

次世代加速器用スイッチング回路

HIGH SPEED SWITCHING CIRCUITS FOR FUTURE ACCELERATORS

小笹有輝^{#,A)}, 佐藤祥^{A)}, 江偉華^{A)}, 徳地明^{A),B)}, 明本光生^{C)}, 中島啓光^{C)}

Yuki Kozasa^{#,A)}, Sho Sato^{A)}, Weihua Jiang^{A)}, Akira Tokuchi^{A),B)}, Mitsuo Akemoto^{C)}, Hiromitsu Nakajima^{C)}

^{A)} Nagaoka University of Technology

^{B)} Pulsed Power Japan laboratory

^{C)} KEK

Abstract

We are developing a Klystron modulator power source for ILC (International Linear Collider). This modulator needs 120kV(±0.5%), 140A, 5pps, with a pulse width of 1.7ms, aiming for a compact, low-cost and reliable design. To meet these requirements, we propose solid state, chopper controlled pulsed power generator using Marx-topology. This paper shows circuit simulation and prototype experimental results.

1. はじめに

これまでに高エネルギー物理実験を目的として様々な加速器が建設されてきた。現在、新たな素粒子実験のために世界中の研究者によって ILC(International Linear Collider) 計画が推進されている。ILC 計画は全長約 30km の直線状の加速器によって電子と陽電子をそれぞれ加速し、250GeV まで到達させて衝突実験を行う計画である。ILC 計画の直線加速器は 10MW マルチクライストロンでマイクロ波を発生させて荷電粒子を加速する。また、マルチクライストロンは約 600 本使用され、それらを駆動するパルス電源も約 600 台使用される^[1]。そのためパルス電源の小型化、低コスト化、高信頼性などが要求される。さらに、出力パルスは電圧 120kV(±0.5%)、電流 140A、パルス幅 1.7ms、繰り返し率 5pps であることが要求される。電源にパルストランスを用いる場合、大型のコアを用いる必要があるためサイズ・コストともに大きくなってしまい、立ち上がりも遅くなる。パルストランスを用いない方法として、マルクス発生器を用いた方法が有用である^{[2][3]}。

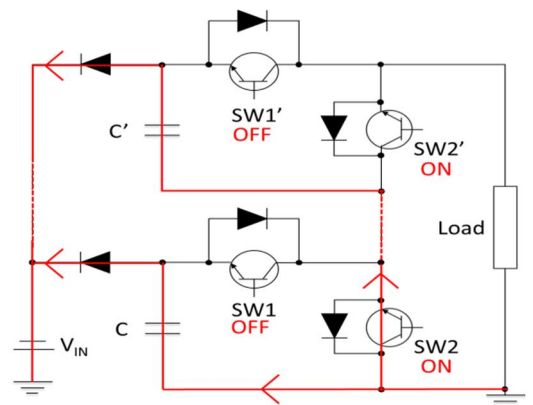
本論文では半導体デバイスを用いたマルクス発生器の構成とチョップ制御を応用したパルス電源の提案、回路シミュレーション結果、試作電源の性能評価について報告する。

2. 回路構成

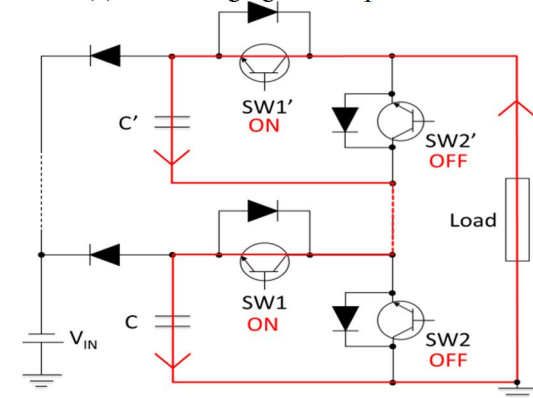
2.1 半導体マルクス発生器

図 1 に一般的なマルクス発生器の回路図と動作を示す。一般的な半導体デバイスによるマルクス発生器は図 1 のように、充電時と放電用の半導体スイッチ、ダイオード、エネルギー蓄積用のコンデンサから構成される。充電時は(a)の経路でそれぞれのコンデンサが入力電圧 V_{IN} に達するまで充電され、放電時は(b)の経路で負荷には入力電圧 V_{IN} の段数倍が出

力される。エネルギー蓄積用のコンデンサは放電によって電荷を失うため、放電時間が長くなるにつれて出力電圧は低下する。そのため 120kV(±0.5%)を達成するには、このコンデンサを大容量化する必要があるが、装置が大型化するという欠点がある。そのため小型化を目的としたチョップ制御を用いた定電圧制御を提案する。



(a) The charging current paths



(b) The discharge current path

Figure.1 Schematic of Marx generator circuit

2.2 チョップ制御

降圧チョップ回路の回路図と動作を図2に示す。降圧チョップ回路はDC/DCコンバータに用いられ、半導体スイッチのON-OFFによってパルス幅変調(PWM)を行い、出力電圧を制御する方法である。スイッチがONの時は直流電源-インダクター-コンデンサの経路で電流が流れ、スイッチがOFFのときはインダクタンスに蓄えられた磁気エネルギーによってインダクター-コンデンサ-ダイオードの経路で電流が流れる。降圧チョップ回路を前述のマルクス発生器のそれぞれの段に組み込むことによって定電圧制御を行う。

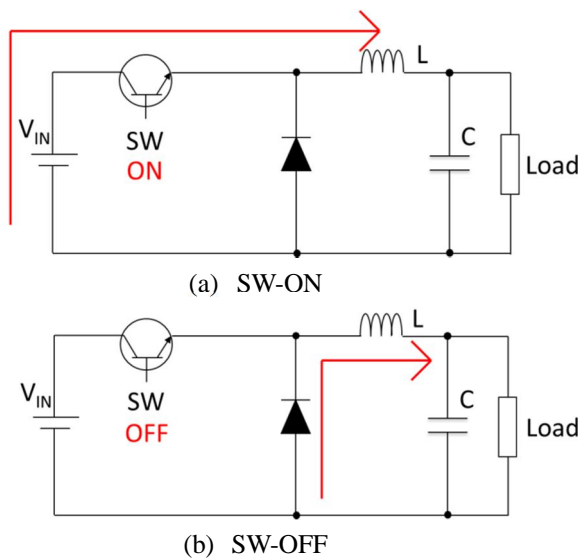


Figure.2 Schematic of Step-down chopper circuit

2.3 定電圧制御マルクス発生器

今回提案する定電圧制御マルクス発生器の回路図を図3に示す。充電時は図1と同様の経路で電解コンデンサに電圧を蓄積し、放電時はSW1をON-OFFすることによって定電圧制御を行う。また、一般的な降圧チョップ型DC/DCコンバータではLのインダクタンスとC₁の容量を大きくすることによってカットオフ周波数を下げ、リップルを小さくするが、立ち上がり時間・立ち下り時間が遅くなる。また素子のサイズも大きくなってしまい、電源が大型になってしまう。そこでマルクス発生器のそれぞれの段においてSW₁のスイッチング周期に段数分の位相差を持たせることによって、LのインダクタンスとC₁の容量が小さくても重畳した電圧のリップルを低減することが可能である(図4)。

マルクス発生器の定電圧制御方法として現在2つの方式を検討している。1つ目はアナログ回路によるフィードバック方式であり、現在シミュレーション段階である。2つ目はFPGAによるパルス幅変調制御で、手動またはマイコンによってパルス幅変調を調整する方式である。現在、図3のマルクス発生器を試作し、これらの制御方式の試験・検討を推進している。

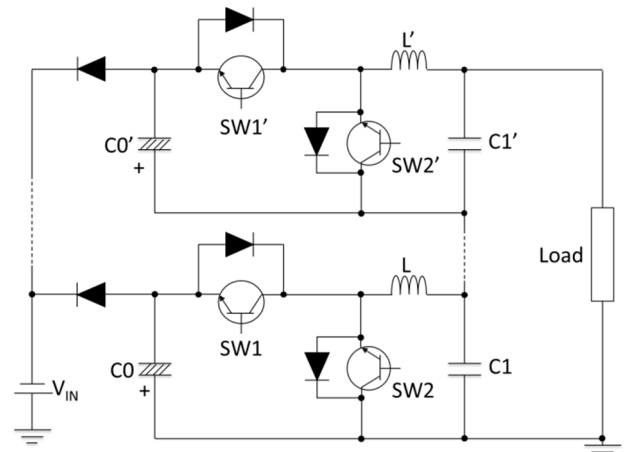


Figure.3 Schematic of constant voltage controlled Marx generator circuit

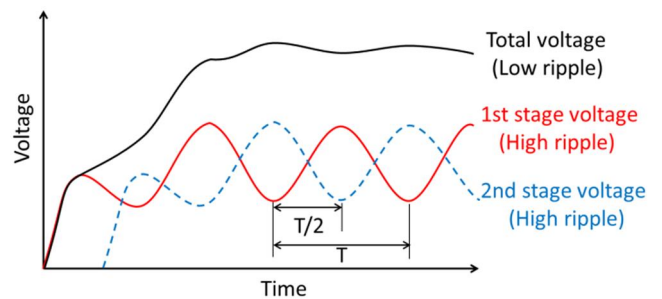
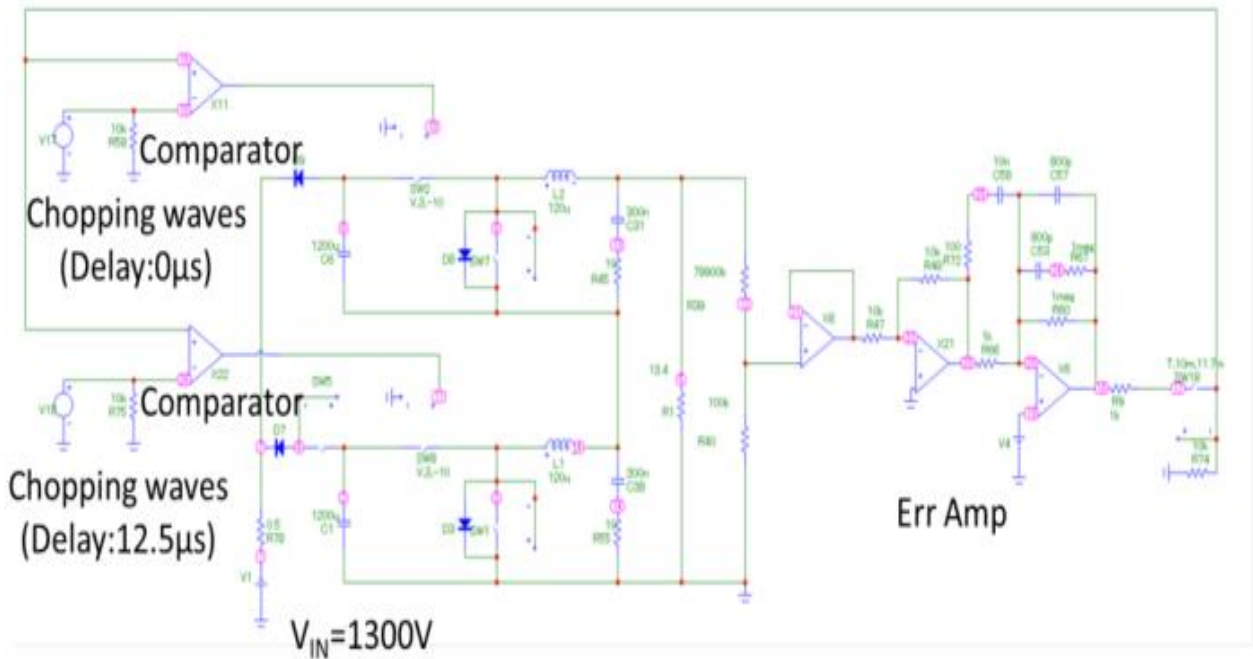


Fig.4 Ripple reduction method

3. 回路シミュレーション

回路シミュレーションソフト Micro Cap を用いて図3の回路を組み立て、シミュレーションを行った。2段マルクスのシミュレーション回路図と結果を図5の(a),(b)に、4段マルクスのシミュレーション結果を(c)にそれぞれ示す。(a)に示すようにアナログ回路によってフィードバック制御を行い、入力電圧1300V、一段当たりの出力電圧1000V、PWM周波数40kHzとした。(b)より1段目と2段目の電圧波形の位相を半周期分の12.5usだけずらすことによって合成電圧のリップルを低減していることが確認できる。またメインコンデンサ電圧がパルス立ち上がり時の1300Vから1.7ms後には1100V付近まで低下しているが、パルス幅が徐々に広がっていくことによって定電圧制御を行っていることが確認できる。(c)ではマルクスの段数を4段に増やし、一段当たりの位相のずれを1/4周期の6.25usとした。(b)の2段の波形と比べてリップルがさらに小さくなっていることが確認できた。この結果より後述の試験結果に比べて、段数を重ねていくにつれて低リップル化することが期待できる。



(a) Schematic of simulated circuit

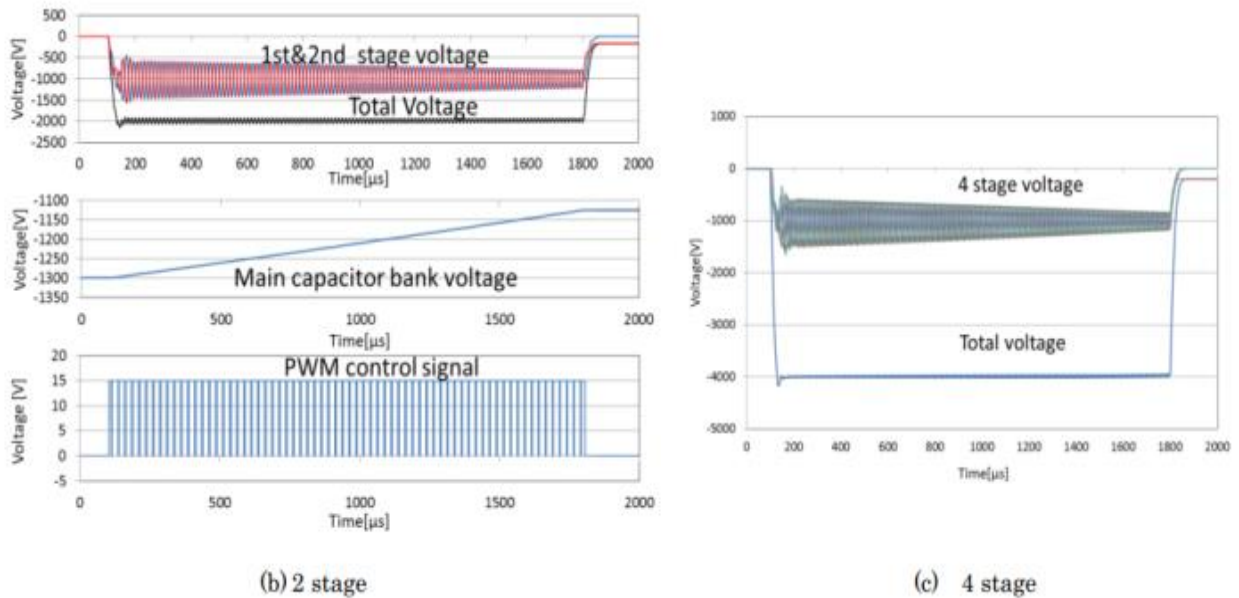


Figure.5 Circuit simulation results

4. 試作機試験

図 3 の回路図を元に 2 段の定電圧制御マルクス発生器の試作機を作製し、試験を行った。各素子のパラメータを表 1 に示す。制御方法は FPGA によって 20kHz で矩形波を発生させ、手でパルス幅を 0 s から 50 s まで可変できるように設定した。まず始めにパルス幅を 40 s(duty 比 = 80%)で固定して試験をした。その結果を図 6 に示す。(a)にはマルクス発生器の 1 段目のコンデンサ電圧、2 段目のコンデン

サ電圧及び合成電圧の波形を示しており、(b)は 1 段目の PWM 用スイッチ SW_1 のトリガ電圧と、パルス幅の時間変化を示している。また、2 段目の PWM 用スイッチ SW_2 には(b)の波形を 25 s 位相をずらしたトリガ信号を入れてリップルの低減を図っている。(a)の波形から 1 段目の振動が落ち着いた部分のリップルが $\pm 9.6\%$ に対して、合成電圧のリップルが $\pm 3.4\%$ ということが分かった。また、コンデンサ C_0 の放電により、電圧のパルス幅が長くなるにつれて、合成電圧が徐々に低下していることが確認できる。さらにリップルを詳しく観察するために、(a)の波形の時間レ

ンジを狭くした波形を図 7 に示す。1 段目と 2 段目のリップルの周期はそれぞれ 50 μ s であり、位相のずれは 25 μ s であることがわかる。また、合成電圧のリップルの周期は 25 μ s であることが確認できた。これらの波形より、リップルが完全に消えなかった原因として 1 段目、2 段目の波形はともに完全な正弦波ではないためにリップルが十分打消されなかったということが挙げられる。現在、このマルクス発生器は 2 段で試験を行っている。前述の通り、段数をさらに重ねることで、さらなるリップル低減が可能である。

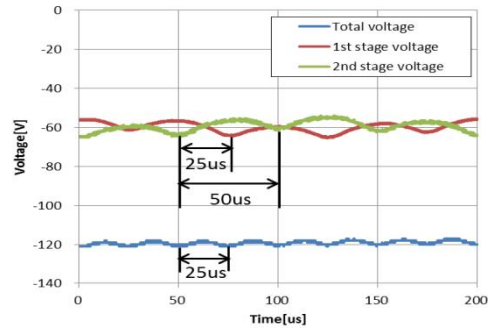
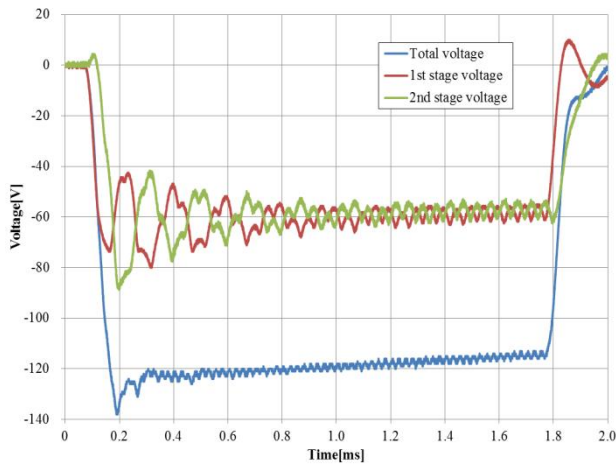


Figure.7 Ripple of output voltage

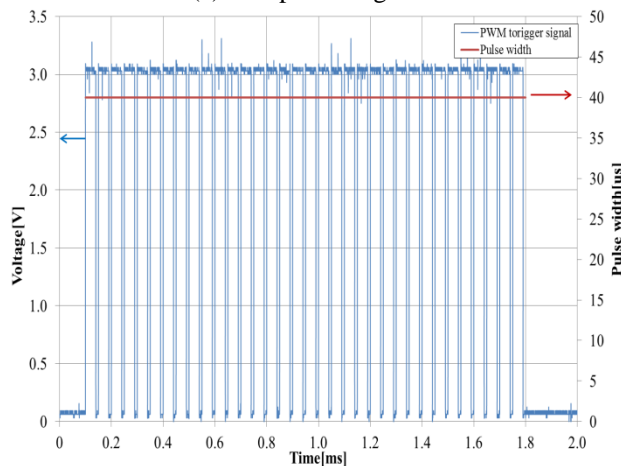
Table 1 Experimental condition

Device	Specification
DC Power Supply V_{IN}	100[V]
Capacitor C_0	5[mF]
Capacitor C_1	10[uF]
Inductor L	120[uF]
Load	4.4[Ω]

次に、図 6 の(a)で見られた合成電圧の低下を補償するために、FPGA によって PWM のパルス幅を 100ns ずつ増加させ、試験を行った。その結果を図 8 に示す。図 6 の一定のパルス幅の場合、立ち上がりが落ち着いた部分の電圧を基準にすると、終端部では 5%のドロップが発生していた。一方で図 8 のパルス幅を 100ns ずつ増加させた場合では、ドロップは 0.1%とほぼ完全に、補償できている。 C_0 の容量が小さく、ドロップが大きくなる場合でもこのように補償ができれば、電源の小型化が可能である。

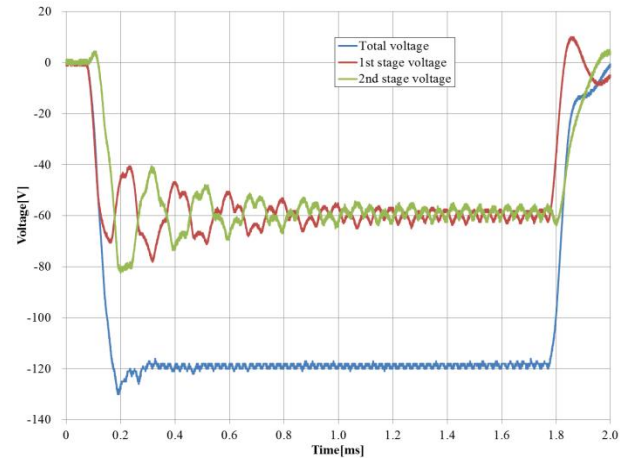


(a) Output voltage

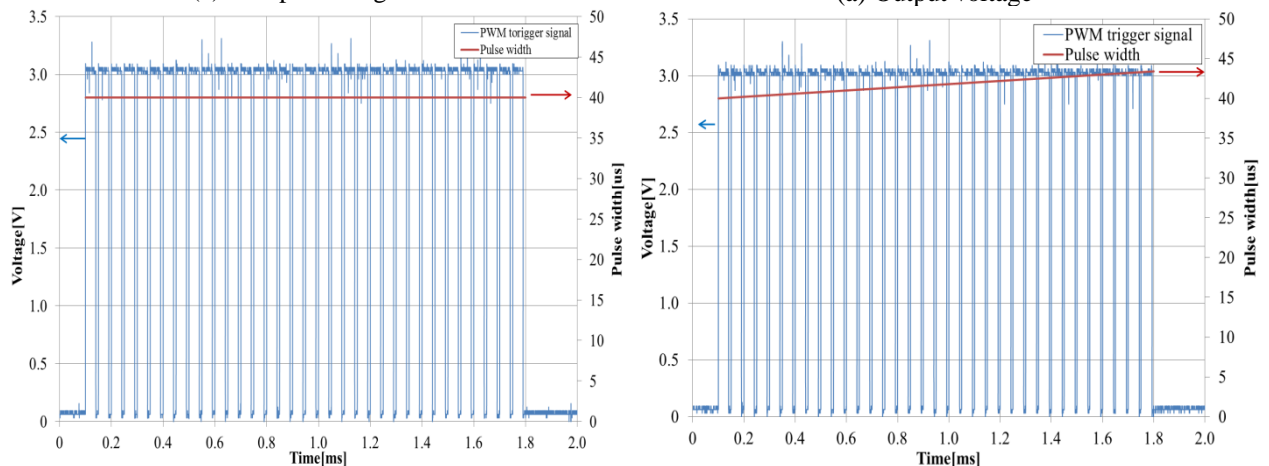


(b) PWM signal and pulse width

Figure.6 Experimental results with constant pulse width



(a) Output voltage



(b) PWM signal and pulse width

Figure.8 Experimental results with droop compensation

5. まとめ

本論文では、定電圧制御マルクス電源の提案と回路シミュレーション、試作機の試験について記述している。現在、制御方法としてアナログ回路によるフィードバック制御方式と FPGA による定電圧制御方式の開発を同時進行しており、アナログ回路によるフィードバック制御方式は回路シミュレーションによる試験段階であり、マルクスの段数を増やしていくことによってリップルを減らすことができることを確認した。今後は制御回路の実装・試験を進行していく予定である。また、FPGA による方式では PWM のパルス幅を手動で調整し、パルス幅を徐々に広げていくことによって出力電圧のドループを補正することができた。現在は FPGA の書き換えを手動で行っているが、今後はメイン回路の各部電圧をモニタリングしてマイコンによる FPGA の自動書き換えを行えるようなシステムを構築していく予定である。

参考文献

- [1] C. Burkhardt, A.Benwell, T.Beukers, M.Kemp, R.Larsen, M.Nguyen, J.Olsen, T.Tang : δ ILC MARX MODULATOR DEVELOPMENT PROGRAM STATUS , Pulsed Power Conference, pp. 807 δ 810 (2009)
- [2] T.Tang, C.Burkhardt, M.Nguyen : δ A VERNIER REGULATOR FOR ILC MARX DROOP COMPENSATION , Pulsed Power Conference, pp. 1402 δ 1405 (2009)
- [3] Dr. Floyd Arntz, Dr. Marcel Gaudreau, Kevin Ostlund, Michael Kempkes, Dr. Jeffery Casey : δ New Concepts for Pulsed Power Modulators: Implementing a High Voltage Solid-State Marx Modulator , Vacuum Electronics Conference, pp.427 δ 428 (2012)