

不平衡負荷，負荷変動に対応した  
マトリックスコンバータの負荷電圧制御

平成 30 年度

三重大学大学院工学研究科 博士前期課程  
電気電子工学専攻 電気システム工学講座

酒井田 純也

---

目次	
第1章 序論.....	3
1.1 本研究の背景.....	3
1.1.1 間接形電力変換器とマトリックスコンバータ.....	3
1.1.2 電源装置としての応用と期待.....	6
1.1.3 従来方式の問題点.....	8
1.2 本研究の目的.....	9
1.3 本論文の構成.....	10
第2章 マトリックスコンバータの制御原理.....	11
2.1 回路構成.....	11
2.2 入出力間の関係.....	13
2.3 スイッチングパターン生成法.....	16
2.4 適用する制御関数.....	18
第3章 負荷変動の影響抑制制御.....	23
3.1 従来方式.....	23
3.1.1 従来方式の出力側回路のモデリング.....	23
3.1.2 従来方式の負荷変動の影響抑制.....	27
3.2 提案方式.....	29
3.2.1 提案方式の出力側回路のモデリング.....	30
3.2.2 提案方式の負荷変動の影響抑制制御.....	32
3.3 従来方式と提案方式の比較.....	34
第4章 マトリックスコンバータの入出力制御.....	39
4.1 入力側制御.....	40
4.2 PIS 補償器を用いた負荷電圧制御.....	41
4.2.1 正相, 逆相, 零相成分について.....	41
4.2.2 正相, 逆相制御.....	43
4.2.3 零相制御.....	45
4.3 マトリックスコンバータの入出力制御.....	47
第5章 負荷電圧制御の検証.....	49
5.1 三相平衡負荷接続.....	51
5.2 三相平衡負荷変動.....	59
5.3 三相不平衡負荷接続.....	67
5.4 三相不平衡負荷変動.....	75
第6章 結論.....	83

## 目次

---

6.1	まとめ.....	83
6.2	今後の課題.....	84
	参考文献.....	85
	関連論文及び口頭発表.....	89
	謝辞.....	90

# 第1章 序論

## 1.1 本研究の背景

### 1.1.1 間接形電力変換器とマトリックスコンバータ

パワーエレクトロニクス技術を駆使した各種の電力変換器はエネルギーの高効率制御, および有効利用の面で広範囲に利用されている。現在, 各種の電力変換器のなかでも産業用分野等での三相-三相電力変換器には Fig. 1.1.に示す整流器-インバータ方式, あるいは Fig. 1.2.に示す PWM 整流器-インバータ方式の間接形電力変換器が広く使用されている。これらの電力変換器は交流電源より生成される交流電圧を直流電圧に変換し, 直流電圧を任意の振幅, 周波数の交流に変換する。そのため直流リンク部分には平滑用のエネルギー蓄積要素として大容量の電解コンデンサが使用されている。この電解コンデンサは使用環境によって劣化するという問題に加え, 占有スペースの割合が大きいことが指摘されてきた。このような問題を解決する次世代電力変換器の一候補として, 直流リンク部分を持たず, 交流電圧を直接, 任意の振幅, 周波数の交流電圧に変換するマトリックスコンバータが注目を集めている<sup>[1][2][3][4][5]</sup>。マトリックスコンバータは Fig. 1.3.に示す入出力を直接スイッチにより接続するダイレクト方式<sup>[6]</sup>と, Fig. 1.4.に示す間接形電力変換器の電解コンデンサを省略したインダイレクト方式<sup>[7]</sup>が存在する。ダイレクト方式のマトリックスコンバータは間接形電力変換器に対し, 寿命やスペースの他にも以下のような優位な点がある。

- (1) 電源側と負荷側の制御を1組の変換器で同時に行なうため制御が複雑であるが, 出力電圧, 入力電流共に27パターンのベクトルを選択でき, 制御の自由度が増える。そのため, THD (Total Harmonic Distortion)が少なく, コモンモード電圧や EMI (Electro Magnetic Interference)の低減が可能である。
- (2) 間接形電力変換器は整流器-インバータシステムが主流となっており, 電源電流に高調波を含むという欠点があり, 総合力率が低下する。電源高調波の問題の解決としてダイオード整流器の代わりに PWM 整流器を用いる方法がある。しかし PWM 整流器-インバータシステムは電力変換器を2つ用いているため効率が悪くなる。マトリックスコンバータは交流電力から交流電力を出力するまでに電力変換回数は1回であるため, 効率が低い<sup>[8]</sup>。

インダイレクト方式のマトリックスコンバータは電力変換回数が間接形電力変換器と変わらず, ダイレクト方式のマトリックスコンバータが有する(2)の特長を十分に活かすことが出来ない。

マトリクスコンバータの実現は新たなパワー半導体デバイスの開発が重要であった。マトリクスコンバータに使用するパワー半導体デバイスには交流電圧が加わるため、従来はIGBTにダイオードを組み合わせることで逆耐圧を得ていた。そのためオン損失が多く、(2)の特長を生かすことができず、間接形電力変換器の方が優れているとされてきた。しかし、パワー半導体デバイス単体で逆阻止耐圧を持つ逆阻止形IGBTが開発され、回路の小型化、さらなる低損失化が可能となったことでマトリクスコンバータがモータ駆動用電源として市販化まで到っている。さらに近年ではIGBTデバイスより低損失であり、高周波特性を有したSiCを用いたマトリクスコンバータの開発が進められており<sup>[9]</sup>、マトリクスコンバータを用いたシステムのさらなる小型化、低損失化が期待されている。

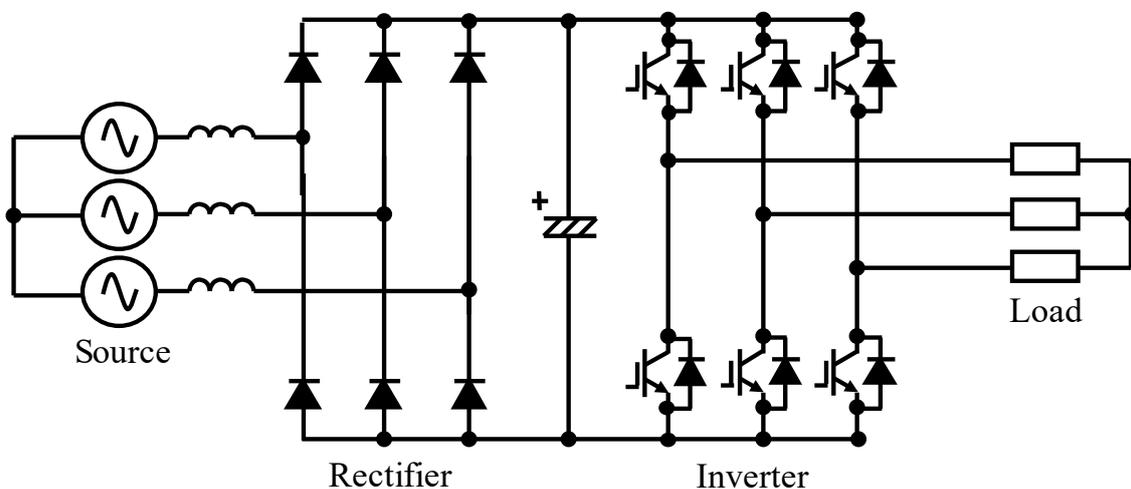


Fig. 1.1. 整流器-インバータ方式

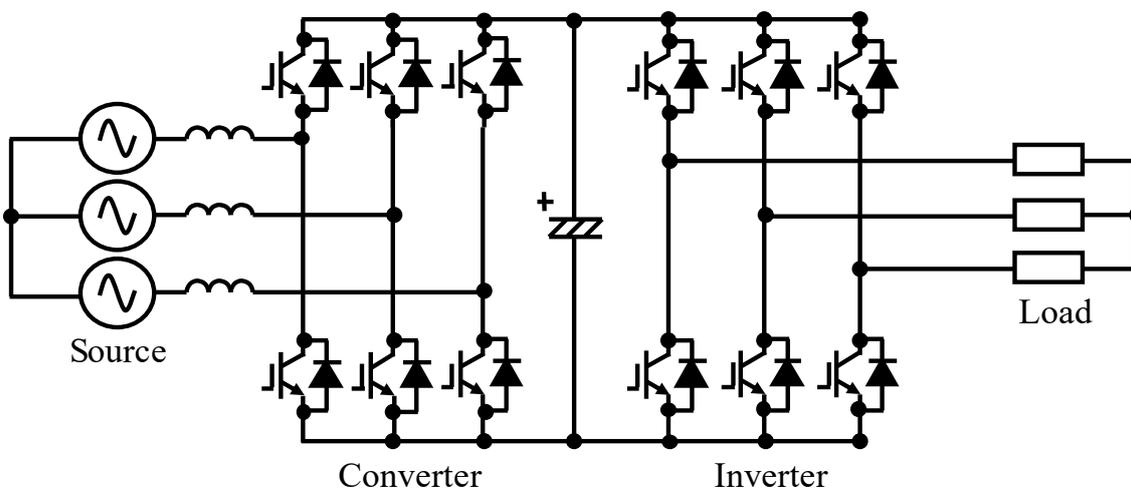


Fig. 1.2. PWM 整流器-インバータ方式

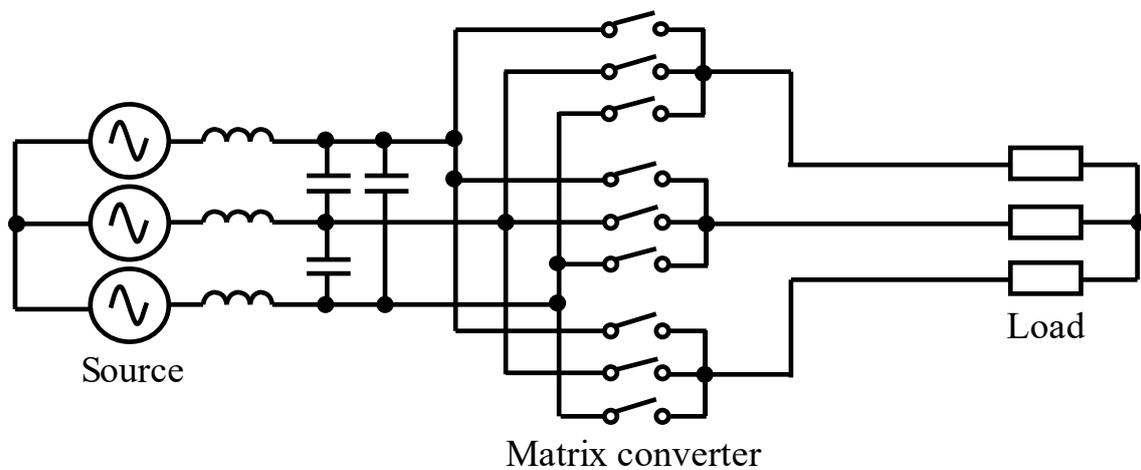


Fig. 1.3. マトリックスコンバータ (ダイレクト方式)

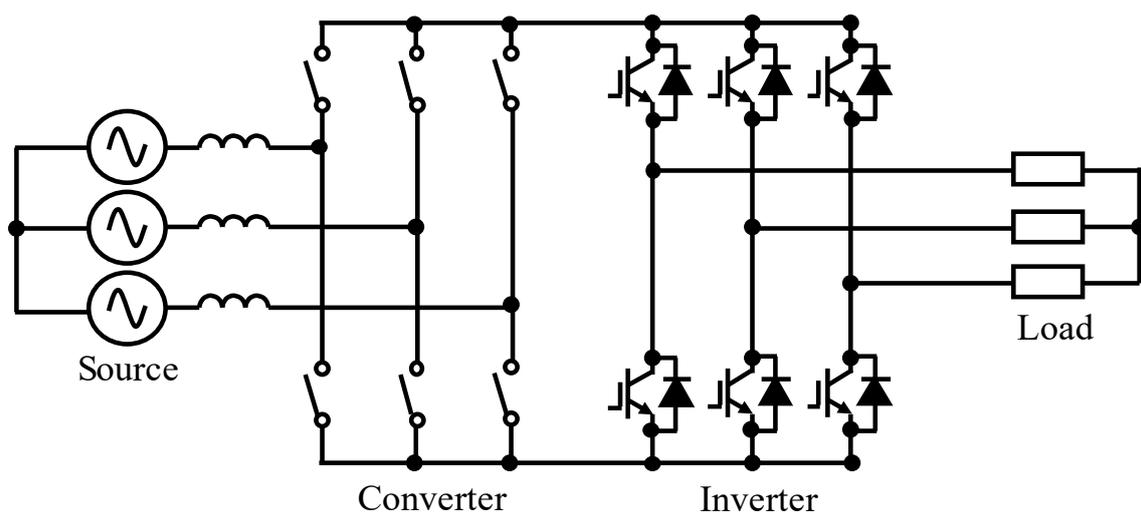


Fig. 1.4. マトリックスコンバータ (インダイレクト方式)

### 1.1.2 電源装置としての応用と期待

マトリックスコンバータはモータ駆動を中心として様々な研究がなされている<sup>[6]</sup>。さらにマトリックスコンバータの入力側に可変速発電機（以下、発電機）を接続することも検討されている。マトリックスコンバータを用いて発電機の交流出力を周波数の異なる交流に直接変換することで、マイクロガスタービンなどの動力源と発電機間に必要な変速機をなくし、発電システムの効率を上げる方式が提案されている<sup>[10]</sup>。エネルギー蓄積要素としての電解コンデンサもないことから、メンテナンスが困難であるへ設置される風力発電システムの周波数コンバータとして用いられることも提案されている<sup>[11]</sup>。また、発電機の同期リアクタンスと入力フィルタコンデンサとの間で発生する共振の抑制、発電機に加減速運転を実現する制御法が提案されている<sup>[12][13][14]</sup>。いずれにしても、発電機の交流出力をマトリックスコンバータにより所望の振幅・周波数の交流電圧へ変換することが共通の趣旨である。

以上の例はモータ駆動に関する研究であり、負荷への電力供給は Fig. 1.3. または Fig. 1.4. に示す三相3線式配電が基本である。近年では電源を発電機として、接続される負荷を三相負荷だけではなく単相負荷も同時に接続するような電源装置の応用が注目されている<sup>[15][16]</sup>。三相3線式配電により単相負荷を扱うことも可能であるが、各線間に接続しなければならないため接地を施すと必ず短絡する。したがって、対地電位を定めるために絶縁変圧器を介して片側接地を行うが、絶縁変圧器による重量増加やスペースの占有が問題となる。そこで、負荷への電力供給に配電方式の一つである三相4線式配電を考える。

三相4線式配電には様々な形が存在している<sup>[17]</sup>。中でもマトリックスコンバータの電源装置への応用には Fig. 1.5. に示すような三相4-leg方式が現在注目されている<sup>[15][16][18]</sup>。これは電圧利用率の改善や制御の自由度の増加などの利点が存在するが、パワー半導体デバイスの増加による損失の増加や高コスト化、さらに制御が複雑になることが問題となる。そこで本研究においては Fig. 1.6. に示す三相4線式マトリックスコンバータを用いる。

三相4線式配電によって単相負荷を接続する際には、対地電位を定めるための接地が中性線により共通化し必ず負荷を挟むように接地されるため、変圧器を用いることなく対地電圧の利用が可能である。そのため大幅な軽量化、省スペース化が可能となる。また、4-leg方式と比較して、電圧利用率は低くなるが、パワー半導体デバイスで生じる損失が少なく、安価であり、制御が容易である。したがって、発電機出力にマトリックスコンバータを接続し、さらに Fig. 1.6. に示すような三相4線式配電を適用したシステムとすることで制御が複雑になることなく、三相負荷、単相負荷双方を接続可能でかつ、さらなる小型化が期待できる。

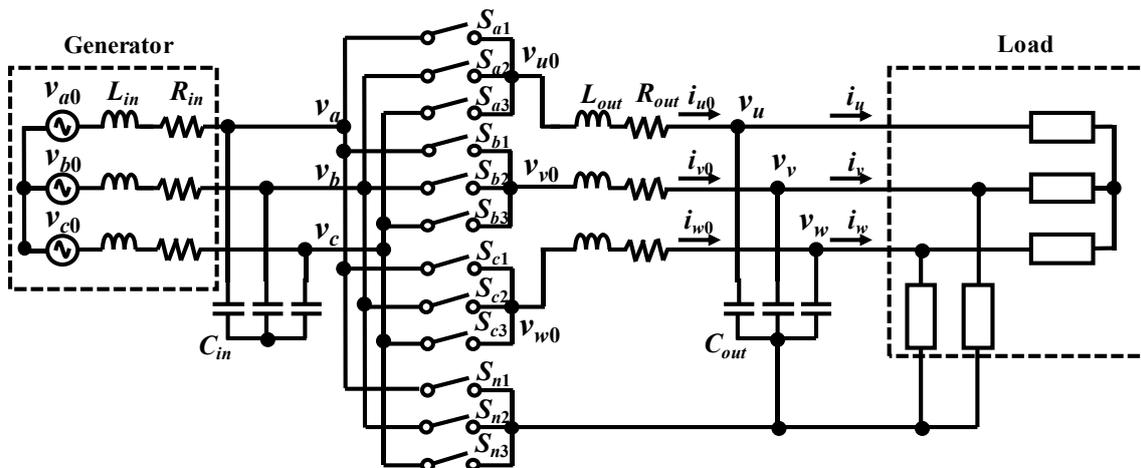


Fig. 1.5. 三相 4-leg 式マトリックスコンバータ

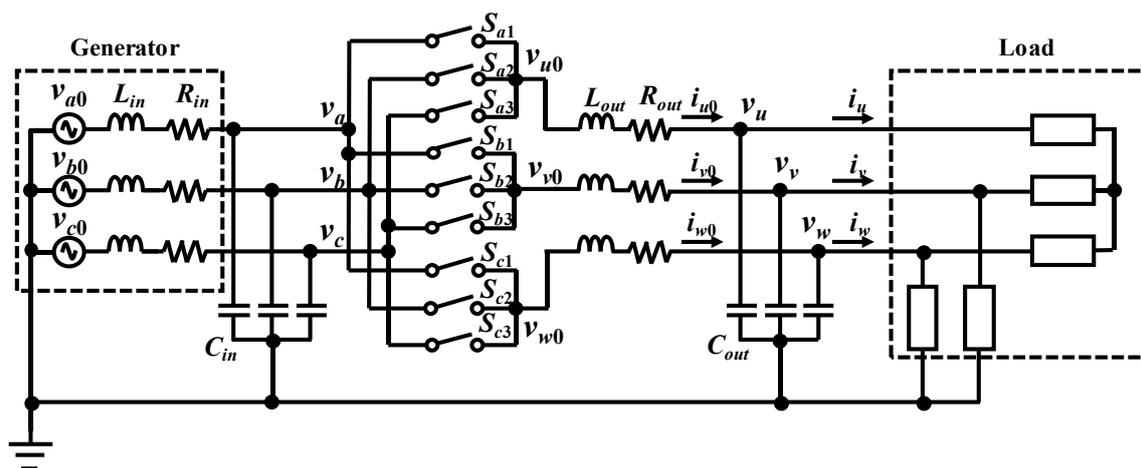


Fig 1.6. 三相 4 線式マトリックスコンバータ

### 1.1.3 従来方式の問題点

マトリックスコンバータを三相 4 線式配電方式の定電圧定周波数電源に適用する場合、マトリックスコンバータにはモータのような三相平衡負荷に加え、単相負荷接続による三相不平衡負荷に対しても負荷電圧を一定平衡化しなければならない。また、接続される負荷は一定負荷ではなく、負荷変動が生じる可能性があり、負荷変動が生じた場合においても速やかに負荷電圧を一定平衡化する必要がある。

前任者は負荷変動が生じた場合に速やかに負荷電圧を一定化させるために、出力側回路のモデリングを行い、モデルに基づく影響抑制制御を行う制御法について提案した<sup>[9]</sup>。しかしながら不平衡負荷を接続した場合に生じる零相成分の補償は行っているが、逆相成分の補償をしていないため、それによる電圧の不平衡化による機器への悪影響が懸念される。また、負荷変動の影響抑制制御によってセンサの増加や計算の煩雑さが問題となっていた。さらに実機での検証を行っておらず、提案の有効性を示すことができていなかった。

## 1.2 本研究の目的

本研究では、Fig 1.6.に示す三相4線式マトリックスコンバータを用いる。そして三相4線式マトリックスコンバータと発電機を直接接続することにより、定電圧定周波数電源装置の構築を目的とする。

本論文では、文献[19]では負荷変動の影響抑制は負荷電流を検出する必要があったが、出力電流の値を用いることによって負荷電流の検出が不要となり、必要とされるセンサの数が減少し、計算も簡略化されることを明らかにする。

また、文献[20]で提案されているPIS補償器（Resonant Controller, PR Controllerと記述される文献も存在する）を用いたdq軸上での逆相成分の補償について提案する。逆相成分の補償法としてノッチフィルタによって逆相成分を検出して制御する手法<sup>[21]</sup>、LPFや位相シフトによってdq軸上に存在する正相成分と逆相成分を分離する手法<sup>[22][23]</sup>が存在しているがこれらはフィルタによって逆相成分を検出する必要があり、フィルタの設計によってはシステムの不安定化が生じることや、フィルタによる制御遅れによって負荷変動時の特性が悪化する可能性がある。dq変換を行わず、固定座標上で交流値に対して直接PIS補償器を用いて制御する手法<sup>[15][16][20]</sup>も存在しているが、現在ではPIS補償器のパラメータ設計法などは提案されておらず、システムの安定性などの解析が困難である。そこで本論文では正相成分と逆相成分をdq軸上で分離せず、正相成分は直流値として逆相成分は2倍周波数の脈動成分として観測し、PIS補償器を用いた制御について提案する。

### 1.3 本論文の構成

本論文は 6 章から構成される。

第 1 章では、本研究の背景と目的を示した。

第 2 章では、マトリックスコンバータの回路構成とスイッチング，制御原理について説明する。

第 3 章では、従来手法の出力側回路のモデリングを示し，モデルに基づいた負荷変動の影響抑制制御について説明する。さらに提案手法の負荷変動の影響抑制制御を示し，それらを比較することによって提案手法の有効性を示す。

第 4 章では，マトリックスコンバータの入出力制御について説明する。入力側に関しては PLL を用いた位相検出回路を用いて入力電流指令  $X$  関数を生成する。出力側に関しては PIS 補償器を用いた正相，逆相，零相制御を行い，出力電圧指令  $Y$  関数を生成する。

第 5 章では，三相平衡負荷接続，三相平衡負荷変動，三相不平衡負荷接続，三相不平衡負荷変動時における三相 4 線式マトリックスコンバータのシミュレーション及び実機検証結果を示す。

第 6 章では，本研究で得られた成果と今後の課題について述べる。

## 第2章 マトリックスコンバータの制御原理

本章では、本研究の対象とする三相4線式マトリックスコンバータの回路構成や制御原理について述べる。まず、三相4線式マトリックスコンバータの回路構成と入出力関係について述べる。そして、本システムにおける振幅・周波数変換原理について述べる。

### 2.1 回路構成

本研究の対象とする三相4線式マトリックスコンバータの主回路構成図を Fig. 2.1. に示す。Fig. 2.1.の回路は、三相交流電源から三相の任意の振幅・周波数をもつ交流電圧を生成する9個の双方向スイッチ、スイッチングに伴う電流・電圧リプルを抑制する入出力フィルタより構成される。また、本システムは定電圧定周波数電源装置としての利用を想定しており、マトリックスコンバータの入力には発電機、あるいはその他交流電源が接続される。マトリックスコンバータにおいては入出力双方向の高速な電流・電圧制御が必要となるため、スイッチは Fig. 2.2.に示すように IGBT や MOS-FET のようなパワー半導体デバイスを用いて構成することが一般的である。(a)のようにダイオードブリッジと IGBT を組み合わせる方法や、(b)のように IGBT と還流ダイオードをワンチップで構成し小型化を図った RC-IGBT(Reverse Conducting IGBT)を逆直列に接続する方法、(c)のように IGBT とダイオードを直列に接続する方法、(d)のように逆阻止 IGBT の逆並列接続で実現する方法などがある。(b)~(d)は通電方向ごとに、独立に制御が可能である。(d)の逆阻止 IGBT を用いる方法では、入出力間で電流が通過するスイッチが一つのみとなり、スイッチにより発生するオン損失低減が期待できる<sup>[9]</sup>。

マトリックスコンバータの入力側は電圧源である。直接接続する電源として発電機を想定する場合、入力側を発電機起電力  $v_{a0} \sim v_{c0}$  と発電機内部インダクタンスと入力リアクトルインダクタンスの和  $L_{in}$  で構成する。問題の簡単化のため、この発電機とマトリックスコンバータの接続は、電圧源と入力インダクタンスが直列接続されたものとみなす。

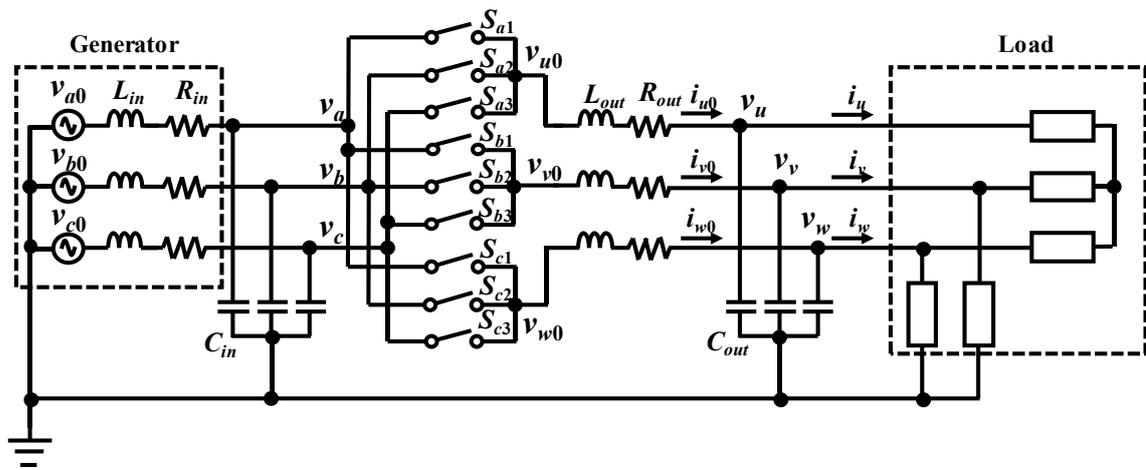


Fig. 2.1 三相4線式マトリックスコンバータの回路構成

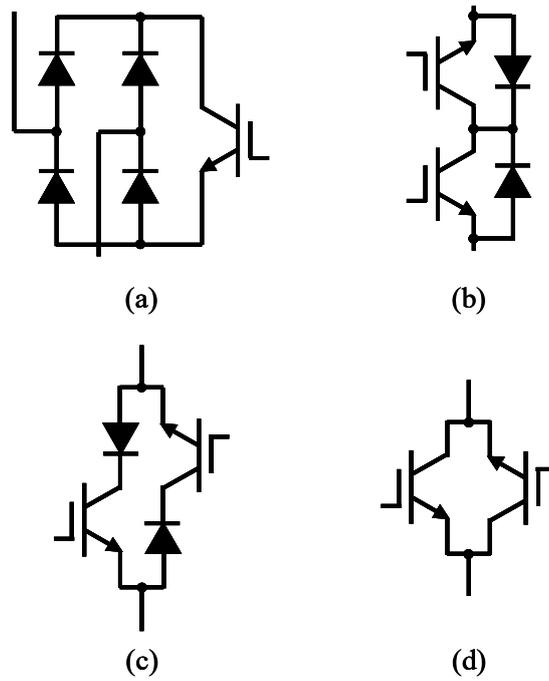


Fig. 2.2 双方向スイッチの構成例

## 2.2 入出力間の関係

マトリックスコンバータは  $S_{a1} \sim S_{c3}$  の 9 個の双方向スイッチを切り替えて入力相  $a$ ,  $b$ ,  $c$  と出力相  $u$ ,  $v$ ,  $w$  との接続時間を決定することで入出力の変換を行なう。マトリックスコンバータは入力側にはコンデンサ, 出力側にはインダクタが接続されており, Fig. 2.3. のように入力側は電圧源, 出力側は電流源と等価である。したがって, 入力短絡と出力開放を防ぐため, 同一出力相に接続される双方向スイッチは, 1 つは必ずオンさせるが 2 つ以上はオンさせない。スイッチングパターンの例を Fig. 2.4. に示す。Fig. 2.4. の図中の記号は制御周期  $T_{SW}$  内でそれぞれ示したスイッチがオンであることを示す。

入力電圧  $v_a, v_b, v_c$ , 出力電流  $i_{u0}, i_{v0}, i_{w0}$  を制御周期  $T_{SW}$  内で各相の接続を切り替えることで出力電圧  $v_{u0}, v_{v0}, v_{w0}$ , 入力電流  $i_a, i_b, i_c$ , を生成する。キャリア周波数成分を除去するために入力側にはインダクタンス  $L_{in}$ , キャパシタンス  $C_{in}$ , 出力側にはインダクタンス  $L_{out}$ , キャパシタンス  $C_{out}$  によるフィルタがある。入力電圧, 出力電流の時定数に対して制御周期  $T_{SW}$  が十分に短い場合を考える。この場合, 生成元である入力電圧  $v_a, v_b, v_c$ , 出力電流  $i_{u0}, i_{v0}, i_{w0}$  は制御周期  $T_{SW}$  内で近似的に一定であるとみることができる。つまり, 出力電圧  $v_{u0}, v_{v0}, v_{w0}$ , 入力電流  $i_a, i_b, i_c$  はそれぞれ入力電圧  $v_a, v_b, v_c$ , 出力電流  $i_{u0}, i_{v0}, i_{w0}$  の三相の PWM で生成されていると考えることができる。以降, マトリックスコンバータのスイッチングを入出力の PWM 制御として説明する。Fig. 2.4. にスイッチングパターンの例を示したが, 9 個のスイッチ  $S_{a1} \sim S_{c3}$  それぞれの制御周期  $T_{SW}$  内のオン時間の割合を変数  $a_1 \sim c_3$  として表したものを導入する。これを式で表すと, 例えば  $a_1$  については(2.2.1)式で表される。

$$a_1 = \frac{(T_{SW} \text{内の } S_{a1} \text{ のオン時間})}{T_{SW}} \dots\dots\dots (2.2.1)$$

入力短絡と出力開放を防ぐため, 各相の 3 つのスイッチは,  $T_{SW}$  内で必ず 1 つはオンでなければならない。そのため, (2.2.2)式, (2.2.3)式を満足する必要がある。

$$\left. \begin{aligned} a_1 + a_2 + a_3 &= 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 &= 1 \\ c_1 + c_2 + c_3 &= 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2.2)$$

$$0 \leq a_n \leq 1, \quad 0 \leq b_n \leq 1, \quad 0 \leq c_n \leq 1, \quad n = 1, 2, 3 \dots\dots\dots (2.2.3)$$

このとき、出力電圧  $v_{u0}$ ,  $v_{v0}$ ,  $v_{w0}$  の  $T_{SW}$  内の平均値を  $\bar{v}_{u0}$ ,  $\bar{v}_{v0}$ ,  $\bar{v}_{w0}$  とすると(2.2.4)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{u0} \\ \bar{v}_{v0} \\ \bar{v}_{w0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.2.4)$$

入力電圧が確立している状態で、(2.2.4)式に従って出力電圧を決定した場合、入力電流も一意に決定される。これは間接形電力変換器と異なり、入出力が直接接続されているためである。

したがって、入力電流  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  の  $T_{SW}$  内の平均値を  $\bar{i}_a$ ,  $\bar{i}_b$ ,  $\bar{i}_c$  とすると、(2.2.5)式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_a \\ \bar{i}_b \\ \bar{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.2.5)$$

本節で述べたことから、マトリックスコンバータ制御の基本は9個の双方向スイッチでいかに入出力のPWM制御を行なうかという問題に帰着することができる。このPWM制御は、入力電圧をもとに負荷に供給する出力電圧、周波数を制御することであると同時に、出力電流をもとに入力電流を決定することでもあることが(2.2.4)式、(2.2.5)式から分かる。したがって、マトリックスコンバータのPWM制御では、負荷に供給する電圧を制御するための要求と電源の電流波形を改善する要求を同時に満たす  $a_1 \sim c_3$  を決める必要がある。

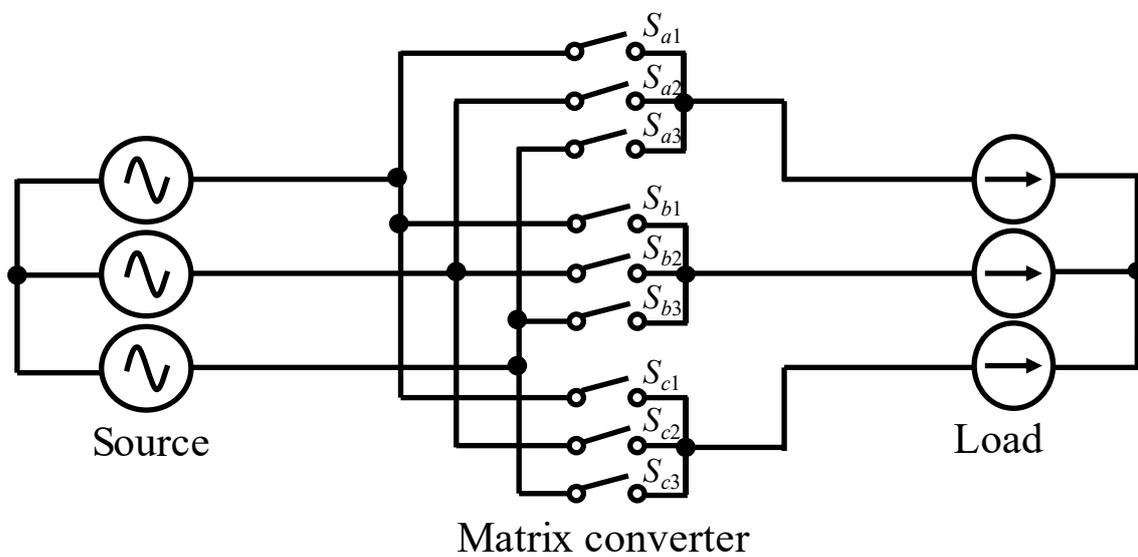


Fig. 2.3. マトリックスコンバータの等価回路

Phase - $u$	$S_{a1}$	$S_{a2}$	$S_{a3}$
Phase - $v$	$S_{b1}$	$S_{b2}$	$S_{b3}$
Phase - $w$	$S_{c1}$	$S_{c2}$	$S_{c3}$

$\longleftrightarrow$   
 $T_{sw}$

Fig. 2.4. スイッチングパターンの例

## 2.3 スイッチングパターン生成法

スイッチングパターンの生成法は様々なものが考えられる<sup>[4]</sup>が、ここでは生成法の一例として、のこぎり波比較法について述べる。まず、キャリア周期をスイッチングの制御周期  $T_{SW}$  とし、各周期の始めまでに各スイッチのオン時間を求めておく。そして、 $T_{SW}$  中の各スイッチのオン時間を配分する。のこぎり波比較の原理図を Fig. 2.5. に、論理回路図を Fig. 2.6. に示す。なお、 $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$  は制御周期  $T_{SW}$  内のスイッチ  $S_{a1}$ ,  $S_{a2}$ ,  $S_{a3}$  それぞれのオン時間の割合を表している。のこぎり波比較方式では、時間  $t$  の連続関数として与えられた  $a_1$  と  $a_1 + a_2$  のサンプリング値をのこぎり波比較する。のこぎり波が  $a_1$  よりも小さい時はスイッチ  $S_{a1}$  をオンし、 $a_1$  よりも大きく  $a_1 + a_2$  よりも小さい時は  $S_{a2}$  をオンする。また、 $a_1 + a_2$  よりも大きいときは  $S_{a3}$  をオンする。この方法により、制御周期  $T_{SW}$  内の  $S_{a1} : S_{a2} : S_{a3}$  のオン時間の比は  $a_1 : a_2 : a_3$  となる。スイッチ  $S_{b1}$ ,  $S_{b2}$ ,  $S_{b3}$  およびスイッチ  $S_{c1}$ ,  $S_{c2}$ ,  $S_{c3}$  についても同様である。Fig. 2.5., Fig. 2.6. の例では、 $S_{a1} \rightarrow S_{a2} \rightarrow S_{a3}$  の順でスイッチする方式を示したが、実際の変換においては制御周期  $T_{SW}$  内でスイッチの順序に制約はない。したがって、順序の選び方に関してはまだ自由度が残されているので、高調波の発生が少ないスイッチングパターンを検討できる余地がある<sup>[24][25]</sup>。

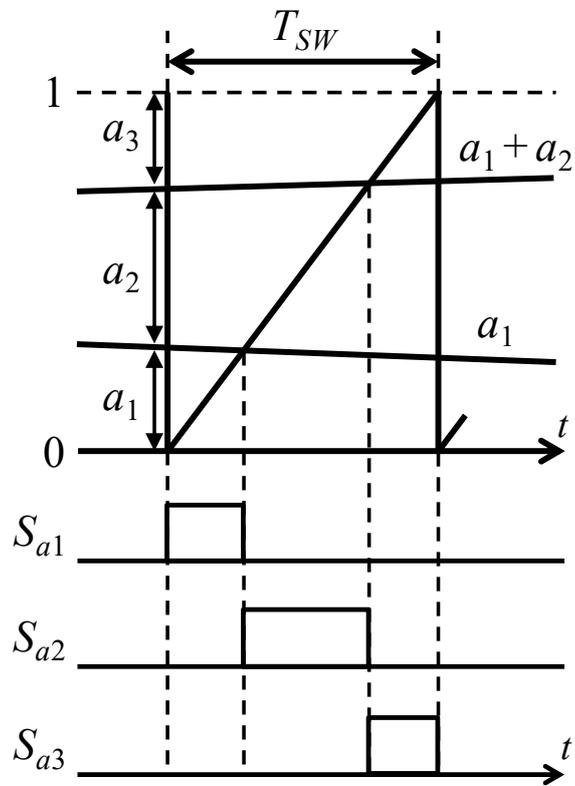


Fig. 2.5. のこぎり波比較法の原理

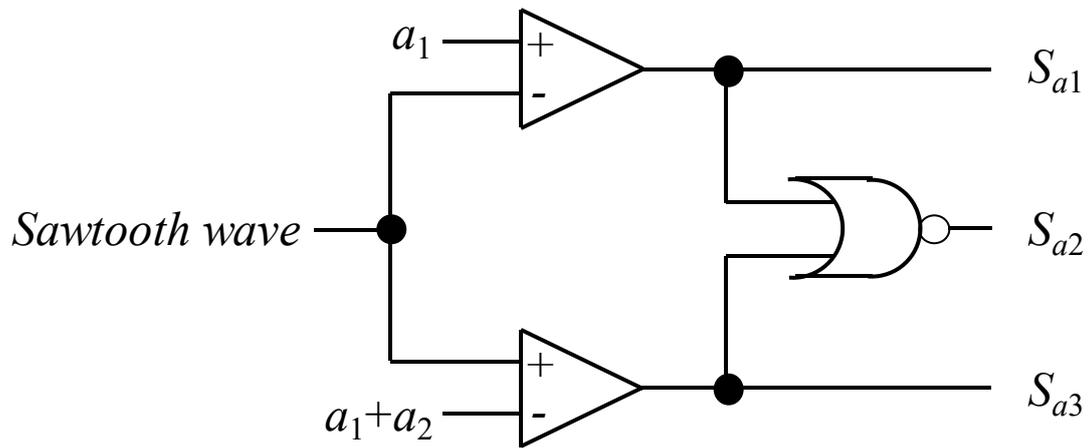


Fig. 2.6. のこぎり波比較法の論理回路図

## 2.4 適用する制御関数

一般的に、マトリックスコンバータの制御は PWM 整流器-インバータよりも困難である。これは、コンバータ-インバータは入出力が直流リンクにより分離されることで、独立に制御が可能であるが、マトリックスコンバータは入出力が直接接続されるためである。マトリックスコンバータを仮想的に PWM 整流器-インバータに分離し、それぞれのスイッチオン信号を合成することで 9 つの双方向スイッチオン信号を得る方法もあるが、特別な工夫がない場合選択可能な出力電圧、入力電流のベクトルが 21 パターンに減る<sup>[4]</sup>。本研究では文献[26]で述べられている関数を用いる。本制御関数は、数式的に交流を直流に変換した後、直流を交流に変換する方法を用いる。この手法は一種の座標変換を利用しており、数式上の AC/DC/AC 変換の概念図を Fig. 2.7. に示す。交流変換後の直流を  $E_{DC}$  とすれば、入力電圧と  $E_{DC}$  の関係は(2.4.1)式となり、 $E_{DC}$  と出力電圧の関係は(2.4.2)式となる。

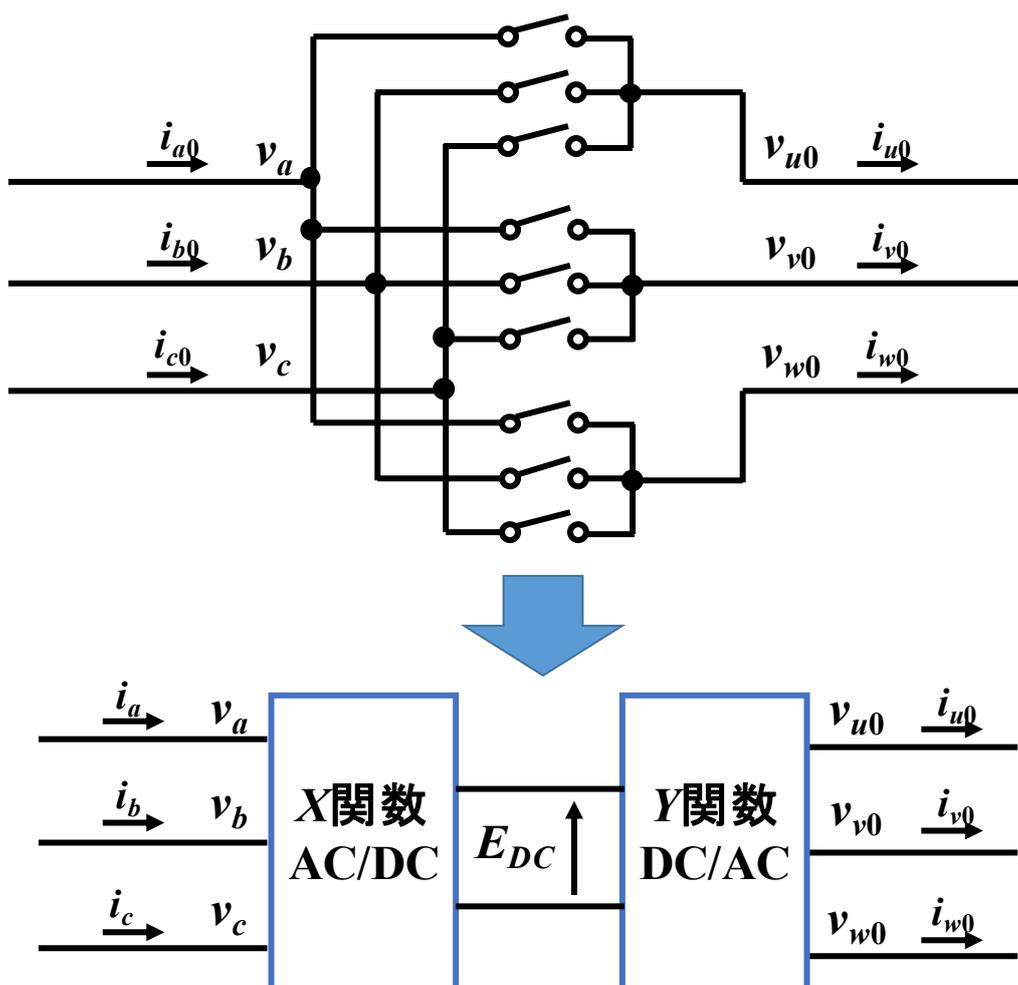


Fig. 2.7. 制御関数上での AC/DC/AC 変換

$$E_{DC} = [X_1 \quad X_2 \quad X_3] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.1)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{u0} \\ \bar{v}_{v0} \\ \bar{v}_{w0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AY_1 \\ AY_2 \\ AY_3 \end{bmatrix} E_{DC} \dots\dots\dots (2.4.2)$$

(2.4.1)式の  $X_1 \sim X_3$  は、交流を直流に変換するための関数を表しており、 $X$  関数と呼称する。(2.4.2) 式の  $Y_1 \sim Y_3$  は直流を交流に変換するための関数を表しており、 $Y$  関数と呼称する。 $A$  は出力電圧の振幅を制御するものであり振幅変調率と呼称する。

$X$  関数の位相をマトリックスコンバータの電源側(入力側)の位相  $\theta_s$  と同期させ、入力力率を可変とするため、(2.4.3)式のように電源電圧からの入力電流位相を  $\varphi_s$  とすることで、数式上の直流を得る。

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \cos(\theta_s + \varphi_s) \\ X_2 &= \cos(\theta_s + \varphi_s - 2\pi/3) \\ X_3 &= \cos(\theta_s + \varphi_s + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.4.3)$$

ここで、マトリックスコンバータの電源側(入力側)の角周波数を  $\omega_s$  すると、 $\theta_s = \int \omega_s dt$ 、である。また、負荷側(出力側)の位相を  $\theta_L$ 、出力角周波数を  $\omega_L$  とすると、 $\theta_L = \int \omega_L dt$  である。 $Y$  関数については所望の出力電圧指令値を入力する。

さて、(2.2.4), (2.2.5)式のように三相入力、三相出力の変換器の入出力関係式は三行三列で表される。入出力電圧、入出力電流の関係は  $a_1 \sim c_3$  により一意に決定されるので、数式上直流に変換したとしても、入出力電圧、入出力電流の関係は同一である。従って、(2.2.4)式に(2.4.1), (2.4.2)式を代入する。

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AY_1 \\ AY_2 \\ AY_3 \end{bmatrix} [X_1 \quad X_2 \quad X_3] \dots\dots\dots (2.4.4)$$

しかし、出力電圧指令値は三相交流となっており、このままでは制約条件である(2.2.2)式を満たさない。そこで、(2.4.4)式を(2.4.5)式と置き換える。

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AY_1 \\ AY_2 \\ AY_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.5)$$

(2.4.5)式の右辺第2項,  $h_u, h_v, h_w$ は  $X$  関数,  $Y$  関数のみでは制約条件(2.2.2)式を満たさないため, 新たに導入した関数であり  $h$  関数と呼称する。従って,  $h$  関数により制約条件を満たす必要があり, 次式が成立する。

$$h_u + h_v + h_w = 1 \dots\dots\dots (2.4.6)$$

ここで, 電源電圧  $v_{a0}, v_{b0}, v_{c0}$ , 及び入力フィルタのコンデンサ電圧  $v_a, v_b, v_c$ , が次式で表されるとする。

$$\begin{bmatrix} v_{a0} \\ v_{b0} \\ v_{c0} \end{bmatrix} = V_{S0} \begin{bmatrix} \cos(\theta_S) \\ \cos(\theta_S - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_S + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.7)$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = V_S \begin{bmatrix} \cos(\theta_S + \delta) \\ \cos(\theta_S + \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_S + \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.8)$$

ここで,  $V_{S0}, V_S$ はそれぞれ電源電圧振幅, 入力フィルタのコンデンサ電圧振幅,  $\delta$ は入力フィルタによって生じる位相遅れ角である。(2.4.1), (2.4.2), (2.4.3)式に(2.4.8)式を代入し, 出力電圧の制御周期  $T_S$ 内の平均値  $\bar{v}_{u0}, \bar{v}_{v0}, \bar{v}_{w0}$ を求めると,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{u0} \\ \bar{v}_{v0} \\ \bar{v}_{w0} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_S \cos(\varphi_S - \delta) \begin{bmatrix} AY_1 \\ AY_2 \\ AY_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.9)$$

$$v_0 = h_u v_a + h_v v_b + h_w v_c \dots\dots\dots (2.4.10)$$

(2.4.9)式の右辺第一項は  $Y$  関数により、所望の三相交流出力電圧に制御される。また、右辺第二項は  $h$  関数により得られる零相電圧成分である。従って、出力電圧の三相交流成分及び零相成分は独立に制御が可能である。

さて、三相4線式マトリックスコンバータは入力電圧を PWM 制御すること出力電圧を得る。出力電圧に歪みを発生させない場合、生成する各相出力電圧は Fig. 2.8. に示すように入力電圧の 50%以内に収める必要がある。これと、(2.4.9)式との関係より、

$$\frac{1}{2}V_S \geq \frac{3}{2}V_S \cos(\varphi_S - \delta)AY_n \quad n=1,2,3 \dots\dots\dots (2.4.11)$$

(2.4.11)式より、 $Y$  関数はそれぞれ以下の制約を満たしながら制御を行う必要がある。

$$\frac{1}{3\cos(\varphi_S + \delta)} \geq AY_n \quad n=1,2,3 \dots\dots\dots (2.4.12)$$

次に、出力電流が負荷のフィルタ効果により基本は成分のみになると仮定し、

$$\begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} = I_L \begin{bmatrix} \cos(\theta_L + \varphi_L) \\ \cos(\theta_L + \varphi_L - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_L + \varphi_L + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.13)$$

で表されとする。ここで、 $I_L$ は出力電流振幅、 $\varphi_L$ は出力力率角である。入力電流の  $T_S$ 内平均値  $\bar{i}_a$ ,  $\bar{i}_b$ ,  $\bar{i}_c$ は(2.4.3), (2.4.5), (2.4.13)式を(2.2.5)式へ代入すると、

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_a \\ \bar{i}_b \\ \bar{i}_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2}I_L \cos \varphi_L \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4.14)$$

$$i_0 = h_u(i_{u0} + i_{v0} + i_{w0}) = h_v(i_{u0} + i_{v0} + i_{w0}) = h_w(i_{u0} + i_{v0} + i_{w0}) \dots\dots\dots (2.4.15)$$

となり、入力電流も正弦波上に制御されることが分かる。また、(2.4.3), (2.4.14)式より  $X$  関数は入力電流指令となっている。発電機効率を最大化するため、入力電流位相指令  $\varphi_S$ は 0 とする。

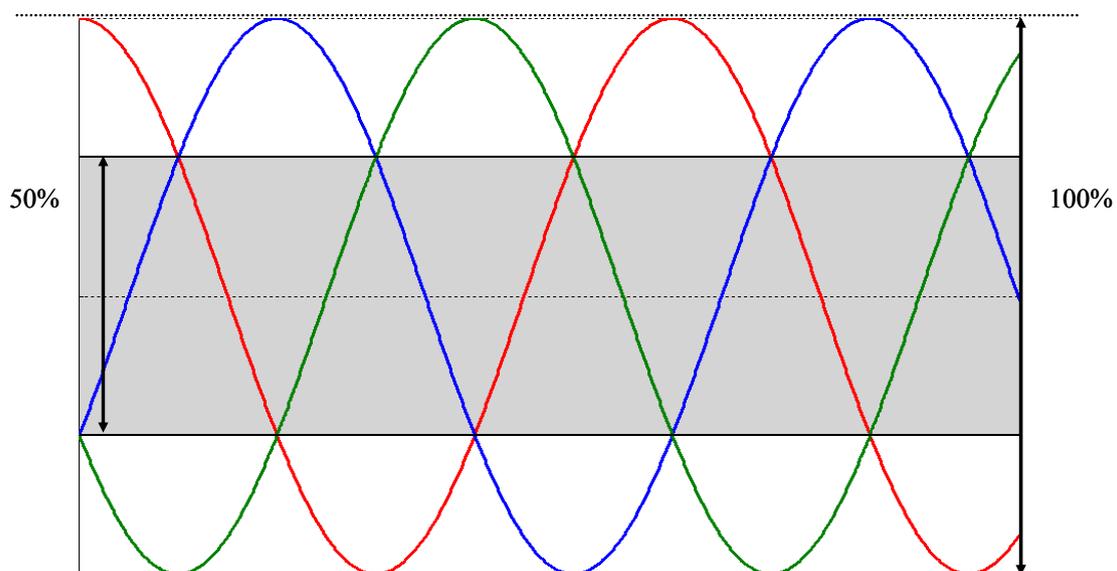


Fig. 2.8. 三相4線式マトリックスコンバータの入力電圧利用可能範囲

## 第3章 負荷変動の影響抑制制御

本章では負荷変動の影響抑制制御について述べる。まず従来方式での影響抑制制御について示し、その問題点について説明する。そして提案方式での影響抑制制御を示し、それぞれの方式について比較を行う。

### 3.1 従来方式

本節では文献[19]にて提案されている負荷変動の影響抑制制御について示し、その問題点について説明する。従来手法では出力側回路について負荷を含めない形で導出している。負荷電圧に対する負荷変動の影響は、負荷変動時に負荷電流が変動し、各フィルタでの電圧降下の変動による電圧変動を意味する。よって負荷変動を負荷電流の変動とみなして、それをセンサにより取得して、影響抑制制御を行っている。

#### 3.1.1 従来方式の出力側回路のモデリング

Fig. 2.1.の出力側について回路方程式を導出すると(3.1.1), (3.1.2)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{u0} \\ v_{v0} \\ v_{w0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & R_{out} + L_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.1.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & C_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & C_{out}P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.1.2)$$

ここで  $P$  は微分演算子,  $v_u, v_v, v_w$  は負荷電圧,  $v_{u0}, v_{v0}, v_{w0}$  は出力電圧,  $i_{u0}, i_{v0}, i_{w0}$  は出力電流,  $i_u, i_v, i_w$  は負荷電流である。dq 変換に適用する  $\alpha\beta$  変換行列及び回転行列は(3.1.3), (3.1.4)式として定義する。ただし(3.1.3)式の  $\alpha\beta$  変換には制御対象が電力ではなく電圧であるため変換前後で電圧不変である相対変換を用いる。

$$[C_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1.3)$$

$$[C_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos \theta_L & -\sin \theta_L \\ \sin \theta_L & \cos \theta_L \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1.4)$$

変数である  $[v_u \ v_v \ v_w]^T$ ,  $[i_u \ i_v \ i_w]^T$ ,  $[v_{u0} \ v_{v0} \ v_{w0}]^T$ ,  $[i_{u0} \ i_{v0} \ i_{w0}]^T$  は(3.1.3), (3.1.4)式に従い, それぞれ  $[v_{dL} \ v_{qL}]^T$ ,  $[i_{dL} \ i_{qL}]^T$ ,  $[i_{dL0} \ i_{qL0}]^T$  に dq 変換されたものとする。(3.1.1), (3.1.2)式のインピーダンス行列についても(3.1.3), (3.1.4)式を用い, (3.1.5), (3.1.6)式に従い dq 変換を行なう。

$$[C_{dq}] [C_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & 0 \\ 0 & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} [C_{\alpha\beta}]^{-1} [C_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & -\omega_L L_{out} \\ \omega_L L_{out} & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1.5)$$

$$[C_{dq}] [C_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} C_{out}P & 0 \\ 0 & C_{out}P \end{bmatrix} [C_{\alpha\beta}]^{-1} [C_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} C_{out}P & -\omega_L C_{out} \\ \omega_L C_{out} & C_{out}P \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1.6)$$

(3.1.1), (3.1.2)式に(3.1.3), (3.2.4)式の dq 変換及び(3.1.5), (3.1.6)式をそれぞれ代入することで(3.1.7)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} C_{out}L_{out}P^2 + C_{out}L_{out}P - C_{out}L_{out}\omega_L^2 + 1 & -(2\omega_L C_{out}L_{out}P + \omega_L C_{out}R_{out}) \\ -(2\omega_L C_{out}L_{out}P + \omega_L C_{out}R_{out}) & C_{out}L_{out}P^2 + C_{out}L_{out}P - C_{out}L_{out}\omega_L^2 + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{out}P + R_{out} & -\omega_L L_{out} \\ \omega_L L_{out} & L_{out}P + R_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dL} \\ i_{qL} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.1.7)$$

(3.1.7)式を負荷電圧について整理すると, d 軸負荷電圧, q 軸負荷電圧はそれぞれ(3.1.8)式, (3.1.9)式となる。

$$v_{dL} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} \left\{ \frac{v_{dL0}}{C_{out}L_{out}} + \left( 2\omega_L s + \frac{R_{out}}{L_{out}}\omega_L \right) v_{qL} - \frac{1}{C_{out}L_{out}} (L_{out}s + R_{out}) i_{dL} + \frac{\omega_L}{C_{out}} i_{qL} \right\} \dots\dots\dots (3.1.8)$$

$$v_{qL} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} \left\{ \frac{v_{qL0}}{C_{out}L_{out}} - \left( 2\omega_L s + \frac{R_{out}}{L_{out}}\omega_L \right) v_{dL} - \frac{\omega_L}{C_{out}} i_{dL} - \frac{1}{C_{out}L_{out}} (L_{out}s + R_{out}) i_{qL} \right\} \dots\dots\dots(3.1.9)$$

$s$ はラプラス演算子である。(3.1.8), (3.1.9)式をそれぞれブロック図として表現すると Fig. 3.1.になる。ただし,  $A_d^*$ ,  $A_q^*$ はそれぞれ d 軸出力電圧, q 軸出力電圧に対する操作量, 振幅変調率である。Fig. 3.1.を見ると分かるようにマトリクスコンバータの負荷電圧には dq 軸間干渉があり, また, 負荷電流が負荷電圧に影響していることが見てとれる。

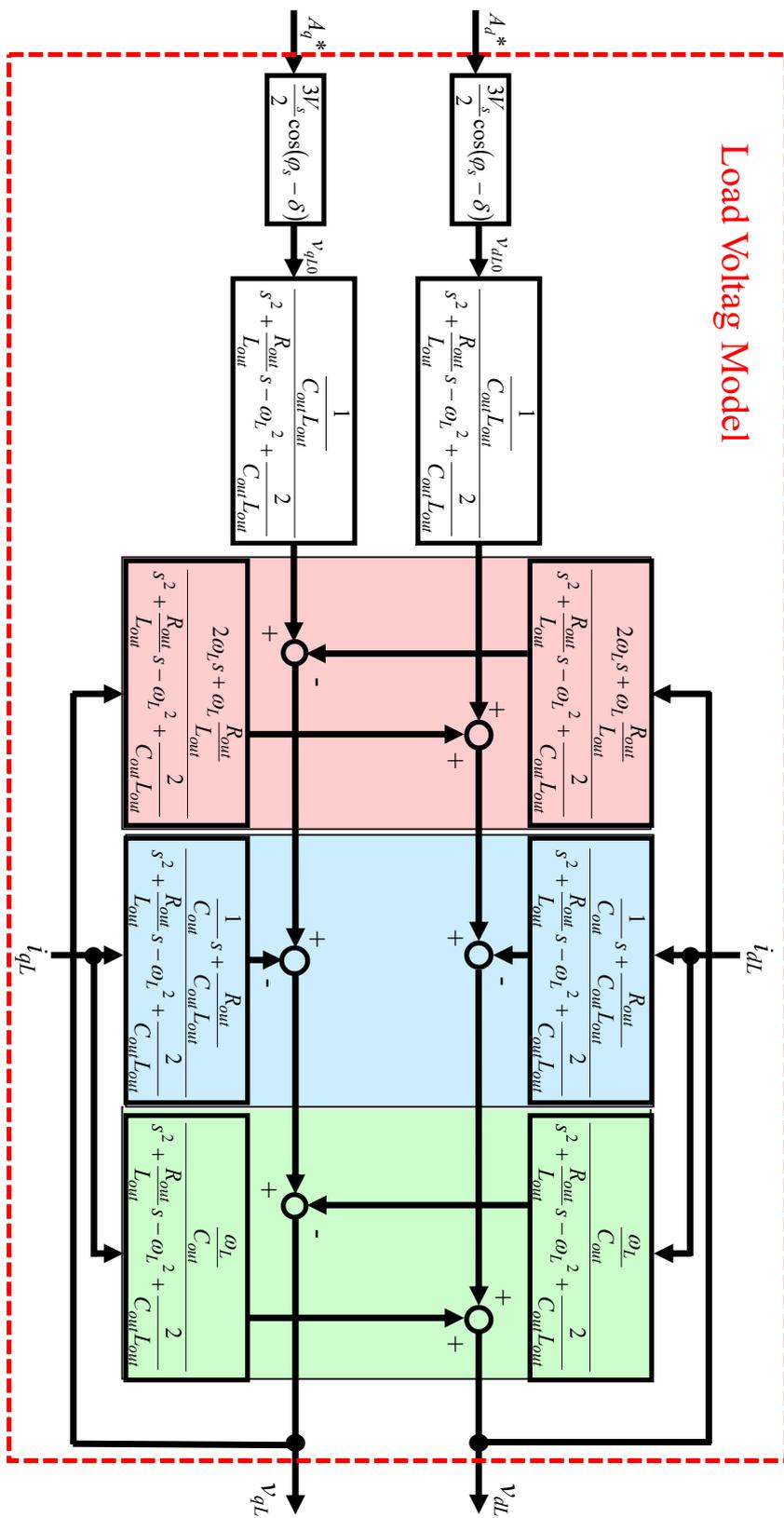


Fig. 3.1. 負荷電圧 dq 軸モデル (従来方式)

### 3.1.2 従来方式の負荷変動の影響抑制

3.1.1 で示した負荷電圧モデルに基づき、負荷変動の影響抑制制御について述べる。負荷電圧制御系は、フィードバック制御により構築されているため、制御遅れが避けられない。電源システムでは瞬間的な制御遅れも、接続負荷の障害に繋がる。そこで、負荷電圧制御では負荷電流及び負荷電圧をセンサにより取得し、フィードフォワードで制御することでその影響を打ち消し、負荷電圧を一定化する。(3.1.8), (3.1.9)式において、出力電圧  $v_{dL0}$ ,  $v_{qL0}$  を(3.1.10), (3.1.11)式のようにおく。

$$v_{dL0}' = v_{dL0}^* - \omega_L (2C_{out}L_{out}s + C_{out}R_{out})v_{qL} + (L_{out}s + R_{out})i_{dL} - \omega_L L_{out}i_{qL} \dots\dots\dots(3.1.10)$$

$$v_{qL0}' = v_{qL0}^* + \omega_L (2C_{out}L_{out}s + C_{out}R_{out})v_{dL} + \omega_L L_{out}i_{dL} + (L_{out}s + R_{out})i_{qL} \dots\dots\dots(3.1.11)$$

ここで  $v_{dL0}'$ ,  $v_{qL0}'$  はフィードフォワード制御を付加した出力電圧 dq 値である。(3.1.10), (3.1.11)式を(3.1.8), (3.1.9)式の出力電圧に代入すると, (3.1.12), (3.1.13)式のようになる。

$$v_{dL} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{dL0}^* \dots\dots\dots(3.1.12)$$

$$v_{qL} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{qL0}^* \dots\dots\dots(3.1.13)$$

(3.1.10), (3.1.11)式のように出力電圧を制御することで, (3.1.12), (3.1.13)式のように負荷, dq 軸間干渉の影響を受けずに, 負荷電圧は単なる二次系伝達関数として扱える。(3.1.10), (3.1.11)式による負荷変動の影響抑制制御ブロック図を Fig. 3.2.に示す。ただし Fig.3.2.に示す Load Voltage Model は Fig. 3.1.に相当する。ここで  $A_d'$ ,  $A_q'$  はフィードフォワード制御を施した後の負荷電圧 d 軸, q 軸振幅変調率である。なお, Fig. 3.2.のフィードフォワード制御部には微分器があり, スイッチングノイズ等による影響を避けるため, カットオフ 100[Hz], 減衰比 0.7 の二次ローパスフィルタを直前に導入している。

ここまでの従来方式の負荷変動の影響抑制制御となる。しかし従来方式では負荷電流をセンサにて取得するため必要なセンサの増加を招くことや(3.1.8), (3.1.9), (3.1.10),

(3.1.11)式や Fig. 3.1., Fig.3.2.からわかるようにモデルやモデルに基づく負荷変動の影響抑制制御が複雑化することが問題となる。そこで、センサの数を省略し、計算の簡略化を実現した影響抑制制御を次節にて提案する。

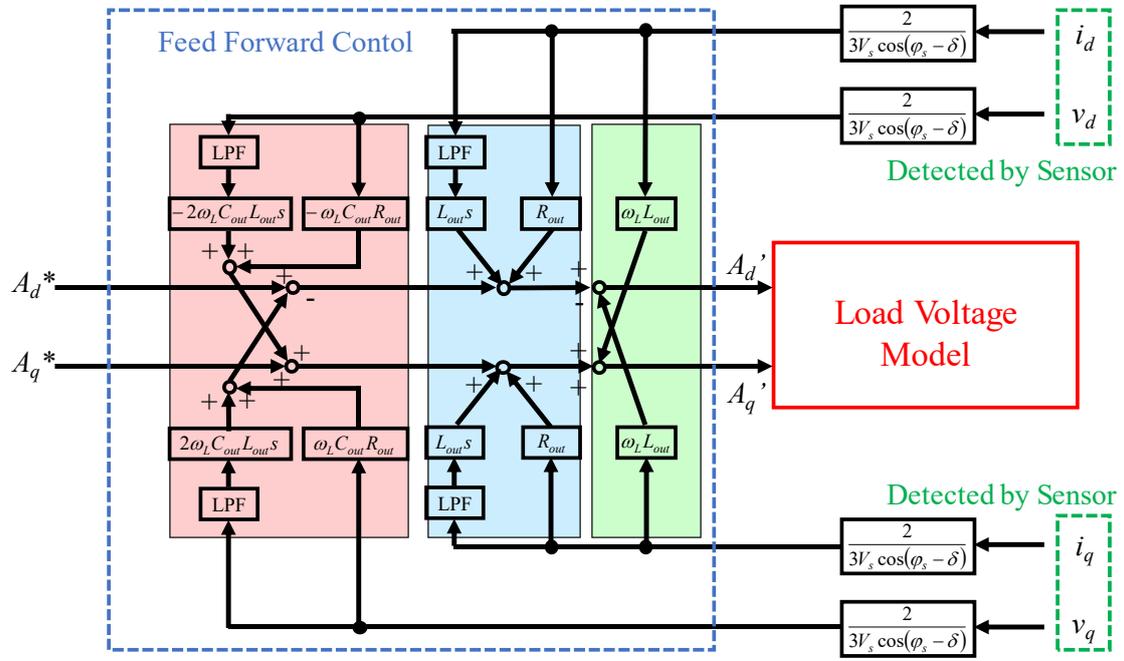


Fig. 3.2. 負荷変動の影響抑制制御（従来方式）

### 3.2 提案方式

本節では従来手法と比較し、センサの数を省略し、計算を簡略化した負荷変動の影響抑制制御について述べる。マトリックスコンバータの制御や主回路保護のため存在するセンサを含めた図を Fig. 3.3. に示す。Fig.3.3.の入力電圧  $v_a, v_b, v_c$ , 入力電流  $i_a, i_b, i_c$ , 出力電圧  $v_{u0}, v_{v0}, v_{w0}$ , 出力電流  $i_{u0}, i_{v0}, i_{w0}$  はマトリックスコンバータの主回路保護及び転流シーケンスに用いられ、負荷電圧  $v_u, v_v, v_w$  は負荷電圧のフィードバック制御に用いられる。従来方式ではこれらに加えて新たに負荷電流を検出するセンサを追加する必要があるが、提案方式ではその必要はない。

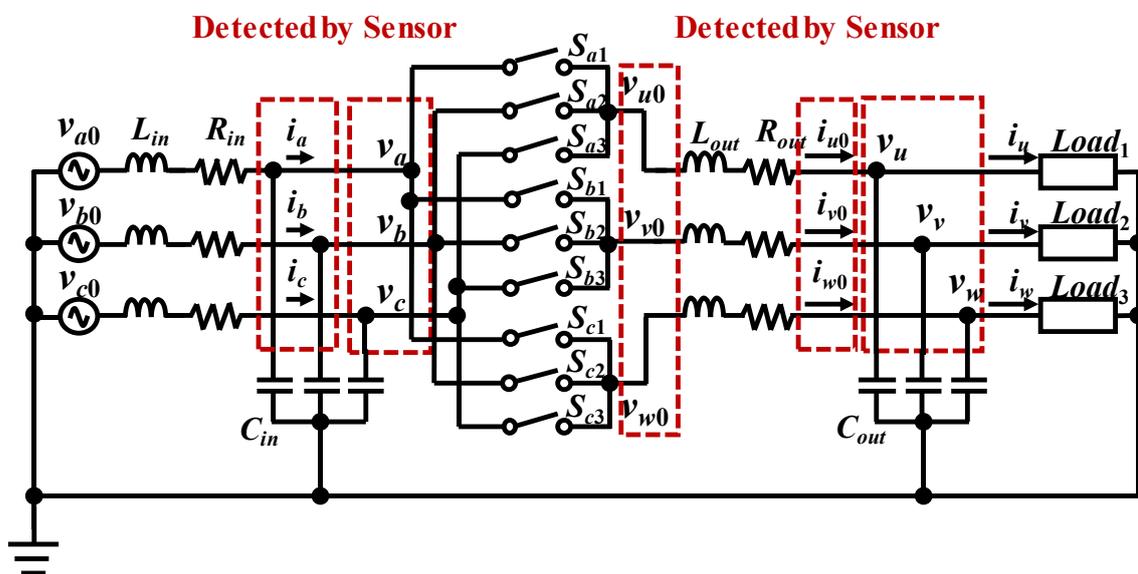


Fig. 3.3. マトリックスコンバータのセンサを含めた図

### 3.2.1 提案方式の出力側回路のモデリング

Fig. 3.3.からわかるようにマトリックスコンバータには出力電流を検出する電流センサが存在している。従来方式では負荷変動を負荷電流の変動とみなし、負荷変動の影響抑制制御を実現していた。本手法では負荷変動を出力電流の変動とみなし、制御を行う。これは出力電流が正弦波でありスイッチングノイズがほとんど含まれていないという仮定が成立する場合において出力インダクタ  $L_{out}$ 、内部抵抗  $R_{out}$  での基本波成分の電圧降下を出力電流より計算で求め、その電圧降下分を指令値に重畳する形で補償する考えに基づく。今回は出力インダクタを大きくすることで出力電流を正弦波とみなすことができる条件において検討を行った。この手法では負荷電流を検出するためのセンサの数を省略することができる。出力電流はセンサによって取得されているため、(3.1.1)式のみで出力電圧と負荷電圧の関係を定式化することができると考えられる。(3.1.1)式について(3.1.3)、(3.1.4)式を適用して dq 変換を行うと(3.2.1)式が求められる。

$$\begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dL0} \\ v_{qL0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}s & -\omega_L L_{out} \\ \omega_L L_{out} & R_{out} + L_{out}s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dL0} \\ i_{qL0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.2.1)$$

(3.2.1)式を負荷電圧について整理すると d 軸負荷電圧, q 軸負荷電圧はそれぞれ(3.2.2)式, (3.2.3)式となる。

$$v_{dL} = v_{dL0} - (R_{out} + L_{out}s)i_{dL0} + \omega_L L_{out}i_{qL0} \dots\dots\dots(3.2.2)$$

$$v_{qL} = v_{qL0} - (R_{out} + L_{out}s)i_{qL0} - \omega_L L_{out}i_{dL0} \dots\dots\dots(3.2.3)$$

$s$ はラプラス演算子である。(3.2.2), (3.2.3)式をそれぞれブロック図として表現すると Fig. 3.4. になる。ただし,  $A_d^*$ ,  $A_q^*$ はそれぞれ d 軸出力電圧, q 軸出力電圧に対する操作量, 振幅変調率である。Fig.3.1. と Fig. 3.4. を比較すると Fig. 3.4. は dq 軸負荷電圧の干渉が存在せず, また非常に簡潔な形になっていることがわかる。

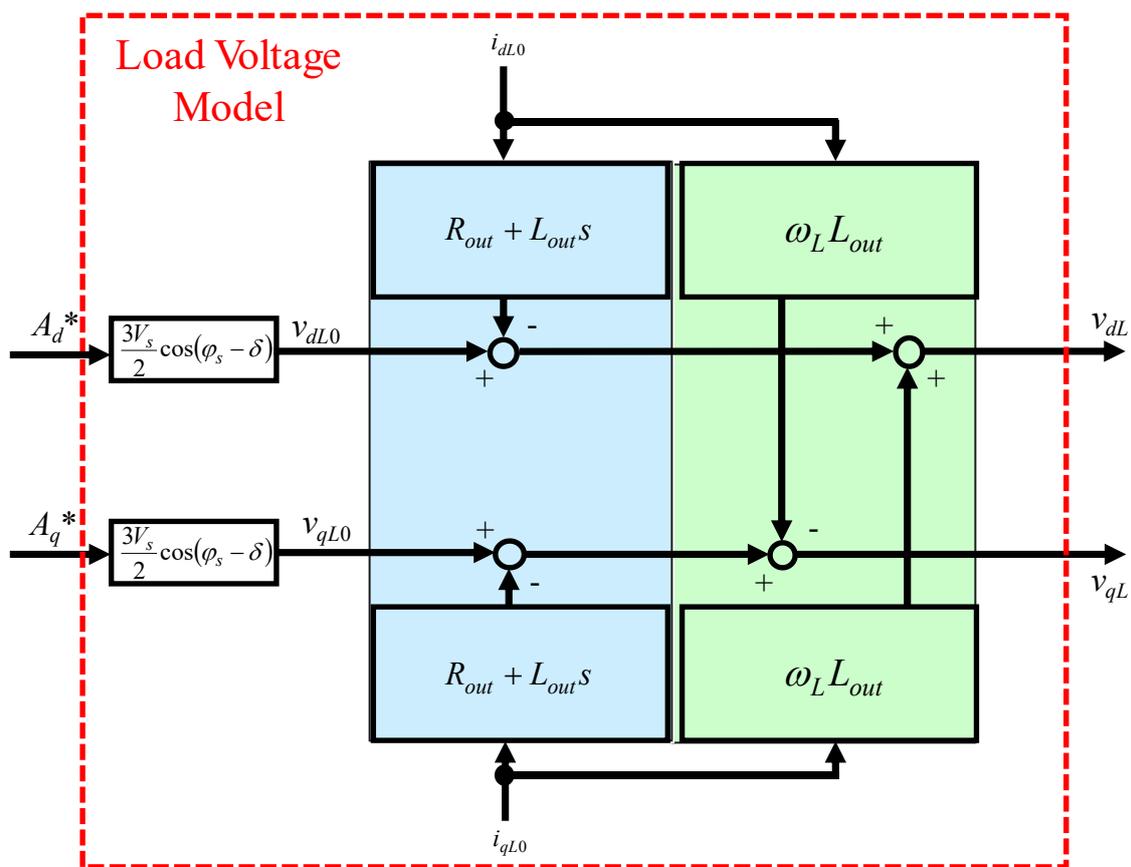


Fig. 3.4. 負荷電圧 dq 軸モデル (提案方式)

### 3.2.2 提案方式の負荷変動の影響抑制制御

3.2.1 で示した負荷電圧モデルに基づき、負荷変動の影響抑制制御について述べる。手法としては 3.1.2 で説明したものと同じである。(3.2.2), (3.2.3)式において、出力電圧  $v_{dL0}$ ,  $v_{qL0}$  を(3.2.4), (3.2.5)式のようにおく。

$$v_{dL0}' = v_{dL0}^* + (L_{out}s + R_{out})i_{dL} - \omega_L L_{out}i_{qL} \dots\dots\dots(3.2.4)$$

$$v_{qL0}' = v_{qL0}^* + (L_{out}s + R_{out})i_{qL} + \omega_L L_{out}i_{dL} \dots\dots\dots(3.2.5)$$

ここで  $v_{dL0}'$ ,  $v_{qL0}'$  はフィードフォワード制御を付加した出力電圧 dq 値である。(3.2.4), (3.2.5)式を(3.2.2), (3.2.4)式の出力電圧に代入すると、(3.2.6), (3.2.7)式のようになる。

$$v_{dL} = v_{dL0}^* \dots\dots\dots(3.2.6)$$

$$v_{qL} = v_{qL0}^* \dots\dots\dots(3.2.7)$$

(3.2.4), (3.2.5)式のように出力電圧を制御することで、(3.2.6), (3.2.7)式のように負荷, dq 軸間干渉の影響を受けずに、負荷電圧  $v_{dL}$ ,  $v_{qL}$  と出力電圧指令  $v_{dL0}$ ,  $v_{qL0}$  は一致する。(3.2.4), (3.2.5)式による負荷変動の影響抑制制御ブロック図を Fig. 3.5.に示す。ただしに Fig.3.5.に示す Load Voltage Model は Fig. 3.4.に相当する。ここで  $A_d'$ ,  $A_q'$  はフィードフォワード制御を施した後の負荷電圧 d 軸, q 軸振幅変調率である。なお, Fig. 3.4.のフィードフォワード制御部には微分器があり, スwitchングノイズ等による影響を避けるため, カットオフ 100[Hz], 減衰比 0.7 の二次ローパスフィルタを直前に導入している。Fig. 3.2.と Fig. 3.5.を比較するとフィードフォワードに用いる計算が簡略化されていることがわかる。

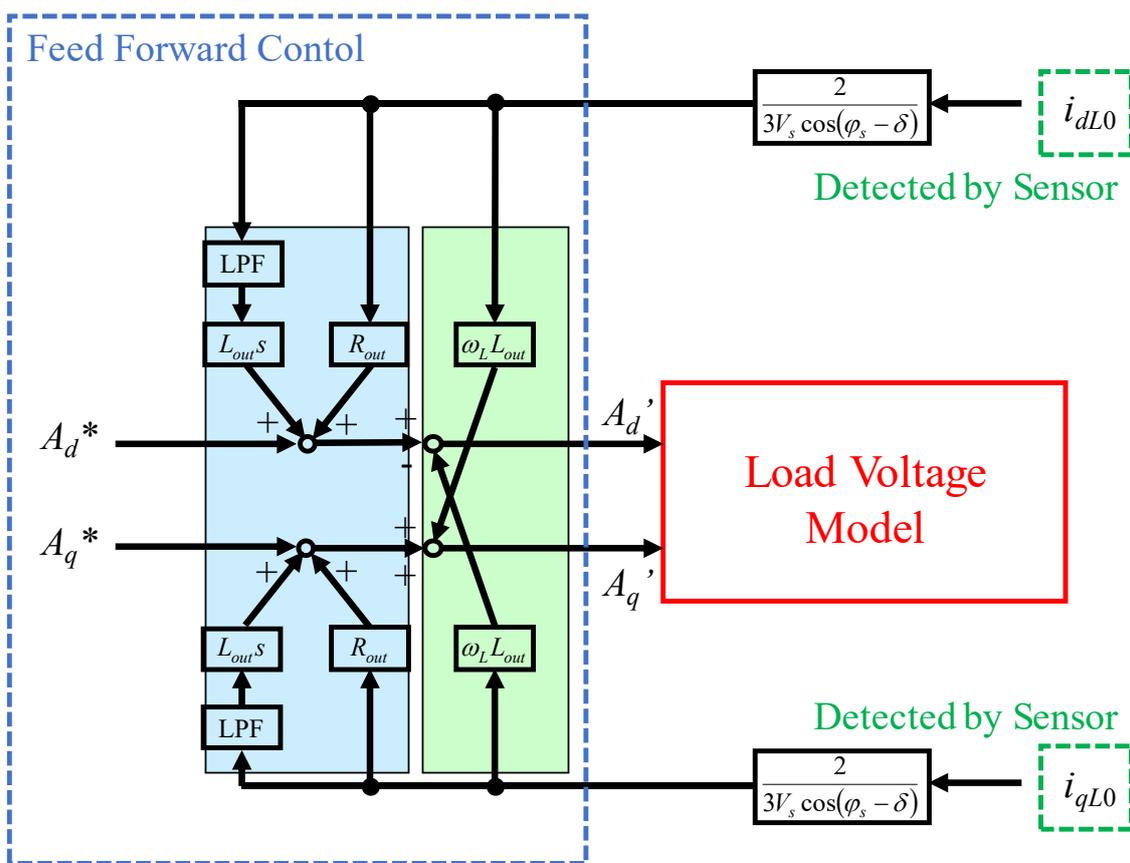


Fig. 3.5. 負荷変動の影響抑制制御 (提案方式)

### 3.3 従来方式と提案方式の比較

前節までで示した負荷変動の影響抑制制御の有効性をシミュレーションにて確認する。シミュレーションには回路シミュレータ Myway プラス社「PSIM」を用いる。また、従来方式と提案方式の比較を行い、検出電流を変更することや計算を簡略化することによる問題がないことを示す。

回路パラメータを Table 3.1.に、負荷条件を Table 3.2.に示す。負荷変動の影響抑制制御を加えていない場合の Y 関数生成概略図を Fig. 3.6.に示す。提案方式の負荷変動の影響抑制制御を加えた Y 関数生成概略図を Fig. 3.7.に示す。従来方式の負荷変動の影響抑制制御を加えた Y 関数生成概略図を Fig. 3.8.に示す。各条件における d 軸負荷電圧をそれぞれ Fig. 3.9., Fig. 3.10., Fig. 3.11., に示す。また、各条件における q 軸負荷電圧をそれぞれ Fig. 3.12., Fig.3.13., Fig.3.14.に示す。

負荷変動の影響抑制制御を加えていない場合の dq 軸負荷電圧 Fig.3.9.と Fig. 3.10., 提案方式の dq 軸負荷電圧 Fig. 3.12.と Fig. 3.13.を比較すると、提案する負荷変動の影響抑制制御によって、負荷変動後においても負荷電圧の変動が抑制されていることがわかる。負荷変動の影響抑制制御を加えていない場合ではこの変動をフィードバックで制御するため応答の遅れが問題となる可能性があるが、負荷変動の影響抑制制御を加えることにより追従性能が向上する。よって負荷変動時の影響抑制制御の有効性を確認することができた。

提案方式の d 軸負荷電圧 Fig.3.10.と従来方式の d 軸負荷電圧 Fig. 3.11.を比較する。Table 3.1.の条件のように電源電圧が 600[V]で振幅変調率が 0.2442 であれば、d 軸出力電圧は(2.4.9)式より 220[V]となる。(3.2.6)式より提案方式では定常状態において出力電圧指令  $v_{d0}$  と負荷電圧  $v_{dL}$  は一致するため負荷電圧は 220[V]となる。Fig. 3.10.では負荷電圧は約 220[V]となっており理論式と一致している。また、(3.1.12)式、Table 3.1.の回路パラメータよりステップ入力を加えたときの最終値を求めると(3.3.1)式のようになる。

$$\lim_{s \rightarrow 0} s v_{dL} \cdot \frac{1}{s} \cong 1.03 v_{d0} \dots\dots\dots(3.3.1)$$

(3.3.1)式のように負荷電圧  $v_{dL}$  は出力電圧指令  $v_{d0}$  をおよそ 1.03 倍した値となり、負荷電圧は 227[V]となる。Fig. 3.11.では負荷電圧は約 227[V]となっており理論式と一致している。

また、提案方式の q 軸負荷電圧 Fig.3.13.と従来方式の q 軸負荷電圧 Fig. 3.14.を比較する。Table 3.1.の条件のように電源電圧が 600[V]で振幅変調率が 0 であれば、q 軸出力電

圧は(2.4.9)式より 0[V]となる。(3.2.7)式より提案方式では定常状態において出力電圧指令  $v_{dL0}$  と負荷電圧  $v_{dL}$  は一致するため負荷電圧は 0[V]となる。Fig. 3.13.では負荷電圧は約 0[V]となっており理論値と一致している。また、(3.1.13)式, Table 3.1.の回路パラメータより従来方式では定常状態において負荷電圧  $v_{qL}$  は(3.3.1)式と同様に出力電圧指令  $v_{qL0}$  を 1.03 倍した値となるが出力電圧指令は 0 のため, 負荷電圧は 0[V]となる。Fig. 3.14.では負荷電圧は約 0[V]となっており理論値と一致している。

故に提案方式, 従来方式は共に理論通りの結果になっており, センサの数や計算量などの点から提案方式が優れている。

Table 3.1. 回路パラメータ

電源電圧最大値 $V_{S0}$	600[V]
入力周波数 $f_S$	60[Hz]
入力インダクタンス $L_{in}$	3[mH]
入力キャパシタンス $C_{in}$	20[ $\mu$ F]
入力フィルタ抵抗 $R_{in}$	0.5[ $\Omega$ ]
出力周波数 $\omega_L$	60[Hz]
出力インダクタンス $L_{out}$	10[mH]
出力キャパシタンス $C_{out}$	30[ $\mu$ F]
出力フィルタ抵抗 $R_{out}$	0.5[ $\Omega$ ]
キャリア周波数 $f_{sw}$	10[kHz]
d 軸振幅変調率 $A_d^*$	0.2442
q 軸振幅変調率 $A_q^*$	0

Table 3.2. 負荷条件

$Load_1$	20[ $\Omega$ ](0.0~0.1[s]), 12[ $\Omega$ ](0.1[s]~)
$Load_2$	20[ $\Omega$ ](0.0~0.1[s]), 12[ $\Omega$ ](0.1[s]~)
$Load_3$	20[ $\Omega$ ](0.0~0.1[s]), 12[ $\Omega$ ](0.1[s]~)

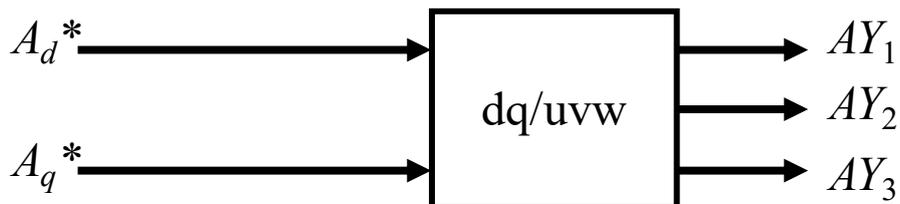


Fig. 3.6. Y 関数生成概略図 (影響抑制なし)

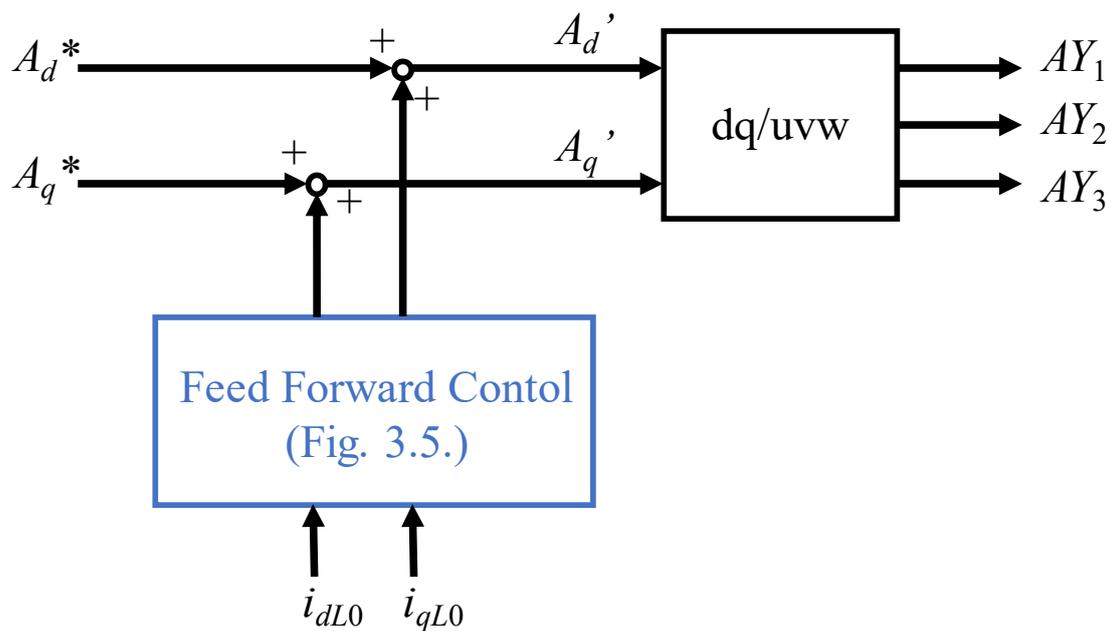


Fig. 3.7. Y関数生成概略図 (提案方式)

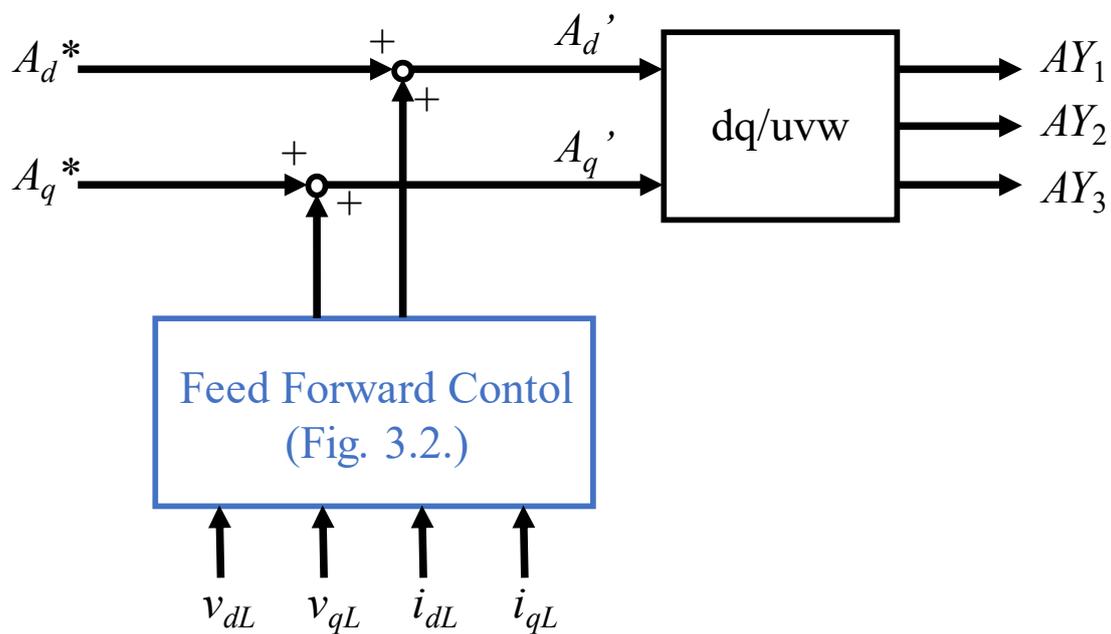


Fig. 3.8. Y関数生成概略図 (従来方式)

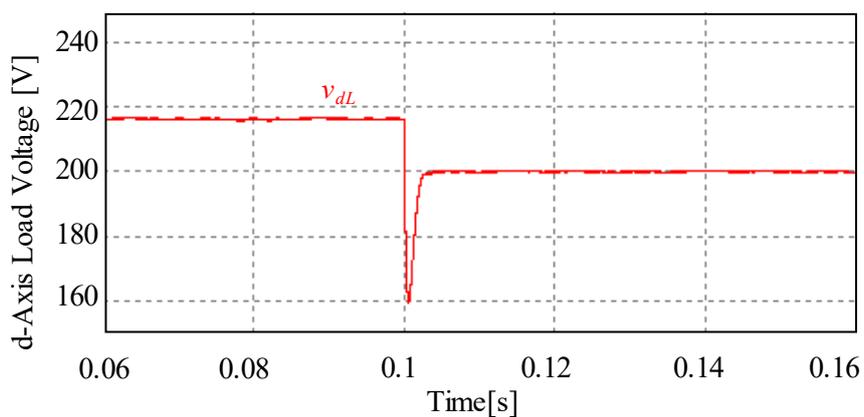


Fig. 3.9. d 軸負荷電圧 (影響抑制なし)

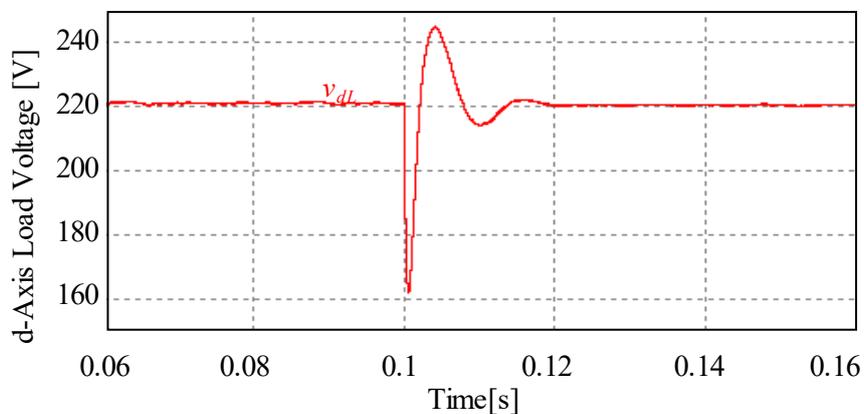


Fig. 3.10. d 軸負荷電圧 (提案方式)

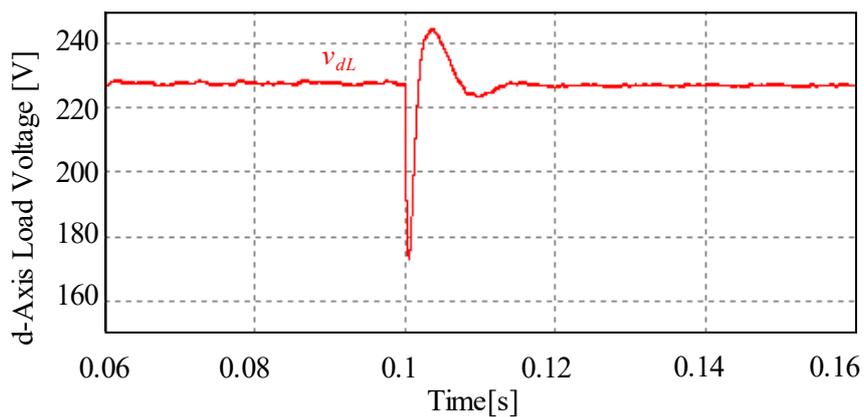


Fig. 3.11. d 軸負荷電圧 (従来方式)

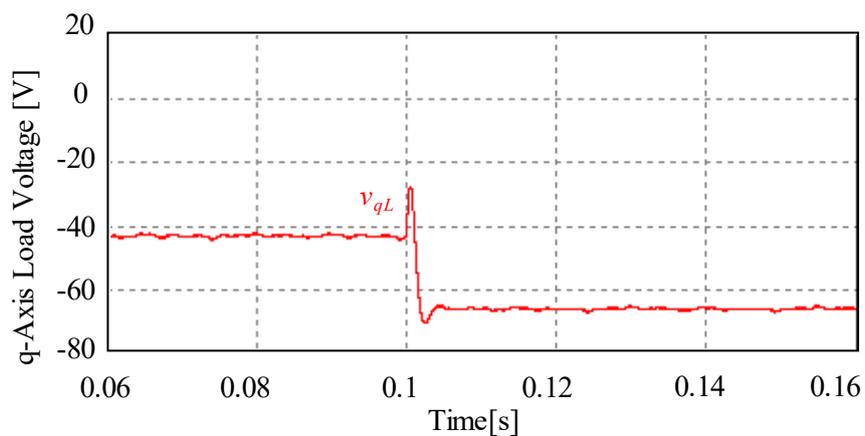


Fig. 3.12. q 軸負荷電圧 (影響抑制なし)

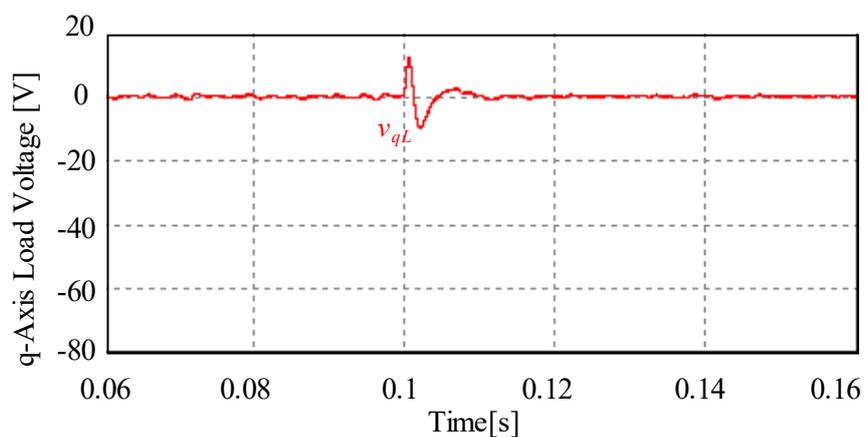


Fig. 3.13. q 軸負荷電圧 (提案方式)

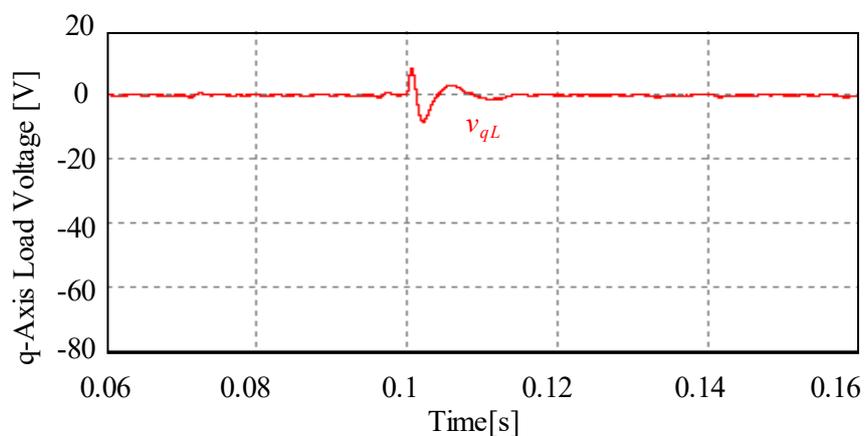


Fig. 3.14. q 軸負荷電圧 (従来方式)

## 第4章 マトリックスコンバータの入出力制御

本章ではマトリックスコンバータの入出力制御について述べる。まず，入力側制御について説明し，入力電流指令  $X$  関数の決定法について明らかにする。次に PIS 補償器を用いた負荷電圧の正相，逆相，零相制御について説明する。そして第3章で述べた制御も含めた制御系を示す。なお，問題の簡単化のため実際の電力変換で発生するスイッチ素子の導通損失，転流やデットタイムに起因する波形のひずみは十分に小さいとし，考慮しないものとする。

## 4.1 入力側制御

ここでは、入力側制御について述べる。発電機は運転状況により周波数が変動するため、周波数変動が生じた場合においても負荷電圧を一定振幅、一定周波数に制御する必要がある。よって入力側に関しては、入力電圧を電圧センサにより測定し、Fig. 4.1.に示すようなPLLを介して電源電圧位相 $\theta_s$ を取得する。電源電圧位相 $\theta_s$ を $X$ 関数に入力し、これにより数式上の直流を生成する入力側制御を行う。この入力電流指令 $X$ 関数生成概略図をFig. 4.2.に示す。

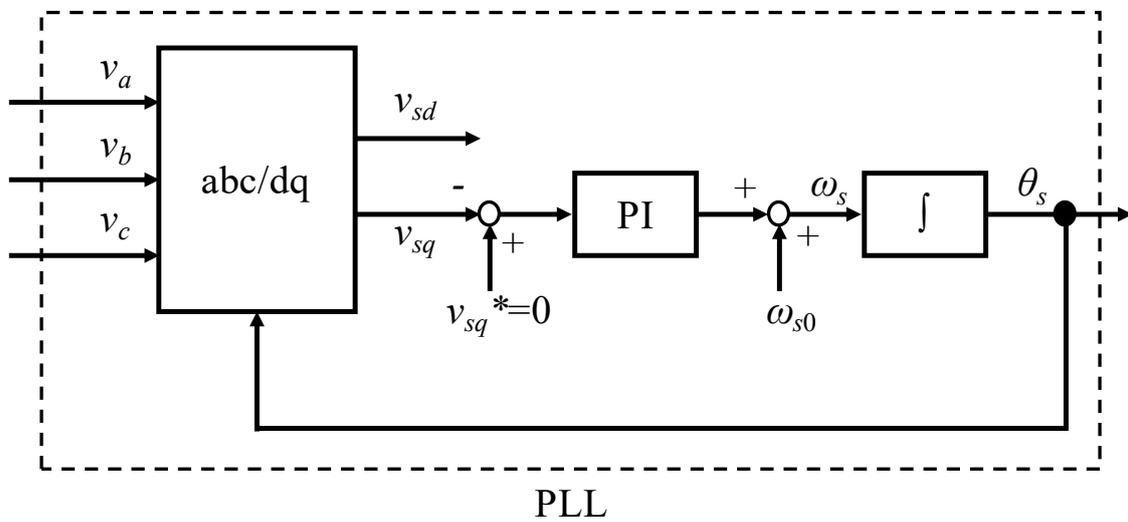


Fig. 4.1. PLL 回路図

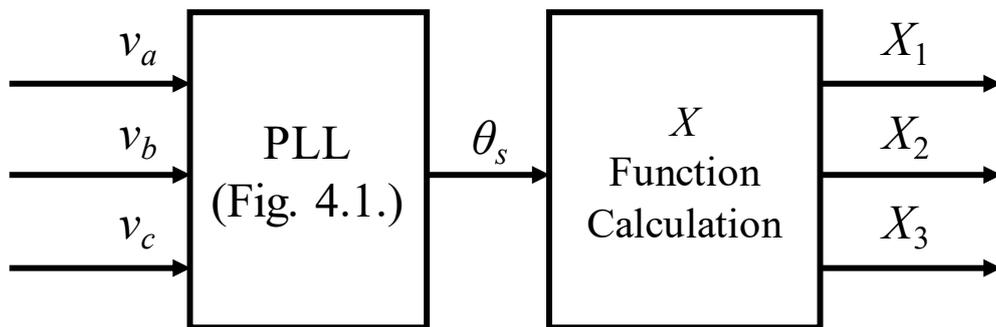


Fig. 4.2.  $X$  関数生成概略図

## 4.2 PIS 補償器を用いた負荷電圧制御

本節では、PIS 補償器を用いた負荷電圧制御について述べる。出力側については  $Y$  関数を操作することによって負荷電圧を一定振幅、一定周波数に制御する。第3章で示した負荷変動の影響抑制制御は平衡負荷変動への追従性能を向上させることはできるが、不平衡電圧を補償することはできない。よって不平衡負荷が接続された場合においても負荷電圧を平衡化するような負荷電圧制御系が必要となる。1.2 節で示したように、電源装置を想定して、接続される負荷が不平衡である場合の負荷電圧制御法として様々な手法が提案されているが、本稿では文献[20]で提案されている PIS 補償器を応用した負荷電圧制御を提案する。これは逆相成分が  $dq$  軸上に基本波周波数の2倍の脈動成分として現れることに注目し、その脈動成分を PIS 補償器によって補償する手法である。ただし、零相成分に関しては  $dq$  軸上で観測することが困難であるため、零相成分を検出し交流値として制御する。この手法ではフィルタによって逆相成分を検出する必要がなくなることや、交流値を直接制御する手法と比較して制御器パラメータの設計が容易になる利点が存在する。また、第3章で示したような負荷変動の影響抑制制御を用いる場合、交流を直接制御する手法では微分ノイズを除去するための LPF による遅れの問題が顕著になる可能性があるため、そのような制御を加える場合においてもこの手法は有意であると考えられる。

### 4.2.1 正相，逆相，零相成分について

制御法について述べる前に正相，逆相，零相成分について説明する。接続される負荷が不平衡で負荷電圧を一定に制御する場合、負荷に流れる電流が不平衡となる。これによって各相における出力フィルタでの電圧降下分が不平衡となり、負荷電圧は不平衡化してしまう。負荷電圧が不平衡化すると、接続されている機器に悪影響を及ぼす可能性があるため、これを平衡化する必要がある。しかし、三相不平衡回路は各相の電圧・電流がアンバランスであることから三相回路を等価単相回路に置き換えて計算することが困難である。そこで対称座標法<sup>[27]</sup>と呼ばれる三相不平衡回路を平衡回路に置き換える方法を用いる。これは対称三相交流の和は0である関係を利用して不平衡交流を2個の対称三相交流と1個の単相交流に置き換える計算法である。三相不平衡電圧を(4.2.1)式に、それを2個の対称三相交流と1個の単相交流に置き換えた式を(4.2.2)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_u \cos(\theta_L + \varphi_u) \\ V_v \cos(\theta_L + \varphi_v - \frac{2}{3}\pi) \\ V_w \cos(\theta_L + \varphi_w + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V_p \begin{bmatrix} \cos(\theta_L + \varphi_p) \\ \cos(\theta_L + \varphi_p - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_L + \varphi_p + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + V_n \begin{bmatrix} \cos(\theta_L + \varphi_n) \\ \cos(\theta_L + \varphi_n + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta_L + \varphi_n - \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} + V_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_L + \varphi_0) \\ \cos(\theta_L + \varphi_0) \\ \cos(\theta_L + \varphi_0) \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.2.2)$$

このように(4.2.1)式のような三相不平衡交流は(4.2.2)式のように置き換えることができる。(4.2.2)式の右辺第一項は(4.2.1)式と同じ相回転を持つ三相对称交流であり、正相成分と呼ばれる。(4.2.2)式の右辺第二項は(4.2.1)式と逆の相回転を持つ三相对称交流であり、逆相成分と呼ばれる。(4.2.2)式の右辺第三項は各相に同一に現れる単相交流であり、零相成分と呼ばれる。この逆相成分、零相成分を0とすることができれば電圧は正相成分のみの三相对称交流となる。よって正相成分を指令値と一致させ、逆相成分、零相成分を0とすることを制御の目標とする。

ここで、(4.2.2)式に(3.1.3)式、(3.1.4)式から dq 変換を適用した場合(4.2.3)式のように変形することができる。

$$\begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} = V_p \begin{bmatrix} \cos \varphi_p \\ \sin \varphi_p \end{bmatrix} + V_n \begin{bmatrix} \cos(2\theta_L + \varphi_n) \\ \sin(2\theta_L + \varphi_n) \end{bmatrix} + V_0 \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(4.2.3)$$

このとき右辺第一項は正相成分を dq 変換、右辺第二項は逆相成分を dq 変換、右辺第三項は零相成分を dq 変換した値である。(4.2.3)式からわかるように、dq 軸上にて正相成分は直流として、逆相成分は2倍周波数の脈動成分として観測される。これを利用してフィルタなどを用いることなく、計算として逆相成分を観測し、PIS 補償器を用いて制御を行うことができる。また、零相成分は dq 軸上で観測することができないこともわかるため、零相成分を計算により求め、零相制御系を別途構築する必要がある。

### 4.2.2 正相, 逆相制御

本節では負荷電圧の正相, 逆相制御について述べる。正相, 逆相成分に関しては PIS 補償器と呼ばれる補償器を用いて制御する。PIS 補償器の伝達関数を(4.2.4)式に示し, そのゲイン特性, 位相特性を Fig.4.3., Fig.4.4. に示す。ただし  $k_p=1, k_i=1, k_s=1, \omega_L=240\pi$  とした。

$$C_{\text{PIS}}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + \frac{sk_s}{s^2 + \omega_L^2} \dots\dots\dots(4.2.4)$$

PIS 補償器は(4.2.4)式に示すように右辺第一項の比例項, 右辺第二項の積分項, 右辺第三項の正弦波項から構成される。(4.2.4)式, Fig. 4.3. からわかるように PIS 補償器は特定の周波数  $\omega_L$  において理想的には無限大のゲインを有し, その成分に対する偏差は内部モデル原理によって除去される<sup>[20]</sup>。(4.2.3)式で示したように dq 軸上において正相成分は直流として, 逆相成分は2倍周波数成分として観測される。よって正相成分に関しては積分項にて, 逆相成分については正弦波項( $\omega_L=2\theta_L$  とする)にて指令値にとの偏差は除去される。このときの正相, 逆相制御系を Fig. 4.5. に示す。

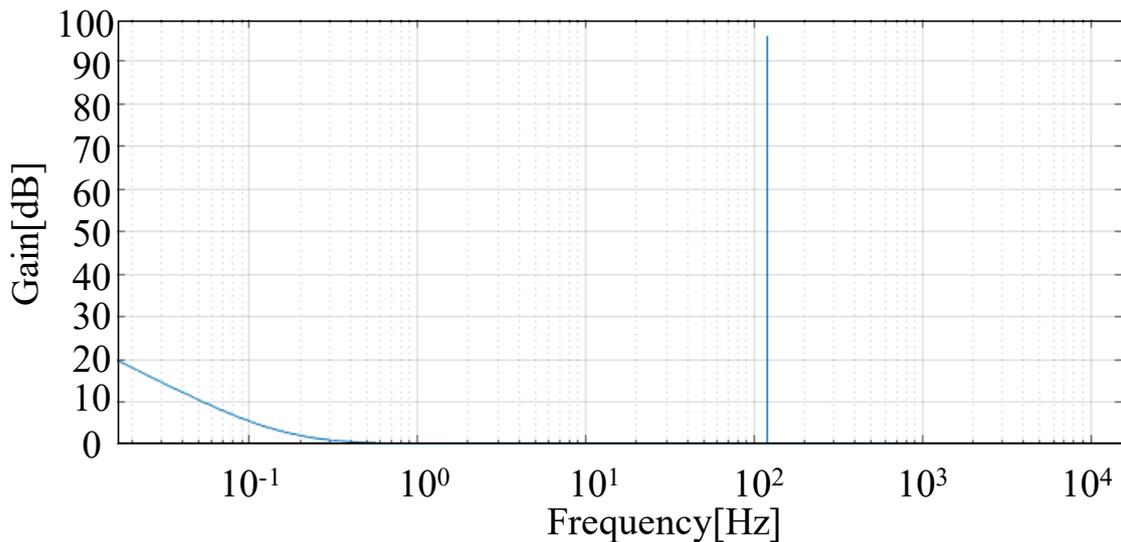


Fig. 4.3. PIS 補償器のゲイン特性

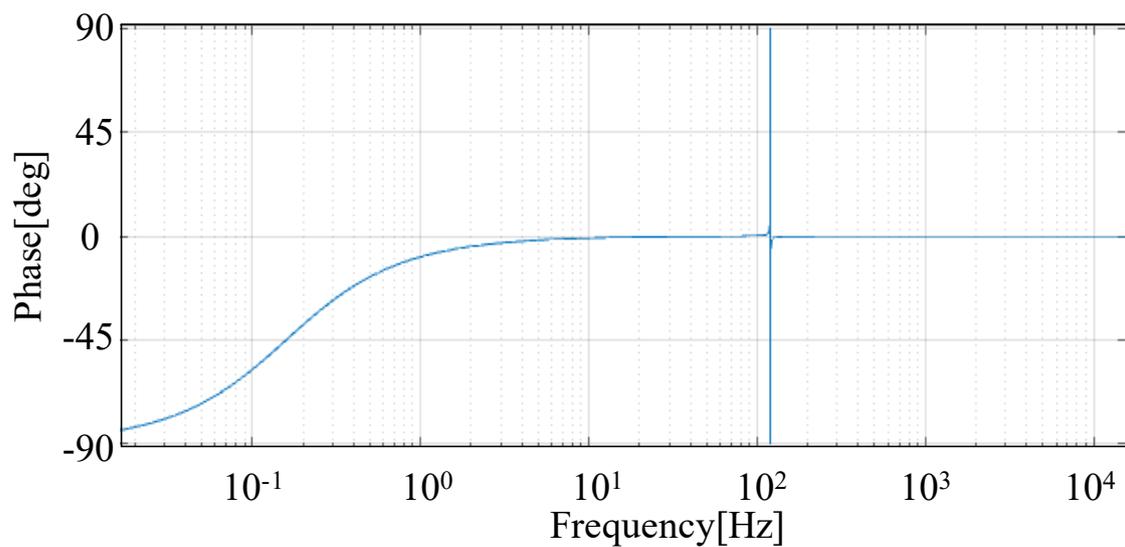


Fig. 4.4. PIS 補償器の位相特性

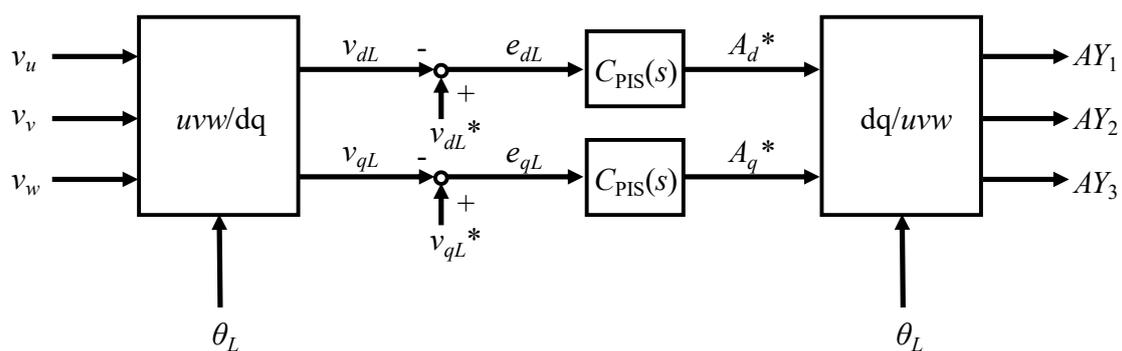


Fig. 4.5. 正相, 逆相制御系

### 4.2.3 零相制御

本節では零相制御について述べる。4.2.1 で示したように零相成分は dq 軸上で観測することはできないため、固定座標上で零相成分を観測し、零相制御系を構築する。(4.2.2)式において対称三相成分の和は 0 であることから零相成分は(4.2.5)式のように計算で求めることができる。

$$v_{0L} = \frac{1}{3}(v_u + v_v + v_w) = V_0 \cos(\theta_L + \varphi_0) \dots\dots\dots(4.2.5)$$

零相成分は固定座標上で交流として観測するため、(4.2.4)式で与えられる PIS 補償器の積分項を 0 とした PS 補償器を用いる。PS 補償器の伝達関数を(4.2.6)式に、ゲイン特性、位相特性をそれぞれ Fig. 4.6., Fig.4.7. に示す。ただし  $k_{p0}=1$ ,  $k_{s0}=1$ ,  $\omega_{0L}=120\pi$  とした。

$$C_{PS}(s) = k_{p0} + \frac{sk_{s0}}{s^2 + \omega_{L0}^2} \dots\dots\dots(4.2.6)$$

PS 補償器は(4.2.6)式に示すように右辺第一項の比例項、右辺第二項の正弦波項から構成される。(4.2.4)式, Fig. 4.3. からわかるように PS 補償器は特定の周波数  $\omega_{0L}$  において理想的には無限大のゲインを有し、その成分に対する偏差は内部モデル原理によって除去される<sup>[20]</sup>。よって零相成分については正弦波項( $\omega_{0L}=\theta_L$  とする)にて指令値にとの偏差を除去することができる。このときの零相制御系を Fig. 4.8. に示す。

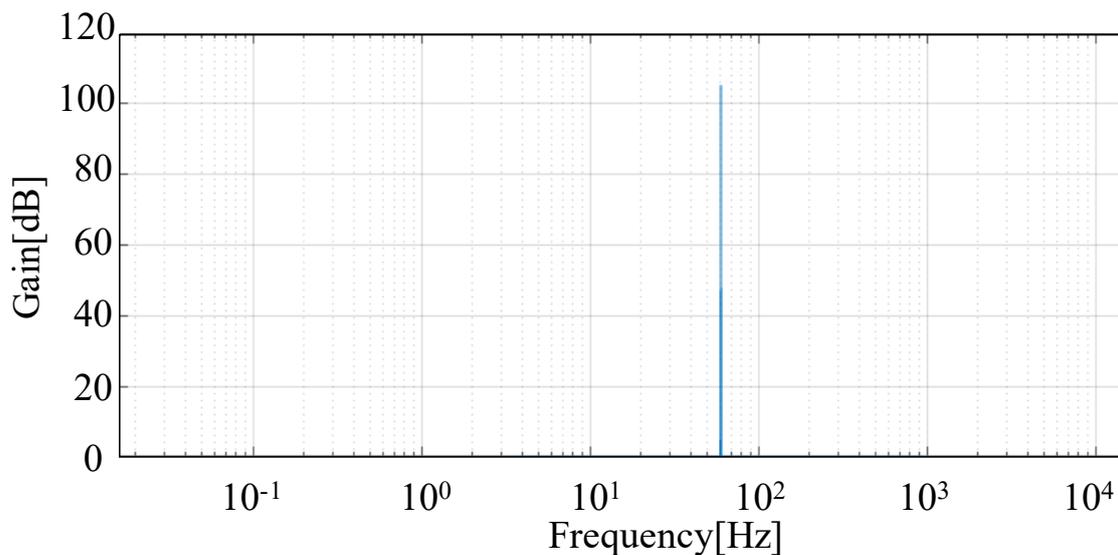


Fig. 4.6. PS 補償器のゲイン特性

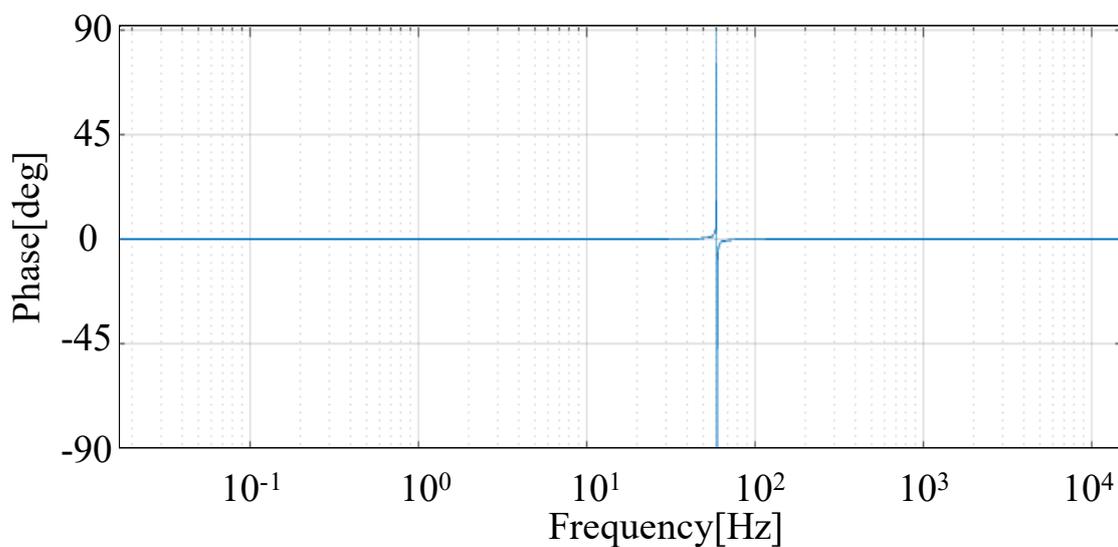


Fig. 4.7. PS 補償器の位相特性

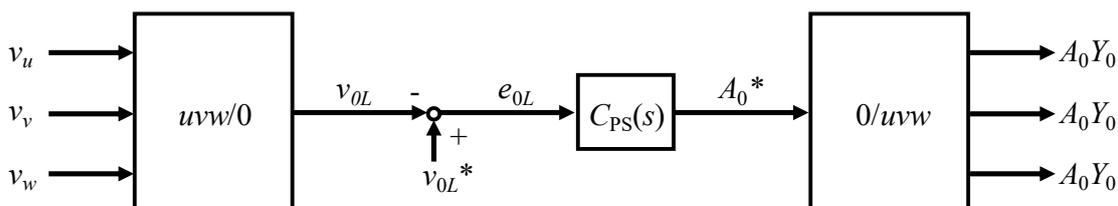


Fig. 4.8. 零相制御系

### 4.3 マトリックスコンバータの入出力制御

Fig. 4.5. の正相制御系, Fig. 4.8. の零相制御系, Fig. 3.5. の負荷変動の影響抑制制御をまとめた負荷電圧制御系を Fig. 4.9. に示す。また, Fig. 4.2. と Fig. 4.9. をまとめたマトリックスコンバータの入出力制御及び制御関数導出の概略図を Fig. 4.10. に示す。

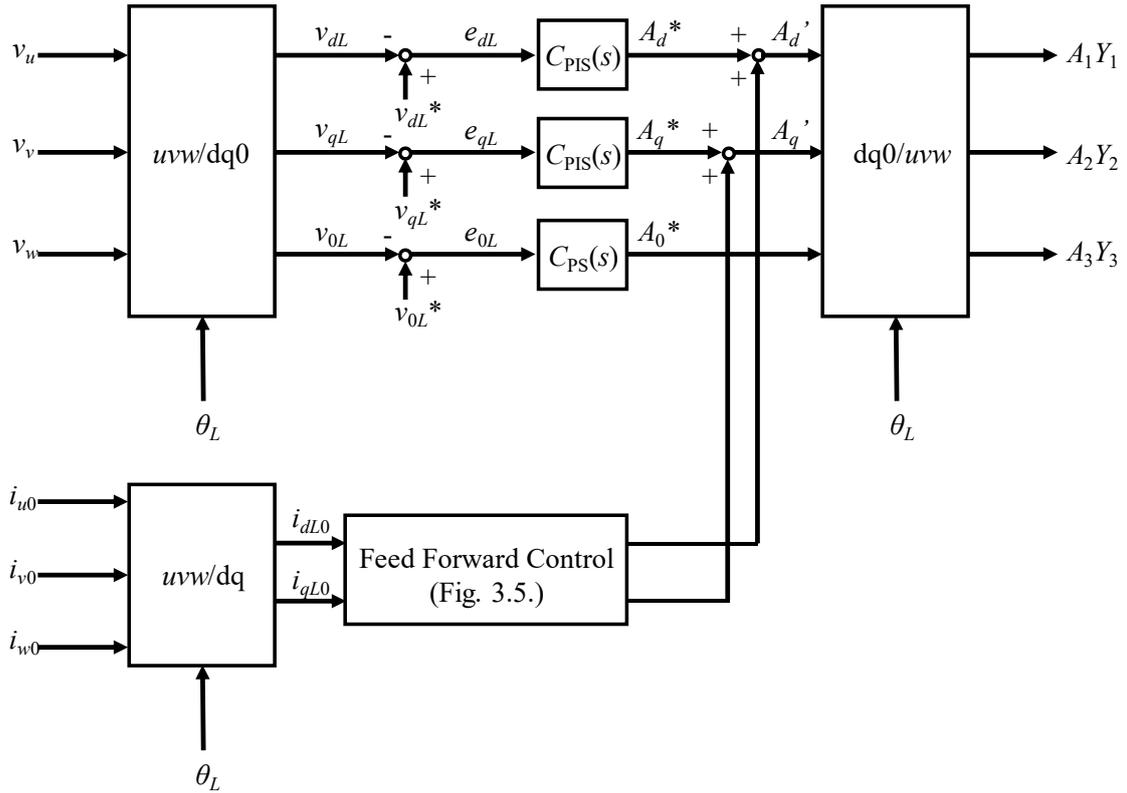


Fig.4.9. マトリックスコンバータの負荷電圧制御系

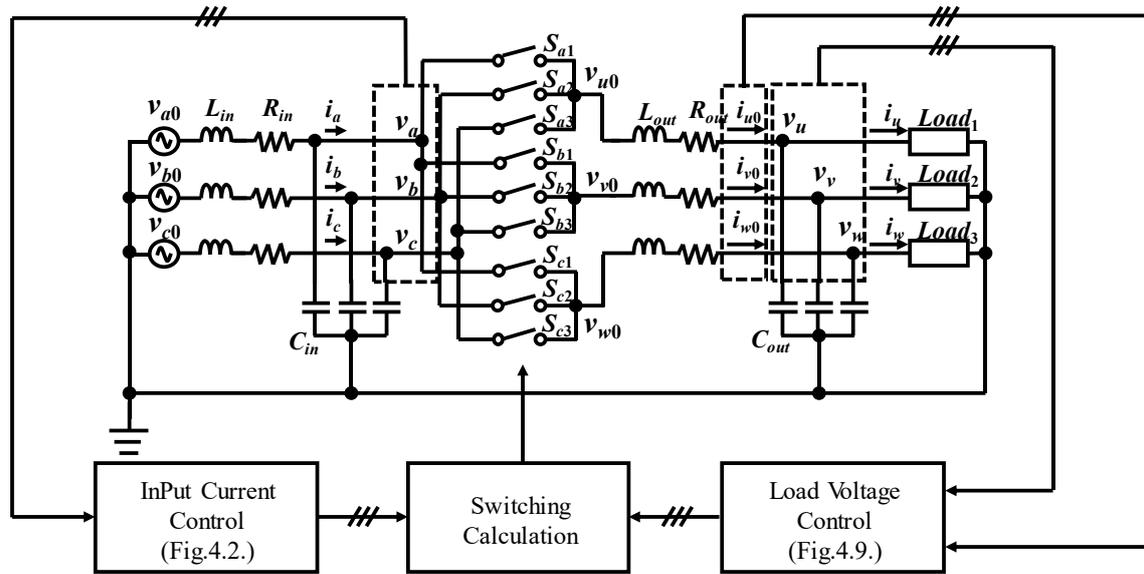


Fig. 4.10. マトリックスコンバータの入出力制御

## 第5章 負荷電圧制御の検証

提案する負荷電圧制御について、シミュレーション及び実機により有効性を検証する。電源システムとしての検証には船舶の電源規格<sup>[28]</sup>、航空機の電源規格<sup>[29]</sup>、産業機器への電圧供給規格<sup>[30]</sup>などを参考にすることができるが、今回は船舶の電源規格<sup>[28]</sup>に基づく。文献[28]より交流回路における電圧の変動を定常時においては+6[%]~-10[%]以内に、過渡時においては±20[%](1.5[s]以内)以内にする必要がある。

シミュレーション検証には回路シミュレータとして Myway プラス社「PSIM」を用いる。シミュレーションパラメータ及び指令値を Table 5.1.に示す。ただし電源は検討の簡単化のため発電機ではなく理想的な定電圧源を用いるものとする。

実機検証には Myway プラス社「マトリックコンバータユニット MWINV-2R020-MAT」を用いる。また、実機の波形は電圧センサを用いて取得しており、wave 機能を用いて観測している。ただしカットオフ周波数 1000[Hz]の1次ローパスフィルタを介して電圧センサに入力されている。実機パラメータ及び指令値を Table 5.2.に示す。また、シミュレーションと同様に電源は発電機ではなく定電圧源を用いる。現状実機検証においては、サージなどの影響によって電圧を大きく上げることができないため、想定電圧の1/10に縮小した縮小モデルでの検討とした。

Table 5.1. シミュレーションパラメータ及び指令値

電源電圧最大値 $V_{S0}$	600[V]
入力周波数 $f_S$	60[Hz]
入力インダクタンス $L_{in}$	3[mH]
入力キャパシタンス $C_{in}$	20[ $\mu$ F]
入力フィルタ抵抗 $R_{in}$	0.5[ $\Omega$ ]
出力周波数 $f_L$	60[Hz]
出力インダクタンス $L_{out}$	10[mH]
出力キャパシタンス $C_{out}$	30[ $\mu$ F]
出力フィルタ抵抗 $R_{out}$	0.5[ $\Omega$ ]
キャリア周波数 $f_{SW}$	10[kHz]
d 軸電圧指令値 $v_{dL}^*$	220[V]
q 軸電圧指令値 $v_{qL}^*$	0[V]
零相電圧指令値 $v_0^*$	0[V]

Table 5.2. 実機パラメータ及び指令値

電源電圧最大値 $V_{S0}$	60[V]
入力周波数 $f_S$	60[Hz]
入力インダクタンス $L_{in}$	3[mH]
入力キャパシタンス $C_{in}$	20[ $\mu$ F]
入力フィルタ抵抗 $R_{in}$	0.5[ $\Omega$ ]
出力周波数 $f_L$	60[Hz]
出力インダクタンス $L_{out}$	10[mH]
出力キャパシタンス $C_{out}$	30[ $\mu$ F]
出力フィルタ抵抗 $R_{out}$	0.5[ $\Omega$ ]
キャリア周波数 $f_{SW}$	10[kHz]
d 軸電圧指令値 $v_{dL}^*$	22[V]
q 軸電圧指令値 $v_{qL}^*$	0[V]
零相電圧指令値 $v_0^*$	0[V]

## 5.1 三相平衡負荷接続

まず三相平衡負荷接続時における提案する負荷電圧制御を検証する。シミュレーションによる検証には Table 5.1.の回路パラメータを用い、負荷条件は Table 5.3.とした。制御器パラメータは Table 5.4.を用い、0.1[s]からフィードバック制御を開始する。ただしフィードフォワード制御は 0.0[s]より開始する。提案方式における負荷電圧波形、負荷電圧と指令値の誤差、d 軸負荷電圧と指令値の誤差、q 軸負荷電圧と指令値の誤差、零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.1.~Fig. 5.5.に示す。図における縦点線部より制御が開始される。また、負荷電圧波形、d 軸負荷電圧と指令値の誤差、q 軸負荷電圧と指令値の誤差、零相成分の制御開始以降 (0.1[s]~) の FFT 結果を Table 5.6.~Table 5.8.に示す。Fig. 5.1., Fig. 5.2., Table 5.6.より負荷電圧の 60[Hz]成分は指令値との誤差が最大でも 0.05[%]となっており、さらに 60[Hz]成分以外の周波数成分も極めて小さいことがわかる。また Fig. 5.3., Fig. 5.4.の 0.05[s]~0.1[s]からフィードフォワード制御によって出力フィルタでの電圧変動が抑制されていることがわかる。また 0.1[s]以降からは Fig. 5.3., Fig. 5.4., Table 5.7.より d 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0011[V], 120[Hz]の誤差は 0.0981[V]となっており、q 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0025[V], 120[Hz]の誤差は 0.0296[V]となることが確認できる。さらに 0[Hz], 120[Hz]以外の周波数成分も極めて小さいことがわかる。Fig. 5.5., Table 5.8.より 60[Hz]の零相成分は 0.022[%]となっていることが確認できる。よって負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差が抑制され、文献[28]にて規定される+6[%]~-10[%]の許容誤差を満たしていることが確認できる。

また、実機による検証には Table 5.2.の回路パラメータを用い、負荷条件は Table 5.5.とした。制御器パラメータは Table 5.4.を用いる。実機では制御開始状態で波形を観測している。提案方式における負荷電圧波形、負荷電圧と指令値の誤差、d 軸負荷電圧と指令値の誤差、q 軸負荷電圧と指令値の誤差、零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.6.~Fig. 5.10.に示す。また、負荷電圧波形、d 軸負荷電圧と指令値の誤差、q 軸負荷電圧と指令値の誤差、零相成分の FFT 結果を Table 5.9.~Table 5.11.に示す。Fig. 5.6., Fig. 5.7., Table 5.9.より負荷電圧の 60[Hz]成分は指令値との誤差は最大でも 0.663[%]となっていることがわかる。しかし Fig. 5.7., Table 5.9.より指令値に対して 180[Hz]成分が 2.245[%], 300[Hz]成分が 2.886[%]発生しておりそれによって許容誤差である+6[%]~-10[%]を超えてしまっていることが確認できる。また、Fig. 5.8., Fig. 5.9., Table 5.10.より d 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0040[V], 120[Hz]の誤差は 0.1354[V]となっており、q 軸において 0[Hz]の誤差は -0.0045[V], 120[Hz]の誤差は 0.0171[V]となっていることが確認できる。しかし 360[Hz]成分の指令値に対する d 軸負荷電圧誤差は 1.0360[V]となっていることが確認できる。Fig. 5.10., Table 5.11.より 60[Hz]の零相成分は 0.831[%]となっていることが確認できる。しかし 180[Hz]成分の指令値に対する負荷電圧零相成分は 2.034[%]となってい

ることが確認できる。よって負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差は抑制されているが、対象としていない成分の誤差によって文献[28]にて規定される+6[%]~10[%]の許容誤差を満たしていないのが現状である。

Table 5.3. 負荷条件 (シミュレーション)

$u$ 相負荷 $Load_1$	$20[\Omega](0.0[s]\sim)$
$v$ 相負荷 $Load_2$	$20[\Omega](0.0[s]\sim)$
$w$ 相負荷 $Load_3$	$20[\Omega](0.0[s]\sim)$

Table 5.4. 制御器パラメータ

$k_p$	0.02
$k_i$	0.1
$k_s$	0.01
$\omega_L$	$240\pi$
$k_{p0}$	0.02
$k_{s0}$	0.01
$\omega_{L0}$	$120\pi$

Table 5.5. 負荷条件 (実機)

$Load_1$	$30[\Omega](0.0[s]\sim)$
$Load_2$	$30[\Omega](0.0[s]\sim)$
$Load_3$	$30[\Omega](0.0[s]\sim)$

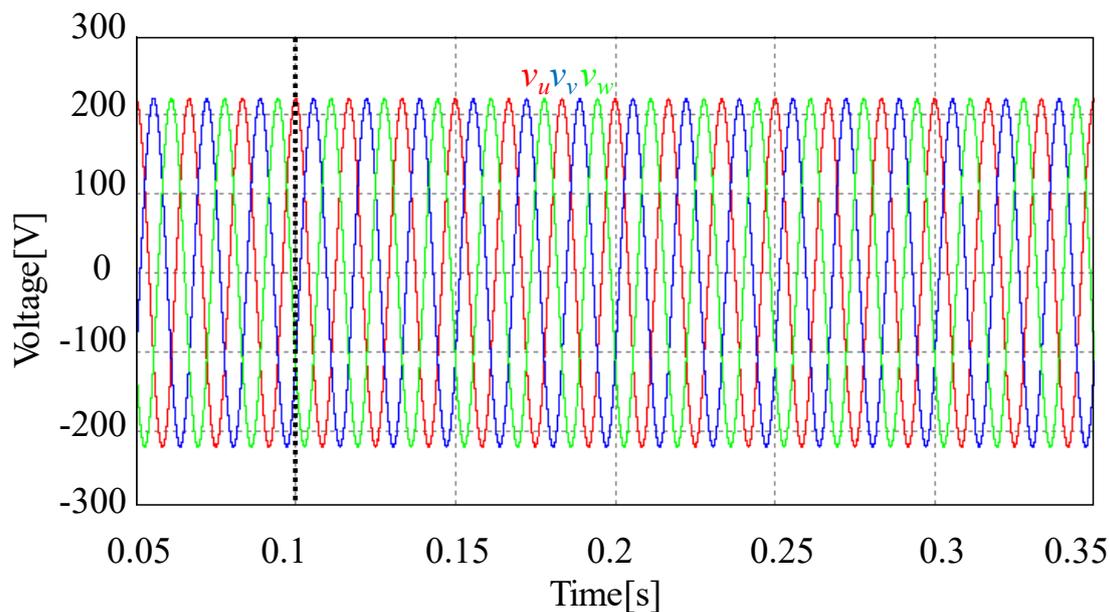


Fig. 5.1. 負荷電圧 (シミュレーション)

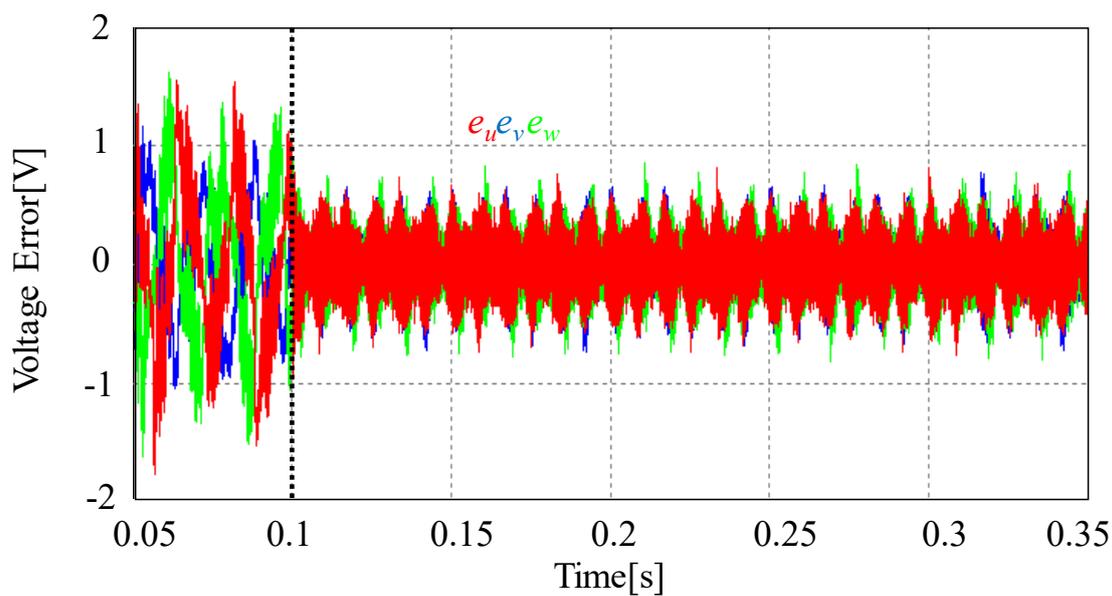


Fig. 5.2. 負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

Table 5.6. 負荷電圧 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
$u$ 相負荷電圧[V]	0.0009	220.114	0.0016	0.0468	0.0007	0.0342	0.0013
$v$ 相負荷電圧[V]	0.0008	220.087	0.0019	0.1550	0.0014	0.0347	0.0014
$w$ 相負荷電圧[V]	0.0011	220.135	0.0019	0.091	0.0022	0.0175	0.0023

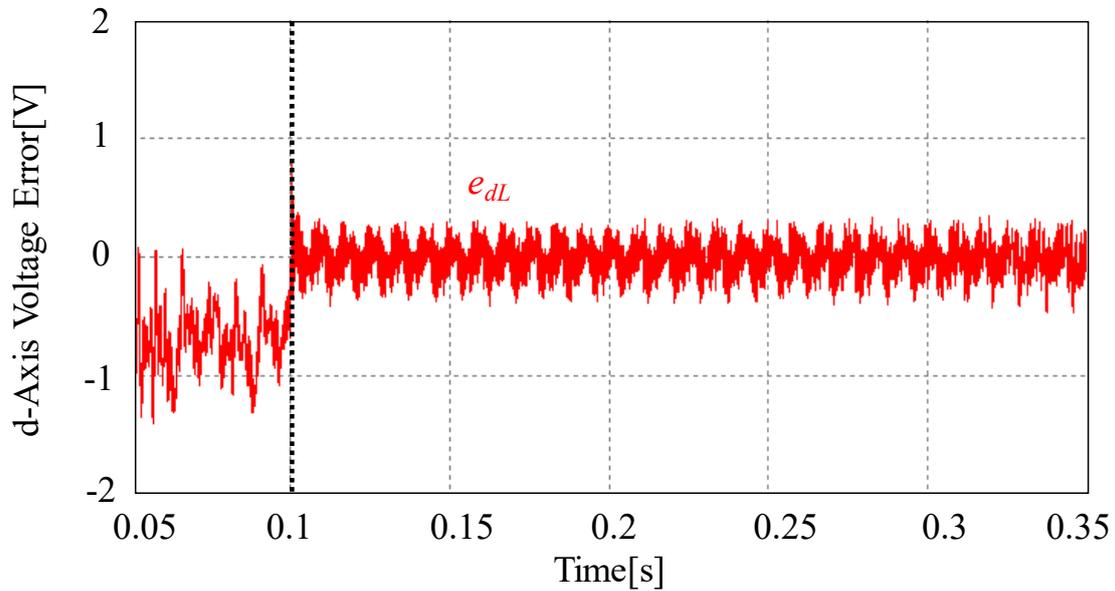


Fig. 5.3. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

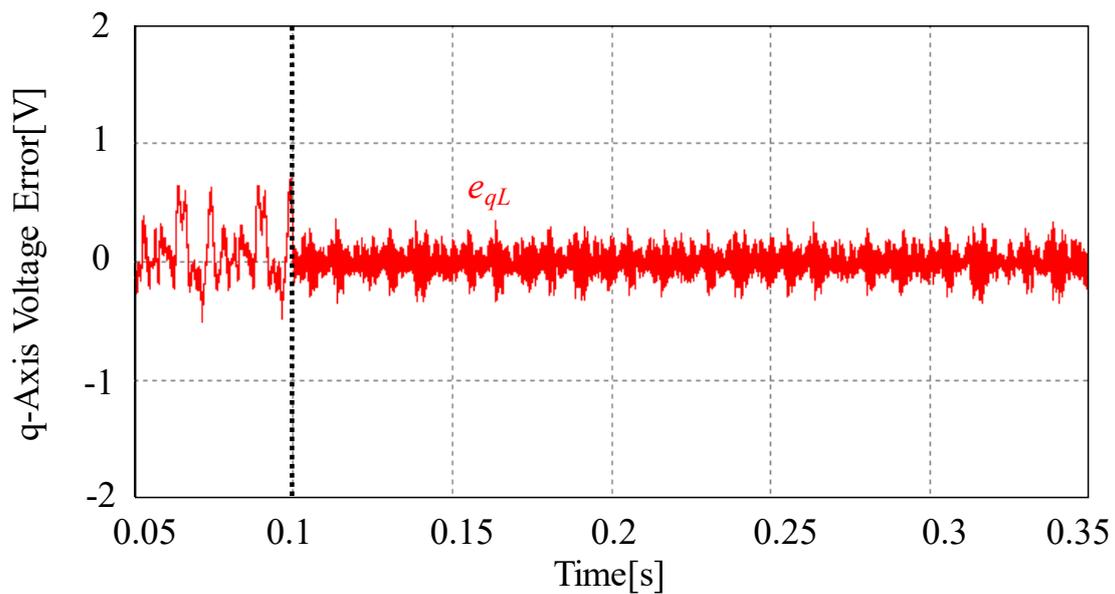


Fig. 5.4. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

Table 5.7. dq 軸負荷電圧と指令値の誤差 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
d 軸電圧誤差[V]	0.0011	0.0009	0.0981	0.0010	0.0112	0.0005	0.0234
q 軸電圧誤差[V]	0.0025	0.0010	0.0296	0.0003	0.0233	0.0006	0.0310

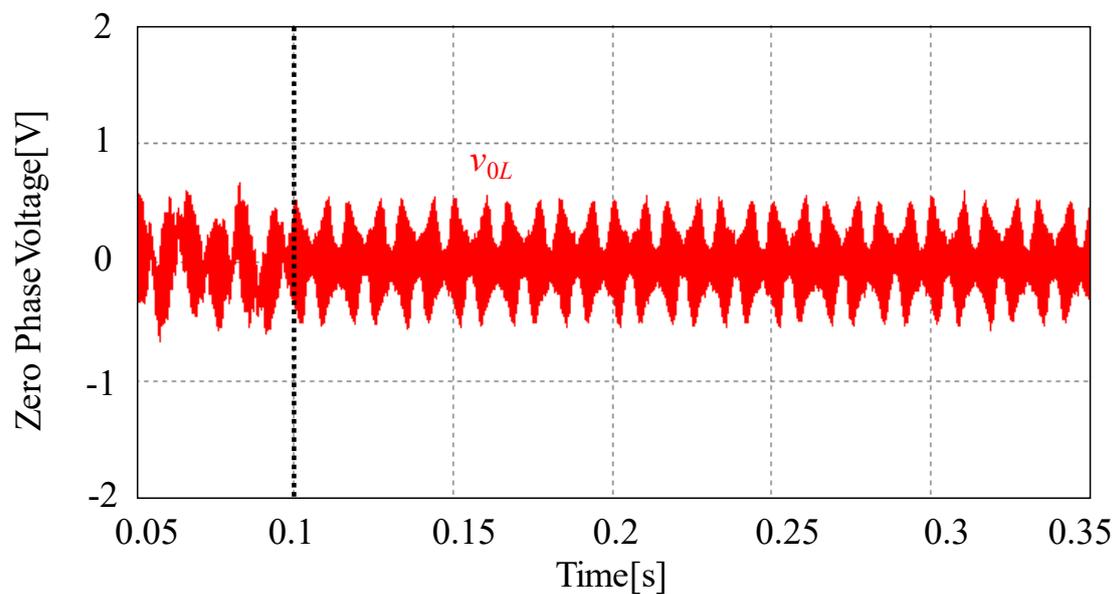


Fig. 5.5. 負荷電圧零相成分 (シミュレーション)

Table 5.8. 負荷電圧零相成分 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
零相電圧[V]	0.0003	0.0550	0.0004	0.0936	0.0001	0.0126	0.0003

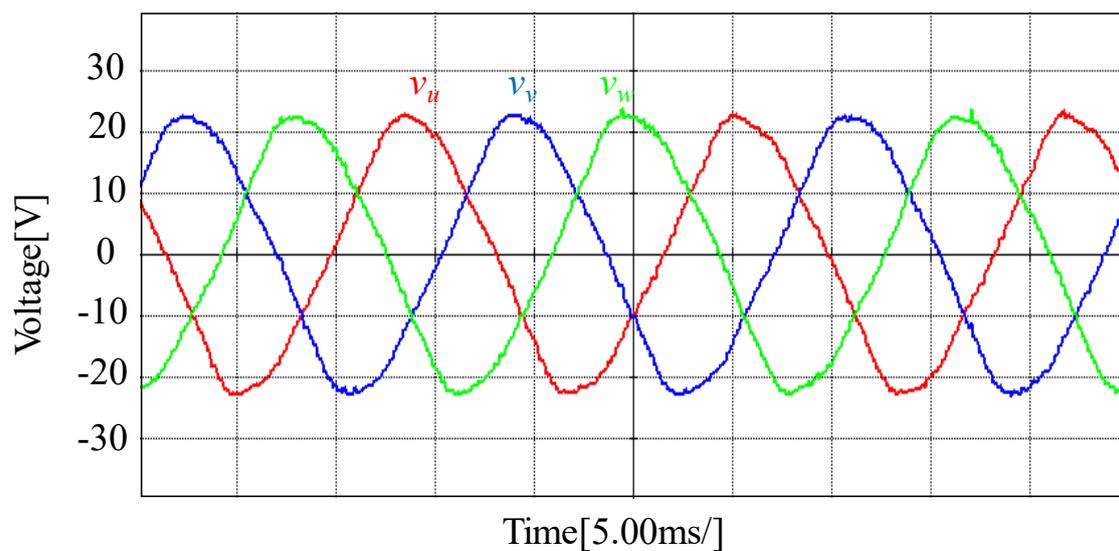


Fig. 5.6. 負荷電圧 (実機)

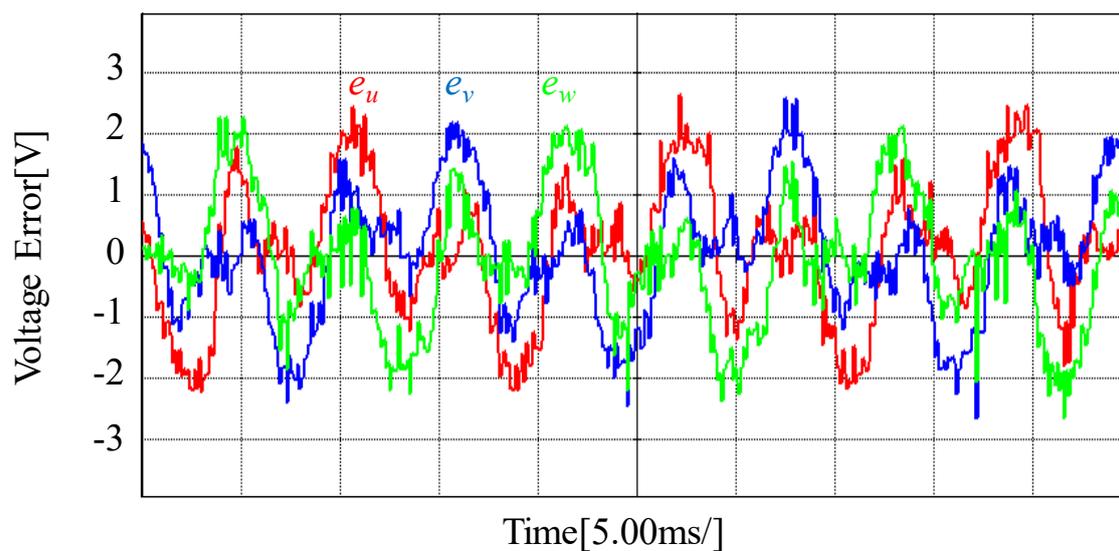


Fig. 5.7. 負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

Table 5.9. 負荷電圧 FFT (実機)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
$u$ 相負荷電圧[V]	-0.0431	22.195	0.0439	0.4290	0.0382	0.6350	0.0755
$v$ 相負荷電圧[V]	-0.0237	21.923	0.0084	0.4943	0.0335	0.6292	0.0263
$w$ 相負荷電圧[V]	-0.0423	21.864	0.0287	0.4538	0.0170	0.5200	0.0779

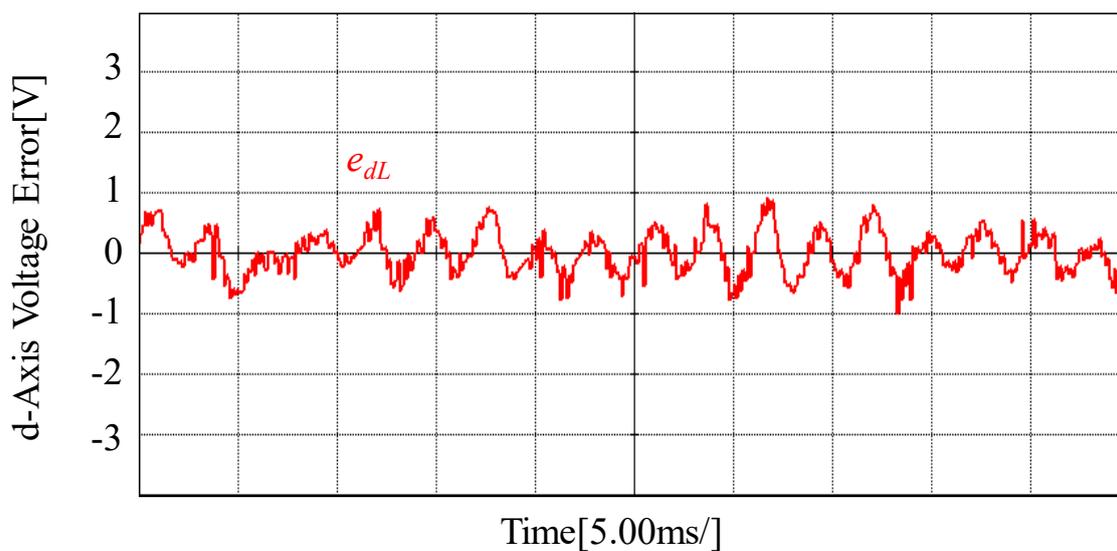


Fig. 5.8. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

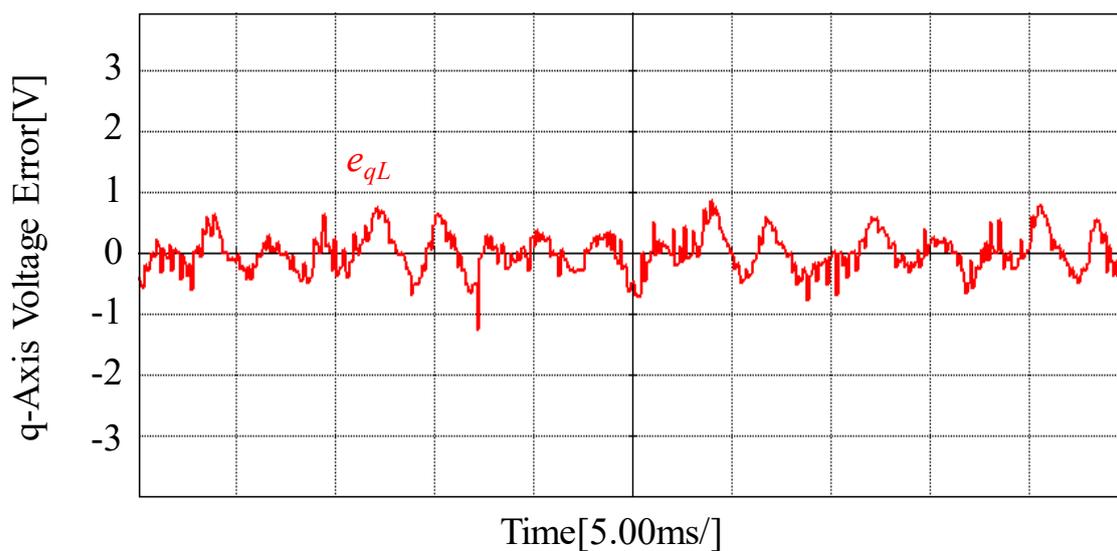


Fig. 5.9. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

Table 5.10. dq 軸負荷電圧と指令値の誤差 FFT (実機)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
d 軸電圧誤差[V]	0.0040	0.0210	0.1354	0.0409	0.0147	1.0360	0.0588
q 軸電圧誤差[V]	-0.0045	0.0164	0.0171	0.0086	0.1474	0.1319	0.0497

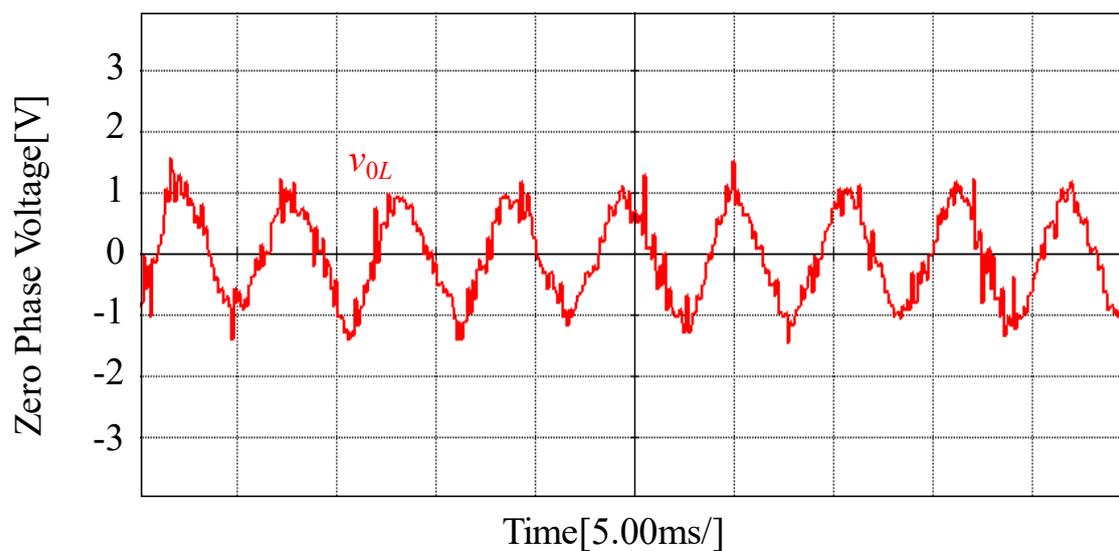


Fig. 5.10. 負荷電圧零相成分 (実機)

Table 5.11. 負荷電圧零相成分 FFT (実機)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
零相電圧[V]	-0.0364	0.1828	0.0203	0.4476	0.0039	0.1036	0.0315

## 5.2 三相平衡負荷変動

本システムは、システム自体の運転中に負荷の運転開始もしくは停止が行われることが想定される。そのような負荷変動時にも負荷電圧を一定とすることが求められる。よって本節では平衡負荷負荷が別の値の平衡負荷へ切り替わった場合を想定し、負荷電圧制御をシミュレーション及び実機にて検証する。

シミュレーションの負荷条件を Table 5.12. に示す。なお回路, 制御器の両パラメータ, 制御の開始条件は前節と同じとした。負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.11. ~ Fig 5.15. に示す。縦線部より負荷変動が開始している。Fig. 5.11. および Fig. 5.12. では負荷変動時に負荷電圧の変動が最大  $\pm 8.18[\%]$  となっているが,  $0.04[s]$  後には規定を満たす  $+6\% \sim -10\%$  以内に収束することが確認できる。Fig. 5.13. , Fig. 5.14. より負荷変動後において速やかに指令値に追従していることが確認できる。Fig. 5.15. より零相電圧はおおむね  $0$  となっていることが確認できる。よって文献[28]の規定を満たすことが確認できる。定常状態における FFT 結果は前節とほぼ同様であるため割愛する。

また、実機による検証には Table 5.2. の回路パラメータを用い、負荷条件は Table 5.13. とした。制御器パラメータは Table 5.4. を用いる。提案方式における負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.16. ~ Fig. 5.20. に示す。図における点線部より三相負荷の値を緩やかに変動させ、負荷変動が生じている。ただし、wave の波形同時観測数の関係上, Fig. 5.16., Fig. 5.17, Fig. 5.20. は同時に観測しているが, Fig. 5.18., Fig. 5.19. は同時に観測できないため負荷変動の時間が異なっている。Fig. 5.16., Fig. 5.17. より負荷変動後においても負荷電圧に変動が生じていないことがわかる。Fig. 5.18., Fig. 5.19. からも負荷変動後においても負荷電圧が変動していないことが確認できる。Fig. 5.20. から負荷変動後においても負荷電圧零相成分が変動していないことが確認できる。これらから平衡負荷への緩やかな負荷変動における制御の有効性は確認できていると言える。定常状態における FFT 結果は前節とほぼ同様であるため割愛する。故に、負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差は抑制されているが、対象としていない成分の誤差によって文献[28]にて規定される  $+6[\%] \sim -10[\%]$  の許容誤差を満たしていないのが現状である。

Table 5.12. 負荷条件 (シミュレーション)

$u$ 相負荷 $Load_1$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 12[\Omega](0.3[s]\sim)$
$v$ 相負荷 $Load_2$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 12[\Omega](0.3[s]\sim)$
$w$ 相負荷 $Load_3$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 12[\Omega](0.3[s]\sim)$

Table 5.13. 負荷条件 (実機)

$u$ 相負荷 $Load_1$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega](0.3[s]\sim)$
$v$ 相負荷 $Load_2$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega](0.3[s]\sim)$
$w$ 相負荷 $Load_3$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega](0.3[s]\sim)$

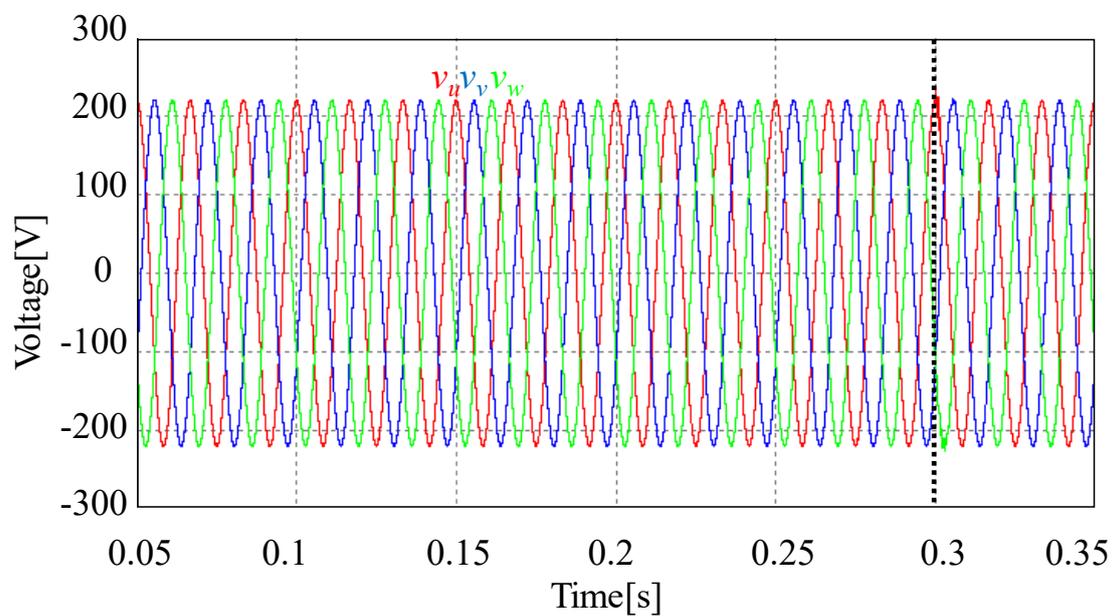


Fig. 5.11. 負荷電圧 (シミュレーション)

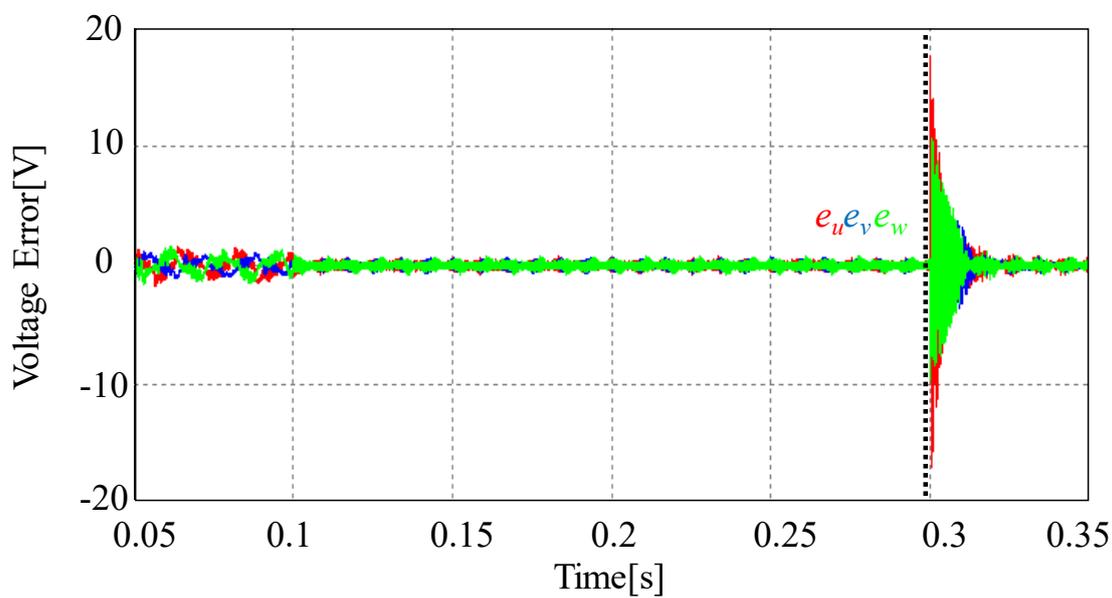


Fig. 5.12. 負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

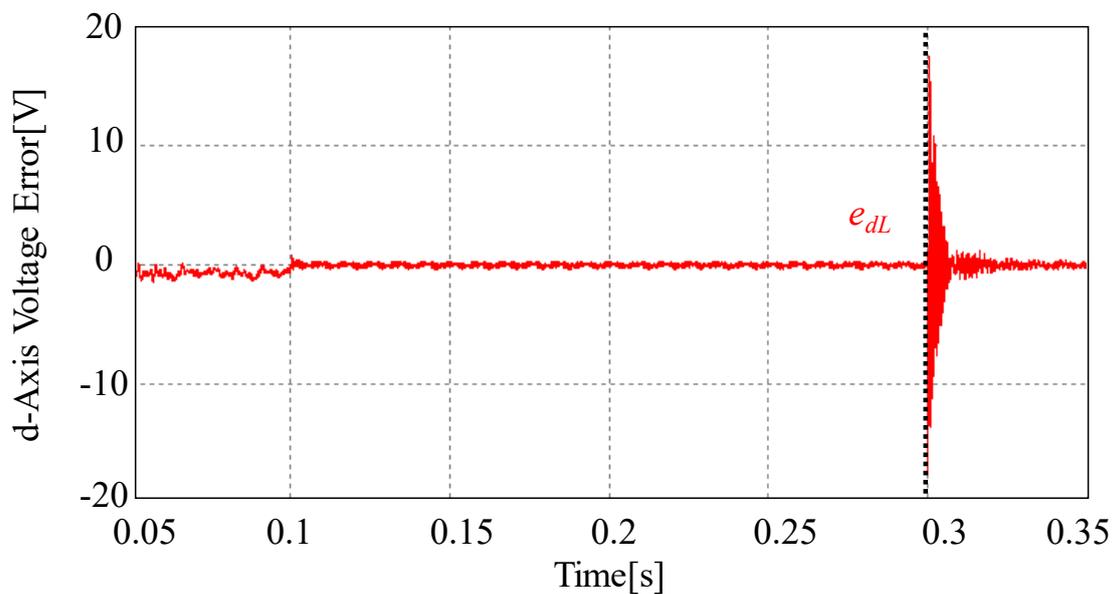


Fig. 5.13. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

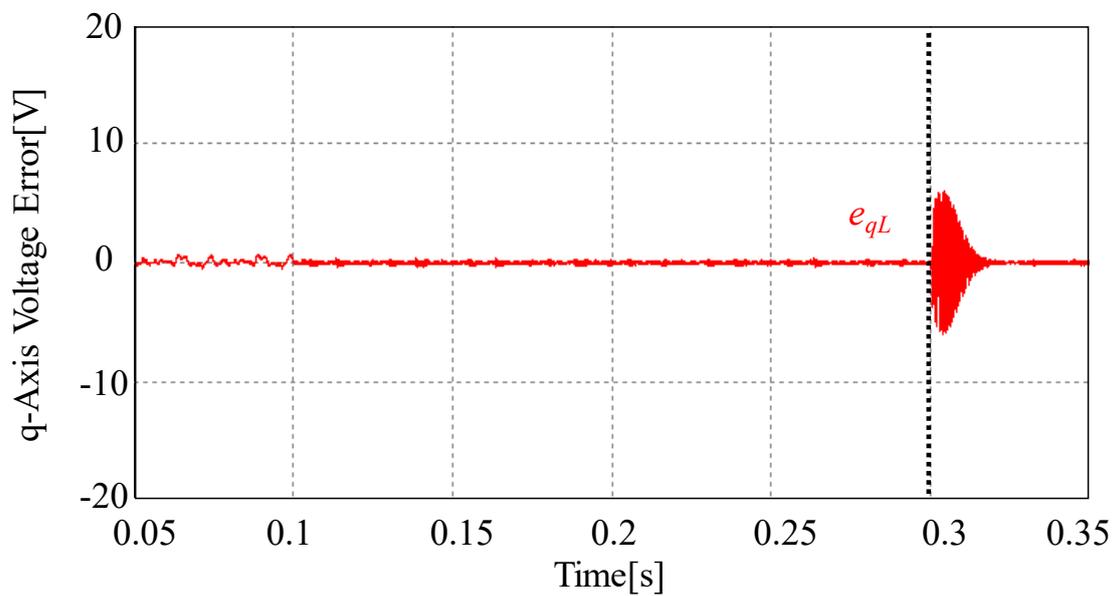


Fig. 5.14. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

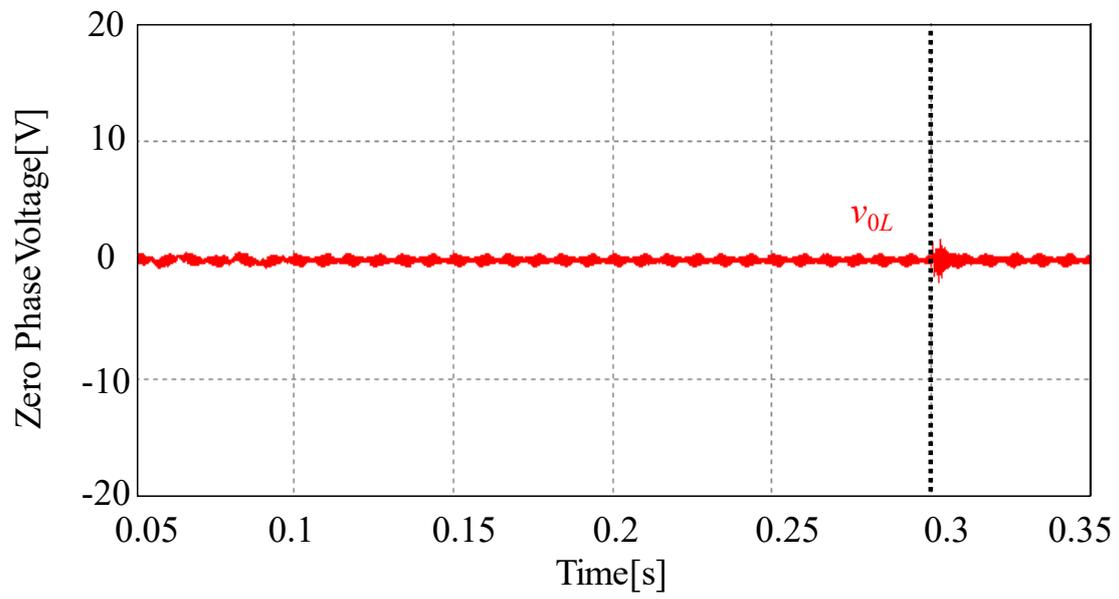


Fig. 5.15. 負荷電圧零相成分 (シミュレーション)

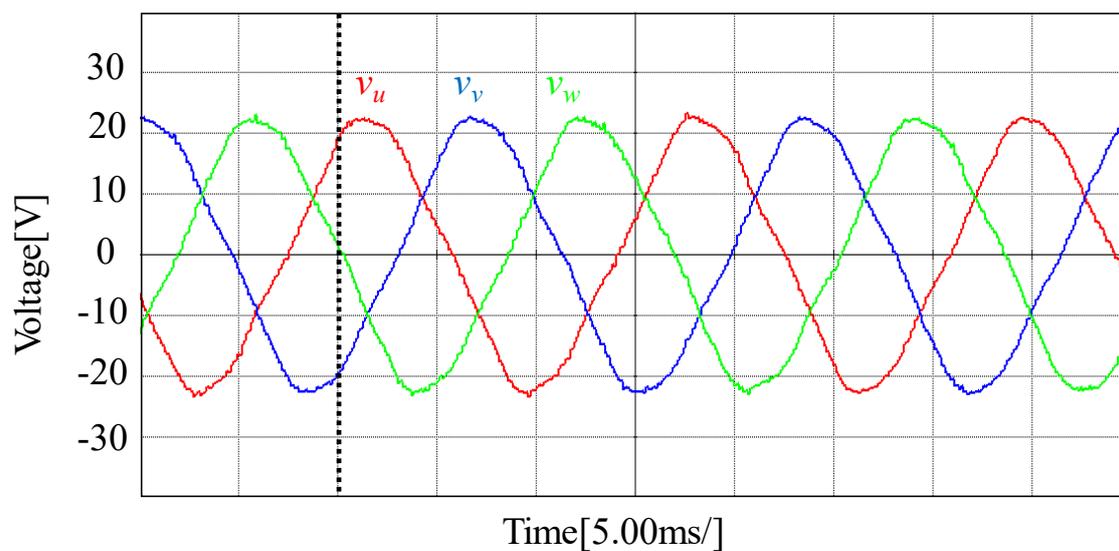


Fig. 5.16. 負荷電圧 (実機)

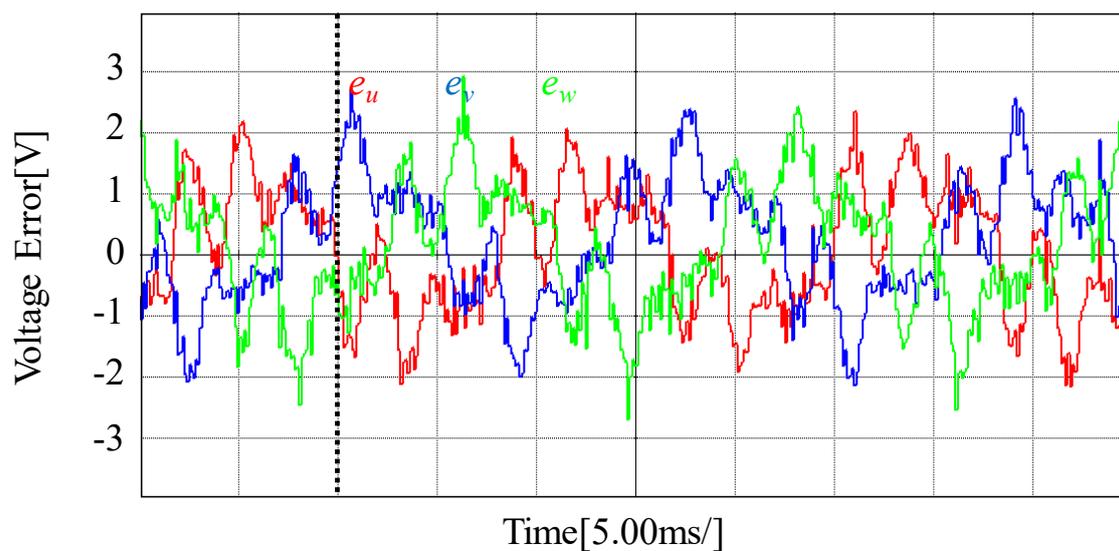


Fig. 5.17. 負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

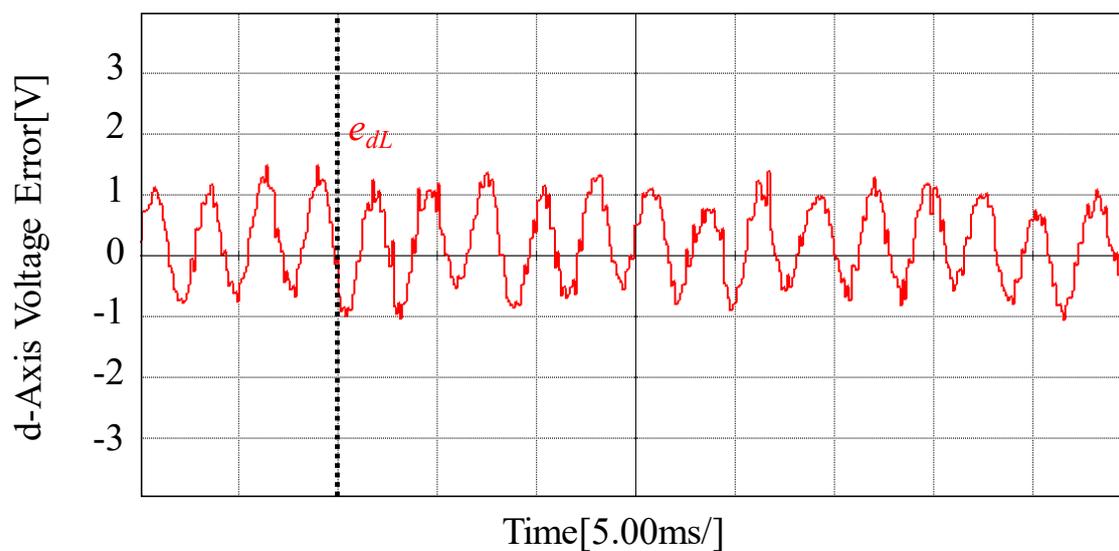


Fig. 5.18. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

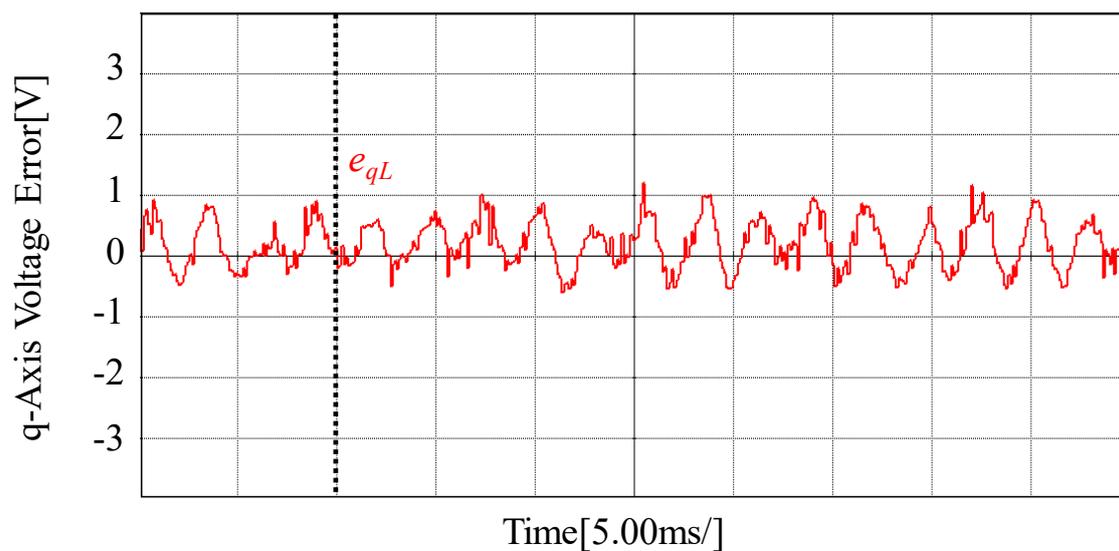


Fig. 5.19. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

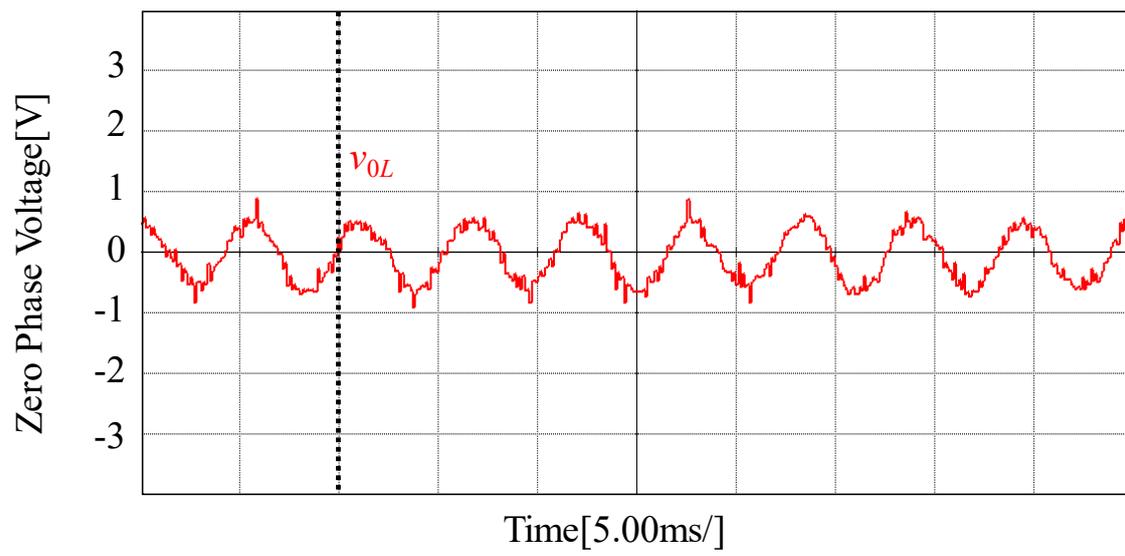


Fig. 5.20. 負荷電圧零相成分 (実機)

### 5.3 三相不平衡負荷接続

本システムでは単相負荷接続による三相不平衡負荷接続状態が存在する。よって、不平衡負荷接続時の動作も検証する。

シミュレーションの負荷条件を Table 5.14. に示す。なお回路, 制御器の両パラメータ, 制御の開始条件は前節と同じとした。提案方式における負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.21.~Fig. 5.25. に示す。図における縦点線部より制御が開始される。また, 負荷電圧波形, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の制御開始以降 (0.1[s]~) の FFT 結果を Table 5.16.~Table 5.18. に示す。Fig. 5.21., Fig. 5.22., Table 5.16. より制御開始以降の負荷電圧の 60[Hz]成分は指令値との誤差が最大でも 0.179[%]となっており, さらに 60[Hz]成分以外の周波数成分も極めて小さいことがわかる。また Fig. 5.23., Fig. 5.24. の 0.05[s]~0.1[s]からフィードフォワード制御によって出力フィルタでの直流値 (正相成分) の電圧変動が抑制されているが, 120[Hz]の成分 (逆相成分) によって $\pm 10$ [%]程度の誤差が発生していることがわかる。0.1[s]以降からは Fig. 5.23., Fig. 5.24., Table 5.17. より d 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0008[V], 120[Hz]の誤差は 0.7037[V]となっており, q 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0022[V], 120[Hz]の誤差は 0.6223[V]となっていることが確認でき, 対象とする成分の誤差が抑制されていることが確認できる。さらに 0[Hz], 120[Hz]以外の周波数成分も極めて小さいことがわかる。Fig. 5.25., Table 5.18. より 60[Hz]の零相成分は 0.173[%]となっていることが確認できる。よって負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差が抑制され, 文献[28]にて規定される+6[%]~10[%]の許容誤差を満たしていることが確認できる。

また, 実機による検証には Table 5.2. の回路パラメータを用い, 負荷条件は Table 5.5. とした。制御器パラメータは Table 5.4. を用いる。実機では制御開始状態で波形を観測している。提案方式における負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.26.~Fig. 5.30. に示す。また, 負荷電圧波形, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の FFT 結果を Table 5.19.~Table 5.21. に示す。Fig. 5.26., Fig. 5.27., Table 5.19. より負荷電圧の 60[Hz]成分は指令値との誤差は 1.55[%]となっていることがわかる。しかし Fig. 5.27., Table 5.19. より指令値に対して 180[Hz]成分が 1.872[%], 300[Hz]成分が 3.17 [%]発生しておりそれによって許容誤差である+6[%]~10[%]を超えてしまっていることが確認できる。また, Fig 5.28., Fig 5.29., Table 5.20. より d 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0141[V], 120[Hz]の誤差は 0.1352[V]となっており, q 軸において 0[Hz]の誤差は 0.0020[V], 120[Hz]の誤差は 0.3098[V]となっていることが確認できる。しかし 360[Hz]成分の指令値に対する d 軸負荷電圧誤差は 1.146[V], q 軸負荷電圧誤差は

0.4446[V]となっていることが確認できる。Fig. 5.30., Table 5.21.より 60[Hz]の零相成分は 0.909[%]となっていることが確認できる。しかし 180[Hz]成分の指令値に対する負荷電圧零相成分は 2.509[%]となっていることが確認できる。よって負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差は抑制されているが、対象としていない成分の誤差によって文献[28]にて規定される+6[%]~10[%]の許容誤差を満たしていないのが現状である。

Table 5.14. 負荷条件 (シミュレーション)

$u$ 相負荷 $Load_1$	12[Ω](0.0[s]~)
$v$ 相負荷 $Load_2$	20[Ω](0.0[s]~)
$w$ 相負荷 $Load_3$	20[Ω](0.0[s]~)

Table 5.15. 負荷条件 (実機)

$u$ 相負荷 $Load_1$	40[Ω](0.0[s]~)
$v$ 相負荷 $Load_2$	20[Ω](0.0[s]~)
$w$ 相負荷 $Load_3$	20[Ω](0.0[s]~)

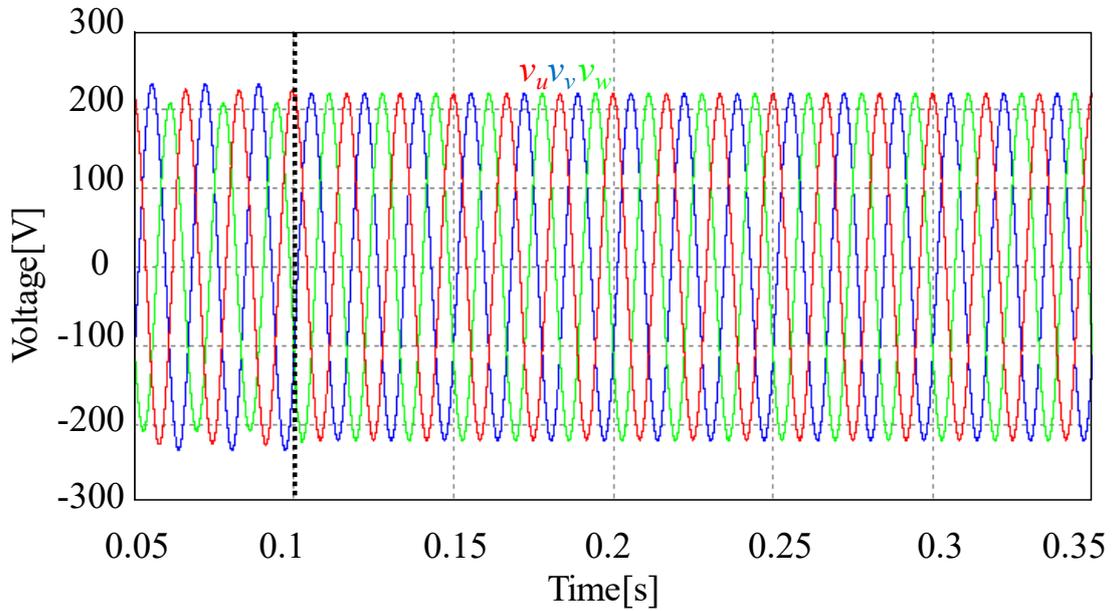


Fig. 5.21. 負荷電圧 (シミュレーション)

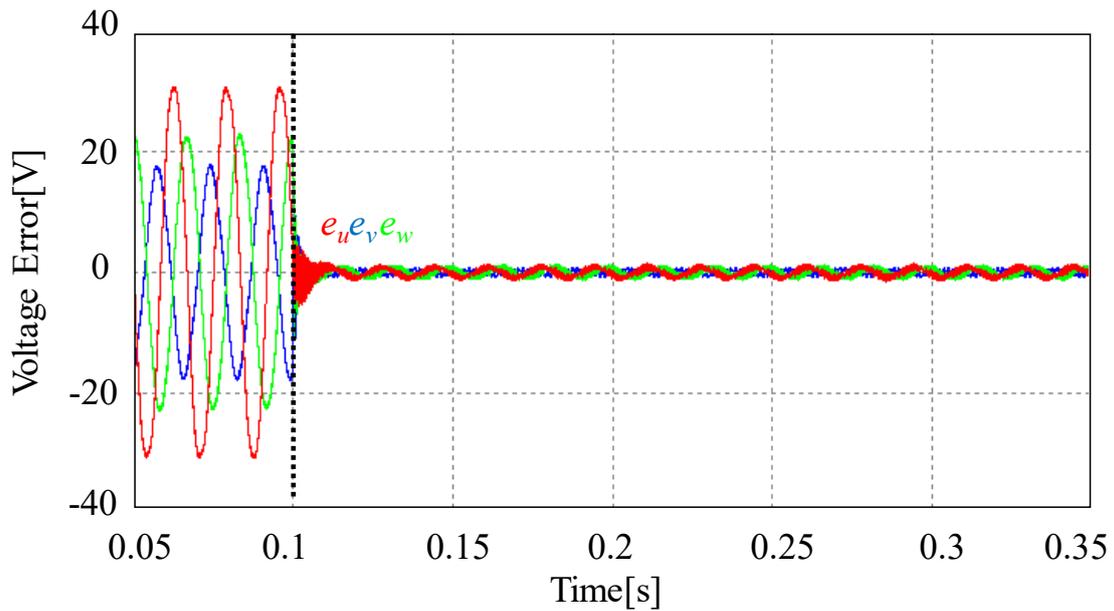


Fig. 5.22. 負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

Table 5.16. 負荷電圧 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
$u$ 相負荷電圧[V]	0.0036	219.606	0.0041	0.0612	0.0022	0.0188	0.0006
$v$ 相負荷電圧[V]	0.0074	220.261	0.0085	0.1463	0.0061	0.0529	0.0071
$w$ 相負荷電圧[V]	0.0096	220.139	0.0209	0.1053	0.0209	0.0243	0.0216

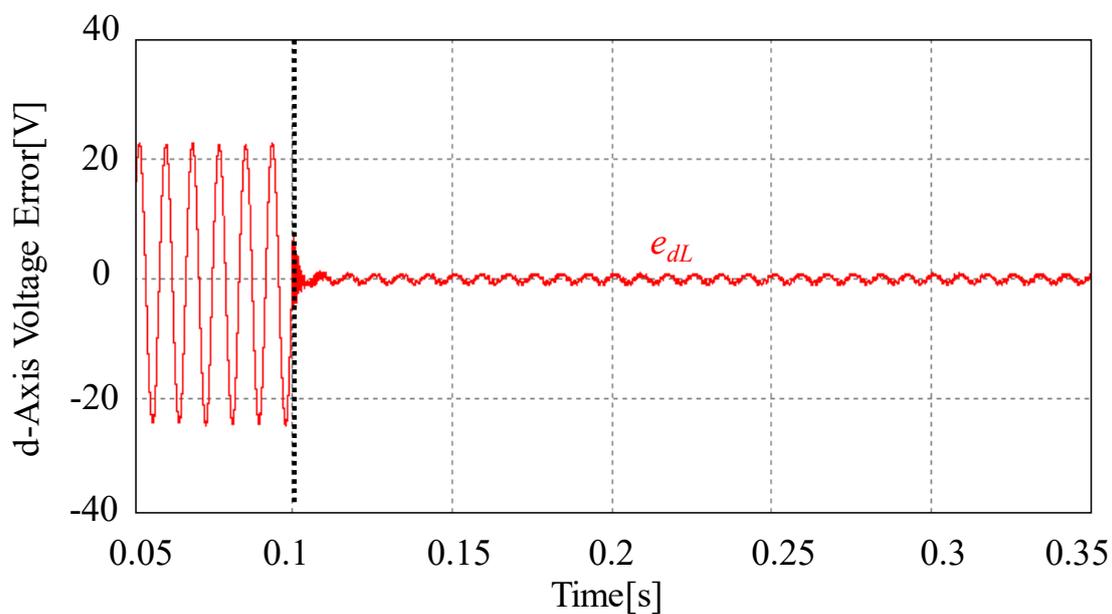


Fig. 5.23. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

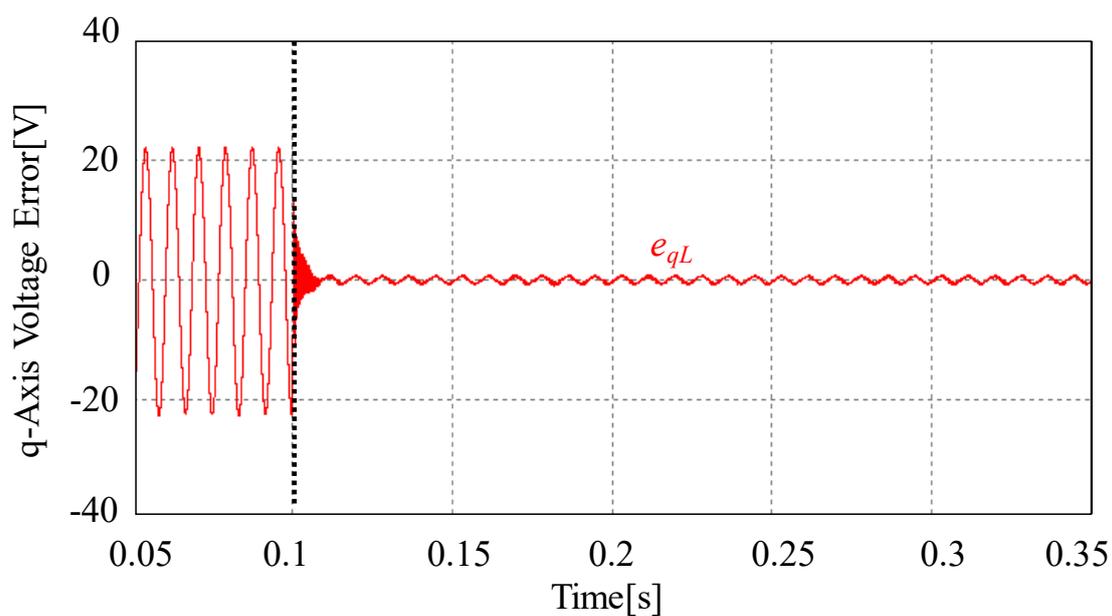


Fig. 5.24. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

Table 5.17. dq 軸負荷電圧と指令値の誤差 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
d 軸電圧誤差[V]	0.0008	0.0078	0.7037	0.0086	0.0040	0.0081	0.0331
q 軸電圧誤差[V]	0.0022	0.0080	0.6223	0.0108	0.0141	0.0107	0.0266

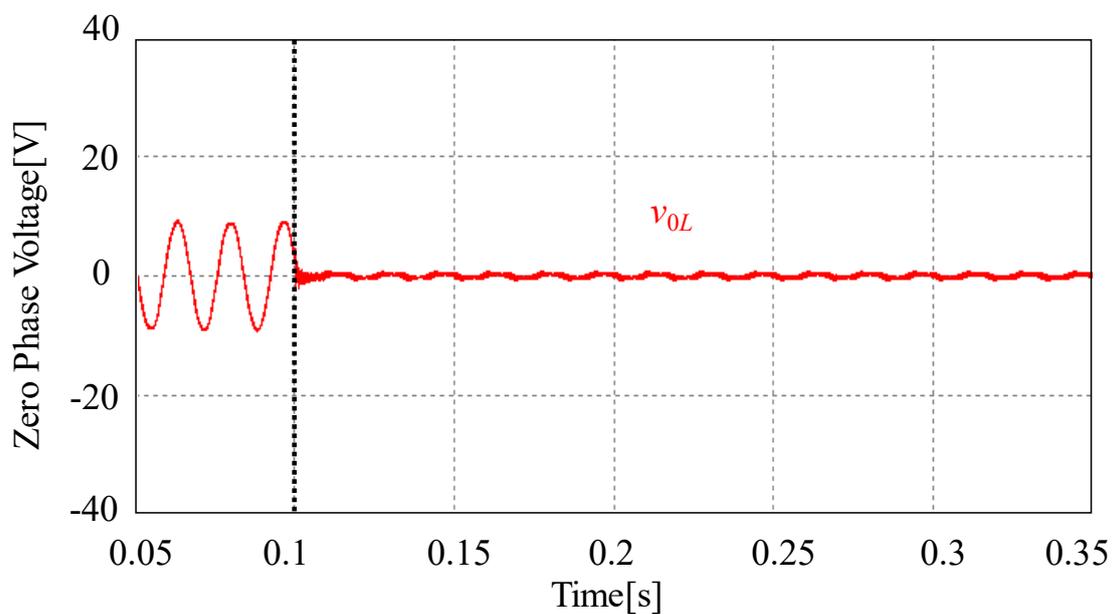


Fig. 5.25. 負荷電圧零相成分 (シミュレーション)

Table 5.18. 負荷電圧零相成分 FFT (シミュレーション)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
零相電圧[V]	0.0045	0.3800	0.0078	0.1012	0.0076	0.0173	0.0079

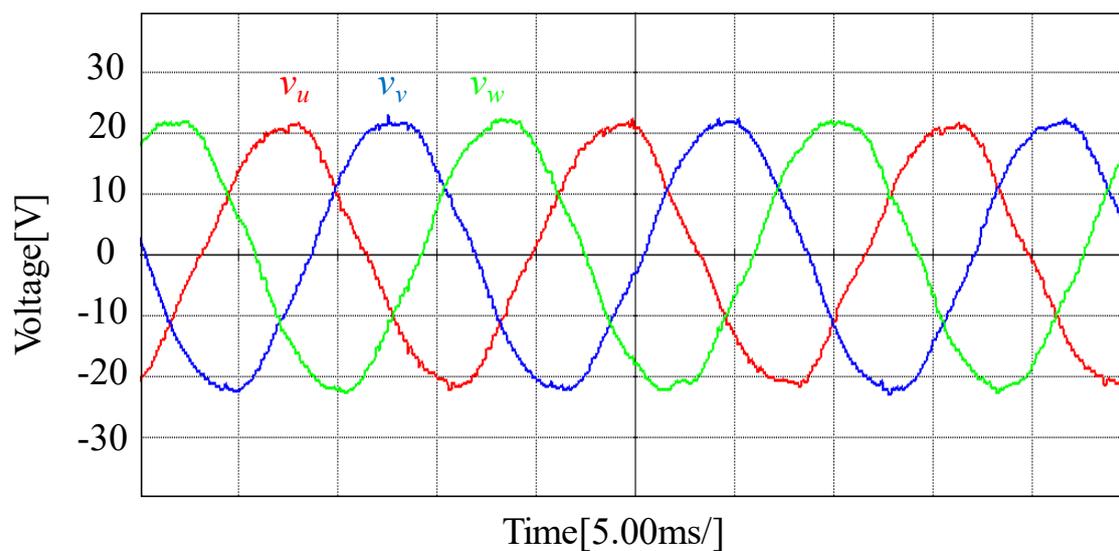


Fig. 5.26. 負荷電圧（実機）

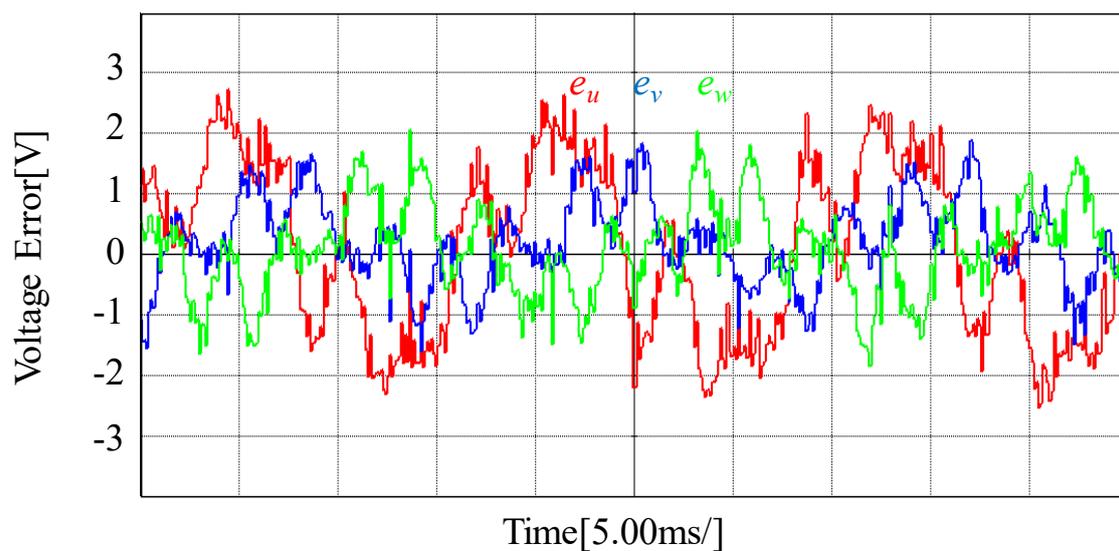


Fig. 5.27. 負荷電圧と指令値の誤差（実機）

Table 5.19. 負荷電圧 FFT（実機）

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
$u$ 相負荷電圧[V]	-0.0467	22.340	0.0078	0.4119	0.0029	0.6975	0.0392
$v$ 相負荷電圧[V]	-0.0106	21.865	0.0088	0.5815	0.0254	0.4210	0.0721
$w$ 相負荷電圧[V]	-0.0620	21.746	0.0194	0.6756	0.0266	0.2912	0.0457

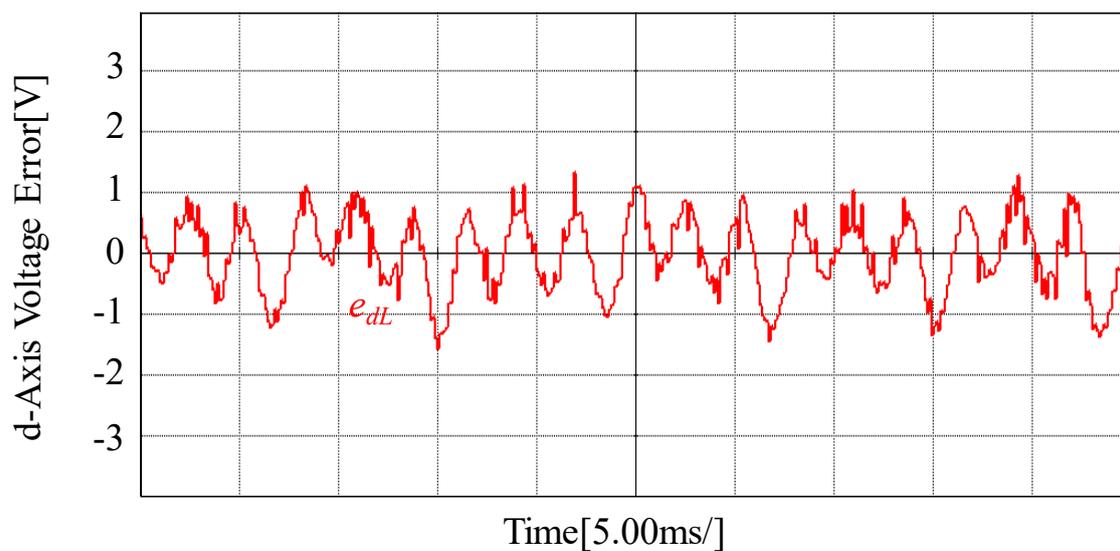


Fig. 5.28. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

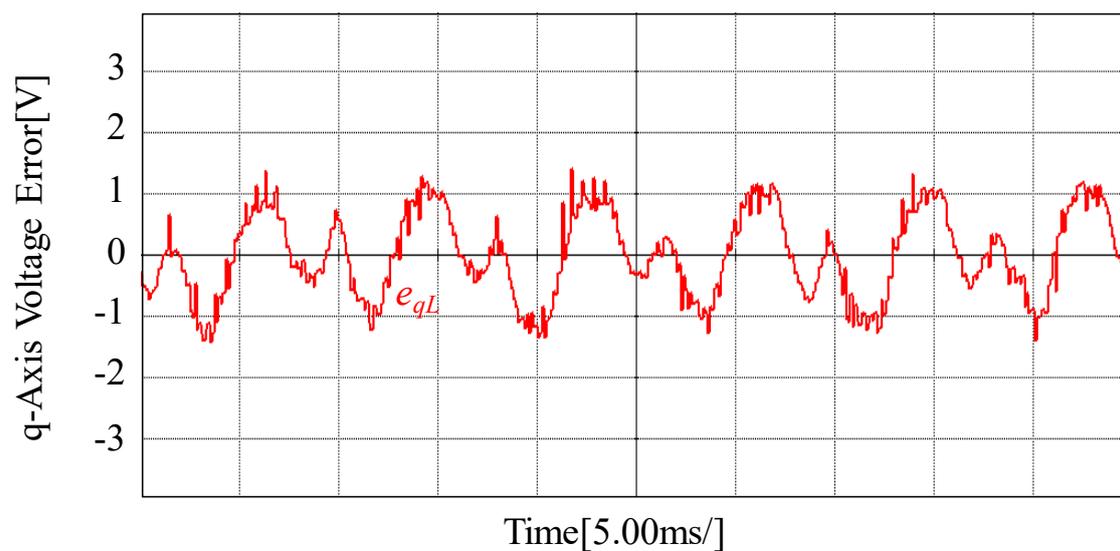


Fig. 5.29. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

Table 5.20. dq 軸負荷電圧と指令値の誤差 FFT (実機)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
d 軸電圧誤差[V]	0.0141	0.0631	0.1352	0.0074	0.0917	0.0395	1.146
q 軸電圧誤差[V]	0.0020	0.0541	0.3098	0.0053	0.2087	0.0200	0.4446

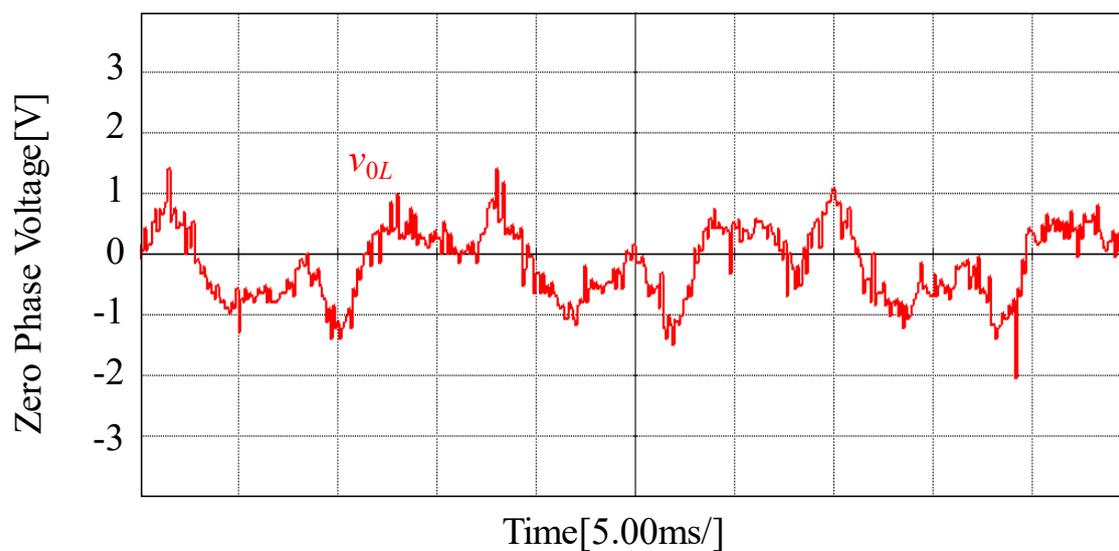


Fig. 5.30. 負荷電圧零相成分 (実機)

Table 5.21. 負荷電圧零相成分 FFT (実機)

	0[Hz]	60[Hz]	120[Hz]	180[Hz]	240[Hz]	300[Hz]	360[Hz]
零相電圧[V]	0.0090	0.2008	0.0078	0.5524	0.0174	0.2250	0.0233

## 5.4 三相不平衡負荷変動

最後に三相不平衡負荷の負荷変動時の負荷電圧制御を検証する。

シミュレーションの負荷条件を Table 5.22. に示す。なお回路, 制御器の両パラメータ, 制御の開始条件は前節と同じとした。負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.31. ~ Fig 5.35. に示す。縦線部より負荷変動が開始している。Fig. 5.31. および Fig. 5.32. では負荷変動時に負荷電圧の変動が最大 $\pm 4[\%]$ となっており規定を満たすことが確認できる。Fig. 5.33. , Fig. 5.34. より負荷変動後において速やかに指令値に追従していることが確認できる。Fig. 5.35. より零相電圧はおおむね 0 となっていることが確認できる。定常状態における FFT 結果は前節とほぼ同様であるため割愛する。よって文献[28]の規定を満たすことが確認できる。

また, 実機による検証には Table 5.2. の回路パラメータを用い, 負荷条件は Table 5.23. とした。制御器パラメータは Table 5.4. を用いる。提案方式における負荷電圧波形, 負荷電圧と指令値の誤差, d 軸負荷電圧と指令値の誤差, q 軸負荷電圧と指令値の誤差, 零相成分の波形をそれぞれ Fig. 5.36. ~ Fig. 5.40. に示す。図における点線部より三相負荷の値を急峻に変動させ, 負荷変動が生じている。ただし, wave の波形同時観測数の関係上, Fig. 5.36., Fig. 5.37, Fig. 5.40. は同時に観測しているが, Fig. 5.38., Fig. 5.39. は同時に観測できないため負荷変動の時間が異なっている。Fig. 5.36., Fig. 5.37. より負荷変動後において最大 $+26[\%]$ の誤差が発生しており, 文献[28]の規定を満たすことができていない。Fig. 5.38., Fig. 5.39. から負荷変動後において $13.6[\%]$ の誤差が発生していることが確認できる。Fig. 5.40. から負荷変動後においても負荷電圧零相成分には大きな変動が発生していないことが確認できる。定常状態における FFT 結果は前節とほぼ同様であるため割愛する。故に, 負荷電圧制御によって対象とする成分の誤差は抑制されているが, 対象としていない成分の誤差によって文献[28]にて規定される $+6[\%] \sim 10[\%]$ の許容誤差を満たしていないのが現状であることが確認された。さらに実機において負荷変動時の許容誤差である $\pm 20[\%]$ を満たしていないことが現状であることが確認された。

Table 5.22. 負荷条件 (シミュレーション)

$u$ 相負荷 $Load_1$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 12[\Omega](0.3[s]\sim)$
$v$ 相負荷 $Load_2$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega](0.3[s]\sim)$
$w$ 相負荷 $Load_3$	$20[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega](0.3[s]\sim)$

Table 5.23. 負荷条件 (シミュレーション)

$u$ 相負荷 $Load_1$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 20[\Omega]$
$v$ 相負荷 $Load_2$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 40[\Omega]$
$w$ 相負荷 $Load_3$	$40[\Omega](0.0[s]\sim) \Rightarrow 40[\Omega]$

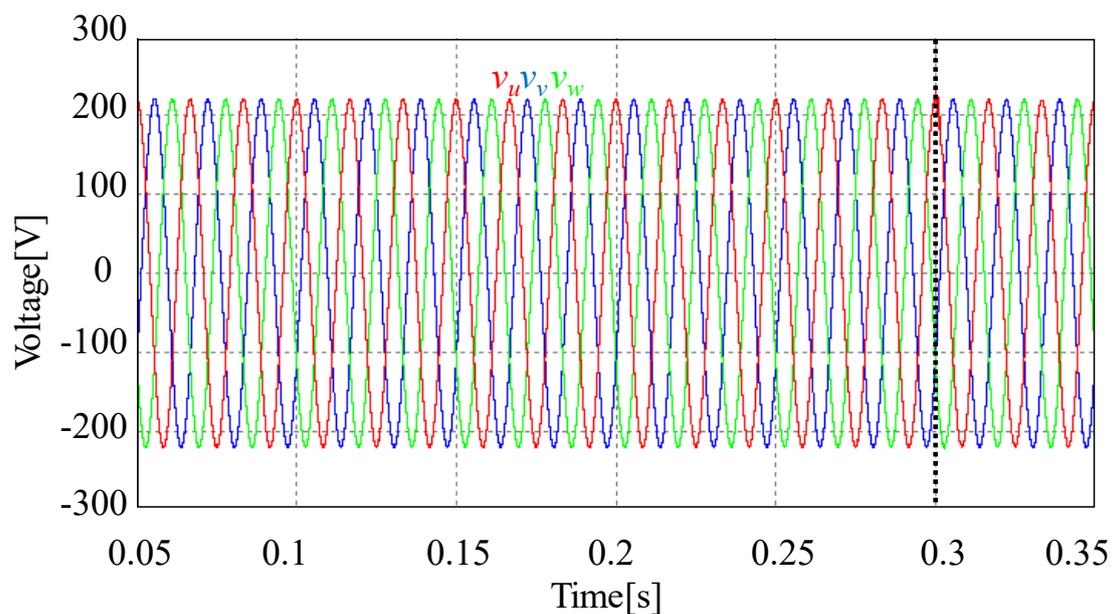


Fig. 5.31. 負荷電圧 (シミュレーション)

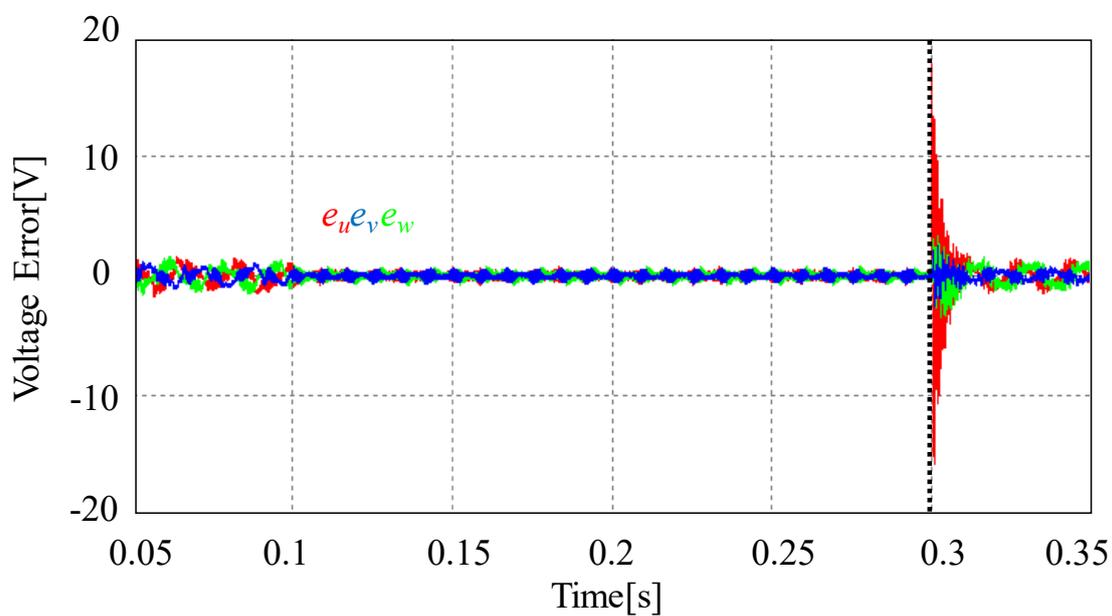


Fig. 5.32. 負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

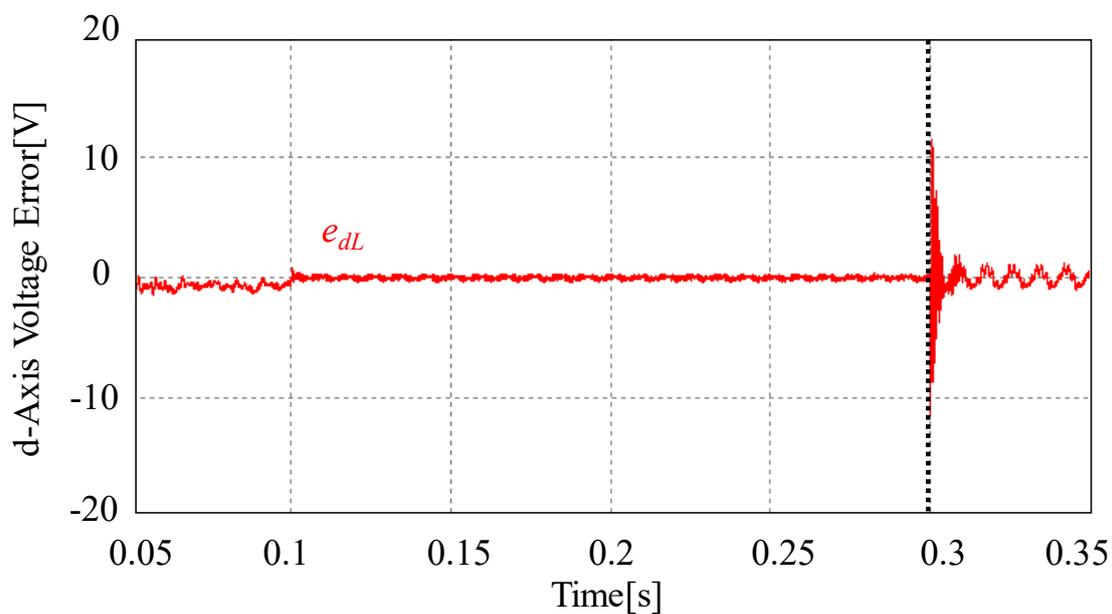


Fig. 5.33. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

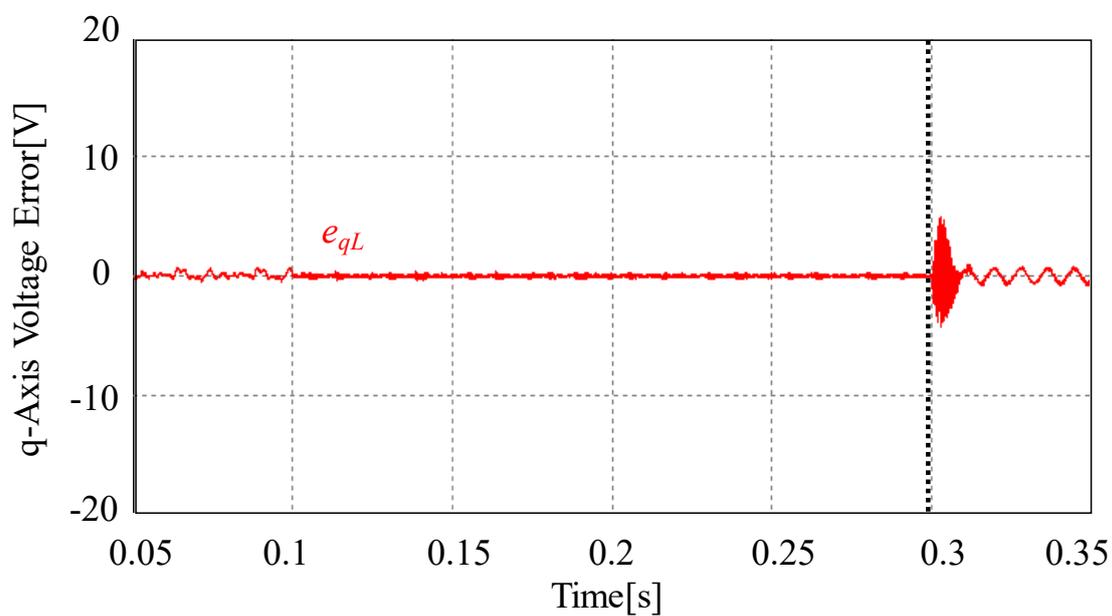


Fig. 5.34. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (シミュレーション)

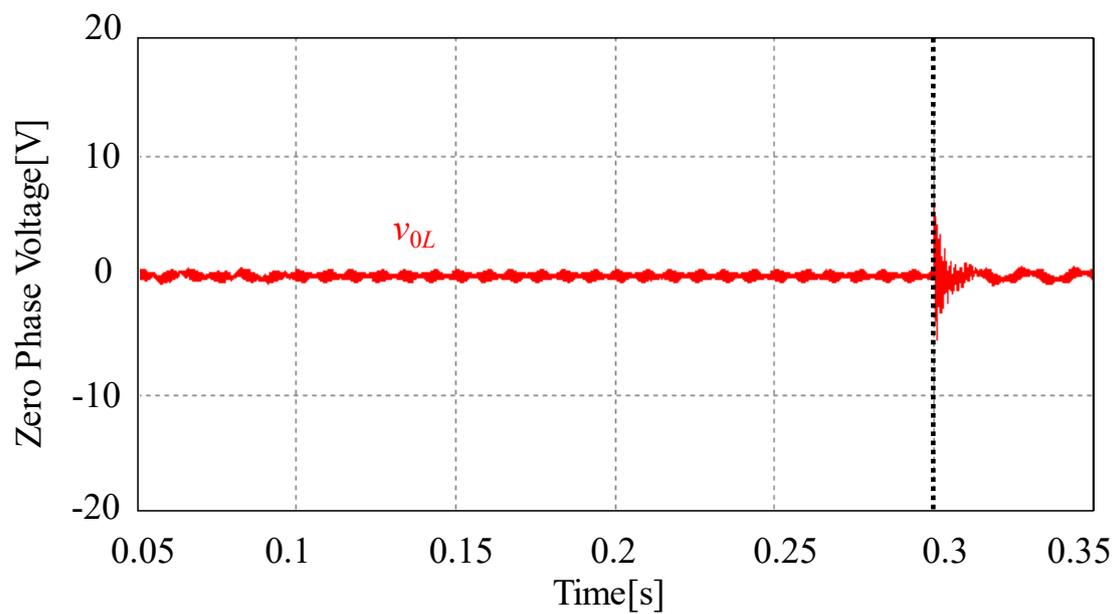


Fig. 5.35. 負荷電圧零相成分 (シミュレーション)

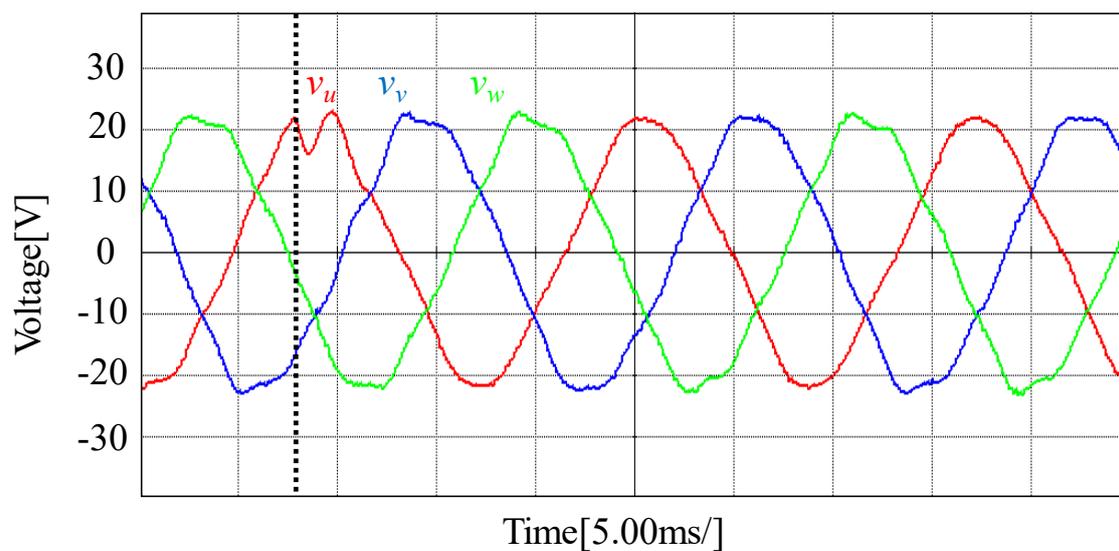


Fig. 5.36. 負荷電圧 (実機)

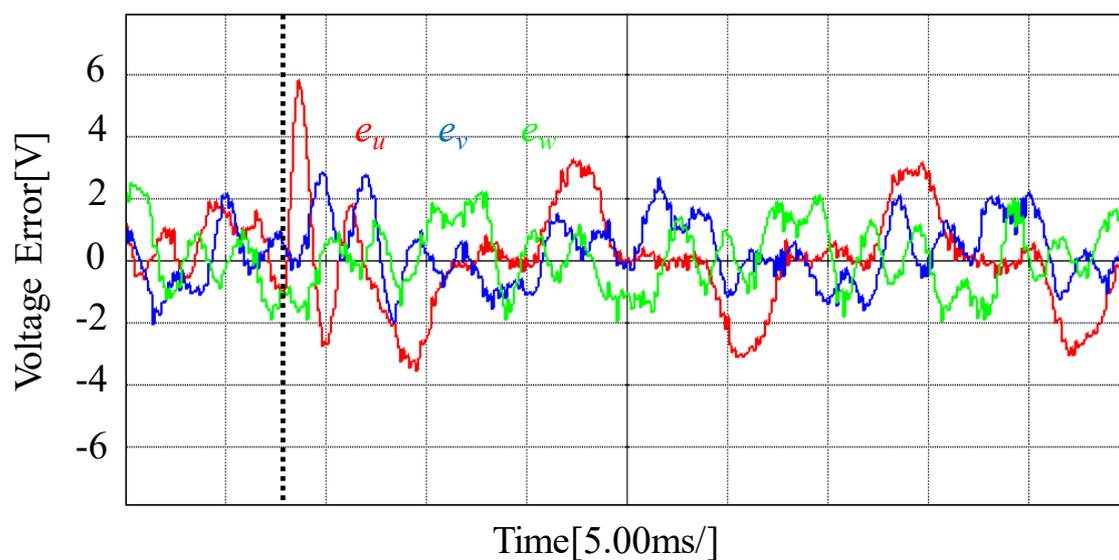


Fig. 5.37. 負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

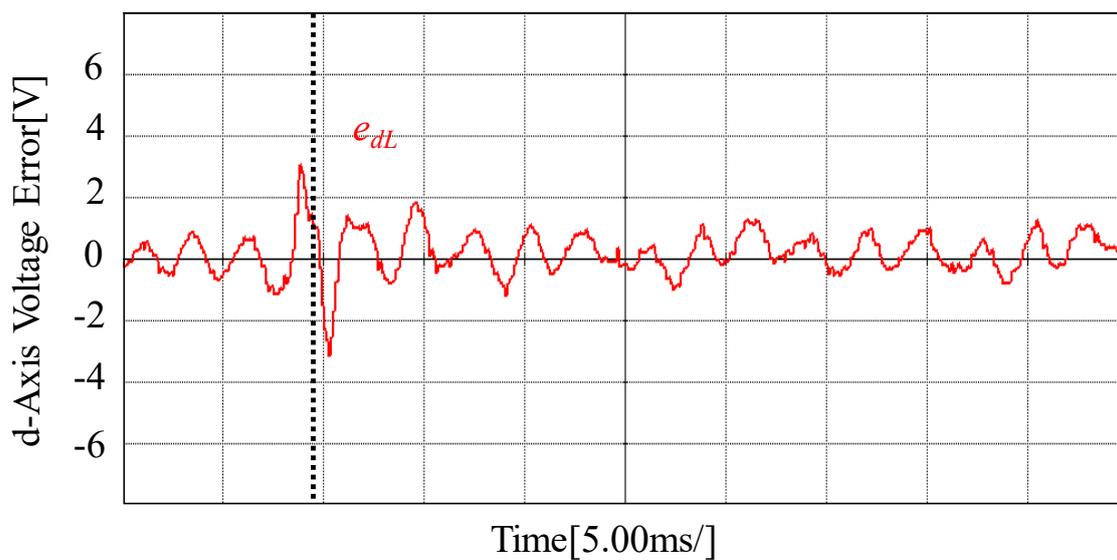


Fig. 5.38. d 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

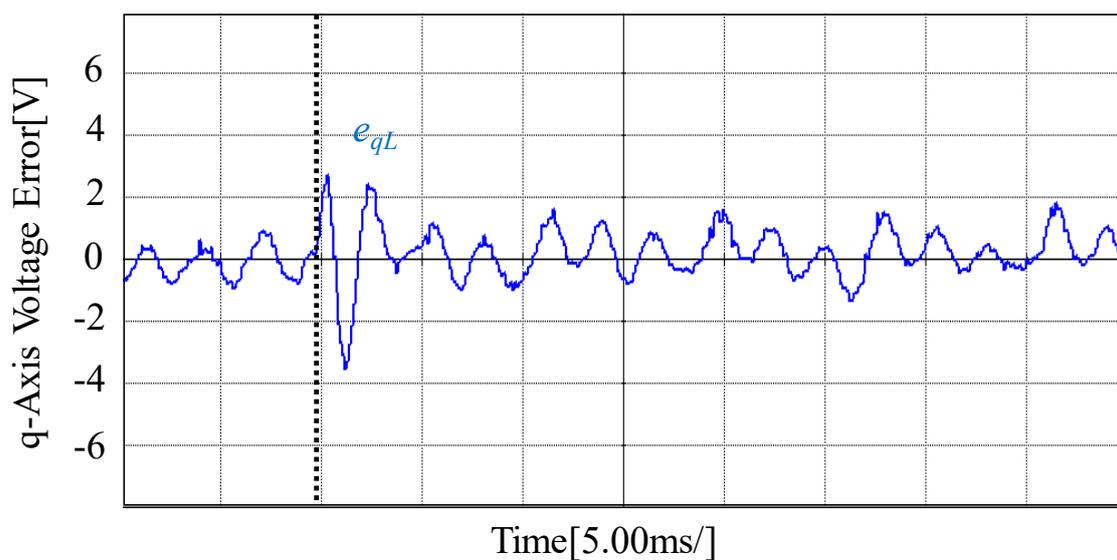


Fig. 5.39. q 軸負荷電圧と指令値の誤差 (実機)

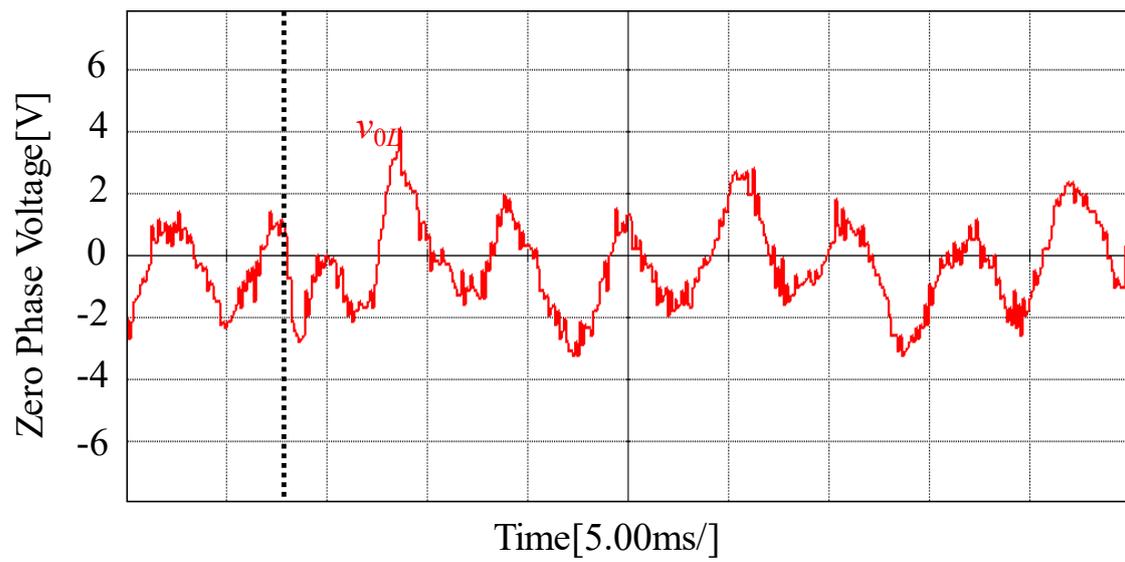


Fig. 5.40. 負荷電圧零相成分

## 第6章 結論

### 6.1 まとめ

本論文では、必要とされるセンサの減少や、計算の簡略化を実現した負荷変動の影響抑制制御を提案した。また PIS 補償器を dq 軸上の制御に応用することによって逆相を検出するフィルタや交流値制御などを用いることなく不平衡負荷を接続した場合の負荷電圧制御法について提案した。

次に、シミュレーションを用いて平衡負荷接続、平衡負荷変動、不平衡負荷接続、不平衡負荷変動の条件において本提案が規定である定常値の電圧誤差+6~-10[%]、過渡値の電圧誤差±20[%](1.5[s]以内)を満たすことを確認した。最後に実機を用いて平衡負荷接続、不平衡負荷接続においては制御の対象とする周波数成分の誤差は抑制できていることを確認できたが、奇数次高調波の発生により定常値の電圧誤差+6~-10[%]を満たしていないことが確認された。平衡負荷変動においては緩やかな負荷変動時においては電圧変動の影響が発生しないことが確認された。不平衡負荷変動において急峻な負荷変動時においては過渡値の電圧誤差±20[%](1.5[s]以内)を満たすことができないことが確認された。

## 6.2 今後の課題

本論文では実機に発生する3次などの奇数次高調波成分の影響を抑制することができておらず、規定を満たしていない。奇数次高調波成分はFig. 3.6のようにY関数生成上で制御を加えていない場合においても発生している。これについては奇数次高調波を発生させないような変調法に改善する、またはPIS補償器の正弦波項を複数用いて任意の高調波成分を制御する手法<sup>[31]</sup>を用いるなどの対応策が考えられる。

また、今回の結果は1次ローパスフィルタを加えた電圧センサからの値をwaveで観測しているため、実験結果には表れていないが、実機の実際の負荷電圧波形にはサージが多く含まれており、現状では接続する負荷に悪影響を及ぼす可能性がある。サージは入力電圧のゼロクロス付近において顕著に表れているため転流シーケンスに問題があると考えられる。よって転流シーケンスの転流方式の改善やサージを減少させるような手法<sup>[32]</sup>を用いる対応策が考えられる。

また、現状の検討では電源は定電圧源としており、発電機を接続した場合について検討がされていない。発電機を電源とする場合出力インピーダンスが大きいことによる入力側での共振や周波数変動について検討する必要がある。これの対応策としては発電機を電源とするマトリックスコンバータに関する文献<sup>[12][13]</sup>を参考にできると考えられる。

また、不平衡負荷変動の検討から急峻な負荷変動時において規定の電圧誤差を満たすことができないことが確認された。これは制御器のパラメータ設計を見直すことが解決策として考えられる。現状では制御器パラメータを試行錯誤的に設計しており、最適なパラメータを選定できているとは言えない。直流成分を補償するPI補償器のパラメータに関しては限界感度法<sup>[33]</sup>などのパラメータ決定手法が存在しているが、S補償器のパラメータに関しては現在パラメータの決定法が提案されていない。S補償器は実際には無限大のゲインを実現できているわけではない。S補償器の共振点のゲインは離散化のサンプリング周期によって決定されるため、matlabなどを用いて試行錯誤的にゲインを決定するしかない。これに対してS補償器の伝達関数に減衰項を追加することで、対象の周波数成分に対して高いゲインを維持しながら、ゲインを有限値とする近似PRコントローラ<sup>[34]</sup>を用いる対応策が存在する。

## 参考文献

- [1] 永吉謙一, 伊東淳一: 「PWM 整流器インバータシステムとマトリックスコンバータの比較」, 平成 19 年電気学会全国大会, 4-105, 2007
- [2] 篠原勝次, 山本吉朗: 「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電気学会論文誌 D, Vol. 126, No. 9, 1161-1170, 2006
- [3] 直接形交流電力変換回路の実用化と応用技術調査専門委員会編: 「マトリックスコンバータの技術動向と応用」, 電気学会, 2008
- [4] マトリックスコンバータの普及に向けた技術課題と導入効果調査専門委員会委員: 「マトリックスコンバータの普及に向けた技術課題と導入効果」, 電気学会技術報告, 1381 号, 2016
- [5] P.W. Wheeler, J Rodriguez, J.C. Clare, L. Empringham, A. Weinstein: “Matrix converters: a technology review”, IEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, pp.276-288, 2002
- [6] 成慶眠, 中小路元, 佐藤之彦: 「PWM 方式マトリックスコンバータにおける正弦波入出力電流を実現するための制御法に関する考察」, 電気学会論文誌 D, Vol.124, No.11, pp.1104-1113, 2004
- [7] 伊東淳一, 日向敏文: 「ゼロ電圧スイッチング制御法を適用したインダイレクトマトリックスコンバータの波形改善」, 電気学会論文誌 D, Vol.131, No.01, pp.24-31, 2011
- [8] 吉村仁志, 春名順之介, 星伸一: 「マトリックスコンバータの入力電流歪みを低減可能なスイッチングパターンの可視化と特性検証」, 電気学会論文誌 D, Vol. 138, No.3, pp. 234-241, 2017
- [9] 武井学, 小高章弘, 藤本久: 「逆阻止 IGBT の適用技術」, 富士時報, Vol.75, No.8, 2002

- [10] Hassan Nikkhajoei, M.Reza Iravani: "A Matrix Converter Based Micro-Turbine Distributed Generation System", IEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, No. 3, pp. 2182-2192, 2005
- [11] S.Masoud Barakati, Mehrdad Kazerani, J. Dwight Aplevich: "Maximum Power Tracking Control for a Wind Turbine System Including a Matrix Converter", IEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 3, pp.705-713, 2009
- [12] 春名順之介, 伊藤淳一: 「発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 129, No. 5, pp. 482-489, 2009
- [13] 春名順之介, 伊東淳一: 「発電機を電源として接続したマトリックスコンバータの入力電流ベクトル制御の特性検証」, 電気学会論文誌 D, Vol.130, No.11, pp.1205-1211, 2010
- [14] 高橋広樹, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの出力側に適用したダンピング制御のパラメータ設計と過渡特性評価」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-36, 2013
- [15] Roberto Cardenas, Ruben Pena, Pat Wheeler, Jon Clare: "Resonant Controllers for 4-leg Matrix Converters", 2010 IEEE International Symposium on Electronics, 2010
- [16] Roberto Cardenas, Ruben Pena, Jon Clare, Patrick Wheeler, Pericle Zanchetta: "A repetitive control system for four-leg matrix converters feeding non-linear loads", Electric Power Systems Research, Vol.104, pp. 18-27, 2013
- [17] Raef Aboelsaud, A. Ibrahim, Alexander G. Garganeev: "Review of three-phase inverters control for unbalanced load compensation", International Journal of Power Electronics and Drive System, Vol.10, No.1, pp.242-255, 2019
- [18] Yao Sun, Mei Su, Xing Li, Hui Wang, Weihua Gui: "Indirect Four-Leg Matix Converter Based on Robust Adaptive Back-Stepping Control", IEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58, No.9, pp.4288-4298, 2011
- [19] 長野結毅, 山村直紀, 石田宗秋: 「三相 4 線式マトリックスコンバータの過渡状態及び不平衡負荷に対応した負荷電圧制御法」, 平成 27 年度三重大学修士論文, 2016

- [20] Fukuda, Yoda: “A Novel Current-Tracking Method for Active Filters Based on a Sinusoidal Internai Model, IEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, No. 3, pp. 888-895, 2001
- [21] Roberto Cardenas, Ruben Pena, Patrick Wheeler, Jon Clare, Carlos Juri: “Control of a matrix converter for the operation of autonomous systems”, Renewable Energy Vol. 43, pp. 343-353, 2012
- [22] Gyeong-Hun Kim, Chulsang Hwang, Jin-Hong Jeon, Jong-Bo Ahn, Eung-Sang Kim: “A novel three-phase four-leg inverter based load unbalance compensator for stand-alone microgrid”, Electrical Power and Energy Systems, Vol. 65, pp.70-75, 2015
- [23] 江口直也, 山本光俊, 遠藤和弥, 小西茂雄, 森田敏浩: 「不平衡補償機能付き自励式 SVC 制御方式の開発」, 電気学会論文誌 D, Vol. 114, No. 4, pp. 444-450, 1994
- [24] 佐藤基, 大森洋一: 「マトリックスコンバータ小型化のための三角波比較変調法」, 東洋電機技報, 第 120 号, 2009
- [25] 春名順之介, 伊東淳一: 「瞬時空間ベクトル図を用いたマトリックスコンバータのスイッチングパターンの可視化」, 電気学会論文誌 D, Vol.131, pp. 144-150, No.2, 2011
- [26] AKIO ISHIGURO, KATSUHISA INAGAKI, MUNEAKI ISHIDA, SHIGERU OKUMA, YOSHI UCHIKAWA, KOJI IWATA: “A NEW METHOD OF PWM CONTROL FOR FORCED COMMUTATED CYCLOCONVERTERS USING MICROPROCESSORS”, CONFERENCE RECORD OF THE 23RD IEEE INDUSTRY APPLICATION SOCIETY ANNUAL MEETING, Vol.23, No.1, pp. 712-721, 1988
- [27] 電気学会: 「基礎電気機器学」, オーム社, p. 92, 1984
- [28] 日本船舶伝送協会: 「船舶設備関関連法令及び規則 (強電)」, 2017
- [29] 日本工業規格: 「JIS 7001-1991 ISO:1984」, 1991
- [30] 社団法人電子情報技術産業協会: 「JEITA IT-1004」, 2007

- [31] Roberto Cardenas, Carlos Juri, Ruben Pena, Patrick Wheeler, Jon Clare: “The Application of Resonant Controllers to Four-Leg Matrix Converters Feeding Unbalanced or Nonlinear Loads”, IEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, NO.3, pp. 1120- 1129, 2012
- [32] 加藤康司, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電気学会論文誌 D, vol. 127, No. 8, 2007
- [33] 杉江俊治, 藤田政之: 「フィードバック制御入門」, コロナ社, 1999
- [34] R.Teodorescu, F. Blaabjerg, M.Liserre, P.C Loh: “Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters”, IEE Proceedings-Electric Power Applications, Vol. 153, No.5, 2006

## 関連論文及び口頭発表

- [1] 酒井田純也, 山村直紀, 石田宗秋, 小山昌人: 「共振コントローラを用いた三相 4 線式マトリックスコンバータの負荷電圧制御」, 平成 29 年電気学会産業応用部門大会, R1-3, 1-26, 2017.8
  
- [2] Junya Sakaida, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida, Masato Koyama: “Load voltage control of a three-phase four wire matrix converter using a PIS compensator in system of rotating axis”, International Symposium For Sustainability by Engineering at MIU, 2017
  
- [3] 酒井田純也, 山村直紀, 小山昌人, 石田宗秋: 「PIS 補償器を用いた三相 4 線式マトリックスコンバータの不均衡負荷及び負荷変動に対応した負荷電圧制御」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, R1-10, 1-45, 2018.8

### 参考

酒井田純也, 長野結毅, 山村直紀, 石田宗秋: 「三相 4 線式マトリックスコンバータの過渡状態及び不均衡負荷に対応した負荷電圧制御」, 平成 29 年電気学会全国大会, E31-A4, 7-071, 2017.3

## 謝辞

本研究の遂行および本論文の作成において、終始丁寧にご指導いただきました三重大学 工学部 電気電子工学科 准教授 工学博士 山村 直紀先生, 同大学 工学部 電気電子工学科 助教授 工学博士 小山 昌人先生, 同大学 工学部 電気電子工学科 助教授 工学博士 矢代 大祐先生, 中部大学 工学部 宇宙航空理工学科 教授 工学博士 石田宗秋先生に心より御礼申し上げます。

本研究の進行に際し、数々の御助言を頂きました平成 28 年度博士前期課程修了生 山本 僚氏に心から感謝いたします。また平成 28 年 4 月の研究室配属から多くの時間を共に過ごした制御システム研究室の皆さん, エネルギーシステム研究室の皆さんに心から感謝いたします。

最後に何不自由なく 6 年間大学生生活を送らせて頂いた家族に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。