

直接電力制御法に基づく三相 - 単相直接変換器を適用した 低電圧大電流直流電源

中井 啓太* 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Low-voltage and High-current DC Power Supply Using Direct Power Control Based Three-phase to Single-phase Direct Converter

Keita Nakai*, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

This paper describes a low-voltage and high-current DC power supply with a direct-power-controlled (DPC) AC-AC converter, which is applied to electric furnaces. The AC-AC converter operates as a positive current-source rectifier and negative one using the DPC technique, in order to excite the high-frequency step down transformer with a single-phase square-shaped primary current. The secondary current is rectified by a diode bridge to obtain the low-voltage and high-current DC. According to the simulation results, it has been confirmed that the DC current can be controlled up to 2500 A and the input power factor is improved to more than 90 % at 20-kW (2500-A) output. In addition, operations of the AC-AC converter were examined at low load range through experimental tests. The efficiency and the total input power factor of the AC-AC converter was 93.2 % and 98.0 % at 3.7-kW load, respectively, and total harmonic distortion was 10.1 %.

キーワード：直流電源，低電圧大電流，高周波トランス，直接電力制御法，AC-AC 直接変換

(DC power supply, low-voltage and high-current, high-frequency transformer, direct power control, AC-AC direct conversion)

1. はじめに

筆者らは，超高硬度材料の創製を目的として焼結用低電圧大電流直流電源を開発し，現在，ウェットプラスタ装置のスラリー（研磨剤を含んだ液体）吐出ノズルを生産するために利用されている⁽¹⁾。この直流電源はインバータで 15 kHz の単相交流を生成し，高周波トランスで降圧した後に全波整流して低電圧大電流の直流を得るものである。しかし，15 kHz の単相交流を発生させる回路トポロジーとして AC-DC-AC 変換回路を採用しているため，フロントエンドの商用交流電源側にはコンデンサインプット形整流器を用い，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。このように，15 kHz の高周波出力を得るために 2 段の電力変換を行わなければならない，90 % を超える総合効率を達成することは困難である。また，直流バスにはチョークコイルと電解コンデンサが挿入されているだけであるため，商用交流電源側の総合入力力率を 95 % 以上に改善することは不可能である。さらに，直流バスの電解コンデンサが電源装置全体の信頼性と寿命を決定すると言っても過言ではない。

本稿では，以上のような回路トポロジーに代わり，AC-AC（三相 - 単相）直接変換回路を適用することで，本直流電

源の総合効率および総合入力力率の大幅な改善を試みる。ここで，AC-AC 直接変換回路の制御には，筆者らが以前より検討してきた直接電力制御法（Direct Power Control: DPC）を適用して，有効電力と無効電力の高速な瞬時値制御を行う。当然，三相の商用交流電源側と単相の高周波出力側とで電力平衡条件を満足しなければならないので，高周波出力側には振幅が一定の方形波電流を生成する必要がある。このため，本直流電源では AC-AC 直接変換回路を正方向の電流形整流器と負方向の電流形整流器が重畳したものと見なし，それらを高周波方形波電流の極性に依じて切り換えることによって高周波降圧トランスの一次側に方形波電流を生成する。本稿では以上の直接電力制御法に基づく AC-AC 直接変換回路の動作原理について検討するとともに，計算機シミュレーションと実験システムを用いて運転特性の検証を行ったので報告する。

2. 焼結と低電圧大電流直流電源

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。この手法は超高硬度，高融点の加工が困難な材料の製造や，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はボロン，タングステンカーバイド，アルミナなどであり，

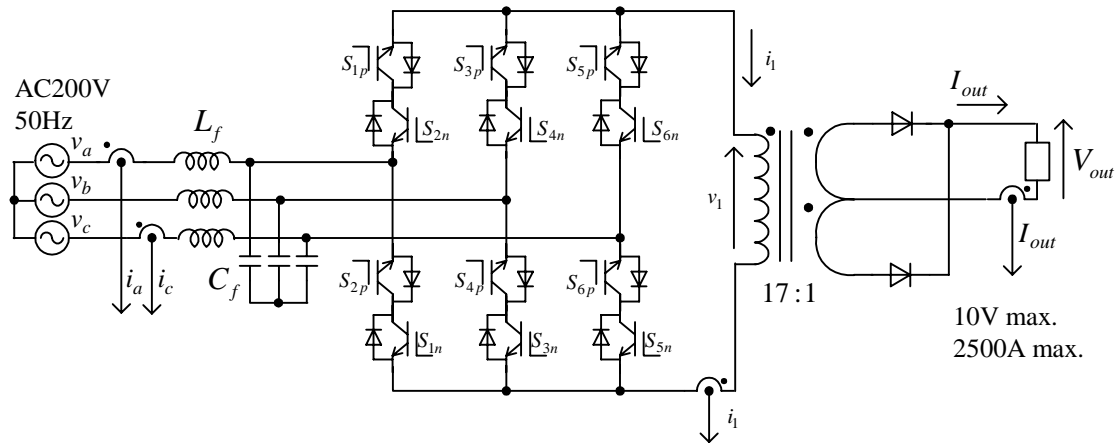


図1 AC-AC 直接変換回路に基づく低電圧大電流直流電源

Fig. 1. Schematic diagram of low-voltage and high-current DC power supply using AC-AC direct converter.

これらを焼結型に封入して加圧しながら大電流を流す。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、十数 V の電圧で数千 A の大電流が流れる。しかし、降圧トランスを大幅に小型軽量化するために励磁周波数を可聴域外にまで高めようとする、その漏れインダクタンスや配線インダクタンスによるリアクタンス降下が大きくなり、有効電力を負荷焼結型に送ることが困難となる。したがって、低電圧大電流直流電源のトランス結合部を高周波化するためには、磁気的な結合を高めることが極めて重要である。これに対して、筆者らは、高周波降圧トランスの鉄心を 0.1 mm 厚の 6.5 %珪素鋼板で構成して鉄損を低減するとともに、一次巻線と二次巻線を緊密に重ね巻きすることにより 15 kHz で励磁することを実現した。

3. 回路構成と動作原理

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 組の還流ダイオード付き IGBT を逆直列に接続することで実現している。AC-AC 直接変換回路を適用することで、総合効率と総合入力率の改善を図るとともに、三相商用周波数から単相 15 kHz への直接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、本トランスは巻線構造の工夫により漏れインダクタンスを低減し、15 kHz で励磁することが可能である。高周波降圧トランスの定格容量は 30 kVA であり、寸法はわずか 180 × 250 × 130 mm である。二次側整流後の出力は 2500 A と大電流であるため、一次巻線は 17 ターン 2 並列、二次巻線は 1 ターン 8 並列としている。大電流直流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により得ており、整流時のダイオード順方向電圧降下による損失を軽減するため、40 V-360 A のショットキー

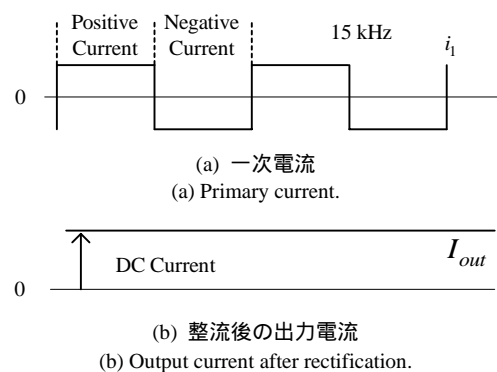


図2 高周波方形波電流と大電流直流出力
Fig. 2. High-frequency rectangular wave current and high-current DC output.

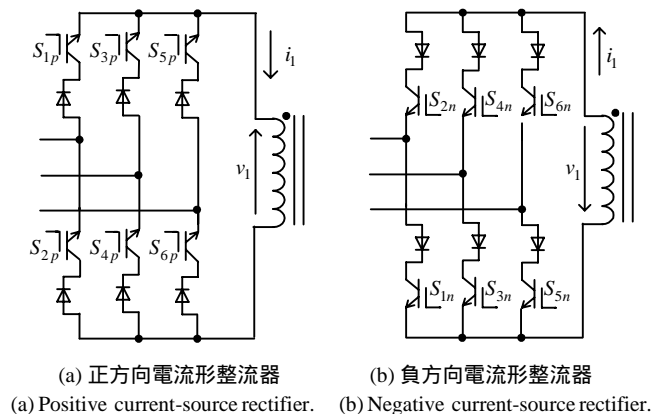


図3 AC-AC 直接変換回路の動作
Fig. 3. Operation of AC-AC direct converter.

バリヤダイオードを 8 個並列接続している。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 Vmax) 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配慮して、各ダイオードにはスナバ回路が設けられている。

3・2 電流形整流器を利用した三相 - 単相変換

負荷に流れる電流は直流電流であるため、三相 - 単相変換の電力平衡条件を考慮すると、単相出力は 50 % デューティの方形波となるように制御し、しかも定電流制御を要する。そこで、図 2 (a) に示すように、高周波降圧トランスの一次電流 i_1 を方形波にすることで、同図 (b) のようにトランス二次側で整流して直流電流を得る。

ここで、AC-AC 直接変換回路を図 3 のように、正方向電流形整流器と負方向電流形整流器が重畳したものと考える。各電流形整流器は出力電流の一定制御を行うので、AC-AC 直接変換回路内の正方向電流形整流器と負方向電流形整流器のスイッチ群を交互に使用することで、図 2 (a) のような方形波電流を生成することが可能となる。このような動作原理に基づき三相 - 単相変換行ってトランス一次側に方形波電流を流すことにより、負荷に流れる大電流直流出力を定電流化する。

なお、本稿では各電流形整流器の制御に筆者らが以前より検討してきた直接電力制御法 (Direct Power Control: DPC) を適用する。この制御法により有効電力と無効電力の高速な瞬時値制御 (リレー制御) を行い、商用交流電源側の総合入力力率改善と出力の定電流制御を実現する。

3・3 直接電力制御法に基づく定電流制御

図 4 に直接電力制御法に基づく電流形整流器を用いた AC-AC 直接変換回路の制御ブロック図を示す。同図に示すように、入力側の瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q は(1)より得られる。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 v_α, v_β は入力電圧を、 i_α, i_β は入力電流をそれぞれ三相 - 二相変換することで得られる。AC-AC 直接変換回路は商用交流電源側に LC 入力フィルタを設置しなければならないが、この LC 共振を抑制するために、算出した P と Q に微分要素 sk_d を加えてダンピング補償を行う。瞬時有効電力指令値 P^* は検出された出力電流 I_{out} と PI 制御器の出力 V_{out}^* の積によって求められる。一方、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部から直接与え、通常は総合入力力率 1 制御を行うため零に設定される。 P と Q の制御偏差 $\Delta P = P^* - P$ と $\Delta Q = Q^* - Q$ はヒステリシスコンパレータによって量子化され、二値化された信号 S_P, S_Q となる。電源電圧ベクトルの位相も図 5 に示すように 6 つの領域 θ_k に量子化する。ここで、 α 軸と β 軸はそれぞれベクトルの実部、虚部を表しており、各領域 θ_k は(2)のように表現できる。

$$\frac{\pi}{6}(2k-3) \leq \theta_k < \frac{\pi}{6}(2k-1) \quad \because k=1, 2, \dots, 6 \dots\dots\dots(2)$$

量子化信号 S_P, S_Q そして θ_k を用いることで、制御偏差 ΔP と ΔQ が所定のヒステリシス幅に収まるように、整流器の最適スイッチング状態が唯一決定される。すなわち、整流器のスイッチング状態を操作量として直接 P と Q をリレー制御する。このリレー制御を実現するために、操作量と

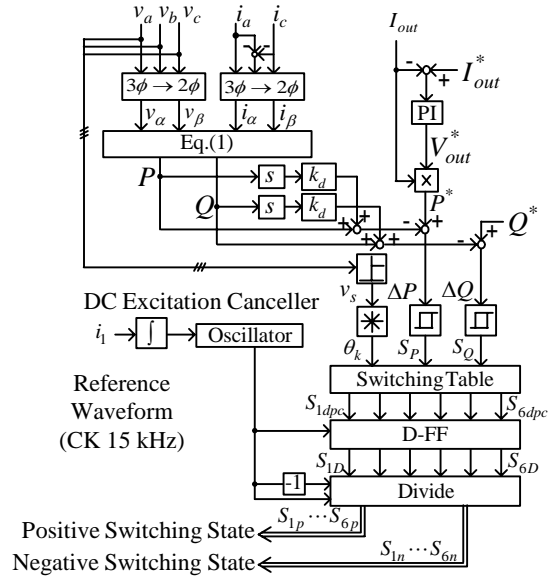


図 4 直接電力制御法に基づく AC-AC 直接変換回路の制御ブロック図

Fig. 4. Block diagram of direct power control based AC-AC direct converter.

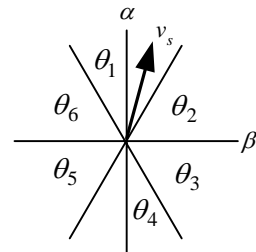


図 5 電源電圧ベクトルの量子化位相

Fig. 5. Quantized phase of power-source voltage vector.

表 1 最適スイッチングテーブル

Table 1. Optimum switching state.

S_P	S_Q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	0	PON	OPN	NPO	NOP	ONP	PNO
1	1	PNO	PON	OPN	NPO	NOP	ONP
0	0	SOO	OOS	OSO	SOO	OOS	OSO
0	1	ONP	PNO	PON	OPN	NPO	NOP

表 2 スwitching 状態

Table 2. Switching state.

	P	N	O	S
High-side device (S_1, S_3, S_5)	ON	OFF	OFF	ON
Low-side device (S_2, S_4, S_6)	OFF	ON	OFF	ON

して適切なスイッチング状態を選択しなければならないが、これには表 1 に示す最適スイッチングテーブルが使用される。スイッチングテーブルの入力を量子化信号 S_P, S_Q, θ_k とし、それらの組み合わせに応じてあらかじめ決められたスイッチング状態を出力する。表 2 は表 1 に示されたスイッチングモードの定義を示したものである。

このような過程で最適なスイッチングパターン S_{jdpc} ($j=0-6$) が決定された後、15 kHz の方形波電流を生成するために、フリップフロップ (D-FF) を用いてスイッチングパターン信号と 15 kHz のクロック信号 (CK) との同期をとる。すな

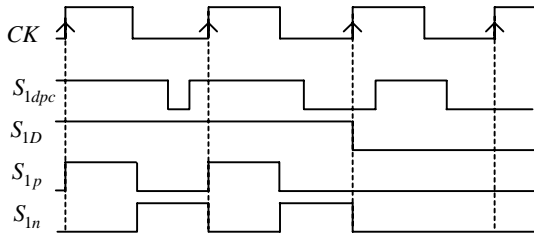


図6 S_{1p} と S_{1n} のスイッチングパターン ($j=1$ の場合)
 Fig. 6. Switching pattern of S_{1p} and S_{1n} (for $j=1$).

表3 シミュレーションに用いたパラメータ
 Table 3. Parameters used in computer simulations.

Power source	AC 3 ϕ 50 Hz 200 V
Input filter inductance L_f	600 μ H
Input filter capacitance C_f	100 μ F
Load	3.2 m , 10 μ H
Output current command I_{out}^*	2500 A
Reactive power command Q^*	0 var

わち、図6に示すようにCKと非同期の S_{jdp} ($j=0-6$) をD-FFにより同期信号 S_{jD} ($j=0-6$) とし、それを用いて正方向電流形整流器スイッチングパターン S_{jp} ($j=0-6$) と負方向電流形整流器スイッチングパターン S_{jn} ($j=0-6$) に分離する。これにより15 kHzで S_{jp} と S_{jn} を交互に切り換えることができる。

以上のように、本制御では唯一のDPCスイッチングテーブルを正方向電流形整流器と負方向電流形整流器に兼用している。 S_{jp} と S_{jn} は同じであるが、AC-AC直接変換回路の出力(トランス一次側)では交互に反対方向の電流が流れる。

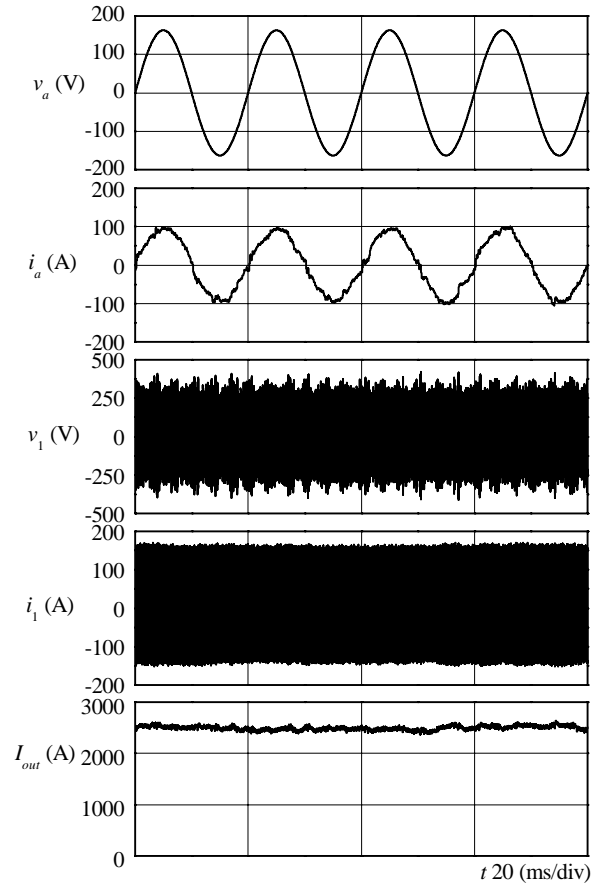
4. シミュレーションによる運転特性の検証

4.1 シミュレーション条件

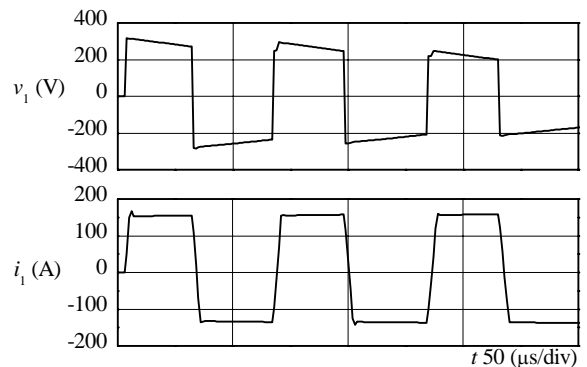
本制御システムによる運転特性を検証するため、計算機シミュレーションを行った。このシミュレーションでは図1に示す低電圧大電流直流電源を図4のアルゴリズムに基づいて制御する。シミュレーションに用いた主回路定数を表3に示す。

4.2 シミュレーション結果

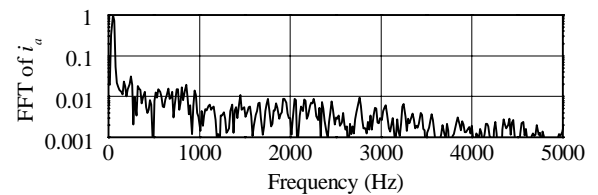
出力電流指令値を2500 Aとし、負荷電力を20 kWとしたときのシミュレーション結果を図7に示す。図7(a)は電源電圧 v_a 、入力電流 i_a 、トランス一次電圧 v_1 、トランス一次電流 i_1 、出力電流 I_{out} の波形である。入力電流は歪んでいるものの、その基本波成分は電源電圧とほぼ同相となっていることから、直接電力制御法による無効電力制御 ($Q^*=0$ var) が良好に行われていることを確認できる。一方、大電流直流出力については、その指令値に追従して平均的に2500 Aに制御されている。図7(b)にトランス一次電圧 v_1 および一次電流 i_1 の拡大波形を示す。前述の通り、トランス一次電流は15 kHzの方形波となっていることがわかる。また、図7(c)は入力電流 i_a のFFT解析結果である。この結果より突



(a) 電源電圧, 入力電流, トランス一次電圧,
 トランス一次電流, 出力電流
 (a) v_a , i_a , v_1 , i_1 and I_{out} .



(b) トランス一次電圧, トランス一次電流の拡大波形
 (b) Enlarged waveforms of v_1 and i_1 .



(c) 入力電流の周波数スペクトル
 (c) Frequency spectra of i_a .

図7 負荷電力20 kW時のシミュレーション結果

Fig. 7. Simulation results at 20-kW load.

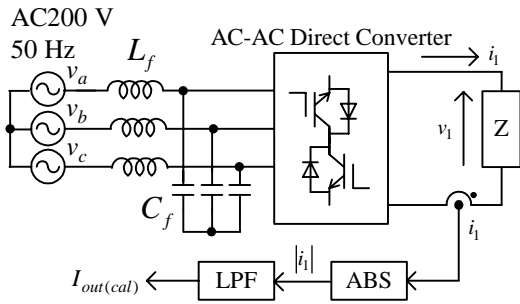


図8 実機測定での模擬直流電流 $I_{out(cal)}$ 生成方法
 Fig. 8. Method of $I_{out(cal)}$ generation.

表4 実機測定に用いたパラメータ#1
 Table 4. Parameters in experimental tests #1.

Load	10 , 22 μ H
Calculated output current command $I_{out(cal)}^*$	16 A
Reactive power command Q^*	0 var

出したスペクトルは見当たらず、広くスペクトルが分散していることがわかる。第20次高調波までの総合歪率 THD を計算すると8.1%であった。

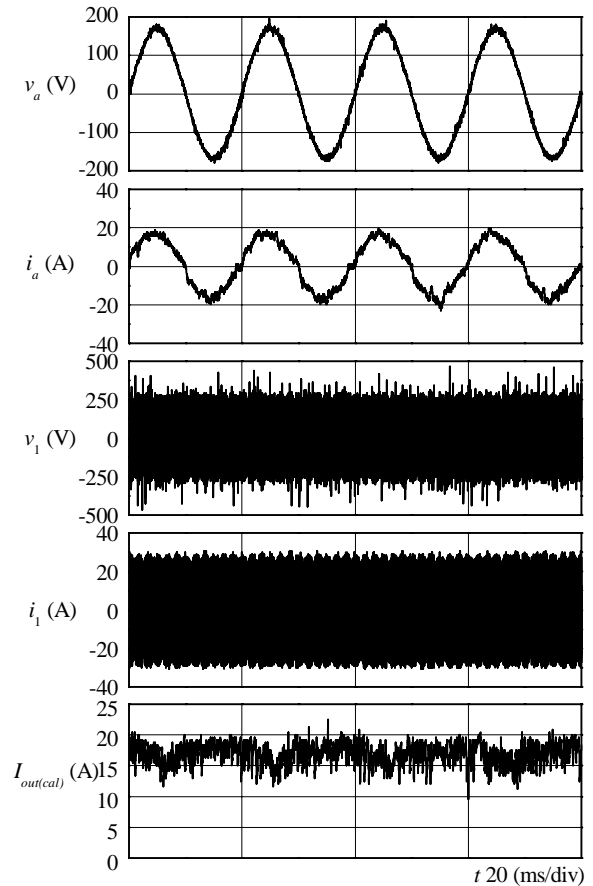
5. AC-AC 直接変換回路の実験検証

5.1 実験方法

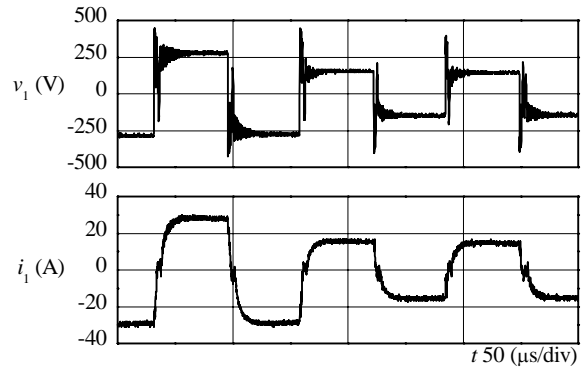
ここでは低電圧大電流直流電源の AC-AC (三相 - 単相) 直接変換回路に焦点を当て、その運転特性を実験的に検証する。実験では30kVAの試作機を用い、高周波降圧トランスに代わり負荷抵抗器を接続することによって AC-AC 直接変換回路のみの動作を確認した。本来は、大電流直流出力側の電流指令値 I_{out}^* と電流フィードバック I_{out} から瞬時有効電力指令値 P^* を生成しなければならないが、これらを得ることができないので、代わりに負荷抵抗器に流れる電流を用いる。図8のように、負荷抵抗器に流れる電流 i_1 を絶対値回路とローパスフィルタ (LPF) で平均化したものを模擬直流電流 $I_{out(cal)}$ とし、これと模擬直流電流指令値 $I_{out(cal)}^*$ から瞬時有効電力指令値 P^* を生成する。ただし、 $I_{out(cal)}$ は実効値ではないため、これを用いて出力電力を計算することはできない。

5.2 実験結果

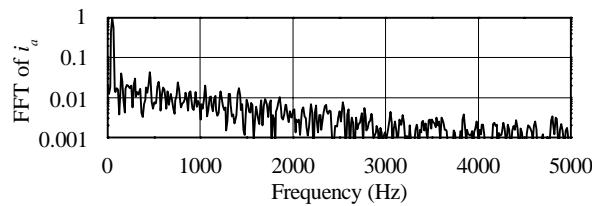
まず、表4の実験条件において運転特性を確認した。模擬直流電流指令値を16Aとし、負荷電力3.7kW (11.4A_{rms}) における実験結果を図9に示す。図9(a)は電源電圧 v_a 、入力電流 i_a 、負荷抵抗電圧 v_1 、負荷抵抗電流 i_1 、模擬直流電流 $I_{out(cal)}$ の波形を示している。電源電圧と入力電流波形から、これらがほぼ同相となっており高い入力力率制御が達成されていることがわかる。また、模擬直流電流波形より16Aの指令値に追従していることがわかる。図9(b)に負荷抵抗電圧 v_1 および負荷抵抗電流 i_1 の拡大波形を示す。シミュレーションと同様に、実験においても高周波電流出力は方形波となっている。負荷抵抗電圧波形を見ると、波形が乱れ



(a) 電源電圧, 入力電流, トランス一次電圧, トランス一次電流, 模擬直流電流
 (a) v_a, i_a, v_1, i_1 and $I_{out(cal)}$.



(b) トランス一次電圧, トランス一次電流の拡大波形
 (b) Enlarged waveforms of v_1 and i_1 .



(c) 入力電流の周波数スペクトル
 (c) Frequency spectra of i_a .

図9 負荷電力3.7kW時の実験結果
 Fig. 9. Experimental results at 3.7-kW load.

表 5 実機測定に用いたパラメータ#2

Table 5. Parameters in experimental tests #2.

Load	2.5 , 5.6 μ H
Calculated output current command $I_{out(cal)}$ *	30 A
Reactive power command Q^*	0 var

ている部分があるが、これはデッドタイム時の環流モードによって生じるものと考えられる。図 9 (c)は入力電流 i_a の FFT 解析結果である。第 20 次高調波までの総合歪率 THD を計算すると 10.1 %であった。LC 入力フィルタを含む総合効率は 93.2 % , 商用交流電源側の総合入力力率は 98.0 %であった。

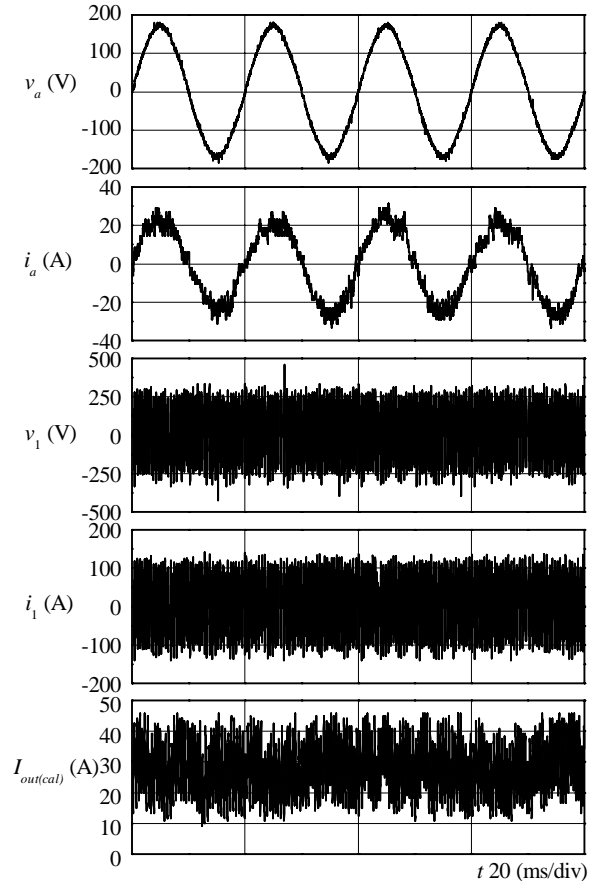
続いて、表 5 のように負荷抵抗のパラメータを変化させて実験を行った。図 10 に模擬直流電流指令値を 30 A とし、負荷電力 5.8 kW (17 A_{rms})における実験結果を示す。図 10 (a) に示すように、模擬直流電流 $I_{out(cal)}$ のリップルが大きいことが確認できる。また、図 10 (b)の拡大波形から出力波形の長期間にわたる零出力区間が存在する。これらは R = 2.5 Ω 負荷抵抗に対して、5.8 kW は軽負荷であるために生じている。図 10 (c)に示す周波数スペクトルにおいて、2 kHz 付近が大きくなっているが、これは同図 (b)の出力波形の拡大図からもわかるように、出力波形が存在する区間と存在しない区間が発生するためであり、両区間の長周期成分が表面化したものである。今回の場合、その周期は約 0.44 ms ($f=2200$ Hz)である。LC 入力フィルタを含む総合効率は 89.6 % , 総合入力力率 97.6 % , THD13.2 %となった。

6. まとめ

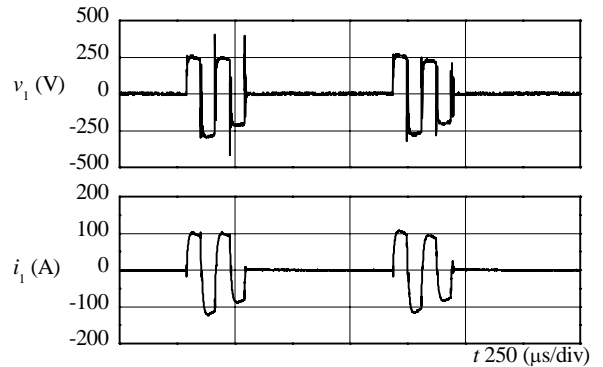
本稿では、低電圧大電流直流電源に直接電力制御法を適用した AC-AC (三相 - 单相) 直接変換回路について、計算機シミュレーションと実験システムを用いて運転特性の検証を行った。その結果、負荷電力 3.7 kW における LC 入力フィルタを含む総合効率は 93.2 % , 総合入力力率は 98.0 % を達成できることを確認した。さらに、負荷電力 5.7 kW における LC 入力フィルタを含む総合効率は 89.6 % , 総合入力力率は 97.6 % となった。また、今後は高周波降圧トランスおよび大電流整流回路を付加した状態で低電圧大電流直流出力の確認を行うとともに、各種運転特性の検証ならびに改善を進める所存である。

文 献

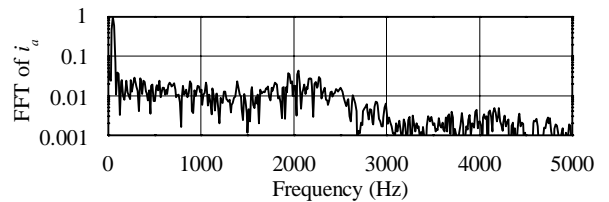
- (1) T. Noguchi, K. Nishiyama, Y. Asai, and T. Matsubara: "Development of Low-Voltage and Large-Current DC Power Supply with High-Frequency Transformer Coupling", Trans. IEEJ, Vol. 126-D, No.1, pp. 48-55 (2006) (in Japanese)
野口・西山・石田・浅井・松原:「高周波トランス結合を有する低電圧大電流直流電源の開発」電学論 D, Vol. 126-D, No.1, pp. 48-55 (2006)
- (2) A. Sato and T. Noguchi: "Direct Power Control of Current-Source PWM Converter", National Conventional Record IEEE Japan, Vol. 4, No.026, pp. 38-39 (2004) (in Japanese)
佐藤・野口:「電流形 PWM コンバータの直接電力制御法」平成 16 年電学全大, Vol. 4, No.026, pp. 38-39



(a) 電源電圧, 入力電流, トランス一次電圧, トランス一次電流, 模擬直流出力電流
(a) v_a, i_a, v_1, i_1 and $I_{out(cal)}$.



(b) トランス一次電圧, トランス一次電流の拡大波形
(b) Enlarged waveforms of v_1 and i_1 .



(c) 入力電流の周波数スペクトル
(c) Frequency spectra of i_a .

図 10 負荷電力 5.7kW 時の実験結果
Fig. 10. Experimental results at 5.7-kW load.