5 kV/50 A/2 MHz High Voltage Inverter for Gas Discharge Laser without Step-up Transformer

Hiroyasu Iwabuki Member (Mitsubishi Electric Corporation)

Akihiko Iwata Member (Mitsubishi Electric Corporation)

Keywords: silent discharge, CO₂ lasers, full-bridge inverter, MOSFET

There is a feature that the silent discharge excitation CO₂ lasers are especially highly effective and high power in the gas lasers. Therefore, they have been widely used for cutting and hole-opening etc. of metallic materials. Recently, the laser wave form of a high peak and a short pulse suitable for minute processing is requested because an electronic equipment is made small and high performance.

It is necessary to increase the inverter frequency and the inverter output current to drive the silent discharge excitation CO₂ lasers by a high peak and a short pulse. However, in the previous power supplies where the step-up transformer was used for the inverter output, it was difficult because the inductance in the power supply due to the leakage inductance of the transformer was not able to be decreased.

To solve this problem, we developed a high voltage inverter for gas discharge laser without a step-up transformer.

This paper explains the specifications, the circuit composition, and the operation of the power supply. Especially, it explains the method of deciding the snubber circuit constant to equalize the voltage of series stage, and the loss calculation method in 2 MHz operation in detail. Moreover, it reports on the operation result of using an experimental power supply.

Fig. 1 shows the composition of the high voltage inverter for gas

discharge laser without a step-up transformer. It has a full-bridge inverter with high voltage switching unit, and converts a DC voltage of ± 2.5 kV directly into 2 MHz AC.

Fig. 2 shows the composition of one stage in switching unit. Each switching unit is composed of 6 stages connected in series, and each stage is composed of 4 MOSFETs in parallel. Moreover, each stage has a snubber circuit to suppress the voltage rise due to the switching time lag between stages in series. The voltage of each stage was equalized, and the voltage rise when a switching time lag occurred is suppressed with this circuit.

Fig. 3 shows an example of the waveforms of the inverter current and voltage when a silent discharge excitation type CO₂ laser is pulsing driven by developed power supply. The output of the maximum voltage 5.2 kV and 55 A is obtained at frequency 2 MHz.

Fig. 4 shows the laser output waveform obtained by this developed power supply. The output peak 20 kW was obtained at one microsecond in the pulse half width. This value is 1/10 of the previous pulse width, and corresponds to 7 times the previous peak value.

Fig. 1. Composition of power supply

Fig. 2. Composition of one stage of switching unit

Fig. 3. 2 MHz inverter waveform

Fig. 4. Laser output waveform

放電レーザ用 5 kV/50 A/2 MHz トランスレス高圧インバータの開発

正員 岩路 寛康* 正員 岩田 明彦*

5 kV/50 A/2 MHz High Voltage Inverter for Gas Discharge Laser
without Step-up Transformer

Hiroyasu Iwabuki*, Member, Akihiko Iwata*, Member

5 kV, 50 A, 2 MHz AC power supply for driving high peak and short pulse CO₂ lasers with a silent discharge has been developed. The developed power supply has a full-bridge inverter that combines four switches that connect power MOSFET with 6 in series and 4 in parallel. The inverter directly switches the high voltage of 5 kV DC and converts the voltage directly into 2 MHz AC. The developed power supply can output much higher electric power than a conventional one, because it doesn't have a step-up transformer with a large leakage-inductance. A peak laser power of 20 kW, 7 times a conventional one, and a laser pulse width of 1 μsec, 1/10 of a conventional one, was obtained by using this power supply for silent discharge type CO₂ lasers.

キーワード：無声放電，CO₂ レーザ，フルブリッジインバータ，MOSFET**Keywords:** silent discharge, CO₂ lasers, full-bridge inverter, MOSFET

1. まえがき

無声放電 (Silent Discharge) 励起式 CO₂ レーザは、ガスレーザの中でも特に高効率・大出力であるという特徴を持ったため⁽¹⁾、金属材料の切断や穴あけなどに広く利用されてきた。近年では、携帯電話やパソコン等の情報通信機器を中心とした電子機器の小型・高機能化の進展に伴い、より微細・高密度加工に適した高ピーク・短パルスのレーザ波形が求められている⁽²⁾⁽³⁾。

SD 式 CO₂ レーザは、レーザ媒質に CO₂ ガスを用い、対向した誘電体電極間にそのガスを導入して、グロー放電により CO₂ 分子を励起してレーザを発振させる方式である。このため誘電体電極に印加される電圧が一定の場合、放電空間に投入される電力とその時に流れる電流がほぼ周波数に比例する特性を持つ。従って放電空間への電力投入を増加させて高ピーク・短パルス駆動を実現するには、駆動周波数の増加とともに出力電流を上げる必要がある。

しかしながら、一般に交流電源の駆動周波数を高くすると、電源の内部インダクタンスにより出力電流は流れにくくなる。高周波回路に用いられる整合回路によって上記インピーダンスを補償することも考えられるが、回路の Q 値が上がるため、負荷の条件や波形条件が制限され、波形を

制御する場合の自由度が低下する。従って駆動周波数と同時に出力電流を増加するには、電源の内部インダクタンスを小さくする必要がある。しかし出力に昇圧トランスを有する従来の電源構成では、内部インダクタンス増加の要因であるトランスの漏れインダクタンスを小さくすることは容易ではない。

筆者らは今回、この問題を解決して高ピーク・短パルスの CO₂ レーザ駆動を実現するために、高電圧を直接高周波に変換する『5 kV/50 A/2 MHz トランスレス高圧インバータ』を開発した^{(4)~(6)}。

開発したインバータは、パワー MOSFET を 6 直列・4 並列接続して高耐圧化したスイッチを 1 ユニットとし、それを 4 つ組み合わせたフルブリッジインバータで構成した。また、直列 MOSFET 間の同期ずれ (最大 20 nsec) による電圧上昇を所定電圧以下に抑えるとともに、同期ずれにより発生する損失を効率よく放熱するためのスナバ回路^{(7)~(9)}を構成した。これにより、インバータ直列 MOSFET の分圧を均等化 (ばらつき ±3% 以下) し、同期ずれ発生時の電圧上昇を抑制した。

以下では、電源に求められる仕様、回路構成及び動作について示し、主に直列接続時の分圧設計や損失計算の方法と結果について説明する。また試作電源による試験結果を示し、従来に比べて周波数が 5 倍で、ピーク電力が約 25 倍の電源の開発に成功し、レーザ波形として従来の 7 倍 (20 kW) のピーク値と、1/10 (1 μsec) の短パルスの波形が得られたことを示す。

* 三菱電機 (株) 先端技術総合研究所
〒663-8006 尼崎市塚口本町 8-1-1
Advanced Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corp.
8-1-1, Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki 663-8006

2. トランスレス高圧インバータの必要性

表 1 に高ピーク・短パルス SD 式 CO₂ レーザ電源の仕様を示す。電源の出力には最大 5 kV/50 A/2 MHz が必要である。なお、表 1 中の T_p (Output pulse length) は、インバータを 2 MHz で連続的に動作させる時間であり、 f_p (Pulse frequency) は、その連続的な 2 MHz パルスの繰り返し周波数である。

図 1 に放電負荷の等価回路を示す。放電負荷は、約 0.3 nF の静電容量 C_{Load} に直列に約 140 Ω の抵抗 R_{Load} が接続された構成である。交流電力を効率良く負荷に伝達させるため、放電負荷に直列にリアクトル L_o を接続し、 C_{Load} と直列共振させてインピーダンスを補償する。通常、このリアクトルとしてトランスの漏れインダクタンスを利用する場合が多い。

いま 2 MHz で C_{Load} と L_o を直列共振させるとすると、 L_o には約 20 μ H が必要となる。商用 200 V で昇圧トランス（例えば巻数比 1 : 20）を用いた場合には、トランスの 1 次側換算値にしてインダクタンスは約 50 nH（1 次側電流 1200 A）が必要となる。昇圧トランスの漏れインダクタンスはもちろんのこと、インバータ自身のインダクタンスをも 50 nH 以下にすることは難しい。

またトランスを用いた場合には、磁束飽和により出力波形選択の自由度が制限される（低周波交流を発生できない）問題がある。

よって昇圧トランスを用いずに、一旦高圧直流電圧を作った後で、高圧を直接交流変換する方式が必要となる。

表 1 CO₂ レーザ発振器用高ピーク短パルス電源の仕様

Table 1. Specification of high peak and short pulse power supply for CO₂ laser oscillator.

parameter	symbol	value	unit
Inverter voltage	V	5	kV
Inverter current	I	50	A
Inverter frequency	f_c	2	MHz
Output pulse length	T_p	20	μ sec
Pulse frequency	f_p	1.2	kpps

図 1 負荷の等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit of load.

3. 回路の設計

〈3・1〉 回路の構成 図 2 にトランスレス高圧インバータの構成を示す。 ± 2.5 kV の直流電圧を 2 MHz のフルブリッジインバータに直接入力する。インバータ自身の内部インダクタンスは小さいので、本電源では出力に取り付けた空心の共振リアクトル L_r で負荷とのマッチングを調整する。

図 3 にインバータのスイッチングユニットを構成する 6 直列ステージの内の 1 ステージを示す。各ステージの主スイッチ (MOSFET1) には 1500 V で 8 A のパワー MOSFET を 4 並列接続して用いている。パワー MOSFET の寄生ダイオードは応答速度が遅いため、高速ダイオード D_{FWD} を外付けしている。

スナバ回路は、アーム内同期ずれによる過電圧を吸収するためのものである。コンデンサ C_s の容量を十分に大きくし、かつインバータ電圧 V を直列数 n ($= 6$) で除した電圧が C_s に充電されていれば、一種の大容量ツェナー的な働きをする。同期ずれにより C_s に電荷が流入すれば、 C_s の電圧が上昇する。この流入電荷は、 C_s に並列接続された抵抗 R_s により直流的に消費する。

同期ずれが定常的に発生し、電圧バランスが著しく悪い場合には、スナバ回路に流入する電荷量が増えるため、抵抗 R_s の損失負担が大きくなる。このような場合には、ツェナーダイオード ZD と MOSFET2 で構成した電圧クランプにより、電圧上昇を抑制して素子を保護するとともに、

図 2 電源の構成

Fig. 2. Composition of power supply.

図 3 スイッチユニットの 1 段の構成

Fig. 3. Composition of one stage of switching unit.

発生する損失を分担する。コンデンサ C_s の電圧が ZD のツェナー電圧 V_Z を越えると MOSFET2 が導通する。これにより、同期ずれで流入する電荷の大部分を MOSFET2 側にバイパスする。発生した損失は、MOSFET2 に取り付けられたヒートシンクにより放熱する。

〈3・2〉 回路の動作 図4に2MHzの動作モードを示す。インバータ各アームの導通角を一定にしており、対角アームとの位相をずらすことにより出力電力を調整する。

図5に本電源のインバータの動作を示す。図5に示すように、本電源では2MHz動作モードが終了してから、次の2MHz動作モードが開始するまでの期間、低周波数(数kHz)でインバータを駆動するシマー動作モードを設けている。

電極と放電空間との間に誘電体が介在するため、シマー動作モード時の放電により発生した正負の電荷(イオン・電子)は、印加電圧の極性に応じて両極の誘電体表面に吸収される。すなわち電子が+電極側へ、イオンが-電極側へ引き寄せられる。気体の電離が進むと、放電空間内の電界を中和するように誘電体表面全体に壁電荷を形成していく。このため放電の成長とともに放電空間にかかる実効電

圧は低くなり、外部電圧が一定に加わっていても、放電が維持できず、放電が止まる。よってシマー動作モードにおけるインバータ電流はパルス状に流れる。

この後、電圧の極性を逆にして直ちに2MHz動作モードに切り替わると、外部電圧に壁電荷がつくる電圧成分が重畳され、高い電圧が放電空間に印加されることになる。誘電体表面全体に電荷が存在し、かつ高電圧が放電空間に印加されることにより、放電を広範囲に発生させることが可能となり、パルス停止状態からの2MHzの放電点灯を容易にする。

〈3・3〉 スナバ回路の設計 図3の回路図について、同期ずれ時の最大電流 I_{offmax} にて、スナバコンデンサの最大電圧が MOSFET1 の定格値を越えないように設計する。

同期がずれた並列段のコンデンサ C_s に、同期ずれ時間 t_d の間だけ電流 I_{offmax} が流れ込むとすれば、2MHzモード期間での C_s の上昇電圧 ΔV_s は(1)式となる。

$$\Delta V_s = \frac{t_d I_{offmax} T_{pfc}}{C_s} \dots\dots\dots (1)$$

電圧上昇で MOSFET1 を破壊しないように、(2)式が成り立つように C_s を設定する。

$$\frac{V}{n} + \Delta V_s \leq V_{DSS} \dots\dots\dots (2)$$

ここで V_{DSS} は MOSFET のドレイン-ソース間定格電圧である。

また次のパルスを出力するまでに、流入した電荷を R_s とクランプによって直流的に放出しておく必要がある。ここでスナバ回路に流れ込む平均電流を I_{1mean} 、 R_s に流れる電流平均を I_{2mean} 、クランプ抵抗 R_{z1} に流れる電流を I_{3mean} する。 C_s が充放電される時の電圧波形を三角波とみなして、同期ずれ時の C_s の平均電圧を $\Delta V_s/2 + V/n$ とすると、(3)式の関係が成り立つ。

$$I_{1mean} \leq I_{2mean} + I_{3mean} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $I_{1mean} = t_d I_{offmax} T_{pfc} f_p = \Delta V_s C_s f_p$,

$$I_{2mean} = \frac{\Delta V_s/2 + V/n}{R_s}, \quad I_{3mean} = \frac{\Delta V_s/2 + V/n - V_Z}{R_{z1}}$$

従って R_s と R_{z1} に対して、(4)式が成り立つ。

$$\Delta V_s \times C_s \leq \left(\frac{\Delta V_s/2 + V/n}{R_s} \right) / f_p + \left(\frac{\Delta V_s/2 + V/n - V_Z}{R_{z1}} \right) / f_p \dots\dots\dots (4)$$

R_s と R_{z1} は、素子の定格や回路実装上の条件によって定められる。例えば同期ずれが著しく大きい場合には、 R_{z1} に流す電流比率を高くした設計とし、損失の大部分を MOSFET2 に分担させ、MOSFET2 のヒートシンクにより放熱する。

〈3・4〉 2MHzモードでの損失計算 1並列段の動作電圧が高いため、各並列段間の容量による充放電損失の影響が大きくなる。全段トータルの並列容量を C_{wwo} とし、図4の各時刻における損失を求める。

図4 2MHz動作モード
Fig. 4. 2MHz operation mode.

図5 インバータの動作
Fig. 5. Operation of inverter.

図6 時刻 t_1 での損失発生メカニズム
Fig. 6. Loss generation mechanism at time t_1 .

(1)時刻 t_1 時刻 t_1 では、S1 がオンすることにより、並列容量 C_{ww0} の充放電損失と負荷電流 I_o のターンオン損失が発生する。図6にS1がオンする時の波形を示す。図6中の I_{o1} は、S1のチャネルを流れる電流のうち、S1およびS4の充放電電流を除いた電流を示す。

S1がオンすると同時に、電源からS4両端の浮遊容量を充電する電流 I_{charge} とS1の浮遊容量を放電する電流 $I_{discharge}$ が流れる。S4への充電によって浮遊容量の電圧が徐々に上昇し、それとともにS1電圧が低下する。 I_o は、S1の電圧低下とともに徐々にS1に分配され、S1の電圧が完全に零になった時点で $I_{o1} = I_o$ となり、スイッチングが完了する。即ち損失としては、S1の電圧が零になるまでの時間による I_o 分のスイッチング損失と、浮遊容量の充放電損失が存在することになる。 I_{charge} を三角波近似すれば、S1の電圧が完全に零となるまでの時間 t_{on} は(5)式となる。

$$t_{on} = \frac{C_{ww0}V}{I_{charge}/2} \dots\dots\dots (5)$$

よって1段分の充放電損失と I_o によるスイッチング損失の合計 P_{on} は、(6)式となる。

$$P_{on} = \left(C_{ww0}V^2 + \frac{1}{2} V I_o t_{on} \right) = C_{ww0}V^2 \left(1 + \frac{I_o}{I_{charge}} \right) \dots\dots\dots (6)$$

(2)時刻 t_2 時刻 t_2 では、S2がオフすることによりS2に流れていた電流が最終的にS3の還流ダイオードを通して還流し始める。この時の動作状態を図9に示す。

図7でS2がターンオフし始めると、 I_o からS2のチャネルに流れる分 I_{o2} を差し引いた分がS2の C_{ww0} とS3の C_{ww0} に分流する。S3の C_{ww0} の初期電荷 $C_{ww0}V$ は、上記の分流電流 $I_{discharge}$ によって徐々に放出される。またこれと同時にS2の C_{ww0} も上記分流電流 I_{charge} によって徐々に電圧が充電される。S2もS3も同じ C_{ww0} を有し、S2とS3の全両端に掛かる電圧は V であり、S2の電圧 V_{S2} の上昇分だけS3の電圧 V_{S3} が低下するため、 $I_{discharge}$ と I_{charge} は等しくなる。この時、等価的には単にS3からS2に電荷が移行しているように振る舞い、両方の C_{ww0} を充放電する損失は零となる。結局 t_2 での損失は、S2のチャネルに流

図7 時刻 t_2 での損失発生メカニズム
Fig. 7. Loss generation mechanism at time t_2 .

れている電流によるチャネル損失のみとなり、 V_{S2} と I_{o2} の積となる。 V_{S2} は(7)式で求められる。

$$V_{S2} = \frac{1}{C_{ww0}} \int_0^t \frac{I_o \cdot t}{2t_{off}} dt = \frac{I_o t^2}{4t_{off} C_{ww0}} \dots\dots\dots (7)$$

よって t_2 での損失 P_{off} は、(8)式となる。

$$P_{off} = \int_0^{t_{off}} I_o \left(1 - \frac{t}{t_{off}} \right) \cdot V_{S2} dt = \frac{I_o^2 t_{off}^2}{48 C_{ww0}} \dots\dots (8)$$

(3)時刻 t_3 t_1 と損失の発生機構は同じで、 t_1 での損失がS4で発生する。

(4)時刻 t_4 t_2 と損失の発生機構は同じで、 t_2 での損失がS3で発生する。

(5)定常損失 図4で、時刻 t_2 でS2がオフすると、S1とS3の還流ダイオードに還流電流が流れ、損失が発生する。この還流電流は時刻 t_2' まで継続する。時刻 t_2' にS1がオフすると電流が反転し、時刻 t_3 までの期間は、S3のMOSFETとS1の還流ダイオードに電流が流れる。

よって、S1については、時刻 t_1 から t_2' の期間にS1の通電損失が発生し、時刻 t_2' から t_3 までの期間に還流ダイオード損失が発生することになる。同様の損失が時刻 t_3 から時刻 t_5 の期間にS4に発生する。

またS3については、時刻 t_2 から t_2' までの期間に還流ダイオード損失が発生し、時刻 t_2' から t_4 までの期間に通電損失が発生することになる。同様の損失が時刻 t_0 から時刻 t_2 の期間にS2に発生する。

ここで簡単のため、還流ダイオードの損失をMOSFETと同じとして扱うと、各々のMOSFETと還流ダイオードにインバータ周期の1/2の時間で損失が発生していると思なせる。よって定常損失 P_{stable} は、MOSFETのチャネル抵抗 R_{ON} と実効電流によって決まり、(9)式となる。

$$P_{stable} = \left(\frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_{ON} \cdot \frac{1}{2f_c} = \frac{I_{max}^2 R_{ON}}{4f_c} \dots\dots\dots (9)$$

単位時間あたりの2MHzパルスの総数は $T_P \times f_C \times f_P$ であるので、各スイッチの総損失 (W_{S1} , W_{S2} , W_{S3} および W_{S4}) は(10)式、(11)式のようにになる。

$$V = 5.7 \text{ kV}, C_{\text{wwo}} = 210 \text{ pF}, I_{\text{charge}} = 50 \text{ A}, R_{\text{on}} = 0.75 \Omega, \\ t_{\text{off}} = 30 \text{ nsec}, I_{\text{max}} = 50 \text{ A}, I_0 = 20 \text{ A}$$

図 8 出力パルスに対する温度上昇の関係

Fig. 8. Number of output pulses and rising temperature.

$$S1, S4: W_{S1}, W_{S4} = (P_{\text{on}} + P_{\text{stable}}) \times T_P f_c f_P \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$S2, S3: W_{S2}, W_{S3} = (P_{\text{off}} + P_{\text{stable}}) \times T_P f_c f_P \quad \dots \dots \dots (11)$$

図 8 に S1 と S3 の MOSFET の実測したヒートシンクの温度と出力放電パルス数 ($T_P \cdot f_c$) の関係を示す (計算で用いた I_{charge} , I_0 , I_{max} および C_{wwo} は, 別の測定から得た)。同時に (10) 式, (11) 式により求めた損失計算値もプロットしている。図 8 より S1 と S3 では, 温度上昇が大きく異なっていることが分かる。また計算によって求めた損失結果と実測された温度はほぼ傾向が一致する。これは先に説明したように, S2 と S3 では t_2 および t_4 にて C_{wwo} の充放電損失を発生せず共振的なスイッチングが行われていることによるものであり, また C_{wwo} の充放電損失が, スイッチング損失および定常損失よりも相対的に大きいことによる。

このように, 本電源ではインバータユニットによって損失が異なる特性となる。この特性を改善するため, S1 と S3 の信号および S2 と S4 の信号をパルス出力毎に入れ替え, 損失を均等化する。

4. 実験結果

〈4・1〉 スナバ回路の動作 図 9 に 6 直列 MOSFET のうちの最上段 MOSFET で, ターンオフを 20 nsec 早くした場合のスナバコンデンサ C_s 両端の電圧波形を示す。 C_s の両端電圧は, 2 MHz 動作時に上昇し, 2 MHz 動作停止時に低下する。このような繰り返しにより, スナバコンデンサ両端の電圧は, 図 9 に示すような鋸歯状波となる。2 MHz 動作時の電圧上昇 ΔV は約 300 V で, ピーク電圧は 1270 V である。使用する MOSFET の定格電圧は 1500 V であり, スナバ回路を取り付けることにより, 連続的に同期ずれが発生した場合にも, 素子耐圧以下の電圧上昇に抑えられることが解る。

また, インバータ S4 ユニットの構成する各ステージの

図 9 スナバコンデンサ電圧の波形

Fig. 9. Snubber capacitor voltage wave form.

図 10 各々のステージの平均電圧に対する電圧比率

Fig. 10. Voltage ratio of each stage to average voltage.

MOSFET について分圧特性を測定した。図 10 に, 各々の MOSFET の電圧を平均電圧で除した結果を示す。直列接続時の分圧は, 主にアースに対する各並列段の容量成分によって乱される。このため, 本電源でスナバ回路を接続しない場合には, 出力端に近い 6 段目の MOSFET で高い電圧が測定された。一方スナバ回路を接続した場合では, $\pm 3\%$ 以下で均等に分圧されている。これは, スナバ回路に定常的に電流が流れることにより一種の分圧回路として機能し, これにより分圧バランスが補正され, 大幅に分圧特性が改善されたことによるものと考えられる。

〈4・2〉 出力特性 図 11 に, 本電源で SD 式 CO2 レーザをパルス駆動した場合で, シマー動作モードがある場合と無い場合の, インバータ動作開始時の波形を示す。

図 11(a) に示すようにシマー動作モードのない場合には, 動作開始直後の 2~3 周期で非常に電流が流れにくくなった。これは放電点灯以前に電極に電荷が蓄積されていないため, 放電が点灯しにくく, 安定に維持されるのに時間を要するためであると考えられる。

図 11(b) に, シマー動作モードを入れた場合のインバータ波形を示す。シマー動作モードを入れた場合には, 動作開始直後からインバータ電流が流れて放電が安定に点灯した。2 MHz 動作時間を短くして駆動する場合, このような特性はレーザ出力に影響を与える。シマー動作モードがある場合には, シマー動作モードが無い場合に比べて入力電力が増加するため, レーザ出力も増加する。

(a) Without shimmer operation mode.

(b) With shimmer operation mode.

図 11 インバータ出力波形

Fig. 11. Inverter output wave form.

図 12 2 MHz インバータ動作波形

Fig. 12. 2 MHz inverter wave form.

図 12 に、試作した電源により SD 式 CO₂ レーザをパルス駆動した時のインバータ電流と電圧の波形例を示す。最大 5.2 kV, 55 A の出力が周波数 2 MHz で得られていることが解る。

また図 12 では、インバータの上下でやや波形が非対称となっている。この理由は、制御回路素子のスイッチングばらつきや、スイッチユニット内の同期ずれにより、インバータ波形の上下で導通時間がやや異なっているためである。図 12 の波形では、上側の導通期間が下側の導通期間よりもやや長くなっている。

図 13 に、6 μsec の期間だけ 2 MHz 駆動を行った波形例

図 13 6 μsec パルス電流波形

Fig. 13. 6 μsec pulse current.

図 14 レーザ出力波形

Fig. 14. Laser output wave form.

を示す。図 13 に示すように、高圧ダイレクトスイッチングインバータは出力にトランスを持たないため、インバータ周波数やパルス波形を任意に選択することが可能である。このように波形選択の自由度が広がることにより、様々なレーザ出力を得ることが可能となる。

図 14 に、本電源により得られたレーザ出力波形を示している。パルス半値幅 1 μsec, 出力ピーク 20 kW が得られた。この値は従来のパルス幅の 1/10 倍、ピーク値で 7 倍に相当する。

5. まとめ

高ピーク・短パルスの CO₂ レーザ駆動を実現するために、内部インダクタンス増加の要因である昇圧トランスを無くし、高電圧を直接高周波に変換する『5 kV/50 A/2 MHz トランスレス高圧インバータ』を開発した。

開発したインバータは、パワー MOSFET を 6 直列・4 並列接続して高耐圧化したスイッチを 1 ユニットとし、それを 4 つ組み合わせたフルブリッジインバータで構成した。また、直列 MOSFET 間の同期ずれ (最大 20 nsec) による電圧上昇を所定電圧以下に抑えるとともに、同期ずれにより発生する損失を効率よく放熱するためのスナバ回路を構成した。

これにより、インバータ直列 MOSFET の分圧を均等化

(ばらつき $\pm 3\%$ 以下) し, 同期ずれ発生時の電圧上昇を抑制した。また 2 MHz 動作時の並列間容量成分による充放電損失が特定のインバータアームに偏ることを明らかにし, この損失を均等化するためにインバータ動作モード入れ替えを実施した。

以上により, 従来に比べて周波数が 5 倍で, ピーク電力が約 25 倍の能力を持つ電源の開発に成功し, レーザ波形として, 従来の 7 倍のピーク値と 1/10 の短パルスの波形が得られた。

トランスレス高圧インバータは, インバータ周波数やパルス波形を任意に選択することが可能であり, 今後レーザ加工の性能を向上するための高速制御分野などに極めて有効に寄与すると考えられる。

(平成 19 年 3 月 15 日受付, 平成 19 年 6 月 7 日再受付)

文 献

- (1) K. Washio: "Laser Microfabrication in Electronics Industry", *T. IEE Japan*, Vol.123-C, No.2, pp.185-191 (2003) (in Japanese)
鷺尾邦彦:「エレクトロニクス分野のレーザ微細加工」, 電学論 C, 123-C, 2, pp.185-191 (2003-2)
- (2) K. Washio and H. Kouta: "Overview and Future Prospects of the Use of Lasers for Packaging by Microelectronics and Photonics Industry in Japan", *Proc. IEEE*, Vol.14637 pp.561-570 (2002)
- (3) O. Leisten, J. Fieret, I. Stassen, P. Rumsby, P. McEvoy, and Y. Vardaxoglou: "Laser Assisted Manufacture for Performance Optimized Dielectrically Loaded GPS Antenna for Mobile Telephones", *Proc. SPIE*, Vol.4637, pp.397-403 (2002)
- (4) S. Takeno, M. Moriyasu, S. Hiramoto, and M. Kuzumoto: "Study on material processing by high peak pulse CO₂ laser", *Proc. 11th Int. Cong. Applications of Laser and Electro-Optics (ICALEO'92)*, 495 (1992)
- (5) Y. Sato, J. Nishimae, A. Iwata, S. Takeno, T. Fukushima, and M. Kanaoka: "Micro-Drilling of Advanced Electric Boards with a High-Peak Power CO₂ laser", *The Review of Laser Engineering*, Vol.28, No.1, pp.19-23 (2000) (in Japanese)
佐藤行雄・西前順一・岩田明彦・竹野祥瑞・福島 司・金岡 優:「ハイピークパワー CO₂ レーザによる電子基板穴あけ加工」, レーザ研究, Vol.28, No.1, pp.19-23 (2000)

- (6) A. Iwata, H. Ito, and Y. Ueda: "Development of All Solid-state Pulse Generator for Pulsed Laser", *T. IEE Japan*, Vol.111-C, No.2, pp.67-74 (1991-2) (in Japanese)
岩田明彦・伊藤 寛・植田至宏:「パルスレーザ用半導体方式ダイレクトドライブパルサの開発」, 電学論 C, 111, 2, pp.67-74 (1991-2)
- (7) Y. Tsunoda, S. Murata, A. Iwata, H. Harada, and H. Murakami: "High Voltage Klystron Pulse Modulator with IGBTs in Series", *1996 National Convention Record IEE Japan*, 753 (1996) (in Japanese)
角田義一・村田信二・岩田明彦・原田 久・村上英信:「IGBT を用いたクライストロン用高圧パルス発生回路」, 平 8 電学全大, 753 (1996)
- (8) S. Murata, Y. Tsunoda, A. Iwata, H. Harada, and H. Murakami: "Development of Sag compensation Circuit for the Klystron Pulse Modulator", *1996 National Convention Record IEE Japan*, 772 (1996) (in Japanese)
村田信二・角田義一・岩田明彦・原田 久・村上英信:「IGBT を用いたクライストロン用高圧パルス発生回路」, 平 8 電学全大, 753 (1996)
- (9) A. Iwata: "Pulse Power Generator with High Speed Semiconductor", *1997 National Convention Record IEE Japan -Industry Applications Society-*, S.1-7, pp.S.16-S.19 (1997) (in Japanese)
岩田明彦:「高速パワーデバイスを用いたパルス大電力電源」, 平 9 電学産業応用部門大会公演論文集, S1-7, pp.S.16-S.19 (1996)

岩 蔭 寛 康 (正員) 1975 年 5 月 30 日生。2000 年 3 月静岡大学大学院理工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月三菱電機 (株) 入社。パルス発生装置, レーザ装置など各種電源機器の開発に従事。

岩 田 明 彦 (正員) 1961 年 1 月 14 日生。1981 年 3 月八代高専情報電子工学科卒業。同年 4 月三菱電機 (株) 入社。アーク溶接機, レーザ装置など各種電源機器の開発に従事。工学博士。