

# 博士論文

## ダブルインバータ駆動 二重三相永久磁石同期モータシステムにおいて 小形・低コストを実現するスイッチング法の研究

2019 年 9 月

森 辰也

## 目次

<b>第 1 章 序論</b>	・ ・ ・ 1
1.1 背景	・ ・ ・ 1
1.1.1 インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの普及と基本構成	・ ・ ・ 1
1.1.2 インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの信頼性(耐故障性) 向上へ向けた取り組み	・ ・ ・ 3
1.1.3 パワー素子の複数相故障とダブルインバータ 駆動システムの必要性	・ ・ ・ 5
1.1.4 ダブルインバータ駆動モータシステムの構成と特徴	・ ・ ・ 7
1.1.5 大容量機用ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石 同期モータシステム	・ ・ ・ 11
1.1.6 ダブルインバータ駆動システムの小容量機への展開	・ ・ ・ 12
1.2 ダブルインバータ駆動システムの小形化・低コスト化に関する これまでの研究	・ ・ ・ 16
1.3 ダブルインバータ駆動システムの小形化・低コスト化における 課題	・ ・ ・ 29
1.4 本研究の位置付けと概要	・ ・ ・ 35
<b>第 2 章 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの 下アーム 3 シャント方式におけるコンデンサ電流低減法</b>	・ ・ ・ 41
2.1 緒言	・ ・ ・ 41
2.2 インバータの直流母線部コンデンサ電流	・ ・ ・ 41
2.3 下アーム 3 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相 永久磁石同期モータシステムの全体構成	・ ・ ・ 44
2.4 ダブルインバータの電圧ベクトルに基づく 4 つのモード	・ ・ ・ 46
2.5 コンデンサ電流低減スイッチング法	・ ・ ・ 48
2.5.1 2 相変調法	・ ・ ・ 49
2.5.2 零相電圧相違法	・ ・ ・ 52
2.5.3 提案法	・ ・ ・ 56

2.6	実機試験結果	・・・60
2.6.1	実験条件	・・・60
2.6.2	コンデンサ電流	・・・61
2.6.3	インバータ出力電流波形	・・・64
2.7	結言	・・・65
<b>第3章</b>	<b>ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの 母線1シャント方式におけるトルクリップル抑制法</b>	・・・67
3.1	緒言	・・・67
3.2	母線1シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータ システムの基本構成	・・・67
3.3	ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの電圧ベクトル	・・・68
3.4	母線1シャント方式の電流検出用パルスパターン	・・・69
3.5	母線1シャント方式ダブルインバータ における電流検出誤差計算式の導出	・・・74
3.6	36パルスパターンに対する電流検出誤差計算結果	・・・82
3.7	電流検出誤差に基づくトルク誤差の計算	・・・83
3.8	トルク誤差のリップル成分を低減するパルスパターン	・・・91
3.9	実機試験結果	・・・93
3.9.1	電流検出誤差評価試験	・・・94
3.9.2	無負荷試験	・・・94
3.9.3	負荷試験	・・・98
3.10	結言	・・・101
<b>第4章</b>	<b>結論</b>	・・・102
	<b>文献</b>	・・・104
	<b>謝辞</b>	・・・108

## 第1章 序論

### 1.1 背景

#### 1.1.1 インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの普及と基本構成

電氣的エネルギーを機械的動力に変換するモータは、今や人々の生活に欠かせないものである。例えば、家の中にある掃除機、洗濯機、冷蔵庫、エアコン等の家電製品はモータで動作しており、家の外に出て街を見渡すと、電車、昇降機(エレベータ、エスカレータ)、および自動車(EV/HEV)もモータで動作している。モータの普及が進む最大の理由は、他の機械的動力を得るエネルギー変換機と比べてエネルギー変換効率が高いためであり、限りあるエネルギー資源を効率的に利用するためにモータが選択されている。さらに、近年の自動車分野における EV/HEV 適用車両の拡大にみられるように、現在においてもモータの適用範囲は拡大を続けている。

モータは、直流電圧を印加して動作する直流モータと、交流電圧を印加して動作する交流モータに大別できる。1970 年代までは、可変速運転に適応するモータとして、主に直流モータが使用されてきた。その理由は、可変速運転を、直流モータでは印加する直流電圧を操作することで実現できるのに対し、交流モータでは印加する交流電圧の振幅および周波数を同時に操作する必要があり、当時の技術では、交流電圧の周波数を変えることが困難であったためである。しかし、直流モータには、ブラシの磨耗のためにメンテナンス性に課題があった。

1980 年代に入ると、直流電圧を振幅可変、周波数可変の交流電圧に変換可能なインバータが普及したことより、可変速運転に交流モータが適用できるようになり、メンテナンス性の課題を抱えた直流モータを用いる必要がなくなった。使用される交流モータとしては、誘導モータ(IM)に加え、より高効率な永久磁石同期モータ(PMSM)も使用されるようになった。永久磁石同期モータは誘導モータのような二次(回転子)銅損がなく、回転子磁束が永久磁石によって確立しているため励磁電流が不要で高効率である。よって、効率を重視する用途では誘導モータに比べ、より永久磁石同期モータの導入が進んでいる。

現在、インバータ駆動永久磁石同期モータシステムは、産業用途から、家電、自動車主

機(EV/HEV)の動力、自動車補機(エアコン、電動パワーステアリング等)、および鉄道等にまで幅広く普及している。

図 1-1 は、インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの基本構成を示す図である。同図において、インバータは、6 つのパワー素子により構成され、後述するコントローラの指令に基づき永久磁石同期モータに交流電力を供給する。電流検出器は、永久磁石同期モータを流れる電流を検出し、電流信号としてコントローラに出力する。位置検出器は、エンコーダ、レゾルバ、ホール素子等を用いて永久磁石同期モータの回転子位置を検出し、位置信号としてコントローラに出力する。コントローラは永久磁石同期モータの指令(位置、速度、トルク)、電流信号、および位置信号に基づいて永久磁石同期モータを所望の状態へ制御するためのインバータ指令信号を演算し、インバータへ出力する。

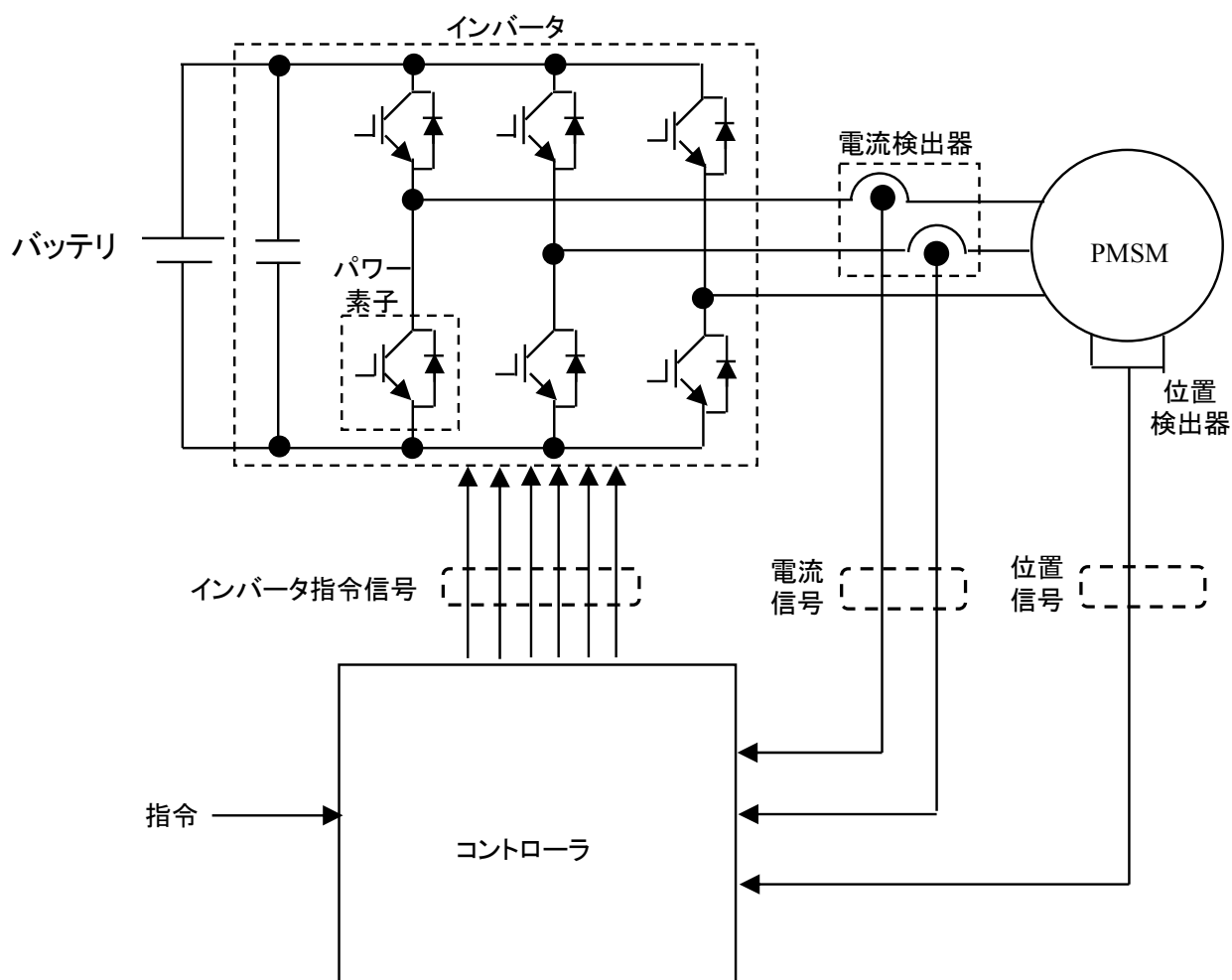


図 1-1 インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの基本構成

### 1.1.2 インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの信頼性(耐故障性)向上へ向けた取り組み

インバータ駆動永久磁石同期モータシステムに対する信頼性(耐故障性)への要求は年々高まっている。例えば、自動車においては、ハイブリッド車から EV 車への転換に伴い、自動車主機用モータ駆動システムへの、自動車が前進・後進することに対する信頼性の要求が高まっている。さらに自動運転の普及に伴い、ハンドルが自動で動作する割合が高くなり、電動パワーステアリング用モータ駆動システムへの、自動車が曲がることに対する信頼性の要求も高くなっている。

このような背景から、インバータ駆動永久磁石同期モータシステムの一部に故障が生じた場合においても、システムの機能停止を回避する研究が盛んに行われている<sup>(1)-(5)</sup>。

文献(1)では、図 1-2 に示すように、位置検出器(エンコーダ)が故障した場合に、永久磁石同期モータの回転子位置を推定することによってインバータ駆動永久磁石同期モータシステムを継続運転する技術が示されている。本技術により、位置検出器が故障した場合においても回転子位置を推定することによって継続運転が可能となる。

文献(2)では、電動パワーステアリング用モータ制御システムにおいて、インバータとモータ間の配線の 1 相断線時における継続運転手法が示されている。図 1-3 に示すように、従来、1 相断線故障時にはアシスト OFF(すなわち、システム停止)を余儀なくされることにより運転手が操舵トルクで 35~40 Nm という過大なトルクを出さなければならなかったのに対し、この継続運転手法により、運転手は 3~5 Nm という通常アシスト時に近いレベルのトルクを出せばよくなっている。ただし、この継続手法は、パワー素子の開放故障には有効であるが、パワー素子の短絡故障には用いることができない。

文献(3)~(5)では、インバータのパワー素子が故障した場合に、故障した相をインバータ直流母線の中性点電位に接続することによって運転を継続する手法について述べられている。文献(3)では、図 1-4 に示すように、故障相の電位を機械スイッチにより直流母線の中性点に接続することで故障相を直流母線部の中性点電位に固定している。この手法を用いることで、モータを流れる電流を正弦波に制御して運転を継続できる。しかしながら、直

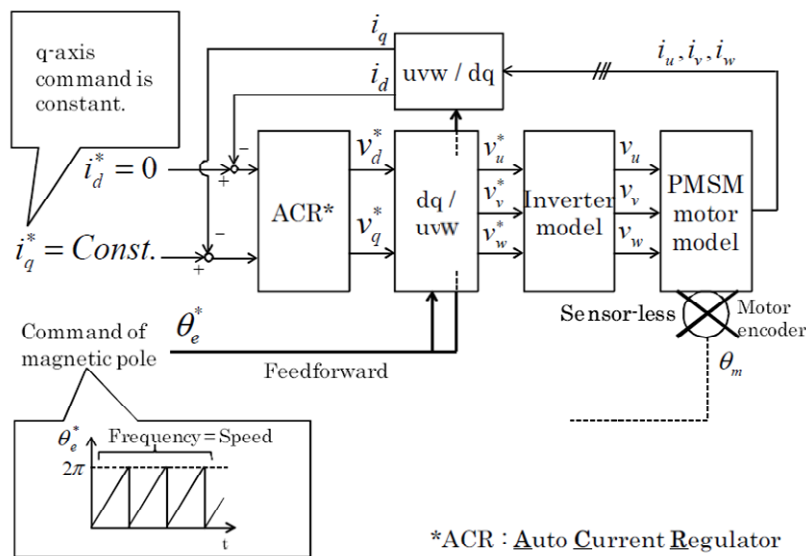


図 1-2 位置検出器(エンコーダ)故障時における永久磁石同期モータ駆動システム駆動<sup>(1)</sup>  
井上, 照沼, 高山, 大沼, 齋藤:「エレベータにおける同期駆動制御の安定性に関する検討」,  
平成 29 年電気学会産業応用部門大会, 3-47, pp.237-242 より抜粋

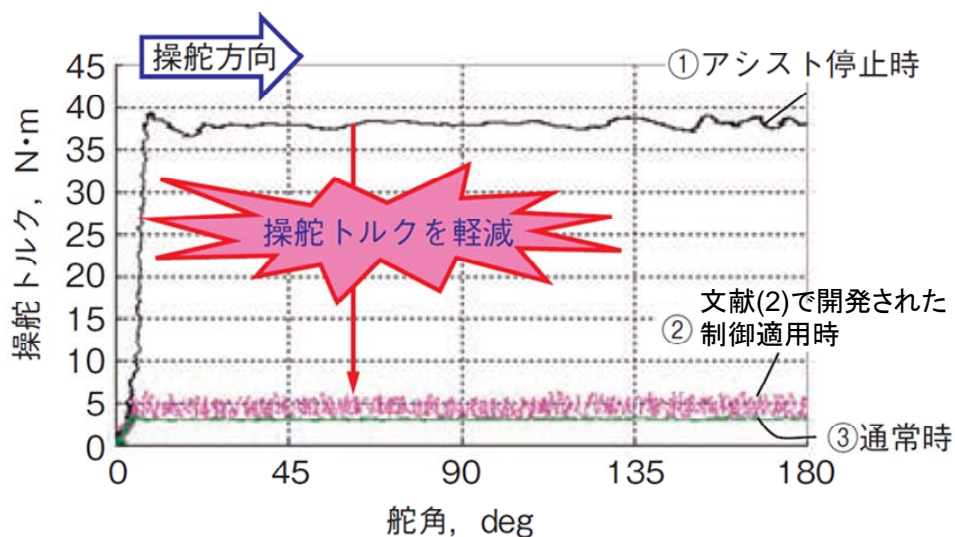


図 1-3 インバータ 1 相断線故障時における電動パワーステアリングの操舵トルク<sup>(2)</sup>  
野澤, 新谷, 玉泉, 日比, 板本:「ブラシレスモータ EPS システム 1 相断線故障時アシスト制御の開発」, JTEKT ENGINEERING JOURNAL No.1008(2010)より抜粋

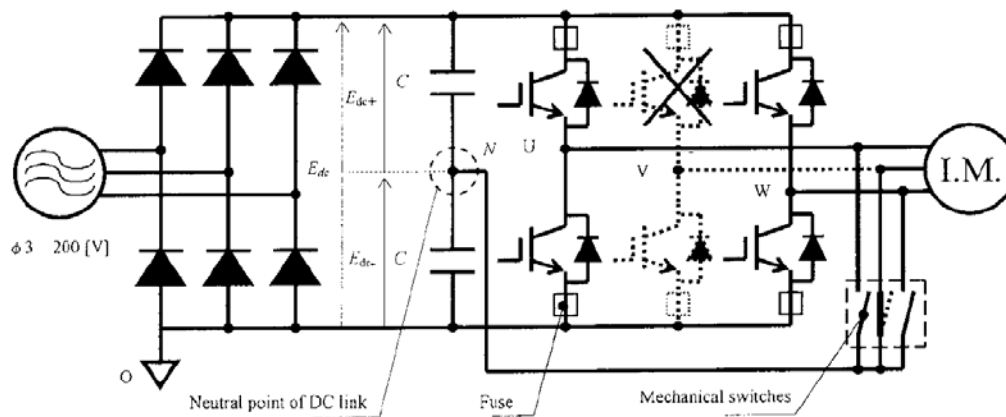


図 1-4 スwitching素子故障相の中性点電位接続によるシステム継続駆動<sup>(3)</sup>

大和，佐藤：「インバータ故障時における誘導電動機応急運転法の検討」，電気学会論文誌 D，第 123-D 巻，12 号 pp.1430-1437 より抜粋

流母線部のコンデンサを 2 個直列に接続して電源中性点を設ける必要があり，故障した 1 相をその電源中性点の電位に切り替える操作が必要である。さらに，故障した 1 相が短絡故障の場合，故障箇所と電源中性点の電位を切り離す操作も必要で，そのために各相にヒューズを設ける必要もある。

以上のように，モータ駆動システムにおいて，その一部に故障が生じた場合に，システム全体を止めてしまうのではなく，システムを継続するための技術開発が盛んに行われている。特に，電動パワーステアリング用モータ駆動システムにおいては，自動運転の普及に伴い，故障が生じてでも止めないシステムの確立が必要であり，そのための技術開発が重要となる。

### 1.1.3 パワー素子の複数相故障とダブルインバータ駆動システムの必要性

文献(2)～(5)においては，3 相のパワー素子のうち，1 相のみが故障した場合に継続運転を行う技術が述べられているが，インバータの故障，特に出力端子の短絡故障の場合，複数相の複数のパワー素子が故障に至る可能性もあり，その場合，システムの機能を継続することは困難となる。

図 1-5 は，インバータの出力 2 相が短絡した場合に，短絡した 2 相のパワー素子が故障に至るメカニズムを示す図である。STEP1 で，インバータの出力 3 相のうち，U 相と V 相



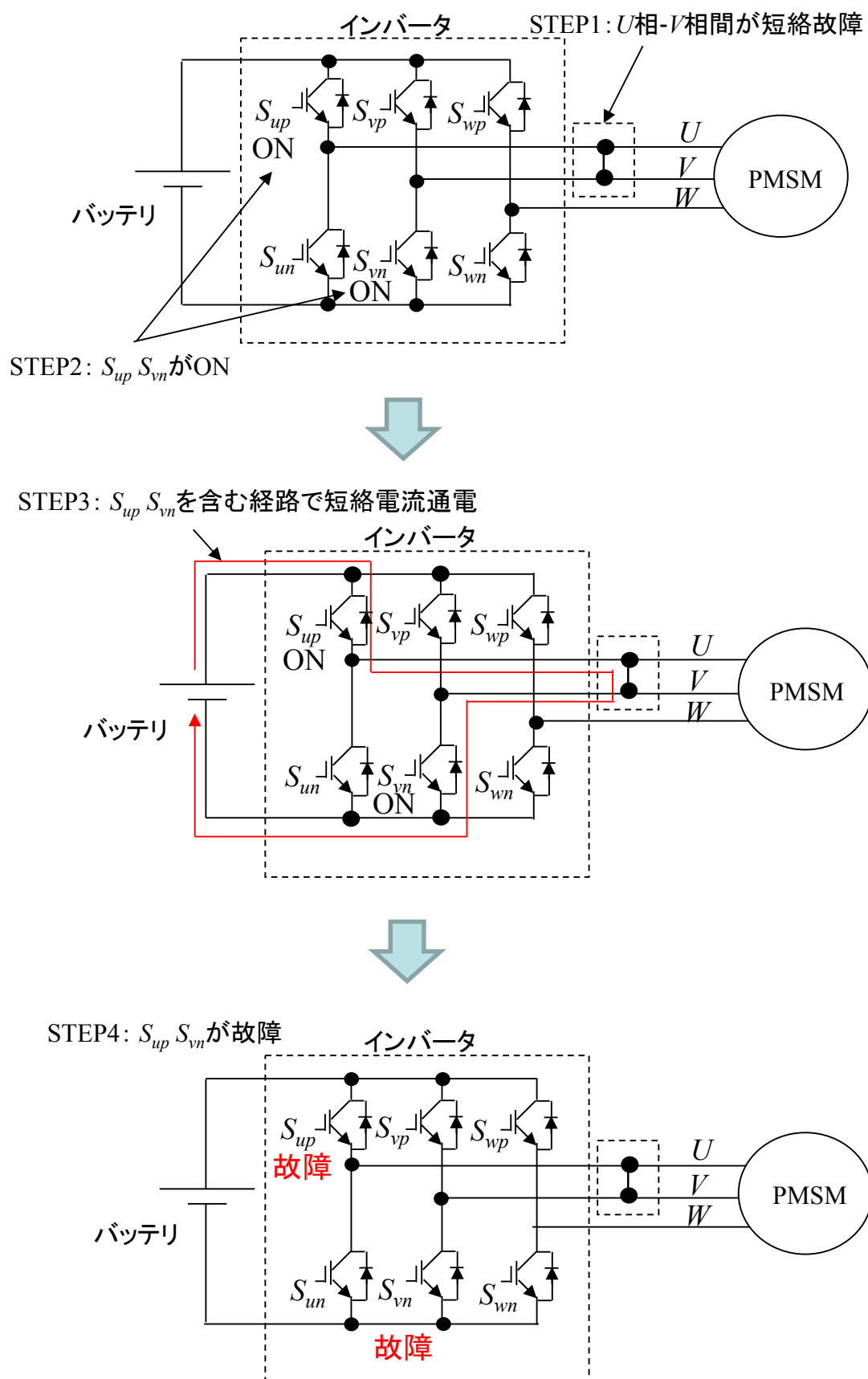


図 1-5 インバータ出力線間短絡時の 2 相素子故障発生メカニズム

が短絡したとする。次に STEP2 で、 $U$  相上側パワー素子  $S_{up}$  と  $V$  相下側パワー素子  $S_{vn}$  が ON したとする。この場合、短絡電流がバッテリーの正極側から  $S_{up}$ 、短絡故障箇所および  $S_{vn}$  を経てバッテリーの負極側に流れる (STEP3)。ここで、ON しているときのパワー素子のインピーダンスは非常に小さいので、短絡電流はパワー素子の定格電流よりも大きくなり、ON したパワー素子 ( $S_{up}$  および  $S_{vn}$ ) は故障に至る (STEP4)。この例のように、インバータ出力端子が短絡すると、複数相のパワー素子が故障に至る場合があり、このような場合、継続運転は困難となる。

したがって、インバータの故障時においてもシステムを停止させないようにするには、インバータを 2 台並列化したダブルインバータが必要となる。

#### 1.1.4 ダブルインバータ駆動モータシステムの構成と特徴

本節では、2 台のインバータを用いて駆動されるダブルインバータ駆動モータシステムの構成と特徴について述べ、1 台のインバータが故障した際の継続運転の観点から比較を行う。

##### (1) リアクトル二重結合システム

リアクトル二重結合システム<sup>(6), (7)</sup>は、図 1-6 に示すように、2 台のインバータの 3 相出力各相をリアクトルを介して接続し、リアクトルの中点をモータに接続する方式である。このシステムの利点として、一般に用いられる 1 組の三相巻線のための永久磁石同期モータを用いることが可能で、専用の永久磁石同期モータを用意する必要がないこと、2 台のインバータでキャリア三角波の位相を 180 度ずらすこと等によって、永久磁石同期モータに印加される電圧にキャリア周波数の奇数倍成分が含まれないことがあげられる。しかし、2 台のインバータの出力がリアクトルを介して電氣的に接続されており、絶縁されていない。このため、一方のインバータのパワー素子が短絡故障して、故障相の電位が直流母線部の正極側あるいは負極側電位に固着した場合には、故障相とリアクトルを介して接続された他方のインバータにおける出力相の電位も、故障相の電位に一致させる必要がある。したがって、一方のインバータの故障の影響が他方のインバータに及ぶという課題

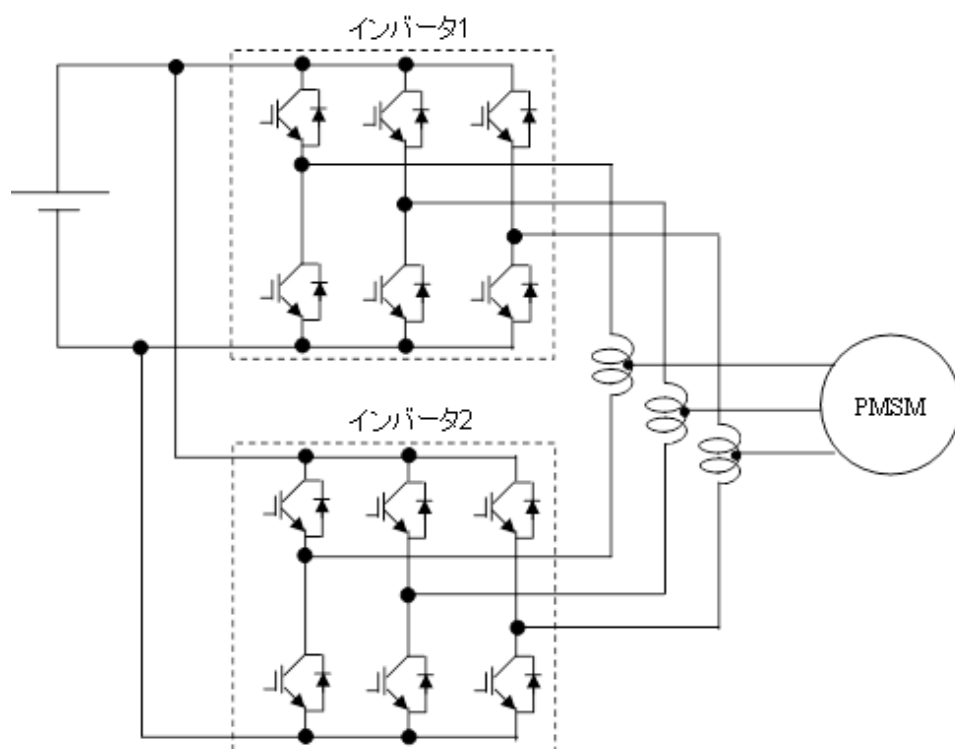


図 1-6 ダブルインバータ駆動によるリアクトル二重結合永久磁石同期モータシステム

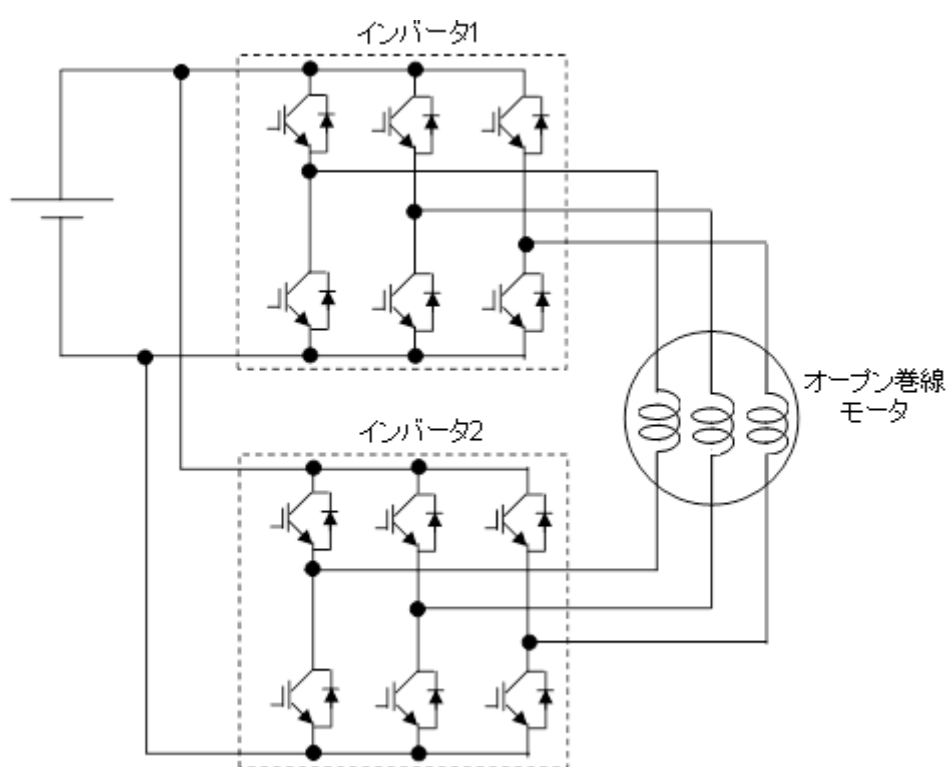


図 1-7 ダブルインバータ駆動によるオープン巻線モータシステム

がある。

## (2) オープン巻線モータシステム

ダブルインバータによるオープン巻線モータの駆動システム<sup>(8)-(11)</sup>は、図 1-7 に示すようにオープン巻線モータの各相 2 つの出力端子の一方をインバータ 1 に接続し、他方をインバータ 2 に接続する構成である。本方式の利点として、リアクトルが不要であること、2 台のインバータのキャリア三角波の位相差を 90 度とすることでキャリア周波数を 2 倍にしたのと同様のモータ電流に含まれるリップル成分の抑制効果が得られる<sup>(8)</sup>ことが挙げられる。しかし、オープン巻線専用のモータが必要であり、2 台のインバータがモータを介して電氣的に接続されるため、リアクトル二重結合システムの場合と同様に絶縁されていない。このため、一方のインバータの 1 相が開放故障した場合、他方のインバータから開放相に電流を通電することが不可能となってしまう課題がある。したがって、オープン巻線モータにおいても、一方のインバータの故障の影響が他方のインバータに及ぶという課題がある。

## (3) 二重三相モータシステム

ダブルインバータによる二重三相モータの駆動システム<sup>(12)-(44)</sup>は、図 1-8 に示すように、2 組の三相巻線を有する二重三相モータの 1 組の三相巻線をインバータ 1 によって駆動し、もう 1 組の三相巻線をインバータ 2 によって駆動するシステムである。ここで、二重三相巻線モータは、互いに電氣的に絶縁された 2 組の三相巻線を 1 つの固定子に収めたモータであり、2 台のインバータで駆動することを前提とした専用モータである。

二重三相モータ駆動システムは、専用モータを必要とするが、インバータ 1 の出力とインバータ 2 の出力が電氣的に独立しているため、2 台のインバータのうち、一方が故障してもその影響が他方に及ばない利点がある。

以上に述べた 3 方式をまとめると表 1-1 のようになる。リアクトル二重結合駆動システムは、他のシステムに比べ、汎用モータを流用できる利点があるが、追加リアクトルが必要であるという課題がある。次に、インバータの電氣的独立性においては、二重三相モータ駆動システムのみが 2 台のインバータが絶縁されており、1 台のインバータが故障した

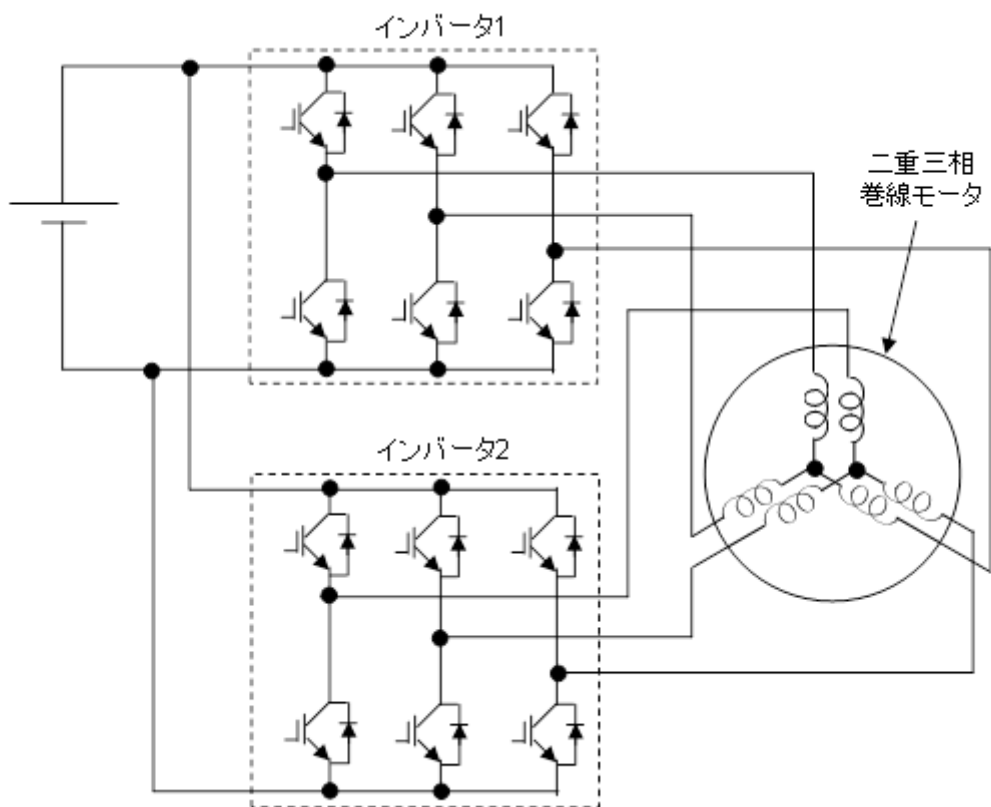


図 1-8 ダブルインバータによる二重三相モータ駆動システム

表 1-1 ダブルインバータを用いたモータ駆動システムの比較

方式	リアクトル二重結合 駆動システム	オープン巻線 モータ駆動システム	二重三相モータ 駆動システム
構成	図1-6	図1-7	図1-8
汎用モータの 流用性	○	× (専用モータ必要)	× (専用モータ必要)
追加リアクトル の必要性	× (必要)	○ (不要)	○ (不要)
インバータの 電氣的独立性	× 非絶縁 (インバータ間がリア クトルを通じて接続)	× 非絶縁 (インバータ間がモー タ巻線を通じて接続)	○ 絶縁
インバータ1台 故障時のシス テム継続	×	×	○
文献	(6), (7)	(8)~(11)	(12)~(44)

場合においても、もう 1 台のインバータは継続して駆動可能である。よって、1 台のインバータが故障した場合におけるシステムの継続性で比較すると、二重三相モータ駆動システムが有利であり、故障時のシステム継続が重要となる電動パワーステアリング用モータ駆動システムにおいても二重三相モータ駆動システムを用いた技術が報告されている<sup>(25)</sup>,<sup>(29)</sup>,<sup>(34)</sup>,<sup>(44)</sup>。そこで、本論文では、ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータ(二重三相 PMSM)システムに焦点を当てて述べていく。

### 1.1.5 大容量機用ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステム

ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの適用は、大容量から始まった。図 1-9 に示すのは、超高層ビル(500 m 超)向けの超高速(1000 m/min 超)エレベータ巻上機用ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの構成図である<sup>(23)</sup>。文献<sup>(23)</sup>によると、エレベータにダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータによるシステムを導入した理由として、駆動制御装置(図 1-9 におけるコンバーターインバータ)を量産機種と共通化し、部品入手性の安定性向上のメリットを有しながら、大出力化を実現するた

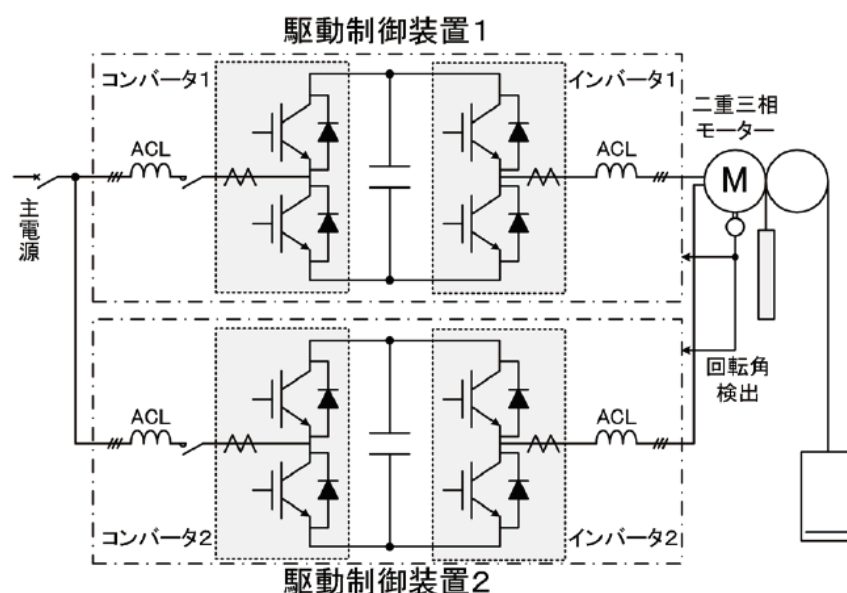


図 1-9 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの超高速エレベータへの適用<sup>(23)</sup>  
毛利，石川：「エレベータの超高速・超高揚程化対応技術」，Elevator Journal No.3 2014.10  
より抜粋

めと記載されている。つまり大容量機では、大容量の単一の駆動制御装置 1 台を設計・製造するのに比べ、既存の駆動制御装置を並列 2 台とすることで、既存の駆動制御装置を流用できる利点があることが、ダブルインバータ導入の主目的である。この場合、モータの設計においても、流用性を重視し、結線分割のみで二重三相を実現して、単一三相永久磁石同期モータとの違いを少なくすることで、製造が容易になりコストが抑制される。

上記の例のように、大容量機向けにダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムを採用する理由としては、装置の並列化による既存装置の流用性が挙げられており、冗長化によるメリット(1 系統故障時のもう 1 系統による継続運転)については特に言及されていない。

#### 1.1.6 ダブルインバータ駆動システムの小容量機への展開

1.1.4 節で電動パワーステアリングについて述べたように、近年、ダブルインバータ駆動システムは、冗長化を目的として小容量機にも展開されるようになってきている。

図 1-10 は、オルタネータ等に採用されている、1 つのステータコア内に 2 組の三相巻線を設けた二重三相モータのステータである<sup>(31)</sup>。本モータの結線図は図 1-11 のようになっており、第 1 系統(UVW 相)と第 2 系統(XYZ 相)の位相を電気角で 30 度ずらして配している。これにより、冗長性を上げるだけでなく、デッドタイムや矩形波電圧駆動時に発生する 6 次トルクリップルを相殺できる効果がある。

次に、電動パワーステアリングへの適用例について詳細に述べる。図 1-12 に、電動パワーステアリング向けダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムを示す<sup>(44)</sup>。同図のように、1<sup>st</sup>インバータにより二重三相モータの U1-V1-W1 巻線に電圧を印加し、2<sup>nd</sup>インバータにより二重三相モータの U2-V2-W2 巻線に電圧を印加する構成である。このモータは図 1-13 のような分布巻の二重三相永久磁石同期モータで、10 極 60 スロットであり、第 1 巻線(1<sup>st</sup> Winding, U1-V1-W1 巻線)と第 2 巻線(2<sup>nd</sup> Winding, U2-V2-W2 巻線)に電気角

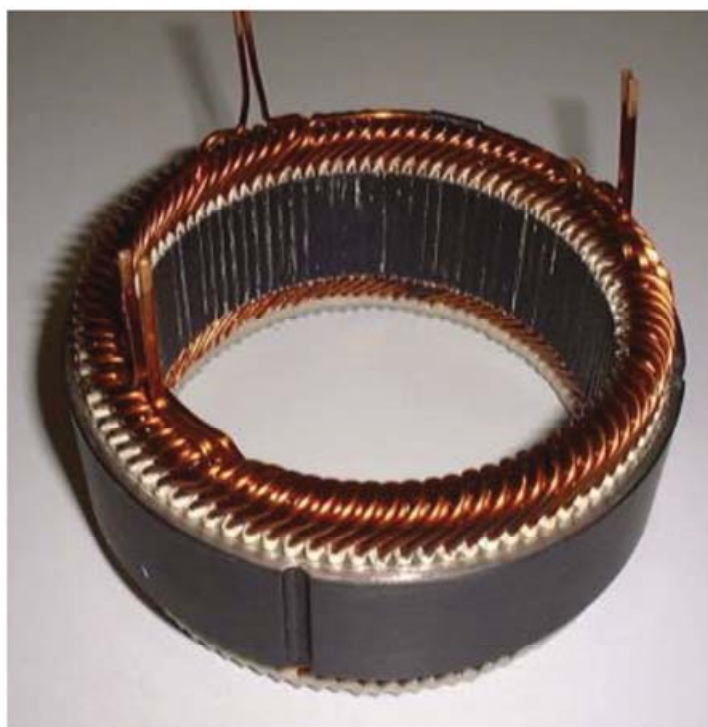


図 1-10 二重三相モータのステータ<sup>(31)</sup>

藤井，蛭間，道木：「デュアル巻線モータの特徴を活かした停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証」，平成 29 年電気学会産業応用部門大会，3-50，pp.251-256 より抜粋

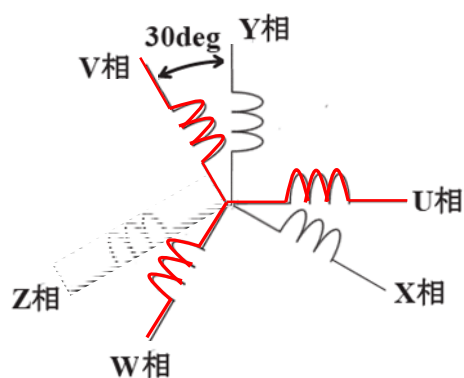


図 1-11 二重三相モータの等価回路<sup>(31)</sup>

藤井，蛭間，道木：「デュアル巻線モータの特徴を活かした停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証」，平成 29 年電気学会産業応用部門大会，3-50，pp.251-256 より抜粋



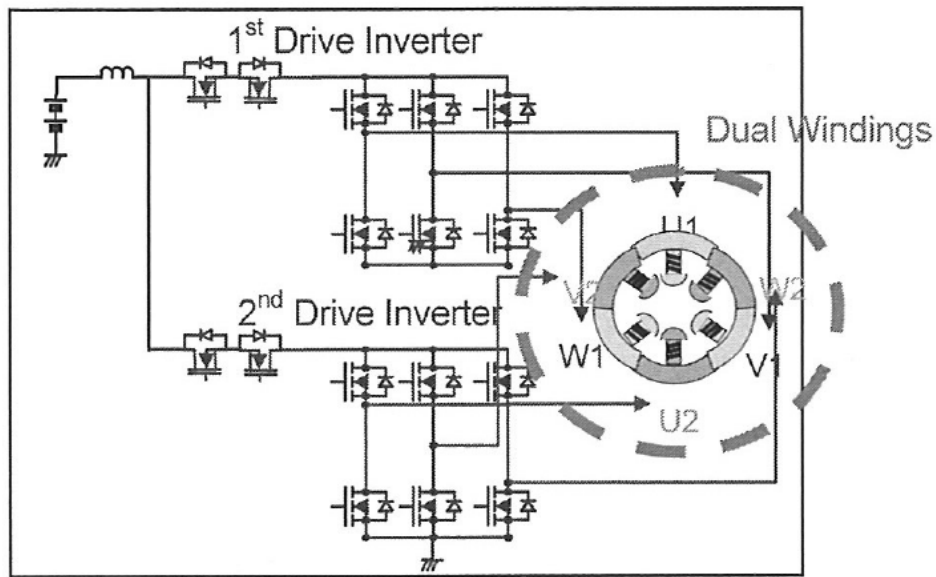


図 1-12 電動パワーステアリング向けダブルインバータ駆動  
二重三相永久磁石同期モータシステム<sup>(44)</sup>

大橋，高橋：「EPS 用 2 系統駆動 MCU」，公益社団法人自動車技術会 2013 年秋季学術講演  
会前刷集，文献番号 20135682 より抜粋

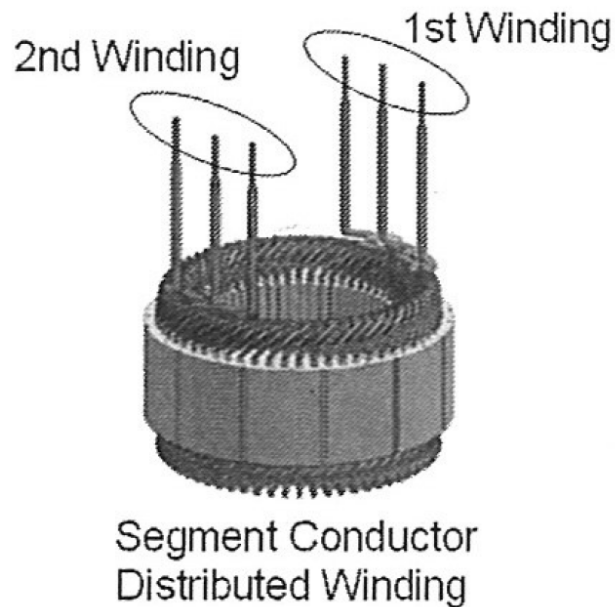


図 1-13 電動パワーステアリング向け二重三相永久磁石同期モータ<sup>(44)</sup>

大橋，高橋：「EPS 用 2 系統駆動 MCU」，公益社団法人自動車技術会 2013 年秋季学術講演  
会前刷集，文献番号 20135682 より抜粋

で 30 度の位相差を有しているため、第 1 巻線に通電する電流と第 2 巻線に通電する電流に 30 度の位相差を設けることで 6 次のトルクリップルを抑制する構成となっている。文献(29) には、ダブルインバータによる二重三相永久磁石同期モータによるシステムの冗長性についても述べられており、図 1-14 に、1 系統故障時における駆動可能範囲が示されている。図 1-14 より、1 系統駆動時においても、2 系統駆動時の約半分のトルクが確保できることがわかる。このとき、車速 10 km/h での必要トルクを確保でき、高速道路、一般道、および駐車での操舵まで可能である。

このように、ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムは、小容量機には片側インバータ故障時のシステム機能継続(システムの耐故障性向上)を目的として、電動パワーステアリング等への適用が進んでいる。

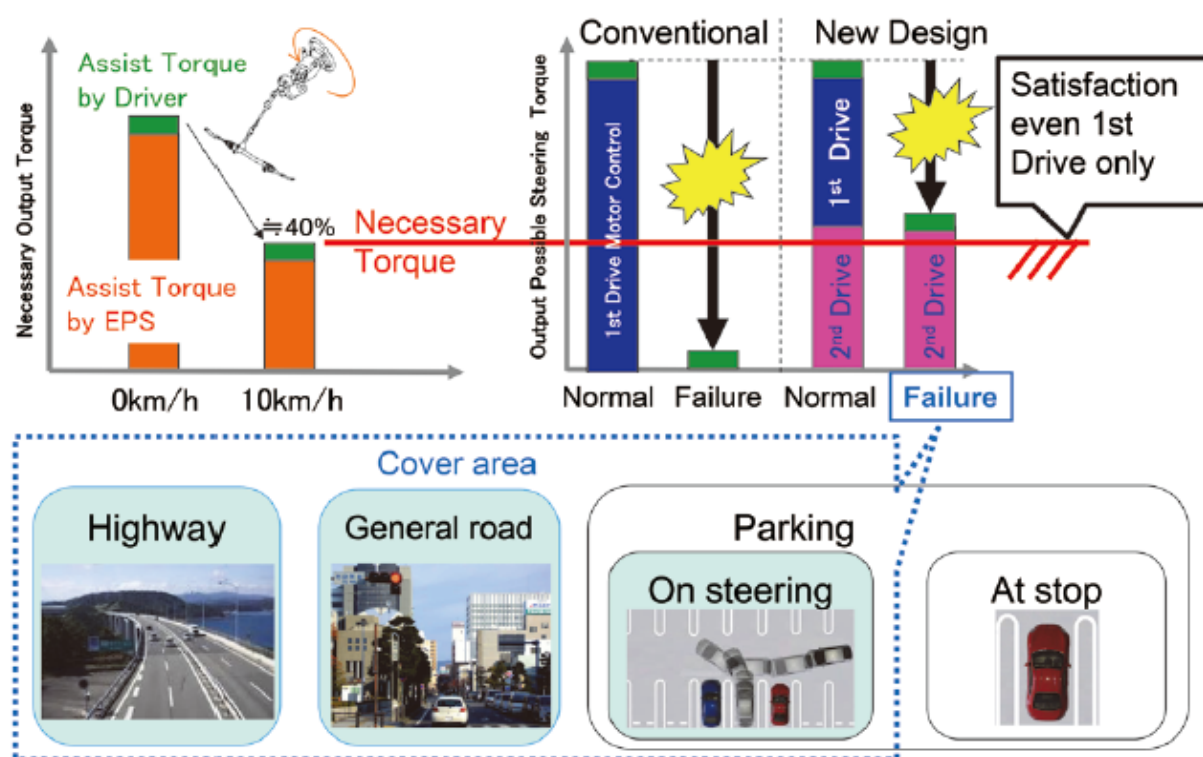


図 1-14 電動パワーステアリングにおけるダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータによる効果<sup>(29)</sup>

大橋：「EPS 用駆動 2 系統 MCU」, DENSO TECHNICAL REVIEW, Vol. 21 2016, pp.48-53  
より抜粋

## 1.2 ダブルインバータ駆動システムの小形化・低コスト化に関するこれまでの研究

前節で述べたように、ダブルインバータ駆動システムは、小容量機にはシステムの耐故障性向上を目的とした適用が進んでいる。小容量機においては、(1)位置検出センサ、(2)パワー素子、(3)平滑コンデンサ、(4)電流検出センサの4つの部品がシステム全体に占めるサイズとコストの割合が高い。そこで、小容量機におけるダブルインバータ駆動システムにおいては、(1)～(4)の部品のサイズ、コストの低減に関する研究が行われてきた。本節ではその概略について述べる。

### (1)位置検出センサの小形・低コスト化の研究

図 1-1 に示したように、インバータ駆動永久磁石同期モータシステムでは、永久磁石同期モータの回転子位置を示す位置信号をコントローラに取り込む必要がある。同様に、ダブルインバータ駆動システムにおいても二重三相モータの回転子位置を示す位置信号がシステムの制御において必要である。位置信号を得るために、エンコーダ、レゾルバ、またはホール素子等の位置検出器が用いられるが、システム全体に占める位置検出器のサイズとコストの割合が高いことが課題である。そこで、インバータ駆動永久磁石同期モータシステムにおいて位置信号を推定することによって、位置検出器なしで永久磁石同期モータを制御する位置センサレス制御の研究が進められている<sup>(45)-(55)</sup>。近年では、この技術をダブルインバータ駆動二重三相モータシステムに適用することで、システムの小形・低コスト化を実現する研究も行われている<sup>(26), (31)</sup>。

文献(26)では、ダブルインバータ駆動二重三相モータシステムにおいて、一方のインバータに位置推定用の高周波電圧を重畳し、その結果モータ電流に現れる高周波成分を抽出することで、モータの回転子位置を推定する手法について述べられている。さらに同文献には、シミュレーション結果より、推定位置が二重三相モータの回転子位置にほぼ一致し、位置センサレス制御が可能であること、本手法がシステムの小形・低コスト化に有効であることが示されている。

文献(31)では、図 1-15 に示すように、1 系統(A 系統)に重畳する高周波電圧に対し、も

う 1 系統 (B 系統) に重畳する高周波電圧の位相を逆位相とする (A 系統に重畳する高周波電圧に対し B 系統に -1 倍の高周波電圧を重畳する) ことにより、高周波電圧重畳で流れる高周波電流に起因する騒音を低減する手法について示されている。図 1-16 は、A 系統と B 系統に重畳する高周波電圧を同位相とした場合と逆位相にした場合の騒音比較結果である。同図より、逆位相の場合は騒音を約 10dB 低減できている。すなわち、文献(31)に示された手法は、位置センサが不要でダブルインバータ駆動システムの小形・低コスト化に有効であり、モータの静音化にも寄与するものと言える。

なお、文献(26) , (31)に示された手法は永久磁石界磁に限った技術ではないが、ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにも有効な技術であるため、位置センサの小形・低コスト化を実現する技術として 1.4 節で取り上げている。

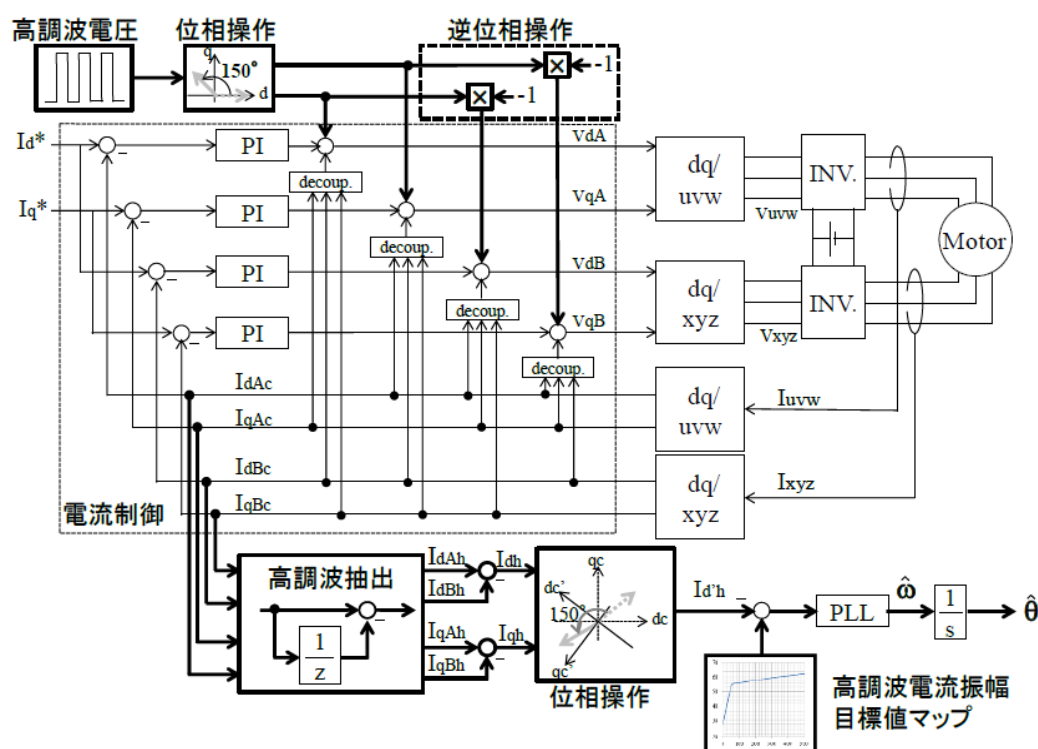


図 1-15 逆位相高周波電圧重畳による位置センサレス制御の構成<sup>(31)</sup>

藤井，蛭間，道木：「デュアル巻線モータの特徴を活かした停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証」，平成 29 年電気学会産業応用部門大会，3-50，pp.251-256 より抜粋

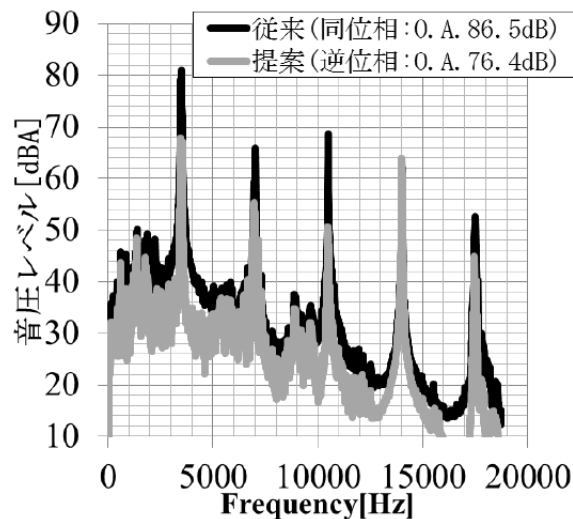


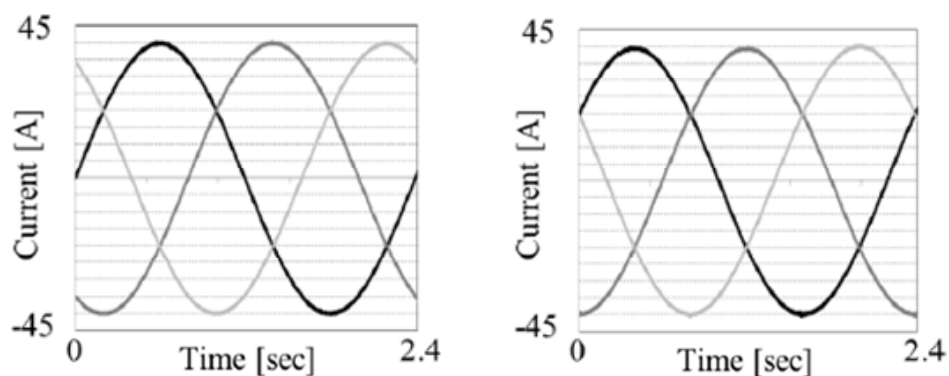
図 1-16 逆位相高周波電圧重畳による位置センサレス制御の効果<sup>(31)</sup>

藤井，蛭間，道木：「デュアル巻線モータの特徴を活かした停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証」，平成 29 年電気学会産業応用部門大会，3-50，pp.251-256 より抜粋

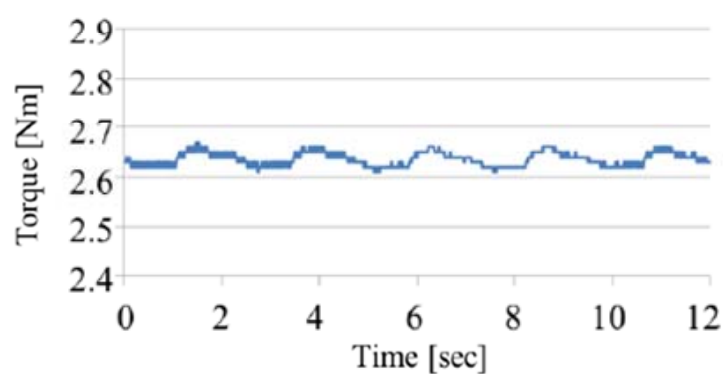
## (2) パワー素子の小形・低コスト化の研究

パワー素子の小形・低コスト化の研究として，文献(28)では，図 1-11 に示した二重三相巻線モータ(第 1 巻線と第 2 巻線に電気角で 30 度の位相差)に通電する電流に 5 次，7 次高調波成分を重畳することにより，同一トルクを維持しつつモータに通電する電流ピーク値を低減させる手法について述べられている。

図 1-17，図 1-18 に示すのは，第 1 巻線に通電されたモータ電流(左上)，第 2 巻線に通電されたモータ電流(右上)，およびトルク波形(中央下)であり，図 1-17 が 5 次，7 次高調波成分重畳なしの場合，図 1-18 が 5 次，7 次高調波重畳ありの場合の波形である。図 1-17 に比べ，図 1-18 はモータ電流波形が平らな波形となっており，ピーク値で比較すると小さくなっている。モータ電流波形で見ると歪んでいるように見えるが，トルク波形で比較すると，ほぼ差異はない。これは，5 次および 7 次高調波成分を  $dq$  軸に変換すると 6 次の成分となるため，モータの 2 組の三相巻線間に空間的に 30 度の位相差がある場合には，第 1 巻線に 5 次および 7 次高調波成分を通電することに起因するトルクと第 2 巻線に 5 次および 7 次高調波成分を通電することに起因するトルクが互いに逆位相( $6 \times 30$  度)となってキャンセルされるためである。よって，図 1-18 のようにモータ電流に 5 次，7 次高調波成分を



(a) Phase Current of Winding 1 (Left) and Winding 2 (Right)  
U Phase Current (Black Line), V Phase Current (Dark Gray Line), and W Phase Current (Light Gray Line)



(b) Torque

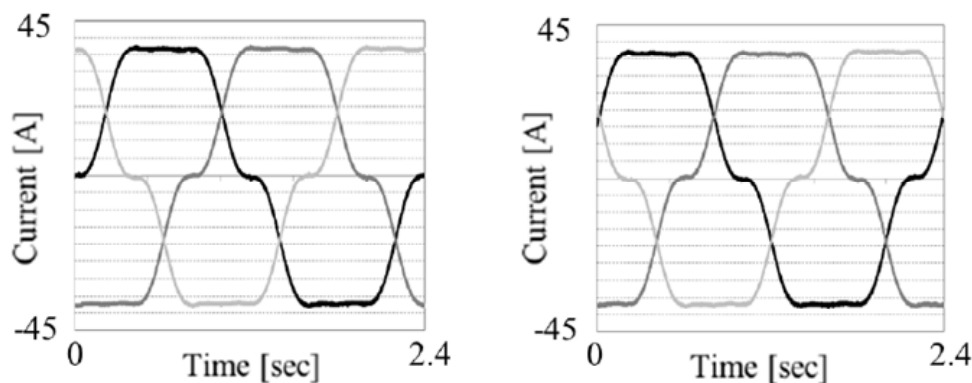
図 1-17 モータ電流およびトルク波形(5 次, 7 次高調波電流重畳なし)<sup>(28)</sup>

鈴木, 株根, 伊藤:「2 重巻線電動機の最小相電流ピーク最大トルク通電方法」, 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.8, pp.532-539 より抜粋

重畳しても, 図 1-17 のように重畳しない場合とほぼ同一のトルクが得られ, ピーク値のみを抑制できる。

同文献では, インバータのパワー素子のチップ面積が温度上昇から決まる旨について記載されており, 上記のモータ電流ピーク値低減手法を導入することによって, パワー素子の小形・低コスト化が実現可能となる。

### (3)平滑コンデンサ小形・低コスト化の研究



(a) Phase Current of Winding 1 (Left) and Winding 2 (Right)  
U Phase Current (Black Line), V Phase Current (Dark Gray Line), and W Phase Current (Light Gray Line)

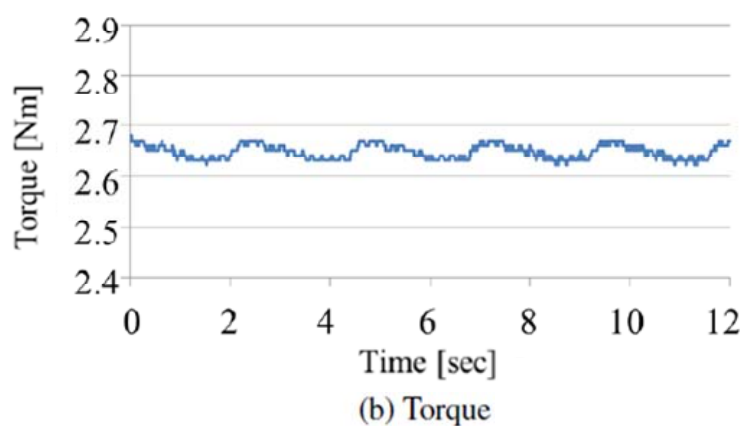


図 1-18 モータ電流およびトルク波形(5 次, 7 次高調波電流重畳あり)<sup>(28)</sup>

鈴木, 株根, 伊藤:「2 重巻線電動機の最小相電流ピーク最大トルク通電方法」, 電気学会論文誌 D, Vol.136, No.8, pp.532-539 より抜粋

インバータの直流母線部に配置される平滑コンデンサのサイズは, それを流れる電流に依存するため, ダブルインバータのスイッチングの工夫によって平滑コンデンサを流れる電流を低減する研究が行われている<sup>(24), (25), (29), (30), (34), (44)</sup>。

文献(24)では, 2 台のインバータ間のキャリア位相のシフト量とコンデンサ電流実効値の関係について述べられている。1 台のインバータのキャリアに対するもう 1 台のインバータのキャリアの位相をシフトすることで, コンデンサを流れる電流の実効値は, 図 1-19 のように変動することが示されている。同図より, インバータ 1 に対するインバータ 2 の PWM

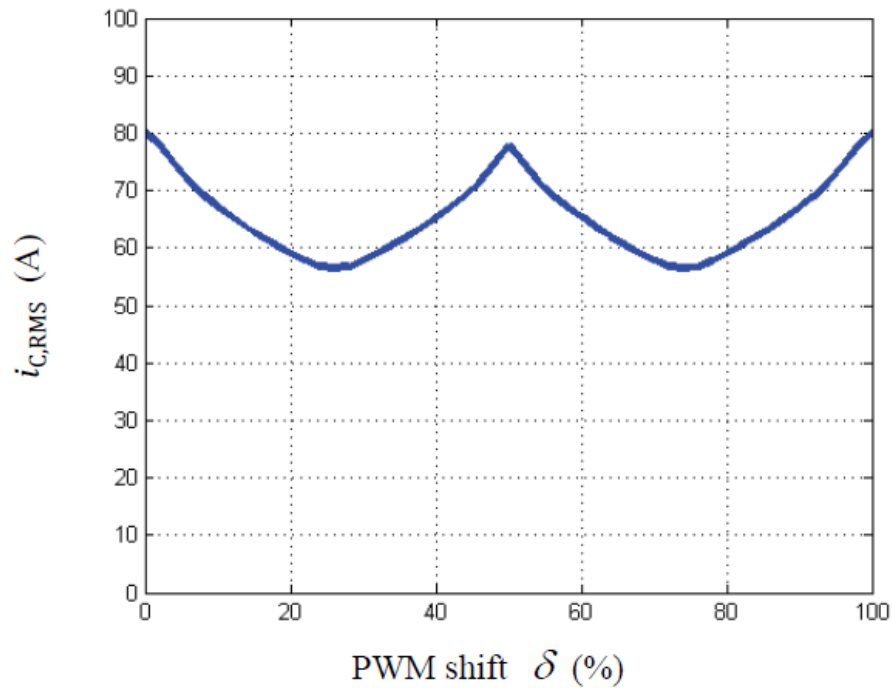


図 1-19 PWM シフト量に対するコンデンサ電流<sup>(24)</sup>

Basler B, Greiner T, “Power loss reduction of DC link capacitor for multi-phase motor drive systems,” *IEEE International conference on Power Electronics and ECCE Asia*, pp.2451-2456 (2015) より抜粋

位相のシフト量を，PWM 周期の 25%または 75%に設定することでコンデンサ電流が最小となる。シフト量を 25%に設定することは，インバータの PWM 制御方式で一般に用いられる三角波比較方式においては，インバータ 1 に対するインバータ 2 のキャリア三角波の位相を三角波周期の 1/4 シフトすることに等しい。

文献(25), (29), (30), (34), (44)では，インバータ間でキャリア三角波の位相をシフトすることをやめ，図 1-20 に示すように，インバータ 1 に対する相電圧指令をキャリア三角波の中心より上側にシフトすることでコンデンサの放電 (discharge) タイミングをキャリア三角波の最大値近傍にシフトする一方，インバータ 2 に対する相電圧指令をキャリア三角波の中心より下側にシフトすることでコンデンサの放電(discharge) タイミングをキャリア三角波の最小値近傍にシフトしている。これにより，インバータ 1 とインバータ 2 の同時放電 (discharge) を回避し，文献(24)のように，三角波キャリア搬送波の位相をシフトすることなく，コンデンサ電流を低減している。



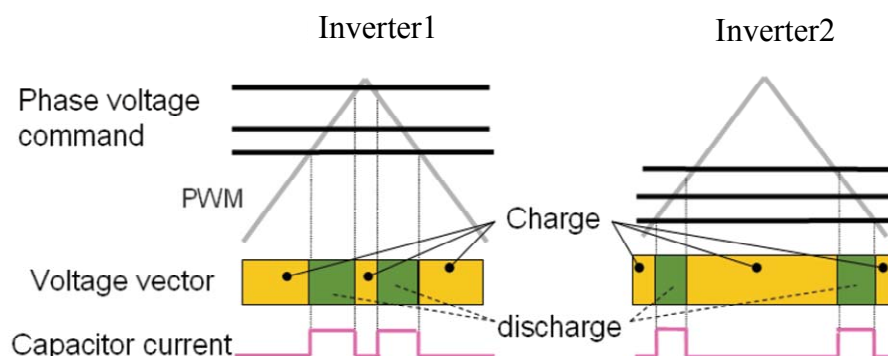


図 1-20 平滑コンデンサ電流低減法<sup>(34)</sup>

門池，永田：「小型車向け EPS 用駆動 2 系統 MCU」，公益法人自動車技術会 2018 年春季大会学術講演会予稿集，文献番号 20185218 より抜粋

#### (4)電流検出センサの小形・低コスト化の研究

図 1-1 に示したように，インバータ駆動永久磁石同期モータシステムでは，永久磁石同期モータを流れる電流を示す電流信号をコントローラに取り込む必要がある。同様に，二重三相永久磁石同期モータをダブルインバータで駆動するシステムにおいても，二重三相永久磁石同期モータを流れる電流に関する電流信号がシステムの制御に必要である。永久磁石同期モータを流れる電流を検出する電流検出器としては，一般にホール CT またはシャント抵抗が用いられる<sup>(54)</sup>。このうち，小容量機においては，体積・コストの観点からシャント抵抗の適用が多く，文献(25)にも，一般に 1 kW 以下のインバータにおいてはシャント抵抗による電流検出が行われるとの記載がある。シャント抵抗による電流検出方式として，下アーム 3 シャント方式<sup>(22), (25), (55), (56)</sup>，および母線 1 シャント方式<sup>(57)-(63)</sup>が用いられる。

ここで下アーム 3 シャント方式について，図 1-21 に示す下アーム 3 シャント方式インバータ 1 相 ( $U$  相) 分の回路を用いて説明する。同図において，インバータの  $U$  相のスイッチング状態は上アームパワー素子  $S_{up}$  がオンする(a)の状態と下アームパワー素子  $S_{un}$  がオンする(b)の状態の 2 通りに分けられ，(a)の状態と(b)の状態を繰り返し切り替えることで，直流

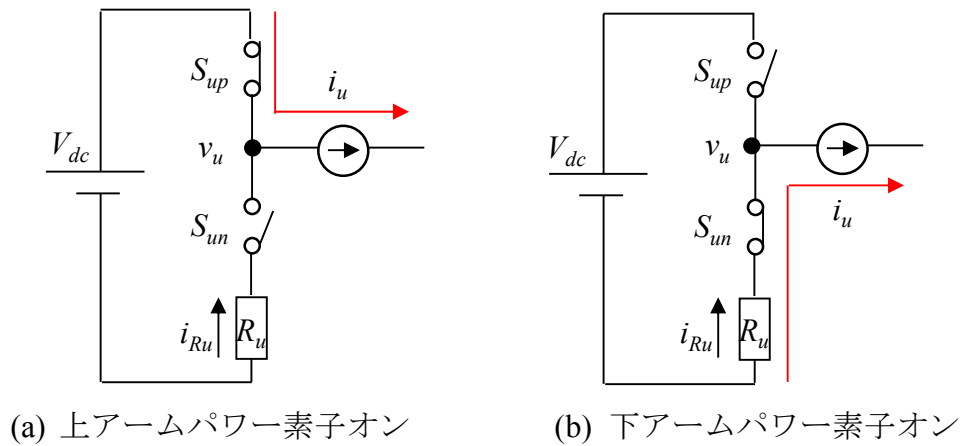


図 1-21 下アーム 3 シャント方式の原理

電圧  $V_{dc}$  より  $U$  相電圧  $v_u$  を生成する。インバータに接続される負荷は、インバータから見て電流源とみなせるモータ等の誘導性負荷であり、(a)の状態と(b)の状態との非常に短い繰り返し周期において、インバータの  $U$  相から出力される電流  $i_u$  は一定とみなせるものとする。以下では電流  $i_u$  が正の場合について説明する。まず、(a)のように上アームパワー素子  $S_{up}$  がオンしている場合、下アームパワー素子  $S_{un}$  はオフしているので、インバータの  $U$  相から出力される電流  $i_u$  は、上アームパワー素子  $S_{up}$  から流入し、シャント抵抗  $R_u$  には流れない。よって、シャント抵抗  $R_u$  を流れる電流  $i_{Ru}$  は零となる。言い換えると、上アームパワー素子  $S_{up}$  がオンしている状態では、シャント抵抗  $R_u$  を流れる電流  $i_{Ru}$  からインバータ  $U$  相から出力される電流  $i_u$  を検出することができない。

次に、(b)のように下アームパワー素子  $S_{un}$  がオンしている状態では、上アームパワー素子  $S_{up}$  がオフしているので、インバータ  $U$  相から出力される電流  $i_u$  は、下アームパワー素子  $S_{un}$  から流入し、下アームパワー素子  $S_{un}$  に直列に挿入されたシャント抵抗  $R_u$  にも通電される。この場合、シャント抵抗  $R_u$  を流れる電流  $i_{Ru}$  は  $i_u$  に等しくなる。よって、図 1-21(b)のように下アームパワー素子  $S_{un}$  がオンしている状態において、シャント抵抗  $R_u$  の両端電圧を検出し、その両端電圧を抵抗値で除算することで、電流  $i_u$  を検出することが可能である。

ここで、下アーム 3 シャント方式インバータにおいて、インバータ出力電流を検出しない

がら，インバータから出力する交流電圧を制御する場合，少なくとも下アームシャント抵抗でインバータ出力電流を検出するのに要する時間以上(具体的には，下アームシャント抵抗両端電圧に生じるリングングが収束する時間と両端電圧をサンプル・ホールドする時間の和最小検出オン時間  $T_{ON\_min}$ )，下アームパワー素子がオンしている必要がある。

次に，母線 1 シャント方式インバータにおける 3 相電流  $i_u, i_v$  および  $i_w$  の検出方法について述べる。図 1-22 に母線 1 シャント方式インバータの基本回路を示す。図示した直流リンク部の抵抗  $R_{dc}$  には，インバータの入力電流  $i_{in}$  がインバータのパワー素子側からバッテリー側へ向けて通電される。また，図 1-23 は，インバータのスイッチングパターンに対する電圧ベクトルを示したものである。同図より，インバータの電圧ベクトルは，大きさを持たない零電圧ベクトル  $V_0, V_7$  と，60 度毎に存在する非零電圧ベクトル  $V_1 \sim V_6$  に分けられる。図 1-24 は，インバータのスイッチングパターン 8 通り(インバータが出力できる電圧ベクトル 8 通り)に対するインバータ入力電流  $i_{in}$  を図示したものである。

図 1-23，図 1-24 より，インバータ入力電流  $i_{in}$  は，インバータの出力ベクトルが大きさを持たない零電圧ベクトル  $V_0$  または  $V_7$  の場合に零となり，インバータの出力ベクトルが非零電圧ベクトル  $V_1 \sim V_6$  の場合に 3 相電流  $i_u, i_v$  または  $i_w$  のうちの 1 相に等しい電流となる。

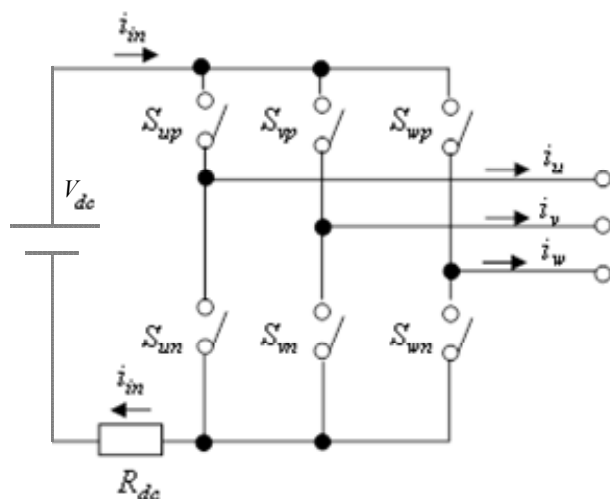
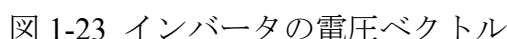


図 1-22 母線 1 シャント方式インバータ



ここで、母線 1 シャント方式では、非零電圧ベクトルを出力している期間における入力電流  $i_{in}$  を検出し、三相電流  $i_u, i_v$  または  $i_w$  のうち、どれに一致するかを表 1-2 に基づいて判定する。例えば、インバータが非零電圧ベクトルとして  $V_1$  を出力している期間に入力電流  $i_{in}$  を検出したとすると、表 1-2 より、この入力電流  $i_{in}$  は  $U$  相電流  $i_u$  と判定できる。同様に、インバータが非零電圧ベクトルとして  $V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  を出力している期間においても、入力電流  $i_{in}$  がそれぞれ  $-i_w, i_v, -i_u, i_w, -i_v$  と判定できる。よって、母線 1 シャント方式インバータにおいて三相電流を検出するには、インバータより 2 種類の非零電圧ベクトルを生じさせ、各非零電圧ベクトル出力時における入力電流  $i_{in}$  を検出することで、3 相電流  $i_u, i_v$  または  $i_w$  のうちの 2 相の電流を検出し、残りの 1 相については、モータに流れる三相電流において以下の関係が成り立つことから算出することになる。

以上より、母線 1 シャント方式では、1 回の入力電流  $i_{in}$  の検出によって得られるのは、

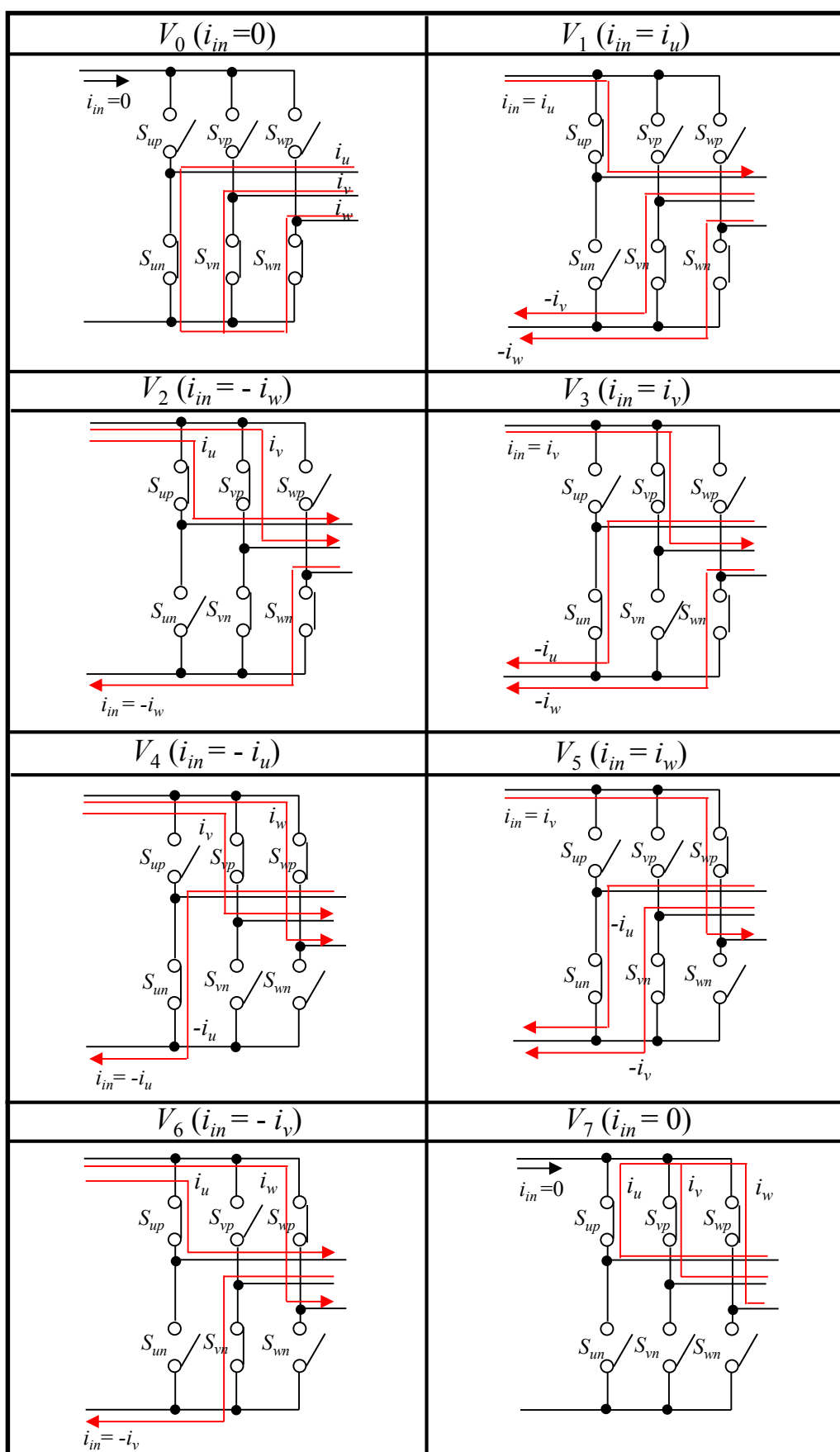


図 1-24 電圧ベクトル(スイッチングパターン)に対するインバータ入力電流

表 1-2 インバータスイッチングパターン，電圧ベクトル，入力電流の関係

$S_{up}$	$S_{vp}$	$S_{wp}$	Voltage Vector	$i_{in}$
0	0	0	$V_0$	0
1	0	0	$V_1$	$i_u$
1	1	0	$V_2$	$-i_w$
0	1	0	$V_3$	$i_v$
0	1	1	$V_4$	$-i_u$
0	0	1	$V_5$	$i_w$
1	0	1	$V_6$	$-i_v$
1	1	1	$V_7$	0

3 相電流のうち 1 相分の電流であり，3 相電流をすべて検出するには，入力電流  $i_{in}$  を少なくとも 2 回の異なるタイミングに分けて検出する必要がある。よって，母線 1 シャント方式では，三角波キャリア信号が最大値となるタイミングで，3 相電流を同時に検出することが不可能となる。このため，母線 1 シャント方式では検出した電流が，基本波に一致することはなく，電流検出誤差が生じる(1.3(課題 2)で詳しく述べる)。

図 1-25 では，以上で述べた電流検出方式の比較を行っている。ホール CT 方式はインバータ出力ラインを流れる電流を非接触で検出する方式であり，一般に駆動システム全体に占める電流検出器のコスト，サイズの割合が小さい大容量機で用いられる。下アーム 3 シャント方式は，インバータの下アームに直列に電流検出用シャント抵抗を配置し，その両端電圧から電流信号を得るもので，ホール CT に比べ，サイズ，コストを低減することが可能である。母線 1 シャント方式は，インバータの直流母線を流れる電流からインバータ出力の 3 相を流れる電流を検出する。この方式は，シャント抵抗 1 個で実現可能であるため，シャント抵抗 3 個を必要とする下アーム 3 シャント方式に比べてより小形，低コスト

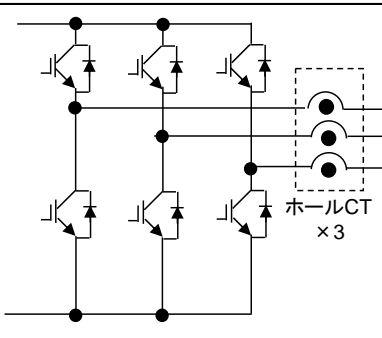
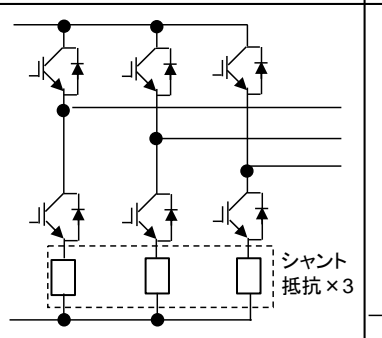
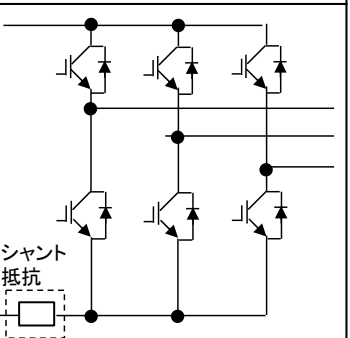
方式	ホールCT	下アーム3シャント	母線1シャント
構成			
サイズ	×	△	◎
コスト	×	○	◎
精度	◎	○	×

図 1-25 電流検出方式の比較

であるが、検出精度が劣る。したがって、母線 1 シャント方式を用いる場合には、電流検出精度の低下に起因する永久磁石同期モータのトルクリップルの増大があることを考慮する必要がある。

ダブルインバータ駆動二重三相モータシステムにシャント抵抗による電流検出器を適用した例としては文献(22)において、図 1-26 に示すように下アーム 3 シャント方式(ダブル

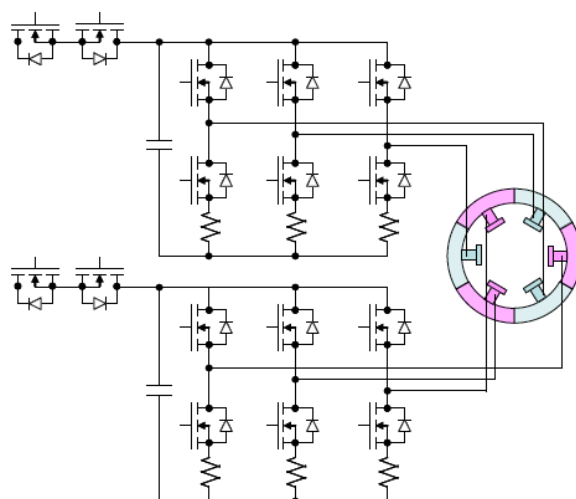


図 1-26 下アーム 3 シャントによるダブルインバータ駆動二重三相モータシステム<sup>(22)</sup>  
T. Suzuki, H. Kabune, N. Ito, A. Ito, “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering,”  
FISITA 2014 World Automotive Congress , F2014-IVC-117(2014)より抜粋

インバータで合計 6 個の下アームシャント抵抗を使用)が採用された例がある。この場合、同文献の用途が電動パワーステアリングであり、車載性を考慮して、より小形な方式を採用したものと考えられる。

### 1.3 ダブルインバータ駆動システムの小形化・低コスト化における課題

前節で述べたこれまでの研究によって、パワー素子および位置センサの小形・低コスト化の技術はほぼ確立されたと言える。しかし、平滑コンデンサおよび電流センサの小形・低コスト化にはまだ課題が残されている。以下にその課題を整理する。

#### (課題 1) 平滑コンデンサの小形・低コスト化と電流検出センサの小形・低コスト化の両立

文献(25)では、文献(24)で示されたインバータ 1 に対してインバータ 2 のキャリア三角波を 1/4 周期シフトする手法を下アーム 3 シャント方式に適用した場合の問題点について指摘されている。図 1-27 には、この場合の、キャリア三角波、電圧指令、インバータ上側パワー素子のオン指令およびシャント抵抗電流の波形が示されている<sup>(25)</sup>。同図より、この方式では、インバータ 1 のキャリア三角波が最大の点でシャント抵抗電流値の SH(=Sample hold)が行われるとき、インバータ 2 の上側パワー素子のオン指令もオンからオフに切り替わることがわかる。インバータ 2 では、この時刻に、上側パワー素子がオンからオフに切り替わると共に、下側パワー素子がオフからオンに切り替わるが、このスイッチングによって、インバータ 1 のシャント抵抗電流にリングングが生じ、乱れが発生している。このシステムはシャント抵抗の端子電圧からインバータを流れる電流を検出するシステムであり、シャント抵抗の端子電圧の乱れは電流検出値の乱れを意味する。よって、インバータ間でキャリア三角波の位相を 1/4 周期シフトすることは、電流検出精度の観点から問題がある。そこで、三角波キャリア搬送波の位相をシフトすることなく平滑コンデンサを流れる電流を低減する技術が示されている<sup>(25), (29), (30), (34), (44)</sup>。しかし、この技術は、電流検出センサの小形・低コスト化の技術としての、前節で図 1-26 に示した下アーム 3 シャント方式<sup>(22)</sup>の技術を両立させる場合には、平滑コンデンサの電流低減効果が不十分となる問題がある。



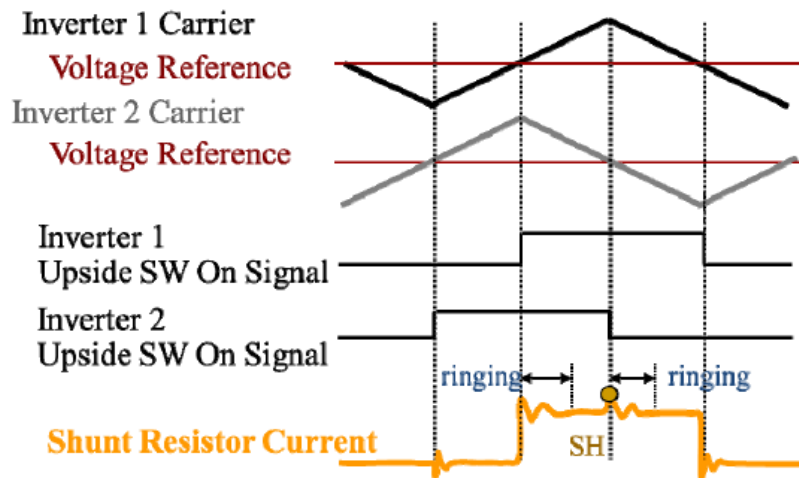


図 1-27 インバータのキャリア三角波の位相を 1/4 周期ずらした場合の課題<sup>(25)</sup>

T. Suzuki , H. Kabune, N. Ito, “Capacitor Current Reducing Control of the Inverters for Dual Winding Motor,” IECON-Yokohama, November 9-12 (2015)より抜粋

このことについて以下に述べる。

図 1-20 に示した平滑コンデンサ電流低減法では, Inverter1 の三相電圧指令 (同図における Phase voltage command) をキャリア三角波 (同図における PWM) の最大値近傍まで上側にシフトすることで, 平滑コンデンサの電流 (同図における Capacitor current) が放電 (図の discharge) するタイミングをキャリア三角波の最大値近傍にシフトさせ, かつ Inverter2 の三相電圧指令をキャリア三角波の最小値近傍まで下側にシフトにすることで, 平滑コンデンサの電流が放電 (discharge) するタイミングをキャリア三角波の最小値近傍にシフトさせている。すなわち, 平滑コンデンサの電流の放電が Inverter1 ではキャリア三角波の最大値近傍, Inverter2 ではキャリア三角波の最小値近傍で起こるようにし, 同時に放電となることを避けることでコンデンサ電流を低減している。しかしながら, 電流検出方式として下アーム 3 シャント方式を採用する場合, 下アームシャント抵抗で電流を検出するのに要する時間下アームパワー素子をオンさせる必要があるため, 図 1-20 の Inverter1 のように三相電圧指令をキャリア三角波の最大値近傍まで上側にシフトすることは困難である。

以下、下アーム 3 シャント方式で最小検出オン時間  $T_{ON\_min}$  によって電圧指令の上側へのシフト, すなわちインバータの出力電圧が制限される理由について説明する。

図 1-28 は、図 1-21 に示した  $U$  相に関して、キャリア三角波比較による上下アームパワー素子のオン・オフ指令と下アームシャント抵抗に流れる電流を示した図である。同図において、キャリア三角波  $v_{carrier}$  の周期, 最大値, 最小値はそれぞれ  $T_c$ ,  $V_{dc}$ ,  $0$  である。 $v_u^*$  は  $U$  相の電圧指令値である。同図における、キャリア三角波, 電圧指令値, およびパワー素子の指令の関係について述べる。 $U$  相の電圧指令値  $v_u^*$  がキャリア三角波  $v_{carrier}$  より大きい場合, 上アームパワー素子  $S_{up}$  がオン(1)し, かつ下アームパワー素子  $S_{un}$  がオフ(0)する。一方,  $U$  相の電圧指令値  $v_u^*$  がキャリア三角波  $v_{carrier}$  より小さい場合, 上アームパワー素子

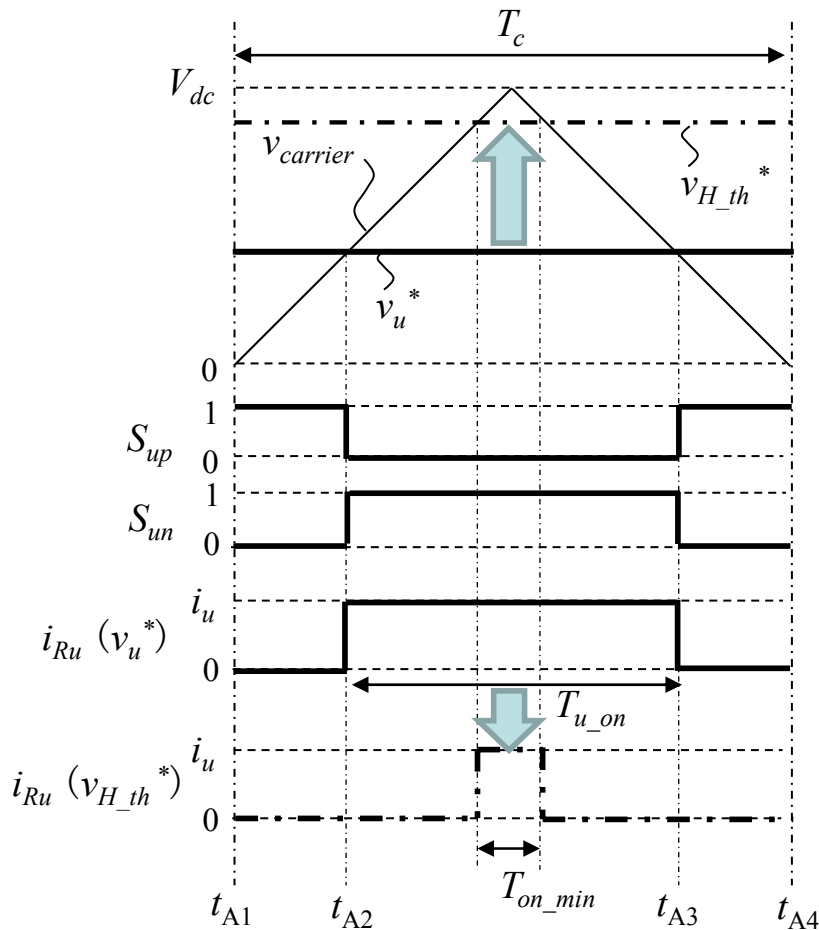


図 1-28 キャリア三角波比較とシャント電流検出波形



電解コンデンサの体積を低減できることがわかる。

これまで、文献(25), (29), (30), (34), (44)において平滑コンデンサを流れる電流を低減する技術が報告されているが、この技術を下アーム 3 シャント方式と組み合わせた場合、上述のように下アーム 3 シャント方式による三相電圧指令の上側シフトがしきい値  $v_{H\_th}^*$  で制限されてしまうことにより、平滑コンデンサを流れる電流の低減効果が制限される。このため、平滑コンデンサの体積の低減効果が制限され、平滑コンデンサの小形化が十分に行えない。大きな平滑コンデンサを要することで、平滑コンデンサを構成する部品のサイズも増大し、結果的にコスト増大にもなる。これまで、平滑コンデンサの小形・低コスト化と電流センサの小形・低コスト化の両立には以上のような課題があった。

## (課題 2) 母線 1 シャント方式におけるトルクリップル抑制

前節にて、永久磁石同期モータを流れる電流を検出する電流検出方式としてホール CT 方式、下アーム 3 シャント方式、および母線 1 シャント方式について述べた(図 1-25)。ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいては、下アーム 3 シャント方式の適用例は報告されている<sup>(22)</sup>が、より小形・低コストである母線 1 シャント方式については報告されていない。これは、母線 1 シャント方式では、検出した電流信号に含まれる電流検出誤差に起因して二重三相永久磁石同期モータのトルクにリップルが発生することが原因と考えられる。以下、電流検出誤差について述べ、それが下アーム 3 シャント方式では生じず、母線 1 シャント方式では生じる理由を述べる。

図 1-29 は、永久磁石同期モータを実際に流れる  $u$  相電流とキャリア三角波信号の波形である<sup>(65)</sup>。同図のように、インバータにより駆動される永久磁石同期モータを実際に流れる電流(図における  $u$  相電流波形, 実線)には基本波(図における  $u$  相電流の部分平均, 破線)とキャリア三角波信号の周波数の 2 倍の高周波数成分が含まれる。高周波成分が含まれる理由は、インバータから永久磁石同期モータに印加される電圧が、理想的な正弦波形状ではなく、PWM 形状のためである。そして、ここでの電流検出誤差とは、検出電流(図中の○)と基本波(図における  $u$  相電流の部分平均)との差である。同図より、三角波キャリア信

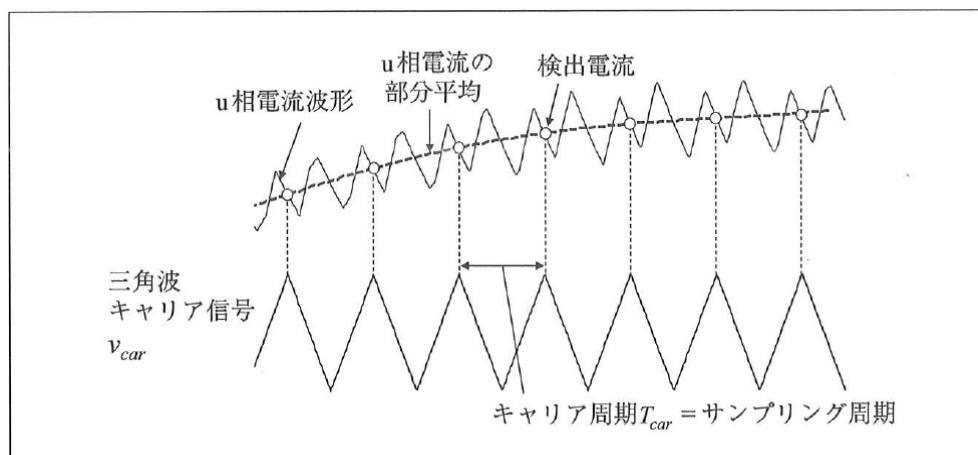


図 1-29 電流検出のタイミング<sup>(65)</sup>

森本，真田：「省エネモータの原理と設計法」，科学技術出版社，p.116 より抜粋

号が最大値となるタイミングで電流を検出すれば，検出電流と基本波が一致し，電流検出誤差を生じないことがわかる。

先に述べた下アーム 3 シャント方式においては，3 相の電流検出タイミングを三角波キャリア信号の最大値に設定することが可能である。そのタイミングで 3 相の下側パワー素子が同時にオンするので，電流を 3 相同時に検出することで，検出電流が 3 相全て基本波に等しくなり，電流検出誤差は生じない。これに対し，母線 1 シャント方式では，三角波キャリア信号の最大値のタイミングにおける電圧ベクトルが  $V_0$  となるため，入力電流  $i_{in}$  から 3 相電流を検出することができないために，電流検出誤差が生じ，結果としてトルクリップルが増大する。

もし母線 1 シャント方式を用いた際のトルクリップルを抑えることができれば，ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムは，母線 1 シャント方式と組み合わせることにより，小形・低コスト化が可能である。このことは，母線 1 シャント方式では，下アーム 3 シャント方式に比べてシャント抵抗および検出回路，そしてマイコンの電流信号のピン数がそれぞれ  $1/3$  で実現できることから明らかである。さらに文献(55)では，量産モータシステムにおける下アーム 3 シャント方式と母線 1 シャント方式のコスト差について，数十円と記載されている。これはオルタネータ，電動パワーステアリング等の車載用小容量機の全コストから考えると無視できない。しかしながら，ダブルインバータ駆

動二重三相永久磁石同期モータシステムは、電動パワーステアリング等トルク品質に厳しい製品へ適用されることが多いため、これまで電流検出誤差に起因してトルクリップルが増大する母線 1 シャント方式との組み合わせが実現できないという課題があった。

#### 1.4 本研究の位置づけと概要

本研究の目的は、ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいて、小形・低コスト化を実現するスイッチング法を開発することにある。ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムは、小形・低コスト化を実現するパーツから図 1-30 のように分類できる。このうち、位置センサについては文献(26)、(31)によって、パワー素子については文献(28)によって、技術的にほぼ確立されたと言える。しかし、平滑コンデンサの小形・低コスト化については、文献(25)、(29)、(30)、(34)、(44)に示されている解決法では、電流検出方式の小形・低コスト化で用いられる下アーム 3 シャント方式<sup>(22)</sup>を用いた場合には、同様の効果が得られないという課題があった(前節の課題 1)。また、電流検出方式のさらなる小形・低コスト化を目的として母線 1 シャント方式の使用が考えられるが、電流検出誤差に起因するトルクリップルが増大するという課題があった(前節の課題 2)

そこで、第 2 章では、前節の課題 1 を解決することを目的として、電流検出方式として下アーム 3 シャント方式を利用した上で、平滑コンデンサの電流リップルをさらに抑制するスイッチング法について検討する。実機試験結果により従来法と提案法を比較し、提案法が、従来法に対して平滑コンデンサの電流リップルを低減できることを示す。第 2 章で述べる提案法を用いれば、平滑コンデンサの体積を低減できるので、平滑コンデンサの小形・低コスト化と電流センサの小形・低コスト化の両立を実現できる。

次に、第 3 章では、前節の課題 2 を解決することを目的として、母線 1 シャント方式を用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおけるトルクリップル抑制スイッチング法について検討する。実機試験結果により従来法と提案法を比較し、提案法がトルクリップルを抑制できることを示す。第 3 章で述べる提案法を母線 1 シャン

小形・低コスト化する パーツ	対策
位置センサ	センサレス制御_文献(26),(31)
パワー素子	5,7次高調波電流 重畳制御_文献(28)
平滑コンデンサ	コンデンサ電流抑制制御 文献(24),(25),(29),(30),(34),(44) ↓ 利点: 電流検出センサの小形・ 低コスト化との両立
電流検出方式	下アーム3シャントかつコン デンサ電流抑制制御_2章 <sup>(41),(42)</sup>
	↑ 利点: 平滑コンデンサの小形・ 低コスト化との両立
	下アーム3シャント_文献(22) ↓ 利点: 更なる小形・低コスト化
	母線1シャント_3章 <sup>(43)</sup>

図 1-30 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの  
部品の小形・低コスト化とその対策から見た本研究の位置づけ

ト方式ダブルインバータシステムに用いることで、下アーム 3 シャント方式に対し、トルクリップルの課題を解決した上シャント抵抗および検出回路、CPU に取り込むための増幅回路の数、そして電流信号用の CPU のピン数をそれぞれ 1/3 にできることによる小形化と数十円のコスト低減<sup>(55)</sup>を実現できる。

以下、どういった場合に、上記スイッチング法が必要とされるのかについて述べる。図 1-31 のように、1 台のバッテリーが出力する直流電圧をインバータ 1, 2 に供給するダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいては、第 2 章で提案するスイッチング法が適している。これは、1 台のインバータが故障した際の性能において、第 2 章のスイッチング法が優れるためである。第 2 章のスイッチング法は、1 台のインバータが

故障し、残りの 1 台のインバータで継続運転する場合においても、二重三相永久磁石同期モータのトルクリップルが悪化することはない。同様の場合に、第 3 章のスイッチング法を用いると、継続運転は可能であるが、二重三相永久磁石同期モータのトルクリップルの悪化が避けられない。この理由は、第 3 章のスイッチング法は、二重三相永久磁石同期モータの 2 組の三相巻線間の相互インダクタンスに起因して生じる誘導起電力を考慮してトルクリップルを抑制するようスイッチングを決定するものであり、1 台のインバータの故障によりもう一方の三相巻線への電流通電が停止された場合、停止された側の三相巻線の誘導起電力が発生しなくなることにより、トルクリップルの抑制効果が失われるためである。

一方、将来、自動運転の普及に伴う自動車の信頼性向上を目的として、バッテリー台数が複数となる可能性がある。この場合、図 1-32 のように、バッテリー 1 の直流電圧がインバータ 1 に供給され、バッテリー 2 の直流電圧がインバータ 2 に供給される構成となると考えられる。2 台のバッテリーを用いたシステムでは、2 台のインバータの入力側が電氣的に絶縁される。このダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいては、第 3 章で提案するスイッチング法が適する。第 3 章のスイッチング法は、先に述べたように二重三相永久磁石同期モータの 2 組の三相巻線間の相互インダクタンスに起因した誘導起電力を利用した方式であって、2 台のインバータの入力側の絶縁状況には依存しない。よって、第 3 章のスイッチング法は、図 1-31 の 1 台のバッテリーを用いたシステムと同等の効果を得ることが可能であり、システムの小形・低コスト化が実現できる(1 台のインバータが故障し、残り 1 台となっても継続運転可能)。これに対し、第 2 章のスイッチング法では、2 台のインバータの入力側が電氣的に絶縁されると平滑コンデンサに流れるリップル電流を抑制することができない。その結果、システムの小形・低コスト化が実現できない。

以上より、1 台のバッテリーを用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいては、第 2 章のスイッチング法がまた 2 台のバッテリーを用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいては、第 3 章のスイッチング法が望まれる。



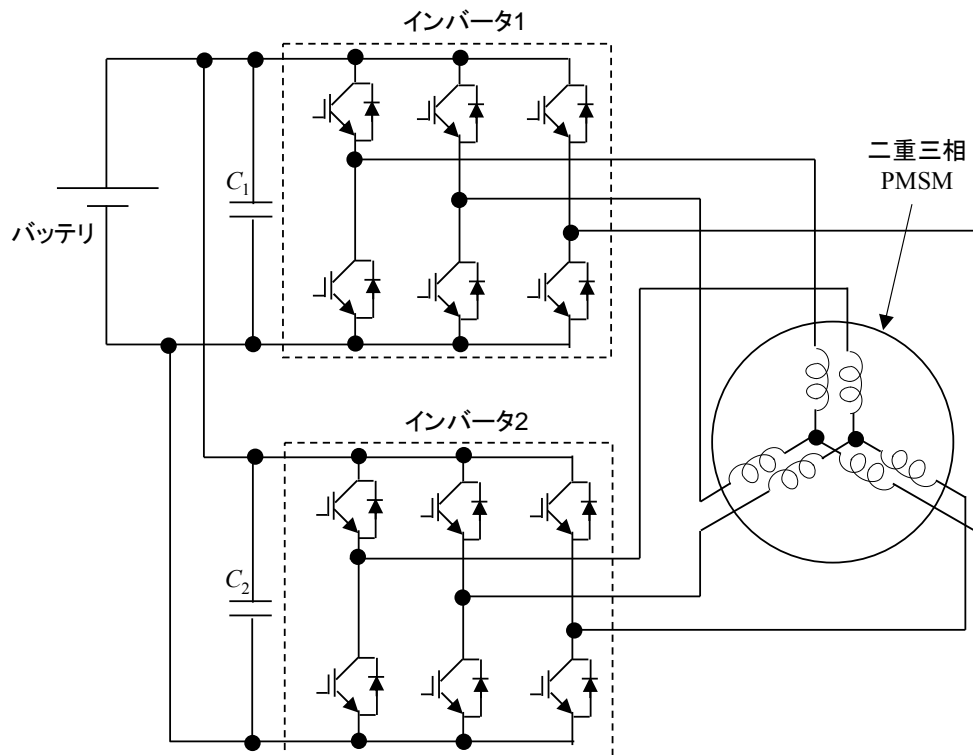


図 1-31 1 台のバッテリーを用いたダブルインバータ駆動  
二重三相永久磁石同期モータシステム

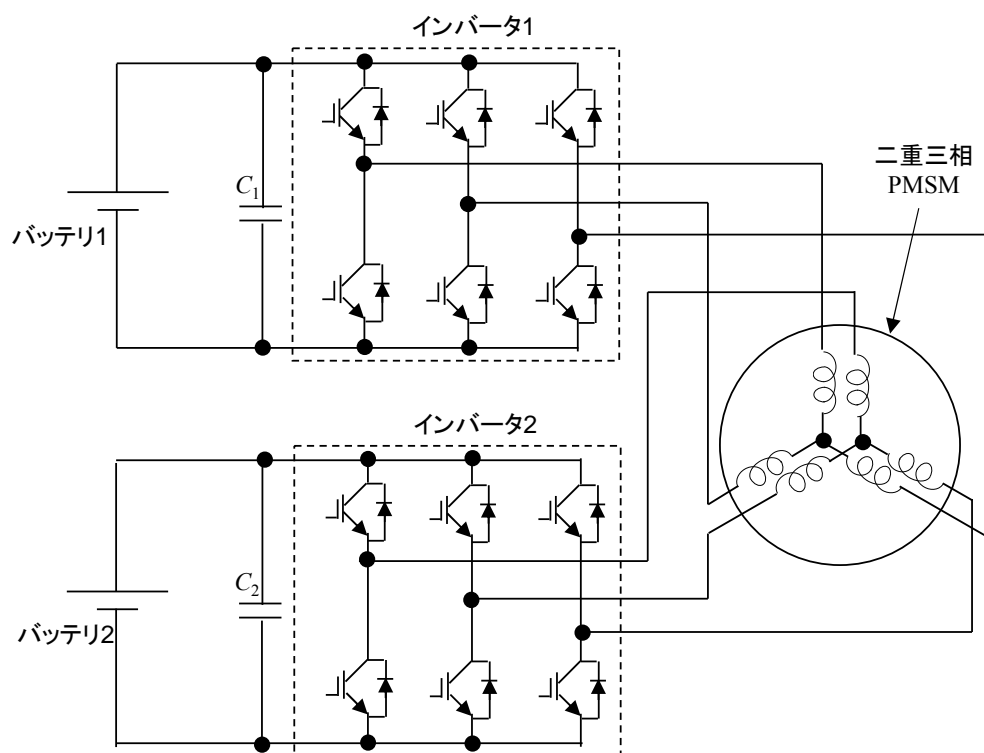


図 1-32 2 台のバッテリーを用いたダブルインバータ駆動  
二重三相永久磁石同期モータシステム

以下に本論文の概要を述べる。

本論文は、小形・低コストを実現するダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムのスイッチング法をまとめたものであり、その構成を図 1-33 に示す。

第 1 章では、本研究の背景、これまでの研究、課題、および本研究の位置づけと概要について述べる。

第 2 章では、下アーム 3 シャント方式を用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータ向けに、直流母線部の平滑コンデンサに流れる電流リップルを抑制するスイッチング法について述べる。具体的には、2 台のインバータのキャリア三角波の位相を 180 度ずらし、2 台のインバータの電圧指令値を電流検出性能に影響が生じない範囲で 3 相等しく下側にシフトするスイッチング法について論ずる。そして、下アーム 3 シャント方式インバータ向けに一般に使用される 2 相変調法、従来法、および提案法を実装して実機試験を行い、平滑コンデンサの電流リップルおよび電流検出性能の観点から比較・評価を行う。

第 3 章では、電流センサのさらなる小形・低コスト化を目的として、母線 1 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータにおけるトルクリップル抑制するスイッチング法について述べる。まず二重三相永久磁石同期モータの電圧方程式から母線 1 シャント方式による電流検出誤差の導出を行い、その導出結果を用いてダブルインバータが発生可能な 36 通りの母線シャント電流検出用パルスパターンに対して電流検出誤差の計算を行う。その結果に基づいて、電流検出誤差の小さい 12 通りのパルスパターンをモータ角度に応じて適切に選択することで、母線 1 シャント方式の電流検出誤差に起因するトルクリップルを抑制するスイッチング法を提案し、実機試験による評価を行う。

第 4 章では、結論として以上の章の総括を行う。

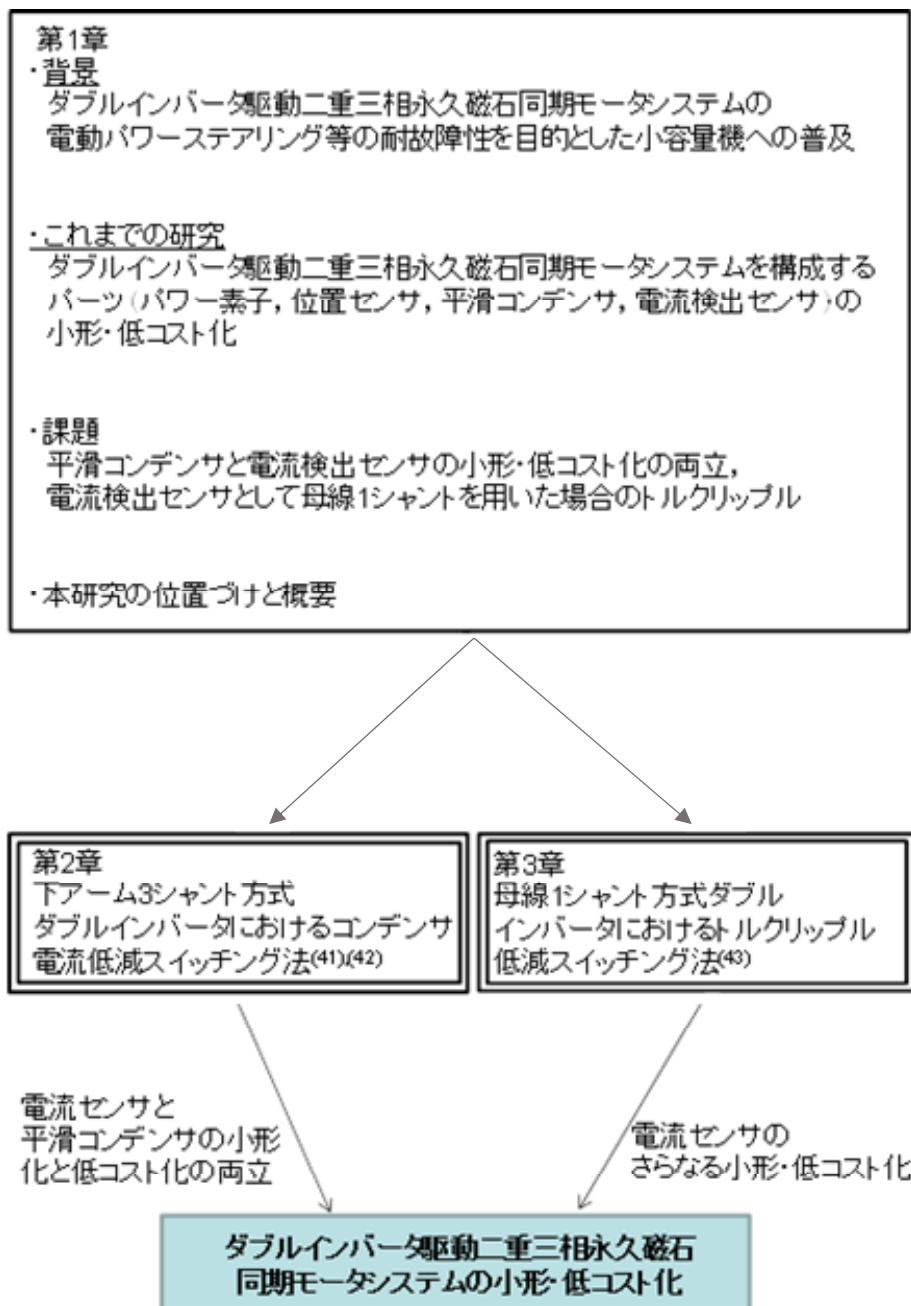


図 1-33 本論文の構成

## 第 2 章 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの下アーム 3 シャント方式におけるコンデンサ電流低減法

### 2.1 緒言

本章では、下アーム 3 シャント方式を用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいて、電流検出精度を確保しつつ、直流母線部の平滑コンデンサを流れる電流を抑制するスイッチング法について述べる。

はじめに、単一のインバータが出力する電圧ベクトルと直流母線部の平滑コンデンサを流れる電流の関係について詳細に述べる。本論文はダブルインバータを扱うが、本章の内容において、インバータが出力する電圧ベクトルが非常に重要となるので、例として単一のインバータで説明を行う。そして、下アーム 3 シャント方式を用いたダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの全体構成について述べ、ダブルインバータの電圧ベクトルに基づく 4 つのモードについて説明する。

次に、ダブルインバータのスイッチング法として、下アーム 3 シャント方式インバータで一般に用いられる 2 相変調法、ダブルインバータ向けにコンデンサ電流低減法として提案されている零相電圧相違法、そして本論文で提案する提案法について述べる。そして、実機試験結果について述べる。実機試験では、2 相変調法、零相電圧相違法、および提案法に対し、コンデンサ電流低減効果と下アーム 3 シャント方式における電流検出精度について比較を行う。

### 2.2 インバータの直流母線部コンデンサ電流

図 2-1 は、下アーム 3 シャント方式インバータシステムの全体構成である。同図より、直流母線部のコンデンサ電流  $i_c$  は、バッテリーの出力電流  $i_{dc}$  とインバータ入力電流  $i_{in}$  の差分で流れる電流である ( $i_{dc} \doteq I_{dc}$  と記載したのは、 $i_{dc}$  はインバータの出力電力に応じて変動する値であり、キャリア周期などの短い期間で一定であり、その期間内では直流量とみなせるためである)。よって、コンデンサ電流  $i_c$  について検討する場合においても、前章と同様に、電圧ベクトルに対するインバータの入力電流  $i_{in}$  について考える必要がある。以下、

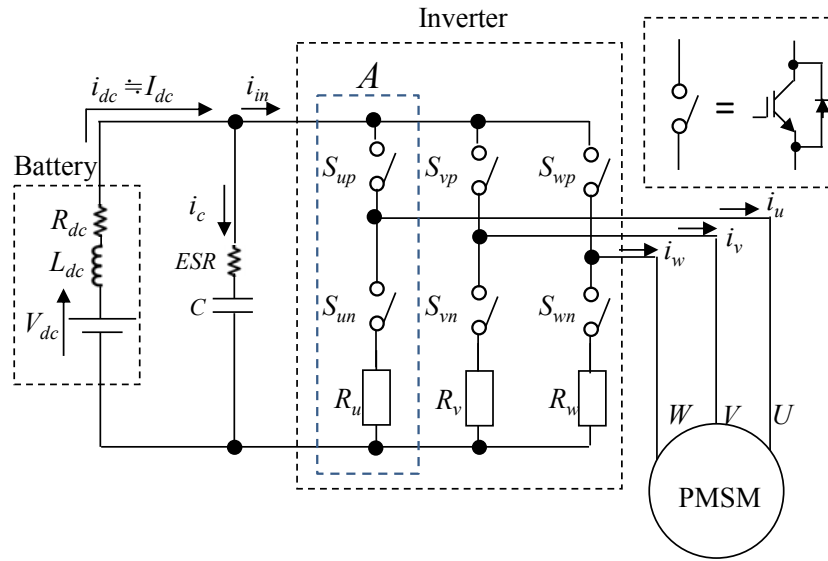


図 2-1 下アーム 3 シャント方式インバータシステム全体構成

図 2-1 のシステムにおいてキャリア三角波比較方式を用いた場合のコンデンサ電流  $i_c$  について述べる。

図 2-2 は、インバータのキャリア三角波  $v_{carrier}$ 、2 相変調法<sup>(55)</sup>により演算された三相電圧指令  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$ 、スイッチング状態、電圧ベクトル、インバータ入力電流  $i_{in}$ 、およびコンデンサ電流  $i_c$  の関係を説明する原理図である。図 2-2 は以下の 2 つの場合に分けられる。

まず、時刻  $t_{1\_1} \sim t_{1\_2}$  においては、上アームパワー素子  $S_{up}, S_{vp}, S_{wp}$  はすべて 0 である。インバータのスイッチ状態、電圧ベクトルおよびインバータの入力電流の関係を示す表 1-2 より、インバータは零電圧ベクトル( $V_0$ )を出力している。この場合には、図 2-3 のように、コンデンサ  $C$  には電流  $I_{dc}$  が流れ充電される。これは、上アームパワー素子  $S_{up}, S_{vp}, S_{wp}$  がすべて 0 で、インバータ入力電流  $i_{in}$  が 0 となり、バッテリー電流  $I_{dc}$  がすべてコンデンサ  $C$  に流れ込むためである。

次に、時刻  $t_1 \sim t_{1\_1}$ 、および  $t_{1\_2} \sim t_3$  においては、上アームパワー素子のうち、 $S_{up}$  が 1、 $S_{vp}, S_{wp}$  が 0 である。この場合、表 1-2 よりインバータは電圧ベクトル  $V_1$  を出力しており、図 2-4 のように、インバータ入力電流  $i_{in}$  は  $i_u$  に等しく、それとバッテリー電流  $I_{dc}$  との差がコンデンサ  $C$  から放電されることから、コンデンサ  $C$  を流れる電流の大きさは、 $I_{dc} - i_u$  となり放

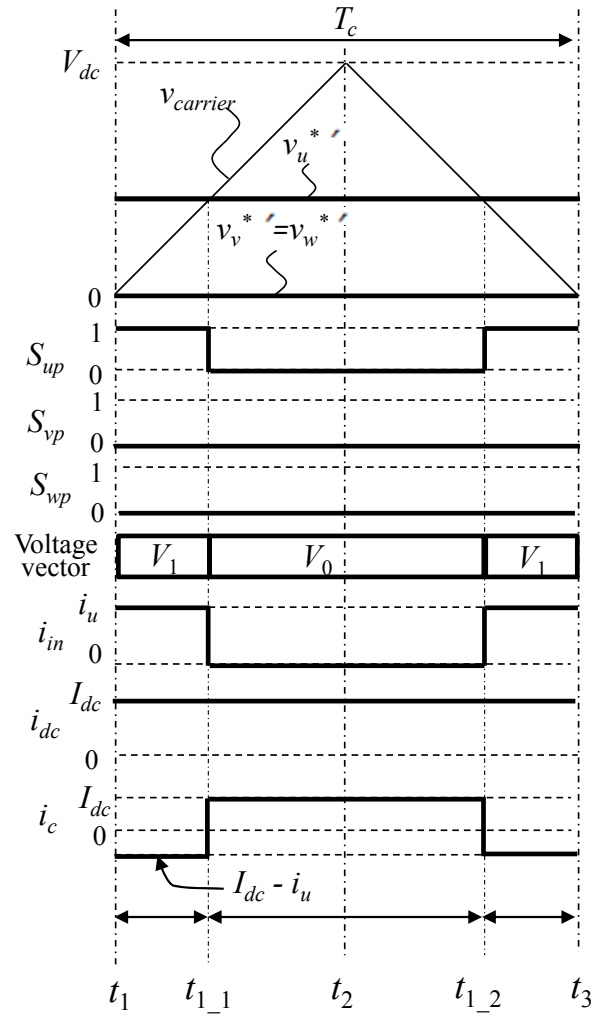


図 2-2 キャリア三角波周期におけるインバータ入力電流，コンデンサ電流

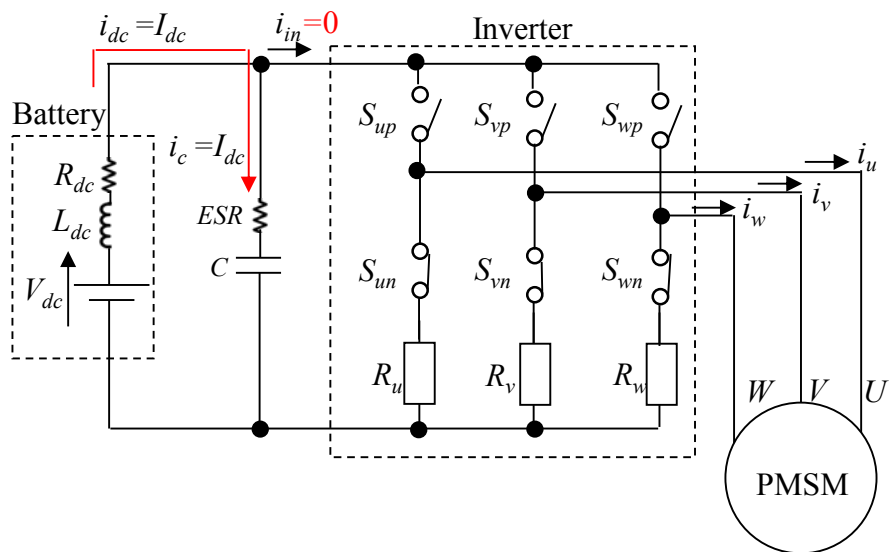


図 2-3 電圧ベクトル  $V_0$  におけるコンデンサ電流  $i_c$

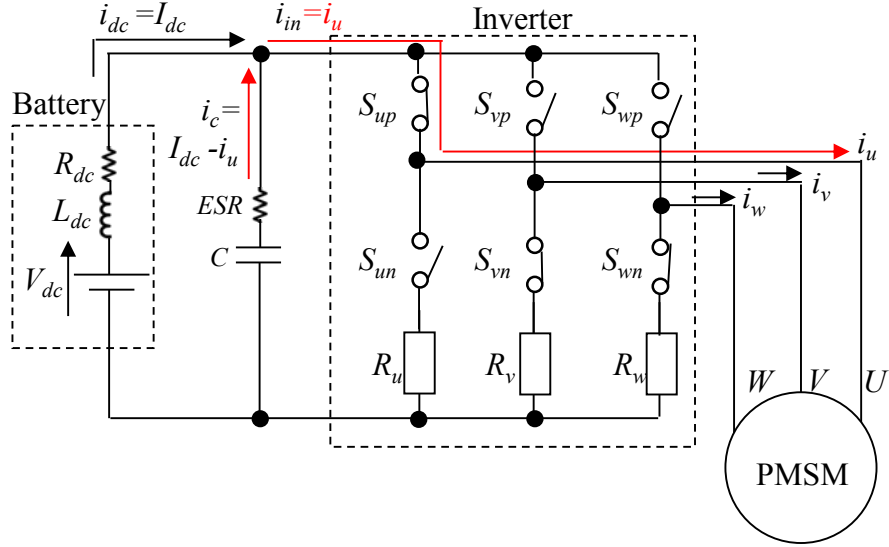


図 2-4 電圧ベクトル  $V_1$  におけるコンデンサ電流  $i_c$

電電流となる(コンデンサ電流の直流値は零であり、図 2-1 にて充電電流を符号正と定義したため、 $I_{dc} - i_u$  の符号は負、つまり放電となる)。

一般的な三角波比較 PWM 手法を用いて電圧を生成する場合、回生運転時を除き、電圧ベクトルが非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )の場合はすべて同様に考えることができる。すなわち、コンデンサ電流  $i_c$  は  $I_{dc} - i_{in}$  となって放電される。ここで、表 1-2 より、非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )時において、インバータ入力電流  $i_{in}$  は三相電流  $i_u, i_v$  または  $i_w$  のうちの 1 相に等しく、出力する非零電圧ベクトルに応じて決定される。

また、図 2-2 では、零電圧ベクトルとして、 $V_0$  のみを使用した例を述べたが、零電圧ベクトルとして  $V_7$  を出力した場合においても、 $V_0$  の場合と同様に、インバータ入力電流  $i_{in}$  が 0 となり、コンデンサ  $C$  には電流  $I_{dc}$  が流れ充電される。

以上のように、単一のインバータにおけるコンデンサ電流は、インバータの電圧ベクトルが零電圧ベクトル( $V_0, V_7$ )の場合にバッテリーからの電流  $I_{dc}$  (充電電流) となり、インバータの電圧ベクトルが非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )の場合には  $I_{dc} - i_{in}$  (放電電流) となる。

### 2.3 下アーム 3 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの全体構成

図 2-5 は、下アーム 3 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの全体構成である。シングルインバータの全体構成を示した図 2-1 と異なるのは、モータが 2 組の三相巻線を 1 つの固定子に収めた二重三相巻線永久磁石同期モータになったことと、各三相巻線に対してインバータが存在することにより、合計 2 台のインバータが存在することである。二重三相永久磁石同期モータの一方の三相巻線( $U1$ - $V1$ - $W1$ )を駆動するインバータを「Inverter1」とし、それに関連するものには、添え字 1 をつけている。また、他方の三相巻線( $U2$ - $V2$ - $W2$ )を駆動するインバータを「Inverter2」とし、それに関連するものには、添え字 2 をつけている。ここで、2 組の三相巻線の電圧、電流は等しく、同じ電力を供給するものとする。すなわち、バッテリー電流の平均値は Inverter1 と Inverter2 に等しいものとする。

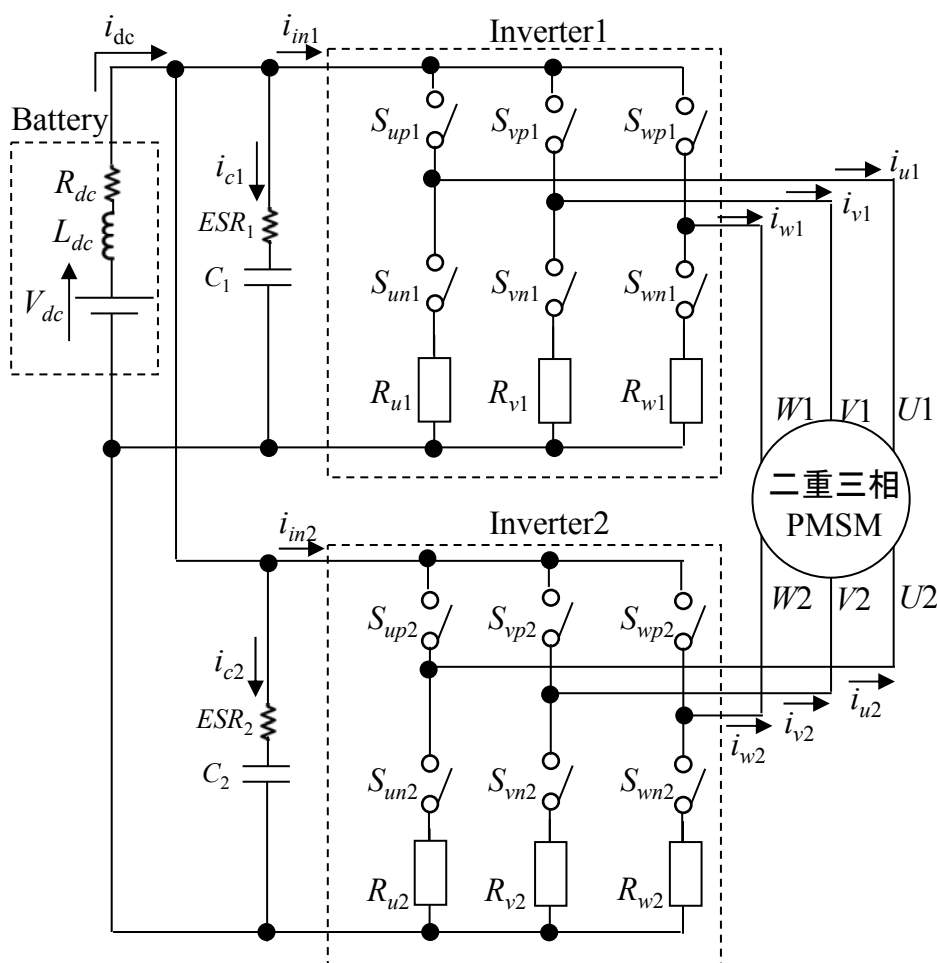


図 2-5 下アーム 3 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相 PMSM 駆動システム



## 2.4 ダブルインバータの電圧ベクトルに基づく 4 つのモード

ダブルインバータにおいては、一方のインバータの出力が零電圧ベクトルであるか非零電圧ベクトルであるか、さらに、他方のインバータの出力が零電圧ベクトルであるか非零電圧ベクトルであるかに応じて、合計 4 通りの組合せ(モード)が考えられる。以下、この 4 つのモードについて、図 2-6 を用い説明する。「Mode1」は、2 台のインバータの出力電圧ベクトルが共に非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )のモードである。このモードでは、2 台のインバータの入力電流  $i_{in1}$  ,  $i_{in2}$  は、表 1-2 に示した通り、共に零ではなく、バッテリーおよびコンデンサから電流供給を受ける。Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  は、バッテリーから Inverter1 への供給分  $0.5 I_{dc}$  とコンデンサ  $C_1$  の放電電流( $-i_{c1}$ )の和となり、Inverter2 の入力電流  $i_{in2}$  は、バッテリーから Inverter2 への供給分  $0.5 I_{dc}$  とコンデンサ  $C_2$  の放電電流( $-i_{c2}$ )の和となる。

「Mode2」は、2 台のインバータの出力電圧ベクトルが共に零電圧ベクトル( $V_0$  または  $V_7$ )のモードである。このモードにおいては、2 台のインバータの入力電流  $i_{in1}$  ,  $i_{in2}$  は、表 1-2 より、共に零である。よって、バッテリーから Inverter 1 への供給分  $0.5 I_{dc}$  はすべてコンデンサ  $C_1$  の充電電流となり、バッテリーから Inverter 2 への供給分  $0.5 I_{dc}$  はすべてコンデンサ  $C_2$  の充電電流となる。

「Mode3」は、Inverter1 の出力電圧ベクトルが非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )、かつ Inverter2 の出力電圧ベクトルが零電圧ベクトル( $V_0$  または  $V_7$ )であるモードである。このモードにおいては、Inverter2 の入力電流  $i_{in2}$  が 0 となり、Inverter2 には電力供給されない。よって、バッテリーの電流  $I_{dc}$  と Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  の大小関係に応じて、「Mode3 (discharge)」, 「Mode3 (charge)」, 「Mode3 (capacitor currents are zero)」の 3 通りに場合分けされる。

「Mode3 (discharge)」では、Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  がバッテリー電流  $I_{dc}$  より大きく、両者の差分がコンデンサ  $C_1$  ,  $C_2$  から Inverter1 へ放電電流として供給される。よって、Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  がバッテリー電流  $I_{dc}$  とコンデンサ  $C_1$  ,  $C_2$  の放電電流の和で表されるモードである（本論文では充電電流を符号正としているので、本モードでは  $i_{c1} < 0$  ,  $i_{c2} < 0$  である）。

「Mode3 (charge)」では、Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  がバッテリー電流  $I_{dc}$  より小さく、両者の差分がコンデンサ  $C_1$  ,  $C_2$  への充電電流として流れる（本モードでは、 $i_{c1} > 0$  ,  $i_{c2} > 0$  である）。

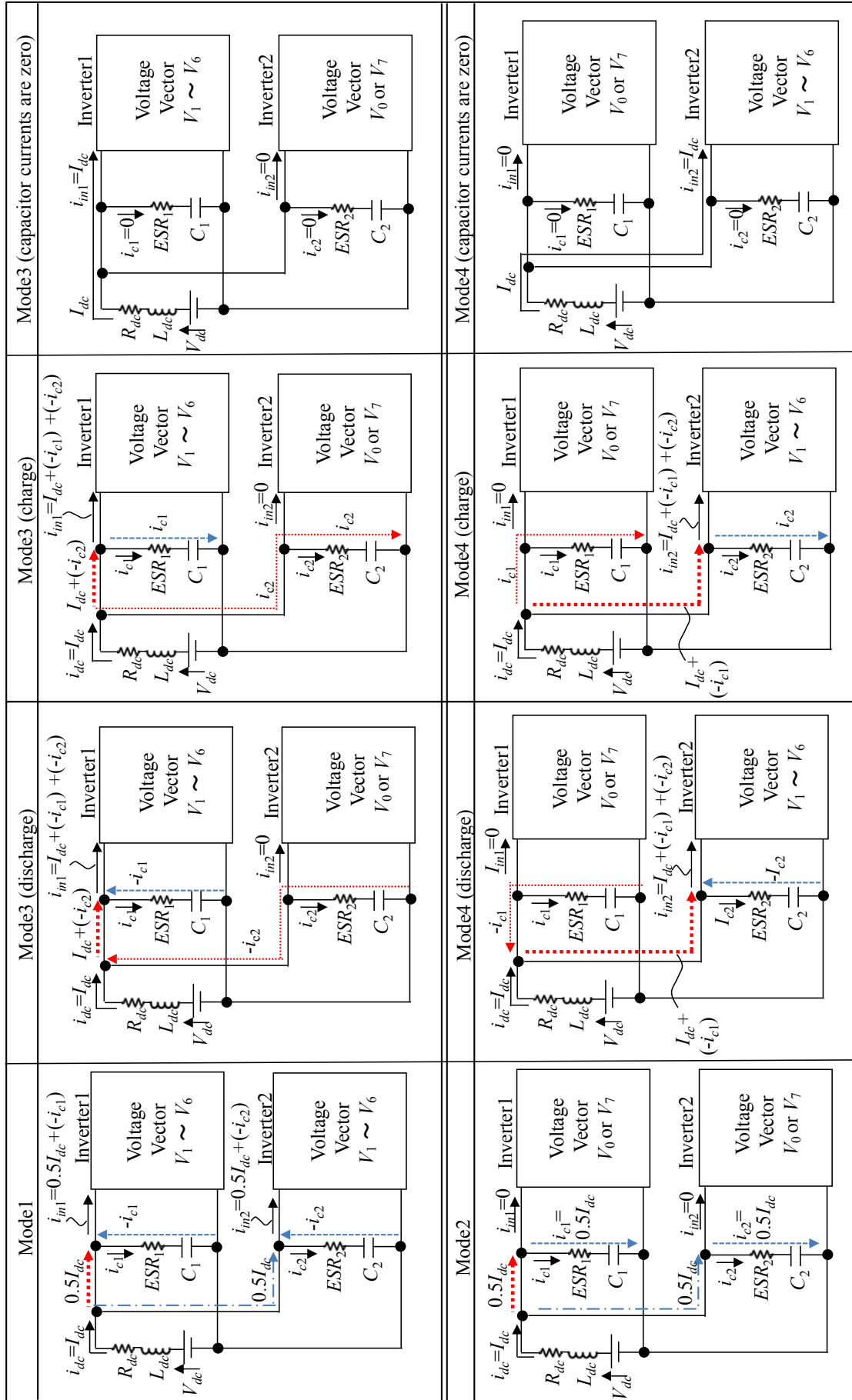


図2-6 ダブルインバータの4つのモード

「Mode3 (capacitor currents are zero)」は、Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  とバッテリー電流  $I_{dc}$  が一致し、コンデンサ  $C_1$ ,  $C_2$  に電流が流れないモードである。

「Mode4」は、「Mode3」とは逆に、Inverter2 の出力電圧ベクトルが非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )、かつ Inverter1 の出力電圧ベクトルが零電圧ベクトル( $V_0$  または  $V_7$ )であるモードである。このモードにおいては、Inverter1 の入力電流  $i_{in1}$  が 0 となり、Inverter1 には電力供給されない。よって、バッテリーの電流  $I_{dc}$  と Inverter2 の入力電流  $i_{in2}$  の大小関係に応じて、「Mode4 (discharge)」, 「Mode4 (charge)」および「Mode4 (capacitor currents are zero)」の 3 通りに場合分けされるが、これらは、「Mode3」における 3 つのモードにおいて、Inverter1 と Inverter2 が入れ替わったものであるため、説明を省略する。

次に、これらのモードとコンデンサ電流の関係について述べる。コンデンサは充電、放電を繰り返す素子であるが、放電の場合、「Mode1」では、2 つのコンデンサで 2 台のインバータに放電電流を供給するのに対し、「Mode3 (discharge)」および「Mode4 (discharge)」においては 2 つのコンデンサで一方のインバータのみに放電電流を供給するので、1 つのコンデンサの放電電流を小さくできる。充電の場合、「Mode2」では、2 台のインバータが共に電流を供給されない( $i_{in1}=0$  かつ  $i_{in2}=0$ ) のため、バッテリー電流がすべて充電電流となるが、「Mode3 (charge)」および「Mode4 (charge)」においては、1 台のインバータのみに電流供給されるため、その値とバッテリー電流との差が充電電流となり、バッテリー電流がそのまま充電される「Mode2」の場合に比べ、充電電流を小さくできる。

以上をまとめると、キャリア周期中において、「Mode1」, 「Mode2」の割合を減らし、「Mode3」, 「Mode4」の割合を増やせばコンデンサ電流は低減されるといえる。

## 2.5 コンデンサ電流低減スイッチング法

本節では、文献(55)に記載された 2 相変調法、文献(25), (29), (30), (34), (44)に記載された 2 台のインバータで異なる零相電圧を用いるスイッチング法（以下、零相電圧相違法）、そして、本論文で提案するスイッチング法(以下、提案法)について述べる。図 2-7 は、電圧指令  $v_{ux}^*$ ,  $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$  の波形である。ここで、 $x$  は Inverter1, Inverter2 に対してそれぞれ 1,

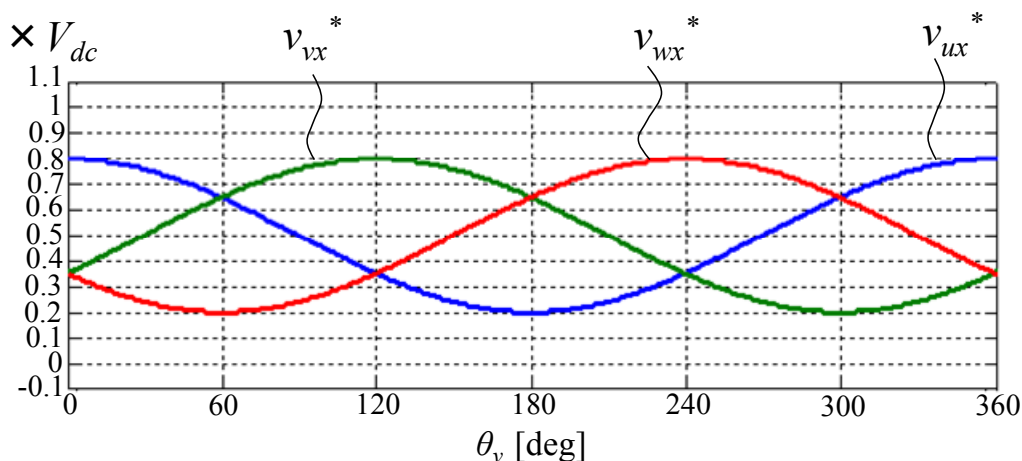


図 2-7 電圧指令

2 を示す添え字である。横軸は電圧位相  $\theta_v$  であり，電圧指令は  $0.5V_{dc}$ ，を中心とした正弦波電圧である。この電圧指令に対し以下 3 種類の処理を施す。

### 2.5.1 2 相変調法

図 2-8 は，2 相変調法における電圧指令  $v_{ux}^*$ 、 $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$  の演算を示すフローチャートである。S1 においては，電圧指令  $v_{ux}^*$ 、 $v_{vx}^*$ 、 $v_{wx}^*$  の最小のもの  $v_{minx}^*$  を演算する。次に，S2 において，電圧指令  $v_{ux}^*$ 、 $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$  から  $v_{minx}^*$  を減算することにより，電圧指令  $v_{ux}^{*'}$ 、 $v_{vx}^{*'}$  および  $v_{wx}^{*'}$  を算出する。

図 2-9 は，2 相変調法における電圧指令を計算したものである。図 2-9 のように，電圧指令  $v_{ux}^{*'}$ 、 $v_{vx}^{*'}$  および  $v_{wx}^{*'}$  の最小値が常に 0 であることは，その値が常にキャリア三角波の最小値に一致することを意味する。複数の三相巻線間に位相差を有するものを除いて，一般に，二重三相巻線モータの第 1 巻線と第 2 巻線には等しい電流を通電するため，電圧指令は Inverter1 と Inverter2 でほぼ等しい。したがって，Inverter1 と Inverter2 で同じ処理を行う 2 相変調法においては，1, 2 群の電圧指令もほぼ一致する。

図 2-10 は，図 2-9 のタイミング A ( $\theta_v=60 \text{ deg}$ ) におけるキャリア三角波  $v_{carrier1}$ ， $v_{carrier2}$ ，

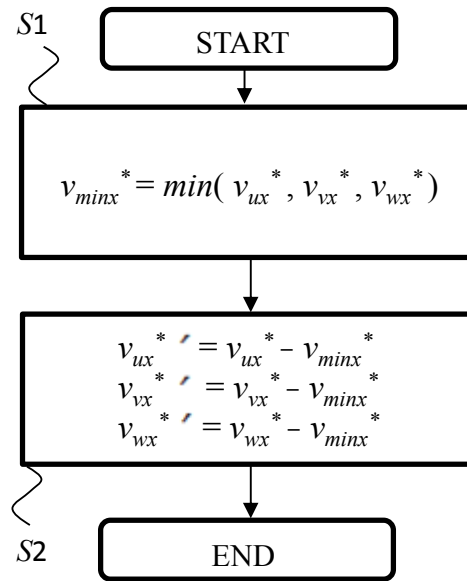


図 2-8 2 相変調法における電圧指令生成演算フローチャート

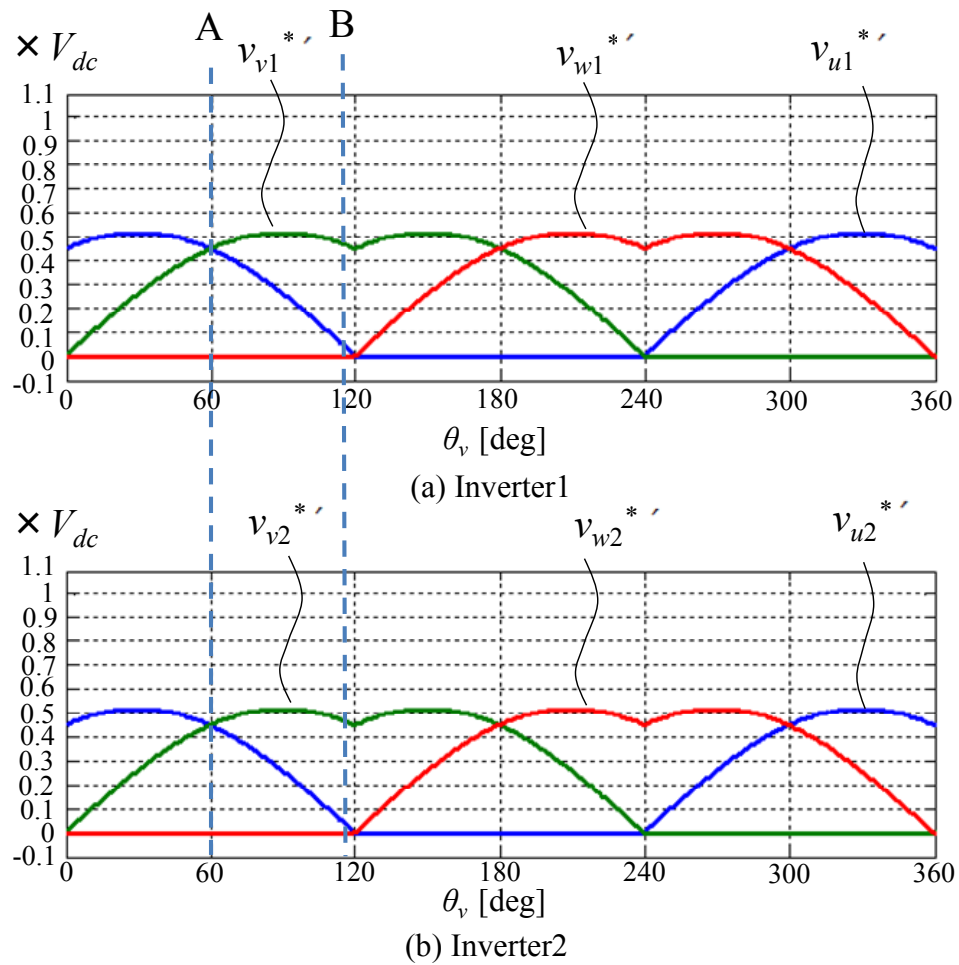


図 2-9 2 相変調法における電圧指令

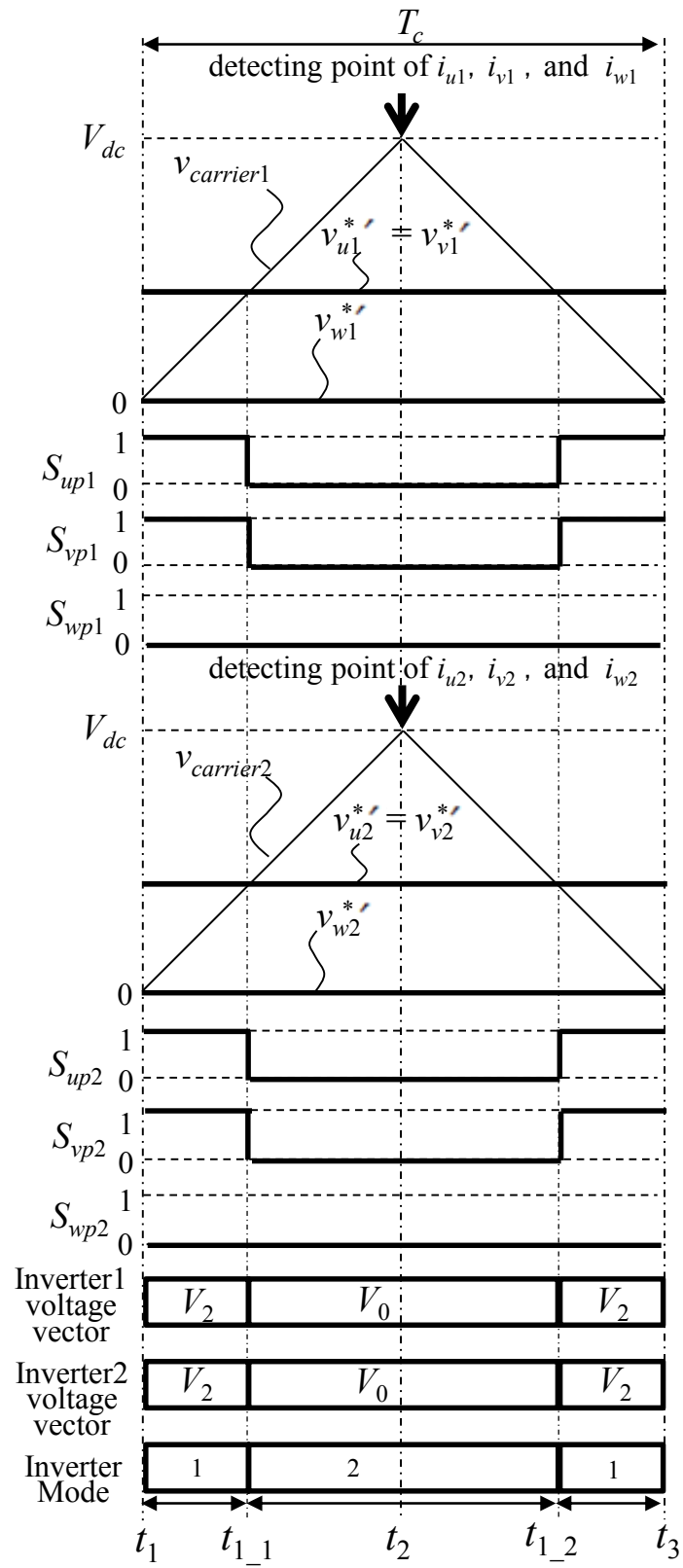


図 2-10 2 相変調法における動作波形

電圧指令  $v_{ux}^*$ ,  $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$ , スイッチング状態, 電圧ベクトル, およびインバータのモードを示す図である。2 相変調法においては, 同図のように, キャリア三角波  $v_{carrier1}$ ,  $v_{carrier2}$  を同相としており, Inverter1 と Inverter2 の電圧指令がほぼ一致するので, キャリア周期  $T_c$  において, インバータのモードは, 「Mode1」と「Mode 2」のみとなる(電圧指令がずれると「Mode 3」, 「Mode 4」が生じる)。

### 2.5.2 零相電圧相違法

本節では, 文献(30)を基に, 下アーム 3 シャント方式インバータに適した形で, Inverter1 と Inverter2 の零相電圧を異ならせる手法について述べる。この手法について, 本論文では, 「零相電圧相違法」と呼ぶことにする。文献(30)においては, 2 台のインバータのうち, 一方のインバータの電圧指令をキャリア三角波の最大値に一致させるべく, その電圧指令に符号正の零相電圧を加算すると同時に, 他方のインバータの電圧指令をキャリア三角波の最小値に一致させるべく, その電圧指令に符号負の零相電圧を加算する処理の例について述べられている。しかしながら, 下アーム 3 シャント方式インバータにおいては, 先に述べたように電流検出に必要な時間, 下アームがオンしている必要がある。そこで, その時間を確保できる範囲で, 一方のインバータの電圧指令に符号正の零相電圧を加算することによって, 電圧指令を求める。ここで, 本論文で述べる試験装置においては, 電流検出に必要な最小検出オン時間  $T_{on\_min}$  は  $10\ \mu\text{s}$  であるため, キャリア三角波の周期  $T_c$  を  $100\ \mu\text{s}$  とした場合, 電圧指令の最大値をキャリア三角波の最大値の 90%である  $0.9 V_{dc}$  までシフトすることが可能である。そこで, 本節における Inverter1 の電圧指令演算法として, 図 2-11 に示すように, 電圧指令  $v_{ux1}^*$ ,  $v_{vl}^*$  および  $v_{wl}^*$  に  $0.9 V_{dc} - \max(v_{ul}^*, v_{vl}^*, v_{wl}^*)$  を加算する。ここで,  $\max(v_{ul}^*, v_{vl}^*, v_{wl}^*)$  は, 3 つの電圧指令の最大のものである。この処理によって, 電圧指令  $v_{ul}^*$ ,  $v_{vl}^*$ ,  $v_{wl}^*$  の最大値は常に  $0.9 V_{dc}$  に一致する。次に, Inverter2 においては, 文献(30)に従って, 電圧指令の最小値をキャリア三角波の最小値に一致させるべく, 図 2-12 のような処理を行う(この処理は 2 相変調法と同じである)。

図 2-13 は, 図 2-11 および図 2-12 による処理を施した電圧指令の計算波形である。同図

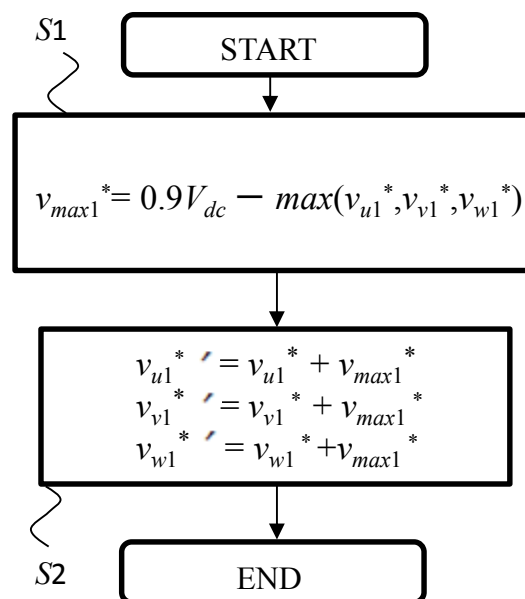


図 2-11 零相電圧相違法における電圧指令生成演算フローチャート(Inverter1)

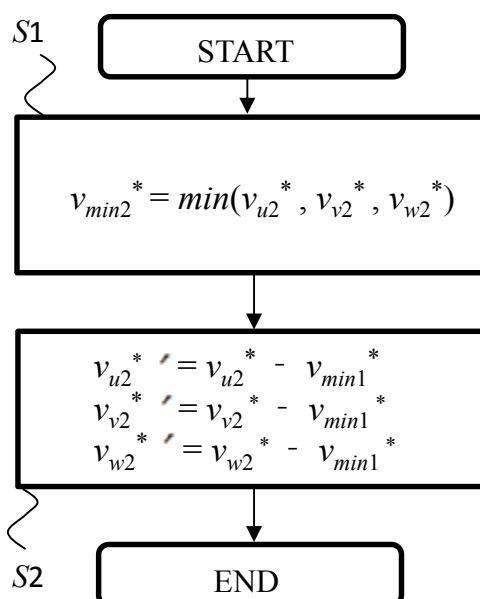


図 2-12 零相電圧相違法における電圧指令生成演算フローチャート(Inverter2)

より，(a) Inverter1 では電圧指令の最大値が常に  $0.9 V_{dc}$  と一致し，(b) Inverter2 では電圧指令の最小値が常に 0 に一致しており，下アーム 3 シャント方式インバータで電流検出可能な範囲で，2 台のインバータの零相電圧の差を最大にしていることがわかる。

図 2-14 は，図 2-13 のタイミング A ( $\theta_v = 60\text{deg}$ )におけるキャリア三角波  $v_{carrier1}$ ， $v_{carrier2}$ ，



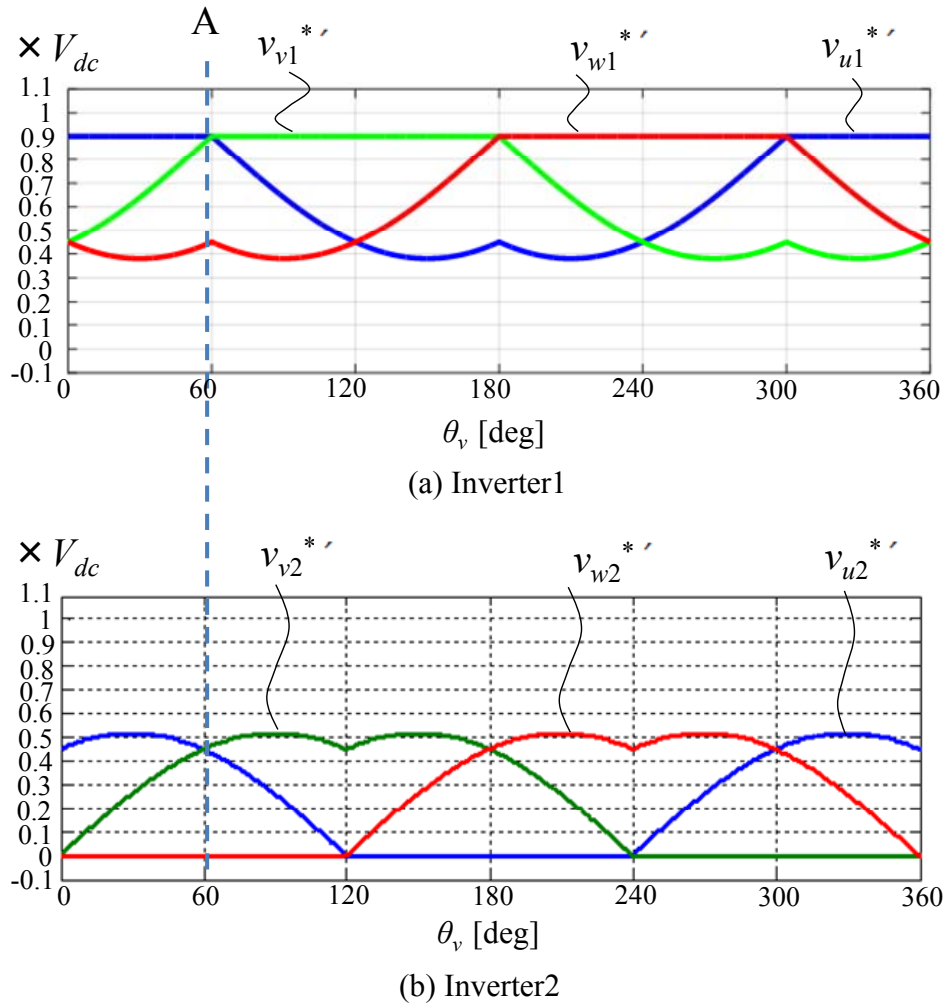


図 2-13 零相電圧相違法における電圧指令

電圧指令，スイッチング状態，電圧ベクトル，およびインバータのモードを示す図である。同図において，Inverter2 の電圧指令は 2 相変調法の図 2-8 と同じであり，非零電圧ベクトル( $V_2$ )が生じるのは，キャリア三角波の最小値近傍(時刻  $t_1 \sim t_B$ ，および時刻  $t_E \sim t_3$ )となっている。一方，Inverter1 においては，電圧指令の最大値が常に  $0.9 V_{dc}$  と一致するようにシフトしたので，非零電圧ベクトル ( $V_2$ )が生じる時刻がキャリア三角波の最大値に近づいている(時刻  $t_A \sim t_C$ ，および時刻  $t_D \sim t_F$ )。したがって，Inverter1，Inverter2 が共に非零電圧ベクトルとなる Mode1 の区間が，図 2-10 に示した 2 相変調法の場合と比べ減少し，コンデンサ電流の低減が可能となる。しかしながら，先に述べたように，下アーム 3 シャント方式インバータにおいては，電流を検出する時刻であるキャリア三角波の最大値(時刻  $t_2$  近

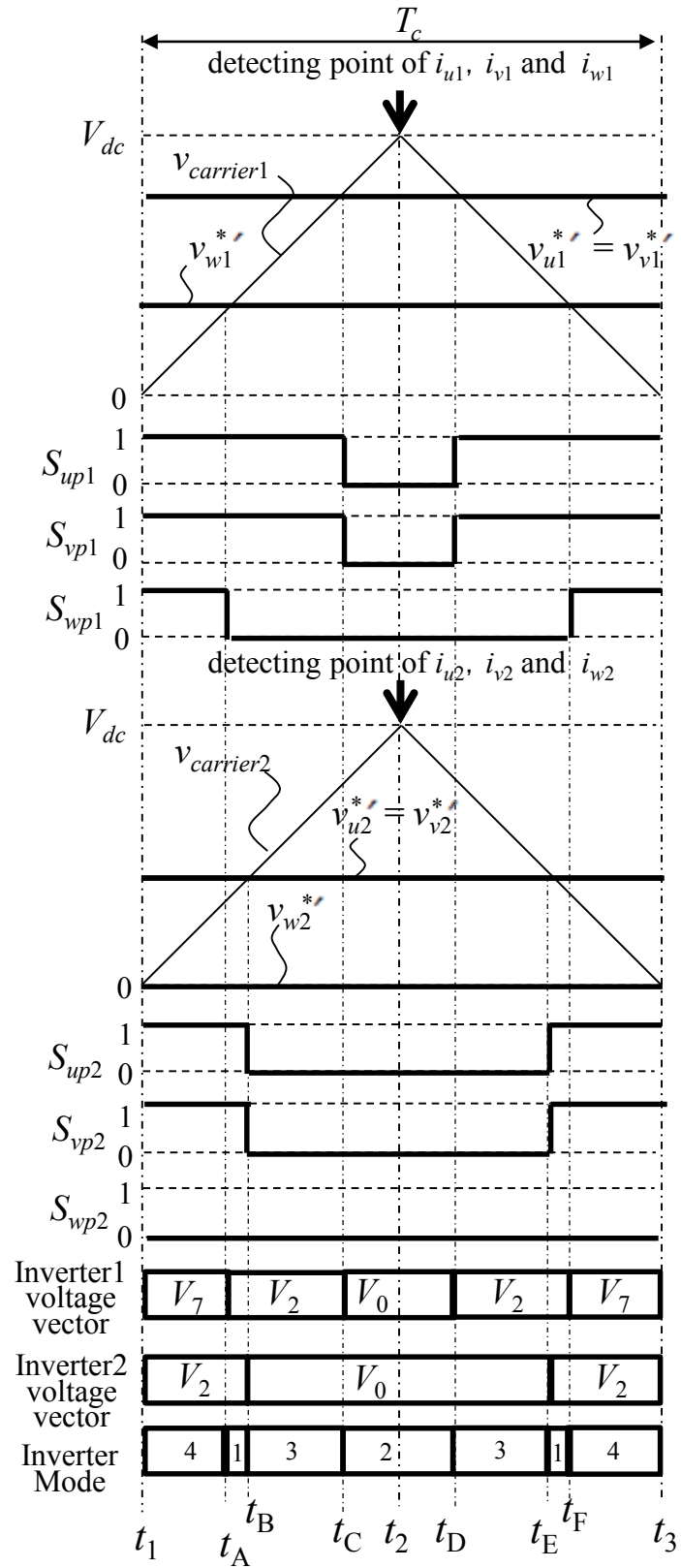


図 2-14 零相電圧相違法における動作波形

傍)において、最小検出オン時間  $T_{on\_min}$ 、電流検出可能な零電圧ベクトル( $V_0$ )を出力する必要がある。よって、コンデンサ電流を低減するため、Inverter1 の非零電圧ベクトル発生区間をキャリア三角波の最大値に近づけるには限界があり、その結果、時刻  $t_A \sim t_B$  および時刻  $t_E \sim t_F$  において、Inverter1, Inverter2 が共に非零電圧ベクトルとなる Mode1 の区間が残る。

### 2.5.3 提案法

前節で述べた零相電圧相違法のように Inverter1, Inverter 2 のキャリア三角波が同相の場合、下アームシャント電流検出の制約により、コンデンサ電流の低減には限界がある。そこで、提案法では、図 2-15 のように Inverter1, Inverter 2 のキャリア三角波の位相を 180 度ずらす(反転させる)。そして、図 2-16 の手順で電圧指令を演算する。以下、図 2-16 について説明する。S1 においては、電圧指令  $v_{ux}^*$ ,  $v_{vx}^*$ ,  $v_{wx}^*$  の中間値  $v_{midx}^*$ , 最小値  $v_{minx}^*$  をそれぞれ演算する。S2 においては、中間値  $v_{midx}^*$  と最小値  $v_{minx}^*$  の差 ( $v_{midx}^* - v_{minx}^*$ ) がしきい値  $v_{th}^*$  以上であるかを判定する。しきい値  $v_{th}^*$  は、次式によって決定する。

[illegible]

ここで、本論文で述べる試験装置においては、前節で述べたように、 $T_{on\_min}=10\ \mu\text{s}$ ,  $T_c=100\ \mu\text{s}$  であるため、しきい値  $v_{th}^*=0.1\ V_{dc}$  となる。次に、 $S2$  において「YES」となる場合、電圧指令  $v_{ux}^*$ ,  $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$  から  $v_{minx}^*$  を減算することにより、電圧指令  $v_{ul}^{*'} , v_{vl}^{*'}$  および  $v_{wl}^{*'}$  を算出する。これは 2 相変調法と同じ変調法(図 2-8 の  $S2$ )であり、電圧指令の最小値が常に 0 となるように三相等しくシフトする。一方、 $S2$  において「NO」が選択された場合、電圧指令  $v_{ux}^*$ ,  $v_{vx}^*$  および  $v_{wx}^*$  に  $-v_{minx}^* + v_{th}^*$  を加算することにより、電圧指令  $v_{ul}^{*'} , v_{vl}^{*'}$  および  $v_{wl}^{*'}$  を算出する。これにより、電圧指令の最小値が常に  $v_{th}^*$  に等しくなるようにシフトする( $S2$  に応じて、 $S3$ ,  $S4$  のように場合分けする理由については後述する)。

図 2-17 は、図 2-16 による処理を施した電圧指令の計算波形である。そして、図 2-18 は、

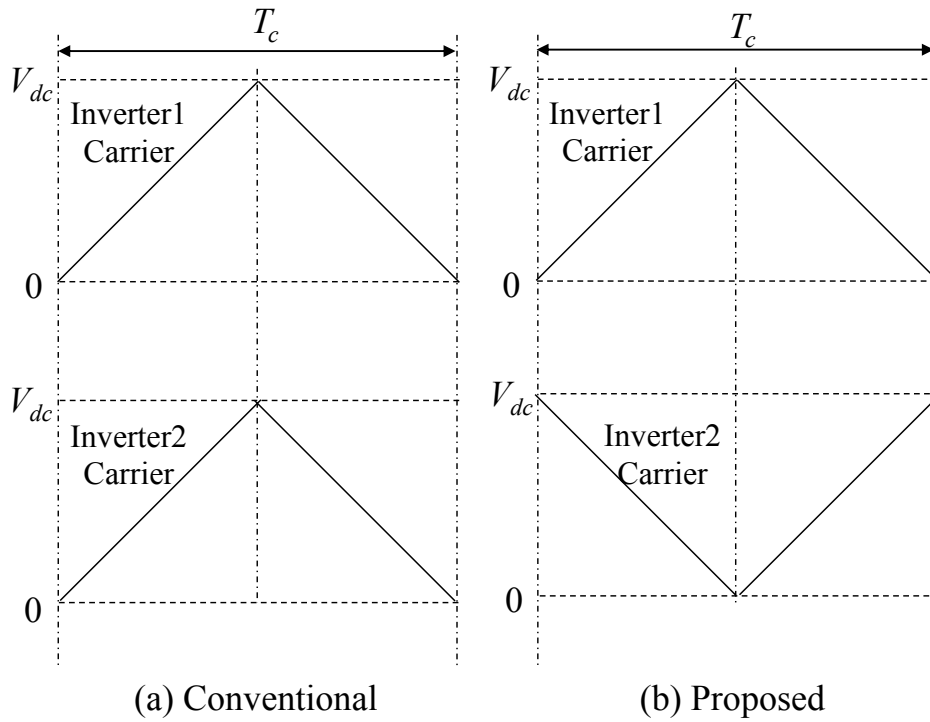


図 2-15 インバータ間のキャリア三角波の位相関係

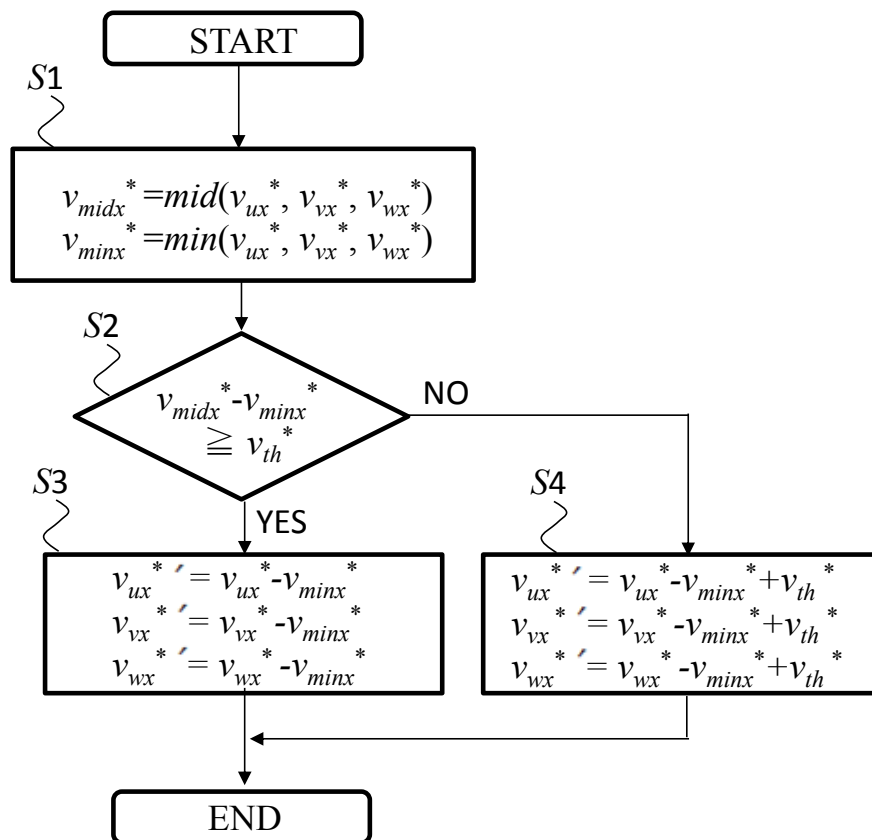


図 2-16 インバータ間のキャリア三角波の位相関係

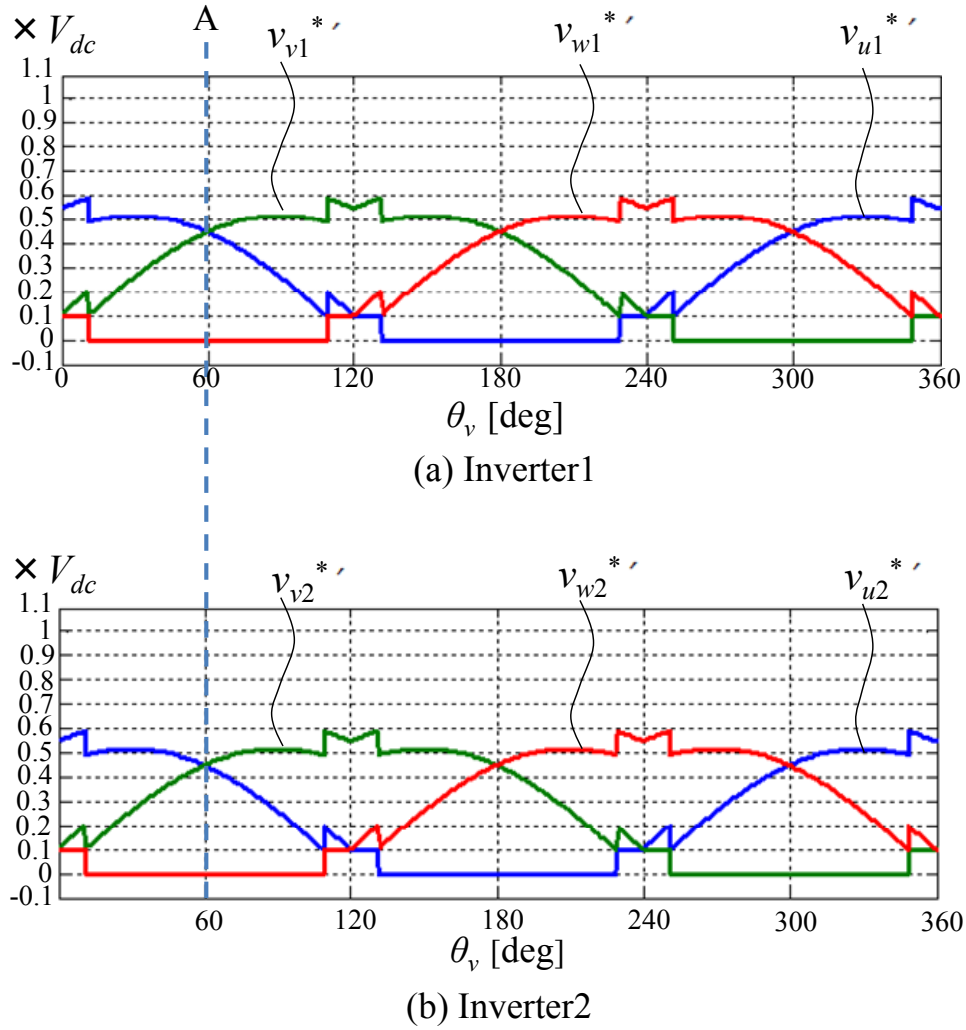


図 2-17 提案法における電圧指令

図 2-17 のタイミング A ( $\theta_v = 60 \text{ deg}$ ) におけるキャリア三角波  $v_{carrier1}$ ,  $v_{carrier2}$ , 電圧指令, スイッチング状態, 電圧ベクトル, およびインバータのモードを示す図である。キャリア三角波  $v_{carrier1}$ ,  $v_{carrier2}$  を互いに  $180 \text{ 度}$  ずらしたことにより, Inverter1 の非零電圧ベクトル発生区間が  $v_{carrier1}$  の最小値近傍(時刻  $t_1 \sim t_{1\_1}$  および時刻  $t_{1\_2} \sim t_3$ ) となる一方, Inverter2 の非零電圧ベクトル発生区間が  $v_{carrier2}$  の最小値近傍(時刻  $t_{2\_1} \sim t_{2\_2}$ ) となり, Inverter1, Inverter2 で共に非零電圧ベクトルとなる Mode1 が生じないため, 前節の零相電圧相違法に比べ, コンデンサ電流低減に有効である。ここで, 電圧の振幅が大きい場合, 提案法においても Mode1 を生じるが, 電流検出の制約をうける零相電圧相違法に比べ, その割合は小さく, この場

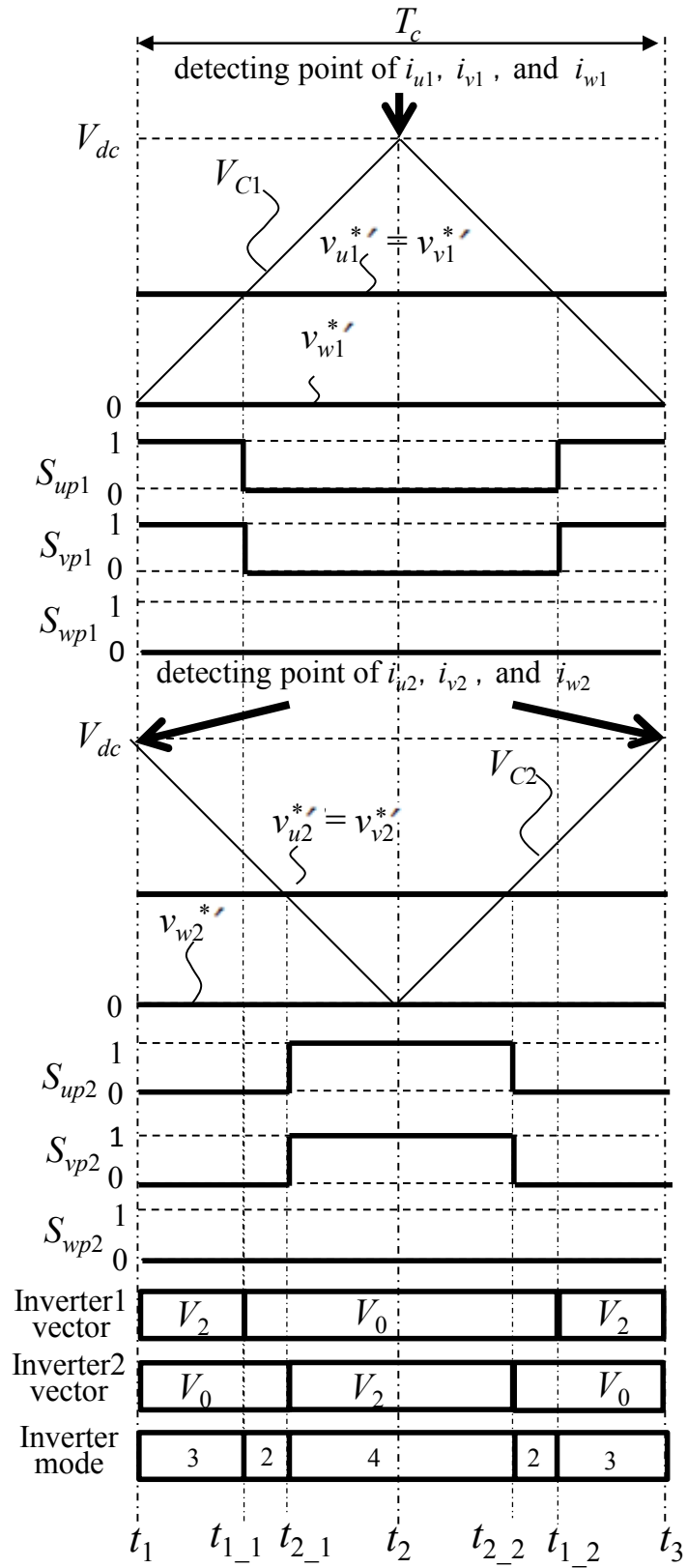


図 2-18 提案法における動作波形

合でもコンデンサ電流低減に、より有効である。

ここで、図 2-16 のフローチャートにおいて、 $S2$  に応じて、 $S3$ 、 $S4$  のように場合分けする理由について説明する。これは、キャリア三角波  $v_{carrier1}$ 、 $v_{carrier2}$  を互いに  $180$  度ずらしたことにより、 $S3$  (図 2-8 に示した 2 相変調法における変調法に等しい) のみではスイッチング時刻と電流検出時刻が近接する場合が生じるのでこれを回避するためである。例えば、2 相変調法における変更後の電圧指令を示す図 2-9 において、タイミング B ( $\theta_v$  が  $120$  deg よりやや手前) においては、中間相である  $v_{u1}^{*}$  および  $v_{u2}^{*}$  は  $0$  に一致しないが、近い値をとっている。この場合、 $U1$  相においては、Inverer1 のキャリア三角波  $v_{carrier1}$  の最小値近傍 (提案法の場合、Inverter2 の電流検出時刻近傍) でスイッチングが生じ、Inverter2 の検出電流波形を乱す。同様に、 $U2$  相においては、Inverer2 のキャリア三角波  $v_{carrier2}$  の最小値近傍 (提案法の場合、Inverter1 の電流検出時刻近傍) でスイッチングが生じ、Inverter1 の検出電流波形を乱す。なお、電流検出タイミングとスイッチングタイミングが近いことによる電流検出の乱れについては文献(25)において波形を用いて詳細な説明がなされている。提案法では、このような現象が起こりうる中間値  $v_{midx}^{*}$  と最小値  $v_{minx}^{*}$  の差 ( $v_{midx}^{*} - v_{minx}^{*}$ ) がしきい値  $v_{th}^{*}$  未満となる場合に限り、変調後の電圧指令の最小値が常に  $v_{th}^{*}$  に等しくなるように 3 相の電圧指令を等しくシフトする。このシフトにより、3 相の線間電圧を保ったまま、3 相すべてが他方の Inverter のキャリア三角波の最大値 (電流検出時刻) 近傍でのスイッチングを避けることができ、電流検出精度を維持できる。

## 2.6 実機試験結果

本節では、前節で述べた 3 つのスイッチング法に対して実機実験を行い、コンデンサ電流低減効果および電流検出精度の観点から比較した結果について述べる。

### 2.6.1 実験条件

表 2-1 は、試作インバータのパラメータである。二重三相永久磁石同期モータは、第 1 巻線 ( $U1$ - $V1$ - $W1$ ) および第 2 巻線 ( $U2$ - $V2$ - $W2$ ) を有する表面磁石形永久磁石同期モータで、1

表 2-1 インバータの定数

Carrier frequency	10 kHz
DC-link capacitor ( $C_1, C_2$ )	9400 $\mu$ F
DC-link voltage ( $V_{dc}$ )	13.5 V
Rated output AC Current	40 A <sub>0-peak</sub>

巻線 1 相あたりの巻線抵抗  $R=25.7\text{ m}\Omega$ ，インダクタンス  $L=90.7\text{ }\mu\text{H}$ ，鎖交磁束  $\phi=6.35\text{ mWb}$  であり， 2 台のインバータの電流制御により駆動される。2 台のインバータの電圧変調率（インバータの出力電圧線間電圧振幅/ $V_{dc}$ ）はロータに連結した負荷サーボモータの速度の調節により調節される。電圧変調率の上限は，下アームシャント電流検出の制約上，90 % とした。

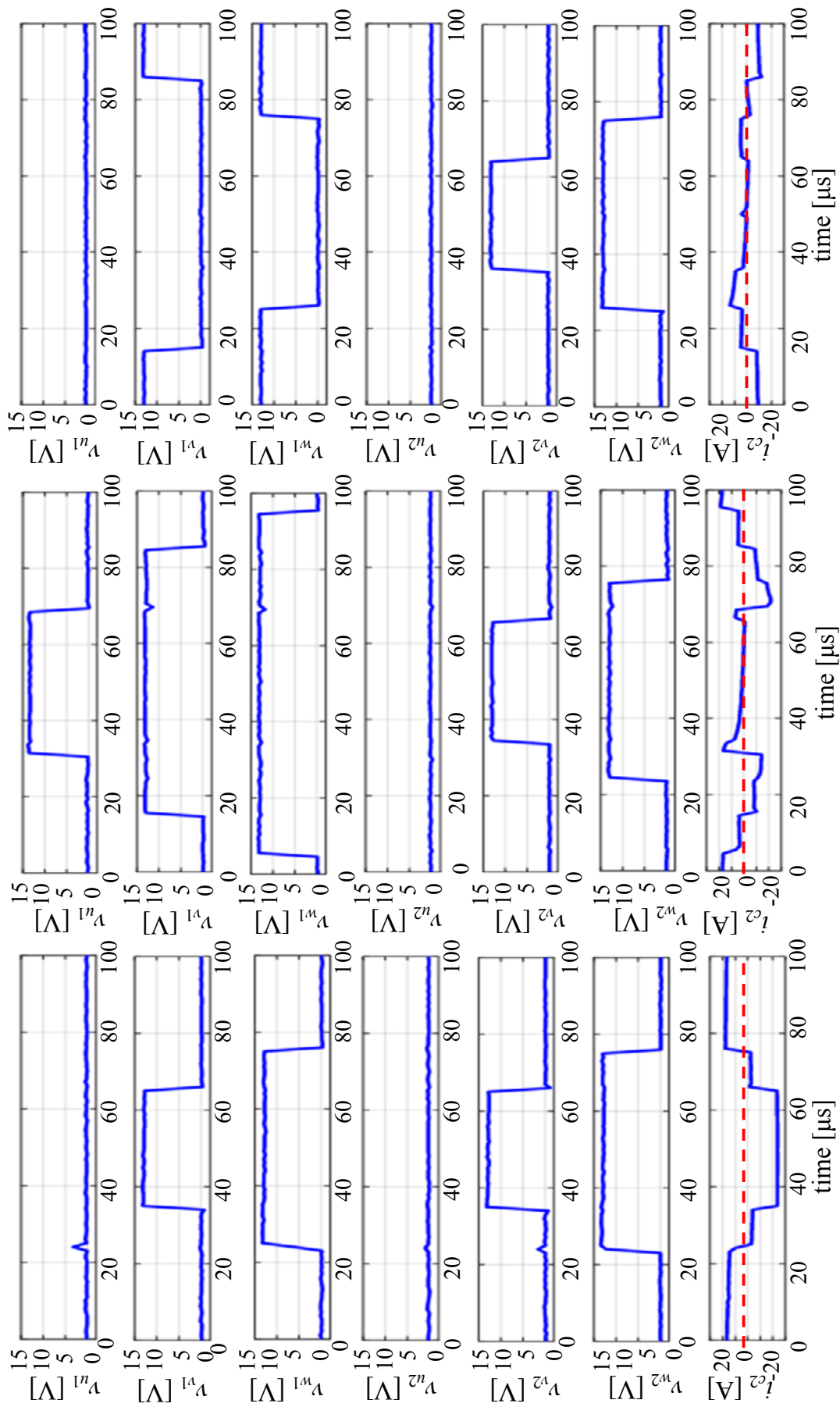
## 2.6.2 コンデンサ電流

図 2-19 はキャリア周期における 2 台のインバータの端子電圧(上から 1～6 段目)およびコンデンサ電流波形(最下段)である。ここで，インバータの電圧変調率は 2 相変調法においてコンデンサ電流がピーク値近傍となる 52 %とした。コンデンサ電流波形に着目すると，そのリップルの大きさは，(a)より(b)の方がやや小さく，(b)より(c)の方がさらに小さいことがわかる。

図 2-20 は電圧変調率に対するコンデンサ電流の実効値特性である。同図より，2 相変調法に比べ，零相電圧相違法および提案法はコンデンサ電流をほぼ全範囲で低減できている。さらに，零相電圧相違法と提案法とを比較すると，電圧変調率 40 %近傍より高い範囲では提案法の方がコンデンサ電流をより低減できている。

図 2-21 は，電圧変調率に対する「Mode3 または Mode4 の出力時間のキャリア周期  $T_c$  に対する割合」を示す。この数値が大きいほど，キャリア周期  $T_c$  において，Mode3 または Mode4 を多く使用していることを意味する。同図より，2 相変調法では，全範囲でほぼ 0 となっ





(a) 2相変調法

(b) 零相電圧相違法

(c) 提案法

図2-19 インバータ電圧およびコンデンサ電流の実測波形

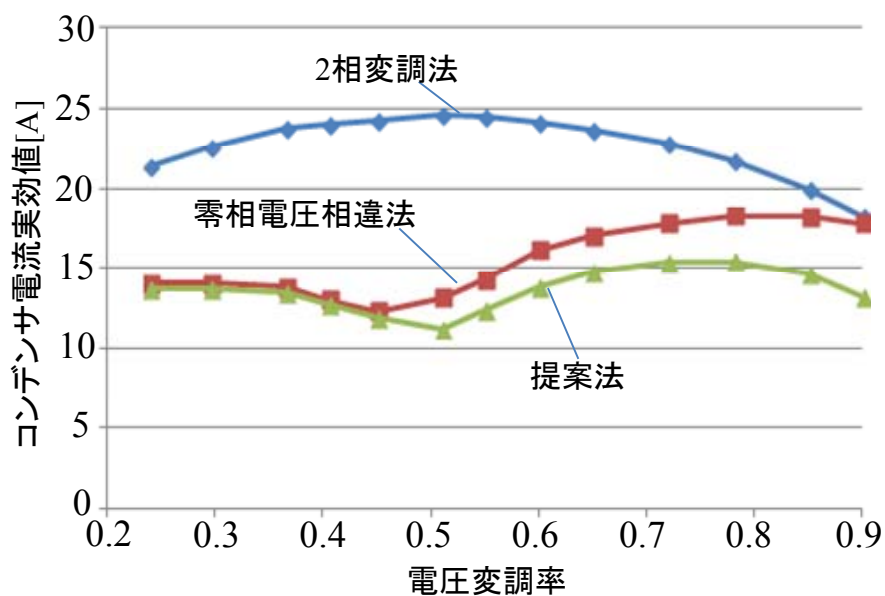


図 2-20 電圧変調率に対するコンデンサ電流の実効値特性

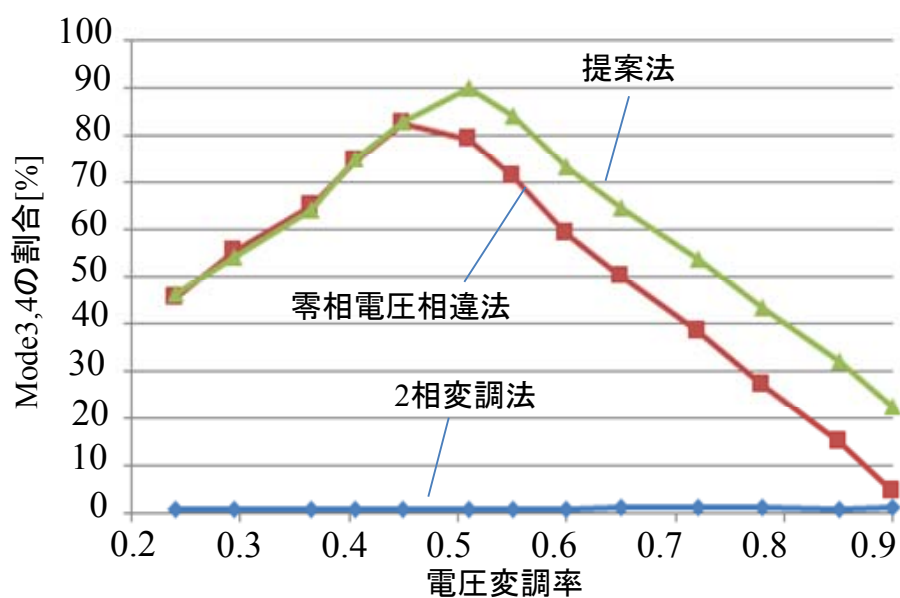


図 2-21 電圧変調率に対する Mode3 または Mode 4 の割合特性

ていることがわかる。これは、Inverter1 と Inverter2 でキャリア三角波を同相とし、変調後の電圧指令をほぼ等しくしていることにより、両インバータにおけるスイッチングが同タイミングになっているためであり、図 2-10 に示した通りである。次に、零相電圧相違法においては、電圧変調率 40 % 近傍以下では電圧変調率が高くなるほど、Mode2 の割合が低下

し、Mode3 または Mode4 の使用割合が増大している。また、電圧変調率 40 %近傍以上では電圧変調率が高くなるほど、Mode1 の割合が増大し、Mode3 または Mode4 の使用割合が低下している。これに対し、提案法においては、電圧変調率 50 %近傍以下では電圧変調率が高くなるほど、Mode2 の割合が低下し、Mode3 または Mode4 の使用割合が増大している。一方、電圧変調率 50 %近傍以上では電圧変調率が高くなるほど、Mode1 の割合が増大し、Mode3 または Mode4 の使用割合が低下するが零相電圧相違法ほどではないことがわかる。提案法において Mode3、Mode4 の使用割合がより高くなる理由は、図 2-12 と図 2-13 に示したように、零相電圧相違法においては、下アーム 3 シャント方式の電流検出時間の確保のために、符号正の零相電圧の加算が制限される分、Mode1 の使用割合がより高くなるが、提案法ではそれが不要ないためである。ここで、図 2-20 と図 2-21 を組み合わせて見ると、図 2-21 において、提案法が零相電圧相違法よりも Mode3 または Mode4 の使用割合が大きくなる電圧変調率領域では、図 2-20 よりコンデンサ電流が低減されていることがわかる。提案法では、Mode3、Mode4 がより多く使用されており、それによって、コンデンサ電流を低減できていることが実機実験より示された。

ここで、提案法によるコンデンサの体積低減効果について述べる。図 2-20 より、各スイッチング法におけるコンデンサ電流の最大値は、24.5 A (2 相変調法)、18.4 A (零相電圧相違法)、15.5 A (提案法)であるので、2 相変調法、零相電圧相違法に対する提案法の低減比率は 36.7 %、15.7 %となる。1 章で述べたように、電解コンデンサにおいて電流と体積は比例関係にある<sup>(64)</sup>。よって、提案法は、2 相変調法、零相電圧相違法に比べ、コンデンサの体積をそれぞれ 36.7%、15.7%低減できると言える。

### 2.6.3 インバータ出力電流波形

提案法を用いることでコンデンサ電流のリップルを抑制できたが、そのことによって電流検出が影響を受けていないことを確認する。図 2-22 はインバータ出力電流波形(下アーム 3 シャント方式による CPU 取込値)とその THD 値を示す(電圧変調率は 52 %である)。同図より、3 スwitchング法共に、波形の乱れはない。よって、低次高調波成分は同等で

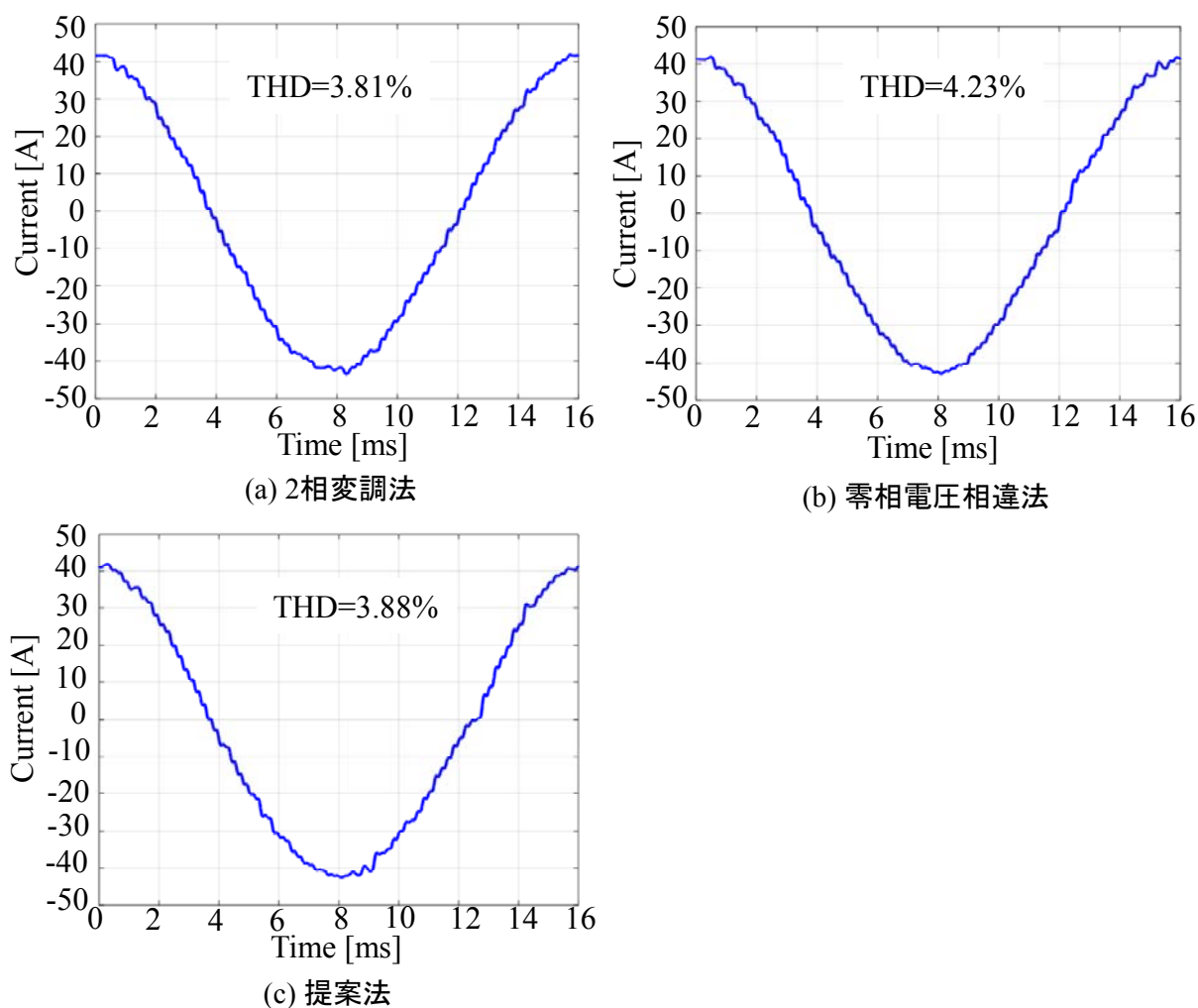


図 2-22 インバータ出力電流波形

あると言える。また THD 値もほぼ等しいことから、低次高調波成分に加えて高次高調波成分もほぼ等しい。したがって、提案法を用いることにより、電流検出が影響を受けていないと言える。

## 2.7 結言

本章では、下アーム 3 シャント方式ダブルインバータ向けに、電流検出精度を維持しつつ直流リンク部平滑コンデンサの電流を低減するスイッチング法について提案し、その有効性を実験で示した。

まず、直流母線部平滑コンデンサインバータと出力電圧ベクトルを流れる電流の関係に

について、直流母線部平滑コンデンサを流れる電流はインバータの電圧ベクトルが零電圧ベクトル( $V_0$ ,  $V_7$ )の場合にバッテリーからの電流  $I_{dc}$  (充電電流)となり、インバータの電圧ベクトルが非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )の場合には  $I_{dc}-i_{in}$  (放電電流)となることについて述べた。次に、ダブルインバータで起こりうる 4 つのモードについて、そしてそれがコンデンサ電流の大きさに与える影響について説明した。さらに、下アーム 3 シャント方式で一般に使われる 2 相変調法、2 台のインバータ間で零相電圧を異ならせる零相電圧相違法、そして、インバータのキャリア三角波の位相を 180 度ずらし中間相と最小相との差に応じて電圧指令をシフトする提案法について説明し、提案法がコンデンサ電流を低減する上で有利なモードをより多く使用できることを示した。そして、実機実験結果により、提案法が、電流検出精度を維持した上で、コンデンサ電流を 2 相変調法に対して 36.7%、零相電圧相違法に対して 15.7%低減できることを示した。これは、2 相変調法、零相電圧相違法に比べ、コンデンサの体積をそれぞれ 36.7%、15.7%低減できることを意味する。

### 第3章 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの母線1シャント方式におけるトルクリップル抑制法

#### 3.1 緒言

本章では、母線1シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいて、母線1シャント方式による電流検出誤差に起因するトルクリップルを抑制するスイッチング法について述べる。

はじめに、母線1シャント方式インバータにおける電流検出用基本パルスパターンについて述べた後、二重三相永久磁石同期モータの電圧方程式および母線1シャント方式ダブルインバータ駆動パルスパターンに基づく電流検出誤差計算式を導出する。次に、母線1シャント方式ダブルインバータの36のパルスパターン(インバータ1台につき6パターンなので、ダブルインバータでは36パターン)に対して、電流検出誤差計算結果を示す。そして、その36パターンの中から、電流検出誤差が比較的小さい12パターンに対して、二重三相永久磁石同期モータのトルク方程式に基づいて、電流検出誤差からトルク誤差を演算した結果について示す。次に、その12パターンにおけるトルク誤差計算結果を基に、トルク脈動(リップル)を最小化するように、二重三相永久磁石同期モータの位置信号に応じて、12パターンを切り替えて出力するスイッチング法について提案する。さらに、実機試験において、先に述べた電流検出誤差計算結果と実測結果との一致性、そして、二重三相永久磁石同期モータの位置信号に応じて12パターンを切り替えて出力するスイッチング法のトルクリップル抑制効果と理論結果との比較結果について確認する。

#### 3.2 母線1シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの基本構成

図3-1は、母線1シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの基本構成である。二重三相永久磁石同期モータにおける2組の三相巻線  $U1$ - $V1$ - $W1$

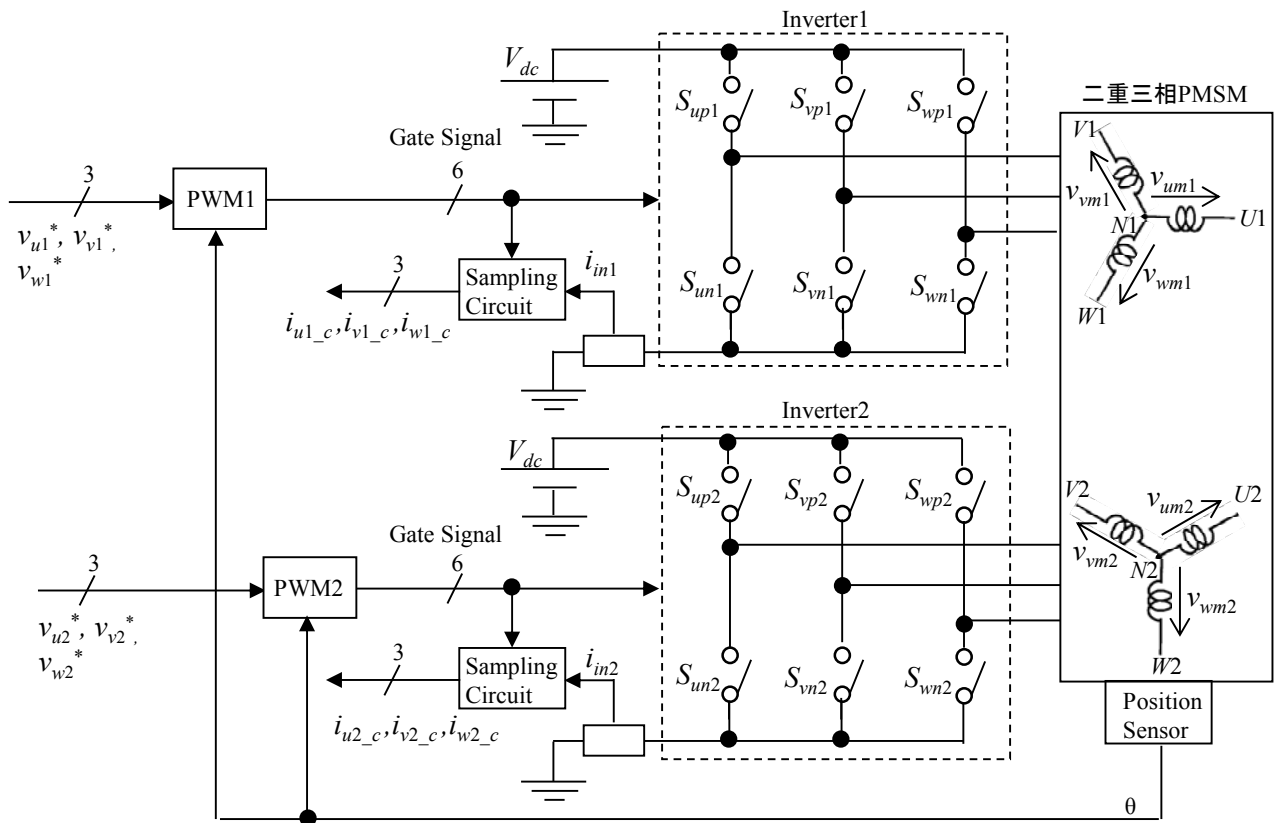


図 3-1 母線 1 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相 PMSM の基本構成

(以下, 第 1 巻線)および  $U2$ -  $V2$ -  $W2$  (以下, 第 2 巻線)は電氣的に接続されることなく, 電気角 30 度の位相差を有して固定子に収められている。PWM1, PWM2 は, 各々のインバータの電圧指令値 ( $v_{u1}^*$ ,  $v_{v1}^*$ ,  $v_{w1}^*$ ,  $v_{u2}^*$ ,  $v_{v2}^*$ ,  $v_{w2}^*$ )および二重三相永久磁石同期モータの位置信号  $\theta$  に基づいてゲート信号を出力する。なお, 本章では, 第 1 巻線 ( $U1$ -  $V1$ -  $W1$ )と第 2 巻線 ( $U2$ -  $V2$ -  $W2$ )を区別する必要がある場合は, 記号の後に添字 1 または 2 を設けているが, 2 台のインバータで共通に適用可能な場合には, 添字を省略しているので注意されたい。

### 3.3 ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータの電圧ベクトル

図 3-2 は, それぞれ Inverter1, Inverter2 に対応する電圧ベクトルを示す図である。第 1 巻線と第 2 巻線は電気角で 30 度の位相差を有するので, Inverter1, Inverter2 における各非零電圧ベクトルも 30 度の位相差を有している。

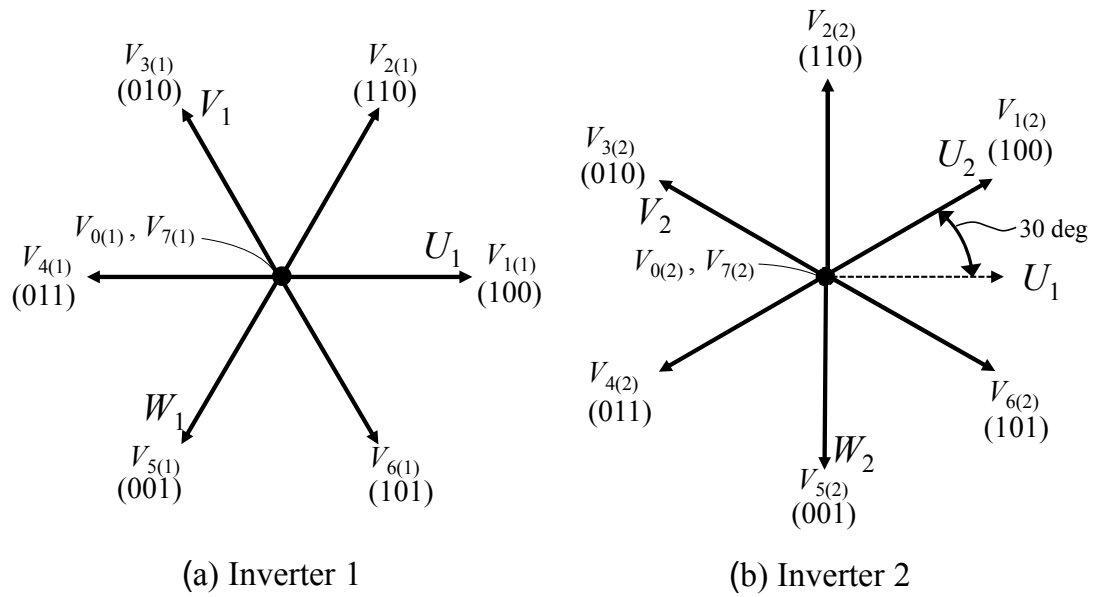


図 3-2 Inverter1 および Inverter2 の電圧ベクトル

### 3.4 母線 1 シャント方式の電流検出用パルスパターン

本節では、母線 1 シャント方式インバータにおけるスイッチング法(パルスパターン)について述べる。1 章で述べたように、母線 1 シャント方式で三相電流を検出するには、2 相の電流が検出可能な 2 種類の非零電圧ベクトルを生成させる必要がある。しかし、インバータの電圧生成法として一般に用いられるキャリア三角波比較法(1.3 節)では、常に 2 種類の非零電圧ベクトルを生成することはできない。そこで、母線 1 シャント方式インバータでは、常に 2 種類の非零電圧ベクトルを生成する専用のスイッチング法(パルスパターン)が必要となる。

図 3-3 は、母線 1 シャント方式の電流検出用基本パルスパターンをまとめた図である。以下、同図に示した各パターンについて説明する。ただし、 $i_{u\_c}$ 、 $i_{v\_c}$  および  $i_{w\_c}$  は、検出した三相電流を表すものとする。また、非零電圧ベクトル生成時間  $\Delta t$  は 1.2 節で述べた最小検出オン時間  $T_{ON\_min}$  以上とする。

「パターン  $U \rightarrow V \rightarrow W$ 」においては、PWM 周期  $T_c$  の開始時刻  $t_1$  で  $U$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_1$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{m\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_1$  のため、この電流  $i_{m\_s1}$  は  $U$  相電流  $i_{u\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$



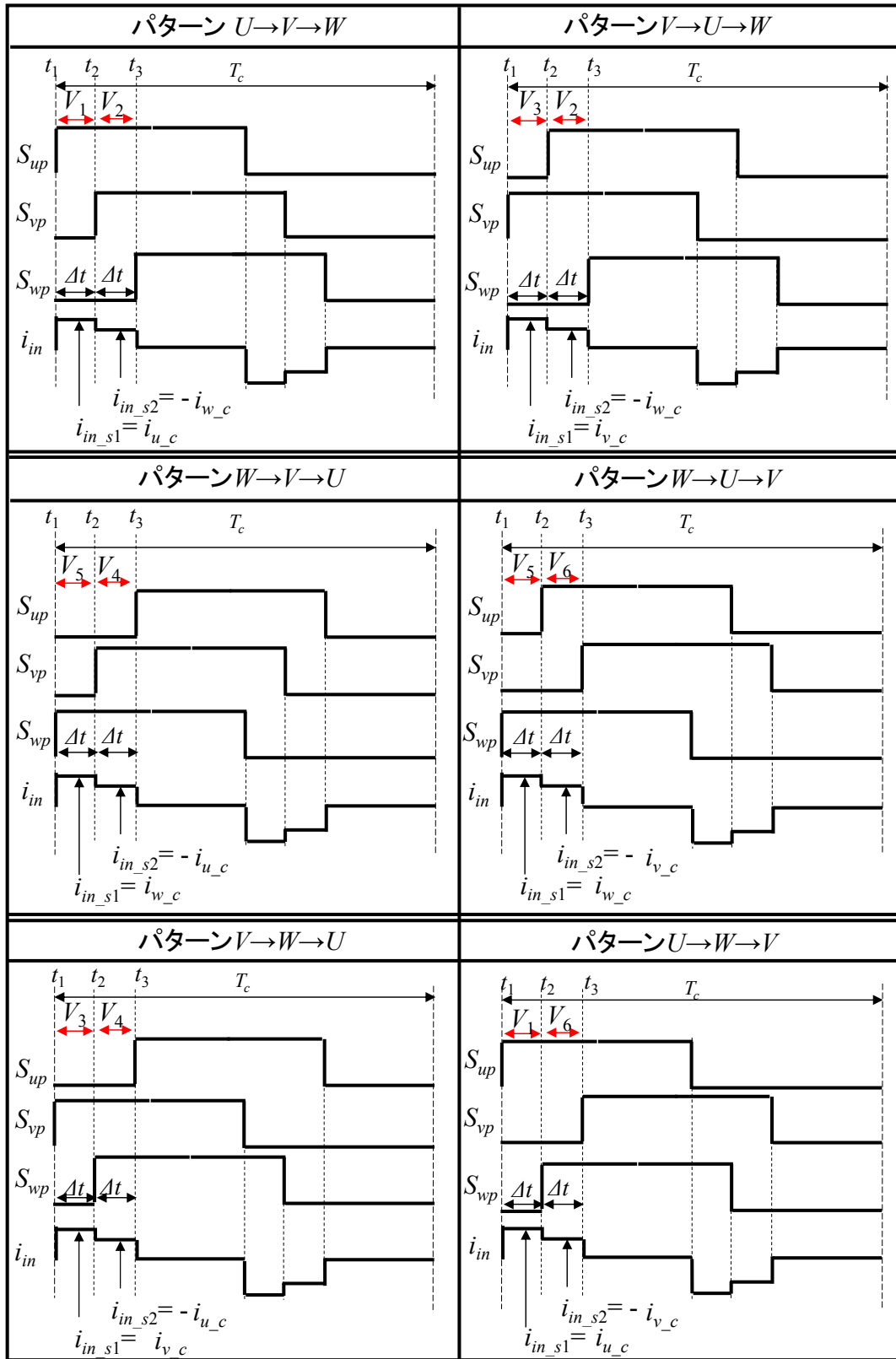


図 3-3 母線 1 シャント方式の電流検出用基本パルスパターン

経過後の時刻  $t_2$  で  $V$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_2$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_2$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $W$  相電流  $-i_{w\_c}$  となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $W$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $U \rightarrow V \rightarrow W$ 」においては、電圧ベクトル  $V_1$ ,  $V_2$  を形成し、電流  $i_{u\_c}$ ,  $i_{w\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{v\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

「パターン  $V \rightarrow U \rightarrow W$ 」においては、PWM 周期の開始時刻  $t_1$  で  $V$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_3$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_3$  のため、この電流  $i_{in\_s1}$  は  $V$  相電流  $i_{v\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で  $U$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_2$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_2$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $W$  相電流  $-i_{w\_c}$  となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $W$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $V \rightarrow U \rightarrow W$ 」においては、電圧ベクトル  $V_3$ 、 $V_2$  を形成し、電流  $i_{v\_c}$ 、 $i_{w\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{u\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

「パターン  $W \rightarrow V \rightarrow U$ 」においては、PWM 周期の開始時刻  $t_1$  で  $W$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_3$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_3$  のため、この電流  $i_{in\_s1}$  は  $W$  相電流  $i_{w\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で  $V$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_4$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_4$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $U$  相電流

$-i_{u\_c}$ となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $U$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $W \rightarrow V \rightarrow U$ 」においては、電圧ベクトル  $V_5, V_4$  を形成し、電流  $i_{w\_c}, i_{u\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{v\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

「パターン  $W \rightarrow U \rightarrow V$ 」においては、PWM 周期の開始時刻  $t_1$  で  $W$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_5$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_5$  のため、この電流  $i_{in\_s1}$  は  $W$  相電流  $i_{w\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で  $U$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_6$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_6$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $V$  相電流  $-i_{v\_c}$  となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $V$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $W \rightarrow U \rightarrow V$ 」においては、電圧ベクトル  $V_5$ 、 $V_6$  を形成し、電流  $i_{w\_c}$ 、 $i_{v\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{u\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

「パターン  $V \rightarrow W \rightarrow U$ 」においては、PWM 周期の開始時刻  $t_1$  で  $V$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_3$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_3$  のため、この電流  $i_{in\_s1}$  は  $V$  相電流  $i_{v\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で  $W$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_4$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_4$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $U$  相電流  $-i_{u\_c}$  となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $U$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $V \rightarrow W \rightarrow U$ 」にお

いては、電圧ベクトル  $V_3$ ,  $V_4$  を形成し、電流  $i_{v\_c}$ ,  $i_{u\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{w\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

「パターン  $U \rightarrow W \rightarrow V$ 」においては、PWM 周期の開始時刻  $t_1$  で  $U$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_1$  を形成し、1 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。区間  $t_1 \sim t_2$  においては、電圧ベクトル  $V_1$  のため、この電流  $i_{in\_s1}$  は  $U$  相電流  $i_{u\_c}$  となる。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で  $W$  相をオンさせ、電圧ベクトル  $V_6$  を形成し、2 度目の母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。区間  $t_2 \sim t_3$  においては、電圧ベクトルが  $V_6$  のため、この電流  $i_{in\_s2}$  は  $V$  相電流  $-i_{v\_c}$  となる。次に、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で  $V$  相をオンさせる。各相のオフするタイミングは各相の電圧指令に応じて定まる。以上により、「パターン  $U \rightarrow W \rightarrow V$ 」においては、電圧ベクトル  $V_1$ 、 $V_6$  を形成し、電流  $i_{u\_c}$ 、 $i_{v\_c}$  を検出する。なお、電流  $i_{w\_c}$  については次式より演算する。

[illegible]

以上のように、母線 1 シャント方式の電流検出用基本パルスパターンにおいては、時刻  $t_1$  にて 3 相のうち 1 相をオンさせ、母線シャント電流  $i_{in\_s1}$  を検出する。次に、時刻  $t_1$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_2$  で残りの 2 相のうち 1 相をオンさせ、母線シャント電流  $i_{in\_s2}$  を検出する。そして、時刻  $t_2$  より  $\Delta t$  経過後の時刻  $t_3$  で最後の 1 相をオンさせる。オフするタイミングは、各相の電圧指令に応じて定まる。よって、一般的な三角波キャリア比較方式のパルスパターンが各相の電圧指令に応じて毎回オンおよびオフのタイミングが変動するのに対し、母線 1 シャント方式の電流検出用基本パルスパターンにおいては、2 種類の非零電圧ベクトル ( $V_0$ ,  $V_7$  以外の電圧ベクトル) を生じさせるためにオンのタイミングを時刻  $t_1$ ,  $t_2$ , および  $t_3$  に固定する点が異なっている。

### 3.5 母線 1 シャント方式ダブルインバータにおける検出誤差計算式の導出

本節では、二重三相永久磁石同期モータの電圧方程式に基づいて電流検出誤差を導出する。二重三相永久磁石同期モータの  $dq$  軸上における電圧方程式は式(3.7)で表される<sup>(17), (20), (37)</sup>。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_d & -\omega L_q & pM_d & -\omega M_q \\ \omega L_d & R + pL_q & \omega M_d & pM_q \\ pM_d & -\omega M_q & R + pL_d & -\omega L_q \\ \omega M_d & pM_q & \omega L_d & R + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega\phi \\ 0 \\ \omega\phi \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (3.7)$$

ここで、 $v_{d1}$ ,  $v_{q1}$  : 第 1 巻線の  $dq$  軸電圧,  $v_{d2}$ ,  $v_{q2}$  : 第 2 巻線の  $dq$  軸電圧,  $i_{d1}$ ,  $i_{q1}$  : 第 1 巻線の  $dq$  軸電流,  $i_{d2}$ ,  $i_{q2}$  : 第 2 巻線の  $dq$  軸電流,  $R$  : 巻線抵抗,  $L_d$ ,  $L_q$  : 自己インダクタンス,  $M_d$ ,  $M_q$  : 相互インダクタンス。  $\phi$  : 磁束鎖交数,  $\omega$  : 回転角速度,  $p$  : 微分演算子である。

式(3.7)において、電流の PWM 周波数近傍の脈動に影響を与えるパラメータは、1,2 群の電圧、自己インダクタンス、および相互インダクタンスであり、回転角速度および巻線抵抗の影響は小さい。そこで、 $\omega=0$ ,  $R=0$  として近似すると、式(3.8)のように変形できる。

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} pL_d & 0 & pM_d & 0 \\ 0 & pL_q & 0 & pM_q \\ pM_d & 0 & pL_d & 0 \\ 0 & pM_q & 0 & pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (3.8)$$

式(3.8)を第 1, 2 巻線電流について解き、式(3.9), (3.10)を得る。

$$p \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_d^2 - M_d^2} \begin{bmatrix} L_d & M_d \\ M_d & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{d2} \end{bmatrix} \quad \dots \dots \dots (3.9)$$

[illegible]

ここで, 静止三相座標と回転座標 ( $dq$  軸) の関係式より, 第 1 巻線の電流微分値 ( $pi_{u1}$ ,  $pi_{v1}$ ,  $pi_{w1}$ ) と第 2 巻線の電流の微分値 ( $pi_{u2}$ ,  $pi_{v2}$ ,  $pi_{w2}$ ) はそれぞれ式 (3.11), (3.12) で表わされる。

$$p \begin{bmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (3.11)$$

$$p \begin{bmatrix} i_{u2} \\ i_{v2} \\ i_{w2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & -\sin(\theta - \pi/6) \\ \cos(\theta - 5\pi/6) & -\sin(\theta - 5\pi/6) \\ \cos(\theta + \pi/2) & -\sin(\theta + \pi/2) \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \quad (3.12)$$

そして、式(3.11)に式(3.9)を代入し、第 1 巻線の電流微分値( $pi_{u1}$ ,  $pi_{v1}$ ,  $pi_{w1}$ )を求めると、式 (3.13) ～式 (3.15) となる。

$$p_{i_{u1}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos \theta}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d1} - M_d \cdot v_{d2}) - \frac{\sin \theta}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q1} - M_q \cdot v_{q2}) \right\} \quad \cdot (3.13)$$

$$p_{i_{v_1}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos(\theta - 2\pi/3)}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d1} - M_d \cdot v_{d2}) - \frac{\sin(\theta - 2\pi/3)}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q1} - M_q \cdot v_{q2}) \right\} \cdot (3.14)$$

$$p_{i_{w1}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos(\theta + 2\pi/3)}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d1} - M_d \cdot v_{d2}) - \frac{\sin(\theta + 2\pi/3)}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q1} - M_q \cdot v_{q2}) \right\} \cdot (3.15)$$

さらに、式(3.12)に式(3.10)を代入し、第2巻線の電流微分値( $pi_{u2}$ ,  $pi_{v2}$ ,  $pi_{w2}$ )を求めると、式 (3.16) ～式 (3.18) となる。

$$pi_{u2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos(\theta - \pi/6)}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d2} - M_d \cdot v_{d1}) - \frac{\sin(\theta - \pi/6)}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q2} - M_q \cdot v_{q1}) \right\} \quad (3.16)$$

$$pi_{v2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos(\theta - 5\pi/6)}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d2} - M_d \cdot v_{d1}) - \frac{\sin(\theta - 5\pi/6)}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q2} - M_q \cdot v_{q1}) \right\} \quad (3.17)$$

$$pi_{w2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left\{ \frac{\cos(\theta + \pi/2)}{L_d^2 - M_d^2} \cdot (L_d \cdot v_{d2} - M_d \cdot v_{d1}) - \frac{\sin(\theta + \pi/2)}{L_q^2 - M_q^2} \cdot (L_q \cdot v_{q2} - M_q \cdot v_{q1}) \right\} \quad (3.18)$$

次に、母線1シャント方式による電流検出用の非零電圧ベクトル( $V_1 \sim V_6$ )が決まると、表 3-1(Inverter1), 3-2(Inverter2)から三相電圧が決定する。これを式(3.19), 式(3.20)に代入することで1, 2群のdq軸電圧を求める。そして、その結果を式(3.13)～(3.18)に代入することで第1巻線の電流微分値( $pi_{u1}$ ,  $pi_{v1}$ ,  $pi_{w1}$ ), および第2巻線の電流微分値( $pi_{u2}$ ,  $pi_{v2}$ ,  $pi_{w2}$ )を求める。

表 3-1 Inverter1 の電圧ベクトルと三相電圧の関係

電圧ベクトル	$v_{um1}$	$v_{vm1}$	$v_{wm1}$
$V_{1(1)}$	$2/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{2(1)}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$
$V_{3(1)}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$2/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{4(1)}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{5(1)}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$2/3 \cdot V_{dc}$
$V_{6(1)}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$

表 3-2 Inverter2 の電圧ベクトルと三相電圧の関係

電圧ベクトル	$v_{um2}$	$v_{vm2}$	$v_{wm2}$
$V_{1(2)}$	$2/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{2(2)}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$
$V_{3(2)}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$2/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{4(2)}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$
$V_{5(2)}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$-1/3 \cdot V_{dc}$	$2/3 \cdot V_{dc}$
$V_{6(2)}$	$1/3 \cdot V_{dc}$	$-2/3 \cdot V_{dc}$	$1/3 \cdot V_{dc}$

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{um1} \\ v_{vm1} \\ v_{wm1} \end{bmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & -\sin(\theta - \pi/6) \\ \cos(\theta - 5\pi/6) & -\sin(\theta - 5\pi/6) \\ \cos(\theta + \pi/2) & -\sin(\theta + \pi/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{um2} \\ v_{vm2} \\ v_{wm2} \end{bmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.20)$$

図 3-4 は、PWM 周期  $T_c$  において、Inverter1 がパターン  $U \rightarrow V \rightarrow W$ 、Inverter2 がパターン  $V \rightarrow U \rightarrow W$  を出力したときの PWM パルスおよび第 1 巻線の電流波形（第 2 巻線の電流は省略）である。電流検出用の非零電圧ベクトルとして Inverter1 は  $V_{1(1)}$ ,  $V_{2(1)}$  を、Inverter2 は  $V_{3(2)}$ ,  $V_{2(2)}$  を出力し、母線 1 シヤント方式より  $i_{u1\_c}$  (時刻  $t_{s1\_1}$ ),  $i_{w1\_c}$  (時刻  $t_{s1\_2}$ ) を検出する。ベクトル  $V_{1(1)}$ ,  $V_{3(2)}$  を出力しているとき (時刻  $t_1 \sim t_2$ ) の  $i_{u1}$ ,  $i_{w1}$  の変化量をそれぞれ  $\Delta i_{u1\_1}$ ,  $\Delta i_{w1\_1}$  とすると、それぞれ式(3.21), (3.22)で表せる。

$$\Delta i_{u1\_1} = p i_{u1}(V_{1(1)}, V_{3(2)}, \theta) \cdot \Delta t \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.21)$$

$$\Delta i_{w1\_1} = p i_{w1}(V_{1(1)}, V_{3(2)}, \theta) \cdot \Delta t \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.22)$$



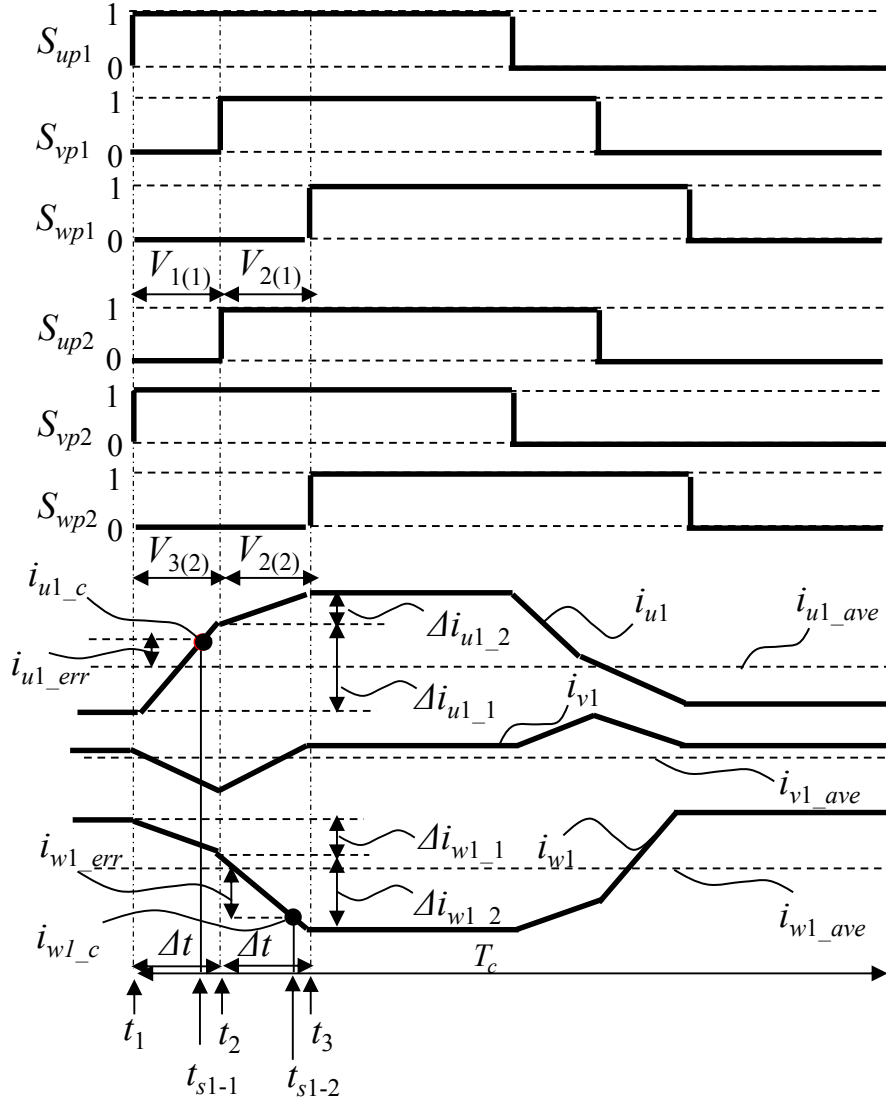


図 3-4 パルスパターンおよびモータ電流波形

ここで,  $pi_{u1}(V_{1(1)}, V_{3(2)}, \theta)$ ,  $pi_{w1}(V_{1(1)}, V_{3(2)}, \theta)$ は, 二重三相モータの回転子位置が  $\theta$  であり, かつ Inverter1, Inverter2 がそれぞれ  $V_{1(1)}$ ,  $V_{3(2)}$ を出力したときの 1 群  $U$ 相, 1 群  $W$ 相電流の微分値を示しており, 回転子位置  $\theta$  および電圧ベクトル  $V_{1(1)}, V_{3(2)}$ を  $dq$  軸上の電圧に変換した値を式(3.13), (3.15)に代入することで求められる。

同様に, ベクトル  $V_{2(1)}$ ,  $V_{2(2)}$ を出力しているとき(時刻  $t_2 \sim t_3$ )の  $i_{u1}$ ,  $i_{w1}$  の変化をそれぞれ  $\Delta i_{u1\_2}$ ,  $\Delta i_{w1\_2}$  とすると, それぞれ式 (3.23), (3.24)で表せる。

$$\Delta i_{u1\_2} = pi_{u1}(V_{2(1)}, V_{2(2)}, \theta) \cdot \Delta t \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.23)$$

$$\Delta i_{w1\ 2} = p i_{w1}(V_{2(1)}, V_{2(2)}, \theta) \cdot \Delta t \quad . . . . . (3.24)$$

ここで、 $pi_{u1}(V_{2(1)}, V_{2(2)}, \theta)$ ,  $pi_{w1}(V_{2(1)}, V_{2(2)}, \theta)$ は、二重三相モータの回転子位置が  $\theta$  で、かつ Inverter1, Inverter2 がそれぞれ  $V_{2(1)}$ ,  $V_{2(2)}$ を出力したときの 1 群  $U$  相, 1 群  $W$  相電流の微分値を示しており、回転子位置  $\theta$  および電圧ベクトル  $V_{2(1)}, V_{2(2)}$ を  $dq$  軸上の電圧に変換した値を式(3.16), (3.18)に代入することで求められる。

次に、 $t_2 - t_1 \doteq t_{s1\_1} - t_1$ ,  $t_3 - t_2 \doteq t_{s1\_2} - t_2$  と近似すると、母線 1 シャント方式より検出した  $i_{u1\_c}$ ,  $i_{w1\_c}$  とそれらの PWM 周期  $T_c$  における平均値  $i_{u1\_ave}$ ,  $i_{w1\_ave}$  に対する誤差  $i_{u1\_err}$ ,  $i_{w1\_err}$  はそれぞれ式 (3.25), (3.26) で表される。

[illegible]

[illegible]

同様に、第 2 巻線に関する電流検出誤差( $i_{v2\_err}$ ,  $i_{w2\_err}$ )も演算することができ、Inverter1 がパターン  $U \rightarrow V \rightarrow W$ , Inverter2 がパターン  $V \rightarrow U \rightarrow W$  を出力した場合における、2 台のインバータで合計 4 相分の電流検出誤差が求まる。

本節の最後に、式(3.25), (3.26)の導出過程および右辺第2項の符号について述べておく。

まず、式(3.25)の導出について述べる。図 3-4 において、時刻  $t_1$ ,  $t_3$  における  $i_{u1}$  の瞬時値をそれぞれ  $i_{u1}(t_1)$ ,  $i_{u1}(t_3)$  とすると、PWM 周期  $T_c$  における  $i_{u1}$  の平均値  $i_{u1\text{ ave}}$  は次式で表せる。

[illegible]

ここで、図 3-4 より、次式が成り立つ。

[illegible]

式(3.28)を式(3.27)に代入することで，次式を得る。

[illegible]

次に、図 3-4 より、母線 1 シャント方式による  $i_{u1}$  の検出値  $i_{u1\_c}$  は次式で表せる。

$$i_{u1\_c} = i_{u1} (t_1) + \Delta i_{u1\_1} \cdot (t_{s1\_1} - t_1) / (t_2 - t_1) \quad \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot (3.30)$$

ここで、母線 1 シャント方式による検出は、下アーム 3 シャント方式と同様に、検出値に生じるリングングが収束した後に行うため、 $t_{s1\_1}(i_{u1\_c}$  の検出時刻) は区間  $t_1 \sim t_2$  の終盤近傍に設定される。よって、 $t_{s1\_1} - t_1 \div t_2 - t_1$  が成り立つ。これにより、式(3.30)は、次式のように近似できる。

[illegible]

よって、誤差  $i_{u1\_err}$  は式(3.29), (3.31)を用いて次式のように導出され、式(3.25)が得られる。

[illegible]

続けて、式(3.26)の導出について述べる。図 3-4 において、時刻  $t_1$ ,  $t_3$  における  $i_{w1}$  の瞬時値をそれぞれ  $i_{w1}(t_1)$ ,  $i_{w1}(t_3)$  とすると、PWM 周期  $T_c$  における  $i_{w1}$  の平均値  $i_{w1\_ave}$  は次式で表せる。



続いて、式(3.25)、(3.26)の右辺第2項の符号についての補足説明を行う。母線1シャント方式では、三相電流を再生するために2度電流検出を行う必要がある。そのうち、1度目(図3-4では時刻 $t_{s1\_1}$ )に検出した相に関する電流検出誤差を求める際に右辺第2項の符号を負とし、2度目(図3-4では時刻 $t_{s1\_2}$ )に検出した相に関する電流検出誤差を求める際に右辺第2項の符号を正とする。

例えば、パルスパターンが $V \rightarrow W \rightarrow U$ であれば、1度目の検出電流は $V$ 相電流、2度目の検出電流は $U$ 相電流となるので、 $V$ 相に関する誤差を求める際は右辺第2項の符号を負とし、 $U$ 相に関する誤差を求める際は右辺第2項の符号を正とする。これを、一般化した例で述べると、パルスパターンが $X \rightarrow Y \rightarrow Z$ であれば、1度目の検出電流は $X$ 相電流、2度目の検出電流は $Z$ 相電流となるので、 $X$ 相に関する誤差を求める際は右辺第2項の符号を負とし、 $Z$ 相に関する誤差を求める際は右辺第2項の符号を正とする。ただし、 $X$ 相とは $U$ 、 $V$ 、 $W$ 相のうちの任意の1相、 $Y$ 相とは $U$ 、 $V$ 、 $W$ 相のうちの $X$ 相以外の任意の1相、 $Z$ 相とは $X$ 、 $Y$ 相以外の1相を意味する。ここで、式(3.13)～(3.18)の $\theta$ の値に応じて、電流検出誤差の大きさは変わるが、図3-4における波形形状はパルスパターンによって決まるので、式(3.25)、(3.26)の符号まで変わることはない。あくまで、式(3.25)、(3.26)の符号は、1度目に検出した電流に関する相については負となり、2度目に検出した電流に関する相については正となる。

### 3.6 36パルスパターンに対する電流検出誤差計算結果

前節で導出した電流検出誤差の計算式に基づいて、ダブルインバータの36パルスパターンに対する電流検出誤差の計算を行った結果について述べる。計算に用いたモータおよびインバータのパラメータを表3-3に示す。

図3-5は、Inverter1のパルスパターンを $U \rightarrow V \rightarrow W$ とし、Inverter2のパルスパターンを図3-3に示した6パターンとした場合の電流検出誤差(パルスパターン毎に2台のインバータで4相分)の計算結果である。ここで、 $V_{m(n)}$ は、 $n$ 群の電圧ベクトルが $V_m$ ベクトルであることを示す(表3-1、3-2を参照)。同図より、Inverter1のパルスパターンは同一( $U \rightarrow V \rightarrow W$ )で

表 3-3 二重三相永久磁石同期モータおよびダブルインバータのパラメータ

$R = 30 \text{ m}\Omega$
$L_d = 0.141 \text{ mH}, M_d = 0.037 \text{ mH}$
$L_q = 0.190 \text{ mH}, M_q = 0.076 \text{ mH}$
$\phi = 0.007 \text{ Wb}$
$V_{dc} = 12 \text{ V}$
$T_c = 200 \text{ }\mu\text{s} (f_c = 5 \text{ kHz}), \Delta t = 20 \text{ }\mu\text{s}$

あるが、第 1 巻線の電流が第 1, 2 巻線間の相互インダクタンス  $M_d, M_q$  に起因して第 2 巻線の電圧および電流の影響を受けるので、第 1 巻線に関する電流検出誤差  $i_{u1\_err}, i_{w1\_err}$  は Inverter2 のパルスパターンに応じて異なっている。よって、電流検出誤差低減には、Inverter1, Inverter 2 が発生するパルスパターンの組合せが重要である。

次に、図 3-6, 3-7, 3-8, 3-9, および 3-10 に、Inverter1 のパルスパターンをそれぞれ  $V \rightarrow U \rightarrow W$ ,  $V \rightarrow W \rightarrow U$ ,  $W \rightarrow V \rightarrow U$ ,  $W \rightarrow U \rightarrow V$ , および  $U \rightarrow W \rightarrow V$  とし、Inverter2 のパルスパターンを図 3-3 に示した 6 パルスパターンとした場合の電流検出誤差(パルスパターン毎に 2 台のインバータで 4 相分)の計算結果を示す。図 3-5～3-10 の計算結果より、Inverter1 の各パルスパターンに対して、電流検出誤差が比較的小さくなる Inverter2 のパターンを 2 通り選択すると、表 3-4 にまとめられる。表 3-4 においては、各パルスパターンに対して出力される電圧ベクトルを括弧内に示している。

### 3.7 電流検出誤差に基づくトルク誤差の計算

本節では、表 3-4 に示した電流検出誤差の小さくするパルスパターンの組合せ 12 通りに対し、電流検出誤差をトルク方程式<sup>(20)</sup>に代入し、電流検出誤差に起因するトルク誤差を計算した結果について述べる。

図 3-11 は、トルク誤差の計算結果である。横軸は回転子位置  $\theta$  である。トルク誤差は、前節で求めた静止座標上の電流検出誤差を  $dq$  軸上の電流検出誤差に変換後、式(3.37)に示

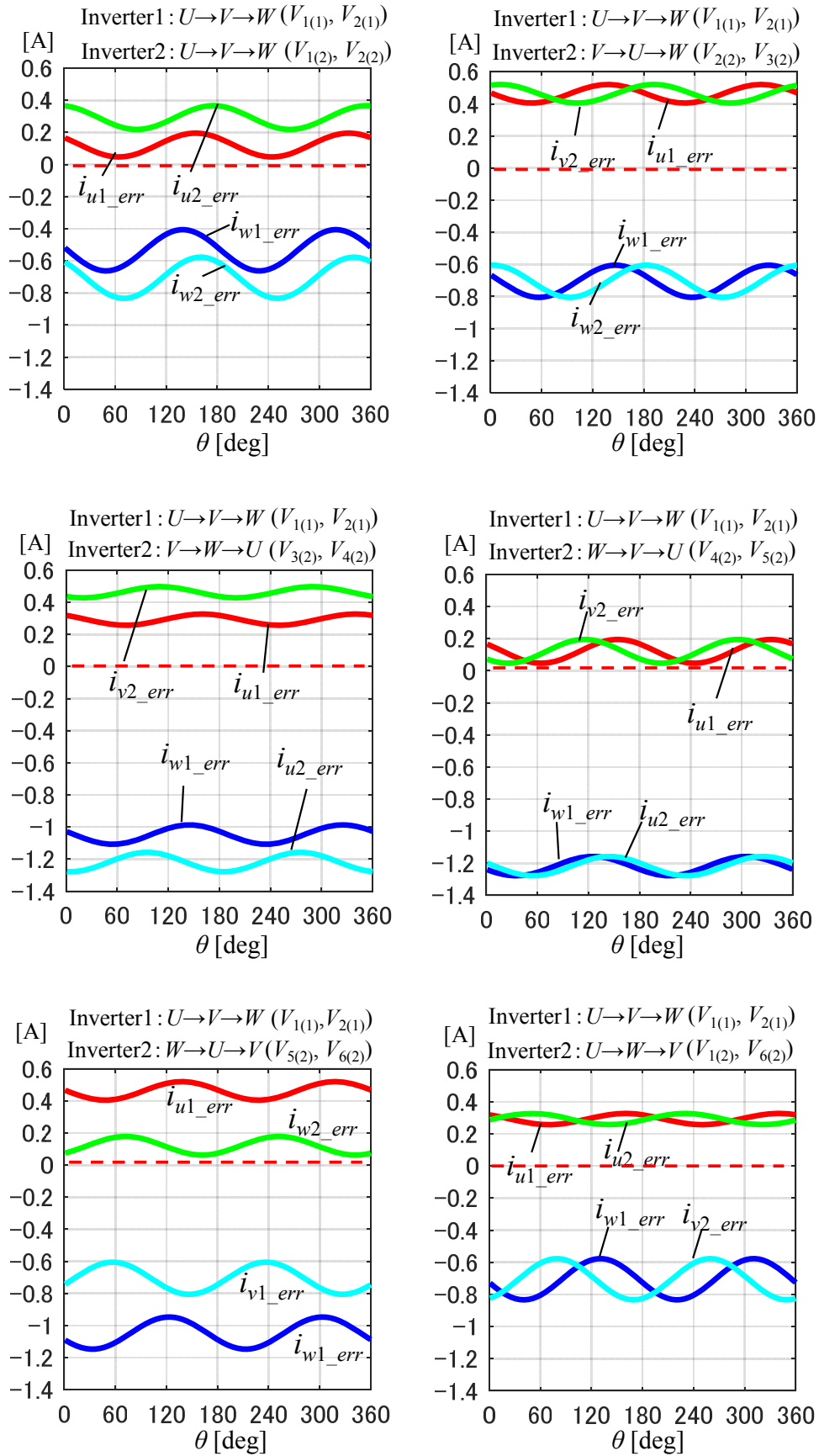


図 3-5 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $U \rightarrow V \rightarrow W$ )

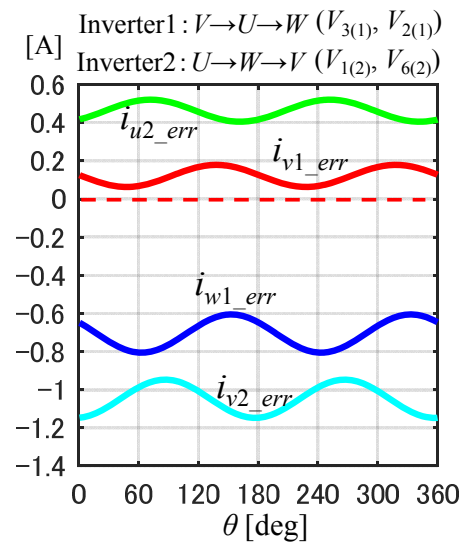
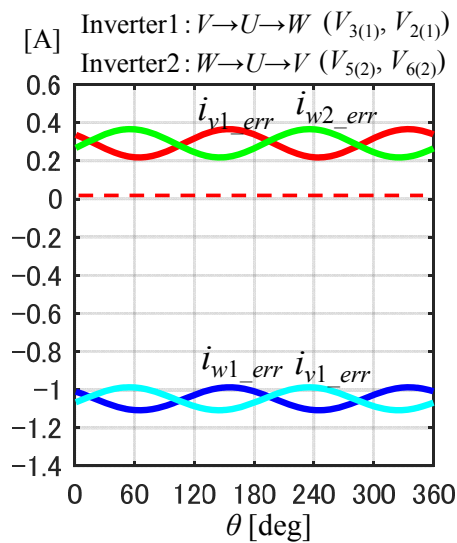
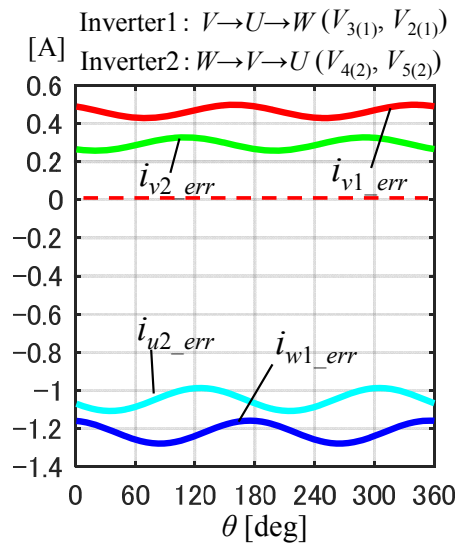
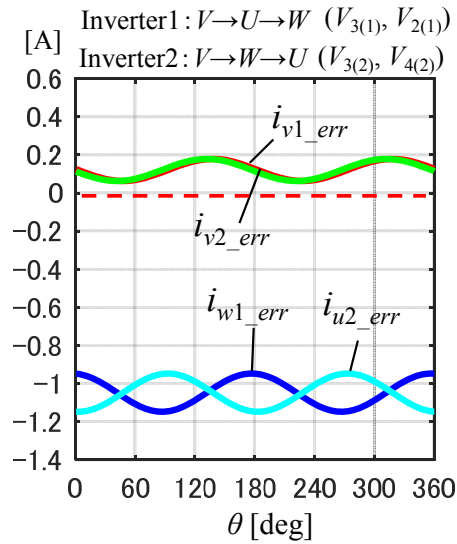
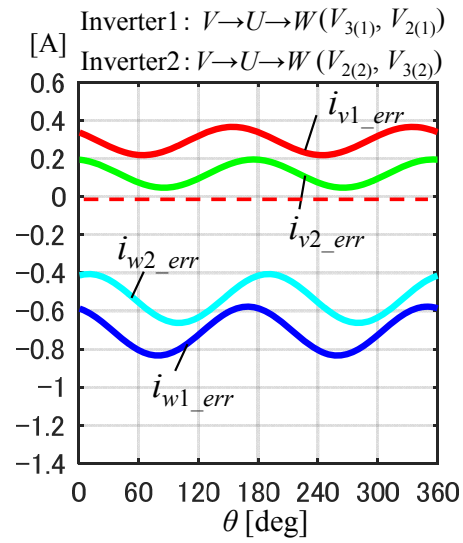
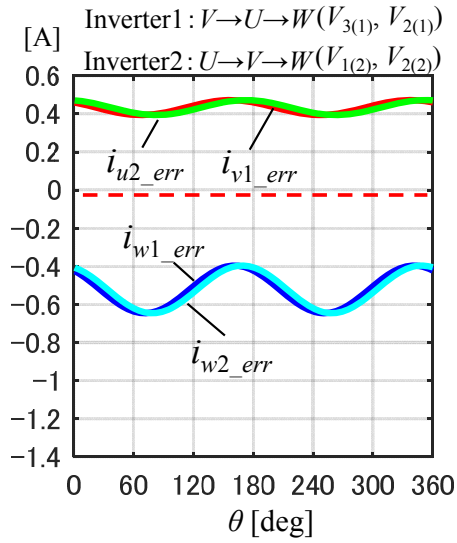


図 3-6 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $V \rightarrow U \rightarrow W$ )



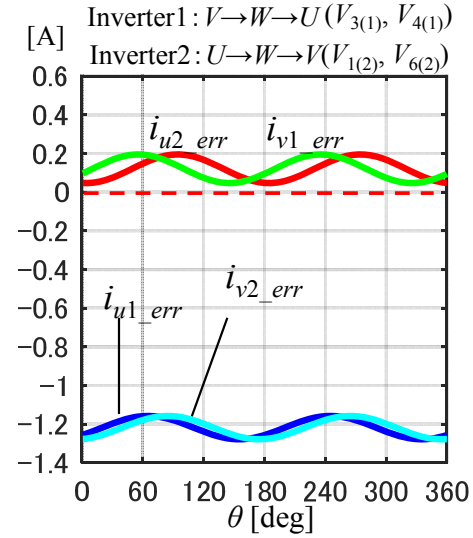
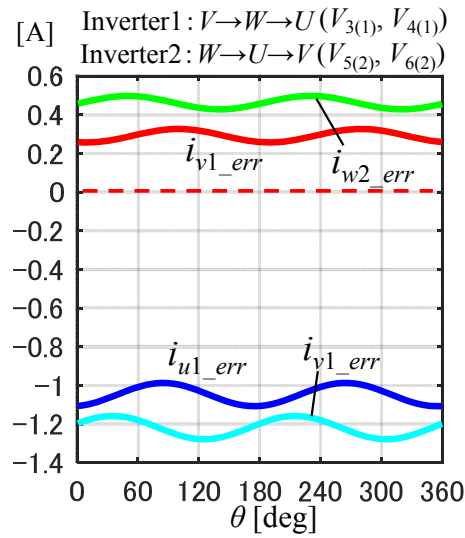
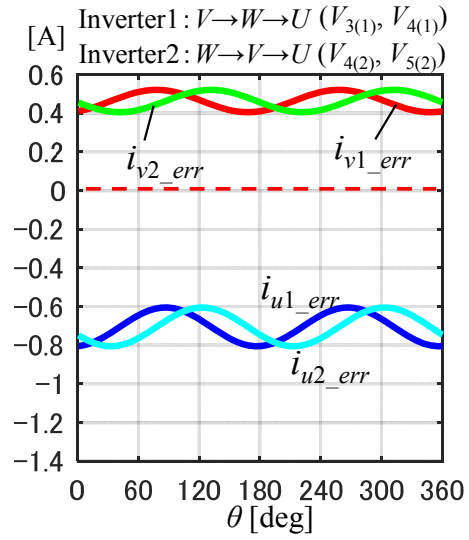
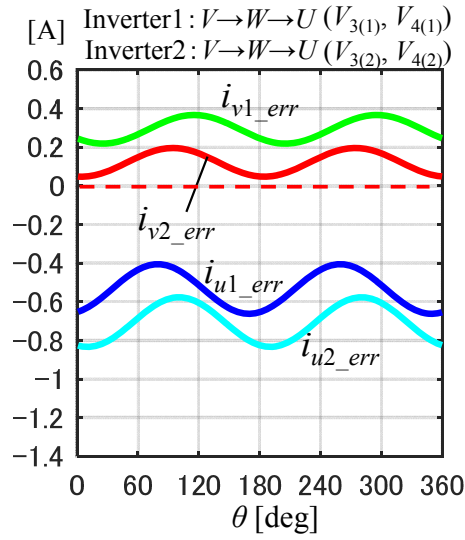
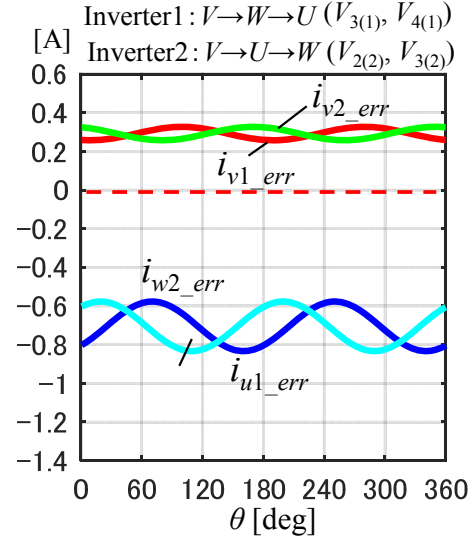
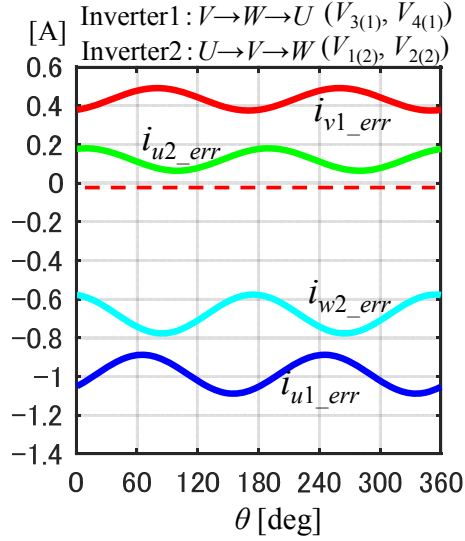


図 3-7 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $V \rightarrow W \rightarrow U$ )

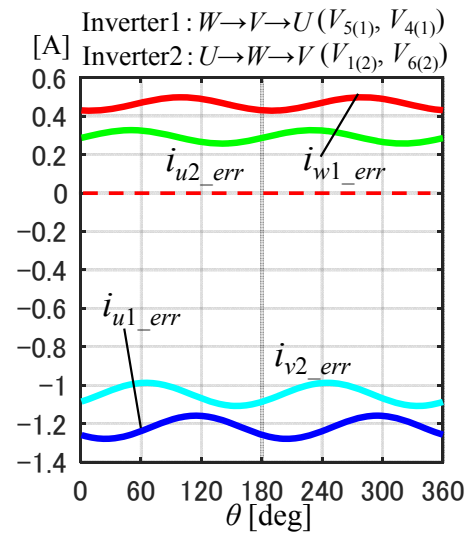
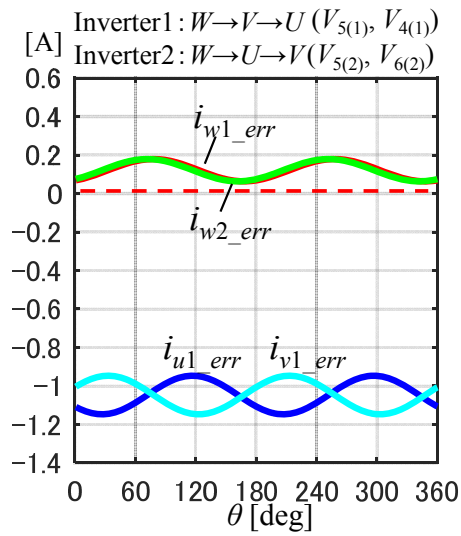
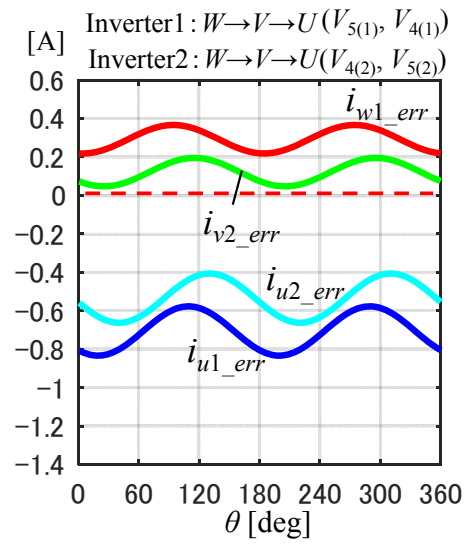
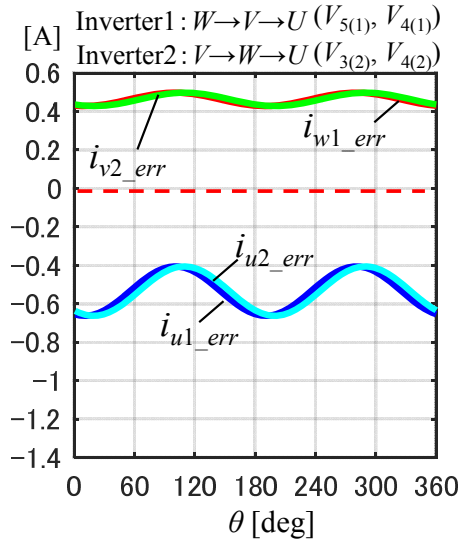
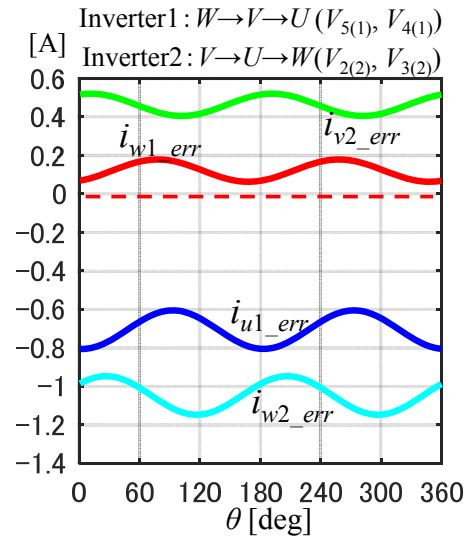
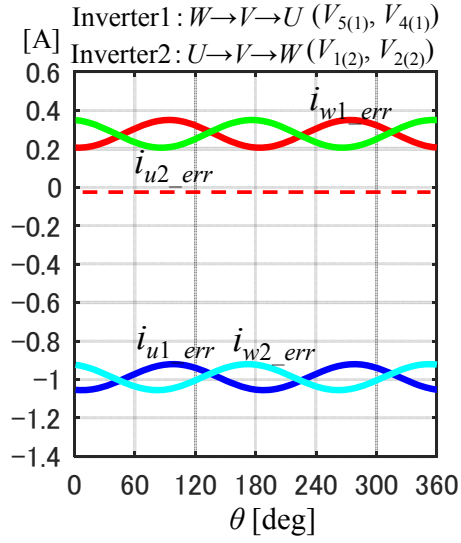


図 3-8 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $W \rightarrow V \rightarrow U$ )

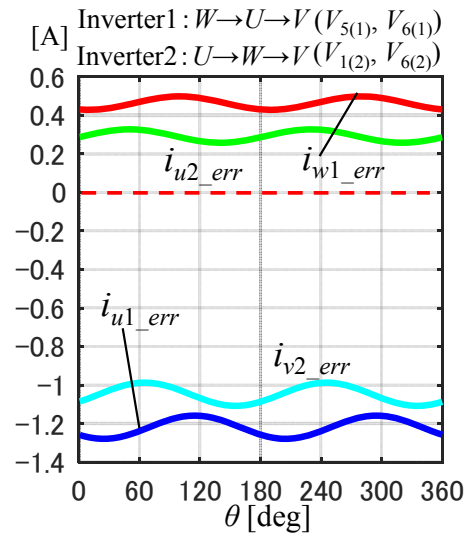
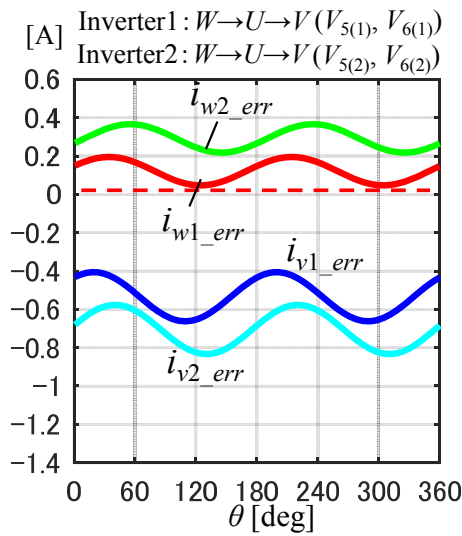
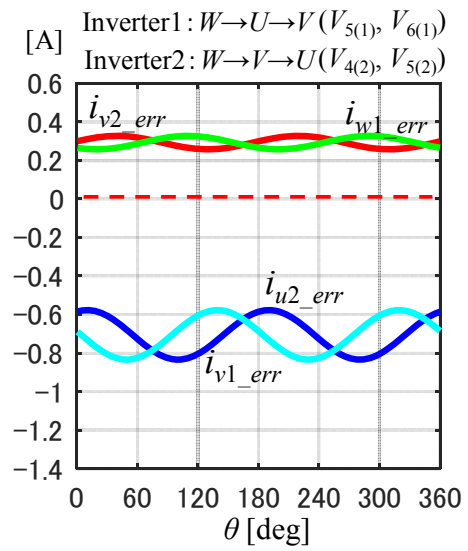
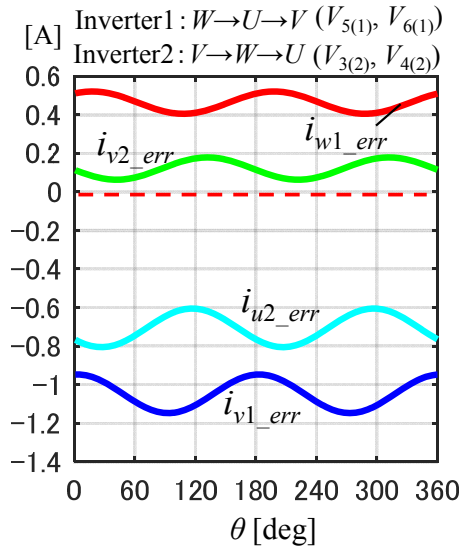
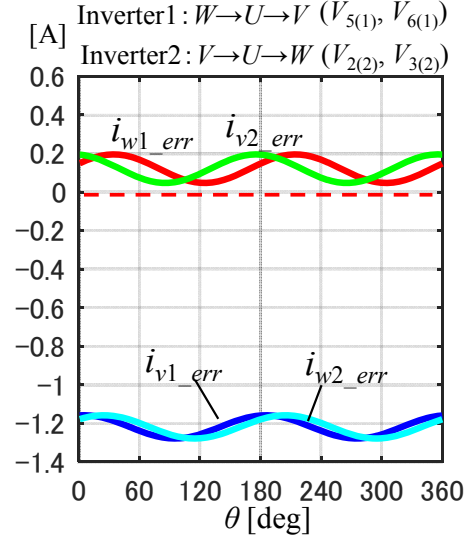
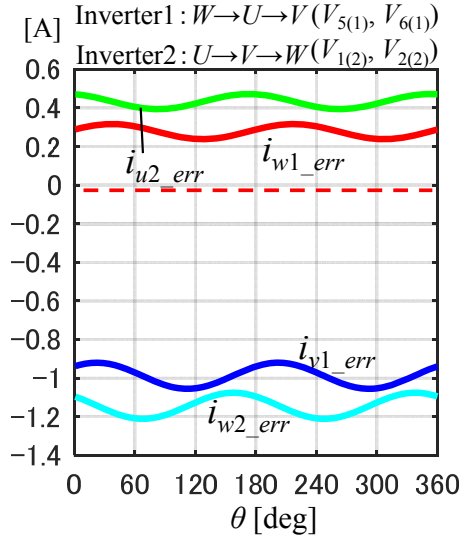


図 3-9 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $W \rightarrow U \rightarrow V$ )

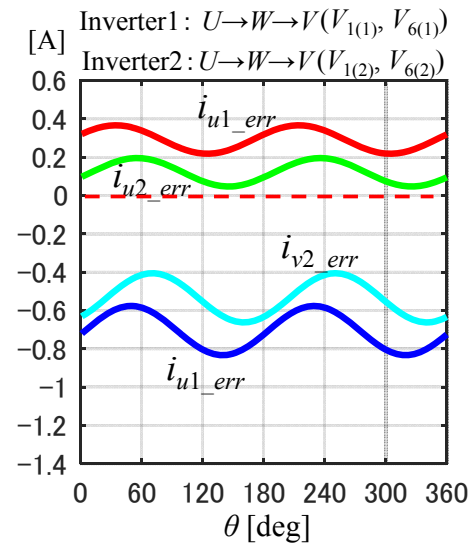
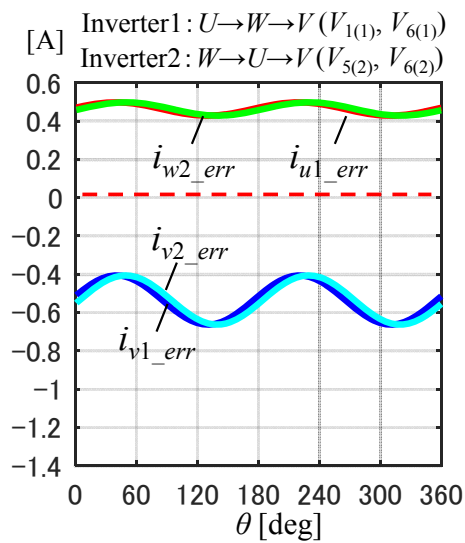
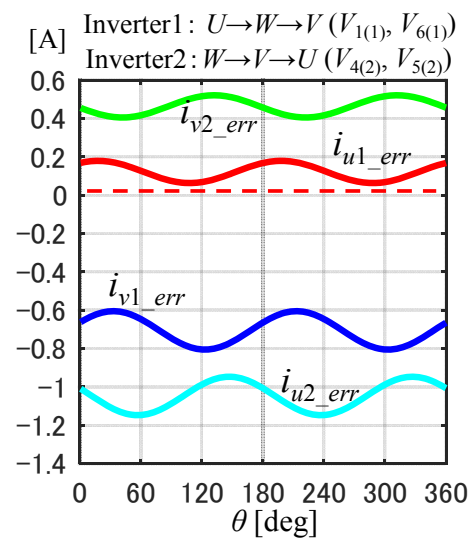
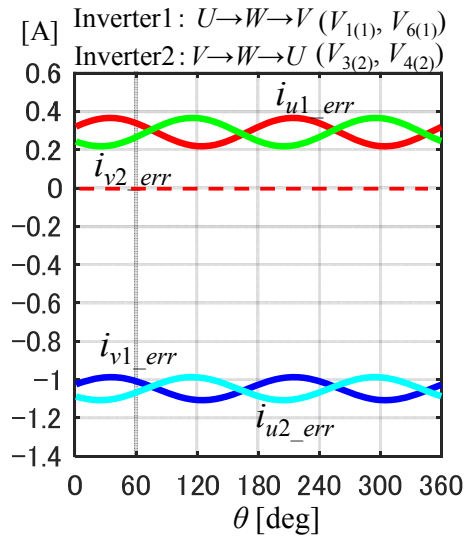
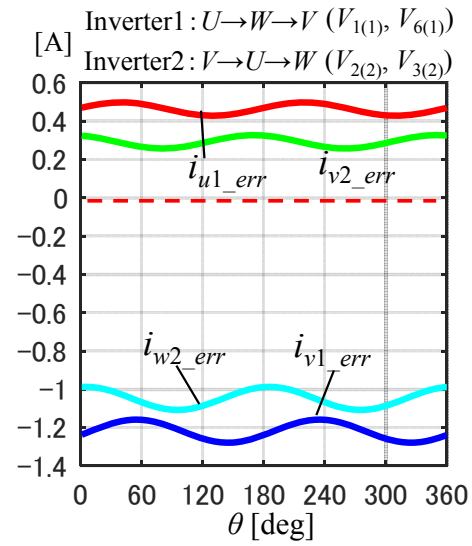
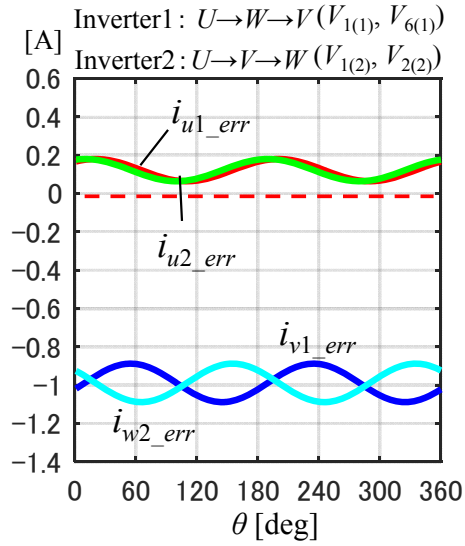


図 3-10 電流検出誤差の計算結果 (Inverter1 :  $U \rightarrow W \rightarrow V$ )

表 3-4 電流検出誤差の小さいパルスパターン(電圧ベクトル)の組合せ

No	Inverter1	Inverter2
1	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(1)}, V_{2(1)})$	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(2)}, V_{1(2)})$
2	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(1)}, V_{2(1)})$	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(2)}, V_{2(2)})$
3	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(1)}, V_{3(1)})$	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(2)}, V_{2(2)})$
4	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(1)}, V_{3(1)})$	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(2)}, V_{3(2)})$
5	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(1)}, V_{4(1)})$	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(2)}, V_{3(2)})$
6	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(1)}, V_{4(1)})$	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(2)}, V_{4(2)})$
7	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(1)}, V_{5(1)})$	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(2)}, V_{4(2)})$
8	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(1)}, V_{5(1)})$	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(2)}, V_{5(2)})$
9	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(1)}, V_{6(1)})$	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(2)}, V_{5(2)})$
10	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(1)}, V_{6(1)})$	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(2)}, V_{6(2)})$
11	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(1)}, V_{1(1)})$	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(2)}, V_{6(2)})$
12	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(1)}, V_{1(1)})$	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(2)}, V_{1(2)})$

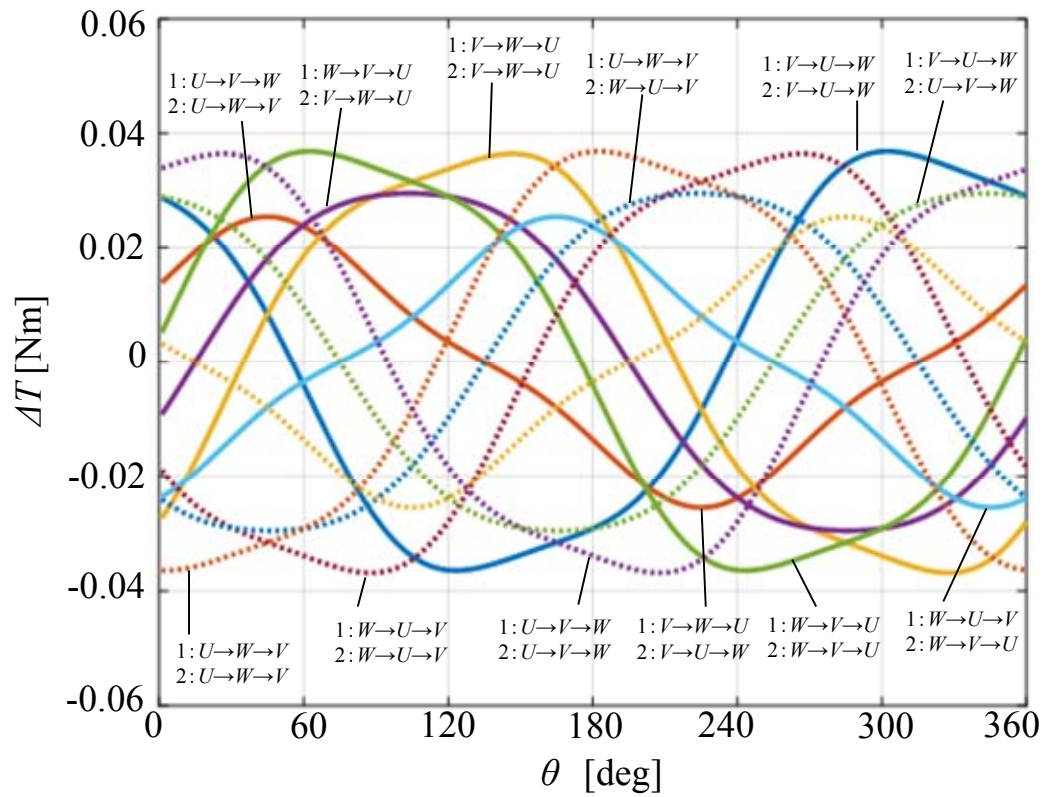


図 3-11 トルク誤差の計算結果

すトルク方程式に代入することによって求めている。 $P_m$ は極対数であり，本章で対象とする二重三相永久磁石同期モータでは4である。

$$T = P_m \phi (i_{q1} + i_{q2}) + P_m(L_d - L_q)(i_{q1}i_{d1} + i_{q2}i_{d2}) + P_m(M_d - M_q)(i_{d1}i_{q2} + i_{d2}i_{q1}) \quad \cdot \cdot \cdot (3.37)$$

### 3.8 トルク誤差のリップル成分を低減するパルスパターン

図 3-11 に示した 12 通りのパルスパターンに対するトルク誤差に対し，二重三相永久磁石同期モータの回転子位置  $\theta$  に応じてトルクリップルが小さくなるように，パルスパターンを選択する。本章で提案する回転子位置に対するパルスパターンを表 3-5 に示す。

図 3-12 は，表 3-5 に従ってパルスパターンを選択した場合における，回転子位置に対するトルク誤差の計算結果(太線)である。提案法においては，トルク誤差が太線に追従するよう，表 3-5 のようにパルスパターンを位置信号  $\theta$  に応じて切り替える。図 3-12 より，このパルスパターンによって，トルク誤差の定常値は残るが，リップル成分が最小化する。

提案法(表 3-5)における電圧ベクトルについて詳細に述べる。表 3-5 に示すパルスパターンは， $T_c$  初め( $t_1 \sim t_3$ )の 2 つの非零電圧ベクトル(表 3-5 の括弧内に示す)が  $q$  軸に隣接す

表 3-5 トルクリップルを最小化するパルスパターン(提案法)

$\theta$ [deg]	Inverter1	Inverter2
0 $\sim$ 30	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(1)}, V_{3(1)})$	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(2)}, V_{3(2)})$
30 $\sim$ 60	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(1)}, V_{4(1)})$	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(2)}, V_{3(2)})$
60 $\sim$ 90	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(1)}, V_{4(1)})$	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(2)}, V_{4(2)})$
90 $\sim$ 120	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(1)}, V_{5(1)})$	$V \rightarrow W \rightarrow U(V_{3(2)}, V_{4(2)})$
120 $\sim$ 150	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(1)}, V_{5(1)})$	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(2)}, V_{5(2)})$
150 $\sim$ 180	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(1)}, V_{6(1)})$	$W \rightarrow V \rightarrow U(V_{4(2)}, V_{5(2)})$
180 $\sim$ 210	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(1)}, V_{6(1)})$	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(2)}, V_{6(2)})$
210 $\sim$ 240	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(1)}, V_{1(1)})$	$W \rightarrow U \rightarrow V(V_{5(2)}, V_{6(2)})$
240 $\sim$ 270	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(1)}, V_{1(1)})$	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(2)}, V_{1(2)})$
270 $\sim$ 300	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(1)}, V_{2(1)})$	$U \rightarrow W \rightarrow V(V_{6(2)}, V_{1(2)})$
300 $\sim$ 330	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(1)}, V_{2(1)})$	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(2)}, V_{2(2)})$
330 $\sim$ 360	$V \rightarrow U \rightarrow W(V_{2(1)}, V_{3(1)})$	$U \rightarrow V \rightarrow W(V_{1(2)}, V_{2(2)})$

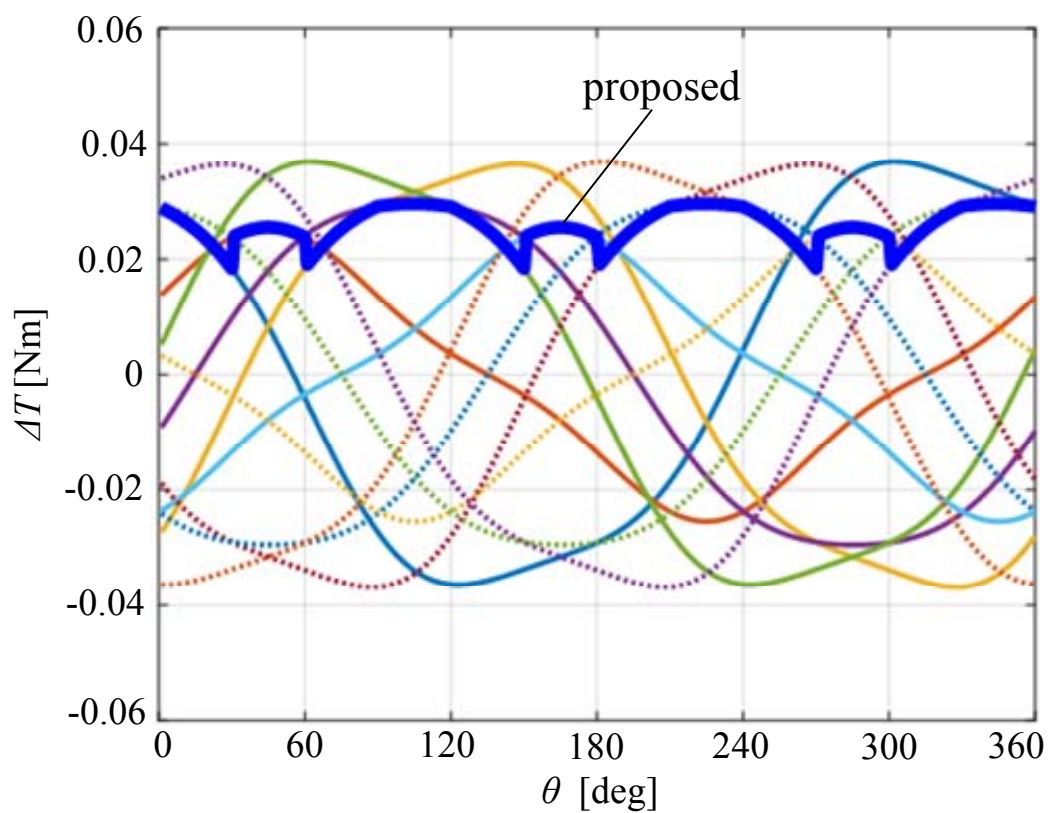


図 3-12 提案法におけるトルク誤差計算結果

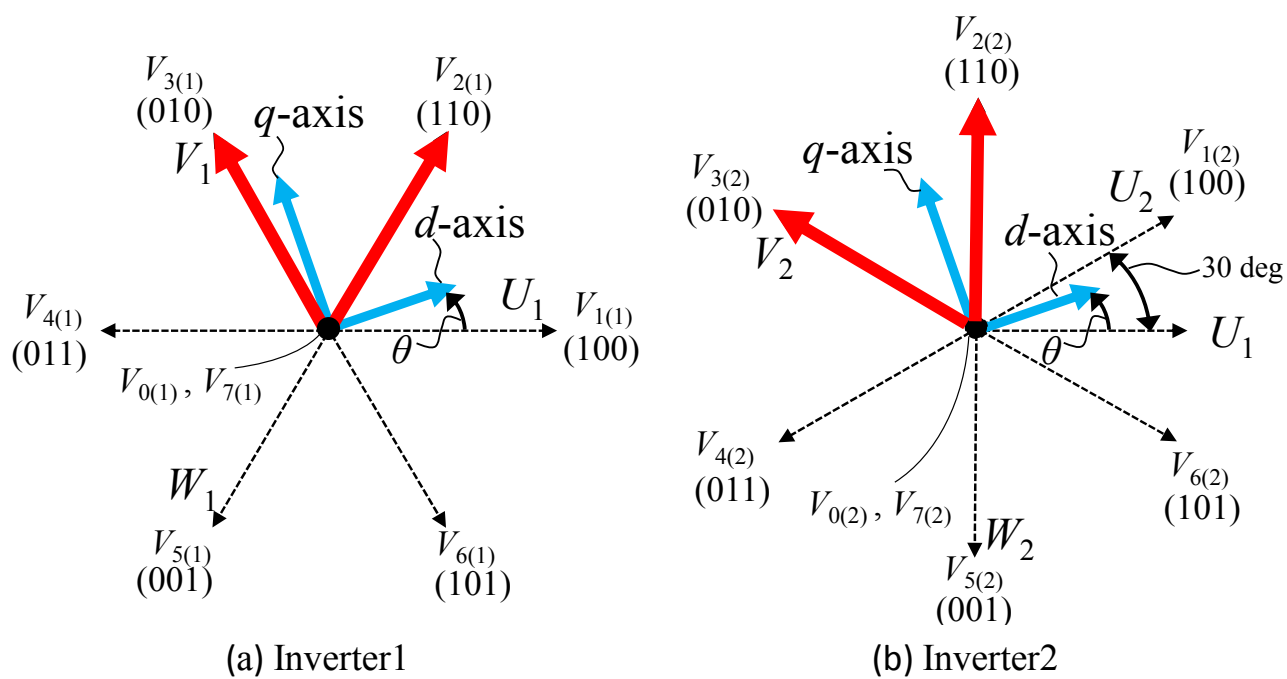


図 3-13 電圧ベクトル ( $\theta = 0 \sim 30 \text{deg}$ )



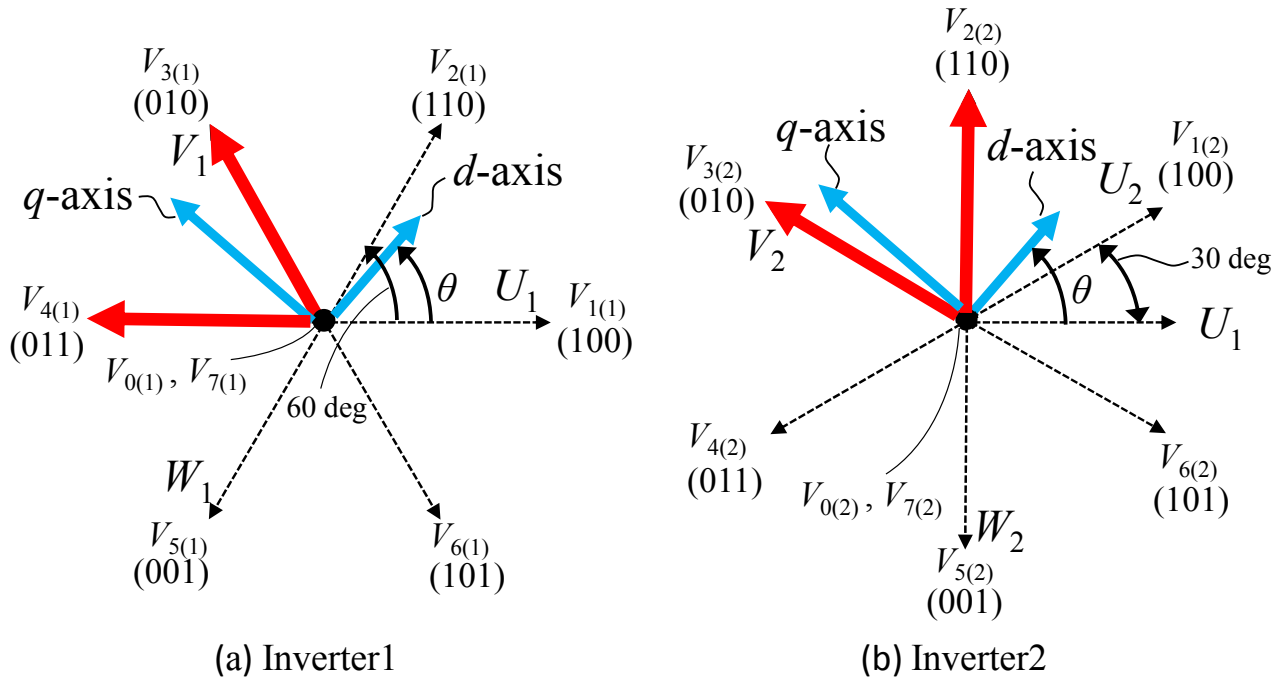


図 3-14 電圧ベクトル ( $\theta = 30 \sim 60 \text{deg}$ )

るように決定されている。図 3-13 に、回転子位置  $\theta$  が  $0 \sim 30 \text{ deg}$  の範囲 (Inverter1, Inverter2 のパルスパターンが共に  $V \rightarrow U \rightarrow W$ ) の場合の、 $T_c$  初めの 2 つの非零電圧ベクトルを図示する。図 3-13 より、Inverter1, Inverter2 から出力される 2 つの非零電圧ベクトルは  $q$  軸に隣接している (最も位相が近い) ことがわかる。同様に、図 3-14 に、回転子位置  $\theta$  が  $30 \sim 60 \text{ deg}$  の範囲 (Inverter1, Inverter2 のパルスパターンがそれぞれ  $V \rightarrow W \rightarrow U$ ,  $V \rightarrow U \rightarrow W$ ) の場合の、 $T_c$  初めの 2 つの非零電圧ベクトルを図示する。図 3-14 と同様に、Inverter1, Inverter2 から出力される 2 つの非零電圧ベクトルは  $q$  軸に隣接していることがわかる。

常に  $q$  軸に隣接する非零電圧ベクトルを選択するパルスパターンを選択することによって、母線 1 シャント方式による誤差のうち、 $q$  軸方向成分の変動が最小化されるため、トルクリップルも最小化できる。

### 3.9 実機試験結果

本節では、二重三相永久磁石同期モータを用いて表 3-3 に示す条件にて実機評価を行った結果について述べる。実機評価においては、二重三相永久磁石同期モータの電流制御 (回



転二軸( $dq$  軸)上における電流指令値と電流検出値との偏差を比例・積分制御する構成)において、電流波形に含まれるノイズ成分のフィードバック量が十分小さくなるように、表 3-3 のモータ定数を用いて電流制御系の応答角周波数を  $250 \text{ rad/s}$  に下げて行っている。

### 3.9.1 電流検出誤差評価試験

ここでは、3.6 節で導出した電流検出誤差を評価することを目的として、試験用の二重三相永久磁石同期モータを無負荷で回転させた場合の電流検出誤差の測定を行った結果を示す。

図 3-15 は、二重三相永久磁石同期モータに印加するパルスパターンとして、Inverter1 を  $U \rightarrow V \rightarrow W$  ( $V_{1(1)}, V_{2(1)}$ ), Inverter2 を  $U \rightarrow V \rightarrow W$  ( $V_{1(2)}, V_{2(2)}$ ) に設定した場合の電流検出誤差である。同図において、(a)は図 3-5 にも示した計算結果であり、(b)は実測結果である。図 3-15 において、(a)と(b)を比較すると、4 本の電流検出誤差が、概ね一致していることから、3.6 節で述べた計算手法は実用的であることが確認された。

### 3.9.2 無負荷試験

本節では、二重三相永久磁石同期モータの回転子に負荷サーボモータをカップリングに

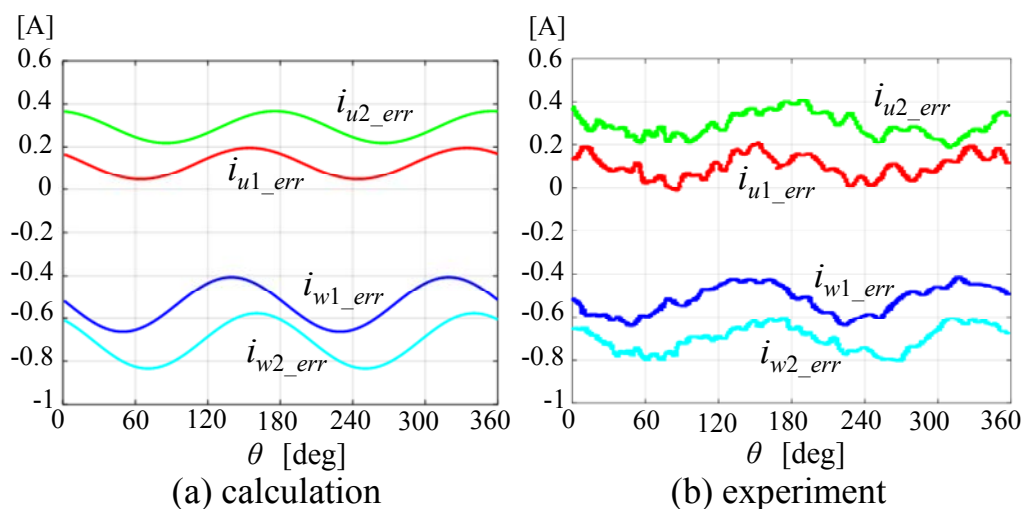


図 3-15 電流検出誤差波形 (Inverter1, 2 :  $U \rightarrow V \rightarrow W$ )

より連結し、負荷サーボモータにより二重三相永久磁石同期モータの回転数を 60 r/min で回転させた結果を示す。

図 3-16 は、上段から 1 群  $U$  相電流  $i_{u1}$ 、2 群  $U$  相電流  $i_{u2}$ 、レゾルバにより計測した位置

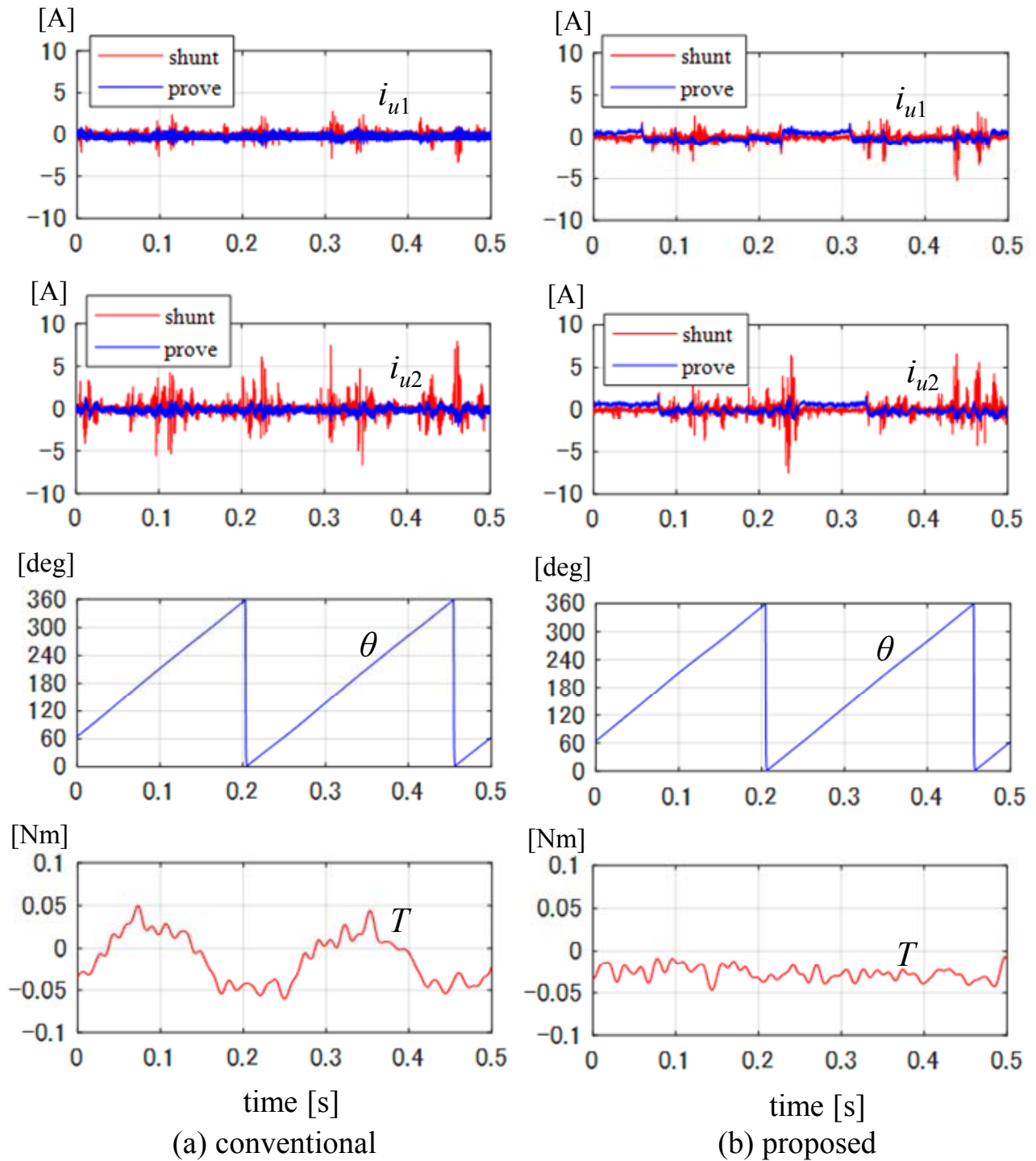


図 3-16 実機波形 ( $i^* = 0 \text{ A}_{\text{rms}}$ )

信号  $\theta$ ，およびトルクメータにより計測したモータトルク  $T$  である。ただし， $i_{u1}$ ， $i_{u2}$  において，「shunt」は母線 1 シャント方式より再生した  $U$  相電流であり，「probe」は別途  $U$  相ラインに設けたカレントプローブにより計測した電流である。同図において，(a) conventional では文献(61)を参考にパルスパターンを固定 (Inverter1 は  $U \rightarrow V \rightarrow W$  ( $V_{1(1)}$ ,  $V_{2(1)}$ ), Inverter2 は  $U \rightarrow V \rightarrow W$  ( $V_{1(2)}$ ,  $V_{2(2)}$ )) に設定し，(b) proposed では表 3-5 に従ってパルスパターンを決定している。図 3-16(a), (b) を比較すると，(a) において，4 段目のモータトルク  $T$  が，3 段目の位置信号  $\theta$  と同じ周期で脈動している（以下，この周期の脈動を  $1f$  トルクリップルと呼ぶ）。一方，(b) において， $1f$  トルクリップルは抑制されている。これは，パルスパターンを固定した(a)の場合，電流検出誤差に起因するトルク誤差が図 3-11 に示したように  $1f$  トルクリップルとなること，および，回転角度に応じて適切に切り替えた(b)の場合， $1f$  トルクリップルが図 3-12 のように抑制されるためである。

ここで， $1f$  トルクリップルの発生要因を詳細に述べる。図 3-15 に示した 4 相分の電流検出誤差(静止座標上における値)は，4 相すべて，直流成分の誤差と 2 次成分(360 度で 2 周期の脈動成分)の誤差から成っている。このうち，直流成分の誤差は，回転二軸( $dq$  軸)座標へと座標変換すると 1 次成分(360 度で 1 周期の脈動成分)の誤差となり，2 次成分の誤差は，回転二軸座標へと座標変換すると 1 次成分と 3 次成分(360 度で 3 周期の脈動成分)の誤差となる。よって，静止座標における直流成分および 2 次成分の電流検出誤差によって，回転二軸方向( $d$  軸方向および  $q$  軸方向)において 1 次成分および 3 次成分の電流検出誤差が生じる。次に，式(3.37)に示すトルク方程式のマグネットトルクを表す項( $P_m \phi (i_{q1} + i_{q2})$ )により， $q$  軸方向電流とマグネットトルクは比例関係にある。よって，先に述べたように  $q$  軸方向電流に 1 次成分の検出誤差がある場合，1 次成分のトルク誤差，すなわち  $1f$  トルクリップルが発生する。

次に，図 3-16 の 1 群  $U$  相電流  $i_{u1}$  および 2 群  $U$  相電流  $i_{u2}$  において，「shunt」に生じているノイズ成分発生要因について述べる。このノイズ成分は，二重三相永久磁石同期モータの速度を一定に調節するためにそのロータに連結した負荷サーボモータを駆動するサーボアンプのスイッチングに起因して生じていると考えられる。サーボアンプとダブルインバ

ータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムは同じ AC200V 系統から受電しており、さらにダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムは主回路と制御回路(母線 1 シャント方式による検出回路を含む)とが絶縁されていない。よって、ノイズは、サーボアンプから、AC200V 系統を経由してダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムの経路で伝搬し、母線 1 シャント方式による検出回路にも伝搬していると考えられる。ここで、3.9.1 節の電流検出誤差評価試験においては、サーボアンプのスイッチングをオフとして計測を行っているため、図 3-15 (b)に示す電流検出誤差におけるノイズ成分は十分小さいものとなっている。

図 3-17 は、 $1f$ トルクリップルについて、前章で導出した計算結果と本節における実測結果を比較したものである。同図より、(a) conventional, (b) proposed 共に計算と実測が概ね一致していることがわかる。この理由として、図 3-15 に示した電流検出誤差が概ね一致していること、および無負荷時の  $1f$ トルクリップルの主要因が電流検出誤差にあることが挙

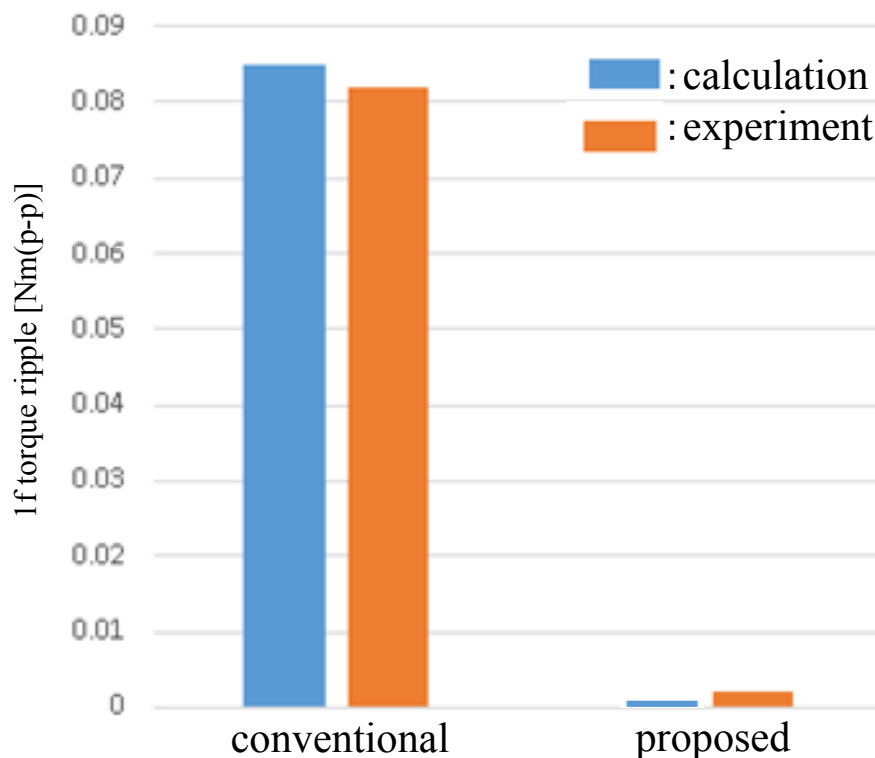


図 3-17  $1f$ トルクリップルの計算値と実測値の比較

げられる。

### 3.9.3 負荷試験

本節では、前節の条件に加えて、二重三相永久磁石同期モータの電流指令値を増大させた場合の試験結果について述べる。

図 3-18 は、二重三相永久磁石同期モータの電流指令値を 10 Arms に設定した場合の波形である。各部波形については図 3-16 と同じである。図 3-18 より、電流指令値を増大させた場合においても、無負荷時の図 3-16 と同様に、(a) conventional に対し、(b) proposed において  $1f$  トルクリップルが抑制されていることがわかる。

以下、図 3-18(b) proposed, また(a) conventional の 0.4s 以降において、トルク波形に生じている周期性のない不規則な脈動の原因について述べる。これは、負荷試験時に二重三相永久磁石同期モータの電流制御の応答周波数が無負荷時のそれに比べ増大し、「shunt」の電流に含まれる不規則なノイズのうち、本実機評価装置における機械系の共振周波数近傍(50~70 Hz)の成分を電流制御器がフィードバックしているために起因していると考えられる。以下、詳細について説明する。

一般に、永久磁石同期モータの電流制御器におけるゲイン設計は、永久磁石同期モータのパラメータを基に行われる。今回の実機評価における電流制御器のゲイン設計においても、二重三相永久磁石同期モータのパラメータ(表 3-3)を基に行っており、電流制御の応答を共振周波数近傍より低く設定することによって、「shunt」の電流に含まれる共振周波数近傍の成分のフィードバックを避けている。よって、無負荷試験においては、「shunt」の電流に含まれるノイズのうち、共振周波数近傍の成分は電流制御の帯域外となり、図 3-16 のトルク波形において不規則な脈動は十分に小さくなる。しかし、負荷試験においては、 $q$  軸電流の増加によって磁気飽和が生じ、インダクタンスが表 3-3 に示した値に比べ低下することにより、電流制御の応答帯域が無負荷試験時に比べ高くなる。電流制御の応答帯域が高くなることにより、「shunt」の電流に含まれる不規則なノイズのうち、共振周波数近傍の成分についても電流制御の帯域内となってくるため、その成分へのフィードバックが

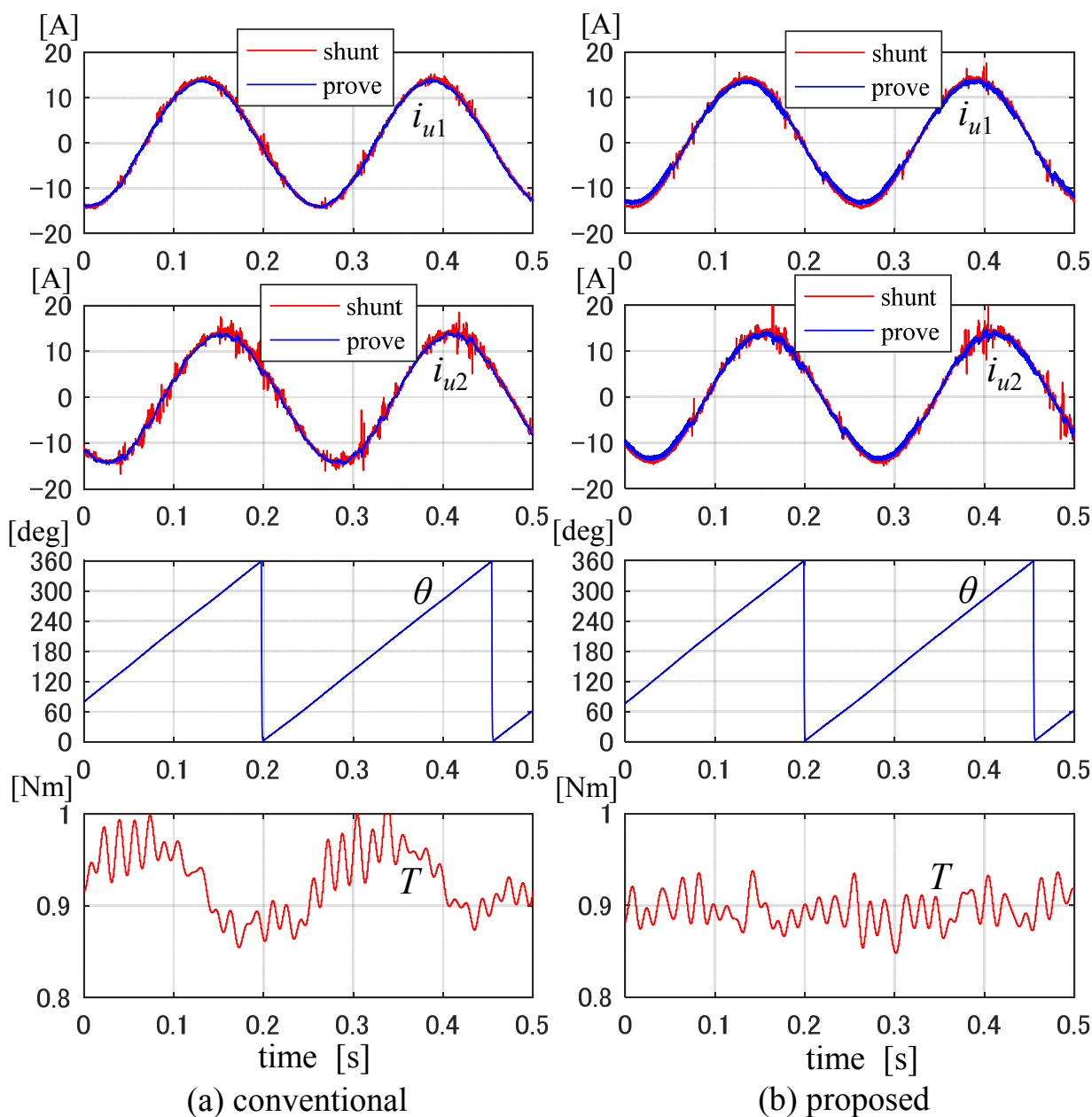


図 3-18 実機波形 ( $i^* = 10 \text{ A}_{\text{rms}}$ )

働き，トルク波形に不規則な振動が発生していると考えられる。

図 3-19 は， $1f$ トルクリップルの負荷依存性を示す図であり，横軸は電流指令(実効値)，縦軸は $1f$ トルクリップルである。同図より，すべての電流値範囲において，(a) conventional

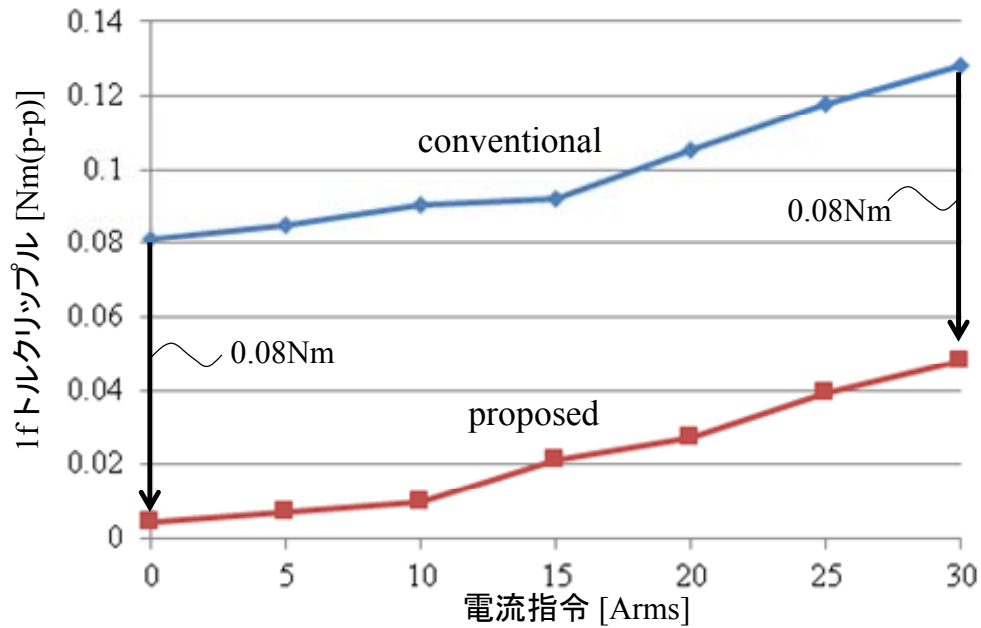


図 3-19 conventional(従来法)と proposed(提案法)の 1f トルクリップル比較

に対し(b) proposed は、1f トルクリップルを概ね 0.08 Nm<sub>p-p</sub> 抑制できており、図 3-17 に示した理論値通りの抑制効果が示された。

以下、母線 1 シャント方式と提案法の組み合わせを電動パワーステアリングに適用した場合の効果について述べる。電動パワーステアリングでは、モータの歯数に対してステアリングの歯数は 20 倍程度に設定されることが多い。よって、モータのトルクが 20 倍程度に増幅されてステアリングに伝達される。母線 1 シャント方式によりモータに生じる 1f トルクリップル 0.08 Nm<sub>p-p</sub> は、ステアリングにおいてはその約 20 倍のリップルとなって伝わるることにより、ステアリングを操舵する運転者に不快感を与える。一方、母線 1 シャント方式に提案法を組み合わせることにより、この不快感をほぼ完全に除去でき、快適な操舵感を実現することが可能となる。ここで、図 3-16 に示すように、提案法においてはモータトルクに約 20 mNm 程度の直流誤差が生ずる。直流誤差はステアリングの操舵感において、ステアリングを左に回したときと右に回したときの差として現れるが、この程度の差であれば問題ないと言える。

### 3.10 結言

本章では，母線 1 シャント方式ダブルインバータ駆動二重三相永久磁石同期モータシステムにおいて，母線 1 シャント方式による電流検出誤差に起因するトルクリップルを抑制するスイッチング法(パルスパターン改善法)について述べた。

以下，本章で示した研究成果について記す。

- ・二重三相永久磁石同期モータの電圧方程式，およびダブルインバータのパルスパターンに基づく電流検出誤差計算式の導出を行い，この結果は実機試験により計測した電流検出誤差と概ね一致することを明らかにした。
- ・トルクリップルを抑制するスイッチング法(パルスパターン)によって，負荷試験を行った全電流領域において，概ね理論値( $0.08 \text{ Nm}_{p-p}$ )と同等のトルクリップル抑制効果があることを実機試験結果(トルクリップル周波数解析結果)によって明らかにした。



## 第4章 結論

本研究では、2組の三相巻線を1つの固定子に収めた永久磁石同期モータである二重三相永久磁石同期モータをダブルインバータで駆動するシステムについて、ダブルインバータのスイッチング法の工夫により、小形・低コストを実現する研究結果をまとめたものである。

第2章では、1台のバッテリーを持つダブルインバータ駆動永久磁石同期モータシステムに対して、電流検出センサの小形化と平滑コンデンサの小形化の両立を目的として、下アーム3シャント方式ダブルインバータ向けに、直流母線部の平滑コンデンサに流れる電流リップルを抑制するスイッチング法について述べた。具体的には、2台のインバータのキャリア三角波の位相を180度ずらし、2台のインバータの電圧指令値を電流検出性能に影響が生じない範囲で3相等しく下側にシフトするスイッチング法を提案した。さらに、下アーム3シャント方式で一般に使用される2相変調法、従来法(零相電圧相違法)および提案法を実装して実機試験を行い、平滑コンデンサの電流リップルおよび電流検出性能の観点から比較・評価を行って、提案法が、2相変調法および従来法に比べて、電流検出性能を維持したままコンデンサの電流リップルを低減できることを示した<sup>(41), (42)</sup>。さらに、実機試験結果より、2相変調法、零相電圧相違法に対する提案法のコンデンサ電流の低減比率がそれぞれ36.7%、15.7%となること、よって、コンデンサとして一般に使用される電解コンデンサを用いた場合、その体積低減比率は36.7%、15.7%となることを示した。

第3章では、電流検出センサのさらなる小形・低コスト化を目的として、母線1シャント方式ダブルインバータを用い1fトルクリップルを抑制するスイッチング法を提案した。具体的には、母線1シャント方式を用いた場合の電流検出誤差について、二重三相永久磁石同期モータの電圧方程式から導出を行い、その導出結果に基づいてダブルインバータが発生可能な36通りのパルスパターンに対する電流検出誤差の計算を行って、誤差の小さい12通りのパルスパターンを位置信号に応じて最適に切り替えることで、電流検出誤差起因による1fトルクリップルを抑制するスイッチング法について述べた。そして、そのスイッチング法に関して実機試験による評価を行い、提案法が1fトルクリップルを十分に低減で

き，さらにその低減量が計算結果とほぼ一致することを明らかにした<sup>(43)</sup>。母線 1 シャント方式と提案法の組み合わせにより，1f トルクリップルの課題を解決した上で，下アーム 3 シャント方式に比べてシャント抵抗および検出回路，CPU に取り込むための増幅回路の数，そして電流信号用の CPU のピン数をすべて 1/3 で実現できることによる小形化と数十円のコスト低減<sup>(55)</sup>を可能にした。このスイッチング法は，複数台のバッテリーを持つダブルインバータ駆動永久磁石同期モータシステムに対しても有効である。

本研究で得られた 2 つの異なる方式のダブルインバータ駆動永久磁石同期モータシステムスイッチング法は，耐故障性が要求され，かつ小形・低コスト化が求められるオルタネータ，電動パワーステアリングの性能向上に大きく貢献できる。また，研究過程で得られた様々な成果はこれらの用途に限らず，様々な用途への活用が期待できる。例えば，EV における主機用モータ駆動システムにおいても，信頼性向上を目的とした冗長化を実現する場合，システムのサイズ，コストの低減は必須であり，本研究の貢献が期待できる。さらに，航空機，産業用途，家電民生用途など，幅広い用途に対しても本研究の貢献が期待できる。

## 文献

- (1) 井上, 照沼, 高山, 大沼, 齋藤:「エレベータにおける同期駆動制御の安定性に関する検討」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-47, pp. 237-242 (2017)
- (2) 野澤, 新谷, 玉泉, 日比, 板本:「ブラシレスモータ EPS システム 1 相断線故障時アシスト制御の開発」, JTEKT ENGINEERING JOURNAL No. 1008 (2010)
- (3) 大和, 佐藤:「インバータ故障時における誘導電動機応急運転法の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 12, pp. 1430-1437 (2003)
- (4) 中出, エコング, 稲森, 森本:「2 相インバータのベクトル制御における弱め磁束制御」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-82, pp. 373-376 (2017)
- (5) O. Sok, U. Ekong, M. Mamiko, and M. Morimoto, “Evaluation of Motor Efficiency of a Vector Controlled 2 Phase Inverter Fed 3 Phase Induction Motor Drive,”平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-81, pp. 369-372 (2017)
- (6) 松井:「PWM トランジスタインバータにおいて電流平衡リアクトルを用いた素子の並列接続」, 電気学会論文誌 B, Vol.104, No.1, p.49-56 (昭 59)
- (7) 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」, 電気学会, p. 125-126
- (8) 小島, 桑田, 東, 下村:「オープン巻線モータの位相差運転駆動のミニモデルによる検証」, 平成 19 年電気学会全国大会, No. 4-091, pp. 140-141 (2007)
- (9) 町屋, 芳賀, 近藤:「キャパシタを直流部に用いたデュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の高効率駆動」, 電気学会論文誌 D, Vol. 135, No. 1, pp. 10-18 (2015)
- (10) 水越, 芳賀:「デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の低変調率時における電圧波形改善法」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-51, pp. 257-260 (2017)
- (11) 水越, 芳賀:「デュアルインバータ駆動オープン巻線誘導機の低速度領域におけるモータ損失改善」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-35, pp. 219-222 (2018)
- (12) Zhao, T. A. Lipo, “Space vector PWM Control for Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition,” IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 31, No. 5, pp. 1100-1109 (1995)
- (13) A. R. Munoz, T. A. Lipo, “Dual Stator Winding Induction Machine Drive,” IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 36, No. 5, pp. 1369-1379 (2000)
- (14) L. D. Camillis, A. Monti, and A. Vignati, “Optimizing Current Control Performance in Double Winding Asynchronous Motors in Large Power Inverter Drives,” IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No. 5, pp. 676-684 (2001)
- (15) L. Chen, L Hou, “A Novel Space Vector PWM Control for Dual Three-Phase Induction Machine,” Power Electronics and Motion Control Conference. IPEMC2004, Vol. 2, pp. 724-729 (2004)
- (16) Shan Li, Huihui Xiao, Hongyan Chen, “The Research of SVPWM Control Technique of Double Three-Phase Induction Machine,” Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, pp. 109-115 (2005)
- (17) 佐竹彰, 加藤寛, 今中晶:「多重巻線永久磁石モータのモデル化と非干渉制御方式」, 平成 17 年電学産業応用部門大会, No. 1-42, pp. 199-202 (2005)
- (18) Zitao Wang, Liuchen Chang, “A hybrid control method for six-phase permanent synchronous

machine,” Electrical and Computer Engineering, CCECE 2008, pp. 575-578 (2008)

- (19) 加藤, 平林, 小松, 宮元:「超高速エレベータの駆動制御システム」, 三菱電機技報, Vol.86, No.8, 2012
- (20) J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, “Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied by Two Independent Voltage Source Inverters,” in Proc. Int. SPEEDAM 2012, pp. 741-747 (2012)
- (21) S. Lallio, M. Andriollo, A. Tortella, and J. Karttunen, “Decoupled d-q Model of Double-Star Interior-Permanent-Magnet Synchronous Machines,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 6, pp. 2486-2494 (2013)
- (22) T. Suzuki, H. Kabune, N. Ito, A. Ito, “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering,” FISITA 2014 World Automotive Congress , F2014-IVC-117(2014)
- (23) 毛利, 石川:「エレベータの超高速・超高揚程化対応技術」, Eleverter Journal No.3 2014
- (24) Basler B, Greiner T, “Power loss reduction of DC link capacitor for multi-phase motor drive systems,” IEEE International conference on Power Electronics and ECCE Asia, pp.2451-2456 (2015)
- (25) T. Suzuki, H. Kabune, N. Ito, “Capacitor Current Reducing Control of the Inverters for the Dual Winding Motor,” IECON2015-Yokohama November 9-12, 2015
- (26) 李, 道木, 藤綱:「停止・低速域における二重三相固定子巻線を持つ巻線界磁形同期モータの位置センサレス制御の検討」, 平成 27 年電気学会産業応用部門大会, Np.3-73, pp.355-358 (2015)
- (27) A. Satake, Y. Okamoto, S.Kato, “Design of Coupling Cancellation Control for a Double-winding PMSM,” IEEJ. Ind. Appl, Vol. 6, No.1 pp. 29-35 (2016)
- (28) 鈴木, 株根, 伊藤:「2 重巻線電動機の最小相電流ピーク最大トルク通電方法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 8, pp. 532-539 (2016)
- (29) 大橋:「EPS 用駆動 2 系統 MCU」, DENSO TECHNICAL REVIEW Vol. 21 2016
- (30) 長江, 桜井:「多軸電動機制御装置」日本国特許第 5124979 号(2006)
- (31) 藤井, 蛭間, 道木:「デュアル巻線モータの特徴を活かした停止・低速センサレス制御の低騒音化技術の実機検証」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, No. 3-50, pp. 251-256 (2017)
- (32) 新中:「180 度空間位相差の逆二重三相巻線をもつ三相永久磁石同期モータ」, 電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 2, pp. 75-86 (2017)
- (33) 新中, 細岡, 梅野, 中村:「異なる巻線起因特性をもつ独立二重三相巻線永久磁石同期モータの高効率駆動法」電気学会論文誌 D, Vol. 137, No. 7, pp. 599-611 (2017)
- (34) 門池, 永田:「小型車向け EPS 用駆動 2 系統 MCU」, 自動車技術会 2018 年春季大会 学術講演会 文献番号 2185218
- (35) 新中:「独立二重三相巻線永久磁石同期モータのモード分担形電流制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 1, pp. 48-57 (2018)
- (36) 新中:「独立二重三相巻線永久磁石同期モータのための 4 モード電流の独立・安定・高速制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 7, pp. 630-643 (2018)
- (37) 塩崎裕一, 鈴木健太郎, 前川克, 塚越昌彦, 中村雅史, 中村利孝:「瞬時電流制御型 PWM

を用いた多重巻線電動機制御」, 平成 20 年電学全大, No. 4-131, pp. 218 (2008)

- (38) Y. He, Y. Wang, J. Wu, Y. Feng, and J. Liu, "A simple current sharing scheme for a dual three-phase permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Applied Power Electronics Conf. and Expo. (APEC), pp. 1093-1096 (2010)
- (39) 崎元謙一, 川村正英, 原田卓, 進藤裕司:「永久磁石型多重三相モータのモデリングと制御方法」, 平成 25 年電学全大, No. 4-132, pp. 231-232 (2013)
- (40) 新中:「鉄損考慮を要する独立二重三相巻線永久磁石同期モータ」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 10, pp. 817-830 (2018)
- (41) T. Mori, A. Furukawa, K. Yamamoto, "A Novel Technique to Reduce Caacitor Currents in DC bus of PWM double inverters with Current Sensors in Series with Low-side Switches,"Proceedngs of The IEEJ International Workshop onSensing, Actuation, Motion Control and Optimization (SAMCON2017) pp. 1-6 (2017)
- (42) 森, 山本:「下アームシャント電流検出インバータにおける直流リンク部コンデンサ電流低減スイッチング法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 12, pp. 933-943 (2018)
- (43) 森, 古川, 山本:「二重三相 PMSM 駆動用 1 シャント電流検出インバータにおけるトルクリップルを低減するパルスパターン」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No. 5, pp. 442-452 (2018)
- (44) 大橋, 高橋:「EPS 用 2 系統駆動 MCU」, 公益社団法人自動車技術会 2013 年秋季学術講演会前刷集, 文献番号 20135682
- (45) 小笠原, リザ, 赤木, 新川:「IPM モータの位置センサレス駆動システムとその特性解析」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 2, pp. 191-197(1996)
- (46) 小笠原, 松澤, 赤木:「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス駆動システム」, 電気学会論文誌 D, Vol. 118, No. 5, pp. 652-660 (1998)
- (47) 竹下, 臼井, 角谷, 松井:「センサレス PMSM のパラメータ計測法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 119, No. 10, pp. 1184-1191 (1999)
- (48) 河地, 山村, 常広:「位置センサレス・永久磁石同期電動機の低速領域における動作特性の改善法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 121, No. 1, pp.7-13 (2001)
- (49) 正木, 金子, 櫻井, 本部:「搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム」, 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 1, pp. 37-44 (2002)
- (50) 小山, 樋口, 阿部, 小川, Mengesha:「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 5, pp. 509-515 (2002)
- (51) 市川, 陳, 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」, 電気学会論文誌 D, Vol. 122, No. 12, pp. 1088-1096 (2002)
- (52) 小笠原, 黒川, 赤木:「新しい電流リップル検出回路を適用した位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 6, pp. 667-674 (2003)
- (53) 金原:「回転座標上の適応オブザーバを用いた PM 電動機の位置センサレス制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 123, No. 5, pp. 600-609 (2003)
- (54) 電気学会・センサレスベクトル制御の整理に関する調査専門委員会:「AC ドライブシステムのセンサレスベクトル制御」電気学会, pp. 79-152 (2016)
- (55) 岩路, 足塚:「高トルク&高速応答! センサレス・モータ制御技術」, CQ 出版社 (2017)

- (56) F. Parasiliti, R. Petrella, and M. Tursini, "Low cost phase current sensing in DSP based AC drive," in Proc. IEEE Int. Symp. Industrial Electronics (ISIE'99), Bled, Slovenia, July 12-16, pp. 1284-1289 (1999)
- (57) H.Kim,T.M.Jahns, "Current Control for AC Motor Drives Using a Single DC-Link Current Sensor and Measurement Voltage Vectors,"IEEE Trans. on Industrial Applications, Vol. 42, No. 6, pp. 1539-1547 (2006)
- (58) 福本, 渡邊, 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. 2, pp. 181-188 (2007)
- (59) 富樫, 比田, 上山:「シングルシャントによるモータ電流検出のための電圧ベクトル補正に適した座標変換」, 電気学会論文誌 D, Vol. 128, No. 9, pp.1121-1126 (2008)
- (60) 青柳, 岩路, 戸張, 坂本:「直流母線電流からの三相交流電流再現における PWM パルス修正法の提案」, 電気学会論文誌 D, Vol.130, No.4, pp.401-406 (2010)
- (61) ウィリアムズ, コネル・ブレット:「空間ベクトル技法を使用する単一電流センサによるモータ駆動制御」, 日本国特許第 46716867 号 (2011)
- (62) 隅田, 能登原, 前田, 伊藤:「簡易電流検出を用いたセンサレスベクトル制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 133, No. 7, pp. 668-675 (2013)
- (63) 前川, 長谷川, 鈴木, 久保田:「高調波騒音を抑制可能な直流部電流センサを用いた 3 相電流再現法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No.1, pp.96-105 (2014)
- (64) 檜原, 伊東:「パレートフロントカーブを用いた PV 用マルチレベルトポロジの率とパワー密度の性能比較」, 電気学会論文誌 D, Vol. 134, No. 2, pp. 209-219 (2014)
- (65) 森本, 真田:「省エネモータの原理と設計法」, 科学技術出版社, p. 116 (2013)

## 謝辞

本研究の遂行および本論文の作成は、鹿児島大学大学院理工学研究科 山本吉朗教授のご指導の下に遂行されたものであり、終始懇切丁寧なご指導とご鞭撻を賜りました。この深く感謝の意を表します。

鹿児島大学大学院理工学研究科 川畑秋馬教授、甲斐祐一郎准教授には、本研究の遂行と論文のとりまとめにあたり、有益なご討論と貴重なご助言を賜りました。ここに熱く御礼申し上げます。

また、モータ制御の基礎から研究開発業務にいたるまで懇切丁寧にご指導いただき、本研究を遂行するための基礎を与えて下さいました三菱電機株式会社 金原義彦氏、小島鉄也氏、伊藤正人氏に深く感謝いたします。博士課程入学当時の上司であり、博士課程入学の機会を与えて下さった三菱電機株式会社 吉桑義雄氏に厚く御礼申し上げます。また、本論文のとりまとめにあたり、ご理解と特別のご配慮をいただきました三菱電機株式会社 酒井雅也氏、家造坊勲氏に深謝いたします。また、ダブルインバータの研究において普段から有益な意見交換並びにご指導賜りました三菱電機株式会社 古川晃氏に深く感謝申し上げます。そして、日頃からお世話になった三菱電機株式会社 姫路製作所 電動パワーステアリング製造部の関係各位と先端技術総合研究所 メカトロニクス技術部の関係各位に感謝申し上げます。

また博士後期課程の専攻ゼミナールの準備等でご協力をいただいた鹿児島大学 宮崎貴将氏(現在：三菱電機株式会社)、古谷奎輔氏(現在：三菱電機株式会社)、中島祐介氏ならびに研究室の皆様に深く感謝いたします。

最後に、博士後期課程に進学し研究を行う生活を支えてくれた、伯母 博子に深く感謝いたします。最後まで私のために本当にありがとうございました。