

DESIGN OF A HIGH-PRECISION AND WIDE DYNAMIC RANGE PULSED MAGNET POWER SUPPLY

Yasuhiro Watanabe ^{#,A)}, Norio Tani ^{A)}, Keigo Inoue ^{B)}

A) Japan Atomic Energy Agency

2-4 Shirakata-shirane, Tokai, Ibaraki, 319-1195

B) Nippon Advanced Technology Co., Ltd

146-5 Shirane-Muramatsu, Tokai, Ibaraki, 319-1112

Abstract

In order to compensate a quadrupole component caused by edge field in bump magnets, pulsed quadrupole magnets will be installed in the J-PARC RCS. The pulsed quadrupole-magnet power supplies are required large voltage and low current ripple. This paper proposes a high-precision and wide dynamic range pulsed power supply.

広いダイナミックレンジを持つ高精度パルス電磁石電源の設計

1. はじめに

J-PARC 3-GeV シンクロトロンでは、ビーム入射時に励磁するバンプ電磁石¹⁾の端部から生じる四極成分を補正するため、パルス四極電磁石の設置を検討している。表 1 にパルス四極電磁石の仕様を、図 1 に代表的な電流パターンを示す。前段のリニアックからのビーム入射が開始されるまでに電流を一定の値に立ち上げておき、ビーム入射期間である 500 us は一定を維持する。この時に必要となる電源電圧は 12 V であり、電流精度は 0.1% 以下が要求されている。一方、ビーム入射完了後 200 us の間に急速に電流を立ち下げるが、この時に必要となる電源電圧は 2200 V である。このように、パルス四極電磁石を励磁するための電源は、0.1% 以下の電流精度と広いダイナミックレンジを同一の回路で実現する必要がある。

本論文では、広いダイナミックレンジと低電圧時の電流精度向上を目的としてチョップ回路を多段直列接続したパルス電源を検討する。この電源は、所要電圧が大きな場合はすべての多段直列回路をスイッチングモードで運転し、逆に所要電圧が小さく高精度が要求される場合には、多段直列の内 1 回路のみをスイッチング動作させ、残りの回路はスイッチングを止めて還流モードで運転する。これにより、電流立ち下げ期間に必要な大電圧を確保しつつ、フラットトップ期間の小電圧時の電流精度向上を図っている。最初に、多段直列数と IGBT の電圧定格について検討した後、主回路構成について述べ、最後に回路シミュレーションにより実証する。

2. 多段直列数と IGBT 電圧定格の選択

多段直列数と IGBT の電圧定格にはある程度の自由度がある。IGBT の電圧定格を大きくして直列数を減らすと、部品点数は削減できるが、スイッチングノイズも大きくなる。ここでは、多段直列回路に

表 1 : パルス四極電磁石仕様

ボア径	290	[mm]
鉄心長	150	[mm]
巻線ターン数	12	[turn/pole]
直流抵抗	30.2	[mΩ]
インダクタンス	1.3	[mH]
最大磁場勾配	0.25	[T/m]
最大電流	180	[A]
最大電圧	2200	[V]

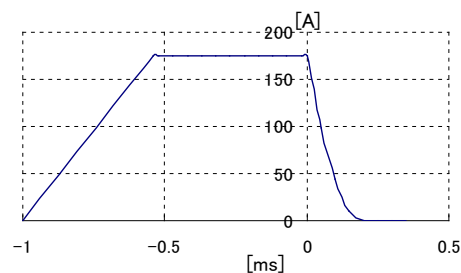


図 1 : パルス四極電磁石電流パターン

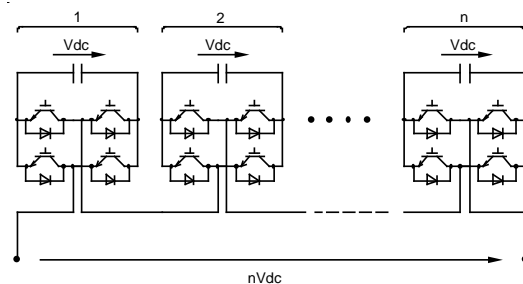


図 2 : チョップ回路の多段直列回路

[#] yasuhiko.watanabe@j-parc.jp

における直列数と IGBT の電圧定格について検討する。

図 2 にチョップ回路を n 段直列接続した多段直列回路を示す。チョップ回路の直列数を n 、チョップ回路の直流リンク電圧を V_{dc} とする。1 つのチョップ回路は、各スイッチング素子のスイッチの組み合わせにより、出力電圧は $+V_{dc}$ 、 $-V_{dc}$ 、 0 という 3 つの値をとる。そのため、端子間の出力電圧の分解能は V_{dc} 、最大電圧は nV_{dc} となる。

チョップ回路の直流電圧はスイッチング素子の電圧定格により決まる。スイッチング素子には IGBT を使用する。一般に IGBT の電圧デレーティングは定格の 50%~60% であるため、直流リンク電圧は IGBT の電圧定格の 50% と設定する。現在一般に市販されているモジュールタイプの大容量 IGBT の電圧定格は、600 V から 4500 V までであるが、最も種類が豊富で入手しやすいのは 600 V と 1200 V である。これは、それぞれ日本の商用電圧である三相 200 V と三相 400 V で使用することを前提としているためである。

本電源の最大電圧は、所要電圧 2200 V に余裕を見て 2400 V と設定する。また、スイッチングノイズと部品点数及び IGBT の入手性を考慮して、IGBT の電圧定格は 1200 V、直流リンク電圧 600 V、直列数は 4 と決めた。

3. 主回路構成

図 3 にパルス四極電磁石電源の主回路構成を示す。主回路は受電回路、整流回路、チョップ回路から構成されている。受電回路では、遮断器を介して三相 400 V を受電し、電磁接触器と制限抵抗から構成されている初充電回路と AC リアクトルを介した後 4 つの二次巻線を持つ整流器用変圧器で変圧する。一次側の高調波電流を低減するため、二次巻線の内 2 巻線を Δ 結線、残り 2 巻線を Y 結線としている。

整流回路では、三相ダイオード整流回路を用いて三相交流を直流 600 V に変換する。一般的に大容量ダイオード整流回路では、交流側の高調波電流を低減するためダイオード整流回路の直流側に DC リアクトルを接続するが、本回路では、4 回路あるダイオード整流回路の個々に DC リアクトルをつけるのではなく、整流器用変圧器の一次側に AC リアクトルを接続することにより、4 回路一括して高調波対策を行う。

4 つのチョップ回路は出力側をそれぞれ直列接続して中点を接地し、スイッチングノイズ抑制用の出力フィルタを接続することにより、チョップ回路からのスイッチングノイズを低減する。チョップ回路のスイッチング周波数は 40kHz としている。直列接続している 4 つのチョップ回路 Chop1~Chop4 のうち、Chop1,3,4 はフラットトップ期間ではスイッチングを止め、環流モードで運転を行うのに対して、Chop2 は常時スイッチングモードで動作している。

チョップ回路では、電圧定格 1200 V の IGBT4 個と直流コンデンサから構成される。直流コンデンサには、一般的には電解コンデンサを使用するが、電解コンデンサは有寿命品であるため、近年普及し始めている大容量乾式フィルムコンデンサを使用し、将来発生する部品交換の可能性を低減している。IGBT とフィルムコンデンサの間はラミネートブスバー構造として低インダクタンス化と構造の対称化を図り、スナバ回路を不要としている。

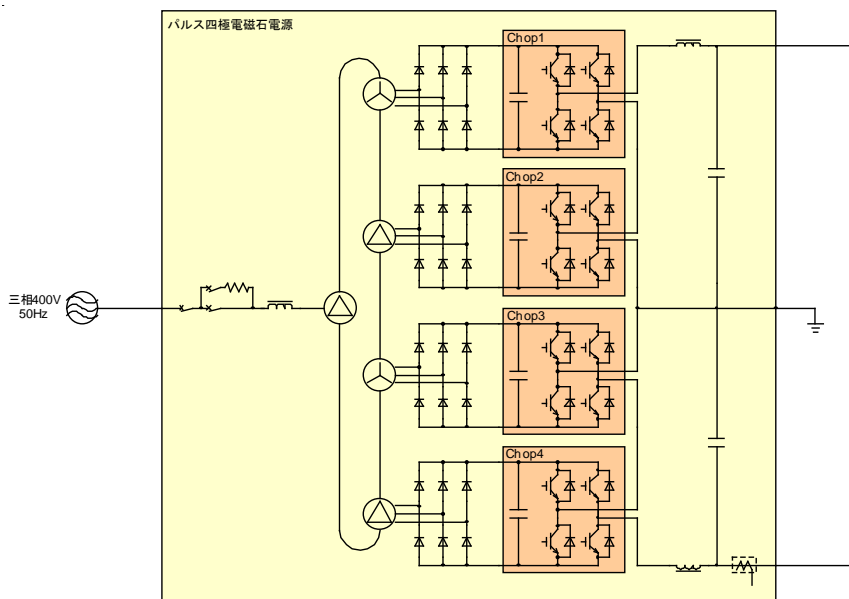


図 3 : 主回路構成

4. シミュレーション結果

図4にシミュレーション結果を示す。回路シミュレーションには Powersim 社の PSIM を用いた。波形は上から(1)出力電流設定値、(2)出力電流値、(3)出力電流偏差、(4)出力電流偏差（縦軸を拡大）、(5)電源の出力電圧、(6)Chop1 の出力電圧、(7)Chop2 の出力電圧を示している。ここで、ビーム入射は 1ms~1.5ms の期間であり、この間に 0.1%以下の電流精度が要求される。電流パターン立ち上げ直後はオーバーシュートが生じるため、出力電流設定パターンは、0.3ms でパターン立ち上げ、0.8ms にはフラットトップに以降する。その後、出力電流設定パターンは 1.5ms まで一定を維持し、1.5ms から 1.7ms の間にパターンを急速に立ち下げる。

電流精度が要求される 1ms~1.5ms の期間の電流リップルは 0.14A であり、フラットトップでの最大電流 180A に対して 0.078%であり、目標値である 0.1%以下を実現している。

Chop1 の出力電圧は、フラットトップ期間では環流モードで動作しているので出力電圧は 0 であるのに対して、chop2 の出力電圧はフラットトップ期間でもスイッチングをしている。

5. まとめ

本論文では、広いダイナミックレンジと低電圧時の電流精度向上を目的としたパルス電源を検討した。シミュレーション結果によりフラットトップ期間での電流精度が 0.1%にできることを実証した。今後は、本論文の検討結果を元に、試作電源の製作に取りかかる予定である。

参考文献

- [1] T. Takayanagi et al., "Improvement of the Shift Bump Magnetic Field for a Closed Bump Orbit of the 3-GeV RCS in J-PARC", IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol.18, No.2, p.306 (2008).

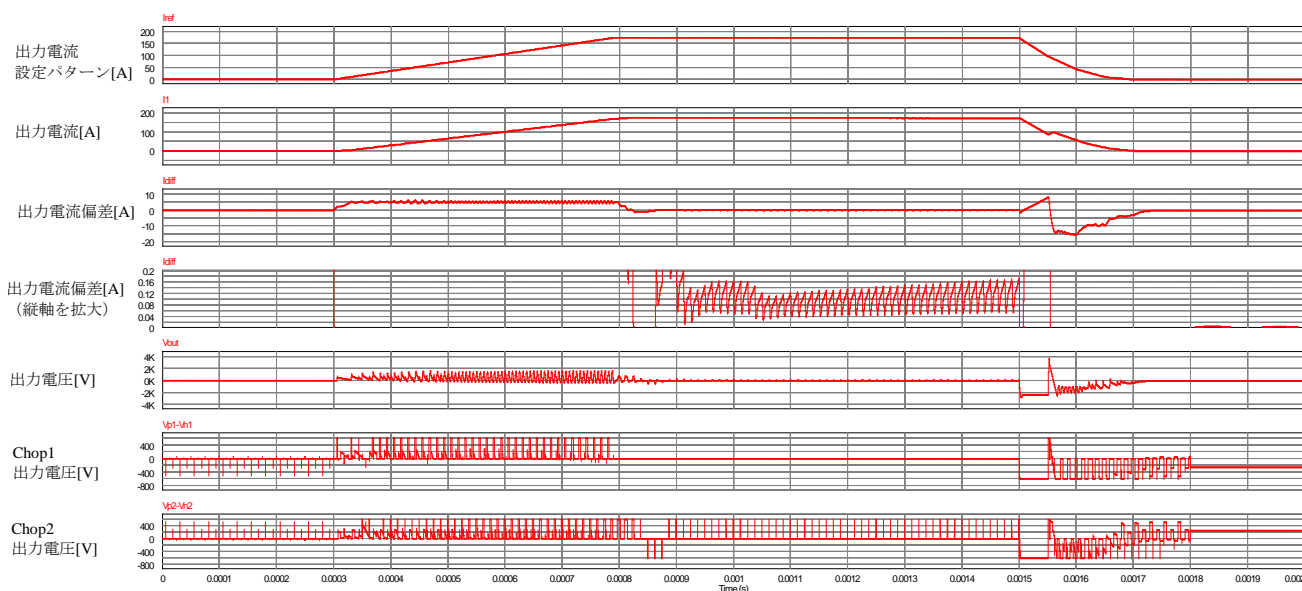


図4：シミュレーション結果