「加速器」Vol. 6, No. 4, 2009（292–301）

解　説

J-PARC MR における電磁石電源の問題点と対策

中村　衆*1・秋川　藤志*3・松本　浩*2・小林　仁*2

Improvement of the magnet-power supplies on J-PARC MR

Shu NAKAMURA*1, Hisashi AKIKAWA*3, Hiroshi MATSUMOTO*2 and Hitoshi KOBAYASHI*2

Abstract

Commissioning of Japan Proton Accelerator Research Complex（J-PARC）main ring（MR）was started on May 2008. Very large magnetic field ripples of the order of 10^{-2} were found in the dipole, the quadrupole and the sextupole magnets in the MR. In order to reduce the ripples, we modified the magnet-power supplies, which includes removal of the 600 Hz trap filter, addition of another DCCT to subtract the common mode signal and symmetrization of the cabling to all the magnets. The modification achieved the magnetic field ripples of the order of 10^{-3} during the injection and 10^{-4} during the extraction. We have succeeded in accelerating of the protons up to 30 GeV, which were extracted to the hadron experimental hall and the neutrino beam line.

1. はじめに

茨城県那珂郡東海村の原子力研究開発機構敷地内に，高エネルギー加速器研究機構と日本原子力研究開発機構とが共同で建設した大強度加速器研究施設（J-PARC: Japan Proton Accelerator Research Complex）は，2009 年 7 月 6 日の完成記念式典の開催を持って第一期の建設が終了した．しかしながら，加速器としては調整運転の途中であり，今後パワーフロンティアマシンとして大強度の陽子ビームを加速，出力するには，解決しなければならない問題は数多く存在する．

我々が MR（Main Ring）と呼んでいる 50 GeV シンクロトロンは，設計出力 750 kW で将来的には MW 級の出力を達成することを目標としている．ビーム強度を増加させるには，高エネルギー，高繰返し，大口径のビームを取り扱えるようにするだけでなく，機器のメンテナンスを継続して行えるようビームロスを極力小さくし，またロスが発生する場所をコリメータを用いて局所化しなくてはならない．現時点で MR のビーム出力を制限している要因の一つはこのビームロスである．ビームロスを低減するためには，少なくともビームを操作する電磁石磁場が，我々が要求するパターンに対して高精度，高安定に追随していなくてはならないし，磁場リプルがビームに対して及ぼす影響をできるだけ小さくしなくてはならない．つまり電磁石をドライブする電源の性能が，ビームロスに大きな影響を与えていると言っても過言ではない．

ここでは，MR の主電磁石（偏向，四極，六極電磁石）およびその電源が抱えていた問題点と，それに対してこれまでに我々が行った対策についてまとめる．

2. J-PARC MR の主電磁石と電源

2.1 電磁石と電源の構成

MR の主電磁石とその電源を**表 1** にまとめる．偏向電磁石（BM）の 96 台は BM1～6 の 6 台の電源でドライブしている．表中の＋1 は基準電磁石で，地上の電源棟内に設置し，BM1 電源の直後に接続している．四極電磁石（QM）は 216 台を 11 種類のファミリーに分割し，それぞれ磁極長とボア径が異なる．11 種類のファミリーはそれぞれ 1 台の電源でドライブしている．1 ファミリーあたりの電磁石数が多い QDN, QDX, QFN, QFX はアーク部に，それ以外の 1 ファミリーあたり電磁石数 6～9 台のファミリーは直線部に設置されている．六極電磁石（SM）の 72 台は 3 個のファミリーに分割し，それぞれ 24 台の電磁石を 1 台の電源でドライブしている．

計 20 台の電源は D1, D2, D3 の 3 カ所の電源棟に分けて設置している．D1 には BM3 と BM4，直線部

*1 Accelerator Laboratory, KEK（E-mail: shu.nakamura@j-parc.jp）
*2 KEK
*3 Nihon Koshuha Co., Ltd.

表 1　MR の主電磁石とその電源

	ファミリー	磁石数	磁極長 (m)	口径 (mm)	電磁石最大電流 (A)	電源数	受電電圧 (V)	電源最大電流 (A)	電源最大電圧 (V)
偏向電磁石	BM1～6	96＋1	5.85	106	3015	6	1300	2186	4200
四極電磁石	合計	216		ボア径 (mm)		11			
	QDR	6	1.86	130	1507	1	470	1038	560
	QDS	6	1.66	140	1654	1	470	1123	570
	QDT	6	1.86	150	1507	1	470	1082	520
	QDN	48	1.86	130	1507	1	1400	1037	4200
	QDX	27	1.66	130	1507	1	1400	1037	2100
	QFP	6	0.86	140	1507	1	400	1082	420
	QFR	9	1.76	140	1654	1	400	1038	800
	QFS	6	1.26	130	1507	1	400	1038	430
	QFT	6	1.46	140	1507	1	400	1082	480
	QFN	48	1.56	130	1507	1	1440	1037	3500
	QFX	48	1.26	130	1507	1	1440	1037	3000
六極電磁石	SFA SDA SDB	72	0.70	136	657	3	300	517	670(SFA, SDA) 720(SDB)

の QM 電源（QDR, QDS, QDT, QFP, QFR, QFS, QFT），SM 電源（SFA, SDA, SDB）の 12 台，D2 には BM5, BM6, QDN, QFN の 4 台，D3 には BM1, BM2, QDX, QFX の 4 台を設置した．それぞれの電源は各電源棟ヤードにて交流 22 kV を受電し，各電源トランスにて各々の受電電圧に降圧している（直線部の QM 電源のみ，一度 6.6 kV に降圧したあと電源トランスで受電電圧に降圧している）．

図 1 に電磁石電源のブロック図を示す．三相 22 kV の交流を電源トランスで降圧したあと，変換器に入力している．図中で変換器は 2 直列となっているが，電源によって 2 並列であったり 2 直 2 並列であったりする．変換器のスイッチング素子は，受電電圧が高い電源（BM，アーク部の QM）は IEGT，受電電圧が低い電源（直線部の QM，SM）は IGBT で構成されている．これらの変換器によって交流を直接，直流またはパターン電流に変換している．この方式は，一度 AC–DC 変換を行い，バンクコンデンサに蓄電したエネルギーを，再度変換器によって直流またはパターン電流に変換する方式に比べて，バンクコンデンサや変換器一式分のスペースを省略できる利点がある．その一方で交流系統の変動が出力電流に影響を与え易い点や，電源が交流系統と直接エネルギーのやりとりを行うことによって，パターン電流の力行時と回生時の電力変動がそのまま交流系統の変動となる点などの欠点がある．

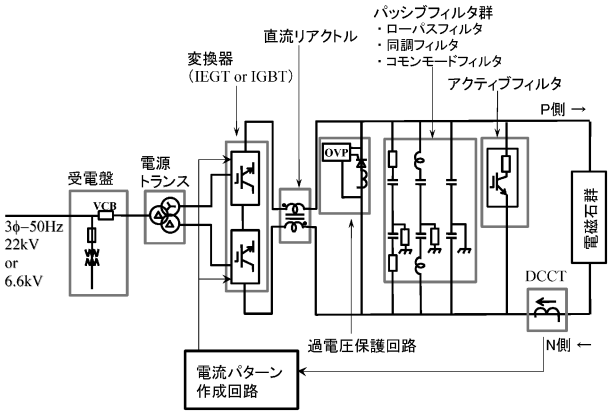

図 1　主電磁石電源のブロック図

電源の出力電流パターンは，現時点では 0.17 秒のビーム入射区間，1.9 秒のビーム加速区間，0.15～2.63 秒のビーム取り出し区間，1.3 秒以下の減磁区間とでなる（**図 2** 参照）．ビーム加速区間と減磁区間は

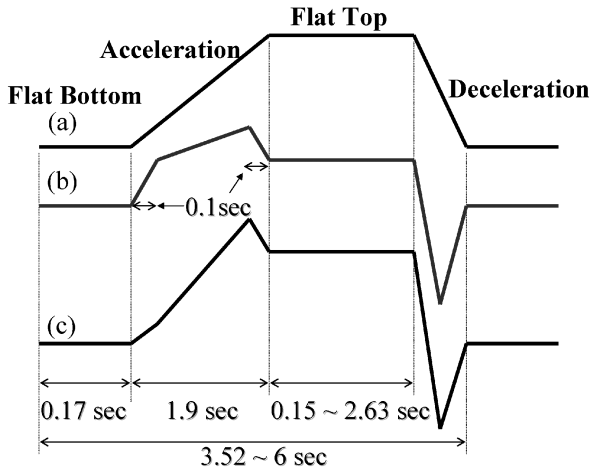

図 2　MR 主電磁石電源の典型的な通電パターン(a)出力電流　(b)出力電圧　(c)出力電力

それぞれの開始時と終了時に 0.1 秒のスムージング時間を有している．それぞれの区間の時間は，今後の運転状況によって変化する．

2.2　2008 年 5 月段階での電源性能

2008 年 5 月 22 日に，MR は RCS からの 3 GeV ビームを入射，RF 補足，周回，ビームダンプへの取り出しに成功した．このとき，主電磁石電源は 3 GeV 相当の電流値で DC 通電を行っていた．ビーム強度が弱いペンシルビームであったため，入射，周回，取り出しとも順調に達成できたが，ビームのチューン測定や COD 測定等を進めるうちに，大きな問題が明らかとなってきた．まずはチューンサーベイを行っているとき，想定したチューンにいかない，電磁石のパラメータを元に戻してもチューンが元に戻らないという問題が発生した．そこで，チューンの時間変化とビーム軌道の測定を行ったところ，**図 3** に示す結果が得られた．

図 3(a)に示すように，ビームは MR を周回している間，大きいところで水平方向に約 3～4 mm 振動していた．また，チューンは水平，垂直方向とも約 0.1 の幅で振動していた（**図 3**(b)参照）．ビーム軌道の FFT と BM2 電源の出力電流偏差の FFT を**図 4** に示す．BM2 電源の周波数成分と同じ周波数にビーム軌道の周波数成分があることから，ビーム軌道の振動は電磁石電源によるものだと考えられた．

これらの電流リプルは電源自身の制御にも悪影響を及ぼしており，この時点でビーム加速に対応したパターン通電が不可能な電源がほとんどであった．後に述べるリプル対策のいくつかを試験的に実施していた電源ですら，加速区間の途中で発振してしまい，電流

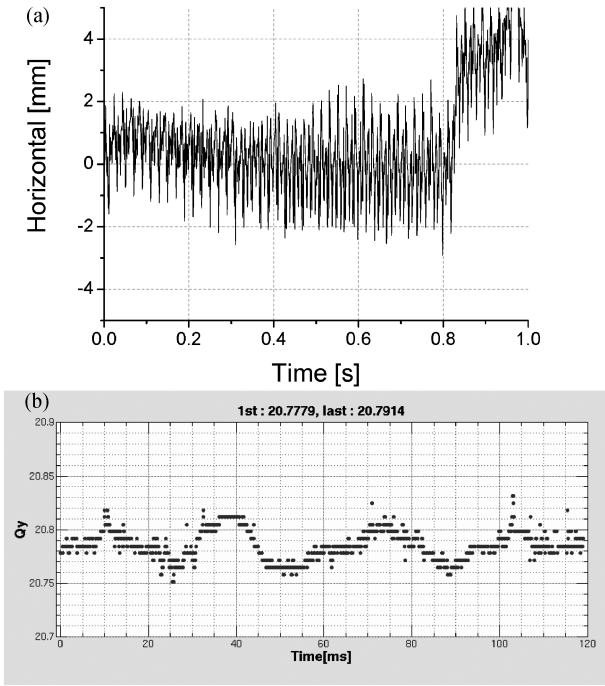

図 3　MR のビーム軌道とチューン．(a)周回するビームの水平軌道．0.0 秒で入射し，0.8 秒で取り出している．振動が最も大きい部分で 5 mm 近い．(b)周回している間の垂直方向チューンの時間変動．全幅 0.12 秒の間で，最大 0.1 近く変動している

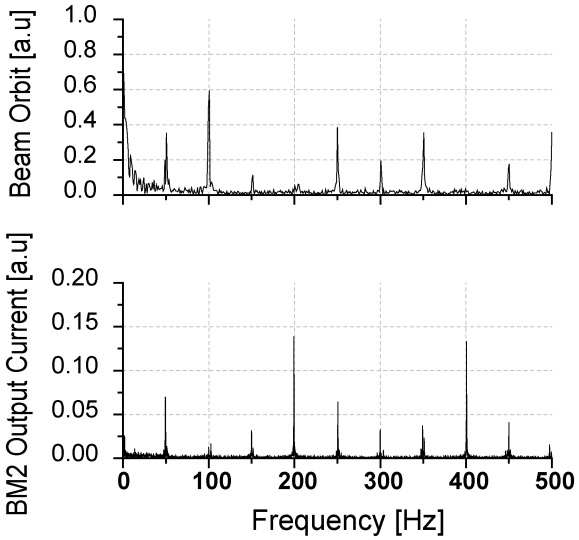

図 4　MR のビーム軌道の FFT（上）と BM2 電源の出力電流の FFT（下）．出力電流の周波数成分に対応したビーム軌道の周波数成分が存在している

偏差が電流指令値に対して 10^{-2} 台と非常に大きくなっていた．これらの不具合が判明した 6 月から，夏期停止期間を挟んだ 12 月の運転再開までの半年間に，

30 GeV まで加速可能な電源性能を達成しなくてはならなかった．

3. 電流リプルの原因と対策

3.1 大きなコモンモード電流

我々が問題としている電流リプルには，ノーマルモードとコモンモードの 2 種類が存在する．ここでは，ノーマルモードは電源の出力電流と同相，つまり電源の P 端子から出て N 端子に戻るモードとし，コモンモードは P 端子と N 端子から同相で出てアースを介して電源に戻るモードとする．電磁石コイルと負荷配線はアースに対して浮いているため，コモンモード電流は負荷配線と配線ラック間や電磁石コイルと電磁石ヨーク間の浮遊容量を経由するルートをとって電源に戻る．

図 5 に MR の電力ケーブルと電磁石アース線の接続概要図を示す．MR では電磁石の固定アンカーは建屋の鉄筋に触れないようケミカルアンカーを用いており，電磁石本体のアースはそれぞれの電源アースに接地するようにしている．BM 電源とアーク部の QM 電源，QFR 電源は出力電圧が高いため，負荷配線の電力ケーブルには耐電圧が 6.6 kV または 3.3 kV のシールド付電線を使用している．これらの電力ケーブルでは，芯線とシールドとの間に大きな浮遊容量が存在しており，その容量はケーブル往復で電源 1 台あたり約 3 μF と見積もられる．この電力ケーブルのシールドは，電源アースに接地している．一方，電源のパッシブフィルタの中には，コモンモードフィルタとして片側 0.5 μF ずつ，計 1.0 μF の接地コンデンサが取り付けてあるが，電磁石本体とケーブルの浮遊容量の合算と比較すると，フィルタとしては小さすぎる．これは，負荷配線にホロコンを用いる事を計画していた時期の電源設計がそのまま残ってしまったためであった．

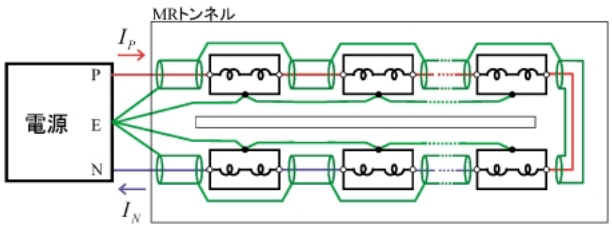

図 5 電源と電磁石の配線概観図．P, N, E はそれぞれ P 端子，N 端子，アース端子を表す．出力電圧が高い電源の電力ケーブルは図のようにシールド付きとなっており，シールドは電源のアース端子で設置している．出力電圧が低圧（600 V 以下）の電源は，図中のシールドが無い

理想的には電源のコモンモードフィルタの容量は，負荷容量の 10 倍以上が望ましいが，増やしすぎるとパターン通電の追従性に悪影響を与えるため，今回は各電源で片側 10 μF ずつ増量し，合計 21 μF への増量にとどめた．

3.2 電源のフィードバック制御へのノイズ混入

図 1 に示したように，この電源は N 側出力電流を DCCT によってモニタし，変換器へのフィードバック制御を行っている．ここで，N 側出力電流値を I_N，指示電流値を I_0，ノーマルモード電流リプルを I_{normal}，コモンモード電流リプルを I_{common} とすると，I_N は下のように表せる．電流の向きは**図 5** 中の矢印の向きを正とする．

$$I_N = I_0 + \mathrm{I_{normal}} - \mathrm{I_{common}}$$

この場合，電流制御に使用する電流偏差 dI は，

$$dI = I_N - I_0 = \mathrm{I_{normal}} - \mathrm{I_{common}}$$

となる．フィードバック制御では電流偏差をゼロとするように制御するが，制御不能なコモンモード電流リプルが混入するため，安定な制御ができずに出力電流リプルが悪化する原因となっていた．また制御が不安定なため，共振を誘発しやすい状況になっていた．さらに，ノーマルモードとコモンモードの電流リプルがカップリングし，問題の切り分けが非常に難しくなっていた．

そこで，P 側出力にも DCCT を追加しフィードバック制御に組み込むこととした．P 側出力電流を I_p とすると，I_p は下のように表され，

$$I_P = I_0 + \mathrm{I_{normal}} + \mathrm{I_{common}}$$

フィードバック制御には $\mathrm{I_p}$ と $\mathrm{I_N}$ の平均を使用することにした．そのときの電流偏差は

$$dI = \frac{I_P + I_N}{2} - I_0 = \mathrm{I_{normal}}$$

と，ノーマルモード電流リプルのみとなるため，制御によってノーマルモードとコモンモードの電流リプルがカップリングすることもなく，安定な制御が可能となった．

3.3 直流リアクトルと同調フィルタの共振

交流から変換器によって直接パターン電流に周波数変換しているため，変換器の直後には整流用の直流リアクトルが設置してある．この直流リアクトルのインダクタンスと，同調フィルタのコンデンサとが共振点

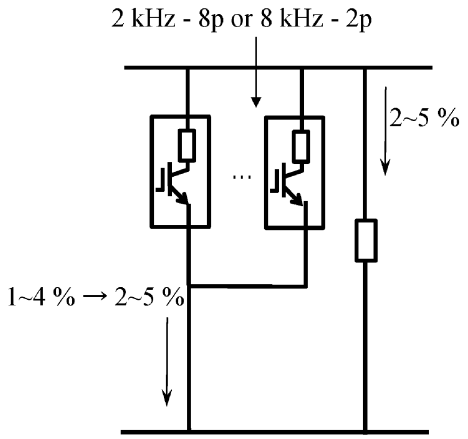

図6　アクティブフィルタとバイパス抵抗

を持ち，その周波数は約70 Hz近辺である．この共振点は電源の設計段階から認識されており，この共振に伴う電流リプルをアクティブフィルタによって除去する予定であった．

アクティブフィルタはスイッチング素子（IGBT）と抵抗からなり，IGBTの点弧頻度によって抵抗値が異なる可変抵抗として機能する．IGBTのスイッチ周波数は，2 kHz–8並列または，8 kHz–2並列の等価16 kHzで動作している（**図6**参照）．アクティブフィルタの抵抗値は，電源の最大電流値の1～4％をバイパスするように設定されていた．

しかし，当初の抵抗値では入射区間の低電流，低電圧の状態では十分に機能せず，また共振を誘発しやすい励磁区間での動作も不十分であった．そこで，抵抗値を下げ，最大電流値の2～5％程度をバイパスできるように設定し直した．この値が最善というわけではないが，抵抗器の納期と12月の運転再開とを勘案し，手持ちの抵抗器で組み合わせ可能な最適解を探して決定した．また，PN間に抵抗器を並列に追加することで，さらに2～5％程度の電流をバイパスさせ，制御性の向上を図った．

それでも直流リアクトルと同調フィルタの共振によるパターン励磁途中の発振は押さえることができず，結局同調フィルタを取り外した．それに伴って，本来同調フィルタで取り除く予定であった600 Hzの整流リプルとその高調波が約10倍に増加し，現時点での主要な電流リプルとなっている．これに対しては，各電磁石の入出力間にコイルのインピーダンスに対して600 Hzがカットオフ周波数となるバイパス抵抗を追加することによって，磁場リプルに現れる成分を約半分に減少させている．

3.4　複雑な負荷配線（BMの場合）と単純すぎる負荷配線（QMの場合）

円形加速器にとって，同じ種類の電磁石は同じ強さの磁場を出していることが前提である．実際には個々の電磁石ごとに製作精度や材料のロットによる個性があり，同じ電流を流しても磁場の強さが異なる．そのため，すべての電磁石の磁場測定を行い，それらの個性の影響が最小となるように加速器内での配置を決定するシャッフリングを行う．当然，そのとき同じ種類の電磁石に流れる電流は同じ値であるとされる．そのため，すべての電磁石に同じ値の電流を供給するには，負荷となる電磁石はすべて直列に接続するのが素直である．しかし，電磁石の台数が増えるにつれて電源の消費電力や出力電圧が増加し，電源が大型化することとなる．

J–PARC MRではBMを1台の電源でドライブしようとすると，必要な電源電力はピークで50 MW近く，出力電圧はピークで20 kV近くまで達する．そこで，電源を6台に分割して小型化，低電圧化し，**図7**に示すように電磁石と電源とを直列に接続する事で，すべてのBMに流れる電流が同じ電流値であることを保証しようとした．しかしながら，この接続方式ではある電源からみた負荷インピーダンスに隣の電源のインピーダンスが影響を及ぼしてしまう．たとえば，コモンモード電流を減らすためにコモンモードフィルタの容量を増加させたとしても，負荷の対地容量も同時に増加してしまうため，コモンモードフィルタの効果がみられないということが起きる．

さらに，この配線方式はコモンモード電流が磁場に現れる原因にもなっていた．**図7**の接続方法で電流が流れる経路は，BM1電源のP端子からでたあと，電磁石のN極を順に渡ってBM4電源とBM6電源を経由してBM2電源のN端子に入って折り返し，BM2電源のP端子から電磁石のS極とBM5電源，BM3電源を経由してBM1電源のN端子に戻る．N極とS極の両方が同一の電源に近い**図7**中(A)の電磁石において，N極とS極に流れる電流はBM1電源またはBM2電源が支配的であるため，電源から同相で流れ出すコモンモード電流が形成するダイポール磁場はキャンセルされる．しかし，N極とS極とが異なる電源に接続されている電磁石（**図7**中(B)をはじめほとんどの電磁石）にとって，N極とS極に流れるコモンモード電流は同一とならない．そのため，磁場にコモンモード電流による成分が現れるとともに，磁場を介して異なる電源のコモンモード電流リプルとノーマルモード電流リプルがカップルし，電流リプルの悪化

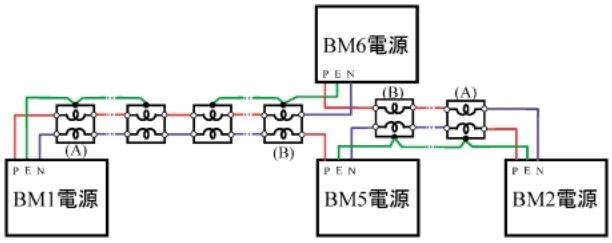

図 7　BM とその電源の配線．P, N, E はそれぞれ P 端子，N 端子，アース端子を表す．6 台の BM 電源と全部の電磁石を直列に接続していた．電源としては動作したが，ノーマルモードとコモンモードの電流リプルがカップリングしていた

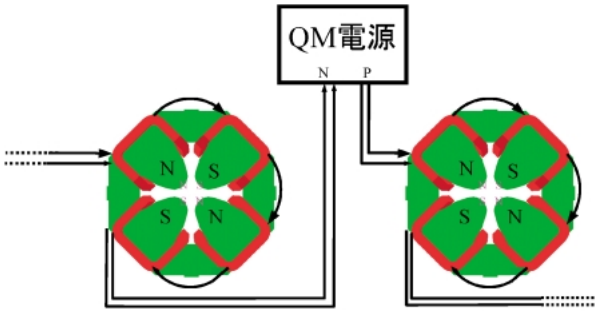

図 8　QM とその電源の配線．電源から出た後，電磁石を渡り MR トンネルを 1 周していた．電源―電磁石間と電磁石―電磁石間は 2 本のケーブルを並列に接続していた

を引き起こす．

一方，MR の QM と SM はそれぞれの電磁石で N 極と S 極を N→S→N→S の順に接続し，電磁石 1 台に対して電流の IN 端子と OUT 端子が一つずつという構造となっていた．そのため，電源から出た電流は，各電磁石を順にたどり，MRトンネル内を一周して電源に戻る経路となっていた（**図 5，8** 参照）．配線は単純であるが，電源から直列に N 極→S 極と渡っていくため，ノーマルモード電流リプルと同じようにコモンモード電流リプルも磁場に現れていた．**図 9** に QM ファミリーの一つ，QFX の (a) 磁場リプル，(b) ノーマルモード電流リプル，(c) P 端子出力電流のリプル（ノーマルモードとコモンモードの合算）それぞれの FFT を示す．磁場リプルにはノーマルモード電流リプルだけでなく，コモンモード電流リプルも現れていることがわかる．

この状況を改善するため，BM を**図 10**(a) に示すように 16 台を 1 ファミリーとして 6 ファミリーに分割した（BM1 電源のみ，基準電磁石を加えて 17 台）．それによって，電源からみて P 端子側と N 端子側と

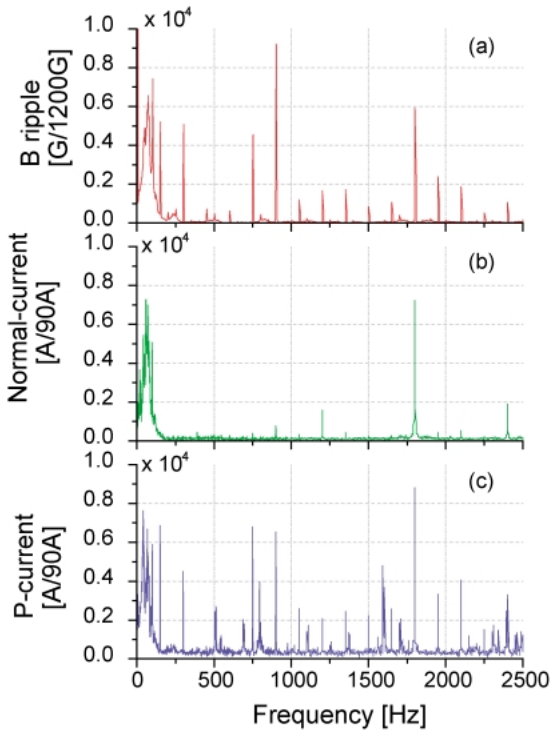

図 9　QFX (a) 磁場リプル，(b) ノーマルモード電流リプル，(c) P 端子出力電流のリプル（ノーマルモードとコモンモードの合算）の FFT

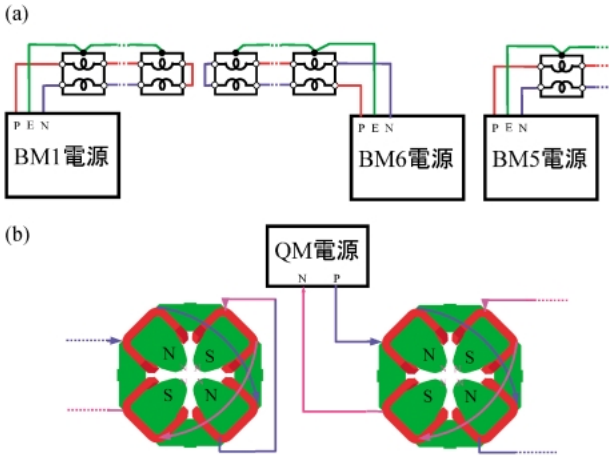

図10　変更後の (a) BM とその電源の配線，および (b) QM とその電源の配線．電源からみて電磁石の N 極と S 極とがアースに対して対称な配線となっている

がアースに対して対称な配置となり，ノーマルモード電流リプルとコモンモード電流リプルとがカップルしなくなった．また負荷インピーダンスとして，電磁石とケーブルのみを考えると良くなったため，問題点の切り分けが容易になり，電源の調整，改良がやりやすくなった．問題は全 BM に流れる電流値の同一性で

あるが，現状では各BM電源間の出力電流値の不一致がビームに対して与える影響は見えていない．それよりも，各電源のノーマルモード電流リプルによるビームへの影響の方が大きい．ビーム軌道のふらつきを計測すると，各電源が担当する区間ごとに独立にビームがふらつくことがわかっている．今後，ノーマルモード電流リプルを減少させていくと電源間の出力電流不均衡の影響が問題として現れてくると思われるが，それぞれが独立の電源であるので各電源の電流指令値の調整によって対処できると考えている．

QMについては，各磁極のコイル間が銅ブスによって接続されていたため，一端その銅ブスを取り外して磁極のコイルを分割したあと，N極→N極とS極→S極とに再接続し，N極とS極それぞれに電流の入出力端子を追加した．電源との接続はBMと同様に，電源のP端子と各電磁石のN極とを順次接続し，最後の電磁石でS極に渡り，S極を順次接続して電源のN端子に戻るようにした（**図10**(b)参照）．幸い，50 GeV相当の電流に対応できるよう，電源－電磁石間と電磁石－電磁石間の電線は2本を並列に使用していたため（**図8**参照），それらを1本ずつN極側の接続とS極側の接続に使用し，新規にケーブルを敷設する必要はなかった．現状の30 GeVまでの加速に対応する電流値では，ケーブル1本の電流容量で対応できる．

SMについては，各磁極間はホロコンによってN極→S極→N極…と直列に接続されていたため，今夏の加速器停止期間中に大がかりな改修作業を行った．具体的には，QMと同様に各磁極を分割するためにホロコンを切断したあと，N極→N極→N極とS極→S極→S極となるようホロコンを取り回して再接続した．ケーブルは単線で電源－電磁石間，電磁石－電磁石間を接続していたので，こちらは新規にケーブルを敷設しなおした．

このように，各電磁石を電源からみてN極とS極とがアースに対して対称となる配線に変更した．それによって，コモンモード電流とノーマルモード電流とがカップリングを起こすことは無くなった．また，この配線によってコモンモード電流リプルが形成する磁場はスキューの多極成分となるが問題ない強度であった．

この配線対称化による影響が最も大きく現れたのがQFRであった．**図11**に負荷配線の変更前後での電源出力電流とそのFFTを示す．配線対称化前に電源本体の改修は終了している．QFRは負荷電磁石が9台と直線部に設置しているQMの中では最も多いため，電源の出力電圧が高く，シールド付きの高耐圧ケーブルを使用していた．それによって，負荷の浮遊容量が大きく，コモンモードフィルタの容量を増加させた後もコモンモード電流が多く流れていた．従来の配線ではノーマルモード電流とコモンモード電流とがカップリングしていたため，DCCTを2台使用してノーマルモード電流リプルのみを電源制御に用いるようにしても，電流偏差にはコモンモード電流リプルの周波数成分が現れていた（**図11**(d)参照）．その結果，電流偏差は他の直線部のQMと比較して大きくなっていた（**図11**(a)参照）．

その後，負荷配線を対称化することによって，ノー

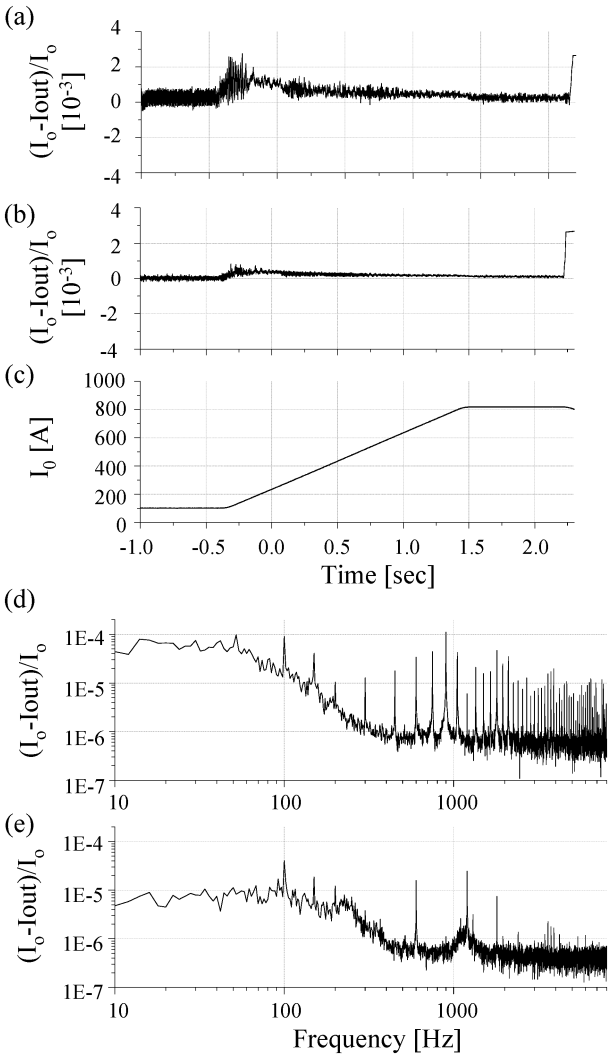

図11　QFR電源の負荷配線対称化前後の電流偏差とそのFFT．電流偏差はDCCT2台の平均から電流指令値を引き，電流指令値で割った値．(a)配線対称化前の電流偏差．(b)配線対称化後の電流偏差．(c)電流指令値．(d)配線対称化前の電流偏差のFFT．(e)配線対称化後の電流偏差のFFT

マルモード電流とコモンモード電流のカップリングが無くなり，電流偏差はノーマルモード電流リプルの周波数成分のみとなった（**図 11**(e)参照）．電源の制御性も向上し，制御ゲインを配線対称化前より大きくすることが可能となった結果，出力電流の追従性も改善した（**図 11**(b)参照）．配線対称化の前後において 100 Hz 以下の周波数成分が約 1/10 に減少したのはそのためだと考えられる．

4. 対策後の電源性能

前節で述べた電源および負荷配線の改修を行う前後の電源性能を**表 2** に示す．

表 2 電源と負荷配線の変更前後における，電源の出力電流偏差の peak-peak 値をそのときの電流指令値で割った値．改修前は DCCT が 1 台であったため，ノーマルモード電流とコモンモード電流の合算となっている（(*)のみ DCCT2 台の平均を用いている）．改修後は DCCT2 台の平均から電流偏差を求めている

電源	改修前	改修後	
	3 GeV DC	入射時	取り出し時
BM1	3×10^{-3}(*)	1.4×10^{-3}	0.3×10^{-3}
BM2	13×10^{-3}	0.7×10^{-3}	0.1×10^{-3}
BM3	19×10^{-3}	1.2×10^{-3}	0.2×10^{-3}
BM4	14×10^{-3}	1.1×10^{-3}	0.2×10^{-3}
BM5	11×10^{-3}	1.1×10^{-3}	0.2×10^{-3}
BM6	12×10^{-3}	1.3×10^{-3}	0.3×10^{-3}
QDR	2×10^{-3}	0.4×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QDS	5×10^{-3}	0.5×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QDT	3×10^{-3}	0.4×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QDN	6×10^{-3}	0.6×10^{-3}	0.2×10^{-3}
QDX	7×10^{-3}	1×10^{-3}	0.3×10^{-3}
QFR	2×10^{-3}	0.4×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QFS	10×10^{-3}	0.5×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QFT	4×10^{-3}	1×10^{-3}	0.2×10^{-3}
QFP	4×10^{-3}	1×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QFN	9×10^{-3}	0.5×10^{-3}	0.1×10^{-3}
QFX	2×10^{-3}(*)	0.6×10^{-3}	0.1×10^{-3}
SDA	5×10^{-3}	2×10^{-3}	1×10^{-3}
SDB	5×10^{-3}	2×10^{-3}	0.5×10^{-3}
SFA	3×10^{-3}	2×10^{-3}	0.5×10^{-3}

改修前はノーマルモード電流リプルとコモンモード電流リプルとがカップリングしていたことを考えると，BM 電源で 10^{-2} 台のリプルがそのまま磁場リプルとなっていたと考えられる．それが，改修後は入射時で 10^{-3} 台，取り出し時で 10^{-4} 台まで改善した．これらの値は電流偏差のピーク-ピーク値であるから，FFT でみた周波数成分は各周波数でその約 1/10 程度の強度である．

QM 電源においては，改修前に散発的におこっていたスパイク状の電流リプルがほとんど消滅し，整流リプルが支配的となった．直線部の QM と比較して，アーク部の QM（QDN, QDX, QFN, QFX）の電流偏差が入射時に悪い原因は，負荷配線の浮遊容量が大きく，現状のコモンモードフィルタの容量では不足しており，コモンモード電流リプルが大きいためだと考えられる．コモンモード電流はノーマルモード電流の大きさと関係なくほぼ一定であるので，出力電流が小さい入射時には制御に対して悪影響を与えており，一方出力電流が大きい取り出し時においては制御に対して与える影響が相対的に小さくなっていると思われる．これは BM 電源も同様であるので，コモンモードフィルタの増量やコモンチョークコイルの導入等により，コモンモード電流の減少を図る必要がある．

SM 電源は改修後も 10^{-3} 台にとどまっているが，これは電源の定格出力電流値に対して，現状での最大出力電流値が約 1/2 となっている事が大きな原因である．MR 主電磁石（BM, QM, SM）の電源はどれも，変換器のゲート幅を最小としても電流が出力される．現状で SM 電源の入射時の出力電流はこの最小電流値よりわずかに多い値である．そのため，制御が不安定で電流偏差が大きくなってしまっている．BM 電源と QM 電源にも言えることであるが，現在の電源は最大で 40 GeV までの加速に対応した電流値を出力できる設計となっており，現状で各電源の最大出力電流は定格出力電流値の約 7～8 割（SM 電源は約 5 割）となっている．また，軽微な改造で 50 GeV 相当の電流値も出力できるように受電電圧も高めの値となっている．今後，より電流偏差を改善していくためには受電電圧の再設定（各電源トランスの再製作）を含めた検討が必要となるかもしれない．

5. 電源改修後のビーム性能

図 12 に電源改修後のビーム軌道とその FFT を示す．これは 2008 年 12 月のビーム試験時のもので，**図 3** の時と同じ BPM で測定した軌道である．前回と

同様に入射エネルギーの 3 GeV で MR を周回させたときの水平方向のビーム軌道で，0.0秒で入射し，約 0.8 秒で取り出している．前回，最大で 5 mm 程度合った振幅が 2 mm 程度にまで減少している．また，周波数成分はシンクロトロン振動によるものが主で，電源の電流リプルに起因する成分は 10 Hz 以下の領域にみられる程度となった．また，チューンの時間変動にも改善がみられ，水平，主直方向とも前回の約 1/10 に減少した（**図 13** 参照）．

このようにビーム性能に大きな改善が見られた結果，2008 年 12 月 23 日に 30 GeV までの加速とアボートへのビーム取り出しに成功した．その後，2009 年 1 月 28 日に遅い取り出しによるハドロン実験ホールへのビーム供給に成功し，続いて 2009 年 4 月 23 日に速い取り出しによるニュートリノビームラインへのビーム供給に成功した．

しかし，これで電源の問題点がすべて解決したわけではない．チューンの変動に大きく影響を受けるハドロン実験ホールへの遅い取り出しにおいて，電流リプルに起因するチューンのふらつきによって，取り出しビームに大きなスパイクが発生している事がわかっている（**図 14** 参照）．MR 内のビーム電流を DCCT モニタによって測定していると，遅い取り出し時にビーム強度が階段的に減少するときがある．それと同期してビームスピルにスパイクが発生しているので，MR 内のビームがこのとき急激に取り出されたことがわかる．取り出しビームのスピル制御用四極電磁石を導入しているが，それだけでは押さえ切れていない．電流リプルを現状のさらに 1/10 程度に減少させる必要がある．

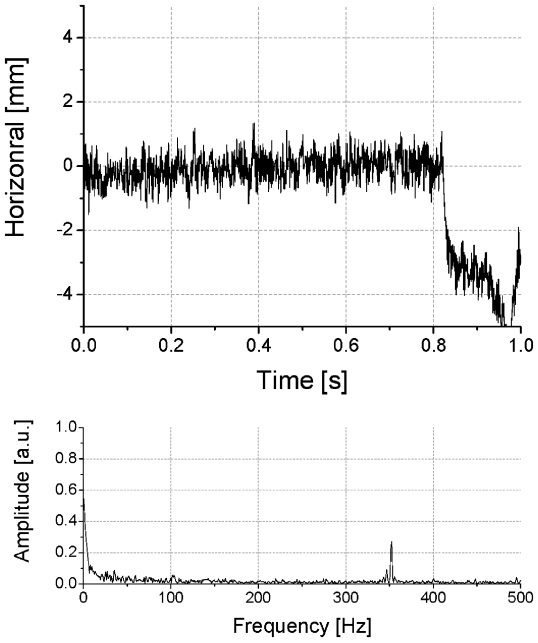

図12　改修後の水平方向のビーム軌道（上）とその FFT（下）．0.0 秒で入射し，0.8 秒で取り出している．振動が最も大きい部分で 2 mm 程度に減少した．また，周波数成分はシンクロトロン振動のみが現れている

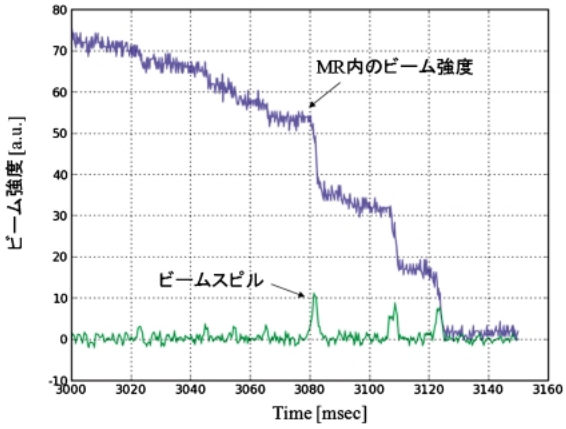

図14　遅い取り出し時での MR 内のビーム電流（DCCT による測定）とビームスピル．約 160 ms かけてビームを取り出している．取り出しの途中で生じている段差はチューンの変動によって，ビームが一気に取り出されてしまったため．そのときにビームスピルにスパイクが生じている

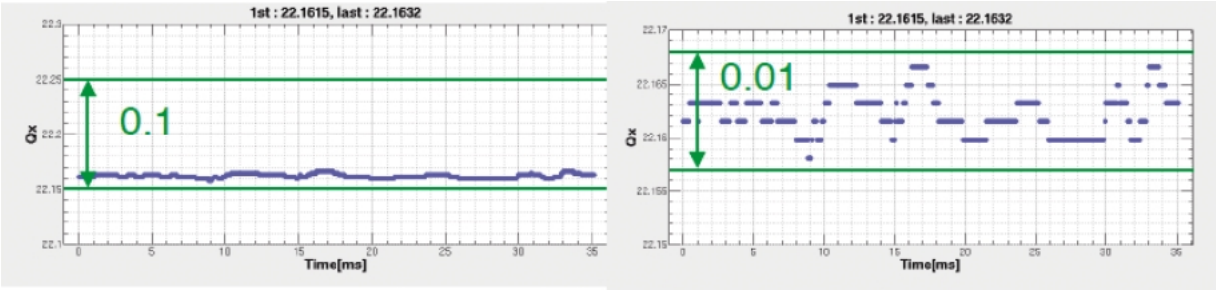

図13　改修後の水平方向チューン．左側は図 3(b) と同じスケール．右側はそれを 10 倍に拡大

6. ま と め

以上，2008 年 6 月から 12 月までの間に行った主電磁石電源とその負荷配線の変更について述べた（SM の対称化は 2009 年の夏期停止期間中に行った）．行ったことをまとめると，各電源のフィルタ定数の再設定と負荷配線，DCCT の対称化ということにつきる．約半年間に全 20 台の電源に対して実行する事が可能な改修としては，最大限であったと言える．実際，最後の改修作業である QM の配線対称化が終わり電源の通電試験が終了したのは，ビーム試験が始まる 2 日前であった．

今後は電流リプルをさらに 1/10 とすることが求められており，現時点で電流リプルの主因となっている整流リプルを減少させることが次の課題と言える．今回取り外した同調フィルタが整流リプルの除去には効果的であるので，共振を押さえつつ同調フィルタを回路に戻す方法がないか検討している．また，電源だけでなく各電磁石に何らかのフィルタを取り付けて，電流リプルが磁場リプルに現れないようにする方法も検討中である．

謝辞

電源の問題点の洗い出しとその解決方法については，KEK の小関国夫さんと東芝三菱電機産業システム株式会社の山崎長治さんに非常にお世話になりました．この場を借りてお礼申し上げます．負荷配線の対称化は，放射線医学総合研究所の佐藤健次先生のアドバイスと大阪大学の土岐博先生の定式化によって実行することができました．また，作業期間が非常に短い中で負荷配線の変更を行っていただいた J-PARC システムコミッショニンググループの皆様にもお礼申し上げます．そのほか磁場リプルの測定は，KEK の五十嵐進さんと染谷宏彦さんに協力していただきました．ありがとうございました．