



Title	モータ駆動システムのCOMMONモードノイズを抑制するスイッチング制御に関する研究
Author(s)	埴岡, 翔太
Citation	北海道大学. 博士(工学) 甲第14728号
Issue Date	2021-09-24
DOI	10.14943/doctoral.k14728
Doc URL	http://hdl.handle.net/2115/83297
Type	theses (doctoral)
File Information	Shota_Hanioka.pdf



[Instructions for use](#)

北海道大学大学院情報科学研究科

[博士論文]

モータ駆動システムの共通モードノイズを
抑制するスイッチング制御に関する研究

Study of Switching Control to Suppress Common-mode Noise
in Motor Drive Systems

令和3年9月

主指導教員 小笠原 悟司 教授

提出者

専攻 システム情報科学専攻

学生番号 79185211

学生氏名 埴岡 翔太

論文要旨

パワーエレクトロニクス技術の発展により、スイッチングインバータによってモータを駆動するモータ駆動システムは、優れた制御性やエネルギー変換効率を有し、家電、産業機器、自動車、航空機器といった様々な用途で広く普及している。さらなる高効率化、高出力密度化の観点から、SiC(Silicon Carbide)やGaN(Gallium Nitride)といった次世代パワーデバイスによるスイッチングの高周波化や高速化が推進されている。しかしながら、この傾向はスイッチングに伴う電磁ノイズを増加させるため、同じ電磁的環境にある他の機器への電磁障害(EMI: Electromagnetic Interference)が深刻化することが懸念されている。

電磁ノイズは、電源に高周波電流が漏洩する伝導ノイズと、電磁波として空間を伝搬する放射ノイズとに分類される。一般的に、伝導ノイズは受動フィルタで対策される。スイッチングの高周波化に伴って増大する伝導ノイズは、数 MHz 以下の低い周波数帯域から高レベルとなるため、対策のための受動フィルタが大型化し、電力変換器の大型化、重量増加、コスト増大が問題となる。

本論文では、受動フィルタを追加せずに伝導ノイズを抑制する手法として、インバータのスイッチング制御によるノイズ抑制法を提案した。現在広く普及している 1 モータ駆動システム、2 モータ駆動システムのそれぞれに対し、伝導ノイズを効果的に抑制可能なスイッチング制御方式を提案し、有用性を実機検証した。また、提案するスイッチング制御方式において、ノイズ抑制効果を低下させる主要因となるスイッチングタイミングのずれを補償する制御方式を提案し、二重三相モータ駆動システムに適用する場合の有効性を実機検証した。

第 1 章、「序論」では、モータ駆動システムで生じる EMI の問題を言及した。また、フィルタサイズの小型化による電力変換器の高効率化、小型・高出力密度化といった高性能化と電磁ノイズ規制の満足とを両立するための、電力変換器のスイッチング制御によるノイズ抑制制御の必要性と、研究目的、本論文の概要について述べた。

第 2 章「モータ駆動システムで生じる電磁ノイズと対策」では、一般的な 1 インバータ・1 モータ駆動システムを対象に、電磁ノイズの発生原理を説明した。また、モータ駆動システムにおいてフィルタサイズを小型化するためには、数 MHz 以下のコモンモードノイズを抑制することが効果的であることを示した。さらに、本論文で提案するスイッチング制御によるノイズ抑制原理を述べた。

第 3 章「1 モータ駆動システムのノイズ抑制制御」では、1 モータ駆動システムに適用可能なノイズ抑制制御の提案と有効性を実機検証した。三相のうち、二相間で端子電圧の立ち上がり、立ち下がり同期することで、三相インバータ駆動時のコモンモード電圧を一相分に抑制する制御方式を提案した。また、三相モータを三相インバータで駆動する 1

インバータ・1 モータ駆動システムを制御対象として、インバータ駆動時のコモンモード電圧の変動を一相分に抑制できることをシミュレーションおよび実機で検証した。さらに、ノイズフィルタのサイズへの影響が特に大きい数 MHz 以下の帯域にて、ノイズ抑制効果が得られることを実測で示し、モータ駆動システムのノイズ抑制法として有用であることを示した。

第4章「2モータ駆動システムのノイズ抑制制御」では、2モータ駆動システムに適用可能なノイズ抑制制御の提案と有効性を実機検証した。2台のモータのそれぞれに電力を共有する独立した2台のインバータ同士で、端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期させることで、電源に伝搬するコモンモードノイズを抑制する制御方式を提案した。また、2台のインバータの全ての相で端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期するための条件式を明らかにした。提案方式により、2台のインバータに異なる電圧指令を与える場合においても、端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期可能であることを実機検証した。また、2モータ駆動システムにおけるコモンモード電圧の変動を抑制可能であることを実機検証した。さらに、従来方式であるキャリア比較PWM(Pulse Width Modulation)に対して、提案方式によるノイズ抑制効果を実機評価し、提案方式の有用性を示した。

第5章「同期補償制御によるノイズ抑制効果の改善」では、二重三相モータ駆動システムを対象とした、同期ずれの補償方式の提案と有効性を実機検証した。従来検討されているノイズ抑制制御では、異なる二相間の端子電圧の立ち上がり立ち下がりのタイミングの同期ずれが、ノイズ抑制効果の悪化を招く問題があった。まず、ノイズ抑制制御適用時の端子電圧の立ち上がり立ち下がりの同期ずれとノイズ抑制量の関係を理論式で示し、実機評価で理論式の妥当性を検証した。また、端子電圧を検出し、フィードバック制御によって同期ずれ時間を補償する方式を提案し、同期ずれの補償精度を実機検証した。さらに、提案する補償制御の適用有無でノイズ抑制効果を比較し、提案方式の有用性を実機検証した。

第6章「結論」では、提案したインバータのスイッチング制御によるノイズ抑制技術に関して、得られた知見を整理した。また、提案技術が年々発展するパワーエレクトロニクス技術の進化とともに、電力変換器の高効率化、小型・高出力密度化といった高性能化と電磁ノイズ規制の満足とを両立して実現し、モータ駆動システムの発展に貢献できる、と結論付け、今後の課題と展望を述べた。

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 モータ駆動システムの構成.....	3
1.2.1 モータ駆動システムの分類.....	3
1.2.2 1モータ駆動システム.....	5
1.2.3 2モータ駆動システム.....	6
1.2.4 二重三相モータ駆動システム.....	7
1.3 研究の目的.....	8
1.4 本論文の構成.....	8
第2章 モータ駆動システムで生じる電磁ノイズと対策.....	10
2.1 はじめに.....	10
2.2 インバータの基本的な駆動方法.....	10
2.3 電磁ノイズの伝搬経路.....	12
2.3.1 コモンモード.....	12
2.3.2 ディファレンシャルモード.....	15
2.4 スイッチング周波数と電磁ノイズ.....	16
2.5 電磁ノイズの規制規格.....	17
2.5.1 伝導ノイズ.....	17
2.5.2 放射ノイズ.....	20
2.6 代表的なコモンモードノイズ抑制法とその課題.....	21
2.6.1 コモンモードインダクタ.....	21
2.6.2 EMI フィルタ.....	23
2.7 スイッチング制御によるコモンモードノイズ抑制法.....	24
2.7.1 コモンモード電圧変動の抑制.....	24
2.7.2 周波数スペクトラムの分散.....	27
2.8 第2章まとめ.....	28
第3章 1モータ駆動システムのノイズ抑制制御.....	29
3.1 はじめに.....	29
3.2 対象とするモータ駆動システム.....	30
3.3 提案方式によるノイズ抑制原理.....	30
3.4 スイッチング信号生成法.....	33
3.5 シミュレーション検証.....	37

3.5.1	回路モデル.....	37
3.5.2	シミュレーション検証結果.....	37
3.6	実機検証.....	41
3.6.1	試験系と評価条件.....	41
3.6.2	評価結果.....	42
3.7	第3章のまとめ.....	48
第4章	2 モータ駆動システムのノイズ抑制制御.....	49
4.1	はじめに.....	49
4.2	対象とするモータ駆動システム.....	50
4.3	ノイズ抑制原理.....	50
4.4	提案するノイズ抑制制御.....	51
4.4.1	端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻.....	51
4.4.2	スイッチング信号の生成法.....	55
4.5	実機検証.....	56
4.5.1	試験系と評価条件.....	56
4.5.2	モータのコモンモードインピーダンス.....	58
4.5.3	評価結果.....	58
4.6	第4章のまとめ.....	63
第5章	同期補償制御によるノイズ抑制効果の改善.....	64
5.1	はじめに.....	64
5.2	対象とするモータ駆動システム.....	65
5.2.1	対象システムの構成.....	65
5.2.2	基本的なPWM制御方式.....	65
5.3	逆位相スイッチングによるノイズ抑制原理.....	66
5.4	同期ずれとノイズ抑制効果.....	67
5.5	提案する同期補償法.....	71
5.5.1	スイッチング検出回路.....	71
5.5.2	同期補償制御.....	71
5.6	実機検証.....	73
5.6.1	試験系の構成.....	73
5.6.2	評価条件.....	79
5.6.3	同期ずれとノイズ抑制効果の実機検証.....	80
5.6.4	提案方式によるノイズ抑制効果.....	81
5.7	第5章のまとめ.....	85
第6章	結論.....	86
6.1	本論文の結論.....	86

6.2 課題と今後の展望.....	87
謝辞	88
参考文献	89
研究業績	96

第1章 序論

1.1 研究背景

近年、パワーエレクトロニクス技術の発展により、インバータやコンバータといった電力変換器は、可変周波数、可変振幅の電圧源あるいは電流源のように負荷側の電力の調整や制御をおこなうことができるようになった[1]-[3]。また、直流電力を任意周波数の交流電力に変換するインバータにより、交流モータの可変速駆動が可能となった[4][5]。電力用半導体デバイスのスイッチング動作による電力変換は、優れた制御性や省エネルギー性を有しており、スイッチングインバータによってモータを駆動するモータ駆動システムは、家電、産業機器、自動車、航空機器、電力インフラ機器といった様々な機器に広く普及している。

しかしながら、電力用半導体デバイスのスイッチング動作に伴う電圧・電流の急峻な変化には高周波成分が含まれており、電磁ノイズとしてパワーエレクトロニクス機器の外部に放出される問題がある。電磁ノイズは周辺機器に伝搬し、悪影響を及ぼす電磁障害(EMI: Electromagnetic Interference)を引き起こす恐れがある[6][7]。

モータ駆動システムと同じ電磁的環境に存在するほかの機器との関係を図 1.1 に示す。家電や産業用機器では、モータ駆動システムは商用電源、自動車や航空機器はバッテリーに電力線を介して接続される。電源、パワーエレクトロニクス機器、モータおよび他の機器の筐体は、感電防止のために接地線を介して共通電位に接続される。そのためモータ駆動システムで生じる電磁ノイズは、伝導性 EMI として電力線を介して伝搬し、他の機器の誤動作を引き起こす場合がある。また、電力線や筐体から電磁波として放射され、放射性 EMI として他の機器の誤動作を引き起こす場合もある。

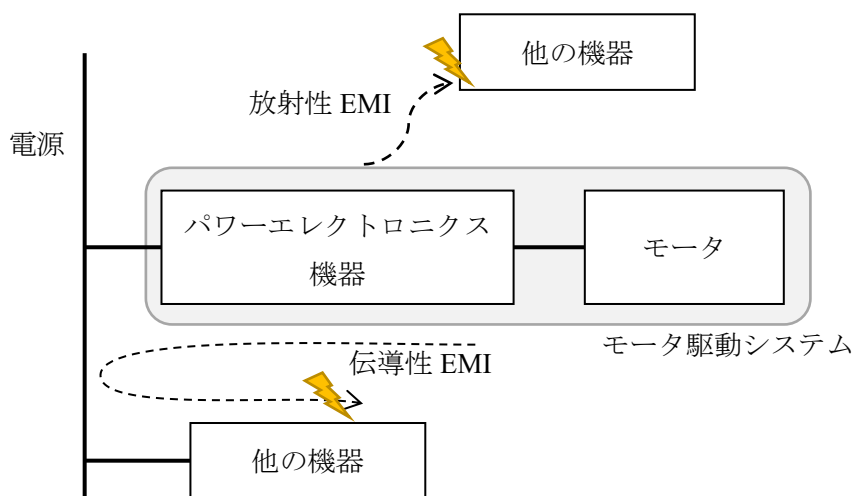


図 1.1 モータ駆動システムと電磁障害

同じ電磁的環境に混在している様々な電気・電子機器が正常に動作するためには、各機器が正常動作可能な EMI に対する耐性である電磁感受性 (EMS: Electromagnetic susceptibility) に対して、EMI が低い必要がある。そのため、各機器からの EMS, EMI の評価方法と限度値は、国際電気標準会議 (IEC: International Electrotechnical Commission) によって国際規格として定められている [8]-[10]。世界各国で、国際規格に準じた国内規格が定められており、製品の販売には、各国の規格の満足が必要となる。

一方、近年ではモータ駆動システムのさらなる小型化のために、電力変換器の高出力密度化が推進されている。電力変換器の小型化を目的とし、構成部品であるインダクタやキャパシタといった受動素子の小型化のために電力用半導体デバイスのスイッチング周波数を高周波化する傾向にある [11]-[17]。SiC (Silicon Carbide) や GaN (Gallium Nitride) などのワイドバンドギャップ半導体の普及は、スイッチング周波数の高周波化を助長している。しかしながら、スイッチング周波数の高周波化は全周波数帯域において電磁ノイズを増価させ、SiC や GaN などによる高速なスイッチング動作は MHz 以上の電磁ノイズの増大も招く [18]-[24]。また、機器の高出力密度化に伴い、電力変換器などの大電力機器と、情報通信機器などの弱電機器の配置が近接され、電力変換器が発生する電磁ノイズが弱電機器に影響を及ぼしやすくなっている [25][26]。

さらに、IEC においてはスマートメータで用いられる電力線通信への影響を鑑みて、従来よりも低周波領域でも EMI の限度値を設けることが検討されている [27]。電磁ノイズの対策部品として一般的に適用される受動フィルタは、インダクタとキャパシタを組み合わせたローパスフィルタで構成される [28]-[37]。そのため、フィルタによるノイズ抑制量を得るためには、周波数が低いほどインダクタやキャパシタの定数を大きくする必要がある。キャパシタ容量の増大は電磁ノイズの増大を招くため、インダクタのインダクタンスの増大によるフィルタの大型化の影響が顕著となる。

したがって、今後、機器の小型・高出力密度化と電磁ノイズを限度値以下に抑制することを両立するためには、さらなる小型・高性能なノイズフィルタの実現や、ノイズフィルタ以外によるノイズ抑制法が必要になる。

小型・高性能なノイズフィルタについては、アクティブフィルタの研究が進められており、フィルタの小型化、ノイズ抑制量の改善に効果的であることが多数報告されている [38]-[47]。フィルタ以外によるノイズ抑制法としては、インバータのスイッチング制御の応用技術が多く提案されているものの、適用可能なシステムやモータ・インバータの動作条件が限定的である点、ノイズ抑制効果などに課題がある [48]-[66]。

本研究では、インバータのスイッチング制御の工夫による電磁ノイズ抑制技術に着目する。一般的に普及しているモータ駆動システムを対象として、電源に伝搬する電磁ノイズを効果的に抑制可能なスイッチング制御技術を開発する。

1.2 モータ駆動システムの構成

1.2.1 モータ駆動システムの分類

代表的なモータ駆動システムの構成分類を図 1.2 に示す。モータ駆動システムは、駆動するモータが 1 台か複数台かで大別される。また、インバータ相数に影響するモータの構成要素として、固定子巻線の相数に着目すると、モータは三相系巻線または非三相系巻線を有する構成で大別される。三相系モータは、モータの巻線相数が 3 の倍数のものである[68]-[73]。非三相系モータとしては、五相モータや七相モータなどが該当する[74]-[76]。三相系モータはさらに、三相モータや六相モータといった非多重モータと、二重三相や三重三相といった多重モータに分類される。六相モータと二重三相モータは、中性点の構成や巻線位相に違いがある。六相モータでは、各相の巻線が電氣的に 30 度位相差を設けて配置される。また、Y 結線の場合には、各相の巻線の中性点と同じ点に接続される。一方、二重三相モータは、2 郡の三相巻線で構成され、三相巻線は電氣的に 120 度位相差を設けて配置される。ここで、郡間の三相巻線の位相差は任意である。また、Y 結線の場合には、各郡の三相巻線は同一の中性点に接続されるが、郡間で中性点を電氣的に絶縁する。

インバータは、モータの巻線相数および台数に対応して構成される。なお、インバータの構成は一般的に広く普及しているフルブリッジインバータ[2][3]を基本とする。

三相系モータは制御方法が従来の三相理論を基本に構成でき、従来普及していた三相インバータを利用できるため、家電、産業用途など最も一般的な構成として普及している。

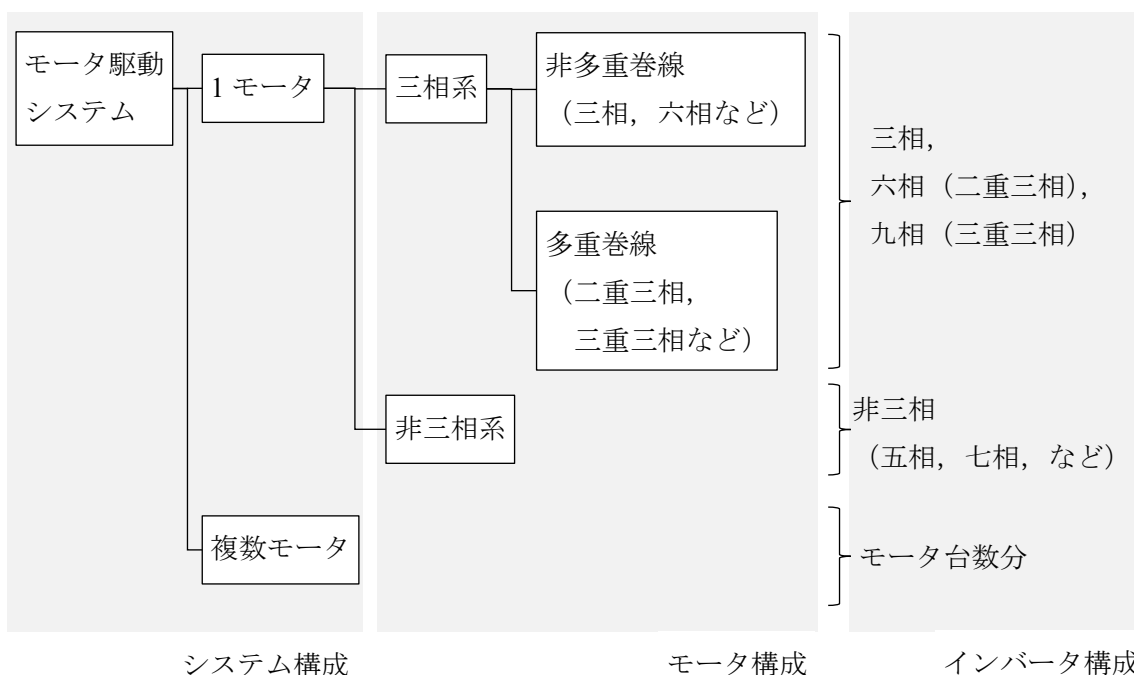


図 1.2 モータ駆動システムの構成分類

多重三相モータは大容量の装置や自動車用補機の用途で実用化されている[77]-[84]。大容量モータを複数台の汎用インバータで駆動することで、特注の大容量インバータを製造することなく、安価に大容量な駆動システムを構築可能となる。また、近年では運転継続性の観点から、自動車のステアリング操作を補助する電動パワーステアリング（EPS: Electric Power Steering）用のアクチュエータにも多重三相モータが応用されている。

非三相系モータは、三相モータと比較して相数が多いため、トルクリプルが小さい点や、一相または二相のモータ巻線やインバータに異常が生じた場合においても、残りの相で運転継続が可能であるフォールトトレラント性が得やすい点が利点である。インクジェットプリンタのヘッド駆動や産業用ロボット駆動のように高応答、高精度な位置決め精度を要求される用途に適用されるステッピングモータでは、トルクリプルを低減する目的で五相巻線構造が適用される[75]。

家電、産業機器などで特に広く適用される、次のモータ駆動システムの構成について、次項以降で述べる。

- 1 モータ駆動システム（三相モータ：1台，三相インバータ：1台）
- 2 モータ駆動システム（三相モータ：2台，三相インバータ：2台）
- 二重三相モータ駆動システム（二重三相モータ：1台，三相インバータ：2台）

1.2.2 1 モータ駆動システム

1 モータ駆動システムの代表例として、1 台の三相巻線を有するモータを、1 台の三相フルブリッジインバータで駆動するシステムを図 1.3 に示す。三相フルブリッジインバータは、直列接続された 2 つのスイッチが一相を成し、直流母線に三相分が並列接続して構成される。直流母線は、バッテリーや交流電力をコンバータで直流電力に変換して構成される。三相モータは、三相巻線を有しており、三相巻線は三相フルブリッジインバータの各相出力端子に接続される。インバータを構成する 6 つのスイッチは、コントローラから与えられるスイッチング信号に基づいて ON, OFF を制御され、モータに可変振幅、可変周波数の交流電圧を印加する。

三相モータを三相フルブリッジインバータで駆動するシステムは、多相であることでモータを低トルクリプルで駆動可能であり、モータ・インバータの一相が故障した際でも正常な相のみで運転継続しやすい利点などを有する。そのため、FA (Factory Automation) 機器や、空調機器、自動車・鉄道車両の駆動用など、幅広い分野で適用されるシステムである。

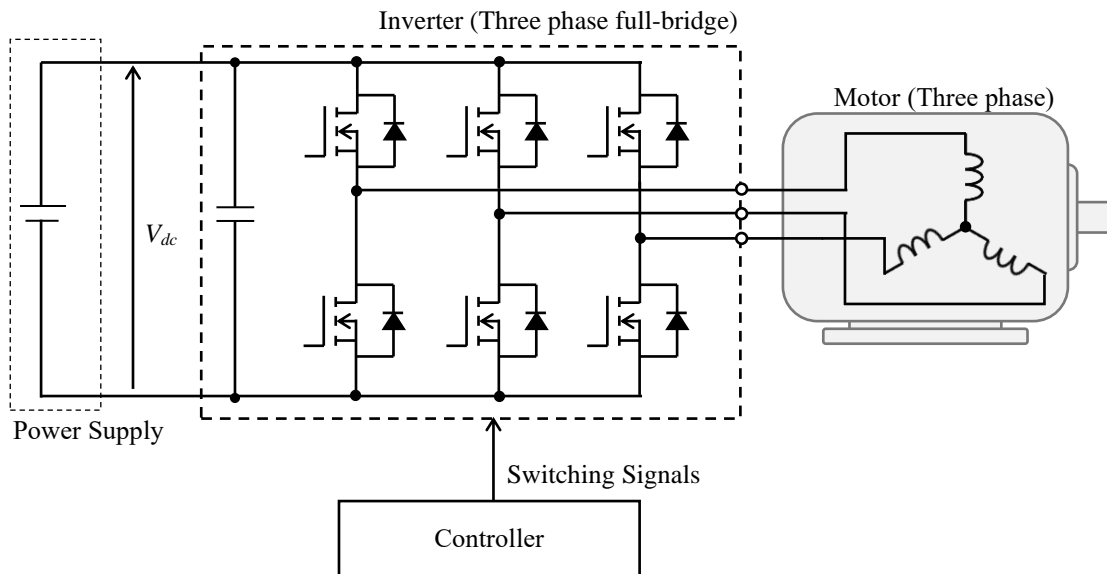


図 1.3 1 モータ駆動システム

1.2.3 2 モータ駆動システム

2 モータ駆動システムの代表例として、2 台の三相巻線を有するモータを、2 台の三相フルブリッジインバータで駆動するシステムを図 1.4 に示す。2 モータ駆動システムは、1 モータ駆動システムのインバータを共通の電源に並列接続する。

複数台のモータで駆動される鉄道車両やハイブリッド自動車、FA 用途のベルトコンベアシステムなど、システム内で複数のモータが配置される構成は産業用途で広く適用されている[85]-[87]。

複数モータ駆動システムでは、複数の 1 モータ駆動システムを協調制御することによる高性能化技術が提案されている。電気自動車では、複数のモータの出力トルクを協調制御することにより、車両特性の改善が検討されている[88] [89]。

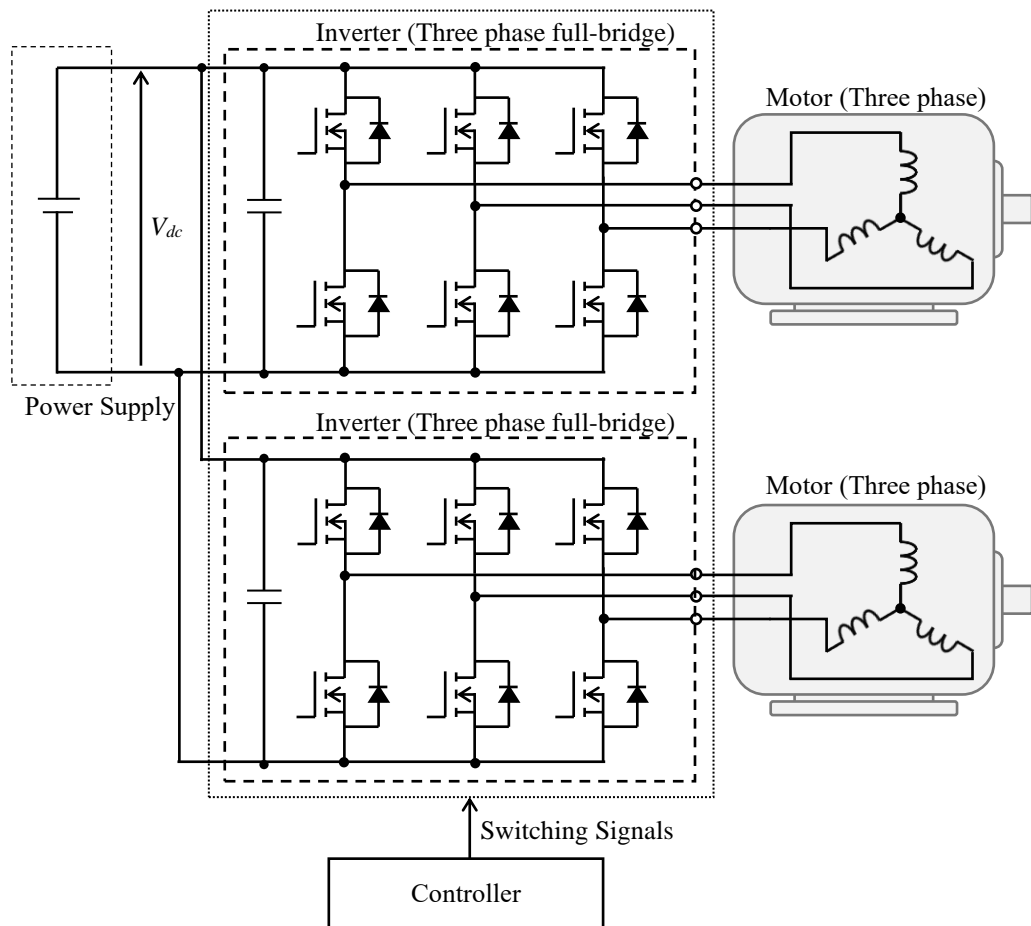


図 1.4 2 モータ駆動システム

1.2.4 二重三相モータ駆動システム

二郡の三相巻線を有するモータを、2台の三相フルブリッジインバータで駆動するシステムを図 1.5 に示す。インバータの構成は2モータ駆動システムと同様である。モータの各郡の巻線は、対応する各郡のインバータ出力端子に接続される。

二重三相モータは、自動車のエンジンから発電してバッテリーに電力を供給するオルタネータに適用されている[79][80]。また、一群が故障した際、正常駆動可能な片郡で運転継続可能であり、車両のステアリング操作を補助する電動パワーステアリングでも応用されている[77][78]。複数のインバータを用いて大容量モータを駆動可能であるため、エレベータを昇降させる巻上げ機や、鉄鋼の圧延用ミルモータといった大容量モータを駆動する用途にも多く適用されている[81]-[84]。

二重三相モータ駆動システムは、制御自由度の高さを利用し、効率、トルクリプル、振動などの高性能化が実証されており、今後さらなる普及が期待されている[70]-[72]。

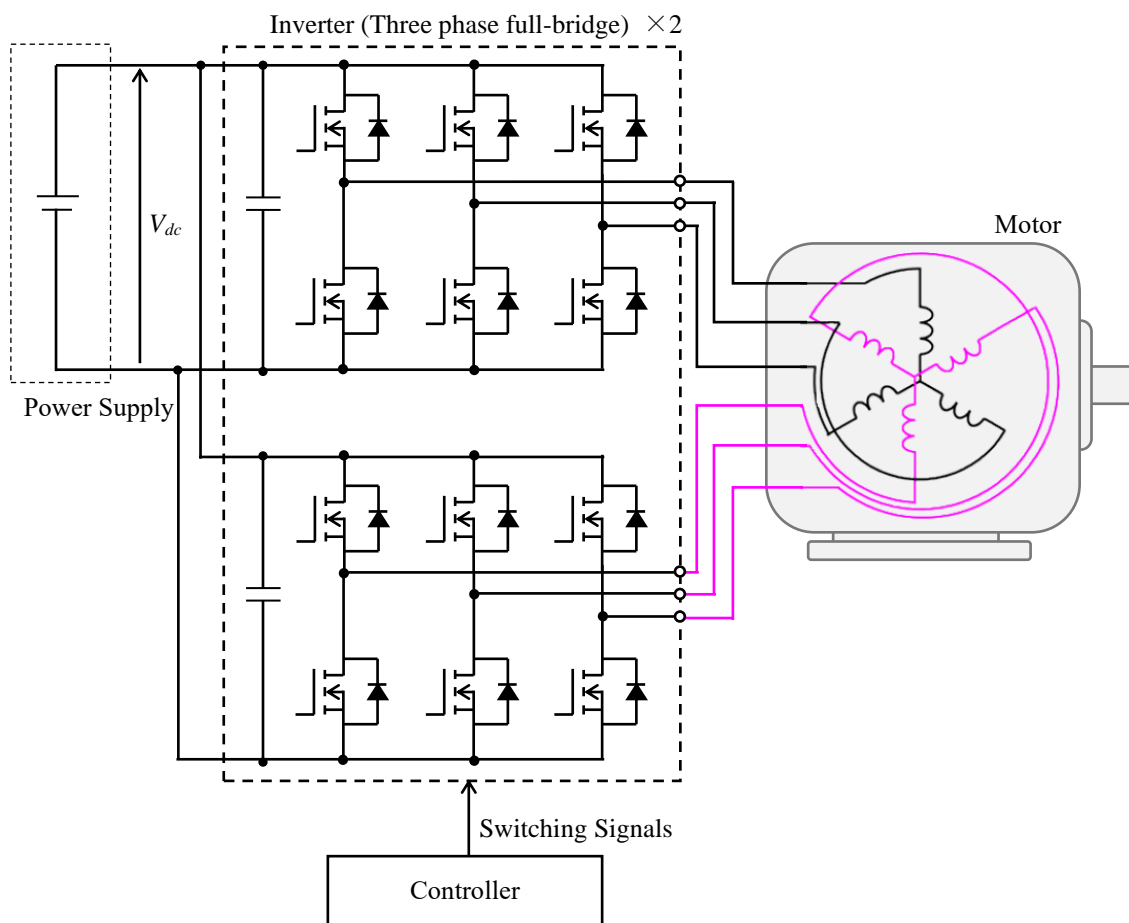


図 1.5 二重三相モータ駆動システム

1.3 研究の目的

本論文では、受動フィルタを追加せずに電磁ノイズを抑制する手法として、インバータのスイッチング制御によるノイズ抑制法を提案・検証する。特に、モータ駆動システムでフィルタサイズへの影響が大きい、数 MHz 以下の電磁ノイズを抑制対象とする。

広く普及しているモータ駆動システムとして、1 モータ駆動システム、2 モータ駆動システム、二重三相モータ駆動システムのそれぞれに対し、適用可能なノイズ抑制制御を提案する。また、ノイズ抑制制御によるスイッチング方式と、従来一般的に適用されるスイッチング方式で、電源に伝搬する電磁ノイズを実機評価・比較することで、提案するノイズ抑制制御の有効性を検証する。

さらに、ノイズ抑制制御の効果を低下させる主要因となるスイッチングタイミングのずれを補償する制御方式を示し、ノイズ抑制量の改善効果を実機評価することで、その有効性を検証する。

1.4 本論文の構成

本論文の構成を以下に示す。

第1章、「序論」では、モータ駆動システムで生じる EMI の問題を言及した。また、フィルタサイズの小型化による電力変換器の高効率化、小型・高出力密度化といった高性能化と電磁ノイズ規制の満足とを両立するための、電力変換器のスイッチング制御によるノイズ抑制制御の必要性と、研究目的、本論文の概要について述べた。

第2章「モータ駆動システムで生じる電磁ノイズと対策」では、一般的な1インバータ・1モータ駆動システムを対象に、電磁ノイズの発生原理を説明する。また、モータ駆動システムにおいてフィルタサイズを小型化するためには、数 MHz 以下のコモンモードノイズを抑制することが効果的であることを示す。さらに、本論文で提案するスイッチング制御によるノイズ抑制原理を述べる。

第3章「1モータ駆動システムのノイズ抑制制御」では、1モータ駆動システムに適用可能なノイズ抑制制御の提案と有効性を実機検証する。異なる二相間で端子電圧の立ち上がり、立ち下がり同期することで、三相インバータ駆動時のコモンモード電圧を一相分に抑制する制御方式を提案する。また、三相モータを三相インバータで駆動する1インバータ・1モータ駆動システムを制御対象として、インバータ駆動時のコモンモード電圧の変動を一相分に抑制できることをシミュレーションおよび実機で検証する。さらに、ノイズフィルタのサイズへの影響が大きい数 MHz 以下の帯域にて、ノイズ抑制効果が得られることを実測で示し、モータ駆動システムのノイズ抑制法として有用であることを示す。

第4章「2モータ駆動システムのノイズ抑制制御」では、2モータ駆動システムに適用可能なノイズ抑制制御の提案と有効性を実機検証する。2台のモータのそれぞれに電力を

共有する独立した2台のインバータ同士で、端子電圧の立ち上がり立ち下りを同期させることで、電源に伝搬するコモンモードノイズを抑制する制御方式を提案する。また、2台のインバータの全ての相で端子電圧の立ち上がり立ち下りを同期するための条件式を明らかにする。提案方式により、2台のインバータに異なる電圧指令を与える場合においても、端子電圧の立ち上がり立ち下りを同期可能であることを実機検証する。また、2モータ駆動システムにおけるコモンモード電圧の変動を抑制可能であることを実機検証する。さらに、従来適用されるキャリア比較PWM(Pulse Width Modulation)に対して、提案方式によるノイズ抑制効果を実機評価し、提案方式の有用性を示す。

第5章「同期補償制御によるノイズ抑制効果の改善」では、二重三相モータ駆動システムを対象とし、同期ずれの補償方式の提案と有効性を実機検証した。従来検討されているノイズ抑制制御では、異なる二相間の端子電圧の立ち上がり立ち下りのタイミングの同期ずれが、ノイズ抑制効果の悪化を招く問題があった。この問題に対し、ノイズ抑制制御適用時の端子電圧の立ち上がり立ち下りの同期ずれとノイズ抑制量の関係を理論式で示し、実機評価で理論式の妥当性を検証する。また、端子電圧を検出し、フィードバック制御によって同期ずれ時間を補償する方式を提案し、同期ずれの補償精度を実機検証する。さらに、提案する補償制御の適用有無でノイズ抑制効果を比較し、提案方式の有用性を実機検証する。

第6章「結論」では、提案したインバータのスイッチング制御によるノイズ抑制技術に関して、得られた知見を整理する。また、提案技術が年々発展するパワーエレクトロニクス技術の進化とともに、電力変換器の高効率化、小型・高出力密度化といった高性能化と電磁ノイズ規制の満足とを両立して実現し、モータ駆動システムの発展に貢献できる、と結論付け、今後の課題と展望を述べる。

第2章 モータ駆動システムで生じる電磁ノイズと 対策

2.1 はじめに

本章では、モータ駆動システムの駆動に伴って生じる電磁ノイズについて、発生原理、伝搬経路および国際規格による限度値について説明する。また、従来一般的に用いられている受動フィルタを用いたノイズ対策手法について説明し、ノイズ抑制効果を増大する際の受動フィルタの大型化の問題について述べる。さらに、受動フィルタの小型化に効果的な、スイッチング制御によるノイズ抑制手法の概要を説明する。

2.2 インバータの基本的な駆動方法

一般的な三相モータ駆動システムの構成例を図 2.1 に示す。インバータは、現在主流となっている三相フルブリッジ回路で構成される、電圧型インバータとする。インバータは、構成されるスイッチング素子の ON, OFF を制御することで、直流電圧を交流電圧に変換して、負荷であるモータに出力する。スイッチング素子の ON, OFF のタイミングはコントローラで決定される。

コントローラによるスイッチング制御方式について説明する。一般的に適用されるキャリア比較 PWM(Pulse Width Modulation)とインバータの出力電圧を図 2.2 に示す。図 2.2 では、U 相、V 相、W 相で構成される三相の内、U 相のスイッチング信号の生成方法を示す。キャリア比較 PWM では、電圧指令である変調波とキャリア波(図 2.2 では三角波)を比較し、その大小関係に基づいて各相の上側スイッチ (UP, VP, WP) と下側スイッチ (UN, VN, WN) の ON, OFF を制御する。図 2.2 では、U 相電圧指令をキャリア波と比較し、電圧指令がキャリア波よりも大きい場合は上側スイッチを ON, 下側スイッチを OFF し、電圧指令がキャリア波よりも小さい場合は上側スイッチを OFF, 下側スイッチを ON する。上下のスイッチの ON, OFF 状態に応じて、中性点(図 2.1 中の O 点)を基準として、出力電圧が $\pm V_{dc}/2$ (V_{dc} : 母線電圧) でスイッチングされる。出力電圧の基本波成分は電圧指令に対応する振幅、周波数となり、電圧指令に応じた電圧に制御可能となる。

スイッチングの ON, OFF 時間で出力電圧の基本波成分を制御する原理上、インバータの出力端子には、基本波成分以外にもスイッチング周波数に起因する高調波成分が出力される[1], [90]-[92]。なお、スイッチング周波数はキャリア波の周波数と等価となる。

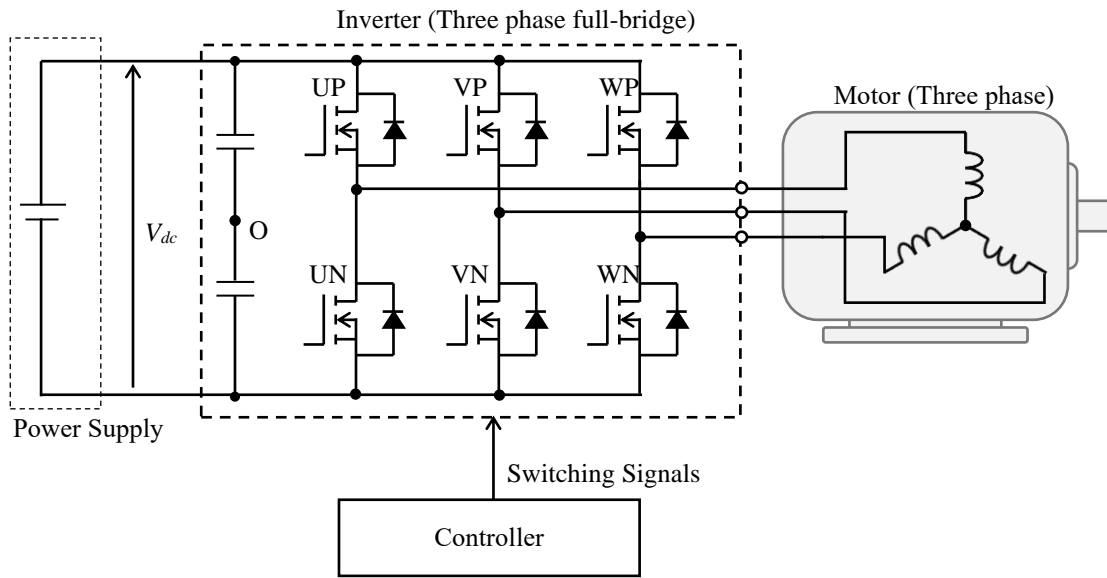


図 2.1 モータ駆動システム

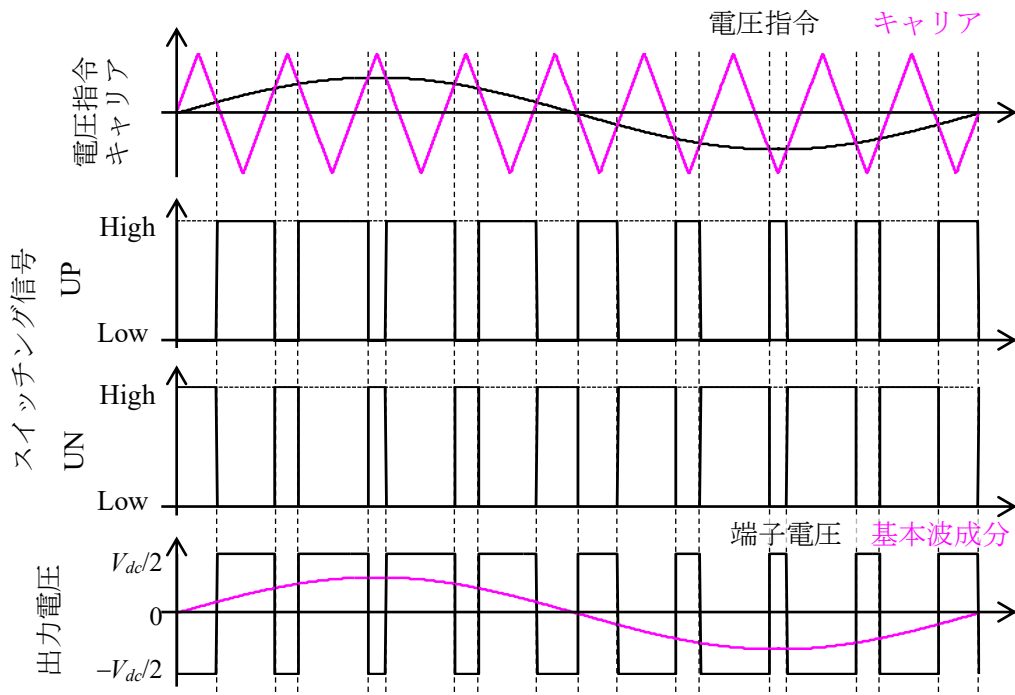


図 2.2 PWM とインバータ端子電圧の変動

2.3 電磁ノイズの伝搬経路

前述の通り、インバータの出力電圧をスイッチング制御する場合、電圧変動に伴って電磁ノイズが発生する。本節では、電磁ノイズを伝搬経路でコモンモード(CM: Common - mode)ノイズとディファレンシャルモード(DM: Differential - mode)ノイズに大別して説明する。

2.3.1 コモンモードノイズ

一般的なモータ駆動システムにおける電磁ノイズ伝搬経路を図 2.3 に示す。図 2.3 では、三相フルブリッジインバータで三相巻線を有するモータを駆動するシステムを対象とする。直流母線は、バッテリーのような直流電圧源とする。

モータやインバータの筐体は、感電防止の観点から、基準電位とする接地面 (GND) と同電位となるように電氣的に接続される。モータやインバータの筐体から、接地面を介して電源に伝搬するノイズが CM ノイズである。特に数 MHz 以下の低い周波数帯域においては、モータの巻線とフレーム間の浮遊容量が主な伝搬経路となり、モータ駆動システムで発生する電磁ノイズの支配的な要因となる[6], [66]。

図 2.3 のシステムにおいて、直流母線の電圧を V_{dc} とし、基準電位を直流母線の N 側とする。インバータのスイッチングに応じて、各相の出力端子電圧は、0 または V_{dc} で変動する。モータの三相巻線の中性点の電位を v_{cm} とすると、各相それぞれについて、電圧方程式は次式で表現できる。

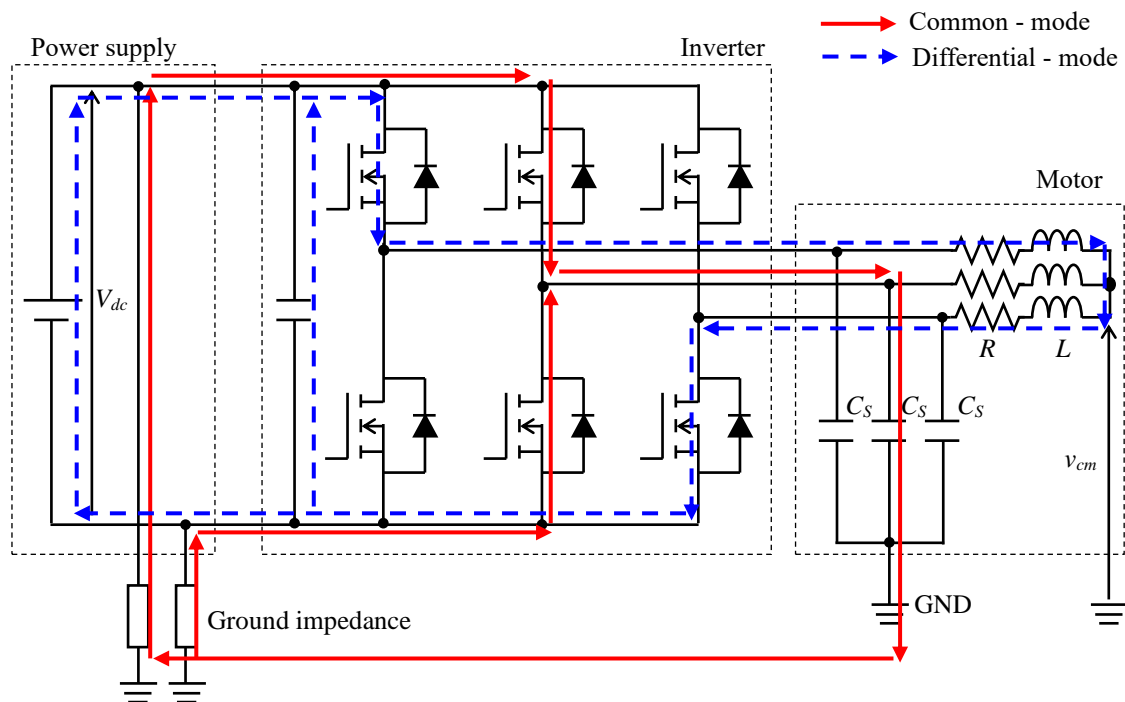


図 2.3 モータ駆動システムと電磁ノイズの伝搬経路

$$v_u - v_{cm} = R_{ph}i_u + L_{ph}\frac{di_u}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_v - v_{cm} = R_{ph}i_v + L_{ph}\frac{di_v}{dt} \quad (2.2)$$

$$v_w - v_{cm} = R_{ph}i_w + L_{ph}\frac{di_w}{dt} \quad (2.3)$$

ここで、モータの巻線抵抗 $R_{ph}[\Omega]$ 、巻線インダクタンス $L_{ph} [H]$ 、各相電流 $i_u, i_v, i_w[A]$ 、グラウンド(GND)を基準電圧とした各相端子電圧 $v_u, v_v, v_w[V]$ である。

(2.1)式～(2.3)式を足し合わせると、次式となる。

$$(v_u + v_v + v_w) - 3v_{cm} = \left(R_{ph} + L_{ph}\frac{d}{dt}\right)(i_u + i_v + i_w) \quad (2.4)$$

三相電流の総和はゼロとなるため、(2.4)式の右辺はゼロとなり、次式となる。

$$v_{cm} = \frac{v_u + v_v + v_w}{3} \quad (2.5)$$

(2.5)式に示す負荷の中性点電位 v_{cm} がインバータの CM 電圧に相当する。CM 電圧は負荷のインピーダンスの影響受けずに変動することがわかる。

インバータの出力端子電圧と CM 電圧を図 2.4 に示す。上 3 段はインバータの各相の出力端子電圧、4 段目は U, V 相間の線間電圧、5 段目は CM 電圧を示す。(2.5)式に示したように、CM 電圧はインバータの各相の出力端子電圧の立ち上がり、立ち下がりに応じて $V_{dc}/3$ ずつステップ状に変化する。

U, V 相間の線間電圧 v_{uv} は、U 相と V 相の出力端子電圧の差で定義される。図 2.4 では、U 相が V 相より出力端子電圧が High となる時間が長いため、線間電圧 v_{uv} が 0, V_{dc} で変動するが、U 相が V 相より出力端子電圧が High となる時間が短い場合には、線間電圧 v_{uv} は 0, $-V_{dc}$ で変動する。

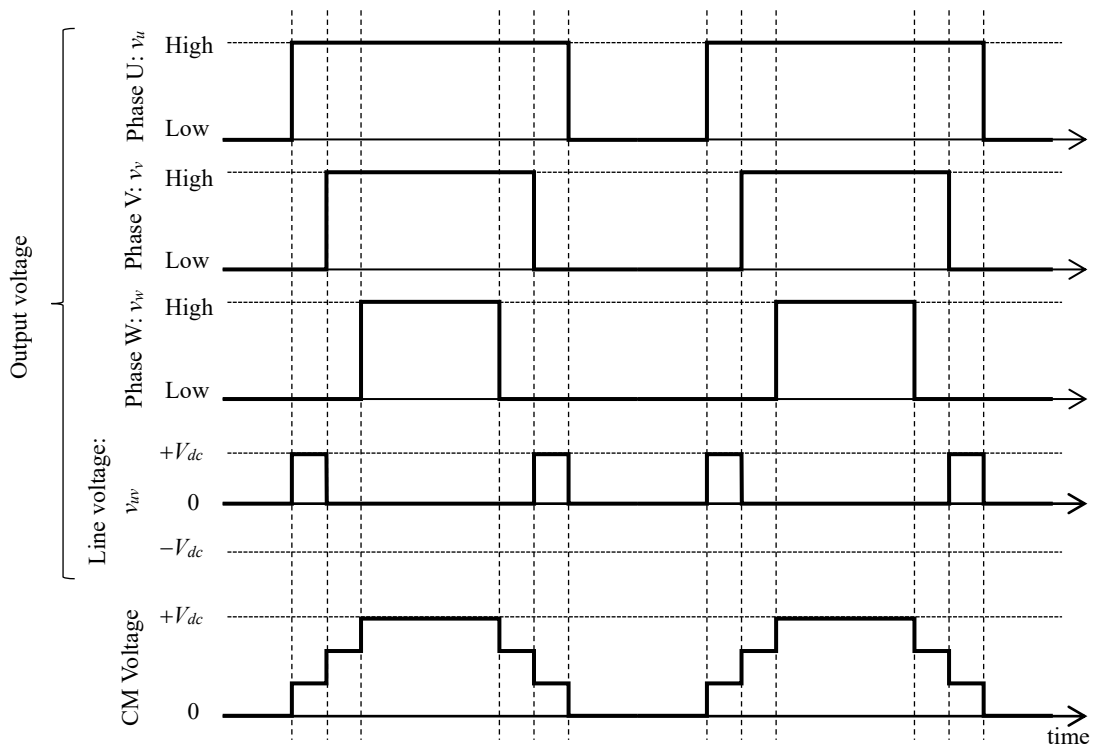


図 2.4 インバータの出力端子電圧とコモンモード電圧

次に、CM ノイズとして伝搬する高周波漏れ電流の発生原理について説明する。前述の通り、ノイズフィルタのサイズへの影響が大きくなる数 MHz 以下の帯域では、モータの固定子巻線-フレーム間の浮遊容量が CM ノイズの主な伝搬経路となる。CM 成分で流れる高周波漏れ電流である CM 電流 i_{cm} [A]は、各相の固定子巻線-フレーム間の浮遊容量 C_S [F]および各相の出力端子電圧を用いて次式で表現できる。

$$i_{cm} = C_S \frac{dv_u}{dt} + C_S \frac{dv_v}{dt} + C_S \frac{dv_w}{dt} \quad (2.6)$$

なお、(2.6)式では、発生原理の簡略的な説明のために、配線のインピーダンスの影響が小さく無視できると仮定した。また、一般的に各相の固定子巻線は同様に巻回されるため、各相の浮遊容量は同等となる。

(2.6)式を整理すると、次式となる。

$$i_{cm} = C_S \frac{d(v_u + v_v + v_w)}{dt} \quad (2.7)$$

また、(2.5)式より、(2.7)式は次式に整理される。

$$i_{cm} = 3C_s \frac{dv_{cm}}{dt} \quad (2.8)$$

(2.8)式より、CM ノイズと等価な CM 電流を低減するためには、固定子巻線—フレーム間の浮遊容量 C_s を小さくし、CM 電圧の変動(dv_{cm}/dt)を抑制することが重要である。CM 電圧の変動は、主にスイッチング周波数と、端子電圧の立ち上がりおよび立ち下がりの開始から終了までに要する時間であるオン時間・オフ時間を考慮する必要がある。一般的な Si-IGBT(Silicon – Insulated-gate bipolar transistor)では、オン時間・オフ時間は、数百 ns 程度に設計されることが多く、MHz 帯域以上で電磁ノイズへの影響が大きくなる。スイッチング周波数は、一般的にモータ駆動システムで適用される 5 kHz~10 kHz 程度から影響が生じる。数 MHz 以下の低周波領域での電磁ノイズを議論する場合には、スイッチング周波数で変動する CM 電圧の変動の考慮が重要となる。

2.3.2 ディファレンシャルモード

図 2.3 に示すように、直流母線の P 側と N 側でノイズ伝搬方向が逆方向となるものが DM ノイズと定義される。

DM 電圧は各相の出力端子電圧から CM 電圧を引いたものであり、インバータのスイッチングに伴ってステップ状に変化するような電圧脈動が生じる。この電圧脈動が直流母線に重畳され、電源に伝搬することで電磁ノイズとなる。DM ノイズは直流母線に設けられる平滑コンデンサやスナバコンデンサなどによって、緩和されることが多く、数 MHz 以下の帯域で支配的なノイズ源となることは少ない[6], [66]。

2.4 スイッチング周波数と電磁ノイズ

本節では、スイッチング周波数およびスイッチング時の電圧の立ち上がり時のオン時間、立ち下がり時のオフ時間が CM 電圧に及ぼす影響について説明する。

CM 電圧の台形波モデルを図 2.5 に示す。ここでは、CM 電圧を簡略的に台形波であると仮定する。また、スイッチング周波数を f_s [Hz]、オン時間、オフ時間をそれぞれ t_{on} 、 t_{off} [s] とする。一般的な Si-IGBT のスイッチング速度として、オン時間 t_{on} 、オフ時間 t_{off} を等しく 100 ns とする。また、スイッチング周期 ($1/f_s$) に対するオン Duty を 0.5 とすると、CM 電圧の周波数スペクトルは、 f_s から $1/(2t_{on})$ ($= 1/(2t_{off})$) までは -20 dB/dec で減衰し、それ以降は -40 dB/dec で減衰する[7]。

具体例として、スイッチング周波数 f_s を 5 kHz と 10 kHz とする場合の CM 電圧の周波数スペクトルの概略図を図 2.6 に示す。スイッチング周波数以下の成分は原理的に発生せず、スイッチング周波数から 5 MHz 以下では -20 dB/dec で減衰し、5 MHz 以上では -40 dB/dec で減衰する。スイッチング周波数が 2 倍になると、周波数スペクトルが周波数軸で 2 倍にシフトされることで、10 kHz 以上の CM 電圧が 2 倍 (+6 dB) となる。すなわち、スイッチング周波数を高周波化させる場合、それに比例してノイズレベルも増大する。オン時間・オフ時間の影響は数 MHz 程度であり、フィルタサイズへの影響は比較的小さい。

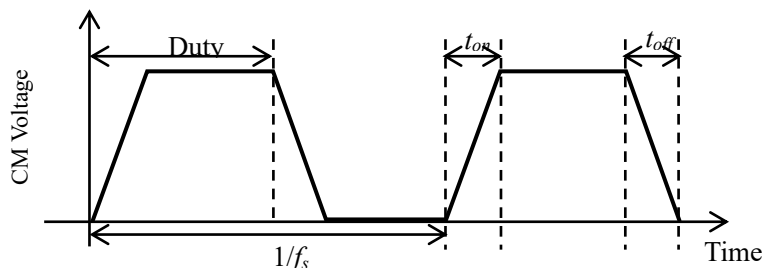


図 2.5 コモンモード電圧の台形波モデル

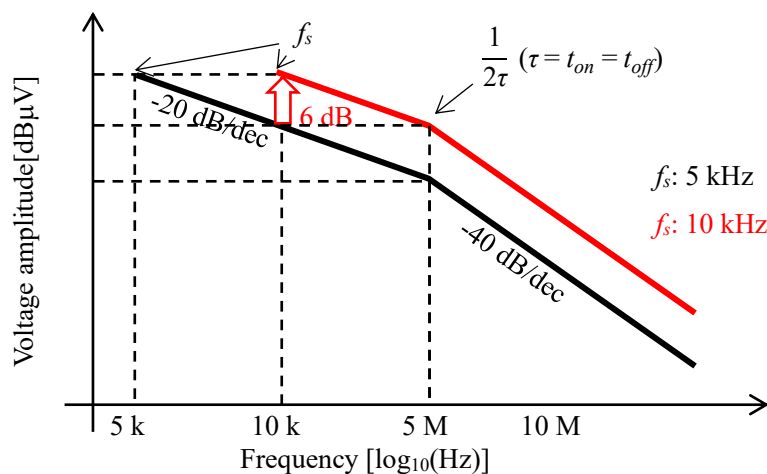


図 2.6 コモンモード電圧の周波数スペクトルの概略図

2.5 電磁ノイズの規制規格

同じシステム内に存在する複数の機器同士が電磁ノイズによる誤動作を起こさないためには、各機器から発生される電磁障害 (EMI: Electromagnetic interference) のレベルが、各機器の耐ノイズ性能を示す電磁感受性 (EMS: Electromagnetic susceptibility) のレベルより低くなければならない。そのため、自動車、産業用機器、家電などの各種分野では EMI と EMS のレベルが国際規格で規制されている[8]-[10]。

EMI に関して、IEC の審議委員会として、CISPR (国際無線障害特別委員会) が設置されており、電磁ノイズの測定法や限度値が定められている。本節では、CISPR にて定められた伝導ノイズと放射ノイズの測定法および限度値を説明する。

2.5.1 伝導ノイズ

2.3 節で示したように、モータ駆動システムで発生する電磁ノイズは、電力線や共通の接地面を介して、電源に伝搬する。そのため、発生した電磁ノイズが、制御対象であるモータ駆動システムと同じ電源に接続された他の機器に伝搬し、誤動作などの悪影響を及ぼす恐れがある。これが伝導ノイズである。

本項では、伝導ノイズの評価方法の概要を示す。自動車の車載機器を対象とした規格である CISPR25 について、伝導ノイズを評価するための試験構成例を図 2.7 に示す。電力線は、電源、電源線インピーダンス安定化回路網 (LISN: Line Impedance Stabilization Network) および供試装置 (EUT: Equipment Under Test) に接続される。車載機器は主にバッテリーで駆動されるため、電源はバッテリーや直流安定化電源が適用される。LISN は直流母線の P 側と N 側それぞれに直列に接続され、電源側からの外来ノイズの影響を阻止し、EUT から見た電源側の負荷を規定値にすることで、妨害波電圧の測定値を安定させる。LISN で規定される負荷の両端電圧を EMI レシーバやスペクトラムアナライザで受信し、EMI レベルを評価する。また、各機器は、銅板で模擬される共通のグランドプレーンに接地される。その他、電力線の長さや、各機器の配置が定められている。

LISN と EUT となるモータ駆動システムの接続例を図 2.8 に示す。インバータやモータは、それぞれのフレームをグランドプレーンに接地することで、高周波領域でグランドプレーンと電氣的に接続される。前述の通り、LISN は規定のインピーダンスを直流母線の P 側と N 側のそれぞれとグランドプレーン間に構成し、既定の抵抗値の両端の電圧で定義される雑音端子電圧 v_{LISN} を計測器で評価する。受動フィルタによるノイズ抑制量は、電源に伝搬する伝導ノイズの大きさに基づいて設計される。本論文では、提案するスイッチング制御によるノイズ抑制効果を、受動フィルタの設計に係る伝導ノイズで評価する。

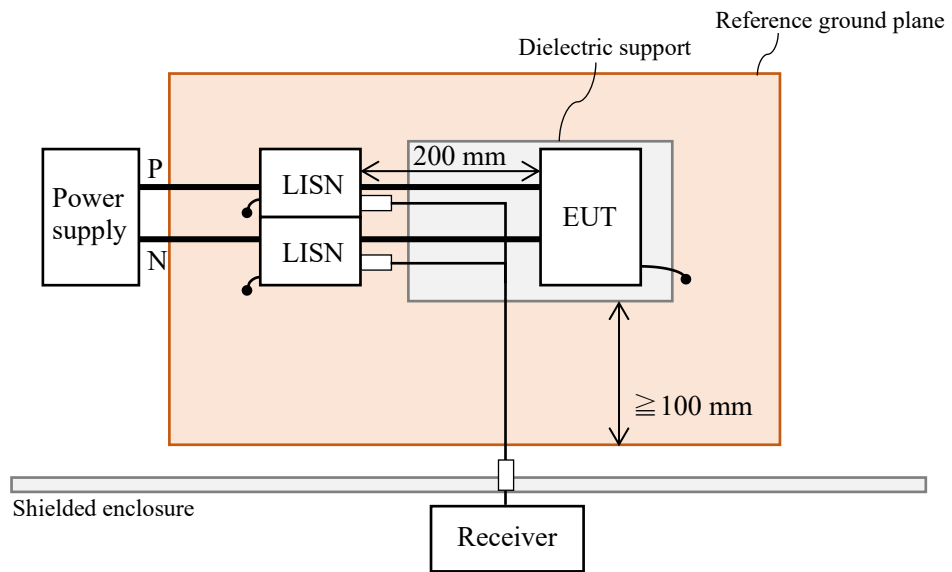


図 2.7 CISPR25 における伝導ノイズの試験構成例

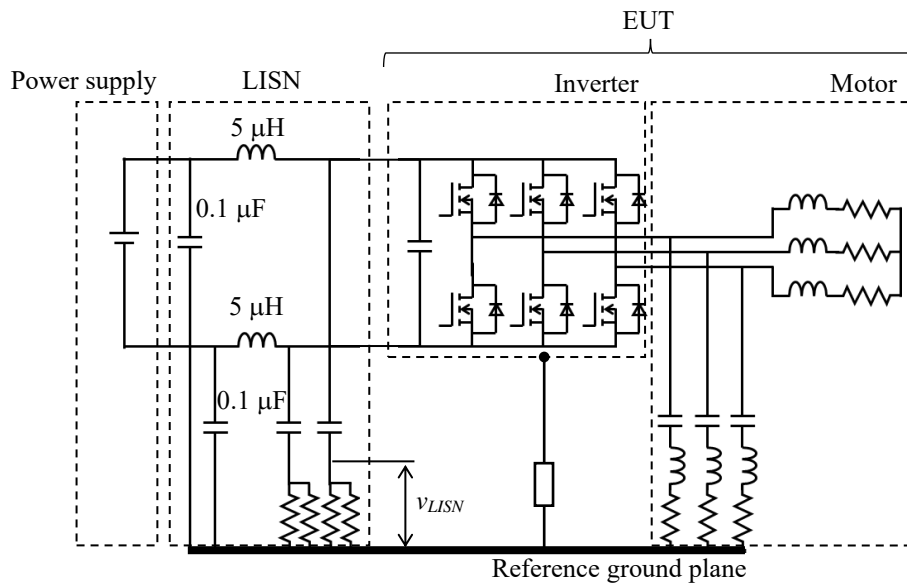


図 2.8 LISN とインバータおよびモータの接続例

伝導ノイズを計測する EMI レシーバやスペクトラムアナライザでは、計測条件として検波特性や分解能帯域幅のような周波数特性などが規定されている。

検波方式として、平均値検波 (Average Detector) で得られる AV 値、尖頭値検波 (Peak Detector) で得られる PK 値、準尖頭値検波 (Quasi-peak Detector) で得られる QP 値がある。AV 値は、測定された信号の周波数データから、その散らばりを平均化することにより得られる統計的な指標である。PK 値は、測定時間内で測定された信号の最大値である。QP 値は、信号のパルスの頻度を反映するが、AV 値と異なりパルスの頻度を線形に反映せず、充放電回路によってラジオ受信における受信障害のレベルを模擬するような値となる。計測される信号レベルは、AV 値、QP 値、PK 値の順に大きくなる。

CISPR25 で規定される電圧法で評価する場合の伝導ノイズの限度値を図 2.9 に示す。CISPR25 では Class1 から Class5 の順で限度値のレベルが低くなる 5 クラスで限度値が規定されており、図 2.9 には最も厳しい Class5 の限度値を示す。電圧法では、150 kHz～108 MHz までの周波数帯域に対して限度値が設定される。限度値が設定される周波数帯域が間欠的となっているのは、車両システム内の機器で使用される帯域ごとに限度値が規定されているためである。なお、CISPR にて計測器の分解能帯域幅 (RBW: Resolution Band Width) は、150 kHz ～30 MHz は 9 kHz、30 MHz～108 MHz は 120 kHz で規定されている。

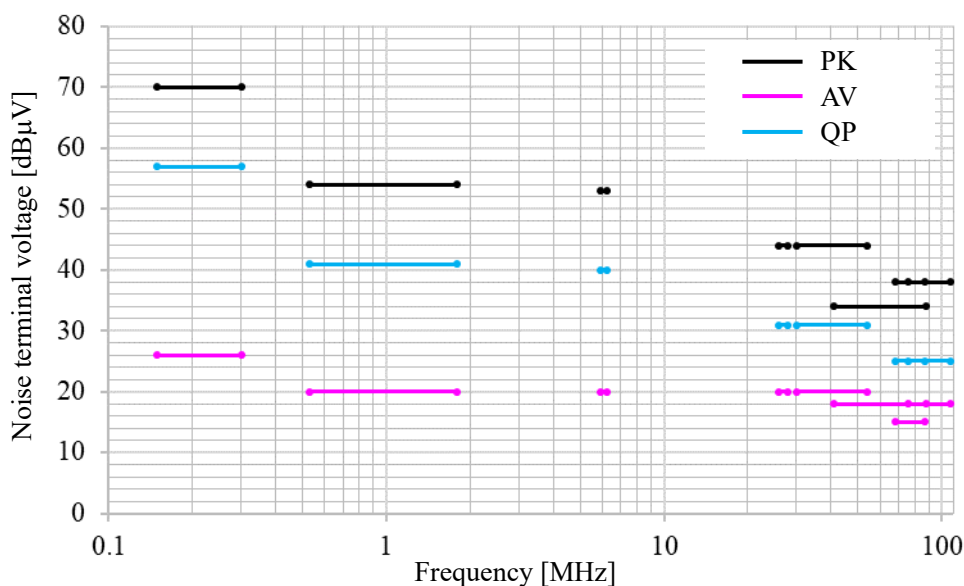


図 2.9 CISPR25(Class5)における伝導ノイズの限度値

2.5.2 放射ノイズ

モータ駆動システムで発生する高周波成分の電圧や電流が、インバータを構成する PCB (Printed Circuit Board)、電力線などで構成されるアンテナを媒介して放射源となり周辺機器の誤動作などの悪影響が生じる恐れがある。これが放射ノイズである。

放射ノイズも伝導ノイズと同様に、試験構成、評価方法および EMI の限度値が国際規格で規定されている。

CISPR25 における放射ノイズの試験構成例を図 2.10 に示す。電源、LISN、EUT の基本的な接続は伝導ノイズ計測の場合と同様である。放射ノイズの計測では、機器やケーブルから放射される電磁ノイズを評価するために、アンテナを用いる。計測する周波数帯域ごとに、バイコンカルアンテナ、ログペリオディックアンテナなど、複数種類のアンテナにて電磁ノイズを受信し、受信信号を EMI レシーバやスペクトラムアナライザで計測する。計測の際には、電力線やアンテナなどの配置が規定されている。また、放射ノイズは 150 kHz~2.5 GHz で限度値が設けられており、伝導ノイズと同様に計測器の検波特性や RBW のような周波数特性などが規定されている。

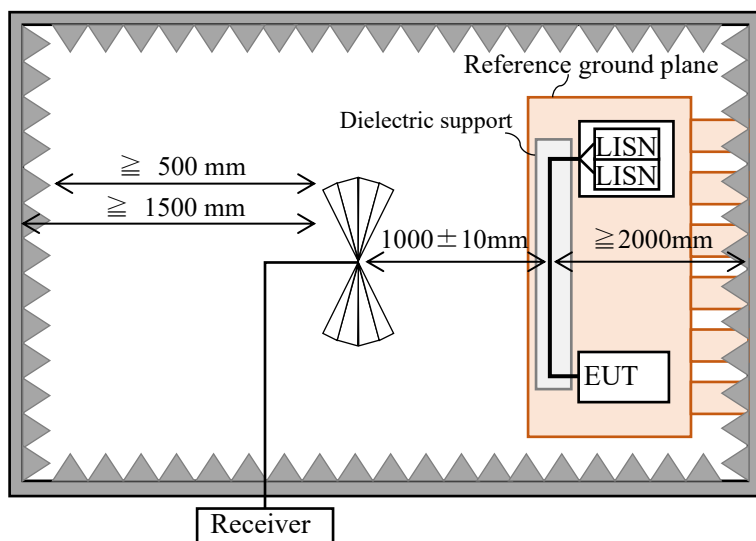


図 2.10 CISPR25 における放射ノイズの試験構成例

2.6 代表的なコモンモードノイズ抑制法とその課題

モータ駆動システムで生じる電磁ノイズは、2.5 節で示したように国際規格に準拠した限度値以下に抑制される必要がある。本節では、一般的に適用される受動素子を用いたノイズ抑制法について説明する。特に、モータ駆動システムで生じる数 MHz 以下の低周波領域で支配的となる CM ノイズの抑制法について、一般的に採用されている CMI (Common-mode inductor) や EMI フィルタについて説明する。

2.6.1 コモンモードインダクタ

数 MHz 以下の低周波領域におけるモータ駆動システムのコモンモード等価回路を図 2.11 に示す。図 2.11 の等価回路は、インバータ起因の CM 電圧である電圧源、コモンモード成分の配線インピーダンス L_{cm} , R_{cm} , モータの固定子巻線-フレーム間の浮遊容量 C_{cm} のみの LCR 直列共振回路で表現される[7]。電源に伝搬する CM ノイズを抑制するためには、経路のインピーダンスの増加や、電源をバイパスさせる経路の生成が有効となる。

コモンモード成分の経路のインピーダンスを増大させる手法として、CMI によってインダクタンス成分を増大させる手法が一般的に適用される。CMI の構成を図 2.12 に示す。CMI は、直流母線に CM 電流が流れる場合に、コアに同方向に磁束が流れるように巻線を巻回することで、コモンモード成分にインダクタンス成分として機能する。これにより、コモンモードインピーダンスが増大し、CM 電流の伝搬を抑制することが可能となる。

また、発生する CM 電流の高周波成分をより減衰させるために、CMI のコア材料に損失が大きくなる材料を適用することや、CMI に抵抗で短絡した巻線を追加するコモンモードトランス (CMT: Common-mode Trance) などが検討されている[93][94]。

CMI のインピーダンスの周波数特性を図 2.13 に示す。CMI のコモンモード経路のインダクタンス $L_{Cl}[\text{H}]$ により、CMI のインピーダンスは $2\pi fL_{Cl}$ となるため、低周波であるほどインピーダンスを確保するためにインダクタンスを大きくする必要がある。インダクタンスを大きくするためには、巻線の巻回スペースの確保や、コアの磁気飽和防止のために磁路面積を広げる必要があり、CMI が大型化する。

また、CMI を構成する際、実際には浮遊容量が存在し、浮遊容量とインダクタンス $L_{Cl}[\text{H}]$ の共振周波数以降はインピーダンスが低下する (図 2.13)。CMI によるノイズ低減効果を増大するために巻回数を増加させると浮遊容量も大きくなり、高周波特性が悪化するため、低周波領域のノイズ抑制効果の増大と高周波領域のノイズ抑制効果維持の両立が困難となる。

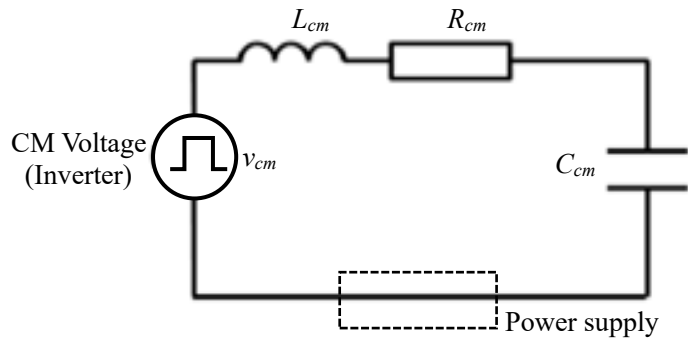


図 2.11 コモンモードノイズ伝搬経路の等価回路

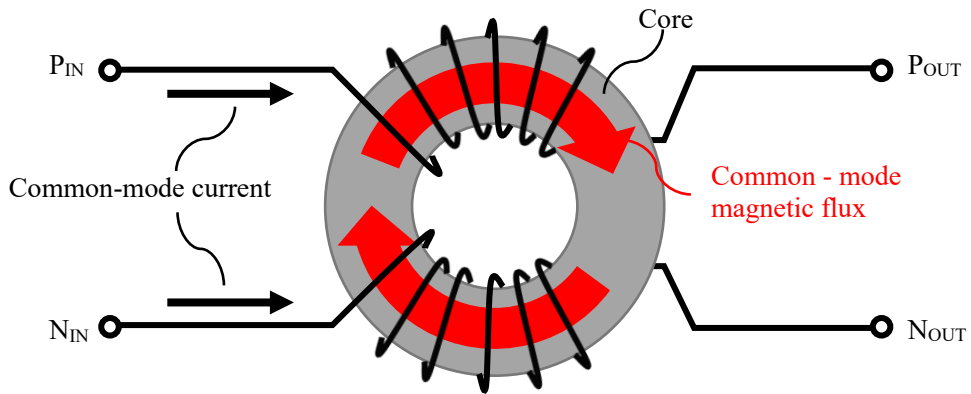


図 2.12 コモンモードチョークコイルの概要

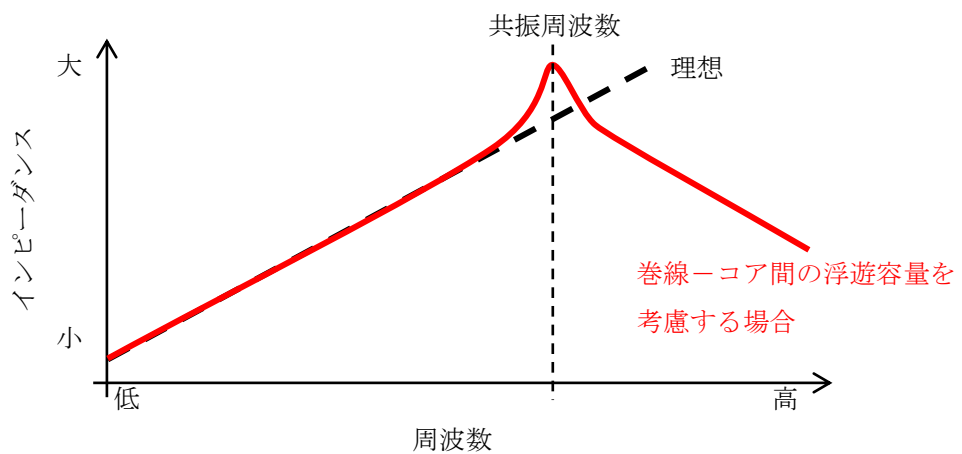


図 2.13 コモンモードチョークコイルのインピーダンスの周波数特性

2.6.2 EMI フィルタ

直流母線に挿入する EMI フィルタの構成例を図 2.14 に示す。EMI フィルタは一般的に、CM ノイズを抑制する素子と DM ノイズを抑制する素子の組み合わせで構成される。CM ノイズを抑制する素子としては、前述の CMI と Y キャパシタが適用される。CMI は前述の通り、直流母線の P 側と N 側に直列に接続される。また、Y キャパシタは直流母線の P 側と N 側それぞれと接地面間に接続して構成される。これにより、CM 経路にインダクタとキャパシタで構成されるローパスフィルタが構成され、CM 成分の高周波成分に対し、電源への伝搬経路のインピーダンスを CMI で増大し、Y キャパシタで低インピーダンスの循環経路を作ることで、電源に伝搬する CM 電流を抑制する。

インダクタとキャパシタで構成される一次のローパスフィルタの減衰量は、カットオフ周波数 $1/2\pi\sqrt{LC}$ で決まり、ノイズ抑制量を大きくするためにはカットオフ周波数を下げる必要がある。しかしながら、コモンモード経路の容量成分が増大すると CM 電流が増大し、回路構成によっては漏電ブレーカの誤動作といった問題を引き起こす恐れがあるため、Y キャパシタの容量の増大には制限がある。そのため、カットオフ周波数を下げるためには、インダクタンス成分を大きくする必要がある。すなわち、ノイズ抑制量を増大するためには、2.6.1 項で述べたように、CMI が大型化する問題が生じる。

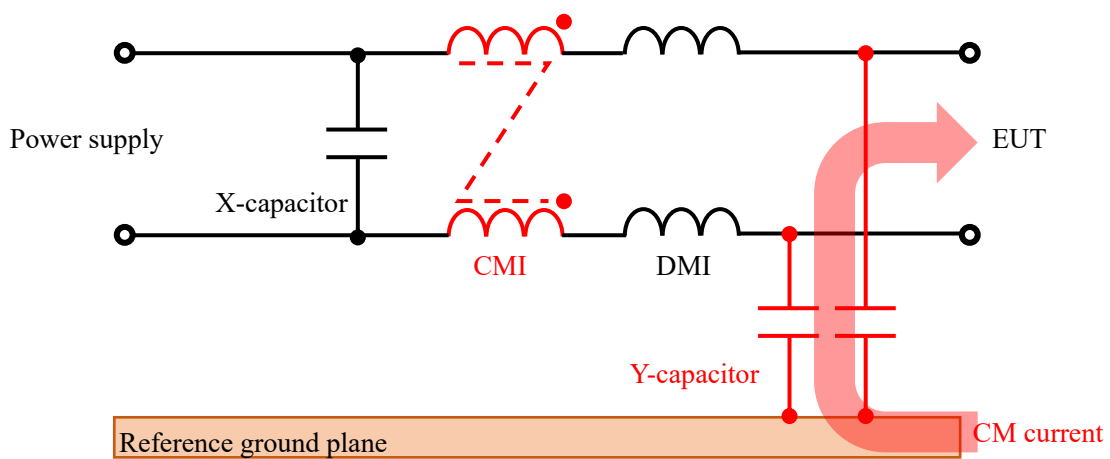


図 2.14 EMI フィルタの構成例

2.7 スイッチング制御によるコモンモードノイズ抑制法

2.6 節で述べた通り、今後、電磁ノイズのさらなる低減が必要になった場合、受動フィルタのようなノイズ対策部品による機器の大型化が問題となる。そのため、機器の小型化と電磁ノイズ性能を両立するためには、受動フィルタ以外による電磁ノイズ対策が重要となる。

本節では、ノイズ抑制量の増大や低周波域のノイズ抑制効果の確保のために、受動素子の大型化を招かない、スイッチング制御による CM ノイズの抑制法を説明する。

2.7.1 コモンモード電圧変動の抑制

2.3 節で示したように、CM ノイズは CM 電圧の変動に起因して生じる。そこで、電源を含む経路で CM 電圧を変動させないようにスイッチングを制御する NCC (Noise Cancel Control) が提案されている[48]-[56]。NCC は、インバータの異なる二相間で、出力端子電圧の一方の立ち上がりに対し、もう一方の立ち下がり同期させることで、CM 電圧の変動を抑制する。この原理を応用し、2 台のインバータで二重三相モータを駆動する二重三相モータ駆動システムや、モータを 3 レベルインバータで駆動するシステムなど、様々なモータ駆動システムに適用が検討されている。

二重三相モータ駆動システムを例に、NCC によるノイズ抑制原理を説明する。二重三相モータ駆動システムにおける CM 電流の経路を図 2.15 に示す。CM 電流の経路としては、電源から各郡のインバータ、浮遊容量、グラウンドを伝搬するループ 1 の経路と、各郡のインバータ、と浮遊容量を循環するループ 2 がある。NCC のノイズ抑制原理は、一般的な駆動方式ではループ 1 で電源に伝搬する電磁ノイズを、ループ 2 で循環させることで電源に伝搬させないようにするものである。

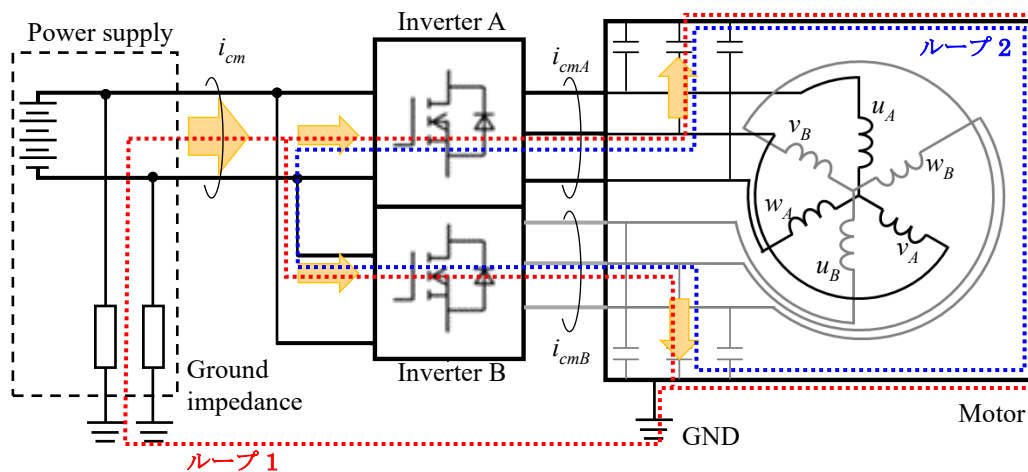


図 2.15 二重三相モータ駆動システムとコモンモード電流経路

従来から適用されるキャリア比較 PWM と NCC を適用する場合に関して、インバータ A の CM 電圧 v_{cmA} 、インバータ B の CM 電圧 v_{cmB} およびインバータ A、B の CM 電圧の平均値 v_{cmAB} を図 2.16 に示す。ここで、インバータ A、B の CM 電圧の平均値は、ループ 1 における CM 電圧と等価である。図 2.16(a)のように、キャリア比較 PWM では、各インバータの CM 電圧の変動に応じて、ループ 1 の CM 電圧 (v_{cmAB}) に変動が生じる。一方、図 2.16(b)のように、NCC では、各インバータの CM 電圧が逆位相となるようにスイッチングすることで、ループ 1 の CM 電圧の変動を原理的にゼロに抑制する。

CM 等価回路におけるキャリア比較 PWM と NCC のノイズ伝搬経路を図 2.17 に示す。図 2.17(a)より、従来方式では電源、インバータ、モータ、グラウンドを循環するループ 1 の CM 電圧が変動するため、電磁ノイズもループ 1 を伝搬する。一方、図 2.17(b)より、NCC 適用時は各郡で生じる CM 電圧が逆位相であるため、ループ 2 では CM 電圧が変動するものの、ループ 1 では CM 電圧が変動しない。したがって、電源に伝搬する電磁ノイズを抑制することが可能となる。

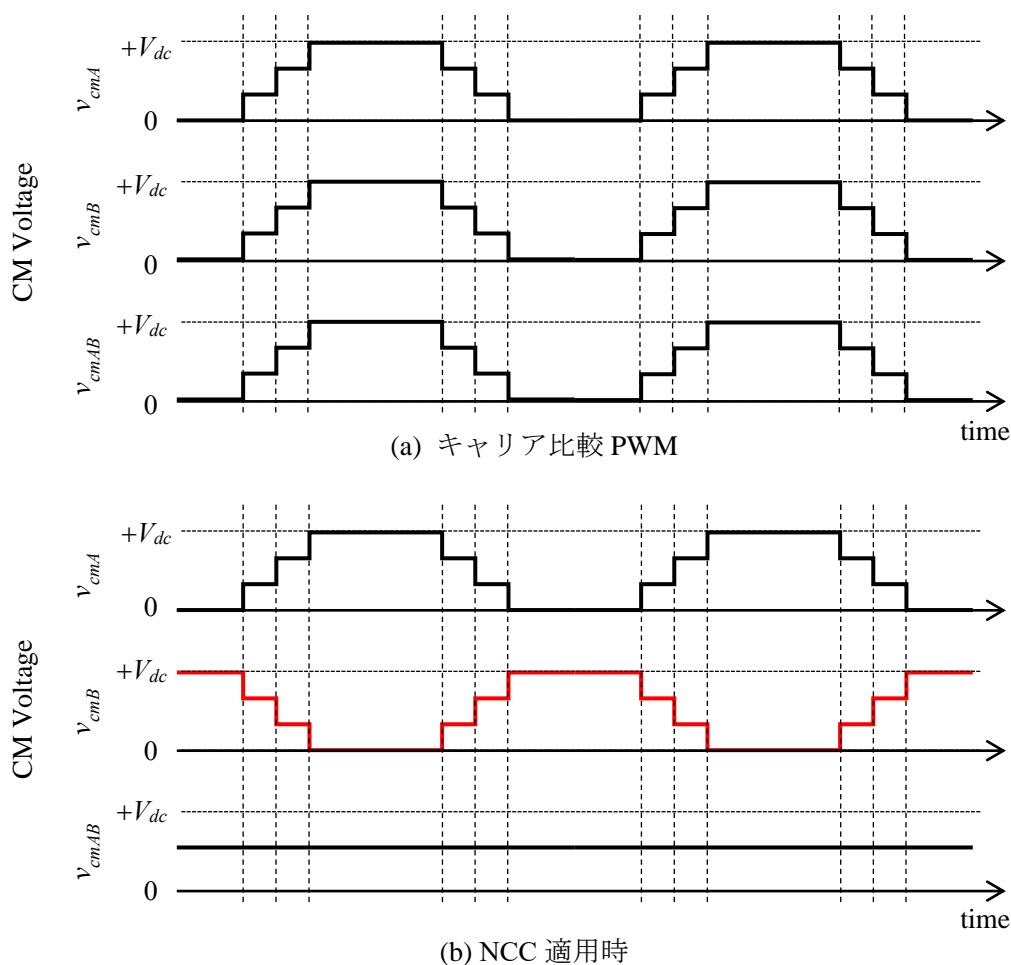
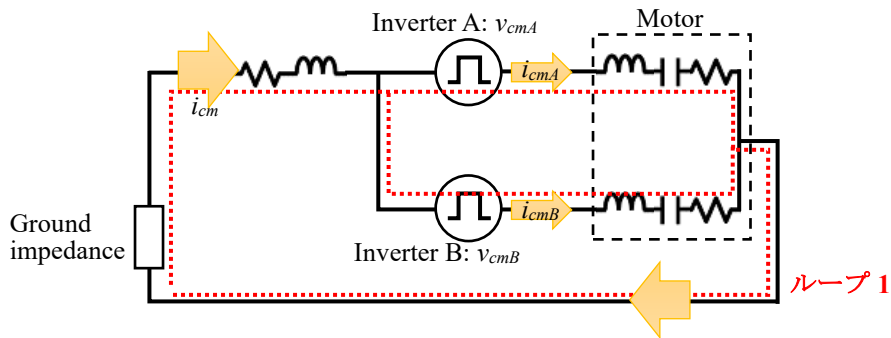
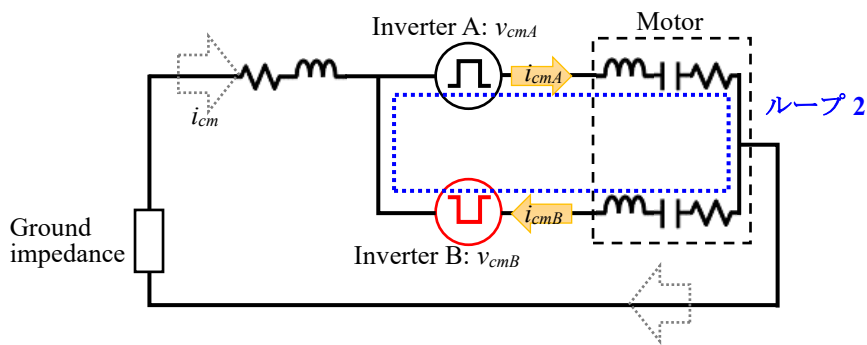


図 2.16 NCC とコモンモード電圧



(a) キャリア比較 PWM



(b) NCC 適用時

図 2.17 NCC とコモンモード電流の経路

各群のインバータやモータに流れる CM 電流 (i_{cmA} , i_{cmB}) の大きさは(2.8)式の通りであり、ループ 2 に電磁ノイズが循環する場合でも、CM 電流の大きさは従来同等となる。

また、EMI フィルタによる電磁ノイズ抑制と比較して、NCC によるノイズ抑制では、原理的に、電磁ノイズがグラウンドを伝搬しにくく、経路のループ面積が比較的小さくなる。また、NCC 適用時は、A 群と B 群の三相線を近接させることで、磁界放射を低減可能と考えられ、放射ノイズの抑制効果も期待できる。

NCCによるノイズ抑制制御では、原理的にCM電圧の変動をゼロに抑制可能であるため、電源に伝搬する電磁ノイズを大幅に抑制することが報告されており、EMI フィルタの小型化が期待されている。しかしながら、様々なモータ駆動システムへの適用が適用されているものの、一般的な三相フルブリッジインバータにNCCを適用する際のノイズ抑制効果については十分に議論されていない[52][53]。また、CM電圧を逆位相にすることが必要であることから、複数台のインバータで異なる振幅、周波数、位相の電圧を出力するような条件では適用できない問題がある。さらに、異なる二相間で端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期する際、タイミングのずれが生じるとノイズ抑制効果が悪化する問題がある。

2.7.2 周波数スペクトラムの分散

2.5 節で述べた通り、電磁ノイズは EMI レシーバやスペクトラムアナライザによって、周波数領域で評価され、国際規格によって周波数毎に限度値が定められている。

キャリア比較 PWM に基づいてインバータの出力電圧を変調する場合、スイッチングに起因して発生する電磁ノイズは、キャリアの周波数や電圧指令の振幅や周波数などに基づいて、特定の周波数成分のみに出現する[90]-[92]。そこで、特定の周波数成分で出現する電磁ノイズを、他の周波数成分に分散させる技術が提案されている[57]-[61]。周波数成分を分散させるスイッチング制御には、キャリア周波数を時間変化させる手法や、変調波の零相成分を時間変化させる手法などがある。

具体例として、スイッチング周波数を時間変化させる手法について説明する。スイッチング周波数の変化と CM 電圧の周波数スペクトルの概略図を図 2.18 に示す。図 2.18 は、周期 T_m でスイッチング周波数が $f_s - f_{dt}$ から $f_s + f_{dt}$ の間でスイープする例である。スイッチング周波数の変化に応じて、CM 電圧のパルス幅も時間変化する。これにより、電磁ノイズの発生源となる CM 電圧の周波数スペクトルが、スイッチング周波数が固定の場合に対して、周波数成分が分散され、スイッチング周波数の整数倍成分毎に、ピークレベルが低減される。

この手法は、周波数成分ごとの電圧レベルの時間平均値を抑制することが可能であるため、AV 値や QP 値の抑制には効果的である。一方、CM 電圧の変動自体を抑制していないため、PK 値の抑制効果はほとんど得られない。

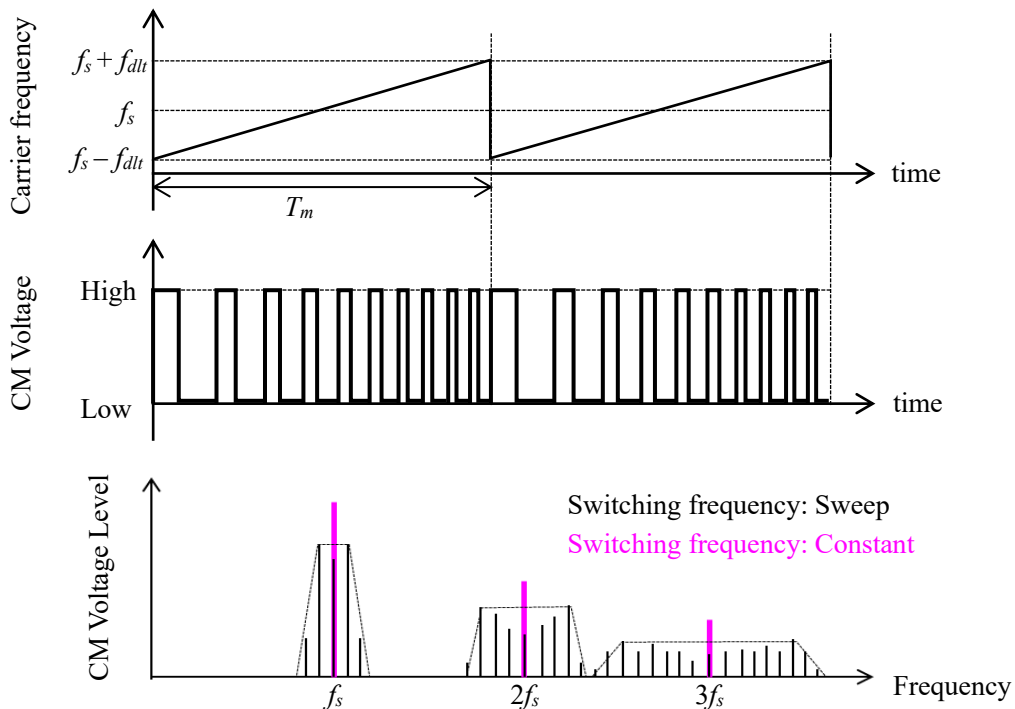


図 2.18 スイッチング周波数の時間変化と出力電圧の周波数スペクトルの概略図

2.8 第2章のまとめ

本論文で抑制対象とするモータ駆動システムの電磁ノイズについて、インバータによる直流-交流変換の原理を述べ、電磁ノイズの発生原理を説明した。特に、数 MHz 以下の周波数領域では、CM 電圧の変動によってモータの固定子巻線-フレーム間の浮遊容量を伝搬する電磁ノイズが支配的であることを言及した。また、国際規格で定められたモータ駆動システムの電磁ノイズの評価方法および限度値について述べた。さらに、CMI や EMI フィルタを用いた代表的な電磁ノイズ対策手法について説明し、ノイズ抑制量の増大に対するフィルタの大型化の問題について言及した。最後に、先行研究におけるインバータのスイッチング制御によるノイズ抑制手法について、ノイズ抑制原理と課題について述べた。

第3章 1 モータ駆動システムのノイズ抑制制御

3.1 はじめに

2.7節で述べたように、スイッチング制御によって電源に伝搬する伝導ノイズを抑制する方式として、複数のインバータまたはコンバータで逆相の電圧を印加することにより、伝導ノイズを相殺する技術が提案されている[48]-[56]。この技術は、これまでにトランジスタにSiCパワーデバイスを採用したインバータへの適用が検討され、コモンモード(CM: Common - mode)電圧の変動を大幅に抑制することが可能であり、優れたノイズ抑制効果が得られることが示されている[54]。しかしながら、三相モータを三相フルブリッジインバータで駆動するような1インバータ・1モータの駆動システムへの適用によるノイズ抑制効果は十分に議論されていない[52][53]。

本章では、1インバータ・1モータ駆動システムに適用可能なノイズ抑制制御を提案する。本章の構成は次のとおりである。まず、提案するスイッチング制御の概要について説明し、ノイズ抑制効果の理論値を示す。次に、インバータの二相間の端子電圧の立ち上がり、立ち下りのタイミングを同期させる制御アルゴリズムを提案し、回路シミュレーションによってノイズ抑制効果を検証する。最後に、提案方式によるノイズ抑制効果を実機検証した結果について述べる。

3.2 対象とするモータ駆動システム

本章で対象とするモータ駆動システムの回路構成を図 3.1 に示す。主回路は電源、三相フルブリッジインバータ、三相モータで構成される。 V_{dc} はインバータの母線電圧、 C_S は各相のモータの固定子巻線—グランド間の浮遊容量である。三相フルブリッジインバータを構成する 6 つのスイッチング素子は、コントローラから与えられるスイッチング信号に基づいてオン、オフが制御される。

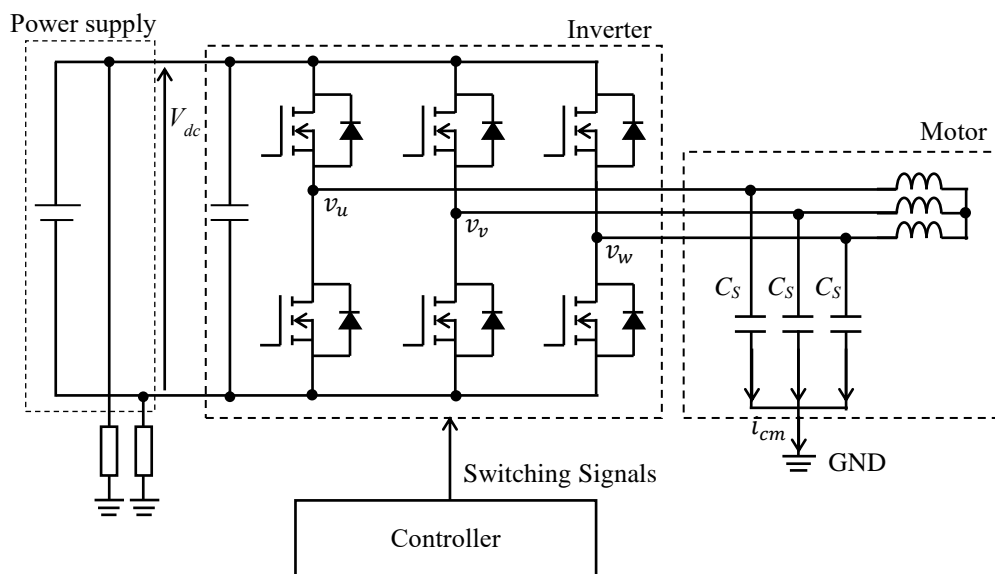


図 3.1 1 モータ駆動システムの構成

3.3 提案方式によるノイズ抑制原理

2.3.1 項(2.6)～(2.8)式で示したように、CM ノイズは各相の端子電圧の変動に伴う CM 電圧 v_{cm} の変動によって生じる。本章では、三相フルブリッジインバータを制御対象とし、CM ノイズの発生要因である CM 電圧の変動を抑制するスイッチング制御を提案する。

第 3 章における提案方式は、180 度位相の異なる 2 つの電圧ベクトルを同時間出力し、等価的に零電圧ベクトルを出力する AZSPWM (Active zero state pulse width modulation) [52] [53] を利用して電圧を出力する。出力電圧ベクトル V_e が零の場合 ($V_e = 0$)、零でない場合 ($V_e \neq 0$) の出力電圧ベクトル図をそれぞれ図 3.2, 図 3.3 に示す。各相の電圧指令である正弦波と搬送波である三角波との比較に基づいてスイッチング信号を生成する三角波比較 PWM (以下、第 3 章の従来方式とする。) は、 $V_e = 0$ の場合は図 3.2 (a) の V_0, V_1 を用いる。

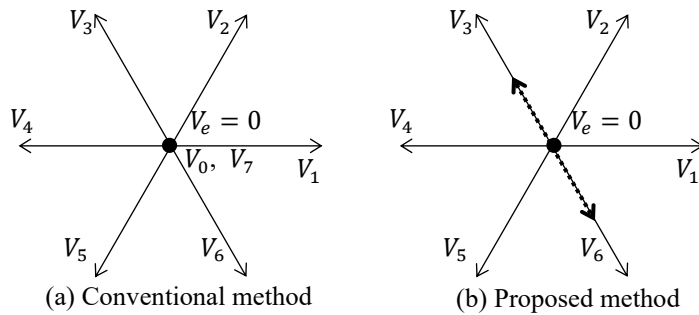


図 3.2 出力電圧ベクトル ($V_e = 0$)

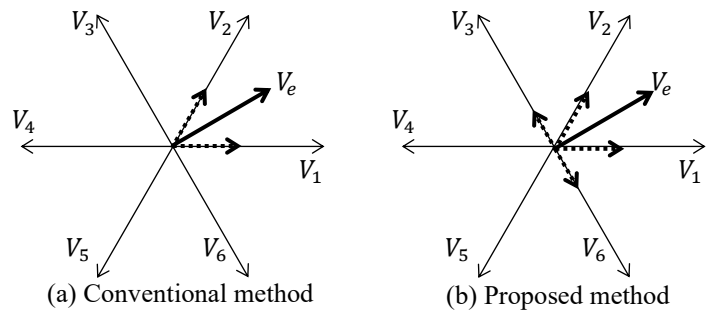


図 3.3 出力電圧ベクトル ($V_e \neq 0$)

AZSPWM および提案方式では、180 度位相が異なる電圧ベクトル (図 3.2 (b) の V_3 , V_6) を用いる。 $V_e \neq 0$ のとき、例えば電圧ベクトルが V_1 , V_2 の間にある場合、従来方式は V_1 , V_2 および V_0 , V_7 を用いるが、AZSPWM および提案方式では V_1 , V_2 および 180 度位相が異なる電圧ベクトル (図 3.3 (b) の V_3 , V_6) を用いる。

$V_e = 0$, $V_e \neq 0$ のときの各相端子電圧と CM 電圧をそれぞれ図 3.4, 図 3.5 に示す。 $V_e = 0$ のとき、図 3.4 (a) の従来方式は各相の端子電圧の立ち上がり同士、立ち下がり同士が同期し、CM 電圧が $\pm V_{dc}/2$ で変化する。一方、AZSPWM および提案方式は、図 3.4 (b) に示すように異なる二相の端子電圧を同時刻に立ち上げ、立ち下げることが可能となり、CM 電圧の変動を従来比 1/3 に抑制することが可能となる。また、 $V_e \neq 0$ のとき、図 3.5 (a) の従来方式は、各相の端子電圧の立ち上がり、立ち下がりに応じた CM 電圧の変動を生じる。図 3.5 (b) の AZSPWM では、一相分の出力電圧の位相を反転することにより、CM 電圧の振幅を抑制するが、CM 電圧の変動回数が従来方式と同等となる。一方、図 3.5 (c) の提案方式は、異なる二相の端子電圧を同時刻に立ち上げ、立ち下げのようにスイッチングを制御する。これにより、AZSPWM 同様に CM 電圧の振幅を低減する効果に加え、CM 電圧の変動回数を低減することが可能となる。提案方式を三相フルブリッジインバータに適用する場合、電源に伝搬する伝導ノイズは一相分の端子電圧変動に伴う伝導ノイズとなることから、最大 1/3 (-10 dB) のノイズ抑制が可能である。

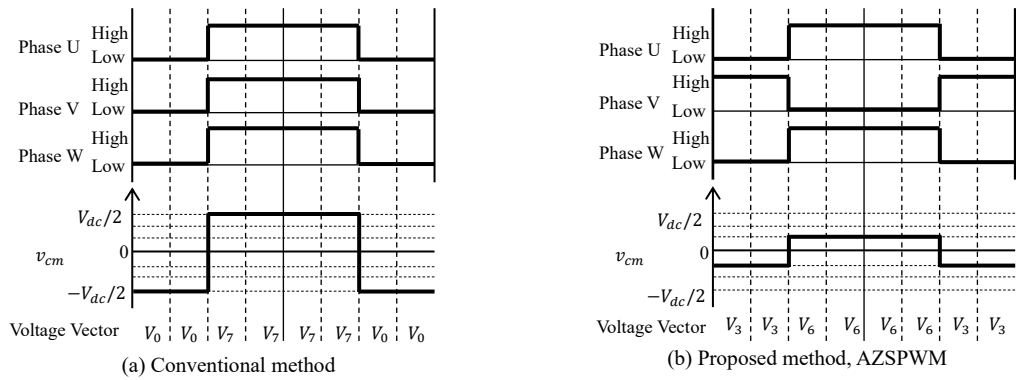


図 3.4 相電圧およびコモンモード電圧 ($V_e = 0$)

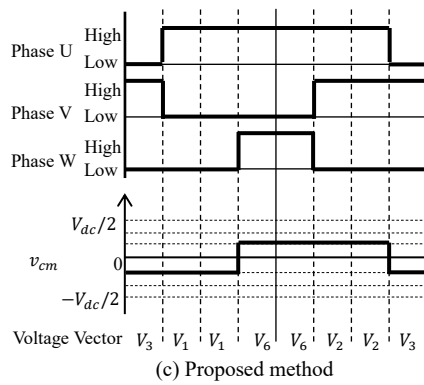
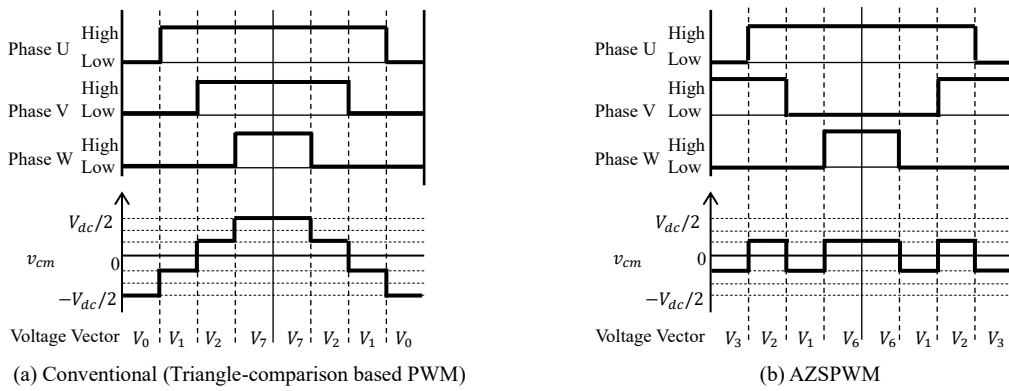


図 3.5 相電圧およびコモンモード電圧 ($V_e \neq 0$)

3.4 スイッチング信号生成法

まず、提案手法では、AZSPWM の各相端子電圧の立ち上げ時刻、立ち下げ時刻を算出する。次に、算出した時刻に基づいて、異なる二相間で端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻が等しくなるように、各相端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻を操作する。最後に、操作後の立ち上げ時刻、立ち下げ時刻を実現するために、デッドタイムを考慮したスイッチング信号を生成する。

二相間の端子電圧の立ち上がり、立ち下がり時刻を同期するスイッチング信号の生成法を詳述する。制御適用前の出力端子電圧を図 3.6 に示す。スイッチング周期 T_s の区間において、時刻零の出力端子電圧は、奇数相 ($n=1,3$) は Low、偶数相 ($n=2$) は High とする。

パルス幅変調に基づく第 n 相端子電圧の立ち上がり時刻 tH_n および立ち下がり時刻 tL_n は、母線電圧 V_{dc} の $1/2$ の値で正規化される第 n 相電圧指令 v_n^* を用いて(3.1) ~ (3.4)式で算出できる。

(i) $n=1,3$ の場合

$$tH_n = \frac{1 - v_n^* T_s}{2} \quad (3.1)$$

$$tL_n = \frac{T_s}{2} + \frac{1 + v_n^* T_s}{2} \quad (3.2)$$

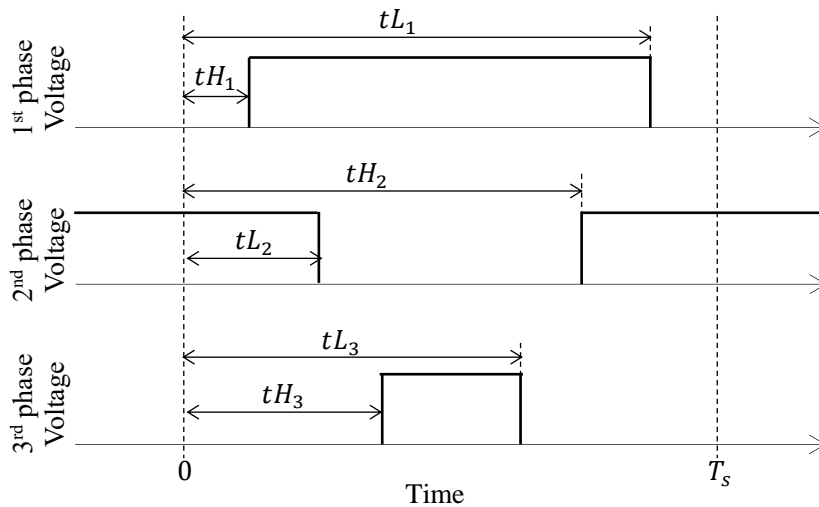


図 3.6 操作前の出力端子電圧

(ii) $n = 2$ の場合

$$tH_n = \frac{T_s}{2} + \frac{1 - v_n^* T_s}{2} \quad (3.3)$$

$$tL_n = \frac{1 + v_n^* T_s}{2} \quad (3.4)$$

端子電圧の立ち上げ時刻または立ち下げ時刻が最早となる相を基準相 k_1 とする。すなわち, (3.1)~(3.4)式より, 奇数相の電圧指令の最大値または偶数相の電圧指令の最小値の絶対値が大きい相を基準相 k_1 とする。

操作後の第 n 相端子電圧の立ち上げ時刻 tsH_n , 立ち下げ時刻 tsL_n と定義する。基準相 k_1 の立ち上げ時刻 tsH_{k_1} , 立下げ時刻 tsL_{k_1} は, 時刻の操作はせずに次式で与える。

$$tsH_{k_1} = tH_{k_1} \quad (3.5)$$

$$tsL_{k_1} = tL_{k_1} \quad (3.6)$$

次に, 基準相の端子電圧の立ち上げ時刻 tsH_{k_1} と他相の立ち下げ時刻 tL_n との差の絶対値が最小となる相を k_2 相とする。

k_1 相と k_2 相の端子電圧の立ち下げ, 立ち上げを同期させるように, k_2 相の操作後の端子電圧の立ち上げ時刻, 立下げ時刻を次式で与える。

$$tsL_{k_2} = tsH_{k_1} \quad (3.7)$$

$$tsH_{k_2} = tH_{k_2} + (tsH_{k_1} - tL_{k_2}) \quad (3.8)$$

最後に, k_3 相の操作後の端子電圧の立ち上げ時刻, 立下げ時刻を次式で与える。

(i) $|tsL_{k_1} - tH_{k_3}| \leq |tsH_{k_2} - tL_{k_3}|$ の場合

$$tsH_{k_3} = tsL_{k_1} \quad (3.9)$$

$$tsL_{k_3} = tL_{k_3} + (tsL_{k_1} - tH_{k_3}) \quad (3.10)$$

(ii) $|tsL_{k_1} - tH_{k_3}| > |tsH_{k_2} - tL_{k_3}|$ の場合

$$tsL_{k_3} = tsH_{k_2} \quad (3.11)$$

$$tsH_{k_3} = tH_{k_3} + (tsH_{k_2} - tL_{k_3}) \quad (3.12)$$

算出した第 n 相端子電圧の立ち上げ時刻, 立ち下げ時刻が所定の値となるようにスイッチ

ング信号を生成する。正極側，負極側素子の相補スイッチング時には短絡防止用にデッドタイムをもうける必要がある。

スイッチの状態と電流極性に対するインバータ出力端子電圧を図 3.7 に示す。電流極性に対するデッドタイム中の端子電圧の概略図を図 3.8 に示す。図中の記号について，第 n 相電流: i_n ，デッドタイム: t_d ，第 n 相正極側スイッチのオフ時刻 $tPoff_n$ ，オン時刻 $tPon_n$ ，負極側スイッチのオフ時刻 $tNoff_n$ ，オン時刻 $tNon_n$ である。インバータ出力端子からモータ巻線に流れる向きを電流の正方向とすると，図 3.7 より，デッドタイム期間中の端子電圧は，相電流が正の場合は Low であり，負の場合は High となる。デッドタイムを考慮せず，正極側スイッチのオフ時刻 $tNoff_n$ で端子電圧が立ち下がり，負極側スイッチのオフ時刻 $tPoff_n$ で端子電圧が立ち上がるとする。この場合，同期対象とする二相の電流極性が同じである場

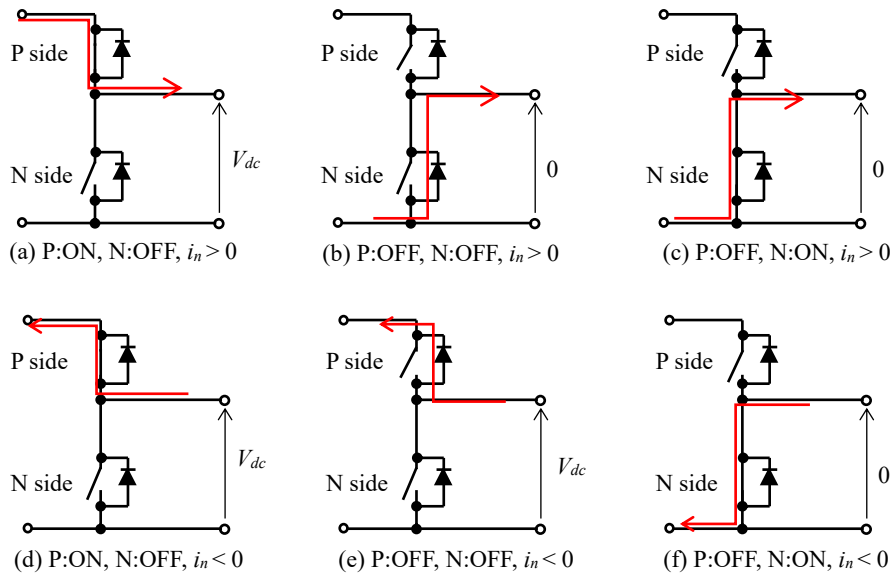


図 3.7 スwitchの状態と電流極性に対するインバータ出力端子電圧

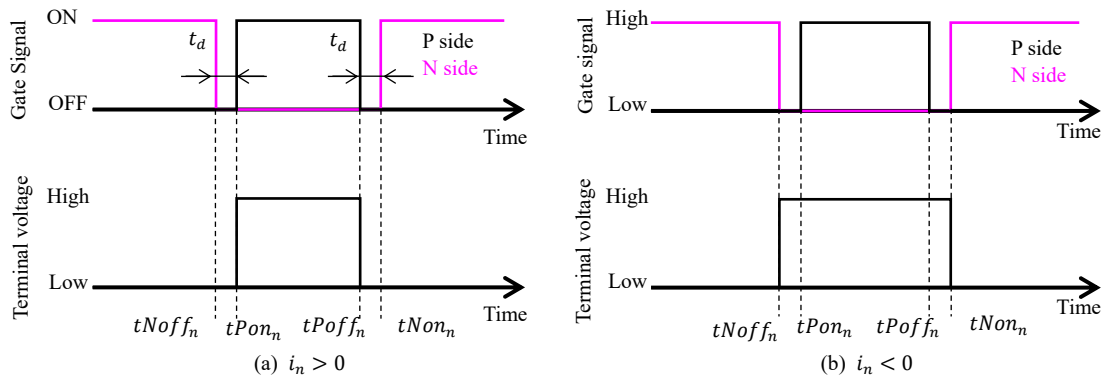


図 3.8 デッドタイムとインバータ出力電圧

合，端子電圧の立ち下がり時刻と立ち下がり時刻にデッドタイム時間分の同期誤差が生じる。立ち上がり時刻と立ち下がり時刻の差が数 μs ある場合，数百 kHz 程度のノイズ抑制効果の悪化につながる[95]。このため，デッドタイム中の端子電圧を考慮してスイッチング信号を生成することが重要である。

電流極性に応じて変化するデッドタイム中の端子電圧を考慮し，第 n 相正極側スイッチのオフ時刻 $tPoff_n$ ，オン時刻 $tPon_n$ ，負極側スイッチのオフ時刻 $tNoff_n$ ，オン時刻 $tNon_n$ を次式で与える。

$$tNoff_n = tsH_n - K_n t_d \quad (3.13)$$

$$tPon_n = tNoff_n + t_d \quad (3.14)$$

$$tPoff_n = tsL_n - (1 - K_n)t_d \quad (3.15)$$

$$tNon_n = tPoff_n + K_n t_d \quad (3.16)$$

また， K_n は第 n 相電流 i_n により次式で与える。

$$K_n = \begin{cases} 1 & i_n > 0 \\ 0 & i_n \leq 0 \end{cases} \quad (3.17)$$

電流の正方向は前述と同様に，インバータ出力端子からモータ巻線に向かって流れる向きとして定義する。

以上で算出したオン時刻，オフ時刻に基づいてスイッチングすることで，異なる二相間の端子電圧を同時刻に立ち上げ，立ち下げることが可能である。これにより，1 制御周期内の CM 電圧の変動を一相分に抑制できる。なお，上述のスイッチング信号生成法は，従来の三角波比較に基づく方式とは異なり，スイッチング周期の半周期で電圧指令を更新できない点は留意が必要である。

3.5 シミュレーション検証

3.5.1 回路モデル

シミュレーションに用いた回路モデルの概略構成を図 3.9 に示す。シミュレーションモデルの主な構成要素は、LISN(NNHV8123-200), 配線のインピーダンス, 固定子巻線のインピーダンス, 固定子巻線の対地容量である。

3.5.2 シミュレーション検証結果

シミュレーション検証に用いたインバータの駆動条件を表 3.1 に示す。制御周期の確保を考慮してスイッチング周波数は 10 kHz とした。また、デッドタイムは評価用インバータの最小値(200 ns)より十分長い 1 μ s とした。数 MHz 以下の帯域において、インバータ駆動時の伝導ノイズは変調率が 0% の場合に最大となり、変調率の増加に伴って小さくなる[96]。このため、変調率 10% 以下の駆動条件でノイズ抑制効果を検証する。

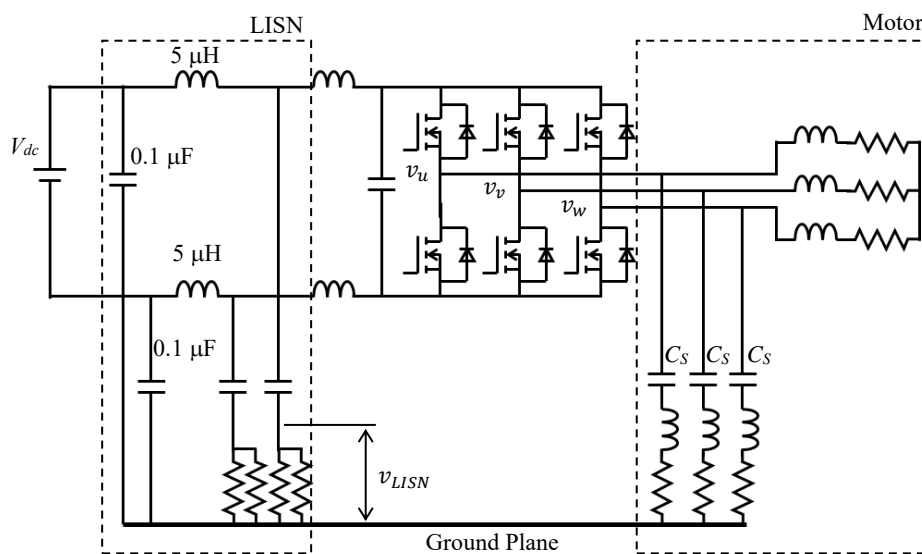


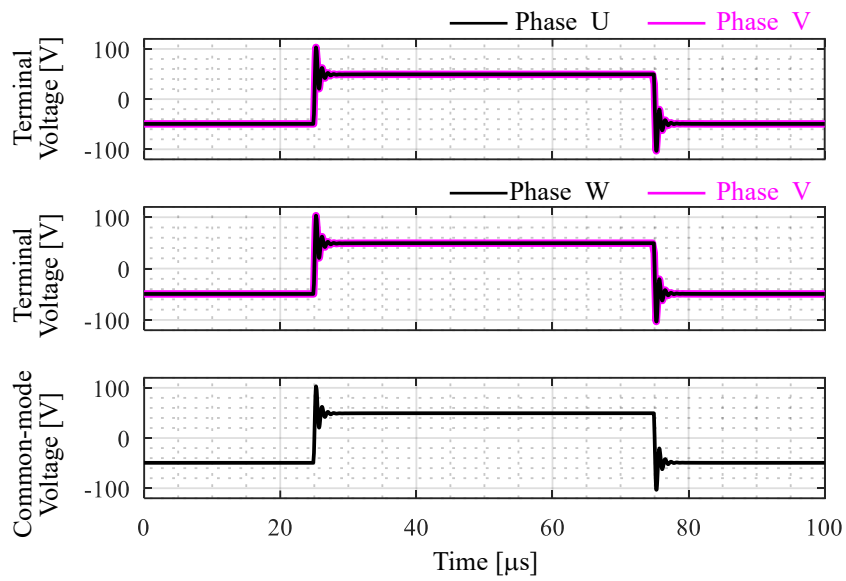
図 3.9 シミュレーションモデル

表 3.1 評価条件

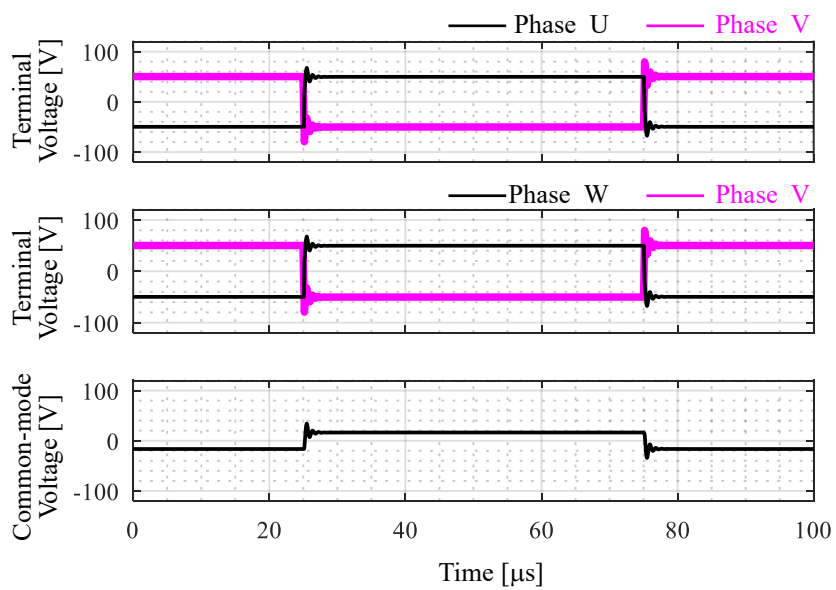
Item	Value
DC voltage[V]	100
Switching frequency [kHz]	10
Dead time [μ s]	1
Modulation ratio [%]	0~10
Fundamental frequency [Hz]	50

変調率が 0 %, 10 % の場合の各相端子電圧および CM 電圧の 1 スイッチング周期分の波形を図 3.10, 図 3.11 にそれぞれ示す。(a) が従来方式, (b) が提案方式である。変調率が 0 % の場合, 図 3.10 (a) の従来方式ではスイッチング半周期で各相端子電圧が Low から High, High から Low へ同じ電位に変化する。また, 各相の端子電圧の立ち上がり, 立ち下がりが同期することで, CM 電圧が $\pm V_{dc}/2$ で変動する。一方, 図 3.10 (b) の提案方式では U 相端子電圧の立ち上がりと V 相端子電圧の立ち下がり, V 相端子電圧の立ち上がりと W 相端子電圧の立ち下がりが同期する。また, CM 電圧は二相間で端子電圧の立ち上がりと立ち下がりが同期しない U 相端子電圧の立ち下がりと W 相端子電圧の立ち上がりの一相分に相当する $\pm V_{dc}/6$ で変動し, 従来方式と比較して, CM 電圧変動が 1/3 に抑制される。

変調率が 10 % の場合も変調率が 0 % の場合と同様に, 図 3.11 (a) の従来方式ではスイッチング半周期で各相端子電圧が Low から High, High から Low へ同じ電位に変化し, CM 電圧は $\pm V_{dc}/2$ で変動する。また, 図 3.11 (b) の提案方式では, U 相端子電圧の立ち上がりと V 相端子電圧の立ち下がり, V 相端子電圧の立ち上がりと W 相端子電圧の立ち下がりが同期し, CM 電圧は U 相端子電圧の立ち下がりと W 相端子電圧の立ち上がりのみの一相分に相当する $\pm V_{dc}/6$ で変動する。デッドタイム分の同期ずれが生じていないことから, デッドタイム時の電位が正確に判定され, スイッチング制御できていると考えられる。

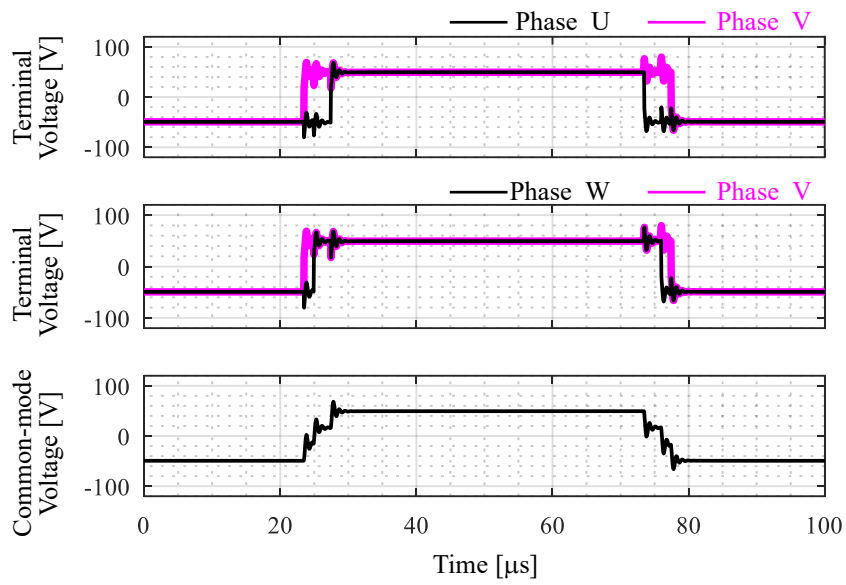


(a) Conventional method

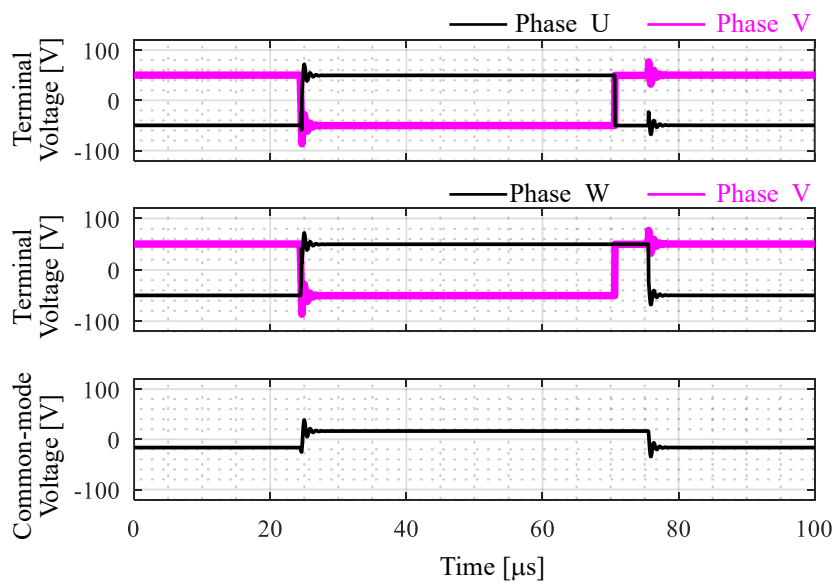


(b) Proposed method

図 3.10 端子電圧とコモンモード電圧 (シミュレーション, 変調率 : 0%)



(a) Conventional method



(b) Proposed method

図 3.11 端子電圧とコモンモード電圧 (シミュレーション, 変調率: 10%)

3.6 実機検証

3.6.1 試験系と評価条件

実験装置の外観を図 3.12、主な構成品を表 3.2 に示す。基本構成は図 3.9 のシミュレーションモデルと同様であり、インバータの入力側に雑音端子電圧を計測するための LISN を接続し、スペクトラムアナライザで LISN の正極側の雑音端子電圧を計測する構成である。接地面とする銅板と同電位となるように、モータ筐体の評価用定盤に固定した。制御対象のモータは、三相、8 極 12 スロット構造の集中巻き埋め込み磁石同期モータである。

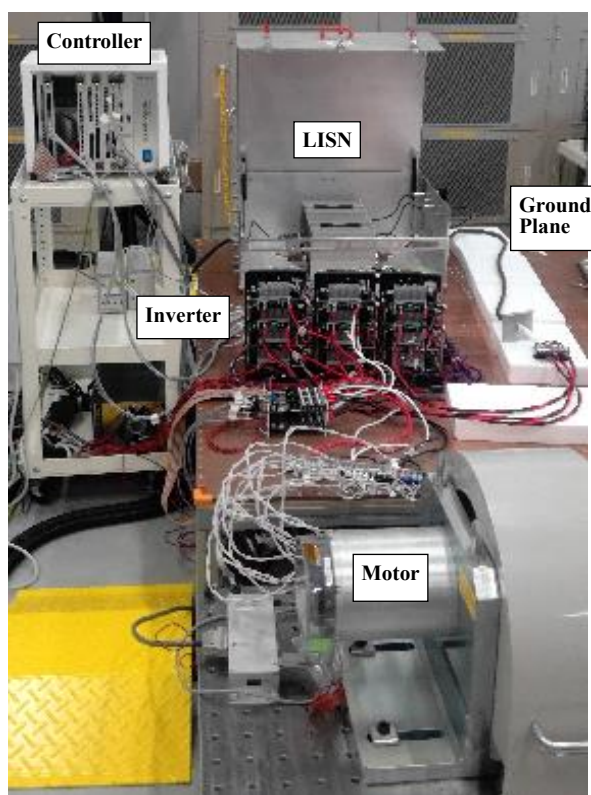


図 3.12 実験装置の外観 (1 モータ駆動システム)

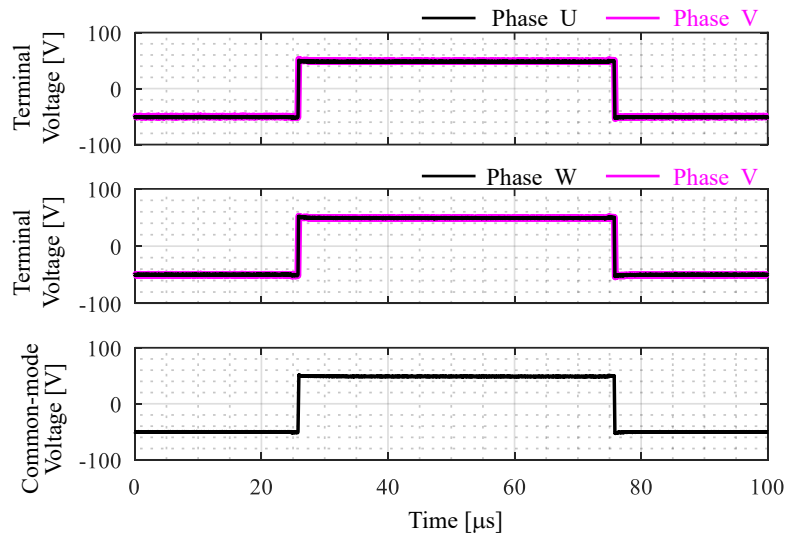
表 3.2 試験系の主な構成品

Item	Maker	Model Number
DC Power Supply	Myway Plus	APL-II
LISN (LISN-BOX)	Schwarzbeck	NNHV8123-200 (HVSE 8600)
Inverter	Headspring	HGCB-4A-401200
Motor	Mitsubishi Electric Corp.	(Prototype)
Spectrum Analyzer	Tektronix	RSA306B

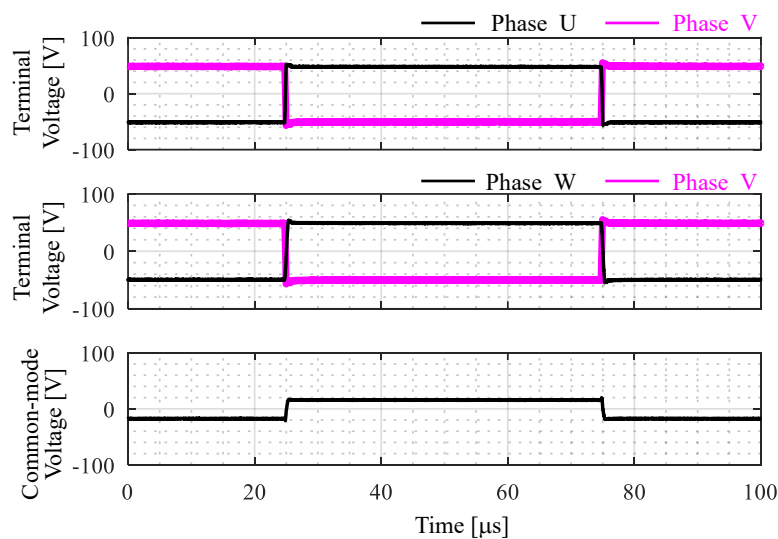
3.6.2 評価結果

3.5 節で示したシミュレーション条件と同じ駆動条件で評価を実施した。なお、モータは停止状態で電圧を印加し、雑音端子電圧を評価した。

変調率が 0 %、10 % の場合の各相端子電圧および CM 電圧の 1 スイッチング周期分の波形を図 3.13、図 3.14 にそれぞれ示す。(a) が従来方式、(b) が提案方式である。図 3.13、図 3.14 より、変調率 0 %、10 % の場合において、提案制御適用時には従来制御と比較して CM 電圧の変動を 1/3 に抑制できている。図 3.14 (b) より、端子電圧の立ち上がり、立ち下がり同期する際に、CM 電圧に細パルスが生じることが分かる。これは、各相の端子電圧の立ち上がり、立ち下がりの同期ずれおよび dv/dt の差異によるものである。

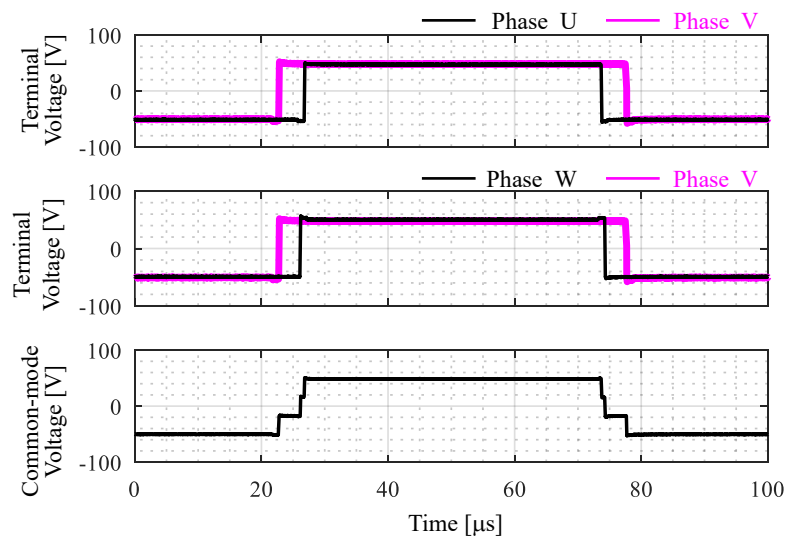


(a) Conventional method

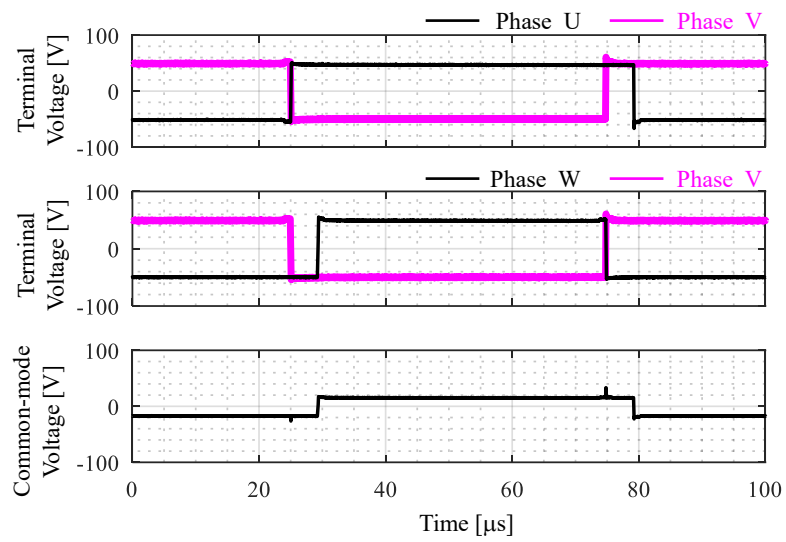


(b) Proposed method

図 3.13 端子電圧とコモンモード電圧 (実測, 変調率: 0 %)



(a) Conventional method



(b) Proposed method

図 3.14 端子電圧とコモンモード電圧 (実測, 変調率 : 10%)

変調率 10%の場合で、U相、V相の電流が共に正の場合の端子電圧を図 3.15 に示す。デッドタイムを考慮しなければ端子電圧の立ち上がり立ち下がりデッドタイム分の時間差が生じるが、ゼロクロス時刻の差が 10 nsec 程度となっており、デッドタイムの考慮が有効に作用していることが分かる。

U相とV相の二相間で端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期する場合の同期時刻の差に関し、電気角 1 周期(20 ms)分のヒストグラムを図 3.16 に示す。同期時刻の差は、概ね 20 ns 以下となっている。一部、0.8 μs 程度の時刻差が生じているのは、電流がゼロ付近でデッドタイム中の端子電圧の状態を正確にとらえられないことが原因である。

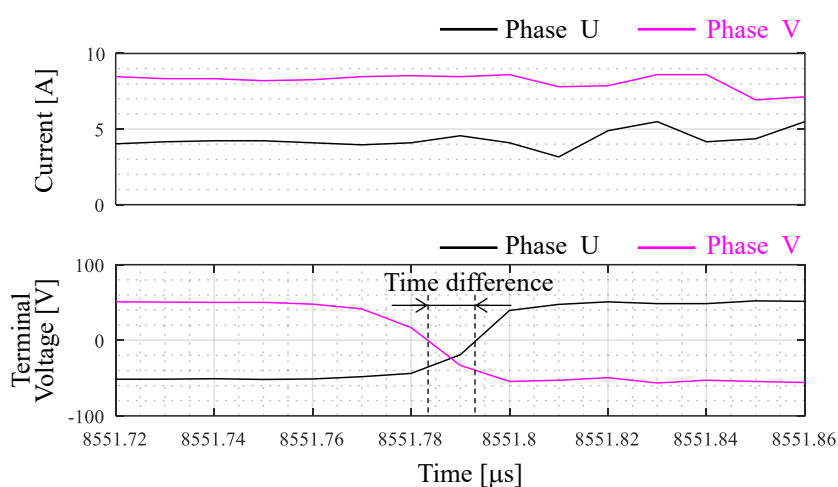


図 3.15 相電流と出力端子電圧 (実測, 変調率 : 10 %)

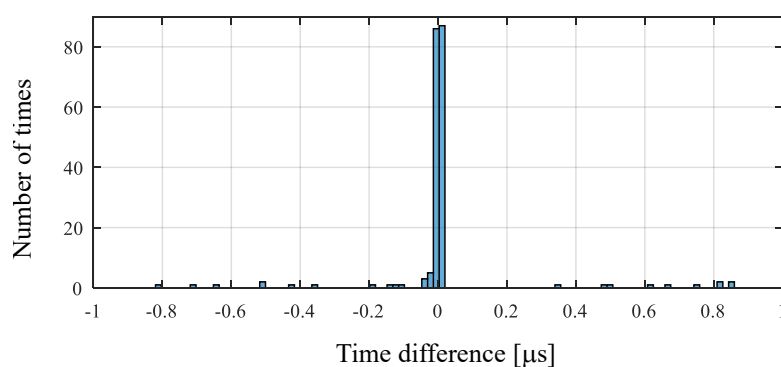
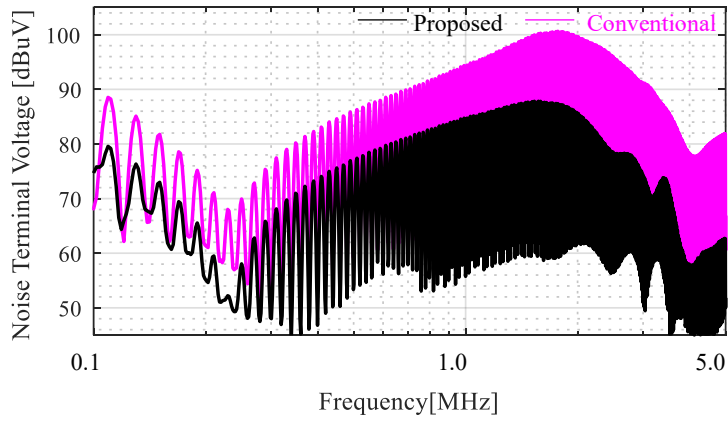


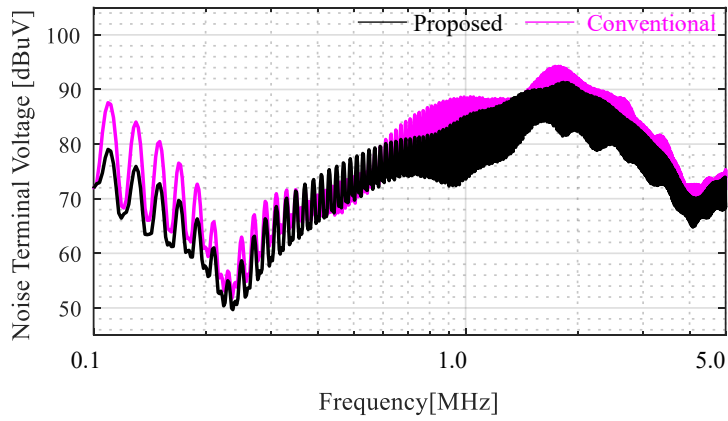
図 3.16 同期時刻の差のヒストグラム (U相, V相間)

雑音端子電圧の周波数スペクトルを図 3. 17 に示す。(a), (b), (c)はそれぞれ変調率 0 %, 5 %, 10 %の場合である。スペクトラムアナライザの分解能帯域幅 (RBW) は 9 kHz である。図中に約 230 kHz の共振が存在する, これは, LISN の入力側コンデンサ(0.1 μ F)およびインダクタ(5 μ H)に起因するものである。また, 約 1.6 MHz にも共振がある。これは, 巻線-GND 間の浮遊容量(約 2.0 nF)および LISN と配線のインダクタンス(約 4.8 μ H) によるものである。提案方式は従来方式と比較して, 変調率 0 %では 2 MHz 以下で 9 dB 程度抑制できている。変調率 5 %では 200 kHz 以下で 6 dB~9 dB 抑制できている。変調率 10 %では, 100 kHz~200 kHz で従来方式と提案方式で同程度のノイズレベルとなる。これは, 変調率が高くなるにつれてスイッチングタイミングが分散され, 従来方式のノイズレベルが小さくなるためであると考えられる。一方, 300 kHz~2 MHz では提案方式が 6 dB 程度小さくなる。5 MHz の広域まで提案方式による抑制効果が得られているのは, 端子電圧の立ち上がりと立ち下りの時刻差が十分小さいためである。

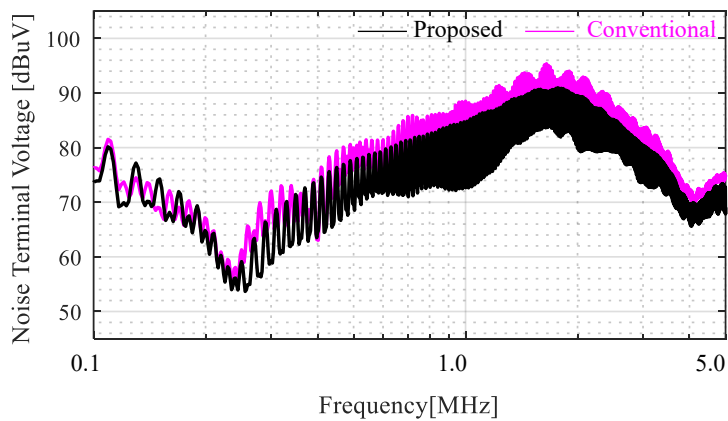
変調率 0~10 %の提案方式の雑音端子電圧を比較すると, 1 MHz 以下のノイズレベルは同程度であり, 変調率 0 %の従来方式のノイズレベルと比較して, 理論上の抑制効果である 10 dB 程度の抑制効果が得られることが分かる。低変調率時の伝導ノイズで律速されるシステムの最大ノイズレベルの低減に対して, 提案方式の有効性を実機検証できた。



(a) Modulation ratio: 0 %



(b) Modulation ratio: 5 %



(c) Modulation ratio: 10 %

図 3.17 雑音端子電圧の周波数スペクトル

相電流の時間波形および周波数スペクトルを図 3.18 に示す。(a), (b)はそれぞれ変調率 0%, 10%の場合である。変調率 0%, 10%の場合で共に、従来方式と比較して、提案方式ではスイッチング周波数の奇数倍成分の電流リップルが顕著に増大する。これは、2.2 節で述べた通り、提案方式では零電圧ベクトルを 180 度位相の異なる電圧ベクトルを出力することで代替しているためである。主成分である 10 kHz の電流リップルは 1 A_{0-peak} 程度であり、測定対象としたモータの最大電流の 2%程度に相当する。電流リップルの増大は損失や振動・騒音の増大を招くため、ノイズレベルが大きくなる変調率が低い動作条件では提案方式を適用し、従来方式のノイズレベルが小さくなる動作条件では従来方式を適用するように制御方式を切り替えることで、電流リップル増大の影響を抑えつつ、システムのノイズレベルを抑制することが可能となる。

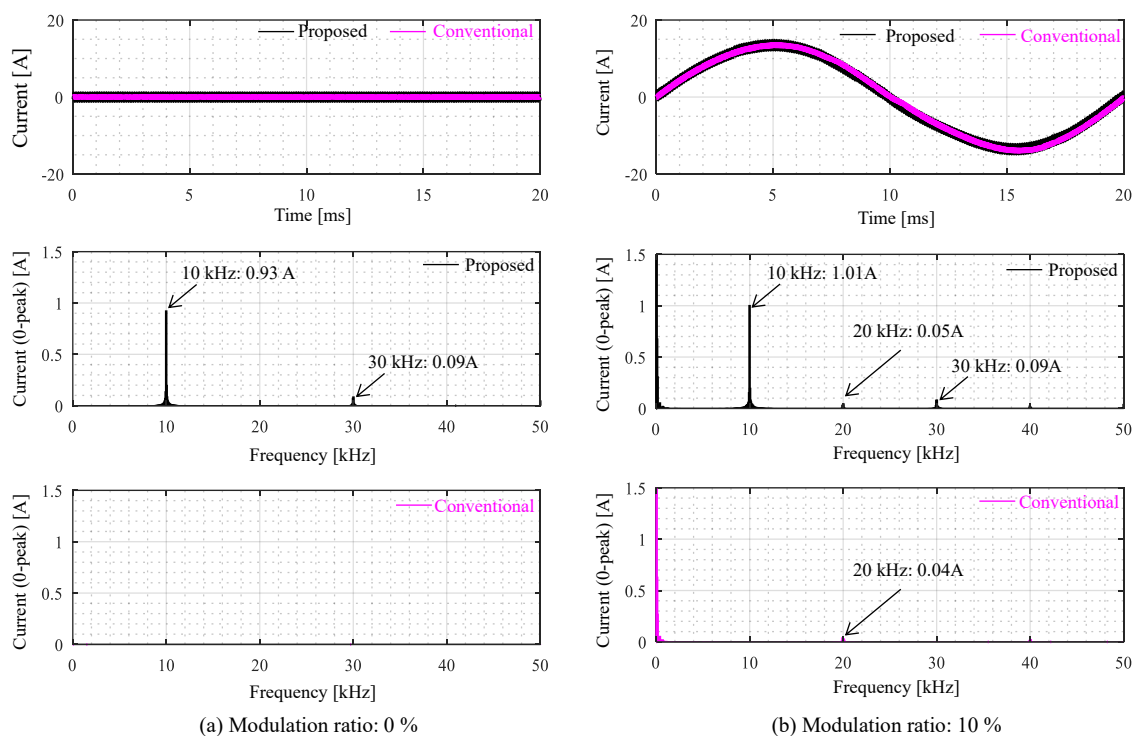


図 3.18 相電流の時間波形および周波数スペクトル

3.7 第3章のまとめ

本章では、二相間で端子電圧の立ち上がり、立ち下がり同期することで、三相インバータ駆動時の CM 電圧を一相分に抑制するインバータ制御方式を提案した。また、三相モータを三相インバータで駆動する 1 インバータ、1 モータ駆動システムを制御対象として、インバータ駆動時の CM 電圧の変動を一相分に抑制できることをシミュレーションおよび実測により示した。さらに、ノイズフィルタのサイズへの影響が特に大きい 300 kHz 以下の周波数帯域にて、伝導ノイズを 9 dB 抑制できることを実測で示し、モータ駆動システムのノイズ抑制法として有効であることを示した。CMI による CM ノイズの抑制を考える場合、提案方式では CM 電圧の変動を 1/3 に抑制できることから、コアを通る磁束も 1/3 となり、コイルサイズの小型化に有効である。

第4章 2 モータ駆動システムのノイズ抑制制御

4.1 はじめに

従来, 2 モータ駆動システムに適用する NCC として, 2.7 節で述べた二重三相モータ駆動システムと同様に, 2 台のインバータでコモンモード(CM: Common – mode)電圧を逆位相とし, 電源を含む経路で CM 電圧の変動を抑制する技術が提案されている[51]。この技術は, 2 台のインバータの出力電圧の振幅, 周波数が等しく, 逆位相である条件において, 電源を含む経路で CM 電圧の抑制が可能となる。しかしながら, 2 台のインバータが異なる振幅, 周波数, 位相で駆動される場合については議論されていない。

2 台のインバータで独立した 2 台のモータを駆動するシステムでは, それぞれのモータが負荷に応じて異なる回転数やトルクで駆動されることも一般的である[84]-[89]。また, 2 台のインバータで 2 群の巻線を有する二重三相モータを駆動するような場合においても, トルク脈動の抑制や出力拡大などを目的として, 群間で異なる位相の電流が通電される[67][68]。そのため, 2 台のインバータを構成するシステムにおいて, 各インバータが異なる電圧を出力する条件についても適用可能な NCC が必要である。

そこで, 本章では, 2 台の三相モータを 2 台の三相フルブリッジインバータで駆動するシステムを対象とし, 2 台のインバータが異なる出力電圧で駆動される場合においても, 電磁ノイズを抑制可能なインバータ制御方式を提案する。

本章の構成は次のとおりである。まず, 第 2 章で述べたノイズ発生原理に基づいて 2 モータ駆動システムにおけるノイズ発生原理と, 提案方式によるノイズ抑制原理について述べる。次に, 提案方式によるノイズ抑制原理を実現するためのスイッチング信号の生成法について述べる。最後に, 実機検証の結果に基づいて提案方式の有効性を示す。

4.2 対象とするモータ駆動システム

本論文で制御対象とする 2 モータ駆動システムを図 4.1 に示す。このシステムは、直流電源、三相モータ A (Mot-A) と三相インバータ A (Inv-A) からなるシステム A, 三相モータ B (Mot-B) と三相インバータ B (Inv-B) からなるシステム B で構成される。Inv-A と Inv-B の直流母線は共通である。

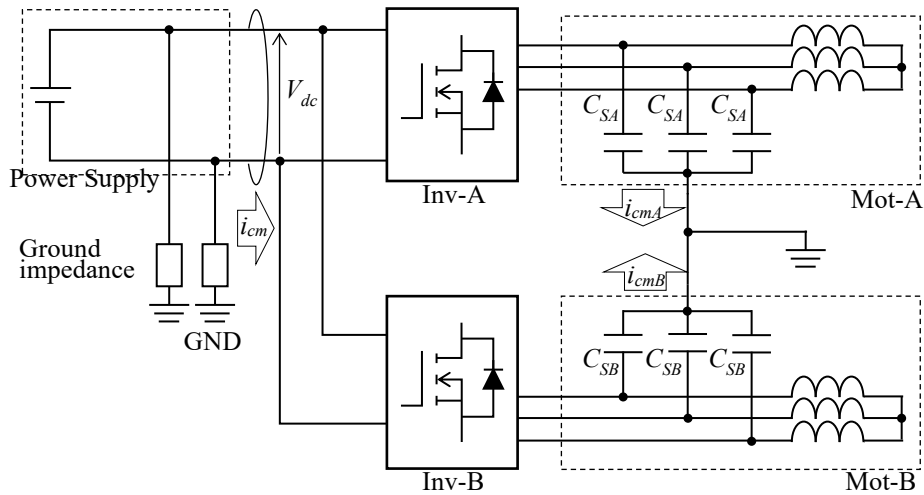


図 4.1 2 モータ駆動システム

4.3 ノイズ抑制原理

低減対象とする数 MHz 以下の伝導ノイズは、モータの固定子巻線—グランド間の浮遊容量を流れる漏洩電流による CM ノイズが支配的である[6][67]。2 モータ駆動システムで電源に伝搬する漏洩電流 i_{cm} は、スイッチングに伴ってシステム A, システム B からグランドに漏洩する電流 i_{cmA} , i_{cmB} を用いて、次式で表せる。

$$i_{cm} = i_{cmA} + i_{cmB} \quad (4.1)$$

(1)式より、電源への漏洩電流 i_{cm} をゼロにするためには次式を満足する必要がある。

$$i_{cmA} + i_{cmB} = 0 \quad (4.2)$$

Inv-A の UVW 相の出力端子—グランド間の電圧をそれぞれ v_{Au} , v_{Av} , v_{Aw} , Inv-B の UVW 相の出力端子—グランド間の電圧をそれぞれ v_{Bu} , v_{Bv} , v_{Bw} とする。また、Mot-A と Mot-B の巻線—GND 間容量をそれぞれ C_{SA} , C_{SB} とする。システム A, システム B の漏洩電流 i_{cmA} ,

i_{cmB} はそれぞれ次式で得られる。

$$i_{cmA} = C_{SA} \frac{dv_{Au}}{dt} + C_{SA} \frac{dv_{Av}}{dt} + C_{SA} \frac{dv_{Aw}}{dt} \quad (4.3)$$

$$i_{cmB} = C_{SB} \frac{dv_{Bu}}{dt} + C_{SB} \frac{dv_{Bv}}{dt} + C_{SB} \frac{dv_{Bw}}{dt} \quad (4.4)$$

Inv-A, Inv-B の端子電圧の和 v_{sum} を次式で定義する。

$$v_{sum} = v_{Au} + v_{Av} + v_{Aw} + v_{Bu} + v_{Bv} + v_{Bw} \quad (4.5)$$

2 台のモータは同様の構造であり、数 MHz 以下の帯域で巻線-GND 間容量が等しく C_S ($= C_{SA} = C_{SB}$)であると仮定する。(4.2)~(4.5)式を整理すると、次式となる。

$$C_S \frac{dv_{sum}}{dt} = 0 \quad (4.6)$$

Inv-A と Inv-B の端子電圧の和 v_{sum} をゼロにすることで、(4.6)式の左辺がゼロとなり、(4.2)式が成立し、電源に伝搬する伝導ノイズを理論上ゼロに抑制できる。

4.4 提案するノイズ抑制制御

4.4.1 端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻

提案するスイッチング制御の概要図 4.2 に示す。図 4.2 の上側 2 段は、Inv-A の各相電圧指令 v_{Au}^* , v_{Av}^* , v_{Aw}^* , Inv-B の各相電圧指令 v_{Bu}^* , v_{Bv}^* , v_{Bw}^* およびキャリア波を示す。図 4.2 の下側 6 段は、Inv-A および Inv-B の各相端子電圧を示す。なお、各相電圧指令は母線電圧 V_{dc} の 1/2 倍の値で正規化しており、 $-1 \sim 1$ の範囲の値をとる。Inv-A と Inv-B のキャリアは、位相差が 180 度、周期は T_s [s]と定義する。

従来の逆位相スイッチング方式（以下、第 4 章の従来方式とする）では、Inv-A と Inv-B で 180 度の位相差を与えたキャリアと各相電圧指令との比較により、出力電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻を定める。そのため、2 台のインバータ間で電圧指令の振幅、周波数が等しく、180 度位相差とならない条件では、端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻に、図 4.2 の下側 6 段に灰色で示すようなタイミングのずれが生じる。一方、提案方式では、図 4.2 の下側 6 段に矢印で示すようにスイッチング制御することで、タイミングのずれを補償し、Inv-A と Inv-B の端子電圧の和 v_{sum} の変動を抑制する。

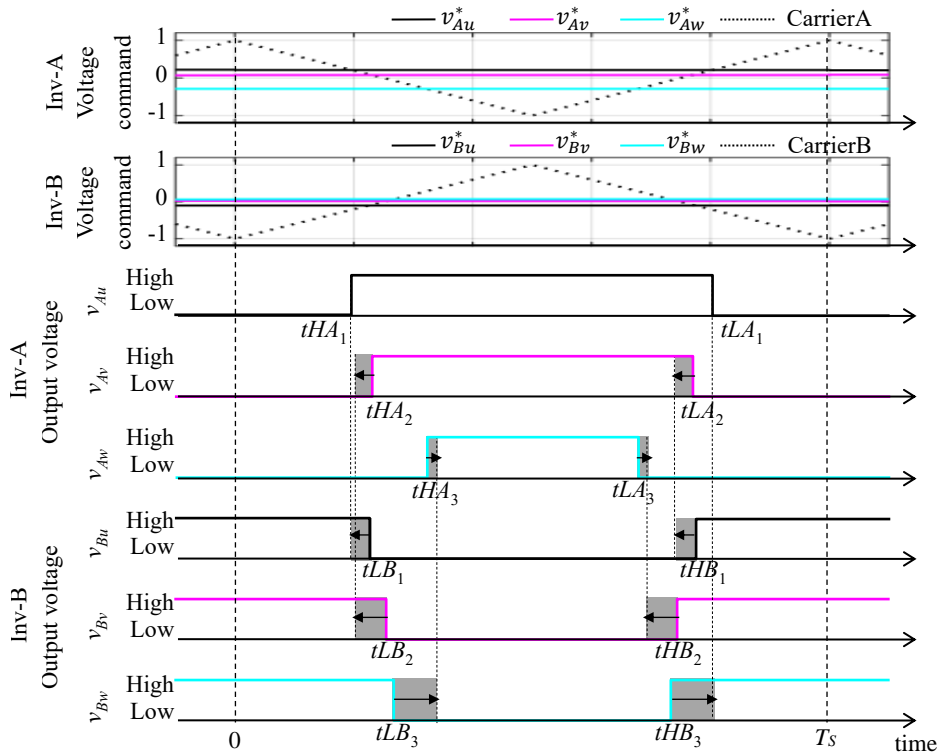


図 4.2 提案するスイッチング制御の概要

提案方式によるスイッチング信号生成方法を詳述する。提案方式では、後述するように Inv-A と Inv-B の UVW 相を電圧指令の大小関係に基づいて第 1 相～第 3 相と定義し、第 1 相から順に、立ち上げ時刻と立ち下げ時刻を決定する。

Inv-A と Inv-B の第 k 相 ($k = 1, 2, 3$) の電圧指令をそれぞれ v_{Ak}^* , v_{Bk}^* とする。Inv-A のキャリアの山を基点時刻 0 とすると、三角波比較 PWM による Inv-A 第 k 相の端子電圧の立ち上げ時刻 tHA_k , 立ち下げ時刻 tLA_k はそれぞれ次式で表せる。

$$tHA_k = \frac{1 - v_{Ak}^* T_s}{2} \quad (4.7)$$

$$tLA_k = \frac{3 + v_{Ak}^* T_s}{2} \quad (4.8)$$

同様に、Inv-B の第 k 相の端子電圧の立ち上げ時刻 tHB_k , 立ち下げ時刻 tLB_k はそれぞれ次式で表せる。

$$tHB_k = \frac{3 - v_{Bk}^* T_s}{2} \frac{T_s}{2} \quad (4.9)$$

$$tLB_k = \frac{1 + v_{Bk}^* T_s}{2} \frac{T_s}{2} \quad (4.10)$$

Inv-A の全相の立ち上げ時刻 tHA_k と Inv-B の全相の立ち下げ時刻 tLB_k の内、時刻が最小である相を基準相と定義する。例えば、図 4.2 では基準相は Inv-A の U 相である。

スイッチング操作後の Inv-A 第 k 相端子電圧の立ち上げ時刻を $tsHA_k$ 、立ち下げ時刻を $tsLA_k$ 、Inv-B 第 k 相端子電圧の立ち上げ時刻を $tsHB_k$ 、立ち下げ時刻を $tsLB_k$ とする。

基準相を基に、各相の立ち上げ時刻、立ち下げ時刻を順次決定する。Inv-A の全相の立ち上げ時刻 tHA_k の最小値が Inv-B の全相立ち下げ時刻 tLB_k の最小値よりも小さい場合、基準相は Inv-A から選択する。Inv-A の基準相とする第 1 相の端子電圧の立ち上げ時刻 $tsHA_1$ 、立ち下げ時刻 $tsLA_1$ を次式で定める。

$$tsLA_1 = tLA_1 \quad (4.11)$$

$$tsHA_1 = tHA_1 \quad (4.12)$$

次に、Inv-A の第 1 相の端子電圧立ち上がり時刻 $tsHA_1$ と Inv-B の端子電圧立ち下がり時刻の差が最小となる相を Inv-B の第 1 相とする。例えば、図 4.2 では、Inv-B の第 1 相は U 相となる。立ち上げ時刻と立ち下げ時刻の差が小さい相を選択するのは、スイッチング信号の操作量を小さくし、ゼロ電圧ベクトルの出力期間を確保するためである。Inv-A の第 1 相の立ち上げ時刻と Inv-B の第 1 相の立ち下げ時刻が等しくなるように、Inv-B の第 1 相の立ち下げ時刻 $tsLA_1$ と立ち上げ時刻 $tsHA_1$ は次式で決定される。

$$tsLB_1 = tsHA_1 \quad (4.13)$$

$$tsHB_1 = tHB_1 + (tsHA_1 - tLB_1) \quad (4.14)$$

同様に、Inv-A と Inv-B の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻が等しくなるように、第 2 相、第 3 相($k = 2, 3$)の立ち下げ時刻と立ち上げ時刻を、次式のように順次決定する。

$$tsLA_k = tsHB_{k-1} \quad (4.15)$$

$$tsHA_k = tHA_k + (tsHB_{k-1} - tLA_k) \quad (4.16)$$

$$tsLB_k = tsHA_k \quad (4.17)$$

$$tsHB_k = tHB_k + (tsHA_k - tLB_k) \quad (4.18)$$

Inv-A と Inv-B の全相で端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻を等しくするためには、基準相とする Inv-A 第 1 相の立ち下げ時刻 $tsLA_1$ と、最後に決定する Inv-B 第 3 相の立ち上げ時刻 $tsHB_3$ が、次式を満足する必要がある。

$$tsLA_1 = tsHB_3 \quad (4.19)$$

ここで、(4.7)~(4.18)式を整理して(4.19)式に代入すると、次式に整理できる。

$$\sum_{k=1}^3 (v_{Ak}^* + v_{Bk}^*) = 0 \quad (4.20)$$

(4.20)式を満足することで、(4.19)式が実現され、Inv-A と Inv-B の全相で端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻を同期できる。本稿では、Inv-A と Inv-B の零相電圧指令を共にゼロとすることで、(4.20)式を満足させる。これにより、Inv-A と Inv-B の端子電圧の和の変動を理想的にゼロに抑制できる。

なお、Inv-A、Inv-B 共に零相電圧指令をゼロとする場合、両インバータは正弦波—三角波比較の変調率: 1 まで電圧出力可能である。零相電圧指令に Inv-A の三次高調波を重畳する場合、Inv-A は変調率: 1 以上の電圧出力が可能となるが、Inv-A と異なる周波数や位相の電圧を出力する Inv-B は、(4.20)式を満足させるために零相電圧指令の重畳分だけ変調率を下げる必要がある。Inv-A と Inv-B がともに変調率: 1 を超える場合、(4.20)式は成立しないが、六相分の電圧変動を一相分に抑制であるため、理想的には 15dB 程度のノイズ抑制効果が得られる。

Inv-A の立ち上げ時刻 tHA_k の最小値が Inv-B の立ち下げ時刻 tLB_k の最小値よりも大きい場合には、Inv-B の第 1 相を基準に同様に操作する。この場合も同様に、(4.20)式を満足することで、Inv-A と Inv-B の全相で端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻を同期できる。

4.4.2 スイッチング信号の生成法

(4.11)~(4.18)式で決定した時刻に端子電圧を立ち上げ、立ち下げるためのスイッチング信号の生成法について説明する。

3.4節でも述べた通り、デッドタイム中の端子電圧を考慮せずにスイッチング信号を生成すると、同期する二相間の端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻にはデッドタイム相当の同期ずれが生じる。同期ずれが数 μs ある場合、数百 kHz 程度の帯域でもノイズ抑制効果の悪化につながる[95]ため、デッドタイムを考慮したスイッチング信号の生成が重要となる。

Inv-A または Inv-B の操作後の第 m 相($m = 1, 2, 3$)端子電圧の立ち上げ時刻および立ち下げ時刻をそれぞれ tsH_m , tsL_m とする。また、デッドタイムを t_d とする。Inv-A または Inv-B の第 m 相正極側スイッチのオフ時刻 $tPoff_m$, オン時刻 $tPon_m$, 負極側スイッチのオフ時刻 $tNoff_m$, オン時刻 $tNon_m$ を次式で与える。

$$tNoff_m = tsH_m - K_m t_d \quad (4.21)$$

$$tPon_m = tNoff_m + t_d \quad (4.22)$$

$$tPoff_m = tsL_m - (1 - K_m)t_d \quad (4.23)$$

$$tNon_m = tPoff_m + t_d \quad (4.24)$$

ただし、 K_m は、インバータ出力端子からモータ巻線に向かって流れる向きを正方向とする第 m 相電流 i_m により次式で与える。

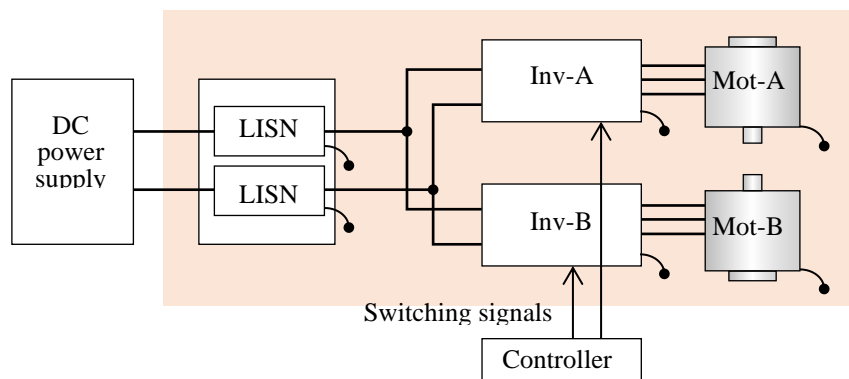
$$K_m = \begin{cases} 1 & i_m > 0 \\ 0 & i_m \leq 0 \end{cases} \quad (4.25)$$

以上により、デッドタイム分の同期ずれを抑制し、Inv-A と Inv-B の対応する二相間で端子電圧の立ち上がり立ち下がりが同期するスイッチング信号が生成できる。

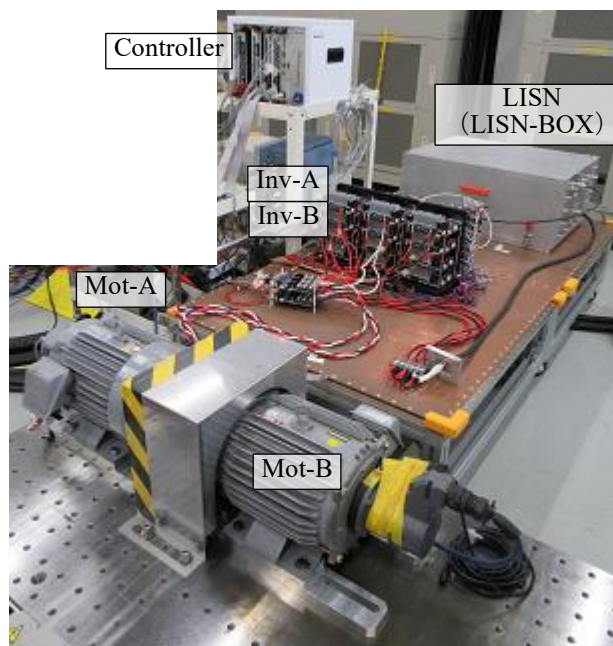
4.5 実機検証

4.5.1 試験系と評価条件

試験系の構成を図 4.3(a), 外観を図 4.3 (b)に示す。試験系は主に、直流安定化電源, LISN, Inv-A, Inv-B, Mot-A, Mot-B, コントローラで構成される。Inv-A と Inv-B は、コントローラで生成されたゲート信号に基づいてスイッチング制御される。伝導ノイズは、インバータ直流母線に設置する LISN の雑音端子電圧で評価した。モータ筐体は試験用定盤に固定し、グラウンドプレーンである銅板と定盤が同電位となるように接続した。なお、Mot-A と Mot-B の出力軸は締結せず、異なる回転数で動作できる構成とした。



(a) The structure of the test system



(b) The appearance of the test system

図 4.3 試験系の構成と外観

主な構成部品を表 4.1 に示す。LISN は NNHV8123-200 (Schwarzbeck), インバータは HGCB-4A-401200 (Headspring)を使用した。ゲート信号の切り替えタイミングは、コントローラの FPGA(Field-Programmable Gate Array)にて、クロック周波数を 100 MHz とし、10 ns 刻みのカウンタに基づいて制御した。制御対象のモータは型番が同じ誘導モータ : SF-JR-3.7kW(Mitsubishi Electric)を 2 台使用した。

評価条件を表 4.2 に示す。Inv-A, Inv-B の電圧指令は異なる振幅, 周波数とし, 伝導ノイズが比較的大きくなる低変調率とした[96]。なお, 制御周期の確保を考慮してキャリア周波数は 10 kHz とした。デッドタイムは評価用インバータの最小値(200 ns)より十分長い 1 μ s とした。雑音端子電圧はスペクトラムアナライザにて, 分解能帯域幅を 9 kHz とし, AV 検波と PK 検波で評価した。

表 4.1 試験系の構成部品

Item	Maker	Model Number
DC Power Supply	Myway Plus Corp.	APL-II
LISN (LISN-BOX)	Schwarzbeck Mess-Electronic OHG.	NNHV8123-200 (HVSE 8600)
Inverter(A, B)	Headspring Inc.	HGCB-4A-401200
Motor(A, B)	Mitsubishi Electric Corp.	SF-JR-3.7kW
Controller	Myway Plus Corp.	PE-Expert4
Spectrum Analyzer	Tektronix Inc.	RSA306B

表 4.2 評価条件

Item	Value	
	INV-A	INV-B
DC bus voltage [V]	280	
Switching frequency [kHz]	10	
Dead time [μ s]	1	
Fundamental frequency [Hz]	10	16.7
Modulation factor [-]	0.1	0.2

4.5.2 モータのコモンモードインピーダンス

Mot-A と Mot-B のコモンモード経路のインピーダンスを図 4.4 に示す。各モータのコモンモード経路のインピーダンスは、インバータ出力端子に接続する三相線を短絡し、短絡した点とグラウンドプレーン間のインピーダンスとして計測した。Mot-A と Mot-B の容量成分の差は、100 kHz 帯域で約 20%，1 MHz 帯域で約 10%であった。同じ型のモータであってもインピーダンスに差が生じるのは、固定子巻線の巻回バラツキの影響であると考えられる。Mot-A, Mot-B 共に、200 kHz~300 kHz で共振がある。これは、固定子巻線-グラウンド間の浮遊容量と固定子巻線のインダクタンスによるものである。

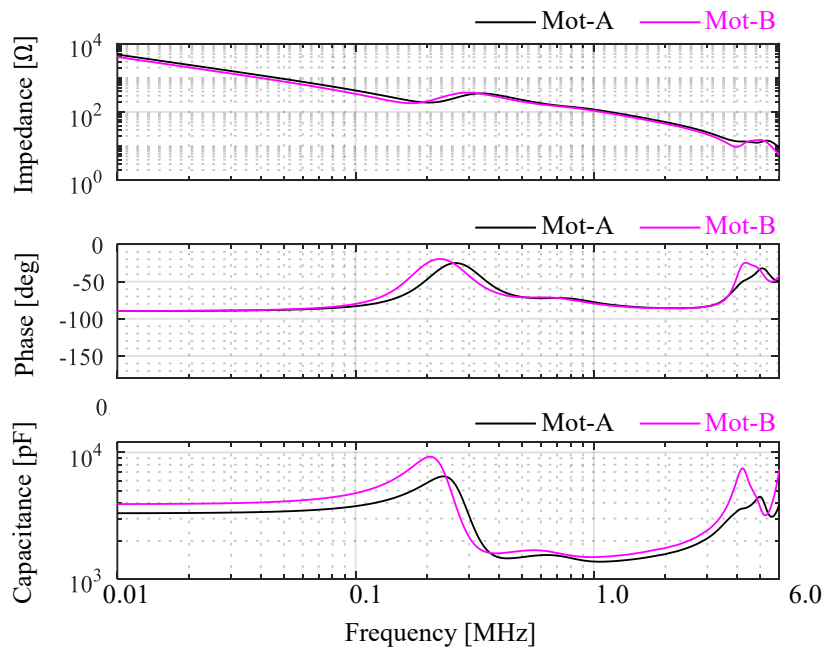


図 4.4 Mot-A と Mot-B のコモンモード経路のインピーダンス

4.5.3 評価結果

変調率を Inv-A : 0.1, Inv-B : 0.2 とした場合の提案方式と従来方式の端子電圧波形をそれぞれ図 4.5, 図 4.6 に示す。上から順に Inv-A の UVW 相, Inv-B の UVW 相の端子電圧および Inv-A と Inv-B の端子電圧の和 v_{sum} である。図中の端子電圧 $v_{Auo}, v_{Avo}, v_{Awo}, v_{Auo}, v_{Avo}, v_{Awo}$ は, Inv-A および Inv-B の各相出力端子と, 直流母線に 2 直列で設けたコンデンサの中間点 O との電位差として測定した。なお, Inv-A, Inv-B を異なる周波数で駆動して計測する都合上, 図 4.5, 図 4.6 で示す区間の電圧位相は, Inv-A は同等であるが, Inv-B は異なる。従来

方式では、Inv-A、Inv-B の端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻が同期せず、端子電圧の和に変動が生じている。一方、提案方式では、端子電圧の立ち上がり時刻と立ち下がり時刻を全相で同期し、端子電圧の和の変動がほぼゼロに抑制できている。図 4.6 三段目に示すように、提案方式でも完全に端子電圧の和の変動を抑制できず、細パルスが生じている。これは、スイッチング素子の特性や通電電流に起因して、同期させる二相間で端子電圧の立ち上がりと立ち下りの傾きの大きさが厳密に一致しないためである。

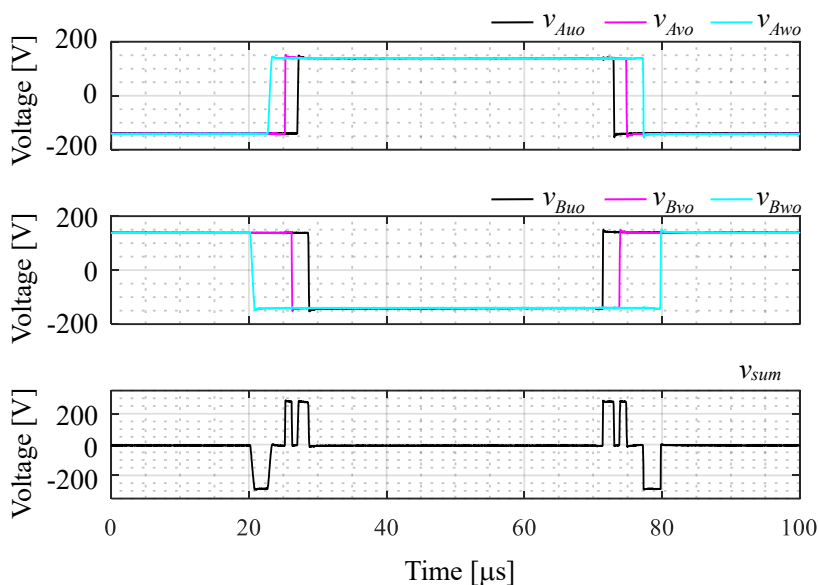


図 4.5 従来方式の端子電圧 (変調率 Inv-A : 0.1, Inv-B : 0.2)

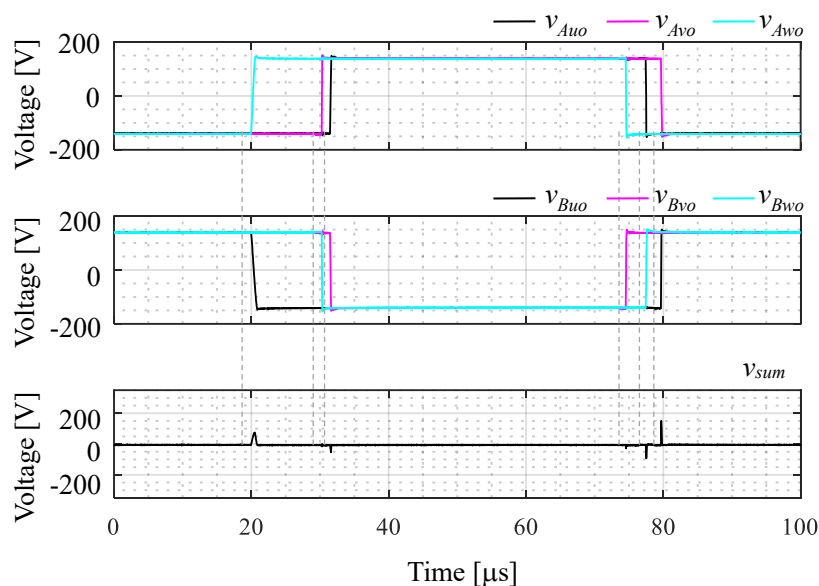


図 4.6 提案方式の端子電圧 (変調率 Inv-A : 0.1, Inv-B : 0.2)

変調率を $Inv-A : 0.1$, $Inv-B : 0.2$ とした場合の、従来方式と提案方式での U 相電流の特性をそれぞれ図 4.7, 図 4.8 に示す。 $Inv-A$ と $Inv-B$ で電圧指令の振幅と周波数が異なるため、 $Mot-A$ と $Mot-B$ で異なる振幅, 周波数の電流が通電された。従来方式と提案方式で U 相電流の周波数スペクトルを比較すると、キャリア周波数成分で 1 次成分は従来方式の方が小さく、2 次成分, 3 次成分は提案方式の方が小さくなった。ただし、提案方式の方がキャリア周波数成分のサイドバンドが増加した。図 4.6 の $Inv-A$ の端子電圧のように、提案するスイッチング操作によって W, V, U 相の順で立ち上げ, W, U, V 相の順で立ち下げるように制御される場合がある。この場合、従来法と比較してゼロ電圧ベクトルの出力時間が短縮される。ゼロ電圧ベクトルが短縮された期間は、位相が 180 度異なる電圧ベクトルを同時刻出力することで代替されるため、相電流のキャリア周波数成分や側帯波が増大する傾向となる。電流リップルの増大は損失や振動・騒音の増大を招くため、提案方式はノイズレベルが大きくなる動作条件で適用することが望ましい。

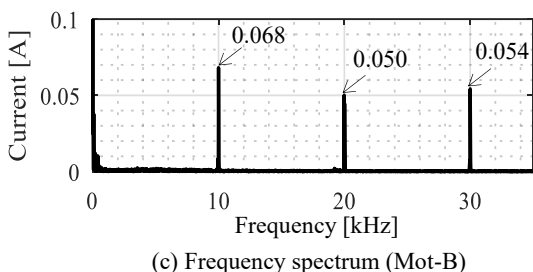
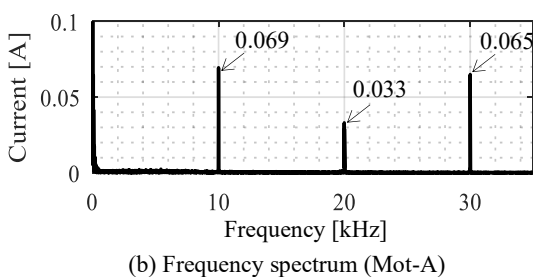
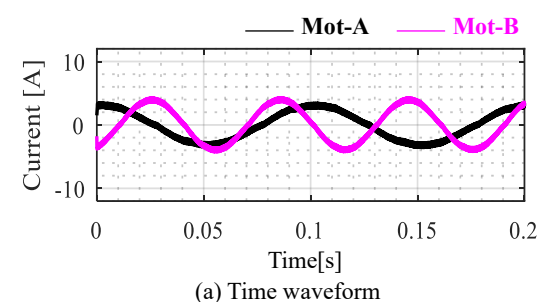


図 4.7 U 相電流の周波数特性 (従来方式)

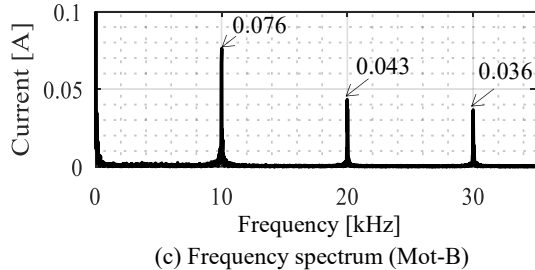
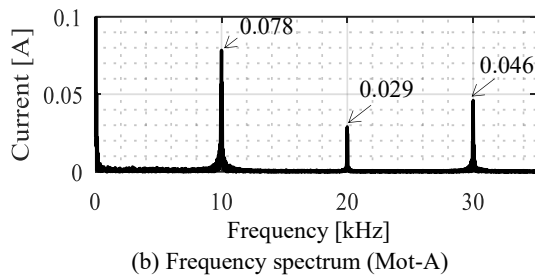
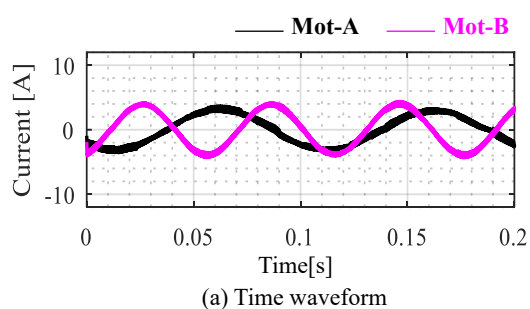
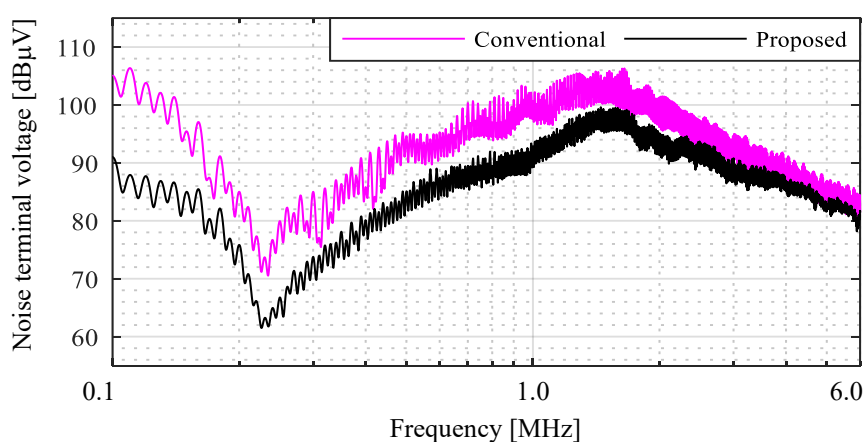
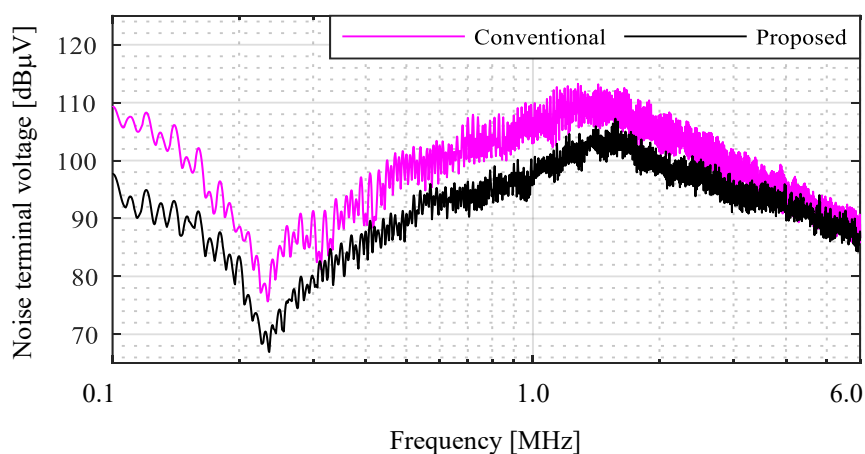


図 4.8 U 相電流の周波数特性 (提案方式)

変調率を Inv-A : 0.1, Inv-B : 0.2 とした場合の LISN (母線 P 側) の雑音端子電圧の周波数スペクトルを図 4.9 に示す。図 4.9 (a)は AV 検波, 図 4.9 (b)は PK 検波の特性である。AV 検波時は, 提案方式は従来方式と比較して, ノイズレベルが 100 kHz 帯域で約 13 dB, 1 MHz 帯域で約 8 dB 低減した。また, PK 検波時は, 提案方式は従来方式と比較して, ノイズレベルが 100 kHz 帯域で約 11 dB, 1 MHz 帯域で約 10dB 低減した。なお, 図中の約 230 kHz の共振は, LISN の入力側コンデンサ (0.1 μ F) およびインダクタ (5 μ H) に起因するものである。また, 約 1.5 MHz の共振は, 巻線-GND 間の浮遊容量 (約 1.5 nF) と LISN と配線のインダクタンス (7.0 μ H) に起因するものである。



(a) Average Detection

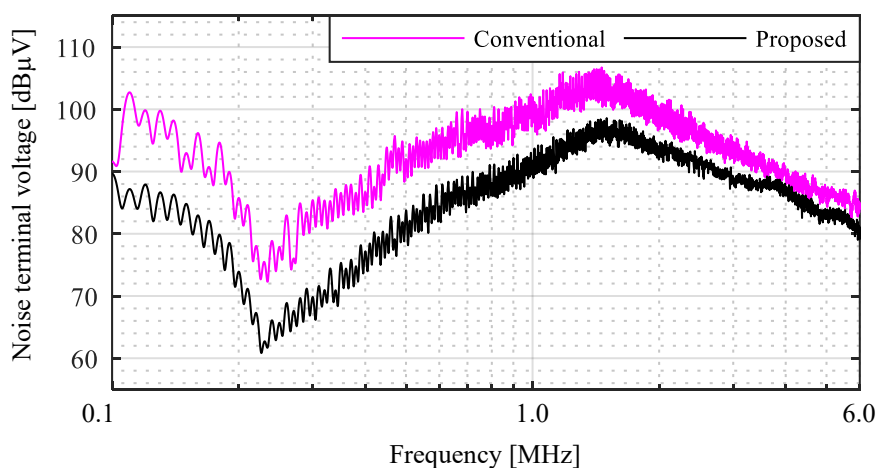


(b) Peak Detection

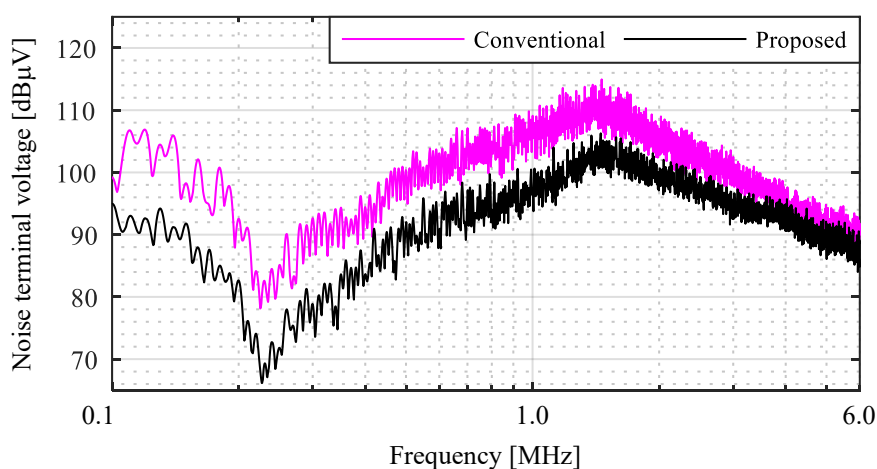
図 4.9 雑音端子電圧の周波数スペクトル (変調率 Inv-A: 0.1, Inv-B: 0.2)

同様に、変調率を Inv-A : 0.1, Inv-B : 0.4 とした場合の雑音端子電圧の周波数スペクトルを図 4. 10 に示す。図 4. 10 (a)は AV 検波、図 4. 10 (b)は PK 検波の特性である。AV 検波時は、従来方式と比較して、提案方式のノイズレベルが 100 kHz で約 12 dB, 1 MHz で約 8 dB 低減された。また、PK 検波時は、従来方式と比較して、提案方式のノイズレベルが 100 kHz で約 12 dB, 1 MHz で約 9 dB 低減された。

Inv-A, Inv-B で異なる変調率, 周波数の電圧を指令として与える場合においても、効果的にノイズ低減効果が得られることが確認できた。100 kHz 帯域での低減効果が 11~13dB 程度にとどまったのは、Mot-A と Mot-B でコモンモード経路のインピーダンスが異なることで、漏洩電流 i_{EA} , i_{EB} が完全に反転せず、差分の漏洩電流が電源に伝搬することが主な原因である。また、高周波になるにつれて低減効果が小さくなるのは、図 4. 6 に示したように、端子電圧の和は完全に抑制できず、細パルスが生じることが原因である。



(a) Average Detection



(b) Peak Detection

図 4. 10 雑音端子電圧の周波数スペクトル (変調率 Inv-A: 0.1, Inv-B: 0.4)

4.6 第4章のまとめ

本章では、2モータ駆動システムを対象として、インバータ端子電圧の立ち上がり立ち下りを同期させることで、電源に伝搬する伝導ノイズを低減する制御手法を提案した。また、2台のインバータの全ての相で端子電圧の立ち上げ時刻と立ち下げ時刻を同期するための条件式を明らかにした。

提案手法により、2台のインバータに異なる電圧指令を与える場合においても、端子電圧の立ち上がり、立ち下りを同期可能であることを実機で確認した。また、2台のインバータ間で端子電圧の和の変動を抑制可能であることを確認できた。さらに、従来方式と比較して、提案方式は100 kHz帯域で11~13 dB程度、1 MHz帯域で8~10 dB程度のノイズ低減効果が得られることを確認し、提案方式の有用性を示した。

CMIによるCMノイズの抑制を考える場合、提案方式によって端子電圧の和の変動がほぼゼロとなることで、コアを通る磁束が低減され、コイルサイズの小型化に有効である。ただし、提案方式は、従来方式よりも電流のキャリア周波数成分のサイドバンドが増加するため、ノイズ低減効果とのトレードオフを考慮して動作条件毎に提案方式の適用を判断することが望ましい。

第5章 同期補償制御によるノイズ抑制効果の改善

5.1 はじめに

2.7.1 項で示したように、複数の電力変換器の間で電源を含む経路のコモンモード(CM: Common-mode)電圧の変動を抑制する技術が従来提案されている[48]-[56]。この技術は、コモンモードノイズを大幅に抑制されるものの、スイッチングのタイミングずれや伝導ノイズの伝搬経路のインピーダンス不平衡などにより、ノイズ抑制効果が低下する問題がある。これまでの報告では、インピーダンス不平衡について議論されている[55]ものの、タイミングの同期ずれについては十分に議論されていない。

本章では、2群の三相巻線を有する二重三相モータを、2台の三相フルブリッジインバータで駆動するシステムを対象とし、ノイズ抑制効果の低下要因である同期ずれの補償方式を提案する。

本章の構成は次のとおりである。まず、従来検討されている NCC (Noise Cancel Control) によるスイッチング方式とノイズ抑制法について述べる。次に、端子電圧の立ち上がり立ち下がりに同期ずれがある場合のノイズ抑制効果を理論式で示す。また、同期ずれに対するノイズ低減効果を実機評価し、理論式の妥当性を検証する。さらに、端子電圧を検出し、フィードバック制御することによって同期ずれを補償する方式を提案する。最後に、提案する同期補償方式による同期ずれの補償精度およびノイズ低減効果を実機で確認し、提案方式の有用性を示す。

5.2 対象とするモータ駆動システム

5.2.1 対象システムの構成

制御対象とする二重三相モータ駆動システムを図 5.1 に示す。モータの固定子巻線は、A 群、B 群の 2 組の三相巻線を有し、2 台の独立駆動可能な三相フルブリッジインバータで駆動される。対象とする二重三相モータの群間の巻線位相差は電氣的に 180 度であるものとする。各群の巻線を鎖交する磁石磁束はロータを介して強く結合され、鎖交磁束は群間で逆位相となる。

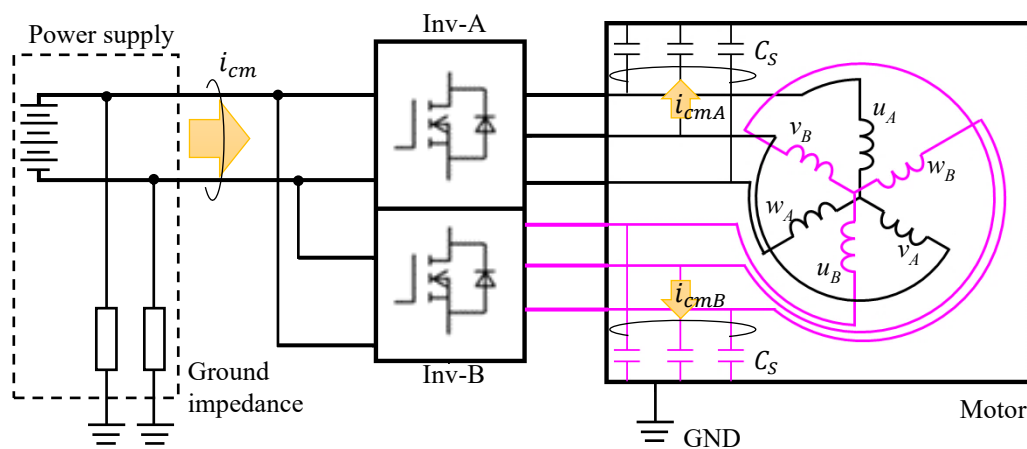


図 5.1 二重三相モータ駆動システム

5.2.2 基本的な PWM 制御方式

本章で対象とする群間の巻線位相差が 180 度である二重三相モータの PWM の概要を図 5.2 に示す。1 段目は A 群 U 相の電圧指令とキャリア、2 段目は A 群 U 相のスイッチング信号、3 段目は B 群 U 相の電圧指令とキャリア、4 段目は B 群 U 相のスイッチング信号である。電圧指令は、母線電圧 V_{dc} の 1/2 の値で正規化された値を示す。また、スイッチング信号は、各相レグに対し、High の場合は上アームがオンで下アームがオフ、Low の場合は上アームがオフで下アームがオンとする。

図 5.2 の 1 段目、3 段目に示すように、群間で出力電圧の駆動周波数成分を逆位相とするために、A 群と B 群の電圧指令を逆位相とする。また、各群のキャリアも逆位相とする。この場合、三角波比較 PWM によって生成されるスイッチング信号は、各群の U 相同士で、High と Low が反転する。つまり、出力端子電圧の High と Low も反転し、逆位相スイッチングとなる。V 相、W 相も同様に、各群で電圧指令とキャリアを逆位相としてスイッチング信号を生成することで、群間の全相で逆位相スイッチングしつつ二重三相モータを駆動できる。

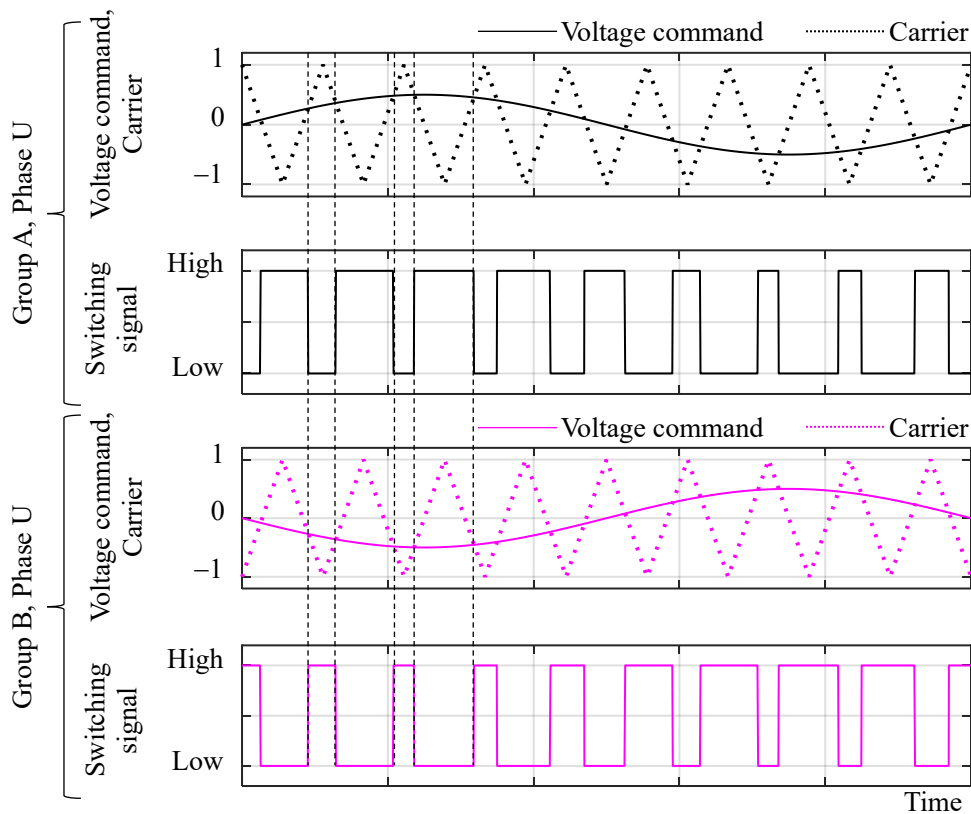


図 5.2 従来の逆位相スイッチングによる PWM の概要

5.3 逆位相スイッチングによるノイズ抑制原理

モータ駆動システムでは、低減対象とする数 MHz 以下の伝導ノイズは、巻線-GND 間の浮遊容量を流れる漏洩電流による CM ノイズが支配的である[6] [67]。電源に伝搬する漏洩電流 i_{cm} は、スイッチングに伴って A 群、B 群巻線から GND に漏洩する電流 i_{cmA} 、 i_{cmB} を用いて次式で表せる。

$$i_{cm} = i_{cmA} + i_{cmB} \quad (5.1)$$

(5.1)式より、電源に伝搬する漏洩電流 i_{cm} をゼロにするには、次式を成立させる必要がある。

$$i_{cmA} + i_{cmB} = 0 \quad (5.2)$$

A 群 UVW 相の端子-GND 間電圧をそれぞれ v_{Au} 、 v_{Av} 、 v_{Aw} 、B 群 UVW 相の端子-GND 間電圧をそれぞれ v_{Bu} 、 v_{Bv} 、 v_{Bw} とする。また、各群各相で同様の巻線構造である二重三相

モータは、数 MHz 以下の帯域では、巻線-GND 間容量が等しく C_S とする。A 群、B 群の漏洩電流 i_{cmA} 、 i_{cmB} はそれぞれ次式で得られる。

$$i_{cmA} = C_S \frac{dv_{Au}}{dt} + C_S \frac{dv_{Av}}{dt} + C_S \frac{dv_{Aw}}{dt} \quad (5.3)$$

$$i_{cmB} = C_S \frac{dv_{Bu}}{dt} + C_S \frac{dv_{Bv}}{dt} + C_S \frac{dv_{Bw}}{dt} \quad (5.4)$$

(5.2)式に(5.3)式、(5.4)式を代入し、整理すると次式となる。

$$C_S \left\{ \frac{d(v_{Au} + v_{Av} + v_{Aw})}{dt} + \frac{d(v_{Bu} + v_{Bv} + v_{Bw})}{dt} \right\} = 0 \quad (5.5)$$

(5.5)式より、群間の U 相同士、V 相同士、W 相同士で、次式を成立させることで(5.2)式が成立し、電源に伝搬する伝導ノイズを抑制できる。

$$dv_{Au}/dt = -dv_{Bu}/dt \quad (5.6)$$

$$dv_{Av}/dt = -dv_{Bv}/dt \quad (5.7)$$

$$dv_{Aw}/dt = -dv_{Bw}/dt \quad (5.8)$$

5.2.2 項に示したように、従来検討された NCC では、原理的には、群間の U 相同士、V 相同士、W 相同士で出力端子電圧の High、Low を反転させることが可能であるため、(5.6)式～(5.8)式を実現し、(5.2)式を成立させて伝導ノイズを抑制可能となる。

5.4 同期ずれとノイズ抑制効果

インバータのスイッチング素子は、コントローラが生成するスイッチング信号に基づいて、ゲート駆動回路が動作し、オン、オフが制御される。この構成では、スイッチング素子および駆動回路のロット、電源電圧、動作温度などによって、端子電圧の立ち上がり、立ち下りのタイミングに同期ずれが生じる[97]。

NCC 適用時において、群間で同期ずれが生じる場合の端子電圧の波形を図 5.3 に示す。上から順に、U 相、V 相、W 相の端子電圧である。二重三相モータ駆動システムの電源を含む経路の CM 電圧 v_{cm} を次式で定義する。

$$v_{cm} = \frac{v_{Au} + v_{Av} + v_{Aw} + v_{Bu} + v_{Bv} + v_{Bw}}{6} \quad (5.9)$$

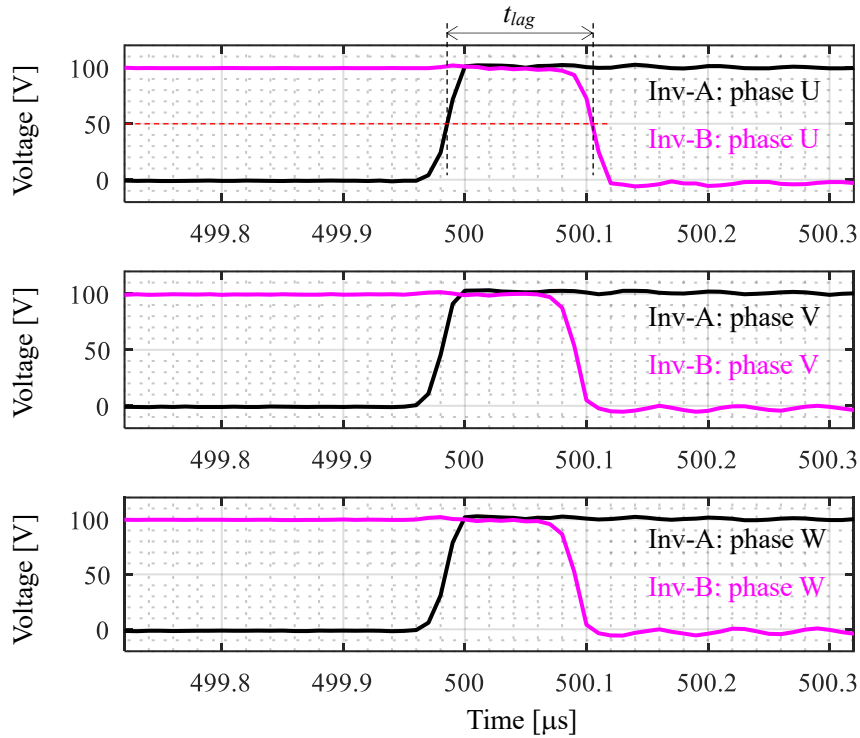


図 5.3 郡間の端子電圧と同期ずれ

図 5.2 に示すように、各郡が逆位相でスイッチングされる場合には、CM 電圧が群間で相殺されて等価的にゼロとなる。しかしながら、同期ずれが生じる場合には、同期ずれ時間 t_{lag} [s] に相当するパルス状の電圧変動が CM 電圧に生じるため、ノイズ抑制効果が低下する。

同期ずれ時間 t_{lag} [s] が各周波数成分のノイズ抑制効果に及ぼす影響を、周波数領域の議論で示す。漏洩電流の時間波形は、複数の周波数成分の波の合成として表現できる。それぞれの周波数成分における同期ずれ時間によるノイズ抑制効果への影響を示すために、ここでは、任意の単一周波数について議論する。なお、各群の巻線構造が同様である二重三相モータでは、巻線-GND 間容量および各郡のコモンモード経路のインピーダンスが同等であることから、各郡から生じる漏洩電流の周波数成分や振幅は同等と仮定する。

同期ずれによる各周波数成分での群間の位相差を α_f [rad]、A 群の漏洩電流 i_{cmAf} の振幅を I_{Af} 、B 群の漏洩電流 i_{cmBf} の振幅を I_{Bf} とする。A 群の漏洩電流に対し、B 群の漏洩電流は位相差 α_f がゼロの場合に逆位相と定義する。周波数成分 f [Hz] の A 群漏洩電流 i_{cmAf} 、B 群漏洩電流 i_{cmBf} をそれぞれ(5.10)式、(5.11)式で定義する。

$$i_{cmAf} = I_{Af} \sin(2\pi ft) \quad (5.10)$$

$$i_{cmBf} = I_{Bf} \sin(2\pi ft + \pi + \alpha_f) \quad (5.11)$$

位相差 α_f と同期ずれ時間 t_{lag} [s]の関係を次式で定義する。

$$\alpha_f = 2\pi f t_{lag} \quad (5.12)$$

電源に伝搬する漏洩電流 i_{cmf} は、各群の漏洩電流の和として次式で表せる。

$$i_{cmf} = i_{cmAf} + i_{cmBf} \quad (5.13)$$

(5.13)式に(5.10)式、(5.11)式を代入して整理すると次式となる。

$$i_{cmf} = \sqrt{(I_{Af} - I_{Bf} \cos \alpha_f)^2 + (I_{Bf} \sin \alpha_f)^2} \sin(2\pi ft + \gamma) \quad (5.14)$$

ここで、 γ [rad]は次式である。

$$\gamma = \tan^{-1} \frac{I_{Bf} \sin(\alpha_f + \pi)}{I_{Af} - I_{Bf} \cos \alpha_f} \quad (5.15)$$

(5.14)式より、漏洩電流 i_{cmf} の振幅 I_{ABf} は次式となる。

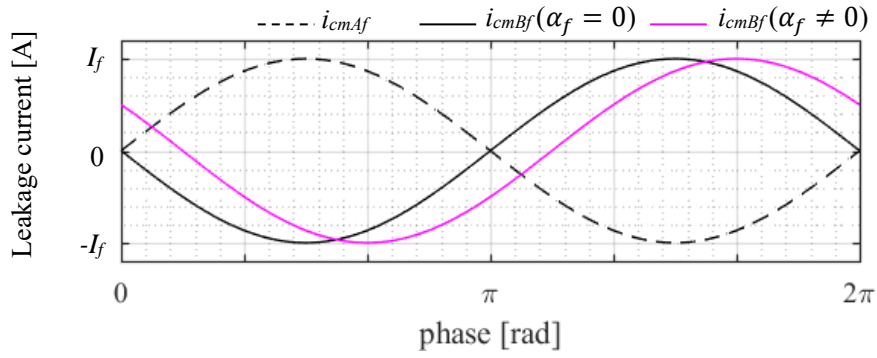
$$I_{ABf} = \sqrt{(I_{Af} - I_{Bf} \cos \alpha_f)^2 + (I_{Bf} \sin \alpha_f)^2} \quad (5.16)$$

位相差が α_{f1} 、 α_{f2} である場合の漏洩電流の振幅をそれぞれ I_{ABf1} 、 I_{ABf2} とすると、 I_{ABf2} に対する I_{ABf1} の振幅低減量（ノイズ抑制量）は次式で得られる。

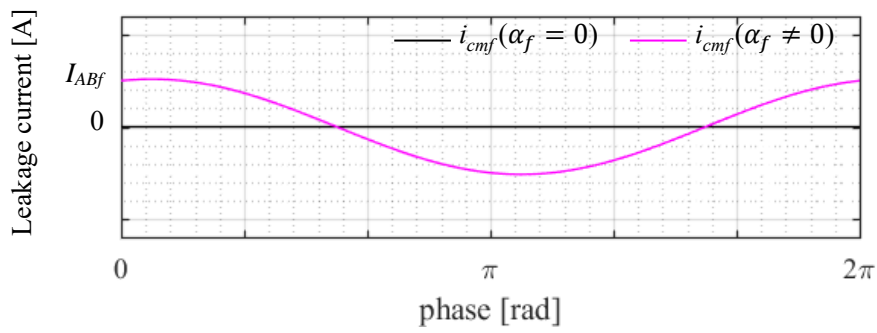
$$\text{ノイズ抑制量} = 20 \log_{10} \frac{I_{ABf1}}{I_{ABf2}} \text{ [dB]} \quad (5.17)$$

周波数成分 f [Hz]について、各群の漏洩電流の振幅を I_f ($= I_{Af} = I_{Bf}$)、位相差を $\alpha_f = 0$ 、 $\alpha_f \neq 0$ とする場合の各群の漏洩電流 i_{cmAf} 、 i_{cmBf} を図 5.4(a)に示す。また、電源に伝搬する漏洩電流 i_{cmf} を図 5.4(b)に示す。A 群と B 群の位相差が逆位相 ($\alpha_f = 0$) の場合、電源に伝搬する漏洩電流 i_{cmf} はゼロとなる。一方、同期ずれにより $\alpha_f \neq 0$ となる場合は、 $\alpha_f = 0$ の場合よりも振幅 I_{ABf} が大きくなり、ノイズ抑制効果が低下する。

(5.17)式で算出される、同位相スイッチングの場合($\alpha_{f2} = \pi$)に対する位相差 α_{f1} [rad]の場合のノイズ抑制量を図 5.5 に示す。ただし、 $I_{Af} = I_{Bf}$ とした。ノイズ抑制量は、位相差 α_{f1} が 0 rad の場合は $-\infty$ dB となる。位相差 α_{f1} が大きくなるにつれて抑制量が小さくなり、 $\pm\pi$ でゼロになる。 α_f は(5.12)式で定義されるため、同じ同期ずれ時間 t_{lag} でも周波数が高いほど位相差が大きくなり、抑制量が小さくなる。温度変化に起因して同期ずれ時間が動的に変化するような場合でも、厳密に同期ずれ時間を検出、補償することにより、抑制効果を維持することができる。



(a) Each group



(b) Summation

図 5.4 単一周波数成分における位相差と合成波の振幅

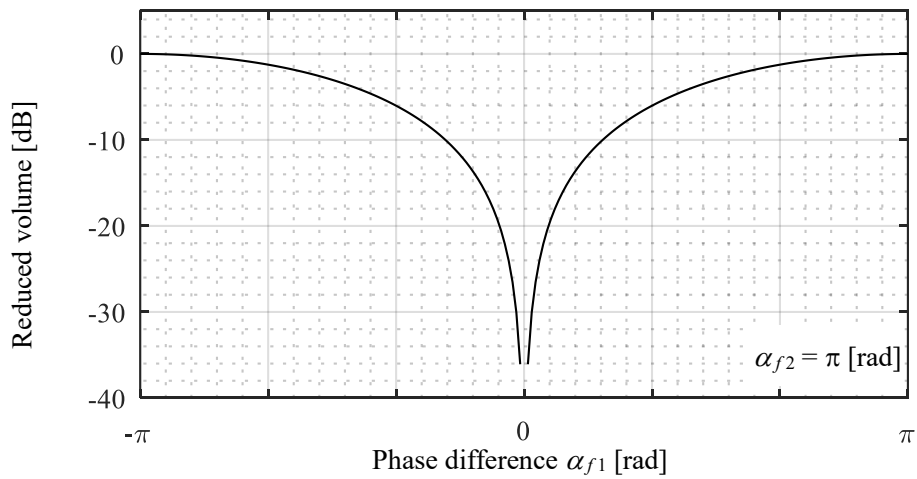


図 5.5 位相差とノイズ抑制効果

5.5 提案する同期補償法

5.5.1 スイッチング検出回路

スイッチングタイミングを検出する回路[98]を図 5.6 に示す。検出回路は RC 直列回路と逆並列に接続した 2 個のフォトカプラで構成されており、インバータの各相出力端子と直流母線の中性点の間に接続される。図 5.6(b)に示すように、インバータの各相出力端子電圧 F の立ち上がり、立ち下がりに応じて RC 直列回路に電流 i が流れる。電流 i に応じ、立ち上がり検出用フォトカプラの出力からは F の立ち上がり時、立ち下がり検出用フォトカプラからは F の立ち下がり時にパルス信号が出力される。端子電圧の検出遅延のばらつきが小さくなるよう、端子電圧の立ち上がり、立ち下がり共に、フォトカプラの立ち上がり特性を利用する回路とする。

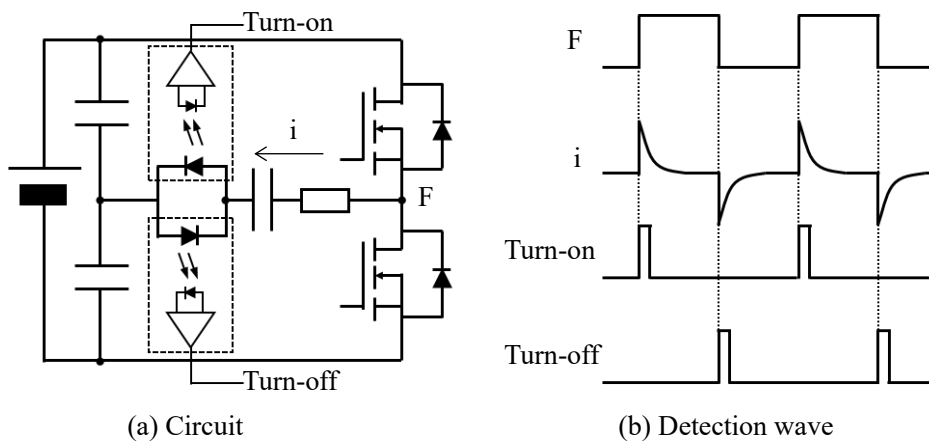


図 5.6 スイッチングタイミングの検出回路

5.5.2 同期補償制御

提案する同期補償制御は、群間で対となる相同士の端子電圧の立ち上がりと立ち下がりの同期ずれ時間を算出する。次に、算出した同期ずれ時間に基づき、スイッチング信号を操作し、同期ずれを補償する。

同期補償制御の機能ブロック図を図 5.7 に示す。A 群第 n 相 ($n \in 1, 2, 3$) の端子電圧の立ち上がりと対となる B 群第 n 相の端子電圧の立ち下がりについて、同期補償制御におけるスイッチング信号の操作方法を図 5.7 に基づいて説明する。

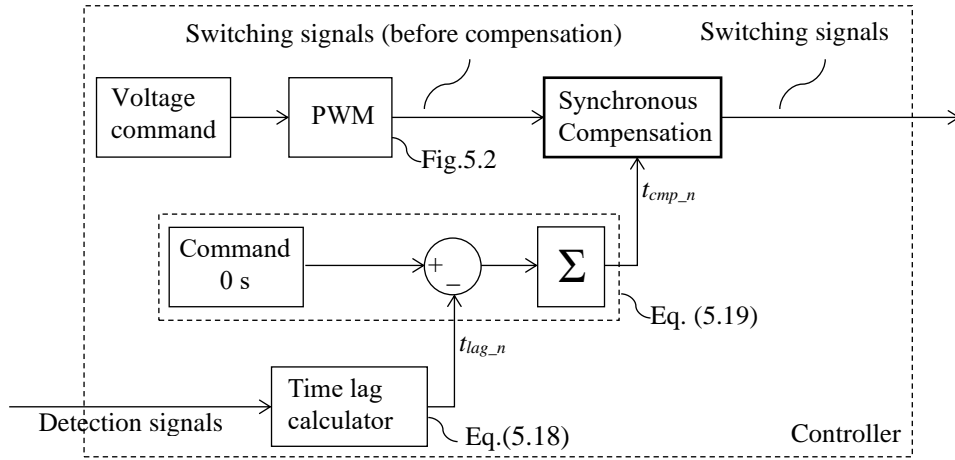


図 5.7 補償制御の機能ブロック図

まず，各群各相に設置する図 5.6 の検出回路より，A 群第 n 相の端子電圧の立ち上がり信号(Turn-on)と B 群第 n 相の端子電圧の立ち下がり信号(Turn-off)をコントローラに入力する。検出信号より得られる A 群第 n 相の端子電圧の立ち上がり時刻を tHA_n ，B 群第 n 相の端子電圧の立ち下がり時刻を tLB_n と定義する。なお，立ち上がり時刻と立ち下がり時刻は，A 群の三角波キャリアの谷を基準時刻 0 とし，0～スイッチング周期 T_s の範囲の値とする。第 n 相の同期ずれ時間 $t_{lag,n}$ を次式で算出する。

$$t_{lag,n} = tLB_n - tHA_n \quad (5.18)$$

次に，第 n 相の補償量 $t_{cmp,n}$ を，第 n 相の同期ずれ時間 $t_{lag,n}$ と 1 スwitching 周期 T_s 前の補償量 $t_{cmp2,n}$ に基づき，次式で計算する。

$$t_{cmp,n} = t_{cmp2,n} + (0 - t_{lag,n}) \quad (5.19)$$

補償量 $t_{cmp,n}$ は，スイッチング周期 T_s 毎に演算，更新する。同期ずれ時間の変化がない場合は，次のスイッチング周期内で補償量 $t_{cmp,n}$ は整定される。

補償前のスイッチング信号は，各群の第 n 相の電圧指令に基づいて三角波比較 PWM で生成する。なお，A 群と B 群の間で，第 n 相の電圧指令およびキャリアの位相差は 180 度とする。また，上下アーム短絡防止のためのデッドタイムは，上下アームのスイッチング信号にそれぞれオンディレイで設ける。

最後に，A 群または B 群第 n 相の補償前のスイッチング信号を補償量 $t_{cmp,n}$ で遅延操作することで，同期ずれを補償する。(I) $t_{cmp,n} \geq 0$ の場合は B 群第 n 相のみ，(II) $t_{cmp,n} < 0$ の場合は A 群第 n 相のみ，スイッチング信号を $|t_{cmp,n}|$ だけ遅延操作する。

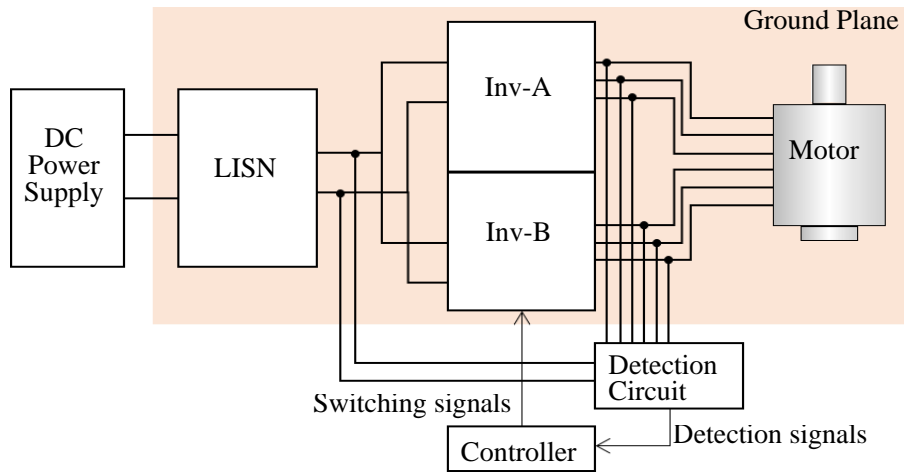
A 群第 n 相の端子電圧の立ち下がりと対となる B 群第 n 相の端子電圧の立ち上がりに対してもスイッチング信号を同様に操作する。補償後のスイッチング信号をゲート駆動回路に出力することで、群間の端子電圧の立ち上がり、立ち下がりの同期ずれの補償が可能となる。なお、提案する同期補償制御では、スイッチング素子のオンデューティは変化しない。そのため、同期補償制御の適用による、各相電流の基本波成分の位相遅れといった制御性能への影響もない。

5.6 実機検証

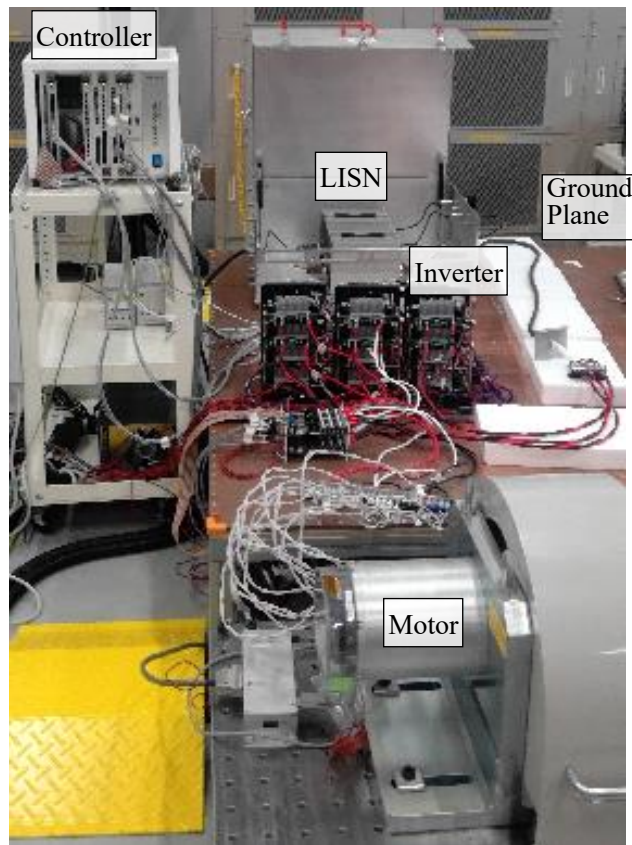
5.6.1 試験系の構成

試験系の構成を図 5.8(a)、外観を図 5.8(b)に示す。試験系は、直流安定化電源、LISN、インバータ、モータ、検出回路、コントローラで構成される。検出回路から得られる端子電圧の立ち上がり、立ち下がりの信号に基づき、コントローラは補償制御を適用してスイッチング信号を出力する。なお、図 5.7 に示した補償制御は FPGA(Field-Programmable Gate Array) に実装し、クロック周波数 100 MHz で処理する構成とした。モータ筐体は試験用定盤に固定し、グランドプレーンである銅板と同電位となるように接続した。

試験系の主な構成部品を表 5.1 に示す。LISN は NNHV8123-200(Schwarzbeck)、インバータは HGCB-4A-401200 (head-spring)、検出回路のフォトカプラは TLP2368 (TOSHIBA) を使用した。また、制御対象のモータは 8 極 12 スロット構造の集中巻き埋め込み磁石同期モータである。



(a) Structure of the test system



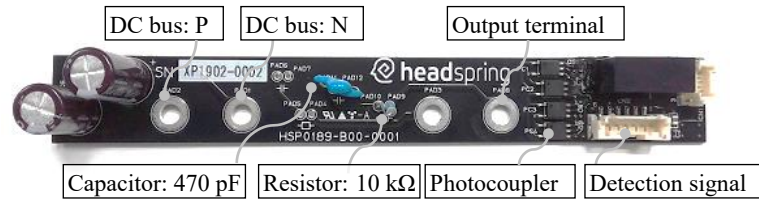
(b) Overview of the test system

図 5.8 試験系の構成と外観

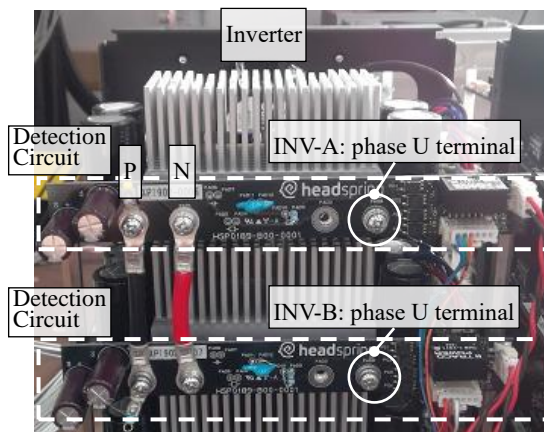
表 5.1 試験系の構成

Item	Maker	Model Number
DC Power Supply	Myway Plus	APL-II
LISN (LISN-BOX)	Schwarzbeck	NNHV8123-200 (HVSE 8600)
Inverter	Headspring	HGCB-4A-401200
Motor	Mitsubishi Electric Corp.	(Prototype)
Spectrum Analyzer	Tektronix	RSA306B

検出回路の構成と外観を図 5.9 に示す。図 5.9(a)は検出回路の外観(単体)、図 5.9(c)は検出回路の取り付けイメージである。図 5.6 に示した、フォトカプラと出力端子の間に直列接続される抵抗とキャパシタは、コントローラで十分検出可能なパルスを出力できるよう 10 k Ω , 470 pF とした。



(a) 検出回路の外観 (単体)



(b) インバータと検出回路の外観

図 5.9 検出回路の構成と外観

評価対象とする二重三相モータの外観および巻線配置を図 5.10 に示す。モータは 8 極 12 スロット構造で固定子巻線が集中巻の永久磁石同期モータである。本章では、各郡のインバータを同位相でスイッチングする場合と逆位相でスイッチングする場合の電磁ノイズを評価する。同位相スイッチングの場合は各郡の巻線位相差を 0 度とし、逆位相でスイッチングする場合には巻線位相差を 180 度とする必要がある。そのため、各スロットに同方向に巻回した固定子巻線の巻き始めと巻き終わりの端子を両方引き出し、結線によって巻線の位相差を変えられるオープン巻線構造とした。

郡間の巻線位相差と結線方法について説明する。図 5.10(b)に示すように、それぞれの巻線に対し、U 相巻線 (U1~U4)、V 相巻線 (V1~V4)、W 相巻線 (W1~W4) と定義する。

群間の巻線位相差を 0 度とする場合の結線を表 5.2, それぞれの巻線の位相関係を図 5.11 に示す。ここで、U1 巻線の巻き始め端子と巻き終わり端子をそれぞれ U1_i, U1_o と定義する。また、他の巻線も同様にして巻き始め端子、巻き終わり端子を定義する。表 5.2 に示すように、巻き終わり端子を結線して各郡の中性点とし、巻き始め端子をモータの各相端子とする。これにより、図 5.11 に示すように郡間の U 相同士、V 相同士、W 相同士のそれぞれの巻線位相差が 0 度となり、郡間の巻線位相差が 0 度となる。

同様に、群間の巻線位相差を 180 度とする場合の結線を表 5.3, それぞれの巻線の位相関係を図 5.12 に示す。表 5.3 に示すように、A 郡は巻き終わり端子、B 郡は巻き始め端子を中性点とし、もう一方をモータの各郡各相の端子とする。これにより、図 5.12 に示すように、郡間の U 相同士、V 相同士、W 相同士のそれぞれの巻線位相差が 180 度となり、郡間の巻線位相差が 180 度となる。

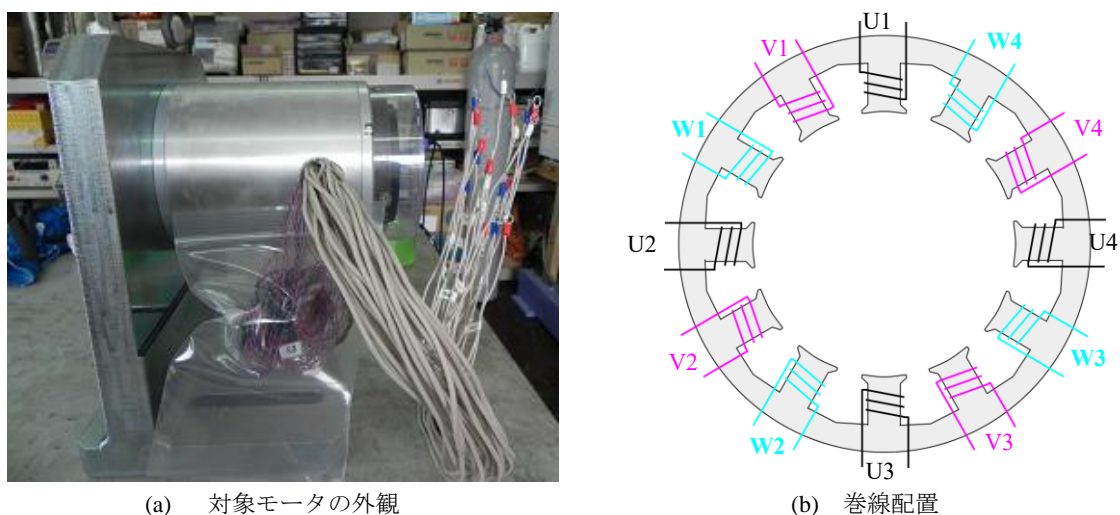


図 5.10 対象モータの外観と巻線配置

表 5.2 群間の巻線位相差が 0 度の場合の結線

郡	各相端子, 中性点	結線端子
A	U 相	U ₁ , U ₃ _I
	V 相	V ₁ , V ₃ _I
	W 相	W ₁ , W ₃ _I
	中性点	U ₁ ₀ , U ₃ ₀ , V ₁ ₀ , V ₃ ₀ , W ₁ ₀ , W ₃ ₀
B	U 相	U ₂ , U ₄ _I
	V 相	V ₂ , V ₄ _I
	W 相	W ₂ , W ₄ _I
	中性点	U ₂ ₀ , U ₄ ₀ , V ₂ ₀ , V ₄ ₀ , W ₂ ₀ , W ₄ ₀

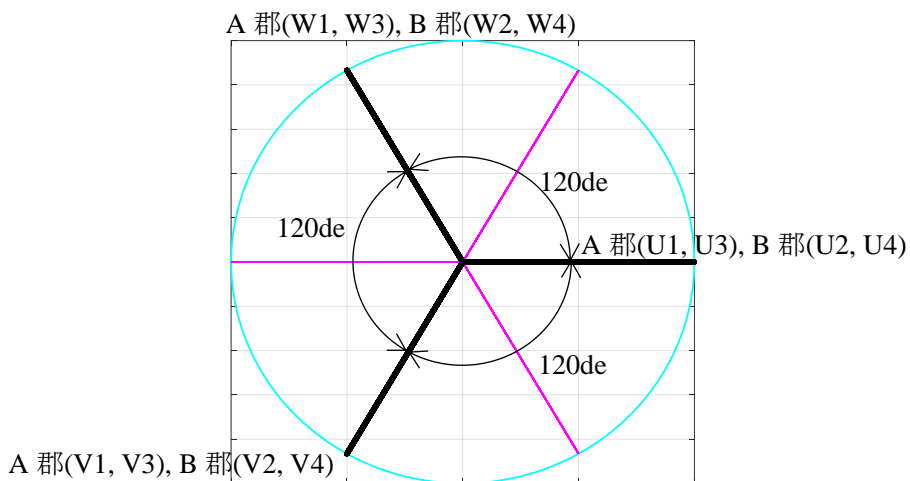


図 5.11 巻線の位相関係 (位相差 0 deg)

表 5.3 群間の巻線位相差が 180 度の場合の結線

郡	各相端子, 中性点	結線端子
A	U 相	U _{1i} , U _{3i}
	V 相	V _{1i} , V _{3i}
	W 相	W _{1i} , W _{3i}
	中性点	U _{1o} , U _{3o} , V _{1o} , V _{3o} , W _{1o} , W _{3o}
B	U 相	U _{2o} , U _{4o}
	V 相	V _{2o} , V _{4o}
	W 相	W _{2o} , W _{4o}
	中性点	U _{2i} , U _{4i} , V _{2i} , V _{4i} , W _{2i} , W _{4i}

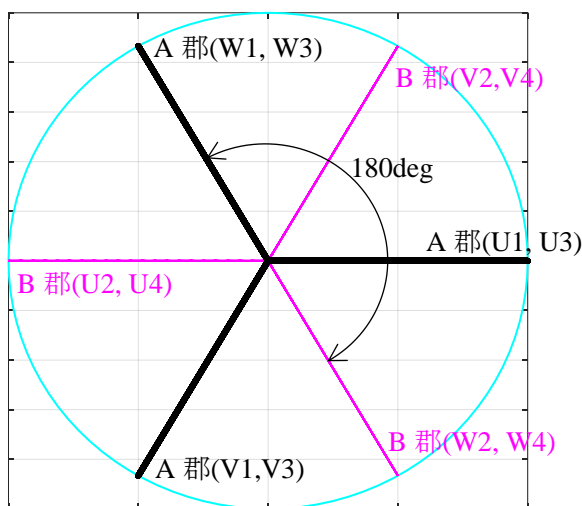


図 5.12 巻線の位相関係 (位相差 180 deg)

LISN の PN 出力端子から A 群巻線, B 群巻線それぞれを介して GND に伝搬する CM 経路のインピーダンスを図 5.13 に示す。インバータのインピーダンスは評価対象とする数 MHz 以下では影響が小さいものとし, 短絡して各群の CM 経路のインピーダンスを計測した。A 群と B 群のインピーダンスは, 2 MHz まではほぼ等しく, 容量成分の差が 3 % 以下であった。

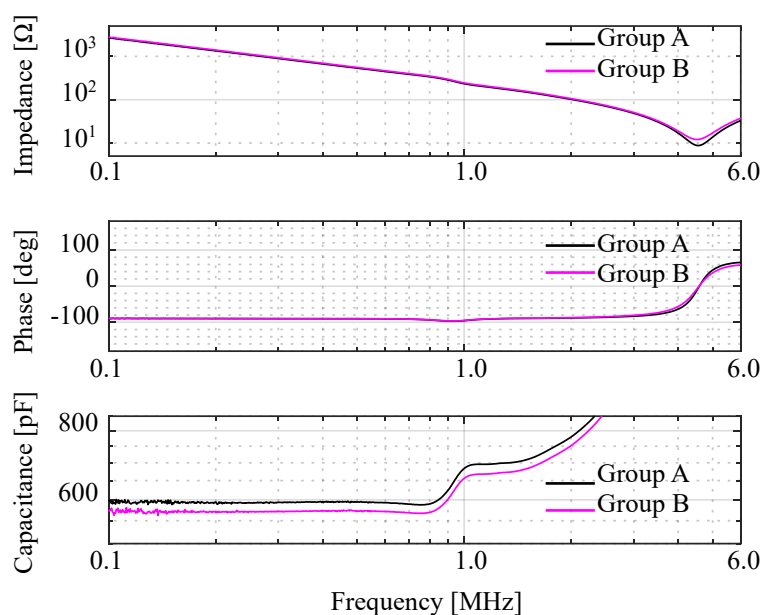


図 5.13 コモンモード経路の各群のインピーダンス

5.6.2 評価条件

評価条件を表 5.4 に示す。制御周期の確保を考慮してキャリア周波数は 10 kHz とした。デッドタイムは評価用インバータの最小値(200 ns)より十分長い 1 μ s とした。変調率は, 数 MHz 以下の帯域において, 伝導ノイズが比較的大きくなる 0, 10% とした[98]。特に変調率が低い場合, インバータのスイッチングに伴って生じる伝導ノイズはモータ回転状態の影響が小さいため, 回転子は固定状態で評価した。電源に伝搬する伝導ノイズは LISN の雑音端子電圧で評価した。

表 5.4 評価条件

Item	Value
DC Voltage[V]	100
Switching Frequency [kHz]	10
Dead Time [μ s]	1
Modulation Ratio [%]	0, 10
Fundamental Frequency [Hz]	100

5.6.3 同期ずれとノイズ抑制効果の実機検証

U相レグのみ表 5.4 に示した条件（変調率 0%）で動作させ、同期ずれに対するノイズ抑制効果を評価した。A 群と B 群が同位相スイッチングの場合と、NCC 適用時に同期ずれ時間 t_{lag} を 10 ns, 120 ns とした場合の雑音端子電圧を図 5.14 に示す。なお、ずれ時間 t_{lag} は、A 群を基準に B 群のスイッチング信号を遅延させて設定した。

同期ずれ時間が 120 ns の場合、同位相スイッチングの場合と比較して 1 MHz で約 8.8 dB 減となった。これは、(5.17)式より得られる抑制量 8.7 dB と概ね整合する。また、同期ずれ時間が 120 ns の場合、約 4 MHz で同位相スイッチングの場合と比較して低減効果が得られなくなった。(5.17)式より算出される低減効果が 0 dB となる周波数 4.2 MHz と整合する。同期ずれ時間が 10 ns の場合は 120 ns の場合と比較して、1 MHz で約 21.0 dB 減となった。同様に、(5.17)式より得られる抑制量 21.4 dB と概ね整合する。特定周波数におけるノイズ抑制量と、同期ずれに対する抑制可能な周波数の上限について、理論式の妥当性を確認できた。

なお、図 5.14 に示すように、同期ずれが 120 ns の場合は 10 ns の場合と比較して、1 MHz で 20 dB 以上も抑制効果が悪化する。したがって、端子電圧の立ち上がり立ち下がり 10 ns 程度の精度で厳密に検出して補償することが、抑制効果の改善に重要である。

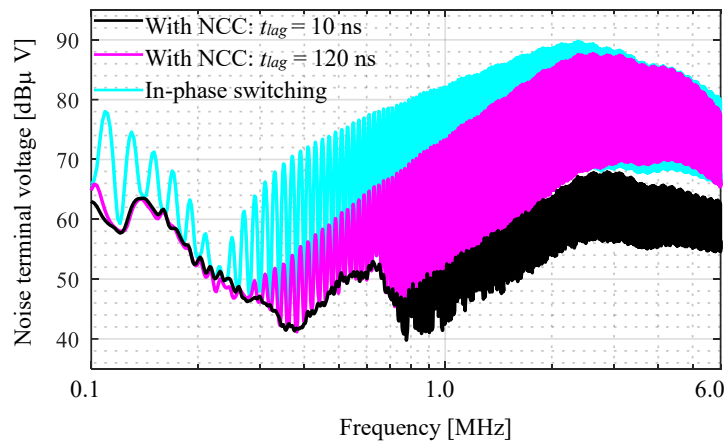


図 5.14 同期ずれによる雑音端子電圧の周波数スペクトルへの影響

5.6.4 提案方式によるノイズ抑制効果

A 群 U 相の端子電圧の立ち上がり，立ち下がりに対する検出信号の波形をそれぞれ図 5.15(a), (b)に示す。上段が端子電圧，下段が検出信号である。端子電圧の変動に対して検出信号は High から Low に切り替わり，正確に検出できていることが確認できた。端子電圧の変動に対し，検出信号は立ち上がり，立ち下がり共に 40 ns～50 ns 遅延して検出されており，検出遅延の差は 10 ns 以下であった。

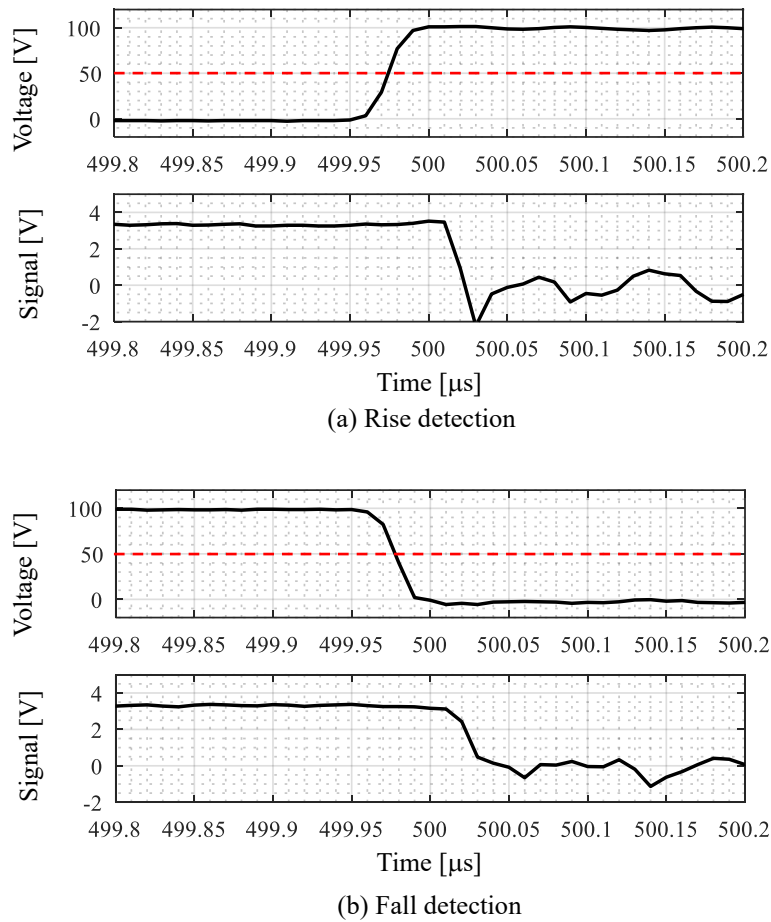


図 5.15 インバータ出力電圧と検出信号 (A 群, U 相)

補償制御適用時の A 群 B 群の各相端子電圧の波形を図 5.16 に示す。上から順に、各群の U 相, V 相, W 相の端子電圧である。図 5.16 より, 補償制御により, A 群各相の端子電圧の立ち上がり, B 群各相の端子電圧の立ち下がり, を 10 ns 程度の精度で同期できることが分かる。10 ns 程度の同期精度となるのは, 検出回路の遅延ばらつきや, コントローラ内の FPGA の演算クロック(100 MHz)の制約である。

図 5.15 に示したように, 図 5.6 の回路構成では, 検出タイミングとして望ましい端子電圧の立ち上がり, 立ち下がりが $V_{dc}/2$ となる点を検出できないが, 補償時には 10 ns 程度の同期精度が得られるため, 提案制御に及ぼす影響は小さい。

なお, 同期ずれの補償精度は, キャリア周波数に依存しない。例えば, キャリア周波数を 100 kHz とした場合においても 10 ns 程度まで同期ずれが補償され, 図 5.14 に示したノイズ抑制効果と同等の効果が得られる。キャリア周波数が 100 kHz 程度まで対応可能であれば, モータ駆動システムを対象とした補償制御としては十分である。

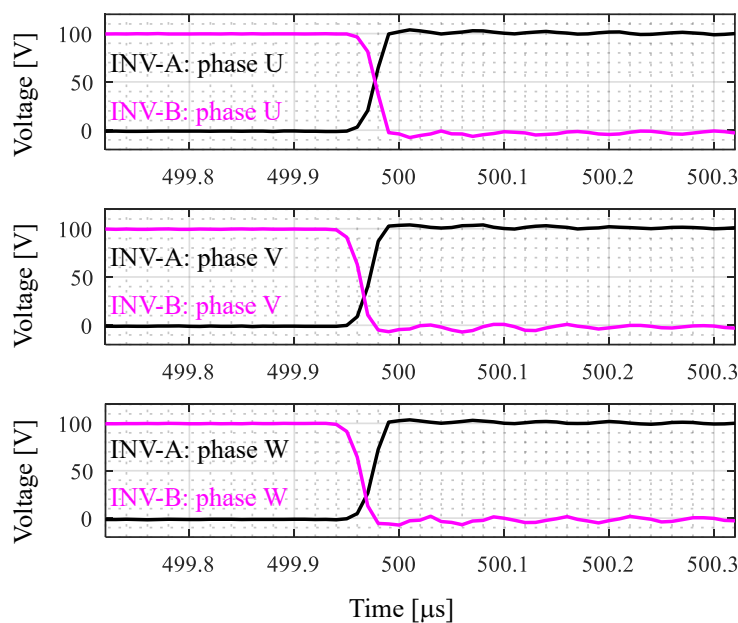
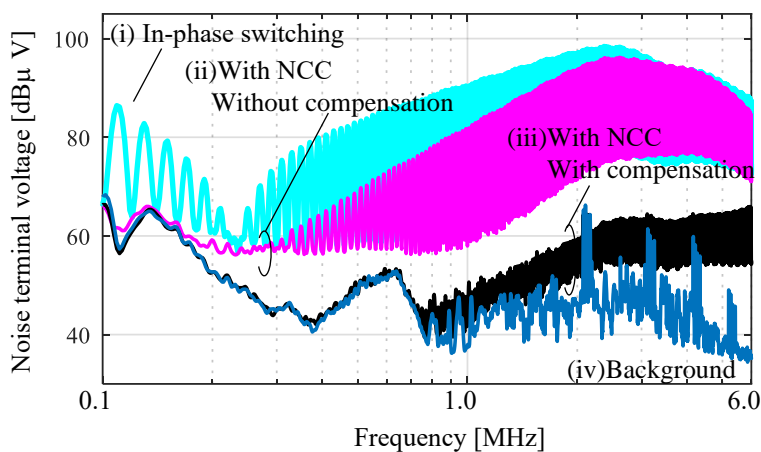


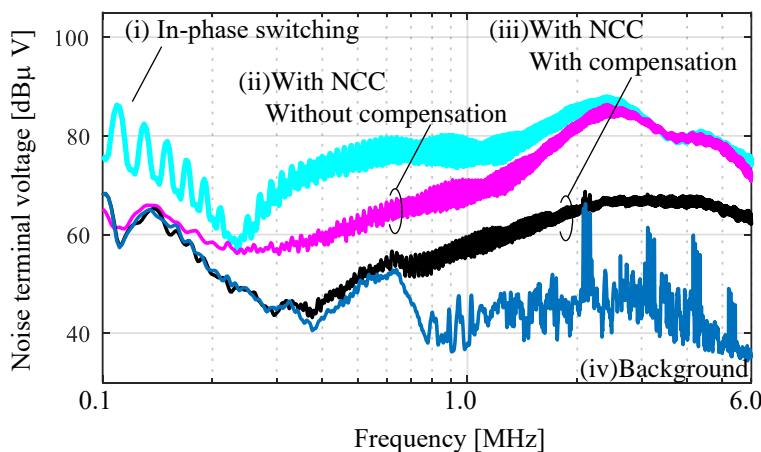
図 5.16 出力端子電圧と同期補償

分解能帯域幅を 9 kHz とし、AV 検波、PK 検波で雑音端子電圧をスペクトラムアナライザで計測した結果を図 5.17、図 5.18 にそれぞれ示す。図示する比較条件は、(i)NCC を適用しない同位相スイッチング、(ii)NCC 適用時で補償制御なし、(iii)NCC 適用時で補償制御あり、(iv)バックグラウンドノイズである。

AV 検波では、図 5.17 (a)より、変調率 0%で NCC に補償制御を適用する場合は、適用しない場合と比較して 1 MHz で 31 dB 減、同位相スイッチングと比較して 40 dB 減となった。また、図 5.17 (b)より、変調率 10%で NCC に補償制御を適用する場合は、適用しない場合と比較して 1 MHz で 11 dB 減、同位相スイッチングと比較して 19 dB 減となった。

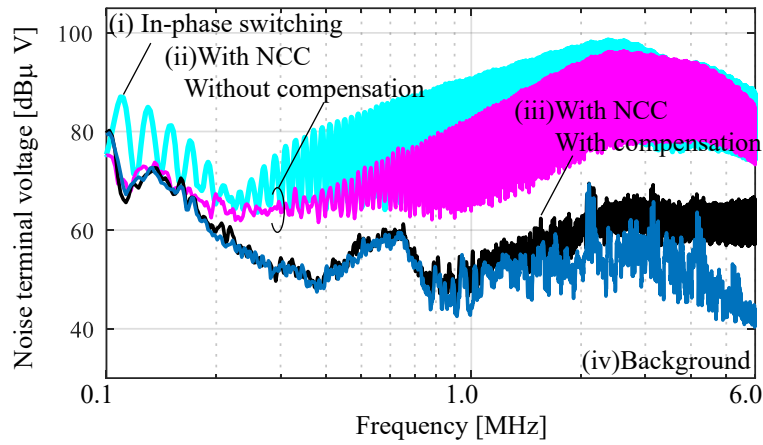


(a) Modulation ratio: 0%

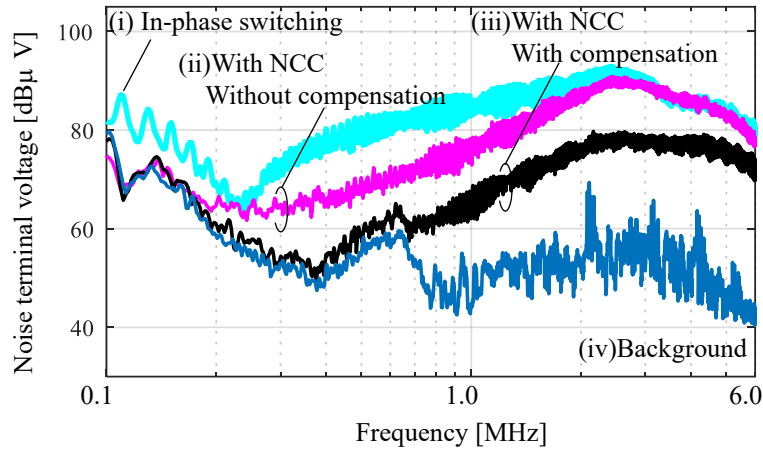


(b) Modulation ratio: 10%

図 5.17 雑音端子電圧の周波数スペクトル (AV 検波)



(a) Modulation ratio: 0%



(b) Modulation ratio: 10%

図 5.18 雑音端子電圧の周波数スペクトル (PK 検波)

同様に、PK 検波では、図 5.18 (a)より、変調率 0%では NCC に補償制御を適用する場合は、適用しない場合と比較して 1 MHz で 27 dB 減、同位相スイッチングと比較して 35 dB 減となった。また、図 5.18 (b)より、変調率 10%では NCC に補償制御を適用する場合は、適用しない場合と比較して 1 MHz で 11 dB 減、同位相スイッチングと比較して 19 dB 減となった。直流安定化電源の動作で生じるバックグラウンドノイズにより 1 MHz 以下の抑制効果を厳密に評価できなかったが、(5.12)式に示すように周波数が低いほど群間の同期ずれの影響が小さくなることや、電圧変化量のずれ、インピーダンス不平衡の影響が小さくなることから、1 MHz 以下でも同程度のノイズ抑制効果が得られると考えられる。

5.7 第5章のまとめ

本章では、二重三相モータ駆動システムを対象として、NCC 適用時の端子電圧の立ち上がりと立ち下りの同期ずれとノイズ抑制効果の関係を理論式で示し、実機評価で理論式の妥当性を確認した。また、端子電圧を検出し、フィードバック制御によってずれ時間を補償する方式を提案し、同期ずれを 10 ns 程度まで低減することを実機で確認した。さらに、二重三相モータ駆動システムを対象に、提案方式を適用した場合の伝導ノイズを実機評価し、変調率が 10 %以下の動作条件において、1 MHz のノイズ抑制効果が 10 ~ 30 dB 程度改善されることを示した。この結果は、受動フィルタに要求される数 MHz 以下のノイズ抑制量が低減できるため、構成部品であるリアクトルの小型化に貢献できる。なお、提案方式によるノイズ抑制効果は数 MHz 以上では小さくなる。しかし、リアクトルの小型化が可能となることで、より高周波特性の良いリアクトルを採用可能となり、受動フィルタによる数 MHz 以上の帯域でのノイズ抑制効果の改善が期待できる。

第6章 結論

6.1 本論文の結論

本論文では、パワーエレクトロニクス機器の高出力密度化や、次世代パワーデバイスの実用化に伴って、今後深刻化が予想されるモータ駆動システムの電磁妨害（EMI）について、インバータのスイッチング制御による電磁ノイズの効果的な抑制方法を検討した。

まず、パワーエレクトロニクス機器の SiC や GaN といった次世代パワーデバイスの適用による高効率化や小型化が進むに伴い、モータ駆動システムから生じる EMI が増大傾向となることを示した。EMI の増大は、同じ電磁的環境に存在するほかの機器の誤動作を引き起こす恐れがあり、国際電気標準会議（IEC）などで定められた国際規格に準じた EMI の限度値を満足することの重要性について述べた。従来一般的な EMI 対策手法として、受動フィルタによる電磁ノイズ抑制手法を示し、低周波域の電磁ノイズを抑制する場合には、受動フィルタが大型化、重量増大する問題について言及した。

次に、モータ駆動システムにおける電磁ノイズ発生原理を説明した。数 MHz 以下の低周波域では、インバータのスイッチングに伴って生じるコモンモード（CM: Common - mode）電圧が、モータ巻線フレーム間の浮遊容量に印加されることによって生じるコモンモード成分の伝導ノイズが支配的となることを述べた。また、モータ駆動システムで生じる伝導ノイズを受動フィルタの追加なしに抑制可能な手段として、CM 電圧の変動を抑制するインバータのスイッチング制御が有効であることを示した。そこで、現在、産業機器などで広く普及している 1 モータ駆動システム、2 モータ駆動システムおよび二重三相モータ駆動システムを対象として、スイッチング制御によるコモンモードノイズの抑制手法について検討した。

第3章では、1 台の三相モータを 1 台の三相インバータで駆動する 1 モータ駆動システムを制御対象とし、CM 電圧を抑制するスイッチング制御を提案した。二相間で端子電圧の立ち上がり、立ち下がり同期することで、三相インバータ駆動時の CM 電圧を一相分に抑制する制御方式を提案し、ノイズ抑制効果が理論値で -10 dB となることを示した。次に、提案方式を実現するためのスイッチング制御について、デッドタイムを考慮したスイッチング信号の生成アルゴリズムを示した。最後に、受動フィルタのサイズへの影響が特に大きい数百 kHz 以下の周波数帯域にて、伝導ノイズを約 9 dB 抑制できることをシミュレーションおよび実測で示し、モータ駆動システムのノイズ抑制法として有効であることを示した。また、CM 電圧を 1/3 に抑制可能となることで、コモンモードインダクタ（CMI）を通る磁束が 1/3 となり、フィルタサイズの小型化に有効であることも言及した。

第4章では、2 モータ駆動システムを対象として、インバータ端子電圧の立ち上がり立ち下がり同期させることで、電源に伝搬する伝導ノイズを低減する制御手法を提案した。

また、2台のインバータの全ての相で端子電圧の立ち上がり立ち下りを同期するための条件式を明らかにした。提案手法により、2台のインバータに異なる振幅、周波数の電圧指令を与える場合においても、理論通りに全ての相で端子電圧の立ち上がり、立ち下りを同期可能であることを実機で確認した。これにより、2台のインバータのCM電圧の変動をほぼゼロに抑制可能であることを確認できた。さらに、従来のノイズ抑制制御と比較して、提案方式は100 kHz帯域で11~13 dB程度、1 MHz帯域で8~10 dB程度のノイズ低減効果が得られることを確認し、提案方式の有用性を示した。CMIによるコモンモード成分の伝導ノイズの抑制を考える場合、提案方式によってCM電圧がほぼゼロとなることで、コアを通る磁束が低減され、フィルタサイズの小型化に有効であることも言及した。

第5章では、二重三相モータ駆動システムを対象として、従来提案されているNCC適用時のインバータ端子電圧の立ち上がり立ち下りの同期ずれとノイズ抑制効果の関係を理論式で示し、実機評価で理論式の妥当性を確認した。また、端子電圧を検出し、フィードバック制御によってずれ時間を補償する方式を提案し、同期ずれを10 ns程度に低減することを実機で確認した。さらに、二重三相モータ駆動システムを対象に、提案方式を適用した場合の伝導ノイズを実機評価し、変調率が10%以下の動作条件において、1 MHzのノイズ抑制効果が10~30 dB程度改善されることを示した。

一般的に広く普及しているモータ駆動システムを制御対象として、フィルタサイズへの影響が大きい数MHz以下の帯域にて、従来のスイッチング制御では成しえないノイズ抑制効果が得られることを示した。本論文で提案したスイッチング制御技術は、今後のパワーエレクトロニクス機器のSiCやGaNといった次世代半導体デバイスによる高効率化や小型化の際に課題となる電磁ノイズ対策に有効であり、持続可能な産業の発展に貢献できるものと結論づける。

6.2 課題と今後の展望

6.1節で述べたように、本論文で提案したスイッチング制御技術は、モータ駆動システムで生じる電磁ノイズの抑制に効果的であることを示した。一方、提案技術を搭載したモータ駆動システムを実際に産業分野に応用していく場合には、以下に示す課題を解決することが重要となるため、引き続き研究開発を進めていく。

- 第3章、第4章の提案方式は、従来のキャリア比較PWMよりも電流リップルが増大する傾向となる。今後、電流リップルの低減や、適用するアプリケーション毎に、電磁ノイズ抑制効果と電流リップル増大のトレードオフ設計手法の確立が重要である。
- 第3章、第4章の提案方式に関して、過変調や二相変調などを適用する場合の提案手法の適用効果を検討することが重要である。
- 提案手法したスイッチング制御による放射ノイズへの影響の実機評価が重要である。

謝辞

本研究を遂行するにあたりご指導を賜りました、北海道大学 小笠原悟司教授に心より厚く御礼申し上げます。討議の中でご助言をいただき、多くの知見を得ながら成長できたことは、今後の研究活動にも非常に有益であると感じており、深く感謝いたします。

北海道大学 北裕幸教授、五十嵐一教授には、本論文の取りまとめに当たり、有益なご討論と貴重なご助言を賜りましたこと、厚く御礼申し上げます。

本研究の遂行と論文の取りまとめにあたり、格別のご配慮をいただきました、三菱電機株式会社 奥田達也氏、出口善行氏、山崎尚徳氏、榎木圭一氏に深く感謝いたします。日頃の研究開発業務よりご指導・ご鞭撻を賜り、本研究の遂行、論文の執筆におきましても多大なるご支援とご配慮をいただきました、三菱電機株式会社 家澤雅宏氏に、心より厚く御礼申し上げます。本研究の遂行に当たり、多大なるご知見をいただきました三菱電機株式会社 片桐高大氏、菅原烈氏に深く感謝いたします。

本研究の遂行にあたり、ご助力いただきました岡山大学 竹本真紹教授、北海道大学 折川幸司助教、北海道大学 電気エネルギー変換研究室 卒業生の小原峻介氏に心より感謝いたします。また、学生生活をサポートいただきました北海道大学 電気エネルギー変換研究室の皆様にも深く御礼申し上げます。

最後に、本研究の遂行と論文作成に取り組む私を、私生活の面で支えてくれた妻 由貴、長女 來未、次女 穂華に心から感謝いたします。

参考文献

- [1] 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」，ISBN: 978-4886862051，電気学会，1987.
- [2] 電気学会 半導体電力変換システム調査専門委員会 編：「パワーエレクトロニクス回路」，ISBN: 978-4-274-03545-6，オーム社，2000.
- [3] 大野榮一，小山正人：「パワーエレクトロニクス入門 (改訂 5 版)」，ISBN: 978-4-274-21477-6，オーム社，2014.
- [4] 赤木：「AC モータのベクトル制御」，電学論 D, vol. 108, no. 8, pp. 726–733, 1988.
- [5] 武田，松井，森本，本田：「永久磁石同期モータの設計と制御」，ISBN: 978-4-274-03567-8，オーム社，2001.
- [6] G.L. Skibinski, R.J. Kerkman, D. Schlegel, “EMI emissions of modern PWM AC drives,” *IEEE Ind. Appl. Mag.*, Vol.5, No.6, pp.47–80, 1999.
- [7] パワーエレクトロニクス機器の EMC 解析・抑制技術協同研究委員会 編：「パワーエレクトロニクス機器の EMC」，ISBN: 978-4-88686-291-4，電気学会，2013.
- [8] 佐藤：「ISM 機器のエミッション—CISPR11 の概要」，
<https://www.emc-ohtama.jp/emc/doc/cispr11-explained.pdf>，株式会社 e・オータマ，2020.
- [9] 佐藤：「CISPR 25 の概要(ed. 2)」，
<https://www.emc-ohtama.jp/emc/doc/cispr25-explained.pdf>，株式会社 e・オータマ，2016.
- [10] 月刊 EMC 編集部：「車載機器の EMC 技術—低ノイズ・省エネルギーの実現方法—」，ISBN: 978-4-904774-76-2，科学情報出版，2018.
- [11] D. J. Perreault, J. Hu, J. M. Rivas, Y. Han, O. Leitermann, R. C. N. P. Podgurski, A. Sagneri, C. R. Sullivan, “Opportunities and challenges in very high frequency power conversion,” in *Proc. 2009 IEEE The Applied Power Electronics Conference (APEC)*, pp.1-14, 2009
- [12] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, J. W. Kolar, “SiC versus Si—Evaluation of potentials for performance improvement of inverter and DC–DC converter systems by SiC power semiconductors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2872-2882, "Jul. 2011.
- [13] K. Shirabe, M. M. Swamy, J-K. Kang, M. Hisatsune, Y. Wu, D. Kebort, J. Honea, “Efficiency comparison between Si-IGBT-based drive and GaN-based drive,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 1, pp. 566–572, Jan. 2014.
- [14] D. Han, J. Noppakunkajorn, B. Sarlioglu, “Comprehensive efficiency, weight, and volume comparison of SiC- and Si-Based bidirectional DC–DC converters for hybrid electric vehicles,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 7, pp. 3001–3010, Sep. 2014.
- [15] M. M. Swamy, J-K, Kang, K. Shirabe, “Power loss, system efficiency, and leakage current comparison between Si IGBT VFD and SiC FET VFD with various filtering options,” *IEEE Trans.*

- Ind. Appl.*, vol. 51, no. 5, pp. 3858–3866, Sept. 2015.
- [16] 野村, 門田, 山口, 丸山, 山本, 東川, 「市販化へ高まる期待 ~ワイドバンドギャップデバイスの動向と自動車用パワーエレクトロニクス~, 平成 29 年電気学会全国大会, vol. 4, 4-S14-4(2017)
- [17] 「ハイブリッド車用超小型パワーユニットと高出力密度モータ-を開発」, 三菱電機, ニュースリリース, 2019 年 2 月 13 日, 開発 No.1916, 2019.
- [18] N. Oswald, P. Anthony, B. H. Stark, “An experimental investigation of the tradeoff between switching losses and EMI generation with hard-switched all-Si, Si-SiC, and all-SiC device combinations,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 5, pp. 2393–2407, 2014.
- [19] D. Han, C. T. Morris, W. Lee, B. Sarlioglu, “Comparison between output CM chokes for SiC drive operating at 20- and 200-kHz switching frequencies,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 3, pp. 2178–2188, 2017.
- [20] D. Han, S. Li, Y. Wu, W. Choi, B. Sarlioglu, “Comparative analysis on conducted CM EMI emission of motor drives: EBG versus Si devices,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 10, pp. 8353–8363, 2017.
- [21] S. Ogasawara, T. Igarashi, H. Funato, M. Hara, “Optimization of switching transient waveform to reduce EMI noise in a selective frequency band,” in *Proc IEEE Energy Convers. Cong. Expo.*, Sep. 2009, pp. 1679–1684.
- [22] X. Gong, J. A. Ferreira, “Comparison and reduction of conducted EMI in SiC JFET and Si IGBT-based motor drives,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no.4, pp. 1757–1767, Apr. 2014.
- [23] D. Han, C. Morris, W. Lee, B. Sarlioglu, “Determination of CM choke parameters for SiC MOSFET motor drive based on simple measurements and frequency domain modeling,” in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Mar. 2016, pp. 2861–2867.
- [24] 小笠原悟司:「解説:可変速 AC ドライブの漏洩電流・サージ電圧・軸電圧とその抑制法」, 電学論 D, Vol.118, No.9, pp.975-980, 1998.
- [25] 清水敏久:「エネルギーと情報通信の EMC」 技術総合誌オーム, No. 104, Vol. 8, pp. 4–6, 2017.
- [26] R. Shirai, T. Shimizu, “Time domain analysis of transmission failure on CAN system due to differential-mode noise emitted from a buck converter,” *IEEJ Journal of Ind. Appl.*, vol. 8, no. 4, pp. 608–614, 2019.
- [27] 吉岡康哉:「EMC の新規制の動きと影響 (150KHz 以下規制)」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会講演論文集 vol.1, No.1-OS2-5, pp. 75-80, 2017.
- [28] 玉手, 佐々木, 鳥羽, 松本, 和田, 清水:「半導体電力変換装置に接続した EMI フィルタの減衰特性評価法」, 電学論 D, vol.132, no.7, pp. 727–735 (2012)
- [29] A. Nagel, R. W. D. Doncker, “Systematic design of EMI-filters for power converters,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Conf.*, Oct. 2000, vol. 4, pp. 2523–2525.

- [30] S. Wang, F. C. Lee, D. Y. Chen, W. G. Odendaal, "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 869–877, May 2004.
- [31] S. Wang, F. C. Lee, W. G. Odendaal, J. D. van Wyk, "Improvement of EMI filter performance with parasitic coupling cancellation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1221–1228, 2005.
- [32] S. Wang, F. C. Lee, J. D. van Wyk, "Design of inductor winding capacitance cancellation for EMI suppression," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 6, pp. 1825–1832, 2006.
- [33] M. L. Heldwein, J. W. Kolar, "Winding capacitance cancellation for three-phase EMC input filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 2062–2074, Jul. 2008.
- [34] Y. Maillet, R. Lai, S. Wang, F. Wang, R. Burgos, D. Boroyevich, "High-density EMI filter design for DC-fed motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 5, pp. 1163–1172, May 2010.
- [35] P. S. Chen, Y. S. Lai, "Effective EMI filter design method for three-phase inverter based upon software noise separation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 11, pp. 2797–2806, Nov. 2010.
- [36] X. Gong, I. Josifović, J. A. Ferreira, "Modeling and reduction of conducted EMI of inverters with SiC JFETs on insulated metal substrate," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3138–3146, Jul. 2013.
- [37] F. Luo, D. Dong, D. Boroyevich, P. Mattavelli, S. Wang, "Improving high frequency performance of an input common mode EMI filter using an impedance mismatching filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5111–5115, Oct. 2014.
- [38] I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa, A. Hiruma, "Active EMI filter for switching noise of high frequency inverters," in *Proc. Power Conv. Conf.*, Aug. 1997, vol. 1, pp. 331–334.
- [39] Y. C. Son, S.-K. Sul, "A new active common-mode EMI filter for PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 6, pp. 1309–1314, Nov. 2003.
- [40] 東, 木全 : 「ノーマルモードとコモンモードの伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ」, *電学論 D*, vol. 124, no. 9, pp. 893–900 (2004)
- [41] W. Chen, X. Yang, Z. Wang, "An active EMI filtering technique for improving passive filter low-frequency performance," *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 48, no. 1, pp. 172–177, Feb. 2006.
- [42] S. Wang, Y. Y. Maillet, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, "Investigation of hybrid EMI filters for common-mode EMI suppression in a motor drive system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 1034–1045, Apr. 2010.
- [43] B. Narayanasamy, F. Luo, Y. Chu', "High density EMI mitigation solution using active approaches," in *Proc. IEEE Int. Symp. on Electromagn. Compat. Signal/Power Integrity*, Aug. 2017, pp. 813–818.
- [44] B. Narayanasamy, F. Luo, "A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in

- power electronic converters,” *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, vol. 61, no. 6, pp. 2040–2049, 2019.
- [45] S. Ogasawara, H. Ayano, H. Akagi, “An active circuit for cancellation of common-mode voltage generated by a PWM inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 835–841, 1998.
- [46] M. Ogawa, S. Ogasawara, M. Takemoto, “Development of a high-frequency space vector pulse width modulated inverter with an active common-noise canceler,” in *Proc. IEEE Int. Telecommun. Energy Conf.*, Sep. 2014, pp. 1–6.
- [47] 小原, 小笠原, 竹本, 折川, 山本 : 「フィードバック制御を併用したアクティブコモンノイズキャンセラ」, Vol.141, No.1, pp. 28-38, 2021.
- [48] Z. Shen, D. Jiang, H. Wang, R. Qu, X. Pei, “Paralleled three-phase four-leg inverters for reduction of common mode current and common mode EMI,” in *Proc. IEEE IECON, 2017*, pp. 7028-7033.
- [49] M. J. Tsai, P. T. Cheng, “Evaluation of PWM Methods for Suppressing Circulating Current among Parallel Connected Four-Pole Inverters,” in *Proc. IEEE ECCE, 2015*, pp. 1255-1262.
- [50] D. Han, S. Li, W. Choi, B. Sarlioglu, “Design Implementation and Evaluation of a GaN based Four Leg Inverter with Minimal Common Mode Voltage Generation,” in *Proc. IEEE ECCE, 2017*, pp. 5383-5388.
- [51] Y. Watase, S. Nakamuta, B. Zhang, M. Shoyama, “Common Mode Noise Cancellation by Two Opposite-Phase-Operating Inverters for Motor Drive,” in *Proc. IEEE ECCE Asia, 2019*, pp.2179-2184.
- [52] A. M. Hava, E. Un, “Performance Analysis of Reduced Common-Mode Voltage PWM Methods and Comparison with Standard PWM Methods for Three-Phase Voltage-Source Inverters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol.24, No.1, pp.241-252, 2009.
- [53] A. M. Hava, E. Un, “A high-performance PWM algorithm for common mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 26, no.7, pp.1998-2008, July 2011.
- [54] J. Sakata, M. Taguchi, S. Sasaki, T. Kuroda, K. Toda, “An EMI-less full-bridge inverter for high speed SiC switching devices,” in *Proc. IEEE APEC, 2018*, pp.2570-2576.
- [55] D. Han, W. Lee, S. Li, B. Sarlioglu, “Comparative Performance Evaluation of Common Mode Voltage Reduction Three-Phase Inverter Topologies,” in *Proc. IEEE APEC, 2018*, pp.2625-2629.
- [56] H. Zhang, A. V. Jouanne, S. Dai, A. K. Wallace, F. Wang, “Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 36, No. 6, pp.1645-1653, 2000.
- [57] J. Mon, J. Gago, D. González, J. Balcells, R. Fernández, I. Gil, “Reduction of EMI by Combining Interleaving and Modulation Techniques in Multiconverter Topology,” in *Proc. IEEE 2009 Compatibility and Power Electronics*, May 2009, pp.353-358.
- [58] F. Lin, D. Y. Chen, “Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency

- Modulation,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol.9, No.1, pp.132-137, 1994
- [59] K.K. Tse, Henry Shu-Hung Chung, S.Y. Ron Hui, H. C. So, “A Comparative Study of Carrier-Frequency Modulation Techniques for Conducted EMI Suppression in PWM Converters,” *IEEE Trans. on Int. Electron.*, Vol. 49, No. 3, pp. 618-627, 2002.
- [60] S. Ozeri, D. Shmilovitz, S. Singer, L. M. Salamero, “The Mathematical Foundation of Distributed Interleaved Systems,” *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, Vol. 54, No. 3, pp. 610-619, 2007.
- [61] A. M. Stankovic, G. C. Verghese, D. J. Perreault, “Analysis and Synthesis of Randomized Modulation Schemes for Power Converters,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 10, No. 6, pp. 680-693, 1995.
- [62] 綾野, 佐藤, 松井 : 「零相電圧を利用した漏えい電流低減法の提案と検証」 電学論 D, Vol.132, No.12, pp.1141-1148 (2012)
- [63] M. Ebrahim Adabi, Abolfazl Vahedi, “Common Mode Voltage Reduction with a modified Hysteresis Current Control Strategy,” in *Proc. IEEE 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2011, pp.415-420.
- [64] 「アドバンスト NPC 用 3 レベル変換 IGBT モジュール適用の新型中容量 UPS」 富士時報, 83, No.1. p.262010
- [65] M. R. Baiju, K. K. Mohapatra, R. S. Kanchan, K. Gopakumar, “A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive,” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 19, No. 3, 2004.
- [66] 玉出, 鳥羽, 松本, 和田, 清水 : 「複数の電力変換装置から構成されるシステムにおける雑音端子電圧低減に適したキャリア位相制御法」, 電学論 D, Vol.131, No.6, pp.811-819(2011)
- [67] M. Barcaro, N. Bianchi, F. Magnussen, “Analysis and tests of a dual three-phase 12-slot 10-pole permanent-magnet motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no.6, pp. 2355-2362, Nov/Dec. 2010.
- [68] K. Gopakumar, V.T. Ranganathan, S.R. Bhat, “Split-Phase Induction Motor Operation from PWM Voltage Source Inverter,” *IEEE Trans. Ind.*, Vol. 29, No. 5, pp.927-932, 1993.
- [69] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng, S. Li, “Fault-tolerant control of dual three-phase permanent-magnet synchronous machine drives under open phase faults,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2052-2063, 2017.
- [70] Y. Miyama, M. Hazeyama, S. Hanioka, N. Watanabe, A. Daikoku, M. Inoue, “PWM carrier harmonic iron loss reduction technique of permanent-magnet motors for electric vehicles,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, No. 4, 2016.
- [71] Y. Miyama, H. Kometani, K. Akatsu, “Carrier harmonic loss reduction technique on dual three-phase permanent-magnet synchronous motors with phase-shift PWM,” in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, 2018, pp. 711-717.
- [72] Y. Miyama, M. Ishizuka, H. Kometani, K. Akatsu, “Vibration reduction by applying carrier

- phase-shift PWM on dual three-phase windings permanent-magnet synchronous motor,” in *Proc. IEEE IEMDC*, 2017, pp. 1-6.
- [73] H. Hijikata, Y. Sakai, K. Akatsu, Y. Miyama, H. Arita, A. Daikoku, “Wide speed range operation by low-voltage inverter-fed MATRIX motor for automobile traction motor,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 33, No. 8, pp. 6887-6896, 2018.
- [74] L. Parsa, H.A. Toliyat, “Five-phase permanent-magnet motor drives,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 1, pp. 30-37, 2005.
- [75] 中村, 百目鬼:「ステッピングモータの多相化による性能向上」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp. Y-87, 2005.
- [76] G. Grandi, G. Serra, A. Tani, “Space vector modulation of a seven phase voltage source inverter,” in *Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2006, pp. S8-6.
- [77] M. Hiramine, Y. Hayashi, T. Suzuki, “2-Drive Motor Control Unit for Electric Power Steering,” in *Proc. SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 10(2), 2017, pp. 337-344.
- [78] N. Nishiyama, M. Kitabatake, “Studies on individual current phase control of multipolar concentrated winding IPMSM,” *IEEJ, RM-11-133*, pp. 49-54, 2011.
- [79] 宮地, 中尾, 大橋:「新世代(9G)オルタネータ」, 三菱電機技報, vol. 81, no. 9, pp. 577-580, 2007.
- [80] 加古:「自動車機器の変遷と今後の展望」, 三菱電機技報, vol. 88, no. 9, pp. 90-97, 2014.
- [81] 門倉:「インバータ制御ギヤレスエレベーター」, 東芝レビュー, vol. 55, no. 9, pp. 70-71, 2000
- [82] 藤田, 首藤, 平井, 上村, 水野, 中川:「台北 101 向け速度 1010m/min エレベーター(昇降機・遊戯施設等の最近の技術と進歩)」, 昇降機・遊戯施設等の最近の技術と進歩技術講演会講演論文集, pp. 31-34, 2005.
- [83] 田中, 武田, 野田:「東京スカイツリー®向けエレベーターの最新技術」, 東芝レビュー, vol. 67, no. 11, pp.16-19, 2012.
- [84] 「世界最高速となる分速 1,230m の超高速エレベーター技術を開発」, 三菱電機, ニュースリリース, 2016 年 5 月 10 日, ビル No. 1603, 2016.
- [85] 廣田航介:「阪急電鉄(株) 1000 系車両用電気品」, 東芝レビュー Vo.69, No. 8, pp. 56-59, 2014.
- [86] 水谷良治:「ハイブリッド自動車用モータの技術変遷」, *IEEJ Journal*, Vol. 138, No. 5, pp.288-291, 2018.
- [87] 自動車技術ハンドブック編集委員会:「自動車技術ハンドブック 7 設計 (EV・ハイブリッド) 編」, ISBN: 978-4904056622, 自動車技術会, 2016.
- [88] 鈴木, 大石, 中澤, 日比野:「2 モータ EV システム制御法の車両検証」, 自動車技術開論文集, Vol. 51, No. 5, pp. 779-784, 2020.

- [89] 吉村, 藤本:「インホイールモータを搭載した電気自動車の駆動トルク制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 131, No. 5, pp. 721-728, 2011.
- [90] X. Pei, K. Zhang, Y. Kang, J. Chen, “Prediction of Common Mode Conducted EMI in Single Phase PWM Inverter,” *2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004
- [91] D. G. Holmes, “A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies,” *in Proc. Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 1998, pp. 1207-1214.
- [92] M. H. Bierhoff, F. W. Fuchs, “DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy an Analysis,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, pp.2085-2092, May 2008
- [93] 綾野, 小笠原, 赤城:「コモンモードトランスの高周波漏れ電流抑制効果と設計法」, 平成7年電気学会産業応用部門大会全大, No.93, 1995.
- [94] 小笠原, 綾野, 赤城:「PWM インバータを用いた交流電動機駆動システムが発生する EMI の測定とその低減法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 116, No. 12, pp. 1211-1219, 1996.
- [95] 埴岡, 家澤, 小笠原, 竹本, 折川, 小原:「スイッチングの同期補償によるノイズ抑制制御の改善」, 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-20-081, pp.19-24 (2020)
- [96] 埴岡, 家澤, 片桐:「経路インピーダンスの情報を含む漏洩電流波形を用いたモータ駆動システムの伝導ノイズ解析」, 電気学会 産業応用部門大会, Vol.1, pp.107-110 (2017)
- [97] ROHM, BM6108FV-LB, Data Sheet.
- [98] M Ogawa, S Ogasawara, M Takemoto, “A Feedback-Type Dead-Time Compensation Method for High-Frequency PWM Inverter -Delay and Pulse Width Characteristics,” *in Proc. IEEE APEC*, 2012, pp.1048-2334.

研究業績

学術論文

(査読有)

1. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司:「電圧形 PWM インバータの伝導ノイズを相間で相殺するスイッチング制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 140, No. 12, pp. 920-928 (2020)
2. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司, 小原峻介:「スイッチングの同期補償によるノイズ抑制制御の性能改善」, 電気学会論文誌 D, Vol. 141, No. 9, pp. -, 2021 (掲載決定)
3. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司:「2 モータ駆動システムのコモンモードノイズ抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol. 141, No. 11, pp. -, 2021 (掲載決定)

国際学会

(査読有)

1. S. Hanioka, M. Iezawa, S. Ogasawara, “A Study of Conduction Noise Suppression Control for Two-Motor Drive Systems,” in Proc. 2021 IEEE The Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 2021, pp. -. (掲載決定)

国内学会

(査読なし)

1. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 片桐高大:「経路インピーダンスの情報を含む漏洩電流波形を用いたモータ駆動システムの伝導ノイズ解析」, 電気学会 産業応用部門大会, Vol. 1, pp. 107-110, 2017.
2. 埴岡翔太・家澤雅宏:「三相フルブリッジインバータの伝導ノイズを相間で相殺するインバータ制御方式の提案」, 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-18-122, pp. 7-12, 2018.
3. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司:「2 モータ駆動システムの伝導ノイズ抑制制御の検討」, 電気学会 産業応用部門大会, Vol. 1, pp. 338-341, 2019.
4. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司, 小原峻介:「スイッチングの同期補償によるノイズ抑制制御の改善」, 電気学会 半導体電力変換研究会資料, SPC-20-081, pp. 19-24, 2020.
5. 埴岡翔太, 家澤雅宏, 小笠原悟司, 竹本真紹, 折川幸司, 小原峻介:「同期補償によるノイズ抑制制御の改善検討」, 令和 2 年電気学会全国大会, No. 4-012, pp. 22-23, 2020.

特許

1. 特許第 6639756 号:「回転機の制御装置」, 埴岡翔太, 家澤雅宏, 片桐高大
2. WO2019/180763:「電力変換装置および回転機駆動システム」, 埴岡翔太, 家澤雅宏
3. 特許第 6239206 号:「電力変換装置」, 埴岡翔太, 家澤雅宏

受賞歴

1. 2020 年 3 月 電気学会 全国大会 優秀論文発表賞