小特集

パワー半導体を利用した高繰り返しパルスパワー電源の進展

Recent Progress of High-Repetition Pulsed-Power Source by Using Solid State Device

1. はじめに

1. Introduction

江 偉華
JIANG Weihua
長岡技術科学大学
(原稿受付日:2018年3月5日)

高繰り返しパルスパワー電源のスイッチング素子とし て、半導体パワーデバイスが活躍している.昔から電力変 換や電動機制御のために開発されてきたパワーデバイスが パルスパワーの発生に適用された背景には、主に二つの技 術動向がある.一つは半導体パワーデバイスの進歩と普及 であり、その定格が年々向上しており、安定性と入手性は 他のスイッチング素子と比べて高まっている.もう一つは パルスパワーが重視するスイッチングパラメータの変化で あり、即ち電圧と電流よりも、安定性、再現性、繰り返し 率及び寿命などの性能の注目度が顕著に上がっている.そ の結果、従来のガス放電方式のスイッチに比べて許容電力 が低くても、ほかの優れた性能が得られるため、半導体ス イッチが広く採用されている状況に変化している.

なお、半導体パワーデバイスの単体では、ほとんどの場 合、パルスパワー電源が要求する高電圧、大電流と短パル スを同時に満たすことができない.このギャップを補うの は、電源設計における回路技術と制御技術である.本小特 集は、このような観点から、パルスパワー電源を動かす半 導体パワーデバイスを活用する方法について、最近の研究 開発進展を報告する.

本小特集の構成は次のとおりである.

- 1. はじめに (江 偉華 (長岡技科大))
- 2. Linear Transformer Driver を用いた波形重畳型パルス

パワー発生方法とその応用

(江 偉華,徳地 明,須貝太一(長岡技科大)) LTDと呼ばれるパルスパワー発生用回路方式につ いて解説し,代表的な実験結果を紹介すると同時に LTDの特徴をまとめている.パルスパワー電源として ほかの回路方式と比較したうえで,将来へ向けた技術 的展望を述べる.

- 誘導加速シンクロトンに用いるパルスパワー電源 (岡村勝也(KEK),高木浩一(岩手大)) 比較的新しい粒子加速器方式として誘導加速シンク ロトロン(IS)が提案・実証されている.ISに用いる パルスパワー電源に関する動作原理と技術詳細を述べ ている.高エネルギー加速器用パルス電源の半導体化 とSiC化は急速に進んでいる.
- 4. パワーデバイスと磁気スイッチを用いたパルスパワー 発生装置と最近の応用 (佐久川貴志(熊本大学)) 全固体パルスパワー電源のカギを握るパワー半導体 デバイスと磁気スイッチの原理と特徴について解説 し、それぞれを用いた回路方式と出力特性について紹 介する.代表的な応用として、エキシマレーザー、ア オコ処理、OH ラジカル生成及び細胞印加などに関す る研究開発の動向についてレビューする.
- 5. おわりに (江 偉華 (長岡技科大))

Nagaoka University of Technology, Nagaoka, NIIGATA 940-2188, Japan

author's e-mail: jiang@vos.nagaokaut.ac.jp



Linear Transformer Driver を用いた波形重畳型 パルスパワー発生方法とその応用

2. Pulsed Power Generation and Application Based on Pulse Adding of Linear Transformer Driver

江 偉 華,徳地 明,須貝太一 JIANG Weihua, TOKUCHI Akira and SUGAI Taichi 長岡技術科学大学極限エネルギー密度工学研究センター (原稿受付: 2018年 2月28日)

Linear transformer driver (LTD) は比較的新しいパルスパワー発生回路方式である.本章は,パワー半導体を用いた小型高繰り返しパルスパワー電源として全固体 LTD の開発状況を簡潔にレビューする.回路構成と動作原理から技術課題や他の回路方式との比較まで述べ,将来の技術傾向について著者の観点から展望する.

Keywords:

pulsed power, high voltage, power electronics, power semiconductor, discharge, plasma

2.1 まえがき

Linear transformer driver (LTD)は、比較的新しいパル スパワー発生法の一つであり、従来のパルス圧縮法とコン セプトが異なる.図1はその違いを示す.伝統的なパルス パワー発生法では、一定の電気エネルギーの時間幅を圧縮 することにより大きな瞬間出力パワーを得る[1-8].これ に対してLTDでは、低エネルギーを持つ多数の短パルス を重畳することにより必要なピークパワーに到達する.

典型的な LTD 等価回路を図2に示す.LTD に基づくパ ルスパワー発生器は多数の基本回路から構成される.基本 回路として、コンデンサーとスイッチの組み合わせだけの 場合が多い.これらの基本回路から生成された短パルスを 適切に合成すれば、原理的に任意の出力電流と出力電圧を 得ることができる.電流の合成は単純な並列接続により実 現され、電圧の合成は誘導的な重畳で行われる.例えば n 個の基本回路が並列接続してモジュールを成し、更に m 個のモジュールが重畳して構成されるシステムについて 考える.もし基本回路の出力電圧と出力電流をvとiとし たら、LTD システムの出力電圧と出力電流はそれぞれ mv とni となる.すなわち、基本回路に比べて、システム の出力パワーはmn 倍となり、出力インピーダンスは m/n 倍となる.

従来のパルスパワー発生法に比較して,LTDの長所はス トレス分散とモジュール化構造である.パルス圧縮法に基 づく装置において,メインスイッチと呼ばれる部品は欠か せない.このスイッチがシステムの出力を直接制御するた め,その性能はシステムの性能を制約する.一方,LTD においてこのようなボトルネック的な部品は存在しない.

Nagaoka University of Technology, Nagaoka, NIIGATA 940-2189, Japan

また,LTDのモジュール化された構造は、システムの調整 と変更に柔軟性を与え、構成要素の生産性や再利用にも有 利である.

最初に提唱された LTD は,加速器や核融合研究装置に 使用される大型のものであった[9-12].動作電圧と動作電



図1 パルスパワー発生方式, a)パルス圧縮と b)パルス合成.



corresponding author's e-mail: jiang@vos.nagaokaut.ac.jp

流の大きさから,スイッチとしてガス放電式のスパーク ギャップを使うしかなく,コンデンサーの放電を途中で遮 断することができない.このため,回路動作は典型的な RCL 挙動となり,負荷とインピーダンスが整合している場 合,充電電圧の約半分が出力される.

近年,パワー半導体デバイスを用いた小型LTDは一般 産業用パルスパワー電源として研究開発されてきた[13-15].このような小型LTDは,大型のものに比べて,電流 遮断能力と高繰り返し性能などの面で優れている.半導体 スイッチのオンとオフで定義された出力パルスは,方形波 的な形状を持ち,波高値が充電電圧に近い.更に,各モ ジュールの動作タイミングを個別に制御すれば,多彩な出 力波形を合成することができる[16,17].

本章では、このような小型 LTD に関する研究開発と応 用現状についてレビューし、パルスパワー電源としての特 徴および技術としての将来性について展望する.

2.2 基本構造と動作原理

図3は典型的なLTD モジュールの断面構造を示す.円 形のPCB 基板上,同心円状に磁性体コア,コンデンサー, スイッチ及びドライバーを並べている.等価回路は図4に 示すものである.基本的な動作原理は,1:1のトランス として理解することができる.コンデンサーが外部電源に よって予め充電されている状態で,スイッチ(MOSFET) が導通したら,コンデンサーから図の実線に示される経路 で放電する.これはコアを囲む一次側電流となり,これに よって誘起される二次電流は図の破線のループで流れ,負



図4 LTD モジュールの等価回路.ここで,実線と破線はそれぞ れ一次側と二次側電流の方向を表す. 荷へエネルギーを出力する.もしコアの損失を無視できれば,一次電流と二次電流がほぼ等しくなり,効率よくパル スパワーを発生することができる.

しかし,磁性体コアが飽和すれば,誘導電圧を発生しな くなり,出力が著しく低下する.したがって,LTDが正常 に動作するため,コアの飽和を常に回避しなければならな い.これによって,出力できるパルス幅が制限され,繰り 返し動作の場合磁束をリセットする必要も生じる.

図5はLTD基板設計例を示す.ここで,MOSFETとフィルムコンデンサーから構成される基本回路は基板上に計24セット配置されている.採用された主な回路部品は 表1にまとめている.このLTDモジュールの定格動作電 圧と最大動作電流はそれぞれ1kVと250Aである.磁束の リセットには,約2Aの直流電流を用いて行う.MOSFET のゲート制御は,図6に示す回路によって行われている. 外部からの制御信号は光に変換され,ファイバー経由で基 板に送信される.受信された信号は増幅器を経て各基本回 路のドライバーへ送られる.各回路間遅延のばらつきは1 ~2ns程度と推定される.

同様なLTDモジュールを多数積み上げれば、図2のような電圧重畳を実現することができる.図7は30個のモジュールで構成されるLTDシステムを示す.各モジュール基板の裏面は導電コーディングで覆われているため、どのモジュールもその上に別のモジュールが載ると、自然に図3のような構造ができ上がる.スタック全体の上下だけ、別の金属製フランジを設けている.全ての基板とフランジが接地していることは、モジュールの充電、制御およびノイズ対策にとって非常に便利である.



図5 全固体 LTD モジュール基板.

Device	Manufacturer	Model	Specifications	Number per module
MOSFET	IXYS	IXFT6N100F	1000 V, 6 A (DC)	24
Driver IC	Microchip	MCP1407	4.5~18 V, 6 A	25
Capacitor	Murata	GRM55DR73A	1 kV, 100 nF	72
Magnetic Core	Sichuan Liyuan Electronics	1K107	130 mm (outer dia.) 86 mm (inner dia.) 5 mm (thickness)	1
Optic Module	Hitachi	DR9300	$\rm DC\sim 50~Mb/s$	1
Diode	Vishay	UF5408	1000 V, 3 A (DC)	4

表1 LTD モジュールで使用した主な部品.



図6 MOSFET ゲート制御信号回路の概略図.

2.3 典型的な動作特性

図8は、図7のLTDシステムを用いて得られた出力電 圧波形を示す.30個のLTDモジュールに計720個MOSFET が実装され、これらのスイッチを同時にオンすれば、負荷 (120Ω)に対して充電電圧の約30倍の電圧が出力される. また、これらのスイッチを同時にオフすれば、出力が終了 する.即ち、オンとオフの時間間隔を持って、出力パルス 幅を任意に変えることができる.図9はこのことを実験的 に証明している.しかし、ここで二つの要素について考慮 しなければならない.一つは磁性体コアの飽和であり、出 力が保障されるのはコアの非飽和範囲だけである.もう一 つはコンデンサ放電による電圧の低下であり、図8と図9 からも見えるように出力電圧が僅かに右下がりしている.

実際,全てのモジュールを同時にスイッチングさせる必要がない.図4にある保護用ダイオードは,モジュールの MOSFETを保護する役割だけでなく,当該モジュールが 動作しなくても回路電流をバイパスする機能も持ってい る.即ち,出力させたいモジュールだけ動作させることが でき,その分だけの電圧が負荷に印加される.これを確か めるための実験結果は図10に示される.ここで,すべての モジュールを1kVの電圧で充電している状態で,30個のモ ジュールを全て別々のタイミングで動作させている.その 結果,30個の約1kVのパルスが出力された.この特性を利 用すれば,多数のモジュールで構成されたLTDシステム に対して,各モジュールの動作時間を適切に調整すること により比較的多様な出力波形を出力することが可能にな る.

2.4 波形制御の応用例

LTDの出力波形柔軟性の応用例として,大気圧放電実験 を行った.放電電極の配置は図11(a)に示され,直径1mm の銅線と内半径10mmのサス円筒で構成される.放電時の 時間積分写真を図11(b)に示す.

大気圧気体放電は急激に変化するインピーダンスが特徴 である.この変化は印加電圧に強く依存するため,電圧波



図7 30個のモジュールで構成される全固体 LTD システム.



図8 各充電電圧の条件で得られた LTD の出力電圧波形.



図9 各制御信号パルス幅で得られた LTD の出力電圧波形.

形の制御は実用的に重要な意味を持つ.例えば,図11の放 電負荷に対して,LTDの出力電圧を印加した結果を図12に 示す.電圧パルスの時間幅が十分短い場合比較的小さい放 電電流が流れるが(図12(a)),パルス幅を長くすると放電 電流が顕著に増大する(図12(b)).これは印加電圧の維持 により電極プラズマの成長が促進された効果と考えられる. 気体の絶縁破壊を起こすために十分高い電圧が必要であ る.しかし,放電を持続させるにはこの高電圧まで必要と しない.したがって,急峻な高電圧パルスの後に波高値が 下がった電圧波形が望ましい.LTDのモジュール単独制御 機能を活かして,図12(c)のような出力波形を発生するこ とができる.ここで,30モジュール中の12個をパルス途中 で切ることによって,電圧波形の段差を実現している.更 に,パルスの後半において,必要に応じて電圧を再び上げ ることも可能である.図12(d)は,12モジュール中の9個 を再度出力させて,後半の電圧を変えた実験結果を示す. この実験は,電圧制御により,放電電流の値を適切にコン トロールできることを証明している.その実用的な意義は 応用によって異なるが,パルスパワー発生の観点から見れ



図10 30モジュールの制御信号を全て異なる時間に設定して得ら れた LTD の出力電圧波形.



図11 LTD テスト用同軸型放電負荷, (a)電極配置と(b)放電の時 間積分写真.



図12 LTD の波形制御機能を利用して得られたパルス電圧と放電 電流波形.

ば、LTD のユニークな特徴を明らかにしている.

2.5 LTD の性能特徴

全固体 LTD は,新しいパルスパワー発生方式としてその基本性能が実証されている.しかし,ほかのパルスパワー発生方式と比べて,LTD 方式の長所と短所は,その将来性を大きく左右する.

産業用高繰り返しパルスパワー発生方法はいくつか実用 されている.代表的なものは磁気パルス圧縮(MPC)法で ある.主にレーザー励起の目的で開発され[18,19],その後 広範囲のパルスパワー応用に用いられた MPC 法は,磁性 体コアの飽和特性をスイッチとして利用し,従来のギャッ プスイッチを大きく上回る繰り返し率を実現できる.一 方,MPC はパルス圧縮法に属し(図1参照),LTD のよう なモジュール性と出力柔軟性が得られない.また,中間エ ネルギー蓄積素子(コンデンサー)を欠かせないため,体 積と重量の面でも限界がある.

最近,全固体 MARX 回路も急速に発展している[20-23]. LTD と MARX は、両方モジュール構造を持ち、電圧 重畳が得られる回路方式であるが、最も重要な相違点はト ランス使用の有無である.トランスはLTDの主要回路素 子として、一次側回路と二次側を切り離す機能を果たす. その結果, すべてのモジュールの一次側回路を接地するこ とができ、充電と制御からノイズ対策まで非常に便利とな る.一方,トランスの影響により,回路インダクタンスの 上昇と磁性体飽和によるパルス幅の制限を無視できない. 対照的に MARX 回路はトランスを使用しない. コンデン サーの直接接続により電圧の重畳を得ているため, 各モ ジュールの電位が異なり、これによる電位差は絶縁設計上 配慮しなければならない. 勿論トランスを使わない利点も たくさんある.特に重量、コスト、及びパルス幅の自由度 などの面での優位性は、実用上非常に魅力的である.一般 的に、LTD は比較的短パルスと大電流のパルス発生に適 し、MARXは比較的長パルスと高インピーダンスの負荷に 向いている.

2.6 今後の展望

半導体デバイスをスイッチとして用いた全固体 LTD は 産業用高繰り返しパルスパワー発生器として開発されてい る.本論文はこれまでの研究状況をまとめながら,LTD とほかのパルス発生回路との比較を整理した.これから も,LTD は進化し続ける.この進化を左右するカギは,回 路方式,スイッチング素子及び制御技術にある.

回路方式について、バイポーラー化は注目される開発動 向の一つである。両極性のパルス電圧を必要とする応用が あり、近年バイポーラー MARX が開発されている。LTD のモジュール構造によりバイポーラー型 LTD システムが 比較的容易に実現できるが、コアの磁束制御は主な技術課 題と考えられる。

全固体 LTD システムは数百から数千個のスイッチング デバイスを使用している.コストパフォーマンスの観点か ら、全てのスイッチは同じ種類のものである必要がない. 即ち,負荷の要求によって,多品種デバイスの組み合わせ でLTDシステムを構築することが考えられる.例えば,特 定の気体放電応用は急峻な電圧パルスの後に安定な電流を 要求する.この場合,比較的高速立ち上がりの MOSFET と比較的大電流の IGBT を用いて,いわゆるハイブリッド LTD をつくることができる.また,コストの観点から,比 較的安価の Si デバイスと比較的高性能の SiC デバイスとの 組み合わせも考えられる.

LTD特徴の一つは出力の柔軟性である.これを最大限に 発揮させるには、相応しい制御が欠かせない.本論文で紹 介したLTD実験における制御はまだ初級的なものしか過 ぎない.FPGAという強力なロジックデバイスの性能を更 に活かして、遥かに多彩で、かつスマートなLTD制御技術 の導入を期待したい.

参考文献

- [1] E. Schamiloglu et al., Proc. IEEE 92, 1014 (2004).
- [2] E. L. Neau, IEEE Trans. Plasma Sci. 22, 2 (1994).
- [3] W. Jiang *et al.*, Proc. IEEE **92**, 1180 (2004).
- [4] H. Akiyama *et al.*, IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation 14, 1051 (2007).
- [5] J. Mankowski and M. Kristiansen, IEEE Trans. Plasma Sci. 28, 102 (2000).
- [6] J. Deng et al., Matter and Radiation at Extremes 1, 48

(2016).

- [7] B. M. Novac et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 34, 1814 (2006).
- [8] G. A. Mesyats *et al.*, Proc. IEEE **92**, 1166 (2004).
- [9] B. M. Koval'chuk et al., Russ. Phys. J. 40, 1142 (1997).
- [10] M. G. Mazarakis *et al.*, Phys. Rev. Spec. Topics-Accel. Beams **12**, 050401 (2009).
- [11] A. A. Kim *et al.*, Phys. Rev. Spec. Topics-Accel. Beams 12, 050402 (2009).
- [12] P. Zhang et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 44, 803 (2016).
- [13] W. Jiang, IEEE Trans. Plasma Sci. 38, 2730 (2010).
- [14] W. Jiang and A. Tokuchi, IEEE Trans. Plasma Sci. 40, 2625 (2012).
- [15] W. Jiang et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 42, 3603 (2014).
- [16] M. R. Kazemi et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 45, 247 (2017).
- [17] M. R. Kazemi *et al.*, IEEE Trans. Plasma Sci. 45, 2323 (2017).
- [18] R. Ness et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 28, 1324 (2000).
- [19] D. Johns et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 28, 1329 (2000).
- [20] H. Canacsinh *et al.*, IEEE Trans. Plasma Sci. **40**, 2603 (2012).
- [21] L. Xiong *et al.*, IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation **22**, 1887 (2015).
- [22] S. Zabihi et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 39, 1721 (2011).
- [23] J. Rao *et al.*, IEEE Trans. Dielectrics and Electrical Insulation **20**, 1123 (2013).

小特集 パワー半導体を利用した高繰り返しパルスパワー電源の進展 3.誘導加速シンクロトロンに用いるパルスパワー電源

3. Pulsed-Power Supply for Induction Synchrotron

岡村勝也, 高木浩一¹⁾ OKAMURA Katsuya and TAKAKI Kouichi¹⁾ 高エネルギー加速器研究機構,¹⁾岩手大学理工学部 (原稿受付:2018年1月23日)

誘導加速シンクロトロン (IS) は KEK において開発された誘導加速原理に基づくシンクロトロンである. IS の代表である KEK デジタル加速器ではアインツェルレンズチョッパー,静電入射キッカー,誘導加速セルドライバー等にパルスパワー電源を用いているが,固体スイッチ方式としているところに特徴がある.誘導加速セルドライバーは,より小型,高信頼性をめざして Si 半導体に代わって SiC-MOSFET に置き換える研究が進行中である.

Keywords:

induction synchrotron, einzel lens chopper, marx generator, pulse density modulation, SiC, SiC-MOSFET

3.1 はじめに

誘導加速シンクロトロン(IS)は従来の高周波加速シンク ロトロンとは異なり、パルス電圧を用いた誘導加速を前提 にしたシンクロトロンである[1]. ISの原理を図1に示 す.誘導加速セルは電気的には巻数比1対1のトランスと 等価である.誘導加速セルは高速半導体パワーデバイスを 用いたパルス電源(Switching Power Supply: SPS)によっ て駆動される.パルス電源はイオンビームが加速セル部を 通過するタイミングに同期してビーム閉じ込め、ビーム加 速という2種類のパルス電圧を発生する. IS は高山, 木代によって2000年に提案され[2],その後2006年に KEK12GeV 陽子加速器を用いてその原理が実証された [3]. 現在は旧 KEK-500 MeV ブースターリングを誘導加 速方式に改装し, KEK デジタル加速器 (図2参照) として 精力的にビームコミッショニングが行われ[4],高度な ビームハンドリング性能の実証[5],完全電離炭素イオン ビームの直接入射[6]など、次々に誘導加速シンクロトロ ンならではの成果をあげている.

イラトロン)を使用せず,積極的に半導体化を計った加速 器である点においても他に類をみないユニークなものと なっている.本章ではイオン源のEinzelレンズビーム チョッパーに用いる Marx 電源,リング入射部の静電キッ カー用スイッチ,そして誘導加速セル駆動用パルス電源に ついて述べる.

3.2 Einzel レンズビームチョッパー用パルス電源

Einzel レンズビームチョッパーの原理を図3に示す[7]. ビームチョッパー電極には正極性の直流電源と負極性のパ ルス電源が直列で接続される.パルス電圧が重畳されない とき、イオン源から到達するビームはブロックされ、パル ス電圧が重畳されている間だけ、ビームが後段に伝達され るようになっている.このパルス電源には市販の高電圧 MOSFET (V_{DSS} = 4 kV)を3並列で用いた4段 Marx 方式 のパルス発生器が用いられている.Marx 方式パルス回路 の外観を図4に示す.このチョッパーを用いることによ り、元々のイオン源ではパルス幅が5 ms であったものが



KEK デジタル加速器はパルス電源に電子管(真空管,サ

High Energy Accelerator Research Organization, Tsukuba, IBARAKI 300-3256, Japan

corresponding author's e-mail: katsuya.okamura@j-parc.jp



図3 Einzel レンズチョッパーの構成図.



図4 Marx 方式パルス回路.

5µsのパルスとなって取り出される.図5にイオン源の ビーム波形とビームチョッパーによって取り出されたビー ム波形の例を示す.

3.3 静電入射キッカー

次に静電入射キッカーについて述べる.高エネルギーの ビームを円形加速器に入射する場合,キッカー電磁石を用 いることが多いが,KEK-DAでは電界でビーム軌道を曲げ る静電キッカー方式を採用している.これはKEK-DAでは 直線加速器を前段に用いず,低エネルギー入射を行うの で,電界だけで十分な偏向角が得られるためである.静電 キッカーは電極間の僅かな静電容量の充放電エネルギーし か要しないため,磁石方式にくらべてドライブが容易とい う特徴がある.図6に静電キッカーの回路を,図7に静電 キッカーの断面写真を示す.主電極間には中間電極が挿入 され,抵抗分圧した電圧を印加することによって空間的に 均一な電界が得られるように工夫されている.



図5 イオン源ビームの波形 (左) とビームチョッパーによって 切り出された波形 (右).

静電入射キッカーのスイッチとしては、当初はサイラト ロンが用いられていたが、その後SIサイリスタを10段直列 接続したスイッチに交換された[8]. 図8にSIサイリスタ 方式のスイッチ外形と使用されている素子を示す. 図9に 高圧電極の波形を示す.スイッチがオフ状態の時は高圧電 極には直流電圧が印加されており、この状態においてビー ム入射が行われる.スイッチが投入されると、伝送ケーブ ルの往復時間後に高圧電極の電圧は0になり、周回ビーム は静電キッカーの影響を受けずにリングを周回できるよう になる.サイラトロンとSIサイリスタを比較するとSIサイ リスタの場合は電極電圧の立ち下がり時間が若干鈍ってい るが、入射ビームがリングを周回して入射点が戻るタイミ ング(約5μs後)には十分減衰しており、ビームに対する 影響は無視することができる.



図7 静電キッカーの断面写真.



図8 Siサイリスタ方式の高電圧スイッチ.



3.4 誘導加速セルドライバー用パルス電源

最後に誘導加速セルドライバー用パルス電源(SPS)に ついて述べる.

3.4.1 第一世代パルス電源

デジタル加速器ではSPSはイオンビームの周回に同期し たパルスを発生させる必要がある。発生周期はビーム入射 時には低いが,加速とともに上昇し最大で1MHzにも達す る.これを実現するために, ISの原理実証器,そして現在 のデジタル加速器においても電圧定格,放熱容量の観点か ら市販のシリコン半導体 MOSFET を7直列にしたスイッ チを用いてきた[9].しかし,7個の素子を直列接続した スイッチは素子それぞれの電位が異なるために個々の素子 に駆動回路を接続せねばならず,それらの駆動回路への電 源供給とゲートパルス信号も独立したものとする必要があ るなど複雑な構成となって,装置が大型化するだけでなく 信頼性の低下を招く懸念があった.

3.4.2 第二世代パルス電源

前項の課題を解決するため従来のSiデバイスに代わる素 子として SiC 素子に置き換える研究が行われている.SiC はSiに比べると禁制帯の幅が大きい、いわゆるワイドバン ドギャップ半導体であり、絶縁破壊電界が10倍高い、高温 動作に耐える、高い熱伝導度を有するなどパワーデバイス に適した様々な特徴を有する[10]. KEKの高山グループで は早くからこの SiC の特徴に着目し、誘導加速セルドライ バーへの適用を目的とした研究を行ってきた. 最初に用い られたのは SiCED 社(独)によって開発された SiC-JFET である. JFET は比較的単純な構造のため材料として SiC を用いたパワーデバイスとしては最も早い段階で実用に耐 えうるサイズの素子が提供されたためである. KEK では SiCED 社からデバイスチップを購入し、それを独自開発の 高放熱パッケージにマウントすることで、ISへの適用をめ ざした[11]. 図10に KEK において開発された SiC-JFET パッケージの外観を、図11にパルス通電波形の例を示す.素 子単体の特性としてドレイン電圧1kV,ドレイン電流27A, パルス幅 100 ns のスイッチングが確認された.また、本素 子を水冷ヒートシンクにマウントすることで1MHz 連続 での通電も確認された.素子単体でのこのような評価結果 を踏まえて本素子を用いた誘導加速セルドライバーも試作 され、実際の加速実験にも供された.表1に加速実験のパ



図10 誘導加速セルドライバー用 SiC-JFET.



図11 SiC-JFET パルス通電波形.

表1 加速実験パラメータ.

Ring circumference	37.7 m		
Bending radius	3.3 m		
Maximum B Field	0.23 T		
Mass/Charge	4		
Acceleration Voltage	747 V		
Orbital period	$12 \text{ us} \rightarrow 2.1 \text{ us}$		
(Injection \rightarrow Extraction)			
Extraction Energy	6.9 MeV		

ラメータを示す.加速に必要な電圧は(1)式で表される.

$$V_{\rm AC} = C * \rho * \frac{\mathrm{d}B}{\mathrm{d}t} \tag{1}$$

ここで、C:加速器の周長(m)、 ρ :偏向電磁石の曲率半径(m)、dB/dt:偏向電磁石の磁束密度変化率(T/s)である。

KEKデジタル加速器では電磁石電源に周波数10 Hzの共振電源を用いているので、磁束密度は

$$B = \frac{(B_{\text{MAX}} - B_{\text{MIN}})}{2} (1 - \cos(20\pi)) + B_{\text{MIN}}$$
(2)

と表される. ここで *B*_{MAX}:最大磁束密度(T), *B*_{MIN}:最小 磁束密度(T)である.したがって(1)式は

$$V_{\rm AC} = 10\pi (B_{\rm MAX} - B_{\rm MIN}) * C * \rho * \sin(20\pi t)$$
(3)

となる.このように加速に必要な電圧は正弦波形となる

が、デジタル加速器ではイオンバンチが加速セルを通過す るときに感じる電圧は基本的にV₀,0,-V₀の3種類しか ない. 但し, V。は SPS の直流電圧である. デジタル加速器 ではV。と0のみを使い、パルス密度変調を行うことにより 等価的に正弦波電圧を得ている。また、加速に伴って、イ オンバンチの周回周期が変化するのでSPSのゲートタイミ ングも制御する必要があるが、KEKデジタル加速器ではこ れらの計算を全て FPGA (Field Programmable Gate Array) で計算し、ゲートパルスを発生させている[12]. こ の加速実験では素子耐圧、過渡的なオーバーシュート等を 考慮して SPS の直流電圧を 800 V とし, 磁場の強さは加速 電圧に適合するように設定した.図12(a),(b),(c)に入射 直後の500ms区間,約20ms後における100ms区間, 35 ms後における 100 ms区間の各区間における加速セル入 力電圧波形とバンチ信号を示す. バンチ信号とセル波形の 比較により、それぞれにおけるパルス密度は0.073、 0.91, 0.78となっていることが分かる. 但しここでパルス密 度は区間内における(パルス発生数/バンチ数)として定 義した.これらの値を(2)式を用いて計算したグラフ上に プロットしたものを図13に示す.実測した実効加速電圧が 理論的に計算した加速電圧とよく一致しており、PDM の 制御が機能していることが確認された.

このように PDM は一定の波高値のパルス電圧において も等価的に正弦波に近い加速電圧を得る有効な手法ではあ るが,ビームバンチが1ターン毎に加速セルを通過する時 の加速電圧という観点からすると必ずしも磁場強度と適合 しているとは言えない点がある.このことは今後よりビー ムパワーの増大化を図っていく上ではビーム損失の増加に 繋がる懸念がある.これを解決するためには直流電圧を連 続的に変化させる必要があるが,これについては今後の研 究課題である.

3.4.3 第三世代パルス電源

最後に現在研究が進められている SiC-MOSFET 方式の パルス電源について述べる. 前述したように SiC 方式のパ ルス電源は当初 JFET から始まった.しかし、JFET はノー マリーオンであることから負バイアスが必要であり、一般 産業用としては使いにくいという課題があった.一方 MOSFET はゲート絶縁膜の信頼性という観点から開発が 遅れていたが、ノーマリーオフであることから鉄道、モー タードライブなどの一般産業への応用が広く見込まれ、現 在の開発の主流となっている.特に最近高電圧の MOSFETの開発が目覚ましく進み3.3 kV級MOSFETも開 発されるに至った[13,14]. KEK においてもローム社製の 3.3 kV SiC-MOSFET を適用する研究が進んでいる[15]. 図14にドレイン電圧を2.5 kVとした時のスイッチング波形 の例を示す.負荷抵抗が220Ωと100Ωの時はオン電圧は 極めて小さいが、50Ωというような重負荷においてはオン 電圧が急激に大きくなっているが、それよりも軽負荷の領 域ではオン抵抗は十分小さい.負荷抵抗が100Ωの時の上 昇時間 T_f と下降時間 T_r はそれぞれ76 nsと88 nsであった. さらに素子の直並列を行わない 1s-1p 構成のパルス電源も 試作され,短時間のバースト運転ながら2.5 kV-20 Aのパ







図14 3.3 kV SiC-MOSFET のスイッチング波形.

ルス発生が確認された(図15).連続運転とするには素子 の並列接続を行って発熱を分散させる必要があるが,並列 接続は直列接続に比べてはるかに容易であり,今後実加速 実験への適用が期待される.

3.5 おわりに

現在なおも積極的に開発が進められている KEK デジタ ルアクセラレータ(KEK-DA)に使用されている,パルス パワー電源の開発状況について述べた.これまで多くのシ ンクロトロンにおいてはパルスパワー電源の高電圧スイッ チとして,サイラトロンに代表される電子管スイッチが用 いられてきたが,KEK-DAにおいては当初より全固体化を 指向し,実現してきた.これらの技術は今後 KEK-DA から 派生し建設されるであろう各種の新加速器[16,17]にも当 然搭載されるであろうし,従来型のシンクロトロンにも適 用範囲が広がっていくものと期待される.



図15 3.3 kV SiC-MOSFET を用いて試作されたパルス電源の出力 波形.

参考文献

- [1] 堀岡一彦 他:プラズマ・核融合学会誌 86,269,(2010).
- [2] K. Takayama and J. Kishiro. Nucl. Instrum. Methods. A 451, 304 (2000).
- [3] K. Takayama et al., Phys. Rev. Lett. 98, 054801-4 (2007).
- [4] T. Iwashita et al., Phy. Rev. ST-AB, 14, 071301 (2011).
- [5] T. Yoshimoto *et al.*, Nucl. Instrum. Methods. A**797**, 191 (2015).
- [6] N. Munemoto *et al.*, Phys. Rev. Accel. Beams **20**, 080101 (2017).
- [7] T. Adachi et al., Rev. Sci. Instrum. 82, 083305 (2011).
- [8] H. Kobayashi *et al.*, Proc. the Euro-Asian Pulsed Power Conference, Kumamoto, Japan OB1-2 (2014).
- [9] K. Koseki et al., IEEJ Trans. FM, 126, 121 (2006).
- [10] T. Shinohe, 東芝レビュー 59, 49 (2004).
- [11] P. Friedrichis, Proc. the 2010 IPEC, 3241, Sapporo, Japan (2010).
- [12] T. Yoshimoto *et al.*, Nucl. Instrum. Methods. A733, 141 (2014).
- [13] S. Mori *et al.*, Proc. the 2016 28th ISPSD, June 12-16, Pragee, Czech Republic (2016).
- [14] T. Tsuji et al., Materials Science Forum 858, 962 (2016).
- [15] K. Okamura *et al.*, Proc. IPAC2017, Copenhagen, Denmark, WEPVA056 (2017).
- [16] Leo K.W. et al., Phys. Rev. ST-AB 19, 042802 (2016).
- [17] K. Takayama et al., Phys. Rev. ST-AB 18, 050101 (2015).



パワーデバイスと磁気スイッチを用いた パルスパワー発生装置と最近の応用

4. Recent Progress and Applications of Pulsed Power Generator Using Power Devices and Magnetic Switches

佐久川貴志¹⁾ SAKUGAWA Takashi¹⁾ ¹⁾熊本大学パルスパワー科学研究所 ^(原稿受付:2017年12月26日)

リソグラフィー光源のドライバとして産業用に活躍しているパワーデバイスと磁気パルス圧縮(MPC)回路 を用いたパルスパワー発生装置について述べ,同種の装置を用いた衝撃波生成,細胞印加,化学活性種生成など の例を基にパルスパワー放電とその応用をいくつか紹介する.また近年市場に登場し次世代のパワーデバイスと して注目されているワイドギャップ半導体の中の SiC デバイスのパルスパワー発生回路への適用例などを概説す る.

Keywords:

power device, magnetic switch, pulse compression circuit, silicon carbide, excimer laser

4.1 はじめに

大電力を扱うことのできるパワーデバイスと呼ばれる半 導体スイッチングデバイスが年々発達しており, パルスパ ワー発生回路に適用する研究が増えている. しかしながら その適用研究から派生した応用技術が実用化して産業に貢 献している例は少ない.数少ない実用化に成功し量産化さ れ現代の情報化社会に貢献し我々の生活を豊かにしている 技術がある.半導体リソグラフィー光源の心臓部といえる エキシマレーザーの駆動電源である[1-3]. このパルスパ ワー発生装置の主回路はパワーデバイスと磁気スイッチ (MS: Magnetic Switch)を用いた磁気パルス圧縮(MPC: Magnetic Pulse Compression) 回路から構成されている. 現在このエキシマレーザー用のパルスパワー発生装置の回 路には IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) がパルス 発生の主スイッチとして用いられている. 更に昇圧トラン スと MS を用いて高電圧パルスを圧縮し、数 10 kV の電圧 を100 ns以下の時間で負荷であるレーザーヘッドに印加し ている. 当初繰り返しパルス発生数は1 kpps (kilo pulses per second) であったが最近の装置は6kppsと高繰り返し 化されている.

同様の回路構成で環境改善やバイオ応用等の研究に用い られている[4-6].環境改善研究では水が関与する放電プ ラズマを利用することが多い.針状の高電圧電極を水中に 設置して放電を行うとストリーマ状の放電が電極の先端か ら放射状に進展する.この時に生成される化学活性種や衝 撃波を利用して環境改善に利用する研究が活発である.ま た高電界を発生して細胞に印加し、その生体応答を観察しているバイオ応用研究がある.

前述のリソグラフィー用エキシマレーザーのパルスパ ワー発生装置は仕様が決まっているためカスタマイズされ た装置である.近年は1つの光源に発振器が2台構成(Injection Lock 方式または MOPA 方式)になっており、それ に伴ってパルスパワー電源も2セット必要となっている.

その他の応用分野においては研究段階であるため汎用性 が求められている.個々の発生装置においても出力電圧, パルスエネルギーや繰り返し周波数などが様々である.そ のため回路構成も異なっていることが多い.本章では近年 市場に登場してきたワイドバンドギャップ半導体材料を用 いたパワーデバイスのパルスパワー回路への適用例をファ ストリカバリダイオード (FRD: Fast Recovery Diode)を 含めたパワーデバイスと MSを用いた様々なパルスパワー 発生装置の回路構成を概説し,その応用分野を紹介する.

4.2 パワーデバイスと磁気スイッチ

本節ではパルスパワー回路に用いられる半導体パワーデ バイスの種類と MPC に用いられる磁性材料の特性及び可 飽和インダクタや可飽和トランスとしての MS について概 説した後,それらを用いた回路について紹介する.また FRD を用いた回路についても述べる.

4.2.1 パワーデバイス

シリコン(Si)をベースとした半導体が多くパワーデバ イスとしてパルスパワーのスイッチ回路に用いられてい

Institute of Pulsed Power Science, Kumamoto University, KUMAMOTO 860-8555, Japan

author's e-mail: sakugawa@cs.kumamoto-u.ac.jp

る.一般的にスイッチングパワーデバイスの傾向としてス イッチング容量の大きなデバイスはスイッチング周波数が 低く、スイッチング周波数の高いデバイスはスイッチング 容量が小さい.近年ディスクリート型のパワーデバイスに ワイドバンドギャップ半導体であるシリコンカーバイド (SiC) 製の MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) が市場に現れている.まだ,その潜在能 力を引き出しているとは言い難いがパワースイッチングデ バイスとして期待できるデバイスである.図1にスイッチ ングパワーデバイスの電力容量と動作周波数の関係をマッ ピングしたものを示す. SiC-MOSFET は Si-MOSFET の動 作周波数を維持しつつ IGBT の電力容量に近づいている. 図1には記載してないがワイドバンドギャップ半導体材料 のガリウムナイトライド (GaN) 製のMOSFETも市場に現 れつつあり GaN 製 MOSFET により動作周波数が向上する ものと考える、近い将来電力容量と動作周波数のマッピン グ図が書き換えられることになりそうである.

図2にプリント基板実装用のディスクリート型 SiC-MOSFET とシリコン製 IGBT を6並列実装したスイッチ ングモジュール外観を共に示す.図3には試験回路とス イッチング電流電圧を示す.図3(下)のVswはスイッチン グ電圧, I_0 は6並列素子を流れるスイッチング電流, V_{C1} はトランス2次側に接続されたキャパシタ C_1 の電圧と E_{LOSS} はスイッチング時の損失を示している.キャパシタ



図1 スイッチングパワーデバイスの電力容量と周波数の関係.



図 2 6 並 列 ス イ ッ チ ン グ モ ジ ュ ー ル の 外 観 (左 : SiC-MOSFET) (右 : IGBT).

チャージャで1kVにキャパシタ C_0 を充電してスイッチン グ動作を行っている.ユニポーラデバイスとバイポーラデ バイスの違いはあるがそれぞれのデバイスの仕様は SiC-MOSFET と IGBT 共に 1200 V, 250 Ap と同等である.し かし両者のスイッチング波形において顕著な違いが見られ る.SiC-MOSFET の方が理想的なスイッチングに近く,電 圧降下が速く数10 ns で0 V付近に達している.スイッチン グ損失は109 mJ/pulseでIGBTの約1/4と低損失である.パ ルストランス PT の1次側から2次側への電荷転送 (LC 共振による)時間はIGBT の3.36 μ s に対してSiC-MOSFET では2.71 μ s である.図4に各スイッチング電圧における損 失率を示す.低電圧(500 V付近まで)領域ではあまり差が 見られないが高電圧領域では損失率に顕著な差が現れてい るのがわかる.IGBT が高電圧領域で損失率が増加してい るのに対して SiC-MOSFET はほぼ一定である.

ワイドバンドギャップ半導体がSi半導体に比べ潜在能力 が高いことは物性値を比較すれば明らかである.**表1**に半 導体材料としての Si, SiC, GaN, ダイアモンドの主な物性 値を示す. Si に比べてバンドギャップ(禁制帯幅)が大き な SiC, GaN, ダイアモンドは絶縁破壊強度 E_c が高い.電 子移動度 μ_c は Si に劣るものの E_c は SiC や GaN では Si に比べ約1桁高い値である. E_c が大きいと不純物濃度を上 げ,ドリフト層幅を小さくすることができるため,導通時



図3 6 並列スイッチングモジュールの試験回路(上)とスイッ チング波形(下).





Material	Si	SiC(4H)	GaN	Diamond
Band gap [eV]	1.12	3.26	3.39	5.47
Electron mobility μ_{e} [cm ² /Vs]	1400	1000	900	2200
Breakdown strength <i>E</i> _c [kV/cm]	300	2500	3300	10000
Thermal conductivity λ [W/cmK]	1.5	4.9	1.3	20
Relative permittivity ε_r	11.8	9.7	9	5.5
Saturated drift velocity v _{sat} [cm/s]	1.0×10^{7}	2.2×10^7	$2.7 imes 10^7$	2.7×10^7

表1 半導体材料の物性値.

の抵抗を極端に小さくできる.しかしながら現状のデバイ ス開発においてはSiデバイスに比べてSiCデバイスは充分 に性能を引き出しているとは言い難い.今後デバイスの作 り込みが進んでいくことでそのスイッチング性能の飛躍的 な向上が見込まれる.SiCについては熱伝導率λがSiの3 倍以上となっており,産業用途としては排熱効果の良い特 性を持つSiCデバイスは非常にありがたい.

4.2.2 磁気スイッチ

磁気スイッチ (MS: Magnetic Switch) は磁性材料の未飽 和時と飽和時の極端な透磁率差を利用して電流を高インダ クタンスで遮断し,低インダクタンスで通流するものであ る.図5に磁気パルス圧縮 (MPC: Magnetic Pulse Com-



図5 MS 用磁性体(鉄系ナノ結晶)の B-H カーブ.

pression)回路に用いるMS用磁性体の典型的なB-Hカーブ を示す.磁心材の形状はトロイダルで逆バイアス電流を 10 A/m 程度流した状態から MS 巻き線の両端に高電圧を 印加した B-H カーブである.未飽和領域での透磁率 µ が非 常に大きくこの状態で高インダクタンスのインダクタとし て電流をほとんど流さずブロックしている状態である. 一 方飽和領域では真空の透磁率に近く空心の低インダクタン スのインダクタとして短絡状態になり一気に電流を流す. 実行動作磁束密度量が大きいのも特徴でこの場合 2.5 T 程 度である.表2に MS に用いられる代表的なコア材料3種 類の物理特性を示す. MS には半導体スイッチングデバイ スのような耐電圧や許容電流の制約は無い.しかし半導体 スイッチングデバイスとは異なり能動的に ON/OFF 制御 できるものではない. 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.その電圧時間積と磁 東密度変化量との関係は次式のようになる.

$$\frac{1}{N} \int_0^{T_s} V(t) \,\mathrm{d}t = \int_{A_m} B \,\mathrm{d}s = A_m \varDelta B \tag{1}$$

ここでNはMSに施す巻き線の巻数,T_sは電圧が印加され てから磁気飽和するまでの時間,V(t)は印加される電圧, A_mはコア断面に占める磁心材断面積, ΔB は磁束密度変化 量である.保磁力より充分大きな逆バイアス磁界を発生で きるリセット電流を流すことで磁束密度変化量は(2)式の ように最大となる.

$$\Delta B \cong B_s - (-B_r) = B_s + B_r \tag{2}$$

MSの磁心材料選定において重要な指標は残留磁束密度 B_r と飽和磁束密度 B_sの比(B_r/B_s:これを角形比という)が ある.理想スイッチに近い性能を要求するなら角形比が1 に近いものを選ぶ必要性がある.また漏れ電流を抑制する には未飽和時の透磁率の大きなものを選ぶのであるが周波 数が高いと一般的に比透磁率が低下する.よってパルス回 路のおける等価周波数を考慮して磁心材料を選定する必要 がある.リセット電流やヒステリシス損失を考えると保磁 力の小さな磁心材がよいと言える.高い周波数領域で使用 する MS のコア損失はヒステリシス損失の他に渦電流損失

磁性材料	鉄基 ナノ結晶質合金 (FT-3H)	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	0.57	0.44
残留磁束密度 Br (T)	1.09	0.52	0.26
初透磁率(at 0.02T) $\mu_{\rm i}$	_	170000	5300
比透磁率(at 100kHz)µr	5000	80000	5300
飽和時比透磁率 μ_{rs}	~1	~1	~ 3
保磁力 H _c (A/M)	0.6	0.2	8
半周期(0.5us)コア損失 Pc (J/m ³)	710	_	70
飽和磁歪 $\lambda_{\rm s}$ (×10 ⁻⁶)	0	0	0.6
キューリー温度 <i>T</i> c(℃)	570	225	>150
低効率 ρ (μ Ω -m)	1.2	1.42	1×10^{12}

表 2 MS 用磁性体材料の物理特性.

が加わる. 飽和までの時間が短いとコア損失は指数関数的 に増加する傾向があるので注意する必要がある. 機械的な 経年劣化を考えると磁歪の無い材料が優れる. 産業用途と しては熱による磁気特性の変性は抑えたいのでキューリー 温度の高い材料が良い.

4.2.3 半導体スイッチと磁気パルス圧縮回路

半導体パワーデバイスと MS を組み合わせてパルスパ ワー発生装置を製作する場合の主回路構成は初段に半導体 スイッチング回路,昇圧パルストランスを介してトランス 2次側に MS を用いたパルス圧縮回路となる. 図6 に半導 体スイッチにディスクリート型 SiC-MOSFET を6並列素 子で構成されたモジュールを更に10並列構成して各スイッ チングモジュールをそれぞれパルストランス1次側に繋 ぎ,2次側に2段のMPCを構成した図を示す.図7に各部 の電圧波形を示す. スイッチングモジュールは正極性で充 電されているがパルストランス2次側は負極性で出力して いる. スイッチングモジュールにはエネルギー蓄積キャパ シタがあり、スイッチングモジュールの充電電圧 Vsw は約 900 Vである. Vsw が放電してパルストランス 2 次側のキャ パシタ C₁ に電荷転送する時間が初段パルス幅となり、こ こでは3.8 µsである.可飽和インダクタであるMSを介して キャパシタ $C_1 \rightarrow C_2, C_2 \rightarrow C_p$ と順次MSのインダクタンス を減少させてパルス圧縮しながらエネルギー転送を行って いる. C_nを充電する電圧は 46 kV, 100 ns (10-90%) 以下



図6 SiC-MOSFET 並列スイッチングモジュールと2段 MPC.





の短時間でエネルギー転送を行っているのがわかる. MPC は数Ω以下の低インピーダンス負荷であるエキシマレー ザー等に適している.

次に可飽和トランスを MS として用いてファストリカバ リダイオード (FRD: Fast Recovery Diode) と組合せた回 路で高速高電圧発生回路について説明する.ダイオードに 逆電圧が印加されると逆電流が流れる現象が見られる.逆 電流を急速に遮断して回復させる特性を持つダイオードが FRD である.(3)式や図8に示すように回路内のインダ クタンス L と逆電流遮断時の電流変化率 dI/dt により高電 圧 V が発生する.

$$V = L \frac{dI}{dt} \tag{3}$$

一般的な電気回路では電流遮断によるサージ電圧は敬遠さ れるため回復時の電流変化率を徐々に小さくするソフトリ カバリタイプが主流である.逆に回復時の急峻な電流変化 率を高速パルス発生に利用する目的で電流変化率を緩和さ せないハードリカバリタイプの高逆電流の高電圧 FRD が ロシアの Rukin 等によって開発され,このデバイスを SOS (Semiconductor Opening Switch)ダイオードと呼ばれる [7,8].

図9にFRDとMSに可飽和トランスSTを用いた高速高 電圧パルス発生回路を示す.STは昇圧しながらキャパシ タC₁を充電する.この時FRDには順方向電流が流れ る.あるタイミングでSTが磁気飽和するとSTの2次巻線 は空心のインダクタンスとなりFRDに逆電圧が印加され 逆方向に電流が流れる.その動作を図10に示す.通常のト ランス動作時には順方向電流*i*_FでキャパシタCを昇圧充電 する.あるタイミングでSTが磁気飽和するとFRDに逆電



図9 可飽和トランスと FRD を用いた高速高電圧パルス発生回路.



図10 可飽和トランスによる FRD への逆電圧印加の模式図.

流 $i_{\rm R}$ が流れる.図11に図9の回路で発生させたFRDの電流 とFRDの逆回復による高速立ち上がり高電圧波形を示す. 逆電流のピーク値は – 108 A,電圧ピーク値は2.6 nsの立ち 上がり時間で46 kV に達している.

4.3 応用例

4.3.1 エキシマレーザー

前述の通り半導体スイッチングデバイスと MS を用いた パルスパワー発生装置が産業用途として最大の貢献を果た したのはリソグラフィー用エキシマレーザーの駆動電源装 置である.全世界のほぼ全てのCPUや電気的なメモリーは エキシマレーザーリソグラフィーの量産ラインから生産さ れている. リソグラフィー用エキシマレーザーの駆動電源 がサイラトロン放電スイッチから半導体スイッチと MPC により全固体化されたことで出力安定性(電圧精度および 出力ジッタの改善)と装置寿命が桁違いに改善された.こ のことにより CPU に代表されるマイクロプロセッサやメ モリーの高歩留まりによる量産化、低コスト化と高性能化 が進み高度情報化に大きく貢献している.図12にエキシマ レーザー用パルスパワー発生装置のシステム構成を示す [9]. 放電観測や電源の故障診断等緻密な制御を行ってい る.図13にリソグラフィー用エキシマレーザー装置の外観 を示す[10]. この中にパルスパワー発生装置も組み込まれ ている.繰り返しパルス周波数は6kpps,スペクトル狭帯 域化 (0.35 pm) されたレーザー平均出力は60 W, レーザー 媒質は ArF である.

4.3.2 アオコ処理

夏期に湖沼やダムで大量発生するアオコと呼ばれる原核 藻類の藍藻(Cyanobacteria)が景観や従来の水環境を破壊



図11 4 並列 FRD の電流波形と高速高電圧出力波形.

して問題となる事がある. 藍藻の中でもミクロキスチス (Microcystis) 属が生産するミクロシスチン(Microsystin) は特に毒性が強く、それを含んだ水を飲んだ家畜や野生生 物の死亡、またミクロキスチスが大量発生した水系の魚類 の大量死が社会問題になる. 日本のアオコはミクロキスチ スを主体とするものが各地で観察されている.アオコ大量 発生の原因は経済成長に伴う水環境の富栄養化によるもの と考えられる. 有毒藍藻は世界各地で出現が報告されてい て世界規模の問題となっている. ミクロキスチスは細胞の 中にガス胞を持っており、通常水面に漂っている. 植物細 胞であるので水面近くで光合成を行い細胞増殖する.アオ コが水面で日光を遮ると水中の生態系にも影響を及ぼす. アオコ対策としては直接採取や超音波照射による死滅処理 があるが効果的な対策が無いのが実情である. 立ち上がり の急峻なパルスパワーを用いると水中放電による衝撃波の 生成が可能である.ガス胞を持つアオコに立ち上がりの急 峻な衝撃波を照射すると細胞壁や細胞膜はそのままでガス 胞のみが消滅して細胞不活化した状態で水底に沈んでいく [4,11]. 半導体スイッチングデバイスと MS を用いたパル スパワー発生装置で繰り返し水中放電によるアオコ処理が 試みられている.この装置のシステム構成を図14に、その 外観を図15にそれぞれ示す。電力源は太陽電池を用いてお



図12 パルスパワー発生装置のシステム構成.



図13 リソグラフィー用エキシマレーザーの外観.



図14 パルスパワーを用いたアオコ処理装置の構成.



図15 ダム湖で稼働中のアオコ処理装置.

りアオコ活性時の晴天に稼働する独立電源となっている. 発電した直流電力を蓄電池に貯めインバータで AC100V に変換してコントローラを介して充電器に電力を供給し, パルス発生回路に1.2 kVでパルス発生回路の初段キャパシ タを充電している.スイッチングデバイスには IGBT を使 用しており初段パルスを発生している.パルストランス PT で 30 kV に昇圧後 2 段の磁気パルス圧縮により水中放 電生成衝撃波を用いてアオコ処理を行っている.

4.3.3 OH ラジカル生成

近年パルスパワー放電による化学活性種の生成及びその 応用研究が活発である.化学活性種には OH ラジカルの他 にも O ラジカル,H₂O₂等がある.いずれもパルス放電プラ ズマにより生成可能である.とりわけ強い酸化力を持つ OH ラジカルは難分解性物質の処理や殺菌への応用に実用 化の期待が集まる.図16にラジカル生成に用いたパルスパ ワー電源の概略を示す.インバータを用いたコマンド充電 器で初段エネルギー蓄積キャパシタ C 0 を急速充電して SiC-MOSFET のスイッチングによりパルスを発生,PT で昇圧して磁気パルス圧縮後負荷へ高速立ち上がりの高電 圧パルスを印加している.水面より高い位置に高電圧電極 を配置して水底に平板の接地電極を配置している.放電プ ラズマは気相と液層の界面で発生し,この場合,水がOH ラジカルの原料となる.図17(a)に放電電流電圧波形,(b) に水面真上から見た放電進展の様子を示す.細長いガイド を用いて一本に放電進展方向制御を行っている[12].この 装置を用いて生成したラジカル種の放電発光スペクトル分 光計測した結果を図18に示す.紫外域にOH ラジカルの強 いスペクトルが観測されているのがわかる.図19にパルス パワーの出力電圧と発光スペクトル強度の関係を示す.電 圧の増加と共にOH ラジカルを含む各活性種のスペクトル 強度が増加している.

4.3.4 細胞印加

近年立ち上がりの速いパルス高電界を細胞に印加してア ポトーシスの誘発等その生体応答制御を試みて医療応用を 目指している研究が盛んである[13,14]. ns オーダーの短 パルス高電界を細胞に印加すると µs-ms オーダーのパルス 高電界とは異なる応答を示すことがわかっているため短パ ルス印加できる電源の開発も活発である.図20は細胞高電 界印加用に開発されたパルスパワー印加装置である.大き さは (498 mm×323 mm×472 mm) でテーブルトップでの 使用ができる.装置の上部にキュベットホルダーが内蔵さ れており細胞を入れたキュベットを差し込むだけでパルス 高電界を容易に印加できる.印加電圧,パルス繰り返し周 波数、パルス印加回数が自動設定できるようになってい る. 出力電流電圧波形を図21に示す. パルス幅や電流値は 印加されるキュベットの抵抗値によって変化するが 40 ns で12kV以上に電圧値が達しているのがわかる.パルス発 生には高速サイリスタとパルストランス,2段 MPC で構 成されている.

更に高速立ち上がりのパルス高電界を印加するには前述のSTとFRDを用いた回路が適用できる.製品化された装置もあり小型に仕上がっている.その外観を図22に示す. 最大電圧は25kV,電圧立ち上がり時間は10 ns以下,パル



図16 SiC-MOSFET と1段 MPC を用いたパルスパワー電源.



図17 (a)電流電圧波形:左と(b)放電進展の様子:右.



図20 高電圧パルス細胞印加装置外観.

ス繰り返し周波数は1000 ppsである. 寸法は330 mm× 150 mm×375 mm で制御回路から充電回路, パルス発生回 路が筐体に収められており超小型のパルスパワー発生装置 と言える.

4.4 まとめ

Intensity [a.u.]

MPC の歴史を遡ると1951年に英国の W.S. Melville に よって報告されている[15]. 当時はまだパワー半導体ス イッチングデバイスが存在せずサイラトロンや放電ギャッ プスイッチを用いていた. MPC の歴史は古いのだがその 後大きな進展は無かった. 1300+11/2+にユエシ、レーリーの駆動回路をサイフト ロンから半導体スイッチ等で置き換える全固体素子化の開 発が盛んになり、同時期に MS 特性に優れる強磁性材料の 開発も進展した.当時レーザーを駆動できる大容量の半導 体スイッチはサイリスタに限定されていて、パルスパワー 用途に改良された素子開発も行われていたが半導体スイッ チだけで高速パルスの発生は不可能であったため MPC と 組み合わせて高繰り返しのパルスパワー電源を構成するの が主流であった.

当初リソグラフィー用のエキシマレーザーの発振周波数 が 500~600 Hz でそれを駆動するパルスパワー電源のス イッチングデバイスは高速サイリスタや GTO サイリスタ で十分対応できていた.処理ウェーハーの大型化とスルー プットの増大の要求に対してレーザーの発振周波数は現在 6 kHz に増加しておりサイリスタ系のパワーデバイスでは Special Topic Article 4. Recent Progress and Applications of Pulsed Power Generator Using Power Devices and Magnetic Switches T. Sakugawa

高周波化に対応できなくなり積極的にターンオフできる IGBT がスイッチングデバイスとして利用されている.パ ワーデバイスの高電圧化や高速スイッチング等の性能向上 は急速に進展してきている.しかしながら半導体スイッチ のみで数10kVの高電圧高速パルス(数10nsの立ち上が り)を直接発生することができないため依然として昇圧パ ルストランスと可飽和インダクタ等のMSを併用している のが現状である.

パルスパワー用途での半導体スイッチの最大の課題は高 電圧化ではないかと思う. 半導体スイッチを用いた高電圧 パルスパワー発生においてパルストランスを用いず高電圧 をスイッチングするには数 kV の素子を多数個直列接続す るため素子毎に直列段のゲート回路が必要となり、各段の ゲート回路の絶縁をとらなければならない. また同期トリ ガ信号の問題も生じる. 高耐圧素子として期待されるのは SiCである.表1で示したようにSiの約3倍のバンド ギャップを持つ.現在ディスクリート型の SiC-MOSFET が数多く市場に登場しているが半導体としての優れた物性 値を持ちながら、そのスイッチングデバイスとしての潜在 能力を充分に発揮できていないし性能に見合ったコストで もないと思う.物性限界に近づいている Si に比べるとコス トパフォーマンスは劣るものの、高耐圧低損失といった優 れたスイッチング特性を有している.素子を薄くすること ができ,また熱伝導率が高いので冷却装置の簡略化や高温 での安定動作が期待できる.SiC デバイスのスイッチング 特性の飛躍的向上により MS を不要としたエキシマレー ザー駆動用パルスパワー電源が登場するのもそう遠くない 将来であろう.スイッチング回路の負荷軽減のために昇圧 回路、パルス圧縮回路やパルス整形回路等をいじくり回す 電源屋にとっては回路が単純化する寂しさはあるが SiC 等の新しい半導体材料の進展によってパルスパワー発生技 術やその応用技術も新たな段階に入るのではなかろうか. 現在はかなり高価であるが SiC デバイスの普及が促進され ればコストダウンへの期待も持てる.

本章で紹介した資料の一部はギガフォトン株式会社,株 式会社明電舎,株式会社末松電子製作所からご提供頂いた ものを利用させて頂きました.ここに謝意を表します.

参考文献

- [1] W. Partlo et al., Proc. SPIE No.2440, 90 (1995).
- [2] H. Mizoguchi et al., Proc. SPIE 2726, 831 (1996).
- [3] 佐久川貴志: プラズマ・核融合学会誌 79,15 (2003).
- [4] T, Sakugawa *et al.*, IEEE Transactions on Plasma Science, 42, 794 (2014).
- [5] H. Akiyama et al., Bioelectrics (Springer, 2016) 389.
- [6] 佐久川貴志他:プラズマ·核融合学会誌 81,350 (2005).
- [7] 高田育紀: プラズマ・核融合学会誌 81,367 (2005).
- [8] G.A. Mesyats, PULSED POWER (Springer, 2005) 338.
- [9] http://www.meidensha.co.jp/products/industry/prod _04/prod_04_02/index.html
- [10] http://www.gigaphoton.com/ja/products/excimerlaser/arf-immersion/gt63a
- [11] S. Gnapowski *et al.*, IEEJ Trans. Fundamentals and Materials, 133, 198 (2013).
- [12] 杉山祐樹 他:静電気学会誌 41,274 (2017).
- [13] S.J. Beebe et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 30, 286 (2002).
- [14] H. Ishizawa et al., IEEE Trans. Plasma Sci. 43, 1093 (2015).
- [15] W.S. Melville, Proc. Inst. Elec. Eng. Radio Section 98, 185 (1951).

小特集 パワー半導体を利用した高繰り返しパルスパワー電源の進展

5. おわりに

5. Summary

江 偉 華
JIANG Weihua
長岡技術科学大学
(原稿受付日:2018年3月5日)

高繰り返しパルスパワー電源は、スイッチングデバイスの性能と回路方式の進化によって、現在も進歩し続け ている.スイッチとしての半導体パワーデバイスについて、炭化ケイ素に代表される新材料の登場は、パワーエ レクトロニクスだけでなくパルスパワーにとっても大きな変革をもたらすに違いない.これらの半導体材料に基 づく新しいデバイスは、電力容量、スイッチング速度、動作環境などの面で、パルスパワー電源の性能向上に大 きく寄与し、電源の応用範囲を広げると期待される.

一方,回路方式について,磁気パルス圧縮 (MPC) や LTD, MARX などの回路トポロジーが更に多様化し,こ れらの組み合わせも可能である. 半導体パルスパワー電源回路のモジュール化の傾向は一層強まり,量産に向け た電源回路の標準化も視野に入るだろう. さらに,波形制御とエネルギー効率を重視しながら,立ち上がり時間 とパルス幅の短縮が今後の課題となる. また,制御がアナログからデジタルへ移行し,複雑なロジック機能を持 たせた "スマートパルスパワー"をめざすことも期待できる.

高繰り返しパルスパワーの応用分野は、光源から始まり、その後材料、加速器、環境、生物・医療などへと広範囲の拡がりをみせている.これからも電源性能の向上と伴に更に高度な役割を担うことができ、科学技術の最前線から日常生活の隅々まで活躍すると期待したい.

Nagaoka University of Technology, Nagaoka, NIIGATA 940-2188, Japan

20 50 0



う江 盧 菙

長岡技術科学大学原子力システム安全工学専 攻教授. 1991年長岡技術科学大学大学院エネ ルギー・環境工学専攻修了.工学博士.長岡技 術科学大学工学部助手, 講師, 助教授, 准教授

を経て2007年より現職. 主な研究分野は、パルスパワーの発生 と応用,パルス粒子ビームの発生と応用,大電力マイクロ波の 発生と応用. 2014年から IEEE Fellow.



岡村勝也

高エネルギー加速器研究機構教授. 1980年大 阪大学工学研究科大学院博士前期課程終了. 同年(㈱東芝入社. 2005年高エネルギー加速器 研究機構に採用. 2016年4月より現職. 趣味は ランニング.フルマラソンのベストタイムは3時間31分だ

が、最近は4時間切りも難しくなっている.



高木浩一

岩手大学理工学部教授.専門は高電圧パルス パワー・プラズマ工学. かみなりキノコなど の研究が「世界を変える100人の日本人」、「お はよう日本」、「夢の扉」、「所さんの目がテ

ン」などで取りあげられ、ときどき農学部宛ての郵便物が舞い

込む. 著書は「農学概論」,「高電圧パルスパワー工学」,「電 気数学」,「電気回路教室」,「はじめてのエネルギー環境教 育」など20冊.小中高校への出前授業は年約40回.こども科学 館のサイエンスショーも担当.趣味は登山.過去にモンブラン (4,811 m), エベレストベースキャンプ (5,350 m) などの登山 歴があるが,現在はメタボ対策.



さくがわたかし

1989年3月九州大学大学院総合理工学研究科 修了.同年4月㈱明電舎入社.主としてリソグ ラフィー用高繰り返しパルスパワー発生装置 の研究開発,高出力気体レーザーの研究に従

事. 2004年10月より熊本大学地域共同研究センター助教授,現 在は熊本大学パルスパワー科学研究所教授.博士(工学).最 近はワイドバンドギャップパワーデバイスを用いたスイッチ ングモジュールの開発および医療設備向けパワーモジュレー タの研究開発とバイオ応用の研究を行っている. レーザー学 会,応用物理学会,電気学会,静電気学会,IEEE 会員.