

実用化に向けた半導体を使用した MARX 型クライストロンモジュレータの評価

EVALUATION OF A MARX-TYPE KLYSTRON MODULATOR USING SEMICONDUCTORS FOR PRACTICAL APPLICATION

中山響介^{#, A)}, 徳地明^{A)}

Kyosuke Nakayama^{#, A)}, Akira Tokuchi^{A)}

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

Abstract

We have developed a MARX-type klystron modulator using semiconductors of SiC-FET. This modulator outputs 145 kV/120 A pulses with a width of 8 μ s and a repetition frequency of 200 Hz. The MARX circuit is used to cut out pulses of 10 kV/1800 A from built-in main capacitors, then a transformer boosts it to 145 kV. In this report, we evaluate actual values against target specifications, such as flatness and stability of the pulses. In addition, we summarize results of a break-down test of the FET as a preliminary test to guarantee stopping safely in a case of a load short circuit.

1. 導入

近年、パワー半導体の目覚ましい発展により、多くの分野で高電圧・大電流電源の次世代機が開発されている。しかしながら、加速器分野においてはその特殊性とニッチ性からパワー半導体への代替があまり進んでいない。例としてクライストロンモジュレータを挙げると、パルス生成部にはコンデンサとコイルのみから成るパルスフォーミングネットワーク(PFN)が、大電力スイッチには真空管の一種であるサイクロンが現役で使用されていることが多い。クライストロンとは、荷電粒子を加速させるための大電力マイクロ波を発生する機器で、用途によりいくつか種類が存在する。その一種であるパルス型クライストロンは高電圧パルスモジュレータ(電源)をエネルギー源とする。この電源は主に充電器、PFN、サイクロン、トランスで構成され、一般的に PFN とサイクロンで数十 kV のパルスを作り、トランスで数百 kV オーダまで昇圧してクライストロンに印加する(Fig. 1a)。

本開発は、その内の PFN およびサイクロンを半導体 MARX 回路に置き換える目的で進められた(Fig. 1b)[1]。これには数多くのメリットが存在し、小型化、長寿命化(維持コスト低下)、高繰り返し化だけでなく、波形制御性の向上が期待できる。順を追って説明する。PFN は多数の大きく重いコンデンサとコイルで構成されており、絶縁距離確保のために空間充填率が悪い。また、サイクロンは別途付帯電源が必要になる他、スイッチング可能な回数が少なく(寿命が短く)、ジッタが大きく、入手性が悪く高価で、数百 Hz 以上の高繰り返し動作に向かない。

それに対して、半導体 MARX 回路は比較的小さいコンデンサと基板の積み重ねで構成され、部品の集約度も高い。また、半導体を使用することで半永久的に使用でき、高繰り返し化にも対応できる。加えて、FET や IGBT などの自己消弧可能な素子を使用すれば、パルス平坦部のドロップ補償[2]や任意の波形の生成[3]、ショット毎の電圧可変[4]など、複雑な制御も可能となることが実証されている。

2. MARX 回路の動作原理

使用する半導体 MARX 回路は主にメインコンデンサ、充電 FET、放電 FET から成る基板を複数段積み重ねて構成される。動作手順として、まずは充電 FET を ON して全段のメインコンデンサを並列充電する。次に放電 FET を ON し、全段のコンデンサを直列につなぎ変えて放電する。これにより(充電器の出力電圧)*(段数)の電圧を持ったパルスを出力することが可能となる。以上の原理からも分かるように、MARX 回路は非常にシンプルで高い拡張性を持つ。充電器の電圧は出力電圧の数分の一~数十分の一以下で良く、市販の電源で済むことが多い。

3. 設計仕様

本電源の目標仕様値を Table 1 に示す。充電器は市販の 1200 V 電源を負極性で使用し、MARX を 9 段に設定することでトランス一次側の出力を-10 kV とした。それを昇圧比 1:15 のトランスに印加し、クライストロン電圧の目標値である-145 kV を作る。クライストロン電流は 120 A で、これとトランスの昇圧比から MARX の定格電流値は 1800 A となる。パルス幅は平坦部が 8 μ s 以上でその平坦度は 2%以下、安定度は 1%以下とする。繰り返し周波数は 200 Hz とした。なお、充電器の台数を増やせば 400 Hz までアップグレード可能である。以上から、出力可能な最大平均電力は 72 kW となるが、実際はクライストロンの定格に制限されることに注意されたい。

外観の写真を Fig. 2 に示す。モジュレータは制御ユニット、MARX ユニット、トランスユニットで構成される。制御ユニットは MARX ユニットと絶縁されており、光ファイバのみで接続される。高圧ステーションはシールドルームになっており、外部からのノイズの侵入を抑制する。集束コイルはトランスユニットの上に固定でき、クライストロンはその上から挿し込む構造を採用した。トランスユニットと集束コイル、クライストロンのみ水冷が必要である。

[#] nakayama@myppj.com

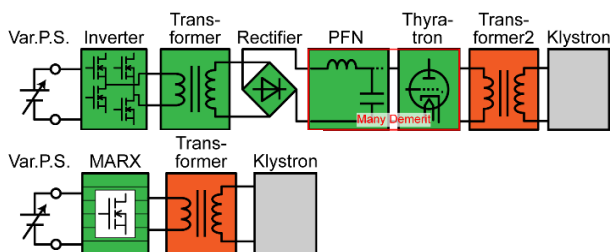


Figure 1: Comparison of a Klystron-modulator circuit. From top, (a) Conventional. (b) Developed.

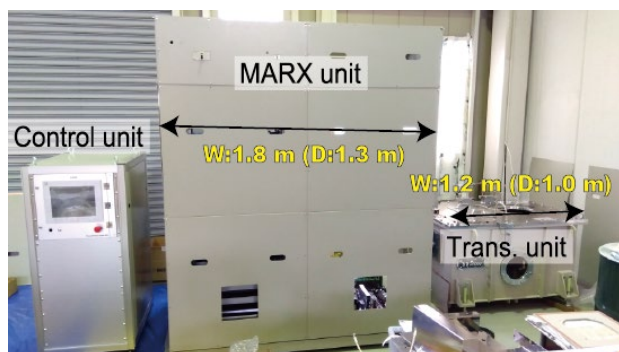


Figure 2: Exterior of modulator. From left, Control unit, MARX unit, Trans. unit.

Table 1: Target Specifications

Item	Target value
Charging voltage	-1200 V
Number of stacks	9
MARX output voltage & current	-10 kV / 1800 A
Trans. output voltage & current	-145 kV / 120 A
Rising time	< 2 μ s
Pulse width (flat area)	> 8 μ s
Flatness in the flat area	< 2%
Stability in the flat area	< 1%
Repetition rate	200 Hz

4. 出力波形

4.1 MARX ユニット単体

トランスユニットを接続せずに MARX ユニット単体で模擬負荷に 200 Hz で出力した時の波形を Fig. 3a に示す。充電電圧が 1190 V の時、約 10 kV / 1870 A のパルスが得られた。一見、2 章で説明した原理とは出力電圧の計算が合わないように思えるが、実際にはダイオードの順方向電圧や充電抵抗による電圧降下が影響するため、このように理想からは少し低い電圧となる。我々の手持ちには十分な定格電力を持った抵抗がなかったため、模擬負荷に水抵抗を使用した。水抵抗とは、水道水に金属の電極を二枚沈め、電極間の距離と面積、電極間の水温で抵抗値が決まるものを指す。約 1 時間の連続運

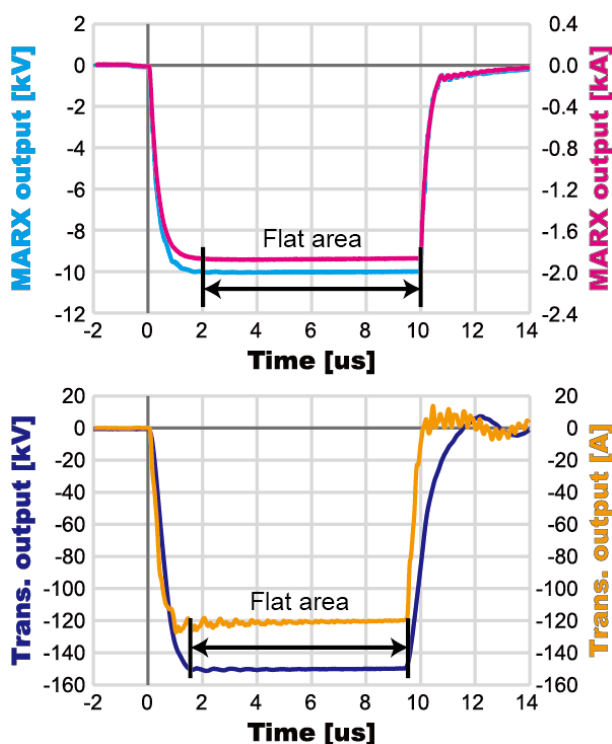


Figure 3: Output waves. From top, (a) MARX output, (b) Trans. output.

転の結果として、平坦部約 8 μ s における平坦度は 0.4% 未満、電圧/電流の安定度は 0.8% 未満だった。水抵抗の性質上、負荷抵抗値があまり安定せず、MARX ユニット単体の試験結果は参考値としての評価に留めた。なお、FET のゲート ON 時間は 10 μ s とした。

4.2 MARX ユニット+トランスユニット

二つ目に、トランスユニットを接続してクライストロン(実負荷)に対して 1 Hz で出力した波形を Fig. 3b に示す。充電電圧が 1170 V の時、約 150 kV / 120 A のパルスが得られた。想定よりも負荷抵抗値が高く、目標の 120 A を流すには電圧を少し高めに設定しなければならなかった。クライストロンは等価回路にするとダイオードと抵抗の直列回路と見なせるが、その抵抗値は電子銃部のヒータ温度や印加電圧などによって非線形に変化する特性を持つ。原因はまだ特定できていないが、まずは目標値を達成した。波形に着目すると、電圧・電流ともに立ち上がり直後にリップルが見られ、これはトランス二次側の浮遊容量が影響していると見られる。電流のリップルの方が大きいのは、電流測定点がトランス二次側の GND 側にあり、浮遊容量などを通る電流も測定されているためである。この波形の平坦度は 1.1% 未満だった。安定度については後述する。

4.3 様々な条件における平坦度

出力電圧および負荷抵抗値をパラメータとして各条件における平坦度を測定した。なお、負荷は固体の抵抗とし、すべての条件で各 1 サンプルずつの測定とした。結果を Table 2 に示す。まず全体の傾向として、負荷抵抗値が下がるほど平坦度は良化した。これは抵抗値が高いほどオーバーシュートが大きくなることに起因している。

また、出力電圧が上がるほど平坦度は良化した。これは印加電圧が高いほど抵抗値が下がるクライストロンの特性に起因していると考えられる。結果として目標の 2% を達成したのはおおよそ 1200 Ω より低い場合のみとなった。より広い範囲の負荷に対応するには、立ち上がりを鈍らせるなどしてオーバーシュートを抑制しなければならないことが判明した。

4.4 長時間運転(24 時間休みなし)

本電源全体の最後の試験として、実負荷にて定格 (145 kV, 200 Hz) で長時間運転を実施した。約 10 日間に渡る安定度の測定結果を Fig. 4 に示す。測定対象にはトランスの出力電圧ではなく電流(クライストロン電流)を採用した。これはトランスの出力電圧が外乱の影響を受けやすい容量性分圧器(CVD)で測定していたためである。測定箇所は平坦部のとある一点とした。波形を見ると、大きな段が 2 つ見られる。一つ目は MARX ユニットの外板をすべて閉めた時に、二つ目は MARX ユニットの冷却を強化した時に連動して発生した。電流の変化速度は遅く、これらの段は何らかの温度変化の影響だと見ているが、原因は掴めていない。しかし、段の前後で安定度に違いはなく、どちらも 0.3% 未満で目標値を満たした。ただし、十日目が終わる直前に一度アラームで停止することがあった。原因を調査すると、MARX 基板の一枚でねじの緩みがあり、基板上の制御回路で短絡している箇所が見つかった。短絡経路をなくすと復旧したことから、ファンなどの振動に長時間晒されたことが直接の原因ではないかと見ている。

5. FET 破壊試験

負荷が短絡した場合、保護回路で止めに行くまでの間に FET には大電流が流れることが想定される。この大電流に耐えることができるのかどうかを探るため、FET 一つに対して破壊試験を行った。具体的には、FET が破壊

されるのに必要なエネルギーを算出することを目的とした。負荷が短絡した時、トランスの一次側(MARX 側)からはトランスの漏れインダクタンスだけが見える状態になることから、試験回路の負荷にはそれに相当するコイルを用いた。なお、コイルの定数は FET 一個相当になるように調整してある。試験回路を Fig. 5a に、出力波形を Fig. 5b に示す。波形より、ドレイン電流は 250 A 付近で飽和し、ON 時間が約 7.3 us に達した時に約 1.75 J のエネルギーが入って故障したことが分かる。実際の MARX 基板では、この FET が 1 枚あたり 16 並列で使用されるため、換算すると約 4 kAp の電流を約 7 us まで流しても故障しないことになる。

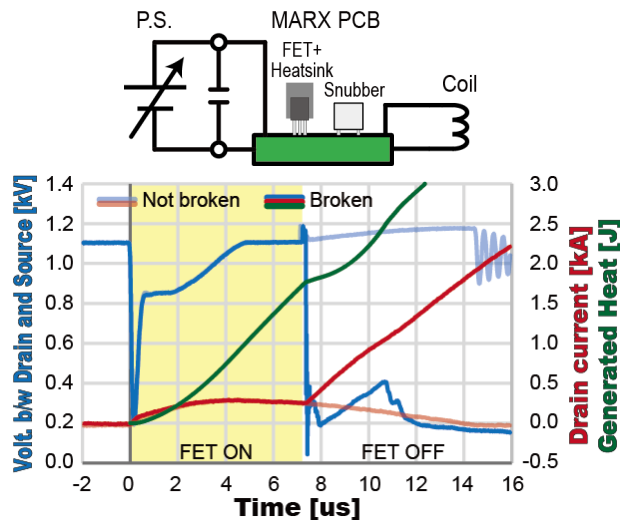


Figure 5: FET break-down test. From top, (a) Test circuit, (b) Output waves. Blue, red and green show voltage between drain and source, drain current and generated heat respectively. The waves plotted in light color show those when they had not been broken yet.

Table 2: Flatness in Various Cases [%]

Load [Ω]	Output Voltage [kV]					
	73	87	102	116	131	145
1100	1.04	1.02	0.91	1.01	1.01	0.91
1200	2.07	2.04	2.09	1.89	1.84	1.89
1390	4.43	4.38	4.51	4.23	4.34	4.25
1600	6.24	6.01	6.50	6.10	6.07	6.13

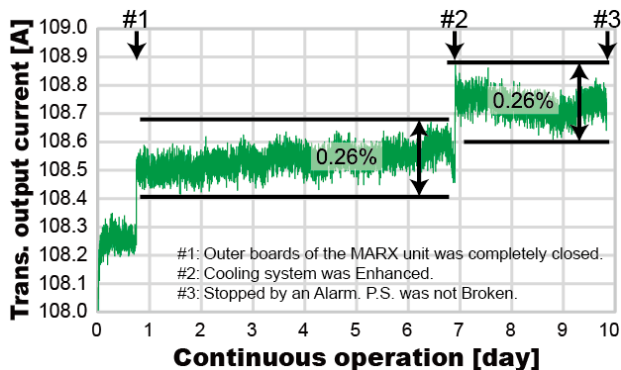


Figure 4: Stability in long-term operation with no breaks.

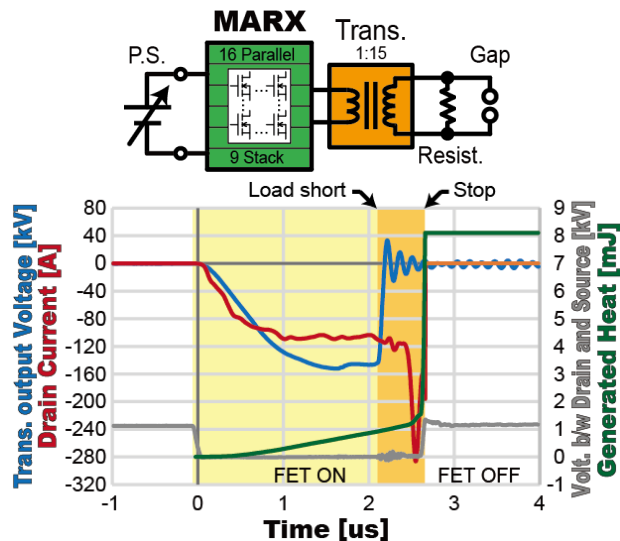


Figure 6: Load-short test. From top, (a) Test circuit, (b) Output waves. The transformer output voltage (blue) decreases while the drain current per FET (red) increases rapidly when the load short has occurred.

6. 負荷短絡試験

最後に、実際に負荷短絡を模擬する試験を行い、本電源が故障しないことを確認した。試験回路を Fig. 6a に示す。トランス二次側には定格負荷抵抗値に近い固体の抵抗を使用し、それに並列にギャップを接続した。ギャップは定格電圧 145 kV 付近で出力電流が安定した後で火花放電が起きるように距離を調整した。なお、試験は 10 回以上行った。結果の波形を Fig. 6b に示す。まずギャップは狙った通りのタイミングの約 150 kV で飛び、その時の FET 一個に流れるドレイン電流は約 110 A から約 280 A まで上昇した。これは基板全体に換算すると約 4.5 kAp になるが、短絡してから完全に停止するまでの約 1.1 us の間に FET で生じる発熱は約 8 mJ に留まった。これは FET 破壊時のエネルギーの 0.5%未満であり、明らかに故障しないことが実証された。

7. 結論

今回、我々は半導体を用いて開発したクライストロンモジュレータの実力を様々な試験で評価し、目標仕様の大部分を満たすことを確認できた。また、約 10 日間に渡って 24 時間運転可能なことが実証された。さらには、実際に起きれば非常に危険な状態になり得る負荷短絡試験でも安定して安全に停止することが分かった。

今後の展望として、最も重要視しているのが信頼性の

改善である。今回、長時間運転中に一度アラームで停止することが確認されている。長年使用されてきた従来技術の装置を半導体に置き換えるにあたって、長寿命化が最もメリットのある部分であると同時に、実績・経験の少なさから出てくる課題は少なからず存在すると考えている。

お客様により満足いただけるような製品を作るため、また、加速器用電源の進歩のため、今後も誠心誠意対応していく所存である。

参考文献

- [1] K. Nakayama, A. Tokuchi, "Development of MARX-type Klystron Power Source using Semiconductors", Proc. PASJ2023, Funabashi, Japan, Aug. 2023, pp. 516-518.
- [2] T. Takayanagi, A. Ono, "LTD SEMICONDUCTOR SWITCH POWER SUPPLY FOR J-PARC KICKER", Proc. PASJ2021, Takasaki (Online meeting), Japan, Aug. 2021, pp. 53-57.
- [3] J. Weihua *et al.*, "2. Pulsed Power Generation and Application Based on Pulse Adding of Linear Transformer Driver", J. Plasma Fusion Res. Vol.94, No.4 2018, pp. 192-196.
- [4] K. Nakayama, A. Tokuchi, "Development of a High-repetition, High-voltage and Bipolar MARX Generator", EAPPC & BEAMS 2022 PROCEEDINGS, Sept. 2022, pp. 294-297.