

ILC 用マルクス電源の複数段ユニットにおける定電圧制御

CONSTANT VOLTAGE CONTROL FOR A MULTI STAGE UNIT OF A MARX GENERATOR FOR THE ILC

林拓実^{#,A)}, 鈴木隆太郎^{A)}, 佐々木尋章^{A)}, 江偉華^{A)}, 徳地明^{B)}, 澤村陽^{B)}, 明本光生^{C)}, 中島啓光^{C)}
川村真人^{C)}

Takumi Hayashi^{#,A)}, Ryutarō Suzuki^{A)}, Hirofumi Sasaki^{A)}, Weihua Jiang^{A)}, Akira Tokuchi^{B)}, Yo Sawamura^{B)},
Mitsuo Akemoto^{C)}, Hiromitsu Nakajima^{C)}, Masato Kawamura^{C)}

^{A)} Nagaoka University of Technology

^{B)} Pulsed Power Japan laboratory Ltd.

^{C)} High Energy Accelerator Research Organization

Abstract

A high power, long pulse modulator aimed at application to International Linear Collider (ILC) is being developed. The target parameters are: 120 kV ($\pm 0.5\%$), 140 A, 1.7 ms, and 5 pps, with consideration on compactness, reliability, and cost control. A solid state, chopper controlled pulsed power generator using Marx-topology has been proposed. Marx circuit is a circuit that is floating potential configuration on the pressure. As technical problem which is important include control of the charging voltage of the power supply and the main circuit to the main circuit is floating potential at the high pressure side. So we have to ensure the insulation by using a high-frequency transformer. In addition to the voltage determined by the high-pressure side. The constant voltage control of the main circuit by controlling the ground side of the inverter was performed in subsequent optical fiber. In this report to report on the control result of the charging voltage of the Marx modulator.

1. はじめに

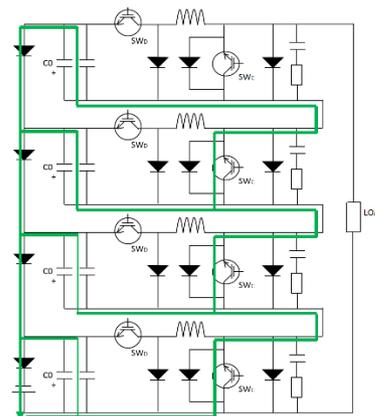
現在 ILC(International Linear Collider)計画用のマルチビームクライストロン用電源開発を行っている[1]。この電源に求められるのは、 -120kV ($\pm 0.5\%$), 140A , 1.7ms , 5pps という高出力かつ長パルスの出力、さらに電源の小型化、低コスト化、高信頼性などが要求されている。我々はこれらの要求を満たす電源としてチョップパ型マルクス電源の開発を行っている。

マルクス回路は構成上高圧の電位が浮いている回路である。ここで重要となる技術的課題として、高圧側で電位が浮いている主回路への給電及び主回路の充電電圧の制御が挙げられる。そこで我々は高周波トランスを用いて絶縁を確保した。また高圧側で電圧判定をし、光ファイバーで地上側へ信号を送り、インバータを制御することで主回路の定電圧制御を行った。本発表ではマルクスモジュールの充電電圧の定電圧制御結果について報告する。

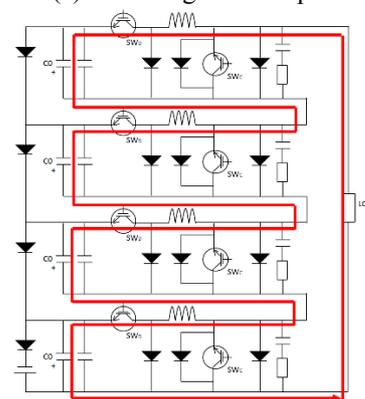
2. システム構成

2.1 チョップパ型マルクス回路

本論文でのチョップパ型マルクス回路の回路図を Figure 1 に示す。充電時は(a)で示す経路で電解コンデンサに充電し、放電時は(b)の経路で放電され、SWD を 80% 程度のデューティ比で動作させることにより、フラットな出力を実現する。また、降圧チョップパ動作によって発生するリップルには、マルクス回路の格段の位相をずらすことにより低減する。



(a) The charge current path.



(b) The discharge current path.

Figure 1: Chopper-MARX circuit.

[#]t_hayashi@etigo.nagaokaut.ac.jp

マルクス回路は回路の特性上、最も低圧側にある回路以外は接地されていない。そのため、高圧側の充電電圧を監視するには特別に絶縁を考慮する必要がある。

2.2 マルクスモジュール

Figure 2 にマルクスモジュールの構成図を示す。マルクスモジュールは 20 台のユニットから構成されており、ユニット一台は 4 枚のマルクス基板から成る。本システムは 620V, 20kHz で出力可能なインバータ充電器から変圧器へ出力する。変圧器で 4 倍に昇圧し、整流器を通したのちマルクスへ充電する。現在インバータ充電器を 5 台用いており、それぞれ 4 ユニットずつ充電している。将来的には 1 ユニットに対して 1 台の充電器で充電することで、5Hz 運転に必要な電力を供給する。上記の通り主回路への給電にはトランスを用いており、4 種類の変圧器をユニットに加わる電圧に対応させ、十分な絶縁耐力があるものを採用している。ユニットとの制御通信に関しては光通信を用いることで絶縁を確保している。充電制御に関しては、充電電圧を分圧して得られた電圧を A/D 変換して FPGA に取り込み、インバータ充電器を制御する。

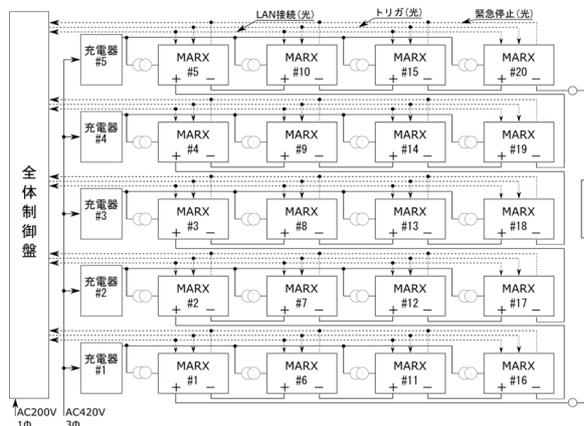


Figure 2: The whole schematic.

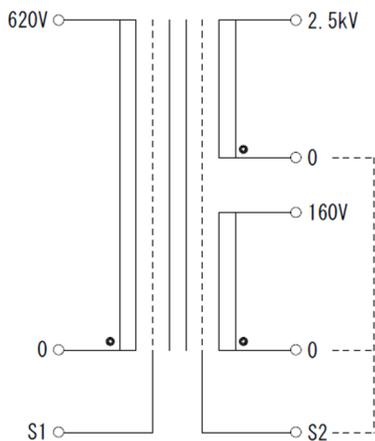


Figure 3: Circuit of Transformer.

2.3 高周波トランス

本システムでは主回路の充電に高周波トランスを用い

ることで絶縁を確保している。トランスの回路図を Figure 3 に示す。トランスはアースから各ユニット間の電圧によって耐圧の異なる四種類のトランスを使い分けている。トランスは 620V から 2.5kV に昇圧しマルクスを充電する。四種類の共通スペックを Table 1 にそれぞれのスペックを Table 2 に示す。トランスの浮遊容量が出力へ影響を及ぼすと考えられており、それに対する対策も必要である。[2]

2.4 インバータ充電器

マルクス回路への充電はインバータ充電器から前述の高周波トランスを介して行われる。インバータ充電器の概略図を Figure 4 に示す。インバータ充電器は三相 420V を入力し、620V、20kHz という高周波を出力する。高周波化することでトランスの小型化を狙っており、これによりシステム全体の省スペース化を図ることができる。後述する充電電圧のフィードバックシステムは、本インバータのゲート信号を制御することで出力制御を行う。

Table 1: Common Spec

| | |
|-----------------------|--|
| Primary | 620V frequency 20kHz magnetizing inductance 4.8mH ± 25% (at the core gap zero) |
| Secondary | ①2.5kV 4A 10kVA ②160V 2A 320VA total 10.32kVA |
| Insulation method | dry self-cooling E species insulation |
| Insulation resistance | DC1KV 1000MΩ or more at Megger |

Table 2: High-frequency Transformer of the Withstand Voltage.

| Model number | Breakdown Voltage | quantity | position |
|--------------------------------------|---|----------|----------|
| HTV-10.32K- 622.5 K16-TV38- F20K | S-P,E間W/V DC30kV, T/V DC38kV/10min | 5 | #1-#5 |
| HTV-10.32K- 622.5 K16-TV75- F20K | S-P,E間W/V DC60kV, T/V DC75kV/10min | 5 | #6-#10 |
| HTV-10.32K- 622.5 K16-TV113- F20K | S-P,E間W/V DC90kV, T/V DC113kV/10min | 5 | #11-#15 |
| HTV-10.32K- 622.5 K16-TV150- F20K | S-P,E間W/V DC120kV, T/V DC150kV/10min | 5 | #16-#20 |

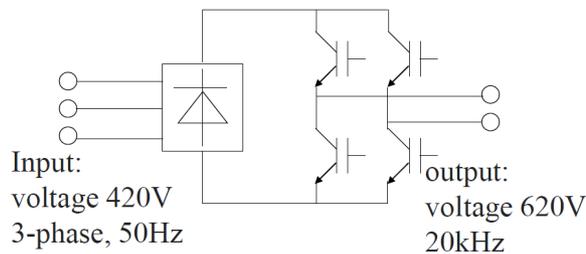


Figure 4: Inverter charger.

3. 提案手法

フラットパルスを実現するにあたって出力時の位相制御によって互いのリップルを打ち消し合う必要があるため、充電電圧は高精度である必要がある。そのため分圧器で降圧した電圧を変換する A/D 変換器は高分解能である必要がある。本手法では 12bit の変換器を用いている。本マルクス回路では、最大充電電圧を 2kV としているため、理論的には約 0.5V 刻みで設定可能である。

Figure 5 に提案手法のフローチャートを示す。提案手法では、設定電圧までインバータを動作させ、設定電圧まで達したらインバータを停止させる。自然放電及び出力によって設定電圧を下回った場合再度設定電圧まで充電する。Figure 6 に動作例を示す。充電完了しているときはコントロール電圧がハイとなりインバータを停止させる。出力されて充電電圧が設定値を下回ったと検知した場合にはローとなりインバータを動作させる。

以上の動作により、充電電圧の定電圧制御が行うことが出来る。

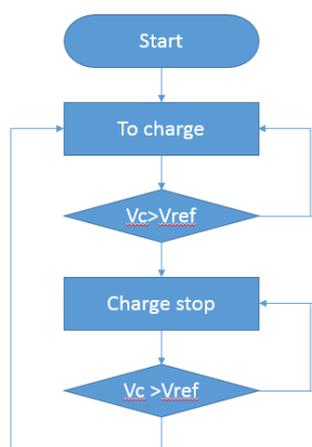


Figure 5: Flow chart.

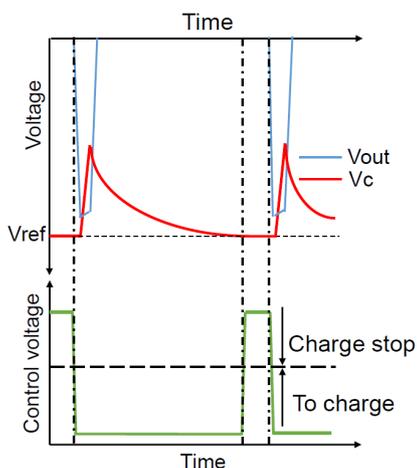


Figure 6: The operation of the control.

4. マルクスモジュール試験

4.1 充電電圧検出

提案手法の動作確認するために実機検証を行った。

本実験ではユニットを三台重畳させて試験を行った。Figure 7 に 3 ユニット重畳試験の結果を示す。コントロール電圧が 3.3V 以上の場合は充電器が停止し、3.3V 未満の場合は充電されることを示している。本実験は充電電圧の設定値を 1kV としているため、出力される 0.02ms までは停止信号が出ており、放電シドランプが発生した直後にコントロール電圧が低下し充電開始の信号が検出されており、充電電圧が設定値以下になるとそれを感知することを確認した。出力される前に充電信号が出ています。ここで用いている A/D コンバータは 12bit であるため、1kV 充電の場合 0.24V 単位で検出することが可能である。そのため、自然放電を検出し充電を開始したものと考えられる。

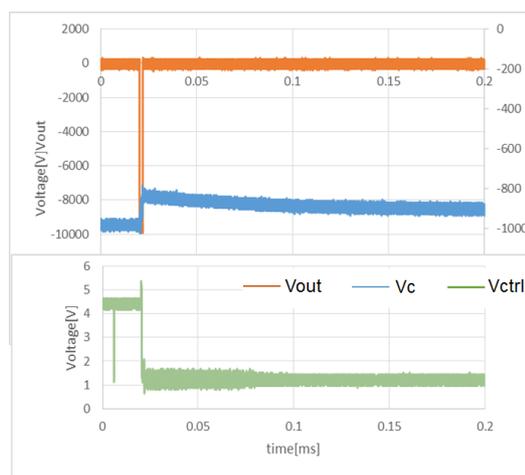


Figure 7: Charging voltage detection test.

4.2 マルクスモジュール定電圧試験

Figure 8 に充電電圧設定 300V で定電圧制御試験を行った結果を示す。放電されるまで -300V 充電を保ち、出力に伴って 50V 程度電圧低下した後充電が開始されていることを確認した。1μs 程度で充電が終了し、-300V を保っている。ここでの誤差は 0.41% となっている。前述のように 12bit の変換器を用いているため、誤差は 0.5V 程度になる。実測値の誤差は 1.25V と 2.5 倍の誤差が発生した。ADC は実際のビット数から計算される精度より低いことが知られており、許容範囲だと考える。試験中に絶縁破壊を起こすことはなく、絶縁に関しても十分確保できている。充電電圧が設定電圧に達し、保持しようとする際にノイズが乗っている。現在の制御方法だと、OFF またはフルパワーでの ON のどちらかになってしまったためにおこるオーバーシュートが原因と考えられる。充電の速度はインバータ充電器の出力に依存するためそれについては今後の課題とする。

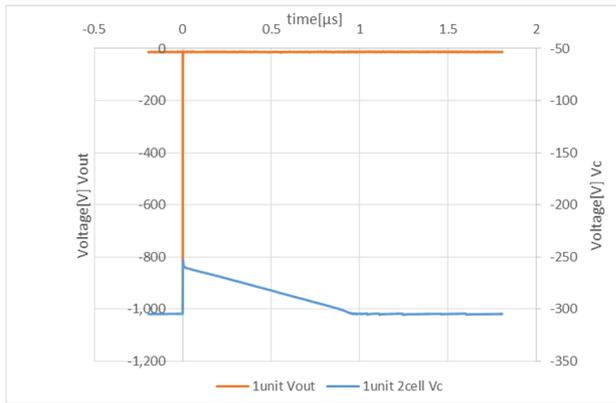


Figure 8: Constant voltage test of the modulator.

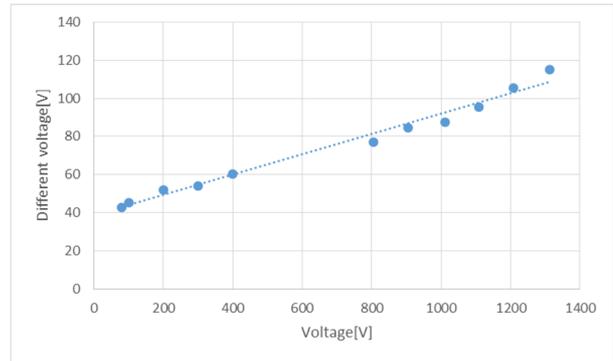


Figure 9: The difference between the actual measurement values.

4.3 制御 PC-実測値確認

制御を司っている PC と実測値の比較検証を行った。PC が取得できる値は分圧器から得た電圧を光信号へ変換し、地上側へ送っているもので精度がわかっていない。そこで、作動プローブを用いて PC に表示される値と実測値の比較検証を行うことで事実関係を明らかにする。

実測値 80-1300V の間で PC にて取得した電圧との差を Figure 9 に示す。

充電電圧が上昇するにつれて PC に表示される値と実測値との差は線形に増加していることが分かる。これにより、どの程度オフセットを考えればよいか明らかになった。

5. まとめ

本論文では、段数の多い半導体マルクス回路に対する絶縁を考慮した充電電圧の制御方式を提案した。また、モジュールでの試験を行い、その効果を確認した。実験結果より以下のような結論を得た。

- (1) 本制御手法でマルクスモジュールの充電電圧を誤差 0.5%以下で制御することが出来る。
- (2) 制御 PC の表示と実測の充電電圧で差異がある。

今後の課題としては、(2)の問題点の調査及び検討。また、実験を始めた直後は充電電圧が安定せず、徐々に上昇していく現象が確認されているためそれについての調査も行っていく。

謝辞

本研究は高エネルギー加速器研究機構[2][3]の共同開発研究の助成を受けたものです。

参考文献

- [1] ILC Technical Design Report Volume 3-Accelerator, 2013, <http://www.linearcollider.org/ILC/Publications/Technical-Design-Report>
- [2] H. Nakajima *et al.*, “KEK における ILC クライストロン用チョッパ型マルクス電源の現状”, these proceedings, TUP034.
- [3] R. Suzuki *et al.*, “ILC 用 MARX 電源の最適化”, these proceedings, TUP035.