

インバータ駆動される永久磁石同期電動機の 広帯域電流シミュレーションシステムの提案

平成 18 年 度

三重大学大学院工学研究科
博士前期課程 電気電子工学専攻

佐 藤 靖 之

三重大学大学院工学研究科修士学位論文

インバータ駆動される永久磁石同期電動機の
広帯域電流シミュレーションシステムの提案

三重大学大学院 工学研究科 博士前期課程
電気電子工学専攻
制御システム講座

佐藤 靖之



2007年3月

Copyrights © 2007 Yasuyuki Sato All Rights Reserved.

目次

1	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	4
1.3	本論文の構成	5
2	振動電流の発生メカニズム	6
2.1	振動電流の定義	6
2.2	振動電流の観測回路	9
2.3	振動電流の観測結果	10
3	各種モデルの同定	15
3.1	電動機高周波モデルの同定	15
3.1.1	PMSMの高周波等価回路	15
3.1.2	システム同定を用いた電動機高周波モデルの同定	19
3.2	接地モデルの同定	31
3.2.1	システム同定を用いた接地モデルの同定	31
3.2.2	接地環境を含めたコモンモードモデルの同定	43
3.3	インバータモデルの同定	54
3.3.1	スイッチング素子の動作原理	54
3.3.2	インバータ等価回路	60
3.3.3	インバータ等価回路定数の測定回路	62
3.3.4	インバータ等価回路定数の測定結果	64
4	高周波振動電流シミュレーションシステム	67
4.1	高周波振動電流シミュレーションシステムの提案	67
4.2	高周波振動電流のシミュレーション結果	70

5	広帯域電流シミュレーションシステム	73
5.1	広帯域電流シミュレーションシステムの提案	73
5.2	広帯域電流のシミュレーション結果	83
6	結論	90
	参考文献	92
	関連論文および口頭発表	94
	謝辞	95

第1章 序論

1.1 本研究の背景

同期電動機 (Synchronous Motor) は直流励磁磁極と電機子巻線を持ち、与えられた電源周波数に基づく同期速度で回転する交流機である。構造的には、発電機と電動機はまったく同じであり、印加する電圧・電流およびその位相差によって発電機にもなり電動機にもなり得る。現在の商用電源はほとんどが同期発電機によって発電されるものであり、揚水発電所に用いられている発電電動機はその典型的な例である。一方、半導体電力変換器 (インバータ) やマイクロエレクトロニクス発展に伴い、可変周波数電源による精密速度制御用の電動機として、FA 機器などの産業用分野から、エアコン、冷蔵庫、洗濯機、掃除機といった家庭用分野やハイブリッド自動車や電気自動車といった自動車用分野でも広く応用されている。このように同期電動機が現代社会の幅広い分野で利用されるようになった大きな要因は、交流電動機には誘導電動機や永久磁石同期電動機などがあるが、保守性、制御性、耐環境性に優れているためである。その中でも、高効率、高力率運転が可能な永久磁石同期電動機 (Permanent Magnet Synchronous Motor, 以下 PMSM) が普及している。PMSM をインバータを用いて駆動する際のシステム図を Fig. 1.1 に示す。

また、近年、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) やパワー MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 等の高速スイッチング素子の発展により、それらの素子を用いたインバータでは出力電流波形の改善や低騒音化を目的に、PWM (Pulse Width Modulation) インバータのキャリア周波数を 10 から 20[kHz] まで上げる傾向にある。この高周波化に伴い、インバータを用いて PMSM を駆動する際に以下のようなさまざまな問題が発生している。

その問題点として、

- (1) Fig. 1.1 の A のように、電動機巻線間の浮遊容量を通して接地線に流れる高周波の漏れ電流 (以下コモンモード電流) が増加し、漏電ブレーカ等の保護継電器の

誤作動を引き起こす。

- (2) インバータの電源となる整流回路の入力 AC 側には、サージ電圧防止用コンデンサが接続される場合も多く、インバータ-筐体間の浮遊容量が、電動機-接地間の浮遊容量より大きい場合もあると考えられ、インバータ制御回路およびその周辺機器の誤作動を引き起こす。
- (3) 放射雑音を発生して通信・計測機器に影響を与える（EMI（Electromagnetic Interference）の発生）。
- (4) Fig. 1.1 の B のように、電動機の端子間に、スイッチングに伴い高周波の振動電流（以下ノーマルモード電流）が流れ、電動機端子間に高電圧の高周波振動が発生し、その結果絶縁システムへの負担が増加する。

などが挙げられる。

これらの問題は、コモンモード電流やノーマルモード電流などの高周波振動電流（以下振動電流）が原因となって生じており、現在、これらの振動電流の抑制が強く望まれている。

電動機を設置し駆動する前に、あらかじめ振動電流のピーク値や帯域幅等を解析したり、その抑制を検討するためには、振動電流のシミュレーションシステムが必要となる。高周波振動電流の解析のために詳細なシミュレーションを行う場合、通常、電動機の挙動を詳細に表現するために有限要素法、インバータの挙動を詳細に表現するためにデバイスシミュレーション、全体のシステムの挙動を詳細に表現するために回路シミュレーションを同時に実行する連成解析を行えば、高周波振動電流の模擬も可能となるが、現在の計算機の能力をもってしても、このレベルのシミュレーションを行うには十分とはいえ膨大な時間を要するのが現状である。

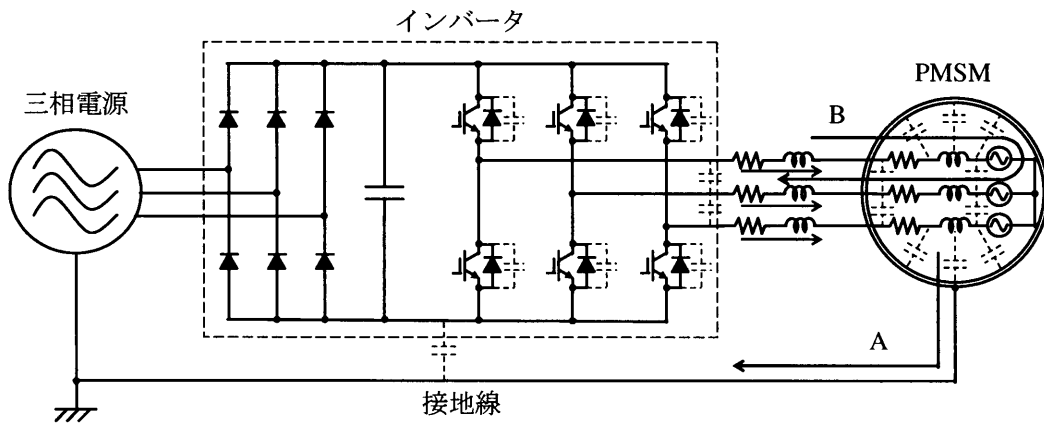


Fig. 1.1 PMSM のインバータ駆動システム

1.2 本研究の目的

そこで本研究では、振動電流を模擬することを目的として Fig. 1.1 の PMSM のインバータ駆動システムを対象に、PMSM、電源側接地環境、インバータ部をそれぞれ個別に伝達関数でモデリングし、各種モデルを組み合わせるにより、振動電流のシミュレーションシステムを提案する。さらに、振動電流シミュレーションシステムと、基本波を対象とした一般的な PWM インバータを用いて V/f 駆動されている PMSM の低周波電流シミュレーションシステムとを組み合わせることにより、PMSM に流れる相電流の低周波成分（基本波成分からキャリア周波数）から高周波成分（数 [MHz] 帯域）の振動電流まで幅広い周波数帯域の模擬が可能なシミュレーションシステムを提案する。そして、PMSM のインバータ駆動時の相電流および振動電流の観測波形と提案システムのシミュレーション結果を比較することにより、提案システムの有効性を示す。

これにより、観測波形では一見不規則に見える振動電流が提案システムを用いることで、ほぼ完全に模擬が可能となり、あらかじめ振動電流の予測や定量的評価を行い、ノイズフィルタの設計へ反映することが可能となる。また、提案システムはあらかじめ各種モデルを同定するために予備実験を行う必要があるが、各種モデルはたかだか数次の伝達関数で表現されるため、有限要素法や非線形モデル等を用いた連成解析のシミュレーションに比べ、計算時間を要せずにシミュレーション可能である。

1.3 本論文の構成

本論文は6章から構成される。

第1章では、本研究の背景と目的について示した。

第2章では、本研究で扱う振動電流の定義について説明し、PMSMをインバータ駆動させたときの実際の振動電流波形の観測を行う。

第3章では、PMSMのインバータ駆動システムにおいて、PMSM、電源側接地環境およびインバータのそれぞれ部分を個別に予備実験を行い、各種のモデリング手法について述べる。

第4章では、第3章で提案する各種モデルを組み合わせることにより、高周波振動電流シミュレーションシステムを提案する。観測波形とシミュレーション波形を比較することにより、システムの有効性を示す。

第5章では、一般的なPWMインバータを用いてV/f駆動されているPMSMの低周波電流のシミュレーションシステムに、第4章で提案する高周波振動電流シミュレーションシステムを組み合わせることにより、低周波領域から高周波領域まで幅広い周波数帯域において電流の模擬可能なシミュレーションシステムを提案する。観測波形とシミュレーション波形を比較することにより、システムの有効性を示す。

第6章では、本研究で得られた成果のまとめについて述べる。

第2章 振動電流の発生メカニズム

本章では、第1章で示したさまざまな問題の原因となっている振動電流の観測を行う。まず2.1節において、振動電流の観測にあたり、コモンモード電流とノーマルモード電流の振動電流の定義を行う。次に2.2節において、振動電流の観測時に用いた回路を示し説明する。そして2.3節において、観測条件を示し振動電流の観測結果を示す。

2.1 振動電流の定義

本研究で扱うコモンモード電流とノーマルモード電流の2種類の振動電流について説明する。Fig. 1.1に示すPMSMのインバータ駆動システムにおいて、本研究で問題とする振動電流の周波数帯域（数100[kHz]から数[MHz]）のような非常に高い周波数帯域では、破線で示したようなスイッチング素子に並列な寄生容量や、インバータ-電動機間の電力線の配線インピーダンスや配線相互間浮遊容量、そして、電動機巻線-フレーム間の浮遊容量や電動機巻線間の浮遊容量など、多数の分布定数的に小さなLやCの存在が無視できなくなってくる。それにより、共振現象をおこしコモンモード電流やノーマルモード電流と呼ばれている振動電流が発生する。

また、Fig. 2.1に配線およびPMSMをモデル化した図を示す。Fig. 2.1であらわされている容量は電動機巻線-フレーム間の浮遊容量と相間の浮遊容量である。ここでコモンモード電流はPMSMのフレームが接地されている場合、インバータの出力零相電圧つまりコモンモード電圧（中性点電圧）がステップ状に変化し、Fig. 2.1中の実線矢印で示すように電力線から負荷の大地に対する浮遊容量（電動機巻線-フレーム間の浮遊容量、巻線相互間の浮遊容量）を通して大地に流れる振動電流のことである。ただし、接地線がない場合、つまりPMSMと大地が完全に絶縁されている場合においてコモンモード電流は流れない。中性点電圧とコモンモード電流の様子をFig. 2.2に示す。Fig. 2.2より、コモンモード電圧がステップ状に変化したときに、コモンモード電流が流れていることが確認できる。

一方，破線矢印で示すノーマルモード電流は，三相インバータの一相がスイッチングを行い，線間電圧がステップ状に変化するたびに，スイッチングした相から他の相へ流れる振動電流のことである。U-V間のPMSMの線間電圧とU相を流れるノーマルモード電流の様子をFig. 2.3に示す。Fig. 2.3より，インバータのスイッチングに伴い，ステップ状に線間電圧が変化し，その印加直後にノーマルモード電流がU相の相電流に重なって流れていることが確認できる。ノーマルモード電流とはこのように過渡的に流れている高周波振動電流をいう。

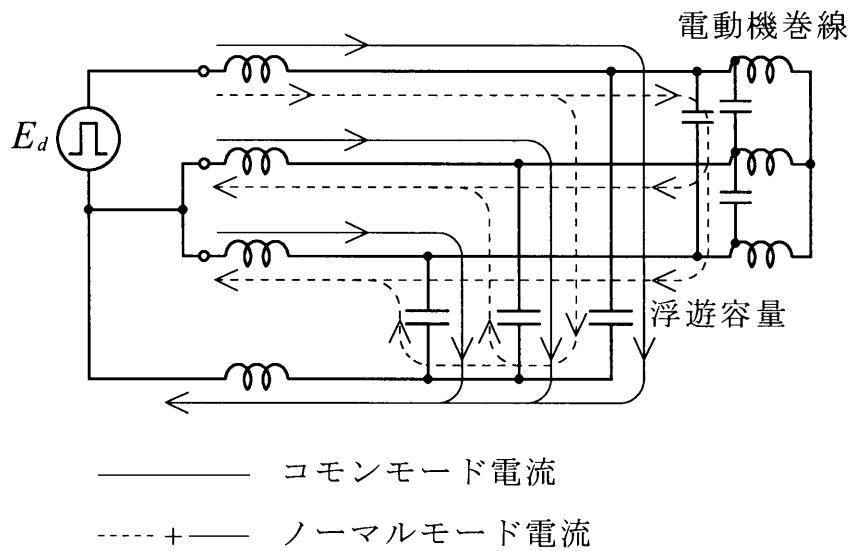


Fig. 2.1 配線及び電動機モデル

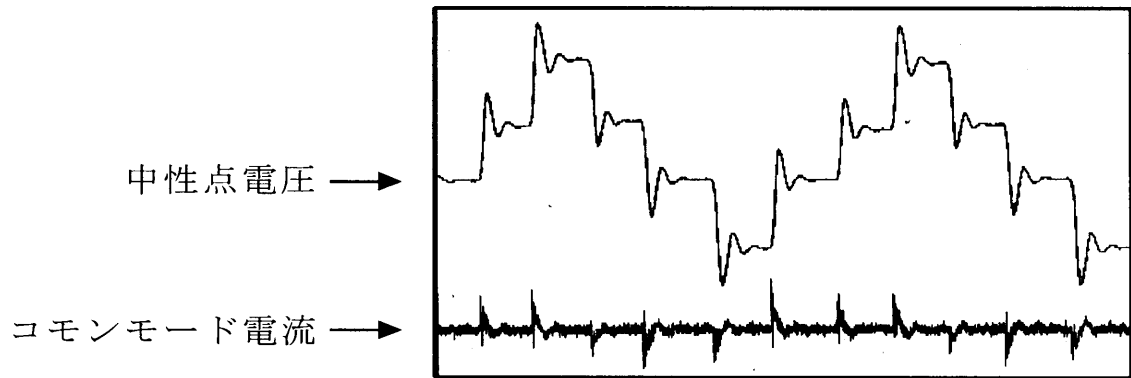


Fig. 2.2 コモンモード電圧（中性点電圧）とコモンモード電流

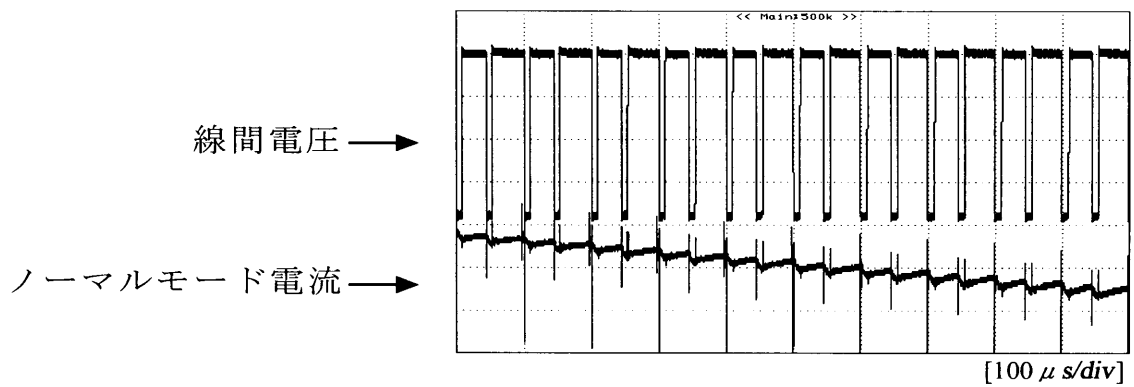


Fig. 2.3 線間電圧とノーマルモード電流

2.2 振動電流の観測回路

振動電流の観測回路（PMSMのPWMインバータ駆動回路）をFig. 2.4に示す。図に示す整流回路部とインバータ部についてはマイウェイ技研製のインバータユニット（MWINV-4R222）を使用した。このインバータユニットのスイッチング素子には三菱電機製のIPM（Intelligent Power Module）（PM30RSF060）が使用されている。また、ドライブ信号の生成にはマイウェイ技研製のデジタル制御ボードPE-PROを使用し、PMSMの駆動方式はPWMインバータによるV/f一定制御を行った。配線については、インバータ-PMSM間に約1.0[m]の三相ケーブルに三芯のビニルキャブタイヤケーブル、接地線には約2.0[m]の単芯のビニル平形コードの配線を使用し、接地点は三相電源側配電盤の接地端子とした。

接地点と電動機の接地点（フレーム）を接続し、この接地線に流れる電流を共通モード電流、U相を流れる相電流をノーマルモード電流として扱う。使用した供試機は定格出力0.1[kW]のPMSMである。

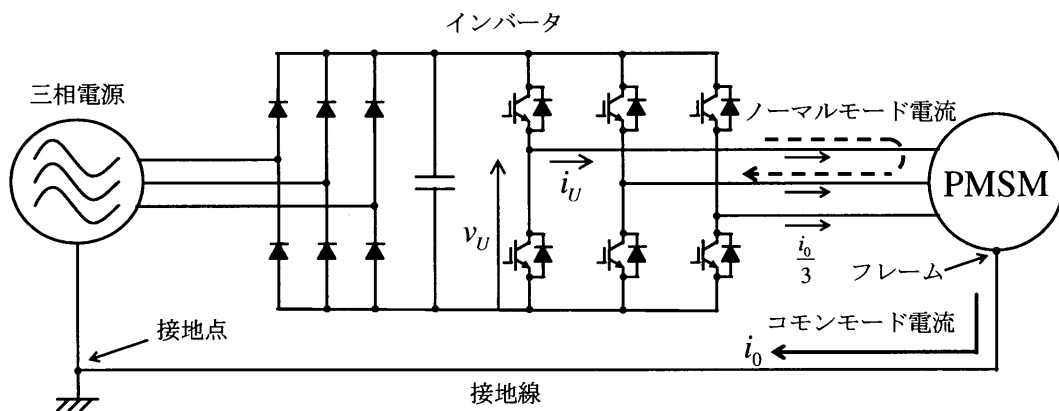


Fig. 2.4 振動電流の観測回路

2.3 振動電流の観測結果

インバータに入力される整流後の直流電圧を 280[V], 三角波キャリア周波数を 10[kHz], PMSM の駆動周波数を 30[Hz] とし, 正弦波 PWM 駆動で PMSM を無負荷運転した場合の U 相電圧 v_U , U 相電流 i_U および零相電流 i_0 を観測した結果を Fig. 2.5 に示す。また, 観測には YOKOGAWA 製の DL1740E のオシロスコープを用い, Sample Rate は 500[MS/s] とした。Fig. 2.5 の上段波形より, U 相電流や零相電流観測波形にノイズが重畳していることが確認できる。また, 中段波形は上段波形の点線部分を拡大した波形である。中段波形の時間軸では, 上段波形では正弦波状にみえていた U 相電流はほぼ一定値のように見える。U 相電流や零相電流に重畳しているノイズは一見不規則に発生しているように見えるが, 拡大してみると U 相電圧の立ち上がり時および立ち下がり時に発生していることが確認できる。また, U 相電圧の立ち上がり時および立ち下がり時以外で発生しているノイズは他の相電圧がステップ的に変化し発生するノイズである。さらに, 下段波形は中段波形の点線部分を拡大した波形である。下段波形より, U 相電圧の立ち上がりと同時に U 相電流および零相電流に振動的な電流が発生していることが確認できる。ここで, 零相電流に発生している振動的な電流がコモンモード電流, U 相電流に発生している振動的な電流がノーマルモード電流とコモンモード電流の 1/3 の和であり, 2.1 節で説明した振動電流である。また, 振動電流の様子は, スイッチング直前の相電流の瞬時値 i_{u0} によって異なることがわかっている^[13]。これは, インバータの動作状態により相電流の瞬時値で電圧の立ち上がりの傾き dv/dt が異なり生ずるためである。そこで, i_{u0} が異なる数パターンの振動電流波形を観測した。

上述の条件でインバータ相電圧の立ち上がり時において観測した U 相電圧波形, コモンモード電流波形およびノーマルモード電流波形を Fig. 2.6 から Fig. 2.9 にそれぞれ示す。ここで, Fig. 2.6 から Fig. 2.9 に示すノーマルモード電流は, 相電流からコモンモード電流の 1/3 を減じた波形である。また, U 相電圧の立ち上がり時以外で発生している振動電流は, 他の相電圧がステップ的に変化し発生したものである。Fig. 2.6 から Fig. 2.9 より, コモンモード電流は, インバータのスイッチングに伴い 5[MHz] の高い振動的な周波数成分と 200[kHz] の前者より比較的低周波の成分を含んでおり, いずれの成分についても徐々に減衰する様子が確認できる。また, $i_{u0} < 0$ では, i_{u0} の値が小さいほど U 相電圧波形の dv/dt が大きくなり振動電流の振幅が大きくなっていることが確認できる。ノーマルモード電流でも同様にインバータのスイッチングに伴い 7[MHz] の高い振動的な周波数成分を含んでおり, その後ゆっくりとした上昇電流が流

れていることが確認できる。また、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど U 相電圧波形の dv/dt が大きくなり振動電流の振幅が大きくなっていることが確認できる。

このように相電流が正弦波状 (Fig. 2.5 : 上段) ではノイズであったものが拡大してみると、振動電流 (Fig. 2.5 : 下段) となっており、本研究では、基本波成分を対象とした低周波領域から高周波成分の振動電流を対象とした高周波領域まで幅広い周波数帯域を扱っていく。

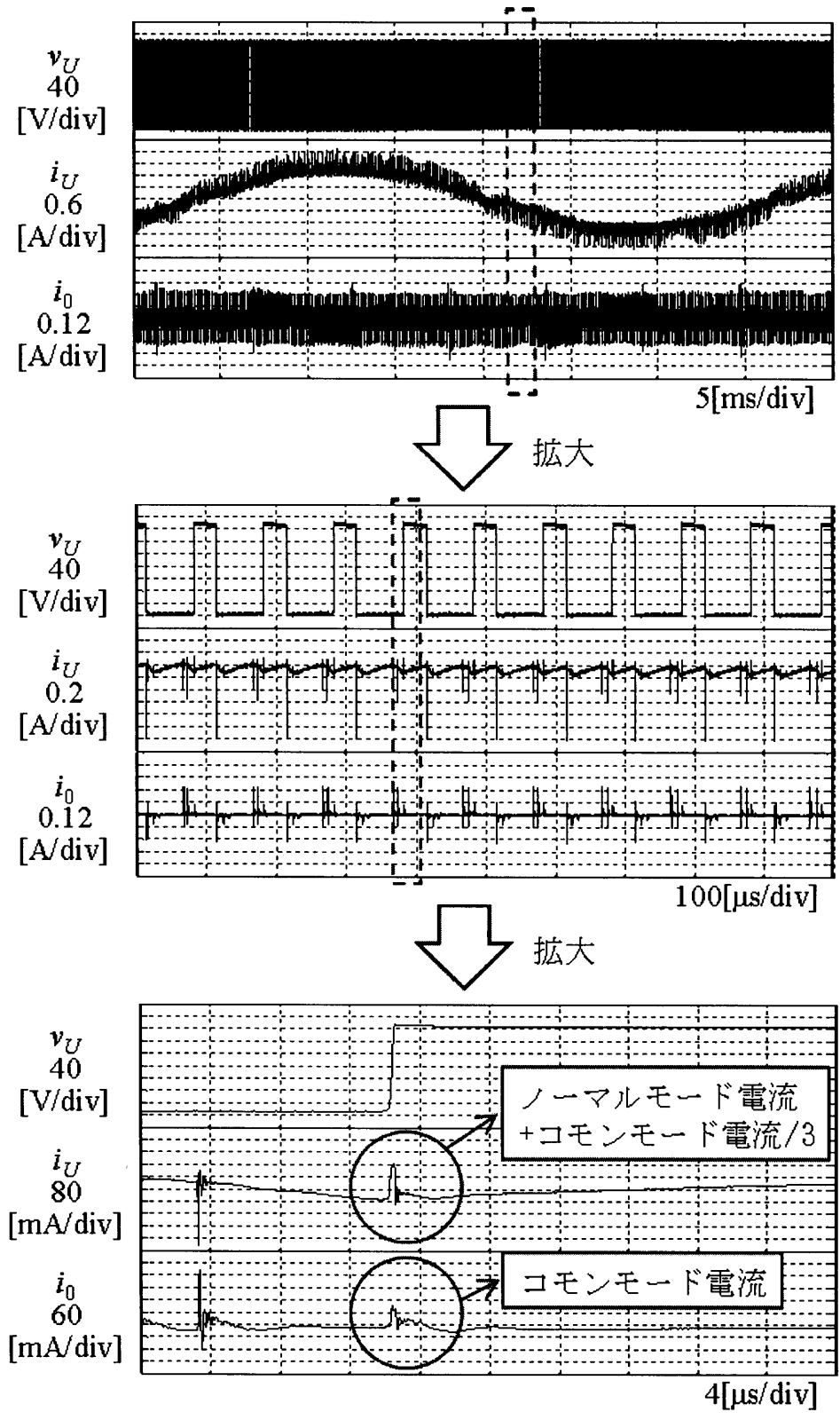
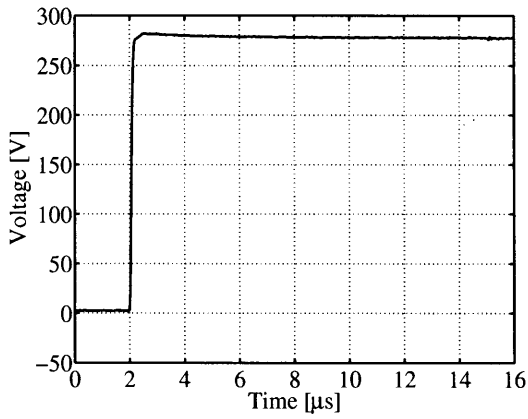
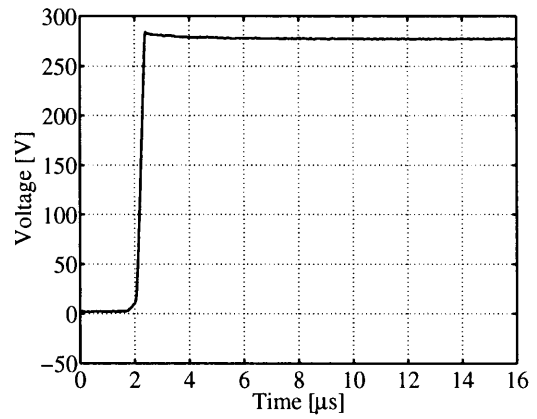


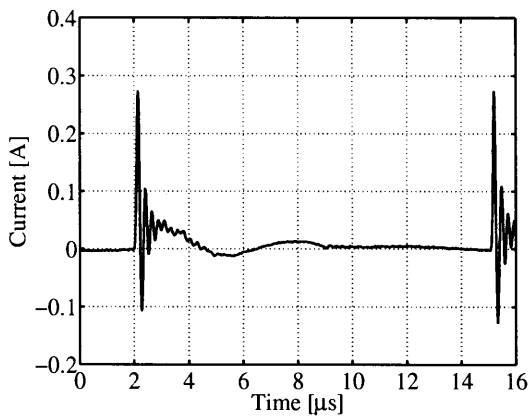
Fig. 2.5 測定波形



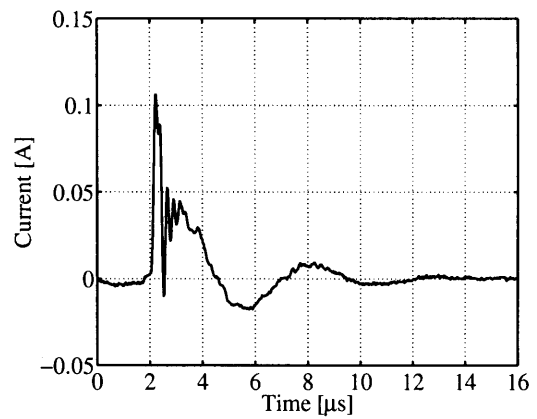
(a) U相電圧波形



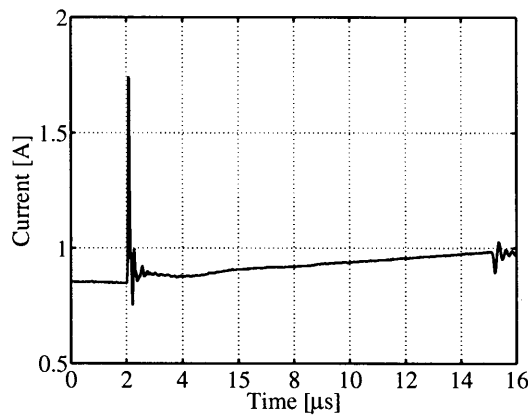
(a) U相電圧波形



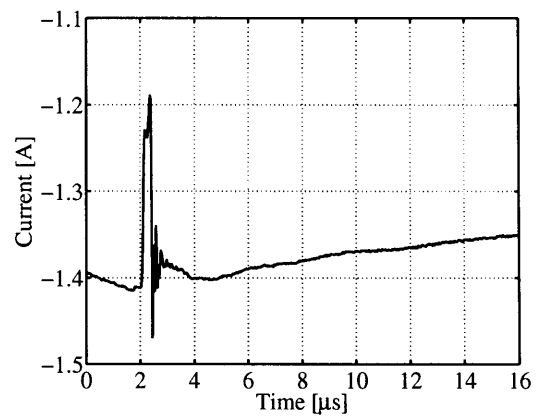
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



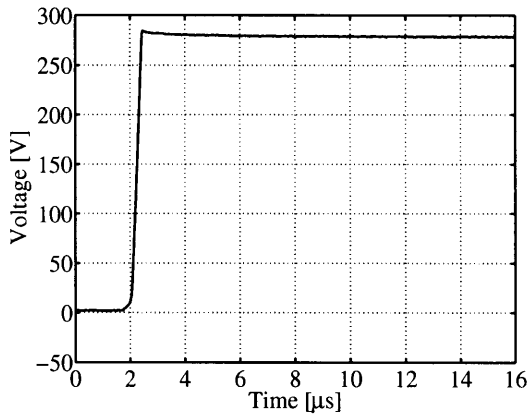
(c) ノーマルモード電流波形



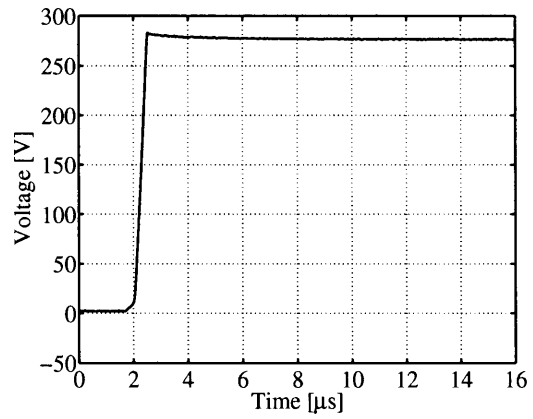
(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 2.6 $i_{u0} = +0.85[A]$ (実測波形)

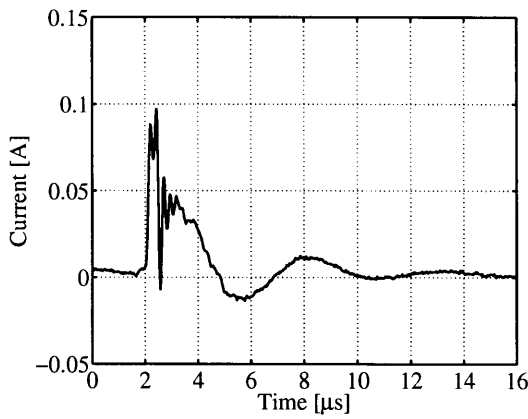
Fig. 2.7 $i_{u0} = -1.41[A]$ (実測波形)



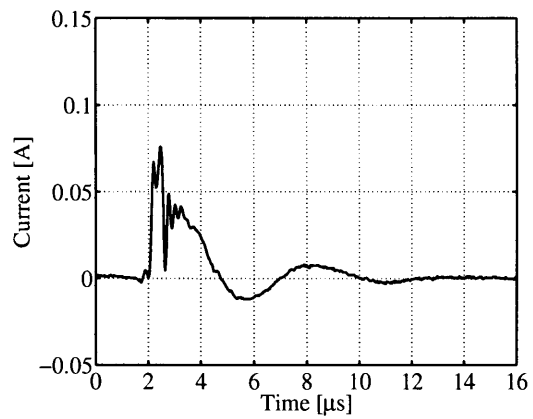
(a) U相電圧波形



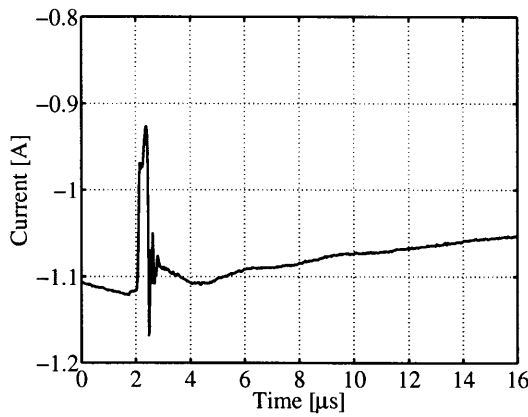
(a) U相電圧波形



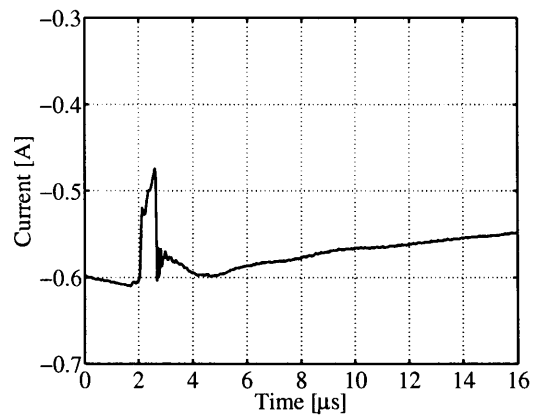
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 2.8 $i_{u0} = -1.11$ [A] (実測波形)

Fig. 2.9 $i_{u0} = -0.60$ [A] (実測波形)

第3章 各種モデルの同定

本章では、Fig. 2.4に示すPMSMのインバータ駆動システムにおいて、PMSM、電源側接地環境、インバータ部をそれぞれ個別にわけて伝達関数でモデリングする。3.1節において、電動機単体により発生する振動電流を模擬するモデルを、PMSMをインバータ駆動した際の、一組の電圧と電流データからシステム同定を用いて同定する手法について述べる。3.2節において、電源側接地環境の影響を受けるコモンモード電流を模擬することを目的に、電源側接地環境を模擬するモデルを、電源側接地端子に電圧を印加した際の、電圧と電流データからシステム同定を用いて同定する手法について述べる。最後に、振動電流を模擬するためには2.3節の観測結果より、 i_{u0} の動作点による dv/dt の違いは、インバータの動作状態に依存するため、3.3節において、インバータ出力電圧を模擬するモデルをインバータの動作状態を考慮して同定する手法について述べる。3.1節および3.3節については従来提案された手法であり、詳しくは参考文献^{[13][14]}および伊藤氏の修士論文「遺伝的アルゴリズムを用いた永久磁石同期電動機の高周波等価回路の同定に関する研究」を参考にされたい。

3.1 電動機高周波モデルの同定

3.1.1 PMSMの高周波等価回路

本研究では、これまでに適用可能周波数範囲が広く、電動機単体により発生する振動電流を正確に表すことができる数100[kHz]から数[MHz]の周波数帯域の等価回路および回路定数の算定法を提案してきた^{[13][15]}。等価回路は数100[kHz]から数[MHz]の周波数帯域の振動電流を模擬できるように、電動機の構造を考慮して導いた三相分の分布定数等価回路を、コモンモード等価回路からノーマルモードへの拡張性、三相一括端子-フレーム間、中性点-フレーム間の等価回路の対称性、電動機の10[kHz]から15[MHz]のインピーダンス特性および共振モードの数を考慮して集中定数等価回路へ近似することによって得られたものである。三相分の集中定数等価回路をFig. 3.1に

示す。Fig. 3.1 からわかるように、零相分と一相分のインピーダンスには3倍の関係があるので、抵抗分とインダクタンスは零相分の3倍の値となり、静電容量は1/3倍となる。この等価回路から三相一括端子とフレーム間を抜き出したものが共通モード等価回路であり、U-V相間を抜き出したものがノーマルモード等価回路となる。共通モード電流に対する共通モード等価回路をFig. 3.2に、ノーマルモード電流に対するノーマルモード等価回路をFig. 3.3にそれぞれ示す。 L_{IC} , r_{IC} は三相一括端子のケーブルと接地線のインピーダンスを、 L_{IN} , r_{IN} は一相分のケーブルのインピーダンスを、 C_{C1} , C_{C2} , C_{C3} は電動機の巻線-フレーム間の浮遊容量を、 C_{N1} , C_{N2} は電動機巻線間の浮遊容量を、 L_{C1} , L_{C2} , L_{N1} , L_{N2} , R_{C1} , R_{C2} , R_{N1} , R_{N2} は励磁回路をそれぞれ表している。提案する等価回路の回路定数を適切に設定することで振動電流を十分模擬可能であることを、実験とシミュレーションとの比較から確認できている。

[13][15]

振動電流を模擬できる等価回路があれば、振動電流の物理的な現象を把握し、電動機設計への反映などが考えられるが、本研究では振動電流抑制を目的とするため、等価回路ではなく伝達関数のみあればよいと考えられる。そこで、次項でシステム同定を用いて振動電流を模擬できる伝達関数(数式モデル)を同定する。詳細は次項で述べるが、システム同定の手順は①入出力関係を表す伝達関数の次数の決定、②その係数(パラメータ)の決定となる。このうち、後者は系統的に求めることが可能であるが、前者には任意性が存在し、一般的に試行錯誤が避けられない。しかし、本研究ではこれまでにFig. 3.2およびFig. 3.3の妥当性が確認されている等価回路が存在するので、ここから共通モード電流を扱う数式モデルは5次/6次、ノーマルモード電流を扱う数式モデルは4次/5次で十分であると判断することができる。次項では、この次数を用いてシステム同定を行う。

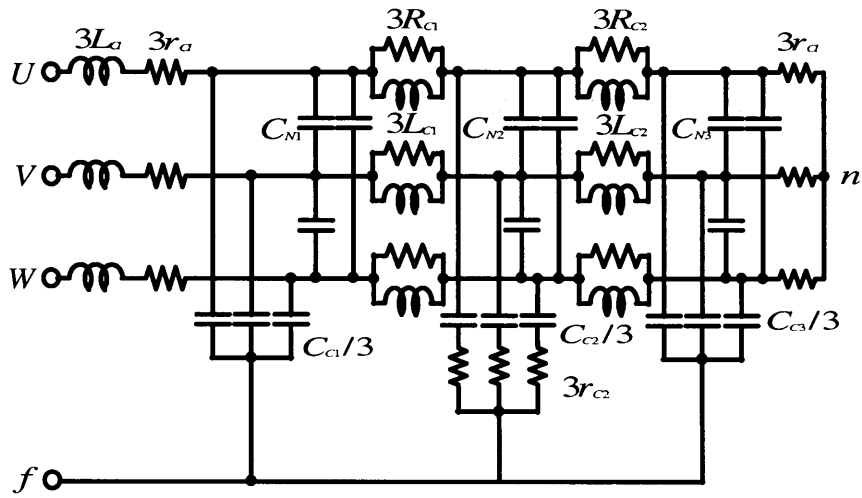


Fig. 3.1 三相分の集中定数等価回路

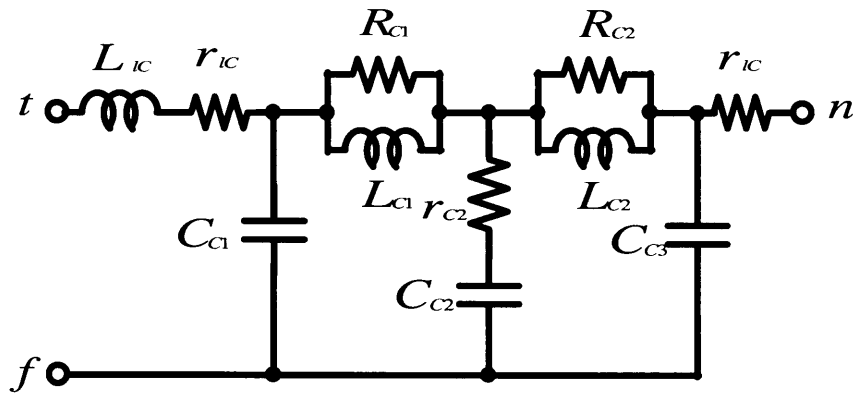


Fig. 3.2 コモンモード等価回路

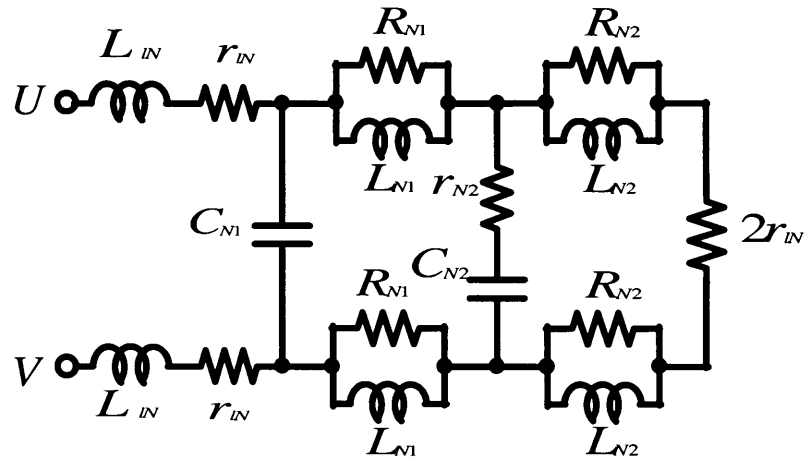


Fig. 3.3 ノーマルモード等価回路

3.1.2 システム同定を用いた電動機高周波モデルの同定

システム同定とは、対象とする動的システムの入出力データの測定値から、ある「目的」のもとで、対象と「同一である」ことを証明できるような、なんらかの「数学モデル」を作成することである^[7]。以下に示す手順で、振動電流を模擬できる数式モデルをシステム同定を用いて同定する。

- (1) 同定対象の測定
- (2) 入出力データの前処理
- (3) システム同定
- (4) モデルの妥当性の評価

この手順に従い以降で説明していく。

同定対象の測定

まず、システム同定を行うための同定入力を選定を行う。本項では電動機単体により発生する2つの異なる振動電流を模擬できるモデルの同定を行う。ここで、コモンモード電流は電動機電圧の立ち上がり、立ち下がりとともに発生するため、コモンモード電流を模擬できる数式モデル（コモンモードモデル）の同定には、入力データとして電圧、出力データとしてコモンモード電流を用いる。また、ノーマルモード電流も同様に電動機電圧の立ち上がり、立ち下がりとともに発生するため、ノーマルモード電流を模擬できるモデル（ノーマルモードモデル）の同定には、入力データとして電圧、出力データとしてノーマルモード電流を用いる。

次に同定対象の測定であるが、一般に電動機を駆動する際 Fig. 2.4 のように接地して駆動するが、この場合、接地線は電源側接地端子に接続しているため、電動機単体により発生するコモンモード電流は電源側の接地環境の影響を受ける。そのため、電動機単体と電源側の接地環境はそれぞれわけて考える必要がある。本項では電動機単体により発生する振動電流を模擬できるモデル（以下電動機高周波モデル（コモンモードモデルおよびノーマルモードモデル））を同定したいため、Fig. 3.4 に示す観測回路を用いる。Fig. 3.4 は電源側の接地環境がコモンモード電流に影響を与えないように、観測回路の電源側に Y 結線の $3.3[\mu\text{F}]$ のコンデンサを接続し、その中性点を仮想接地点

とした。Y結線の $3.3[\mu\text{F}]$ のコンデンサは、電動機の巻線-フレーム間の浮遊容量（数[nF]）に比べ十分大きい。そのため、高周波振動に対しY結線のコンデンサは無視できる程度のインピーダンス値になるので、コンデンサの中性点を仮定の接地点とみなした。Fig. 3.4の観測回路を用いてPMSMを駆動し、U相電圧、コモンモード電流およびノーマルモード電流を観測する。観測した各波形をFig. 3.5からFig. 3.8に示す。なお、PMSMの駆動条件は第2章と同様である。コモンモードモデルの同定には、Fig. 3.6 (a)を入力データ、Fig. 3.6 (b)を出力データとし、ノーマルモードモデルの同定には、Fig. 3.6 (a)を入力データ、Fig. 3.6 (c)を出力データとする。

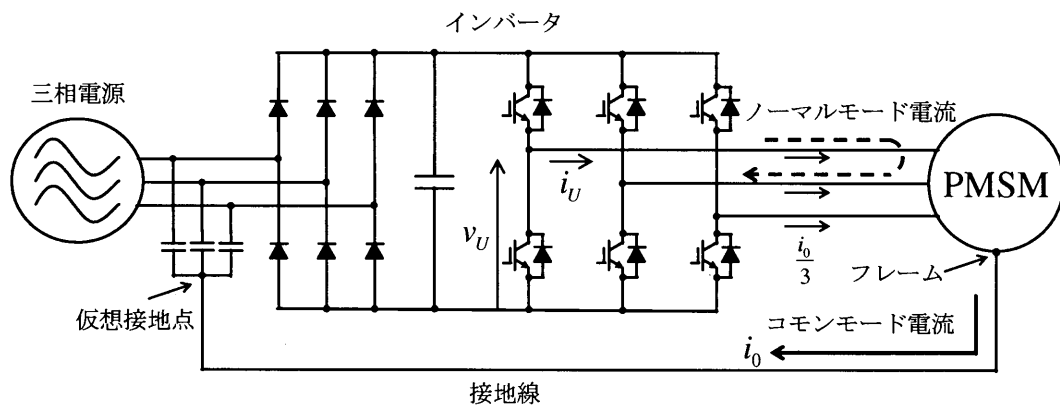
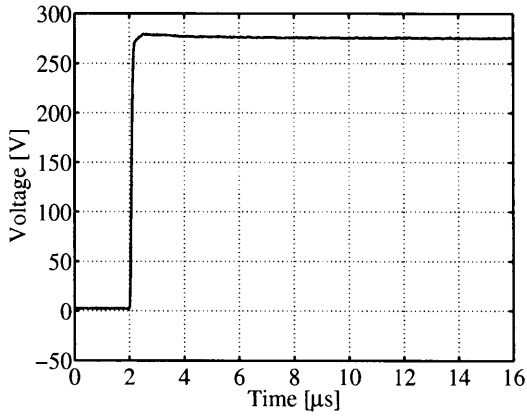
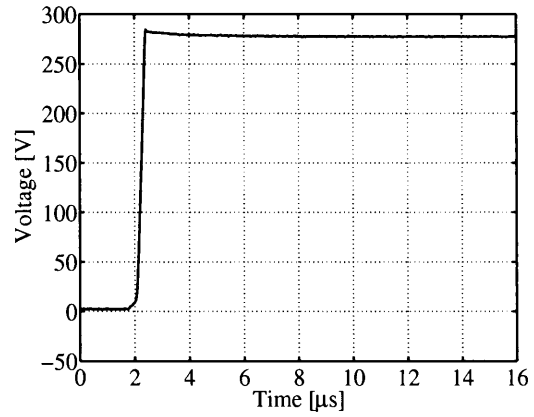


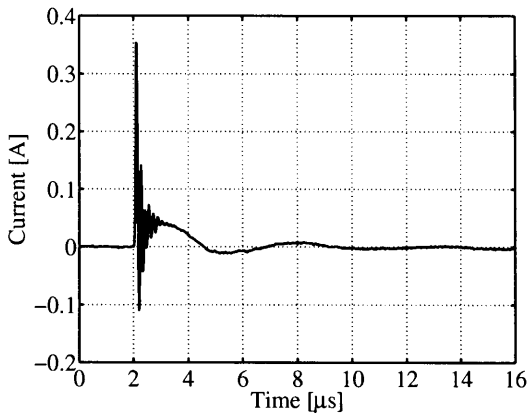
Fig. 3.4 電動機を仮想接地時の振動電流の観測回路



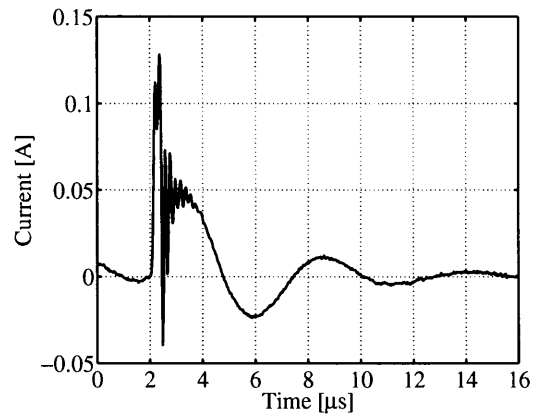
(a) U相電圧波形



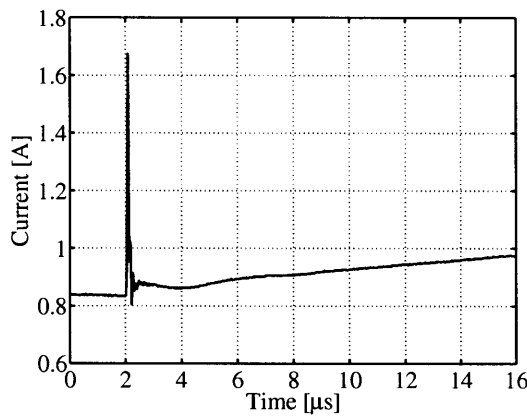
(a) U相電圧波形



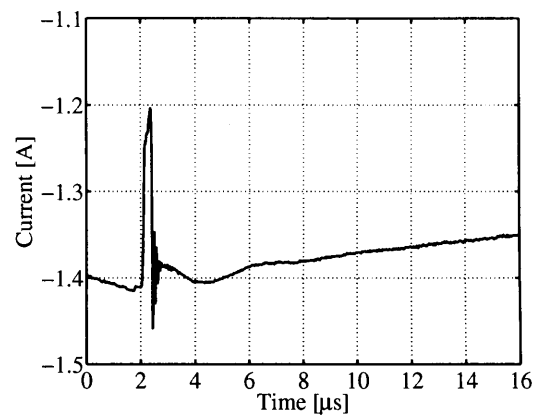
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



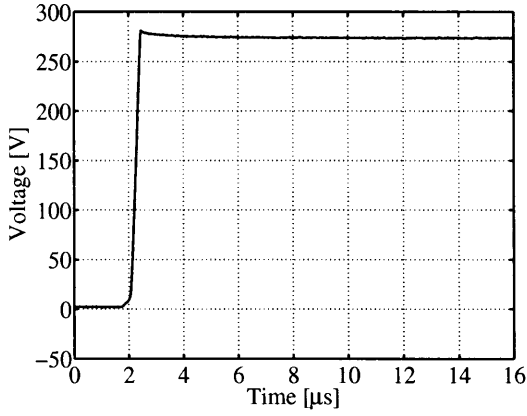
(c) ノーマルモード電流波形



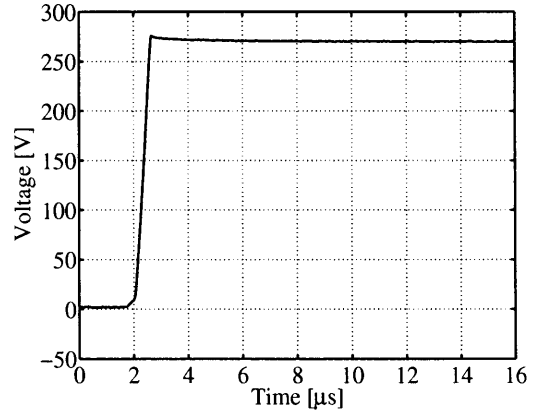
(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 3.5 $i_{u0} = +0.85[A]$ (電動機仮想接地時, 実測波形)

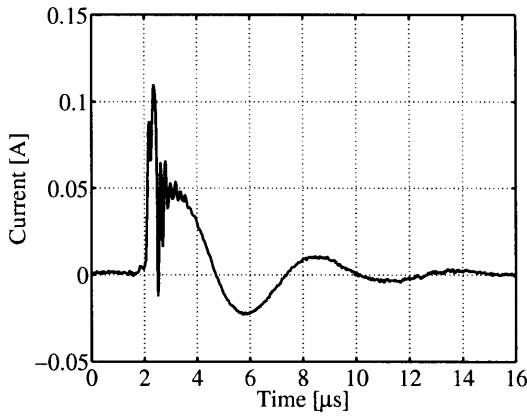
Fig. 3.6 $i_{u0} = -1.41[A]$ (電動機仮想接地時, 実測波形)



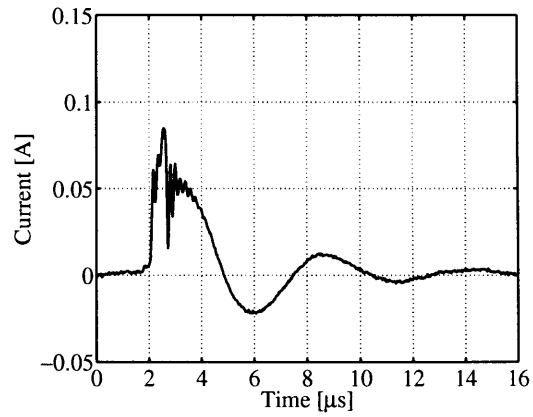
(a) U相電圧波形



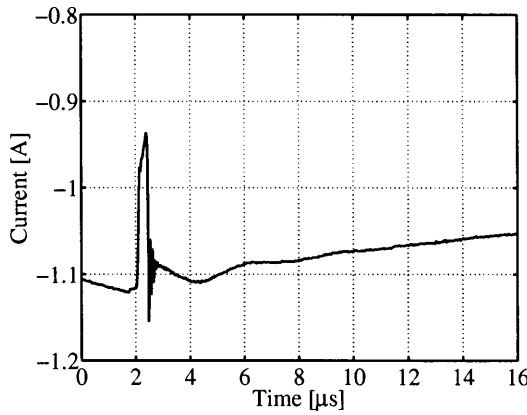
(a) U相電圧波形



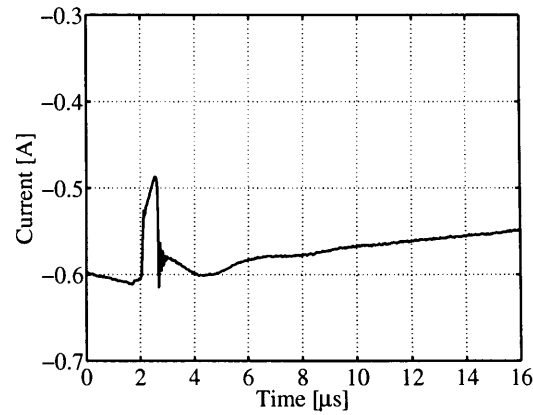
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 3.7 $i_{u0} = -1.11[A]$ (電動機仮想接地時, 実測波形)

Fig. 3.8 $i_{u0} = -0.60[A]$ (電動機仮想接地時, 実測波形)

入出力データの前処理

測定したデータには、同定する際に不要な雑音が含まれていることや、同定アルゴリズムの能力が最大限に発揮できるように、同定対象の入出力データを前処理あるいは調整する必要がある。そのため、まず、本研究で取り扱う振動電流の周波数帯域は数 100[kHz] から数 [MHz] であることを考慮し、500[MS/s] で収集した電圧と電流のデータを 50[MS/s] に移動平均フィルタを用いてダウンサンプリングを行う。次に、振動電流は電圧の立ち上がり時に発生するため、振動電流 1 つを同定するのに必要なデータは電圧の立ち上がり 1 回分なので、データの切り出しを行い、オフセットの除去も行う。データの切り出しでは、Fig. 3.6 から Fig. 3.8 の電圧の立ち上がり時の最初の緩やかな部分を含まないように約 2[μ s] 後の立ち上がり直後からのデータを切り出す。

さらに、プリフィルタリングを行う。プリフィルタの設計の際、以後の同定アルゴリズムが高周波成分に重みを置いた同定を行う特性を持つため、同定帯域内のバランスの良い同定を実現するために入出力データの低周波成分に重みを付ける。さらに、高周波帯域の雑音を遮断するために数 [MHz] 以上の周波数帯域のゲインを落とす。以上のことを考慮して設計したプリフィルタの伝達関数を式 (3.1) に、周波数特性を Fig. 3.9 に示す。

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{(s + 1.5 \times 10^{-5})(s + 2.0 \times 10^{-7})^3} \quad (3.1)$$

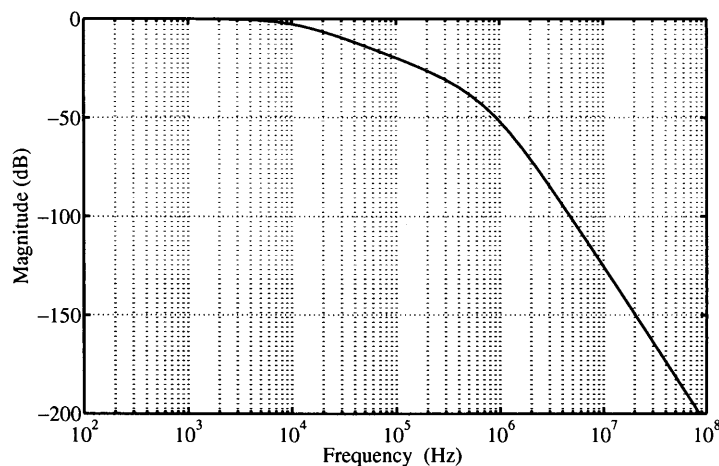


Fig. 3.9 電動機高周波モデル同定時のプリフィルタの周波数特性

システム同定

前処理を行い、得られた入出力データを用いてシステム同定を行う。モデルには ARX モデルを用いる。ARX モデルのブロック線図を Fig. 3.10 に示す。ここで $u(k)$ は入力、 $y(k)$ は出力、 $w(k)$ は雑音、 $A(q)$ 、 $B(q)$ は式 (3.2) および式 (3.3) に示す。

$$A(q) = \sum_{i=0}^{n_a} a_i q^{-i} \quad (3.2)$$

$$B(q) = \sum_{j=0}^{n_b} b_j q^{-j} \quad (3.3)$$

Fig. 3.10 より、システムの伝達関数 $G(q) = B(q)/A(q)$ 、雑音モデル $H(q) = 1/A(q)$ で表される。システム同定では、このシステムの伝達関数 $G(q)$ のパラメータ推定を行うこととなる。パラメータ推定では、予測誤差から構成されるある評価規範 $J_N(\theta)$ を最小にするようパラメータ θ を求める。本研究では、評価規範 $J_N(\theta)$ を式 (3.4) に示すように設定し、一般的な最小二乗法に従い、最急降下法により、パラメータ θ を求める。

$$J_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |y(k) - \hat{y}(k | \theta)|^2 \quad (3.4)$$

ここで、 $\hat{y}(k | \theta)$ は一段先予測値を示す。また、周波数領域で考えると式 (3.5) のように表すことができる。

$$J_N(\theta) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} W(e^{j\omega_m}, \theta) | \hat{G}_N(e^{j\omega_m}) - G_N(e^{j\omega_m}, \theta) |^2 \quad (3.5)$$

ここで、 $\hat{G}_N(e^{j\omega_m})$ は $Y_N(\omega_m)/U_N(\omega_m)$ で与えられる。 $U_N(\omega_m)$ と $Y_N(\omega_m)$ はそれぞれ入出力信号を離散フーリエ変換したものである。また、 $W(e^{j\omega_m}, \theta)$ は周波数重み関数である。すなわち、式 (3.5) によれば、この $W(e^{j\omega_m}, \theta)$ のもとで伝達関数の誤差を最小化する数式モデルの係数が求まることとなる。ARX を用いた場合、重み関数は式 (3.6) であらわされる。

$$W(e^{j\omega_m}, \theta) = |A(e^{j\omega_m}) \times U_N(\omega_m)|^2 \quad (3.6)$$

$A(e^{j\omega_m})$ は高域通過特性を持つことから、入力の周波数成分 ($U_N(\omega_m)$) が平坦であれば、重み関数は高域通過特性を持つ。以上より、ARX モデルを用いてシステム同定を行う

場合、入力信号の周波数成分に依存し、高域通過特性を持つことがわかる。これが、入出力データの前処理においてプリフィルタを用いて重み付けを行ったり、高周波雑音の除去を行う必要があった理由である。

次にモデルの次数の決定を行う。一般的にはモデルの次数設定に任意性と試行錯誤が入るが、本手法では、コモンモード等価回路 (Fig. 3.2) およびノーマルモード等価回路 (Fig. 3.3) という妥当性が確認されている等価回路があるため、ここからコモンモードモデルの同定の際は、 $n_a = 6$, $n_b = 5$, ノーマルモードモデルの同定の際は、 $n_a = 5$, $n_b = 4$ とする。さらに、連続の伝達関数に変換すると、コモンモードモデル $G_C(s)$ およびノーマルモードモデル $G_N(s)$ はそれぞれ、

$$G_C(s) = \frac{\sum_{j=0}^5 b_j s^j}{\sum_{i=0}^6 a_i s^i} \quad (3.7)$$

$$G_N(s) = \frac{\sum_{j=0}^4 \hat{b}_j s^j}{\sum_{i=0}^5 \hat{a}_i s^i} \quad (3.8)$$

となる。

以上のようにして得られたコモンモードモデルに対する各パラメータおよびノーマルモードモデルに対する各パラメータを Table. 3.1 および Table. 3.2 にそれぞれ示す。

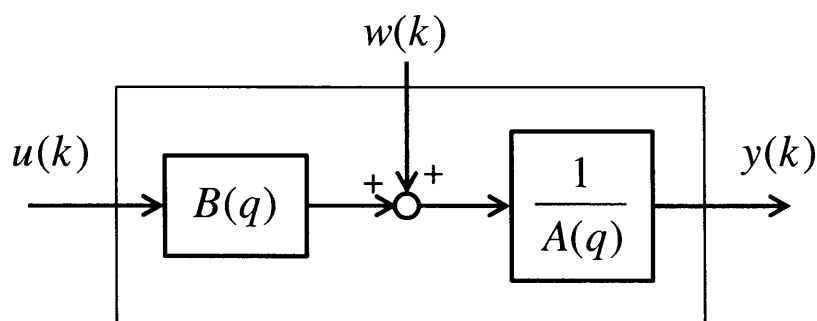


Fig. 3.10 ARX モデル

Table 3.1 コモンモードモデルのパラメータ

a_0	1.143×10^{41}	b_0	1.503×10^{35}
a_1	6.100×10^{34}	b_1	3.443×10^{31}
a_2	8.896×10^{28}	b_2	1.350×10^{25}
a_3	1.077×10^{22}	b_3	9.115×10^{18}
a_4	1.220×10^{15}	b_4	1.054×10^{12}
a_5	1.713×10^7	b_5	8.352×10^4
a_6	1	—	—

Table 3.2 ノーマルモードモデルのパラメータ

\hat{a}_0	3.641×10^{32}	\hat{b}_0	8.891×10^{28}
\hat{a}_1	4.476×10^{27}	\hat{b}_1	9.217×10^{22}
\hat{a}_2	2.982×10^{21}	\hat{b}_2	1.374×10^{18}
\hat{a}_3	1.932×10^{15}	\hat{b}_3	6.029×10^{11}
\hat{a}_4	4.208×10^7	\hat{b}_4	3.422×10^5
\hat{a}_5	1	—	—

モデルの妥当性の評価

同定したコモンモードモデルおよびノーマルモードモデルの妥当性を評価するために、Fig. 3.6からFig. 3.8の(a)の電圧波形を印加し、コモンモード電流およびノーマルモード電流をシミュレーションする。シミュレーション結果をFig. 3.11およびFig. 3.12に示す。また、周波数領域での検討を行うために各モデルのボード線図をFig. 3.13に示す。

Fig. 3.11より、コモンモード電流は高い振動的な周波数成分と緩やかな低周波成分を含んでおり、どちらの成分も徐々に減衰する様子を模擬できていることが確認できる。また、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど振幅が大きいことも模擬できている。Fig. 3.12より、ノーマルモード電流も同様に高い振動的な周波数成分を含んでおり、徐々に減衰すると同時にゆっくりと上昇していく様子を模擬できていることが確認できる。また、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど振幅が大きいことも模擬できている。さらに、Fig. 3.13より、コモンモードモデルは5[MHz]と200[kHz]に共振点があり、これは時間応答波形の高い振動的な成分と緩やかな低周波成分に対応した結果である。ノーマルモードモデルは7[MHz]と40[kHz]に共振点があり、これは時間応答波形の高い振動的な成分とゆっくりと上昇していく低周波成分に対応した結果である。

以上より、システム同定手法を用いれば、一組の電圧と電流の測定データからあらゆる動作点での高周波振動電流を模擬できる電動機高周波モデルの同定が行える。

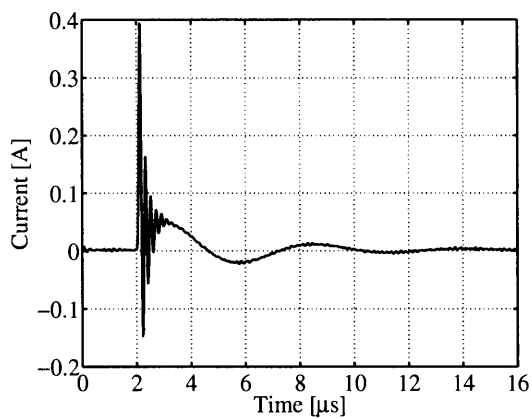
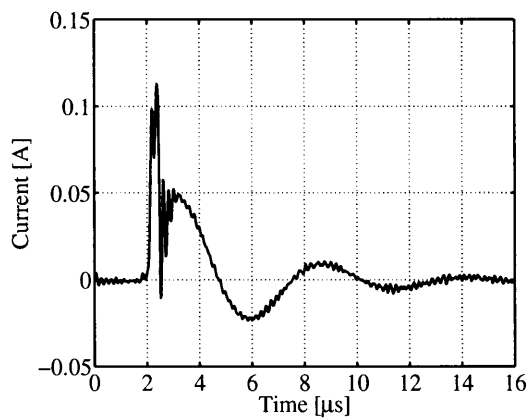
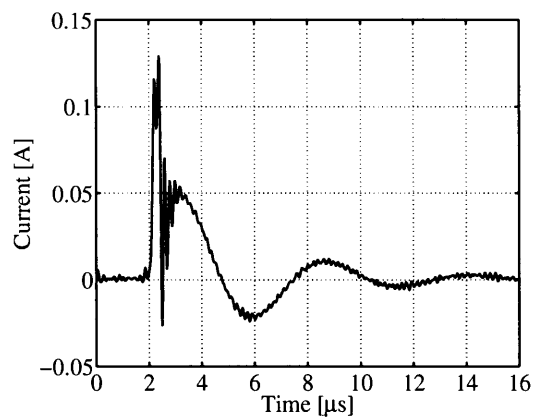
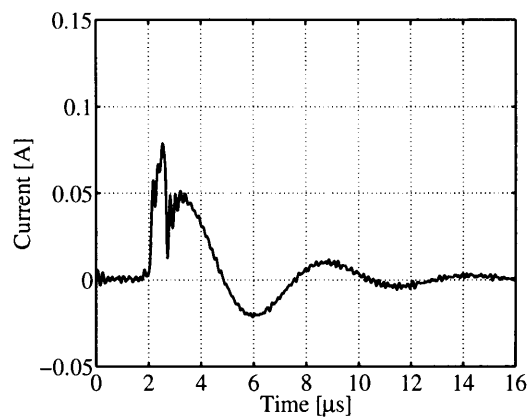
(a) $i_{u0} = +0.85$ (c) $i_{u0} = -1.11$ (b) $i_{u0} = -1.41$ (d) $i_{u0} = -0.60$

Fig. 3.11 コモンモードモデル出力 (シミュレーション結果)

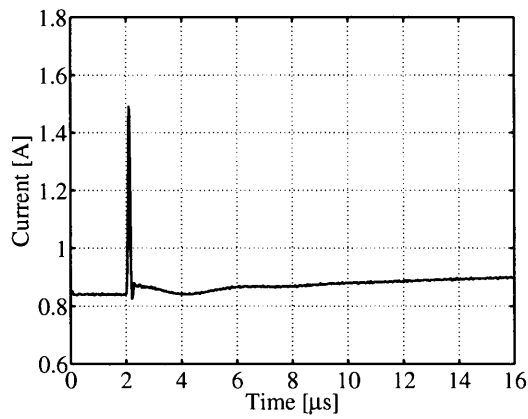
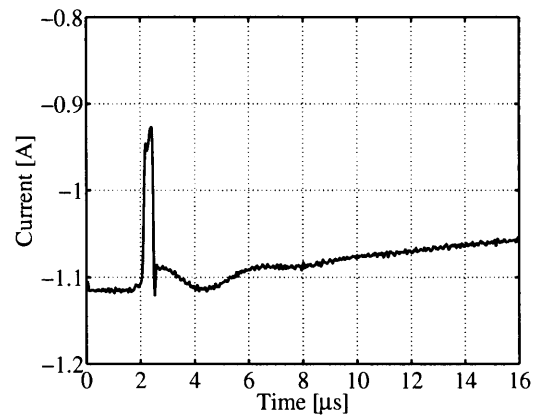
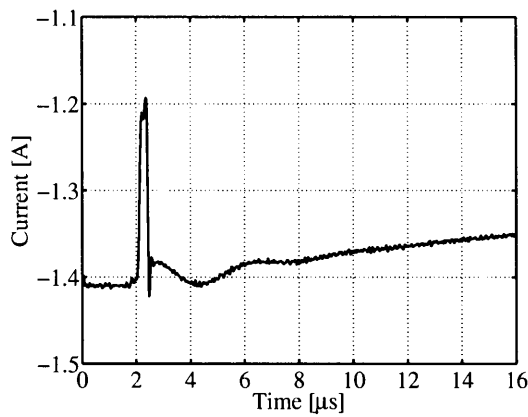
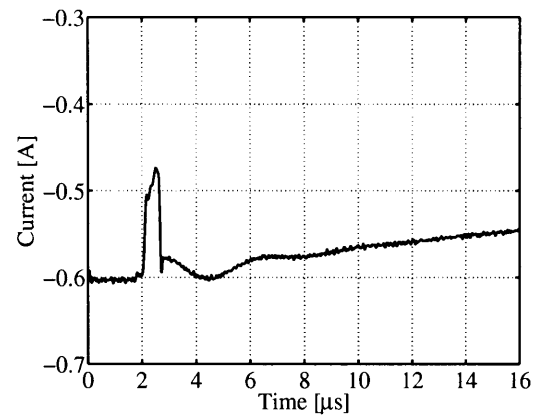
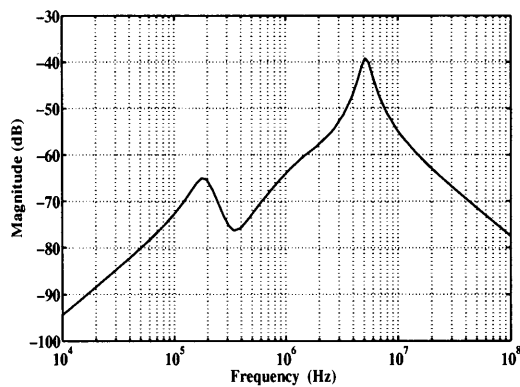
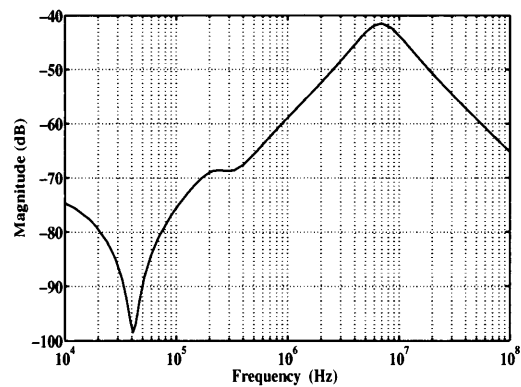
(a) $i_{u0} = +0.85$ (c) $i_{u0} = -1.11$ (b) $i_{u0} = -1.41$ (d) $i_{u0} = -0.60$

Fig. 3.12 ノーマルモードモデル出力 (シミュレーション結果)



(a) コモンモードモデル



(b) ノーマルモードモデル

Fig. 3.13 電動機高周波モデルのボード線図

3.2 接地モデルの同定

3.2.1 システム同定を用いた接地モデルの同定

3.1.2項で述べたように電動機を接地して駆動した場合、コモンモード電流は電源側の接地環境の影響を受けるため、前項で同定したコモンモードモデルでは十分に模擬できない。そこで接地環境の特性を考慮する必要がある。本項では接地環境の特性を考慮した数式モデル（以下接地モデル）をシステム同定を用いて同定する。システム同定を用いた同定手順は3.1.2項と同様である。

同定対象の測定

まず、システム同定を行うための同定入力を選定を行う。本項では電源側の接地環境を模擬できる数式モデルの同定を行う。ここで、接地環境の特性を含むように電源側の接地端子に電圧を印加したときに流れる電流を測定し、入力データとして電圧、出力データとして電流を用いる。

次に同定対象の測定において、接地線電流の観測回路を Fig. 3.14 に示す。Fig. 3.14 よりインバータを用いて電源側の配電盤にある接地端子にステップ入力（U相電圧）を印加（80 から 90[V]）したときに接地線に流れる電流を観測する。接地線には2.2節の電動機を接地して駆動する際に用いた約2.0[m]の配線を使用した。インバータ出力-接地端子間の0.0047[μ F]のコンデンサCは、本研究で対象としている振動電流の周波数帯域である数100[kHz]から数[MHz]の高周波領域に対して測定するため、低周波成分を除去するものである。Fig. 3.14の観測回路を用いて三ヶ所の実験室において接地線電流を観測した。観測したU相電圧および接地線電流を Fig. 3.15 から Fig. 3.17 に示す。各実験室の接地線電流より、振幅や周波数、減衰の様子が異なることが確認できる。このことから電動機を接地して駆動する場合、接地線を通るコモンモード電流へ与える影響が電動機の接地場所により異なるため各実験室において接地モデルを同定する必要がある。

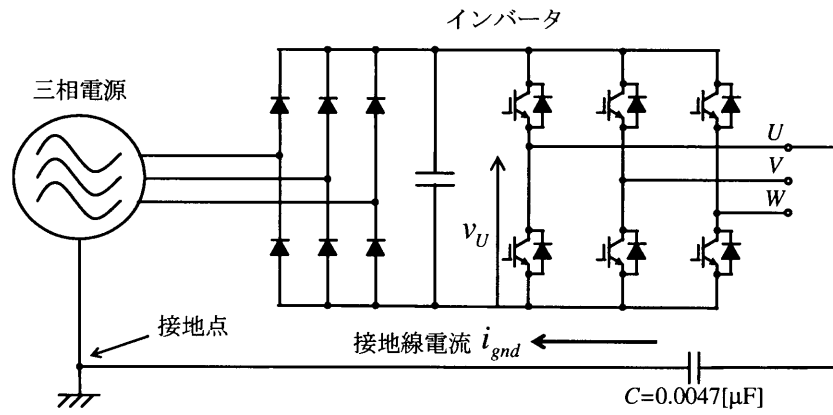
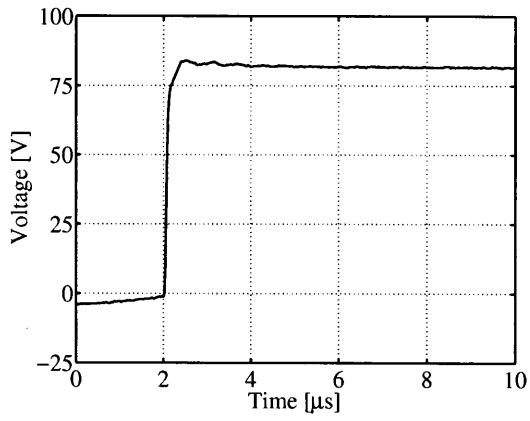
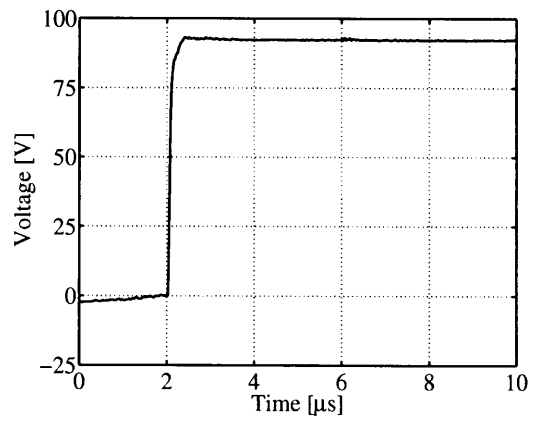


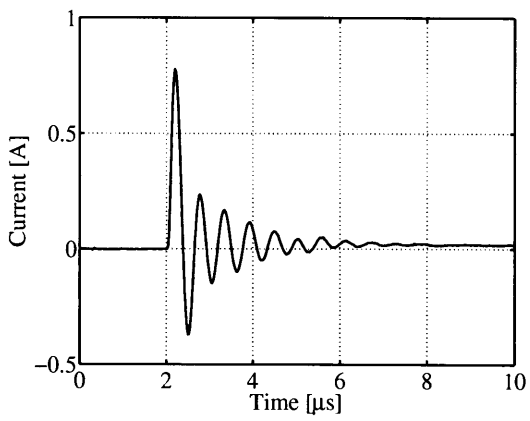
Fig. 3.14 接地線電流の観測回路



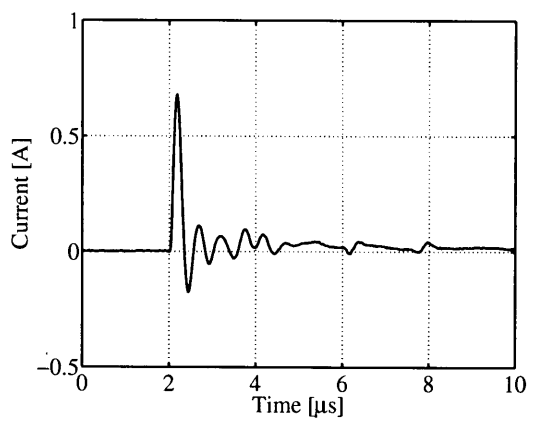
(a) U相電圧波形



(a) U相電圧波形



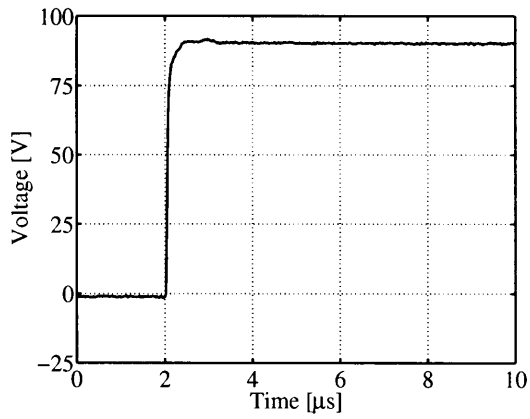
(b) 接地線電流波形



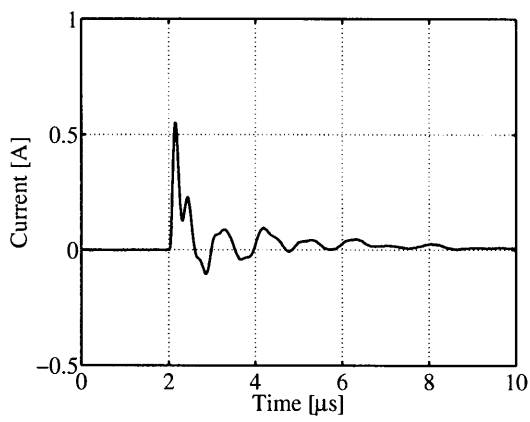
(b) 接地線電流波形

Fig. 3.15 実験室 A (実測波形)

Fig. 3.16 実験室 B (実測波形)



(a) U相電圧波形



(b) 接地線電流波形

Fig. 3.17 実験室 C (実測波形)

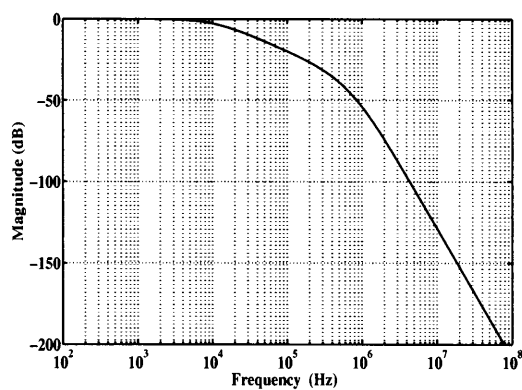
入出力データの前処理

本研究で取り扱う振動電流の周波数帯域は数 100[kHz] から数 [MHz] であることを考慮し、500[MS/s] で収集した電圧と電流のデータを 50[MS/s] に移動平均フィルタを用いてダウンサンプリングを行う。次に、データの切り出し、オフセットの除去を行う。データの切り出しでは、接地線電流に含まれる振動成分を模擬したいため、約 2[μ s] 後の電圧の立ち上がり直後から接地線電流の振動成分が減衰するまで (Fig. 3.15 は 8[μ s], Fig. 3.17 および Fig. 3.17 は 6[μ s]) とする。さらに、プリフィルタリングを行う。同定アルゴリズム上の高周波成分に重みを置いた同定を行うが、入出力データによって高周波成分の重み付けが異なる。そのため、プリフィルタの設計の際、低周波成分に重み付け、高周波帯域の雑音を遮断といった設計方針は 3.1.2 項と同様であるが、遮断周波数については試行錯誤を伴う。このことを考慮して各実験室の入出力データに対して設計したプリフィルタの伝達関数を式 (3.9) から式 (3.11) に、周波数特性を Fig. 3.18 に示す。

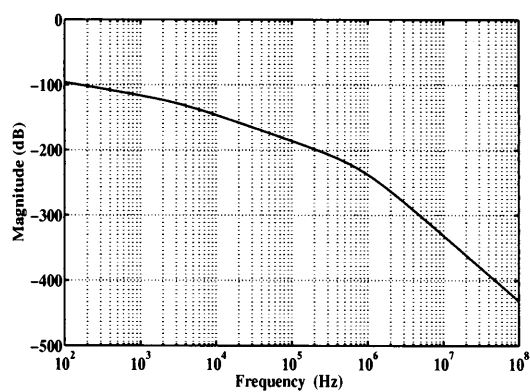
$$G_{LPF-A}(s) = \frac{1}{(s + 2.25 \times 10^{-5})(s + 2.0 \times 10^{-7})^3} \quad (3.9)$$

$$G_{LPF-B}(s) = \frac{1}{(0.0001s^2 + 600s + 600)(s + 1.15 \times 10^{-7})^3} \quad (3.10)$$

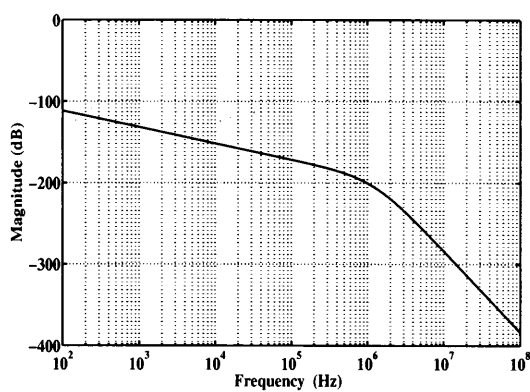
$$G_{LPF-C}(s) = \frac{1}{(0.005s^2 + 100s + 100)(s + 1.95 \times 10^{-7})^3} \quad (3.11)$$



(a) 実験室 A



(c) 実験室 C

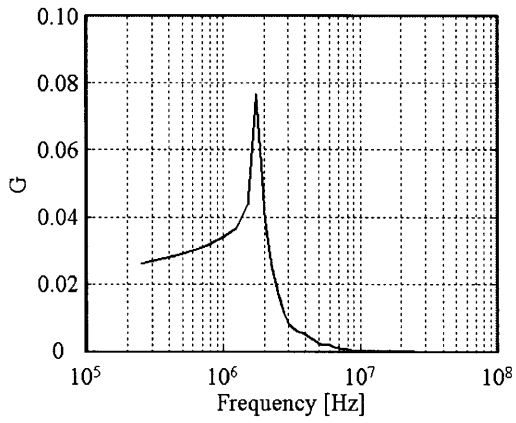


(b) 実験室 B

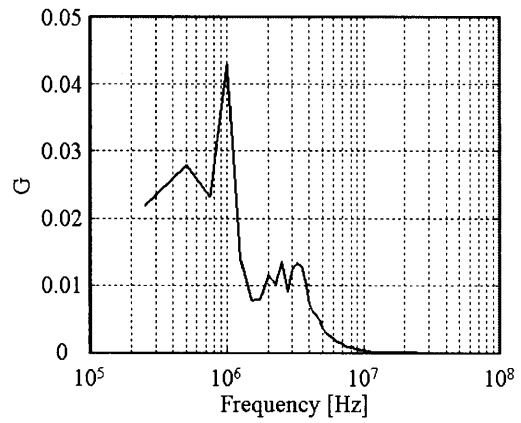
Fig. 3.18 接地モデル同定時のプリフィルタの周波数特性

システム同定

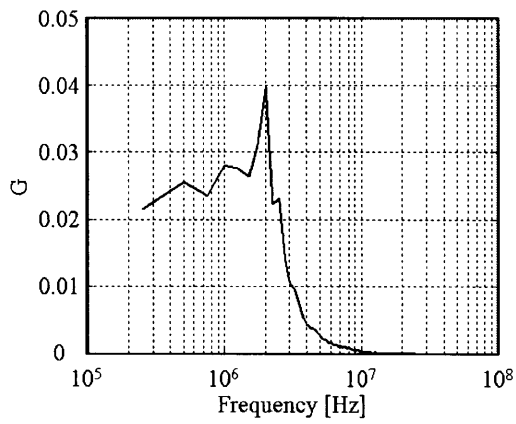
前処理を行い、得られた入出力データを用いてシステム同定を行う。モデルには ARX モデルを用いる。モデルの次数については、任意性と試行錯誤が伴うが、Fig. 3.19 に示す接地線電流波形の FFT 解析結果より共振のピークの数 considering して決定する。Fig. 3.19 より実験室 A の接地モデルの同定の際は、 $n_a = 5$, $n_b = 4$, 実験室 B および実験室 C の接地モデルの同定の際は、 $n_a = 6$, $n_b = 5$ とすれば、接地線電流が表現できると考えられる。以上のようにして得られた各実験室の接地モデル $G_{gnd}(s)$ に対する各パラメータを Table. 3.3 から Table. 3.5 にそれぞれ示す。



(a) 実験室 A



(c) 実験室 C



(b) 実験室 B

Fig. 3.19 接地線電流波形のFFT解析結果

Table 3.3 実験室 A の接地モデルのパラメータ

a_0	9.226×10^{31}	b_0	1.071×10^{28}
a_1	2.525×10^{27}	b_1	7.697×10^{23}
a_2	3.596×10^{20}	b_2	3.071×10^{18}
a_3	1.500×10^{14}	b_3	4.394×10^{11}
a_4	5.237×10^6	b_4	1.324×10^5
a_5	1	-	-

Table 3.4 実験室 B の接地モデルのパラメータ

a_0	2.307×10^{41}	b_0	8.040×10^{37}
a_1	2.844×10^{34}	b_1	2.307×10^{32}
a_2	1.926×10^{28}	b_2	2.790×10^{25}
a_3	1.208×10^{21}	b_3	1.576×10^{19}
a_4	2.830×10^{14}	b_4	4.630×10^{11}
a_5	8.393×10^6	b_5	1.362×10^5
a_6	1	-	-

Table 3.5 実験室 C の接地モデルのパラメータ

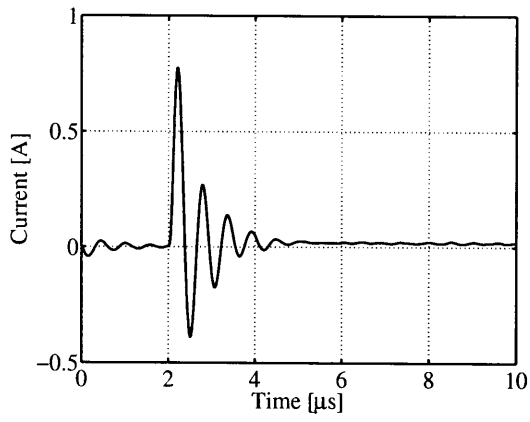
a_0	1.694×10^{41}	b_0	5.385×10^{37}
a_1	2.876×10^{34}	b_1	1.752×10^{32}
a_2	2.049×10^{28}	b_2	2.962×10^{25}
a_3	1.530×10^{21}	b_3	1.481×10^{19}
a_4	4.375×10^{14}	b_4	8.745×10^{11}
a_5	1.146×10^7	b_5	1.539×10^5
a_6	1	-	-

モデルの妥当性の評価

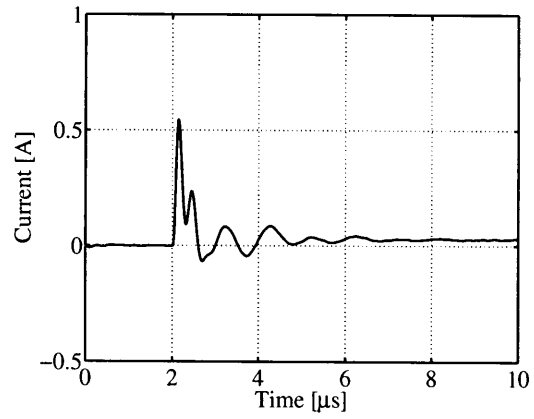
同定した各実験室の接地モデルの妥当性を評価するために、各実験室ごとに Fig. 3.15 から Fig. 3.17 の (a) の電圧波形を接地モデルに印加し、接地線電流をシミュレーションする。シミュレーション結果を Fig. 3.20 に示す。また、周波数領域での検討を行うために接地モデルのボード線図を Fig. 3.21 に示す。

Fig. 3.20 より、どの実験室においても接地線電流の振幅、振動的な成分が徐々に減衰する様子が模擬できている。さらに、Fig. 3.21 より、各実験室のモデルともに数 [MHz] 付近に共振点があり、これは Fig. 3.19 の共振点の周波数と共振のピーク数に対応した結果である。また、接地モデルは入力を電圧、出力を電流としたアドミタンスをあらわしており、周波数が低くなるにつれアドミタンスの dB 値が小さくなる。すなわちインピーダンスが大きくなるため、低周波の電流は流れない。これは Fig. 3.14 のコンデンサが低周波成分を除去できており、接地モデルは高周波領域のみ適用可能であることを示している。

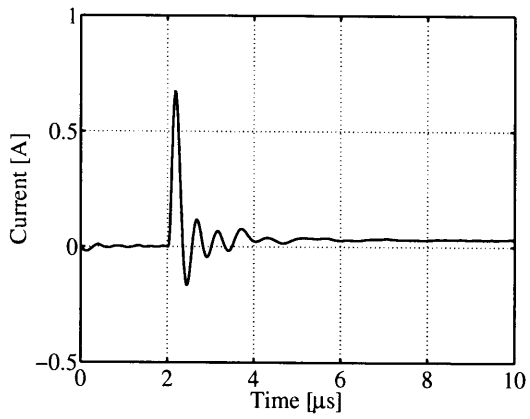
以上より、システム同定手法を用いれば、各実験室において接地モデルの同定が行える。次項では、3.1 節で同定したコモンモードモデルと接地モデルを組み合わせることで、接地環境の影響を受けるコモンモード電流をシミュレーションし、同定した接地モデルが振動電流模擬用として有効であるか検証する。



(a) 実験室 A

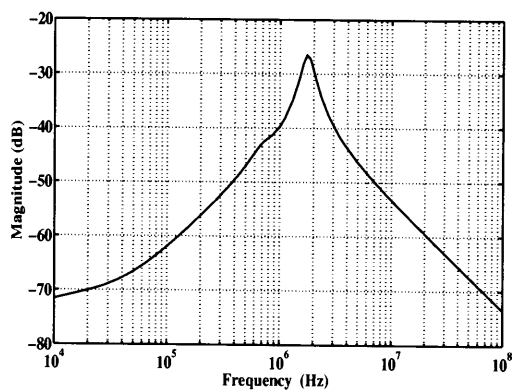


(c) 実験室 C

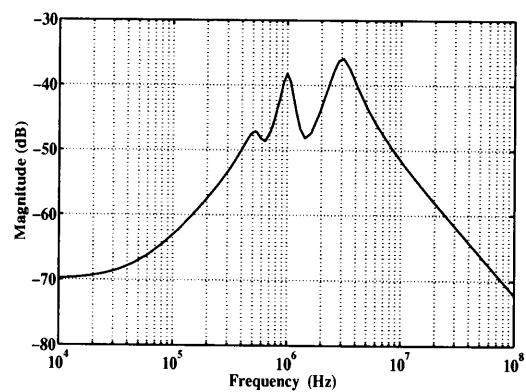


(b) 実験室 B

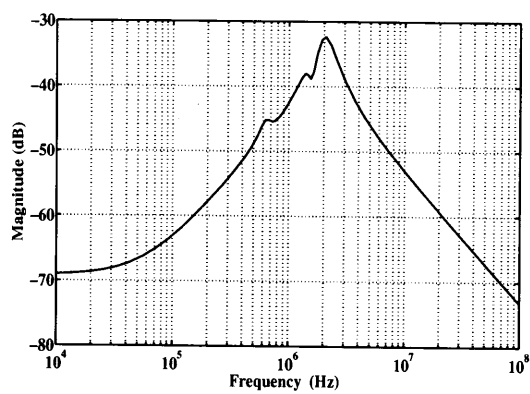
Fig. 3.20 接地線電流 (シミュレーション結果)



(a) 実験室 A



(c) 実験室 C



(b) 実験室 B

Fig. 3.21 接地モデルのボード線図

3.2.2 接地環境を含めたコモンモードモデルの同定

3.2.1 項で同定した接地モデル $G_{gnd}(s)$ と 3.1 節で同定したコモンモードモデル $G_C(s)$ を組み合わせることで、接地環境を含めたコモンモードモデル $G_{C-gnd}(s)$ とする。ここで、Fig. 2.4 より電動機を接地して駆動する際、電動機のインピーダンスと電源側のインピーダンスは接地線により直列に接続されていること、同定した数式モデルはともに入力を電圧、出力を電流としたアドミタンスをあらわしていることを考慮して、式 (3.12) のように組み合わせることで接地環境を含めたコモンモードモデルとする。

$$G_{C-gnd}(s) = \frac{1}{1/G_C(s) + 1/G_{gnd}(s)} \quad (3.12)$$

Table. 3.1 のコモンモードモデルのパラメータを $G_C(s)$ に、Table. 3.3 から Table. 3.5 の各実験室の接地モデルのパラメータを $G_{gnd}(s)$ にそれぞれ代入して、接地環境を含めたコモンモードモデルを同定する。各実験室において同定したモデルのパラメータを Table. 3.6 から Table. 3.8 に示す。また、Fig. 2.6 から Fig. 2.9 は実験室 A において電動機を接地して駆動したときに観測した波形である。実験室 B および実験室 C においても同様に電動機を接地して U 相電圧およびコモンモード電流を i_{u0} の異なる数パターンで観測する。観測回路は Fig. 2.4 を用いて、電動機および電動機の駆動条件は第 2 章と同様である。実験室 B において観測した波形を Fig. 3.22 から Fig. 3.25、実験室 C において観測した波形を Fig. 3.26 から Fig. 3.29 に示す。各実験室のコモンモード電流波形をみると、振幅や周波数、減衰の様子が異なることが確認できる。これは、3.2.1 項の接地線電流と同様に、各実験室において電源側の接地環境が異なるため、コモンモード電流に与える影響も異なるからである。次に、接地環境を含めたコモンモードモデルの妥当性を確認する。各実験室における接地環境を含めたコモンモードモデルに、Fig. 2.6 から Fig. 2.9 の (a)、Fig. 3.22 から Fig. 3.29 の (a) の各実験室の電圧波形をそれぞれ印加し、シミュレーションする。シミュレーション結果を Fig. 3.30 から Fig. 3.32 に示す。また、周波数領域での検討を行うために各接地モデルのボード線図を Fig. 3.33 に示す。Fig. 3.30 から Fig. 3.32 より、どの実験室においても電源側の接地環境の影響を受けたコモンモード電流の高い周波数成分と低い周波数成分、徐々に減衰する様子を模擬できていることが確認できる。また、振幅はシミュレーション波形のほうが大きいものの、どの実験室においても一様に約 0.1 から 0.2[A] 以内に収まっており、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど振幅が大きいことも模擬できている。さらに、Fig. 3.33 より、各実験室のモデルともに 5[MHz] と 200[kHz] に共振点

があり、これは時間応答波形の高い振動的な成分と緩やかな低周波成分に対応した結果である。また、接地状態を含んだコモンモードモデルはアドミタンスをあらわしており、周波数が低くなるにつれアドミタンスのdB値が小さくなる。すなわちインピーダンスが大きくなるため、低周波の電流は流れない。そのため、接地状態を含んだコモンモードモデルは高周波領域のみ適用可能なモデルである。

以上より、電動機を接地して駆動する際、電源側の接地環境の影響を受けるコモンモード電流を模擬できたことから、接地環境を模擬できる接地モデルが妥当であるといえる。

Table 3.6 実験室 A の接地環境を含めたコモンモードモデルのパラメータ

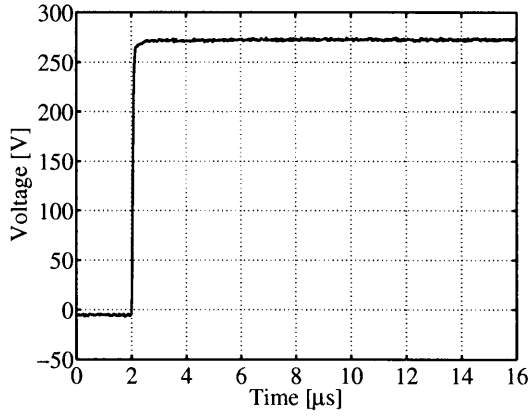
a_0	8.917×10^{68}	b_0	1.143×10^{63}
a_1	6.631×10^{64}	b_1	3.386×10^{59}
a_2	3.483×10^{59}	b_2	1.886×10^{55}
a_3	2.529×10^{53}	b_3	8.101×10^{49}
a_4	2.578×10^{47}	b_4	4.504×10^{43}
a_5	6.381×10^{40}	b_5	2.831×10^{37}
a_6	1.702×10^{34}	b_6	6.641×10^{30}
a_7	1.743×10^{27}	b_7	1.502×10^{24}
a_8	1.900×10^{20}	b_8	1.436×10^{17}
a_9	3.653×10^{12}	b_9	1.219×10^{10}
a_{10}	2.245×10^5	—	—

Table 3.7 実験室 B の接地環境を含めたコモンモードモデルのパラメータ

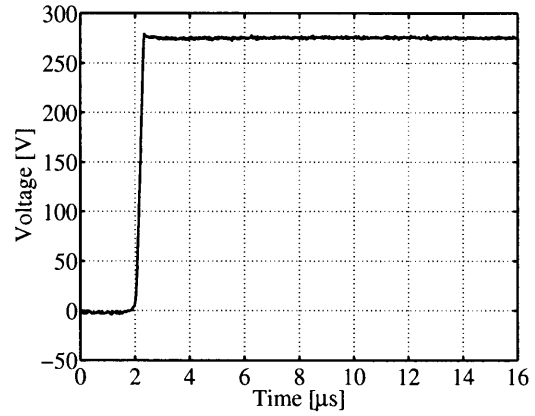
a_0	6.643×10^{78}	b_0	8.580×10^{72}
a_1	2.802×10^{73}	b_1	1.950×10^{69}
a_2	2.041×10^{67}	b_2	6.297×10^{63}
a_3	2.026×10^{61}	b_3	3.411×10^{57}
a_4	4.918×10^{54}	b_4	2.235×10^{51}
a_5	1.718×10^{48}	b_5	5.339×10^{44}
a_6	2.180×10^{41}	b_6	1.550×10^{38}
a_7	3.614×10^{34}	b_7	1.922×10^{31}
a_8	2.217×10^{27}	b_8	2.714×10^{24}
a_9	2.223×10^{20}	b_9	1.488×10^{17}
a_{10}	4.024×10^{12}	b_{10}	1.255×10^{10}
a_{11}	2.283×10^5	—	—

Table 3.8 実験室 C の接地環境を含めたコモンモードモデルのパラメータ

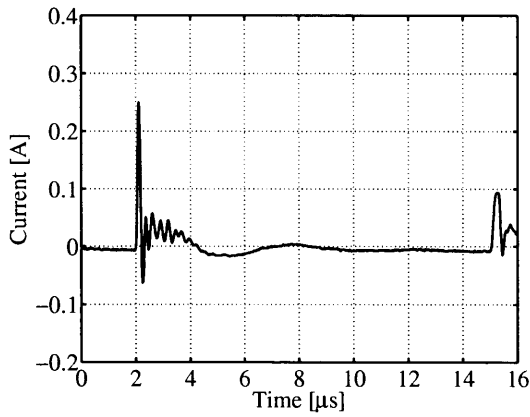
a_0	4.451×10^{78}	b_0	5.748×10^{72}
a_1	2.082×10^{73}	b_1	1.308×10^{69}
a_2	1.585×10^{67}	b_2	4.714×10^{63}
a_3	1.610×10^{61}	b_3	2.745×10^{57}
a_4	4.551×10^{54}	b_4	1.841×10^{51}
a_5	1.633×10^{48}	b_5	5.004×10^{44}
a_6	2.441×10^{41}	b_6	1.493×10^{38}
a_7	4.061×10^{34}	b_7	2.153×10^{31}
a_8	2.991×10^{27}	b_8	3.064×10^{24}
a_9	2.648×10^{20}	b_9	2.004×10^{17}
a_{10}	4.979×10^{12}	b_{10}	1.417×10^{10}
a_{11}	2.460×10^5	—	—



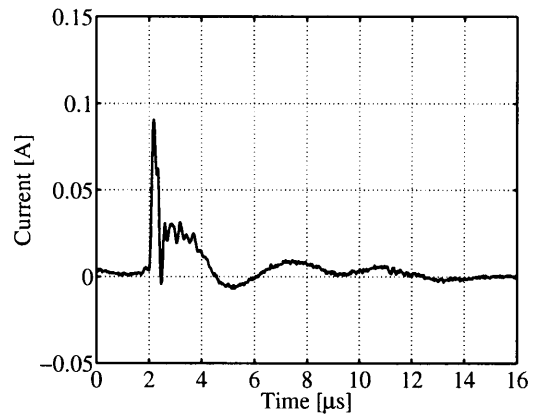
(a) U相電圧波形



(a) U相電圧波形



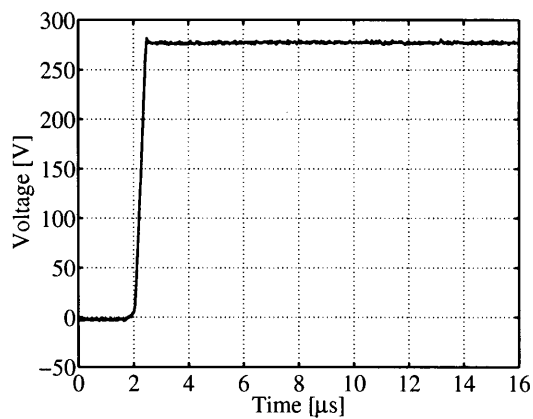
(b) コモンモード電流波形



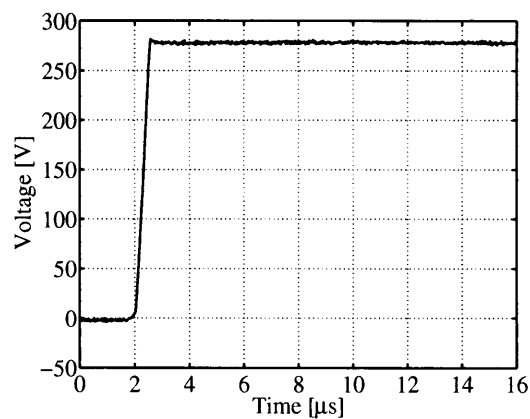
(b) コモンモード電流波形

Fig. 3.22 実験室 B, $i_{u0} = +1.00[\text{A}]$ (実測波形)

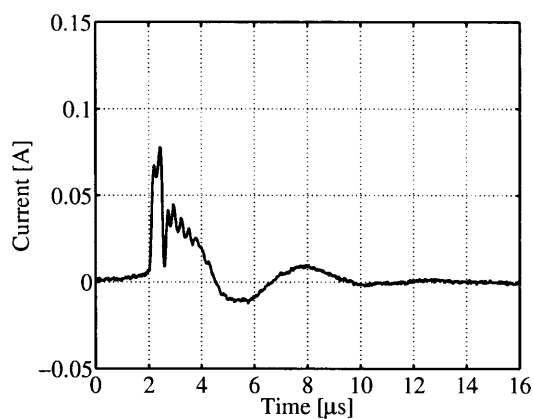
Fig. 3.23 実験室 B, $i_{u0} = -1.33[\text{A}]$ (実測波形)



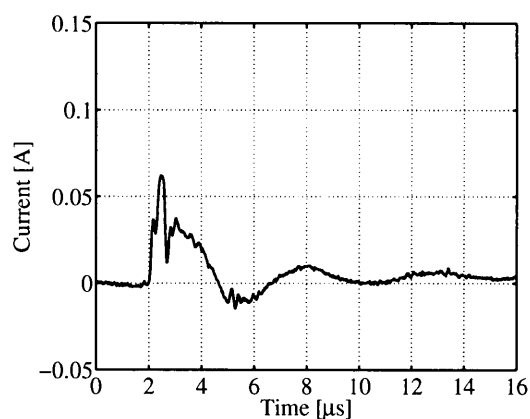
(a) U相電圧波形



(a) U相電圧波形

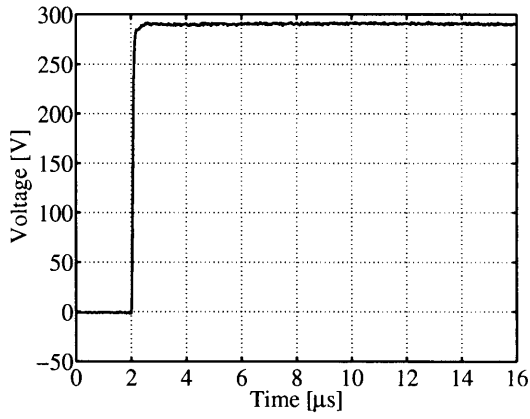


(b) コモンモード電流波形

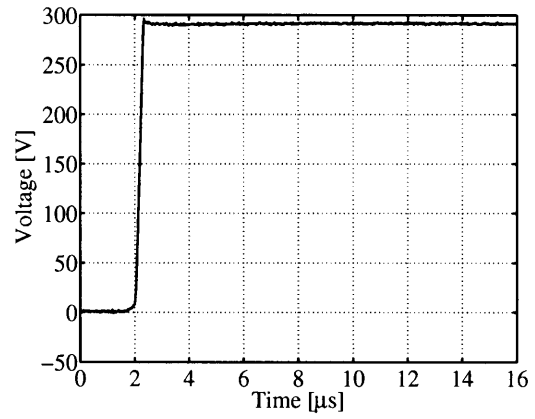


(b) コモンモード電流波形

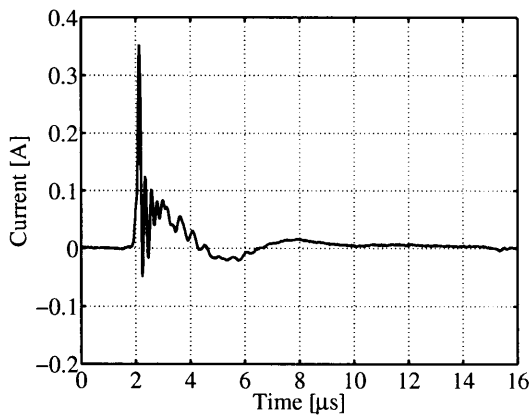
Fig. 3.24 実験室 B, $i_{u0} = -0.81[\text{A}]$ (実測波形)Fig. 3.25 実験室 B, $i_{u0} = -0.61[\text{A}]$ (実測波形)



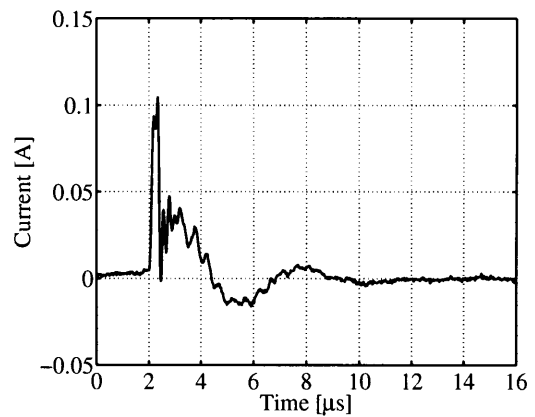
(a) U相電圧波形



(a) U相電圧波形



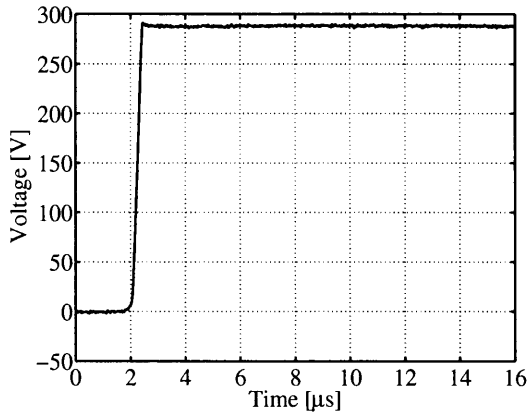
(b) コモンモード電流波形



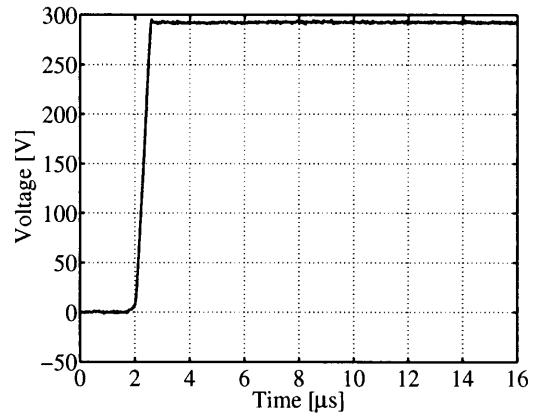
(b) コモンモード電流波形

Fig. 3.26 実験室 C, $i_{u0} = +0.55[\text{A}]$ (実測波形)

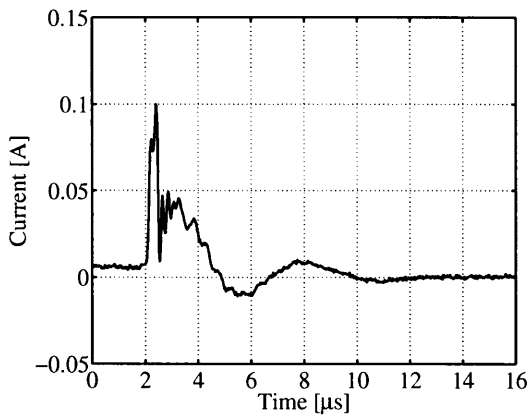
Fig. 3.27 実験室 C, $i_{u0} = -1.40[\text{A}]$ (実測波形)



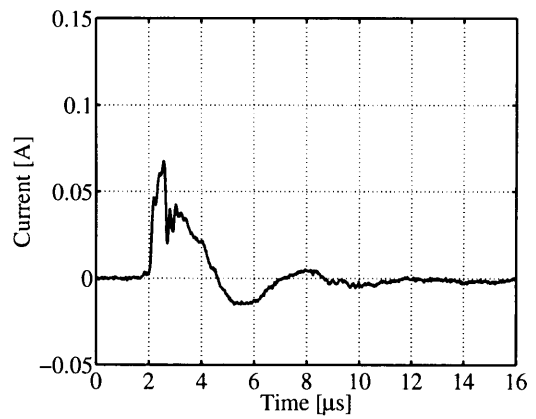
(a) U相電圧波形



(a) U相電圧波形



(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形

Fig. 3.28 実験室 C, $i_{u0} = -1.05[\text{A}]$ (実測波形)

Fig. 3.29 実験室 C, $i_{u0} = -0.60[\text{A}]$ (実測波形)

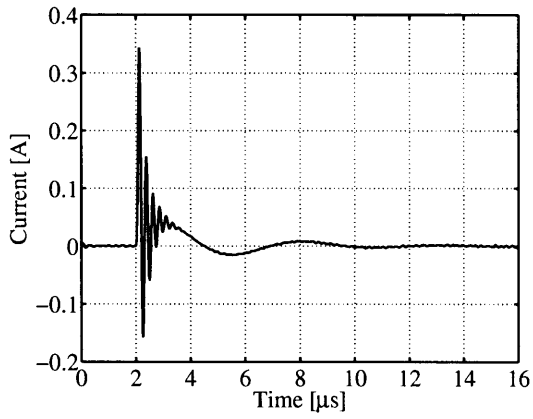
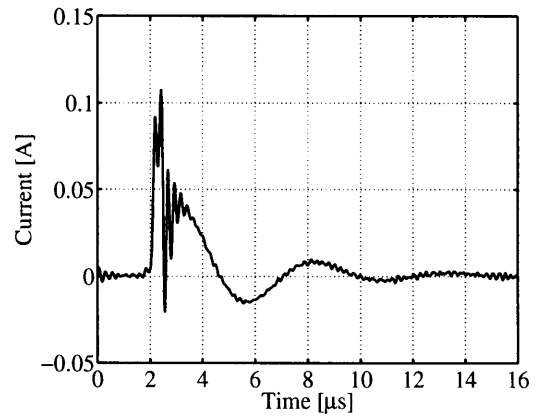
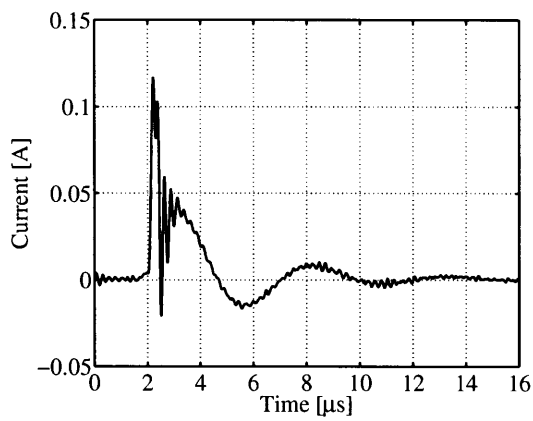
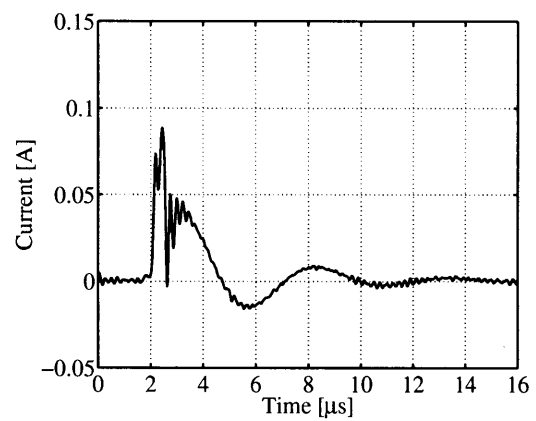
(a) $i_{u0} = +0.85$ (c) $i_{u0} = -1.10$ (b) $i_{u0} = -1.41$ (d) $i_{u0} = -0.60$

Fig. 3.30 実験室 A, コモンモード電流 (シミュレーション結果)

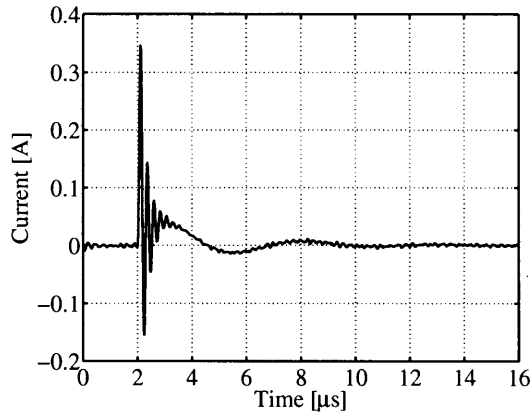
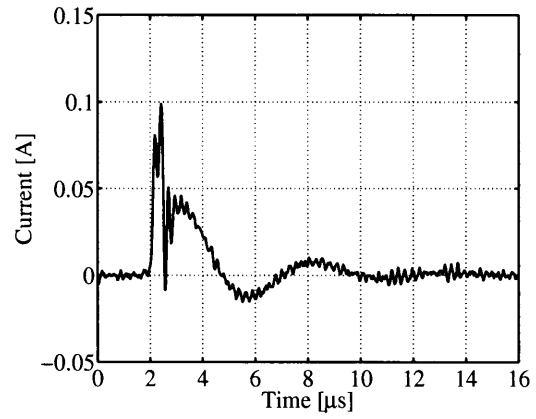
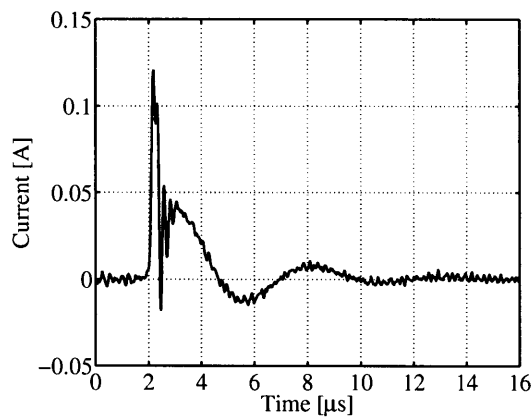
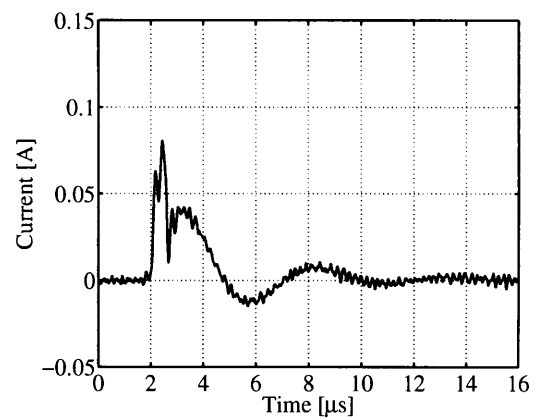
(a) $i_{u0} = +1.00$ (c) $i_{u0} = -0.81$ (b) $i_{u0} = -1.33$ (d) $i_{u0} = -0.61$

Fig. 3.31 実験室 B, コモンモード電流 (シミュレーション結果)

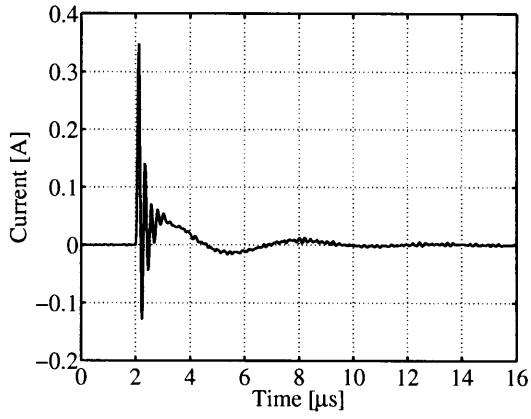
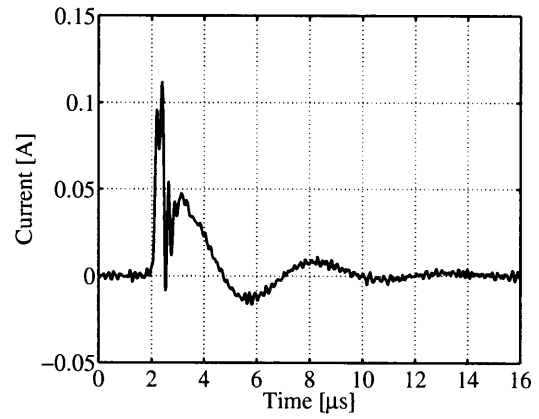
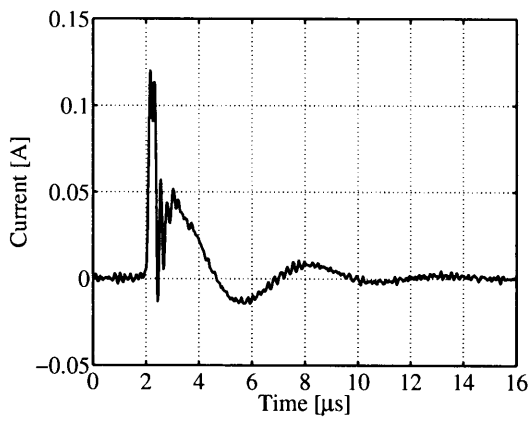
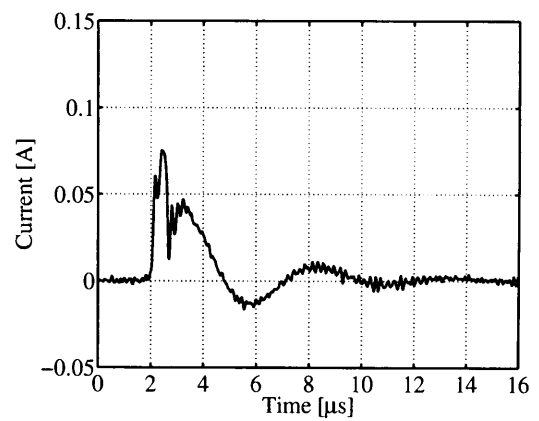
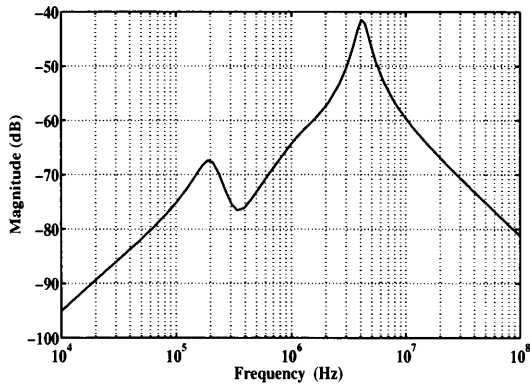
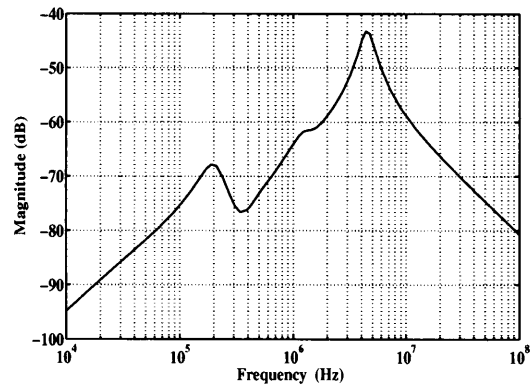
(a) $i_{u0} = +0.55$ (c) $i_{u0} = -1.05$ (b) $i_{u0} = -1.40$ (d) $i_{u0} = -0.60$

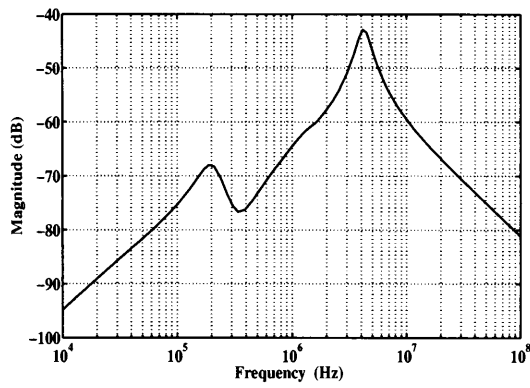
Fig. 3.32 実験室 C, コモンモード電流 (シミュレーション結果)



(a) 実験室 A



(c) 実験室 C



(b) 実験室 B

Fig. 3.33 接地環境を含めたコモンモードモデルのボード線図

3.3 インバータモデルの同定

3.3.1 スイッチング素子の動作原理

第1章の Fig. 1.1 で示したように、本研究で問題とする振動電流の周波数帯域（数 100[kHz] から数 [MHz]）のような非常に高い周波数帯域では、波線で示したようなスイッチング素子に並列な寄生容量や、インバータ-電動機間の電力線の配線インピーダンスなどの小さな L や C が多数存在する。このなかで、本項では電力変換装置側に着目し、インバータのスイッチング素子の動作状態について考え、特に U 相電圧 V_U の立ち上がり時を考える。

Fig. 1.1 のインバータ部の一相分を抜き出し、各動作状態の電流の経路を記したものを Fig. 3.34 から 3.40 に示す。これらの図において、スイッチング素子の左にある容量成分がスイッチング素子の寄生容量を示し、R と L は配線インピーダンスである。また、白い矢印が相電流の向きをあらわし、右向きを正としている。さらに、回路図の右にそのスイッチング状態での U 相電圧波形の状態を示す。

Fig. 3.34 から 3.37 より、 $i_{u0} > 0$ の領域についての動作原理は、電流 i_u が右向きに流れている状態において、まず、①-1 の期間では Sw_1 が OFF、 Sw_2 が ON であり、電流はダイオード D_2 を通して流れている (Fig. 3.34)。次に、①-2 の期間では Sw_1 が OFF、 Sw_2 が OFF となるが、電流は変わらずダイオードを D_2 通して流れている (Fig. 3.35)。次に、 Sw_1 がターンオンすると②の短い時間で、 Sw_1 のスイッチ素子の電流が急峻に流れ始め、それに伴いダイオード D_2 を通して流れていた電流が急峻に減少する。その間、 V_U はダイオード D_2 により 0 のままである (Fig. 3.36)。そして、③で Sw_1 が ON、 Sw_2 が OFF という状態は変わらないが、ダイオード D_2 の電流がゼロとなると、 Sw_1 の寄生容量の放電電流と、 Sw_2 の寄生容量の充電電流が流れ、 V_U がスイッチング素子本来の速度で立ち上がる (Fig. 3.37)。以上より、 $i_{u0} > 0$ の領域では、 V_U の立ち上がり dv_U/dt は、スイッチング素子の寄生容量の充放電電流が負荷電流よりはるかに小さいため、負荷電流に依存せずスイッチング素子本来の特性に依存しているということになる。

同様に、Fig. 3.38 から 3.40 より、 $i_{u0} < 0$ の領域についての動作原理は、電流 i_u が左向きに流れている状態において、まず、①の期間では Sw_1 が OFF、 Sw_2 が ON であり、電流は Sw_2 のスイッチング素子を通して流れている (Fig. 3.38)。次に、 Sw_1 が OFF、 Sw_2 が OFF となり、 Sw_2 のスイッチング素子を通して流れていた電流は遮断されるが、L の作用により電流は回路中をまだ流れているため、②の期間で Sw_1 、 Sw_2 のスイッチン

グ素子の寄生容量を通して電流が流れ、

$$V_U = \frac{1}{C} \int i_u dt \quad (3.13)$$

で V_U が立ち上がる (Fig. 3.39)。ただし、ここで用いた C は Sw_1 , Sw_2 のスイッチング素子の寄生容量の和である。そして、③の期間で V_U が立ち上がった後、 Sw_1 が ON, Sw_2 が OFF になり、ダイオード D_1 を通して電流が流れる (Fig. 3.40)。以上より、 $i_{u0} < 0$ の領域では V_U の立ち上がり dv_U/dt は相電流 i_u の値に依存し、それをスイッチング素子の寄生容量を用いてあらわすこととする。以降で、スイッチング素子の寄生容量の測定法と測定結果を示す。

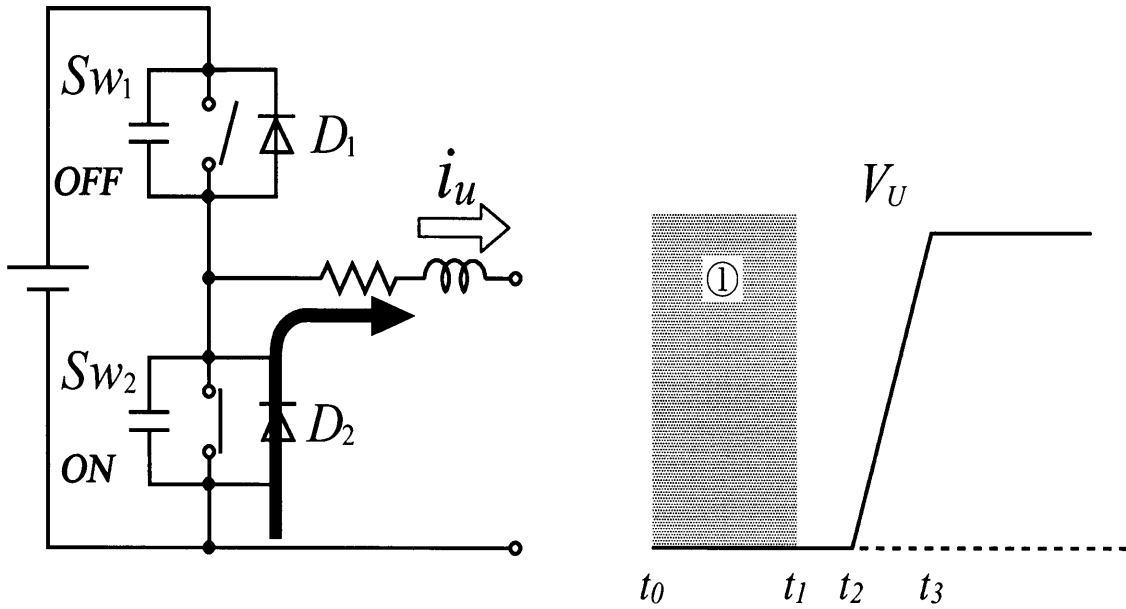


Fig. 3.34 スイッチング素子の動作原理①-1 ($i_{u0} > 0$)

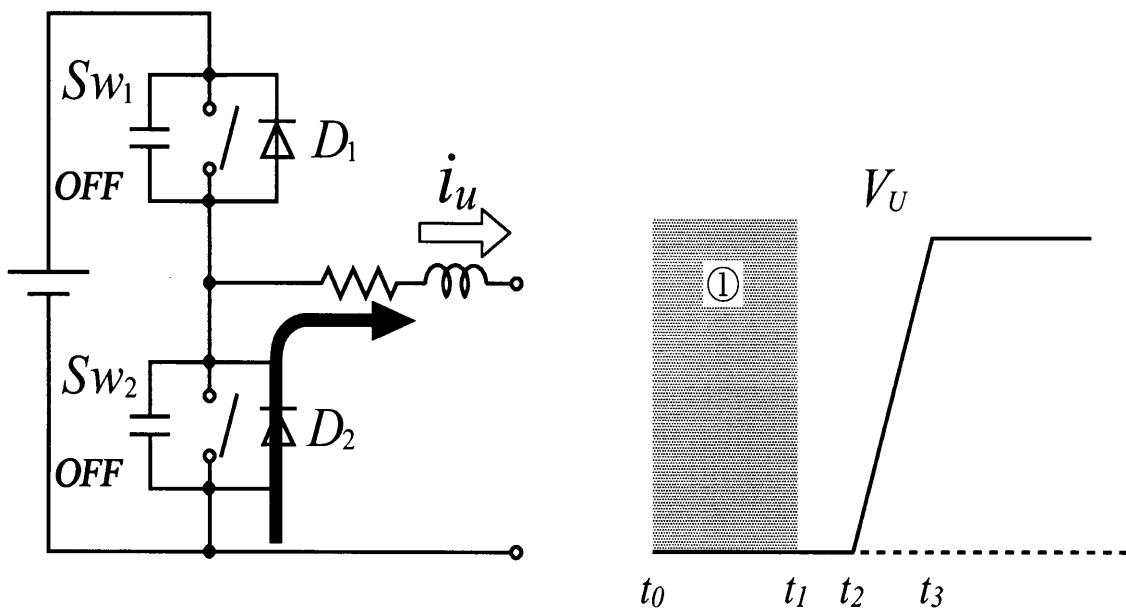


Fig. 3.35 スイッチング素子の動作原理①-2 ($i_{u0} > 0$)

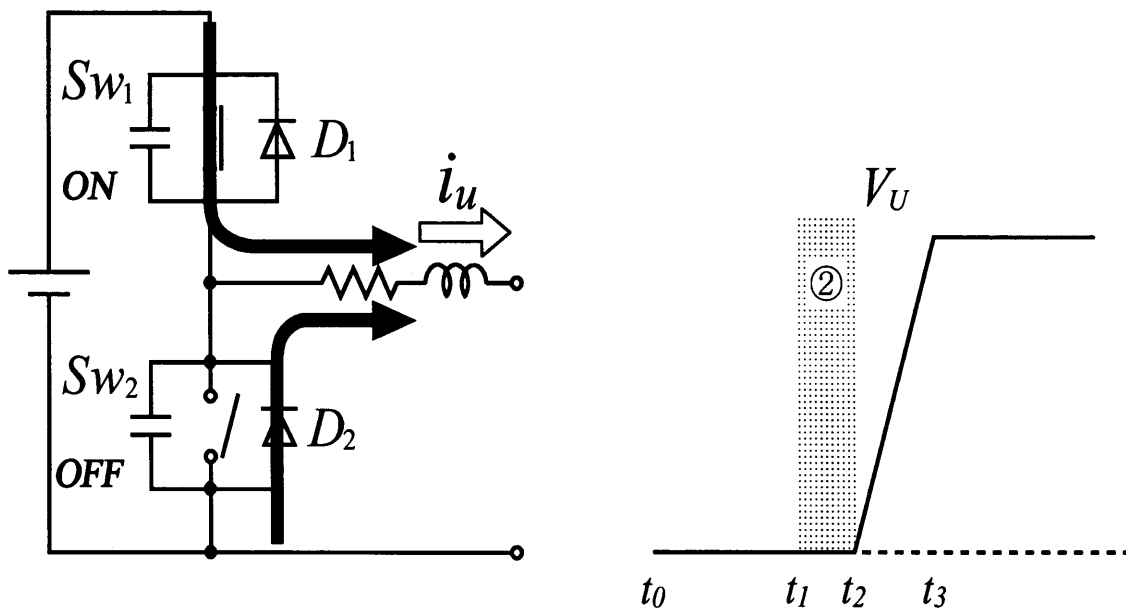


Fig. 3.36 スイッチング素子の動作原理② ($i_{u0} > 0$)

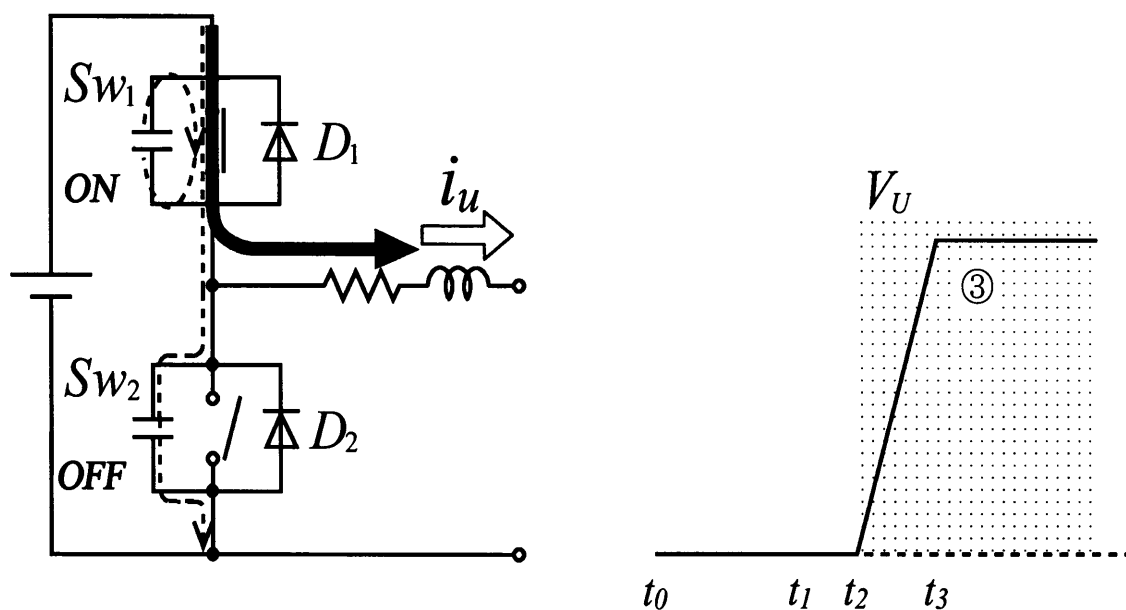


Fig. 3.37 スイッチング素子の動作原理③ ($i_{u0} > 0$)

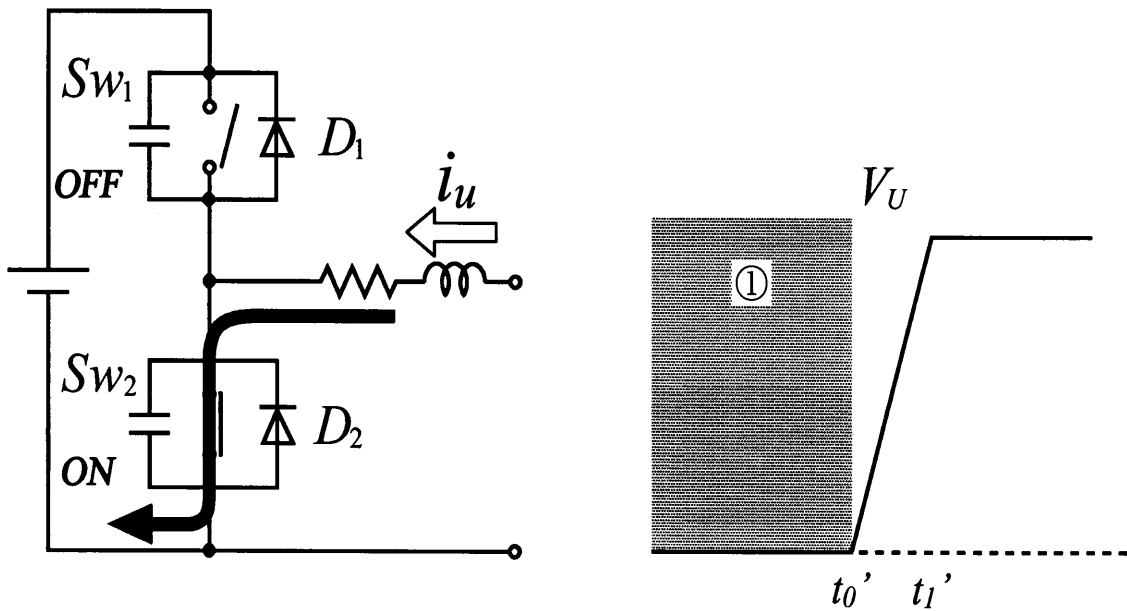


Fig. 3.38 スイッチング素子の動作原理① ($i_{u0} < 0$)

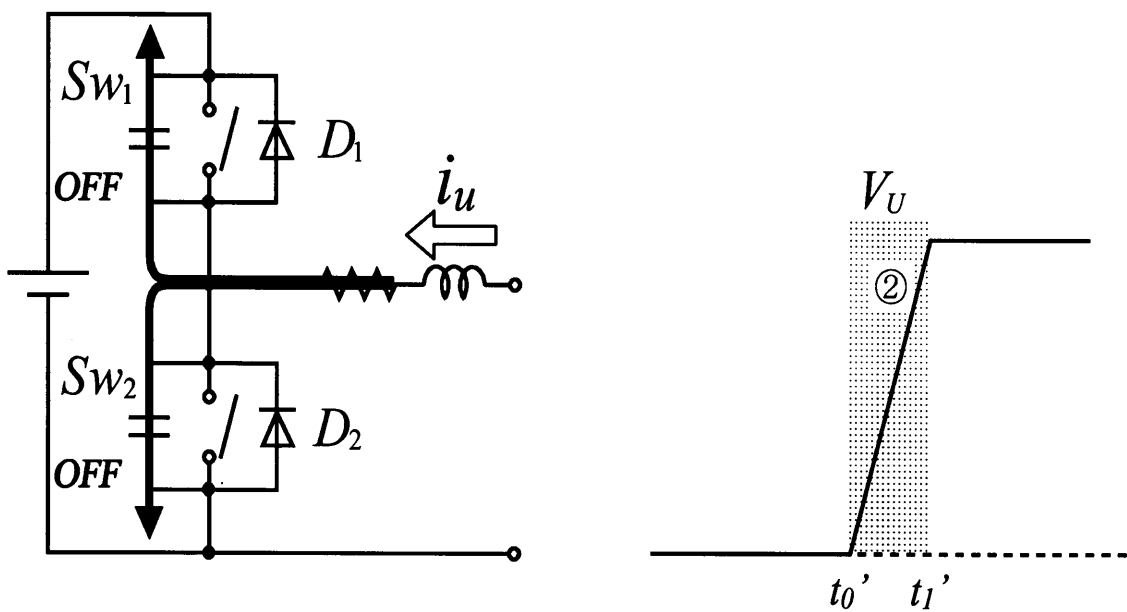


Fig. 3.39 スイッチング素子の動作原理② ($i_{u0} < 0$)

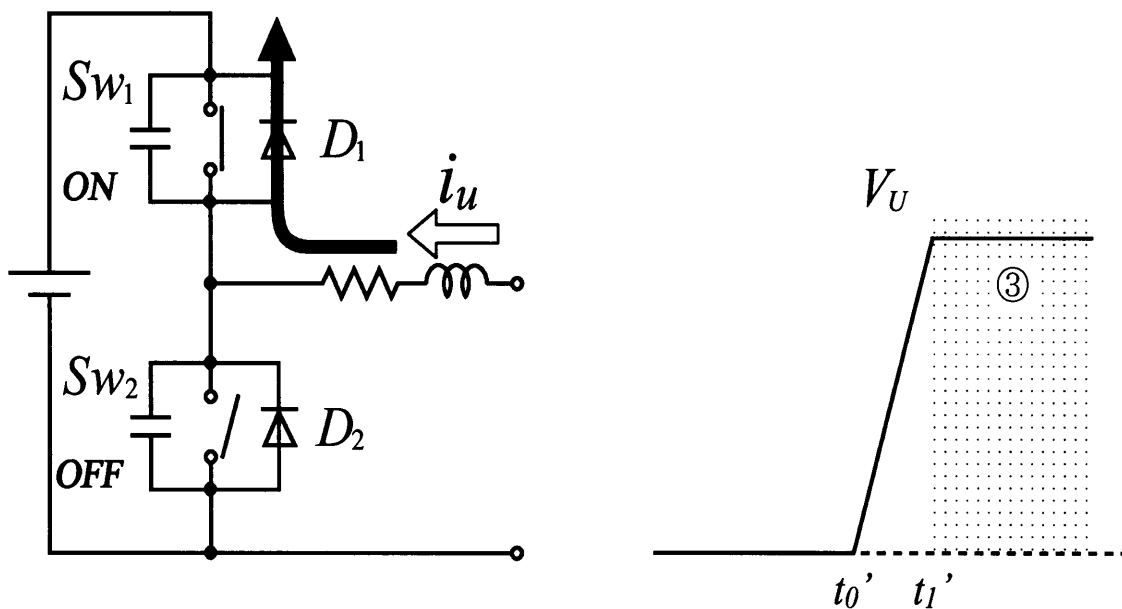


Fig. 3.40 スイッチング素子の動作原理③ ($i_{u0} < 0$)

3.3.2 インバータ等価回路

スイッチング素子には、スイッチに並列に容量分を含んでおり、これをスイッチング素子の寄生容量 C_{SW} と呼ぶ。インバータを用いて PMSM を駆動する場合において、この寄生容量を考慮したスイッチング時の配線インピーダンスおよび電力変換器-電動機系の高周波等価回路を考えると Fig. 3.41 のようにあらわせる。Fig. 3.41 に示す E はインバータリンク電圧 [V] であり、 $R_w[\Omega]$, $L_w[\mu\text{H}]$, $R_g[\Omega]$, $L_g[\mu\text{H}]$ はインバータ-PMSM 間の配線インピーダンスである。

この回路において、 i_{u0} が負であり、 S_{W1} , S_{W2} がそれぞれ OFF, ON という状態から S_{W1} , S_{W2} が共に OFF になるという過渡状態において、電流は両方の C_{SW} を流れる。このとき PMSM を除いたインバータ部の等価回路は、 C_{SW} の並列回路と考えることができ、インバータ等価回路は Fig. 3.42 のように $2C_{SW}$ となる。

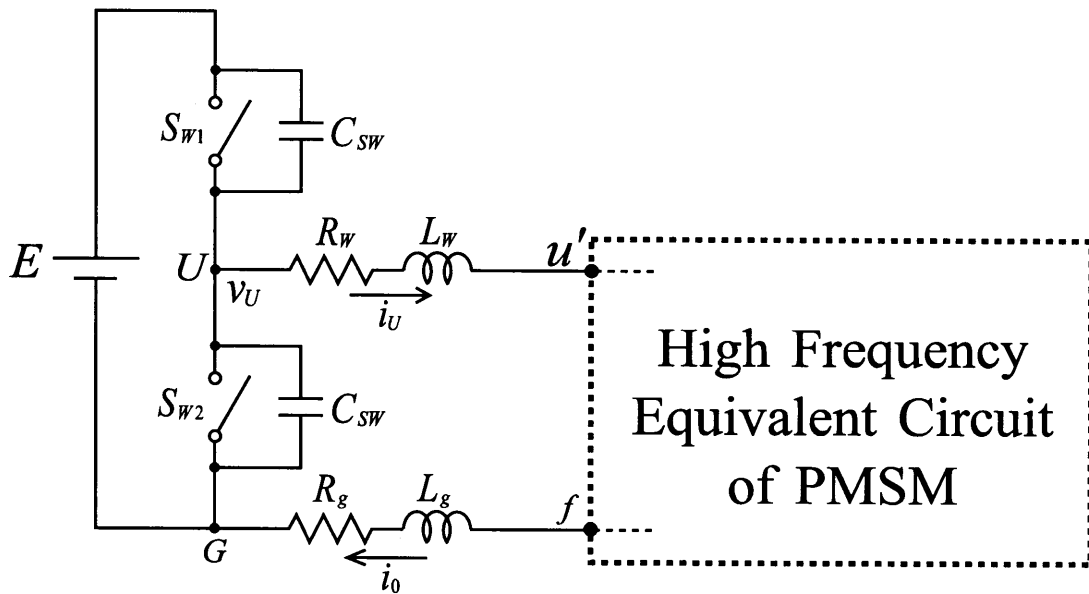


Fig. 3.41 寄生容量と配線を含んだ等価回路

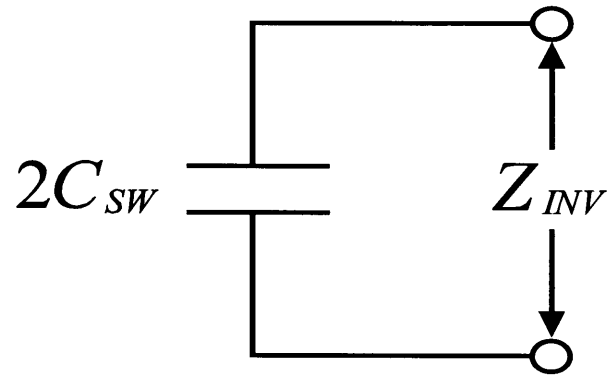


Fig. 3.42 インバータ等価回路

3.3.3 インバータ等価回路定数の測定回路

スイッチング素子の寄生容量であり、インバータ等価回路定数である C_{SW} の測定のための回路を Fig. 3.43 に示す。これはインバータの U-V 間に、摺動抵抗 $R=20[\Omega]$ 、リクトル $L_{S1}=350[\mu\text{H}]$ (高周波用)、リアクトル $L_{S2}=5[\text{mH}]$ (中低周波用) を直列に接続したものである。スイッチング時に関係する素子のみを考慮すると、測定回路の等価回路は Fig. 3.44 のようにあらわされる。

ここで、これらのリアクトルは素子のスイッチング時の出力電流を一定に保つためのもので、周波数特性を考慮して L_{S1} にフェライト鉄心、 L_{S2} に電磁鋼板鉄心のものを用いている。 L_{S1} については、できる限り容量成分が少なくなるように製作を行ったが、多少の容量成分が含まれると考えられる。そこで、 L_{S1} に含まれる容量成分を測定するために、 L_{S1} のインピーダンスの周波数特性を測定した。測定には高周波電源としてパワーオペアンプを用い、周波数 $10[\text{kHz}] \sim 15[\text{MHz}]$ の正弦波交流電圧を印加し、そのときの電流と電圧の大きさからインピーダンスを算定した。その結果を Fig. 3.45 に示す。

この特性からわかるように、約 $2.5[\text{MHz}]$ あたりで並列共振があらわれており、少なからず容量成分が含まれていることが確認できた。この共振周波数 $2.5[\text{MHz}]$ および Fig. 3.45 の $100[\text{kHz}]$ 時のインピーダンスより求めたインダクタンスの値 $350[\mu\text{H}]$ を用いて、リアクトル L_{S1} に含まれる漂遊容量成分 C_{S1} を算定したところ C_{S1} の値は $0.010[\text{nF}]$ となった。

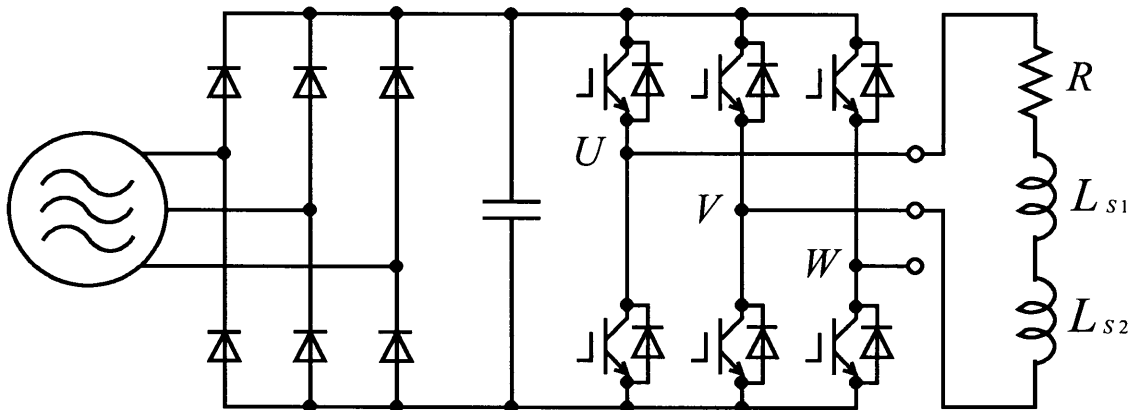


Fig. 3.43 C_{SW} 測定回路

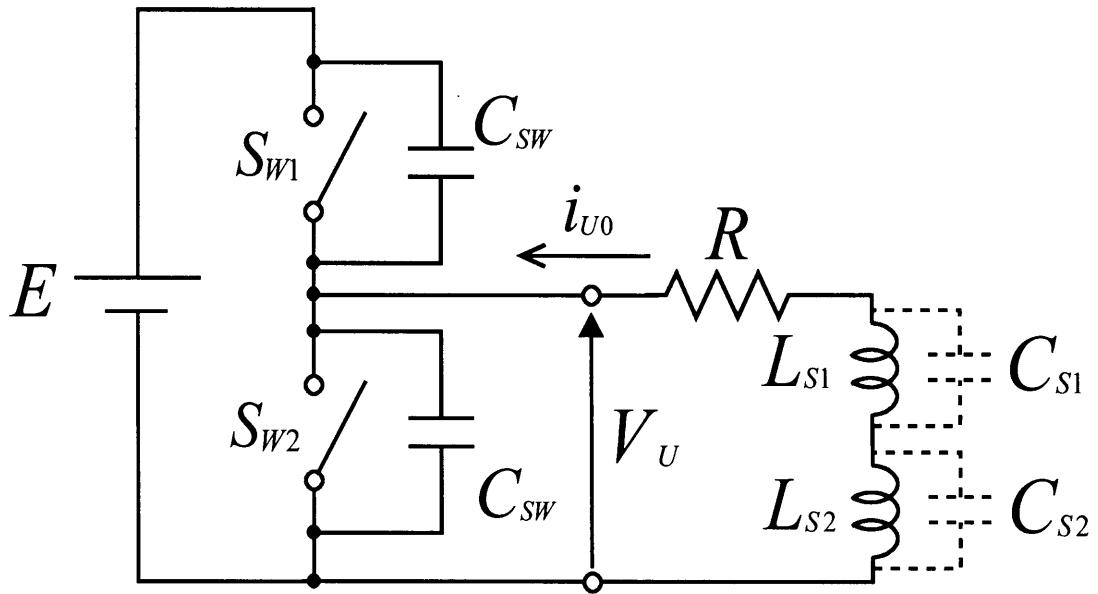


Fig. 3.44 C_{SW} 測定回路の等価回路

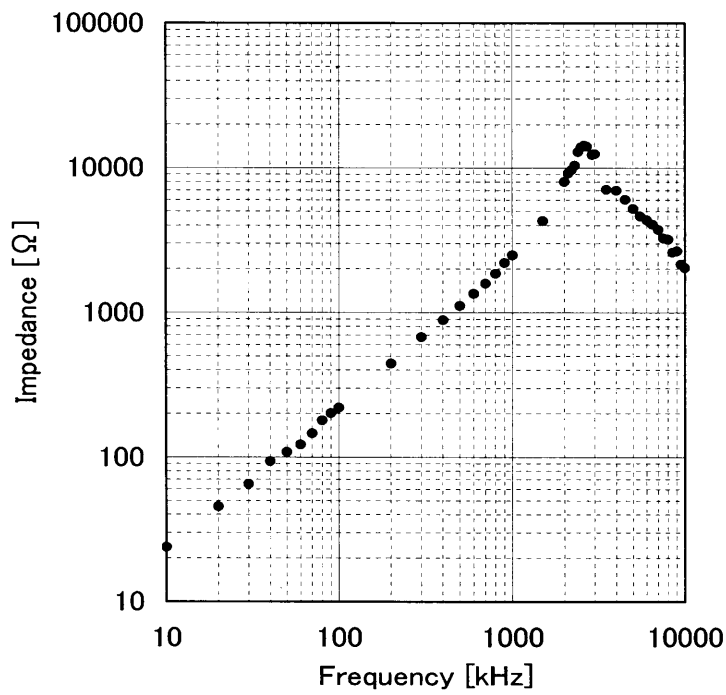


Fig. 3.45 リアクトル L_{s1} のインピーダンスの周波数特性

3.3.4 インバータ等価回路定数の測定結果

測定ではインバータリンク電圧 E を $230[\text{V}]$ 、三角波キャリア周波数を $5[\text{kHz}]$ としスイッチングを行い、そのときの U 相電圧の立ち上がり dv_U/dt とスイッチング直前の U 相の相電流 i_{u0} を測定した。このとき、2.3 節で示したように、スイッチング直前の相電流の値 i_{u0} により dv_U/dt が異なるため、さまざまな i_{u0} について測定した。この関係をグラフにすると Fig. 3.46 に示す $dv_U/dt - i_{u0}$ 特性が得られる。また、この結果と式 (3.14) より容量分 C を求めると、Fig. 3.47 に示す $C - i_{u0}$ 特性が得られる。

$$i_{u0} = -C \frac{dv_{U0}}{dt} \quad (3.14)$$

ここで、 C は C_{S1} 、 C_{S2} 、 $2C_{SW}$ の合成である回路全体の容量分である。しかし、 C_{S1} に比べ C_{S2} は大きい値であること、また C に比べ C_{S2} はかなり小さい値であることから、 $C \approx 2C_{SW}$ と近似する。

この結果から、相電流の大きさにより C_{SW} が変化していることが確認できた。このことから、インバータ等価回路を用いて振動電流を模擬する場合に、相電流の大きさに合わせて適切な C_{SW} の値を選択する必要がある。

また、上記で測定したインバータとは別のインバータについても同様に測定した結果、 $dv_U/dt - i_{u0}$ 特性は Fig. 3.48 のような結果が得られ、同様に計算した結果、 $C - i_{u0}$ 特性が Fig. 3.49 のように得られた。各々の特性を比較すると、 $i_{u0} > 0$ ではあまり大きな違いは見られない。そのため、 C_{SW} の値も大きな差はない。しかし、 $i_{u0} < 0$ ではかなりの差が確認できた。これより、 $C - i_{u0}$ 特性はインバータによって異なる特性となるため、使用するインバータに適した特性を選択する必要がある。

以上の結果より、インバータモデルは Fig. 3.42 から

$$Z_{INV}(s) = \frac{1}{2C_{SW}s} \quad (3.15)$$

とし、使用するインバータおよび動作点 i_{u0} に適した C_{SW} を選択する必要がある。さらに、 $i_{u0} > 0$ では i_{u0} の値にかかわらず、 dv/dt の値は等しいことから、使用するインバータのスイッチング特性の dv/dt を与えてシミュレーションを行うこととする。また、電圧の立ち下がり時においては立ち上がり時とは逆に考えればよいから、 $i_{u0} > 0$ ではインバータモデルによって、 $i_{u0} < 0$ ではインバータのスイッチング特性によってそれぞれ $-dv/dt$ を決定する。

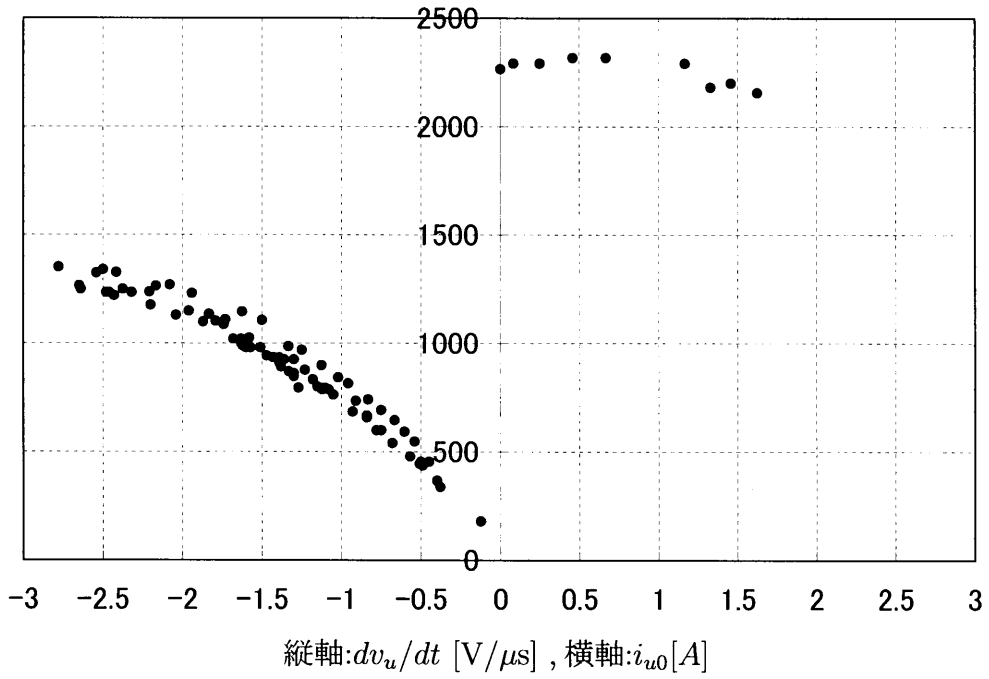


Fig. 3.46 $dv_u/dt-i_{u0}$ 特性

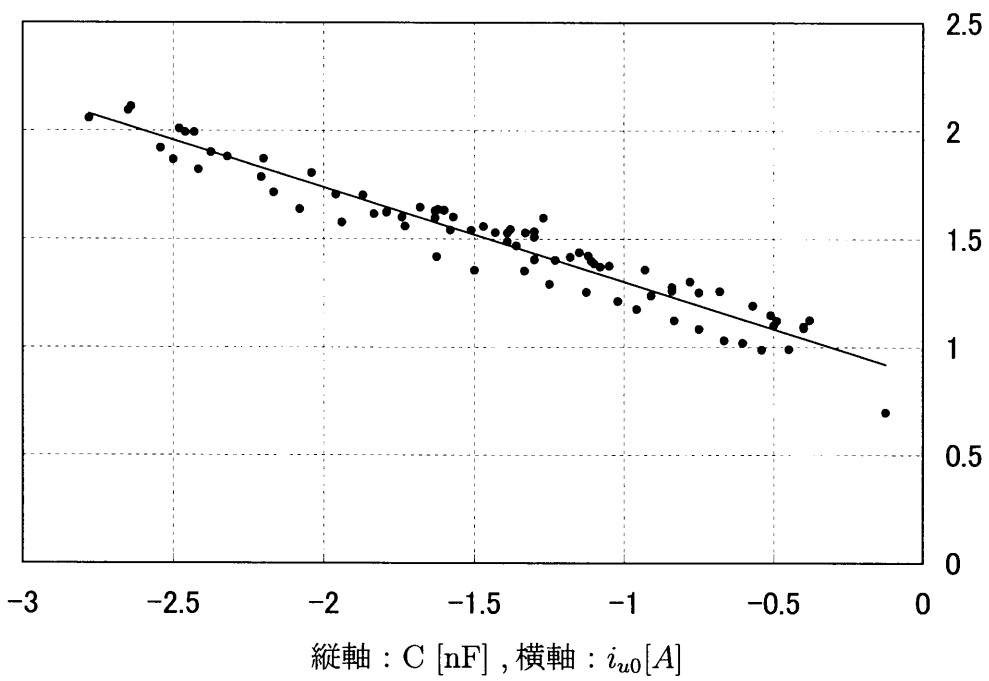
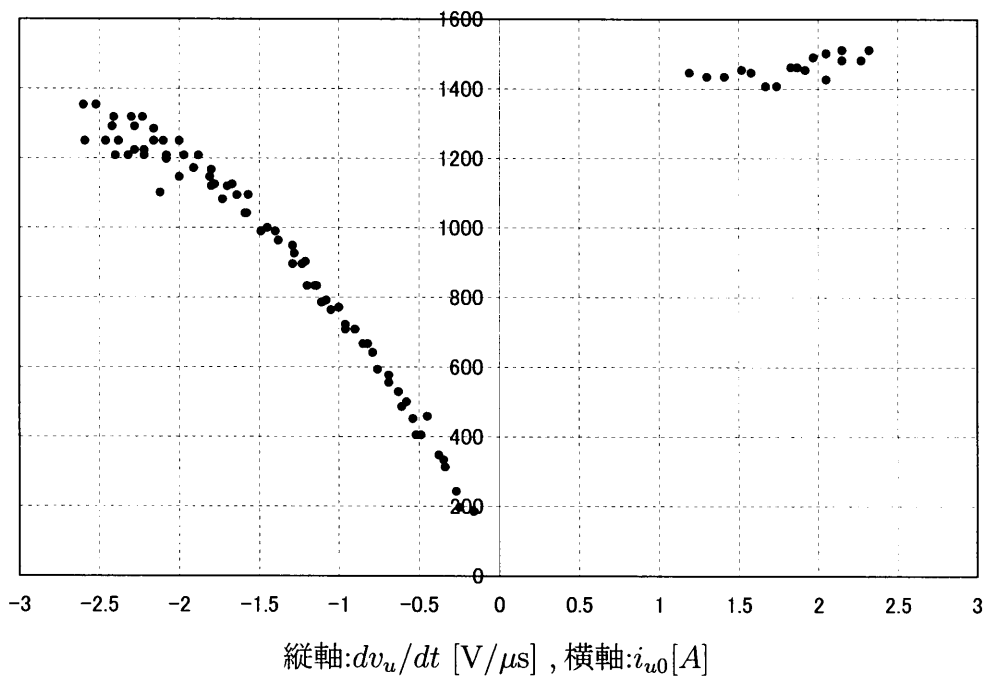
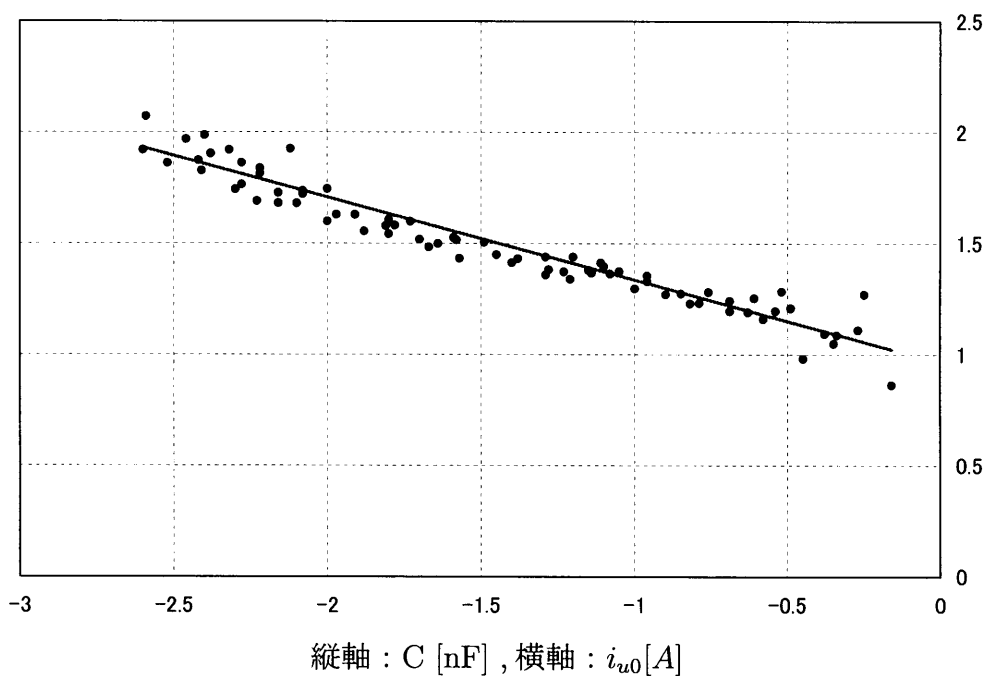


Fig. 3.47 C- i_{u0} 特性



縦軸: dv_u/dt [V/ μ s], 横軸: i_{u0} [A]

Fig. 3.48 $dv_u/dt-i_{u0}$ 特性



縦軸: C [nF], 横軸: i_{u0} [A]

Fig. 3.49 $C-i_{u0}$ 特性

第4章 高周波振動電流シミュレーションシステム

本章では、まず4.1節において、第3章で同定した電動機高周波モデル、接地モデルおよびインバータモデルを組み合わせた、PMSMのインバータ駆動システムの高周波振動電流シミュレーションシステムを提案し、PMSMに流れる相電流の高周波成分の振動電流をシミュレーションする。そして、4.2節において、この振動電流のシミュレーション波形と第2章で観測した実機による振動電流観測波形とを比較し、高周波領域における提案システムの有効性を検証する。

4.1 高周波振動電流シミュレーションシステムの提案

これまでに求めてきた各モデルにより一相分の振動電流をシミュレーションするにあたり、必要な値である一相分の電動機高周波モデル（接地環境を含めたコモンモードモデル G_{C-gnd} 、ノーマルモードモデル G_N ）とそれにかかる一相分の電圧を、3.1.1項で示した等価回路を用いて説明する。

まず、コモンモード等価回路はU相、V相およびW相の三相が並列に接続されているため、一相分のコモンモード等価回路のインピーダンスは、Fig. 3.2の三相一括端子-フレーム間インピーダンスの3倍となる。ノーマルモード等価回路は二相分が直列となっているため、一相分のノーマルモード等価回路のインピーダンスは、Fig. 3.3のU-V間インピーダンスの1/2倍となる。すなわち、3.1節および3.2節で同定した電動機高周波モデルは入力を電圧、出力を電流としているため、アドミタンスをあらわしていることから、一相分の接地環境を含めたコモンモードモデルは $G_{C-gnd}/3$ 、一相分のノーマルモードモデルは $2G_N$ となる。

次に、これらのモデルにかかる電圧を考える。その電圧の様子をFig. 4.1に示す。接地環境を含めたコモンモードモデルには式(4.1)のように零相電圧（コモンモード電

圧) v_0 が印加され, ノーマルモードモデルには式 (4.2) のように対称分電圧 (ノーマルモード電圧: 正相分, 逆相分電圧の和) v_{UN} が印加される。

$$v_0 = \frac{v_U + v_V + v_W}{3} \quad (4.1)$$

$$v_{UN} = v_U - v_0 \quad (4.2)$$

このような一相分の値を用いて行う, 高周波振動電流シミュレーションシステムのブロック線図を Fig. 4.2 に示す。なお, 代表として U 相電圧の立ち上がり時のみシミュレーションする。Fig. 4.2 において, インバータのスイッチング状態により電動機高周波モデルへの入力として, どの電圧を利用するか switch 部分で決定する。具体的に用意している電圧は, IGBT が完全に ON, OFF したときの 2 状態に加え, IGBT のスイッチング時における過渡状態 (インバータモデルによる dv/dt および IGBT のスイッチング特性による dv/dt) を模擬した 2 状態の合計 4 種類であり, スwitching 直前の相電流 i_u の瞬時値 i_{u0} の値により次のように決定する。また, インバータの U 相アーム上段 IGBT を Sw_1 , 下段を Sw_2 とする。

(1) $v_U = 0[V]$ (状態 C, Sw_1 : OFF, Sw_2 : ON)

(2) 電圧の立ち上がり時 (状態 A または状態 D, Sw_1 : OFF, Sw_2 : OFF)

$i_{u0} > 0$ の領域 (状態 D): IGBT のスイッチング特性により dv/dt を決定する。

$i_{u0} < 0$ の領域 (状態 A): 瞬時値 i_{u0} をインバータモデル Z_{INV} に入力し, dv/dt を決定する。

(3) $v_U = E[V]$ (状態 B, Sw_1 : ON, Sw_2 : OFF)

リンク電圧 E を用いる。

生成した電圧を一相分のコモンモード電圧および一相分のノーマルモード電圧とし, 一相分の接地環境を含めたコモンモードモデルおよび一相分のノーマルモードモデルにそれぞれ印加する。コモンモード電流は出力 i_{com-U} を 3 倍したものであり, ノーマルモード電流は出力 i_{nor-U} である。また, Fig. 4.2 のシミュレーションシステムは MATLAB/Simulink で構築した。

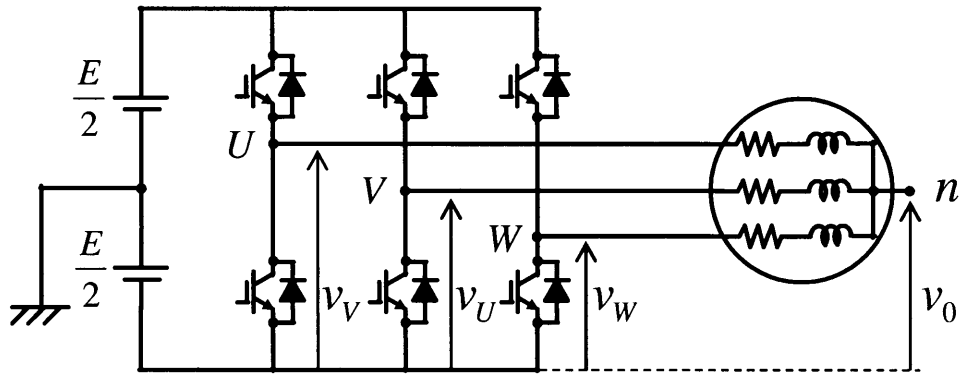


Fig. 4.1 電圧の様子

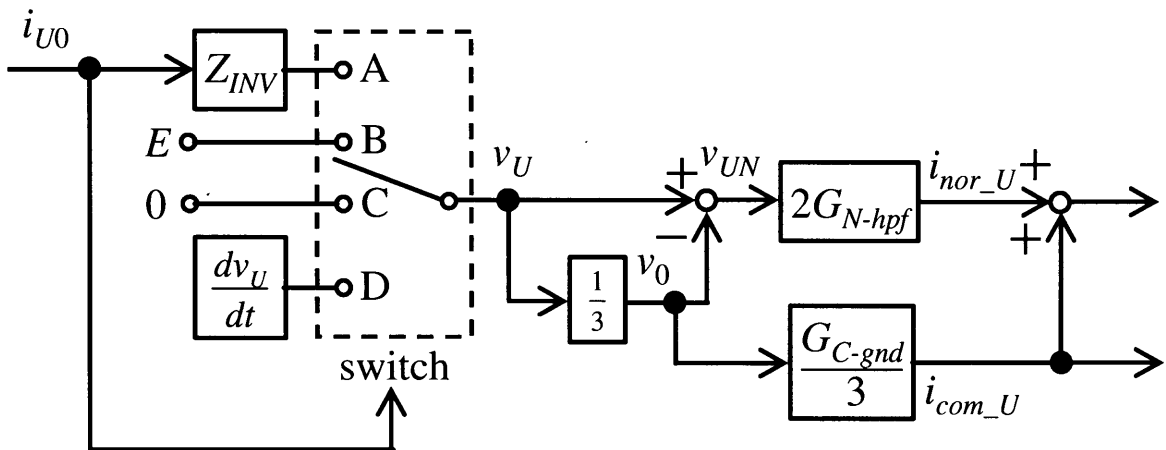


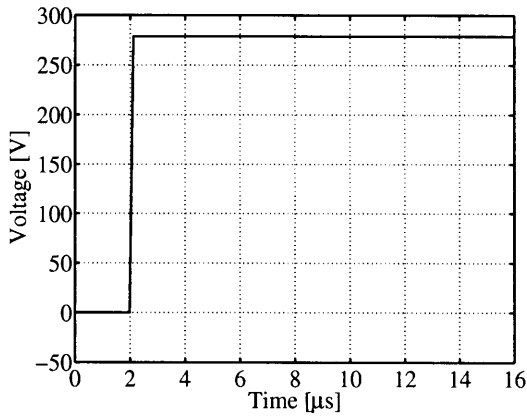
Fig. 4.2 高周波振動電流シミュレーションシステムのブロック線図

4.2 高周波振動電流のシミュレーション結果

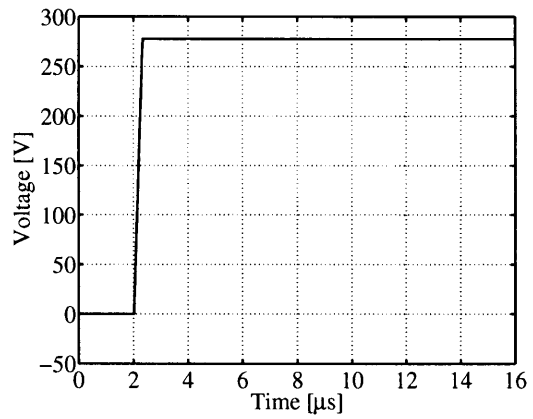
4.1節で示した高周波振動電流シミュレーションシステムを用いて、模擬したU相電圧波形、コモンモード電流波形およびノーマルモード電流波形をFig. 4.3からFig. 4.6に示す。なお、シミュレーションに使用した各種モデルはTable. 3.1のコモンモードモデル、Table. 3.2のノーマルモードモデル、Table. 3.3の接地モデルおよびFig. 3.47の特性のインバータモデルである。スイッチング直前の相電流の瞬時値 i_{u0} の値は、第2章で観測した実機による振動電流波形と対応した値とした。

Fig. 4.3からFig. 4.6より、どの i_{u0} においても電圧の傾きが模擬できており、 $i_{u0} < 0$ では、電圧の傾きが変化する様子を模擬できていることが確認できる。コモンモード電流では、5[MHz]の高い周波数成分と200[kHz]の低い周波数成分を含んでおり、徐々に減衰する様子が模擬できている。ノーマルモード電流では、7[MHz]の高い周波数成分のあと緩やかに上昇していく様子が模擬できている。振幅については、シミュレーション結果のほうが多少大きいものの、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど振幅が大きい様子が模擬できている。

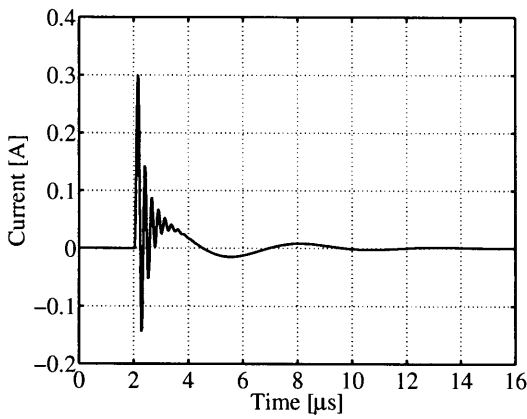
以上より、電動機高周波モデル、接地モデルおよびインバータモデルを組み合わせることで、 i_{u0} の値によらず、相電流の高周波成分の振動電流を模擬できることを示した。



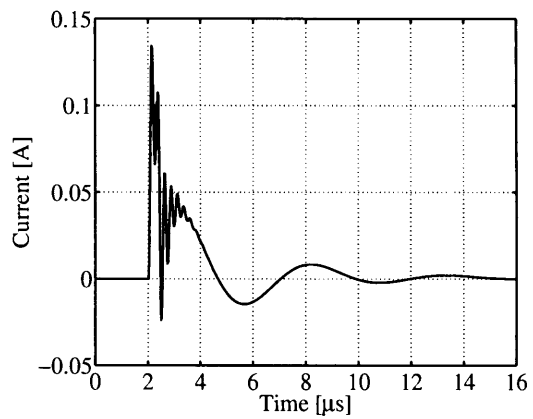
(a) U相電圧波形



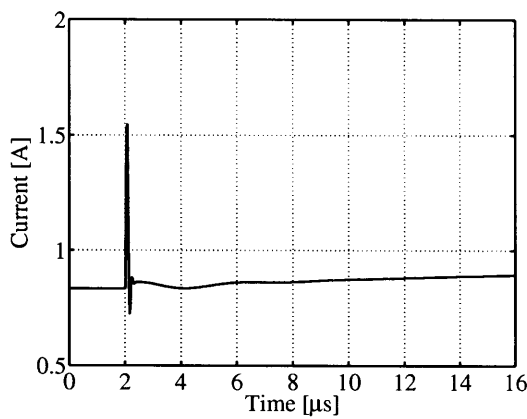
(a) U相電圧波形



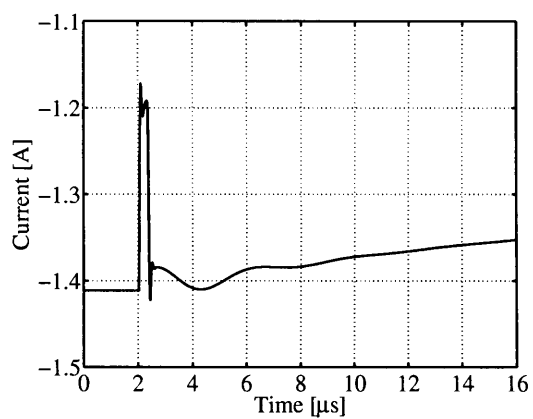
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



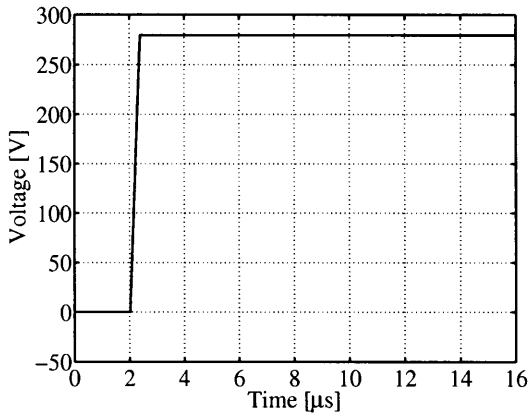
(c) ノーマルモード電流波形



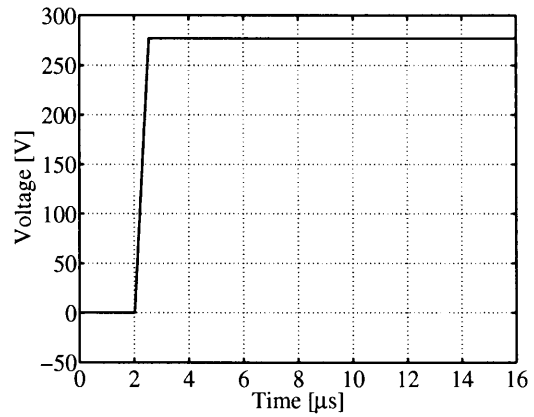
(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 4.3 $i_{u0} = +0.85[A]$ (シミュレーション結果)

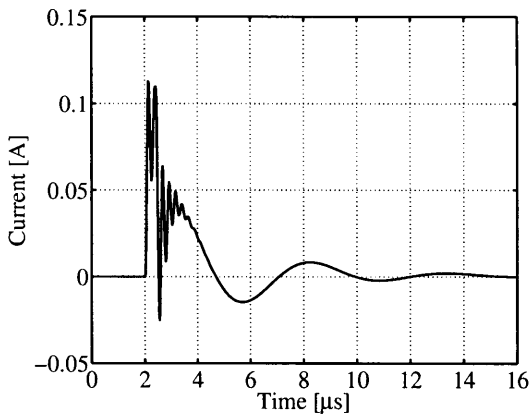
Fig. 4.4 $i_{u0} = -1.41[A]$ (シミュレーション結果)



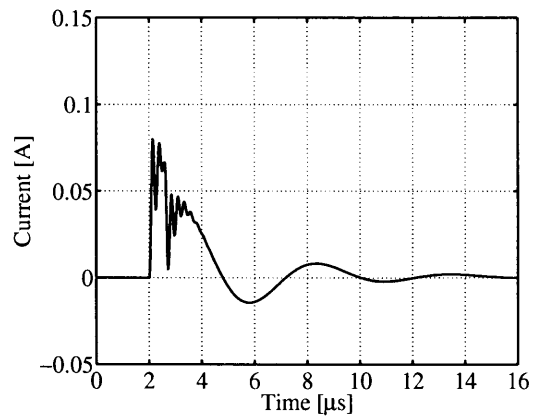
(a) U相電圧波形



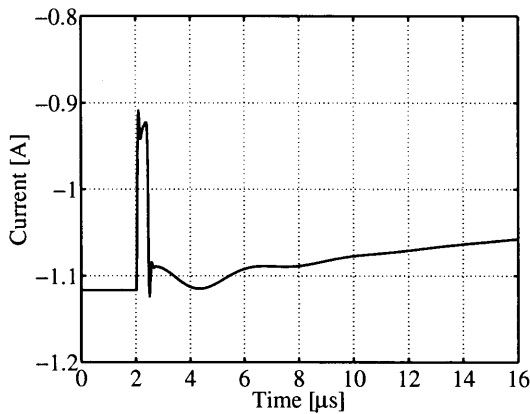
(a) U相電圧波形



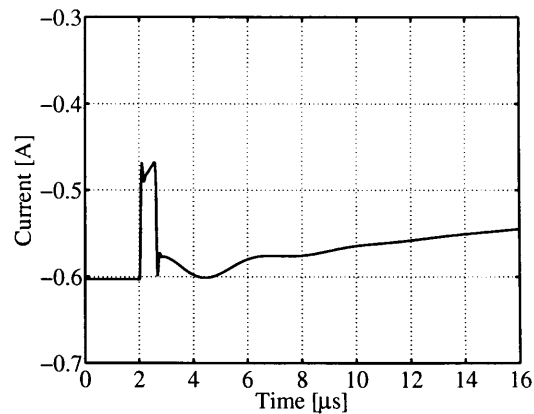
(b) コモンモード電流波形



(b) コモンモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形



(c) ノーマルモード電流波形

Fig. 4.5 $i_{u0} = -1.11[A]$ (シミュレーション結果)

Fig. 4.6 $i_{u0} = -0.60[A]$ (シミュレーション結果)

第5章 広帯域電流シミュレーションシステム

本章では、まず5.1節において、基本波を対象とした一般的なPWMインバータを用いてV/f駆動されているPMSMの低周波電流のシミュレーションシステムと、第4章で提案した高周波振動電流シミュレーションシステムとを組み合わせることにより、低周波成分から高周波成分まで幅広い周波数帯域での電流の模擬が可能なシミュレーションシステムを提案し、PMSMに流れる相電流の基本波一周期分に対してシミュレーションする。そして、5.2節において、この相電流のシミュレーション波形と実機実験による観測波形とを比較し、相電流の低周波成分から高周波成分の振動電流までの幅広い周波数帯域における提案システムの有効性を検証する。

5.1 広帯域電流シミュレーションシステムの提案

広帯域電流シミュレーションシステムを構築するにあたり、PMSMに流れる相電流の低周波成分を模擬する低周波領域と高周波成分の振動電流を模擬する高周波領域のについてそれぞれ説明する。

PMSMに流れる相電流の低周波成分を模擬する低周波領域は、一般的なPWMインバータを用いたV/f駆動されるPMSMの低周波電流のシミュレーションシステムを用いる。その際、相電流を模擬するPMSMの低周波モデル（以下電動機低周波モデル）は、通常のRL直列回路を、インバータの制御方式は三角波比較PWM方式を用いる。電動機低周波モデルへの入力は、PWMインバータにより電圧指令値と三角波を比較しインバータ出力電圧を生成する。生成した電圧を電動機低周波モデルに印加し、PMSMに流れる相電流の低周波成分を模擬する。ここで、低周波領域における各相のインバータ出力電圧を v_{U-PWM} , v_{V-PWM} , v_{W-PWM} , 相電流の低周波成分を i_{U-low} , i_{V-low} , i_{W-low} とする。

相電流の高周波成分の振動電流を模擬する高周波領域は、第4章で提案した Fig. 4.2 の高周波振動電流シミュレーションシステムを用いる。ただし、ノーマルモードモデルについては以下に述べる理由から再度同定する必要がある。

ノーマルモード電流波形は Fig. 3.5 から Fig. 3.8 の (c) の波形より、数 [MHz] の高い振動的な周波数成分のあと数 10[kHz] の緩やかに上昇していく低周波成分を含んでおり、提案する広帯域電流シミュレーションシステムにおいては、数 [MHz] の成分のみを高周波領域の対象とする。緩やかに上昇していく低周波成分は、低周波領域において、インバータ出力電圧を PMSM に印加したときの相電流の過渡状態による電流の上昇で表現可能であるため、ノーマルモード電流は高周波成分と低周波成分をわけて考える。そこで、Fig. 3.5 から Fig. 3.8 の (c) のノーマルモード電流波形にハイパスフィルタを通すことで低周波成分を除去する。その際のハイパスフィルタは、Fig. 3.13 (b) より 40[kHz] に共振があることを考慮して、カットオフ周波数 100[kHz] の一次のハイパスフィルタとした。低周波成分除去後のノーマルモード電流波形を Fig. 5.1 に示す。Fig. 5.1 より、緩やかに上昇していく低周波成分が除去できており、高い振動的な周波数成分のあと徐々に減衰し、一定値に収束する様子が確認できる。次に入力データを Fig. 3.6 (a)，出力データを Fig. 5.1 (b) として、再度ノーマルモードモデルを同定する。同定手順は、3.1 節と同様である。同定した低周波成分除去後のノーマルモードモデル $G_{N-hpf}(s)$ のパラメータを Table. 5.1 に示す。次に、同定したモデルの妥当性を確認するために、Fig. 3.5 から Fig. 3.8 の (a) の電圧波形を印加し、シミュレーションする。シミュレーション結果を Fig. 5.3，ノーマルモードモデルの周波数特性を Fig. 5.2 に示す。Fig. 5.3 より、高い振動的な周波数成分を含んでおり、徐々に減衰し、一定値に収束する様子を模擬できていることが確認できる。さらに、Fig. 5.2 より、低周波成分除去前にあった 40[kHz] の共振点がなく、これは時間応答波形の緩やかに上昇していく低周波成分を除去できた結果に対応している。

以上より、提案する広帯域電流シミュレーションシステムにおいては、低周波成分を除去したノーマルモードモデル $G_{N-hpf}(s)$ を用いることにする。

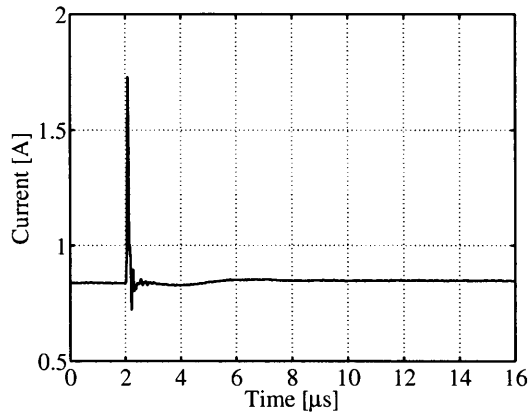
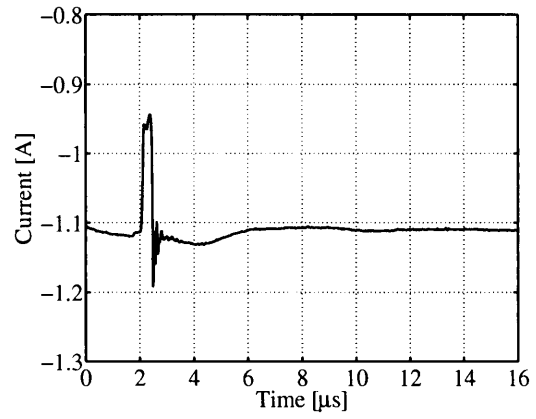
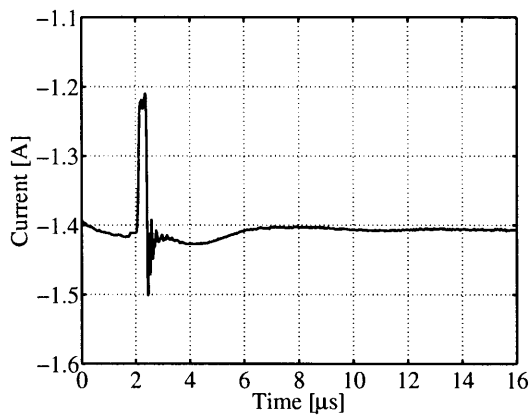
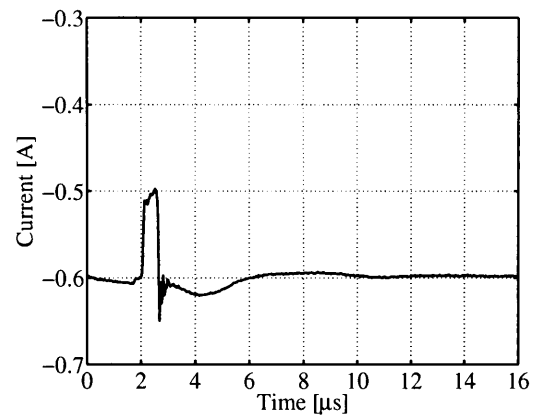
(a) $i_{u0} = +0.85$ (c) $i_{u0} = -1.11$ (b) $i_{u0} = -1.41$ (d) $i_{u0} = -0.60$

Fig. 5.1 ノーマルモード電流 (低周波成分除去後)

Table 5.1 ノーマルモードモデルのパラメータ（低周波成分除去後）

\hat{a}_0	5.096×10^{33}	\hat{b}_0	1.097×10^{28}
\hat{a}_1	6.440×10^{27}	\hat{b}_1	1.310×10^{23}
\hat{a}_2	5.626×10^{21}	\hat{b}_2	1.172×10^{18}
\hat{a}_3	1.921×10^{15}	\hat{b}_3	7.209×10^{11}
\hat{a}_4	4.416×10^7	\hat{b}_4	3.283×10^5
\hat{a}_5	1	—	—

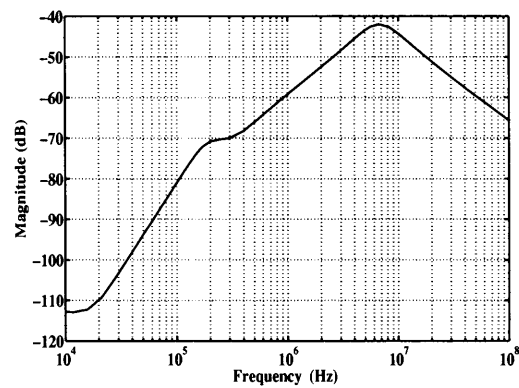


Fig. 5.2 ノーマルモードモデルの周波数特性（低周波成分除去後）

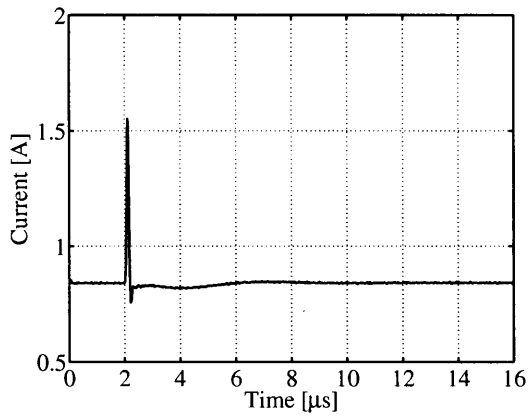
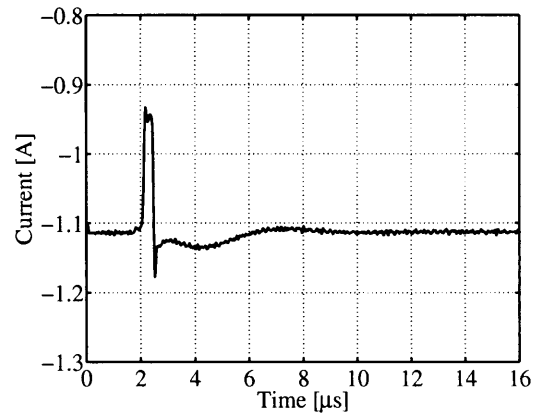
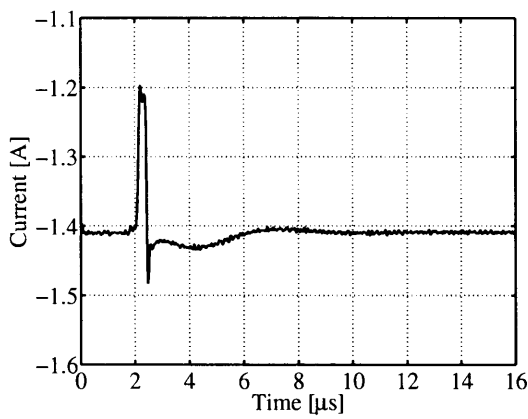
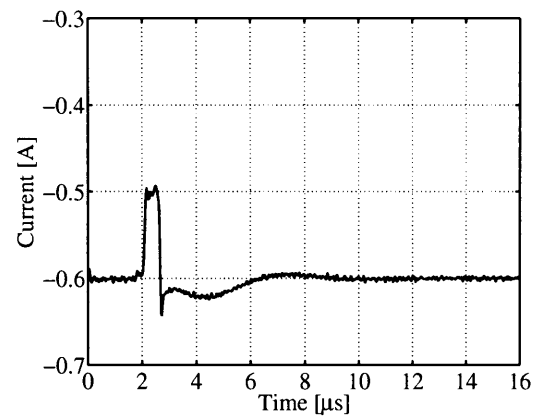
(a) $i_{u0} = +0.85$ (c) $i_{u0} = -1.11$ (b) $i_{u0} = -1.41$ (d) $i_{u0} = -0.60$

Fig. 5.3 ノーマルモードモデル出力（低周波成分除去後，シミュレーション結果）

次に、接地状態を含めたコモンモードモデルおよび低周波成分を除去したノーマルモードモデルへの入力として、インバータのスイッチング状態により電圧パルスを生成する。ここでは代表としてU相電圧の生成について述べる。第4章では電圧の立ち上がり時のみであったが、今回は相電流の基本波一周期にわたりシミュレーションを行うため、電圧の立ち下がり時も考慮する。電圧の立ち下がりとは逆に考えればよい。すなわち、 $i_{u0} > 0$ ではインバータモデルによって、 $i_{u0} < 0$ ではインバータのスイッチング特性によってそれぞれ $-dv/dt$ を決定する。Fig. 4.2 と同様に用意している電圧は4種類あり、低周波領域における電動機低周波モデル出力の相電流の瞬時値 i_{u0} の値と、今回電圧の立ち下がり時も考慮するため、低周波領域における三角波比較PWMにより生成したインバータ出力電圧 v_{U-PWM} の立ち上がりか立ち下がりかを判断し、どの電圧を利用するかを switch 部分で決定する。例えば、U相電流が負に流れる場合のU相電圧の立ち上がりから立ち下がりにかけて次のように選択する。

- (1) $v_U = 0[V]$ (状態 C, $Sw_1 : \text{OFF}$, $Sw_2 : \text{ON}$)
- (2) 電圧の立ち上がり時 (状態 A, $Sw_1 : \text{OFF}$, $Sw_2 : \text{OFF}$)
瞬時値 i_{u0} をインバータモデル Z_{INV} に入力し、 dv/dt を決定する。
- (3) $v_U = E[V]$ (状態 B, $Sw_1 : \text{ON}$, $Sw_2 : \text{OFF}$)
リンク電圧 E を用いる。
- (4) 電圧の立ち下がり時 (状態 D, $Sw_1 : \text{OFF}$, $Sw_2 : \text{OFF}$)
IGBT のスイッチング特性により $-dv/dt$ を決定する。

このように switch 部分で随時選択し電圧パルスを生成する。ただし、 i_{u0} が 0 付近においては常に IGBT のスイッチング特性の dv/dt を用いることにする。これは、switch 部分において、 i_{u0} の正負によってインバータモデルまたは IGBT のスイッチング特性のどちらの dv/dt を用いるか決定するが、 i_{u0} が 0 付近においては電圧が立ち上がっている途中に i_{u0} の正負が変わり、 dv/dt の特性が変化することを防ぐためである。なお、このときの i_{u0} の幅は、電動機低周波モデル出力の相電流の過渡状態による電流の上昇幅を考慮して決定する。

生成した電圧を一相分のコモンモード電圧および一相分のノーマルモード電圧とし、一相分の接地環境を含めたコモンモードモデルおよび一相分の低周波成分を除去した

ノーマルモードモデルにそれぞれ印加する。これらの振動電流のシミュレーションは V 相および W 相も同様である。

次に、三相分の振動電流のシミュレーションを行ったあとの零相電流の生成および相電流の低周波成分への重畳の仕方についてそれぞれ説明する。はじめに、電動機高周波モデル出力の各相のコモンモード電流を i_{com-U} , i_{com-V} , i_{com-W} , ノーマルモード電流を i_{nor-U} , i_{nor-V} , i_{nor-W} , 各相のインバータ出力相電圧を v_U , v_V , v_W , 零相電圧 v_0 とする。コモンモード電流は 4.1 節と同様に零相電圧 v_0 の立ち上がりとしち下がりにより発生するため、式 (5.1) のように零相電流は各相のコモンモード電流を計算することができる (Fig. 5.4 (a))。

$$i_0 = i_{com-U} + i_{com-V} + i_{com-W} \quad (5.1)$$

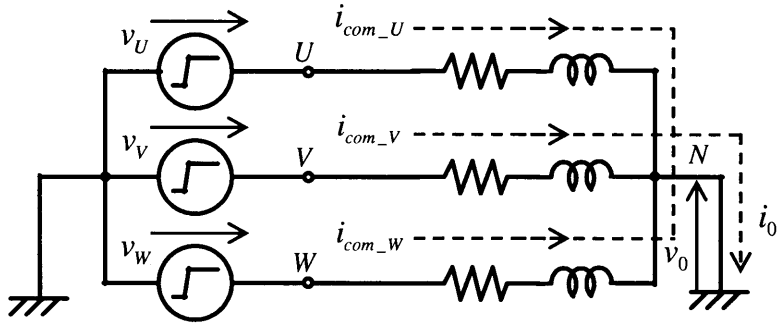
ノーマルモード電流も 4.1 節と同様に対称分電圧 v_{UN} の立ち上がりとしち下がりにより発生する。ここで、 v_{UN} の立ち上がり時について考える。 v_{UN} の立ち上がりにより発生するノーマルモード電流 i_{nor-U} は U 相を流れたあと電動機の中性点を通り他の相に流れる。その際、電動機は三相平衡なので各相のインピーダンスは同じであることから、 i_{nor-U} は V 相と W 相に $i_{nor-U}/2$ ずつ流れる (Fig. 5.4 (b))。同様に、V 相で発生したノーマルモード電流 i_{nor-V} と W 相で発生したノーマルモード電流 i_{nor-W} も他の相に $1/2$ ずつ流れる。よって、U 相の相電流の低周波成分 i_{U-low} にノーマルモード電流を重畳させる際、重畳後の U 相の相電流 i_U とすると、式 (5.2) のように計算することができる。

$$i_U = i_{U-low} + i_{nor-U} - \frac{i_{nor-V}}{2} - \frac{i_{nor-W}}{2} \quad (5.2)$$

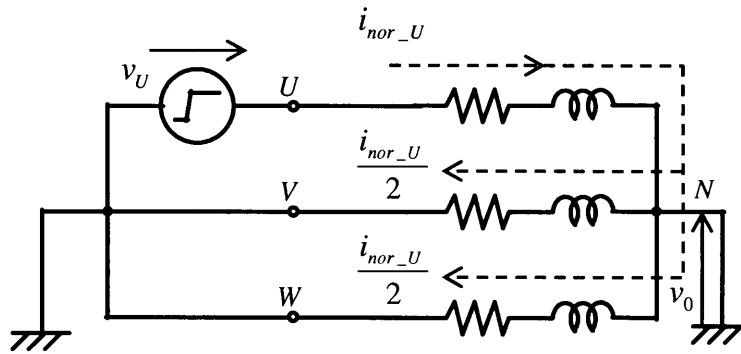
以上のことを考慮して、低周波領域と高周波領域を組み合わせた、広帯域電流シミュレーションシステムを Fig. 5.5 に示す。Fig. 5.5 において、Low-frequency 部分および High-frequency 部分 (三相分) はそれぞれ前述した低周波領域および高周波領域である。なお、高周波領域において V-phase High-frequency 部分と W-phase High-frequency 部分の中が省略してあるが、U-phase High-frequency 部分のブロック内と同様である。シミュレーション後の各相電流はノーマルモード電流を重畳したあとの i_U , i_V , i_W であり、零相電流はコモンモード電流を計算した i_0 の 3 倍したものである。また、Fig. 5.5 のシミュレーションシステムは MATLAB/Simulink で構築した。

これまでに述べたように Fig. 5.5 の提案システムは、PMSM に流れる相電流の低周波成分を模擬する低周波領域と高周波成分の振動電流を模擬する高周波領域の二つの

周波数領域が混在するシステムである。それぞれの領域において、電動機低周波モデルおよび電動機高周波モデルともに電圧パルスを印加し、シミュレーションを行い、最後にそれぞれの模擬した電流を組み合わせるものである。高周波領域においては、接地環境を含めたコモンモードモデルおよび低周波成分を除去したノーマルモードモデルの周波数特性 (Fig. 3.33 (a) および Fig. 5.2) より、周波数が低くなるにつれアドミタンスの dB 値が小さくなる、すなわちインピーダンスが大きくなるため、低周波の電流は流れない。そのため、電動機高周波モデルは高周波領域のみ適用可能なモデルである。一方、低周波領域においては、電動機低周波モデルは通常の RL 直列回路を用いているため、周波数が高くなるにつれインピーダンスが大きくなるため、高周波の電流は流れない。そのため、電動機低周波モデルは低周波領域のみ適用可能なモデルである。以上より、提案システムは二つの周波数領域が混在するシステムであるが、一方の周波数領域がもう一方に影響することなくシミュレーションを行うことができる。



(a) コモンモード電流の様子



(b) ノーマルモード電流の様子

Fig. 5.4 振動電流の他の相との関係

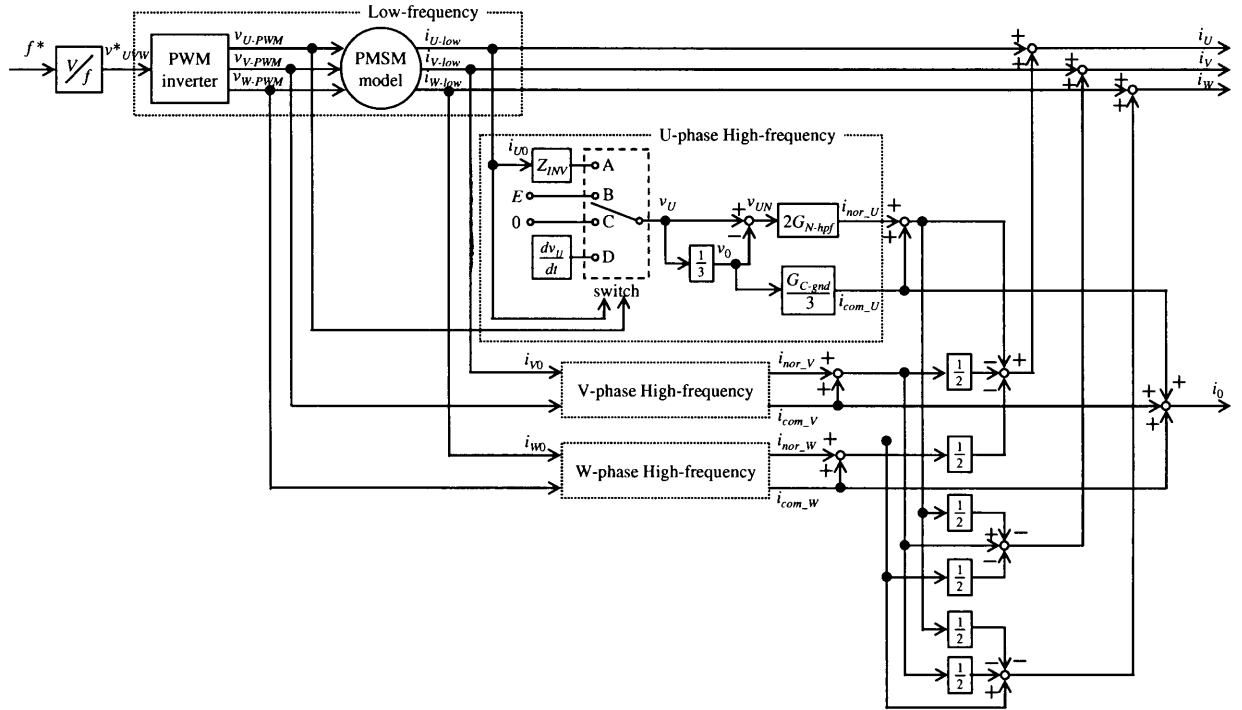


Fig. 5.5 広帯域電流シミュレーションシステムのブロック線図

5.2 広帯域電流のシミュレーション結果

5.1節で示した広帯域電流シミュレーションシステムを用いて、PMSMをインバータ駆動したときの相電流をシミュレーションする。PMSMの駆動条件は第2章の実機実験と同様に、インバータのリンク電圧を280[V]、三角波キャリア周波数を10[kHz]、PMSMの駆動周波数を30[Hz]とし、PWMインバータによるV/f一定制御、無負荷運転を行う。なお、電動機低周波モデルの各パラメータは参考文献⁸⁾を参考にTable. 5.2のように決定した。シミュレーションに使用した各種モデルはTable. 3.1のコモンモードモデル、Table. 3.2のノーマルモードモデル、Table. 3.3の接地モデルおよびFig. 3.47の特性のインバータモデルである。実際のシミュレーションの手順は、はじめに低周波領域のみで三相分の相電流の低周波成分のシミュレーションを行う。その後、低周波領域のシミュレーション結果の一相分の相電流の低周波成分とインバータ出力のパルス電圧のデータを、高周波領域の入力として用いて相電流一周期にわたり振動電流のシミュレーションを行う。高周波領域においては三相分を行い、最後に低周波領域と高周波領域のそれぞれのシミュレーション結果を組み合わせることで終了とする。計算時間は、低周波領域と高周波領域を含めて三相分を行った場合、低周波領域のみに要する時間に対して約5倍程度である。

このような条件で行ったシミュレーション結果の代表としてU相電圧、U相電流および零相電流をFig. 5.6に示す。また、Fig. 5.6の各動作点におけるU相電流および零相電流の実測波形およびシミュレーション結果の拡大図をFig. 5.7からFig. 5.10に示す。なお、相電流の瞬時値 i_{u0} の値は、第2章で観測した実機による振動電流波形と対応した値とした。Fig. 5.6より、相電流がPMSMの駆動周波数の30[Hz]であることが確認できる。また、U相電流波形および零相電流波形にノイズが重畳していることが確認できる。実測波形に比べシミュレーション結果のほうが重畳しているノイズの振幅がU相電流波形は小さく、零相電流波形は大きくなっている。これは、振幅が大きな振動電流が発生する領域（電動機高周波モデルにIGBTのスイッチング素子の特性の dv/dt による電圧が印加されるとき）の電動機高周波モデルの模擬精度によるもので、Fig. 5.1 (a)とFig. 5.3 (a)より、ノーマルモード電流に対してはシミュレーション結果のほうが振幅が小さく、Fig. 2.6 (b)とFig. 3.30 (a)より、コモンモード電流に対してはシミュレーション結果のほうが振幅が大きくなることからいえる。そのため、振動電流の振幅については提案するシミュレーションシステムの影響ではない。

Fig. 5.7からFig. 5.10の(a)と(b)の実測波形とシミュレーション結果より、U

相電圧の立ち上がり時および立ち下がり時と同時に電流波形にはノイズが重畳していることが確認できる。それ以外で発生しているノイズは他の相の電圧により発生するもので、発生するタイミング、振幅の大きさが実測波形とほぼ同じであることが確認できる。

Fig. 5.7から Fig. 5.10の(c)と(d)の振動電流波形より、コモンモード電流波形では、5[MHz]の高い周波数成分と200[kHz]の低い周波数成分のあと、徐々に減衰する様子が模擬できていることが確認できる。ノーマルモード電流波形では、高周波領域で模擬した7[MHz]の高い周波数成分のあと、低周波領域で模擬した緩やかに上昇していく様子がともに模擬できていることが確認できる。振幅については、実測波形と多少の違いを生じるが、 $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} の値が小さいほど振幅が大きい様子が模擬できている。

以上より、提案システムは、相電流の低周波成分から高周波成分の振動電流まで幅広い周波数帯域における電流の模擬に有効であることを示した。さらに、計算時間も一般的なPMSMのシミュレーションに対して、約5倍程度でシミュレーション可能である。

Table 5.2 電動機低周波モデルのパラメータ

電機子巻線抵抗 R	0.4[Ω]
電機子巻線の自己インダクタンス L	0.008[H]
電機子巻線鎖交磁束 Φ	0.233[V \cdot s/rad]
慣性モーメント J_m	0.000255[kg \cdot m ²]
極対数 p	2

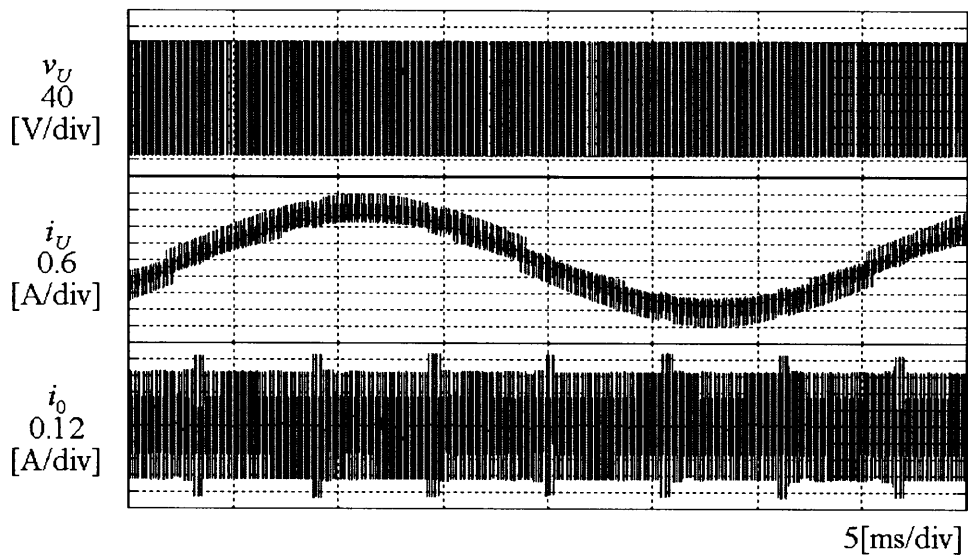
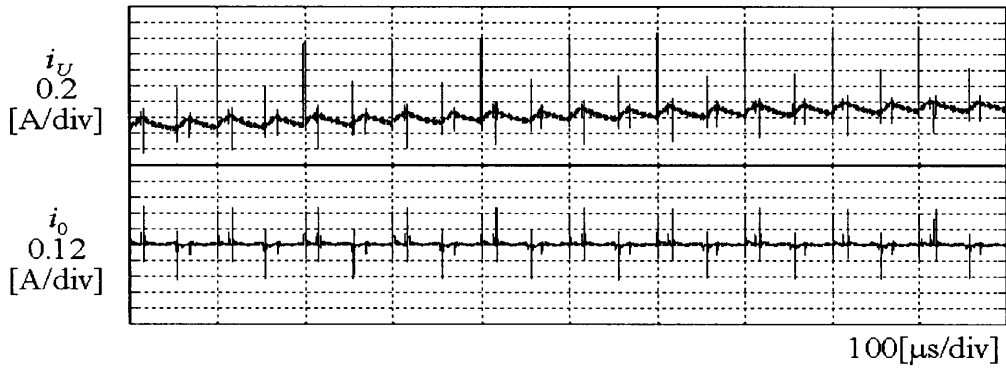
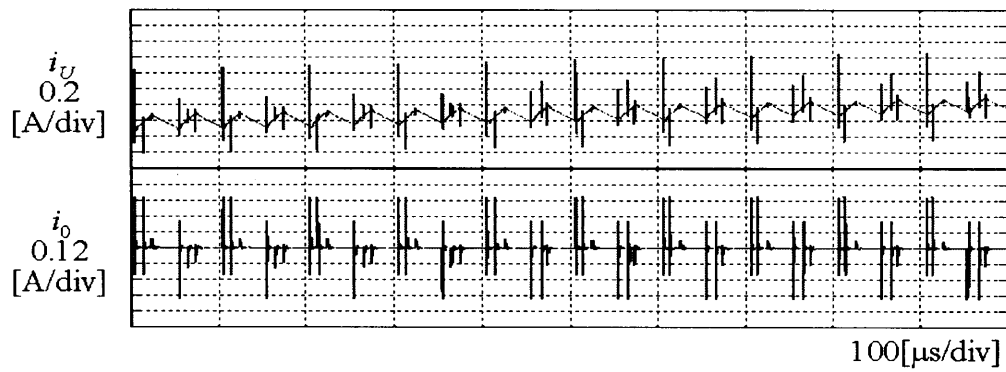


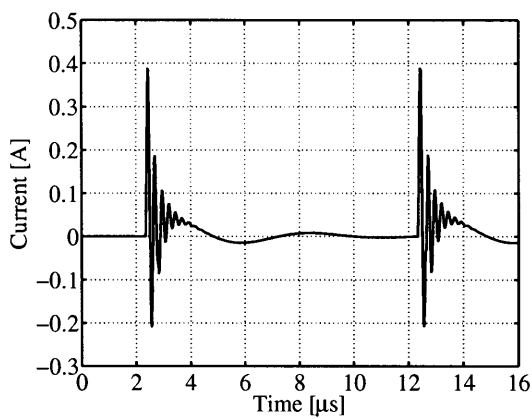
Fig. 5.6 シミュレーション結果（全体波形）



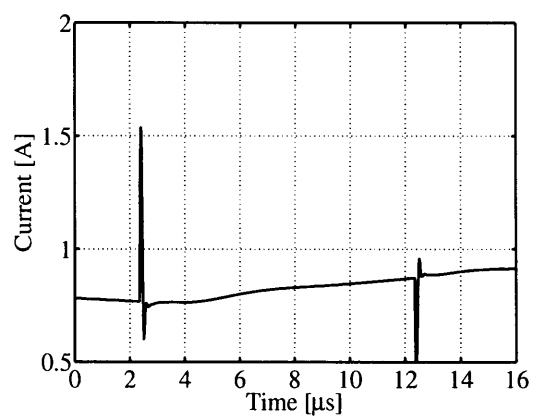
(a) 相電流および零相電流波形 (実測波形)



(b) 相電流および零相電流波形 (シミュレーション結果)

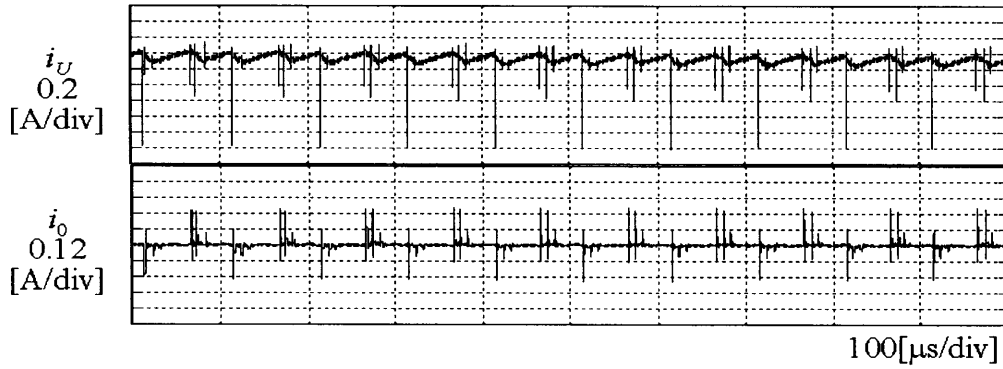


(c) コモンモード電流波形 (シミュレーション結果)

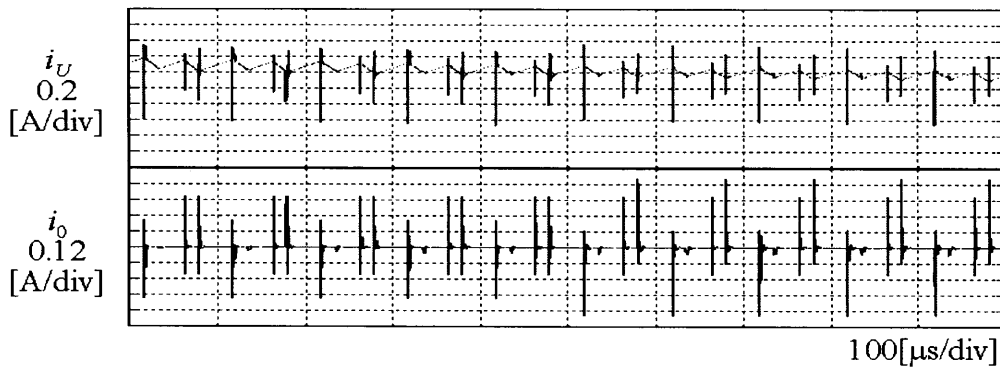


(d) ノーマルモード電流波形 (シミュレーション結果)

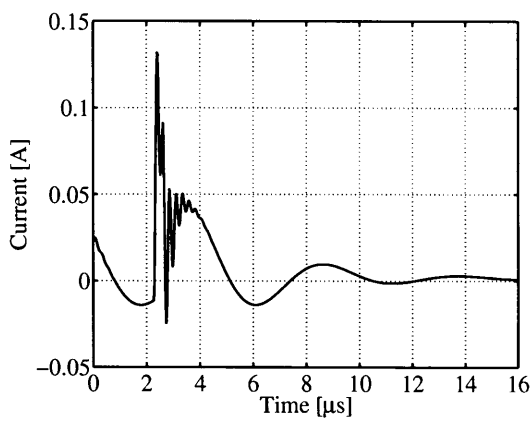
Fig. 5.7 $i_{u0} = +0.85[\text{A}]$ 付近の拡大図



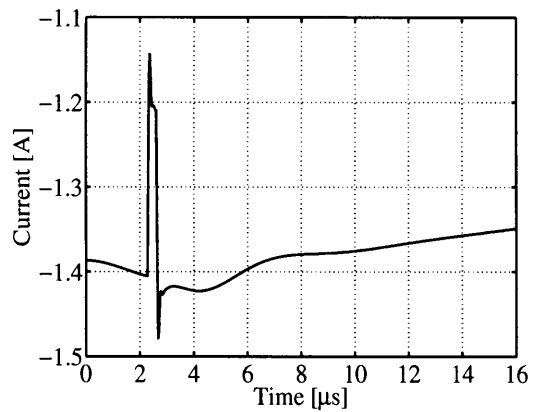
(a) 相電流および零相電流波形 (実測波形)



(b) 相電流および零相電流波形 (シミュレーション結果)

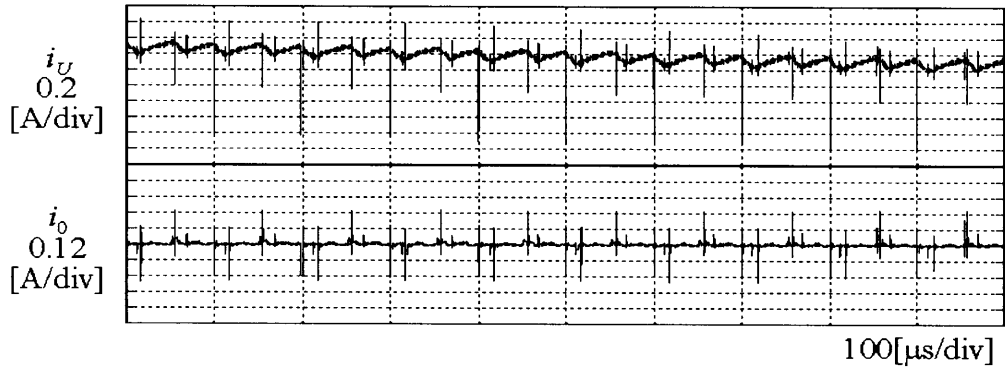


(c) コモンモード電流波形 (シミュレーション結果)

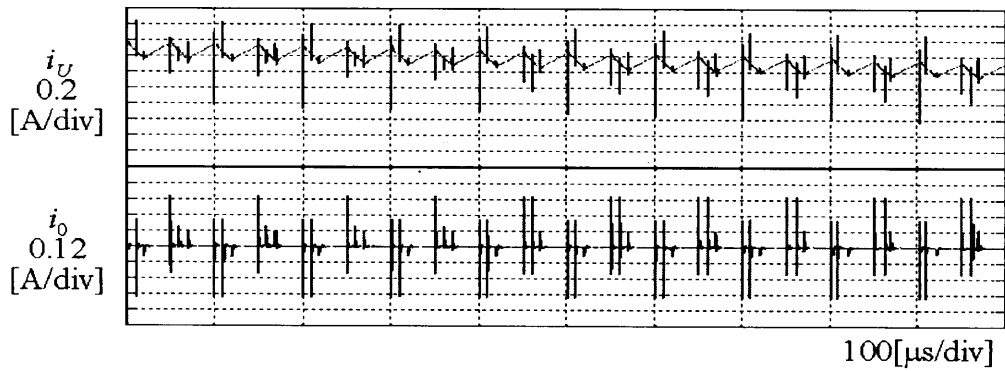


(d) ノーマルモード電流波形 (シミュレーション結果)

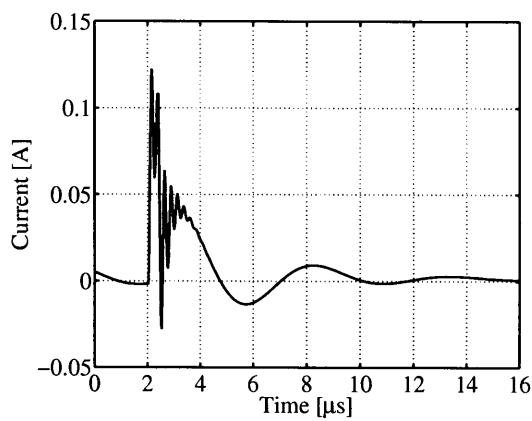
Fig. 5.8 $i_{u0} = -1.41$ [A] 付近の拡大図



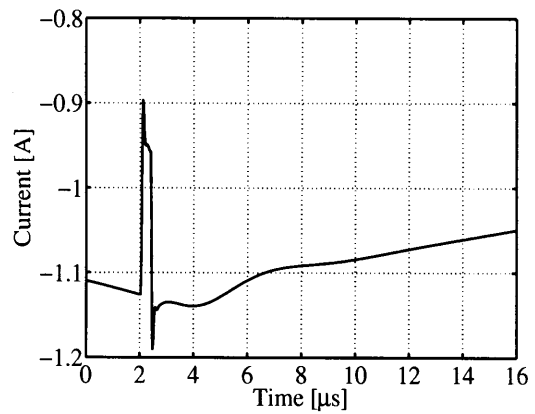
(a) 相電流および零相電流波形 (実測波形)



(b) 相電流および零相電流波形 (シミュレーション結果)

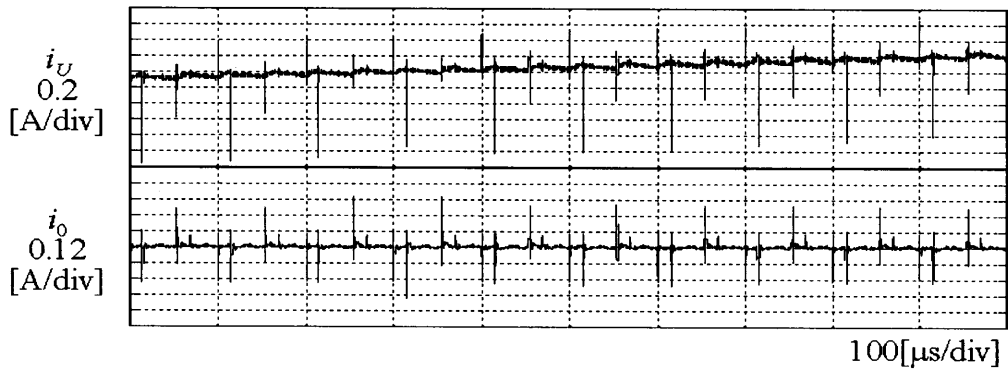


(c) コモンモード電流波形 (シミュレーション結果)

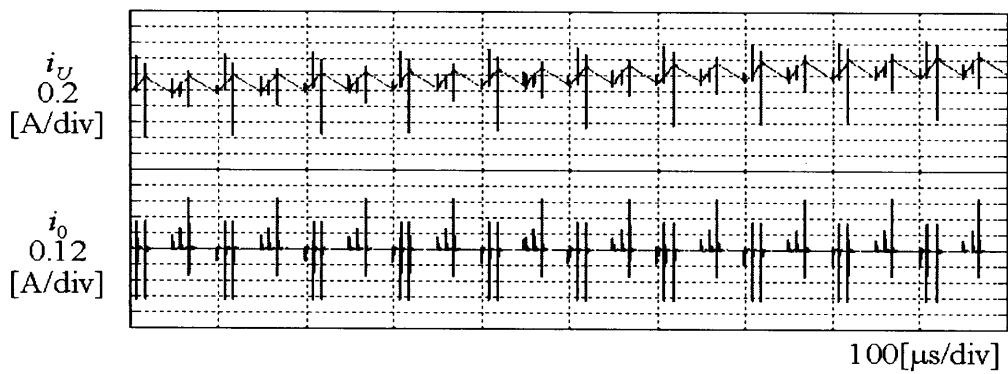


(d) ノーマルモード電流波形 (シミュレーション結果)

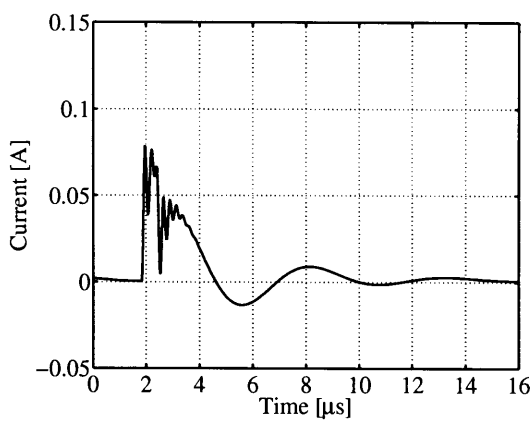
Fig. 5.9 $i_{u0} = -1.11[A]$ 付近の拡大図



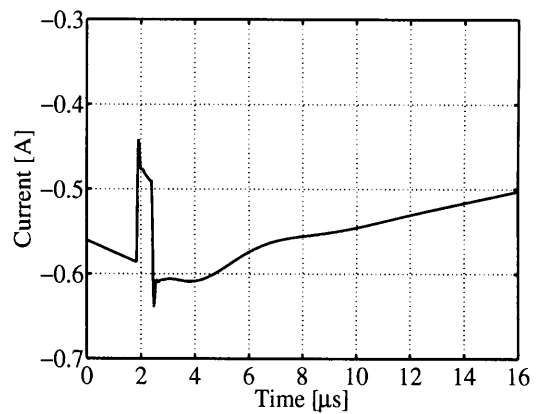
(a) 相電流および零相電流波形 (実測波形)



(b) 相電流および零相電流波形 (シミュレーション結果)



(c) コモンモード電流波形 (シミュレーション結果)



(d) ノーマルモード電流波形 (シミュレーション結果)

Fig. 5.10 $i_{u0} = -0.60[A]$ 付近の拡大図

第6章 結論

本研究では、PMSM をインバータ駆動した際の相電流の低周波成分から高周波成分の振動電流を模擬するため、PMSM を V/f 駆動し、低周波領域における相電流および零相電流を観測し、相電圧の立ち上がり立ち下がりの同時に各電流にノイズが重畳していることを確認した。高周波領域においてはコモンモード電流およびノーマルモード電流をさまざまな i_{u0} において観測し、数 [MHz] という高い振動的な周波数成分と数 100 [kHz] という前者より低い周波数成分を含み、電圧の立ち上がり時において $i_{u0} < 0$ では、 i_{u0} が小さくなるほど dv/dt と振動電流の振幅が大きいことを確認した。

次に、PMSM のインバータ駆動システムにおいて、PMSM、電源側接地環境、インバータ部をそれぞれ個別に予備実験を行い、PMSM 単体で発生する振動電流を模擬できる電動機高周波モデル、電源側接地環境を模擬できる振動電流模擬用の接地モデル、インバータ出力電圧を模擬できるインバータモデルを同定した。電動機高周波モデルおよびインバータモデルについては従来までに提案されている手法を用いて同定した。接地モデルについては、はじめに、三ヶ所の実験室においてコモンモード電流および接地線電流を観測し、電源側接地環境によってコモンモード電流に与える影響、コモンモード電流および接地線電流の振幅や周波数が異なることから、PMSM を接地する場所によってそれぞれ接地モデルを同定する必要があることを確認した。次に、各実験室において電源側接地端子に電圧を印加し、そのときの電圧と電流データからシステム同定を用いて同定する手法を提案した。さらに、従来提案されたコモンモードモデルに接地モデルを組み合わせることで、電源側接地環境の影響を受けるコモンモード電流を模擬できることを確認した。

これらの個別に同定した各種モデルを組み合わせることにより、高周波領域における高周波振動電流シミュレーションシステムを提案した。提案システムは i_{u0} の値によって、インバータ出力電圧の dv/dt を決定することでシミュレーションを行い、その結果、 i_{u0} の値によっては振動電流の振幅の大きさに実測波形との多少の違いがみられたが、振動電流に含まれる周波数成分や減衰の様子を模擬できていることを確認した。

さらに、高周波振動電流シミュレーションシステムを、一般的なPWMインバータを用いてV/f駆動されているPMSMの低周波電流のシミュレーションシステムに組み込むことにより、PMSMに流れる相電流の低周波成分から高周波成分の振動電流まで幅広い周波数帯域における電流を模擬可能なシミュレーションシステムを提案した。提案システムは、電動機低周波モデルと電動機高周波モデルの周波数特性を活かすことで、低周波領域と高周波領域の二つの周波数領域を組み合わせることができる。提案システムを用いてシミュレーションを行い実測波形と比較した結果、低周波領域では相電流および零相電流にノイズが重畳する様子、高周波領域では振動電流に含まれる周波数成分や減衰の様子がそれぞれ模擬できており、相電流の基本波一周期にわたり電流の低周波成分から高周波成分まで模擬できることを確認した。また、提案システムは一般的なPMSMのシミュレーションの計算時間に対して約5倍程度の計算時間で行える。

これらのことから、例えば、工場から出荷前のPMSMの試運転時の測定波形から電動機高周波モデル、PMSMを接地する場所の接地環境の特性から接地モデル、使用するインバータのスイッチング素子の特性からインバータモデルのように、あらかじめ使用する機器や場所の予備実験を行うのみで、電動機駆動時の相電流一周期にわたり発生する振動電流の予測や定量的評価が行え、ノイズフィルタの設計へ反映できるようになった。また、本論文で提案した広帯域電流シミュレーションシステムが、PWMインバータ駆動時のPMSMの振動電流の抑制に関する研究の発展に役立つことを期待する。

参考文献

- [1] 難波江他 著：「電気機器学」電気学会，pp.34-62（1985）
- [2] 山下他 著：「電気機器工学 I」電気学会，pp.242-252（1964）
- [3] 天野寛徳 著：「電気機械工学」電気学会，pp.179-256（1968）
- [4] 宮入庄太 著：「最新電気機器学」丸善，pp.72-102（1967）
- [5] 西巻正朗・下川博文 著：「続 電気回路の基礎」森北出版，pp.13-121（2001）
- [6] 堀孝正 編著：「パワーエレクトロニクス」オーム社，pp.103-122（2000）
- [7] 足立修一 著：「MATLAB による制御のためのシステム同定」東京電機出版局，pp.1-114（2002）
- [8] 杉本英彦他 著：「AC サーボシステムの理論と設計の実際」総合電子出版社，pp.1-86（2002）
- [9] 小笠原悟司，藤田英明，赤木泰文：「電圧型 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」，電学論 D，115 巻 1 号，pp.77-83（1995）
- [10] 後藤智宏，石田宗秋，堀孝正：「インバータ駆動誘導電動機の高周波零相分等価回路」，電学論 D，116 巻 10 号，pp.1018-1026（1996）
- [11] 日高，石田，堀，藤田：「PWM インバータ駆動誘導電動機の高周波等価回路」，電学論 D，119 巻 12 号，pp.1485-1493，（1999）
- [12] 仮屋賢治，石田宗秋：「スイッチング素子の寄生容量を考慮したインバータ-誘導電動機系の高周波等価回路」，電学論 D，120 巻 2 号，pp.189-190（2002）
- [13] 佐藤，道木，石田：「PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機の高周波等価回路」，電学論 D，119 巻 12 号，pp.1485-1493，（2004）

- [14] 伊藤, 道木, 石田 : 「システム同定に基づく永久磁石同期電動機の高周波数式モデルの同定」, 電学論 D, 126 巻 1 号, pp.17-24, (2006)
- [15] 伊藤, 佐藤, 残間, 道木, 石田 : 「遺伝的アルゴリズムを用いた永久磁石同期電動機の高周波等価回路の回路定数算定」, 電学論 D, 127 巻 3 号, (2007)
- [16] 奥野, 小笠原 : 「パワーエレクトロニクスシステムのシミュレーション—汎用シミュレータの特徴とシステムのモデリング手法—」, 電学論 D, 122 巻 9 号, pp.893-898, (2002)
- [17] 小笠原 : 「パワーエレクトロニクスにおける EMI/EMC のモデリングとシミュレーション」, 電学誌 D, 126 巻 6 号, pp.352-355, (2006)
- [18] 石川, David, 橋本, 松波 : 「AC サーボ系の MATLAB/Simulink と有限要素法による連成解析」, 電学誌 D, 124 巻 12 号, pp.1283-1284, (2004)
- [19] K.Hamada, T.Ueta, K.Torii, T.Kojima : “ Development of Power Electronics Circuit Simulation for Hybrid Vehicle Inverters ”, Proc. of Int. Conf. Automotive Power Electronics, (2006)

関連論文および口頭発表

- (1) 伊藤康平, 佐藤靖之, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋: 「遺伝的アルゴリズムを用いた永久磁石同期電動機の高周波等価回路の定数同定」平成17年電気学会全国大会論文集, No.5-93, pp119-120
- (2) 佐藤靖之, 道木慎二, 石田宗秋: 「システム同定に基づく接地状態を考慮した永久磁石同期電動機の高周波数式モデルの同定」平成18年電気学会全国大会論文集, No.5-126, pp183-184
- (3) 佐藤靖之, 道木慎二, 石田宗秋: 「インバータ駆動される永久磁石同期電動機の高周波振動電流模擬用接地モデル同定法の評価」, 平成18年電気学会産業応用部門大会論文集, No.3-23, pp III-217-III-220
- (4) 佐藤靖之, 道木慎二, 石田宗秋: 「インバータ駆動される永久磁石同期電動機の高周波振動電流模擬システムの提案」平成18年度電気関係学会東海支部連合大会論文集, No.307
- (5) 佐藤靖之, 桑原弘行, 道木慎二, 石田宗秋: 「インバータ駆動される永久磁石同期電動機の広帯域電流シミュレーションシステム」平成19年電気学会全国大会論文集, 発表予定
- (6) 伊藤康平, 佐藤靖之, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋: 「遺伝的アルゴリズムを用いた永久磁石同期電動機の高周波等価回路の回路定数算定」, 電気学会論文誌D, 2007年3月掲載

謝 辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し，終始並々ならぬ御指導と御鞭撻を賜りました三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 石田宗秋先生，名古屋大学 大学院工学研究科工学部電子情報システム専攻 助教授 工学博士 道木慎二先生，同大学 電気電子工学 助手 工学博士 残間忠直先生，同大学 電気電子工学 講師 工学博士 山村直紀先生，元三重大学 電気電子工学 助教授 工学博士 松川達哉先生，同大学 工学部電気系技術室 技官 廣田栄毅氏に心より感謝し，深く御礼申し上げます。また，貴重な時間をさいて本論文を査読していただいた三重大学 電気電子工学 助教授 工学博士 駒田諭先生に深く感謝致します。

そして本研究の遂行にあたり，在籍中いろいろご指導いただいた平成16年度博士前期課程修了生 伊藤康平氏に心から感謝し，実験等にご協力をいただいた平成18年度学部四年生 桑原弘行君に感謝します。

また，私と同時代に制御システム講座，エネルギーシステム講座に在籍し共に修士学生生活送った名倉宏紀君，西端幸一君，原真彦君，福家慶造君，安達渉一君，小川和俊君，諸岡誉士君をはじめ，共に卒業研究をおこなった平成16年度の卒業生の皆さん，制御システム講座およびエネルギーシステム講座の皆様に大変お世話になりました。深く感謝致します。

最後に，博士課程前期課程に進学し，6年間何不自由なく学生生活を送らせて頂いたのは家族の理解と協力のお蔭であります。末筆ながら，家族に対する深い感謝の念をもって本論文を締めくくりたいと思います。