

高周波トランス結合を有する 13V-1250A 直流電源の開発

石田圭一* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

浅井嘉久 五百部敦志 (マコー株式会社)

Development of 13V-1250A DC Power Supply with High-Frequency Transformer Coupling

Keiichi Ishida, Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Yoshihisa Asai, and Atsushi Iobe (MACOHO Co.)

This paper describes a low-voltage and large-current DC power supply with a high-frequency transformer coupling. The power supply is simply composed with a full-bridge inverter and an amorphous-core based step-down transformer, of which magnetizing frequency is 15 (kHz). In order to reduce leakage inductance and a skin effect of the transformer, a special shaped secondary circuit and 0.2-mm thick laminated windings are employed in the transformer. As a result, 13-V-1250-A output was obtained and low reactance drop voltage was achieved inspite of the large current and high frequency. The total efficiency of this DC power supply was confirmed to be 87 (%) through experimental tests, which demonstrates an excellent operating characteristic of the developed prototype 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

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

1. はじめに

低電圧大電流直流電源は効率の向上を追求して様々な方式のシステムが開発されてきた。しかし、その多くは降圧トランスの漏れインダクタンスによる電圧降下が大きいいため、高い効率を実現することは困難であった。また、主素子にサイリスタを用いているものが多いため、入力力率が非常に悪い。そこで、筆者らは主素子に IGBT やショットキーバリアダイオードを用いることにより装置の小型化、変換効率の向上を目指して新たに低電圧大電流直流電源の開発を行った。

従来の電源ではトランス結合部の動作周波数が 1 [kHz] 程度と低く、大型のトランスを採用せざるを得なかった。トランスの小型化には一次側のインバータを高周波化することが必要であるが、二次側の直流部を含めて漏れインダクタンスを低減することが重要である。漏れインダクタンスの低減にはトランス構造及び二次側整流回路の工夫が必要であり、これらが最も重要な検討課題である。

本稿ではインバータの出力周波数を 15 [kHz] にまで高周波化した 13V-1250A 直流電源の主回路構成及び制御方法、高周波トランスの構造について述べ、実験により効率及び力率特性、過去に筆者らが開発した電源装置との比較において良好な結果が得られたので報告する。

2. 低電圧大電流直流電源における留意点

低電圧大電流直流電源は負荷に mΩ 単位の低抵抗を使用

するため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、それによりトランス二次側の整流ダイオードが全て導通した状態となる転流重なりが生じる。転流重なりが生じると出力端子電圧は零となるので、この期間が増大するとそれに比例した電圧降下が顕著となる。漏れインダクタンスや配線インダクタンスを零にすることは極めて困難であるため、転流重なりを無視することはできない。転流重なりの影響はインバータのキャリア周波数に比例して大きく現われることも考慮に入れると、トランスの形状やコアの大きさ等に合わせた適切な励磁周波数を選択することが肝要である。

低電圧大電流では低電圧側において、整流素子の導通損が全損失に占める割合が高いため、トランスの二次側に接続するダイオードに低損失のものを使用しなければならない。そのため、ダイオードとして順方向電圧降下の少ないショットキーバリアダイオードを使用する。また、低電圧大電流直流電源で比較的大容量化が困難なショットキーバリアダイオードを使用するためには、素子を並列接続するなどしてダイオード 1 個あたりに流れる電流値を小さくすることが必要である。このように漏れインダクタンスや配線インダクタンスを抑えつつ素子を並列接続しなければならないため、トランスの機械的な構造が重要なポイントになる。今回開発した 13V-1250A 直流電源で使用したトランスの構造については後に詳述する。

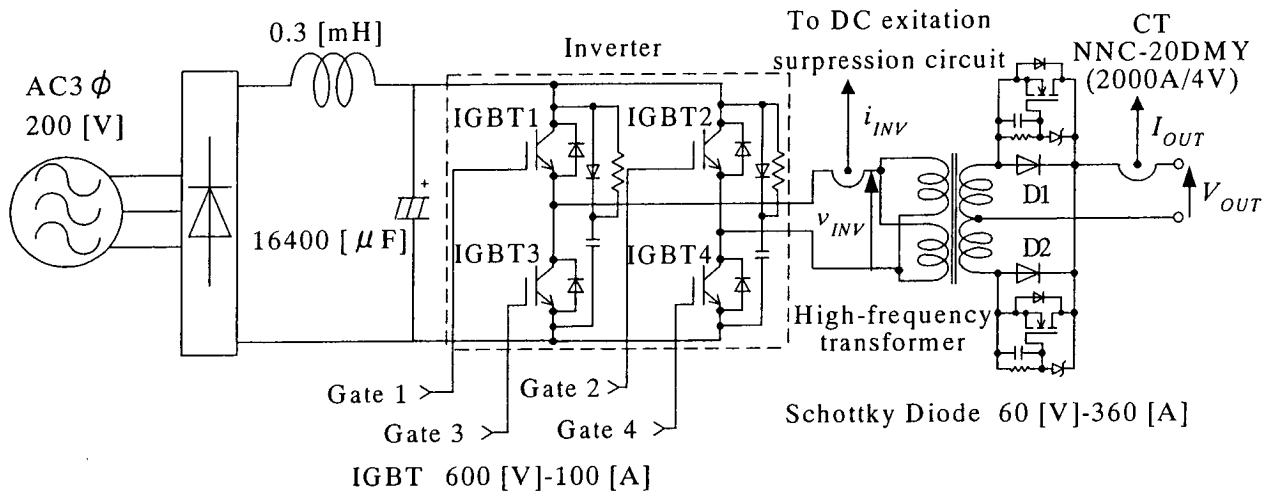


図1 主回路構成

Fig. 1. Configuration of power circuit.

3. 主回路構成

図1に13V-1250A直流電源の主回路構成、表1にその仕様を示す。主回路の入力は200[V]商用三相電源である。三相入力は三相ダイオードブリッジを介して全波整流され、電解コンデンサにより平滑された直流電圧とする。

インバータは単相フルブリッジ形であり、2 in 1のIGBTモジュールを用いて構成されている。インバータの出力は15[kHz]の矩形波で、その導通幅を変化させることによりトランス二次側で整流された直流電流の制御を行う。

高周波トランスの容量は15[kVA]で、一次側巻線は17ターン8並列、二次側巻線は1ターン4並列という構成をとっている。

直流電源の出力は高周波トランス二次側巻線の間接タップをとって全波整流する方式を採用しているため、整流ダイオードがONしているときはダイオードの端子間電圧は順方向電圧降下のみとなるが、ダイオードがOFFしたときにはコイル2個分の電圧がかかる。最大出力電圧は出力端子間で13[V]と想定しているため、その2倍の26[V]が逆電圧としてOFFのダイオードにかかる。また、ダイオード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ダイオードに過電圧保護回路を設けた。ダイオードには順方向電圧降下の低い60V-360Aのショットキーバリアダイオードを採用した。

4. 動作原理および制御方法

図2に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[%]、15[kHz]の方形波をゲート信号1とし、その反転波形をゲート信号3とする。また、ゲート信号1を基準に移相した方形波をゲート信号4、その反転波形をゲート

表1 13V-1250A直流電源の仕様

Table 1. Specifications of 13V-1250A DC Power Supply.

Input power source	3 φ 200 [V]
DC bus voltage	280 [V]
Inverter frequency	15 [kHz]
Output current	0~1250 [A]
Load	5 [mΩ]

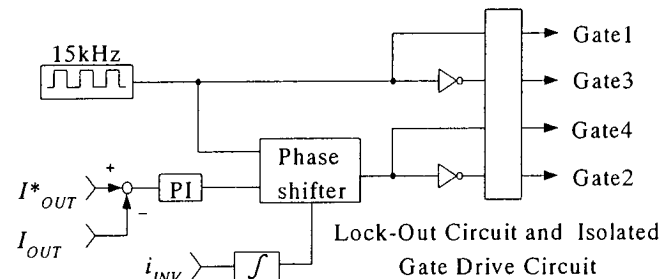


図2 制御ブロック図

Fig. 2. Block diagram of controller.

信号2とする。ここで、移相する量は二次側整流回路の出力電流と出力電流指令値の偏差によって調整される。

また、インバータの出力電圧にわずかも直流分が含まれる場合、トランスが直流偏磁して大電流が流れるため直流偏磁補償回路が必要となる。そこで、インバータ出力電流をホールCTにより検出して、その信号から得られる直流分を零とするようにインバータのゲート信号である方形波のデューティを自動的に微調整する。

5. 高周波トランスと整流回路の構造

高周波トランスの外観を図3に示し、その仕様を表2に示す。高周波化に伴う表皮効果の影響を考慮して、巻線は薄い銅板を積層して構成した。これを並列接続することによって表皮効果および漏れインダクタンスの低減を図っている。

一次側巻線には幅 20 [mm]、厚さ 0.2 [mm]の銅板が 8 並列で巻かれており、巻線断面積は 4 [mm²]である。一次側には最大で約 70 [A]流れるため、巻線 1 本当たり約 9 [A]流れ、電流密度は 2.2 [A/mm²]となる。二次側巻線には幅 20 [mm]、厚さ 0.4 [mm]の銅板が 12 枚重ね、4 並列で巻かれており、巻線断面積は 96 [mm²]である。トランス二次側は中間タップ方式を採用しているため、図3のように 4 並列 2 組の構成となっている。従って、二次側には 1 組当たり最大で 1250 [A]流れるので、巻線 1 本当たり約 300 [A]流れ、電流密度は 3.0 [A/mm²]となる。このように、一次側巻線、二次側巻線共に電流密度を低く設計することでトランスの温度上昇による熱損失の低減を図っている。

図4に高周波トランスの断面図を示す。このように一次巻線と二次巻線を密に巻くことで磁気結合を良くし、漏れインダクタンスの低減を図っている。

また、大電流が流れるため巻線間は耐熱性に優れた絶縁が必要となる。そこで、ポリイミドテープ(厚さ 25 [μm]、絶縁耐圧 4.0 [kV]、許容温度 180 [°C])を銅板の両面に貼付して巻線間の絶縁を図っている。さらに、二次側巻線と中間タップの接続にはネジを用いずに銀ろう付けを施すことで接点における接触抵抗を低減し電圧降下を防止している。

図5にトランス二次側出力用銅板の外観を示す。厚さ 10 [mm]の銅板には 8 個のショットキーバリアダイオードが接続されており、4 並列 2 組で構成されるトランス二次側出力を合成している。図1の D₁、D₂はこれらが 4 並列接続されたものである。

表2 高周波トランスの仕様

Table 2. Specifications of high-frequency transformer.

Capacity	15 [kVA]
Core size	64 [mm]×130 [mm]×60 [mm]
Primary windings	Thickness 0.2 [mm], Width 20 [mm], 8 Parallel
Secondary windings	Thickness 0.4 [mm], Width 20 [mm], 12-piece laminated, 4 Parallel
Turn ratio	$N_1:N_2 = 17:1$

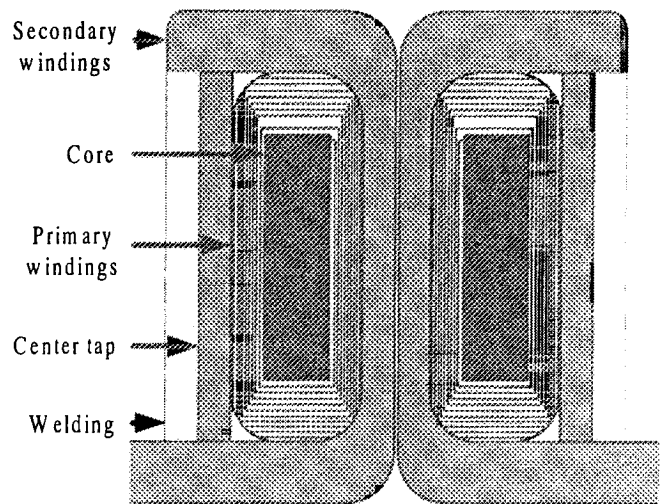


図4 高周波トランスの断面図

Fig. 4. Cross section diagram of high-frequency transformer.

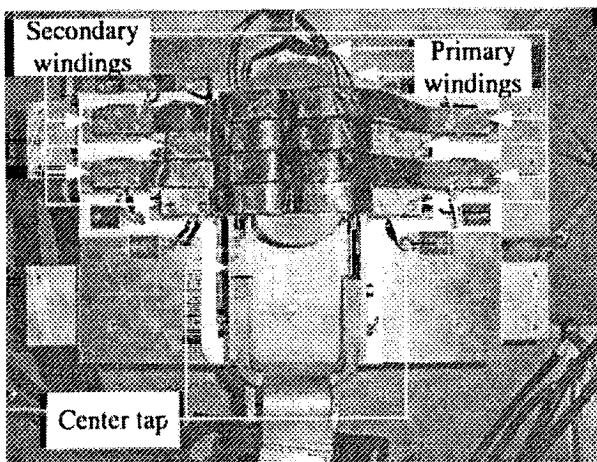


図3 高周波トランス全体の外観

Fig. 3. Appearance of high-frequency transformer.

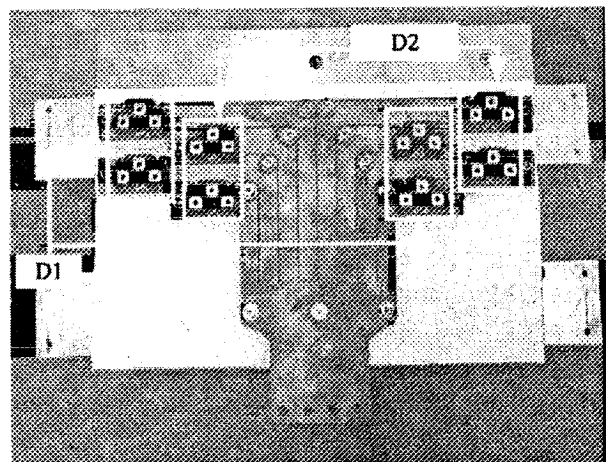


図5 二次側出力用銅板の外観

Fig. 5. Appearance of copper plate in secondary circuit.

6. 実験結果

6-1. 定格出力実験

図6に定格出力時の動作波形を示す。三相交流電源電圧200[V]、電流指令値1250[A]とし、5[mΩ]の抵抗体を負荷として実験を行った。波形はトランス一次側のインバータ出力電流 i_{INV} 、インバータ出力電圧 v_{INV} と、トランス二次側の出力電流 I_{OUT} 、出力電圧 V_{OUT} である。出力波形から13[V]-1250[A]の出力が確認できる。

ここで、図6において丸で囲まれた部分について説明する。この波形はインバータのデッドタイムの影響によるものである。スイッチングパターンの解析を行ってみるとデッドタイムの重なりなどで1つの素子だけがONする状態があり、その期間はトランス一次側のインダクタンスによって誘導された電流がIGBTの還流ダイオードを通して流れ、逆電圧を発生させている。しかし、逆電圧期間の電流変化率が大きいことから高周波トランスにおけるインダクタンスが非常に小さいことが確認できる。

6-2. 効率・力率特性

図7に13V-1250A直流電源の効率・力率特性を示す。三相交流電源電圧を200[V]一定とし、電流指令値を変化させて測定した。効率については、三相交流入力と二次側出力間で測定し、入力力率については三相ダイオードブリッジの前段で測定した。その結果、最大効率87.8[%]、最大入力力率89.7[%]を達成することができた。また、高周波トランスを含め二次側回路の漏れインダクタンスは小さいが、インバータ動作周波数が高いため、出力電流リップルが非常に小さく抑えられ軽負荷時においても高い効率を維持している。

6-3. 損失分離

13V-1250A直流電源の損失分離は定格出力1250[A]時における三相ダイオードブリッジ、インバータ、トランス、二次側ショットキーバリアダイオード、その他に分けて行った。システムの入力電力は三相ダイオードブリッジの前段で測定し12.63[kW]、出力最終段で測定した電力は10.99[kW]であった。したがって、システム全体の効率は87.0[%]、全損失は1.64[kW]となる。

損失測定または算定において、三相ダイオードブリッジ、インバータについてはパワーメータを用いて直接損失を求め、トランスについては巻線抵抗から銅損を、さらに無負荷試験から鉄損を測定した。二次側ショットキーバリアダイオードについては順方向電圧降下(Max. 0.67[V])から損失を算定した。図8に損失分離の結果を示す。インバータ損失が40.4[%]と最も大きく、次いで二次側ショットキーバリアダイオード、トランス、三相ダイオードブリッジという順の割合であることを確認した。本電源はインバータのスイッチング周波数を15[kHz]にまで高周波化しているため、インバータの損失が大きな割合を占めている。また、二次側整流回路の損失については無制御のダイオードを使用する限り低減する

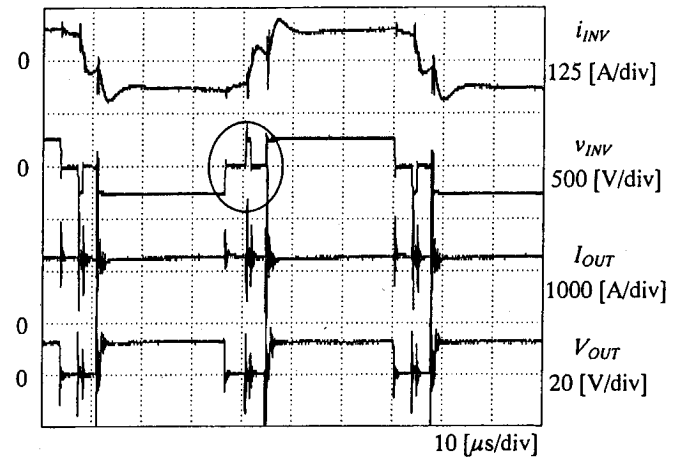


図6 インバータおよび直流出力波形
Fig. 6. Waveforms of inverter and DC output.

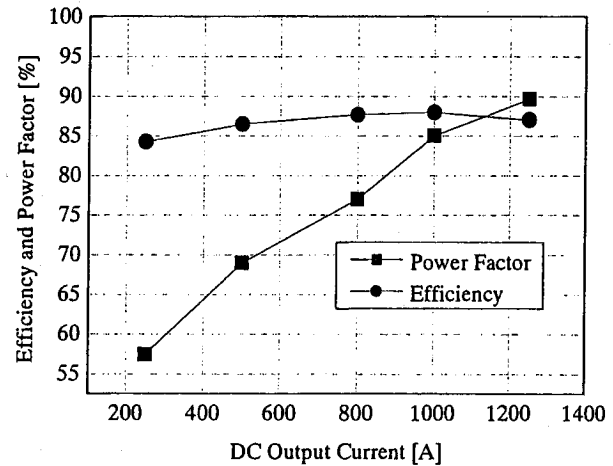


図7 効率・力率特性
Fig. 7. Efficiency and power factor characteristics.

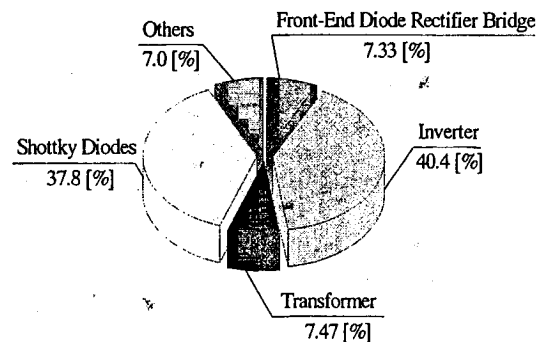


図8 損失分離

Fig. 8. Power losses.

ことは困難である。トランスの損失については、アモルファスコアの採用や巻線の低電流密度、低インピーダンス化により低い割合に抑えることができた⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。

7. 従来の電源との比較

7-1. 従来の電源

筆者らが過去に開発した従来の電源は主回路構成、制御法ともに13V-1250A直流電源と全く同様であるが、インバータの動作周波数が1.3 [kHz]であることとトランスの構造については13V-1250A直流電源と大きく異なっており、従来のトランスは今回試作したものと比べてコアサイズで約2倍になっている。また、13V-1250A直流電源の高周波トランスと異なり、一次巻線と二次巻線が密着して巻かれていないため漏れインダクタンスが大きいと推測される。従来の電源に使用されたトランスの仕様を表3に示す。また、図9に従来のトランスの二次巻線構造、図10にその外観を示す。このように従来の電源のトランスは二次巻線が2ターンで構成されているため、13V-1250A直流電源と比較して転流重なりに影響する二次側インダクタンスは大きい。

7-2. 転流重なり期間の比較

図11、図12に従来の電源と13V-1250A直流電源の転流重なり期間の波形を示す。これらは、三相交流電源電圧200 [V]、出力電流1000 [A]時の波形である。従来の電源と13V-1250A直流電源では、インバータの動作周波数が約10倍違うため、波形は10倍の時間軸で比較した。

従来の電源と13V-1250A直流電源の転流重なり期間はそれぞれ23 [μs]、1 [μs]であり、これらはそれぞれ動作周波数1周期分の6 [%]、3 [%]に相当する。また、出力電圧の立ち上がりで共振現象が確認できる。この共振は二次側ダイオードの接合容量と漏れインダクタンスの直列共振であると思われる。今回は比較のためトランスのみを取り替えて実験を行ったため、LC共振におけるパラメータの変化はトランスの漏れインダクタンスのみである。この共振周波数から漏れインダクタンスの低減を確認できる。その結果、従来の電源と比較して約1/9に低減されていることがわかった。さらに、二次巻線の巻数を減らすなど、トランスの構造を工夫することで二次側全体のインダクタンスの低減が図られ、転流重なりの影響を半減することができた⁽¹⁾⁽²⁾。

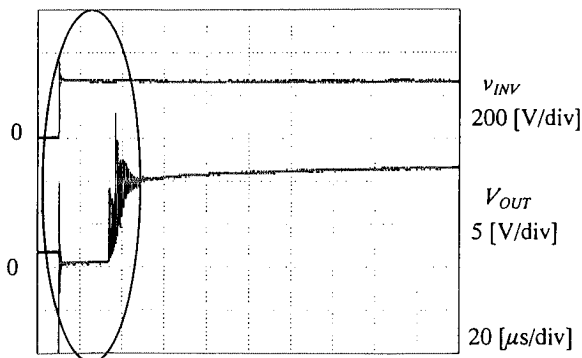


図11 転流重なり波形 (従来の電源)

Fig. 11. Waveforms of overlapping period in commutation (Conventional power supply).

表3 従来のトランスの仕様

Table 3. Specifications of transformer in conventional system.

Capacity	12 [kVA]
Core size	91 [mm]×140 [mm]×85 [mm]
Primary windings	Thickness 2 [mm], Width 7 [mm]
Secondary windings	Thickness 1.0 [mm], Width 10 [mm], 15-piece laminated, 2 Parallel
Turn ratio	$N_1:N_2 = 40:2$

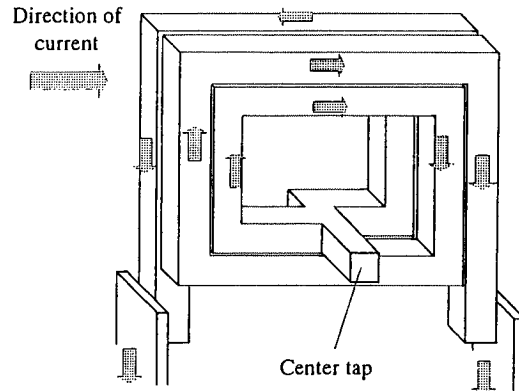


図9 従来のトランスの二次巻線の構造

Fig. 9. Configuration of secondary windings of conventional transformer.

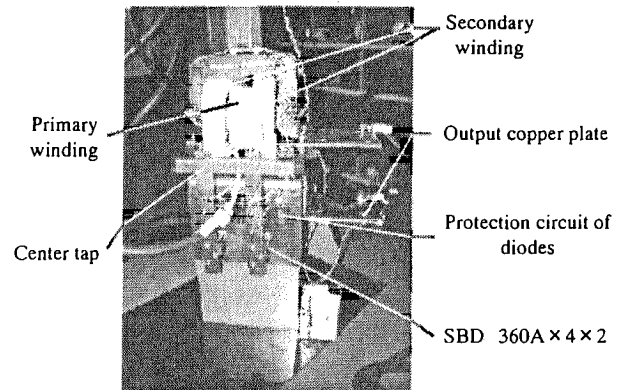


図10 従来のトランス全体の外観

Fig. 10. Appearance of conventional transformer.

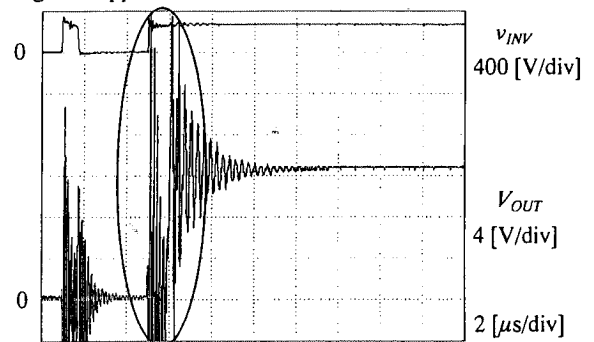


図12 転流重なり波形 (13V-1250A直流電源)

Fig. 12. Waveforms of overlapping period in commutation (13-V-1250-A power supply).

7-3. 効率比較

図 13 に効率比較の結果を示す。三相交流電源電圧 200 [V] 一定、6.67 [mΩ] の抵抗体を負荷として実験を行った。従来の電源では、最大効率は 81.1 [%] であった。2 つの電源を比較するといずれの出力電流値においても今回開発した電源の方が上回っていることがわかる。また、軽負荷時に最大約 15 [%] もの違いが見られるが、このように効率で大きな違いがあらわれた主な原因としては、転流重なり及び出力電流リップルの影響があげられる。転流重なる影響については先に述べたとおりである。そこで、出力電流リップルについてであるが、これはインバータの動作周波数と出力電圧導通幅に依存する。従来の電源は動作周波数が 1.3 [kHz] と低く、特に軽負荷時のインバータ出力電圧導通幅が狭いため出力電流リップルが非常に大きくなり効率が低くなる。出力電流 500 [A] 時の従来の電源と 13V-1250A 直流電源のリップル率を比較すると、それぞれ 24.2 [%]、11.7 [%] である。今回開発した電源では、15 [kHz] に高周波化したため出力電流リップルの影響を低減し、軽負荷時でも高効率を維持している。

7-4. 騒音比較

図 14 に騒音比較の結果を示す。従来の電源では、トランス結合部の動作周波数が可聴周波数領域である 1.3 [kHz] と低いため、最大で 80 [dB] もの騒音が発生している。しかし、今回開発した電源では最大でも 42 [dB] と非常に低く抑えられ、大幅に改善されていることがわかる。これは、インバータの動作周波数を 15 [kHz] に高周波化することで、可聴帯域の騒音が低減されたためである。

8. まとめ

本稿では 15 [kHz] の高周波トランス結合を有する 13V-1250A 直流電源について述べ、その運転特性を検証するとともに従来の電源との比較を行った。本電源では、降圧トランスの構造を工夫することで漏れインダクタンスを小さく抑え、転流重なり現象を低減し、インバータの動作周波数を 15 [kHz] にまで高周波化することができた。また、効率・力率特性においては最大効率 87.8 [%]、最大入力力率 89.7 [%] と良好な結果が得られた。

また、従来の電源と転流重なり期間、効率、騒音について比較を行った。転流重なり現象については、トランス構造を工夫することによって従来の電源の半分に低減することができた。効率比較においては、転流重なり現象、出力電流リップルの影響を低減することで、最大効率で 6 [%]、軽負荷時には最大で 15 [%] もの改善を確認した。さらに、騒音測定においては、従来の電源では最大 80 [dB] であったのに対して 13V-1250A 直流電源では最大で 42 [dB] であり、ほぼ無騒音の状態に改善することができた。

今後は電源の大容量化と並列多重化を検討する予定である。

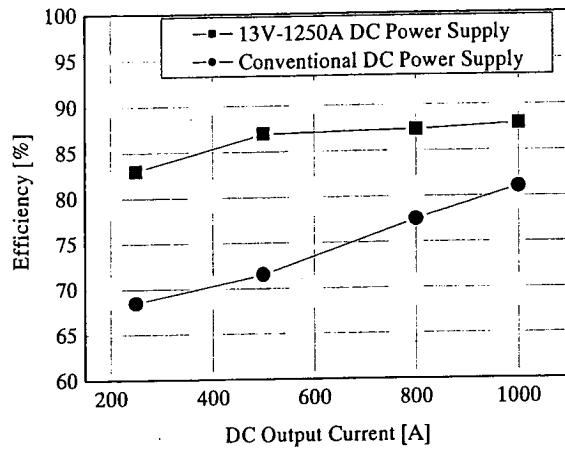


図 13 効率比較

Fig. 13. Comparison of efficiency.

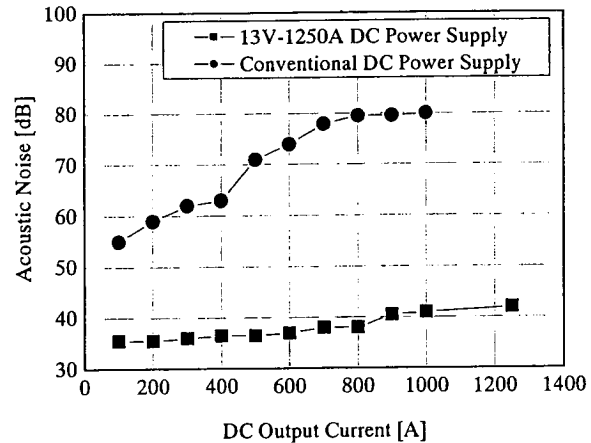


図 14 騒音比較

Fig. 14. Comparison of acoustic noise.

参考文献

- (1) 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」 H12 年電気学会全国大会
- (2) 中西, 野口, 高橋, 田中: 「低圧大電流直流電源の小形・高効率化」 H12 年電気学会半導体電力変換研究会
- (3) 石田, 野口: 「高周波トランス結合を有する低圧大電流直流電源の開発」 H15 年電気学会産業応用部門大会
- (4) 石田, 野口: 「13V-1250A 直流電源の運転特性」 H15 年電気関係学会北陸支部連合大会
- (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」 H15 年電気学会東京支部新潟支所研究発表会

原稿受付日

平成 16 年 1 月 7 日