱調抑制効果について議論した。安定解析および速度指令から回転速度までの伝達関数の周波数特性から、ダンピングゲインが高いほど、高い乱調抑制効果が得られ、安定化できることを示した。しかし、ダンピングゲインを高くすると補償量が増えるため、補助インバータ出力電力の増加を招く。これは、補助インバータの容量設計に影響するため、ダンピングゲインと補助インバータ容量のトレードオフ関係を明らかにする必要がある。また、速度指令に含まれる周波数成分(速度変化)によっても、補助インバータの出力電力は変化する。そこで本章では、補助インバータの出力電力伝達関数を導出し、その周波数特性を議論する。さらに、ダンピングゲインと加速時、減速時の補助インバータの出力電力、速度のオーバーシュート量との関係を明らかにし、補助インバータの出力電力、速度のオーバーシュート量に対する提案システムにおけるダンピングゲインの設計方法を確立する。

各インバータの出力電力は、損失を無視すれば補助インバータに接続されているモータの機械出力に依存する。しかし、モータの機械出力は速度とトルクの積であり、非線形であるため、前章と同様に線形化して補助インバータ出力電力の伝達関数を求める。補助インバータ出力電力の伝達関数を(5.28)式に示す。

$$\frac{\Delta P_A}{\Delta \omega^*} = \frac{s \frac{3}{2} \omega_0 K_d \psi_{mA}}{s^2 + \frac{3 P_f^2 \psi_{mM}}{2 J} K_d s + \frac{3 P_f^2 \psi_{mM}^2}{2 J L_m}} \times \left( s + \frac{3 P_f^2 \psi_{mM}}{2 J \omega_0} \left( (i_{M\gamma} \cos \delta_0 + i_{M\delta} \sin \delta_0) - \frac{\psi_{mM}}{L_M} \sin \delta_0 \right) \right) \quad \dots\dots\dots (5.28)$$

(5.28)式および実験結果の周波数特性から補助インバータの出力電力を評価する。

図 5.18 に計算および実験から得られた出力電力指令から各出力電力までの周波数特性を示す。なお、提案システムではV/f制御で駆動しているためトルクを直接制御できない。そのため、出力電力指令は速度指令より逆算することで伝達関数を求めている。計算値は伝達関数(5.4)式より導出でき、解析および実験条件は表 5.2 と同様である。補助インバー

タの周波数特性に着目すると、共振周波数付近に近づくにつれ、ゲインが高くなっていることから、乱調に対して、補助インバータが動作していることがわかる。

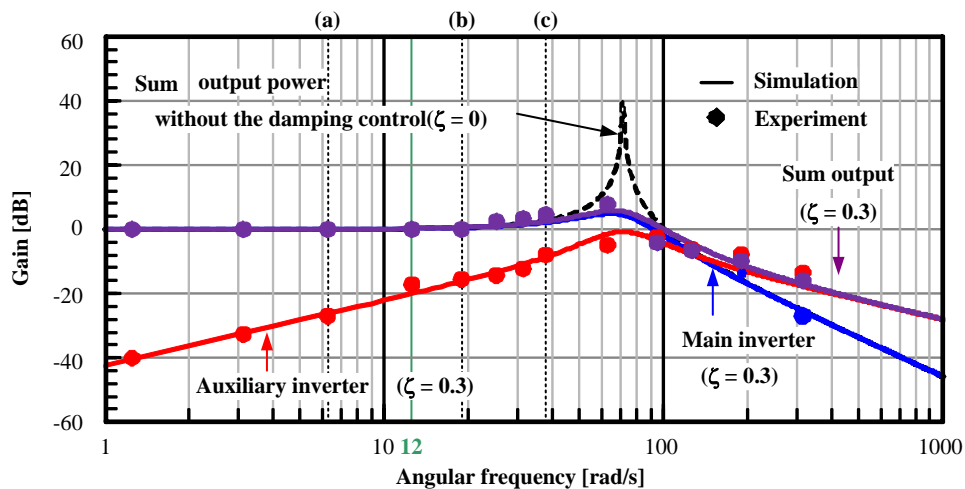


図 5.19 速度指令から各インバータ出力電力までの閉ループ伝達関数の周波数特性

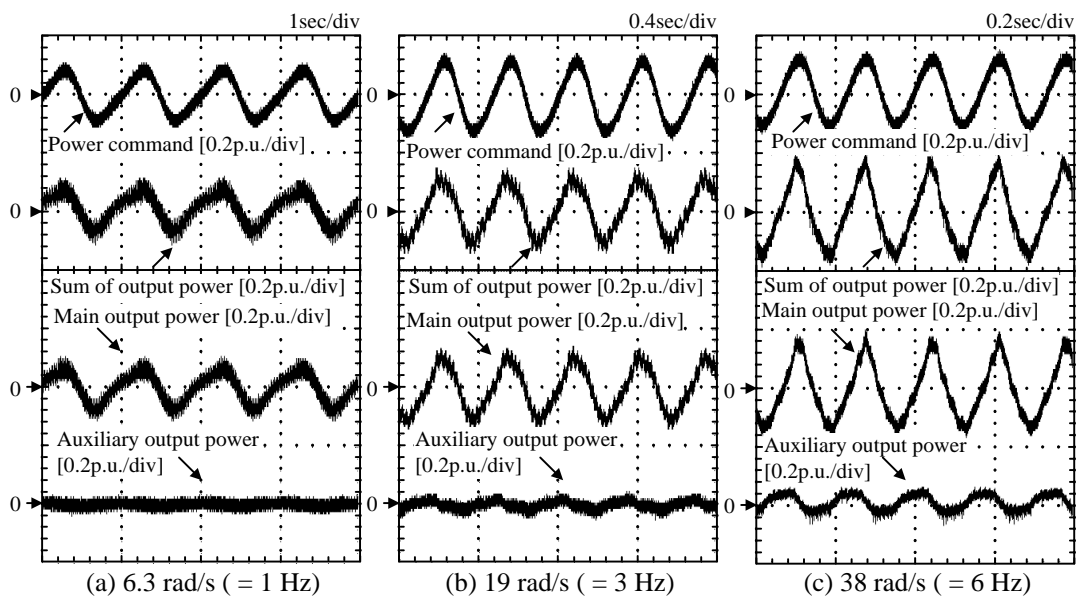


図 5.20 図 5.18 における実験結果

### 5.7.3 加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係

本節では、ダンピングゲインと加速時、減速時の補助インバータの出力電力、速度のオーバーシュート量との関係を明らかにし、要求仕様を満足するダンピングゲインの設計方法を確立する。はじめに速度のオーバーシュート量について考察する。(5.1)式の数値計算から速度までの伝達関数のランプ応答から逆ラプラス変換で時間応答を求め、さらに時間微分をすることで、オーバーシュートが発生する極値を求める。ここでは簡単化のため、 $\delta=0$ 、 $i_{M\gamma}=0$ 、 $i_{M\delta}=0$  とする。速度のオーバーシュート量を(5.29)式に、オーバーシュートが発生する時間を(5.30)式に、制動係数 $\zeta$ とダンピングゲイン  $K_d$  の関係式を(5.31)式に、固有角周波数を(5.32)式に示す。ここで、 $\alpha$ は加速度を表す。

$$\Delta\omega_{re\_Overshoot} = \frac{a \sin(\omega_n t_{peak} \sqrt{1-\zeta^2})}{\omega_n \exp(\zeta \omega_n t_{peak}) \sqrt{1-\zeta^2}} \dots\dots\dots (5.29)$$

$$t_{peak} = \frac{1}{2} \frac{\log(2\zeta^2 - 1 + 2\zeta \sqrt{\zeta^2 - 1})}{\omega_n \sqrt{\zeta^2 - 1}} \dots\dots\dots (5.30)$$

$$\zeta = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_f K_d}{2} \sqrt{\frac{L_M}{J}} \dots\dots\dots (5.31)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{J L_M}} \dots\dots\dots (5.32)$$

図5.20に(5.29)式～(5.30)式を用いて導出した表5.2の条件における定格加速度 $\alpha_R$ の1倍、1/2倍、1/4倍の加速度で速度0.8p.u.から0.1p.u.加速させた際の制動係数と速度のオーバーシュート量との関係を示す。なお、ダンピングゲイン  $K_d$ は(5.31)式により規格化している。図10より、制動係数の増加に伴い、速度のオーバーシュート量は減少している。また、加速度が大きいほど、速度のオーバーシュート量は大きい。これは、加速度が大きい速度変化ほど、速度変化に含まれる周波数成分が共振周波数に近くなるため、大きなオーバーシュートが励起される。この速度のオーバーシュートを抑えるには、制動係数 $\zeta$ を大きくする必要があるのである。

次に、ダンピングゲインと加速時、減速時の補助インバータの出力電力オーバーシュート量との関係を考察する。(5.28)式は、速度指令 $\Delta\omega^*$ から補助インバータ電流に起因する出力

電力 $\Delta P_A$ までの伝達関数である。(5.28)式のランプ応答から逆ラプラス変換により、加速時の補助インバータ出力電力の時間応答の極値を求めることで、ダンピングゲインと出力電力の関係を求める。従って、この出力電流オーバーシュートが補助インバータに必要な最低電力容量となる。ここでは簡単化のため、 $\delta=0$ ,  $i_{M\gamma}=0$ ,  $i_{M\delta}=0$ とする。(5.28)式より求めたシステムの制動係数 $\zeta$ と補助インバータ出力電力のピーク値 $\Delta P_{A\_PEAK}$ の関係を(5.33)式に示す。

$$\Delta P_{A\_PEAK} = \frac{\frac{3}{2} P_f \psi_{mA} K_d \omega_0 \alpha \sin(\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} t_{peak})}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2} \exp(\zeta \omega_n t_{peak})} \dots\dots\dots (5.33)$$

図 5.21 に(5.33)式から導出した加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係を示す。図 5.21 より、制動係数 $\zeta$ が増加することで、出力電力が増加していることがわかる。従って、補助インバータ容量を小さくするには、制動係数 $\zeta$ を小さくする必要がある。図 5.21 より、定格加速度で加速した際に出力電力を 0.1p.u.に抑制する場合、制動係数 $\zeta$ が 0.1 以下になるようにダンピングゲインを調節することで補助インバータ出力電力の増加を抑制することができる。従って、速度オーバーシュートの抑制と補助インバータの出力電力の抑制には制動係数 $\zeta$ のトレードオフ関係がある。すなわち、(5.29), (5.33)式を用いることで、アプリケーションに応じた補助インバータ容量や速度のオーバーシュート量の要求仕様からダンピングゲインや実際の加速時間を決定することができる。

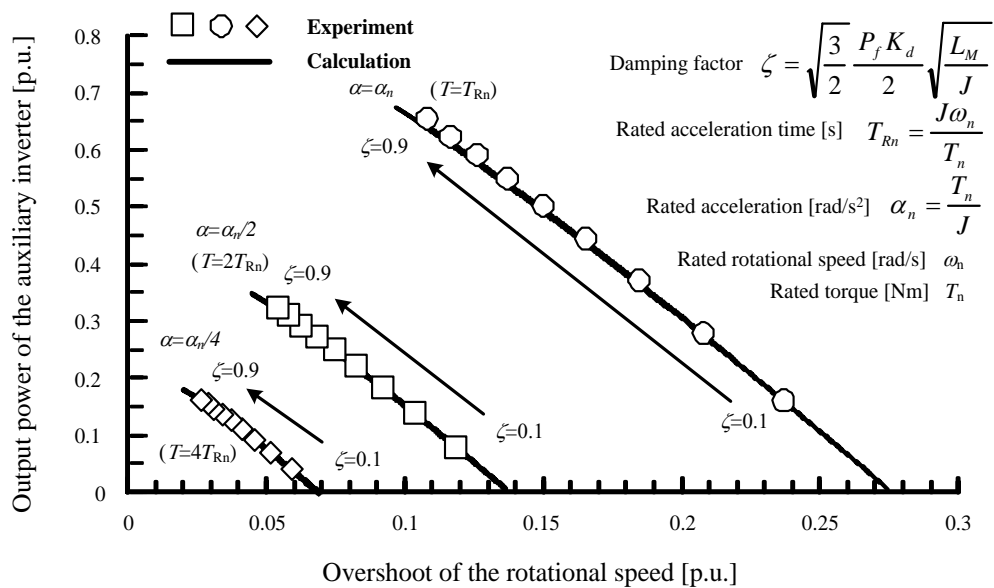


図 5.21 加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係

## 5.7.4 PI 制御構成時における加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係

前章では、実機により単独運転時の各ダンピング制御の乱調抑制効果を検証した。本章では、伝達関数から時間応答を求め、ダンピングゲインと加速中の補助インバータの平均出力電力と速度のオーバーシュート量の関係について考察する。5.5 章で状態方程式を導出しているため、容易に速度指令から速度までの伝達関数を求めることができる。速度指令から速度までの伝達関数を(5.34)式に示す。

$$\frac{\Delta\omega_{re}}{\Delta\omega^*} = \frac{\frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J}}{s^2 + \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J} K_d s + \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \left( \frac{\psi_{mM}}{L_m} + \frac{K_d}{T_d} \right)} \times \left\{ \frac{\psi_{mM}}{L_m} + \frac{K_d}{T_d} - s \left( K_d + \frac{(i_{M\gamma} \cos \delta_0 + i_{M\delta} \sin \delta_0)}{\omega_0} - \frac{\psi_{mM}}{L_m \omega_0} \sin \delta_0 \right) \right\} \quad (5.34)$$

(5.34)式のランプ応答から逆ラプラス変換により時間応答を求め、さらに時間微分をすることで、オーバーシュートが発生する極値を求める。ここでは簡単化のため、 $\delta_0=0$ 、 $i_{M\gamma}=0$ 、 $i_{M\delta}=0$ とする。速度のオーバーシュート量を(5.35)式に、制動係数を(5.36)式、および固有角周波数(5.37)に示す。ここで、 $\alpha$ : 加速度を表す。

$$\Delta\omega_{re\_Overshoot} = \frac{\alpha \sin(\omega_n t \sqrt{1-\zeta^2})}{\omega_n \exp(\zeta \omega_n t) \sqrt{1-\zeta^2}} \quad (5.35)$$

$$\zeta = \frac{\frac{P_f K_d}{2} \sqrt{\frac{L_M}{J}}}{\sqrt{\left( \frac{L_M K_d}{\psi_m T_d} + 1 \right)}} \quad (5.36)$$

$$\omega_n = \frac{P_f \psi_m}{\sqrt{JL}} \sqrt{\frac{L_{Main} K_d}{\psi_m T_d} + 1} \quad (5.37)$$

補助インバータ出力電力は損失を無視すれば、補助インバータに接続されているモータの機械出力に依存する。しかし、モータの機械出力は速度とトルクの積であり、非線形であ



るため、前章と同様に線形化を行い、補助インバータ出力電力の伝達関数を求める。補助インバータ出力電力の伝達関数を(5.38)式に示す。

$$\frac{\Delta P_A}{\Delta \omega^*} = \frac{P_f \psi_{mM} K_d \omega_0 \left( s^2 + \left( \frac{2P_f^2 \psi_{mM}}{J} K_d + \frac{1}{T_d} \right) s + \left( s - \frac{1}{T_d} \right) \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J} \left( \frac{(i_{M\gamma} \cos \delta_0 + i_{M\delta} \sin \delta_0)}{\omega_0} - \frac{\psi_{mM}}{L_m \omega_0} \sin \delta_0 \right) \right)}{\left( s^2 + \frac{P_f^2 \psi_{mM}}{J} K_d s + \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \left( \frac{\psi_{mM}}{L_m} + \frac{K_d}{T_d} \right) \right)}. \quad (5.38)$$

(5.38)式は、速度指令 $\omega^*$ から補助インバータ電力までの伝達関数である。(5.38)式のランプ応答から逆ラプラス変換により加速時の時間応答を求め、時間応答から加速中の補助インバータの平均出力電力を求める。ここでも簡単化のため、 $\delta_0=0$ ,  $i_{M\gamma}=0$ ,  $i_{M\delta}=0$ とする。

図 5.22 に(5.11)式～(5.13)式を用いて導出した表 1 の条件における定格加速時間で速度 0.8p.u.から 0.1p.u.加速させた際の制動係数と速度のオーバーシュート量の関係を、図 5.23 に(5.14)式を逆ラプラス変換し、時間応答から導出した加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係を示す。なお、ダンピングゲインは制動係数により規格化している。図 5.22 より、制動係数の増加に伴い、速度のオーバーシュート量は減少している。P 制御と PI 制御を比較すると、積分ゲインが大きくなるほど、制動係数が大きい時のオーバーシュート量を小さく抑えていることがわかる。一方で、図 5.23 では、P 制御および PI 制御ともに制動係数の増加に伴い、平均出力電力が増加している。しかし、P 制御適用時に比べて、PI 制御適用時の方が平均出力電力は大きく、積分時間が 0.01 の時、速度のオーバーシュート量が 0.01p.u.となる点において(制動係数 0.5)、補助インバータの出力電力が 0.3 p.u.(240W)大きい。これは実験結果と同様に積分ゲインによって補助インバータがモータ駆動分のトルクを出力していることが原因である。したがって、補助インバータ容量低減の観点からも、PI 制御構成のダンピング制御よりも P 制御構成のダンピング制御が望ましい。

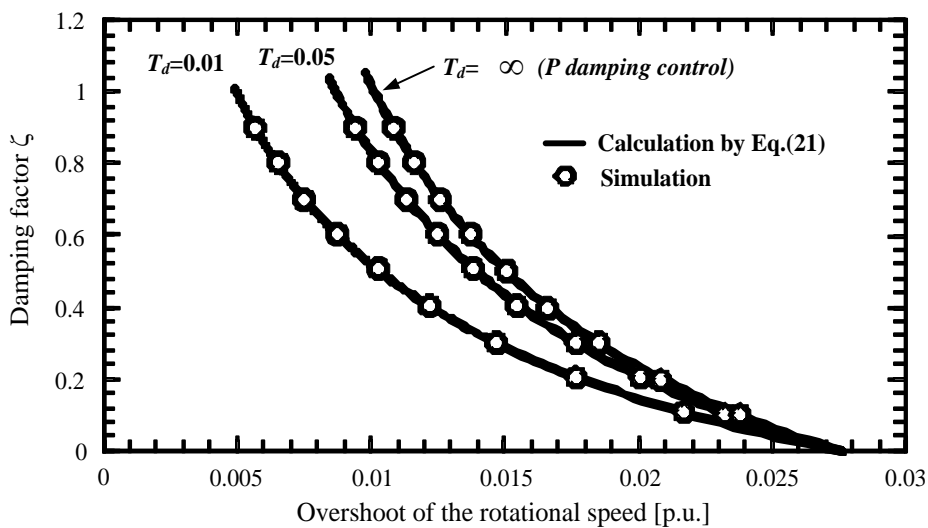


図 5.22 制動係数と速度のオーバーシュート量の関係

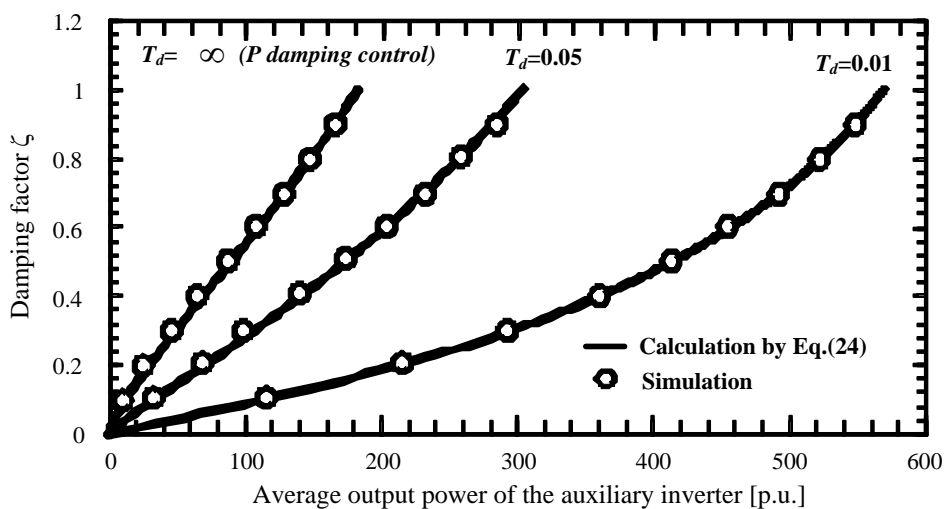


図 5.23 加速中の補助インバータの平均出力電力と制動係数の関係

## 5.8 結論

本章では、永久磁石同期電動機の並列運転システムの小型化を背景に、永久磁石同期電動機の並列運転手法の確立を目的として、V/f 制御をベースとした永久磁石同期電動機の複数台並列運転システムを提案し、乱調を抑制するためのダンピング制御の基礎検証を行った。シミュレーションおよび実機実験により提案手法の有用性を確認した。以下にその結論を示す。

- 1) 余剰エネルギー再分配に基づいた複数台永久磁石同期電動機並列運転システムでは、慣性モーメントと同期インダクタンスの共振である乱調のエネルギーに着目し、トルク変動や速度変動で励起された個々の乱調を補助電力変換器のダンピング制御によって吸収と放出を繰り返すことで抑制する。それと同時にメイン電力変換器で駆動することで、複数台永久磁石同期電動機の並列運転を実現する。
- 2) ダンピング制御により適用前と比べて、速度振動を 400r/min から 1r/min 以下に抑制できることを実機実験およびシミュレーションにより確認した。同様に乱調によって生じた持続的な電流振動を 10Ap-p から 0.1Ap-p 以下に抑制できることを確認した。
- 3) 根軌跡を用いた安定解析結果より、ダンピング制御を適用することで、システムの極配置が左半面に移動し、システムが安定になることを明らかにした。
- 4) 提案システムで用いる補助インバータ容量がモータ定格容量の 10%以下構成できることをシミュレーションおよび実験結果より取得した提案システムの周波数特性より確認した。

以上のことから、提案する複数台永久磁石同期電動機駆動システムの有用性を確認した。



## 第6章

### 結論

#### 6.1 本研究の成果

本研究では、永久磁石同期電動機を駆動する電力変換器システムにおいて、従来の永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化を助長させる技術的課題を解決する制御法の開発を目的とし、ダイナミックブレーキ回路を用いないインバータ停止技術と複数台並列運転に向けた永久磁石同期電動機の乱調抑制を可能にする、余剰エネルギー再分配を提案した。本章では、第1章から第5章までの結果をまとめ、本研究の結論とする。

第1章では、省エネルギー化を背景に電動機とそれを駆動する電力変換器で構成される電動機駆動システムの高効率化が極めて大きな省エネルギー効果をもたらしていることを述べた。加えて、電動機駆動システムは高効率化以外にも小型化や長寿命化などさまざまな要求・課題があることを述べ、それらを同時に解決できる簡素化の重要性を示した。同時に、また、電動機駆動システムの構成要素を述べ、半導体や磁性体、誘電材料の性能向上だけでは解決することができないダイナミックブレーキ回路や複数台電動機駆動システムの簡素化が重要であることを述べた。

さらに本研究の研究目的について述べ、ダイナミックブレーキ回路なしで平滑コンデンサ電圧を上昇させずにインバータ緊急停止させるための要点と課題、および複数台の永久磁石同期電動機を駆動するための要点を提示した。

最後に、本研究の研究目的と論文の概要を示した。

第2章では、これまで永久磁石同期電動機駆動システムに用いられていた簡素化技術について述べた。従来の永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化技術の中でもダイナミックブレーキ回路による緊急停止技術、従来の永久磁石同期電動機の並列運転技術を示し、これらの特徴と問題点を整理した。その後、余剰エネルギー再分配に基づく新しいダイナ

---

ミックブレーキ回路を用いないインバータ停止技術と永久磁石同期電動機の並列運転技術を提案し、本研究の位置付けを明らかにした。以下に、第2章で得られた成果を示す。

- 1) 従来の永久磁石同期電動機駆動システムでは、緊急停止時に電力回生が出来ないような状態では、ダイナミックブレーキ回路で回生エネルギーを消費していたため、そのための大容量抵抗や冷却装置も相まってシステム体積の大型化を招く要因の一つであった。特に半導体素子の高周波化および低損失化による受動素子や冷却装置の小型化が進むことで、保護回路の体積が相対的に小型化や長寿命化を阻む障害になり、保護回路の簡素化が重要な課題であった。
- 2) それを解決すべく様々な回路方式が提案されているが、回生エネルギーをダイナミックブレーキ抵抗で消費する前提があるため、大幅に体積を削減し、ダイナミックブレーキ回路の簡素化を実現することはできない。誘導機などで提案されている制御により電動機損失を増やすことで制動力を得る手法は、永久磁石同期電動機が他の電動機よりも高効率であるため、制動力が十分に得られないことや電動機損失による発熱が大きい問題がある。
- 3) 誘導電動機のようなインバータ台数の簡素化のために3レグインバータ1台で複数台の永久磁石同期電動機を駆動する場合、制御的自由度が少ないため、各永久磁石同期電動機の磁極位置に合わせて各電動機の電流を制御できず、永久磁石同期電動機を駆動できない。この制御的自由度の問題を克服するために、5スイッチインバータなどの回路が提案されてきた。共通レグを設けることで制御的自由度を増やしているが、その分、電圧利用率が低く、3レグインバータのときに比べ平滑コンデンサに要求される耐圧は増加し、平滑コンデンサの直並列数の増加を招き、部品点数が増加する。また、共通レグの半導体素子には他のレグよりも電流が流れるため、熱集中の問題があり、冷却装置の大型化の懸念もある。また、3台以上の複数台運転はこれまで提案されている回路単体では不可能などのインバータ台数や部品点数の簡素化に対して問題点があった。
- 4) 仮に誘導電動機のように磁極位置を無視して1台のインバータで複数台の永久磁石同期電動機を駆動しようとした場合、慣性モーメントと同期インダクタンスの間で生じる共振現象である乱調が発生するため、複数台の永久磁石同期電動機を駆動すること

はできない。永久磁石同期電動機単独 V/f 駆動時の乱調を抑制する手法として永久磁石同期電動機の電流情報を利用した制御が提案されている。この手法は乱調によって生じた電流の振動成分を抽出し、電圧指令の出力位相にフィードバックすることで、乱調による電流振動および速度振動を抑制する。しかし、この手法では複数台の永久磁石同期電動機を安定に駆動できない問題がある。

- 5) 本研究では、回生エネルギーや共振エネルギーのような余剰エネルギーに着目し、余剰エネルギー再分配を提案し、その概念を永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術と永久磁石同期電動機の複数台並列運転技術に対して適用する。
- 6) 余剰エネルギー再分配に基づいた複数台永久磁石同期電動機並列運転システムでは、慣性モーメントと同期インダクタンスの共振である乱調のエネルギーに着目し、トルク変動や速度変動で励起された個々の乱調を補助電力変換器のダンピング制御によって吸収と放出を繰り返すことで抑制する。それと同時にメイン電力変換器で駆動することで、複数台永久磁石同期電動機の並列運転を実現する。これにより、ファンやブロワ用途で用いられる誘導電動機の並列運転システムに代わってシステムの小型化やランニングコスト低下を可能にする。一方、永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術では q 軸インダクタンスのエネルギーと回生エネルギーに着目し、短絡電流抑制の観点から、ヒステリシス制御の遅れ電圧ベクトルにより d 軸インダクタンスに蓄えることで弱め磁束状態に遷移させる。これにより短絡電流を抑えたモータ短絡を可能にし、ダイナミックブレーキ回路を用いないインバータおよびモータ停止を可能にし、エレベータや電工自動車などの永久磁石同期電動機駆動システムの小型化および低コスト化を両立した簡素化を図ることができる。
- 7) 本研究で提案する余剰エネルギー再分配の位置づけとして、従来の部品点数の多さに由来する永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化、短寿命を助長させる技術的課題を解決し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化を目指す。

表 6.1 に第 3 章から第 5 章で得られた結論のまとめを示す。

第 3 章では、ダイナミックブレーキ回路などの追加回路なしで平滑コンデンサ電圧上昇を防ぎつつインバータと永久磁石同期電動機の停止を実現するために、余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法の具体的な実現方法について述べ、その有用性を実

験で実証した。以下に、第3章で得た結果を記す。

- 1) 第3章で提案した永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術は、エレベータや電気自動車に安全の観点から備わっている機械ブレーキにより永久磁石同期電動機自体の回転を停止させることを前提に、モータ短絡により平滑コンデンサへの回生電流の流入を防ぎ、電流ゼロクロスで対応するスイッチをオフにすることで電流を遮断する。その際、短絡電流抑制の観点から余剰エネルギー再分配に基づいたヒステリシス制御により、モータ短絡をする前に弱め磁束状態にすることによって、短絡電流を抑制できる。
- 2) モータゼロシーケンスでは出力電流ベクトルに対し遅れ電圧ベクトルを永久磁石同期電動機に印加することで、瞬时无効電力を発生させ、余剰エネルギー再分配に基づき q 軸インダクタンスのエネルギーを d 軸インダクタンスに遷移させる。
- 3) モータゼロシーケンスのヒステリシス制御では出力電流ベクトルに対し遅れ電圧ベクトルを出力できるスイッチングパターンの中から充電モードと放電モードを選択することにより、平滑コンデンサ電圧をある閾値内に維持する。
- 4) 提案するインバータ緊急停止法を適用した場合、適用しない場合と比較して直流コンデンサ電圧の上昇を 80%低減できることを確認した。更にモータ短絡時に発生する電流振幅の最大値も 2.5p.u.に抑えられることを確認した。
- 5) 提案したインバータ緊急停止法では、弱め磁束条件下でモータ短絡をすることで d 軸電機子反作用により端子間電圧が下がり、d 軸および q 軸電流の傾きを決める  $pL_{di}+pL_{qi}$  が低減するため、短絡電流の上昇を抑制できることを明らかにした。
- 6) 永久磁石同期電動機駆動システム内のエネルギーの時間推移からトルクゼロシーケンスを理論的に検討し、その妥当性を確認した。

以上より、第3章で提案したインバータ緊急停止法を用いることで系統解列もしくはバッテリーを切り離れた状態で、平滑コンデンサ電圧の上昇を抑制しながらインバータの停止が可能であり、その有用性を示した。

第4章では、保護回路としての機能も持つランプスナバ回路にダイナミックブレーキ回路を接続することなくスナバコンデンサ電圧上昇を防ぎつつマトリックスコンバータの停止を実現するために、第3章で提案したインバータ緊急停止法と同等の効果をマトリッ



クスコンバータでも実現できるように、仮想 AC/DC/AC 変換に基づいてマトリックスコンバータ緊急停止法も開発し、その有用性を実験で実証した。以下に、第 4 章で得られた結論を示す。

- 1) 第 3 章で提案した余剰エネルギー再分配に基づいたインバータ緊急停止法のトルクゼロシーケンスを仮想 AC/DC/AC 変換を基に整流器側とインバータ側の分けることで、トルクゼロシーケンス中はマトリックスコンバータを 2 レベルインバータとして動作させる。この時、余剰エネルギー再分配に基づいたヒステリシス制御によりフィルタコンデンサ電圧を維持しつつ、遅れ電圧ベクトルを永久磁石同期電動機に印加することで、瞬时无効電力を発生させ、永久磁石同期電動機を弱め磁束状態にする。これにより、インバータ緊急停止法と同様に、モータ短絡シーケンスの短絡電流上昇を抑制することができる。
- 2) 第 3 章のインバータ緊急停止法ではモータ短絡時の電流ゼロクロス付近のタイミングで IGBT をオフにすることでモータ電流の流入を遮断する。仮に電流ゼロクロスから少しずれたタイミングで IGBT をオフしても、還流ダイオードにモータ電流が通るため問題にならない。しかしながら、マトリックスコンバータは双方向スイッチング素子を用いているため、モータ短絡する際に電流経路を確保しなければならない。この問題に対して、双方向スイッチの電流経路を片方向のみ確保しながらモータ短絡をしつつ、還流ダイオードの自然消弧により自動的にモータ電流を遮断する。
- 3) 実験より、提案するマトリックスコンバータ緊急停止法により、回生中の緊急停止にも関わらず、スナバコンデンサ電圧の上昇が 40V 程度でマトリックスコンバータを停止させることができることを明らかにした。

以上の結果より、第 4 章で提案したマトリックスコンバータに適用可能な緊急停止法の有用性を確認した。

第 5 章では、永久磁石同期電動機の並列運転システムの小型化を背景に、永久磁石同期電動機の並列運転手法の確立を目的として、V/f 制御をベースとした永久磁石同期電動機の複数台並列運転システムを提案し、乱調を抑制するためのダンピング制御の基礎検証を行った。シミュレーションおよび実機実験により提案手法の有用性を確認した。以下にその結論を示す。

- 1) 余剰エネルギー再分配に基づいた複数台永久磁石同期電動機並列運転システムでは、慣性モーメントと同期インダクタンスの共振である乱調のエネルギーに着目し、トルク変動や速度変動で励起された個々の乱調を補助電力変換器のダンピング制御によって吸収と放出を繰り返すことで抑制する。それと同時にメイン電力変換器で駆動することで、複数台永久磁石同期電動機の並列運転を実現する。
- 2) ダンピング制御により適用前と比べて、速度振動を 400r/min から 1r/min 以下に抑制できることを実機実験およびシミュレーションにより確認した。同様に乱調によって生じた持続的な電流振動を 10Ap-p から 0.1Ap-p 以下に抑制できることを確認した。
- 3) 根軌跡を用いた安定解析結果より、ダンピング制御を適用することで、システムの極配置が左半面に移動し、システムが安定になることを明らかにした。
- 4) 提案システムで用いる補助インバータ容量がモータ定格容量の 10%以下構成できることをシミュレーションおよび実験結果より取得した提案システムの周波数特性より確認した。

以上のことから、提案する複数台永久磁石同期電動機駆動システムの有用性を確認した。

以上のように、永久磁石同期電動機の余剰エネルギーに着目し、それらをアクティブに制御することで、部品点数の多さに由来する永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化、短寿命化を改善し、永久磁石同期電動機駆動システムの簡素化ができることを確認した。

表 6.1 第3章から第5章で得られた結論のまとめ

表6.1 第3章から第5章で得られた結論のまとめ

余剰エネルギー再分配の適用事例	特徴	結果	提案法の導入によって予想される効果
インバータ緊急停止法 (第3章)	1) 平滑C電圧上昇をモータ短絡で防止しつつ電流を遮断し、インバータを停止 2) 短絡電流抑制原理 →モータ短絡前に弱め磁束状態にすることで短絡電流上昇を抑制	1) ダイナミックブレキ回路を用いず、平滑C電圧上昇なしでインバータ停止 2) 短絡電流を3p.u.以下に抑えることができるため、焼損や不可逆減磁を起こさないモータ短絡が可能 3) 素子温度も劇的な上昇なし	1) ダイナミックブレキ回路が不要となるため、永久磁石同期電動機-インバータシステムの小型化および低コスト化
マトリックスコンバータ緊急停止法 (第4章)	1) マトリックスコンバータを2レベルインバータとして動作させることでインバータ緊急停止法を同等の動作が可能 2) FWDによる電流流入方向を制限したモータ短絡およびFWDの自然転流を利用した電流遮断	1) ダイナミックブレキ回路を用いずとも、スナバC電圧上昇を25%以下に抑えつつマトリックスコンバータ停止 2) インバータ緊急停止法と同様に、短絡電流を3p.u.以下に抑えることができるため、焼損や不可逆減磁を起こさないモータ短絡が可能	1) ダイナミックブレキ回路が不要となるため、マトリックスコンバータの小型化および低コスト化
永久磁石同期電動機の複数台運転システムにおける乱調抑制 (第5章)	1) 補助電力変換器による乱調抑制 →補助巻線を介して慣性モーメントと同期インダクタンスの共振(乱調)をダンピング制御で抑制 2) 各補助電力変換器で電動機の乱調を抑制するため、安定した並列運転が可能	1) ダンピング制御により適用前と比べて、乱調による速度振動を400r/minから1r/min以下に抑制 2) 同様に乱調による持続的な電流振動を10Ap-pから0.1Ap-p以下に抑制 3) 補助電力変換器容量がモータ定格容量の10%以下構成可能	1) 工場用ファンなど空調設備の小型化および低コスト化 2) 誘導電動機との置き換えによる高効率化および低ランニングコスト化

---

## 6.2 余剰エネルギー再分配に関する結論

本研究では、永久磁石同期電動機の余剰エネルギー、不足エネルギーをアクティブに制御する余剰エネルギー再分配を提案した。第3章と第4章では、余剰エネルギー再分配に基づいた永久磁石同期電動機駆動用のインバータ停止技術およびマトリックスコンバータ停止技術について述べ、これによりダイナミックブレーキ回路を用いなくともインバータにおける平滑コンデンサ電圧およびマトリックスコンバータにおけるスナバコンデンサ電圧を上昇させず電力変換器の停止を達成できることを確認した。また、第5章では複数台永久磁石同期電動機並列運転の実現の上で問題となる慣性モーメントと同期インダクタンスの共振である乱調を抑制するため、乱調のエネルギーに着目し、トルク変動や速度変動で励起された個々の乱調を補助電力変換器のダンピング制御について述べ、システムを安定化できる原理を示した。さらに、提案システムで用いる補助変換器容量がモータ定格容量の10%以下構成できることを確認した。したがって、余剰エネルギー再分配が部品点数の多さに由来する永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化、短寿命化を改善し、簡素化ができることを確認した。

## 6.3 今後の課題

本研究では、ダイナミックブレーキ回路や並列運転システムといった従来の永久磁石同期電動機駆動システムの大型化や高コスト化を助長させる技術的課題の解決を目的とし、余剰エネルギー再分配に基づいたダイナミックブレーキ回路を使わないインバータ停止技術および永久磁石同期電動機の複数台運転を可能にする乱調抑制制御法を提案した。また、実機実験やシミュレーションでその有用性を実証した。しかし、提案法では次のような課題が残されている。

### (1) 提案するインバータ緊急停止技術における高速モータへの適用法

第3章で提案したインバータ緊急停止技術では、モータ短絡中に流れる電流はモータパラメータに依存する。特に高速モータのような高速領域での運用および同期インダクタンスが非常に小さい永久磁石同期電動機の場合では、短絡電流が急激に増加しやすく、十分な短絡電流抑制効果を得られない。そのため、モータ短絡中に急激に電流が増加してしまい、焼損や不可逆減磁を引き起こす恐れがある。さらに、モータ電流リップルの観点から、ヒステリシス制御において等価的に高速なスイッチングが要求されるため、処理速度の観点からFPGAなどハードウェア上で構成する必要がある。その際、コストの観点からもより検出信号の少ないシンプルな構成にする必要がある。このため、高速モータ用途では上記の技術的課題を克服する制御法を開発する必要がある。

### (2) 補助巻線を付加した複数台運転用永久磁石同期電動機の開発

第5章で提案したダンピング制御では、出力電流制御系の周波数特性を元にパラメータを設計する。しかし、定常近傍で線形化した線形化ブロックモデルを元に周波数特性を描いているため、その特性は負荷電力に応じて変化する。特に、マトリックスコンバータでは負荷電力が大きくなるほど不安定となりやすいため、そのパラメータ設計ではワーストケースの定格電力における設計が必要となる。しかし、軽負荷ではダンピング制御を適用しなくても安定となる領域があるため、ダンピング制御ゲインを下げることでより出力電流制御への影響を小さくできる可能性がある。このように、負荷に応じてダンピングパラメータを自動調整する適応制御を開発することで、より高性能な電流制御を実現できる

---

と考えられる。

以上のように、半導体素子性能による劇的な小型化および低コスト化が見込めない永久磁石同期電動機駆動システムの保護回路およびファンやブロワなどでも用いられる複数台並列運転システムではまだ解決が必要な課題が残されている。今後も、このような課題を継続的に検討していく予定である。



---

## 謝辞

本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 伊東淳一准教授に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。また、学外より学位審査に携わっていただいた千葉大学 近藤圭一郎教授、日頃から有益なご意見、ご助言を賜りました長岡技術科学大学 近藤正示名誉教授、大石潔教授、宮崎敏昌准教授、芳賀仁准教授、横倉勇希助教、日下佳祐研究員、苫小牧工業高等専門学校 佐沢政樹准教授、北海道大学 折川幸司助教に厚く御礼申し上げます。

また、修士課程から博士課程までの5年もの間、本研究に関する様々なご助言を賜りました富士電機株式会社 鳥羽章夫様、サンケン電気株式会社 伊東洋一様、加藤康司様にも深く御礼申し上げます。

さらに、長い研究生生活の間、苦楽をともにしたパワー研の先輩、同輩および後輩諸氏に感謝致します。私が学部3年生の時に研究室に配属され、以来博士課程に至るまで様々な場面でご助言をいただいた加藤康司氏、春名順之介氏、星野哲馬氏、Goh Tech Chiang 氏、大沼喜也氏、宮脇慧氏、檜原有吾氏、野下裕市氏、小岩一広氏、中田祐樹氏、Asmarashid bin ponniran 氏、高橋広樹氏、五十嵐寿勝氏、中島雄希氏にも心より感謝し、御礼申し上げます。また、博士課程3年間を支えあった加藤尚和氏、佐藤大介氏、中西俊貴氏、および学部、修士課程でともに研究に打ち込んだ青木渉氏、荒木隆宏氏、田中賢太氏にも心より御礼申し上げます。

最後に、本学の博士課程まで学ぶ機会を与えてくれ、これまでに学業に専念できるように理解と協力を惜しまなかつた母と妹に心から感謝致します。



---

## 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 2016」, <http://www.enecho.meti.go.jp/about/whitepaper/2016pdf/>, (2016)
- (2) 財団法人新機能素子研究開発協会: 「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査」, [http://www.sicalliance.jp/science\\_data/bunken/fed-power-consume.pdf](http://www.sicalliance.jp/science_data/bunken/fed-power-consume.pdf)
- (3) 日本工業規格: JIS C 4034-30 「単一速度三相かご形誘導電動機の効率クラス (IE コード)」
- (4) 株式会社安川電機: “プレミアム効率 三相誘導電動機 ECOhIM シリーズ”
- (5) 株式会社安川電機: 「インバータドライブ技術」, 日刊工業新聞社, (1990)
- (6) 森本, 畠中, 童, 武田, 平紗, "PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転", 電気学会論文誌 D, Vol.112, No. 3, pp.29-298 (1992)
- (7) 森本, 上野, 武田: "埋込磁石構造 PM モータの広範囲可変速制御", 電気学会論文誌 D, Vol.114, No. 6, pp.668-673 (1994)
- (8) 千住, 島袋, 上里: "固定子鉄損を考慮した PM モータのベクトル制御", 電気学会論文誌 D, Vol.114, No. 12, pp.1300-1301 (1994)
- (9) 近藤, 松岡, 中沢: "鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法", 電気学会論文誌 D, Vol.118, No. 7-8, pp.900-907 (1998)
- (10) 新中: "永久磁石同期モータの最小次元 D 因子状態オブザーバとこれを用いたセンサレスベクトル制御法の提案", 電気学会論文誌 D, Vol.123, No. 12, pp.1446-1460 (2003)
- (11) 森本, 神名, 真田, 武田: "パラメータ同定機能を持つ永久磁石同期モータの位置・速度センサレス制御システム", 電気学会論文誌 D, Vol.126, No. 6, pp.748-755 (2006)
- (12) 電気学会 半導体電力変換方式調査専門委員会編: 「半導体電力変換回路」, オーム社, (1987)
- (13) 電気学会 半導体電力変換システム調査専門委員会編: 「パワーエレクトロニクス回

- 
- 路」, オーム社, (2000)
- (14) William E. Newell: "Power Electronics --- Emerging from Limbo", Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 6-12 (1973)
- (15) 伊東, 伊東, トランジスタ技術 SPECIAL 編集部: 「パワーエレクトロニクス技術教科書」, CQ 出版社, (2014)2
- (16) 経済産業省 資源エネルギー庁: "一般向け省エネ情報 省エネを实践したい方へ トップランナー制度について", [http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving\\_and\\_new/saving/general/more/index.html](http://www.enecho.meti.go.jp/category/saving_and_new/saving/general/more/index.html)
- (17) 小笠原, 山岸, 戸塚, 赤木: "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", 電気学会論文誌 D, Vol.111, No. 11, pp.937-944 (1991)
- (18) 小笠原, 藤川, 赤木: "高調波と EMI を抑制可能な PWM 整流器・インバータシステム", 電気学会論文誌 D, Vol.121, No. 10, pp.1075-1082 (2001)
- (19) 萩原, 赤木, 藤田: "自励式 BTB(Back-To-Back)のシステム構成と一線地絡時の運転特性", 電気学会論文誌 D, Vol.122, No. 3, pp.280-287 (2002)
- (20) 萩原, 赤木: "自励式 BTB の直流リンク電圧制御法", 電気学会論文誌 D, Vol.123, No. 1, pp.48-55 (2003)
- (21) 藤田, 丹, 小笠原, 赤木泰文: "交流励磁フライホイール発電機システムの直流偏磁発生原理とその抑制法", 電気学会論文誌 D, Vol.123, No. 3, pp.286-293 (2003)
- (22) 近藤, H. Natchpong, 赤木: "5 レベルダイオードクランプ PWM 整流器・インバータによる誘導電動機駆動システム", 電気学会論文誌 D, Vol.128, No. 3, pp.259-266 (2008)
- (23) 野口, 佐藤, 竹内: 「直接電力制御形 PWM 整流器の平滑コンデンサ小容量化と不平衡電源における運転特性」 電学論 D, Vol.126, No.2 (2006)
- (24) 野口, 竹内, 中富, 佐藤: 「瞬時電力に着目した電流形 PWM 整流器の新制御法と実験的検証」 電学論 D, Vol.126, No.11 (2006)
- (25) L. Malesani, et al.: "AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC link", IEEE Trans. IA, Vol. 31, No. 2, pp. 287-292 (1995)
- (26) J. S. Kim and S. K. Sul: "New Control Scheme for AC-DC-AC Converter Without DC Link Electrolytic Capacitor", PESC'93, pp. 300-306 (1993)

- 
- (27) T. Ohnishi: "Three-Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", IEEE IECON Proc., Vol. 1, pp. 819-824 (1991)
- (28) T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi: "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", IEEE Trans. IA, Vol. 34, No. 3, pp. 473-479 (1998)
- (29) A. Fratta, G. Griffero, P. Guglielmi, S. Nieddu, and F. Villata: "Minimum Capacitor Size in DC/DC/AC Converters by means of Novel PWM Technique and DC-Link Structure", ISIE 2002, Vol. 3, pp. 789-794 (2002)
- (30) B. Wittig, W. T. Franke, and F. W. Fuchs: "Design and Analysis of a DC/DC/AC Three Phase Solar Converter with Minimized DC Link Capacitance", EPE-2009, pp. 1-9 (2009)
- (31) 多田: 「電力変換装置の高性能化」, 電学論 D, Vol. 107, No. 11, pp. 1306-1310 (1987)
- (32) M. Venturini: "A New Sine Wave In, Sin Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements", Proc. 7th National Solid-State Power Conversion Conference, pp. E3-1-E3-15 (1980)
- (33) 富士電機ホームページ: 「これからの交流電力変換器 マトリックスコンバータ 「FRENIC-Mx シリーズ」を本日発売」, <http://www.fujielectric.co.jp/about/news/06030601/>, (2006)
- (34) 安川電機ホームページ: 「インバータを超えた! 次世代モータドライブ U1000」, <http://www.e-mechatronics.com/product/inverter/u1000/index.html>
- (35) 安川電機ホームページ: 「世界初, マトリックスコンバータ方式による高圧ドライブ装置」, <http://www.yaskawa.co.jp/newsrelease/product/8858>
- (36) 石田, 岩崎, 大熊, 岩田: "入力力率可変正弦波入出力 PWM 制御サイクロコンバータの波形制御法", 電気学会論文誌 D, Vol.107, No. 2, pp.239-246 (1987)
- (37) 小山, 夏, 樋口, 黒木, 山田, 古河: "PWM サイクロコンバータの VVVF オンライン制御", 電気学会論文誌 D, Vol.109, No. 2, pp.83-89 (1989)
- (38) 岩崎, 金, 石黒, 大熊, 石田, 岩田: "PWM 制御サイクロコンバータのスイッチングパターン作成法", 電気学会論文誌 D, Vol.116, No. 6, pp.644-651 (1996)
- (39) 原, 竹下, 伊東, 小高: 「マトリックスコンバータの原理的課題とその対策」, JIASC 2010, No. 1, pp. 63-68 (2010)

- 
- (40) 春名, 伊東: 「発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol. 129, No. 5, pp. 482-489 (2009)
- (41) I. Sato, J. Itoh, H. Ohguchi, A. Odaka, H. Mine: “An Improvement Method of Matrix Converter Drives Under Input Voltage Disturbances”, IEEE Trans. P.E., Vol. 22, No. 1, pp. 132-138 (2007)
- (42) 伊東, 小高, 佐藤, 大口, 江口: 「マトリックスコンバータにおける PWM パターンの比較」, 電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1178-1184 (2006)
- (43) 石川, 竹下: “三相/三相マトリックスコンバータの入力力率制御法”, 電気学会論文誌 D, Vol.129, No. 3, pp.258-266 (2009)
- (44) 浅井, 竹下: “三相/三相マトリックスコンバータのデューティ比”, 電気学会論文誌 D, Vol.131, No. 9, pp.1173-1174 (2011)
- (45) A. Trentin, P. Zanchetta, J. Clare, P. Wheeler: “Automated optimal Design of Input Filters for Direct AC/AC Matrix Converters”, IEEE Trans. I.E., Vol. 59, No. 7, pp. 2811-2823 (2012)
- (46) T. Kume, K. Yamada, T. Higuchi, E. Yamamoto, H. Hara, T. Sawa, M. M. Swamy: “Integrated Filters and Their Combined Effects in Matrix Converter”, IEEE Trans. I.A., Vol. 43, No. 2, pp. 571-581 (2007)
- (47) Q. Wang, B. Wen, X. Zhang, R. Burgos, P. Mattavelli, D. Boroyevich: “Input and Output EMI Filter Design Procedure for Matrix Converters”, Proc. IECON2013, pp. 4868-4873 (2013)
- (48) H. She, H. Lin, X. Wang, L. Yue: “Damped Input Filter Design of Matrix Converter”, Proc. PEDS2009, pp. 672-677 (2009)
- (49) 大橋: “最新のパワーデバイスの動向”, 電気学会誌, Vol. 122 No. 3 pp. 168-171, (2002)
- (50) Marz, M., Schletz, A., Eckardt, B., et al.: ‘Power electronics system integration for electric and hybrid vehicles’. 2010 Sixth Int. Conf. IEEE Integrated Power Electronics Systems (CIPS). pp. 1-10
- (51) 小林, 平川, 長井, 白河, 田中: “周辺受動回路におけるパワー密度に向けた要素技術とそのロードマップ”, 平成 28 年電気学会全国大会, pp.S19(9)-S19(14), (2016)
- (52) 中尾:「総説 パワー密度向上に向けたパワーエレクトロニクスシステムインテグレーション」, 平成 28 年全国大会, S19-1, pp. S19(1)-S19(14) (2016)
- (53) ルビコン株式会社ホームページ: 「アルミニウム電解コンデンサ テクニカルノー

- 
- ト」, <http://www.rubycon.co.jp/products/alumi/technote.html>
- (54) ルビコン株式会社ホームページ: 「フィルムコンデンサ テクニカルノート」, <http://www.rubycon.co.jp/products/film/technote.html>
- (55) 豊田: 「スイッチング制御装置」, 公開特許公報(A), 特開 2012-165486, 特許庁 (2012)
- (56) 石川: 「送風機器のモーターインバーター駆動装置」, 公開特許公報(A), 特開 2013-219916, 特許庁 (2013)
- (57) 三宅: 「電力変換装置の制御装置および制御方法」, 公開特許公報(A), 特開 2016-77105, 特許庁 (2016)
- (58) 社団法人 日本電機工業会: 「汎用インバータの高調波抑制対策について」, (2004)
- (59) 資源エネルギー庁公益事業部: 「高圧または特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」, (1994)
- (60) K. Izuka, H. Uzuhashi, M. kano: "Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor", IEEE Trans. Industrial Appl., Vol. 21, pp.595-601 (1985)
- (61) R. Wo and G. Slemon: "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor". IEEE Trans. Industrial Appl., vol. 27, pp. 1005-1011, (1991)
- (62) N. Matsui and M. Shigyo: "Brushless DC motor control with out position and speed sensors". IEEE Trans. Industrial App., vol.28, pp.120-127, Jan/Feb (1992)
- (63) 楊, 富岡, 中野, 金: 「適応オブザーバによるブラシレス DC モータの位置センサレス制御」, 電学論 D, Vol.113, No.5, pp.579-586, (1993)
- (64) 陳, 富田, 道木, 大熊: 「突極型ブラシレス DC モータのセンサレス位置推定法と安定性の検討」, 平成 10 年 電気学会産業慈用部門全国大会講演論文集, No.59, pp. 179-182(1998)
- (65) 上里, 島袋, 千住: "円筒形 PM モータの回転子位置・速度センサレスベクトル制御", 電気学会論文誌 D, Vol.115, No. 6, pp.818-819 (1995)
- (66) 森本, 河本, 武田: "推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御", 電気学会論文誌 D, Vol.122, No. 7, pp.722-729 (2002)
- (67) 市川, 陳志, 富田, 道木, 大熊: 「拡張誘起電圧モデルに基づく突極型永久磁石同期モータのセンサレス制御」, 電学論 D, Vol.122, No.12, pp.1088-1096 (2002)

- 
- (68) M. Corley, R. Lorenz: "Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed". IEEE Trans, Industry Appl., Vol. 34, pp. 784-789, (1998)
- (69) T. Noguti, K. Yamada, S. Kondo, I. Takahashi: "Initial rotor position estimation method of sensorless pm synchronous motor with no sensitivity to armature resistance". IEEE Trans, Industrial Electronics, Vol.45, pp.118-125, (1998)
- (70) N. Kasa, H. Watanabe: "A mechanical sensorless control system salient-pole brushless dc motor with autocalibration of estimated position angles", IEEE Trans, Industrial Electronics, Vol.47, pp.389-395, (2000)
- (71) Y. Murai, Y. Tanizawa, M. Yoshida, "Three-phase Current-Waveform-Detection on PWM Inverters from DC Link Current-Steps", Proceedings of 1995 International Power Electronics Conference (IPEC-Yokohama '95), Vol. 1, pp.271-275, (1995)
- (72) 川端, 遠藤, 高倉 : "位置センサレス・モータ電流センサレス永久磁石モータ制御に関する検討", 平成 14 年電気学会産業応用部門大会, pp.665-668 (2002)
- (73) 福本, 渡辺, 濱根, 林 : "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", 電気学会論文誌 D, Vol. 127, No.5, pp.181-188 (2007)
- (74) H. Kim, T. M. Jahns : "Phase Current Reconstruction for AC Motor Drives Using a DC Link Single Current Sensor and Measurement Voltage Vectors", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 21 No.5 pp.1413-1419, (2006)
- (75) R. Herzer, "Gate driver technologies", ISPSD tutorial 2012, pp.53-86
- (76) Z. Shen, K. C. So, and T.P. Chow, "Comparative study of integrated current sensors in N-channel IGBT's", Proceedings. ISPSD1994, pp.75 -80(1994)
- (77) W. Frank, A. Arens, S. Hoerold : "Real-time adjustable gate current control IC solves dv/dt problems in electric drives", PCIM Eurpe 2014, pp.98-104, (2014)
- (78) 平野, 田井, 瀧本 : "サージ電圧抑制とターンオフ損失低減を両立するアクティブゲート駆動回路の開発", 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, p.39 (2016)
- (79) 山中 : 「モータ制御装置」, 公開特許公報(A), 特開 2012-19643, 特許庁 (2012)
- (80) 宮田, 竹内 : 「モータ制御装置」, 公開特許公報(A), 特開 2000-188897, 特許庁 (2000)

- 
- (81) 山本: 「モータ制御装置」, 公開特許公報(A), 特開平 11-18464, 特許庁 (1999)
- (82) 廉, 朴: 「モーター電源供給装置」, 公開特許公報(A), 特開 2004-248488, 特許庁 (2004)
- (83) J. Jiang, J. Holtz, “An Efficient Braking Method for Controlled AC Drives With a Diode Rectifier Front End” , IEEE Trans. on Industry Applications, VOL. 37, NO. 5, pp1299-1307 (2001)
- (84) M.Hinkkanen, J.Luomi: ”Braking Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives Equipped With Diode Rectifier Without Braking Resistor”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 42, No. 5, pp.1257-1263 (2006)
- (85) M.M.Swamy, T.J. Kume, Y. Yukihiro, Fujii Shuichi, M. Sawamura:” A Novel Stopping Method for Induction Motors Operating From Variable Frequency Drives” IEEE Trans. on Power Electronics Vol. 19, No. 4, pp 1100-1107, (2004)
- (86) M. Rastogi, P.W. Hammond:” Dual-Frequency Braking in AC Drives” IEEE Trans. on Power Electronics, VOL. 17, NO. 6, pp 1032-1040, (2002)
- (87) Sheng-Ming Yang, Jian-Yu Chen:”Controlled Dynamic Braking for Switched Reluctance Motor Drives With a Rectifier Front End” IEEE Trans. on Industrial Applications Electronics, VOL. 60, NO. 11, pp 4913-4919 (2013)
- (88) 川上, 原川: "鉄鋼圧延ラインにおける複数電動機群を駆動する速度センサレスベクトル制御の開発", 電気学会論文誌 D, Vol.117, No. 5, pp.558-564 (1997)
- (89) 松本, 尾崎, 河村: "鉄道車両用 1 インバータ・複数台誘導機駆動ベクトル制御方式", 電気学会論文誌 D, Vol.121, No. 7, pp.747-755 (2001)
- (90) K. Matsue, Y. Kouno, H. Kawai, S. Yokomizo: “A Speed-Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38, No. 6, pp.1566 -1571 (2002)
- (91) 松本, 江口, 河村: "1 インバータ・複数台誘導機駆動システム用高粘着化制御方式", 電気学会論文誌 D, Vol.123, No. 5, pp.591-599 (2003)
- (92) P.C.Loh, D.G.Holmes: “A Multidimensional Variable Band Flux Modulator for Four-Phase-Leg Voltage Source Inverters”, IEEE Trans.on Power Electronics, vol.18, No.2, (2003)
- (93) 岡, 松瀬:”拡張 2 アーム変調を用いた 4 レグインバータによる 2 台の誘導電動機の独

- 
- 立ベクトル制御法”平成17年電気学会全国大会, Vol.129, 4-129, pp.201-202 (2005)
- (94) K.Oka, K.Matsuse: "A Performance Analysis of a Four-Leg Inverter in Two AC Motor Drives with Independent Vector Control", IEEJ Trans. on Electrical And Electronic Engineering, pp104-107 (2006)
- (95) M.Hizume, S.Yokomizo, K.Matsuse: "Independent Vector Control of Parallel-Connected Two Induction Motors by a Five-Leg Inverter", EPE 2003 (2003)
- (96) 木村, 日爪, 岡: "5 レグインバータによる2台のPMSMの独立ベクトル制御と拡張2アーム変調法", Vol.129, 4-94, p.147 (2005)
- (97) Y.Nozawa, K.Ok, R.Omata, K.Matsuse: "Performance for Position Control of Two Permanent Magnet Synchronous Motors with the Five-Leg Inverter", IECON2006, pp.1553-1559 (2006)
- (98) 岡, 松瀬: "2アーム変調適用5レグインバータのPWM制御法" 電気学会論文誌 D, Vol.129, No.8 (2009)
- (99) M. Shibata, N. Hoshi "Novel Inverter Topologies for Two-Wheel Drive Electric Vehicles with Two Permanent Magnet Synchronous Motors", EPE07 (2007)
- (100) 小南勤, 藤本康孝: "2つの負荷に対し振幅・周波数を独立制御可能な9スイッチインバータの提案", 電気学会論文誌 D, Vol.28, No.5, pp.561-568 (2008)
- (101) S.M.D.Dehnavi, M.Mohamadian, A. Yazdian, F. Ashrafzadeh: "Space Vectors Modulation for Nine-Switch Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 6 (2010)
- (102) 古賀国夫, 上田隆三, 園田敏勝, 実成義孝: "インバータによる同期電動機のオープンループ制御", 電気学会論文誌 D, Vol.113, No. 5, pp.673-680 (1993)
- (103) 伊東, 豊崎, 大沢: 「永久磁石同期電動機のV/f制御の高性能化」, 電気学会論文誌 D, Vol.122, pp.253-259 (2002)
- (104) 木内, 大西: 「V/f制御によるファン・ポンプモータのセンサレス正弦波駆動」, 電気学会論文誌 D, Vol.130, pp.93-101 (2010)
- (105) P.D.C.Perera, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, P.Thogersen: "A Sensorless, Stable Vf Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 39, pp.783-791 (2003)
- (106) J. Itoh, Y.Nakajima, G.T.Chiang: "Maximum Torque per Ampere and Maximum Efficiency



- 
- Control Methods based on V/f Control for IPM Synchronous Motors", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, No. 2, pp. 112-120 (2013)
- (107) J. Itoh, T. Toi, M. Kato: "Maximum Torque per Ampere Control Using Hill Climbing Method Without Motor Parameters Based on V/f Control", 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16), Vol. , No. DS3d-Topic 4-0283, pp. (2016)
- (108) Z. Tang, X. Li, S. Dusmez, B. Akin: "A New V/f Based Sensorless MTPA Control for IPMSM Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 37, No. 2, pp. 548-558, (2015)
- (109) T. M. Jahns, G. B. Kliman, T. W. Neumann: "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No.4, pp. 738-747, (1986)
- (110) B. Wang, G. Venkataramanan: "Dynamics and Stability of Matrix-Converter Based Permanent Magnet Wind Turbine Generator", Proc. IECON2012, pp. 6069-6075 (2012)
- (111) 廣門, 山村, 石田: 「独立電源用三相4線式昇圧形マトリクスコンバータの特性検証」, 電学論 D, Vol. 134, No. 11, pp. 939-947 (2014)
- (112) 小岩, 伊東: 「V結線チョップパを用いた昇圧形マトリクスコンバータの実機検証」, 電学論 D, Vol. 132, No. 1, pp. 1-8 (2012)
- (113) D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri: "Stability Analysis of Electrical Drives Fed by Matrix Converters", Proc. ISIE 2002, Vol. 4, pp. 1108-1113 (2002)
- (114) 伊東, 佐藤, 大口, 佐藤, 小高, 江口: 「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリクスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol. 124, No. 5, pp. 457-463 (2004)



---

# 論文目録

## 本論文に関する発表論文

### 学術論文

- (1) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Parallel Connected Multiple Motor Drive System Using Small Auxiliary Inverter for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 4, No. 1, pp. 40-48 (2015)
- (2) 伊東淳一, **長野剛**, 青木渉, 鳥羽章夫: 「回生中のインバータ緊急停止時における直流コンデンサ電圧上昇抑制制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 2, pp. 90-99 (2016)
- (3) **長野剛**, 伊東淳一: 「PM モータ回生中におけるマトリックスコンバータの緊急停止法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 12, pp.1027-1028 (2016)

### 国際会議における口頭発表論文

- (1) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Design of Multi-Parallel Drive Technique for System with Numbers of Permanent Magnet Synchronous Motors", The 10th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 193-198 (2013)
- (2) **Tsuyoshi Nagano**, Goh Teck Chiang, Jun-ichi Itoh, Koji Kato: "Verification of Parallel Connected Multiple Motor Drive System with Numbers of Permanent Magnet Synchronous Motors", EPE '13-ECCE Europe, the 15th European Conference on Power Electronics and Applications (2013)
- (3) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Minimum Power Capacity of the Auxiliary Circuit for a Parallel Connected Multiple PMSM Drive System", 2013 Japan-Korea Joint Technical Workshop on Semiconductor Power Conversion, IEEJ-SPC-P2-05 (2013)
- (4) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Parallel Connected Multiple Drive System Using Small

- 
- Auxiliary Inverter for Numbers of PMSM", The 2014 International Power Electronics Conference", pp. 1253-1260 (2014)
- (5) Jun-ichi Itoh, **Tsuyoshi Nagano**, Kenta Tanaka, Koji Orikiawa, Noboru Yamada: "Development of Flywheel Energy Storage System with Multiple Parallel Drives", 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4568-4575 (2014)
- (6) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Direct Grid Connection of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Auxiliary Inverter and Matrix Converter with Transition Control", IECON2014, pp.521-527 (2014)
- (7) **Tsuyoshi Nagano**, Koji Orikiawa, Jun-ichi Itoh, Akio Toba: "Simplification of Halt Sequence to Suppress Increase of DC-link Voltage during Motor Regeneration", 9th International Conference on Power Electronics, No. TuC2-3, pp.337-344 (2015)
- (8) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh: "Halt Sequence for Matrix Converter to Suppress Increase of Snubber Capacitor Voltage during Motor Regeneration", IECON2016, (2016)
- (9) **Tsuyoshi Nagano**, Jun-ichi Itoh, Akio Toba: "Suppression of Short-circuit Current in Halt Sequence to Stop Two-level Inverter connected to PMSM during Regeneration Mode", ICRERA2016, (2016)

## 国内会議における口頭発表論文

- (1) 長野剛, 中島雄希, 野下裕市, 伊東淳一: 「永久磁石同期電動機の複数台並列駆動システムの一手法」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-31 (2012)
- (2) 長野剛, 伊東淳一: 「永久磁石同期電動機の複数台並列駆動システムの基礎検証」, SPC 福岡, SPC-12-153, MD-12-047 (2012)
- (3) 長野剛, 伊東淳一: 「永久磁石同期電動機複数台並列運転システムの補助インバータ容量の検討」, 電気学会全国大会, Vol. 4, 4-122, pp. 212-213 (2013)
- (4) 長野剛, ゴーテックチャン, 伊東淳一: 「永久磁石同期電動機複数台並列運転における P 形および PI 形ダンピング制御に関する検討」, 電気学会半導体電力/モータドライブ合同変換研究会, SPC-13-074 / MD-13-016, pp. 25-30 (2013)

- 
- (5) 長野剛, ゴーテックチャン, 伊東淳一: 「永久磁石同期電動機複数台並列運転におけるダンピング制御の安定性および補助インバータの出力電力に関する検討」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 3, 3-42, pp.237-240 (2013)
  - (6) 長野剛, 伊東淳一: 「補助インバータとモータ補助巻線を用いた永久磁石同期電動機の直入れ運転の基礎検討」, 平成 26 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 118(2014)
  - (7) 長野剛, 伊東淳一: 「複数台運転を想定した永久磁石同期電動機の直入れ運転の基礎検討」, 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 3, No. 3-60, pp. 325-328 (2014)
  - (8) 長野剛, 伊東淳一, 鳥羽章夫: 「インバータ緊急停止に伴う直流コンデンサ電圧上昇抑制法における短絡電流抑制に関する検討」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, No. G4-10, pp. 113-114 (2014) 【電気関係学会関西連合大会奨励賞】
  - (9) 長野剛, 伊東淳一, 鳥羽章夫: 「インバータ緊急停止に伴う直流コンデンサ電圧上昇抑制法の簡単化」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 3, 3-58, pp.291-294 (2015)
  - (10) 長野剛, 伊東淳一, 鳥羽章夫: 「インバータ緊急停止に伴う直流コンデンサ電圧上昇抑制法の短絡電流抑制」, 平成 27 年度電気学会関西支部連合大会, P-8, pp.356-357 (2015)
  - (11) 長野剛, 伊東淳一: 「流入電流方向の制限によるマトリックスコンバータの緊急停止に伴うスナバ電圧上昇抑制法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-16-019/MD-16-019, pp. 7-12 (2016)

## 参考論文

### 国際会議における口頭発表論文

- (1) J. Itoh, D. Sato, **T. Nagano**, K. Tanaka, N. Yamada: "Development of High Efficiency Flywheel Energy Storage System for Power Load-Leveling", 36th International Communications Energy Conference, CS2-02 (2014)
- (2) J. Itoh, H. Higa, **T. Nagano**: "A Novel Control Method Focusing on Reactive Power for a Dual Active Bridge Converter ", IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, TS.8.34.1, pp.1020-1025 (2014)

- 
- (3) S. Nagai, H. N. Le, **T. Nagano**, K. Orikawa, J. Itoh: "Minimization of Interconnected Inductor for Single-Phase Inverter with High-Performance Disturbance Observer", the 2016 8th International Power Electronics and Motion Control Conference - ECCE Asia, Wb8-06, pp. 3218-3225 (2016)
  - (4) J. Itoh, T. Masuda, **T. Nagano**, H. Higa: "Hybrid Six-step Operation for Matrix Converter in Flywheel Energy Storage System", ICEMS2016, DS6G-4-17 (2016)
  - (5) J. Itoh, T. Masuda, D. Sato, **T. Nagano**, T. Suzuki: "Development of Magnetic Assist System in Flywheel Energy Storage System for Power Load-Leveling", ICRERA2016 (2016) (11 月発表予定)

### 国内学会における口頭発表論文

- (1) 西澤是呂久, **長野剛**, 伊東淳一: 「電流センサオフセット誤差補償による永久磁石同期電動機のトルクリプル低減法の実機検証」, 平成 26 年度電気関係学会北陸支部連合大会, A3-A54 (2014)
- (2) 梅上大勝, 服部文哉, 吉田秀人, 小原秀嶺, 齋藤達仁, 兼松正人, 川村弥, 岡崎佑平, 萬年智介, 米田昇平, 高木一斗, 小岩一広, 日下佳祐, 高橋広樹, 加藤尚和, 佐藤大介, 中西俊貴, **長野剛**: 「Ph.D. candidates of Power Electronics in Japan (PPEJ)の設立とその活動 –Ph.D. Candidate Meeting –IPEC Hiroshima- で見えた各国の博士後期課程学生を取り巻く研究環境とその違い-」, 半導体電力変換・モータドライブ合同研究会, No. SPC-15-037/MD-15-037, (2015)
- (3) 比嘉隼, **長野剛**, 伊東淳一: 「無効電流に着目したデュアルアクティブブリッジコンバータの制御方式の基礎検討」, 平成 26 年電気関係学会関西連合大会, G4-3, pp.99-100 (2014)
- (4) 比嘉隼, **長野剛**, 伊東淳一: 「デュアルアクティブブリッジコンバータの制御法に応じたトランスの低損失化に関する検討」, 平成 27 年電気学会全国大会, 4-077, pp. 130-131 (2015)
- (5) 増田匠, 高橋広樹, **長野剛**, 佐藤大介, 伊東淳一: 「フライホイールエネルギー貯蔵システムにおけるマトリックスコンバータの 1 パルス駆動の比較検討」, 第 25 回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-15-043, p.43 (2015)

- 
- (6) 永井悟司, レホアイナム, **長野剛**, 折川幸司, 伊東淳一: 「高速外乱オブザーバを用いた単相インバータの検出遅延誤差補償とデッドタイム誤差補償」, 平成 27 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-15-004, p.4 (2015)
- (7) 永井悟司, レホアイナム, **長野剛**, 折川幸司, 伊東淳一: 「連系リアクトルの小型化を目的とする外乱オブザーバを用いた単相インバータの実機検証」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 089, pp. 150-151 (2016)
- (8) 辻弘兵, Le Hoai Nam, **長野剛**, 日下佳祐, 伊東淳一: 「電源同期スイッチング AC-AC コンバータにおける低力率負荷時の変調法の基礎検討」, 平成 28 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-16-047, p.47 (2016)
- (9) 浅井亨太, **長野剛**, 片岡拓也, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの FRT 時における系統無効電流の出力範囲拡大の検討」, 平成 28 年度電気学会東京支部新潟支所研究発表会, NGT-16-046, p.46 (2016)
- (10) 河村和輝, **長野剛**, 伊東淳一: 「スター・デルタ結線切り替え回路に適した発電機の一考察」, 平成 28 年度電気学会関西支部連合大会, G4-0293 (2016)

## 付録 A: 状態方程式の線形近似

第 5 章でモータ単体の状態方程式の線形近似を MG セットの状態方程式の線形近似を行い、根軌跡によりシステムの安定性を示した。 $\gamma\delta$ 軸上でのモータの状態方程式は状態変数同士の積が存在するため、非線形方程式である。非線形方程式のままでは状態線図での解析ができないため、各章でモータの状態方程式の線形近似を行った。本付録では、状態方程式の線形近似について述べる。

$\gamma\delta$ 座標上で突極性のない表面永久磁石同期電動機の電圧方程式を(A.1)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_a & -\omega_1 L_a \\ \omega_1 L_a & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \omega_{re} \psi_m \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (A.1)$$

ここで、 $v_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電圧、 $i_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電流、 $\omega_1$ はインバータの出力電気角速度、 $\delta$ は負荷角、 $p$ は微分演算子、 $R_a$ は電機子抵抗値、 $L_a$ は同期インダクタンス値、 $\psi_m$ は永久磁石による鎖交磁束数である。

(A.1)式より、状態変数同士の積が生じる項を(A.2)~(A.5)式に示す。

$$\omega_1 L_a i_\gamma \dots\dots\dots (A.2)$$

$$-\omega_1 L_a i_\delta \dots\dots\dots (A.3)$$

$$\omega_{re} \psi_m \sin \delta \dots\dots\dots (A.4)$$

$$\omega_{re} \psi_m \cos \delta \dots\dots\dots (A.5)$$

(A.2)式はインバータ出力電気角速度と $\gamma$ 軸電流の積、(A.3)式はインバータ出力電気角速度と $\delta$ 軸電流の積、(A.4)式と(A.5)式はモータ電気角速度と負荷角の積である。これらは状態変数同士(電流、角速度、負荷角)の積となるため、前述した通り、非線形方程式となる。

そこでそれぞれの状態変数を定常状態近傍で線形化する。状態変数である $\gamma$ 軸電流  $i_\gamma$ 、 $\delta$ 軸電流  $i_\delta$ 、インバータ出力電気角速度 $\omega_1$ 、負荷角 $\delta$ を定常成分と微小変化分に分けて線形化すると、(A.6)~(A.9)式になる。ただし、サフィックスの  $s$  は定常動作点での値を、 $\Delta$ は変動成分を示す。

$$i_\gamma = i_{\gamma s} + \Delta i_\gamma \dots\dots\dots (A.6)$$

$$i_\delta = i_{\delta s} + \Delta i_\delta \dots\dots\dots (A.7)$$



$$\omega_1 = \omega_{1s} + \Delta\omega_1 \dots\dots\dots (A.8)$$

$$\delta = \delta_s + \Delta\delta \dots\dots\dots (A.9)$$

(A.2)式に(A.7)式と(A.8)式に代入することで(A.2)式を線形化した(A.10)式が得られる。

$$(\omega_{1s} + \Delta\omega_1)L_a(i_{\gamma s} + \Delta i_\gamma) = \omega_{1s}L_a i_{\gamma s} + \Delta\omega_1 L_a i_{\gamma s} + \omega_{1s}L_a \Delta i_\gamma \dots\dots\dots (A.10)$$

(A.10)式では、変動成分 $\Delta$ 同士積は微小変化の積であるため無視している。また、定常成分の微分はゼロになるため、状態方程式の導出では定常成分の微分項も省略できる。同様に(A.3)式、(A.4)式、(A.5)式に(A.6)～(A.9)式を代入し、線形化した式を(A.11)～(A.13)式に示す。

$$-(\omega_{1s} + \Delta\omega_1)L_a(i_{\delta s} + \Delta i_\delta) = \omega_{1s}L_a i_{\delta s} + \Delta\omega_1 L_a i_{\delta s} + \omega_{1s}L_a \Delta i_\delta \dots\dots\dots (A.11)$$

$$\omega_{re}\psi_m \sin(\delta_s + \Delta\delta) \dots\dots\dots (A.12)$$

$$\omega_{re}\psi_m \cos(\delta_s + \Delta\delta) \dots\dots\dots (A.13)$$

以上より、(A.10)～(A.13)式のように線形化を施すことで、定常状態近傍で線形近似した状態方程式である(A.14)式を得ることができる。なお、(A.14)式は(2.6)式と同じである。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots (A.14)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 & -\frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L} \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L} \sin \delta_0 \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta_0 & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_\gamma \cos \delta_0 - i_\delta \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix}$$

ここで $P_f$ は極対数、 $J$ は慣性モーメントである。

## 付録 B: 2 章における高次系から 2 次系へ近似

第 5 章におけるモータの状態方程式は本来 3 次以上の状態方程式となるが、安定性を簡単に議論するために機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいと仮定して 2 次系への近似を行った。本付録では、高次の状態方程式から 2 次系への近似方法について述べる。

$\gamma\delta$ 座標上における表面永久磁石同期電動機の定常状態近傍での状態方程式を(B.1)式に示す。

$$\mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \dots\dots\dots(\text{B.1})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 & -\frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L} \cos \delta_0 \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L} \sin \delta_0 \\ \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta_0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta_0 & 0 & \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_\gamma \cos \delta_0 - i_\delta \sin \delta_0) \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & i_{\delta 0} \\ 0 & \frac{1}{L} & -i_{\gamma 0} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta i_\gamma \\ \Delta i_\delta \\ \Delta \omega_{re} \\ \Delta \delta \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \Delta v_\gamma \\ \Delta v_\delta \\ \Delta \omega^* \end{bmatrix}$$

ここで、 $v_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電圧、 $i_{\gamma(\delta)}$ は $\gamma(\delta)$ 軸電流、 $\omega_1$ はインバータの出力電気角速度、 $\delta$ は負荷角、 $p$ は微分演算子、 $R_a$ は電機子抵抗値、 $L_a$ は同期インダクタンス値、 $\psi_m$ は永久磁石による鎖交磁束数、 $P_f$ は極対数、 $J$ は慣性モーメントである。

前述の通り、2 章および 4 章で安定性を簡単に議論するために機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいと仮定して 2 次系への近似を行う。機械系時定数が電気系時定数よりも十分大きいため、 $\gamma\delta$ 軸電流の挙動の収束は角速度と比べて速いため、それぞれの電流の微分項はゼロとみなせる。したがって、(B.1)式より、 $\gamma\delta$ 軸電流の微分項は(B.2)式、(B.3)式を示す。

$$p\Delta i_\gamma = 0 = \omega_0 \Delta i_\gamma + \frac{R}{L} \Delta i_\delta + i_{\gamma 0} \Delta \omega_1 - \frac{1}{L} \Delta v_\delta - \frac{\psi_m}{L} \omega_0 \sin \delta_0 \Delta \delta + \frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 \Delta \omega_{re}$$

$$\dots\dots\dots(B.2)$$

$$p\Delta i_\delta = 0 = \omega_0 \Delta i_\delta - \frac{R}{L} \Delta i_\gamma + i_{\delta 0} \Delta \omega_1 + \frac{1}{L} \Delta v_\gamma - \frac{\psi_m}{L} \omega_0 \cos \delta_0 \Delta \delta - \frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 \Delta \omega_{re}$$

$$\dots\dots\dots(B.3)$$

(B.2)式, (B.3)式を整理すると条件式である(B.4)式, (B.5)式を得る。

$$\Delta i_\gamma = -\frac{R}{\omega_0 L} \Delta i_\delta - \frac{i_{\gamma 0}}{\omega_0} \Delta \omega_1 + \frac{1}{\omega_0 L} \Delta v_\delta + \frac{\psi_m}{\omega_0 L} \omega_0 \sin \delta_0 \Delta \delta - \frac{\psi_m}{\omega_0 L} \cos \delta_0 \Delta \omega_{re}$$

$$\dots\dots\dots(B.4)$$

$$\Delta i_\delta = \frac{R}{\omega_0 L} \Delta i_\gamma - \frac{i_{\delta 0}}{\omega_0} \Delta \omega_1 - \frac{1}{\omega_0 L} \Delta v_\gamma + \frac{\psi_m}{\omega_0 L} \omega_0 \cos \delta_0 \Delta \delta + \frac{\psi_m}{\omega_0 L} \sin \delta_0 \Delta \omega_{re} \quad (B.5)$$

(B.4)式, (B.5)式を(B.1)の角速度と負荷角の式に代入することで2次系に近似した表面永久磁石同期電動機の状態方程式として(B.6)式が得られる。なお, (B.6)式は(2.7)式と同じである。

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \dots\dots\dots(B.6)$$

ただし,  $\mathbf{x} = [\Delta \omega_{re} \quad \Delta \delta]$ ,  $\mathbf{u} = [\Delta v_\delta \quad \Delta \omega^*]$ である。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{P_f^2 \psi_m^2}{J L_a} \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{P_f^2 \psi_m \sin \delta_0}{J \omega_0 L_a} & -\frac{P_f^2 \psi_m \left( (\omega_0 L_a + R_a) i_{\delta 0} \sin \delta + (\omega_0 L_a - R_a) i_{\gamma 0} \cos \delta_0 \right)}{J \omega_0^2 L_a} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

なお, 4章における2次系への近似も同様である。

## 付録 C: 高次系での提案システムの安定性について

本文では2次系近似した状態方程式を用いて安定性を議論した。本付録では、高次系の状態方程式でのラウス・フルビッツの安定判別法を用いて、安定性を議論する。

ダンピング制御を適用した際の提案システムの状態方程式を(C.1)式に示す。図 3.2 より、提案システムの補助インバータには PI 制御器で構成された d 軸および q 軸電流制御があるため、積分器が2つ存在する。したがって、ダンピング制御を適用した提案システムでは状態変数が6個から8個に増える。

$$p\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \dots\dots\dots (C.1)$$

$$\text{ただし, } \mathbf{x} = [\Delta i_{Main\gamma} \quad \Delta i_{Main\delta} \quad \Delta i_{Auxd} \quad \Delta i_{Auxq} \quad \Delta \omega_{re} \quad \Delta \delta \quad \Delta x_{acr\_d} \quad \Delta x_{acr\_q}]$$

$$\mathbf{u} = \Delta \omega^*, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} i_{\delta 0} & \frac{\psi_m}{L} - i_{\gamma 0} & 0 & \frac{K_d K_i}{L} & 0 & 1 & 0 & K_d K_i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_0 & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L} \sin \delta_0 & -\frac{\omega_0 \psi_m}{L} \cos \delta_0 & 0 & 0 \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & -\frac{\psi_m}{L} \cos \delta_0 & \frac{\omega_0 \psi_m}{L} \sin \delta_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} - \frac{K_i}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{LT_i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{L} - \frac{K_i}{L} & -\frac{K_d K_i}{L} & 0 & 0 & \frac{1}{LT_i} \\ \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \sin \delta & \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{J} \cos \delta & 0 & \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{J} & 0 & \frac{3}{2} \frac{P_f^2 \psi_m}{J} (i_\gamma \cos \delta - i_\delta \sin \delta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_i & -K_d K_i & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

ラウス・フルビッツの安定判別法ではシステムの特徴方程式を用いて安定判別を行う。特徴方程式の例を(C.2)式に示す。

$$a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n = 0 \dots\dots\dots (C.2)$$

(C.2)式の特徴方程式の根が全て負であれば、システムは安定である。ラウス・フルビッツの安定判別法における特徴方程式の根が全て負であるための必要十分条件を以下に示す。

- 1) 特徴方程式にすべての係数が存在する( $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ )。
- 2) すべての係数の符号が同じである。
- 3) 全てのフルビッツ行列式( $\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_{n-1}$ )が正である。ここでフルビッツ行列式とは

$$\Delta_1 = a_1, \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix}, \dots, \Delta_{n-1} = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & \cdots & a_{2n-3} \\ a_0 & a_2 & a_4 & \cdots & a_{2n-4} \\ 0 & a_1 & a_3 & \cdots & a_{2n-5} \\ 0 & a_0 & a_2 & \cdots & a_{2n-6} \\ 0 & 0 & a_1 & \cdots & a_{2n-7} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & a_{n-1} \end{vmatrix}$$

表 C.1 に提案システムのフルビッツ行列式の計算結果と提案システムの特性方程式の係数を示す。解析条件は表 4.1 に示す。表 C.1 より全てのフルビッツ行列式が正であることがわかる。また、表 C.2 より特性方程式のすべての係数が同符号かつすべて存在する。以上から、フルビッツの安定判別法の必要十分条件を満たすため、提案システムは安定である。

表 C.1 フルビッツ行列行列の計算結果

Hurwitz determinants	Results	
$\Delta_1$	8458	> 0
$\Delta_2$	$2.138 \times 10^{11}$	> 0
$\Delta_3$	$9.616 \times 10^{21}$	> 0
$\Delta_4$	$5.479 \times 10^{35}$	> 0
$\Delta_5$	$9.657 \times 10^{51}$	> 0
$\Delta_6$	$5.691 \times 10^{70}$	> 0
$\Delta_7$	$3.486 \times 10^{91}$	> 0

表 C.2 特性方程式の係数

Coefficients		Coefficients	
$a_0$	1	$a_4$	$7.404 \times 10^{13}$
$a_1$	8458	$a_5$	$2.765 \times 10^{16}$
$a_2$	$3.339 \times 10^7$	$a_6$	$9.413 \times 10^{18}$
$a_3$	$6.866 \times 10^{10}$	$a_7$	$9.888 \times 10^{20}$
		$a_8$	$9.143 \times 10^{22}$

