

# 三相 4 線式マトリ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

長野 結毅

## 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クスコンバータ .....	3
1.1.2 電源装置としての応用と期待.....	5
1.1.3 従来制御方式の問題とその対策 .....	7
1.2 本研究の目的.....	7
1.3 本論文の構成.....	8
第2章 三相4線式マトリクスコンバータの制御原理.....	9
2.1 回路構成.....	9
2.2 入出力間の関係と制御関数の定義.....	11
2.3 スイッチングパターンの生成法の一例.....	14
2.4 適用する制御関数.....	16
第3章 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御(従来方式).....	21
3.1 入力側制御.....	21
3.2 出力側制御.....	23
3.2.1 正相制御.....	23
3.2.2 零相制御.....	24
3.3 従来方式の問題点.....	26
第4章 三相4線式マトリクスコンバータの制御モデル構築.....	27
4.1 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧制御モデル導出 .....	27
4.1.1 負荷電圧 dq 軸モデル.....	28
4.1.2 負荷電圧零相モデル.....	31
4.2 モデル式の妥当性検証.....	33
第5章 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御.....	37
5.1 モデルに基づいた負荷電圧一定制御系の構築 .....	37
5.1.1 正相制御.....	37
5.1.2 零相制御.....	40
5.2 負荷電圧一定制御のシミュレーション検証.....	41
5.2.1 三相平衡負荷変動時.....	41
5.2.2 三相不平衡負荷変動時.....	47
第6章 結論.....	53
6.1 まとめ.....	53
6.2 今後の課題.....	54

参考文献.....	55
関連論文及び口頭発表.....	57
謝辞.....	58

## 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 のような整流器-インバータ方式、または Fig. 1.2 のようなコンバータ-インバータ方式の間接形電力変換器が使用されている。これらの電力変換器は交流電源を直流に変換し、インバータにより再び任意の振幅・周波数の交流に変換するが、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環境条件により、劣化、寿命の問題に加え、かなりのスペースを占めている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、直流リンクを持たず、交流電源を直接、任意の振幅・周波数の交流に変換するマトリクスコンバータが注目を集めている<sup>[1][2][3]</sup>。マトリ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、入力電流、出力電圧の正弦波制御が可能である。これにより、入力力率改善による入力電源の小容量化、高調波低減による EMI(Electro-Magnetic-Interference)フィルタ小型化にも貢献することができる。
- (2) 間接形電力変換器では電流経路中に 2 つのパワー半導体デバイスがあるが、マトリクスコンバータでは 1 つであるためオン損失が少ない。

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て逆耐圧を得ていた。そのためオン損失が多く、(2)の特徴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、低損失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至っている<sup>[4]</sup>。このように、パワー半導体デバイスの進歩もマトリクスコンバータが注目されてきた一因である。

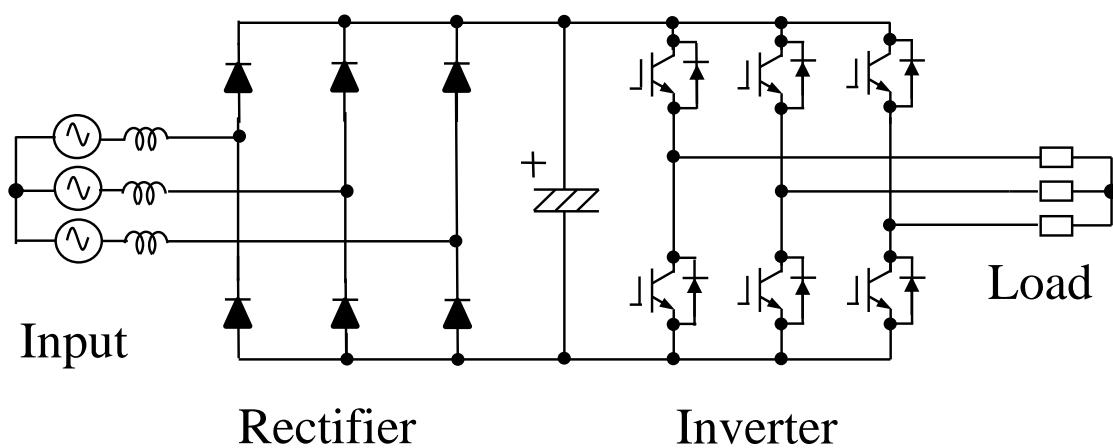


Fig. 1.1 整流器-インバータシステム

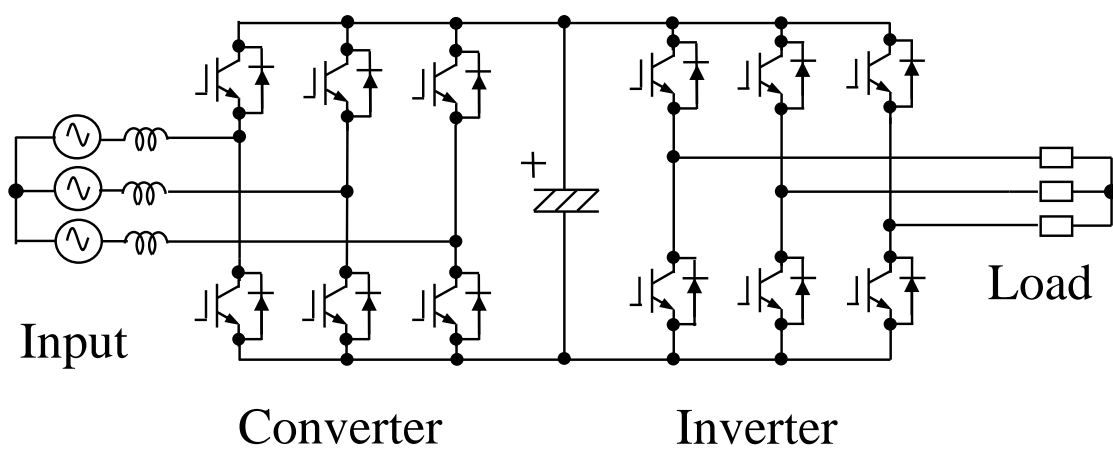


Fig. 1.2 コンバータ-インバータシステム

### 1.1.2 電源装置としての応用と期待

マトリクスコンバータの研究としてはモータ駆動を中心として様々な研究がなされ、近年ではマトリクスコンバータの入力側に可変速発電機（以下、発電機）を接続し、独立電源に適用することも検討されている。マトリ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。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、メンテナンス性の悪い場所へ設置される風力・水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。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、発電機の加減速運転を実現する制御法が提案されている<sup>[5][6][7]</sup>。いずれにしても、発電機の交流出力をマトリ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。

以上の研究例に対する負荷への電力供給は Fig. 1.3 のような三相3線式配電が基本である。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、変圧器レスで接地が可能であるため大幅な軽量化、省スペース化が可能となる。したがって、発電機出力にマトリクスコンバータを接続し、さらに三相4線式配電を適用したシステムとすることで三相負荷、単相負荷双方を接続可能で小型、長寿命、高効率な独立電源の実現が期待できる。

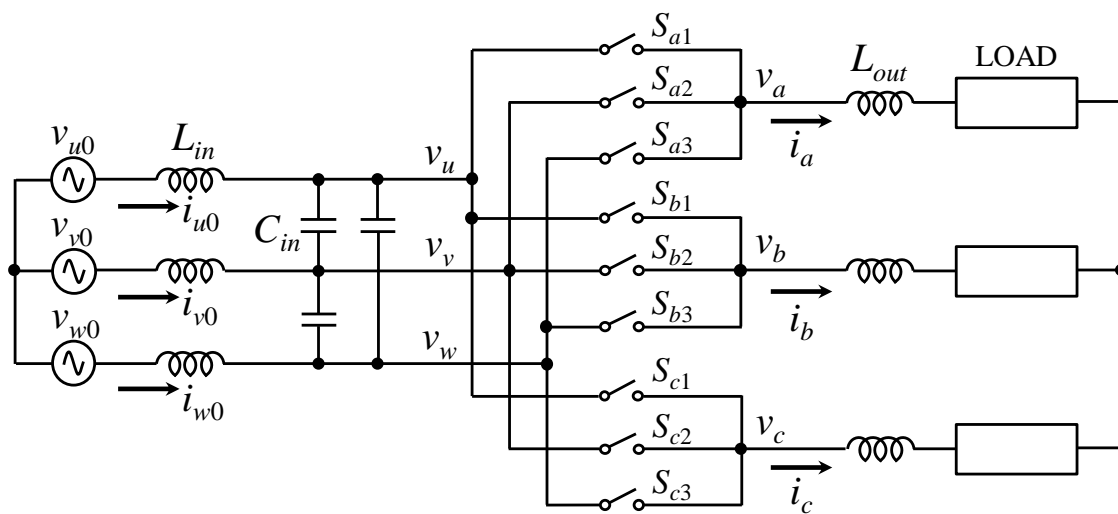


Fig. 1.3 一般的なマトリクスコンバータ (三相3線式降圧形) 主回路構成

### 1.1.3 従来制御方式の問題とその対策

マトリクスコンバータを三相4線式配電の定電圧定周波数電源に適用する場合、マトリ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(以下、不平衡負荷)に対しても負荷電圧を一定平衡化する能力が求められる。文献[5]で提案されている手法では不平衡負荷接続時、負荷電圧を不平衡化させる零相電圧をマトリクスコンバータのフィードバック制御により抑制することで、負荷電圧を平衡状態に近づける制御法が提案されている。しかしながら、従来方式では不平衡負荷時、負荷電圧に発生する逆相電圧の抑制は行われておらず、負荷電圧制御コントローラのゲイン設定によっては逆相電圧の発生により負荷電圧が不平衡化する問題がある。また、電源システムへの接続負荷を含めた制御モデルは未知であるため、負荷電圧制御コントローラは特定の負荷を接続した状態で負荷電圧の挙動を観測し、最適なゲインを試行錯誤的に求める必要があった。この場合、負荷電圧制御コントローラのゲインは特定負荷に対して設計されたものであるため、負荷の状態が変化した場合には指令値に対する追従性能が良好でない等の問題が発生し、最悪の場合、制御が発散するという電源システムとして大きな問題があった。

## 1.2 本研究の目的

本研究では、三相4線式マトリクスコンバータに対して、発電機あるいはその他交流電源と直接接続することによる定電圧定周波数電源装置への適用を目的とする。本論文では三相4線式マトリクスコンバータについて、負荷電圧制御モデルについて報告する。また、この制御モデルから負荷電圧制御における制御干渉、負荷電圧に対する負荷電流の影響を論じ、負荷不平衡状態、負荷急変を含めた負荷状態に左右されない負荷電圧一定制御法について報告する。



## 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、三相4線式マトリクスコンバータの回路構成とスイッチング、および制御関数について説明する。そして、振幅・周波数変換原理を述べる。

第3章では、従来適用されていた三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御について説明し、問題点を述べる。

第4章では、三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧制御モデルの導出を行い、数式、回路シミュレータにより検証を行う。

第5章では、負荷電圧制御モデルより負荷状態に左右されない負荷電圧一定制御法について述べる。また、三相平衡負荷、三相不平衡負荷における回路シミュレーション結果を従来方式の結果と併せて示す。

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 三相4線式マトリ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>[8]</sup>。

マトリ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。

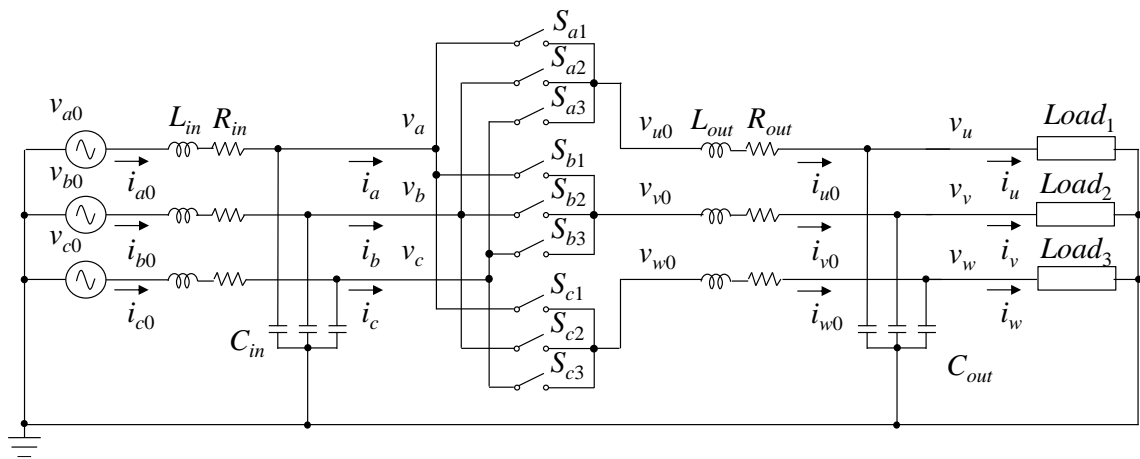


Fig. 2.1 三相4線式マトリクスコンバータの回路構成

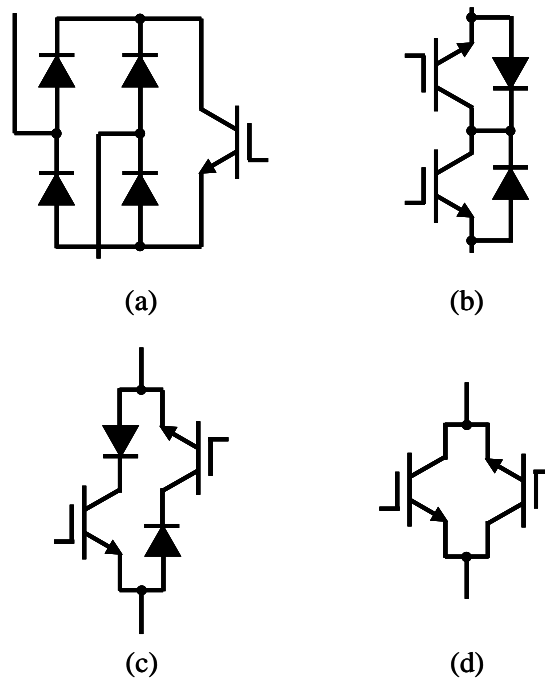


Fig. 2.2 双方向スイッチの構成例

## 2.2 入出力間の関係と制御関数の定義

マトリクスコンバータは  $S_{a1} \sim S_{c3}$  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ンスが接続されており, Fig. 2.1 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. 2.2 に示す。Fig. 2.2 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, 出力電流の時間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, 入力電流  $i_a, i_b, i_c$ , 出力電圧  $v_{u0}, v_{v0}, v_{w0}$  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. 2.2 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。(2.2.1)式に従って決定されるオン時間比  $a_1 \sim c_3$  を連続関数として定義したものを「制御関数」と呼ぶ。

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

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, 制御関数は(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、制御関数により(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制御関数  $a_1 \sim c_3$  を決める必要がある。

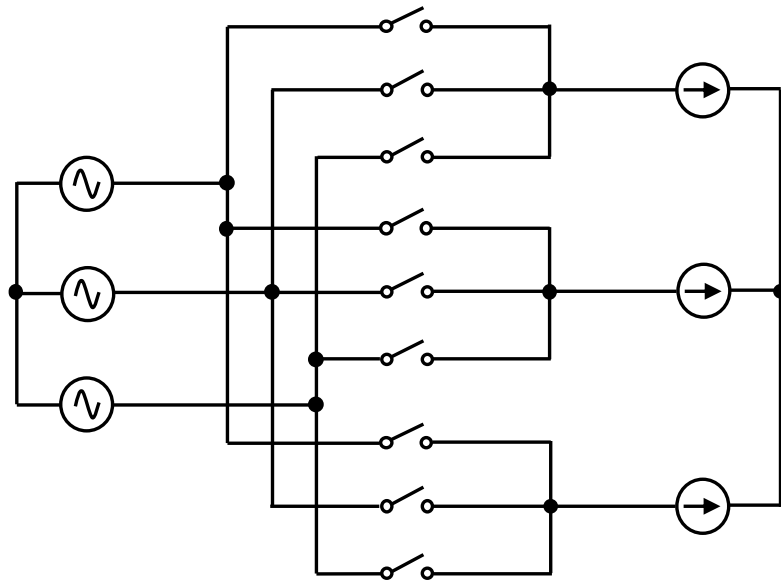


Fig. 2.1 マトリクスコンバータの等価モデル

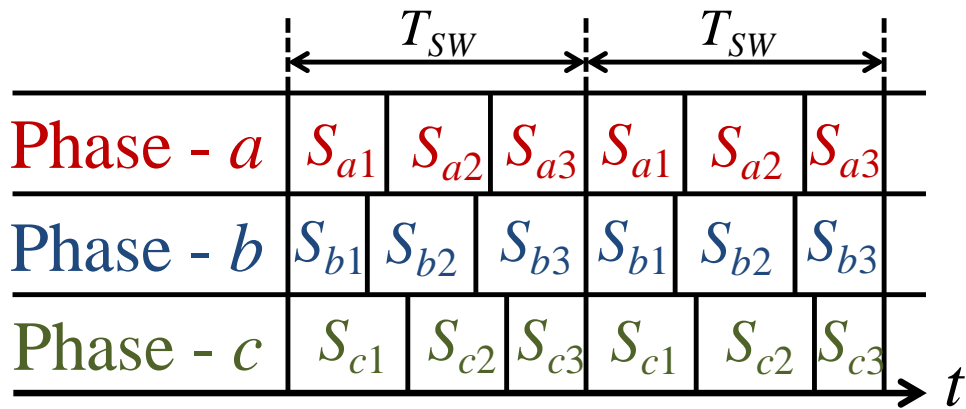


Fig. 2.2 スイッチングパターンの例

## 2.3 スイッチングパターンの生成法の一例

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>[3]</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. 2.3 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. 2.3 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。

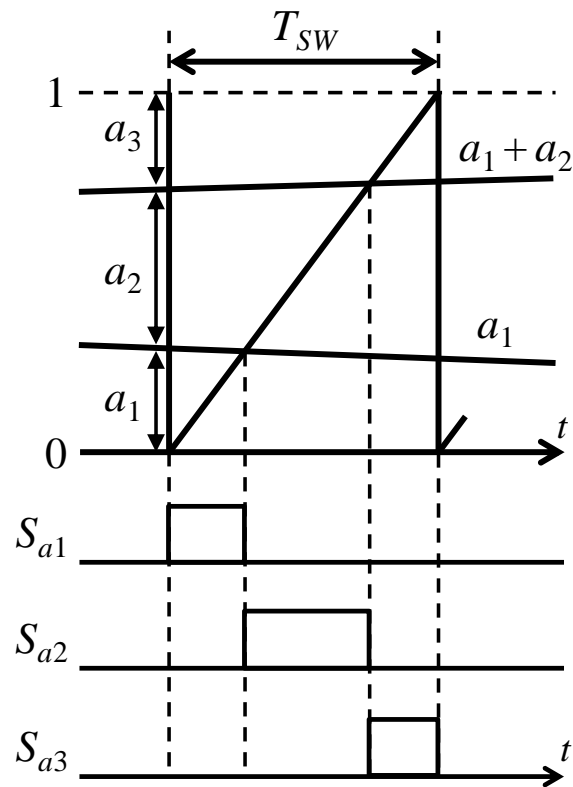


Fig. 2.3 のこぎり波比較法の原理



## 2.4 適用する制御関数

一般的に、マトリクスコンバータの制御はコンバータ-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。マトリクスコンバータを仮想的にコンバータ-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、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>[9]</sup>。本研究では文献[5]で述べられている制御関数を用いる。本制御関数は、数学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、数学上のAC/DC/AC変換の概念をFig. 2.4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。

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

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

(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 $AY_1 \sim AY_3$ 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。

$X$ 関数の位相をマトリ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、数学上の直流を得る。

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

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制御関数は三行三列で表される。入出力電圧、入出力電流の関係は制御関数により一意に決定されるので、数学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。

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

しかし、出力電圧指令値は三相交流となっており、このままでは制御関数が制約条件である(2.2.2)式を満たさない。そこで、(2.4.4)式を(2.4.5)式のように考えると考える。

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

(2.4.5)式の右辺第2項、 $h_u, h_v, h_w$  は  $X$  関数、 $Y$  関数のみでは制御関数が制約条件(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. 2.5 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正弦波になると仮定し、

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

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、

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

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。

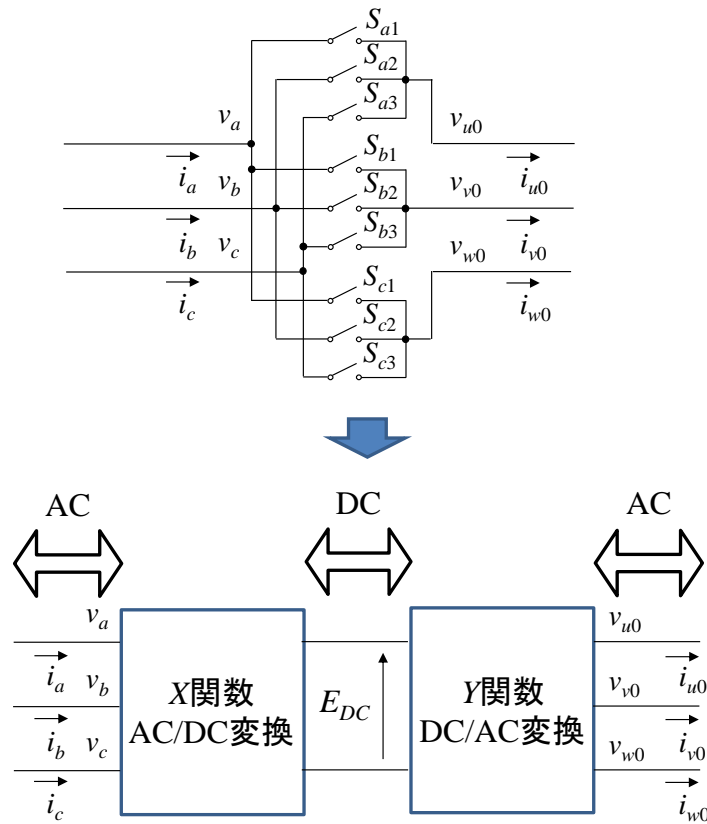


Fig. 2.4 制御関数上での AC/DC/AC 変換

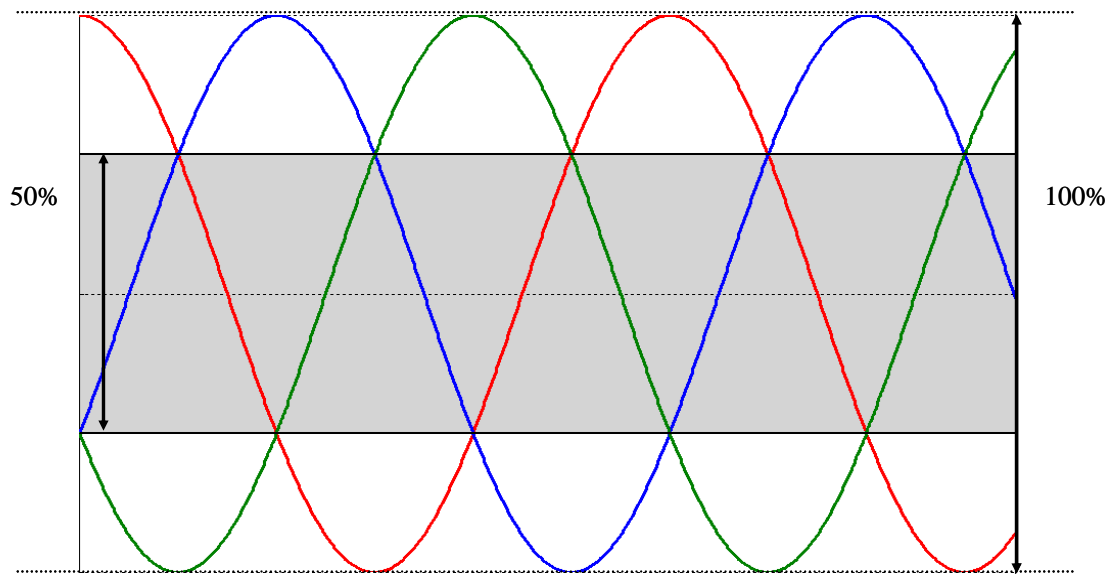


Fig. 2.5 三相4線式マトリクスコンバータの入力電圧利用可能範囲

## 第3章 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御(従来方式)

本章ではまず，従来方式において提案されている負荷電圧一定制御について説明し，従来方式における問題点を回路シミュレーションにより検証する。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。

### 3.1 入力側制御

ここでは，従来制御方式について述べる。三相4線式マトリクスコンバータを電源として用いる場合，負荷電圧を一定振幅，一定周波数に制御する必要がある。従来方式の制御ブロックを Fig. 3.1 に示す。入力側に関しては，電源電圧を電圧センサにより測定し，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  $X$  関数に投入し，これにより数学上の直流を生成する入力側制御を行う。

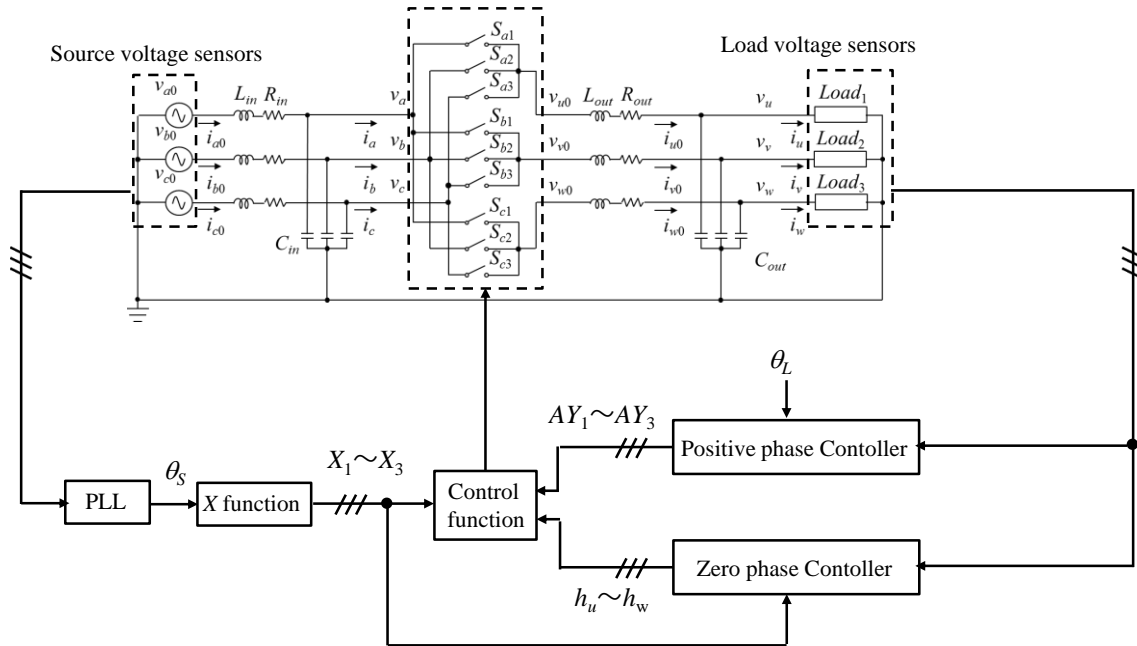


Fig. 3.1 従来方式の負荷電圧一定制御系

## 3.2 出力側制御

### 3.2.1 正相制御

出力側に関しては,  $Y$  関数及び  $h$  関数による操作で出力電圧を操作, 負荷電圧を一定振幅, 一定周波数に制御する制御関数を生成する。Fig. 3.2 に  $Y$  関数による正相電圧制御系を示す。負荷電圧  $v_u, v_v, v_w$  は電圧センサにより取得される。負荷電圧の正相成分は  $dq$  変換により, 制御が容易な直流に変換された後,  $d$  軸及び  $q$  軸における負荷電圧指令値  $v_{dL}^*, v_{qL}^*$  に追従するよう  $PI$  制御が施される。これにより生成された操作量は逆  $dq$  変換により三相交流値に分解され, 出力電圧指令値  $Y$  関数に入力される。

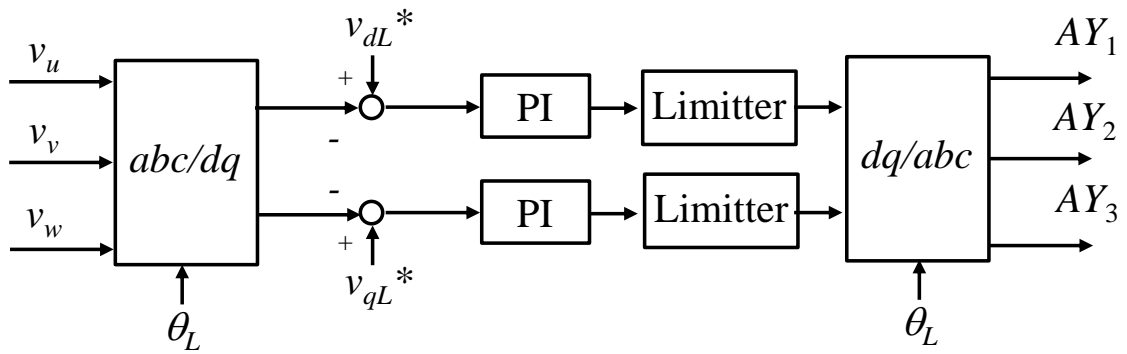


Fig 3.2 正相制御系



### 3.2.2 零相制御

三相4線式マトリクスコンバータに接続される負荷が三相平衡負荷の場合、負荷電圧には正相成分の制御のみでよい。しかし、負荷が三相不平衡負荷の場合、負荷電圧には零相成分、逆相成分が発生し、負荷電圧が不平衡化する。従来方式においては零相成分を抑制し、負荷電圧の不平衡を軽減する制御が行われる。零相電圧制御のため、 $h$  関数を(3.2.1)式のように置く。

$$\left. \begin{aligned} h_u &= \frac{1}{3} + A_{zero} X_1 \\ h_v &= \frac{1}{3} + A_{zero} X_2 \\ h_w &= \frac{1}{3} + A_{zero} X_3 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.2.1)$$

ここで、 $A_{zero}$  は零相電圧を制御するための操作量である。右辺第一項は(2.2.2)式の制約条件を満たすためのものであり、右辺第二項は  $X$  関数により数学上の直流を生成した後、操作量  $A_{zero}$  により零相電圧の制御を行うものである。(2.4.3)、(3.2.1)式を(2.4.9)、(2.4.10)式に代入することで、

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{u0} \\ \bar{v}_{v0} \\ \bar{v}_{w0} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_s \cos(\varphi_s - \delta) \begin{bmatrix} AY_1 \\ AY_2 \\ AY_3 \end{bmatrix} + \frac{3}{2} A_{zero} V_s \cos(\varphi_s - \delta) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.2.2)$$

となり、出力電圧零相成分を制御可能である。Fig. 3.3 に  $h$  関数による零相電圧制御系を示す。負荷電圧の零相成分は、電圧センサにより取得された負荷電圧に演算を施すことで取得する。取得された負荷電圧の零相成分は、指令値  $v_{0L}^*$  に追従するよう  $P$  制御が施される。負荷電圧不平衡を抑制する場合、零相成分は  $0$  である必要があるため、指令値  $v_{0L}^*$  は  $0$  とする。これにより生成された操作量  $A_{zero}$  を(3.2.1)式の  $h$  関数に入力することで零相電圧が抑制される。

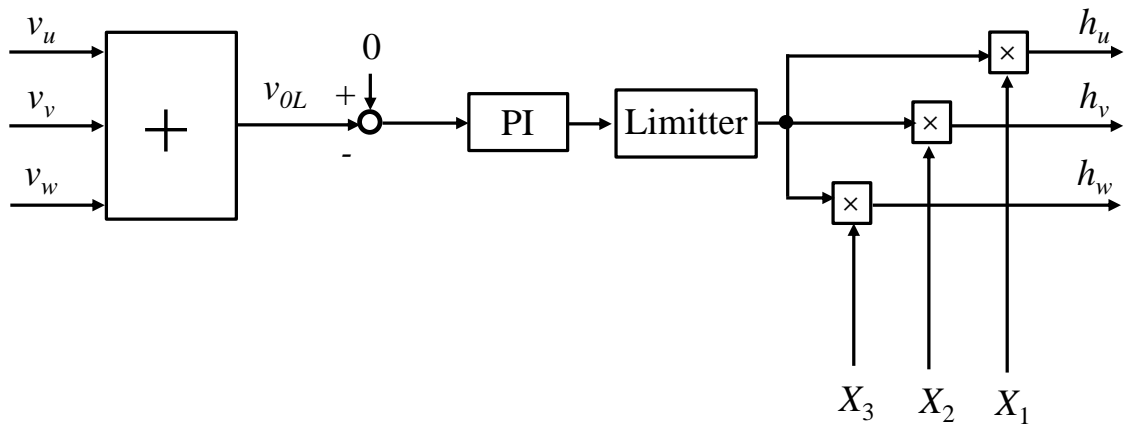


Fig 3.3 零相制御系

### 3.3 従来方式の問題点

先に示した従来の負荷電圧一定制御では、三相4線式マトリクスコンバータの出力側をモデル化することなく、PI制御及びP制御により制御が行われる。そのため、コントローラ及び制御ゲインの決定は特定の負荷を接続した状態で試行錯誤的に行う必要がある。また、本研究では三相4線式マトリクスコンバータを電源システムに適用することから負荷が変動して場合でも、負荷電圧が速やかに指令値へと追従する必要がある。しかし、負荷変動前の制御ゲインが変動後においても最適であるとは限らず、負荷電圧の低下、制御の発散を招く恐れがある。

更に、従来方式においては負荷不平衡に対応するため、負荷不平衡時に発生する零相成分の抑制制御は行われているが制御ゲインの選択が適切ではない場合には零相成分が残留し、また、逆相成分については抑制を行えていない。そのため、単相負荷接続などによる負荷不平衡時には、負荷電圧が不平衡化する。

## 第4章 三相4線式マトリクスコンバータの制御モデル構築

3.3 節で述べたように、従来の負荷電圧一定制御においては制御モデルを構築していないことから、特定負荷に対して試行錯誤的にコントローラを決定しており、負荷状態によっては負荷電圧を一定化困難となる場合があった。そこで、本章では制御モデルに基づいて任意の負荷状態に対応可能なコントローラを構築するため、三相4線式マトリクスコンバータの制御モデルを導出し、シミュレーションにより制御モデルの有効性を検証する。

なお、入力電圧に対する入力フィルタの影響は小さいものとし、入力電圧変動時の制御モデル構築については今後の課題とする。

### 4.1 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧制御モデル導出

本節では三相4線式マトリクスコンバータの出力側回路に着目し、負荷電圧、負荷電流を入出力変数としたモデルの導出を行う。従来方式では、負荷変動を回路パラメータの摂動として扱うことで線形化し、線形化の成り立つ範囲で負荷電圧を制御する方法も提案されているが<sup>[10]</sup>、線形化が成立する範囲でしか負荷電圧を制御できず、任意の負荷が接続される電源システムには適さないと考えられる。そこで、制御モデルは負荷による回路パラメータ変動を含まない線形時不変系として導出し、負荷変動は負荷電流の変動として扱う。これにより、任意の負荷を負荷電流入力として扱い、負荷電圧一定制御に対する影響抑制を行なえる。制御を簡単化するため、制御モデル導出には  $dq0$  変換を適用する。

## 4.1.1 負荷電圧 dq 軸モデル

Fig. 2.1 の出力側について回路方程式を導出すると (4.1.1), (4.1.2)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{u0} \\ v_{v0} \\ v_{w0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & R_{out} + L_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{u0} \\ i_{v0} \\ i_{w0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & C_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & C_{out}P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.2)$$

ここで  $P$  は微分演算子,  $i_u, i_v, i_w$  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(4.1.3), (4.1.4)式として定義する。

$$[C_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.3)$$

$$[C_{dq}] = \begin{bmatrix} \cos\theta_L & -\sin\theta_L \\ \sin\theta_L & \cos\theta_L \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.4)$$

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(4.1.3), (4.1.4)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。(4.1.1), (4.1.2)式のインピーダンス行列についても(4.1.3), (4.1.4)式を用い, (4.1.5), (4.1.6)式に従い dq 変換を行なう。

$$[C_{dq}] [C_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & 0 \\ 0 & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} [C_{\alpha\beta}]^{-1} [C_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & -\omega_L L_{out} \\ \omega_L L_{out} & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.5)$$

$$[C_{dq}] [C_{\alpha\beta}] \begin{bmatrix} C_{out}P & 0 \\ 0 & C_{out}P \end{bmatrix} [C_{\alpha\beta}]^{-1} [C_{dq}]^{-1} = \begin{bmatrix} C_{out}P & -\omega_L C_{out} \\ \omega_L C_{out} & C_{out}P \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.6)$$

(4.1.1), (4.1.2)式に(4.1.3), (4.1.4)式の dq 変換及び(4.1.5), (4.1.6)式をそれぞれ代入することで(4.1.7)式となる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} = & - \begin{bmatrix} C_{out}L_{out}P^2 + C_{out}L_{out}P - C_{out}L_{out}\omega_L^2 + 1 & -(2\omega_L C_{out}L_{out}P + \omega_L C_{out}R_{out}) \\ -(2\omega_L C_{out}L_{out}P + \omega_L C_{out}R_{out}) & C_{out}L_{out}P^2 + C_{out}L_{out}P - C_{out}L_{out}\omega_L^2 + 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} \\ & + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dL} \\ v_{qL} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{out}P + R_{out} & -\omega_L L_{out} \\ \omega_L L_{out} & L_{out}P + R_{out} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dL} \\ i_{qL} \end{bmatrix} \end{aligned} \dots\dots\dots (4.1.7)$$

(4.1.7)式を負荷電圧について整理すると, d 軸負荷電圧, q 軸負荷電圧は次式となる。

$$v_{dL} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{dL0} + \frac{2\omega_L s + \frac{R_{out}}{L_{out}}\omega_L}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{qL} - \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} (L_{out}s + R_{out}) i_{dL} + \frac{\omega_L}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} i_{qL} \dots\dots\dots (4.1.8)$$

$$v_{qL} = \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{qL0} - \frac{2\omega_L s + \frac{R_{out}}{L_{out}}\omega_L}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{dL} - \frac{\omega_L}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} i_{dL} - \frac{1}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} (L_{out}s + R_{out}) i_{qL} \dots\dots\dots (4.1.9)$$

$s$  はラプラス演算子である。(4.1.8), (4.1.9)式をそれぞれブロック線図として表現すると Fig. 4.1 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. 4.1 を見ると分かるように三相4線式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。

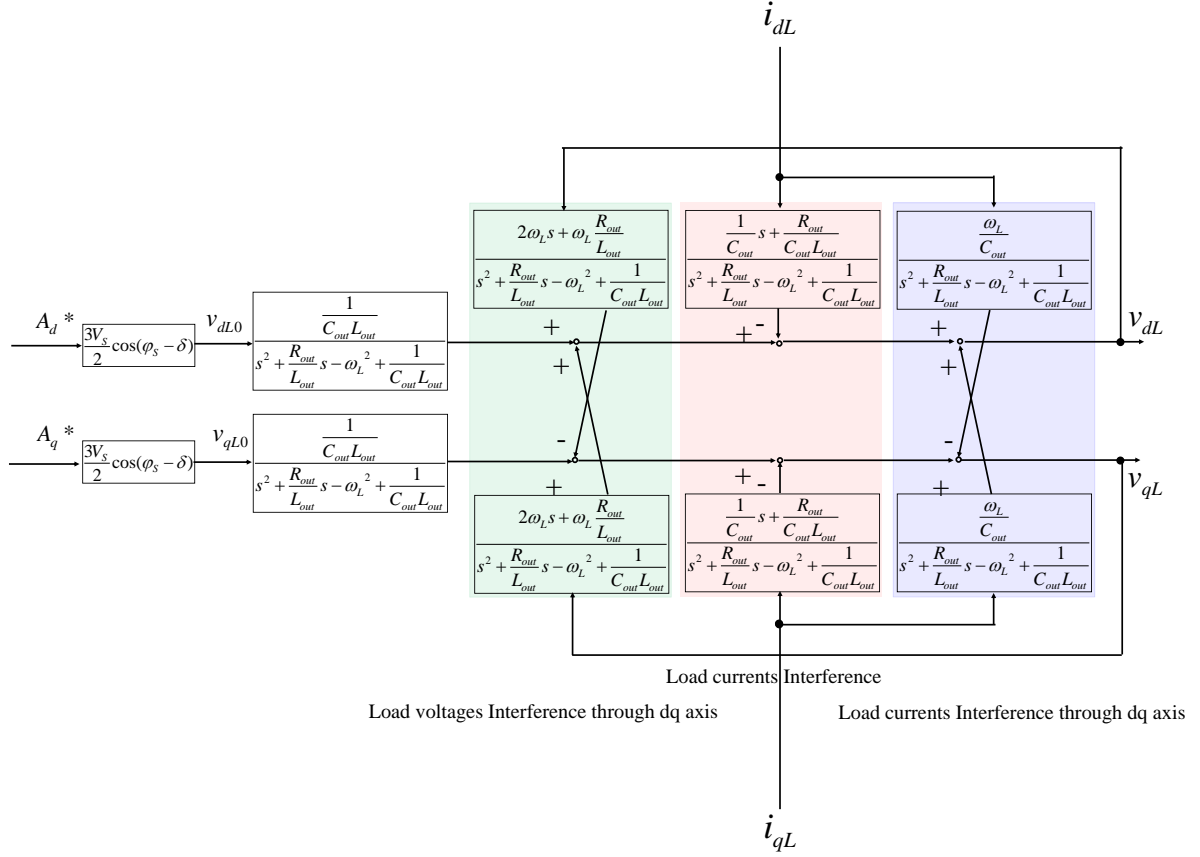


Fig. 4.1 負荷電圧 dq 軸モデル

### 4.1.2 負荷電圧零相モデル

三相平衡負荷時には負荷電圧零相成分は発生しないが、不平衡負荷時には零相成分が発生し、負荷電圧を不平衡化する。負荷電圧零相成分についても制御のためにモデル化を行なう。零相変換の変換行列は(4.1.10)式を用いる。

$$[C_0] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.1.10)$$

(4.1.1), (4.1.2)式に(4.1.10)式を適用する。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(4.1.10)式に従い、それぞれ $v_{0L}$ ,  $i_{0L}$ ,  $i_{0L0}$ に零相変換されたものとする。但し、(4.1.1), (4.1.2)式のインピーダンス行列についても(4.1.11), (4.1.12)式に従い零相変換を行う。

$$[C_0] \begin{bmatrix} R_{out} + L_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & R_{out} + L_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & R_{out} + L_{out}P \end{bmatrix} [C_0]^{-1} = R_{out} + L_{out}P \dots\dots\dots (4.1.11)$$

$$[C_0] \begin{bmatrix} C_{out}P & 0 & 0 \\ 0 & C_{out}P & 0 \\ 0 & 0 & C_{out}P \end{bmatrix} [C_0]^{-1} = C_{out}P \dots\dots\dots (4.1.12)$$

(4.1.1), (4.1.2)式に(4.1.10)式の零相変換及び(4.1.11), (4.1.12)式をそれぞれ代入することで(4.1.13)式となる。

$$v_{0L} = -(C_{out}L_{out}P^2 + C_{out}R_{out}P)v_{0L0} - (L_{out}P + R_{out})i_{0L} \dots\dots\dots (4.1.13)$$

(4.1.14)式を負荷電圧について整理すると、零相負荷電圧は次式となる。

$$v_{0L} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{0L0} - \frac{\frac{1}{C_{out}}s + R_{out}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} i_{0L} \dots\dots\dots (4.1.14)$$



(4.1.14)式をそれぞれブロック線図として表現すると Fig. 4.2 になる。負荷不平衡時には負荷電流零相成分が発生するが、Fig. 4.2 を見ると分かるように三相4線式マトリクスコンバータの零相電圧には、零相負荷電流が影響していることが見てとれる。

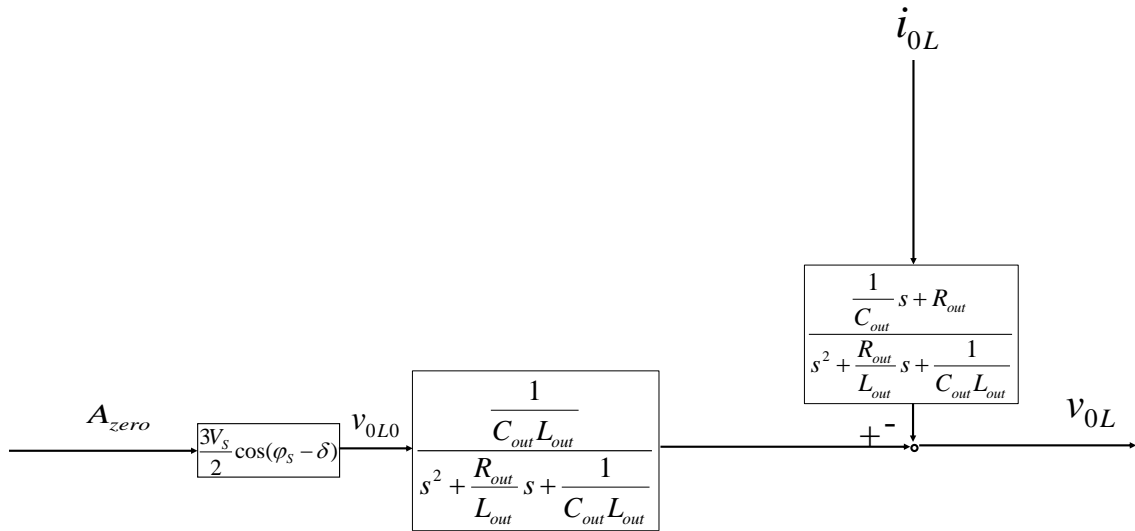


Fig. 4.2 負荷電圧零相成分モデル

## 4.2 モデル式の妥当性検証

前節で示した負荷電圧制御モデルが、三相4線式マトリクスコンバータの挙動を表現できているか、シミュレーションにより確認する。シミュレーションパラメータはTable 4.1とし、負荷電圧dq軸モデルについては(4.1.8), (4.1.9)式にd軸入力電圧  $v_{dL0}$ , q軸入力電圧  $v_{qL0}$ , q軸入力電流  $i_{dL}$ , q軸入力電流  $i_{qL}$ をTable 4.2のようにステップ入力、負荷電圧零相成分モデルについても(4.1.14)式に零相入力電圧  $v_{0L0}$ , 零相負荷電流  $i_{0L0}$ をTable 4.3のようにステップ入力し、モデル式からの応答と回路シミュレータによる応答を比較することで検証する。比較結果をFig. 4.3, Fig. 4.5, Fig. 4.7, モデル式からの応答と回路シミュレータからの応答の誤差をFig. 4.4, Fig. 4.6, Fig. 4.8にそれぞれ示す。Fig. 4.3～Fig. 4.8より、モデル式からの応答と回路シミュレータによる応答はほぼ一致している。誤差はステップ入力に依存しておらずスイッチングにより発生するリップルの影響であると考えられ、モデル式が妥当であると判断する。

Table 4.1 回路パラメータ

電源電圧 $V_{S0}$	1500[V]
入力角周波数 $\omega_s$	$120\pi$ [rad/s]
入力インダクタンス $L_{in}$	3[mH]
入力キャパシタンス $C_{in}$	30[μF]
入力フィルタ抵抗 $R_{in}$	1[Ω]
出力角周波数 $\omega_L$	$120\pi$ [rad/s]
出力インダクタンス $L_{out}$	7[mH]
出力キャパシタンス $C_{out}$	30[μF]
出力フィルタ抵抗 $R_{out}$	0.5[Ω]
キャリア周波数 $f_{sw}$	3.6[kHz]

Table 4.2 負荷電圧dq軸モデルへのステップ入力

d軸出力電圧 $v_{dL0}$	200[V]( $t=0.1$ [s])
q軸出力電圧 $v_{qL0}$	200[V] ( $t=0.3$ [s])
d軸負荷電流 $i_{dL}$	5[A] ( $t=0.5$ [s])
q軸負荷電流 $i_{qL}$	5[A] ( $t=0.7$ [s])

Table 4.3 負荷電圧零相モデルへのステップ入力

零相出力電圧 $v_{0L0}$	200 [V] ( $t=0.1$ [s])
零相負荷電流 $i_{0L}$	10[A]( $t=0.3$ [s])

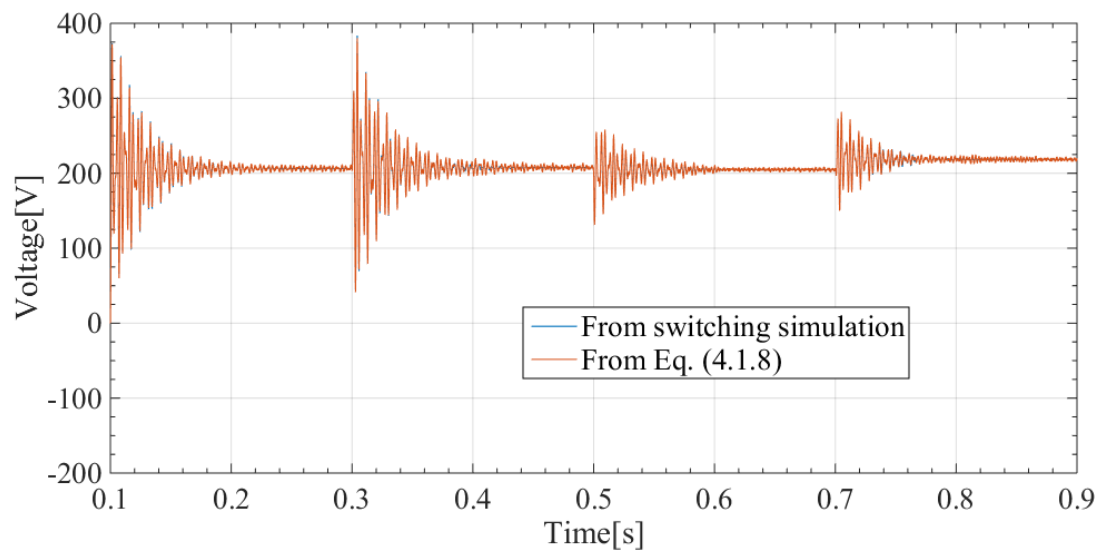


Fig 4.3 負荷電圧 d 軸モデルのシミュレーション検証

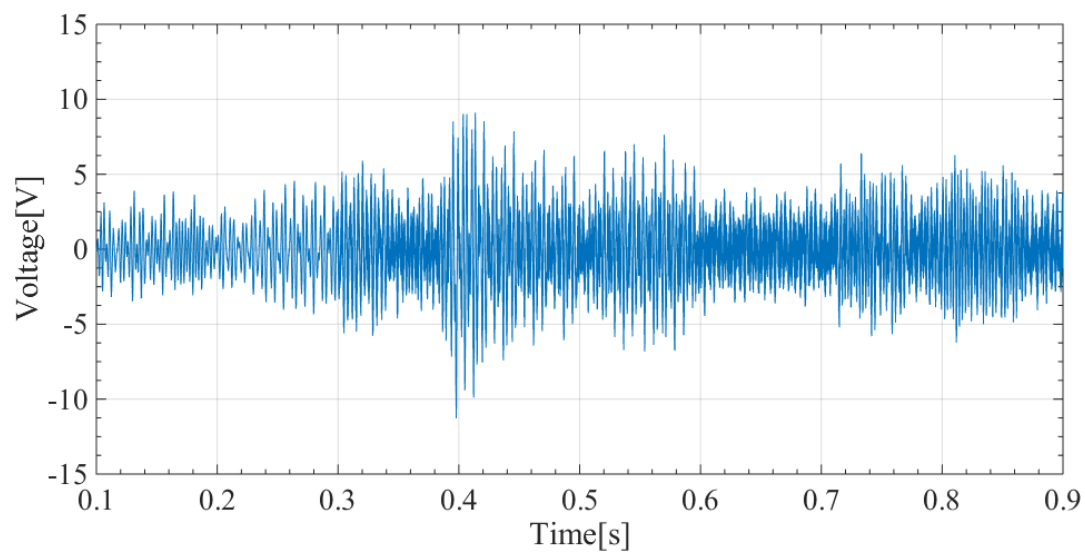


Fig 4.4 負荷電圧 d 軸モデルの誤差

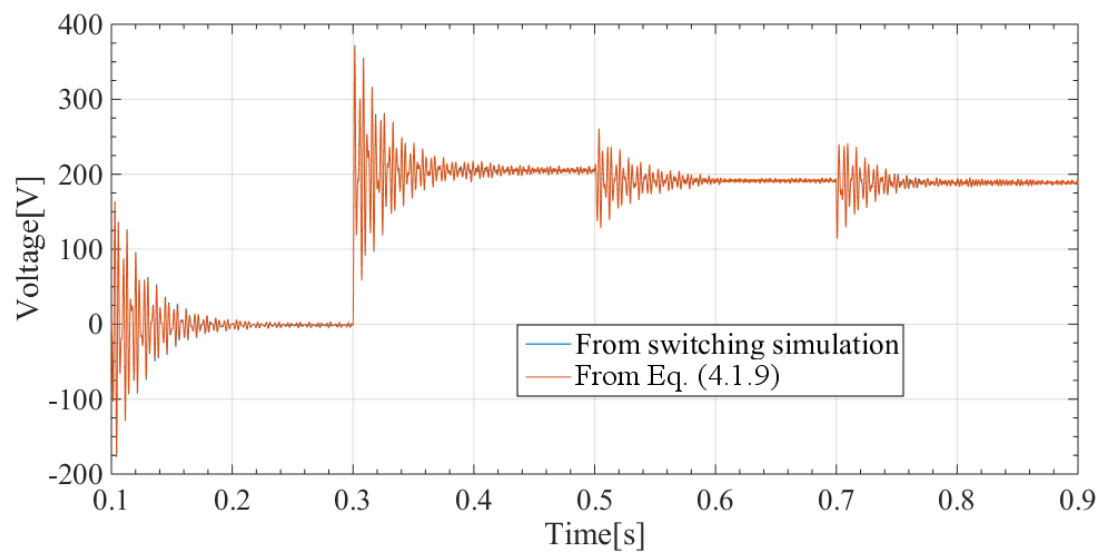


Fig 4.5 負荷電圧 q 軸モデルのシミュレーション検証

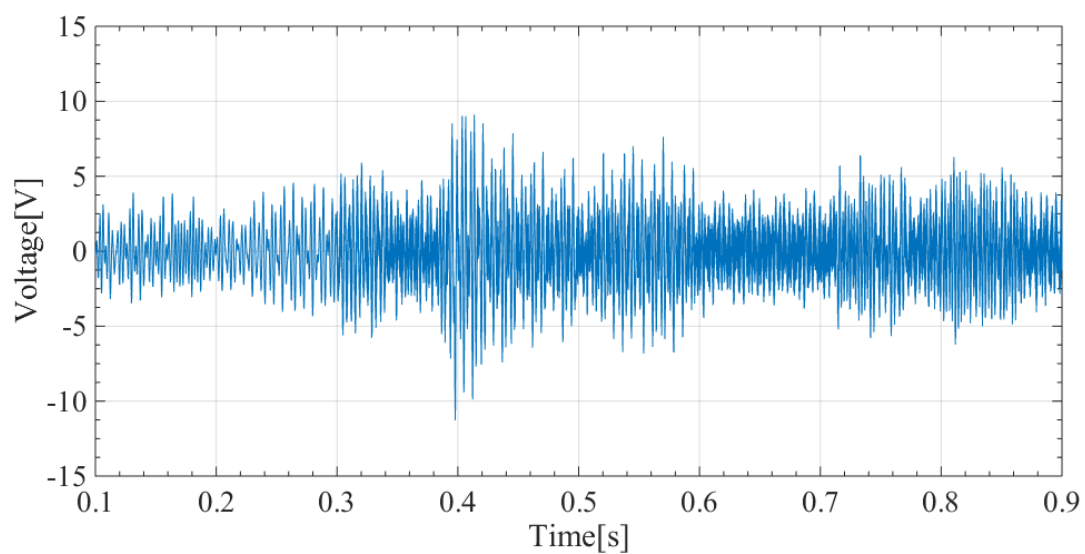


Fig 4.6 負荷電圧 q 軸モデルの誤差

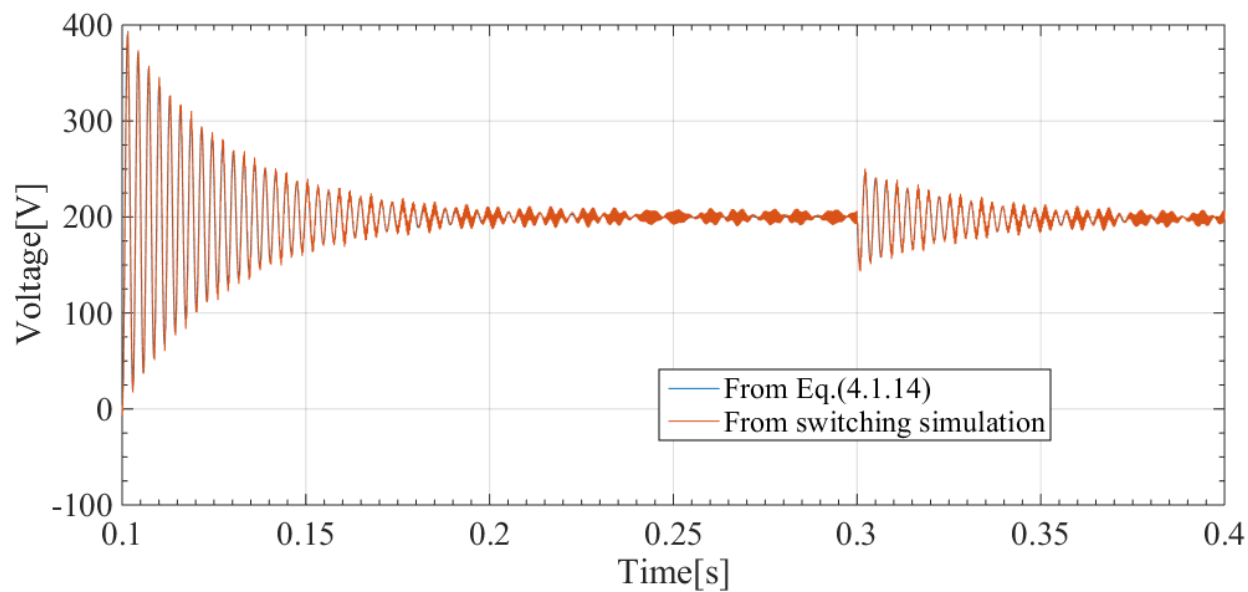


Fig 4.7 負荷電圧零相モデルのシミュレーション検証

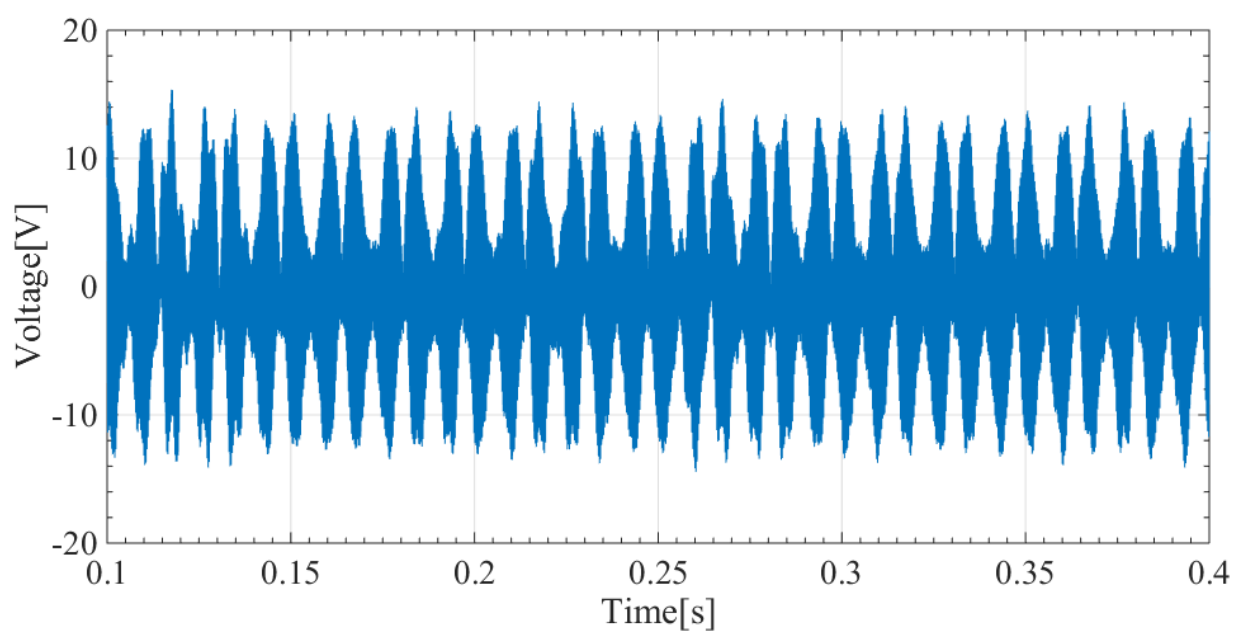


Fig 4.8 負荷電圧零相モデルの誤差

## 第5章 三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧一定制御

前章で、負荷電圧の挙動を表現できる制御モデルの導出を行なった。その結果、負荷電圧には dq 軸間での干渉、負荷電流の影響が現われることが明らかとなった。負荷電圧の dq 軸間における干渉は、負荷変動時においては負荷電圧の位相変動、制御性能の劣化に繋がる。また、負荷電圧に対する負荷電流の影響は、負荷変動時に負荷電圧が変動することを意味する。しかし、これらの dq 軸間干渉、負荷電流の影響を抑制できれば、負荷に関わらず負荷電圧を一定制御できる。本章では、負荷電圧への dq 軸間干渉、負荷電流の影響をフィードフォワードで打ち消し、負荷電圧を一定化する手法を提案する。

なお、負荷電圧、負荷電流には、キャリア周波数成分が含まれているが、区間平均値制御の原理から周波数指令成分について制御を行なうものとする。

### 5.1 モデルに基づいた負荷電圧一定制御系の構築

#### 5.1.1 正相制御

4章で示した負荷電圧モデルに基づき、負荷変動に影響されない負荷電圧一定制御系を構築する。本節では、正相制御について論じる。従来、提案されている負荷電圧一定制御系は、試行錯誤的に導出された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かった。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、新たな負荷電圧一定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。(4.1.8), (4.1.9)式において、出力電圧  $v_{dL0}$ ,  $v_{qL0}$  を(5.1.1), (5.1.2)式のようにおく。

$$v_{dL0}' = v_{dL0} - \omega_L(2C_{out}L_{out}s + C_{out}R_{out})v_{Lq} + (L_{out}s + R_{out})i_{dL} - \omega_L L_{out}i_{qL} \dots\dots\dots (5.1.1)$$

$$v_{qL0}' = v_{qL0} + \omega_L(2C_{out}L_{out}s + C_{out}R_{out})v_{Ld} + \omega_L L_{out}i_{dL} + (L_{out}s + R_{out})i_{qL} \dots\dots\dots (5.1.2)$$

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。(5.1.1), (5.1.2) 式を (4.1.8), (4.1.9) 式の出力電圧に代入すると、次式となる。

$$v_{dL} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{dL0} \dots\dots\dots (5.1.3)$$

$$v_{qL} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s - \omega_L^2 + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{qL0} \dots\dots\dots (5.1.4)$$

(5.1.1), (5.1.2) 式のように出力電圧を制御することで (5.1.3), (5.1.4) 式のように負荷,  $dq$  軸干渉の影響を受けずに、負荷電圧を単なる二次系伝達関数として扱える。(5.1.1), (5.1.2) 式による制御ブロックを Fig. 5.1 に示す。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。不平衡負荷時に発生する負荷電圧逆相成分は、正相成分の 2 倍周波数として  $dq$  座標に現われるが、これについても Fig. 5.1 の制御により抑制が可能であり、次節で示す零相制御と併せて不平衡負荷時においても負荷電圧を一定化可能とする。なお、Fig. 5.1 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 1800Hz, 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。

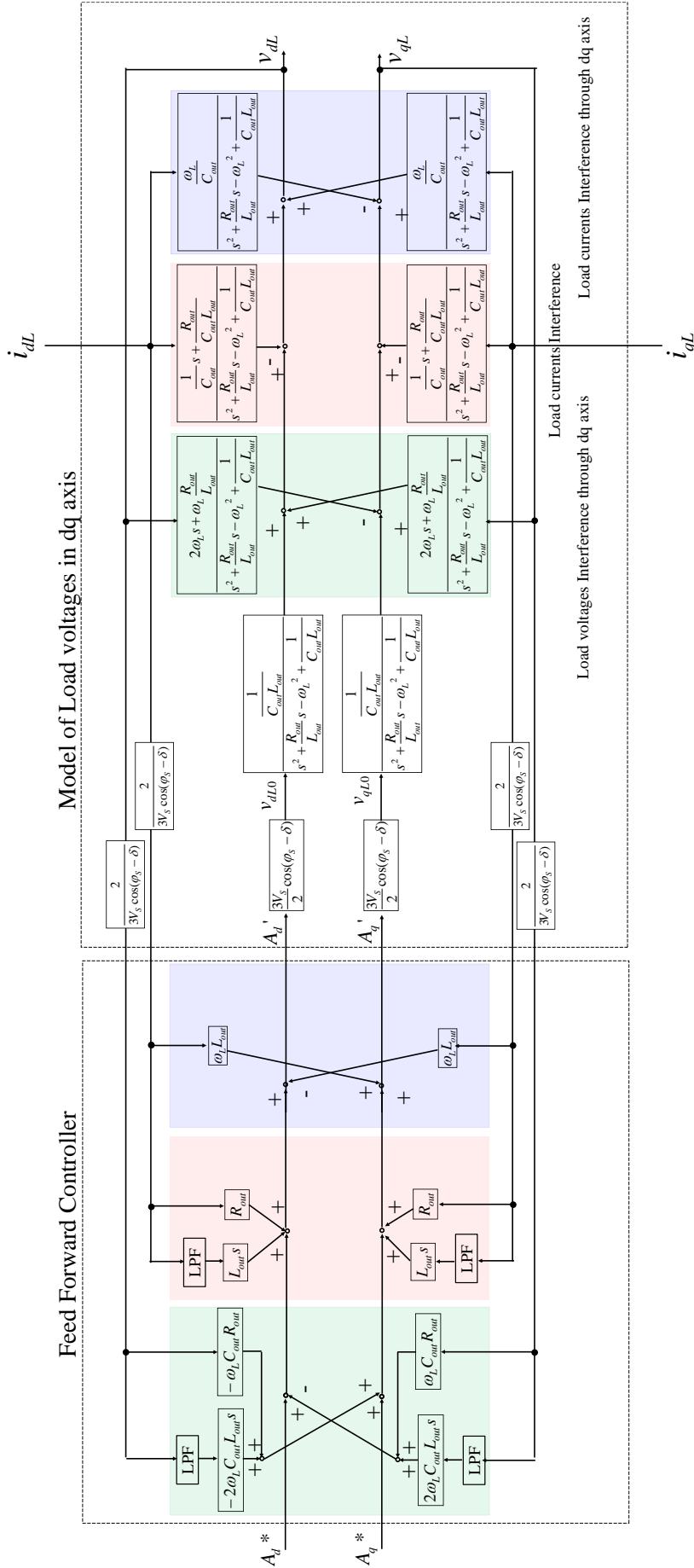


Fig. 5.1 負荷電圧dq軸コントローラ



## 5.1.2 零相制御

負荷不平衡時には負荷電圧に零相成分が発生し、負荷電圧を不平衡化するのをこれについても抑制制御を行う。(4.1.14)式において、出力電圧零相成分  $v_{0L0}$  を(5.1.5)式のようにおく。

$$v_{0L0}' = v_{0L0} + (L_{out}s + R_{out})i_{0L} \dots\dots\dots (5.1.5)$$

ここで  $v_{0L0}'$  はフィードフォワード制御を付加した出力電圧零相成分値である。(5.1.5)式を(4.1.14)式の出力電圧零相成分に代入すると、次式となる。

$$v_{0L} = \frac{\frac{1}{C_{out}L_{out}}}{s^2 + \frac{R_{out}}{L_{out}}s + \frac{1}{C_{out}L_{out}}} v_{0L0}' \dots\dots\dots (5.1.6)$$

(5.1.5)式のように出力電圧を制御することで(5.1.6)式のように負荷の影響を受けずに、負荷電圧を単なる二次系伝達関数として扱える。(5.1.5)式による制御ブロックを Fig. 5.2 に示す。ここで、 $A_{zero}'$  はフィードフォワード制御を施した後の振幅変調率である。不平衡負荷時に発生する零相成分を Fig. 5.2 の制御により抑制することで、不平衡負荷時においても負荷電圧を一定化可能とする。なお、Fig. 5.2 についても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 1800Hz、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。

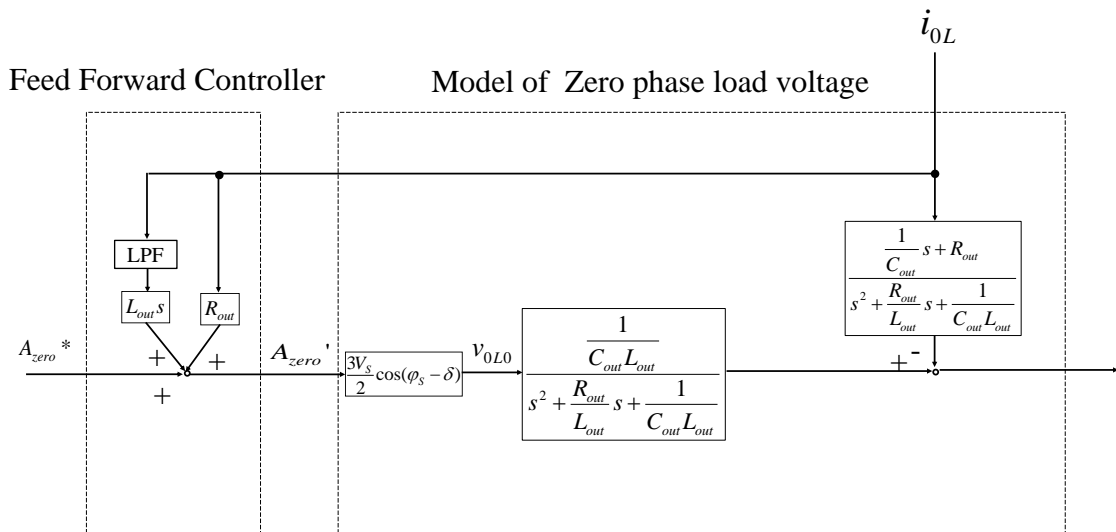


Fig. 5.2 負荷電圧零相制御コントローラ

## 5.2 負荷電圧一定制御のシミュレーション検証

前節で提案した負荷電圧一定制御系について、従来方式との比較も併せてシミュレーションにより有効性を検証する。なお、スイッチは理想スイッチとし、マトリクスコンバータの入力側は定電圧源とする。負荷電圧を操作するパラメータである振幅変調率の指令値は、負荷電圧 d 軸値を 325[V], q 軸値を 0 とする  $A_d^*=0.144444$ ,  $A_q=0$  とする。

### 5.2.1 三相平衡負荷変動時

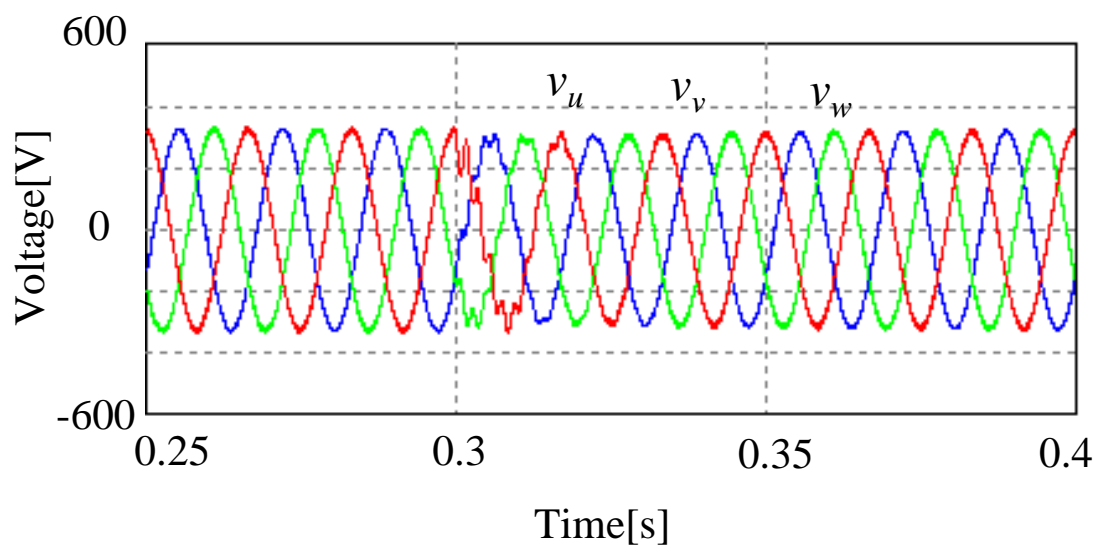
接続負荷が三相平衡負荷であることを想定し、三相平衡負荷に対する負荷電圧一定制御の検証を行う。定格負荷を 5[kW]とし、Table 5.2 に示すような 0%負荷から 100%負荷への切り替えを行う。従来方式における正相制御 PI ゲイン、零相制御 P ゲインは負荷変動直後に指令値に高速追従し、定常偏差が生じないものを試行錯誤的に選択した。従来方式及び提案方式における負荷電圧波形、負荷電流波形、負荷電圧 dq 値、負荷電圧零相成分波形、負荷電流零相成分波形を Fig. 5.3～Fig. 5.7 に示す。但し、Fig. 5.6 の負荷電圧零相成分波形についてはスイッチングリプルにより観測が困難なため、カットオフ周波数 300Hz、減衰比 0.7 の二次ローパスフィルタにより、リプルを除去して観測している。負荷変動直後、従来方式においては負荷電圧の指令値追従に 0.1 秒程要する。零相成分については負荷が不平衡ではないため従来方式、提案方式において、大きな差異は見られない。提案方式においては、スイッチングによる影響が負荷電圧に若干認められるが、指令値へ速やかに追従しており、良好なシミュレーション結果が得られている。

Table 5.1 回路パラメータ

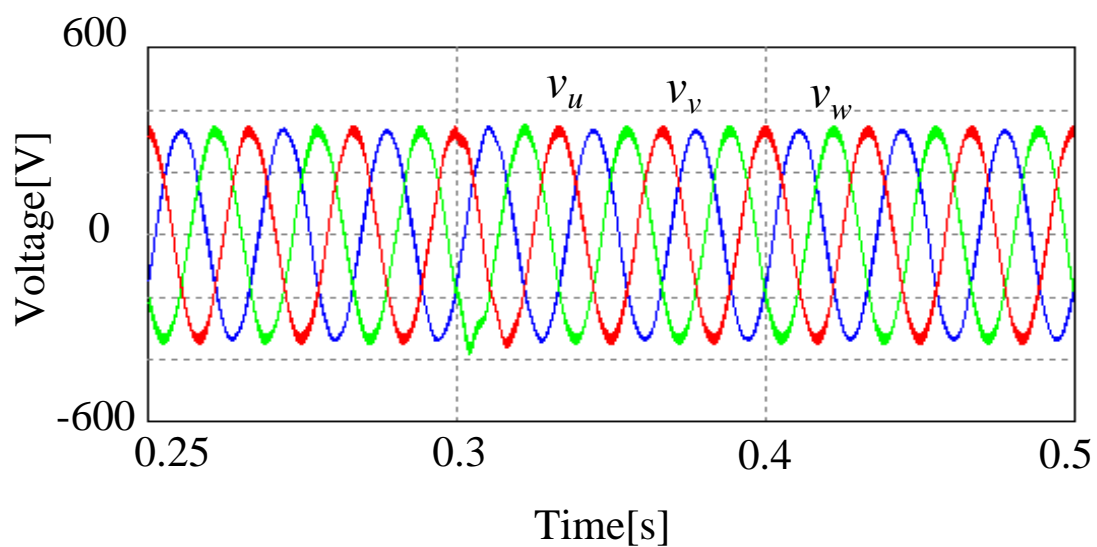
電源電圧 $V_{S0}$	1500[V]	出力インダクタンス $L_{out}$	7[mH]
入力角周波数 $\omega_s$	$120\pi$ [rad/s]	出力フィルタ $C_{out}$	30[μF]
入力インダクタンス $L_{in}$	3[mH]	出力フィルタ抵抗 $R_{out}$	0.5[Ω]
入力キャパシタンス $C_{in}$	30[μF]	キャリア周波数 $f_{sw}$	3.6[kHz]
入力フィルタ抵抗 $R_{in}$	1[Ω]	正相制御比例ゲイン	0.7[]
負荷電圧指令値 $v_{dL0}^*, v_{qL0}^*$	325[V], 0[V]	正相制御積分ゲイン	34[1/s]
出力角周波数 $\omega_L$	$120\pi$ [rad/s]	零相制御比例ゲイン	2.25[]

Table 5.2 負荷条件

u 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 8+4.52j[\Omega](t=0.3[s])$
v 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 8+4.52j[\Omega](t=0.3[s])$
w 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 8+4.52j[\Omega](t=0.3[s])$

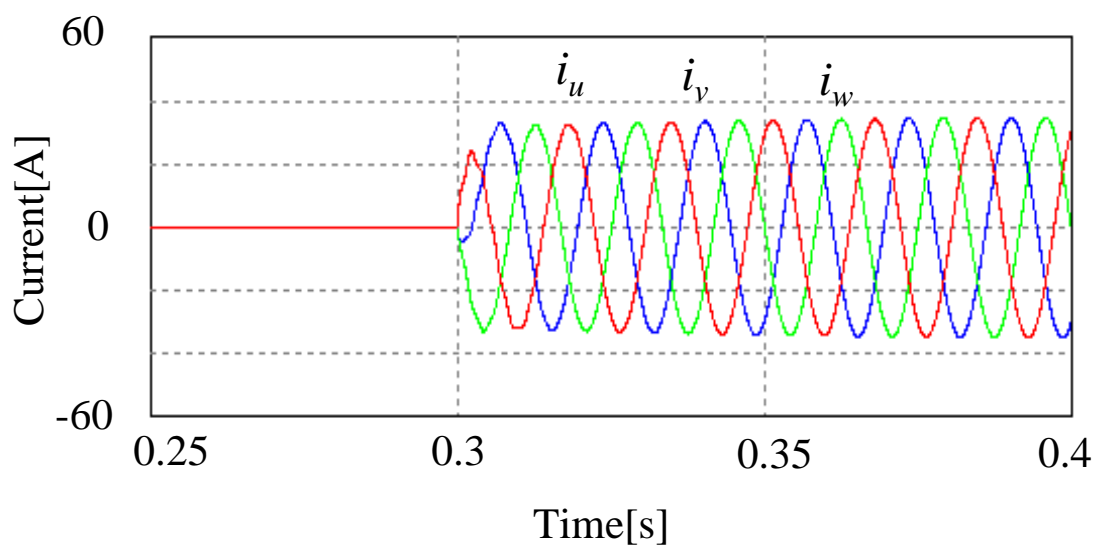


(a) 従来方式

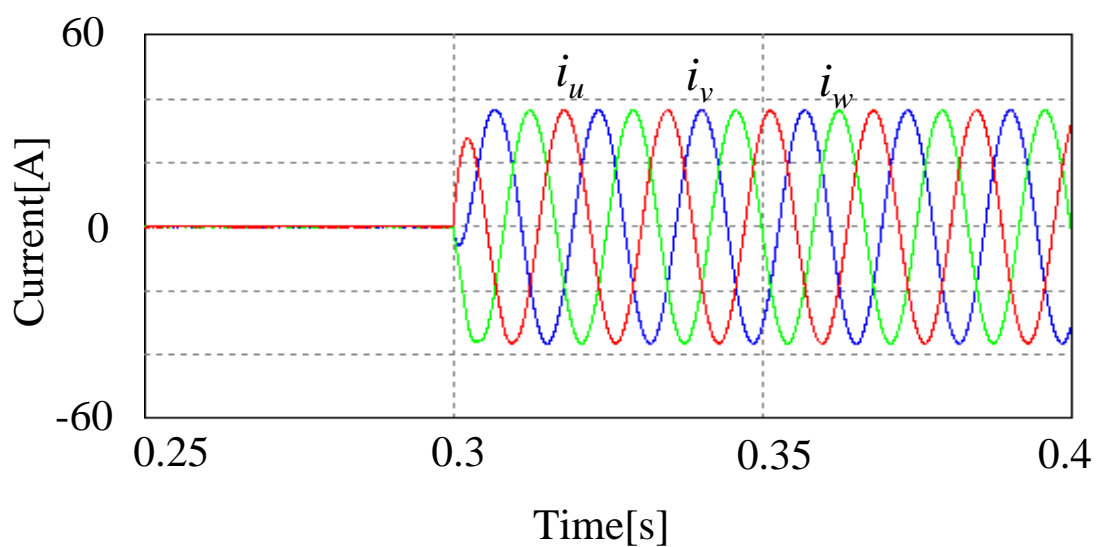


(b) 提案方式

Fig. 5.3 負荷電圧のシミュレーション波形

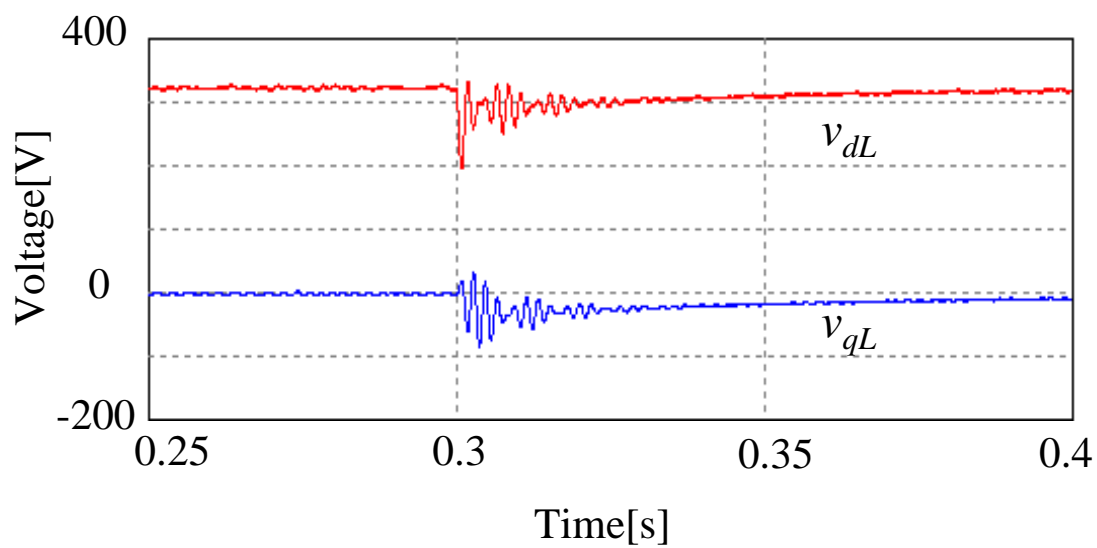


(a) 従来方式

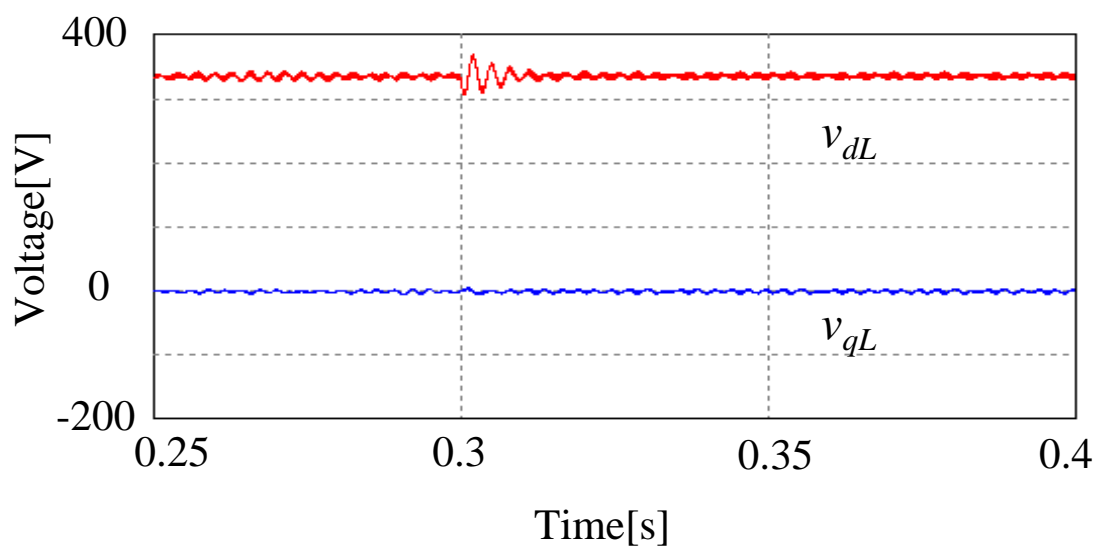


(b) 提案方式

Fig. 5.4 負荷電流のシミュレーション波形

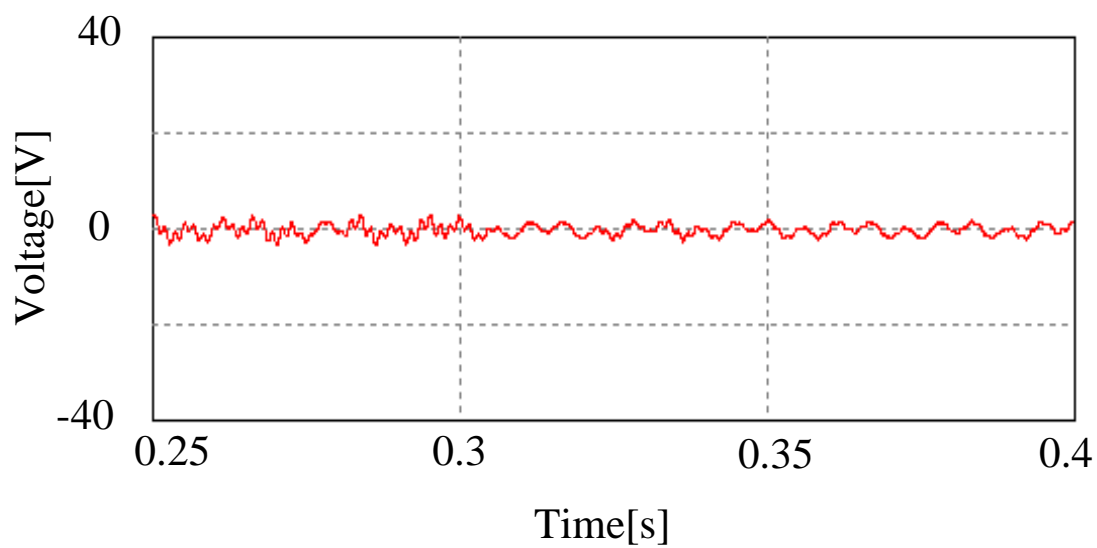


(a) 従来方式

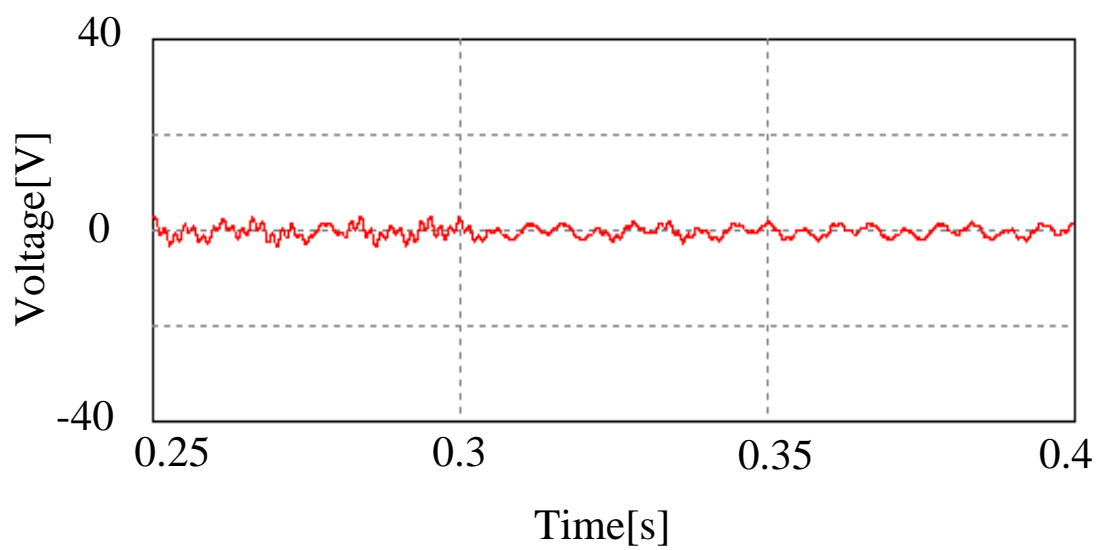


(b) 提案方式

Fig. 5.5 負荷電圧 dq 値のシミュレーション

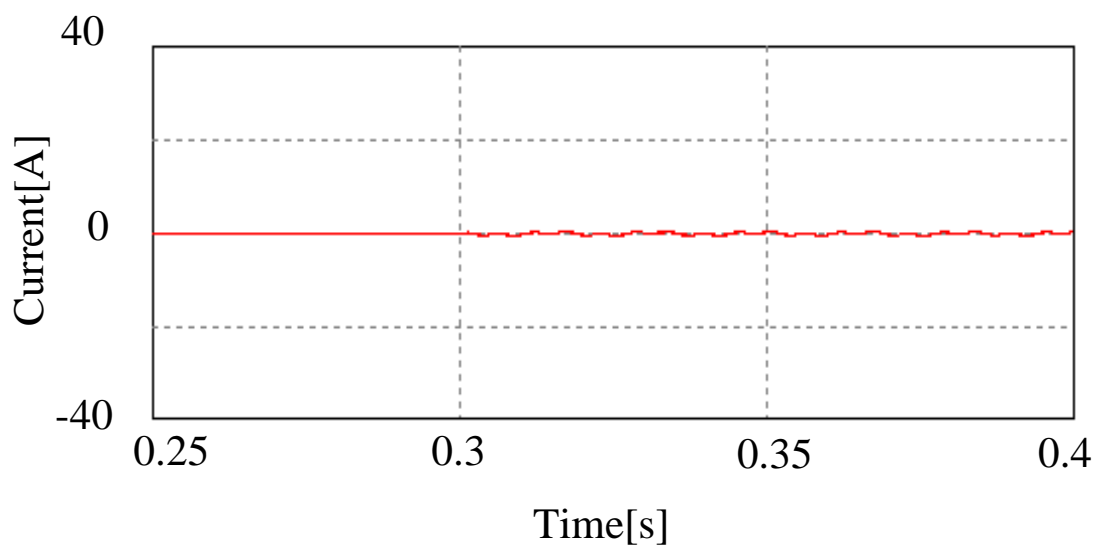


(a) 従来方式

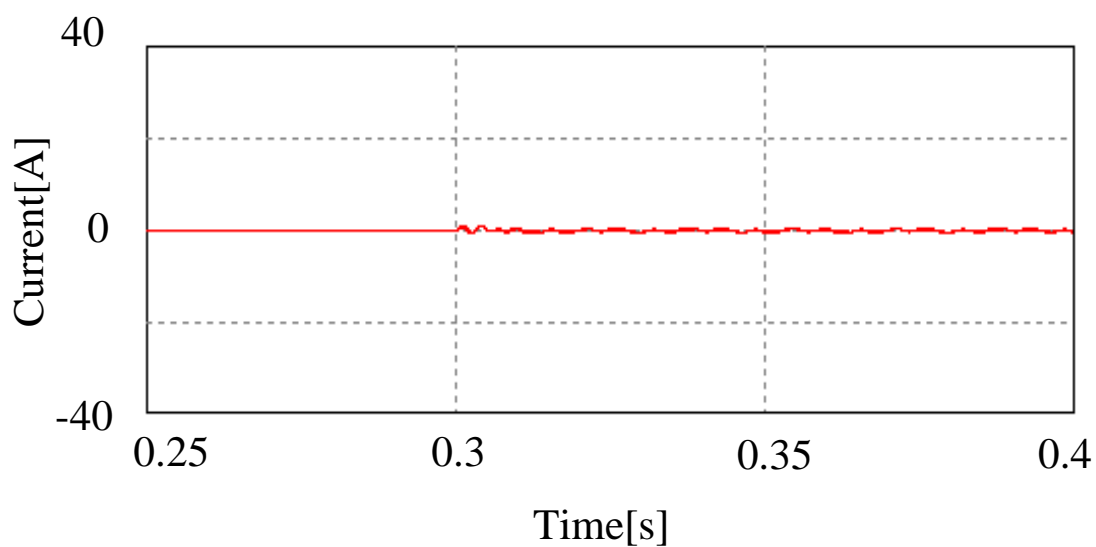


(b) 提案方式

Fig. 5.6 負荷電圧零相成分のシミュレーション波形



(a) 従来方式



(b) 提案方式

Fig. 5.7 負荷電流零相成分のシミュレーション波形

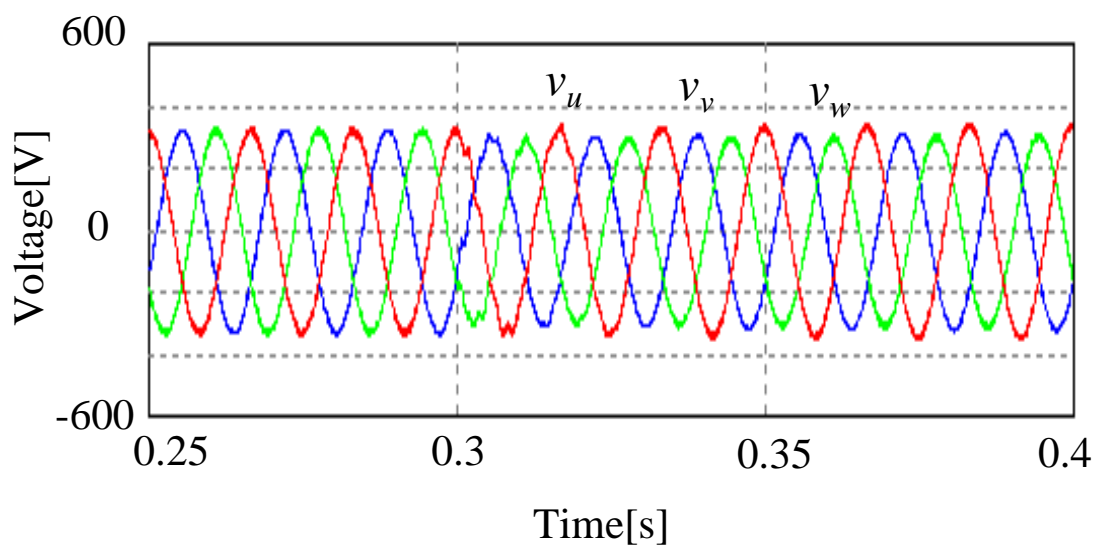
### 5.2.2 三相不平衡負荷変動時

本システムの  $u$ ,  $v$ ,  $w$  相いずれかに家電等の単相負荷が接続された場合、マトリクスコンバータの負荷側は三相不平衡負荷となる。そのため、不平衡負荷接続時の動作も検証する。定格負荷を 5[kW]とし、Table 5.3 に示すように無負荷状態から、不平衡率 100% 負荷への切り替えを行う。従来方式における正相制御 PI ゲイン、零相制御 P ゲインは前節と同じものを使用する。従来方式及び提案方式における負荷電圧波形、負荷電流波形、負荷電圧 dq 値、負荷電圧零相成分波形、負荷電流零相成分波形を Fig. 5.8～Fig. 5.12 に示す。負荷変動直後、従来方式においては負荷電圧が  $u$  相 345[V],  $v$  相 319[V],  $w$  相 300[V]まで変動する。負荷電圧 dq 値では逆相成分が 2 倍周波数成分として観測され、負荷電圧零相成分についても抑制し切れておらず、負荷電圧を不平衡化させている。提案方式において負荷電圧は、スイッチングによる影響が若干認められるが、負荷変動直後においても負荷電圧は指令値へ速やかに追従している。また、逆相成分についても抑制が行なわれることで負荷電圧に大きな不平衡化は見られず、良好なシミュレーション結果が得られている。

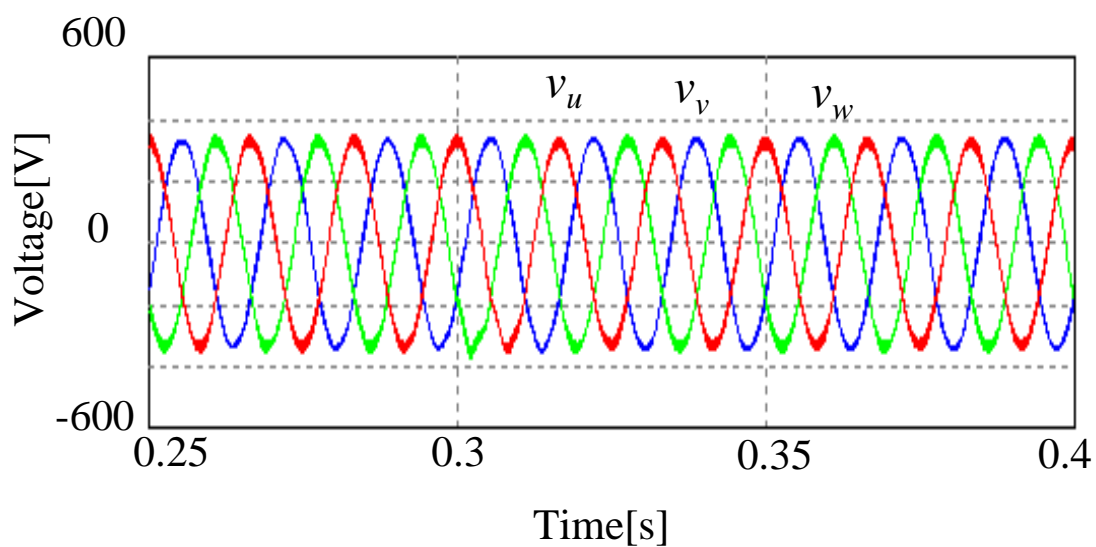
Table 5.3 負荷条件

u 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 0[\Omega](t=0.3[s])$
v 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 8+4.52j[\Omega](t=0.3[s])$
w 相	$0[\Omega](t=0.0[s]), 8+4.52j[\Omega](t=0.3[s])$



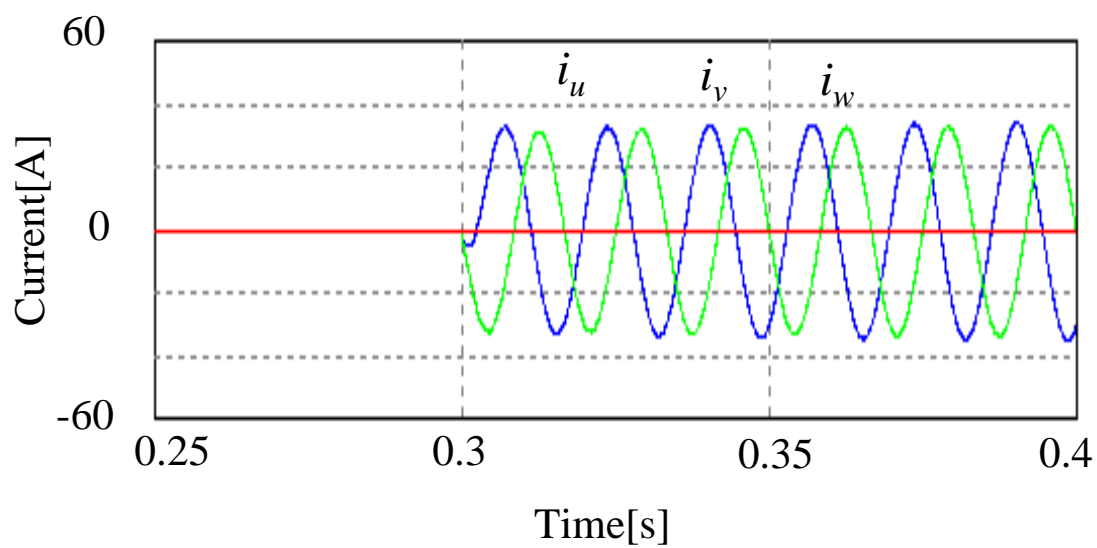


(a) 従来方式

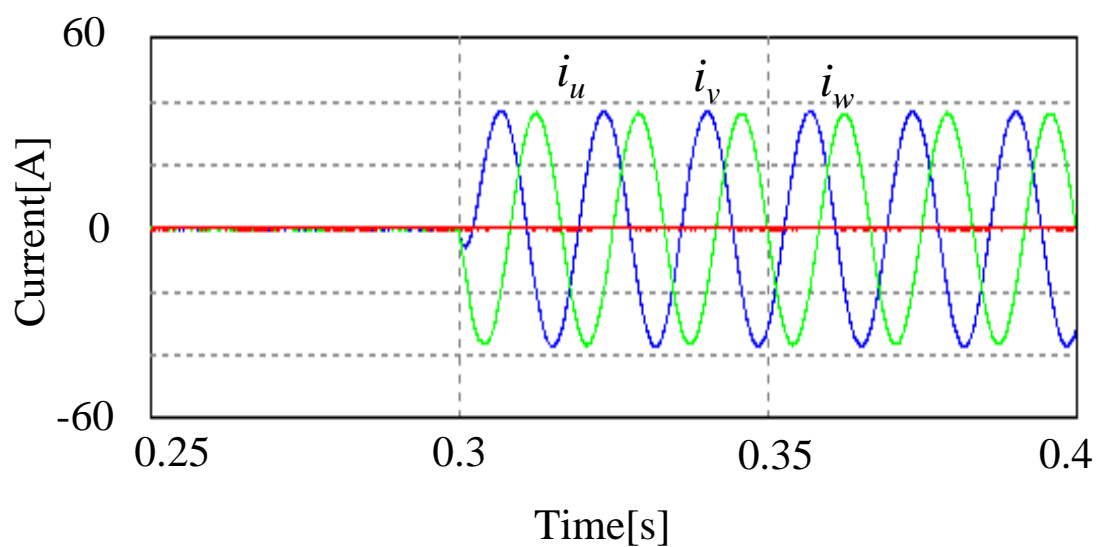


(b) 提案方式

Fig. 5.8 負荷電圧のシミュレーション波形

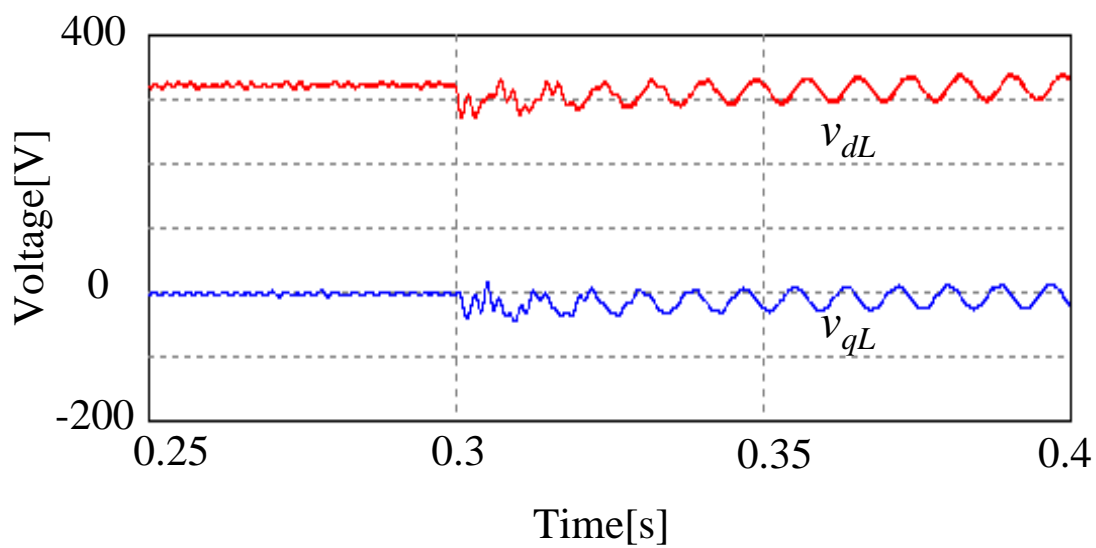


(a) 従来方式

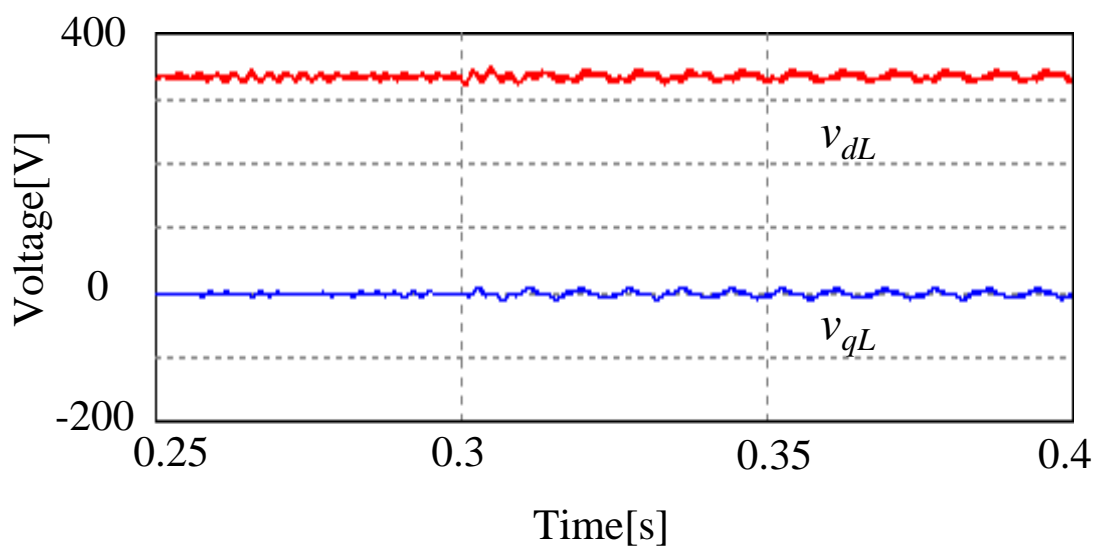


(b) 提案方式

Fig. 5.9 負荷電流のシミュレーション波形

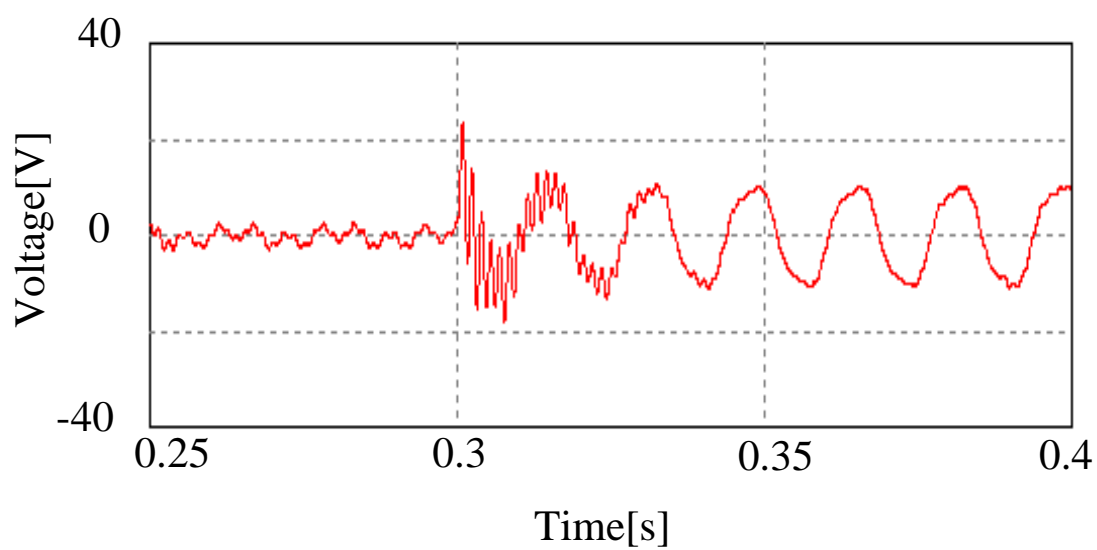


(a) 従来方式

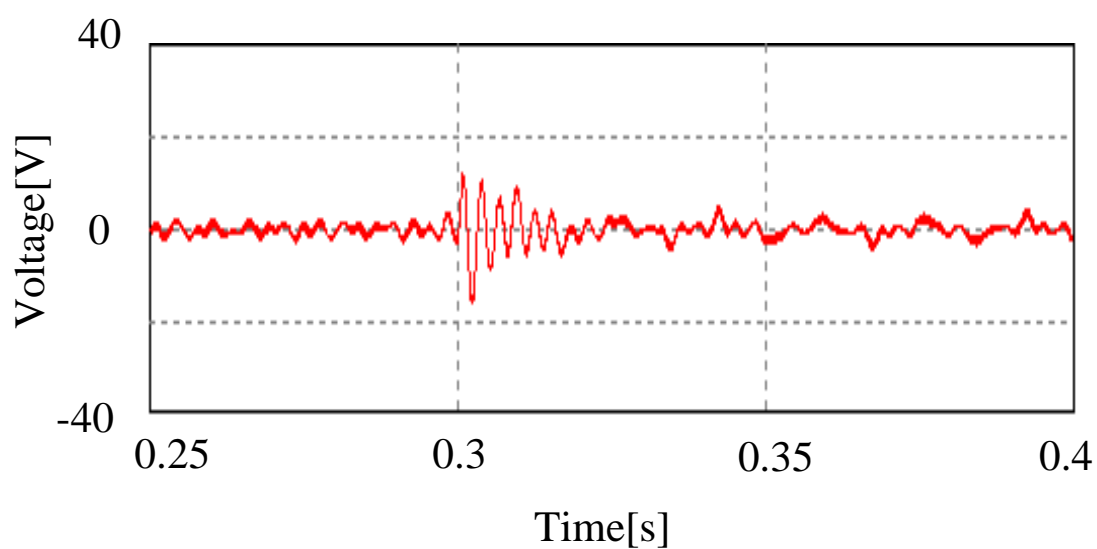


(b) 提案方式

Fig. 5.10 負荷電圧 dq 値のシミュレーション

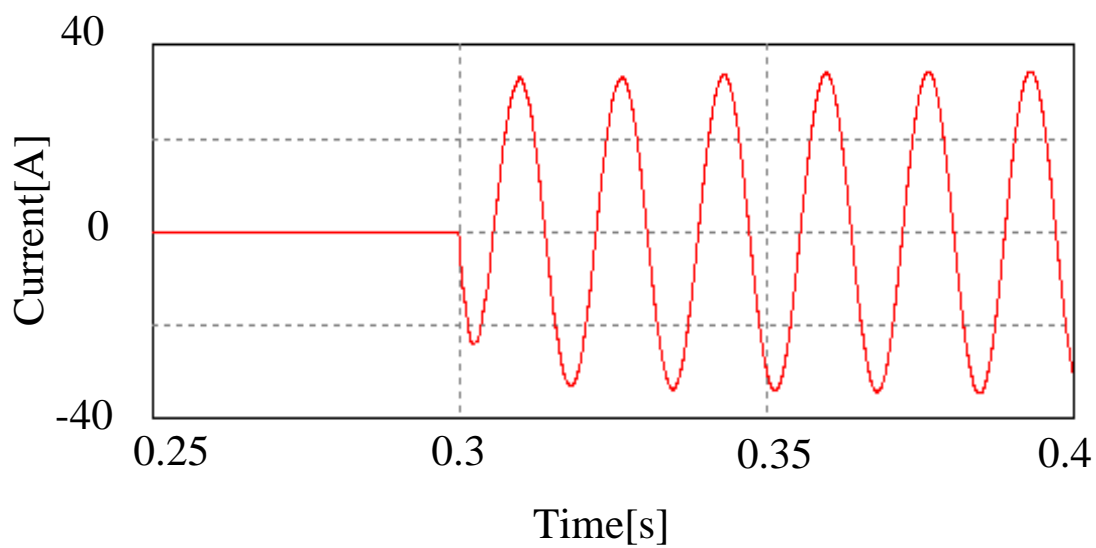


(a) 従来方式

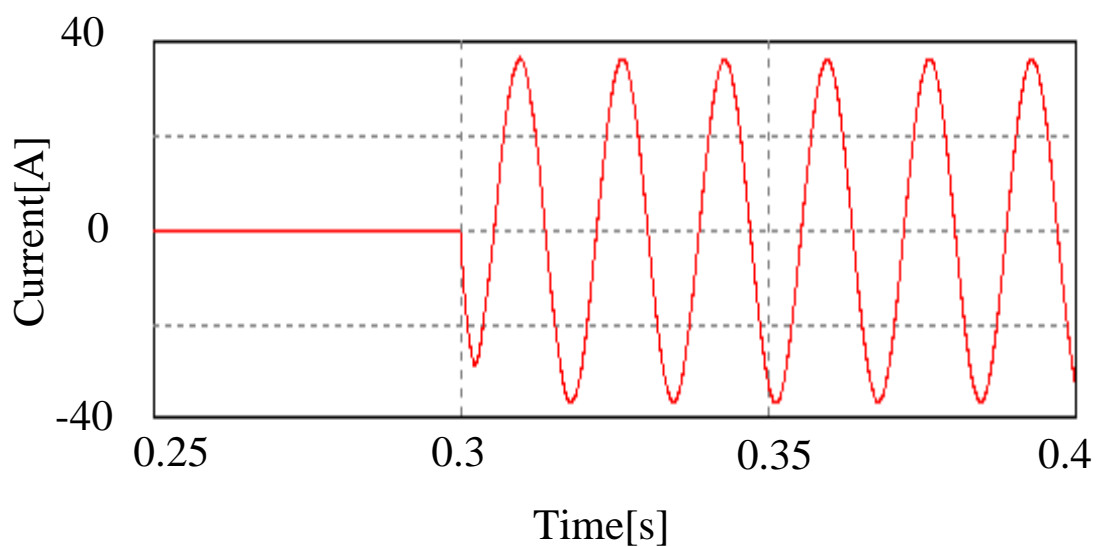


(b) 提案方式

Fig. 5.11 負荷電圧零相成分のシミュレーション波形



(a) 従来方式



(b) 提案方式

Fig. 5.12 負荷電流零相成分のシミュレーション波形

## 第 6 章 結論

### 6.1 まとめ

本論文では、電源と負荷を中性線で接地した三相 4 線式マトリクスコンバータを対象に、負荷電圧を一定電圧一定周波数に制御する負荷電圧制御法を提案した。まず、三相 4 線式マトリクスコンバータの  $dq$  座標、零相座標における制御モデルを導出し、負荷電圧制御に対する負荷電流の影響、負荷電圧制御の  $dq$  軸干渉を数式的に明らかにした。

次に、導出した制御モデルに基づき、負荷電圧制御の  $dq$  軸干渉、負荷電流の影響を相殺するフィードフォワード制御を提案した。本制御法を適用することで、不平衡負荷を含む任意の負荷に対して負荷電圧を一定化可能である。また、負荷変動直後においても、負荷電圧が指令値へ速やかに追従することを確認した。

## 6.2 今後の課題

本論文では、三相4線式マトリクスコンバータの負荷電圧制御モデル導出にあたり、入力フィルタ及び双方向スイッチの影響は小さいものとして無視している。実際には入力フィルタ、双方向スイッチでは電圧降下があり、現状ではこれがモデル化誤差となる。そのため、入力フィルタにおける電圧降下が大きくなった場合にも対応すべく、入力フィルタを含めた負荷電圧制御モデルを構築する必要がある。提案する負荷電圧一定制御法ではフィードフォワード制御ブロックにフィルタパラメータを用いるが、フィルタパラメータに変動や誤差が発生した場合の対策を講じる必要がある。また、入力側発電機に周波数変動や電圧不平衡が発生した場合についても、文献[11]に紹介されているような方法を適用して対策を行う必要がある。

## 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] 直接形交流電力変換回路技術調査専門委員会編：「直接形交流電力変換回路とその関連技術の現状と課題」電気学会 (2005)
- [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：「マトリクスコンバータの技術動向と応用」電気学会 (2008)
- [4] 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)
- [5] Hiroyuki Kuwahara, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida, Maruyama Makoto, Sakamoto Kyouji：「Suppressing Method of Low Frequency Neutral Point Current for Matrix Converter with the Neutral Point Grounded Balanced-Three-Phase Load」Proc. of The International Conference on Electrical Engineering 2008 P-086
- [6] 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)
- [7] 高橋広樹，伊東淳一：「マトリ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)
- [8] 加藤康司，伊東淳一：「ハイブリッド自動車における PWM 整流器インバータシステムとマトリクスコンバータの損失比較」，新潟支所研究発表会, II-14 (2008)
- [9] 伊東淳一，佐藤以久也，大口英樹，佐藤和久，小高章弘，江口直也：「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリクスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, pp.457-463 (2004)
- [10] 廣門慧一郎，山村直紀，石田宗秋：「三相 4 線式昇圧形マトリクスコンバータの特性解析と出力電圧一定制御に関する研究」，平成 26 年度三重大学修士論文



- [11] 岩崎雅巳, 石黒章夫, 石田宗秋, 金榮石, 大熊繁, 岩田幸二: 「PWM 制御サイクロコンバータのスイッチングパターン作成法」電学論 D, 109 巻 2 号, pp.82-89 (1989)

## 関連論文及び口頭発表

- [1] Nagano Yuki, Yamamura Naoki, Muneaki Ishida : "Steady state characteristics of the boost-type matrix converter for stand-alone power source" International Power Electronics Conference in Hiroshima, 19P1-13, 2014
  
- [2] Nagano Yuki, Yamamura Naoki, Muneaki Ishida: "Suppression Control of Zero-phase Current Except for Output Zero-phase Load Current in Boost-Type Matrix Converter for Stand-Alone Power Source", International Symposium for Sustainability by Engineering at MIU, EP-7, 2014
  
- [3] 長野結毅, 山村直紀, 石田宗秋: 「座標変換方式三相4線式昇圧形マトリクスコンバータの特性解析」, パワーエレクトロニクス学会第204回定例研究会, JIPE-40-13

## 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 電気電子工学 教授 工学博士 石田 宗秋先生、同大学 電気電子工学 准教授 工学博士 山村 直紀先生、同大学 電気電子工学、 助教授 工学博士 矢代 大祐先生、文部科学技官 廣田 栄毅氏に心より御礼申し上げます。

また、貴重な時間をさいて本論文の査読をして頂いた三重大学 電気電子工学 教授 工学博士 平井 淳之先生に心より御礼申し上げます。

平成 26 年 4 月の研究室配属から多くの時間を共に過ごした出口延佳君、星野真輝君、田中博貴君、中谷和哉君、村山将志君、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 年間大学生活を送らせて頂いた母、兄弟に心から感謝し、厚く御礼申し上げます。