

小特集 半導体パルスパワー電源の現状と今後
～プラズマ研究をささえる半導体パワーデバイス～

5. サイリスタを用いた高繰り返しマルクスジェネレータ

前山 光明

(埼玉大学 工学部, 電気電子システム工学科)

High-Repetition-Rate Marx Generator Using Thyristor Switches

MAEYAMA Mitsuaki

Department of Electrical and Electronic Systems, Faculty of Engineering, Saitama University, Saitama 338-8570, Japan

(Received 28 January 2005)

The Static Marx Generator is a high-voltage impulse generator using semiconductor switches that borrow their simple trigger operation from the conventional Marx Generator. This commentary presents the principle of successive trigger operation, the high-speed and high-efficiency charging mechanism used in this Static Marx Generator circuit system, and the typical properties of the voltage amplification ratio, i.e. the rise time and charging efficiency.

Keywords:

impulse generator, marx generator, solid state switch, high repetitive operation

5.1 はじめに

マルクスジェネレータ(以後 MG)に代表されるインパルス電圧発生器は、電力用変圧器、遮断機などの絶縁破壊試験や、核融合研究関係では、大阪大の励電 IV 号、長岡技大の ETIGO-II に代表される大強度荷電粒子ビーム発生用電源の初段部の高電圧発生用として広く利用されている [1]. Fig. 1 に、その基本回路構成図を示す. 抵抗を通して複数のコンデンサを並列に充電し、最下段のスイッチを ON させると、上位のスイッチは自動的に ON し、コンデンサが瞬時に直列に接続され、段数を n 、充電電圧を E_0 とすると、 $-n \times E_0$ の高電圧が出力される. つまり、充電用電源の電圧は 出力電圧の $1/n$ ですみ、また、始動のトリガー動作が単純であるという特徴を持つ. また、MG は、出力電圧の立上り時間が数百 ns 程度であること、および、出力インピーダンスが比較的大きいということから、この後段に PFL (Pulse Forming Line) やパルス圧縮回路を付加し、目的の電圧電流波形を発生させる.

1 個の半導体素子の最大印加可能電圧は、10 kV を超えないため、数十 kV から数百 kV の出力電圧を得るためには、変圧器を利用するか、または、複数のスイッチを直列に接続して直接高電圧を発生することが考えられる. スイッチを直列接続するためには、各スイッチのゲート回路用電源の絶縁方法、始動信号の伝送方法を検討する必要がある.

以下に紹介する半導体化 MG では、従来の MG が持っている単純トリガー動作の原理を利用することで、トリガー回路部分を単純な回路構成で実現している. また、半導体スイッチの長寿命性を生かし、高効率短時間充電による高

繰り返し動作と、出力電圧の変可などの機能を備えた高性能 MG を目標として開発を行った.

5.2 半導体化 MG の回路構成および従属トリガー方式

Fig. 2 に示す 4 段の MG の回路図を用いて、初段のスイッチ Sw1 が ON したときの回路の動作を解析する. +HV で示される電源から各コンデンサに電圧 E_0 を充電すると、各スイッチ (Sw1~Sw4) の電極間にも、同じ電圧 E_0 が印加される. Sw1 を ON すると、b1 の節点電圧が 0V から $-E_0$ に変化し、負荷抵抗 R_L を通り、Fig. 2 に示す 2 つの経路を経由した電流 i_1, i_2 が流れる. この電流がコンデンサ間の抵抗に流れる結果、Sw2~Sw4 の電極間には

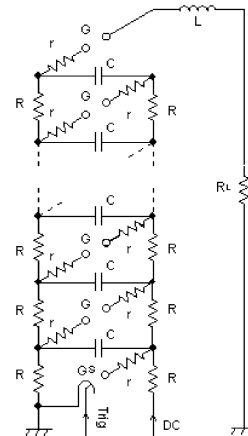


Fig. 1 Circuit of Marx Generator.

author's e-mail: maeyama@ees.saitama-u.ac.jp

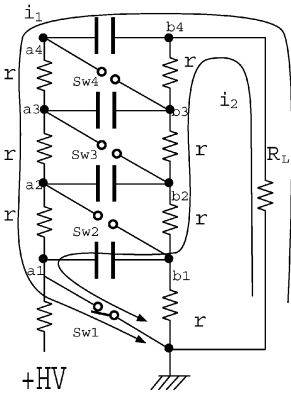


Fig. 2 Current paths flowing after Sw1 closed.

$$\begin{aligned} \Delta V_{sw} &= \frac{r}{(n-1)r + R_L} E_0 \\ &= \frac{1}{n-1} E_0 \quad ((n-1)r \gg R_L \text{ の場合}) \end{aligned}$$

の電圧変化が発生する。ここで、 n は MG の段数、 r はコンデンサ間の抵抗、 R_L は出力抵抗である。したがって、Sw1 を外部信号により ON させ、Sw2~Sw4 を、その結果発生するスイッチ電極間の電圧の変化を利用して動作させれば、従来の MG と同じ従属的なトリガー動作を実現できる [2]。

本半導体化 MG では、各段のスイッチとして、ON させるためのトリガー信号のみで動作するサイリスタを利用した。Fig. 3 にゲート回路の原理図を示す。コンデンサ C_c は、サイリスタのアノード-カソード間電圧 V_{A-K} から充電され、このゲート回路の電源の働きをする。また、コンデンサ C_d とそれにつながる抵抗により V_{A-K} の微分波形を作成し、単安定マルチバイブレータ (M.S.B.) を動作させ、サイリスタを確実に ON させるに十分な電圧・電流および時間幅のゲート信号を発生させる。

5.3 半導体化 MG の動作試験

1 段あたり 2kV、12 段の MG を作成し、前節で示したトリガー方式の動作を実験で確認した。Table 1 は、作成した MG で用いた素子およびパラメータである。Fig. 4 は、Sw1 および Sw2 のサイリスタのゲート信号波形 V_G である。 $t = 0$ s で 1 段目のサイリスタを動作させた後、約 0.8 μ s 後に 2 段目のゲート電圧波形が 3 μ s の幅で発生した事が確認でき

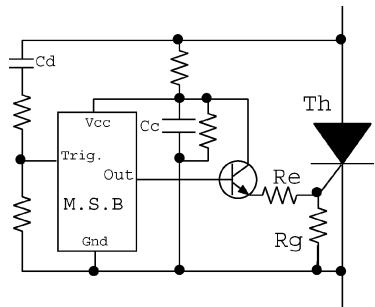


Fig. 3 A basic figure of a gate circuit.

Table 1 Used elements and its rated values.

サイリスタ	78RT200	2200 V / 1300 A
C	0.1 μ F	2.5 kV
M.S.B	C-MOS 4538B	
r/R_L	39 k Ω / 1 k Ω	

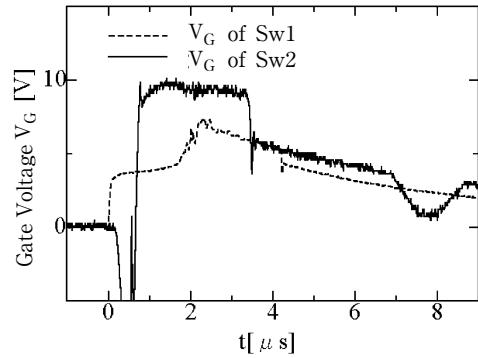


Fig. 4 Gate voltage Waveforms of the first and second Thyristor switches.

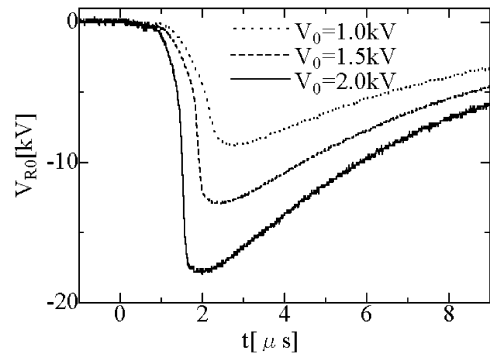


Fig. 5 Output voltage waveforms of 12 stage static MG.

る。Fig. 5 は、コンデンサの充電電圧を $V_0 = 1$ k, 1.5 k, 2 kV として動作させたときの、出力電圧波形である。最高出力電圧 V_{R0} は -18 kV に達し、回路構成、抵抗値など変更することなく、充電電圧を変更するだけで出力電圧を 2 倍以上変化させられることも確認できた [2]。

5.4 低インピーダンス高速充電方式の採用

MG の繰り返し動作を実現するためには、充電時間を短くするとともに、充電効率も高くする必要がある。Fig. 6 に示す回路図で、コンデンサ C の電圧 v_c を V_1 から V_2 まで充電したときの静電エネルギーの増加分 ($\Delta W_C = \frac{1}{2}C(V_2^2 - V_1^2)$) と、この間に電源が発生したエネルギー ($\Delta W_s = \int_{t_1}^{t_2} E_0 i dt = CE_0(V_2 - V_1)$) の比としての効率は、次式のように、 V_1 、 V_2 および E_0 の値だけで表示できる。

$$\eta = \frac{\Delta W_C}{\Delta W_s} = \frac{V_2 + V_1}{2E_0} \quad (2)$$

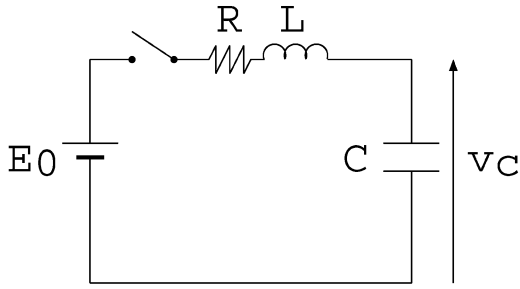


Fig. 6 A simple circuit to analyze the charging efficiency.

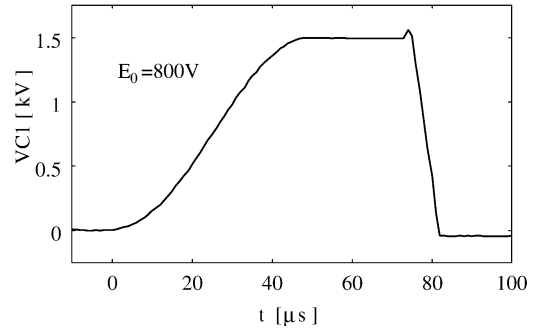


Fig. 8 Charging properties of the high speed charging MG.

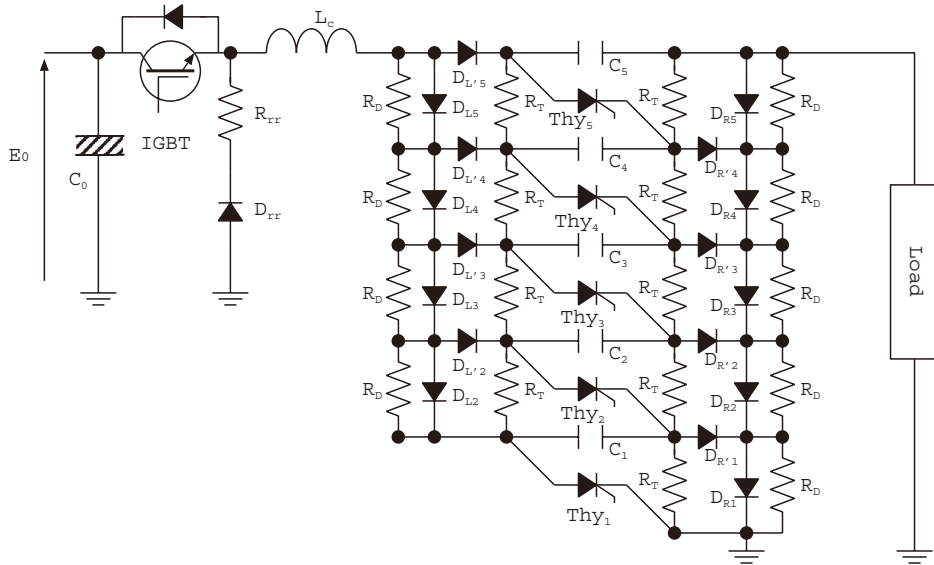


Fig. 7 High speed charging MG with L-C resonant charging method.

$V_1 = 0 \text{ V}$, $V_2 = E_0$ の場合は効率50%であり, $V_1 = 0 \text{ V}$, $V_2 = 2E_0$ の場合に効率100%となる. 電源とCの間をインダクタンスで接続すると (LC 共振充電), 正弦波状の充電電流が流れ, $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \rightarrow \infty$ で, Cの充電電圧が $2E_0$ となる.

Fig. 7は, ダイオードを利用し, 充電経路のインピーダンスを充電するときには低く, 出力電圧が発生するときには高くし, また, 1段目のスイッチが動作したとき, 上位のスイッチ電極間に式(1)の電圧変化が発生するように考案した共振充電方式を利用した高速充電MG回路である[3]. 従来のMGは, 図の左下部分に充電電源を接続したが, 本方式では, 左上から充電しているのので, 出力電圧の一部がIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) で示される充電制御スイッチに印加されるという欠点がある. 本回路では, インダクタンス L_c および $D_{rr} + R_{rr}$ の還流回路で, この電圧を分圧することで, IGBT スwitchに印加される負の電圧を低減させている. また, IGBT スwitchで充電時間を制御することにより, MGのコンデンサの充電電圧を変化させることが可能である.

コンデンサの充電経路に耐圧2kVのダイオード, および $L_c = 500 \mu\text{H}$ を用いた5段のMGを作成し動作を確認した. Fig. 8は, 充電回路の電圧 $E_0 = 800 \text{ V}$ とした時の1段目のコンデンサの電圧波形である. $\pi\sqrt{5L_cC} = 50 \mu\text{s}$ で E_0 のほ

ぼ2倍の1.5kVに充電され, 充電効率が94%であることが確認できる.

5.5 改良型ゲート回路

2段目以上のサイリスタのゲート信号を発生させる V_{A-K} 電圧の時間変化は, 充電中にも発生し, 充電時間に反比例して大きくなるため, 式(1)の電圧変化との区別がし難くなる. 特に, 作成したMGでは, 繰り返し周波数を1kHz以上とすると, ゲート回路の素子パラメータの調整の範囲が非常に狭くなり, 実用的でなくなる. ここで, ダ

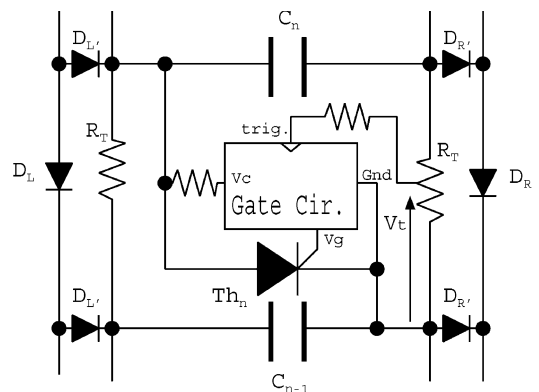


Fig. 9 The improved gate circuit.

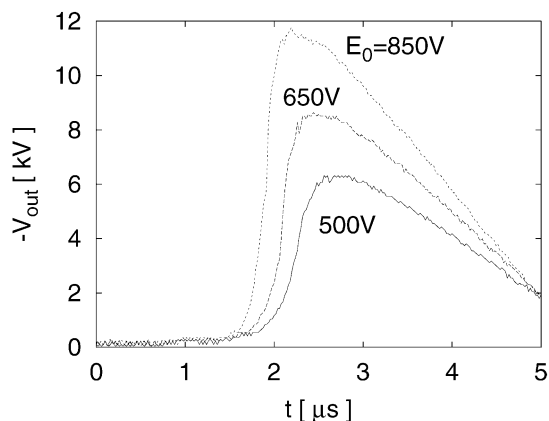


Fig. 10 Output voltage waveforms of the high speed charging MG.

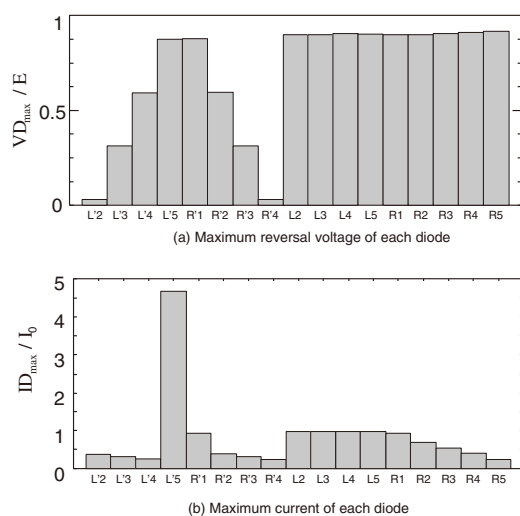


Fig. 11 Maximum voltage and current of used diodes.

イオードを用いた高速充電方式では、Fig. 7 の R_T の電圧が、充電時はほぼダイオード D_{Ri} の順方向電圧 (~ 0.6 V) で1段目スイッチ動作時にのみ式(1)の電圧が発生する。Fig. 9 に示す改良ゲート回路は、この動作特性を利用し、ゲート回路の動作開始電圧を抵抗 R_T から供給する方式であり、微分回路を用いずに電圧レベルで動作するため、素子の設計範囲が飛躍的に広くできる [4]。

5.6 半導体化 MG の動作特性

Fig. 10 は、10段のMGで、充電電圧が $E_0 = 500, 650, 850$ V のときの出力電圧波形である。充電電圧・出力電圧が高くなるにつれ、立上り時間の短い出力電圧が得られるが、これは、Fig. 5と同様に、主にゲート電圧・電流値が充電電圧で変化するためと考えている。抵抗負荷での出力電圧の立上り時間はおよそ 200 ns である。また、Fig. 11 は、5段のMG (Fig. 7) において、各ダイオードに印加される電圧の最大値および流れる電流値を整理した図である。DL5 Dh4 の電流を除いて、充電電圧 (E) および充電電流の最大値 (I_0) を超えることはない。DL5 の電流は、MG 動作時に、インダクタンスを經由して、流れるがDL5 に流れるため

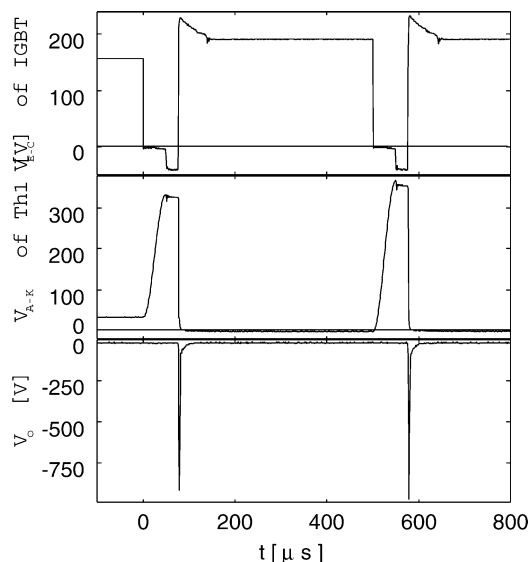


Fig. 12 $f = 2$ kHz repetitive IG operation.

である。電源電圧 E に対して、MG のコンデンサの充電電圧が最大で $1.96 E$ 、さらに、抵抗出力 $R_L = 250 \Omega$ で、ピーク出力電圧 $-8.5 E$ (5段)、 $-16.5 E$ (10段) を得ることができる。

Fig. 12 は、電圧が低い、繰り返し動作試験を行ったときの (a) IGBT スイッチのエミッターコレクタ間電圧、(b) 1段目サイリスタのアノードカソード電圧、(c) 出力電圧波形である。サイリスタスイッチを OFF させるには、電流を保持電流以下にするか逆方向電圧を加える必要があり、繰り返し周波数を決める要因は、電源部分以外に負荷回路にも関係する。この図より、充電時間は、5段MGで $50 \mu s$ 、10段MGで $70 \mu s$ であるため、充電開始スイッチの容量が十分であれば 10 kHz 以上の繰り返し動作が可能となる。

5.7 おわりに

本半導体化 MG の他の方法とは異なる特徴は、(1)昇圧用の変圧器が不要、(2)充電電源電圧が数kVと小さい、(3)各スイッチのゲート電源およびトリガー信号の送信方法が簡便、(4)スイッチ間の分圧対策不要、などの点である。今後、不正な電圧振動などの影響を受け難い、より信頼性の高いゲート回路の開発と、上記特徴を生かした半導体化 MG の大容量化を行う予定である。

参考文献

- [1] 電気学会・大電流エネルギー応用技術調査専門委員会編：『大電流エネルギー工学』5章 (オーム社、東京、2002年)。
- [2] 岡村一弘、他：電学論誌 118A, 1318 (1998)。
- [3] K. Okamura, S. Kuroda and M. Maeyama, 12th IEEE Int. Pulse Power Conf. (1999) Vol.2, p.807.
- [4] M. Maeyama and M. Yoshida, 13th IEEE Int. Pulse Power Conf. (2001) Vol.2, p.1264.