高速GTOサイリスタと可飽和トランスを用いた固体化パルス電源

正員 佐久川貴志 (明電舎)
正員 秋山 秀典 (熊本大学)

All solid-state pulsed power generator using a high speed gate turn off thyristor and a saturable transformer
Takashi Sakugawa, Member (Meidensha Corporation)
Hidenori Akiyama, Member (Kumamoto University)

Recently, high repetition rate pulsed power generators have been developed using a magnetic pulse compression circuit(MPC) and semiconductor switches. We have studied and developed a new all solid-state pulsed power generator for a high repetition rate excimer laser and an ozonizer. The all solid-state generator consists of a semiconductor switch and the MPC with saturable inductors(SI) and a saturable transformer(ST). The semiconductor switch is a high speed gate turn off(GTO) thyristor. The GTO thyristor was improved in the switching speed, therefore a switching loss decreased. The ST with a Fe-based nano-crystalline magnetic core has two functions of a step-up transformer and a magnetic switch. The high speed GTO thyristor and the new MPC realized the high-performance and simple all solid-state pulsed power generator.

キーワード：磁気パルス圧縮回路，エキシマレーザ，パルスオゾナイザ，可飽和トランス，GTOサイリスタ

1. まえがき

近年、磁気パルス圧縮回路(MPC)により発生した高繰り返しパルスパワーの産業応用を目指した実用化研究が盛んになってきている。中でもレーザは早くから注目されてきた。特に半導体製造用の露光光源に用いられるエキシマレーザには高繰り返し、高安定化、さらに長寿命化が要求されている。そのため励起電源に半導体スイッチとMPCを用いた方式が主流になっている^{(1)・(2)}。またパルスパワー放電を利用して有害なガスを分解したりオゾンを生じたりする環境分野への応用も研究されている⁽³⁾。この場合においても繰り返し動作が可能で長寿命なパルスパワー発生装置が不可欠である。

磁性体の透磁率の非線形特性を用いてパルス圧縮するMPCは1951年に英国のMelville⁽⁴⁾によって報告されているが、近年、磁気スイッチ(MS)を構成する強磁性体に低損失で非常に特性の良いものが開発され、電力用半導体スイッチの進歩と相まって半導体スイッチとMPCを用いた固体化電源の実用化に向けた研究が盛んである。

半導体スイッチは素子単体ではサイラトロン等の放電スイッチの高耐圧・高速性を持っていない。一般に半導体スイッチは大容量の素子ほどスイッチング速度が遅く、一方高速の素子はスイッチング容量が小さい。そのため大容量の半導体スイッチを用いる場合、直接レーザ励起やオゾン生成に有効な高速パルスが得られないため多段のMPCが

必要になる。高速小容量の半導体素子を用いる場合には多数の素子を直・並列接続したスイッチバルブを構成する必要がある。いずれの場合においても半導体スイッチを用いることにより回路が大型で複雑になるという問題が生じ、これが実用化の阻害要因となっていた。

半導体素子の1つにGate-Turn-Off(GTO)サイリスタがある。サイリスタ系の半導体スイッチは大容量化に向いているがスイッチング速度が遅いという課題があった。そこで設計パラメータをオン特性の方にシフトさせて高パルス耐量化されたGTOサイリスタ⁽⁵⁾が開発された。一方、昇圧作用を持つ磁気スイッチとしての可飽和トランス(ST)の有効性はW. C. Nunnally⁽⁶⁾や長岡技術科学大学のグループ⁽⁷⁾により報告されているがそれを用いた実用化研究の報告はほとんどない。

本論文では、高パルス耐量化された高速GTOサイリスタ素子1個と1段のMPCでエキシマレーザ励起とオゾン生成に必要な高速かつ高繰り返しパルスパワー電源の実用化研究成果について述べる。磁気パルス圧縮を中心とした磁気スイッチ(ST)の原理と利用方法、GTOサイリスタとMSの組合せ方について述べると共に、GTOサイリスタとSTを組み合わせた高繰り返しパルス発生回路の動作特性についても述べる。

2. エネルギー転送の基本原理解

ここでは可飽和トランス (ST) を用いた回路でのエネルギー転送の基本原理解について図1を例に考えてみる。ここでSTの1次:2次の巻数を1:nとし、各コンデンサの静電容量の関係は $C_1 = n^2 C_2$, $C_2 = C_3$ とする。またダイオードDをC3に並列に入れ、C2の充電路を確保する。まずコンデンサC1を電圧 V_{max} で充電した後スイッチS1をONする。C1からC2に電荷が完全に転送されるまでの間、STは未飽和の状態を保つようにしておく。

図1 可飽和トランスを用いたエネルギー転送回路
Fig.1. Resonant energy transfer circuit using a saturable transformer

L_1 を電流 I_1 が流れるループのインダクタンス成分だとすると、電流 I_1 のピーク値は

$$I_{1max} = V_{max} \sqrt{\frac{C_1}{2L_1}} \quad (1)$$

となる。ここでC1からC2への電荷移行時の電流(I_1 , I_1')パルス幅(正弦半波)は

$$\tau_1 = \pi \sqrt{\frac{L_1 C_1}{2}} \quad (2)$$

となる。 $t = \tau_1$ の時C2の電圧は最大値

$$V_{C2max} = n V_{max} \quad (3)$$

となる。引き続きC3へのエネルギー転送を考える。ここで電流 I_2 が通過するループの漏れインダクタンスを L_2 , STが飽和(ON)したときの2次巻線のインダクタンスを L_s とした場合、 $t = \tau_1$ でSTが飽和(ON)するとC2に蓄えられたエネルギーがC3に転送される。転送時の電流ピーク値は

$$I_{2max} = V_{C2max} \sqrt{\frac{C_2}{2(L_2 + L_s)}} \quad (4)$$

となる。C2からC3への電荷移行時の電流パルス幅は

$$\tau_2 = \pi \sqrt{\frac{(L_2 + L_s) C_2}{2}} \quad (5)$$

となる。C3の最大電圧は $V_{C3max} = n V_{max}$ となり、エネルギー転送時の電流電圧波形は図2のようになる。実際の回路では半導体スイッチや磁気スイッチ、導体抵抗等の損失があるのでそれらを考慮しなければならない。

図2 エネルギー転送回路の電流電圧波形
Fig.2. Voltage and current waveforms in the energy transfer circuit

STを用いてパルス圧縮するための条件としては $\tau_1 > \tau_2$ となることである。 I_1 と I_2 の電流パルス幅の比をパルス圧縮比 G_1 とすると

$$G_1 = \sqrt{\frac{L_1 C_1}{(L_2 + L_s) C_2}} \quad (6)$$

と表すことができる。 $C_1 = n^2 C_2$ なので(6)式は

$$G_1 = n \sqrt{\frac{L_1}{L_2 + L_s}} \quad (7)$$

となる。

3. 磁気スイッチ

〈3・1〉磁心材料 MSのON/OFFは磁心飽和時の低インダクタンスの状態を流し、未飽和時の高インダクタンス状態で電流をほとんど流さないようにすることで行う。このため飽和時と未飽和時の磁心材の透磁率がMSのスイッチング性能を左右する。また飽和磁束密度

が高いこともMSの小型化の点で要求される。磁気スイッチ用の磁心材に要求される主な特性として

- ①未飽和時と飽和時の透磁率の比(μ_{un}/μ_{sat})が大。
- ②飽和磁束密度と残留磁束密度が大。
- ③磁心損失が小。

が上げられる。表1に磁気スイッチ磁心材として用いられる超微結晶質軟磁性合金(FT-1H)と鉄系アモルファス(2605CO), コバルト系アモルファス(2705M)の磁気特性と物理特性を示す。

表1 各磁心材の磁気特性と物理特性^{(8),(9)}

Table 1. Magnetic characteristics and physical characteristics of three core materials

磁心材の種類	鉄系超微結晶質合金 (FT-1H)	鉄系アモルファス (2605CO)	コバルト系アモルファス (2705M)
飽和磁束密度 B_s (T)	1.35	1.80	0.75
残留磁束密度 B_r (T)	1.22	1.60	0.70
保磁力 H_c (A/m)	0.8	3.0	1.0
飽和磁歪 λ_s ($\times 10^{-4}$)	+2.3	+3.5	<1
キュリー温度 ($^{\circ}\text{C}$)	570	415	365
抵抗率 ρ ($\mu\Omega\cdot\text{m}$)	1.10	1.23	1.36

MSの最大動作磁束密度量 ΔB_m は磁心材の H_c 程度のバイアス磁界によりリセットすることで

$$\Delta B_m \approx B_s - (-B_r) \quad (8)$$

と求めることが出来る。図3は鉄系超微結晶質軟磁性合金で作られたMS用磁心材に立ち上がり時間約30nsで波高値約4kVのパルス電圧を印加したときの $B-H$ 曲線である。電圧波形は矩形波状で、この電圧の半値幅(FWHM)を飽和時間とした。図3より未飽和時と飽和時の透磁率の違いが顕著であることがうかがえる。

図3 鉄系超微結晶質合金(FT-1H)磁心のパルス動作時
 $B-H$ 曲線[飽和時間:0.5 μs , リセット磁化力:6A/m]

Fig. 3. Dynamic $B-H$ loop of Fe-based nanocrystalline core(FT-1H) [Saturation time:500ns, reset magnetizing force:6A/m]

磁心材には磁気スイッチ動作時に渦電流損失やヒステリシス損失などのエネルギー転送に伴う損失が生じる。そこでトロイダル形状の磁心にインダクタンスを極力小さくした貫通導体を施し、印加電圧を変化させ、貫通導体両端の電圧とそこを流れる電流を同時測定し瞬時電力を求めた。この瞬時電力を飽和時間(前述の矩形波状電圧波形の半値幅)で時間積分した値を損失エネルギーとして計算し、磁心の単位体積あたりの損失として換算した。3種類の磁心材を用いた磁心についての飽和時間に対する単位体積当りの損失を図4に示す^{(8),(9)}。

図4 飽和時間と磁心損失の関係

Fig. 4. Dependence of core loss on saturation time

図4に示す3種類の磁心で単位体積あたりの磁心損失がもっとも大きいのは鉄系のアモルファス、最も損失が小さいのはコバルト系のアモルファス、その中間に鉄系の超微結晶質の磁心材を用いた磁心となっている。磁心損失は体積に比例することからMPCを構成するには磁心の体積を小さくする必要がある。また同じ磁心体積であっても飽和時間が短いと磁心損失は増加することがわかる。

〈3・2〉電圧時間積 MSには半導体スイッチのような耐電圧や許容電流の厳しい制約はない。しかし、MSが未飽和状態を維持できる時間は保持する電圧と密接な関係がある。電圧時間積と磁束密度変化の関係は次式のようにになる。

$$\frac{1}{N} \int_0^{T_s} V(t) dt = \int_{A_m} B ds = A_m \Delta B \quad (9)$$

ここで N は巻き数、 T_s は飽和までの時間、 $V(t)$ はMSに印加される電圧、 A_m は磁心材断面積、 ΔB は磁束密度変化量である。

図5に一般的なMSであるトロイダル磁心に巻き線を施した可飽和インダクタ(SI)を示す。実際のMS用磁心は磁心材に SiO_2 の絶縁膜を付けたリボン状の薄帯や磁心材にテープ状のPET等の高分子絶縁材を巻き合わせたものをパイプ状のボビンに何層にも巻き付けたトロイダル形状にして使用することが多い。このように薄い磁心材に絶縁

層を挟み何層にも重ねることで層間絶縁を行っている。磁心材が磁心断面 $[A = h_c(r_2 - r_1)]$ に占める割合を占積率 K_{SF} として

$$K_{SF} = \frac{A_m}{A} \quad (10)$$

で定義する。図1および図2におけるエネルギー転送を考えた場合、MSの必要最小電圧時間積は

$$\int_0^{\tau_1} V_{C2}(t) dt = \frac{V_{max} \tau_1}{2} = N A K_{SF} \Delta B_m \quad (11)$$

と表すことができる。巻き数 N と占積率 K_{SF} が同じであれば ΔB_m の大きな磁心材は磁心断面積を小さくでき、MSの小型化に有利となる。

昇圧型の可飽和トランス(ST)の場合、1次巻線について(11)式を適用すればよい。そのため電圧の低い1次巻線での電圧時間積から磁心断面積を求めることが出来る。

図5 トロイダル磁心を用いた可飽和インダクタ
Fig. 5. Saturable inductor using toroidal unit core

(3・3) スイッチング特性 MSはサイラトロンやサイリスタのような能動的なスイッチング素子ではなく磁心材の磁気飽和現象を利用した受動的な動作でスイッチする。つまり磁心が未飽和の時間は高インダクタンスで電圧を保持し、この間電流を流さずOFF状態を作る。磁心が飽和すると低インダクタンスとなり電流が流れてON状態になる。図5に示すMSのインダクタンスは

$$L \approx \mu \frac{N^2 h}{2 \pi} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (12)$$

となる。ここで μ は磁心の透磁率、 N は巻き線の巻数、 h は巻線が囲む断面の高さ、 R_2 は巻線の通る外側半径、 R_1 は巻線の通る内側半径である。MS飽和時の磁心の比透磁率 μ_r はほぼ1に等しく真空の透磁率を μ_0 とするとMS飽和時のインダクタンスは

$$L_s \approx \mu_0 \frac{N^2 h}{2 \pi} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (13)$$

となる。

可飽和トランス(ST)の場合には(13)式を2次側巻線で考えればよい。この値をいかに小さくするかが短パルス化にとって重要になる。MSのスイッチング特性には未飽和時のインダクタンスが大きく、飽和時のインダクタンスは小さいものが求められる。

4. 高速GTOサイリスタの適用

最近の大容量半導体スイッチは性能向上によりスイッチング特性の高速化・低損失化が進んでいる。しかしながらパルスパワー発生回路に直接用いるまでには至っていない。

GTOサイリスタはゲートから電流を流入・流出することでON/OFF制御ができる大容量スイッチングデバイスである。GTOサイリスタは基本的にサイリスタと同じpnpnの四層構造の素子であるが微細なカソードセグメントを持つことでゲートターンオフ機能を付加している。微細なカソードセグメントはターンオン初期の電流集中を緩和する働きを持つ。パルスパワー電源ではターンオン的高速特性が重要になることが多く、GTOサイリスタ素子の設計パラメータをターンオン重視に変えることで高速スイッチングが可能となる⁽⁵⁾。さらにON/OFF制御するゲート電流の高di/dt化により短時間に素子内部における導通領域を均一に確保でき、素子のON抵抗が低くなりスイッチングを高速化できる。また磁気スイッチを併用した磁気アシストでスイッチング特性の改善が行える⁽¹⁰⁾。

図6に示す回路を用いて電流パルス幅が一定になるようにし、アシスト時間を変化させてスイッチング時の電流電圧波形を測定した。GTOサイリスタターンオン時のゲート電流電圧波形を図7に示す。これはHigh-gateと呼ばれ高速の立ち上がりゲート電流を流している。これによりGTOサイリスタの導通領域を短時間に確保し、ターンオン損失の低減を図っている。GTOサイリスタターンオン時の電流電圧波形を図8に示す。スイッチング電圧は3kVで電流パルス幅は2.6μsに揃えた。電圧はGTOサイリスタのアノードカソード間を高電圧プローブを用い、電流は高周波用のCTを用いて同時に測定した。図8に示す電流電圧波形より測定時間内での電圧と電流の積により電力を求め、測定時間(図8における-2~5μs)で積分し、ターンオン時の損失エネルギーとして求めた。ゲート電流の立ち上がりから主回路電流が立ち上がり始めるまでの時間をアシスト時間として、GTOサイリスタの損失を求め

た結果を表2に示す。アシスト無しの場合に損失が最大で、アシスト時間を長くするにつれスイッチング損失が低減されている。これはアシスト時間にゲート電流が十分な量流れたため、素子内の導通領域が広がり、ターンオン抵抗が低くなり低損失につながったためだと考えられる。MSの損失は図4より見積もることが出来る。ここで用いたMSの磁心寸法は $\phi 9.5\text{ mm}$ (外形), $\phi 4.2\text{ mm}$ (内径), 2.5 mm (高さ)で、これより磁心体積を求め、アシスト時間が飽和までの時間に等しいことから損失を見積り、表2に示した。MSの損失を加えても磁気アシストによる損失低減効果があると考えられる。アシスト時間は長い方が低損失となっているがゲート電流の立ち上がり時間の影響も大きく、今回、長い方のアシスト時間($2.67\text{ }\mu\text{s}$)ではゲート電流がほぼ立ち上がっており、これ以上アシスト時間を長くしても低損失化に対しての大きな効果は見られず、MSの大型化や巻き数の増加によるインダクタンスの増加といったマイナス面が目立つようになる。ゲート電流が立ち上がる時間内であればアシスト時間は長い方がスイッチング時の低損失化になると考えられる。

図6 磁気アシストを用いたスイッチング試験回路
Fig. 6. Switching test circuit using magnetic assist

図7 ゲート電流電圧波形
Fig. 7. Gate current and voltage waveforms

図8 GTOサイリスタスイッチング電流電圧波形
(a:アシスト無し b:短時間アシスト c:長時間アシスト)

Fig. 8. GTO thyristor switching waveforms
(a:Not assist b:Short time assist c:Long time assist)

表2 GTOサイリスタとMSのスイッチング損失のアシスト時間依存性

Table 2. GTO thyristor and MS switching loss dependence of assist time

アシスト時間 (μs)	0	1.75	2.67
GTO損失 (mJ/pulse)	926	649	504
MS損失見積 (mJ/pulse)	—	72	58

5. 高繰返し磁気パルス圧縮回路の応用

〈5・1〉エキシマレーザ 半導体製造に用いられるリソグラフィ光源としてKrFエキシマレーザが使用されている。このレーザにとって電源の長寿命化、高安定化、高繰返し化は本格的な製造ラインへの導入にとって重要な課題であった。エキシマレーザ励起用固体化電源回路の

概略を図9に示す。充電器は必要ときだけコンデンサを充電出来るコマンド充電器を用い、コンデンサ C_0 を充電する。GTOサイリスタをONした後、アシスト時間経過後に SI_0 がON(飽和)し電流 I_0 が流れる。PTとSTで昇圧し、 C_1 を高電圧パルス充電する。この時 SI_1 は2章の図1におけるダイオードDと同様の働きをする。つまり順方向には充電インダクタ(予め充電方向にリセット)、逆方向にはブロッキングインダクタとして働く。その後STがON(飽和)し、パルス圧縮を行う。 C_p が高速充電され、レーザ放電管に高速高電圧パルスが印加されレーザ励起を行う。

18 kVタイプMPCの C_1 、 C_p の電圧波形を図10に示す。 C_1 、 C_p のコンデンサ容量は共に24 nFで C_0 は1.13 μ Fとした。STの昇圧比は3(1次側と2次側の巻き数比 1:3)とし、PTとSTを合わせた昇圧比は7である。STの磁心材には鉄系の超微結晶質軟磁性合金(FT-1H)を使用した。GTOサイリスタにより発生させた1.3 μ s(C_1 の充電時間)のパルスをSTにより170 ns(C_p の立ち上がり時間)までパルス圧縮している。パルス圧縮比は7.6と高い値が得られている。

C_0 の充電電圧とMPCの出力電圧およびその間のエネルギー転送効率の関係を図11に示す。実際のレーザ発振時にはブレークダウン電圧が C_p の最大充電電圧より低いため正確なMPCの転送効率の評価が出来ない。ここでは C_p の電圧はレーザ発振器の主放電電極に放電を起こさせない状態で行った。MPCの入出力電圧の関係はほぼ線形性を保ち3 kV入力で C_1 電圧が18.2 kV、パルス圧縮後の負荷開放状態での C_p 電圧が17.8 kVが得られた。 C_0 の充電エネルギーに対する C_p の充電エネルギーから求めたエネルギー転送率は入力電圧2 kV時に最大値84%を示した。

次に同じ回路方式で $C_1=C_p=16$ nF、出力電圧24 kVの電源を開発した⁽²⁾。最大繰り返し数は1000 ppsである。図12はスペクトル狭帯域化したリソグラフィ用KrFレーザとの組合せ連続運転試験の結果である。600 ppsの繰り返し数で 5×10^7 パルス連続運転の結果、ミスショット無く安定したレーザ出力(7.5 W $\pm$ 1%)を得ている⁽¹¹⁾。これは励起放電のばらつきも含めた値であり電源の出力安定性はこれよりもさらに良いものと推測される。

図9 エキシマレーザ励起用磁気パルス圧縮電源回路

Fig. 9. MPC for excimer laser exciter

図10 出力端コンデンサの充電電圧波形

Fig.10. Charging voltage waveforms of output capacitors

図11 入力(C_0)電圧に対する出力(C_1 , C_p)電圧とエネルギー転送効率の関係

Fig.11. C_1 , C_p charging voltage and energy transfer efficiency as a function of C_0 charging voltage

図12 レーザ平均出力の連続動作安定性

Fig.12. Stability of average laser power

〔5・2〕パルスオゾンナイザ パルス放電を用いたオゾンナイザは電極間に誘電体を挟む無声放電式に比べ放電管を簡素化できる⁽¹²⁾。放電管は中心に細線あるいはスパイラル状になった高電圧電極と円筒の接地電極から成る。長ギャップの高電界パルスストリーマ放電を発生させるため、高電圧極短パルスのパルスパワー電源が必要となる。図13にパルスオゾンナイザ用磁気パルス圧縮電源の回路構成を示す。出力電圧は約60kVで極性はエキシマレーザとは異なり正極性である。各コンデンサ容量は C_0 が800nF、 C_1 と C_p が1nFである。回路動作は前節のエキシマレーザ用の回路と同じであるがST2次側の極性が逆になりSI1のリセット方向も逆になる。STの磁心材は鉄系の超微結晶質軟磁性合金(FT-1H)で昇圧比は8、PTを合わせた全体の昇圧比は24とした。

図14は C_0 を3.3kVで充電した場合の C_p 電圧波形である。この場合も負荷開放で放電のない状態で測定した。この時の C_p の電圧ピークは57.6kV、立ち上がり時間は90nsである。GTOサイリスタによる発生パルスが1.2 μ s、パルス圧縮比は約13と極めて高い値が得られた。また500ppsまでの高繰り返しでも安定動作が確認された。この電源を用いたオゾン発生試験の結果を図15に示す⁽¹²⁾。これは乾燥空気3(l/min)を原料としたオゾン濃度の各繰り返し周波数における印加電圧依存性を調べた試験結果である。高繰り返しになるほどオゾン濃度が増加している。

図13 パルスオゾンナイザ用磁気パルス圧縮電源回路
Fig. 13. Magnetic pulse compression circuit for pulse ozonizer

図14 パルスオゾンナイザ用MPCの C_p 電圧波形
Fig. 14. C_p voltage waveform of pulse ozonizer

図15 オゾン濃度の各繰り返し数における電圧依存特性
Fig. 15. Dependence of ozone concentration on input voltage for different repetition frequency

6. まとめ

可飽和トランスを用いた磁気パルス圧縮回路におけるエネルギー転送の基本原理解について考察を行い、磁気スイッチに用いられる磁心材の特性を調べた。GTOサイリスタの磁気アシストによるスイッチング損失の低減効果について、パルス幅とスイッチング電圧を一定にした条件で示した。ゲート電流が立ち上がる時間内であれば長いアシスト時間がより効果的であると考えられる。高速パルス用のGTOサイリスタ素子1個と可飽和トランスによる1段磁気パルス圧縮回路で固体化電源を構成し、動作特性を調べた。エネルギー転送効率は最大84%、パルス圧縮比が7.6で出力はパルス幅170ns、電圧17.8kV、繰り返し数500ppsが得られ、安定動作を確認することが出来た。

電圧を24kVにした装置では、実際のリソグラフィー用KrFエキシマレーザとの組合せで600ppsの繰り返しで 5×10^7 パルス連続運転の結果、ミスショットは無く、レーザの出力変動が1%以下の安定した動作特性が得られた。これにより、この固体化電源が実用的な装置であることが確認できた。従来サイラトロン放電スイッチが用いられたエキシマレーザ電源をGTO素子1個のスイッチスタックと1段の磁気パルス圧縮回路で構成された固体化電源に置き換えることが出来た。

一方、オゾンナイザ電源として電圧約60kV、パルス幅90nsの高電圧極短パルス電源としても500ppsの安定動作が確かめられ、オゾン生成用の電源としても有効であることがわかった。オゾンナイザの装置全体としてみた場合、パルス放電式が無声放電式より特に優れた結果とな

っているわけではないが、回路定数の変更や放電管に工夫の余地が多分に残されており今後の発展が十分期待できる。

従来の固体化電源の開発では、高速の半導体素子を多数個用いてMPCの圧縮段数を減らすか、低速大容量の半導体素子と多段圧縮のMPCを用いたものがほとんどであった。そのため回路が複雑化する問題点があった。今回、高速GTOサイリスタと昇圧機能を持ったSTを用いることで、半導体スイッチ素子1個と1段圧縮のMPCを用いて、簡素な回路方式で実用性の高い固体化電源を構成することが出来た。

これまでパルスパワー技術は電源回路技術そのものに基礎研究的要素が多かったが、半導体スイッチを用いた高繰り返し固体化電源の実用化により、その応用研究の幅が広がることを期待している。

おわりに本研究に携わるきっかけとなり、可飽和トランスに関する技術的指導を頂いた長岡技術科学大学の八井浄教授ならびに研究室の方々に謝意を表します。さらに固体化電源の可能性を追求していただいた熊本大学の関係者に謝意を表します。また明電舎総合研究所のパルスパワーグループならびに半導体開発室の関係者に謝意を表します。本研究の成果は共同開発を行ってきたレーザーメーカの協力に負うところが大きい。ここに謝意を表します。

パルスパワー回路におけるエネルギー転送の考え方は文献(13)を参考にしたのでここに附記する。

(平成11年12月17日受付、平成12年10月30日再受付)

文 献

- (1) W. Partlo, R. Sandstrom, I. Fomenkov: "A low Cost of Ownership KrF Excimer Laser Using a Novel Pulse Power and Chamber Configuration", Proc. SPIE, No. 2440, 90 (1995)
- (2) H. Mizoguchi, O. Wakabayashi, T. Aruga, T. Sakugawa, T. Koganezawa: "High Power KrF Excimer Laser with a Solid State Switch for Microlithography", Proc. SPIE, No. 2726, 831 (1996)
- (3) 宮原, 勝木, 秋山, 佐久川: 「パルスパワー方式のオゾナイザにおける繰り返し周波数の影響」, 1998年電学全大, 1-54
- (4) W. S. Melville, "The Use of Saturable Reactors as Discharge Devices for Pulse Generators" Proc. IEE Radio Section, Vol. 98, pt. 3, 185 (1951)
- (5) 山田, 谷, 花倉, 桑原, 鈴木: 「GTOサイリスタの高 di/dt 耐量化」, 電学半導体電力変換研資, SPC-91-31 (1991)
- (6) W. C. Nunnally, "MAGNETIC SWITCHES AND CIRCUITS" Los Alamos National Laboratories Report LA-8862-MS, May 1981
- (7) 栗原, 佐藤, 柴田, 重田, 升方, 八井: 「エキシマレ

ーザ励起用可飽和トランス付磁気パルス圧縮回路の開発」電学プラズマ研資EP-91-37, 109 (1991)

- (8) 中島, 平尾, 香川, 渡部: 「ファインメットを用いたパルスパワー用磁気スイッチ磁心の動特性」日立金属技報 Vol. 8, 31
- (9) アライドシグナル社: METGLAS技術資料
- (10) 佐久川, 家田, 北崎, 羽場: 「半導体スイッチのパルスパワー発生回路への適用」, 1999年電学全大, 1-189
- (11) 柳瀬, 佐久川, 小金澤, 片岡, 若林, 溝口, 有賀: 「エキシマレーザ用固体化パルス電源装置」電学半導体電力変換研資, SPC-95-58 (1995)
- (12) 秋山, 宮原, S. Janaki, 勝木: 「パルスパワーを用いたオゾナイザ」, プラズマ・核融合学会誌, 第74巻, 第10号, 1139~1143, (1998)
- (13) 原, 秋山: 「高電圧パルスパワー工学」森北出版 (1991)

佐久川 貴志

(正員) 1961年4月21日生まれ。1989年3月九州大学大学院総合理工学研究科エネルギー変換工学専攻修士課程修了。同年4月(株)明電舎入社。主として高繰り返しパルスパワー装置の研究開発、高繰り返し高出力気体レーザーの研究に従事。レーザー学会、応用物理学会、機械学会会員。

秋山 秀典

(正員) 1951年4月2日生まれ。1979年3月名古屋大学大学院博士課程修了。同年4月同大学工学部助手。1985年4月熊本大学工学部助教授、1994年同大学教授、現在に至る。主としてパルスパワー工学の研究に従事。工学博士。日本物理学会、レーザー学会、プラズマ・核融合学会、IEEE Fellow。