

速い繰り返し誘導加速シンクロトロン用パターン電圧発生高圧直流電源の研究

A STUDY ON THE PATTERN WAVEFORM HIGH-VOLTAGE POWER SUPPLY FOR THE FAST CYCLING INDUCTION SYNCHROTRON

岡村勝也^{#, A)}, 由元崇^{A)}, 高山健^{A)}, 徳地明^{B)}

Katsuya Okamura^{#, A)}, Takashi Yoshimoto^{A)}, Ken Takayama^{A)}, Akira Tokuchik^{B)}

^{A)} KEK

^{B)} Pulsed Power Japan Laboratory

Abstract

The application of a 10 Hz repetitive induction synchrotron (IS) to the next generation of heavy ion therapy drivers is under investigation. The IS is characterized by the use of a pulse voltage to accelerate the beam, but until now, due to technical limitations, the magnitude of the pulse voltage could not be perfectly matched to the acceleration conditions. Instead, a pulse density modulation method has been adopted. However, this method inevitably induces synchro-beta coupling, which increases beam emittance. To overcome this problem, we develop a pattern-voltage dc power supply in which the output voltage waveform has a sinusoidal half-wave shape that matches the acceleration conditions. First, a mini-model was fabricated, and comparative experiments were conducted with three different circuit schemes: (A) a bipolar-controlled full-bridge circuit, (B) a unipolar-controlled full-bridge circuit, and (C) a series connected half-bridge circuit. This paper describes the results of these tests and issues for future study.

1. はじめに

10 Hz 繰り返しの誘導加速シンクロトロンを次世代重粒子線セラピーのドライバーとして適用することを検討している。誘導加速シンクロトロンでは誘導加速セルに発生するパルス電圧によってビーム加速を行うことが大きな特徴であるが、これまでは技術的制約からパルス電圧の大きさを加速条件 $V_{ac} = \rho C_0 dB/dt$ (V_{ac} : ターン当たりの加速電圧、 ρ : 偏向磁石の曲率半径、 C_0 : リング周長、 dB/dt : 偏向磁石磁束密度励磁勾配) に完全には合わせることができず、パルス密度変調方式とよばれる短時間移動平均の電圧を加速条件に適合させる方式を採ってきた。しかし、この方式では Synchro-Beta Coupling が誘発され、結果としてエミッタンス増大が不可避であった[1]。ガン治療用ドライバーとしての本格応用[2]にはこの加速条件を厳密に満たすことが必須である。通常の直流電源では電力変換が入力から出力への単方向であるために電圧上昇をパターン化することはできても、次の加速サイクルでゼロリセットする際に大きなエネルギー損失を生むことになる。ここでは双方向 DC-DC コンバータ回路を用いたパターン電圧直流電源の開発について述べる。

2. 誘導加速シンクロトロン

誘導加速システムは加速電圧、閉じ込め電圧を発生するスイッチング電源および伝送ケーブル、整合抵抗からなる加速セルドライバーと一次側に印加されたパルス電圧によって二次側の加速ギャップに加速電圧を発生する誘導加速セルから構成される。Figure 1 に誘導加速システムの等価回路と主要構成要素を示す。

この図では直流電源の詳細は示されていないが、商用周波数の交流を整流器によって直流に変換する順変換コンバータ、直流を高周波交流に変換する逆変換イン

バータ、昇圧トランス、高周波順変換コンバータによって構成され一定電圧の直流を発生させている。スイッチング電源は MOSFET を用いたフルブリッジ回路となっており MHz 繰り返しの正、負のパルスを発生する。発生したパルス電圧はファインメトリボン巻回したトロイダル形状のコアを積層した鉄心の一次巻線に印加され、その結果加速セルの加速ギャップに加速電圧が誘起される。

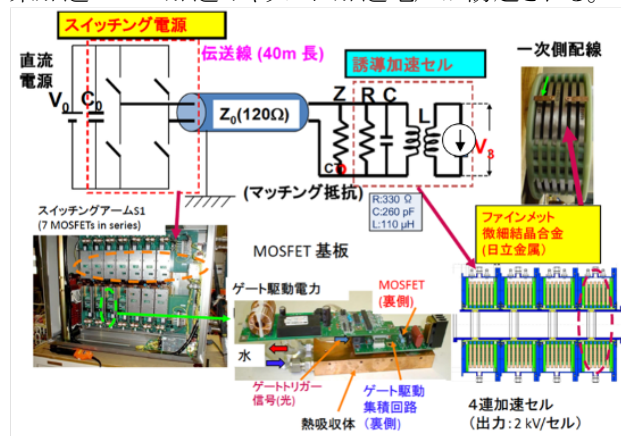


Figure 1: Induction acceleration system.

3. 次世代粒子線ガン治療ドライバー

次世代粒子線セラピーでは変形・移動する標的臓器を追尾・捕捉しながら照射可能なドライバーが要求される。我々は誘導加速シンクロトロン加速原理をベースにした Energy Sweep Compact Rapid Cycling Hadron Therapy(ESCORT)を提案し、研究を進めている[2-3]。Figure 2 に ESCORT の概念図を示す。ESCORT は 10 Hz の繰り返し運転中、変形・移動するガン患部の位置と照射スポットを実時間で捕捉しながら C⁶⁺スピルによる 2 種類の照射手段を想定している

1) 10 Hz 繰り返し、任意のエネルギーで 1 ターン取

[#] katsuya.okamura@j-parc.jp

- り出しによるシングルパルス照射 (flash therapy モード)
 2) 10-20 ms の時間範囲にガン患部の深さ方向を連続的にスイープしながら照射 (10 Hz energy sweep モード)

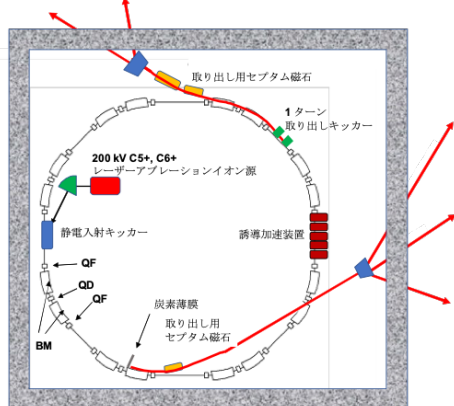


Figure 2: Schematic of energy sweeping compact rapid cycling hadron therapy (ESCORT).

4. 本研究の目的

誘導加速シンクロトロンにおいて毎周回加速条件を満たすためには加速電圧として

$$V_{ac} = \rho C_0 dB/dt \quad (1)$$

(V_{ac} : ターンあたりの加速電圧、 ρ : 偏向電磁石の曲率半径、 C_0 : リング周長、 dB/dt : 偏向電磁石磁束密度励磁勾配) を満足させるパルス電圧を発生させる必要があるが、Fig. 1 に示した誘導加速システムでは直流電源の電圧 V_0 は時間的に一定であり、スイッチング電源はその直流電圧を切り出すだけの機能を持つだけなので誘導加速電圧も一定の値にしかできず、代わりに加速電圧を毎ターン発生するのではなく間引き発生することで短時間移動平均で(1)式の加速電圧を満たしていた。この結果 Synchro-Beta Coupling が誘発され、結果としてエミッタンス増大が避けられないという課題があった。

そこで本研究では固定電圧直流電源とスイッチング電源の間に双方向にエネルギーのやりとりが可能な双方向 dc-dc コンバータを挿入し加速条件を満たしたパルス電圧が発生可能にするパターン電圧発生直流電源を開発することを目的とする。

5. ミニモデルを用いた実験

5.1 ミニモデル

実機では出力電圧として最大 3 kV を出力し、10 Hz の連続運転が求められるが、まずは回路方式の選定、制御パラメータの最適化などを行うために 500V 程度の低圧で実験を行うことをめざし、1 台のオープンケースの上に、制御基板、主回路基板、出力フィルター回路を実装したミニモデルを製作した。Figure 3 にミニモデルの外観を示す。

5.2 回路方式

5.2.1 バイポーラ制御フルブリッジ回路

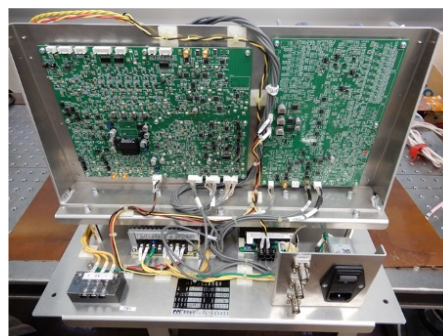
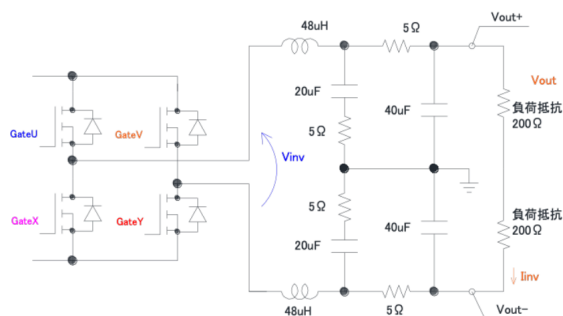
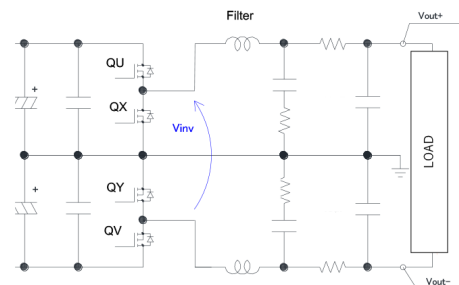


Figure 3: An appearance of the mini model.



(a): Full bridge circuit.



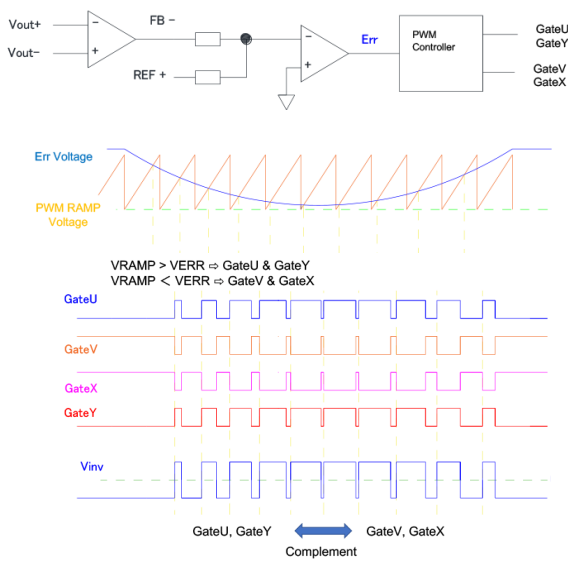
(b): Half bridge series connected circuit.

Figure 4: Experimental circuits.

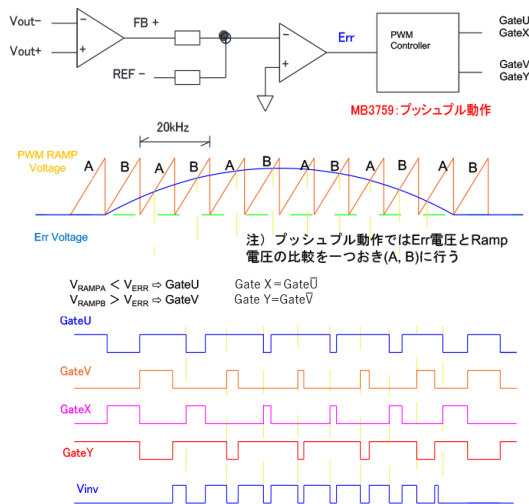
フルブリッジ回路では Fig. 4 (a) に示すように Q_U 、 Q_V 、 Q_X 、 Q_Y の 4 つのスイッチング素子 H 形状に配置し、 Q_U と Q_X との接続点、 Q_V と Q_Y との接続点から出力を得る。バイポーラ制御では Q_U と Q_V (状態 1)、 Q_V と Q_X (状態 2) の繋ぎ合わせで同時にオン状態になり、正または負のパルスが発生する。Figure 5 (a) にバイポーラ制御方式のパルス発生原理を示す。キャリアの鋸波と指令値の大小関係により状態 1 か状態 2 のどちらかに定まるが必ず交互であり必要な出力極性に関わらず必ず正、負のパルスが発生するのでバイポーラ方式と呼ばれる。また、特に出力が 0 付近だと状態 1 と状態 2 がデューティ 50% づつとなってスイッチング素子の損失が大きくなるという欠点がある。

5.2.2 ユニポーラ制御フルブリッジ回路

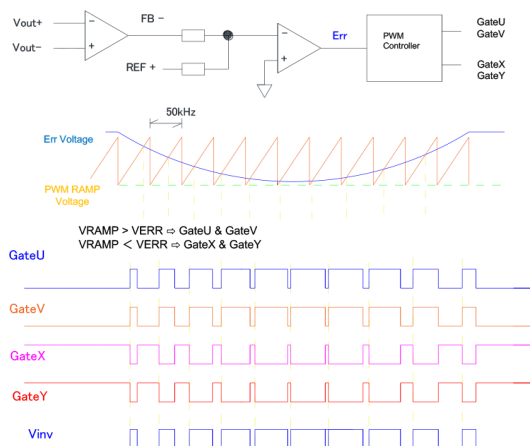
ユニポーラ制御は前述のバイポーラ制御の欠点を回避するために考案されたものである。ユニポーラ制御にも種々の方式があるが、Fig. 5 (b) に本研究で採用されたユニポーラ制御方式のパルス発生原理を示す。バイポーラ制御との大きな違いはキャリアと指令値の比較方式



(a): Pulse generation scheme of the bipolar control.



(b): Pulse generation scheme of a unipolar control.



(c): Pulse generation scheme of a half bridge control.

Figure 5: Comparison of the gate pulse generation schemes.

にある。バイポーラでは比較結果の出力値は1種類だけであり、その正負によって出力状態を決定していた。それに対してユニポーラではキャリアの鋸歯波を交互に発生するA、B2種類の波の合成波とみなし、 Q_U はA波との比較結果、 Q_V はB波との比較結果によって動作する。なお、 Q_X 、 Q_Y はそれぞれ Q_U 、 Q_V の反転となる。ユニポーラ制御では正、負、0の3種類の出力状態が得られるので出力電圧0付近での損失を減らすことが可能である。

5.2.3 ハーフブリッジ2段回路

ハーフブリッジ回路はフルブリッジのように4つのスイッチング素子を用いるのではなく基本的にはトータムポール接続された2つの素子を交互にオンオフすることで出力を得る。但し、本研究での負荷はFig. 1に示したようにフルブリッジのスイッチング電源であり、平衡負荷であるので通常のハーフブリッジは適用することができない。そこでFig. 4 (b)に示すようにハーフブリッジ2段を直列接続したハーフブリッジ2段回路の検討を行った。Figure 5 (c)にハーフブリッジ回路のパルス発生原理を示す。2段のハーフブリッジ回路は対称動作を行う。ハーフブリッジ回路では原理的に負極性の電圧を発生することができないが、本研究では正の電圧だけが必要であるので問題ではない。

6. 実験結果

6.1 バイポーラ制御フルブリッジ回路

Figure 6 (a), (b)にそれぞれバイポーラ制御フルブリッジ回路でのパターン追従性とリップル波形を示す。パターン追従性については指令値に対して最大-0.4%、リップルは $2V_{P-P}$ (500 V出力時)と良好な性能であった。但し、予想通り0V出力時には損失が大きく、スイッチ素子が手で触れないほどの高温となった。速い繰り返しシンクロトンでは全周期の50%は加速待機時間となるのでパターン発生開始トリガー信号を導入するなどの損失対策が必要であろう。

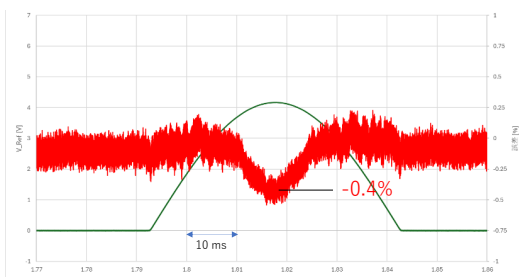
6.2 ユニポーラ制御フルブリッジ回路

Figure 7 (a), (b)にそれぞれユニポーラ制御フルブリッジ回路でのパターン追従性とリップル波形を示す。0V待機時に+9%のオフセット電圧が発生しており、パターン立ち上がり時に-8%の、パターンピークでは+3%の偏差となっている。リップルについては $2.8V_{P-P}$ (600 V出力時)であった。待機時の損失については期待通り低減効果が認められたものの、追従性についてはバイポーラに比べて著しく劣った結果となった。この理由の一つとして考えられるのは使用したPWMコントローラICの問題である。PWMコントローラICはスイッチング素子の故障を防止するために最小パルス幅機能やデッドタイム制御機能が内蔵されているが、これらの保護機能のためにユニポーラモードで必要とされるゲートパルスが発生できなかった可能性がある。

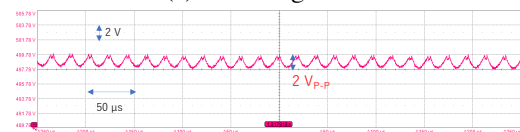
6.3 ハーフブリッジ2段回路

Figure 8 (a), (b)にそれぞれハーフブリッジ2段回路でのパターン追従性とリップル波形を示す。追従性に関してはパターン立ち上がり時に1%を超える偏差が生じたもののパターンピークでは-0.4%に収まっている。パターン

立ち上がりの追従性の改善が今後の課題である。リップルに関しては $0.8V_{p-p}$ と 3 方式の中でもっとも良好であった。

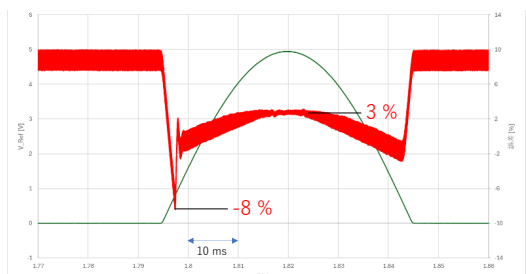


(a): Tracking error.

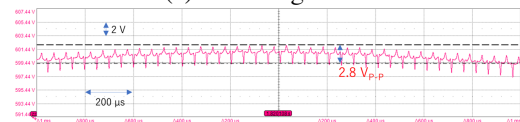


(b): Ripple voltage.

Figure 6: Test results of the bipolar control full bridge circuit.



(a): Tracking error.



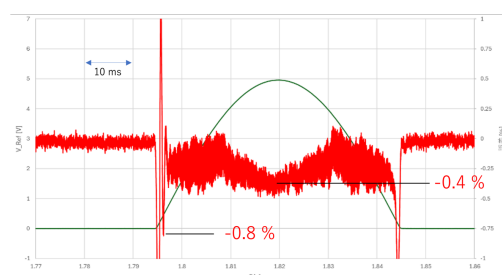
(b): Ripple voltage.

Figure 7: Test results of the unipolar control full bridge circuit.

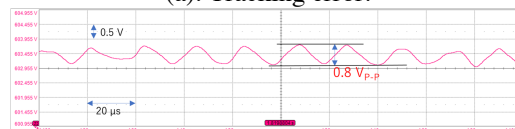
7. まとめ

速い繰り返し誘導加速シンクロトロンのパルス電圧発生源への適用を目指してパターン電圧発生高圧直流電源の研究を行った。従来は一定電圧の直流電源であったのに対して、本研究では加速条件を完全に満たす正弦半波の電圧を発生させるのが特徴である。

最大出力電圧 $600V$ 程度のミニモデルを制作し、(A)バイポーラ制御フルブリッジ回路、(B)ユニポーラ制御フルブリッジ、(C)ハーフブリッジ 2 段の 3 種の回路方式の



(a): Tracking error.



(b): Ripple voltage.

Figure 8: Test results of the bipolar control full bridge circuit.

実験を行った。その結果、(A)では追従性、リップルとも良好であったが、 $0V$ 待機時の損失が大きくなるという課題があった。(B)は $0V$ 待機時にオフセット電圧が発生し、さらに追従性も大きな偏差が生じた。PWM コントロール IC の短絡防止機能のために理論通りのパルス発生が行われなかったのが原因と考えられる。(C)はリップル性能は良好であったが、パターン立ち上がり時の追従性に課題があった。

3 方式とも改良の余地はあると考えられるので今後さらに検討を進め、さらに実際のスイッチング電源との組み合わせ実験も実施した上で最適な方式を見極めて実規模回路を製作する予定である。

謝辞

本研究は科学研究補助金(基盤研 B23H03666)の援助を受け行われた。

参考文献

- [1] K. Takayama *et al.*, "Induction Acceleration of Heavy Ions in the KEK Digital Accelerator: Demonstration of a Fast Cycling Induction Synchrotron", *Phys. Rev. A&B* 24, 011601 (2021). doi:10.1103/PhysRevSTAB.17.010101
- [2] Leo Kwee Wah *et al.*, "Compact hadron driver for cancer therapies using continuous energy sweep scanning", *Phys. Rev. A&B* 19, 042802 (2016). doi:10.1103/PhysRevAccelBeams.19.042802
- [3] K. Takayama *et al.*, "Energy Varying Beam Extraction from a Fast Cycling Hadron Therapy Driver assisted with Large Momentum Deviation and Charge Exchange", *Phys. Rev. A&B* 24, 011601 (2021). doi: 10.1103/PhysRevAccelBeams.24.011601