J. Plasma Fusion Res. Vol.87, No.3 (2011) 202‐215

講座 パルスパワー技術入門

4．パルスパワー発生回路の設計と実践

高木浩一，高橋克幸[1)]，上野崇寿[2)]，秋山雅裕[3)]，佐久川貴志[3)]
岩手大学，[1)]シシド静電気㈱，[2)]大分工業高等専門学校，[3)]熊本大学

（原稿受付：2011年1月27日）

パルスパワーは，軍事や慣性核融合を目的に，世界中の発電電力規模の，大型な装置技術として発達してきた[1-4]．このため，世に広く普及とまではいかず，限られた施設や研究グループのみで扱われてきた．しかし“ちょっとした”パルスパワー（ちょいパル？）が使えると便利なことも多い．水処理，殺菌，ナノパウダー，オゾン生成，きのこ増産，イオンドープ，食品保存，バイオ応用，医療応用など多くの場面で活用できる[1-8]．また園児・児童・生徒を相手にしたサイエンス教室でも，100円かみなり，脱色やプラズマのデモなどに使用できる[8-12]．ここでは，学術を少し離れ，簡単に，安価なパルスパワー発生回路を作ることに比重をおく．想定は，4.1，4.4節は理系コースの高校生（物理履修）が，4.2，4.3節は電気系大学生が作ることになる．ここで取り扱う回路は，電圧が数kV～数十kV（数万ボルト）で，製造コストはお菓子の買える価格帯（100円程度）から高級家電（数十万）になる．

Keywords:
pulsed power, high-voltage, power device, plasma, magnetic compression, semiconductor switch, FPGA

4.1 直流高電圧の発生とパルス化

家庭のコンセントに来ている電気は，交流100ボルト（AC100 V）である．周波数は，西日本で60ヘルツ(Hz)，東日本で50 Hzである．これから数万ボルトのパルス電圧を作り出す場合，1）電圧の大きさを増やす（昇圧），2）電圧の形をパルスに変える（パルス化）が基本になる[2,4]．ここでは，変圧器（トランス），整流素子（ダイオード），蓄電素子（コンデンサ），半導体やギャップなどのスイッチを用いた，直流高電圧の発生と，パルス電圧の発生について述べる．

4.1.1 家庭用コンセントから直流高電圧の発生

家庭コンセントの電気はAC100 Vである．したがって，例えば10 kV（1万ボルト）を作る場合，100倍に増幅することが必要になる．このように電圧を増幅する（昇圧）する際に用いられる手法に，1）トランスを用いる，2）ダイオードとコンデンサを多段に接続する方法（コッククロフト・ウオルトン回路）がある[2]．ここでは，それらの具体例とその動作について述べる．

(1) ネオントランスを用いた直流高電圧の発生

図1に，トランスを用いてAC100 Vから直流電圧を得る，基本的な回路構成と動作を示す．入力となるAC100 Vは，図に示すように，三角関数の正弦波の形式（$100\sqrt{2}\sin(2\pi ft+\theta)$；$f$は周波数[Hz]，$t$は時間[秒]，$\theta$は初期位相）となっており，最大（ピーク）値は141.4（$=100\sqrt{2}$）[V]，東日本の周波数50 Hzを用いると，周期は20 ms(0.02秒)である[13]．トランスは，**図2**に示すように，鉄心と呼ばれる口の形をした鉄板（けい素鋼板）を重ねたものに複数のコイルを巻きつけた結合インダクタで，磁束をつくる電流が小さく，また漏れる磁束がほとんどなく，電圧や電流の大きさを変える際によく用いられる．2つのコイルをもつ変圧器の場合，1次側と2次側の巻数をn_1，n_2とし，1次側と2次側の交流電圧V_1，V_2，交流電流I_1，I_2とすると，上記した特徴は次のような簡単な関係式で表すことができる[14]．

$$\frac{n_2}{n_1}=\frac{V_2}{V_1}=\frac{I_1}{I_2} \tag{1}$$

したがって，一次側の入力を100 Vとすると，巻き数比($=n_2/n_1$)を10とすると1 kVが，100とすると10 kVが，計算上は得られる．現実には，二次側の電流による影響や絶縁設計上の制限などがあり，通常のトランスで巻き数比を大きくしようとすると，電源が体積･重量ともに大型となる．このため，ネオントランス（磁気漏れ変圧器）などがよく用いられる．これは，磁束の漏れ部の回路を設けることで，二次側の出力の負荷変動を回避するもので，入手が容易なものは，入力100 Vに対して出力が15 kVのものがある．

交流から直流への変換は，電圧の正負の一方向のみ取り出す整流回路と，脈動を抑えて直流に近づける平滑回路で構成される．整流回路は，大きくは，**図1**に示す一方向の電圧を取り出し，逆方向をカットする半波整流回路と，逆方向の電圧も，電圧の向きを変えて出力する全波整流回路

4. Design and Practice of Pulsed Power Circuit
TAKAKI Koichi, TAKAHASHI Katsuyuki, UENO Takatoshi, AKIYAMA Masahiro and SAKUGAWA Takashi
corresponding author's e-mail: takaki@iwate-u.ac.jp

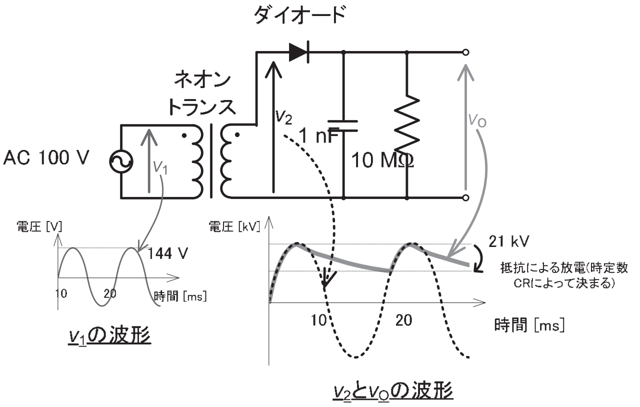
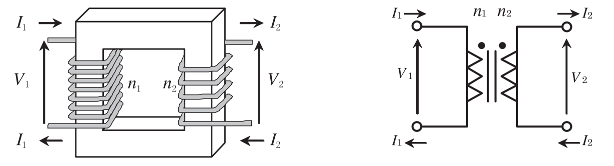


図1　ネオントランス（変圧器）を用いてAC100Vから直流高電圧を得るための基本回路と動作．（v_1：ネオントランス一次側電圧，v_2：二次側電圧，v_o：平滑回路の出力電圧）

になる．整流にはダイオードが用いられ，高電圧用のダイオードは，オリジン電気㈱（http://www.origin.co.jp/）などで販売されている．平滑回路には，コンデンサと抵抗が用いられる．高耐圧のコンデンサは村田製作所（http://www.murata.co.jp/index.html）等で入手できる．ただし，数kV～数十kVの高耐圧で，安価に入手できるものはセラミックスコンデンサとなり，比較的低容量（2 nF程度）になる．このため平滑に必要な抵抗は，商用周波数50 Hzの場合，10 MΩ程度（$T < RC$；T：周期，R：抵抗値，C：容量）と大きな値となる．

図3に，構成の一例として，定格15 kVの巻線型ネオントランス（長野愛知電機㈱，ネオン変圧器15）を用いた直流高電圧発生回路の写真と，その出力を示す．回路図は，**図1**に示している．入力を100 Vとした場合，ネオントランスの二次側の出力は15 kVとなる．このため，ピーク電圧は約21 kV（$=15\sqrt{2}$）となる．この電圧は，1 nFのコンデンサと，10 MΩの抵抗で平滑化される．しかしながら，周期が20 msと長いこともあり，時定数RCで，21 kVから，約11 kVまで減衰している．ダイオードには，前述のオリジン電気製（型番：ED-24H1）を用いている．

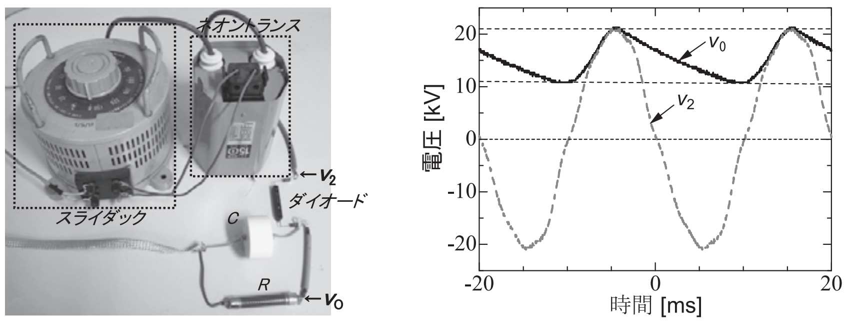


（a）　（b）

図2　変圧器の基本構成と回路図

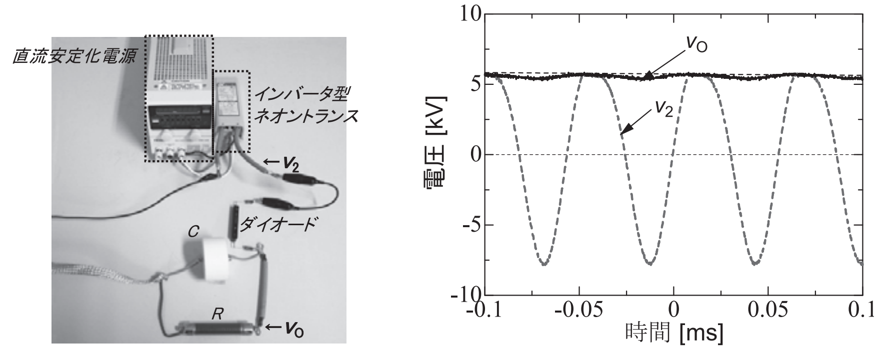
(2) 100 V直流電源とインバータネオントランスを用いた高電圧発生

スイッチング素子を組み込んで交流を作り（インバータ），さらに共振トランスで昇圧するものを，インバータトランスと呼び，蛍光灯など照明器でよく利用されている．市販もされているため，容易に入手できる．出力電圧は，9 kVが一般的だが，15 kVまで販売されている（http://www.lecip.co.jp/lecip/product/product12-01.htm）．このトランスは，巻線型ネオントランスに比べて小型で，コンパクトな電源作成に適する．巻線型ネオントランスを，インバータネオントランスで置き換えて使うことも可能である．しかし，100 Vの定電圧電源（例えばhttp://www.



（a）写真　（b）各部の波形

図3　ネオントランスを用いた直流高電圧発生回路と出力波形（v_2：ネオントランス二次側電圧，v_o：平滑回路の出力電圧）．



（a）写真　（b）各部の波形

図4　インバータネオントランスを用いた直流高電圧回路と出力波形（v_2：トランス二次側電圧，v_o：平滑回路の出力電圧）．

matsusada.co.jp/dcps/pl/）を用いることで，インバータの周波数の 20 kHz で電圧を取り出せる．この結果，時定数は通常のネオントランスの 1/400 程度になる．一例として，**図 4** に，100 V 直流安定化電源（型番：TEXIO Co., PA120-06B）とインバータネオントランス（型番：レシップ㈱, Alpha Neon M-5），前述のダイオードとコンデンサで構成した直流高電圧発生回路と出力の様子を示す．写真より，巻線型電源に対して小型になっていることがわかる．加えて，**図 3** の波形に対して出力電圧の変動が小さいこともわかる．

(3) コッククロフト・ウォルトン回路

コッククロフト-ウォルトン（Cockcroft-Walton）回路は，コンデンサとダイオードを多段式に組み合わせたもので，低電圧の交流電源を高電圧の直流電源へ変換できる．二段のものは，倍整流回路とも呼ばれる[2]．一例として，前述のインバータネオントランスとセラミックコンデンサを 4 段使用したものを，**図 5** に示す．またその出力を**図 6** に示す．条件として，段数を変えており，段数が増えると出力電圧が上がる様子などが確認できる．インバータネオントランスの出力は 20 kHz だが，入力が商用周波数の 50 Hz となっており，このため電圧の上昇に，多少の時間を要する．一次側に，直流安定化電源を用いることで，出力電圧の調整や出力までに要する時間の低減などが可能である．

4.1.2　直流高電圧からパルス高電圧の発生

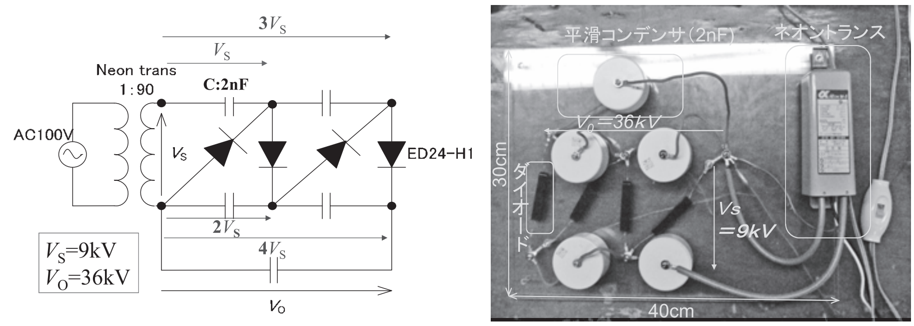
前節では，コンセントの電気 AC100 V から，例えば 10 kV（1 万ボルト）などの直流高電圧を得る手法について述べた．パルス高電圧は，基本的には直流高電圧を，大電力スイッチを用いてパルス化すれば得られる．このように直流電圧をパルス化するする手法に，1）コンデンサと短絡スイッチで正弦（三角）波を得る，2）同軸ケーブルなどの分布定数線路で方形波（ナノ秒オーダ）を得る，3）コンデンサとコイルを多段接続して方形波（マイクロ秒オーダ）を得るなどがある．ここでは，それらの具体例とその動作について述べる．

(1) コンデンサと短絡スイッチによるパルス発生（集中定数回路）

直流高電圧を利用してパルスを発生する方法は，コンデンサ等のエネルギー蓄積素子に蓄えられたものを，短時間かつ高電圧駆動のスイッチで取り出すのが一般的である．スイッチには，半導体などの電力素子（MOS-FET; Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor，IGBT; Insulated Gate Bipolar Transistor）を使う方法や[15]，簡便なギャップスイッチなどが用いられる．典型的な回路構成を**図 7**(a)に，また出力電圧の模式図を示す．短絡スイッチの動作前の充電電圧を V_0 として，$R^2-4\frac{L}{C}>0$（負荷のインピーダンスが回路のインピーダンスに対して十分大きい）とした場合，出力電圧 v_0 は，以下の式となる[2]．

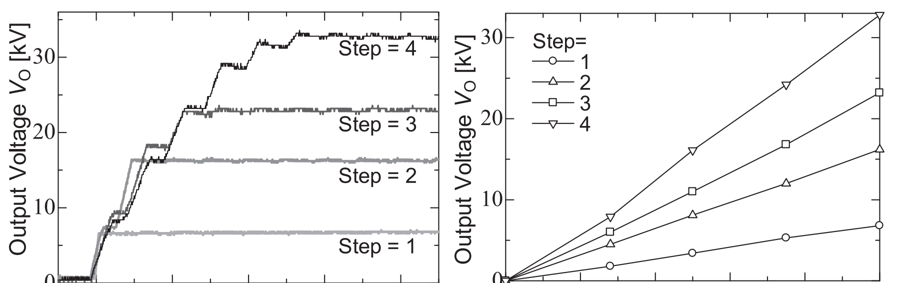
$$v_0(t)=V_C\left(e^{-\frac{t}{CR}}-e^{-\frac{R}{L}t}\right) \qquad (2)$$

一例として，もっとも簡単に，安価にパルスを作り出す方法として，ギャップスイッチを短絡スイッチとして構成したものを，**図 8**(a)に示す．ギャップスイッチは，気体等のギャップの媒体の絶縁降伏（インピーダンスが非常に大きな状態；数百 MΩ から短絡へ近い状態；ミリ Ω オーダへ



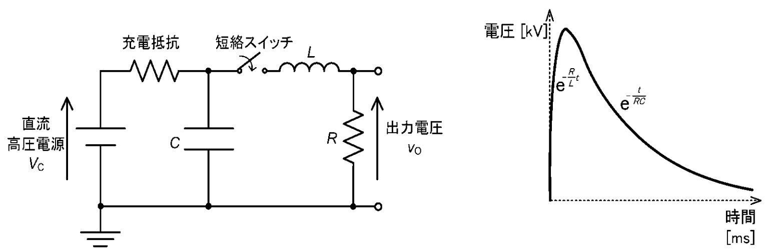
(a) 回路図.　　(b) 写真

図 5　4 段で構成したコッククロフト・ウォルトン回路.



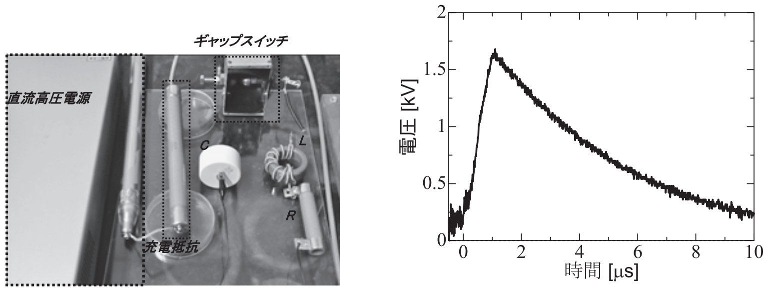
(a) 出力の過渡特性　　(b) 出力電圧と入力電圧の関係

図 6　段数を 1 から 4 まで変化させたコッククロフト・ウォルトン回路の出力特性.



（a）回路　　（b）出力波形

図7　クロージングスイッチを用いた正弦（三角）波の発生回路．



（a）写真　　（b）出力波形

図8　ギャップスイッチを用いた正弦（三角）波の発生回路とその出力．

短時間に変化する現象）を利用する．写真のギャップスイッチは，ネジ等で電極間の距離（ギャップ長）を変えることで動作電圧を変えている．例えば，大気中で動作させた場合，おおよそギャップ長１㎜あたり３kVとなる．したがって，出力電圧を15kVに設定したい場合，ギャップ長を５mm付近に設定し，あとは出力電圧をモニターしながら微調整を行う．実用上は，ギャップスイッチだと動作が安定しないことなどもあり，大電力用の半導体スイッチを用いる．半導体スイッチの耐圧は，キロボルトオーダと，それほど大きくないこともあり，通常は，次節で述べるパルストランスやブルームライン回路を用いて昇圧して用いることが多い．**図8**の回路の出力波形の一例を**図8**(b)に示す．

(2) 同軸ケーブルを用いたパルス発生（分布定数線路）

同軸ケーブルなど分布定数線路（回路寸法が電圧や電流の周期に対して短い回路）を用いることで，方形波などのパルス波形を形成できる．基本的な考え方は，すでにこの講座の１回目に記載されている[16]．ここでは，考え方について簡単に触れたのち，安価に購入できる同軸ケーブルを用いたパルス電源の構成例を紹介する．

図9に代表的な伝送線路である同軸線路を示す．円筒形の内部導体と外部導体からなり，その間には誘電体が存在する．したがって伝送線路は同図に示すように，はしご型等価回路の分布定数回路で表すことができる．無損失の場合，その一端に進入した電圧パルス波（あるいは電流パルス波）は，減衰することもひずむこともなくその波形形状を保ったまま伝搬して，他端に到達する．

分布定数線路において，その特性を与える代表的な要素が特性インピーダンスと，伝搬速度vである．特性インピーダンスは，伝送線路の形状と伝送線路に詰められた媒質によって定まり，伝搬速度は，媒質の誘電率と透磁率を

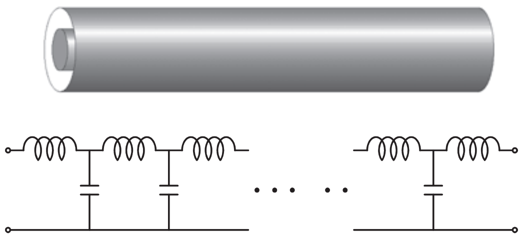


図9　同軸線路とその等価回路．

それぞれεとμとするとき，

$$v=\frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}=\frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{S}}\mu_{\mathrm{S}}}} \tag{3}$$

で与えられる[2]．ここで，cは光速（$=3\times10^{8}$ m/s），ε_{s}とμ_{s}はそれぞれ媒質の比誘電率と比透磁率である．長さをlの同軸ケーブルの一端から取り出されるパルス幅Tは，前進波と後退波のパルス幅の和，

$$T=2\frac{l}{v}=2l\sqrt{\varepsilon\mu}=\frac{2l}{c}\sqrt{\varepsilon_{\mathrm{S}}\mu_{\mathrm{S}}} \tag{4}$$

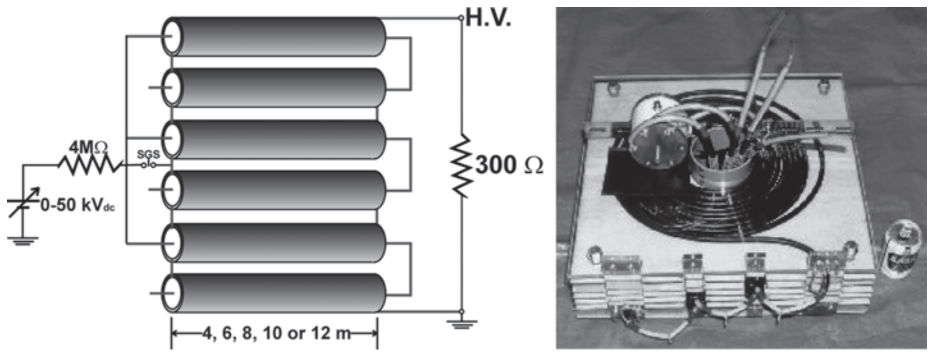
となる．同軸ケーブルの媒質によるが，おおよその値として，ケーブル１mあたりパルス幅10ns (RG-58Uでの計算値）となる[17]．

同軸ケーブルを利用したパルス発生方式の利点として，市販されている同軸ケーブルが利用できるため，安価に構成できる点以外にも，同軸ケーブルを複数組み合わせることで，容易に電圧を積み重ねて大きくとれることになる．この方式はブルームライン線路（Blumlein-line）と呼ばれている．一例として，同軸ケーブルを６本用いて構成した３段ブルームライン線路の構成と写真を**図10**に示す[18]．６本の同軸ケーブルを，それぞれ渦巻状に巻き，各

ケーブル端を接続するなどして構成する．ケーブル長を変えた場合の出力波形を，**図11**に示す[18]．各ケーブルのインピーダンスは50 Ωであり，これが6段になっているため，おおよそ300 Ωの負荷で整合がとれる．ケーブル長が12 mから8 m，4 mと減らすことで，パルス幅は120 nsから80 ns，40 nsと減少する．しかし回路のインダクタンス成分も影響し，短いケーブルを用いた場合，パルス形状は方形波から正弦波に近づく．

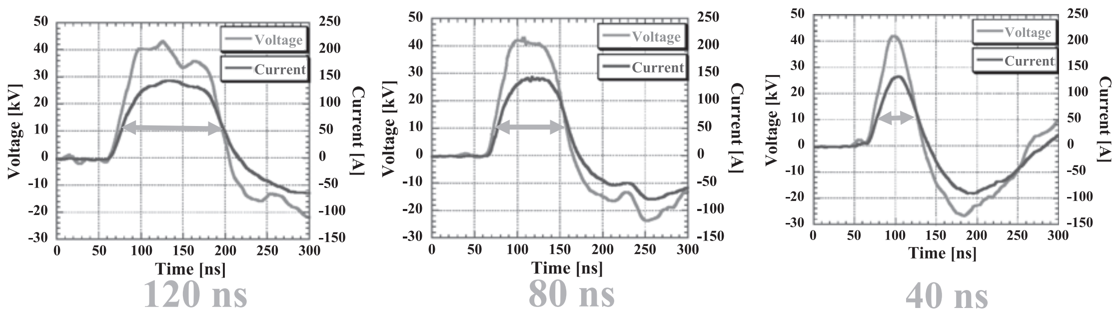
(3) コンデンサとコイルを用いた方形波生成

前述の同軸ケーブルを用いたパルス電源の場合，必要とするパルス幅がマイクロ秒を超えると，必要となるケーブルの長さは100 mを超え，電源の寸法も大きなものとなる．これは，ケーブルの単位長さあたりの静電容量やインダクタンスが小さいために生じる．このため，一般的にはマイクロ秒を超える，比較的長いパルスを形成する場合，**図9**に示す等価回路の，キャパシタ部とインダクタ部に，耐圧の高いコンデンサや，大電流を流すことのできるコイルを配置する．これはPFN（Pulse Forming Network）と呼ばれている．構成を，**図12**に示す．直流高電圧の発生には，前述のコッククロフト・ウォルトン回路を用いている．PFNは，10段（$N=10$）で，すなわち10個のコンデンサと，10個のコイルより構成されている．PFNの最大出力電圧は，コンデンサの耐圧で決定され，**図12**の場合，40 kVである．パルス幅は，コンデンサの静電容量をC_p，コイルのインダクタンスをL_pとすると，以下の式で表すことができる．



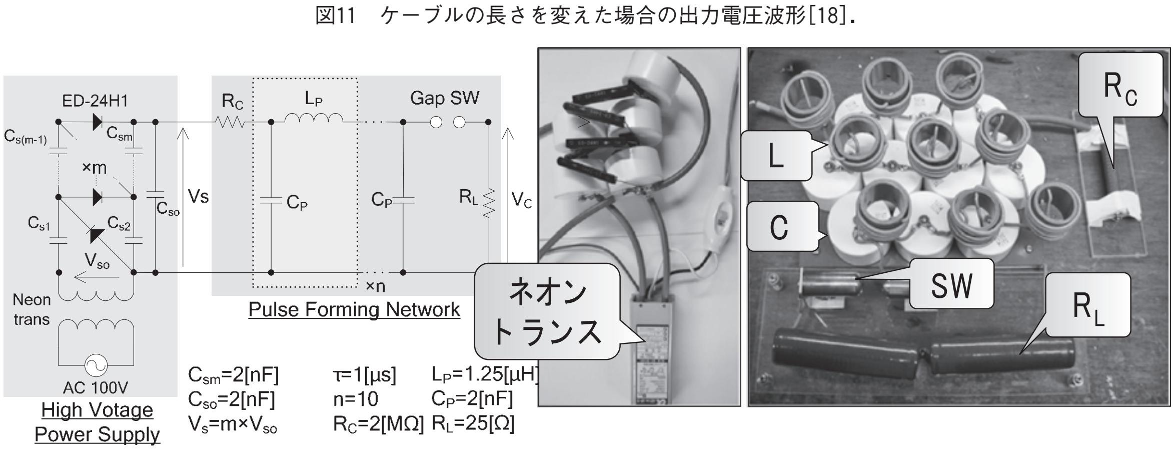
（a）回路　（b）写真

図10　3段ブルームライン積み重ね線路[18]．



（a）12 m　（b）8 m　（c）4 m

図11　ケーブルの長さを変えた場合の出力電圧波形[18]．



（a）回路　（b）写真

図12　PFN回路．

$$T = 2N\sqrt{L_{\rm p}C_{\rm p}} \tag{5}$$

図12では，$C_{\rm p} = 2$ nF，$L_{\rm p} = 1.25$ μH，$N = 10$ であるので，パルス幅 T は約 1.0 μs となる．**図13**に，充電電圧を 5 kV としたときの出力電圧波形を示す．負荷として，回路の特性インピーダンス（$z_0 = \sqrt{L_{\rm p}/C_{\rm p}}$）と等しい 25 Ω の抵抗を接続した．パルス幅が約 1 ms，大きさが約 5 kV のパルスが出力されていることがわかる．また，点線は回路シミュレータ（マイクロネット，Circuit viewer 3.0）を用いた解析結果になる．解析と計測結果が，おおよそ一致する様子も確認できる．（**高木浩一，高橋克幸**）

4.2 パルス圧縮と昇圧

前章では，直流高電圧の発生と電圧のパルス化について述べた．これでひとまずパルス高電圧を作り出すことはできる．しかし，用途によっては，さらなる短パルス化（パルス圧縮）や高電圧化（昇圧）が必要になる．加えて，電源の小型化や低コスト化，高効率化を図る上でも，パルス圧縮や昇圧過程が必要になる．ここでは，主に半導体スイッチング素子を用いた，パルス圧縮や昇圧過程を含む電源について述べる．

4.2.1 MARX 型パルス発生回路

(1) マルクス発生器の動作原理

マルクス発生器は，20世紀初頭にマルクスによって考案され，その回路構造の簡易さから幅広く利用されているインパルス発生回路である．**図14**に回路図を示す．

$V_{\rm in}$ に高電圧直流電源等を接続し，コンデンサ C を V まで充電する．この時，各ギャップスイッチには V の電圧が印加されている．ここで，ギャップスイッチ①を動作させ

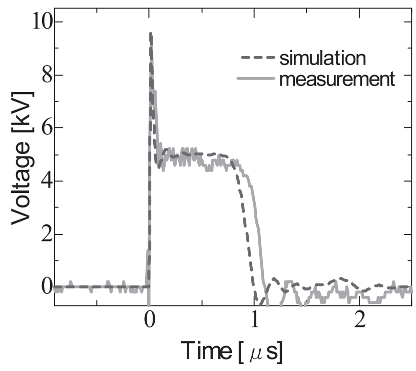


図13 PFN の出力波形（点線：計算結果，実線：測定結果）．

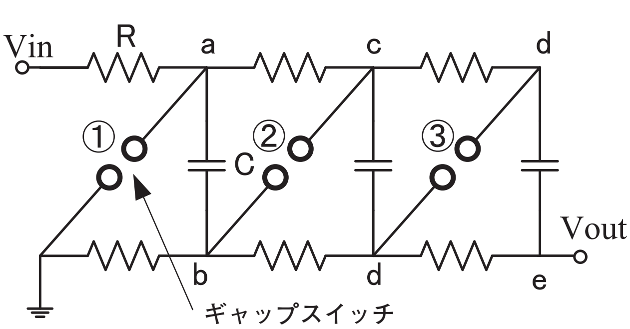


図14 マルクス発生器の構成図．

ると，接点 a の電位が GND（接地電位；0 V）となるため，b の電位は $-V$ となる．この瞬間，ギャップスイッチ②には 2 V の電圧がかかり動作する．その後，ギャップスイッチ③には，3 V の電圧がかかり，$V_{\rm out}$ には -3 V の電圧最大値を持つパルス波が出力される．つまり，マルクス発生器とは，並列に充電したコンデンサをギャップスイッチによって直列に接続しインパルスを得る装置である．マルクス発生器において，$V_{\rm C}$ まで充電したコンデンサを N [個] 接続した場合，出力の電圧最大値 $V_{\rm max}$ は $N^*V_{\rm C}$ [V] で与えられる．図中の出力の極性は負であるが，充電側の極性を入れ替える，即ち負とすることで正出力が可能である．その時の動作原理は，極性が入れ替わるのみで同一である．

(2) マルクス発生器の製作

マルクス発生器を製作する際，素子のパラメータの選定が必要となる．ここでは，その選定方法について説明する．

a. 抵抗 *R*

R の選定にあたっては，動作周波数および出力パルス幅を考慮し決定する．動作周波数 f [Hz] とすると，周期 $1/f$ [s] の間にマルクス発生器のすべてのコンデンサへの充電が完了しなければならないので，$1/f \gg 2^*N^*R^*C$ を満たす必要がある．また，出力波形のパルス幅を $T_{\rm out}$ [s] とした場合，マルクス発生器のギャップスイッチが動作した瞬間から C は R によって短絡され放電が始まるので，$C^*R \gg T_{\rm out}$ を満たす R を選定しなければならない．これを満たさないと，ギャップスイッチの動作時に C が急激に放電してしまい，所望のパルス幅を持った出力を得ることができない．いずれの場合も，R^*C の積によって満たすべき条件となるため，C の容量を変化させ調整させても良い．

b. コンデンサ *C*

C の選定は，入力エネルギー E [J] と充電電圧 $V_{\rm C}$ [V] から決定され，$C = 2^*E/V_{\rm C}^2$ で決定される．また，C の電圧変化が急激なため，コンデンサの材質も考慮し，損失が小さく，電圧の急激な変化に強いコンデンサを利用する必要がある．

c. ギャップスイッチ

ギャップスイッチは，そのギャップ間隔により動作電圧を調整する．ギャップスイッチの動作電圧を $V_{\rm G}$ [V] とすると，充電中の動作を防ぐために $V_{\rm G} > V_{\rm C}$ としなければならない．また，充電側から数えて n 個（$n \neq 1$）のギャップスイッチには，マルクス発生器動作時に $n^*V_C + V_C = V_C(n+1)$ の電位が加わるので，$V_{\rm C}(n+1) \gg V_{\rm G}$ として確実に動作する様にしなければならない．

(3) ギャップスイッチの半導体スイッチへの置き換え

上述のようにマルクス発生器のスイッチングとして用いられているのがギャップスイッチであるが，絶縁を保つための装置の大型化，それに伴うインダクタンスの増加，加えて，ギャップスイッチ短絡動作時に自己破壊電圧を利用しているため，動作時間のずれやミスファイアといった欠点を持っている．これらの欠点を解消し，小型化および立ち上がりの高速化の手法として，半導体スイッチの 1 つである接合型トランジスタ（Bipolar Junction Transistor: BJT）の利用がある（**図15**）．

BJT の適用は，寿命，信頼性そして小型化といった多く

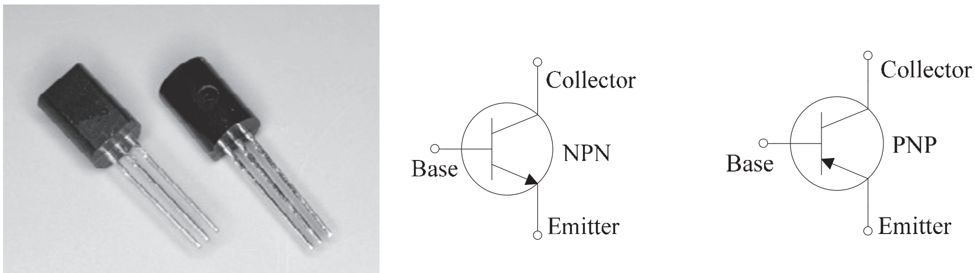


図15 小信号用 BJT 外観写真，回路図記号．

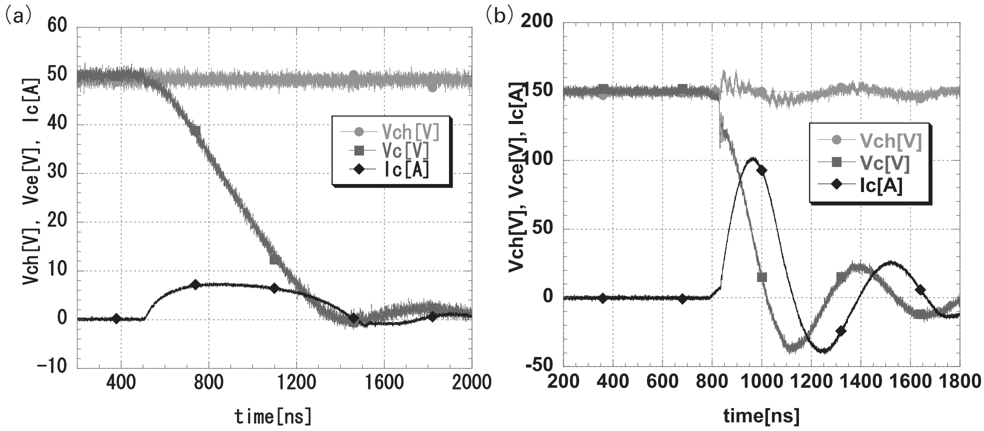


図16 ブレイクダウン現象発生時の電圧電流波形．(a)ブレイクダウン現象発生前，(b)ブレイクダウン現象発生後．

の点において，ギャップスイッチと比較して有用である．しかし，そのスイッチング速度が非常に遅いという欠点も併せ持っている．これは，BJT のスイッチング速度は，PN 接合領域に蓄積された蓄積キャリアによって制限されており，通常動作させる場合では，ベース電流の調整によってコレクタ電流（キャリア）の制御を行っているためである．そこで，この欠点を解消するために，ブレイクダウン現象と呼ばれる現象を意図的に起こし，BJT を動作させる．これにより，通常動作で得られるマイクロ秒のスイッチング時間をナノ秒オーダまで縮めることができ，非常に高速なスイッチング速度を実現することが可能となる．その現象の発生には，コレクターエミッタ間に定格を超える電圧を加える必要があるが，そのコレクタ電流を制限することにより，素子破壊に至らずに繰り返し動作が可能となる．

図16にブレイクダウン現象発生前後の電圧電流波形を示す．1つあたり200円以下の小信号用BJT（2SC2655, $V_{CE}=50$ [V]，$I_C=2$ [A]，東芝社製）を利用し，コレクターエミッタ間にコンデンサ 100 nF を接続したときの充電電源電圧（V_{ch}），コレクターエミッタ間の電圧波形（V_{CE}），コレクタ電流波形（I_C）である．ブレイクダウン現象発生前の**図16**(a)では，$V_{CE}=48$ V，最大 $I_C=7$ A でスイッチングを行っているが，V_{CE} を増加させせブレイクダウン現象が発生した後（**図16**(b)）では，定格の3倍の $V_{CE}=150$ V，最大 $I_C=100$ A を超えるスイッチングが可能である．V_{CE}，I_C 共に定格を超えているが，コンデンサの容量による制限を行うことで，繰り返し動作が可能である．

(4) マルクス発生器の作製

ギャップスイッチをBJTに置き換えたマルクス発生器の

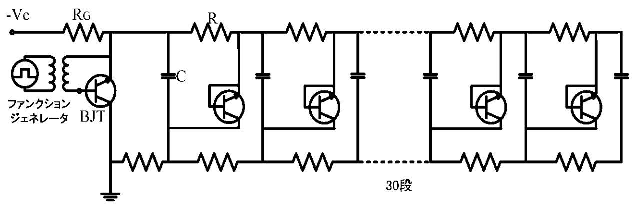


図17 マルクス発生器回路図．

表1 マルクス発生器構成．

使用素子	値
抵抗 R	3.3 kΩ
コンデンサ C	100 nF
BJT	2SC2655
段数	30段

回路を**図17**，作製に用いた素子の値，構成を**表1**に示す．段数は30段とし，$C=100$[nF]とした．充電にはコッククロフト・ウォルトンを利用した．初段を除くすべてのBJTのベース抵抗は，0 Ω（ベース－エミッタ間を短絡）としている．これにより，ブレイクダウン現象発生時にスイッチング時間が最小，かつ出力電圧が最大となる[19, 20]．

充電電圧 150 V，負荷抵抗 3.3 kΩ の時の出力波形を**図18**に示す．最大電圧3.9 kV，立ち上がり時間6.7 nsの電圧出力が確認できる．立ち上がり時間はナノ秒であるが，立ち下がりは負荷の抵抗と発生器全体のコンデンサ容量で与えられる時定数によって決定されるので，マイクロ秒と長くなる．

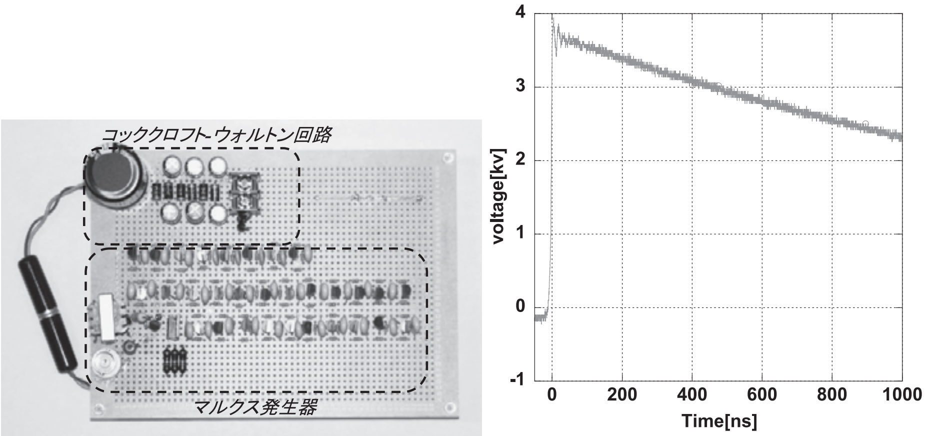


図18　シングルマルクス発生器と出力波形．

(5) おわりに

本節では，ギャップスイッチを半導体素子であるBJTへ置き換えたマルクス発生器を紹介した．BJTの単価が安く，構成素子もコンデンサ，抵抗であるため発生器のコストも低く抑えることが可能である．今回紹介したマルクス発生器以外にもナノ秒短パルス[21]を出力するものやパルス幅を可変できるマルクス発生器[22,23]も存在する．いずれも安価で研究室にある材料でパルスパワーを発生できることが大きな魅力の1つである．これらの製作を通して，パルスパワーへの興味や理解が深まれば幸いである．

（上野崇寿）

4.2.2　パルストランスと磁気圧縮回路

本節では強磁性体を用いたパルストランスと磁気パルス圧縮回路について述べる．パルストランスや磁気パルス圧縮用可飽和インダクタに用いられる磁性材料の特性を**表2**に示す[24]．形状としては**図19**に示すようなトロイダル形状がよく用いられる．これら磁心材は大きさにもよるが小型の汎用品だと数千円から入手できる．パルストランスも一般的なACトランスと同様に一次巻線とに二次巻線の巻数比（n_2/n_1）で昇圧比が決まる．当然のことながら磁気飽和させないように設計する必要がある．磁気飽和したトランスでは一次巻線と二次巻線の磁気結合が無くなりエネルギー転送がうまくいかない．磁気飽和しないパルストランスの設計にはパルストランス一次側に入力されるパルス電圧波形を見積もる必要がある．パルストランス設計においてトランス一次側の電圧時間積と磁心材の磁束密度変化の関係は次式のようになる．

$$\int_0^{T\mathrm{s}} V(t)\,\mathrm{d}t \leq n_1 \int_{A_\mathrm{m}} B\,\mathrm{d}s = n_1 A_\mathrm{m} \Delta B \qquad (6)$$

ここでT_Sは電圧が印加される時間，$V(t)$はトランス一次側に印加される電圧，n_1はトランス一次の巻数，A_mは巻線部の磁心材断面積，ΔBは磁束密度変化量である．通常ACトランスでは$\Delta B = 2B_\mathrm{S}$（ただしB_Sは飽和磁束密度）であるが，パルストランスでは正負どちらかの片極性であるため$\Delta B = B_\mathrm{S}$となる．保持力以上の逆バイアス磁界を発生させる三次巻線（リセット巻線）を施して$\Delta B = B_\mathrm{S} + B_\mathrm{r}$

表2　パルスパワー回路に利用される磁心材料の物理特性．

磁性材料	鉄基 ナノ結晶質合金 (FT-3H)	鉄基 アモルファス合金 (2605CO)	コバルト基 アモルファス 合金(2714)	Mn-Zn フェライト
飽和磁束密度 Bs(T)	1.23	1.8	0.57	0.44
残留磁束密度 Br(T)	1.09	1.6	0.52	0.26
初透磁率(at 0.02 T) μ_i	−	14000	170000	5300
比透磁率(at 100 kHz) μ_r	5000	5000	80000	5300
飽和時比透磁率 μ_rs	～1	～1.3	～1	～3
保磁力 Hc(A/m)	0.6	4	0.2	8
半周期(0.5us) コア損失 Pc (J/m^3)	710	1680	−	70
飽和磁歪 λ_S ($\times 10^{-6}$)	0	35	0	0.6
キューリー温度(℃)	570	415	225	＞150
抵抗率 ρ (μΩ-m)	1.2	1.23	1.42	1×10^{12}

図19　トロイダル磁心材．

（ただしB_rは残留磁束密度）として利用することで高価な磁心材料の容積を軽減して使用できる．パルスパワー用のパルストランスの一次巻線はできるだけインダクタンスを小さくする必要がある．リッツ線を用いたり，巻線の並列数を増やして低インダクタンス化を計る必要がある．パルストランスは一次側の入力電圧が数kV，二次側出力電圧は数kVから数100 kVの高電圧を発生することが多い．そのためパルストランスの巻線は十分耐電圧のある高電圧ケーブルを用いる．シリコンケーブルが扱いやすいが安価な架橋ポリエチレンケーブル等もよく利用されている．

磁気パルス圧縮（MPC；Magnetic Pulse Compression）回路とは磁気スイッチとして機能する可飽和インダクタを用いて電流パルスを時間圧縮していく回路である．電流パル

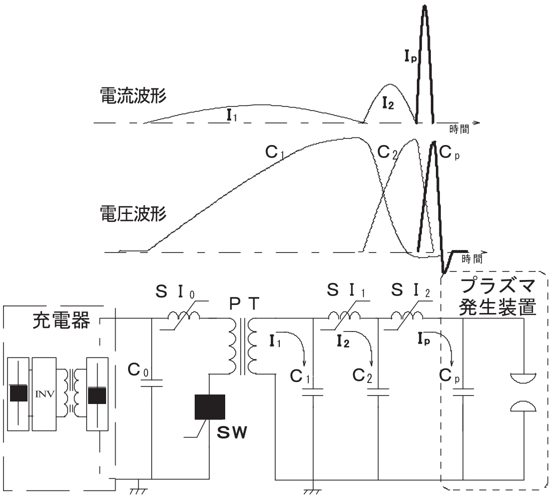


図20 2段磁気パルス圧縮回路と各部の電流電圧波形.

スを圧縮することで電流のピーク値が増加する．可飽和インダクタとは強磁性体の透磁率の非線形現象を用いることで通電しない状態（非飽和時）と通電する状態（飽和時）を作ることができる．**図20**に典型的な2段磁気パルス圧縮回路と各コンデンサ（C_1，C_2，C_p）の電流電圧波形の模式図を示す［25］．SI_0～SI_2は可飽和インダクタ，PTは昇圧用のパルストランスである．C_0 ~ C_p は充放電用のコンデンサである．SWは半導体スイッチである．動作としてはまず充電器でコンデンサ C_0 を充電する．C_0 充電後SWをオンすると C_0 に充電されていた電荷は放電しPTを介して昇圧比に対応した電圧で C_1 を充電する．このときSWオン後数マイクロ秒 SI_0 が高インダクタンス状態で電流を流さないようにする．そのことで電圧と電流の位相差が生じ，結果的に電圧と電流の積で決まるスイッチング時の電力損失が低減できる．これを磁気アシストという．C_1 は C_0 の充電電圧より昇圧された電圧で充電される．このとき SI_1 はオフ（未飽和）状態を維持するように設計すると高インダクタンス状態で電流を流さないようにして効率よく C_0 から C_1 に電荷の転送が行われる．SI_1 の未飽和状態を維持する時間は，式（6）同様，次式のように求めることができる．

$$\int_0^{T_1} V_{C_1}(t)\,\mathrm{d}t = n_{SI_1}\int_{A_\mathrm{m}} B\,\mathrm{d}s = n_{SI_1}A_\mathrm{m}\varDelta B \qquad (7)$$

ここで T_1 は C_1 の充電電圧が最大になるまでの時間，$V_{C_1}(t)$ は C_1 の充電電圧，n_{SI_1} は SI_1 の巻数，A_m は SI_1 の磁心材断面積，$\varDelta B$ は磁束密度変化量である．磁気パルス圧縮回路はLC共振回路であり，パルス幅 τ_2 は次式で表すことが出来る．

$$\tau_2 = \pi\sqrt{(L_2 + L_\mathrm{s})\,C_{23}} \qquad (8)$$

ここで L_2 は電流ループ I_2 の漂游インダクタンス，L_S は SI_1 の飽和後のインダクタンス，C_{23} は C_1 と C_2 の直列接続時の合成容量である．この値をいかに小さくするかが短パルス化につながる．

C_1 充電直後に SI_1 がオン（飽和）し C_1 が放電して C_2 に電荷転送が行われる．この時も同様に SI_2 がオフ（未飽和）状態を維持するように設計すると C_2 は効率よく充電される．同様に C_2 充電直後に SI_2 がオン（飽和）して C_p を高速充電（パルス圧縮）し負荷にパルスパワーを印加する．

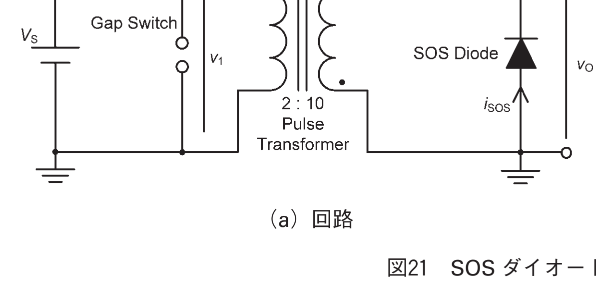
（佐久川貴志）

4.2.3 誘導性パルス発生回路

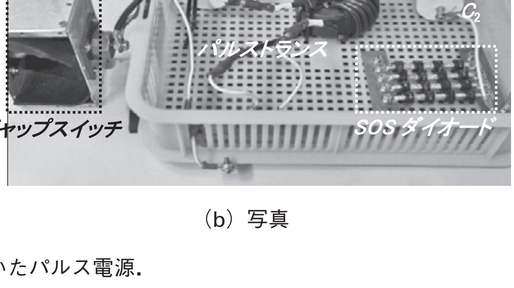
半導体オープニングスイッチを用いた誘導性エネルギー蓄積型パルスパワー電源［2,16］の回路図を**図21**に示す．回路は，充電コンデンサ C_1，ギャップスイッチ，パルストランス（2:10），1次エネルギー蓄積コンデンサ C_2，2次エネルギー蓄積インダクタ L，半導体オープニングスイッチ（SOS；Semiconductor Opening Switch）ダイオード（Voltage multiplier, K100UF）によって構成している．パルストランスには可飽和磁性体コア（日立金属株式会社製FT-3L）に2：10の比率で巻き線したものを用いた．

コンデンサ C_1 が直流電圧 V_S によって充電されギャップスイッチが短絡すると，パルストランスを介して，C_1 から C_2 にエネルギーが転送される．C_2 が充電され，磁性体コアが磁気飽和すると，そのインピーダンスが急激に低下し，ほぼ導通状態となる．そのため，SOSダイオードに順方向に電流が流れ，インダクタ L にエネルギーが転送される．その後，C_2 と L およびパルストランスのインダクタンス成分によるLC振動によって電流が反転する．順方向電流が流れ込むSOSには少数キャリアの蓄積が起こり，続く極性反転時には，蓄積したキャリアは逆方向電流となって流れる．ある時間を経て空乏層の蓄積電荷が消滅したときに急激な電流遮断が起こり，SOSダイオード両端に以下の式に示すパルス電圧 v_o が生じる．

$$v_\mathrm{o} = L\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{SOS}}{\mathrm{d}t} \qquad (9)$$



（a）回路



（b）写真

図21 SOSダイオードを用いたパルス電源.

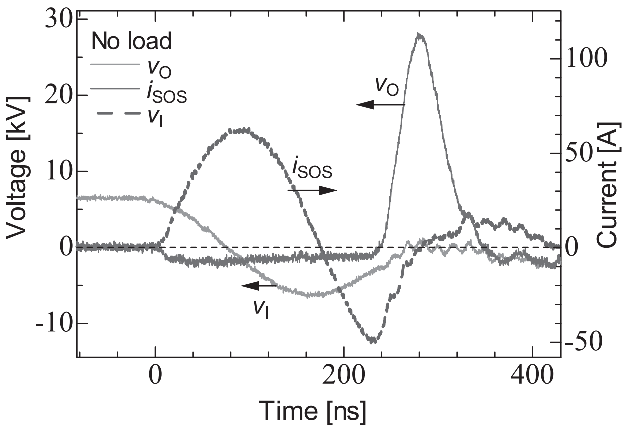


図22　SOS ダイオードを用いたパルス電源の電流・電圧波形．

図22に，出力端を解放とした場合の，ギャップスイッチ両端の電圧 v_1，SOS ダイオードへの電流 i_{SOS}，出力電圧 v_o の波形をそれぞれ示す．このとき，L，C_2 はそれぞれ 9.1 μH，2 nF とした．充電電圧は約 6 kV である．図より 230 ns の時点で，電流の急激な遮断が生じ，約 28 kV のパルス電圧が発生していることがわかる．パルス幅は，半値幅で約 50 ns となっている．ギャップスイッチ部を MOSFET などの半導体スイッチにすることで繰り返し周波数も大きくとれる．　**（高木浩一，高橋克幸）**

4.3　高度な制御

ここでは，実際に開発したパルスパワー発生装置を例に，組み込みシステムを用いた高度な制御について述べる．FPGA（Field Programmable Gate Array）を磁気パルス圧縮回路（MPC；Magnetic Pulse Compression）方式のパルスパワー発生装置へ組み込み，ソフトウェアを用いて高度な制御を行う．

4.3.1　組み込みシステムを用いた制御

電子機器の制御はロジック IC などを用いた電子回路や機械的な操作で実現していたが，テレビや冷蔵庫，携帯電話など，現在の電子機器は組み込みシステム[26]を用いることが一般的である．近年はパルスパワーを用いた応用研究・産業応用の発展に伴い，パルスパワー発生装置の制御が複雑化し，組み込みシステムを用いた制御が有効となってきた．

（1）開発環境の準備

開発環境は下記である．

FPGA：Xilinx 社 Spartan-3
開発言語：Verilog HDL
統合開発ツール：Xilinx 社 ISE Design Suite 12.1
ダウンロードケーブル：Xilinx 社 HW-USB-G（**図23**）
FPGA ブレッドボード：ヒューマンデータ社 Spartan-3 VQG ブレッドボード（**図24**）

コンパイルなどの機能を持った統合開発ツールは，Xilinx のウェブページ（http://japan.xilinx.com/）から無償でインストールできる．FPGA，水晶発振器，ダウンロード用の JTAG ポート，LED や操作用スイッチなどを搭載した

図23　ダウンロードケーブル．

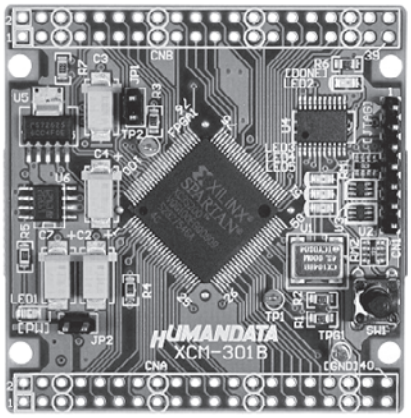


図24　FPGA ブレッドボード．

FPGA ブレッドボードは多くの企業が販売しており，本開発では価格が安く小型なヒューマンデータ（http://www.hdl.co.jp/）のブレッドボードを購入した．HW-USB-G のダウンロードケーブルは USB で接続でき，FPGA ブレッドボード上の JTAG ポートと接続させ，作成したソフトウェアを簡単に FPGA へ書き込むことができる．

FPGA のハードウェア記述言語として，主に VHDL と Verilog HDL の 2 種類が対応している．本研究では Verilog HDL を用いて開発を行った[27]．Verilog-HDL は C 言語とプログラムコードが似ており，演算式や条件判断文などの記述はほとんど同じである．

（2）ハードウェアとソフトウェア

図25にロジック IC を用いたコントローラ，**図26**に FPGA を用いたコントローラを示す．FPGA の導入によって電子

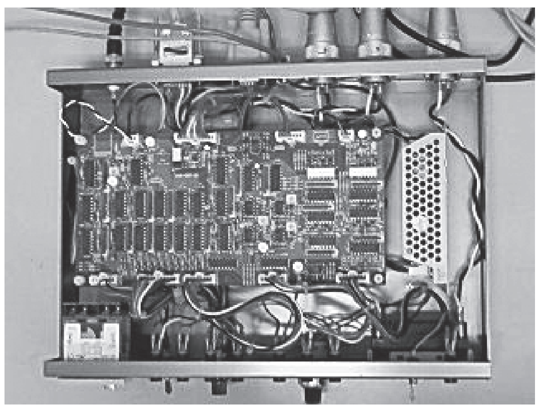


図25　ロジック IC を用いたコントローラ．

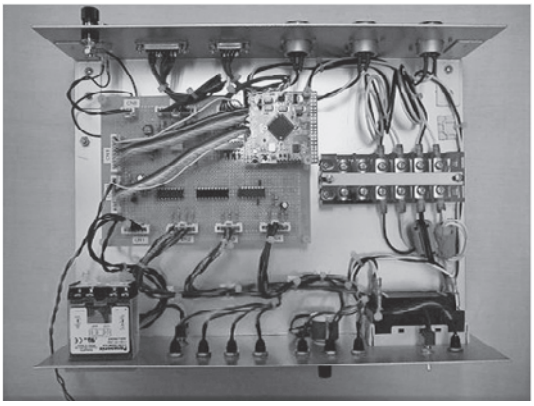


図26 FPGA を用いたコントローラ.

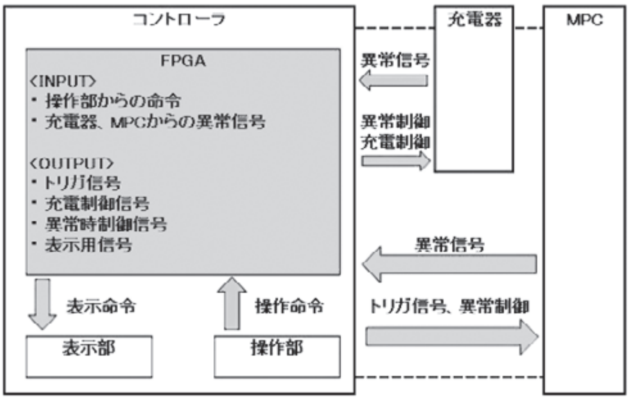


図27 パルスパワー発生装置の構成.

部品の数を減らすことができ，柔軟な仕様変更，高度な制御の実現など，様々なメリットが得られる[28].

図27にパルスパワー発生装置の構成を示す．パルスパワー発生装置は，FPGA を用いたコントローラ，充電器，パルスパワー発生装置で構成される．FPGA は，操作部からの操作命令，充電器および MPC からの異常信号の受け取り，MPC へのトリガ信号と異常制御，充電器への異常制御と充電制御，表示部への表示命令を送っている．コントローラの操作部は，周波数設定用スイッチ，電圧設定用メーター，電源スイッチ，トリガスイッチ，リセットスイッチを持っており，表示部はパルスカウンタ，異常個所の LED 表示などを行っている．

パルスパワーの出力に関するタイミングチャートを**図28**に示す．周波数の立ち上がりと同時に充電禁止信号を OFF にし，この仕様では 1.5 ms の間充電を行う．その後，50 μs の保護時間をおいて，トリガ信号を ON にすることでパルスパワーが出力される．**図29**は FPGA で作成した周波数，充電禁止，保護時間およびトリガの信号であり，この信号で充電時間およびパルスパワーの出力制御を行っている．

これらの FPGA の信号はプログラミングで作成でき，仕様変更や制御の追加などに柔軟な対応ができる．**図30**にフローチャート，**図31**に作成したプログラムのソースコードを示す．

作成したプログラムは，1～6 行で周波数信号の立ち上がり（OFF から ON）を検出し，周波数信号が立ち上がりであれば 7～16行の充電制御へ移行する．充電制御へ移行後は，充電禁止信号を許可にして 1.5 ms の間コンデンサの充電を行い，次の保護時間制御へ移行する．保護時間制御が終わるとトリガ制御へ移行し，パルスパワーが発生する．トリガ制御が終わると，周波数の立ち上がり検出を待つ状態へ戻り，その後は同じ処理を繰り返す．

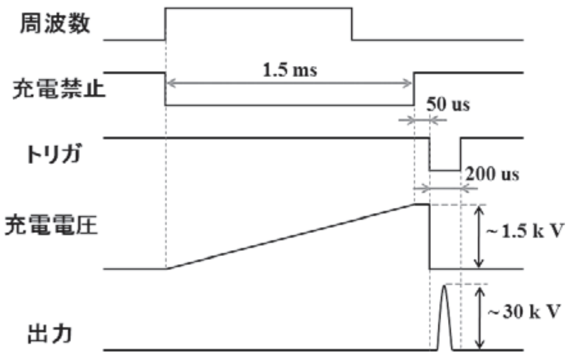


図28 タイミングチャート.

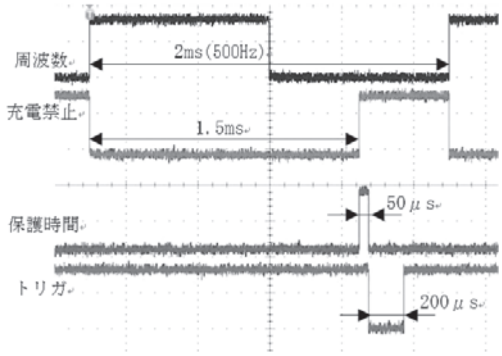


図29 FPGA で作成した制御信号.

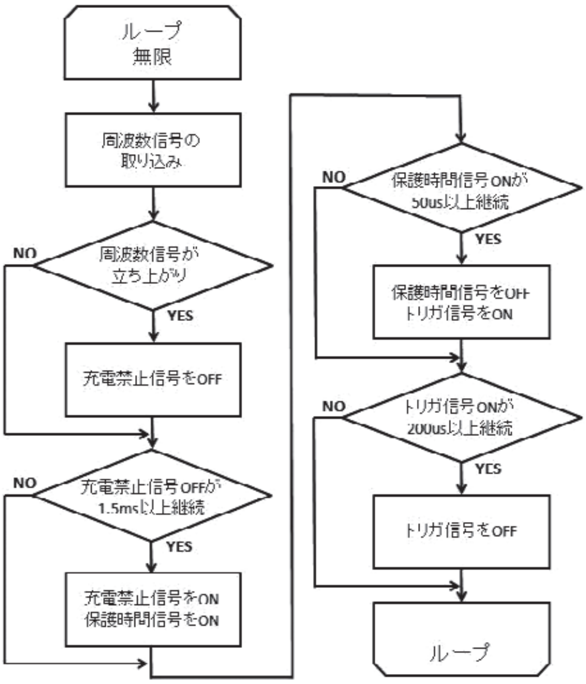


図30 フローチャート.

```
・・・
1: if(t_PLS == 1'b1) begin    //t_PLS：周波数
2:    if(t_PLS != old_t_PLS) begin
3:      inh_flag  <=  1'b1;   //充電制御への移行フラグ
4:    end
5: end
6: old_t_PLS <= t_PLS;   //  周波数の前回値保存

7: if(inh_flag == 1'b1) begin
8:    t_INH <= 1'b0;    //充電禁止を許可
9:    inh_cnt <= inh_cnt +1'b1;
10: if(inh_cnt >= 20'h11940) begin    //1.5ms
11:    t_INH <= 1'b1;
12:    inh_cnt <= 20'h00000;
13:    inh_flag <= 1'b0;
14:    tt_THY <= 1'b1;   //保護時間制御への移行フラグ
15: end
16:end

17：if(tt_THY == 1'b1) begin
・・・
```

図31　プログラムのソースコード．

10行目のif文の成立条件を“==”ではなく，“＞＝”と記述した理由は，FPGAがパルスパワー発生時のEMIノイズの影響を受けやすく，条件文の判定が頻繁に抜けてしまうためである．一般的には使用しない記述だが，パルスパワーのノイズ対策として非常に有効であった．

4.3.2　パルスパワーの制御

組み込みシステムをパルスパワー発生装置へ導入することで，プログラミングによる高度な制御が可能となった．プログラミングを用いた制御を工夫することで，装置だけではなく1ショット毎のパルスパワーを制御することもできる[29]．**図32**にパルスパワー制御のイメージ図を示す．高繰り返し動作中の周波数変更，パルス間のインターバル，出力回数の指定など，様々な制御が可能である．

パルスパワーの出力のタイミングは，**図33**のトリガ信号によって制御されている．プログラミングで作成した制御信号をトリガ信号として使用すれば，パルス間のインターバルや出力回数の指定など，**図32**のパルス制御が実現する．

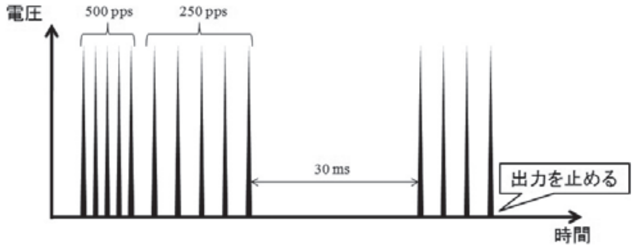


図32　パルスパワー制御のイメージ．

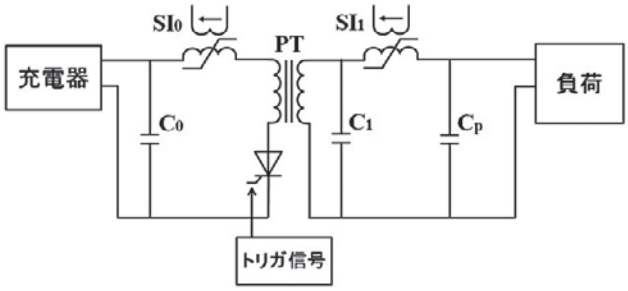


図33　MPC方式パルスパワー発生装置の回路図．

る．また，初段コンデンサ(C_0)の充電電圧を制御すれば，パルスパワーの電圧値が制御できる．制御に少しの工夫を入れることで，様々なパルスパワーの制御が実現する．

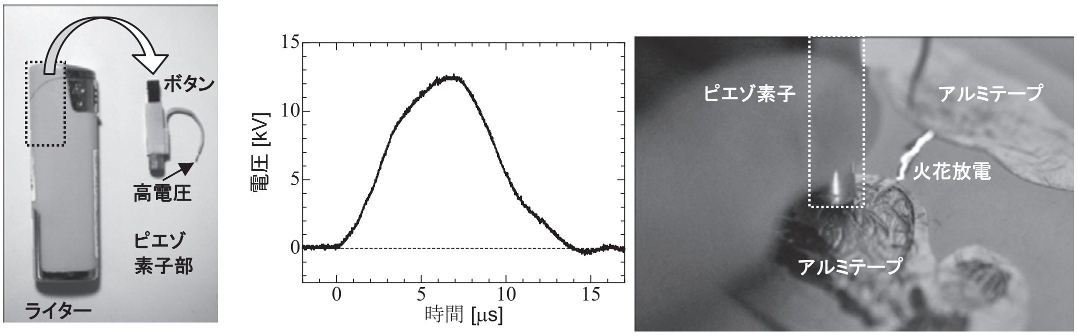
（秋山雅裕）

4.4　目的別マニュアル

ここまで家庭のコンセントに来ているAC100 Vの電圧を，昇圧およびパルス圧縮して，数万ボルトのナノ秒もしくはマイクロ秒パルス高電圧の発生する方法について述べてきた．ここでは，より時間がない人のために，市販のグッズを利用してパルス電圧を得る方法や，適当なパルス電源を購入もしくは作成の相談先の情報を記載する．

4.4.1　1時間以内にパルスがほしい；ピエゾ素子

最も安価・容易に高電圧パルスを発生させることができる手段の一つとして，ピエゾ素子（圧電素子）が挙げられる．ピエゾ素子は，振動や圧力が加わると電圧が発生し，素子に電圧が加えられると伸縮する素子で，ライターやガスの着火や，スピーカーなど幅広く用いられている．**図34**(a)に，市販の電子ライター（100円で2個入り）から取り



(a) 写真　(b) 出力電圧波形　(c) ミニかみなりの生成デモ

図34　ピエゾ素子を用いたパルス高電圧の発生の様子．

出したピエゾ素子部を示す．ボタンを押すと素子に圧力が加わることにより，図中矢印間に高電圧パルスが発生する．**図34**(b)に，発生する電圧波形を示す．図より，12 kV（1.2 万ボルト）が容易に発生できることがわかる．高電圧発生部をある程度近づけると，**図34**(c)に示すように，火花放電が発生する[9]．ライターやガスコンロでは，この火花によって燃料ガスに着火し火を灯している．50円で作ることのできるパルス電源となる．

4.4.2　安価な既製品を活用したい；スタンガン

図35(a)に，スタンガン（タイタン QUASAR；13万ボルト；定価 15,800 円）の外観を示す．スタンガンは電気ショックを与える機器で，護身用に用いられる．定価は 15,800 円だが，ネット販売では 3,980 円である．販売されている種類も多く，発生する電圧は製品によって異なるが，一般的に数万～数十万ボルトである．電圧は電池（9 ボルト程度）を，半導体スイッチを用いて交流に変え，先に述べたコッククロフト・ウォルトン回路などによって昇圧している．**図35**(b)に，スタンガンで発生する電圧波形を示す．図より，0.5 μs（一千万分の 5 秒）程度の時間で，38 kV（3.8 万ボルト）の電圧が発生していることがわかる．電圧がある程度高くなると（絶縁破壊電圧に達すると），**図35**(c)に示すように，電極間で火花放電が生じる．火花放電のインピーダンス（電気の流れを妨害する尺度）は，空気に比べ，非常に小さい．その結果，**図35**(b)に示すように電圧が急激に低下する．

4.4.3　目的に適した電源に仕上げてもらいたい；ここに相談！

ここまで述べてきたパルスパワー電源の作成や購入に関しては，もちろん筆者らに連絡をいただければ，相談にのることは可能である．ただ，“お金はある．時間はない．誰か適当な電源を作成してほしい”と考える場合，電源メーカーへの問い合わせとなる．以下に，電源メーカーなど，相談先について記載する．

○ ㈱融合技術開発センター：
http://fusiontech.jp/index.html
パルスパワーに関する融合技術開発コンサルタント，環境エネルギー機器・医療バイオ機器・組み込み技術，試作，技術移転等を行う．窓口は，取締役副社長の秋山秀典（fusiontechs@fusiontech.jp）．

○ PPJ㈱パルスパワー技術研究所：
http://www.myppj.com/
パルスパワーを専門として発生と制御に関する技術支援・実験品試作・共同研究などを行っている．

○ ㈱末松電子製作所：http://www.suematsu-el.jp/
出力パルスの立ち上がり時間が数十ナノ秒の小型で安価なパルスパワー電源の販売を行う．国外の販売に対応している．

○ シシド静電気㈱：http://www.shishido-esd.co.jp/
主に除電などの静電気障害対策を目的とした小型の高圧電源の設計製作を行っている．窓口は，新横浜工場・研究開発センターの竹内隆一（メール：r_takeuchi@shishido-esd.co.jp，電話：045-948-4410，FAX：045-948-4415）．

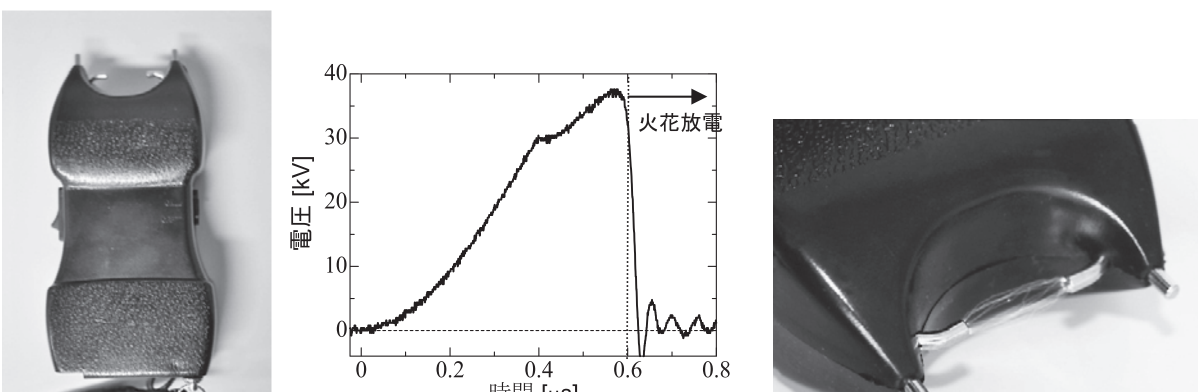
（高木浩一，高橋克幸）

4.5　おわりに

今回の講座では，誰でも気軽にパルスパワーが利用できるように，“ちょいパル”（ちょっと，パルスパワー）といったコンセプトでパルスパワーの生成方法について記載した．パルスパワーの生成方法は，その規模や用途によって多岐に分かれ，サイズや価格帯も幅が大きい．ここで紹介した記事が入り口となり，気軽にパルスパワーを使い，パルスパワー人口が増えれば，筆者等の喜びである．

参 考 文 献

［1］八井 浄，江偉 華：パルス電磁エネルギー工学（電気学会，2002年）．
［2］秋山秀典編著：高電圧パルスパワー工学（オーム社，2003年）．
［3］京都ハイパワーテクノロジー研究会：パルスパワー工学の基礎と応用－プラズマ・レーザ・粒子ビーム・X線の発生と応用－（近代科学社，1992年）．
［4］H. Bluhm, *Pulsed Power Systems* (Berlin: Springer, 2006).
［5］H. Akiyama, T. Sakugawa, T. Namihira, K. Takaki, Y. Minamitani and N. Shimomura, IEEE Trans. Dielectric



（a）写真　（b）出力電圧波形　（c）放電発生部の様子

図35　スタンガンを用いたパルス高電圧の発生の様子．

and Electrical Insulation, **14**(5), 1051 (2007) .
[6] 高木浩一，浪平隆男：電気学会誌 **126**, 784 (2006).
[7] 高木浩一：電学論 A **130**, 963 (2010).
[8] 秋山秀典，勝木 淳，浪平隆男：放電学会誌 **45**, 2 (2002).
[9] 高木浩一，猪原 哲，高橋 徹，杉山敏樹：プラズマ・核融合学会誌 **80**, 669 (2004).
[10] 高木浩一：応用物理 **77**, 426 (2008).
[11] 高木浩一：静電気学会誌 **32**, 104 (2008).
[12] 高木浩一，高城 大，井上祥史，加藤 正，笠木俊一：エネルギー環境教育研究 **5**, 86 (2010).
[13] 高木浩一，佐藤秀則，高橋 徹，猪原 哲，向川政治：大学一年生のための電気数学（森北出版，2006年）.
[14] 高木浩一，佐藤秀則，高橋 徹，猪原 哲：できる！電気回路演習（森北出版，2009年）.
[15] 江 偉華，高木浩一：プラズマ・核融合学会誌 **87**, 669 (2011).
[16] 江 偉華：プラズマ・核融合学会誌 **87**, 46 (2011).
[17] M.A. Jani, K. Takaki and T. Fujiwara, J. Phys. D: Appl. Phys. **32**, 2560 (1999).
[18] T. Namihira, S. Tsukamoto, D. Wang, S. Katsuki, R. Hackam, H. Akiyama, Y. Uchida and M. Koike, IEEE Trans. Plasma Sci. **28**, 434 (2000).
[19] 上野崇寿：大分工業高等専門学校紀要 **45**, 16 (2008).
[20] 上野崇寿，渡邊一光，猪口 誠，佐久川貴志，秋山秀典：パルスパワー放電研究会 PPT-09-103, 7 (2009).
[21] 上野崇寿，佐久川貴志，秋山雅裕，浪平隆男，勝木 淳，秋山秀典：静電気学会誌 **32**, 216 (2008).
[22] 内田香輝，上野崇寿：平成22年度高専連携教育研究プロジェクト発表会資料 22 (2009).
[23] 上野崇寿：ミニチュアパルスパワー電源の開発とその応用（熊本大学大学院自然科学研究科 複合新領域科学専攻博士論文，2009.3）.
[24] 佐久川貴志，秋山秀典：機械の研究 **62**, 949 (2010).
[25] 佐久川貴志：プラズマ・核融合学会誌 **76**, 15 (2003).
[26] 藤広哲也：よくわかる組み込みシステムの基本と仕組み（秀和システム，2005年）.
[27] 堀桂太郎：図解 Verilog HDL 実習（森北出版株式会社，2006年）.
[28] 秋山雅裕，猪口 誠，佐久川貴志，秋山秀典，上野崇寿，末松謙一，甲田 忠：プラズマ・核融合学会誌 **85**, 631 (2009).
[29] M. Akiyama, T. Sakugawa, S. Hamid R. Hosseini, E. Shiraishi, T. Kiyan and H. Akiyama, IEEE Trans. Plasma Sci. **38**, 2588 (2010).