

車載用マルクス回路向け自己給電法とブートストラップ法を用いたハイブリッドゲート電力供給法

大内 洋佑* 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Hybrid Gate Power Supply Method with
Self-power supply Method and Bootstrap Method for In-vehicle Marx Circuit
Yosuke Ouchi*, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a gate drive method for an in-vehicle Marx circuit. The proposed gate drive method combines a self-power supply method and a bootstrap method. The transformer in the self-power supply method is inserted in the charging path of the Marx circuit. The proposed hybrid gate drive method uses the power for the high side switch as the bootstrap method, using the power obtained from the self-power supply method. The utility of the proposed gate drive method reduces the number of expensive isolated DC/DC converters. It is possible to suppress by 80% the rush current that occurs during charging mode by adopting a self-power supply method in the Marx circuit. The proposed gate drive method supplies more than 1W or more of power to the gate drive unit.

キーワード : マルクス回路, ゲート駆動法, 自己給電法, ブートストラップ法
(Marx circuit, Gate drive method, Self-power supply method, Bootstrap method)

1. はじめに

近年, 排ガス (NOx) 処理用, 殺菌処理用, 医療用のパルス電源としてマルクス回路が研究されている⁽¹⁻¹⁵⁾。排ガス処理用の用途として, マルクス回路によって発生したプラズマを用いてオゾン発生させるオゾナイザーの研究が進んでいる⁽¹⁾。オゾナイザーをディーゼル車やガソリン車に搭載し, 排ガスとオゾンとを反応させることで, NOx ガスの排出を抑制することができる。マルクス回路の車載化に向けた要求として, 小型, 高効率, 低コスト化が挙げられる。

図1に従来のマルクス回路構成と2つの動作モードである充電モードと放電モードを示す。マルクス回路は, キャパシタとパワーデバイスのカスケード構造で構成される。放電モードではカスケード構成されたキャパシタを直列に接続し, 高 dv/dt を出力する。充電モードではカスケード構成されたキャパシタを並列に接続し, 充電する。

従来のマルクス回路の問題点の一つとして, オゾナイザーは 10 kV 程度の出力が求められているため, GDU に用いる DC/DC コンバータの高対地電圧化が挙げられる。また, マルクス回路は1段で2つのパワーデバイスが必要である。よって, n 段分の構成では, 高耐圧かつ高価な DC/DC コンバータ数が段数を増やすほどに増加する。

そこで, n 段分のゲート回路を単一の DC 電源からトランスを用いてすべてのパワーデバイスを駆動可能な回路が提

案されている⁽²⁻³⁾。しかし, この種の回路方式ではゲート回路の小型化は可能であるが, 立ち上がり時間が長くなり, 高 dv/dt の出力の妨げとなる。

著者らは, 自己給電用トランスを用いた自己給電法⁽⁴⁾をマルクス回路に適応したゲート駆動法を提案している⁽⁵⁾。本駆動法では, マルクス回路に追加した簡易なトランスによりゲート駆動電力を得るため高コストな絶縁電源を必要としない。また, 自己給電用トランスの自己インダクタンスを用いて従来のマルクス回路の問題点であったラッシュ電流を抑制することが可能である。文献⁽⁵⁾では自己給電法によりゲート駆動ユニット(GDU)に供給される電力の一般化, 1つの自己給電用トランスを用いて1つのGDUを駆動できることを明らかにしている。しかし, 文献⁽⁵⁾のゲート駆動法では自己給電用トランス1つにつき1つのGDUへ電力供給しているためパワーデバイス数分の自己給電用トランスが必要となる。

本論文では自己給電法とブートストラップ法を組み合わせたマルクス回路向けのハイブリッドゲート駆動回路を提案する。提案するゲート駆動法は自己給電法を用いて得た電力をブートストラップ法によってハイサイドのGDUへ電力を供給する。自己給電法とブートストラップ法を組み合わせることにより, マルクス回路の1段目以外の段では, 絶縁型 DC/DC コンバータが不要になる。本論文では初めに自己給電法によって得られる電力を等価回路と実験結果から

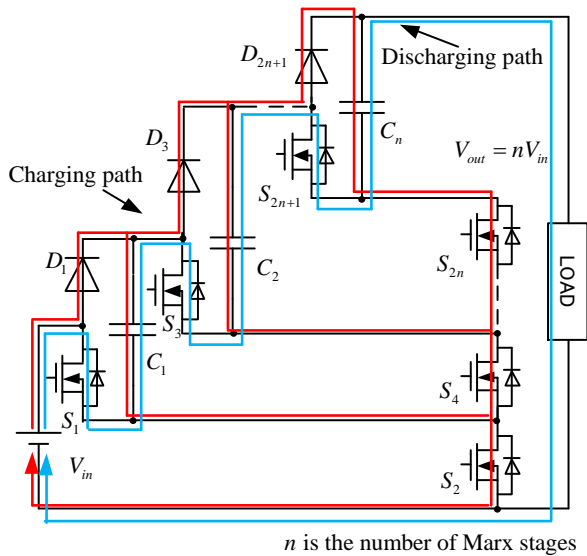


Fig.1. Conventional n stage Marx circuit.

示す。次に、提案法によるラッシュ電流の抑制効果を示す。最後にミニモデルのマルクス回路を用いて提案回路の妥当性を検証する。実験結果より 2 段での提案マルクス回路において安定したゲート駆動を確認したので報告する。

2. 提案ゲート駆動回路

〈2・1〉 マルクス回路 マルクス回路はキャパシタとパワーデバイスのカスケード構造で構成される。マルクス回路の動作モードである充電モードと放電モードを説明する。

放電モード：図 1 の青線が放電経路である。放電モードでは S_{2n+1} のパワーデバイスをターンオンすることによって各段のキャパシタを直列に接続し、高 dv/dt の高電圧を出力する。この時、負荷にはコロナ放電が発生し、負荷に数百 A の電流が流れる。よって、高 dv/dt を実現するために放電経路上にインダクタンスが無いことが望ましい。

充電モード：図 1 の赤線が充電経路である。充電モードでは S_{2n} のパワーデバイスをターンオンする。パワーデバイスがターンオンすると入力電源と各段のキャパシタが並列に接続される。この動作によって放電モードで放電した分の電荷が充電される。従来のマルクス回路では、充電モード時に、パワーデバイスのオン抵抗とキャパシタ、入力電源のみが接続された回路となりラッシュ電流が発生する問題がある。

〈2・2〉 提案するゲート駆動法を用いたマルクス回路

図 2 に提案する自己給電法とブートストラップ法を用いたマルクス回路のゲートドライブ部を示す。図 2 では例として 2 段の提案回路の構成を示している。提案ゲート駆動電力供給法では S_{2n} の GDU に Tr_n の自己給電用トランスを用いて、自己給電法を用いて電力供給を行う。 S_{2n+1} の GDU に対しては、 S_{2n} の GDU の駆動用電源からブートストラップ法を用いて電力供給を行う。図 2 では最下段で説明してい

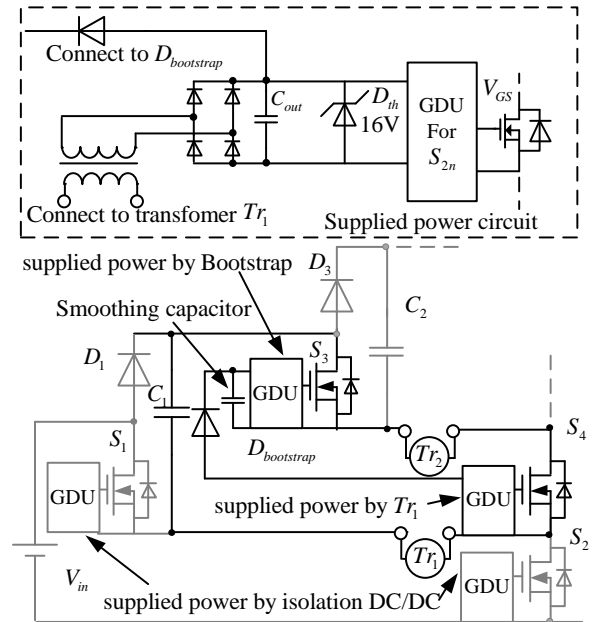


Fig.2. Proposed gate drive method using bootstrap method and self power supply method in Marx circuit.

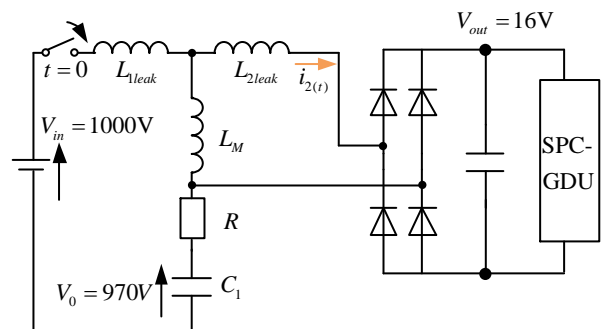


Fig.3. Equivalent circuit for charging operation including power supply circuit using transformer.

るが、マルクス回路が多段になっても同様の構成が可能である。なお、ゲート駆動回路の始動のため、最下段の GDU には絶縁電源が必要となるが、対地電圧が低いため、要求される絶縁耐圧は低くてよい。以上より、提案する駆動法では最下段の S_1, S_2 以外のパワーデバイスにおいて十数 kV レベルの絶縁耐量をもつ高価な DC/DC コンバータを使用せずに駆動が可能である。また、自己給電法を採用することで充電時に発生していたラッシュ電流を抑制できる。

〈2・3〉 自己給電法によって供給される電力 図 3 にマルクス回路の充電モード時の等価回路を示す。等価回路の構成は自己給電用トランスの T 型等価回路と整流回路、平滑コンデンサ、GDU からなる給電回路である。 C_1 はカスケード構成されたキャパシタ、 R はパワーデバイスのオン抵抗である。自己給電法によって得られる電力は(1)式で表される。

$$P_{out} = f_{sw} V_{out} \int i_{2(t)} dt \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 P_{out} は GDU に供給される電力、 f_{sw} はマルクス回路

のスイッチング周波数, V_{out} は GDU の電圧, $i_{2(t)}$ は充電動作時に GDU の電源に流れる電流である。

図 3 の等価回路で $i_{2(t)}$ について解くと(2) 式となる。

$$i_{2(t)} = \frac{k(V_{in} - kV_{out} - V_0)}{\sqrt{\frac{\beta}{C_1} - \left(\frac{R}{2}\right)^2}} e^{-\frac{R}{2\beta}t} \sin \sqrt{\frac{1}{\beta C_1} - \left(\frac{R}{2\beta}\right)^2} t - \frac{kV_{out}}{L_{leak} + L_M} t \quad (2)$$

$$\beta = (L_{leak} + L_M - kL_M) \quad (3)$$

ここで, k は挿入した自己給電用トランスの結合係数, L_{leak1} は一次側漏れインダクタンス, L_{leak2} は二次側漏れインダクタンス, L_M は相互インダクタンスである。求めた電流の時間積を求めることによって供給される電力を求められる。

放電モードの各段のキャパシタの電圧降下を求める。マルクス回路では放電モードでキャパシタの電荷を放出し, 電圧降下する。よって, 自己給電用トランスに流れる(2)式のキャパシタの電圧降下の項を一般化する必要がある。求めた電流の時間積を求めることで GDU に供給される電力を求めることができる。一回の放電モードで各キャパシタが放出するエネルギーは(4) 式で表される。

$$E_{drop} = \frac{P_{outmarx}}{Nf_{sw}} \quad (4)$$

ここで, E_{drop} はマルクス回路の各段のキャパシタ C_n が一回の放電モードで消費するエネルギー, $P_{outmarx}$ はマルクス回路の出力電力, N はマルクス回路の段数である。(4)式で求められるエネルギーは放電前後でのキャパシタのエネルギー式の差と等しいので(5)式が得られる。

Table 1. Experimental conditions.

| Variable | parameter | Value |
|-------------------------|-----------------------------------|---------------|
| V_{in} | Input voltage | 100 V |
| P_{marx} (at 10stage) | Output power of Marx circuit | 1 kW |
| $V_0(t = 0)$ | Marx capacitor voltage | 70 V |
| C_1 | Marx capacitor capacity | 0.22 μ F |
| V_{out} | Gate drive voltage | 16 V |
| L_1 | Primary inductance of transformer | 10.5 μ H |
| L_2 | Primary inductance of transformer | 10.5 μ H |
| k | Coupling coefficient | 0.95 |
| $S_1 \sim S_4$ | ON resistance | 0.04 Ω |
| | Continuous Drain Current | 60 A |
| | Drain - Source Voltage | 1200 V |
| load | Resistance | 100 Ω |

$$\frac{1}{2} C_{max} V_{in}^2 - \frac{1}{2} C_{max} V_{drop}^2 = E_{drop} \quad (5)$$

ここで, C_{max} はマルクス回路の各段のキャパシタの静電容量, V_{drop} はマルクスキャパシタの放電モード後の電圧である。よって, 放電モード後の電圧は(6) 式で求めることが出来る。

$$V_{drop} = \sqrt{V_{in}^2 - \frac{2E_{drop}}{C_{max}}} \quad (6)$$

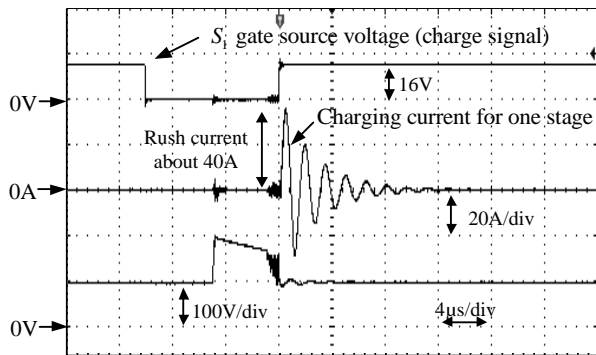
3. 実験結果

〈3・1〉 ラッシュ電流の抑制効果 図 4 に提案する自己給電法とブートストラップ法を用いた回路におけるラッシュ電流の抑制効果を示す。表 1 に実験条件を示す。実験ではラッシュ電流の抑制効果確認するために(6)式で求めた電圧分キャパシタを電圧降下させ実験を行う。(6) 式からマルクスキャパシタの電圧降下が約 30 V になる実験条件であるため, 入力電圧の 100 V を 70 V まで電圧降下させる。また, 本論文では簡単のため, 抵抗負荷を用いて実験を行う。なお, 二次側の自己給電で電力を供給される GDU の直流電圧は, ツェナーダイオードと平滑コンデンサにより 16V でクランプする。

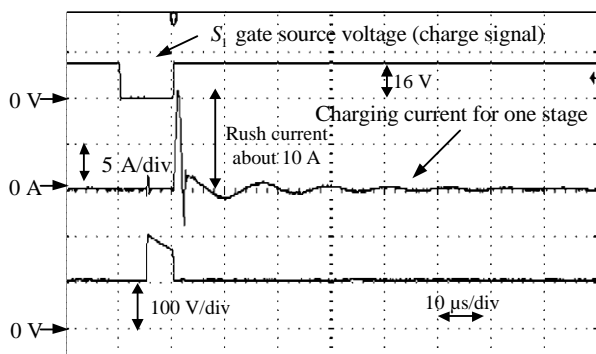
図 4 に実験結果を示す。実験波形は S_1 のゲート信号 (充電信号), 一段あたりに流れる充電電流, そして負荷電圧を示している。図 4(a)に自己給電用トランスを挿入せずに従来の回路条件での実験結果を示す。実験結果より従来回路では充電電流が約 40 A 流れており, パワーデバイスに電流ストレスを与えていることがわかる。充電電流は段数が増加するに連れて増大するため, さらにマルクス回路を多段化した場合にはパワーデバイスの破壊の原因となり得る。一方で, 図 4(b)(c)に一次側自己インダクタンスと二次側自己インダクタンスが 10.5 μ H と 23.7 μ H の自己給電用トランスを用いた実験結果を示す。実験結果より充電電流を従来の 40A から 10 A 程度と 1/4 まで抑制できる事を確認した。また, 図 4(c)では, ラッシュ電流を 8A まで抑制できた。以上より, 提案するゲート駆動法を用いたマルクス回路においてラッシュ電流を自己給電用トランスの自己インダクタンスにより 80%抑制できることを確認した。

〈3・2〉 自己給電法によって供給される電力 図 5 に自己給電用トランスの二次側に流れる電流波形を示す。実験条件を表 1 に示す。実験波形は S_1 のゲート信号 (充電信号), 自己給電用トランスの二次側に流れる電流波形, 負荷電圧, マルクスキャパシタの電圧を示している。

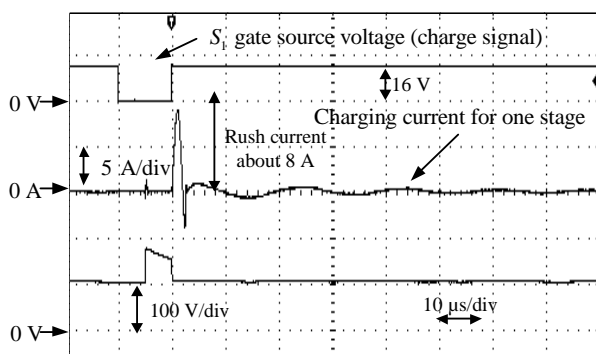
図 5(a)(b)はそれぞれに自己インダクタンスが 10.5 μ H と 23.7 μ H の自己給電用トランスを用いたときの実験波形を示す。図 5(a)に示す自己インダクタンスが 10.5 μ H の自己給電用トランスを用いた時, 充電電流の電流ピークは 8 A で, 収束するまでに 1.6 μ s 要する。図 5(b)に自己インダクタンスが 23.7 μ H の自己給電用トランスを用いた時, 充電電流の電流



(a) Without a transformer



(b) Primary inductance=10.5 μH

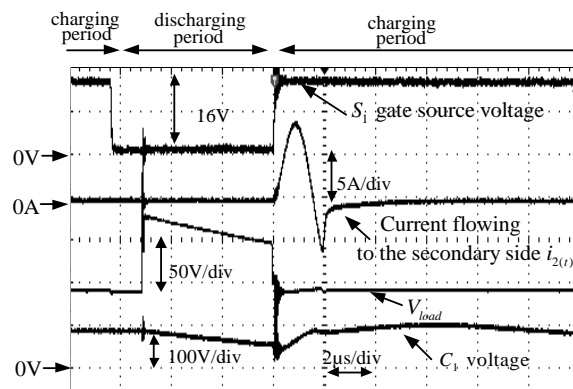


(c) Primary inductance=23.7 μH

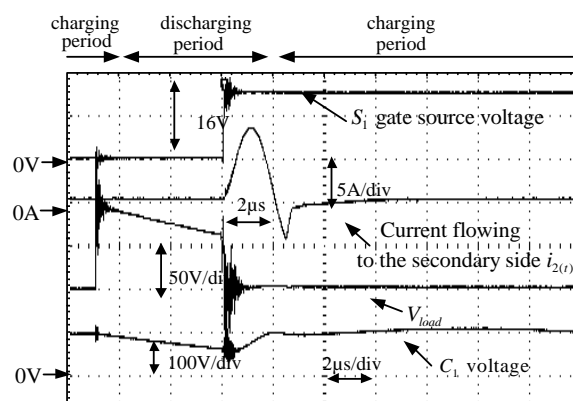
Fig. 4. Suppression effect of charging current by the proposed circuit.

ピークは8Aで、収束するまでに2.0μs要する。収束時間が長くなる理由は(2)式の振動項の角周波数が大きくなるためである。

図6に提案した自己給電方式によって得られる電力と挿入した自己給電用トランスの一次側インダクタンスの関係を示す。なお、自己給電用トランスの巻き数比を $N_1=N_2$ とした。理論曲線は(1)式、(2)式より算出される電流の積分より求めている。シミュレーション波形では図2の充電時の等価回路から電力を求めており、ゲート駆動電圧が16Vと20Vの際を導出した。なお、実験は自己給電したゲート回路のゲート電圧を16Vとして行った。理論計算結果と実験結果並びにシミュレーション結果は良好に一致しており、電力



(a) Operating waveform when a 10.5 μH transformer is inserted



(b) Operating waveform when a 23.7 μH transformer is inserted

Fig. 5. Experimental results in the proposed power supply method.

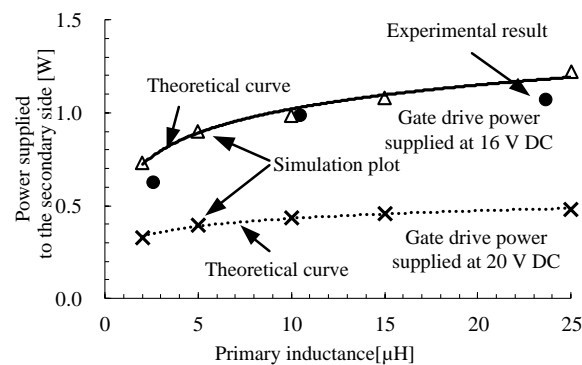


Fig. 6. Relationship between obtained power and primary side inductance value of self power transformer.

の理論計算式が妥当であることを確認した。トランスの一次側インダクタンスを大きくすると(2)式にあるように自己給電用トランスの二次側に流れる電流の収束までの時間が長くなることから提案する自己給電法で得られる電力は、大きくなる。一方、GDUの直流電圧にも依存し、ゲート駆動電圧を高く設計すると供給電力は小さくなる。これは、(2)

式で表される電流式の電流ピークを決める項がゲート駆動電圧に依存しているためである。供給される電力を大きくするためには、挿入する自己給電用トランスのインダクタンスを大きくする、スイッチング周波数を高くするなど挙げられる。また、供給される電力を大きくするために、キャパシタ容量を下げるができる。

〈3・3〉 ハイブリッドゲート駆動法を用いたマルクス回路における実験

ハイブリッドゲート駆動法を用いたマルクス回路の実験を行い、自己給電法を用いた GDU とブートストラップ法を用いた GDU において安定したゲート信号が出力されるかを確認する。表 2 に実験条件を示す。基礎検討として、マルクス回路の段数を 2 段とする。実験回路は図 2 のように 1 段目の S_1 , S_2 を絶縁型 DC/DC コンバータで駆動し、2 段目の S_4 へ自己給電方式を用いて電力供給を行う。 S_3 へはブートストラップ法を用いて電力供給を行う。このような構成とすることで、1 段目以降の段では絶縁型 DC/DC コンバータを必要とせずに駆動できる。

図 7 にハイブリッドゲート駆動の実験結果を示す。マルクス波形は上から S_3 のゲート信号、 S_4 のゲート信号、マルクス回路の出力波形である。実験結果から自己給電法によって電力供給された GDU によるゲート信号、ブートストラップ法によって電力供給された GDU によるゲート信号波形が安定してゲート信号を出力していることを確認した。出力電圧においても入力電圧 V_{in} が 100 V から 2 段分の 300 V を出力していることから安定した動作を確認した。

図 8 に V_{in} を 0 V の初期状態から 100 V の電圧を印加した起動時の動作波形を示す。波形は上から S_3 のゲート信号波形、 S_3 の GDU 電圧、入力電圧 V_{in} である。入力電圧印加後、約 160 ms 経過後に安定動作になる。入力電源投入後から安定動作するまでの領域では 1 段のマルクス回路として動作しており、この動作によって 2 段目以降のゲート駆動回路に電力が供給される。以上の試験より、提案システムが補助回路なしに自己始動可能であることを検証した。

4. まとめ

本論文では車載用マルクス回路の低コスト化に向けた、ゲート駆動用電源回路を提案した。自己給電法とブートストラップ法を組み合わせたハイブリッドゲート駆動により、マルクス回路の 2 段目以降では絶縁型 DC/DC コンバータを必要とせず動作することができる。さらに自己給電単体よりも、少ない自己給電用トランス数でゲート駆動電源を供給することが可能となり低コスト化に適する。

本論文では、ハイブリッドゲート駆動回路によって 1W 以上の電力を各パワーデバイスに供給可能であることを実験により確認した。また、提案するゲート駆動法によってラッシュ電流 80%抑制できることを確認した。

今後は、実アプリケーションを想定した高電圧を生成するため 12 段のマルクス回路を作成し検証を行う予定である。また、ラッシュ電流抑制による効率の改善効果について

検討する。

Table. 2. Experimental conditions.

| Variable | parameter | Value |
|------------------------|-----------------------------------|---------------|
| V_{in} | Input voltage | 100 V |
| P_{max} (at 10stage) | Output power of Marx circuit | 1 kW |
| V_0 ($t = 0$) | Marx capacitor voltage | 70 V |
| C_1 | Marx capacitor capacity | 0.22 μ F |
| V_{out} | Gate drive voltage | 16 V |
| L_1 | Primary inductance of transformer | 10.5 μ H |
| L_2 | Primary inductance of transformer | 10.5 μ H |
| k | Coupling coefficient | 0.95 |
| $S_1 \sim S_4$ | ON resistance | 0.04 Ω |
| | Continuous Drain Current | 60 A |
| | Drain - Source Voltage | 1200 V |
| load | Resistance | 100 Ω |
| $D_{bootstran}$ | Threshold voltage | 1.09 V |
| | V_{RRM} | 1200 V |

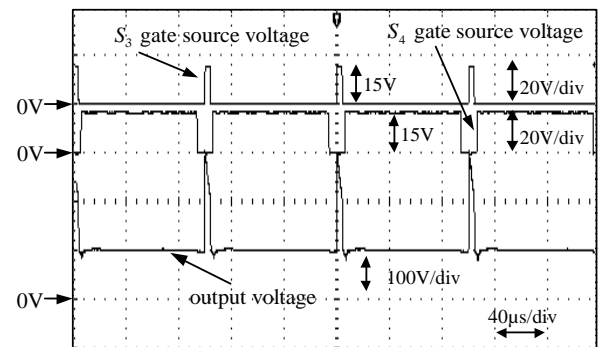


Fig. 7. Waveform of gate signal and output voltage by the hybrid gate drive method.

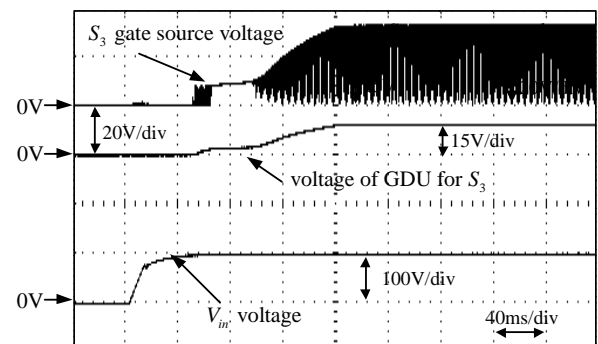


Fig.8. Operation waveform from initial state.

文 献

- (1) J. Perez, T. Sugai, A. Tokuchi and W. Jiang, "Marx Generators Based on MOS-Gated Switches With Magnetic Assist for Accelerator Applications," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 46, no. 6, pp. 2114-2119, June 2018
- (2) Z. Li, H. Liu, J. Rao and S. Jiang, "Gate Driving Circuit for the All Solid-State Rectangular Marx Generator," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 8, pp. 4058-4063, Aug. 2019
- (3) Z. Li, H. Liu, S. Jiang and J. Rao, "A novel drive circuit with overcurrent protection for solid state pulse generators," in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 26, no. 2, pp. 361-366, April 2019
- (4) 大内洋佑, 日下佳祐, 伊東淳一: 「マルクス回路の充電動作時におけるトランスを用いたゲート駆動電力供給法の実機検証」, 令和 2 年電気学会 全国大会, Vol. , No. 4-011, pp. 20-21 (2020)
- (5) Koji Orikawa, Takeshi Kinomae, Jun-ichi Itoh: " Experimental Verification of Self-Supplying Power Circuit using One-Turn Transformer for Gate Drive Unit", *IEEJ Journal of Industry Applications* , vol. 8, no. 1, pp. 12-22, 2019
- (6) F. Li, L. Guo, L. Liu, X. Li and Q. Wang, "Method to improve charging power quality of electric vehicles," in *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 16, pp. 2706-2709, 3 2019
- (7) Q. Zhao, S. Li, R. Cao, D. Wang and J. Yuan, "Design of Pulse Power Supply for High-Power Semiconductor Laser Diode Arrays," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 92805-92812, 2019
- (8) T. Sakamoto and H. Akiyama, "Solid-State Dual Marx Generator With a Short Pulsewidth," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 41, no. 10, pp. 2649-2653, Oct. 2013
- (9) Y. Wang, K. Liu, J. Qiu and W. Dong, "A Stage-Stage Paralleled Topology of All-Solid-State Marx Generator for High Current," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 10, pp. 4488-4494, Oct. 2019
- (10) H. Li, H. Ryoo, J. Kim, G. Rim, Y. Kim and J. Deng, "Development of Rectangle-Pulse Marx Generator Based on PFN," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 37, no. 1, pp. 190-194, Jan. 2009
- (11) T. Sakamoto, A. Nami, M. Akiyama and H. Akiyama, "A Repetitive Solid State Marx-Type Pulsed Power Generator Using Multistage Switch-Capacitor Cells," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 40, no. 10, pp. 2316-2321, Oct. 2012
- (12) C. Yao, S. Dong, Y. Zhao, Y. Mi and C. Li, "A Novel Configuration of Modular Bipolar Pulse Generator Topology Based on Marx Generator With Double Power Charging," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 44, no. 10, pp. 1872-1878, Oct. 2016
- (13) K. W. Lee et al., "Performance Analysis of a Short-Pulse Marx Generator for High-Power Relativistic Applications With a Solution Load," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 43, no. 7, pp. 2174-2181, July 2015
- (14) S. Zabihi, Z. Zabihi and F. Zare, "A Solid-State Marx Generator With a Novel Configuration," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 39, no. 8, pp. 1721-1728, Aug. 2011
- (15) Y. Achour, J. Starzyński and A. Łasica, "New Marx Generator Architecture With a Controllable Output Based on IGBTs," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 45, no. 12, pp. 3271-3278, Dec. 2017
- (16) M. Taherian, M. Allahbakhshi, E. Farjah and H. Givi, "A Modular Topology of Marx Generator Using Buck-Boost Converter," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 1, pp. 549-558, Jan. 2019
- (17) M. Taherian, M. Allahbakhshi, E. Farjah and H. Givi, "An Efficient Structure of Marx Generator Using Buck-Boost Converter," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 46, no. 1, pp. 117-126, Jan. 2018
- (18) Z. Li, H. Liu, J. Rao and S. Jiang, "Gate Driving Circuit for the All Solid-State Rectangular Marx Generator," in *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 47, no. 8, pp. 4058-4063, Aug. 2019