

— 三重大学 工学研究科 電気電子工学専攻 修士論文 —

全ての電源種のための  
ユニバーサルダイレクトコンバータの提案

令和元年度

三重大学工学研究科 電気電子工学研究科

豊 大樹

## 目次

|       |                           |    |
|-------|---------------------------|----|
| 1     | 序論                        | 4  |
| 1.1   | 本研究の背景                    | 4  |
| 1.2   | 本研究の目的                    | 6  |
| 1.3   | 本論文の構成                    | 7  |
| 2     | ユニバーサルダイレクトコンバータ          | 8  |
| 2.1   | 回路構成                      | 8  |
| 2.2   | 転流シーケンス                   | 10 |
| 3     | 提案システムの変調方式               | 15 |
| 3.1   | 各スイッチのデューティ比              | 15 |
| 3.2   | 変調の基本概念                   | 16 |
| 3.3   | 三相 AC 電源接続時               | 17 |
| 3.4   | DC 電源接続時                  | 19 |
| 3.5   | 単相 AC 電源接続時               | 20 |
| 3.6   | 三角波比較 PWM 法               | 21 |
| 4     | 数値シミュレーション                | 23 |
| 4.1   | 三相 AC 電源接続時               | 23 |
| 4.2   | DC 電源接続時                  | 30 |
| 4.2.1 | 入力フィルタが 3 レベルインバータと同一の場合  | 30 |
| 4.2.2 | 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合 | 38 |
| 4.3   | 単相 AC 電源接続時               | 46 |
| 4.3.1 | 入力フィルタが単相-三相 MC と同一の場合    | 46 |
| 4.3.2 | 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合 | 54 |
| 5     | 実機実証                      | 63 |
| 5.1   | 三相 AC 電源接続時               | 65 |
| 5.2   | DC 電源接続時                  | 68 |
| 5.2.1 | 入力フィルタが 3 レベルインバータと同一の場合  | 68 |
| 5.2.2 | 入力フィルタが MC 動作時と同一の場合      | 71 |
| 5.3   | 単相 AC 電源接続時               | 74 |
| 5.3.1 | 入力フィルタが単相-三相 MC と同一の場合    | 74 |
| 5.3.2 | 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合 | 77 |
| 6     | 結論                        | 80 |
| 6.1   | まとめ                       | 80 |
| 6.2   | 今後の予定                     | 81 |

|                  |    |
|------------------|----|
| 参考文献 .....       | 82 |
| 関連文献及び口頭発表 ..... | 86 |
| 謝辞 .....         | 87 |

# 1 序論

## 1.1 本研究の背景

近年、地球温暖化やエネルギー不足などといった観点から、省エネルギー技術が注目されてきており、電力変換器は益々研究されてきている。その結果、EV や電動工具のように出電力変換器が広く使用されてきている。最近では、さらなる省エネルギー化の実現のために電力変換器のさらなる高効率化、小型軽量化が求められている。しかし、現在電力変換器はアプリケーションごとに電源の種類(DC / 単相 AC / 三相 AC)に対応した電力変換器を用意する必要があります。例えば、交直流電車や無停電電源装置などがある。これは DC または AC 電源に応じて、トポロジをインバータまたはコンバータ・インバータに変更する必要がある[1][2][3][4]。さらに単相 AC と三相 AC でも、コンバータのトポロジ（回路構成）は異なるものとなる。

一般的に、家電や電気鉄道などに使用される単相 AC、三相 AC 電源から三相 AC に変換する AC/AC コンバータは、単相電力脈動を吸収するためなどの理由からコンバータ・インバータから成る間接型電力変換器が広く用いられている[5][6][7]。しかしこの方式ではコンバータ側とインバータ側の 2 段階の電力変換であるため損失が大きく、また、DC リンクコンデンサの体積も大きくなってしまったといった問題がある。一方、1980 年代から、サイクロコンバータやマトリクスコンバータ(以後、MC)といった直接型電力変換器が研究されてきている。MC は、9 つの双方向スイッチをスイッチングすることでエネルギーバッファ用の DC リンクを持たずに AC から AC への直接変換を実現する。MC は、間接型電力変換器よりも小型軽量化、寿命及び変換効率を向上させる可能性がある為、注目を集めている[8][9][10][11][12][13][14][15]。また、単相 AC 電源に対しては間接型電力変換器では DC リンク部で単相電力脈動を補償している[16][17][18]が、単相/三相 MC ではその一方法として、電力脈動補償用コンデンサやインダクタを入力側に挿入する方法が検討されている[19][20][21]。これまでの研究では、トポロジや単相脈動補償の基本原理が検討されている。しかしこれまでの単相/三相 MC の変調方式では複数のキャリア波を使用する等の複雑な制御が必要となる。

一方、DC/AC 変換には、3 レベルインバータと呼ばれるトポロジが存在する[22][23]。3 レベルインバータの中の一つに 2 レベルインバータと入力コンデンサの中性点電圧制御用の双方向スイッチから成る T 型と呼ばれるものが存在する。このトポロジは MC と同様に、電源側と負荷側の各相の電流経路にスイッチを設けることで電力変換を実現している。3 レ

ベルインバータのトポロジは MC に非常に類似しているが、研究では類似性は言及されていない。もし AC/AC 変換と DC/AC 変換の異なる二つの電力変換を一つのトポロジで実現できる場合、全ての電源種のための新しい電力変換器となり得る。つまり、システムや電源種に応じて電力変換器を交換する必要がなくなる。また、3 レベルインバータの研究では、中性点電圧の変動によって発生する出力歪みを抑制するために中性点電圧変動抑制制御が研究されてきている。そのうちの研究のひとつは、フィードバック制御を用いて中性点電圧を制御している[24][25]。

## 1.2 本研究の目的

本研究では、MC トポロジを使用して三相 AC、単相 AC、DC 電源用の新しいユニバーサルダイレクトコンバータ（和訳：交直両用直接形電力変換器）を提案する。どんな電源種が接続されている場合でも、提案するシステムは任意の振幅、周波数の三相 AC を出力可能である。本研究で提案するユニバーサルダイレクトコンバータが実現すれば大量生産化が可能となり、コストカットに繋がる。また、現在複数の電源を使用する場合にはコンバータ/インバータ方式が使用されているが、ユニバーサルダイレクトコンバータであれば MC に基づいた回路であるため、小型化や高効率化が見込める。本研究は、石黒らの手法[8]に基づいて、制御方式を提案する。これは、仮想 DC リンクの概念を導入した Venturini の手法[9]と同等である。仮想 DC リンクの概念によってスイッチングによる入力電流制御を適用することができる。これを利用して、単相 AC、三相 AC または DC 電源に対して、それぞれ同じトポロジを用いて 3 レベルインバータまたは一般的な MC 動作を実行できる。DC/AC 変換の場合は入力電流指令を変更することにより、MC 回路を 3 レベルインバータとして動作することが可能となる。3 レベルインバータ動作の場合、平均入力電流はスイッチングによって制御されるため、提案されたシステムはフィードバック制御なしで中性点電圧制御が可能となる。また、MC では短絡や負荷開放を防ぎながら電流を転流するスイッチング方式が提案されている[26][27][28]。DC/AC 変換を行うインバータにも電源短絡を防ぎながらスイッチングする一般的な手法にデッドタイムを挿入する手法が存在するが、デッドタイム挿入法は電源から流れる電流の経路が失われるため、出力電圧に誤差が生じてしまう。そのため、デッドタイムによる誤差を補償する手法が研究されてきている[29][30][31][32]。そこで、MC のトポロジと転流法を用いて 3 レベルインバータを実現することによって、デッドタイムの挿入が不要となり、電流経路が失われることなく電源の短絡や負荷開放を防止できる。

一方、単相 AC 電源に対しても、複雑な制御や変調方式を必要とせず、入力電流指令を変更することのみで単相/三相 MC として動作可能である。

その上で本論文では、シミュレーションと実機による実証から提案システムの有効性を確認する。

以上より、本研究における目的をマトリクスコンバータに基づくユニバーサルダイレクトコンバータおよび、この制御方式の提案とその実証と定める。

## 1.3 本論文の構成

本論文は、全 6 章から構成される。

第 1 章では、本研究の背景について、既存の電力変換手法から交直両用電力変換器の社会的意義について述べたのち、本研究で基礎とする 3 レベルインバータとマトリクスコンバータの概要を述べた。これらから本研究における目的を、三相/単相交流、直流電源いずれにも対応できるユニバーサルダイレクトコンバータの変調方式の提案、基礎実証と定めた。

第 2 章では、本研究で提案するユニバーサルダイレクトコンバータのトポロジについて説明したのち、マトリクスコンバータや 3 レベルインバータ用制御方式の応用など提案システムに必要な既存手法について述べる。

第 3 章では、本研究で使用する既存の変調方式について説明したのち、電源種の変更に対してどのようにして対応していき、その結果どのような出力が得られるか述べる。

第 4 章では、提案システムに三相 AC 電源、DC 電源、単相 AC 電源それぞれを接続した場合の数値シミュレーション検証を行い、提案システムの有効性を確認する。

第 5 章では、提案システムに三相 AC 電源、DC 電源、単相 AC 電源それぞれを接続した場合の実機実証を行い、シミュレーション検証結果との整合性を確認し、提案システムのさらなる有効性を示す。

第 6 章では、本論文の述べたことのまとめと第 4 章の数値シミュレーションによる検証結果と第 5 章の実機実証の結果から確認でき、今後解決すべき課題を述べる。

## 2 ユニバーサルダイレクトコンバータ

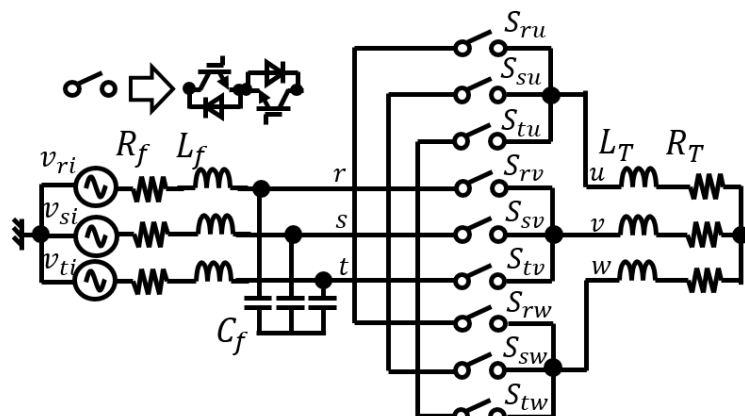
本章では、提案するユニバーサルダイレクトコンバータのトポロジと使用する電源短絡や負荷短絡防止策について述べる。

### 2.1 回路構成

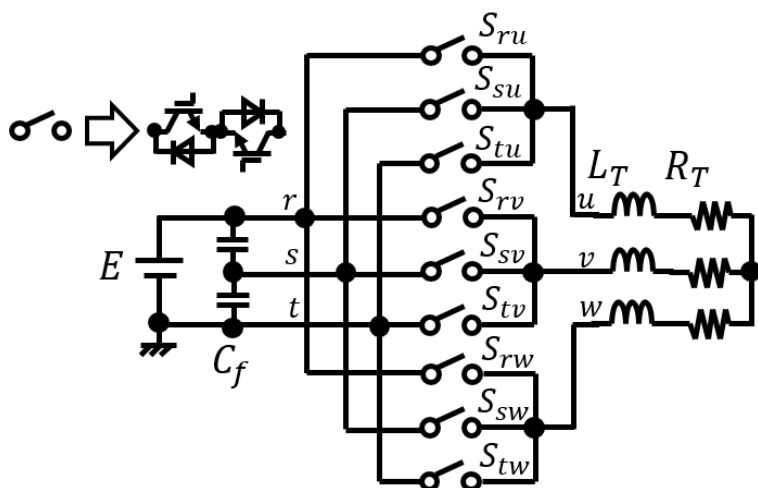
本研究が提案するユニバーサルダイレクトコンバータの回路構成を Fig. 2.1.1 に示す。三相 AC 電源、DC 電源、単相 AC 電源を接続する場合の回路構成を、それぞれ Fig. 2.1.1 の(a), (b) 及び(c)に示す。(a)~(c)は、それぞれ一般的な三相-三相 MC、3 レベルインバータ、単相-三相 MC として動作する。本論文では、第一に同一の主回路のみを使用して基本的なスイッチング動作を検証するため、本章では三相交流、単相交流、直流電源接続の各条件において、入力フィルタをそれぞれ従来の三相-三相 MC、3 レベルインバータ、単相-三相 MC と同一のものとした場合のユニバーサルダイレクトコンバータの動作について説明する。

ただし、第4, 5章では入力フィルタ部分も含めた回路全体の構成が三相-三相 MC 動作時と同一である場合についても実証を行う。

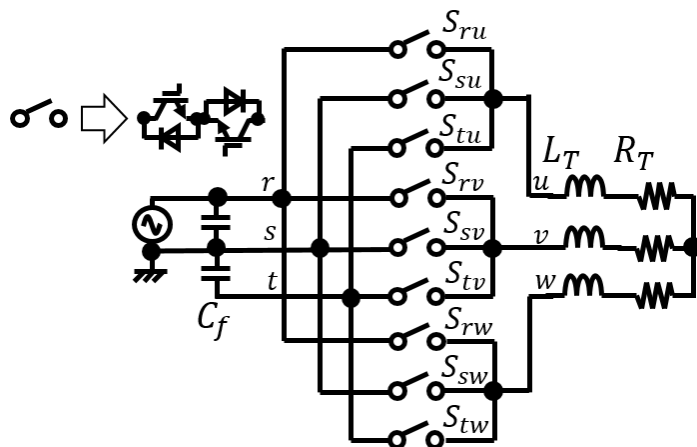




(a) 三相 AC 電源接続時



(b) DC 電源接続時



(c) 単相 AC 電源接続時

Fig. 2.1.1 本研究でのユニバーサルダイレクトコンバータの回路構成

## 2.2 転流シーケンス

ユニバーサルダイレクトコンバータの主回路は還流ダイオード付き IGBT 二つから成る双方向スイッチを9つ用いて構成されている。実際のスイッチはターンオフ時間等の動作遅延が存在する。従って、このような特性を考慮せずに各スイッチにゲート信号が与えられると、入力側は電源短絡が、出力側は負荷開放が発生する可能性がある。よって、一般的に MC では、電源短絡や負荷開放を引き起こすことなく、いくつかのステップでスイッチを切り替えて転流する方法を使用する。本研究では、出力相電流の方向に依存する電流転流と呼ばれる転流法を使用している。

電流転流を使用する場合の転流シーケンスについて説明する。電流転流は、各出力相の電流方向に基づいてスイッチ切替のアルゴリズムを決定する。Fig. 2.2.1 に MC のある相の転流モデルを示す。入力側から出力側に電流を流すスイッチを  $p$  として、出力側から入力側に電流を流すスイッチを  $n$  として定義している。Fig. 2.2.1 の転流モデルで負荷電流の極性が  $i_{load} > 0$  である状態で電源  $v_1$  から電源  $v_2$  に転流する場合のスイッチングパターンと出力電圧を Fig. 2.2.2 に示す。電源  $v_1$  から電源  $v_2$  に転流するということは、スイッチ  $S_1$  が ON,  $S_2$  が OFF の状態から  $S_1$  を OFF,  $S_2$  を ON にするということである。この状態のとき、以下の転流シーケンスに従って転流時間  $T_d$  で各スイッチを切り替えることによって電源短絡と負荷開放を防いでいる。

- ①  $S_{1n}$  : OFF
- ②  $S_{2p}$  : ON
- ③  $S_{1p}$  : OFF
- ④  $S_{2n}$  : ON

一方、従来のインバータでは、電源短絡防止策としてデッドタイムを挿入するのが一般的である。従来のインバータにデッドタイムが挿入される場合について説明する。Figure 2.2.3 にインバータの転流モデルを示す。Figure 2.2.3 の転流モデルで電源  $E/2$  から電源  $-E/2$  に転流する場合のスイッチングパターンと出力電圧を Fig. 2.2.4 に示す。初期状態では  $S_1$  が ON で  $S_2$  は OFF である。2つのスイッチを切り替える際にデッドタイム  $T_{dead}$  を挿入することによって、電源短絡が防止される。デッドタイムを挿入した場合は、オン時間が短縮され、平均出力電圧が低下する。そのため、デッドタイムによる出力電圧誤差を補償する方法が研究されてきている[29][30][31][32]。

本研究では、MC と同様に DC 電源を使用する場合でも電源短絡防止策として転流シーケンスを使用することを提案する。Fig. 2.2.5 の転流モデルで電源  $E/2$  から電源  $-E/2$  に転流する場合のスイッチングパターンと出力電圧を Fig. 2.2.6 に示す。初期状態では  $S_{1p}$  と  $S_{1n}$  が ON で  $S_{2p}$  と  $S_{2n}$  が OFF である。スイッチングは上記の MC の転流シーケンスと同様である。こ

の場合、従来のスイッチングパターンとは異なり、出力側から入力側への電流の流れをブロックしながら、入力側から出力側へ電流を流すスイッチを ON にすることができる。これにより、オン時間を短縮することなく、電源短絡と負荷開放を防止しながらスイッチング可能である。

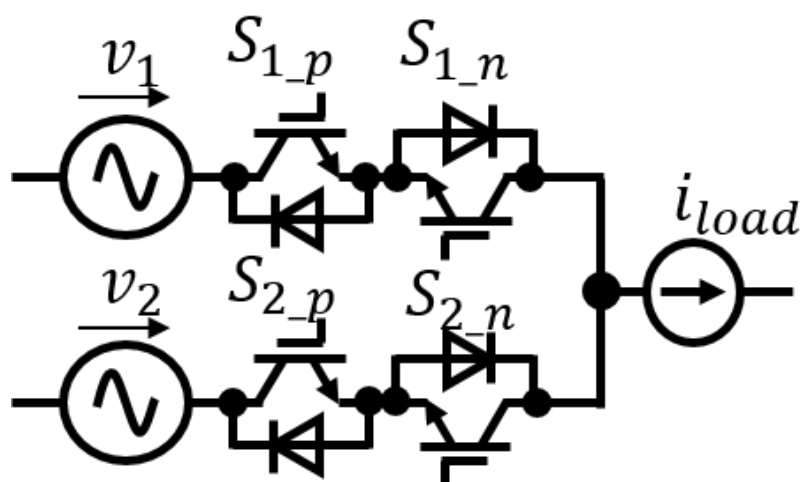


Fig. 2.2.1 MC の転流モデル

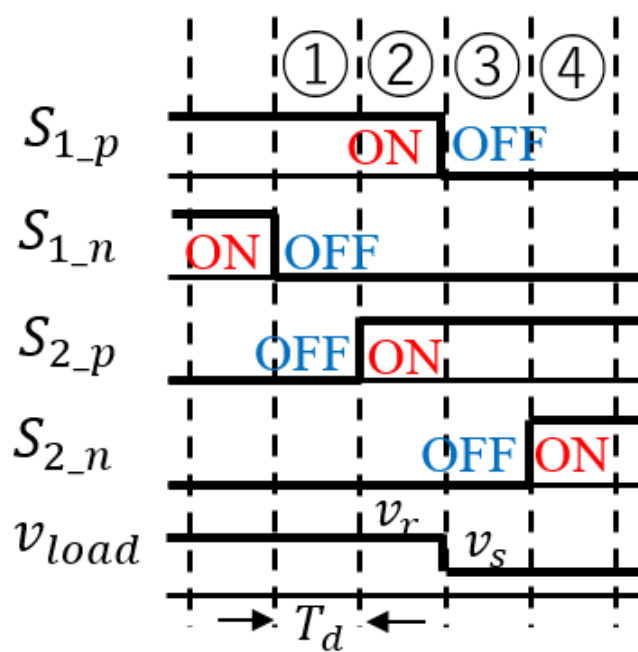


Fig. 2.2.2 MC の転流シーケンス

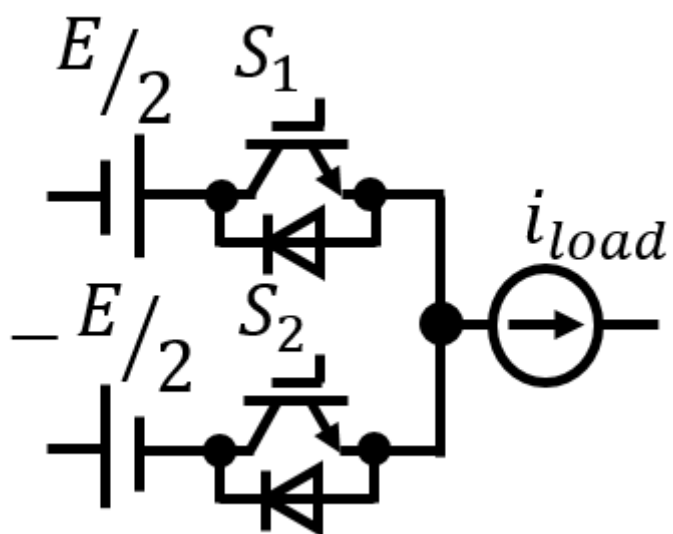


Fig. 2.2.3 インバータの転流モデル

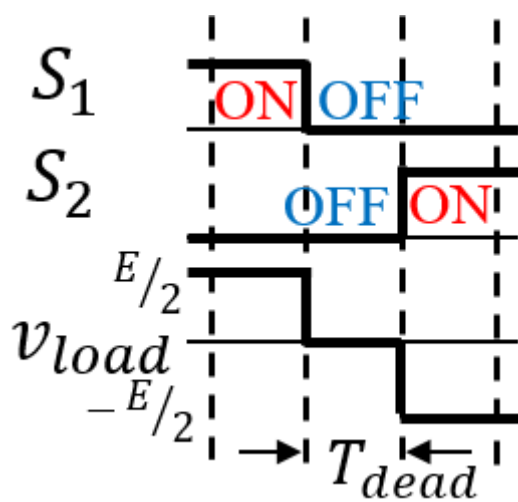


Fig. 2.2.4 インバータのデッドタイム挿入

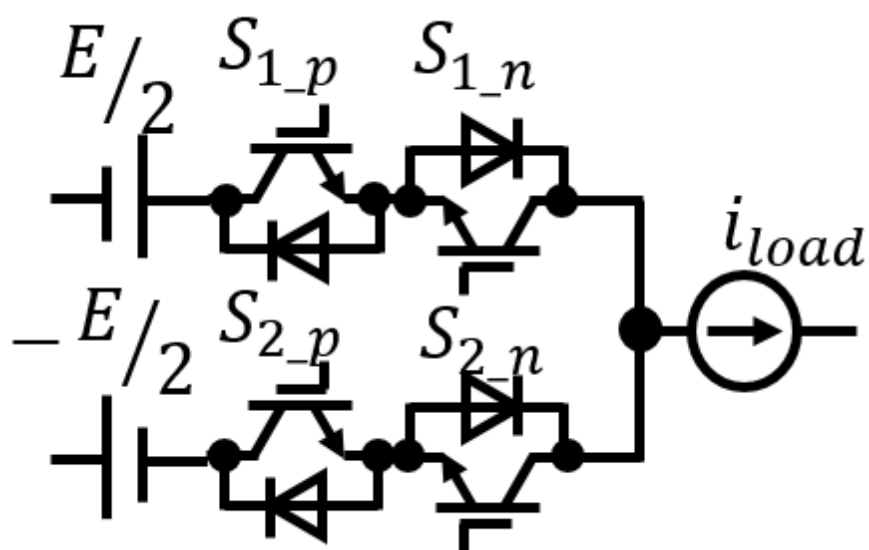


Fig. 2.2.5 ユニバーサルダイレクトコンバータ(DC 電源接続時)の転流モデル

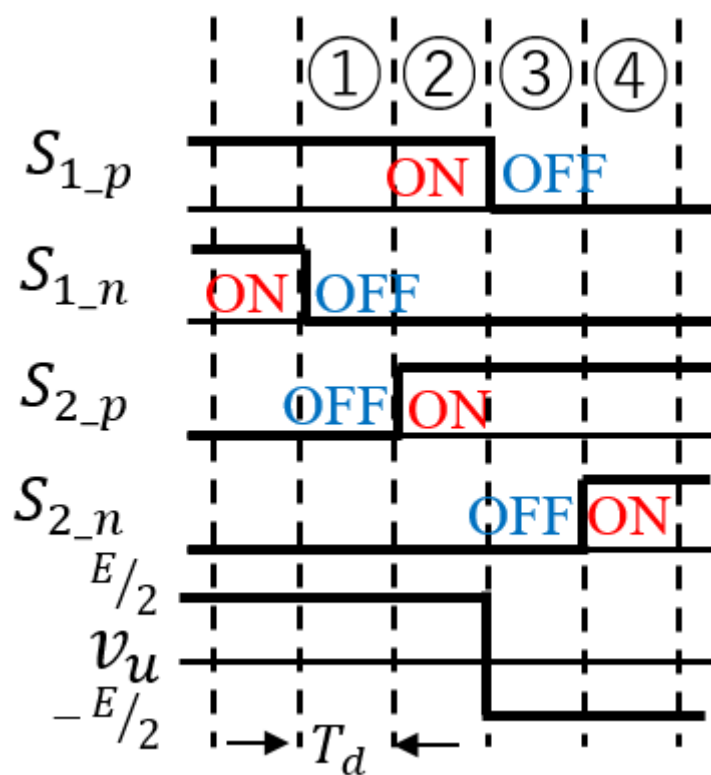


Fig. 2.2.6 インバータの転流シーケンス

### 3 提案システムの変調方式

本章では提案システムで使用する変調方式について説明し、電源種の違いにどのように対応するか述べる。本研究の提案システムは、従来の MC の変調方式を使用しています[8]。MC の変調方式には、Venturini 氏の方式[9]、仮想間接方式[10]、空間ベクトル方式[11]、などいくつかの変調方式が存在する。その中で、[8]の方式は Venturini 氏の方式に仮想 DC リンクの考えを導入している。従って、本方式は入力側と出力側の 3 相から 2 相への電圧変換に基づいて、MC のデューティ比を生成する。本システムは三相 AC 電源を使用した場合は MC 動作を行い、変調方式は[8]を使用する。単相 AC 電源を使用し MC 動作を行う場合と、DC 電源を使用し 3 レベルインバータ動作を行う場合は、入力電流指令を変更して対応することを提案する。

#### 3.1 各スイッチのデューティ比

Figure 2.1.1 のスイッチ  $S_{xy}$  のデューティ比は次のように定義される。

$$d_{ur} = \frac{(T_s \text{ 内の } S_{xy} \text{ の ON 時間})}{T_s} \quad (3.1.1)$$

$$x \in \{u, v, w\}, y \in \{r, s, t\}$$

このとき、 $T_s$  はキャリア周期である。

ここで、デューティ比の制約条件を以下に示す。

$$\begin{cases} d_{ur} + d_{us} + d_{ut} = 1 \\ d_{vr} + d_{vs} + d_{vt} = 1 \\ d_{wr} + d_{ws} + d_{wt} = 1 \end{cases} \quad (3.1.2)$$

つまり、ON 時間の合計は  $T_s$  である必要がある。

$T_s$  内の平均の出力電圧  $\bar{v}_x$  は入力電圧を  $\bar{v}_x$  としたとき以下のようにになる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \\ \bar{v}_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ur} & d_{us} & d_{ut} \\ d_{vr} & d_{vs} & d_{vt} \\ d_{wr} & d_{ws} & d_{wt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (3.1.2)$$

## 3.2 変調の基本概念

提案システムは入力  $dq$  軸電圧を意味する入力側の空間ベクトルからの仮想 DC リンクを使用する。入力電圧の  $d$  または  $q$  軸から、仮想 DC リンク電圧  $E_{const}$  が導出でき、この電圧から出力電圧への変換は次のように導出できる。

$$E_{const} = [X_1 \quad X_2 \quad X_3] \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \\ \bar{v}_w \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} E_{const} \quad (3.2.2)$$

ここで、 $A$  は振幅変調率である。

(3.2.1)式の  $X$  関数は正規化された入力電流指令であり、さらに  $d$  または  $q$  軸の変換ベクトルであり、軸は入力電圧ベクトルの同相成分を取得するように決定される。(3.2.2)式の  $Y$  関数は、正規化された出力相電圧指令である。

三相 AC 電源、単相 AC 電源、DC 電源のそれぞれの電源で所望の周波数、振幅の出力を得るための対応法は次節より順に述べる。



### 3.3 三相 AC 電源接続時

三相 AC 電源を接続している場合、電源相電圧( $v_{ri}, v_{si}, v_{ti}$ )及び主回路の入力相電圧( $v_r, v_s, v_t$ )は、次のように記述できる。

$$\begin{bmatrix} v_{ri} \\ v_{si} \\ v_{ti} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t - \delta) \\ \cos(\omega_i t - \delta - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t - \delta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.2)$$

ここで、 $V_i$ は電源相電圧振幅、 $V$ は主回路の入力相電圧振幅、 $\omega_i$ は電源電圧角周波数、 $\delta$ は入力フィルタによる位相遅れである。

三相 AC 電源を接続した場合の、仮想 DC リンク電圧を得るための入力電流指令である  $X$  関数を

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi_i + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.3)$$

と定義する。ここで $\varphi_i$ は入力電流位相遅れ指令である。

出力電圧には対称三相交流を得るために、出力電圧指令である  $Y$  関数は以下のように定義する。

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.4)$$

ここで、 $\omega_o$ は出力電圧角周波数指令、 $\varphi_o$ は出力電圧位相遅れ指令である。

式(3.2.1)に式(3.2.2)を代入すると、デューティ比の式は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} d_{ur} & d_{us} & d_{ut} \\ d_{vr} & d_{vs} & d_{vt} \\ d_{wr} & d_{ws} & d_{wt} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \end{bmatrix} \quad (3.3.5)$$

しかし、式(3.3.5)のままでは、式(3.3.3)と(3.3.4)を式(3.3.5)に代入した場合、各出力相のデューティ比の合計が 0 となってしまう、式(3.1.2)の制約条件を満たさなくなってしまう。従って、零相成分を操作する  $h$  関数を導入して、式(3.3.6)を記述し直すと以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} d_{ur} & d_{us} & d_{ut} \\ d_{vr} & d_{vs} & d_{vt} \\ d_{wr} & d_{ws} & d_{wt} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_r & h_s & h_t \\ h_r & h_s & h_t \\ h_r & h_s & h_t \end{bmatrix} \quad (3.3.6)$$

$$h_r + h_s + h_t = 1 \quad (3.3.7)$$

h 関数は上記の式(3.3.7)を満たす様々なケースが存在する。参考文献[]には MC の最大電圧利用率を 0.866 まで上昇可能な特別な h 関数が紹介されているが、本論文では零相電圧を 0 にするために h 関数は以下のように定義する。

$$h_r = h_s = h_t = \frac{1}{3} \quad (3.3.8)$$

式(3.3.6)より提案システムは変調された三相 AC を出力可能である。

式(3.2.2)に式(3.2.1)を代入したものに式(3.3.1)~(3.3.3)を代入すると以下のように平均の出力相電圧の式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \\ \bar{v}_w \end{bmatrix} = \frac{3}{2} AV \cos(\varphi_i + \delta) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.9)$$

これより平均の出力線間電圧は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{uv} \\ \bar{v}_{vw} \\ \bar{v}_{wu} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \sqrt{3} AV \cos(\varphi_i + \delta) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3.10)$$

三相-三相 MC は通常の動作での電圧利用率は 1/2 である。よって振幅変調率の範囲は

$$0 \leq A \leq \frac{1}{3} \quad (3.3.11)$$

となる。

### 3.4 DC 電源接続時

DC 電源を接続した場合、計算を簡単にするために入力側フィルタがコンデンサのみで構成されていると仮定すると、入力相電圧( $v_r, v_s, v_t$ )は以下ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E/2 \\ 0 \\ -E/2 \end{bmatrix} \quad (3.4.1)$$

ここで、 $E$  は DC 電源の電圧である。

3 レベルインバータでは、入力コンデンサの中性点はフローティング状態であるため、中性点に電流が流れ込むと中性点電圧 $v_s$ は 0 とならず変動する。従って、中性点の制御を行わない場合、出力電圧に歪みが生じる。そのため、中性点電圧を制御する必要がある。本システムでは仮想 DC リンク電圧を得るための X 関数は入力電流指令でもあるので、X 関数で入力電流をオープンループ的に制御可能である。これにより、平均の中性点電流は 0[A]に維持可能である。よって X 関数は以下のように設定する。

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}. \quad (3.4.2)$$

Y 関数は、三相 AC 電源接続時同様に出力電圧には対称三相交流を得るために、(3.3.4)式で定義する。同様にデューティ比と h 関数もそれぞれ(3.3.6), (3.3.8)式で与える。このとき、ユニバーサルダイレクトコンバータは 3 レベルインバータとして動作する。

式(3.2.2)に式(3.2.1)を代入したものに式(3.4.1), (3.4.2), (3.3.3)を代入すると以下のように平均の出力相電圧の式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \\ \bar{v}_w \end{bmatrix} = AE \cos(\varphi_i + \delta) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4.3)$$

これより平均の出力線間電圧は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{uv} \\ \bar{v}_{vw} \\ \bar{v}_{wu} \end{bmatrix} = \sqrt{3}AE \cos(\varphi_i + \delta) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4.4)$$

3 レベルインバータも通常の動作での電圧利用率は 1/2 である。よって振幅変調率の範囲は

$$0 \leq A \leq \frac{1}{2} \quad (3.4.5)$$

となる。

### 3.5 単相 AC 電源接続時

単相 AC 電源接続時は、スイッチングによって Fig. 2.1.1(c)の s と t 相に接続されている入力コンデンサの電圧が  $E[V]$  になると仮定すると、入力相電圧( $v_r, v_s, v_t$ )は以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \cos(\omega_i t) \\ 0 \\ -E \end{bmatrix} \quad (3.5.1)$$

この時、(3.2.1)式より  $E_{const}$  の値が直流値となる様に X 関数を設定すると以下のようになる。

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \\ -\cos(\omega_i t + \varphi_i) - \frac{V_i}{2E} \cos(2\omega_i t + \varphi_i) \\ \frac{V_i}{2E} \cos(2\omega_i t + \varphi_i) \end{bmatrix} \quad (3.5.2)$$

Y 関数は、三相 AC 電源、DC 電源接続時同様に出力電圧には対称三相交流を得るために、(3.3.4)式で定義する。同様にデューティ比と h 関数もそれぞれ(3.3.6), (3.3.8)式で与える。このとき、ユニバーサルダイレクトコンバータは単相-三相 MC として動作する。

式(3.2.2)に式(3.2.1)を代入したものに式(3.5.1), (3.5.2), (3.3.3)を代入すると以下のよう平均の出力相電圧の式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_u \\ \bar{v}_v \\ \bar{v}_w \end{bmatrix} = \frac{1}{2} A v_i \cos(\varphi_i) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5.3)$$

これより平均の出力線間電圧は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{uv} \\ \bar{v}_{vw} \\ \bar{v}_{wu} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} A v_i \cos(\varphi_i) \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5.4)$$

単相電源接続時の電圧利用率は、単相-三相 MC として動作している場合の解析が完了しないと不明の為、電圧利用率の解明は今後の課題とする。振幅変調率の範囲は式(3.3.6)に(3.3.4), (3.5.2)を代入した時のデューティ比が 0 から 1 の範囲である必要があるので

$$0 \leq A \leq \frac{1}{3 \left(1 + \frac{v_i}{2E}\right)} \quad (3.5.5)$$

となる。

### 3.6 三角波比較 PWM 法

本システムでは三角波比較 PWM 法を用いてデューティ比からスイッチの ON 信号を作成する。3.3, 3.4, 3.5 節で設定したそれぞれの電源種の場合の X 関数, Y 関数, h 関数, 振幅変調率 A を式(3.3.6)に代入するとデューティ比が得られる。デューティ比とキャリア波である三角波と比較する。Fig. 3.6.1 に, 出力 u 相のデューティ比と ( $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$ ) のスイッチング信号の関係の例を示す。 $d_{ru} > V_{Tri}$  の場合,  $S_{ru}$  が ON となる。 $(d_{ru} + d_{su}) > V_{Tri}$  かつ  $S_{ru}$  が OFF であるとき,  $S_{su}$  が ON となる。 $(d_{ru} + d_{su} + d_{tu}) > V_{Tri}$  かつ  $S_{ru}$  と  $S_{su}$  が OFF であるとき,  $S_{tu}$  が ON となる。同様に, 他の出力相のスイッチは, 一般的に以下のアルゴリズムによって与えられる。

```

If  $d_{rx} > V_{Tri}$ 
    turnON( $S_{rx}$ ); turnOFF( $S_{sx}, S_{tx}$ );
Else if  $(d_{rx} + d_{sx}) > V_{Tri}$ 
    turnON( $S_{sx}$ ); turnOFF( $S_{rx}, S_{tx}$ );
Else if  $(d_{rx} + d_{sx} + d_{tx}) > V_{Tri}$ 
    turnON( $S_{tx}$ ); turnOFF( $S_{rx}, S_{sx}$ );
where  $x \in \{u, v, w\}$ .
    
```

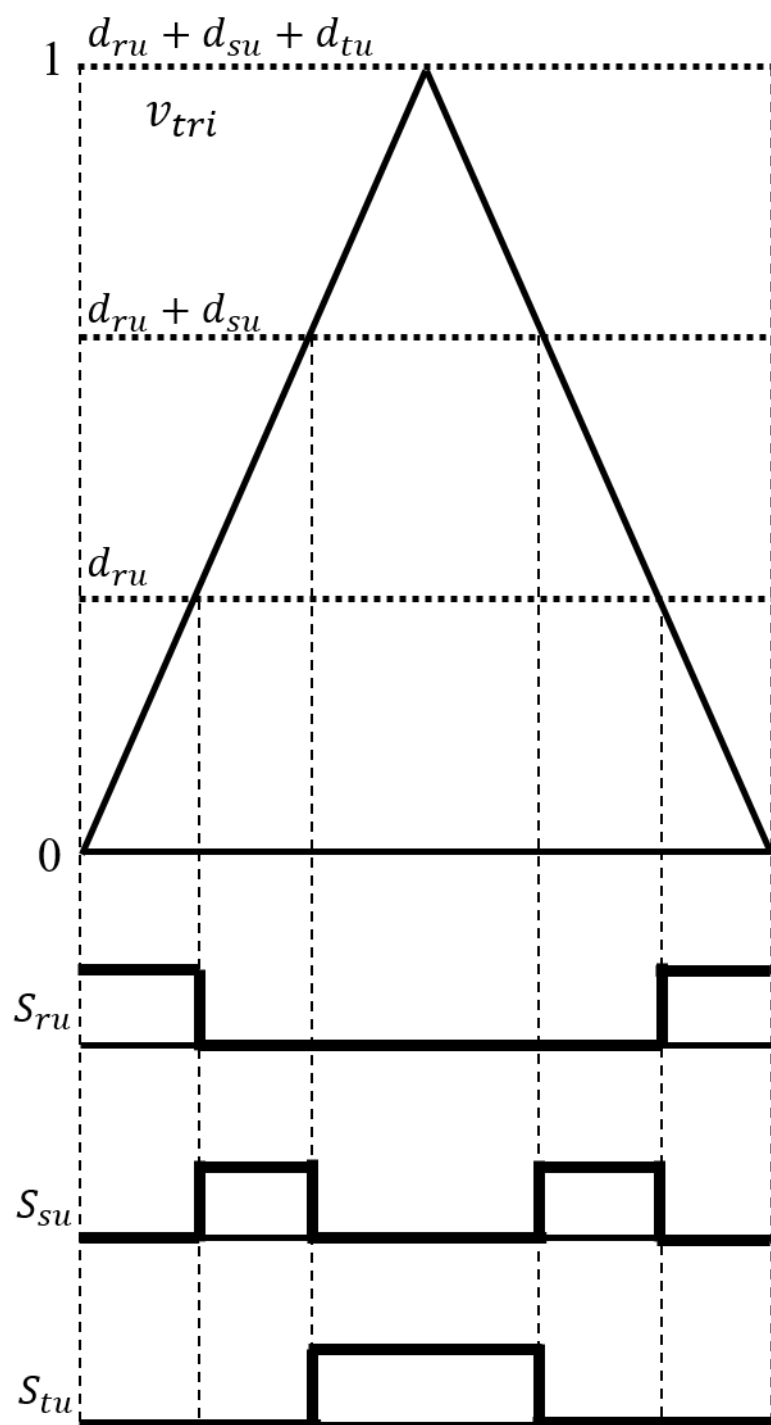


Fig. 3.6.1 三角波比較 PWM 法

## 4 数値シミュレーション

本章では 3 章で提案した変調方式で、ユニバーサルダイレクトコンバータの入力が三相 AC 電源の場合は三相-三相 MC として、DC 電源の場合は 3 レベルインバータとして、単相 AC 電源の場合は単相-三相 MC として動作しているかどうかの検証を行う。なお、スイッチは全て理想スイッチを用い、ユニバーサルダイレクトコンバータの入力側は定電圧源とする。

### 4.1 三相 AC 電源接続時

本節では、入力に三相 AC 電源を接続する。Fig. 2.1.1(a)のシミュレーションパラメータを Table. 4.1.1 に示す。入力力率を 1 に設定するために、入力電流位相遅れ指令 $\phi_i$ を 0[deg]として定義している。さらに、双方向スイッチの IGBT とダイオードの電圧降下を模擬するために各相のスイッチに 1.6[Ω]の抵抗を直列に接続する。

シミュレーション結果を Fig. 4.1.1~4.1.7 に示す。Fig. 4.1.1 は入力線間電圧( $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ ), Fig. 4.1.2 は入力電流, Fig. 4.1.3 は出力線間電圧, Fig. 4.1.4 は出力電流, Fig. 4.1.5 はスイッチ  $S_{ru}$ ,  $S_{su}$ ,  $S_{tu}$  の両端電圧と電流である。Fig. 4.1.6 は Fig. 4.1.1~4.1.5 の結果をまとめたものである。スイッチの両端電圧と電流は  $S_{ru}$  の結果を抜粋している。Fig. 4.1.2 から、ユニバーサルダイレクトコンバータの主回路の入力電流の高調波が電源電流の入力フィルタによって除去されていることが分かる。Fig. 4.1.3 から、出力線間電圧に PWM 波形が生成されることが分かる。Fig. 4.1.4 の出力電流から、三相交流が出力されていることが確認できる。Fig. 4.1.5 から、スイッチの電圧と電流にはサージ電流・電圧、共に発生していないことが分かる。これらの結果から数値シミュレーションでは、ユニバーサルダイレクトコンバータが三相-三相 MC として電力変換が可能であることが確認できる。

また Fig. 4.1.7 に出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果より指令周波数通りに出力電流が発生できていることが確認できた。本手法ではマトリクスコンバータの回路構成、変調方式を基に設計しているため、従来と同等の変換が確認できたといえる。

さらに同じ回路パラメータで転流シーケンスによる出力電圧誤差とスイッチの ON 電圧降下の影響を無視するために、理想スイッチを用いて転流シーケンスを使用せず、ダイオードの電圧降下を模擬するための各相のスイッチを除いた条件でシミュレーションを行った。その場合の出力線間電圧と式(3.3.10)に基づく出力線間電圧の理論値を同じローパスフィルタ(ゲイン 1, カットオフ周波数 500[Hz])後の波形を Fig. 4.1.8 に示す。この結果より、出力線間電圧はスイッチングノイズが残っているため多少の振動はしているが、理論値と一致

している。

以上のシミュレーションの検証結果から提案手法により任意の振幅・周波数に電力変換可能であることが確認できた。



Table 4.1.1 シミュレーションパラメータ(三相 AC 電源接続時)

|   |                  |
|---|------------------|
| Source voltage $V_i$                    | $30\sqrt{2}$ [V] |
| Input angular frequency $\omega_i$      | $120\pi$ [rad/s] |
| Input filter inductor $L_f$             | 300[ $\mu$ H]    |
| Input filter reactor $R_f$              | 35[m $\Omega$ ]  |
| Input filter capacitor $C_f$            | 100[ $\mu$ F]    |
| Load resistance $R_T$                   | 1.5[ $\Omega$ ]  |
| Load inductance $L_T$                   | 10[mH]           |
| Amplitude modulation ratio A            | 1/8              |
| Output angular frequency $\omega_o$     | $100\pi$ [rad/s] |
| Input current lag reference $\varphi_i$ | 0[deg]           |
| Carrier frequency $f_c$                 | 10[kHz]          |
| Commutation time                        | 2[ $\mu$ s]      |

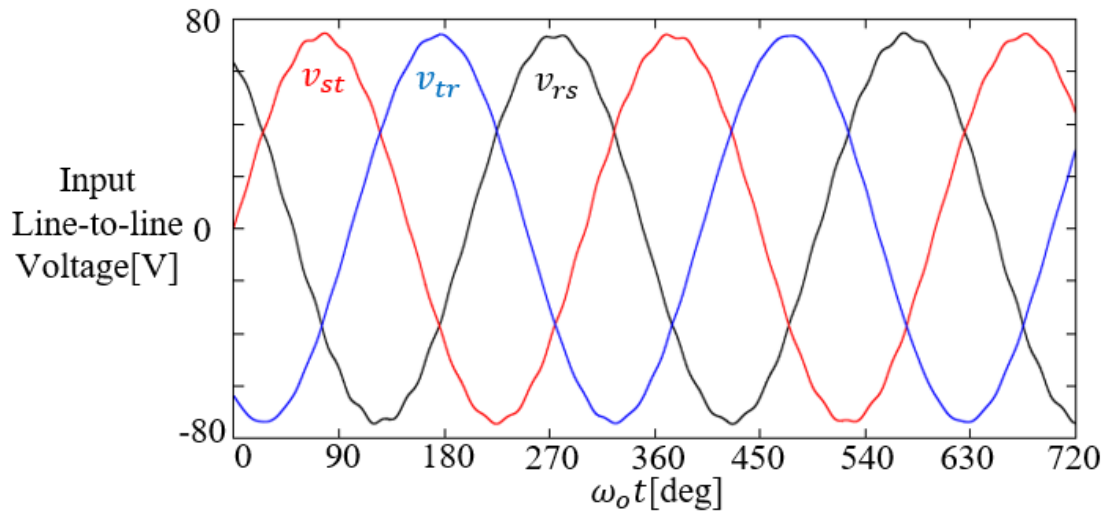


Fig. 4.1.1 入力線間電圧(三相 AC 電源接続時)

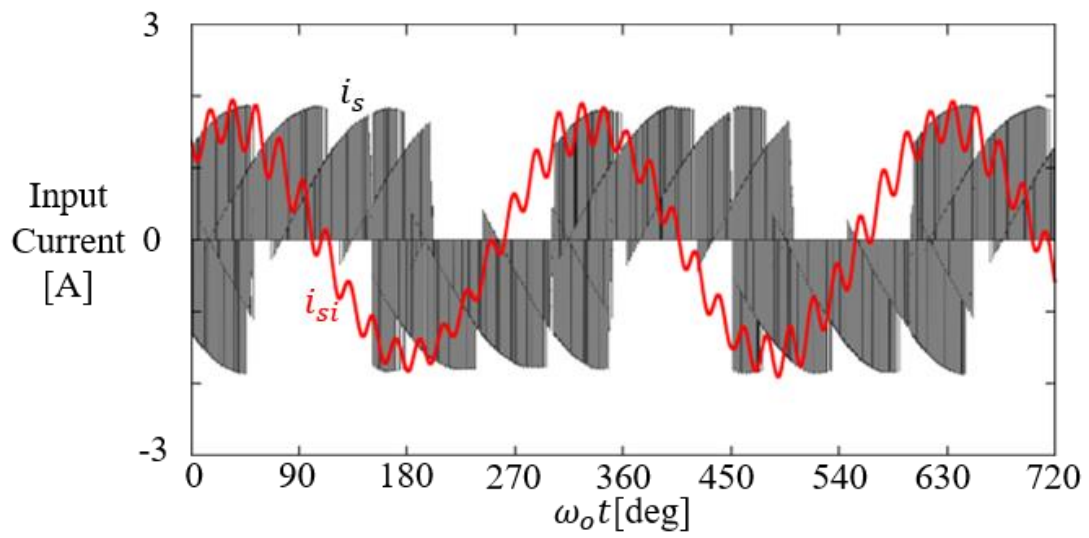


Fig. 4.1.2 入力電流(三相 AC 電源接続時)

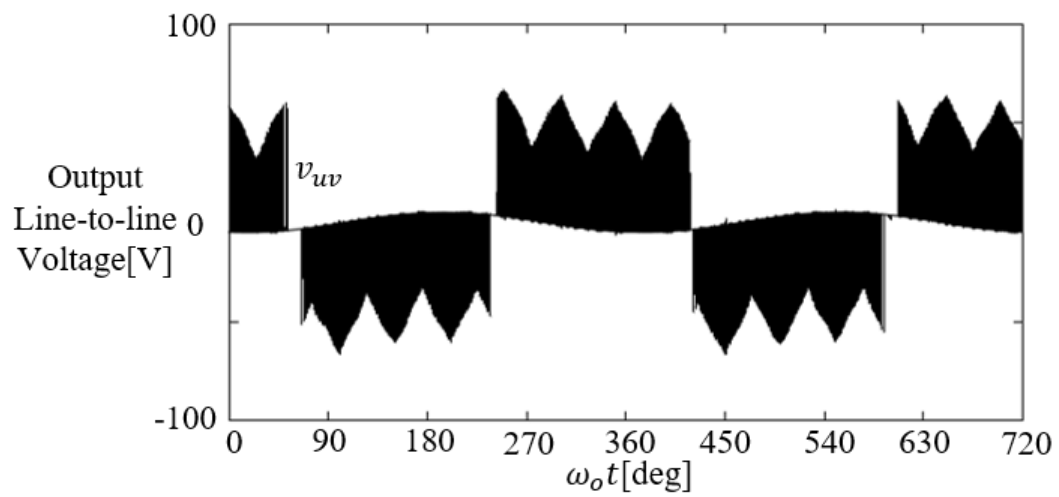


Fig. 4.1.3 出力線間電圧(三相 AC 電源接続時)

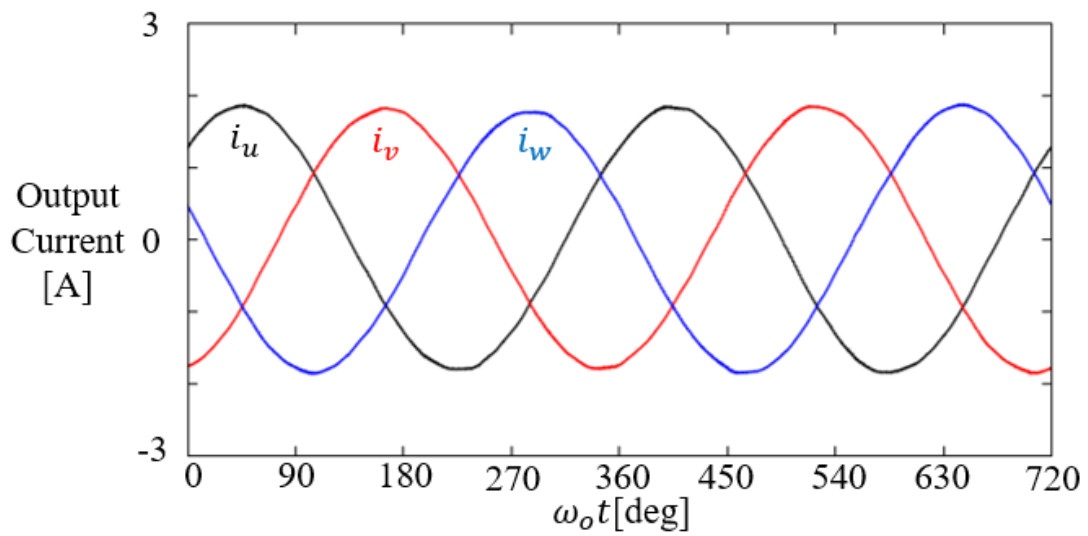


Fig. 4.1.4 出力電流(三相 AC 電源接続時)

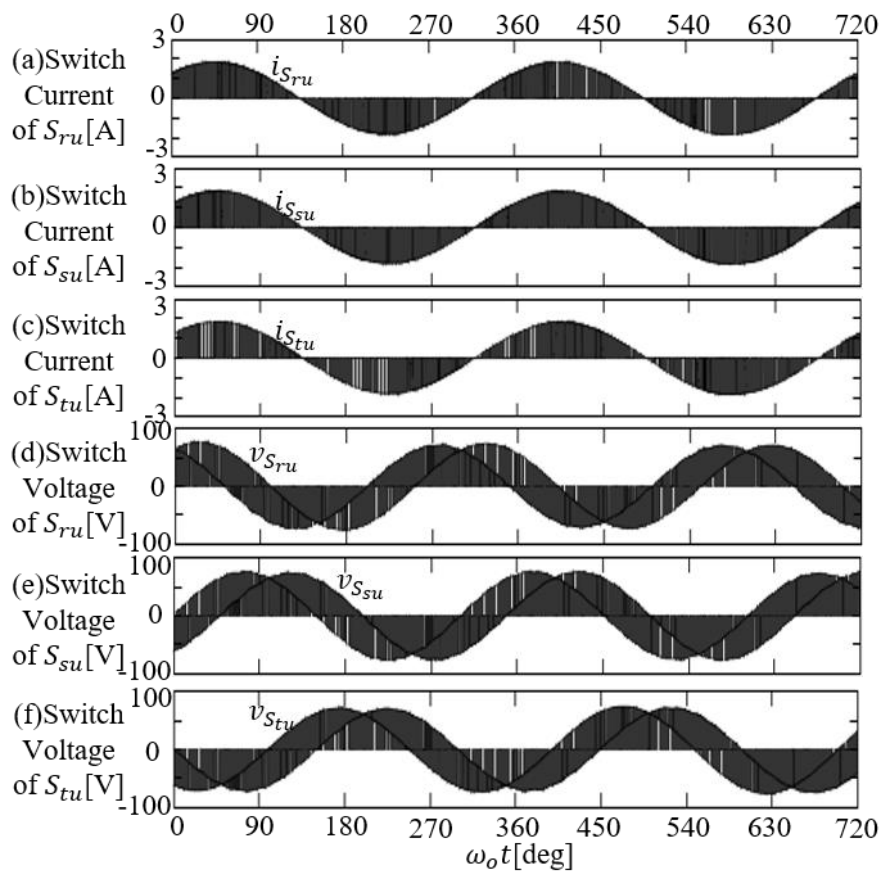


Fig. 4.1.5 u 相の各スイッチの通過電流とスイッチ間電圧(三相 AC 電源接続時)

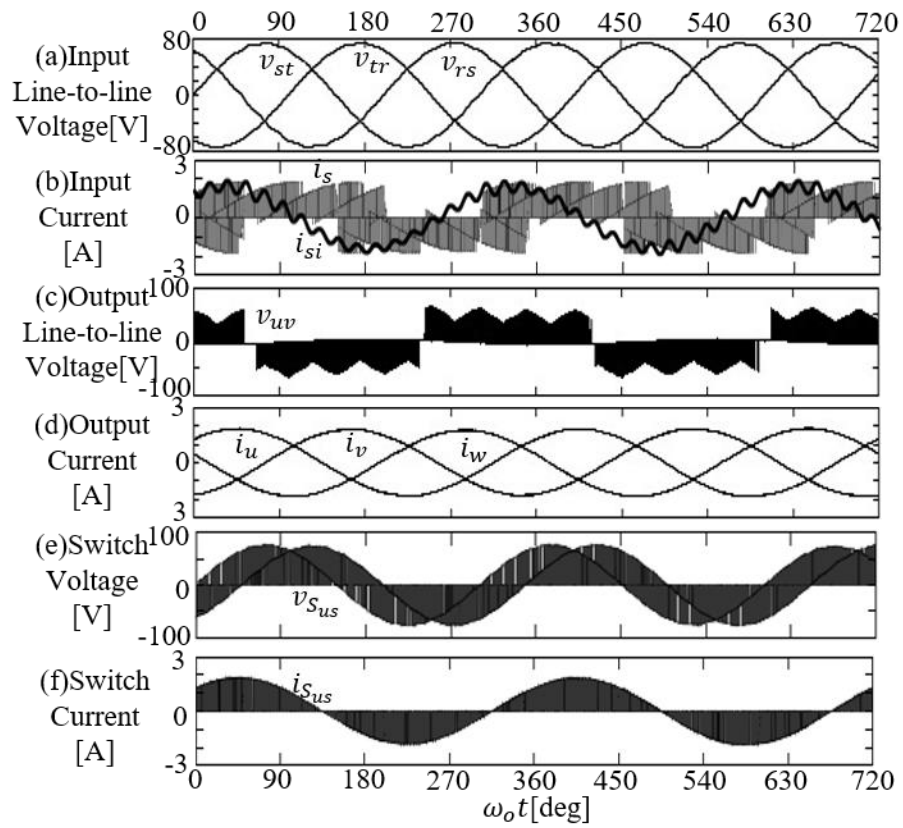


Fig. 4.1.6 シミュレーション結果まとめ(三相 AC 電源接続時)

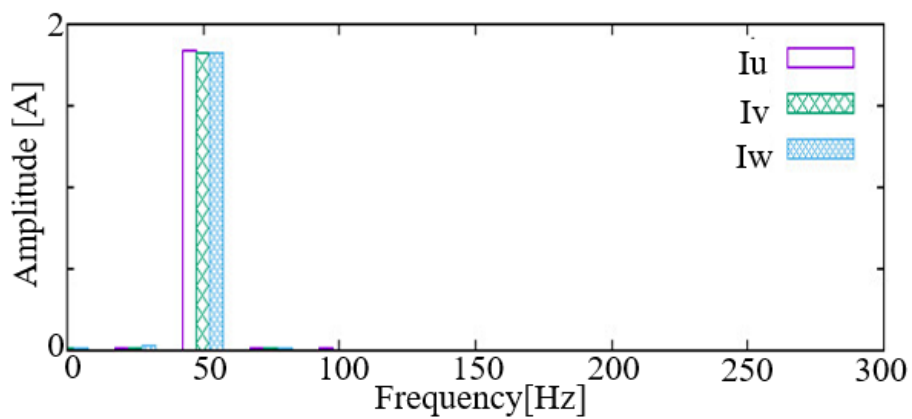


Fig. 4.1.7 出力電流の FFT 解析結果(三相 AC 電源接続時)

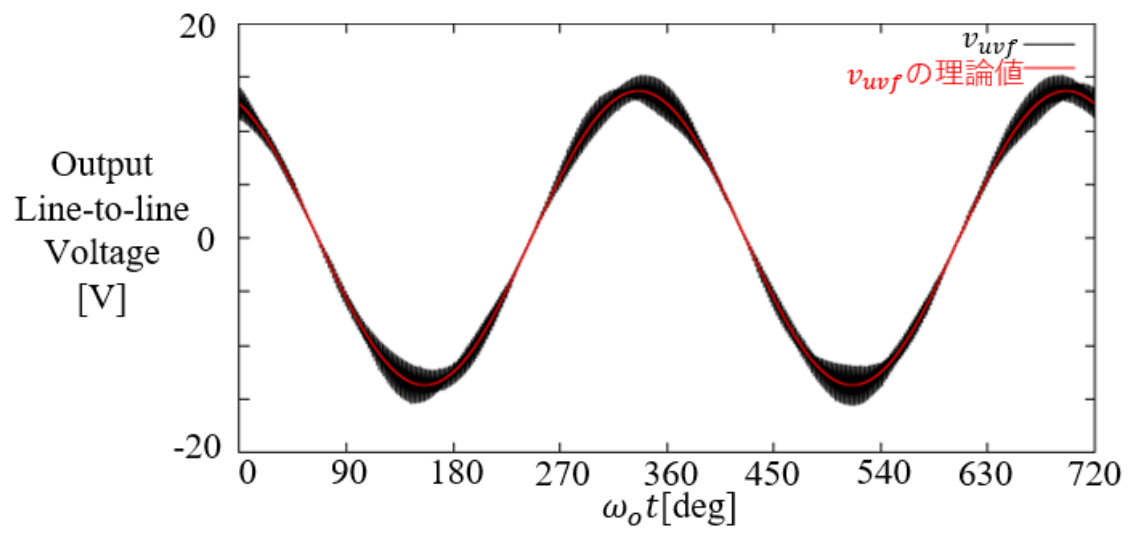


Fig. 4.1.8 出力線間電圧のローパスフィルタ後の波形と理論値(三相 AC 電源接続時)

## 4.2 DC 電源接続時

本節では、入力に DC 電源を接続した場合の数値シミュレーションについて前章で提案した変調方式を用いて検証を行う。ここでは前節までの通り、異なる電源種を接続した際には入力フィルタ部をそれぞれマトリクスコンバータ、3 レベルインバータのものへ変更するケースに加えて、電源が異なる場合でも入力フィルタをマトリクスコンバータつまりは、三相交流接続時のものに固定したケースについても検証を行う。

### 4.2.1 入力フィルタが3 レベルインバータと同一の場合

本節では、従来の 3 レベルインバータと同一の入力フィルタを使用した場合のシミュレーション検証結果を示す。Fig.2.1.1(b)のシミュレーションパラメータを Table.4.2.1.1 に示す。入力力率を 1 に設定するために、入力電流位相遅れ指令 $\varphi_i$ を 0[deg]として定義している。前節同様に双方向スイッチの IGBT とダイオードの電圧降下を模擬するために各相のスイッチに 1.6[Ω]の抵抗を直列に接続する。

シミュレーション結果を Fig. 4.2.1.1~4.2.1.8 に示す。Fig. 4.2.1.1 は入力線間電圧( $v_{rs}, v_{st}, v_{tr}$ )、Fig.4.2.1.2 は s 相の入力電流すなわち入力コンデンサの中性点電流とスイッチング周波数成分を除去するためのカットオフ周波数 500[Hz]でフィルタリングされた入力コンデンサの中性点電流、Fig.4.2.1.3 は出力線間電圧、Fig.4.2.1.4 は出力電流、Fig.4.2.1.5 はスイッチ  $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$ の両端電圧と電流である。Fig.4.2.1.6 は Fig.4.2.1.1~4.2.1.5 の結果をまとめたものである。スイッチの両端電圧と電流は  $S_{ru}$ の結果を抜粋している。Fig.4.2.1.2 から、フィルタリングされた中性点電流が 0[A]に保たれていることが分かる。従って Fig.4.2.1.1 の入力線間電圧は一定に維持される。Fig.4.2.1.3 から、出力線間電圧に PWM 波形が生成されていることが分かる。Fig.4.2.1.4 より出力電流に三相 AC が生成されていることが分かる。Fig. 4.2.1.5 よりスイッチの電圧と電流にはサージ電流・電圧、共に発生していないことが分かる。これらの結果から数値シミュレーションでは、ユニバーサルダイレクトコンバータが 3 レベルインバータとして電力変換が可能であることと、中性点電圧がオープンループ的に制御できていることが確認できる。

さらに Fig.4.2.1.7 に出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果より指令周波数通りに出力電流が発生できていることが確認できた。

また、3 レベルインバータ運転時に転流シーケンスを使用することの利点を確認するために、次の 3 つの条件での u 相出力電流のシミュレーション結果を比較する。

1. 短絡防止策なし

2. 電圧低下補償なしでデッドタイムを挿入した場合
3. 電圧低下補償なしで転流シーケンスを適用した場合

Fig.4.2.1.8 は、各条件での u 相出力電流の比較図である。デッドタイムと転流時間はどちらも 2[ $\mu$ s]である。転流シーケンスは電流経路が失われることなくスイッチの切り替えができるため、負荷は常に電源に接続される。一方、デッドタイムを挿入した場合は、一般にスイッチングにかかる時間のみが考慮され、電流経路の維持については考慮されていない。従って、提案する変調方式と MC 用に開発された転流シーケンスを用いることで、3 レベルインバータの電圧誤差を抑えることが可能である。

また Fig.4.2.1.9 は、電源電流の波形である。入力フィルタはコンデンサのみであるので PWM 波形となっている。電源電流に負の向きの電流が流れている理由としての考察は、Fig. 4.2.1.5 の u 相に繋がる各入力相のスイッチに流れる電流が負の向きにも流れていることから、出力からの還流、つまり回生が行われているため電源電流が負の向きに流れていると考察する。

さらに同じ回路パラメータで転流シーケンスによる出力電圧誤差とスイッチの ON 電圧降下の影響を無視するために、理想スイッチを用いて転流シーケンスを使用せず、ダイオードの電圧降下を模擬するための各相のスイッチを除いた条件でシミュレーションを行った。その場合の出力線間電圧と式(3.4.4)に基づく出力線間電圧の理論値を同じローパスフィルタ(ゲイン 1, カットオフ周波数 500[Hz])後の波形を Fig. 4.2.1.10 に示す。この結果より、出力線間電圧はスイッチングノイズが残っているため多少の振動はしているが、理論値と一致している。

以上のシミュレーションの検証結果から提案手法により任意の振幅・周波数に電力変換可能であることが確認できた。

Table. 4.2.1.1 シミュレーションパラメータ(DC 電源接続時)

|                                     |                   |
|-------------------------------------|-------------------|
| Source voltage $E$                  | 48[V]             |
| Input filter capacitor $C_f$        | 20[ $\mu$ F]      |
| Load resistance $R_T$               | 1.5[ $\Omega$ ]   |
| Load inductance $L_T$               | 10[mH]            |
| Amplitude modulation ratio $A$      | 1/8               |
| Output angular frequency $\omega_o$ | 100 $\pi$ [rad/s] |
| Input current lag $\varphi_i$       | 0[deg]            |
| Carrier frequency $f_c$             | 10[kHz]           |
| Commutation time                    | 2[ $\mu$ s]       |

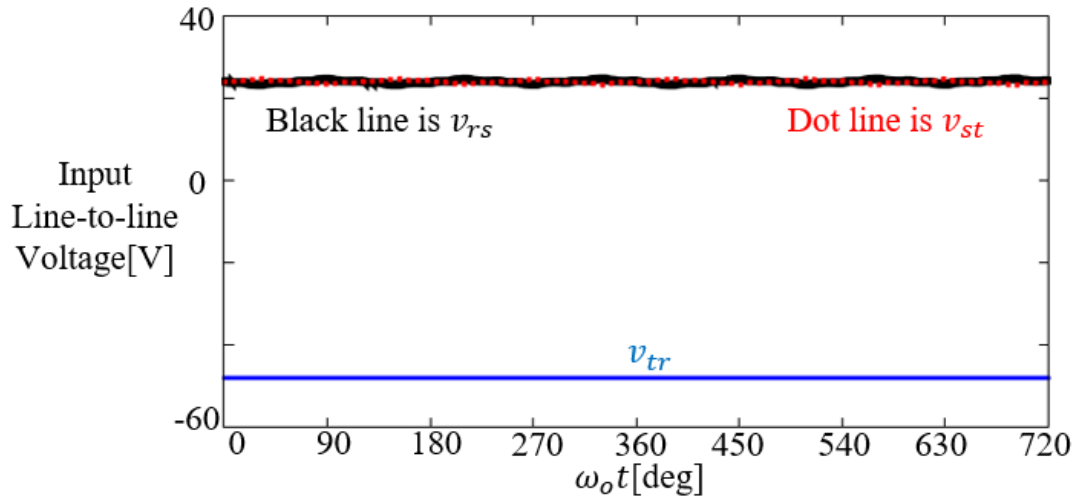


Fig. 4.2.1.1 入力線間電圧(DC 電源接続時)



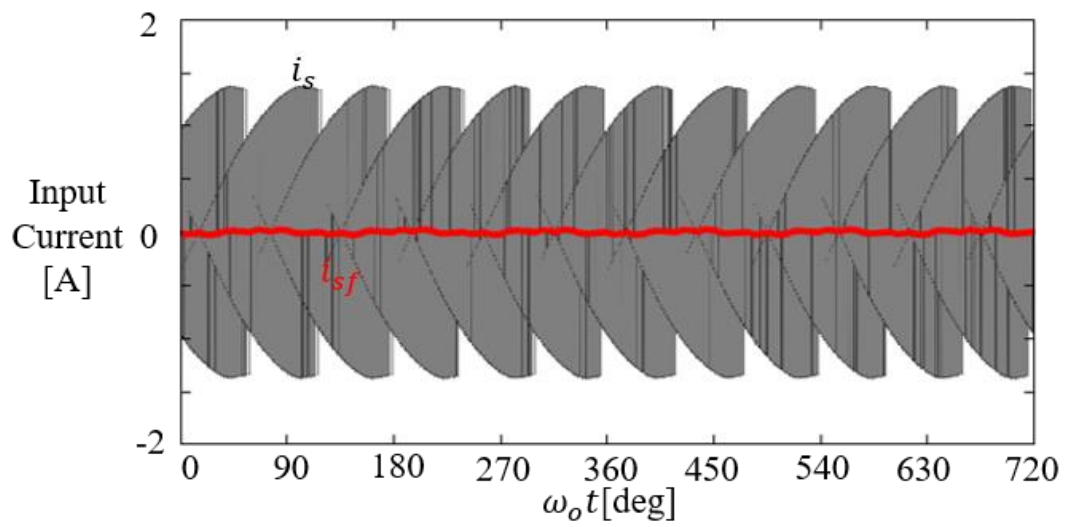


Fig.4.2.1.2 入力電流(DC 電源接続時)

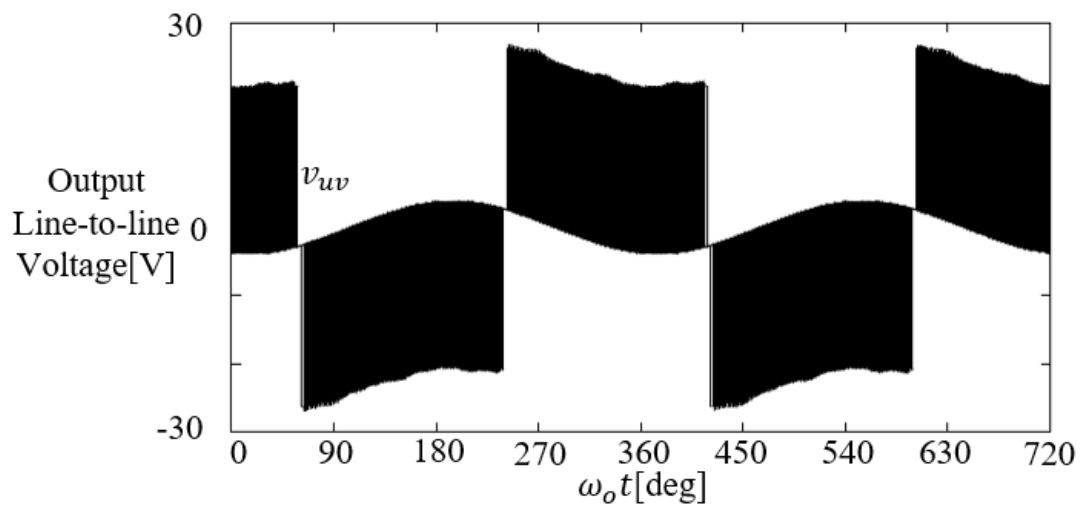


Fig. 4.2.1.3 出力線間電圧(DC 電源接続時)

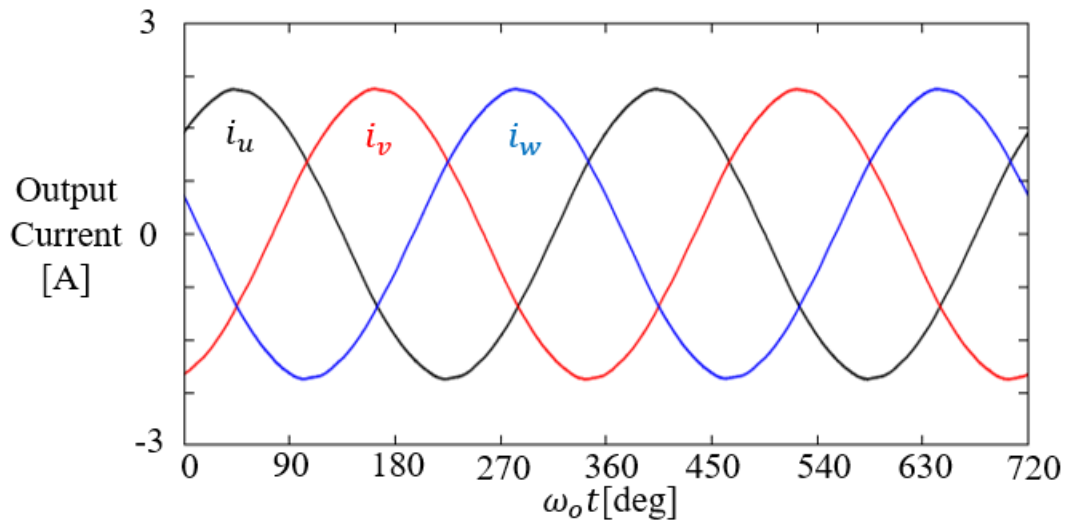


Fig. 4.2.1.4 出力電流(DC 電源接続時)

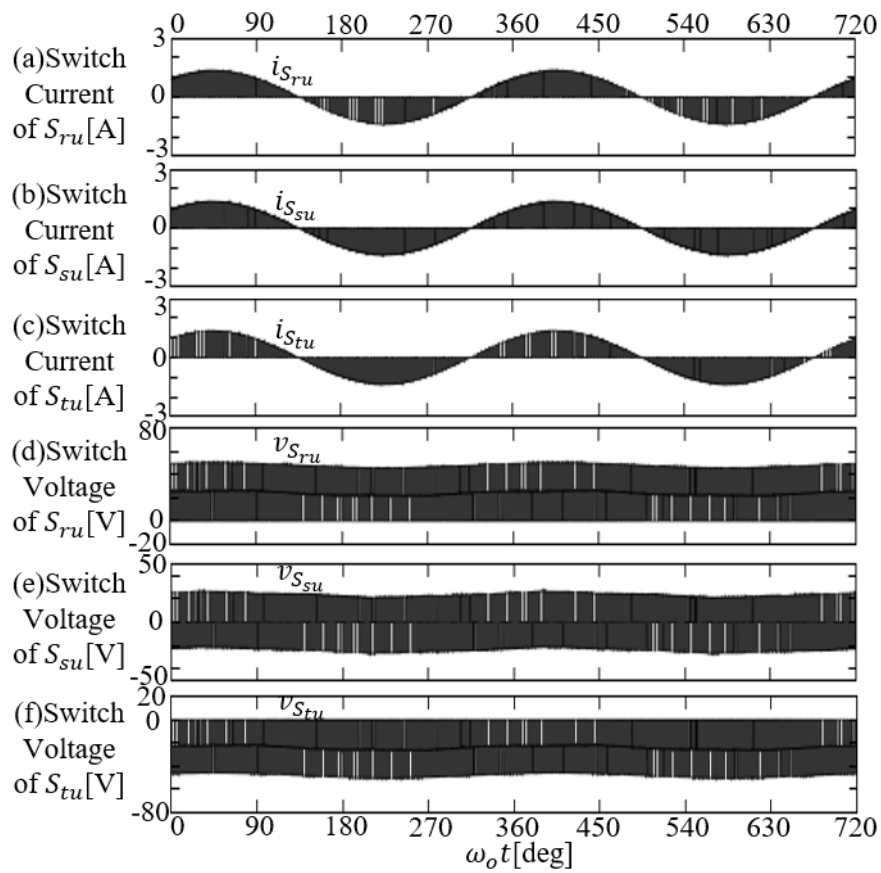


Fig.4.2.1.5 u 相の各スイッチの通過電流とスイッチ間電圧(DC 電源接続時)

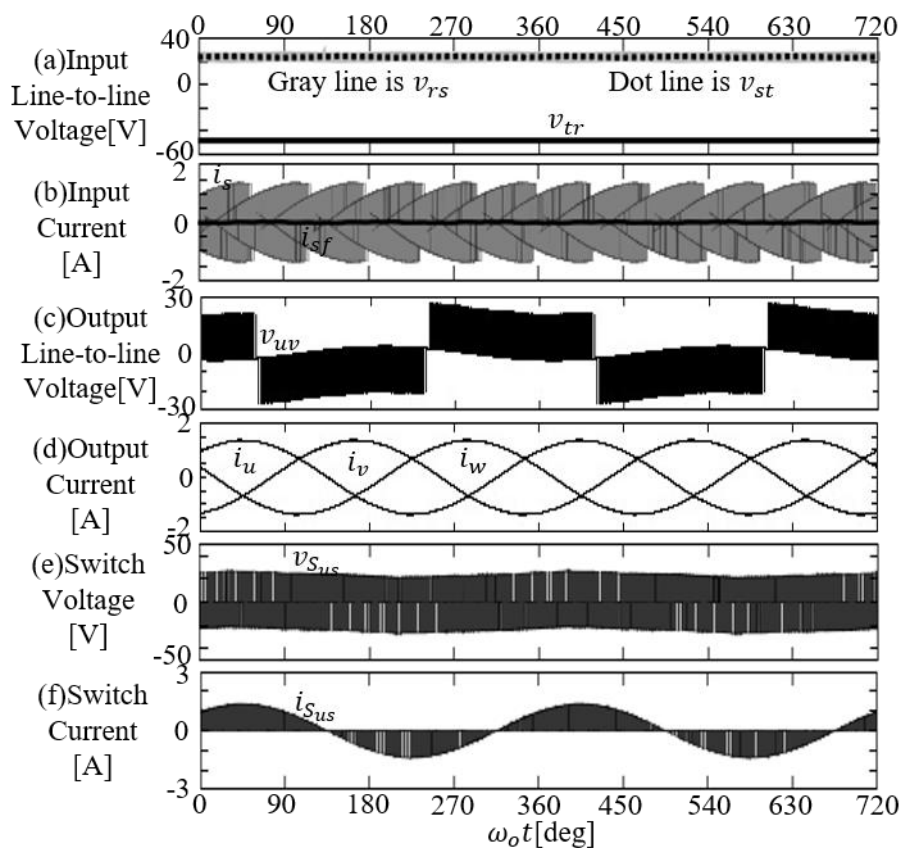


Fig. 4.2.1.6 シミュレーション結果まとめ(DC 電源接続時)

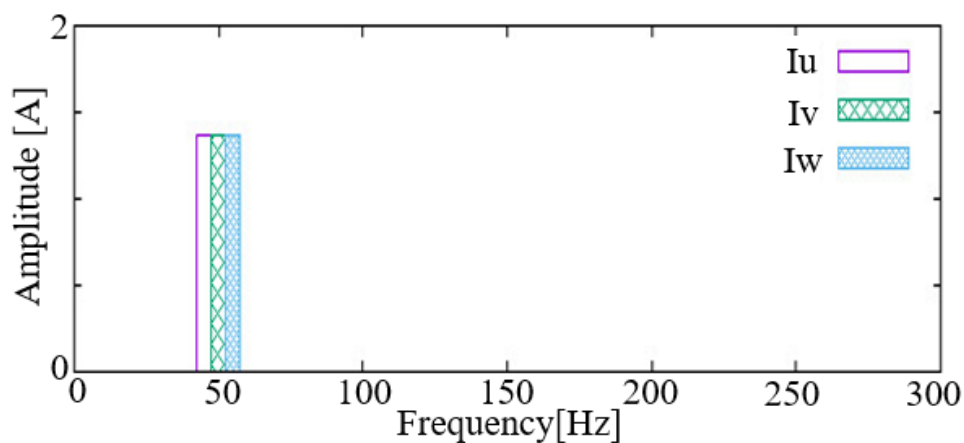


Fig. 4.2.1.7 出力電流の FFT 解析結果(DC 電源接続時)

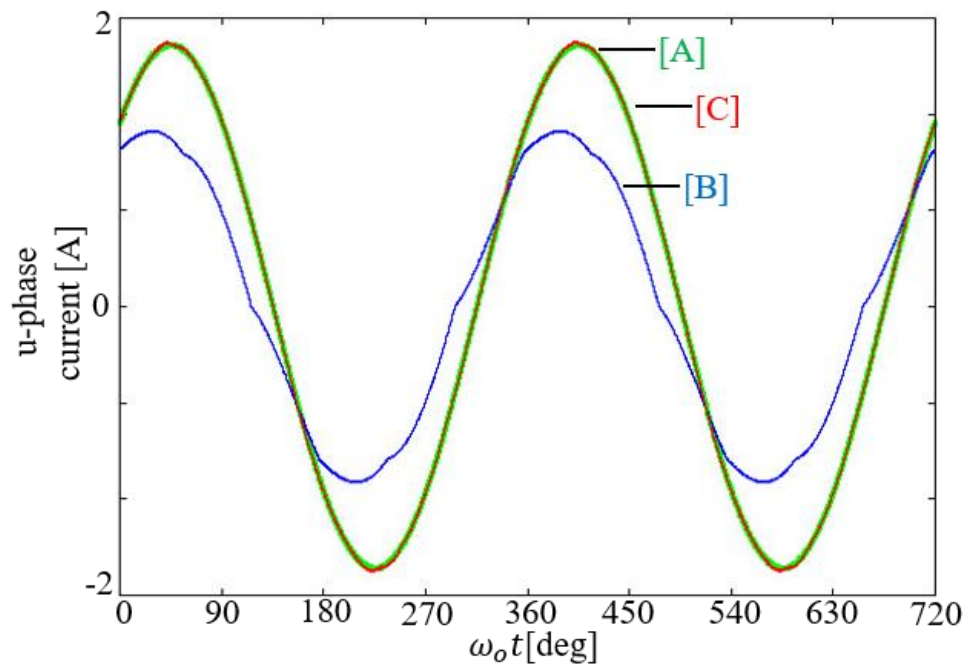


Fig. 4.2.1.8 3 レベルインバータの各条件での u 相電流の比較

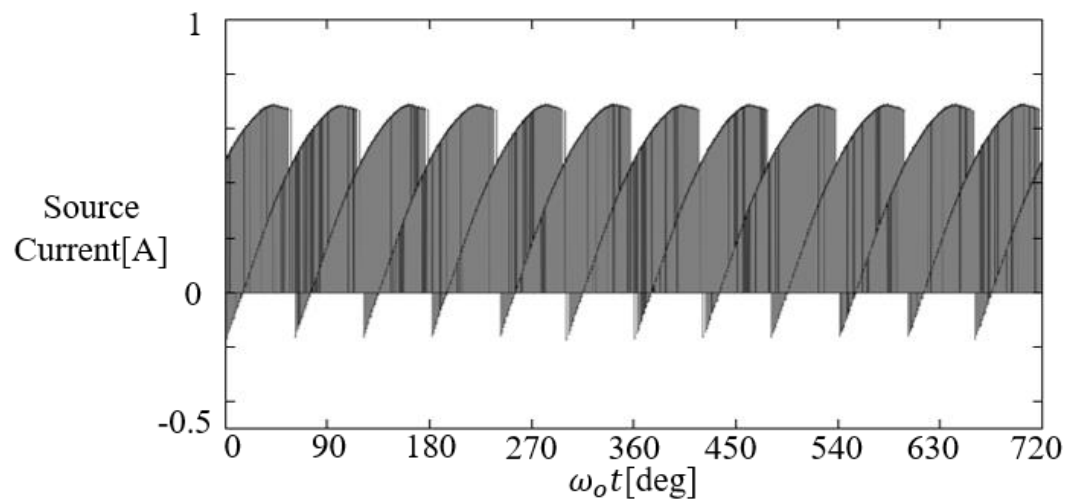


Fig. 4.2.1.9 電源電流(DC 電源接続時)

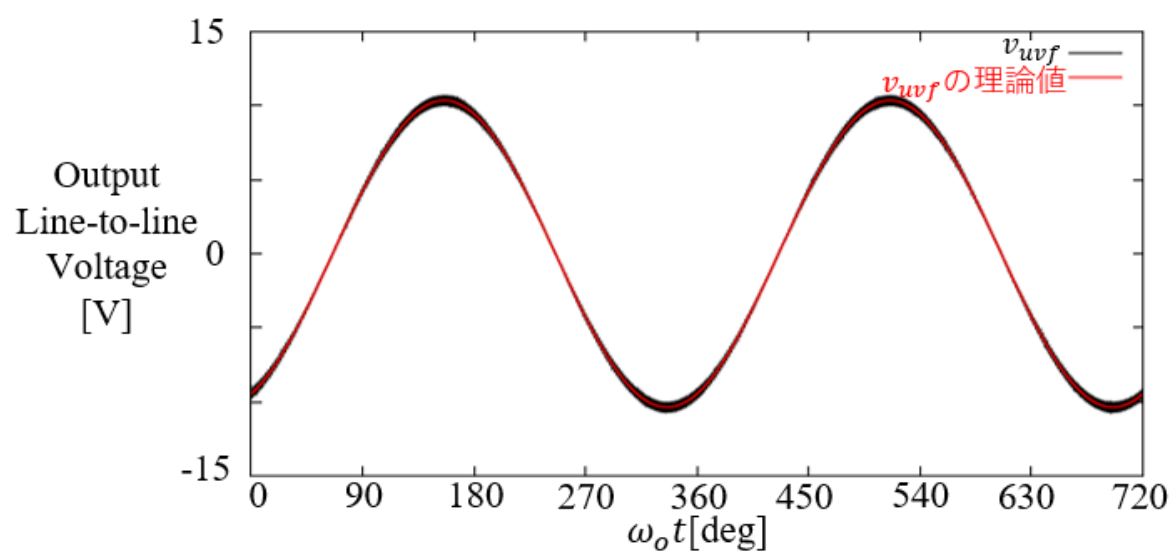


Fig. 4.2.1.10 出力線間電圧のローパスフィルタ後の波形と理論値(DC 電源接続時)

## 4.2.2 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合

本節では、フィルタ部分を含む同一の回路全体を使用して、提案するシステムが1つの回路でMC動作と3レベルインバータ動作が可能であることを検証する。

Fig. 4.2.2.1 に MC と同じ入力フィルタを使用した場合の DC 電源接続時のトポロジを示す。Fig. 2.1.1(b)とは異なり、Fig. 4.2.2.1 のトポロジは Fig. 2.1.1(a)と同一であるが s 相には接続されていない。シミュレーションパラメータを Table. 4.2.2.1 に示す。入力力率を 1 に設定するために、入力電流位相遅れ指令 $\varphi_i$ を 0[deg]として定義している。前節同様に双方向スイッチの IGBT とダイオードの電圧降下を模擬するために各相のスイッチに 1.6[Ω]の抵抗を直列に接続する。

シミュレーション結果を Fig. 4.2.2.2~4.2.2.9 に示す。Fig. 4.2.2.2 は入力線間電圧( $v_{rs}, v_{st}, v_{tr}$ )、Fig. 4.2.2.3 は s 相の入力電流すなわち入力コンデンサの中性点電流とスイッチング周波数成分を除去するためのカットオフ周波数 300[Hz]でフィルタリングされた入力コンデンサの中性点電流、Fig. 4.2.2.4 は出力線間電圧、Fig. 4.2.2.5 は出力電流、Fig. 4.2.2.6 はスイッチ  $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$  の両端電圧と電流である。Fig. 4.2.2.7 は Fig. 4.2.2.2~4.2.2.6 の結果をまとめたものである。スイッチの両端電圧と電流は  $S_{ru}$  の結果を抜粋している。Fig. 4.2.2.3 から、フィルタリングされた中性点電流が 0[A]に保たれていることが分かる。従って Fig. 4.2.2.1 の入力線間電圧は一定に維持される。Fig. 4.2.1.4 から、出力線間電圧に PWM 波形が生成されていることが分かる。Fig. 4.2.2.5 より出力電流に三相 AC が生成されていることが分かる。Fig. 4.2.2.6 よりスイッチの電圧と電流にはサージ電流・電圧、共に発生していないことが分かる。これらの結果から数値シミュレーションでは、ユニバーサルダイレクトコンバータが3レベルインバータとして電力変換が可能であることと、中性点電圧がオープンループ的に制御できていることが確認できる。

また Fig. 4.2.2.8 に出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果より指令周波数通りに出力電流が発生できていることが確認できた。

また Fig. 4.2.2.9 は、電源電流の波形である。入力フィルタはコンデンサのみでなくインダクタと抵抗もあるので平滑化された波形となっている。

さらに MC と同じフィルタを使用した場合でも同様に理想スイッチを用いて転流シーケンスを使用せず、ダイオードの電圧降下を模擬するための各相のスイッチを除いた条件でシミュレーションを行った。その場合の出力線間電圧と式(3.4.4)に基づく出力線間電圧の理論値を同じローパスフィルタ(ゲイン 1, カットオフ周波数 500[Hz])後の波形を Fig. 4.2.2.10 に示す。この結果より、出力線間電圧はスイッチングノイズが残っているため多少の振動はしているが、理論値と一致している。

以上のシミュレーションの検証結果から提案手法により任意の振幅・周波数に電力変換

可能であることが確認でき、シミュレーションで MC と完全に同一の回路を使用して提案システムを実行可能であることが確認できた。

Table 4.2.2.1 シミュレーションパラメータ(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

|                                     |                  |
|-------------------------------------|------------------|
| Source voltage $E$                  | 48[V]            |
| Input filter inductor $L_f$         | 300[μH]          |
| Input filter reactor $R_f$          | 35[mΩ]           |
| Input filter capacitor $C_f$        | 100[μF]          |
| Load resistance $R_T$               | 1.5[Ω]           |
| Load inductance $L_T$               | 10[mH]           |
| Amplitude modulation ratio $A$      | 1/8              |
| Output angular frequency $\omega_o$ | $100\pi$ [rad/s] |
| Input current lag $\phi_i$          | 0[deg]           |
| Carrier frequency $f_c$             | 10[kHz]          |
| Commutation time                    | 2[μs]            |

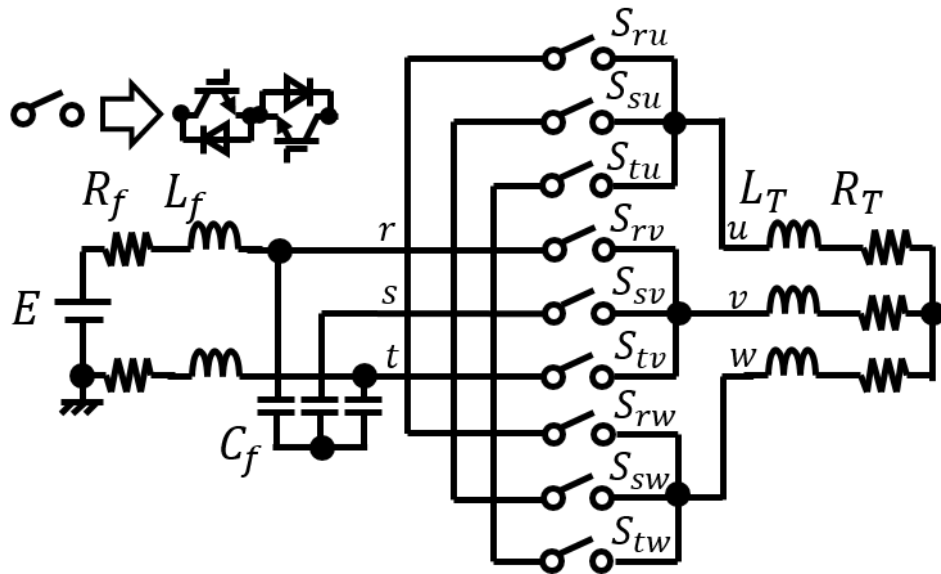


Fig. 4.2.2.1 DC 電源接続時で三相 AC 電源接続時と同トポロジの場合の回路図



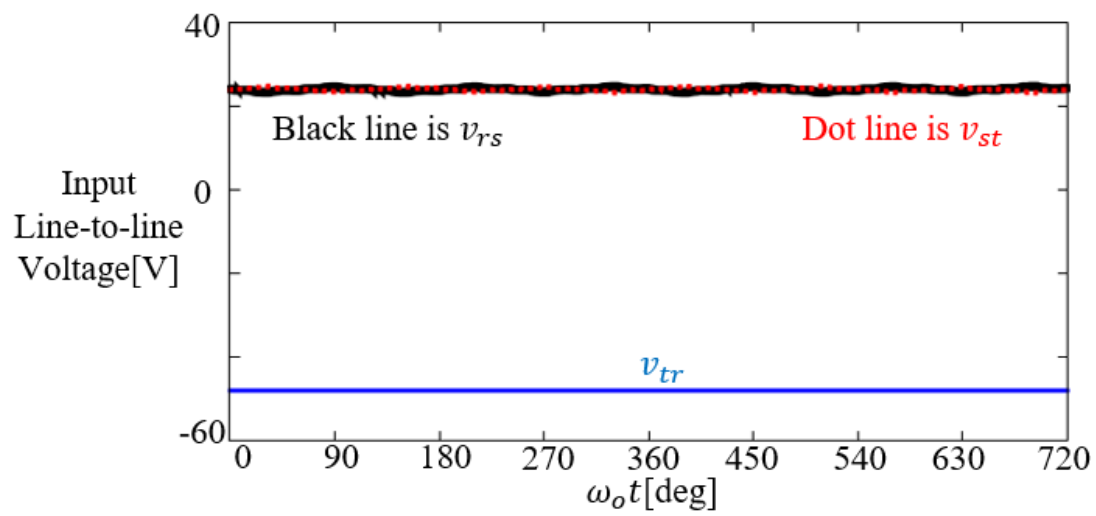


Fig. 4.2.2.2 入力線間電圧(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

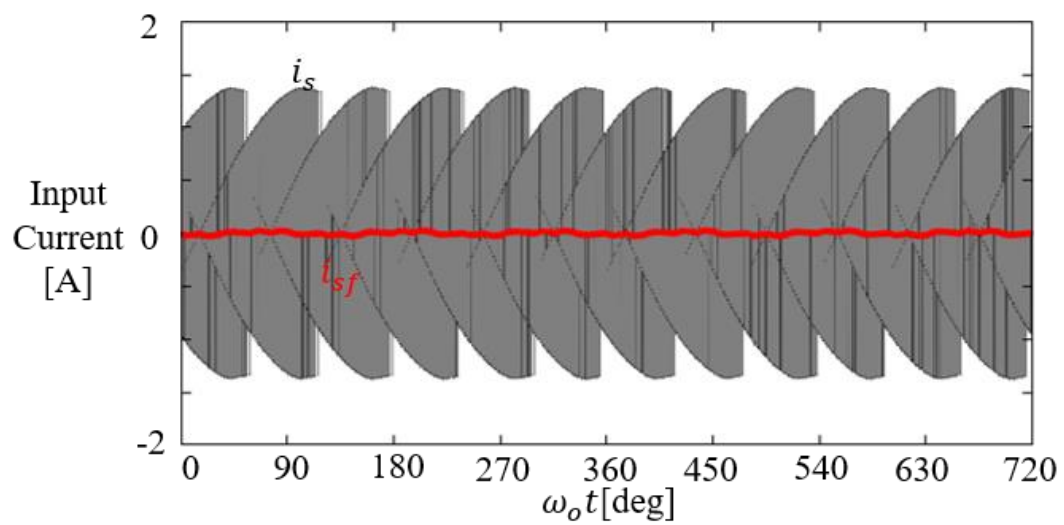


Fig. 4.2.2.3 入力電流(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

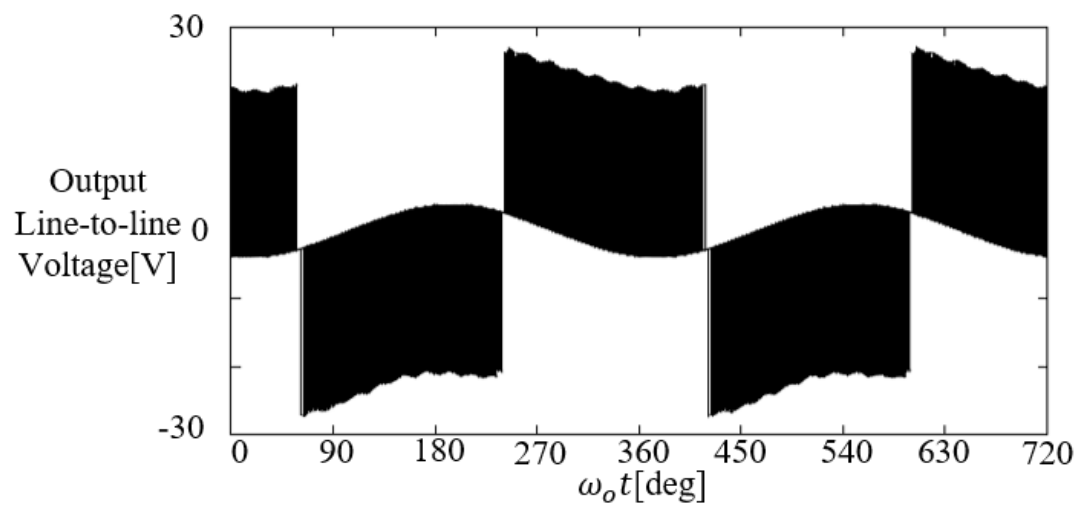


Fig. 4.2.2.4 出力線間電圧(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

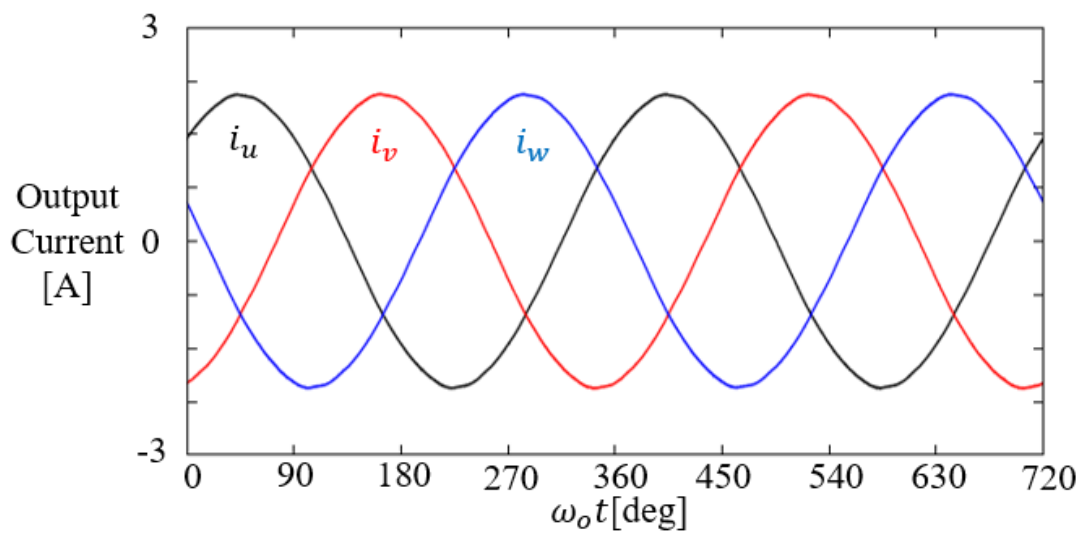


Fig. 4.2.2.5 出力電流(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

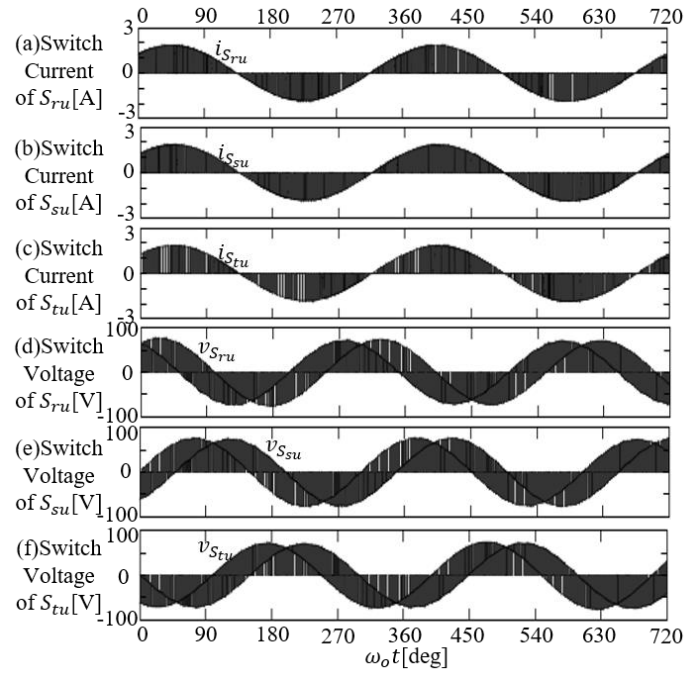


Fig. 4.2.2.6 u 相の各スイッチの通過電流とスイッチ間電圧  
(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

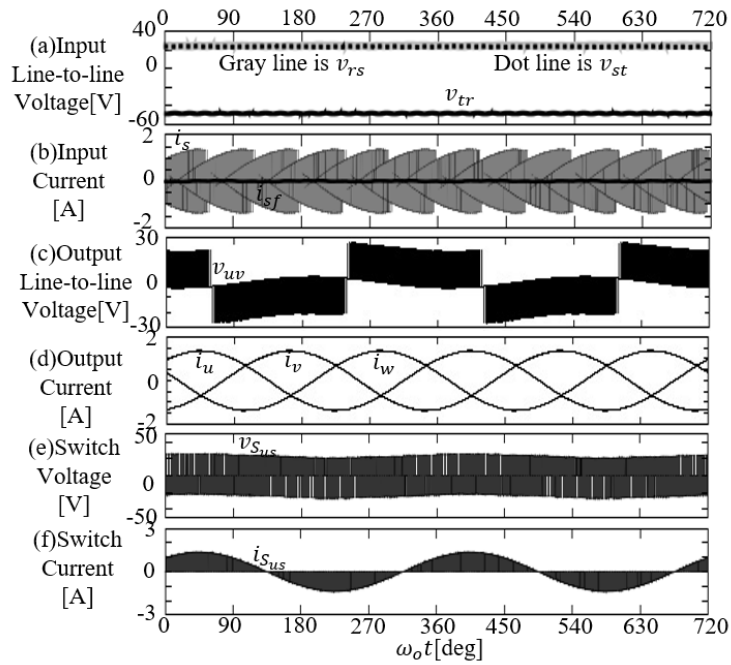


Fig. 4.2.2.7 シミュレーション結果まとめ(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

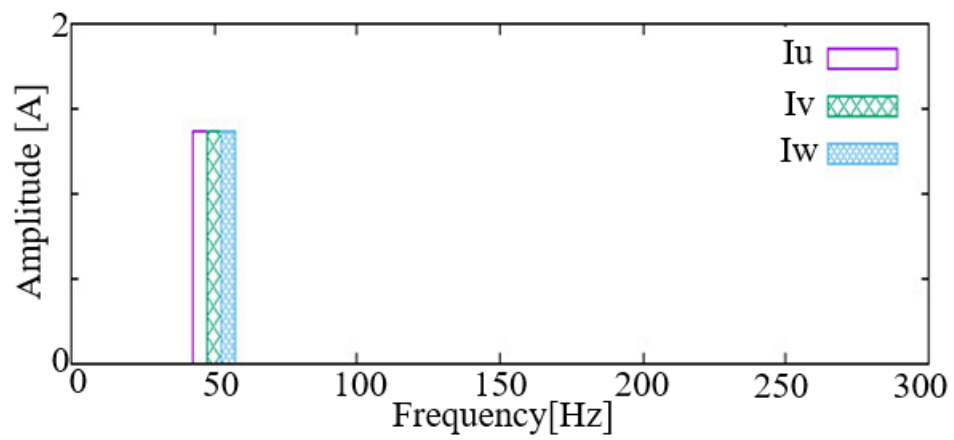


Fig. 4.2.2.8 出力電流の FFT 解析結果(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

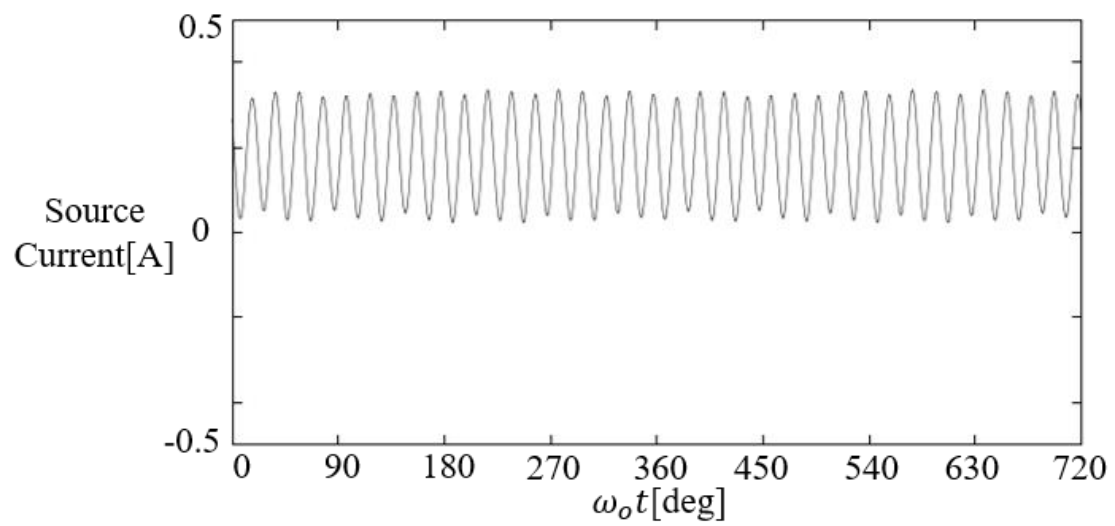


Fig. 4.2.2.9 電源電流(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

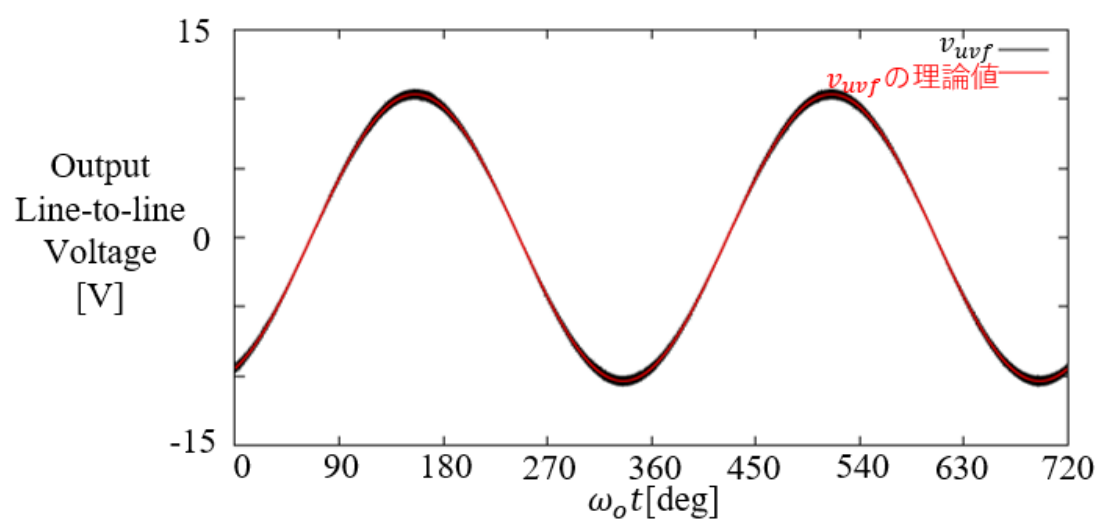


Fig. 4.2.2.10 出力線間電圧のローパスフィルタ後の波形と理論値  
(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

## 4.3 単相 AC 電源接続時

本章では、入力に単相 AC 電源を接続した場合の数値シミュレーションについて前章で提案した変調方式を用いて検証を行う。ここでは前節までの通り、異なる電源種を接続した際には入力フィルタ部をそれぞれマトリクスコンバータ、単相-三相 MC のものへ変更するケースに加えて、電源が異なる場合でも入力フィルタをマトリクスコンバータつまりは、三相交流接続時のものに固定したケースについても検証を行う。

### 4.3.1 入力フィルタが単相-三相 MC と同一の場合

本節では、入力に三相 AC 電源を接続する。Fig. 2.1.1(c)のシミュレーションパラメータを Table. 4.3.1 に示す。入力力率を 1 に設定するために、入力電流位相遅れ指令 $\phi_i$ を 0[deg]として定義している。さらに、双方向スイッチの IGBT とダイオードの電圧降下を模擬するために各相のスイッチに 1.6[Ω]の抵抗を直列に接続する。

シミュレーション結果を Fig. 4.3.1.1~4.3.1.9 に示す。Fig. 4.3.1.1 は入力線間電圧( $v_{rs}, v_{st}, v_{tr}$ )、Fig. 4.3.1.2 は定常状態時の入力相電圧、Fig. 4.3.1.3 は定常状態までの入力相電圧、Fig. 4.3.1.4 は s 相の入力電流、Fig. 4.3.1.5 はローパスフィルタ(減衰比 1, カットオフ 300Hz)後の入力電流、Fig. 4.3.1.6 は出力線間電圧、Fig. 4.3.1.7 は出力電流、Fig. 4.3.1.8 は u 相のスイッチ  $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$  の両端電圧と電流である。Fig. 4.3.1.2 と 4.3.1.3 から、t 相の相電圧が 3.5 節(3.5.1)式で定義した電圧  $-E = 40[\text{Vrms}]$  付近まで充電されていることが確認できる。Fig. 4.3.1.5 からフィルタリングされた入力電流が入力電流指令である 3.5 章(3.5.2)式の X 関数通りの波形になっていることが確認できる。Fig. 4.3.1.6 から出力線間電圧に PWM 波形が生成されることが分かる。Fig. 4.3.1.7 の出力電流から、三相交流が出力されていることが確認できる。Fig. 4.3.1.8 から、スイッチの電圧と電流にはサージ電流・電圧、共に発生していないことが分かる。

さらに Fig. 4.3.1.9 に出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果と Fig. 4.3.1.7 より指令周波数通りに出力電流を発生できていることが確認できるが、入力と出力の周波数成分の高調波成分が発生してしまっていることが確認できる。これらの結果から数値シミュレーションでは、ユニバーサルダイレクトコンバータが単相-三相 MC として電力変換が可能であるが多少の高調波成分が発生してしまうことが確認できる。高調波成分に対してはフィードバック制御等を組み込むことで抑制することを今後の課題として考えている。

また Fig. 4.3.1.10 は、電源電流の波形である。入力フィルタはコンデンサのみであるので PWM 波形となっている。

さらに同じ回路パラメータで転流シーケンスによる出力電圧誤差とスイッチの ON 電圧降下の影響を無視するために、理想スイッチを用いて転流シーケンスを使用せず、ダイオードの電圧降下を模擬するための各相のスイッチを除いた条件でシミュレーションを行った。その場合の出力線間電圧と式(3.5.4)に基づく出力線間電圧の理論値を同じローパスフィルタ(ゲイン 1, カットオフ周波数 500[Hz])後の波形を Fig. 4.3.1.11 に示す。この結果より、出力線間電圧はスイッチングノイズが残っているため多少の振動はしているが、理論値と一致している。

以上のシミュレーションの検証結果から提案手法により任意の振幅・周波数に電力変換可能であることが確認できた。

Table 4.3.1.1 シミュレーションパラメータ(単相 AC 電源接続時)

|                                     |                        |
|-------------------------------------|------------------------|
| Input voltage amplitude $V_i$       | $30\sqrt{2}[\text{V}]$ |
| Input angular frequency $\omega_i$  | $120\pi[\text{rad/s}]$ |
| Capacitor voltage reference $E$     | $30\sqrt{2}[\text{V}]$ |
| Input filter capacitor $C_f$        | $20[\mu\text{F}]$      |
| Load resistance $R_T$               | $1.5[\Omega]$          |
| Load inductance $L_T$               | $10[\text{mH}]$        |
| Amplitude modulation ratio $A$      | $1/8$                  |
| Output angular frequency $\omega_o$ | $100\pi[\text{rad/s}]$ |
| Input current lag $\varphi_i$       | $0[\text{deg}]$        |
| Carrier frequency $f_c$             | $10[\text{kHz}]$       |
| Commutation time                    | $2[\mu\text{s}]$       |

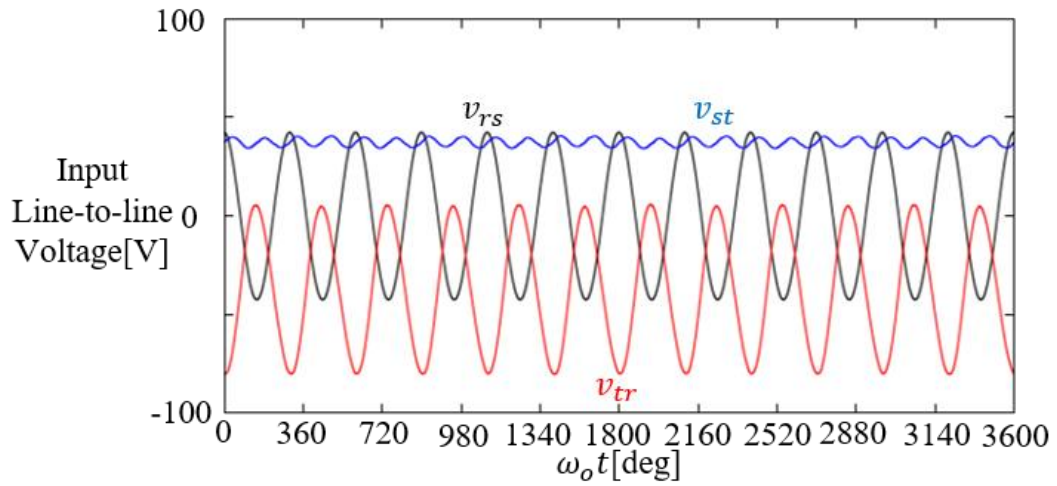


Fig. 4.3.1.1 入力線間電圧(単相 AC 電源接続時)



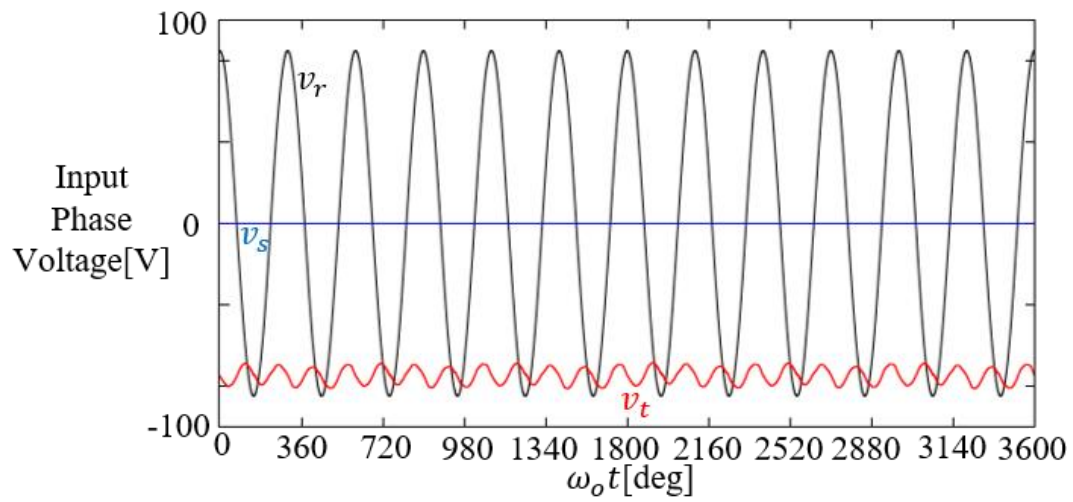


Fig. 4.3.1.2 入力相電圧(単相 AC 電源接続時/定常状態時)

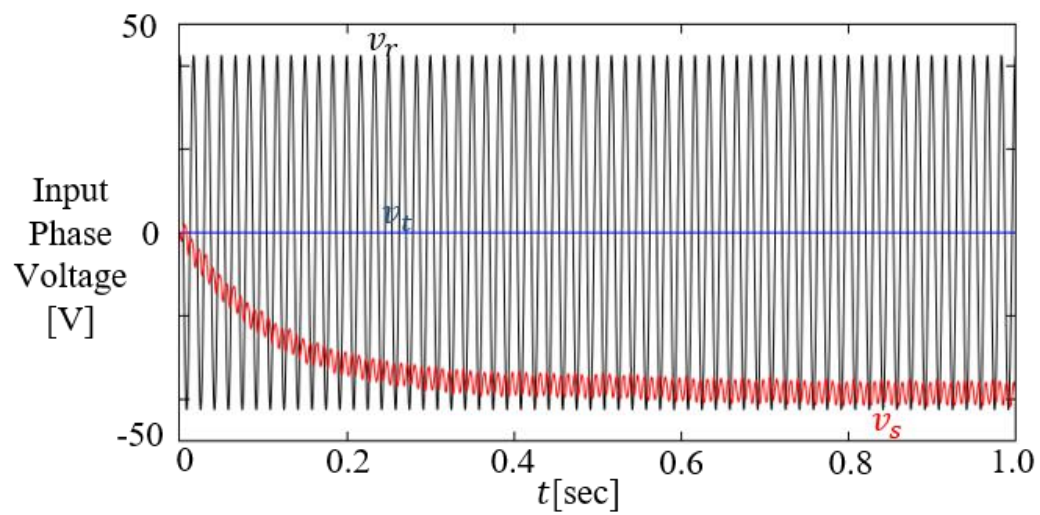


Fig. 4.3.1.3 入力相電圧(単相 AC 電源接続時/定常状態まで)

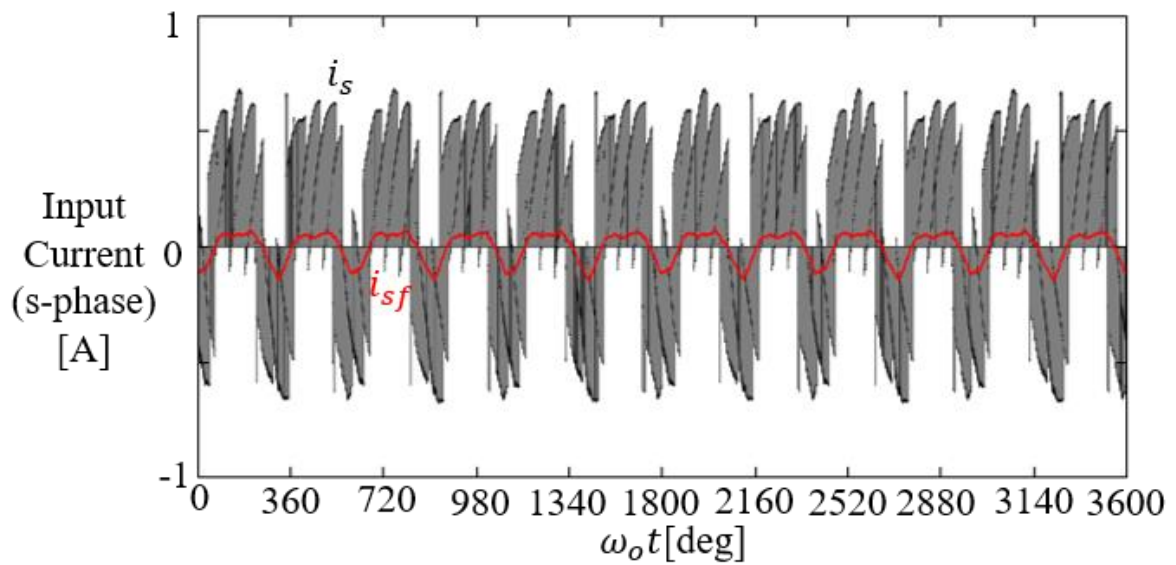


Fig. 4.3.1.4 s 相入力電流(単相 AC 電源接続時)

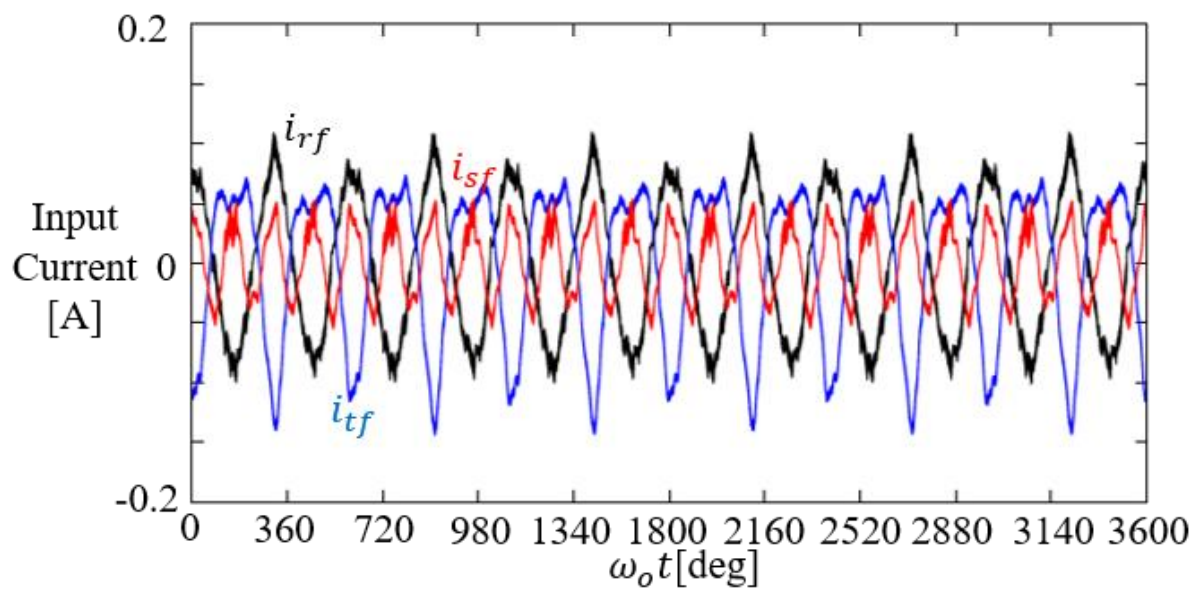


Fig. 4.3.1.5 入力電流(単相 AC 電源接続時/ローパスフィルタ後)

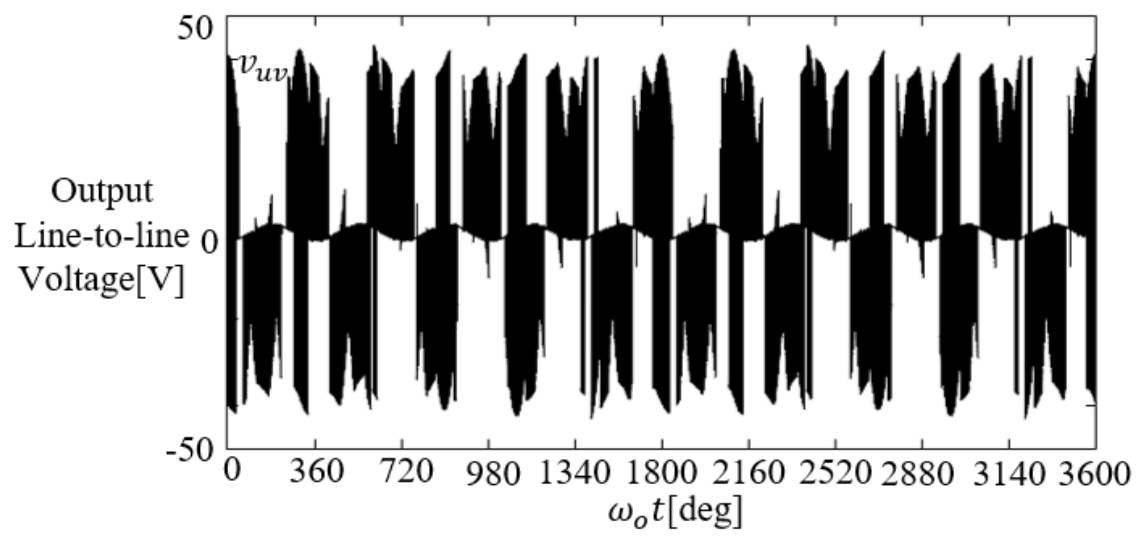


Fig. 4.3.1.6 uv 相の出力線間電圧(単相 AC 電源接続時)

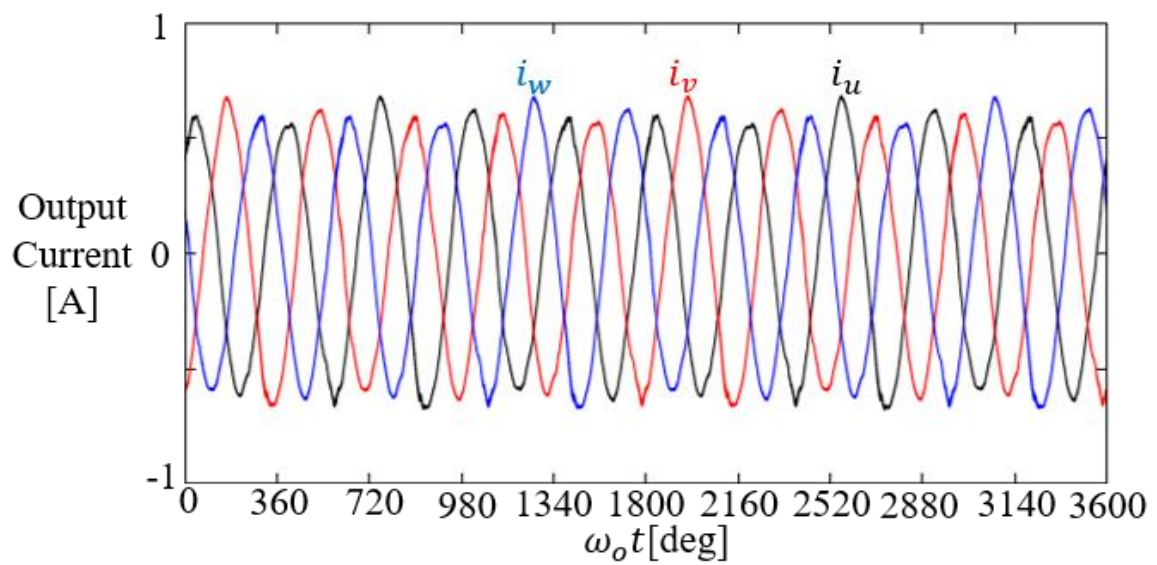


Fig. 4.3.1.7 出力電流(単相 AC 電源接続時)

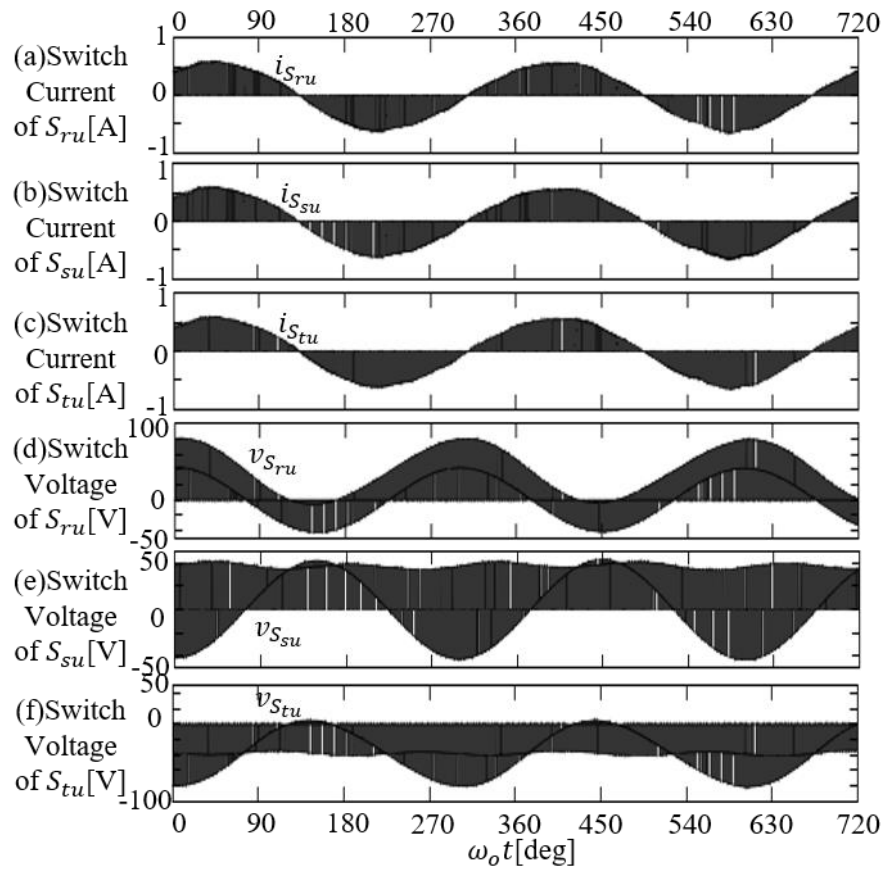


Fig. 4.3.1.8 u 相の各スイッチの通過電流とスイッチ間電圧(単相 AC 電源接続時)

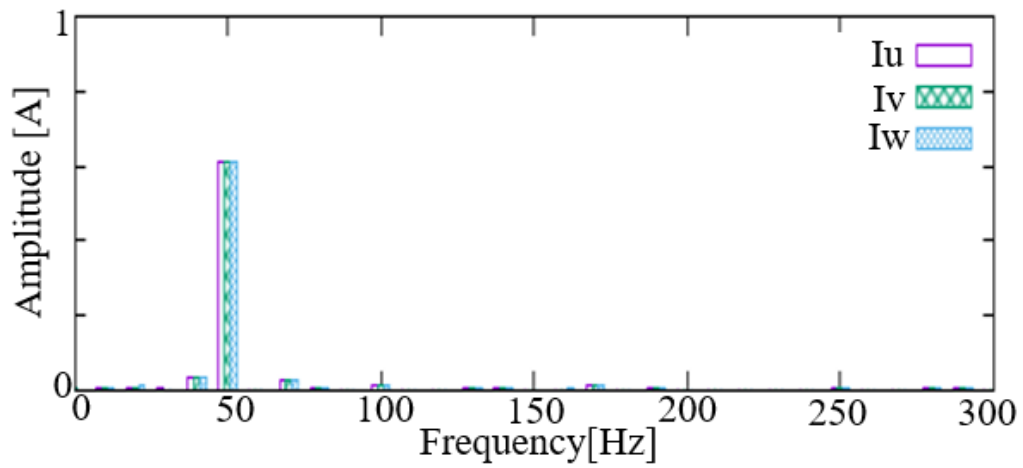


Fig. 4.3.1.9 出力電流の FFT 解析結果(単相 AC 電源接続時)

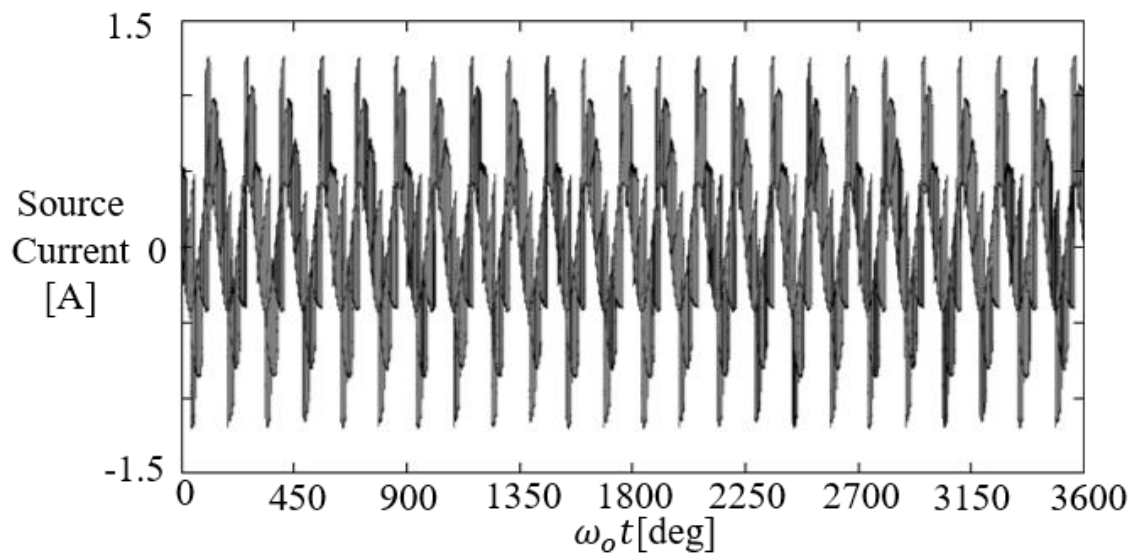


Fig. 4.3.1.10 電源電流(単相 AC 電源接続時)

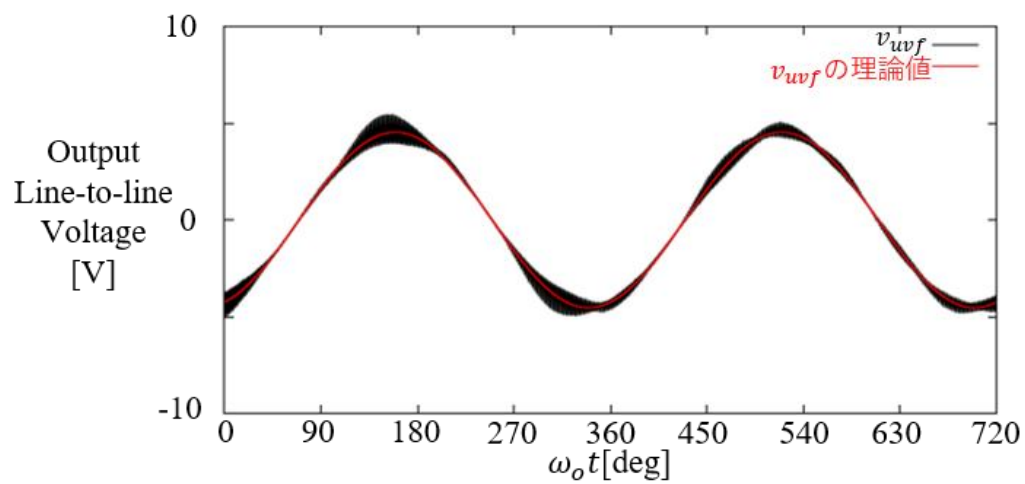


Fig. 4.3.1.11 出力線間電圧のローパスフィルタ後の波形と理論値(単相 AC 電源接続時)

### 4.3.2 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合

本節では、フィルタ部分を含む同一の回路全体を使用して、提案するシステムが1つの回路でMC動作と単相-三相MC動作も可能であるかどうかを検証する。

Fig. 4.3.2.1 に MC と同じ入力フィルタを使用した場合の単相 AC 電源接続時のトポロジを示す。Fig. 2.1.1(c)とは異なり、Fig. 4.3.2.1 のトポロジは Fig. 2.1.1(a)と同一であるが t 相には接続されていない。シミュレーションパラメータを Table. 4.3.2.1 に示す。入力力率を1に設定するために、入力電流位相遅れ指令 $\varphi_i$ を 0[deg]として定義している。前節同様に双方向スイッチの IGBT とダイオードの電圧降下を模擬するために各相のスイッチに 1.6[Ω]の抵抗を直列に接続する。

シミュレーション結果を Fig. 4.3.2.1~4.3.2.11 に示す。Fig. 4.3.2.2 は入力線間電圧( $v_{rs}, v_{st}, v_{tr}$ )、Fig. 4.3.2.3 は定常状態時の入力相電圧、Fig. 4.3.2.4 は定常状態までの入力相電圧、Fig. 4.3.2.5 は s 相の入力電流、Fig. 4.3.2.6 はローパスフィルタ(減衰比 1, カットオフ 300Hz)後の入力電流、Fig. 4.3.2.7 は出力線間電圧、Fig. 4.3.2.8 は出力電流、Fig. 4.3.2.9 は u 相のスイッチ  $S_{ru}, S_{su}, S_{tu}$  の両端電圧と電流である。Fig. 4.3.2.3 と 4.3.2.4 から、t 相の相電圧が 3.5 節(3.5.1)式で定義した電圧  $E = 30\sqrt{2}$ [V]付近まで充電されていることが確認できるが、フィルタを単相-三相 MC と同じものを使用した場合と比べて振動の振幅が大きくなっていることが確認できる。Fig. 4.3.2.6 からフィルタリングされた入力電流が入力電流指令である 3.5 章(3.5.2)式の X 関数通りの波形になっていることが確認できる。Fig. 4.3.2.7 から出力線間電圧に PWM 波形が生成されることが分かる。Fig. 4.3.2.8 の出力電流から、三相交流が出力されていることが確認できる。Fig. 4.3.2.9 から、スイッチの電圧と電流にはサージ電流・電圧、共に発生していないことが分かる。

さらに Fig. 4.3.2.10 に出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果と Fig. 4.3.2.8 より指令周波数通りに出力電流を発生できていることが確認できるが、入力と出力の周波数成分の高調波成分が発生してしまっていることが確認できる。単相-三相 MC と同じフィルタを使用した場合と比べて高調波成分が大きくなっていることも確認できる。これらの結果から数値シミュレーションでは、MC と同じフィルタを使用したユニバーサルダイレクトコンバータでも単相-三相 MC として電力変換が可能であるが、単相-三相 MC と同じフィルタを使用した場合よりも高調波成分が発生してしまうことが確認できる。

また Fig. 4.3.2.11 は、電源電流の波形である。入力フィルタはコンデンサのみでなくインダクタと抵抗もあるので平滑化された波形となっている。

さらに同じ回路パラメータで転流シーケンスによる出力電圧誤差とスイッチの ON 電圧降下の影響を無視するために、理想スイッチを用いて転流シーケンスを使用せず、ダイオードの電圧降下を模擬するための各相のスイッチを除いた条件でシミュレーションを行った。

その場合の出力線間電圧と式(3.5.4)に基づく出力線間電圧の理論値を同じローパスフィルタ(ゲイン 1, カットオフ周波数 500[Hz])後の波形を Fig. 4.3.2.12 に示す。この結果より, 出力線間電圧はスイッチングノイズが残っているため多少の振動をしていることに加え, 指令出力周波数成分以外の周波数成分が残ってしまっているため, 理論値と振幅に誤差が出ていることが確認できる。

以上のシミュレーションの検証結果から, MC と同じフィルタを使用した場合の単相-三相電力変換では指令の振幅・周波数の三相交流を出力可能ではあるが, 高調波成分が出てしまうことが確認できた。今後, 単相電源を接続した場合の解析を行い $v_t$ がなぜ  $30\sqrt{2}$ [V]付近まで充電され, 振動するのか原因を解明することが出来れば振動の原因を無くし, 指令出力周波数成分以外の周波数成分を抑制可能ではないかと考える。

Table 4.3.2.1 シミュレーションパラメータ(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

|                                     |                  |
|-------------------------------------|------------------|
| Input voltage amplitude $V_i$       | 30[Vrms]         |
| Input angular frequency $\omega_i$  | $120\pi$ [rad/s] |
| Input filter inductor $L_f$         | 300[ $\mu$ H]    |
| Input filter reactor $R_f$          | 35[m $\Omega$ ]  |
| Capacitor voltage reference E       | 30[V]            |
| Input filter capacitor $C_f$        | 100[ $\mu$ F]    |
| Load resistance $R_T$               | 1.5[ $\Omega$ ]  |
| Load inductance $L_T$               | 10[mH]           |
| Amplitude modulation ratio A        | 1/8              |
| Output angular frequency $\omega_o$ | $100\pi$ [rad/s] |
| Input current lag $\varphi_i$       | 0[deg]           |
| Carrier frequency $f_c$             | 10[kHz]          |
| Commutation time                    | 2[ $\mu$ s]      |

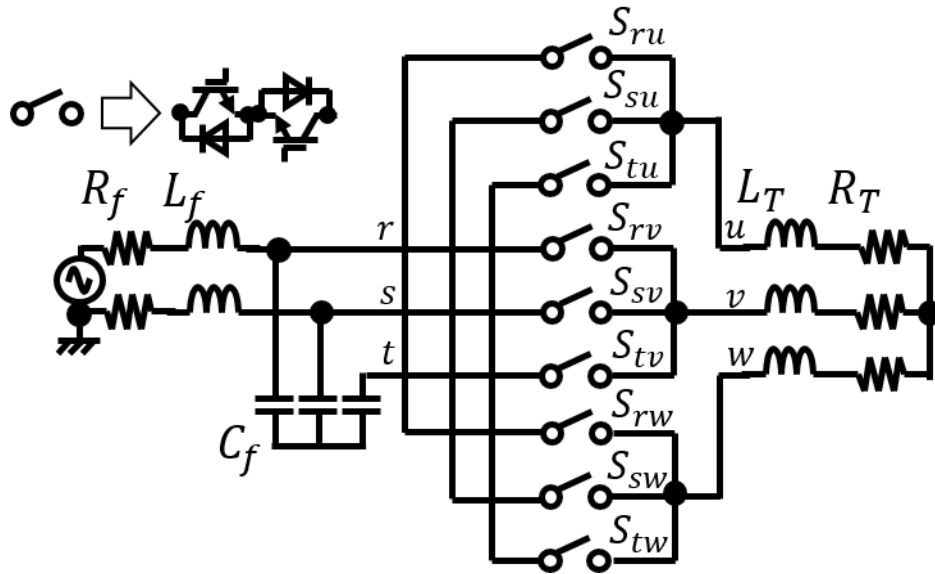


Fig. 4.3.2.1 単相 AC 電源接続時で三相 AC 電源接続時と同トポロジの場合の回路図



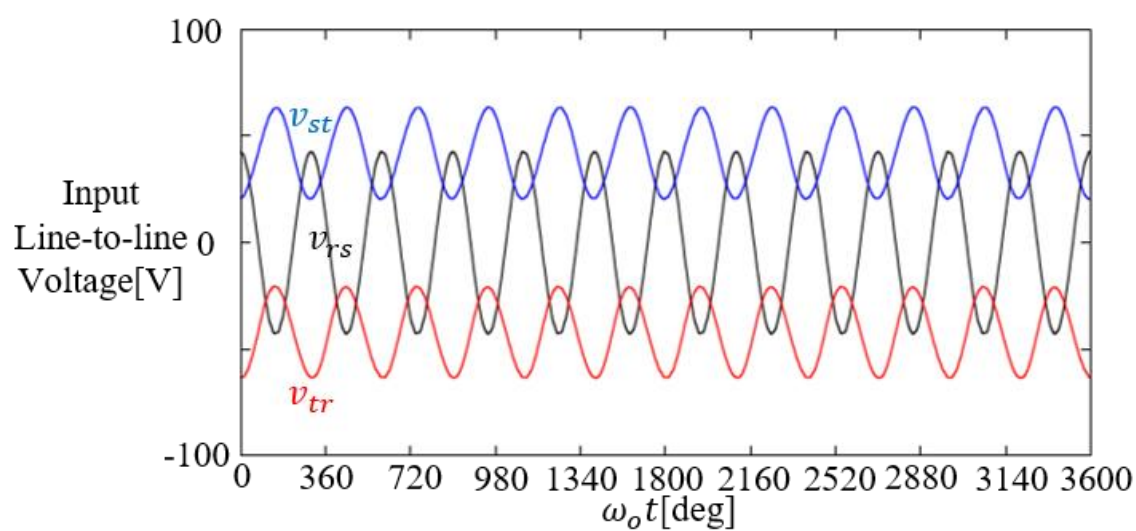


Fig. 4.3.2.2 入力線間電圧(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

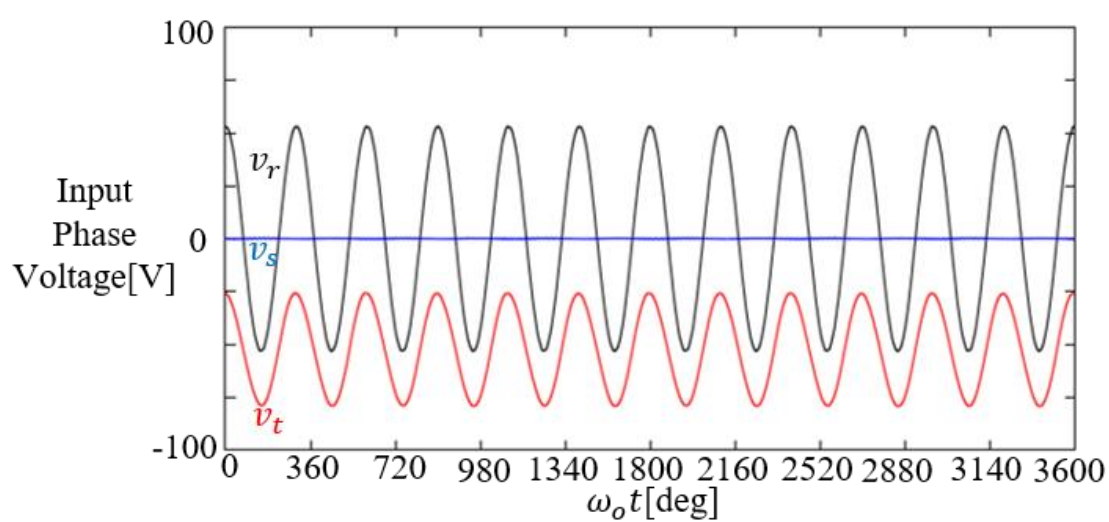


Fig. 4.3.2.3 入力相電圧(単相 AC 電源接続時/定常状態時/MC と同トポロジ)

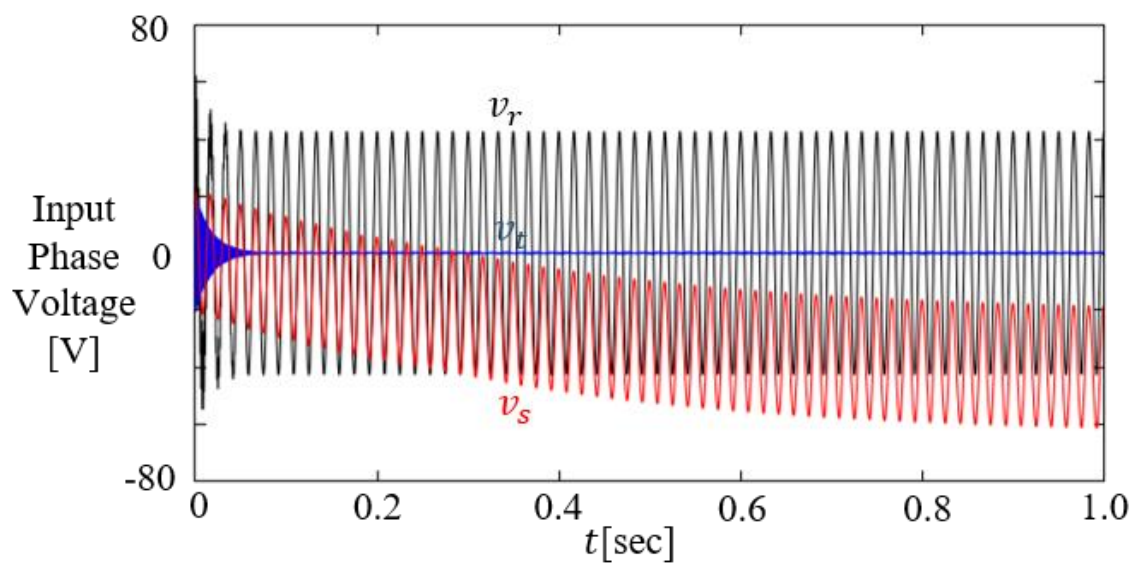


Fig. 4.3.2.4 入力相電圧(单相 AC 電源接続時/定常状態まで/MC と同トポロジ)

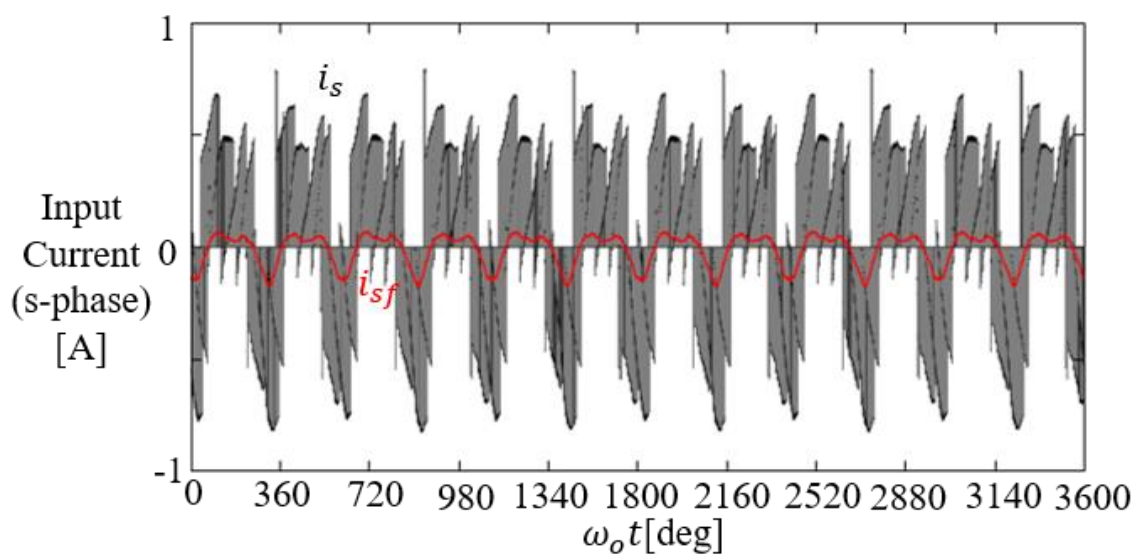


Fig. 4.3.2.5 s 相入力電流(单相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

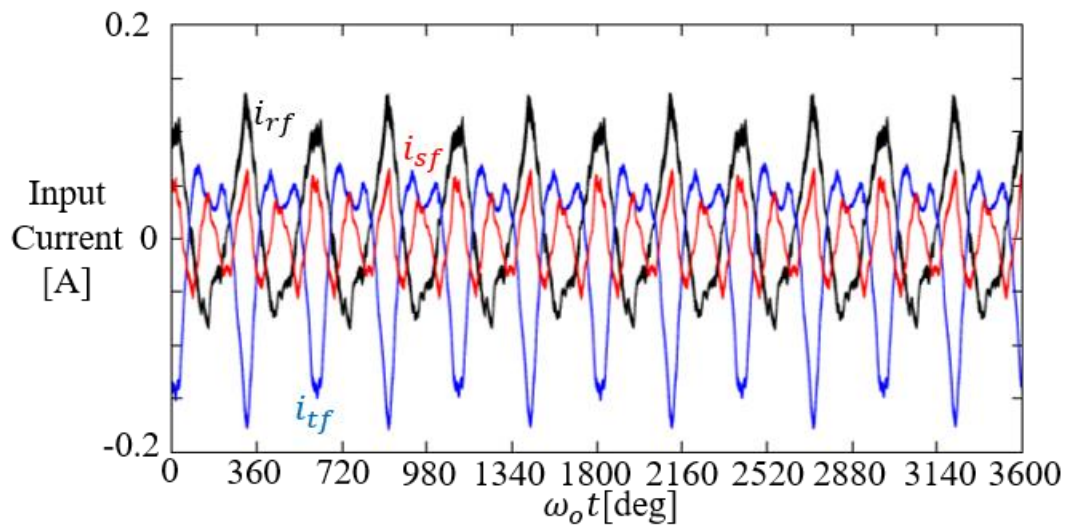


Fig. 4.3.2.6 入力電流(単相 AC 電源接続時/ローパスフィルタ後/MC と同トポロジ)

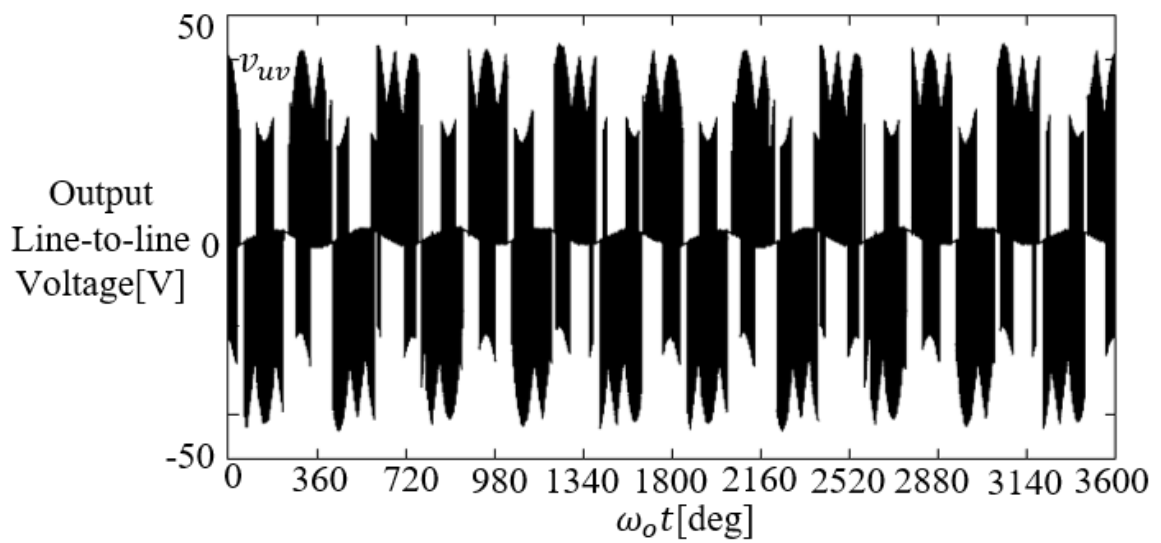


Fig. 4.3.2.7 uv 相の出力線間電圧(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

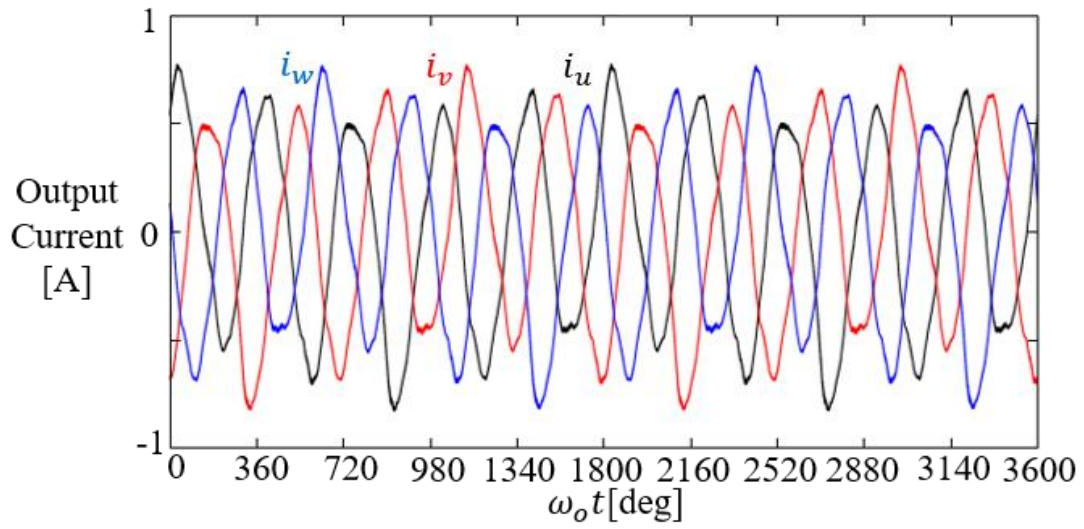


Fig. 4.3.2.8 出力電流(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

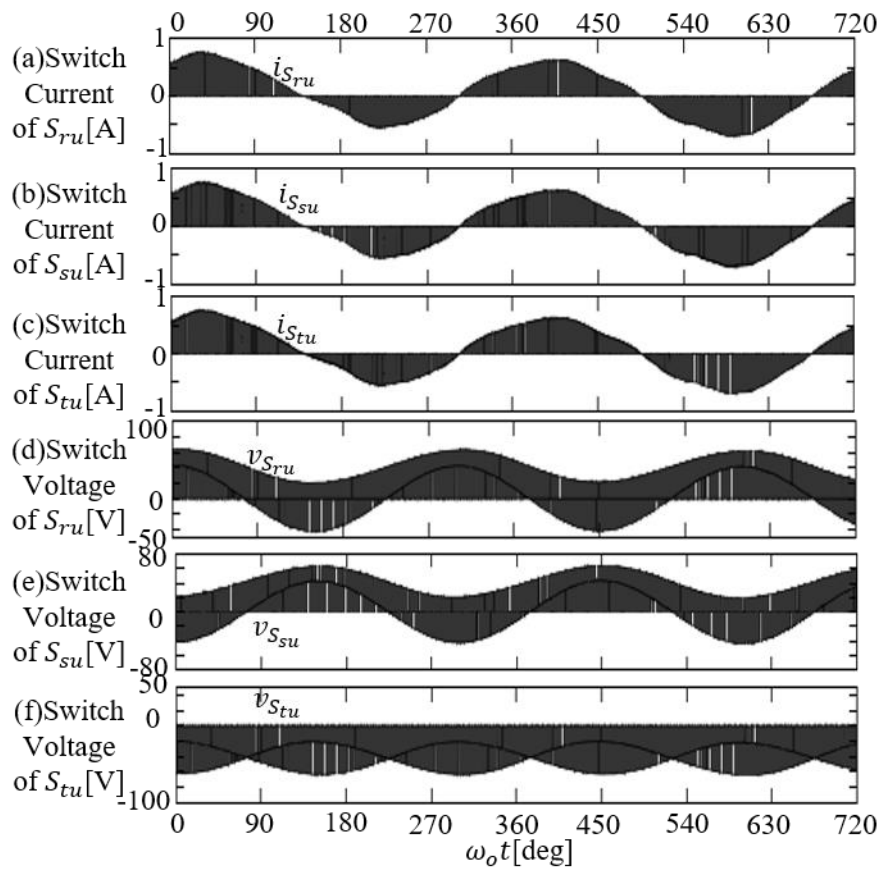


Fig. 4.3.2.9 u 相の各スイッチの通過電流とスイッチ間電圧  
(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

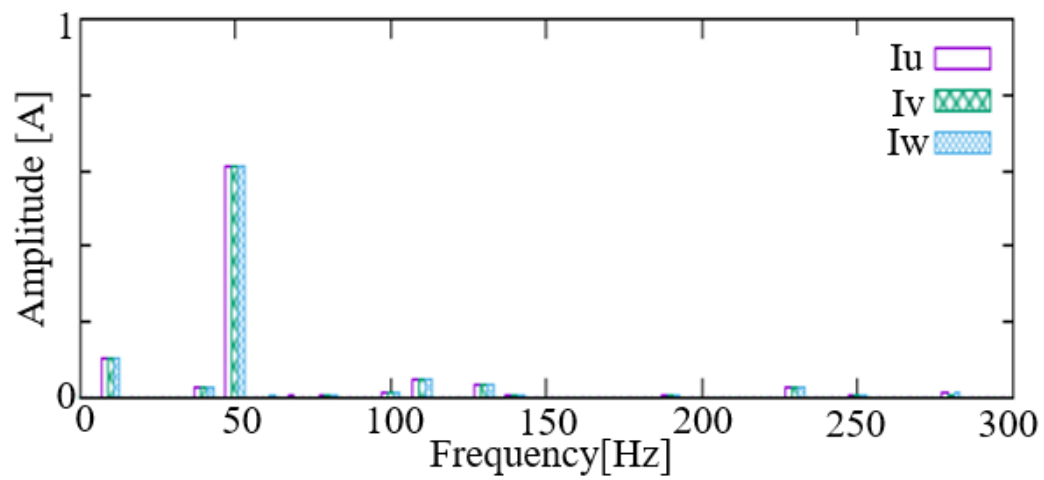


Fig. 4.3.2.10 出力電流の FFT 解析結果(单相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

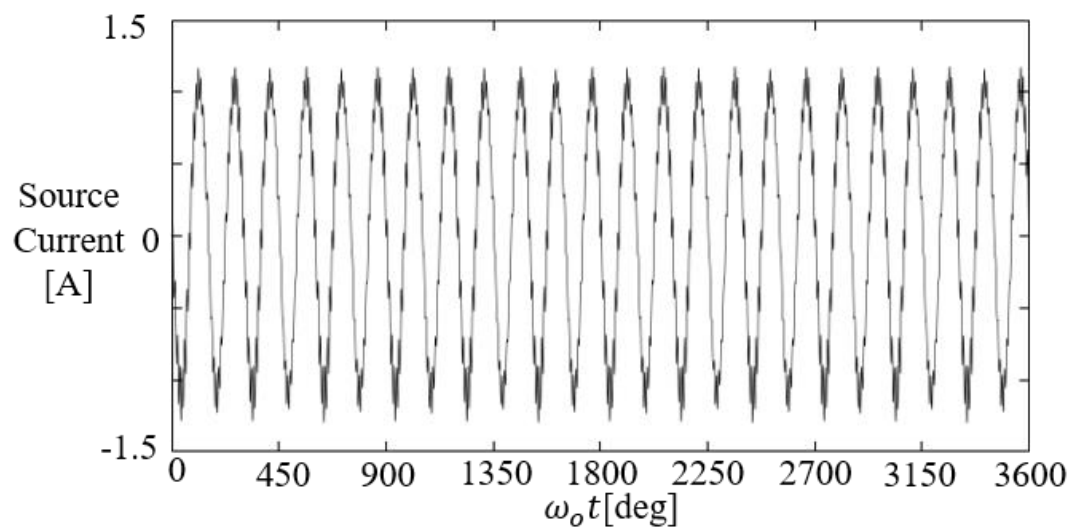


Fig. 4.3.2.11 電源電流(单相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

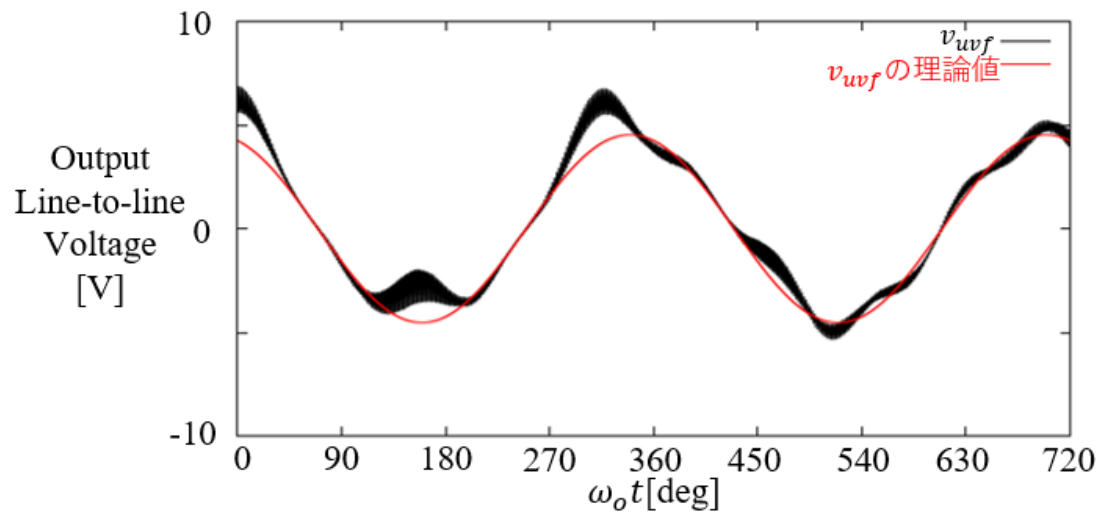


Fig. 4.3.2.12 出力線間電圧のローパスフィルタ後の波形と理論値  
(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

## 5 実機実証

本章では、従来の MC 主回路、PE-Expert3(DSP 及び FPGA) (Myway Plus)で構成される実験機を使用する。数値シミュレーション検証を実機で実証するために、シミュレーションと同じ条件下での実験が行われる。Fig. 5.1 に実験機を示す。実験機・PC 間通信機器による同時出力可能なデータ数の制約上、シミュレーションとは異なり、入力電圧と出力電流のみの実機結果を示す。





Fig. 5.1 実機(Myway Plus, PE-Expert3 and MC)



## 5.1 三相 AC 電源接続時

本節では三相 AC 電源接続時の実機実証結果を示す。実機実証での、パラメータは Table. 4.1.1 に示す。Fig. 5.1.1~5.1.4 に実機実証結果を示す。Fig. 5.1.1 は入力線間電圧( $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ )であり、Fig. 5.1.2 は出力電流である。また Fig. 5.1.3 は Fig. 5.1.1 と 5.1.2 をまとめたものである。Fig. 5.1.1, 5.1.2 より出力電流に三相交流が発生できていることが確認でき、周波数変換が出来ていることが確認できる。

また Fig. 5.1.4 に Fig. 5.1.2 の出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果からも入力電源の周波数 60[Hz]から指令出力周波数 50[Hz]に変換できていることが分かる。また、同条件のシミュレーションの検証結果である Fig. 4.1.7 の FFT 解析結果と比べても指令出力周波数成分が同程度発生できていることが分かる。他の高調波成分の発生や指令出力周波数成分の多少の異なりは実機の銅線やスイッチなどの電圧降下による誤差であると考ええる。

これらの結果より、シミュレーションと同様に、三相 AC/AC 変換が出来ていることが確認できる。

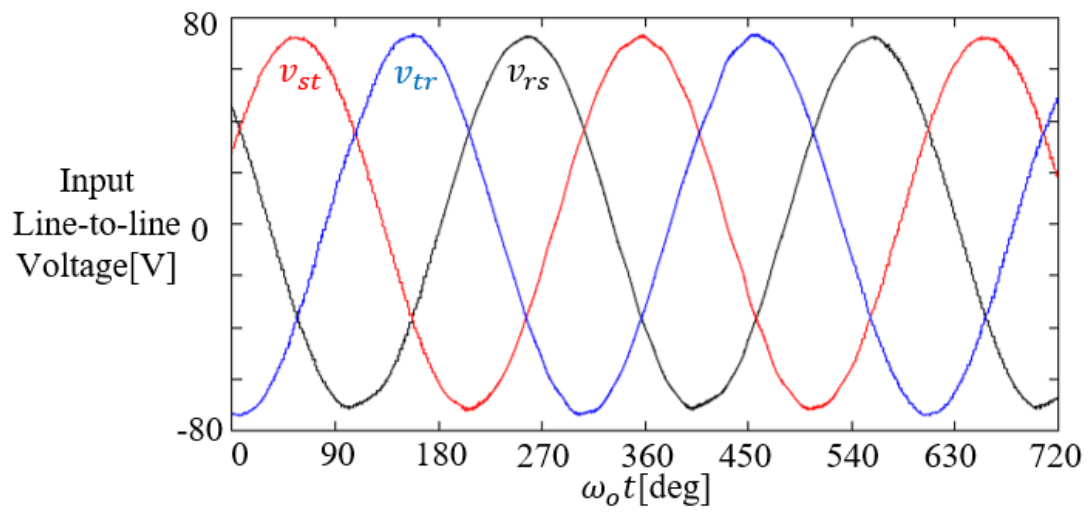


Fig. 5.1.1 入力電圧(三相 AC 電源接続時)

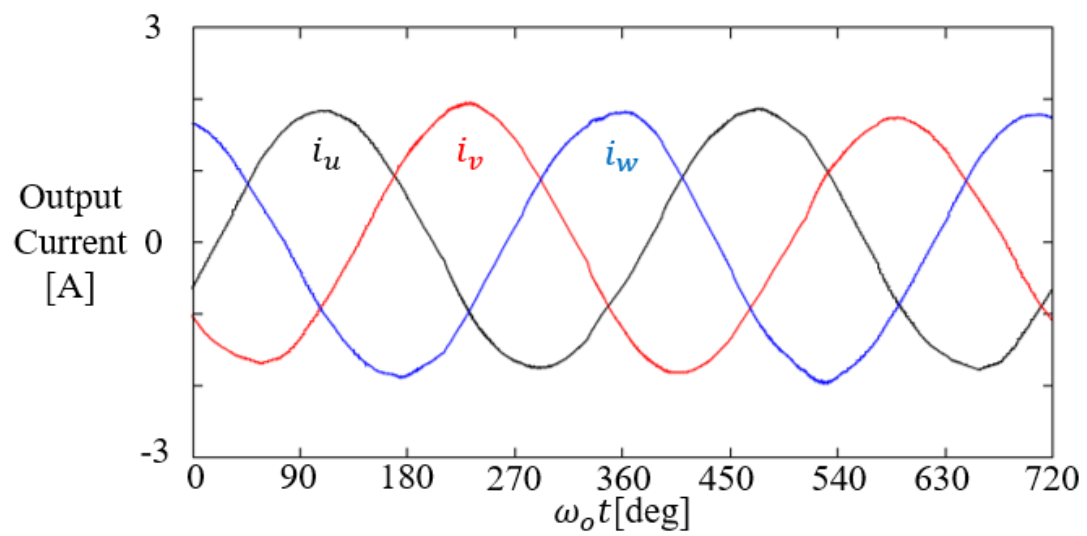


Fig. 5.1.2 出力電流(三相 AC 電源接続時)

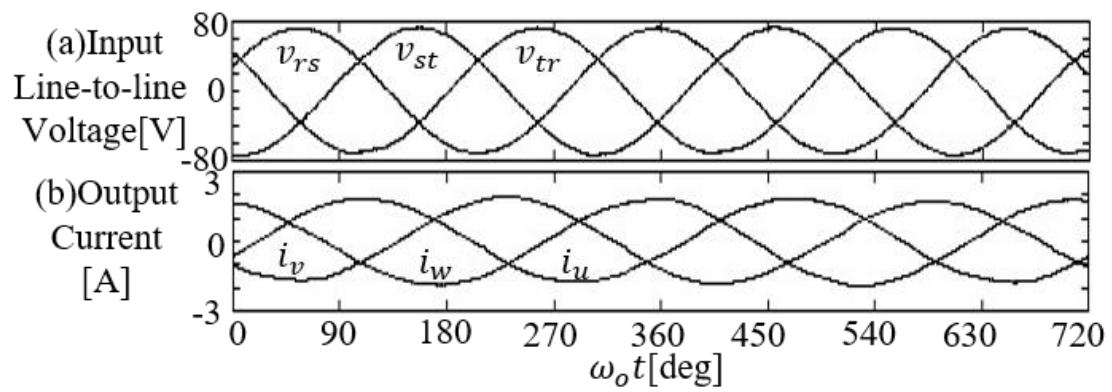


Fig. 5.1.3 実機実証結果まとめ(三相 AC 電源接続時)

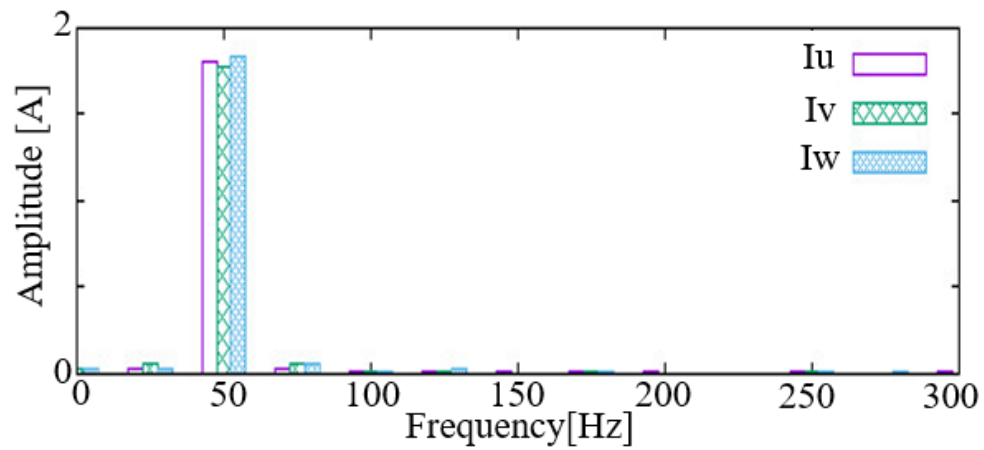


Fig. 5.1.4 出力電流の FFT 解析結果(三相 AC 電源接続時)

## 5.2 DC 電源接続時

本節では DC 電源接続時の実機実証結果を示す。実機実証でもシミュレーション検証同様に、三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合と変更しない場合の二つの条件での実機実証を行う。

### 5.2.1 入力フィルタが 3 レベルインバータと同一の場合

本節では三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合の実機実証結果を示す。実機実証での、パラメータを Table. 4.2.1.1 に示す。Fig. 5.2.1.1~5.2.1.4 に実機実証結果を示す。Fig. 5.2.1.1 は入力線間電圧 ( $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ ) であり， Fig. 5.2.1.2 は出力電流である。また Fig. 5.2.1.3 は Fig. 5.2.1.1 と 5.2.1.2 をまとめたものである。

さらに Fig. 5.2.1.4 に Fig. 5.2.1.2 の出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果からも入力電源の周波数 60[Hz] から指令出力周波数 50[Hz] に変換できていることが分かる。また，同条件のシミュレーションの検証結果である Fig. 4.2.1.7 の FFT 解析結果と比べても指令出力周波数成分が同程度発生できていることが分かる。他の高調波成分の発生や指令出力周波数成分の多少の異なりは実機の銅線やスイッチなどの電圧降下による誤差であると考ええる。

これらの結果より，シミュレーションと同様に，DC/AC 変換が出来ていることが確認できる。また中性点電圧はシミュレーション同様に維持されていることが確認できる。

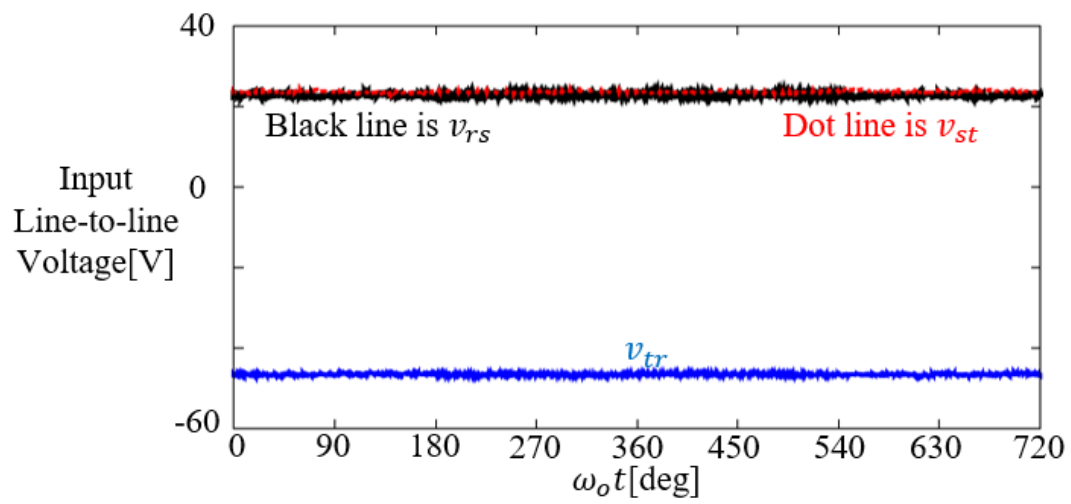


Fig. 5.2.1.1 入力電圧(DC 電源接続時)

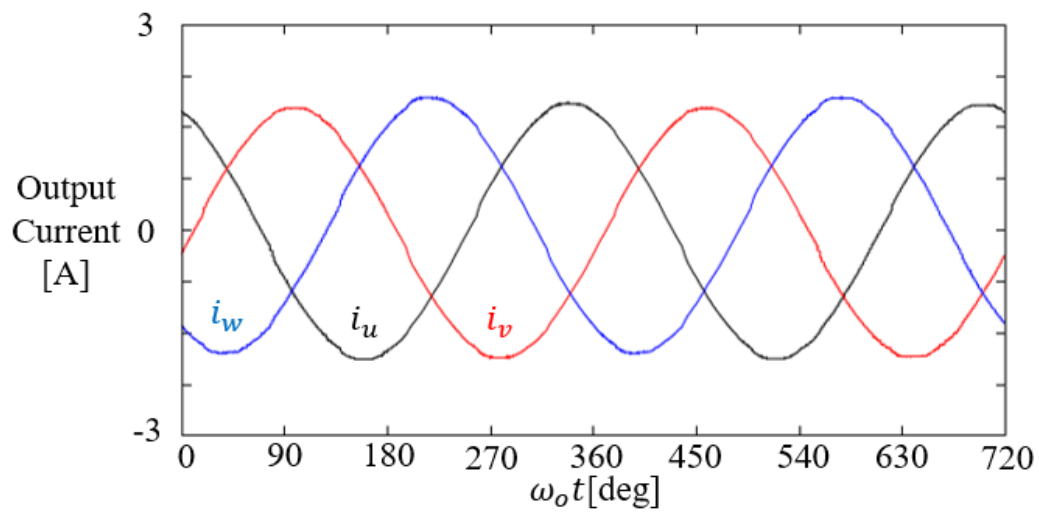


Fig. 5.2.1.2 出力電流(DC 電源接続時)

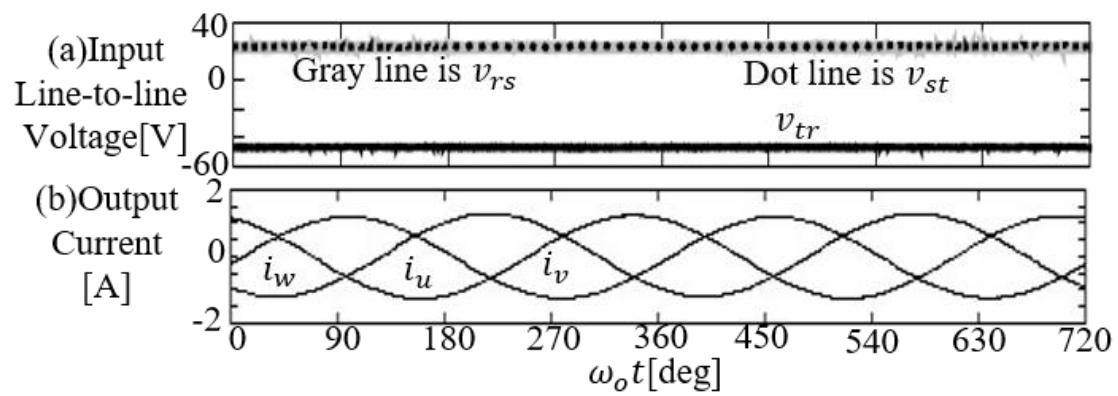


Fig. 5.2.1.3 実機実証結果まとめ(DC 電源接続時)

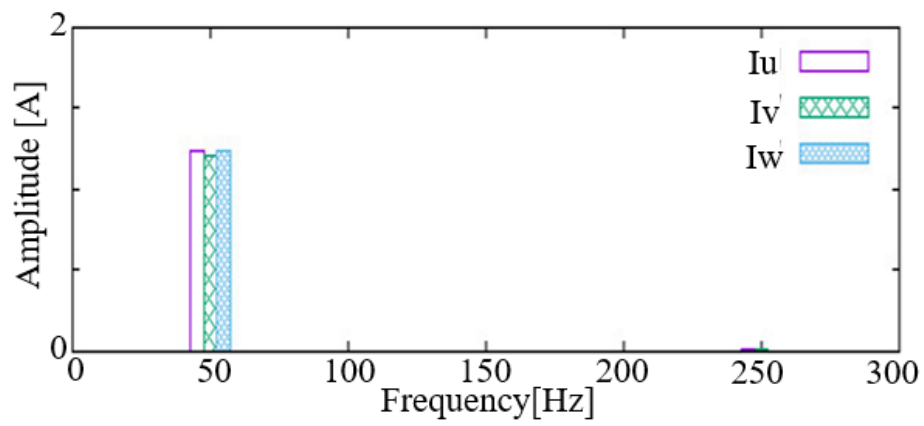


Fig. 5.2.1.4 出力電流の FFT 解析結果(DC 電源接続時)

## 5.2.2 入力フィルタが MC 動作時と同一の場合

本節では三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合の実機実証結果を示す。実機実証での、パラメータを Table. 4.2.2.1 に示す。Fig. 5.2.2.1~5.2.2.4 に実機実証結果を示す。Fig. 5.2.2.1 は入力線間電圧 ( $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ )であり、Fig. 5.2.2.2 は出力電流である。また Fig. 5.2.2.3 は Fig. 5.2.2.1 と 5.2.2.2 をまとめたものである。

さらに Fig. 5.2.2.4 に Fig. 5.2.2.2 の出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果からも入力電源の周波数 60[Hz]から指令出力周波数 50[Hz]に変換できていることが分かる。また、同条件のシミュレーションの検証結果である Fig. 4.2.2.8 の FFT 解析結果と比べても指令出力周波数成分が同程度発生できていることが分かる。他の高調波成分の発生や指令出力周波数成分の多少の異なりは実機の銅線やスイッチなどの電圧降下による誤差であると考ええる。

これらの結果より、三相 AC 電源と DC 電源で、1つの完全に同一のコンバータ回路を使用して三相-三相 MC 動作と 3 レベルインバータ動作が可能であることを確認した。

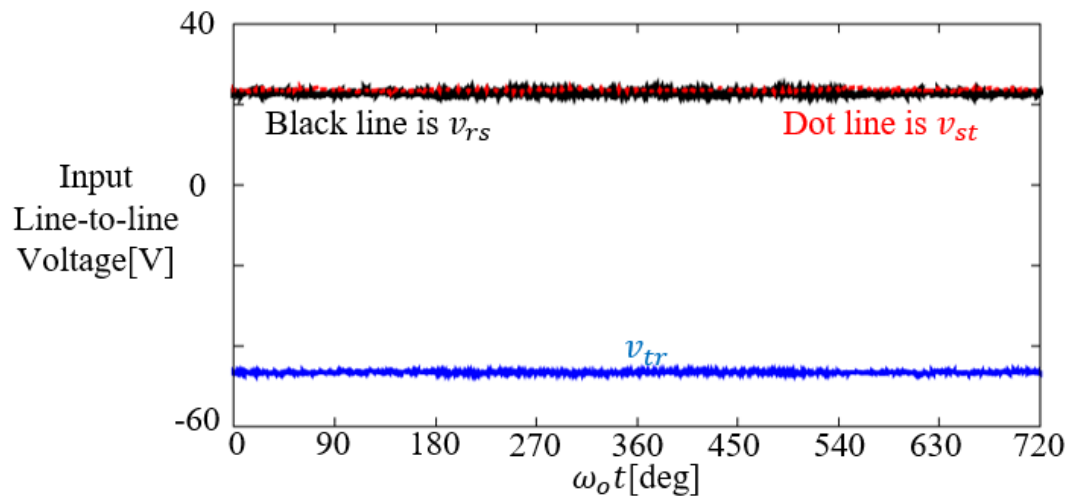


Fig. 5.2.2.1 入力電圧(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

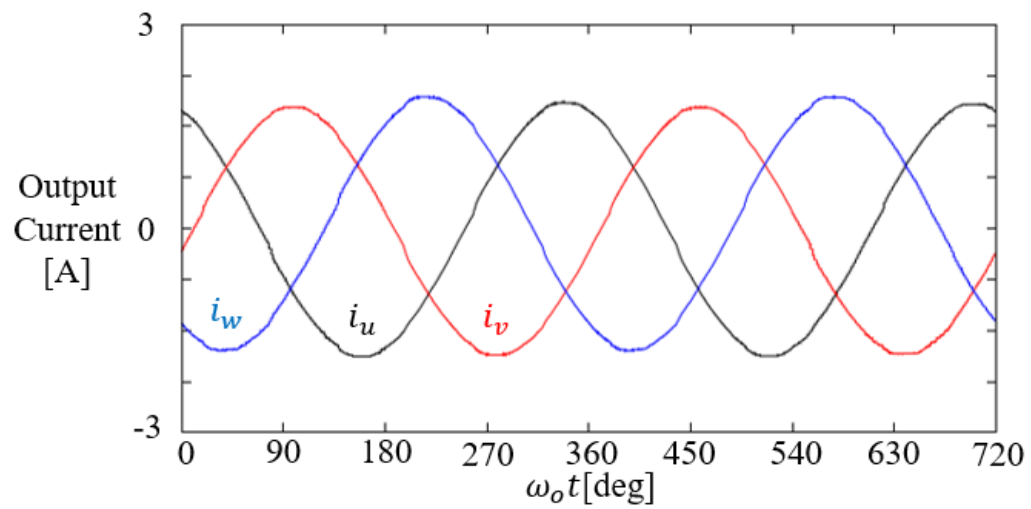


Fig. 5.2.2.2 出力電流(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)



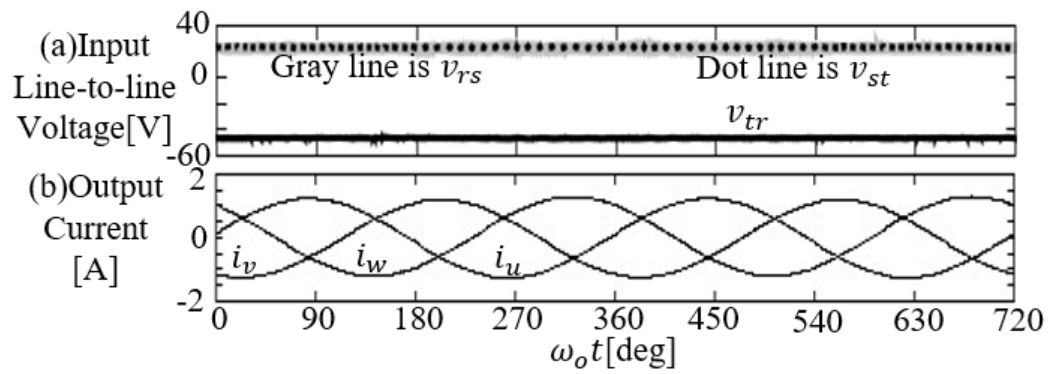


Fig. 5.2.2.3 実機実証結果まとめ(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

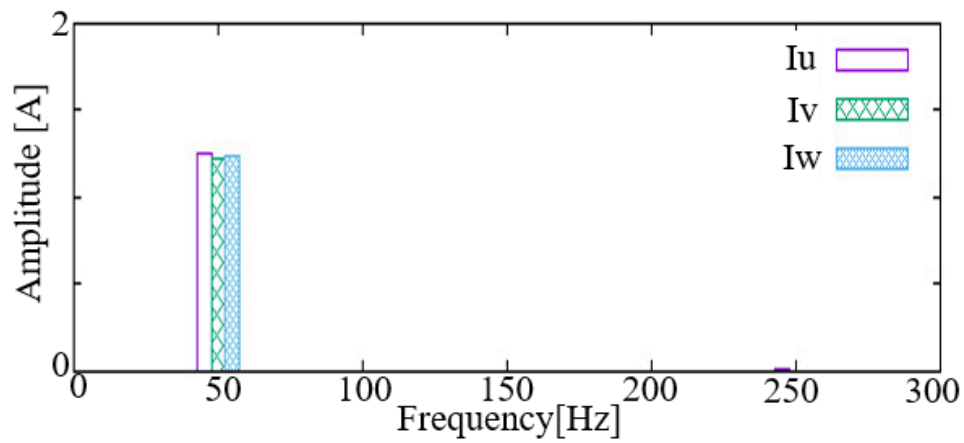


Fig. 5.2.2.4 出力電流の FFT 解析結果(DC 電源接続時/三相 AC と同トポロジ)

## 5.3 単相 AC 電源接続時

本節では単相 AC 電源接続時の実機実証結果を示す。実機実証でもシミュレーション検証同様に、三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合と変更しない場合の二つの条件での実機実証を行う。

### 5.3.1 入力フィルタが単相-三相 MC と同一の場合

本節では三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合の実機実証結果を示す。実機実証での、パラメータを Table. 4.3.1.1 に示す。Fig. 5.3.1.1~5.3.1.4 に実機実証結果を示す。Fig. 5.3.1.1 は入力線間電圧 ( $v_{rs}, v_{st}, v_{tr}$ )であり、Fig. 5.3.1.2 は出力電流である。また Fig. 5.3.1.3 は Fig. 5.3.1.1 と 5.3.1.2 をまとめたものである。

さらに Fig. 5.3.1.4 に Fig. 5.3.1.2 の出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果と同条件でのシミュレーション結果である Fig. 4.3.1.9 と比べると、明らかに指令出力周波数成分がシミュレーション時と比べ少ないことが確認できる。しかし、Fig. 5.3.1.1 の入力線間電圧の結果から入力相電圧  $v_t$  に振動はあるものの充電され直流電圧を維持できていることが確認できる。

これらの結果から、現状では単相 AC 電源接続時の実機実証による提案システムの有効性の確認はできていないといえる。

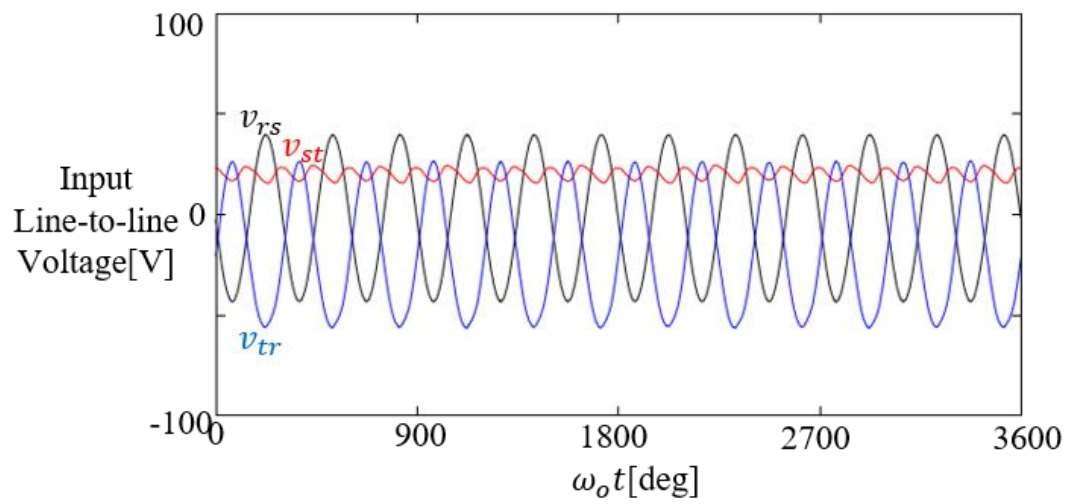


Fig. 5.3.1.1 入力線間電圧(单相 AC 電源接続時)

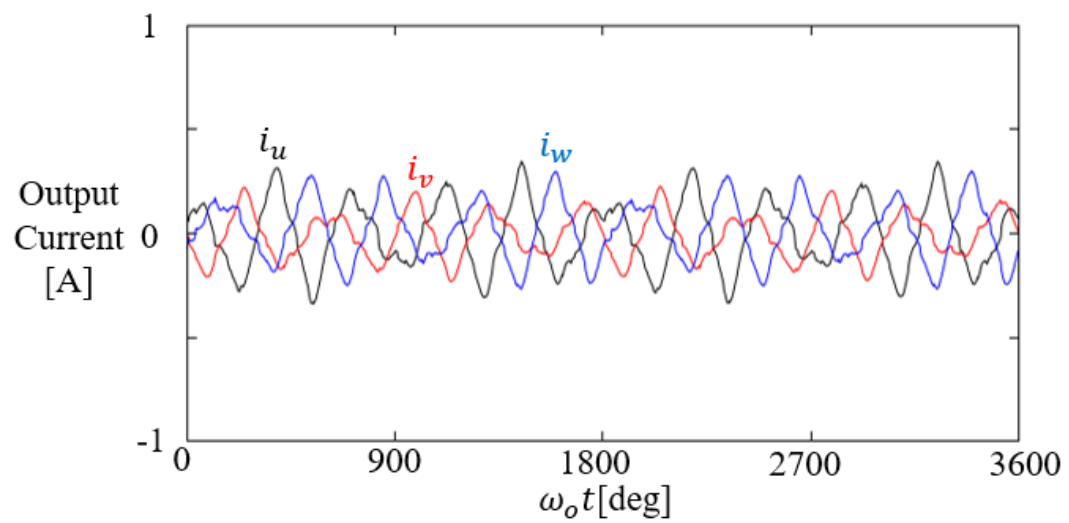


Fig. 5.3.1.2 出力電流(单相 AC 電源接続時)

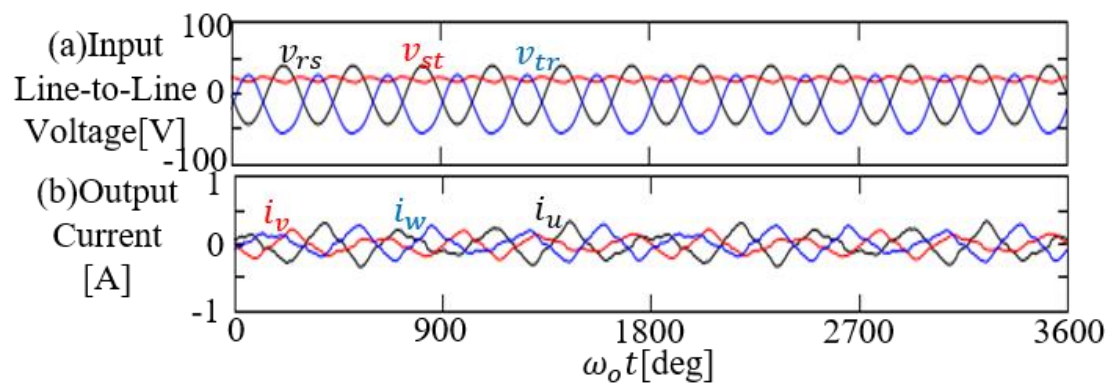


Fig. 5.3.1.3 実機実証結果まとめ(单相 AC 電源接続時)

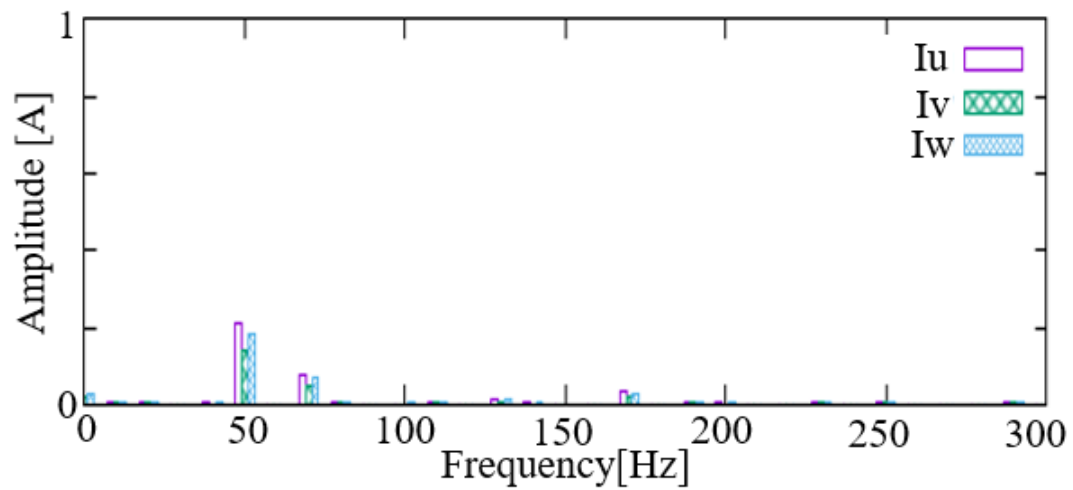


Fig. 5.3.1.4 出力電流の FFT 解析結果(单相 AC 電源接続時)

### 5.3.2 入力フィルタが三相-三相 MC 動作時と同一の場合

本節では三相 AC 電源接続時の入力フィルタから回路を変更した場合の実機実証結果を示す。実機実証での、パラメータを Table. 4.3.2.1 に示す。Fig. 5.3.2.1~5.3.2.4 に実機実証結果を示す。Fig. 5.3.2.1 は入力線間電圧 ( $v_{rs}$ ,  $v_{st}$ ,  $v_{tr}$ ) であり、Fig. 5.3.1.2 は出力電流である。また Fig. 5.3.2.3 は Fig. 5.3.2.1 と 5.3.2.2 をまとめたものである。

さらに Fig. 5.3.2.4 に Fig. 5.3.2.2 の出力電流の FFT 解析結果を示す。この結果と同条件でのシミュレーション結果である Fig. 4.3.2.10 と比べると、MC と同一フィルタを使用した場合も明らかに指令出力周波数成分がシミュレーション時と比べ少ないことが確認できる。さらに、Fig. 5.3.2.1 の入力線間電圧の結果から入力相電圧  $v_t$  に充電されるも大きな振動がある直流電圧が維持されていることが確認できる。

これらの結果からも、現状では单相 AC 電源接続時の実機実証による提案システムの有効性の確認はできていないといえる。本節の結果と前節の单相-三相 MC と同フィルタを使用した場合の結果から、原因は理想条件のシミュレーションと実機との素子の特性の違いによるものと、実機検証用の DSP と FPGA のプログラムに何らかの間違いがあるのではないかと考える。実機検証とシミュレーション検証のスイッチングパルス等を比較し、実機検証時に想定したスイッチングパルスが発生できているかどうか確認していく予定である。

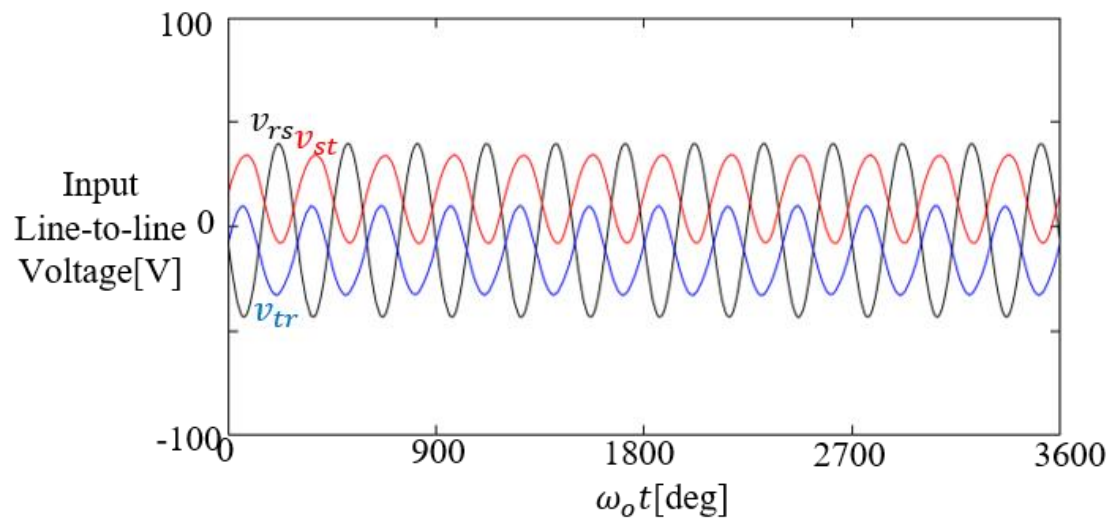


Fig. 5.3.2.1 入力線間電圧(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

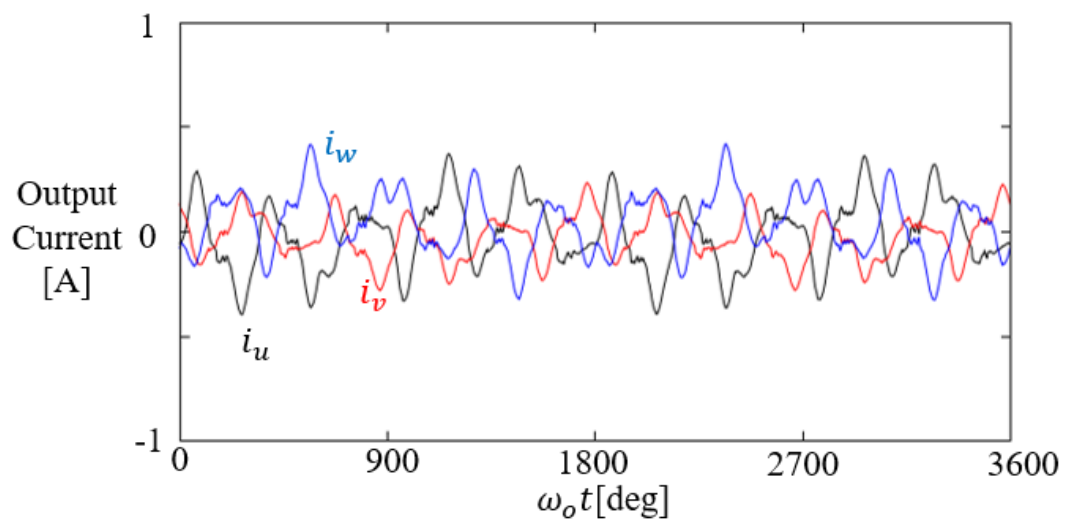


Fig. 5.3.2.2 出力電流(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

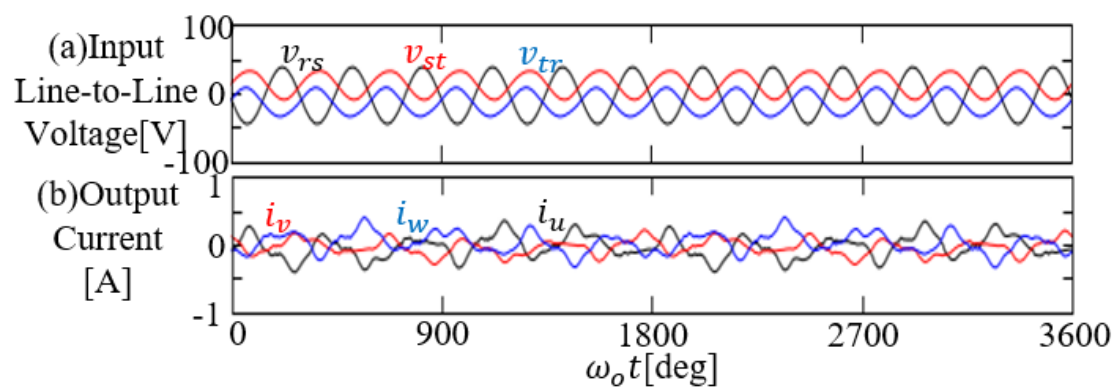


Fig. 5.3.2.2 実機実証結果まとめ(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

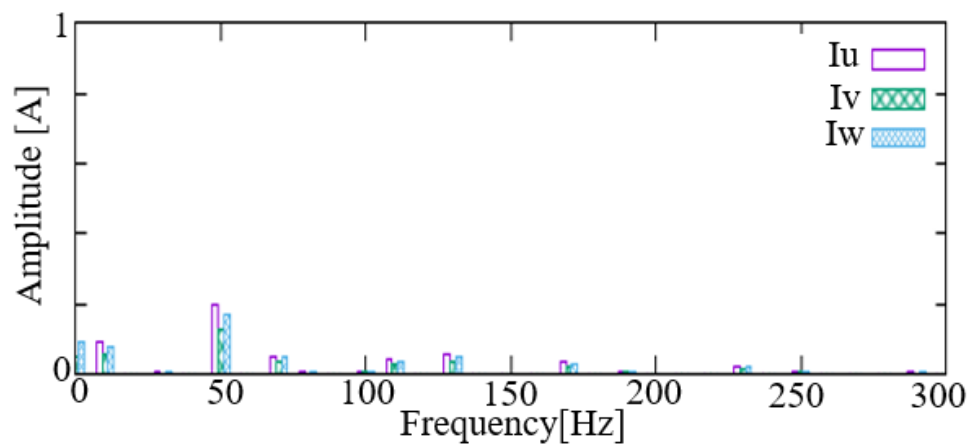


Fig. 5.2.2.3 出力電流の FFT 解析結果(単相 AC 電源接続時/MC と同トポロジ)

## 6 結論

### 6.1 まとめ

本論文では、同一の主回路と文献[8]の制御手法を用いて三相 AC/三相 AC, DC/三相 AC, 単相 AC/三相 AC 変換全てに対応可能な電力変換器を提案した。さらに提案手法では、DC 電源を接続する際に以下の重要性があることが分かった。

- コンデンサの中性点電圧を入力電流指令である  $X$  関数によって制御可能
- MC 用の短絡防止策である転流シーケンスを、提案システムで適用するとデッドタイム挿入時と比べ、出力電圧誤差を低減することが可能

また、単相 AC 電源接続時には以下の重要性があることが分かった。

- 既存の単相/三相 MC と比べ単純な手法で単相 AC/AC 変換が可能

DC 電源接続時はシミュレーションと実験から、ユニバーサルダイレクトコンバータによって三相/三相 MC と同主回路で DC/AC 変換が可能であるということが実証された。単相 AC 電源接続時はシミュレーションでは、三相/三相 MC と同主回路で単相 AC/三相 AC 変換が可能であるということが実証された。しかし、実機実証では単相 AC/三相 AC 変換に失敗した。



## 6.2 今後の予定

単相 AC 電源接続時，入力相電圧 $v_t$ がどのような理由の下，直流電圧が充電され維持できているのかわかっていないため，今後入力と出力を同時に考えたモデル化等を行い解明していく予定である。その後， $v_t$ の振動を取り除き，出力の高調波成分をさらに取り除くような制御等を組み込む予定である。

また，シミュレーションでは単相 AC/三相 AC 変換に成功したが，実機実証では失敗している。従って実機実証のための DSP, FPGA のプログラムを見直し，ユニバーサルダイレクトコンバータを用いて単相 AC/三相 AC 変換の実機実証を目指す。

それにより，ユニバーサルダイレクトコンバータによって全ての電源種に一つの回路で対応可能であることが実証できる。

## 参考文献

- [1] Y. Kono, N. Shiraki, H. Yokoyama and R. Furuta, "Catenary and storage battery hybrid system for electric railcar series EV-E301," *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, pp. 2120--2125 (2014).
- [2] T. Lelek, O. Sadilek, R. Dolecek, L. Mlynarik and P. Sykora, "Dual source railway vehicles," *2015 25th International Conference Radioelektronika (RADIOELEKTRONIKA)*, pp. 56--60 (2015).
- [3] A. Nasiri, Z. Nie, S. B. Bekiarov and A. Emadi, "An On-Line UPS System With Power Factor Correction and Electric Isolation Using BIFRED Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 2, pp. 722--730 (2008).
- [4] 高橋勲, 安東至:「フライホイールエネルギー貯蔵技術を用いた無停電電源装置の開発」, 電学論 D, Vol.112, No.9, pp.877-882 (1992).
- [5] Habetler, Thomas G. "A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 30—36 (1993).
- [6] Malesani, Luigi, et al. "AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the DC link," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 287—292 (1995).
- [7] Lee, Dong-Choon, and Young-Sin Kim. "Control of single-phase-to-three-phase AC/DC/AC PWM converters for induction motor drives," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 797—804 (2007).
- [8] A. Ishiguro, K. Inagaki, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa and K. Iwata, "A new method of PWM control for forced commutated cycloconverters using microprocessors," *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol.1, pp. 712--721 (1988)
- [9] A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 101--112 (1989)
- [10] 伊東淳一, ほか:「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, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004)

[11] L. Helle, K. B. Larsen, A. H. Jorgensen, S. Munk-Nielsen and F. Blaabjerg, "Evaluation of modulation schemes for three-phase to three-phase matrix converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 158--171 (2004)

[12] Wheeler, Patrick W., Rodriguez, J., Clare, J. C., Empringham, L. and Weinstein, A., "Matrix converters: A technology review", *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol.49, no.2, pp.276-288 (2002)

[13] 篠原勝次, 山本喜朗:「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電学論 D, Vol. 126, No. 9, pp. 1161—1170 (2006)

[14]マトリックスコンバータの普及に向けた技術課題と導入効果調査専門委員会編:「マトリックスコンバータの普及に向けた技術課題と導入効果」電気学会 (2016)

[15] Thomas Friedli and Johann W.Kolar. : "Milestones in Matrix Converter Research", IEEJ IA, Vol.1, No.1, pp.2-14 (2012)

[16] 清水敏久, ほか:「直流リプル補償形単相 PWM コンバータの補償限界」, 電学論 D, Vol. 118, No. 7, pp. 885-891 (1998)

[17] 稲妻一哉, ほか:「インバータ出力電力に着目した電解コンデンサレス単相-三相変換器の高力率制御」 電学論 D, Vol.131, No.7 pp.950-959 (2011)

[18] 飯野和幸, ほか:「単相/三相マトリックスコンバータにおける仮想間接制御法の検討」, 電学論 D, Vol. 130, No. 6 pp.793-801 (2010)

[19] Yamashita Tomomi, and Takaharu Takeshita. "PWM strategy of single-phase to three-phase matrix converters for reducing a number of commutations," *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA*-, IEEE, pp. 3057—3064 (2010).

[20] M Saito, T Takeshita, *et al.* "A single to three phase matrix converter with a power decoupling capability," *2004 IEEE 35<sup>th</sup> Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, pp. 2400—2405 (2004)

- [21] Cipriano, Eizeli, *et al.* "Single-phase to three-phase power converters: State of the art," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2437—2452 (2011)
- [22] J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219--2230 (2010)
- [23] Nguyen, T. D., Phan, D. Q., Dao, D. N. and Lee, H. H.,: "Carrier phase-shift PWM to reduce common-mode voltage for 3-level T-type NPC inverters", *Journal of Power Electronics*, vol.14, no.6, pp.1197--1207 (2014)
- [24] 小笠原悟司, ほか:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, Vol. 113, No.1, pp. 41—48 (1993).
- [25] 近藤亮太, ほか:「トランスレス・ハイブリッドフィルタにおける 3 レベル PWM コンバータの中性点電位制御」, 電学論 D, Vol. 128, No. 12, pp1388—1395 (2008).
- [26] 加藤康司, 伊東淳一:「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電学論 D, Vol. 127, No. 8, pp. 829—836 (2007).
- [27] J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun and O. Simon, "Matrix converter commutation strategies with and without explicit input voltage sign measurement," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 407--414 (2002)
- [28] M. Ziegler and W. Hofmann, "Semi natural two steps commutation strategy for Matrix Converters", in *Conf. Rec. IEEE PESC'98*, pp727--731 (1998)
- [29] Hiroya.T, *et al.* "Dead Time Compensation for 3-level Flying Capacitor with Phase Shift PWM" *IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control* March 9-11, 2018, Tokyo, Japan
- [30] Zhang, Zhendong, and Longya Xu. "Dead-time compensation of inverters considering snubber and parasitic capacitance." *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol.29, No.6, pp.3179-3187 (2014).
- [31] Normey-Rico, Julio E and Eduardo F. Camacho. "dead-time compensators: A survey," *Control engineering practice*, vol. 16, no. 4, pp. 407—428 (2008)

- [32] Oliveira, *et al.* “Improved dead-time compensation for sinusoidal PWM inverters operating at high switching frequencies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2295—2304 (2007).

## 関連研究及び口頭発表

- [1] 豊大樹, 小山昌人, 石田宗秋, 山村直紀:「交直両用直接形電力変換器の研究」, 平成 30 年電気学会産業応用部門大会, R1-10, 1-47, 2018.8
- [2] Daiki Yutaka, Masato Koyama, Muneaki Ishida, Naoki Yamamura. “A study of identical direct converter for AC or DC source”, International Symposium For Sustainability by Engineering at MIU, 2018
- [3] 豊大樹, 小山昌人, 山村直紀:「交直両用直接形電力変換器を用いた無停電電源装置 (UPS)の提案」, 平成 31 年電気学会全国大会, A303-B2, 4-057, 2019.3
- [4] Daiki Yutaka, Masato Koyama, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida. “Validation of Universal Direct Converter Based on Matrix Converter for Three-phase AC and DC Source”, International Symposium For Sustainability by Engineering at MIU, 2019
- [5] Daiki Yutaka, Masato Koyama, Naoki Yamamura, Muneaki Ishida. “Proporsal for Universal Direct Converter Based on Matrix Converter for Three-phase AC and DC Source”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol.9, No.4 2020(Accepted)

## 謝辞

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

平成 29 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，エネルギーシステム研究室のみなさんに心から感謝します。

最後に何不自由なく大学生活を送らせていただいた家族に心から感謝し，厚く御礼申し上げます。