

J-PARC RCS ペイントバンパ電源の現状報告

PRESENT STATUS OF THE J-PARC RCS PAINT BUMP POWER SUPPLY

植野智晶^{#, A)}, 高柳智弘^{A)}, 堀野光喜^{A)}, 飛田教光^{B)}, 山本風海^{A)}, 金正倫計^{A)}

Tomoaki Ueno^{#, A)}, Tomohiro Takayanagi^{A)}, Koki Horino^{A)}, Norimitsu Tobita^{B)}, Kazami Yamamoto^{A)},

Michikazu Kinsho^{A)},

^{A)} J-PARC Center, Japan Atomic Energy Agency

^{B)} Nippon Advanced Technology Co.,Ltd.,

Abstract

Horizontal and vertical paint bump magnets of the J-PARC (Japan Proton Accelerator Research Complex) 3-GeV RCS (Rapid Cycling Synchrotron) realize the uniform beam distribution of the RCS circulating beam by a small emittance injection beam from the Linac (Linear Accelerator). The power supply of the horizontal paint bump magnet has been performed a good accuracy less than $\pm 1\%$ deviation to programmed pattern. However, the fluctuation of the output current less than $\pm 1\%$ is equivalent to ± 1 mm displacement of the beam orbit and it increases the beam loss. This paper reports the present status and the result of the fluctuation measures of the paint bump power supply system.

1. はじめに

大強度陽子加速器施設(J-PARC)[1]の 3-GeV RCS (Rapid Cycling Synchrotron)[2]の入射バンパシステム[3]のうち、水平・垂直のペイントバンパ電磁石[4]は、Linac (Linear Accelerator)からのエミッタンスの小さい入射ビームを RCS の大口径周回ビームに一様に分布させ、ビームロスを低減しながら大強度ビームを生成する重要な機器の一つである。水平ペイントバンパ電源(PBH)は、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)アセンブリの直並列の多重化による高周波チョッパ方式を採用し、出力する電流と電圧が定格の範囲内であれば任意の波形形状の出力が可能である。電流指令値と出力電流値の偏差が定格の $\pm 1\%$ 以下となる電流出力を実現している[5]。

出力電流波形のパルスショット毎の変化(揺らぎ)も定格に対して $\pm 1\%$ 以下で抑えているが、その電流値変動はビーム軌道変位の約 ± 1 mm に相当する。そのため、RCS の 1 MW 運転を制限するビームロス増加の原因となる。この揺らぎを小さくするため、電流・電圧の指令値の入力パターン生成クロック(Strobe signal)と、構成する IGBT の動作クロックをすべて同期化する試験基板を製作し、クロックの同期と揺らぎの関係を調査した。その結果、同期化の効果は確認できず、別途実施した電圧制御基板の信号線ルートの変更が揺らぎを最も効果的に抑制する結果となった。本発表では、ペイントバンパ電源システムの現状と揺らぎ調査の結果について報告する。

2. バンパシステムの現状

RCS は、MLF (物質・生命科学実験施設)用と MR(Main Ring)用で異なる入射パラメータを 25 Hz で切り替える運転を行い、出力されたビームを各施設に振り分ける供用運転を行っている。ペイントバンパ電源システムは、各施設から要求される異なるビームエミッタンスの入射パラメータに対応した電流波形を 25 Hz で切り替えて出力することが可能である。Figure 1 と 2 に、今年の夏

までのユーザー利用運転で使用していた MLF 用と MR 用の異なるビームパラメータに対応した出力電流波形を示す。

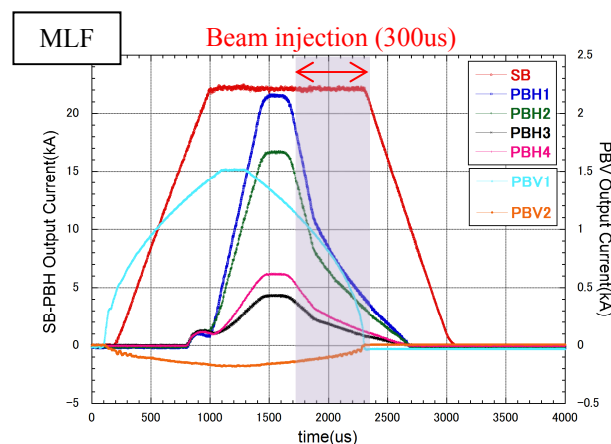


Figure 1: Painting waveform for MLF.

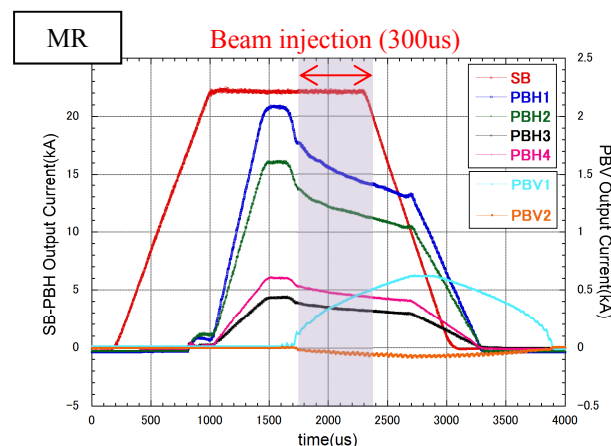


Figure 2: Painting waveform for MR.

Figure 1はMLF用としてマクロパルス幅300 μ sの入射

[#] uenotomo@post.j-parc.jp

ビームを、水平方向と垂直方向に200 π .mm.mradのペインティングエリアで入射する出力電流波形を示している。Figure 2はMR用としてマクロパルス幅300 μ sの入射ビームを、水平方向と垂直方向にそれぞれ200 π .mm.mradと50 π .mm.mradのペインティングエリアで入射する出力電流波形を示している。各施設の出力パターンの切り替えは、MLFへは、MRが速い取り出し運転の場合は2.48秒、遅い取り出し運転の場合は5.52秒で出力する毎にMRへは8パルス分の出力を行う。2008年に運用を開始してから、水平・垂直ペイントバンプの電磁石と電源に大きなトラブルは発生せず、安定した運転を継続している。

3. 揺らぎの調査

3.1 クロックの同期化効果確認試験

3.1.1 試験環境の構築

実機の電源を用いた揺らぎ調査は、J-PARCの運転停止時の限られた時間でしか試験をすることができない。そこで、181-MeV 仕様として使用していた旧水平ペイントバンプ電源 1 を試験用電源として使用できる環境を構築した。負荷には、MLFC 250 mm² を用いた模擬負荷 (直径 600 mm/6 Turns×3 系統=18 Turns: 約 7.5 μ H) を製作した。試験用電源を Figure 3 に、模擬負荷を Figure 4 に、試験用電源の仕様を Table 1 に示す。



Figure 3: Test power supply(Old PBH1).



Figure 4: Dummy load(MLFC: 250 mm², Diameter 600 mm/6 Turns×3 circuits=18 Turns).

Table 1: Specification of the PBH1

Rating output(kA/kV)	17.6/0.8
IGBT assemblies Numbers (REC+CHP)	3+36

試験用電源の制御系は実機と同じ仕様の VME モジュールで構成し、ワークステーション(制御用パソコン)から実機同様の遠隔制御での運転を可能とした。指令値の電流パターン(I-Pattern)と電圧パターン(V-Pattern)は、RCS 標準クロック(12 MHz)からストロブ信号 500 kHz(2 μ s)を生成し、12 bit デジタル信号で出力する。VME モジュールから出力された電流・電圧パターンは、電源盤内の制御基板でアナログ信号に変換され、電圧パターンのフィードフォワード制御で実装する[5]。制御系の構成図を Figure 5 に示す。

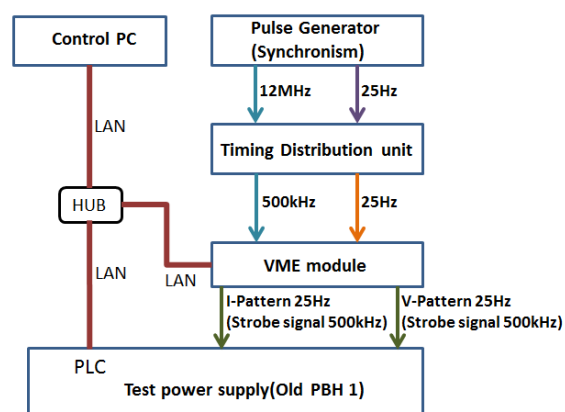


Figure 5: Control circuit model of the test power supply.

3.1.2 同期試験

ペイントバンプ電源は、試験用と実機用共に IGBT 半導体を使用したチョップ方式を採用し、制御回路と主回路に PWM(Pulse Width Modulation)パルス位相制御装置を用いている。指令値の電流・電圧パターンを変換する D/A(Digital/Analog)変換器回路(50 MHz)と、IGBT を動作する PWM(Pulse Width Modulation)三角波生成回路(40 MHz)があり、各々に内部クロック(CLK)を使用している。内部回路で周波数の異なるクロックを使用した場合、タイミングによるクロック間のズレが生じ、それがショット毎の揺らぎの原因と考えた。そこで試験用電源を用いて、同期試験を実施した。

同期試験①

D/A 変換器回路の動作クロックと PWM 三角波生成回路用の搬送波はそれぞれ独立した内部 CLK を使用する。PWM 三角波生成回路用の搬送波はフリーラン状態とし、IGBT アセンブリの運転開始用ゲートトリガ信号(G-DEB)25 Hz とは非同期となる。そのため、スイッチングのスタート地点は不定となる。2 種類の内部 CLK を使用するため、パターン出力時は最大 25 ns のジッタが発生す

る。本制御回路の構成は試験用電源と実機用電源の初期状態と等しい(非同期回路)。

同期試験②

非同期回路に対し、G-DEB 信号に同期した 20 μ s 前の 25 Hz のトリガ信号をリセット信号として PWM 生成回路に入力し、PWM 三角波のスタート地点を指令値の電流・電圧パターンのストローブ信号(500 kHz)と同期化する(リセット回路)。

同期試験③

リセット回路に対し、RCS 標準クロック 12 MHz を 4 倍する逡倍回路を追加し、48 MHz を共通マスタークロックとして D/A 変換回路と、PWM 生成回路に供給する。これにより、運転トリガ、G-DEB 信号、指令値パターン、D/A 変換、PWM 三角波、リセット信号、そして、スタート地点のクロックが全て同期化する(完全同期化回路)。

同期試験①、②、③で使用する制御回路の構成図を Figure 6, 7, 8 に示す。

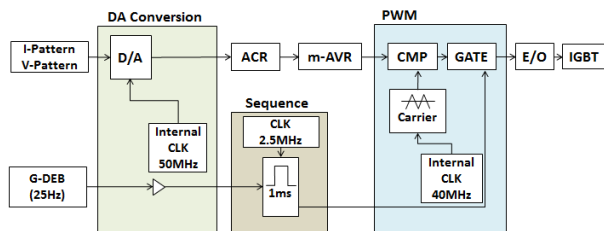


Figure 6: Asynchronous circuit (test①).

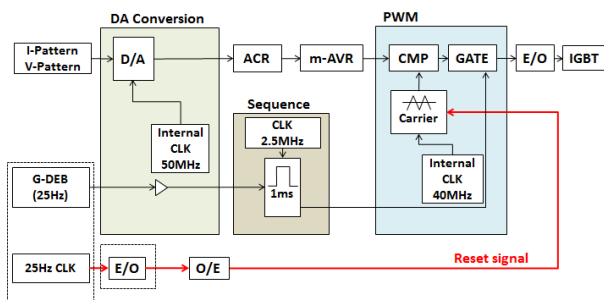


Figure 7: Reset circuit (test②).

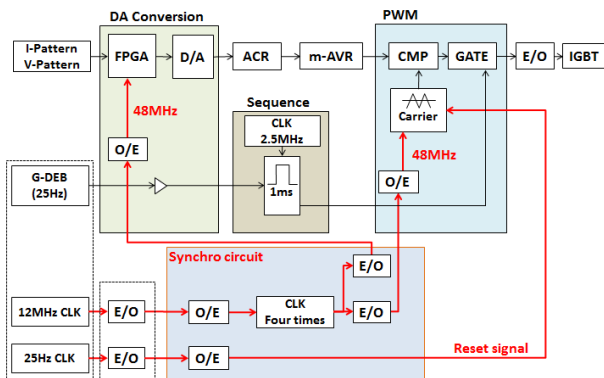


Figure 8: Full synchronization circuit (test③).

3.1.3 同期化の効果

同期試験①と②で測定した結果を Figure 9 に示す。緑色はピアソン CT(Model 1423)で測定したピーク電流値 15 kA の出力電流波形(I-out)を示し、青色は出力電圧波形(V-out)を示す。波形は、オシロスコープ(YOKOGAWA DL850)上で 128 ショット重ね合わせた波形を示す。

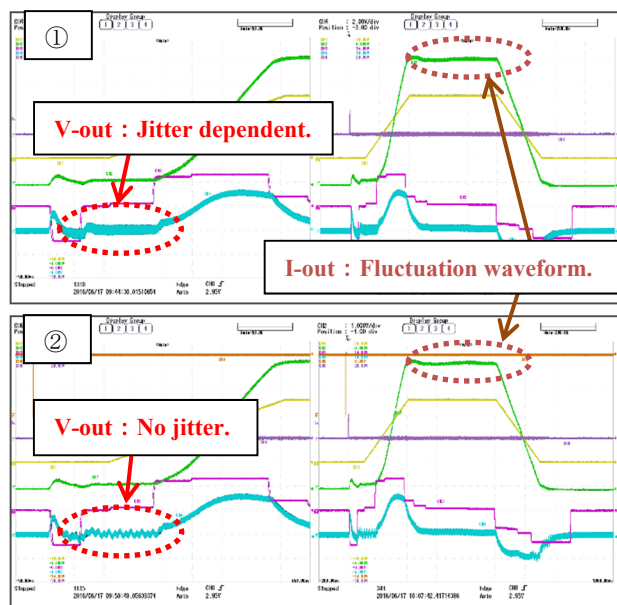


Figure 9: Upper is the test① with asynchronous circuit and under is the test② with reset circuit.

同期試験①の測定結果を、揺らぎ調査の比較用初期値とする。出力電流波形の揺らぎの程度に同期試験①と②の違いは確認できなかった。しかし、同期試験①の出力電圧波形のスタート部は、発生したジッタの影響で波形が塗りつぶされている。これに対し、同期試験②の出力電圧波形のスタート部は IGBT スwitching に起因したリングングがはっきりと確認できており、運転トリガと電圧パターンのストローブ信号が同期していることを示す。同期試験②と③の試験では、出力電流波形や出力電圧波形に相違は確認できなかった。本試験結果より、リセット信号の入力による運転トリガ、PWM 三角波のスタート地点、電流・電圧パターンのストローブ信号は同期化しても、波形の揺らぎに対する効果は確認できなかった。また、マスタークロックにすべて同期化した効果も確認できなかった。

3.2 フィルタコンデンサの比較試験

3.2.1 コンデンサ仕様の相違

実機では、PBH1 と比較して PBH2-4 の各電源の出力電流波形の揺らぎが大きい。そこで、揺らぎが小さい PBH1 の電圧パターンを制御する m-AVR 基板を PBH4 で使用したところ、出力電流波形の揺らぎは PBH1 同様に小さくなった。測定結果を Figure 10 に示す。これは、ピアソン CT で測定したピーク電流値 10 kA の出力電流

波形をオシロスコープ上で 128 ショット重ね合わせた波形である。

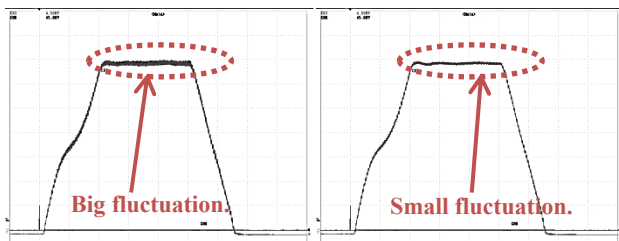


Figure 10: Measurement results; left is the PBH4 (base), right is the PBH4 with PBH1 m-AVR board.

PBH1-4 の制御回路基板は全て同じ回路図で製作されている。しかし、m-AVR 基板内の電流制御用回路(I-FB point)と電圧制御用回路(V-FB point)の一部のコンデンサが、PBH1 と PBH2-4 で異なっていた。これは PBH1 の製作時期が 2011 年、PBH2-4 の製作時期が 2012 年と異なっており、PBH2-4 の製作時は、PBH1 で使用していたフィルタコンデンサが生産中止となってしまう代替品を使用したことによる。PBH1 と PBH2-4 のコンデンサはそれぞれ Panasonic 製と Rubycon 製である。Table 2 にカタログ上のコンデンサ仕様を示す。

Table 2: Characteristics of the Capacitor Filter

Power supply	I-FB point	V-FB point
PBH1	ECQB1H102JF (Panasonic)/0.001 μ F	ECQB1H103JF (Panasonic)/0.01 μ F
PBH2-4	50F2D102JTV (Rubycon)/0.001 μ F	50F2D103JTV (Rubycon)/0.01 μ F

3.2.2 試験基板を用いた比較試験

PBH1 と PBH2-4 の回路上の違いはフィルタコンデンサのみである。しかし、カタログ値からの確認では、2 つのコンデンサは同じ静電容量で周波数特性はほぼ同じになっており違いは見られない。しかし、実機では波形の揺らぎに明らかな違いが見られた。そこで、このフィルタコンデンサのメーカーによる違いを確認する試験を行うため、2 種類のコンデンサを付け替えて実装可能とするコンデンサ交換用端子を設けた m-AVR 基板 (試験基板) を用意した。Figure 11 に試験基板と素子取り付け部の写真を示す。

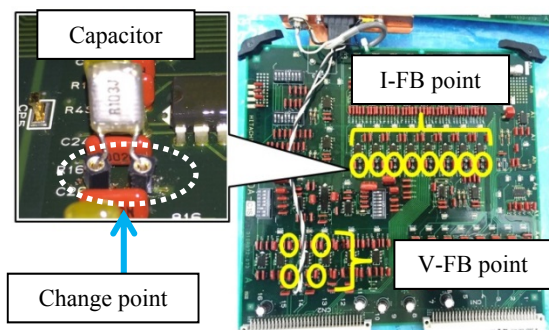


Figure 11: Test board of the m-AVR board.

PBH4 にこの試験基板を装着し、コンデンサの違いによる出力電流波形の揺らぎ測定を行った。実施した比較試験①～③の内容を以下に示す。

- 比較試験①
PBH 4 オリジナル基板
- 比較試験②
試験基板に Panasonic 製コンデンサを実装
- 比較試験③
試験基板に Rubycon 製コンデンサを実装

Figure 12 に比較試験①と②の測定結果を、Figure 13 に比較試験②と③の測定結果を示す。図は、共にピーク電流値 10 kA の出力電流波形をオシロスコープ上で 128 ショット重ね合わせた波形を示す。

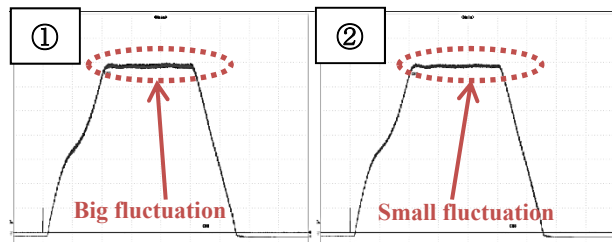


Figure 12: Output current with the test① and test②.

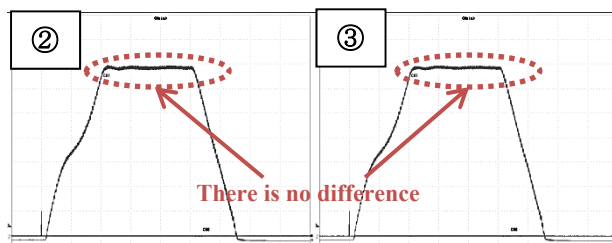


Figure 13: Output current with the test② and test③.

比較試験①と②より、PBH1 と同じ Panasonic 製コンデンサを用いた場合、PBH4 でも同様に揺らぎは小さくなった。しかし、比較試験②と③では、①よりも揺らぎは小さくなったがメーカーによる違いは確認できなかった。これより、コンデンサ交換用端子を追加し、且つ、コンデンサの配線(足の部分)が長くなったことで、プリント回路上大きくなったインピーダンスが影響したと推測する。また、実基板を観察すると、電圧フィードバックラインの配線ルートが PBH1 と PBH2-4 で異なっており、PBH2-4 の電圧フィードバックラインは、他ラインと重なった状態で固定されていた。

3.3 電圧フィードバックラインのルート変更確認試験

3.3.1 フィードバック配線ルートの変更

PBH1 と PBH2-4 では、電圧フィードバックラインの配線ルートが異なっている。このことから、出力電流波形の揺らぎは、電圧フィードバックラインへの影響が関係していると推測した。インピーダンスが大きくなると揺らぎが小さくなること、フィードバックラインが他の配線と重なると揺らぎが大きくなることから、外乱ノイズの重畳が要因と考

える。そこで、電圧フィードバックラインの配線を他の配線と重ならないようにし、更に、外乱ノイズが重畳しないように短い配線(最短距離)に変更した。Figure 14 に配線ルート変更前後の写真を示す。

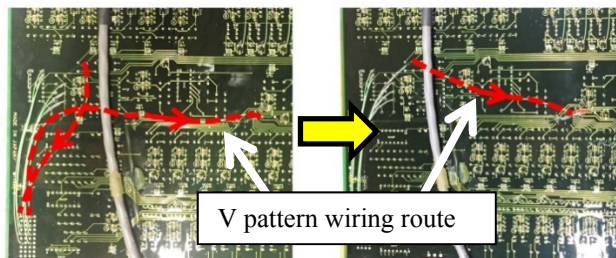


Figure 14: Picture before and after the wiring change.

3.3.2 配線ルートの変更効果

配線ルートの変更前後を比較した結果を Figure 15 に示す。ピーク電流値 10 kA の出力電流波形をオシロスコープ上で 128 ショット重ね合わせた波形を示す。

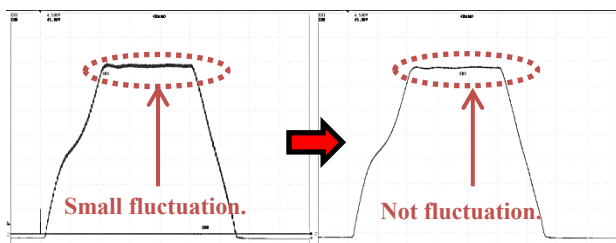


Figure 15: Measurement results before(left) and after(right) the wiring change.

配線ルートを変更した結果、出力電流波形の揺らぎが全く無くなった。更に、電流波形上に観測されていた細かいノイズも無くなり、まるで停止した波形を確認しているような状態にまで改善された。Figure 16 に、出力電流値から電流指令値を引いた偏差のフラットトップ部拡大波形の比較を示す。配線ルートの変更前は 100 A あった偏差が、変更後は 20 A にまで改善された。本調査試験では測定系にフィルタ回路などは入っていない。そのため、これまで測定されていた出力電流波形の揺らぎは、電圧パターンに重畳したスイッチングノイズを設定波形と誤認識し、出力電流がそのノイズ波形に追従した過度な反応が原因だったと考える。

4. まとめ

m-AVR 基板内の電圧フィードバックの配線ルートの変更により、出力電流波形の揺らぎは大幅に改善された。これまで、スイッチング周波数と負荷のインピーダンスに依存して、出力電流波形の揺らぎは発生するものだと考えていた。その為、スイッチング周波が高くなれば設定精度は高くなり、且つ、揺らぎは小さくなると考えていた。しかし、電圧フィードバックの配線ルートの改善により、揺らぎが小さく非常に安定した高い精度(揺らぎが無く再現性が高い)で出力できることを確認した。

チョップ方式の電源は、任意波形の形成を可能とする

優れた機能を持つが、スイッチングノイズの発生源となり得る弱点も持つ。今後は、多重化回路の同期化システムを利用した正負対称化回路と高周波多重化回路によるスイッチング切り替え試験を実施し、コモンモードノイズの抑制とスイッチングに起因した電流リップルの低減を確認する予定である。引き続き、チョップ電源の性能向上に努めたい。

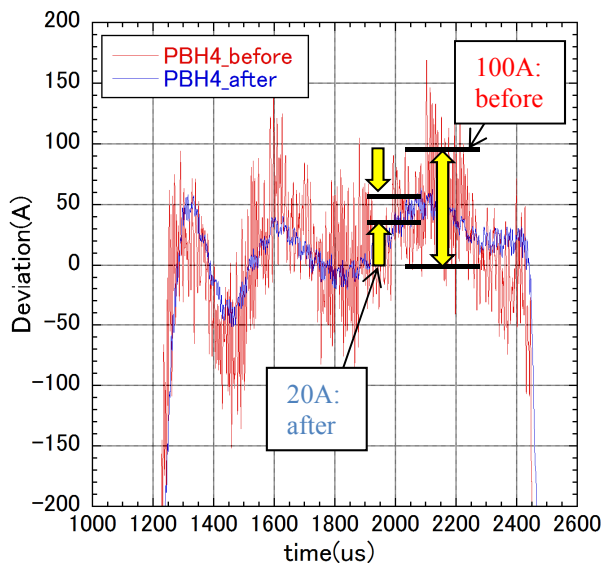


Figure 16: Deviation comparison of the flat top part.

謝辞

水平ペイントバンプ電源の電流値変動の問題解決にご協力くださいました日立製作所の鳥山稔氏、雪竹光輝氏、菊地康之氏、関係者の皆様に深く感謝致します。

参考文献

- [1] K. Hasegawa *et al.*, “J-PARC 加速器の現状”, in these proceedings, FSPO028.
- [2] K. Yamamoto *et al.*, “J-PARC 3 GeV シンクロトロンでの大強度運転の状況”, Proceedings of PASJ2015, FAP031.
- [3] T. Takayanagi *et al.*, “Design of the Injection Bump System of the 3-GeV RCS in J-PARC”, IEEE Transactions on applied superconductivity, Vol.16, No.2, June 2006, pp.1358-1361.
- [4] T. Ueno *et al.*, “J-PARC 3-GeV RCS における入射バンプシステムの現状”, Proceedings of 第7会日本加速器学会年会, THPS060.
- [5] 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, 電学論 D, 127 巻 8 号 (2007).