

# 一般化繰り返し制御を用いた PMSMの電流高調波抑制制御



森本 将也

三重大学大学院工学研究科修士学位論文

一般化繰り返し制御を用いた  
PMSMの電流高調波抑制制御

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

森本 将也

2012年3月

Copyrights © 2008 Masaya Morimoto 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	2
1.3	本論文の構成	3
2	準備	4
2.1	PMSM の数式モデル	4
2.2	一般化繰り返し制御	6
2.2.1	構成	6
2.2.2	性能指標 $\gamma_{p,\Delta}$ および $\gamma_{np}$	7
2.2.3	最適化問題	8
3	一般化繰り返し制御を用いた PMSM の電流高調波抑制制御	10
3.1	一般化繰り返し制御による電流制御系の構成	10
3.2	制約条件	11
4	シミュレーションおよび実機実験	13
4.1	シミュレーション結果	13
4.2	実機実験結果	15
5	PMSM の速度変動に対応する抑制法	26
5.1	制御器設計	26
5.2	実機実験結果	26
6	ロバスト安定条件を満たす抑制法	30
6.1	本システムにおけるロバスト安定条件	30
6.2	制御器設計	31



6.3	実機実験結果 . . . . .	33
7	まとめと今後の検討課題	39
7.1	まとめ . . . . .	39
7.2	今後の検討課題 . . . . .	39
	参考文献	40
	関連論文および口頭発表	44
	謝辞	45

# 目 次

2.1	Equivalent model of PMSM. . . . .	5
2.2	Configuration of generalized repetitive control. . . . .	6
2.3	$K_{RC}(z)$ . . . . .	6
2.4	Typical characteristic of $M_s(\omega)$ of generalized repetitive control. . . . .	9
3.1	Configuration of gRC based current control system. . . . .	10
4.1	Simulation results. . . . .	14
4.2	Experimental system. . . . .	15
4.3	$M_s(\omega)$ for conditions in Table 4.2. . . . .	17
4.4	FFT analysis of harmonic current. . . . .	18
4.5	Experimental result 1 to 3. . . . .	19
4.6	Experimental result 4 (cond. 4). . . . .	20
4.7	$M_s(\omega)$ for conditions in Table 4.3. . . . .	21
4.8	Experimental result 5 (cond. 5). . . . .	21
4.9	Experimental result 6 (cond. 6). . . . .	22
4.10	Harmonic current ( $f = 11$ [Hz]). . . . .	23
4.11	Experimental result 7 (cond. 5, $\Delta = 0$ , $f = 11$ [Hz]). . . . .	23
4.12	Experimental result 8 (cond. 6, $\Delta = 0.1$ , $f = 11$ [Hz]). . . . .	24
4.13	Experimental result: with proposed method (cond. 4). . . . .	25
4.14	Experimental result: with conventional method. . . . .	25
5.1	Approximated coefficient curve of filter. . . . .	27
5.2	Harmonic current ( $f = 12.83$ [Hz]). . . . .	28
5.3	Harmonic current ( $f = 17.16$ [Hz]). . . . .	28
5.4	Experimental result ( $f = 12.83$ [Hz]). . . . .	29

5.5	Experimental result ( $f = 17.16$ [Hz]). . . . .	29
6.1	Configuration of robust gRC based current control system. . . . .	30
6.2	Theorem of small gain. . . . .	31
6.3	Frequency response of $W(z)$ . . . . .	33
6.4	$M_s(\omega)$ : without robust constraint. . . . .	35
6.5	$M_s(\omega)$ : with robust constraint. . . . .	35
6.6	$W(T_o + S_oX)$ : without robust constraint. . . . .	36
6.7	$W(T_o + S_oX)$ : with robust constraint. . . . .	36
6.8	Compensation signal: without robust constraint. . . . .	37
6.9	Compensation signal: with robust constraint. . . . .	37
6.10	Harmonic current ( $f = 12.5$ [Hz]). . . . .	38
6.11	Experimental result: with robust constraint. . . . .	38

# 表 目 次

2.1	Notation. . . . .	4
4.1	Specification of PMSM. . . . .	15
4.2	Settings for design of $X(z)$ . . . . .	16
4.3	Settings for design of $X(z)$ . . . . .	20
5.1	Performance indices of $X(z)$ . . . . .	27
6.1	Settings for design of $X(z)$ . . . . .	33

# 第1章 序論

## 1.1 本研究の背景

近年，パワーエレクトロニクス技術の急速な進歩を背景に，産業分野から家電民生にわたり，非常に多くのモータが使われている．身近な例としては，AV 機器や業務用の OA 機器，冷蔵庫，掃除機などの家庭電化製品，鉄道やエレベータ，電気自動車などの輸送機械があげられる．また，その他にも産業用ロボットや工作機械，鉄鋼，製紙業界までその応用分野は広がっている．なかでも，制御技術の進歩や永久磁石材料の性能向上，制御装置を構成する部品の価格低下により，保守性・制御性・耐環境性に優れ，小型化・高効率運転が可能という優れた特性を有する永久磁石同期モータ（PMSM：Permanent Magnet Synchronous Motor）の適用範囲が拡大している．特に中小容量機においての PMSM を用いた AC サーボシステムは，急速に普及し，産業用・家電用として数多く使用されている<sup>[1]</sup>．

一般に，PMSM の駆動方法として，3 相電機子電流の合成ベクトルを永久磁石の磁束ベクトルと直行させるベクトル制御<sup>[2]</sup>が広く用いられている．このベクトル制御に基づき，高応答の電流制御を行うことにより，PMSM の高応答トルク制御が可能となる．しかしながら，一般に 3 相 AC モータ駆動時には，様々な原因により電流制御系に電流高調波が発生する．例えば，機械的構造の不完全性や磁束密度分布に含まれている空間高調波，PWM インバータのデッドタイム，電流センサのゲイン不平衡とオフセット等により様々な電流高調波が電流制御系に現れる．特に，埋込み磁石同期モータ（IPMSM）の場合，永久磁石の形状や配置などモータ構造に依存する電流高調波は大きくなりがちであり，PMSM の制御性能の劣化や脈動トルクを引き起こす一因となる．また速度センサレス制御<sup>[3], [4]</sup>において，回転子位置推定に悪影響を及ぼす．以上の背景化，電流高調波の抑制が望まれている．

電流制御系において電流高調波を抑制するために，電流制御系の制御帯域を広帯域化することが考えられるが，実装上の限界や制約がある．電流高調波抑制の研究結果

としては、高調波の回転座標に同期して抑制するものがある<sup>[6]</sup>。また、インバータの過変調領域における電流高調波抑制法も提案されている<sup>[6]</sup>。従来研究の中でも、特に内部モデル原理に基づく繰り返し制御を電流制御系と組み合わせる抑制手法は高調波の抑圧特性が優れている<sup>[7], [8], [9]</sup>。繰り返し制御を用いた関連研究として、電流高調波のみならず、モータのフレーム振動に対しても、実機実験により有効性が検証されている<sup>[10], [11], [12], [13], [14]</sup>。しかしながら繰り返し制御を用いているため、一般的には大きなメモリバッファが必要となる。そのため、実装の観点からメモリ数を少なくした制御器（制御器の低次元化）が望ましいといった問題点が考えられる。また、電流高調波を抑制するための制御器パラメータは、モータ駆動中に試行錯誤的に決定されるため、制御系全体の性能は考慮されておらず、系全体にとって必ずしも最適なパラメータが選択されているとは限らない。さらに、モデル化誤差によって最悪の場合不安定となる深刻な問題がある。

以上の繰り返し制御法のもつ問題点に対して、FIR フィルタを用いた一般化繰り返し制御法<sup>[15], [16], [17]</sup>が提案されている。一般化繰り返し制御系の特徴は、制御器にフィルタを用いているため、特定の周波数成分だけでなく、周波数成分に幅をもたせた抑制が可能となる。さらに閉ループ系での制御性能を考慮した、制御器の設計が可能であるため、制御のための最適なパラメータが選択できる。そして、制御器の次数を任意に設定することができるため、メモリ数を考慮した制御器の設計が可能である。一般化繰り返し制御法は<sup>[15], [16], [17]</sup>において、シミュレーションにより有効性が報告されている。また、機械系の振動抑制のための制御器設計アプローチとして実機実験により有効性が検証されている<sup>[18]</sup>。

しかしながら、一般化繰り返し制御法は抑制対象周波数の大きな変化には対応できない。また、制御対象が正しくモデル化されている前提で制御器が設計されるため、制御対象に不確かさが存在する場合、電流高調波を抑制できる保証および制御系全体が安定である保証はない。

## 1.2 本研究の目的

本論文では、省エネルギー時代にふさわしいPMSMのベクトル制御による高性能・高精度制御の実現を妨げる一つの要因となる電流高調波を抑制するために、制御器のメモリ数や制御系全体の制御性能、最適性を考慮可能な一般化繰り返し制御を通常の電流制御系に加え、電流制御系の高調波抑制力を高める新たな制御系を提案する。

本研究では、これまでに提案手法の有効性に関して、シミュレーションおよび実機実験により確認し、良好な結果を得られている（第4章に詳しく示す）<sup>[19]</sup>。そこで、本手法をより実用的な方法にするため、一般化繰り返し制御法を拡張する。具体的には、各動作点毎に設計したフィルタの係数をPMSMの駆動周波数を引数とした多項式関数に近似することにより、PMSMの速度変化に対応する制御器設計を行う。また、近年盛んに研究が進んでいるロバスト制御<sup>[20], [21], [22], [23], [24], [25], [26]</sup>の考え方を導入し、制御対象に不確かさが存在する場合でも、小ゲイン定理により得られるロバスト安定条件を制御器設計時の制約条件に加えることで、提案手法の安定性を確保することを目的とする。

### 1.3 本論文の構成

本論文は、以下のように構成される。第2章では、制御対象であるPMSMの数式モデル、ベクトル制御、一般化繰り返し制御系について述べる。第3章では、提案する一般化繰り返し制御に基づく電流高調波抑制制御系の構成について述べる。第4章では、提案手法の有効性をシミュレーションおよび実機実験により検証した結果について述べる。第5章では、本手法をPMSMの速度変化に対応する手法へと拡張し、実機実験にて有効性を検証した結果について述べる。第6章では、制御対象に不確かさを見積もり、ロバスト安定条件を満たす制御器設計法へと拡張し、実機実験により有効性を検証する。第7章では、本研究で得られた成果および今後の課題について述べる。

## 第2章 準備

本章では，まず PMSM の構造，数式モデルおよびベクトル制御に必要な座標系について述べる．次に，一般化繰り返し制御（gRC）の基本概念について述べる．

### 2.1 PMSM の数式モデル

PMSM に関する基本的な変数を Table 2.1 に定義する．

回転子の極対数を 1 とした場合の，PMSM の等価モデルを Fig. 2.1 に示す．Fig. 2.1 に示すように，PMSM は三相に配置された固定子巻線と，永久磁石を有する回転子によって構成され，そのマグネットトルクは，固定子巻線に流れる三相交流電流によって発生した回転磁界と，永久磁石の界磁磁束との相互作用によって発生する．また上記のマグネットトルクに加えて，Fig. 2.1 に示すように，永久磁石が回転子内部に埋め込まれている IPMSM では，回転子が有する突極性によってリラクタンストルクが発生するため，IPMSM は発生原因の異なる 2 種類のトルクの和によって回転する．

Fig. 2.1 には，PMSM のベクトル制御において用いられる， $d$ - $q$  座標系も合わせて示してある． $d$ - $q$  座標系とは，PMSM の回転子に同期して回転する直交二軸の回転座標

Table 2.1 Notation.

$i_{dq} = \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}'$	Stator current vector in $d$ - $q$ axis
$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}'$	Stator voltage vector in $d$ - $q$ axis
$R$	Stator winding resistance
$L_d, L_q$	Stator winding inductance of $d$ - $q$ axis
$K_e$	Electromotive force constant
$P_n$	Pole pairs number
$\omega_{rm}$	Angular velocity of rotor (mechanical angle)
$\omega_{re} = P_n \omega_{rm}$	Electric angular velocity of rotor
$\theta_{re}$	Rotor pole position by reference to u-phase (electrical angle)



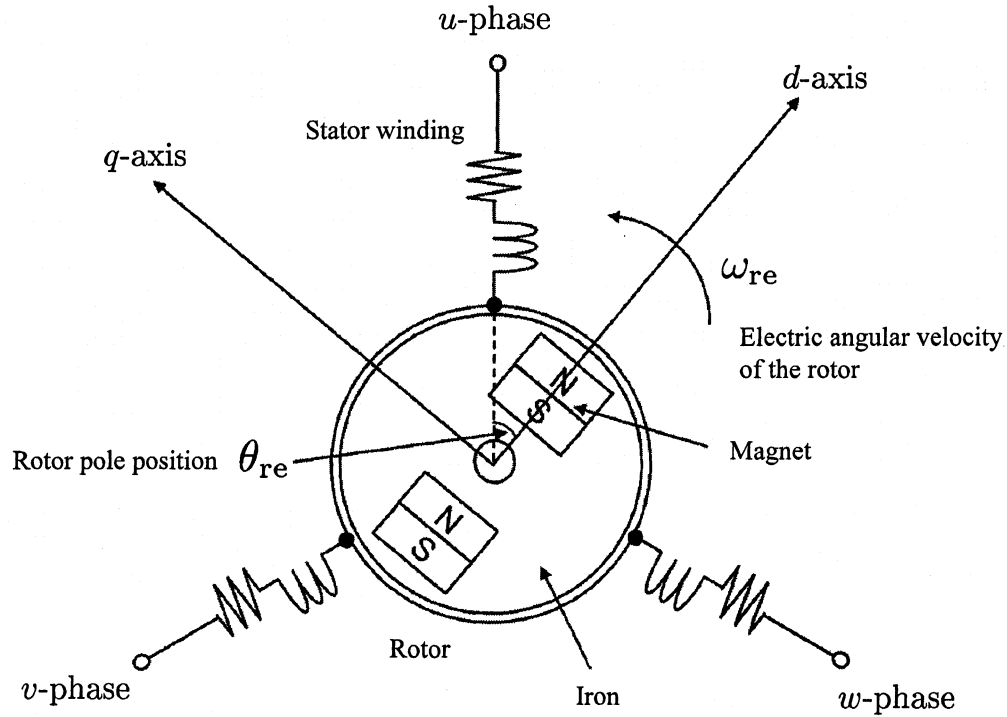


Fig. 2.1 Equivalent model of PMSM.

系であり，永久磁石の界磁方向に  $d$  軸，それより電気角で  $90[\text{deg}]$  進んだ方向に  $q$  軸を取る．これに対して， $u$  相， $v$  相， $w$  相の三相によって構成される固定座標系を  $u$ - $v$ - $w$  座標系と定義する．

次に，PMSM を数式モデルとして表現する．固定子巻線への印加電圧および巻線電流が三相对称であると仮定する．それらの関係を  $d$ - $q$  座標系において表した電圧方程式を用いて， $d$ - $q$  座標系において電流を状態量とする状態方程式に変形すると以下のようなになる．

$$\frac{d}{dt} i_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_{re} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{re} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} i_{dq} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} v_{dq} - \frac{1}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \omega_{re} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

式 (2.1) から， $i_d$  および  $i_q$  は各軸に印加される電圧  $v_d$  および  $v_q$  によって制御できることがわかる．また，この電圧によって電流ベクトルの各成分を，所望のトルクが得られるようにそれぞれ制御する方式はベクトル制御と呼ばれる．このベクトル制御に基づき，高応答の電流制御を行うことにより，PMSM の高応答トルク制御が可能となる．

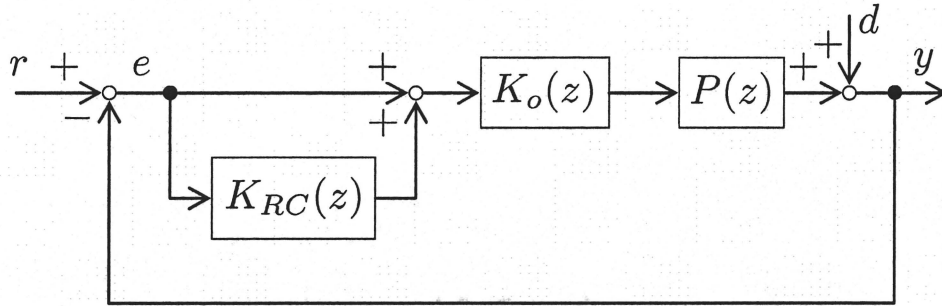
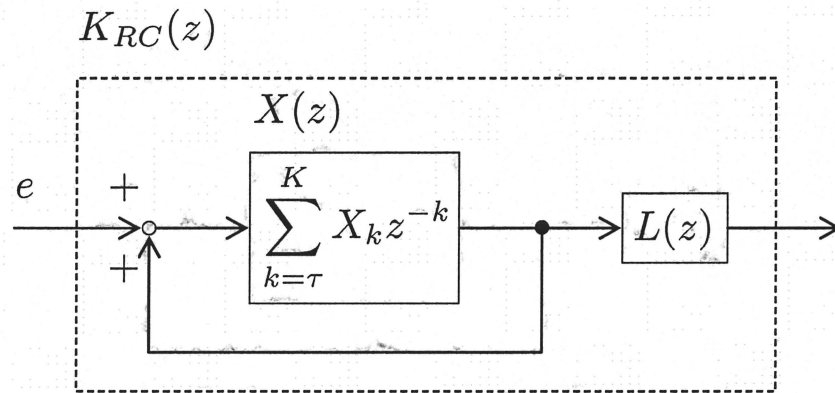


Fig. 2.2 Configuration of generalized repetitive control.

Fig. 2.3  $K_{RC}(z)$ .

## 2.2 一般化繰り返し制御

一般化繰り返し制御は J. Swevers らによって提案され<sup>[17]</sup>，閉ループにおける周期的外乱を抑制しながら，制御性能の最適性の確保が可能な手法である．本節では，一般化繰り返し制御の概要について示す．

### 2.2.1 構成

一般化繰り返し制御器  $K_{RC}(z)$  を含んだ制御系を Fig. 2.2 に示す．Fig. 2.3 に示すように， $K_{RC}(z)$  は 後述する制御性能のトレードオフを考慮した FIR フィルタ  $X(z)$  および安定化補償器  $L(z)$  により構成される．Fig. 2.2 において， $K_{RC}(z)$  が無い場合，すなわち一般的な制御系において，感度関数および相補感度関数は各々， $S_o(z) = \frac{1}{1 + P(z)K_o(z)}$  および  $T_o(z) = \frac{P(z)K_o(z)}{1 + P(z)K_o(z)}$  と表せる．Fig. 2.2 に示す  $K_{RC}(z)$  を含む場合，感度修

正関数<sup>[17]</sup>  $M_s(z)$  を以下のように定義する.

$$M_s(z) = \frac{1}{1 + K_{RC}(z)T_o(z)}. \quad (2.2)$$

このとき, Fig. 2.2 に示す一般化繰り返し制御系における感度関数  $S(z)$  は以下のように表せる.

$$S(z) = M_s(z)S_o(z). \quad (2.3)$$

### 2.2.2 性能指標 $\gamma_{p,\Delta}$ および $\gamma_{np}$

閉ループにおける周期外乱を抑制するために, 繰り返し制御器  $K_{RC}(z)$  は抑制対象周波数のゲインを小さくするように設計される. しかしながら一般的には, ある周波数における  $|M_s(z)|$  のゲインを小さくすると, 他の周波数における  $|M_s(z)|$  のゲインが大きくなる. 言い換えると, 周期外乱の抑制および非周期的な目標値に対する追従性の間にはトレードオフの関係が存在する. このような閉ループ系のトレードオフを考慮するために,<sup>[17]</sup> では, 2つの制御性能指標  $\gamma_{p,\Delta}$  および  $\gamma_{np}$  が紹介されている.

$\gamma_{p,\Delta}$  は周期的性能指標であり, 閉ループの周期外乱の抑圧性能を表す. この指標が小さいほど, 周期外乱の抑圧性能が良好になる.  $\gamma_{p,\Delta}$  は以下の式で定義する.

$$\gamma_{p,\Delta} = \max_{l \in \mathcal{L}} \left\{ V_l \max_{\omega \in \Omega_l} \{|M_s(\omega)|\} \right\}, \quad (2.4)$$

$$\Omega_l = [l\omega_0(1 - \Delta), l\omega_0(1 + \Delta)], \quad (2.5)$$

$$l \in \mathcal{L} = \{1, 2, \dots, L\}. \quad (2.6)$$

ここで  $\mathcal{L}$  は抑制対象高調波に対応した自然数の有限集合,  $\Omega_l$  ( $l \in \mathcal{L}$ ) は抑制対象の中心周波数  $l\omega_0$  ( $l \in \mathcal{L}$ ) からの周波数変動幅,  $\Delta > 0$  は周波数変動率の最大値, そして  $V_l$  ( $l \in \mathcal{L}$ ) は重みである.

一方,  $\gamma_{np}$  は非周期的性能指標であり, 非周期な目標値に対する追従性能を表す. 同様に, 指標の値が小さいほど追従性能が良好となる.  $\gamma_{np}$  は以下のように定義する.

$$\gamma_{np} = \|M_s(\omega)\|_{\infty}. \quad (2.7)$$

以上のことから, 繰り返し制御器  $K_{RC}(z)$  は  $\gamma_{p,\Delta}$  および  $\gamma_{np}$  がともに小さくなるように設計されるのが望ましい.

### 2.2.3 最適化問題

Fig. 2.3 からわかるように,  $K_{RC}(z)$  は以下のように表せる.

$$K_{RC}(z) = \frac{X(z)}{1 - X(z)} L(z). \quad (2.8)$$

このとき, Eq. (2.2) は以下のように表せる.

$$M_s(z) = \frac{1 - X(z)}{1 - X(z)[1 - L(z)T_o(z)]}. \quad (2.9)$$

Fig. 2.3 において,  $L(z)$  は安定化補償器であり, 形式的に次のように表す.  $L(z) = T_o^{-1}(z)$ . このとき感度修正関数  $M_s(z)$  は次のように変形できる.  $M_s(z) = 1 - X(z)$ .

結果として, FIR フィルタ  $X(z)$  は二つの制御性能指標  $\gamma_{p,\Delta}$  および  $\gamma_{np}$  に基づいて設計される. ここで,  $X(z)$  の設計問題は所望の周波数応答が得られる最適なフィルタ係数  $X_k$  を決定することと等価である. 最適なフィルタ係数  $X_k^*(k = \tau, \dots, K)$  を決定する問題は二つの性能指標,  $\gamma_{p,\Delta}$  および  $\gamma_{np}$  を用いた以下の最適化問題を解くことに帰着できる.

$$X_k^* = \underset{X_k}{\operatorname{argmin}} \gamma_{p,\Delta} + \alpha \gamma_{np} \quad (2.10)$$

subject to

$$|X(\omega)| \leq \varepsilon, \quad \forall \omega \geq \omega_\varepsilon, \quad (2.11)$$

$$\|M_s(\omega)\|_\infty \leq \gamma_{np}, \quad (2.12)$$

$$V_l |M_s(\omega)| \leq \gamma_{p,\Delta}, \quad \forall \omega \in \Omega_l, \quad \forall l \in \mathcal{L}. \quad (2.13)$$

ここで  $\alpha$  はユーザ指定の最適化重み,  $\varepsilon > 0$  は非常に小さい許容値,  $\omega_\varepsilon$  は  $K_{RC}(z)$  によって, 閉ループが影響を受けなくなる最小の周波数, そして,  $\Delta$  は抑制対象周波数の変動率の最大値である. Fig. 2.4 に一般化繰り返し制御における,  $M_s(\omega)$  の設計例<sup>[17]</sup>を示す.

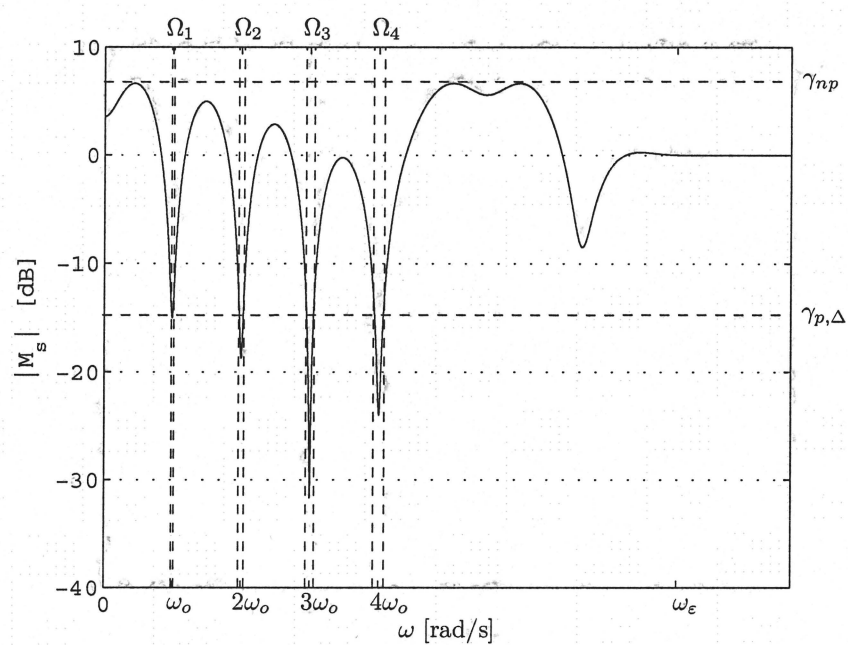


Fig. 2.4 Typical characteristic of  $M_s(\omega)$  of generalized repetitive control.

## 第3章 一般化繰り返し制御を用いた PMSMの電流高調波抑制制御

本章では、一般化繰り返し制御（gRC）をPMSMの電流制御系に適用した際の制御構成について示すとともに、前章で示した制約式（2.11）～（2.13）の記述方法について説明する。

### 3.1 一般化繰り返し制御による電流制御系の構成

本研究で提案する一般化繰り返し制御を用いたPMSMの電流高調波抑制制御系の構成図をFig. 3.1に示す。Fig. 3.1において、 $P(z)$ はPMSMの $q$ 軸における電圧から電流までの伝達関数 $P(s) = \frac{1}{L_q s + R}$ の離散時間表現である。ここで、 $L_q$ および $R$ は各々、PMSMの $q$ 軸における巻線インダクタンスおよび抵抗を表している。 $q$ 軸電流指令値 $i_q^{ref}$ および $q$ 軸電流 $i_q$ との偏差を受け、 $K_{RC}(z)$ は電流高調波 $d$ を打ち消すような補償信号を生成する。

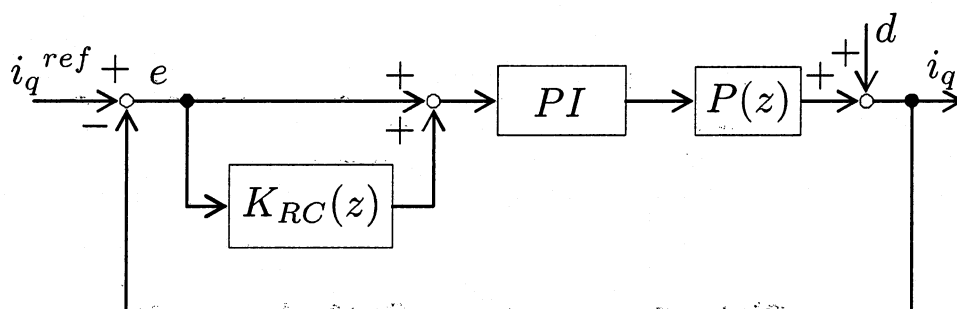


Fig. 3.1 Configuration of gRC based current control system.

## 3.2 制約条件

本節では、前章で示した閉ループの最適性を考慮した最適化問題 (2.10) および制約式 (2.11) ~ (2.13) の記述方法について説明する。

制約式の記述方法は、KYP 補題に基づき線形行列不等式へ帰着する方法等 [27], [28], 様々あるが、本研究では、比較的計算コストも少なく、容易に記述可能なモデリング言語 yalmip<sup>[29]</sup> を用いて制約式を記述し、ソルバ SDPT3<sup>[30]</sup> を用いて最適化問題を解く。

まず制約式の対象となる伝達関数の周波数応答の実部を (1,1) 成分、虚部を (2,1) 成分にもつ行列で表現する。例えば、ある周波数伝達関数  $G(j\omega)$  の各周波数点に対して次式を評価する。

$$\left\| \begin{bmatrix} \text{Re}[G(j\omega)] \\ \text{Im}[G(j\omega)] \end{bmatrix} \right\| < \epsilon. \quad (3.1)$$

ここで、 $\epsilon$  は許容値である。制約式 (2.11) において、 $X$  は以下のように変形できる。

$$X = \sum_{k=\tau}^K X_k z^{-k} \quad (3.2)$$

$$= X_1 z^{-1} + X_2 z^{-2} + \dots \quad (3.3)$$

$$= X_1 e^{-j\omega T} + X_2 e^{-2j\omega T} + \dots \quad (3.4)$$

$$= X_1 (\cos\omega T - j\sin\omega T) + X_2 (\cos 2\omega T - j\sin 2\omega T) + \dots \quad (3.5)$$

よって、以下に示すように、 $X$  の周波数応答の実部を (1,1) 成分、虚部を (2,1) 成分に各々もつ、行列で表現することができる。

$$X \equiv \begin{bmatrix} \cos(\omega k T) \\ -\sin(\omega k T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_K \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

但し、 $k = [1, 2, \dots, K]$ 、 $K$  は FIR フィルタ  $X(z)$  の次数、 $T$  は電流制御系の制御周期。制約式 (2.12) および (2.13) における  $M_s$  も同様に、

$$M_s = 1 - X \quad (3.7)$$

$$= 1 - \{X_1 (\cos\omega T - j\sin\omega T) + X_2 (\cos 2\omega T - j\sin 2\omega T) + \dots\}, \quad (3.8)$$

と変形すると、以下のように表せる.

$$M_s \equiv \begin{bmatrix} 1 - \cos(wkT) \\ \sin(wkT) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_K \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

以上のように制約式を記述する. 各周波数点において制約式を評価し, SDPT3により最適化問題を解くことで, 最適なフィルタ係数  $X_k$  を導出する.



## 第4章 シミュレーションおよび実機実験

本章では、提案手法の有効性をシミュレーションおよび実機実験により検証する。また、メモリ数一定の条件下で提案手法と従来手法<sup>[7]</sup>の比較を行う。

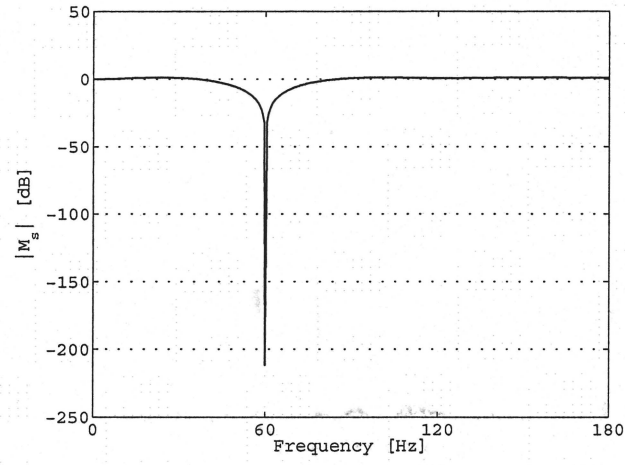
### 4.1 シミュレーション結果

ある駆動周波数（一定速度）で回転するPMSMに対して、最も顕著に現れる駆動周波数の6倍成分の電流高調波を想定し、提案手法適用前後の $q$ 軸電流のFFT解析結果を検証する。なお、本章に示す計算機シミュレーションにおいては、制御系の動作シミュレーションにおいて一般に用いられるMathWorks社製のソフトウェア「MATLAB ver.7.0.1 (R14) SP1」を利用した。

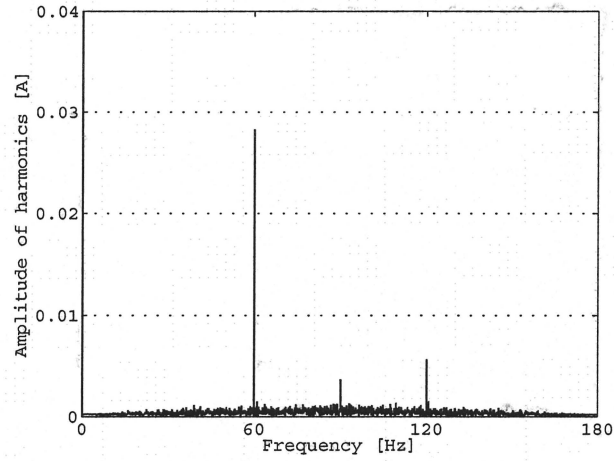
シミュレーションに用いるモータパラメータは $R = 0.242 \text{ } [\Omega]$  および  $L_q = 6.42 \text{ [mH]}$  とし、駆動周波数は  $f = 10 \text{ [Hz]}$  とする。また、電流高調波  $d$  は  $60 \text{ [Hz]}$  の正弦波外乱として与える。

$K_{RC}(z)$  は  $6f$  の高調波成分の抑制のみを考え、 $\mathcal{L} = \{1\}$ 、 $V_1 = 1$  および  $X(z)$  の次数を200とする。またEqs. (2.10) から (2.13) において、 $\alpha = 1.4$  および  $\omega_e = 500$  とする。このとき最適な  $X(z)$  の係数、 $X_k^*$  が得られ、閉ループ特性（制御性能指標）は  $\gamma_{p,\Delta} = 8.0398 \times 10^{-11}$  および  $\gamma_{np} = 1.1536$  となった。設計した  $X_k^*$  によって得られた感度修正関数  $M_s(z)$  の周波数応答を Fig. 4.1(a) に示す。Fig. 4.1(a) より、抑制対象周波数である  $60 \text{ [Hz]}$  において、低いゲイン特性が得られていることがわかる。

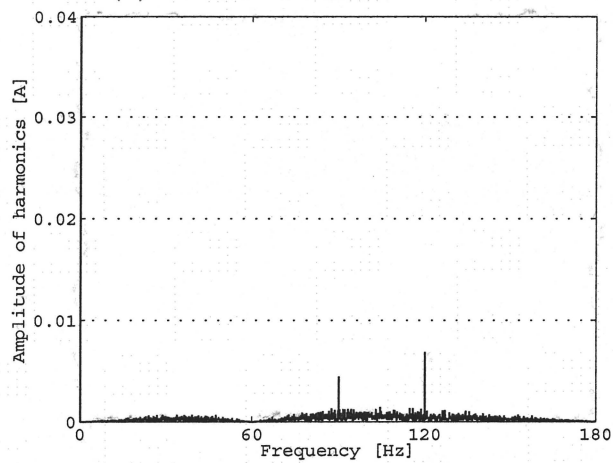
Fig. 4.1(b) および 4.1(c) に提案手法を適用しない場合、および適用した場合の  $q$  軸電流のFFT解析結果をそれぞれ示す。Fig. 4.1(b) および 4.1(c) から、提案手法により電流高調波が良好に抑制できていることがわかる。



(a)  $M_s(z)$  ( $\mathcal{L} = \{1\}$ ,  $V_1 = 1$ ,  $\alpha = 1.4$ ,  $\omega_\varepsilon = 500$ ).



(b) Without proposed method.



(c) With proposed method.

Fig. 4.1 Simulation results.

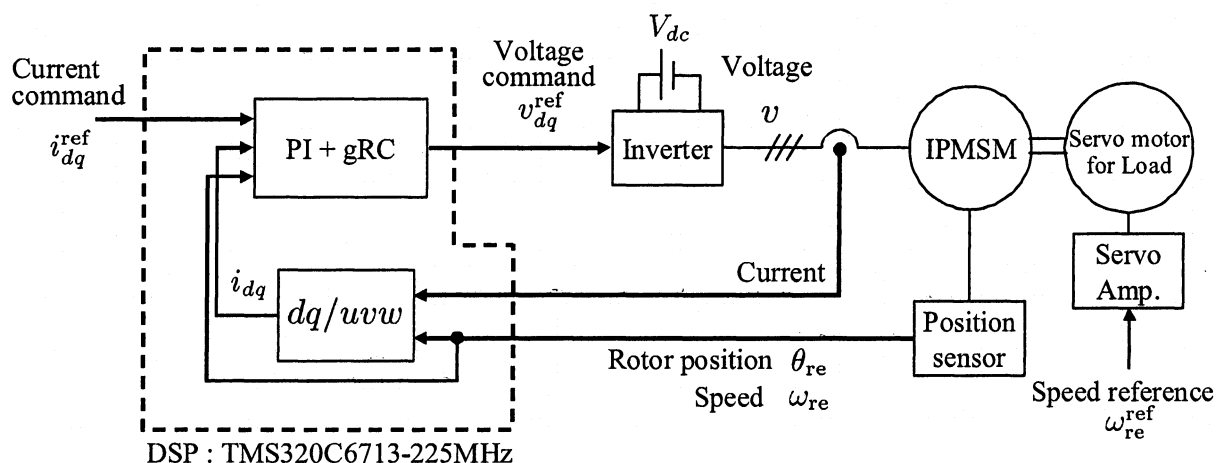


Fig. 4.2 Experimental system.

Table 4.1 Specification of PMSM.

Rated power	3.7[kW]
Resistance $R$	0.242[ $\Omega$ ]
Inductance ( $d$ -axis) $L_d$	5.06[mH]
Inductance ( $q$ -axis) $L_q$	6.42[mH]
e.m.f. constant $K_e$	0.245[Vs/rad]
Pole pairs number $P_n$	3

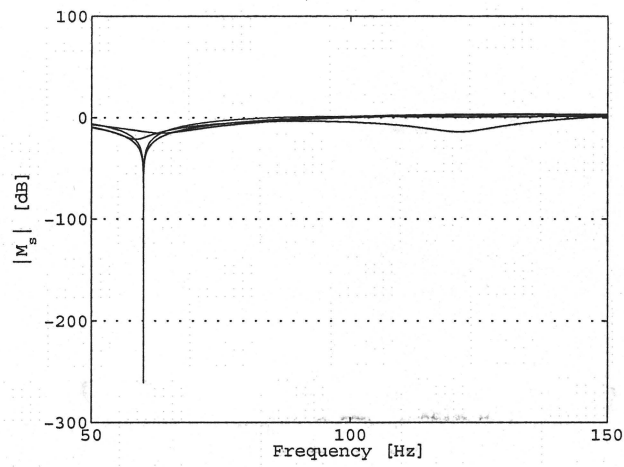
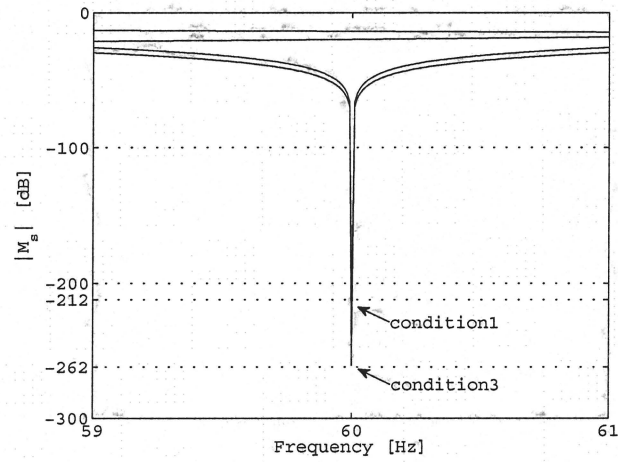
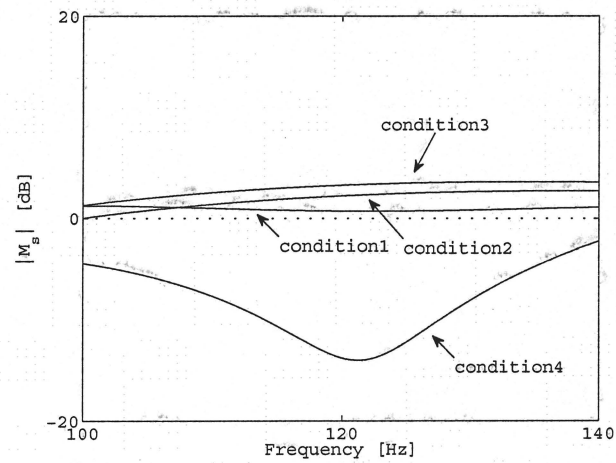
## 4.2 実機実験結果

この節では、Eq. (2.10) に示した  $X(z)$  の次数や最適化重み  $\alpha$  などの様々なパラメータに対して、提案手法の有効性を実機実験結果にて検証する。

実験システムの構成を Fig. 4.2 に示す。制御用モータの駆動システムは、MyWay 技研社製のパワエレ用デジタル制御システム PE-Expert3 を中心に構成した。本実験では、インバータの DC リンク電圧を 180[V] に、デッドタイムを 4[ $\mu$ s]、制御周期は  $T_s = 100[\mu$ s] にそれぞれ設定した。モータパラメータを Table 4.1 に示す。Table 4.2 に  $X(z)$  の設計条件および設計後に得られた閉ループの性能指標を示す。Table 4.2 の条件下で制御器を設計し、得られた  $M_s(\omega)$  を Figs. 4.3 に示す。

Table 4.2 Settings for design of  $X(z)$ .

	order	$\mathcal{L}$	$V_l$	$\alpha$	$\gamma_{p,\Delta}$	$\gamma_{np}$
1	200	$\{1\}$	$\{1\}$	1.4	$8.0398 \times 10^{-11}$	1.1536
2	100	$\{1\}$	$\{1\}$	1.4	0.2042	1.3674
3	100	$\{1\}$	$\{1\}$	0.01	$1.2432 \times 10^{-11}$	1.5162
4	150	$\{1, 2\}$	$\{1, 0.5\}$	0.6	0.1023	1.7287

(a)  $M_s(\omega)$ .(b)  $M_s(\omega)$  around 60 [Hz].(c)  $M_s(\omega)$  around 120 [Hz].Fig. 4.3  $M_s(\omega)$  for conditions in Table 4.2.

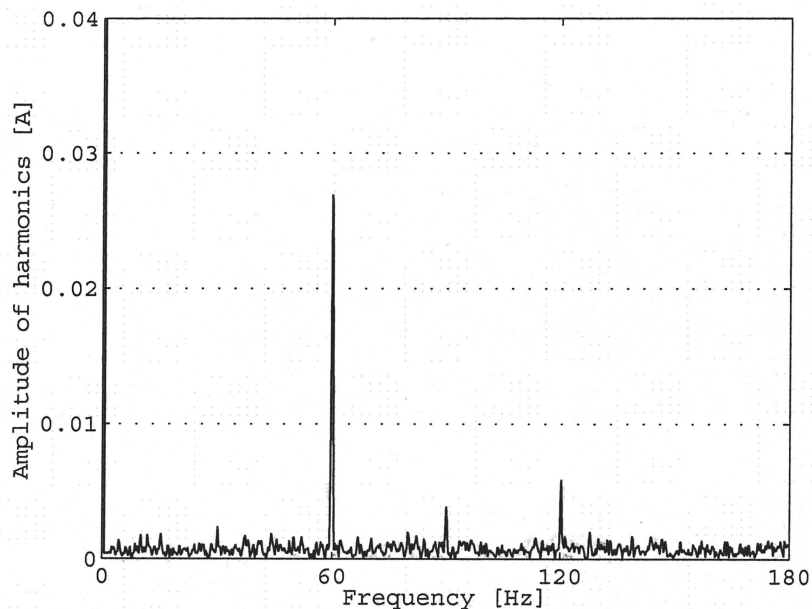


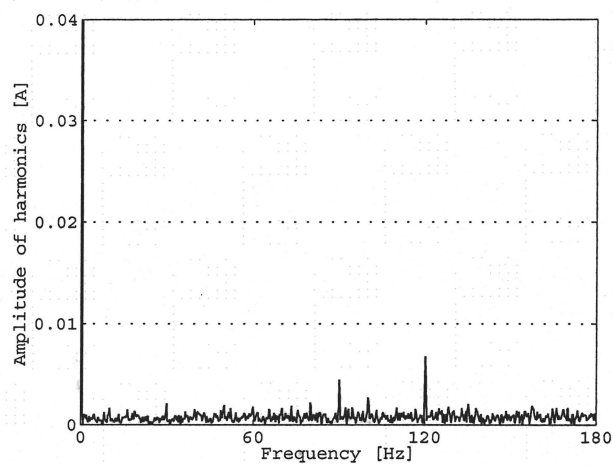
Fig. 4.4 FFT analysis of harmonic current.

提案手法適用前の  $q$  軸電流の FFT 解析結果を Fig. 4.4 に示す. condition 1, condition 2 および condition 3 に対応する実験結果を各々, Fig. 4.5(a), 4.5(b) および 4.5(c) に示す.

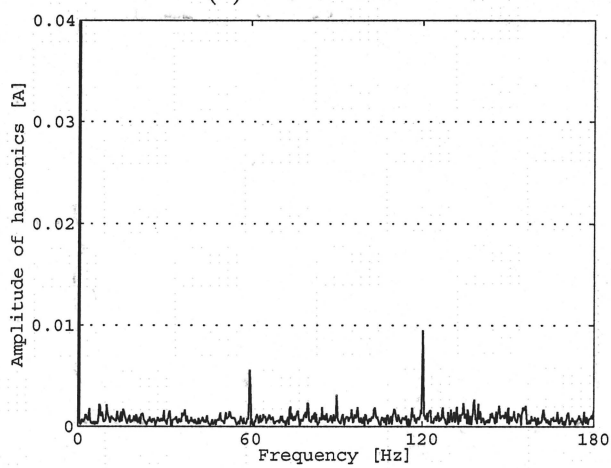
Fig. 4.5 において, 電流高調波は良好に抑制されていることがわかる. Table 4.2 に示す条件において, 電流高調波の抑制率はそれぞれ 0.95, 0.77 および 0.99 である.

Fig. 4.5(a) と Fig. 4.5(c) を比較すると, 抑制率はほぼ同等である. しかしながら, Fig. 4.5(c) は condition 3 の  $X(z)$  の次数が condition 1 の次数よりも少ないため, 他の周波数, 例えば  $12f$  成分にあたる 120[Hz] 成分の高調波が増大している.

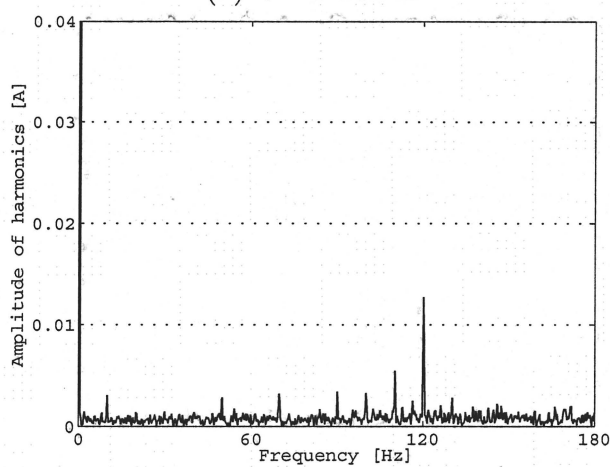
次に condition 2 と condition 3 を比較する. どちらのケースも,  $X(z)$  の次数は同じである. ここで,  $\gamma_{p,\Delta}$  の値に注意されたい. これは周期外乱の抑制率に関わる指標であるが,  $\gamma_{p,\Delta}$  の値は condition 3 の方が condition 2 よりも小さい. そのため抑圧性能は condition 3 の方が condition 2 よりも良いと考えられる. そしてこのことは Fig. 4.5(b) および Figs. 4.5(c) の実験結果から確認できるため, 実験結果は妥当だといえる.



(a) Condition 1.



(b) Condition 2.



(c) Condition 3.

Fig. 4.5 Experimental result 1 to 3.

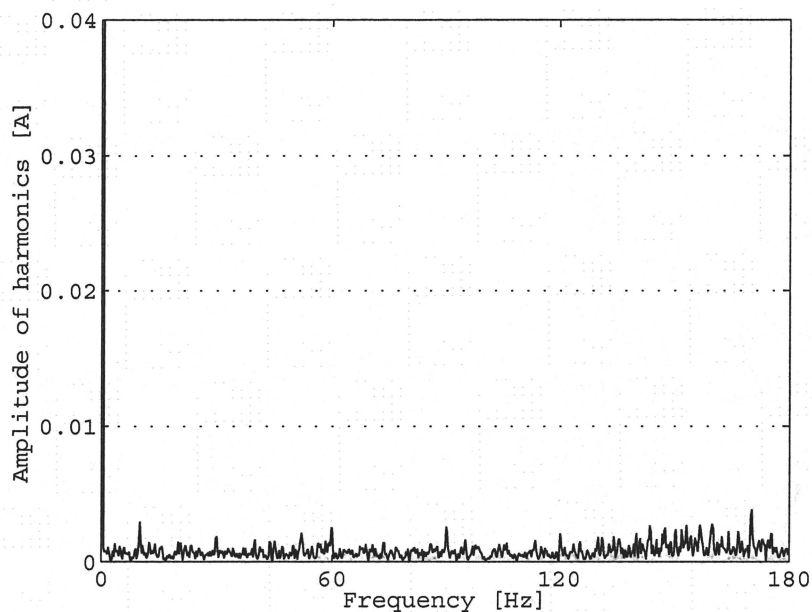


Fig. 4.6 Experimental result 4 (cond. 4).

Table 4.3 Settings for design of  $X(z)$ .

	order	$\alpha$	$\Delta$	$\gamma_{p,\Delta}$	$\gamma_{np}$
5	200	0.5	0	$2.5433 \times 10^{-11}$	1.1536
6	200	0.5	0.1	0.1261	1.3827

Fig. 4.6 に2つの高調波成分,  $6f = 60$  および  $12f = 120$  [Hz] に対する抑制結果を示す. Fig. 4.6 より, 提案する制御法では複数の高調波を抑制することが確認できる.

次に  $\Delta$  の有効性を検証する. 実機実験に用いる  $X(z)$  の設計パラメータを Table 4.3 に示す. Table 4.3 を下に設計して得られる  $M_s(\omega)$  の周波数応答をそれぞれ, Fig. 4.7 に示す. Figs. 4.8 および 4.9 に condition 5 および condition 6 における実験結果を各々示す. Fig. 4.8 (cond. 5) と Fig. 4.5 (cond. 1) はほぼ同等の結果と言える. Fig. 4.9 (cond. 6) に示す  $6f$  成分の抑制率は Fig. 4.8 (cond. 5) の抑制率と比較して, 低い. これはなぜなら, condition 6 は  $\Delta = 0.1$  として設計している, すなわち周波数変動を見積もっているため  $\gamma_{p,\Delta}$  の値が大きいからである.



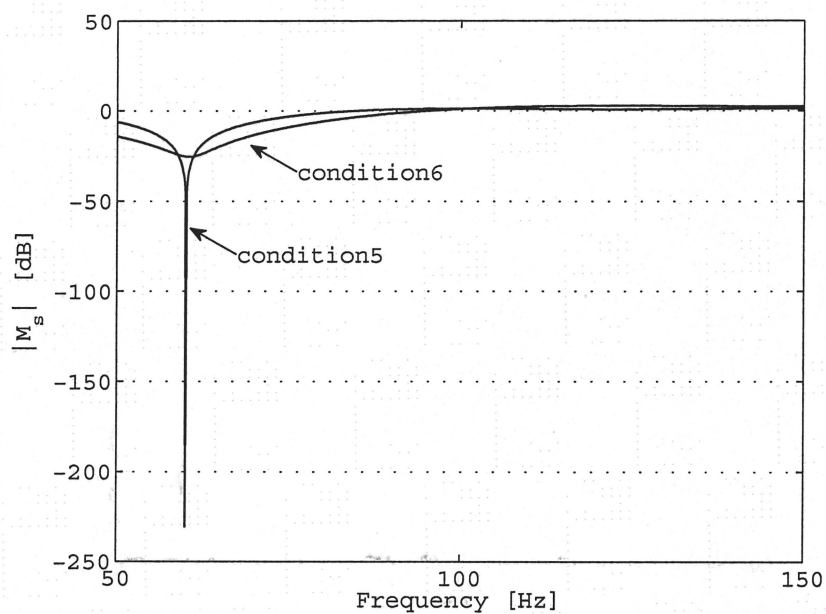
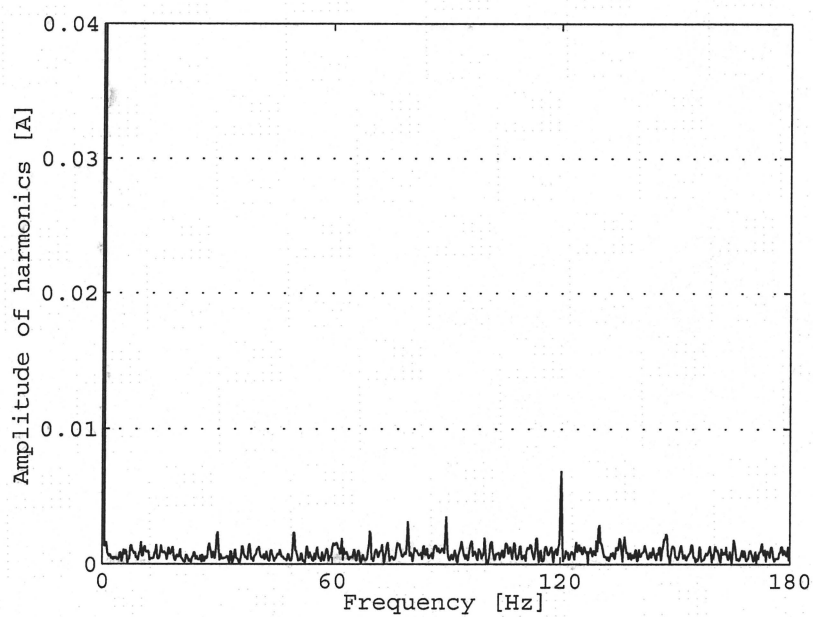
Fig. 4.7  $M_s(\omega)$  for conditions in Table 4.3.

Fig. 4.8 Experimental result 5 (cond. 5).

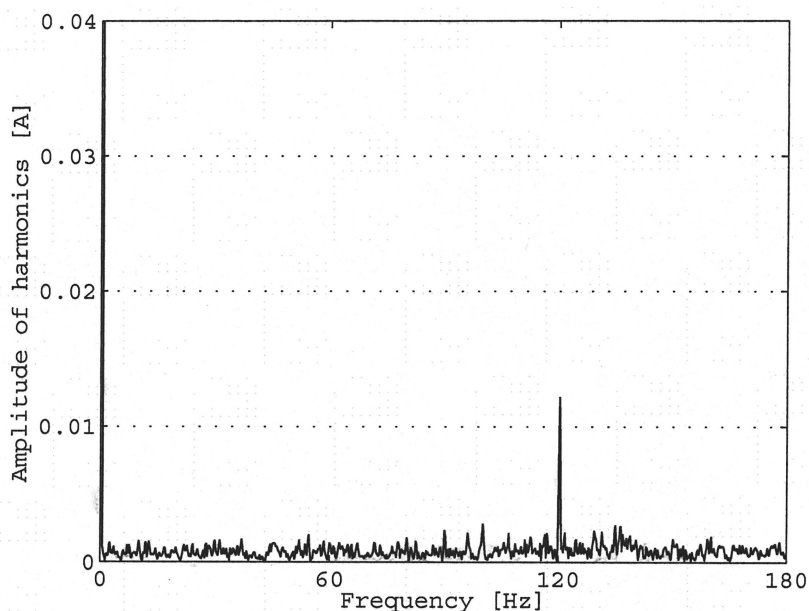
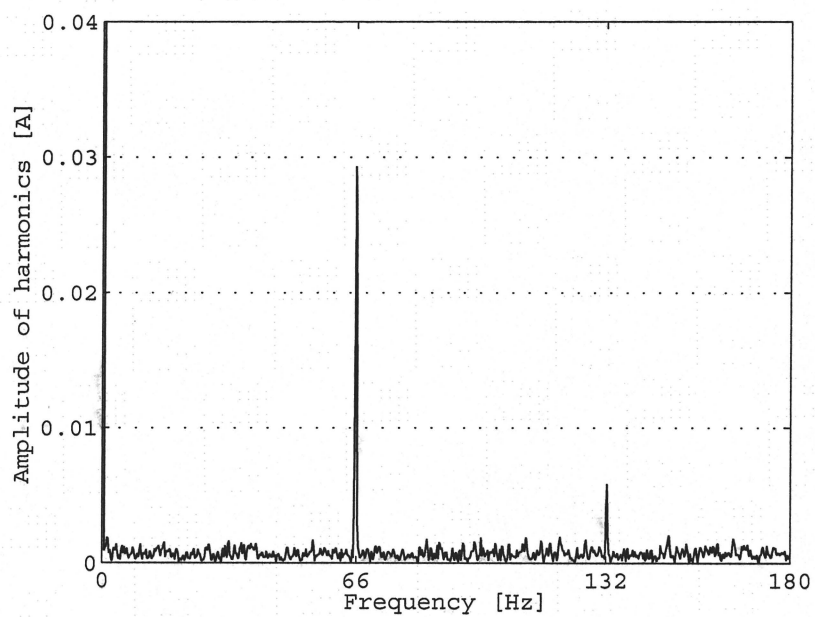
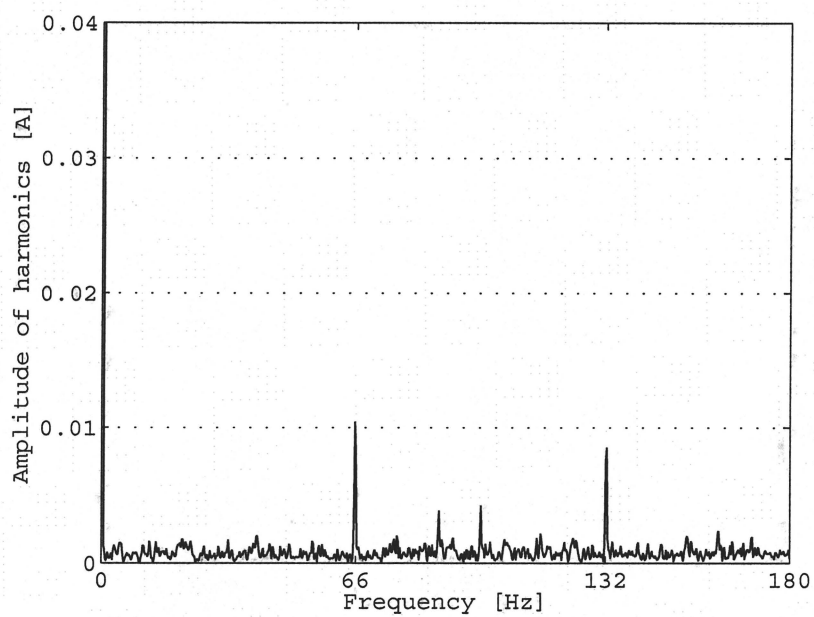


Fig. 4.9 Experimental result 6 (cond. 6).

想定していた駆動周波数でモータが回転していない場合における提案手法の有効性を検証する。様々なアプリケーションにおいてモータの駆動周波数は変化する。そのため、そのような変動に対してロバストな繰り返し制御システムが望ましい。Fig. 4.10に $f = 11$  [Hz]における $q$ 軸電流のFFT解析結果を示す。Fig. 4.10は $f = 10$  [Hz]に対する波形であるFig. 4.4と類似した結果を示している。先に示したTable 4.3におけるconditions 5 および 6 の条件下で設計した $f = 11$  [Hz]のときの高調波抑制結果を各々、Figs. 4.11 および 4.12 に示す。Fig. 4.11 と Fig. 4.8 を比較する。両者の違いは駆動周波数であり、共に $f = 10$  [Hz]に対して設計した同じ制御器を用いていることに注意されたい。しかしながら、Fig. 4.11を見ると、駆動周波数が $f = 10$  [Hz]ではなく $f = 11$  [Hz]であるために、 $6f$ 成分が良好に抑制できていないことがわかる。一方で、Fig. 4.11 と比較して、Fig. 4.12 は良好に抑制できている。ここでFig. 4.12 に用いた制御器は $\Delta = 0.1$ として設計されたことに想起されたい。以上のことから、駆動周波数が $f \pm 0.1f$ の間で変化しても抑制効果は期待でき、 $\Delta$ は有効であるといえる。

Fig. 4.10 Harmonic current ( $f = 11$  [Hz]).Fig. 4.11 Experimental result 7 (cond. 5,  $\Delta = 0$ ,  $f = 11$  [Hz]).

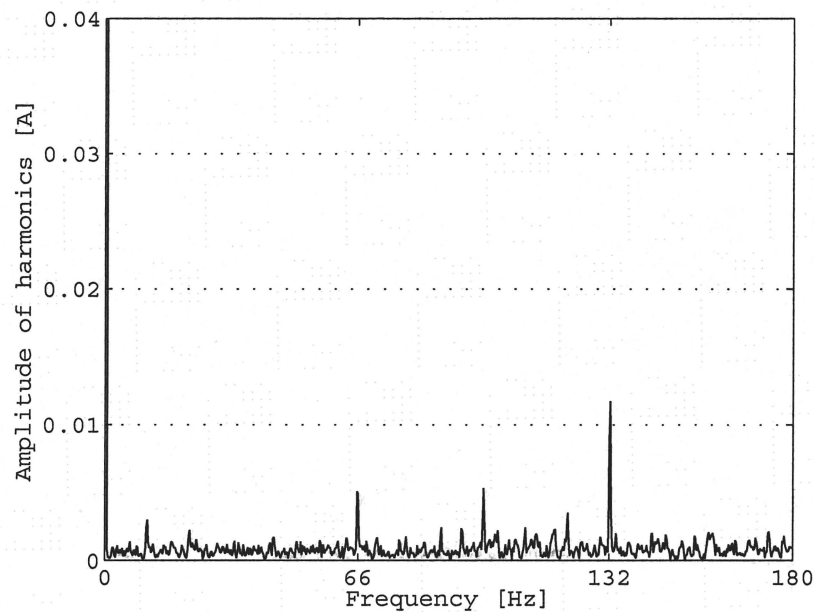


Fig. 4.12 Experimental result 8 (cond. 6,  $\Delta = 0.1$ ,  $f = 11$  [Hz]).

最後に、提案手法と従来手法<sup>[7]</sup>の比較を行う。従来手法と提案手法は根本的に考え方が異なるため、単純な比較は難しいが、制御器のメモリ数に焦点をあて、同じメモリ数という条件下で比較を行う。再度、提案手法による複数周波数成分の抑制結果(condition 4)を Fig. 4.13 に示す。従来手法による高調波抑制結果を Fig. 4.14 に示す。Fig. 4.13 および Fig. 4.14 から、従来手法に比べ、提案手法は効果的に複数の電流高調波成分を抑制できていることがわかる。

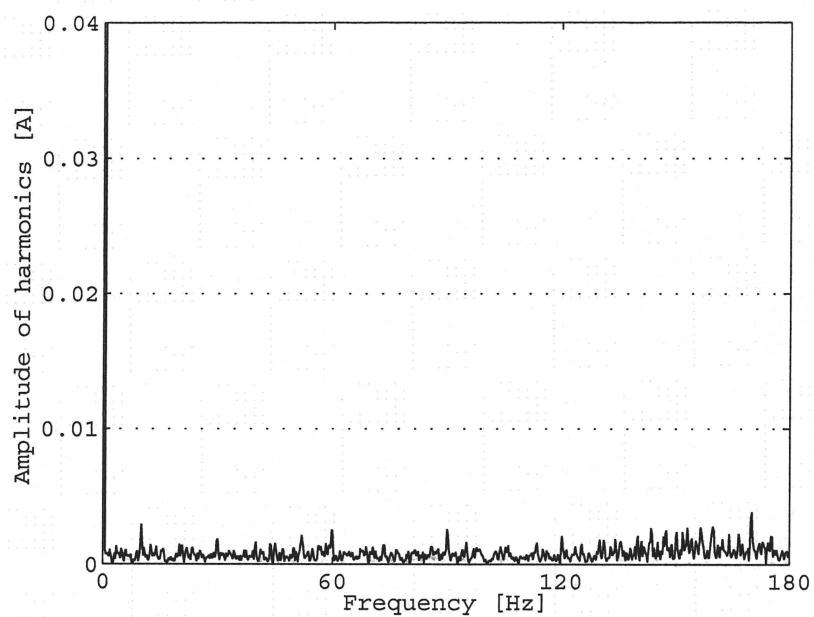


Fig. 4.13 Experimental result: with proposed method (cond. 4).

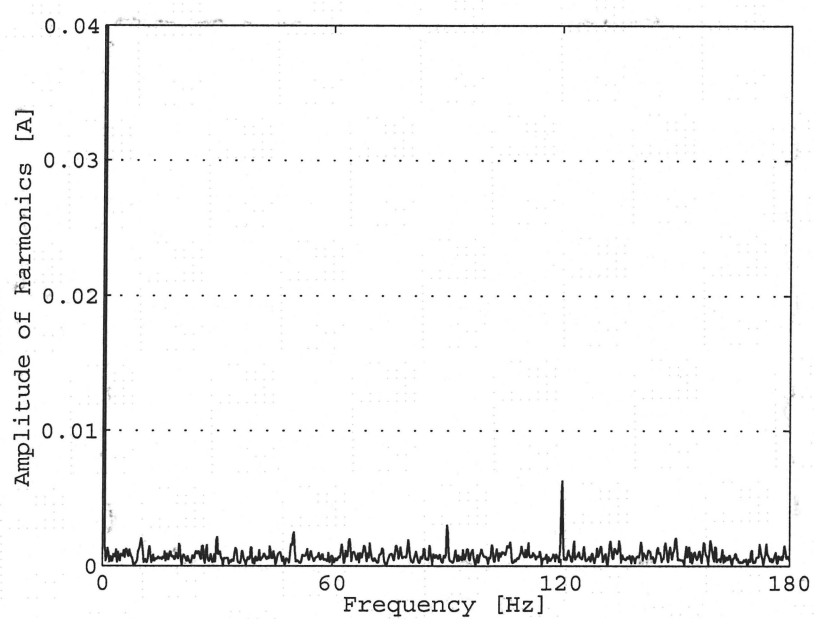


Fig. 4.14 Experimental result: with conventional method.

## 第5章 PMSMの速度変動に対応する抑制法

本章では、一般化繰り返し制御系<sup>[17]</sup>を拡張し、PMSMの速度変動に対応する制御器設計を行う。また実機実験により提案手法の有効性を検証する。

### 5.1 制御器設計

PMSMの速度（駆動周波数）が変化した場合、それに伴う抑制対象周波数も変化する。本節では、その際も自律的にフィルタの係数が変化し、電流高調波を抑制可能な手法について説明する。

はじめに、 $n$ 個のFIRフィルタ $X(z)$ を設計する。但し、次数 $K$ を共通とし、それぞれのフィルタはユーザが任意に指定する各抑制対象周波数に対して設計する。ここで、 $j$ 個目のフィルタ( $j = 1, 2, \dots, n$ )の $k$ 番目の係数( $k = 1, 2, \dots, K + 1$ )を $X_k^j$ と定義する。そして、 $k$ 番目の係数 $X_k$ を駆動周波数 $f$ の多項式関数に近似する。Fig. 5.1に近似曲線の一例を示す。

### 5.2 実機実験結果

$X(z)$ の設計パラメータは、 $\mathcal{L} = \{1\}$ ,  $V_i = \{1\}$  および  $\alpha = 1.4$  とし、七つのフィルタの次数は各々 100 とする。Table 5.1 に各フィルタの抑制対象周波数および  $X(z)$  の性能指標を示す。例を挙げると、七つのフィルタを多項式近似することにより、17番目の係数  $X_{17}$  は  $X_{17} = -0.00053899f^2 + 0.014636f - 0.070373$  と表せる。Fig. 5.2 および 5.3 に  $f = 12.83$  [Hz] および  $f = 17.16$  [Hz] における  $q$  軸電流のFFT解析結果をそれぞれ示す。それぞれの  $q$  軸電流のFFT解析結果である Figs. 5.2 および 5.3 に提案手法を適用した結果を Fig. 5.4 および 5.5 に各々示す。Fig. 5.4 および 5.5 より、電流高調波が効果的に抑制されていることがわかる。

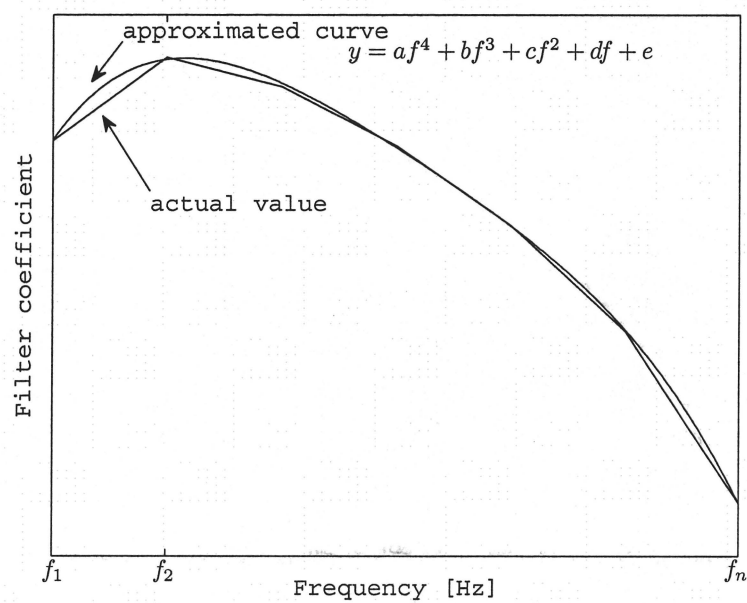
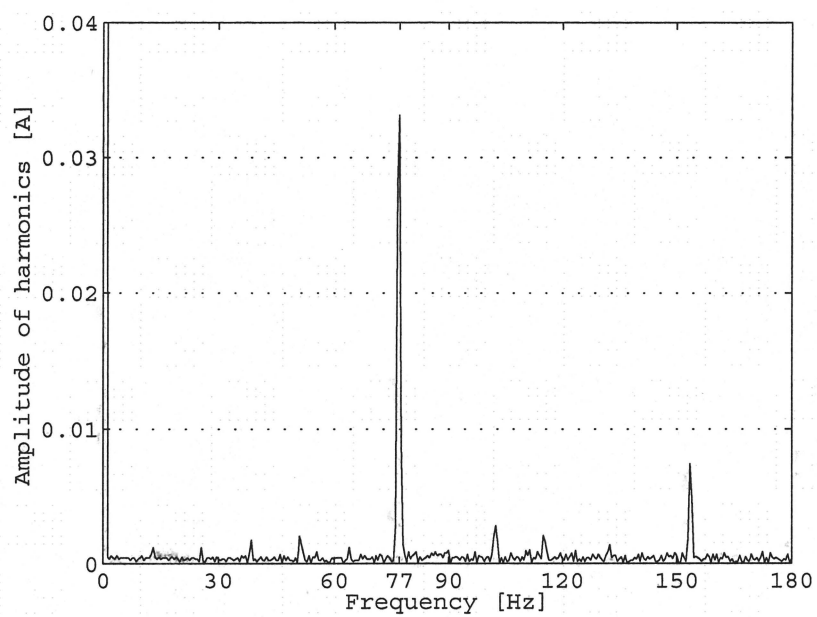
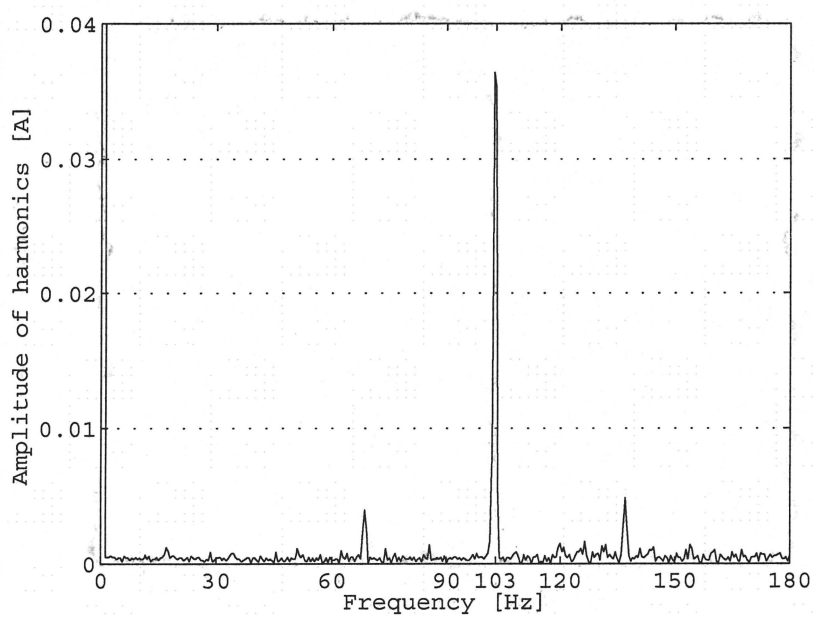


Fig. 5.1 Approximated coefficient curve of filter.

Table 5.1 Performance indices of  $X(z)$ .

	$6f$	$\gamma_{p,\Delta}$	$\gamma_{np}$
1	75	$1.1622 \times 10^{-10}$	1.4402
2	80	$2.6130 \times 10^{-10}$	1.4630
3	85	$1.9857 \times 10^{-10}$	1.4831
4	90	$1.4083 \times 10^{-10}$	1.4943
5	95	$1.2703 \times 10^{-10}$	1.4950
6	100	$1.2346 \times 10^{-10}$	1.4854
7	105	$1.2704 \times 10^{-10}$	1.4610

Fig. 5.2 Harmonic current ( $f = 12.83$  [Hz]).Fig. 5.3 Harmonic current ( $f = 17.16$  [Hz]).



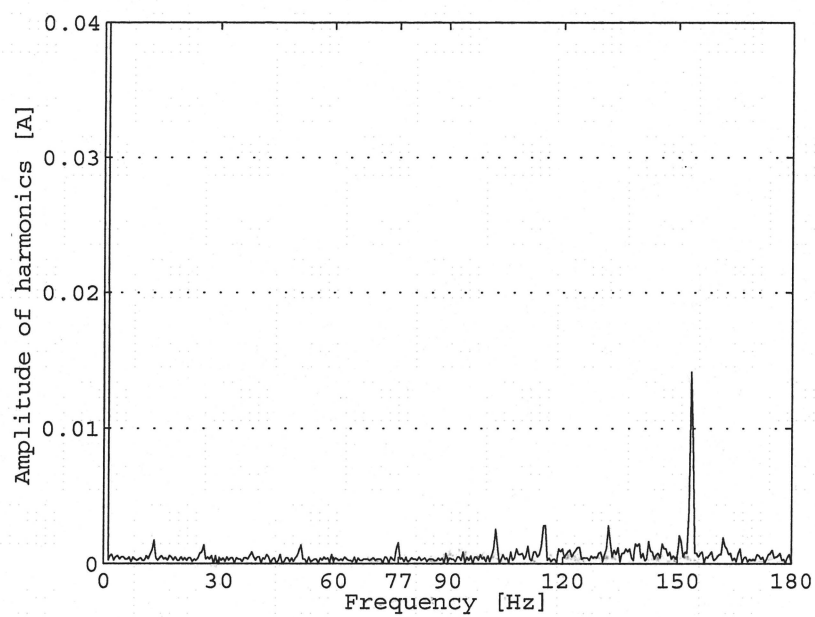


Fig. 5.4 Experimental result ( $f = 12.83$  [Hz]).

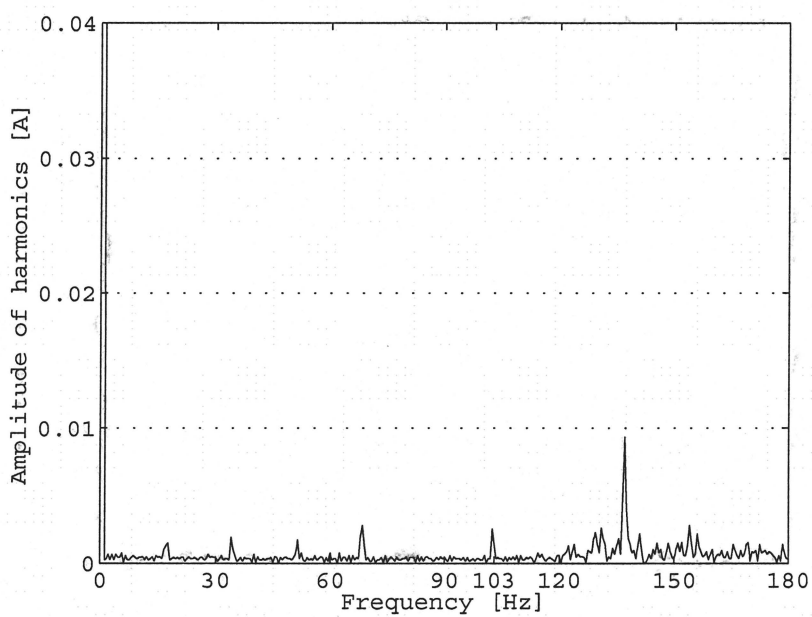


Fig. 5.5 Experimental result ( $f = 17.16$  [Hz]).

## 第6章 ロバスト安定条件を満たす抑制法

本章では，最初に本研究のシステムに対するロバスト安定条件について説明する．そして，ロバスト安定条件を最適化問題 (2.10) の制約式として記述する方法を述べる．また，得られた制御器を用いて実機実験を行い，提案手法の有効性を検証する．

### 6.1 本システムにおけるロバスト安定条件

図 6.1 にプラントの乗法的変動を考慮した一般化繰り返し制御系を示す．ここで  $P$  はノミナルモデル， $\Delta_m$  は乗法的変動， $W$  は周波数重みである．Fig. 6.1 に示す系にスモールゲイン定理 (Fig. 6.2) を適用する．スモールゲイン定理によりロバスト安定条件は

$$\left\| W \frac{(1 + \frac{XL}{1-X})K_o P}{1 + (1 + \frac{XL}{1-X})K_o P} \right\|_{\infty} < 1, \quad (6.1)$$

となる．ここで， $S_o = \frac{1}{1 + PK_o}$ ， $T_o = \frac{PK_o}{1 + PK_o}$  および  $L = T_o^{-1}$  であるから，ロバスト安定条件は次のように式変形できる．

$$\|W(T_o + S_o X)\|_{\infty} < 1. \quad (6.2)$$

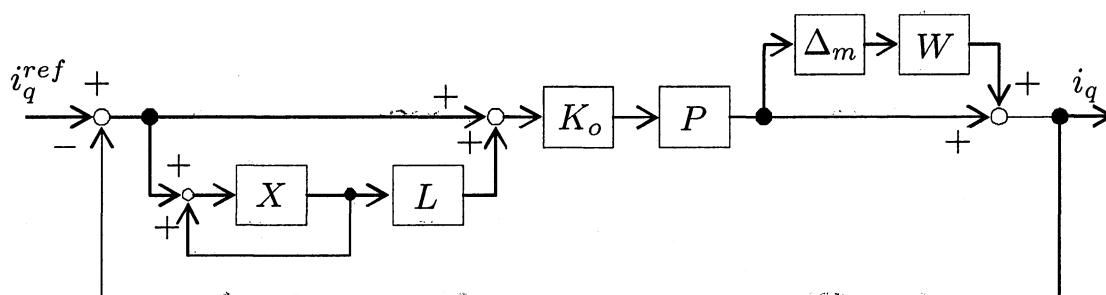


Fig. 6.1 Configuration of robust gRC based current control system.

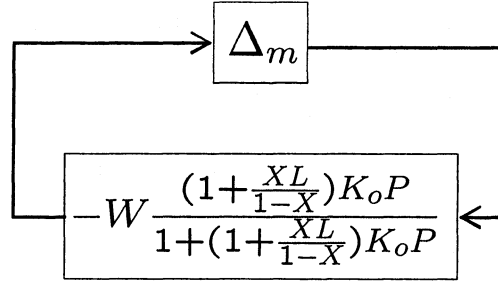


Fig. 6.2 Theorem of small gain.

この式を前章で示した制約条件 (2.11) ～ (2.13) に加えることで、ロバスト安定条件を満たす制御器設計が可能となる。

## 6.2 制御器設計

本節では、前節の安定条件 (6.2) をどのように制約条件として記述するか説明する。

前章で説明したように、 $W(T_o + S_o X)$  の周波数応答の実部を (1,1) 成分，虚部を (2,1) 成分に各々もつ行列で表現するために，式変形する必要がある。まず， $W \equiv W_r + jW_i$ ， $S_o \equiv S_{or} + jS_{oi}$ ， $T_o \equiv T_{or} + jT_{oi}$ ， $X \equiv X_r + jX_i$  とする。但し， $W_r$ ， $S_r$ ， $T_r$ ，および  $X_r$  はそれぞれ  $W$ ， $S_o$ ， $T_o$ ， $X$  の複素周波数応答における実部であり， $W_i$ ， $S_i$ ， $T_i$ ，および  $X_i$  はそれぞれ  $W$ ， $S_o$ ， $T_o$ ， $X$  の複素周波数応答における虚部である。このとき，

$$W(T_o + S_o X) = (W_r + jW_i) \{T_{or} + jT_{oi} + (S_{or} + jS_{oi})(X_r + jX_i)\} \quad (6.3)$$

$$\begin{aligned} &= (W_r T_{or} + W_r S_{or} X_r - W_r S_{oi} X_i - W_i T_{oi} - W_i S_{or} X_i - W_i S_{oi} X_r) \\ &\quad + j(W_r T_{oi} + W_r S_{or} X_i + W_r S_{oi} X_r + W_i T_{or} + W_i S_{or} X_r - W_i S_{oi} X_i), \end{aligned} \quad (6.4)$$

と式変形できる。よって，以下のように周波数応答の実部を (1,1) 成分，虚部を (2,1) 成分に各々もつ行列で表現することができる。

$$W(T_o + S_o X) \equiv \begin{bmatrix} W_r T_{or} + W_r S_{or} X_r - W_r S_{oi} X_i - W_i T_{oi} - W_i S_{or} X_i - W_i S_{oi} X_r \\ W_r T_{oi} + W_r S_{or} X_i + W_r S_{oi} X_r + W_i T_{or} + W_i S_{or} X_r - W_i S_{oi} X_i \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

このとき， $W_r$ ， $S_r$ ， $T_r$ ， $W_i$ ， $S_i$  および  $T_i$  は各周波数点毎に計算可能な値であり， $X_r$  および  $X_i$  は以下のように表せる。

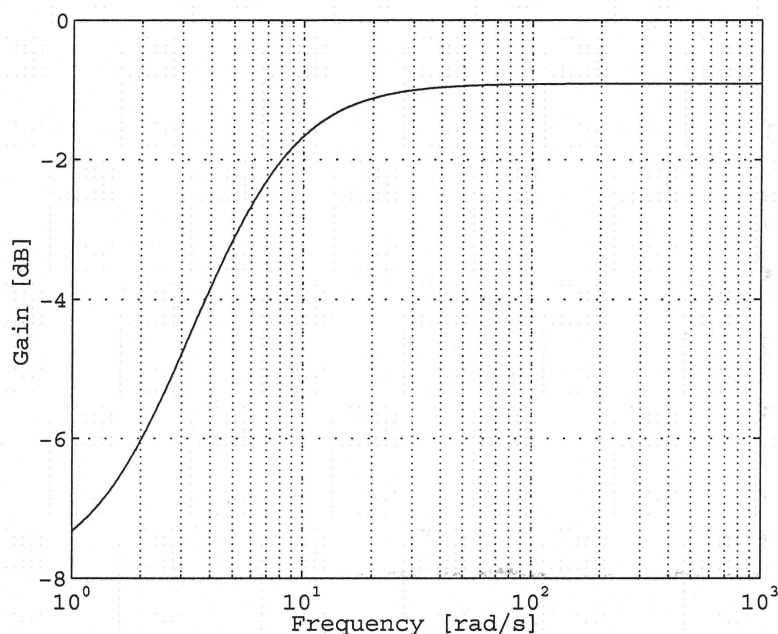
$$X_r \equiv \begin{bmatrix} \cos(wkT) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_K \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

$$X_i \equiv \begin{bmatrix} -\sin(\omega k T) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_K \end{bmatrix}. \quad (6.7)$$

但し,  $k = [1, 2, \dots, K]$ ,  $K$  は FIR フィルタ  $X(z)$  の次数,  $T$  は電流制御系の制御周期.

Table 6.1 Settings for design of  $X(z)$ .

	ロバスト安定制約	order	$\mathcal{L}$	$V_l$	$\alpha$	$\gamma_{p,\Delta}$	$\gamma_{np}$
1	なし	200	$\{1, 2\}$	$\{1, 1\}$	1	$1.0948 \times 10^{-10}$	1.3705
2	あり	200	$\{1, 2\}$	$\{1, 1\}$	1	0.3330	1.2097

Fig. 6.3 Frequency response of  $W(z)$ .

## 6.3 実機実験結果

本節ではロバスト安定制約を付加しない場合と、ロバスト安定制約を付加した場合における制御器設計結果および実機実験結果について説明する。

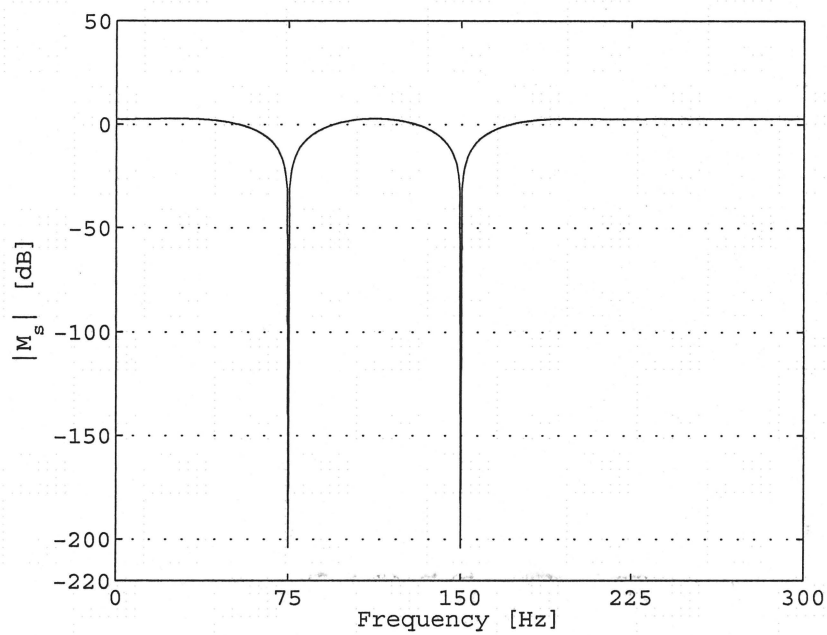
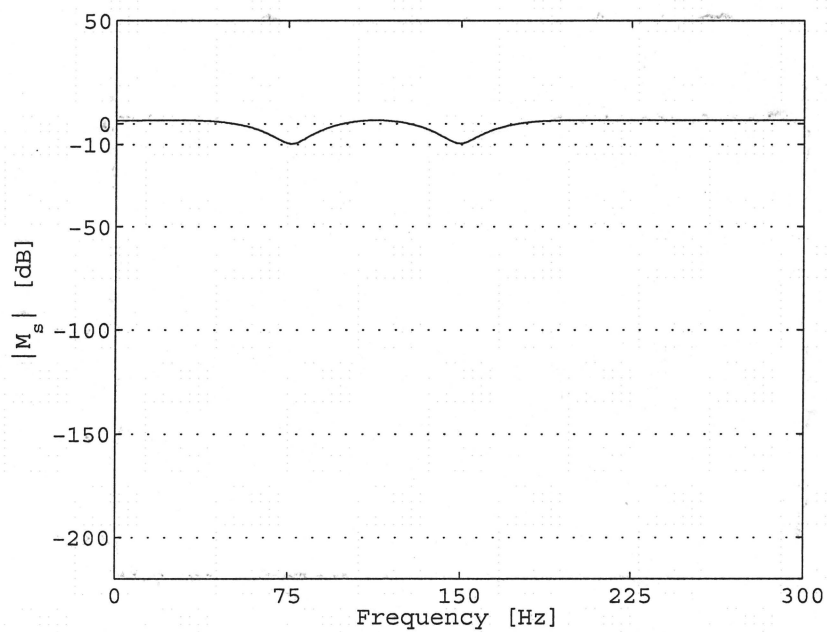
Table 6.1 に  $X(z)$  の設計条件および設計後に得られた閉ループの性能指標を示す。なお、周波数重みは、 $W(z) = \frac{0.9z - 0.8998}{z - 0.9995}$  とする。Fig. 6.3 に  $W(z)$  のボード線図を示す。Table 6.1 の条件下で制御器を設計し、得られた  $M_s(\omega)$  を Fig. 6.4 および Fig. 6.5 にそれぞれ示す。Fig. 6.6 および Fig. 6.7 に伝達関数  $W(T_o + S_o X)$  のボード線図を各々示す。Fig. 6.6 より、ロバスト安定制約を付加せずに制御器を設計した場合、過度な性能 (Fig. 6.4) を満たす制御器を設計したため、閉ループがロバスト安定条件を満たしていないことがわかる。すなわち最悪の場合、制御系が不安定化する恐れがある。一方、ロバスト安定制約を付加して制御器設計を行うと、Fig. 6.5 より抑制対象周波数における  $M_s(\omega)$  のゲインが大きくなるが、Fig. 6.7 よりロバスト安定条件を満たしてい

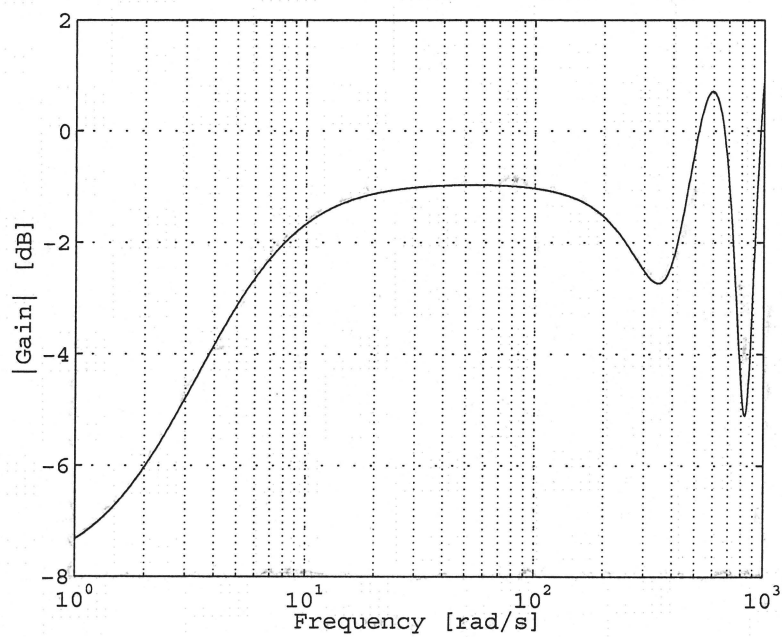
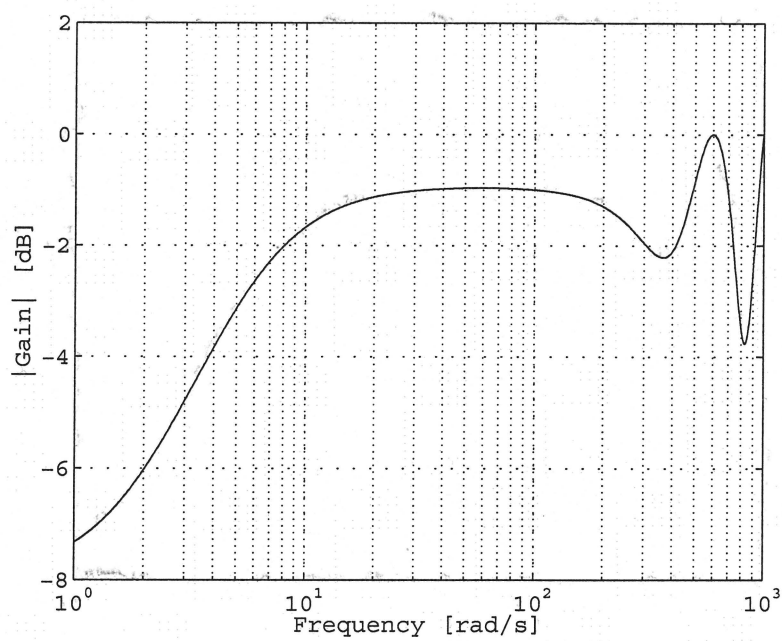
ることがわかる。

Fig. 6.8 および Fig. 6.9 にロバスト安定制約を付加しない場合および付加した場合の補償信号を各々示す。Fig. 6.10 に  $f = 12.5$  [Hz] における  $q$  軸電流の FFT 解析結果を示す。Fig. 6.11 にロバスト安定制約を付加した場合の電流高調波抑制結果を示す。

Fig. 6.8 より、ロバスト安定制約を付加しない場合は、過度な性能を有する制御器を設計したため、補償信号が非常に大きな値となり、補償信号を制御系に印加すると不安定化してしまう。それに対し、Fig. 6.9, Fig. 6.10 および Fig. 6.11 より、ロバスト安定制約を付加した場合は、電流高調波を良好に抑制できていることがわかる。

以上のことから、一般化繰り返し制御系<sup>[17]</sup>を閉ループのロバスト安定条件を満足する系へと拡張することができたといえる。そして、ロバスト安定制約を付加することにより、閉ループの安定性を保証することが可能となり、過度な性能を制御器に要求し、設計した場合でも制御系が不安定化することなく、電流高調波を抑制することができる。

Fig. 6.4  $M_s(\omega)$ : without robust constraint.Fig. 6.5  $M_s(\omega)$ : with robust constraint.

Fig. 6.6  $W(T_o + S_o X)$ : without robust constraint.Fig. 6.7  $W(T_o + S_o X)$ : with robust constraint.



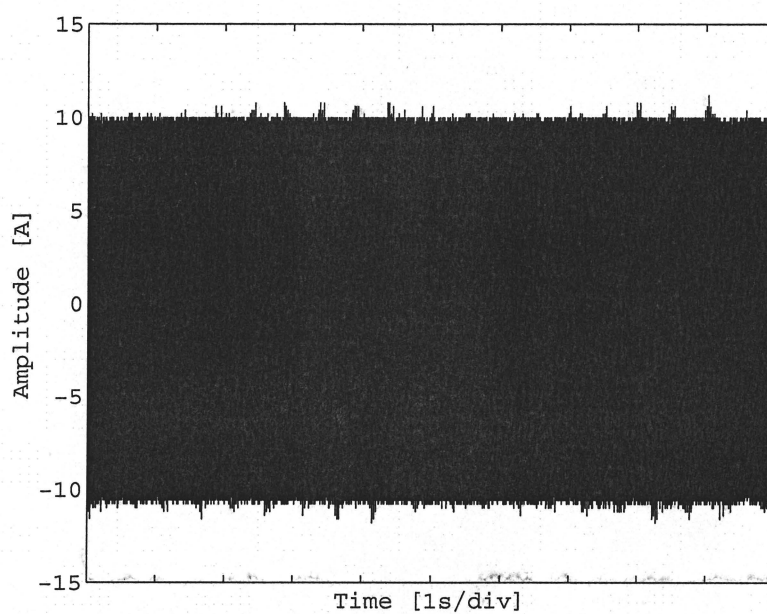


Fig. 6.8 Compensation signal: without robust constraint.

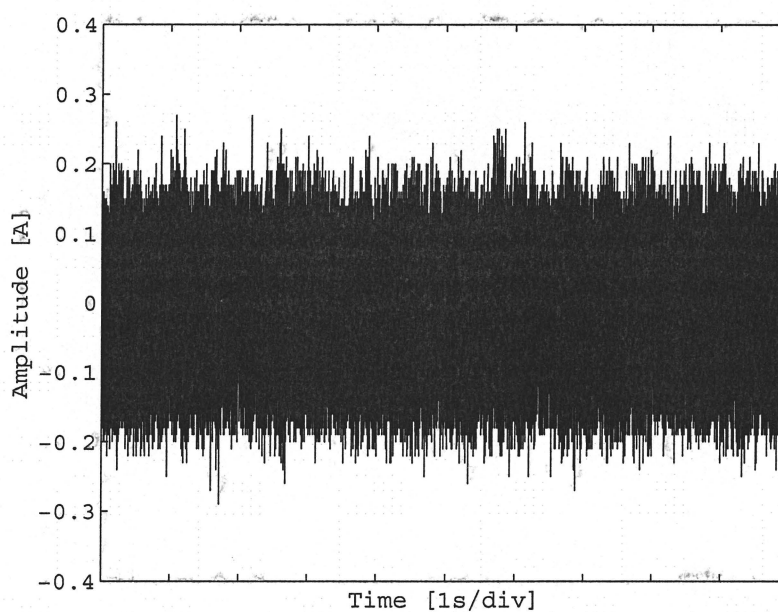


Fig. 6.9 Compensation signal: with robust constraint.

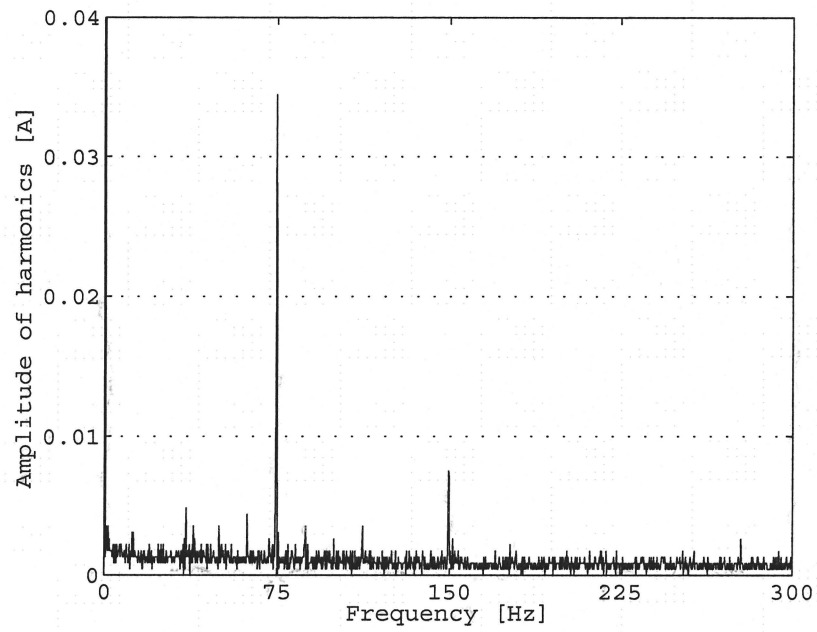
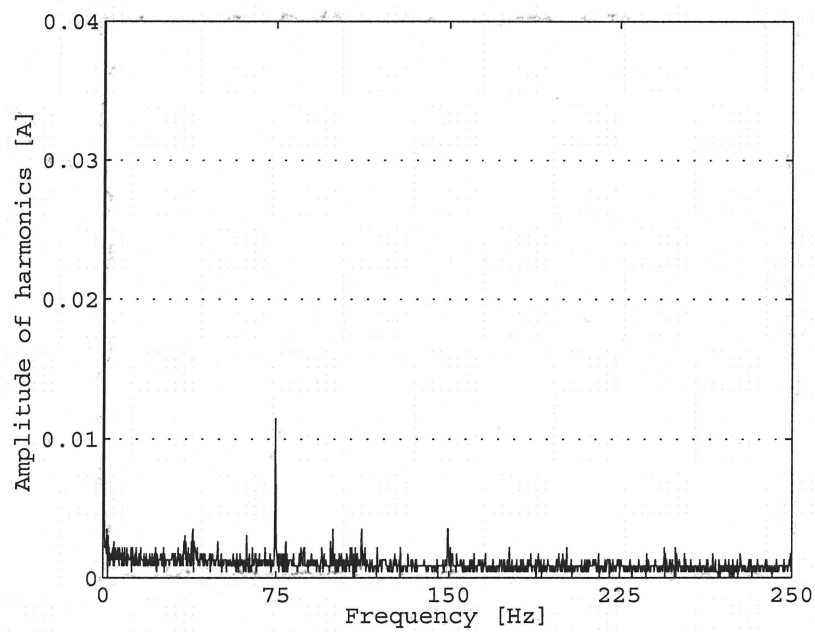
Fig. 6.10 Harmonic current ( $f = 12.5$  [Hz]).

Fig. 6.11 Experimental result: with robust constraint.

## 第7章 まとめと今後の検討課題

### 7.1 まとめ

本研究では，PMSM の一般的なインバータ駆動，ベクトル制御による駆動の際に発生する電流高調波に対して，閉ループ全体の制御性能の最適性および制御器のメモリ数を考慮可能な一般化繰返し制御を用いた電流高調波抑制制御系を提案し，シミュレーションおよび実機実験により有効性を明らかにした．また本稿では，一般化繰返し制御法を抑制対象周波数の変動にも対応可能な制御法およびロバスト安定条件を満たす制御法に拡張した．さらに，実機実験により有効性を明らかにした．

### 7.2 今後の検討課題

前章の結果から，ロバスト安定条件を満足しながら，PMSM の電流高調波抑制制御が可能となった．その際，制御器設計には試行錯誤的に決定した周波数重み  $W(z)$  を用いた．しかしながら，ロバスト制御の観点から，本来であれば制御対象にどの程度の不確かさが存在するか，実験により見積もる必要がある．そのため，今後の課題はシステム同定による制御対象  $P(s) = \frac{1}{L_q s + R}$  のノミナルモデルの導出，および不確かさの算定，そしてそれに伴う周波数重み  $W(z)$  の決定である．

## 参考文献

- [1] P. Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," Oxford University Press, 1998.
- [2] S. Morimoto, Y. Tong and Y. Takeda, "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 41, no. 5, pp. 511–517, 1994.
- [3] A. B Kulkarsni and M. Ehsani, "A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 1, pp.144, 1992.
- [4] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Mechanical Sensorless Drives of IPMSM With Online Parameter Identification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1241-1248, 2006.
- [5] K. Yoshimoto and Y. Kitajima, "A Novel Harmonic Current Control for IPMSMs," *Proc. of International Power Electronics Conference, 2005*, pp. 2042–2048, 2005.
- [6] S. Lerdudomsak, M. Kadota and S. Doki, "Harmonic Currents Estimation and Compensation Method for Current Control System of IPMSM in Overmodulation Range," *Proc. of the Fourth Power Conversion Conference, 2007*, pp. 1320–1326, 2007.
- [7] J. Kim, S. Doki and M. Ishida, "Suppression of harmonic current in vector control for IPMSM by utilizing repetitive control," *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT '02*, pp. 264–267, 2002.

- [8] T. Nakai and H. Fujimoto, "Harmonic Current Suppression Method of PMSM Based on Repetitive Perfect Tracking Control," *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2007*, pp. 1049–1054, 2007.
- [9] T. Nakai and H. Fujimoto, "Harmonic current suppression method of SPM motor based on repetitive perfect tracking control with speed variation," *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2008*, pp. 1210–1215, 2008.
- [10] S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata and M. Nakano, "Repetitive control system: A new type of servo system for periodic exogenous signals," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 33, no. 7, pp. 659–668, 1988.
- [11] M. Ishida, T. Su, S. Hattori and T. Hori, "Suppression control method for torque vibration of AC motor utilizing repetitive controller with Fourier transformer," *Proc. of IEEE Industry Applications Conference, 2000*, pp. 1675–1682, 2000.
- [12] S. Hattori, M. Ishida and T. Hori, "Vibration suppression control method for PMSM utilizing repetitive control with auto-tuning function and Fourier transform," *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON '01*, vol. 3, pp. 1673–1679, 2001.
- [13] K. Kawai, T. Zanma and M. Ishida, "Simultaneous vibration suppression control of PMSM using repetitive control with Fourier series," *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT '06*, pp. 854–859, 2006.
- [14] A. Shimada, T. Zanma, M. Ishida and S. Doki, "Current Compensation Signal in Suppression Control for frame vibration of PMSM by Sensorless Control," *Proc. of Power Conversion Conference, 2007*, pp. 874–878, 2007.
- [15] G. Pipeleers, B. Demeulenaere, J. De Schutter and J. Swevers, "Robust high-order repetitive control: optimal performance trade-offs," *Automatica*, vol. 44, no. 10, pp. 2628–2634, 2008.
- [16] G. Pipeleers, B. Demeulenaere, J. De Schutter, J. Swevers, "Generalized repetitive control: Better performance with less memory," *Proc. of IEEE International Workshop on 10th Advanced Motion Control, 2008*, pp. 104–109, 2008.

- [17] G. Pipeleers, B. Demeulenaere, J. De Schutter and J. Swevers, "Generalized repetitive control: relaxing the period-delay-based structure," *IET Control Theory & Applications*, vol. 3, no. 11, pp. 1528–1536, 2009.
- [18] G. Pipeleers, B. Demeulenaere, J. De Schutter, J. Swevers and F. Al-Bender, "Optimal Performance Tradeoffs in Repetitive Control: Experimental Validation on an Active Air Bearing Setup," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 17, no. 4, pp. 970–979, 2009.
- [19] M. Morimoto, T. Zanma, M. Ishida, G. Pipeleers and J. Swevers, "Suppression of harmonic current for IPMSM using generalized repetitive control," *Proc. of IEEE Industrial Electronics Society, IECON '10*, pp. 2270–2275, 2010.
- [20] Y. Fujimoto and A. Kawamura, "Robust Servo-System Based on Two-Degree-of-Freedom Control with Sliding Mode," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 3, pp. 272–280, 1995.
- [21] K. H Kim and M. J Youn, "A Simple and Robust Digital Current Control Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Time Delay Control Approach," *Proc. of Industry Applications Conference, 2000*, vol. 3, pp. 1689–1696, 2000.
- [22] K. H Kim and M. J Youn, "Robust Servo-System Based on Two-Degree-of-Freedom Control with Sliding Mode," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 72–82, 2001.
- [23] R. J Wai, "Robust Control for Induction Servo Motor Drive," *Proc. of Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2001*, vol. 2, pp. 760–765, 2001.
- [24] Q. Guo, X. Zhao and Y. Sun, "The Study of Self-tuning Robust Control in Dual Linear Motors Synchronous Servo System," *Proc. of Electrical Machines and systems, ICEMS, 2005*, vol. 2, pp. 1576–1579, 2005.
- [25] R. L A Ribeiro, A. D Araiijo, A. C Oliveira and C. B Jacobina, "A High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive by using a Robust Adaptive Control Strategy," *Proc. of Power Electronics Specialists Conference, PESC, 2007*, pp. 2260–2266, 2007.

- [26] L. Fan, "Review of Robust Feedback Control Applications in Power Systems," *Proc. of Power Systems Conference and Exposition, PSCE '09*, pp. 1–7, 2009.
- [27] Z. Liu and L. Vandenberghe, "Low-rank structure in semidefinite programs derived from the kyp lemma," *Proc. of Decision and Control Conference, 2007*, pp. 5652–5659, 2007.
- [28] G. Pipeleers and L. Vandenberghe, "Generalized KYP Lemma With Real Data," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 1, pp. 2942–2946, 2011.
- [29] J. Lofberg, "YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB," *Proc. of CACSD Conference, 2004*, 2004.
- [30] K. C Toh, M. J Todd and R. H Tutuncii, "SDPT3 - a MATLAB software package for semidefinite programming, version 1.3," *Optimization Methods and software*, 11 & 12, 1999, pp. 545–581, 1999.

## 関連論文および口頭発表

- (1) M. Morimoto, T. Zanma, M. Ishida, G. Pipeleers, J. Swevers, “Suppression of harmonic current for IPMSM using generalized repetitive control,” *IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, 2010.
- (2) M. Morimoto, T. Zanma, M. Ishida, K. Yubai, J. Hirai, “Suppression of harmonic current for variable speed IPMSM using generalized repetitive control,” 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, 2011.
- (3) 森本将也, 残間忠直, 弓場井一裕, 石田宗秋, 平井淳之, “一般化繰り返し制御を用いた PMSM の電流高調波抑制制御,” 平成 23 年度東海支部連合大会, 2011.
- (4) M. Morimoto, T. Zanma, M. Ishida, K. Yubai, J. Hirai, “Suppression of harmonic current for IPMSM using generalized repetitive control,” *International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU*, 2011.



## 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 石田宗秋先生に心より御礼申し上げます。本研究全般に渡り、終始貴重な御助言御指導を賜りました千葉大学 電気電子工学 准教授 工学博士 残間忠直先生に心より御礼申し上げます。本研究に対し数々の御助言を賜りました三重大学 電気電子工学 准教授 工学博士 山村直紀先生に心より御礼申し上げます。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 准教授 工学博士 弓場井先生に深く御礼申し上げます。

また、数々の御援助を賜りました三重大学 工学部 電気系技術室技官 廣田栄毅氏に心より感謝いたします。本研究の進行に際し、数々の御助言を頂きました平成22年度博士前期課程修了生 住吉雄仁氏、秋葉真也氏に心より感謝します。また、三重大学大学院 工学研究科 電気電子工学専攻 博士前期課程 仲条誠人君、萩野道久君、牧田克紀をはじめ、私と同時代に制御システム講座およびエネルギーシステム講座に在籍し共に学部、修士学生生活を過ごした皆様には大変お世話になりました。心より感謝致します。

最後に、さらに博士課程前期課程に進学し、6年間何不自由なく勉学、研究に励め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、とりわけ父母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。