

# 高周波リンクを有する低電圧大電流直流電源への マトリックスコンバータの適用

西山幸佑\* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

## Application of Matrix Converter to Low-Voltage and Large-Current DC Power Supply with High-Frequency AC Link

Kosuke Nishiyama\*, and Toshihiko Noguchi and (Nagaoka University of Technology)

This paper describes an application of a matrix converter to a 13-V and 2500-A DC power supply, using a 15-kHz transformer coupling. The matrix converter generates 15 kHz single-phase current to excite the step down transformer from a three-phase utility power source. Computer simulation results demonstrate an excellent performance of generating 15-kHz matrix converter output and delivering stable 1250-A DC output. In addition, this paper presents experimental system setup and some experimental test results at no load condition, which proves possibility of proper operation of the proposed system.

キーワード：直流電源, 低電圧大電流, 高周波トランス, 漏れインダクタンス, マトリックスコンバータ

**Keywords** : DC power supply, low-voltage and large-current, high-frequency transformer, leakage inductance, matrix converter

### 1. はじめに

筆者らは超高硬度材料を創製するために、焼結技術の確立と、焼結炉ならびに焼結用低電圧大電流直流電源の開発を進めてきた。これまでに高周波トランス結合を有する低電圧大電流直流電源の開発を行い、13V-5000Aの実負荷運転を確認し実用化に成功した。しかし、この電源装置は基本的な回路トポロジーとして、AC-DC-AC変換回路を採用しており、商用交流電源入力側にはコンデンサインプット形整流器を配し、高周波出力側にはフルブリッジ方形波インバータを用いている。直流バスにはチョークコイルと電解コンデンサを挿入しているため、入力電流の通流幅を広げて総合入力率を90%前後にまで高めることができるが、それ以上の総合入力率は使用素子の容量、重量、寸法の観点から非常に困難である。また、電解コンデンサの使用により電源装置全体の信頼性と寿命が決定されると言っても過言ではない。

そこで、以上のような回路トポロジーをAC-AC直接変換回路へ置き換えて、高周波トランス結合を有する低電圧大電流直流電源への適用を試みる。これにより、従来の問題点であった総合入力率の改善を図るだけでなく、装置の高信頼化、超寿命化を実現することができる。本稿では計算機シミュレーションにより低電圧大電流直流電源にマト

リックスコンバータを適用した場合の運転特性を検証し、実験装置の概要と試験結果について報告する。

### 2. 焼結と低電圧大電流直流電源の概要

焼結とは成形された粉体系を融点以下の温度で加熱し、構成粒子間に接合が生まれる現象である。この手法は高硬度および高融点の加工が困難な材料の成形や、傾斜材料、機能材料の製造に有効である。本稿で焼結しようとする粉体材料はボロン、タングステンカーバイド、アルミナなどであり、これらを焼結型に封入して加圧しながら電流を流す。このとき、電源装置の負荷となる焼結型は数mΩの低抵抗体であるため、数千Aの大電流を流すのに十数Vの電圧しか必要としない。しかし、インバータの動作周波数を可聴域外にまで高めようとする、数千Aの大電流であるため、降圧トランスの漏れインダクタンスや配線インダクタンスによる影響を大きく受け、有効電力を負荷焼結型に送ることができない。すなわち、降圧トランスの漏れインダクタンスや配線インダクタンスによって、トランス二次側の整流ダイオードが全て導通した状態（転流重なり）が生じる。この転流重なりが生じている期間は出力端子電圧が零となるので、この期間が増加すると負荷焼結型に印加できる電圧の限界値が低下して大電流を流すことができない。したがって、低電圧大電流直流電源のトランス結合部

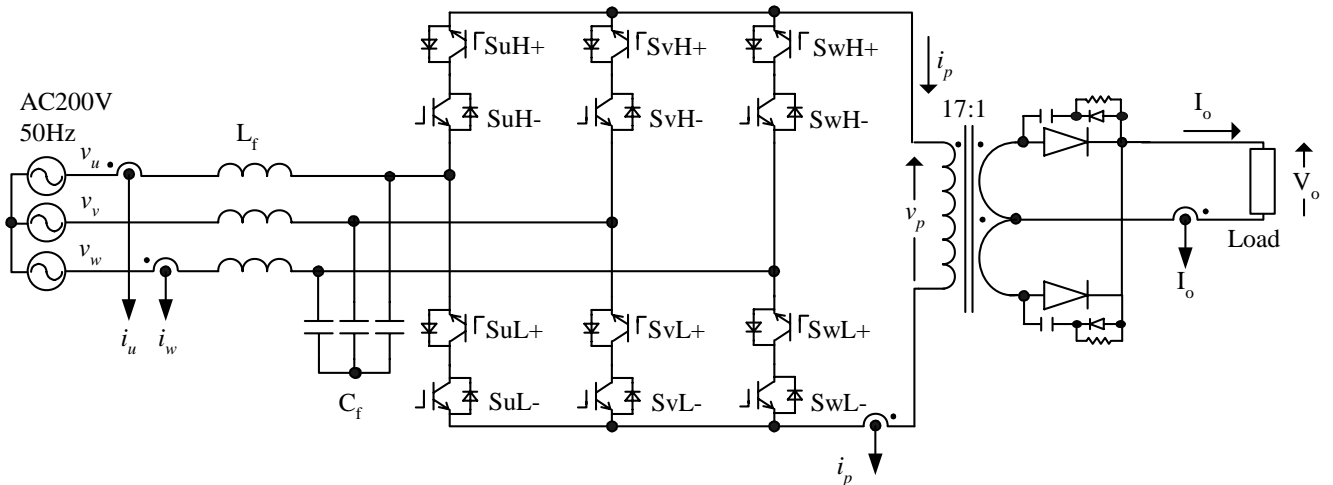


図1 主回路構成

Fig. 1. Main circuit configuration.

を高周波化するためには、降圧トランスの漏れインダクタンスや配線インダクタンスを低減することが極めて重要である。

### 3. システム構成

#### 〈3・1〉 主回路構成

図1にAC-AC直接変換方式を適用した低電圧大電流直流電源の主回路構成を示す。本システムは商用三相交流電源、LCフィルタ、AC-AC直接変換回路、高周波降圧トランス、大電流整流回路によって構成されている。AC-AC直接変換回路で必要な双方向スイッチは2組のIGBTを逆並列接続することにより構成している。AC-AC直接変換回路を適用することにより、総合入力力率の改善を図るとともに、三相50 Hzから単相15 kHzへの周波数変換を行って高周波降圧トランスを励磁する。前述のように、負荷となる焼結型の電気抵抗は数mΩと極めて小さく、数千Aもの電流が流れる。したがって、15 kHzで励磁される高周波トランスの漏れインダクタンスはたとえμHのオーダーであっても、それによる遅れ電流の影響は甚大である。そのため、筆者らはトランスの巻線構造を工夫することにより、漏れインダクタンスを低減し15 kHzで励磁することを実現した。高周波降圧トランスの定格容量は30 kVAであり、巻数比を17:1としている。直流電源の出力は高周波降圧トランスの二次巻線に中間タップをとって全波整流する方式を採用しており、順方向電圧降下による損失を軽減するために、整流ダイオードとして40 V-360 Aのショットキーバリアダイオードを8個並列接続している。整流ダイオードがONしている期間はそのアノード・カソード間電圧は順方向電圧降下(0.6 V max)のみとなるが、OFFすると二次巻線のコイル2個分に相当する電圧が印加される。また、ダイオードの端子間電圧の立ち上がり時に発生するスイッチングサージを考慮して、各ダイオードにはスナバ回路が設けられている。

#### 〈3・2〉 動作原理と制御法

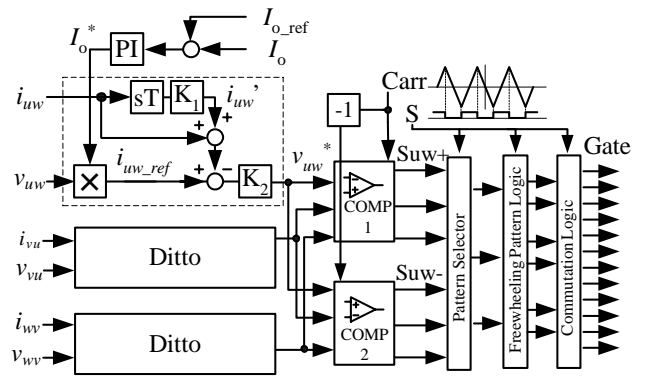


図2 制御ブロック図

Fig. 2. Block diagram of controller.

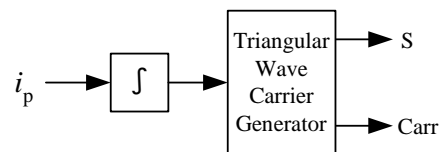
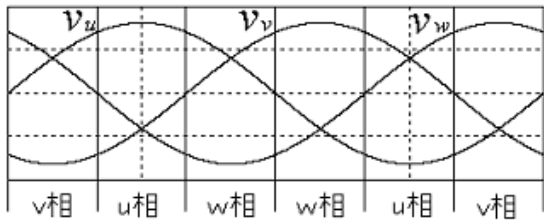


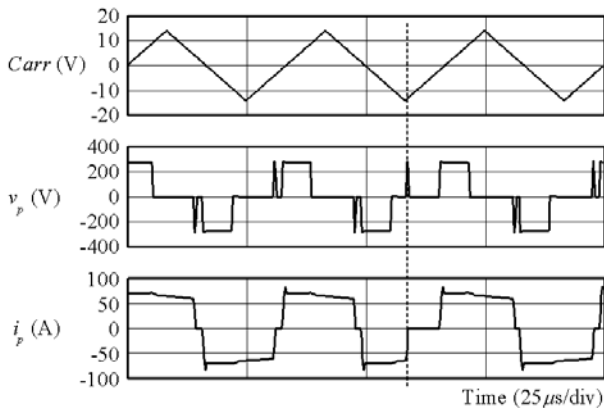
図3 直流偏磁補償器

Fig. 3. DC excitation canceller.

図2にマトリクスコンバータを適用した低電圧大電流直流電源の制御ブロック図を示す。直流出力電流制御系から得られる電流振幅指令値  $I_o^*$  と、電源線間電圧と同相の単位正弦波の積より相電流指令値  $i_{uw\_ref}$  を得る。一方、実電流検出値  $i_{uw}$  をフィードバックして  $i_{uw\_ref}$  に追従するように電流制御を施すが、このとき、AC-AC直接変換回路の入力LCフィルタによる共振電流を抑制するため微分補償も施す。相電流指令値  $i_{uw\_ref}$  と微分補償を施してフィードバックされる  $i_{uw}$  の誤差をP制御器に入力し線間電圧指令値  $v_{uw}^*$  を得る。さらに線間電流指令値  $v_{uw}^*$  を三角波キャリアと位相の反転し



(a) 還流相



(b) トランス一次側波形 (還流相遷移時)

図4 還流相の選択

Fig. 4. Selection of freewheeling phase.

た三角波キャリアにより変調することによりスイッチング信号Suw+とSuw-が得られる。他の相についても同様の手順でスイッチング信号を得る。その後、キャリアの上り下り判別信号Sを用いてコンパレータ1,2のどちらの信号を使用するかパターンセクターによって選択し、出力電圧を正負に振り別ける。さらに還流相および転流ロジックを経て各相のゲート信号を得る。還流相ならびに転流ロジックの切り替えはSによりラッチをかけゼロ電圧出力中に行う。

### (3・3) 直流偏磁補償法

図3に直流偏磁補償のブロック図を示す。AC-AC直接変換回路によってトランスを15kHzで励磁するため、僅かなパルス幅のアンバランスや双方向スイッチに使用したIGBTの飽和電圧の差などによって直流偏磁が生じる。したがって、トランスの一次巻線に流れる15kHzの電流から直流成分を抽出し、これを補償するようにパルスパターンを動的に微調節する。本直流偏磁補償法において三角波キャリアの上り下り信号Sのデューティ比は、トランス一次側における正負導通幅の割合を意味する。このため、前述の通りトランス一次側の電流から純積分器によって直流成分を抽出し、それに応じて三角波キャリア生成時における信号Sのデューティを変化させることによって直流偏磁を補償することができる。

### (3・4) 還流相の選択と転流方式

還流相の選択は電源相電圧の大小関係によって行う。図4(a)に電源電圧の位相に応じた還流相を示す。常に相電圧の絶対値が最大の相が還流相となり、その相と他相との線間

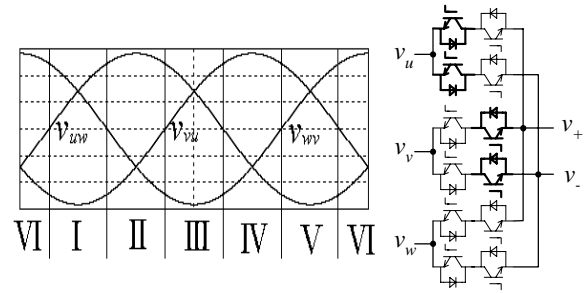


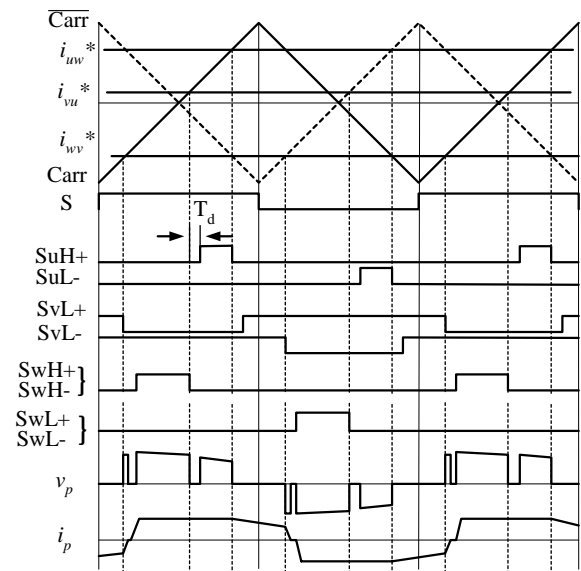
図5 転流方式

Fig. 5. Commutation scheme.

表1 転流テーブル

Table 1. Commutation table.

I	II	III	IV	V	VI
SuH- SuL+	SuH- SuL+	SvH- SvL+	SvH- SvL+	SwH- SwL+	SwH- SwL+
SvH+ SvL-	SwH+ SwL-	SuH+ SuL-	SuH+ SuL-	SvH+ SvL-	SvH+ SvL-



SuH-, SuL+, SvH+, SvL- : Hi

図6 ゲート信号

Fig. 6. Gate signals.

電圧がトランス一次側に出力される。図4(b)はシミュレーションで還流相切り換え時の波形を確認したものである。図4(b)で点線のタイミングで還流相の切り換えが行われており、三角波キャリアの上り下り信号Sに同期していることがわかる。ここでは、ある相の還流モードから他相の還流モードへ移行するため還流電流の経路は断ち切れ、トランスの漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーはLCフィルタへ移る。このためトランス一次側の電流*i<sub>p</sub>*はゼロとなる。

転流は電源線間電圧を検出し電圧転流によって行われる。図5に転流方式の一例を示す。位相Iの範囲内では*v<sub>u</sub>*が最大、*v<sub>v</sub>*が最小電圧となるためSuH-, SuL+とSvH+, SvL-

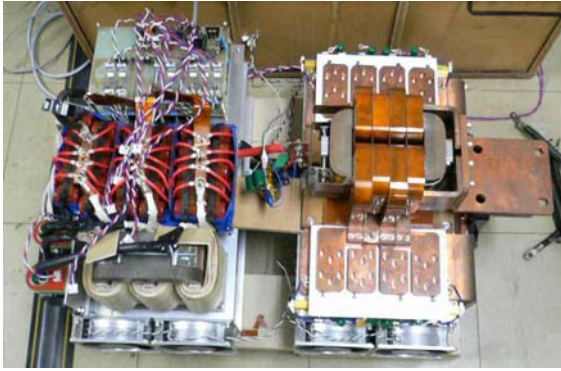


図 7 低電圧大電流直流電源の概観

Fig. 7. Low-voltage and large-current DC power supply.

表 2 高周波降圧トランスの仕様

Table 2. Specifications of high-frequency step down transformer.

Capacity	30 kVA
Core size	100 mm × 155 mm × 85 mm
Primary windings	Thickness 0.2 mm, Width 22 mm, 8 Parallel
Secondary windings	Thickness 8 mm, Width 22 mm, 8 Parallel
Turn ratio	$N_1 : N_2 = 17 : 1$

は常にオンの状態でもよい。この領域判別ロジックによって負荷開放を回避し転流を行うことが可能となる。表 1 に各電源電圧位相に対して常に ON させることができるスイッチを示す。

図 6 にゲート信号のパターンを示す。変調波  $i_{uv}^*$ ,  $i_{vu}^*$ ,  $i_{vw}^*$  と正負極性が反転した 2 種類の三角波キャリアにより Gate 信号が得られる。また、S の信号により  $v_p$  の極性が反転する。このように正負極性が反転した対称な三角波キャリアを使用することにより、正負の出力電圧波形が同一となりバランスが取れるようにしている。なお、各ゲートにはデッドタイム  $T_d$  が設けてあり電源短絡を防止している。図 6 に示すゲート信号は、図 5 に示す位相 I で V 相を用いて  $I_p$  が負の方向に還流しているときの波形である。まず、三角波キャリアと  $i_{uv}^*$  が交わる点で、還流パターンが断たれ漏れインダクタンスのエネルギーが電源側に回生される。次にデッドタイム  $T_d$  を経て線間電圧  $V_{uv}$  がトランス一次側に出力される。その後、 $i_{vu}^*$  と三角波キャリアの交点で  $V_{uv}$  の出力が終わり、 $T_d$  を挟んで  $V_{vu}$  が出力される。この時、 $T_d$  内に IGBT が OFF でないと電源短絡が発生する。 $i_{uv}^*$  と三角波キャリアの交点で  $V_p$  の正方向の出力は終わり、V 相の還流モードに移行する。キャリアの上り下り信号 S が反転した後、極性を反転させたもう一つの三角波キャリアによって  $V_p$  の負方向の出力が前述と同様に繰り返され、正負の一周期が形成される。

#### 4. 実験システム

##### 〈4・1〉 低電圧大電流直流電源のシステム構成

図 7 に本研究で開発した低電圧大電流直流電源の概観を

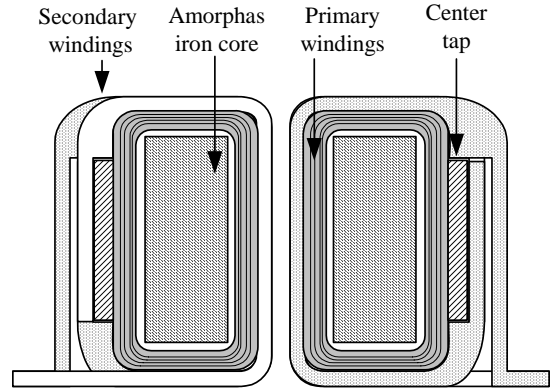


図 8 高周波降圧トランス断面図

Fig. 8. Cross section diagram of high-frequency step down transformer.



図 9 高周波降圧トランス

Fig. 9. High-frequency step down transformer.

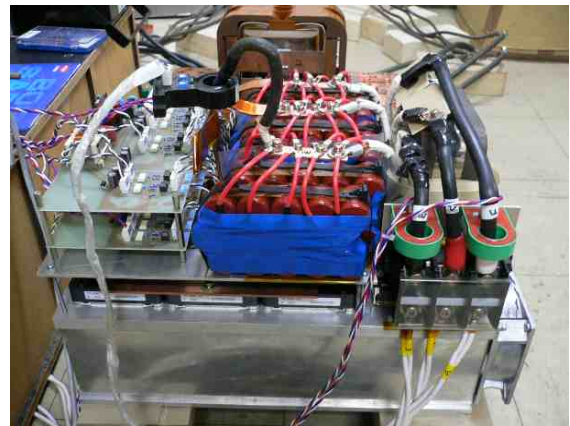


図 10 マトリクスコンバータ

Fig. 10. Matrix converter.

を示す。電源装置は 2 つのコンポーネントから構成されており、AC-AC 直接変換回路（写真左側）と高周波降圧トランスおよび大電流整流回路（写真右側）から成っている。両者ともにアルミ製ヒートシンクに実装され、電動ファンにより強制空冷されている。

##### 〈4・2〉 高周波降圧トランスと整流回路の構造

表3 シミュレーションに用いたパラメータ

Table 3. Parameters in computer simulations.

Power source	AC 3 $\phi$ 50 Hz 200 V
Input filter inductance $L_f$	600 mH
Input filter capacitance $C_f$	100 mF
Carrier Frequency	15 kHz
Output Current	1250 A
Load	4 m $\Omega$ , 10 $\mu$ H

高周波降圧トランスの仕様を表 2 に示す。鉄心には飽和磁束密度 1.8 T, 平均磁路長 359 mm, 磁路断面積 2450 mm<sup>2</sup>の JFE スチール製 6.5 %珪素鋼板を使用した。一次巻線は幅 22 mm, 厚さ 0.2 mm の銅帯を 8 並列で 17 ターン巻いており, 最大電流密度を 4.3 A/mm<sup>2</sup>としている。一方, 二次巻線は厚さ 22mm の銅板からワイヤカットにより切り出した 1 ターンの巻線を用いた。トランスの二次側は中間タップ方式を採用しているため, この 1 ターン巻線を 4 並列 2 組の構成としている。二次側巻線の最大電流密度を 3.55 A/mm<sup>2</sup>として, 最大 2500 A まで流すことを想定している。図 8 に高周波降圧トランスの断面図を示す。内側から 6.5 %珪素鋼板を用いたカットコア, 一次巻線, 二次巻線の順で緊密に重ね巻きすることにより磁気結合を高めている。今回試作した降圧トランスは励磁周波数を 15 kHz と高周波化するため, コアサイズを極めて小さくすることができる。しかし, 高周波化によって相対的に転流重なり期間の占める割合が大きくなるため, 一次巻線と二次巻線の間隙を極力減らし両者を緊密に重ねて巻くことが, 磁気結合を高めて漏れインダクタンスを低減するために最も効果的である。図 9 に高周波降圧トランスの概観を示す。トランス二次巻線の終端は巻線 1 本あたりショットキーバリアダイオードが 2 個接続されており, 中間タップとの間で全波整流した後出力される。ここでは順方向電圧降下が 0.6 V max のショットキーバリアダイオードを用いているが, 出力電流が 2500 A と極めて大きいため導通損だけでも大きな損失になる。そのため, ショットキーバリアダイオードが実装された出力バスバーはヒートシンクに密着されており放熱の役割も果たしている。

#### 〈4.3〉 AC-AC 直接変換回路

図 10 に AC-AC 直接変換回路を示す。商用交流電源ラインは入力端子台から LC フィルタを通り, その下に配置された双方向スイッチ群に接続されている。双方向スイッチ群とフィルタコンデンサ間のインダクタンスはサージ電圧の原因となるため, 両者を極力近づけなければならない。なお, 双方向スイッチ群のドライブ回路はフィルタコンデンサの隣に配置されている。

### 5. シミュレーションによる制御特性の検証

本制御法の制御特性を検証するため, 計算機シミュレーションを行った。表 3 にシミュレーションに用いた各種パラメータを示す。入力電圧は三相 200 V - 50 Hz の正弦波と

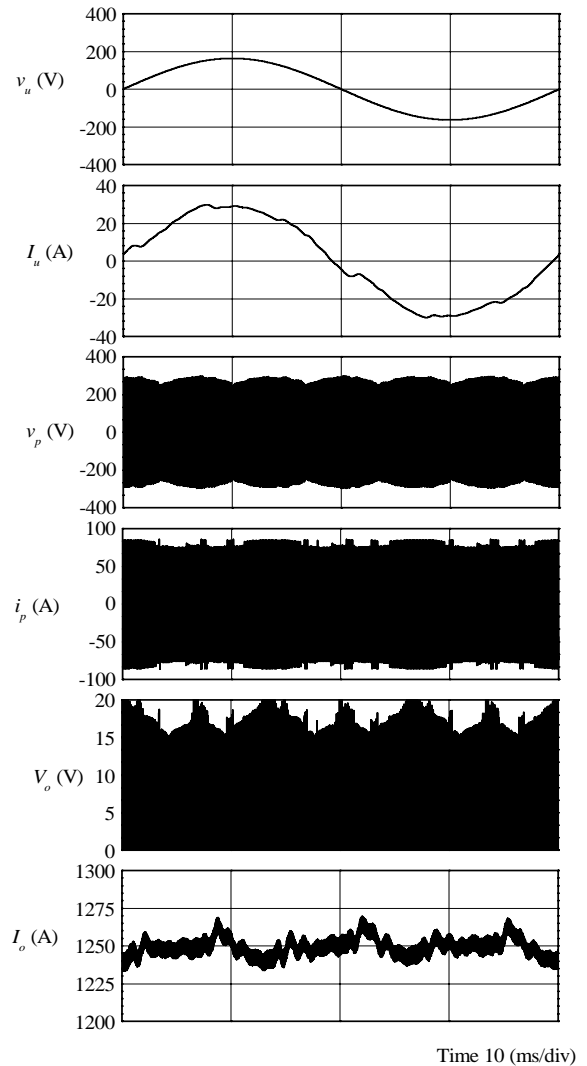


図 11 シミュレーションによる動作波形

Fig. 11. Operating waveforms in simulation.

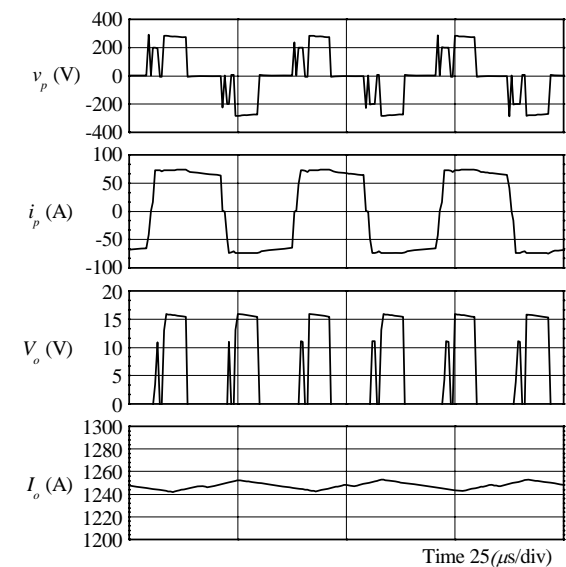


図 12 シミュレーションによる拡大波形

Fig. 12. Enlarged simulation waveforms.

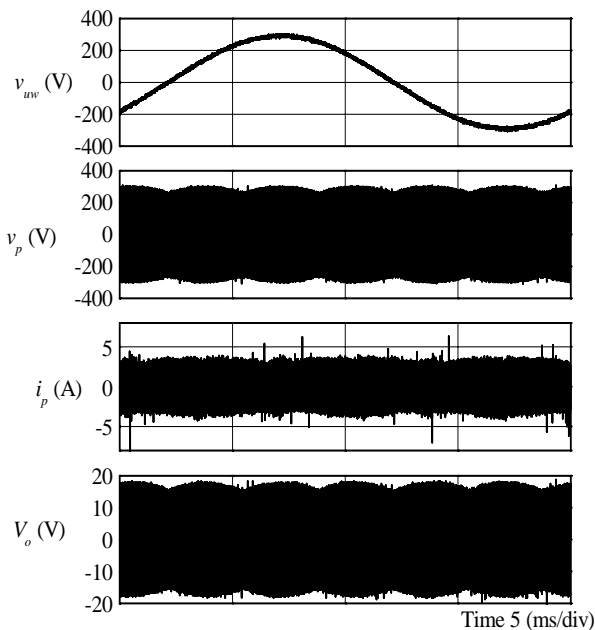


図 13 無負荷試験結果  
Fig. 13. No load test result.

し、LC フィルタのカットオフ周波数は 650 Hz、トランスの励磁周波数は 15 kHz、負荷には RL 負荷を用いて負荷出力を 1250 A とした。図 11 にシミュレーション結果を示す。

入力電流は電源電圧と同相の正弦波状となり、さらに出力を 1250 A 一定に制御されていることが確認できる。トランス一次側には電源の線間電圧が 15 kHz で正負に印加されており、二次側の出力電圧には巻数比に応じた電圧が出力されている。図 12 にトランスの一次側電圧と電流、二次側電圧、電流の拡大波形を示す。誘導性負荷を用いているため出力電流は平滑されてほぼ一定となっている。

## 6. 実験結果

図 13 に実機における無負荷試験の波形を示す。この無負荷試験はトランスとショットキーダイオードの接続を切り離して行った。図 13 無負荷試験における各部の波形、図 14 に拡大波形を示す。シミュレーションと同様にトランス一次側に 15kHz の電圧が出力されている。また、電流  $i_p$  は還流期間において良好に還流していることがわかる。トランス 2 次側の出力電圧はトランスの巻数比に応じた電圧となっていることが確認できた。

## 7. まとめ

本稿ではマトリックスコンバータを用いた低電圧大電流電源の制御法を提案し、シミュレーションによって制御特性を検証した。また、実機における無負荷試験を行いシミュレーションと同様の良好な結果が得られた。

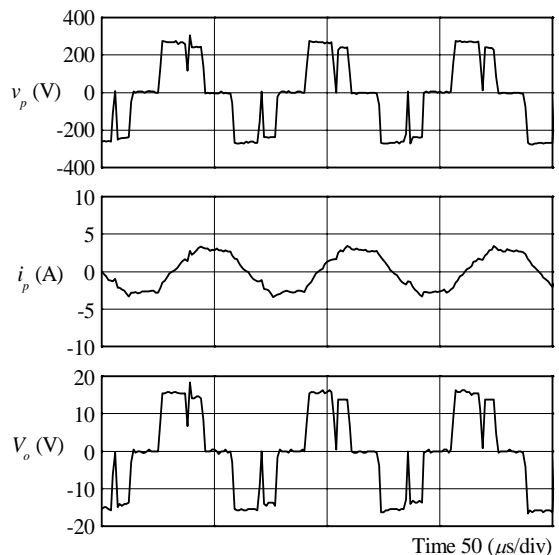


図 14 無負荷試験の拡大波形  
Fig. 13. Enlarged no load test waveform.

## 文 献

- (1) Ryota Nakanishi, Toshihiko Noguchi, Takahashi Isao, and Minoru Tanaka: "Development of Low-Voltage and High-Current DC Power Supply with Small-Size·High-efficiency", Semiconductor Power Conversion Technical Meeting, SPC-00-61, p. 37 (2000).  
中西良太・野口季彦・高橋 勲・田中 稔:「低圧大電流直流電源の小型化・高効率化」平成 12 年電学半電変研究会, SPC-00-61, p. 37
- (2) Keiichi Ishida, and Toshihiko Noguchi: "Development of Low-Voltage and Large-Current DC Power Supply with High-Frequency Transformer Coupling", Proc. of the 2003 Japan Ind. Appl. Soc. Conf., Vol.1, No.107 p. 493 (2003).  
石田圭一・野口季彦:「高周波トランス結合を有する低圧大電流電源の開発」平成 15 年電学産大, 1-107, 1-493
- (3) 石田圭一・野口季彦:「13V-1250A 直流電源の運転特性」平成 15 年電学北陸支大, A33, 35
- (4) 石田圭一・野口季彦:「15kHz トランス結合を有する 13V-1250A 直流電源の損失分離」平成 15 年電学新潟支大, IV-8, 69
- (5) Keiichi Ishida, Toshihiko Noguchi, Yoshihisa Asai, and Atsushi Iobe: "Development of 13V-1250A DC Power Supply with High-Frequency Transformer Coupling", Semiconductor Power Conversion Technical Meeting, SPC-04-45, p. 57 (2004).  
石田圭一・野口季彦・浅井嘉久・五百部敦志:「高周波トランス結合を有する 13V-1250A 直流電源の開発」, 平成 16 年電学半電変研究会, SPC-04-45, p.57
- (6) T. Takeshita, K. Toyama, N. Matsui, "PWM Scheme for Current Source Three-phase Inverters and Converters", IEEJ Trans. Ind. App., vol. 116-D, no.1, p.p.106-107 (1996).  
竹下隆晴・外山浩司・松井信行:「電流形三相インバータ・コンバータの三角波比較方式 PWM」, 平成 8 年電学論 D, 116 巻, 1 号, p.p.106-107(1996)
- (7) K. Toyama, O. Mizuno, T. Takeshita, and N. Matsui, "Suppression for Transient Oscillation of Input Voltage and Current-Source Three-Phase AC/DC PWM Converter", IEEJ Trans. Ind. App., vol. 117-D, no. 4, p.p.420-426 (1997).  
外山浩司・水野 修・竹下隆晴・松井信行:「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」, 電学論 D, 117 巻, 4 号, p.p. 420-426 (1997)
- (8) I. Katsuhisa, F. Takeshi, I. Akio, I. Muneaki, "A Waveform Control Method of AC to DC Converter with High-Frequency Links", IEEJ Trans. Ind. App., Vol. 110-D, No.5 p.p.525-533 (1990).  
尾長樹克久・古橋 武・石黒章夫・石田宗秋:「高周波リンク形 AC-DC コンバータの波形制御法」, 電学論 D, 110 巻, 5 号, p.p.525-533(1990)