

高圧電源と低圧電源のハイブリット制御による高電圧、低リップル電磁石電源

HYBRID CONTROL OF LOW AND HIGH VOLTAGE POWER SUPPLIES FOR HIGH VOLTAGE AND LOW RIPPLE MAGNET POWER SUPPLY

栗本佳典^{#,A)}, 森田裕一^{A)}, 下川哲司^{A)}, 内藤富士雄^{A)}, 中村衆^{A)}, 岡村勝也^{A)}

Yoshinori Kurmioto^{#,A)}, Yuichi Morita^{A)}, Tetsushi Shimogawa^{A)}, Fujio Naito^{A)}, Shu Nakamura^{A)}, Katsuya Okamura^{A)}

^{A)} High Energy Accelerator Research Organization, KEK

Abstract

We are planning to increase the repetition rate of the acceleration cycle in J-PARC Main Ring from 0.4 Hz to 1 Hz to achieve the intensity of 750 kW. For such high repetition rate, we need replace the magnet power supplies with new one that can output 4-6 kV voltage. In addition to the high voltage output, new power supplies are required to have very low ripple (a few ppm) at the DC maximum current. This is because J-PARC Main Ring is used not only as "fast extraction" mode which requires high repetition rate but also as "slow extraction" mode which requires very low ripple when the particles are slowly extracted at maximum energy for a few seconds. However, semiconductor switches such as IGBTs for 4-6 kV must be used at very low switching frequency (<1 kHz) to suppress their loss. Therefore, their switching ripple is not sufficiently reduced with the output filter. To solve such difficulties, we consider of using high voltage and low voltage power supplies connected in series and the high voltage power supplies drive only inductive load. In this way, only low voltage power supplies operate at the DC maximum current since no voltage is required for inductance at DC current. Since low voltage supply should drive at least only resistive load, 1-2 kV is enough as the output voltage of the low voltage power supplies. For such low output voltage power supply, IGBTs can be used with relatively high frequency (3-5 kHz) which can be reduced well with the output filter. In this article, we introduce such hybrid usage of the high voltage and low voltage power supplies showing the simulation result.

1. はじめに

J-PARC Main Ring (以下MR)では1 MW級のビーム強度を達成する為、現状 2.4 秒の繰り返し周期を1 秒程度に縮める事を計画している。これを達成するためには、現存の主電磁石電源をより急峻な励磁が可能な高電圧出力電源に置き換える事が必須である。

一方で、J-PARC MR では繰り返し周期 1 秒で行うような「速い取出し」モードの他に、最高エネルギー(30 GeV)状態で数秒間陽子ビームを周回させ、その間に均等にビームを取り出す「遅い取出し」モードがある。遅い取出しモードでは、ビーム取出しを均等に行うため、主電磁石磁場の低リップル化が重要な課題となっている。

しかしながら、上記の高電圧出力電源と低リップル電源の両立は非常に難しい課題である。MRの主電磁石電源は一台当たりの最大出力は1MWを超えこのような大型の電源ではIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)等の半導体素子を用いる事が多い。高電圧出力の電源では当然、高耐圧のIGBTを用いているが、高耐圧(3 kV以上)のIGBTはスイッチングの周波数を高くして使用する事が出来ない(< 1 kHz)。そして、そのような低い周波数のスイッチングによるリップルはフィルターで除去するのが困難である。この困難は、多数の低電圧電源を直列にすれば解決できると思われるが、実際にはスペースおよび予算に制限があるため現実的ではない。また、高電圧電源の高耐圧スイッチング素子を、複

数の低耐圧高速スイッチング素子に置き換えるという方法も考えられるが、直列にしたそれぞれの半導体素子の電圧バランスを均等にするための回路や、素子の点弧タイミングの微調整機能が必要になり、開発や調整工程が大きくなってしまふ。

我々は、高圧電源と低圧電源を直列にして用い、高電圧出力と低リップルを両立させる方法を検討している。

2. 制御方式

本方式の最も重要なところは、高圧電源は負荷のインダクタンス成分のみをドライブする点である。このような制御を行う事で、DC運転時すなわち遅い取出し時は、高圧電源は0V出力になり、高速の低圧電源のみが動作する。

具体的には、以下のような制御を行う。Figure1に概念図を示す。

- ① 電流指令値が負荷に流れた時にインダクタンスにかかる電圧を計算し、その電圧値を指令値として高圧電源をドライブする。(電圧フィードフォワード)
- ② 出力電流値を検出し、電流指令値と出力電流の差分(電流偏差)を低圧電源の指令値とする。(電流フィードバック)
- ③ 以上のようにすることで、低圧電源は電流指令値と負荷電流が同じになるように動作するので、結果として残りの抵抗負荷分の電圧を出力する。

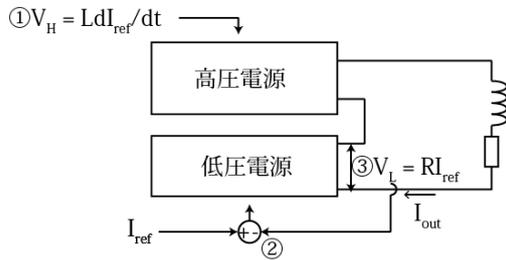


Figure1: Conceptual view of the power supply

Table 1: Parameters of each component

AC/DC	方式：三相 PWM コンバータ 充電電圧：2.5 kV スイッチング周波数：450Hz
高圧 チョップパ	方式：単相フルブリッジ 充電電圧：2.5 kV スイッチング周波数：2 kHz
低圧 チョップパ	単相 NPC インバータ 充電電圧 1.8 kV スイッチング周波数：4.5 kHz
負荷	QDN 四極電磁石 (二分割) インダクタンス値：1.69 H 抵抗値：0.96 Ω

3. シミュレーション検討

3.1 回路構成

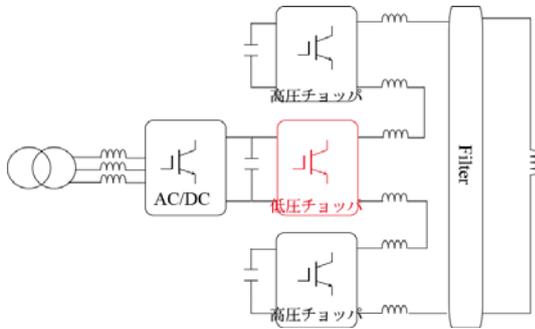


Figure 2 : Block Diagram of the power supply used in the simulation

Figure2 にシミュレーションの回路ブロック図、Tab.1 に各ブロックの詳細をそれぞれ示す。シミュレーションでは高圧チョップパ 2 台、低圧チョップパ 1 台の計 3 台を直列にしている。低圧チョップパには NPC (Neutral Point Clamped) チョップパを採用し、その中点を動的に接地する事で、チョップパ出力の中性点の対地電位が常に 0 になるようにした[1]。そして、その正側、負側にそれぞれ高圧チョップパを直列に接続する事で、全出力の中性点の対地電位もゼロになるようにシコモンモード電流が原理的に流れない構成にした。これは J-PARC MR の新主電磁石電源の候補[2]として開発を進めているのと同様の構成である。

3.2 各チョップパの分担

2 章で述べたように、高圧チョップパは L 負荷のみをドライブするように電圧フィードフォワード司令値を決定する。まず、Fig. 3 に電流指令値を示す。

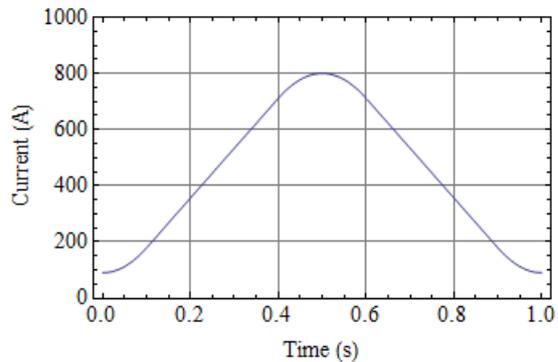


Figure 3 : Reference of the magnet current

この電流指令値を $I_{ref}(t)$ とすると、それに必要な電圧 $V(t)$ は、

$$V(t) = RI_{ref}(t) + LdI_{ref}(t)/dt$$

と書ける。これより、右辺第一項 (抵抗分) を低圧チョップパに、右辺第二項を高圧チョップパに分担させるのが最もシンプルである。しかし、そのような分担をすると高圧チョップパは定格に近い電圧出力に、低圧チョップパは定格を遥かに下回る出力にそれぞれになってしまう。そこで、実際には低圧チョップパにもインダクタンス分を少し分担させ、最大出力電圧の比が各チョップパの定格電圧の比になるようにした。

すなわち、高圧チョップパのインダクタンス分の分担割合を f とおき、最大電圧の時の時刻を t_{max} とおいた時、

$$\frac{RI_{ref}(t_{max}) + (1 - 2f)LdI_{ref}(t_{max})/dt}{fdI_{ref}(t_{max})/dt} = \frac{\text{低圧チョッパ定格 } 1.8kV}{\text{高圧チョッパ定格 } 2.5kV}$$

から f を算出した。その時の低圧チョッパおよび、高圧チョッパの電圧を Fig. 4 に示す。

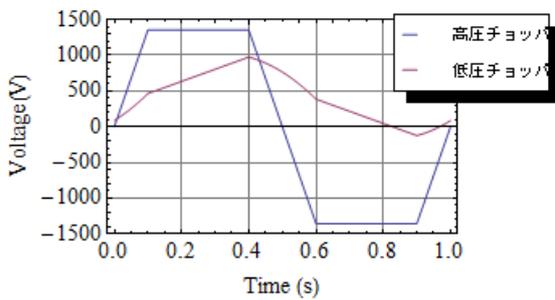


Figure 4: Voltage of High voltage and low voltage choppers

3.3 シミュレーション結果

電流指令値を Fig. 5 に示した。電流立ち上げ途中および最大電流でのリップルを見るため、立ち上げ時間は速い取出しと同じ 0.5 秒にし、最大電流期間を 1 秒以上設けた。図 5 中の(a)の領域(立ち上げ時)および(b)の領域(最大電流時)の電流偏差の FFT を Fig. 6 および Fig. 7 に示す。電流立ち上げ期間で最大の周波数成分は 2 kHz であり値は 10^{-4} 程度である。一方、最大電流期間で最大の周波数成分は、4.5 kHz であり 10^{-6} 程度である。これは、電流立ち上げ期間に高圧チョッパ (2 kHz) が、最大電流期間に低圧チョッパ (4.5 kHz) がそれぞれ主に動作しており、フィルターによる減衰率の差で、周波数の大きい低圧チョッパが動作する最大電流期間の電流リップルが小さい事を示している。

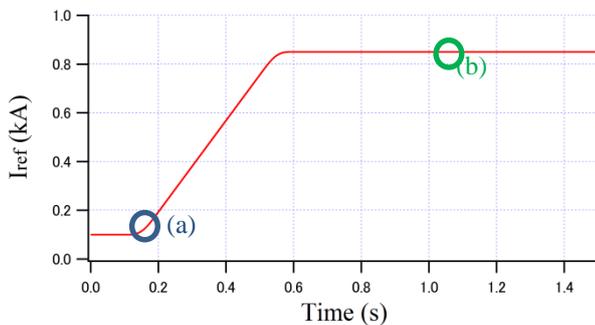


Figure 5: Reference of the magnet current used in the simulation

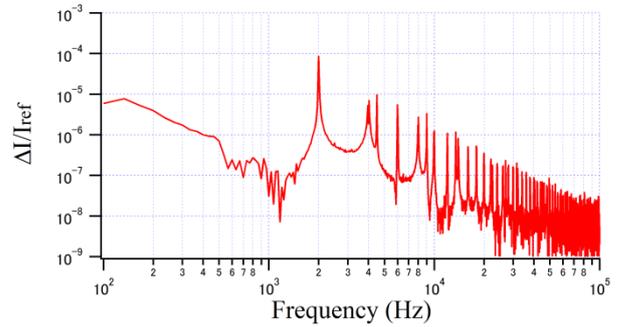


Figure 7: FFT of the current deviation during the driving period

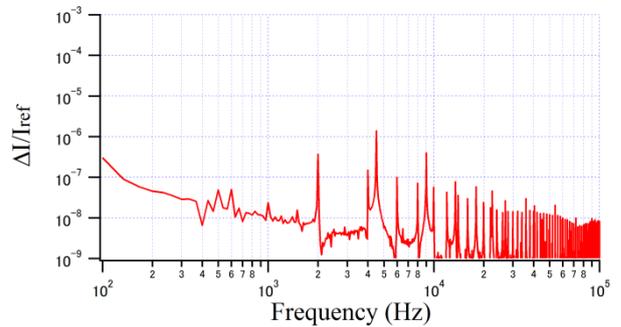


Figure 8: FFT of the current deviation during the maximum current

4. デジタルフィードバック基板

本方式は、複数の変換器で異なる制御や、正確な電圧フィードフォワード量を求めるための、電流偏差計測と補正を繰り返す学習制御等[3]の従来にない複雑な処理が必要になってくる。そこで、我々は新たにデジタル制御基板を開発した。Figure8 に機能ブロック図を Fig. 9 に概観写真を示す。本基板には FPGA およびマイクロコントローラーが搭載されており、それぞれが以下の機能を担っている。

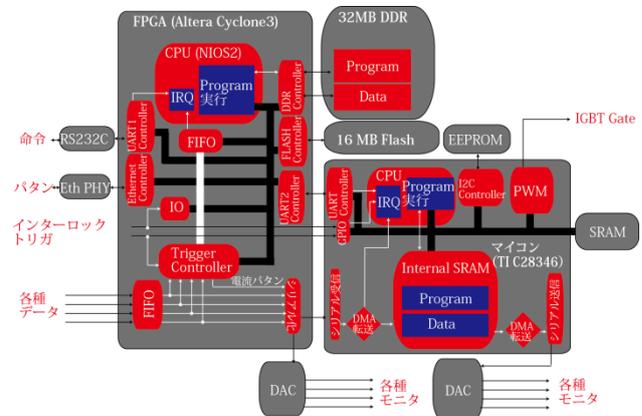


Figure8: Function diagram of the digital control board

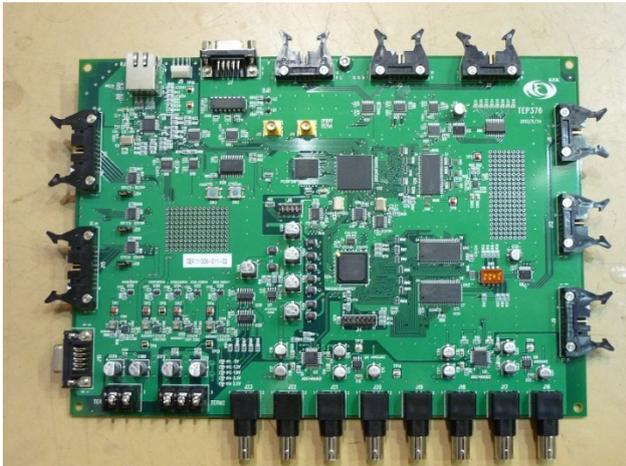


Figure 9: Picture of the digital control board

4.1 FPGA

FPGA の主な機能は、上位からの命令の処理（電源起動停止、電流指令パタンの読み書き、制御パラメータ設定）、電磁石電流等の計測値データの受信およびマイコンへの送信である。なお図 8 で示したように FPGA 内部にも CPU を持たせ、コマンド処理等の記述をソフトウェアで行う事が可能になっている。

4.2 マイクロコントローラー

マイクロコントローラーでは、電流指令値、電圧フィードフォワードパターンおよび計測電流値を受信し、受信データを制御関数に入力し電源への制御指令値を計算する。また、採用したマイクロコントローラーは PWM 機能も搭載しており制御指令値は、スイッチング素子のゲートパルスとして出力される。

5. 今後の課題

ここでは、今後の課題について二点述べる。

5.1 実験による原理実証および調整法の確立

現状ではシミュレーション検討および制御基板の開発を終えたのみである。次の段階としては、10 kW 程度のミニモデル電源に開発した制御基板を組み込みシミュレーション検討との比較及び、調整方法の確立を行う予定である。実際に J-PARC サイトに模擬負荷とミニモデル電源を配備した実験室を 2013 年の 7 月に立ち上げた。詳細は文献[4]を参考にされたい。

5.2 大強度ビームへの適応可能性の検討

本方式では、高電圧出力および遅い取出し時の低リップル出力を両立可能である。しかしながら、電流立ち上げ時すなわちビーム加速時には高圧チョップが動作するためリップルは大きくなる。J-PARC MR は非常に大強度の陽子ビームを扱うため、この加速時の大きなリップルの影響が無視できない可能性もある。そのため、加速時のリップルがビームに

与える影響をシミュレーションおよび実験により評価する必要がある。また、それと並行に電源のリップルがビーム与える影響を減らす工夫も必要である。例として、電源から電磁石への配線の工夫が挙げられる。J-PARC MR では電源一台あたりの出力電圧を下げるため、偏向電磁石のような大きな負荷は二分割する事を検討中であるが、この時、Fig. 10 のように、隣り合う偏向電磁石が別の電源でドライブされるように配線し、二つの電源のスイッチングの位相を 180 度ずらす事を考える。この効果を調べるため、偏向電磁石の磁場エラーが 10^{-4} の時、(a) すべて同じ極性のエラーの場合および (b) 隣り合う電磁石のエラーの極性が互いに逆になっている場合で、ビーム軌道に与える影響を計算した。Figure 11 に(a) (b)それぞれの場合の中心軌道からのずれを示す。(a)に比べて(b)のずれは 10 分の 1 程度になっていることが分かる。また、水平方向のチューンのずれは(a)の場合 0.0056 だったのに対し、(b)は 0.0001 以下であった。この計算は状況を極端に単純化しているため精度は非常に荒いが、少なくとも、配線や電源のスイッチングの位相関係により、リップルがビームに与える寄与は大きく異なると言える。

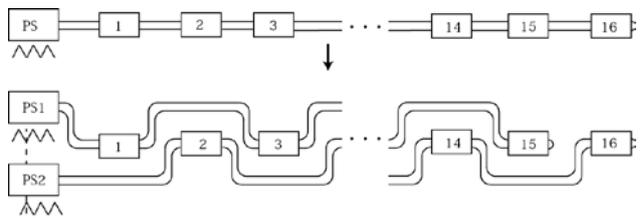


Figure 10: Example of cabling between magnets

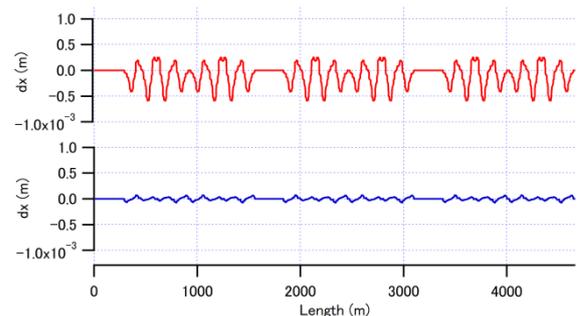


Figure 11: Central orbit distortion in condition (a) and (b)

6. まとめ

J-PARC MR では現状繰り返し周期 2.4 秒を 1 秒にするため、主電磁石電源の置き換えを計画している。この新主電磁石電源は繰り返し周期が短くなったことに伴い高電圧出力が要求される。その一方で、遅い取出し運転のため、最大電流 DC 時の低リップル性能も同時に要求される。

我々はこの二つの要求を最小限のリソースで満たすため、高電圧電源と低電圧電源を直列に用い、高

電圧電源には L 負荷のみをドライブさせるという方式を検討中である。この方式は、電流立ち上げ途中はスイッチング周波数の低い高圧電源が主に動作するが、DC 時にはスイッチング周波数の高い低圧電源のみが動作するため、最大電流 DC(遅い取出し)時のリップルは低くできるという利点をもつ。実際シミュレーション検討では、電流立ち上げ途中は 10^{-4} 、最大電流 DC 時のリップルは 10^{-6} という結果が得られた。

今後は、ミニモデル電源による原理実証および本電源の大強度ビーム適応可能性の詳細検討を進め、実機クラスのプロトタイプ検証を行う。

参考文献

- [1] Y.Kurimoto, et al., "A Common Mode-less Power Supply Operation with NPC inverters", Proceedings of the 9th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Osaka, Aug. 8-11, 2012
- [2] Y.Morita, et al., "Power Supply System of J-PARC Main Ring Main Magnets for High Repetition Rate Operation", Proceedings of the 10th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Nagoya, Aug. 3-5, 2013
- [3] Y.Kurimoto, et al., "A New Method for Rejecting Tracking Error in Magnet Power Supplies", Proceedings of the 9th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Osaka, Aug. 8-11, 2012
- [4] T.Shimogawa, et al., "Test demonstration of magnet power supply with the flying capacitor", Proceedings of the 10th Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Nagoya, Aug. 3-5, 2013