

パルス電磁石電源

1. はじめに

加速器では、荷電粒子のビームをコントロールするために磁場を使用する。磁場中を通過する粒子は、フレミングの左手の法則に従い、次式のローレンツ力 F を受ける。磁場の向きと大きさを変えることで、ビーム軌道の偏向に必要な「方向」と「角度（大きさ）」を制御する。

$$F = qv \times B \quad (1-1)$$

q = 電荷

v = 速度

B = 磁束密度

磁場を生成する磁石は、その生成方法の違いから、常伝導電磁石、超伝導電磁石、永久磁石に分類される。また、ビーム軌道をコントロールする方法と形成する磁場分布の形から、偏向型、収束型、発散型に分類される。電磁石はさらに、励磁する電流波形の形状から、パルス型、交流型、直流型に分類される。

本稿では、大強度陽子加速器施設 (J-PARC) の 3 GeV シンクロトロン加速器 (RCS) において、ビーム入射システムの一つとして開発した常伝導電磁石・偏向型のパルス電磁石電源を主題に説明する。特に、入射用電磁石電源システム (バンブシステム) の概要、設計内容と方法、開発内容、試験方法を経験に基づいて説明する。また、トラブル事例と対策も交えて紹介する。さらに、将来計画の一つとして、高耐圧低損失の次世代半導体 SiC-MOSFET を用いた新設計のパルス電源の開発について紹介する。

本テキストは、パルス電磁石電源の設計製作、故障調査、トラブル対策を検討する場合に、勘所を押さえる資料として役立つことを期待する。電磁石と電源の基本的な原理、設計、構造、その他、関連する J-PARC、加速器、ビームに関する内容は簡単な説明にとどめる。本文中「*」の部分は、必要に応じて OHO の過去のテキスト[1]-[6]を参考にしていきたい。

2. J-PARC RCS 加速器

2.1. RCS とは

J-PARC の加速器は、400 MeV 線形加速器 (LINAC)、RCS、30 GeV シンクロトロン (MR) の 3 施設で構成されている。その中で RCS は、直線軌道の LINAC で 400 MeV に加速された粒子ビームを円形のリング軌道に入射し、多量の粒子を蓄積した後、周回を繰り返しながら 3 GeV まで加速する装置である。

入射ビームと周回ビームの合流を 0.5 ms の期間繰り返し行い、 8.3×10^{13} 個の陽子を RCS に蓄積する。そして、周長約 350 m のリング軌道を周回しながら 20 ミリ秒の期間で約 15,000 周し、3 GeV のエネルギーまで加速し出射する。この入射・蓄積・加速・出射の一連の動作を 1 秒間に 25 回繰り返し (25 Hz)、世界最高クラスの平均電流約 333 μ A、1 MW 大強度陽子ビームを生成する。

RCS から取り出された 3 GeV の陽子ビームは、2 次粒子として中性子とミュオンを利用する物質生命科学実験施設 (MLF) と、30 GeV のエネルギーへと加速する MR 加速器施設へと導かれる。RCS から 25 Hz で出射されたビームの多くは MLF に輸送され、MR には、ニュートリノやハドロンの実験施設の各運転モードに合わせ、2.48 秒、又は、6 秒の周期で 4 パルス分が輸送される。RCS は、1 MW 大強度陽子ビームの MLF への供給と、MR 加速器施設への入射という 2 つの役割を担っている。

LINAC、RCS、MR の順番でビームが通過し高エネルギーへと加速される。最先端の研究を行う J-PARC 施設において、RCS は、3 つの加速器群の真ん中という位置的な意味だけではなく、研究開発成果の発信という意味においても中心的な役割を担っている (と私は自負している)。

2.2. ビームパワーと課題

RCS の様に大強度の陽子ビームを生成する加速器では、ビームの不安定性やビーム軌道のズレにより生じるビーム損失 (ロス) が、周辺機器の放射化を引き起こす。放射化は、真空容器や電磁

石などに陽子が直接当たる衝突と、その衝突で発生した2次粒子による衝突が原因である。加速器を構成する機器の放射化レベルが高くなり空間線量が増大すると、トンネル内の作業で被ばくする線量が増加する。これは、加速器施設の安定運転を維持し、性能向上に必要なメンテナンスや新しい装置をインストールする作業時間を制限することになる。つまり、ビームロス対策が正しく実行されないと、放射線防護の観点から許容できるビームロス量が決まり、生成可能な最大のビームパワーが制限されてしまう。RCSでは、トンネル内作業を実行可能な現実的な放射線レベルとして、これまでの経験値から1 mSv/hr以下を許容値としている。ビームロス量にすると、加速器装置1 m当たり1 Wとする1 W/mになる。

ビームパワーを高くするためには、作業者の被ばく低減が重要な課題である。そのため、ビームロスの抑制と局所化のための、ビーム軌道の高精度コントロールを実現する技術が必要である。

2.3. RCSの電磁石

電磁石は、コイルに電流を流して磁場を発生させ(励磁)、その磁場の大きさ、向き、分布の形状でビームの軌道をコントロールする。磁場Bは、次式のアンペールの法則に従って生成する。

$$B = \frac{\mu_0 n I}{h} \quad (2-1)$$

μ_0 = 真空の透磁率 ($4\pi \times 10^{-7}$)

n = コイルの巻き数 (ターン数)

I = 励磁電流値

h = 磁極間隔高さ (ギャップ)

ビーム軌道を制御する目的と方法に応じて、電磁石の磁場分布や励磁波形の形状を決める。RCSを構成する電磁石は、「入射と出射」、「周回」、「輸送」の3つのタイプに分類できる。以下に、それぞれの電磁石に必要な条件を示す。

- ① 励磁波形の形状
- ② ビーム軌道の制御目的
- ③ 要求条件

「入射と出射」

- ① 矩形のパルス波形
- ② ビーム軌道を横方向に偏向 (変位)
- ③ フラット部の高い平坦度 (低リップル、低ノイズ)

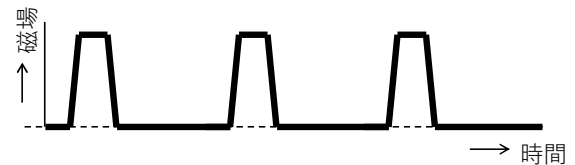


Fig. 1 パルス波形

「周回」

- ① 交流波形 (正弦波形)
- ② 粒子の加速に合わせて軌道半径を一定に保つ (RF加速とシンクロする)
- ③ 加速周波数との整合性 (波形歪みの抑制)

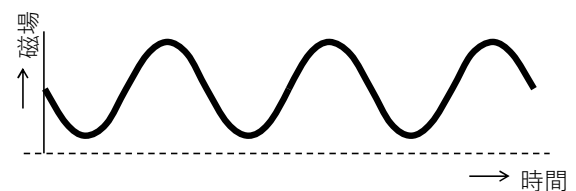


Fig. 2 正弦波形

「輸送」

- ① 直流波形
- ② ビーム軌道を固定
- ③ 変動、脈流が無い直線波形 (低リップル、安定度)

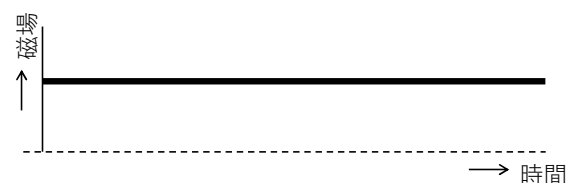


Fig. 3 直流波形

2.4. RCS のこれまでとこれから

2007年10月に、LINACからのビームの入射と3 GeVの出射に成功した。その後、実験施設の利用を開始し、並行して大強度ビーム試験を進めた。そして、ビーム強度を100 kW、200 kW、300 kWとマイルストーン通りに順調に高めていった。2014年1月には、LINACからの入射エネルギーを181 MeVから400 MeVにアップグレードした。そして、2015年1月に、所期性能である1 MW大強度陽子ビームの加速と取り出しに成功した。この結果は、RCS加速器の設計に携わった者として、装置の設計が正しかったことが証明された証拠であり、我々が進めてきた研究開発の努力が認められる成果となった。

現在は、1 MWビームパワーによる安定した利用運転の実現をモチベーションとして、シミュレーション解析とその結果で得た理想的なビーム軌道の再現に努めている。実験施設の利用運転の期間中に設けられた、LINACイオン源のメンテナンス用の週1日の休止時間と、再立ち上げ時のビーム調整時間を活用し、ビーム試験や電磁石と電源の高度化開発の試験を行っている。また、故障率を低減する新設計の装置開発も同時に進めている。

3. 入射パンプシステム

3.1. システムの概念と大強度ビームの生成

RCSで大強度の陽子ビームを生成するためには、リング軌道に多量の粒子の入射と蓄積が必要である。しかし、荷電粒子の数が増えビーム強度が高くなる（電流密度が大きくなる）と、個々の粒子間にはたらくクーロン力が大きくなる空間電荷効果*により、ビーム不安定性が発生してしまう。そこでRCSでは、入射と蓄積のときに生じる空間電荷効果を緩和させ、電流密度を高める方法として、荷電変換入射方式*を採用している。

LINACからの負水素(H⁻)ビームをRCSに入射し、入射部に固定されている炭素薄膜に衝突させ陽子(H⁺)に変換することで、入射ビームと周回ビームは位相空間上同じ位置に合流することが可能となり、粒子を蓄積することができる。この方式によって、1ショットを0.5 msとして定めた入射の期間中、入射ビームと周回ビームの合流を300ターン以上繰り返し行うことが可能となる。入射時間に制限が無いときは、理想的には無限に合流が可能である。入射ビームと周回ビームの合流を繰り返し、粒子を蓄積してビーム強度を増す方法をマルチターン入射（多重入射）*と呼ぶ。ビームの入射期間とマルチターンで入射する中間パルス（456 ns）の関係を示す概念図をFig. 4に示す。

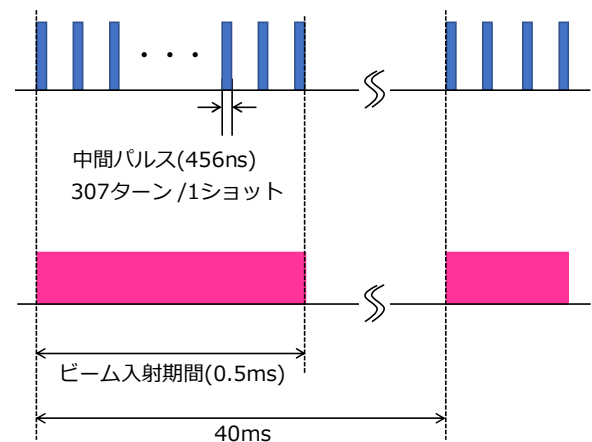


Fig. 4 ビーム入射期間とマルチターン入射する中間パルスの関係を示す概念図

また、入射ビームと周回ビームの軌道を任意の時間関数で変化させ、入射点の位置と傾きを時間的にコントロールすることで、空間電荷効果を緩和する。これにより、ベータatron振動のチューンシフトを抑制し、ビームの損失を低減する。この方式をペインティング入射*と呼ぶ。周回ビームの位相区間上のサイズを拡張し、電流密度を小さく、且つ、密度分布を一様にする事ができる。

これら3つの方式を組み合わせることにより、ビーム不安定性の抑制と多量の粒子の入射と蓄積を実現する。

3.2. 入射バンプ軌道

荷電変換入射方式で使用する炭素薄膜の位置(入射点)に、LINACからのH⁻入射ビームを導き、マルチターン入射にて周回ビームと合流させる。入射ビームと周回ビームの軌道を水平方向に変位させるのが、水平シフトバンプ(SB)電磁石である。水平シフトバンプ電磁石は、入射部に4台が設置されている。そして、ビーム軌道の上流から順に、磁場の極性をN、S、S、Nに励磁する。その結果、電磁石のギャップ内を通過するビームの軌道は台形の型を取る。この軌道をバンプ軌道と呼ぶ。H⁻の入射ビームとH⁺の周回ビームは電荷の符号が異なるため、互いのビームは反対方向に偏向し入射点で合流することになる。Fig. 5にバンプ軌道の概念図を示す。

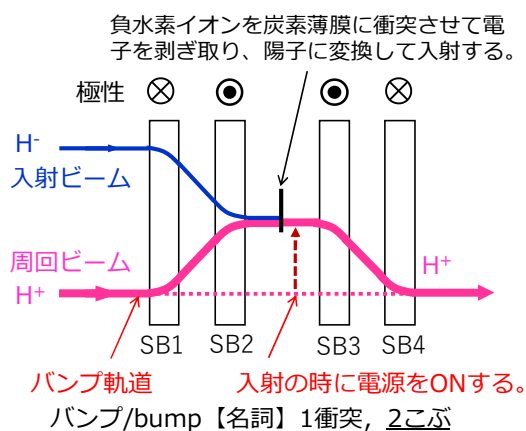


Fig. 5 バンプ軌道の概念図

バンプ軌道は、荷電粒子の入射と蓄積のときに生成し、それ以外の際は軌道を生成しない。生成する、しないのことを、バンプ軌道を立てる、立ち下げるともいう。RCSの3回対称型(おむすび型)の周回軌道のラティス構造*は、バンプ軌道が立っているとき、この部分だけが飛び出した軌道に変形する。このような対称性が崩れた軌道のままビームを加速すると、ビーム不安定性が発生する。そのため、入射と蓄積が終了した後は、できるだけ速くバンプ軌道を持ち下げなければいけない。水平シフトバンプ電磁石は矩形のパルス波形を励磁する。励磁波形の平坦な部分が入射期間のコントロール期間で、入射ビームと周回ビームの入射点を固定する。入射の時だけ必要な軌道であるため、入射バンプ軌道とも呼ぶ。

シンクロトン型の加速器であるRCSでは、周回軌道の半径を一定に保ちながら加速エネルギーを徐々に高くしていく。そのため、周回用に使用する偏向型の主電磁石の励磁波形は、RFの加速周波数の変化に合わせた25 Hzの交流波形(正弦波)になる。水平シフトバンプ電磁石と主電磁石の励磁波形、及び、入射・加速・出射の時間関係を示す概念図をFig. 6に示す。

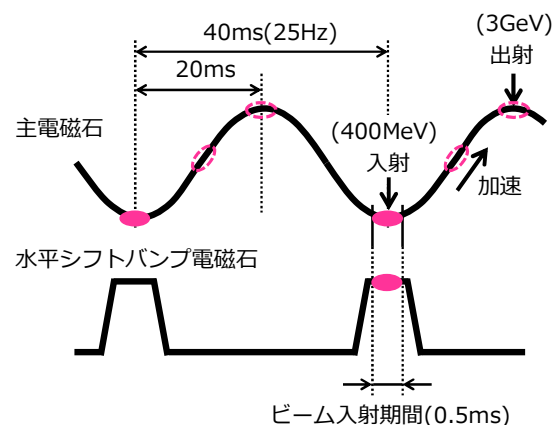


Fig. 6 水平シフトバンプ電磁石と主電磁石の励磁波形、及び、入射・加速・出射の時間関係を示す概念図

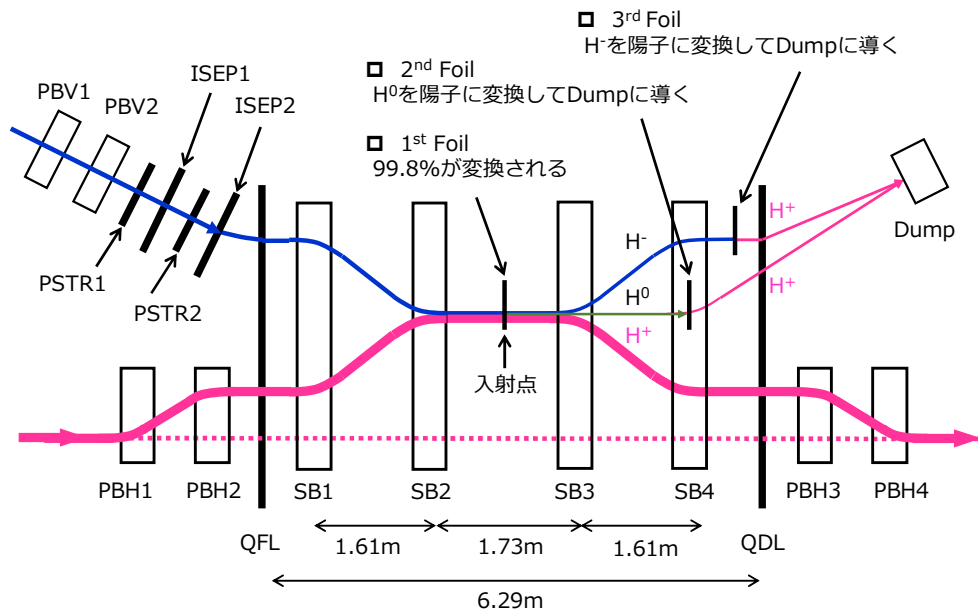


Fig. 7 ペインティング入射軌道の概念図

3.3. ペインティング入射

ペインティング入射のうち、RF を使う縦方向については、OHO の過去のテキスト[6]を参照していただきたい。ここでは、入射バンプ軌道を利用するビーム進行方向に対し横方向（位相空間上の水平と垂直の方向）へのペインティング入射について説明する。

横方向のペインティング入射は、入射ビームと周回ビームの入射点における軌道の位置と傾きを、任意の時間関数でコントロールする。Fig. 7 にペインティング入射軌道の概念図を示す。水平と垂直な方向にビーム軌道をコントロールするために、2 種類の電磁石を使う。周回ビームの軌道を水平方向に偏向させるのが水平ペイントバンプ (PBH) 電磁石である。入射部に設置された水平シフトバンプ電磁石 (SB1~SB4) の上流に 2 台 (PBH1、PBH2)、下流に 2 台 (PBH3、PBH4) が置かれている。この 4 台の水平ペイントバンプ電磁石の励磁電流値を時間関数で変化することにより、周回ビームの軌道の入射点の位置と傾きをコントロールする。入射ビームの軌道を垂直方向に偏向させるのが垂直ペイントバンプ (PBV) 電磁石である。垂直ペイントバンプ電磁石の磁場の向きは、水平ペイントバンプ電磁石の磁極とコ

イルを 90 度傾けた形にして、ビーム軌道を垂直方向に偏向する。LINAC と RCS を繋ぐビーム入射ライン (L3BT) 上に 2 台 (PBV1、PBV2) を設置し、入射点を固定したままビームが入射する傾き（入射角）を垂直方向にコントロールする。

入射バンプ軌道を生成する水平シフトバンプ電磁石、ペインティング入射に使用する水平ペイントバンプ電磁石と垂直ペイントバンプ電磁石を総称して**バンプシステム**と呼ぶ。Fig. 7 のペインティング入射軌道の概念図は、入射ビームと周回ビームの軌道を入射点で一致させ、且つ、入射点位置のビーム入射角をゼロとしたときの軌道を示している（実際には、入射点のビーム傾きを偏向する）。

ペインティング入射では、MLF と MR に、粒子分布の広がりを示すエミッタンス*を 216π mm mrad と 144π mm mrad とする異なるビームにそれぞれペインティングし、それから、各施設に供給する。そのため、バンプシステムでは、各電磁石の励磁電流を 25 Hz のショット毎に最大 30 % の範囲での可変に対応し、2 パターンのペインティング入射を連続して行う。

バンプシステムの他に、入射ビームの軌道を入射点の位置に固定する直流励磁のセプタム電磁石 (ISEP1 と ISEP2) と、パルスの波形を励磁し

入射ビームの軌道を偏向する可変偏向電磁石 (PSTR1 と PSTR2) も使用する。可変偏向電磁石は、行先毎に異なるエミッタンスのビームに合わせるため、バンプシステムと同様に 25 Hz で励磁電流を可変する。さらに、セプタム電磁石の磁場だけでは足りないビーム軌道の偏向角度を補うため、また、1 番目の炭素薄膜で 99.8 %が陽子に変換されるが、残った H^0 と H^- のビームを 2 番目と 3 番目の炭素薄膜でそれぞれ H^+ に変換する。そして、ビームダンプ (Dump) に導き廃棄するため、正弦波形で励磁する 4 極電磁石の QFL と QDL をそれぞれ使用する。このとき、磁極内の 2 極偏向の磁場分布になる部分のみを使用する。

水平シフトバンプ電磁石と水平ペイントバンプ電磁石の励磁電流波形を Fig. 8 に示す。水平シフトバンプ電磁石の矩形波形のフラット部分は、バンプ軌道を生成し、且つ、その軌道を固定する。水平ペイントバンプ電磁石の任意の時間関数で変化する励磁波形は、周回ビーム軌道の位置と傾きを制御する。Fig. 9 に水平方向のペインティング入射における位相区間上のエミッタンス領域の概念図を示す。

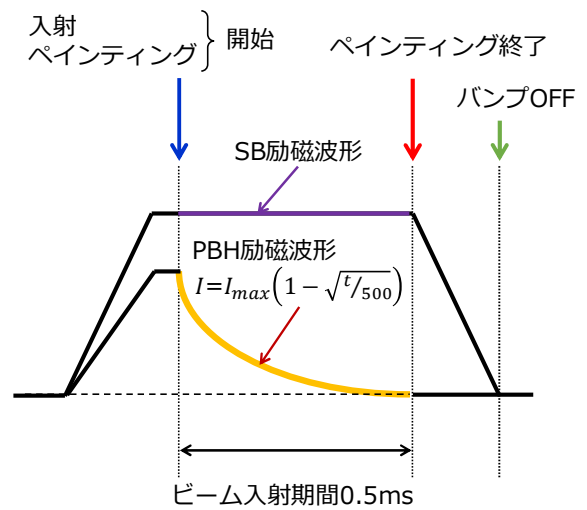


Fig. 8 励磁電流波形

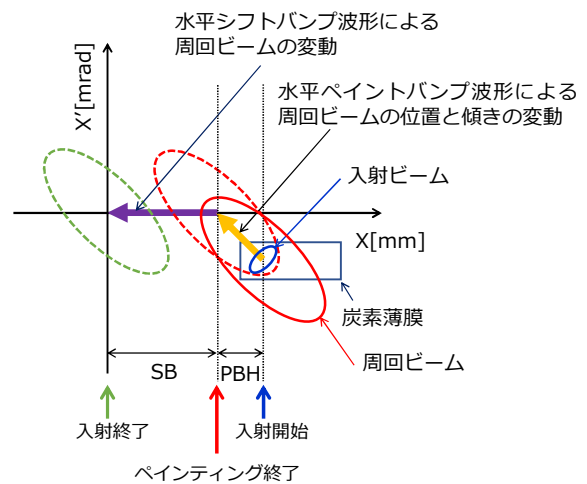


Fig. 9 位相区間上のエミッタンス領域

4. 基本設計

4.1. ビーム領域と電磁石の大きさ

入射エリアの水平シフトバンブ電磁石に与えられる設置領域は、真空ダクトのフランジ面の取り合いで約 6 m である。ここに、入射バンブ軌道を生成する水平シフトバンブ電磁石の 4 台を設置する (Fig. 7 参照)。1 台目から 4 台目までの電磁石の中心間距離は、それぞれ、1.61 m、1.73 m、1.61 m とする。入射バンブ軌道によるビームの変位量は、様々な入射条件に対応するため、90 mm から 110 mm の範囲で変更する。このときのビームの偏向角度は、56 mrad から 68 mrad になる。

エミッタンスが 4π mm mrad の入射ビームがマルチターン入射にて周回ビームとの合流を繰り返す。ペインティング入射により、周回ビームは、エミッタンスを最大 216π mm mrad にする。このとき、空間電荷効果やビーム不安定性によって広がったビームのうち、 324π mm mrad 以上になる部分を削り取るビームコリメータ部にビームロスを局所化させる。そのため、他の領域でビームが衝突することがないように、ビームを安定に加速できる領域のアクセプタンス*を 486π mm mrad 以上にする必要がある。

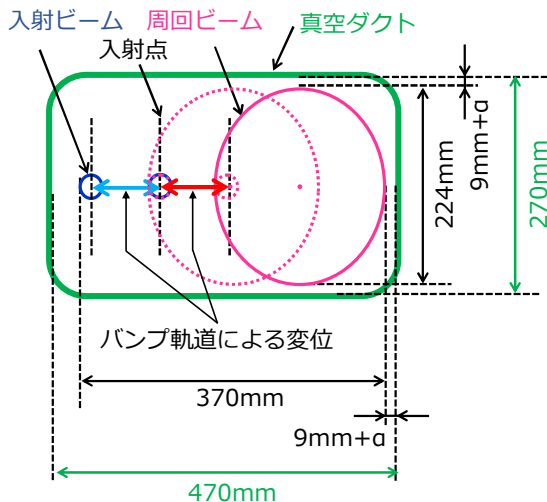


Fig. 10 ビーム領域の概念図

以上の設計仕様から、水平シフトバンブ電磁石の磁極内でビームが通過する領域は、幅が 370 mm、高さが 224 mm を必要とする。

ビーム密度が高いコアの周辺には、密度が薄いビームハロー*の層が 9 mm あると試算した。また、 486π mm mrad ビームの最外殻部分から +5 mm を確保すると、ビームロス量が 15.8 W/m から 1.1 W/m に減少する試算結果もある。真空ダクトの設計では、ビームと真空ダクトとの間に 9 mm+a 以上の空間を確保した。ビーム軌道のコントロールミスやビーム不安定性による軌道の変動、さらには、設置や製作の誤差によって、ビームと真空ダクトの直接衝突を抑制するためである。以上のことから、真空ダクトの内径サイズは、幅 460 mm、高さ 270 mm に決定した。ビーム領域の概念図を Fig. 10 に示す。

4.2. 精度の考え方

4.2.1. 電磁石と電源の精度

精度とは、理想的な数値と実際の数値との間にできる差を、どこまで許容できるかを示す評価値である。電磁石と電源の精度には、理想と現実の差を評価する偏差と、繰り返し動作時の前後、又は、動作中の再現性を評価する安定度がある。

電磁石の偏差とは、形成する磁場分布の計算と実測の差を示す。電源では、出力する励磁電流波形の理想波形 (パターン電源では参照波形) と出力波形の差を示す。安定度は、出力電流波形がショット毎にどの程度変動しているかを示す。

4.2.2. ビームとの取り合いで決まる精度

RCS はビームの径が大きいため、2 極偏向電磁石による磁場分布に、広い範囲に亘り平坦な部分が求められる。偏差が大きい磁場分布の領域をビームが通過すると、異なる磁場の大きさで個々の粒子ビームが受ける偏向角度が変わってしまう。バラバラの偏向角度は、まとまりがないビームを生み出す。

磁場を生成する励磁電流波形の安定度が悪いと、ビームの軌道がショット毎にふらつくため、

高精度なビームコントロールができない。ビームが真空ダクトと衝突するリスクも発生する。

シミュレーションでは、理想的なビーム軌道を解析で算出し、そのビーム軌道を再現するために必要な許容値を、機器毎に精度の数値として要求する。それに対し、電磁石や電源の製作側は、実現可能なレベルを優先して考えるため、できるだけ抑えた精度を要求する傾向がある。これは、高い精度で仕上げるためにコストをかけたとしても、本当にその精度で完成することができるか確約が難しいことも理由の一つである。ただし、安易に低い精度に決定すると技術の向上を妨げることもなる。高精度なビームコントロールの実現をモチベーションにし、技術開発の意欲を掻き立て、より高い精度での完成を目指す。

RCS の入射バンプシステムでは、ビームの軌道を高精度にコントロールし、そして、ビームロス を低減して 1 MW の大強度ビームを生成するため、偏差と安定度を共に $\pm 1.0\%$ 以下の精度に決定した。

□ 磁場分布の偏差 $\pm 1.0\%$

最大変位量 : 68mrad \Rightarrow $\pm 0.6\text{mrad}$
 $0.6\text{mrad} \Rightarrow 1\text{m}$ で 0.6mm のズレ
 $1.73\text{m} \Rightarrow \pm$ 約 1.0mm

※1.73m

=水平シフトバンプ電磁石 2 と 3 の距離

□ 電流の安定度 $\pm 1.0\%$ (=磁場の変動)

最大変位量 : 110mm \Rightarrow $\pm 1.1\text{mm}$ のズレ

ビーム軌道の理想からのズレは大きなビームロスを生み出す原因になる。実際には半分の $\pm 0.5\%$ を目標値とする。

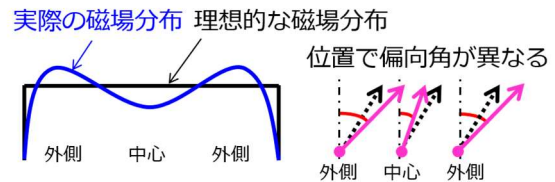
偏差は、ズレ量を一定の固定値として扱うことができる。そのため、他の電磁石などの装置で調整や補正が可能になる場合がある。一方で安定度は、ショット毎に変動する量が変わるため、他の装置を使った調整や補正が難しい。また、補正ができないため、ビームモニターでビームの軌道を観測するとそのフラツキは目立ってしまう。

偏差と安定度の概念を Fig. 11 に示す。

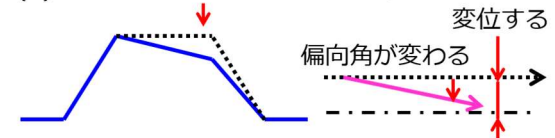
□ 精度 : $\pm 1.0\%$ (目標値 $\pm 0.5\%$ 以下)

- ・偏差 =ズレ量を固定値として補正が可能
- ・安定度=ズレ量が変動するため補正が困難

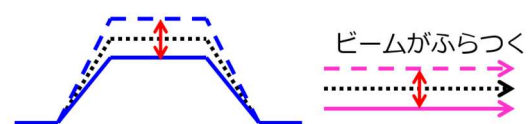
(1)磁場分布の形状が理想と異なっている (偏差)



(2)励磁波形が理想とずれている (偏差)



(3)電流値がショット毎に異なる (安定度)



(4)電流リップルが大きい (偏差)



Fig. 11 偏差と安定度の概念図

4.2.3. 設計と製作の精度

磁場分布の偏差 $\pm 1.0\%$ の実現は、磁極とコイルの形状で決まる。そして、この精度には、設計精度と製作精度の 2 つの要素が含まれる。

設計精度とは、解析ソフトを使ったモデルによる結果と理想波形との偏差である。2次元磁場解析ソフトにて概念設計を実施し、3次元磁場解析ソフトを使って最終的な評価をする。

製作精度とは、製作図面と完成品の寸法差である。加工精度や組立精度がある。

ビームとの取り合いで決めた偏差を実現するためには、設計精度で満足せず、製作精度による誤差も含めた検討が必要になる。例えば、2次元

磁場解析ソフトを使って水平シフトバンプ電磁石の組立精度を評価する。高さ 141 mm、幅 20 mm のコイルが、ギャップ高 310 mm、コイル端面距離 616 mm、上下のコイル間距離 10 mm で固定されている。それぞれの寸法は設計図どおりとし、加工精度などの誤差は含めていない。組立精度の誤差 1 mm を想定し、解析は 1/4 モデルで計算した。Fig. 12 に解析結果を示す。コイルの取り付け位置を上下に 1 mm ずらすと、ビーム通過領域を 200 mm とした場合、磁場変化が約 0.15 % 生じた。本結果は 2 次元計算であるため、3 次元構造の電磁石にそのまま適用して評価することは難しい。しかし、製作精度、加工精度の他に、組立精度を考えなければいけないことは理解していただけたと思う。

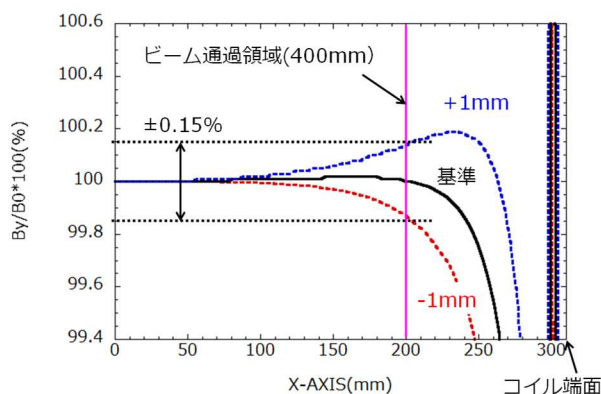


Fig. 12 組立精度確認用 2 次元磁場解析結果

4.3. パルス電磁石電源の設計の考え方

大口径の真空ダクトを挿入し、且つ、広い一様な良磁場領域を必要とするため、水平シフトバンプ電磁石の磁極間隔は、ギャップ高さ 310 mm、空間幅 616 mm とした。詳細な設計については「5.1 水平シフトバンプ電磁石」の章で述べる。

磁場中を通過するビームの偏向角度は、通過する領域の磁場の大きさと、その中を移動する距離で決まる。これを、磁場 B と距離 L の積分値である BL 積で評価する。シミュレーションから、入射バンプ軌道の生成に必要な BL 積は最大で

0.21 Tm と算出した。電磁石の鉄心距離を 0.8 m とする設計では、必要な磁場 B は 0.26 T となる。(2-1) 式から、この磁場を生成するのに必要な電流値は、ターン数が 2 の場合は 32 kA になる。

これより、水平シフトバンプ電磁石と電源には、0.26 T の高磁場と 32 kA の大電流のパルス出力が必要になる。

パルス電磁石の設計において、重要な基本パラメータがインダクタンスである。インダクタンス L は次の式で計算できる。

$$V = L \frac{dI}{dt} + RI \quad (4-1)$$

$$\Phi = BS = \frac{\mu_0}{h} nIS \quad (4-2)$$

$$L = n \frac{d\Phi}{dI} = \frac{\mu_0}{h} n^2 S \quad (4-3)$$

V = 端子電圧

I = 励磁電流値

t = 変化時間

R = 抵抗値

Φ = 磁束

S = 磁極間隔の面積

μ_0 = 真空の透磁率 ($4\pi \times 10^{-7}$)

h = 磁極間隔高さ(ギャップ)

n = コイルの巻き数 (ターン数)

電磁石を抵抗 R とインダクタンス L の回路とし、両端に $t=0$ において V_0 なる電圧を印加した場合、電磁石に流れる電流 I と、その立ち上がりの電流変化は、過度応答の時定数を τ として以下の式となる

$$I = \frac{V_0}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (4-4)$$

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (4-5)$$

(4-1)、(4-4)、(4-5) 式より、パルス波形を励磁する電磁石では、インダクタンス L が小さいほど電源に必要な電圧が小さくすむ。さらに、励磁電流波形の立ち上がりが速くなるため、電流

の応答性が良くなる。つまり、低インダクタンス化は、パルス設計において重要な要素である。

パルス電磁石は、磁界の変化により鉄心中に電磁誘導で渦電流が発生する。そして、この渦電流により、磁場は励磁電流波形から遅れて発生するなどの影響を受けてしまう。そこで、渦電流を抑制するために、固有抵抗が高く、且つ、板厚が薄い表面が絶縁された電磁鋼板を積層して電磁石の鉄心を形成する[7]。

4.4. 入射バンプシステムの構成

入射バンプ軌道の生成に必要なビームの偏向角度は、水平シフトバンプ電磁石の BL 積で決まる。4 台の電磁石の磁場の向きは、N、S、S、N と、N と S の極が 2 台ずつあるため、BL 積の和は理想的にはプラスマイナスでゼロになる。そして、ビームの軌道の水平位置は理想的な位置に戻る。しかし、4 台の BL 積の和がゼロにならない場合、生じた BL 積の差の分がビームの軌道を偏向させてしまう。この状態を、入射バンプ軌道が歪むという。入射では、約 300 ターンの周回にて合流を繰り返す。そのため、例えば、入射バンプ軌道に 3% の歪みがあった場合、周回ビームの軌道の変動(COD*)は 10 mm にまで大きくなる可能性がある。したがって、4 台の電磁石の BL 積の和をゼロにする必要がある。

BL 積の和に差が生じる原因は、電磁石では製作誤差や磁場分布の歪みによる偏差、電源では励磁波形の定格値と波形形状、出力時のタイミングのズレやジッタによる偏差と安定度が、4 台の間で差が生じるときである。

電磁石に関しては、初期設計をした当時から製作加工の技術力は高く、製作誤差に対する高精度の要求を満足できる確証があった。例えば、1000 mm の長さ物に対して ± 0.1 mm 以下となる ± 0.01 %の加工は可能であった。しかし、電源に関しては、速い電流変化と高繰り返し運転を両立し、且つ、理想波形を高精度で再現する電源の製作実績はなかった。当時のパルス電源は、コンデンサを使った充放電回路により電流を出力するタイプが一般的であった。このタイプのパル

ス電源では、励磁電流の波形形状が回路インピーダンスで固定されるため、調整ができることとしては、ピークの電流値を変えることと、出力のタイミングを変更することが主な調整方法だった。

シンクロトロン加速器を使った 1 MW 大強度ビームの利用運転は、実現すれば世界初であり参考になる過去の実績は少ない。つまり、シミュレーションを使った解析結果で運転条件を算出するが、確約できるデータではない。電源に対しては、ビーム試験を進めながら、その都度、励磁波形の変更調整が求められる可能性がある。したがって、波形形状が固定される設計で電源を製作することは大きなリスクとなる。

そこで、IGBT 半導体と PWM 制御（パルス幅変調）を組み合わせた新しい設計となるスイッチング電源の開発を行うことにした。しかし、新しい電源の開発がスタートする前では、パルス励磁だからこそ気にしなければいけない構成部品の個体差、電力伝送ケーブルの取り回し、接続箇所の接触抵抗差など、回路インピーダンスに起因する波形偏差の量と個々に生じる出力タイミングのズレの量、そして、調整による問題解決方法について確証をつかむことはできなかった。

以上のことから、個々に調整することは困難であり、4 台の電磁石を直列に接続し、1 台の電源で励磁するシステムで構成することにした。この構成にすることで、励磁波形の偏差、出力タイミングのズレ、ジッタなど電磁石毎に個別の電源で励磁した場合に生じる COD を実質的に無視することが可能になる。逆に一台の電源にすれば電磁石の個体差に対応することが困難な場合も考えられるが、この点については第 5.1.10 節で改めて述べる。

バンプ軌道を生成する水平シフトバンプ電磁石の励磁波形は、ビーム入射の 0.5 ms の期間はビーム軌道を固定するため、この期間は平坦な波形が必要である。そのため、フラットトップが 0.5 ms 以上の矩形波形を励磁する。そして、ビーム入射後は、できるだけ速い時間で立ち下げる。ビーム試験では、立ち下がり時間を 0.15 ms から 0.5 ms の間で変更し、3 回対照の崩れに対する影

響、入射後の炭素薄膜と周回ビームの衝突による発熱と損傷に対する影響を確認しながら必要な時間を決定する。ペインティング入射では、ビームを入射する 0.5 ms の期間、入射点でのビームの軌道の位置と入射の角度を時々刻々と変える。このとき、異なるビームエミッタンスに対応するため、また、最適な励磁波形の形状を決めるため、励磁波形の形状を任意に変更した様々な出力パターンを必要とする。

4.5. 設計ツール

多くの場合、電源の仕様を決定するためには、負荷となる電磁石の仕様の提示が必要である。そして、概念設計の段階では、定義された計算式を使うやり方が簡便である。しかし、最近の大型化や複雑化が進む機器構造の設計をする場合は、概念設計の段階からでもシミュレーションソフトを活用することを強く推奨する。

計算式を使った概念設計の計算結果と、実測値が大きく異なった例を紹介する。詳細は、第 5.1.3 節を参照する。

(4-1) 式から、パルス電源に必要な出力電圧は、主に、電磁石のインダクタンスと、コイルに流す電流値とその変化時間に依存する。また、パルス電磁石のインダクタンスの算出で、鉄心の磁極面の面積とコイルのターン数から求める(4-3)式を使った結果、実測で得られた値と倍ほど違ってしまった。3次元磁場解析の結果は実測値に近かった。

インダクタンスが倍違うと必要な電圧も倍になり、根本的に電源のスペックが足りなくなる可能性がある。そのため、電磁石を製作する前の段階で電源の仕様を決める場合、電源側に予めある程度の余裕を持たせることがある。しかし、この方法は電源の製作費用を余計に高くすることになる。また、余裕を見て設計したつもりが、見込みが甘く容量が足りなくなって仕様を満足することができなくなる恐れがある。

最近ではパソコンの性能がよくなり、シミュレーション解析の計算時間は依存と比べてかなり短

縮された。したがって、積極的にシミュレーション解析を実施することを強く推奨する。

ここでの解析は、電磁石の磁場計算として、3次元の静磁場解析モジュール OPERA-3D の TOSCA と、動磁場解析モジュール OPERA-3D の ELEKTRA を使用した。電場計算には、2次元の静電場解析モジュール OPERA-2D を使用した。電磁石の設計を始めた 2002 年頃は、電磁石の磁極とコイルの設計に、主に静磁場解析の TOSCA を使用していた。バンプシステムの電磁石はパルス励磁であるため、本来は動磁場解析の ELEKTRA を使用する。しかし、当時のバージョンの解析ソフトの性能では、電磁鋼板による積層鉄心や銅コイルの部分にメッシュを適用し、渦電流解析をすることができなかった。そのため、バンプシステムに必要な実設計モデルを、3次元解析のモデルで再現することはできなかった。また、計算に時間がかかるといった理由もある。以上のことから、動磁場解析を積極的に使用することはなかった。

しかし、最新のバージョンでは、実モデルの再現性が非常に高くできるようになり、更に、鉄心やコイルの渦電流解析が可能になるなど、計算性能が非常に向上した。現在であれば、積極的に使いたくなる有能な解析ソフトである。詳細は、第 5.1.11 節で述べる。

電源の設計では、回路シミュレータソフトの MicroCap や LTspice を使用し、負荷の等価回路の構築に努めた。

5. 電磁石

5.1. 水平シフトバンプ電磁石

水平シフトバンプ電磁石を用いて、設計と製作について説明する。概念図を Fig. 13～Fig. 15 に示し、詳細を以下の各節で説明する。ただし、設計の順番ではない。

5.1.1. 磁極構造

水平シフトバンプ電磁石は、大口径の真空ダクトを挿入し、且つ、広い良磁場領域を確保する必要がある。特に、入射ビームと周回ビームの通過エリアは広いと、磁場分布の形状は広く平坦な形が求められる。鉄心は、一方への偏りが少なく、左右で対称的な分布を形成しやすい窓枠型で磁極を設計する。

また、「Fig. 7 ペインティング入射軌道の概念図」では、荷電変換方式で使用する 2 番目の炭素薄膜の位置は、4 番目の水平シフトバンプ電磁石の鉄心の中心位置に置かなければ、1 番目のフォイルで剥離されず残ったビームをビームダンプに導き廃棄することができないことを示している。そこで、電磁石の鉄心を中心位置からビーム進行方向に対して上流と下流に分割し、その間に炭素薄膜を挿入できる構造にする。「Fig. 15 電磁石の概念図（上面図）」を参照する。炭素薄膜の挿入が必要なのは水平シフトバンプ電磁石の 4 番目だけである。しかし、水平シフトバンプ電磁石は、4 台を 1 台の電源で励磁するシステムを採用するため、電磁石の磁場分布と BL 積に 4 台の間で差が生じないようにしなければならない。そのため、4 台を全て同じ構造で設計する。

5.1.2. 電流と電圧

電源の仕様を決定する上で、最も慎重、且つ、優先した検討項目は電圧である。出力電圧は低ければ低いほど、絶縁距離が短くて良いなど選定する機材が小さくて済む。そのため、コストを下げることができる。さらに、放電のトラブルが発生するリスクも小さくなる。

一般的に流通している高電圧タイプは 6600 V 仕様までである。これより高い電圧の仕様になると、特注になりコストが高くなる。また、絶縁距離を確保する設計が必要になり装置の規模も大きくなってしまった。したがって、対地電圧は最大で 6600 V の仕様におさまるように検討する。

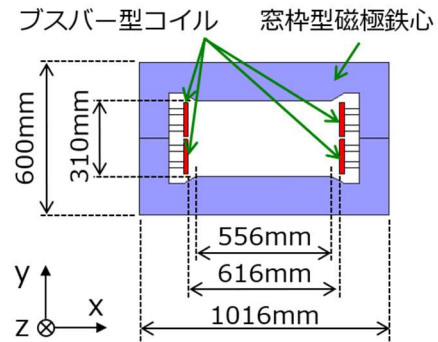


Fig. 13 磁極とコイルの構造

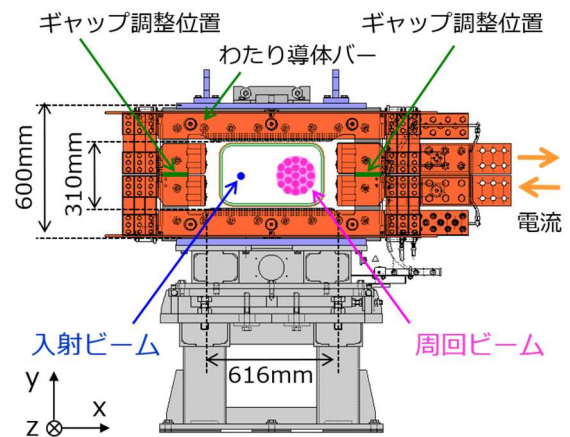


Fig. 14 電磁石の概念図（正面図）

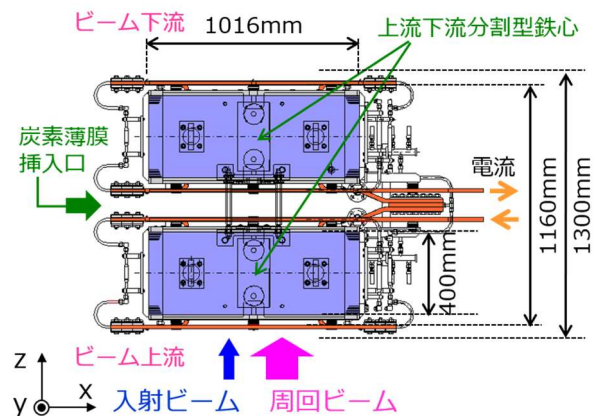


Fig. 15 電磁石の概念図（上面図）

ただし、電源側で中点を接地する回路構造とすれば、負荷に印加する最大の端子間電圧は2倍の13.2 kVが可能になる。

水平シフトバンプ電磁石の磁極間隔のギャップの高さは310 mmである。コイルの巻数 n と励磁電流 I の積であるアンペアターンは、(2-1)式より求めると64 ATとなる。(4-3)式より、コイルの巻き数は少ない方がインダクタンスを小さくできる。以上のことから、コイルの巻き数2、励磁電流32 kAの仕様で設計する。

5.1.3. インダクタンス

(4-3)式から、電磁石のギャップ高さと同数のターン数が変わらなければ、磁束が通過する領域の仮定の方法で面積が変わり、インダクタンスの値が違ってくる。「Fig. 13からFig. 15の水平シフトバンプ電磁石の概念図」から磁束が通過する面積の考え方による違い、また、3次元解析の結果から、それぞれのインダクタンスを求める。

A) 磁極面積 (設計計算)

磁束が磁極内側のみを通過すると仮定する。面積は磁極内側の幅と奥行きで決まる。鉄心は1台当たり2個あるので、全体の通過面積は磁極2個分になる。

磁極幅 w : 556mm
 奥行き d : 400mm
 面積 S : (556×400)×2
 インダクタンス L : 7.2μH

B) コイル面積 (設計計算)

全磁束がコイル内側を通過すると仮定する。コイルは、一筆書きの様に2個の磁極を亘っているため、通過面積はコイルの端の位置から決める。

コイル幅 w : 616mm
 奥行き d : 1160mm
 面積 S : 616×1160
 インダクタンス L : 11.6μH

C) コイルの蓄積エネルギー (解析計算)

3次元静磁場解析ソフトのTOSCAを使い、水平シフトバンプ電磁石の実設計を再現した同寸法の3次元計算モデルを構築する。そこから、コイルの蓄積エネルギー (stored energy) を求める。インダクタンスの計算式は以下ようになる。

$$L = \frac{2W_e}{I^2} \quad (5-1)$$

W_e = 蓄積エネルギー(stored energy)
 I = 定格電流 32kA

インダクタンス L : 18.3μH

D) 励磁波形 (実測)

電磁石を製作した後、励磁電流を13.6 kA、出力電圧を1580 V印加した通電試験を行った。フラットトップ終端の位置から立ち下がりゼロになるまでの時間を求め、電流変化の以下の式からインダクタンスを求める。

$$L = V \frac{dt}{dI} \quad (5-2)$$

V = 1580V
 I = 13.6 kA
 dt = 124μs

インダクタンス L : 14.4μH

磁極面積で求めたインダクタンスは小さく、コイル面積の場合は少し大きくなったが、それでも実測値より20%ほど小さい。水平シフトバンプ電磁石は、磁極長に比べギャップ高さが大きく大口径であるため、磁束が磁極やコイルの幅より広がって漏洩していることが原因だと考える。

ビーム試験にてビームの変位量を測定したとき、当初の設計では、励磁電流が16 kAで必要なBL積になり、ビームが90 mm変位すると計算していた。しかし、実際はもっと小さい13.4 kAで90 mm変位した。これは、漏洩磁場が大きく、少ない電流で大きなBL積を得たことを示す。

3次元静磁場解析で求めたインダクタンスは18.3 μHと計算された。これより、4台の電磁石

の総インダクタンスは 73.2 μH となり、0.15 ms の立ち下げ時間を実現するには電圧が 15.6 kV 必要になる。これでは、当初の電源電圧の仕様を超えてしまう。そのため、ピーク電圧を仕様範囲内の 13.2 kV にするため、立ち下げ時間を 0.18 ms にすることで対応する。しかし、製作された電磁石を使って実際に通電した波形から求めたインダクタンスは、この解析結果よりも小さい 14.4 μH であった。そのため、仕様に関しては 0.15 ms が可能となった。

静磁場解析の TOSCA で求めたインダクタンスは、実測の結果よりも大きくなった。静磁場解析には、パルス励磁による渦電流の効果は含まれていない。渦電流は、磁束を打ち消す効果があり、コイルを鎖交する磁束を減少させる。インダクタンスは磁束に比例するため、実測の場合は、渦電流の磁場を抑制する効果でインダクタンスが小さくなったと思われる。

計算式からインダクタンスを求める場合は、漏洩して広がった面積や渦電流の磁場抑制効果を考慮する必要がある。しかし、設計からその二つを求めることは非常に困難である。今後は、動磁場解析ができる ELEKTRA を使った正確なインダクタンスの算出手法の確立を検討課題として進めて行きたい。

5.1.4. 渦電流

パルス電磁石の設計で考慮すべきポイントの一つに渦電流の影響がある。矩形の励磁電流波形の立ち上がり立ち下がりの電流が時間変化をするとき、電磁石の磁場も同様に時間変化をする。このとき、鉄心や銅コイルなどの導体表面を鎖交する磁束の時間変化によって起電力が誘起され、導体を閉回路とする渦電流が流れる。渦電流は、磁場を抑制する効果があり、発生する磁場の時間変化を妨げるはたらきをする。そのため、励磁電流に対する磁場の応答性を悪くする。また、流れた電流と導体の抵抗によってジュール熱が発生し導体は発熱する。このときのエネルギーの損失を渦電流損という。

誘起される起電力 V_e は次の式で計算できる。

$$V_e = -\frac{dB S}{dt} [V] \quad (5-3)$$

B = 磁束密度
 S = 磁束が鎖交する面積 (閉回路)
 t = 磁場の変化時間

磁場が鎖交する面積が小さいほど誘起される起電力は小さくなり、渦電流も小さくなる。つまり、鎖交する部分が小さくなる設計をすれば、渦電流を小さくすることができる。

渦電流損 P_e は次の式になる。

$$P_e = k \frac{d^2 f^2 B^2}{\rho} [W/m^3] \quad (5-4)$$

d = 電磁鋼板の厚さ
 f = 磁場の時間変化(周波数)
 B = 磁束密度
 ρ = 導体の抵抗率
 k = 比例定数

渦電流損は、電磁鋼板の厚さ、励磁周波数、磁束密度の 2 乗に比例し、抵抗率に反比例する。電磁石は、定格電流や必要な磁場が決まっているため、電磁鋼板の板厚を薄くして渦電流損を低減する。水平シフトバンプ電磁石では、必要な磁極サイズを満足できる鋼板の中から、最も薄い厚さ 0.15 mm の電磁鋼板を採用した。

鉄心の中で、渦電流の影響を考慮して設計すべき箇所は、主に磁極の断面と加圧積層した電磁鋼板を固定する端板の部分である。各場所で鎖交する磁場と発生する渦電流の概念図を Fig. 16 に示す。磁極断面を鎖交する面積は、電磁鋼板の厚さで決まる。端板は、スリット構造にて磁場が鎖交する面積を小さくし、渦電流の発生を抑制する。

Fig. 17 に、鉄心端部のスリット構造を示す。図は、スリット深さ 35 mm、幅 10 mm、厚さ 25 mm のモデルである。このモデルと、スリット幅 20 mm、厚さ 30 mm とした場合の発熱量を、構造・伝熱解析の ANSYS を使って計算した。

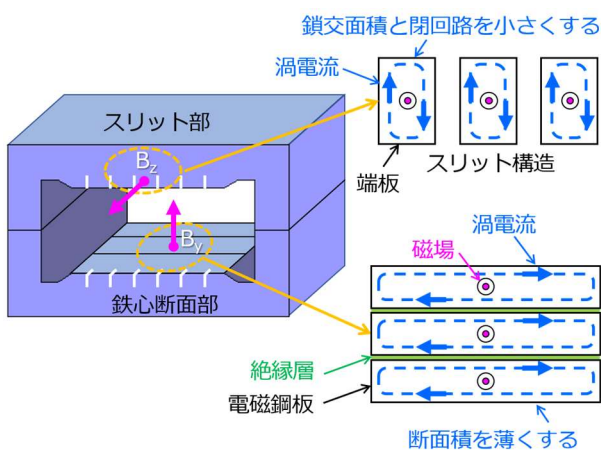


Fig. 16 鎖交磁場と渦電流を注意する場所

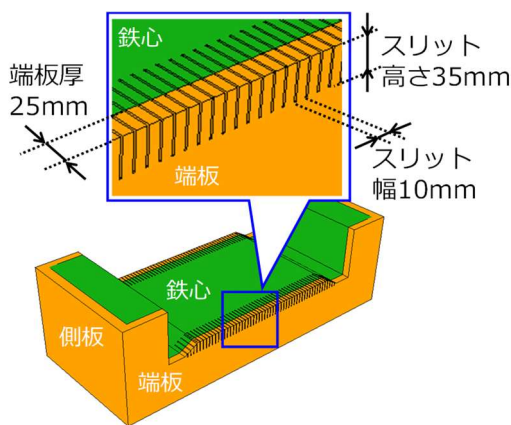


Fig. 17 鉄心端部のスリット構造

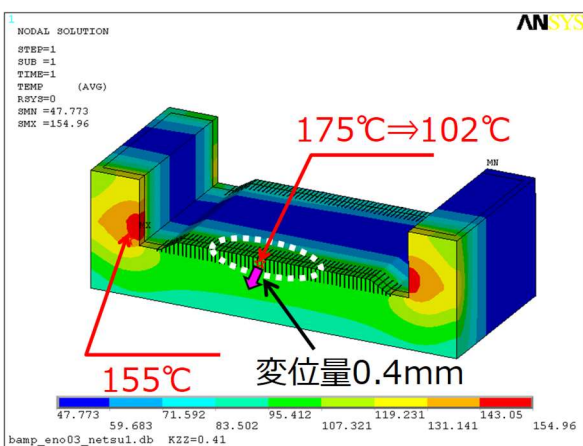


Fig. 18 鉄心端部の発熱計算結果

励磁電流は 32.2 kA、電磁鋼板の積層方向の熱伝導率 0.41 W/mK、表面熱伝達率 14 W/(m²K) を使用した。結果を Fig. 18 に示す。スリット幅を 20 mm から 10 mm に狭くすることで、発熱温度は 175 °C から 102 °C に減少する。

スリット幅を狭くすれば渦電流効果を抑制できる。しかし、機械強度が下がり、電磁鋼板を加圧する応力によって端面に歪み(変位)が生じる。スリットの幅を決定するときには、応力による変位量の検討を同時に進める。ANSYS を使って、スリット端部の変位量を検証した。実際の積層加圧 1 MPa に対して解析では倍の 2 MPa を使用した。加工精度からくる接触誤差、材料の品質誤差、計算誤差を考慮した。また、パルス励磁で振動を伴うがその振動の影響が不明であり、長期に亘り故障の発生を低減するディレーティング効果を期待した。解析結果の 0.4 mm の変位量は、機械強度的には問題ない。

電磁石全体の製作精度の中で、加工精度と組立精度で調整が難しいのが電磁鋼板の積層による寸法誤差である。積層時に生じる電磁鋼板の全体の歪みはライナーを入れて調整する。しかし、1 MPa の圧力をかけると端面は応力で必ず歪む。水平シフトバンプ電磁石では 0.4 mm 変位する。端面の応力解析は、端面強度の確認に限らず、製作誤差の検証に必要な解析である。

5.1.5. コイル

高周波の電流を導体に流すと、表皮効果の影響で電流は導体の表面に偏って流れる。表皮深さを d_s としたときの計算式は以下になる。ただし、コイルは非磁性の銅であるため、透磁率の値は真空の透磁率 μ_0 を使う。

$$d_s = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (5-5)$$

ρ = 導体の抵抗率 ($1.71 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$)

ω = 電流の角速度 ($2\pi f$)

μ = 透磁率 ($\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$)

f = 周波数 1/t (Hz)

t = 立ち下がり時間 (s)

水平シフトバンプ電磁石の励磁電流の立ち下がり時間と (5-5) 式から求めた表皮深さは以下のようなになる。

立ち下がり時間 : 0.15~0.50ms
表皮深さ : 0.81~1.47mm

パルス励磁の立ち下がりのときには、導体表面から深さ 1.5 mm 以内にしか電流は流れないことになる。コイルの実効断面積は小さくなり、直流励磁の場合と異なり、表面の電流密度が高くなる。このような状態の抵抗を、直流抵抗に対して、ここではパルス抵抗と呼ぶ。パルス抵抗はできるだけ小さくする。パルス抵抗が大きくなれば発熱量も高くなる。コイルは、断面を正方形や円にするよりも長方形にする方が表面積は大きくなり、実効断面積を増やすには効果的である。水平シフトバンプ電磁石では、市販されている銅帯をコイルにしたブスバー型コイル (銅バー) を採用した。

水平シフトバンプ電磁石を設置する入射部は、電磁石やビームモニタなど多くの装置が限られた領域に置かれるため、電磁石のビーム軸方向への張り出しを抑えた設計にしたい。銅バーを使えば、ホロコンを使った鞍型コイルのように張り出さずに設計ができる。また、導体面積が大きくなり、より大電流を流すことができる。コイルのターン数も低減できる。水平シフトバンプ電磁石には銅バーが最適な構造である。Fig. 19 にホロコンを使った電磁石の一般的なコイル構造を示す。また、本磁極の構造は、渡りの導体バーの位置を下げて漏洩磁場を抑制し、且つ、磁場分布を最適化するため、Bedstead 型コイルも適用しない。

銅バーの許容電流密度に対する考え方について説明する。使用する運転パラメータは以下のとおりである。

立ち上がり : 0.40ms
フラットトップ : 0.65ms
立ち下がり : 0.36ms
定格電流値 I_r : 22.1kA
実効電流値 I_{eff} : 3.25kA

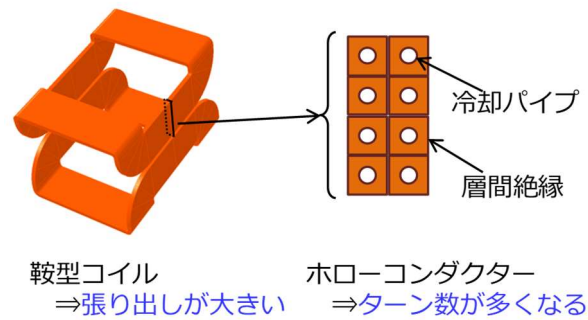


Fig. 19 電磁石の一般的なコイル構造

銅バーのサイズ、直流抵抗断面積 S 、パルス抵抗断面積 S' 、実効電流値 I_{eff} から求めた各々の電流密度は以下のようなになる。

幅 : 20mm
高さ : 141mm
直流抵抗断面積 : 2820mm²
直流電流密度 : 1.2A/mm²
パルス抵抗断面積 : 411mm²
パルス電流密度 : 7.9A/mm²

自然対流による冷却の可否を検討するときの設計指針 2 A/mm² を基準にする。直流電流密度は 1.2 A/mm² であり計算では自冷が可能にある。しかし、実際の運転では強制水冷をしている。加速器のトンネル内温度が 30 °C としてコイルの温度は約 110 °C である。したがって、パルス抵抗の考え方を設計に適用しなければいけない。

さらに、表皮効果と発熱の関係を評価するため、実効断面積が異なる銅バーの温度を測定した。2 つの銅バーは、水平シフトバンプ電磁石を構成する鉄心内コイルの銅バーと、4 台を直列に接続する直列接続バーの部分になる。構造上離れた位置にあるが、それぞれは直列に接続されているため同じ条件の励磁電流が流れる。通常は強制水冷をしているため、本試験では冷却水を流さず、自然対流での発熱を評価する。温度測定の結果を Fig. 20 に示す。高温を避けるため、試験は 12 kA までとした。銅帯のサイズ、直流抵抗断面積、パルス抵抗断面積を Fig. 21 に概念図で示す。

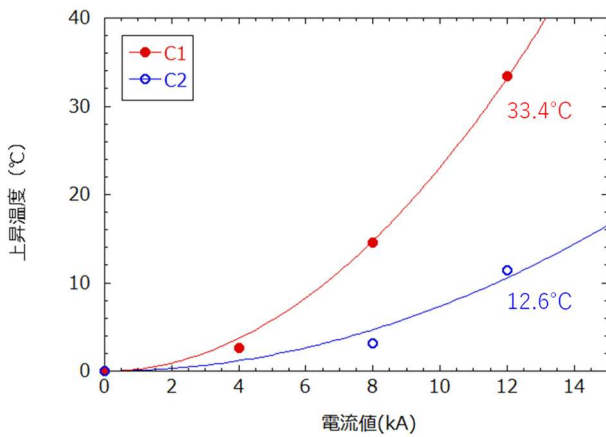


Fig. 20 温度測定結果

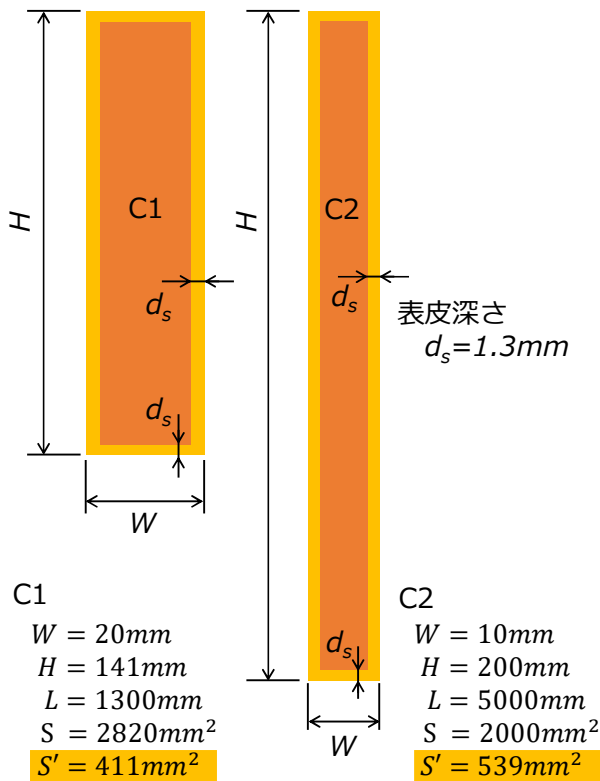


Fig. 21 銅バーサイズと表皮深さを考慮した断面積の概念図

C1 : 鉄心内銅バー (20mm×141mm)
 S : 直流抵抗断面積 (2820mm²)
 S' : パルス抵抗断面積 (411mm²)

C2 : 直列接続バー (10mm×200mm)
 S : 直流抵抗断面積 (2000mm²)
 S' : パルス抵抗断面積 (539mm²)

実効電流値、直流抵抗断面積、パルス抵抗断面積から、発熱量、平均上昇温度を求め、計算結果と比較する。計算式は以下の式で求める。

$$R = \rho \frac{L}{S} \quad (5-6)$$

$$P = I_{eff}^2 \times R \quad (5-7)$$

$$\Delta T = P / (H_t \times S_f) \quad (5-8)$$

R = 抵抗値

ρ = 導体の抵抗率(1.71×10⁻⁸Ωm)

L = 導体の長さ

S = 導体の断面積(S, S')

P = 発熱量(P_S', P_S)

I_{eff} = 実効電流値(1.8kA)

T = 温度

H_t = 熱伝導率(14 W/(m²K))

S_f = 表面積(C1=0.37m², C2=1.41m²)

C1 : 鉄心内銅バー (20mm×141mm)

P_S=26W、 ΔTs=5°C

P_S'=175W、 ΔTs'=34°C

パルス電流密度 : 4.4 A/mm²

測定温度 ΔT=33.4°C

C2 : 直列接続バー (10mm×200mm)

P_S=139W、 ΔTs=5°C

P_S'=513W、 ΔTs'=18°C

パルス電流密度 : 3.3A/mm²

測定温度 ΔT=12.6°C

測定結果は、C1、C2 共にパルス抵抗断面積で計算した結果と概ね一致した。直列バーの測定温度 12.6 °Cが計算の 18 °Cよりも少し低くなっている。直列バーは、トンネル内空調の吹き出し口付近にあるため、鉄心内よりも風の影響を受け、強制空冷のような状態になったためと思われる。パルスの実効断面積を大きくする設計をすると、必然的に表面積も大きくなる。放熱効果も期待できることを示している。

以上の結果は、パルス電磁石のコイルを設計する場合は、パルス抵抗の実効断面積にて発熱を計算すればよいことを実験的に示す。

5.1.6. 熱設計

最大定格 32 kA を通電したときのコイルの発熱状態を評価する。実効電流を 5.5 kA とし、計算式と構造・伝熱解析の ANSYS の結果を比較する。計算するコイルは鉄心部のコイルで、幅 20 mm、高さ 141 mm、長さ 5.9 m の銅バーの部分とする。計算するコイルの概略図を Fig. 22 に示す。図には、室温を 25 °C として ANSYS で解析した自然対流と強制水冷の結果も示す。

計算では、表皮効果の影響を含めたパルス抵抗断面積 P_s' を使う。そして、自然対流による上昇温度は (5-8) 式から求める。強制水冷の計算は、熱容量の計算式 $Q=mc\Delta t$ を、コイルの発熱量と使用する流量計の単位に変換した次の式を使う。

$$\Delta T = \frac{P_s'}{4.186 \times q_f} \times 60 \quad (5-9)$$

ΔT = 上昇温度(°C)

P_s' = 発熱量[kW]

銅バーサイズ(20mm × 141mm × 5.9m)

パルス抵抗断面積(411mm²)を使用

4.186 = 水の比熱

q_f = 流量[l/min]

60 = 体積流量[m³/s]からの変換係数

□ 計算結果

発熱量 $P_s'=7.4\text{kW}$

$\Delta T_s=318^\circ\text{C}$ (自然対流)

$\Delta T_s=24.7^\circ\text{C}$ (強制水冷)

計算結果の上昇温度に室温 25 °C 分をプラスし、計算と解析の到達温度とその差を比較する。

結果の比較

条件	計算	解析	差
自然対流	343°C	320°C	23°C
強制水冷	49.7°C	150°C	-100.3°C

自然対流のとき、計算と解析の差は 23 °C となり 6.7 % の違いが生じている。この差の原因は明

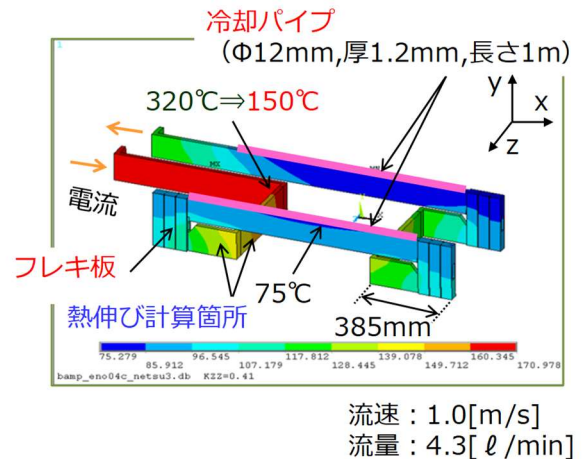


Fig. 22 コイルの発熱計算用モデル

確になってはいない。解析モデルのメッシュサイズの見直しなどで改善を期待したい。

解析の強制水冷のときの温度は、冷却パイプ付近で 75 °C、そこから約 1 m 離れた位置は 150 °C になった。同じ銅帯にも拘らず温度差が 2 倍生じている。本コイルの実設計では、Φ12 mm、長さ 1 m の冷却パイプを渡りの銅バーの 20 mm の断面部分にはんだ付けをしている。解析モデルでは、接触面を強制水冷の場所に設定し、幅 10 mm、長さ 1 m の条件で計算した。ただし、場所の違いで温度差が生じた理由は、この計算条件が原因ではなく、銅バーと冷却パイプの構造にある。広く長い銅帯の一部分のみの冷却は、水冷の効果が限定されてしまうためと思われる。銅の優れた熱伝導性を期待したが、本コイルの設計では、強制水冷の効果が小さいことがわかった。

計算でこのような熱伝導性を求めるのは難しい。以上のことから、実際の運用に近い条件で計算ができる解析ソフトを有効に活用する。

□ 150 °C の温度は気分的にいいものではない。

検討① 冷却個所を増やす

コイルは銅バーで製作している。銅バーの表面からの放熱効率を高くする、且つ、碍子で固定するため、銅バーの表面に対しホロコンの様に絶縁

被膜を巻いて覆う構造にはしてない。高電位部分が露出されることから、絶縁設計が必要になる。そして、冷却パイプに電流が流れると、磁場の発生位置が変わり磁場分布に影響を与える。そのため、冷却パイプを取り付け可能な場所は限定される。以上の理由から、冷却パイプの追加は困難である。

検討② 高温部材として設計する

150 °Cの部材として構造を設計する。具体的には、熱伸びと耐熱性材料を選択する。

銅バーの熱伸び量 λ と熱応力 σ を計算する。

$$\lambda = \alpha L \Delta T \quad (5-10)$$

$$\sigma = E \alpha \Delta T \quad (5-11)$$

λ = 熱伸び量

α = 線膨張係数(17.7×10^{-6} (1/K))

L = 物体の長さ(0.385m)

ΔT = 温度差(120°C)

σ = 熱応力

E = ヤング率(118GPa)

Fig. 22 中に示した「熱伸び計算箇所」について、150 °Cの熱伸び量を(5-10)式で計算した。銅バーは、鉄心内の磁極中心位置を固定とした。(5-10)式より、z方向に0.6 mm、x方向に0.8 mm伸びるため、最大1.0 mm変位する。

熱応力を(5-11)式より計算した結果、251 MPaとなった。この応力に耐えひずみを抑える設計は難しい。そこで、運転中は熱伸びを自由にさせ、しかし、運転を停止し常温に戻ったときは、元の位置に復帰する再現性を確保する構造をコイルと碍子の設計に施す。また、鉄心の中と外側で熱伸びの方向と量が異なる。フレキ導体を使用しねじれ方向の変位に対応させる。

熱伸び量の計算モデルと結果、及び、フレキ板の写真をFig. 23に示す。コイル、碍子、フレキの位置と写真をFig. 24とFig. 25に示す。コイル固定方法とブッシュの写真をFig. 26とFig. 27に、熱伸び対策加工の概略図をFig. 28に、そして、碍子の写真をFig. 29に示す。

1枚の銅バーに対し、ボルトで6ヶ所を固定する。碍子は銅バー1枚に2枚使用する。フレキ板は1箇所当たり6枚使用し、前後3枚ずつ銅バーを挟んで固定する。

□ 碍子が長手形状の場合

- ・熱伸びと同じ方向に長くし荷重を分散
- ・熱伸び時コイルは板表面を滑る

□ 碍子が円柱型の場合

- ・支持部にかかる負荷が大きくなる
- ・太い支柱が必要になる

碍子の板が2枚なのは、厚さ25mmが製作限界であったことが一番の理由である。しかし、例えばコイルの板幅と同じ140 mmで製作が可能だったとしても、1枚の厚い板で支持するより、薄い板を2枚使い銅バーと組み合わせたコの字型で固定すれば、必要な強度を得られ、且つ、軽量化になる。以上はFig. 24とFig. 25を参照する。

コイルの固定は、ボルトだけを使った固定はしない。ボルト締めをするときに、面圧を小さくする目的でSUS材のブッシュを使用する。SUS材を使う理由は、磁化を抑制するためである。ボルトとワッシャーで締め付けをした場合は、接触面積が小さい。銅は比較的柔らかい金属である。トルクをかけてボルトを締めたとき、面圧が高くなり接触面に凹みや歪みが生じる可能性がある。そして、ボルトの緩みが発生する原因になる。

第5.1.7節で改めて述べるが、碍子の材質はBTレジン積層板を使用する。経年劣化が生じ難く、長期信頼性に優れた材料である。しかし、樹脂であるため、高温、高放射線の環境下では、僅かな劣化は生じる。碍子の劣化によりヘリサートの機能が低下するのを避けるため、コイルと碍子の固定は、碍子に穴を開け、丸ナットを使って固定するようにした。材料劣化による強度不足の影響が少なく、強いトルクで締め付けることができる。Fig. 26、Fig. 27、Fig. 29を参照する。

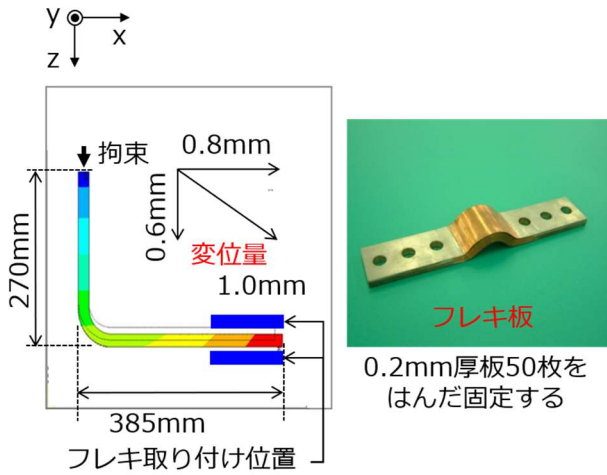


Fig. 23 熱伸び量とフレキシ板

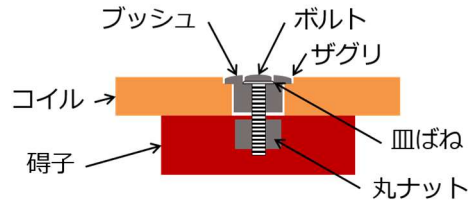


Fig. 26 コイル固定方法の概略図



Fig. 27 ボルトとブッシュの写真

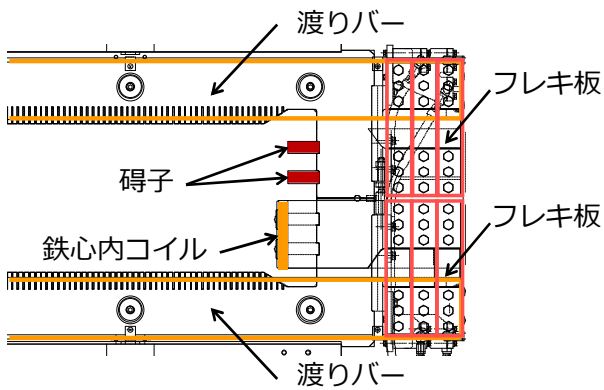


Fig. 24 コイル、碓子、フレキシの位置関係を示す概略図

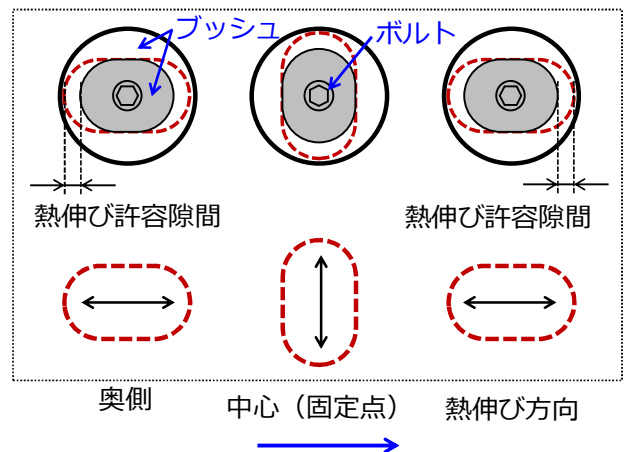


Fig. 28 熱伸び対策加工の概略図

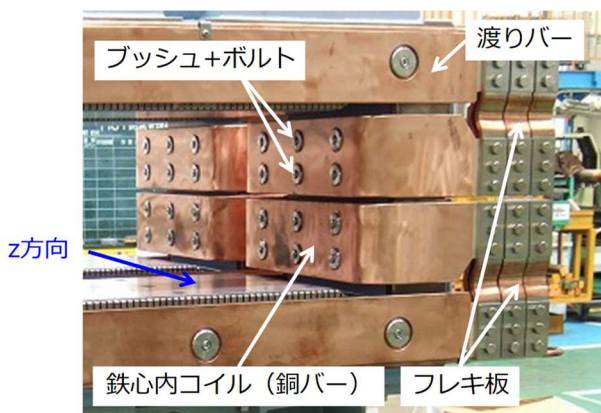


Fig. 25 コイル、碓子、フレキシ部の写真

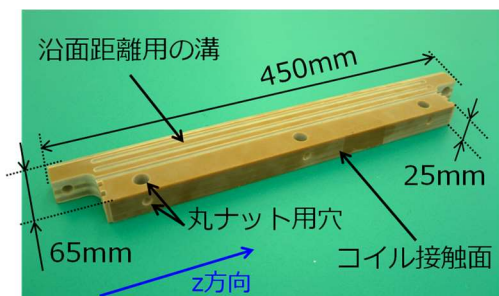


Fig. 29 碓子の写真

ボルトとブッシュの間に皿ばねを挟んで固定する。皿ばねを使用するのは、過去に起きたトラブル対策の一つである。当初の設計ではワッシャーだけだった。ブッシュ構造は電磁石 1 台当たり 48 ヶ所、全部で 192 ヶ所ある。そのうちの 5 ヶ所で緩みが見つかり、1 ヶ所は脱落した。そこで、円錐状の形を押しつぶし、大きな荷重を得ることができる皿ばねを使った緩み止め対策を行った。コイルを交換するような事態に備え、溶接止めはしない。以上は Fig. 26 と Fig. 27 を参照する

ブッシュと接触するコイル側の面に、円形のザグリ加工を施し締め付け時の圧力を均一化する。ブッシュのコイルにはめ込む部分はオーバル型に加工する。コイル側も同じくオーバル型の穴を加工する。コスト削減のため、ブッシュとコイル穴は、それぞれを全て同じサイズで加工した。ただし、熱伸びに対応する隙間を設けるため、ブッシュの方が少し小さい。オーバル型の穴は、中心部が縦、左右部は横を向いている。中心部を縦にすることで、熱伸びはこの位置を固定点として図面上に左右、つまり、z 方向に伸びる。運転を停止し常温になったとき、中心位置に戻るよう復旧する。ブッシュをオーバル型にすることで、締め付け力が万が一に緩んだ場合に、ブッシュが回転しボルトの緩みと脱落を助長することが無い様にする。以上は、Fig. 26、Fig. 27、Fig. 28 を参照する。

Fig. 29 の碍子には、短い距離で絶縁に必要な沿面距離を稼ぐために、溝加工を施している。電場計算に関する詳細は、第 5.1.8 節で説明する。

絶縁碍子は、コイルが 150 °C まで発熱した場合でも、熱伸びと熱応力に耐える設計とした。ただし、金属には、変形した形が元に戻らなくなる降伏応力がある。コイルに使用する無酸素銅は 263 MPa である。水平シフトバンプ電磁石の設計においては、最大熱応力は 251 MPa となっているため問題になる領域には到達していない。しかし、熱伸びと熱応力に注意するだけでなく、使用する材料によっては降伏応力も考慮した設計が必要になる。つまり、上昇温度は小さい設計が理想である。

- ブッシュ構造
 - ・面圧を小さくし、銅板の歪みを防止
- 丸ナット方式で固定
 - ・碍子の劣化でヘリサートが動く可能性
- 皿ばね
 - ・緩み防止
- オーバル型ブッシュ
 - ・緩み回転防止

5.1.7. 絶縁碍子と耐放射線性

コイルを支持する碍子には、パルス励磁の振動による衝撃で割れが生じるのを防ぐため、セラミックス碍子は使用しないことにした。その代わり、長期耐熱性、耐摩耗性、強度に優れた、当時、購入したときの名前はリカライトと呼んだ BT レジン積層板を使用した。

水平シフトバンプ電磁石が設置される RCS の入射部は、ビーム軌道が変位する位置と炭素薄膜とビームが衝突する場所であることから、ビームによる放射線の影響を強く受ける領域である。放射線の影響を受けると、樹脂製の多くは脆化してもろくなる。BT レジン積層板の耐放射線性を調査した。

入射部の領域で、年間 1 MGy の線量レベルに耐える設計とし、且つ、10 年間はメンテナンスフリーにしたい。そのため、耐放射線性は 10 MGy 以上とした。また、コイルの発熱 150 °C にも耐える必要がある。温度依存性も評価した。試験は、国立研究開発法人量子科学技術研究開発機構（旧日本原子力研究開発機構）高崎量子応用研究所の Co60 ガンマ線源を用いて試験を行った。試験には、比較対象用として、絶縁材としてよく使う高耐熱エポキシEガラス積層板も試験した。照射後の試料に JIS K 6911 の曲げ試験を実施した結果を Fig. 30 と Fig. 31 にそれぞれ示す。

定格 32 kA 通電のときにコイルサポートには最大で約 100 MPa の応力がかかる。発熱が 150 °C として 30 MGy でも応力を維持できるのは、BT レジンであり、エポキシは使用できないことがわかる。

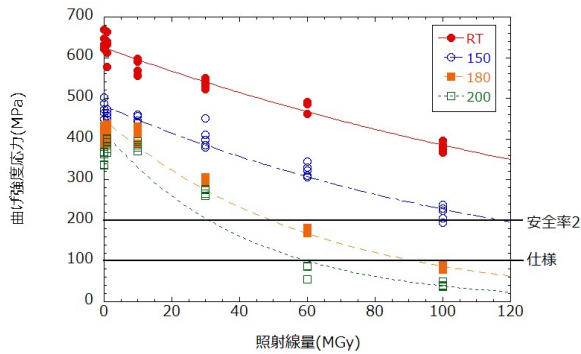


Fig. 30 BT レジン積層板の試験結果

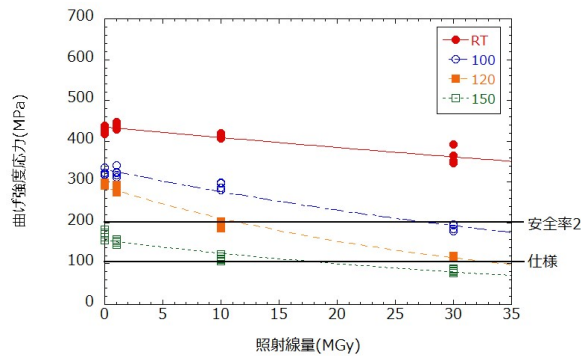


Fig. 31 エポキシEガラス積層板の試験結果

5.1.8. 耐電圧設計

コイルは、被膜で覆った絶縁設計ではないため、高電位部分は露出されている。したがって、対地絶縁設計をする必要がある。必要な磁場分布を形成するコイルと磁極の形状を決定するには、絶縁設計の確認も必要である。

水平シフトポンプ電磁石の出力電圧は、ケーブルなどの選定仕様から、対地で最大 6.6 kV としている。長期間の運転で絶縁体表面に塵などのごみが堆積する可能性もある。解析モデルでは、倍近い対地 10 kV を満足する設計とする。

解析には、OPERA-2D を使用した。コイルと鉄心との距離、碍子のヒダ構造と沿面距離により、電界集中を緩和する設計を実現した。また、本結果より、今後概略設計をする上で参考となる空間

距離と沿面距離を次に示す。OPERA-2D で解析した結果を Fig. 32 に示す。

- 解析条件
 - ・対地電圧：10kV
 - ・電界集中：30kV/cm 以下
- 最終解析モデル
 - ・コイル角を C1 とする。
 - ・碍子にヒダ構造を採用。
 - 空間距離 60mm に対し沿面距離 80mm
 - 3 重点が緩和。10kV/cm⇒0.5kV/cm
- 設計用参考数値
 - ・空間距離：10kV/cm
 - ・沿面距離：空間距離の 4 倍

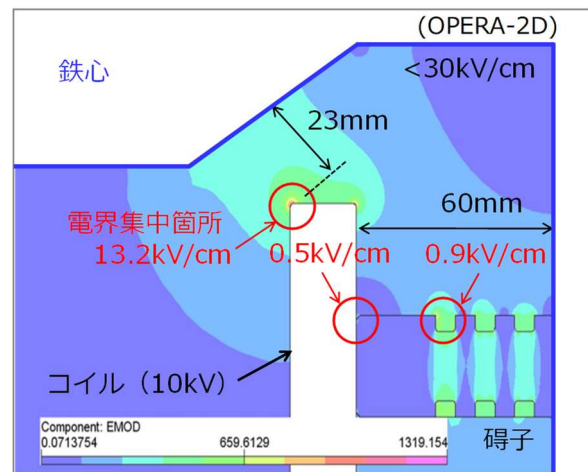


Fig. 32 OPERA-2D を用いた電磁石とコイルの絶縁設計と解析結果

5.1.9. 磁場測定

完成した電磁石の磁場を測定し、磁場分布を確認する。パルス励磁の磁場を測定するときはサーチコイルを使用する。巻き数 n のコイル断面積 S を貫く磁束密度 B が変化をすると、電磁誘導の現象でコイルの両端に誘導起電力 V が発生する。サーチコイルが発する電圧をオシロスコープで測

定すれば、変換した次の式から磁場を求めることができる。

$$V = n \frac{dBS}{dt} \quad (5-12)$$

$$B = \frac{V}{n \times S} \quad (5-13)$$

V = 測定端子電圧

B = 磁場

t = 変化時間

S = サーチコイルの断面積

n = コイルの巻き数

このとき、サーチコイルの断面が垂直軸に対して θ の角度をもつと、貫く磁束 Φ は以下のように少なくなることに注意する。測定では、磁極面とサーチコイルの断面を平行にする調整が必要である。

$$\Phi = BS \cos \theta \quad (5-14)$$

コイルの端子電圧をオシロスコープで測定するとき、電圧波形の信号にノイズが重畳し正しい数値を評価することはできない。以下の方法でノイズ信号を除去する。多チャンネルで同時に測定した場合、オシロスコープの測定チャンネルに生じるオフセット信号も除去することができる。

- ① 信号の切換スイッチで全信号を反転。
- ② コイル反転とスイッチで反転
- ③ 2信号の引き算と割り算で真値を算出
- ④ 時間積分して B を算出

コイルの反転について Fig. 33 に図と写真を示す。①から④の流れを Fig. 34 に示す。補正前後の波形結果を Fig. 35 と Fig. 36 に示す。Fig. 35 から求めた BL 積は、補正前後で約 0.5 %改善した。

磁場の時間変化が少ない直流電磁石では、ホールプローブを使用する。最近では、50 kHz の周波数レンジをもつホールプローブがあり、パルス励磁でも使用できる製品がある。水平シフトバン電磁石に 20 kA を通電したときの磁場をホー

ルプローブも使って測定した。測定結果を Fig. 37 に示す。ホールプローブはサーチコイルよりも小さい値となった。しかし、(2-1) 式から求めた B は、ホールプローブの値にもっとも近かった。

サーチコイルは、校正用永久磁石と磁気プローブ (NMR) を使って面積を校正した。したがって、絶対値に誤差はほとんどないと考えていた。なぜ差が生じたか。絶対値はどちらが正確なのか。今後の課題とする。

ただし、磁場分布の評価では、絶対値よりも相対値で評価する場合が多い。実際、相対値で問題が無ければ、 BL 積は励磁電流値で調整が可能である。

計算	: 0.1621T
ホールプローブ	: 0.1616T
サーチコイル	: 0.1699T

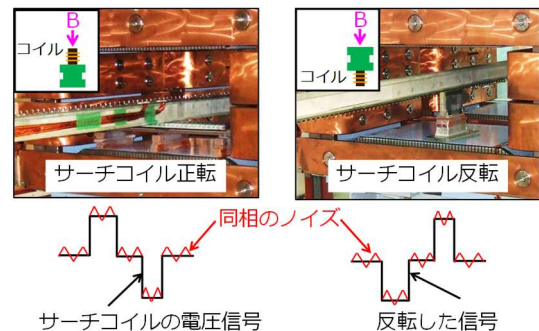


Fig. 33 サーチコイル信号に重畳するノイズの除去方法について

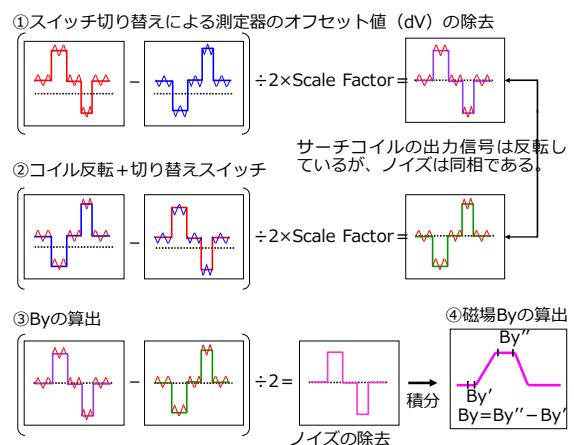


Fig. 34 ノイズの除去と真値の算出

5.1.10. バンプ軌道の歪み補正

水平シフトバンプ電磁石が設置される入射部領域は、多くの機器が並び、隣接する機器との距離が非常に近い。水平シフトバンプ電磁石は、4 台を直列に接続して 1 台の電源で励磁する。そのため、電磁石が生成する磁場分布に差が生じないように、製作誤差は小さく、且つ、均等に配置する。しかし、水平シフトバンプ電磁石の上流と下流に並んだ QFL と QDL までの距離が、中心間距離で 1434.5 mm と 1474.5 mm で異なっている。そのため、干渉して減少する磁場に差が生じ、水平シフトバンプ電磁石 4 台の BL 積はゼロにならない。つまり、周回ビーム軌道に COD を生じさせてしまう。

製作した水平シフトバンプ電磁石と R&D 機の Q 電磁石を用いて磁場干渉の影響を確認し、磁場値を補正する。しかし、水平シフトバンプ電磁石は直列接続して 1 台の電源で励磁するため、個々に電流値を変更することはできない。(2-1) 式より、ギャップの高さを調整することで、同じ電流値のまま磁場を変えることはできる。絶縁板の調整シムを鉄心合わせ面に挟み込み、ギャップの高さを変える。調整シムを入れるとギャップは高くなるので、磁場は下がり BL 積は小さくなる。電磁石 1 台を使って測定した BL 積の変化量を以下に示す。

- ギャップ調整シムと BL 積の変量
 - ・ 0.3mm : -0.61%
 - ・ 0.5mm : -0.87%

磁場干渉の測定は、次に示す 2 台ずつの組みあわせで実施した。測定結果を Fig. 38 に示す。2 台で組み合わせた結果を、4 台の連続した磁場分布として結合する。マイナス磁場の SB1・SB4 と、プラス磁場の SB2・SB3 の各 BL 積の差を評価した。シム調整をしないとき、SB2・SB3 の積分値は SB3・SB4 よりも 3.0 %ほど大きくなった。

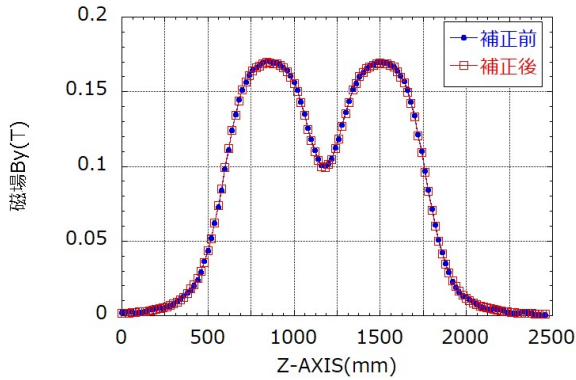


Fig. 35 補正前後の波形比較 (全体)

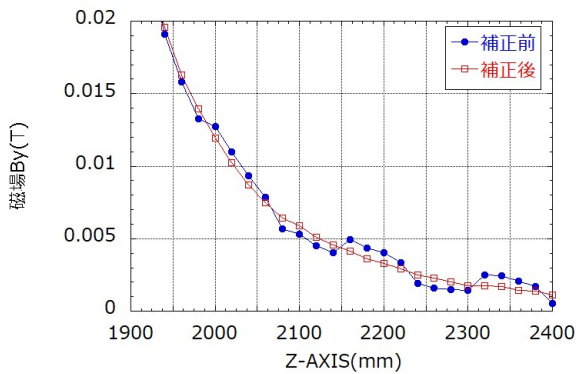


Fig. 36 補正前後の波形比較 (裾野部)

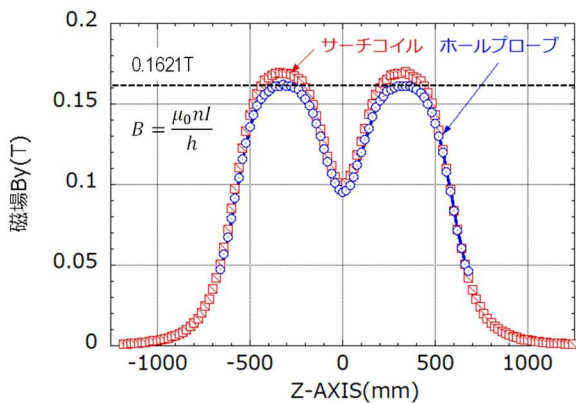


Fig. 37 サーチコイルとホールプローブの磁場測定結果の比較

- ① QFL-SB1
- ② SB1-SB2
- ③ SB2-SB3
- ④ SB3-SB4
- ⑤ SB4-QDL

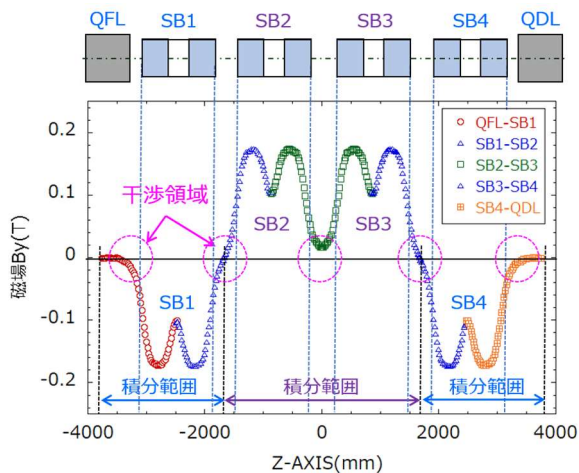


Fig. 38 干渉磁場の測定結果

BL 積は SB2・SB3 の方が大きいため、この 2 台にギャップ調整シムを入れる。0.3 mm の調整シムを入れたところ、積分値の差は 0.6 % に改善した。ビーム軌道の解析結果と、RCS のビームで実際に測定した結果を Fig. 39 に示す。調整シムは、COD を 10 mm から 1.0 mm に低減した。これは、解析で求めた結果とも良く一致した。

設計初期時に定めた許容範囲と、解析及び測定の結果を以下に示す。

- 磁場不均衡 : ±1.0% 以下
- 周回ビーム軌道の歪み : 2mm 以下
- ギャップ調整シムの効果
 - ・シムなし : BL 積差 (3.0%)、COD (10mm)
 - ・0.3mm : BL 積差 (0.6%)、COD (1.0mm)

水平シフトバンプ電磁石の磁場不均衡は、周回ビーム軌道に大きな影響を与える。解析ソフトを使えば、調整値を算出し最適な補正をすることができる。しかし、今回の調整のように、鉄心の間に調整シムを入れギャップの高さで磁場を変える変更方法は、構造設計に大きく関わるものである。設計初期からこのような事態を想定しておくことが重要である。つまり、電磁石の設計には、機器単体の性能を評価するだけではなく、磁場干渉の様に周辺機器との関係性を考慮する。そして、検討と調整が必要になる可能性を考えておくことが必要である。

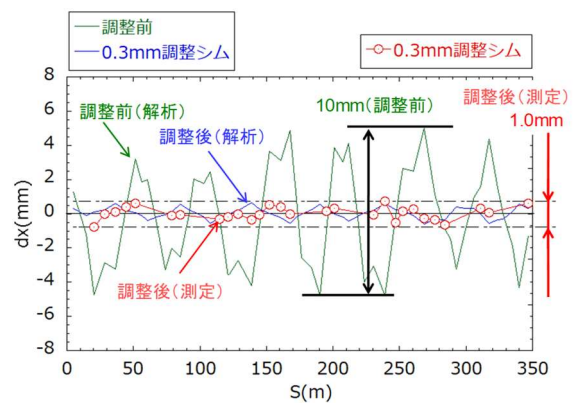


Fig. 39 調整シムと周回ビーム軌道の変位量

5.1.11. 3次元解析計算

ここでは、OPERA-3D の静磁場解析モジュールの TOSCA と、動磁場解析モジュールの ELEKTRA を使い、水平シフトバンプ電磁石の解析モデルを作成して磁場計算を行う。それぞれの解析結果と磁場測定の結果を比較しながら、解析ツールの利用について説明する。

パルス電磁石の設計には、時間変化する動磁場と、渦電流効果の計算が可能な解析ソフトを使う。第 5.1.4 節と第 5.1.5 節にて計算式を使った結果からも示されているが、パルス励磁の場合、表皮効果の影響で導体の表面に電流が偏って流れることがわかっている。しかし、動磁場解析用に作成するモデルは複雑になる傾向がある。使用

するパソコンには、ソフトの使用に必要な性能が求められる。最近のパソコン性能は良くなったが、それでも、計算にはかなりの時間を要する。水平シフトバンプ電磁石のモデルの場合、TOSCA であれば 1 日で終わる計算が、ELEKTRA の場合、2 週間から 3 週間の時間が必要になる。したがって、TOSCA を使った計算で済ませたくなる。

ELEKTRA 用の解析モデルを Fig. 40 に示す。端部には、スリット構造を再現している。また、コイルも実機を再現した構造にしている。

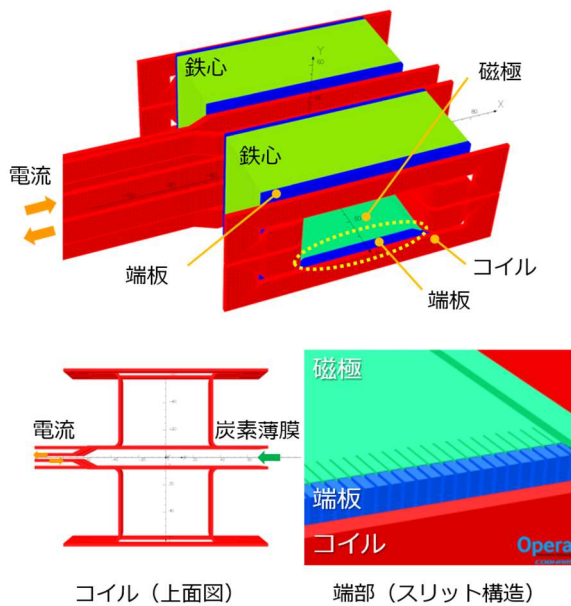


Fig. 40 ELEKTRA 用解析モデル

磁場測定、TOSCA、ELEKTRA で求めた BL 積の分布を Fig. 41 に示す。ELEKTRA は磁場測定の結果を再現している。しかし、TOSCA は数値が違っただけでなく、異なる傾向を示した。原因は渦電流の効果である。Fig. 42 と Fig. 43 に、ELEKTRA の解析モデルで示されたコイル内の電流密度分布を示す。Fig. 42 では、電流の流れを矢印で示している。電流は、コイル表面を一様に流れていない。導体の表面に偏流し、且つ、電流路の最短ルートを通っている。Fig. 43 は、コイル内の電流密度分布を示す。同じように、コイルの表面と最短ルートに電流密度の高い領域が偏っている。

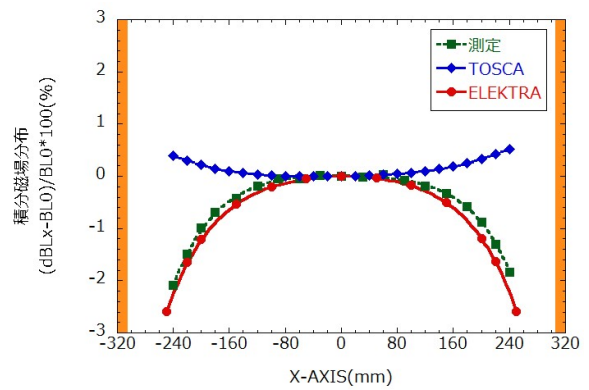


Fig.41 OPERA-3D と磁場測定で求めた BL 積分布

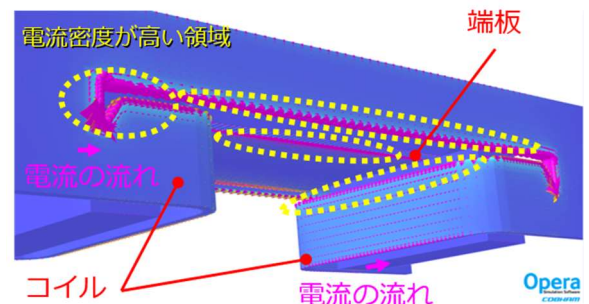


Fig. 42 コイル中の電流の流れ

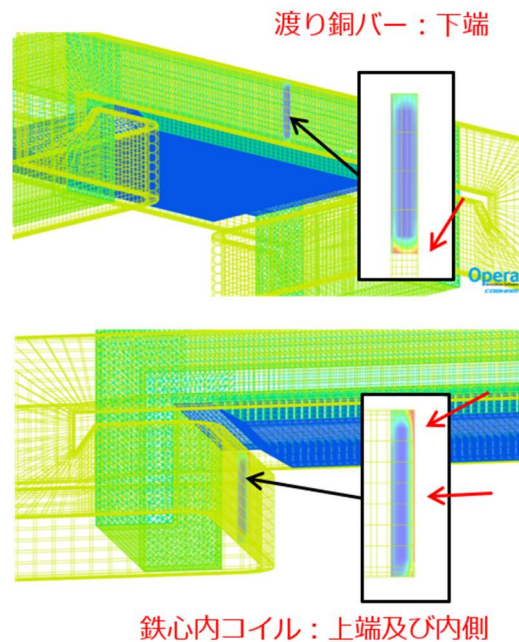


Fig. 43 コイル中の電流密度分布

以上のことから、パルス励磁の電磁石の設計には、動磁場解析ソフトの使用を推奨する。かなりの精度で実モデルを再現できることがわかる。時間については、余裕を持った設計を心掛けたい。

静磁場解析ソフトについては、実モデルとは傾向が異なることを理解して使用することを前提としなければならない。

ELEKTRA では、計算した電流密度分布からコイルの発熱を計算することができる。冷却は自然対流となる。22.1 kA を通電したときの計算を実施する。実測では 16 kA までの結果しかないため、22.1 kA は外挿して推定値として求めた。

渡り銅バーと鉄心内コイルの温度を比較する。結果を Fig. 44 に示す。また、推定値との比較ではあるが、非常に良く一致している。以上のことから、使い方は限定されるが、強制空冷の有無の検討などに活用することができる。

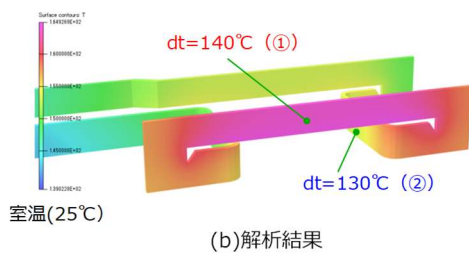
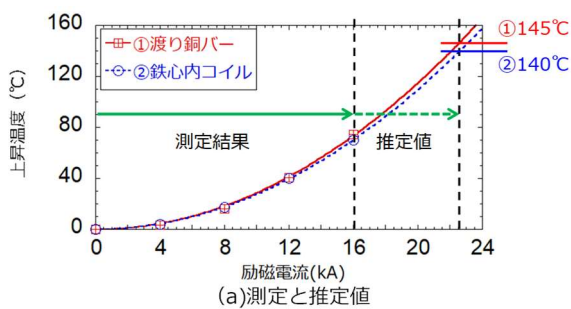


Fig. 44 温度解析の結果と比較

結果まとめ

	推定値	解析値
渡り銅バー	145°C	140°C
鉄心内コイル	140°C	130°C

動磁場解析モジュールの ELEKTRA は、パルス励磁による渦電流の効果を含めた磁場分布を計算し、高い精度で磁場測定の結果を再現した。さらに、発熱計算もできる。動電磁場解析モジュールを使った計算を実施し、より高い精度で電磁石の設計を進める事ができるようになった。

5.2. 水平・垂直ペイントバンプ電磁石

水平・垂直ペイントバンプ電磁石は、ビーム軌道を任意の時間関数で変化させるため、入射の 0.5 ms の期間で励磁電流を高精度にコントロール。そのため、その励磁電流に出力磁場が追従する電磁石システムが求められる。

水平・垂直ペイントバンプ電磁石は、JFE スチールが開発したケイ素含有率 6.5 %、厚さ 0.1 mm の高周波特性に優れた無方向性電磁鋼を採用した。電磁鋼板は非常に硬く抜型を形成するのが非常に困難である。また、任意に時間関数で励磁波形を変化できる電源システムを採用する。

水平ペイントバンプ電磁石 1 と垂直ペイントバンプ電磁石の概略図を Fig.45 と Fig.46 に示す。水平ペイントバンプ電磁石は、近接する電磁石との距離が近いことから、磁極は C 形で設計した。また、垂直ペイントバンプ電磁石は、ビームを垂直方向に偏向するため、C 型を 90°回転した構造をしている。

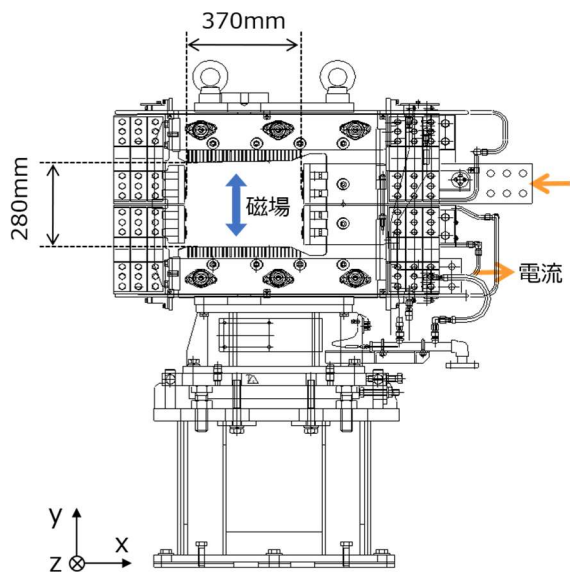


Fig. 45 水平ペイントバンプ電磁石の概略図

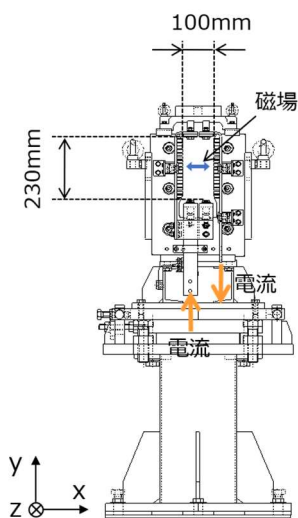


Fig. 46 垂直ペイントバンプ電磁石の概略図

6. 電源

6.1. 電源システム

バンプシステムの電源は、電磁石の用途に合わせ、半導体スイッチを使用したチョップ方式によるパターン電源と、コンデンサの充放電を利用した転流方式の電源を採用している。水平シフトバンプ電磁石に使用する電源に限っては、当初はチョップ方式の電源を使い、その後、転流方式の電源に変更した。

RCS が 1MW 大強度陽子ビームの生成に成功すれば、世界最高性能のシンクロトロン加速器施設として、その成果を世界に向けて発信することになる。これまでに経験したことが無い世界への挑戦は、実現を目指す過程で、事前に想定した仕様で全てを満足できる可能性が高いわけではなかった。そのため、ビーム軌道をコントロールするシステムの一つとして、電磁石の励磁波形の形状を任意に変更できるチョップ方式の電源システムを採用した。ビームの大強度化試験が進む中で、本当に必要な仕様が判明していき、電源に対して要求される内容も限定されるようになった。仕様の範囲を絞ることで、より高い精度での設計製作、及び、運転が可能となる。そこで、出力できる波形のパターンは限定されるが、転流方式の電源システムに変更した。

6.2. チョップ方式

6.2.1. 回路構成

最初に製作した旧水平シフトバンプ電源は、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)のアセンブリを直列と並列に組み合わせたチョップ回路方式で構成し、台形波形の立ち上がり時間、フラットトップ時間、立ち下がり時間を任意に設定して出力することが可能である。電源回路の概念図を Fig. 47 に示す。

3300V-1200A の IGBT 素子をアセンブリ化し、それを 8 多重 7 並列とした回路を構成している。素子のキャリア周波数を 6 kHz とし、合成した PWM(Pulse Width Modulation) 周波数は 48 kHz となる。定格電流は 20 kA、最大電圧は

6.4 kV の出力が可能で、電流の時間変化(di/dt)は 20 kA/150 μ s、フラットトップ時間が 600 μ s、電流偏差が ± 1.0 %以下の台形波形のパターン出力を行う。

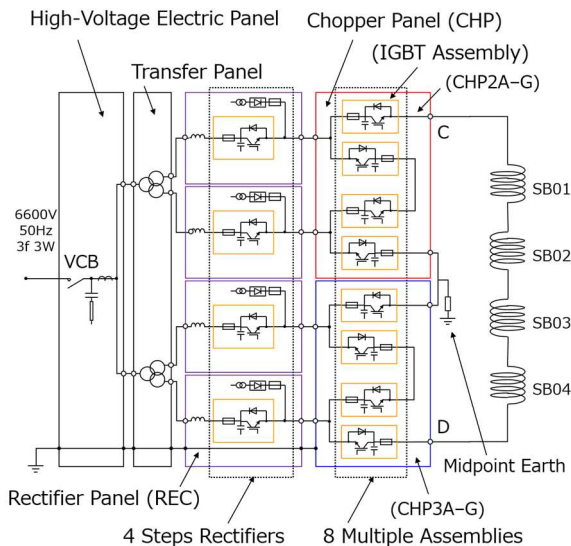


Fig. 47 チョップ方式を採用した水平シフトバンプ電源回路の概略図

6.2.2. 電流リップルの問題

IGBT アセンブリの多重化回路構成によるチョップ方式は、任意な波形パターンを出力することが可能となる。しかし、チョップに起因するリップルが励磁波形に必ず重畳する。水平シフトバンプ電源は 48 kHz でチョッピングしているため、波形には 48 kHz を基本波とした高調波が生じる。また、電流偏差は、リップル電流の振幅分を含めて評価し、定格 20 kA の ± 1.0 %以下という仕様から 200 A の電流振幅は許容した。変位量にすると約 1 mm である。この程度の振幅でもベータトロンチューンと共鳴し、その結果、ビームは大きくロスしてしまう現象が確認された。不要なビームロスを低減するため、 ± 0.25 %以下の電流偏差の実現が必要になり、リップル電流は現状の半減以下、限りなくゼロにする必要になった。

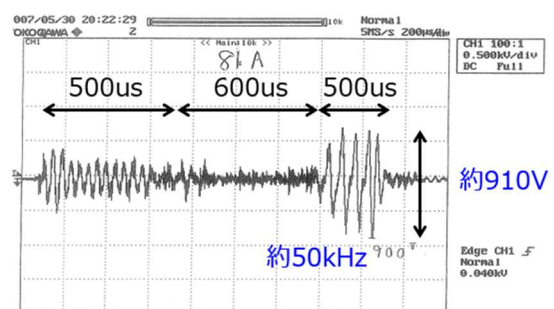
また、大強度ビーム試験において、励磁電流波形に乗るリップル電流の振動 48 kHz の第 2 次高調波成分 96 kHz と、ベータトロンチューンが共鳴する問題が生じた。大強度ビーム試験におい

て、ベータトロンチューンのオペレーティングポイントの範囲が制限されてしまうことが無いよう、リップル電流の周波数成分の問題解決が必要になる。電流リップルの 48 kHz と 96 kHz の周波数は、水平シフトバンプ電磁石に使用するセラミックスタクトに設けた RF シールドとも共振していることがわかった。

6.2.3. スイッチングノイズ

模擬負荷を使った工場試験では、24 時間の安定運転を確認した。RCS 建屋に設置して電磁石をつないだ実負荷試験を開始したところ、電源盤と建屋の基準電位 (大地電位) の間に約 910 V のスイッチングノイズが発生した。この状態だと制御系にトラブルが発生し、電源は安定に運転することができなかった。

スイッチングノイズの測定箇所を変え電圧と周波数を確認したところ、チョップ盤に近い位置ほど電圧が高く、且つ、ノイズの周波数と波形が出力電圧波形の微分波形に近い形になった。周波数は、IGBT のスイッチング周波数の 48 kHz が見えている。以上のことから、原因は、IGBT のスイッチングに起因する漏れ電流である。また、漏れ電流は IGBT の周波数と同じく高周波であるため、導体には表皮効果で表面にしか流れない。実効断面積が小さく抵抗値が高くなってスイッチングノイズが大きくなった。実効断面積を大きくするために、アース線を銅板に変更する。ケーブルから変更する前の測定波形を Fig. 48 に示す。



筐体(CHP3)–大地間
8kA通電時：ノイズ(910V)

Fig. 48 チョップ盤と大地間の電圧 (アース線のケーブルを銅板に変更する前)

□ 変更

100mm² ケーブル

⇒幅 300mm、厚 1mm の銅板

アースラインを銅板に変更しただけではなく、以下の個所には銅板の追加敷設を行った。

□ 追加敷設箇所

- ・ 接地極－電源盤
- ・ 電源盤－電磁石
- ・ チョップパ盤－接地線
- ・ チョップパ盤－チョップパ盤
- ・ チョップパ盤－制御盤

さらに、チョップパ盤のスイッチングノイズが 1 番高い電圧だったことから、中性点に 200 Ω の抵抗を追加し、漏れ電流を抑制した。その結果、スイッチングノイズは 910 V から 24 V にまで減少し、安定した運転が可能となった。

□ 接地銅板に変更・追加 910V ⇒ 200V

□ 中性点に高抵抗を追加 200V ⇒ 24V

以上のことから、スイッチングノイズと接地に関する問題の対策は以下のとおりである。

- ① 漏れ電流は高周波として扱う
- ② アースラインは太く短く
- ③ アースラインはケーブルより銅板を使う
- ④ 盤内のフレームは塗装しない
- ⑤ フレームをグラウンドとして活用する
- ⑥ 大地間、負荷間の接続には銅板を使う

6.2.4. ケーブルインダクタンス

使用する電力ケーブルは以下の仕様である。写真を Fig. 49 に示す。本ケーブルを 32 本使用し、最大 32 kA のパルス波形を送電する。

□ 6.6kV EM-CEQ 38mm2

4 本のケーブルのツイストペアの組み合わせ方で、インダクタンスに違いが生じた。4 芯で巻かれる時につぶれてしまうため、完全な円にはならない。ツイストの組み合わせでケーブル間距離も変わる。インダクタンスをより小さくしたいときは、撚線であっても接続方法を変えて試してみる価値はある。

40 m のケーブルを使用。電磁石が負荷側で取り合うことを想定し片端 4 本を短絡し、往復 80 m のケーブルとしてインダクタンスを測定。

$$AB-CD=26.30\mu\text{H}$$

$$AC-BD=16.67\mu\text{H}$$

$$dL=9.63\mu\text{H}$$

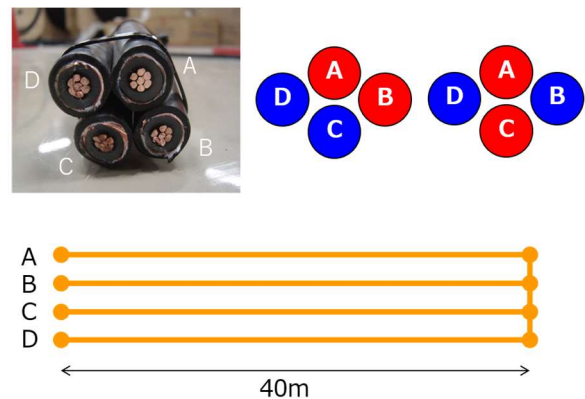


Fig. 49 電力ケーブル

6.3. 転流方式

6.3.1. 回路構成

コンデンサの充放電を利用した転流方式のパルス電源を製作した。この方式は、コンデンサバンクを形成し、高速切り替えスイッチの On/Off で台形波形パターンの形状を形成する方法である。スイッチングの切り替え回数が限られるため、電流リップルの発生を抑制することができる。基本回路構造を Fig. 50 に示す。DC 充電器でコンデンサに初期充電を行う。スイッチ操作でコンデン

サの放電と充電（回生）を制御する。所定の電圧まで回生できない時は充電器で補充する。励磁電流のバンプ波形の形成方法を Fig. 51 に示す。主回路に大容量電解コンデンサ(24 mF)を使用し、立上げ立下げユニットとフラットトップ(FT)ユニットの各スイッチの切り替え操作による放電（力行）、充電（回生）、スルー（還流）を使い分け、台形型の出力電流波形（バンプ波形）を形成する。

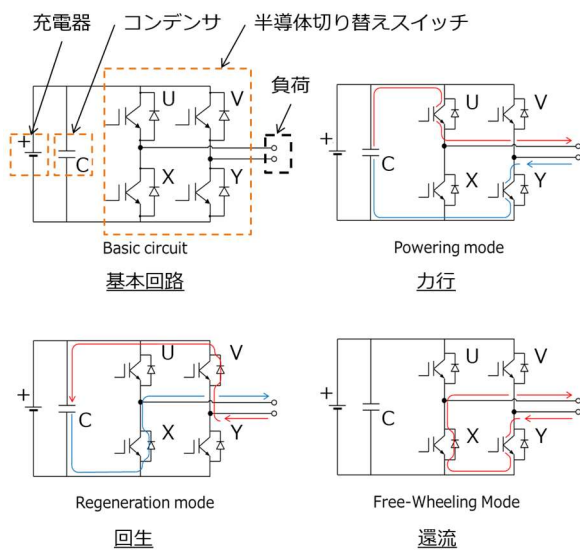
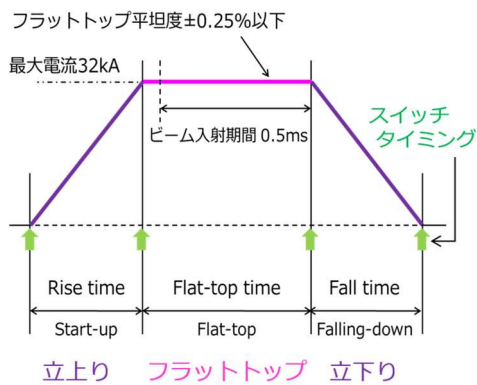


Fig. 50 基本回路構造



ユニット	立上り	フラットトップ	立下り	OFF
立上げ立下げユニット	力行	還流	回生	回生
FTユニット	還流	力行	還流	還流

Fig. 51 励磁電流のバンプ波形の形成方法

しかし、一般的に、コンデンサをバンクとして使用する電源は、事前に定めたコンデンサの容量で波形形状が決まるため、励磁波形の形成変更における任意性が失われることになる。また、大電流に対応して大量の数のコンデンサを使用することになるが、電源の設置スペースが限られているため、大容量、且つ、コンパクトなコンデンサの新規開発が必要になる。さらに、メンテナンス性に優れた構造の検討や、性能を満足するために必要な制御回路など、新しいシステムの構築が必要になる。

立上げ立下げユニットの 12 台とフラットトップユニットの 2 台を直列接続した 1 バンク構造の電源を設計し、そして、16 バンクを並列に接続したバンプ電源システムとして、最大 32 kA/12 kV の大電流/高電圧の出力が可能なパルス電源を製作した。1 バンク当たりの盤構造と主回路図を Fig. 52 と Fig. 53 に示す。

立上げ立下げユニットのうち、下段 4 台 (P・N1~4) を共通に使用し、MR 用に P・N5 を、MLF 用に P・N6 のユニットを使用する。また、FT ユニット内には、MLF 用と MR 用にそれぞれ充電回路を設けてあり、スイッチ操作によって使用する回路を切り分ける。MLF と MR のそれぞれに設定した出力電流パラメータを、25 Hz で切り替えて出力することを可能とする。

本ユニット構造により、コンデンサのバンク形式においても、ユニット毎の転流切り替えを個別に制御することで、バンプ波形の立上げ・立下げとフラットトップの時間変更、且つ、フラットトップ電流値の 25 Hz ショット毎の変変性など、励磁波形の波形形成に任意性を持つことを可能とした。

また、全 224 台のユニット (立上げ立下げユニット 192 台とフラットトップユニット 32 台) に対し、搭載された 24 mF の大容量コンデンサ全 3584 個において、充電電圧を 0.01% 以下の分解能で設定調整する充電・回生システムと、ユニットの転流切り替えを 100 ns 以下で調整する制御システムを構築し、励磁電流の出力において安定した再現性を実現した。さらに、本構造は、故障

した場合には、該当ユニットのみを交換するなどメンテナンス性にも優れている。

- 1バンクの構成：2kA/12kV
14ユニット直列接続
 - 立上げ立下げユニット 12台
 - FTユニット 2台
- 電源1台の構成：32kA/12kV
16バンク並列接続

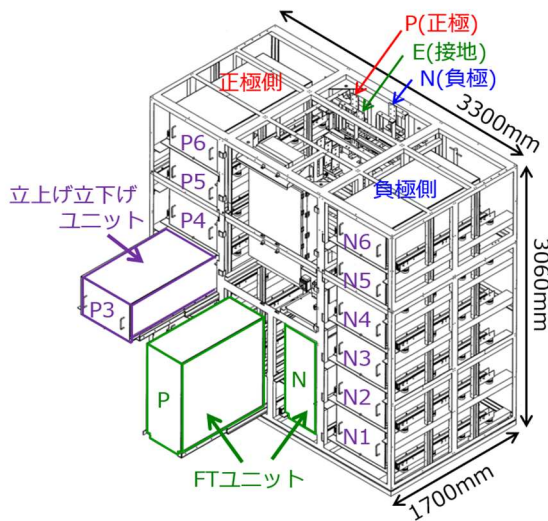


Fig. 52 1バンク当たりの筐体構造図

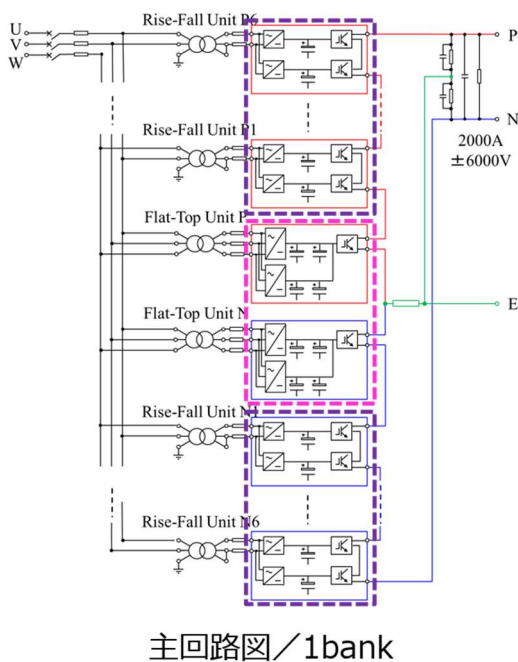


Fig. 53 1バンク当たりの主回路図

6.3.2. 電磁ノイズとリンギングの抑制

ユニットの多段積構造で構成すると、ユニット間を接続する電流経路は長尺化する。このとき、Fig. 54 に示すように、電流経路が大面積のループを形成すると、出力波形に高周波ノイズが重畳する。このノイズは、出力部に設けた回路インピーダンスに合わせて決定する制動抵抗を数パターン試しても抑制ができなかった。Fig. 55 に示すように、電流経路を向かい合わせに接続すると、電流ループ面積が削減され高周波ノイズは抑制された。本構造は銅帯を2倍必要とするが、ループ面積を90%低減しノイズも抑制する。

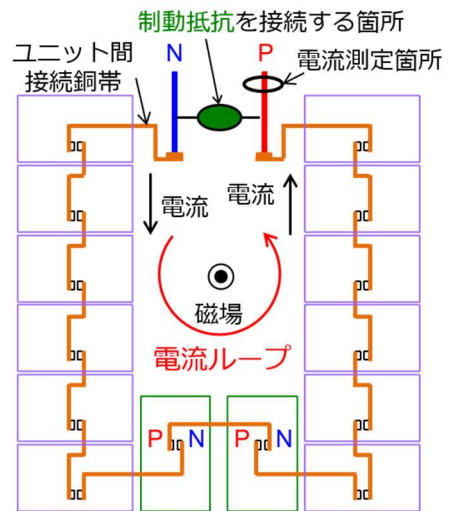


Fig. 54 長尺化した電流経路の概念図

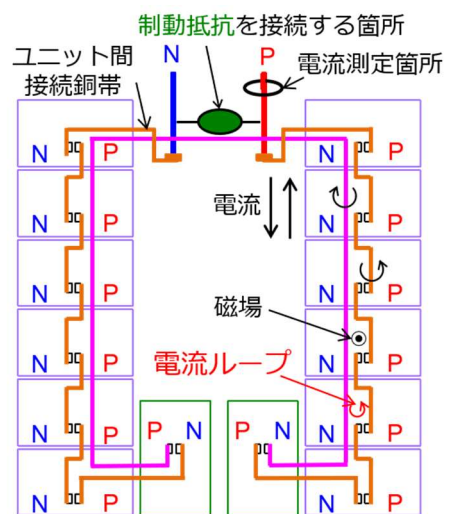


Fig. 55 ループ面積低減化電流経路の概念図

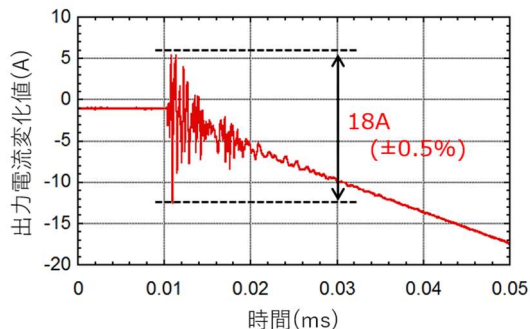
1バンク運転を行い、出力2kA、立ち下がり時間0.5msの出力波形を用いて、リングングが低減していく流れを示す。

①長尺化した電流経路

電流波形にノイズが重畳している。

制動抵抗を入れても効果が見られない。

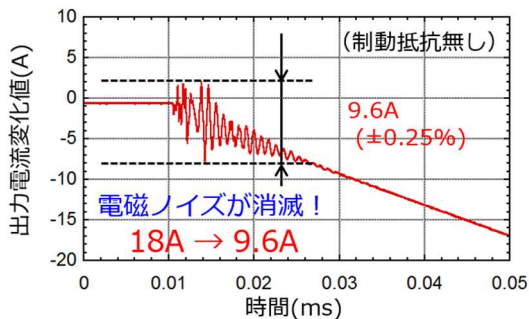
⇒リングング 18A



②ループ面積低減化

電磁ノイズが消滅した。

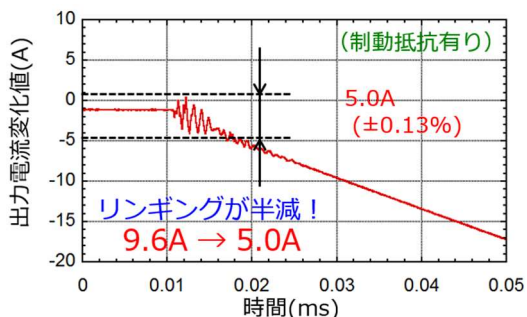
⇒リングング 9.6A



③制動抵抗回路

制動抵抗の効果があった。

⇒リングング 5.0A



長尺化する電流経路は、最短ルートが必ずしも良いわけではない例を示した。また、ノイズの抑制は、発生要因に合わせた低減方法にて対処することが大切である。

6.4. 波形比較

チョップ方式は、出力定格の範囲内であれば、IGBT 半導体スイッチの ON/OFF 操作の繰り返しにより、任意に波形変更をすることが可能である。入射パラメータを容易に変更したり、ビームコミッショニングに円滑に対応したりした。ビーム調整試験において、非常に良い結果をもたらした。しかし、スイッチ操作に起因した電流リップルが電流波形に必ず発生する。その電流リップルがビーム振動を誘発し、不安定性を発生させた。大強度ビームで使用する方法が課題である。

転流方式は、コンデンサの充放電回路を用いるため、電流波形を切り替える時のみスイッチ操作を行う。電流リップルの発生を必然的に抑制することが可能である。しかし、コンデンサの容量で電流波形の形状が限定されるため、電流波形の調整方法が課題である。

チョップ方式 (旧水平シフトバンプ電源)

□ 特徴

- ・定格の範囲内であれば任意に波形変更が可能

□ RCS での成果

- ・入射パラメータの変更
- ・ビームコミッショニング対応

□ 課題

- ・電流リップルの抑制 (大強度ビーム時)

転流方式 (新水平シフトバンプ電源)

□ 特徴

- ・電流出力を切り替える時のみスイッチ操作

□ RCS での成果

- ・ビーム振動の抑制
- ・ビームロスの低減

□ 課題

- ・出力電流の波形調整 (パターン変更時)

チョップ方式と転流方式の出力波形と出力時に生じる筐体と接地間の電圧を測定した結果を Fig. 56 と Fig. 57 に示す。それぞれの回路方式の特徴を理解し、用途に応じた使い分けをして欲しい。各方式で課題の内容も、今後の技術力の向上で解決できると考えている。

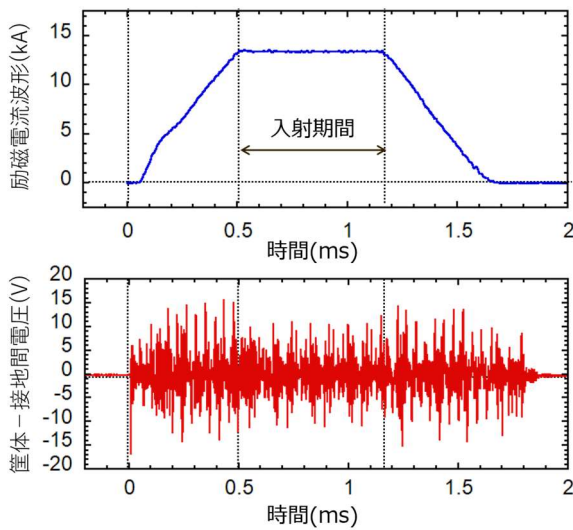


Fig. 56 チョップ方式

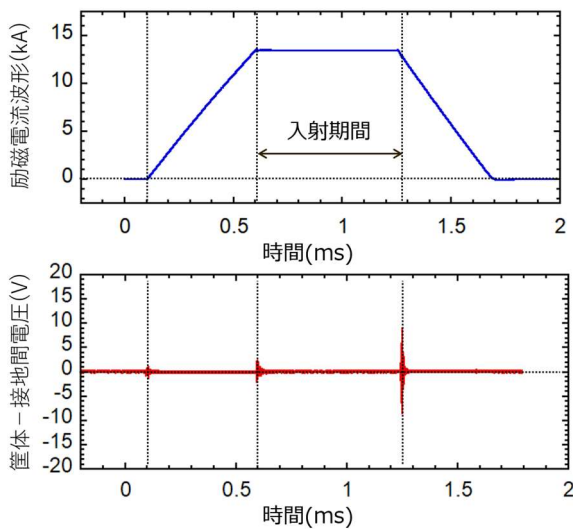


Fig. 57 転流方式

7. 新パルス電源

7.1. 新パルス電源の開発

RCS では、3 GeV に加速されたビームを取り出すため、約 1 μ s の短パルス波形を出力するキッカー電源を使用する。キッカー電源は、パルス成形回路の PFN と大電力パルス出力用高速スイッチにサイラトロンを使用している。サイラトロンは不定期にミスファイアを起こすため、その都度キッカー電源は停止し、J-PARC 施設の稼働率を下げる。また、サイラトロンは、リザーバーやヒーターを日々調整することで、安定した運転を維持している。しかし、寿命が 5,000 時間から 10,000 時間と限られてしまうため、1 年から 2 年で必ず交換する必要がある。そのため、必要数の予備を確保する購入費と、サイラトロンの維持管理の人件費が、ランニングコストを高くする。そこで、安定性、信頼性、メンテナンス性（長寿命）に優れたパワー半導体を使った電源の開発を進めている。

- キッカー電源システム要求仕様
 - ・充電電圧 80kV(PFN 回路使用時)
 - ・出力電流 4kA
 - ・立ち上がり時間 250ns 以下
 - ・フラットトップ 1.5 μ s 以上

取り出しとキッカー電源波形の概要を Fig. 58 に示す。周回ビームは、約 300 ns で次のビームが周回してくる。また、2 バンチの取り出しには、1.0 μ s 以上のフラットトップが必要である。

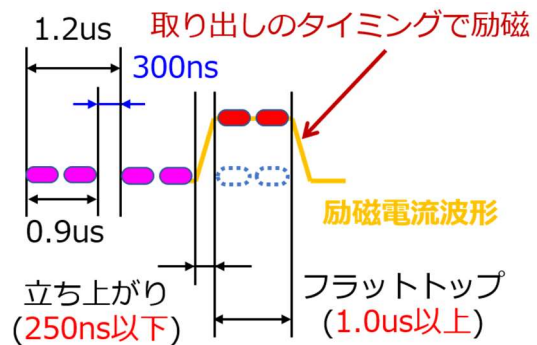


Fig. 58 取り出しとキッカー電源波形の概要

7.2. 次世代パワー半導体

現在の主流である Si-IGBT パワー半導体と比較して、高速動作、低スイッチング損失、高耐圧の特性に優れた SiC-MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) パワー半導体が開発されている。1 素子で 16 kV の出力を可能とする開発品も登場するなど、今後は、様々な仕様の SiC-MOSFET パワー半導体が実用化され、産業機器への応用に広がっていくことは間違いない。

7.3. LTD 回路

7.3.1. 基本特性

高耐圧の SiC-MOSFET の開発は進んでいるが、1 モジュールでキッカー電源に必要な大電流高電圧の仕様を実現する製品は無い。そのため、複数個のパワー半導体を直並列に多重化した回路を構築する必要がある。

そこで、LTD 回路を使った新キッカー電源を開発している。LTD は、Linear Transformer Drivers の頭文字で、長岡技術科学大学 江偉華先生[8]が発案し、徳地明氏をはじめとする株式会社パルスパワー技術研究所[9]が製品化したものである。半導体スイッチとコアを使った誘導電圧重畳回路を組み合わせた構造としている。出力する電流を大きくするときは、半導体スイッチの並列数を増やす。出力電圧を高くするときは、基板上で半導体スイッチの直列数を増やして対応する。さらに、モジュール基板を階層的に積み重ねることで、より高電圧の出力を可能とする。

LTD 回路の出力部はトランス構造をしているため、モジュール基板は接地電位のまま積み重ねて高電圧を出力することができる。これは、充電器に絶縁を必要としないため、原理的には出力電圧を無限に高くすることも可能となる。

7.3.2. 新キッカー電源回路

Fig. 59 に新キッカー電源の主回路ブロック図を示す。また、開発中の主回路基板を Fig. 60 に示す。パワー半導体は、ROHM[10]の SCT3030KL を使用する。

スイッチの部分に SiC-MOSFET を使用し、これが、サイラトロンスイッチの代わりになる。出力したパルス波形に対し、キッカー電磁石は終端を短絡にしているため、反転した反射が返ってくる。そのため、FET を 2 直列にして耐圧を確保している。また、この回路には、反射波を吸収する抵抗器をスイッチ回路に並列に設けている。この反射波吸収回路がエンドクリップの代わりになる。さらに、この抵抗回路は、RCS の加速器において、大強度ビームが周回中に誘起する電圧（ビーム誘起電圧）を低減する機能も併せ持っている。充電用コンデンサは、PFN 回路の代わりとしている。このブロック図は、基本となる 1 回路を示している。この基本回路を 15 並列にして 1 モジュールを構成する。

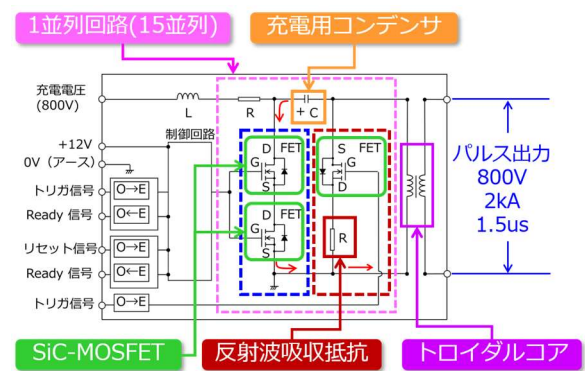


Fig. 59 新キッカー電源主回路ブロック図

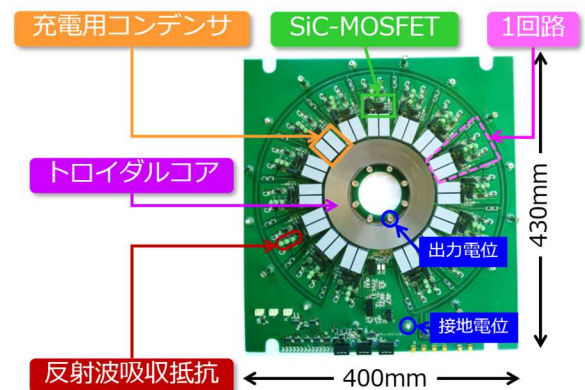


Fig. 60 主回路基板の写真

1 モジュール当たり 800 V、2 kA、1.5 μ s のパルスを出力する。PFN 回路を使わずコンデンサを使うため、定格は現キッカー電源 80 kV の半分の 40 kV で済む。したがって、LTD 回路を 50 枚段積みにして、40 kV のキッカー電源を構成する。また、充電電圧を 100 V にした補正基板を製作する。補正基板は、出力波形のフラットトップ部に生じるドループを補正する。

7.3.3. 開発経過報告

評価試験の様子を Fig. 61 に、出力波形の測定結果を Fig. 62 に示す。積み上げ評価試験では、主基板を 13 枚、補基板を 11 枚重ねて、最大定格 10 kV で通電を行った。Fig. 62 の出力波形が示すように、RCS キッカー電源として必要な立ち上がり時間 200 ns、フラットトップ 1.5 μ s を実現している。基本性能の確認評価は終了し、今後は、モジュール基板の追加による更なる高電圧出力を目指す。20 kV 以上が可能になったところで、キッカー電磁石の予備機を使った実負荷通電の評価をする予定でいる。

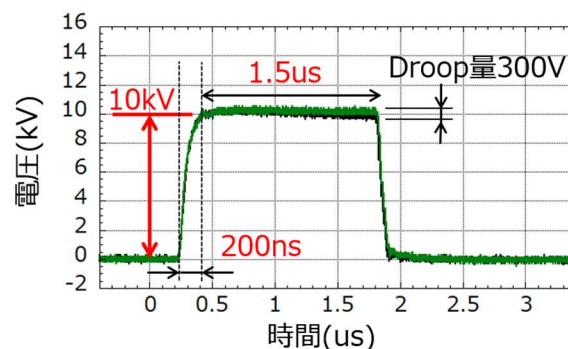
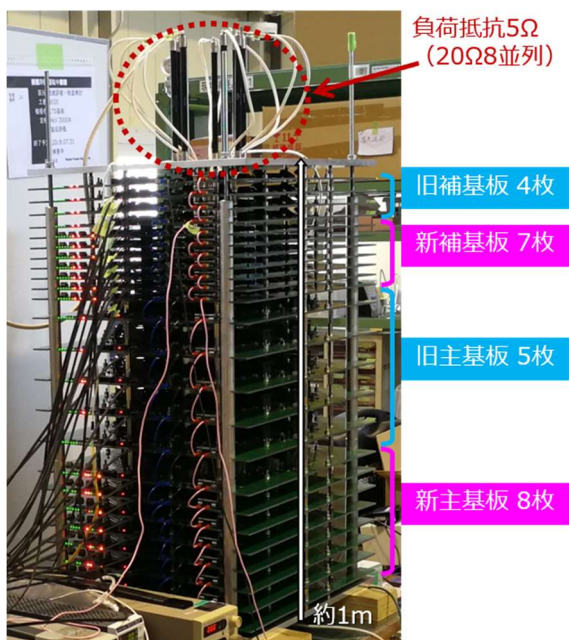


Fig. 62 新キッカー電源定格 10kV の測定結果

- 出力電圧 : 10kV
- 立ち上がり時間 : 200ns
- フラットトップ : 1.5 μ s



積み上げ評価試験
 充電電圧800V : 主基板13枚
 充電電圧40V : 補基板11枚
 (新補基板は定格100V)

Fig. 61 評価試験の様子

□ SiC-MOSFET について

SiC-MOSFET パワー半導体は、小型軽量化、低損失を実現するデバイスである。加速器用電源で使用している冷却水設備が要らない、空調能力を抑えるなど、インフラ設備に掛ける費用を大きく低減できる可能性を持っている。以下、勝手なことを言わせていただくと、SiC-MOSFET の開発は、ブラウン管テレビが液晶テレビに代わったときのように、急速に需要が広がるイメージをもっている。日本は液晶の分野で開発が遅れ、それまでブラウン管で持っていたシェアもブランド力も失ってしまった。代理戦争ではないが、SiC-MOSFET を使った電源の開発では、日本が世界をリードする、そんな野望をもって研究開発に努めたい。

8. まとめ

RCS の入射バンプシステムについて述べさせていただいた。内容としては、第3章までは主にバンプシステムの概要になっている。RCS の中でのバンプシステムの役割を説明した。4章以降が、主題の設計と製作に関わる内容になっている。しかし、電磁石と電源に関しては、過去の OHO で多くの講義が開催されている。基礎的なこと、応用的なこと、さらには、新しく開発したことなど。広い範囲で、且つ、細かく丁寧な解説がなされていた。そこで、今回は少し趣向を変えてみた。対象とする装置を絞り、その装置を開発していく過程で得た経験と知見を紹介させていただいた。

(付録)

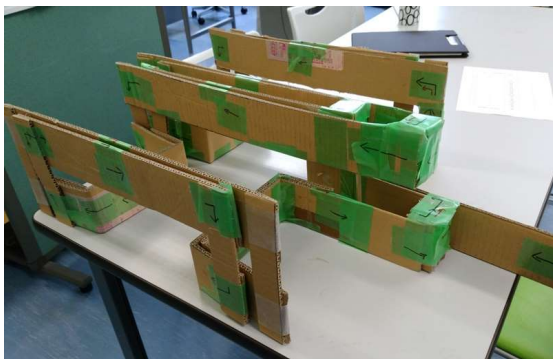


写真 段ボールで作った水平シフトバンプ電磁石の設計モデル (コイル部分)

メーカーの方と打合せをする前に、自分で計算した設計モデルの模型を作ります。製作するときの難しさはどこにあるのか。段ボールで作った模型でも、意外とその感覚をつかむことができます。興味がある方は、是非やってみてください。

9. さいごに

「パルス電磁石電源について」という題目で本稿をまとめるはずでしたが、ほとんどが水平シフトバンプ電磁石電源についての説明だけになってしまいました。2002年4月に加速器の世界に飛び込み、それまで、加速器の「か」も知らない私が初めて設計を担当したのが、水平シフトバンプの電磁石と電源でした。当時 RCS のリーダーだった木代純逸先生から、バンプを担当して欲しいのだが、電磁石と電源のどちらがいいだろうか、と言われました。その開発の難しさを知らない私は、どうせやるんだったら電磁石と電源の両方やらなきゃだめでしょ、と怖いもの知らずに突き進んでしまったことを思い出します。その後、短い時間になってしまいましたが、新人だった私に多くの事をご指導くださいました。本当にありがとうございました。

金正倫計氏に初めてお会いしたのは、学生だったときにたまたま参加した宴会の席でした。あの濃厚な夜は今も忘れる事はありません。そして、次の日の朝・・・、もとい・・・。J-PARC に来て研究生生活をスタートした私に、終始あたたかいご指導と激励を賜り、研究の楽しさと難しさを教えてくださいました。心より感謝申し上げます。

入江吉郎先生をはじめ、J-PARC の皆様、そして、設計製作を支えてくださいましたメーカーの皆様、日々数多くの貴重なご助言と激励を賜りましたことを心より感謝いたします。また、研究を進めるにあたり、常に温かく熱心に協力して下さいました植野智晶氏、堀野光喜氏、飛田教光氏、小泉勲氏に心より感謝いたします。

最後に、このような貴重な機会をくださいました小関忠氏をはじめ、OHO の関係者の皆様に深く感謝いたします。

参考文献①（本文中）

- [1] 高エネルギー加速器セミナーOHO
<http://accwww2.kek.jp/oho/index.html>
- [2] OHO'96 テキスト「大型ハドロン計画の大強度陽子加速器」
- [3] OHO'01 「大強度陽子加速器技術」
- [4] OHO'03 「加速器の基礎と先端加速器」
- [5] OHO'09 「シンクロトロンとビーム蓄積リングの基礎」
- [6] OHO'10 「大電流ビームを作る」
- [7] 「わかる電磁鋼板」新日本製鐵株式会社
- [8] 長岡技術科学大学 江偉華教授
<http://etigo.nagaokaut.ac.jp/people/jiang/jiang.htm>
- [9] 徳地明, 株式会社パルスパワー技術研究所,
<http://www.mypj.com/company.html>
- [10] ローム株式会社 <https://www.rohm.co.jp/>

参考文献②（その他）

- A) T. Takayanagi, *et al.*, “Design of the injection bump system of the 3-GeV RCS in J-PARC.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **16**, no. 2, 2006, pp1358-1361.
- B) T. Takayanagi, *et al.*, “Design of the Shift Bump Magnets for the Beam Injection of the 3-GeV RCS in J-PARC.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **16**, no. 2, 2006, pp1366-1369.
- C) 高柳智弘, 他, “高精度大電流パルス励磁電源の開発”, 電気学会論文誌 D 127 巻 8 号 pp.813-821(2007)
- D) 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 Trans. Appl. Supercond.*, vol. **18**, no. 2, 2008, pp. 306-309.
- E) T. Takayanagi, *et al.*, “Measurement of the Paint Magnets for the Beam Painting Injection System in the J-PARC 3-GeV RCS.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **18**, no. 2, 2008, pp. 310-313.
- F) T. Takayanagi, *et al.*, “Grounding and Induced Voltage Issues of the Injection Bump Magnet System of the 3-GeV RCS in J-PARC” *Proceedings of PAC2008.*, pp.1461-1463.
- G) T. Takayanagi, *et al.*, “Performance of the Bump System for the Painting Injection at J-PARC.” *Proceedings of PAC2009.*, pp.1507-1509.
- H) T. Takayanagi, *et al.*, “Measurement Results of the Characteristic of the Pulse Power Supply for the Injection Bump System in J-PARC 3-GeV RCS.” *Proceedings of PAC2009.*, pp.1742-1744.
- I) T. Takayanagi, *et al.*, “Design of the pulse bending magnet for switching the painting area between the MLF and MR in J-PARC 3-GeV RCS.” *Proceedings of IPAC2010.*, pp.3923-3293.
- J) T. Takayanagi, *et al.*, “Upgrade Design of the Bump System in the J-PARC 3-GeV RCS” *Proceedings of IPAC2011.*, pp.3403-3405.
- K) T. Takayanagi, *et al.*, “Simulation Model for Design of a New Power Supply.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **22**, no. 3, 2012, 5400704.
- L) T. Takayanagi, *et al.*, “New Power Supply of the Injection Bump Magnet for Upgrading the Injection Energy in the J-PARC 3-GeV RCS.” *Proceedings of IPAC2012.*, pp.3626-3628.
- M) T. Takayanagi, *et al.*, “Power Supply of the Pulse Steering Magnet for Changing the Painting Area Between the MLF and the MR at J-PARC 3GeV RCS.” *Proceedings of IPAC2013.*, pp.681-683.
- N) T. Takayanagi, *et al.*, “Design and Preliminary Performance of the New Injection Shift Bump Power Supply at the J-PARC 3-GeV RCS.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **24**, no. 3, 2014
- O) T. Takayanagi, *et al.*, “Comparison of the Pulsed Power Supply Systems Using the PFN Switching Capacitor Method and the IGBT Chopping Method for the J-PARC 3-GeV RCS Injection System.” *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. **24**, no. 3, 2014
- P) T. Takayanagi, *et al.*, “New injection bump power supply of the J-PARC RCS.” *Proceedings of IPAC2015.*, pp.2908-2910.
- Q) T. Takayanagi, *et al.*, “Development of a New Pulsed Power Supply with the SiC-MOSFET.” *Proceedings of IPAC2017.*, pp.3412-3414.
- R) T. Takayanagi, *et al.*, “Development of a New Modular Switch Using a Next-Generation Semiconductor” *Proceedings of IPAC2018.*, pp.3841-3844.