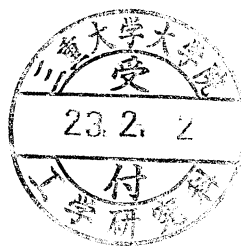


三重大学大学院工学研究科 修士論文

三相 4 線式昇圧形マトリックスコンバータの 制御に関する研究



平成 22 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

前島 剛志

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法	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 周波数変換の原理.....	16
2.4 PWM パターンの生成	21
2.5 制御原理.....	22
2.5.1 基本的動作原理	22
2.5.2 制御可能範囲の定義およびパラメータ設計法	23
2.6 昇圧形マトリックスコンバータ制御系	26
第3章 シミュレーションによる提案手法の有効性の検証	27
3.1 定電圧源接続時における出力電圧制御の検証	27
3.1.1 三相平衡負荷状態	27
3.1.2 三相負荷変動時	32
3.1.3 三相不平衡時	35
3.2 発電機接続時における出力電圧制御の検証	40
3.2.1 電源電圧変動に対する出力電圧制御の検証	40
3.2.2 電源周波数変動に対する出力電圧制御の検証	43
3.3 双方向スイッチを用いた場合のシミュレーション	46

目次

3.3.1 転流シーケンス	46
3.3.2 転流回路	48
3.3.3 三相平衡負荷状態におけるシミュレーション	49
第4章 実機実験による提案手法の有効性の検証	54
4.1 実機実験システム	54
4.2 実機実験結果	56
4.2.1 昇圧動作の検証	56
4.2.2 周波数変換の検証	58
第5章 結論	61
5.1 まとめ	61
5.2 今後の課題	62
参考文献	63
関連論文及び口頭発表	65
謝辞	66

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用分野等での三相／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。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。

これまでに、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ているが、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、三相変調をおこなった場合は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)。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 結線チョッパ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 結線チョッパ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パ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。

一方、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. 1.5 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であり、昇圧形マトリックスコンバータのみで始動させた例はない。また、三相 4 線式への適用例もない。

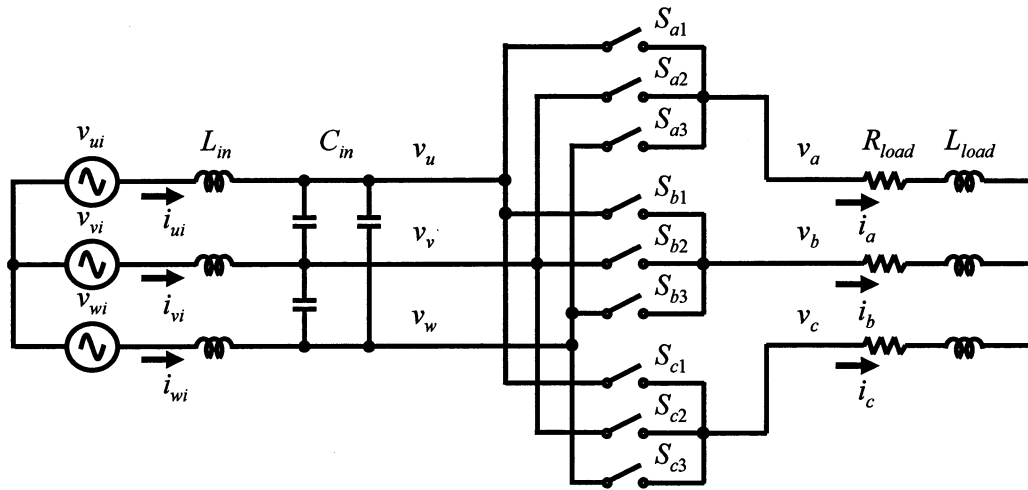


Fig. 1.1 マトリックスコンバータ主回路構成

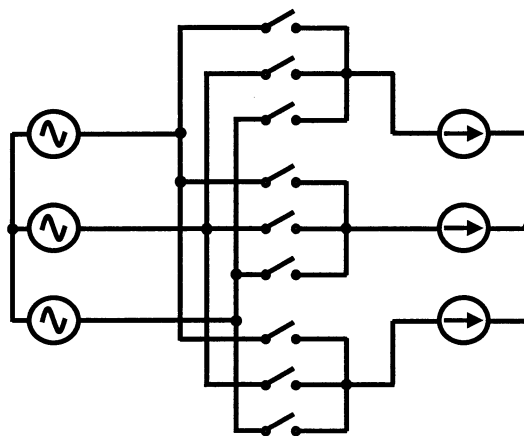


Fig. 1.2 降圧形マトリックスコンバータの等価モデル

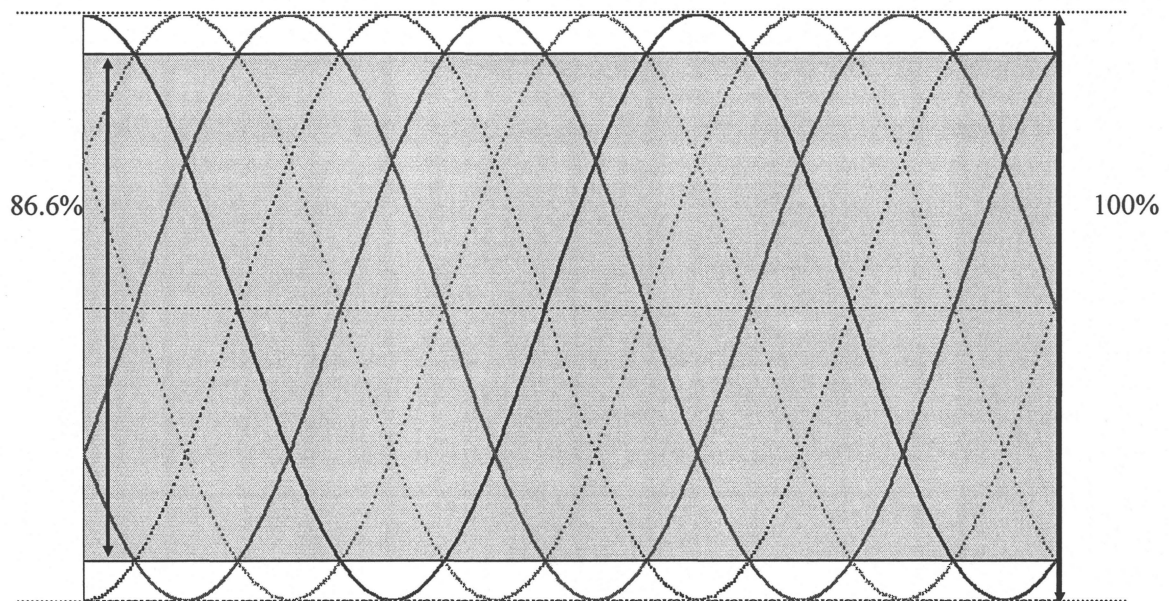


Fig. 1.3 電圧利用率 (2 相変調の場合)

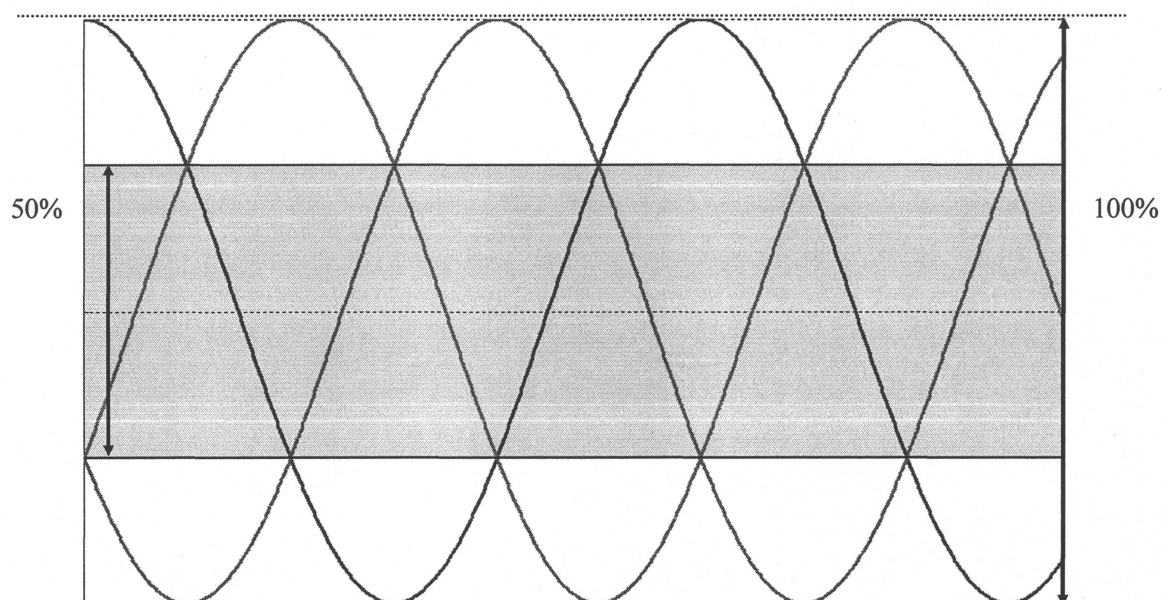


Fig. 1.4 電圧利用率 (3 相変調の場合)

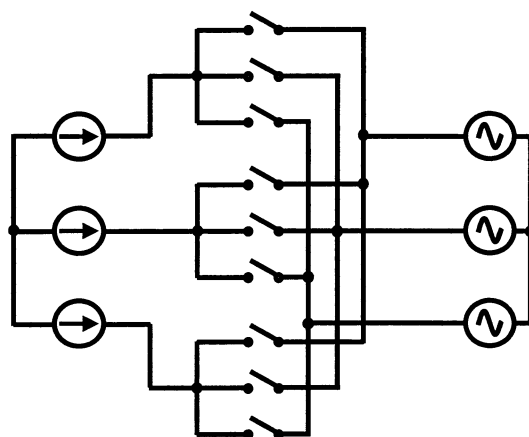


Fig. 1.5 昇圧形マトリックスコンバータ等価モデル

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所望の振幅・周波数の対称三相正弦波を得ることが目的とする．

入出力の電圧・電流を表す式，および昇圧形マトリックスコンバータの構造的な制約より昇圧動作が可能な制御方法を提案する．また，本制御法で原理的に制御が可能な負荷の条件も合わせて示し，その条件下で所望の制御が可能であることをシミュレーションおよび実機実験によって示し，提案手法の有効性を明らかにする．

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方法を述べる。また、この制御法を用いた場合に所望の制御が可能な負荷条件を導出する。

第3章では、提案した制御方法に関して、所望の制御が得られるかをシミュレーションにより検証する。

第4章では、提案した制御方法に関して、所望の制御が得られるかを実機実験により検証する。

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法

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基本的な制御の概念、制御法について述べる。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・電流関係を示し、どのように出力電圧を得るかを述べた上で、昇圧動作を実現する制御方法について説明する。次に、電力変換器特有の有効電力が入出力間で一致するという条件、および昇圧形マトリックスコンバータの変調方式による制約を元に制御が可能な負荷条件を導出する。最後に、これらの制御を実現する制御系について説明する。

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。1.3 節で述べたように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と発電機内部インダクタンスで構成し、昇圧形マトリックスコンバータ入力側の制御により必要な入力電流を確立することで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、出力側はコンデンサと負荷で構成する。

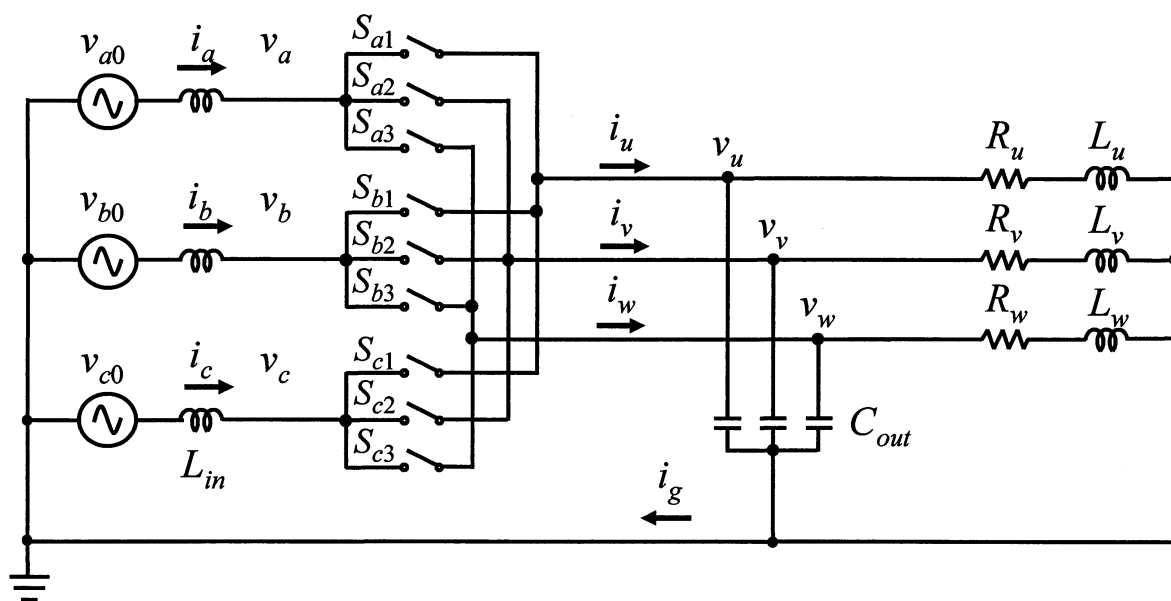


Fig. 2.1 三相4線式昇圧形マトリックスコンバータ主回路

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．

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

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

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．

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

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．

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

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法

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制御を分離して行う場合に比較して、制御法によってはPWM制御が複雑になる可能性がある。

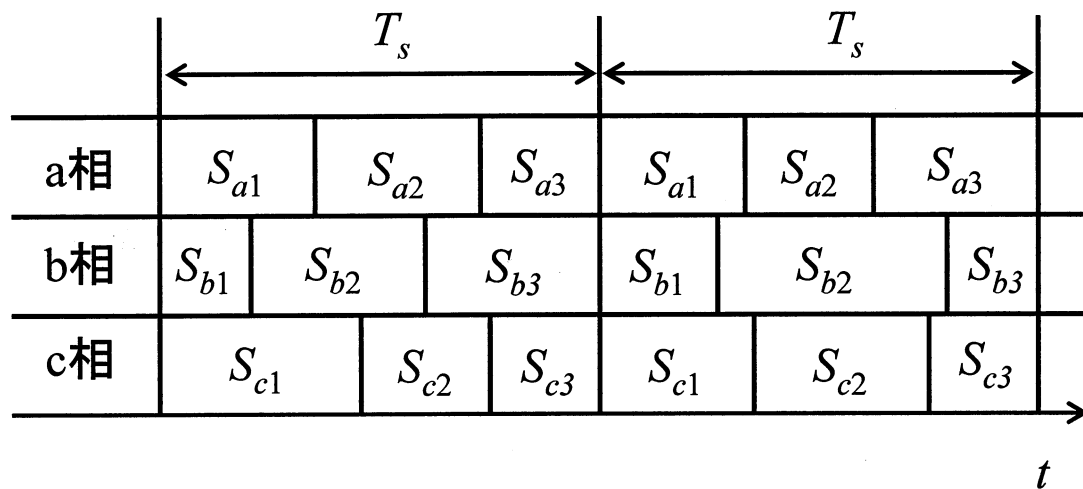


Fig. 2.2 スイッチングパターンの例

2.3 周波数変換の原理

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。エネルギーバッファを持つPWM整流器-インバータシステムは、それぞれの電力変換器を独立に制御することができる。一方、エネルギーバッファを持たないマトリックスコンバータは、入力、出力を同時に制御しなければならず複雑になる。

マトリックスコンバータの制御方式は間接方式と直接方式に分類される。間接方式は制御法マトリックスコンバータを仮想的にPWM整流器とインバータに分離し、それぞれのオン信号を合成することで簡単に9つの双方向スイッチのオン信号を得る方法である^{[14], [15]}。一方、直接方式は入力側、出力側の制御を最初からマトリックスコンバータベースで検討し、制御する方法である^{[16], [17]}。直接方式にも様々な方法があるが、本研究では数学的に交流を直流に変換後、再び直流を交流に変換する方法を採用する。これは座標変換の考え方を応用することで実現できる。数学上のAC/DC/AC変換の概念をFig. 2.3に示す。交流変換後の直流を I_{const} とすれば、入力電流と I_{const} の関係は(2.6)式となり、 I_{const} と出力電流の関係は(2.7)式となる。

$$I_{const} = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} I_{const} \dots\dots\dots (2.7)$$

数学上、(2.6)式の $Y_1 \sim Y_3$ は、交流を直流に変換するための関数(以下、 Y 関数)を表しており、(2.7)式の $X_1 \sim X_3$ (以下、 X 関数)は直流を交流に変換するための関数を表している。 A は振幅変調率である。

入力電流は対称三相交流を想定している。 ω_s を電源角周波数、 φ_s を電源電圧からの入力電流位相とし、入力電流指令である $Y_1 \sim Y_3$ を(2.8)式のように構成することで、数学上、直流を得る。

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ Y_2 &= \cos\left(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2}{3}\pi\right) \\ Y_3 &= \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.8)$$

出力電流は基本的に任意であるが、 $X_1 \sim X_3$ では零相成分を発生させない次式の条件となる。

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \dots\dots\dots (2.9)$$

しかし、一般的に出力電圧は対称三相交流であり、正相成分のみである。したがって、出力電流指令である X 関数は (2.10) 式のように与える。

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \cos(\omega_L t + \varphi_L) \\ X_2 &= \cos\left(\omega_L t + \varphi_L - \frac{2}{3}\pi\right) \\ X_3 &= \cos\left(\omega_L t + \varphi_L + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.10)$$

ここで、 ω_L は出力角周波数、 φ_L は基準座標からの出力電流位相（負荷力率角）を示す。

さて、(2.4)、(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、3行3列の行列で表される。入出力電圧及び入出力電流の関係は一意的に制御関数により決定されるので、同一の制御関数であれば、数学上直流に変換したとしても、入出力電圧及び入出力電流の関係は同一である。

したがって、(2.7) 式に (2.6) 式を代入することで(2.11)式を得る。

$$\begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.11)$$

しかし、(2.11) 式第1項は X 関数が対称三相交流信号であるため (2.2) 式を満たさない。そこで、(2.11) 式が次式のようになると考える。

$$\begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{u1} & h_{u2} & h_{u3} \\ h_{v1} & h_{v2} & h_{v3} \\ h_{w1} & h_{w2} & h_{w3} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.12)$$

(2.12) 式第2項の h_{un} , h_{vn} , h_{wn} ($n=1,2,3$) なる関数は, (2.8), (2.10) 式の X 関数, Y 関数だけでは (2.2) 式を満たさないため, 新たに導入した関数である. これを h 関数と呼ぶ. したがって, 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.

$$h_{un} + h_{vn} + h_{wn} = 1 \quad (n=1,2,3) \dots\dots\dots (2.13)$$

また, 相電圧が歪んだとしても線間電圧は正弦波でなければ一般的な機器は正常に動作しないことから,

$$\begin{cases} h_{un} = h_{un} = h_{un} \\ h_{vn} = h_{vn} = h_{vn} \\ h_{wn} = h_{wn} = h_{wn} \end{cases} \quad (n=1,2,3) \dots\dots\dots (2.14)$$

でなければならない. そのため, (2.12) 式は次式と変形できる.

$$\begin{bmatrix} a_1 & b_1 & c_1 \\ a_2 & b_2 & c_2 \\ a_3 & b_3 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 & Y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u & h_u & h_u \\ h_v & h_v & h_v \\ h_w & h_w & h_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.15)$$

ここで, 入力電流 i_a , i_b , i_c が入力側の制御により次式のように確立されているとする.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_0) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_0 + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \varphi_s + \varphi_0 - \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.16)$$

I_s は入力電流振幅である. (2.4) 式に (2.8), (2.15), (2.16) 式を代入し, 出力電流の T_s 内

の平均値 $\bar{i}_u, \bar{i}_v, \bar{i}_w$ を求めると,

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AI_s \cos \varphi_0 \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{0_u} \\ i_{0_v} \\ i_{0_w} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.17)$$

$$\begin{aligned} i_{0_u} &= h_u(i_a + i_b + i_c) \\ i_{0_v} &= h_v(i_a + i_b + i_c) \dots\dots\dots (2.18) \\ i_{0_w} &= h_w(i_a + i_b + i_c) \end{aligned}$$

となる。(2.17) 式からも分かるように、第1項は対称三相出力相電圧の正相分である。また、第2項は h_u, h_v, h_w によって得られる零相電流成分である。本システムでは中性点電流を流さないように三相変調を前提としているため、 h 関数を次式のように与える。

$$h_u = h_v = h_w = \frac{1}{3} \dots\dots\dots (2.19)$$

h 関数を(2.19)式のように与えた場合、出力電流の T_s 内の平均値 $\bar{i}_u, \bar{i}_v, \bar{i}_w$ は

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_u \\ \bar{i}_v \\ \bar{i}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AI_s \cos \varphi_0 \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_0 \\ i_0 \\ i_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.20)$$

となり、入力電流に含まれる零相電流 i_0 がそのまま出力側に現れる。

次に、出力電流がコンデンサに流れ込んだことにより得られた出力電圧が、

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = V_L \begin{bmatrix} \cos(\omega_L t) \\ \cos\left(\omega_L t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\omega_L t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.21)$$

で表されるとする。 V_L は出力電圧振幅であり、 v_0 は出力側で発生する零相電圧である。(2.5) 式中で示されている制御関数は(2.15)式の逆行列であるため、(2.21) 式のように表される。

$$\begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ c_1 & c_2 & c_3 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \\ h_u & h_v & h_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.22)$$

(2.5) 式に (2.10), (2.21), (2.22) 式を代入し, 入力電圧の T_s 内の平均値 $\bar{v}_a, \bar{v}_b, \bar{v}_c$ を求めると,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_a \\ \bar{v}_b \\ \bar{v}_c \end{bmatrix} = \frac{3}{2} A V_L \cos(\varphi_s) \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_0 \\ v_0 \\ v_0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2.23)$$

$$v_0 = h_u v_u + h_v v_v + h_w v_w \dots\dots\dots (2.24)$$

となり, 入力電圧は正弦波状に制御され, 出力側で発生する零相電圧がそのまま現れていることがわかる.

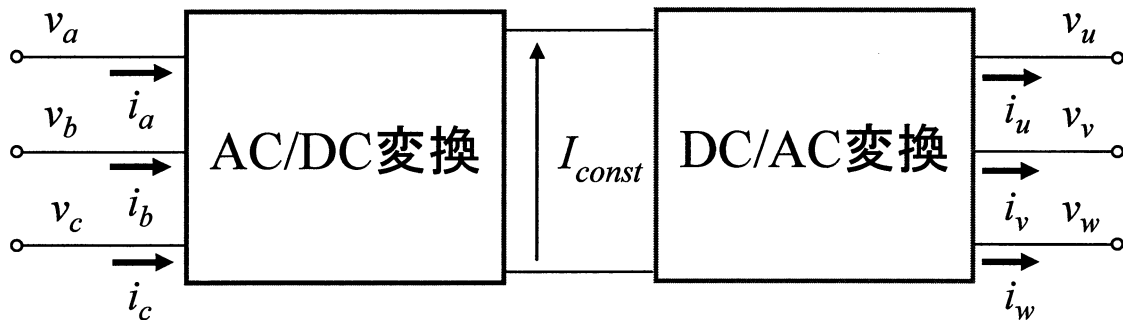


Fig. 2.3 AC/DC/AC 変換

2.4 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 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。2.3 節中にある、本研究で採用する制御法に関するスイッチングパターンの検討もされているが、詳しくは参考文献[17]を参照されたい。

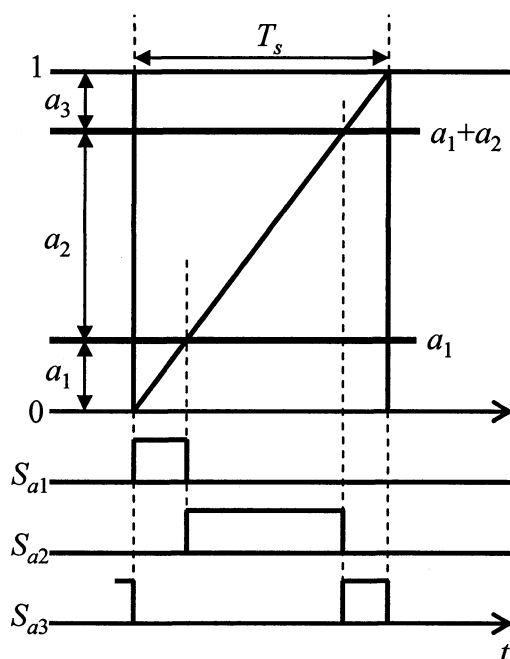


Fig. 2.4 のこぎり波比較による PWM パターンの生成

2.5 制御原理

2.5.1 基本的動作原理

2.2, 2.3 節で述べたとおり, 昇圧形マトリックスコンバータの出力側の制御は入力電流が確立していることを前提とした出力電流制御である. (2.17)式より, 所望の出力電圧, 周波数となるように振幅変調率 A , および X 関数に含まれる負荷力率角 φ_L , 出力各周波数 ω_L を制御する. 一方, 入力側の制御はその入力電流を確立するための電源電圧と入力電圧の電位差の制御である. (2.21)式より, 入力電圧の振幅および位相はそれぞれ振幅変調率 A と φ_s により制御される. しかしながら振幅変調率 A は出力側の制御により一意に決定されるため, 入力側の制御では電源電圧と入力電圧の位相差のみの制御となる. いま, (2.11)式で示した入力側の電圧と電流, 各変数を用いてマトリックスコンバータ入力直前の有効電力を求めると,

$$P_{in} = V_s I_s \cos \varphi_0 \dots\dots\dots (2.25)$$

入力力率は1を前提とするため $\varphi_0=0$, さらに既知パラメータであらわすと,

$$P_{in} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{s0}^2}{\omega_s L_{in}} \sin 2\varphi_s \dots\dots\dots (2.26)$$

となり, φ_s の大きさに依存する. また, その最大値は発電機の最大出力有効電力であり, $\varphi_s=45[\text{deg}]$ のときに最大となる. マトリックスコンバータ出力の有効電力を求めると,

$$P_{out} = V_L I_L \cos \varphi_L \dots\dots\dots (2.27)$$

である. 出力有効電力と入力有効電力は一致するため, (2.23), (2.24)より, (2.25)を得る.

$$\varphi_s = \frac{1}{2} \sin^{-1} \left\{ \frac{2P_{out} \omega_s L_{in}}{V_{s0}^2} \right\} \dots\dots\dots (2.28)$$

よって, (2.25)により導出した φ_s を(2.8)式で表されている Y 関数に与える.

2.5.2 制御可能範囲の定義およびパラメータ設計法

2.5.1 節で述べた制御原理を用いて昇圧形マトリックスコンバータが動作するか検証するため、各制御パラメータを決定する。ここでは、電源電圧、入力インダクタンス L 、出力 C フィルタの値が既知であるとして、記号法を用いて適切な制御パラメータ、および制御可能範囲を導出する。

一般的に、電力変換器は入力側が供給できる最大の有効電力 P_{in_max} 以上の電力は出力することが出来ないため、以下の式が成り立つ。

$$P_{in_max} \geq P_{out} \dots\dots\dots (2.29)$$

また、本システムは中性点電流を流さないように三相変調を前提としているため、出力可能な電流が入力電流半波整流の包絡線内となり、電流の利用率が最大で 50%となる。したがって次式の制約となる。

$$I_s \geq 2 \times I_L \dots\dots\dots (2.30)$$

また、この(2.30)の条件式は(2.20)式を元に振幅変調率を用いた形に変形すると、

$$\frac{1}{3} \geq A \dots\dots\dots (2.31)$$

となる。これらの条件を元に昇圧形マトリックスコンバータの制御可能範囲を導出する。

接続される負荷がわかっている場合、マトリックスコンバータからみた負荷側のインピーダンスは、

$$\dot{Z} = \frac{R_L + j\omega_L L_L}{(1 - \omega_L^2 L_L C_{out}) + j\omega_L R_L C_{out}} \dots\dots\dots (2.32)$$

であるため、出力電圧指令値が決定すると、出力電流は

$$I_L = \frac{V_L}{Z} \dots\dots\dots (2.34)$$

から求めることができる。また、(2.28) 式より ϕ_s が決定されるため、入力電流が次式より導出することができる。

$$I_s = \frac{V_{s0} \sin \varphi_s}{\omega_s L_m} \dots\dots\dots (2.35)$$

接続される負荷によって決定された出力有効電力 P_{out} , および (2.34), (2.35)式で導出された入力電流, 出力電流が (2.29), (2.30)式の条件を満たせばその動作点での制御が原理上可能であると判定する.

Table 2.1 に検証するパラメータの一例を示す. 接続される負荷の大きさが $0 \sim 200\Omega$, 負荷力率が $1.0 \sim 0.0$ と変化した場合において, 入力力率 1 および 0.8 の条件下で制御が可能な範囲を Fig2.5, 2.6 に示す. 重負荷時や無負荷時は制御可能範囲が存在せず, ある程度負荷がある場合でも, 低負荷力率時は制御可能範囲が存在しない. 前者は入出力の有効電力が一致するという条件である (2.29) 式, 後者は入出力電流の条件である (2.30) 式の制約を満たさないためである. また, 入力力率を悪くすることで制御可能範囲は拡大する. これは, 入力力率が悪くなると余分に電流を流すことになるが, (2.27)の条件を満たしやすくなるためである.

Table 2.1 シミュレーションパラメータ

電源線間電圧	V_{s0}, ω_s	80[Vrms], $2\pi \times 90$ [rad/s]
入力インダクタンス	L_{in}	5[mH]
入力最大有効電力	P_{in_max}	3.4[kw] ($\omega_s = 2\pi \times 90$ [rad/s])
最大容量	V_{max}	46.2 [Vrms]
	I_{max}	16.3 [Arms]
定格容量	V_{rate}	32.7 [Vrms]
	I_{rate}	11.6 [Arms]
出力相電圧指令値	V_L, ω_L	115.47 [Vrms] , $2\pi \times 60$ [rad/s]
出力フィルタ	C_{out}	30[μF]
負荷インピーダンス	Z_n ($n=u,v,w$)	$0 \sim 200[\Omega]$
負荷力率	$\cos \varphi_L$	$1.0 \sim 0.0$
キャリア周波数	f_c	9[kHz]

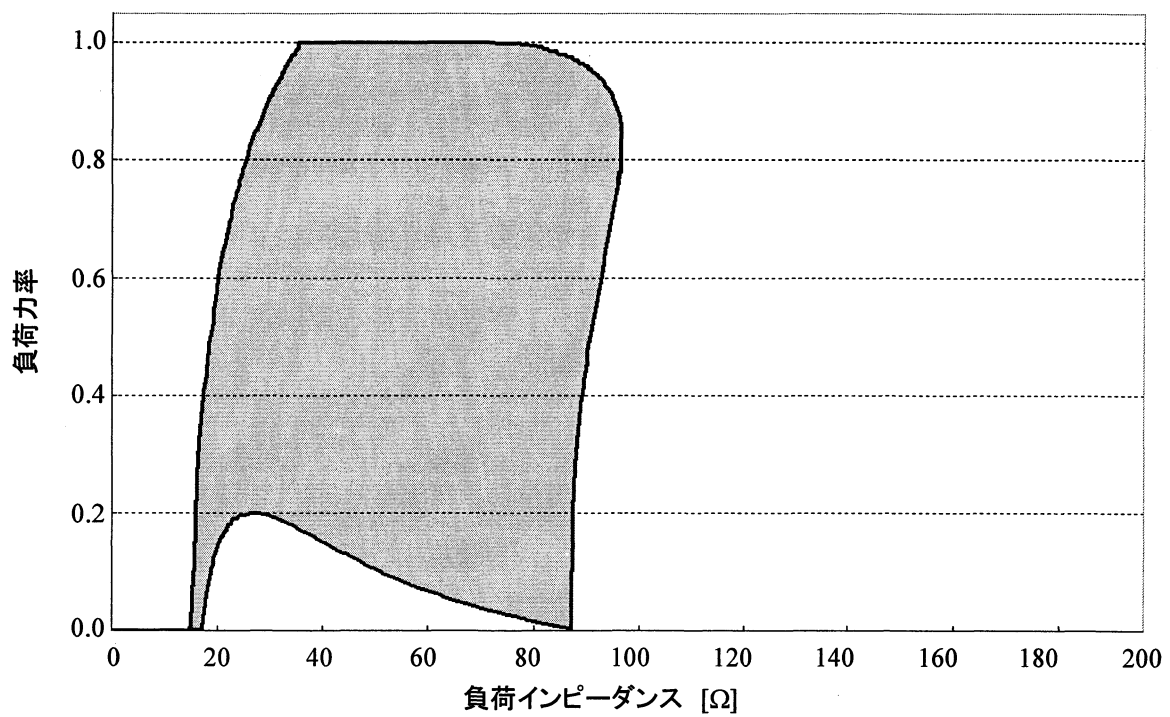


Fig. 2.5 昇圧形マトリックスコンバータの制御可能範囲
(入力力率 1.0 電源電圧・周波数固定)

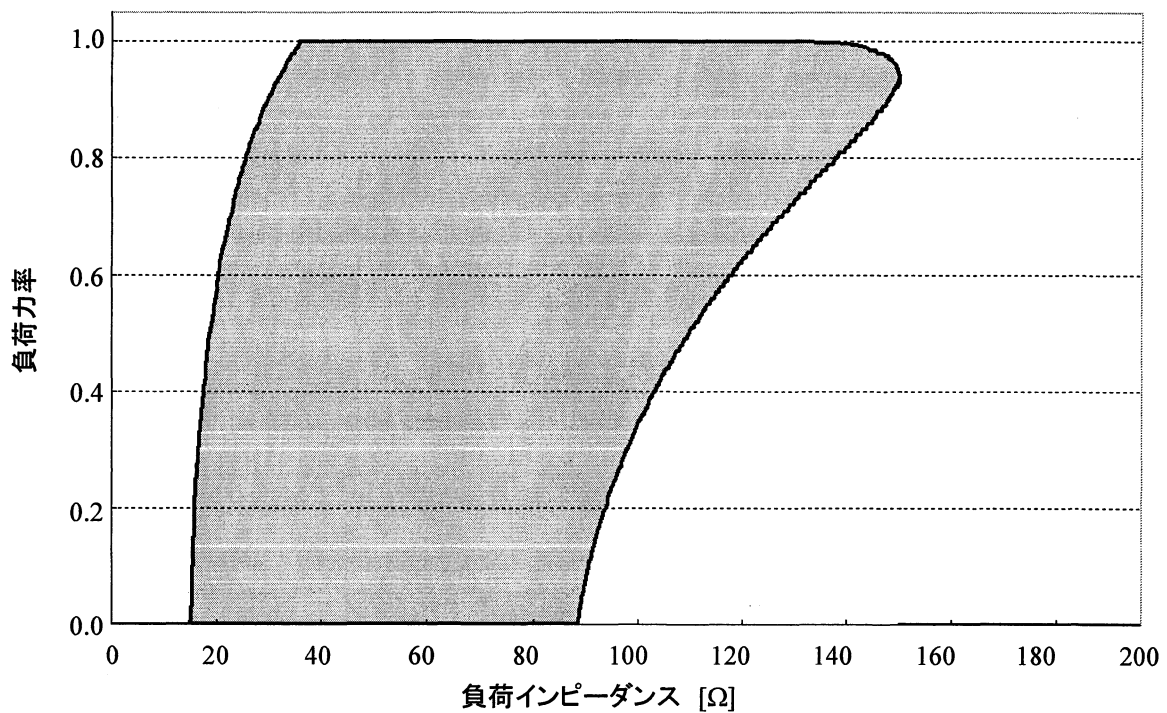


Fig. 2.6 昇圧形マトリックスコンバータの制御可能範囲
(入力力率 0.8 電源電圧・周波数固定)

2.6 昇圧形マトリックスコンバータ制御系

昇圧形マトリックスコンバータの出力電圧制御構成図を Fig. 2.7 に示す. 2.5 節で求めた方法は記号法であり, これは定常時でのみ成立する. したがって, 負荷変動など過渡時も考慮することを前提に, 瞬時値で制御系を構成する. dq 変換した所望の出力電圧 v_{dL}^* , v_{qL}^* と実際の出力電圧との偏差を PI 制御器に入力し, PI 制御器の出力を操作変数である A と X 関数とする. Fig. 2.7 から分かるように dq 座標上で PI 制御を行うため位相情報が必要であるが, 出力側の dq 座標系の基準は制御上必要な基準座標であり, 出力電圧ベクトルは d 軸上にあるものとする.

振幅変調率 A は出力電流, 入力電圧にも影響を与える. 例えば, A が大きくなると出力電流は増加するが, 入力電圧も増加するため出力可能な入力電流が減少する. そのため, ϕ_s の操作は電源電圧の位相を大きくすることで入力電流を確保する. 出力電圧, 負荷電流を元に出力側が要求している有効電力を導出し, (2.25)式に従い入力電圧位相を求め, 制御関数に用いることでこの位相の操作を実現する. このとき, 電源電圧の振幅・周波数が既知である必要があるが, 発電機であれば回転子に設置された位置センサによって検出すればよい.

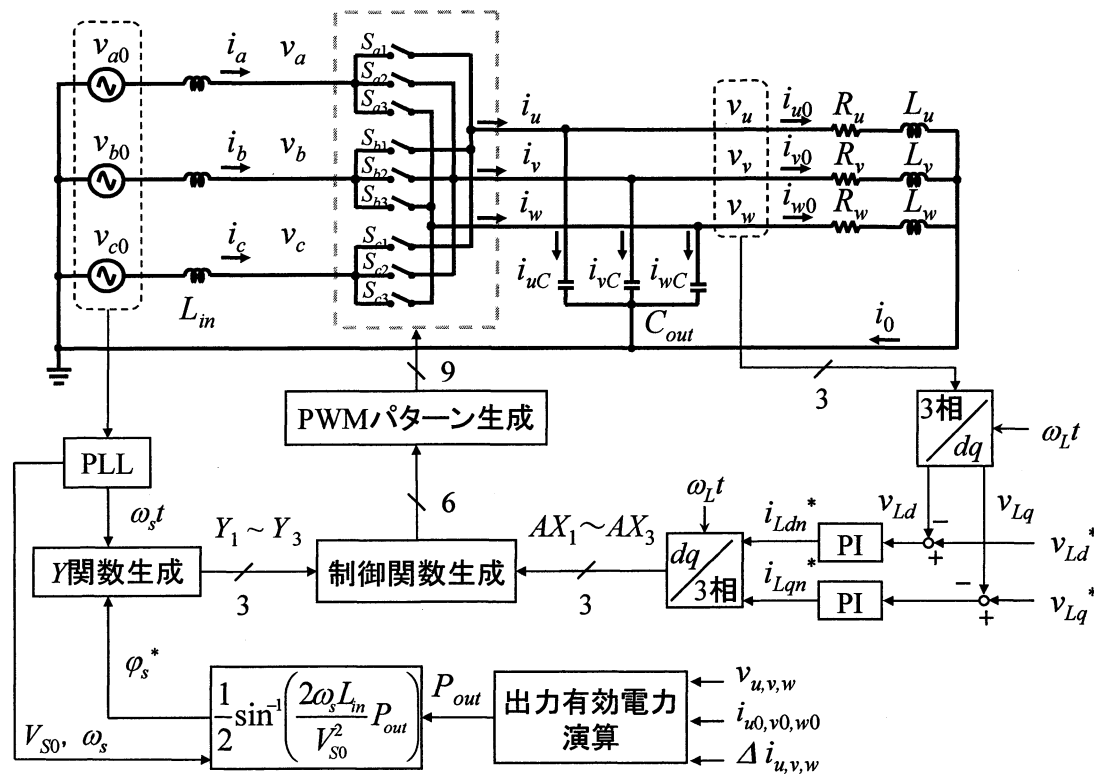


Fig. 2.7 昇圧形マトリックスコンバータ制御系

第3章 シミュレーションによる提案手法の有効性の検証

前章で述べた制御法を用いて様々な条件の下で所望の出力電圧を得ることが可能か検討する。シミュレーション結果については、シミュレーション開始時を 0.00[sec]として、始動特性は 0.00～0.15[sec]までを、定常特性は過渡応答が十分減衰したと考えられる 0.95～1.00[sec]までを表示するものとする。なお、用いるスイッチは理想スイッチとし、3.3 節で後述する転流シーケンスは組み込まれていない。

3.1 定電圧源接続時における出力電圧制御の検証

3.1.1 三相平衡負荷状態

まず、基本動作である昇圧・周波数変換が可能であることを確認するために、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。三相平衡負荷時の負荷パラメータを Table.3.1 に示す。接続される負荷が三相平衡負荷の場合における出力電圧波形 v_u, v_v, v_w , 出力電流波形 i_u, i_v, i_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 の始動特性を Fig. 3.1 ～ Fig. 3.4 に、定常特性を Fig. 3.5 ～ Fig. 3.8 に示す。始動特性に関して、制御開始直後は過渡応答により波形が乱れているが、1 周期以内に正弦波状になっている。また、0.1[sec]で所望の電圧に到達している。定常特性に関して、出力電圧は理論値との誤差は 1% 以内となっており、良好なシミュレーション結果を得た。また、入力側の電流は正弦波状に制御できている。

Table 3.1 負荷パラメータ(三相平衡負荷時)

負荷インピーダンス	$Z_n \ (n=u,v,w)$	51.26[Ω]
負荷力率	$\cos\phi_L$	0.975

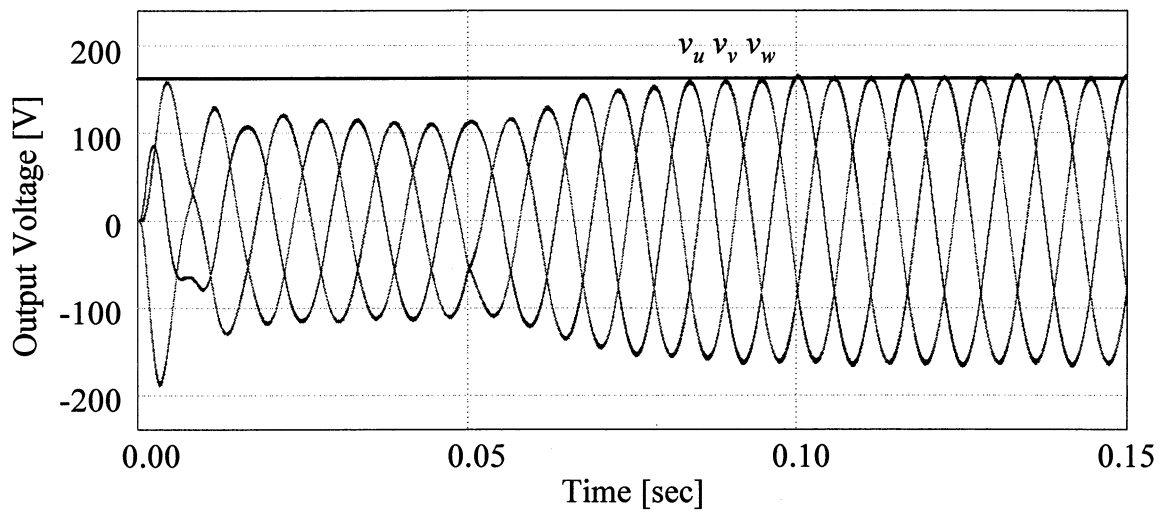


Fig. 3.1 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w (始動特性)

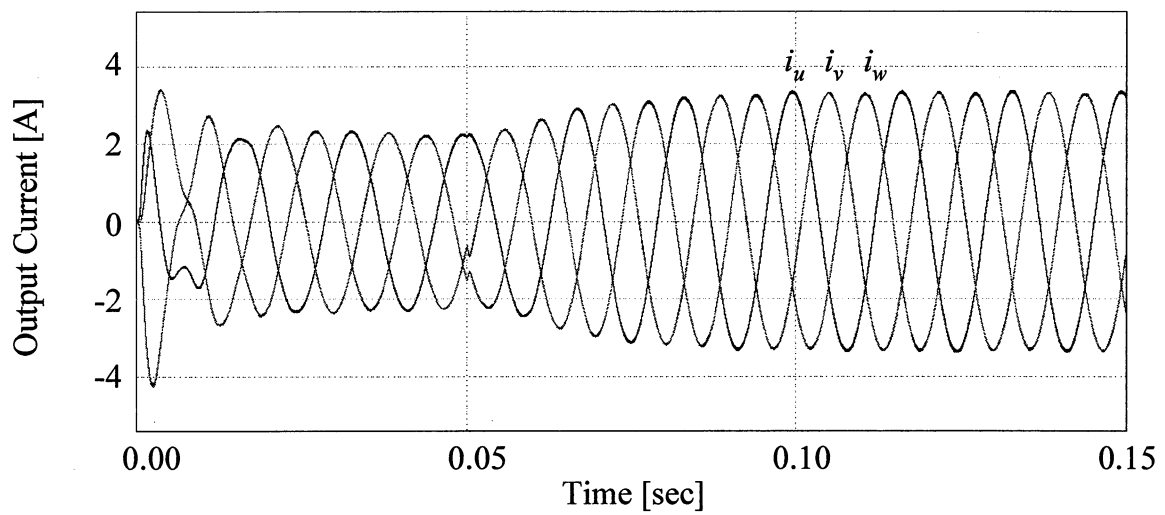


Fig. 3.2 出力電流波形 i_u , i_v , i_w (始動特性)

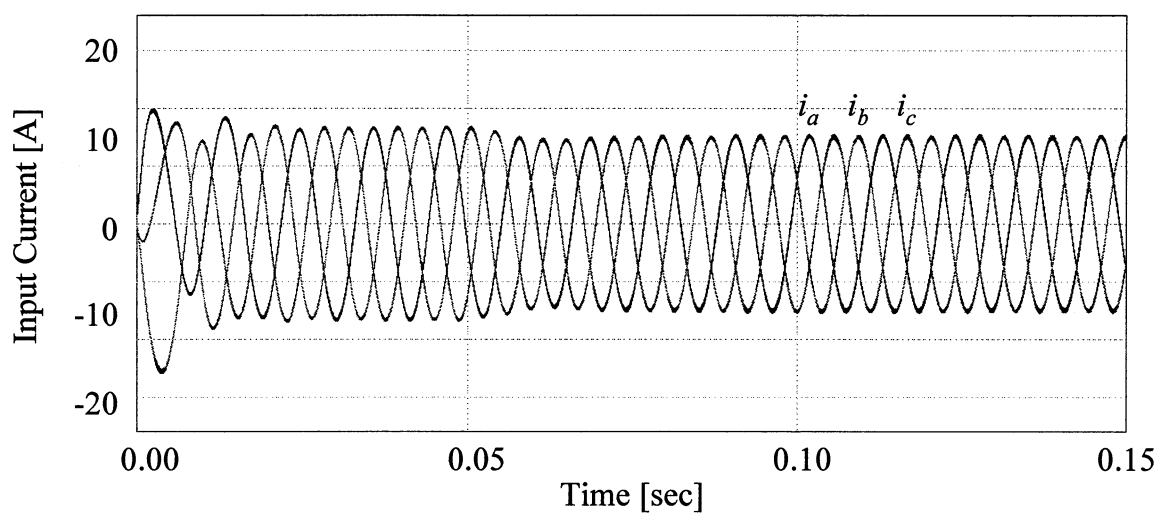


Fig. 3.3 入力電流波形 i_a , i_b , i_c (始動特性)

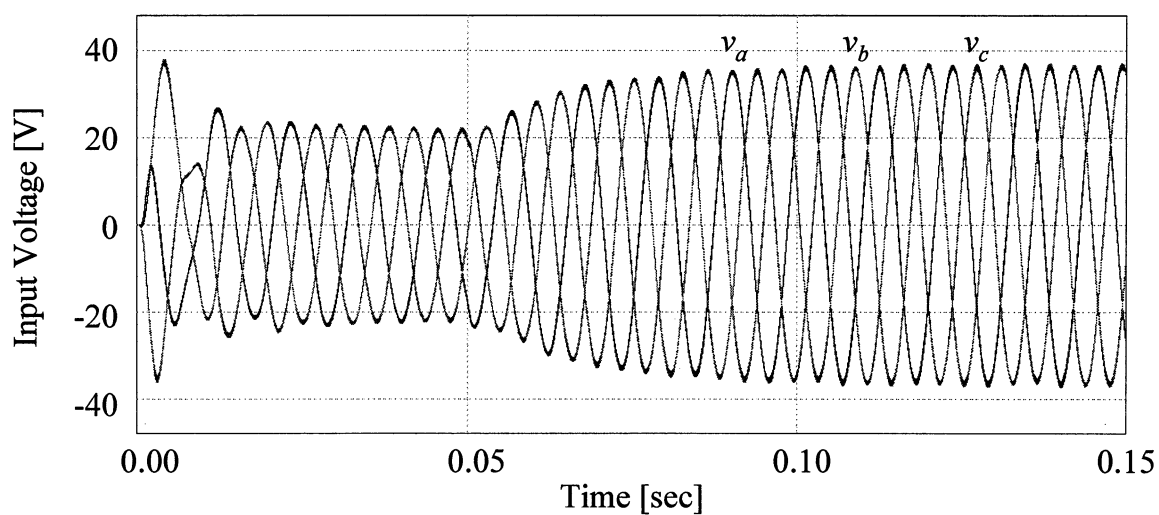


Fig. 3.4 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c (始動特性)

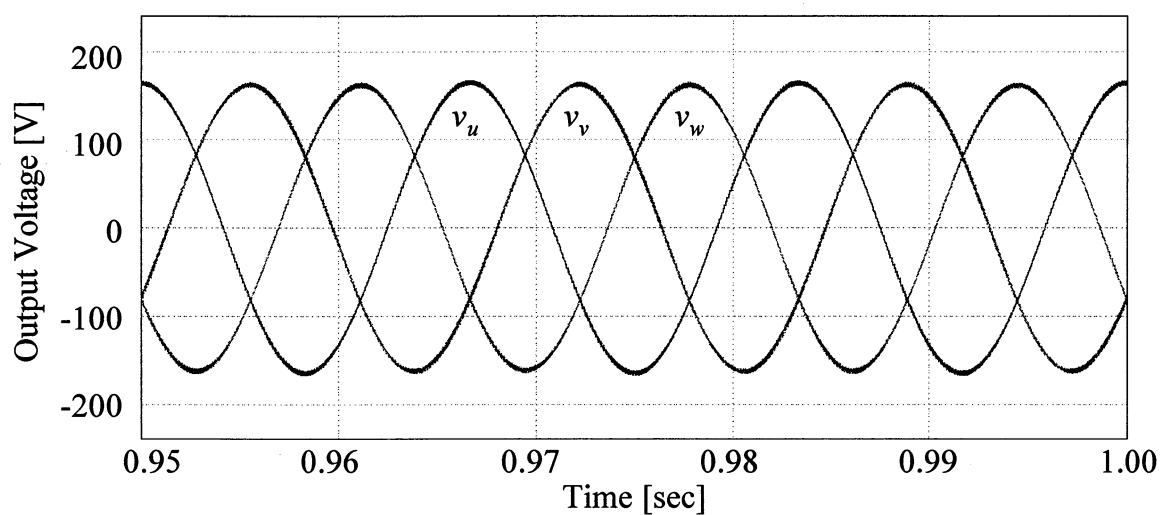


Fig. 3.5 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

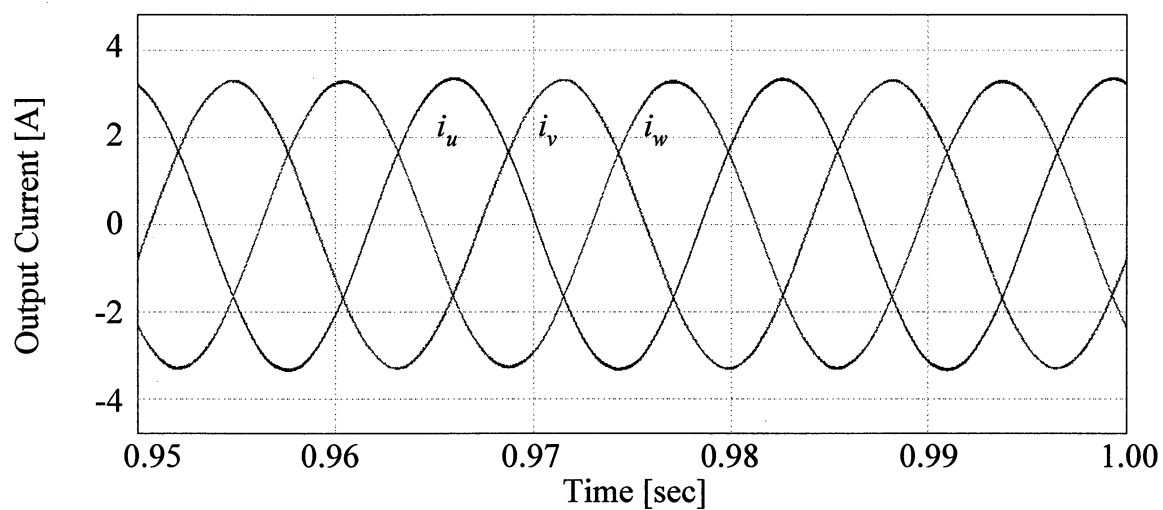


Fig. 3.6 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

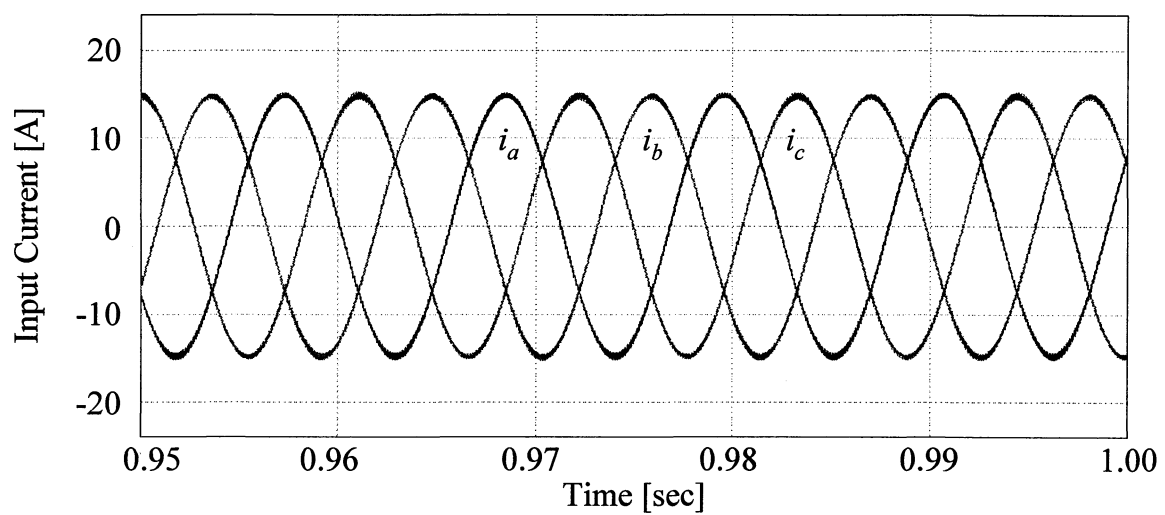


Fig. 3.7 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

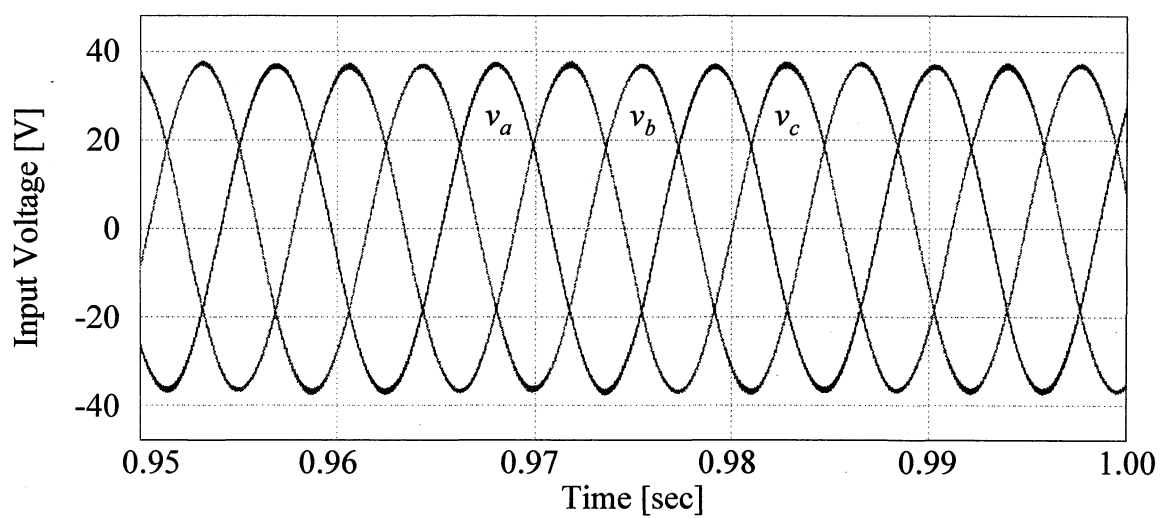


Fig. 3.8 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

3.1.2 三相負荷変動時

2.5 節で述べた方法を用いて求めた制御可能範囲に基づき、制御可能な最小の負荷から定格負荷へと切り替わった際 (負荷の大きさが 2.57 倍に変化) の挙動を検証する。負荷パラメータを Table.3.2 に示す。なお、負荷は 0.8sec で切り替えるものとし、負荷変動前の 0.7sec から定常状態に落ち着いたと考えられる 1.0sec まで掲載する。負荷変動前後の出力電圧波形 v_u, v_v, v_w , 出力電流波形 i_u, i_v, i_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 を Fig. 3.9 ~ Fig. 3.12 に示す。負荷変動直後、出力電圧は指令値の 80%まで下がるが、その後 0.1sec 以内に回復している。負荷の変化が大きくなるにしたがって要求する有効電力の変化が大きくなるが、出力電流の変化量が緩やかであるため出力電圧が一定に維持できないと思われる。制御系のゲイン調整では応答の改善が見込めないため、負荷変動の際の出力電圧制御の応答性改善が今後の課題として残る。また、入力側の電流、電圧は負荷へ供給する電力量の増加により振幅が大きくなっているが、正弦波状に制御できている。

Table 3.2 負荷パラメータ(三相平衡負荷変動時)

負荷インピーダンス(変動前)	$Z_n \ (n=u,v,w)$	87[Ω]
負荷インピーダンス(変動後)	$Z_n \ (n=u,v,w)$	33.8[Ω]
負荷力率(一定)	$\cos \phi_L$	0.975

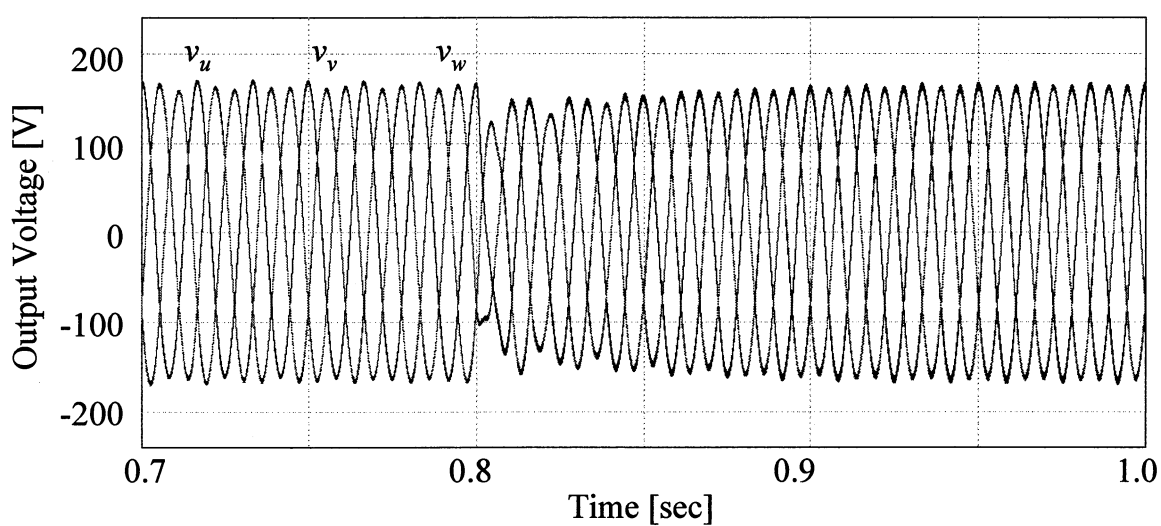


Fig. 3.9 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

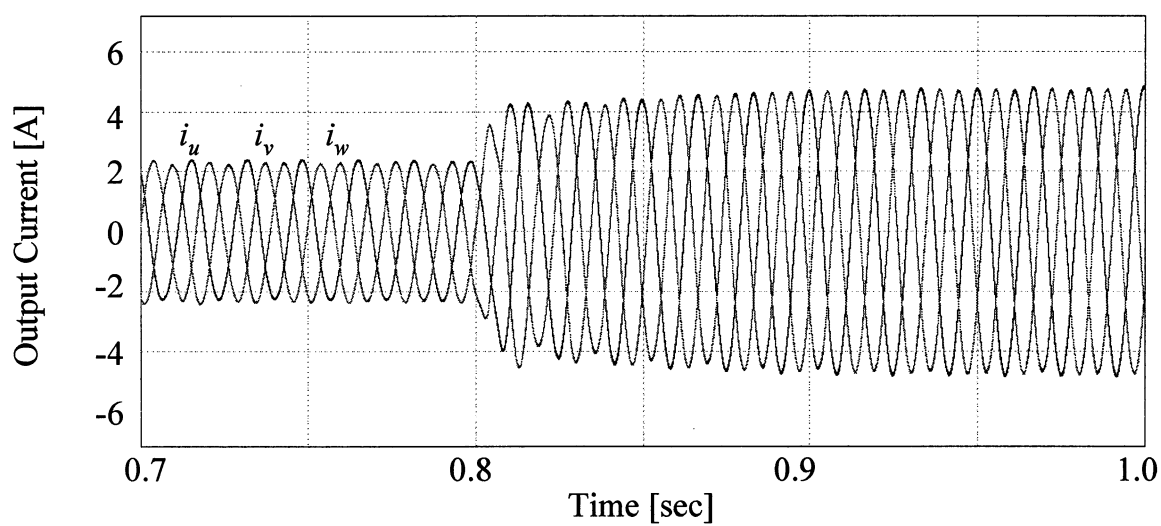


Fig. 3.10 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

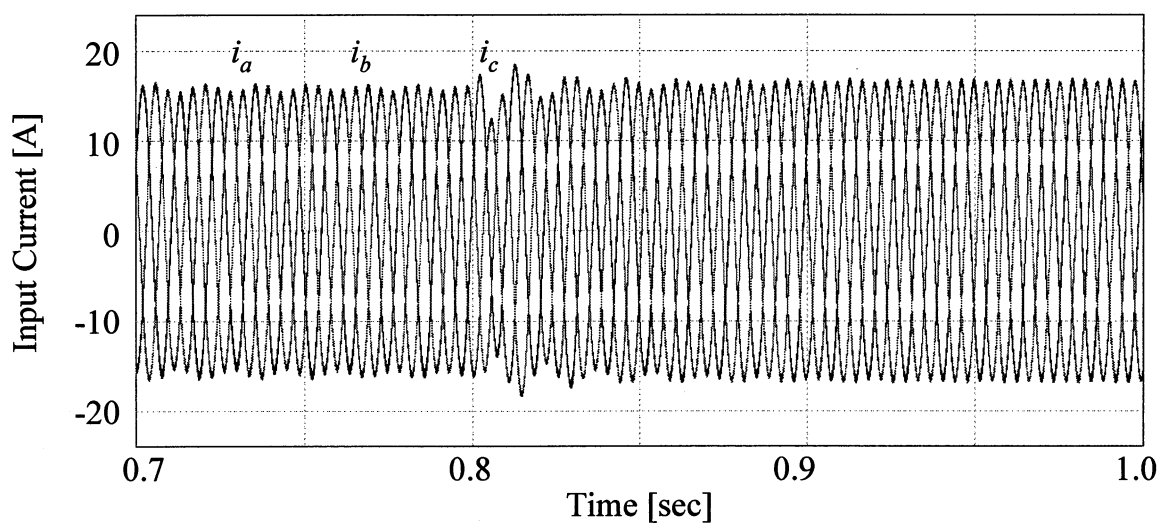


Fig. 3.11 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

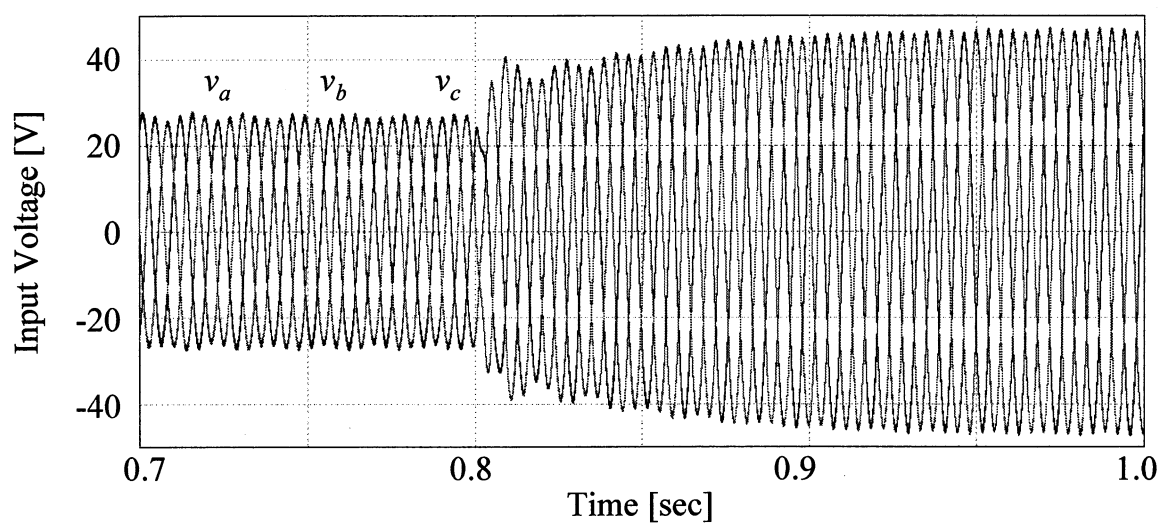


Fig. 3.12 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

3.1.3 三相不平衡時

本システムは三相負荷、単相負荷を一括して扱えるシステムの構築を目指している。そのため、出力には単相負荷が接続されることを考慮し、不平衡負荷時の動作も検証する。不平衡負荷時の負荷パラメータを Table.3.3 に示す。不平衡負荷時における出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 出力電流波形 i_u , i_v , i_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 を Fig. 3.13 ~ Fig. 3.16 に示す。今回は特に不平衡負荷に対する積極的な制御を行っていないが、負荷1相が他2相と比較して10%小さい場合、出力電圧基本波は指令値115.5 Vrms に対し、それぞれu相114.5 Vrms, v相116.4 Vrms, w相115.3 Vrms となっており、誤差は1%以内である。ひずみ率はそれぞれu相1.8%, v相2.1%, w相1.8%となっており、良好なシミュレーション結果を得た。また、入力側の電流、電圧は出力側で発生する瞬時電力脈動のため、脈動成分が重畳している。このときの歪み率はa相2.9%, b相3.5%, c相3.0%となっている。

マトリックスコンバータは電力蓄積要素を持たないことから、出力側で発生する瞬時電力脈動が入力側の脈動として現れる。また、入力電流の脈動成分は出力電流にも影響を与えるため、不平衡の度合いが大きくなると出力電圧が歪む、基本波が指令値どおりにならないことが予想される。

そこで、負荷1相が他の2相と比較して25%小さい場合で検証する。この場合における出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 出力電流波形 i_u , i_v , i_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 を Fig. 3.17 ~ Fig. 3.20 に示す。出力相電圧は基本波周波数以外の成分が含まれており歪んでいるが概ね正弦波状に制御できている。その基本波は指令値115.5 Vrms に対し、それぞれu相109.9Vrms, v相118.9Vrms, w相116.1Vrms となっており、誤差が5%程度ある。ひずみ率はそれぞれu相4.3%, v相4.4%, w相3.9%となっており、ひずみ率が悪化している。また、入力側の電流、電圧は脈動成分が重畳しており、各相のひずみ率はそれぞれa相4.0%, b相8.7%, c相6.3%となっている。

これらの結果から、不平衡の度合いが大きい場合、現在の制御系では出力電圧を歪みのない対称三相正弦波に制御することが困難であると思われる。したがって、不平衡に対応した制御系の構築が今後の課題である。

Table 3.3 負荷パラメータ(三相不平衡負荷時)

		不平衡度 10%	不平衡度 25%
負荷インピーダンス	Z_u	46.1[Ω]	38.5[Ω]
	Z_v	51.3[Ω]	51.3[Ω]
	Z_w	51.3[Ω]	51.3[Ω]
負荷力率	$\cos \phi_L$	0.975	0.975

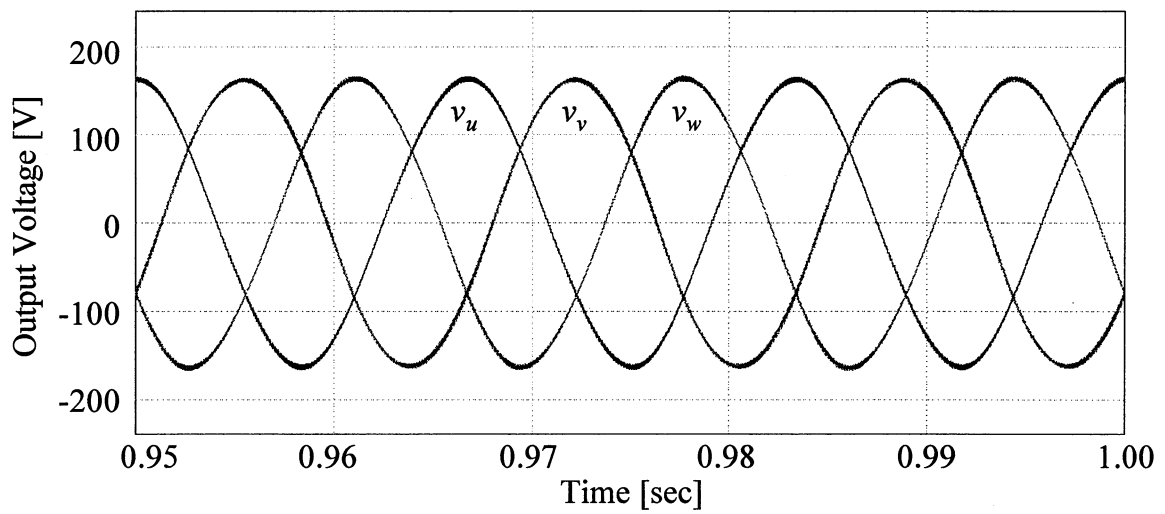


Fig. 3.13 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

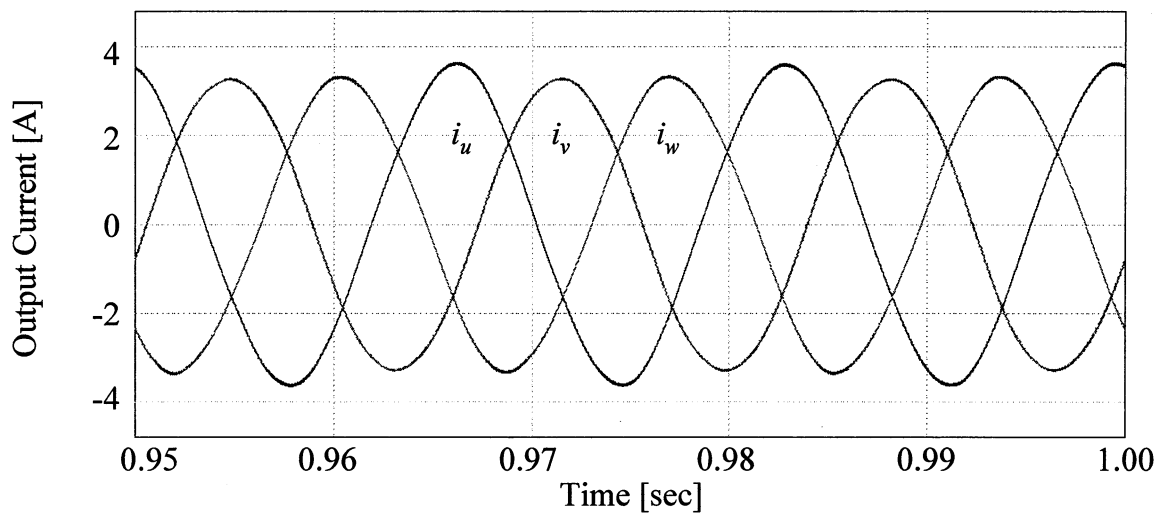


Fig. 3.14 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

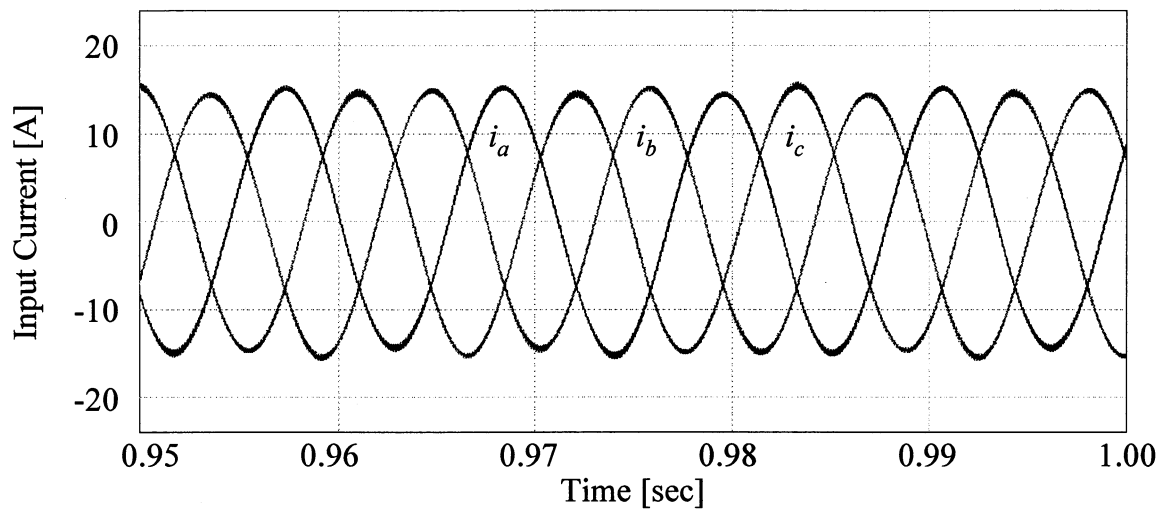


Fig. 3.15 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

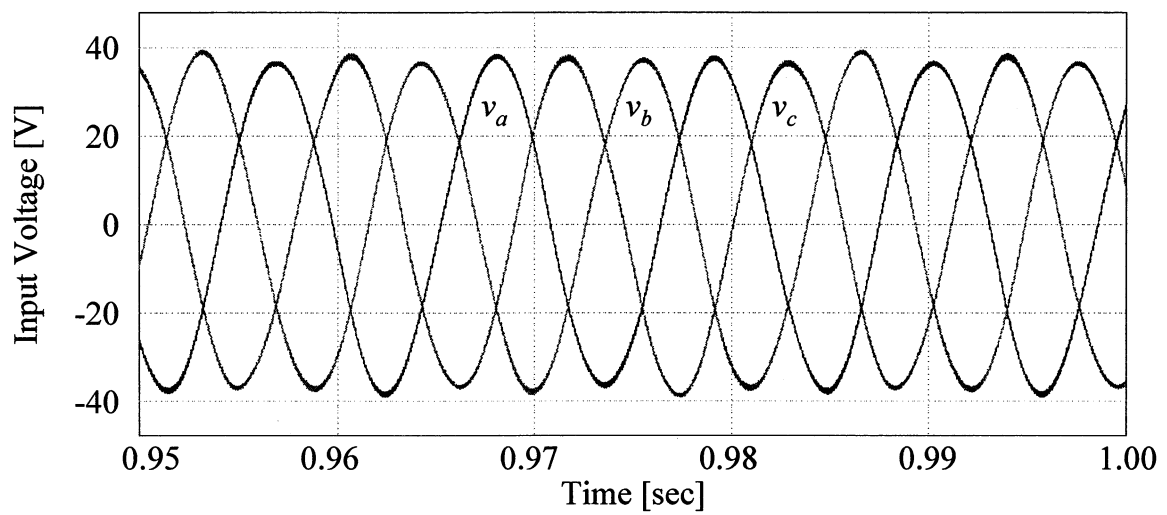


Fig. 3.16 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

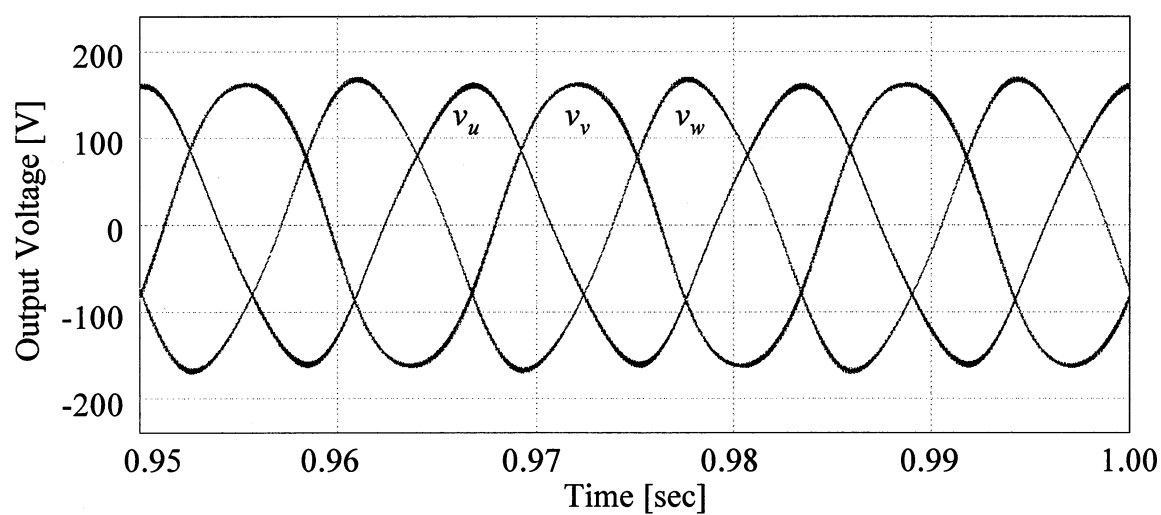


Fig. 3.17 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

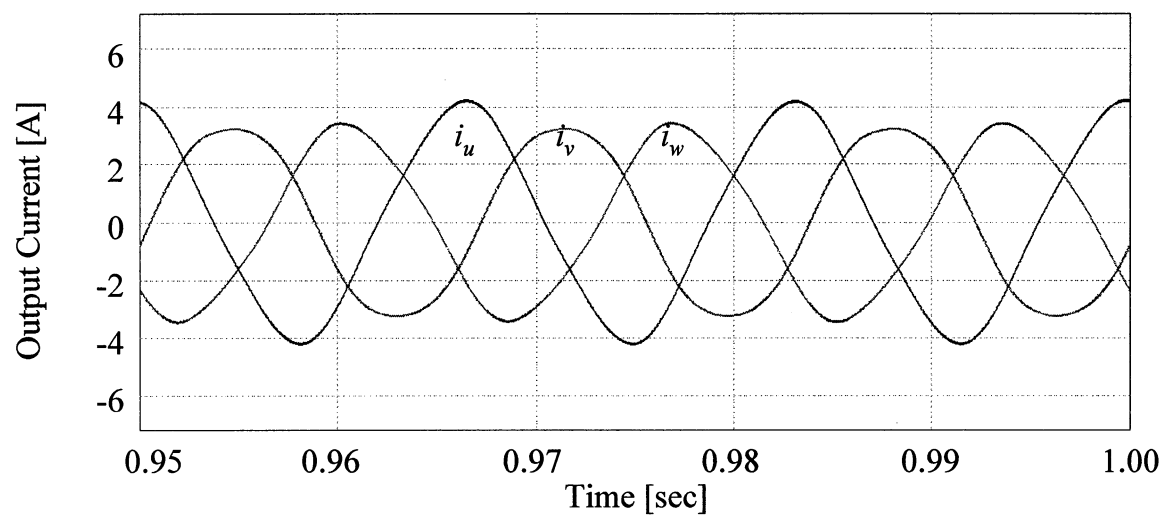


Fig. 3.18 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

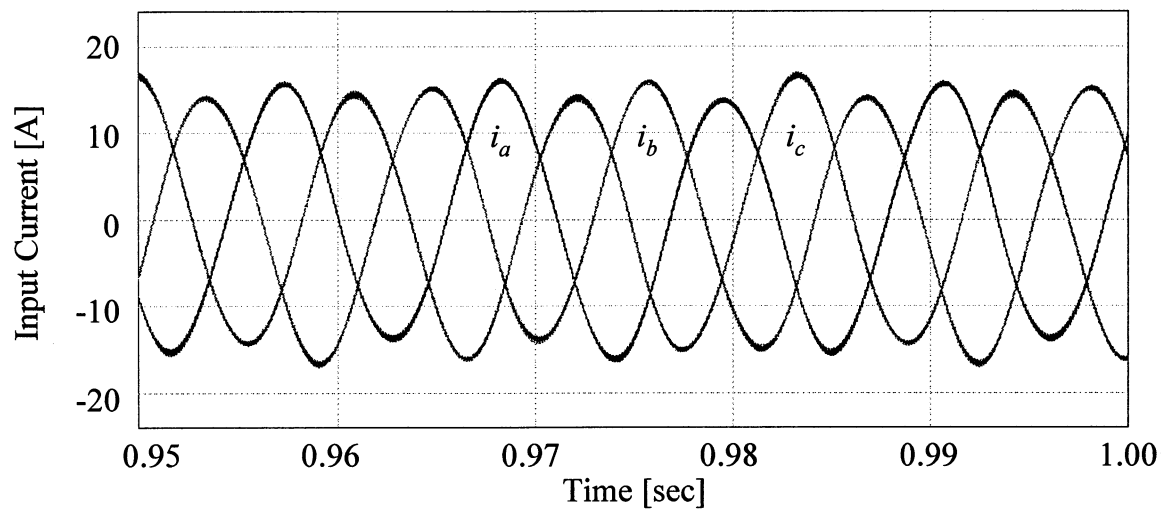


Fig. 3.19 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

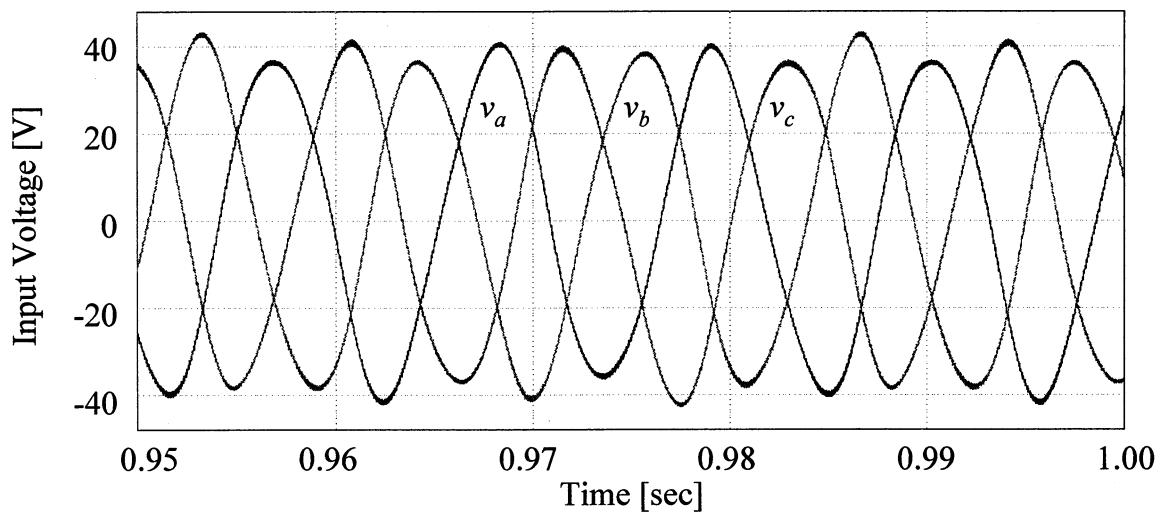


Fig. 3.20 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

3.2 発電機接続時における出力電圧制御の検証

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側には発電機が接続されることを考えると、電源の電圧、周波数が変動する場合においても出力電圧を一定に制御することが要求される。本節ではそれぞれの場合について検証する。

3.2.1 電源電圧変動に対する出力電圧制御の検証

負荷は定電圧源接続時と同じ三相平衡負荷とし、電源電圧のみ 0.1sec で 1.25 倍に変化させる。電源電圧変動前後の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 出力電流波形 i_u , i_v , i_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 を Fig. 3.21 ~ Fig. 3.24 に示す。なお、電源電圧が変化する前の 0.7sec から定常状態になったと考えられる 1.0sec まで掲載している。

電源周波数が変動すると出力相電圧は指令値に対し $\pm 2\%$ ほど変動するが許容範囲内であるため問題ない。また、入力電流は正弦波状に制御できており脈動も発生していない。

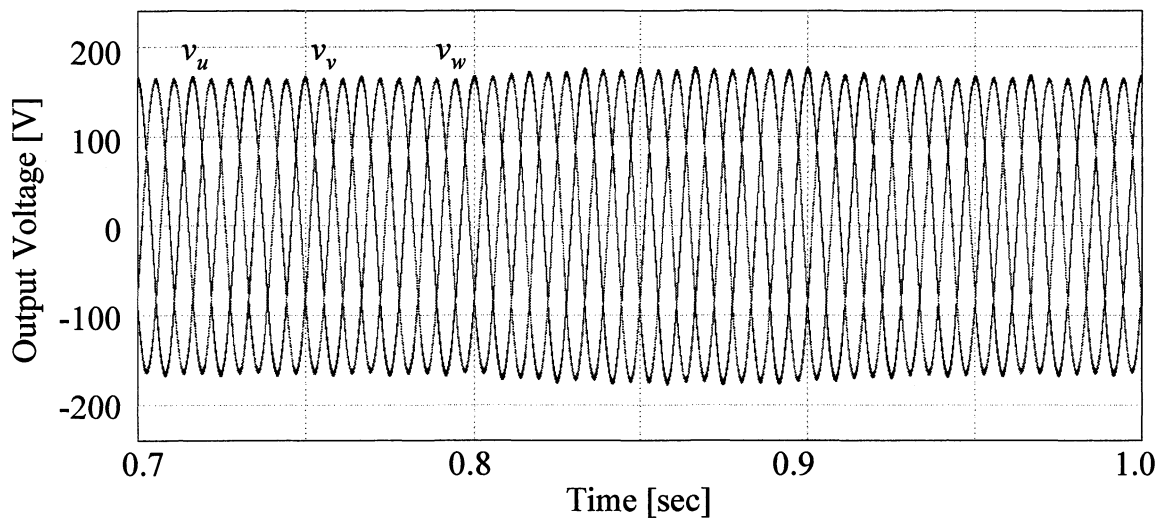


Fig. 3.21 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

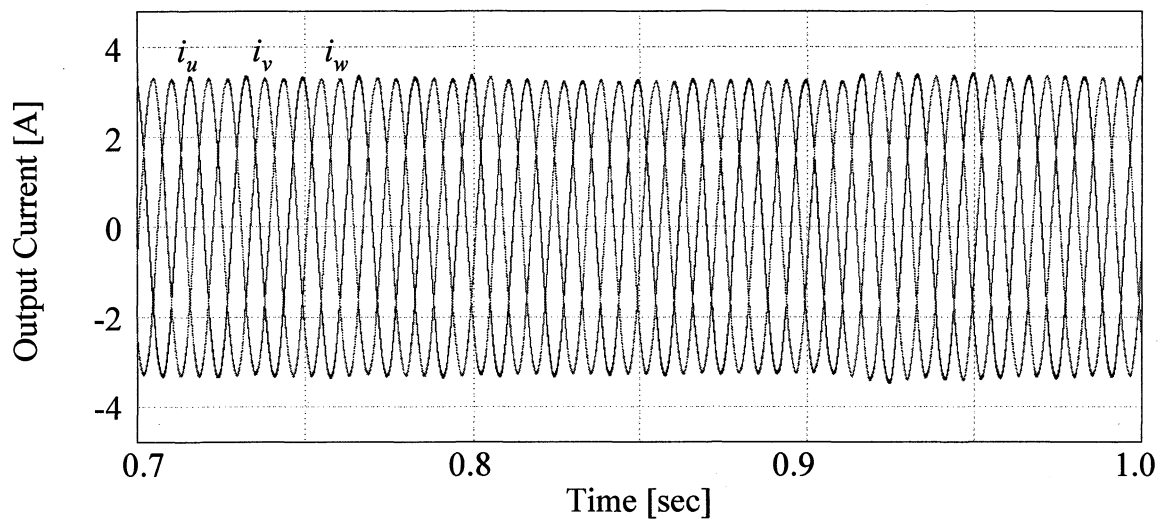


Fig. 3.22 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

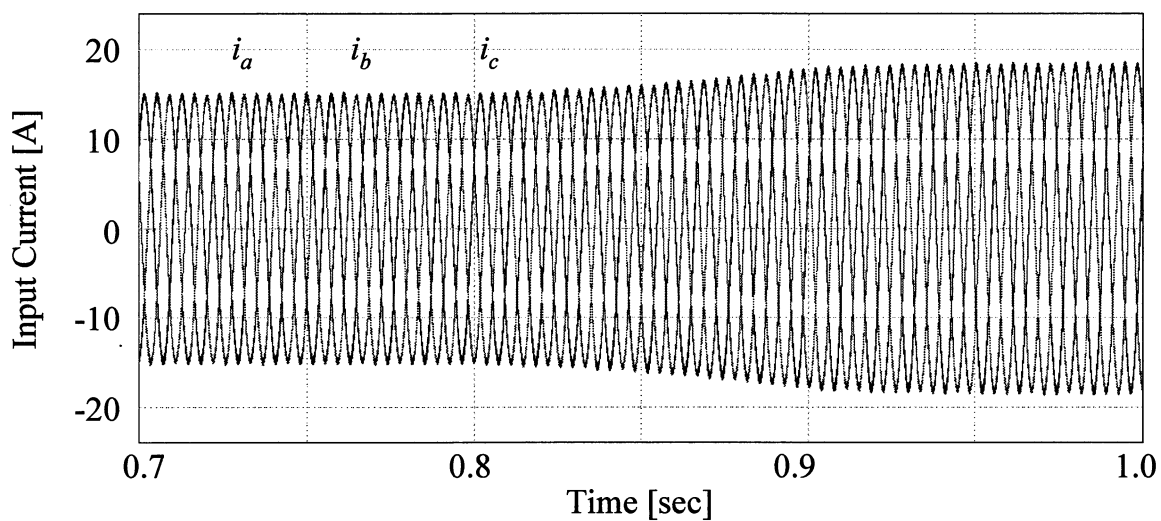


Fig. 3.23 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

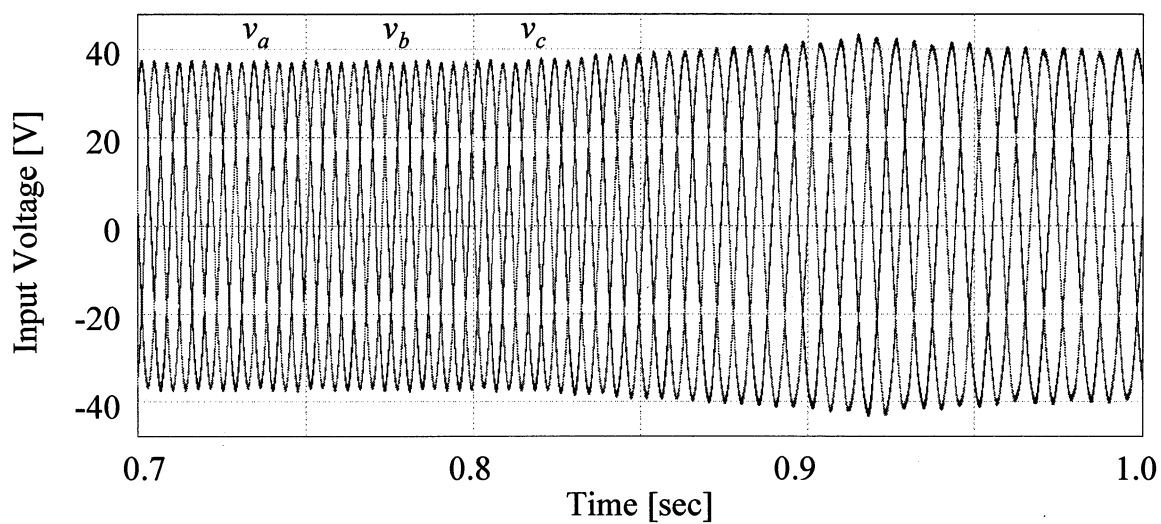


Fig. 3.24 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

3.2.2 電源周波数変動に対する出力電圧制御の検証

負荷は定電圧源接続時と同じ三相平衡負荷とし、電源周波数のみ 0.1sec で 90Hz から 60Hz へと変化させる。電源電圧変動前後の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w , 出力電流波形 i_u , i_v , i_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 を Fig. 3.25 ~ Fig. 3.28 に示す。なお、電源周波数が変化する前の 0.7sec から定常状態になったと考えられる 1.0sec まで掲載している。

電源周波数が変動すると出力相電圧は指令値に対し+3%ほど変動するが許容範囲内であるため問題ない。また、入力電流は正弦波状に制御できており脈動も発生していない。

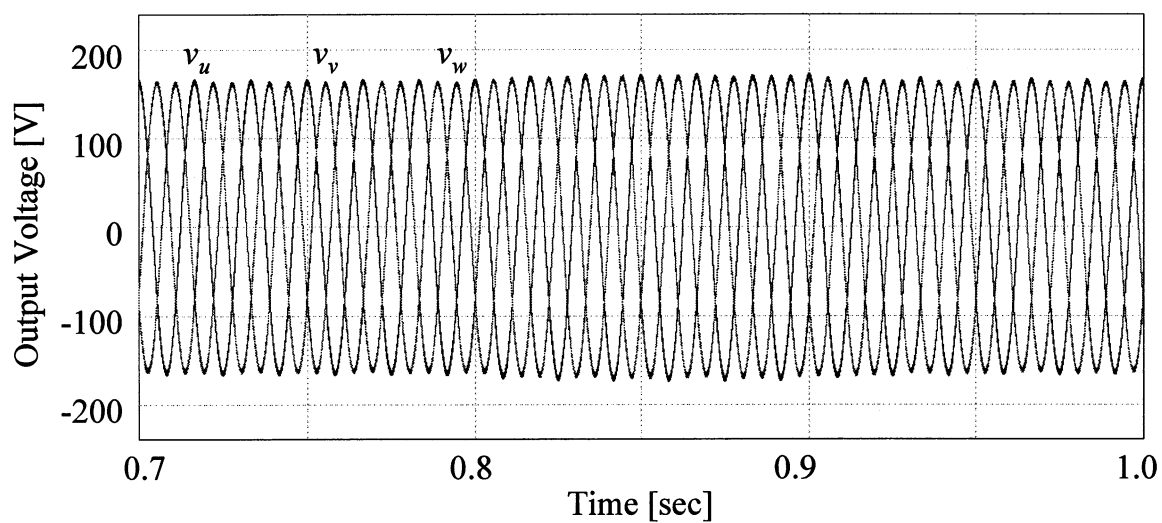


Fig. 3.25 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

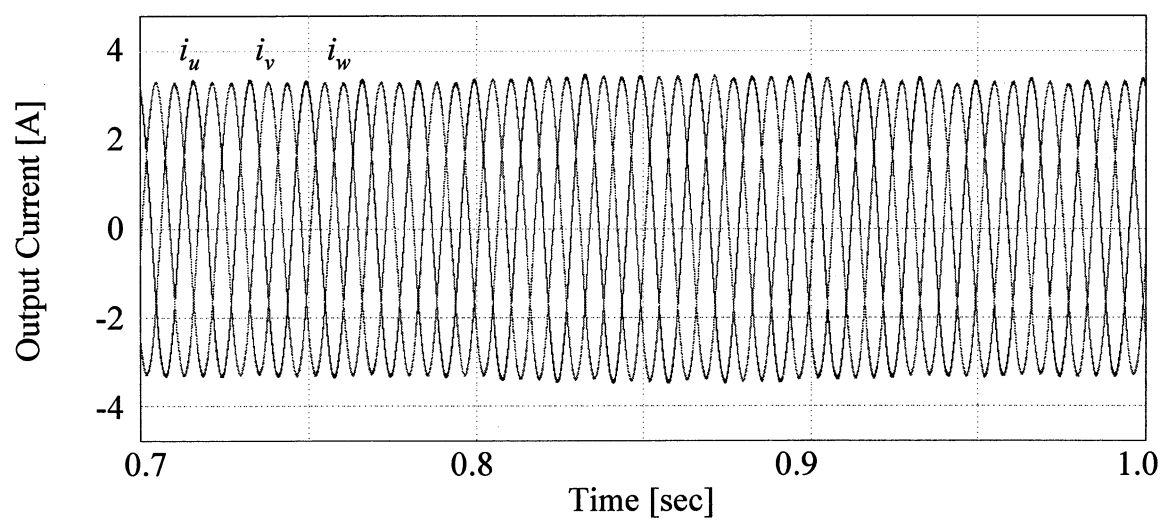


Fig. 3.26 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

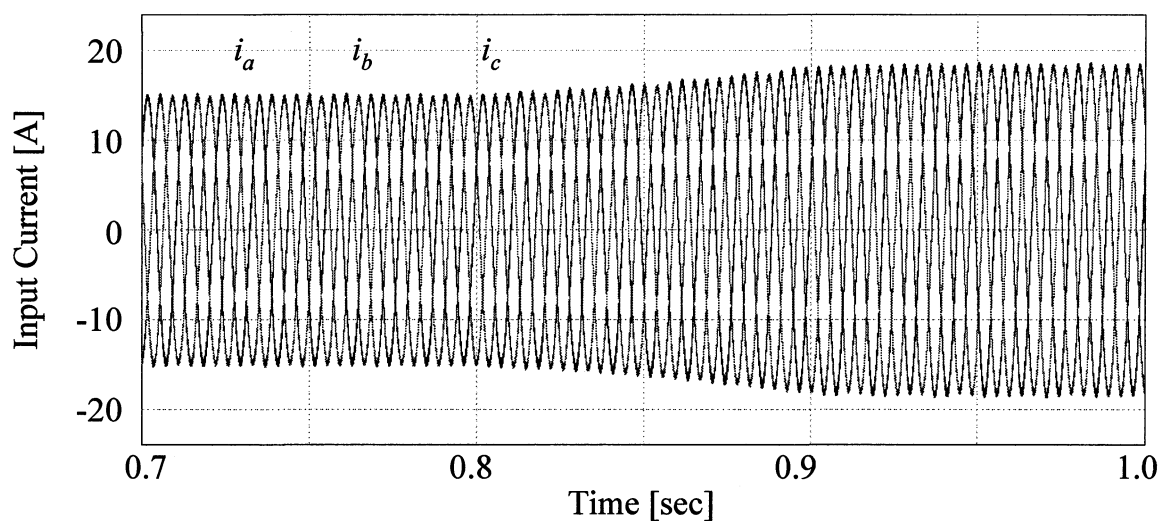


Fig. 3.27 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

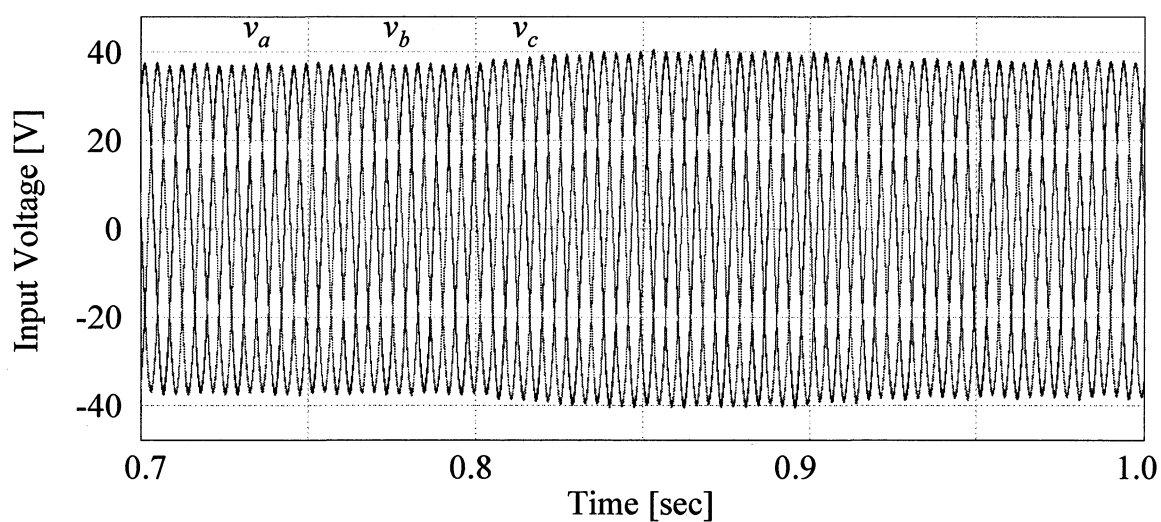


Fig. 3.28 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

3.3 双方向スイッチを用いた場合のシミュレーション

前節まで、提案手法によって所望の出力電圧が得られることを確認した。その際、動作遅れが全くない理想スイッチを用いていたため、転流動作は不要だった。しかしながら、今後実機実装することを考えると、双方向スイッチを用いた場合での検証も必要である。本節では、双方向スイッチを用いた場合での出力電圧制御を検証する。

3.3.1 転流シーケンス

双方向スイッチは理想スイッチと異なり、動作遅れが存在する。また、昇圧形マトリックスコンバータは入力側開放や出力側短絡を許さない。そのため、出力側短絡を防ぐデッドタイムの機能に加え、入力電流の経路を常時確保する転流シーケンスが必要である。転流シーケンスについてさまざまな方式が提案されているが、本研究では出力電圧の大小関係によらず、入力側の電流極性により決定し、転流期間 T_d を設けながら4ステップで転流をする電流転流方式を用いる。転流モデルを Fig.3.29 に、電流転流シーケンスを Fig.3.30 に示す。例として $v_u > v_v$, $i > 0$ の場合について以下の4ステップにわけて説明する。

初期状態	$S_{a1_p}, S_{a1_n} : \text{ON}$	$S_{a2_p}, S_{a2_n} : \text{OFF}$
①	$S_{a1_p} : \text{OFF}$	
②	$S_{a2_n} : \text{ON}$	
③	$S_{a1_n} : \text{OFF}$	
④	$S_{a2_p} : \text{ON}$	

まず、ステップ①ではオフしても入力側開放の発生に寄与しない S_{a1_p} をオフする。ステップ②で S_{a2_n} にオン信号を与えるが、この時点では S_{a2_n} は逆バイアスによりオンしないため出力側短絡は発生しない。ステップ③で S_{a1_n} をオフするが、この時点で S_{a2_n} がオンとなり負荷電流の経路は確保される。そして、ステップ④で S_{a2_p} をオンし、 S_{a1} から S_{a2} へのスイッチングが完了する。

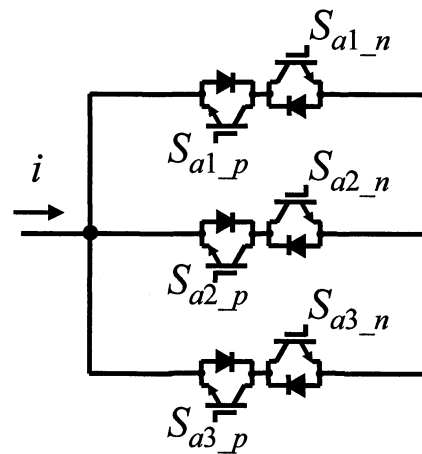


Fig.3.29 転流モデル

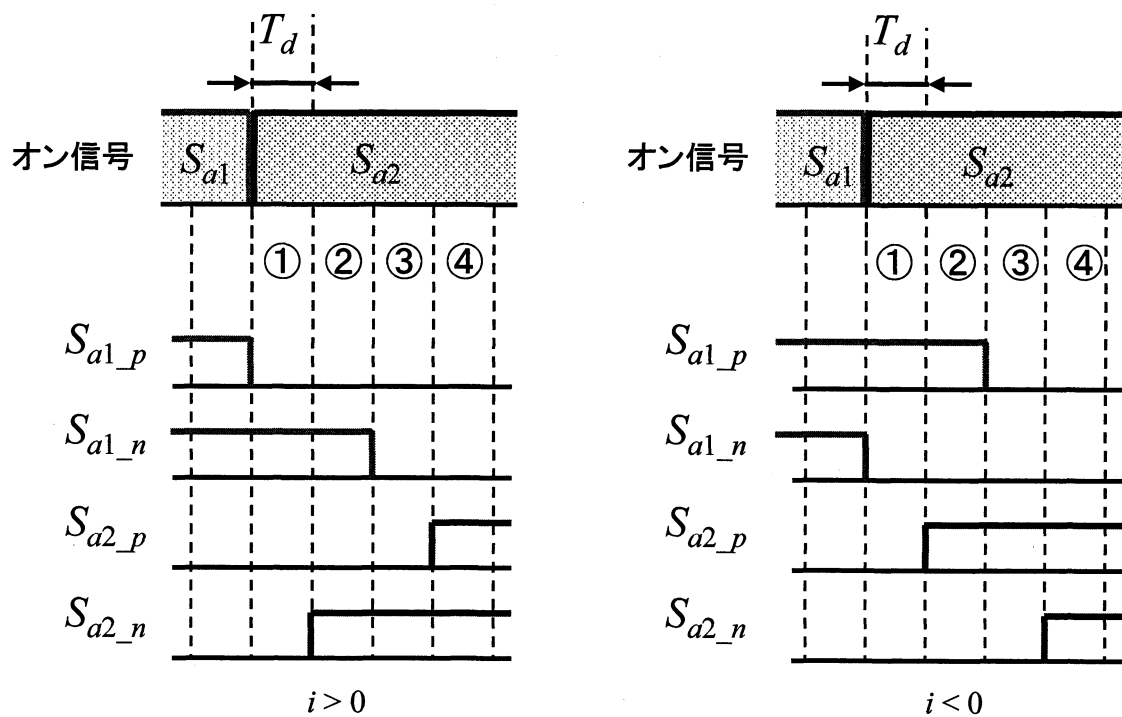


Fig.3.30 電流転流シーケンス

3.3.2 転流回路

転流シーケンスは FPGA で実装した転流回路により決定される。電流転流の転流回路を Fig.3.31 に示す。転流期間 T_d と同じ時間を持つ周期 $3.2\mu\text{s}$ のクロック信号に同期して動作する D-FF を用いて、オン時間信号の 4 ステップ遅れまでの信号を生成する。生成した信号とオン時間信号、負荷電流極性の論理和、論理積で 18 個のスイッチ信号が決定される。

転流シーケンスが上記のプロセスにより決定されるため、動作転流シーケンスが完了する前にオン時間信号が切り替わると、現在進行中のシーケンスが打ち切れ次のシーケンスに移行し転流が失敗する。それを防ぐためにスイッチのオン時間は転流シーケンスが完了する時間(転流期間 T_d の 4 倍)は最低限確保している。

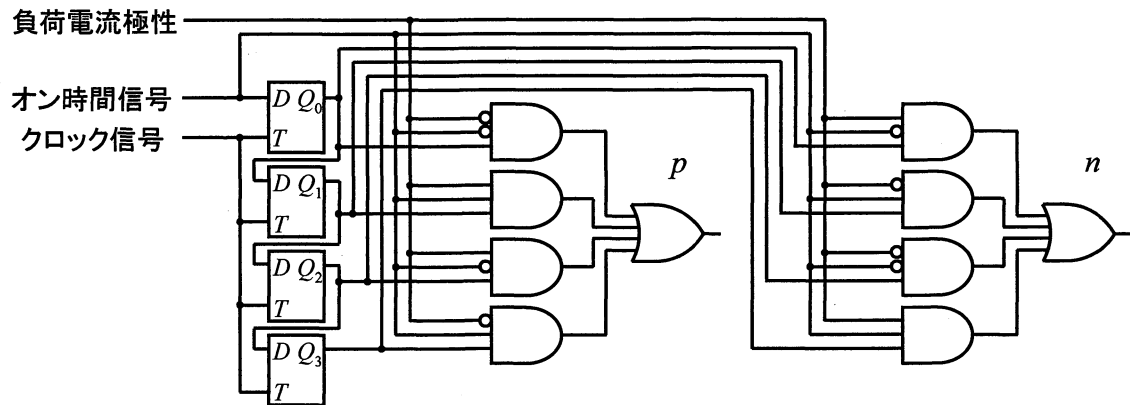


Fig.3.31 電流転流回路

3.3.3 三相平衡負荷状態におけるシミュレーション

電源電圧の大きさ・周波数が変動しない定電圧源を用いて検証する。検証に用いるパラメータを Table.3.4 に示す。三相平衡負荷の場合における出力電圧波形 v_u, v_v, v_w , 出力電流波形 i_u, i_v, i_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 を Fig. 3.32 ~ Fig. 3.35 に示す。出力相電圧は基本波周波数以外の成分が含まれており歪んでいるが概ね正弦波状に制御できている。その基本波は指令値 115.5rms に対し、それぞれ u 相 117.9Vrms, v 相 114.6Vrms, w 相 113.7Vrms となっており、ほぼ指令値どおりに電圧が昇圧されている。入力電流にも基本波周波数以外の成分が含まれており多少歪んでいるが、正弦波状に制御できている。

この出力電圧、入力電流の歪みの発生要因としては、転流シーケンスを組み込んだことによって各スイッチのオン時間に誤差(転流誤差)が発生し、入力電流、出力電圧を PWM することで得られる出力電流、入力電圧に指令値との誤差が発生したことが挙げられる。この電圧、電流誤差は零相成分として現れ、波形歪みの要因となる。零相電圧波形・零相電流波形を Fig.3.36, 3.37 に示す。また、零相電圧、零相電流を除去した後の出力電圧波形、出力電流波形を Fig.3.38, 3.39 に示す。データ処理によって零相成分を除去すると、出力電圧の歪みは改善されていることがわかる。そのため、文献[7], [8]で提案されている零相成分抑制制御を組み込むことで、歪みのない正弦波が得られると思われる。

Table 3.4 シミュレーションパラメータ(双方向スイッチ)

電源線間電圧	V_{S0}, ω_S	80 [Vrms], $2\pi \times 90$ [rad/s]
入力インダクタンス	L_{in}	5[mH]
入力最大有効電力	P_{in_max}	3.4 [kw] ($\omega_S = 2\pi \times 90$ [rad/s])
出力相電圧指令値	V_L, ω_L	115.47 [Vrms], $2\pi \times 60$ [rad/s]
出力フィルタ	C_{out}	30 [μ F]
負荷インピーダンス	Z_n ($n=u,v,w$)	51.26 [Ω]
負荷力率	$\cos \phi_L$	0.975
キャリア周波数	f_c	9 [kHz]
転流期間	T_d	3.2 [μ s]

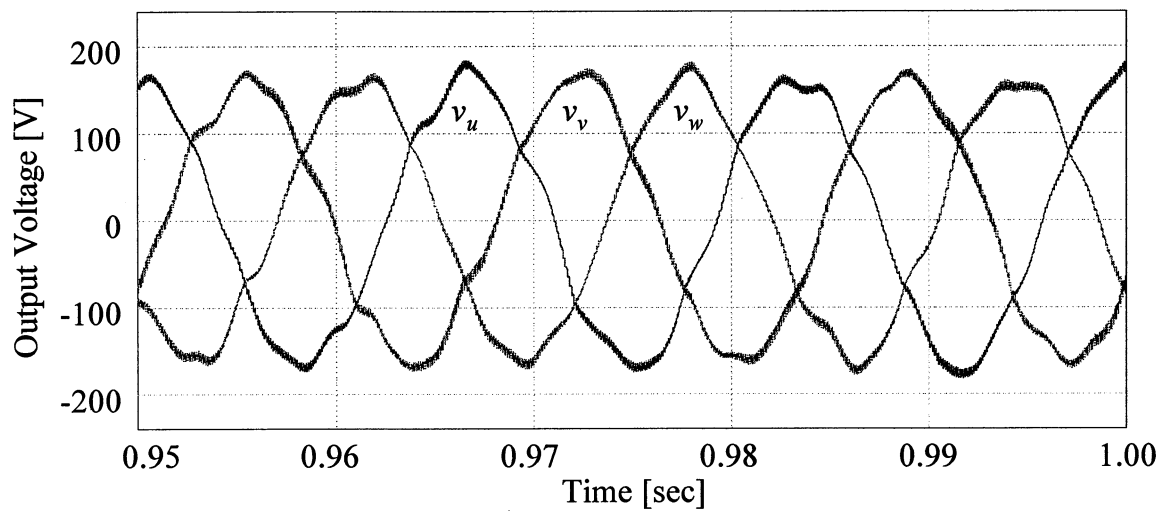


Fig. 3.32 出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

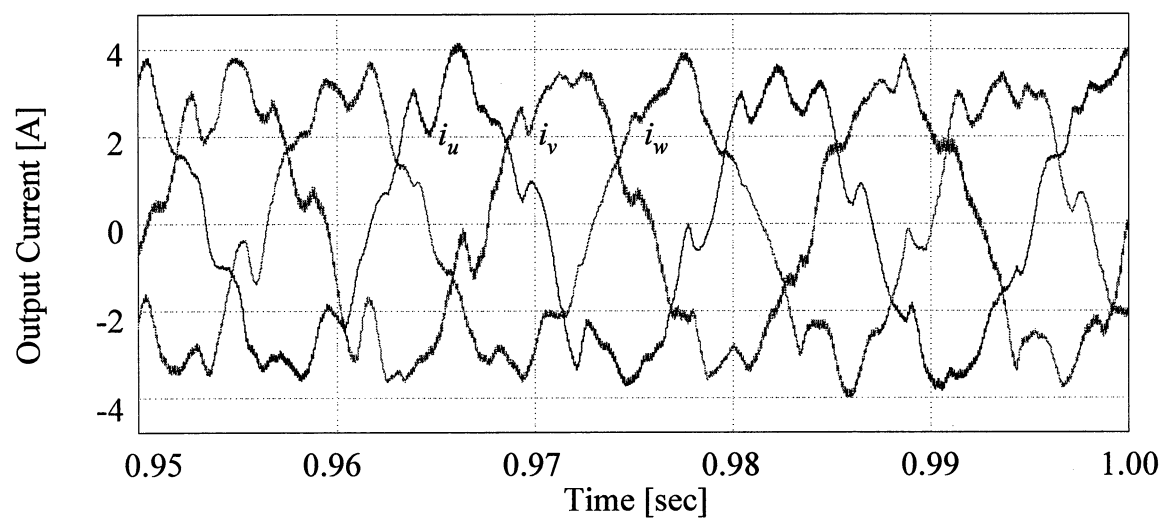


Fig. 3.33 出力電流波形 i_u , i_v , i_w

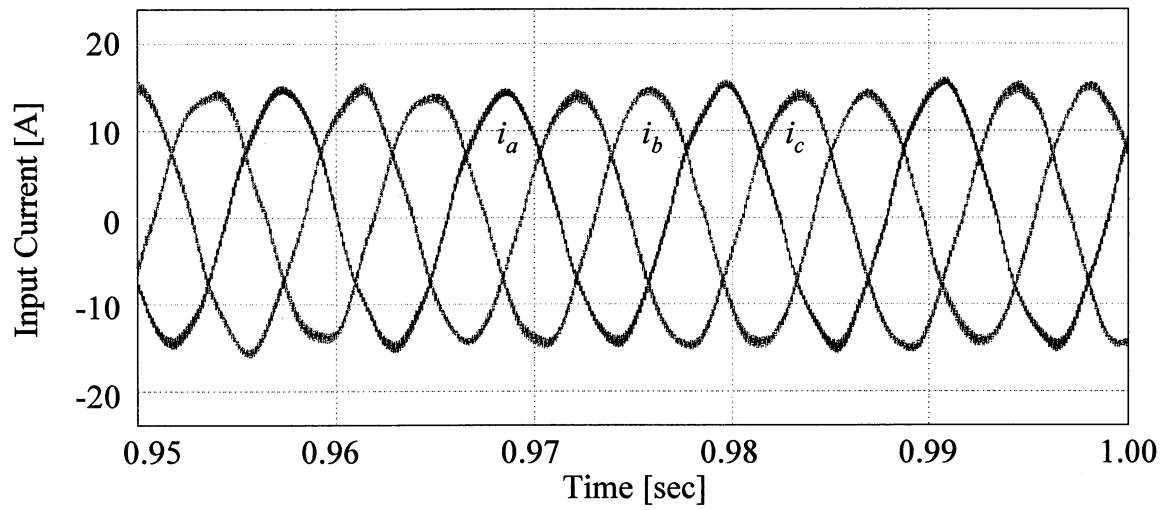


Fig. 3.34 入力電流波形 i_a , i_b , i_c

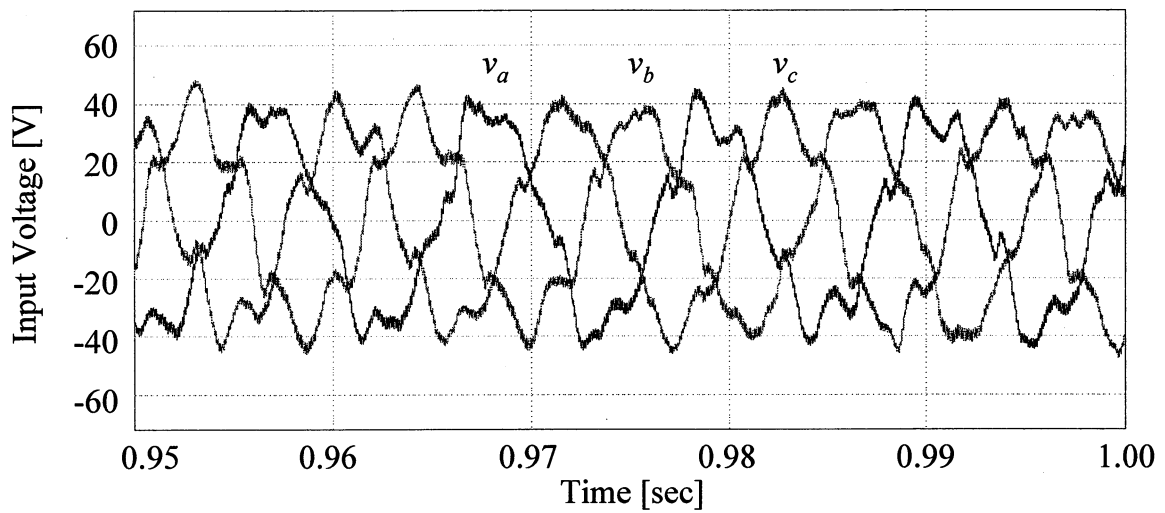


Fig. 3.35 入力電圧波形 v_a , v_b , v_c

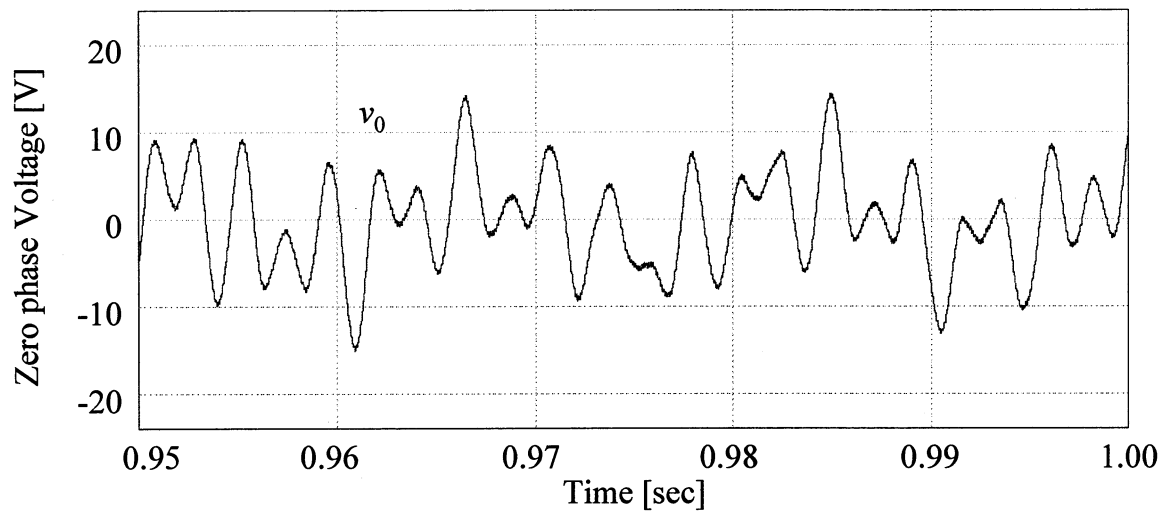


Fig. 3.36 零相電圧波形 v_0

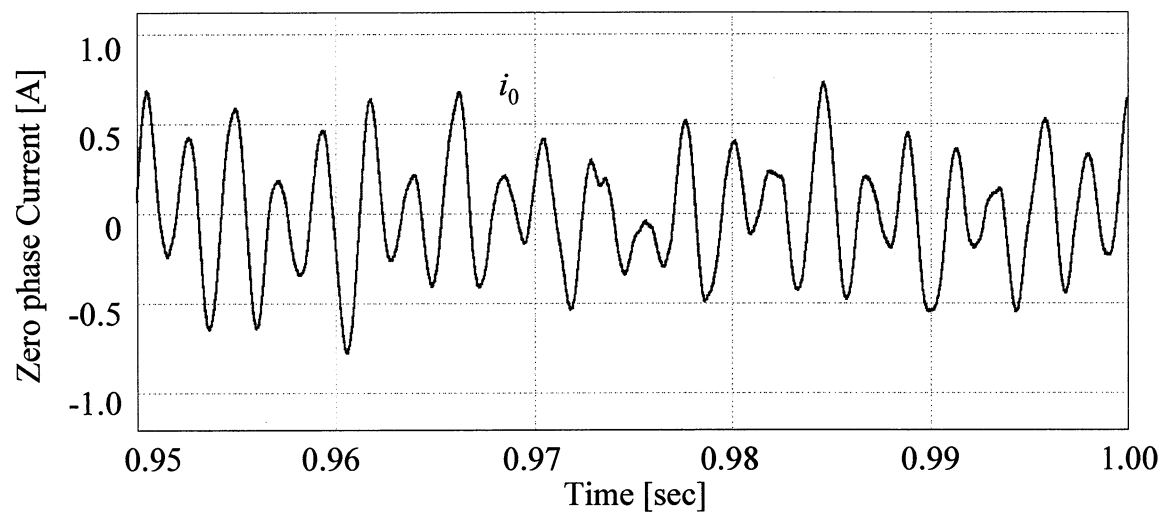


Fig. 3.37 零相電流波形 i_0

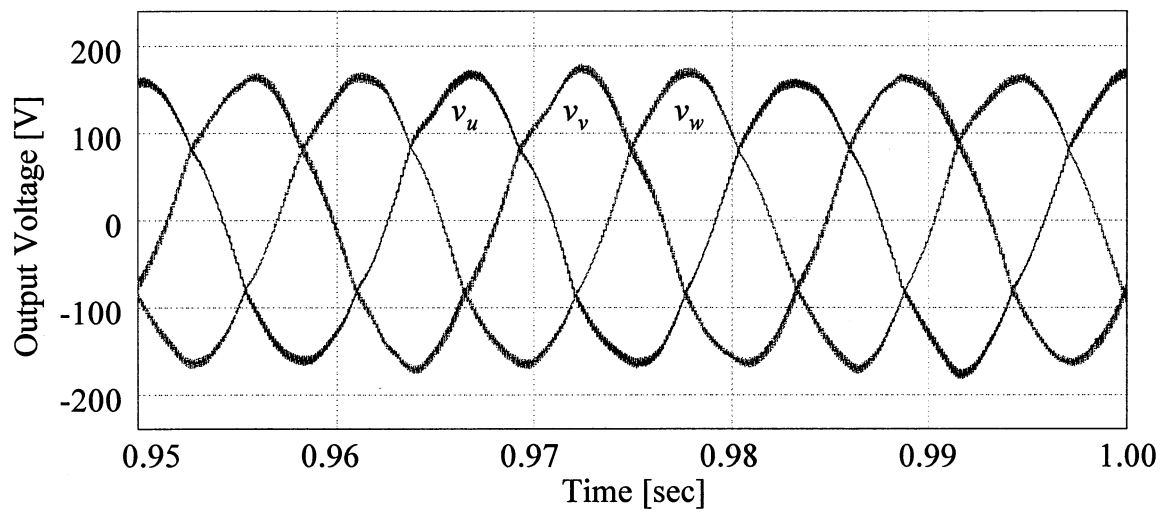


Fig. 3.38 零相電圧を取り除いた後の出力電圧波形 v_u , v_v , v_w

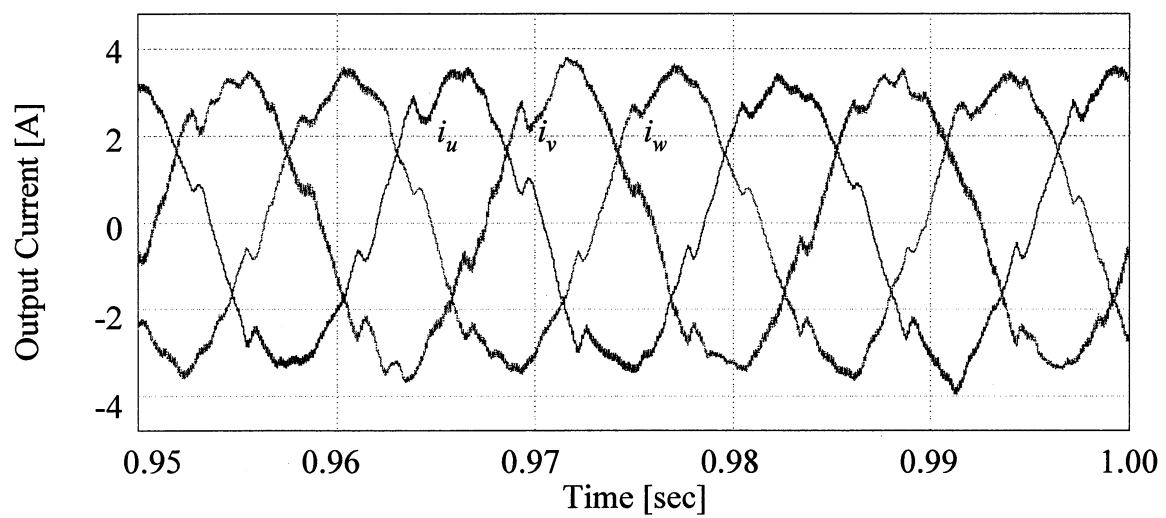


Fig. 3.39 零相電圧を取り除いた後の出力電流波形 i_u , i_v , i_w

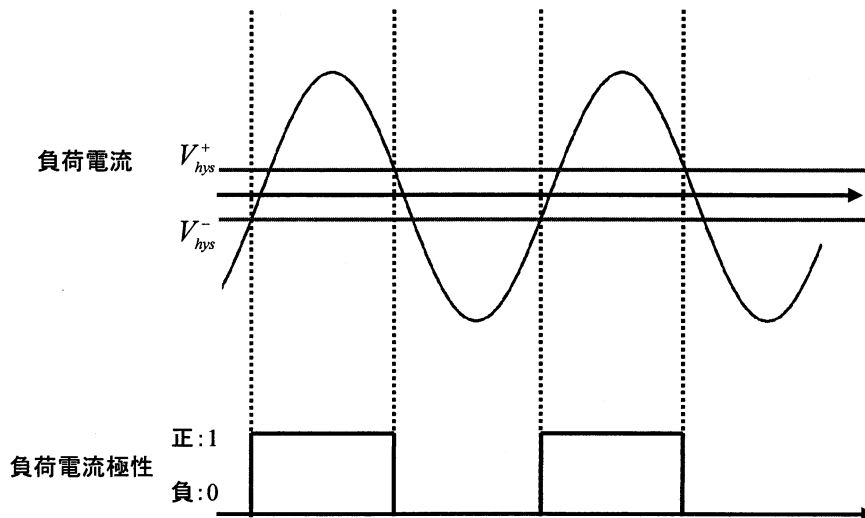
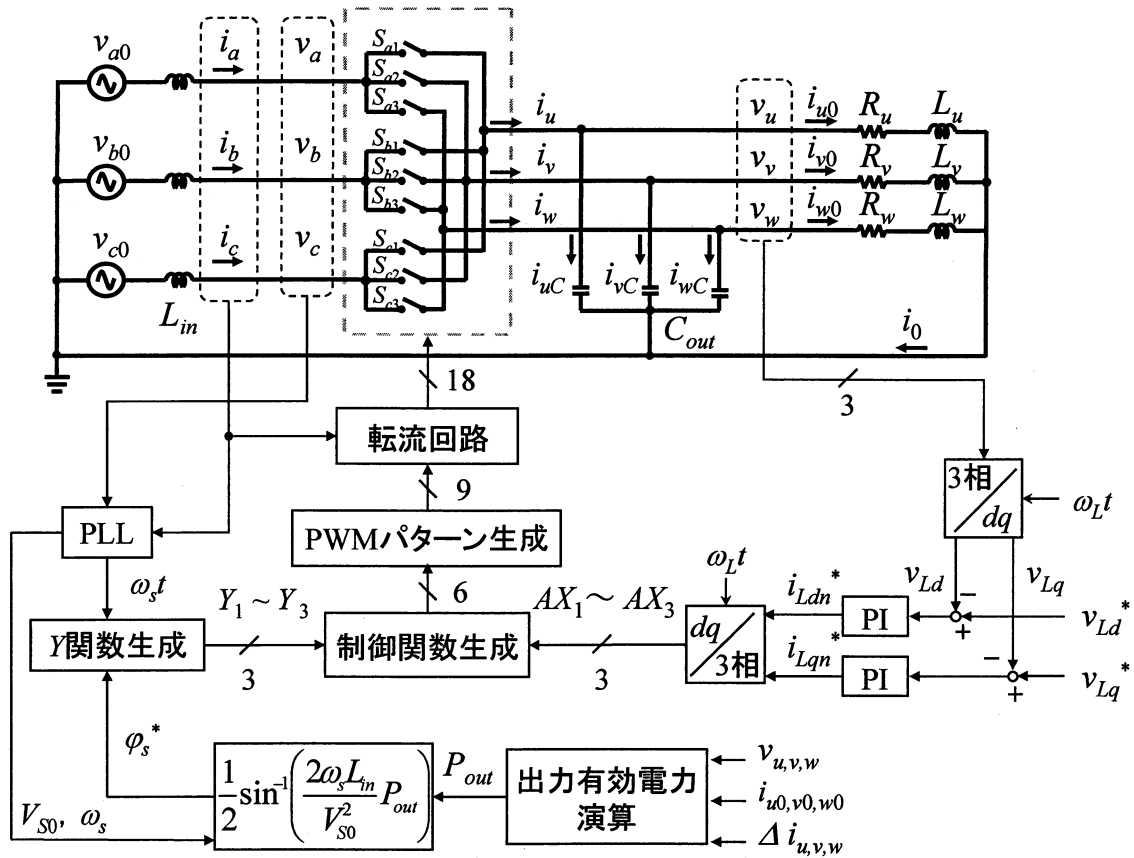
第4章 実機実験による提案手法の有効性の検証

4.1 実機実験システム

実機実験システムを Fig. 4.1 に示す. Y 関数は入力電圧を制御する関数であるため, 電源電圧と同期をとる必要がある. PLL を用いて電源と Y 関数の同期をとり, 入力電圧位相指令値 ϕ_s をもとに Y 関数を生成する. 電圧センサがマトリックスコンバータ入力直前に設置されていることから, 検出した入力電圧 v_s 、入力電流 i_s から(4.1)式に従い電源電圧 v_{s0} を導出し同期させる. また, 出力電圧指令値 v^* をもとに振幅変調率 A , X 関数を生成する. これらの制御変数を用いて (2.8)式に従い制御関数を生成する. ここまでを DSP で演算し, 9つの制御関数を $a_1, a_1+a_2, b_1, b_1+b_2, c_1, c_1+c_2$ として FPGA に転送する.

FPGA ではマトリックスコンバータのキャリアであるのこぎり波を生成し, 制御関数との比較により 9つの双方向スイッチの PWM パターンを生成する. さらに, 入力電流極性によって転流シーケンスを決定し, 18 個のスイッチの信号を生成する. また, 入力電流はスイッチングによりリップルが重畳する, 検出系に動作遅れがあるといった理由から, 入力電流極性の判別誤りが生じる. そのため, Fig.4.2 のように逆ヒステリシスを持たせて実際のタイミングよりも早めに極性を切り替えている.

$$v_{s0} = v_s + L_m \frac{di_s}{dt} \dots\dots\dots (4.1)$$



4.2 実機実験結果

Fig. 4.1 のシステムを用いて実機実験をする．電源電圧は定電圧源とし，その振幅はシミュレーション時の3分の1とする．また，接続される負荷は三相平衡負荷とする．

4.2.1 昇圧動作の検証

まず，電圧が昇圧されているかを検証するため，入出力間で周波数は変化させず，電圧のみ2.5倍に昇圧させる．実機実験パラメータを Table 4.1 に示す．

出力電圧と入力電流の実測波形を Fig 4.6, 4.7 に示す．出力相電圧は振幅が各相で不平衡となっているが正弦波状に制御できている．その基本波は指令値 38.5Vrms に対し，それぞれ u 相 36.0Vrms, v 相 36.9Vrms, w 相 39.1Vrms となっており，ほぼ指令値どおりに電圧が昇圧されている．また，周波数は 59.7Hz となり指令値通りの値に制御できている．入力電流は正弦波状に制御できているが，各相の振幅が不平衡になっている．

2.3 節で説明したが，昇圧形 MC は所望の出力電圧を得るために出力電流を制御するが，これは入力電流が平衡状態であるという前提の下での制御である．しかしながら，転流誤差は，出力電流誤差を発生させるだけでなく，入力電流を得るために必要な制御である入力電圧制御に誤差を発生させてしまう．その結果，入力電流が不平衡になり，出力電圧歪みが大きくなると考えられる．したがって，出力電圧フィードバック制御だけでなく，入力電圧波形制御を導入することで出力電圧歪みを低減することができると考えられる．

Table 4.1 実機パラメータ

電源線間電圧	V_{S0}, ω_S	26.67[Vrms], $2\pi \times 60$ [rad/s]
入力インダクタンス	L_{in}	5[mH]
入力最大有効電力	P_{in_max}	188.63[w] ($\omega_S = 2\pi \times 60$ [rad/s])
出力相電圧指令値	V_L, ω_L	38.5 [Vrms] , $2\pi \times 60$ [rad/s]
出力フィルタ	C_{out}	30[μF]
負荷インピーダンス	$Z_n (n=u,v,w)$	51.26[Ω]
負荷力率	$\cos \phi_L$	0.975
キャリア周波数	f_c	9[kHz]
転流期間	T_d	3.2[μs]

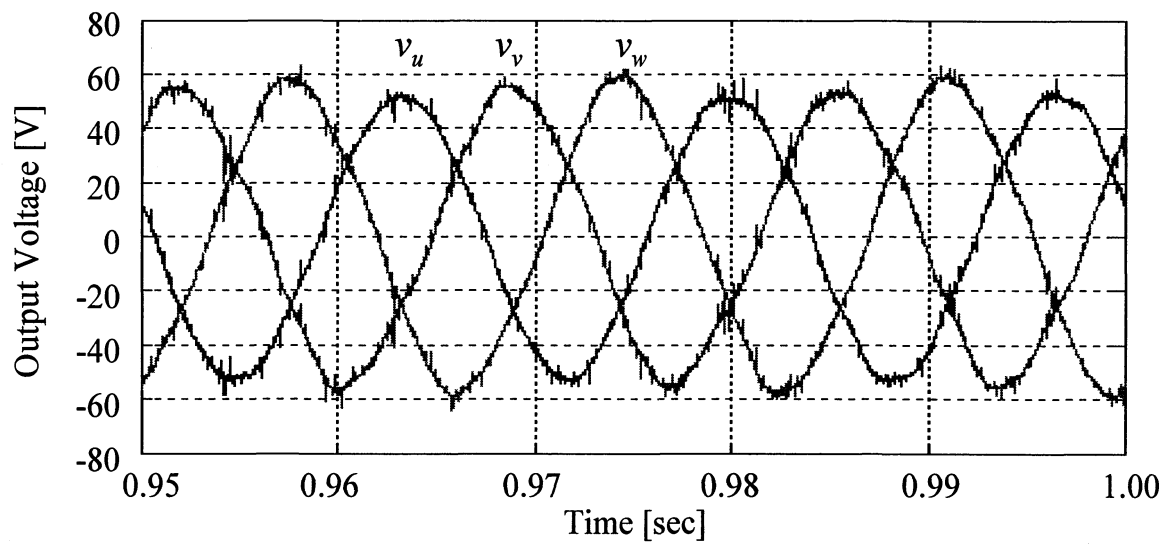


Fig. 4.3 実機実験結果 (出力電圧波形 v_u , v_v , v_w)

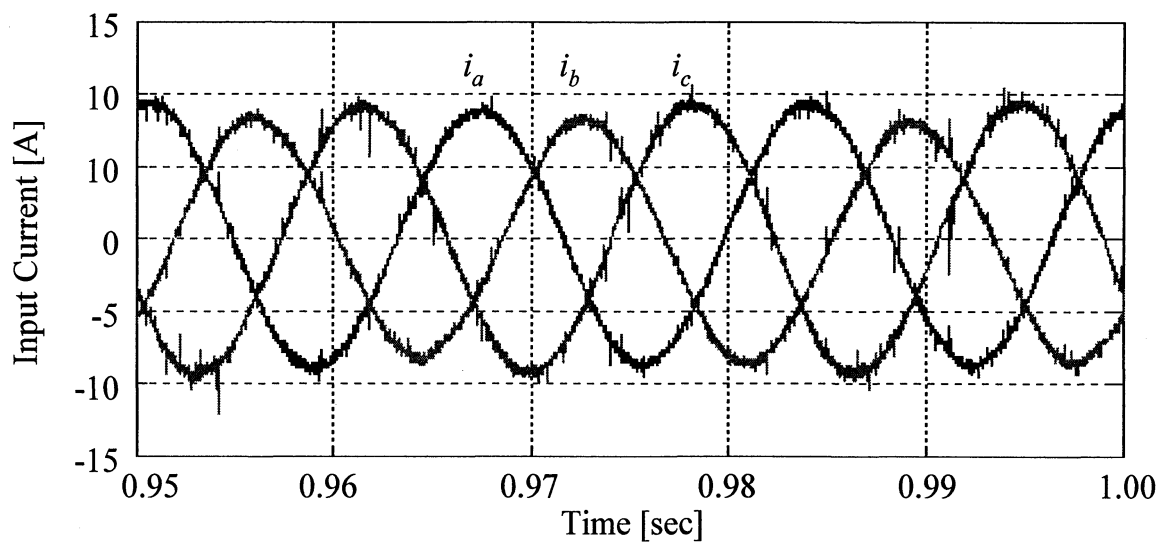


Fig. 4.4 実機実験結果 (入力電流波形 i_a , i_b , i_c)

4.2.2 周波数変換の検証

ここでは電圧の昇圧動作に加え周波数変換を検証する．実機実験パラメータを Table 4.2 に示す．

出力電圧と入力電流の実測波形を Fig 4.8, 4.9 に示す．また，出力 u 相電圧，入力 a 相電流の FFT 解析結果を Fig 4.10, 4.11 に示す．出力相電圧は多少歪んでいるがほぼ正弦波状に制御できている．その基本波は指令値 38.5Vrms に対し，それぞれ u 相 33.9Vrms, v 相 34.4Vrms, w 相 35.4Vrms となっており，昇圧されているが指令値どおりに制御できていない．また，周波数は 59.7Hz となり指令値通りの値に制御できている．入力電流は正弦波状に制御できているが，各相の振幅が不平衡になっている．

この出力電圧歪みと入力電流の不平衡の発生は先述のとおり転流誤差が要因のひとつである．入力側周波数と出力側周波数の和，および差の周波数成分が含まれていることから，この誤差に起因する歪みは入出力間で周波数が異なる場合に顕著に現れる．また，4.2.2 で述べたように各スイッチには転流期間×4 分の最低限のオン時間を設けているため，そのオン時間よりも短いオン時間が指令値として与えられた場合，誤差が大きくなり歪みが発生する．この状態が発生しやすいのは，入力電流 3 相の最大相，または最小相が入れ替わる領域である．そのため，この領域では使用する入力電流を 3 相分よりもその指令電流に近い電流 2 相を用いるほうが良いと思われ，このスイッチングを導入することで出力電圧歪みを低減できると考えている．

Table 4.2 実機パラメータ

電源線間電圧	V_{S0}, ω_S	26.67[Vrms], $2\pi \times 90$ [rad/s]
入力インダクタンス	L_{in}	5[mH]
入力最大有効電力	P_{in_max}	125.75[w] ($\omega_S = 2\pi \times 90$ [rad/s])
出力相電圧指令値	V_L, ω_L	38.5 [Vrms] , $2\pi \times 60$ [rad/s]
出力フィルタ	C_{out}	30[μF]
負荷インピーダンス	Z_n ($n=u,v,w$)	51.26[Ω]
負荷力率	$\cos\phi_L$	0.975
キャリア周波数	f_c	9[kHz]
転流期間	T_d	3.2[μs]

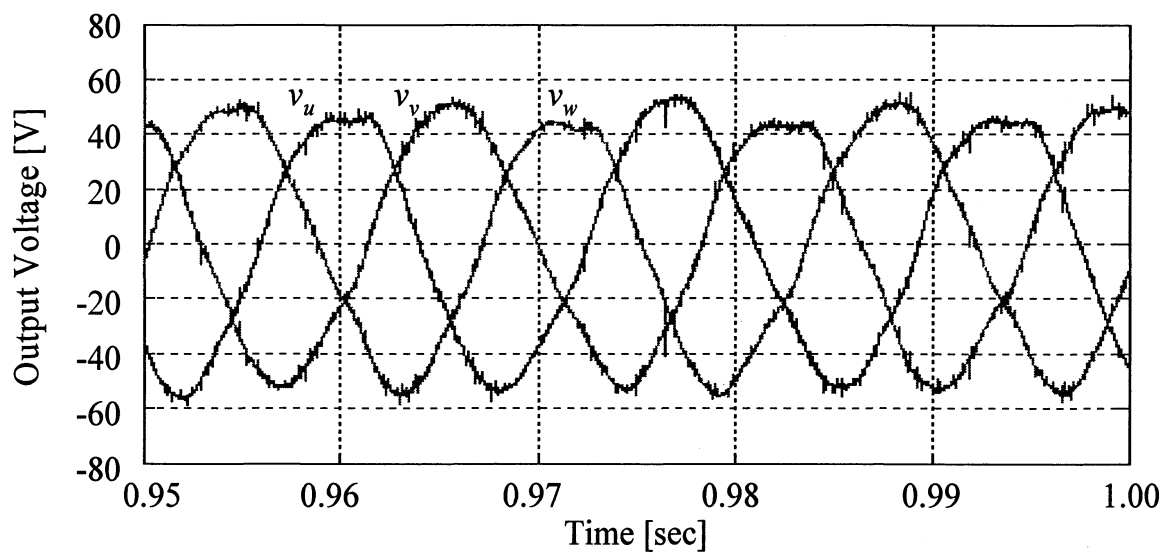


Fig. 4.5 実機実験結果 (出力電圧波形 v_u , v_v , v_w)

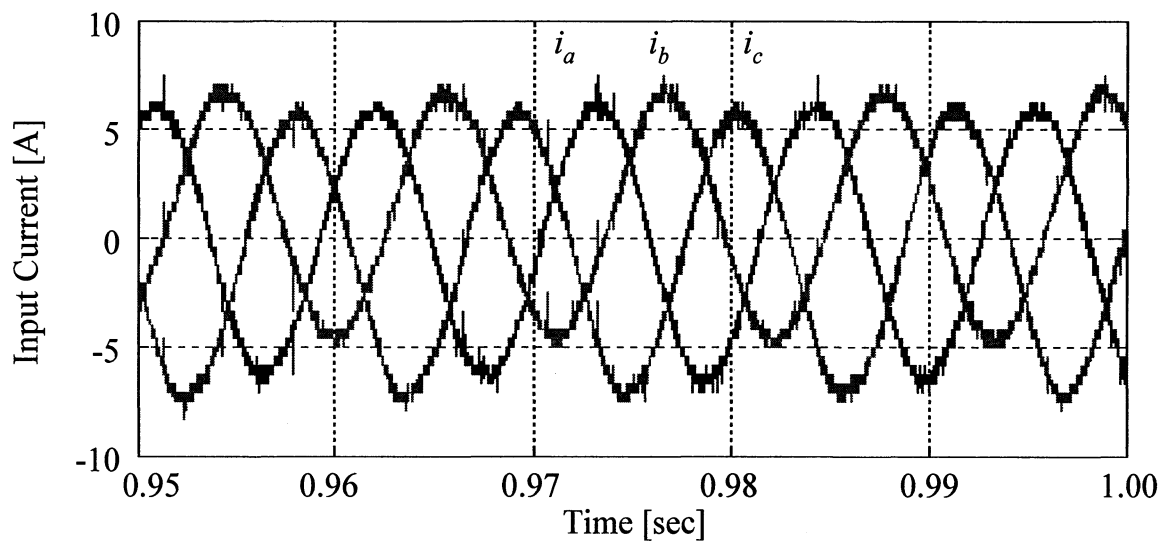


Fig. 4.6 実機実験結果 (入力電流波形 i_a , i_b , i_c)

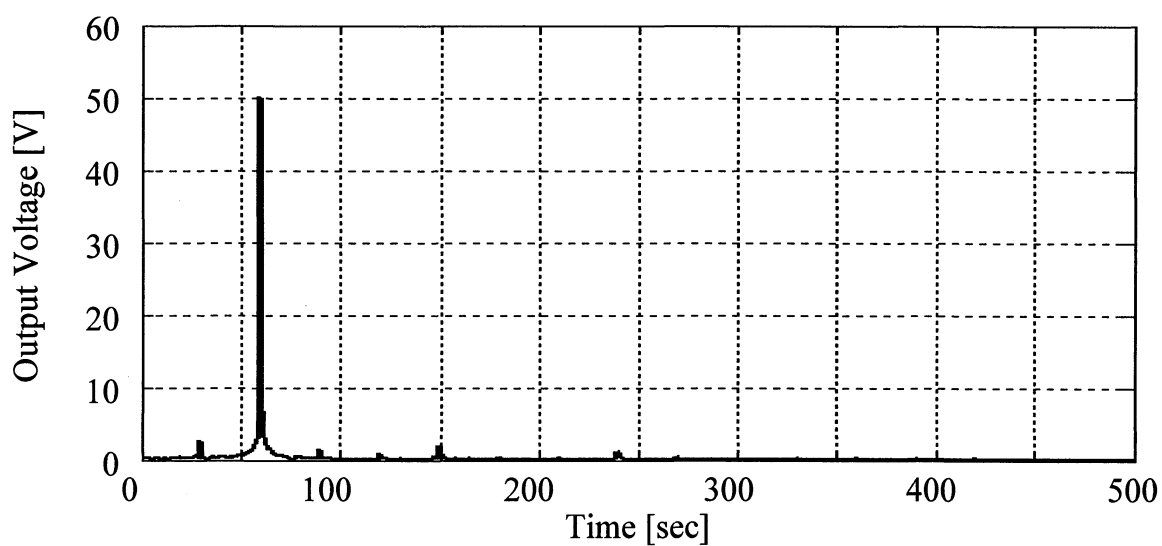


Fig. 4.7 出力 u 相電圧 FFT 解析結果

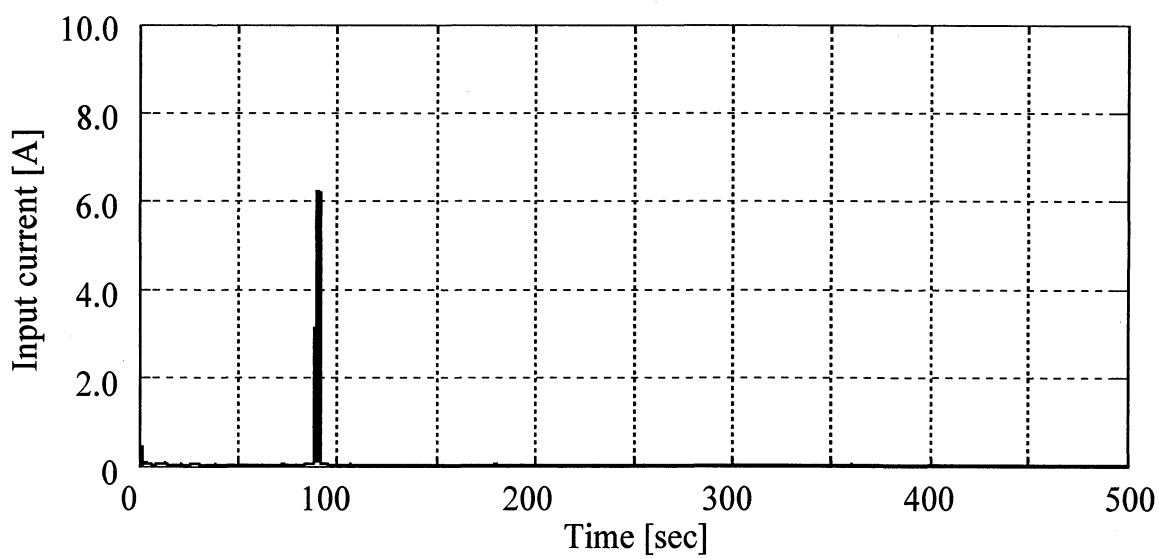


Fig. 4.8 入力 a 相電流 FFT 解析結果

第5章 結論

5.1 まとめ

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三相 4 線式を適用したシステムに対して所望の振幅・周波数の対称三相正弦波電圧を得る制御法を提案した．

所望の出力電圧を得るための制御式を導出し，その制御式を用いた場合に制御が可能な負荷の条件を導出した．これらの理論に関して，条件を満たす負荷を用いた場合で所望の電圧，周波数に制御が可能であることをシミュレーションにより確認した．また，実機実験により，昇圧動作，周波数変換が可能であることを確認した．

5.2 今後の課題

本研究では、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所望の振幅・周波数の対称三相正弦波電圧を得る制御法の有効性を示した。しかし、2.5 節で述べたとおり、制御可能な負荷条件が軽負荷時や高負荷力率時などに制限される。本システムは独立電源へ適用することを踏まえると、負荷が接続されていない状況(無負荷時)での出力電圧制御が要求される。したがって、無負荷時における出力電圧制御が今後の課題である。

また、実機実験による検証は定電圧源、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、負荷変動時における出力電圧制御の検証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)

参考文献

- [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 結線チョップ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] 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)
- [15] 小高章弘, 佐藤以久也, 大口英樹, 玉井康寛, 美根宏則, 伊東淳一:「仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づいたマトリックスコンバータの PAM 制御法」電学論 D, 126 巻 9 号, pp.1185-1192 (2006)
- [16] 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)
- [17] 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] 前島 剛志, 山村 直紀, 石田 宗秋:「単相3線式マトリックスコンバータの特性」 電子材料/電子デバイス/半導体電力変換合同研究会, EFM-09-042, EDD-09-076, SPC-09-143
- [2] 前島 剛志, 山村 直紀, 石田 宗秋:「マトリックスコンバータを用いた配電系統の性能向上に関する研究」 半導体電力変換研究会, SPC-10-111
- [3] Takeshi Maejima, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida:「Improvement of Quality of Electricity Distribution System using Matrix Converter」 ICEMS 2010 PS-PCI-38
- [4] 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/半導体電力変換合同研究会, EDD-10-084, SPC-10-141
- [5] 迫間 泰樹, 前島 剛志, 山村 直紀, 石田 宗秋:「三相4線式-単相3線式用マトリックスコンバータの入力電流歪みの補償法の検討」 パワーエレクトロニクス学会, JIPE-36-37

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、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 准教授 工学博士 駒田 諭先生に心より御礼申し上げます。

平成 20 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。