

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

正員 野口季彦* 学生員 西山幸佑* 正員 石田圭一*
非会員 浅井嘉久** 非会員 松原 亨**

Development of Low-Voltage and Large-Current DC Power Supply with High-Frequency Transformer Coupling

Toshihiko Noguchi*, Member, Kosuke Nishiyama*, Student Member, Keiichi Ishida*, Member,
Yoshihisa Asai**, Non-Member, and Toru Matsubara**, Non-Member

Abstract - This paper describes low-voltage and large-current DC power supplies with a high-frequency transformer coupling. Two different power supplies were developed with different configurations and operation characteristics of the two were experimentally examined in this paper. Both power supplies are simply composed of a full-bridge inverter, an amorphous-core step down transformer and a schottky diode rectifier. One power supply operates on the magnetizing frequency of 15 kHz, and generates 13-V and 5000-A output. The other generates 12-V and 4000-A output, but introduces only 1-kHz magnetizing frequency due to a long overlapping period in commutation caused by large leakage inductance of its transformer. The maximum total efficiency of the former and the latter is 89.9 % and 85.7 %, and the total input power factor of the two is 83.5 % and 92.8 %, respectively. Although the output voltages and currents of the two prototypes are considerably low and large, these experimental results demonstrate excellent performance.

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

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

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。焼結は直接式抵抗加熱の一種であり、十数 V、数千 A の電源装置が必要とされる。従来、サイリスタ整流回路を用いてこのような低電圧大電流を発生させてきたが、その電気的特性は入力力率 40 %、総合効率 60 %程度と非常に悪い。また、商用電源周波数で電力変換を行うため、大型のトランスやリアクトルが必要となり、電源装置全体の寸法と重量を増加させる一因となっていた。

このような問題は電力変換器の動作周波数を kHz オーダーとすることにより解決することができる。特に、IGBT や MOSFET などの高速スイッチング素子を用いて動作周波数を高めることにより、トランスやリアクトルの小型化だけ

でなく、電流リップルの抑圧、電磁騒音の低減を実現することができる。そこで、筆者らは高周波インバータ、高周波降圧トランス、整流回路からなる 12V-4000A の直流電源装置を開発することとした。しかし、この電源装置ではトランス構造に起因した漏れインダクタンスの影響でトランスの励磁周波数を 1kHz 程度にしか高めることができなかった。また、励磁周波数が 1kHz に留まったことにより、トラ



図1 焼結装置の外観

Fig. 1. Photograph of sintering machine.

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1 Kamitomioka, Nagaoka, Niigata 940-2188, Japan

** マコー株式会社
〒940-2032 新潟県長岡市石動町字金輪 525
MACOHO Co., Ltd.
525 Isurugi-Mati, Aza-Kanawa, Nagaoka, Niigata 940-2032, Japan

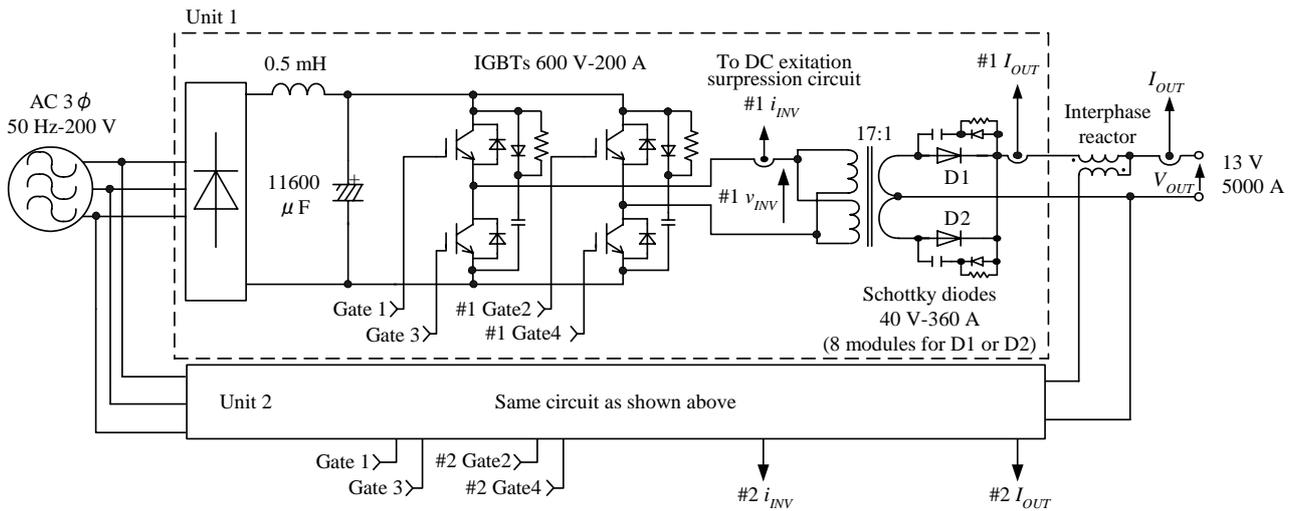


図2 13V-5000A直流電源の主回路構成

Fig. 2. Configuration of 13V-5000A DC power supply.

ンスが大型化することや、励磁周波数が可聴帯域にあるため、騒音の問題などが発生した。このような開発経緯のもと、筆者らは大電流降圧トランスの更なる高周波化と回路の簡素化を図るべく 13V-5000A の直流電源装置の開発を行い、実験的にこれら 2 種類の電源装置の運転特性を比較評価した。本稿では、両者の主回路構成、制御方法、高周波降圧トランス、二次側整流回路の構造について述べ、各種運転特性の改善に有効な知見が得られたので報告する。

表 1 13V-5000A 直流電源の仕様

Table 1. Specifications of 13V-5000A DC Power Supply.

Power source	AC 3 ϕ 50 Hz 200 V
Inverter frequency	15 kHz
Output voltage	13 V
Output current	0~5000 A
Load	1~2 m Ω

2. 焼結用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。本論文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、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 m Ω 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高めようとすると、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する。したがって、低電圧大電流直流電源の高周波化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。

図 1 は焼結装置の外観である。左手に真空炉が設置されており、中央に制御装置、その奥に低電圧大電流直流電源がある。真空炉と電源装置は全長 3 m のサンドイッチ母線

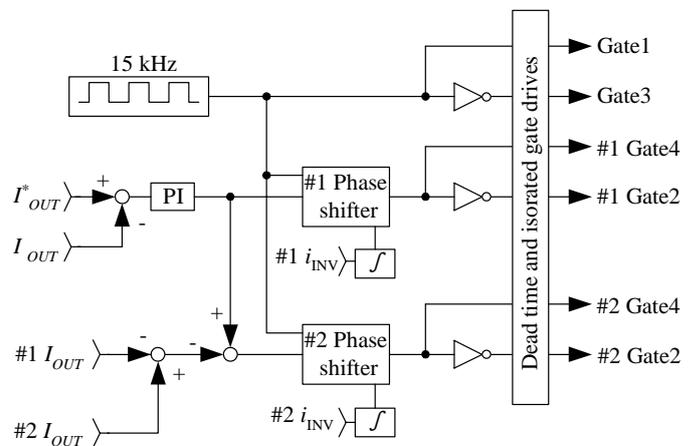


図3 13V-5000A 直流電源の制御ブロック図

Fig. 3. Block diagram of 13V-5000A DC power supply controller.

で接続し、配線インダクタンスを可能な限り低減している。

3. 13V-5000A 直流電源

<3.1> 主回路の構成

図 2 に 13V-5000A 直流電源の主回路構成を示す。この電源は 13V-2500A の定格をもった 2 台の直流電源を並列接続することにより 5000 A を出力する。表 1 に示したように主回路の入力は商用三相交流電源であり、三相ダイオードブリッジで全波整流され、力率改善用リアクトルと電解コンデンサにより平滑された直流電圧を得ている。単相フルブ

表 2 13V-5000A 直流電源用高周波降圧トランスの仕様

Table 2. Specifications of high-frequency step down transformer of 13V-5000A DC power supply.

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 0.2 mm, Width 22 mm, 35 pieces laminated, 8 Parallel
Turn ratio	$N_1 : N_2 = 17 : 1$

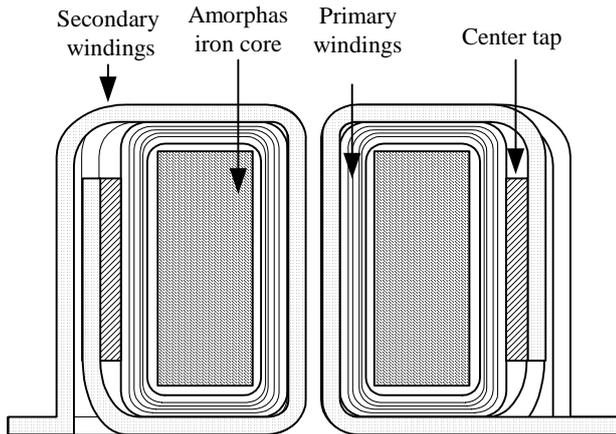


図 4 13V-5000A 直流電源の高周波降圧トランス断面図

Fig. 4. Cross section diagram of high-frequency step down transformer of 13V-5000A DC power supply.

リッジインバータは 600V-200A の IGBT で構成されており、15 kHz の矩形波を出力する。このインバータを高周波降圧トランスに接続し、その導通幅を変化させることによりトランス二次側の直流電圧制御を行う。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 とした。直流電源の出力は高周波降圧トランスの二次側巻線に中間タップをとって全波整流する方式を採用した。整流ダイオードには 40V-360A のショットキーダイオードを 8 並列接続し、順方向電圧降下による損失を低減している。整流ダイオードが ON している期間はその端子間電圧は順方向電圧降下のみとなるが、OFF するとコイル 2 個分の電圧が印加される。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、各ダイオードにスナバ回路を設けている。

〈3.2〉動作原理と制御方法

図 3 に 13V-5000A 直流電源の制御ブロック図を示す。発振回路で発生させたデューティ 50%、周波数 15 kHz の矩形波をゲート信号 Gate1 とし、それを反転した信号を Gate3 とする。ゲート信号 Gate4 は Gate1 を基準に位相シフトしたもので、その反転信号を Gate2 とする。ここで、位相シフト量は出力電流と電流指令値の偏差によって調節される。また、トランスの直流偏磁を防止するため、インバータ出力電流を検出しその直流分を零とするように Gate2 と Gate4 のデューティを微調整する。

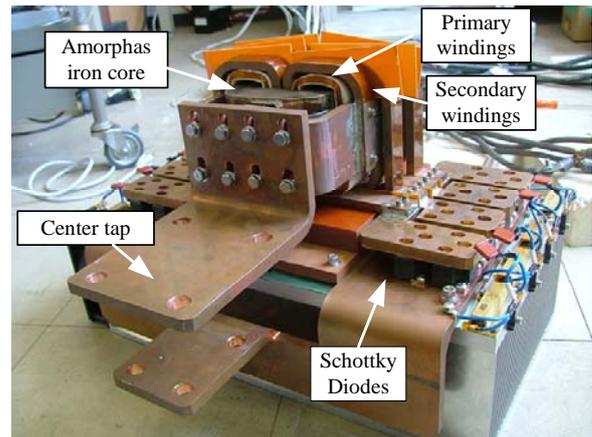


図 5 13V-5000A 直流電源の二次側出力

Fig. 5. Photograph of secondary circuit of 13V-5000A DC power supply.

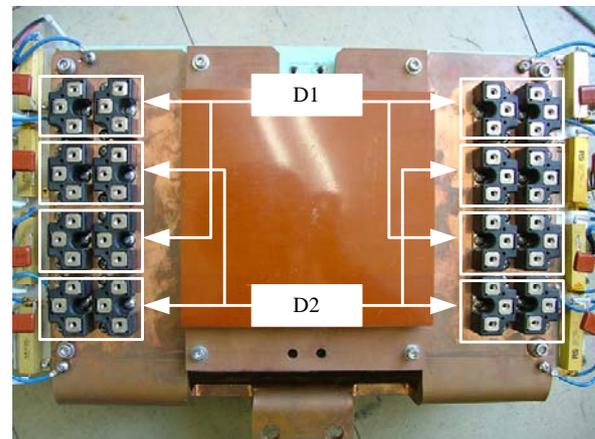


図 6 13V-5000A 直流電源の二次側出力用銅板の外観

Fig. 6. Photograph of copper plate in secondary circuit of 13V-5000A DC power supply.

さらに、2 並列接続におけるユニット間の出力電流の不均衡を補償するため、前述の位相シフト量に両ユニットの電流偏差を加える。このように、ユニット 1 をマスター、ユニット 2 をスレーブとして出力電流の均衡を保つ。

〈3.3〉高周波降圧トランスと整流回路の構造

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 1.5 T、平均磁路長 359 mm、磁路断面積 2450 mm² のアモルファスコアを使用した。

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/mm² としている。一方、二次巻線は同じ銅帯を 35 枚積層して一本の巻線とし、これを 8 並列で 1 ターン巻いている。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 4 並列 2 組の構成となっており、二次側には最大 2500 A 流れるので、最大電流密度は 4.1 A/mm² としている。図 4 に高周波降圧トランスの断面図を示す。内側からアモルファスコア、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

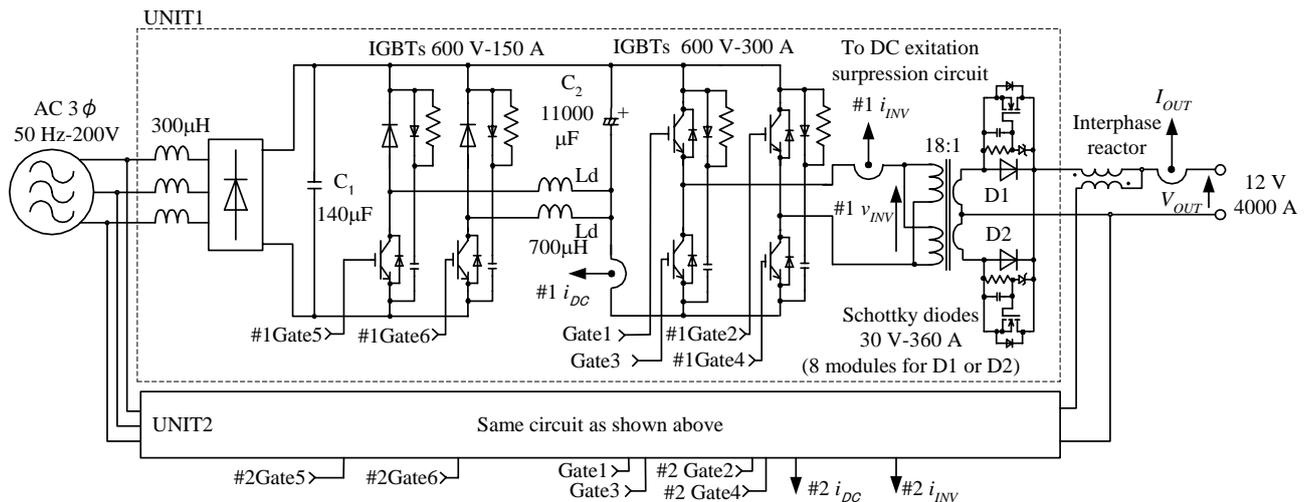


図 7 12V-4000A 直流電源の主回路構成
Fig. 7. Configuration of 12V-4000A DC power supply.

ている。中間タップと二次巻線やその他の接続点は、接触抵抗を減らすために蝟付けを行っている。

図 5 に 13V-5000A 直流電源の二次側出力外観を示す。強制空冷されたヒートシンクに熱伝導率の高い絶縁シートを敷き、その上に二次側出力用銅板を密着させて取り付けている。巻線間の絶縁には耐熱性に優れたポリイミドテープを使用している。この二次側整流回路の中で最も発熱するショットキーダイオードを出力用銅板に直接取り付けて、4 並列分の二次電流を合成すると同時に放熱も行っている。また、ショットキーダイオードに付随するスナバ回路も放熱を配慮して、ヒートシンクに直接取り付けられている。図 6 に高周波降圧トランス二次側出力用銅板と整流ダイオードの外観を示す。厚さ 10 mm の銅板に 16 個のショットキーダイオードが配置されている。図 2 の D1, D2 はそれぞれショットキーダイオードが 8 個接続されたものに相当する。

今回試作した降圧トランスは励磁周波数を 15 kHz と高周波化することにより、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により、磁気結合を高めて漏れインダクタンスの低減を図っている。

4. 12V-4000A 直流電源

4.1 主回路の構成

図 7 に筆者らが試作した 12V-4000A 直流電源の主回路を示す。この電源も同一定格をもった 2 台のユニットを並列接続して構成している。前述の 13V-5000A 直流電源と異なり、主回路直流バスに 600V-150A の IGBT を用いた二重チョップを設けている。商用三相交流電源は 300 µH のリアクトルと三相ダイオードブリッジにより全波整流され、僅か 140 µF のフィルムコンデンサで直流電圧を平滑している。このような構成とすることにより入力力率の改善を行うこ

表 3 12V-4000A 直流電源用高周波降圧トランスの仕様
Table 3. Specifications of high-frequency step down transformer of 12V-4000A DC power supply.

Capacity	30 kVA
Core size	100 mm × 155 mm × 85 mm, 2 cores
Primary windings	Thickness 2 mm, Width 5 mm, 4 Parallel
Secondary windings	Thickness 1 mm, Width 10 mm, 15 pieces laminated, 8 Parallel
Turn ratio	$N_1 : N_2 = 18 : 1$

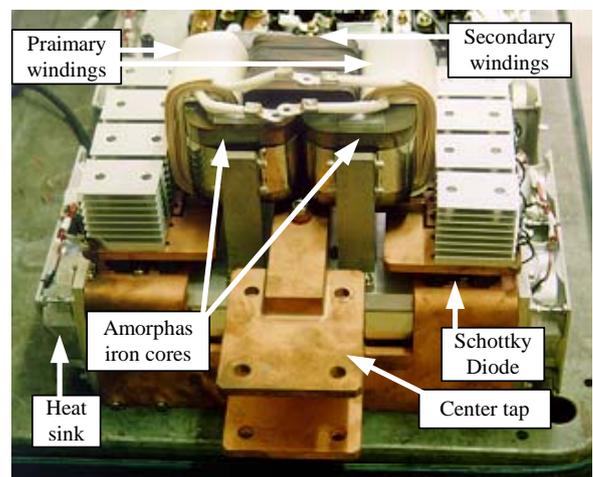
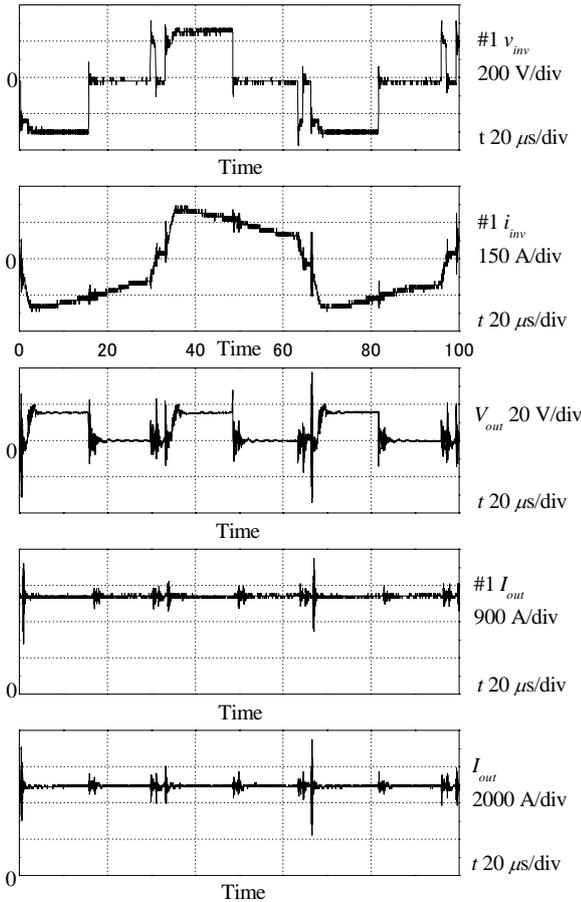
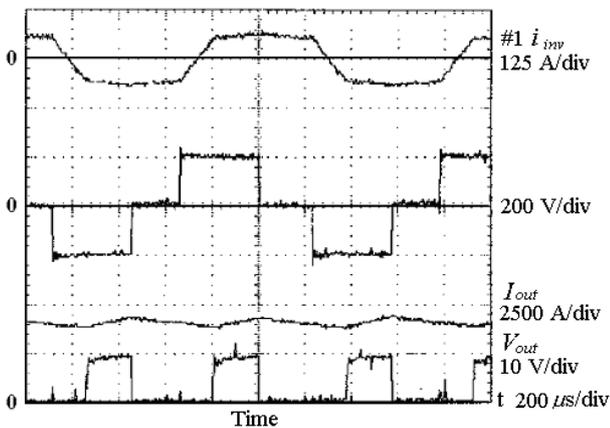


図 8 12V-4000A 直流電源の二次側出力
Fig. 8. Photograph of secondary circuit of 12V-4000A DC power supply.

とができるが、直流電圧の脈動が大きいため後段に二重チョップを置いて単相フルブリッジインバータの直流電源電圧を安定化している。なお、単相フルブリッジインバータには 600V-300A の IGBT を採用し、漏れインダクタンスや配線インダクタンスを考慮して降圧トランスの励磁周波数



(a) 13V-5000A DC power supply.



(b) 12V-4000A DC power supply.

図 9 インバータ出力と直流出力波形

Fig. 9. Waveforms of inverter and DC output .

は 1 kHz とした。降圧トランスの定格容量は 30 kVA、巻数比は 18:1 である。13V-5000A 直流電源と同様に中間タップ方式により全波整流を行い、整流ダイオードには 30V-360A のショットキーダイオードを 8 並列接続している。

<4.2> 動作原理と制御方法

二重チョッパは 90° の位相差をもって 10 kHz で動作しており、インバータの直流電源電圧を常に 200 V 一定に保ってい

る。一方、単相フルブリッジインバータの動作は前述の 13V-5000A 直流電源と同様であるが、降圧トランスの励磁周波数は 1 kHz としている。なお、トランスの直流偏磁を防止する手法は前述と同様である。ユニット間の出力電流不平衡補償は、2 台のインバータの過電流保護用 DC-CT より直流電流を検出し、ユニット間の電流偏差をとって、その偏差が無くなるようにユニット 2 のチョッパゲート信号を微小変化させることにより実現している。

<4.3> 高周波降圧トランスと整流回路の構造

表 3 に 12V-4000A 直流電源に使用した高周波降圧トランスの仕様を示す。この高周波降圧トランスは図 8 に示すように 13V-5000A 直流電源と同一のアモルファスコアを 2 個用いた構造となっており、一次巻線は幅 5 mm、厚さ 2 mm の銅帯を 4 並列とし、二次巻線は幅 10 mm、厚さ 1 mm の銅帯を 15 枚積層して一本の巻線としている。これを 8 並列で 1 ターン巻いている。その巻線構造は一次巻線をそれぞれのコアに、二次巻線を両方のコアに共通に巻いた構造となっている。このように一次巻線と二次巻線をコアの別々の部分に巻いているために漏れ磁束が多くなり、漏れインダクタンスが増大する。このため、後述の転流重なり現象が顕著となり、12V-4000A 電源では定格出力を得るために励磁周波数を 1 kHz に低減せざるを得なかった。

5. 実験による運転特性の比較評価

<5.1> 定格出力運転時の特性

図 9 に 13V-5000A 直流電源と 12V-4000A 直流電源の定格出力における動作波形を示す。13V-5000A 直流電源の波形はユニット 1 のインバータ出力電圧 #1 v_{inv} 、インバータ出力電流 #1 i_{inv} 、二重並列接続後の出力電圧 V_{out} 、ユニット 1 の出力電流 #1 I_{out} 、二重並列接続後の総合出力電流 I_{out} である。これらの波形から出力電圧が波高値 13 V の矩形波となっており、総合出力電流は 5000 A であることが確認できる。また、総合出力電流 5000 A に対してユニット 1 の出力電流はほぼ 2500 A となっており、両ユニットの出力電流は良好に平衡していることがわかる。図 9 (b) に 12V-4000A 直流電源の動作波形の一例を示す。チョッパ出力電圧を 200 V 一定とし、4000 A の電流を出力している。これらの電源装置では電源出力端と負荷までの間に約 3m の距離があり、その間を厚さ 10 mm、幅 200 mm の銅ブスバーで結線している。この区間は配線インダクタンスを低減するためにサンドイッチ母線構造を採用しているが、なおも 8.3 μ H の配線インダクタンスがあり、その影響で出力電流が平滑された波形となる。また、インバータ出力電圧波形で立ち上がり、立ち下りの前にパルス状の電圧が発生しているが、これはトランスの遅れ電流が IGBT の逆並列ダイオードを環流しているモードから、上下アーム短絡防止時間により全ての IGBT が OFF するモードへ移行するときに発生する。このパルス電圧が発生している期間におけるインバータ出力電流の変化率から、一次側換算漏れインダクタンスは 3.9 μ H であることが

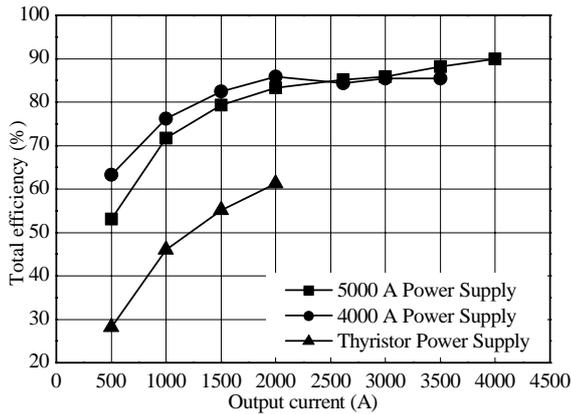


図 10 総合効率特性

Fig. 10. Total efficiency characteristics.

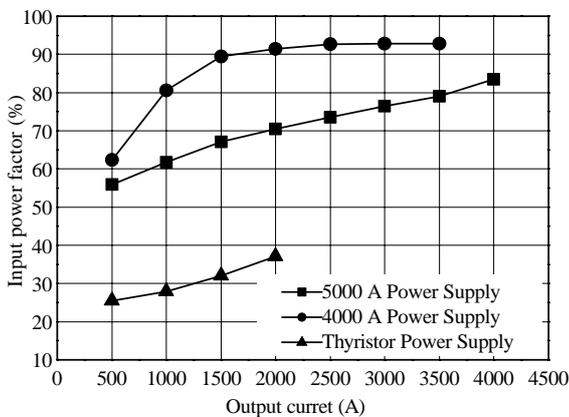


図 11 入力力率特性

Fig. 11. Input power factor characteristics.

わかる。同様に 12V-4000A 直流電源の降圧トランス構造における漏れインダクタンスは図 9 (b) より 258 μH である。これは 13V-5000A 電源トランスの 66 倍にも達する。

<5.2> 総合効率と入力力率特性

図 10 に開発した直流電源の総合効率（商用三相交流電源と負荷間の電力比）、図 11 に入力力率の測定結果を示す。これらの図には 13V-5000A 直流電源だけでなく、12V-4000A 直流電源と従来のサイリスタ整流回路の特性を比較のために示してある。その結果、13V-5000A 直流電源は最大効率 89.9%、最大入力力率 83.5% を達成し、従来のサイリスタ整流回路の特性を遥かに上回った。効率では 13V-5000A 直流電源のスイッチング周波数が 12V-4000A 直流電源の 15 倍になっているため、インバータにおけるスイッチング損の点では不利であるが、3000 A 以上の出力電流で 12V-4000A 直流電源の効率を上回っている。また、12V-4000A 直流電源は商用三相交流電源側に力率改善用リアクトルを設け、小容量のコンデンサで平滑回路を構成しているため、入力力率は全負荷にわたって 13V-5000A 電源を上回り 92.8% を達成した。また、13V-5000A 直流電源では 12V-4000A 直流電源の二重チョップを用いた整流方式をより一層簡素化することを目的

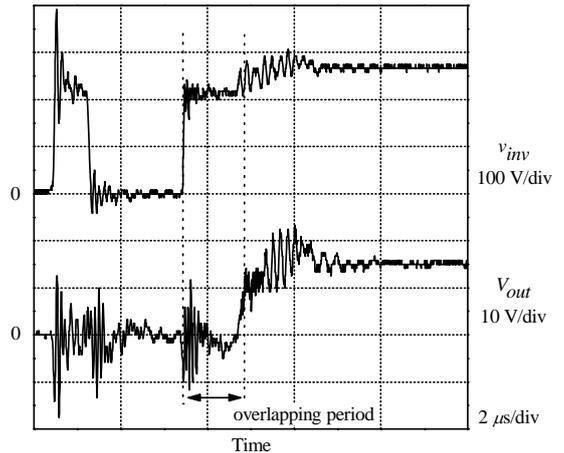


図 12 13V-5000A 直流電源の転流重なり波形

Fig. 12. Waveforms of overlapping period in commutation.

としてチョークインプット形の整流回路としている。しかしながら、両電源装置の第 5 次高調波は規制値を満足していないため、今後改良すべき課題として入力高調波の低減が挙げられる。

<5.3> 転流重なり現象

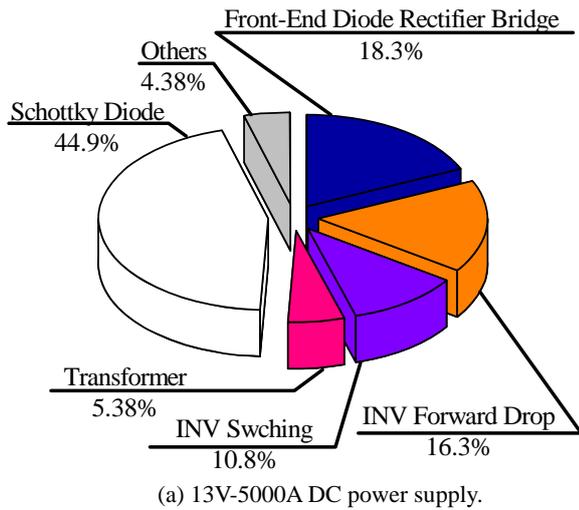
図 12 に 13V-5000A 直流電源における 4000 A 出力時の転流重なり波形を示す。この転流重なるの期間は 1.2 μs であり、これはインバータ出力 1 周期の僅か 1.8% に過ぎない。高周波降圧トランスの巻線と二次側整流回路の構造を工夫した結果、トランス一次側換算のインダクタンスを低減することができた。12V-4000A 直流電源の降圧トランスでは図 9 (b) に示すように 140 μs もの転流重なり期間がある。この転流重なり期間により、出力端の導通幅が制限され、最大出力電圧が制限される。このため、降圧トランスの励磁周波数を 1 kHz に低下させて最大出力を確保せざるを得なかった。

<5.4> 損失分離

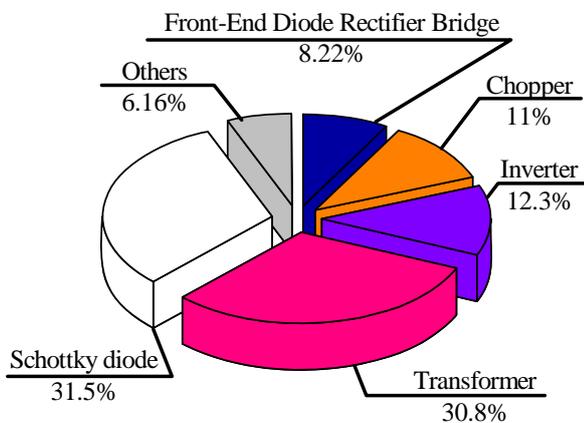
図 13 に 13V-5000A 直流電源と 12V-4000A 直流電源の損失分離結果を示す。いずれも、定格電流のおよそ 80% における損失分離結果である。三相ダイオードブリッジ、二重チョップ、単相フルブリッジインバータ、高周波降圧トランス以降（トランスとショットキーダイオード）についてはパワーメータを使用して直接測定した。高周波降圧トランス単体の損失は鉄損と銅損に分けられるが、前者は無負荷試験を行って実測し、後者は巻線抵抗値から計算によって求めた。また、ショットキーダイオードの損失はトランス以降の電力からトランス単体の損失を減じて算出した。なお、インバータの導通損は電流と IGBT の順方向電圧降下より求め、残りをスイッチング損としている。

図 13 に示したように、両直流電源ともショットキーダイオードにおける損失の割合が最も高い。順方向電圧降下が僅か 0.45 V 前後のショットキーダイオードでも、3000 A の出力であると損失は 1.3 kW にも達する。また、13V-5000A

文 献



(a) 13V-5000A DC power supply.



(b) 12V-4000A DC power supply.

図 13 損失分離結果
Fig. 13. Power losses.

直流電源では、トランスの損失が占める割合が大幅に改善されているが、インバータの高周波化に伴うスイッチング損の増加によりインバータ損失の割合が増大している。

6. まとめ

本稿では高周波トランス結合を有する 2 種類の低電圧大電流直流電源を試作し、それらの運転特性を検証するとともに従来の直流電源との比較を行った。試作した直流電源のうち一方は高周波降圧トランスの構造を工夫することにより、転流重なるの影響を小さくして動作周波数を 15 kHz まで高周波化することができた。この直流電源では 13V-5000A の出力を確認し、最大効率 89.9 %、最大入力力率 83.5 % の結果が得られた。また、他方の直流電源ではトランスの漏れインダクタンスの影響で転流重なり期間が長く、インバータの動作周波数を 1 kHz にしかできなかったが、12V-4000A の出力を確認し、最大効率 85.7 %、1500 A 以上の出力電流に対して 90 % 以上の入力力率を達成した。
(平成 17 年 2 月 16 日受付, 平成 17 年 7 月 27 日再受付)

- (1) Ryota Nakanishi, Toshihiko Noguchi, Takahashi Isao, and Minoru Tanaka : "Development of Parallel Operation of Low Voltage-Large Current DC Power Supply", National Conventional Record IEEE Japan, Vol.4, No.057 p. 1439 (2000).
中西・野口・高橋・田中:「低圧大電流直流電源並列運転法の開発」平成 12 年電学全大, Vol. 4, No.057, p. 1439
- (2) 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・野口・高橋・田中:「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
- (3) 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・野口:「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 年電学産応大, 1-107, 1-493
- (4) 石田・野口:「13V-1250A 直流電源の運転特性」平成 15 年電学北陸支大, A33, 35
- (5) 石田・野口:「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
- (6) 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・野口・浅井・五百部:「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



野口 季彦 (正員) 1959 年 10 月 23 日生。1982 年 3 月名古屋工業大学電気工学科卒業。同年 4 月東京芝浦電気(株)入社。1986 年 3 月長岡技術科学大学院修士課程修了。1991 年 4 月岐阜工業高等専門学校講師。1994 年 4 月長岡技術科学大学助手。1996 年 4 月同助教授。博士(工学)。IEEE Senior Member。



西山 幸佑 (学生員) 1981 年 11 月 15 日生。2003 年 3 月長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。同年 4 月同大学大学院修士課程入学。現在に至る。



石田 圭一 (正員) 1980 年 4 月 1 日生。2004 年 3 月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月東芝キャリア株式会社入社。エレクトロニクス開発部 パワエレソリューション事業推進担当課先行開発グループに所属。

浅井 嘉久



(非会員) 1970年3月4日生。1988年3月
長岡工業高等学校電子科卒業。同年4月新潟三
洋電子(株)入社。1991年マコー(株)入社。
現在に至る。

松原 亨



(非会員) 1952年2月23日生。1972年3月
長岡工業高等専門学校機械工学科卒業。同年4
月(株)アイチコーポレーション入社。1983
年5月マコー(株)設立, 代表取締役就任。現
在に至る。