

三重大学大学院工学研究科 修士論文

三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの 新制御方式の提案



平成 23 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

井上 晃

目次

第1章 序論.....	4
1.1 本研究の背景.....	4
1.1.1 間接形電力変換器とマトリックスコンバータ	4
1.1.2 電源装置としての応用と期待	5
1.1.3 電圧利用率の問題とその対策	6
1.2 本研究の目的	10
1.3 本論文の構成	11
第2章 三相4線式昇圧形マトリックスコンバータの制御原理	12
2.1 主回路構成	12
2.2 制御関数の定義と入出力間の関係	14
2.3 PWM パターンの生成	16
第3章 三相4線式昇圧形マトリックスコンバータの新制御方式	17
3.1 周波数変換の原理	17
3.1.1 方式Ⅰ	18
3.1.2 方式Ⅱ	20
3.2 従来の制御方式 ^[14] と問題点	22
3.3 新制御方式の提案	25
3.3.1 方式Ⅰ のみの場合	25
3.3.2 方式Ⅱ のみの場合	27
3.4 新制御方式の理論式を用いた検証	29
3.5 シミュレーションによる検証	30
第4章 提案方式を用いた出力電圧制御法	40
4.1 フィードバック制御系	40
4.2 三相平衡負荷接続時	42
4.3 無負荷時	45
4.3 三相平衡負荷変動時	48
第5章 結論	51

目次

5.1 まとめ.....	51
5.2 今後の課題.....	52
参考文献.....	53
関連論文及び口頭発表.....	55
謝辞.....	56

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性能制御、及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中でも産業分野等での三相／三相電力変換器には整流器-インバータ、又はコンバータ-インバータ方式の間接形電力変換器が使用されている。この電力変換器は交流電源を直流に変換し、再び任意の電圧・周波数を交流に変換するが、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、寿命の問題があり、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、直接交流電源を交流に変換するマトリックスコンバータが注目されている^{[1], [2]}。

マトリックスコンバータは間接型電力変換器に対し、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るため制御の自由度が増える。そのため、THD (Total Harmonic Distortion) は少なく、コモンモード電圧やEMI (Electro Magnetic Interference) の低減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4つのパワー半導体デバイスがあるが、マトリックスコンバータでは2つであるためON損失が少ない。

また、マトリックスコンバータは新たなパワー半導体デバイスの開発が重要であった。マトリッ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ON損失が多く、(2)の特長を生かすことが出来ず、間接形電力変換器の方が良いとされてきた。しかし、パワー半導体デバイス単体で逆阻止耐圧を得る逆阻止形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ックスコンバータが市販化まで到っている^[3]。このように、パワー半導体デバイスの進歩もマトリックスコンバータが注目されてきた一因である。

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の特長を活かした様々な研究がされる中で、近年では可変速発電機（以下、発電機）へ直接接続することも検討されている^{[4]-[6]}。マトリックスコンバータを用いて発電機の変電圧変周波数の交流出力を一定電圧一定周波数の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。また、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ることも提案されている。発電機接続を想定した研究としては、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の提案などがある^[4]。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定電圧定周波数電源を実現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三相 3 線式が前提である。三相 3 線式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されるため、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 線式を考える。三相 4 線式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あり大幅な軽量化、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ックスコンバータを接続し、さらに三相 4 線式を適用したシステムは、小形・軽量化が可能な独立電源として期待されている。その中で、単相負荷・三相負荷を一括して扱うことが可能な電源システムを構築し、そのシステムに適用可能な零相電圧抑制制御法が提案された。しかし、入力電圧の電圧利用率（出力電圧振幅/入力電圧振幅）が悪いため、発電機出力電圧が低い場合、マトリックスコンバータを適用すると負荷へ与える電圧が不足するという問題がある^{[7], [8]}。

1.1.3 電圧利用率の問題とその対策

一般的なマトリックスコンバータの主回路ならびに等価モデルを Fig.1.1, 1.2 に示す. 直流リンクを持たないマトリックスコンバータの出力可能な電圧範囲は入力電圧によって制限されるため, インバータと比べると電圧利用率が低い. 二相変調をおこなった場合は入力電圧の三相全波整流の包絡線内であり, 出力線間電圧に歪みを発生させない電圧利用率は最大でも 86.6%となる(Fig.1.3). また, 三相 4 線式は三相変調をおこなうため, 三相半波整流の包絡線内であり, 出力相電圧に歪みを発生させない電圧利用率は最大でも 50%となる(Fig.1.4). 入力電圧の電圧利用率(出力電圧振幅/入力電圧振幅)が悪くなるため, 発電機出力電圧が低い場合, 負荷へ与える電圧が不足するという問題がある. このようなマトリックスコンバータを本研究では降圧形マトリックスコンバータと定義する.

マトリックスコンバータの電圧利用率を改善する手法はいくつか提案されている. その手法の一つとして, マトリックスコンバータの前段に V 結線チョップなどの電力変換器を挿入して昇圧機能を実現する方法が提案されている^{[9][12]}. この方式は, 通常時は V 結線チョップを動作させずマトリックスコンバータ単体で動作させ, 電圧が不足する領域のみチョップを動作させる方式である. しかしながら, 一般的に電力変換器が増えると使用素子数が増えるため, コストの増大, 効率の低下が懸念されている(Fig.1.5).

また, マトリックスコンバータ単体に昇圧機能を持たせた例も報告されている^[13]. 降圧形マトリックスコンバータは電源電圧を PWM 制御するため, 出力電圧の最大値は電源電圧に制限される. 逆に, 降圧形マトリックスコンバータの出力側から入力側を見ると電圧が昇圧されていると考えることもできるため, 降圧形マトリックスコンバータの入出力特性を入れ替えたものを昇圧形マトリックスコンバータとして定義できる. この方式における昇圧形マトリックスコンバータの等価モデルを Fig. 1.6 に示す.

これらの原理に基づき考案された昇圧形マトリックスコンバータの研究例は, 接続される負荷としてモータなどを想定している. 始動時は降圧形として動作させておき, 電圧が不足する領域になると回路を切り替え昇圧形へと移行する. そのため, 出力側の電圧がある程度確立された状態での制御となる. しかし, 定電圧低周波数電源への適用をするためには, 昇圧形単独での始動かつ三相 4 線式のシステムでの運用が望まれる.

これまでに, 三相 4 線式を適用した昇圧形マトリックスコンバータ(以下, 三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータ)のシステムを構築し, 昇圧形単独での始動が可能な制御方式が提案されているが, 接続する負荷の条件により制御不可能になるという問題があった^[14].

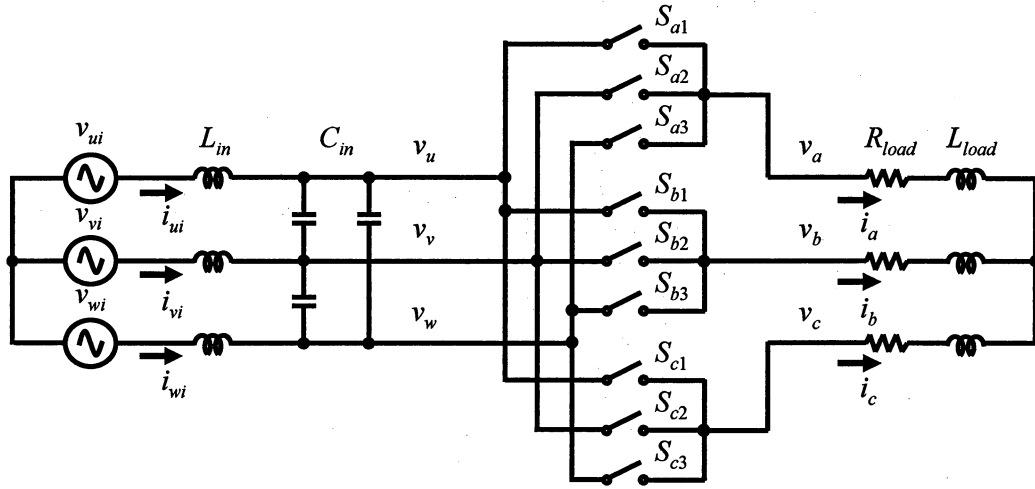


Fig. 1.1 マトリックスコンバータ主回路構成

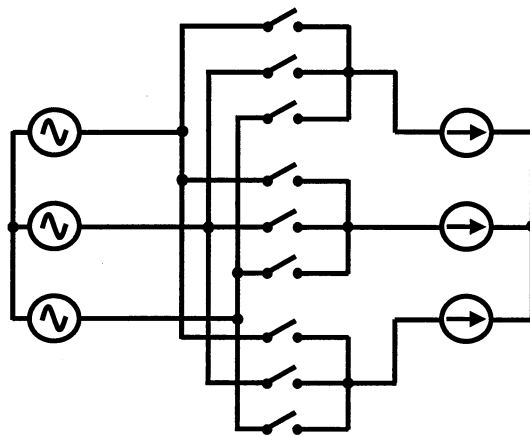


Fig. 1.2 降圧形マトリックスコンバータの等価モデル

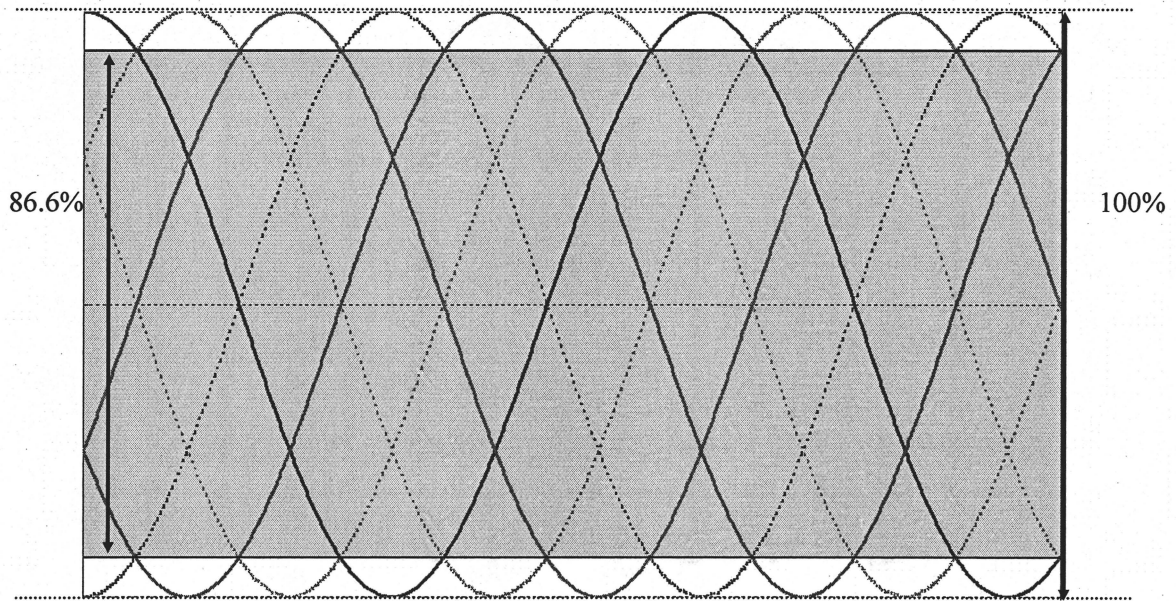


Fig. 1.3 電圧利用率 (2相変調の場合)

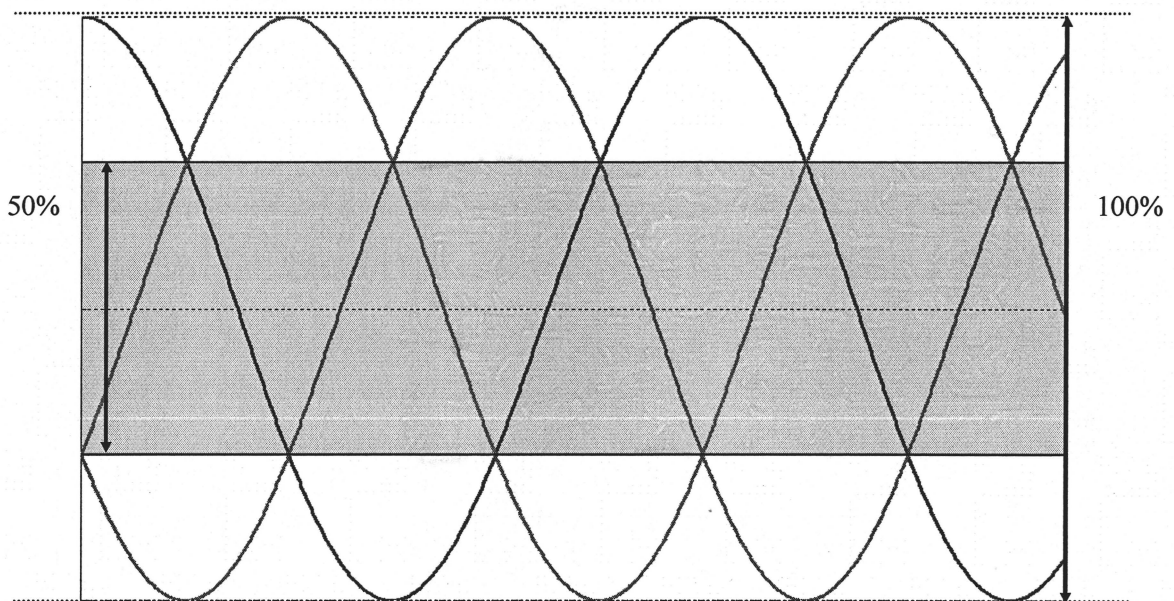


Fig. 1.4 電圧利用率 (3相変調の場合)

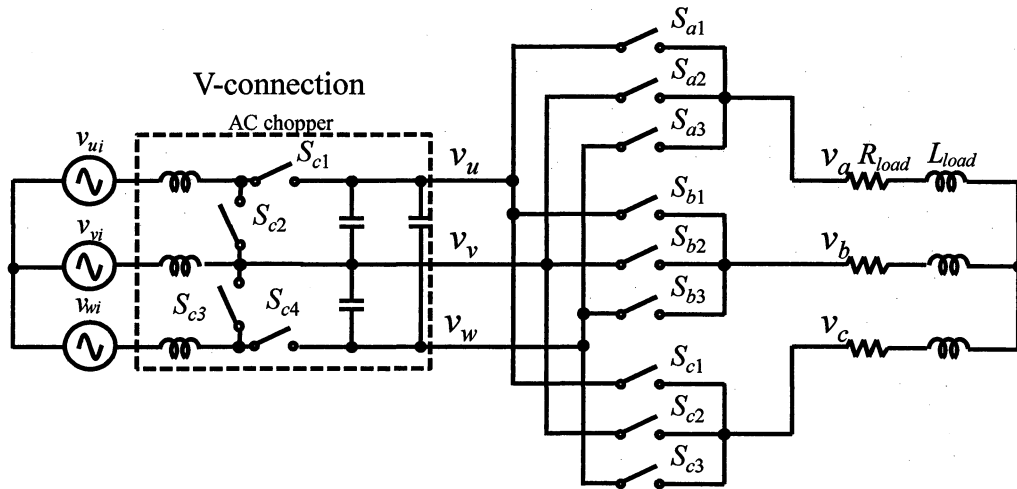


Fig. 1.5 V 結線チョッパ付きマトリックスコンバータ

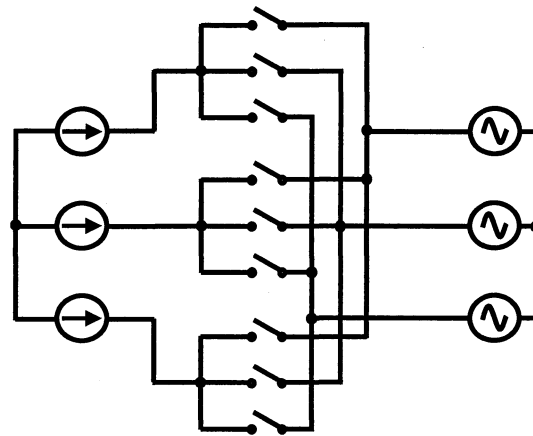


Fig. 1.6 昇圧形マトリックスコンバータ等価モデル

1.2 本研究の目的

本研究では，独立電源への適用を想定し，単体で昇圧動作が可能な昇圧形マトリックスコンバータに発電機と三相 4 線式を適用したシステムに対して，どのような負荷条件でも所望の振幅・周波数の対称三相正弦波を得ることができる制御方式の提案を目的とする．

従来方式でも用いられてきた周波数変換の原理を見直すことで，新たに制御関数を作成し，理論的に及びシミュレーションにより原理的に制御可能か検証する．また，提案手法を用いた出力電圧制御法を構築し，シミュレーションより有効性を検証する．

1.3 本論文の構成

本論文は5章から構成される。

第1章では、本研究の背景と目的を示した。

第2章では、昇圧形マトリックスコンバータの回路構成と入出力電圧，入出力電流の関係について説明する。その上で，昇圧動作を実現する制御原理を述べる。

第3章では，制御方式を実現する周波数変換の原理を説明し，従来方式の問題点と新制御方式について説明し，シミュレーションにより有効性を検証する。

第4章では，提案した制御方法にを用いて，出力電圧制御法の提案をし，シミュレーションにより有効性を検証する。

第5章では，本研究で得られた成果について述べる。

第2章 三相4線式昇圧形マトリックスコンバータの制御原理

本章では、本研究で扱う三相4線式昇圧形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線式昇圧形マトリックスコンバータの入出力の電圧・電流関係を示す。次に、昇圧動作を実現するスイッチングパターンの生成について説明する。

2.1 主回路構成

対象とする三相4線式昇圧形マトリックスコンバータ主回路を Fig. 2.1 に示す。昇圧形マトリックスコンバータのモデルの入力側は電流源である。また、本システムは独立電源としての利用を想定しているため、マトリックスコンバータの入力には発電機が接続される。そのため、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 L_{in} で構成し、昇圧形マトリックスコンバータの入力電圧 $v_a \sim v_c$ との位相差により入力電流が流れ、電流源動作を実現する。問題の簡単化のため、この発電機と昇圧形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。また、出力側はキャパシタと負荷で構成する。

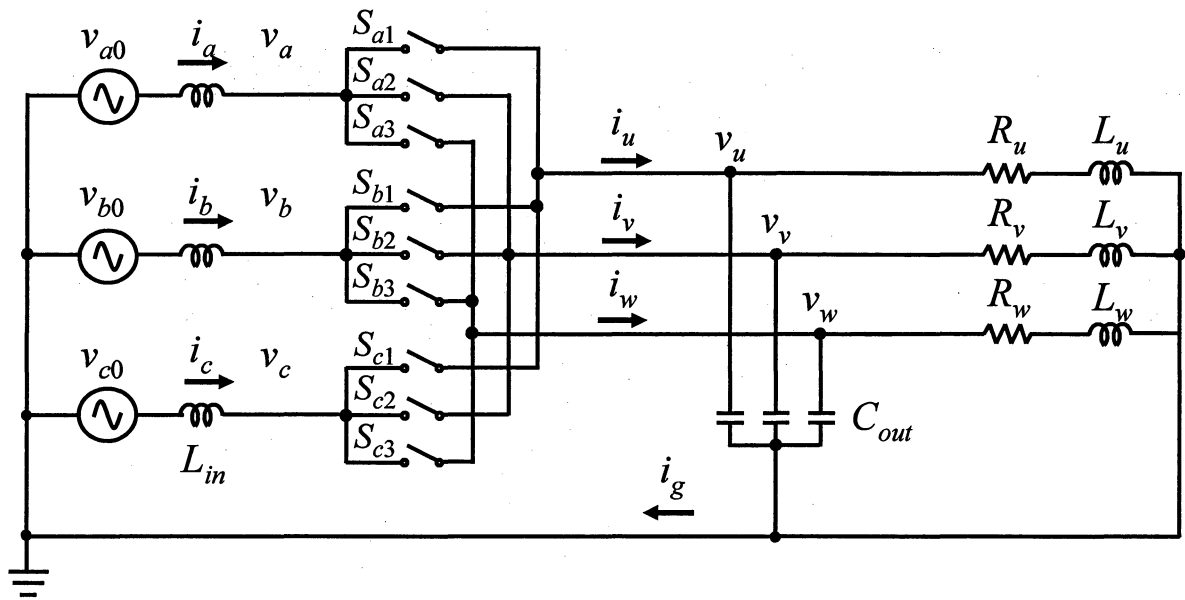


Fig. 2.1 三相4線式昇圧形マトリックスコンバータ主回路

2.2 制御関数の定義と入出力間の関係

昇圧形マトリックスコンバータは電源側を電流源、負荷側を電圧源として動作するように制御する。そのため、双方向スイッチ $S_{a1} \sim S_{c3}$ は電源側の開放、および負荷側の短絡が生じないようにスイッチングを行う必要がある。したがって、同一入力相に接続される双方向スイッチは、1つは必ず ON させるが2つ以上は ON させない。スイッチングパターンの例を Fig. 2.2 に示す。また、PWM 制御の際の ON-Duty を連続関数とし、キャリア周期 T_s 内の双方向スイッチ $S_{a1} \sim S_{c3}$ の ON 時間の割合 (Dutyfactor) で定義する。これを「制御関数」と呼び、それぞれ $a_1 \sim c_3$ とする。これを式で表すと、例えば a_1 については次のようになる。

$$a_1 = \frac{T_s \text{内の} S_{a1} \text{のオン時間}}{T_s} \dots\dots\dots (2.1)$$

また、先に述べた条件より次式が成り立つ。

$$\left. \begin{array}{l} a_1 + a_2 + a_3 = 1 \\ b_1 + b_2 + b_3 = 1 \\ c_1 + c_2 + c_3 = 1 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

$$0 \leq a_n \leq 1, \quad 0 \leq b_n \leq 1, \quad 0 \leq c_n \leq 1, \quad n=1,2,3 \dots\dots\dots (2.3)$$

このとき、出力電流 i_u, i_v, i_w の T_s 内の平均値を $\bar{i}_u, \bar{i}_v, \bar{i}_w$ とすると次式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.4)$$

入力電流と出力電圧が確立している状態で、制御関数により出力電流を決定した場合、入力電圧も一意に決定される。これは間接型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、入力電圧 v_a, v_b, v_c の T_s 内の平均値を $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$ とすると次式の関係がある。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.5)$$

一般性を持たせるために、低圧側を電流源側と高圧側を電圧源側とする。

また、マトリックスコンバータの制御の基本は9個の双方向スイッチでいかにPWM制御を行うかという問題に帰着することができる。このPWM制御は、入力電流をもとに負荷に供給する出力電流、周波数を制御することであると同時に、出力電圧をもとに入力電圧を決定することでもあることが(2.4)、(2.5)式から分かる。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制御関数の $a_1 \sim c_3$ を決める必要があり、従来の間接形電力変換器において整流回路とインバータのPWM制御を分合に比較して、制御法によってはPWM制御が複雑になる可能性がある。

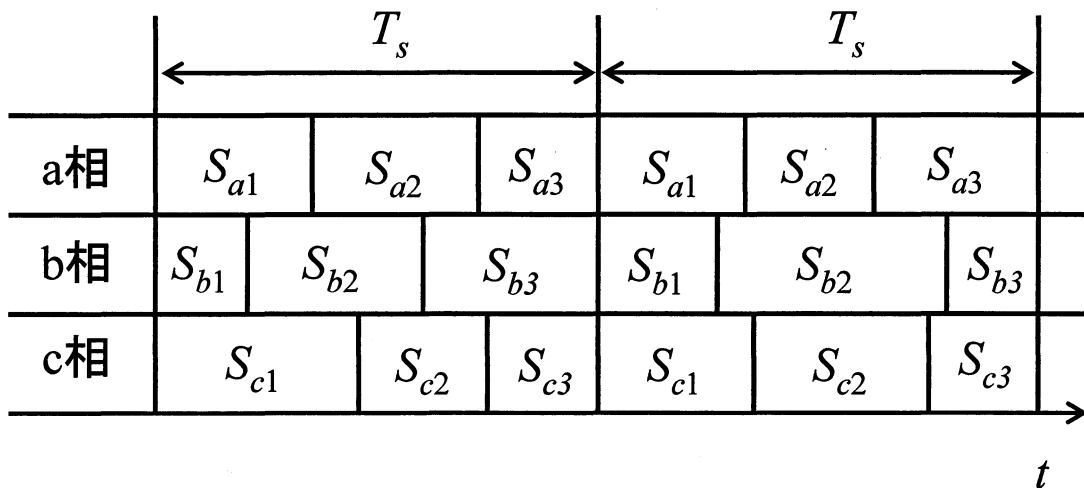


Fig. 2.2 スイッチングパターンの例

2.3 PWM パターンの生成

ここでは得られた制御関数 $a_1 \sim c_3$ から、実際にスイッチを ON/OFF するパターンの求め方を説明する。原理図を Fig. 2.4 に示す。まず、キャリア周期 T_s とし、各周期の始めまでに制御関数の値を求めておく。次に、その値によって T_s 中の各スイッチの ON 時間を配分する。これを行うために、のこぎり波比較方式を用いる。制御関数とのこぎり波比較方式の一例を Fig. 2.5 に示す。(2.15) 式で示された時間 t の連続関数 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 の値より小さい時はスイッチ S_{a1} を ON し、 a_1 より大きく a_1+a_2 より小さいときは S_{a2} を ON する。また、 a_1+a_2 より大きいときは S_{a3} を ON する。この方法により、キャリア周期 T_s 内の $S_{a1}:S_{a2}:S_{a3}$ の ON-Duty は $a_1:a_2:a_3$ となる。スイッチ S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} 及びスイッチ S_{c1} , S_{c2} , S_{c3} のスイッチングパターンについても同様である。今回の例では、 $S_{a1} \rightarrow S_{a2} \rightarrow S_{a3}$ の順 (b, c についても同様) でスイッチする方式を示したが、PWM 制御はキャリア周期内の平均値を満たせばよいから、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。高調波に関しては、本研究の目的と違うため、一例として、は参考文献[15]を挙げる。

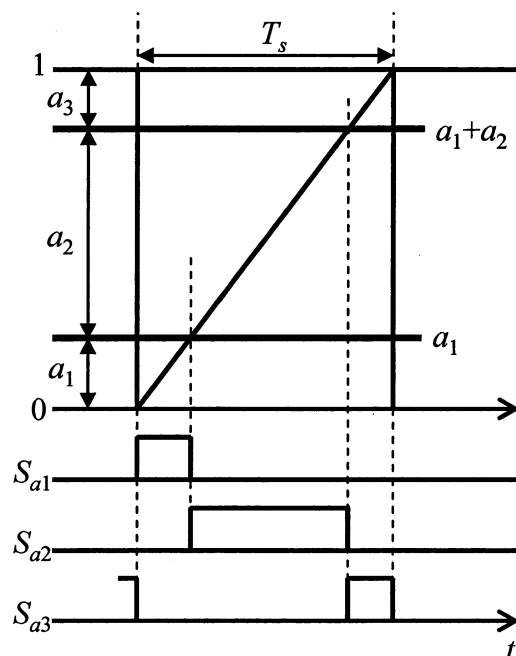


Fig. 2.3 のこぎり波比較による PWM パターンの生成

第3章 三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの新制御方式

前章で述べた制御関数の生成法は様々ある^[16]が、本研究では周波数変換の原理(座標変換の原理)を用いた手法を考える。この周波数変換の原理を説明し、それを定式化する上で様々な負荷でも制御可能な新制御方式の説明をする。また、従来手法を簡単に述べ、制御不可能である問題を説明する。さらに、提案手法の理論的検証とシミュレーションにより有効性を確認する。

3.1 周波数変換の原理

実現しようとするマトリックスコンバータの制御上の条件を挙げると、

- (1) 入力側の電圧・周波数が変化しても、出力側の電圧・周波数が安定
- (2) 入力電流や出力電圧の歪みが少ないこと
- (3) 必要な負荷に対して出力電圧が安定である。
- (4) (1) ~ (3) 項を満足しながら、必要な電圧振幅が得られること

である。ここでは、上記の条件を満足する PWM スイッチングパターンを決定付けるための基本となる制御則を求める。

三相交流電圧を三相-二相変換し、これを空間ベクトルで表すと、周波数変換は一種の座標変換とみなすことができる。入力側座標上で、角周波数 ω_v (ここでは、入力角周波数) で回転しているベクトルを角周波数 ω_i (ここでは、出力角周波数) に変調することを考える。この変換には二通りあり、 $\omega_v + \omega_i$ で回転する座標を用いる方式 I と、 $\omega_v - \omega_i$ で回転する座標を用いる方式 II がある。両者の変換法について入出力電圧、電流ベクトルを比較する。また、入力側は電流源であるため電流を中心に、出力側は電圧源のため電圧を中心に考える。なお、この周波数変換の原理は定常状態の時に成り立ち、入力側は反時計回りを正方向とする。

本稿では、位相関係を考えやすくするため回転角を用いる。回転角から角周波数へは以下の式で変換可能である。

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \dots\dots\dots (3.1)$$

3.1.1 方式 I

固定座標を入力側座標 (α_v - β_v 座標) とする. また, α_v 軸に電源電圧ベクトル \dot{V}_{so} があるとし, 電流ベクトル \dot{I} は電源電圧ベクトル \dot{V}_{so} と入力電流位相 ϕ_s 分位相差を持ち, 電圧ベクトル \dot{V} は入力電流ベクトルから入力電圧位相 ϕ_v 分位相差を持つとすると, Fig. 3.1(a) のように示される. 方式 I では, 固定座標から回転角 $\theta_v + \theta_i$ で位置する出力側座標 (α_{il} - β_{il} 座標) から先ほど示した電流ベクトル \dot{I} を見ることを考える. 出力側座標から見れば, 相対的に回転角 θ_i で位置するベクトルとなる. また, 出力の負荷力率角は ϕ_L となり, 回転方向は入力側から見ると反対方向となる. よって, 方式 I では, 入力側座標から見ると位相の極性が反転する[Fig. 3.1(b)] . なお, 出力側座標の初期位相を ϕ_i とする.

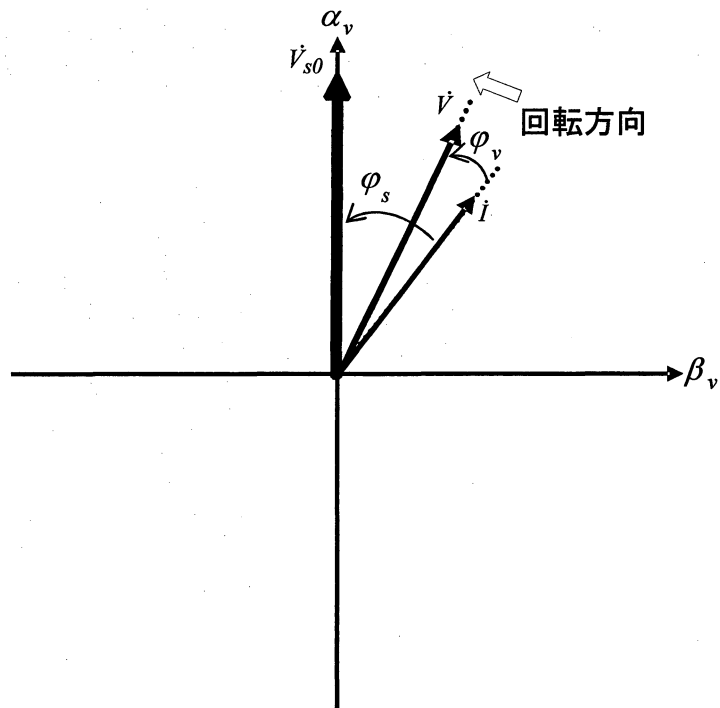


Fig. 3.1 (a) 入力側ベクトル図

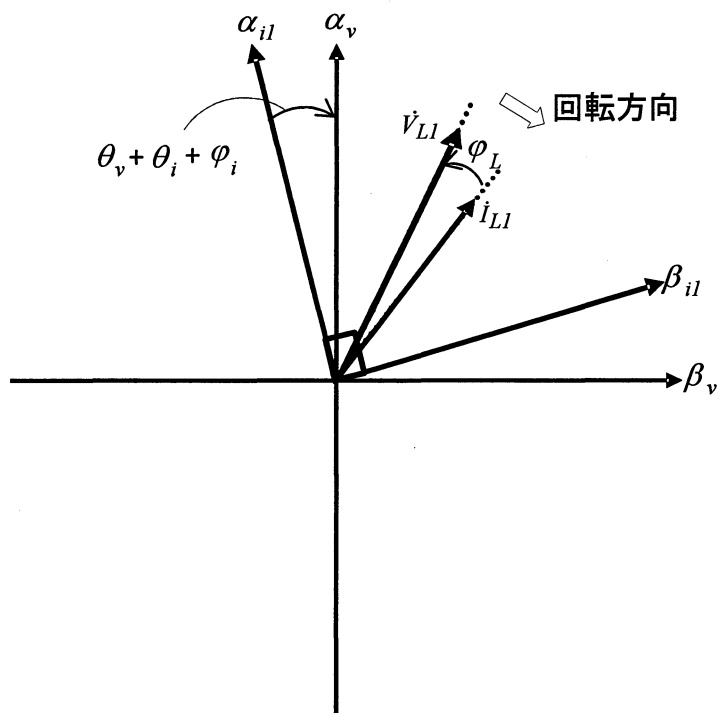


Fig. 3.1 (b) 出力側ベクトル図

3.1.2 方式Ⅱ

Fig. 3.2(a)に入力側座標を示す．方式Ⅱでは，固定座標から回転角 $\theta_i - \theta_l$ で位置する出力側座標（ α_{i2} - β_{i2} 座標）から先ほど示した電流ベクトル I を見ることを考える．方式Ⅰ同様に出力側座標から見れば，相対的に回転角 θ_l で位置するベクトルとなる．この時，回転方向は入力側から見て同じ方向となる．入力電流と入力電圧と位相差を考えると，方式Ⅱでは，入力側座標から見ると位相の極性が同じとなる[Fig. 3.2(b)]

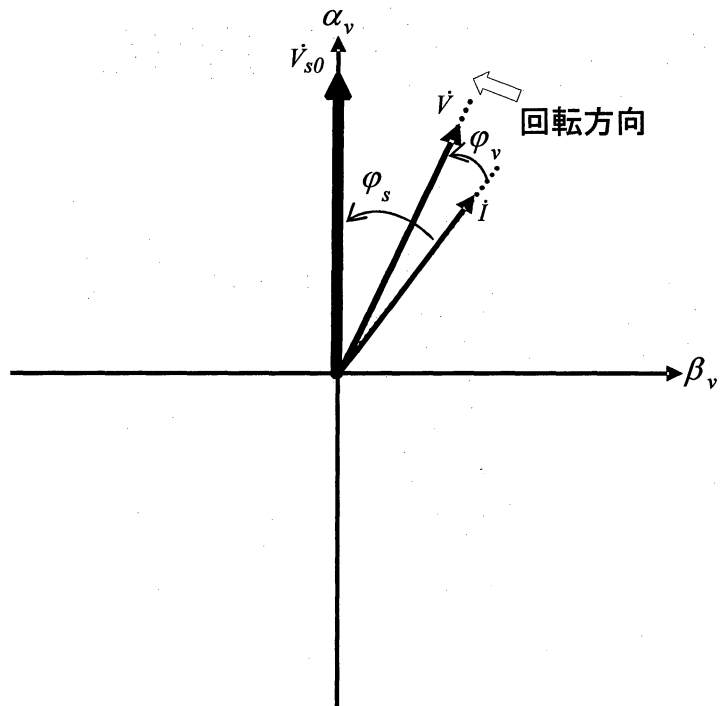


Fig. 3.2 (a) 入力側ベクトル図

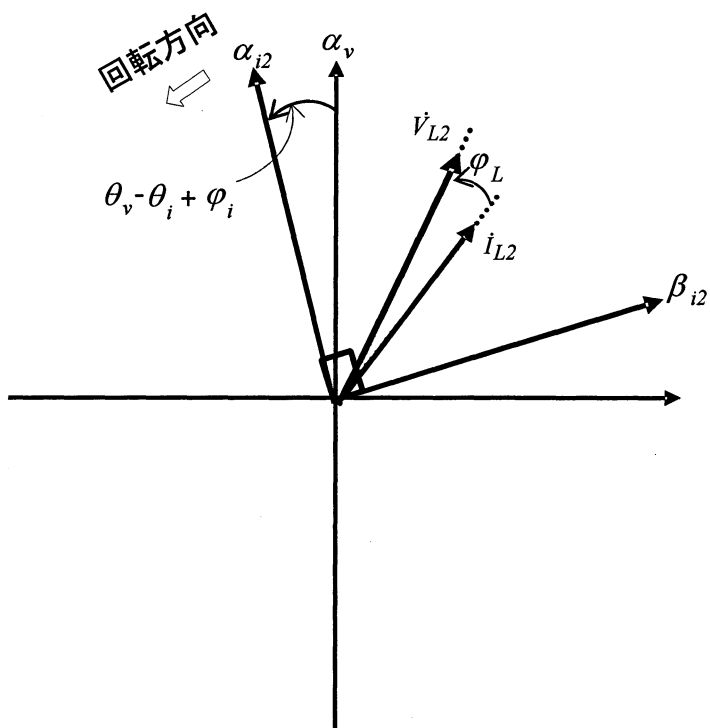


Fig. 3.2 (b) 出力側ベクトル図

3.2 従来の制御方式^[14]と問題点

従来の制御方式による制御関数の生成は、方式Ⅰと方式Ⅱを時間平均として1/2ずつとして合成することにより生成されている。合成することにより、 φ_L の入力への影響をキャンセルできる。よって、入力側と負荷（出力）側で独立して制御可能なため、負荷の状態によらず、入力力率を1に制御することが可能となるメリットを持つ。

従来の制御方式の制御関数を実現すると以下の式となる。

$$\begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.20)$$

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= \cos(\theta_v + \varphi_v) \\ Y_2 &= \cos(\theta_v + \varphi_v + 2\pi/3) \\ Y_3 &= \cos(\theta_v + \varphi_v - 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.21)$$

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \cos(\theta_i + \varphi_L) \\ X_2 &= \cos(\theta_i + \varphi_L - 2\pi/3) \\ X_3 &= \cos(\theta_i + \varphi_L + 2\pi/3) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.22)$$

(3.20) 式の第2項は (2.2) 式を満たすために導入した項である。

次に、入力電流 i_a , i_b , i_c と出力電圧 v_u , v_v , v_w が制御により以下の (3.23), (3.24) 式で示されるとする。ここで、出力側は電圧源として考えることができるため、出力電圧は α 軸上に重畳していると考ええる。

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \varphi_s) \\ \cos(\theta_v + \varphi_s + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \varphi_s - 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.23)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V_L \begin{bmatrix} \cos\theta_i \\ \cos(\theta_i - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_i + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.24)$$

(3.23), (3.24) 式と (2.4), (2.5) 式を用いて, 出力電流と入力電圧の T_s 内の平均値を理論的に算出すると,

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AI_S \cos \varphi_0 \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AV_L \cos(\varphi_v) \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.26)$$

となる.

(3.25) 式と (3.26) 式の出力電流と入力電圧の式の係数, つまり, 振幅に力率が関係していることが見て取れる. もし, 負荷の力率が低くなっていった時, スイッチングのみでは無効分を生成するのに限界がある. そのため, 入力側から出力側が要求する無効分を補う必要がある. よって, 入力力率を下げていくため, (3.15) 式の出力電流の振幅値が比例的に小さくなってしまう. 本システムは出力電流が出力フィルタに流れることにより発生する電位差を出力電圧としているため, 同時に出力電圧の振幅値も小さくなる. 以上の原理により, 負荷の力率が低くなると, 昇圧形マトリックスコンバータとして動作しなくなる問題を抱えている. Fig. 3.3 に, 無負荷時に従来の制御方式で生成した制御関数を用いてシミュレーションした結果を示す. また, Table.3.1 に各パラメータを示す. シミュレーション結果から無負荷時 (力率が 0 になる) 状態では制御不可能なことがわかる. これは原理的に本システムを電源として用いることができないことを表している.

Table 3.1 各種パラメータ

電源電圧 v_{s0}	163.3[V]
入力リアクトル L	1[mH]
出力フィルタ C	30[μ F]
入力周波数 f_v	60[Hz]
出力周波数 f_i	30[Hz]
振幅変調率 A	0.2278

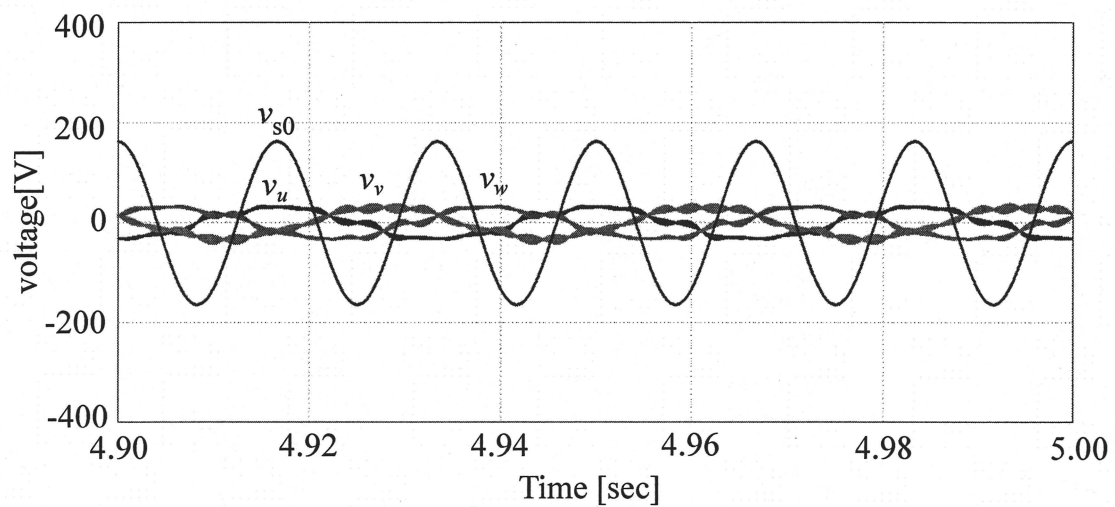


Fig. 3.3 電源電圧波形 v_{s0} , 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

3.3 新制御方式の提案

方式Ⅰと方式Ⅱの座標変換を定式化し、制御関数を生成する。従来方式は、方式Ⅰと方式Ⅱを合成して定式化し、制御関数を生成していた。しかし、その方式では無負荷付近では制御不可能であった。ここでは、方式Ⅰと方式Ⅱを単独で定式化し、制御関数を生成する。この方式を新制御方式とする。

3.3.1 方式Ⅰのみの場合

まず、方式Ⅰ (Fig 3.1)の座標変換を回転方向を考えて表すと、変換行列は以下の式となる。

$$\begin{bmatrix} \alpha_v \\ \beta_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \\ -\sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{il} \\ \beta_{il} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.2)$$

この式は、出力から入力への変換となっているため、両辺に左から転置行列を掛けて、

$$\begin{bmatrix} \alpha_{il} \\ \beta_{il} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \\ \sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_v \\ \beta_v \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.3)$$

となる。

昇圧形マトリックスコンバータは入力電流を変換し、出力電流にするため、(3.3)式は二相の入力電流 $i_{v\alpha}$ $i_{v\beta}$ を用いて、

$$\begin{bmatrix} i_{il\alpha} \\ i_{il\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \\ \sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{v\alpha} \\ i_{v\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

次に(3.4)式を二相から三相に変換する。二相から三相への変換式を次に示す。

$$[c] = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.4)$$

(3.4)式を用いて、二相から三相変換すると、

$$[c]^T \begin{bmatrix} i_{il\alpha} \\ i_{il\beta} \end{bmatrix} = [c]^T \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \\ \sin(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} [c] \mathbf{I}^T \begin{bmatrix} i_{v\alpha} \\ i_{v\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.5)$$

と表せる。(3.5)式を計算すると、

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.6)$$

(3.6)式に振幅を操作する振幅変調率 A を右辺に掛ければ(2.4)式の形となるが、(3.6)式のみでは (2.2) 式の条件を満たさない。そのため、新たに h 関数を導入する。現在、三相平衡を考えているため、 h 関数はすべて $1/3$ となる。

以上より、方式 I の制御関数は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} \\
 &= A \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \cdots \cdots \cdots (3.13)
 \end{aligned}$$

なお、出力側から入力側を見れば、電圧を変換していることになるため、(3.2)式を二相から三相に戻し、(2.2) 式の条件を満たすように変換すると、電圧の制御関数は(3.13)式を転置した形となる。

3.3.2 方式Ⅱのみの場合

方式Ⅱ(Fig 3.2)も同様に定式化し、制御関数を生成する。この時、出力側の回転方向を方式Ⅰの右方向に合わせるため、 β 軸を反転させる。

まず、座標変換を回転方向を考えて表すと、変換行列は以下の式となる。

$$\begin{bmatrix} \alpha_v \\ \beta_v \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \\ -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & -\cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{i2} \\ \beta_{i2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.14)$$

この式は、出力から入力への変換となっているため、両辺に左から転置行列を掛けて、

$$\begin{bmatrix} \alpha_{i1} \\ \beta_{i1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \\ -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_v \\ \beta_v \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.15)$$

となる。

昇圧形マトリックスコンバータは入力電流を変換し、出力電流にするため、(3.15)式は二相の入力電流 i_{va} $i_{v\beta}$ を用いて、

$$\begin{bmatrix} i_{i2\alpha} \\ i_{i2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \\ \sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{va} \\ i_{v\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.16)$$

次に(3.16)式を二相から三相に変換する。(3.4)式を用いて、二相から三相変換すると、

$$[c]^T \begin{bmatrix} i_{i2\alpha} \\ i_{i2\beta} \end{bmatrix} = [c]^T \begin{bmatrix} -\cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \\ -\sin(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} [c] [c]^T \begin{bmatrix} i_{va} \\ i_{v\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.17)$$

と表せる。(3.17)式を計算すると、

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) \\ \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v - \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots\dots (3.18)$$

(3.18)式に振幅を操作する振幅変調率 A を右辺に掛ければ、方式Ⅰ同様に(2.4)式の形となるが、(3.18)式のみでは(2.2)式の条件を満たさない。そのため、新たに h 関数を導入する。同様に三相平衡を考えているため、 h 関数はすべて $1/3$ となる。

以上より、方式Ⅱの制御関数は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i + 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i - 2\pi/3) & \cos(\theta_v + \theta_i + \varphi_i) \end{bmatrix} \\
 + \begin{bmatrix} 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.19)$$

なお、方式Ⅱも出力側から入力側を見れば、電圧を変換していることになるため、(3.2)式を二相から三相に戻し、(2.2)式の条件を満たすように変換すると、電圧の制御関数は(3.19)式を転置した形となる。

3.4 新制御方式の理論式を用いた検証

新制御方式を，入力電流から出力電圧を確立するために必要な出力電流の理論式を算出することで，無負荷状態でも制御可能であることを述べる．

3.2 節と同様に (3.23) 式の入力電流の式と，(3.13) 式で示した制御関数を用いて，出力電流の T_s 内の平均値を理論的に算出すると，

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AI_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_i + \varphi_i - \varphi_s) \\ \cos(\theta_i + \varphi_i - \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_i + \varphi_i - \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.27)$$

となる．(3.27) 式を見ると，出力電流の振幅値に力率が依存していないことが確認できる．

また，同様に，方式Ⅱの制御関数(3.19)式を用いて，出力電流の T_s 内の平均値を理論的に算出すると，

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AI_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_i - \varphi_i + \varphi_s) \\ \cos(\theta_i - \varphi_i + \varphi_s - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_i - \varphi_i + \varphi_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.28)$$

となる．方式Ⅱも方式Ⅰ同様に，(3.25) 式と (3.26) 式を見ると，出力電流の振幅値に力率が依存していないことが確認できる．

以上より，理論的に無負荷状態でも，出力電流の振幅値は振幅変調率により制御可能であり，出力電圧を確立可能ということを表す．よって，方式Ⅰと方式Ⅱ単独で用いると，理論的に無負荷状態でも制御可能なことが理論的に確認できる．

3.5 シミュレーションによる検証

3.3節で示した理論式通りに制御可能か検証する。基本動作である昇圧・周波数変換が可能であるかを確認するため、電源電圧の大きさ・周波数が変動しない定電圧源時で検証する。また、原理的に動作可能か確認するため、負荷は三相平衡負荷を用いる。三相平衡負荷時の負荷パラメータを Table.3.2 示す。出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 入力電流波形 i_a , i_b , i_c 及び入力電圧波形 v_a , v_b , v_c の結果を Fig.3.4～ Fig. 3.15 に示す。方式Ⅰは Fig.3.4～ Fig. 3.9 に示し、高力率負荷接続時は Fig.3.4～ Fig. 3.6, 低力率負荷時は Fig.3.7～ Fig. 3.9, 無負荷時は Fig.3.10～ Fig.3.12 に示す。また、方式Ⅱは Fig.3.15～ Fig. 3.20 に示し、高力率負荷接続時は Fig.3.13～ Fig. 3.15, 低負荷接続時は Fig.3.16～ Fig. 3.18, 無負荷時は Fig.3.19～ Fig.3.21 に示す。出力電圧は、負荷接続時においても、無負荷時においても、双方の方式ともに電源電圧に対し、昇圧かつ正弦波状に制御できていることが確認できた。また、入力側の電流も正弦波状に制御できている。

方式Ⅰ，方式Ⅱを単独で用いると、様々な負荷状態でも制御可能なことがシミュレーションにより確認できたが、どちらの方式がより効率的に制御可能か検討していくことが今後の課題となる。

Table 3.2 各種パラメータ

電源電圧 v_{so}	92.4[V]
入力リアクトル L	1[mH]
出力フィルタ C	30[μ F]
負荷 LR (高負荷力率)	70[Ω], 0.3[H] (0.988)
負荷 LR (低負荷力率)	7[Ω], 0.3[H] (0.183)
入力周波数 f_v	60[Hz]
出力周波数 f_i	30[Hz]
振幅変調率	0.2278

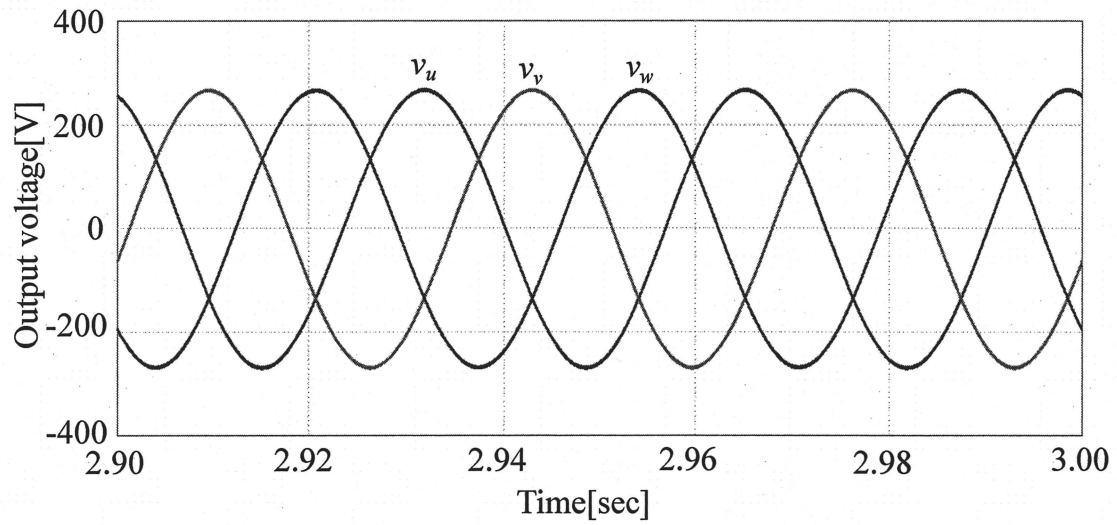


Fig. 3.4 方式 I : 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (高力率負荷接続時)

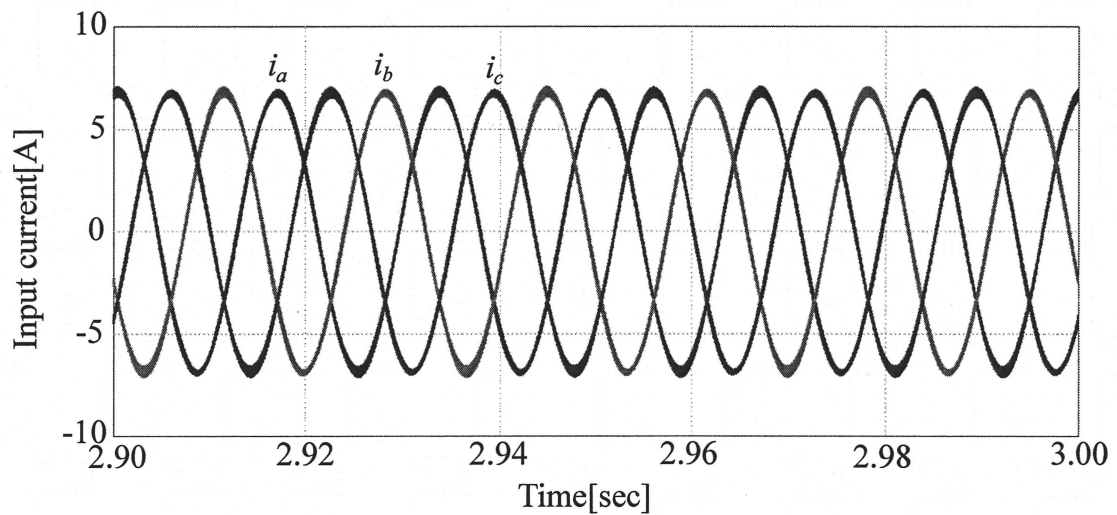


Fig. 3.5 方式 I : 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (高力率負荷接続時)

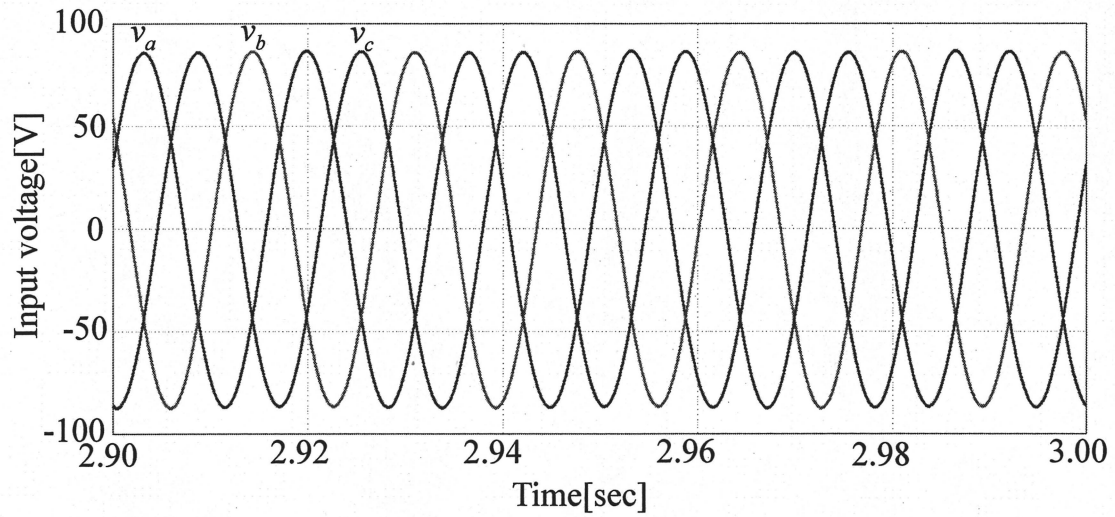


Fig. 3.6 方式 I : 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (高力率負荷接続時)

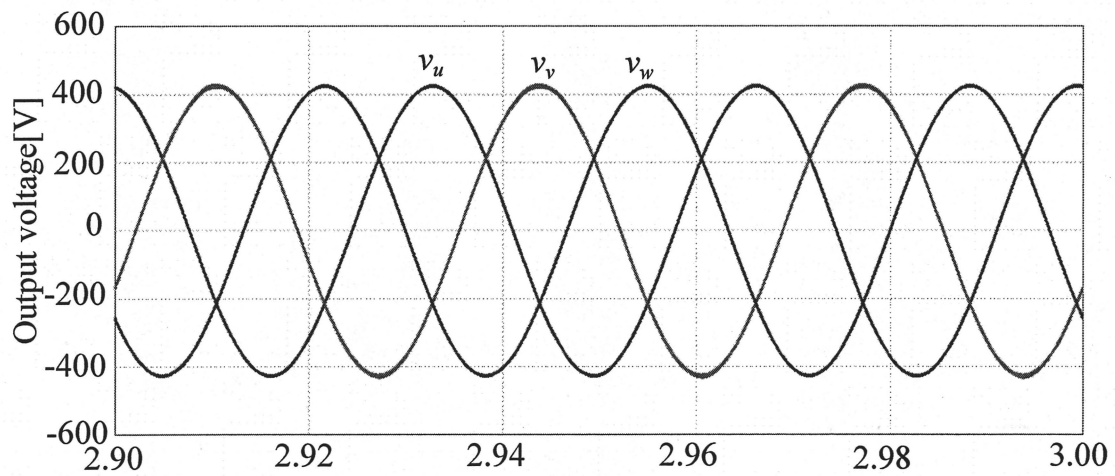


Fig. 3.7 方式 I : 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (低力率負荷接続時)

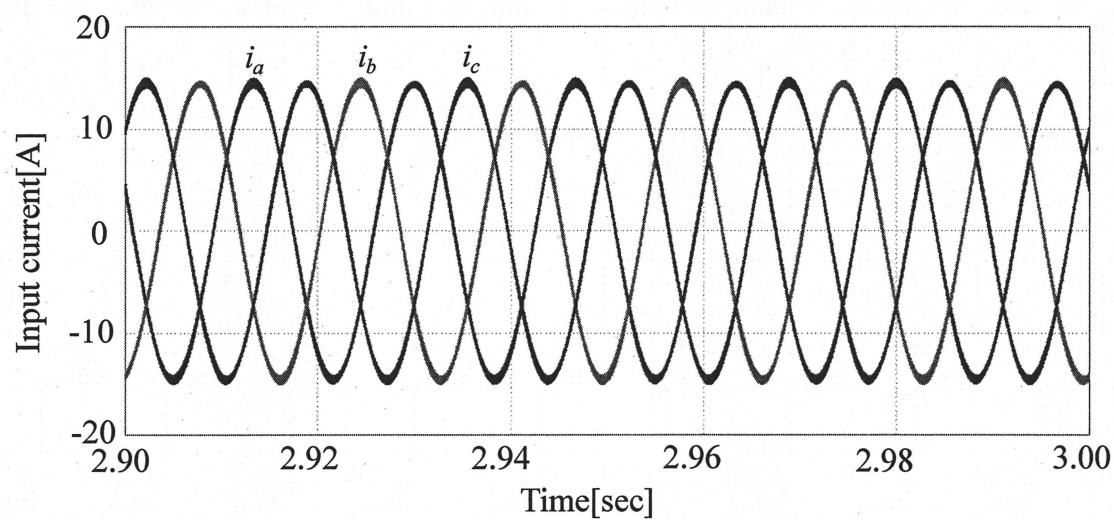


Fig. 3.8 方式 I : 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (低力率負荷接続時)

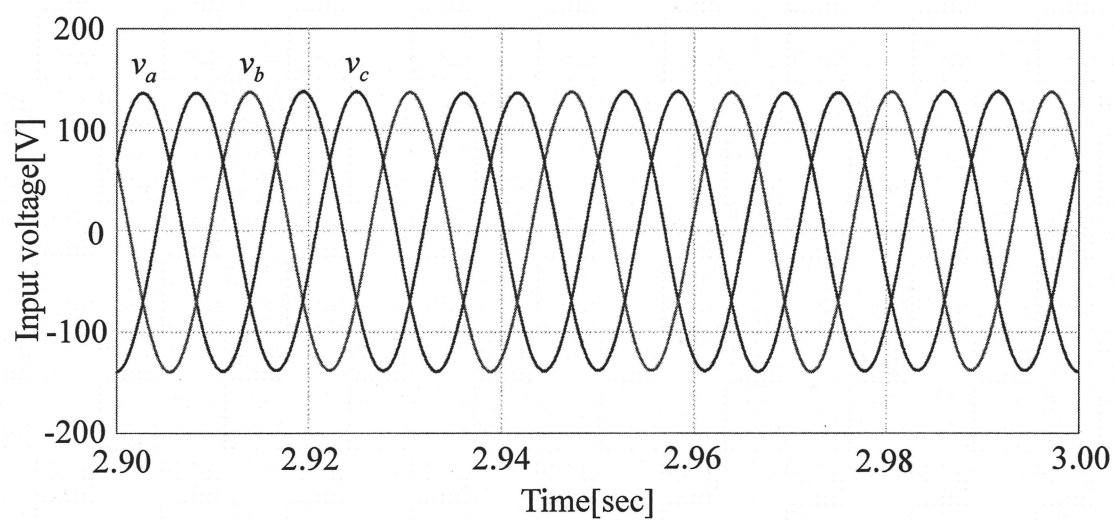


Fig. 3.9 方式 I : 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (低力率負荷接続時)

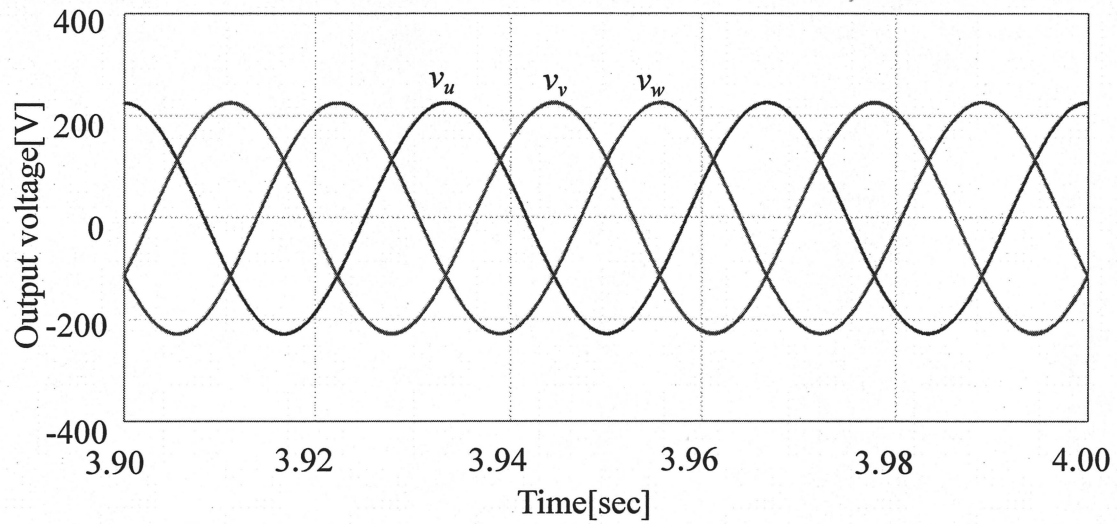


Fig. 3.10 方式 I : 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (無負荷時)

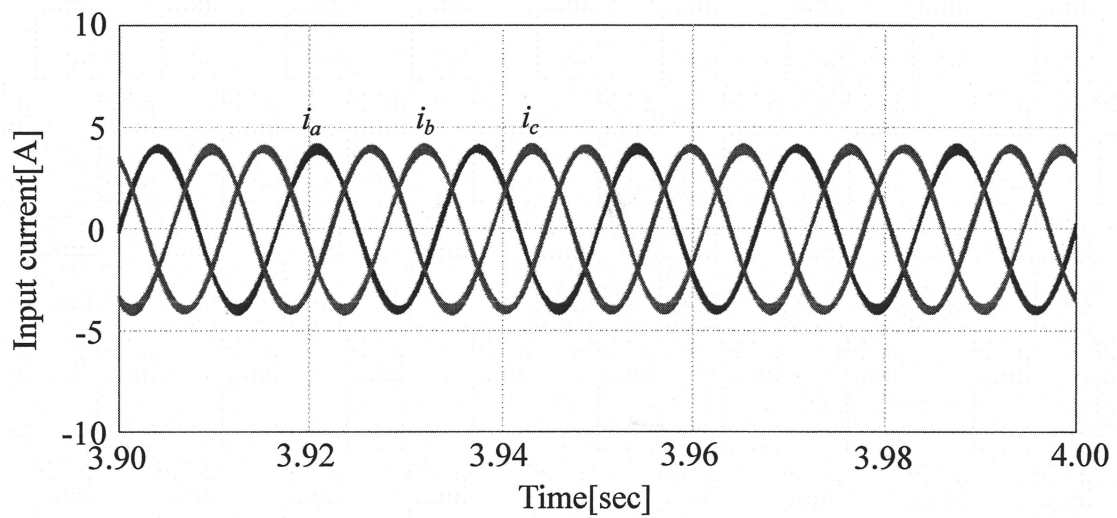


Fig. 3.11 方式 I : 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (無負荷時)

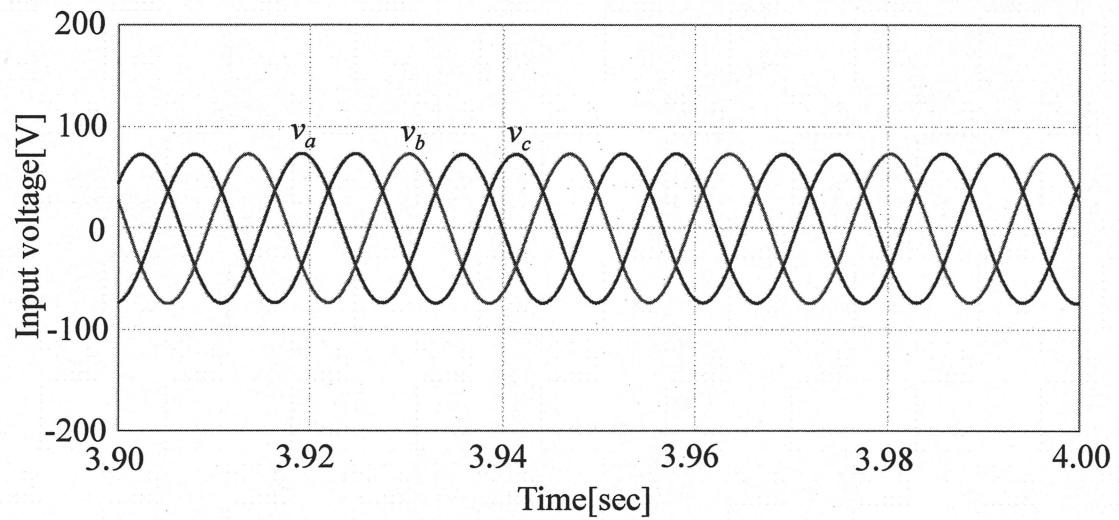


Fig. 3.12 方式 I : 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (無負荷時)

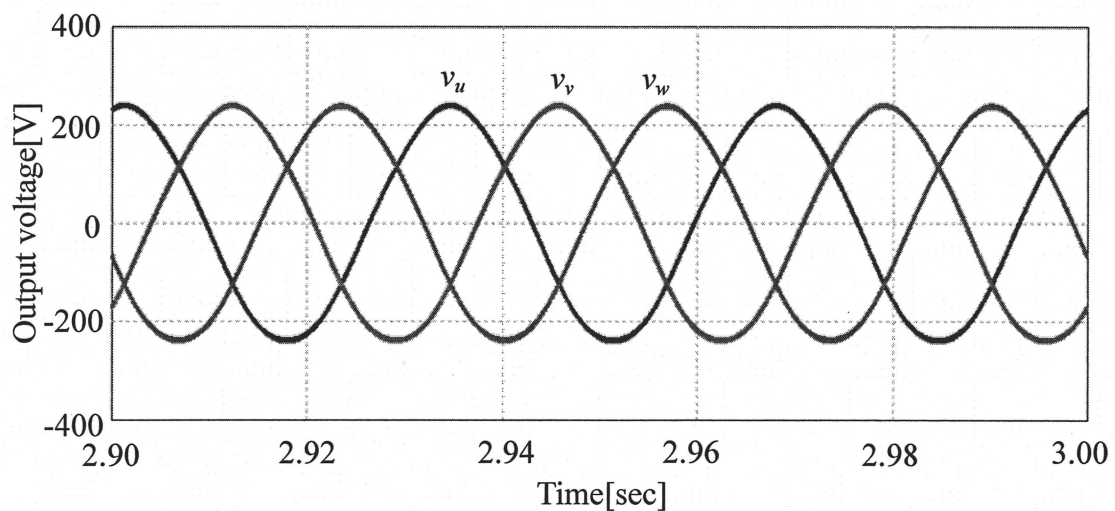


Fig. 3.13 方式 II : 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (高力率負荷接続時)

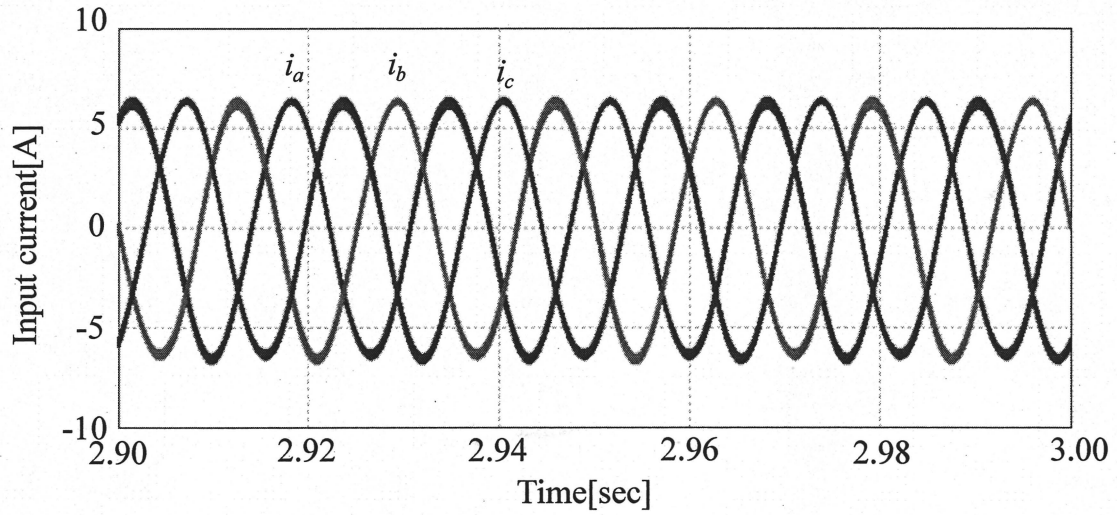


Fig. 3.14 方式Ⅱ：入力電流波形 i_a , i_b , i_c (高力率負荷接続時)

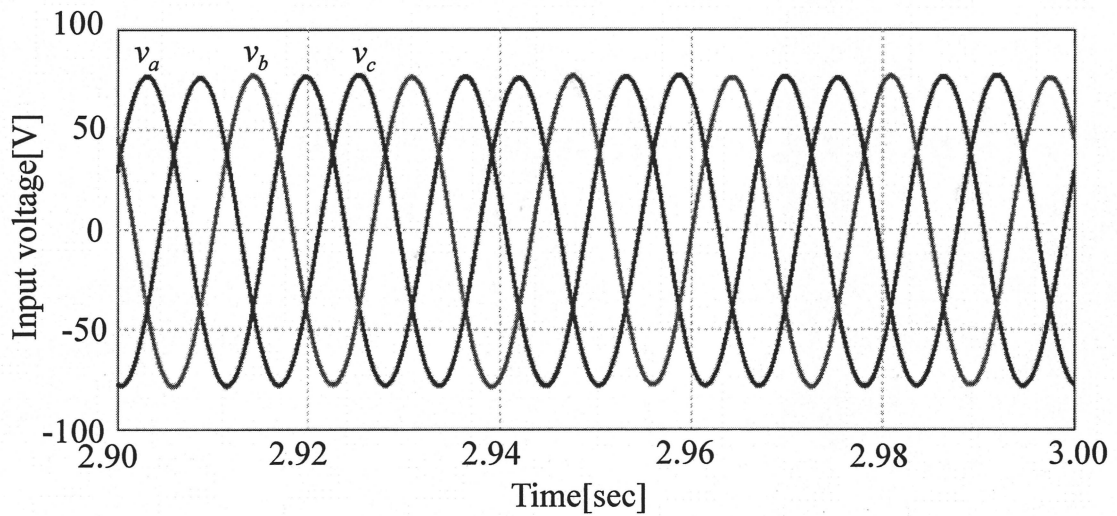


Fig. 3.15 方式Ⅱ：入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (高力率負荷接続時)

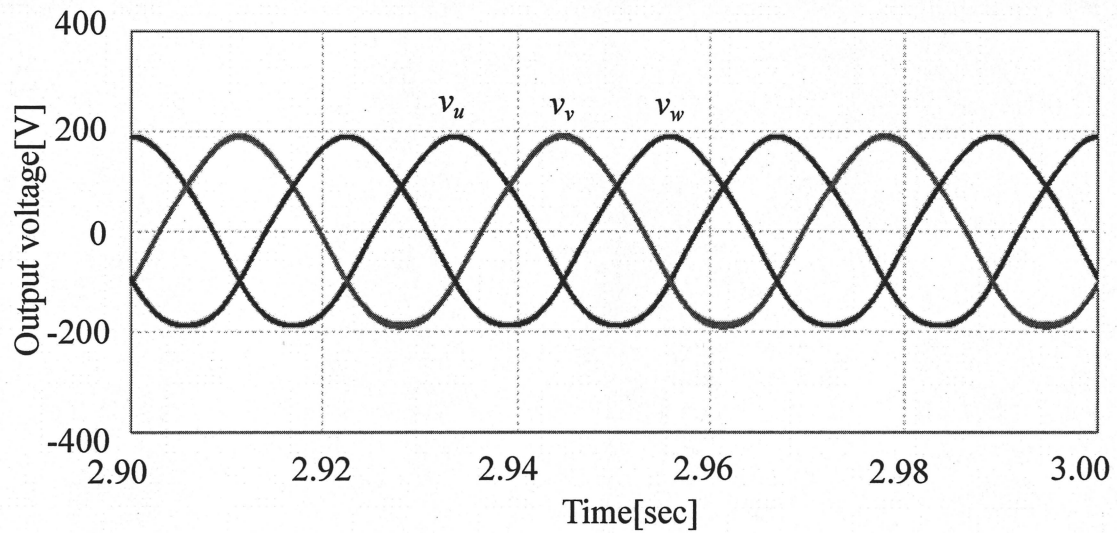


Fig. 3.16 方式Ⅱ：出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (低力率負荷接続時)

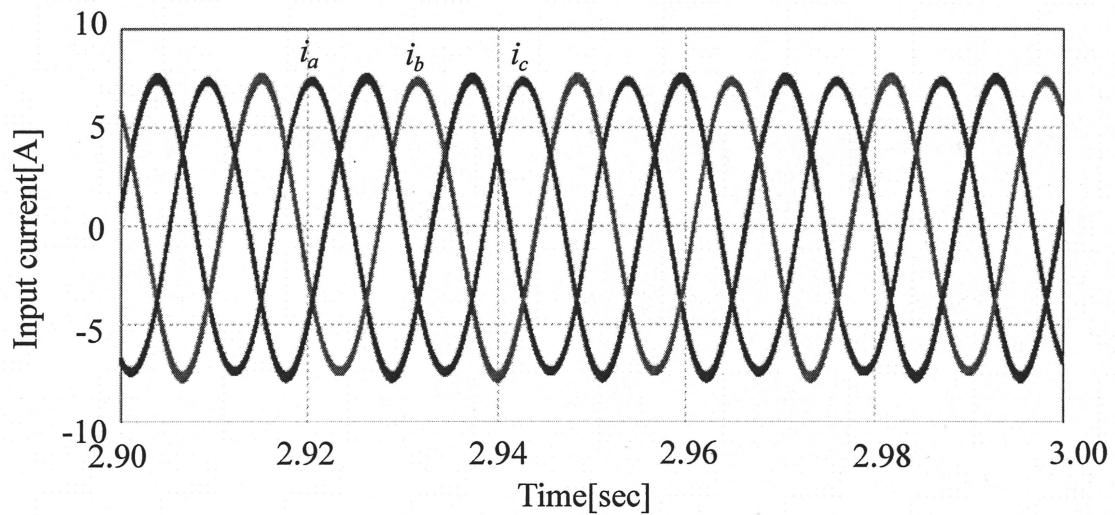


Fig. 3.17 方式Ⅱ：入力電流波形 i_a , i_b , i_c (低力率負荷接続時)

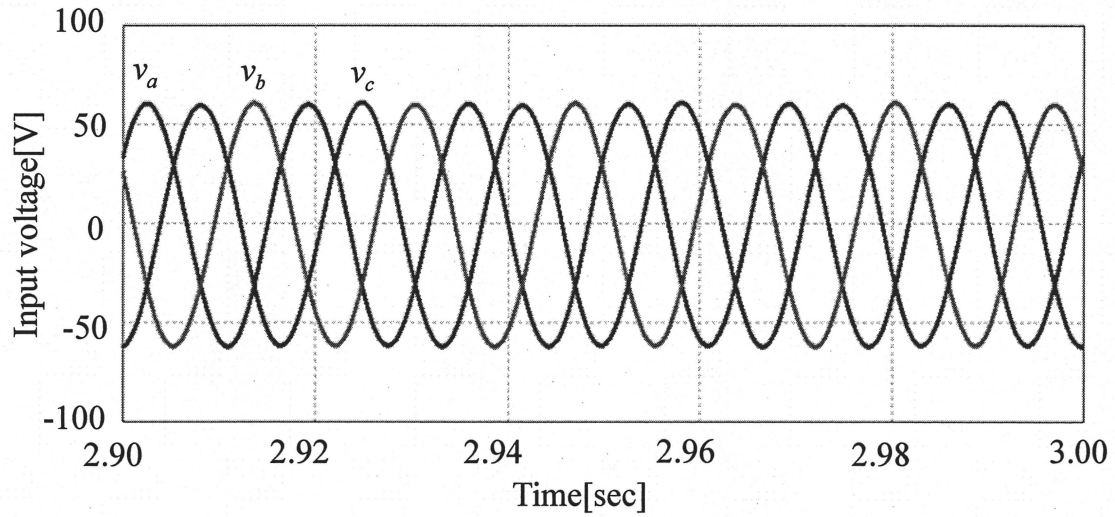


Fig. 3.18 方式Ⅱ：入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (低力率負荷接続時)

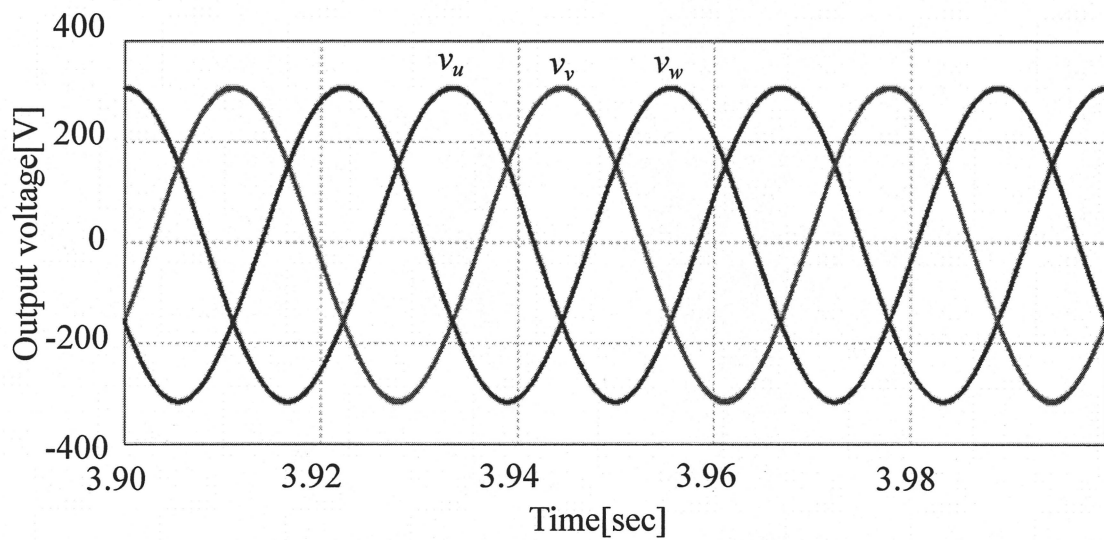


Fig. 3.19 方式Ⅱ：出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (無負荷時)

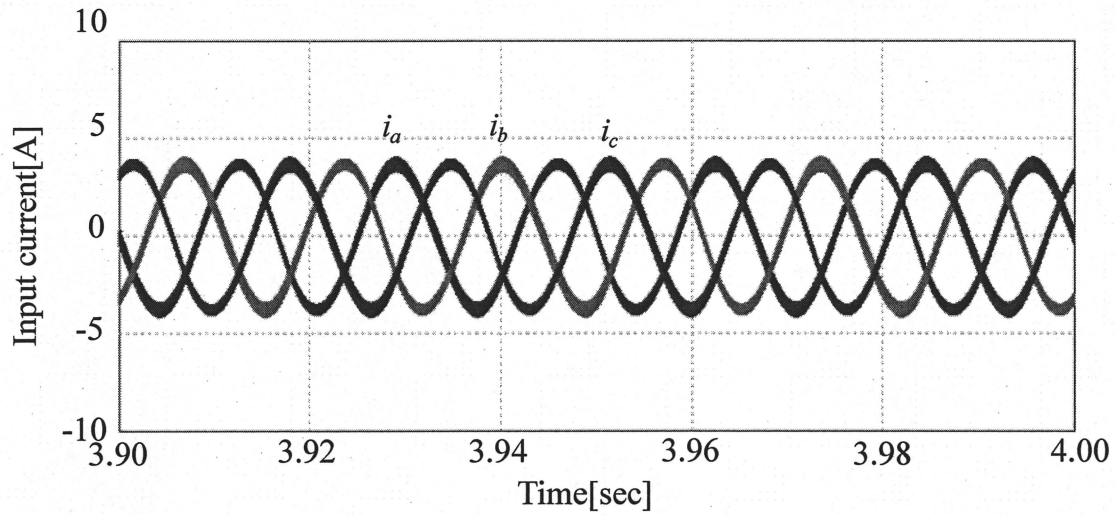


Fig. 3.20 方式Ⅱ：入力電流波形 i_a , i_b , i_c (無負荷時)

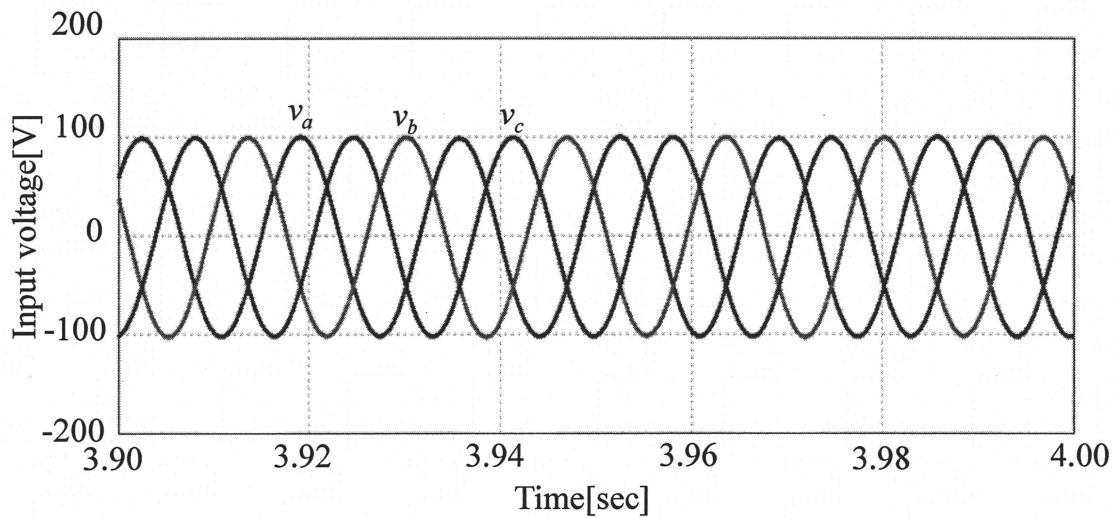


Fig. 3.21 方式Ⅱ：入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (無負荷時)

第4章 提案方式を用いた出力電圧制御法

3節の基本動作の確認では、振幅変調率はこちらから適当な値を与えることで制御させている。しかし、本来、所望の電圧振幅値に対して適切な振幅変調率を生成し与える必要がある。適切な振幅変調率の生成をフィードバック制御により実現することを考える。なお、方式Iと方式IIには相対関係があるため、方式Iについてのみ実現して行く。

4.1 フィードバック制御系

昇圧形マトリックスコンバータの出力電圧制御の構成図を Fig 4.1 に示す。実際の出力電圧を dq 変換することで大きさを計算し、所望の出力電圧振幅値との偏差を PI 制御器に入力する。PI 制御器の出力を操作変数である振幅変調率 A とする。また、もう一つの変数である出力側座標の初期位相 ϕ_i も同様に、実際の出力電圧を dq 変換することで大きさを計算し、所望の出力電圧振幅値との偏差を PI 制御器に入力する。しかし、電圧比較のみでは無負荷時に、LC 回路による脈動が発生し、出力電圧に表れてしまう。そのため、PI 制御器の後に脈動を抑える目的で、制御的に仮想抵抗を挿入したダンピング制御をする。本制御系は、d 軸上に出力電圧を置き、負荷力率角分を持った電流を流すようなシステムとなり、PI 制御は制御関数を基準とする。

(3.24)式のように出力電圧が α 軸上に重畳するとすると、(3.27)式の位相は出力電流位相となる。また、初期位相 ϕ_i は出力電圧を定める位相となり、出力電圧位相は負荷によって定まる。よって、制御の順序として、出力電圧が定まり、出力電流位相によって出力電流が決められ、入力電流の位相が決まる形となる。

出力キャパシタ電流と出力電圧は定常的には 90° の位置関係となるが、無負荷時の場合、出力キャパシタのみとなるため、LC 回路による脈動が発生する。負荷が接続されている場合は負荷にある抵抗が脈動を抑える役割をしているが、無負荷時には抵抗がない。よって、初期位相 ϕ_i に比例ゲインを加え、過渡的に位相をうごかすことで、出力側から見て、入力電流の位相が実際の位相に対してずれるため、等価的に並列に抵抗を加えたことと同じとなる。これにより脈動が抑えられる、[Fig 4.2]

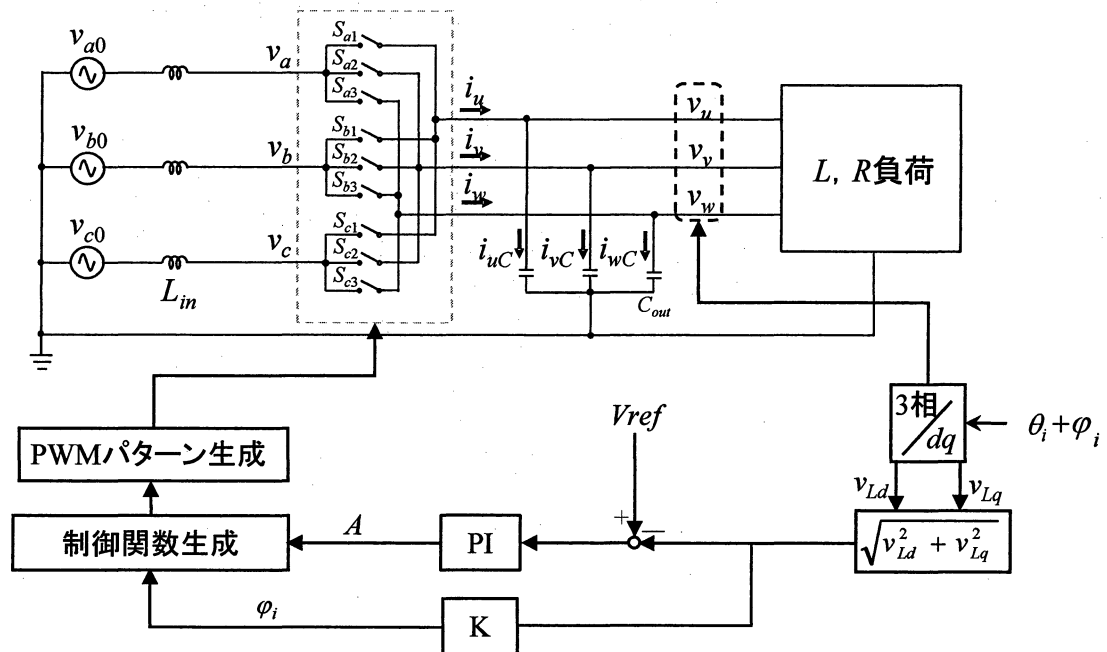


Fig. 4.1 出力電圧制御系

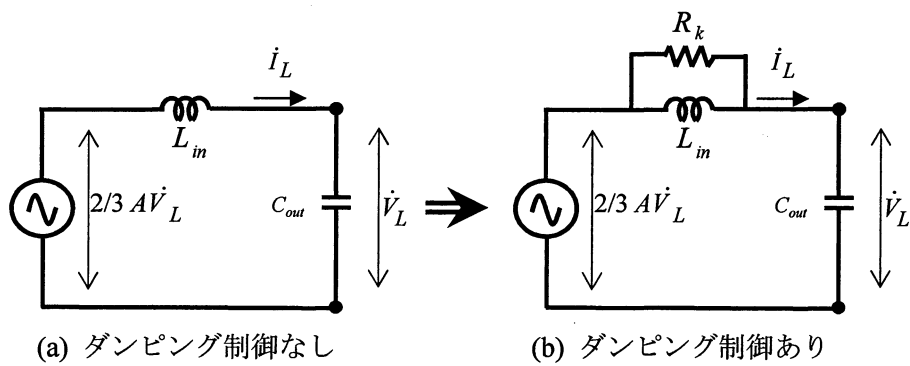


Fig. 4.2 出力側に換算した等価回路

4.2 三相平衡負荷接続時

負荷は三相平衡負荷を用い、電源電圧は定電圧源を用いる。三相平衡負荷を用いることにより、制御系の有効性を確認する。結果より、低周波の脈動が発生していることが確認できるシミュレーションに用いる各パラメータは Table4.1 に示す。この時の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 出力電圧の FFT 解析結果及び入力電流波形 i_a , i_b , i_c を Fig. 4.3 ~ Fig. 4.5 に示す。結果より三相負荷接続時において、所望の周波数、電圧値に制御できていることが確認できる。また、入力電流も正弦波状に制御できている。

Table 4.1 各種パラメータ

電源電圧 v_{s0}	92.4[V]
入力リアクトル L	1[mH]
出力フィルタ C	30[μ F]
負荷 LR	70[Ω], 0.3[H]
入力周波数 f_v	60[Hz]
出力周波数 f_i	30[Hz]
出力電圧振幅指令値	300[V]

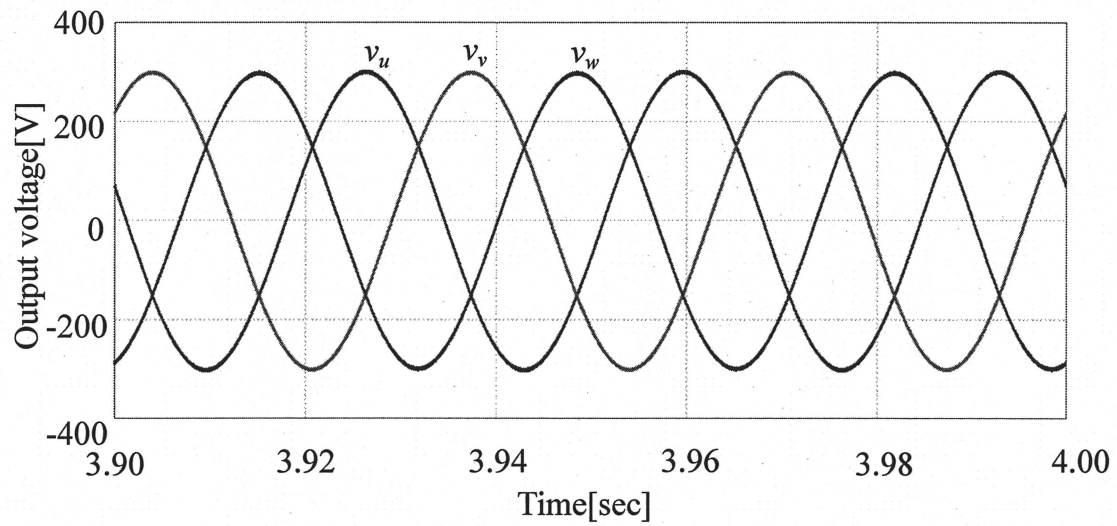


Fig. 4.3 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

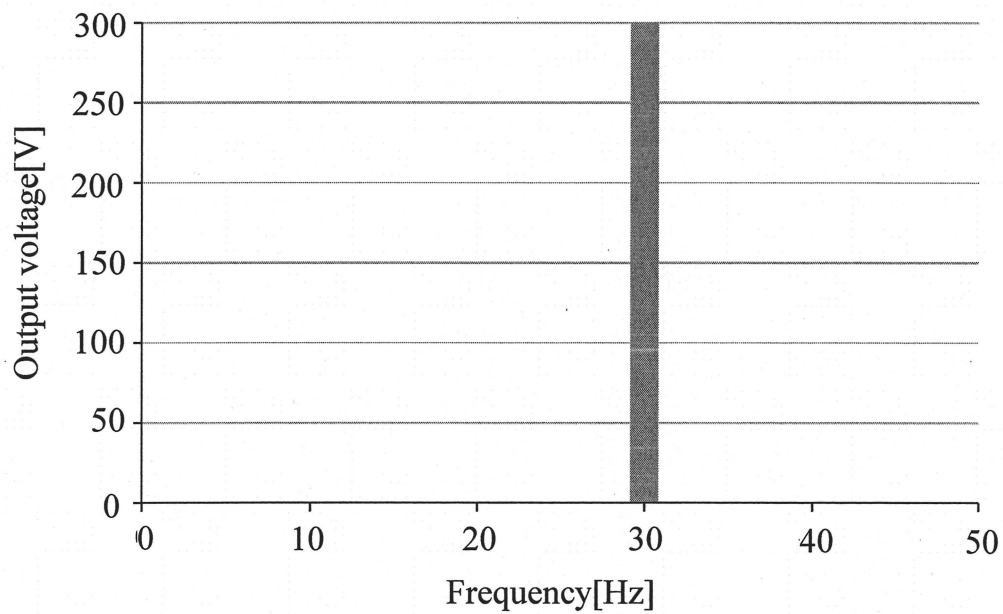


Fig. 4.4 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w のFFT解析結果

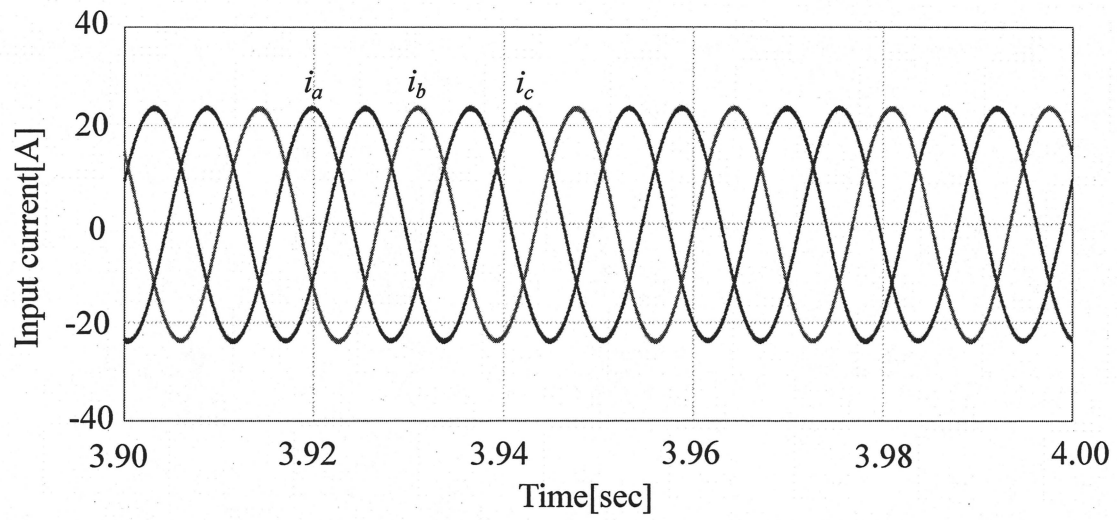


Fig. 4.5 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

4.3 無負荷時

電源として，無負荷の場合についてシミュレーションより検証する．三相平衡負荷時と同様に，出力電圧波形 v_u , v_v , v_w と出力電圧の FFT 解析結果及び入力電流波形 i_a , i_b , i_c を Fig 4.6 ～ Fig4.8 に示す．また，ダンピング制御をかけない場合の波形を Fig 4.9 に示す．結果より，所望の周波数と電圧値の制御できていることが確認できる．また，ダンピング制御の有効性も確認できる．

Table 4.2 各種パラメータ

電源電圧 v_{s0}	92.4[V]
入力リアクトル L	1[mH]
出力フィルタ C	30[μF]
入力周波数 f_v	60[Hz]
出力周波数 f_i	30[Hz]
出力電圧振幅指令値	300[V]

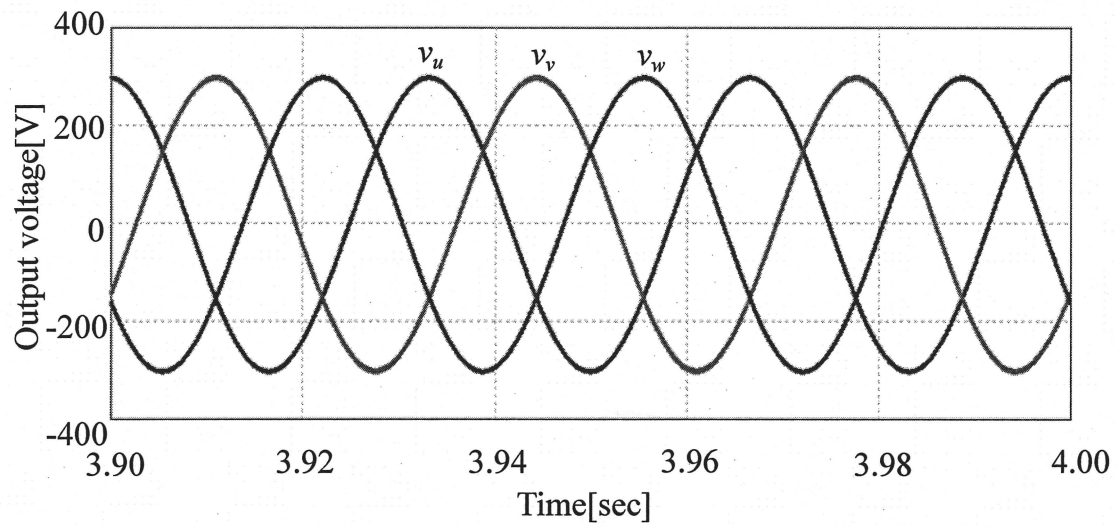


Fig. 4.6 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

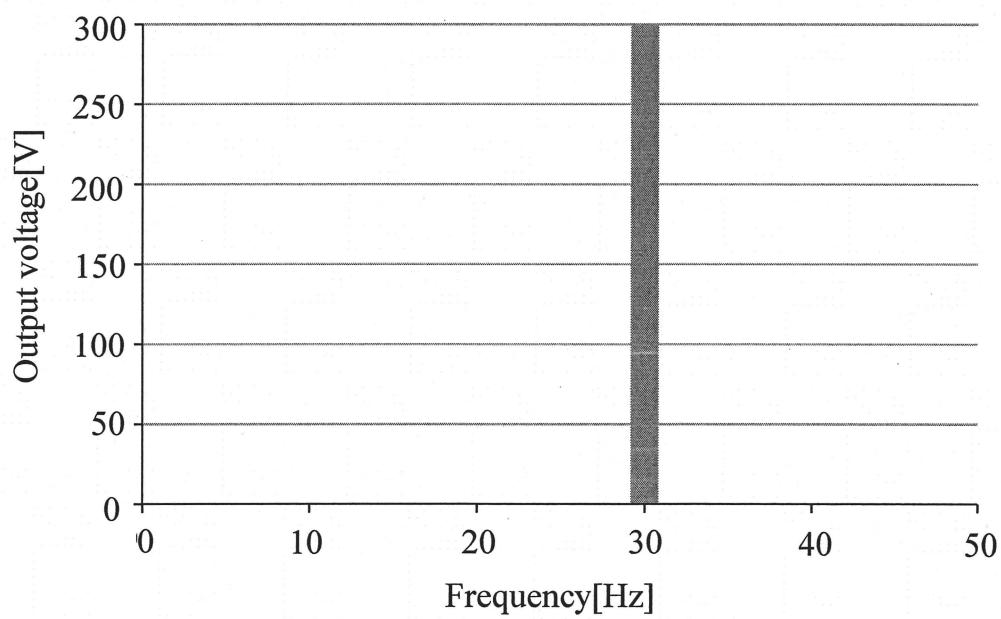


Fig. 4.7 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w のFFT解析結果

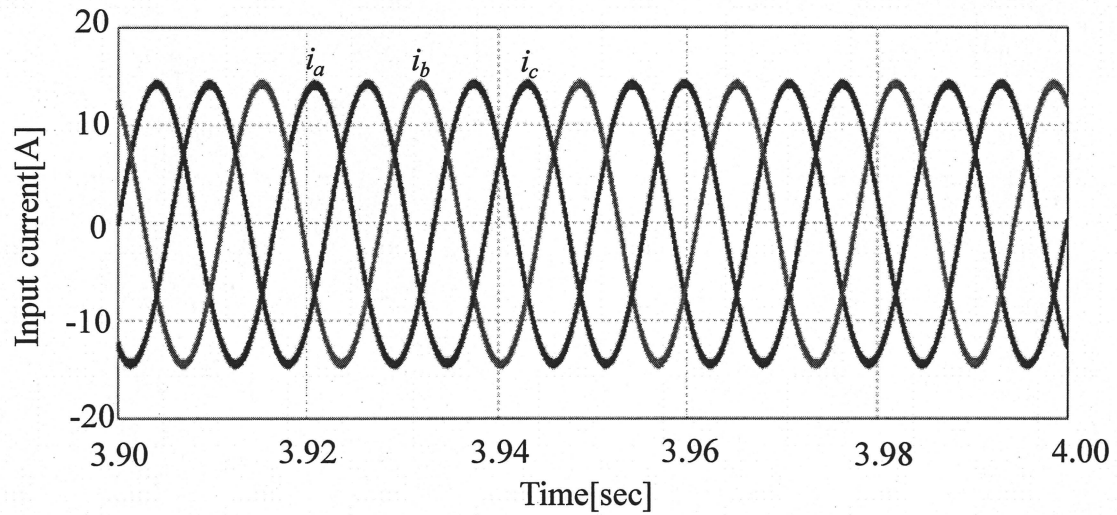


Fig. 4.8 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

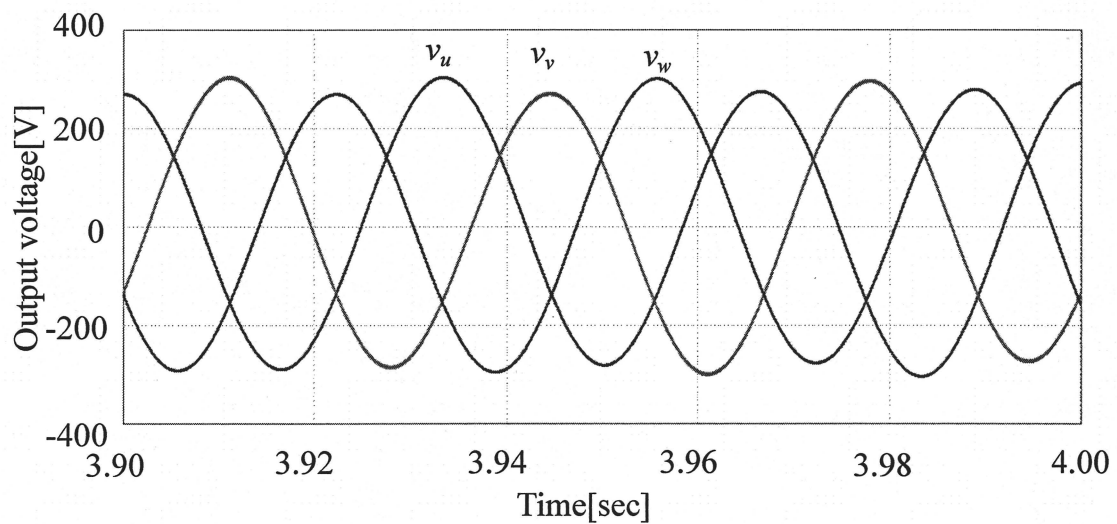


Fig. 4.9 ダンピング制御なしの場合の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

4.3 三相平衡負荷変動時

電源を想定して、無負荷から負荷を接続した場合と負荷が変動した場合を検証する。各パラメータは Table4.3 に示す。なお、負荷は 3.0sec で接続、変化するものとし、前後 0.8sec 間を示す。前後の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w と入力電流波形 i_a , i_b , i_c を Fig 4.10 ~ Fig4.13 に示す。負荷接続直後は、指令値の 80%~113%と変化し、0.2sec 以内に回復している。また、変動の際は 0.1sec 以内に回復している。負荷の力率が高いほど指令値に追従しやすくなり、応答が早くなっていると考えられる。一方、力率が低い場合などは応答が遅くなると考えられる。これは L による影響が挙げられる。制御系のゲイン調整では応答の改善に限界があるため、負荷の変動等の際の出力電圧制御の応答性の改善が今後の課題として残る。また、入力側の電流は、供給量に応じて振幅が少し大きくなっているが、正弦波状に制御できている。

Table 4.3 各種パラメータ

電源電圧 v_{s0}	92.4[V]
入力リアクトル L	1[mH]
出力フィルタ C	30[μ F]
負荷 LR (接続・変動後)	70[Ω], 0.3[H](0.988)
負荷 LR (変動前)	7[Ω], 0.3[H](0.183)
入力周波数 f_v	60[Hz]
出力周波数 f_i	30[Hz]
出力電圧振幅指令値	300[V]

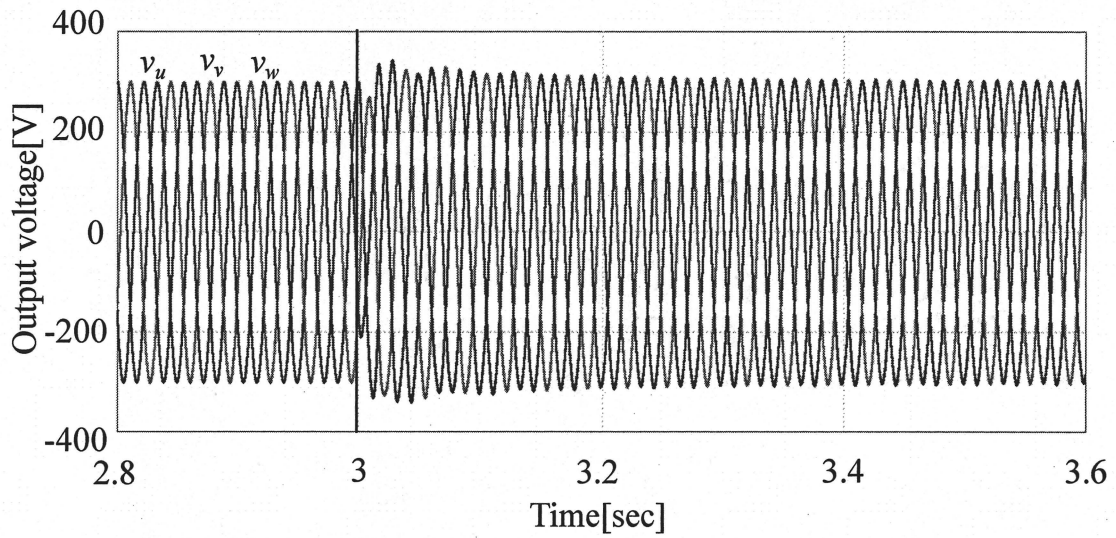


Fig. 4.10 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (負荷接続)

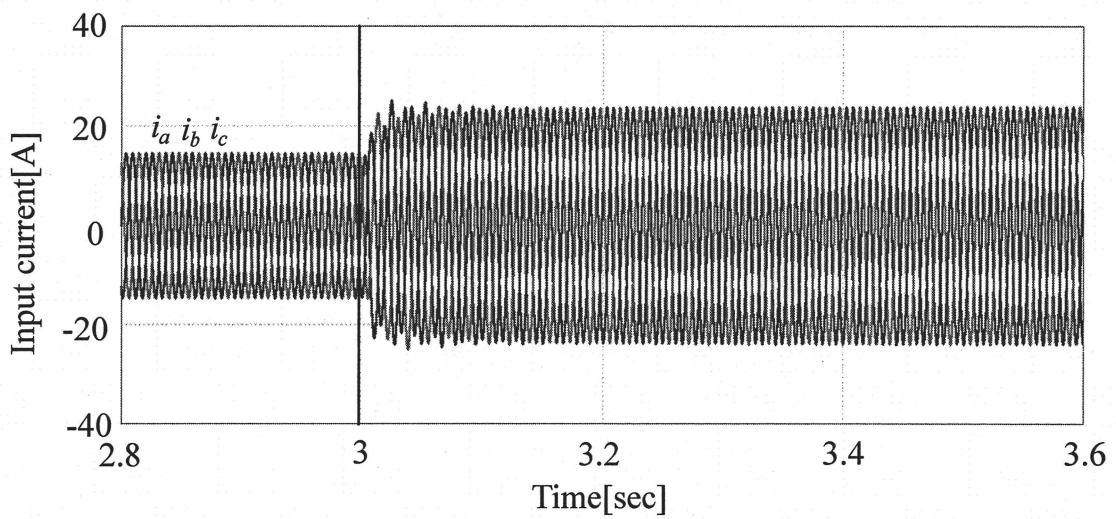


Fig. 4.11 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (負荷接続)

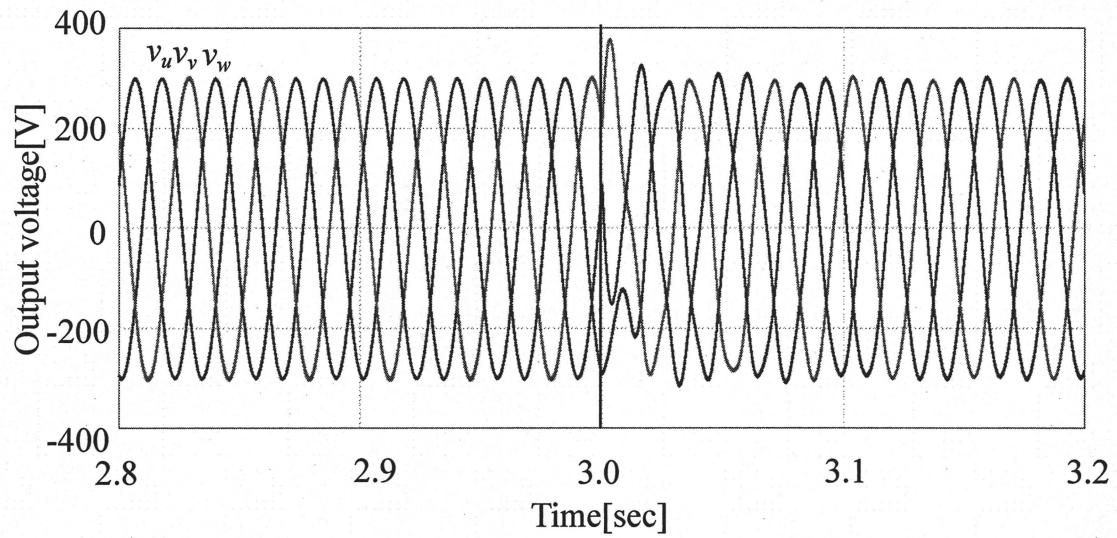


Fig. 4.12 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (負荷変動)

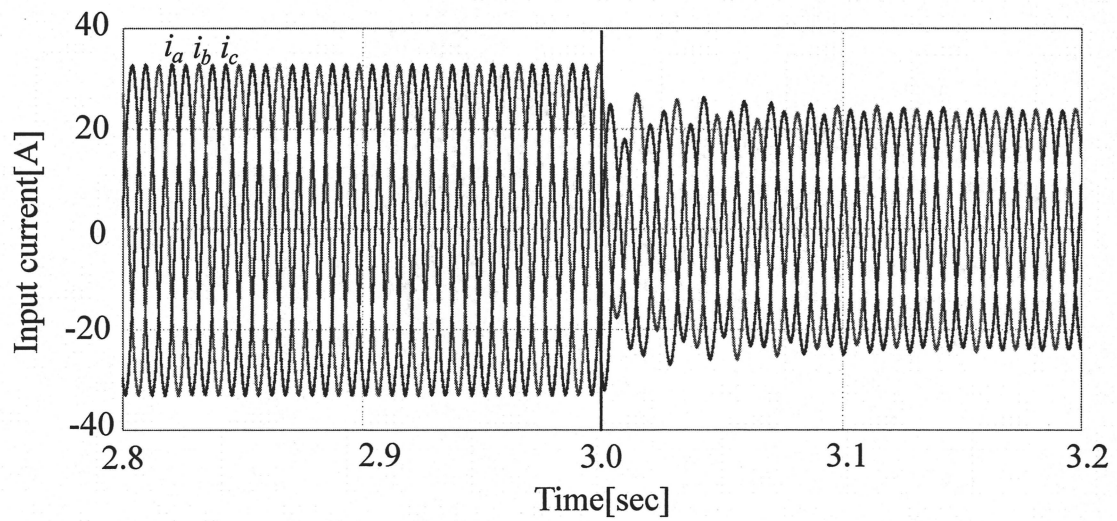


Fig. 4.13 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (負荷変動)

第5章 結論

5.1 まとめ

本研究では，従来方式により制御関数を生成する方法では目的としている独立電源として用いることができないことを示し，負荷がどのような状態でも制御可能な制御方式を提案し，制御関数を生成した．また，提案した制御方式の有効性をシミュレーションにより確認した．

所望の出力電圧を得るための制御系を構成し，所望の電圧，周波数可能なことをシミュレーションにより確認した．

5.2 今後の課題

本研究では、無負荷でも制御可能な制御方式を提案した。しかし、3章より正弦波状に制御可能なことは確認したが、振幅変調率によって昇圧率が変化している。よって、まず、どちらの方式が効率よく昇圧可能か検証する必要がある。また、双方の方式をうまく組み合わせることで、入力側の力率を高く保つことが可能であるかも検証していく必要があると考えられる。

また、出力電圧制御法では、定電圧源、三相平衡負荷時のみの検証であるため、発電機接続時を想定した検証、三相不平衡負荷時における検証、入力電流の大きさや応答性の改善、さらに入力電流が大きすぎる問題の改善が今後の課題である。

参考文献

- [1] 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）
- [2] 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）
- [3] 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）
- [4] 春名順之介，伊東淳一：「発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法」電学論 D，129 巻 5 号，pp482-489（2009）
- [5] 春名順之介，伊東淳一：「発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータにおける入出力制御の統合に関する一考察」半導体電力変換/産業電力電気応用/モータドライブ合同研究会，SPC-10-090，IEA-10-017，MD-10-022（2010）
- [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」電学論 D，130 巻 11 号，pp1205-1211（2010）
- [7] 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
- [8] 栗原弘行，山村直紀，石田宗秋，丸山真，坂本恭二：「中性点接地されたマトリックスコンバータの不均衡負荷時の零相電圧抑制制御」平成 20 年度電気関係学会東海支部連合大会 O-442，（2009）
- [9] 小岩 一広，加藤 康司，伊東 淳一：「昇圧マトリックスコンバータにおける損失解析」平成 21 年度電気関係学会北陸支部連合大会 A-78（2009）
- [10] 小岩 一広，加藤 康司，伊東 淳一：「昇圧形マトリックスコンバータにおける入力電流の安定化制御法」平成 22 年度電気学会産業応用部門大会，1-120（2010）

-
- [11] 小岩 一広, 伊東 淳一:「昇圧形マトリックスコンバータの実機効率評価」平成 22 年度電気関係学会北陸支部連合大会 A-74 (2010)
- [12] 小岩 一広, 伊東 淳一:「V 結線チョッパを用いた昇圧形マトリックスコンバータの実機評価」 半導体電力変換/モータドライブ/産業電力電気応用合同研究会, SPC-10-129, MD-10-040, IEA-10-035
- [13] ダイキン工業株式会社 :「電力変換装置及び圧縮機」特開 2007-330023, 2007-12-20
- [14] 前島 剛志, 山村 直紀, 石田 宗秋:「三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの制御法」 電子デバイス/半導体電力変換研究会, EDD-10-084, SPC-10-141
- [15] 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ウィッチングパターン作成法」電学論 D, 109 巻 2 号, pp.82-89 (1989)
- [16] 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ックスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, pp.457-463 (2004)
- [17] 石田宗秋, 岩崎雅巳, 大熊繁, 岩田幸二:「入力力率可変正弦波入出力 PWM 制御サイクロコンバータの波形制御法」電学論 D, 107 巻 2 号, pp.239-246 (1987)

関連論文及び口頭発表

- [1] 井上 晃, 山村 直紀, 石田 宗秋:「三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの制御法の改善」, 電子デバイス・半導体電力変換合同研究会, EDD-10-085, SPC-10-142
- [2] 井上 晃, 山村 直紀, 石田 宗秋:「三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの新制御方式の提案」, 三重地区計測制御研究会, PE-01

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 准教授 工学博士 残間 忠直先生（現千葉大学），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 淳一先生に心より御礼申し上げます。

平成 21 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，エネルギーシステム研究室のみな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両親に心から感謝し，厚く御礼申し上げます。