

# 高繰り返し・高電圧対応型 バイポーラ MARX 方式パルス電源の開発

## DEVELOPMENT OF A BIPOLAR MARX TYPE PULSE GENERATOR CORRESPONDING TO HIGH-REPETITION AND HIGH-VOLTAGE

中山響介<sup>#</sup>, 徳地明

Kyosuke Nakayama<sup>#</sup>, Akira Tokuchi  
Pulsed Power Japan Lab. Co. Ltd. (PPJ)

### Abstract

In recent years, demand for high-repetition and high-voltage pulsed power generator using semiconductors has increased in the field of industrial applications. Generally, to generate the high-voltage pulses using the semiconductors, it is necessary to connect many elements in series. However, it is difficult to achieve a uniform voltage sharing among the elements in simple series connection. And we have introduced a method called MARX circuit that can overcome the problem in principle. Furthermore, we have developed a pulsed power generator that can output arbitrary bipolar pulses by integrating the positive circuit and the negative circuit into a single print board.

### 1. 背景・目的

近年、両極性(バイポーラ)かつ高繰り返しの出力が可能な高電圧パルス電源の需要が高まっている。加速器向けの用途としては、クライストロン電源等の PFN の充電電源が、産業機器向けの用途としては、各種材料の加工処理に用いられる大気圧プラズマの点火電源等が代表的である。パルスパワー技術研究所では、それらの高電圧パルス電源に半導体を応用する技術を研究・開発している。

ところで、一般的に SiC 半導体素子を用いて 1.7 kVp を超えるような高電圧パルス電源を開発する場合、耐圧を確保するために多数の素子を直列に接続してやる必要がある。この使用方法の成立には、各素子間の分担電圧(分圧)が均一に揃うことが前提となるが、一般的には直列数が増えるほど難易度が上昇する傾向にある。

また、その問題もあって半導体電源の直接の出力電圧はあまり高くできず、パルストランスを使って昇圧するケースが多い。しかし、トランスの特性的に、1.0 μs 以下のパルス立上り速度を出すことができず、また、負荷に流す電流の数倍の電流が一次側(半導体)に流れることになり、並列数が増えてコストアップや横方向の大型化が懸念される。加えて、トランスを使ったバイポーラ電源ではコアの磁気特性によって正負対称のパルスを出力することが難しいという問題もある。

我々はこれらの問題を一通り解決することが期待される、高繰り返し・高電圧のバイポーラ MARX 方式パルス電源の開発に着手した。

### 2. MARX 方式の原理とバイポーラ化

MARX 方式の基本回路を Fig. 1(a)に示す。図は基板を 2 段積み重ねた時の回路を表しており、まず緑線の経路で両段のコンデンサを並列に充電する。次に、赤線の経路に沿って電流が流れるように FET3 をスイッチングし、

充電済みのコンデンサを直列接続に切り換え、負荷に(充電電圧)x(段数)の正電圧を出力する。この時、両段の FET4 を直列に繋いだ回路に負荷電圧がそのままかかる形になる。しかし、各 FET4 の分圧は各段のコンデンサの容量分圧に保証されて均一となる。

なお、今回はこの回路を容量性負荷に応用することを考え、MARX 回路のコンデンサに直列にコイルを入れている。これにより、負荷がコンデンサのみの場合、FET3 を ON すると理想的には負荷電圧が(充電電圧)x(段数)の 2 倍まで増幅され、その後 FET2 を ON すれば負荷に入ったエネルギーが薄緑線の経路に沿ってすべて MARX 回路のコンデンサに回生される。実際には回路の抵抗成分によって増幅率、回生率がともに低下し、回生後も負荷に電圧が残る。これを黄線の経路で接地する。

次に、バイポーラ化した MARX 回路を Fig. 1(b)に示す。基本回路との違いとして、FET が上下左右対称に配置されている。充電電圧の極性、充電電流の向きは基本回路と変わらないが、充電後に FET5 を ON すれば青線の経路に沿って負荷に負電圧を出力することができる。その後、FET6 を ON すればエネルギー回生が行える。

### 3. 開発の仕様目標

仕様目標を Table 1 に示す。特筆すべきこととして、1 段当たりの共振による増幅率を 1.7 倍としたのは、事前のバラック試験における経験値を反映したものである。

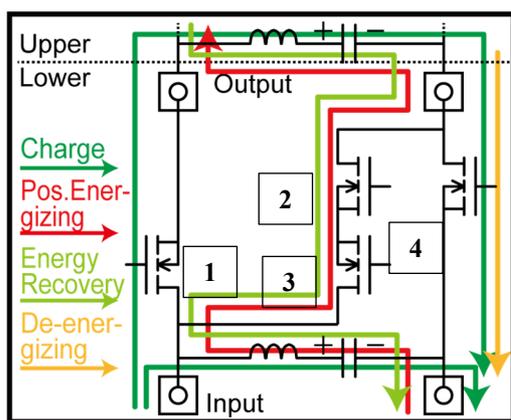
立上り・立下り時間  $t$  は LC 共振によって決定され、MARX 回路内のコイル  $L$  と負荷容量  $C$ 、段数  $n$  によって以下の Eq. (1)で表すことができる。

$$t = \pi\sqrt{nLC} \quad (1)$$

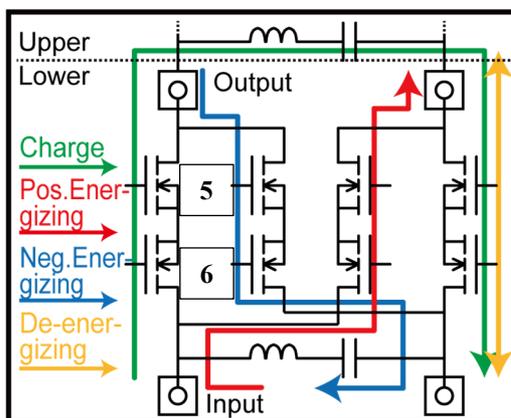
よって、 $C=2.5$  nF とすれば、 $t \leq 200$  ns とするには、1 段当たりの  $L$  を  $1.62/n$  [uH]以下にしてやる必要がある。

入力電力比は、MARX+共振方式の回路(Fig. 1(a))を従来方式の回路(Fig. 2)と比較した時の比率を意味する。仮に制御損を無視したとして、MARX+共振方式で負荷のエネルギーを回生し、負荷電圧  $V$  を半分まで下げられた

<sup>#</sup> nakayama@myppj.com



a: Standard circuit.



b: Bipolar circuit.

Figure 1: MARX circuit.

Table 1: Target Specification

Load capacitor	~ 2.5 nF
MARX chg. volt	~ +1.0 kVdc
Output peak current	Max. ±500 Ap
Output peak voltage	~±1.7 kVp/stack (Ex. 17k Vp/10 stacks)
Rise, Fall time	~ 200 ns
Frequency	~ 600 kHz
Input power ratio*1	Less than 25%

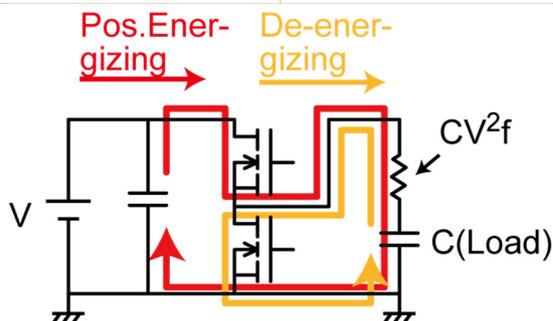


Figure 2: Conventional circuit.

\*1 This refers to the ratio of the input power to conventional circuit(Fig. 2).

とする。この時の入力電力  $E$  は負荷コンデンサに残ったエネルギーと等しく、

$$E = \frac{1}{2} C \left( \frac{1}{2} V \right)^2 f = \frac{1}{8} C V^2 f \quad (2)$$

となる。一方で、従来方式の回路での入力電力  $E_c$  は充電・放電抵抗の損失と等しく、

$$E_c = 2 \cdot \frac{1}{2} C V^2 f = C V^2 f \quad (3)$$

となる。 $E_c$  を基準とした時の  $E$  の比は、

$$\frac{E}{E_c} = \frac{1}{8} = 0.125 \quad (4)$$

となる。目標の達成には、回生で負荷電圧を約 71% 以下まで下げる必要がある。

#### 4. 試験方法

今回設定した試験目標は 4 つあり、一つ目が複数段の MARX 回路で理想に近い波高値の高圧パルスを出力すること、二つ目がバイポーラ動作を確認すること、三つ目がパルス毎の波高値変調を確認すること、四つ目が連続運転時の入力電力を測定することである。

一つ目は試作基板を 8 段積み重ねて単発で出力する。二つ目は 2 段構成において正極性、負極性のパルスを交互に出力する。三つ目は後述する。四つ目は主電源のメータから入力電流値を読み取り、充電電圧との積で入力電力を求める。

三つ目の波高値変調は、2 段構成において片極性のみの 1 倍・2 倍の出力をパルス毎に交互に出力できることを確認する。ここで、1 倍とは 2 段構成でありながら基板 1 段のみを出力することを意味する。具体的な出力方法を Fig. 3 に示す。両段は同じ基板から成り、基板上で同じ座標に位置する FET をすべて同時に ON すれば、両段分(2 倍)を出力できる(濃い青線)。一方で、水色線のように上段のコンデンサを通らないような経路で FET を ON すると、下段のコンデンサの分しか出力されず、1 倍の出力となる。従来は、マイクロ秒オーダーでの波高値の急変は複数の電源を併用しなければ実現困難であることから、これを確認することができれば MARX 方式電源はコストやサイズで大きなアドバンテージを得られる。

#### 5. 結果: 出力波形

一つ目の高圧パルスの出力波形を Fig. 4 に示す。8 段構成、1 kV 充電に対して波高値は約 14 kV(共振による増幅率 1.75 倍)を示した。立上り・立下りは約 140 ns で、回生後は約 3 kV(21%)まで電圧が低下した。エネルギー回生率は約 96% である。目標仕様の内 3 点は満たされた。

二つ目のバイポーラ動作の出力波形を Fig. 5 に示す。正負はおおよそ対称的で、繰り返し周波数を 166.7 kHz まで上げて問題なく動作した。ただし、正極側の波高値が約 10% 低く、これは電流の経路が正負対称でないことが原因だと考えられる。正極側の経路の方が長く、浮遊インダクタンスが大きくなり、共振コイルが支配的でなくなり、増幅度が落ちるからである。

三つ目のパルス毎の波高値変調の出力波形を Fig. 6 に示す。波高値は約 1250 Vp, 約 2500 Vp を示し、期待さ

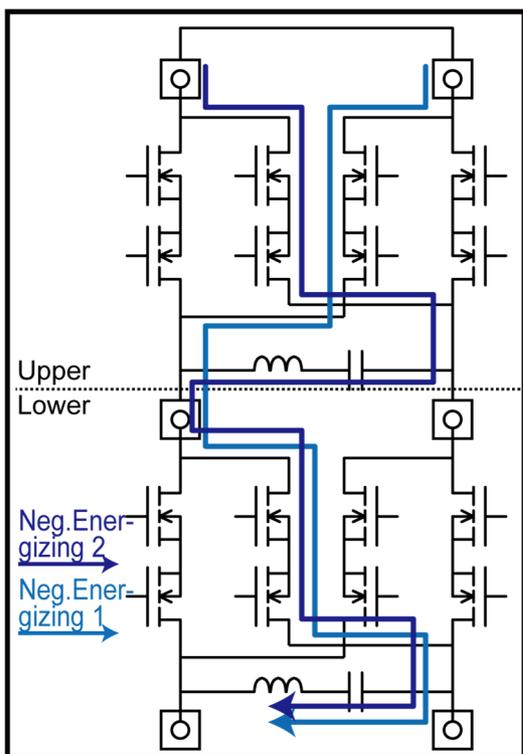


Figure 3: Current roots at voltage modulation for each pulse.

れた通りに 1 倍, 2 倍を交互に出力することができた。補足として、この変調の分解能は MARX の段数分のみとなり、細かい調整はできない。また、段数が増える毎に FET のゲート信号の組み合わせが複雑になり、用意しなければならない信号数が増えてしまう。

最後に、四つ目の入力電力の測定結果を Fig. 7 に示す。繰り返し周波数をパラメータとして入力電力  $P_{in}$  をプロットしていくと、多項式的な変化の遷移が伺えた。FET のスイッチング損等の制御損も含んでいながら、充電電圧 1 kV, 200 kHz 動作に対して約 240 W しか消費しなかった。波高値 1700 Vp として従来方式の消費(出力)電力  $P_{cout}$  を計算すると、

$$P_{cout} = CV^2f = 1.1 \text{ [kW]} \quad (5)$$

となり、 $P_{in}$  との比は、

$$\frac{P_{in}}{P_{cout}} = 0.218 \quad (6)$$

となる。これは目標仕様を満たす。実際は、従来方式の  $P_{cout}$  には制御損も入るため、 $P_{in}$  の比はより小さくなることが伺える。

## 6. 結論・展望

本開発の目的は、高繰り返し・高電圧のバイポーラ MARX 方式パルス電源を開発することだった。結果として、MARX に共振充電-エネルギー回生の技術を取り入れることによって飛躍的な効率 UP を図ることができた。その他、共振の増幅率、立上り・立下り時間など多くの目標仕様を上回る良い結果を得られただけでなく、パルス毎のマイクロ秒オーダーでの波高値変調技術の実機動作を確認することもでき、本電源の応用の幅が広がった。

次のステップとしては、更なる高繰り返し動作と大電流

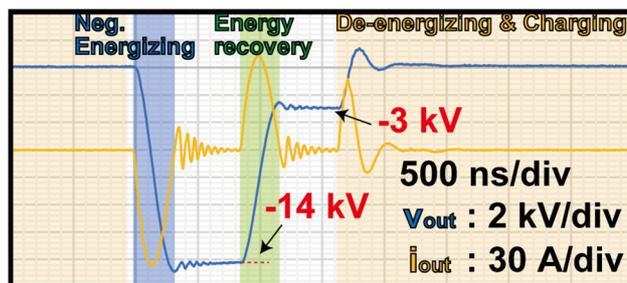


Figure 4: High voltage output.  $C_L=1.9$  nF. 8 stacks.  $V_{chg}=1$  kV. Blue: Output voltage, Yellow: Output current.

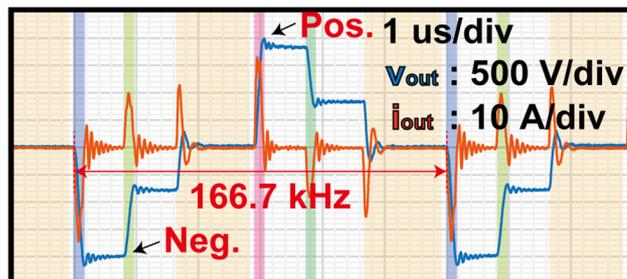


Figure 5: Bipolar output.  $C_L=1.9$  nF. 2 stacks.  $V_{chg}=500$  V.

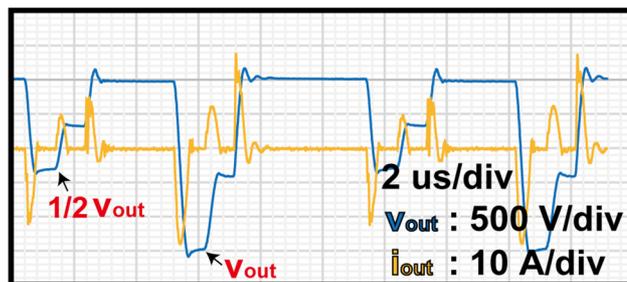


Figure 6: Variable voltage for each pulse.  $C_L=1.7$  nF. 2 stacks.  $V_{chg}=900$  V.

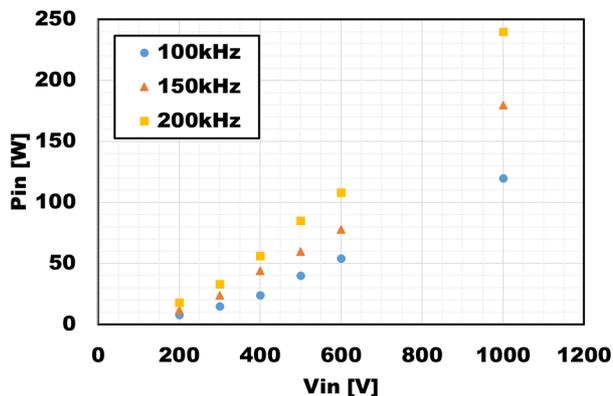


Figure 7: Input power[W] vs. Input voltage[V] at continuous operation for variable frequency.  $C_L=1.9$  nF. 1 stack.

化に向け、今回は考慮していなかった冷却の構造や素子の並列数を増やした時の出力への影響を評価していく予定である。