

J-PARC 加速器用大電力クローバー回路用半導体スイッチ

DEVELOPMENT OF SEMICONDUCTOR SWITCHES FOR HIGH-POWER CROWBAR CIRCUITS FOR J-PARC ACCELERATOR

小野礼人^{#, A)}, 高柳智弘^{A)}, 不破康裕^{A)}, 篠崎信一^{A)}, 植野智晶^{B)}, 堀野光喜^{B)},
杉田萌^{A)}, 山本風海^{A)}, 金正倫計^{A)}, 生駒直弥^{C)}, 徳地明^{C)}

Ayato Ono^{#, A)}, Tomohiro Takayanagi^{A)}, Yasuhiro Fuwa^{A)}, Shinichi Shinozaki^{A)},
Tomoaki Ueno^{B)}, Koki Horino^{B)}, Moe Sugita^{A)}, Kazami Yamamoto^{A)}, Michikazu Kinsho^{A)},
Naoya Ikoma^{C)}, Hiroaki Kamezaki^{C)}, Hitoshi Mori^{C)}, Akira Tokuchi^{C)}

^{A)}J-PARC/JAEA, ^{B)}NAT Corporation

^{C)}Pulsed Power Japan Laboratory Ltd.

Abstract

At J-PARC, an ignitron is used for the crowbar device of the klystron power supply for high-frequency acceleration of a linear accelerator. Ignitron uses mercury and is expected to be discontinued in the future. Therefore, we designed a semiconductor crowbar switch for short-circuit protection of klystron using a MOS gate thyristor. We have manufactured an oval-type board module that realizes an operating output of 3 kV, 40 kA, and 50 μ s per board. For the control power supply to each board module assuming a high voltage of 120 kV, we adopted a self-power supply method that creates a control power supply with a high-voltage DCDC converter from the voltage shared and charged by each board module. It was possible to confirm the operating performance on a 1/2 scale (60 kV, 40 kA) against the voltage of the existing equipment (120 kV, 40 kA). The output test result will be reported. We also studied a test circuit to confirm the operating performance in a higher voltage range.

1. はじめに

J-PARC[1]では、直線型加速器の加速用高周波を増幅する真空管型高周波増幅器(クライストロン)電源[2]の短絡保護装置(クローバー装置)[3]に水銀整流器(イグナイトロン)を用いている。イグナイトロンは、世界的に使用が制限されている水銀を使用しており、将来的に製造中止が見込まれる。そこで、大電力半導体素子(MOSゲートサイリスタ)を用いたイグナイトロン代替用の半導体クローバー装置を開発している[4-9]。本研究では、基板1枚当たり、3 kV、40 kA、50 μ sの動作出力を実現するオーバル型基板モジュールを開発した。本基板モジュール40枚を直列に積み重ねることで代替スイッチとして必要な定格120 kV、40 kAを出力する。

基板モジュールへ制御電力を供給する方法として、高電位となった基板ごとに高圧トランスを使用した場合、トランスの設置場所や部分放電(コロナ放電)対策を考慮する必要があり現実的ではない。そこで本基板モジュールには、高圧トランスを使用せず、各基板モジュールに分担充電される電圧(3 kV)から高圧DCDCコンバータで制御電圧を作り出す自己給電方式を採用した。本試験では、この基板モジュール20枚を20直列で積み重ね、定格出力(120 kV、40 kA)の電圧に対して60 kV(定格電圧120 kVの1/2スケール)での動作性能を確認することができた。その出力試験結果について報告する。また、今後実施予定である3/4スケール(90 kV、40 kA)および定格出力(120 kV、40 kA)での動作性能を確認

[#]onoayato@post.j-parc.jp

するにあたり、超高圧試験回路の検討を行った。

2. 半導体クローバースイッチ

2.1 基板モジュール概要

パワー半導体素子には、IXYS製MOSゲートサイリスタMMIX1H60N150V1(1.5 kV/11.8 kA at 10 μ s)を使用した。半導体素子単体の定格電圧は1.5 kVであり、印加電圧3 kVに対し、単回路の素子構成を3直列(4.5 kV:電圧裕度67%)とした。40 kAの電流を確保するため、この単回路を16並列とした。これにより、半導体素子単体に流れる電流は40 kA/16並列=2.5 kAとなり、クローバー装置用に試算した耐パルス電流5.3 kA(50 μ s)[5]に対し47%の電流裕度がある。

○基板モジュール1枚当たり仕様 3 kV/40 kA/50 μ s
素子構成:3直列16並列(48素子)

○定格(全体構成時)120 kV/40 kA
素子構成:120直列16並列(1920素子)

基板モジュールの制御電力は、自己給電方式によって得る。高圧DCDCコンバータにて3 kVから7.5 Vを、低圧DCDCコンバータで7.5 Vから5 V(制御駆動用)、-5 V/20 V(ゲート駆動用)を作る。モジュール基板1枚の回路ブロック図をFig. 1に、モジュール基板制御電源供給系ブロック図をFig. 2に示す。

2.2 試験概要

基板モジュール10枚を直列接続にて積み重ねた、スイッチユニットの外観をFig. 3に示す。また、基板モジュール直列10段積みのスイッチユニットを2段直列とし、基板モジュール20枚での直列接続にて、出力確認試験を行った。

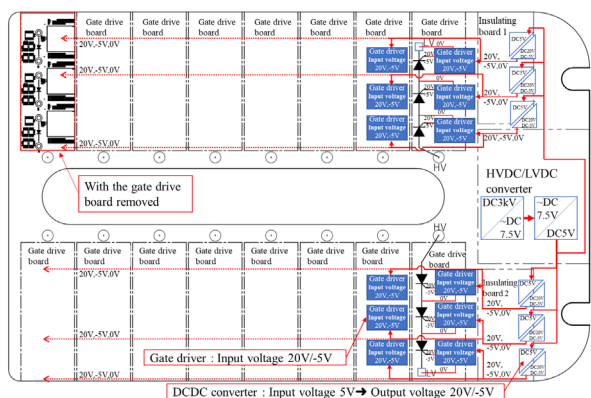


Figure 1: Circuit block diagram of main SW board.

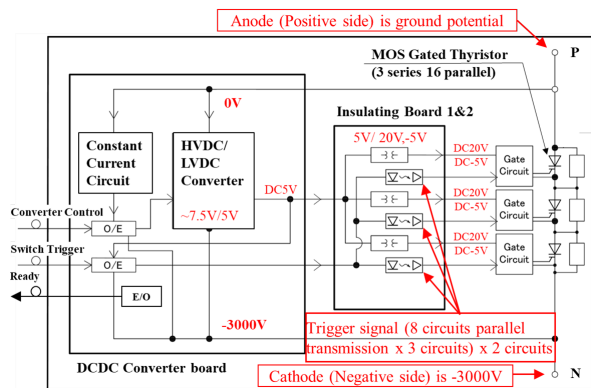


Figure 2: Power supply system block diagram.

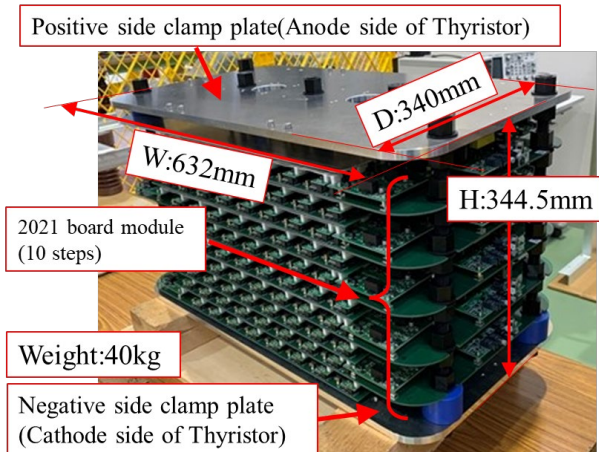


Figure 3: Appearance of serially stacked boards.

2.3 直列 20 段積み試験

2.3.1 充放電試験

基板モジュール 20 枚を直列 20 段積みとし、-60 kV 充電での充放電試験を行った。直列 20 段積み試験回路を Fig. 4 に、試験全景を Fig. 5 に示す。-60 kV 充電器より充電抵抗を介しコンデンサ (6.45 μ F) に充電する。放電時に放電電流 (クローバー電流) が反転しないように制動抵抗とコンデンサと回路インダクタンスを調整している。

2.3.2 出力電流波形

-60 kV 充放電時の 20 段積み基板モジュールの出力

電流波形を Fig. 6 に示す。本試験回路条件における出力ピーク電流は 16.3 kA となっている。-60 kV 充電時、40 kA を出力する場合、コンデンサや制動抵抗を Fig. 4 の数倍の規模にする必要があり、本試験では出力電流を抑えた試験条件としている。40 kA の定格電流での動作確認は、10 段積み充放電試験で確認できている[10]。

2.3.3 並列電流分担測定結果

Figure 4 における回路定数では、-50 kV 充放電時に出力電流は 14.4 kA を出力する。Figure 7 に基板モジュール上の 16 並列回路の並列分担電流を測定した各接触ポスト(#1~#8 と#9~#16)の位置を示す。最も低圧側 (GND 電位) の基板モジュールの 16 並列回路の各接触ポストに 16 本のログスケーコイルを取付け、16 並列回路の並列分担電流を同時測定した。14.4 kA 出力時に対する各接触ポストの分担電流割合の結果を Table 1 に示し、電流分布グラフを Fig. 8 と Fig. 9 にそれぞれ示す。14.4 kA 出力時に 16 並列回路が均等に分流した場合の 6.25 % (14.4 kA/16 並列回路=0.9 kA=6.25 %) に対し、測定結果は+7.48 %~-3.22 %の範囲となった。スイッチユニットを 2 段直列した際の並列分担電流の最大値は 1.88 kA (13.7 % at #8) となり、接触ポスト#8 に電流が大きく偏っており、これを定格電流 40 kA に換算した場合、40 kA/14.4 kA \times 1.88 kA=5.22 kA となり、クローバー装置用に試算した MOS ゲートサイリスタの耐パルス電流 5.3 kA (50 μ s) [5] に対して許容範囲となっているが、電流裕度 (デイレートイング) が取れなくなっている。また、#1~#8 の接触ポストの分流合計値と#9~#16 の接触ポストの分流合計値を比較すると 63.6 %対 36.4 %と#1~#8 側に電流が偏っている。これらの電流の偏りについては、スイッチユニットの両側をクランプしている金属板 (以後クランプ板: 電極の役割も担う) への GND の接続位置が要因であると推測できる試験結果を得た。接触ポスト#8 に電流が大きく偏った際のクランプ板への GND 接続位置を Fig. 10 に示す。Figure 10 において、#7 (#10) の下部に GND 接続していた。このため元々分流が大きい傾向にある電流ポストの端部に当たる接触ポスト#8 が、GND の接続位置が近くなることにより回路インダクタンスが他と比べ低くなる状態が発生し、さらなる電流の偏りが誘発したと考えられる。それを検証するために、GND 接続位置を中心位置から線対称となる#2 (#15) の下部に GND 接続し、同じく 14.4 kA 出力時に対する 16 回路の分流確認を行った。GND 接続位置は Fig. 11 に示す。その結果を Table 2 に示し、電流分布グラフを Fig. 12 と Fig. 13 に示す。接触ポスト#1~#8 および#9~#16 それぞれの電流分布グラフにおいて、GND の接続位置を変えることにより、電流分布グラフの形が左右逆転した結果が得られた。また、#1~#8 の接触ポストの分流合計値と#9~#16 の接触ポストの分流合計値を比較すると 62.5 %対 37.5 %と#1~#8 側に電流が偏っている傾向は変わらなかった。この二つの結果から、クランプ板へ GND や他のスイッチユニットへの直列接続時は、各電流ポストへの回路インダクタンスの影響を考慮する必要があることが分かった。しかしながらこの結果は、電流ポストの端部

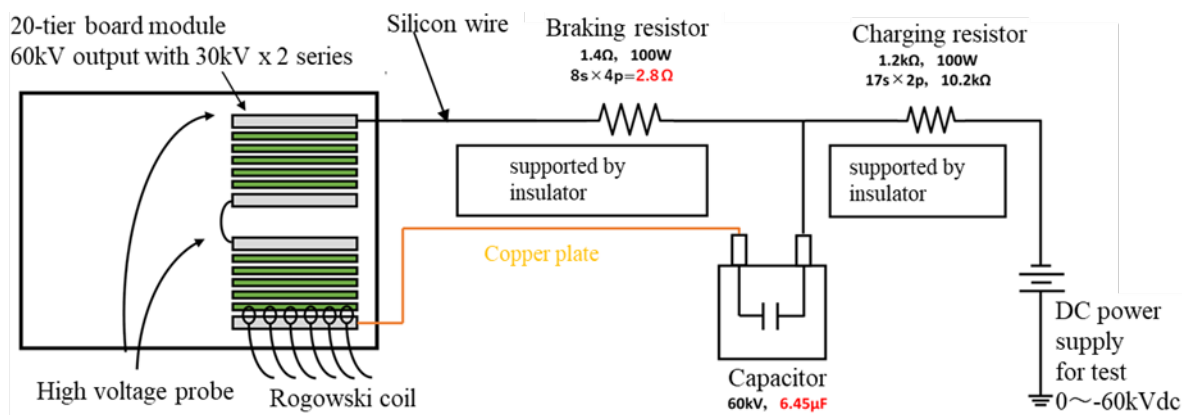


Figure 4: 20 stack test circuit.

(Figs. 8-9 の赤点線部分: #1、#8、#9、#16) の分流値が均等値よりも大きくなる傾向[8, 9]に対して、打開策となる可能性が考えられる。分流が大きい端部と分流が小さい中心部の回路インダクタンスを、接続端子部構造により回路インダクタンスを調整することができれば、分流の偏りを打ち消すことができると考えられる。今後、追加の試験を行い、適切な回路インダクタンスを導き、接続ポストの分流均等化を検討する。

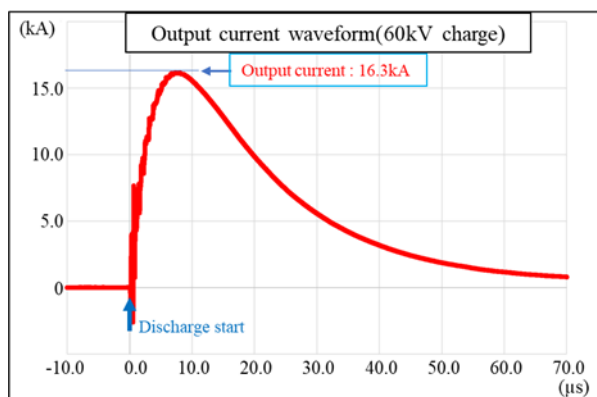


Figure 6: Output current waveform (60 kV charge).

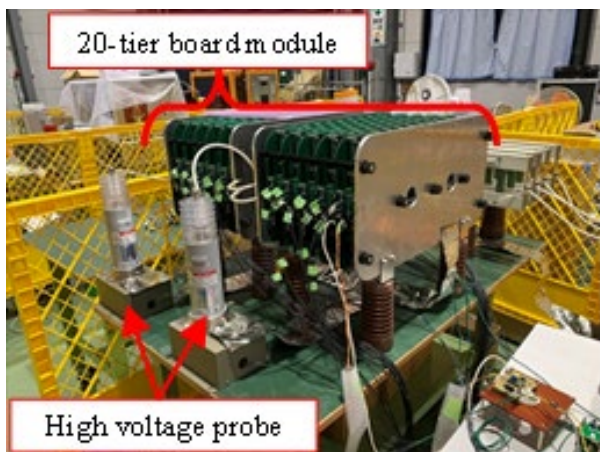


Figure 5: 20 stack test settings.

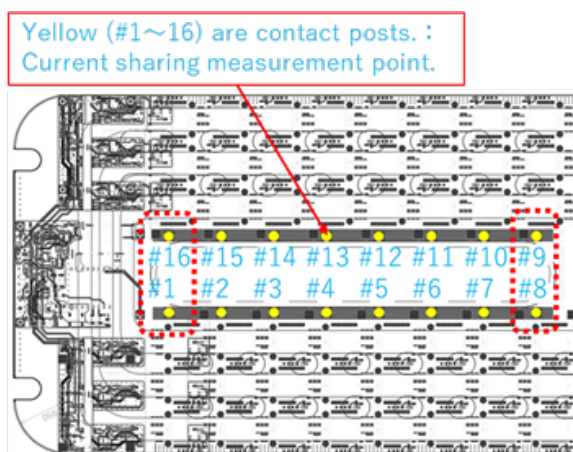


Figure 7: Current sharing measurement point.

Table 1: Current Sharing Measurement Result

Contact post #	#8	#7	#6	#5	#4	#3	#2	#1	#1-8 sub total		Max	Min
Connect GND to the bottom of #7(#10)	13.7%	9.2% GND	8.2%	7.7%	6.3%	5.6%	5.4%	7.4%	63.6%		13.7%	5.4%
Contact post #	#9	#10	#11	#12	#13	#14	#15	#16	#9-16 sub total	total	Max	Min
Connect GND to the bottom of #7(#10)	8.3%	4.8% (GND)	4.1%	3.5%	3.6%	3.0%	4.2%	4.8%	36.4%	100.0%	8.3%	3.0%

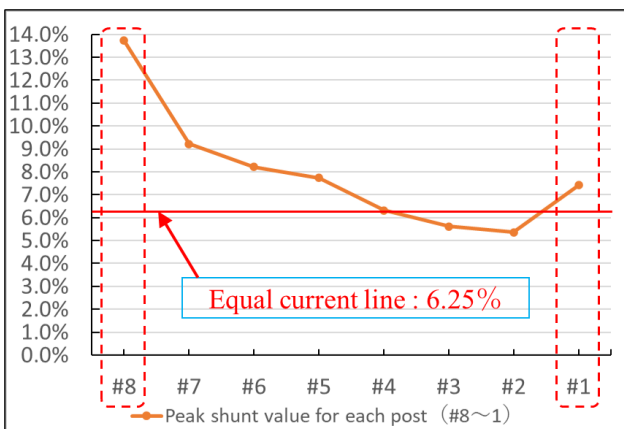


Figure 8: Current distribution of contact posts (#8~#1).

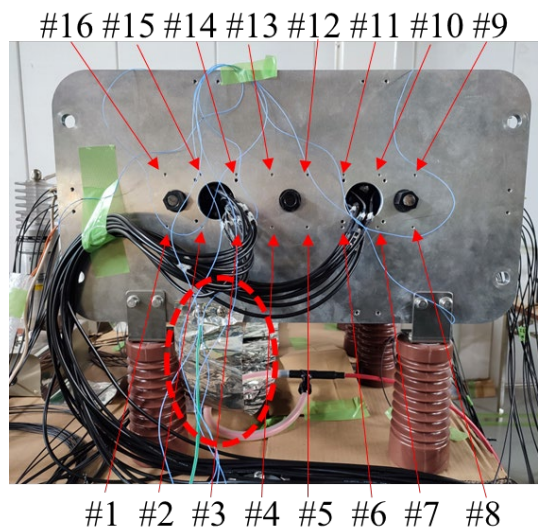


Figure 11: Connect the GND connection position to the bottom of #2 (#15) that is symmetrical from the center position.

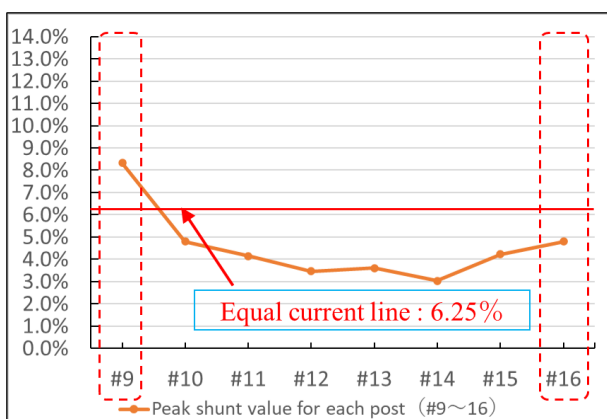


Figure 9: Current distribution of contact posts (#9~#16).

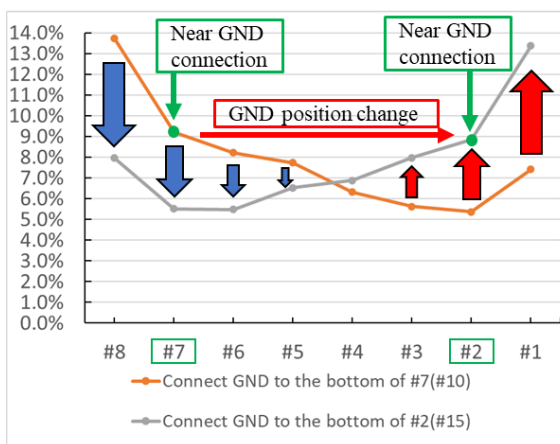


Figure 12: Current distribution of contact posts (#8~#1).

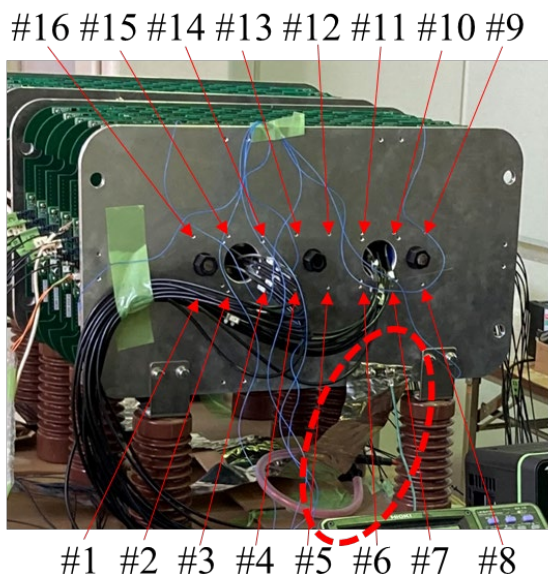


Figure 10: Location of GND connection to clamp plate when current is heavily biased on contact post #8.

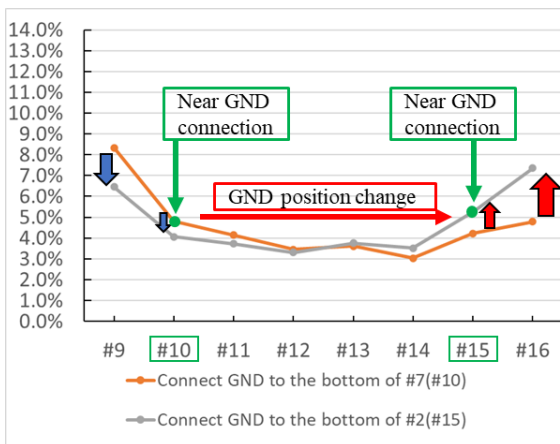


Figure 13: Current distribution of contact posts (#9~#16).

Table 2: Current Shunt Measurement Result after Connecting GND to the Bottom of #2 (#15)

Contact post #	#8	#7	#6	#5	#4	#3	#2	#1	#1-8 sub total		Max	Min
Connect GND to the bottom of #2(#15)	8.0%	5.5%	5.5%	6.5%	6.9%	8.0%	8.8% GND	13.4%	62.5%		13.4%	5.5%
Contact post #	#9	#10	#11	#12	#13	#14	#15	#16	#9-16 sub total	total	Max	Min
Connect GND to the bottom of #2(#15)	6.5%	4.1%	3.7%	3.3%	3.8%	3.5%	5.3% (GND)	7.4%	37.5%	100.0%	7.4%	3.3%

Table 3: Power Supply Overview

クライストロン用高压電源 テストスタンド	カソード直流高压電源			コンデンサーバンク			クローバ盤			断路器
	無負荷時 最大電圧	運転時 最大電圧	最大 負荷電流	静電 容量	定格電圧 /無負荷時最大電圧	直列 抵抗	イグナイトロン	クロー バー 動作時間	放電装置	
クライストロンテストスタンド (#13)	DC-120kV	DC-110kV	200A	28.8μF	DC-110kV / DC-120kV	3Ω	7703EHVNP : 5 本	6μs以内	制限抵抗5.5kΩ	DC120 kV
RFQテストスタンド (#0)	DC-90kV	DC-80kV	30A	10.8μF	DC-120kV	6Ω	NL-35391 : 6本	6μs以内	制限抵抗5.5kΩ	同上

3. 超高压試験設備の検討

3.1 超高压試験設備の概要

現状のオフラインでの試験設備では、充電電圧の最大が-60 kV であり、その際の最大出力電流は 16.3 kA (Fig. 6 参照)となっている。各スイッチユニット(基板モジュール 10 段)にて定格電流 40 kA の動作確認を行っているが、-60 kV 充電にて定格電流 40 kA を出力するためには場合、コンデンサの容量と制動抵抗を数倍にしなければならない。また今後、定格電圧-120 kV での充放電試験を行う際は、現状の 2 倍の電圧の充電器(自己給電回路を駆動できる電流 (Min.20 mA 以上)も必要)と数十倍のコンデンサと制動抵抗やコンデンサに溜まった電荷を安全に放電する放電設備(接地器)が必要となる。最終的には、J-PARC リニアックにある既設クライストロン用高压電源(#1~12)での使用を想定しており、実機実装動作確認を検討している。既設クライストロン用高压電源(#1~12)には、クライストロンをテストするためのクライストロン用テストスタンドがあり、クライストロン用高压電源(#13)が設置されている。また、RFQ テストスタンドに RFQ 用クライストロン高压電源(#0)が設置されている。この 2 つのテストスタンドの電源スペックの確認を行い、今度の実施する定格出力(-120 kV/40 kA)確認を行うための試験回路の検討を行った。各テストスタンドのクライストロン用高压電源の概要を Table 3 に示す。

3.2 クライストロン用テストスタンドについて

現状の回路インピーダンスでは、最大電流は 30 kAp となっている。40 kAp を流すためには回路インピーダンス等の調整(下げる)が必要となる。コンデンサが流せるピーク電流は、1 台当り 10 kAp(150 μs)であり、8 並列となっているため、トータル電流 80 kAp となり 2 倍ほどの電流裕度がある。

3.3 RFQ 用テストスタンドについて

-90 kV までの充放電試験が可能であるが、機器が古いこと経年劣化を考慮し印加電圧値を決める必要がある。現状の回路では、コンデンサバンクの静電容量が小さいことと直列抵抗が 6 Ωと大きいこと、出力電流のバ

ルス幅とピーク値が規定値まで上がらないと予想される。こちらも回路インピーダンスの調整が必要となる。コンデンサのピーク電流値も確認する必要がある。

3.4 超高压試験設備のまとめ

両テストスタンドともに断路器があり、クライストロンを切り離し無負荷での試験可能である。また、放電装置もあり安全にコンデンサバンクの電荷を放電できる。カソード直流高压電源も自己給電回路を駆動するに十分な負荷電流を有している。定格電流 40 kA の動作確認を行うためには、回路インピーダンスの調整が必要となる為、検討が必要である。特に RFQ 用テストスタンドについては、製作からかなり時間が経っており、経年劣化による絶縁不良が発生する可能性が高くなっていると懸念されるため、十分に耐電圧に余裕を持った印加電圧を選択することが必須である。

4. まとめ

3k V/40 kA 基板モジュールを直列 20 段積みにした構成で、-50 kV/14.4 kA での並列電流分担測定の評価を実施し、クランプ板へ GND や他のスイッチユニットへの直列接続時は、各電流ポストへの回路インダクタンスの影響を考慮する必要があることの知見を得た。この知見は、並列パルス回路の並列電流分担の偏りの原因を究明し、さらに並列電流分担の均等化に向けて礎となった。

また、J-PARC リニアックにある 2 つのテストスタンドでの定格出力(-120 kV/40 kA)試験の可能性を見いだすことができた。

今後は、並列分担電流の均等化を検討し、実証確認を行っていく。さらに、本基板モジュールの直列段積み上げ数を 20 段から 30 段に増やし、定格 3/4 スケールの 90 kV 充放電を行い、より高電圧領域での出力動作の確認を行っていく。最終形態(-120 kV/40 kA)での動作確認試験を、テストスタンドを用いた評価試験も行う予定である。

謝辞

開発に協力頂いた、リニアック RF グループの皆様および回路シミュレーションを行っていただいた高エネルギー

ギ一加速器研究機構 小田航大氏に深く感謝する。

参考文献

- [1] <http://j-parc.jp/c/index.html>
- [2] M. Kawamura *et al.*, “J-PARC リニアック用クライストロン電源システムの現状 2013”, Proceedings of PASJ2013, SAP061.
- [3] M. Kawamura *et al.*, “UHF クライストロン電源の大電力試験”, Proceedings of the 18th Linear Accelerator Meeting in Japan, Tsukuba, 21-23 July 1993, pp202-205.
- [4] T. Takayanagi *et al.*, “パワー半導体を用いたキッカー用パルス電源とイグナイトロン代替スイッチの開発”, Proceedings of PASJ2019, THOH02.
- [5] A. Ono *et al.*, “J-PARC 加速器用イグナイトロン代替半導体スイッチと新キッカー電源の開発”, Proceedings of PASJ2019, WEPH038.
- [6] H. Mori *et al.*, “イグナイトロン代替半導体スイッチの開発”, Proceedings of PASJ2019, WEPH007.
- [7] H. Kamezaki *et al.*, “イグナイトロン代替半導体スイッチ実用基板の評価”, Proceedings of PASJ2020, WEPPP39.
- [8] A. Ono *et al.*, “J-PARC 加速器用イグナイトロン代替半導体スイッチの開発”, Proceedings of PASJ2020, THPP45.
- [9] A. Ono *et al.*, “J-PARC クライストロン短絡保護用半導体クローバースwitchの開発”, Proceedings of PASJ2021, THP015.
- [10] A. Ono *et al.*, “大電力クローバースwitch回路用半導体スイッチ”, Proceedings of PASJ2022, TUP038.