

目次

第1章 はじめに.....	1
第2章 永久磁石同期モータの動的数学モデル.....	5
2.1 uvw 座標系上の動的数学モデル.....	5
2.1.1 モデル構築の前提.....	5
2.1.2 uvw 座標系.....	5
2.1.3 数学モデル.....	6
2.2 $\alpha\beta$ 固定座標系上の動的数学モデル.....	8
2.2.1 $\alpha\beta$ 固定座標系.....	8
2.2.2 数学モデル.....	8
2.3 dq 同期座標系上の動的数学モデル.....	9
2.3.1 dq 同期座標系.....	9
2.3.2 数学モデル.....	10
2.4 $\gamma\delta$ 一般座標系上の動的数学モデル.....	11
2.4.1 $\gamma\delta$ 一般座標系.....	11
2.4.2 数学モデル.....	12
第3章 センサレスベクトル制御系の基本構造.....	14
3.1 ベクトル制御系の基本構造.....	14
3.1.1 センサ利用ベクトル制御系の全体構造.....	15
3.1.2 センサレスベクトル制御系の全体構造.....	16
3.1.3 センサレスベクトル制御系の制御器設計.....	17
3.1.4 分離フィルタの設計.....	18
3.2 位相速度推定器のシステム構造.....	22

第4章 印加高周波電圧と応答高周波電流	27
4.1 印加高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析.....	27
4.1.1 印加高周波電圧と応答高周波電流の連続時間関係.....	27
4.1.2 一定楕円形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析.....	28
4.1.3 一定真円形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析.....	32
4.1.4 一定直線形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析.....	34
4.2 印加高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析.....	36
4.2.1 離散時間積分要素と空間的応答.....	36
4.2.2 一定楕円形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析.....	45
4.2.3 一定真円形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析.....	48
4.2.4 一定直線形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析.....	50
4.2.5 印加高周波電圧と応答高周波電流の数値検証.....	51
4.2.6 印加高周波電圧と応答高周波電流の実機検証.....	60
第5章 正相逆相高周波電流相関による位相推定	68
5.1 相関信号生成器の基本構造.....	68
5.2 相成分抽出器.....	70
5.2.1 デジタルベクトル回転器同伴フィルタ.....	70
5.2.2 デジタルD因子フィルタ.....	74
5.3 相関信号合成器.....	79
5.3.1 正相逆相高周波電流相関信号の合成.....	80
5.3.2 正相逆相高周波電流相関信号の特性.....	83
5.4 実機検証.....	87
5.4.1 開ループトルク制御.....	87
5.4.2 閉ループトルク制御.....	94
5.4.3 速度制御.....	98

第 6 章 高周波電流軸要素相関による位相推定	102
6.1 相関信号生成器.....	102
6.1.1 高周波電流軸要素相関信号の生成.....	102
6.1.2 高周波電流軸要素相関信号の特性.....	106
6.2 実機検証.....	108
6.2.1 開ループトルク制御.....	109
6.2.2 閉ループトルク制御.....	113
6.2.3 速度制御.....	116
第 7 章 正相逆相振幅相関による位相推定	120
7.1 相関信号生成器の基本構造.....	120
7.2 振幅推定器.....	120
7.2.1 正相逆相振幅推定法.....	120
7.2.2 高周波電圧位相誤差の影響.....	122
7.3 相関信号合成器.....	123
7.3.1 正相逆相振幅相関信号の合成.....	124
7.3.2 正相逆相振幅相関信号の特性.....	126
7.4 実機検証.....	129
7.4.1 開ループトルク制御.....	129
7.4.2 閉ループトルク制御.....	135
7.4.3 速度制御.....	138
第 8 章 軸要素振幅相関による位相推定	142
8.1 相関信号生成器の基本構造.....	142
8.2 振幅推定器.....	143
8.2.1 軸要素振幅推定法.....	143
8.2.2 高周波電圧誤差の影響.....	145

8.3 相関信号合成器.....	146
8.4 実機検証.....	147
8.4.1 開ループトルク制御.....	148
8.4.2 閉ループトルク制御.....	153
8.4.3 速度制御.....	156
第9章 おわりに.....	160
謝辞.....	162
参考文献.....	163
研究業績.....	169

第1章 はじめに

世界的な電力不足が訪れようとしている。経済発展を目的として新興国の消費電力は爆発的に増大しており、化石燃料等の電力消費に必要とされる資源確保は難しくなっている。環境問題に対する意識の高まりから、温室効果ガスを排出に対する規制も世界的に進められており、永続的に利用可能とされる再生可能エネルギーを利用した発電も進められているが、電力問題を解決する程の目覚ましい成果を上げるまでには至っていない。日本国内においても、東日本大震災後の原子力発電所停止に伴う全国的な電力不足は記憶に新しい。中でも、国内において、モータにより消費される電力の割合はおよそ半分を占める⁽¹⁾。この割合は、世界的にみても同程度といわれている。すなわち、モータの高効率化は、電力問題において極めて重要な位置づけにある。モータと一言でいっても、さまざまな種類のモータが存在するが、中でも高効率なモータが永久磁石同期モータ（以下 PMSM）である⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。PMSM は、小型、軽量、高出力といった特徴から、電車や自動車といった移動体を中心に利用されている。一方で、他のモータと比較して高価であることから、これら以外の用途への普及はあまり進んでいない。PMSM の効率は、その駆動制御技術により大きく異なり、これを誤ると著しい効率の低下を招く恐れもある。すなわち、効率的な PMSM の駆動には、それ相応の駆動制御技術が必要不可欠である。中でも、PMSM の駆動制御技術の内、効率を重視する上で最も重要な位置づけにあるのが、回転子位相に基づくベクトル制御である⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。回転子位相情報を得るには、位置・速度センサを装着すればよいが、製造コストの増大、モータの軸方向体積の増大、熱的・機械的・電氣的信頼性の低下などの問題が発生する。これらの問題を根本的に解決するのが、センサレスベクトル制御である^{(3),(4)}。

センサレスベクトル制御は、位置・速度センサに代わり、ソフトウェア的に実現した位相速度推定アルゴリズムを用いて、ベクトル制御を遂行する技術である。速度領域を低速と高速に大別する場合、高速領域における回転子位相推定には、誘起電圧相当値を処理して位相推定値を得る方法（誘起電圧利用法）が有効である^{(3),(4)}。誘起電圧の信号レベルは、PMSM の回転速度に比例して増減するため、ゼロ速度を含む低速領域において、誘起電圧利用法は位相推定値を安定的に生成しえない。

ゼロ・低速領域における回転子位相推定法としては、高周波信号を印加する方法（高周波信号印加法）⁽³⁾⁻⁽²⁰⁾、PWM（パルス幅変調）併用電力変換器（インバータ）で利用される PWM に手を加える方法（PWM 変更法）⁽²¹⁾⁻⁽²³⁾、モータとインバータの中性点間電位を用いる方法（中性点電位利用法）⁽²⁴⁾がある。これら方法の適用には、PMSM は高周波電流に対してある程度の d 軸 q 軸インダクタンス比を満たす突極特性を有する必要がある。PMSM の材質、構造等の原因により、突極位相は、駆動電流に応じ回転子位相との相違を示すが、位相補正を通じ、突極位相推定値を回転子位相に収斂させることは可能である^{(3),(4)}。

高周波信号印加法は、PMSM に駆動とは関わりの無い高周波信号を印加（変調）し、その応答から回転子位相の推定（復調）を行うものである^{(3),(4)}。印加信号としては、高周波電圧を印加

する方法（高周波電圧印加法）と高周波電流を印加する方法（高周波電流印加法）がある。高周波電圧印加法は、PMSM に高周波電圧を印加し、その応答である高周波電流を処理して回転子位相を推定するものである。対して、高周波電流印加法は、PMSM に高周波電流を印加し、対応した高周波電圧を処理して回転子位相を推定するものである。現行の一般的なインバータが電圧形であるためか、現状では高周波電圧印加法のみが実用的なものとなっている^{(3),(4)}。

PWM 変更法は、インバータで利用される PWM のスイッチングパターンに手を加えることにより高周波電圧を発生させ、その応答である高周波電流を処理して回転子位相を推定するものである⁽²¹⁾⁻⁽²³⁾。PWM の変更により発生する高周波電圧の周波数は、PWM 搬送波の周波数と同一であり、位相推定の速応性の向上および可聴音響ノイズの低下に対して効果的である。一方で、インバータで特殊な PWM 処理を行う必要があり、この汎用性は乏しい。また、これに伴う制御性能の低下が予想される。

中性点電位利用法は、インバータと PMSM 間の中性点電位を利用して位相を推定するものである⁽²⁴⁾。本法は、電圧から位相情報を抽出するため、これに含まれるノイズが小さいようであり、比較的突極比の小さな PMSM にも適用可能なようである。一方で、中性点電位の発生にはある程度の電圧の発生が必要であり、ゼロ速度を含めた位相推定には、高周波電圧を発生させるなどの工夫が必要なようである⁽²⁴⁾。また、中性点電位を引き出す必要があり、この汎用性は乏しい。

以上のことから、汎用性に優れる高周波電圧印加法が最も実用的な位相推定法となっている。高周波電圧印加法の主要残置課題として、位相推定の速応性の向上、可聴音響ノイズの低減がある。位相推定の速応性制限は、基本的に位相推定に利用される各種フィルタ処理に起因している^{(3),(4)}。このため、速応性が高いフィルタ処理、あるいは、この種のフィルタを極力必要としない位相推定法が求められている。可聴音響ノイズは、印加高周波電圧により発生する高周波電流の振幅・周波数に起因して発生する^{(3),(4)}。高周波電流の振幅・周波数は、印加高周波電圧の振幅・周波数の支配的な影響を受けるため、可聴音響ノイズは印加高周波電圧の振幅・周波数に起因したものと認識可能である。音響ノイズの不可聴領域は、20kHz 以上の超音波領域はもとより、平均的には 16kHz 以上のものである^{(11),(16)}。4kHz~16kHz の可聴領域においては、概して、周波数の向上につれ可聴性が低下する特性があるため、より高い周波数をもつ高周波電圧印加による位相推定法が求められている。

これらに有効な対策として、インバータで利用される PWM 搬送波と同程度の周波数（周波数比で、1~1/10 程度）をもつ高周波電圧を印加する方法（以下、搬送高周波電圧印加法と呼称）が提案されている⁽⁵⁾⁻⁽²⁰⁾。搬送高周波電圧印加法は、高周波電圧の形状、高周波電圧を印加する座標（変調座標）、高周波電流を検出し回転子位相を推定する座標（復調座標）から大別可能である。これを表 1.1 に示した。

高周波電圧の形状の代表的なものとしては、直線形高周波電圧と真円形高周波電圧がある^{(3),(4)}。直線形高周波電圧は、直線軌跡上を空間的に変化する高周波電圧である^{(5)-(12),(15)}。電流サンプリング周期と印加高周波電圧周期の比（以下、サンプリング周期比と呼称）が 2 である場合には、直線形以外の選択肢がないため、搬送高周波電圧印加法の高周波電圧の形状として最も多

表 1.1 搬送高周波電圧印加法の分類

高周波電圧の形状		
直線形	真円形	楕円形
変調座標		
静止座標	回転座標	
復調座標		
静止座標	回転座標	

く利用されている。真円形高周波電圧は、真円軌跡上を空間的に変化する高周波電圧である⁽¹³⁾⁻⁽¹⁷⁾。直線形高周波電圧と比較して、位相推定に適した特徴があり^{(3), (4)}、サンプリング周期比が3より大きい場合に利用される。一方で、トルク脈動は直線形高周波電圧と比較して大きくなる傾向にあり、可聴音響ノイズもこれに伴い大きくなる^{(3), (4)}。これらの高周波電圧の形状の他に、もう一つの高周波電圧の形状として、空間的に楕円軌跡上で変化する楕円形高周波電圧もある^{(3), (4), (18)-(20)}。楕円形高周波電圧は、直線形高周波電圧と真円形高周波電圧の中間にあたり、直線形高周波電圧と真円形高周波電圧を内包した高周波電圧である^{(3), (4)}。このような特徴から、楕円形高周波電圧は、一般解の導出等の解析に優れた高周波電圧である。一方で、直線形高周波電圧、真円形高周波電圧に基づいた解析結果と比較すると複雑なものとなる。

変調座標、復調座標として、大きくは静止座標 (uvw 座標, $\alpha\beta$ 固定座標) と回転座標 ($\gamma\delta$ 準同期座標) がある。これらそれぞれの座標として、静止座標、回転座標を個別に指定することも可能である^{(5), (8)}。しかし、この場合、印加高周波電圧と対応した応答高周波電流の間には、回転座標の座標速度に対応した周波数差が存在し、高周波電流の検出、位相推定が容易ではなくなる。復調座標を静止座標とする場合^{(5), (6), (10), (13)}、固定子電流の駆動用成分は、回転座標の座標速度に対応した周波数成分となるため、固定子電流からの高周波電流の検出が回転座標とする場合と比較して容易ではない。また、磁氣的突極特性に起因した位相推定値の $\pm\pi$ の曖昧さから、位相推定がやや複雑なものとなるようである。以上により、高周波電流検出、位相推定の観点から、変調座標と復調座標は共に回転座標とすることが望ましい^{(6), (7), (9)-(12), (14)-(20)}。

高周波電圧印加法において、回転子位相情報は、印加された高周波電圧の応答たる高周波電流内に存在する。高周波電圧印加法の要は、如何にして高周波電流内の位相情報を抽出し、位相相当値を生成するかにある。しかしながら、高周波電流は、電圧周波数をPWM搬送波に近づけるにつれ、微分不連続な応答を示す⁽⁵⁾⁻⁽²⁰⁾。PWM搬送波と比較し周波数比約1/20以下の周波数の高周波電圧を印加する従前高周波電圧印加法では、微分連続な応答を前提とした解析・処理方法が多用されてきた^{(3), (4)}。しかし、搬送高周波電圧印加法では、この前提と方法はもはや適用できず、固定子電流に対して差分処理を前提とした解析・処理方法が用いられてきた^{(5)-(12), (15), (16)}。差分処理は、広帯域ハイパスフィルタとみなすことが可能であり、サンプリング周期比を2とした直線形高周波電圧を印加する場合には、適合した処理である^{(5)-(7), (10)-(12)}。ただし、広帯域のフィルタは速応性に優れる反面で、固定子電流に含まれるノイズの除去が十分に行われず、位相推定性能の劣化を招く結果につながる。一方で、サンプリング周期比を2より大きくする場合には、

高周波電流の振幅減衰を招くため、固定子電流に含まれるノイズに対し脆弱という問題を内包している^{(8), (9), (11), (12), (15), (16)}。

搬送高周波電圧印加法の位相推定性能は、高周波電流または電流差分値等の高周波電流相当値から如何にして回転子位相情報を抽出するかで決定づけられる。この方法として、種々多様な方法が提案されているが、このほとんどは、特定のサンプリング周期比、電圧形状に限るものとして提案されている⁽⁵⁾⁻⁽¹⁷⁾。このような設計に関する自由度の低下は、汎用性の低下を招き、この適応可能領域を狭める結果につながる。

本論文では、差分処理を前提のしない印加高周波電圧と応答高周波電流の離散時間関係を導出する。この際、印加高周波電圧は、任意の振幅・周波数を持つ楕円形高周波電圧とする。これにより、一般性の高い関係式を導出する。本解析結果の理論的妥当性を、数値検証および実機検証の両面より検証する。得られた解析結果を基に、新規な構造をもつ種々の位相推定法を提案する。提案位相推定法の有用性は、実機検証を通じて確認される。

本論文は、全9章で構成されている。各章の構成は、以下の通りである。第2章では、提案法の構築・解析の基礎となる数学モデルを整理する。第3章では、提案センサレスベクトル制御系の基本構成と主構成要素の設計法を示す。第4章では、離散時間領域における印加高周波電圧に対応した応答高周波電流の解析解を示す。第5章から第8章では、各章にて第4章にて得た解析結果に基づき、インバータで利用されるPWM搬送波に対して比較的低い周波数を持つ電圧を印加する従前の高周波電圧印加法を搬送高周波電圧印加法に適した形で再構築し、新規な構造を持つ位相推定法（位相偏差相当値生成法）を提案する。第9章で、本論文を総括する。

第2章 永久磁石同期モータの動的数学モデル

永久磁石同期モータ (PMSM) の特性解析・制御設計をするにあたり、この動特性を近似的に数学表現した動的数学モデルが必要不可欠である^{(1),(2)}。本章では、 uvw 座標系、 $\alpha\beta$ 固定座標系、 dq 同期座標系、 $\gamma\delta$ 一般座標系の主要4座標系において、PMSMの動的数学モデルを説明する。

本章は、以下のように構成される。次の2.1節では、 uvw 座標系上におけるPMSMの動的数学モデルを説明する。2.2節では、 $\alpha\beta$ 固定座標系上におけるPMSMの動的数学モデルを説明する。2.3節では、 dq 同期座標系上におけるPMSMの動的数学モデルを説明する。2.4節では、 $\gamma\delta$ 一般座標系上におけるPMSMの動的数学モデルを説明する。

2.1 uvw 座標系上の動的数学モデル

2.1.1 モデル構築の前提

PMSMの動的数学モデルは、PMSMの主要な動特性を近似的に数学表現したものでなくてはならない。本モデルが複雑になりすぎると、解析・設計が困難となるため、可能な限りの簡易性と簡潔性が必要とされる。このための数学モデルの構築には、多くの場合以下のような近似のための前提を設けることが効果的である^{(1),(2)}。

- ① u, v, w 相の各巻線の電気磁気的特性は同一である。
- ② 電流、磁束の高調波成分は無視できる。
- ③ 一定速度駆動時の速度起電力は、正弦的である。
- ④ 磁気回路の飽和特性などの非線形特性は無視できる。
- ⑤ 磁気回路での dq 軸間磁束干渉は無視できる。
- ⑥ 磁気回路での損失である鉄損は無視できる。
- ⑦ 三相信号は、正相成分と逆相成分のみから構成され、ゼロ相成分は有しない。

これらの前提のもと、PMSMを回転軸方向から眺めた場合の電気回路は、図2.1のような三相Y形負荷として、等価的に構成することが可能である^{(1),(2)}。PMSMの固定巻線は、Y結線と Δ 結線とがあるが、いずれの結線においても三相固定子端子から見た場合、Y結線として等価的にみなすことが可能である。

図2.1では、中性点を基準とした各相端子電圧を v_u, v_v, v_w で、各相端子から中性点へ流れる電流を正とした相電流を i_u, i_v, i_w で表現している。これら、 u, v, w 相の各巻線は、2次元平面において、空間的に $2\pi/3$ [rad]の位相差を有する。また、回転子に装着されている永久磁石のN極は、 u 相巻線に対して位相 θ_α をなしているものとする。

2.1.2 uvw 座標系

図2.1の固定子巻線を考慮のうえ、図2.2に示した u 軸、 v 軸、 w 軸からなる uvw 座標系を考

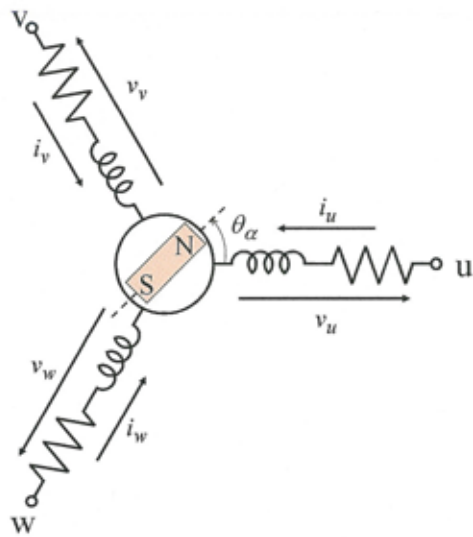


図 2.1 PMSM の Y 結線回路

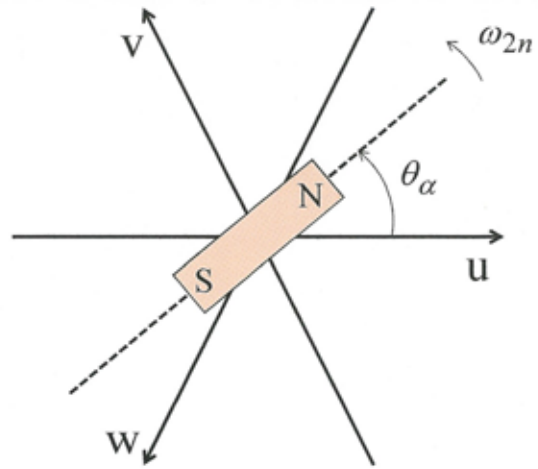


図 2.2 uvw 座標系と回転子位相の関係

える^{(1), (2)}。固定子巻き線と同様に、各軸は空間的に $2\pi/3$ [rad] の位相差を有する。また、回転子 N 極は、電気速度 ω_{2n} で回転しており、u 軸に対して位相 θ_α をなしているものとする。

2.1.3 数学モデル

上述前提のもとで、PMSM の動的数学モデルは、図 2.2 の uvw 座標系上において、(2.1)～(2.6) 式として記述される^{(1), (2)}。

【回路方程式 (第 1 基本式)】

$$\begin{aligned}
 v_{1t} &= R_1 i_{1t} + s\phi_{1t} \\
 &= R_1 i_{1t} + s\phi_{it} + s\phi_{mt} \\
 &= R_1 i_{1t} + s\phi_{it} + \omega_{2n} J_t \phi_{mt} \\
 &= R_1 i_{1t} + s\phi_{it} + e_{mt}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

$$\phi_{1t} = \phi_{it} + \phi_{mt} \tag{2.2}$$

$$\phi_{it} = [L_i I + L_m Q_t(\theta_\alpha)] i_{1t} \tag{2.3}$$

$$\phi_{mt} = \Phi_t u_t(\theta_\alpha) \tag{2.4}$$

$$e_{mt} = s\phi_{mt} = \omega_{2n} J_t \phi_{mt} \tag{2.5}$$

【トルク発生式 (第 2 基本式)】

$$\tau = N_p i_{1t}^T J_t \phi_{1t} = N_p i_{1t}^T J_t [L_m Q_t(\theta_\alpha) i_{1t} + \phi_{mt}] \tag{2.6}$$

上式において、 v_{1t} , i_{1t} , ϕ_{1t} は、それぞれ uvw 座標系における固定子電圧、電流、鎖交磁束を意味する (2.7a)～(2.7c) 式で定義された 3×1 ベクトルである。

$$v_{1t} \equiv [v_u \ v_v \ v_w]^T \tag{2.7a}$$

$$i_{1t} \equiv [i_u \ i_v \ i_w]^T \tag{2.7b}$$

$$\phi_{1t} \equiv [\phi_{1u} \ \phi_{1v} \ \phi_{1w}]^T \tag{2.7c}$$

ϕ_{it}, ϕ_{mt} は、固定子鎖交磁束 ϕ_{1t} を構成する (2.7d) ~ (2.7e) 式で定義された 3×1 ベクトルであり、 ϕ_{it} は固定子電流 i_{1t} により発生した固定子反作用磁束を、 ϕ_{mt} は回転子永久磁石に起因した固定子鎖交磁束（回転子磁束）を意味する。

$$\phi_{it} \equiv [\phi_{iu} \quad \phi_{iv} \quad \phi_{iw}]^T \quad (2.7d)$$

$$\phi_{mt} \equiv [\phi_{mu} \quad \phi_{mv} \quad \phi_{mw}]^T \quad (2.7e)$$

回転子磁束 ϕ_{mt} の微分値である e_{mt} は、回転子磁束の回転により発生した速度起電力（誘起電圧）を意味する (2.7f) 式で定義された 3×1 ベクトルである。

$$e_{mt} \equiv [e_{mu} \quad e_{mv} \quad e_{mw}]^T \quad (2.7f)$$

(2.7) 式の三相信号は、ゼロ相成分がないとの前提より、次の関係が成立している^{(1), (2)}。

$$v_u + v_v + v_w = 0 \quad (2.8a)$$

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad (2.8b)$$

$$\phi_{1u} + \phi_{1v} + \phi_{1w} = 0 \quad (2.8c)$$

$$\phi_{iu} + \phi_{iv} + \phi_{iw} = 0 \quad (2.8d)$$

$$\phi_{mu} + \phi_{mv} + \phi_{mw} = 0 \quad (2.8e)$$

$$e_{mu} + e_{mv} + e_{mw} = 0 \quad (2.8f)$$

また、 τ は発生トルクである。

Φ_i は誘起電圧係数と呼称されるモータパラメータであり、回転子磁束の強度を示す。 R_1 は固定子の巻線抵抗（固定子抵抗）であり、 N_p は極対数、 L_i, L_m はそれぞれ同相インダクタンス、鏡相インダクタンスである。

I は 3×3 単位行列、 J_t は 3×3 交代行列、 $Q_t(\theta_\alpha)$ は 3×3 鏡行列、 $u_t(\theta_\alpha)$ は 3×1 ベクトルである^{(1), (2)}。

$$J_t \equiv \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$Q_t(\theta_\alpha) \equiv \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\alpha & \cos\left(2\theta_\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(2\theta_\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(2\theta_\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(2\theta_\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos 2\theta_\alpha \\ \cos\left(2\theta_\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos 2\theta_\alpha & \cos\left(2\theta_\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$u_t(\theta_\alpha) \equiv \left[\cos\theta_\alpha \quad \cos\left(\theta_\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) \quad \cos\left(\theta_\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) \right]^T \quad (2.11)$$

回転子位相 θ_α は、電気速度 ω_{2n} と微積分の関係にある。すなわち、

$$s\theta_\alpha \equiv \omega_{2n} \quad (2.12a)$$

電気速度 ω_{2n} は、極対数 N_p を介して機械速度 ω_{2m} と (2.12b) 式の関係有する。

$$\omega_{2n} \equiv N_p \omega_{2m} \quad (2.12b)$$

数学モデルに利用した記号 s は、微分演算子 d/dt を意味する。本論文では、微分演算子とラプラス演算子との機能類似性を考慮し、記号 s をラプラス演算子としても利用する。記号 s がいずれを意味するかは、被作用信号が時刻 t の信号かラプラス変換後の信号かにより明らかである。脚符 t は、uvw 座標系上における 3×1 ベクトル信号であることを意味する。

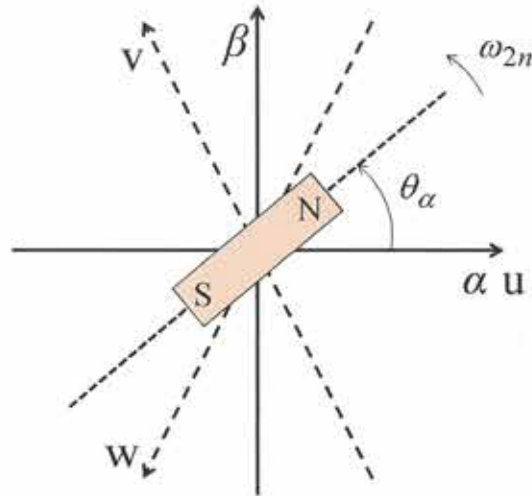


図 2.3 $\alpha \beta$ 固定座標系と uvw 座標系の関係

2.2 $\alpha \beta$ 固定座標系上の動的数学モデル

2.2.1 $\alpha \beta$ 固定座標系

図 2.2 に示した uvw 座標系は、2 次元平面上の座標であり、(2.7)式の uvw 座標系上で定義された 3×1 ベクトルは 2 次元平面上のベクトルである。2 次元平面上のベクトルを取り扱う上では、 3×1 ベクトルよりも 2×1 ベクトルとして表現したほうが適している。

(2.7)式の 3×1 ベクトルを 2×1 ベクトルに変換するため、図 2.3 に示した $\alpha \beta$ 固定座標系を考える^{(1),(2)}。同図において、uvw 座標系との関係を明示すべく破線にて v 軸と w 軸を示している。 α 軸は u 軸と同一方向であり、 β 軸は α 軸と直交している。

uvw 座標系上における 3×1 ベクトル信号と $\alpha \beta$ 固定座標系上における 2×1 ベクトル信号の相互変換は、(2.13)式で定義された $2/3$ 相変換器 S とこの転置行列たる $3/2$ 相変換器 S^T により可能である^{(1),(2)}。

$$S \equiv \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^T \quad (2.13)$$

(2.13)式において、係数 $\sqrt{2/3}$ は直交変換後の内積不変性確保するために導入されたものである^{(1),(2)}。

2.2.2 数学モデル

(2.7)式の uvw 座標系の 3×1 ベクトル信号を $\alpha \beta$ 固定座標系の 2×1 ベクトル信号へ変換するため、 $3/2$ 相変換器 S^T を左側より乗じる。

$$v_{ls} \equiv \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix}^T = S^T v_{lv} \quad (2.14a)$$

$$\mathbf{i}_{1s} \equiv \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}^T \mathbf{i}_{1t} \quad (2.14b)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{1s} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{1\alpha} & \phi_{1\beta} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}^T \boldsymbol{\phi}_{1t} \quad (2.14c)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{is} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{i\alpha} & \phi_{i\beta} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}^T \boldsymbol{\phi}_{it} \quad (2.14d)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{ms} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{m\alpha} & \phi_{m\beta} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}^T \boldsymbol{\phi}_{mt} \quad (2.14e)$$

$$\mathbf{e}_{ms} \equiv \begin{bmatrix} e_{m\alpha} & e_{m\beta} \end{bmatrix}^T = \mathbf{S}^T \mathbf{e}_{mt} \quad (2.14f)$$

ここに、脚符 s は、 $\alpha \beta$ 固定座標系上における 2×1 ベクトル信号であることを意味する。

(2.1)～(2.6), (2.14)式より、 $\alpha \beta$ 固定座標系における PMSM の動的数学モデルは、(2.15)～(2.20)式で記述される^{(1), (2)}。

【回路方程式 (第1基本式)】

$$\begin{aligned} v_{1s} &= R_1 \mathbf{i}_{1s} + s \boldsymbol{\phi}_{1s} \\ &= R_1 \mathbf{i}_{1s} + s \boldsymbol{\phi}_{is} + s \boldsymbol{\phi}_{ms} \\ &= R_1 \mathbf{i}_{1s} + s \boldsymbol{\phi}_{is} + \omega_{2n} \mathbf{J} \boldsymbol{\phi}_{ms} \\ &= R_1 \mathbf{i}_{1s} + s \boldsymbol{\phi}_{is} + \mathbf{e}_{ms} \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{1s} = \boldsymbol{\phi}_{is} + \boldsymbol{\phi}_{ms} \quad (2.16)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{is} = [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\alpha)] \mathbf{i}_{1s} \quad (2.17)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{ms} = \Phi \mathbf{u}(\theta_\alpha) \quad (2.18)$$

$$\mathbf{e}_{ms} = s \boldsymbol{\phi}_{ms} = \omega_{2n} \mathbf{J} \boldsymbol{\phi}_{ms} \quad (2.19)$$

■

【トルク発生式 (第2基本式)】

$$\tau = N_p \mathbf{i}_{1s}^T \mathbf{J} \boldsymbol{\phi}_{1s} = N_p \mathbf{i}_{1s}^T \mathbf{J} [L_m \mathbf{Q}(\theta_\alpha) \mathbf{i}_{1s} + \boldsymbol{\phi}_{ms}] \quad (2.20)$$

■

上式において、 Φ は(2.21)式により二相用にパラメータ変換された誘起電圧定数である^{(1), (2)}。

$$\Phi = \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_t \quad (2.21)$$

\mathbf{I} は 2×2 単位行列、 \mathbf{J} は 2×2 交代行列、 $\mathbf{Q}(\theta_\alpha)$ は 2×2 鏡行列、 $\mathbf{u}(\theta_\alpha)$ は 2×1 単位ベクトルである^{(1), (2)}。すなわち、

$$\mathbf{J} \equiv \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{Q}(\theta_\alpha) \equiv \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\alpha & \sin 2\theta_\alpha \\ \sin 2\theta_\alpha & -\cos 2\theta_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{u}(\theta_\alpha) \equiv \begin{bmatrix} \cos \theta_\alpha \\ \sin \theta_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.3 dq 同期座標系上の動的数学モデル

2.3.1 dq 同期座標系

(2.6), (2.20)式のトルク発生式が明示しているように、一定のトルクを発生させるには、回

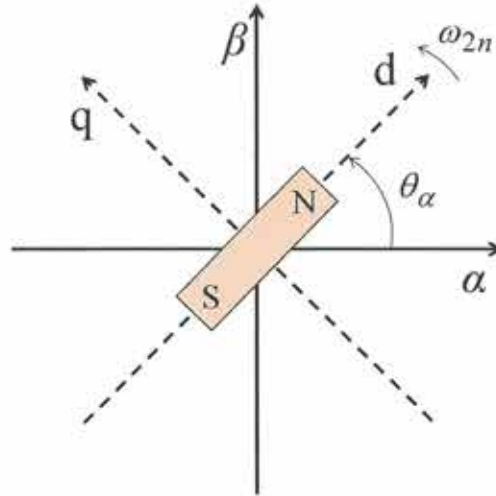


図 2.4 $\alpha\beta$ 固定座標系と dq 同期座標系の関係

転子位相に応じて、固定子電流を空間的に回転させる必要がある。この際、固定子電流は電気速度 ω_{2n} と同一の周波数をもつ信号である。制御を遂行する上で、周波数をもつ信号には、一般的に高次の制御器が必要となるため、望ましくはない。ゼロ周波数で信号を扱うには、回転子位相に応じて回転する回転座標系にて信号を定義する必要がある。本項では、回転座標系の中でもモータの動特性を記述するのに適した dq 同期座標系を紹介する^{(1),(2)}。

図 2.4 示した dq 同期座標系を考える^{(1),(2)}。d 軸は回転子 N 極方向となるように定義されており、この位相は α 軸からみた回転子の位相 θ_α と同一である。q 軸は、d 軸と直交している。 $\alpha\beta$ 固定座標系上のベクトル信号と dq 同期座標系上のベクトル信号の相互変換は、(2.25)式で定義されたベクトル回転器 $R(\theta_\alpha)$ とこの転置行列たる $R^T(\theta_\alpha)$ により可能である^{(1),(2)}。

$$R(\theta_\alpha) \equiv [\cos\theta_\alpha I + \sin\theta_\alpha J] = \begin{bmatrix} \cos\theta_\alpha & -\sin\theta_\alpha \\ \sin\theta_\alpha & \cos\theta_\alpha \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.3.2 数学モデル

(2.14)式の $\alpha\beta$ 固定座標系のベクトル信号を dq 同期座標系のベクトル信号へ変換するため、ベクトル回転器 $R^T(\theta_\alpha)$ を左側より乗じる。

$$v_{1r} \equiv \begin{bmatrix} v_d & v_q \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) v_{1s} \quad (2.26a)$$

$$i_{1r} \equiv \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) i_{1s} \quad (2.26b)$$

$$\phi_{1r} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{1d} & \phi_{1q} \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) \phi_{1s} \quad (2.26c)$$

$$\phi_{1r} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{1d} & \phi_{1q} \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) \phi_{1s} \quad (2.26d)$$

$$\phi_{mr} \equiv \begin{bmatrix} \phi_{md} & \phi_{mq} \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) \phi_{ms} \quad (2.26e)$$

$$e_{nr} \equiv \begin{bmatrix} e_{nd} & e_{nq} \end{bmatrix}^T = R^T(\theta_\alpha) e_{ns} \quad (2.26f)$$

ここに、脚符 r は、dq 同期座標系における 2×1 ベクトル信号であることを意味する。

(2.15)～(2.20), (2.26)式より、dq 同期座標系における動的数学モデルは、(2.27)～(2.32)式で記述される^{(1), (2)}。

【回路方程式 (第1基本式)】

$$\begin{aligned} v_{1r} &= R_1 i_{1r} + D(s, \omega_{2n}) \phi_{1r} \\ &= R_1 i_{1r} + D(s, \omega_{2n}) \phi_{ir} + D(s, \omega_{2n}) \phi_{nr} \\ &= R_1 i_{1r} + D(s, \omega_{2n}) \phi_{ir} + \omega_{2n} J \phi_{nr} \\ &= R_1 i_{1r} + D(s, \omega_{2n}) \phi_{ir} + e_{nr} \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\phi_{1r} = \phi_{ir} + \phi_{nr} \quad (2.28)$$

$$\phi_{ir} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} i_{1r} = \begin{bmatrix} L_d i_d \\ L_q i_q \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\phi_{nr} = \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$e_{nr} = D(s, \omega_{2n}) \phi_{nr} = \omega_{2n} J \phi_{nr} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{2n} \Phi \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

【トルク発生式 (第2基本式)】

$$\tau = N_p i_{1r}^T J \phi_{1r} = N_p (2L_m i_d + \Phi) i_q \quad (2.32)$$

上式において、 L_d, L_q はそれぞれ d 軸インダクタンス、q 軸インダクタンスであり、同相インダクタンス L_i 、鏡相インダクタンス L_m とは次の関係を有する^{(1), (2)}。

$$\begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$D(s, \omega_{2n})$ は、次式で定義された D 因子である^{(1), (2)}。

$$D(s, \omega_{2n}) \equiv [sI + \omega_{2n}J] = \begin{bmatrix} s & -\omega_{2n} \\ \omega_{2n} & s \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

2.4 $\gamma \delta$ 一般座標系上の動的数学モデル

2.4.1 $\gamma \delta$ 一般座標系

PMSM のセンサレスベクトル制御系を構築するには、 $\alpha \beta$ 固定座標系、dq 同期座標系を内包した座標系で定義されたベクトル信号を用いて動特性を記述する必要がある。本項では、両座標系を特別な場合として内包可能な $\gamma \delta$ 一般座標系を紹介する^{(1), (2)}。

図 2.5 に示した $\gamma \delta$ 一般座標系を考える^{(1), (2)}。 γ 軸は、任意の瞬時速度 ω_γ で回転しており、 γ 軸から見た回転子 (d 軸) の位相は θ_γ である。 δ 軸は、 γ 軸と直交している。 $\gamma \delta$ 一般座標系は、 $\theta_\gamma = \theta_\alpha$, $\omega_\gamma = 0$ とすることで、 $\alpha \beta$ 固定座標系に収斂し、 $\theta_\gamma = 0$, $\omega_\gamma = \omega_{2n}$ とすることで dq 同期座標系に収斂するという高い一般性を有する^{(1), (2)}。

dq 同期座標系上のベクトル信号と $\gamma \delta$ 一般座標系上のベクトル信号の相互変換は、(2.25)式

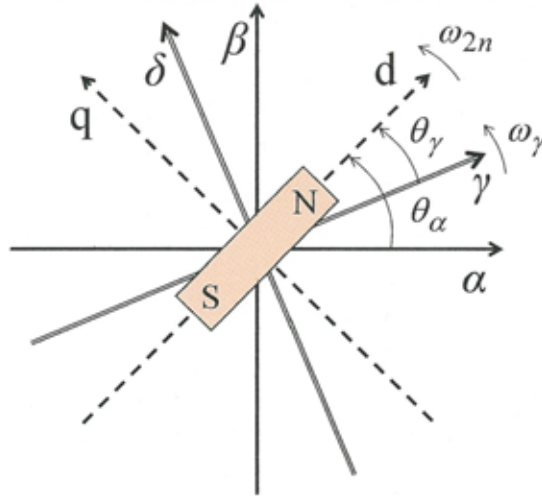


図 2.5 $\alpha \beta$ 固定座標系と dq 同期座標系と $\gamma \delta$ 一般座標系の関係

で定義されたベクトル回転器 $R(\theta_\gamma)$ とこの転置行列たる $R^T(\theta_\gamma)$ により可能である。

2.4.2 数学モデル

(2.26) 式の dq 同期座標系のベクトル信号を $\gamma \delta$ 一般座標系のベクトル信号へ変換するため、ベクトル回転器 $R(\theta_\gamma)$ を左側より乗じる。

$$v_1 \equiv [v_\gamma \quad v_\delta]^T = R(\theta_\gamma)v_{1r} \quad (2.35a)$$

$$i_1 \equiv [i_\gamma \quad i_\delta]^T = R(\theta_\gamma)i_{1r} \quad (2.35b)$$

$$\phi_1 \equiv [\phi_{1\gamma} \quad \phi_{1\delta}]^T = R(\theta_\gamma)\phi_{1r} \quad (2.35c)$$

$$\phi_i \equiv [\phi_{i\gamma} \quad \phi_{i\delta}]^T = R(\theta_\gamma)\phi_{ir} \quad (2.35d)$$

$$\phi_m \equiv [\phi_{m\gamma} \quad \phi_{m\delta}]^T = R(\theta_\gamma)\phi_{mr} \quad (2.35e)$$

$$e_m \equiv [e_{m\gamma} \quad e_{m\delta}]^T = R(\theta_\gamma)e_{mr} \quad (2.35f)$$

(2.27)～(2.32), (2.35) 式より, dq 同期座標系における動的数学モデルは, (2.36)～(2.41) 式で記述される^{(1), (2)}。

【回路方程式 (第 1 基本式)】

$$\begin{aligned} v_1 &= R_1 i_1 + D(s, \omega_\gamma) \phi_1 \\ &= R_1 i_1 + D(s, \omega_\gamma) \phi_i + D(s, \omega_\gamma) \phi_m \\ &= R_1 i_1 + D(s, \omega_\gamma) \phi_i + \omega_{2n} J \phi_m \\ &= R_1 i_1 + D(s, \omega_\gamma) \phi_i + e_m \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\phi_1 = \phi_i + \phi_m \quad (2.37)$$

$$\phi_i = [L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)] i_1 \quad (2.38)$$

$$\phi_m = \Phi u(\theta_\gamma) \quad (2.39)$$

$$e_{mr} = \omega_{2n} J \phi_m \quad (2.40)$$

■

【トルク発生式 (第2基本式)】

$$\tau = N_p i_1^T J \phi_1 = N_p i_1^T J [L_m Q(\theta_\gamma) i_1 + \phi_m] \quad (2.41)$$

■
 γ δ 一般座標系の数学モデルは, $\theta_\gamma = \theta_\alpha$, $\omega_\gamma = 0$ とする場合に, (2.15) ~ (2.20) 式の α β 固定座標系の数学モデルに, $\theta_\gamma = 0$, $\omega_\gamma = \omega_{2n}$ とすることで (2.27) ~ (2.32) 式の dq 同期座標系の数学モデルに帰着する。

第3章 センサレスベクトル制御系の基本構造

本論文では、第5章から第8章にて、種々の回転子位相推定法を提案している。各種回転子位相推定法の違いは、回転子位相と正相関の関係にある位相偏差相当値（正相関信号）を如何にして生成するかであり、正相関信号の生成を担う相関信号生成器を除く他の構成要素は共通である。本章では、センサレスベクトル制御系を構成する上で共通となる構成要素の詳細を示す。

本章は、以下のように構成される。次の3.1節では、センサレスベクトル制御系の構築の基礎となるセンサ利用ベクトル制御系の構造を示した後、センサレスベクトル制御系の構造を示す。3.2節では、回転子位相推定の要たる位相速度推定器の構造を示す。

3.1 ベクトル制御系の基本構造

PMSM のベクトル制御の根幹は、 dq 同期座標系上に電流を制御することによるトルク発生にある⁽²⁾。これには、 dq 同期座標系上の固定子電流が必要であり、同電流を得るには dq 同期座標系の位相を指定するベクトル回転器も必要である。ベクトル回転器に必要とされる回転子位相は、 α 軸から見た回転子磁束の位相（回転子位相）である。通常のベクトル制御系（センサ利用ベクトル制御系）においては、回転子位相は、PMSM に直接取り付けられたエンコーダ等の位置センサより得る。

センサレスベクトル制御系においては、 dq 同期座標系上に代わり、 dq 同期座標系への追従を目指した座標系（ $\gamma\delta$ 準同期座標系）で電流制御を遂行する^{(1),(2)}。図3.1に $\alpha\beta$ 固定座標系、 dq 同期座標系、 $\gamma\delta$ 準同期座標系の関係を図示した^{(1),(2)}。 $\gamma\delta$ 準同期座標系の位相と速度は dq 同期座標系の位相と速度に収斂されることが期待されている。

本節では、センサレスベクトル制御系の基本となるセンサ利用ベクトル制御系を与え、センサ

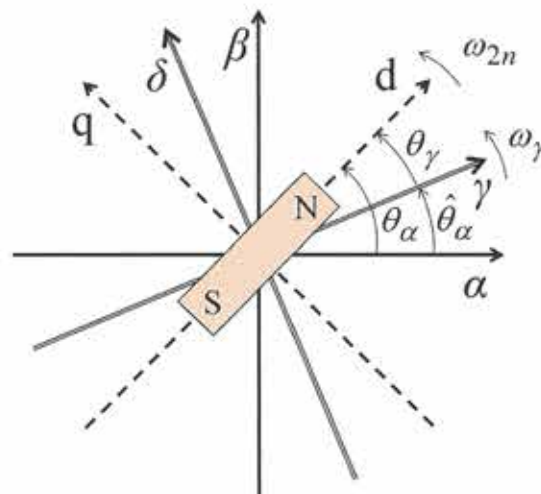


図 3.1 $\alpha\beta$ 固定座標系と dq 同期座標系と $\gamma\delta$ 準同期座標系の関係

レスベクトル制御系を示す。また、センサレスベクトル制御系の構成要素の内、各種制御器と分離フィルタの設計法を示す。

3.1.1 センサ利用ベクトル制御系の全体構造

位置センサを利用した PMSM のベクトル制御系の代表的全体構造を図 3.2 に示した⁽²⁾。同図では、 3×1 ベクトルとして表現される三相信号と 2×1 ベクトルとして表現される二相信号を太線で表現しており、スカラ信号は細線で表現している。本論文では、以降でも本表現法を利用する。また、脚符 t, s, r は、それぞれ uvw 座標系上の三相信号、 $\alpha\beta$ 固定座標系上の二相信号、 dq 同期座標系上の二相信号であることを意味している。

本システムの動作は、以下のように説明される。電流検出器で検出された三相固定子電流 i_{1t} は、 $3/2$ 相変換器 S^T で $\alpha\beta$ 固定座標系上の二相電流 i_{1s} に変換された後、ベクトル回転器 $R^T(\theta_\alpha)$ へと送られ dq 同期座標系上の二相電流 i_{1r} に変換され、電流制御器 (Current controller) へと送られる。電流制御器は、 dq 座標系上の二相電流指令値 i_{1r}^* に追従させるため、 dq 同期座標系上の二相電圧指令値 v_{1r}^* を生成する。電流制御器より生成された二相電圧指令値 v_{1r}^* は、ベクトル回転器 $R(\theta_\alpha)$ へと送られ $\alpha\beta$ 固定座標系上の二相電圧指令値 v_{1s}^* に変換された後、 $2/3$ 相変換器へと送られ uvw 座標系上の三相電圧指令値 v_{1t}^* に変換され、インバータ (Inverter) へと送られる。インバータは、 uvw 座標系上の電圧指令値に応じた三相電圧 v_{1t} を発生し、PMSM に印加する。

本システムにおいて、 dq 同期座標系上の二相電流指令値 i_{1r}^* は、トルク指令値 τ^* から指令変換器 (Command converter) を介し得ている。2つのベクトル回転器 $R(\theta_\alpha)$ 、 $R^T(\theta_\alpha)$ で使用される回転子位相 θ_α は、PMSM に直接取り付けられた位置センサ (PG) から得ている。速度検出器 (Speed detector) では、位置センサで得た回転子位相 θ_α を近似微分処理することにより検出している。

本システムでは、電流制御ループの上位に速度制御ループを構成する場合も示している。制御目的がトルク制御にある場合には、トルク指令値 τ^* は外部より得る。対して、制御目的が速度

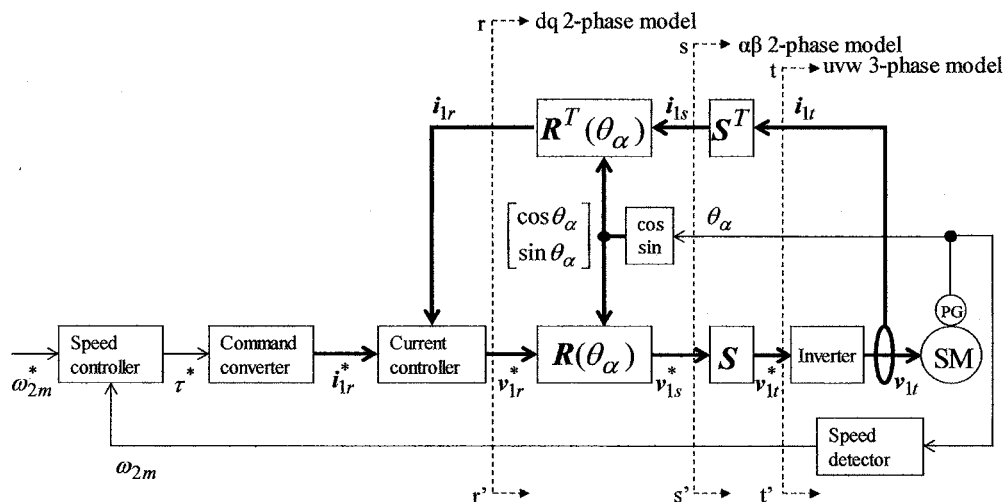


図 3.2 センサ利用ベクトル制御系の代表的全体構造

制御にある場合には、速度応答値 ω_{2m} を同指令 ω_{2m}^* に追従させるための速度制御器により生成されたトルク指令値 τ^* より得る。

制御器を設計する上では、制御器から見た制御対象 (PMSM) の把握が必要である。同図において、インバータが理想的な電圧生成をするならば、 $t-t'$ の破線から見た場合には、PMSM は (2.1) ~ (2.6) 式の uvw 座標系上で記述された動的数学モデルとして、 $s-s'$ の破線から見た場合には、PMSM は (2.15) ~ (2.20) 式の $\alpha\beta$ 固定座標系上で記述された動的数学モデルとして、 $r-r'$ の破線から見た場合には、PMSM は (2.27) ~ (2.32) 式の dq 同期座標系上で記述された動的数学モデルとして把握される。

3.1.2 センサレスベクトル制御系の全体構造

$\gamma\delta$ 準同期座標系にて高周波電圧を印加し、 $\gamma\delta$ 準同期座標系にて高周波電圧印加により発生する高周波電流を利用して位相・速度推定を行うセンサレスベクトル制御系の代表的構成を図 3.3 に示した^{(1),(2)}。同図における、電圧・電流に付された脚符 f, h は、各々、駆動用周波数成分、高周波成分を意味する。

センサレスベクトル制御系とセンサ利用ベクトル制御系との基本的な違いは、位置センサの代わりに取り付けられた位相速度推定器 (Phase-speed estimator) と分離フィルタ (Separation filter) にあり、制御器等の他の構成要素は同一である。

位相速度推定器と分離フィルタの動作は、以下のように説明される。 $\gamma\delta$ 準同期座標系上の二相高周波電圧指令値 v_{1h}^* を生成し、これを同一座標系上の二相駆動用電圧指令値 v_{1f}^* に重畳することで、PMSM に高周波電圧を印加する。 $\gamma\delta$ 準同期座標系上の二相固定子電流 i_1 は、分離フィルタにより、駆動用電流 i_{1f} と高周波電圧印加により発生する高周波電流 i_{1h} に分けられ、駆動用電流 i_{1f} は電流制御器へ、高周波電流 i_{1h} は位相速度推定器へ入力される。位相速度推定器は、 $\gamma\delta$ 準同期座標系上の二相高周波電流 i_{1h} から位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ と電気速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ を生成する。生成された位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ は、ベクトル回転器 $R(\hat{\theta}_\alpha)$ 、 $R^T(\hat{\theta}_\alpha)$ で使用され、電気速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ は、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ に変換された後、速度制御器へと入力される。

電流制御ループ内の分離フィルタの役割は、固定子電流に含まれる駆動用成分と位相推定用高

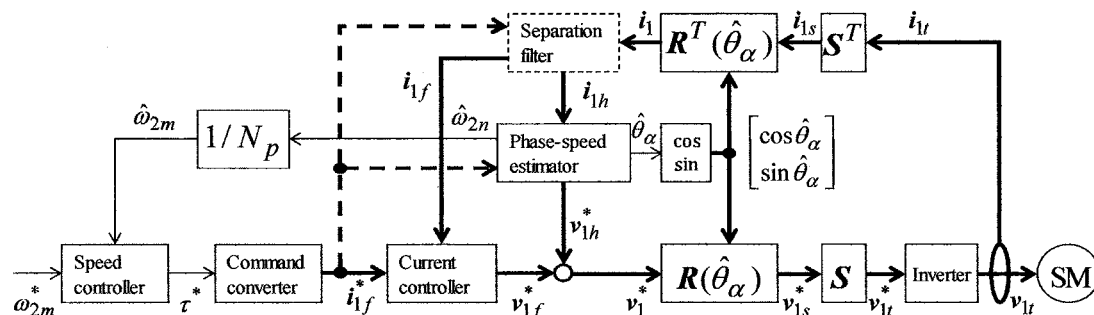


図 3.3 センサレスベクトル制御系の代表的全体構造

周波成分の分離抽出であり，電流制御器，位相速度推定器の構成如何で不要である^{(1), (2)}。この点を考慮し，図 3.3 では，分離フィルタを破線ブロックで示している。

図 3.3 のセンサレスベクトル制御系において，最も重要な機器は，位相速度推定器である。この詳細な構成は，次節にて示す。

3.1.3 センサレスベクトル制御系の制御器設計

(1) 電流制御器の設計

センサレスベクトル制御系において，電流制御器から見た PMSM は， $\gamma \delta$ 準同期座標系上の数学モデルとして記述されるが，センサ利用ベクトル制御系と同様に dq 同期座標系上の動的数学モデルとして等価的にみなすことも可能である^{(1), (2)}。dq 同期座標系上の動的数学モデルは，(2.27)～(2.31)式より次式で表現する。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + sL_d & -\omega_{2n}L_q \\ \omega_{2n}L_d & R_1 + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{2n}\Phi \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

(3.1)式は，dq 軸間の干渉項と誘起電圧項を外乱とみなす場合には，外乱を伴った一次系となる。上の認識に基づく PI 電流制御器は，(3.2)～(3.4)式に基づき構成・設計される⁽²⁾。

【PI 電流制御器】

$$v_{1f}^* = \begin{bmatrix} C_d(s) & 0 \\ 0 & C_q(s) \end{bmatrix} [i_{1f}^* - i_{1f}] \quad (3.2)$$

$$C_d(s) = \frac{d_{d1}s + d_{d0}}{s} \quad (3.3a)$$

$$C_q(s) = \frac{d_{q1}s + d_{q0}}{s} \quad (3.3b)$$

【電流制御器のためのゲイン設計】

$$d_{d1} = L_d \omega_{ic} - R_1 \approx L_d \omega_{ic} \approx L_i \omega_{ic} \quad (3.4a)$$

$$d_{d0} = L_d w_1 (1 - w_1) \omega_{ic}^2 \approx L_i w_1 (1 - w_1) \omega_{ic}^2 \quad (3.4b)$$

$$d_{q1} = L_q \omega_{ic} - R_1 \approx L_q \omega_{ic} \approx L_i \omega_{ic} \quad (3.4c)$$

$$d_{q0} = L_q w_1 (1 - w_1) \omega_{ic}^2 \approx L_i w_1 (1 - w_1) \omega_{ic}^2 \quad (3.4d)$$

$$0.05 \leq w_1 \leq 0.5 \quad (3.4f)$$

ここに， ω_{ic} は，電流制御系の帯域幅である。I ゲインを決定づける設計パラメータ w_1 は，原則式(3.4f)式に従い選定する。

(2) 速度制御器の設計

速度制御の制御対象である機械系の特性が，慣性モーメント J_m と粘性摩擦係数 D_m からなる 1 次遅れ系として表現されるものとする^{(1), (2)}。

$$\omega_{2m} = \frac{1}{J_m s + D_m} \tau \quad (3.5)$$

速度制御器をPI制御器で設計する場合には、次の(3.6)～(3.8)式に基づき設計される⁽²⁾。

【PI速度制御器】

$$\tau^* = C_s(s)(\omega_{2m}^* - \hat{\omega}_{2m}) \quad (3.6)$$

$$C_s(s) = \frac{d_{s1}s + d_{s0}}{s} \quad (3.7)$$

【速度制御器のためのゲイン設計】

$$d_{s1} = J_m \omega_{sc} - D_m \approx J_m \omega_{sc} \quad (3.8a)$$

$$d_{s0} = J_m w_1 (1 - w_1) \omega_{sc}^2 \quad (3.8b)$$

$$0.05 \leq w_1 \leq 0.5 \quad (3.8c)$$

ここに、 ω_{sc} は、速度制御系の帯域幅であり、 w_1 は I ゲインを決定づける設計パラメータである。

(3) 制御器の離散時間化

(3.2)～(3.4)、(3.6)～(3.8)式に与えた連続時間制御器による制御は、実際には離散時間的に遂行される。このため、これら制御器はサンプリング周期(制御周期) T_s で離散時間化する必要がある。簡単な離散時間化として、演算子変換法がある。

連続時間伝達関数を演算子変換法により離散化する場合、次式に従い微分演算子 s を遅延演算子 z^{-1} に変換し、離散時間伝達関数を得ればよい⁽²⁾。

$$s \rightarrow \frac{1}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{(1-r) + r z^{-1}} : 0 \leq r \leq 1 \quad (3.9)$$

ここに、 z^{-1} は遅延演算子を意味する。

(3.9)式において、 r を上限值 $r=1$ と選定する場合には前進差分近似に、 r を下限値 $r=0$ と選定する場合には後退差分近似に、 r を中間値 $r=0.5$ と選定する場合には双1次変換となる⁽²⁾。

3.1.4 分離フィルタの設計

図3.4に $\gamma\delta$ 準同期座標系上の固定子電流から、駆動用電流と高周波電流の抽出を担う分離フィルタの構成例を示した。同図における脚符 k は、制御システムの離散時間周期 T_s を省略して簡易表現した時刻 $t = kT_s$ を意味する。

分離フィルタの役割は、固定子電流 $i_{1,k}$ からこれに含まれる駆動用成分 $i_{1f,k}$ と高周波成分 $i_{1h,k}$ を分離・抽出することであり、これらは(3.10)式のように和の関係として表現される^{(1),(2)}。

$$i_{1,k} = i_{1f,k} + i_{1h,k} \quad (3.10)$$

$\gamma\delta$ 準同期座標系上では、駆動用電流の周波数は、おおむねゼロである。対して、高周波電流の周波数は、印加した高周波電圧と同一である。

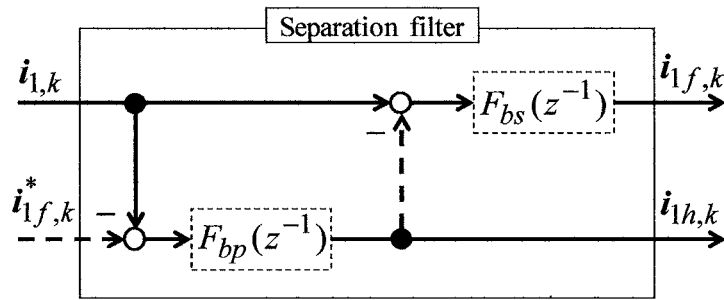


図 3.4 分離フィルタの構成例

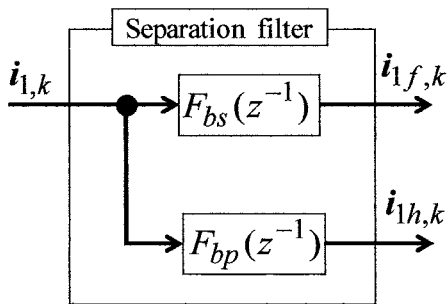


図 3.5 分離フィルタの代表的構成 I

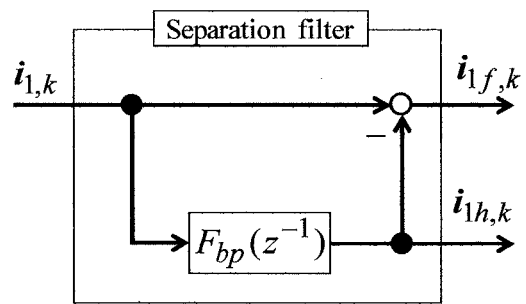


図 3.6 分離フィルタの代表的構成 II

高周波電流の周期(高周波電圧の周期) T_h は、サンプリング周期 T_s と周期比 N_h を介して、(3.11)式の関係にあるものとする。

$$T_h = N_h T_s \quad (3.11)$$

(3.11)式の関係は、 $N_h \geq 2$ を満足する任意の実数に関して、成立する。すなわち、(3.11)式の成立には、 N_h は正の整数である必要はなく、正の有理数、実数でよい。しかしながら、信号処理の観点からは、整数の選定が好都合である。

(3.11)式より、高周波電流の周波数は、次式となる。

$$\omega_h = \pm \frac{2\pi}{T_h} = \pm \frac{2\pi}{N_h T_s} \quad (3.12a)$$

$$\bar{\omega}_h = \pm \frac{2\pi}{N_h} \quad (3.12b)$$

ここに、 $\bar{\omega}_h$ は周波数 ω_h の正規化値であり、周波数 ω_h とは(3.13)式の関係にある。

$$\bar{\omega}_h \equiv \omega_h T_s \quad (3.13)$$

図 3.5, 3.6 に分離フィルタの代表的な構成を示した。図 3.5 の構成は、バンドストップフィルタとバンドパスフィルタを並列配置したものである。図 3.6 の構成は、先にバンドパスフィルタにより固定子電流 $i_{1,k}$ から高周波成分 $i_{1h,k}$ を抽出し、(3.10)式の関係より、固定子電流 $i_{1,k}$ から高周波成分 $i_{1h,k}$ を減算することにより駆動用成分 $i_{1f,k}$ を得るものである。

図 3.4 の構成では、分離フィルタはデジタルバンドパスフィルタとデジタルバンドストップフィルタの 2 機器から構成されている。この種のデジタルフィルタの設計法として、大きくは「連続時間上でアナログフィルタを設計し、演算子変換法等により離散時間化する方法」と、

「離散時間上で直接設計する方法」がある。前者で設計する場合は、アナログフィルタとこれを離散時間化したデジタルフィルタとの間には、離散時間化に伴う振幅・位相特性の変化が生じる。特に、抽出・除去する周波数成分がPWM搬送波と同程度の非常に高い周波数の場合には、この影響は顕著に表れる。このため、後者での設計が望ましい。以下にこれらの詳細を説明する。

(1) デジタルバンドパスフィルタの設計

デジタルバンドパスフィルタの役割は、固定子電流に含まれる駆動用電流を除去し、高周波電流を抽出することにある。高周波電流を抽出する際に、高周波電流に位相遅れ・位相進みが生じる場合、位相速度推定器がこの補償機能を備えていなければ、位相推定値に位相遅れ・位相進みに応じた位相誤差をもたらすことになる。

所期の性能を持つデジタルバンドパスフィルタは、正規化周波数ゼロで完全減衰を、正規化周波数 $\bar{\omega}_h = 2\pi/N_h$ で完全通過のバンドパス特性を示す必要がある。加えて、正規化周波数 $\bar{\omega}_h = 2\pi/N_h$ で位相進み・位相遅れが無いことが望ましい。この種のデジタルバンドパスフィルタとしては、次のものがある⁽³⁾。

【高周波電流抽出用くし形フィルタ】

$$F_{bp}(z^{-1}) = \frac{1}{2}(1 - z^{-N_h/2}); N_h = 2, 4, 6, \dots \quad (3.14)$$

【高周波電流抽出用バンドパスフィルタ】

$$F_{bp}(z^{-1}) = \frac{2}{N_h} \sum_{k=0}^{N_h-1} \cos(k\bar{\omega}_h) z^{-k}; N_h \geq 3 \quad (3.15)$$

高周波電流の周波数が十分に大きい場合には、バンドストップフィルタ $F_{bp}(z^{-1})$ に代わり、高帯域のハイパスフィルタ $F_h(z^{-1})$ を利用することも可能である。正規化周波数 $\bar{\omega}_h = \pi$ ($N_h = 2$)で完全通過を達成するハイパスフィルタとして、次のフィルタの適応を提案する。

【高周波電流抽出用ハイパスフィルタ】

$$F_h(z^{-1}) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} (-1)^k z^{-k} \quad (3.16)$$

ここに、 N_s は正の整数である。

上記フィルタの利用には、 N_h は2以上の正の整数である必要がある。(3.14)式のフィルタは、 $N_h = 2$ とする場合、 $N_s = 2$ とした場合の(3.16)式のフィルタも同一のフィルタとなる。このフィルタは、次式に示す単純差分処理を遂行するものに他ならない。

$$F_h(z^{-1}) = \frac{1}{2}(1 - z^{-1}) \quad (3.17)$$

(3.17)式に基づくフィルタ(差分処理)の周波数応答を図3.7に示した。同図より明らかなように、差分処理は正規化周波数ゼロで完全減衰、正規化周波数 $\bar{\omega}_h = \pi$ で位相変化のない完全通過

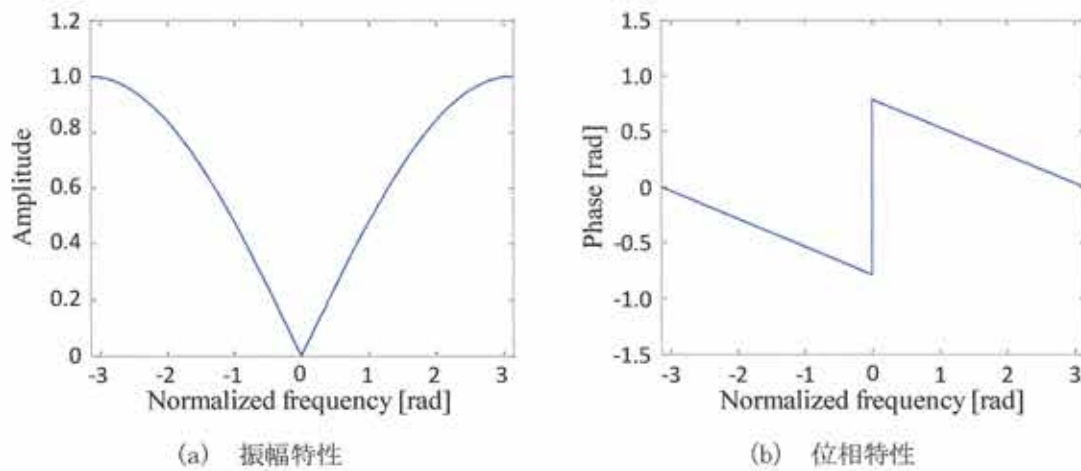


図 3.7 差分処理の周波数応答

のハイパス特性を示す。差分処理は、速応性に優れた広帯域のハイパスフィルタであるが、固定子電流の駆動用成分の過渡変化の影響が出現しやすいゼロ周波数近傍をそれなりに通過させるため、ノイズに対して脆弱である。(3.14)、(3.15)式のフィルタは、 $N_h=4$ とする場合、同一のフィルタとなる。(3.14)式は、くし形フィルタであり、 N_h が偶数の場合に限り利用可能である。(3.16)式のハイパスフィルタは、 $N_h=2$ の場合を除き振幅減衰と位相差が生じる点には注意が必要である。また、本フィルタの N_s は、周波数ゼロで完全減衰を達成するためには偶数とする必要がある。

デジタルバンドパスフィルタは、固定子電流に対して駆動用電流指令値を極性反転させて加算する場合や位相速度推定器の構成如何により、必ずしも必要とされない。図 3.4 では、この点を考慮し、破線ブロックで示している。

(2) デジタルバンドストップフィルタの設計

デジタルバンドストップフィルタ $F_{bs}(z^{-1})$ の役割は、固定子電流に含まれる高周波電流を除去し、駆動用電流を抽出することにある。所期の性能を持つデジタルバンドストップフィルタ $F_{bs}(z^{-1})$ は、正規化周波数 $\bar{\omega}_h = 2\pi/N_h$ で完全減衰、正規化周波数ゼロで完全通過のバンドストップ特性を示す必要がある。この種のデジタルバンドストップフィルタ $F_{bs}(z^{-1})$ としては、次のものがある^{(2),(3)}。

【高周波電流除去用くし形フィルタ】

$$F_{bs}(z^{-1}) = \frac{1}{2}(1 + z^{-N_h/2}); N_h = 2, 4, 6, \dots \quad (3.18)$$

■

【1次新中ノッチフィルタ】

$$F_{bs}(z^{-1}) = \frac{1 - 2\cos\bar{\omega}_h z^{-1} + z^{-2}}{2(1 - \cos\bar{\omega}_h z^{-1})} \quad (3.19)$$

高周波電流除去用くし形フィルタと1次新中ノッチフィルタは、 $N_h = 4$ とする場合には、次式のくし形フィルタとなる。

$$F_{bs}(z^{-1}) = \frac{1}{2}(1 + z^{-2}) \quad (3.20)$$

高周波電流の周波数が十分に大きい場合には、バンドストップフィルタ $F_{bs}(z^{-1})$ に代わり、高帯域のローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ を利用することも可能である。正規化周波数 $\bar{\omega}_h = 2\pi/N_h$ で完全減衰を達成するローパスフィルタとしては、次の移動平均フィルタがある⁽²⁾。

【移動平均フィルタ】

$$F_\ell(z^{-1}) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} z^{-k} \quad (3.21)$$

$$\approx \frac{1}{N_s} \frac{1 - r_d^{N_s} z^{-N_s}}{1 - r_d z^{-1}}; N_s = N_a N_h$$

ここに、 r_d は、離散時間処理に伴う不安定化を回避するために導入した正の小数である。実際的な r_d としては、演算素子許容の1に近い最大小数を選定すれば良い⁽²⁾。

上記フィルタは、 $N_s = N_h = 2$ とする場合には、正規化周波数 $\bar{\omega}_h = \pi$ で完全減衰、正規化周波数ゼロで完全通過のローパス特性を示す次式の移動平均フィルタとなる。

$$F_\ell(z^{-1}) = \frac{1}{2}(1 + z^{-1}) \quad (3.22)$$

デジタルバンドストップフィルタは、固定子電流に対してバンドパスフィルタより抽出された高周波電流を極性反転して加算処理を施す場合や、高周波電流の周波数が電流制御系帯域の外側に存在する場合には、必ずしも必要ではない。この点を考慮し、図3.4では破線ブロックで示している。

3.2 位相速度推定器のシステム構造

位相速度推定器の構成例を図3.8に示した^{(1),(2)}。位相速度推定器は大きくは、高周波電圧指令器 (HFVC: High-frequency voltage commander)、相関信号生成器 (Correlation signal generator)、位相同期器 (Phase synchronizer) の3機器から構成される。また、補助機器として、位相補償器 (Phase compensator) が用いられることもある。以下にこの詳細を説明する。

(1) 高周波電圧指令器

高周波電圧指令器の役割は、高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ を生成し、PMSMの駆動用電圧 $v_{1f,k}^*$ に重畳印

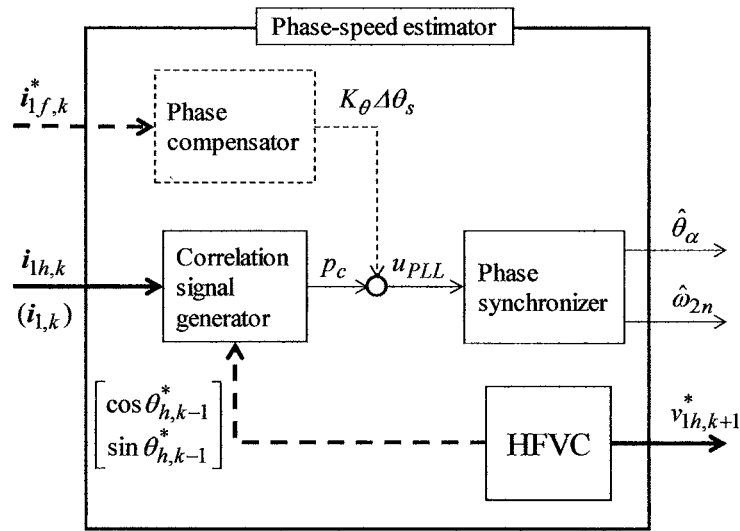


図 3.8 位相速度推定器の構成例

加することである。また、相関信号生成器で高周波電圧の情報を必要とする場合には、これを相関信号生成器へと送る。

(2) 相関信号生成器

相関信号生成器の役割は、高周波電流 $i_{1h,k}$ を処理して γ 軸から評価した回転子位相（位相偏差） θ_γ に対して正相関（回転子位相に対する微分値が正）の関係にある信号（正相関信号） p_c を生成することである。理想的な正相関信号 p_c は、回転子位相 θ_γ そのものであり、位相偏差相当値とも呼称される。相関信号生成器の構成如何により、高周波電流 $i_{1h,k}$ に代わり固定子電流 $i_{1,k}$ を利用することも可能である。この点を考慮して、図 3.8 では、括弧付けで固定子電流を示している。

正相関信号（位相偏差相当値）の生成には、高周波電圧指令器より印加高周波電圧の情報を受け取り利用するものもある^{(1),(2)}。一定値の情報としては、高周波電圧指令の基本振幅、平均周波数があるが、これは事前に把握可能である。価値のある時変情報は、高周波電圧指令の位相情報の余弦値と正弦値である。相関信号生成器の構成如何により、これらの情報は必要とされない場合もある^{(1),(2)}。この点を考慮して、図 3.8 の構成では余弦値、正弦値は破線で示している。

正相関信号（位相偏差相当値）として理想的な信号は、 $-\pi/2 \leq \theta_\gamma \leq \pi/2$ [rad] の領域において、信号係数 K_θ を介した比例関係にある (3.23) 式の信号である。

$$p_c = K_\theta \theta_\gamma ; K_\theta = \text{const} \quad (3.23)$$

本論文では、(3.23) 式が近似的に成立する領域を線形近似領域と、正相関信号が回転子位相に対して正相関の関係にある領域を正相関領域と呼称する。達成可能な線形近似領域および正相関領域は、PMSM の突極特性の周期により、最大で $\pm\pi/2$ [rad] である^{(1),(2)}。しかし、印加高周波電圧の形状および正相関信号の生成法の如何により、これらの領域は大きく変化する。

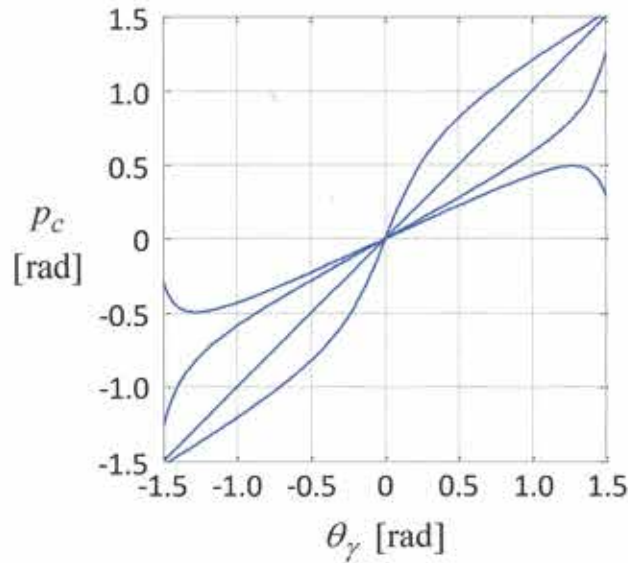


図 3.9 正相関信号の 4 例

図 3.9 に正相関信号の 4 例を示した。同図において、横軸は γ 軸からみた回転子位相（位相偏差相当値） θ_γ であり、縦軸は正相関信号 p_c である。両軸とも単位は rad である。最も優れた正相関信号は、領域 $-\pi/2 \leq \theta_\gamma \leq \pi/2$ [rad] で、(3.23) 式を満足する信号であり、同図において回転子位相 θ_γ が正の領域で上から 2 番目の信号である。

正相関領域において、正相関信号 p_c のゼロ収束 $p_c \rightarrow 0$ は、回転子位相 θ_γ のゼロ収束 $\theta_\gamma \rightarrow 0$ を意味する。回転子位相のゼロ収束は、 γ δ 準同期座標系の dq 同期座標系への収束も意味している。正相関信号のゼロ収束は、位相同期器により達成される。

相関信号生成器は、回転子位相の推定性能を決定づける最も重要な機器である。この詳細な構成は、第 5 章～第 8 章にて説明する。

(3) 位相補償器

高周波電圧を印加する場合には、dq 軸間磁束干渉等の影響により、突極位相 $\theta_{\gamma s}$ が回転子位相 θ_γ に対して変位することが実験的に確認されている⁽⁴⁾。突極位相の変位 $\Delta\theta_s = \theta_{\gamma s} - \theta_\gamma$ は、印加高周波電圧の形状、回転子の形状、固定子電流等に依存する。このような特性を持つ PMSM においては、突極位相の変位に応じた補正を行う必要がある。正相関信号 p_c に対して、突極位相の変位 $\Delta\theta_s$ に対する補正を行う場合には、信号係数 K_θ を用いた位相補正信号 $K_\theta \Delta\theta_s$ を正相関信号 p_c に加算して、位相同期器への最終入力 u_{PLL} を生成すればよい^{(1), (2)}。すなわち、

$$\begin{aligned}
 u_{PLL} &= p_c + K_\theta \Delta\theta_s \\
 &\approx K_\theta (\theta_{\gamma s} + \Delta\theta_s) \\
 &= K_\theta \theta_\gamma
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

位相補正信号の生成法として、最も簡易なものは、次の固定子電流の駆動成分の δ 軸要素（ δ 軸電流）の一次近似とした次式である^{(1), (2)}。

$$\begin{aligned}
K_\theta \Delta\theta_s &\approx -K_c i_{f\delta,k} \\
&\approx -K_c i_{f\delta,k}^* \\
&\approx -K_c \hat{i}_{f\delta,k}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

(3.25)式における δ 軸電流としては、同実測値 $i_{f\delta,k}$ 、同指令値 $i_{f\delta,k}^*$ 、同推定値 $\hat{i}_{f\delta,k}$ が利用可能である。 δ 軸電流の簡単な推定法は、 δ 軸電流指令値に対してローパスフィルタ処理を施すことで実現可能である。すなわち、

$$\hat{i}_{f\delta,k} = F_\ell(z^{-1}) i_{f\delta,k}^* \tag{3.26}$$

(3.26)式における $F_\ell(z^{-1})$ は、デジタルローパスフィルタを意味する。位相補正信号を定めるための補正係数 K_c は、多くの場合、実験的に定めることになる^{(1),(2)}。

速度制御時に固定子電流を用いて補正信号を生成する場合には、速度推定値に含まれる速度推定誤差により、補正が正常に機能せず、制御性能を劣化させる場合がある。また、突極位相の変位が発生しない場合には、そもそも位相補償器は不要である。これらの点を考慮して、位相補償器は破線ブロックで示している。

(4) 位相同期器

位相同期器の役割は、入力信号 u_{PLL} のゼロへの収斂 $u_{PLL} \rightarrow 0$ を介して、回転子位相(α 軸から見た d 軸の位相) θ_α の推定値たる α 軸からみた γ 軸の位相 $\hat{\theta}_\alpha$ を生成することである。併せて、回転子の電気速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ も生成する。位相同期器の構成原理はPLL(phase-locked loop)法であり、一般化積分形PLL法に基づき構成される^{(1),(2)}。これは、(3.27)式で与えられる。

【一般化積分形PLL法】

$$\begin{aligned}
\omega_\gamma &= C_{PLL}(s)(p_c + K_\theta \Delta\theta_s) \\
&= C_{PLL}(s)u_{PLL}
\end{aligned} \tag{3.27a}$$

$$\hat{\theta}_\alpha = \frac{1}{s} \omega_\gamma \tag{3.27b}$$

$$\hat{\omega}_{2n} = \begin{cases} \omega_\gamma \\ F_\ell(s)\omega_\gamma \end{cases} \tag{3.27c}$$

$$C_{PLL}(s) = \frac{c_{n,m}s^m + c_{n,m-1}s^{m-1} + \dots + c_{n,0}}{s^m + c_{d,m-1}s^{m-1} + \dots + c_{d,0}} \tag{3.27d}$$

回転子速度推定値 $\hat{\omega}_{2n}$ は、 γ δ 準同期座標系速度をそのまま用いてもよいし、ローパスフィルタ処理して用いてもよい^{(1),(2)}。(3.27c)式では、直接利用する場合とローパスフィルタ $F_\ell(s)$ を用いる場合の2例を示している。

(3.27)式で与えられた一般化積分形PLL法に基づき構成される位相同期器は、各種制御器同様に実際には離散時間にて遂行される。このため、位相同期器もサンプリング周期 T_s で離散時間化する必要がある。

(3.27)式を離散時間化した1例を(3.28)式に示した⁽⁵⁾。

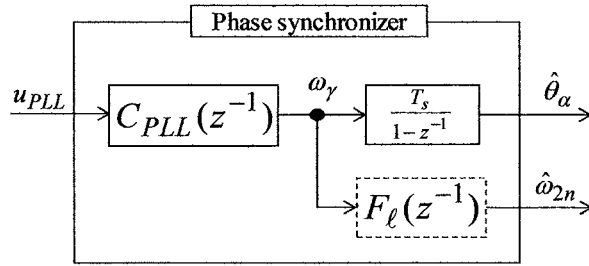


図 3.10 一般化積分形 PLL 法に基づく位相同期器の構成例

【一般化積分形 PLL 法 (離散時間化例)】

$$\begin{aligned}\omega_\gamma &= C_{PLL}(z^{-1})(p_c + K_\theta \Delta\theta_s) \\ &= C_{PLL}(z^{-1})u_{PLL}\end{aligned}\tag{3.28a}$$

$$\hat{\theta}_\alpha = \frac{T_s}{1-z^{-1}}\omega_\gamma\tag{3.28b}$$

$$\hat{\omega}_{2n} = \begin{cases} \omega_\gamma \\ F_\ell(z^{-1})\omega_\gamma \end{cases}\tag{3.28c}$$

$$C_{PLL}(z^{-1}) = \frac{c_{nz,0} + c_{nz,1}z^{-1} + \dots + c_{nz,m}z^{-m}}{1 + c_{dz,1}z^{-1} + \dots + c_{dz,m}z^{-m}}\tag{3.28d}$$

■

(3.28b)式は、(3.27b)式の積分処理 $1/s$ を、後退差分近似 ((3.9)式を用いて $r=0$ を条件に演算子変換)することにより離散時間化している。(3.28)式における $F_\ell(z^{-1})$ は、(3.27c)式のアナログローパスフィルタ $F_\ell(s)$ に対応した、デジタルローパスフィルタである。これは、(3.27c)式のアナログローパスフィルタ $F_\ell(s)$ を(3.9)式の演算子変換法に基づき離散時間化して実現してもよいし、離散時間領域で直接設計して実現してもよい。(3.28d)式における遅延演算子 z^{-1} の有理多項式の係数は、(3.9)式に基づき(3.27d)式を演算子変換して得ればよい。

図 3.10 に(3.28)式に基づいた位相同期器の構成を示した⁽⁵⁾。同図において、デジタルローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ は、使用されない場合もある点を考慮し破線ブロックで示してる。

第4章 印加高周波電圧と応答高周波電流

高周波電圧印加法の根幹は、印加高周波電圧の応答たる高周波電流を如何にして処理して正相関信号を生成するかにある^{(1),(2)}。正相関信号の生成法として、種々の方法が提案されているが、いずれにおいても印加高周波電圧に対する応答高周波電流(あるいは電流差分値等の高周波電流相当値)の解析解が必要不可欠である。印加高周波電圧の周波数をインバータ(PWM併用電力変換器)で利用されるPWM搬送波に近づけるにつれ、高周波電流は微分不連続な応答を示す。本課題を解決するため、従前の搬送高周波電圧印加法においては、電流に対して差分処理を前提とした解析解が位相情報抽出に用いられてきた⁽³⁾。本章では、各種高周波電圧に対応可能な離散時間高周波電流(微分不連続な高周波電流のサンプル値)の解析解を求める。

本章は、以下のように構成される。次の4.1節では、離散時間解析の基礎となる従来(印加電圧の周波数がPWM搬送波周波数に対して十分に低い場合)の高周波電圧印加法で広く利用されている連続時間高周波電圧と連続時間高周波電流の基本関係を整理する。4.2節では、提案法構築の基礎となる離散時間高周波電圧に対応した離散時間高周波電流の解析解を示す。この際、連続時間領域における解析解と、離散時間領域における解析解との大きな違いは、「高周波電流の振幅」と「高周波電流を構成する単位ベクトルの位相変化」として出現することを示す。本事実、これらの離散時間特性を補償することで従前の高周波電圧印加法を搬送高周波電圧印加法に適応可能であることを意味する。離散時間高周波電流の解析解の正当性・有用性は、数値検証、実機検証の両面より検証される。

なお、本章の内容は、著者らの文献(4)の内容の一部をまとめ直したものであることをあらかじめことわっておく。

4.1 印加高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析

4.1.1 印加高周波電圧と応答高周波電流の連続時間関係

モータ駆動用電圧に高周波電圧を重畳印加する場合、固定子の電圧、電流、磁束に関しては次式が成立する^{(1),(2)}。

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= v_{1f} + v_{1h} \\ i_1 &= i_{1f} + i_{1h} \\ \phi_1 &= \phi_{1f} + \phi_{1h} \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

位相推定用に重畳印加された高周波電圧 v_{1h} の周波数 ω_h は、駆動用電圧の周波数に対して次の関係が近似的に成立する程に十分に高いものとする^{(1),(2)}。

$$R_1 i_{1h} \ll D(s, \omega_\gamma) \phi_{1h} \quad (4.2)$$

γ δ 一般座標系上の回路方程式((2.36)式~(2.40)式)を用いて、(4.2)式を考慮すると、固定子の高周波電圧 v_{1h} 、高周波電流 i_{1h} 、高周波磁束 ϕ_{1h} に関しては、次の関係が近似的に成立す

る^{(1), (2)}。

$$\mathbf{v}_{1h} \approx \mathbf{D}(s, \omega_\gamma) \boldsymbol{\phi}_{1h} \quad (4.3a)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{1h} \approx [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \mathbf{i}_{1h} \quad (4.3b)$$

(4.3)式の関係は、以下のように書き改められる。

$$\boldsymbol{\phi}_{1h} = \mathbf{D}^{-1}(s, \omega_\gamma) \mathbf{v}_{1h} = \frac{\mathbf{D}(s, -\omega_\gamma)}{s^2 + \omega_\gamma^2} \mathbf{v}_{1h} \quad (4.4a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h} &= [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)]^{-1} \boldsymbol{\phi}_{1h} \\ &= \frac{1}{L_d L_q} [L_i \mathbf{I} - L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \boldsymbol{\phi}_{1h} \end{aligned} \quad (4.4b)$$

ここに、 \mathbf{K} は次式で定義された正方行列である。

$$\mathbf{K} \equiv \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} = \mathbf{Q}(0) \quad (4.5)$$

(4.3), (4.4)式が明示しているように、高周波磁束 $\boldsymbol{\phi}_{1h}$ は高周波電圧 \mathbf{v}_{1h} に対して積分的な動的関係にあるが、高周波電流 \mathbf{i}_{1h} は高周波磁束 $\boldsymbol{\phi}_{1h}$ に対して静的な関係にある。また、高周波電流 \mathbf{i}_{1h} は、位相情報を有しており、この位相は、鏡行列 $\mathbf{Q}(\theta_\gamma)$ の位相である。すなわち、高周波電圧印加法は、鏡行列位相を通じて回転子位相を推定するものである。鏡行列 $\mathbf{Q}(\theta_\gamma)$ は、鏡相インダクタンス L_m と一体に出現するため、鏡相インダクタンス L_m がゼロとなる非突極PMSMには、高周波電圧印加法の適応は出来ない。

印加高周波電圧 \mathbf{v}_{1h} の周波数 ω_h に関しては、座標系速度 ω_γ との相対比において、次の関係が成立しているものとする。

$$\left| \frac{\omega_\gamma}{\omega_h} \right| \ll 1 \quad (4.6)$$

(4.6)式が成立している状況下では、(4.4a)式はさらに以下のように近似される。

$$\boldsymbol{\phi}_{1h} \approx \frac{1}{s} \mathbf{v}_{1h} \quad (4.7)$$

(4.4b), (4.7)式の関係を整理すると、次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h} &= [L_i \mathbf{I} + L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)]^{-1} \frac{\mathbf{v}_{1h}}{s} \\ &= \frac{1}{L_d L_q} [L_i \mathbf{I} - L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \frac{\mathbf{v}_{1h}}{s} \end{aligned} \quad (4.8)$$

(4.8)式は、高周波電圧の形状いかんにかかわらず適応可能な関係である。

4.1.2 一定楕円形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析

印加高周波電圧の代表的な形状として、大きくは、真円形高周波電圧と直線形高周波電圧があるが、これらは楕円形高周波電圧の特別な場合として認識可能である^{(1), (2)}。すなわち、楕円形高周波電圧印加に対する応答高周波電流の解析解は、真円形高周波電圧印加と直線形高周波電圧印加に対する応答高周波電流を内包した一般性の高い解析解となる。

γ δ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定楕円

形連続時間高周波電圧を考える^{(1), (2)}。

【一定楕円形連続時間高周波電圧】

$$\begin{aligned} v_{1h} &= V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ K \sin \theta_h \end{bmatrix} \\ &= V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ K \sin \omega_h t \end{bmatrix}; V_h = \text{const}, K = \text{const}, \omega_h = \text{const} \end{aligned} \quad (4.9a)$$

$$\theta_h = \frac{\omega_h}{s} = \omega_h t \quad (4.9b)$$

$$0 \leq K \leq 1 \quad (4.9c)$$

ここに、 K は楕円係数と呼称され、 $K=1$ とする場合には一定真円形連続時間高周波電圧（後述(4.21)式）に、 $K=0$ とする場合には一定直線形連続時間高周波電圧（後述(4.27)式）に帰着する。

以降の議論では、一般性を失うことなく、高周波電圧の平均周波数 ω_h は正 $\omega_h > 0$ とする^{(1), (2)}。この前提は、印加高周波電圧に起因する高周波磁束、高周波電流の正相、逆相成分を区別するためのものである。周波数の極性が反転すると、正逆相反転が起きることがある。この前提は、正逆相反転に起因する記述上の混乱を避けるためのものであり、これにより議論の一般性を失うことはない。

上の前提に従い、記述上の簡略化を目的に、正相、逆相の単位ベクトルを以下のように定義しておく。

$$\mathbf{u}_p(\theta_h) \equiv \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ \sin \theta_h \end{bmatrix} \quad (4.10a)$$

$$\mathbf{u}_n(\theta_h) \equiv \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ -\sin \theta_h \end{bmatrix} \quad (4.10b)$$

正相逆相単位ベクトルの間には、(4.5)式の正方行列 \mathbf{K} を介した次の関係が成立している。

$$\mathbf{u}_p(\theta_h) = \mathbf{K} \mathbf{u}_n(\theta_h) \quad (4.11s)$$

$$\mathbf{u}_n(\theta_h) = \mathbf{K} \mathbf{u}_p(\theta_h) \quad (4.11b)$$

図4.1に γ δ 準同期座標系上における両単位ベクトルの関係を描画した。同図からも明らかなように、両単位ベクトルは、 γ 軸に対して鏡対象（線対称）の関係にあり、正相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_h)$ は単位円上を正の周波数 ω_h で正方向に空間的に回転し、逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_n(\theta_h)$ は単位円上を負の周波数 $-\omega_h$ で負方向へ空間的に回転する。

(4.9)式の一定楕円形連続時間高周波電圧は、上の正相逆相単位ベクトルを用い、以下のように表現することも可能である。

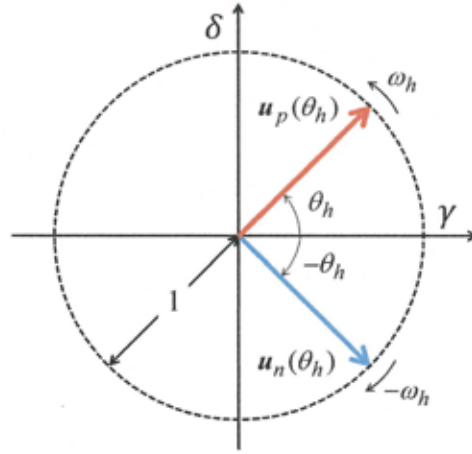


図 4.1 γ δ 準同期座標系上の正相単位ベクトルと逆相単位ベクトル

【一定楕円形連続時間高周波電圧の別表現 I】

$$\begin{aligned} v_{lh} &= v_{hp} + v_{hn} \\ &= V_h \left[\frac{1+K}{2} u_p(\theta_h) + \frac{1-K}{2} u_n(\theta_h) \right] \end{aligned} \quad (4.12a)$$

$$= V_h \left[\frac{1+K}{2} I + \frac{1-K}{2} K \right] u_p(\theta_h)$$

$$v_{hp} = V_h \frac{1+K}{2} u_p(\theta_h) = V_h \frac{1+K}{2} K u_n(\theta_h) \quad (4.12b)$$

$$v_{hn} = V_h \frac{1-K}{2} u_n(\theta_h) = V_h \frac{1-K}{2} K u_p(\theta_h) \quad (4.12c)$$

■

【一定楕円形連続時間高周波電圧の別表現 II】

$$\begin{aligned} v_{lh} &= V_h \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & K \end{bmatrix} u_p(\theta_h) \\ &= V_h \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -K \end{bmatrix} u_n(\theta_h) \end{aligned} \quad (4.13)$$

■

(4.12)式は、一定楕円形高周波電圧が、楕円係数 K の大きさにより、この正相成分 v_{hp} と逆相成分 v_{hn} の比が変化することを意味している。

以上の準備のもと、(4.9)式の連続時間高周波電圧 v_{lh} の印加に対する応答としての連続時間高周波電流 i_{lh} は、(4.12)式のより、次の正相成分 i_{hp} と逆相成分 i_{hn} との和として与えられる

(1), (2)。

【一定楕円形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の正相逆相表現】

$$i_{lh} = i_{hp} + i_{hn} \quad (4.14a)$$

$$\begin{aligned} i_{hp} &= [c_p I + s_p J] J^T u_p(\theta_h) \\ &= [c_p I + s_p J] u_p(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.14b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{J} \mathbf{u}_n(\theta_h) \\ &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.14c)$$

ただし,

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} + g_{pm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{pm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.15a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{ni} + g_{nm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{nm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.15b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (1+K)L_i \\ g_{pm} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (-(1-K)L_m) \\ g_{ni} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (1-K)L_i \\ g_{nm} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (-(1+K)L_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) = \mathbf{J}^T \mathbf{u}_p(\theta_h) = \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ -\cos \theta_h \end{bmatrix} \quad (4.17a)$$

$$\mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) = \mathbf{J} \mathbf{u}_n(\theta_h) = \begin{bmatrix} \sin \theta_h \\ \cos \theta_h \end{bmatrix} \quad (4.17b)$$

また, (4.13)式のより, 連続時間高周波電圧 v_{1h} の印加に対する応答としての連続時間高周波電流 i_{1h} は, 次の γ 軸要素, δ 軸要素として与えられる^{(1), (2)}.

【一定楕円形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\gamma &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} K L_m \sin 2\theta_\gamma \\ s_\delta &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \\ c_\delta &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (-K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma)) \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

(4.15)式と(4.19)式との比較から明白なように, 2種の電流解の4振幅の間には, 一般に次の相互変換関係が成立している^{(1), (2)}.

$$\begin{bmatrix} c_p & s_p \\ c_n & -s_n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ c_\delta & -s_\delta \end{bmatrix} \quad (4.20a)$$

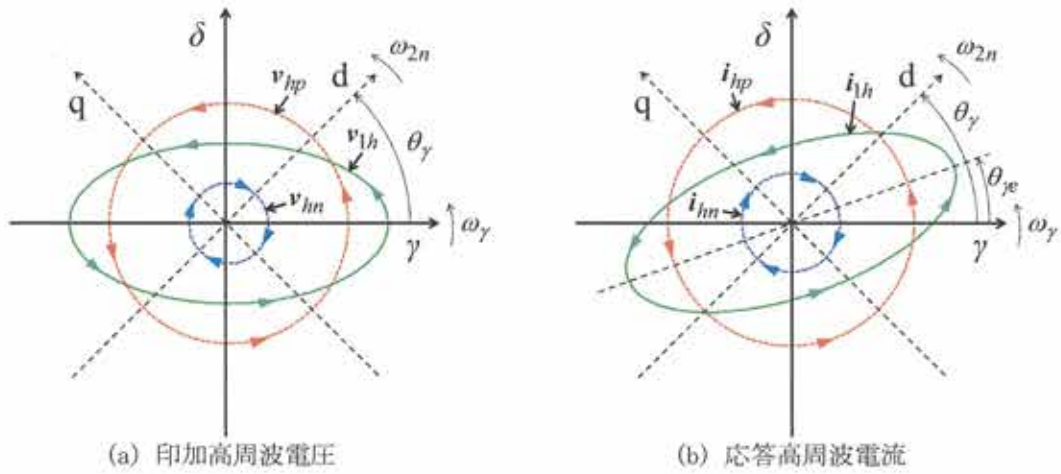


図 4.2 γ δ 準同期座標系上での一定楕円形連続時間高周波電圧と応答高周波電流

$$\begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ c_\delta & -s_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_p & s_p \\ c_n & -s_n \end{bmatrix} \quad (4.20b)$$

図 4.2 に印加高周波電圧と応答高周波電流の空間軌跡の一例を示した^{(1), (2)}。図 4.2(a)において、実線の正方向に回転する楕円軌跡が一定楕円形連続時間高周波電圧 v_{lh} を、破線の正方向に回転する真円軌跡が正相成分 v_{hp} を、破線の負方向に回転する真円軌跡が逆相成分 v_{hm} を各々意味する。図 4.2(b)において、実線の正方向に回転する楕円軌跡が高周波電流 i_{lh} を、点線の正方向に回転する真円軌跡が正相成分 i_{hp} を、点線の負方向に回転する真円軌跡が逆相成分 i_{hm} を各々意味する。同図における楕円の長軸位相 $\theta_{\gamma e}$ は、回転子位相 θ_γ に対して d 軸寄りとなる。ただし、唯一例外として、楕円係数 $K=1$ と選定する真円形高周波電圧を印加する場合に限り同一となる(後述図 4.3 参照)。

4.1.3 一定真円形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析

γ δ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定真円形連続時間高周波電圧を考える^{(1), (2)}。

【一定真円形連続時間高周波電圧】

$$\begin{aligned} v_{lh} &= v_{hp} \\ &= V_h \mathbf{u}_p(\theta_h) \\ &= V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ \sin \theta_h \end{bmatrix} \\ &= V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix}; V_h = \text{const}, \omega_h = \text{const} \end{aligned} \quad (4.21)$$

(4.21) 式の連続時間高周波電圧 v_{lh} の印加に対する応答としての連続時間高周波電流 i_{lh} は、楕円

係数 $K=1$ を条件とした (4.14) ~ (4.17), (4.18) ~ (4.19) 式として, ただちに得られる^{(1), (2)}。

【一定真円形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の正相逆相表現】

$$\mathbf{i}_{1h} = \mathbf{i}_{hp} + \mathbf{i}_{hn} \quad (4.22a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hp} &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) \\ &= g_{pi} \mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.22b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hn} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \\ &= g_{nm} \mathbf{R}(2\theta_\gamma) \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.22c)$$

ただし,

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.23a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{nm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{nm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.23b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} &= \frac{V_h L_i}{\omega_h L_d L_q} \\ g_{nm} &= \frac{-V_h L_m}{\omega_h L_d L_q} \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

【一定真円形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\gamma &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} L_m \sin 2\theta_\gamma \\ s_\delta &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \\ c_\delta &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (-L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

図 4.3 に印加高周波電圧と応答高周波電流の空間軌跡の一例を示した^{(1), (2)}。図 4.3(a)において, 実線の正方向に回転する真円軌跡が一定真円形連続時間高周波電圧 v_{1h} を意味しており, 本高周波電圧は正相成分 v_{hp} のみから構成され, 逆相成分 v_{hn} は存在しない。図 4.3(b)において, 実線の正方向に回転する楕円軌跡が高周波電流 i_{1h} を, 点線の正方向に回転する真円軌跡が正相成分 i_{hp} を, 点線の負方向に回転する真円軌跡が逆相成分 i_{hn} をおのおの意味する。同図における楕円の長軸位相 $\theta_{\gamma e}$ は, 回転子位相 θ_γ に同一である。すなわち, 楕円長軸と d 軸は同一方向である。

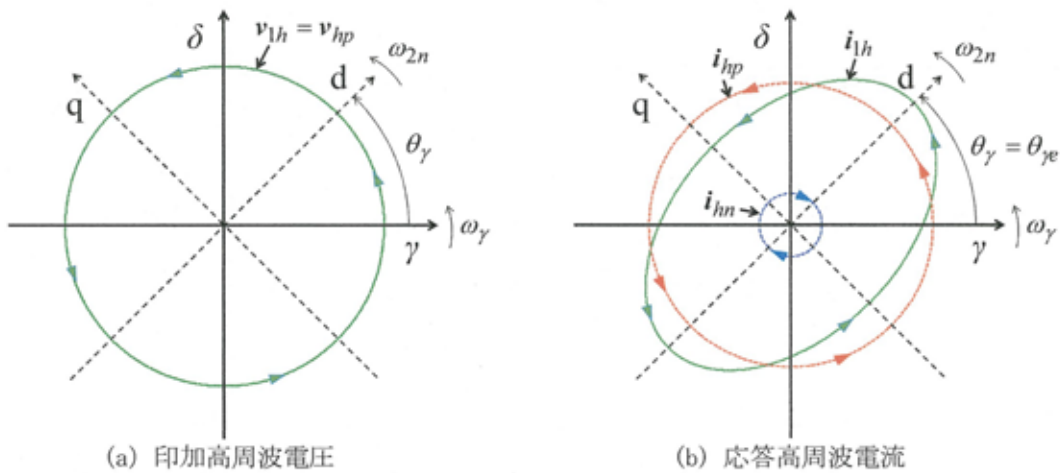


図 4.3 γ δ 準同期座標系上での一定真円形連続時間高周波電圧と応答高周波電流

4.1.4 一定直線形高周波電圧と応答高周波電流の連続時間解析

γ δ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定直線形連続時間高周波電圧を考える^{(1), (2)}。

【一定直線形連続時間高周波電圧】

$$\begin{aligned} v_{1h} &= v_{hp} + v_{hn} \\ &= V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_h \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.27a)$$

$$= V_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix}; V_h = \text{const}, \omega_h = \text{const}$$

$$v_{hp} = \frac{V_h}{2} \mathbf{u}_p(\theta_h) = \frac{V_h}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_n(\theta_h) \quad (4.27b)$$

$$v_{hn} = \frac{V_h}{2} \mathbf{u}_n(\theta_h) = \frac{V_h}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_p(\theta_h) \quad (4.27c)$$

(4.27) 式の連続時間高周波電圧 v_{1h} の印加に対する応答としての連続時間高周波電流 i_{1h} は、楕円係数 $K=0$ を条件とした (4.14) ~ (4.17), (4.18) ~ (4.19) 式として、ただちに得られる^{(1), (2)}。

【一定直線形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の正相逆相表現】

$$i_{1h} = i_{hp} + i_{hn} \quad (4.28a)$$

$$i_{hp} = [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_h - \pi/2) \quad (4.28b)$$

$$i_{hn} = [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_h - \pi/2) \quad (4.28c)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} + g_{pm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{pm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.29a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{ni} + g_{nm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{nm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.29b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} = g_{ni} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} L_i \\ g_{pm} = g_{nm} &= \frac{V_h}{2\omega_h L_d L_q} (-L_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

$$i_{hp} = K i_{hn} \quad (4.31a)$$

$$i_{hn} = K i_{hp} \quad (4.31b)$$

【一定直線形連続時間高周波電圧印加に対する連続時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned} i_{1h} &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos(\theta_h - \pi/2) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \sin \theta_h \end{aligned} \quad (4.32)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\delta &= \frac{V_h}{\omega_h L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (4.33)$$

図 4.4 に印加高周波電圧と応答高周波電流の空間軌跡の一例を示した (1), (2)。図 4.4(a)において、実線の γ 軸上で変化する直線軌跡が一定直線形連続時間高周波電圧 v_{1h} を、破線の真円軌跡が正相成分 v_{hp} と逆相成分 v_{hn} を各々意味する。(4.28)~(4.31)式からも明らかのように、正相成分と逆相成分は、同一の大きさであり、正相成分は正方向へ、逆相成分は負方向へ回転している。図 4.4(b)において、実線の直線軌跡が高周波電流 i_{1h} を、点線の真円軌跡が正相成分 i_{hp} と逆相成分 i_{hn} を各々意味する。同図における楕円の長軸位相に相当する高周波電流軌跡の位相 $\theta_{\gamma e}$ は、(4.32), (4.33)式より次式となる。

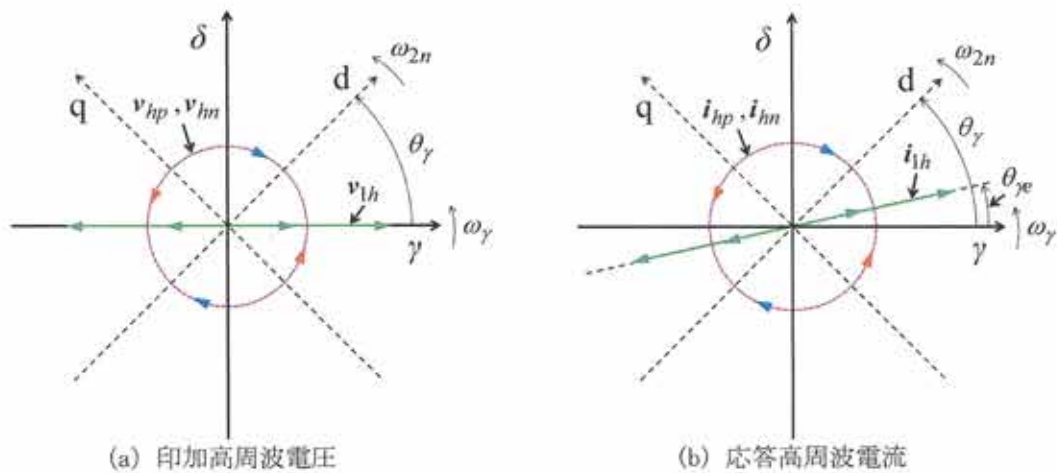


図 4.4 γ δ 準同期座標系上での一定直線形連続時間高周波電圧と応答高周波電流

$$\begin{aligned}\theta_{\gamma e} &= \arctan \frac{-L_m \sin 2\theta_\gamma}{L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma} \\ &= \arctan \frac{r_s \sin 2\theta_\gamma}{1 + r_s \cos 2\theta_\gamma}\end{aligned}\quad (4.34)$$

ここに、 r_s は次式で定義された突極比である。

$$r_s \equiv -\frac{L_m}{L_i} \quad (4.35)$$

(4.34)式から明らかなように、高周波電流位相の大きさは、回転子位相 θ_γ と突極比 r_s のみで決定づけられる。

4.2 印加高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析

4.2.1 離散時間積分要素と空間的応答

(1) 離散時間積分要素

実際のシステムにおいて、印加高周波電圧 v_{1h} は、この指令値 $v_{1h,k}^*$ よりインバータ(PWM 併用電力変換器)を介して生成され、これにより発生する応答高周波電流 i_{1h} は、A/D変換によりサンプリングされた $i_{1h,k}$ として観測される。(4.8)式に基づいた実際のシステムにおける高周波電流発生の概略的な流れを、図4.5に図示した。

図4.5において、インバータが理想的な電圧生成をなしているものとするのであれば、インバータはゼロ次ホールダとして認識可能である。また、1制御周期において回転子位相の変化が十分に小さいと仮定するならば、動的要素であるインダクタンスブロック $[L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)]/L_d L_q$ を静的要素とみなすことができる。上記前提の下では、図4.6に示した離散時間要素の入出力関係を解析することにより、印加高周波電流指令に対応した応答高周波電流のサンプル値の解析解を得ることができる。同要素は、連続時間積分要素 $1/s$ の前後にゼロ次ホールダ(Zeroth order holder)とサンプラ(Sampler)を備えた離散時間積分要素である。離散時間積分要素におけるゼロ次ホールダとサンプラは、離散時間周期(サンプリング周期) T_s で同期して動作するものとする。当

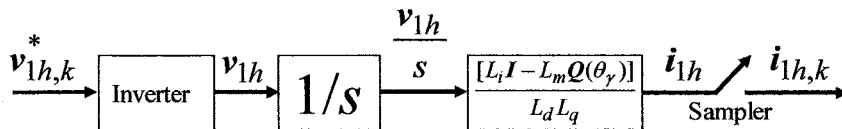


図 4.5 高周波電流発生の概略的な流れ

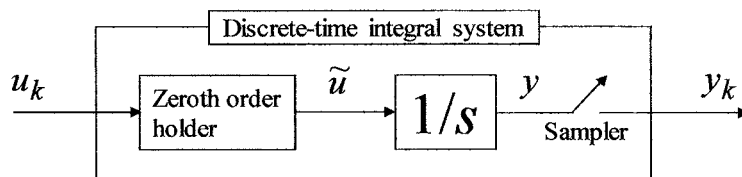


図 4.6 離散時間積分要素

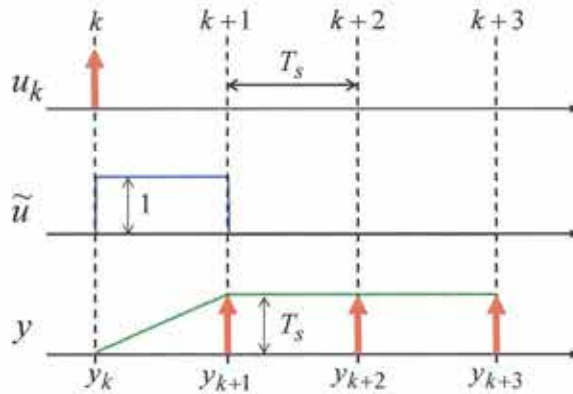


図 4.7 離散時間積分要素のインパルス応答

然のことながら、離散時間積分要素の入出力信号 u_k, y_k は離散時間信号であり、連続時間積分要素の入出力信号 \tilde{u}, y は連続時間信号である。

時刻 k の離散時間入力信号 u_k としてデルタ関数 (Kronecker delta) を与えた場合を考える。この場合の関連信号を図 4.7 に例示した。本例では、離散時間出力信号 y_k の z 変換が、離散時間積分要素の伝達関数となる。これは、次式で与えられる。

$$G_{i0}(z^{-1}) = \frac{T_s z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.36)$$

(4.36) 式の伝達関数の周波数応答は、(4.37) 式で与えられる。

$$G_{i0}(e^{-j\bar{\omega}}) = \frac{T_s e^{-j\bar{\omega}}}{1 - e^{-j\bar{\omega}}} = A_i(\bar{\omega}) \exp(j\theta_{i0}(\bar{\omega})) \quad (4.37a)$$

$$A_i(\bar{\omega}) = \frac{T_s}{2 \sin(\bar{\omega}/2)} \quad (4.37b)$$

$$\theta_{i0}(\bar{\omega}) = -\frac{\pi + \bar{\omega}}{2} \quad (4.37c)$$

ここに、 $\bar{\omega}$ は、次式で定義された正規化周波数であり、この単位は rad である。

$$\bar{\omega} \equiv \omega T_s \quad (4.38)$$

j は虚数単位を意味する。

(4.36) 式より、離散時間積分要素の入出力関係は、次式で表現することができる。

$$\begin{aligned} y_k &= G_{i0}(z^{-1}) u_k \\ &= \frac{T_s z^{-1}}{1 - z^{-1}} u_k \\ &= \frac{T_s}{1 - z^{-1}} u_{k-1} \end{aligned} \quad (4.39a)$$

$$y_k = y_{k-1} + T_s u_{k-1} \quad (4.39b)$$

(4.39) 式が明示しているように、時刻 k における離散時間積分要素の出力信号 y_k は、時刻 $k-1$ 以前の入力信号によって支配される。この点を考慮するならば、伝達関数は u_{k-1} と y_k との間の伝達関数 $G_{i1}(z^{-1})$ として書き改められる。

$$y_k = G_{i1}(z^{-1})u_{k-1} \quad (4.40)$$

$$G_{i1}(z^{-1}) = zG_{i0}(z^{-1}) = \frac{T_s}{1-z^{-1}} \quad (4.41)$$

(4.41)式の伝達関数の周波数応答は、(4.42)式で与えられる。

$$G_{i1}(e^{-j\bar{\omega}}) = \frac{T_s}{1-e^{-j\bar{\omega}}} = A_i(\bar{\omega})\exp(j\theta_i(\bar{\omega})) \quad (4.42a)$$

$$A_i(\bar{\omega}) = \frac{T_s}{2\sin(\bar{\omega}/2)} \quad (4.42b)$$

$$\theta_{i1}(\bar{\omega}) = \theta_{i0}(\bar{\omega}) + \bar{\omega} = -\frac{\pi - \bar{\omega}}{2} \quad (4.42c)$$

(4.37a), (4.42a)式は、正規化周波数 $\bar{\omega}$ が十分に小さい場合には、以下のように近似される。

$$G_{i0}(e^{-j\bar{\omega}}) \approx G_{i1}(e^{-j\bar{\omega}}) \approx \frac{T_s}{\bar{\omega}} \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{j\bar{\omega}}; \bar{\omega} \ll \pi \quad (4.43)$$

(4.43)式は、連続時間積分要素の周波数応答にほかならない。

(2) 離散時間二相信号に対する離散時間積分要素の空間的応答

A. 空間応答の解析

(4.11)式の正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_h)$, $\mathbf{u}_n(\theta_h)$ に対応した次の離散時間正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ を考える。

$$\mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \equiv \begin{bmatrix} \cos\theta_{h,k} \\ \sin\theta_{h,k} \end{bmatrix} \quad (4.44a)$$

$$\mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \equiv \begin{bmatrix} \cos\theta_{h,k} \\ -\sin\theta_{h,k} \end{bmatrix} \quad (4.44b)$$

$$\begin{aligned} \theta_{h,k} &= kT_s\omega_h + \theta_{h0} \\ &= k\bar{\omega}_h + \theta_{h0}; \theta_{h0} = \text{const} \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\omega_h = \frac{2\pi}{T_h} = \frac{2\pi}{N_h T_s} > 0 \quad (4.46a)$$

$$\bar{\omega}_h = \omega_h T_s = \frac{2\pi}{N_h} > 0 \quad (4.46b)$$

$$T_h = N_h T_s; N_h \geq 2 \quad (4.47)$$

ここに、 θ_{h0} は初期位相であり、本論文では特に断りが無い限りは $\theta_{h0} = 0$ であるものとして議論する。

(4.44)式の離散時間正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ を2次元空間上の2行1列(以下、 2×1 と略記)ベクトルと捉える場合には、離散時間正相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ は正の平均速度 ω_h で、逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ は負の平均速度 $-\omega_h$ で単位円上を離散的に変化して空間的に回転する。図4.6の離散時間積分要素を並列に配して、2入力2出力(以下、 2×2 と略記)離散時間積分要素を構成する。これを図4.8に示した。

図4.8の 2×2 離散時間積分要素に、(4.47)式の離散時間正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ を入力し、その出力である連続時間二相信号 \mathbf{y} と離散時間二相信号 \mathbf{y}_k の空間的挙動を

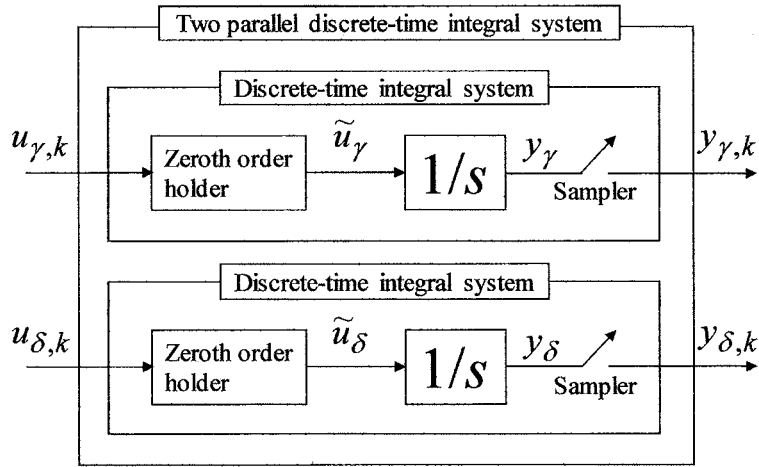


図 4.8 2 入力 2 出力離散時間積分要素

検討する。これに関しては、以下の定理が成立する。

<<定理 4.1>>

(4.44a) 式の離散時間正相単位ベクトルを図 4.8 の 2×2 離散時間積分要素へ入力し、この離散時間出力信号を考える。このときの離散時間出力信号は、(4.48) 式で示す振幅変化と位相変化を伴い空間的に回転する。

$$\begin{aligned} y_k &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.48)$$

<証明>

離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ 、 y_k に関しては、(4.39)、(4.40) 式より次の関係が成立する。

$$\begin{aligned} y_k &= G_{i0}(z^{-1}) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\ &= G_{i1}(z^{-1}) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.49)$$

(4.49) 式の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ 、 y_k の第 1 要素、第 2 要素における動的関係は、(4.39)、(4.40) 式と同一である。したがって、第 1 要素、第 2 要素の振幅特性と位相特性に関しては、(4.39)、(4.40) 式の解析結果である (4.37)、(4.42) 式が無修正で適用される。以上により、二相信号の第 1 要素を主軸成分、第 2 要素を副軸成分とする 2 軸直交座標系上の 2×1 ベクトルとして捉える場合には、定理を意味する次式を得る。

$$\begin{aligned} y_k &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.50)$$

■

<<定理 4.2>>

(4.44b) の離散時間逆相単位ベクトルを図 4.8 の 2×2 離散時間積分要素へ入力し、この離散時間出力信号を考える。このときの離散時間出力信号は、(4.51) 式で示す振幅変化と位相変化を伴

い空間的に回転する。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}^T(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.51)$$

<証明>

離散時間二相信号 $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$, \mathbf{y}_k に関しては, (4.39), (4.40) 式より次の関係が成立する。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= G_{i0}(z^{-1}) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \\ &= G_{i1}(z^{-1}) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.52)$$

定理 4.1 と同様に, (4.52) 式の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$, \mathbf{y}_k の第 1 要素, 第 2 要素における動的関係は, (4.39), (4.40) 式と同一である。したがって, 第 1 要素, 第 2 要素の振幅特性と位相特性に関しては, (4.39), (4.40) 式の解析結果である (4.37), (4.42) 式が無修正で適用される。以上により, 二相信号の第 1 要素を主軸成分, 第 2 要素を副軸成分とする 2 軸直交座標系上の 2×1 ベクトルとして捉える場合には, 定理を意味する次式を得る。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_k &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}^T(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= A_i(\bar{\omega}_h) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \quad (4.53)$$

(4.48), (4.51) 式における振幅 $A_i(\bar{\omega}_h)$, ベクトル回転器 $\mathbf{R}(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{R}^T(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, 正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1})$ に関しては, 正規化周波数 $\bar{\omega}_h$ が十分に小さい場合には, 連続時間積分要素の特性と実質等価な次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} A_i(\bar{\omega}_h) &\approx \frac{1}{\omega_h} \\ \mathbf{R}(\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) &\approx \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \approx \mathbf{R}(-\pi/2) = \mathbf{J}^T \quad ; \bar{\omega}_h \ll \pi \\ \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) &\approx \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1}) \\ \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) &\approx \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1}) \end{aligned} \right\} \quad (4.54)$$

図 4.9 に離散時間入力信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ とこれに対応した 2×2 離散時間積分要素の離散時間出力信号の単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$ の空間応答の 1 例を示した。同図において, 二相信号はこの第 1 要素を γ δ 一般座標系の γ 軸成分, 第 2 要素を δ 軸成分として, 同座標系上で表示している。同図から明らかなように, 離散時間出力信号の単位ベクトルは, 離散時間入力信号の回転方向に対して $\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)$ だけ空間的に遅れて出力される。

B. 空間応答の数値検証

空間応答の解析結果を確認すべく数値検証 (シミュレーション) を行った。なお, 入力信号は正相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ とし, 例示の出力応答は初期値等の影響を排除した定常応答である。

B-1. $N_h = 2$ の場合

図 4.10 に, $N_h = 2$ の例を, 二相信号の第 1 要素を γ δ 一般座標系の γ 軸成分, 第 2 要素を δ

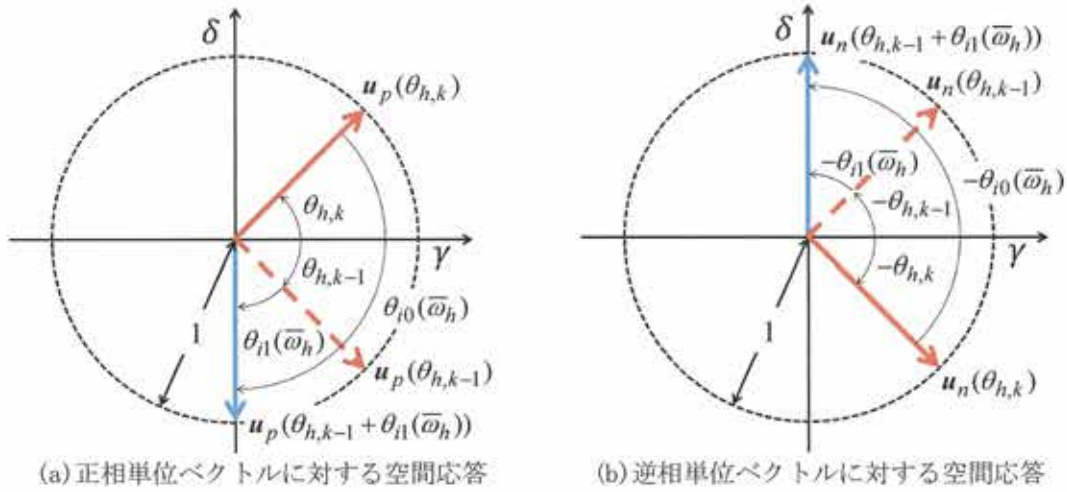


図 4.9 2 入力 2 出力離散時間積分要素の出力信号単位ベクトルの空間応答例

軸成分として、同座標系上で表示した。図 4.10(a)は入力信号である離散時間二相信号(赤ベクトル) $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ を、図 4.10(b)は、離散時間二相信号(赤ベクトル) \mathbf{y}_k を示している。

離散時間入出力信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ 、 \mathbf{y}_k は、(4.48)式の関係を満たしていることが確認される。本例に関する振幅特性と位相特性は、(4.42)式より、次式となる。

$$A_l(\bar{\omega}_h) = \frac{T_s}{2 \sin(\pi/N_h)} = \frac{T_s}{2} \quad (4.55a)$$

$$\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N_h} \right) = 0 \quad (4.55b)$$

時刻 $k-1$ の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1})$ に対する時刻 k の離散時間二相信号 \mathbf{y}_k の空間的位相遅れは、(4.55b)式の $\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = 0$ となる。これは、図 4.10 が示すように、両二相信号の空間的位相遅れと正確に一致する。なお、 $N_h = 2$ の場合には、正相単位ベクトルと逆相単位ベクトルは同一である。すなわち、

$$\mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) = \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) = \begin{bmatrix} (-1)^k \\ 0 \end{bmatrix}; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \quad (4.56)$$

(4.56)式は、逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k})$ に対する 2×2 離散時間積分要素の空間的応答も、図 4.10 と同一であることを意味している。

以上により、図 4.10 は、(4.48)、(4.51)式の正等性を裏付けるものである。

B-2. $N_h = 3$ の場合

図 4.11 に、 $N_h = 3$ の例を、二相信号の第 1 要素を γ δ 一般座標系の γ 軸成分、第 2 要素を δ 軸成分として、同座標系上で表示した。図 4.11(a)は入力信号である離散時間二相信号(赤ベクトル) $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ を、図 4.11(b)は、離散時間二相信号(赤ベクトル) \mathbf{y}_k を示している。

離散時間入出力信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ 、 \mathbf{y}_k は、(4.48)式の関係を満たしていることが確認される。図 4.7 より理解されるように、連続時間応答値である \mathbf{y} (青実線)は、時間 $(k-1)T_s \sim kT_s$ の間で、直線的に変化することになる。この様子も、図 4.11 より確認される。本例に関する振幅特性と位

相特性は、(4.42)式より、次式となる。

$$A_i(\bar{\omega}_h) = \frac{T_s}{2\sin(\pi/N_h)} = \frac{T_s}{\sqrt{3}} \quad (4.57a)$$

$$\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N_h} \right) = -\frac{\pi}{6} \quad (4.57b)$$

時刻 $k-1$ の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1})$ に対する時刻 k の離散時間二相信号 \mathbf{y}_k の空間的位相遅れは、(4.57b)式の $\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi/6$ となる。これは、図 4.11 が示すように、両二相信号の空間的位相遅れと正確に一致する。図 4.11 は、(4.48)式の正等性を裏付けるものである。

B-3. $N_h = 4$ の場合

図 4.12 に、 $N_h = 4$ の例を、二相信号の第 1 要素を γ δ 一般座標系の γ 軸成分、第 2 要素を δ 軸成分として、同座標系上で表示した。図 4.12(a) は入力信号である離散時間二相信号(赤ベクトル) $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ を、図 4.12(b) は、離散時間二相信号(赤ベクトル) \mathbf{y}_k を示している。

離散時間入出力信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, \mathbf{y}_k は、(4.48)式の関係を満たしていることが確認される。本例に関する振幅特性と位相特性は、(4.42)式より、次式となる。

$$A_i(\bar{\omega}_h) = \frac{T_s}{2\sin(\pi/N_h)} = \frac{T_s}{\sqrt{2}} \quad (4.58a)$$

$$\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N_h} \right) = -\frac{\pi}{4} \quad (4.58b)$$

時刻 $k-1$ の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1})$ に対する時刻 k の離散時間二相信号 \mathbf{y}_k の空間的位相遅れは、(4.58b)式の $\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi/4$ となる。これは、図 4.12 が示すように、両二相信号の空間的位相遅れと正確に一致する。図 4.12 は、(4.48)式の正等性を裏付けるものである。

B-4. $N_h = 5$ の場合

図 4.13 に、 $N_h = 5$ の例を、二相信号の第 1 要素を γ δ 一般座標系の γ 軸成分、第 2 要素を δ 軸成分として、同座標系上で表示した。図 4.13(a) は入力信号である離散時間二相信号(赤ベクトル) $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$ を、図 4.13(b) は、離散時間二相信号(赤ベクトル) \mathbf{y}_k を示している。

離散時間入出力信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k})$, \mathbf{y}_k は、(4.48)式の関係を満たしていることが確認される。本例に関する振幅特性と位相特性は、(4.42)式より、次式となる。

$$A_i(\bar{\omega}_h) = \frac{T_s}{2\sin(\pi/N_h)} = \frac{T_s}{2\sin(\pi/5)} \quad (4.59a)$$

$$\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{N_h} \right) = -\frac{3}{10}\pi \quad (4.59b)$$

時刻 $k-1$ の離散時間二相信号 $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1})$ に対する時刻 k の離散時間二相信号 \mathbf{y}_k の空間的位相遅れは、(4.59b)式の $\theta_{i1}(\bar{\omega}_h) = -3\pi/10$ となる。これは、図 4.13 が示すように、両二相信号の空間的位相遅れと正確に一致する。図 4.13 は、(4.48)式の正等性を裏付けるものである。

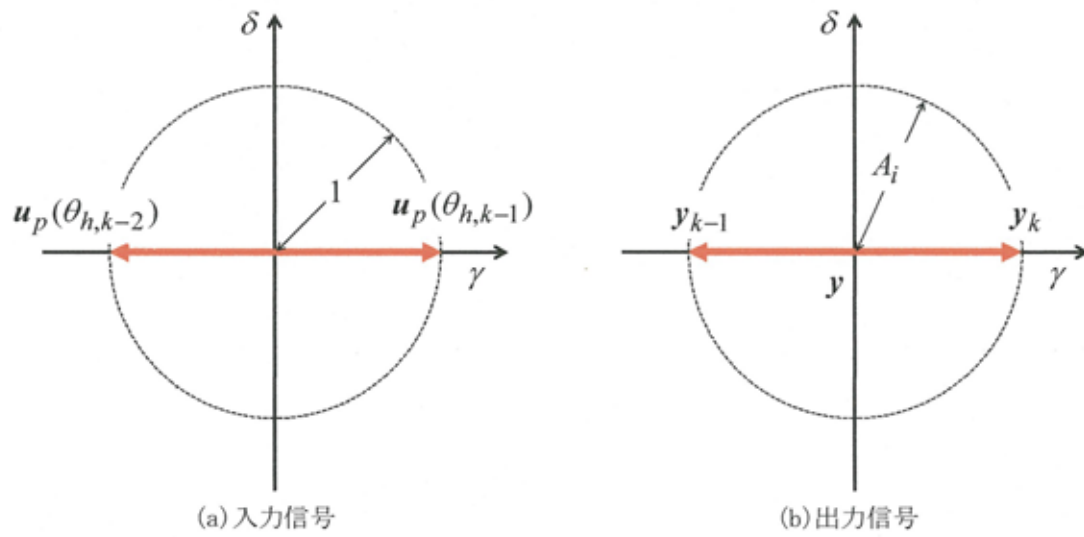


図 4.10 $N_h = 2$ における 2 入力 2 出力離散時間積分要素の空間応答例

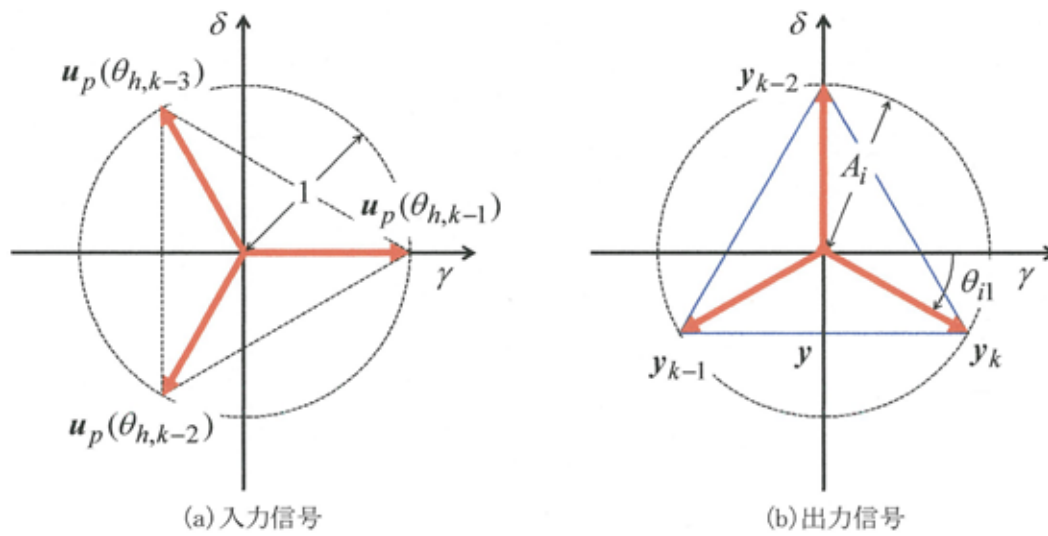


図 4.11 $N_h = 3$ における 2 入力 2 出力離散時間積分要素の空間応答例

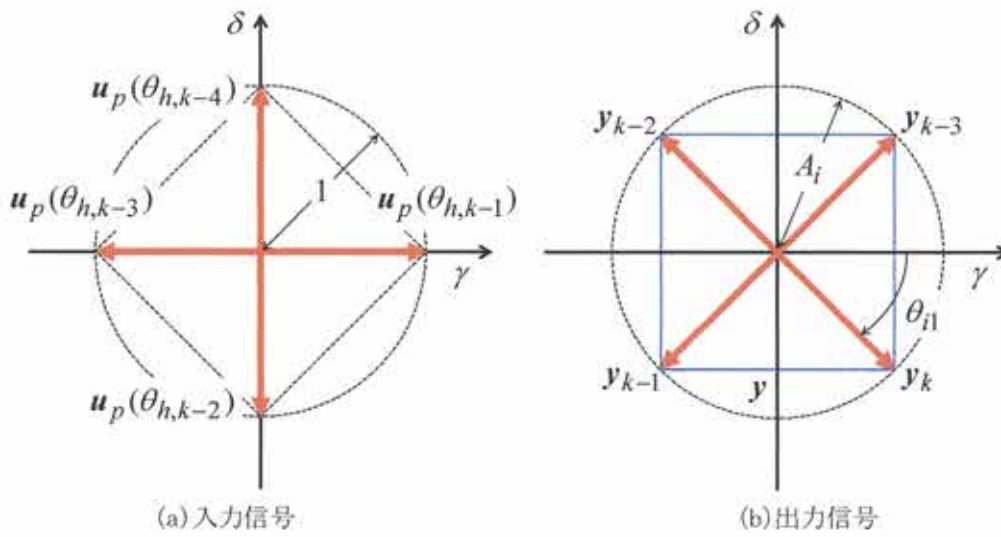


図 4.12 $N_h = 4$ における 2 入力 2 出力離散時間積分要素の空間応答例

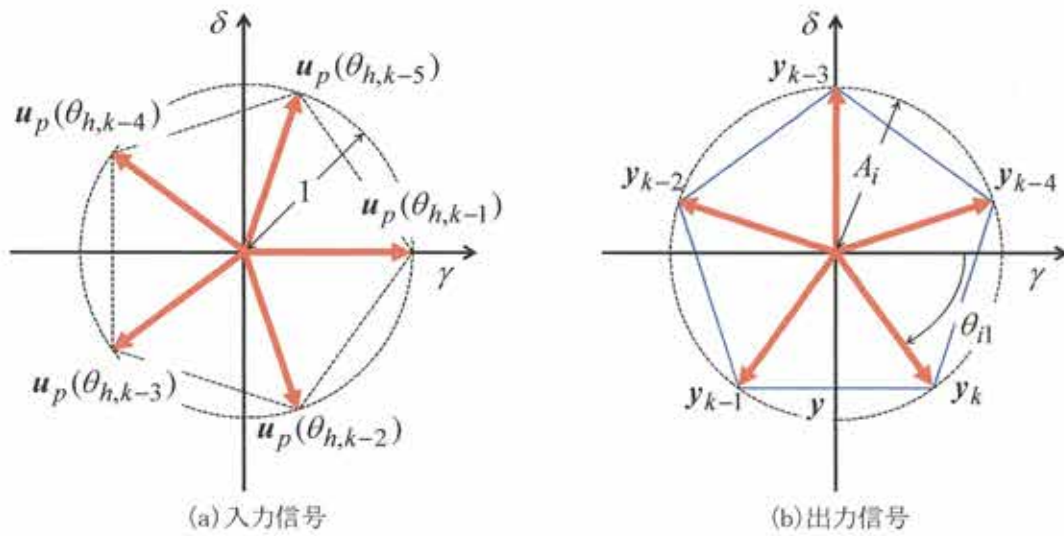


図 4.13 $N_h = 5$ における 2 入力 2 出力離散時間積分要素の空間応答例

4.2.2 一定楕円形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析

γ δ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、(4.9)式の一定楕円形連続時間高周波電圧に対応した平均周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定楕円形離散時間高周波電圧を考える。

【一定楕円形離散時間高周波電圧】

$$v_{1h,k} = V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_{h,k} \\ K \sin \theta_{h,k} \end{bmatrix}; V_h = \text{const} \quad (4.60a)$$

$$\begin{aligned} \theta_{h,k} &= k\omega_h T_s + \theta_{h0} \\ &= k\bar{\omega}_h + \theta_{h0} \\ &= 2k\pi / N_h + \theta_{h0}; \theta_{h0} = \text{const} \end{aligned} \quad (4.60b)$$

$$\omega_h = \frac{2\pi}{T_h}, \quad 0 \leq K \leq 1 \quad (4.60c)$$

$$\bar{\omega}_h = \omega_h T_s = \frac{2\pi}{N_h} > 0 \quad (4.60d)$$

$$T_h = N_h T_s; N_h \geq 2 \quad (4.60e)$$

一定楕円形連続時間高周波電圧と同様に、 $K=1$ とする場合には(4.21)式の一定真円形連続時間高周波電圧に対応した一定真円形離散時間高周波電圧(後述(4.71)式)に、 $K=0$ とする場合には(4.27)式の一定直線形連続時間高周波電圧に対応した一定直線形離散時間高周波電圧(後述(4.77)式)に帰着する。

なお、 $N_h=2$ を採用する場合には、楕円係数 K の如何にかかわらず、(4.60)式の離散時間高周波電圧の形状は、次式に示す直線形状となる。

$$v_{1h,k} = V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_{h,k} \\ K \sin \theta_{h,k} \end{bmatrix} = V_h \begin{bmatrix} (-1)^k \\ 0 \end{bmatrix}; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \quad (4.61)$$

(4.61)式の一定楕円形離散時間高周波電圧は、(4.44)式で定義された離散時間正相逆相単位ベクトルを用い、以下のように表現することも可能である。

【一定楕円形離散時間高周波電圧の別表現 I】

$$\begin{aligned} v_{1h,k} &= v_{hp,k} + v_{hn,k} \\ &= V_h \left[\frac{1+K}{2} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) + \frac{1-K}{2} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \right] \end{aligned} \quad (4.62a)$$

$$\begin{aligned} &= V_h \left[\frac{1+K}{2} \mathbf{I} + \frac{1-K}{2} \mathbf{K} \right] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\ v_{hp,k} &= V_h \frac{1+K}{2} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) = V_h \frac{1+K}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \end{aligned} \quad (4.62b)$$

$$v_{hn,k} = V_h \frac{1-K}{2} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) = V_h \frac{1-K}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \quad (4.62c)$$

【一定楕円形離散時間高周波電圧の別表現Ⅱ】

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{1h,k} &= V_h \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & K \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\ &= V_h \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -K \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \end{aligned} \quad (4.63)$$

以上の準備のもと、(4.60)式の離散時間高周波電圧 $\mathbf{v}_{1h,k}$ の印加に対する応答としての離散時間高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ は、以下の定理のように整理される。

〈〈定理 4.3〉〉

(4.60)式の一定楕円形離散時間高周波電圧 $\mathbf{v}_{1h,k}$ の印加に対する離散時間高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ は、次の正相成分 $\mathbf{i}_{hp,k}$ と逆相成分 $\mathbf{i}_{hn,k}$ との和として与えられる。

【一定楕円形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の正相逆相表現】

$$\mathbf{i}_{1h,k} = \mathbf{i}_{hp,k} + \mathbf{i}_{hn,k} \quad (4.64a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hp,k} &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.64b)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hn,k} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.64c)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} + g_{pm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{pm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.65a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{ni} + g_{nm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{nm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.65b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} (1+K)L_i \\ g_{pm} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} (-(1-K)L_m) \\ g_{ni} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} (1-K)L_i \\ g_{nm} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} (-(1+K)L_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.66)$$

〈証明〉

(4.62)式で表現された一定楕円形離散時間高周波電圧 $\mathbf{v}_{1h,k}$ に対応した離散時間高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ は、(4.48)、(4.51)式より次式となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h,k} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i \mathbf{I} - L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \left[\frac{1+K}{2} \mathbf{I} + \frac{1-K}{2} \mathbf{K} \right] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i \mathbf{I} - L_m \mathbf{Q}(\theta_\gamma)] \\ &\quad \cdot \left[\frac{1+K}{2} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) + \frac{1-K}{2} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \right] \end{aligned} \quad (4.67a)$$

$$\begin{aligned}
i_{1h,k} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)] \left[\frac{1+K}{2} I + \frac{1-K}{2} K \right] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)] \\
&\quad \cdot \left[\frac{1+K}{2} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) + \frac{1-K}{2} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \right]
\end{aligned} \tag{4.67b}$$

(4.67)式を(4.11)式の性質に注意して整理すると、定理の離散時間高周波電流を得る。 ■

<<定理 4.4>>

(4.60)式の一定楕円形離散時間高周波電圧 $v_{1h,k}$ の印加に対する離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ は、次の γ 軸要素、 δ 軸要素として与えられる。

【一定楕円形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned}
i_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))
\end{aligned} \tag{4.68a}$$

$$\begin{aligned}
i_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))
\end{aligned} \tag{4.68b}$$

$$\left. \begin{aligned}
c_\gamma &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\
s_\gamma &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} K L_m \sin 2\theta_\gamma \\
s_\delta &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \\
c_\delta &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (-K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma))
\end{aligned} \right\} \tag{4.69}$$

<証明>

(4.63)式で表現された離散時間高周波電圧 $v_{1h,k}$ に対応した離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ は、(4.48)、(4.51)式より次式となる。

$$\begin{aligned}
i_{1h,k} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & K \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma & -K L_m \sin 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma & K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma & -K L_m \sin 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma & K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))
\end{aligned} \tag{4.70a}$$

$$\begin{aligned}
i_{1h,k} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} [L_i I - L_m Q(\theta_\gamma)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -K \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma & KL_m \sin 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma & -K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\
&= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} \begin{bmatrix} L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma & KL_m \sin 2\theta_\gamma \\ -L_m \sin 2\theta_\gamma & -K(L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))
\end{aligned} \tag{4.70b}$$

上式は、定理のように整理される。

■

(4.65)式と(4.69)式との比較から明白なように、2種の電流解の4振幅の間には、連続時間解析時と同様に、(4.20)式の相互変換関係が成立している。

(4.14)～(4.17), (4.18)～(4.19)式と(4.64)～(4.66), (4.68)～(4.69)式の比較から明白なように、一定楕円形高周波電圧印加に対応する応答高周波電流の連続時間解析解と離散時間解析解の違いは、振幅 $A_i(\bar{\omega}_h)$ と正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ の位相として出現する。換言するならば、これらの影響を補償することにより、印加高周波電圧周波数が搬送周波数に比較し十分に低いことを前提とした従前の高周波電圧印加法^{(1), (2)}を、搬送高周波電圧印加法に適應することが可能である。また、応答高周波電流のサンプル値は、応答高周波電流の連続時間解析解と同一の形状であり、この空間応答は図 4.2 に示した連続時間高周波電流と同一形状の楕円軌跡上を離散的に変化して出現する。

(4.64)～(4.66), (4.68)～(4.69)式における振幅 $A_i(\bar{\omega}_h)$ と正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ に関しては、正規化周波数 $\bar{\omega}_h$ が十分に小さい場合には、(4.54)式が成立し、(4.14)～(4.17), (4.18)～(4.19)式の連続時間解析と実質等価となる。

4.2.3 一定真円形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析

γ δ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、(4.21)式の一定真円形連続時間高周波電圧に対応した平均周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定真円形離散時間高周波電圧を考える。

【一定真円形離散時間高周波電圧】

$$\begin{aligned}
v_{1h,k} &= v_{hp,k} \\
&= V_h \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \\
&= V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_{h,k} \\ \sin \theta_{h,k} \end{bmatrix}; V_h = \text{const}
\end{aligned} \tag{4.71}$$

■

(4.71)式の離散時間高周波電圧 $v_{1h,k}$ の印加に対する応答としての離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ は、楕円係数 $K=1$ を条件とした(4.64)～(4.66), (4.68)～(4.69)式として、ただちに得られる。

【一定真円形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の正相逆相表現】

$$\mathbf{i}_{1h,k} = \mathbf{i}_{hp,k} + \mathbf{i}_{hn,k} \quad (4.72a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hp,k} &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= g_{pi} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.72b)$$

$$\begin{aligned} &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= g_{pi} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{hn,k} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= g_{nm} \mathbf{R}(2\theta_\gamma) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.72c)$$

$$\begin{aligned} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= g_{nm} \mathbf{R}(2\theta_\gamma) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.73a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{nm} \cos 2\theta_\gamma \\ g_{nm} \sin 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \quad (4.73b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} L_i \\ g_{nm} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (-L_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.74)$$

■

【一定真円形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & -s_\gamma \\ s_\delta & -c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.75a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.75b)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\gamma &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} L_m \sin 2\theta_\gamma \\ s_\delta &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \\ c_\delta &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{L_d L_q} (-L_i + L_m \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (4.76)$$

■

(4.22)～(4.26)式と(4.72)～(4.76)式との比較から明白なように、(4.72)～(4.76)式の応答高周波電流のサンプル値の解析解は、(4.22)～(4.26)式の応答高周波電流と同一形状であり、この

空間応答は図 4.3 に示した連続時間高周波電流と同一形状の楕円軌跡上を離散的に変化して出現する。これは、連続時間解析解と同様に、楕円の長軸位相 $\theta_{\gamma e}$ は、回転子位相 θ_{γ} と同一であることを意味する。すなわち、離散時間解析解においても楕円長軸と d 軸は同一方向となる。

4.2.4 一定直線形高周波電圧と応答高周波電流の離散時間解析

$\gamma \delta$ 準同期座標系上で印加する高周波電圧として、(4.27)式の一定直線形連続時間高周波電圧に対応した平均周波数 ω_h で空間的に回転する次の一定直線形離散時間高周波電圧を考える。

【一定直線形離散時間高周波電圧】

$$\begin{aligned} v_{1h,k} &= v_{hp,k} + v_{hm,k} \\ &= V_h \begin{bmatrix} \cos \theta_{h,k} \\ 0 \end{bmatrix}; V_h = \text{const}, \omega_h = \text{const} \end{aligned} \quad (4.77a)$$

$$v_{hp,k} = \frac{V_h}{2} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) = \frac{V_h}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) \quad (4.77b)$$

$$v_{hm,k} = \frac{V_h}{2} \mathbf{u}_n(\theta_{h,k}) = \frac{V_h}{2} \mathbf{K} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k}) \quad (4.77c)$$

■

(4.77)式の離散時間高周波電圧 $v_{1h,k}$ の印加に対する応答としての離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ は、楕円係数 $K=0$ を条件とした(4.64)~(4.66)、(4.68)~(4.69)式として、ただちに得られる。

【一定直線形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の正相逆相表現】

$$i_{1h,k} = i_{hp,k} + i_{hn,k} \quad (4.78a)$$

$$\begin{aligned} i_{hp,k} &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.78b)$$

$$\begin{aligned} i_{hn,k} &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.78c)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{pi} + g_{pm} \cos 2\theta_{\gamma} \\ g_{pm} \sin 2\theta_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.79a)$$

$$\begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{ni} + g_{nm} \cos 2\theta_{\gamma} \\ g_{nm} \sin 2\theta_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (4.79b)$$

$$\left. \begin{aligned} g_{pi} = g_{ni} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} L_i \\ g_{pm} = g_{nm} &= \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h)}{2L_d L_q} (-L_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.80)$$

$$i_{hp,k} = \mathbf{K} i_{hn,k} \quad (4.81a)$$

$$i_{hn,k} = \mathbf{K} i_{hp,k} \quad (4.81b)$$

■

【一定直線形離散時間高周波電圧印加に対する離散時間高周波電流の軸要素表現】

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (4.82)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= \frac{A_i(\bar{\omega}_h)V_h}{L_d L_q} (L_i - L_m \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\delta &= \frac{A_i(\bar{\omega}_h)V_h}{L_d L_q} (-L_m \sin 2\theta_\gamma) \end{aligned} \right\} \quad (4.83)$$

■

(4.28)～(4.33)式と(4.78)～(4.83)式との比較から明白なように、(4.78)～(4.83)式の応答高周波電流のサンプル値の解析解は、(4.28)～(4.33)式の応答高周波電流と同一形状であり、この空間応答は図 4.4 に示した連続時間高周波電流と同一の直線軌跡上を離散的に変化して出現する。これは、離散時間解析解においても楕円の長軸位相に相当する高周波電流軌跡の位相 θ_{ye} は、(4.34)式と同一であることを意味している。すなわち、高周波電流軌跡の位相 θ_{ye} は、回転子位相 θ_γ と突極比 r_s で決定づけられる。

4.2.5 印加高周波電圧と応答高周波電流の数値検証

提案解析法の正当性を確認するため数値検証を行った。以下にこの詳細を説明する。

(1) 実験条件

図 4.14 に数値検証 (シミュレーション) のためのベクトル制御系を示した。制御対象である PMSM は、(2.15)～(2.20)式の $\alpha\beta$ 固定座標系上で構成して実現した。PMSM には、負荷装置が連結されており、これにより PMSM の速度は自由に制御できるものとした。インバータ (Ideal 2-phase inverter) は、離散時間電圧指令をゼロ次ホールドし、これを伝達関数 1 で生成する理想特性をもつものとした。数値検証に使用した供試モータの特性を表 4.1 に示した。

数値検証システムの動作は以下の通りである。 $\gamma\delta$ 準同期座標系電圧指令 $v_{1,k}^*$ は、ベクトル回

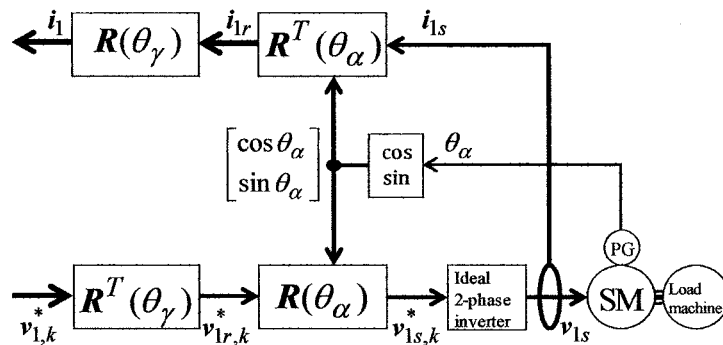


図 4.14 数値検証のためのベクトル制御系

表 4.1 供試モータの特性 (SST4-20P4AEA-L)

R_1	1.132[Ω]	rated torque	4.1[Nm]
L_d	0.01238[H]	rated speed	183[rad/s]
L_q	0.01578[H]	rated current	3.4[A, rms]
Φ	0.23[V/s/rad]	rated voltage	153[V, rms]
N_p	3	moment of inertia	0.0022[kgm ²]
rated power	750[W]	effective resolution of encoder	4 × 1024[p/r]

表 4.2 設計パラメータ

amplitude of high frequency voltage	50 [V]			
ellipse coefficient of high frequency voltage	1	0		
sampling period	0.1 [ms]			
period of high frequency voltage	0.2 [ms]	0.3 [ms]	0.4 [ms]	0.5 [ms]
initial phase of high frequency voltage	0	0	$\pi/4$ [rad]	0

転器 $R^T(\theta_\gamma)$, $R(\theta_\alpha)$ により $\alpha\beta$ 固定座標系電圧指令 $v_{1s,k}^*$ とされたのち、インバータへ入力される。インバータは、指令値に対応した理想的な印加電圧 v_{1s} を生成し、これにより、 $\alpha\beta$ 固定座標系応答電流 i_{1s} が発生する。固定座標系応答電流 i_{1s} は、ベクトル回転器 $R^T(\theta_\alpha)$, $R(\theta_\gamma)$ により $\gamma\delta$ 準同期座標系応答電流 i_1 となる。ベクトル回転器 $R(\theta_\gamma)$, $R^T(\theta_\gamma)$ の設定位相 θ_γ により、 γ 軸から見た回転子位相を任意の値に設定できるようにしている。

印加電圧指令 $v_{1,k}^*$ は、(4.60) 式の一定楕円形離散時間高周波電圧に基づき生成される。すなわち、

$$v_{1,k}^* = V_h^* \begin{bmatrix} \cos\theta_{h,k}^* \\ K^* \sin\theta_{h,k}^* \end{bmatrix} \quad (4.84a)$$

$$\theta_{h,k}^* = 2k\pi / N_h + \theta_{h0}^* \quad (4.84b)$$

印加電圧を中心とした設計パラメータを表 4.2 に示した。印加電圧の振幅指令 V_h^* は、50[V] 一定とし、楕円係数指令 K^* は、1 (真円形), 0 (直線形) の 2 通りとした。サンプリング周期 T_s は、0.1[ms] とし、これに対して印加電圧の周期は、0.2[ms] ($N_h=2$), 0.3[ms] ($N_h=3$), 0.4[ms] ($N_h=4$), 0.5[ms] ($N_h=5$) の 4 通りとした。印加電圧の初期位相指令 θ_{h0}^* は、 $N_h=4$ の場合に限り $\pi/4$ [rad] とし、これ以外はゼロとした。

(2) 実験結果

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84) 式の電圧指令を与え、定常状態における応答電流を観察した。

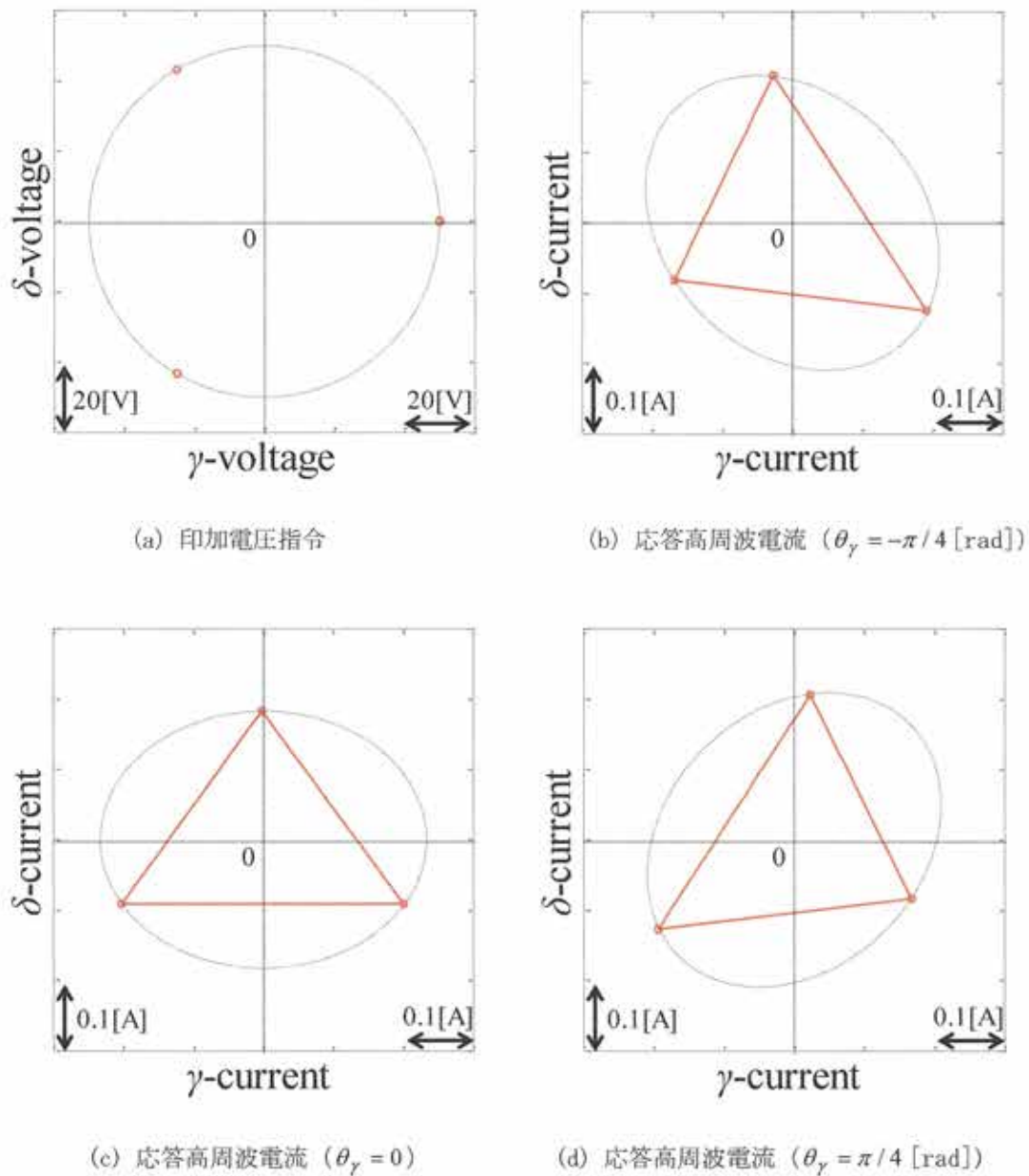
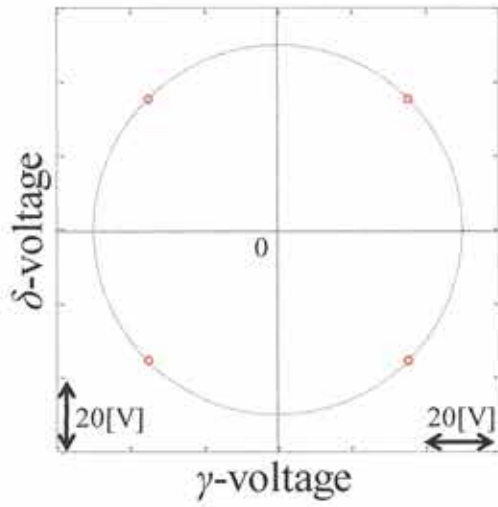


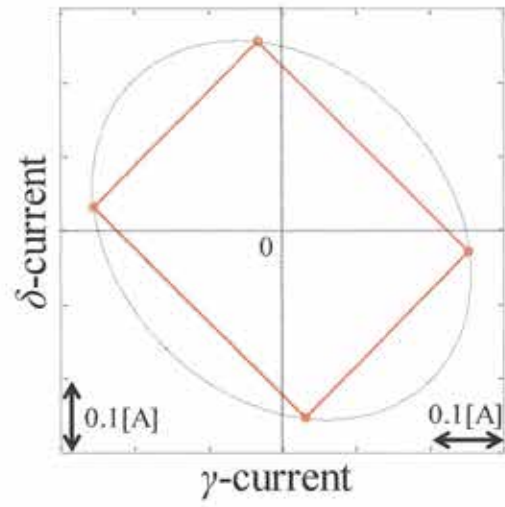
図 4.15 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=3$)

A. 真円形高周波電圧と応答高周波電流

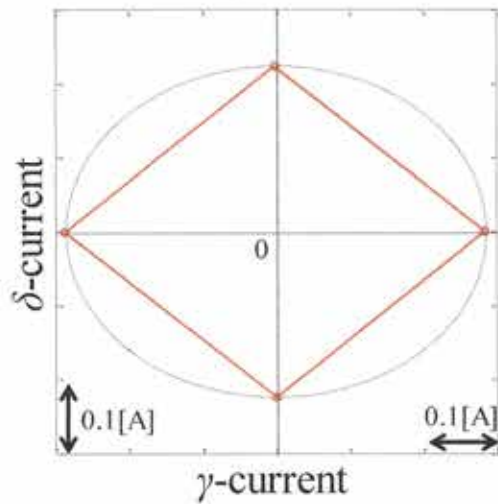
$N_h=3$ における実験結果を図 4.15 に、 $N_h=4$ における実験結果を図 4.16 に、 $N_h=5$ における実験結果を図 4.17 に示した。同図において、(a)は印加電圧指令を表示しており、赤丸が印加高周波電圧指令を、黒破線が電圧形状を表す軌跡を示している。同図からも明らかなように、印加電圧指令は、真円軌跡上を離散的に変化する。(b)、(c)、(d)はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad]、 0 、 $\pi/4$ [rad]時における応答電流を示しており、赤実線は連続時間応答 i_1 を、赤丸



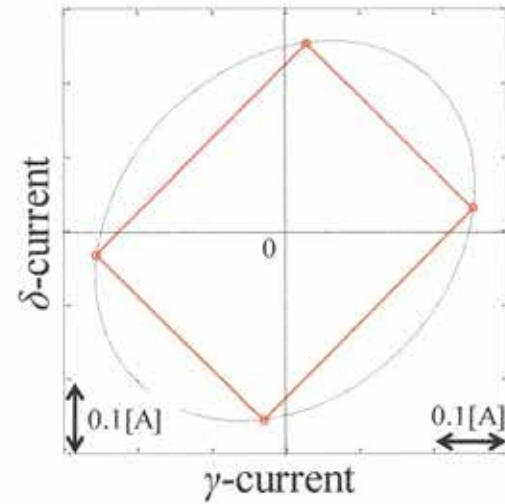
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

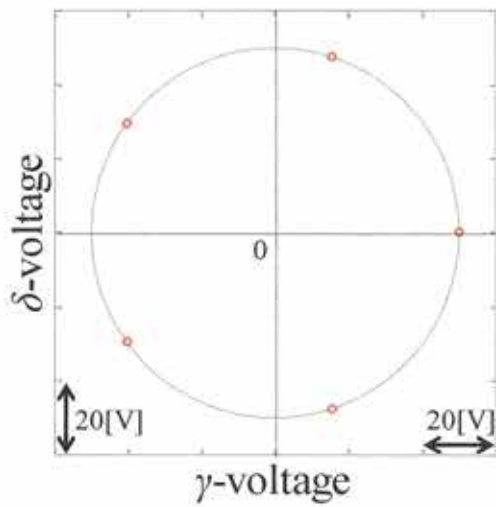


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

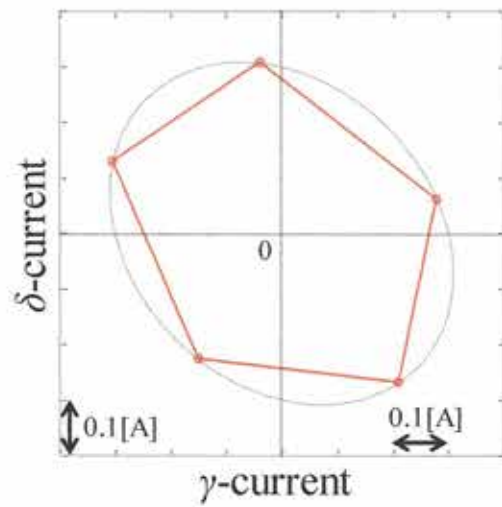
図 4.16 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=4$)

は離散時間応答 $i_{1,k}$ を、黒破線は、電流形状を表す楕円軌跡を示している。

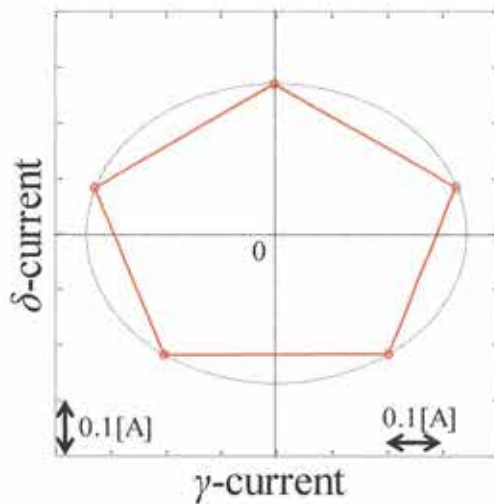
図 4.15~4.17 より、いずれの実験条件下においても、応答電流のサンプル値は、電流形状を表す楕円軌跡上に存在していることが確認される。また、この楕円の長軸位相 $\theta_{\gamma e}$ は、回転子位相 θ_γ と一致することが確認される。これらは、(4.72)~(4.76)式の正当性を裏付けるものである。



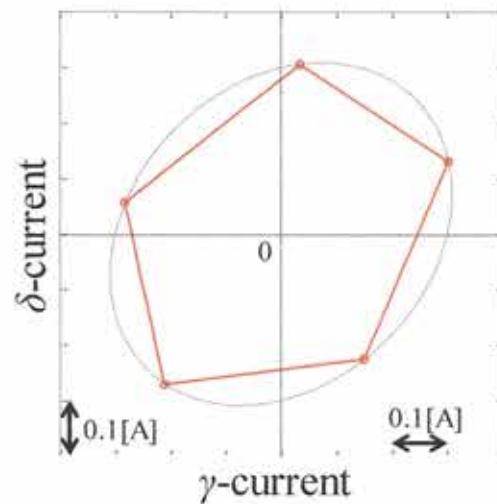
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

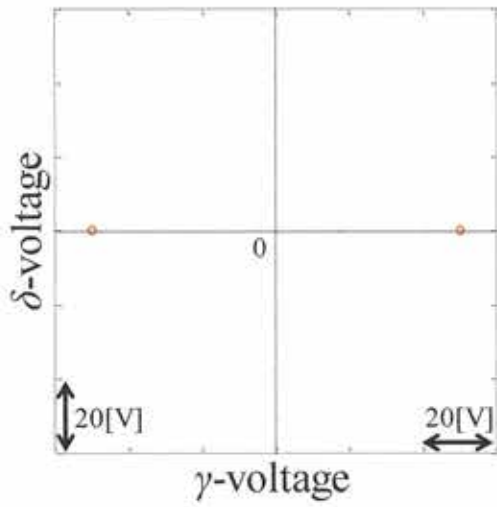


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

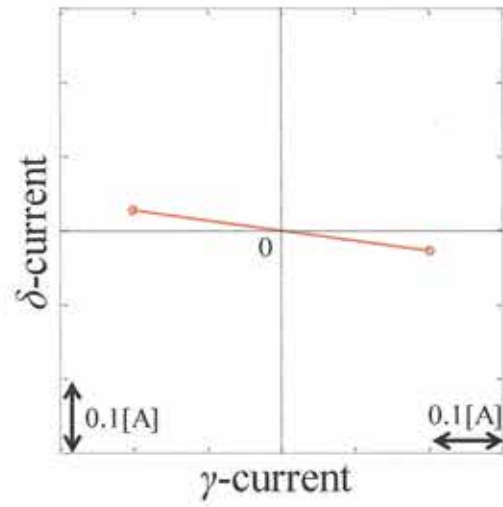
図 4.17 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=5$)

B. 直線形高周波電圧と応答高周波電流

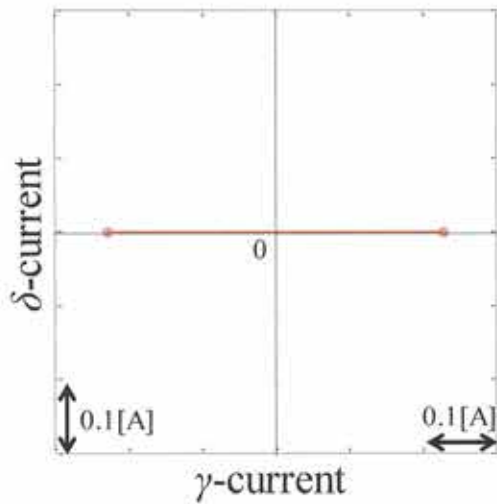
$N_h=2$ における実験結果を図 4.18 に、 $N_h=3$ における実験結果を図 4.19 に、 $N_h=4$ における実験結果を図 4.20 に、 $N_h=5$ における実験結果を図 4.21 に示した。同図において、(a)は印加電圧指令を表示しており、赤丸が印加高周波電圧指令を示している。同図からも明らかなように、印加電圧指令は、 γ 軸上を離散的に変化する。(b)、(c)、(d)はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad]、 0 、 $\pi/4$ [rad]時における応答電流を示しており、赤実線は連続時間応答 i_1 を、赤丸



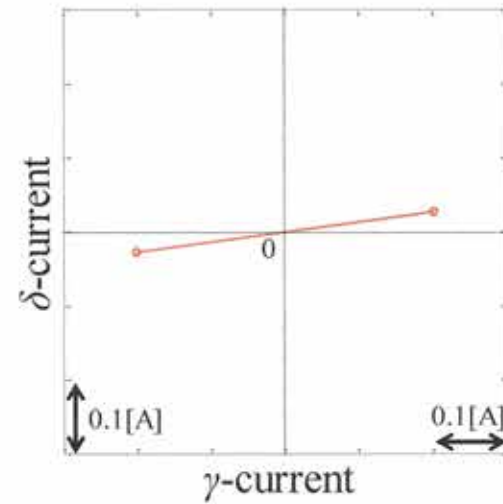
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

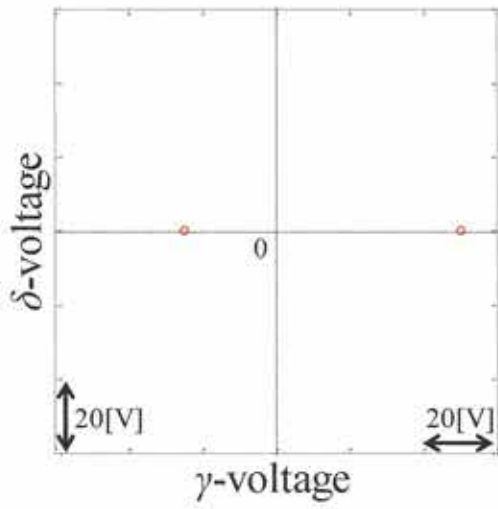


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

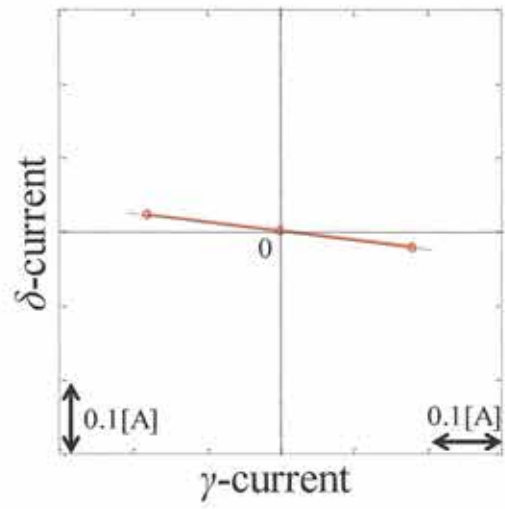
図 4.18 印加電圧と応答電流 ($N_h = 2$)

は離散時間応答 $i_{1,k}$ を、黒破線は、電流形状を表す直線軌跡を示している。

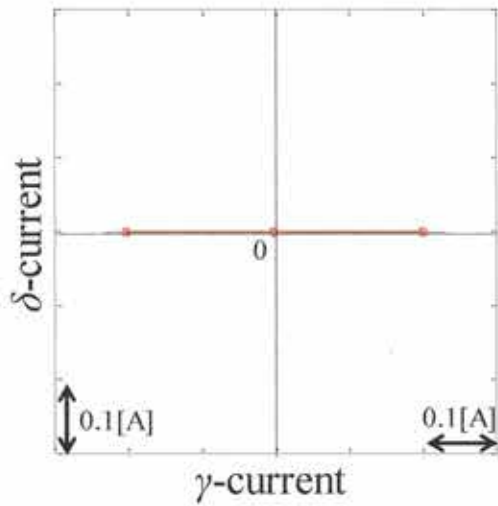
図 4.18~4.21 より、いずれの実験条件下においても、応答電流のサンプル値は、電流形状を表す直線軌跡上に存在していることが確認される。また、楕円の長軸位相に相当する高周波電流軌跡の位相 $\theta_{\gamma w}$ は、回転子位相 θ_γ に対して(4.34)式で決定される一定の大きさである。各条件下における、回転子位相の値は次式である。



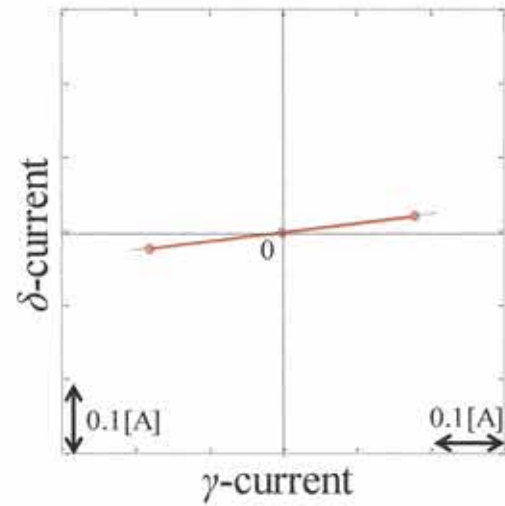
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

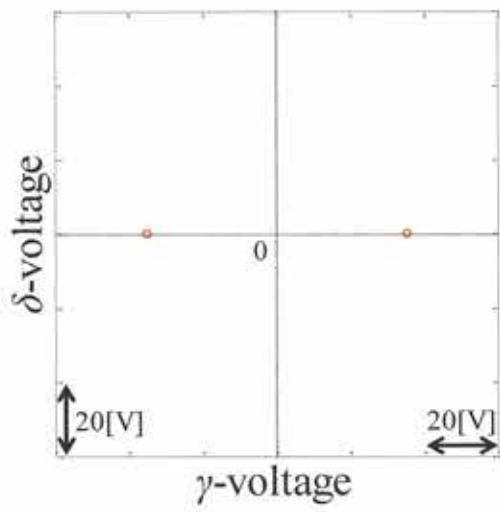


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

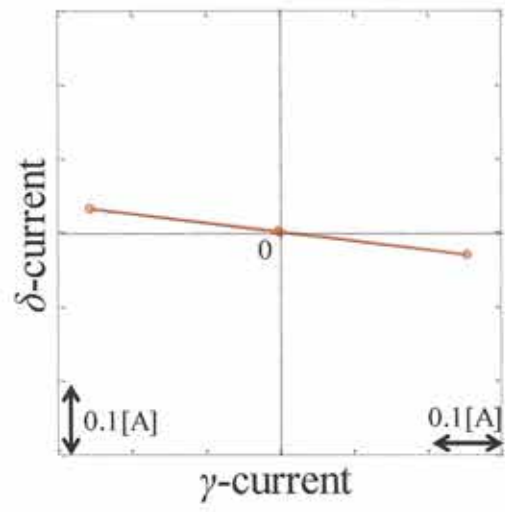
図 4.19 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=3$)

$$\theta_{\mathcal{K}} = \begin{cases} -0.120 \text{ [rad]} & ; \theta_\gamma = -\pi/4 \text{ [rad]} \\ 0 & ; \theta_\gamma = 0 \\ 0.120 \text{ [rad]} & ; \theta_\gamma = \pi/4 \text{ [rad]} \end{cases} \quad (4.85)$$

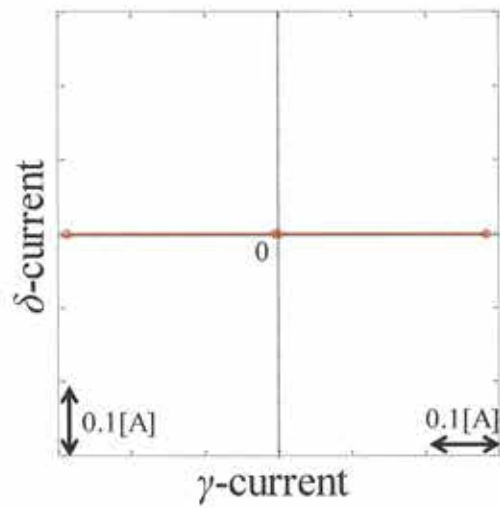
これらは、(4.78)～(4.83)式の正当性を裏付けるものである。



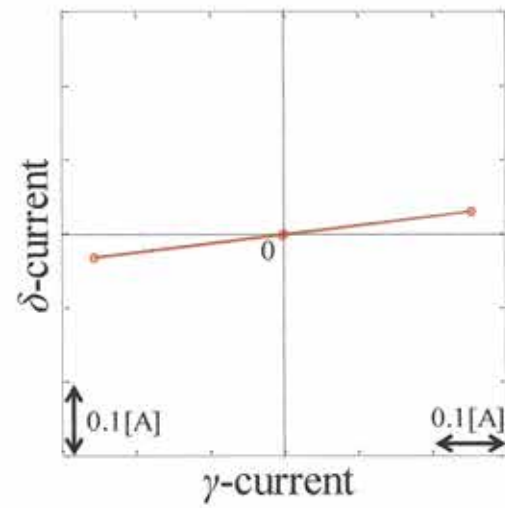
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])

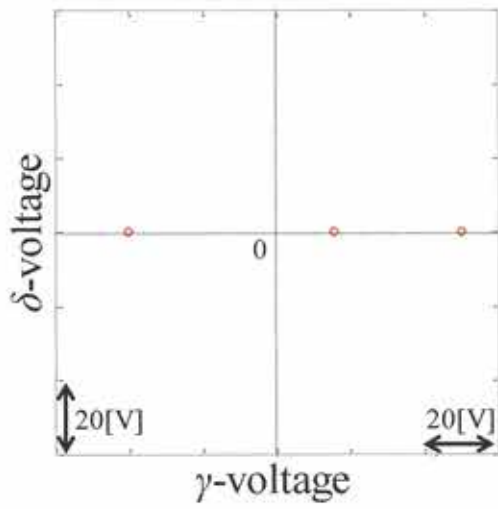


(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

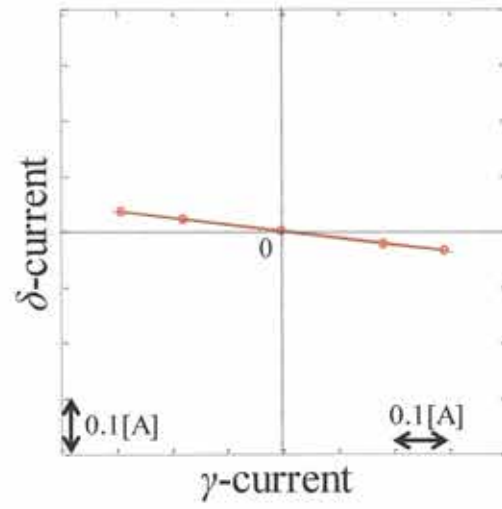


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

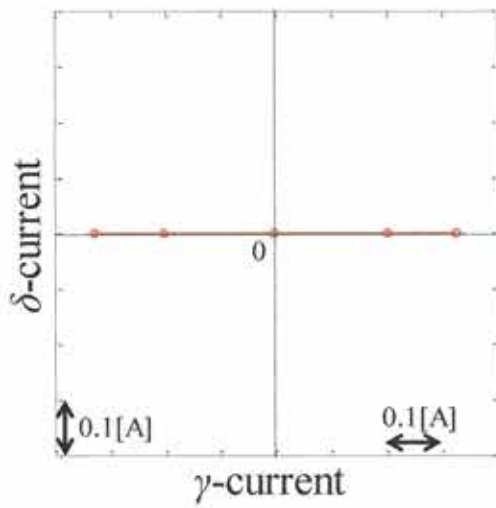
図 4.20 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=4$)



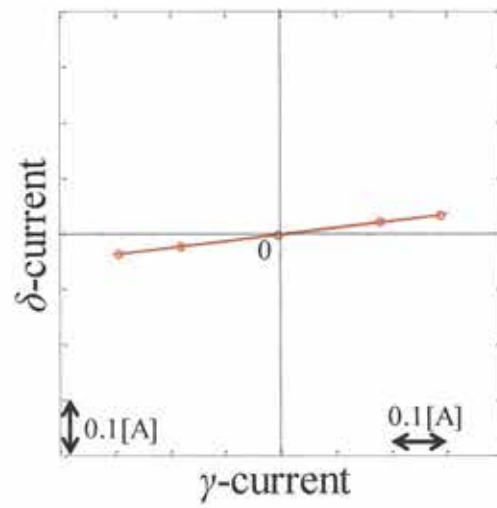
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)



(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

図 4.21 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=5$)

4.2.6 印加高周波電圧と応答高周波電流の実機検証

提案解析法の有用性を確認するため実機検証を行った。以下にこの詳細を説明する。

(1) 実験条件

実験システムの構成を図 4.22 に示した。供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(図 4.22 左端)。この仕様概要を表 4.1 に示している。本モータには、実効 4096(p/r)のエンコーダが装着されているが、これは回転子位相の位相真値、速度真値を測定するためのものであり、センサレス制御下では利用されない。供試モータには、トルク計(図 4.22 中央)を介して負荷装置(図 4.22 右端)が接続されている。

図 4.23 に本実験のためのベクトル制御系を示した。本システムは、前節にて行った数値検証と同一の実験を実機にて確認するためのものであり、 $\alpha\beta$ 固定座標系電圧指令 $v_{1s,k}^*$ を uvw 座標系電圧指令 $v_{1r,k}^*$ へ変換する 2/3 相変換器 S と、 uvw 座標系応答電流 $i_{1r,k}$ を $\alpha\beta$ 固定座標系応答電流 $i_{1s,k}$ へ変換する 3/2 相変換器 S^T が追加されているものの動作は等価である。印加電圧指令

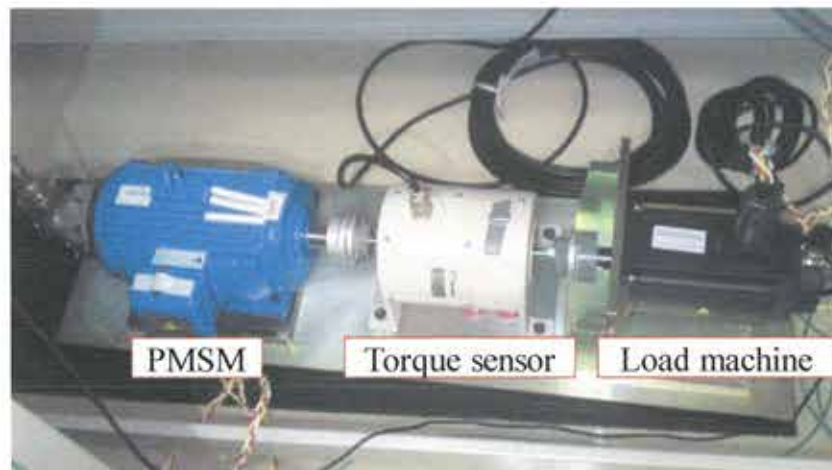


図 4.22 実験システムの構成

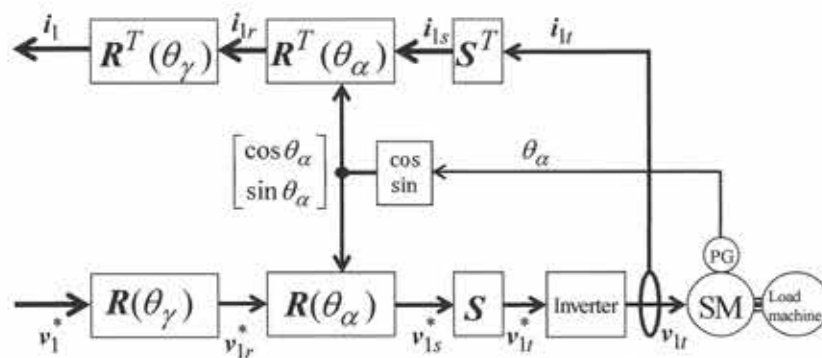


図 4.23 実機検証のためのベクトル制御系

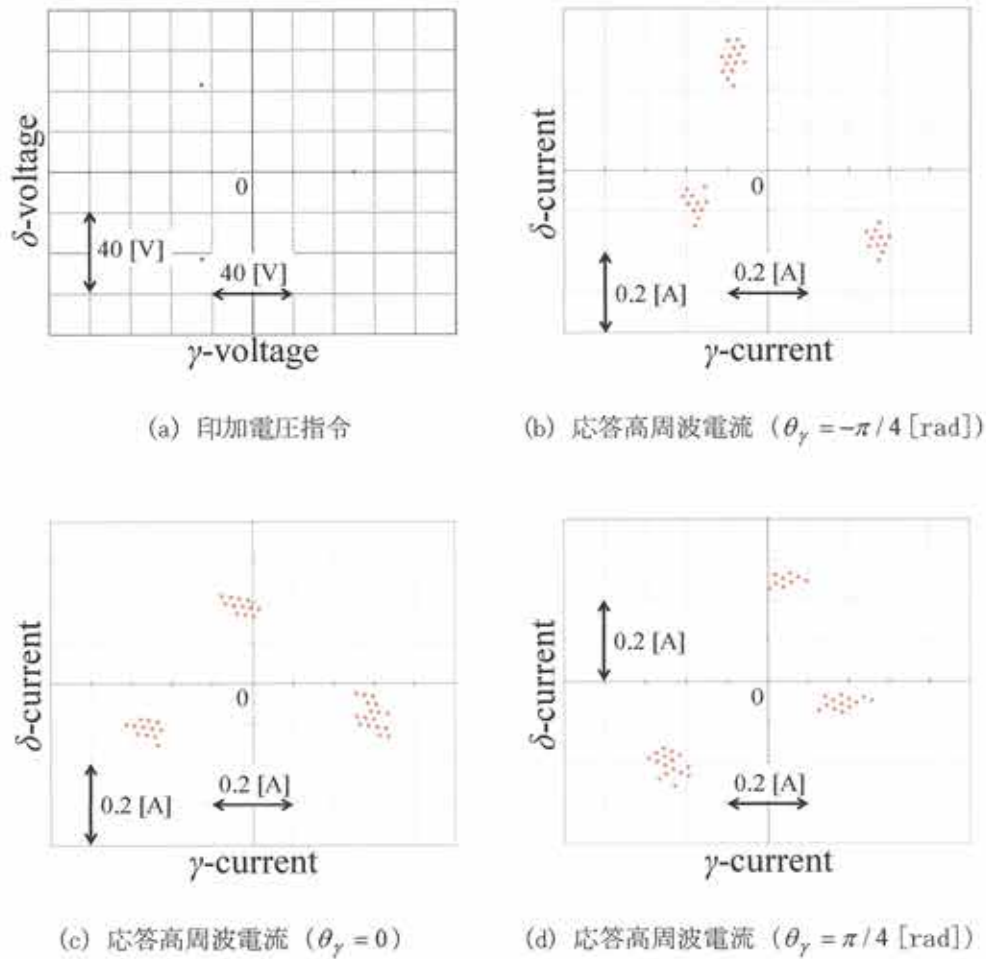


図 4.24 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=3$)

$\mathbf{v}_{i,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。印加電圧を中心とした設計パラメータは表 4.2 としている。

(2) 実験結果

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。

この上で、(4.84)式の電圧指令を与え、定常状態における応答電流を観察した。

A. 真円形高周波電圧と応答高周波電流

$N_h=3$ における実験結果を図 4.24 に、 $N_h=4$ における実験結果を図 4.25 に、 $N_h=5$ における実験結果を図 4.26 に示した。同図において、(a) は印加電圧指令を表示しており、青丸が印加高周波電圧指令を示している。(b), (c), (d) はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad], 0 , $\pi/4$ [rad] 時における応答電流を示しており、赤丸は離散時間応答 $\mathbf{i}_{i,k}$ を示している。

図 4.24~4.26 の実機検証結果と図 4.15~4.17 の数値検証結果の比較より、応答電流は数値検

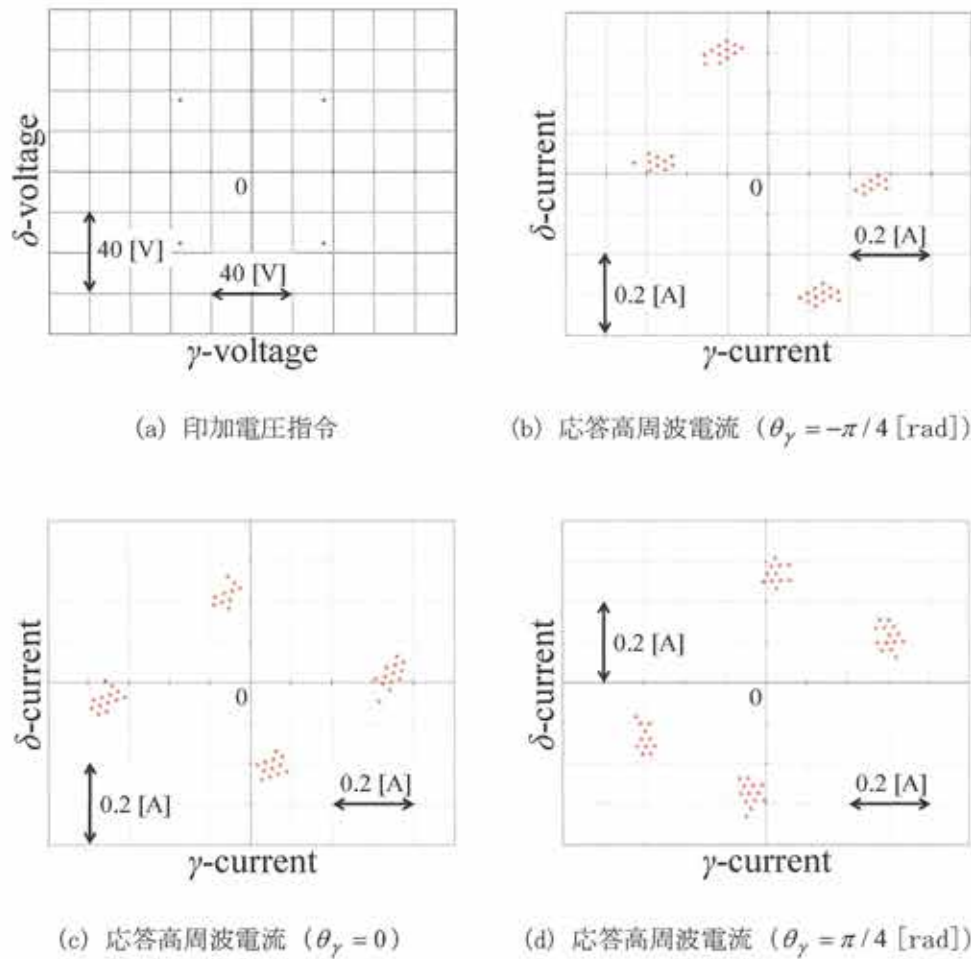


図 4.25 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=4$)

証結果と非常に近い空間応答を示していることから、提案解析結果の有用性が確認される。応答電流の振幅、位相にわずかな差があることが確認される。特に、 $N_h=4$ 、回転子位相 $\theta_\gamma=0$ における実験結果より、図 4.16(c)の数値検証結果では、応答高周波電流は $\gamma\delta$ 軸上に存在するのに対して、図 4.25(c)の実機検証結果では、 $\gamma\delta$ 軸上から正方向へ回転して高周波電流が出現しており、位相変化の確認が容易である。楕円の長軸位相が概ね回転子位相方向と等しいことから、印加電圧の形状は、真円形状に保たれているものと考えられる。このことから、高周波電流の位相変化は、これを構成する正相逆相単位ベクトルの位相変化として出現しているものと考えられる。これらの差の原因としては、デッドタイム等のインバータの非線形効果による印加電圧指令と印加電圧真値との差等が考えられ、位相推定性能に多少なりとも影響する⁽⁵⁾⁻⁽⁸⁾。

B. 直線形高周波電圧と応答高周波電流

$N_h=2$ における実験結果を図 4.27 に、 $N_h=3$ における実験結果を図 4.28 に、 $N_h=4$ における実験結果を図 4.29 に、 $N_h=5$ における実験結果を図 4.30 に示した。同図において、(a)は印加電圧指令を表示しており、青丸が印加高周波電圧指令を示している。(b)、(c)、(d)はそれぞれ

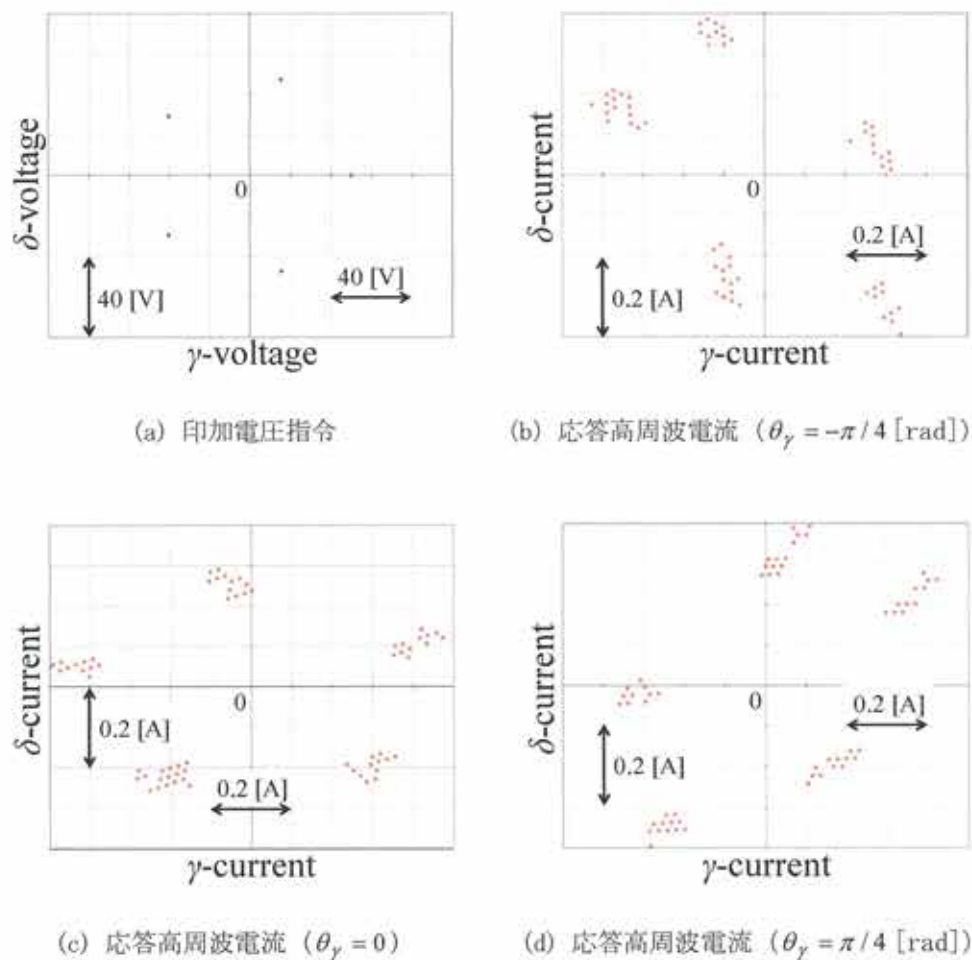
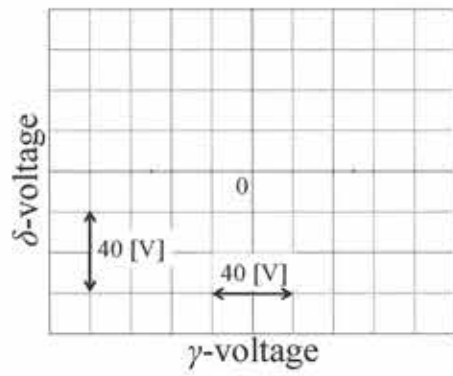


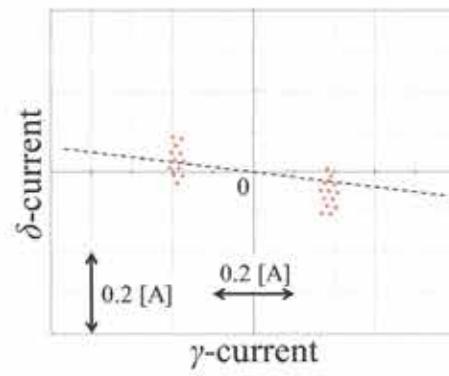
図 4.26 印加電圧と応答電流 ($K=1$, $N_h=5$)

れ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad]、 0 、 $\pi/4$ [rad]時における応答電流を示しており、赤丸は離散時間応答 $i_{l,k}$ を示している。(b)、(d)における破線は、(4.85)式の理論的な高周波電流位相を表している。

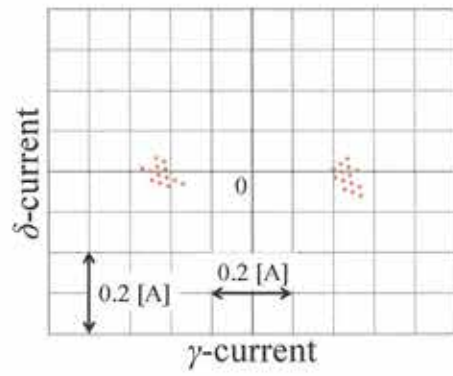
応答電流は数値検証結果と非常に近い空間応答を示しており、提案解析法の有用性が確認される。真円形高周波電圧印加時と同様に、図 4.18~4.21 の数値検証結果と比較して、応答高周波電流の振幅、位相にわずかな差があることが確認される。特に、一定値である高周波電流位相の大きさは、数値検証結果より大きく出現する。これは、供試モータのインダクタンスが公称値と異なることによるものと考えられる。また、応答電流の空間軌跡は、概ね直線形状であり、印加高周波電圧の直線形状は保たれているものと考えられる。ただし、高周波電流の空間配置が数値検証結果と異なっていることから、高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトルの位相に変化が生じているものと考えられる。



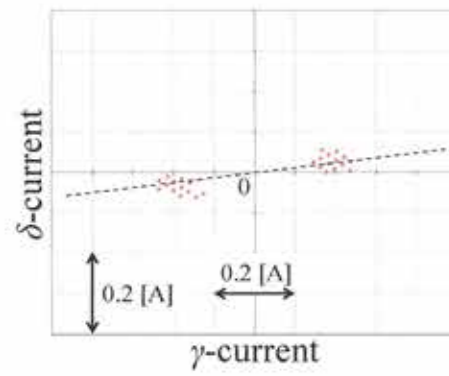
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])

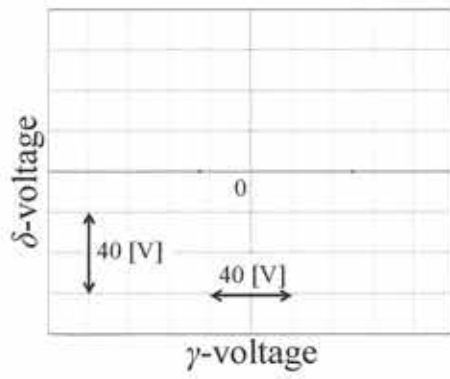


(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

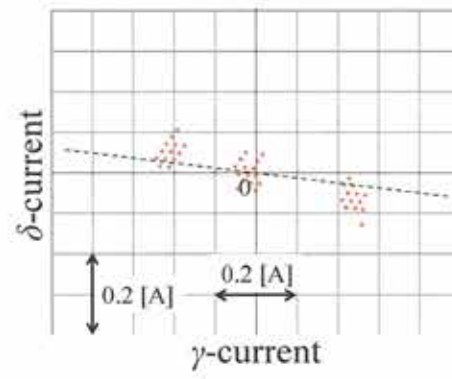


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

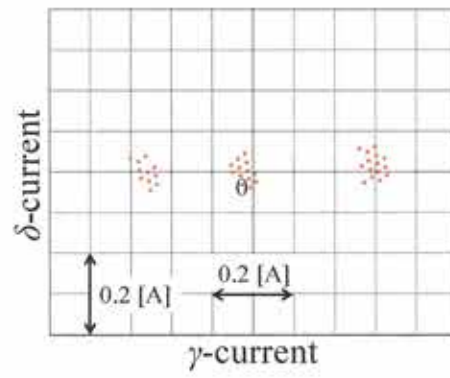
図 4.27 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=2$)



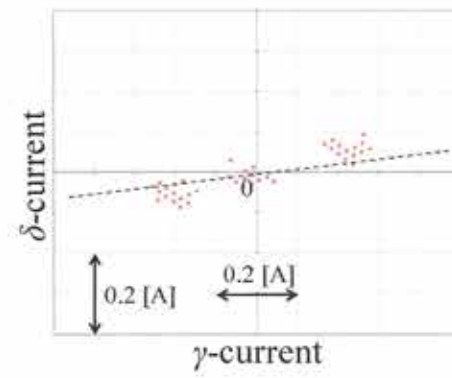
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])

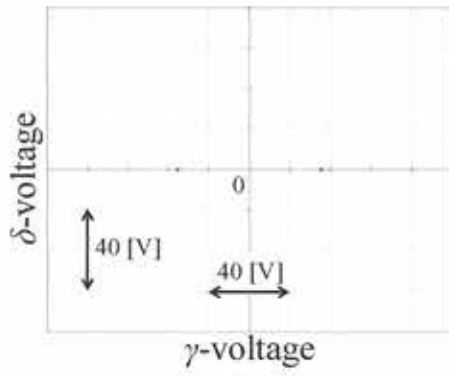


(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

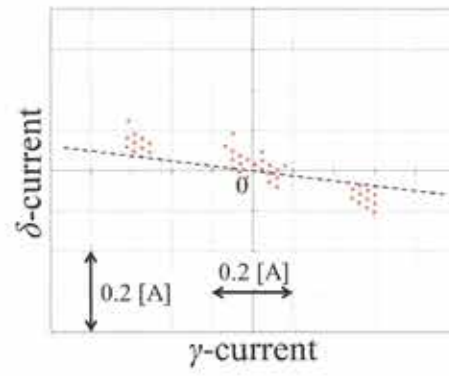


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

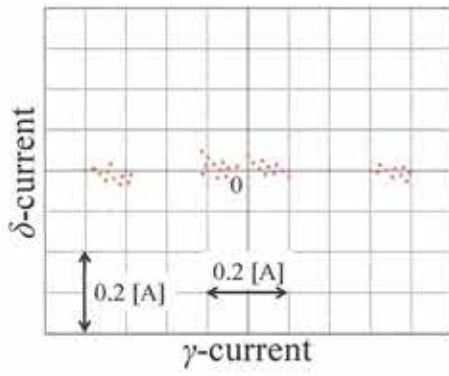
図 4.28 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=3$)



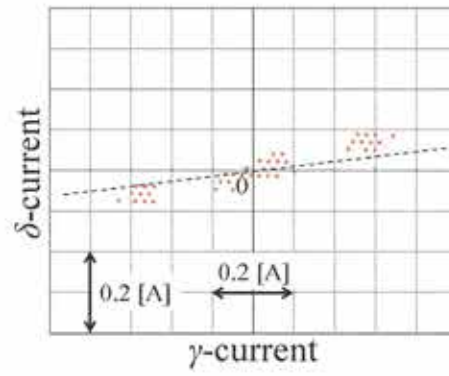
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])

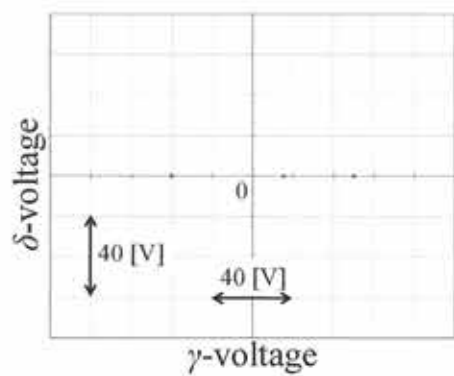


(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)

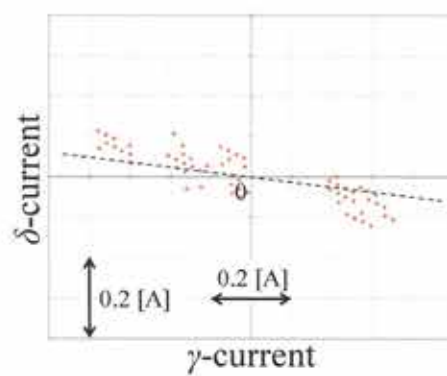


(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

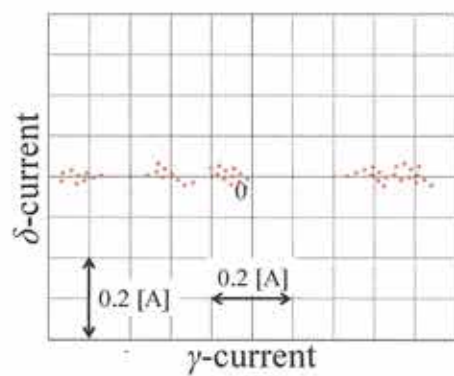
図 4.29 印加電圧と応答電流 ($K=0, N_h=4$)



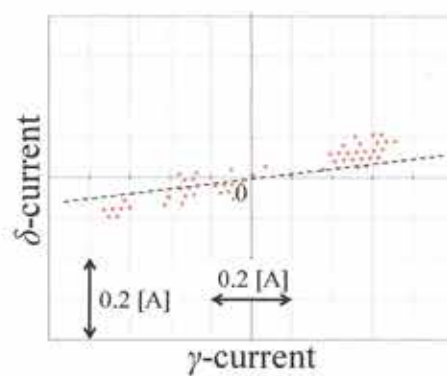
(a) 印加電圧指令



(b) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad])



(c) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = 0$)



(d) 応答高周波電流 ($\theta_\gamma = \pi/4$ [rad])

図 4.30 印加電圧と応答電流 ($K=0$, $N_h=5$)

第 5 章 正相逆相高周波電流相関による位相推定

高周波電圧印加法において、位相推定性能は、正相関信号により決定づけられる^{(2),(3)}。相関信号生成法は、高周波電圧の情報を利用して正相関信号を生成する高周波電圧利用法と高周波電流のみを利用して正相関信号を生成する高周波電流相関法に大別される^{(2),(3)}。高周波電圧利用法は、高周波電圧情報を利用して正相関信号を生成するため、高周波電圧を構成する単位ベクトルの位相変化の影響を強く受け、搬送高周波電圧印加法に適用するには、この補償機能が必要である。対して、高周波電流相関法は、高周波電流のみを利用して正相関信号を生成するため、高周波電流を構成する単位ベクトルの位相変化の影響を受けずに正相関信号の生成が可能である^{(2),(3)}。高周波電圧を構成する単位ベクトルの位相変化の影響は、高周波電流を構成する単位ベクトルの位相変化として出現するため、本性質はこの補償機能も兼ねている。

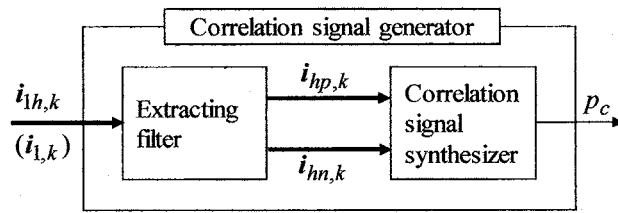
優れた性質をもつ相関信号生成法の 1 つに、高周波電流の正相成分と逆相成分から高周波電流楕円の長軸位相を生成する鏡相推定法がある⁽²⁾。本法は、高周波電流を構成する各単位ベクトルの位相変化や振幅変化等の離散時間特性に対する補償機能を備えており、搬送高周波電圧印加法に無修正で適応可能である。本補償機能は、高周波電流楕円の長軸位相が高周波電流の離散時間的性質に関わり無いことに起因したものであるが、鏡相推定法が高周波電流の正相成分と逆相成分を利用した高周波電流相関法(以下、正相逆相高周波電流相関法と呼称)であることにも起因している。本章では、第 4 章で得た離散時間領域における高周波電流の解析解に基づき、鏡相推定法を高周波電流の正相成分と逆相成分から正相関信号を合成する位相推定法として、搬送高周波電圧印加法に適した形で再構築する。

本章は、以下のように構成される。次の 5.1 節では、相成分抽出器と相関信号合成器とから構成される相関信号生成器の基本構造を示す。5.2 節では、高周波電流からこの正相成分と逆相成分とを分離抽出する相成分抽出器の詳細を示す。5.3 節では、相成分抽出器より抽出された高周波電流の正相成分と逆相成分から正相関信号を合成する相関信号合成器の詳細を示す。この際、高周波電流楕円の長軸位相を含め搬送高周波電圧印加法に適した種々の正相関信号を紹介する。5.4 節では、実機検証を通じて正相逆相高周波電流相関法の有用性を確認する。

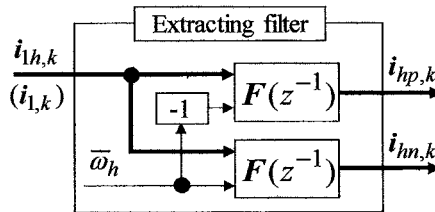
なお、本章の内容は、著者らの文献(5)をまとめ直したものであることをあらかじめことわっておく。

5.1 相関信号生成器の基本構造

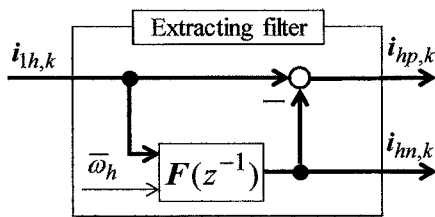
図 3.8 の位相速度推定器の構成要素の中で、位相推定性を決定づける最も重要な機器は相関信号生成器である。本機器の役割は、離散時間高周波電流 $i_{ih,k}$ から回転子位相 θ_γ と正相関の関係有する正相関信号 p_c を合成することにある。正相逆相高周波電流相関法における相関信号生成器の構成を図 5.1 に示した⁽²⁾。同図(a)は全体構成を示しており、同図(b)は相成分抽出器の代表的な構成を示している。



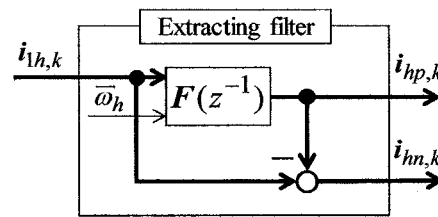
(a) 全体構造



(b-1) 相成分抽出器の構成 I



(b-2) 相成分抽出器の構成 II



(b-3) 相成分抽出器の構成 III

(b) 相成分抽出器の代表的な構成

図 5.1 相関信号生成器の基本構成

図 5.1(a) の相関信号生成器は、相成分抽出器 (Extracting filter) と相関信号合成器 (correlation signal synthesizer) から構成される。図 5.1(b) の相成分抽出器の役割は、離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ の正相成分 $i_{hp,k}$ 、逆相成分 $i_{hm,k}$ を分離抽出し、相関信号合成器へ向け出力する。同図 (b-1) ~ (b-3) は、相成分抽出器の代表的な構成を示している。図 5.1(b-1) の構成では、離散時間高周波電流から 2 つの同一特性をもつ 2×2 フィルタ $F(z^{-1})$ を用いて正相成分 $i_{hp,k}$ 、逆相成分 $i_{hm,k}$ を抽出する。同図の 2×2 フィルタ $F(z^{-1})$ においては、駆動用成分 $i_{1f,k}$ を阻止するように設計する場合には、フィルタの入力信号は、固定子電流 $i_{1,k}$ とすることも可能である。この点を考慮して、同図においては、括弧付けでこれを示している。図 5.1(b-2) の構成では、高周波電流 $i_{1h,k}$ から、この逆相成分 $i_{hm,k}$ を 2×2 フィルタ $F(z^{-1})$ により抽出し、(4.64a) 式の関係を利用して、正相成分 $i_{hp,k}$ を抽出するものである。図 5.1(b-3) の構成は、図 5.1(b-2) と同様に高周波電流から正相成分 $i_{hp,k}$ を抽出してから、逆相成分 $i_{hm,k}$ を抽出するものである。図 5.1(b-2)、(b-3) の構成では、共に (4.64a) 式の関係を利用するため、先に固定子電流 $i_{1,k}$ より高周波成

分 $i_{lh,k}$ を抽出する必要がある。

相関信号合成器の役割は、入力された正相高周波電流 $i_{hp,k}$ と、逆相高周波電流 $i_{hm,k}$ を用いて、回転子位相 θ_γ と正相関を有する正相関信号 p_c を合成し、外部の位相同期器へ向け出力する。以下に、相成分抽出器と相関信号合成器を個別に説明する。

5.2 相成分抽出器

(4.64)式が明示しているように、離散時間高周波電流 $i_{lh,k}$ は、正相成分 $i_{hp,k}$ と逆相成分 $i_{hm,k}$ とを含んでいる。正相・逆相成分は、周波数に極性の差こそあれ、同一の大きさの周波数 $|\omega_h|$ をもつ。このため、高周波電流からそれぞれを個別に抽出するには、正負異なる周波数に対して、選択的処理が可能なフィルタを必要とする。このような 2×2 フィルタ $F(z^{-1})$ としては、ベクトル回転器同伴フィルタと D 因子フィルタとが知られている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。搬送高周波電圧印加法においては、離散時間領域にて、直接設計・実現されたものが望ましい。以下に、離散時間領域における上記 2 フィルタの詳細を説明する。

5.2.1 デジタルベクトル回転器同伴フィルタ

ベクトル回転器同伴フィルタの離散時間領域における解析は、文献(1)にて紹介されているユニタリ変換を用いた解析が同様に有効である。以下に、この詳細を示す。

二相離散信号 $\tilde{\mathbf{u}}_k$ に対して、(5.1)式のフィルタ処理を施すことを考える。

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}_k &= \mathbf{F}(z^{-1})\tilde{\mathbf{u}}_k \\ &= \mathbf{R}^T(\theta_{0,k})\mathbf{F}(z^{-1})\mathbf{R}(\theta_{0,k})\tilde{\mathbf{u}}_k \\ &= \mathbf{R}^T(\theta_{0,k})\mathbf{F}(z^{-1})\mathbf{u}_k\end{aligned}\tag{5.1a}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_k &= \mathbf{R}(\theta_{0,k})\tilde{\mathbf{u}}_k\end{aligned}\tag{5.1b}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_k &= \text{diag}\left(\mathbf{F}(z^{-1}), \mathbf{F}(z^{-1})\right)\mathbf{u}_k \\ &= \mathbf{F}(z^{-1})\mathbf{u}_k\end{aligned}\tag{5.1c}$$

$$\mathbf{F}(z^{-1}) = \mathbf{R}^T(\theta_{0,k})\mathbf{F}(z^{-1})\mathbf{R}(\theta_{0,k})\tag{5.1d}$$

$$\theta_{0,k} = \frac{1}{1-z^{-1}}\bar{\omega}_{0,k} = \theta_{0,k-1} + \bar{\omega}_{0,k}\tag{5.1e}$$

ここに、 $\bar{\omega}_{0,k}$ は、 $\omega_{0,k}$ の正規化値であり、位相 $\theta_{0,k}$ とは次の関係を有する。

$$\bar{\omega}_{0,k} \equiv \omega_{0,k}T_s = (1-z^{-1})\theta_{0,k} = \theta_{0,k} - \theta_{0,k-1}\tag{5.2}$$

本正規化信号 $\bar{\omega}_{0,k}$ を (正規化) シフト周波数と呼称する。簡単のため、本論文では、シフト周波数 $\bar{\omega}_{0,k}$ は一定 ($\bar{\omega}_0 = \text{const}$) であるものとする。本条件下では、位相 $\theta_{0,k}$ は次式にて表現可能である。

$$\theta_{0,k} = k\bar{\omega}_0\tag{5.3}$$

(5.1)式の離散時間処理システムを図 5.2 に示した。入力信号 $\tilde{\mathbf{u}}_k$ は、直交座標系上の 2×1 ベ

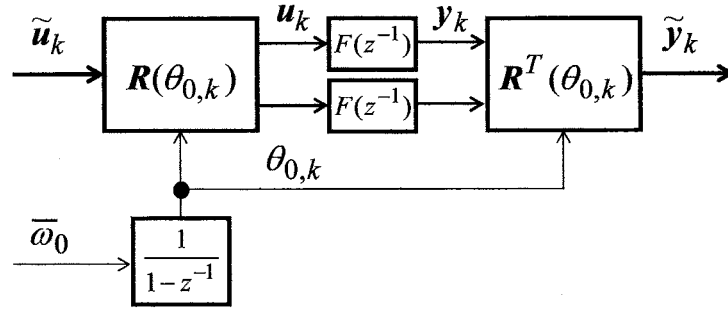


図 5.2 デジタルベクトル回転器同伴フィルタ

クトル信号である。本システムでは、入力ベクトル \tilde{u}_k のベクトル回転器 $R(\theta_{0,k})$ による回転処理後の信号を u_k とし、 u_k の 2 要素を各々個別にデジタルフィルタ $F(z^{-1})$ で処理し、処理信号を y_k としている。2 要素の処理に利用した 2 個のフィルタ $F(z^{-1})$ の特性は同一であり、遅延演算子 z^{-1} の有理多項式として表現されるものとしている。フィルタ処理信号 y_k に対してベクトル回転器 $R^T(\theta_{0,k})$ で再度回転処理し、これを出力信号 \tilde{y}_k としている。ベクトル回転器に利用している位相 $\theta_{0,k}$ は、瞬時速度（周波数） $\bar{\omega}_0$ を後退差分処理（連続時間版における瞬時速度 ω_0 に対する積分処理を後退差分近似）により実現し得ており、離散的に変化する。

(5.4) 式で定義された 2×2 ユニタリ行列を考える。

$$U \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix}, \quad U^\dagger \equiv \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

U^\dagger を用いて、実数ベクトル信号に対してユニタリ変換を施す。

$$\tilde{u}_{PN,k} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_{P,k} \\ \tilde{u}_{N,k} \end{bmatrix} = U^\dagger \tilde{u}_k \quad (5.5a)$$

$$u_{PN,k} = U^\dagger u_k \quad (5.5b)$$

$$y_{PN,k} = U^\dagger y_k \quad (5.5c)$$

$$\tilde{y}_{PN,k} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{P,k} \\ \tilde{y}_{N,k} \end{bmatrix} = U^\dagger \tilde{y}_k \quad (5.5d)$$

ここに、ベクトルの脚符 PN はユニタリ変換後信号であることを意味する。脚符 P, N は、それぞれユニタリ変換後のベクトル信号の第 1 要素、第 2 要素を意味する。第 1 要素を正相成分とする場合には、第 2 要素を逆相成分との認識も可能であるが、高周波電流（入力信号）における正相成分と逆相成分との混乱をきたすため、本論文では、それぞれを正順成分、逆順成分と呼称する。当然のことながら、これらの信号は複素数である。

続いて、ベクトル回転器 $R(\theta_{0,k})$ 、 $R^T(\theta_{0,k})$ を、ユニタリ行列を用い以下のように相似変換（対角化）する。

$$\begin{aligned} R(\theta_{0,k}) &= U \text{diag}(e^{j\theta_{0,k}}, e^{-j\theta_{0,k}}) U^\dagger \\ &= U \text{diag}(e^{jk\bar{\omega}_0}, e^{-jk\bar{\omega}_0}) U^\dagger \end{aligned} \quad (5.6a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^T(\theta_{0,k}) &= \mathbf{U} \text{diag}(e^{-j\theta_{0,k}}, e^{j\theta_{0,k}}) \mathbf{U}^\dagger \\ &= \mathbf{U} \text{diag}(e^{-jk\bar{\omega}_0}, e^{jk\bar{\omega}_0}) \mathbf{U}^\dagger \end{aligned} \quad (5.6b)$$

(5.1)式に表現された入力信号から出力信号に至るベクトル回転器同伴フィルタによる処理は、(5.5)、(5.6)式を適用すると、ユニタリ変換後の信号に対する処理として以下のように再表現される。

$$\mathbf{u}_{PN,k} = \text{diag}(e^{jk\bar{\omega}_0}, e^{-jk\bar{\omega}_0}) \tilde{\mathbf{u}}_{PN,k} \quad (5.7a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{PN,k} &= \mathbf{U}^\dagger [f_k * [\mathbf{U} \mathbf{u}_{PN,k}]] \\ &= \mathbf{U}^\dagger \mathbf{U} [f_k * \mathbf{u}_{PN,k}] \end{aligned} \quad (5.7b)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{y}}_{PN,k} &= \text{diag}(e^{-jk\bar{\omega}_0}, e^{jk\bar{\omega}_0}) \mathbf{y}_{PN,k} \end{aligned} \quad (5.7c)$$

ここに、記号*は、次式で定義された離散時間領域における畳み込み積分を意味する。

$$f_k * u_k \equiv \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_n x_{k-n} \quad (5.8)$$

また、スカラ信号 f_k はフィルタ $F(z^{-1})$ の逆 z 変換を意味する。

$\tilde{\mathbf{u}}_{PN,k}$, $\mathbf{u}_{PN,k}$, $\mathbf{y}_{PN,k}$, $\tilde{\mathbf{y}}_{PN,k}$ の z 変換後の信号をそれぞれ $\tilde{\mathbf{U}}_{PN}(z^{-1})$, $\mathbf{U}_{PN}(z^{-1})$, $\mathbf{Y}_{PN}(z^{-1})$, $\tilde{\mathbf{Y}}_{PN}(z^{-1})$ とするならば、周波数推移性に注意しつつユニタリ変換後の信号に z 変換を施すと、 $\bar{\omega}_0 = \text{const}$ の仮定の下では、以下のように得られる。

$$\mathbf{U}_{PN}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{U}}_P(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \\ \tilde{\mathbf{U}}_N(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (5.9a)$$

$$\mathbf{Y}_{PN}(z^{-1}) = F(z^{-1}) \mathbf{U}_{PN}(z^{-1}) \quad (5.9b)$$

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{PN}(z^{-1}) = \begin{bmatrix} Y_P(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \\ Y_N(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \end{bmatrix} \quad (5.9c)$$

(5.9a)式を(5.9b)式に用い、(5.9c)式を再評価すると次の関係式が得られる。

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{Y}}_{PN}(z^{-1}) &= \begin{bmatrix} F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \tilde{\mathbf{U}}_P(z^{-1}) \\ F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \tilde{\mathbf{U}}_N(z^{-1}) \end{bmatrix} \\ &= \text{diag}(F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) \tilde{\mathbf{U}}_{PN}(z^{-1}) \end{aligned} \quad (5.10)$$

(5.10)式より、連続時間領域におけるベクトル回転器同伴フィルタの正順(第1)、逆順(第2)成分の伝達関数は、それぞれ $F(s + j\omega_0)$, $F(s - j\omega_0)$ であったのに対して、離散時間領域では、それぞれ $F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1})$, $F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})$ となる⁽¹⁾。両伝達関数は、基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ の極・零点の振幅を維持したまま、この配置を空間的に回転させることを意味し、両伝達関数の周波数応答は、基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ の周波数応答に対して、シフト周波数相当だけ線形的にシフトする(後述図 5.3 参照)⁽¹⁾。すなわち、入力信号に含まれる正相成分と逆相成分に対して、両伝達関数は同一特性を持つ。本性質は、入力信号に含まれる正相成分あるいは逆相成分の選択的処理が可能であることを意味する。

離散時間高周波電流から正相成分を抽出するフィルタは、逆相成分で完全減衰、正相成分で位相差の無いバンドパス特性をもつ必要がある。この種ベクトル回転器同伴フィルタとしては、シ

フト周波数を $\bar{\omega}_0 = -\bar{\omega}_h$ とし、基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ を周波数 $2\bar{\omega}_h$ ($N_h = 3$ の場合、正規化周波数周波数 $\bar{\omega}_h$) で完全減衰が達成可能なローパス特性とすればよい⁽¹⁾。また、逆相成分を抽出するフィルタに関しては、正相成分で完全減衰、逆相成分で位相差の無いバンドパス特性をもつ必要がある。この種ベクトル回転器同伴フィルタとしては、シフト周波数を $\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_h$ とし、基本特性を定める $F(z^{-1})$ フィルタは正相成分を抽出するフィルタと同様に周波数 $2\bar{\omega}_h$ ($N_h = 3$ の場合、正規化周波数周波数 $\bar{\omega}_h$) で完全減衰が達成可能なローパス特性とすればよい⁽¹⁾。

離散時間搬送高周波電圧印加法において、優れた特性をもつデジタルローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ としては、(3.21)式に示した移動平均フィルタがある。(5.10)式より、(3.21)式を基本特性とするベクトル回転器同伴フィルタの特性(正順成分伝達関数)は、次式で与えられる。

$$F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} e^{-jk\bar{\omega}_0} z^{-k} \approx \frac{1}{N_s} \frac{1 - r_d^{N_s} e^{-jN_s \bar{\omega}_0} z^{-N_s}}{1 - r_d e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}} \quad (5.11)$$

(3.21)式の移動平均フィルタを $N_s = N_h$ とし、シフト周波数を $\bar{\omega}_0 = -\bar{\omega}_h$ ($\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_h$) とする場合には、逆相成分(正相成分)に加えて、ゼロ周波数成分に対しても完全減衰特性を示す。

$$F(z^{-1}) = \frac{1}{N_h} \sum_{k=0}^{N_h-1} z^{-k} \approx \frac{1}{N_h} \frac{1 - r_d^{N_h} z^{-N_h}}{1 - r_d z^{-1}} \quad (5.12)$$

(3.21)式の移動平均フィルタを $N_s = N_h/2$ とし、シフト周波数を $\bar{\omega}_0 = -\bar{\omega}_h$ ($\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_h$) とする場合には、逆相成分(正相成分)で完全減衰特性を示す。

$$F(z^{-1}) = \frac{2}{N_h} \sum_{k=0}^{N_h/2-1} z^{-k} \approx \frac{2}{N_h} \frac{1 - r_d^{N_h/2} z^{-N_h/2}}{1 - r_d z^{-1}} \quad (5.13)$$

一例として、 $N_h = 4$ とし、基本特性を定めるフィルタとして(5.12)式を選定したベクトル回転器同伴フィルタの周波数応答を図5.3に示した。同図(a)は振幅特性であり、同図(b)は位相特性である。同図におけるシフト周波数 $\bar{\omega}_0$ は、それぞれ $\bar{\omega}_h = -\pi/2$, 0 , $\bar{\omega}_h = \pi/2$ の3通りとしている。また、 $\bar{\omega}_0 = -\bar{\omega}_h$, $\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_h$ の場合を、それぞれ正順成分、逆順成分の周波数応答としてみなすことも可能である。同図からも明らかなように、シフト周波数を $\bar{\omega}_h = -\pi/2$ とする場合には、振幅・位相特性がシフト周波数分相当、線形的にシフトする。これにより、正相成分で位相差の無いバンドパス特性を、逆相成分とゼロ周波数成分で完全減衰を示す。また、シフト周波数を $\bar{\omega}_h = \pi/2$ とする場合には、逆相成分で位相差の無いバンドパス特性を、正相成分とゼロ周波数成分で完全減衰を示す。

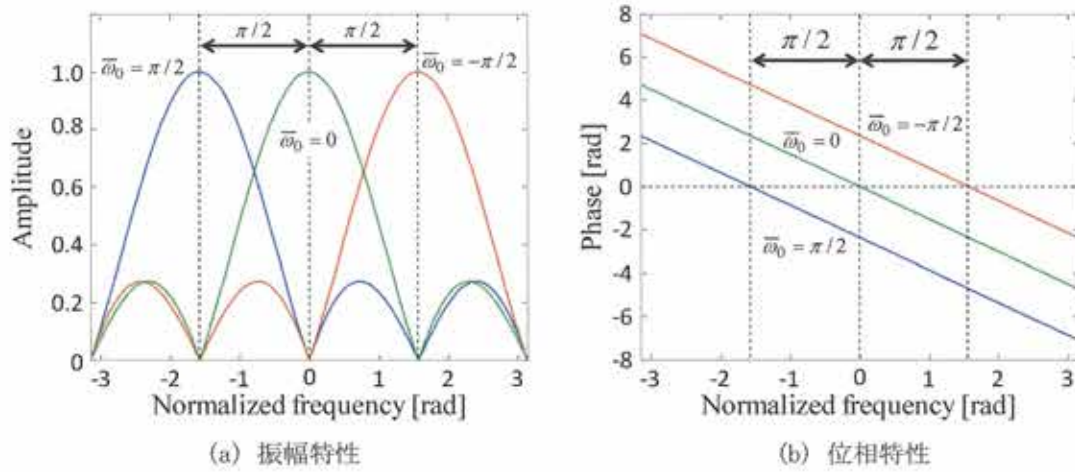


図 5.3 ベクトル回転器同伴フィルタの周波数応答の一例

5.2.2 デジタルD因子フィルタ

D因子フィルタの離散時間領域における実現は、連続時間領域で設計した後、これを離散時間化することにより実現される。この場合、フィルタが高次になるにつれ、離散時間化は容易ではなくなる。本節では、D因子フィルタを離散時間領域にて直接実現する方法を示す。

(1) デジタル逆D因子の定義と特性

次式に定義された 2×2 行列を考える。

$$D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0) \equiv R^T(\bar{\omega}_0) z^{-1} \quad (5.14)$$

本行列は、遅延演算子 z^{-1} とシフト周波数 $\bar{\omega}_0$ を用いたベクトル回転器 $R^T(\bar{\omega}_0)$ から構成される。本論文では、(5.13)式で定義された行列 $D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)$ をデジタル逆D因子と呼称する。

デジタル逆D因子に関して次の定理が成立する。

《定理 5.1》

デジタル逆D因子 $D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)$ と 2×2 行列 $\text{diag}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})$ は、互いに相似関係にある。

《証明》

(5.6)式より、デジタル逆D因子は、(5.4)式で定義されたユニタリ行列 U 、 U^\dagger を用いて、次式のように対角化される。

$$D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0) = U \text{diag}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) U^\dagger \quad (5.15)$$

上式は定理を意味する。 ■

(2) デジタルD因子フィルタの定義と基本特性

A. デジタルD因子フィルタの定義

実数スカラ信号 u_k , y_k を入出力とする次の 1×1 (1入力1出力) の n 次安定デジタルフィルタ $F(z^{-1})$ を考える。

$$y_k = F(z^{-1})u_k = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u_k \quad (5.16a)$$

$$F(z^{-1}) \equiv \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (5.16b)$$

$$A(z^{-1}) \equiv 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \cdots + a_nz^{-n} \quad (5.16c)$$

$$B(z^{-1}) \equiv b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \cdots + b_nz^{-n} \quad (5.16d)$$

次に 2×1 実数ベクトル信号 u_k , y_k を入出力とする次の 2×2 n 次安定デジタルフィルタを考える。

$$y_k = F(z^{-1}I)u_k = A^{-1}(z^{-1}I)B(z^{-1}I)u_k \quad (5.17a)$$

$$F(z^{-1}I) \equiv A^{-1}(z^{-1}I)B(z^{-1}I) \quad (5.17b)$$

$$A(z^{-1}I) \equiv I + a_1[z^{-1}I] + a_2[z^{-1}I]^2 + \cdots + a_n[z^{-1}I]^n \quad (5.17c)$$

$$B(z^{-1}I) \equiv b_0I + b_1[z^{-1}I] + b_2[z^{-1}I]^2 + \cdots + b_n[z^{-1}I]^n \quad (5.17d)$$

上記の 1×1 フィルタと 2×2 フィルタとの間には、次の関係が成立している。

$$F(z^{-1}I) = \text{diag}(F(z^{-1})I) \quad (5.18a)$$

$$A(z^{-1}I) = \text{diag}(A(z^{-1})I) \quad (5.18b)$$

$$B(z^{-1}I) = \text{diag}(B(z^{-1})I) \quad (5.18c)$$

上記 2×2 フィルタ $F(z^{-1}I)$ においては、ベクトル信号は互いに非干渉である。

非干渉デジタルフィルタ $F(z^{-1}I)$ における因子 $[z^{-1}I]$ を (5.14) 式で定義されたデジタル逆D因子 $D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)$ で置換した、 2×1 実数ベクトル信号 \tilde{u}_k , \tilde{y}_k を入出力とする次の 2×2 フィルタ (デジタルD因子フィルタ) を考える。

$$\tilde{y}_k = F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))\tilde{u}_k = A^{-1}(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))\tilde{u}_k \quad (5.19a)$$

$$F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \equiv A^{-1}(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \quad (5.19b)$$

$$A(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \equiv I + a_1D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0) + a_2D_z^2(z^{-1}, \bar{\omega}_0) + \cdots + a_nD_z^n(z^{-1}, \bar{\omega}_0) \quad (5.19c)$$

$$B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \equiv b_0I + b_1D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0) + b_2D_z^2(z^{-1}, \bar{\omega}_0) + \cdots + b_nD_z^n(z^{-1}, \bar{\omega}_0) \quad (5.19d)$$

上記 2×2 フィルタ $F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ においては、ベクトル信号は互いに干渉している。

B. デジタルD因子フィルタの周波数特性と安定性

デジタルD因子フィルタ $F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ の係数 a_i , b_i は、安定な 1×1 デジタルフィルタ $F(z^{-1})$ の設計を通じて得たフィルタ係数をそのまま用いて実現される。(5.17b) 式のように安定な 1×1 デジタルフィルタ $F(z^{-1})$ を並列に配置しただけの 2×2 デジタルフィルタ $F(z^{-1}I)$ は、第1, 第2要素が相互に干渉しておらず、この周波数特性および安定性は 1×1 フィルタ $F(z^{-1})$ のそれと等しい。対して、デジタルD因子フィルタの第1, 第2要素は、これに利用されるデジタルD因子 $D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)$ により、相互に干渉しており、この周波数特性および安定性

は直ちに明らかではない。デジタル D 因子フィルタの周波数特性と安定性に関しては、以下の定理に示す性質が成立する。

《定理 5.2》

デジタル D 因子フィルタ $F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ は、 2×1 の正順成分、逆順成分に関し、各々伝達関数 $F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})$ もつ。

《証明》

(5.15)式より、(5.19)式の $A(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ 、 $B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ は、(5.4)式で定義されたユニタリ行列 U 、 U^\dagger を用いて以下のように対角化される。

$$\begin{aligned} A(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= \sum_{i=0}^n a_i D_z^i(z^{-1}, \bar{\omega}_0) = \sum_{i=0}^n a_i [U \text{diag}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) U^\dagger]^i \\ &= \sum_{i=0}^n [U \text{diag}(a_i e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, a_i e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) U^\dagger]^i \\ &= U \text{diag}(A(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) U^\dagger; a_0 = 1 \end{aligned} \quad (5.20a)$$

$$\begin{aligned} B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= \sum_{i=0}^n b_i D_z^i(z^{-1}, \bar{\omega}_0) = \sum_{i=0}^n b_i [U \text{diag}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) U^\dagger]^i \\ &= \sum_{i=0}^n [U \text{diag}(b_i e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}, b_i e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) U^\dagger]^i \\ &= U \text{diag}(B(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), B(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) U^\dagger \end{aligned} \quad (5.20b)$$

(5.20a)式より、 $A(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ の逆行列は次式となる。

$$\begin{aligned} A^{-1}(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= [U \text{diag}(A(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) U^\dagger]^{-1} \\ &= U \text{diag}(A(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))^{-1} U^\dagger \\ &= U \text{diag}(A^{-1}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A^{-1}(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))^{-1} U^\dagger \end{aligned} \quad (5.21)$$

(5.19b), (5.20b), (5.21)式より、デジタル D 因子フィルタ $F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ は、以下のように対角化される。

$$\begin{aligned} F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= A^{-1}(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) B(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \\ &= U \text{diag}(A^{-1}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A^{-1}(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))^{-1} U^\dagger \\ &\quad \cdot U \text{diag}(B(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), B(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) U^\dagger \\ &= U \text{diag}(F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) U^\dagger \end{aligned} \quad (5.22)$$

ここで、実数ベクトル信号 \tilde{u}_k 、 \tilde{y}_k を、(5.4)式で定義されたユニタリ行列 U^\dagger を用いてユニタリ変換を施す。

$$\tilde{u}_{PN,k} = U^\dagger \tilde{u}_k \quad (5.23a)$$

$$\tilde{y}_{PN,k} = U^\dagger \tilde{y}_k \quad (5.23b)$$

(5.22), (5.23)式を(5.19a)式に用いると定理を意味する次式を得る。

$$\tilde{y}_{PN,k} = \text{diag}(F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1})) \tilde{u}_{PN,k} \quad (5.24)$$

《定理 5.3》

フィルタ $F(z^{-1})$ が安定であれば、これに対応したデジタル D 因子フィルタ $F(D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$

もまた安定である。

〈証明〉

(5.20a)式より, $A(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ の特性根は次式の根として評価される。

$$\det A(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) = A(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1})A(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}) \quad (5.25)$$

上式より, $A(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ の特性根を \tilde{z}_i とするならば, $A(z^{-1})$ の特性根 z_i とは次の関係が成立する。

$$\tilde{z}_i = z_i e^{\pm j\bar{\omega}_0} \quad (5.26)$$

上式より, $A(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ の特性根 \tilde{z}_i の大きさは, $A(z^{-1})$ の特性根 z_i と同一となる。すなわち, (5.26)式は定理を意味する。

■

定理 5.2 は, 基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ を同一のものとするならば, デジタル D 因子フィルタとデジタルベクトル回転器同伴フィルタが, 同一の伝達関数を有することを意味している。

C. デジタル D 因子フィルタの実現

デジタル D 因子フィルタの活用に関しては, これを如何にして実現するかが問題となる。本フィルタに関しては, 次の定理に示す構成特性が成立する。

〈〈定理 5.4〉〉

デジタル D 因子フィルタ $F(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))$ を構成する行列は互換である。すなわち,

$$\begin{aligned} F(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= A^{-1}(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))B(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \\ &= B(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))A^{-1}(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \end{aligned} \quad (5.27)$$

〈証明〉

(5.27)式を再構築すると定理を意味する次式を得る。

$$\begin{aligned} F(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) &= A^{-1}(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))B(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \\ &= U \text{diag}(F(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), F(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))U^\dagger \\ &= U \text{diag}(B(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), B(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))U^\dagger \\ &\quad \cdot U \text{diag}(A^{-1}(e^{-j\bar{\omega}_0} z^{-1}), A^{-1}(e^{j\bar{\omega}_0} z^{-1}))^{-1}U^\dagger \\ &= B(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0))A^{-1}(\mathbf{D}_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)) \end{aligned} \quad (5.28)$$

■

定理 5.1~5.4 に示されたデジタル D 因子フィルタの性質は, アナログ D 因子フィルタのそれと同様である⁽¹⁾。すなわち, デジタル D 因子フィルタの実現に関しても, アナログ D 因子フィルタの実現法が活用可能である。

デジタル D 因子フィルタの具体的な実現法に関しては, 種々の方法が存在する。(5.27)式右辺第 1 式の関係を利用するならば, デジタル D 因子フィルタは, 図 5.4 に示したモジュール・ベクトル I 形構造で実現可能である⁽¹⁾。(5.27)式右辺第 2 式を利用するならば, デジタル D 因子フィルタは, 図 5.5 に示したモジュール・ベクトル II 形構造で実現可能である⁽¹⁾。両実現法は, 1×1 デジタルフィルタでの直接 I 形構造, 直接 II 形構造に対応してい

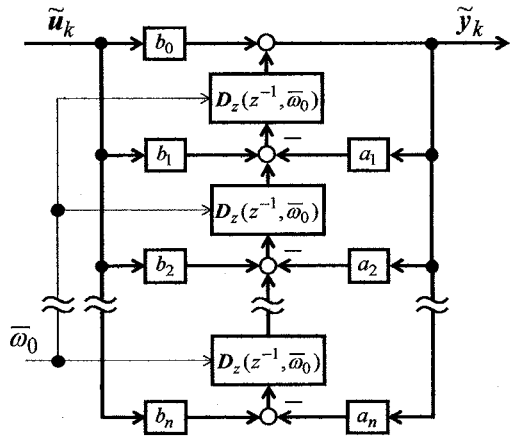


図 5.4 デジタル D 因子フィルタのモジュール・ベクトル直接 I 形による実現

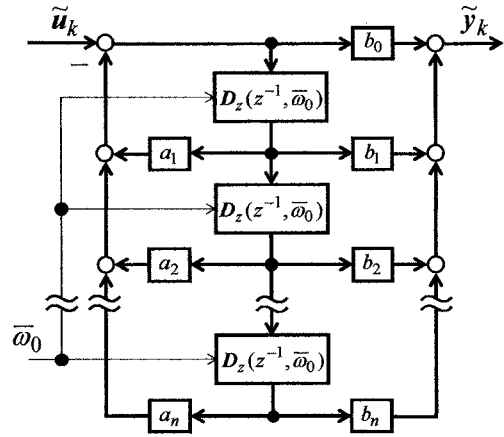


図 5.5 デジタル D 因子フィルタのモジュール・ベクトル直接 II 形による実現

る。

図 5.2, 5.4, 5.5 の比較から明白なように, 利用されるベクトル回転器の数は, デジタルベクトル回転器同伴フィルタでは合計で 2 個であるのに対して, デジタル D 因子フィルタにおいてはフィルタ次数と同じ数だけ必要である。また, ベクトル回転器への入力信号は, ベクトル回転器同伴フィルタにおいては変数 $\theta_{0,k}$ であるのに対して, デジタル D 因子フィルタにおいては定数 $\bar{\omega}_0$ である。このため, 演算負荷に関しては, 低次 (2 次以下) で実現する場合にはデジタル D 因子フィルタの方が優れるが, 高次 (3 次以上) で実現する場合にはデジタルベクトル回転器同伴フィルタの方が優れる。

デジタル D 因子フィルタは, 以下に示す定理により簡易実現可能である。

<<定理 5.5>>

デジタル D 因子フィルタの基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ として, (3.21) 式右辺第 2 式の移動平均フィルタを正規化シフト周波数 $\bar{\omega}_0$ の整数倍で完全減衰を達成するように設計して用いる場合には, 次式に基づき簡易実現可能である。

$$F(z^{-1}) = [N_0 I - r_d D_z(z^{-1}, \bar{\omega}_0)]^{-1} (1 - r_d^{N_0} z^{-N_0}) \quad (5.29)$$

(証明)

シフト周波数の周期 T_0 は, 周期比 N_0 を介して離散周期 T_s と次の関係を有するものとする。

$$T_0 = N_0 T_s \quad (5.30)$$

上式より, (5.2) 式の正規化シフト周波数 $\bar{\omega}_0$ は, 次式にて再表現される。

$$\bar{\omega}_0 = \frac{2\pi}{T_0} T_s = \frac{2\pi}{N_0} \quad (5.31)$$

(3.21), (5.31) 式より, 正規化シフト周波数 $\bar{\omega}_0$ の整数倍で完全減衰を達成する移動平均フィルタは次式で与えられる。

$$F(z^{-1}) = \frac{1}{N_0} \frac{1 - z^{-N_0}}{1 - z^{-1}} \quad (5.32)$$

基本特性を定めるフィルタとして上式を用いたデジタル D 因子フィルタは、(5.19)式より次式で与えられる。

$$F(z^{-1})=[N_0\mathbf{I}-r_d\mathbf{D}_z(z^{-1},\bar{\omega}_0)]^{-1}(1-r_d^{N_0}\mathbf{D}_z^{N_0}(z^{-1},\bar{\omega}_0)) \quad (5.33)$$

上式において、右辺の $\mathbf{D}_z^{N_0}(z^{-1},\bar{\omega}_0)$ は、(5.14)、(5.31)式より次式となる。

$$\mathbf{D}_z^{N_0}(z^{-1},\bar{\omega}_0)=\mathbf{R}^T(N_0\bar{\omega}_0)z^{-N_0}=\mathbf{R}^T(2\pi)z^{-N_0}=z^{-N_0}\mathbf{I}=z^{-N_0} \quad (5.34)$$

(5.34)式を(5.33)に代入すると、定理を意味する(5.29)式を得る。

<<定理 5.6>>

デジタル D 因子フィルタの基本特性を定めるフィルタ $F(z^{-1})$ として、(3.21)式右辺第 2 式の移動平均フィルタを正規化シフト周波数 $2\bar{\omega}_0$ の整数倍で完全減衰を達成するように設計して用いる場合には、次式に基づき簡易実現可能である。

$$F(z^{-1})=[(N_0/2)\mathbf{I}-r_d\mathbf{D}_z(z^{-1},\bar{\omega}_0)]^{-1}(1-r_d^{N_0/2}z^{-N_0/2}) \quad (5.35)$$

(証明)

(3.21)、(5.31)式より、シフト周波数 $2\bar{\omega}_0$ の整数倍で完全減衰を達成する移動平均フィルタは次式で与えられる。

$$F(z^{-1})=\frac{1}{N_0/2}\frac{1-z^{-N_0/2}}{1-z^{-1}} \quad (5.36)$$

上式を基本特性を定めるフィルタとして用いたデジタル D 因子フィルタは、(5.19)式より次式で与えられる。

$$F(z^{-1})=[(N_0/2)\mathbf{I}-r_d\mathbf{D}_z(z^{-1},\bar{\omega}_0)]^{-1}(1-r_d^{N_0/2}\mathbf{D}_z^{N_0/2}(z^{-1},\bar{\omega}_0)) \quad (5.37)$$

上式において、右辺の $\mathbf{D}_z^{N_0/2}(z^{-1},\bar{\omega}_0)$ は(5.14)、(5.31)式より次式となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_z^{N_0/2}(z^{-1},\bar{\omega}_0) &= \mathbf{R}^T(N_0\bar{\omega}_0/2)z^{-N_0/2} = \mathbf{R}^T(\pi)z^{-N_0/2} \\ &= -z^{-N_0/2}\mathbf{I} = -z^{-N_0/2} \end{aligned} \quad (5.38)$$

(5.38)式を(5.37)に代入すると、定理を意味する(5.35)式を得る。

(5.29)、(5.35)式に基づくデジタル D 因子フィルタは、図 5.6、図 5.7 のように実現可能である。両図から明らかのように、(5.29)、(5.35)式に基づき実現されたデジタル D 因子フィルタは、ベクトル回転器 (デジタル逆 D 因子) の数が常に 1 つであり、図 5.2 のベクトル回転器同伴フィルタと比較しても、フィルタの次数に関わらず常に簡易に実現可能である。

5.3 相関信号合成器

4 章にて明らかにされているように、デッドタイム等のインバータの非線形効果の影響により、高周波電圧指令と実際にモータに印加される高周波電圧の間には誤差 (以下高周波電圧誤差) が生じ、対応した応答高周波電流も高周波電圧指令に対応したものではなくなってしまいうようである。幸いなことに、高周波電圧誤差の影響は、主として、高周波電流の振幅とこれを構成する

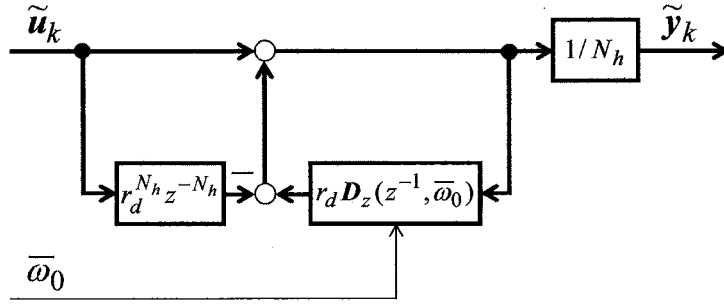


図 5.6 デジタルD 因子フィルタの簡易実現法 I

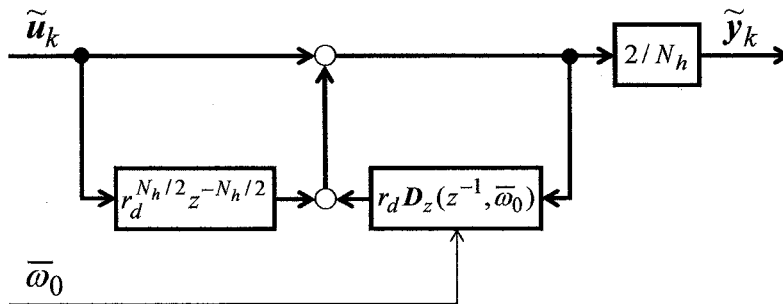


図 5.7 デジタルD 因子フィルタの簡易実現法 II

正相逆相単位ベクトルの位相の変化として出現するようであり、楕円の長軸位相等の基本的な性質への影響は小さいようである。すなわち、これらの影響を受けない正相関信号を合成することにより、高周波電圧誤差による位相推定性能への影響を抑えることが可能である。本認識に基づく正相関信号合成法の詳細を以下に説明する。

5.3.1 正相逆相高周波電流相関信号の合成

図 5.1 (b) より抽出された離散時間高周波電流の正相逆相成分の $\gamma \delta$ 軸要素 $i_{hp\gamma,k}$, $i_{hp\delta,k}$, $i_{hn\gamma,k}$, $i_{hn\delta,k}$ を用いて、正相逆相高周波電流相関信号を合成することを考える。すなわち、

$$p_c = f_p(i_{hp\gamma,k}, i_{hp\delta,k}, i_{hn\gamma,k}, i_{hn\delta,k}) \approx K_\theta \theta_\gamma \quad (5.39)$$

同信号は、先に中間信号 S_{2p} , C_{2p} を合成した後、これに逆正接処理あるいは除算処理を施すことで合成されるものとする^{(2), (3)}。

$$p_c = \text{atan}2(S_{2p}, C_{2p}) \quad (5.40a)$$

$$p_c = \frac{S_{2p}}{C_{2p}} \quad (5.40b)$$

(5.40a) 式の関数 $\text{atan}2$ は、 $\pm \pi$ の範囲での逆正接処理を意味する。(5.40) 式の処理は、この除算的な性質により、高周波電流の振幅変化に対する影響を抑える効果がある。

(5.40) 式で利用される中間信号 S_{2p} , C_{2p} は、正相逆相高周波電流を構成する各単位ベクトルに関わらず、回転子位相に応じた一定の値となるように合成するものとする。本性質の付与は、

高周波電圧の位相変化の影響を抑えるためのものである。

所望の性能を備えた中間信号 S_{2p} , C_{2p} は、次の定理に基づき合成することが可能である。

<<定理 5.7>>

次の (5.41) 式に従い合成された中間信号は、高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ の影響を受けることなく、回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となる。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= \mathbf{i}_{hp}^T \mathbf{J} \mathbf{K} \mathbf{i}_{hm} \\ &= i_{hp\delta,k} i_{hm\gamma,k} + i_{hp\gamma,k} i_{hm\delta,k} \\ &= s_p c_n + c_p s_n \end{aligned} \quad (5.41a)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \mathbf{i}_{hp}^T \mathbf{K} \mathbf{i}_{hm} \\ &= i_{hp\gamma,k} i_{hm\gamma,k} - i_{hp\delta,k} i_{hm\delta,k} \\ &= c_p c_n - s_p s_n \end{aligned} \quad (5.41b)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \|\mathbf{i}_{hp}\|^2 \\ &= i_{hp\gamma,k}^2 + i_{hp\delta,k}^2 \\ &= c_p^2 + s_p^2 \end{aligned} \quad (5.41c)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \|\mathbf{i}_{hm}\|^2 \\ &= i_{hm\gamma,k}^2 + i_{hm\delta,k}^2 \\ &= c_n^2 + s_n^2 \end{aligned} \quad (5.41d)$$

(証明)

(4.64) 式より、(5.41) 式は以下のように展開される。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= \mathbf{i}_{hp}^T \mathbf{J} \mathbf{K} \mathbf{i}_{hm} \\ &= \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] \\ &\quad \cdot \mathbf{J} \mathbf{K} [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= (s_p c_n + c_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &\quad + (c_p c_n - s_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{J} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= s_p c_n + c_p s_n \end{aligned} \quad (5.42a)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \mathbf{i}_{hp}^T \mathbf{K} \mathbf{i}_{hm} \\ &= \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] \\ &\quad \cdot \mathbf{K} [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= (s_p c_n + c_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{J} \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &\quad + (c_p c_n - s_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= c_p c_n - s_p s_n \end{aligned} \quad (5.42b)$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \|\mathbf{i}_{hp,k}\|^2 \\
&= \mathbf{i}_{hp,k}^T \mathbf{i}_{hp,k} \\
&= \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] \\
&\quad \cdot [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\
&= (c_p^2 + s_p^2) \mathbf{u}_p^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\
&= c_p^2 + s_p^2
\end{aligned} \tag{5.42c}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \|\mathbf{i}_{hn,k}\|^2 \\
&= \mathbf{i}_{hn,k}^T \mathbf{i}_{hn,k} \\
&= \mathbf{u}_n^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}^T] \\
&\quad \cdot [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\
&= (c_n^2 + s_n^2) \mathbf{u}_n^T(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\
&= c_n^2 + s_n^2
\end{aligned} \tag{5.42d}$$

上式は定理を意味する。 ■

(5.41)式により合成された中間信号 S_{2p} , C_{2p} を用いて, (5.40)式に従い合成される正相逆相高周波電流相関信号は, 高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ に依らない正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n のみで構成される。また, (5.40)式の除算的な性質により, 正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n に含まれる共通の比例係数は消滅する。以上により, 提案正相関信号は高周波電流の振幅とこれを構成する正相逆相単位ベクトル $\mathbf{u}_p(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ の位相変化の影響を受けない。すなわち, 高周波電圧誤差による影響が小さい正相関信号の生成を可能とする。

中間信号として, (5.41a), (5.41b)式を用いて, (5.40a)式に基づき合成される相関信号の半値は, 楕円の長軸位相 $\theta_{\gamma e}$ となる^{(2), (3)}。

$$\theta_{\gamma e} = \frac{1}{2} \text{atan}2(S_{2p}, C_{2p}) \tag{5.43a}$$

$$\begin{aligned}
S_{2p} &= i_{hp\delta,k} i_{hn\gamma,k} + i_{hp\gamma,k} i_{hn\delta,k} \\
&= s_p c_n + c_p s_n
\end{aligned} \tag{5.43b}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= i_{hp\gamma,k} i_{hn\gamma,k} - i_{hp\delta,k} i_{hn\delta,k} \\
&= c_p c_n - s_p s_n
\end{aligned} \tag{5.43c}$$

上式の楕円の長軸位相に基づき構成される位相推定法は, 鏡相推定法と呼称される^{(2), (3)}。図 4.24 ~ 4.30 から明らかなように, 楕円の長軸位相は, 高周波電圧誤差の影響が小さい優れた特性をもつ正相関信号の1つである。

5.3.2 正相逆相高周波電流相関信号の特性

中間信号の評価を行うため, 次式に基づき正規化する。

$$\bar{S}_{2p} = (2L_d L_q / V_h L_i A_i (\bar{\omega}_h))^2 S_{2p} \quad (5.44a)$$

$$\bar{C}_{2p} = (2L_d L_q / V_h L_i A_i (\bar{\omega}_h))^2 C_{2p} \quad (5.44b)$$

上式により正規化された(5.41)式の間接信号は、(4.65)、(4.66)式より、各々次式となる。

$$\bar{S}_{2p} = (1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma \quad (5.45a)$$

$$\bar{C}_{2p} = (1-K^2)(1+r_s^2 \cos 4\theta_\gamma) + 2(1+K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma \quad (5.45b)$$

$$\bar{C}_{2p} = (1+K)^2 + (1-K)^2 r_s^2 + 2(1-K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma \quad (5.45c)$$

$$\bar{C}_{2p} = (1-K)^2 + (1+K)^2 r_s^2 + 2(1-K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma \quad (5.45d)$$

突極比を $r_s = 0.121$ (表 4.1 のモータ) としたときの中間信号の特性を図 5.8~5.11 に示した。同図より、楕円係数 K により、中間信号の特性が大きく変化することが確認される。(5.41a)、(5.41b)式の間接信号は、楕円係数 K が 0 から 1 に近づく、すなわち、印加高周波電圧の形状が直線形から真円形に近づくにつれ、信号の形状が正弦関数、余弦関数に近づいていく。このことは、(5.45a)、(5.45b)式からも明らかである。また、(5.41c)、(5.41d)式の間接信号は、(5.45c)式と(5.45d)式の比較から明らかのように、楕円係数 K に関して異符号の関係にあり、楕円係数 K が 1 に近づくにつれ、一定値に近づいていく。

一例として、以下の正相逆相高周波電流相関信号の評価を行った。

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(i_{hp\delta,k} i_{hn\gamma,k} + i_{hp\gamma,k} i_{hn\delta,k}, i_{hp\gamma,k} i_{hn\gamma,k} - i_{hp\delta,k} i_{hn\delta,k}) \\ &= \text{atan2}(s_p c_n + c_p s_n, c_p c_n - s_p s_n) \\ &= \text{atan2}((1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma, \\ &\quad (1-K^2)(1+r_s^2 \cos 4\theta_\gamma) + 2(1+K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \quad (5.46a)$$

$$\begin{aligned} p_c &= \frac{i_{hp\delta,k} i_{hn\gamma,k} + i_{hp\gamma,k} i_{hn\delta,k}}{i_{hp\gamma,k}^2 + i_{hp\delta,k}^2} \\ &= \frac{s_p c_n + c_p s_n}{c_p^2 + s_p^2} \\ &= \frac{(1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma}{(1+K)^2 + (1-K)^2 r_s^2 + 2(1-K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma} \end{aligned} \quad (5.46b)$$

$$\begin{aligned} p_c &= \frac{i_{hp\delta,k} i_{hn\gamma,k} + i_{hp\gamma,k} i_{hn\delta,k}}{i_{hn\gamma,k}^2 + i_{hn\delta,k}^2} \\ &= \frac{s_p c_n + c_p s_n}{c_n^2 + s_n^2} \\ &= \frac{(1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma}{(1-K)^2 + (1+K)^2 r_s^2 + 2(1-K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma} \end{aligned} \quad (5.46c)$$

突極比を $r_s = 0.121$ (表 4.1 のモータ) としたときの、(5.46a)式の正相関特性を図 5.12 に、(5.46b)式の正相関特性を図 5.13 に、(5.46c)式の正相関特性を図 5.14 に示した。

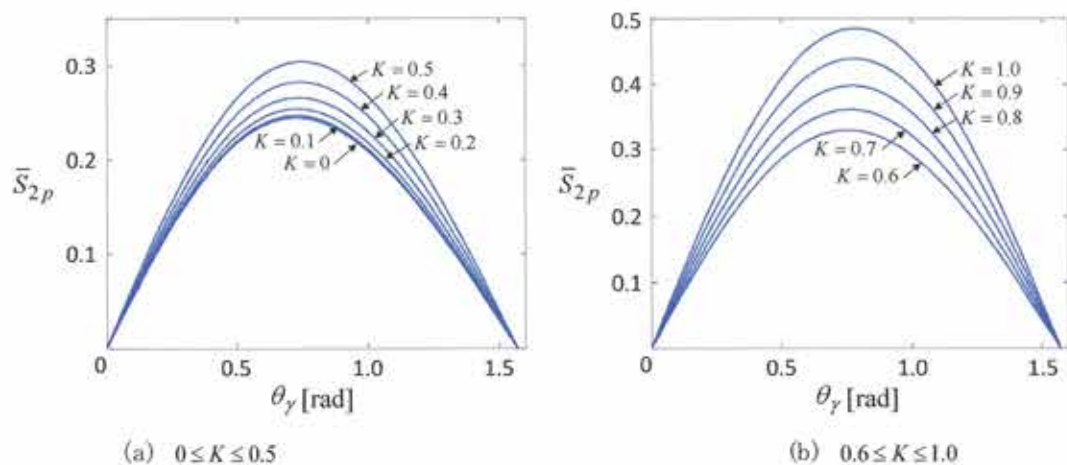


図 5.8 (5.41a)式に基づく中間信号の特性

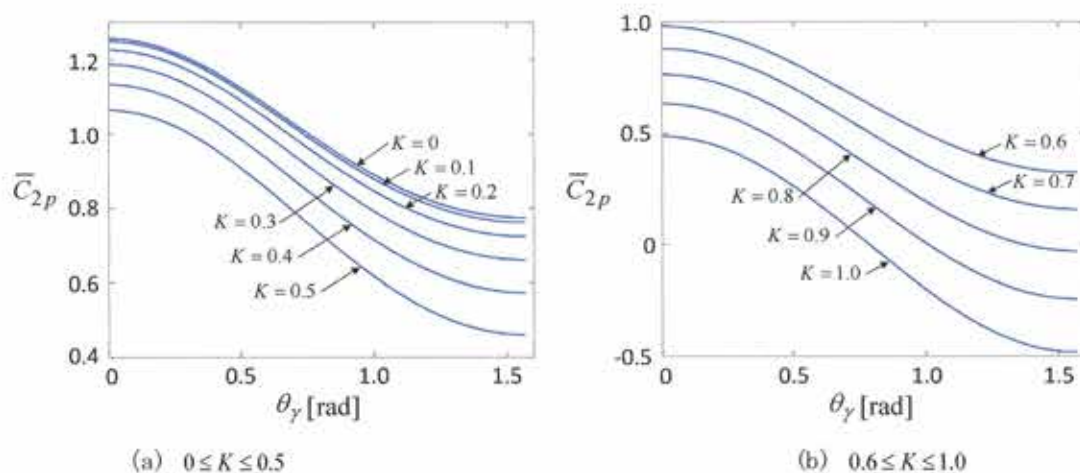


図 5.9 (5.41b)式に基づく中間信号の特性

図 5.12 より、(5.46a)式 of 正相関信号は、(5.43)式からも明らかなように楕円の長軸位相の 2 倍値であり、楕円係数が 0 から 1 に近づく、すなわち印加高周波電圧が直線形から真円形に近づくにつれ、正相関領域が広がっていき、 $K=1$ の場合には回転子位相の 2 倍値となる。

図 5.13 より、(5.46b)式 of 正相関信号は、楕円係数が 0 から 1 に近づく、すなわち印加高周波電圧が直線形から真円形に近づくにつれ、正相関領域が狭まっていき、 $K=1$ の場合には正弦形状となる。

図 5.14 より、(5.46c)式 of 正相関信号は、楕円係数が 0 から 1 に近づく、すなわち印加高周波電圧が直線形から真円形に近づくにつれ、 $K=0.8$ 付近までは正相関領域が広がっていくが、これを境に正相関領域は狭まっていき、 $K=1$ の場合には(5.46b)式 of 正相関信号と同様に正弦形状となる。本正相関信号は、楕円係数 K の値如何によっては、正相関領域が(5.45a)式 of 正相関信号より広い場合もあり、優れた正相関特性を有する。

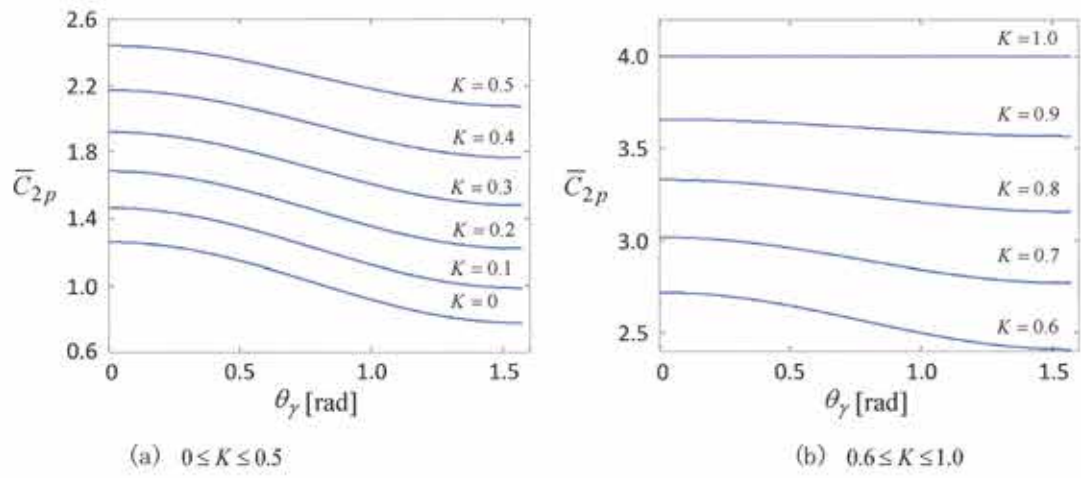


図 5.10 (5.41c)式に基づく中間信号の特性

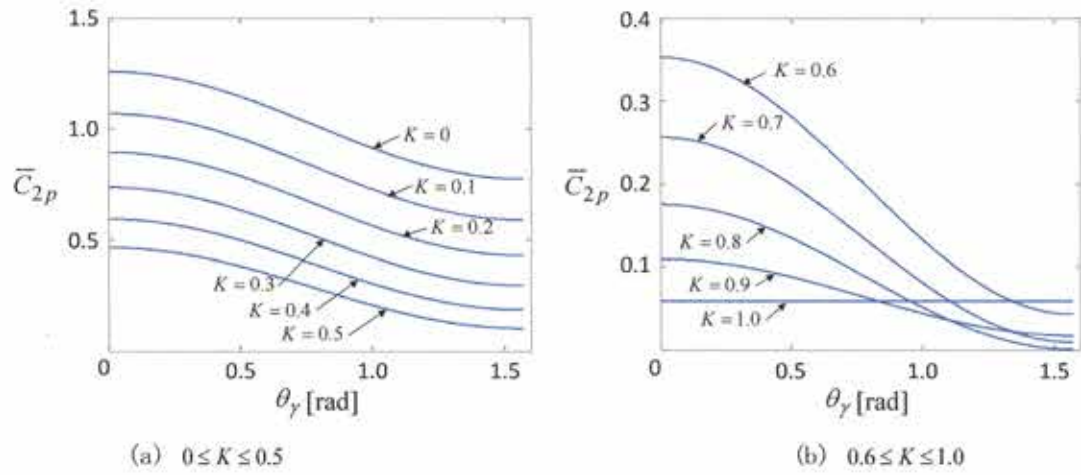
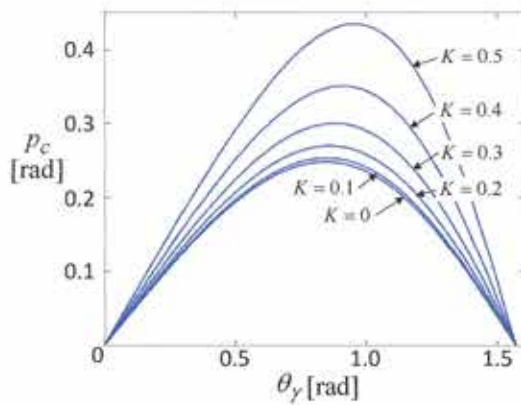
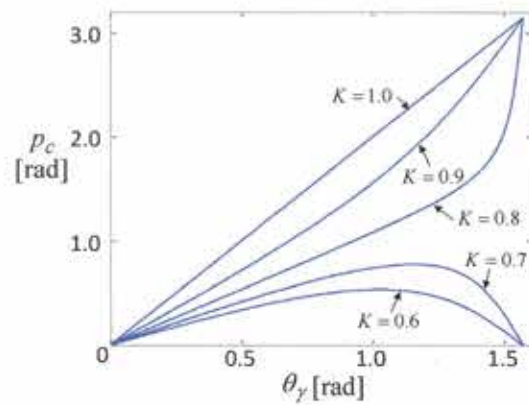


図 5.11 (5.41d)式に基づく中間信号の特性

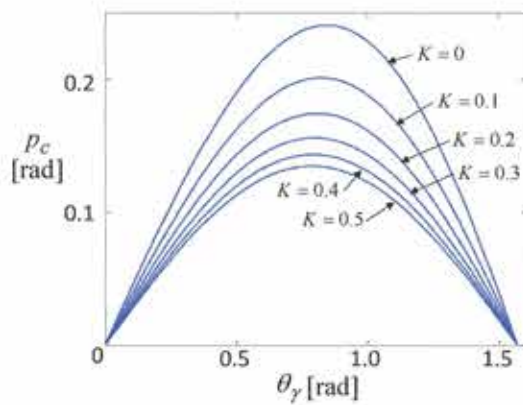


(a) $0 \leq K \leq 0.5$

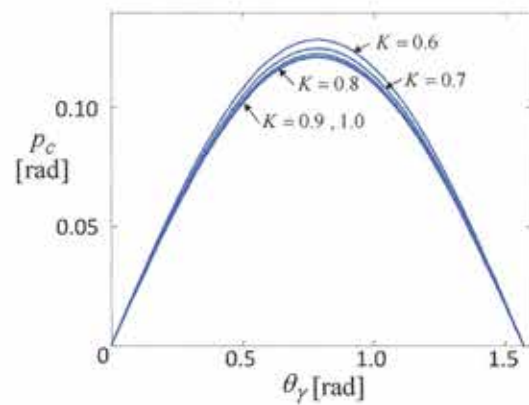


(b) $0.6 \leq K \leq 1.0$

図 5.12 (5.46a)式に基づく正相関信号の特性

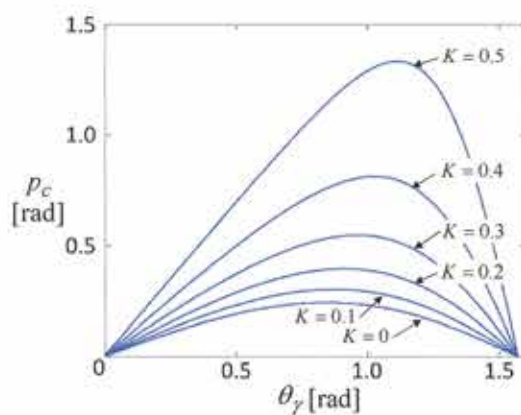


(a) $0 \leq K \leq 0.5$

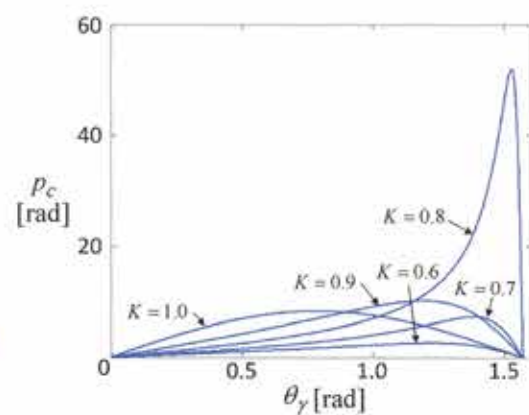


(b) $0.6 \leq K \leq 1.0$

図 5.13 (5.46b)式に基づく正相関信号の特性



(a) $0 \leq K \leq 0.5$



(b) $0.6 \leq K \leq 1.0$

図 5.14 (5.46c)式に基づく正相関信号の特性

5.4 実機検証

正相逆相高周波電流相關法の有用性を確認するため実機検証を行った。以下にこの詳細を示す。

5.4.1 開ループトルク制御

開ループ（センサ利用）トルク制御を通じて、相成分抽出器と正相逆相高周波電流相關信号の特性を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のためのベクトル制御系を図 5.15 に示した。同図は、センサ利用電流制御系を構築したものであり、ベクトル回転器 $R(\theta_\gamma)$ 、 $R^T(\theta_\gamma)$ の設定位相 θ_γ により、 γ 軸から見た回転子位相を任意の値に設定できるようにしている。電流制御ループ内の分離フィルタは、図 3.4 の最も代表的な構成たる図 3.5 に基づき実現した。この際、バンドパスフィルタとバンドストップフィルタは、それぞれ(3.14)、(3.18)式に基づき実現した。相關信号生成器は、図 5.1(a)に基づき、相成分抽出器と相關信号合成器の 2 機器より構成した。相成分抽出器は、図 5.1(b-1)、図 5.6 を忠実に実現した。この際、離散時間処理に伴う不安定化を回避するため、 $r_d = 0.99999$ としている。相關信号合成器は、(5.46a)～(5.46c)式の 3 通り実現した。

印加高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。印加高周波電圧を中心とした設計パラメータを表 5.1 に示した。印加電圧の振幅指令 V_h^* は、50[V]一定とし、楕円係数指令 K^* は、1 (真円形)、0 (直線形) の 2 通りとした。サンプリング周期 T_s は、0.1[ms]とし、これに対して印加電圧の周期は、0.4[ms] ($N_h = 4$)とした。また、

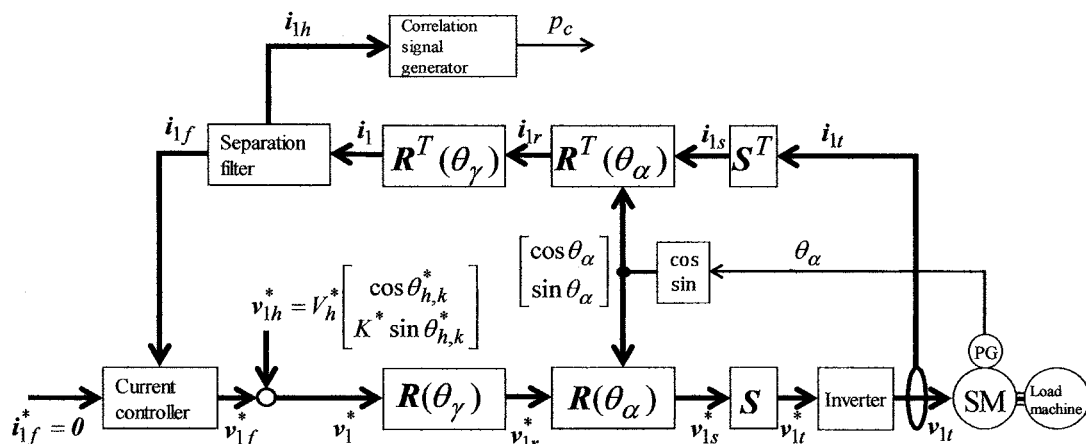


図 5.15 開ループトルク制御のためのベクトル制御系

表 5.1 主要設計パラメータ

sampling period	0.1 [ms]	
dead time of inverter	0.003[ms]	
period of high frequency voltage command	0.4 [ms]	
amplitude of high frequency voltage command	50 [V]	
ellipse coefficient of high frequency voltage command	1	0
initial phase of high frequency voltage command	$\pi/4$ [rad]	
bandwidth of current control loop	2000 [rad/s]	
bandwidth of PLL	300 [rad/s]	
bandwidth of low-pass filter for estimating speed	150 [rad/s]	
bandwidth of speed control loop	150 [rad/s]	

印加電圧の初期位相指令 θ_{h0}^* は、 $\pi/4$ [rad] とした。表 5.1 には、本実験で利用する設計パラメータの他に、PLL 帯域幅、瘦軀度推定用ローパスフィルタの帯域幅、速度制御系帯域幅も示されているが、これは以降の実験で利用するものである。

(2) 実験結果

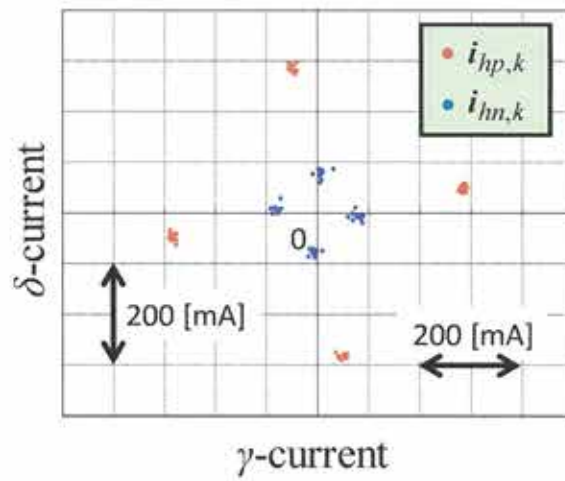
A. 正相逆相高周波電流

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ をゼロ一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84) 式の電圧指令を与え、定常状態における高周波電流の正相成分 $i_{hp,k}$ 、逆相電流 $i_{hn,k}$ を確認した。

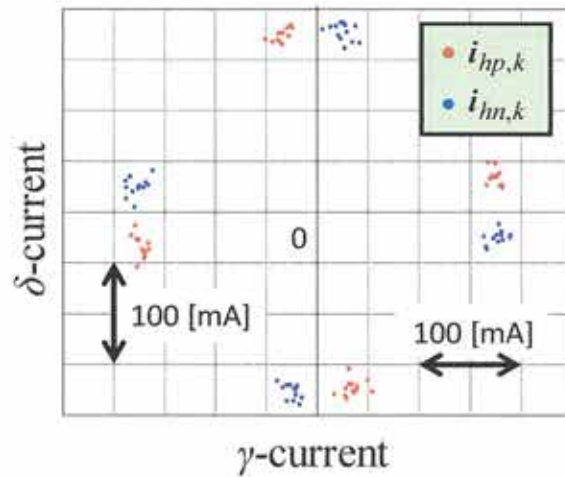
高周波電流の正相逆相成分の空間応答を図 5.16 に示した。同図では、高周波電流の正相成分 $i_{hp,k}$ 、逆相成分 $i_{hn,k}$ をそれぞれ赤点、青点で示している。同図(a)、(b) は、それぞれ楕円係数指令 K^* を 1 (真円形)、0 (直線形) とした高周波電圧指令時における応答である。同図より、本論文提案の相成分抽出器により、高周波電流が正相成分と逆相成分へ分離抽出されていることが確認される。また、楕円係数指令 K^* が 1 の場合には、高周波電流の主たる成分は正相成分であり、逆相成分は正相成分の 3 分の 1 程度の大きさしかない。楕円係数指令 K^* が 0 である場合には、正相成分と逆相成分の振幅は概ね等しい。本事実、応答高周波電流の空間軌跡が直線形状であることを裏付けるものであり、印加高周波電圧の形状も直線形状に保たれているものと考えられる。

B. 中間信号と正相関信号

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84) 式の電圧指令を与え、定常状態における中間信号 S_{2p} 、 C_{2p} と正相関信号 p_c



(a) $K^* = 1$



(b) $K^* = 0$

図 5.16 高周波電流の正相成分と逆相成分

を確認した。

楕円係数指令 K^* を 1, 0 とした時の (5.46a) 式に基づく正相関信号の実験結果を図 5.17, 5.18 に, (5.46b) 式に基づく正相関信号の実験結果を図 5.19, 5.20 に, (5.46c) 式に基づく正相関信号の実験結果を図 5.21, 5.22 にそれぞれ示したに示した。同図 (a), (b), (c) はそれぞれ, 回転子位相 θ_γ が, $-\pi/4$ [rad], 0, $\pi/4$ [rad] 時における中間信号 S_{2p} (赤線), C_{2p} (青線) と正相関信号 p_c (緑線) を示している。

同図より, いずれの楕円係数指令 K^* においても, 回転子位相 $\theta_\gamma = 0$ で正相関信号 p_c と中間信号 S_{2p} は概ねゼロであり, 回転子位相 $\theta_\gamma = \pm\pi/4$ [rad] で正相関信号 p_c と中間信号 S_{2p} はゼロを中心として対称的に出現していることが確認される。これは, 高周波電流の振幅・位相の変化の影響すなわち, 高周波電圧誤差による影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付け

であり、(5.46)式に基づく正相関信号の優れた正相関特性が確認される。正相関信号には振動的なノイズが含まれているが、電流の観測ノイズ等の影響によるものと考えられる。

図 5.17 と図 5.18 の比較より、楕円係数指令 K^* が 0 の場合の正相関信号の振動は、楕円係数指令 K^* が 1 の場合の正相関信号 p_c の振動と比較して相対的にやや大きいようである。この要因としては、正相関信号の特性によるものと考えられる。(5.46a)式に基づく正相関信号は、楕円係数により、回転子位相（位相推定誤差）に対しての大きさが変化し、楕円係数が小さい程に小さくなっていく（図 5.12 参照）。これにより、正相関信号とこれに含まれるノイズの比（S/N 比）も小さくなり、ノイズの影響を強く受けたものと考えられる。図 5.21 と図 5.22 の比較からも同様の性質が確認される。

図 5.19 と図 5.20 の比較からは、逆に楕円係数指令 K^* が 0 の場合の正相関信号の振動は、楕円係数指令 K^* が 1 の場合の正相関信号 p_c の振動と比較して相対的にやや大きいことが確認される。これに関しては、(5.46b)式に基づく正相関信号が楕円係数により、回転子位相（位相推定誤差）に対しての大きさが変化し、楕円係数が大きい程に小さくなることで（図 5.13 参照）、S/N 比が悪くなったためと考えられる。

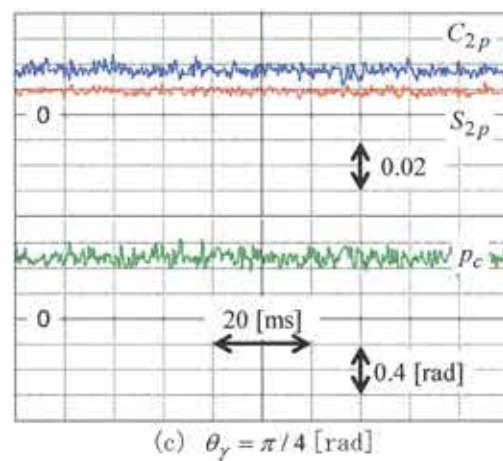
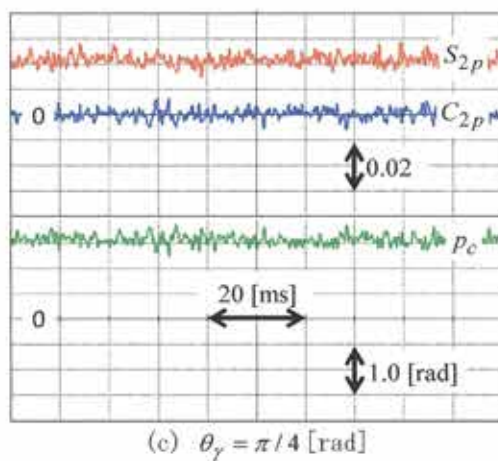
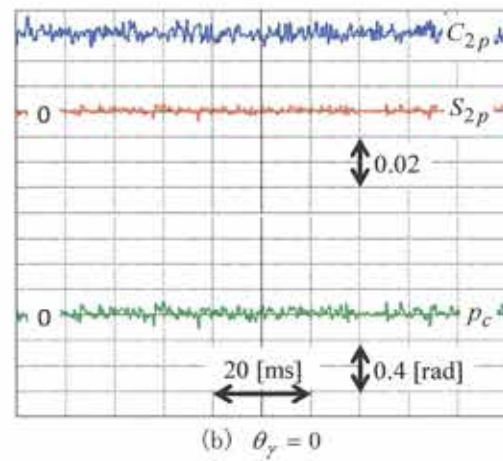
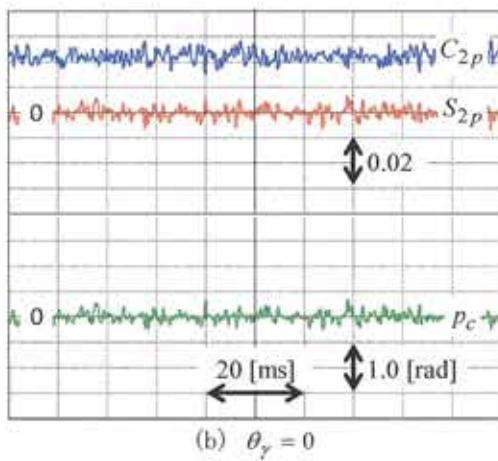
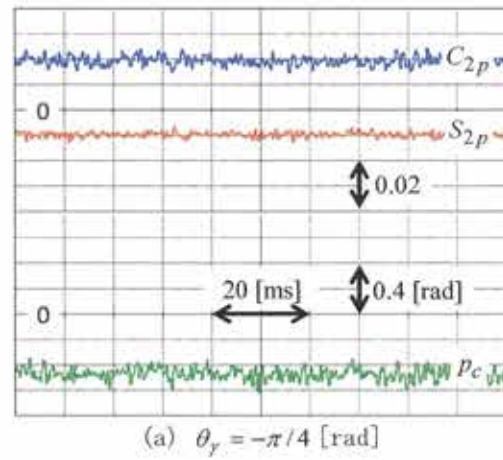
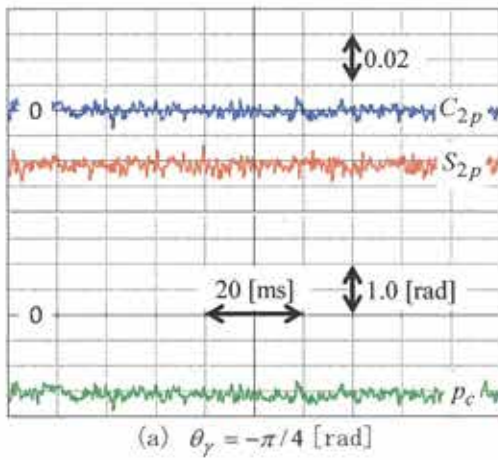
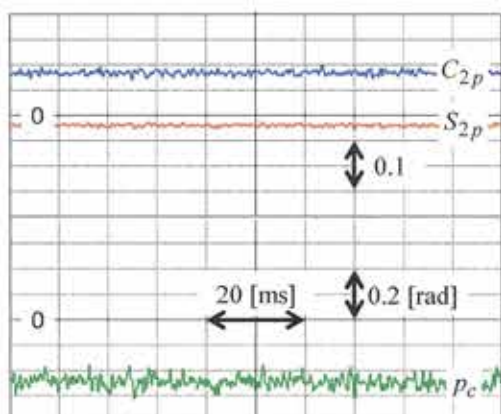
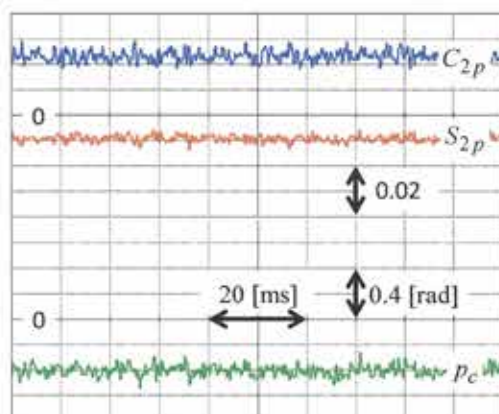


図 5.17 (5.46a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

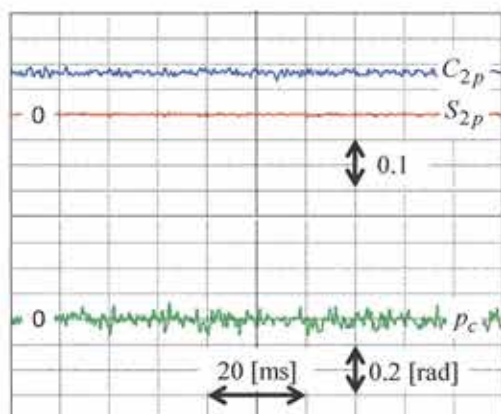
図 5.18 (5.46a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)



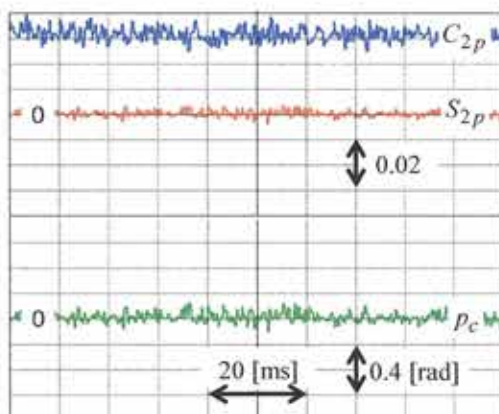
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



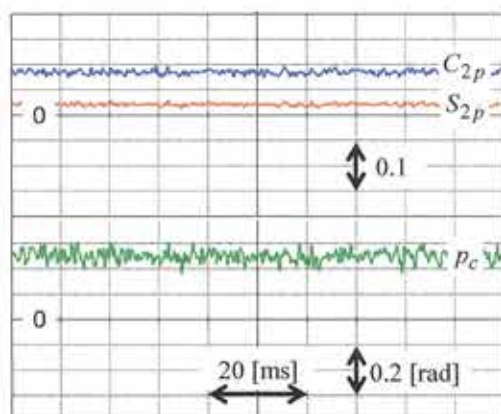
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



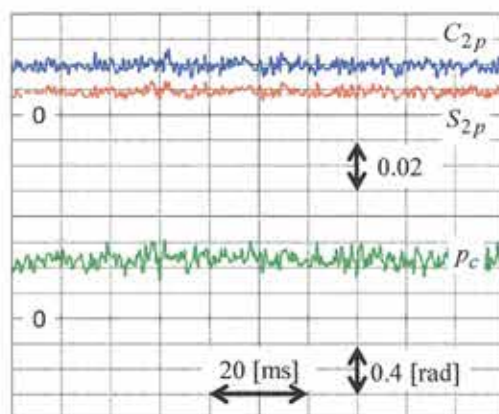
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



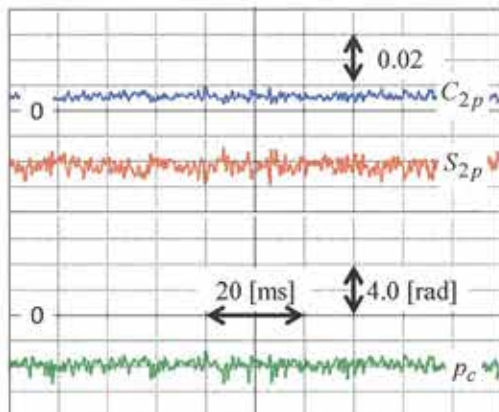
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



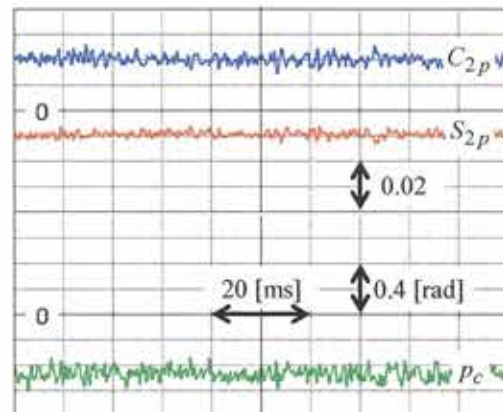
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 5.19 (5.46b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

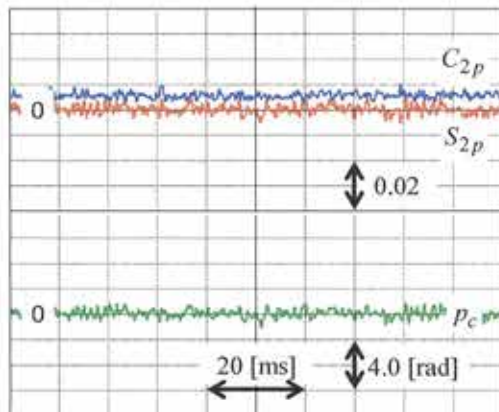
図 5.20 (5.46b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)



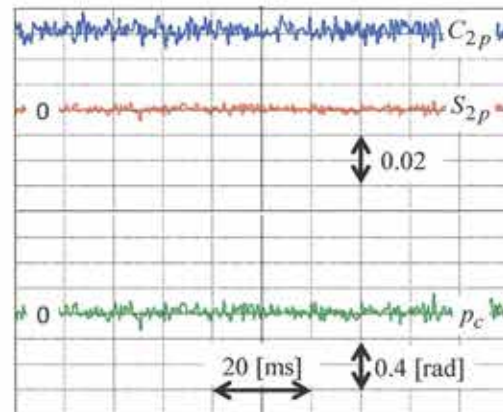
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



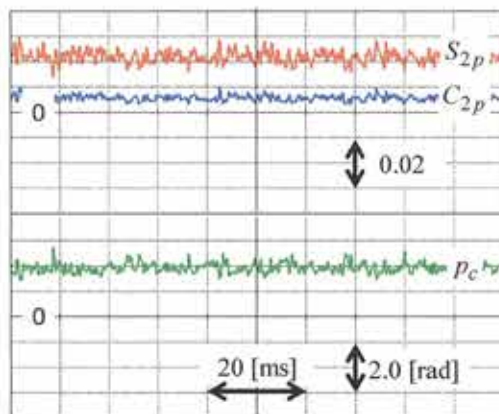
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



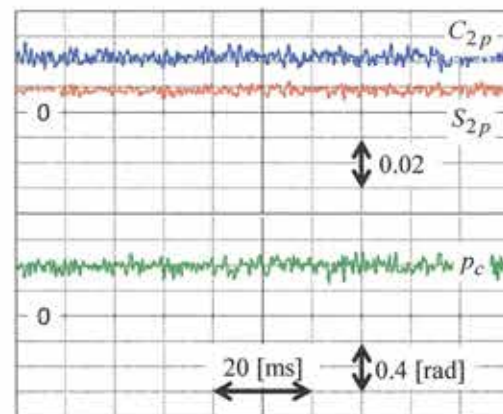
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 5.21 (5.46c)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

図 5.22 (5.46c)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)

5.4.2 閉ループトルク制御

閉ループ（センサレス）トルク制御を通じて、正相逆相高周波電流相関法の位相推定性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づきセンサレス電流制御系を構築した。この際、電流制御ループ内の分離フィルタは図 3.5 に基づき実現し、これに利用されるバンドパスフィルタ、バンドストップフィルタはそれぞれ(3.14)式、(3.18)式に基づき実現した。

位相速度推定器は、図 3.8 を忠実に実現した。相関信号生成器を構成する相成分抽出器は、図 5.1(b-1)、図 5.6 に基づき実現した。この際、離散時間処理に伴う不安定化を回避するため、 $r_d = 0.99999$ としている。また、相関信号合成器は、(5.46a)式に基づき実現した。位相同期器は、図 3.10 に基づき実現した。高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。位相推定を中心とした設計パラメータは表 5.1 の通りである。

(2) 実験結果

供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの速度を一定に制御した。 γ 軸電流ゼロ一定指令を与えた上で、一定の δ 軸電流指令を与え、定常状態における位相推定特性を確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 5.23 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 5.24 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、回転子位相真値 θ_α (上段赤線)、回転子位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ (上段青線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (下段橙線) である。モータの機械速度が 3[rad/s] の場合に限り、3 相電流 (u 相: 下段赤線, v 相: 下段青線, w 相: 下段緑線) を、180[rad/s] の場合に限り、電圧指令をインバータのバス電圧で正規化した正規化電圧指令 (u 相: 下段赤線, v 相: 下段青線, w 相: 下段緑線) を併せて表示している。また、楕円係数指令 0、 δ 軸電流指令 5[A]、機械速度 180[rad/s] (図 5.24(c-5)) 時は、位相推定誤差が大きく、このスケールが他の波形より 2 倍となっている点には注意が必要である。同図(a), (b), (c) はそれぞれ回生負荷時 (δ 軸電流指令 -5[A])、無負荷時 (δ 軸電流指令ゼロ)、力行負荷時 (δ 軸電流指令 5[A]) の応答である。

機械速度 180[rad/s] 時を除いて、位相推定誤差は最大で 0.12[rad] 程度に抑えられており、良好な位相推定性能が確認される。何れの波形においても、位相推定誤差は微小振動成分を有しているがこれは主として電流の観測ノイズとデッドタイム等に起因したインバータの非線形効果の影響を受けたことによるものと考えられる。回生負荷時に、位相推定誤差に負のオフセット成分を有しているが、これは軸間磁束干渉等に起因した位相補償を力行負荷基準として行ったためである。

機械速度 0 [rad/s]時、位相推定誤差に僅かながらオフセット成分が含まれているが、これはデッドタイム等のインバータの非線形効果を受けたものと考えられる。本位相推定誤差は、磁極位置に応じて一定の値が ± 0.5 [rad]程度の範囲で出現することを確認している。

機械速度 3 [rad/s]時、位相推定誤差に磁極位置に起因した振動が確認されるが、これはインバータのデッドタイムによる影響を強く受けたものと考えられる。楕円係数指令を 1 としたとき、負荷時の電流のゼロクロスと位相推定誤差のピーク値が重なっていることは本事実の裏付けでもある。本位相推定誤差は、電気速度の高調波成分であり、本成分が PLL 帯域幅内に存在する場合に大きく出現する。

機械速度 180 [rad/s]時、位相推定誤差が大きく出現しているが、電流指令が大きい程に大きく出現し、正規化電圧指令が上限の 1 に達する領域が広がっていることから、電圧制限により指令通り電圧を印加できなかったことによるものと考えられる。この位相推定誤差は、主として負側へのオフセット成分とモータの電気速度と同一の周波数で発生するようであり、周波数成分に関しては、電圧制限下で PLL 帯域幅の外に出るように設計することである程度の抑制が可能なものと考えられる。

図 5.23 と図 5.24 の比較より、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の位相推定誤差が楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の位相推定誤差と比較して大きく出現することが確認される。この要因としては、正相関信号の特性によるものと PLL 帯域幅による影響が考えられる。まず正相関信号の特性による影響については、開ループトルク制御時の考察でも述べているとおり、今回利用している正相関信号は、楕円係数が小さい程に S/N 比が悪く、この影響を受けたことによるものと考えられる。PLL 帯域幅による影響については、図 4.27~4.30 に示されている通り、直線電流軌跡の位相が解析値より大きく出現していることから、実質的な相関信号の係数 K_θ と公称値に基づき想定した相関信号の係数 K_θ との間に差が生じ、PLL 帯域幅が設計値より広がっていることによるものと考えられる。

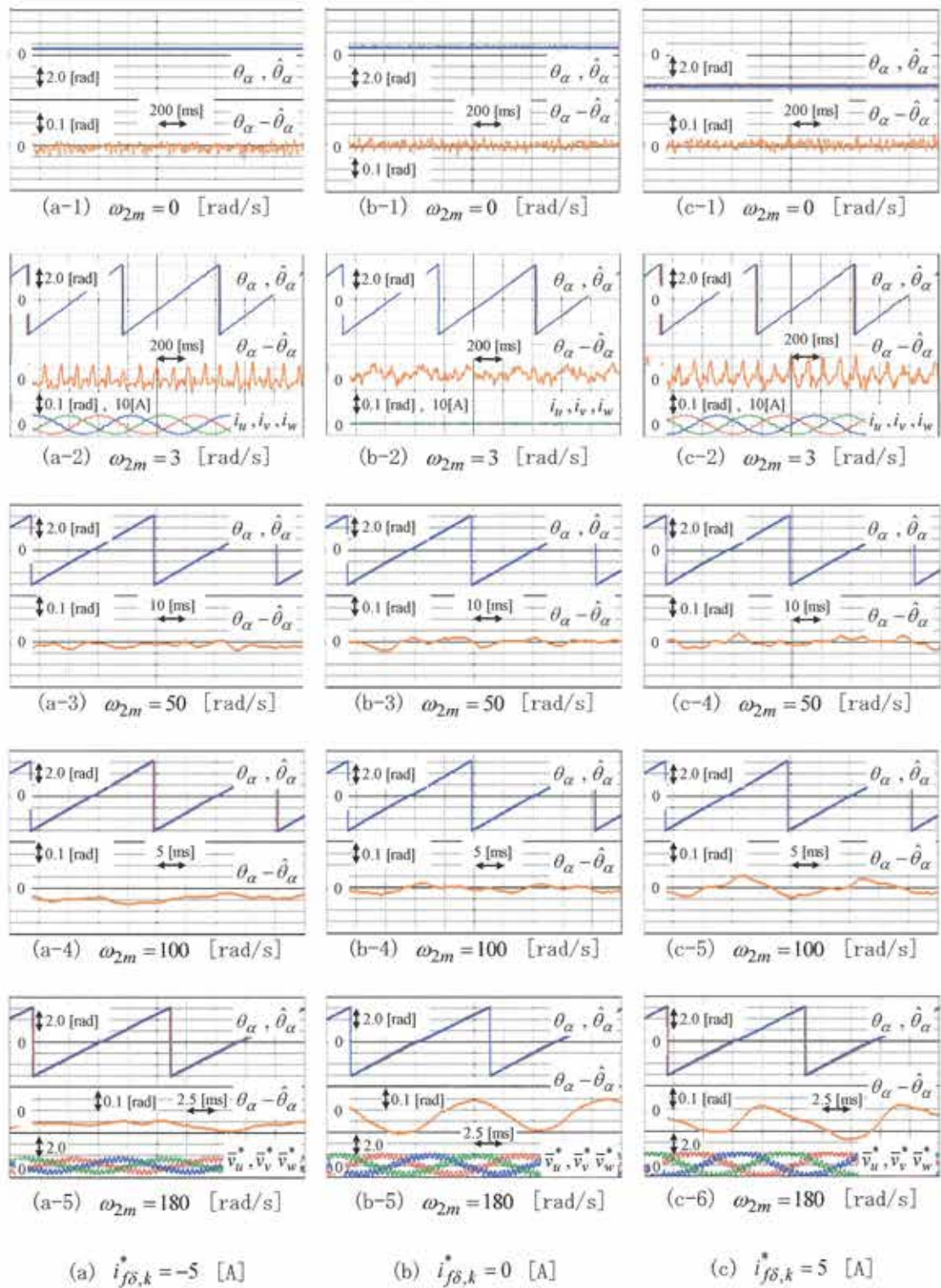


图 5.23 位相推定特性 ($K^* = 1$)

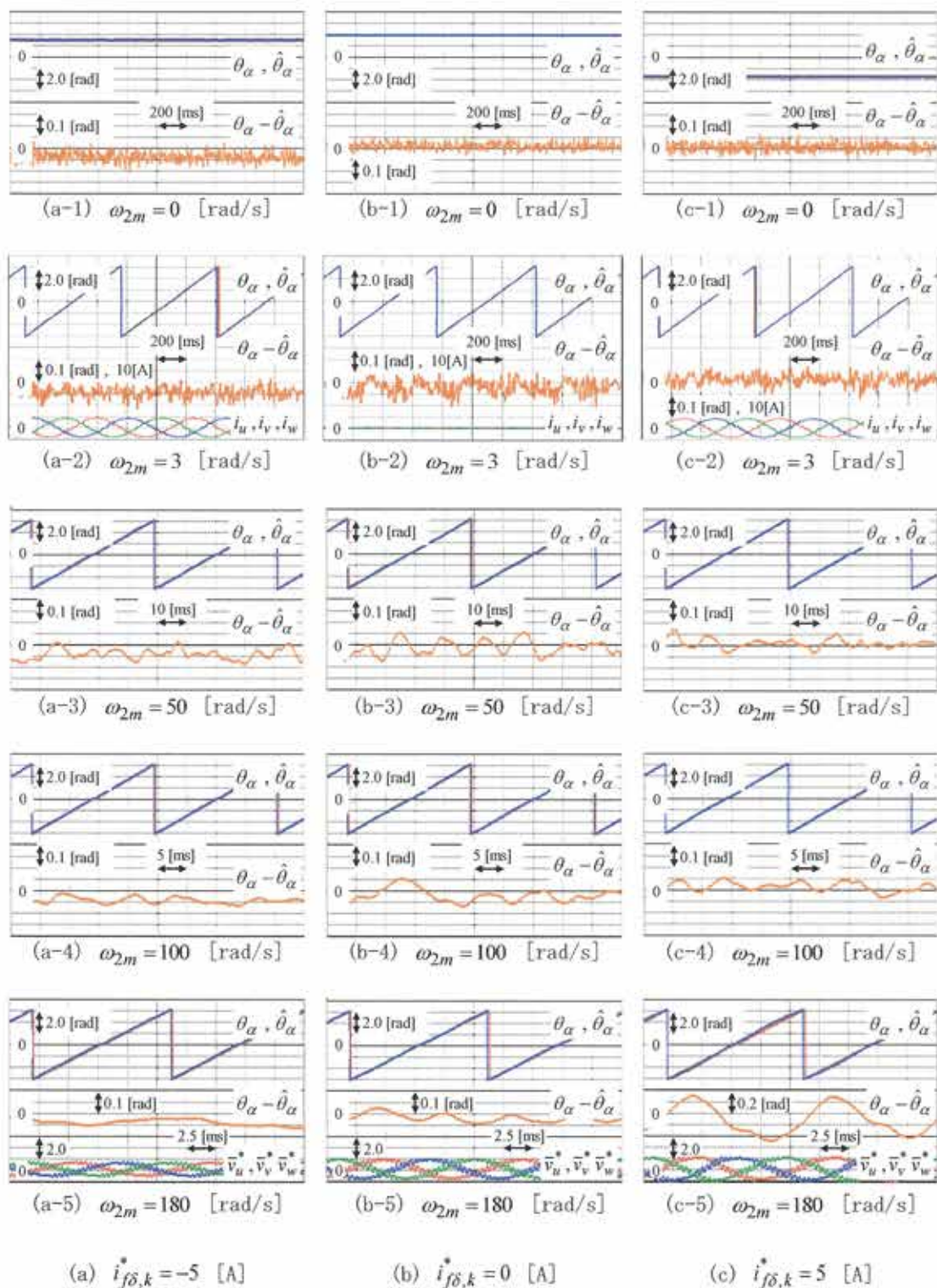


図 5.24 位相推定特性 ($K^* = 0$)

5.4.3 速度制御

速度制御を通じて、正相逆相高周波電流相関法の速応性と安定性を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機 750(W)SP-PMSM(SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づきセンサレス速度制御系を構築した。この際、電流制御ループ内の分離フィルタや位相速度推定器の構成は、5.4.2 閉ループトルク制御時と同一のものを利用している。位相推定を中心とした設計パラメータは表 5.1 の通りである。

(2) 実験結果

A. 加減速制御

加減速制御を通じ、正相逆相高周波電流相関法の速応性を確認した。供試モータを負荷装置により、定格 50%負荷一定とした上で、機械速度指令として速度範囲 0~100[rad/s]、角加速度 ± 500 [rad/s²]の速度指令を与え、その応答を確認した。また、供試モータを無負荷状態とした上で、同様の実験を行った。

楕円係数指令 $K^*=1$ とした時の結果を図 5.25 に、楕円係数指令 $K^*=0$ とした時の結果を図 5.26 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、機械速度指令値 ω_{2m}^* (上段緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (上段赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (上段青線)、 δ 軸電流 i_δ (上段紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (上段橙線)、速度制御偏差真値 $\omega_{2m}^* - \omega_{2m}$ (下段赤線)、速度制御偏差推定値 $\omega_{2m}^* - \hat{\omega}_{2m}$ (下段青線)、速度推定誤差 $\omega_{2m} - \hat{\omega}_{2m}$ (下段緑線)である。速度真値、速度推定値は、波形重複を回避すべく、 -50 [rad/s]相当、順次下方へシフトして描画した。各速度偏差の軸スケールリングは、相異を明白にすべく、 5 [rad/s]と大きく設定している。同図(a)、(b)はそれぞれ定格 50%負荷時、無負荷時の応答である。

いずれの波形においても、速度真値、速度推定値は、速度指令値に対して高い追随性を示しており、正相逆相高周波電流相関法による速度制御系の高い速応性が確認される。図 5.25、5.26 の比較より、楕円係数指令が 0 の場合は、楕円係数指令が 1 の場合と比較して、ゼロ速度時の定常的な速度推定誤差の振動がやや大きいことが確認される。これに関しては、閉ループトルク制御時の考察でも述べているが、本実験で利用している正相関信号は、楕円係数が小さい程に S/N 比が悪く、PLL 帯域幅が設計値よりも広がっており、これにより速度推定誤差も大きく出現したことによるものと考えられる。これに起因して、 δ 軸電流も同様の脈動が発生している。このような δ 軸電流の脈動は、高周波電流に起因した音響ノイズとは別の音響ノイズを発生させる場合もあり、極力小さくすることが望まれる。この電流脈動の対策としては、PLL 帯域幅および速度制御系帯域幅を小さくすることにより対応は可能であるが、当然のことながら位相推定と速度

制御系の速応性は悪くなる。

B. ゼロ速度制御

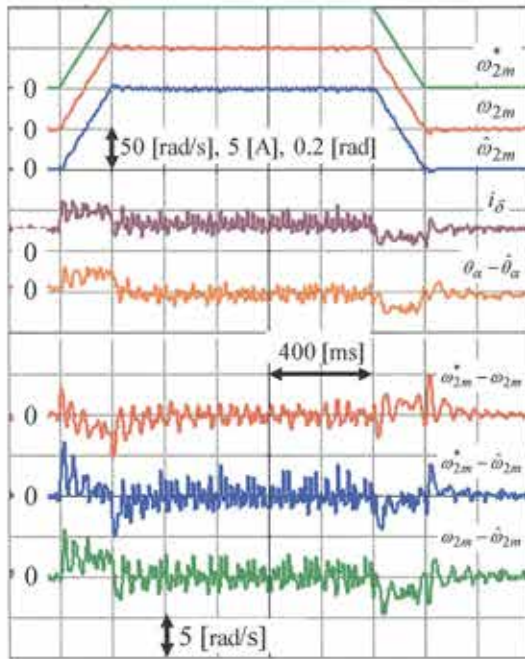
ゼロ速度制御下において、定格負荷を瞬時印加・瞬時除去することで提案法の安定性を確認した。供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの負荷トルクを正確に制御できるようにした。機械速度指令をゼロ一定とした上で、負荷装置により定格負荷を瞬時的に印加しその応答を確認した。また、定格負荷を瞬時除去しその応答も確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 5.27 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 5.28 にそれぞれ示した。波形の意味は、上から、 δ 軸電流 i_δ (紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (橙線)、機械速度指令値 ω_{2m}^* (緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (青線) である。同図(a), (b)はそれぞれ定格負荷印加時、定格負荷除去時の応答である。

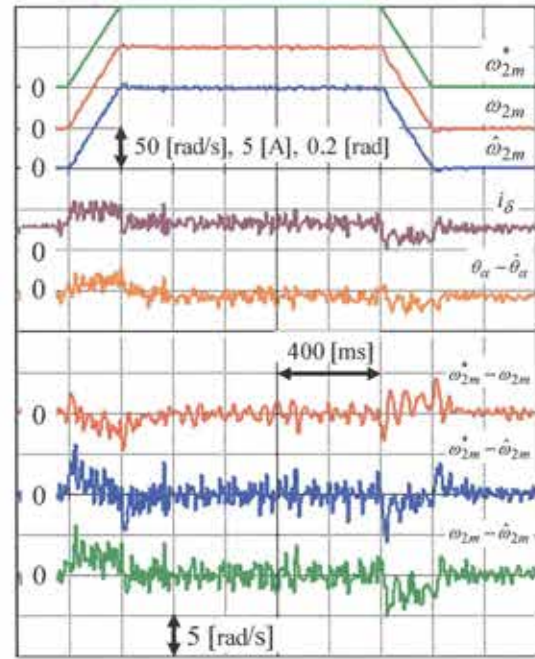
いずれの波形においても、瞬時印加時、瞬時除去時共に 15[rad/s]程度の大きさの速度制御偏差が生じているが、安定したゼロ速度制御を維持しつつ、この影響を 0.3[s]程度の僅かな時間で排除しており、正相逆相高周波電流相関法の高い安定性が確認される。同図において、 δ 軸電流が 6[A]を大きく上回らないのは、固定子電流を定格電流値以下とするためのリミッタ処理が働いたためであり、正常な応答である。負荷瞬時除去時と負荷瞬時印加時における応答の差はこのためである。

図 5.27 より、楕円係数指令 $K^* = 1$ とした場合、 δ 軸電流に微小振動成分が含まれるがこれは高周波電圧印加に起因したものである。図 5.28 の楕円係数指令 $K^* = 0$ とした場合の δ 軸電流の高周波成分は、位相推定誤差がゼロで理想的にはゼロとなるため、波形上に現れるほどの大きさにはならない。

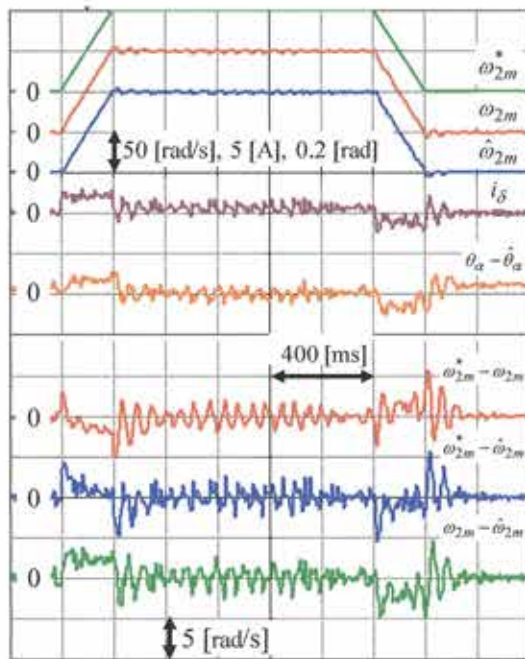
図 5.27, 5.28 の比較より、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした場合は、楕円係数指令 $K^* = 1$ とした場合と比較して、速度制御偏差(速度推定値)の振動が大きく出現しており、これに起因して δ 軸電流も振動的となっているようである。これに関しても、閉ループトルク制御時の考察でも述べているが、本実験で利用している正相関信号は、楕円係数が小さい程に S/N 比が悪く、PLL 帯域幅が設計値よりも広がっており、これにより速度推定誤差も大きく出現したことによるものと考えられる。この対策に関しては、加減速制御時の考察で述べている通り、PLL 帯域幅および速度制御系帯域幅を小さくすることで対応可能である。



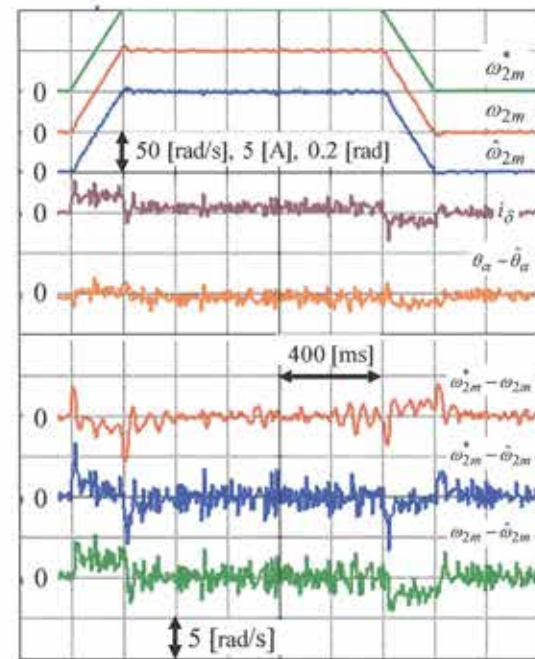
(a) 定格 50% 負荷



(a) 定格 50% 負荷



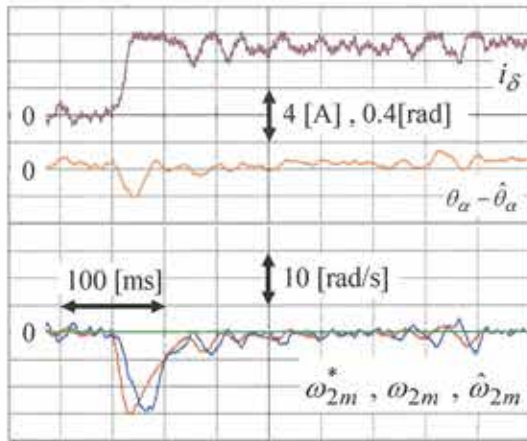
(b) 無負荷



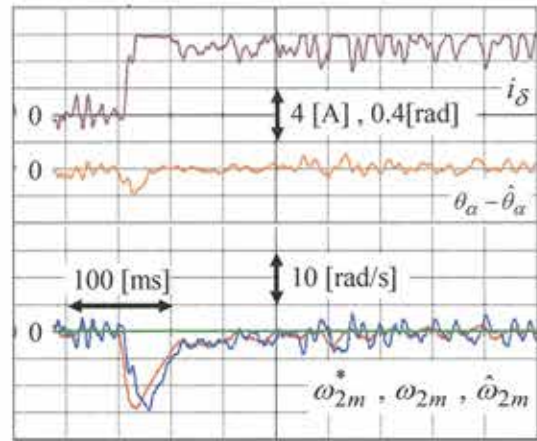
(b) 無負荷

図 5.25 加減速制御特性 ($K^* = 1$)

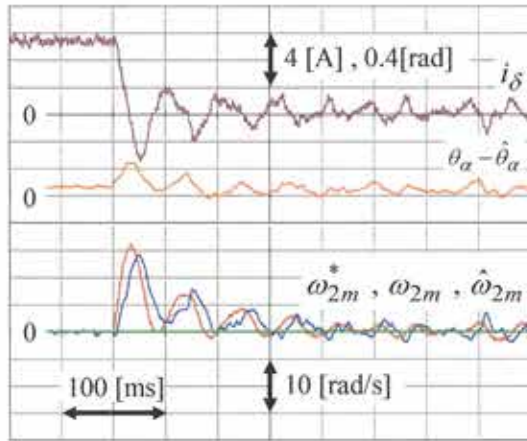
図 5.26 加減速制御特性 ($K^* = 0$)



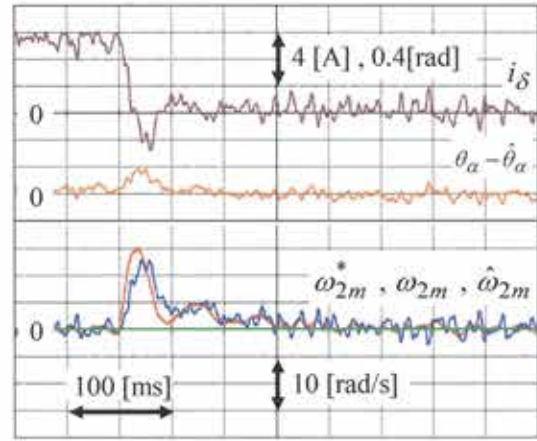
(a) 瞬時印加特性



(a) 瞬時印加特性



(b) 瞬時除去特性



(b) 瞬時除去特性

图 5.27 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 1$)

图 5.28 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 0$)

第6章 高周波電流軸要素相関による位相推定

高周波電圧印加による位相推定を遂行する上で、最も簡易性に優れる相関信号生成法は、高周波電流の各軸要素から直接合成される正相関信号である⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。本相関信号は、一般に高周波電流相関信号と呼称されるが、正相逆相高周波電流相関信号と混乱をきたす恐れがあるため、本論文では、高周波電流軸要素相関信号と呼称する。本相関信号もまた、高周波電流のみを利用して正相関信号を生成するため、高周波電流を構成する単位ベクトルの位相変化の影響を受けずに正相関信号を生成することが可能である⁽¹⁾⁻⁽⁷⁾。最も代表的な軸要素高周波電流相関信号は、高周波電流の各軸要素の積信号である^{(1), (2)}。積信号は、生成が非常に簡便である反面、モータパラメータと高周波電圧の設計パラメータに対する感度が高く、搬送高周波電圧印加法には適さない。本課題の解決には、分子分母の次数が等しくなるよう除算的处理を施して相関信号を合成することが有効である⁽³⁾⁻⁽⁷⁾。本章では、第4章で得た離散時間高周波電流の解析解に基づき、搬送高周波電圧印加法に適した高周波電流軸要素相関信号の生成法(高周波電流軸要素相関法)を提案する。

本章は、以下のように構成される。次の6.1節では、高周波電流の各軸要素から正相関信号を生成する相関信号生成器の詳細を示す。この際、搬送高周波電圧印加法に適した種々の高周波電流軸要素相関信号を示す。6.2節では、実機検証を通じて、高周波電流軸要素相関法の有用性を確認する。

なお、本章の内容は、著者らの文献(7)をまとめ直したものであることをあらかじめことわっておく。

6.1 相関信号生成器

6.1.1 高周波電流軸要素相関信号の生成

(4.68)式の離散時間高周波電流の解析解を、共通の比例係数 K_c と突極比 r_s を用いて次式のよう

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{h,k} &\equiv \begin{bmatrix} i_{h\gamma,k} \\ i_{h\delta,k} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma \cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) - s_\gamma \sin(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \\ s_\delta \cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) - c_\delta \sin(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) - s_\gamma \sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ s_\delta \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) - c_\delta \sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= K_c(1 + r_s \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\gamma &= -K_c K r_s \sin 2\theta_\gamma \\ s_\delta &= K_c r_s \sin 2\theta_\gamma \\ c_\delta &= -K_c K(1 - r_s \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \right\} ; r_s = -\frac{L_m}{L_i} \quad (6.2)$$

$$K_c = \frac{V_h A_i(\bar{\omega}_h) L_i}{L_d L_q} \quad (6.3)$$

(6.1)式において、印加高周波電圧の楕円係数を $K=0$ (印加高周波電圧の形状を直線形)とする場合には、次式となる。

$$i_{h,k} = \begin{bmatrix} i_{h\gamma,k} \\ i_{h\delta,k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_i(\bar{\omega}_h)) \quad (6.4)$$

$$\left. \begin{aligned} c_\gamma &= K_c(1+r_s \cos 2\theta_\gamma) \\ s_\delta &= K_c r_s \sin 2\theta_\gamma \end{aligned} \right\}; r_s = -\frac{L_m}{L_i} \quad (6.5)$$

(6.1)式の離散時間高周波電流の各軸要素を用いて、高周波電流相関信号を合成することを考える。すなわち、

$$p_c = f_p(i_{h\gamma,k}, i_{h\delta,k}) = s_{h,k} + n_{h,k} \approx K_\theta \theta_\gamma + n \quad (6.6)$$

ここに、 $s_{h,k}$, $n_{h,k}$ は、高周波正相関信号(位相偏差相当値)、高周波残留外乱と呼称される^{(1),(2)}。

最も代表的な高周波電流相関法は、次の軸要素積信号である^{(1),(2)}。

【軸要素積による正相関信号の生成】

$$p_c = i_{h\gamma,k} i_{h\delta,k} = s_{h,k} + n_{h,k} \quad (6.7a)$$

$$\begin{aligned} s_{h,k} &= \frac{1}{2}((c_\gamma s_\delta + c_\delta s_\gamma) - (c_\gamma s_\delta - c_\delta s_\gamma) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))) \\ &= \frac{1}{2} K_s \sin 2\theta_\gamma \end{aligned} \quad (6.7b)$$

$$\begin{aligned} n_{h,k} &= \frac{1}{2}(c_\gamma c_\delta + s_\gamma s_\delta) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \frac{1}{2} K_n \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (6.7c)$$

$$\begin{aligned} K_s &= K_{s0} + K_{sc} \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= K_{s0} + K_{sc} \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (6.7d)$$

$$K_{s0} = K_c^2 r_s ((1+r_s \cos 2\theta_\gamma) + K^2(1-r_s \cos 2\theta_\gamma)) \quad (6.7e)$$

$$K_{sc} = K_c^2 r_s ((1+r_s \cos 2\theta_\gamma) - K^2(1-r_s \cos 2\theta_\gamma)) \quad (6.7f)$$

$$\begin{aligned} K_n &= c_\gamma c_\delta + s_\gamma s_\delta \\ &= K_c^2 K(1-r_s^2 \cos 4\theta_\gamma) \end{aligned} \quad (6.7g)$$

■

ここに、 K_s , K_n はそれぞれ相関係数、外乱係数と呼称される。

(6.7)式の正相関信号における高周波正相関信号 $s_{h,k}$ は、 $-\pi/4 \leq \theta_\gamma \leq \pi/4$ の範囲で回転子位相と正相関を有する回転子位相正弦値 $\sin 2\theta_\gamma$ に比例して変化する。回転子位相正弦値の係数たる相関係数 K_s は、低周波成分 K_{s0} と平均周波数 $2\omega_h$ で離散的に変化する高周波成分 $K_{sc} \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ から構成される。高周波成分 $K_{sc} \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ は、PLL 帯域の変動を招くため、極力小さいほうが望ましい。

(6.7)式の正相関信号における高周波残留外乱 $n_{h,k}$ は、平均周波数 $2\omega_h$ で離散的に変化する高周波信号であり、この大きさは楕円係数 K に比例する。換言するならば、印加高周波電圧の楕円係数が $K=0$ (直線形高周波電圧) の場合には、積信号に高周波残留外乱 $n_{h,k}$ は存在せず、高

周波正相関信号 $s_{h,k}$ のみから構成される。高周波残留外乱は、位相推定誤差の原因となるため、楕円係数 K は、極力小さいほうが望ましい。

(6.7)式の相関信号の生成は非常に簡単であり、離散時間高周波電圧と離散時間高周波電流との空間的な位相差 $\theta_{i0}(\bar{\omega}_h)$ は、平均周波数 $2\omega_h$ を持つ高周波成分のみに出現し、位相推定への影響は小さい。一方で、相関信号の大きさは高周波電流の共通の比例係数 K_c の二乗に比例するため、インダクタンスや高周波電圧振幅の変化に対する影響を強く受ける。図 4.24~4.30 から明らかなように、搬送高周波電圧印加法においては、インバータのデッドタイム等の影響により、高周波電圧指令と応答値との間には、無視できない誤差が生じる場合もあり、(6.7)式の相関信号を用いた位相推定は困難な場合もある。

本課題を解決すべく、(5.40)式の間中信号を用いた相関信号生成法に基づき、(6.7)式の軸要素積信号を次のように改良することを考える。

$$p_c = \text{atan2}(S_{2p}, C_{2p}) \quad (6.8a)$$

$$p_c = \frac{S_{2p}}{C_{2p}} \quad (6.8b)$$

$$S_{2p} = \begin{cases} F_\ell(z^{-1})\tilde{S}_{2p} \\ \tilde{S}_{2p} \end{cases} \quad (6.9a)$$

$$C_{2p} = \begin{cases} F_\ell(z^{-1})\tilde{C}_{2p} \\ \tilde{C}_{2p} \end{cases} \quad (6.9b)$$

(6.9)式は、中間信号に含まれる平均周波数 $2\omega_h$ を持つ高周波成分をデジタルローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ により取り除く場合⁷⁾と、そうでない場合の2例を示している。所期の性能を有するデジタルローパスフィルタとしては、(3.21)式の移動平均フィルタがある。

中間信号 \tilde{S}_{2p} としては、(6.7)式の高周波電流の各軸要素の積信号の2倍値が利用可能である。

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{2p} &= 2i_{h\gamma,k}i_{h\delta,k} \\ &= (c_\gamma s_\delta + c_\delta s_\gamma) \\ &\quad - (c_\gamma s_\delta - c_\delta s_\gamma) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &\quad + (c_\gamma c_\delta + s_\gamma s_\delta) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \quad (6.10a)$$

中間信号 \tilde{C}_{2p} として、本論文では次式のを提案する。

$$\begin{aligned} \tilde{C}_{2p} &= i_{h\gamma,k}^2 + \alpha i_{h\delta,k}^2 \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &(c_\gamma^2 + s_\gamma^2) + \alpha(c_\delta^2 + s_\delta^2) \\ &+ ((c_\gamma^2 - s_\gamma^2) + \alpha(c_\delta^2 - s_\delta^2)) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &- 2(c_\gamma s_\gamma + \alpha c_\delta s_\delta) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (6.10b)$$

ここに、 α は任意の設計パラメータである。

中間信号 \tilde{C}_{2p} の特性は、任意の設計パラメータ α により大きく異なる。代表的な設計値は以下の3通りである。

$$\begin{aligned}\tilde{C}_{2p} &= i_{h\gamma,k}^2 - i_{h\delta,k}^2 ; \alpha = -1 \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &(c_\gamma^2 + s_\gamma^2 - c_\delta^2 - s_\delta^2) \\ &+ (c_\gamma^2 + s_\delta^2 - c_\delta^2 - s_\gamma^2) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &- 2(c_\gamma s_\gamma - c_\delta s_\delta) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (6.11a)$$

$$\begin{aligned}\tilde{C}_{2p} &= i_{h\gamma,k}^2 ; \alpha = 0 \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &(c_\gamma^2 + s_\gamma^2) \\ &+ (c_\gamma^2 - s_\gamma^2) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &- 2(c_\gamma s_\gamma) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (6.11b)$$

$$\begin{aligned}\tilde{C}_{2p} &= i_{h\gamma,k}^2 + i_{h\delta,k}^2 ; \alpha = 1 \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &(c_\gamma^2 + c_\delta^2 + s_\gamma^2 + s_\delta^2) \\ &+ (c_\gamma^2 + c_\delta^2 - s_\gamma^2 - s_\delta^2) \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &- 2(c_\gamma s_\gamma + c_\delta s_\delta) \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (6.11c)$$

(6.10), (6.11b)式をそのまま(高周波成分を除去せずに)用いて, (6.8)式より相関信号する場合には, この除算的な性質により中間信号は, 次式を用いた場合と等価となる。

$$S_{2p} = i_{h\delta,k} \quad (6.12a)$$

$$C_{2p} = i_{h\gamma,k} \quad (6.12b)$$

上式からも明らかなように, この場合の高周波電流軸要素相関信号は, 各軸要素の商信号に相当する⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。

(6.9)式に基づき, 中間信号に含まれる高周波成分を取り除く場合には, それぞれ以下の(6.13)式となる。

$$\begin{aligned}S_{2p} &= F_\ell(z^{-1})\tilde{S}_{2p} \\ &= c_\gamma s_\delta + c_\delta s_\gamma \end{aligned} \quad (6.13a)$$

$$\begin{aligned}C_{2p} &= F_\ell(z^{-1})\tilde{C}_{2p} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ (c_\gamma^2 + s_\gamma^2) + \alpha(c_\delta^2 + s_\delta^2) \right\} \\ &= \begin{cases} \frac{1}{2}(c_\gamma^2 + s_\gamma^2 - c_\delta^2 - s_\delta^2) ; \alpha = -1 \\ \frac{1}{2}(c_\gamma^2 + s_\gamma^2) ; \alpha = 0 \\ \frac{1}{2}(c_\gamma^2 + s_\gamma^2 + c_\delta^2 + s_\delta^2) ; \alpha = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (6.13b)$$

(4.20)式の相互変換関係より, 軸要素振幅 $c_\gamma, s_\gamma, s_\delta, c_\delta$ で表現された相関信号は, 正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n で表現することも可能である。

$$\begin{aligned}S_{2p} &= F_\ell(z^{-1})\tilde{S}_{2p} \\ &= 2(s_p c_n + c_p s_n) \end{aligned} \quad (6.14a)$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= F_\ell(z^{-1})\tilde{C}_{2p} \\
&= \frac{1}{2} \left\{ (1+\alpha)(c_p^2 + c_n^2 + s_p^2 + s_n^2) + 2(1-\alpha)(c_p c_n - s_p s_n) \right\} \\
&= \begin{cases} 2(c_p c_n - s_p s_n) & ; \alpha = -1 \\ \frac{1}{2}((c_p + c_n)^2 + (s_p - s_n)^2) & ; \alpha = 0 \\ c_p^2 + c_n^2 + s_p^2 + s_n^2 & ; \alpha = 1 \end{cases} \quad (6.14b)
\end{aligned}$$

上式より、 $\alpha = -1$ として(6.14)式の中間信号を用いて生成された正相関信号は、(5.41a)、(5.41b)式の中間信号を持ちいて生成された正相逆相高周波電流相関信号と等価な特性となる。また、この場合の正相関信号は、楕円係数 $K=1$ とした場合の文献(6)にて紹介されている高周波電流軸要素相関信号と等価な信号となる。

6.1.2 高周波電流軸要素相関信号の特性

(1) 楕円係数 $K=0$ の場合

(6.4)式の直線形離散時間高周波電圧の印加に対応した応答高周波電流を用いて生成される高周波電流軸要素相関信号は、(6.8)式の除算的性質によりこれに含まれる高周波成分が除去され、軸要素振幅 s_γ 、 c_δ のみで構成される。しかしながら、(6.4)式の高周波電流の信号レベルは、 $\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_i(\bar{\omega}_h))$ で決定される。当然のことながら、位相情報は高周波電流中に存在するため、次式を満足するよう離散時間高周波電圧の初期位相 θ_{h0} を定める必要がある。

$$|\cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))| = |\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))| > 0 \quad (6.15)$$

上式の成立は、(6.8b)式におけるゼロ割の回避をも意味している。幸いなことに、 $\theta_{h0} = 0$ 、 $N_h = 2, 4$ を満たすことができる場合には、 $\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ は常に一定の大きさとなる。

$$|\cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))| = |\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))| = 1; \theta_{h0} = 0, N_h = 2 \quad (6.16a)$$

$$|\cos(\theta_{h,k} + \theta_{i0}(\bar{\omega}_h))| = |\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))| = 1/\sqrt{2}; \theta_{h0} = 0, N_h = 4 \quad (6.16b)$$

上式からは、位相情報の信号レベルにおいて、 $N_h = 2$ とする場合の方が大きいように見えるが、(4.37b)、(4.42b)式の離散時間高周波電流の振幅特性 $A_i(\bar{\omega}_h)$ を考慮するならば、この実質的な信号レベルは等しい。

$$A_i(\bar{\omega}_h) = \frac{T_s}{2}; N_h = 2 \quad (6.17a)$$

$$A_i(\bar{\omega}_h) = \frac{\sqrt{2}T_s}{2}; N_h = 4 \quad (6.17b)$$

一例として、 $K=0$ における以下の高周波電流軸要素相関信号の評価を行った。

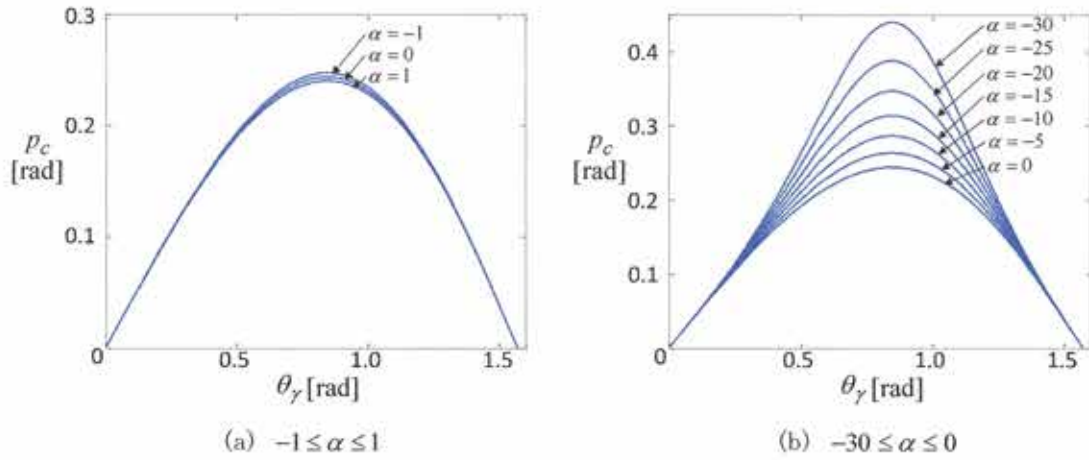


図 6.1 (6.18)式に基づく正相関信号の特性

$$\begin{aligned}
 p_c &= \frac{2i_{h\gamma,k}i_{h\delta,k}}{i_{h\gamma,k}^2 - i_{h\delta,k}^2} \\
 &= \frac{2c_\gamma s_\delta}{c_\gamma^2 + \alpha s_\delta^2} \\
 &= \frac{2r_s(1+r_s \cos 2\theta_\gamma)}{1+2r_s \cos 2\theta_\gamma + r_s^2(\cos^2 2\theta_\gamma + \alpha \sin^2 2\theta_\gamma)} \sin 2\theta_\gamma \\
 &= \begin{cases} \frac{2r_s(1+r_s \cos 2\theta_\gamma)}{1+2r_s \cos 2\theta_\gamma + r_s^2 \cos 4\theta_\gamma} \sin 2\theta_\gamma & ; \alpha = -1 \\ \frac{2r_s}{1+r_s \cos 2\theta_\gamma} \sin 2\theta_\gamma & ; \alpha = 0 \\ \frac{2r_s(1+r_s \cos 2\theta_\gamma)}{1+2r_s \cos 2\theta_\gamma + r_s^2} \sin 2\theta_\gamma & ; \alpha = 1 \end{cases} \quad (6.18)
 \end{aligned}$$

突極比を $r_s = 0.121$ (表 4.1 のモータ) としたときの、(6.18)式の正相関特性を図 6.1 に示した。同図(a)は、(6.18)式右辺第 4 式の代表的な高周波電流軸要素相関信号の特性であり、同図(b)は、(6.18)式右辺第 3 式的设计パラメータ α を範囲-30~0 で 5 ずつ変化させたときの特性である。

同図より、種々の设计パラメータ α に対して、正相関領域に変化は無いが、设计パラメータ α を負側に増大することで線形近似領域を拡大していき、 $\alpha = -15$ 程度で最大の線形近似領域となっていることが確認される。換言するならば、本正相関信号は、设计パラメータを調整することにより線形近似領域の改善が可能である。しかしながら、実際には、设计パラメータ α の増大に伴い、 δ 軸電流に含まれる外乱ノイズも共に増幅されるため、设计パラメータ α の負側への増大による正相関特性の改善には限界が存在する。

(2) 楕円係数 $K > 0$ の場合

印加高周波電圧の楕円係数を $K > 0$ とする場合, (6.10)式の中間信号をそのまま用いて合成された高周波電流軸要素相関信号には, 高周波残留外乱 $n_{h,k}$ が含まれる。このため, (6.9)式による高周波成分除去のためのフィルタ処理を施して中間信号を生成することが望ましい。また, 高周波残留外乱 $n_{h,k}$ は, $\sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_l(\bar{\omega}_h))$ に比例して出現するため, この性質を利用すれば, $\sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_l(\bar{\omega}_h))$ が小さくなるよう離散時間高周波電圧を定めることで, 高周波残留外乱の影響を抑制することも可能である。例えば, $N_h = 4$, $\theta_{h0} = \pi/4$ を満たす離散時間高周波電圧を印加する場合には, 次式が常時成立する。

$$\sin 2(\theta_{h,k} + \theta_{l0}(\bar{\omega}_h)) = \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{l1}(\bar{\omega}_h)) = 0 \quad (6.19)$$

一例として, 楕円係数 $K = 1$ における以下の高周波電流軸要素相関信号の評価を行った。

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(F_\ell(z^{-1})[2i_{h\gamma,k}i_{h\delta,k}], F_\ell(z^{-1})[i_{h\gamma,k}^2 + \alpha i_{h\delta,k}^2]) \\ &= \text{atan2}(2(c_\gamma s_\delta + c_\delta s_\gamma), c_\gamma^2 + s_\gamma^2 + \alpha(c_\delta^2 + s_\delta^2)) \\ &= \text{atan2}(4r_s \sin 2\theta_\gamma, (1+\alpha)(1+r_s^2) + 2(1-\alpha)r_s \cos 2\theta_\gamma) \\ &= \begin{cases} \text{atan2}(\sin 2\theta_\gamma, \cos 2\theta_\gamma) = 2\theta_\gamma & ; \alpha = -1 \\ \text{atan2}(4r_s \sin 2\theta_\gamma, 1 + 2r_s \cos 2\theta_\gamma + r_s^2) & ; \alpha = 0 \\ \text{atan2}(2r_s \sin 2\theta_\gamma, 1 + r_s^2) & ; \alpha = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (6.20)$$

突極比を $r_s = 0.121$ (表 4.1 のモータ) としたときの, 種々の設計パラメータ α に対する (6.20) 式 の正相関特性を図 6.2 に示した。同図より, 図 6.1 の楕円係数 $K = 0$ のときとは異なり, 設計パラメータの値により, 正相関領域が大きく変化していることが確認される。特に, 設計パラメータ $\alpha = -1$ とする場合には, 回転子位相 θ_γ の 2 倍値となり, 線形近似領域および正相関領域は, 理論限界 $\pm\pi/2$ となる。

6.2 実機検証

実機検証を通じて, 高周波電流軸要素相関法の有用性を確認するため, 5 章と同様の実験を行

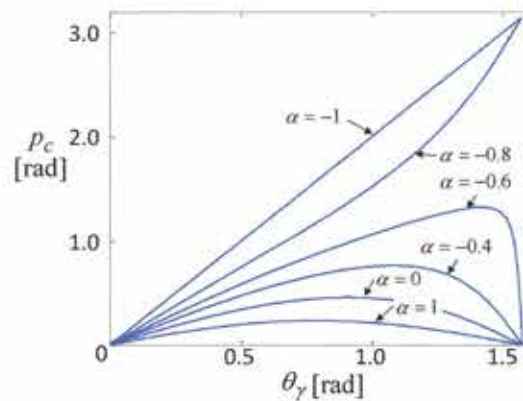


図 6.2 (6.20)式に基づく正相関信号の特性

った。以下にこの詳細を示す。

6.2.1 開ループトルク制御

開ループトルク制御を通じて、相成分抽出フィルタと高周波電流軸要素相関信号の性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

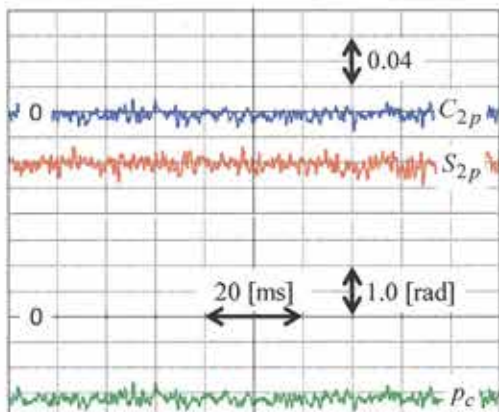
実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株) 安川電機製 750(W) SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L) である (表 4.1)。本実験のためのベクトル制御系は、5 章の開ループトルク制御実験で用いた図 5.15 とした。この際、基本的な構成は、5 章のものと同様である。相関信号生成器は、(6.20) 式に基づき実現した。中間信号は、この高周波成分を除去するため、 $N_s = N_h = 4$ とした (3.21) 式のフィルタを通過させて実現している。また、設計パラメータ α は、代表的な -1, 0, 1 の 3 通りとした。高周波電圧指令 $v_{ih,k}^*$ は、(4.84) 式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成した。印加高周波電圧を中心とした設計パラメータは、5 章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

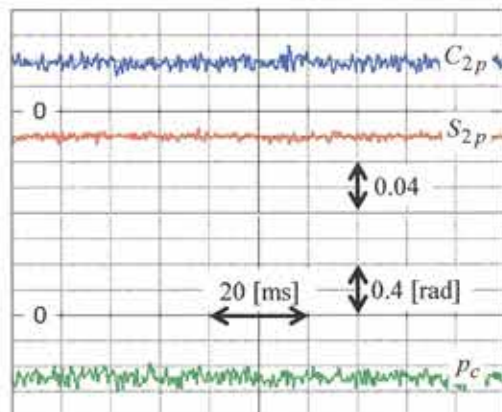
ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84) 式の電圧指令を与え、定常状態における中間信号 S_{2p} 、 C_{2p} と正相関信号 p_c を確認した。

楕円係数指令 K^* を 1, 0 とした時の設計パラメータ $\alpha = -1$ の実験結果を図 6.3, 6.4 に、設計パラメータ $\alpha = 0$ の実験結果を図 6.5, 6.6 に、設計パラメータ $\alpha = 1$ の実験結果を図 6.7, 6.8 にそれぞれ示したに示した。同図 (a), (b), (c) はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad], 0, $\pi/4$ [rad] 時における中間信号 S_{2p} (赤線)、 C_{2p} (青線) と正相関信号 p_c (緑線) を示している。

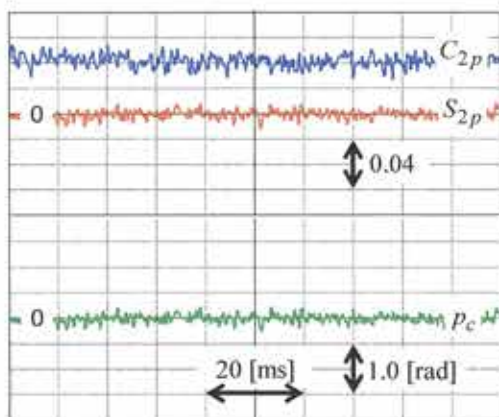
同図より、いずれの楕円係数指令 K^* においても、回転子位相 $\theta_\gamma = 0$ で正相関信号 p_c と中間信号 S_{2p} は概ねゼロであり、回転子位相 $\theta_\gamma = \pm\pi/4$ [rad] で正相関信号 p_c と中間信号 S_{2p} はゼロを中心として対照的に出現していることが確認される。これは、高周波電流の振幅・位相の変化の影響すなわち、高周波電圧誤差による影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付けであり、(6.20) 式に基づき生成された高周波電流軸要素相関信号の優れた正相関特性が確認される。とりわけ、図 6.3, 6.4 の波形は、図 5.17, 5.18 の波形と比較して、非常によく似ていることが確認される。これは、用いられている正相関信号の特性が同等であるためである。



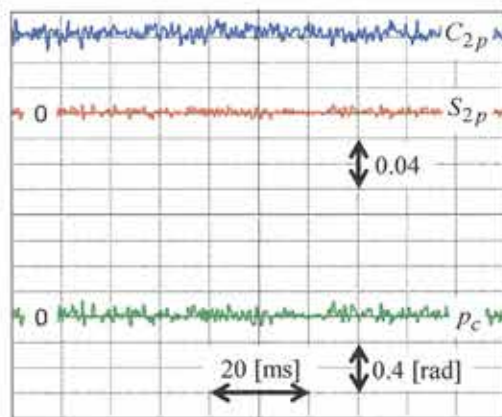
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



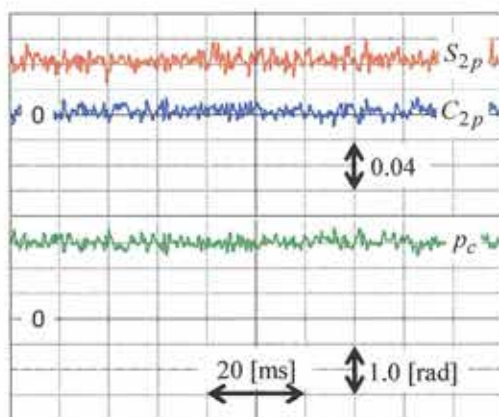
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



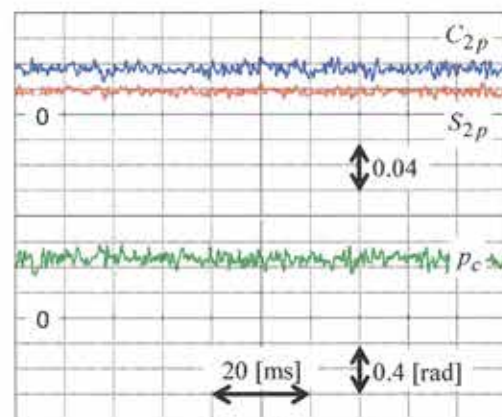
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



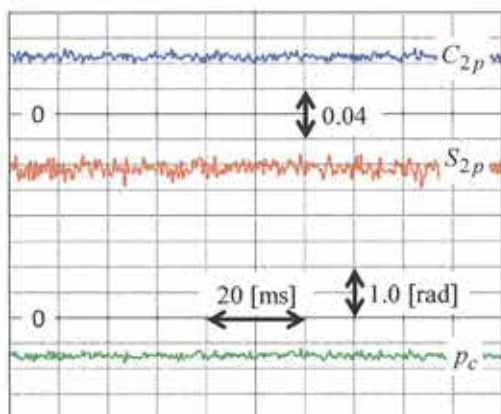
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



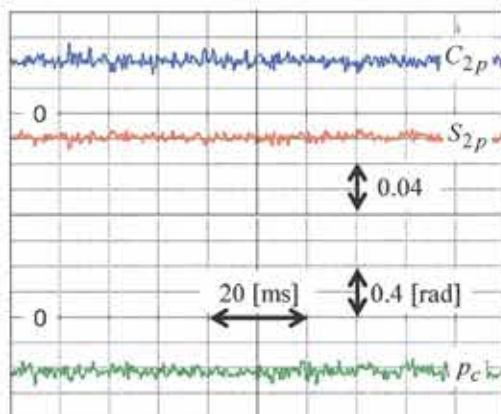
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 6.3 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性($\alpha = -1$, $K^* = 1$)

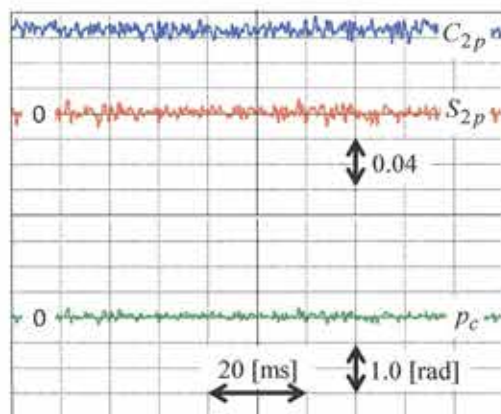
図 6.4 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性($\alpha = -1$, $K^* = 0$)



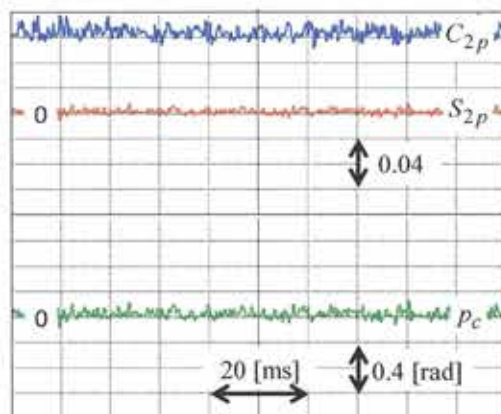
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



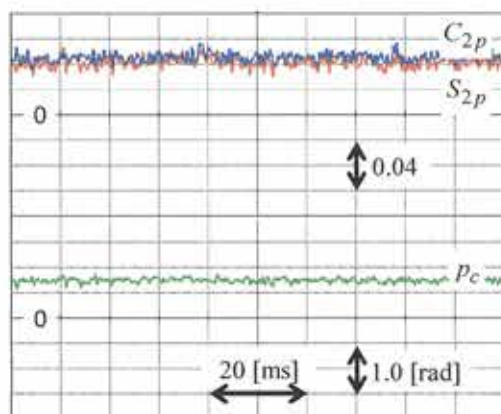
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



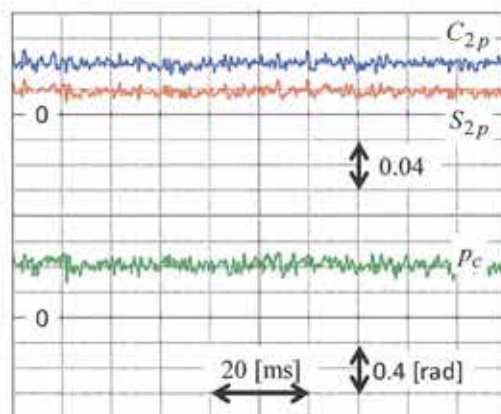
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



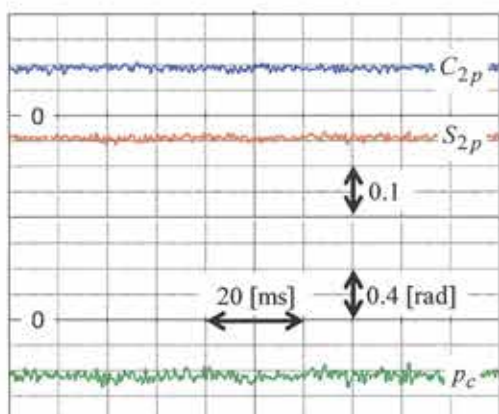
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



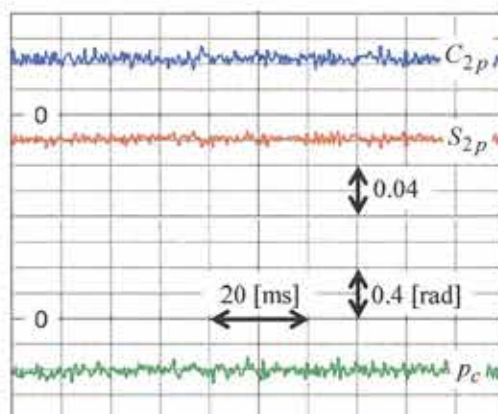
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 6.5 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($\alpha = 0, K^* = 1$)

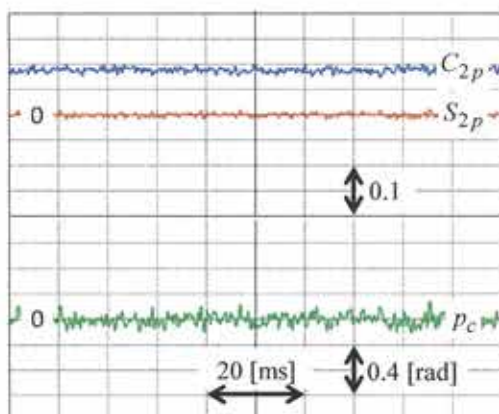
図 6.6 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($\alpha = 0, K^* = 0$)



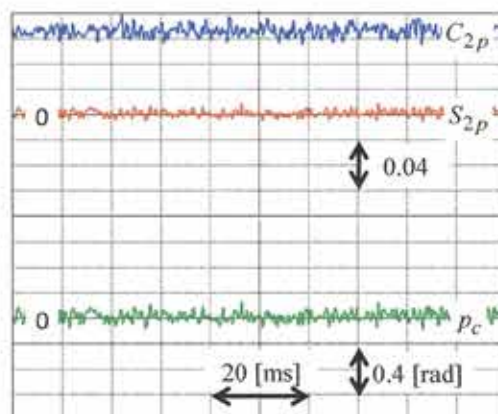
(a) $\theta_y = -\pi/4$ [rad]



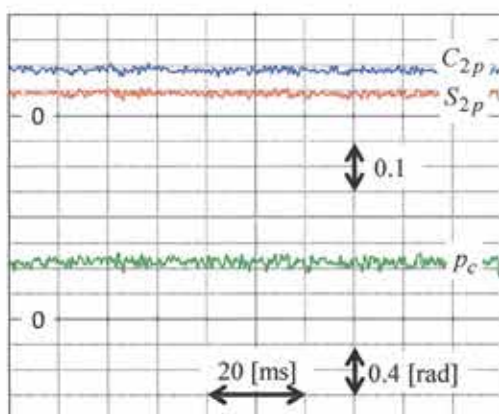
(a) $\theta_y = -\pi/4$ [rad]



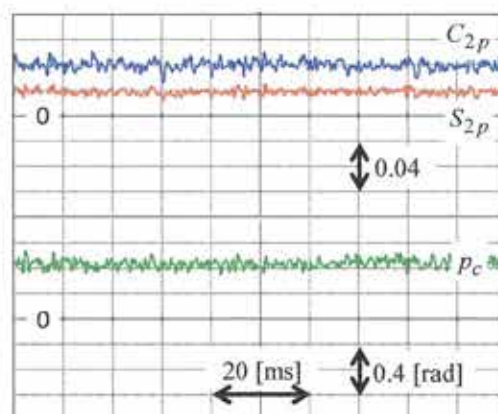
(b) $\theta_y = 0$



(b) $\theta_y = 0$



(c) $\theta_y = \pi/4$ [rad]



(c) $\theta_y = \pi/4$ [rad]

図 6.7 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性($\alpha=1, K^*=1$)

図 6.8 (6.20)式に基づく正相関信号の開ループ特性($\alpha=1, K^*=0$)

6.2.2 閉ループトルク制御

閉ループトルク制御を通じて、軸要素高周波電流相関法の位相推定性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づきセンサレス電流制御系を構築した。この際の基本的な構成は、5章のものと同様である。

位相速度推定器は、図 3.8 を忠実に実現した。相関信号生成器は、設計パラメータ $\alpha = -1$ とした(6.20)式に基づき実現した。中間信号は、この高周波成分を除去するため、 $N_s = N_h = 4$ とした(3.21)式のフィルタを通過させて実現している。本相関信号の正相関特性は、5章のものと同じである。位相同期器は、図 3.7 に基づき実現した。高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一様楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの速度を一定に制御した。 γ 軸電流ゼロ一定指令を与えた上で、一定の δ 軸電流指令を与え、定常状態における位相推定特性を確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 6.9 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 6.10 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、回転子位相真値 θ_α (上段赤線)、回転子位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ (上段青線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (下段橙線) である。また、楕円係数指令 0、 δ 軸電流指令 5[A]、機械速度 180[rad/s]時(図 6.10(c-6))は、位相推定誤差が大きく、このスケールが他の波形より 2 倍となっている点には注意が必要である。同図(a), (b), (c) はそれぞれ再生負荷 (δ 軸電流指令 -5[A]) 時、無負荷時 (δ 軸電流指令ゼロ)、力行負荷時 (δ 軸電流指令 5[A]) の応答である。

同図より、機械速度 180[rad/s]時を除いて、位相推定誤差は最大で 0.12[rad]程度に抑えられており、良好な位相推定性能が確認される。図 5.23 と図 6.9 の比較より、楕円係数指令 $K^* = 1$ とする場合には、正相逆相高周波電流相関法と高周波電流軸要素相関法の位相推定性能はほぼ同一である。これは、利用した正相関信号が同特性であることに起因したものと考えられる。対して、図 5.24 と図 6.10 の比較より、楕円係数指令 $K^* = 0$ とする場合には、正相逆相高周波電流相関法に対して高周波電流軸要素相関法の位相推定誤差はやや振動的となっていることが確認される。これは、相関信号生成過程の差が表れたことによるものと考えられる。

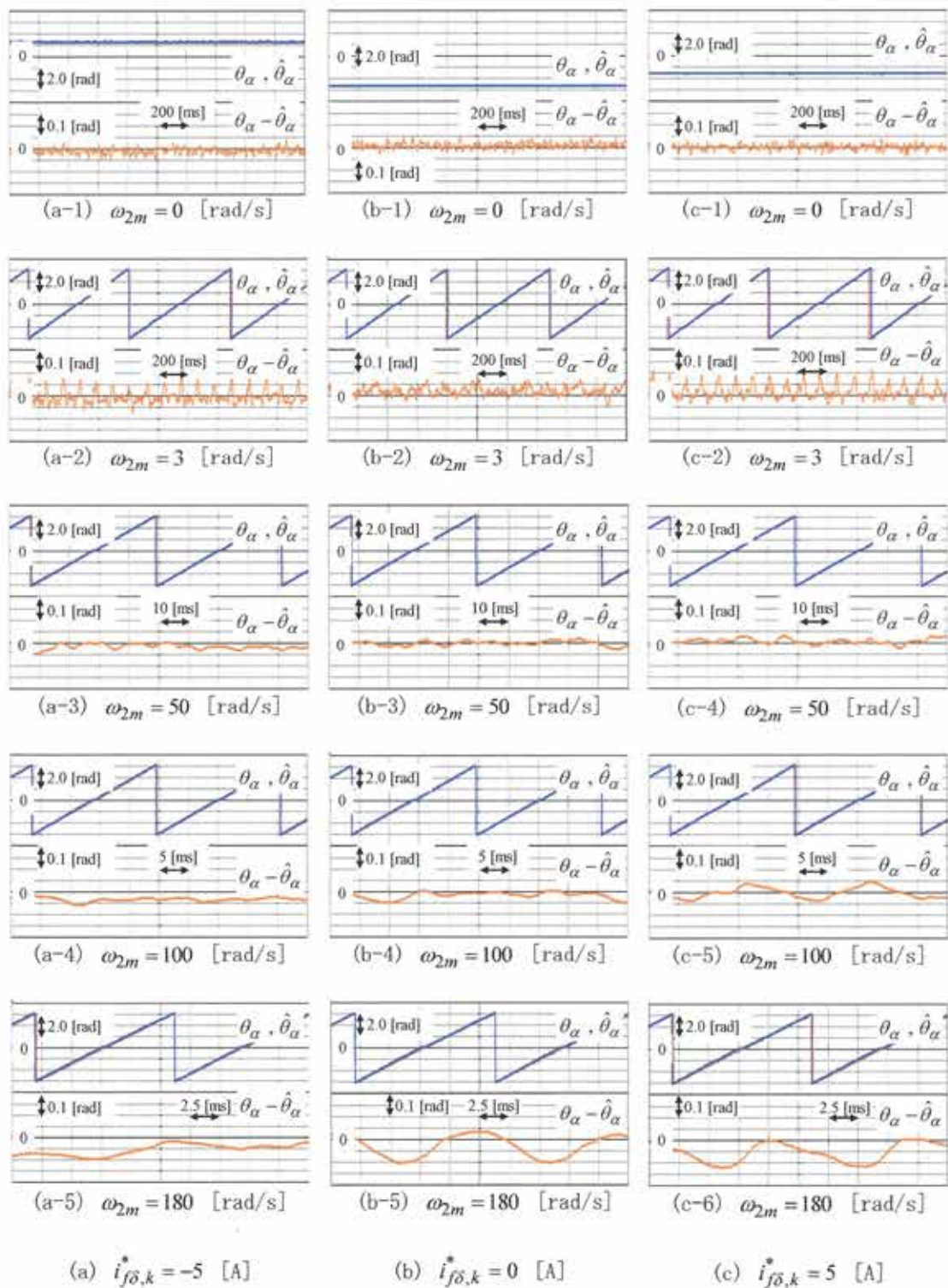


図 6.9 位相推定特性 ($K^* = 1$)

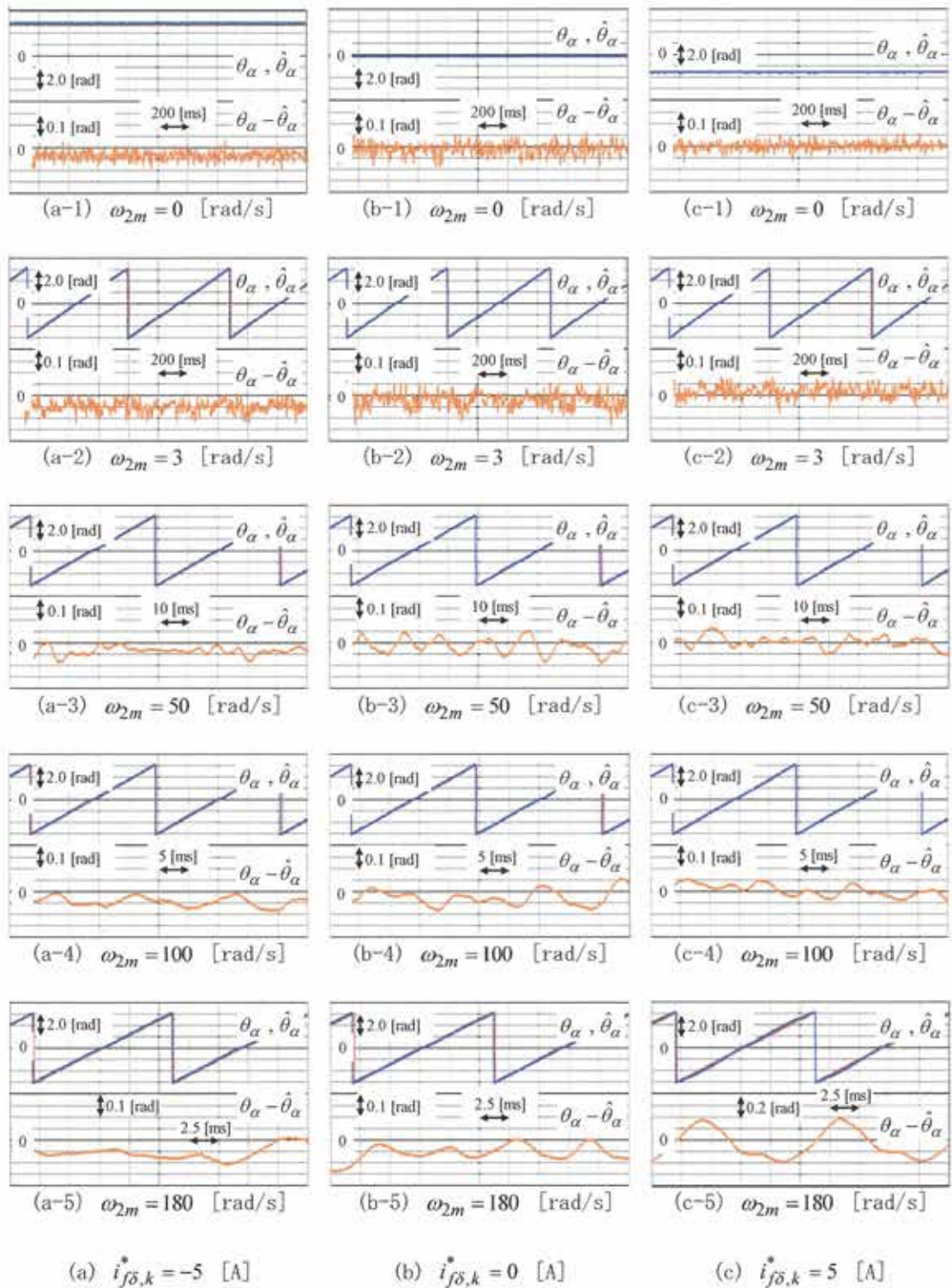


図 6.10 位相推定特性 ($K^* = 0$)

6.2.3 速度制御

速度制御を通じて、高周波電流軸要素相関法の速応性と安定性を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機 750(W)SP-PMSM(SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づきセンサレス速度制御系を構築した。この際、電流制御ループ内の分離フィルタや位相速度推定器の構成は、6.2.2 閉ループトルク制御と同一のものを利用している。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

A. 加減速制御

加減速制御を通じ、軸要素高周波電流相関法の速応性を確認した。供試モータを負荷装置により、定格 50% 負荷一定とした上で、機械速度指令として速度範囲 0~100[rad/s]、角加速度 ± 500 [rad/s²] の速度指令を与え、その応答を確認した。また、供試モータを無負荷状態とした上で、同様の実験を行った。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 6.11 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 6.12 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、機械速度指令値 ω_{2m}^* (上段緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (上段赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (上段青線)、 δ 軸電流 i_δ (上段紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (上段橙線)、速度制御偏差真値 $\omega_{2m}^* - \omega_{2m}$ (下段赤線)、速度制御偏差推定値 $\omega_{2m}^* - \hat{\omega}_{2m}$ (下段青線)、速度推定誤差 $\omega_{2m} - \hat{\omega}_{2m}$ (下段緑線) である。速度真値、速度推定値は、波形重複を回避すべく、-50[rad/s] 相当、順次下方へシフトして描画した。速度偏差推定値の軸スケールは、相異を明白にすべく、5[rad/s] と大きく設定している。同図(a)、(b)はそれぞれ定格 50% 負荷時、無負荷時の応答である。

いずれの波形においても、速度真値、速度推定値は、速度指令値に対して高い追随性を示しており、高周波電流軸要素相関法による速度制御系の高い速応性が確認される。図 5.25、5.26 と図 6.11、6.12 の比較より、正相逆相高周波電流相関法に対して高周波電流軸要素相関法は、速度推定値の振動が大きく表れることが確認される。特に楕円係数が小さく、負荷が大きいほどにこの振動は顕著に表れるようである。これは、位相推定特性からも確認された相関信号の生成過程の差によるものと考えられる。

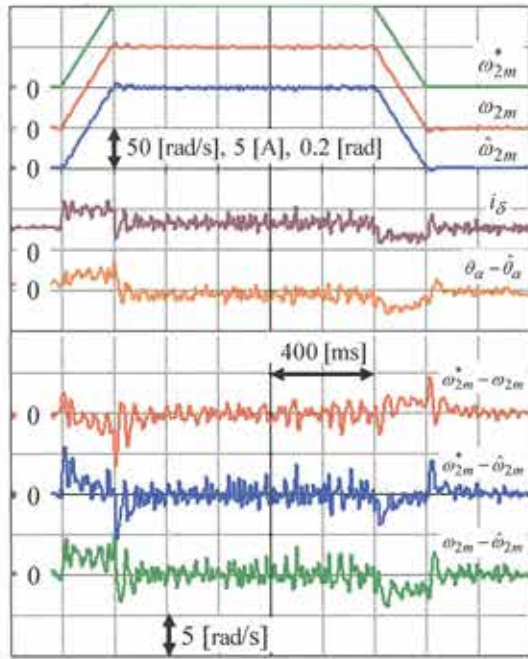
B. ゼロ速度制御

ゼロ速度制御下において、定格負荷を瞬時印加・瞬時除去することで軸要素高周波電流相関法の安定性を確認した。供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの負荷トルクを正確に制御できるようにした。機械速度指令をゼロ一定とした上で、負荷装置により定格負荷を瞬

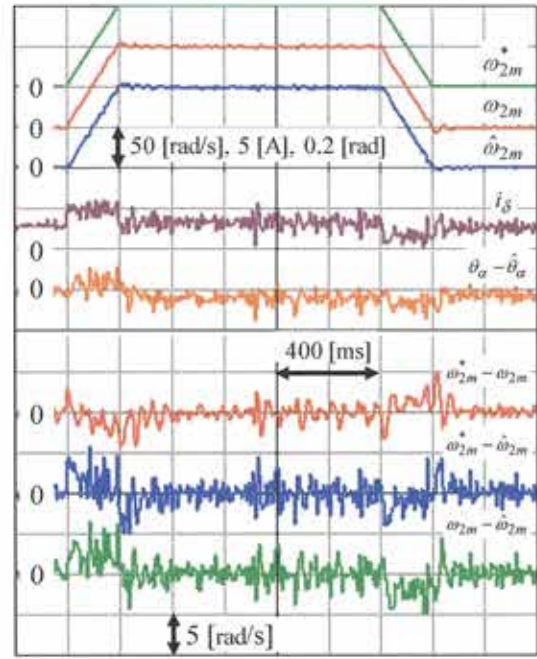
時的に印加しその応答を確認した。また、定格負荷を瞬時除去しその応答も確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 6.13 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 6.14 にそれぞれ示した。波形の意味は、上から、 δ 軸電流 i_δ (紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (橙線)、機械速度指令値 ω_{2m}^* (緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (青線) である。同図(a), (b)はそれぞれ定格負荷印加時、定格負荷除去時の応答である。

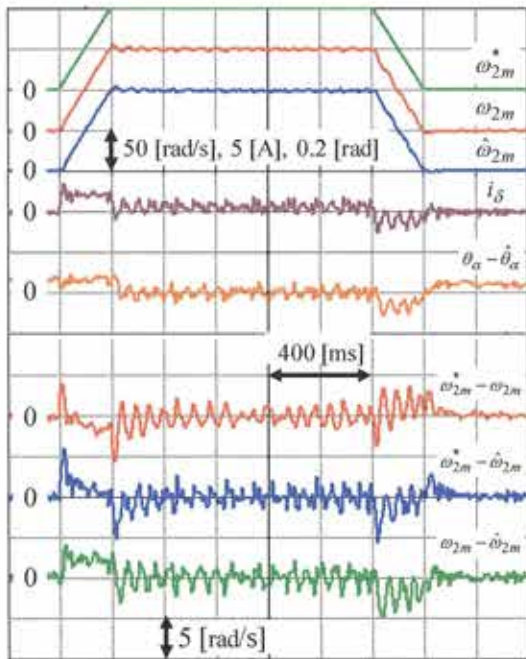
いずれの波形においても、瞬時印加時、瞬時除去時共に 15[rad/s]程度の大きさの速度制御偏差が生じているが、安定したゼロ速度制御を維持しつつ、この影響を 0.3[s]程度の僅かな時間で排除しており、高周波電流軸要素相関法の高い安定性が確認される。図 5.27, 5.28 と図 6.13, 6.14 の比較より、楕円係数指令を 1 とした場合には、正相逆相高周波電流相関法と高周波電流軸要素相関法の定格負荷瞬時印加除去特性は、同等である。これは、利用した正相関信号が同特性であることに起因したものと考えられる。対して、楕円稀有数指令を 0 とした場合には、定常的な速度制御偏差の振動が多少大きく出現していることが確認される。これも、位相推定特性からも確認された相関信号の生成過程の差によるものと考えられる。



(a) 定格 50% 負荷

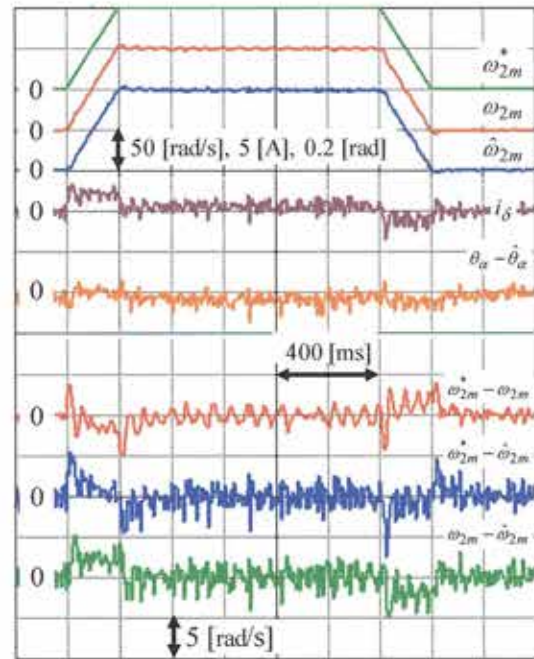


(a) 定格 50% 負荷



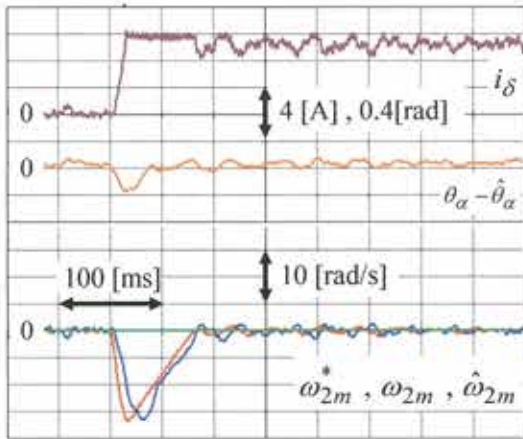
(b) 無負荷

図 6.11 加減速制御特性 ($K^* = 1$)

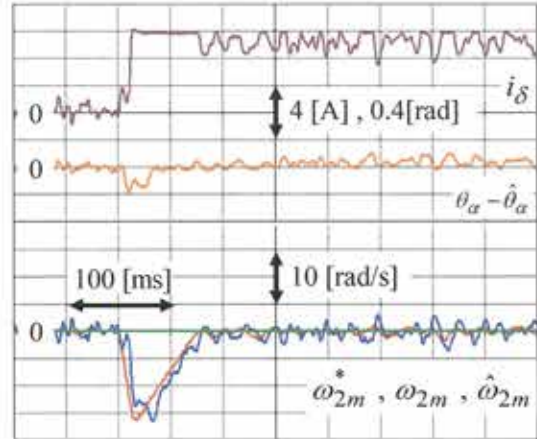


(b) 無負荷

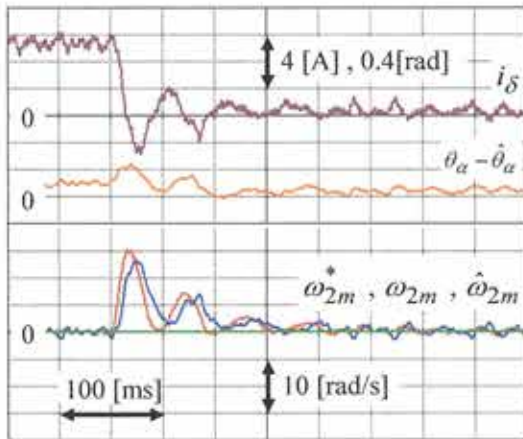
図 6.12 加減速制御特性 ($K^* = 0$)



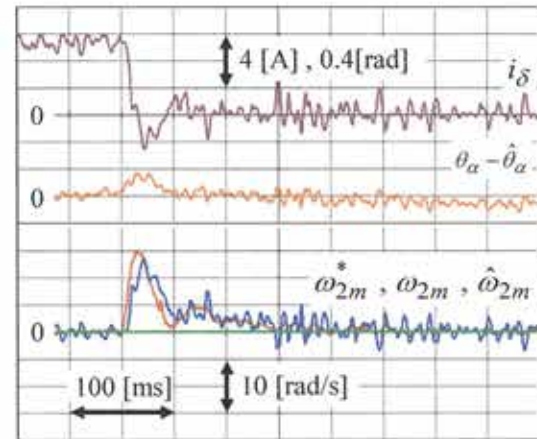
(a) 瞬時印加特性



(a) 瞬時印加特性



(b) 瞬時除去特性



(b) 瞬時除去特性

图 6.13 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 1$)

图 6.14 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 0$)

第7章 正相逆相振幅相関による位相推定

(4.65), (4.69)式からも明らかなように, 高周波電流に含まれる位相情報は, この振幅成分に含まれている⁽¹⁾。すなわち, 高周波電流を正相成分と逆相成分とに分離する必要は必ずしもなく, この振幅成分を直接抽出すればよい。高周波電流の正相成分と逆相成分の振幅 (正相逆相振幅) を抽出し, これらから合成された正相関信号 (正相逆相振幅相関信号) を利用する位相推定法が正相逆相振幅相関法である⁽¹⁾。本章では, 第4章で得た離散時間高周波電流の解析解に基づき, 正相逆相振幅相関法を搬送高周波電圧印加法に適した形で再構築する。

本章は, 以下のように構成される。次の7.1節では, 振幅推定器と相関信号合成器とから構成される相関信号生成器基本構造を示す。7.2節では, 高周波電流からこの正相逆相振幅を推定する振幅推定器の詳細を示す。この際, デッドタイム等のインバータの非線形効果が原因により, 高周波電圧指令値と同真値を構成する正相逆相単位ベクトルの位相に誤差 (高周波電圧位相誤差) がある場合の位相推定への影響についても検討する。7.3節では, 抽出された高周波電流の正相逆相振幅の推定値から正相関信号を合成する相関信号合成器の詳細を示す。この際, 高周波電圧位相誤差の影響の補償機能を有する正相逆相振幅相関信号の合成法を示す。7.4節では, 実験実験を通じて正相逆相振幅相関法の有用性を検証する。

なお, 本章の内容は, 著者らの文献(2)の内容の一部をまとめ直したものであることをあらかじめことわっておく。

7.1 相関信号生成器の基本構造

正相逆相振幅相関法における相関信号生成器の構成を図7.1に示した⁽¹⁾。図7.1の相関信号生成器は, 振幅推定器 (Amplitude estimator) と相関信号合成器 (Correlation signal synthesizer) の2機器から構成される。振幅推定器の役割は, 離散時間高周波電流 $i_{lh,k}$ から, この正相逆相振幅の推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ を抽出し, 相関信号合成器へ向け出力する。相関信号合成器の役割は, 入力された正相逆相振幅推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ を用いて, 回転子位相 θ_γ と正相関を有する正相関信号 p_c を合成し, 外部の位相同期器へ向け出力する。以下に, 相成分抽出フィルタと相関信号合成器を個別に説明する。

7.2 振幅推定器

7.2.1 正相逆相振幅推定法

(4.65)式が明示しているように, 離散時間高周波電流 $i_{lh,k}$ は, この正相成分 $i_{hp,k}$ と逆相成分 $i_{hn,k}$ の振幅 c_p, s_p, c_n, s_n に回転子位相の情報が含まれている。本事実, これら正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n の抽出こそが位相推定の要であることを意味している。

正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n の抽出に関しては, 次の定理が成立する。

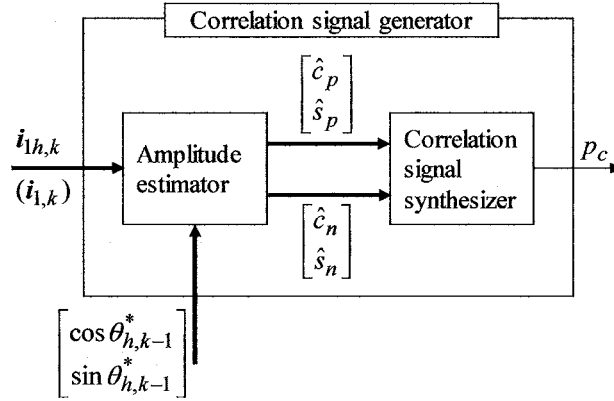


図 7.1 相関信号生成器の基本構成

<<定理 7.1>>

$N_h \geq 3$ の場合，離散時間高周波電流 $i_{h,k}$ の正相成分 $i_{hp,k}$ の 2 振幅 c_p, s_p は，高周波電流を用いた (7.1a) 式により，逆相成分 $i_{hn,k}$ の 2 振幅 c_n, s_n は，高周波電流を用いた (7.1b) 式により抽出することができる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} &\approx \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) i_{1h,k}] \\ &= F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) i_{1h,k}] \end{aligned} \quad (7.1a)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} &\approx \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}(\theta_{h,k-1}) i_{1h,k}] \\ &= F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}(\theta_{h,k-1}) \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) i_{1h,k}] \end{aligned} \quad (7.1b)$$

上式における $F_\ell(z^{-1})$ は，正規化周波数ゼロで減衰ゼロを，正規化周波数 $2\bar{\omega}_h$ ($N_h = 3$ の場合，正規化周波数周波数 $\bar{\omega}_h$) で十分な減衰を示すデジタルローパスフィルタを意味する。

(証明)

(7.1a) 式右辺に (4.64a) 式を用い，(4.64b)，(4.64c) 式を考慮すると，これは以下のように展開される。

$$\begin{aligned} &F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) i_{1h,k}] \\ &= F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) i_{hp,k} \\ &\quad + \mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) i_{hn,k}] \\ &= F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} + F_\ell(z^{-1}) [[c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)))] \\ &\approx \begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (7.2)$$

この際，(7.2) 式右辺第 2 式の第 1 項は直流成分を，第 2 項は周波数 $2\bar{\omega}_h$ の高周波成分を意味すること，デジタルローパスフィルタが本高周波成分を十分に除去できることを考慮した。

同様にして，次式を得る。

$$\begin{aligned}
& F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}(\theta_{h,k-1})\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] \\
&= F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}(\theta_{h,k-1})\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{hp,k} + \mathbf{R}(\theta_{h,k-1})\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{hn,k}] \\
&= F_\ell(z^{-1})\left[[c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))) \right] + F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} \\
&\approx \begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{7.3}$$

(7.2), (7.3)式は定理を意味する。

(7.1)式からも明らかなように、正相振幅ベクトル $[c_p \ s_p]^T$ を正相成分とすると、逆相振幅ベクトル $[c_n \ s_n]^T$ は正相振幅ベクトルに対応した逆相成分となる。

実際には、離散時間高周波電圧の位相 $\theta_{h,k-1}$ は未知であるため、これを同指令値 $\theta_{h,k-1}^*$ に置き換えた次式に基づき正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n の推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ を抽出することになる。

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \hat{c}_p \\ \hat{s}_p \end{bmatrix} &= \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}^*)\mathbf{i}_{1h,k}] \\
&= F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}^*)\mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}]
\end{aligned} \tag{7.4a}$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix} &= \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}(\theta_{h,k-1}^*)\mathbf{i}_{1h,k}] \\
&= F_\ell(z^{-1})[\mathbf{R}(\theta_{h,k-1}^*)\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}]
\end{aligned} \tag{7.4b}$$

図 7.2 に正相逆相振幅 c_p, s_p, c_n, s_n の推定を担う振幅推定器(amplitude estimator)の構成例を示した。同図において、デジタルローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ が、定理既定の周波数特性に加え、周波数 $\bar{\omega}_h$ の成分に対しても十分な減衰特性を示すことができれば、処理対象電流を高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ から固定子電流 $\mathbf{i}_{1,k}$ ($\mathbf{i}_{1,k} = \mathbf{i}_{1f,k} + \mathbf{i}_{1h,k}$)へと変更することが可能である⁽¹⁾。図 7.2 では、この点を考慮し、入力すべき電流を固定子電流 $\mathbf{i}_{1,k}$ または高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ としている。また、ベクトル回転器 $\mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ は、相関信号合成法如何では不要である。この点を考慮して、図 7.2 では、破線ブロックで示している。

7.2.2 高周波電圧位相誤差の影響

図 4.24~4.30 が明示しているように、離散時間高周波電圧指令の周期がインバータのデッドタイムに対して十分に大きくない場合には、離散時間高周波電圧指令とインバータが出力する高周波電圧の間には無視できない誤差が生じ、これにより応答高周波電流のサンプル値(離散時間高周波電流)は、解析解とは異なる応答を示す。このような場合、印加高周波情報を積極的に利用する(7.4)式により抽出された正相逆相振幅推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ と同真値 c_p, s_p, c_n, s_n の間にも誤差が生じる。

離散時間高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトルの位相の変化を、離散時間高周波電圧を構成する正相逆相単位ベクトルによるものと仮定し、離散時間高周波電圧を構成する正相逆

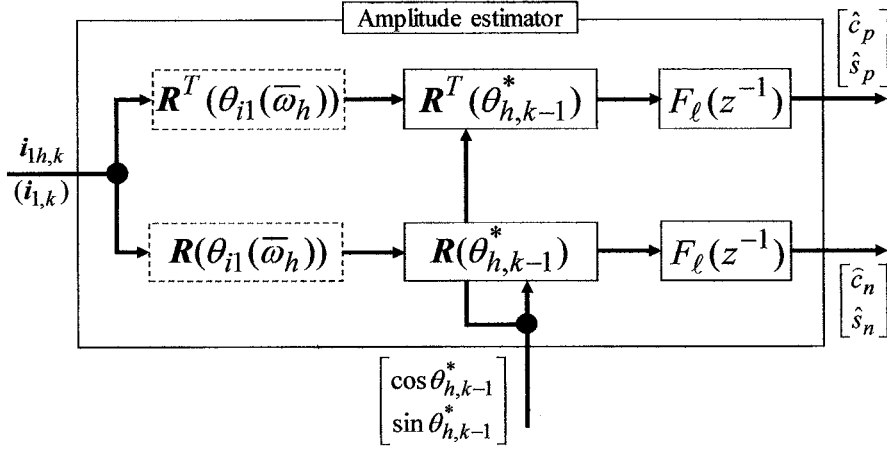


図 7.2 振幅推定器の代表的構成

相単位ベクトルの位相 $\theta_{h,k}$ と同指令値 $\theta_{h,k}^*$ の間の誤差 (高周波電圧位相誤差) を, 次式にて定義する。

$$\theta_{he} \equiv \theta_{h,k} - \theta_{h,k}^* \quad (7.5)$$

(7.4)式より, 正相逆相振幅推定値は(7.5)式の高周波電圧位相誤差 θ_{he} を用いて次式にて表現される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{c}_p \\ \hat{s}_p \end{bmatrix} &= \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1} - \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\ &= \mathbf{R}(\theta_{he}) \mathbf{R}^T(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}^T(\theta_{h,k-1}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\ &\approx \mathbf{R}(\theta_{he}) \begin{bmatrix} c_p \\ s_p \end{bmatrix} \\ &= [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{he}) \end{aligned} \quad (7.6a)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix} &= \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}(\theta_{h,k-1} - \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\ &= \mathbf{R}^T(\theta_{he}) \mathbf{R}(\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) F_\ell(z^{-1}) [\mathbf{R}(\theta_{h,k-1}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\ &\approx \mathbf{R}^T(\theta_{he}) \begin{bmatrix} c_n \\ s_n \end{bmatrix} \\ &= [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{he}) \end{aligned} \quad (7.6b)$$

(7.6)式より, 正相振幅ベクトル $[c_p \ s_p]^T$, 逆相振幅ベクトル $[c_n \ s_n]^T$ は, 離散時間高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響により, 正相振幅ベクトルは正方向に, 逆相振幅ベクトルは負方向に θ_{he} だけ空間的に回転する。この時, 正相振幅推定値ベクトル $[\hat{c}_p \ \hat{s}_p]^T$ と逆相振幅推定値 $[\hat{c}_n \ \hat{s}_n]^T$ ベクトルの間にも正相逆相関係は同様に成立している。

7.3 相関信号合成器

(7.6)式からも明らかなように, 高周波電圧位相誤差 θ_{he} により, 正相逆相振幅 $c_p, s_p, c_n,$

s_n と同推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ の間には誤差が生じる。この影響より、正相逆相振幅推定値を用いて合成された正相関信号の正相関特性が悪くなると予想される。換言するならば、正相関信号を高周波電圧位相誤差の影響を受けないように合成することにより、位相推定性能への影響を抑えることが可能である。本認識に基づく正相関信号合成法の詳細を以下に説明する。

7.3.1 正相逆振幅相関信号の合成

図 7.2 の振幅推定器より抽出された正相逆相振幅推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ を用いて、正相逆相振幅相関信号を合成することを考える。すなわち、

$$\begin{aligned} p_c &= f_p(\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n) \\ &\approx K_\theta \theta_\gamma \end{aligned} \quad (7.7)$$

正相関信号は、(5.40)式の中間信号 S_{2p}, C_{2p} を用いた相関信号生成法に基づき、合成されるものとする。(5.40)式で利用される中間信号 S_{2p}, C_{2p} は、正相逆相高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトルに関わらず、回転子位相 θ_γ に応じた一定の値となるように合成するものとする。本性質の付与は、高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を抑えるためのものである。

所望の性能を備えた中間信号 S_{2p}, C_{2p} に関しては、次の定理が成立する。

<<定理 7.2>>

(5.41a)～(5.41d)右辺第3式の正相逆相振幅を同推定値に置き換えて合成された中間信号は、高周波電流の位相特性 $\theta_{i1}(\omega_n)$ と高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を受けることなく、回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となる。また、本中間信号は正相逆相振幅真値を合成した中間信号と等しい。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= \hat{s}_p \hat{c}_n + \hat{c}_p \hat{s}_n \\ &= s_p c_n + c_p s_n \end{aligned} \quad (7.8a)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \hat{c}_p \hat{c}_n - \hat{s}_p \hat{s}_n \\ &= c_p c_n - s_p s_n \end{aligned} \quad (7.8b)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \hat{c}_p^2 + \hat{s}_p^2 \\ &= c_p^2 + s_p^2 \end{aligned} \quad (7.8c)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \hat{c}_n^2 + \hat{s}_n^2 \\ &= c_n^2 + s_n^2 \end{aligned} \quad (7.8d)$$

<証明>

(7.6)式より、(7.8)式は以下のように展開される。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= \hat{s}_p \hat{c}_n + \hat{c}_p \hat{s}_n \\ &= [\hat{c}_p \quad \hat{s}_p] \mathbf{JK} \begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] \mathbf{JK} [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{he,k}) \\ &= (s_p c_n + c_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) + (c_p c_n - s_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) \mathbf{J} \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) \\ &= s_p c_n + c_p s_n \end{aligned} \quad (7.9a)$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \hat{c}_p \hat{c}_n - \hat{s}_p \hat{s}_n \\
&= [\hat{c}_p \quad \hat{s}_p] \mathbf{K} \begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] \mathbf{K} [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{he,k}) \\
&= (s_p c_n + c_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) \mathbf{J} \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) + (c_p c_n - s_p s_n) \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) \\
&= c_p c_n - s_p s_n
\end{aligned} \tag{7.9b}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \hat{c}_p^2 + \hat{s}_p^2 \\
&= [\hat{c}_p \quad \hat{s}_p] \begin{bmatrix} \hat{c}_p \\ \hat{s}_p \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}^T] [c_p \mathbf{I} + s_p \mathbf{J}] \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) \\
&= (c_p^2 + s_p^2) \mathbf{u}_p^T(\theta_{he,k}) \mathbf{u}_p(\theta_{he,k}) \\
&= c_p^2 + s_p^2
\end{aligned} \tag{7.9c}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \hat{c}_n^2 + \hat{s}_n^2 \\
&= [\hat{c}_n \quad \hat{s}_n] \begin{bmatrix} \hat{c}_n \\ \hat{s}_n \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{u}_n^T(\theta_{he,k}) [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}^T] [c_n \mathbf{I} + s_n \mathbf{J}] \mathbf{u}_n(\theta_{he,k}) \\
&= (c_n^2 + s_n^2) \mathbf{u}_n^T(\theta_{he,k}) \mathbf{u}_n(\theta_{he,k}) \\
&= c_n^2 + s_n^2
\end{aligned} \tag{7.9d}$$

上式は定理を意味する。 ■

<<定理 7.3>>

次式に基づき合成された中間信号を用いて (5.40) 式により合成された正相関信号は、印加高周波電圧の形状が直線形である場合に限り、高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を受けることなく、回転子位相 θ_r に対して常に一定の値となる。

$$\begin{aligned}
S_{2p} &= \hat{s}_p + \hat{s}_n \\
&= (s_p + s_n) \cos \theta_{he} = 2s_p \cos \theta_{he} = 2s_n \cos \theta_{he} ; K = 0
\end{aligned} \tag{7.10a}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \hat{c}_p + \hat{c}_n \\
&= (c_p + c_n) \cos \theta_{he} = 2c_p \cos \theta_{he} = 2c_n \cos \theta_{he} ; K = 0
\end{aligned} \tag{7.10b}$$

〈証明〉

(7.6) 式より、(7.10) 式は以下のように展開される。

$$\begin{aligned}
S_{2p} &= \hat{s}_p + \hat{s}_n \\
&= c_p \sin \theta_{he} + s_p \cos \theta_{he} - c_n \sin \theta_{he} + s_n \cos \theta_{he} \\
&= (c_p - c_n) \sin \theta_{he} + (s_p + s_n) \cos \theta_{he}
\end{aligned} \tag{7.11a}$$

$$\begin{aligned}
C_{2p} &= \hat{c}_p + \hat{c}_n \\
&= c_p \cos \theta_{he} - s_p \sin \theta_{he} + c_n \cos \theta_{he} + s_n \sin \theta_{he} \\
&= (c_p + c_n) \cos \theta_{he} - (s_p - s_n) \sin \theta_{he}
\end{aligned} \tag{7.11b}$$

上式において、(4.80)式の関係を考慮すると(7.10)式を得る。(7.10)式に基づき合成された中間信号を用いて(5.40)式により合成された正相関信号は、この除算的な性質により、高周波電圧位相誤差の影響たる共通の係数 $\cos\theta_{he}$ が消滅する。

■

(7.8)式からも明らかなように、同式による中間信号を用いて、(5.40)式に基づき合成された正相逆相振幅相関信号は、(5.41)式の中間信号を用いて(5.40)式に基づき生成された正相逆相高周波電流相関信号と等価な正相関特性となる。(5.41)式と(7.8)式の等価性より、上記中間信号は、離散時間高周波電圧位相誤差の影響のみならず、高周波電流の位相特性 $\theta_{h1}(\bar{\omega}_h)$ の影響も受けることなく、回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となる。

(7.10)式の中間信号を用いて、合成された正相逆相振幅相関信号は、印加高周波電圧の形状が真円形に近い程、離散時間高周波電圧位相誤差の影響を強く受け、正相関特性が悪くなる点には注意が必要である。

7.3.2 正相逆相振幅相関信号の特性

一例として、以下の正相逆相振幅相関信号の評価を行った。

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(\hat{s}_p \hat{c}_n + \hat{c}_p \hat{s}_n, \hat{c}_p \hat{c}_n - \hat{s}_p \hat{s}_n) \\ &= \text{atan2}((1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma, \\ &\quad (1-K^2)(1+r_s^2 \cos 4\theta_\gamma) + 2(1+K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \quad (7.12a)$$

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(\hat{s}_p + \hat{s}_n, \hat{c}_p + \hat{c}_n) \\ &\approx \text{atan2}(r_s \sin 2\theta_\gamma, 1+r_s \cos 2\theta_\gamma) ; \theta_{he} = 0 \end{aligned} \quad (7.12b)$$

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(\hat{s}_n, \hat{c}_n) \\ &\approx \text{atan2}((1+K)r_s \sin 2\theta_\gamma, (1-K) + (1+K)r_s \cos 2\theta_\gamma) ; \theta_{he} = 0 \end{aligned} \quad (7.12c)$$

(7.12a)式は、定理7.2に基づく正相関信号の一つであり、この正相関特性は図5.12と同一である。(7.12b)式は、定理7.3に基づく正相関信号である。(7.12c)式は、比較のために用意した正相逆相振幅相関信号の中で簡易性に優れる正相関信号である⁽¹⁾。種々の高周波電圧位相誤差 θ_{he} に対する(7.12)式の正相関特性を図7.3~7.5にそれぞれ示した。

図7.3より、(7.12a)式の正相関信号は、楕円係数 K に依らず高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を受けることなく回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となることが確認される。図7.4より、(7.12b)式の正相関信号は、楕円係数 K が1である場合、高周波電圧位相誤差 θ_{he} に応じて縦方向に線形的にシフトしているのに対して、楕円係数 K が0である場合には、高周波電圧位相誤

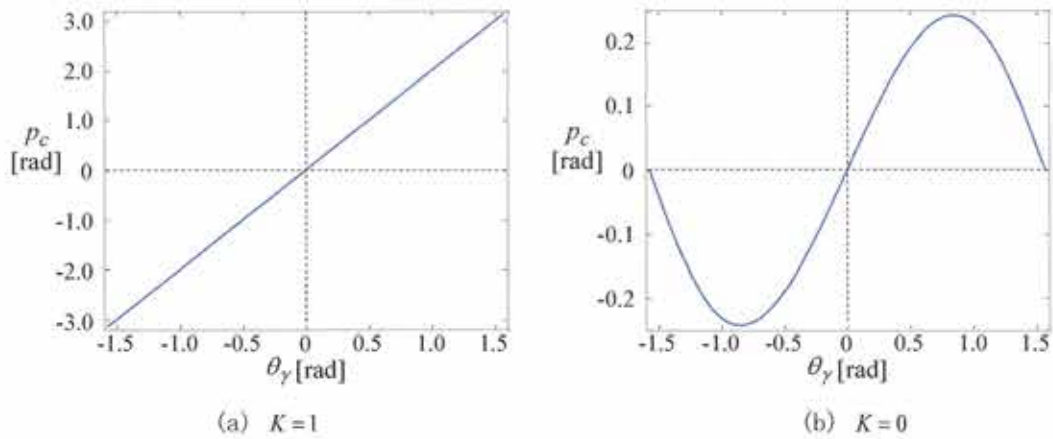


図 7.3 (7.12a)式に基づく正相関信号の特性

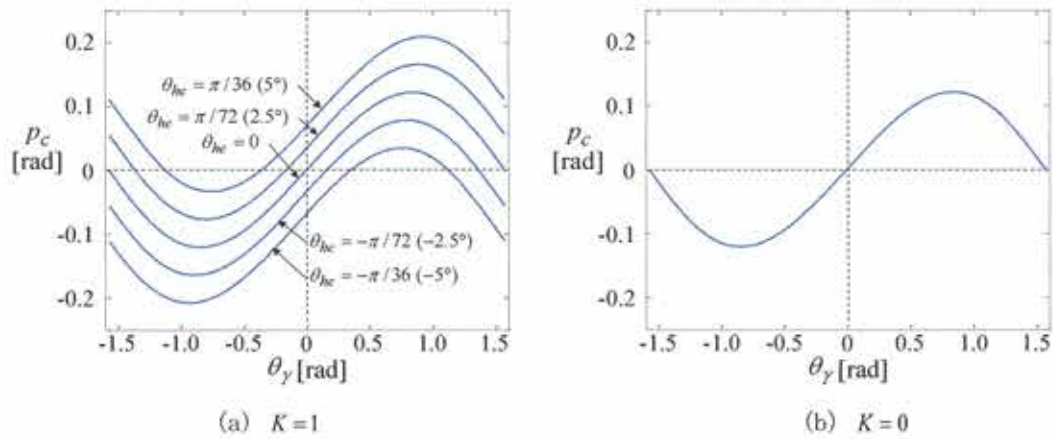
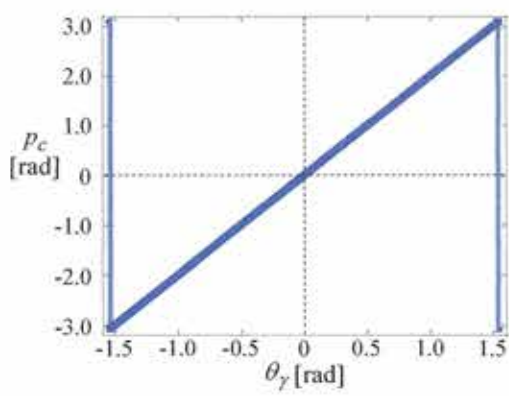
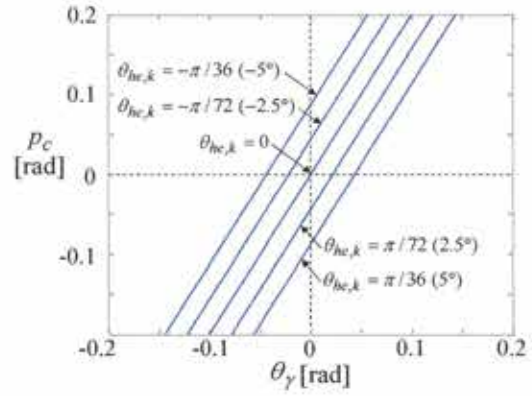


図 7.4 (7.12b)式に基づく正相関信号の特性

差 θ_{he} の影響を受けることなく回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となることが確認される。図 7.5 より、(7.12c)式の正相関信号は、楕円係数 K が 1 の場合には、高周波電圧位相誤差に応じて横方向に線形的にシフトしているのに対して、楕円係数 K が 0 である場合には、高周波電圧位相誤差 θ_{he} に応じて縦方向に線形的にシフトしていることが確認される。

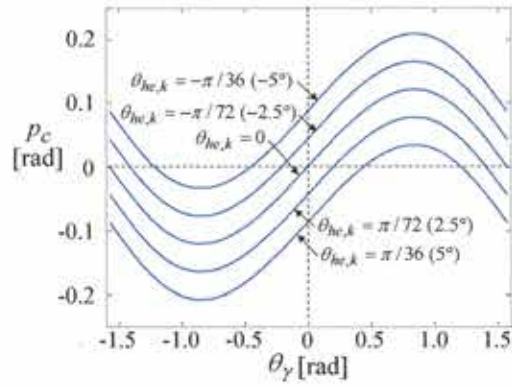


(a-1) 全体図



(a-2) 拡大図

(a) $K=1$



(b) $K=0$

図 7.5 (7.13c)式に基づく正相関信号の特性

7.4 実機検証

実機検証を通じて、正相逆相振幅相関法の有用性を確認するため5章と同様の実験を行った。以下にこの詳細を示す。

7.4.1 開ループトルク制御

開ループトルク制御を通じて、振幅推定器と正相逆相振幅相関信号の性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のためのベクトル制御系は、5章の開ループトルク制御実験で用いた図 5.15 とした。この際、基本的な構成は、5章のものと同様である。相関信号生成器は、図 7.1 を忠実に実現した。この際、振幅推定器は図 7.2 に基づき実現し、これに利用されるローパスフィルタは $N_s = N_h = 4$ とした(3.21)式に基づき実現している。相関信号合成器は(7.12a)~(7.12c)式の3通り実現した。高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。印加高周波電圧を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

A. 正相逆相振幅推定値

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ をゼロ一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84)式の電圧指令を与え、定常状態における高周波電流の正相逆相振幅推定値 \hat{c}_p , \hat{s}_p , \hat{c}_n , \hat{s}_n を確認した。

楕円係数指令 K^* を 1 とした時の結果を図 7.6 に、楕円係数指令 K^* を 0 とした時の結果を図 7.7 にそれぞれ示した。同図(a), (b), (c)はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad], 0, $\pi/4$ [rad] 時における正相逆相振幅推定値 \hat{c}_p (上段青線), \hat{s}_p (上段赤線), \hat{c}_n (下段青線), \hat{s}_n (下段赤線) である。

同図より、いずれの楕円係数指令 K^* においても、回転子位相 $\theta_\gamma = 0$ で振幅推定値 \hat{s}_p , \hat{s}_n がゼロとなっていないことが確認される。これは、高周波電圧誤差 θ_{he} の存在を意味している。図 7.6 より、楕円係数指令 K^* が 1 の場合には、回転子位相に依らず正相振幅推定値 \hat{c}_p , \hat{s}_p がほぼ一定値となっていることが確認される。これは、印加高周波電圧の形状が真円形に保たれているとの仮定の下、(7.6)式の解析通りの結果であり、同解析の理論的妥当性が確認される。

B. 中間信号と正相関信号

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。

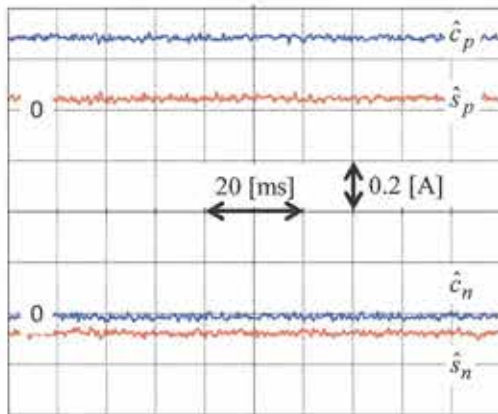
この上で、(4. 84)式の電圧指令を与え、定常状態における中間信号 S_{2p} 、 C_{2p} と正相関信号 p_c を確認した。

楕円係数指令 K^* を1, 0とした時の(7. 12a)式に基づく正相関信号の実験結果を図7. 8, 7. 9に、(7. 12b)式に基づく正相関信号の実験結果を図7. 10, 7. 11に、(7. 12c)式に基づく正相関信号の実験結果を図7. 12, 7. 13にそれぞれ示したに示した。同図(a), (b), (c)は、それぞれ回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4$ [rad], 0, $\pi/4$ [rad]時における中間信号 S_{2p} (赤線), C_{2p} (青線)と正相関信号 p_c (緑線)を示している。

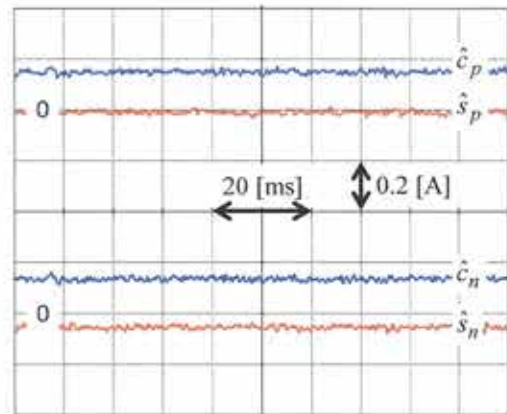
図5. 17, 5. 18と図6. 3, 6. 4と図7. 8, 7. 9の比較より、(7. 12a)式に基づき合成された正相関信号は、(5. 46a)式、 $\alpha=-1$ とした(6. 20)式とほぼ同特性であることが確認される。これは、用いた正相関信号の特性が同特性であることに起因したものであり、本正相関信号が高周波電圧誤差 θ_{he} の影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付けである。

図7. 10, 7. 11より、(7. 12b)式に基づき合成された正相関信号は、楕円係数指令 K^* が1の場合には、回転子位相 $\theta_\gamma=0$ で正相関信号 p_c がゼロとなっておらず、回転子位相 $\theta_\gamma=\pm\pi/4$ [rad]で正相関信号がゼロを中心として対称的に出現していないことが確認される。対して、楕円係数指令 K^* が0の場合には、回転子位相 $\theta_\gamma=0$ で正相関信号 p_c は概ねゼロであり、回転子位相 $\theta_\gamma=\pm\pi/4$ [rad]で正相関信号 p_c はゼロを中心として対称的に出現していることが確認される。本性質は、(7. 12b)式に基づき合成された正相関信号は印加高周波電圧の形状が直線形に保たれている場合、高周波電圧位相誤差の影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付けであり、印加電圧の形状が真円形に近づくほどに、本正相関信号を利用して得られた位相推定値には定常的な位相推定誤差が生じることを意味している。

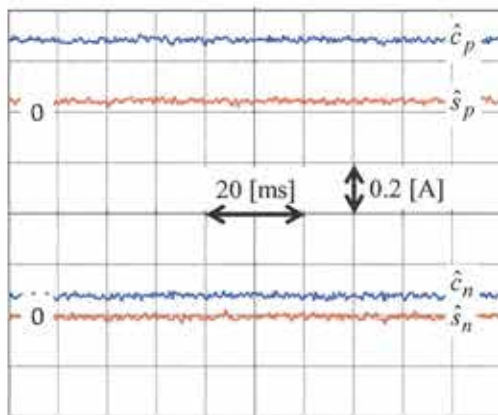
図7. 12, 7. 13より、(7. 12c)式に基づき合成された正相関信号は、いずれの楕円係数指令 K^* においても回転子位相 $\theta_\gamma=0$ で正相関信号 p_c がゼロとなっておらず、回転子位相 $\theta_\gamma=\pm\pi/4$ [rad]で正相関信号がゼロを中心として対称的に出現していないことが確認される。ただし、高周波電圧誤差 θ_{he} が小さく、印加高周波電圧の形状が真円形に保たれている場合に限り、正相関性は悪くないため、位相推定に利用可能なものと考えられる。



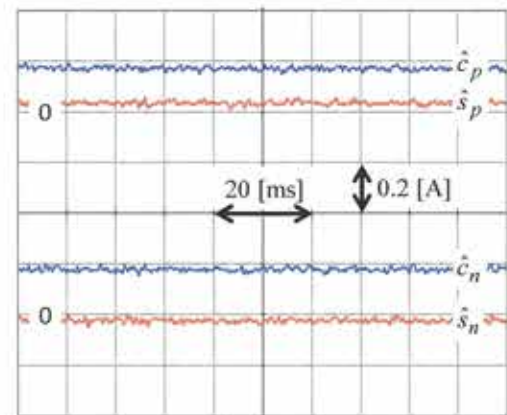
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



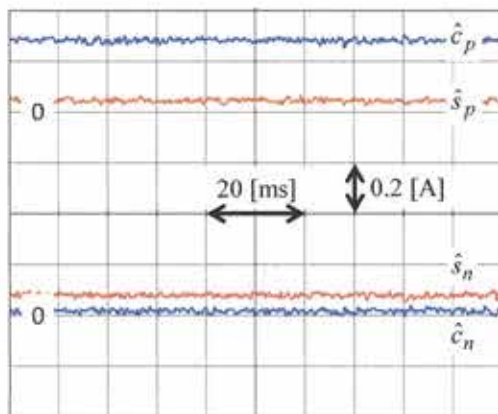
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



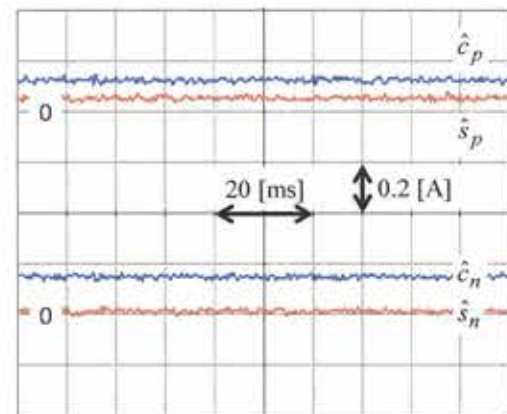
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



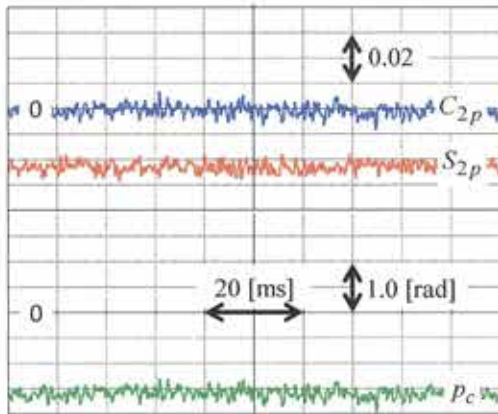
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



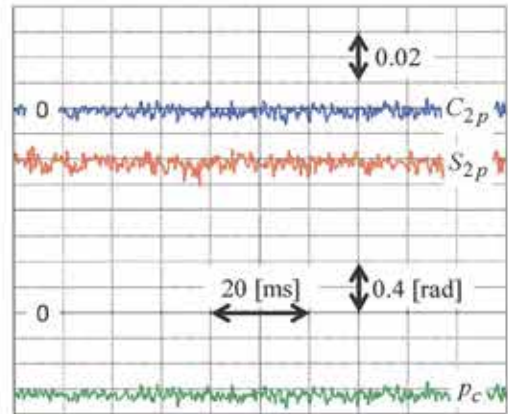
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 7.6 正相逆相振幅の開ループ特性
($K^* = 1$)

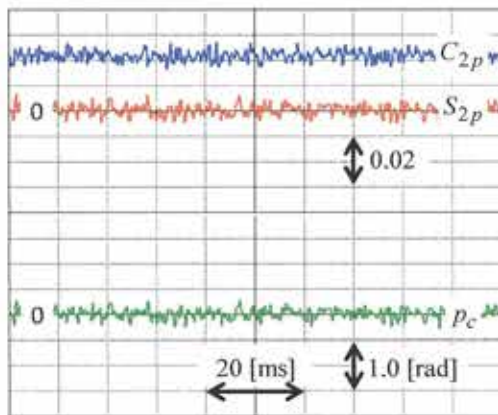
図 7.7 正相逆相振幅の開ループ特性
($K^* = 0$)



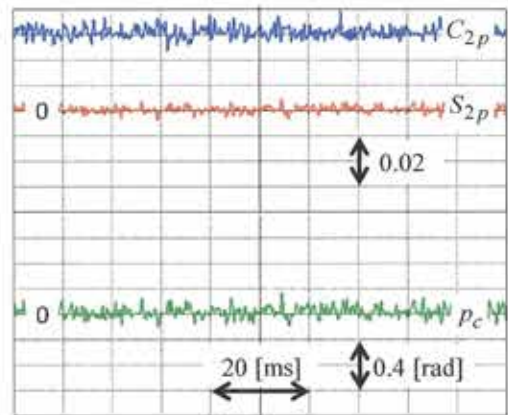
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



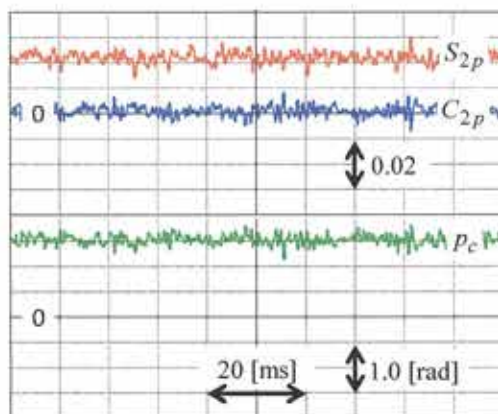
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



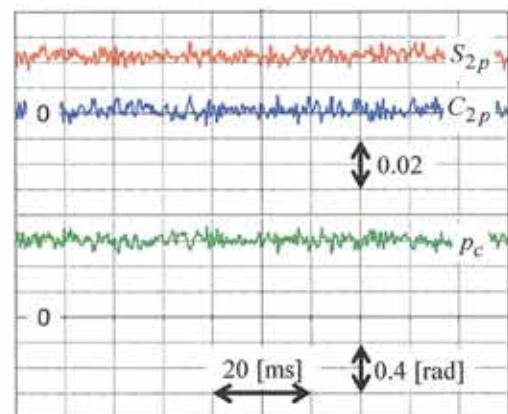
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



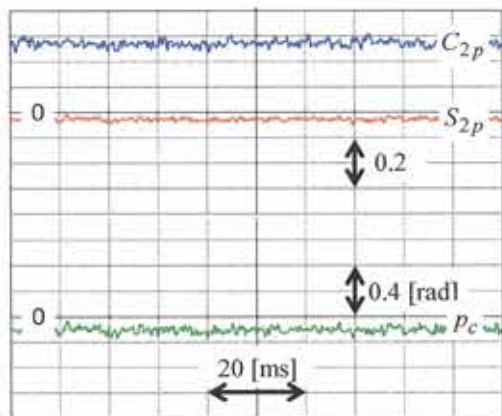
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



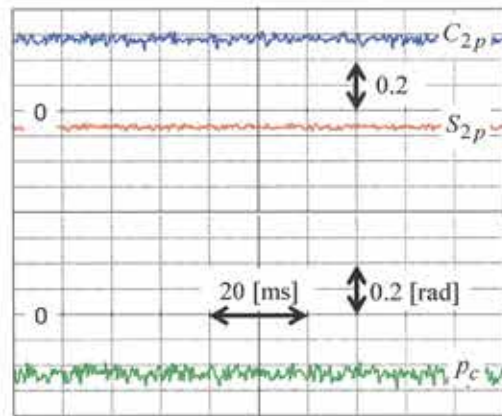
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 7.8 (7.12a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

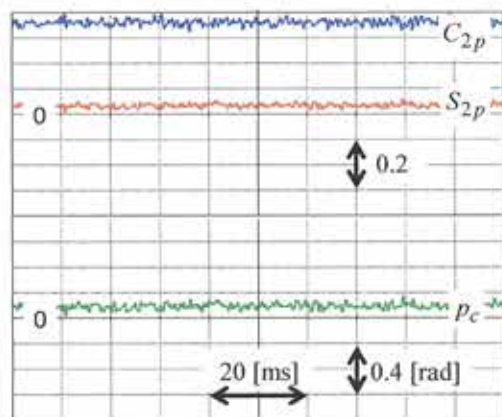
図 7.9 (7.12a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)



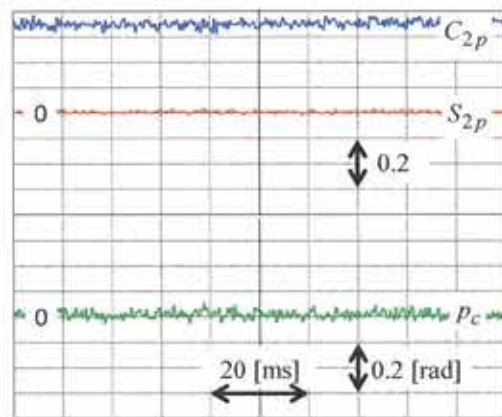
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



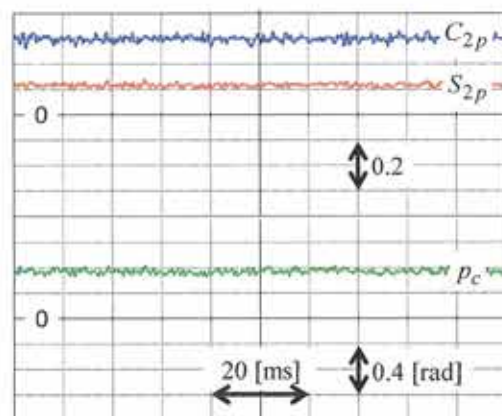
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



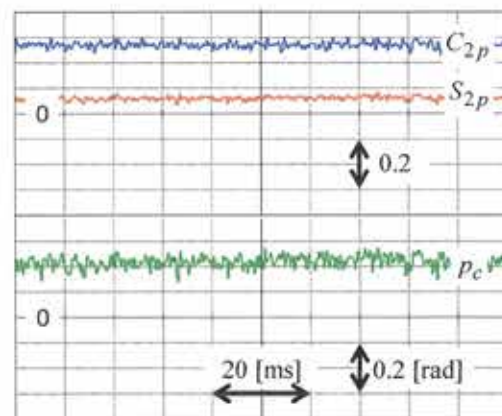
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 7.10 (7.12b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

図 7.11 (7.12b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)

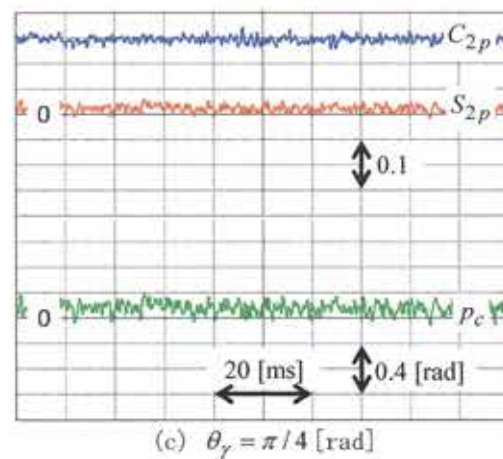
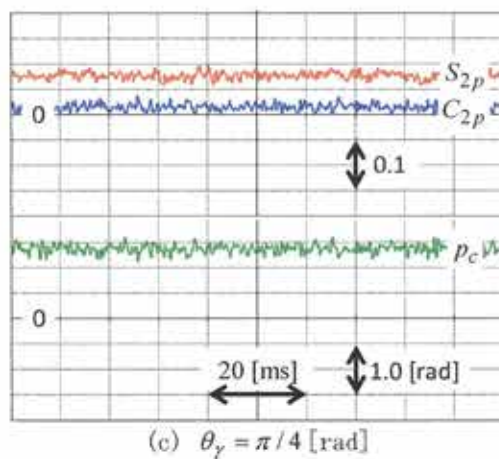
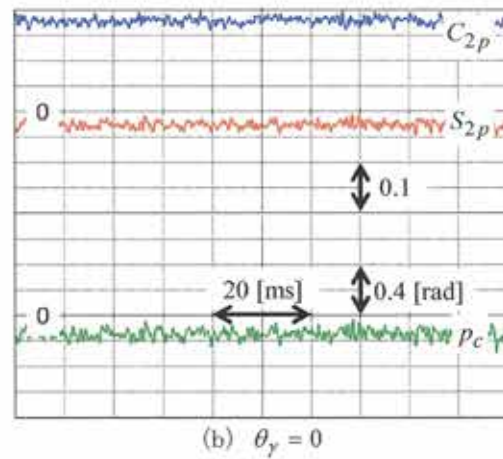
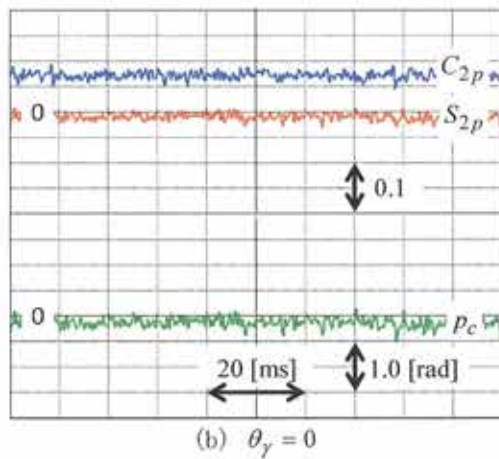
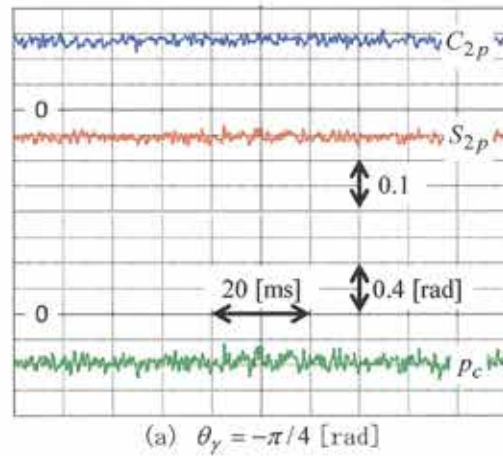
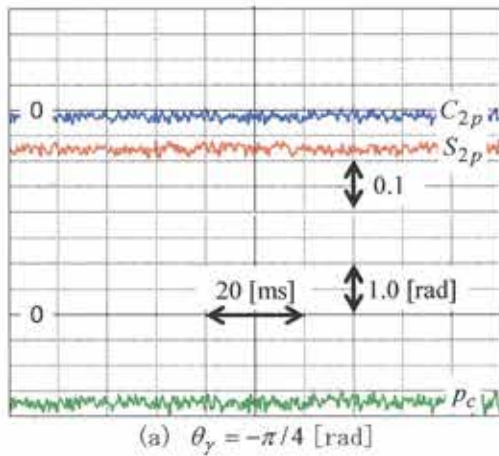


図 7.12 (7.12c)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

図 7.13 (7.12c)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)

7.4.2 閉ループトルク制御

閉ループトルク制御を通じて、正相逆相振幅相関法の位相推定性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づき電流制御系を構築した。この際の基本的な構成は、5章のものと同様である。

位相速度推定器は、図 3.8 を忠実に実現した。相関信号生成器は、図 7.1 を忠実に実現した。この際、振幅推定器は図 7.2 に基づき実現し、これに利用されるローパスフィルタは $N_s = N_h = 4$ とした(3.21)式に基づき実現している。相関信号合成器は、(7.12a)式に基づき実現した。本相関信号の正相関特性は、5章のものと同様である。位相同期器は、図 3.10 に基づき実現した。高周波電圧指令 $v_{ih,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの速度を一定に制御した。 γ 軸電流ゼロ一定指令を与えた上で、一定の δ 軸電流指令を与え、定常状態における位相推定特性を確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 7.14 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 7.15 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、回転子位相真値 θ_α (上段赤線)、回転子位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ (上段青線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (下段橙線) である。また、楕円係数指令 0、 δ 軸電流指令 5[A]、機械速度 180[rad/s]時(図 7.15(c-6))は、位相推定誤差が大きく、このスケールが他の波形より 2 倍となっている点には注意が必要である。同図(a), (b), (c)はそれぞれ回生負荷時(δ 軸電流指令-5[A])、無負荷時(δ 軸電流指令ゼロ)、力行負荷時(δ 軸電流指令 5[A])の応答である。

同図より、機械速度 180[rad/s]時を除いて、位相推定誤差は最大で 0.12[rad]程度に抑えられており、良好な位相推定性能が確認される。図 7.15 において、ゼロ速度時に位相推定誤差のオフセット成分や振動成分の大きさが大きく異なるが、これはデッドタイム等のインバータの非線形効果による影響と考えられる。特に、無負荷時(δ 軸電流指令ゼロ)時には、電流のゼロクロスが出現しやすいためか、磁極位置によっては大きく表れるようである。図 5.23, 5.24 と図 7.14, 図 7.15 の比較より、正相逆相高周波電流相関法と正相逆相振幅相関法の位相推定性能は、同等であることが確認される。これは、用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり、この生成過程の差による影響は、見受けられない。

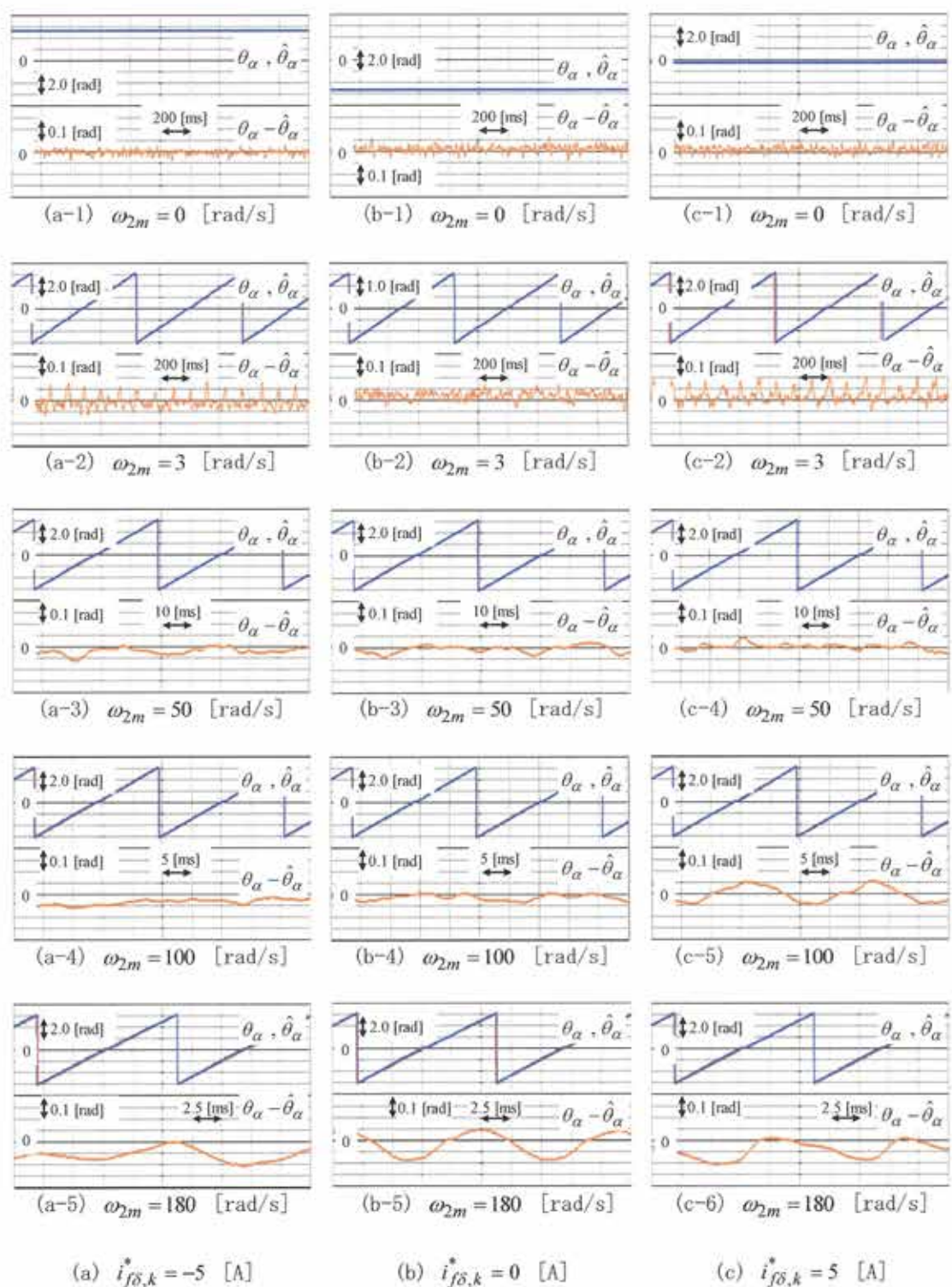


図 7.14 位相推定特性 ($K^* = 1$)

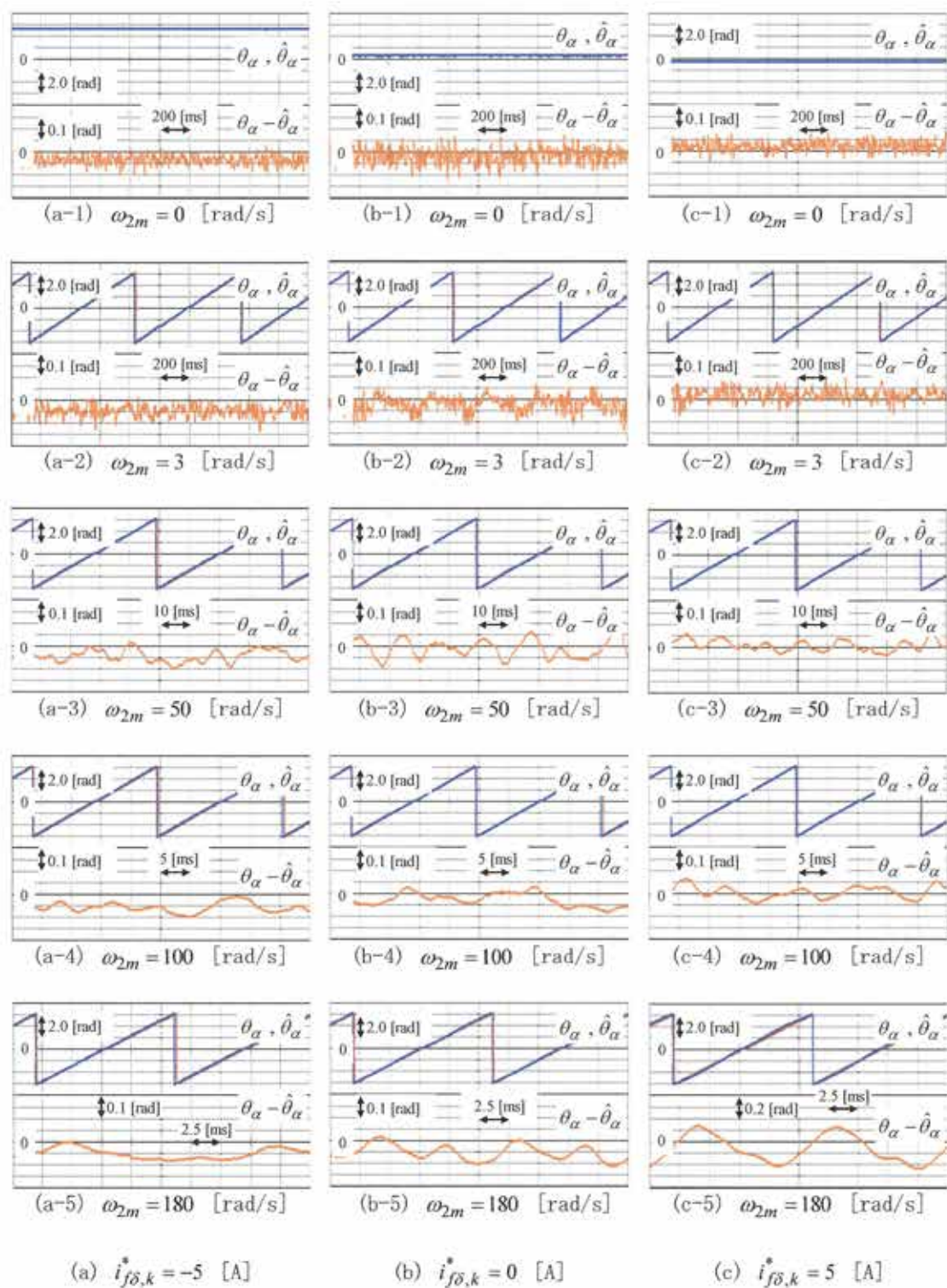


图 7.15 位相推定特性 ($K^* = 0$)

7.4.3 速度制御

速度制御を通じて、正相逆相振幅相関法の速応性と安定性を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機 750(W)SP-PMSM(SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づき速度制御系を構築した。この際、電流制御ループ内の分離フィルタや位相速度推定器の構成は、7.4.2 閉ループトルク制御と同一のものを利用している。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

A. 加減速制御

加減速制御を通じ、提案位相推定法の速応性を確認した。供試モータを負荷装置により、定格 50%負荷一定とした上で、機械速度指令として速度範囲 0~100[rad/s]、角加速度 ± 500 [rad/s²]の速度指令を与え、その応答を確認した。また、供試モータを無負荷状態とした上で、同様の実験を行った。

楕円係数指令 $K^*=1$ とした時の結果を図 7.16 に、楕円係数指令 $K^*=0$ とした時の結果を図 7.17 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、機械速度指令値 ω_{2m}^* (上段緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (上段赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (上段青線)、 δ 軸電流 i_δ (上段紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (上段橙線)、速度制御偏差真値 $\omega_{2m}^* - \omega_{2m}$ (下段赤線)、速度制御偏差推定値 $\omega_{2m}^* - \hat{\omega}_{2m}$ (下段青線)、速度推定誤差 $\omega_{2m} - \hat{\omega}_{2m}$ (下段緑線)である。速度真値、速度推定値は、波形重複を回避すべく、 -50 [rad/s]相当、順次下方へシフトして描画した。速度偏差推定値の軸スケージングは、相異を明白にすべく、 5 [rad/s]と大きく設定している。同図(a)、(b)はそれぞれ定格 50%負荷時、無負荷時の応答である。

いずれの波形においても、速度真値、速度推定値は、速度指令値に対して高い追随性を示しており、正相逆相振幅相関法による速度制御系の高い速応性が確認される。図 5.25、5.26 と図 7.16、7.17 の比較より、正相逆相振幅相関法は、正相逆相高周波電流相関法と同等の性能であることが確認される。これは、用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり、この生成過程の差による影響は、見受けられない。

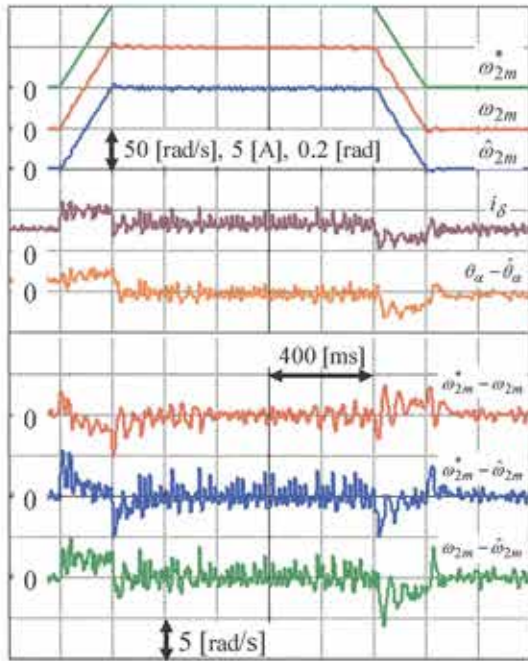
B. ゼロ速度制御

ゼロ速度制御下において、定格負荷を瞬時印加・瞬時除去することで提案法の安定性を確認した。供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの負荷トルクを正確に制御できるようにした。機械速度指令をゼロ一定とした上で、負荷装置により定格負荷を瞬時的に印加しその応答を確認した。また、定格負荷を瞬時除去しその応答も確認した。

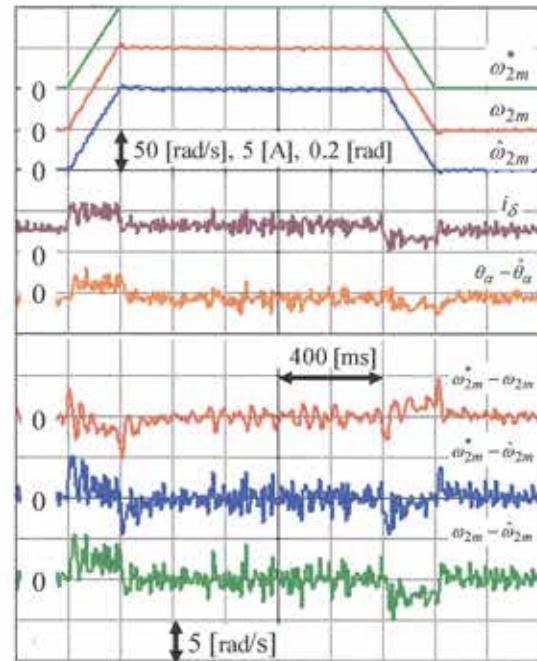
楕円係数指令 $K^*=1$ とした時の結果を図 7.18 に、楕円係数指令 $K^*=0$ とした時の結果を図

7.19 にそれぞれ示した。波形の意味は、上から、 δ 軸電流 i_δ (紫線), 回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (橙線), 機械速度指令値 ω_{2m}^* (緑線), 機械速度真値 ω_{2m} (赤線), 機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (青線) である。同図(a), (b)はそれぞれ定格負荷印加時, 定格負荷除去時の応答である。

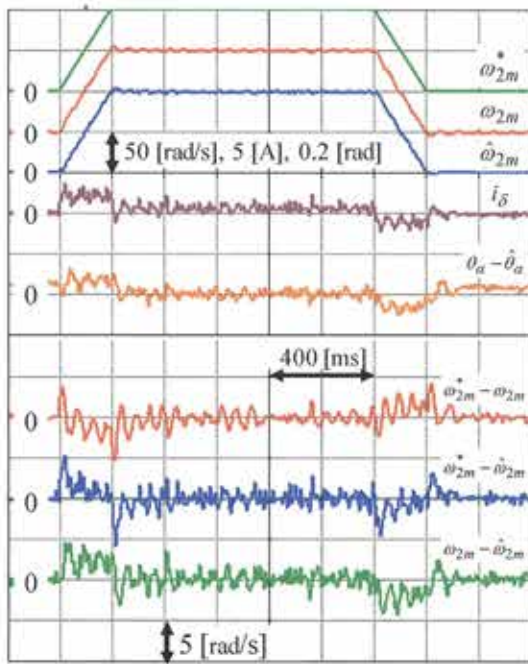
いずれの波形においても, 瞬時印加時, 瞬時除去時共に 15[rad/s]程度の大きさの速度制御偏差が生じているが, 安定したゼロ速度制御を維持しつつ, この影響を 0.3[s]程度の僅かな時間で排除しており, 正相逆相振幅相関法の高い安定性が確認される。図 5.27, 5.28 と図 7.18, 7.19 の比較より, 正相逆相振幅相関法と正相逆相高周波電流相関法の定格負荷瞬時印加除去特性が同等の性能であることが確認される。これは, 用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり, この生成過程の差による影響は, 見受けられない。



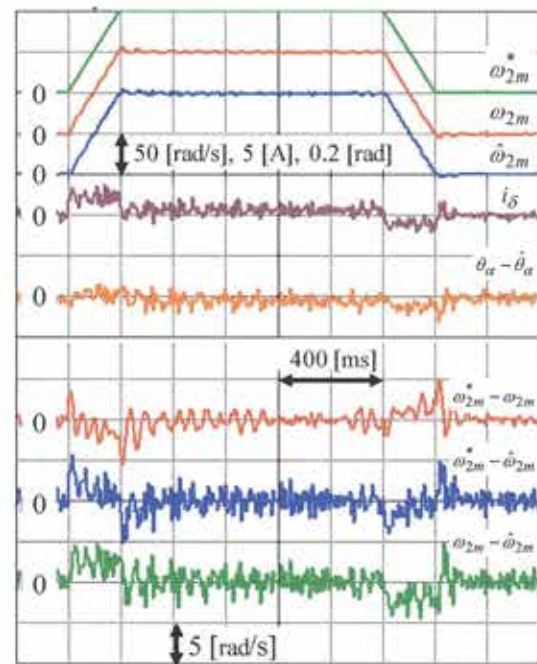
(a) 定格 50%負荷



(a) 定格 50%負荷



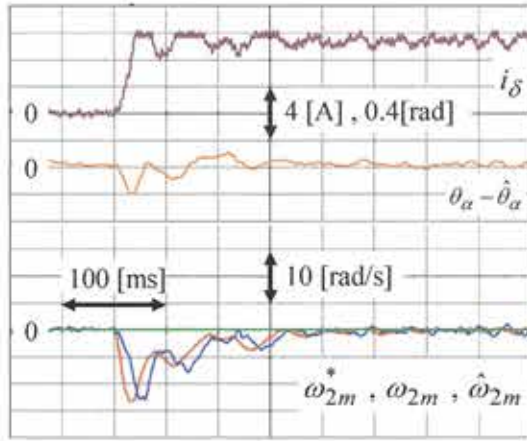
(b) 無負荷



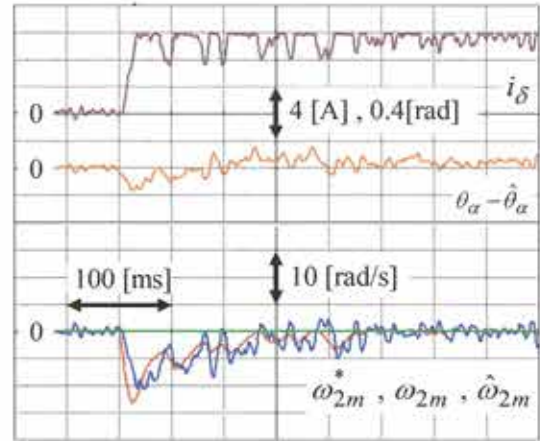
(b) 無負荷

図 7.16 加減速制御特性 ($K^* = 1$)

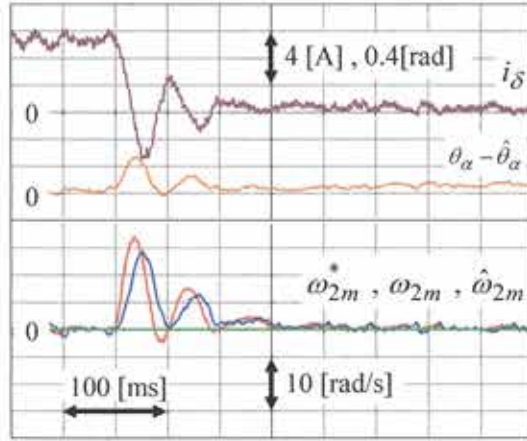
図 7.17 加減速制御特性 ($K^* = 0$)



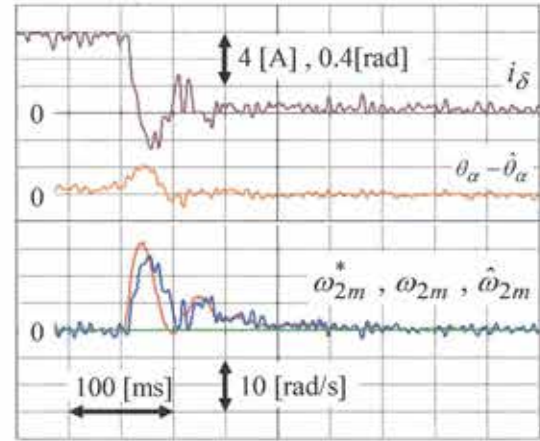
(a) 瞬時印加特性



(a) 瞬時印加特性



(b) 瞬時除去特性



(b) 瞬時除去特性

图 7.18 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 1$)

图 7.19 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 0$)

第 8 章 軸要素振幅相関による位相推定

高周波電流の振幅成分は、高周波電流の正相逆相成分の振幅のほか、各軸要素の余正弦関数の振幅（軸要素振幅）がある⁽¹⁾。本振幅から生成された正相関信号（軸要素振幅相関信号）を利用した位相推定法が、軸要素振幅相関法である⁽¹⁾。本章では、第 4 章で得た離散時間高周波電流の解析解に基づき、軸要素振幅相関法を搬送高周波電圧印加法に適した形で再構築する。

本章は、以下のように構成される。8.1 節では、振幅推定器と相関信号合成器とから構成される相関信号生成器の基本構造を示す。8.2 節では、高周波電流から各軸要素の余正弦関数の振幅を推定する振幅推定器の詳細を示す。8.3 節では、推定された軸要素振幅から正相関信号を合成する相関信号合成器の詳細を示す。この際、正相逆相振幅相関信号と対応がとれるよう軸要素振幅相関信号を合成することにより、デッドタイム等のインバータの非線形効果が原因による高周波電圧指令値と同真値を構成する単位ベクトルの位相誤差（高周波電圧位相誤差）の影響が補償可能であることを示す。8.4 節では、実機検証を通じて軸要素振幅相関法の有用性を検証する。

なお、本章の内容は、著者らの文献(2)の内容の一部をまとめ直したものであることをあらかじめことわっておく。

8.1 相関信号生成器の基本構造

軸要素振幅相関法における相関信号生成器の構成を図 8.1 に示した⁽¹⁾。図 8.1 の相関信号生成器は、振幅推定器 (Amplitude estimator) と相関信号合成器 (Correlation signal synthesizer) の 2 機器から構成される。振幅推定器の役割は、離散時間高周波電流 $i_{lh,k}$ から、この軸要素振幅の推定値 \hat{c}_γ , \hat{s}_δ , \hat{s}_γ , \hat{c}_δ を抽出し、相関信号合成器へ向け出力する。相関信号合成器の役割は、入力された軸要素推定値 \hat{c}_γ , \hat{s}_δ , \hat{s}_γ , \hat{c}_δ を用いて、回転子位相 θ_γ と正相関を有する正相関信号 p_c を合成し、外部の位相同期器へ向け出力する。以下に、振幅推定器と相関信号合成器を個

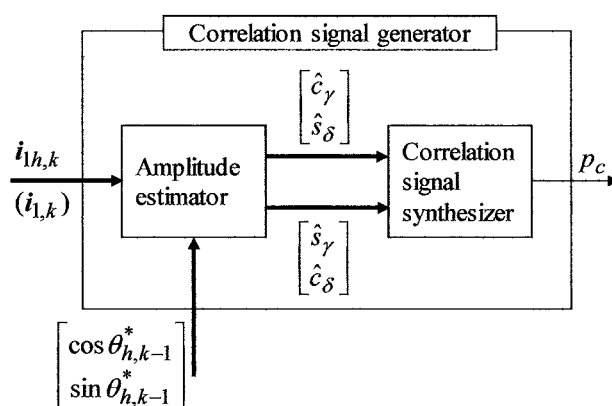


図 8.1 相関信号生成器の基本構成

別に説明する。

8.2 振幅推定器

8.2.1 軸要素振幅推定法

(4.69)式が明示しているように、離散時間高周波電流 $i_{1h,k}$ は、この各軸要素の振幅 c_γ , s_δ , s_γ , c_δ に回転子位相の情報が含まれている。本事実、これら軸要素振幅 c_γ , s_δ , s_γ , c_δ の抽出こそが位相推定の要であることを意味している。

軸要素振幅 c_γ , s_δ , s_γ , c_δ の抽出に関しては、次の定理が成立する。

<<定理 8.1>>

高周波電流の軸要素振幅に関しては、次式による抽出することができる。

(a) $N_h = 2$ の場合

$$\begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \approx F_\ell(z^{-1})[\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))i_{1h,k}] ; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \quad (8.1)$$

(b) $N_h \geq 3$ の場合

$$\begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \approx F_\ell(z^{-1})[2\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))i_{1h,k}] ; N_h \geq 3 \quad (8.2a)$$

$$\begin{bmatrix} s_\gamma \\ c_\delta \end{bmatrix} \approx F_\ell(z^{-1})[-2\sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))i_{1h,k}] ; N_h \geq 3 \quad (8.2b)$$

上式における $F_\ell(z^{-1})$ は、正規化周波数ゼロで減衰ゼロを、正規化周波数 $2\bar{\omega}_h$ ($N_h = 3$ の場合、正規化周波数 $\bar{\omega}_h$) で十分な減衰を示すデジタルローパスフィルタを意味する。

(証明)

(a) $N_h = 2$ の場合 (4.42c), (4.45)式より $\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$, $\sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))$ は、 $N_h = 2, \theta_{h0} = 0$ を条件に次式が成立する。

$$\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) = \cos\theta_{h,k-1} = (-1)^{k-1} ; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \quad (8.3a)$$

$$\sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) = \sin\theta_{h,k-1} = 0 ; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \quad (8.3b)$$

(8.1)式右辺に(4.82)式を用いて、(8.3)式の性質を考慮すると以下のように展開される。

$$\begin{aligned} \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))i_{1h,k} &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos^2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8.4)$$

上式は、ローパスフィルタ処理する前の関係を示したものである。2 振幅 c_γ , s_δ は直流信号であり、ローパスフィルタ後もその値を維持する。

(b) $N_h \geq 3$ の場合 (8.2)式右辺は、(4.68)式を用いると、以下のように展開される。

$$\begin{aligned}
& F_\ell(z^{-1})[2\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1})[2\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))] \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} 1 + \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ -\sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ -\sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \\
&\approx \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} ; N_h \geq 3
\end{aligned} \tag{8.5}$$

この際、(8.5)式右辺第3式の第1項は直流成分を、第2項は周波数 $2\bar{\omega}_h$ の高周波成分を意味すること、デジタルローパスフィルタが本高周波成分を十分に除去できることを考慮した。

同様にして、次式を得る。

$$\begin{aligned}
& F_\ell(z^{-1})[-2\sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1})[-2\sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{u}_n(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))] \\
&= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} -\sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ 1 - \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} s_\gamma \\ c_\delta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} F_\ell(z^{-1}) \begin{bmatrix} \sin 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \\ \cos 2(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \end{bmatrix} \\
&\approx \begin{bmatrix} s_\gamma \\ c_\delta \end{bmatrix} ; N_h \geq 3
\end{aligned} \tag{8.6}$$

(8.5)、(8.6)式は定理を意味する。

実際には、離散時間高周波電圧の位相 $\theta_{h,k-1}$ は未知であるため、これを指令値 $\theta_{h,k-1}^*$ に置き換えた次式に基づき軸要素振幅 c_γ 、 s_δ 、 s_γ 、 c_δ の推定値 \hat{c}_γ 、 \hat{s}_δ 、 \hat{s}_γ 、 \hat{c}_δ を抽出することになる。

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma \\ \hat{s}_\delta \end{bmatrix} \approx F_\ell(z^{-1})[\cos(\theta_{h,k-1}^* + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] ; N_h = 2, \theta_{h0} = 0 \tag{8.7a}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma \\ \hat{s}_\delta \end{bmatrix} = F_\ell(z^{-1})[2\cos(\theta_{h,k-1}^* + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] ; N_h \geq 3 \tag{8.7b}$$

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_\gamma \\ \hat{c}_\delta \end{bmatrix} = F_\ell(z^{-1})[-2\sin(\theta_{h,k-1}^* + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h))\mathbf{i}_{1h,k}] ; N_h \geq 3 \tag{8.7c}$$

図8.2に軸要素振幅 c_γ 、 s_δ 、 s_γ 、 c_δ の推定を担う振幅推定器(amplitude estimator)の構成例を示した。同図において、デジタルローパスフィルタ $F_\ell(z^{-1})$ が、定理既定の周波数特性に加え、周波数 $\bar{\omega}_h$ の成分に対しても十分な減衰特性を示すことができれば、処理対象電流を高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ から固定子電流 $\mathbf{i}_{1,k}$ ($\mathbf{i}_{1,k} = \mathbf{i}_{1f,k} + \mathbf{i}_{1h,k}$)へと変更することが可能である。図8.2では、この点を考慮し、入力すべき電流を固定子電流 $\mathbf{i}_{1,k}$ または高周波電流 $\mathbf{i}_{1h,k}$ としている。また、ベクトル回転器は、相関信号合成法如何では不要である。この点を考慮して、図8.2では、破線プ

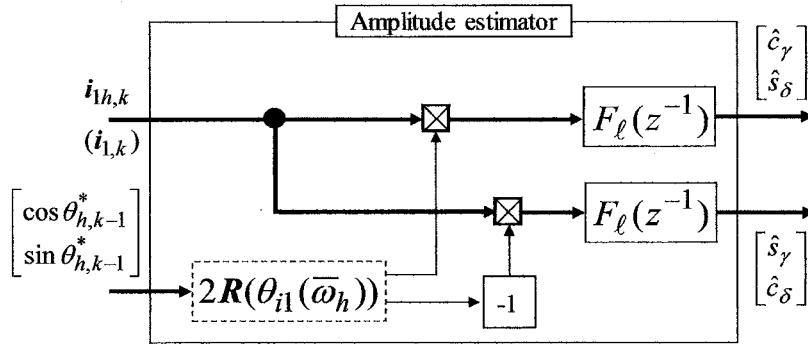


図 8.2 振幅推定器の代表的構成

ロックで示している。

8.2.2 高周波電圧位相誤差の影響

正相逆相振幅推定値と同様に，印加高周波情報を積極的に利用する (8.7) 式により抽出された軸要素振幅推定値 \hat{c}_γ , \hat{s}_δ , \hat{s}_γ , \hat{c}_δ と同真値 c_γ , s_δ , s_γ , c_δ の間にも誤差が生じる。(8.7) 式より，正相逆相振幅推定値は (7.5) 式で定義された高周波電圧位相誤差 θ_{he} を用いて次式にて表現される。

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma \\ \hat{s}_\delta \end{bmatrix} &= F_\ell(z^{-1})[\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h) - \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &= F_\ell(z^{-1})[(\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \cos \theta_{he} \\
 &\quad + \sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \sin \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &\approx \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos \theta_{he} \quad ; N_h = 2, \theta_{h0} = 0
 \end{aligned} \tag{8.8a}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma \\ \hat{s}_\delta \end{bmatrix} &\approx F_\ell(z^{-1})[2 \cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h) - \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &= F_\ell(z^{-1})[2(\cos(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \cos \theta_{he} \\
 &\quad + \sin(\theta_{h,k-1} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \sin \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &\approx \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \cos \theta_{he} - \begin{bmatrix} s_\gamma \\ c_\delta \end{bmatrix} \sin \theta_{he} \quad ; N_h \geq 3
 \end{aligned} \tag{8.8b}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \hat{s}_\gamma \\ \hat{c}_\delta \end{bmatrix} &\approx F_\ell(z^{-1})[-2 \sin(\theta_{h,k} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h) - \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &= F_\ell(z^{-1})[-2(\sin(\theta_{h,k} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \cos \theta_{he} \\
 &\quad - \cos(\theta_{h,k} + \theta_{i1}(\bar{\omega}_h)) \sin \theta_{he}) \mathbf{i}_{1h,k}] \\
 &\approx \begin{bmatrix} s_\gamma \\ c_\delta \end{bmatrix} \cos \theta_{he} + \begin{bmatrix} c_\gamma \\ s_\delta \end{bmatrix} \sin \theta_{he} \quad ; N_h \geq 3
 \end{aligned} \tag{8.8c}$$

(8.8) 式における右辺第 2 式から第 3 式への変換は，(8.4)～(8.6) 式の関係を利用している。

軸要素振幅推定値 \hat{c}_γ , \hat{s}_δ , \hat{s}_γ , \hat{c}_δ と正相逆相振幅推定値 \hat{c}_p , \hat{s}_p , \hat{c}_n , \hat{s}_n の間には，次の定

理が成立する。

<<定理 8.2>>

軸要素振幅推定値 $\hat{c}_\gamma, \hat{s}_\delta, \hat{s}_\gamma, \hat{c}_\delta$ と正相逆相振幅推定値 $\hat{c}_p, \hat{s}_p, \hat{c}_n, \hat{s}_n$ の間には, (4.20)

式と同様の相互変換関係が成立する。

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_p & \hat{s}_p \\ \hat{c}_n & -\hat{s}_n \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma & \hat{s}_\gamma \\ \hat{c}_\delta & -\hat{s}_\delta \end{bmatrix} \quad (8.9a)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma & \hat{s}_\gamma \\ \hat{c}_\delta & -\hat{s}_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{c}_p & \hat{s}_p \\ \hat{c}_n & -\hat{s}_n \end{bmatrix} \quad (8.9b)$$

(証明)

(8.9)式左辺に(7.6), (8.8)式を用いると, 以下のように展開される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{c}_p & \hat{s}_p \\ \hat{c}_n & -\hat{s}_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_p \cos \theta_{he} - s_p \sin \theta_{he} & s_p \cos \theta_{he} + c_p \sin \theta_{he} \\ c_n \cos \theta_{he} + s_n \sin \theta_{he} & -s_n \cos \theta_{he} - c_n \sin \theta_{he} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} c_p & s_p \\ c_n & -s_n \end{bmatrix} \cos \theta_{he} + \begin{bmatrix} -s_p & c_p \\ s_n & c_n \end{bmatrix} \sin \theta_{he} \end{aligned} \quad (8.10a)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{c}_\gamma & \hat{s}_\gamma \\ \hat{c}_\delta & -\hat{s}_\delta \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} c_\gamma \cos \theta_{he} - s_\gamma \sin \theta_{he} & s_\gamma \cos \theta_{he} + c_\gamma \sin \theta_{he} \\ c_\delta \cos \theta_{he} + s_\delta \sin \theta_{he} & -s_\delta \cos \theta_{he} - c_\delta \sin \theta_{he} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} c_\gamma & s_\gamma \\ c_\delta & -s_\delta \end{bmatrix} \cos \theta_{he} + \begin{bmatrix} -s_\gamma & c_\gamma \\ s_\delta & c_\delta \end{bmatrix} \sin \theta_{he} \end{aligned} \quad (8.10b)$$

(8.10)式において, (4.20)式の関係を考慮すると定理を意味する(8.9)式を得る

■

8.3 相関信号合成器

(8.8)式からも明らかなように, 高周波電圧位相誤差 θ_{he} により, 軸要素振幅 $c_\gamma, s_\delta, s_\gamma, c_\delta$ と同推定値 $\hat{c}_\gamma, \hat{s}_\delta, \hat{s}_\gamma, \hat{c}_\delta$ の間には誤差が生じる。この影響より, 軸要素振幅推定値を用いて合成された正相関信号の正相関特性が悪くなると予想される。換言するならば, 正相関信号を高周波電圧位相誤差の影響を受けないように合成することにより, 位相推定性能への影響を抑えることが可能である。本認識に基づく正相関信号合成法の詳細を以下に説明する。

図 8.2 の振幅推定器より抽出された軸要素振幅推定値 $\hat{c}_\gamma, \hat{s}_\delta, \hat{s}_\gamma, \hat{c}_\delta$ を用いて, 軸要素振幅相関信号を合成することを考える。すなわち,

$$\begin{aligned} p_c &= f_p(\hat{c}_\gamma, \hat{s}_\delta, \hat{s}_\gamma, \hat{c}_\delta) \\ &\approx K_\theta \theta_\gamma \end{aligned} \quad (8.11)$$

正相関信号は, (5.40)式の中間信号 S_{2p}, C_{2p} を用いた相関信号生成法に基づき, 合成されるものとする。(5.40)式で利用される中間信号 S_{2p}, C_{2p} は, 高周波電流を構成する正相逆相単位ベクトルに関わらず, 回転子位相 θ_γ に応じた一定の値となるように合成されるものとする。本性質の付与は, 高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を抑えるためのものである。

所望の性能を備えた中間信号 S_{2p}, C_{2p} に関しては, 次の定理が成立する。

<<定理 8.3>>

(7.8)の正相逆相振幅相関法のための中間信号を(8.9)式の相互変換関係を利用して変換された中間信号もまた、高周波電流の位相特性 $\theta_{i1}(\bar{\omega}_h)$ と高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を受けることなく、回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となる。また、本中間信号は軸要素振幅推定値に対応した軸要素振幅真値を合成した中間信号と等しい。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= 2(\hat{c}_\gamma \hat{s}_\delta + \hat{c}_\delta \hat{s}_\gamma) \\ &= 2(c_\gamma s_\delta + c_\delta s_\gamma) \end{aligned} \quad (8.12a)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \hat{c}_\gamma^2 + \hat{s}_\gamma^2 - \hat{c}_\delta^2 - \hat{s}_\delta^2 \\ &= c_\gamma^2 + s_\gamma^2 - c_\delta^2 - s_\delta^2 \end{aligned} \quad (8.12b)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= (\hat{c}_\gamma - \hat{c}_\delta)^2 + (\hat{s}_\gamma + \hat{s}_\delta)^2 \\ &= (c_\gamma - c_\delta)^2 + (s_\gamma + s_\delta)^2 \end{aligned} \quad (8.12c)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= (\hat{c}_\gamma + \hat{c}_\delta)^2 + (\hat{s}_\gamma - \hat{s}_\delta)^2 \\ &= (c_\gamma + c_\delta)^2 + (s_\gamma - s_\delta)^2 \end{aligned} \quad (8.12d)$$

上式の中間信号は、(5.40)式に基づき正相関信号が合成されることを考慮して、この除算的な性質により意味をもたない係数を整理して表現されている。



<<定理 8.4>>

(7.10)式の正相逆相振幅相関法のための中間信号を(8.9)式の相互変換関係を利用して変換された中間信号を用いて(5.40)式により合成された正相関信号もまた、印加高周波電圧の形状が直線形である場合に限り、高周波電圧位相誤差 θ_{he} の影響を受けることなく、回転子位相 θ_γ に対して常に一定の値となる。

$$\begin{aligned} S_{2p} &= \hat{s}_\delta \\ &= s_\delta \cos \theta_{he} - c_\delta \sin \theta_{he} \\ &= s_\delta \cos \theta_{he} ; K=0 \end{aligned} \quad (8.13a)$$

$$\begin{aligned} C_{2p} &= \hat{c}_\gamma \\ &= c_\gamma \cos \theta_{he} - s_\gamma \sin \theta_{he} \\ &= c_\gamma \cos \theta_{he} ; K=0 \end{aligned} \quad (8.13b)$$



定理 8.3, 8.4 は、(4.20), (8.9)式の相互変換関係より直ちに証明される。また、これらの中間信号を用いて(5.40)式に基づき合成された軸要素振幅相関信号は、元となった正相逆相振幅相関信号と等価な特性となる。

8.4 実機検証

実機検証を通じて、軸要素振幅法の有用性を確認するため5章と同様の実験を行った。以下にこの詳細を示す。

8.4.1 開ループトルク制御

開ループトルク制御を通じて、振幅推定器と軸要素振幅相関信号の性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のためのベクトル制御系は、5章の開ループトルク制御実験で用いた図 5.15 とした。この際、基本的な構成は、5章のものと同様である。相関信号生成器は、図 8.1 を忠実に実現した。この際、振幅推定器は図 8.2 に基づき実現し、これに利用されるローパスフィルタは $N_s = N_h = 4$ とした(3.21)式に基づき実現している。相関信号合成器は、以下の式に基づき 2 通り実現した。

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(2(\hat{c}_\gamma \hat{s}_\delta + \hat{c}_\delta \hat{s}_\gamma), \hat{c}_\gamma^2 + \hat{s}_\gamma^2 - \hat{c}_\delta^2 - \hat{s}_\delta^2) \\ &= \text{atan2}((1-K^2)r_s^2 \sin 4\theta_\gamma + 2(1+K^2)r_s \sin 2\theta_\gamma, \\ &\quad (1-K^2)(1+r_s^2 \cos 4\theta_\gamma) + 2(1+K^2)r_s \cos 2\theta_\gamma) \end{aligned} \quad (8.14a)$$

$$\begin{aligned} p_c &= \text{atan2}(\hat{s}_\delta, \hat{c}_\gamma) \\ &\approx \text{atan2}(r_s \sin 2\theta_\gamma, 1+r_s \cos 2\theta_\gamma); \theta_{he} = 0 \end{aligned} \quad (8.14b)$$

(8.14a), (8.14b)式右辺第 2 式からも明らかのように、(8.14a), (8.14b)式は(7.12a), (7.12b)式に対応した正相関信号となっている。高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。印加高周波電圧を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

A. 正相逆相振幅推定値

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ をゼロ一定値とし、負荷装置により、PMSM をゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84)式の電圧指令を与え、定常状態における高周波電流の軸要素振幅推定値 \hat{c}_γ , \hat{s}_δ , \hat{s}_γ , \hat{c}_δ を確認した。

楕円係数指令 K^* を 1 とした時の結果を図 8.3 に、楕円係数指令 K^* を 0 とした時の結果を図 8.4 にそれぞれ示した。同図(a), (b), (c)はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が $-\pi/4$ [rad], 0, $\pi/4$ [rad] 時における軸要素振幅推定値 \hat{c}_γ (上段青線), \hat{s}_δ (上段赤線), \hat{s}_γ (下段赤線), \hat{c}_δ (下段青線) である。

図 8.3 より、楕円係数指令 K^* を 1 とした場合には、回転子位相 $\theta_\gamma = 0$ で振幅 \hat{s}_δ , \hat{s}_γ がゼロとなっておらず、高周波電圧位相誤差の影響が確認される。図 8.4 より、楕円係数指令 K^* を 0 とした場合には、振幅 \hat{s}_δ , \hat{c}_δ は回転子位相 $\theta_\gamma = 0$ で概ねゼロとなっており、回転子位相 θ_γ の変化に応じた変化を示していることが確認される。また、振幅 \hat{s}_γ は回転子位相 θ_γ の値に依らずほぼ一定の値であることが確認される。これらは、印加電圧の形状が直線形に保たれているとの仮

定の下、(8.8)式の解析通りの結果であり、同解析の理論的妥当性が確認される。

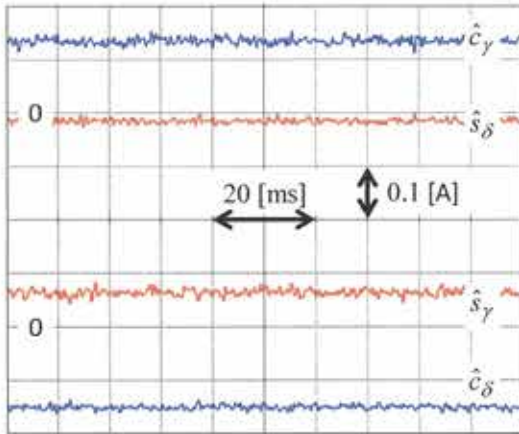
B. 中間信号と正相関信号

ベクトル回転器の設定位相 θ_γ を一定値とし、負荷装置により、PMSMをゼロ速度一定制御した。この上で、(4.84)式の電圧指令を与え、定常状態における中間信号 S_{2p} 、 C_{2p} と正相関信号 p_c を確認した。

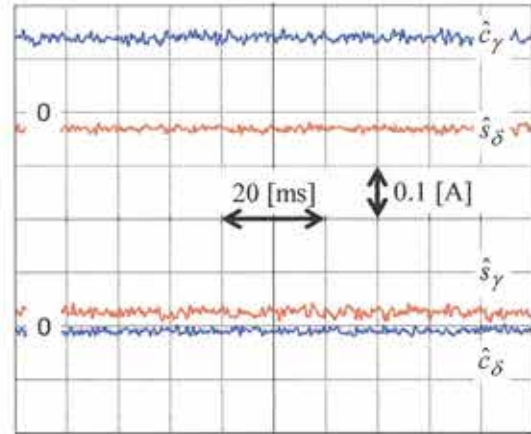
楕円係数指令 K^* を1, 0とした時の(8.14a)式に基づく正相関信号の実験結果を図8.5, 8.6に、(8.14b)式に基づく正相関信号の実験結果を図8.7, 8.8に示した。同図(a), (b), (c)はそれぞれ、回転子位相 θ_γ が、 $-\pi/4[\text{rad}]$, 0 , $\pi/4[\text{rad}]$ 時における中間信号 S_{2p} (赤線), C_{2p} (青線)と正相関信号 p_c (緑線)を示している。

図8.5, 8.6と図5.17, 5.18, 図6.3, 6.4, 図7.8, 7.9の比較より、(8.14a)式に基づき合成された正相関信号は、(5.46a)式、 $\alpha=-1$ とした(6.20)式、(7.12a)式のそれと同等の特性であることが確認される。これは、用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり、本正相関信号が高周波電圧誤差 θ_{he} の影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付けでもある。

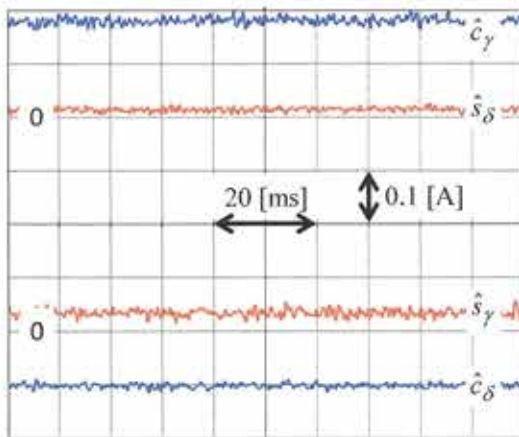
図8.7, 8.8と図7.10, 7.11の比較より、(8.14b)式に基づき合成された正相関信号は、(7.12b)式の正相関信号と同等の特性であることが確認される。これも、用いた正相関信号の特性が同特性であることに起因したものであり、楕円係数指令 K^* が0の場合には、本正相関信号が高周波電圧誤差 θ_{he} の影響を受けることなく正相関性が保たれることの裏付けでもある。



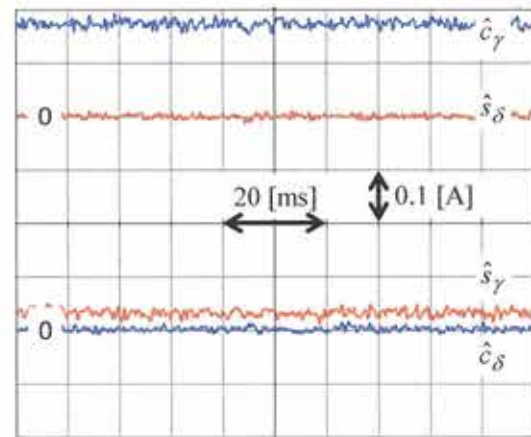
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



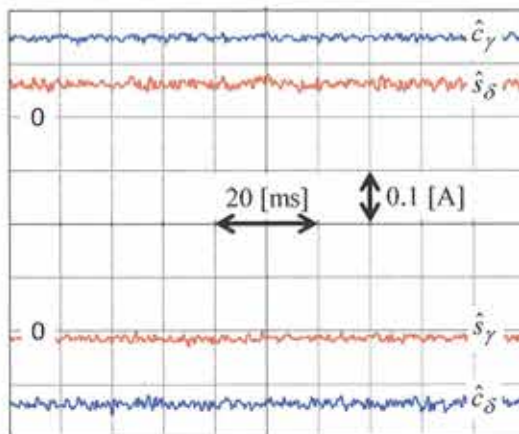
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



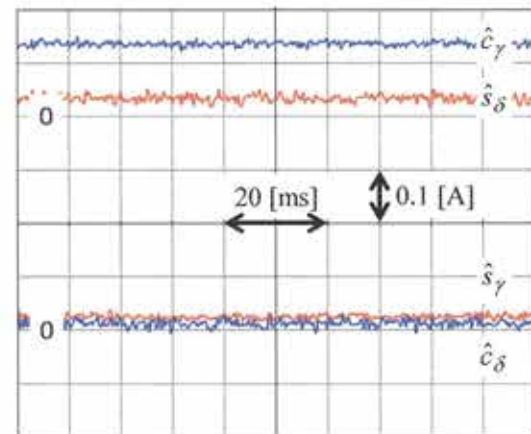
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



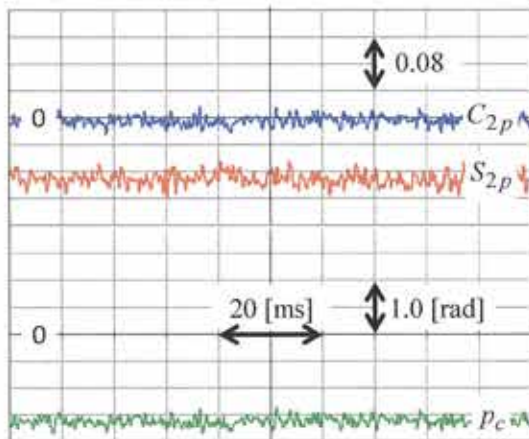
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



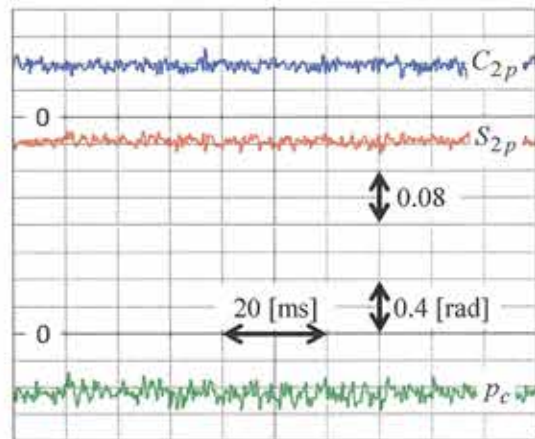
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 8.3 軸要素振幅の開ループ特性 ($K^* = 1$)

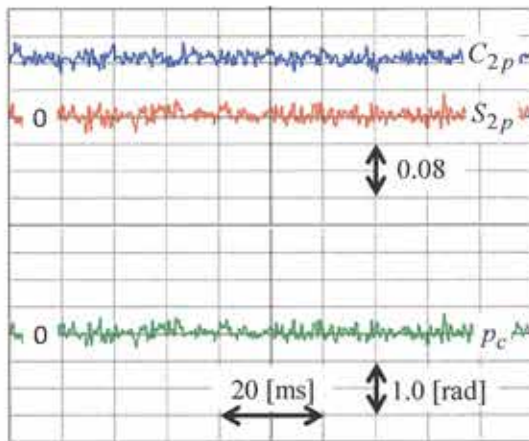
図 8.4 軸要素振幅の開ループ特性 ($K^* = 0$)



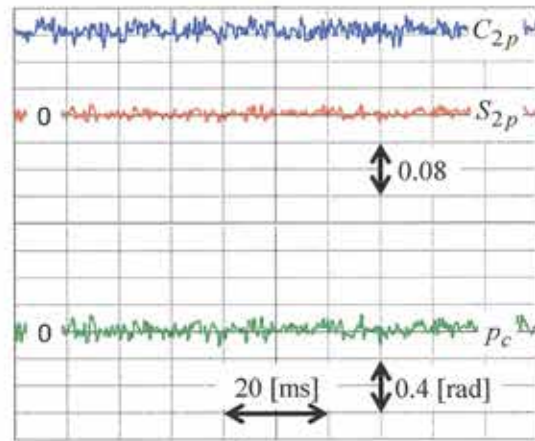
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



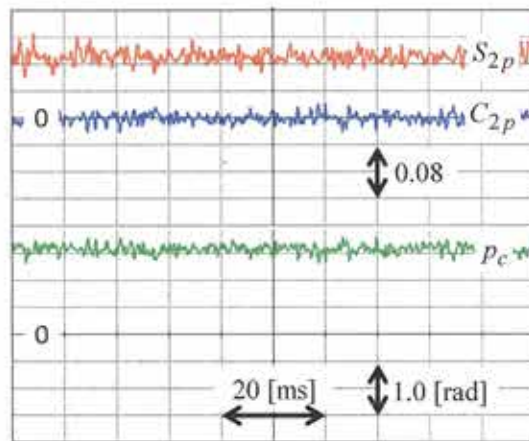
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



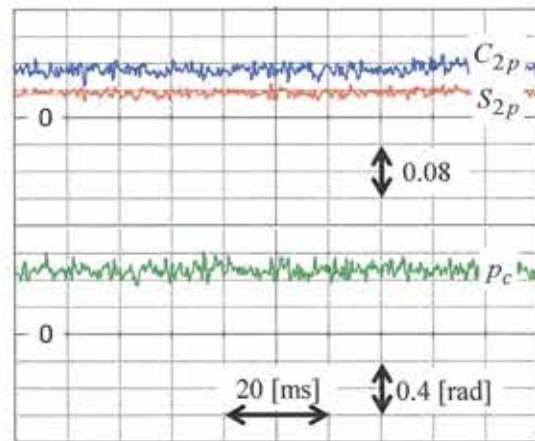
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



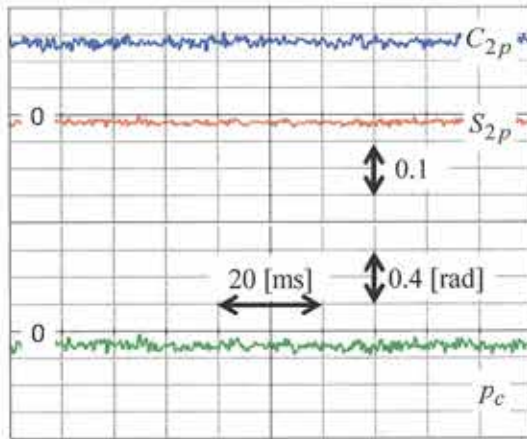
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



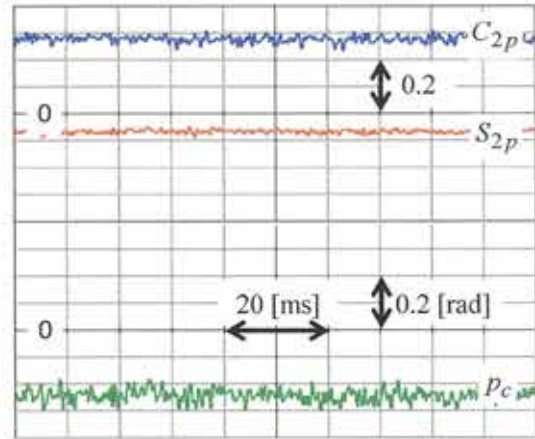
(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 8.5 (8.14a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

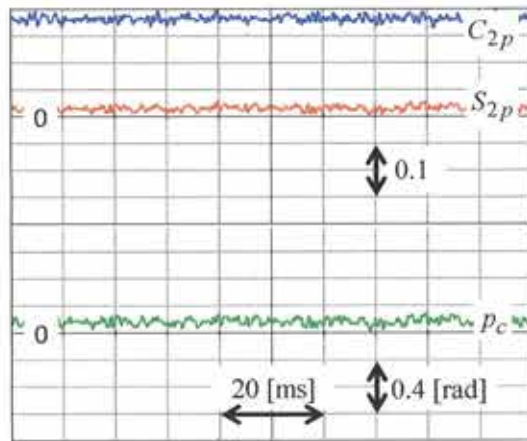
図 8.6 (8.14a)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)



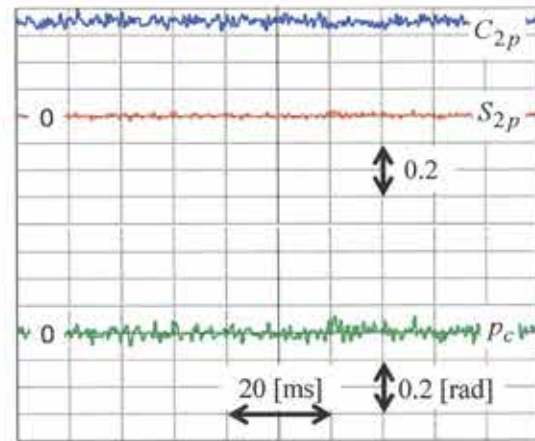
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



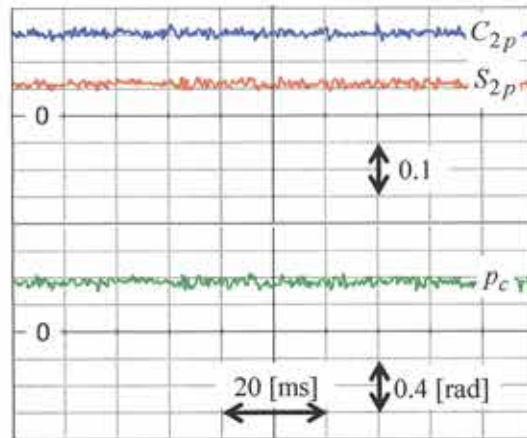
(a) $\theta_\gamma = -\pi/4$ [rad]



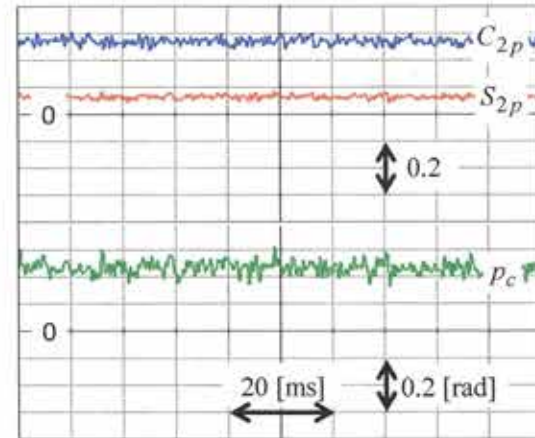
(b) $\theta_\gamma = 0$



(b) $\theta_\gamma = 0$



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]



(c) $\theta_\gamma = \pi/4$ [rad]

図 8.7 (8.14b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 1$)

図 8.8 (8.14b)式に基づく正相関信号の開ループ特性 ($K^* = 0$)

8.4.2 閉ループトルク制御

閉ループトルク制御を通じて、軸要素振幅相関法の位相推定性能を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機製 750(W)SP-PMSM (SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づき電流制御系を構築した。この際の基本的な構成は、5章のものと同様である。

位相速度推定器は、図 3.8 を忠実に実現した。相関信号生成器は、図 8.1 を忠実に実現した。この際、振幅推定器は図 8.2 に基づき実現し、これに利用されるローパスフィルタは $N_s = N_h = 4$ とした(3.21)式に基づき実現している。相関信号合成器は、(8.14a)式に基づき実現した。本相関信号の正相関特性は、5章のものと同様である。位相同期器は、図 3.10 に基づき実現した。高周波電圧指令 $v_{1h,k}^*$ は、(4.84)式の一定楕円形離散時間高周波電圧指令に基づき生成される。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの速度を一定に制御した。 γ 軸電流ゼロ指令を与えた上で、一定の δ 軸電流指令を与え、定常状態における位相推定特性を確認した。

楕円係数指令 $K^* = 1$ とした時の結果を図 8.9 に、楕円係数指令 $K^* = 0$ とした時の結果を図 8.10 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、回転子位相真値 θ_α (上段赤線)、回転子位相推定値 $\hat{\theta}_\alpha$ (上段青線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (下段橙線) である。また、楕円係数指令 0、 δ 軸電流指令 5[A]、機械速度 180[rad/s]時(図 8.10(c-6))は、位相推定誤差が大きく、このスケールが他の波形より 2 倍となっている点には注意が必要である。同図(a), (b), (c) はそれぞれ回生負荷時 (δ 軸電流指令 -5[A])、無負荷時 (δ 軸電流指令ゼロ)、力行負荷時 (δ 軸電流指令 5[A]) の応答である。

同図より、機械速度 180[rad/s]時を除いて、位相推定誤差は最大で 0.12[rad]程度に抑えられており、良好な位相推定性能が確認される。図 5.23, 5.24 と図 8.9, 図 8.10 の比較より、正相逆相高周波電流相関法と軸要素振幅相関法の位相推定性能は、同等であることが確認される。これは、利用した正相関信号が同特性であることに起因したものであり、この生成過程の差による影響は、見受けられない。

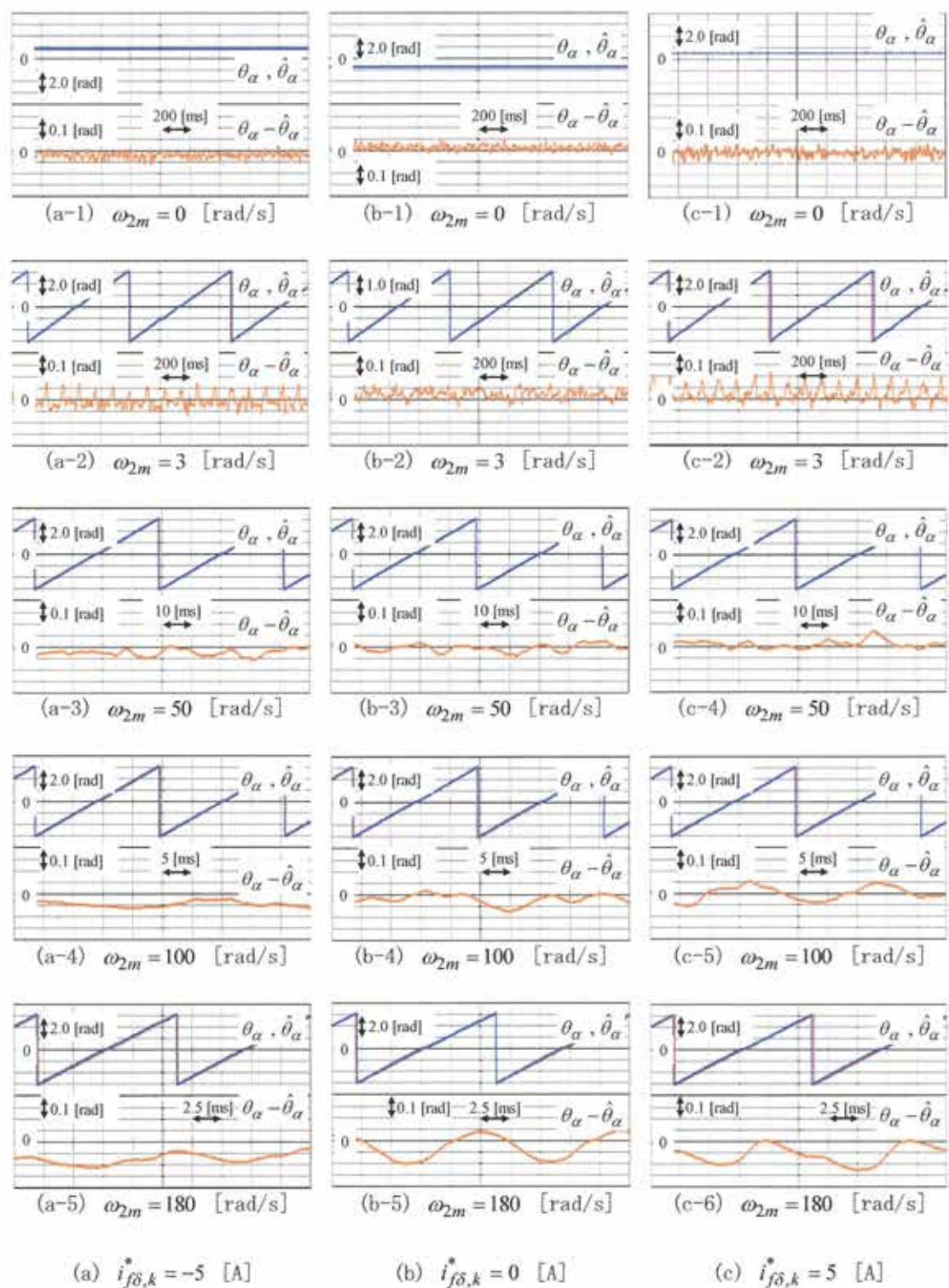


图 8.9 位相推定特性 ($K^* = 1$)

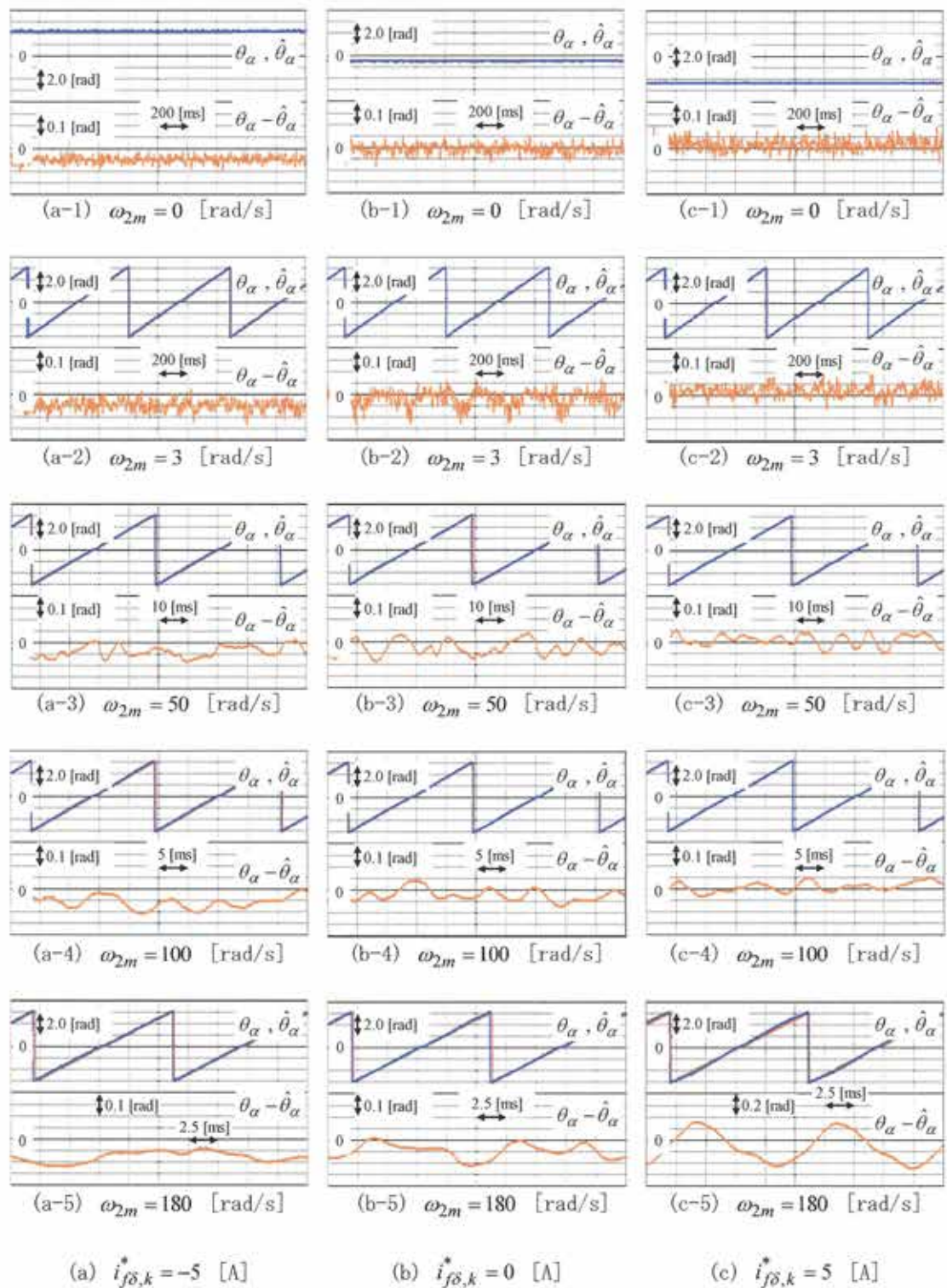


图 8.10 位相推定特性 ($K^* = 0$)

8.4.3 速度制御

速度制御を通じて、軸要素振幅相関法の速応性と安定性を確認した。以下にこの詳細を示す。

(1) 実験条件

実験システムの構成は図 4.22 と同一であり、供試モータは、(株)安川電機 750(W)SP-PMSM(SST4-20P4AEA-L)である(表 4.1)。本実験のため、図 3.3 に基づき速度制御系を構築した。この際、電流制御ループ内の分離フィルタや位相速度推定器の構成は、8.4.2 閉ループトルク制御と同一のものを利用している。位相推定を中心とした設計パラメータは、5章と同一の表 5.1 とした。

(2) 実験結果

A. 加減速制御

加減速制御を通じ、提案位相推定法の速応性を確認した。供試モータを負荷装置により、定格 50% 負荷一定とした上で、機械速度指令として速度範囲 0~100[rad/s]、角加速度±500[rad/s²] の速度指令を与え、その応答を確認した。また、供試モータを無負荷状態とした上で、同様の実験を行った。

楕円係数指令 $K^*=1$ とした時の結果を図 8.11 に、楕円係数指令 $K^*=0$ とした時の結果を図 8.12 にそれぞれ示した。同図における波形の意味は、上から、機械速度指令値 ω_{2m}^* (上段緑線)、機械速度真値 ω_{2m} (上段赤線)、機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (上段青線)、 δ 軸電流 i_δ (上段紫線)、回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (上段橙線)、速度制御偏差真値 $\omega_{2m}^* - \omega_{2m}$ (下段赤線)、速度制御偏差推定値 $\omega_{2m}^* - \hat{\omega}_{2m}$ (下段青線)、速度推定誤差 $\omega_{2m} - \hat{\omega}_{2m}$ (下段緑線) である。速度真値、速度推定値は、波形重複を回避すべく、-50[rad/s] 相当、順次下方へシフトして描画した。速度偏差推定値の軸スケージングは、相異を明白にすべく、5[rad/s] と大きく設定している。同図(a)、(b)はそれぞれ定格 50% 負荷時、無負荷時の応答である。

いずれの波形においても、速度真値、速度推定値は、速度指令値に対して高い追随性を示しており、軸要素振幅相関法による速度制御系の高い速応性が確認される。図 5.25、5.26 と図 8.11、8.12 の比較より、軸要素振幅相関法は、正相逆相高周波電流相関法と同等の性能であることが確認される。これは、用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり、この生成過程の差による影響は、見受けられない。

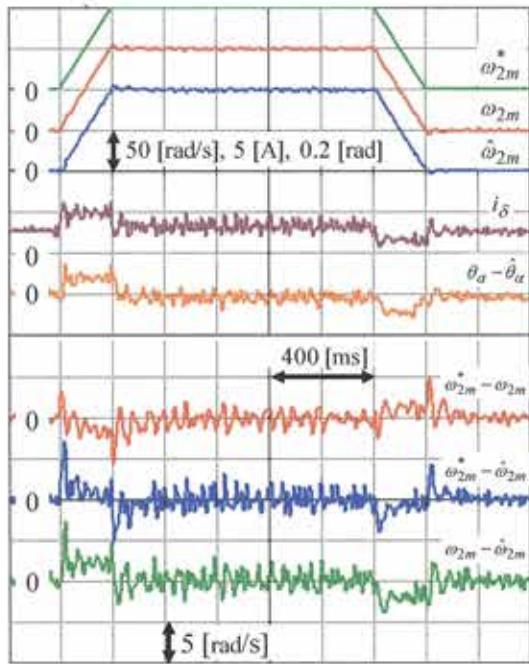
B. ゼロ速度制御

ゼロ速度制御下において、定格負荷を瞬時印加・瞬時除去することで提案法の安定性を確認した。供試モータに負荷装置を連結し、負荷装置で供試モータの負荷トルクを正確に制御できるようにした。ゼロ速度制御状態とした上で、負荷装置により定格負荷を瞬時的に印加しその応答を確認した。また、定格負荷を瞬時除去しその応答も確認した。

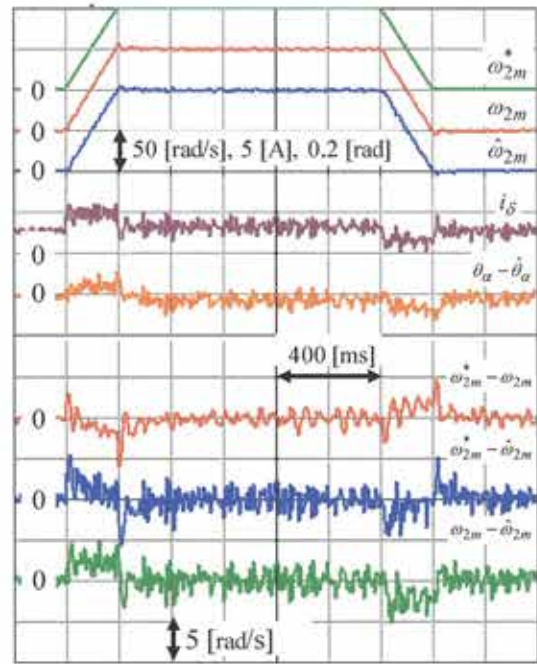
楕円係数指令 $K^*=1$ とした時の結果を図 8.13 に、楕円係数指令 $K^*=0$ とした時の結果を図

8.14 にそれぞれ示した。波形の意味は、上から、 δ 軸電流 i_δ (紫線), 回転子位相推定誤差 $\theta_\alpha - \hat{\theta}_\alpha$ (橙線), 機械速度指令値 ω_{2m}^* (緑線), 機械速度真値 ω_{2m} (赤線), 機械速度推定値 $\hat{\omega}_{2m}$ (青線) である。同図 (a), (b) はそれぞれ定格負荷印加時, 定格負荷除去時の応答である。

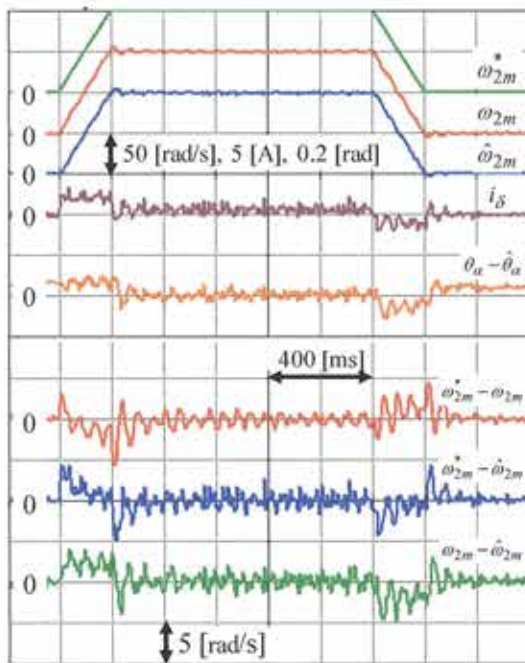
いずれの波形においても, 瞬時印加時, 瞬時除去時共に 15 [rad/s] 程度の大きさの速度制御偏差が生じているが, 安定したゼロ速度制御を維持しつつ, この影響を 0.3 [s] 程度の僅かな時間で排除しており, 軸要素振幅相関法の高い安定性が確認される。図 5.27, 5.28 との比較より, 軸要素振幅相関法と正相逆相高周波電流相関法の定格負荷瞬時印加除去特性は, 同等である。これは, 用いた正相関信号が同特性であることに起因したものであり, この生成過程の差による影響は, 見受けられない。



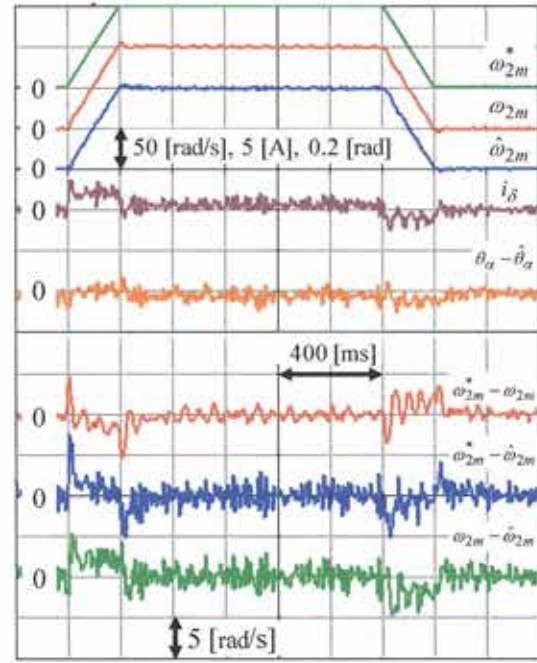
(a) 定格 50% 負荷



(a) 定格 50% 負荷



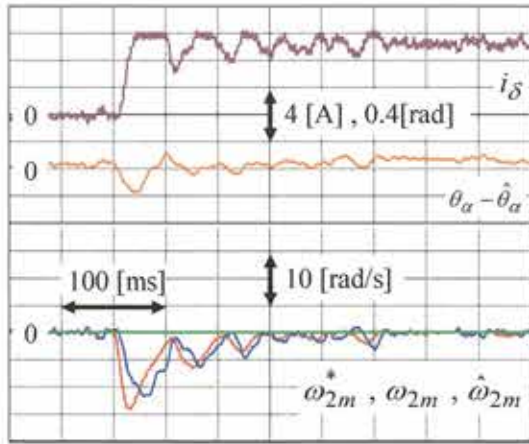
(b) 無負荷



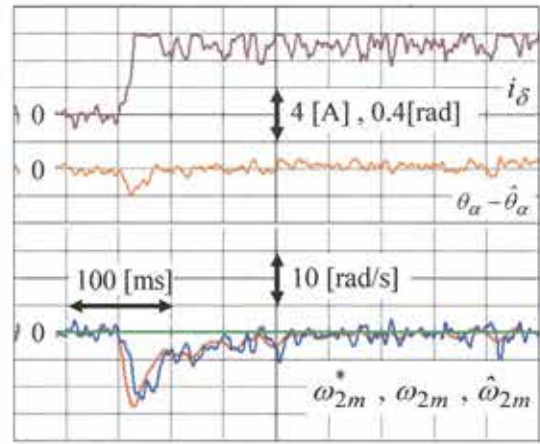
(b) 無負荷

図 8.11 加減速制御特性 ($K^* = 1$)

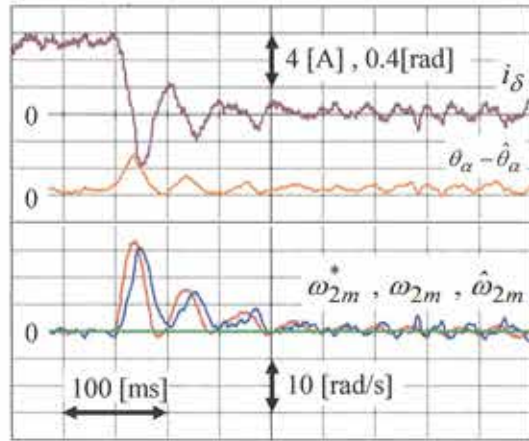
図 8.12 加減速制御特性 ($K^* = 0$)



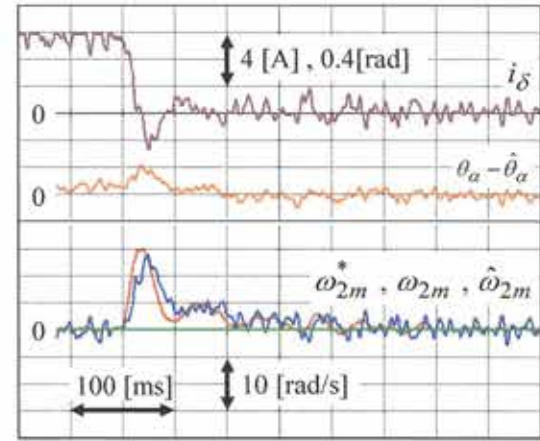
(a) 瞬時印加特性



(a) 瞬時印加特性



(b) 瞬時除去特性



(b) 瞬時除去特性

图 8.13 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 1$)

图 8.14 定格負荷瞬時印加除去特性 ($K^* = 0$)

第9章 おわりに

本論文では、搬送高周波電圧の離散時間的印加に対応した離散時間高周波電流を新たに解析的に求め、解析結果に基づき新規な構造を持つ種々の搬送高周波電圧印加法を提案した。印加高周波電圧の周波数が搬送周波数に比較し、十分に低い場合と同程度の場合との相違は、高周波電流の振幅とこれを構成する単位ベクトルの位相の変化として出現することを明らかにした。これらの相違を考慮に入れば、印加高周波電圧周波数が搬送周波数に比較し十分に低いことを前提とした従前の高周波電圧印加法が搬送高周波領域において適応可能である。本論文提案の位相推定法は、従前の高周波電圧印加法を離散時間高周波電流の解析解に基づき搬送高周波電圧印加法に適した形で実現したものである。これにより、提案法は、従前の高周波電圧印加法の特長を引き継ぎ、高周波電圧と位相偏差相当値（正相関信号）の設計に関して高い自由度を有するものである^{(1)・(2)}。加えて、固定子電流に対する差分処理を必ずしも必要としないという特長も有する。設計の自由度は、適応可能な用途の拡大に必要不可欠な特徴であり、提案法の様々な用途への適応によるPMSMの低コスト化・普及率の拡大による電力消費量の削減が期待される。

提案法の位相推定の速応性に関しては、PLL帯域幅300[rad/s]を達成しており、これにより、速度制御系帯域幅150[rad/s]を達成している。この速度制御系帯域幅は、センサを利用した通常のベクトル制御系と同程度である。相関信号生成器の構成如何では、さらなるPLL帯域幅の拡大も可能であったが、位相推定値の誤差がこれに応じて増加するため、適応用途に合わせて調整を行う必要がある^{(3)・(5)}。

搬送高周波電圧印加法の可聴音響ノイズは、印加高周波電圧の周波数にて概ねの評価が可能である。今回の実機検証では、印加高周波電圧の形状による性能の違いを評価するため、2.5[kHz]（印加高周波電圧と高周波電流サンプリングの周期比で4）に設定している。2.5[kHz]時の性能からは劣るものの、5.0[kHz]（印加高周波電圧と高周波電流サンプリングの周期比で2）までは、良好な位相推定が可能であることを確認している⁽⁶⁾。達成可能な高周波電圧の周波数は、インバータの性能に依存するところが大きく、デッドタイムの影響が小さいインバータを利用したさらなる高周波化による可聴音響ノイズの低減が今後期待される。

本論文提案の位相推定法は、「正相逆相高周波電流相関法（第5章）」、「高周波電流軸要素相関法（第6章）」、「正相逆相振幅相関法（第7章）」、「軸要素振幅相関法（第8章）」の計4種あり、この違いは高周波電流から如何にして位相偏差相当値（正相関信号）を生成するかにある。各相関信号生成法を実現の簡易性、相関信号生成の自由度、相関信号のS/N比の観点から評価した。これ表9.1にまとめた。同表では、実現の簡易性（簡易性）、相関信号生成の自由度（自由度）、相関信号のS/N比（S/N比）をそれぞれ4段階（◎、○、△、×）で評価している。

正相逆相高周波電流相関法の実現の簡易性は、特別な場合を除いて、他の相関信号生成法と比較して劣っている。また、相関信号のS/N比は、正相逆相振幅相関法、軸要素振幅相関法と同程度である。

表 9.1 相関信号生成法の評価

	簡易性	自由度	S/N比
正相逆相高周波 電流相関法	○~△	○	○
高周波電流 軸要素相関法	◎	△	×
正相逆相 振幅相関法	○	◎~○	○
軸要素 振幅相関法	○	◎~○	○

高周波電流軸要素相関法の実現の簡易性は、他の相関信号生成法と比較して優れている。一方で、正相関信号の生成には、高周波電流各軸要素の2種のみからしか生成することができず、この自由度に関しては他の相関信号生成法より劣っている。また、相関信号生成過程の違いにより、正相関信号のS/N比も他の相関信号生成法より劣っているようである。正相関信号のS/N比は、位相推定の速応性（PLL帯域幅）に関わるため、これに重きを置く場合には、推進されない相関信号生成法である。

正相逆相振幅相関法と軸要素振幅相関法の簡易性は、図7.1、7.2と図8.1、8.2の比較より、振幅推定の観点からは軸要素振幅相関法の方が優れているとの印象を受けるが、利用したい正相関信号如何では、同じ正相関特性であろうと同等の簡易性とは限らない（(7.12)式、(8.14)式参照）。このため、利用したい正相関信号に合わせて正相逆相振幅相関法と軸要素振幅相関法を使い分けることが望ましい。また、これらの相関信号は、生成に利用する信号（正相逆相振幅推定値、軸要素振幅推定値）が高調波成分を含んでおらず、この生成に関して高い自由度を有する。しかし、これらの信号の抽出には、高周波電圧の位相情報が必要であり、この指令値と同真値に誤差がある場合には、振幅推定値と同真値との間に誤差が生じる。このような状況下において、実用的な正相関信号は、一部に限られ、実際的な相関信号生成の自由度は、正相逆相高周波電流相関法よりやや優れる程度である。

謝辞

本研究を行うにあたり、ご多忙の中、適切な指導をしてくださった新中新二教授に深く御礼申し上げます。研究を進めるにあたって、多くの助言をしてくださりました教務技術職員の竹内様、協力してくださった中村君には大変感謝しております。また、博士論文の審査を行うにあたり、副査を務めていただきました、島健教授、中山明芳教授、久保田寿夫教授、赤津観教授に心から御礼申し上げます。

参 考 文 献

第 1 章

- (1) 財団法人新機能素子研究開発協会：「電力使用機器の消費電力量に関する現状と近未来の動向調査（調査報告書）」，（2009-3）
- (2) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術，上巻（原理から最先端まで）」，電波新聞社（2008-12）
- (3) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術，下巻（センサレスベクトル制御の真髄）」，電波新聞社（2008-12）
- (4) 新中新二：「永久磁石同期モータの制御，（センサレスベクトル制御技術）」，東京大学出版局（2013-9）
- (5) R.Masaki, S.Kanekko, Y.Sakurai, and M.Hombu, “Position Sensorless Control System of IPM Motor Based on Voltage Injection Synchronized with PWM Carrier”, IEEJ Trans. IA, vol. 122, No. 1, pp. 37-43 (2002-2)
正木良三・金子悟・櫻井芳美・本部光幸：「搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム」，電学論 D, 122, 1, pp.37-43 (2002-2)
- (6) D.Kaneko, Y.Iwaji, K.Sakamoto, T.Endoh “Initial Rotor Position Estimation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEJ Trans. IA, vol. 123, No. 2, pp. 140-148 (2003-2)
金子大吾・岩路善尚・坂本潔・遠藤常博：「IPM モータの停止時・初期位置推定方式」，電学論 D, 123, 2, pp.140-148 (2003-2)
- (7) Y.D.Yoon, S.K.Sul, S.Morimoto, and K.Ide: “High-Bandwidth Sensorless Algorithm for AC Machines Based on Square-Wave-Type Voltage Injection”, IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 47, No. 3, pp. 1361-1370 (2011-5/6)
- (8) S.Murakami, T.Shiota, M.Ohta, and K.Ide: “Encoderless Servo Drive With Adequately Designed IPMSM for Pulse-Voltage-Injection-Based Position Detection”, IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 48, No. 6, pp. 1922-1930 (2012-11/12)
- (9) D.Kim, Y.C Kwon, and S.K Sul: “Suppression of injection voltage disturbance for High Frequency square-wave injection sensorless drive with regulation of induced High Frequency current ripple”, IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA, pp. 925-932 (2014-5).
- (10) J.Lara, and A.Chandra: “Performance Study of Switching Frequency Signal Injection Algorithm in PMSMs for EV Propulsion: A Comparison in Stator and Rotor Coordinates”, ISIE 2014, pp. 865-870 (2014-6).
- (11) S.Shinnaka: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Pulsation Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 6, pp. 596-605 (2014-6)

- 新中新二：「直線形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, 134, 6, pp.596-605 (2014-6)
- (12) R.Hosooka and S.Shinnaka: “Sensorless vector control of PMSM by new carrier frequency voltage injection method”, IFEEC2015, pp. 1-6 (2015-11)
- (13) M.Ito, Y.Kinpara, “Direct Rotor-Position Estimation Method for Salient Pole PM Motor by Using High-Frequency Voltage”, IEEJ Trans. IA, vol. 131, No. 6, pp. 785-792 (2002-2)
伊藤正人・金原義彦：「高周波電圧を用いた突極形 PM モータの直接位置推定法」, 電学論 D, 131, 6, pp.785-792 (2011-6)
- (14) S.Kim, and S.K. Sul: “High Performance Position Sensorless Control Using Rotating Voltage Signal Injection in IPMSM”, EPE 2011, pp. 1-10 (2011-9).
- (15) S.Kim, J.I. Ha, and S.K. Sul: “PWM Switching Frequency Signal Injection Sensorless Method in IPMSM”, IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 48, No. 5, pp. 1576-1587 (2012-9/10).
- (16) S.Shinnaka: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Rotating Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 6, pp. 606-617 (2014-6)
新中新二：「真円形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, 134, 6, pp.606-617 (2014-6)
- (17) 細岡竜・新中新二：「真円形離散時間 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 平 27 電気学会全国大会 4-041 (2015-3)
- (18) 細岡竜・新中新二：「センサレス永久磁石同期モータのための高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 27 電気学会産業応用部門大会 3-68 (2015-8)
- (19) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency” , IEEJ Trans. IA, vol. 136, No. 11, pp. 837-850 (2016-11)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)
- (20) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura: “Sensorless Vector Control of PMSM using Positive- and Negative-Phase High-Frequency Currents Correlation Signal by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency” , IEEJ Trans. IA, vol. 138, No. 2, pp. 150-163 (2018-2)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 138, 2, pp.150-163 (2018-2)
- (21) S.Ogasawara, T.Matsuzawa, H.Akagi: “A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Position Estimation Based on Magnetic Saliency” , IEEJ Trans. IA, vol. 118, No.5, pp. 652-660 (1998-5)
小笠原悟司, 松澤隆, 赤木泰文：「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, 118, 5, pp.652-660 (1998-5)
- (22) J.Oyama, T.Higuchi, T.Abe, K.Ogawa, M.Mamo: “Position Sensorless Control of IPM Motor using

PWM inverter Carrier Frequency Component” , IEEJ Trans. IA, vol. 122, No.5, pp. 509-515 (2002-5)

小山純, 樋口剛, 阿部貴志, 小川健二, Mengesha Mamo: 「PWM インバータのキャリア周波数成分を用いた IPM モータのセンサレス制御」, 電学論 D, 122, 5, pp.509-515 (2002-5)

- (23) S.Maekawa, Y.Shibano, Y.Hasegawa, A.Kinjo, H.Kubota: “Proposed Low-speed Sensorless Control with Symmetrical Carrier PWM” , IEEJ Trans. IA, vol. 135, No.6 , pp. 596-602 (2015-6)

前川佐理, 柴野勇介, 長谷川幸久, 金城陽士, 久保田寿夫: 「対称型キャリアを用いた PWM 高調波による低速センサレス制御の提案」, 電学論 D, 135, 6, pp.596-602 (2015-6)

- (24) Y.Iwaji, T.Suzuki, R.Takahata, S.Aoyagi: “Position Sensorless Control Method in Low Speed Region for Permanent Magnet Synchronous Motors Using the Neutral Point Voltage of Stator Windings” , IEEJ Trans. IA, vol. 135, No. 6, pp. 603-610 (2015-6)

岩路善尚・鈴木尚礼・高畑良一・青柳滋久: 「固定子巻線中性点電位を利用した永久磁石同期モータの低速センサレス制御」, 電学論 D, 135, 6, pp.603-610 (2015-6)

第2章

- (1) 新中新二: 「永久磁石同期モータのベクトル制御技術, 上巻 (原理から最先端まで)」, 電波新聞社 (2008-12)
- (2) 新中新二: 「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)

第3章

- (1) 新中新二: 「永久磁石同期モータのベクトル制御技術, 下巻 (センサレスベクトル制御の真髄)」, 電波新聞社 (2008-12)
- (2) 新中新二: 「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)
- (3) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura: “Sensorless Vector Control of PMSM using Positive- and Negative-Phase High-Frequency Currents Correlation Signal by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency” , IEEJ Trans. IA, vol. 138, No. 2, pp. 150-163 (2018-2)
- 細岡竜・新中新二・中村直人: 「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 138, 2, pp.150-163 (2018-2)
- (4) N.Bianchi and S.Bolognani “Influence of Rotor Geometry of an IPM Motor on Sensorless Control Feasibility”, IEEE Trans. on Industry Application, vol. 43, No. 1, pp. 87-96 (2007-1/2)
- (5) S.Shinnaka: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Pulsating Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 6, pp. 596-605 (2014-6)
- 新中新二: 「直線形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, 134, 6, pp.596-605 (2014-6)

第4章

- (1) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術，下巻（センサレスベクトル制御の真髄）」，電波新聞社（2008-12）
- (2) 新中新二：「永久磁石同期モータの制御，（センサレスベクトル制御技術）」，東京大学出版局（2013-9）
- (3) R.Masaki, S.Kanekko, Y.Sakurai, and M.Hombu, “Position Sensorless Control System of IPM Motor Based on Voltage Injection Synchronized with PWM Carrier”, IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 1, pp. 37-43 (2002-2)
正木良三・金子悟・櫻井芳美・本部光幸：「搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム」，電学論 D, 122, 1, pp.37-43 (2002-2)
- (4) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 136, No. 11, pp. 837-850 (2016-11)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」，電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)
- (5) J.M.Guerrero, M.Leetmaa, F.Briz, A.Zamarron, and R.D.Lorenz: “Inverter nonlinearity effects in high-frequency signal-injection-based sensorless control methods”, IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 1, No. 2, pp. 618-628 (2005-3/4).
- (6) K.Wiedmann, F.wallrapp, and A.Mertens: “Analysis of inverter nonlinearity effects on sensorless control for permanent magnet machine drives based on High-Frequency Signal Injection”, EPE '09, pp. 1-10 (2009-9).
- (7) L.M.Gong, and Z.Q.Zhu: “Modeling and compensation of inverter nonlinearity effects in carrier signal injection-based sensorless control methods from positive sequence carrier current distortion”, ICCE2010, pp. 3434-3441 (2010-9).
- (8) D.Kim, Y.Kwon, S.Sul, J.Kim, and R.Yu: “Suppression of Injection Voltage Disturbance for High-Frequency Square-Wave Injection Sensorless Drive With Regulation of Induced High-Frequency Current Ripple”, IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 52, No. 1, pp. 302-312 (2016-1/2).

第5章

- (1) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術，上巻（センサレスベクトル制御の真髄）」，電波新聞社（2008-12）
- (2) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術，下巻（センサレスベクトル制御の真髄）」，電波新聞社（2008-12）
- (3) 新中新二：「永久磁石同期モータの制御，（センサレスベクトル制御技術）」，東京大学出版局（2013-9）

- (4) M.W.Dengner, and R.D.Lorenz: "Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier-frequency signal injection", IEEE Trans Ind. Appl., Vol. 36, No. 3, pp. 736-742 (2000-5/6).
- (5) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura: "Sensorless Vector Control of PMSM using Positive- and Negative-Phase High-Frequency Currents Correlation Signal by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency", IEEJ Trans. IA, vol. 138, No. 2, pp. 150-163 (2018-2)
細岡竜・新中新二・中村直人:「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 138, 2, pp.150-163 (2018-2)

第 6 章

- (1) 新中新二:「永久磁石同期モータのベクトル制御技術, 下巻 (センサレスベクトル制御の真髄)」, 電波新聞社 (2008-12)
- (2) 新中新二:「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)
- (3) R.Masaki, S.Kanekko, Y.Sakurai, and M.Hombu, "Position Sensorless Control System of IPM Motor Based on Voltage Injection Synchronized with PWM Carrier", IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 1, pp. 37-43 (2002-2)
正木良三・金子悟・櫻井芳美・本部光幸:「搬送波に同期した電圧重畳に基づく IPM モータの位置センサレス制御システム」, 電学論 D, 122, 1, pp.37-43 (2002-2)
- (4) S.Shinnaka, "New Sensorless Vector Control of PMSM by Pulsation Voltage Injection of PWM Carrier Frequency", IEEJ Trans. IA, vol. 134, No. 6, pp. 596-605 (2014-6)
新中新二:「直線形 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 電学論 D, 134, 6, pp.596-605 (2014-6)
- (5) R.Hosooka and S.Shinnaka: "Sensorless vector control of PMSM by new carrier frequency voltage injection method", IFEEC2015, pp. 1-6 (2015-11)
- (6) Y.Tomigashi, H.Takao, and K.Ueyama, "Position Estimation Method on Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Motor Using High-Frequency Current Correlated Signals", IEEJ Trans. IA, vol. 130, No. 4, pp. 576-577 (2010-4)
富樫 仁夫・鷹尾 宏・上山 健司:「高周波電流相関信号を利用した突極形永久磁石同期モータの位置推定法」, 電学論 D, 130, 4, pp.576-577 (2010-4).
- (7) 細岡竜・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 27 電気学会産業応用部門大会 3-68 (2015-8)

第 7 章

- (1) 新中新二:「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)

- (2) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 136, No. 11, pp. 837-850 (2016-11)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)

第 8 章

- (1) 新中新二：「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)
- (2) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 136, No. 11, pp. 837-850 (2016-11)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)

第 9 章

- (1) 新中新二：「永久磁石同期モータのベクトル制御技術, 下巻 (センサレスベクトル制御の真髄)」, 電波新聞社 (2008-12)
- (2) 新中新二：「永久磁石同期モータの制御, (センサレスベクトル制御技術)」, 東京大学出版局 (2013-9)
- (3) 細岡竜・新中新二：「センサレス永久磁石同期モータのための高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 27 電気学会産業応用部門大会 3-68 (2015-8)
- (4) R.Hosooka, S.Shinnaka, N.Nakamura: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency”, IEEJ Trans. IA, vol. 136, No. 11, pp. 837-850 (2016-11)
細岡竜・新中新二・中村直人：「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)
- (5) 細岡竜・中村直人・新中新二：「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 29 電気学会産業応用部門大会 3-14 (2017-8)
- (6) R.Hosooka and S.Shinnaka: “Sensorless vector control of PMSM by new carrier frequency voltage injection method”, IFEEC2015, pp. 1-6 (2015-11)

研究業績

1. 学会論文誌掲載論文

- (1.1) 細岡竜・新中新二:「最適サーボ理論に基づく永久磁石同期モータの効率駆動」, 電学論 D, 134, 11, pp.978-979 (2014-11)
- (1.2) 細岡竜・新中新二・中村直人:「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 136, 11, pp.837-850 (2016-11)
- (1.3) 新中新二・細岡竜・梅野和希・中村直人:「異なる巻線起因特性をもつ独立二重三相巻線永久磁石同期モータの効率駆動法」, 電学論 D, 137, 7, pp.599-611 (2017-7)
- (1.4) 細岡竜・中村直人・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 電学論 D, 138, 2, pp.150-163 (2018-2)

2. 査読付き国際会議発表論文

- (2.1) R.Hosooka and S.Shinnaka: “Sensorless vector control of PMSM by new carrier frequency voltage injection method”, IFEEC2015, pp. 1-6 (2015-11)
- (2.2) R.Hosooka, S.Shinnaka and N.Nakamura: “New sensorless vector control of PMSM by discrete-time voltage injection of PWM carrier frequency — Sine- and cosine-form amplitudes extraction method”, IECON2016, (2016-10)
- (2.3) R.Hosooka, S.Shinnaka and N.Nakamura: “New sensorless vector control of PMSM by discrete-time voltage injection of PWM carrier frequency — Positive- and Negative-Phase Amplitudes Extraction Method”, APEC2017, (2017-3)
- (2.4) R.Hosooka and S.Shinnaka: “New Sensorless Vector Control of PMSM by Discrete-Time Voltage Injection of PWM Carrier Frequency — High-Frequency Current Correlation Method”, PEDS2017, (2017-12)

3. 査読なし国内大会発表論文

- (3.1) 細岡竜・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための直線形 PWM 搬送高周波電圧印加法の実機検証」, 平 26 電気学会全国大会 4-100 (2014-3)
- (3.2) 細岡竜・新中新二:「最適サーボ理論に基づく永久磁石同期モータの効率駆動」, 平 26 電気学会産業応用部門大会 3-43 (2014-8)
- (3.3) 中村直人・細岡竜・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための離散時間奔走高周波電圧印加法」, 平 27 電気学会全国大会 4-040 (2015-3)
- (3.4) 細岡竜・新中新二:「真円形離散時間 PWM 搬送高周波電圧印加による永久磁石同期モータのセンサレスベクトル制御」, 平 27 電気学会全国大会 4-041 (2015-3)
- (3.5) 細岡竜・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための高周波電流相関を用いた離

- 散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 27 電気学会産業応用部門大会 3-68 (2015-8)
- (3.6) 細岡竜・新中新二:「軌跡指向形ベクトル制御による永久磁石同期モータの効率駆動法」,
平 28 電気学会全国大会 4-035 (2016-3)
- (3.7) 細岡竜・新中新二:「軌跡指向形ベクトル制御による永久磁石同期モータの広範囲駆動法」,
平 28 電気学会産業応用部門大会 3-43 (2016-8)
- (3.8) 梅野和希・細岡竜・新中新二:「異なる巻線起因特性を持つ独立二重三相巻線永久磁石同
期モータの効率駆動法 (第 2 報: 5 連立非線形方程式の再帰形解法I)」, 平 29 電気学会全
国大会 4-045 (2017-3)
- (3.9) 細岡竜・梅野和希・新中新二:「異なる巻線起因特性を持つ独立二重三相巻線永久磁石同
期モータの効率駆動法 (第 3 報: 5 連立非線形方程式の再帰形解法II)」, 平 29 電気学会全
国大会 4-046 (2017-3)
- (3.10) 細岡竜・中村直人・新中新二:「センサレス永久磁石同期モータのための正相逆相高周波
電流相関を用いた離散時間搬送高周波電圧印加法」, 平 29 電気学会産業応用部門大会 3-14
(2017-8)
- (3.11) 杉山文哉・細岡竜・新中新二:「軌跡指向形ベクトル制御法による永久磁石同期モータの
非電圧制限下最大力率駆動法」, 平 29 電気学会産業応用部門大会 3-27 (2017-8)