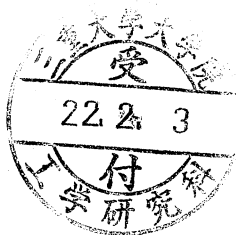


三重大学大学院工学研究科修士学位論文

低分解能位置センサを用いた繰返し制御  
による BLDCM の振動抑制制御法



平成 21 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 電気システム工学講座

小倉 浩太

# 目次

第1章 序論	- 3 -
1.1 本研究の背景	- 3 -
1.2 本研究の目的	- 5 -
1.3 本論文の構成	- 6 -
第2章 ブラシレス DC モータの基本特性	- 7 -
2.1 はじめに	- 7 -
2.2 ブラシレス DC モータの基本原理	- 8 -
2.2.1 構造および磁極位置検出法	- 8 -
2.2.2 ブラシレス DC モータの速度制御原理	- 20 -
2.3 トルク脈動発生機構	- 22 -
第3章 繰返し制御	- 24 -
3.1 繰返し制御系の基本特性 <sup>[12]</sup>	- 25 -
3.2 繰返し制御系の安定化手法	- 28 -
3.2.1 時間進み補償器	- 28 -
3.2.2 修正繰返し補償器	- 30 -
3.2.3 フーリエ級数展開を組み込んだ繰返し制御	- 32 -
3.2.4 繰返し制御系の安定性	- 34 -
3.3 離散時間系における制御系のアルゴリズム	- 37 -
3.3.1 繰返し制御系のアルゴリズム	- 37 -
3.3.2 駆動周波数およびサンプリング周波数とメモリ数との関係	- 42 -

3.3.3 フーリエ級数展開処理のアルゴリズム .....	- 45 -
<b>第4章 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御 .....</b>	<b>- 47 -</b>
4.1 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御の提案 .....	- 47 -
4.1.1 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御系 .....	- 47 -
4.1.2 低分解能位置センサを用いた補償信号生成法 .....	- 48 -
4.1.3 繰返し制御パラメータ自動調整法 .....	- 53 -
4.1.4 フィードフォワード補償によるフレーム振動抑制 .....	- 55 -
4.2 実験結果 .....	- 57 -
4.2.1 低分解能位置センサを用いたフレーム振動抑制結果 .....	- 57 -
4.2.2 フィードフォワード補償による定常状態におけるフレーム振動抑制 結果 .....	- 62 -
4.2.3 フィードフォワード補償によるフレーム振動抑制の過渡状態での評 価 .....	- 68 -
4.2.4 補償信号の誤差による抑制率の解析 .....	- 78 -
<b>第5章 結言 .....</b>	<b>- 82 -</b>
<b>参考文献 .....</b>	<b>- 84 -</b>
<b>口頭発表 .....</b>	<b>- 88 -</b>
<b>謝辞 .....</b>	<b>- 89 -</b>

# 第 1 章 序論

## 1.1 本研究の背景

機械的なブラシや整流子を排し、ホールセンサなどによりロータ位置を検出して120度ごとに印加電圧極性を切り替えるブラシレスDCモータ (Brushless DC Motor : BLDCM) は DC モータに比べ、信頼性、耐環境性の向上に加え保守が容易であることから、小型定速度用モータとして OA 機器をはじめ、さまざまな分野に利用されている。しかしながら、BLDCM は構造上駆動周波数の整数倍のトルク脈動が発生することが知られており、モータフレームに振動を引き起こす。フレーム振動に起因して発生する機械系の劣化および騒音の発生を回避する必要から、制御性能を制限する必要に迫られる場合があり、その原因であるトルク脈動の抑制が望まれている。

フレーム振動を抑制する手法は、受動的手法と能動的手法に大別される。受動的手法としては、防振ゴムなどを使用する手法がある。防振ゴムは多方向の制振が可能であり、設置は容易ではあるものの、温度や環境の変化に対して制振性能が大きな影響を受けるという欠点がある。一方、能動的手法としては、アクティブ制振装置など何らかのアクチュエータを使用する手法がある。これは原理的には、抑制すべき振動とは逆位相の振動をアクチュエータに発生させることで振動を打ち消す手法である。このような手法は、センサで検出される変位や加速度などを利用した制振手法であり、高速鉄道や自家用車のサスペンションなどにも適用されている<sup>[1]</sup>。しかしながら、上述の手法は、防振ゴムやセンサ・アクチュエータなどの制振のための付加的な装置を必要とするため、制御系のコストの増加を避けることができない。

さて、フレーム振動には半径方向と回転方向の 2 種類があるが、半径方向のフレーム振動については 3 次元解析などによる振動低減法<sup>[2],[3],[4]</sup>が提案されており、良好な結果が得られている。一方、回転方向のフレーム振動については、著者らはこれまでにフーリエ級数展開と繰返し制御を組み合わせたフレーム振動抑制手法<sup>[5]</sup>を提案し、実験によりその有効性を明らかにしてきた。しかしながら、文献[5]は高い磁極位置情報が必要となるため、その実装にはパルスエンコーダなど高分解能な位置センサを使用したモータ制御系のみに適用してきた。一方で、BLDCM はホールセンサ等の低分解能な位置センサを使用して 60 度ごとの磁極位置を検出することが一般的であり、BLDCM に文献[5]の手法を適用させるためには、高い磁極位置分解能を得るために高分解能な位置センサを設置することが必要である。しかしながら、BLDCM の用途上、センサの設置スペースや低コスト化の観点から設置できない場合があると想定されるため、既存の低分解能な位置センサを用いた新たな振動抑制制御系の構築が必要である。

## 1.2 本研究の目的

本稿では、BLDCM が一定で回転することを前提とし、ホールセンサなどの低分解能な位置センサを使用したフレーム振動抑制制御の実現を目指す。提案手法はホールセンサから得られる磁極位置情報を基準として回転周期間を時間分割し、擬似的な磁極位置を得ることを提案する。そして、提案手法を文献[5]の手法へ適用し、その有効性を実験により明らかにする。

つぎに、BLDCM の用途上、フレーム振動検出センサ（加速度センサ）が設置できないことがあり、加速度センサレス化による振動抑制制御が望まれる。そこで、モータ出荷前の検査時に繰返し制御により補償信号を学習し、製品として出荷後は学習した補償信号を利用して振動抑制することを想定して、フィードフォワード補償による振動抑制法<sup>[6]</sup>を BLDCM に適用し、その有効性を実験により明らかにする。

さらに、提案する定常状態の補償信号を用いたフィードフォワード補償による振動抑制制御を利用し、負荷が変動するような過渡状態の振動抑制効果を実験により評価する。

### 1.3 本論文の構成

本論文は 5 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 BLDCM の基本構造および制御方法について紹介する。さらに、トルク脈動の発生原因についても簡単に紹介する。

第 3 章では、本研究で利用する繰返し制御について説明する。

第 4 章では、従来提案されている振動抑制制御に低分解能な位置センサを使用した磁極位置情報を適用し、その有効性を実験により明らかにする。さらに、フレーム振動検出センサ（加速度センサ）を補償信号生成のみに使用し、定常状態における補償信号の多項式を生成する。その後、フレーム振動検出センサを使用せず、生成された補償信号を用いたフィードフォワード補償による加速度センサレス制御系を構成し、その有効性を実験により明らかにする。

また、フィードフォワード補償による振動抑制制御を今回提案する低分解能な位置センサを用いた振動抑制制御系において、負荷が変動するような過渡状態の振動抑制効果を実験により評価する。

第 5 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 ブラシレス DC モータの基本特性

### 2.1 はじめに

本章では，ブラシレス DC モータ（BLDCM）を速度指令に追従して，印加電圧極性を120度ごとに切り替えながら一定速回転する AC モータとして使用するモータ駆動系について説明する．AC モータとは，DC モータの利点である制御性の優れた点を維持しながら，信頼性，耐環境性，保守性の面から不利である機械的転流機構（ブラシ・整流子）を取り除いたものである．

BLDCM を AC モータとして一定速で回転させるためには，ホールセンサ等の低分解能な位置センサから得られる磁極位置情報を基に，回転周期間で一定トルクが発生するように制御する必要がある．そのためには，速度フィードバック制御を行う速度制御器，BLDCM に印加する電力を供給する電力変換回路（インバータ）が必要である．本章では，AC モータの基本要素である BLDCM の構造，磁極位置検出法，トルク発生原理および速度制御原理について，以下のよう

に述べる．

本章 2.2 節では，BLDCM の構造，低分解能な位置センサ（ホールセンサ：Hall sensor）を用いた磁極位置検出法，低分解能な位置センサを利用した BLDCM のトルク発生原理および速度制御手法について説明する．2.3 節では，本研究で制御対象としている BLDCM が方形波電流駆動時に発生するトルク脈動について述べる．本研究では，モータが発生するトルク脈動を外乱として扱うので，それぞれのトルク脈動成分の発生原因，原理などの解析は必ずしも必要ではないが，参考のため，その発生原因や原理が明らかにされているトルク脈動成分について簡単にまとめる．

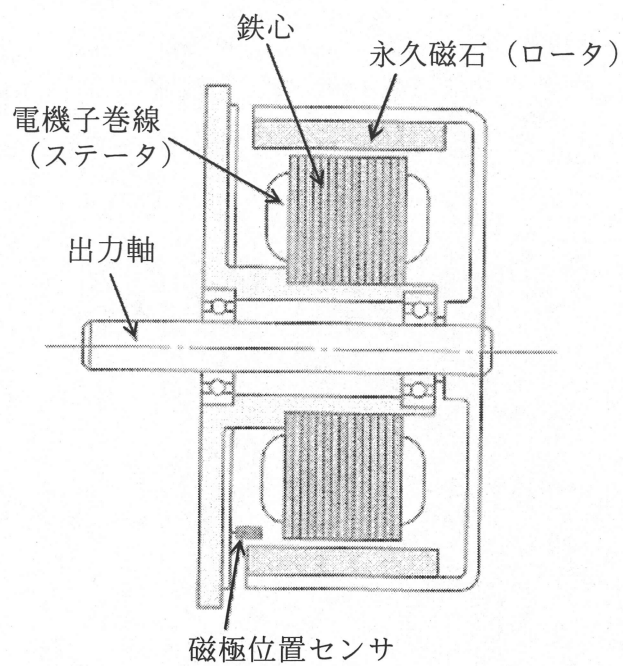
## 2.2 ブラシレス DC モータの基本原理

120 度ごとに電圧印加極性が切り替わる BLDCM を速度一定で制御しようとする場合、60 度ごとに磁極位置を検出することが必要である。ここでは、BLDCM の構造、ホールセンサを用いた磁極位置検出法、BLDCM のトルク発生原理およびホールセンサを使用した速度制御法について説明する。

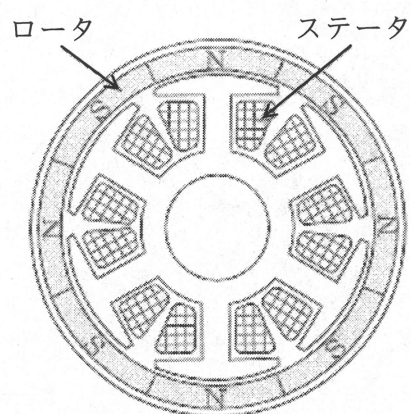
### 2.2.1 構造および磁極位置検出法

#### (1) 構造

ブラシレス DC モータ (BLDCM) は、界磁に永久磁石を使用する同期モータで、ブラシレスとするため、界磁が回転する回転界磁形となっている。その構造例を Fig.2.1 に示す。Fig.2.1 より、BLDCM は永久磁石 (ロータ) が固定子巻線 (ステータ) の外側にアウターロータ形となっている。この構造はロータの径が大きくなるので、ロータの慣性モーメントを大きくすることができ、速度一定で回転する BLDCM に適した構造である。また、固定子巻線の巻き方には、分布巻と集中巻があるが、BLDCM はコイル端部の長さが短く、効率向上のメリットがある集中巻が主流である。また、ステータには電気角 120 度ごとに 3 つの磁極位置センサが設置されており、それぞれの磁極位置センサよりロータ磁極の極性を検出することで 60 度ごとの磁極位置分解能を得ている。



(a) ブラシレス DC モータの構造



(b) ステータとロータの構造

Fig.2.1 アウターロータ形ブラシレス DC モータの構造

## (2) 磁極位置検出法

磁極位置検出には、比較的構成が簡単なホール素子（ホールセンサ）を使用して磁極位置を検出している。ホールセンサの構造図を Fig2.2 に示す。ホールセンサの動作原理は、まず、ホール素子の入力端子にバイアス電流  $i_H$  を流す。そのとき、 $i_H$  と直角に磁束  $\Phi$  が通過すると出力端子間に起電力  $E_H$  が発生する。ここで、単位面積当たりの磁束によるホールセンサの出力電圧は(2.1)式で表される。

$$E_H = \frac{K_H}{d} \cdot i_H \cdot B \quad (2.1)$$

$E_H$ : ホール出力電圧,  $K_H$ : ホール素子の積感度,  $\Phi$ : 磁束,  $B$ : 磁束密度,  $i_H$ : ホールセンサのバイアス電流,  $d$ : ホール素子の厚さ

(2.1)式から、ホール出力電圧  $E_H$  は磁束密度  $B$  とバイアス電流  $i_H$  に比例し、磁束  $\Phi$  の方向が変わると、逆極性となり、磁極の切り替わりを検出することができる。実際に BLDCM に設置する場合は、ホールセンサを 3 つ 120 度ごとに設置して、それぞれのホールセンサを  $H_u$ ,  $H_v$ ,  $H_w$  と定義し、Fig.2.3 のホール出力電圧を増幅して波形整形（例えば、N 極を検出した場合、1 を出力、S 極を検出した場合、0 を出力）する。このときの回転周期間の出力波形を Fig.2.4 に示す。Fig.2.4 より、 $H_u$ ,  $H_v$ ,  $H_w$  は通電角 180 度で極性が切り替わり、各信号の位相差が 120 度の信号が得られ、その出力パターンから 60 度ごとの磁極位置検出が可能となる。

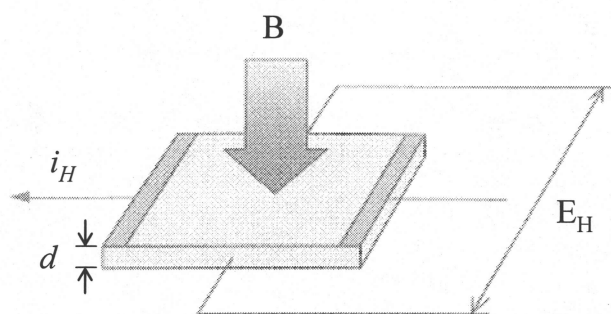


Fig.2.2 ホール素子の動作原理図

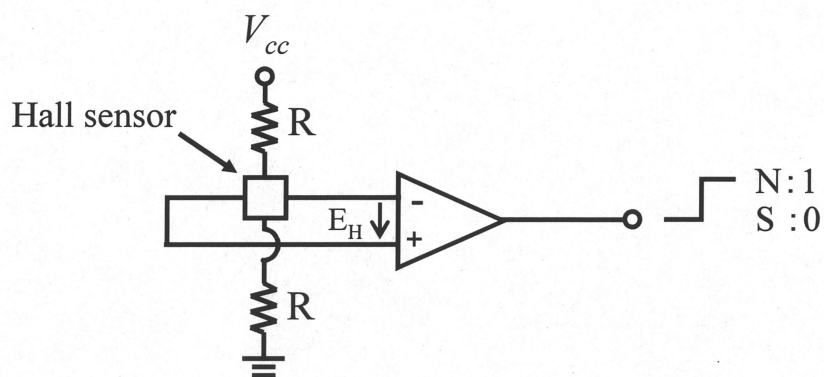


Fig.2.3 ホール素子からの出力電圧処理方法

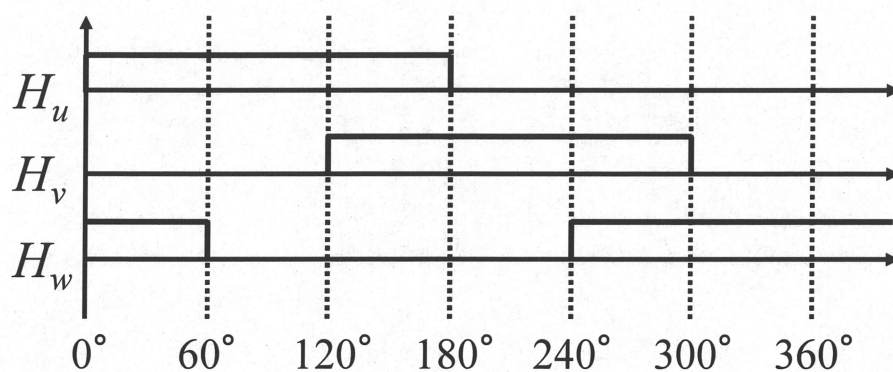


Fig.2.4 ホールセンサ信号の出力

### 2.2.2 ブラシレス DC モータのトルク発生原理

DC モータは電圧の大きさを変えるだけで簡単に速度制御が行えるため、制御装置も安価である。唯一の欠点は、整流子という摺動電気接点を持っているということにある。整流限界によって、高速領域での使用が制限され、また、ブラシという磨耗部品を持つため、点検や取り替えが困難な場所へは設置し難い。一方、BLDCM は、整流子に変わる磁極位置検出機構と方形波電流を流すための 3 相電流制御機構を必要とするが、高速領域まで使用可能であり、何よりも設置環境への適応性が高い利点がある。

BLDCM のトルク発生原理はブラシ付き DC モータのトルク発生原理と基本構成が似ている。そこで、まず、ブラシ付き DC モータのトルク発生原理について説明する。

ブラシ付き DC モータの回転原理図を Fig.2.5 に示す。Fig.2.5 より、ステータ側が 2 極の永久磁石で、ロータ側は 3 極の電機子巻線であり、永久磁石の N 極、S 極による界磁の中央に電機子が配置されている。電機子の 3 極の鉄心には A、B、C の 3 個の電機子コイルが巻かれ、 $\Delta$  結線されている。電源は、ステータ側のブラシ  $\beta$  から回転摺動接触している整流子片を介して、ロータ側の電機子巻線に供給される。この構造のトルク発生原理は、電機子電流により鉄心が磁化され、永久磁石の磁極と吸引・反発されることによって発生する。

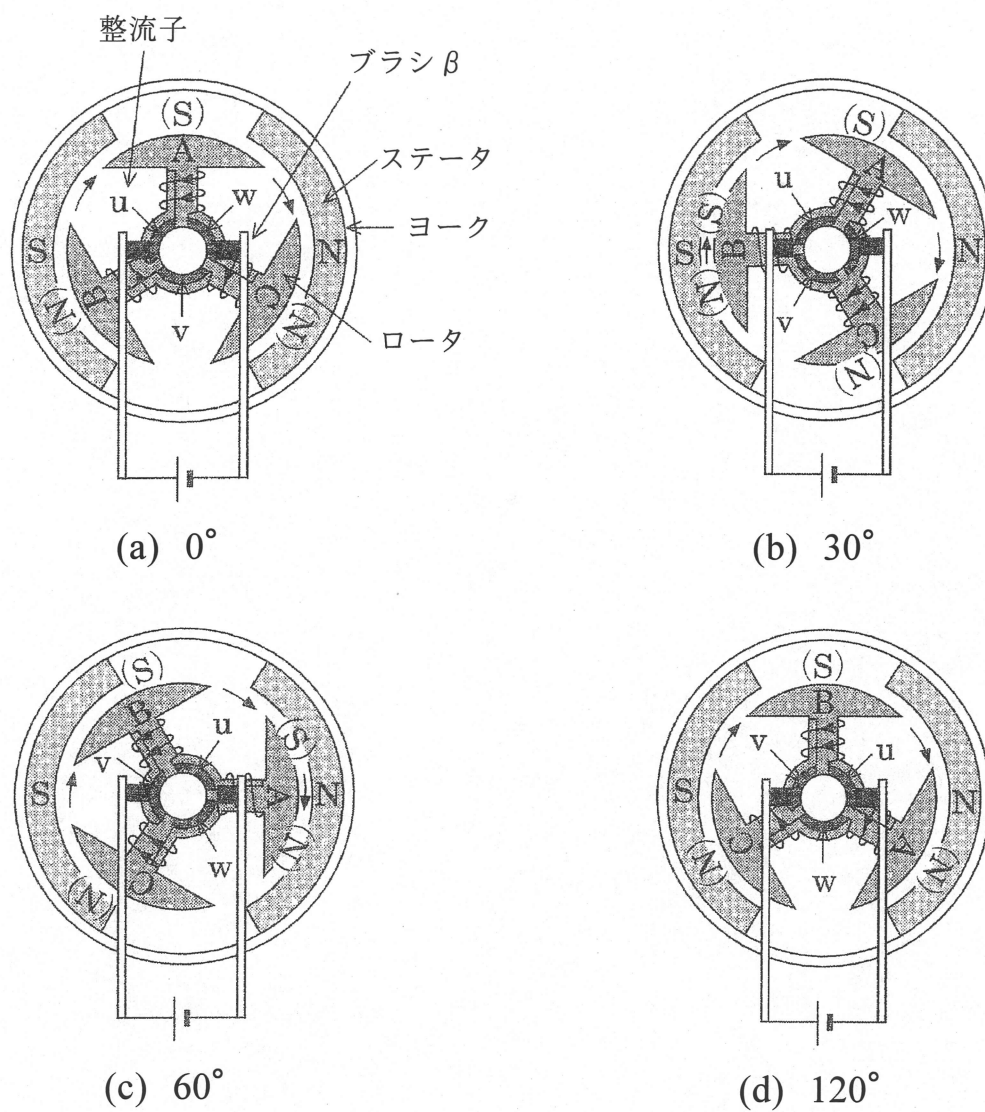


Fig.2.5 ブラシ付き DC モータの動作原理図

いま、電機子が Fig.2.5(a)の位置にあるとする。整流子片  $u$  と  $w$  がブラシと接触しているので、電源からの電流はコイル A の矢印の方向に流れる。すると、コイル A には起磁力が発生し、鉄心は S 極となる。コイル B と C は直列に接続された状態で、A とは逆方向の電流が流れることになり、B と C の鉄心はどちらも N 極となる。この結果、界磁磁石との作用により、電機子は時計回りに回転する。そして、電機子が時計回りに  $30^\circ$  回転して Fig.2.5(b)の位置にくると、ブラシ  $\beta$  の + 側から整流子片  $u$  が離れ  $v$  が接触し始め、整流子片  $v$ 、 $w$  に接続されたコイル C に全電圧が印加され、電流が増えて起磁力が強くなるが、磁極の極性は N 極のまま変わらない。コイル B は短絡状態からすぐに A と直列接続された状態に移り、極性も N 極から S 極に変わり、A と B が S 極となる。このようにして、電機子には時計方向の回転力が引き続き働くので、回転を続けることができる。以上の動作を繰返し、(b)→(c)、(c)→(d)へ遷移する。

つぎに、Fig.2.1 のブラシ付き DC モータをブラシレス化するために、整流子片とブラシの接触部をスイッチで表すと、等価回路は Fig.2.6 のようになる。3 相のコイル A、B、C を  $\Delta$  結線とした電機子の電流をステータの磁極に対するロータの位置に同期させて、6 個のスイッチ  $u^+$ 、 $\bar{u}$ 、 $v^+$ 、 $\bar{v}$ 、 $w^+$ 、 $\bar{w}$  を切り替えることによって、回転し続ける仕組みとなっている。電機子コイルの各端子は  $120^\circ$  の区間 ON の後、 $60^\circ$  の OFF の区間を経て逆極性側に切り替わり、端子間の位相差は  $120^\circ$  になっている。その結果、コイル A、B、C には  $60^\circ$  ごとに大きさを変えながら、 $180^\circ$  で極性が反転する 3 相の電流が流れ、全体として  $360^\circ$  を 6 ステップで進行する仕組みになっている。以上のブラシ付き DC モータの整流作用の動作をタイムチャートで表すと Fig.2.7 のようになる。

このような動作をブラシレス化するには、6 個のスイッチ  $u^+$ 、 $\bar{u}$ 、 $v^+$ 、 $\bar{v}$ 、 $w^+$ 、 $\bar{w}$  を半導体スイッチに置き換え、ステータ側永久磁石の磁極に対するロータの位置を検出し、切り替えるようにすれば実現できる。しかしながら、電機子がロータ側にあると、回転している電機子に通電しなければならない。そこで、通

電の必要な電機子コイルはステータ側とし、通電の必要ない永久磁石をロータ側とする。そして、ロータ側永久磁石のステータ側電機子コイルに対する位置を磁極位置センサで検出し、その信号によってステータコイルの電流方向を変えることでブラシレス運転ができるようになる。以上の仕組みを実現するブラシレス DC モータの回路図を Fig.2.8 に示す。Fig.2.8 より、BLDCM のステータ側には 3 個の磁極位置センサが取り付けられており、ロータの磁極を検出する。磁極位置センサで検出された 3 相信号をロジック回路で処理し、出力パターンを基に電力変換器をスイッチング動作させ、ステータコイルの電流方向を切り替えている。

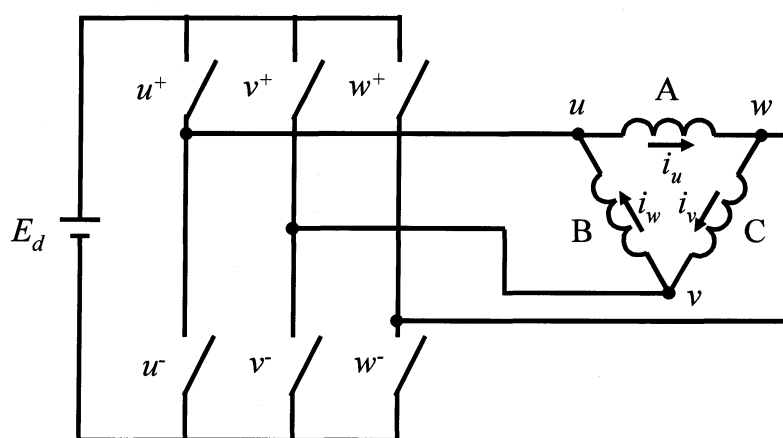


Fig.2.6 ブラシ付き DC モータの等価回路

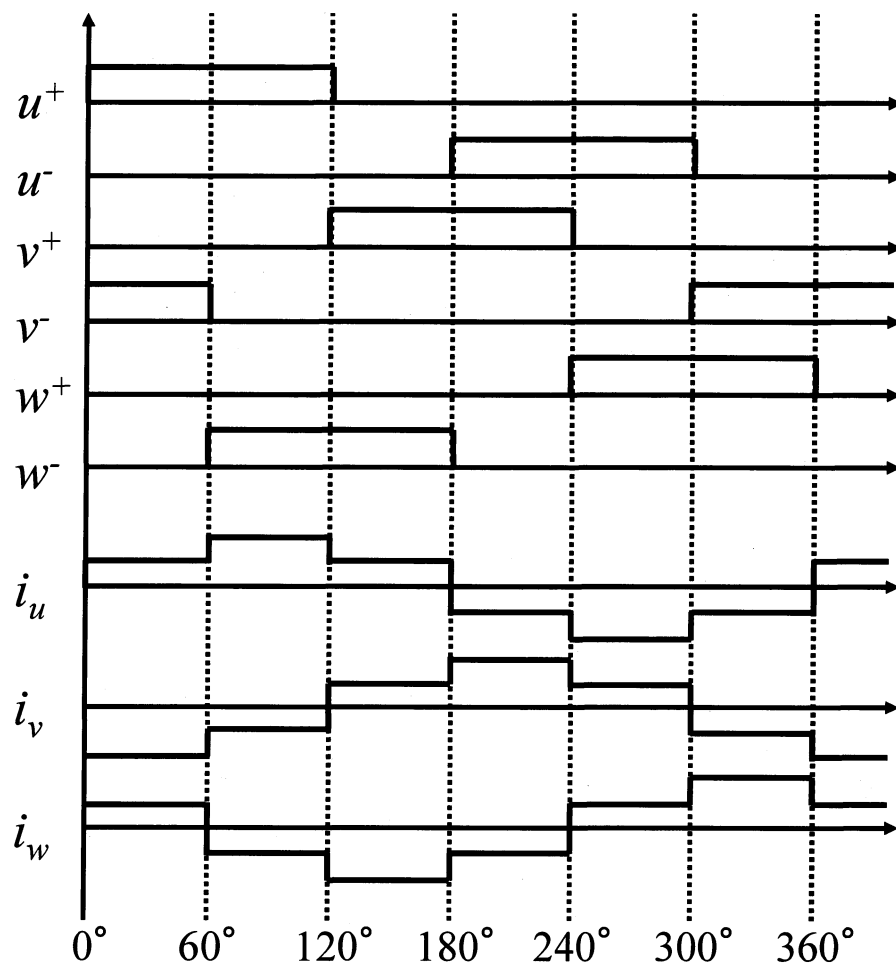


Fig.2.7 ブラシ付き DC モータの整流作用の動作

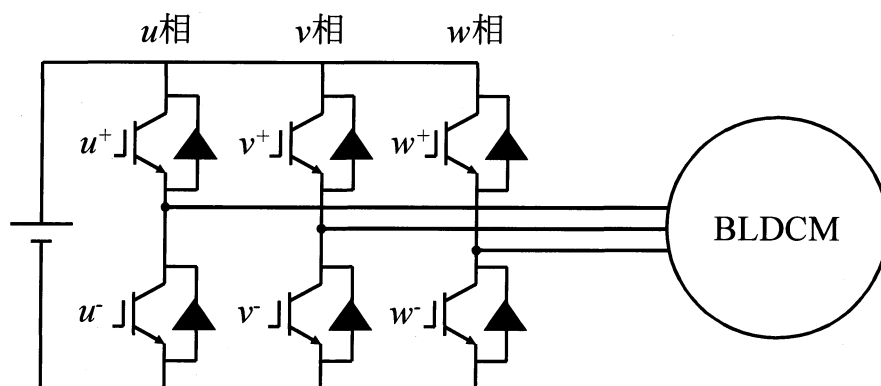


Fig.2.8 ブラシレス DC モータの回路図

では、具体的に BLDCM のトルク発生原理について説明する。BLDCM の回転原理図を Fig.2.9 に示す。Fig.2.9(a)はコイル U からコイル V に電流が流れてコイル U が S 極に、コイル V が N 極に励磁された状態から、電流経路をコイル V からコイル W に切り替え、コイル V を無励磁として、コイル W を無励磁から N 極励磁に変える位置を表している。コイル U の S 極とコイル W の N 極がロータの N 極、S 極と吸引・反発することにより、ロータは反時計回りに回転し、30 度回転すると Fig.2.9(b)の位置にくる。そのままロータはさらに 30 度回転して Fig.2.9(c)の位置にきたとき、コイル U から流れ込んでいた電流経路をコイル V に切り替え、コイル U を無励磁に、コイル V を S 極励磁にすると、コイル W の N 極と併せてロータの回転を継続させることができる。そこからさらに 60° 回転して、Fig.2.9(d)の位置にくると、Fig.2.9(a)から 120 度回転した位置となり、モータの状態としては U 相に対する状態が 120 度回転して V 相にずれただけで、まったく同じ状態に戻ったことになる。したがって、ブラシレス DC モータは、Fig.2.9(a)～(d)を繰り返しながら回転を続けるモータで、そのためには電機子コイルの電流をロータの磁極位置に応じて切り替える仕組みが必要であることがわかる。

そこで、前項で述べた Fig.2.4 のような出力特性を持つホールセンサ信号  $H_u$ ,  $H_v$ ,  $H_w$  を使用すると、60 度ごとの磁極位置が得られる。得られた磁極位置情報を基に、60 度ごとに Fig.2.8 に示すインバータの半導体スイッチを ON/OFF することで各相に印加される電圧極性を切り替える。さらに、インバータの各相上アームのみを三角波比較法による PWM 制御することにより、BLDCM 各相へ印加される電圧を変化させる。このときの回転周期間における整流作用のタイムチャートは Fig.2.10 のようになる。このように、120 度ごとに電流通電区間が変化していることがわかり、このような通電方式を 3 相 120 度通電方式と呼ぶ。

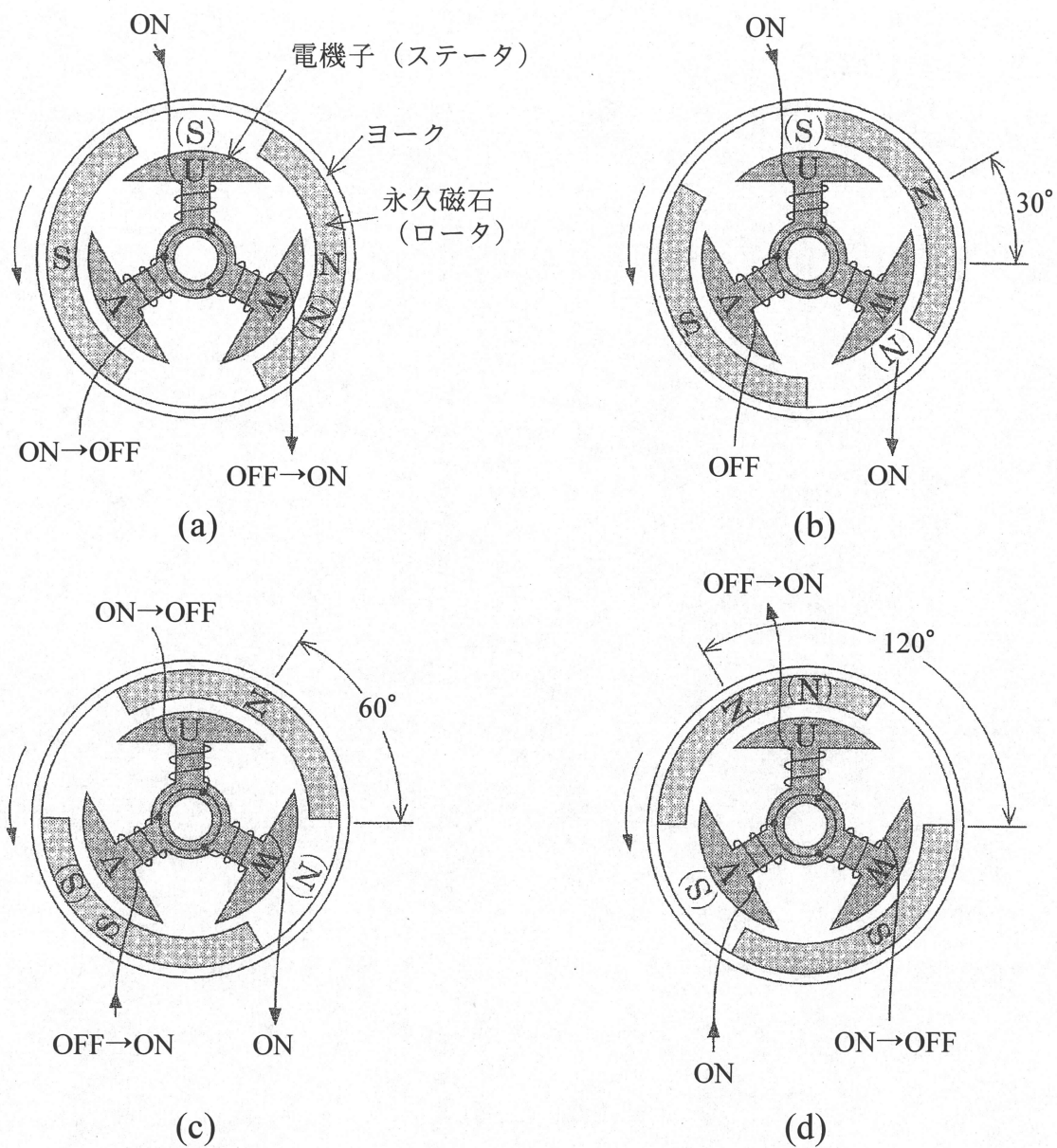


Fig.2.9 ブラシレス DC モータの動作原理図

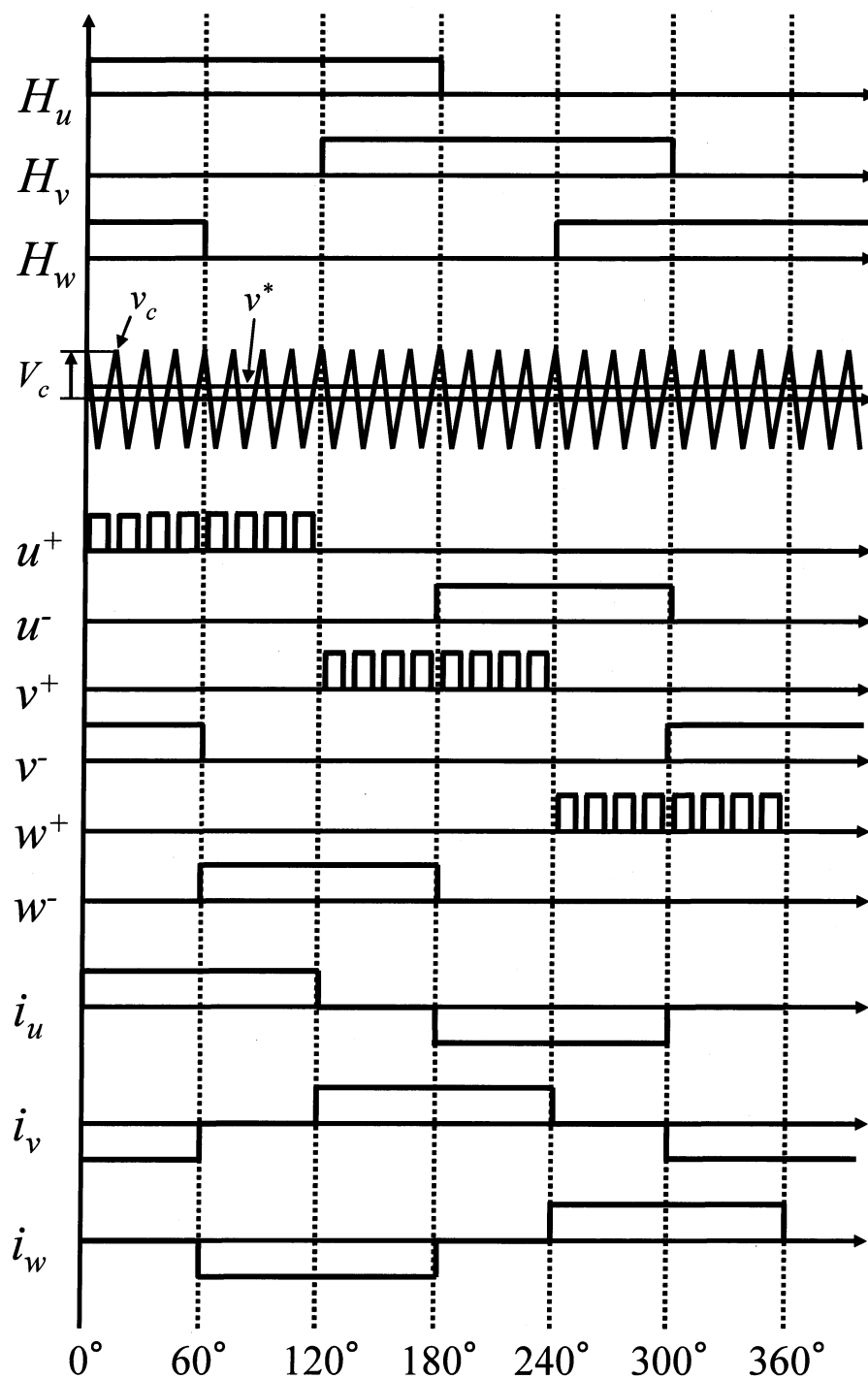


Fig.2.10 ブラシレス DC モータの整流作用の動作

## 2.2.2 ブラシレス DC モータの速度制御原理

ブラシレス DC モータ (BLDCM) の回転制御システムの構成図を Fig.2.11 に示す。BLDCM を一定回転させるためには、速度フィードバック制御を行う速度制御器、PWM インバータへの電圧指令値を生成する電流制御器および BLDCM に電力を供給する PWM インバータ、インバータが BLDCM に印加する電圧の位相を決定するための磁極位置検出器 (ホールセンサ) が基本構成である。本項では、3 つのホールセンサ信号を用いた 120 度通電方式による速度制御法について述べる。

回転周期間におけるホールセンサ信号の出力パターンは Fig.2.4 の  $H_u$ ,  $H_v$ ,  $H_w$  のようになる。BLDCM の回転速度  $\omega_{re}$  はホールセンサ信号の立ち上がりから立ち下がり、および、立ち下りから立ち上がりごと、すなわち、1/6 周期ごとに検出する。速度検出方法は、1/6 周期間の DSP のクロック周期数をカウントし、そのカウント数から検出できる。そのときの速度検出式は(2.2)式で表せる。

$$\omega_{re} = \frac{2\pi}{6 \cdot T_{CLK} \cdot N_{cnt}} = \frac{\pi}{3 \cdot T_{CLK} \cdot N_{cnt}} \quad [\text{rad/s}] \quad (2.2)$$

$T_{CLK}$  : DSP のクロック周期,  $N_{cnt}$  : 1/6 周期間におけるクロック周期数

(2.2)式で得られた回転速度と速度指令値から誤差を 0 にするように電流指令値を出力する。電流制御器では電流指令値と実電流の誤差が 0 になるように PWM インバータへの電圧指令値を出力し、BLDCM へ印加する電圧を制御するためにインバータの上アームを PWM して印加電圧を増減させ、速度一定に制御している。

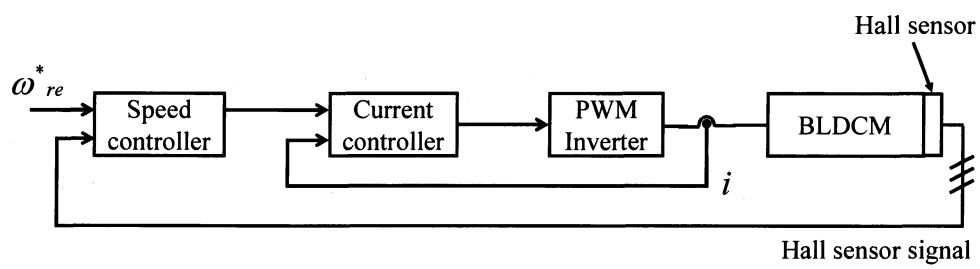


Fig2.11 ブラシレス DC モータのシステム構成図

## 2.3 トルク脈動発生機構

1.1 章で述べたように回転方向のフレーム振動には周期性があり、その成分はトルク脈動の周期性に対応する。BLDCM 駆動時には制御系の特性や回転子の構造の形状などによって、定常トルクの他にもさまざまなトルク脈動が発生することが知られているが<sup>[8]</sup>、このトルク脈動が回転方向のフレーム振動の発生原因として考えられる。

一般に、BLDCM の発生トルクは、基本トルクおよびトルク脈動に大別される。基本トルクとは、回転角に依存せず、常に一定の値を有するトルク成分である。一方、トルク脈動とは、モータ構造や制御系に起因するトルク成分である。

モータ構造に起因するトルク脈動として、コギングトルクや磁束の空間高調波によるトルク脈動などが挙げられる。コギングトルクはモータの極対数とスロット数により脈動周期が決定され、たとえば、8 極・12 スロットのモータの場合には、電気角速度の 24 倍の成分となる。また、磁束の空間高調波によるトルク脈動は、同期電動機のギャップの磁束密度分布に高調波成分が含まれる場合に発生するトルク脈動であり、電気角速度の 6 の整数倍の脈動成分となる。

制御系に起因するトルク脈動として、電流検出回路で生じるトルク脈動が挙げられる。電流検出回路には、一般に検出器とアナログ処理部で構成されているため、電流検出器各相のゲインの不平衡や、ドリフトによるオフセットなどの検出誤差が発生する。電流検出回路で生じるトルク脈動は、電流検出部のゲインに不平衡がある場合は電気角速度の 2 倍のトルク脈動が発生する。また、オフセットが存在する場合は電気角速度と同一周波数のトルク脈動が発生する。

また、BLDCM は電流の通電区間が 120 度の方形波駆動であるため、回転周波数である基本波成分以外にも高調波成分が含まれる。このときの BLDCM に流れている各相電流は Fig.4.10 より(2.3)式で表される。

$$\begin{aligned}
i_u &= I_1 \sin \omega_{re} t - I_5 \sin 5\omega_{re} t - I_7 \sin 7\omega_{re} t + I_{11} \sin 11\omega_{re} t + \dots \\
i_v &= I_1 \sin(\omega_{re} t - \frac{2\pi}{3}) - I_5 \sin 5(\omega_{re} t - \frac{2\pi}{3}) - I_7 \sin 7(\omega_{re} t - \frac{2\pi}{3}) + I_{11} \sin 11(\omega_{re} t - \frac{2\pi}{3}) + \dots \quad (2.3) \\
i_w &= I_1 \sin(\omega_{re} t + \frac{2\pi}{3}) - I_5 \sin 5(\omega_{re} t + \frac{2\pi}{3}) - I_7 \sin 7(\omega_{re} t + \frac{2\pi}{3}) + I_{11} \sin 11(\omega_{re} t + \frac{2\pi}{3}) + \dots
\end{aligned}$$

ただし、 $I_n$  は  $n$  次の電流高調波振幅である。ここで、全発生トルクは各相の誘導起電力を  $e_u$ ,  $e_v$ ,  $e_w$  とすると(2.4)式で表される。

$$T_e(t) = \frac{1}{\omega_{rm}} \{e_u(t)i_u(t) + e_v(t)i_v(t) + e_w(t)i_w(t)\} \quad (2.4)$$

ただし、誘導起電力  $e_u$ ,  $e_v$ ,  $e_w$  は高調波を含まない正弦波と仮定し、それぞれ  $E_1 \sin \omega_{re} t$ ,  $E_1 \sin(\omega_{re} t - 2\pi/3)$ ,  $E_1 \sin(\omega_{re} t + 2\pi/3)$  とすると、(2.4)式から最終的に(2.5)式が得られる。(2.5)式の各項の係数はそれぞれ(2.6)～(2.8)式であり、 $\omega_{rm}$  は機械角速度である。

$$T_e(t) = T_0 + T_6 \cos 6\omega_{re} t + T_{12} \cos 12\omega_{re} t + \dots \quad (2.5)$$

$$T_0 = \frac{3}{2\omega_{rm}} E_1 I_1 \quad (2.6)$$

$$T_6 = \frac{3}{2\omega_{rm}} \{(I_7 - I_5)E_1\} \quad (2.7)$$

$$T_{12} = \frac{3}{2\omega_{rm}} \{(I_{13} - I_{11})E_1\} \quad (2.8)$$

(2.5)式より、全発生トルクは電気角速度  $\omega_{re}$  の6の整数倍の脈動成分が現れることがわかる。

## 第 3 章 繰返し制御

制御対象において容易にモデル化できない非線形的な要素による制御性能の劣化を補うため、ニューラルネットワーク<sup>[9]</sup>、遺伝的アルゴリズム<sup>[10]</sup>、反復学習制御<sup>[11]</sup>、繰返し制御等が提案され用いられている。中でも、周期的な信号の発生や除去の学習能力に優れ、しかも比較的簡単に実装できる学習制御法が繰返し制御である。

本章では、本研究で主に用いられる繰返し制御について論じる。

3.1 章では、繰返し制御系の特性として、繰返し補償器の基本動作と周波数応答特性について述べる。3.2 章では、繰返し制御系を安定化するための安定化手法として、時間進み補償器、修正繰返し制御、フーリエ級数展開処理を組み込んだ繰返し制御について紹介する。そして、基本的な繰返し制御系を取り上げ、振動抑制制御系の安定性について論じる。3.3 節では、実際に DSP などを実装する際、離散時間系における繰返し制御アルゴリズムおよびフーリエ級数展開処理のアルゴリズムについて述べる。

### 3.1 繰返し制御系の基本特性<sup>[12]</sup>

繰返し制御は、繰返し補償器を組み込んだ制御系であり、任意の周期  $T_r$  の目標入力に対する高精度の追従を目的とするサーボ系（フィードバック系）である。周期的な目標入力に定常偏差なく追従するためには、内部モデル原理に基づき閉ループ内にその目標信号の発生モデルを含むことが必要条件である。周期  $T_r$  の目標入力に対する周期  $T_r$  の周期関数発生機構は、無駄時間要素  $e^{-sT_r}$  を利用することで実現される。任意の周期  $T_r$  の周期関数を無駄時間要素  $e^{-sT_r}$  を含む系に与えておくと、周期  $T_r$  ごとに繰返し出力される周期関数発生器となる。繰返し制御系の構成図を Fig.3.1 に示す。Fig.3.1 に示す繰返し制御系において、繰返し補償器は制御対象の遅れに比べて比較的大きな無駄時間  $T_r$  を持ち、無駄時間要素  $e^{-sT_r}$  を利用することで内部モデル原理を満たす補償器が実現できる。繰返し補償器の伝達関数は(3.1)式のように与えられる。また、その基本動作原理図を Fig.3.2 に示す。

$$G_r(s) = \frac{e^{-sT_r}}{1 - e^{-sT_r}} = \frac{1}{e^{-sT_r} - 1} \quad (3.1)$$

繰返し補償器は、連続系では入力の周期  $T_r$  だけ遅れた出力に入力を足し合わせる補償器であり、周期  $T_r$  の基本波およびその高調波成分に関してメモリ特性を有する。例えば、Fig.3.2(b)に示すように、周期  $T_r$  の 1 周期分の正弦波を入力した場合、その出力  $y$  は周期  $T_r$  だけ遅れて出力される。

繰返し補償器の開ループにおけるボード線図を Fig.3.3 に示す。Fig.3.3 から周期  $nT_r$  ( $n=1,2,3,\dots$  : 整数) の周波数成分のゲインが無限大になっているので、優れた定常特性を持たせることが可能である。すなわち、周期  $nT_r$  の周波数成分を持つ入力に対しては、偏差を 0 にすることができ、周期  $nT_r$  の周波数成分を持つ外乱に対してロバスト性が保証される。

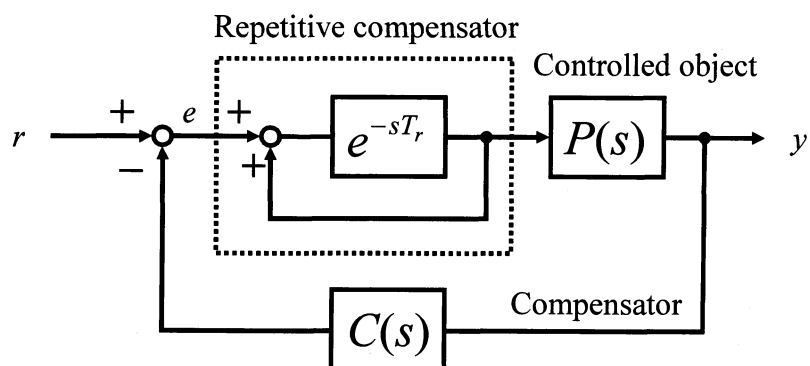
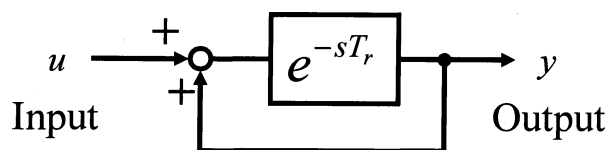
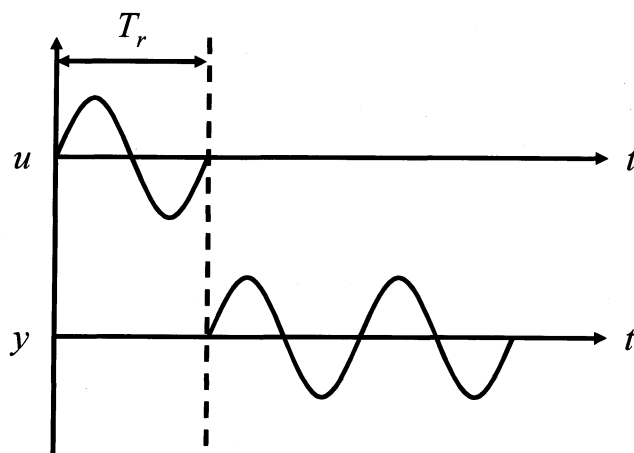


Fig.3.1 繰返し制御系



(a) 繰返し補償器のブロック線図



(b) 繰返し補償器の入出力特性

Fig.3.2 繰返し補償器の基本動作原理図

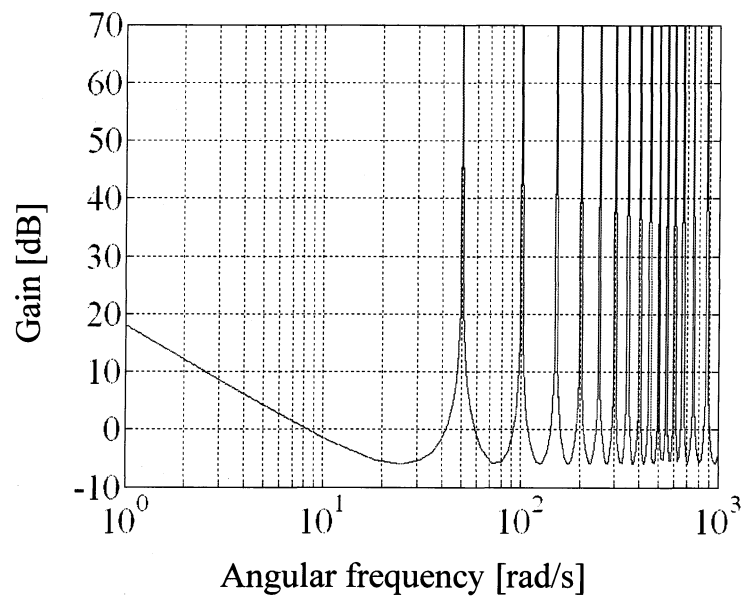


Fig.3.3 繰返し補償器のボード線図

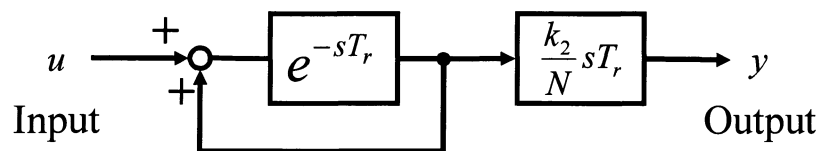
## 3.2 繰返し制御系の安定化手法

繰返し制御系において、繰返し補償器は制御対象の遅れに比べて大きな無駄時間要素  $T_r$  を持ち、かつ、正帰還で構成されているため、そのままでは制御系を安定に保つことは困難である。そこで、制御系の安定性を保つための安定化制御器を制御系に挿入せざるを得なくなる。安定化手法の決め方は、繰返し制御を安定に実行するための極めて重要な要素となる。

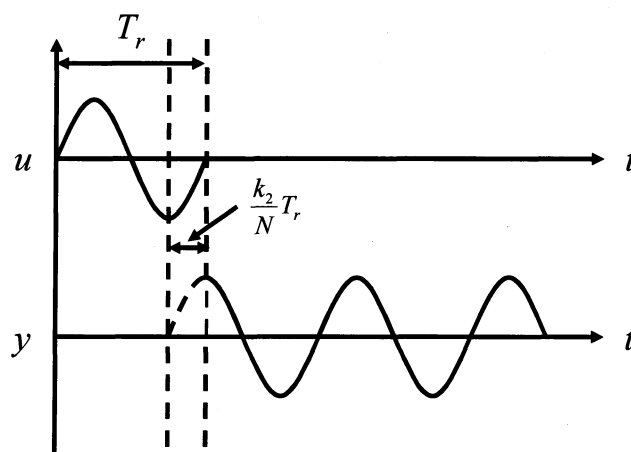
### 3.2.1 時間進み補償器

繰返し制御により周期的なノイズや外乱を抑制する際に一番重要なのは、繰返し補償器による補償信号の位相とノイズ、または外乱の位相との関係である<sup>[5]</sup>。一般に制御対象となるプラントは固有の周波数特性を持ち、補償信号はこのプラントを通りながら周波数帯域によって位相が変化するので、外部外乱信号を打ち消すことができなくなる可能性がある。そこで、補償信号の位相を調整するための時間進み補償器を挿入することによる制御系の安定化を図る。

時間進み補償器の基本動作原理図を Fig3.4 に示す。時間進み補償器は、無駄時間要素  $e^{-sT_r}$  を持つ繰返し補償器と直列に置かれることにより実現できる (Fig.3.4(a))。時間進み補償器を繰返し補償器と組み合わせて使用する場合、周期  $T_r$  の入力信号  $u$  に対して、その出力信号  $y$  は、 $\{1 - (k_l/N)\}T_r$  の遅れとなる。すなわち、繰返し補償器のみの場合より、出力信号  $y$  は、 $\{1 - (k_l/N)\}T_r$  の進みとなることを意味している。ここで、 $N$  は入力信号  $u$  の周期  $T_r$  を  $N$  分割するための定数である。Fig.3.4(b) は  $k_l/N = 1/4$  の場合を示す。時間進み補償器を使用することにより、制御信号の位相遅れを補償することができる。



(a) 繰返し補償器に時間進み補償器を組み込んだブロック線図

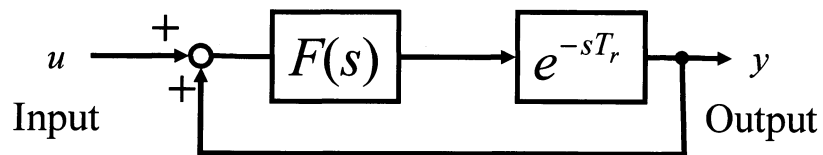


(b) 時間進み補償器の入出力特性

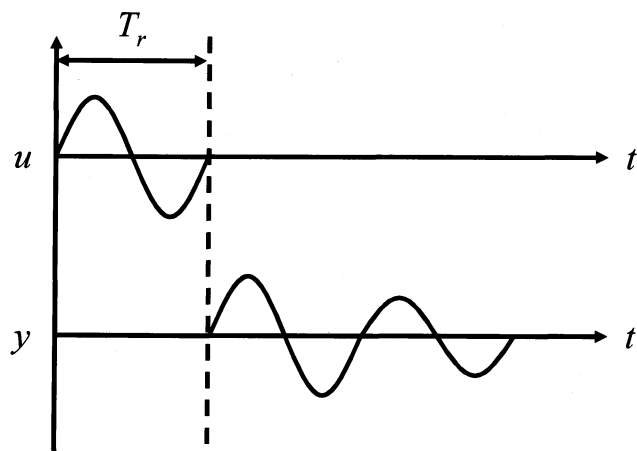
Fig.3.4 時間進み補償器の基本動作原理図

### 3.2.2 修正繰返し補償器

繰返し制御系では制御対象となるプラントが厳密にプロパー<sup>[13]</sup>の場合、 $\omega \rightarrow \infty$ のとき、安定余裕が必ず 0 近づく<sup>[12]</sup>。この不安定な要素を改善するため、繰返し補償器ループの中にローパスフィルタ (Low Pass Filter) を挿入し、修正繰返し制御を構成する。修正繰返し制御の構成と基本動作原理図を Fig.3.5 に示す。入力  $u$  および正帰還されるフィードバック量は、 $F(s)$  を通してから無駄時間要素  $e^{-sT_r}$  に入力される (Fig.3.5(a))。  $F(s)$  をフィルタとして用いれば、制御系に対して不要な高調波領域の周波数成分を取り除くことができる。 Fig.3.5(b) は  $|F(s)|=0.7$  場合の入出力特性である。この場合 ( $|F(s)|<1$ )、入力  $u$  が 0 になった直後から出力  $y$  は減衰していくことになる。このような伝達関数  $|F(s)| \neq 1$  を組み込んだ繰返し制御系は、修正繰返し制御系 (Modified repetitive control system) と呼ばれる。ところが、フィルタ  $F(s)$  を用いると、高周波領域における安定余裕が広がるが、繰返し制御による外乱抑制力は低減される。



(a) 修正繰返し制御のブロック線図



(b) 修正繰返し制御の入出力特性

Fig.3.5 修正繰返し制御器の基本動作原理図

### 3.2.3 フーリエ級数展開を組み込んだ繰返し制御

3.2.1 項でも述べたように、制御系の位相特性は、制御系の構成や制御対象によっては周波数に対して大きく異なる場合があるため、異なる周波数を持つ複数の外乱成分に対して上述した繰返し制御を行うと、ある外乱成分は抑制できず発散する場合がある。そこで、場合によっては制御系を確実に安定に保つためには高調波成分おののに対し位相調整（適切な  $k_2$  の設定）を行い、補償信号を学習する必要がある。

フーリエ級数展開を組み込んだ繰返し制御のブロック線図を Fig.3.6 に示す。Fig.3.6, フーリエ級数展開処理を利用して入力信号  $u$  の中で特定の成分だけを抽出し、その特定の成分のみに対して繰返し補償器により補償信号を学習することによって実現することができる<sup>[5]</sup>。

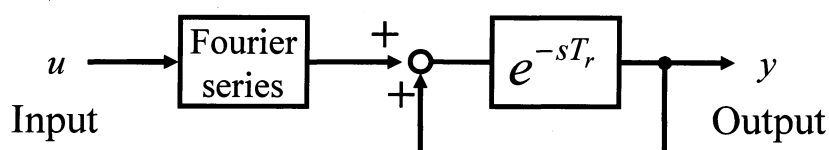


Fig.3.6 フーリエ級数展開を組み込んだ繰返し制御

特定の周波数成分の抽出は、フーリエ級数展開処理を行い、デジタル信号処理することにより行う<sup>[5],[14]</sup>。検出された信号  $u$  を周期  $T_f$ [sec] の任意の周期関数  $f(t)$  とし、(3.2) 式のようにフーリエ級数で表されるとすれば、その係数  $a_n$ ,  $b_n$  はそれぞれ(3.4), (3.5) 式で表される。

$$\begin{aligned}
 f(t) &= a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \\
 &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) + \phi_n
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

$$a_0 = A_0 = \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} f(t) dt \quad (3.3)$$

$$a_n = \frac{2}{T_f} \int_0^{T_f} f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (3.4)$$

$$b_n = \frac{2}{T_f} \int_0^{T_f} f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (3.5)$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad \phi_n = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \quad (3.6)$$

ここで、 $\omega$  は角速度、 $A_0$  は検出信号の直流成分、 $A_n$  は  $nf$  高調波成分の振幅である。本論文では、以降、モータの電気角駆動周波数  $f$  の  $n$  倍の周波数で発生する高調波成分を  $nf$  高調波成分と呼ぶ。 $nf$  高調波成分  $f_n(t)$  は、(3.7)式で表される。

$$\begin{aligned} f_n(t) &= a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t) \\ &= A_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$\omega$  をモータの電気角速度とし、(3.4)式、(3.5)式、(3.7)式を用いれば、様々な周波数の高調波成分が混在する検出信号  $f(t)$  から、モータの電気角駆動周波数  $f$  の  $n$  倍の  $nf$  高調波成分  $f_n(t)$  を抽出することができる。

### 3.2.4 繰返し制御系の安定性

繰返し制御器を用いた制御系は周期的な外乱の除去に有効であることを前項で述べた。ここでは、周期的な外乱を除去するための制御系として、Fig.3.7に示す繰返し制御系を検討し、本制御系を用いて繰返し制御系を用いた安定性問題について考察する。Fig.3.7に示す制御系を安定に保つためには、周期的外乱 $D(s)$ に対して出力 $Y(s)$ が発散しないように安定であればよいと考えられる。ここで、制御系の出力 $Y(s)$ に着目した伝達関数は(3.8)式で与えられる。

$$Y(s) = e^{-sT_r} F(s) \{1 - C(s)P(s)\} Y(s) + \{1 - F(s)e^{-sT_r}\} \{D(s) + U(s)P(s)\} \quad (3.8)$$

(3.8)式より、出力 $Y(s)$ に着目すると、Fig.3.7のブロック線図は、Fig.3.8のような等価ブロック線図になる。Fig.3.8に示す制御系の安定性の十分条件は、スモールゲイン定理<sup>[13],[15]</sup>により(3.9)式で表される。

$$\|F(j\omega)\{1 - C(j\omega)P(j\omega)\}\|_{\infty} < 1 \quad \forall \omega \quad (3.9)$$

(3.9)式より、一入力一出力のスカラ系では、すべての周波数領域において、一巡伝達関数が1未満であれば制御系は安定である。これは十分条件であるが、繰返し制御のように位相が回転する系では、高周波領域においては必要条件に近くなる。特に、 $|F(s)|=1$ の場合には、Fig.3.8の制御系の安定条件は(3.10)式で与えられる。

$$|1 - C(j\omega)P(j\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (3.10)$$

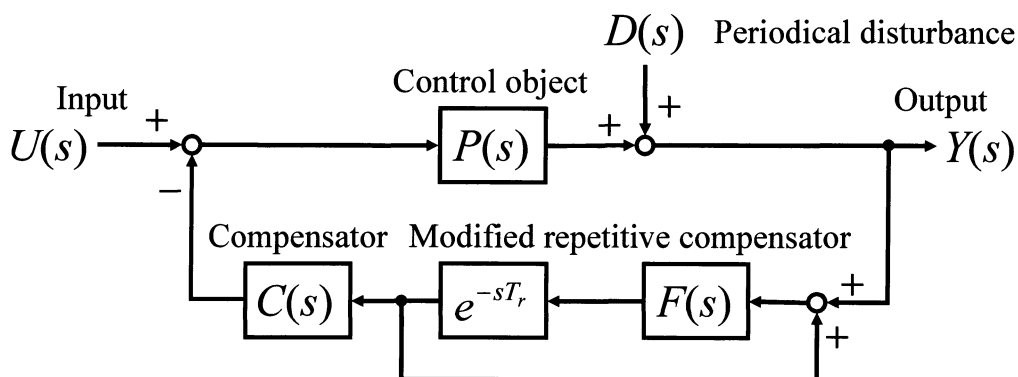


Fig.3.7 周期的外乱除去のための繰返し制御系

(3.10)式において、制御系が安定とは Fig.3.9 に示すように、 $1-C(j\omega)P(j\omega)$ のベクトル軌跡が円周上を含まない半径1の単位円内部に存在することである。しかしながら、モータのような真にプロパーな制御対象に対しては、高周波領域において  $P(j\omega)=0$  となるため、この条件を十分に満たすことができない。

一方、 $|F(s)| \neq 1$  の場合、制御系の安定条件は(3.11)式で与えられる。

$$|1-C(j\omega)P(j\omega)| < \frac{1}{|F(j\omega)|} \quad \forall \omega \quad (3.11)$$

(3.7)式に示す制御系では、安定境界となる円の半径が $|F(j\omega)|$ を1より小さくし、安定境界となる円の半径を大きくすることにより、安定領域を拡張することができるので、容易に制御系の安定化が図れる。しかしながら、Fig.3.5 に示すように、 $|F(j\omega)|$ 周波数成分の信号が減衰され、制御系に定常偏差が生じる。このことから、 $F(s)$ による制御系の安定化と制御周波数帯域にはトレードオフが存在する<sup>[12]</sup>。

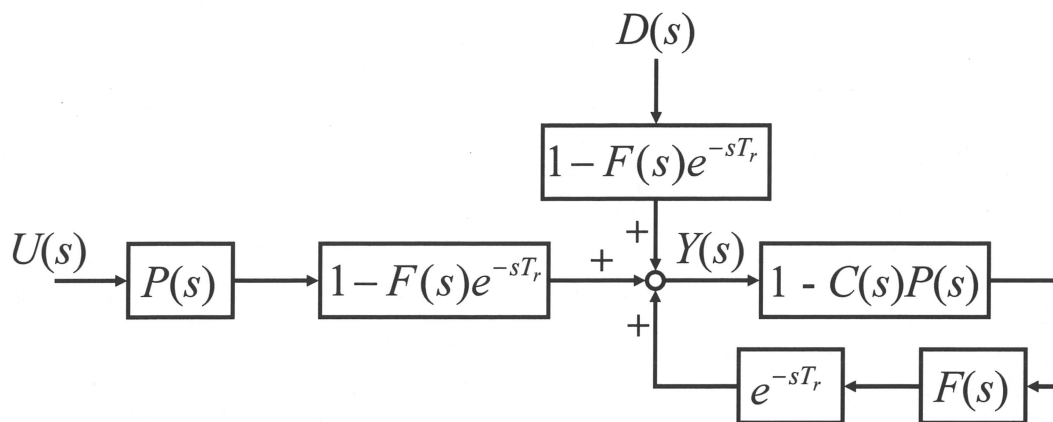


Fig.3.8 出力  $Y(s)$ に着目した Fig.3.7 の等価ブロック線図

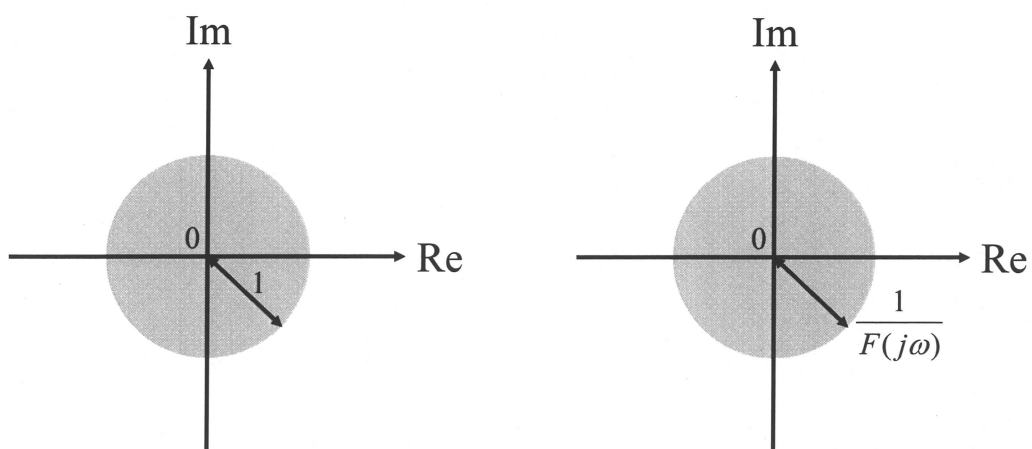


Fig.3.9 繰返し制御系と修正繰返し制御系の安定領域

### 3.3 離散時間系における制御系のアルゴリズム

#### 3.3.1 繰返し制御系のアルゴリズム

前節で述べた繰返し制御器の基本動作はあくまで連続時間に論じたもので、実際多くの応用においては、通常繰返し補償器をディジタル計算機で実現することになる。しかしながら、制御対象はあくまでも連続時間系であるとする、離散時間系の設計法だけでは十分ではない。特に、繰返し制御の場合、サンプル点間のリップル現象が1つの大きな問題となってくる。ここでは離散時間系に対する繰返し制御系の設計法について述べる。

離散時間系で考えた場合の周期関数発生機構は連続時間系の場合 (Fig.3.2(a)) から類推すると、Fig.3.10 のように表すことができる。ここで、目標入力 $u$ の周期 $T_r$ 、サンプリング周期 $T_{re}$ と遅れの段階 $N$ とには、 $T_r = NT_{re}$ という関係が成り立っている。したがって、連続時間系の場合と同様、この周期関数発生モデルを平ループ内に配置し、閉ループ系全体を安定化すれば、目標入力に定常偏差なく追従する繰返し制御系が実現できることになる。

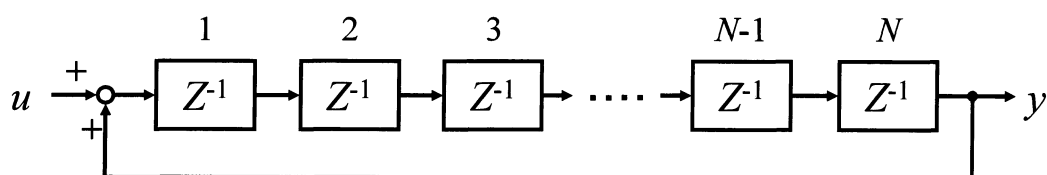


Fig.3.10 離散時間系の周期関数発生機構

制御系の安定領域を拡張するフィルタ  $F(s)$  を挿入した修正繰返し制御器および制御信号の位相遅れを補償する時間進み補償器を離散時間系で表すと、Fig.3.11 のようになる。本論文で提案する振動抑制制御系では、繰返し補償器への入力信号は BLDCM が発生するトルク脈動であり、その周期  $T_r$  は BLDCM の回転速度（駆動周波数）に依存して変化する。したがって、本制御系のように、目標入力の周期  $T_r$  が一定ではない場合、サンプリング時間  $T_{re}$  を固定した構成では、 $T_r$  の変化により必要な  $Z^{-1}$  の個数も変化するため、不都合を生ずる。そこで、提案制御系では、ホールセンサを用いて BLDCM の磁極位置を検出し、ホールセンサ信号から得られる時局位置情報  $\theta_{re}$  に応じてサンプリング時間  $T_{re}$  を可変なものとする。常により 1 周期を  $N$  個の  $Z^{-1}$  で構成される繰返し制御器が実現できる。以上の検討結果から得られた繰返し補償器の動作原理図を Fig.3.12 に示す。ただし、Fig.12 は  $|F(s)|=1$ 、 $k_2=3$ 、 $N=20$  の場合である。

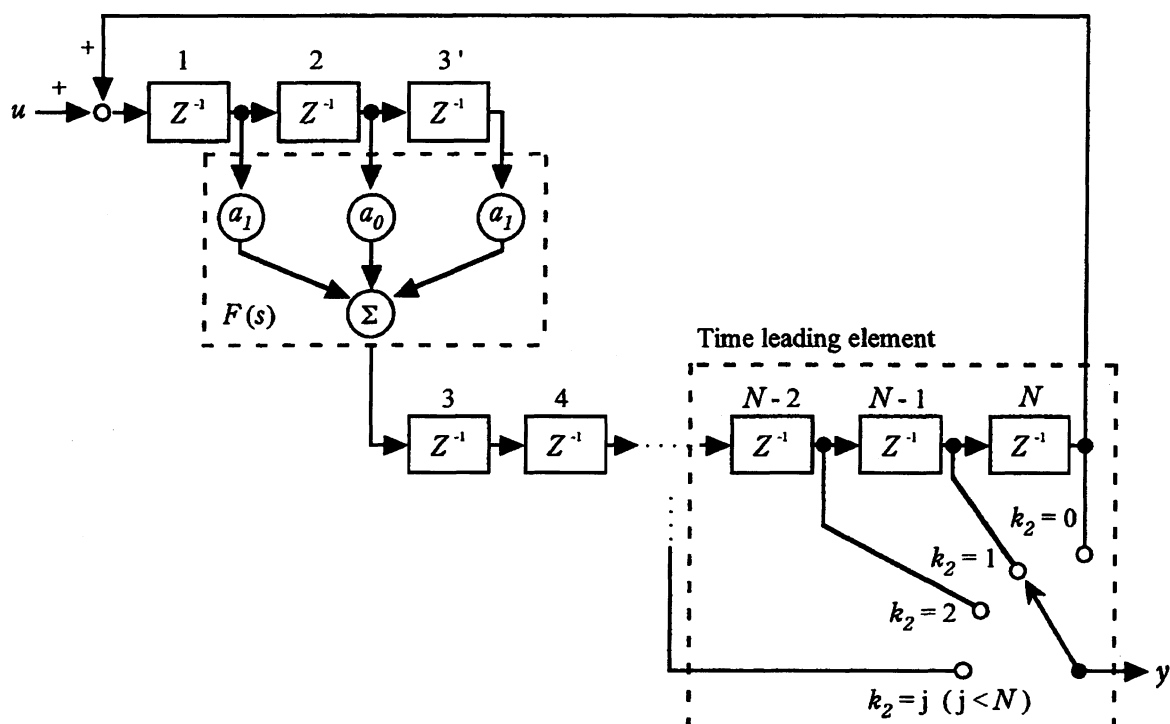


Fig.3.11 離散時間系の繰返し制御器と時間進み補償器

Fig.3.11 の動作原理について簡単に説明する.

- (i) ホールセンサより得られる磁極位置情報 ( $\theta_{re}$ ) を用いて,  $T_{rs}$  [sec]間 ( $=T_r/N$ : サンプル時間) の入力信号 (=比例補償器からの出力信号: 振動信号に比例補償器  $k_1$  を乗じた値) の平均値を求める. 平均化処理を行うことにより, 入力信号の高周波外乱を抑制することができる.
- (ii)  $N$  分割・平均化処理された  $N$  個の入力信号をそれぞれ対応するメモリ  $M_i$  内のデータに加算する.
- (iii) Fig.3.11 は制御系の安定領域を拡張し, 高周波領域での安定性の改善を行うフィルタ  $F(s)$  を挿入しない場合 ( $|F(s)|=1$ ) の動作原理図であるが,  $F(s)$  を挿入する場合 ( $|F(s)|<1$ ) は, 直線位相のローパスフィルタとして構成する. ここでは, メモリ内での処理であることから,  $F(s)$  を離散時間系で表し, 移動平均を行う. 処理後は再度同じメモリに書き戻す.

$$F(s): M_i \leftarrow a_0 M_i + \sum_{k=1} a_k (M_{i-k} + M_{i+k}) \quad (i=1,2,\dots,N) \quad (3.12)$$

- (iv) 繰返し補償器からの出力信号（補償信号）は， $T_{rs}$  ごとに入力信号が加算される前にメモリ  $i$  からデータを読み出し， $T_{rs}$  期間中ホールドすることにより得られる．また， $k_2 T_{rs}/N$  [sec] の時間進み補償は，入力信号を加算するメモリ  $i$  よりも  $k_2$  個進んだメモリ  $i+k_2$  からデータを読み出すことにより実現する．  
 このように，離散時間系で実現される繰返し補償器は，1 周期分の出力信号（補償信号）を  $N$  個のメモリ  $M_i$  に蓄積する．

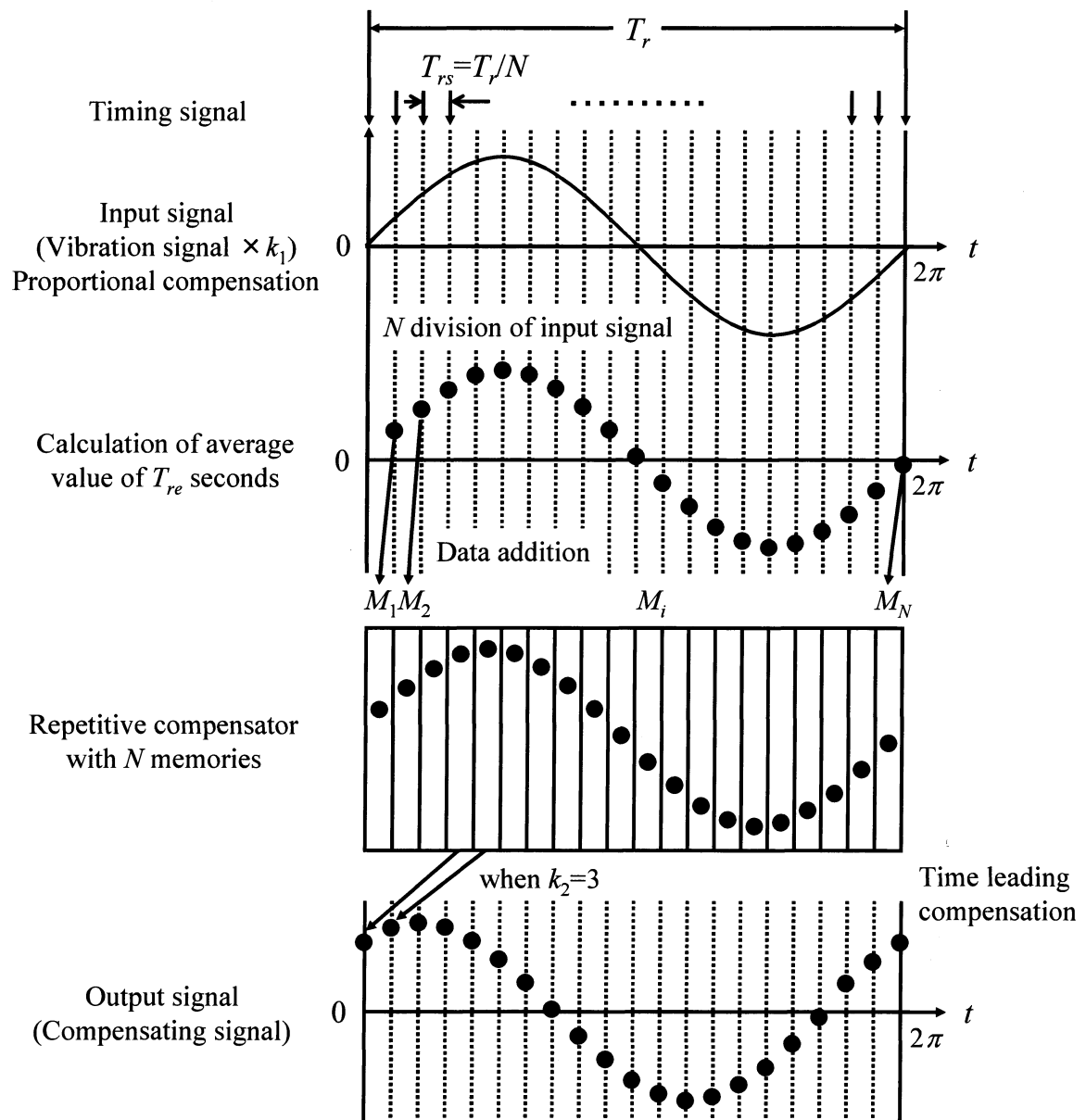


Fig.3.12 繰返し補償器の動作原理 ( $F(s)=1$ ,  $k_2=3$ ,  $N=20$ )

### 3.3.2 駆動周波数およびサンプリング周波数とメモリ数との関係

振動抑制制御系は，厳密に言えば異なるサンプリング周波数を持つ二重離散制御系である．すなわち，制御系全体のサンプリング周波数 ( $f_s$ ) と繰返し制御系のサンプリング周波数 ( $f_{rs}$ ) が異なる制御系である．さらに，繰返し制御系は時間領域での設計ではなく，周波数領域で設計された制御系であるため，繰返し制御系のサンプリング周波数 ( $f_{rs}$ ) は，モータの駆動周波数に従って変わる．

一方，繰返し制御は繰返し補償器のメモリによって実現されるもので，高調波成分のメモリ保存時の分解能を上げるためにはメモリ数が多いほどよいが，そのメモリ数によっても繰返し制御系のサンプリング周波数 ( $f_{rs}$ ) が変わる．ところが，繰返し制御系のサンプリング周波数 ( $f_{rs}$ ) は制御系全体のサンプリング周波数 ( $f_s$ ) に制約されるため，適切なメモリ数はいくつであるか，また，与えられたメモリ数の条件下での駆動周波数の上限はいくらであることを明確にする必要がある．その関係を以下に述べる．まず，モータの電気角駆動周期 ( $T=1/f$ ) と繰返し制御系の制御周期 ( $T_r=1/f_r$ ) は同一であるとする．各制御系のサンプリング周期や周波数の記号を Table.3.1 に示す．

Table.3.1 各制御系のサンプリング周期や周波数

$T$	モータの駆動周期 ( $T=1/f$ )
$f$	モータの駆動周波数
$n_m f$	最高次高調波成分
$T_r$	繰返し制御周期 ( $T_r=1/f_r$ )
$T_s$	全体制御系のサンプリング周期 ( $T_s=1/f_s$ )
$f_s$	全体制御系のサンプリング周波数
$T_{rs}$	繰返し制御系のサンプリング周期
$f_{rs}$	繰返し制御系のサンプリング周波数
$N$	メモリ数
$M_i$	$i$ 番目のメモリ

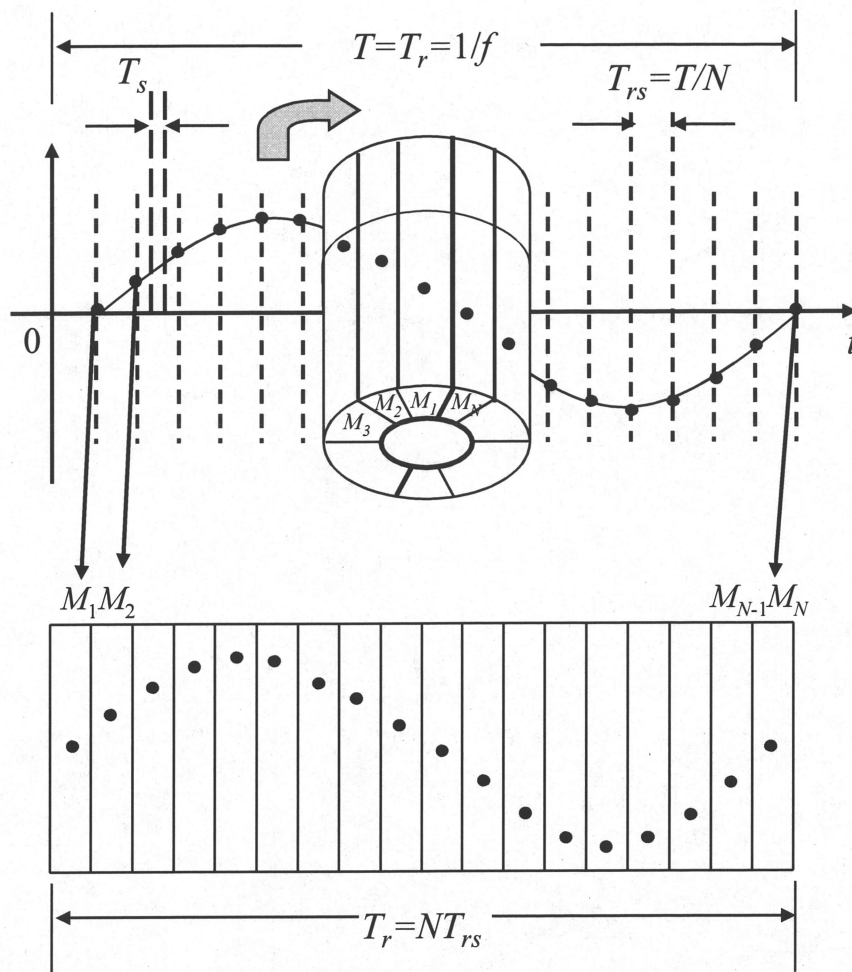


Fig.3.13 繰返し補償器のメモリへのデータ保存方法の概念図

繰返し制御は、Fig.3.13 のように 1 周期の高調波成分を  $N$  個のメモリに分割保存するため、繰返し制御系のサンプリング周波数と周期は(3.13)式および(3.14)式となる。

$$f_{rs} = Nf \quad (3.13)$$

$$T_{rs} = T/N \quad (3.14)$$

(3.13)式より、繰返し制御系のサンプリング周波数はモータの駆動周波数に従って変わることがわかる。繰返し制御系のサンプリング周波数は必ず全体制御

系のサンプリング周波数より高くできないため、(3.15)式のような制約条件がある。

$$\begin{aligned} f_{rs} \leq f_s &\Rightarrow Nf \leq f_s \\ N \leq f_s/f &\Rightarrow f \leq f_s/N \end{aligned} \quad (3.15)$$

また、ある駆動周波数において、発生する  $nf$  高調波成分の最高次高調波が  $n_m f$  の場合、繰返し制御系のサンプリング周波数はサンプリング定理<sup>[16]</sup>により、(3.16)式のような条件を満たさなければならない。

$$\begin{aligned} f_{rs} > 2n_m f &\Rightarrow Nf > 2n_m f \\ N > 2n_m & \end{aligned} \quad (3.16)$$

(3.15)式および(3.16)式によりメモリに関して(3.17)式のような条件式を得ることができる。そして、駆動周波数  $f$  に関して整理すると(3.18)式となる。

$$2n_m < N \leq \frac{f_s}{f} \quad (3.17)$$

$$f \leq \frac{f_s}{N} < \frac{f_s}{2n_m} \Rightarrow f \leq \frac{f_s}{N} \quad (3.18)$$

(3.18)式により、メモリ数は、例えば、 $n_m=36$ 、 $f_s=10\text{kHz}$  の場合、駆動周波数を 100Hz まで運転するには、 $N$  を 72 より多く、100 以下にしなければならない。また、(3.18)式より、可能な駆動周波数はメモリ数 ( $N$  個) により制限されることがわかる。つまり、高調波成分に対する分解能を上げるためにはメモリ数を多く取るほどよいが、駆動可能なモータ回転数が制限される。モータ駆動周波数を上げようとするともメモリ数が少なくなるので、互いに相反する関係にある。

### 3.3.3 フーリエ級数展開処理のアルゴリズム

3.2.1 項で示したフーリエ級数展開処理を DSP を用いてリアルタイムで実現するためには、フーリエ級数展開処理を離散時間系で設計しなければならない。

離散時間系フーリエ級数展開でのフーリエ級数展開処理アルゴリズムを

Fig.3.14 に示す。ここで、フーリエ級数展開の周期  $T_f$  はモータの駆動周波数  $f$  に同期して変化するので、フーリエ級数展開の 1 周期ごとに周期  $T_f$  をホールセンサ信号から得られる磁極位置情報を用いて演算する。なお、フーリエ級数展開から  $nf$  高調波成分を出力する際には、1 周期前に得られたフーリエ係数を用いる。

Fig.3.14 に示す動作原理図のある周期  $j+1$  の動作について簡単に説明する。

#### (a) 信号検出

フーリエ級数展開の 1 周期間  $T_f$  [sec]、サンプリング時間（インバータのキャリア周波数に同期）ごとに、DSP への入力信号  $f(t_{j+1})$  に  $\cos(n\omega t)$  と  $\sin(n\omega t)$  を乗じた値をそれぞれ演算する。

#### (b) フーリエ係数算出

フーリエ級数展開の周期  $T_f$  を求め、その値を(a)で得られた積算値から  $a_n(t_{j+1})$ ,  $b_n(t_{j+1})$  を求める。

#### (c) 信号出力

$j$  周期目のフーリエ級数展開  $a_n(t_j)$ ,  $b_n(t_j)$  を用いて  $nf$  高調波成分の  $f(t_j)$  を  $j+1$  周期目に出力する ((3.7)式)。

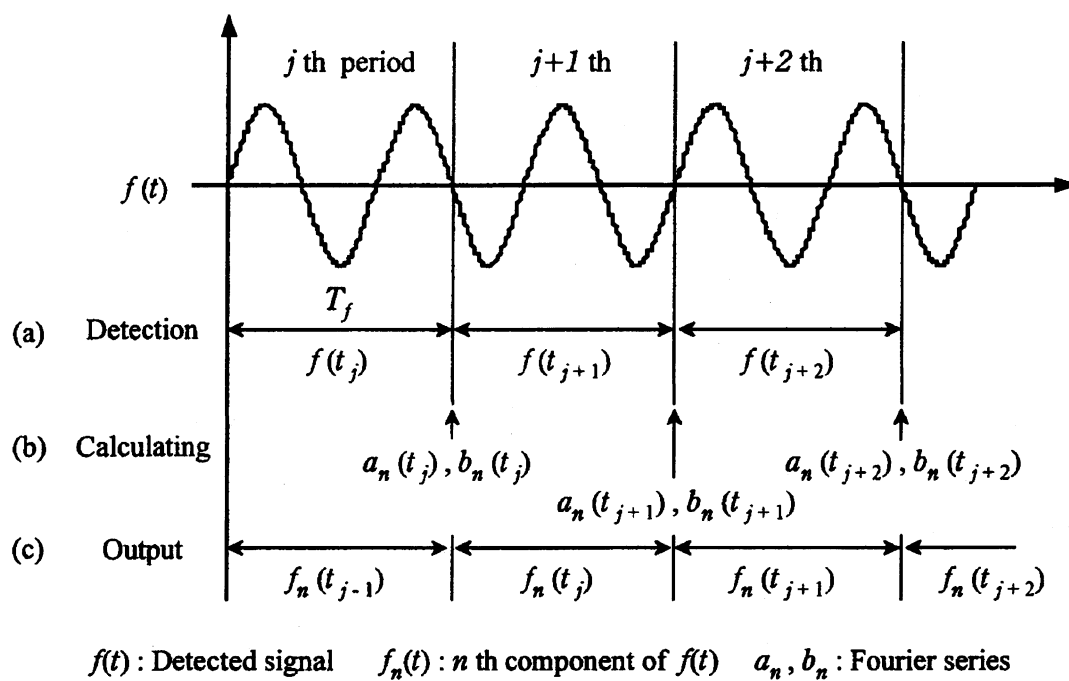


Fig.3.14 フーリエ級数展開処理アルゴリズム

## 第 4 章 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御

本章では、まず、4.1 節において低分解能位置センサを用いた振動抑制制御法を提案する。そして、4.2 節において、実機実験により提案手法の有効性を示す。また、提案手法を利用して、各動作点における補償信号を学習し、学習した補償信号データを用いて、速度および BLDCM 印加電流を引数としたフィードフォワード補償による振動抑制制御系を構成する。そして、定常状態および負荷変動する過渡状態における振動抑制の有効性を示す。さらに、速度変動および負荷変動させることによる一時的な速度変動に起因して発生する補償信号の誤差と抑制率の関係についても解析し、明らかにする。

### 4.1 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御の提案

#### 4.1.1 低分解能位置センサを用いた振動抑制制御系

本項で提案する振動抑制制御系を Fig.4.1 に示す。提案手法は、速度制御系を基本とし、モータ駆動周波数に同期した振動抑制制御系を構成する。補償信号  $i_c$  はホールセンサ信号から得られる磁極位置情報  $\hat{\theta}_{re}$  を基に生成する。また、BLDCM はインバータの母線電流の大きさをトルクを制御しているため、生成した補償信号  $i_c$  は母線電流指令値に重畳させることで振動抑制制御を実現する。なお、BLDCM には負荷として AC モータが接続しており、可変抵抗器を操作することにより負荷トルクを調整する。また、AC モータの負荷端にはパルスエンコーダを設置しており、提案した擬似的な角度  $\hat{\theta}_{re}$  が正しく得られているか確認のみに使用している。



のメモリ数  $N$  が足りず、角度  $\theta_{re}$  の関数として補償信号  $i_c$  を生成することが不可能である。

そこで、本稿では BLDCM が定速制御系で駆動することを前提に速度制御系を基本とし、回転周期に同期した擬似的な角  $\hat{\theta}_{re}$  の関数で補償信号  $i_c$  を生成する手法を提案する。提案する補償信号生成法の概念図を Fig.4.2 に示す。提案手法は、BLDCM は 3 つのホールセンサ信号を使用して 60 度の分解能で磁極位置情報を得るが、ホールセンサ間の設置ばらつきやモータ極対間のばらつきなどをなくするため、1 つのホールセンサを使用する。例えば、u 相のみのホールセンサ信号に注目すると、ホールセンサ信号の立ち上がりから次に信号が立ち上がるまでの時間は回転周期  $T$  となる。そして、回転周期間を  $T_N$  ごとに時間分割する。この時間分割  $T_N$  が繰返し制御系のサンプリング周期  $T_{rs}$  となる。この回転周期間の時間分割数が補償信号データを格納する繰返し補償器のメモリ数  $N$  となり、(3.17)式を満たすように  $T_N$  を設定すれば、 $\hat{\theta}_{re}$  は(4.1)式から得られる。

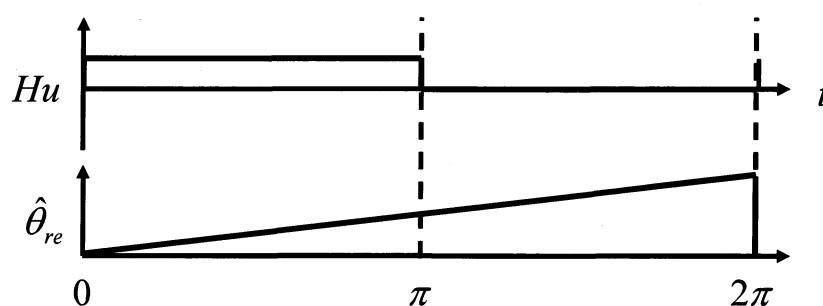
$$\hat{\theta}_{re} = \frac{2\pi}{f_s/f} \cdot N_{count} = \frac{2\pi}{T/T_N} \cdot N_{count} = \frac{2\pi}{N} \cdot N_{count} \quad (4.1)$$

(4.1)式から得られた擬似的な角度  $\hat{\theta}_{re}$  を用いて補償信号  $i_c$  を生成する。ここで、 $N_{count}$  は  $T_N$  ごとにカウントアップする変数と定義し、この変数は  $N_{count}$  ホールセンサ信号の立ち上がりごとに 0 にリセットされる。(4.1)式より得られた角度に応じて得られた補償信号データを  $T_N$  ごとに繰返し補償器のメモリに格納する。なお、本稿では回転周期間の分割時間  $T_N$  は、繰返し補償器のメモリ数  $N$  を多くとることができる全体制御系の制御周期  $T_s$  と設定するため、 $T_s$  ごとに補償信号データをメモリに格納していく。

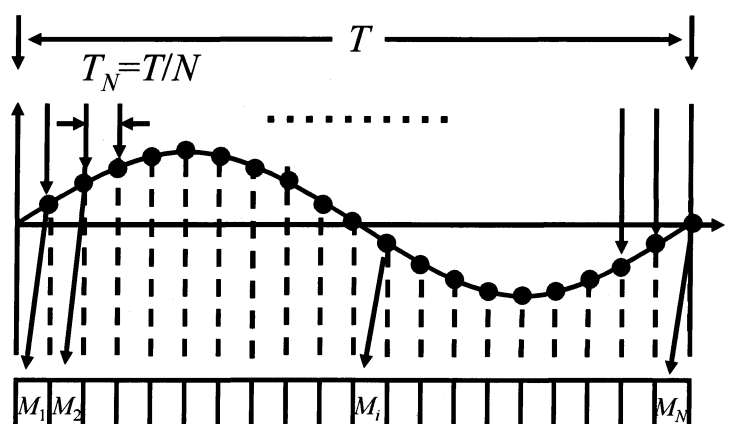
しかしながら、提案手法は定速制御系で駆動することが条件であるが、定速制御時でも速度制御系の速度制御誤差が発生することが考えられる。このとき、回転周期間における全体制御系の制御周期数に変動し、補償信号データ数が増

減する。このとき、繰返し補償器のメモリへの補償信号格納時および出力時の対応方法の概念図を Fig.4.3 および Fig.4.4 に示す。

まず、補償信号格納時において、補償信号データ数がメモリ数  $N$  よりも少ない場合 (Fig4.3(b)) は、メモリ数  $N$  まで 1 制御周期前に格納した補償信号データを続けて格納する。逆に、補償信号データが多い場合 (Fig4.3(c)) は、メモリ数  $N$  で補償信号データの格納を終了させる。補償信号出力時においても同様に、補償信号データ数がメモリ数  $N$  よりも少ない場合 (Fig4.4(b)) は、メモリ数  $N$  で補償信号データの出力を終了させ、逆に、補償信号データが多い場合 (Fig4.3(c)) は、メモリ数  $N$  まで 1 制御周期前に格納した補償信号データを続けて出力する。このようにすることで、速度制御誤差による速度変動に対応している。

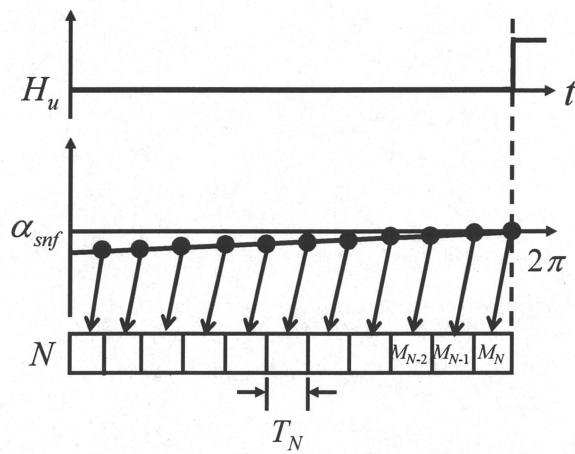


(a) 擬似的な角度  $\hat{\theta}_{re}$  の生成法

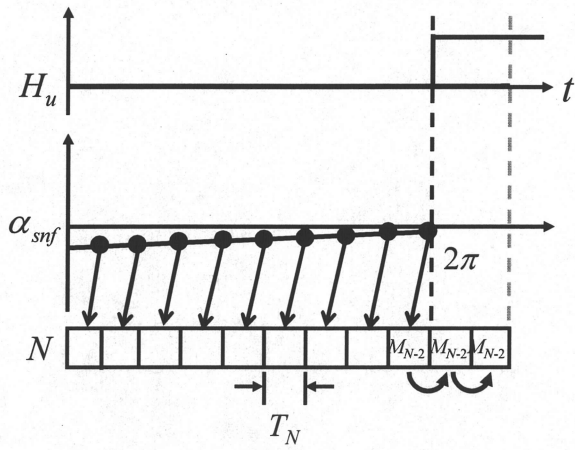


(b) 時間基準による補償信号格納方法

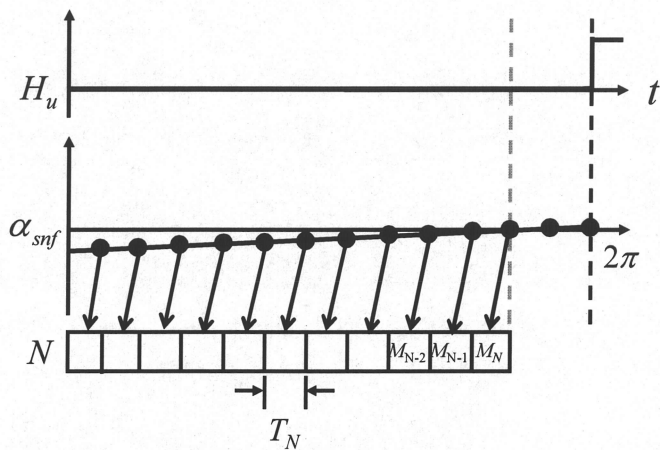
Fig.4.2 提案する補償信号生成法



(a) 補償信号データ数とメモリ数  $N$  が等しいとき

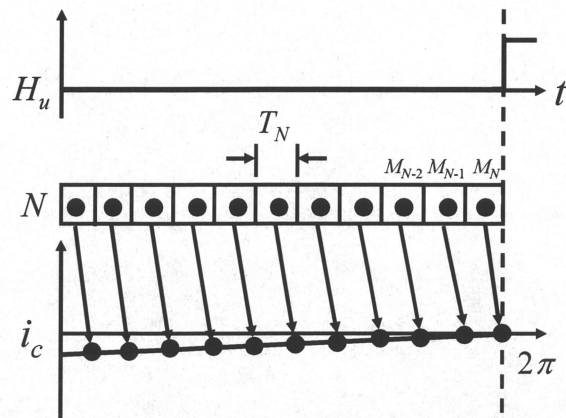


(b) 補償信号データ数が少ないとき

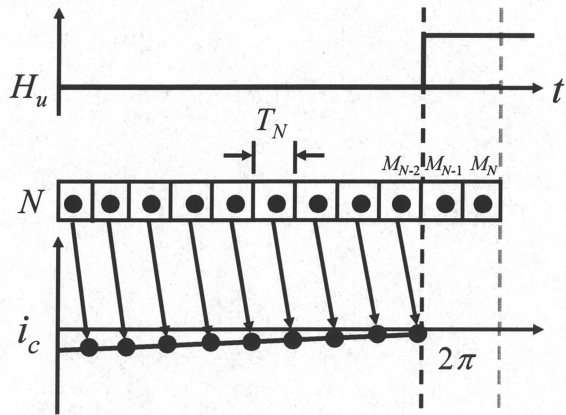


(c) 補償信号データ数が多いとき

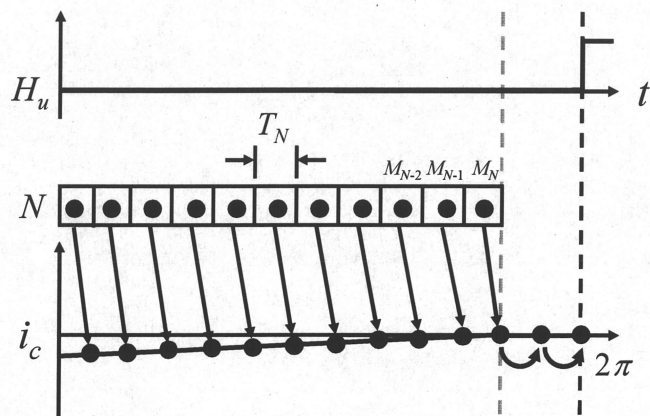
Fig.4.3 補償信号データ格納時における補償信号データ数増減時の対応方法



(a) 補償信号データ数とメモリ数  $N$  が等しいとき



(b) 補償信号データ数が少ないとき



(c) 補償信号データ数が多いとき

Fig.4.4 補償信号データ出力時における補償信号データ数増減時の対応方法

### 4.1.3 繰返し制御パラメータ自動調整法

3.2 節で述べたように、(3.10)式が満足されれば Fig4.1 に示す制御系は安定となる。したがって、Fig.4.2 の制御系ではフレーム振動の  $nf$  高調波成分のみを繰返し制御器への入力としているため、制御系の安定性の十分条件は、(4.2)式となる。

$$\|1 - C(j\omega_n)P(j\omega_n)\| < 1 \quad (4.2)$$

ただし、 $\omega_n$  は抽出されたフレーム振動の  $nf$  高調波成分の角周波数である。(4.4) 式を満たすことは、ナイキスト軌跡上の  $\omega = \omega_n$  に対応する動作点が Fig4.5 に示す単位円内に存在することと等価である。言い換えれば、単位円外に動作点が存在しないように適切にパラメータを設定する必要がある。例として、Fig4.5 において、 $A_0$  の動作点を考える。この動作点は単位円外にあるため、Fig4.5 における  $k_1$  および  $k_2$  を適切に変更することによって単位円内に移動しなくてはならない。ここで、Fig4.5 における比例補償器  $k_1$  は  $1+j0$  から動作点までの大きさを変更することができ、位相補償器  $e^{(k_2/N)T_r}$  は  $1+j0$  を中心に位相を変更することができることに注意すると、 $k_1$  および  $k_2$  を適切に設定することにより制御系を安定化することができる。しかしながら、Fig4.5 において、動作点が  $A_1$  に移動できたとしても制御系の安定性は満たされるものの、収束性の観点からその動作点が望ましくないことがある。しかたがって、安定性および収束性のいずれも考慮するために、単位円内部に収束性を考慮した領域内を設定し、その領域内に動作点を移動させる必要がある。

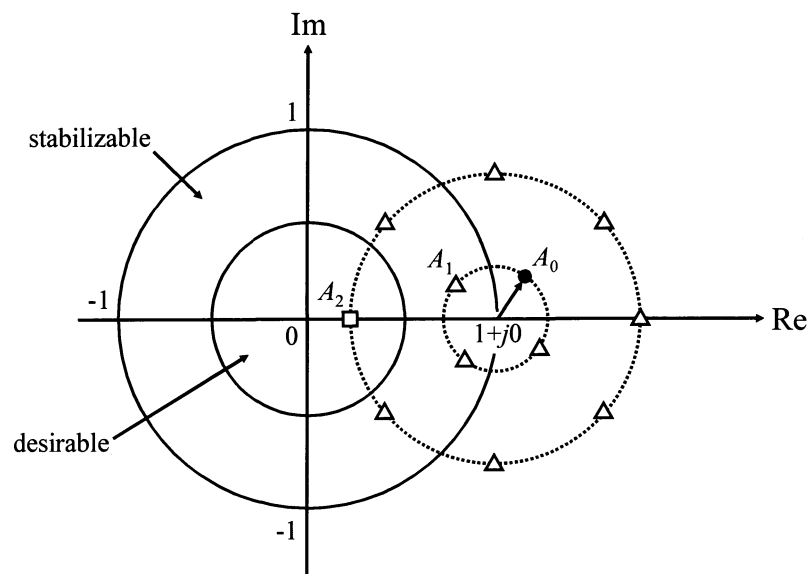


Fig.4.5 繰返し制御によるパラメータ自動調整の一例

#### 4.1.4 フィードフォワード補償によるフレーム振動抑制

前項で述べた手法では，フレーム振動検出センサ（加速度センサ）を必要としている．このため，センサの使用に起因するシステムの高価格化・ノイズによる信頼性の低下および設置場所の確保などの問題を生じることがある．そこで，補償信号生成のためのみにフレーム振動検出センサを使用し，生成された補償信号を用いたフィードフォワード補償による振動抑制手法を提案する．すなわち，提案手法では，フレーム振動検出センサは事前の補償信号生成のみに使用され，その後は必要とならないことになる．提案手法をFig.4.6に示す．Fig.4.6において， $i_{c,n}$ はフレーム振動に対する補償信号であり，モータの電気角周波数 $\omega_{re}^*$ が速度指令値 $\omega_{re}^*$ で一定速回転していれば，補償信号 $i_{c,n}$ は(4.3)式で表される．

$$i_{c,n} = h_{1,n} \sin(n\hat{\theta}_{re} + h_{2,n}) \quad (4.3)$$

(4.3)式において，角度 $\hat{\theta}_{re}$ は(1)式から得られ， $h_{1,n}$ および $h_{2,n}$ はそれぞれフレーム振動 $nf$ 高調波成分の補償信号の振幅および位相差を表す．

さて，(4.3)式において， $h_{1,n}$ および $h_{2,n}$ を各動作点に対して生成することは，メモリの制約などから必ずしも実用的であるとは言えない．このため，(4.3)式の $h_{1,n}$ および $h_{2,n}$ は最小二乗法による近似多項式によって与えられるものとする．これらの近似多項式を用いることで，フレーム振動検出センサを取り除いた制御系においても補償信号を生成することができる．

以上のように，提案手法では，BLDCM 印加電流 $i$ を引数とする近似多項式からオフラインで補償信号を生成し，フィードフォワード信号として電流指令値に加算することでフレーム振動を抑制することができる．さらに，Fig.4.1に示すフレーム振動検出センサを取り除くことができるため，制御系のコスト低減が実用的にも期待できる．

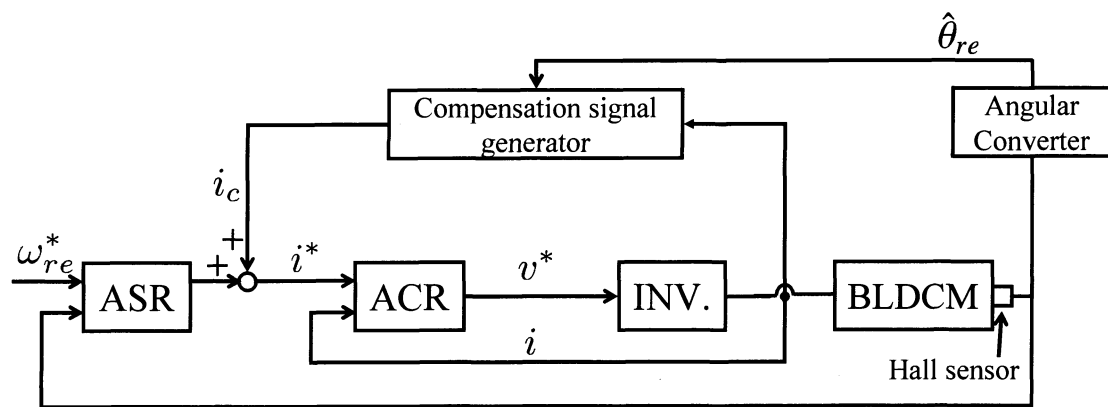


Fig.4.6 定常状態における加速度センサレス振動抑制制御系の構成

## 4.2 実験結果

本節では，前節で提案した低分解能センサを利用したフーリエ級数展開と繰返し制御によるフレーム振動抑制制御法の有効性を実験によって明らかにする．さらに，フレーム振動を抑制する補償信号は BLDCM 印加電流を引数とする近似多項式を構成し，フィードフォワード補償による加速度センサレス制御系の定常状態におけるフレーム振動抑制を実現し，その有効性を実験によって明らかにする．

また，BLDCM の速度一定回転中において，負荷が変動する過渡状態においても評価する．むろん，繰返し制御は定常状態でしか適用できないため，負荷が変動する過渡状態において補償信号を学習することができない．そこで，過渡状態を定常状態の連続であると捉え，前節で提案したフィードフォワード補償による加速度センサレス振動抑制制御を適用し，実機実験によってその有効性を明らかにする．

本稿では，提案手法を数百 W 級の BLDCM に対して適用する．FS 処理，繰返し制御，速度制御および電流制御は DSP（MyWay 技研，PE-Expert3）によって実装される．

### 4.2.1 低分解能位置センサを用いたフレーム振動抑制結果

BLDCM 駆動周波数  $f=60\text{Hz}$ ，無負荷時および  $0.175\text{Nm}$  負荷時において，提案手法を適用した実験結果を Fig.4.7 および Fig.4.9 に示す．なお，補償信号は SW の立ち上がり時に入力される．Fig.4.7 および Fig.4.9 において， $\alpha_s$  および  $\alpha_{s6f}$  はそれぞれ，フレーム振動全周波数成分およびフレーム振動の  $6f$  高調波成分である．なお，フレーム振動の単位  $G$  は  $9.8\text{m/s}^2$  である．Fig.4.7 および Fig.4.9 より，フレーム振動抑制開始後にフレーム振動が効果的に抑制できていることがわかる．

つぎに，無負荷時および  $0.175\text{Nm}$  負荷時それぞれにおいて，抑制前および抑

制中の定常状態での振動の FFT 解析結果を Fig.4.8 および Fig.4.10 に示す. Fig.4.8 および Fig.4.10 より, 抑制中のフレーム振動の  $6f$  高調波成分が低減されていることがわかる. なお, このときのフレーム振動の  $6f$  高調波成分の抑制率は無負荷時は 92.4%, 0.175Nm 負荷時は 96.9%であった.

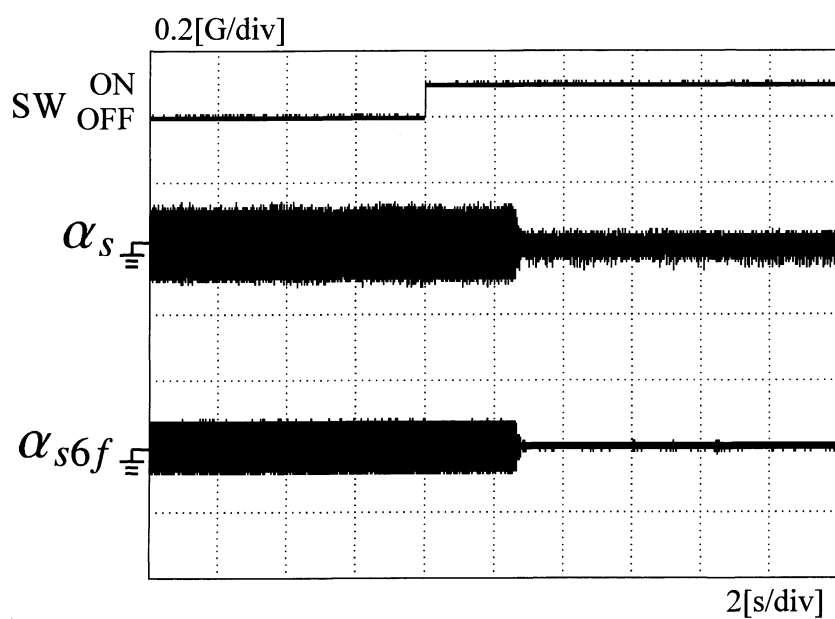
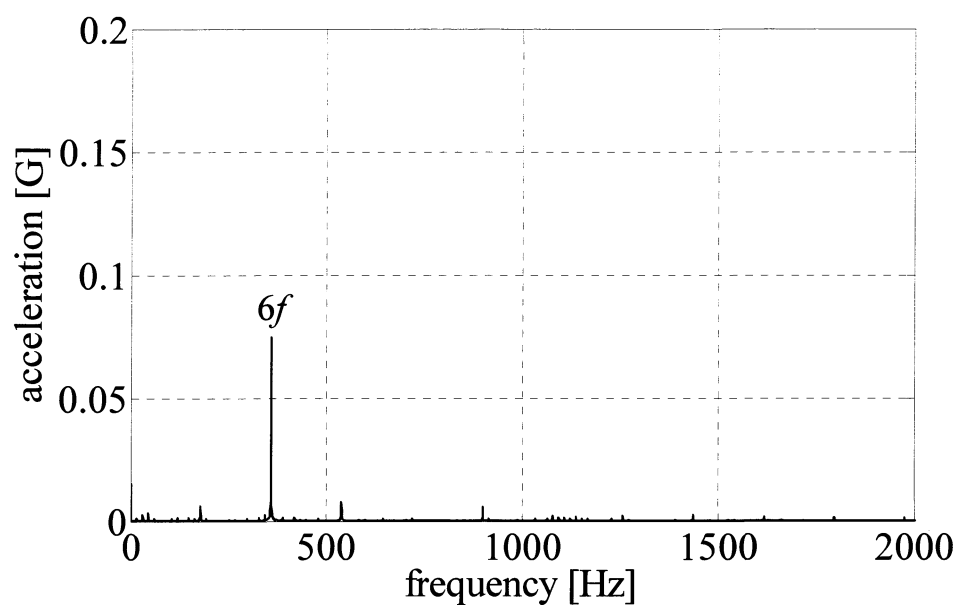
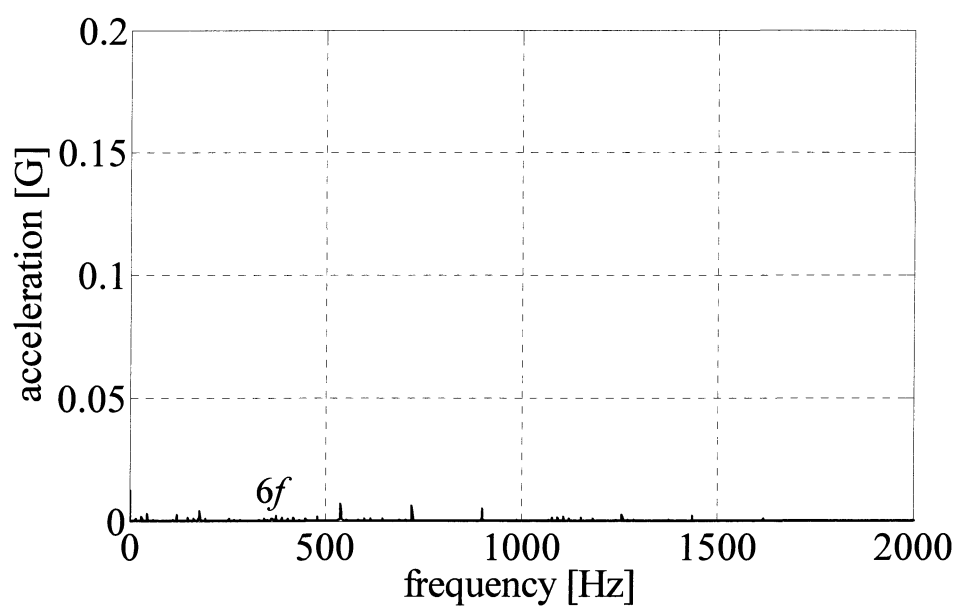


Fig.4.7 低分解能センサを利用した振動抑制結果（無負荷）



(a) 抑制前



(b) 抑制中

Fig.4.8 Fig.4.7 の FFT 解析結果

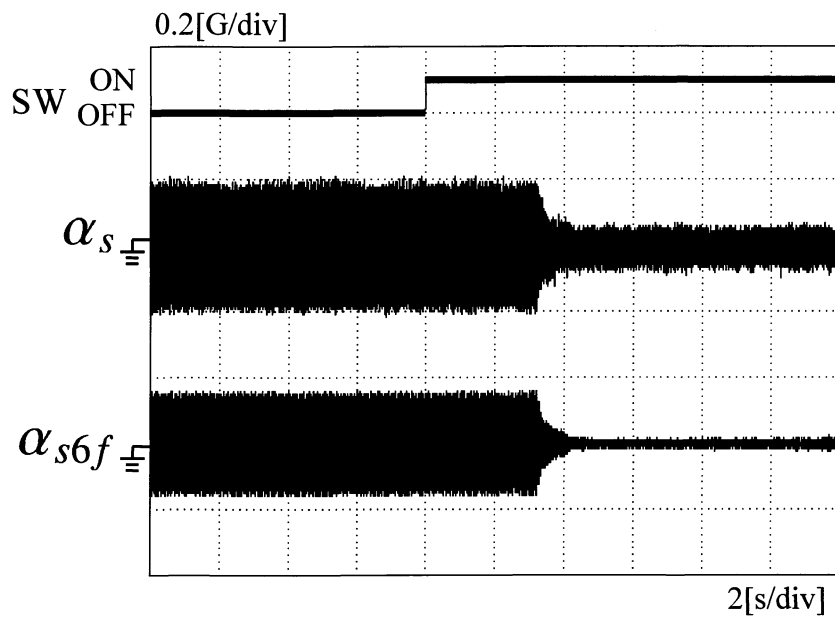
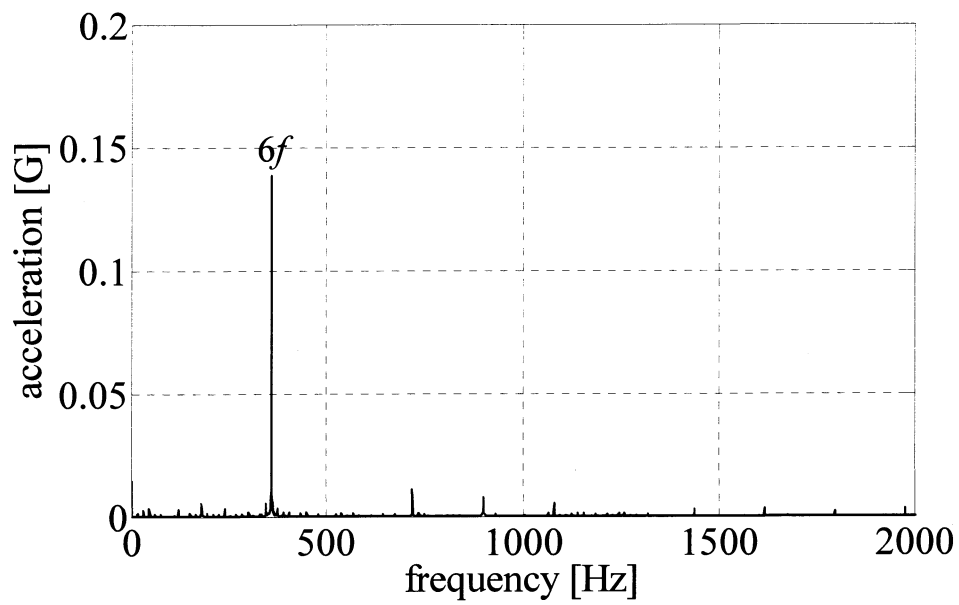
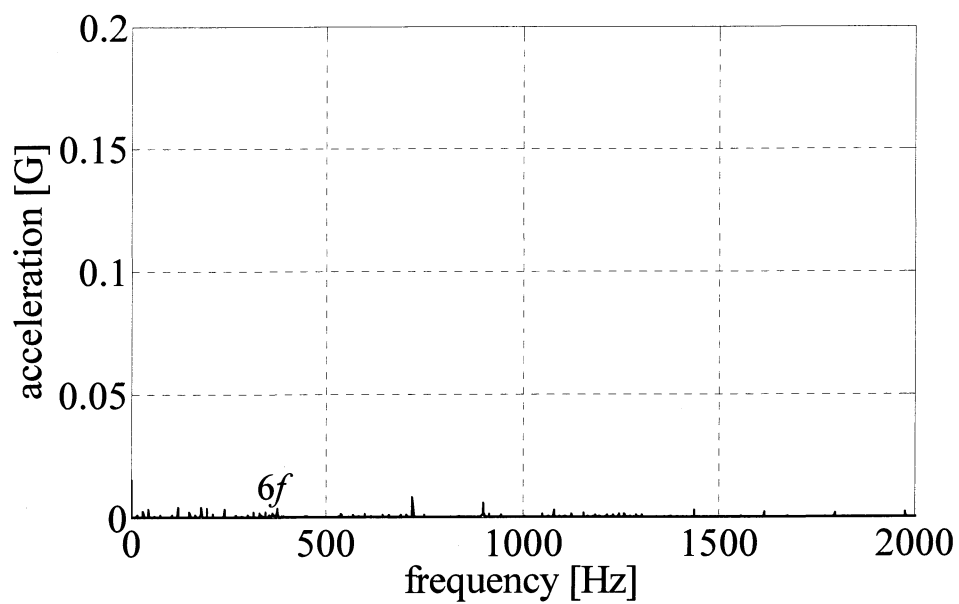


Fig.4.9 低分解能センサを利用した振動抑制結果（負荷 0.175Nm）



(a) 抑制前



(b) 抑制中

Fig.4.10 Fig.4.9 の FFT 解析結果

## 4.2.2 フィードフォワード補償による定常状態におけるフレーム振動抑制結果

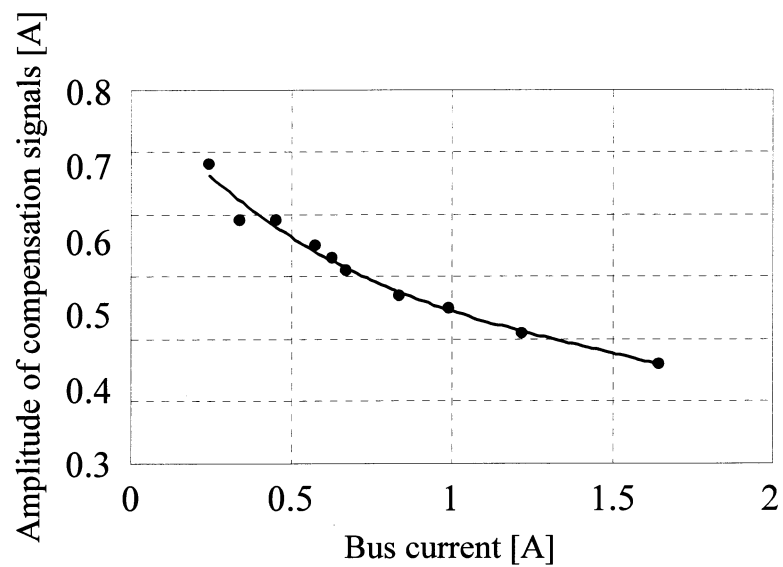
前項の制御系において，複数の動作点における補償信号を生成する繰返し補償器のパラメータを得ることができる．これらのパラメータは，オンラインで得られるBLDCM印加電流 $i$ を引数とする近似多項式によって与えられるものとする．これにより，フレーム振動検出センサ（加速度センサ）を必要としない，フィードフォワード補償による加速度センサレス制御系におけるフレーム振動抑制が実現できる．

実験によって得られた各動作点における補償信号の振幅および位相差の関係を Fig.4.11 に示す．Fig.4.11 より，負荷の増加に対して補償信号の振幅および位相差はいずれも変化していることがわかる．したがって，補償信号の振幅および位相差は，ある固定された適当な速度での負荷に対する近似多項式を作成することによって表すものとする．以上の方法で定常状態での(4.3)式の近似多項式は(4.4)式および(4.5)式で与えた．

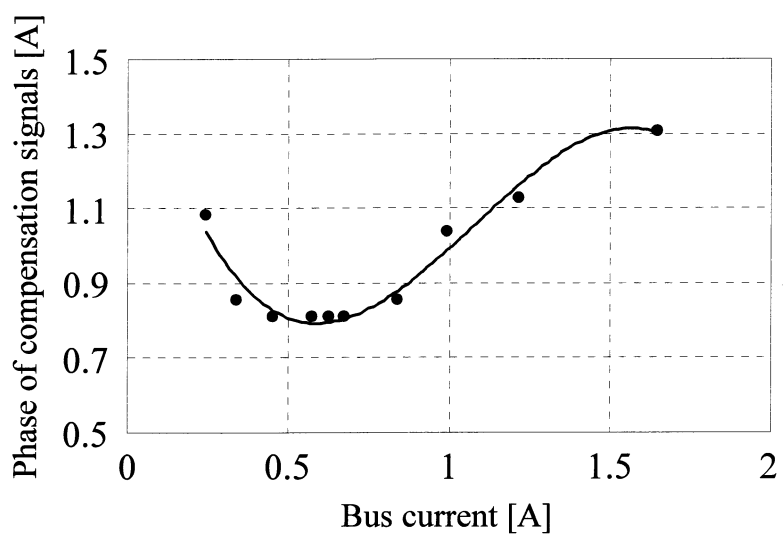
$$h_{1,6} = -0.0082i^3 + 0.1519i^2 - 0.4624i + 0.8178 \quad (4.4)$$

$$h_{2,6} = -0.2803i^3 + 1.3772i^2 - 1.3224i + 1.1643 \quad (4.5)$$

無負荷時において，駆動周波数 $f=60\text{Hz}$ に対して提案手法を適用したフレーム振動の抑制結果を Fig.4.12, 振動のFFT 解析結果を Fig.4.13 に示す．同様に，(4.4)式および(4.5)式を用いて内挿した動作点での抑制結果を Fig.4.14, 振動のFFT 解析結果を Fig.4.15 に示す．Fig.4.12～Fig.4.15 より，フレーム振動の $6f$ 高調波成分が効果的に抑制されていることがわかる．このときの抑制率は無負荷時は91.0%，0.175Nm 負荷時は92.5%であった．これにより，提案する低分解能位置センサを利用したフィードフォワード補償による加速度センサレス制御系におけるフレーム振動抑制手法が有効であることがわかる．



(a) 補償信号の振幅データ保存結果



(b) 補償信号の位相差データ保存結果

Fig.4.11 補償信号の振幅および位相差の電流  $i$  に対する関係

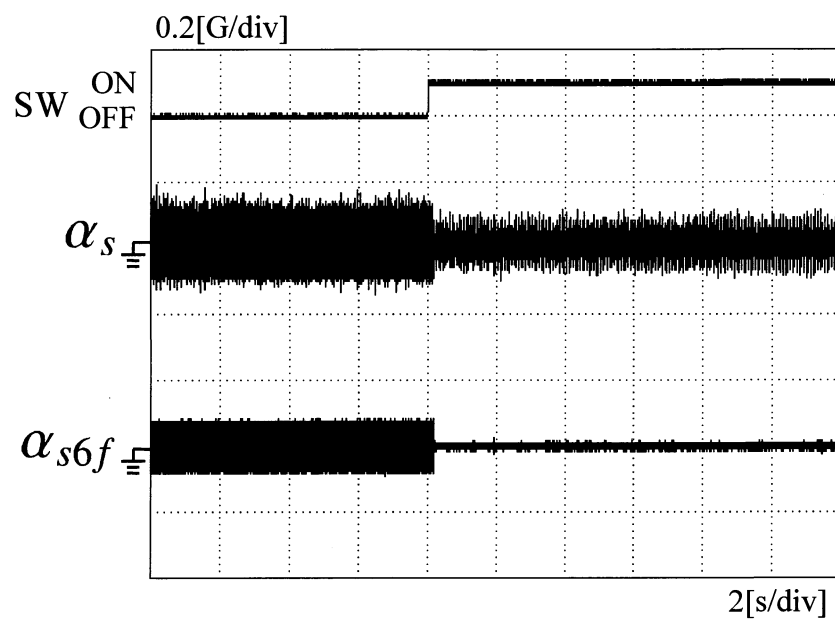
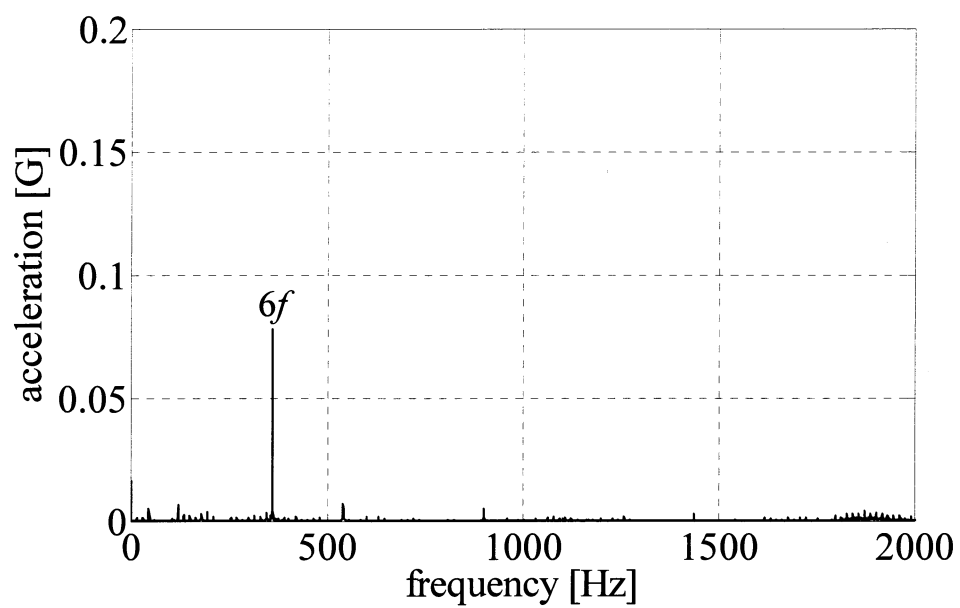
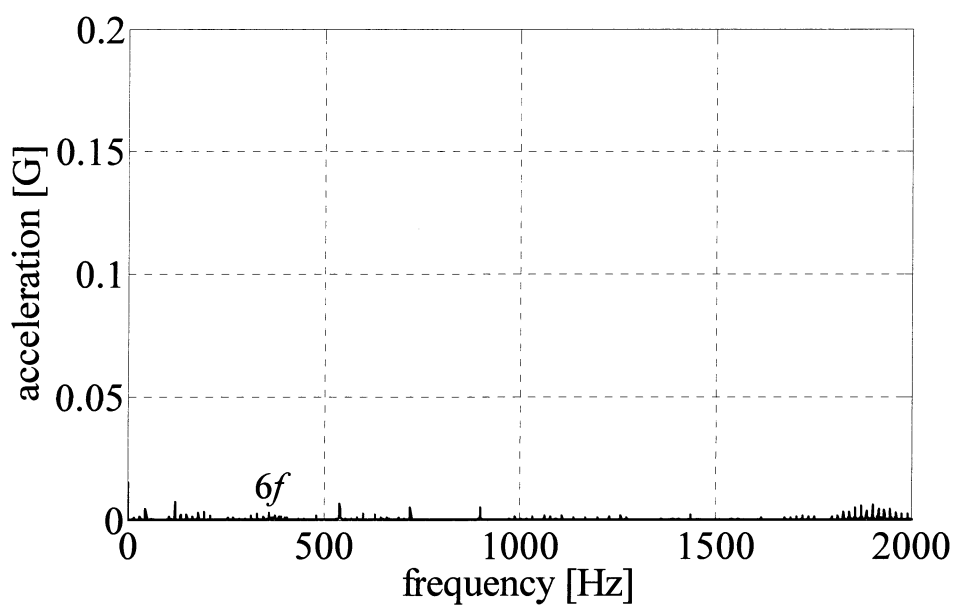


Fig.4.12 フィードフォワード補償による振動抑制結果（無負荷）



(a) 抑制前



(b) 抑制中

Fig.4.13 Fig.4.12 の FFT 解析結果

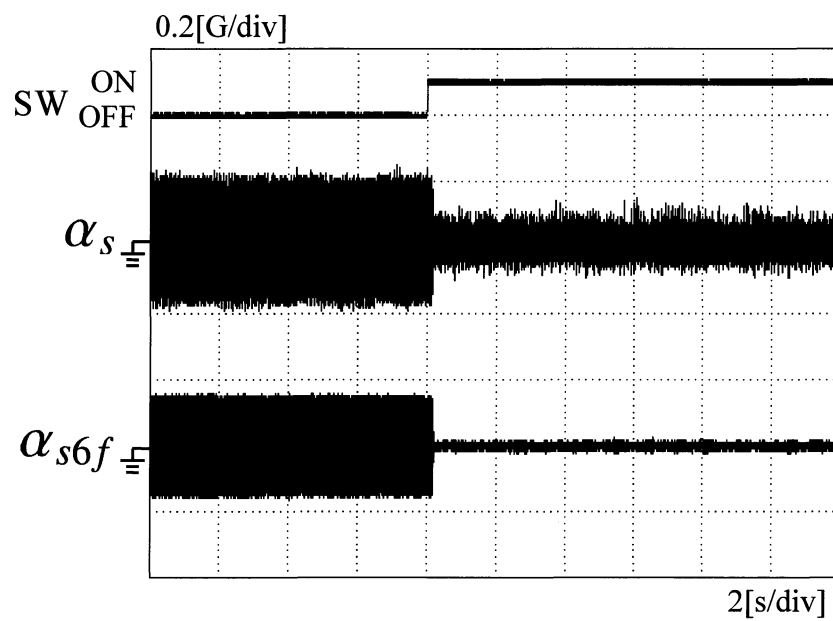
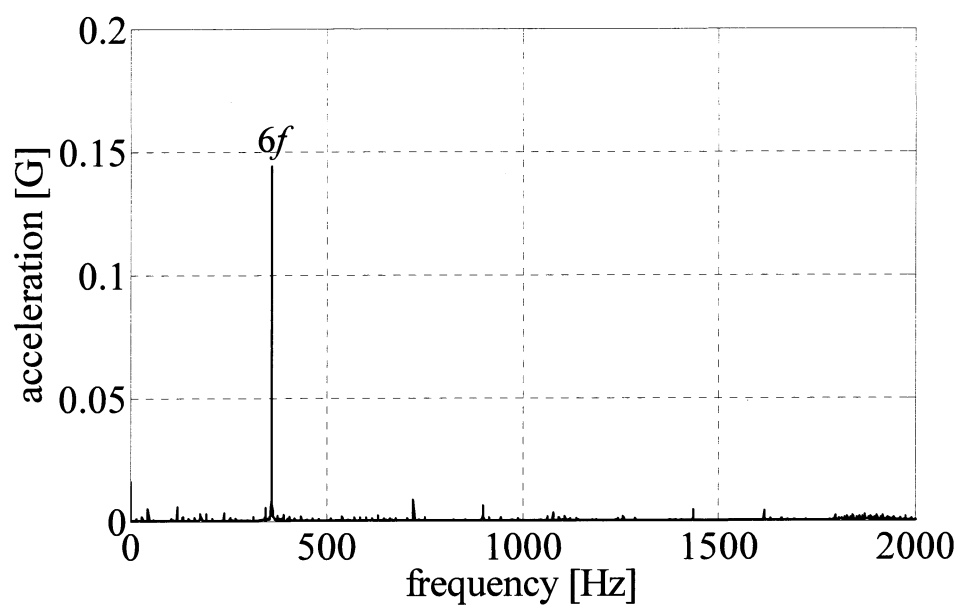
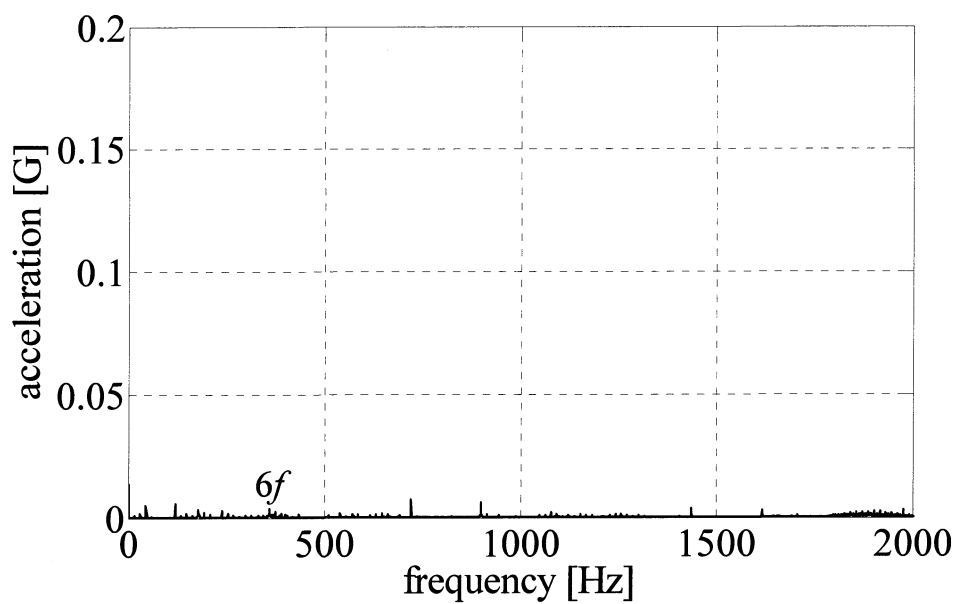


Fig.4.14 フィードフォワード補償による振動抑制結果（負荷 0.175Nm）



(a) 抑制前



(b) 抑制中

Fig.4.15 Fig.4.14 の FFT 解析結果

### 4.2.3 フィードフォワード補償によるフレーム振動抑制の過渡状態での評価

つぎに、4.2.2 項で提案した加速度センサレス振動抑制制御の負荷が変動する過渡状態における提案手法の有効性を検証する。構成する制御系を Fig.4.16 に示す。Fig.4.16 より、制御系の構成は前項のフィードフォワード補償による定常状態における振動抑制法と同じであるが、負荷が変動する過渡状態においては、負荷変動直後に一時的に BLDCM 回転速度が変化することが考えられる。そこで、近似多項式の引数として速度情報を追加し、BLDCM 印加電流および回転速度  $\omega_{re}$  を引数とした複数の近似多項式を用いて過渡状態における有効性を検証する。 $\omega_{re}=2\pi f$  であることに注意すると、(4.3)式は(4.6)式のように与えられる。

$$i_{c,n} = h_{1,n}(\omega_{re}, i) \sin(n\hat{\theta}_{re} + h_{2,n}(\omega_{re}, i)) \quad (4.6)$$

(4.6)式より、回転速度  $\omega_{re}$  を引数として追加することで、負荷を変動させることによる一時的な速度変動に対しても対応することができる。

各動作点における補償信号の振幅の関係を Fig.4.17 に示す。また、各動作点における補償信号の位相差の関係を Fig.4.18 に示す。Fig.4.17 および Fig.4.18 より、速度および負荷の増加に対して補償信号の振幅および位相差はいずれも変化していることがわかる。したがって、補償信号の振幅および位相差は、ある固定された適当な速度での負荷に対する近似多項式を複数生成し、隣接する近似多項式間は線形補間によって表すものとする。以上の方法である速度における定常状態での(4.6)式の近似多項式は(4.7)および(4.8)式で与えられる。

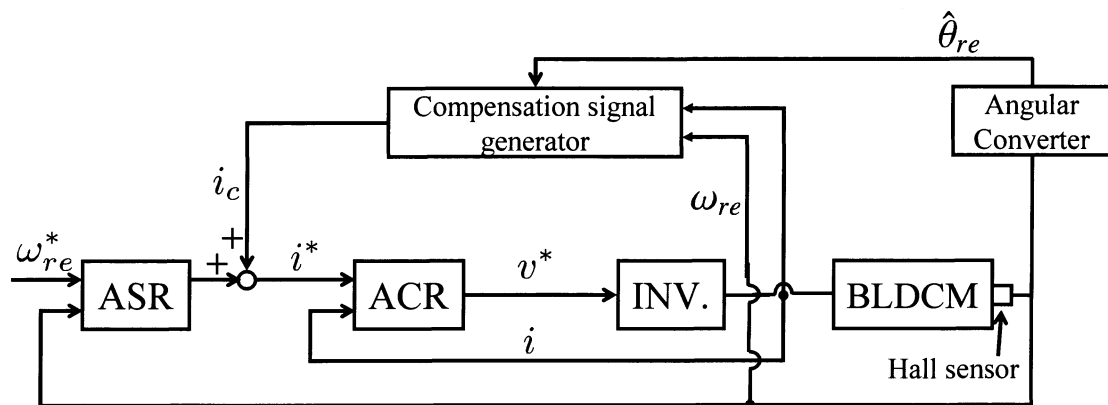


Fig.4.16 過渡状態における加速度センサレス振動抑制制御系の構成

$$h_{1,6}(\omega_{re}, i) = \begin{cases} -0.255 i^3 + 1.0292 i^2 - 1.3638 i + 0.9971 & \omega_{re} = 339.3 \\ 0.0815 i^3 - 0.0599 i^2 - 0.3461 i + 0.7557 & \omega_{re} = 351.9 \\ -0.1304 i^3 + 0.5665 i^2 - 0.8901 i + 0.9187 & \omega_{re} = 364.4 \\ -0.0745 i^3 + 0.3267 i^2 - 0.5985 i + 0.8914 & \omega_{re} = 378.0 \\ -0.1529 i^3 + 0.5502 i^2 - 0.7891 i + 0.9054 & \omega_{re} = 389.6 \\ -0.1559 i^3 + 0.5859 i^2 - 0.8763 i + 1.0128 & \omega_{re} = 402.1 \\ -0.0823 i^3 + 0.3715 i^2 - 0.6948 i + 0.9807 & \omega_{re} = 421.0 \end{cases} \quad (4.7)$$

$$h_{1,6}(\omega_{re}, i) = \begin{cases} -1.9723 i^3 + 6.1124 i^2 - 5.2934 i + 2.2381 & \omega_{re} = 339.3 \\ -1.0936 i^3 + 3.5912 i^2 - 3.1034 i + 1.6619 & \omega_{re} = 351.9 \\ -0.8114 i^3 + 2.5783 i^2 - 1.9767 i + 1.2638 & \omega_{re} = 364.4 \\ -1.1374 i^3 + 3.6714 i^2 - 3.1456 i + 1.6036 & \omega_{re} = 378.0 \\ -0.1082 i^3 + 0.6275 i^2 - 0.425 i + 0.9201 & \omega_{re} = 389.6 \\ -0.6303 i^3 + 2.3603 i^2 - 2.1074 i + 1.2924 & \omega_{re} = 402.1 \\ -0.3847 i^3 + 1.6178 i^2 - 1.4709 i + 1.1609 & \omega_{re} = 421.0 \end{cases} \quad (4.8)$$

(4.7)および(4.8)式を用いてFig.4.16の加速度センサレス振動抑制制御系において、負荷が変動する過渡状態のフレーム振動抑制効果を検証する。

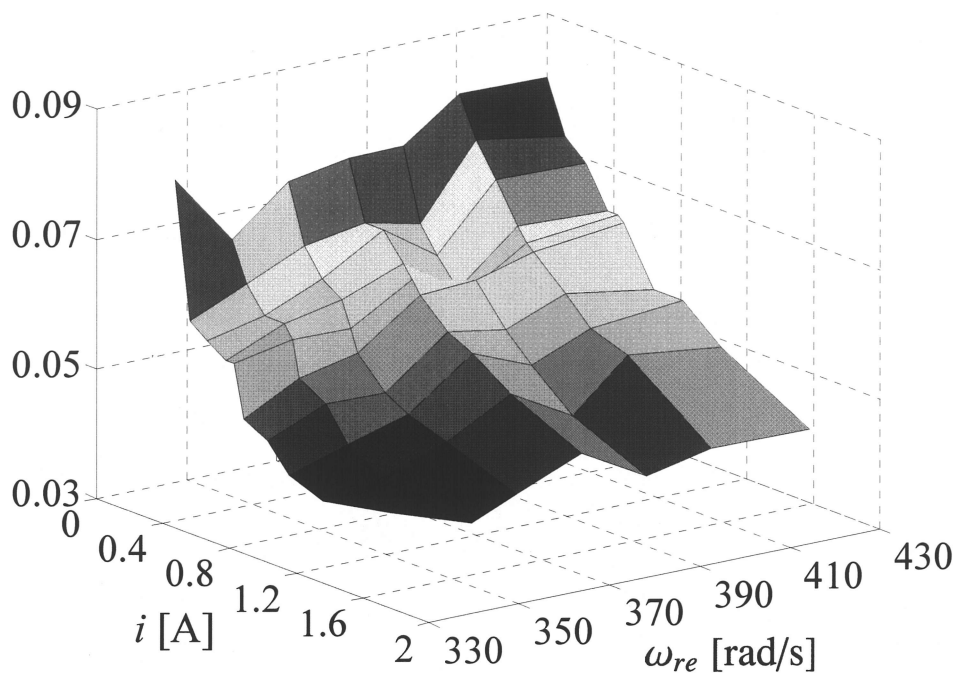


Fig.4.17 補償信号の振幅データ保存結果

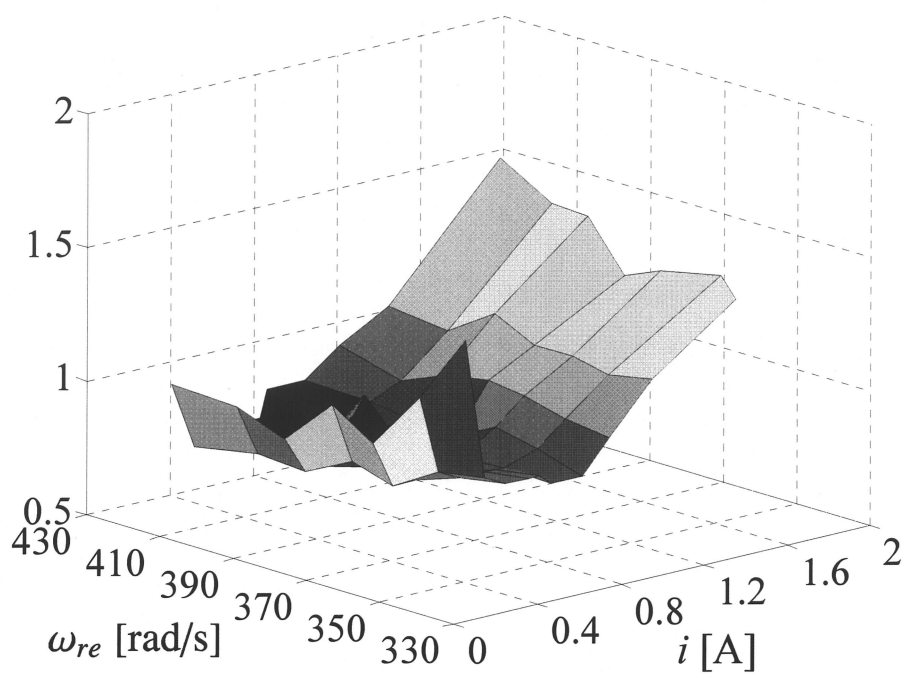
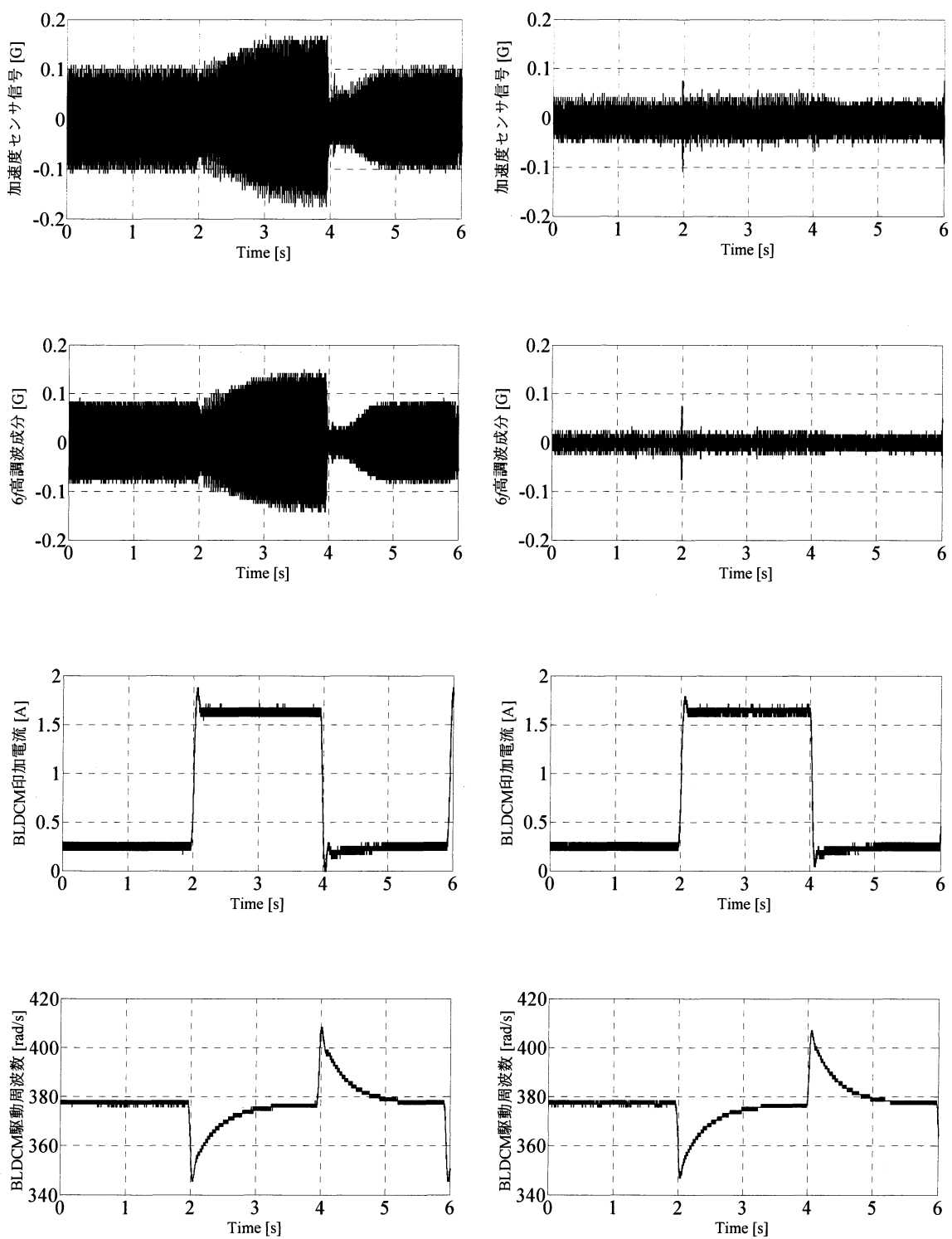


Fig.4.18 補償信号の位相差データ保存結果

BLDCM を駆動周波数  $f=60\text{Hz}$  一定駆動させた状態において、負荷を無負荷から  $0.175\text{Nm}$  までステップ変化させたときの抑制前および抑制中のフレーム振動を比較する。実験結果を Fig.4.19 に示す。Fig.4.19 において、波形は上から加速度センサ信号波形、 $6f$  高調波成分、BLDCM 印加電流、BLDCM 駆動周波数である。また、(a)は振動抑制前、(b)は振動抑制中である。Fig.4.19 より、振動抑制制御することで振動抑制前に比べ、 $6f$  高調波成分は抑制できていることがわかる。しかしながら、負荷変動直後において、BLDCM 駆動速度が変化しており、 $6f$  高調波成分の抑制率が低下していることがわかる。本稿で提案している補償信号生成法は、モータ駆動周波数は定速制御されることが前提であるため、速度が変化するとホールセンサ信号から得た擬似的な角度  $\hat{\theta}_{re}$  に誤差が発生し、適切な補償信号が印加されていないことが考えられる。ここで、振動抑制中における負荷変動直後の波形を Fig.4.20 に示す。Fig.4.20 において、波形は上から BLDCM 駆動周波数  $f$ 、ホールセンサ信号から得た擬似的な角度  $\hat{\theta}_{re}$ 、パルスエンコーダから得られた角度  $\theta_{re}$ 、BLDCM 印加電流である。また、Fig.4.20 の拡大図を Fig.4.21 に示す。Fig.4.21 より、負荷変動直後において、擬似的な角度  $\theta_{re}=6.85\text{rad}$  となっており、理想的な 1 周期の角度  $6.28\text{rad}$  よりも大きくなっていることがわかる。これは負荷変動直後に速度が一時的に低下し、回転周期  $T$  が長くなるためである。(4.1)式より、 $T$  が大きくなると  $\hat{\theta}_{re}$  は大きくなることがわかる。また、BLDCM の速度制御周期は  $1/6T$  であり、 $1/6T$  ごとに速度  $f$  が更新され、補償信号の振幅および位相差も更新される。しかしながら、擬似的な角度情報は 1 周期ごとに更新するため、 $1/6$  周期ごとの速度変動には対応していない。そのため、 $1/6$  周期ごとの速度情報にばらつきがあれば、Fig.4.22 のように補償信号の周波数および位相差に誤差が生じることが考えられる。Fig.4.22 は 1 周期前の速度が現在の速度よりも速い場合の例である。

負荷変動直後の  $6f$  高調波成分の拡大図を Fig.4.23, BLDCM 駆動速度の拡大図を Fig.4.24 に示す. ここで, Fig.4.24 の  $\omega_{re}$  はホールセンサ信号から検出した速度情報,  $\omega_{re-en}$  は負荷に取り付けられたパルスエンコーダから検出した速度情報である. ここで,  $\omega_{re}$  は  $1/6$  周期ごとに検出,  $\omega_{re-en}$  は  $1\text{kHz}$  ごとに検出しているため,  $\omega_{re-en}$  の方がより実速度に近い値となる. Fig.4.23, Fig.4.24 より,  $6f$  高調波成分が増幅しているときは, 実速度  $\omega_{re}$  からの速度検出誤差が  $16\text{rad/s}$ ,  $12\text{rad/s}$  と誤差が大きくなっていることがわかる. このことが原因で補償信号の周波数, 振幅および位相差に誤差が発生し,  $6f$  高調波成分の振動抑制率が低下したと考えられる.



(a) 振動抑制前

(b) 振動抑制中

Fig.4.19 負荷変動時の振動抑制結果（無負荷□0.175Nm）

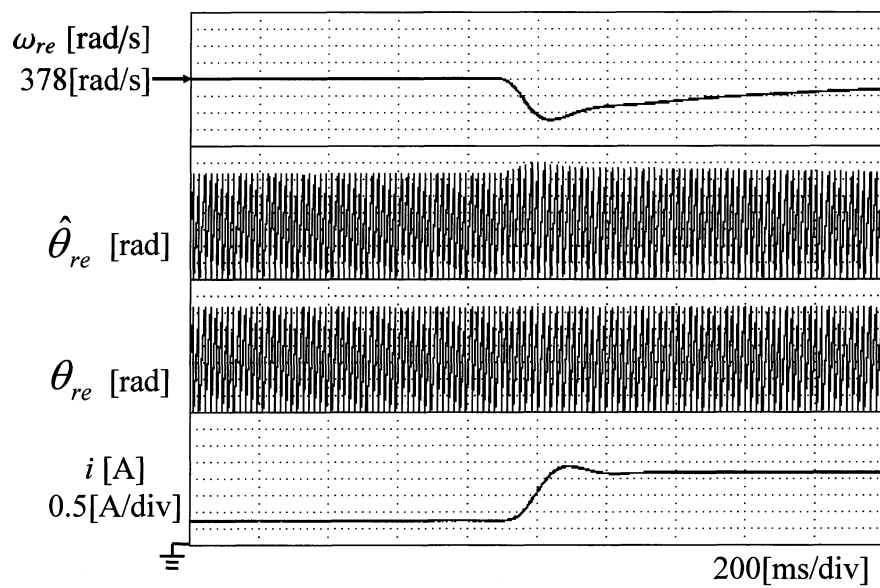


Fig.4.20 Fig.4.19 における電気角の真値と擬似的な電気角の比較

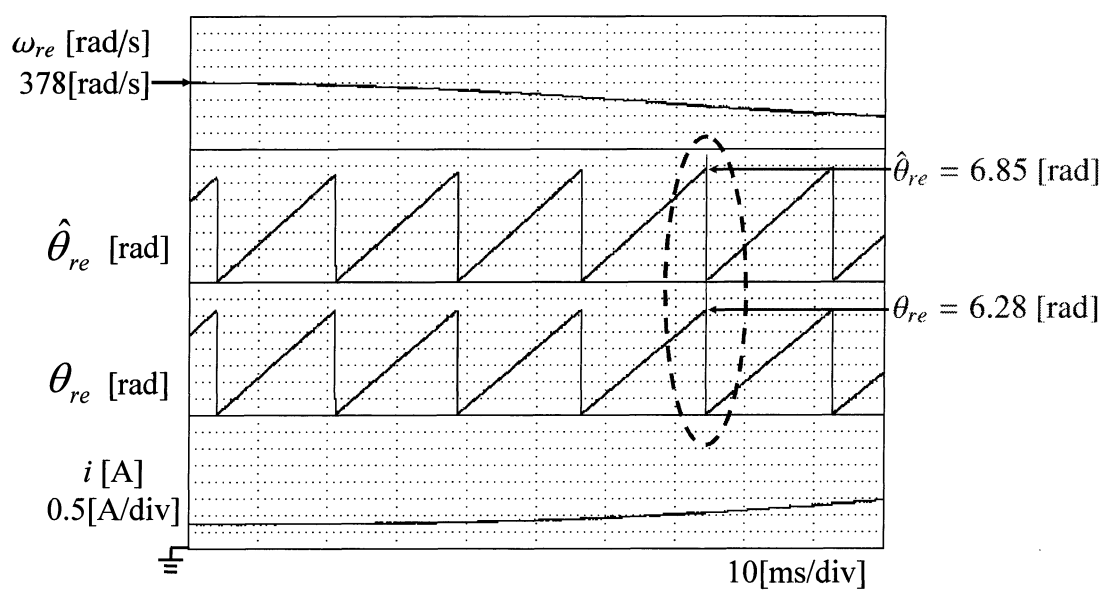


Fig.4.21 Fig.4.20 の拡大図

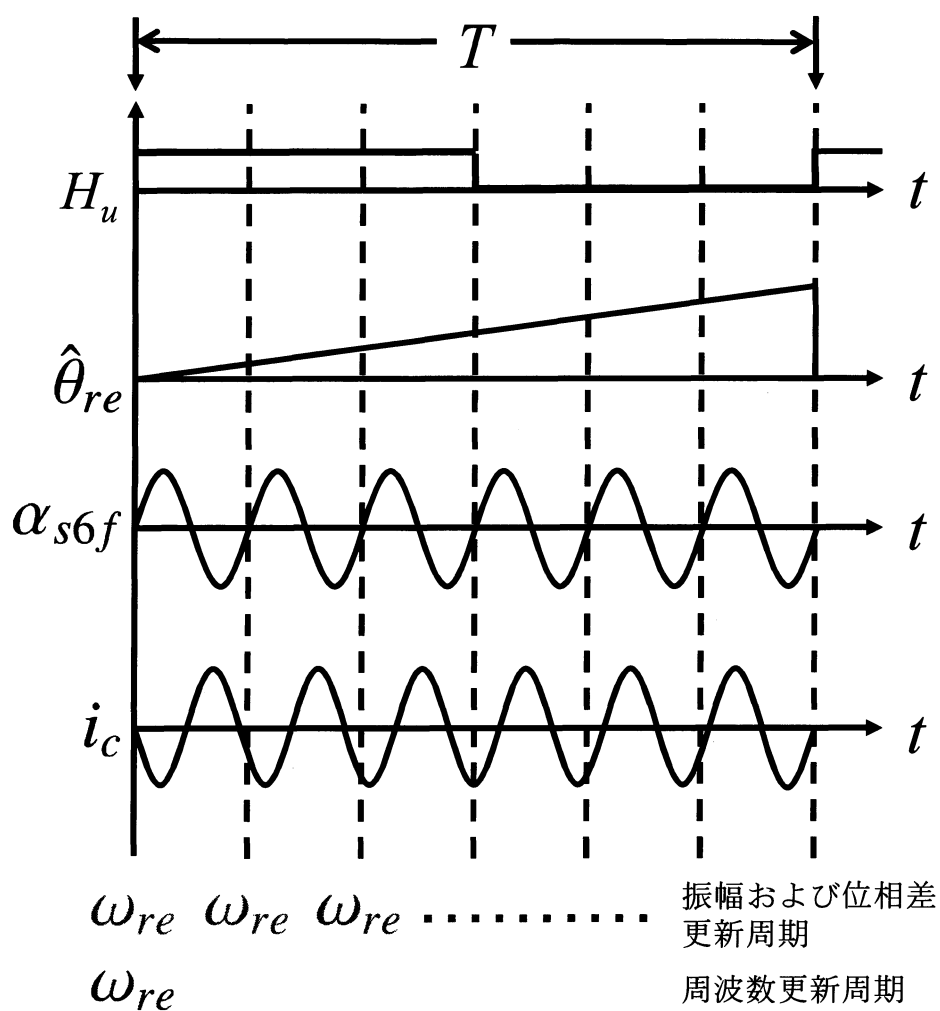


Fig.4.22 補償信号の周波数，振幅値および位相差に誤差がある場合

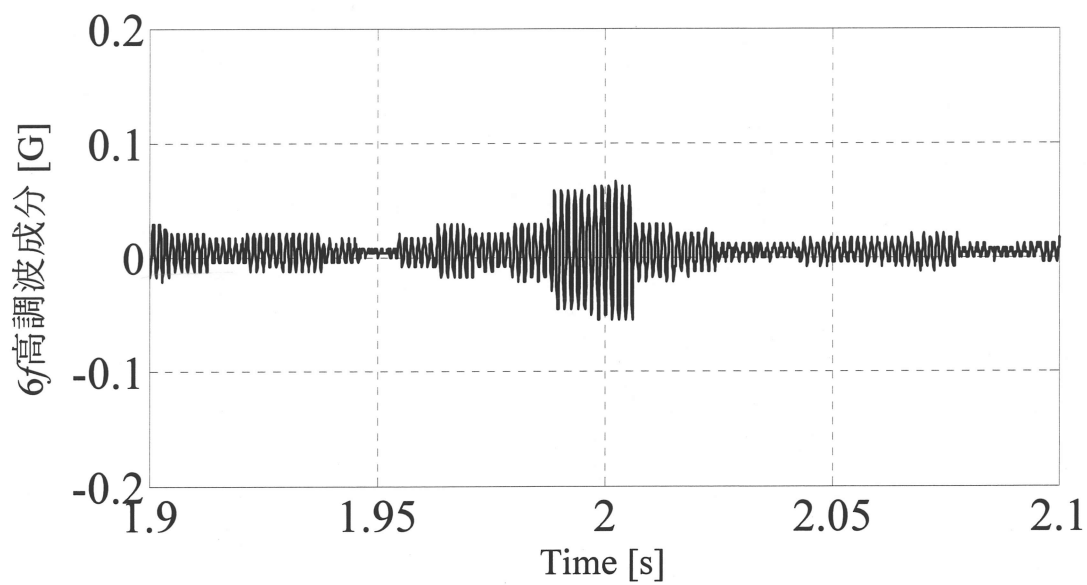


Fig.4.23 Fig.4.19 の 6f 高調波成分の拡大図

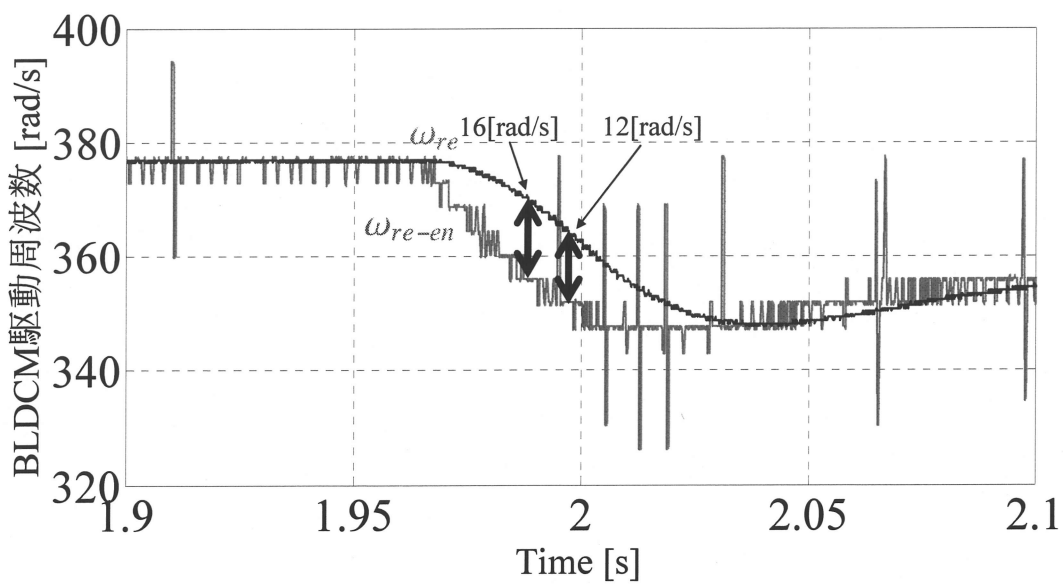


Fig.4.24 Fig.4.19 の BLDCM 駆動周波数の拡大図

#### 4.2.4 補償信号の誤差による抑制率の解析

前項で負荷変動時において、一時的に振動抑制率が低下する原因は、BLDCM 速度制御周期が  $1/6$  周期であり、速度変動検出に遅れが生じるためであると考えられる。そのため、速度変動により擬似的な角度に誤差が生じ、補償信号の周波数および位相に誤差が生じ、適切な補償信号が印加されていないからであると考察した。

そこで、本項では、(4.3)式の  $n=6$  の場合について、速度変動に伴う補償信号の周波数および位相差の誤差と振動抑制率の関係を導出する。

補償信号  $i_c$  から出力トルク  $\tau$  までのブロック線図を Fig.4.25 に示す。ただし、Fig.4.25 において、 $G_r(s)$  は BLDCM 印加電流によって BLDCM から生じるトルク  $\tau_e$  の伝達関数を表し、 $\tau_{d,6}$  は  $6f$  高調波成分のトルク脈動を表す。ここで、Fig.4.25 において、(4.9)式が成立する。

$$\tau = G_r(s)i_{c,6} + \tau_{d,6} \quad (4.9)$$

また、前項の結果より、 $\tau_{d,6}$  が補償信号  $i_{c,6}$  によって十分抑制されている場合は、(4.10)式とみなすことができる。

$$\tau_{d,6} = -G_r(s)i_{c,6} \quad (4.10)$$

ここで、速度変動によって(4.6)式における各周波数および位相差がそれぞれ、 $\omega_{re} + \delta\omega_{re}$ ,  $\hat{\theta}_{re} + \delta\hat{\theta}_{re}$  と変動する場合を考える。このとき、BLDCM によって出力される補償トルクは(4.11)式と表される。

$$\tau_e = Gr(s)h_{1,6} \sin(6(\omega_{re} + \delta\omega_{re})t + (h_{2,6} + \delta h_{2,6})) \quad (4.11)$$

したがって、(4.10)および(4.11)式より、速度変動によって補償信号に誤差が生

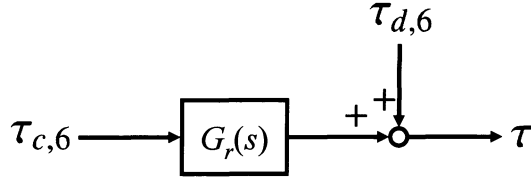


Fig.4.25 補償信号から出力トルクまでの提案手法のモデル

じる場合の提案手法による補償後のトルク脈動  $\tau$  は(4.12)式で表すことができる.

$$\tau = G_r(s)h_{1,6} \left\{ \sin(6(\omega_{re} + \delta\omega_{re})t + (h_{2,6} + \delta h_{2,6})) - \sin(6\omega_{re}t + h_{2,6}) \right\} \quad (4.12)$$

(4.12)式より, 周波数および位相差に誤差を伴う場合の提案手法による振動抑制率を(4.13)式と定めることができる.

$$S(\delta\omega_{re}, \delta h_{2,6}) = 1 - \left| \sin(6(\omega_{re} + \delta\omega_{re})t + (h_{2,6} + \delta h_{2,6})) - \sin(6\omega_{re}t + h_{2,6}) \right| \quad (4.13)$$

ここで, (4.13)式より, 補償信号の誤差が小さい場合は, 振動抑制率は 1 に近づくことがわかる. 例えば,  $\delta h_{1,6} = \delta h_{2,6} = 0$  の場合, すなわち, 補償信号に誤差がない場合には振動抑制率が 1 となる.

以下では, 速度変動により補償信号の周波数および位相差に誤差が生じる場合の振動抑制率をそれぞれについて考察し, 実験的検証を示す. まず, 補償信号の周波数に誤差が生じる場合は(4.12)式より,  $\delta h_{2,6} = 0$  とした場合に相当し, ある時間  $t$  での振動抑制率は(4.14)式となる.

$$S(\delta\omega_{re}, 0) = 1 - \left| \sin(6(\omega_{re} + \delta\omega_{re})t + h_{2,6}) - \sin(6\omega_{re}t + h_{2,6}) \right| \quad (4.14)$$

つぎに, 補償信号の位相差に誤差が生じる場合は, (4.12)式より,  $\delta h_{1,6} = 0$  とした場合に相当し, (4.13)式より, 振動抑制率は(4.15)式となる.

$$S(0, \delta h_{2,6}) = 1 - \sqrt{2(1 - \cos(\delta h_{2,6}))} \quad (4.15)$$

補償信号の周波数に誤差がある場合の振動抑制率(4.14)式および実験結果を Fig.4.26 に示す。また、補償信号の位相差に誤差がある場合の振動抑制率(4.15)式および実験結果を Fig.4.27 に示す。なお、振動抑制率は、BLDCM 回転周期間の平均抑制率で評価する。Fig.4.26, Fig.4.27 より、実験結果と(4.15)式はよく似た傾向を持つことがわかる。しかしながら、実験結果と(4.14)式は、周波数の誤差が大きくなるにつれて、(4.14)式からかけ離れていることがわかる。これは、BLDCM 回転速度一定駆動中においても、瞬時的には 2Hz 程度速度変動が生じていることが原因であると考えられる。このようにして、(4.14)式および(4.15)式を用いて補償信号の周波数および位相差誤差が生じる場合の提案手法における抑制率低下を見積もることができる。

ここで、今回の補償信号の周波数誤差による振動抑制率の低下を実験結果から評価する。Fig.4.26 より、16rad/s の速度検出誤差が生じた場合の振動抑制率は 10%に低下し、12rad/s の場合では 20%に低下することがわかる。Fig.4.19 から負荷変動直後には振動抑制率が約 20%に低下していることが確認できる。

以上より、過渡時の振動抑制率の低下の原因は、負荷変動直後の速度変化率および速度変化に伴う位相誤差から評価することができる。

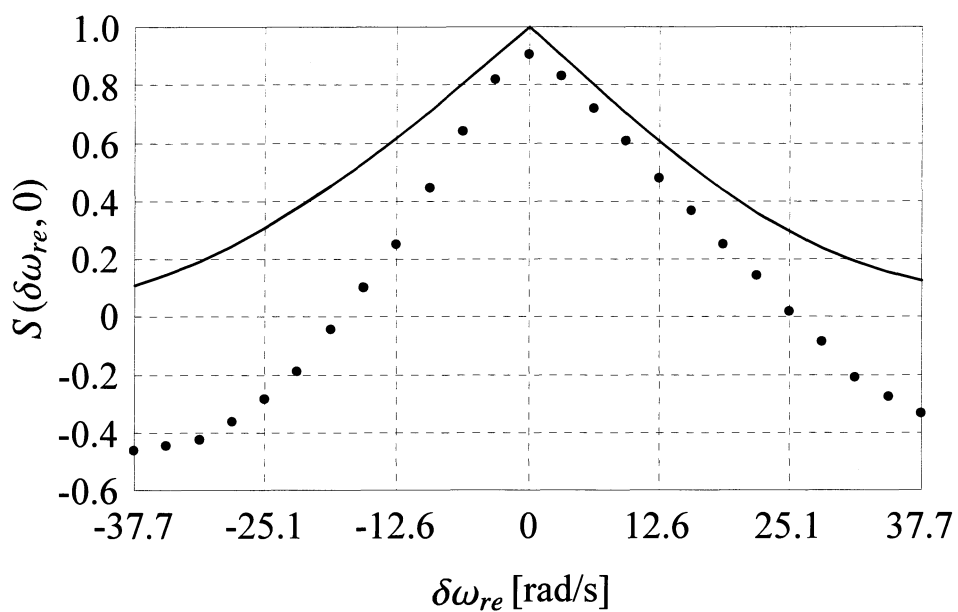


Fig.4.26 周波数誤差が発生した場合の振動抑制率 (—: (4.14)式, ●: 実験結果)

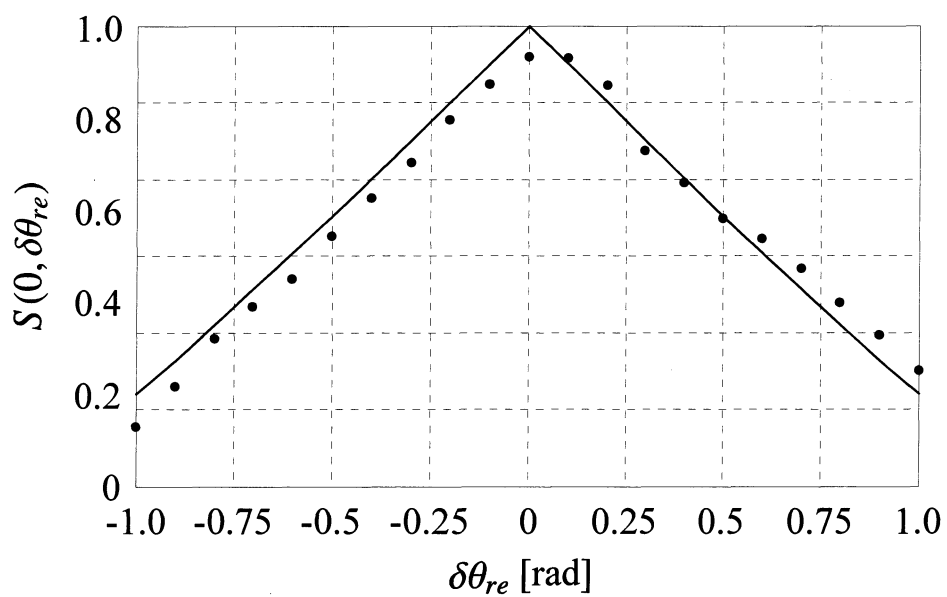


Fig.4.27 位相差誤差が発生した場合の振動抑制率 (—: (4.15)式, ●: 実験結果)

## 第 5 章 結言

本研究では，文献[5]で提案されているフーリエ級数展開と繰返し制御を組み合わせたベクトル制御系におけるフレーム振動抑制法を，低分解能位置センサを利用した 120 度通電方式で駆動する BLDCM における振動抑制法への適用を提案し，実機実験によりその有効性を明らかにしてきた．さらに，補償信号生成時のみに加速度センサを使用し，得られた補償信号の振幅および位相差を BLDCM 印加電流を引数とする多項式を利用したフィードフォワード補償によるフレーム振動抑制手法を提案し，実験により定常状態においてその有効性を明らかにした．

さらに，BLDCM は一般的には速度一定で駆動するが，負荷は変動することが想定される．この場合，負荷が変動する過渡状態は定常状態の連続であると仮定し，定常状態におけるフィードフォワード補償による振動抑制法を利用した振動抑制法を適用した．しかしながら，負荷変動させることにより速度が一時的に低下することを考え，過渡状態においては，BLDCM 駆動速度および BLDCM 印加電流を引数とした多項式を生成して，実験によりフレーム振動の抑制効果を検証しその有効性を明らかにした．また，負荷変動直後には補償信号の周波数および位相差に誤差が発生し，振動抑制率が低下することを実験により明らかにした．

最後に，補償信号の周波数および位相差に誤差の発生により振動抑制率が低下することを実験により明らかにした．

提案手法は，従来法では前提であったパルスエンコーダなどの高分解能センサを必要とせず，ホールセンサ等の低分解能センサを使用するため，高分解能センサの使用に起因するシステムの高価格化および設置場所の確保などの問題

が解決できるものと期待される。

また、実際に製品として組み込む場合は、モータ出荷前などの検査時に、補償信号を学習しておき、出荷後には学習した補償信号を利用したフィードフォワード補償により振動抑制することにより、加速度センサが必要としないため、さらなるシステムの低価格化および省スペース化が期待できる。

## 参考文献

- [1] Y. Muragishi, “Active Damper Unit Driven by RECIPROCATION MOTOR”, *Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, vol.73, no.4, pp.414-417, 2007. (in Japanese)  
村岸恭二, “レシプロモータ搭載アクティブ制振装置”, 精密工学会誌, Vol.73, no.4, pp.414-417, 2007.
  
- [2] S. Kitamura, Y.Ishihara and T. Todaka, “Magnetic Field Analysis of DC Brushless Motor with Skewed Magnet by 2-D FEM”, *T. IEE Japan*, vol.118-D, no.2, pp.253-259, 1998. (in Japanese)  
北村慎悟, 石原好之, 戸高敏之, “二次元有限要素法によるスキューを考慮した直流ブラシレスモータの磁界解析”, 電学論 D, vol.118-D, no.2, pp.253-259, 1998.
  
- [3] Y. Asano, Y. Honda, Y. Takeda and S. Morimoto, “Reduction of Vibration on Concentrated Winding Permanent Magnet Synchronous Motors with Considering Radial Stress”, *T. IEE Japan*, vol. 121-D, no.11, pp.1185-1191, 2001. (in Japanese)  
浅野能成, 本田幸夫, 武田洋次, 森本茂雄, “集中巻永久磁石同期モータのラジアル応力に着目した振動低減”, 電学論 D, vol. 121-D, no.11, pp.1185-1191, 2001.
  
- [4] T. Kobayashi, Y. Takeda, M. Sanada, and S. Morimoto, “Vibration Reduction of IPMSM with Concentrated Winding by Making Holes”, *T. IEE Japan*, vol.124-D,

no.2, pp.202-207, 2004. (in Japanese)

小林貴彦, 武田洋次, 真田雅之, 森本茂雄, “集中巻 IPMSM のホール配置による振動低減”, 電学論 D, vol.124-D, no.2, pp.202-207, 2004.

- [5] S. Hattori, M. Ishida and T. Hori, “Suppression Control Method of Vibration for PMSM Utilizing Repetitive Control with Auto-tuning Function and Fourier Transform”, *T. IEE Japan*, vol.121-D, no.3, pp.347-355, 2001. (in Japanese)

服部知美, 石田宗秋, 堀孝正, “フーリエ変換を利用したパラメータ自動調整機能付き繰返し制御による PMSM の振動抑制制御”, 電学論 D, vol.121-D, no.3, pp.347-355, 2001.

- [6] A. Shimada, K. Kawai, T. Zanma, S. Doki and M. Ishida, “Sensorless Suppression Control for Frame Vibration of PMSM”, *T. IEE Japan*, vol.128-D, no.11, pp.1246-1253, 2008. (in Japanese)

島田有礼, 河合健司, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋, “PMSM のセンサレス系におけるフレーム振動抑制制御法”, 電学論 D, vol.128-D, no.11, pp.1246-1253, 2008.

- [7] 杉本・小山・玉井:「AC サーボシステムの理論と設計の実験」総合電子出版社, (1990)

- [8] T. Hanamoto, H. Ikeda, Y. Tanaka and T. Mochizuki, “Small Vibration Suppression Control of Brushless DC Motors with Periodical Disturbance”, *T. IEE Japan*, vol.117-D, no.3, pp.335-341, 1997. (in Japanese)

花本剛士, 池田英広, 田中良明, 望月琢郎, “周期性外乱を有するブラシレス

DC モータの微小振動抑制制御”, 電学論 D, vol.117-D, no.3, pp.335-341, 1997.

- [9] 松葉：「ニューラルシステムによる情報処理」昭晃堂, (1993)
- [10] 鎌野・安野・鈴木：「遺伝的アルゴリズムの制御システム設計への応用」計測と制御, vol.40, no.10, pp.747-751, 2001.
- [11] 五十嵐, 川福, 岩崎, 平井：「反復学習制御を用いた高速・高精度位置決めに関する研究」産業計測制御研究会, IIC-03-48, pp.19-24, 2003.
- [12] M. Nakano, T. Inoue, Y. Yamamoto and S. Hara, Repetitive Control. SICE-Verlag, 1999.  
中野道雄, 井上恵, 山本裕, 原辰次, “繰返し制御”, 計測自動制御学会出版, 1999.
- [13] 前田・杉江：「アドバンスと制御のためのシステム制御理論」システム制御情報学会編, 朝倉書店, 1990
- [14] 仲村：「ビギナーズディジタルフーリエ変換」東京電機大学出版部, 1989
- [15] 美多：「 $H_\infty$ 制御」昭晃堂, 1994
- [16] 臼井：「信号解析（インターユニバーシティ）」オーム社, 1998

- [17] K. Kawai, T. Zanma, and M. Ishida, “Simultaneous Vibration Suppression Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Repetitive Control and Feedforward Compensation”, T.IEE Japan, Vol.127-D, no.7, pp.747-754, 2007.
  
- [18] 萩野弘司：「ブラシレス DC モータの使い方」オーム社, 2008
  
- [19] 堀孝正：「パワーエレクトロニクス」オーム社, 1997
  
- [20] 東芝・小型モータ研究会著, 系見和信監修：「制御用モータ技術活用マニュアル」総合電子出版社, 1993

## 口頭発表

- (1) 小倉浩太, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋:「フーリエ級数展開と繰返し制御を用いたBLDCMの振動抑制制御」平成20年三重地区計測制御研究講演会講演論文集A1, pp.1-4, (2008.12)
- (2) 小倉浩太, 残間忠直, 道木慎二, 石田宗秋:「加速度センサを用いたブラシレスDCモータのフレーム振動抑制制御」平成21年電気学会全国大会講演論文集No.5-015, pp.24-25 (2009.3)
- (3) 小倉浩太, 後藤康介, 道木慎二, 石田宗秋:「低分解能位置センサを用いたフィードフォワード補償による BLDCM のフレーム振動抑制法」平成 22 年電気学会全国大会 (投稿中)

## 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 工学部電気電子工学科 教授 石田宗秋先生，名古屋大学 大学院工学研究科電子情報システム専攻 准教授 道木慎二先生，三重大学 工学部 電気電子工学科 准教授 残間忠直先生，同大学 工学部 電気電子工学科 准教授 山村直紀先生，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分を査読していただいた三重大学 工学部 電気電子工学科 教授 平井淳之先生に深く感謝いたします。

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 19 年度博士前期課程修了生 島田有礼氏，河合健司氏に心から感謝します。

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，共に修士学生生活を送った松谷慎太郎君，東晋一君，河合正浩君をはじめ，共に卒業研究を行った平成 19 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変にお世話になりました。深く感謝いたします。

最後に，博士前期課程に進学し，6 年間何不自由なく学生生活を送らせていただいたのは家族の理解と協力のおかげであります。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。