

多段積み重ね式高電圧半導体スイッチのための 自己給電型 DC/DC コンバータ基板の開発

DEVELOPMENT OF SELF-POWERED DC-DC CONVERTOR FOR MULTI-STAGE STACKABLE HIGH-VOLTAGE SEMICONDUCTOR SWITCH

中山響介^{#,A)}, 森均^{A)}, 徳地明^{A)}, 古川和弥^{B)}

Kyosuke Nakayama^{#,A)}, Hitoshi Mori^{A)}, Akira Tokuchi^{A)}, Kazuya Furukawa^{B)}

^{A)} Pulsed Power Japan Lab. Co. Ltd. (PPJ)

^{B)} SANKEN, Osaka Univ.

Abstract

In recent years, the increase in the withstand voltage of semiconductor switch elements has led to the development of high-voltage semiconductor switch devices composed of stacked PCBs, in which plural semiconductor elements are connected in series. Since each stage of the stacked PCB floats at a high potential, the power feeding to the control circuit is generally insulated from the grounded external power supply. However, feeding power to control circuits floating at several tens of kV or higher has difficult problems such as partial discharge, deterioration of insulator, and failure of electronic components due to intense noise. As a solution to these problems, we have developed a self-powered DC/DC convertor PCBs that is connected in parallel with each stage of the semiconductor switch PCBs and supplies control power by shunting from the main circuit to be switched on. Size of the PCB is 150 x 85 mm, and the input voltage range is 1.0 to 3.0 kV. The maximum output power is 10 W at a constant voltage regardless of the input voltage. It also has a function to output gate signals from optical-fiber input. In the Research Laboratory for Quantum-Beam Science, SANKEN, Osaka University, the 10 PCBs were installed in a 10-stage semiconductor switch, and it was confirmed that the circuit can switch about 20 kV at a rate of 10 Hz as replacement of a thyatron. The total operation time has exceeded 370 hours up to now.

1. 背景・目的

加速器を代表とした数十 kV を超える高電圧を扱う回路では、大電力の開閉や機器の保護を目的として従来からサイラトロンやイグナイトロンなどの放電管類が用いられており、他に代替品がないことからそれらは今でも広く用いられている現状がある。しかし、それら放電管は大型、寿命が短い、単価が高い、動作が不安定、高繰り返し動作が不可能などといったデメリットを多く併せ持っている。これに対して、近年それらを半導体に置き換える動きが活発化しはじめた。これによりそれらデメリットの多くを解消することが期待されている。

ところでそのような高電圧を半導体で扱う場合、多数の素子を直列に接続して耐圧を確保してやる必要が出てくる。そうした場合、一般的にはスイッチングの高速性からゲート電圧制御型半導体が使われるが、このゲート入力信号を制御するための制御回路(ゲート回路)を直列接続の各段に設ける必要がある。各段の基準電位はその1つ下の段の電位に浮くため、アース基準の外部電源から直接給電することはできない。そこで、従来はその外部電源と高圧に浮いた場所の間に、その段の出力電圧に匹敵するような耐圧を持った絶縁システムが必要であった(Fig. 1a)。しかし、数十 kV 超のレベルで浮いた回路へこの手法を使おうとすると絶縁設計にデメリットを生じてしまうことが多い。例を挙げると、より高い電圧に対して絶縁するには空間距離や沿面距離を長く取らなければならない、サイズアップやひいてはコストアップの要因に

なる。また、絶縁を担う部分で部分放電が発生する可能性が高くなる。これが起こると、絶縁物の劣化が進んだり放電ノイズが回路に乗ったりして装置が故障してしまうことがある。

我々はこれらの問題を解決するため、ゲート回路への自己給電方式を考案した(Fig. 1b)。自己給電方式とは、印加された高圧から分流・降圧してゲート回路の動作電圧を生成する方式を指す。つまり降圧比の大きなDC/DC コンバータと考えて差し支えない。この方式であれば、浮いた回路に並列に接続して使用でき、前述した出力電圧相当の絶縁は不要となる。これを直列接続で使用できるようにすれば絶縁システムからの代替が可能となる。しかし、実際に設計・試作した2直列回路で動作試験を行った結果、基板間の分圧が均等にならないことが判明した。この原因を探ると、入力電圧を上げていったときの入力電流が、回路内の市販 DC/DC コンバータ入力の定電力特性によってある電圧から減少してしまうためだった(Fig. 2a)。この特性では I が同じ値を示す点が2つ存在し、そこで分圧が安定してしまう可能性がある。これを踏まえて、我々は入力電流 I-入力電圧 V のグラフが正の傾きを持つような特性を持つ回路の開発を行った(Fig. 2b)。

2. 自己給電方式の回路動作と方法

今回考案した回路を Fig. 3 に示す。

回路は大きく分けて定電流制御(CC)部、定電圧制御(CV)部、スイッチ部、1000 V-DC/DC コンバータの4つに分けることができる。

[#] nakayama@myppj.com

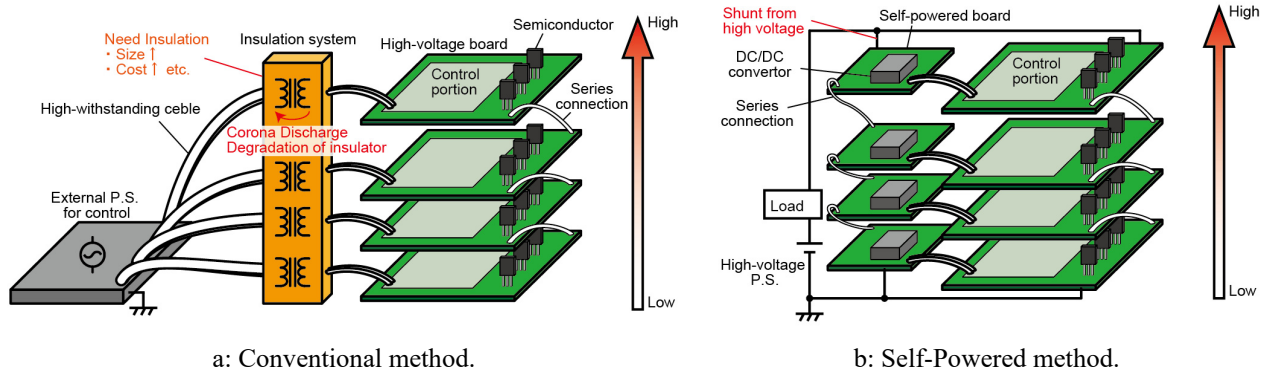


Figure 1: Power supply method for the control circuits.

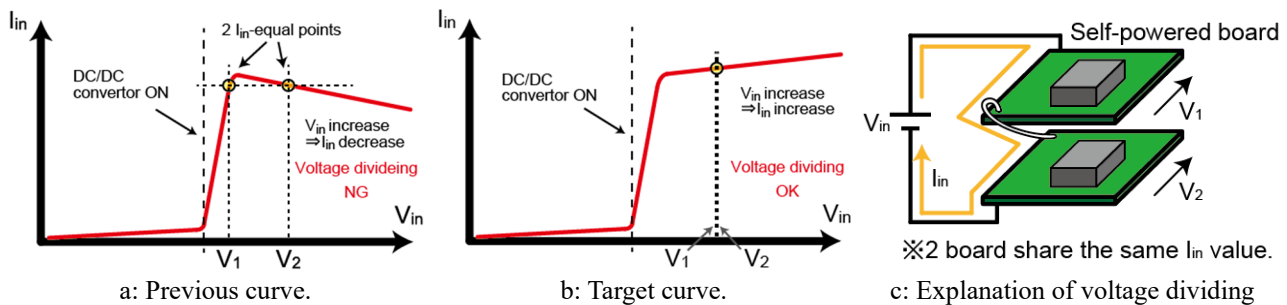


Figure 2: Wave models of Input current(I_{in}) vs. Input voltage(V_{in}) characteristics of DC/DC converter.

まず CC 部は FET M1 に流れる電流が一定になるように弱く制御し、その電流を 1000 V-DC/DC コンバータに供給する役割を持つ。「弱く」と表現したのは、僅かに変化を許して I-V 特性に正の傾きを与えることを意味する。ツェナーダイオード Z1 と FET M1 のゲート、R2 のループにキルヒホッフの第二法則より、ゲート(G)-ソース(S)間には(ツェナー電圧 V_{Z1})-(R2 での電圧降下 V_{R2})の電圧 V_{GS} がかかることが分かる。これによりドレイン電流 I_{DS} が流れ、 V_{R2} が増加する。すると先の式より G-S 間電圧 V_{GS} が減少し、 I_{DS} も減少する。このフィードバックにより電流 I_{DS} はほぼ一定となる。

次に、CV 部はコンデンサ C2 の電圧 V_C が一定になるように制御し、その電圧を DC/DC コンバータに供給する役割を持つ。 V_C の値は R3 と R4、ツェナー Z2 の電圧 V_{Z2} とで決まる。 V_r の値が V_{Z2} を少し超えたあたりで FET M2 の G-S 間に V_{GS2} がかかり始める。すると FET M2 にドレイン電流 I_{DS2} が流れ始め、 V_r が増加するのを防ぐ。このフィードバックにより電圧 V_C はほぼ一定となる。

最後に、スイッチ部は V_C がある任意の電圧 V_{DD} に達した時、1000 V-DC/DC コンバータに電流を入力し、負荷に給電を開始するスイッチの役割を持つ。これは DC/DC コンバータが入力に定電力特性を持っており、低い電圧から昇圧しながら動作させてしまうと入力電流の変動が大きくなりすぎるためである。 V_{DD} は高い方が入力電流(スイッチ全体から見ると漏れ電流)を減らせるため良い。

試作段階において、本回路を使用することで I-V 特性に正の傾きを与えることができた[1]。入力電圧 V_{in} が増えた時、1000 V-DC/DC コンバータへの入力電圧および電流は制御で一定のまま、Z1 の特性で I_{in} が増加し、その増加分は M2 へと流れていくためだと推測される。

3. 基板の作製とその仕様

本基板は、前章の回路を、大阪大学 産業科学研究所 量子ビーム科学研究所施設 内の「クライストロンモジュレータ用半導体スイッチ電源[2]」に応用すべく作製された。本電源は 10 段構成の半導体スイッチ電源で、サイクロトロン の代替えとして最大 25 kV, 6 kA で使用されている。1 段あたりに 2 枚のゲート基板を左右に有しており、そのそれぞれに給電およびゲート信号を伝送してやる必要があった。

以上の仕様を満たす、前章の回路を基に設計・作製された基板を Fig. 4 に示す。また、その仕様を Table. 1 に示す。今回は 10 段分の 10 枚を作製した。

最小入力電圧は 1.0 kV だが、実際には 0.9 kV を少し超えたところで回路のスイッチ部がオンし、ゲート基板に給電を開始するように設定している。この電圧をスイッチング開始電圧と定義する。最大約 12 mA の入力電流は、半導体スイッチ電源の漏れ電流に相当する。

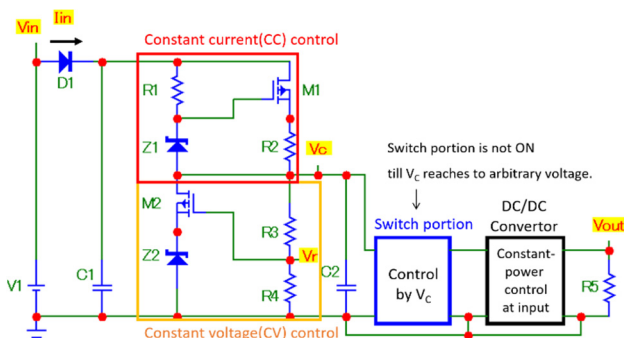


Figure 3: Circuit of self-powered DC/DC converter.

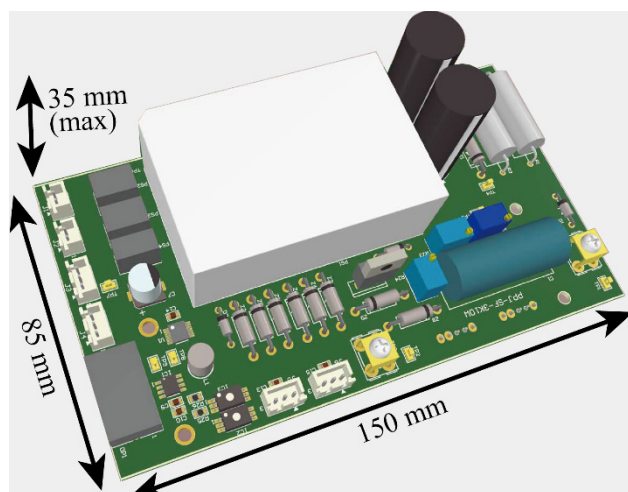


Figure 4: Appearance of the designed PCB.

Table 1: Specification of the PCB

Parameter	Contents
Input	1.0~3.0 kV, 10~12 mA
Output	3 W, 5 V x2 1 W, 5 V x1
Efficiency	Approx. 28 % (Load: 90 % of rating)
Error detection	Has 2 TTL line
Input signal	Duplex optical communication
Output signal	Same-timing 2 TTL line

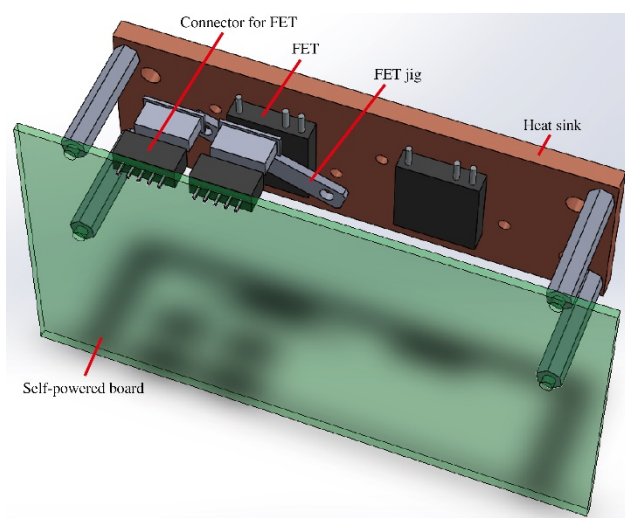


Figure 5: Mounting example of the PCB and FETs on the heat sink.

I-V 特性のグラフは後述する。出力は給電用の 3 W, 5 V 電源を 2 つ、ゲート伝送用およびエラー信号受信用の 1 W, 5 V 電源を搭載する。効率は V_{in} に半比例して低下し、最低約 28 %である。つまり、自己給電基板の FET は V_{in} が高い場合に発熱が大きく冷却が必要になる。阪大の電源では半導体スイッチをヒートシンクに取り付け、ファンで強制空冷を行っている。今回はこれを利用して FET をヒートシンク上に外付けし、FET と基板とはコネクタで接続した(Fig. 5)。その他、基板にはエラー検出機能があり、左右 2 枚のゲート基板からの TTL 信号を送信元

に返す仕様となっている。ゲート信号は双方向光ファイバで入力し、ゲート出力は TTL で同タイミングの 2 信号を左右それぞれに伝送する。

各段の分圧は基板付属のポテンショメータで最初に調整する必要がある。また、本基板に初めて通電した時は、ゲート基板へ給電が行われるまでに数秒間かかる。

以上から、漏れ電流、高圧電源の電力の余裕、各 FET の放熱等の制約を満たす半導体スイッチ電源のみに本基板を応用することができる。出力電力や通信規格は適宜カスタマイズ可能である。

4. 試験方法

本開発の目的は I-V 特性に正の傾きを持たせることだった。よって 10 枚の基板について、負荷を実際のゲート基板 2 枚として個別に 0~2.5 kV を印加し、その時の入力電流 I_{in} をシャント抵抗 100 Ω で測定し、I-V 特性を評価する。ここで、 I , V は Fig. 3 の I_{in} , V_{in} を示し、測定もその箇所で行う。なお、10 枚のスイッチング開始電圧および I-V 特性の各値がなるべく同じになるように調整してから測定を行った。最後に 10 枚を直列に接続し、実際の負荷をかけた条件にて各段の電圧分担を測定する。

5. 結果: I-V 特性および分圧の測定

10 枚の個別の I-V 特性を Fig. 6 に示す。

最大でも 700 V までしか印加していなかった試作段階 [1]からは大幅に V_{in} を上げて試験を行ったが、それでも I-V 特性が目的の正の傾きを持つことを確認することができた。また、なるべく特性が重なるように調整したとは言え、基板 10 枚の特性は非常によく一致するものとなった。なお、スイッチング開始電圧は 900~910 V だった。

次に、10 段積み構成を半導体スイッチ電源の実機に組込み(Fig. 7)、約 20 kV, 10 Hz で出力した時の各段の分圧を測定した結果を Fig. 8 に示す。

電圧分担は 3 本の高圧プローブで下から 3 段目, 6 段目, 10 段目の 3 点を測定した。各段での電圧はそれぞれおよそ 6 kV, 12 kV, 20 kV であり、N 段目の電圧が 2 [kV/段] x N [段目]となっていることが分かる。ここから、分圧は均等であると判断した。10 段に 10 kV を印加して差動で 1 段ずつ測定したこともあるが、最大でも他の段との差は百数十 V に留まり、分圧的には十分許容内の数値であることが分かった。

さらには、2021 年 6 月初旬から 7 月末までで、総運転時間は 370 時間以上を記録していることから、ゲート基板への給電を長期的に安定して行えることが実証出来た。

6. 結論・展望

本開発の目的は、多段積み重ね式半導体スイッチのゲート回路への新しい給電方法を提案すること、およびその実現のために DC/DC コンバータを直列接続した際に均等に分圧されるよう、I-V 特性に正の傾きを持たせることだった。

開発・試験の結果、定電流制御部、定電圧制御部を組み合わせた回路を利用して各段回路の I-V 特性に正の傾きを持たせることに成功し、直列動作時の分圧が均等になることを実証した。そして実用化の側面においても総運転時間 370 時間以上の間安定して動作することを

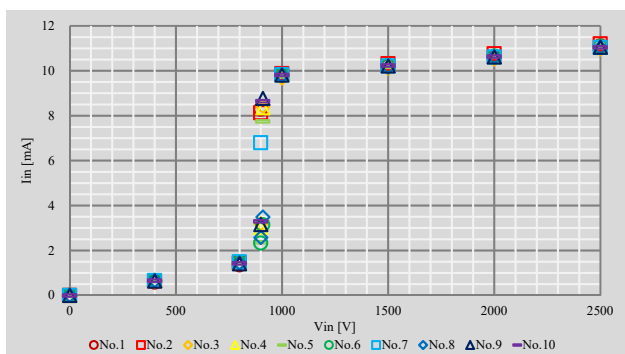


Figure 6: I_{in} - V_{in} Characteristics of the 10 PCBs.

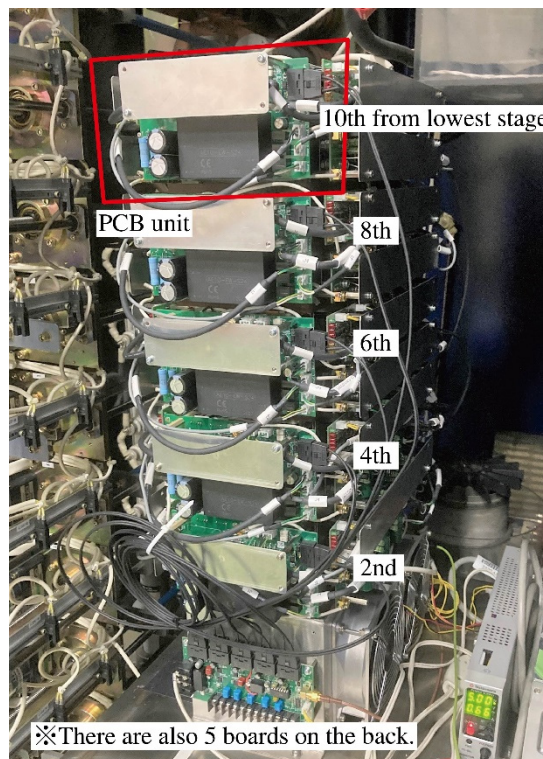


Figure 7: Mounting of the 10 PCBs on the 10-stages semiconductor switch P.S.

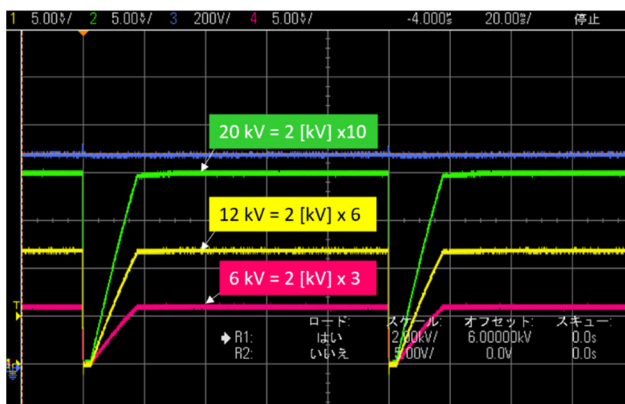


Figure 8 : 20 kV, 10 Hz Output waves with the semiconductor switch P.S. Green: Output voltage at 10th from lowest stage, Yellow: 6th stage, Red: 3rd stage.

実証した。

謝辞

本基板の実用化に当たって、基板の採用および実機運転でご協力いただいた、量子ビーム科学研究施設の皆様に深く感謝いたします。

参考文献

- [1] K. Nakayama *et al.*, “ゲート回路用自己給電型高電圧 DC/DC コンバータの開発”, Proceedings of the 17th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, September 2 - 4, 2020, Online; https://www.pasj.jp/web_publish/pasj2020/proceedings/PDF/WEPP/WEPP50.pdf
- [2] K. Furukawa *et al.*, “クライストロンモジュレータ用半導体スイッチの開発と性能評価”, Proceedings of the 12th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, August 5-7, 2015, Tsuruga, Japan; https://www.pasj.jp/web_publish/pasj2015/proceedings/PDF/THP0/THP061.pdf