

## J-PARC MR 用 DCCT の性能評価

### PRESENT PERFORMANCE OF A DCCT FOR J-PARC MR

佐藤健一郎, 外山毅, 手島昌己

Kenichirou Satou, Takeshi Toyama, Masaki Tejima

KEK/J-PARC

#### Abstract

A parallel feed-back type Direct Current Current-Transformer (DCCT) system has been used not only to measure beam intensity but also to measure total beam power loss during beam injection period and at the beginning of acceleration. The DCCT had originally designed to give beam intensity within the accuracy of 1%, however at present, less than 0.1% accuracy is required to measure beam power loss within 0.1% accuracy. A step response function of the system, derived from a waveform measured after a beam is fast-extracted to the neutrino production target, has been used to reconstruct the beam intensity and to measure beam power loss which is less than 1% of total intensity. This paper reports present performance of the system and simulation results using an equivalent circuit.

#### 1. はじめに

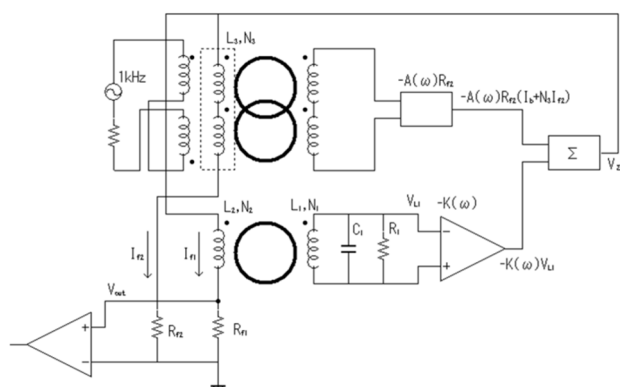


Figure 1: Circuit diagram of parallel feed-back DCCT.

J-PARC MR ではビーム強度を正確に測定するために Direct-Current Current Transformer (DCCT)を導入している。本機はビーム強度を 1%以下の精度で測定するように設計・開発されたものである。DCCT はビーム強度とともに、波形の変動量 (1 回微分) を測定することにより Beam loss を直接測定することができるため、Beam loss monitor としても使用されている。DCCT から評価された入射ビームロス量がモニタされ、加速器運転・調整の健全性のチェックに用いられている。これまでの加速器運転・調整の経験から、現在では 0.1%以下の精度を要求されるに至っている。

J-PARC MR で使用されているものは KEK-B の方式[1, 2]を踏襲した並列フィードバック DCCT である。並列方式のブロック図を図 1 に示す。DC 部 (上段のコイル) ではコイル 2 個 ( $L_2$ ) それぞれ逆位相でコア内の磁束が飽和するまで 1kHz のサイン波で励振する parametric modulation を行う。コイル内の磁束には、ビーム電流による磁束も重畳され、ピックアップコイルにはビーム電流に比例した 2kHz の信号が発生する。この信号から位相差検出器で構成さ

れた復調器を介してビーム電流信号が得られる。

AC 部 (図中下段のコイル) は、L/R インテグレータを構成する。並列フィードバック方式では、AC 部と DC 部の検出信号は SUM 回路 (図中の  $\Sigma$ ) で合算され、DC 部コイル  $L_2$  および AC 部のコイル  $L_3$  へ独立にフィードバックされる。おのおののフィードバックループには抵抗  $R_{f1}$ ,  $R_{f2}$  があり、AC 部コイルへのフィードバック電流  $I_{f1}$  を  $R_{f1}$  の両端電圧として測定し、出力波形とする。周波数は DC 部 0~5Hz, AC 部 5~20kHz の応答を持つ。

橋本らによって DCCT の特性が詳しく報告されている[3]。また、文献[4]には校正用コイル (図 1 には描かれていない) を用いた校正結果の報告がある。橋本らは文献[3]を発表後に、AC 部の低周波カットオフ周波数を拡大し 5Hz 付近の Open loop gain を改善する目的で、 $N_l$  を 500 から 1000T へ変更している[5]。

外山らは Fast Extraction mode (FX) 運転時の取り出し後の波形から、系の Step response を求め、それを用いて逐次波形を補正することにより本来の設計性能 1%から大幅に改善し、0.1%以下の誤差で測定できることを示した[6]。もっともこの手法は、FX 時の取り出し波形を Step response として使用するために、Slow Extraction mode (SX) 運転時には使用できない。

現在は外山らのアイデアをもとに補正を行っているが、その後の調査で以前は考慮されていなかった 1Hz 以下の波形歪が確認され、運転履歴依存の Step response や、入射ビームパッチ数依存の DC オフセットとして観測されることが判明した。

次章では Step response を用いた現行の補正法を述べ、3 章では Step response の測定結果を報告する。4 章以降では等価回路を用いた解析を報告し、1Hz 以下の波形歪の原因について報告する。考察では 0.1%の精度を得るための改良方針について議論する。

## 2. Step response による現行補正法

図 2 に FX 運転時の DCCT 出力および取り出し後の波形から求めた step response:  $f_{\varepsilon}(t)$  を示す。実際には、K1-4 まで 40ms 毎に 4 バッチが入射する階段波形に対する特性であるが、response の変動に対して運転周期 (1.64s) が十分に長ければ、取り出し波形を step response とみなせる。図 1 の step response は 0ms 後から 60ms 間にほぼ一定値に近づいていると仮定し、漸近値を人為的に 1 (実際には 1 ではない) にしている。また、定常運転時における波形の相対変動は 0.1% より十分に小さいことが報告されている[6]。

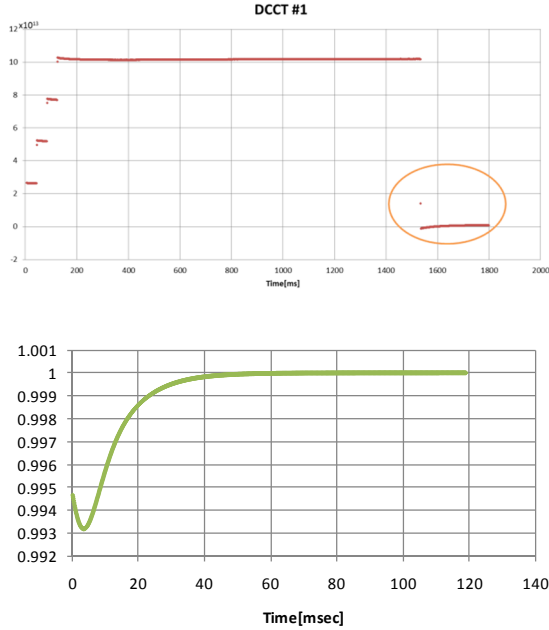


Figure 2: (Up) A DCCT waveform of Fast Extraction mode operation. (Down) Step response function calculated from output waveform measured after a beam is extracted to the neutrino target.

Step response による補正は、仮に各バッチに対して同様であれば、以下の式のように各入射バッチに対して個別に補正を加えた波形を足し合わせることで得られる。

$$\begin{aligned} I_{K1}(t)f_{\varepsilon}(t) + I_{K2}(t)f_{\varepsilon}(t - 40ms) \\ + I_{K3}(t)f_{\varepsilon}(t - 80ms) \\ + I_{K4}(t)f_{\varepsilon}(t - 120ms) \\ = I_{corr\_new}(t) \end{aligned} \quad (1)$$

ここで、 $I_{K1}(t)$ 、 $I_{K2}(t)$ 、 $I_{K3}(t)$ 、 $I_{K4}(t)$  はそれぞれ、各入射タイミング (K1、K2、K3、K4) で入射するビームの電流波形である。 $f_{\varepsilon}(t)$  は系のステップレスポンスであり、 $f_{\varepsilon}(t) = 0$  for  $t \leq 0$  と仮定した。

しかし、システム組み込み時のミスにより現状の補正式は以下の式になっている。

$$\begin{aligned} I_{K1}(t)f_{\varepsilon}(t) + \\ \{I_{K1}(t) + I_{K2}(t)\}f_{\varepsilon}(t)f_{\varepsilon}(t - 40ms) + \\ \{I_{K1}(t) + I_{K2}(t) + I_{K3}(t)\}f_{\varepsilon}(t)f_{\varepsilon}(t - 40ms)f_{\varepsilon}(t - 80ms) + \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \{I_{K1}(t) + I_{K2}(t) + I_{K3}(t) \\ + I_{K4}(t)\}f_{\varepsilon}(t)f_{\varepsilon}(t - 40ms) \\ - 40ms)f_{\varepsilon}(t - 80ms)f_{\varepsilon}(t - 120ms) = I_{corr\_old}(t) \end{aligned}$$

実際には入射から 38ms 後の値の変化

$$I_{corr\_old}(t_{inj}) - I_{corr\_old}(t_{inj} + 38ms) = \Delta I_{inj} \quad (3)$$

のみを入射ロスとしてモニタリングしている。ここで  $t_{inj}$  は各バッチの入射タイミングを表す。

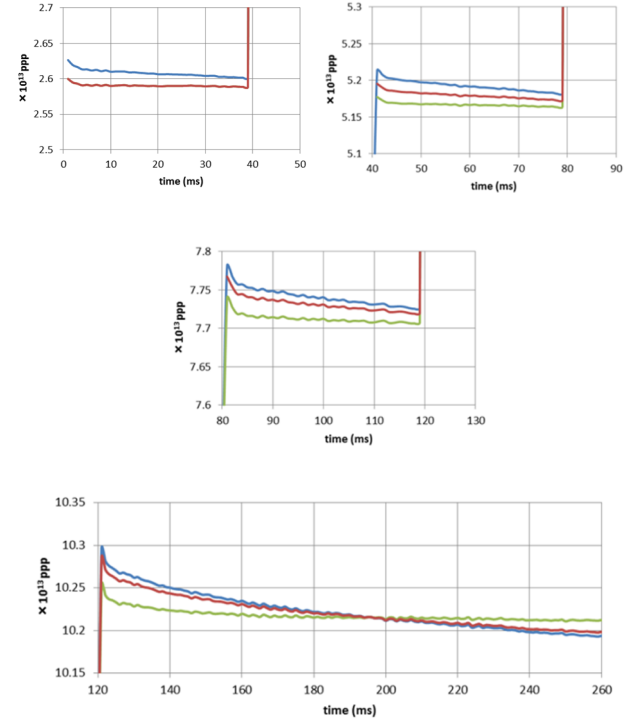


Figure 3: Waveforms (sampling rate is 1ks/s) after beam batch injections (K1, K2, K3, K4) where green and red lines are corrected waveforms by using different methods, corr\_old (eq. 2) and corr\_new (eq. 1), respectively. The blue lines represent raw data waveform (before correction).

図 3 には上記補正式を適応した波形を示す。本来の補正法である corr\_new と比べて、現在組み込まれている補正法 corr\_old では入射を重ねるとともに補正量が増大し、補正前波形からのずれが大きくなる。表 1 に運転中にモニタしている入射ロスの評価値 (eq.(3)) と corr\_new を使用した場合の値をまとめる。K2 から K4 入射にかけて、corr\_old では corr\_new に対し 50%程度過小評価になっていることがわかる。

Table 1: Estimated Injection Beam Power Losses

	w.o. corr	corr_old	corr_new	Ratio(new/old)
K1	0.025	0.011	0.011	1.00
K2	0.032	0.014	0.023	1.64
K3	0.075	0.033	0.048	1.45
K4	0.062	0.036	0.055	1.53

今秋に本来の補正法である corr\_new に置き換える予定である。

### 3. 立下り特性の変動

信号立下り波形を Step response として採用するためには、その変動周期が運転周期の 1.64s より十分に短く、入射バッチ数依存がないことが必要である。図 4 は入射するバッチ数を変え、各々の立ち下がり特性を観測した例である。右図は各波形の強度を1に規格化した時の立下り波形である。図からわかるように、共通の波形に入射バッチ依存の DC オフセットが重畳しているように見える。DC オフセットのズレは最大 0.6%に達する。

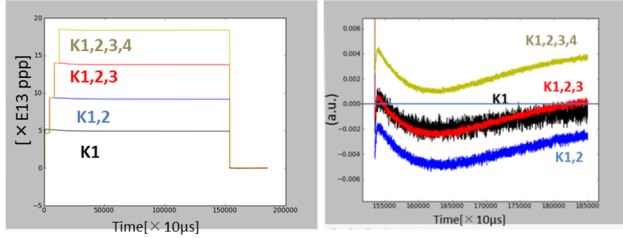
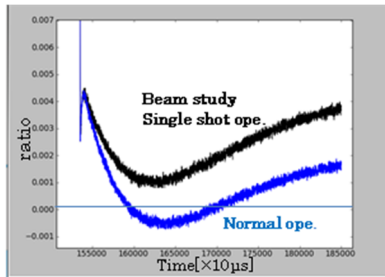


Figure 4: (Left) Waveforms when K1 ~ K4 batch injections, and (Right) waveforms after beam extraction where each intensity is normalized to be 1.

さらに 1.64 秒周期のビーム定常運転時と、Single shot operation (ビーム試験時で、典型的な入射間隔は数分程度) 時の立ち下がり特性を図 5 に示す。過去の運転履歴により取り出し波形に違いが生じていることを示している。定常運転時のデータは、上流の RCS 加速器が MR へビームを射出した後、マシントラブルで停止した時の波形であり、MR のビームは加速終了後にアポートビームダンプに廃棄され、次の周期のビームは入射されない。そのため 1.54s ~ 1.85s 間には定常運転時であってもビームがない状態である。



Figures 5: Waveforms after beam extraction for the cases of normal operation, 1.64s repetition, and single shot operation mode (beam study mode) with a few minutes interval in typically.

以上の結果から、絶対値の精度評価には DC オフセットや運転履歴の原因調査が必須である。

### 4. 等価回路による解析

立下り特性に現れた DC オフセットや運転履歴依存の原因を明らかにするために、等価回路による解析を行った。図 1 の各部の電圧降下をまとめると以下の式が得られる。

$$V_{\Sigma} = -A(\omega)R_{f2}(I_b + N_3I_{f2}) - K(\omega)V_{L1} \quad (4)$$

$$V_{\Sigma} = j\omega L_2 \left( \frac{I_b}{N_2} + I_{f1} + \frac{N_1}{N_2} I_{L1} \right) + I_{f1}R_{f1} \quad (5)$$

$$V_{\Sigma} = j\omega L_3 \left( \frac{I_b}{N_3} + I_{f2} \right) + I_{f2}R_{f2} \quad (6)$$

$$V_{L1} = j\omega L_1 \left( \frac{I_b}{N_1} + I_{L1} + \frac{N_2}{N_1} I_{f1} \right) \quad (7)$$

$$V_{L1} = -Z_1 I_{L1} \quad (8)$$

ここで、 $Z_1$  は AC 部コイル  $L_1$  から見たインピーダンスであり、 $C_1$  と  $R_1$  の合成インピーダンスである。

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \quad (9)$$

DC 系と AC 系のアンプゲイン  $A(\omega)$ 、 $K(\omega)$  を以下のように 1 次系と仮定する。 $f_{0A}$  と  $f_{0K}$  はポール周波数を表す。

$$A(\omega) = \frac{GBP_A}{1 + j\omega/2\pi f_{0A}} \quad (10)$$

$$K(\omega) = \frac{GBP_K}{1 + j\omega/2\pi f_{0K}} \quad (11)$$

Closed loop gain は以下のように仮定する。

$$N_2 I_f = G(\omega) I_b \quad (12)$$

(4)~(8)式から  $V_{L1}$ 、 $I_{V1}$ 、 $I_{f2}$  を消去してまとめると Closed loop gain が以下のように得られる。

$$G(\omega) = -\frac{A_0(\omega)(1 - \varepsilon(\omega)) + K_0(\omega)}{1 + A_0(\omega) + K_0(\omega)} \quad (13)$$

ここで、 $A_0(\omega)$ 、 $K_0(\omega)$  はそれぞれ DC 部および AC 部の Open loop gain を表し、 $\varepsilon(\omega)$  は  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$ 、および  $N_2$ 、 $N_3$  に依存した補正量であり、 $R_{f1}=R_{f2}$ 、 $N_2=N_3$  のとき 0 である。

$$1 + \frac{L_2 R_1}{L_1 R_{f1}} f(\omega) \quad (14)$$

$$A_0(\omega) = A(\omega) N_3 \frac{1 + \frac{L_2 R_1}{L_1 R_{f1}} f(\omega)}{1 + j\omega L_3 / R_{f2}} \quad (15)$$

$$K_0(\omega) = \frac{N_2 R_1}{N_1 R_{f1}} K(\omega) f(\omega) + \frac{L_2 R_1}{L_1 R_{f1}} f(\omega) \quad (16)$$

$$f(\omega) = \frac{j\omega L_1 \frac{L_i}{R_1}}{1 + j\omega \frac{L_1}{R_1} - \omega^2 R_1 C_1} \quad (17)$$

$$\varepsilon(\omega) = \frac{\frac{R_{f2}}{R_{f1}} - 1 + j\omega \frac{L_3}{R_{f1}} \left( \frac{N_3}{N_2} - 1 \right)}{1 + \frac{L_s R_1}{L_1 R_{f1}} f(\omega)} \quad (17)$$

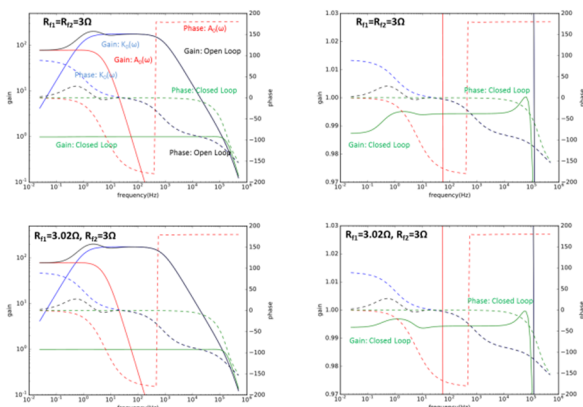
表 2 に計算で使用した素子の定数を示す。図中の赤字は実際の回路定数、測定値を示している。一方黒字は参考文献[3]をもとに評価した推定値である。

Table2: Values of Circuit Elements

$N_1$	1000T	$R_{f1}$	3(3.02) $\Omega$
$N_2$	60T	$R_{f2}$	3 $\Omega$
$N_3$	60T	$R_1$	40 $\Omega$
$L_1$	6H	$C_1$	5 $\mu$ F
$L_2$	29.1mH	$GBP_A$	1.3
$L_3$	60mH	$f_{0A}$	5Hz
		$GBP_K$	221
		$f_{0K}$	250kHz

$L_3$  については測定値がないため、 $L_1$ 、 $L_2$  の測定値から磁性体の特性が同等と仮定して、ターン数をもとに算出した値である。

$R_1$ 、 $C_1$  が決める  $f(\omega)$  のポール位置および  $K(\omega)$  のポール位置  $f_{0K}$  は、 $G(\omega)$  の高域カットオフ周波数を決めるが、現在の帯域を決定しているのは後段のフィルタ特性によるものだと考えられる。そのため、 $K(\omega)$  のゲイン  $GBP_K$  は  $K_0(\omega)$  ゲイン約 45dB を再現するように調整したうえで、ポール位置  $f_{0K}$  については十分な位相余裕を確保するように値を仮定した。よって実際の  $G(\omega)$  の高域カットオフ周波数(20kHz)は再現していない。 $A_0(\omega)$  については 1Hz 以下の情報が欠落しているため、ポールを 5Hz としゲインを  $K_0(\omega)$  の -15dB と仮定し、 $GBP_A$ 、 $f_{0A}$  を調整した。



Figures 6: Calculated open loop and closed loop gain response for the cases  $R_{f1}=R_{f2}=3\Omega$  (upper figures), and  $R_{f1}=3.02\Omega$ 、 $R_{f2}=3\Omega$  (Lower figures).

図 6 に計算で得られる Open loop gain および Closed loop gain 特性を示す。上段は  $R_{f1}=R_{f2}=3\Omega$  の場合を示している。10Hz 以上の Closed loop gain では 0.5% 程度の誤差が、0.1Hz 以下の領域では約 1% 程度の誤差が発生する。さらに  $A_0(\omega)$  の高域カットオフ周波数と  $K_0(\omega)$  の低域カットオフ周波数に起因して 1Hz 付近に山が、さらに 5Hz 付近にくぼみができる。

$R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  のバランスを調整することにより Closed loop gain のフラット特性を調整することが可能である。 $R_{f1}=3.02\Omega$  に調整することにより DC 部の Closed loop gain が変化(13、17 式)し、AC 部のフラット特性に一致する(図 6 下段)。

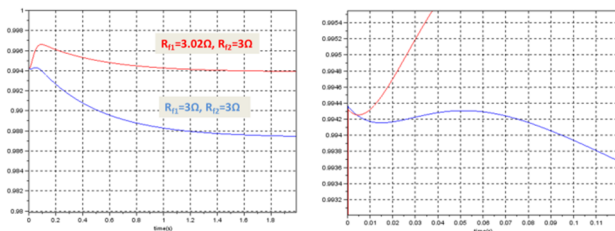


Figure 7: Calculated step response.

図 7 に step response の計算値を示す。 $R_{f1}=R_{f2}=3\Omega$  の場合と比較して  $R_{f1}=3.02\Omega$  に調整した場合は、約

0.6%DC 部の Closed loop gain が増大したため、漸近値が約 0.6%改善していることがわかる。また、フラット特性が改善されたことにより、1.2s 程度で漸近値に到達している。他方、0.1s 付近に信号の跳ねが現れている。

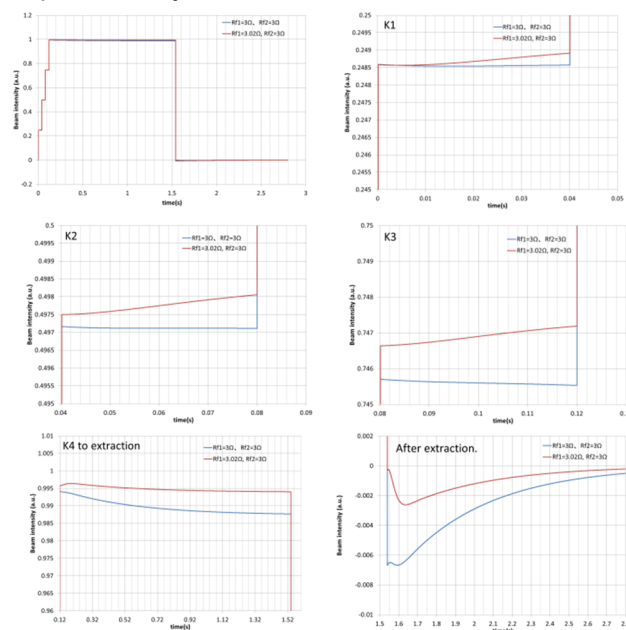


Figure 8: Calculated beam response.

図 8 に 4 回入射のビーム信号を模擬した階段状波形に対する response の計算値を示す。各入射タイミング K1-4 の波形および取り出し後の波形を表している。 $R_{f1}=R_{f2}=3\Omega$  の場合には K1、K2 入射時の response はほぼフラットであり、K3 から変動が見え始めることがわかる。一方、 $R_{f1}=3.02\Omega$  に調整した場合には、図 7 の step response で見える 0.1s 付近の信号跳ねの影響で、入射後に信号が増大することがわかる。

## 5. 考察

並列フィードバック方式 DCCT の等価回路による解析結果は、測定結果と完全に一致しないが、DC 部、AC 部の Open loop gain の不足およびアンバランスが、Closed loop gain のフラット特性の悪化を招き、低周波 (1Hz 以下) の波形歪みを生じることが示唆されている。この低周波の波形歪みが、観測された DC オフセットや運転履歴依存の Step response の主要因であると思われる。

もともと、当初の設計基準が 1%の精度であるので、設計そのものは妥当であると言え、その当初目標には到達している[3]。しかしながら、いままでの大強度ビーム運転上の経験から、今後は精度の改善が求められる。本解析から得られた知見から改善のポイントを示す。

第 1 に、先に述べたよう Open loop gain を改善しなければいけない。現状では設計基準の 1%に対応して約 40dB であり、かつ DC 部と AC 部の Open loop gain に 15dB 程度のアンバランスがある。0.1%の誤

差を達成するためには DC 部、AC 部とも最低でも 60dB が必要である。

第 2 に、文献[2]でも指摘されているが、並列フィードバック方式では  $R_{f1}$  および  $R_{f2}$  を正確に調整しなければいけない。0.1%以下の誤差を達成するためには 0.1%以下の精度で調整を行う必要がある。本機では  $R_{f1}=R_{f2}=3\Omega$  に設定されているが、実際にはフィードバックループ経路全体にわたって影響するため、実際には配線材およびコイルの抵抗を含めたものであり、調整が難しい。

Closed loop gain の平坦特性の改善にはより詳細な回路設計が必要である。しかし、実際には抵抗値の調整精度が最終的に DCCT の性能を決定するものと思われる。

直列フィードバック方式ではフィードバックループは 1 つであり抵抗値の調整は必要ないが、他方 DC 部で使用するコア材の磁気特性を正確に合わせる必要がある。並列方式が良いのか直列方式が良いのか、現状で判断は困難である。今後はテストベンチ等での試験を通じて、改良の方向性を探る予定である。

以上から DCCT の現状の性能は低周波の波形歪から、0.6%程度であると言える。また、取り出し後の波形から求める Step response による補正では 1Hz 以下の波形歪みは考慮されないため、補正後もやはり 0.6%程度の誤差が含まれる。

## 6. まとめ

J-PARC MR では KEK-B の方式を踏襲し、並列フィードバック方式の DCCT を採用している。本 DCCT は達成精度 1%以内で設計したものであるが、ビームロス精度よく測定するためにシステムの高度化が図られている。

外山ら[6]により、ビーム取り出し後の立下り特性を Step response として採用して、性能を向上する取り組みが提案され、入射から+38ms 間のロス評価に使用されている。現状では校正式に誤りがあり、ロスは 50%程度過小評価になっているが、今秋に本来の補正式へ変更する予定である。

この Step response による補正法は、運転履歴により変動がないことが必須であるが、実際には運転周期（連続定常運転、ビーム試験）や入射様式（K1のみ、K1,2 入射、K1,2,3 入射、K1-4 全入射）により 0.6%程度変化することが判明した。

原因を究明するために並列フィードバック方式 DCCT の等価回路を作成し、特性を調べた。解析の結果、運転周期、運転様式の変化による変動は、Open loop gain の不足と抵抗値  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$  の調整誤差による Closed loop gain のフラット特性の悪化が主原因であると思われる。

0.1%以下の性能を達成するためには、 $K_0(\omega)$ 、 $A_0(\omega)$ とも 60dB 以上を確保し、かつ  $R_{f1}$ 、 $R_{f2}$ （配線材やコイル材の抵抗を含めて）の相対誤差を 0.1%

（3m $\Omega$  以下）以下に調整する必要がある。他方、直列フィードバック方式では抵抗の調整は必要ないが、コア材の磁気特性を正確に合わせる必要がある。

現状の性能は低周波の波形歪、約 0.6%を考慮すると、Step response による補正を加えても 0.6%程度の誤差が存在する。今後は 0.1%の性能を達成するためにテストベンチ等での試験を行い、フィードバック方式の変更を含めて再検討する予定である。

## 参考文献

- [1] M. Arinaga *et al.*, Nucl. Instr. And Meth. 499(2003)100-137.
- [2] S. Hiramatsu, KEK Internal 2004-4.
- [3] Y. Hashimoto *et al.*, "CHARACTERISTICS OF A DCCT FOR THE J-PARC MAIN RING", Proceedings of the 8<sup>th</sup> Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Tsukuba, Aug. 1-3, 2011, pp. 451-455.
- [4] Y. Omori *et al.*, "A CALIBRATION METHOD FOR BEAM DCCT OF J-PARC MAIN RING", Proceedings of the 8<sup>th</sup> Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Tsukuba, Aug. 1-3, 2011, pp. 456-459.
- [5] Y. Hashimoto (private communication).
- [6] T. Toyama *et al.*, "BEAM-BASED CORRECTION OF A DCCT RESPONSE", Proceedings of the 8<sup>th</sup> Annual Meeting of Particle Accelerator Society of Japan, Tsukuba, Aug. 1-3, 2011, pp. 451-455.