

3. 放射光源で必要な DC 電磁石電源

高エネルギー加速器研究機構

内 藤 大 地

目 次

放射光源に必要な DC 電磁石電源

1 はじめに	3-1
2 何故電磁石磁場の安定性が必要か？	3-1
3 DC 電磁石電源と磁場	3-2
3.1 DC 電磁石電源と電磁石の接続	3-2
3.2 偏向電磁石での磁場リップル	3-4
3.3 四極電磁石での磁場リップル	3-5
4 磁場リップルと軌道変動	3-6
4.1 偏向電磁石	3-6
4.2 四極電磁石	3-10
4.3 電源に対する要求のまとめ	3-11
5 高安定 DC 電源のデザイン	3-12
5.1 高精度電流測定回路	3-12
5.2 全波整流器 +DC/DC コンバータ	3-13
5.3 三相 PWM コンバータ	3-15
5.4 Type1 電源 vs Type2 電源	3-16
5.5 高安定 DC 電磁石用電源の例	3-18
6 まとめ	3-18
参考文献	3-19

放射光源で必要な DC 電磁石電源

1 はじめに

蓄積リング型放射光源において DC 電磁石電源は、偏向電磁石や四極電磁石といった電磁石に電流を流して磁場を発生させるために使用される。発生した磁場によって電子バンチの横方向運動は制御され、ビーム軌道が決まる。したがって、DC 電磁石電源の出力電流の安定性が直接、ビーム軌道の安定性を左右する。近年の放射光源ではエミッタンスや周回ダクト径が小さいため、ビーム軌道の変動が放射光実験やビーム寿命に及ぼす影響が大きい。このため、電源に対して高い安定性が求められる。

一方で、軌道変動は補正電磁石やキッカーなどを用いたフィードバックによってある程度抑えられるので、開発コストや期間を考慮すると、電源の性能追求が最適解とはならない。本講演ではまず、蓄積リング型放射光源において、なぜ電磁石の磁場が安定でなければならないかを定性的に紹介する。次に蓄積リング内での電磁石と DC 電磁石電源の構成について紹介する。そして、電磁石の磁場変動が放射光源の性能にどのような影響を与えるかについて説明し、電源でどれくらいの安定性を確保すればよいかを議論する。その後、上記の安定性を達成するために必要な DC 電源の構成について紹介する。

本講義は電源のエッセンスを紹介するだけで、これだけでは電源を作ることはできない。たとえば電源の回路パラメータを決めるには、電気回路に関する知識やシミュレーション構築能力、回路パラメータ最適化のノウハウ、電磁石の等価回路についての知識、理想的な回路には存在しない寄生容量やインダクタンスに対する知識や経験などが必要となってくる。また電源の制御回路を設計するには、デジタル回路や制御理論に関する深い知識や経験が必要となってくる。これらについて短い講義時間で解説するのは難しく、習得には長い時間が必要である。この講義が電源について勉強するきっかけや、電源を開発する際にこういったことへ気を配れば良いかの助けになれば幸いである。

2 何故電磁石磁場の安定性が必要か？

蓄積リング型放射光源では、偏向電磁石や挿入光源で発生した光を光学素子によって実験に最適な光へと変換し、試料へと照射する (Fig. 1)。そして、光と物質との回折や散乱、分光、光輻射効果などを用いてさまざまな実験を行う。この時、試料に照射される光の強度を一定に保つことが加速器の運転における最重要課題である。

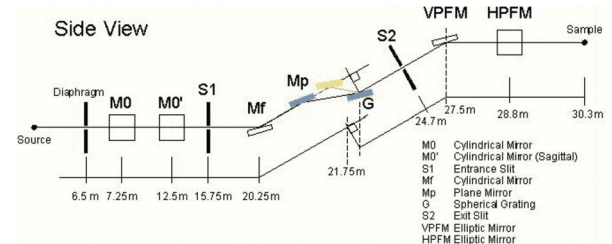


Fig. 1: ビームラインの一例 (KEK PF 2.5 GeV リング BL-11D [1])

試料に照射される光は Fig. 1 の左端に示された偏向電磁石や挿入光源での発光点から、ミラーやスリットを用いて試料へと照射される。したがって発光点の位置や光の進行方向の角度 (合わせて光軸と呼ぶ) がずれると、試料に当たる光が大きく減少してしまう。特に Fig. 1 にあるようにビームラインは 10 m 以上の長さを持つので、発光点での微小な傾きの変化が大きな影響を及ぼす。

簡単のためにビームラインを Fig. 2 のような長さ L の直線だと仮定すると、試料位置における光軸のずれによる変位 (Δx_{ph} とする) は、発光点における電子ビームの横方向の位置のずれ (Δx_e とする) と進行方向の角度のずれ ($\Delta x'_e$ とする) を用いて

$$\Delta x_{ph} = \Delta x_e + L \Delta x'_e \quad (2-1)$$

と書ける。ビームラインを長さ 30 m の直線、試料の位置でのビームサイズを 1 mm とし、電子ビームの進行角度の変化により、試料での光の位置がビームサイズと同じだけずれたとすると (Fig. 2)、

$$\theta = \text{atan} \left(\frac{1e^{-3}}{30} \right) = 33 \mu\text{rad} \quad (2-2)$$

となり、非常に小さな角度変化が試料位置での大きな位置変動をもたらす事が分かる。またこの時、光ビームの形状を gaussian だと仮定し、光の強度を I_{photon} 、強度の変動量を ΔI_{photon} とおくと

$$\frac{\Delta I_{\text{photon}}}{I_{\text{photon}}} = 1 - \exp\left(-\frac{1}{2}\right) = 0.39 \quad (2-3)$$

となって光の位置が 1 mm ずれると、光の強度が 40 % も下がることが分かる。現在、蓄積リング型光源の最先端である回折限界光源では 0.1 % 以下の光の強度の安定性を目指しており、Table 1 に示されるような非常に厳しい要求が課せられる [2]。冒頭でも述べた通り、電磁石の磁場が電子の軌道を決定しているので、磁場の変動が光軸のずれやビームサイズの変動を起こす(光軸のずれやビームサイズの変動のメカニズムについては第 4 節で解説する)。そのため、電磁石の磁場には高い安定度が必要となる。

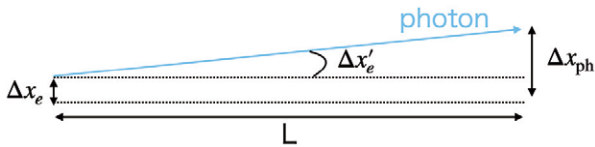


Fig. 2: 簡略化した光軸のずれ。

Table 1: 回折限界光源での発光点での電子ビームの安定性に対する要求の例。

項目	安定性
光軸のずれ	ビームサイズの 5% 以下
光軸の傾き	ビーム広がり の 5% 以下
ビームサイズ	ビームサイズの 0.1% 以下
ビーム広がり	ビーム広がり の 0.1% 以下

3 DC 電磁石電源と磁場

この節では蓄積リング内での電磁石と電源の構成について紹介する。その後、電源から出力された電流の変動が、どのように伝達されて磁場変動となるかを解説する。その際、電磁石の詳細に関しては本セミナーの原田氏の講演 (加速器の歴史

と利用研究) に譲り、電磁石磁場と電源出力電流との関係だけを紹介する。

3.1 DC 電磁石電源と電磁石の接続

電磁石と DC 電磁石電源の例として、PF 2.5 GeV リングの例を Table 2、Fig. 3 に示す。PF リングには主に 28 台の偏向電磁石、78 台の四極電磁石、32 台の六極電磁石が置かれている (補正電磁石は省く)。シンクロトロンでは通常、同じ強さの磁場を励磁する電磁石は直列に接続され、1 台の電源で制御されることが多い。この時、同一の電源で制御される電磁石群のことをファミリーと呼ぶ。

次に電磁石と電源との接続について説明する。電磁石は Fig. 4 に示すように LCR の等価回路で表現できる。ここで R はコイルの抵抗成分、L はコイルのインダクタンス、C はコイルと鉄心の間に発生する浮遊容量を示す。前述した通り、リング型放射光源において電磁石は直列に繋がれる事が多く、リング内の電磁石と電源は Fig. 5 のような LCR ネットワークとみなせる。この時、それぞれの電磁石はローパスフィルタとみなせる。したがって電源からの出力電流が高い周波数で変動しても、放射光源の性能には影響しない。例えば PF リングの偏向電磁石の場合、コイルのインダクタンスが ~2 mH なので、浮遊容量として 10 nF を仮定すると、Fig. 4 で示された LCR 回路のカットオフ周波数 (f_c) は

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sim 50 \text{ kHz} \quad (3-1)$$

となる。一般的に電磁石のインダクタンスは数 mH ~ 数十 mH、浮遊容量は数 nF ~ 数十 nF オーダーなので電流リップルとしては 100 kHz までを考慮すれば良い事が分かる。また LCR 回路により電流の位相も変化していく。そのため、この LCR ネットワークが繋がれた時と電源の近くに試験用負荷を繋いだ時では、電源の制御応答が大きく異なる。電源の回路定数や制御応答を検討する際は LCR ネットワークによる応答の変化に対して深い考慮が必要である。

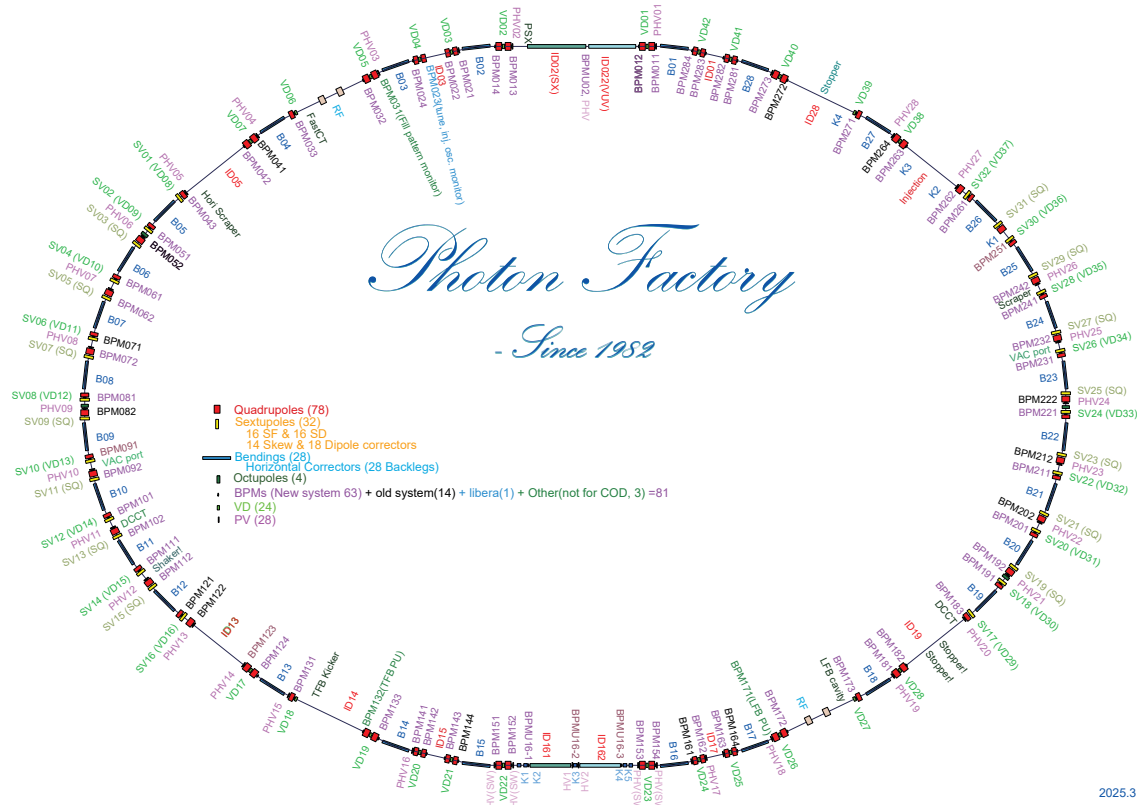


Fig. 3: PF リング内の磁石配置。

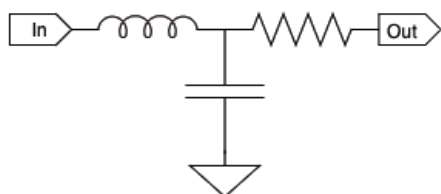


Fig. 4: 電磁石の等価回路。

これまでLCR ネットワークによる電流リップルの減衰について解説してきたが、磁場として現れるリップル成分についてはビームダクトによる遮蔽効果を考慮する必要がある。電流リップルが電磁石のコイルに流れると、時間変動する磁場を発生させる。するとビームダクトに磁場変化を打ち消すように渦電流が流れる。これにより、ビームダクトの中心を通るビームが感じる磁場は、単純に電流リップルから計算される磁場よりも減衰される。次節以降では磁場の減衰の例として、偏向電磁石又は四極電磁石中に円筒ダクトが置かれ

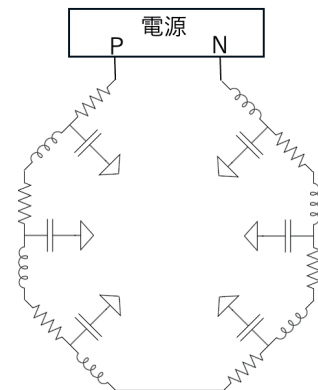


Fig. 5: リング内での電磁石の配線例。

た場合を議論する。

Table 2: PF 2.5 GeV リングの電磁石と電源

ファミリー	電磁石数	電圧	電流
BM	28	800V	1200A
Q1	4	110V	600A
Q2	4	50V	350A
Q3	8	180V	800A
Q4	8	180V	800A
Q5A	2	60V	600A
Q5B	2	60V	600A
Q6A	2	60V	600A
Q7A	2	60V	600A
Q7B	2	60V	600A
Q8A	2	60V	600A
Q8B	2	60V	600A
Q9A	2	60V	550A
Q9B	2	60V	600A
QAA	2	45V	450A
QAB	2	50V	350A
QFD	4	140V	650A
QFF	6	140V	650A
QFA	2	50V	630A
QFB	2	50V	550A
QD	12	150V	650A
QDA	2	150V	650A
QDB	2	50V	700A
SFF	8	160V	300A
SFD	8	160V	300A
SD	16	160V	300A

3.2 偏向電磁石での磁場リップル

偏向電磁石において磁石の中心付近の磁場の強さ (B) は電源からの出力電流を I とおくと、

$$B = \frac{\mu_0}{g} NI \quad (3-2)$$

となる。ここで N はコイルの巻き数、 g は磁極間の距離、 μ_0 は真空透磁率を表す。式 3-2 より偏向電磁石内でビームが感じる磁場が、電源からの出力電流に比例する事が分かる。ここで偏向電磁石の磁場のうち、電源の出力電流変動で生じる成分の絶対値を $B_{\text{ripple}}(t)$ とおくと、そのベクトル

ルポテンシャル (A_x, A_y, A_z) は

$$A_x = A_y = 0 \quad (3-3)$$

$$A_z = -B_{\text{ripple}}(t)x \quad (3-4)$$

と近似できる。

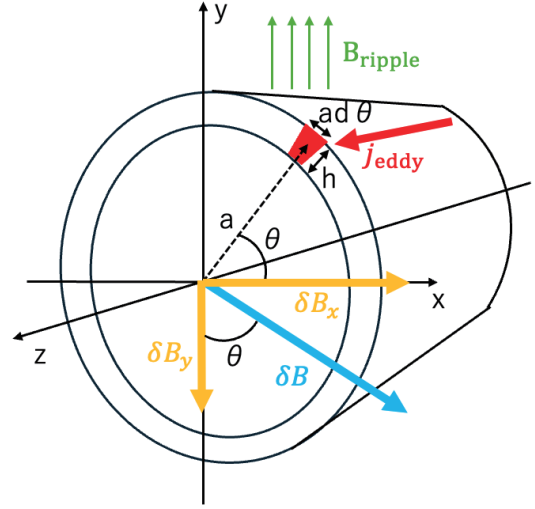


Fig. 6: 磁場中に置かれた円筒ダクトと渦電流により生じる磁場。

この磁場中に Fig. 6 のように半径 a 、厚さ h 、 $a \gg h$ の円筒ダクトがある場合時を考える。円筒ダクトの場合、ダクト中心付近では対称性の観点からダクト内に生じた渦電流が生み出す磁場のうち、電磁石磁場と同じ向きの磁場以外の成分は全て打ち消し合う。したがって今、渦電流により生じる磁場の強さを B_{eddy} とすると、そのベクトルポテンシャルは $A_{\text{eddy}} = -B_{\text{eddy}}x$ と書けるので、マクスウェル方程式¹より円筒ダクトに流れる電流 (j_{eddy}) は、

$$j_{\text{eddy}} = \sigma x \frac{\partial}{\partial t} (B_{\text{ripple}}(t) + B_{\text{eddy}}(t)) \quad (3-5)$$

と書ける。ここで σ はビームダクトの電気伝導率を示す。一方で微小領域 $had\theta$ に流れる電流がダクト中心に作る磁場の強さを δB とすると、アンペールの法則より

$$\delta B = \frac{\mu_0 j_{\text{eddy}}}{2\pi} h d\theta \quad (3-6)$$

¹ $j = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t}$

となり、 δB の x 成分を δB_x 、y 成分を δB_y とすると、

$$\delta B_x = \frac{\partial}{\partial t}(B_{\text{ripple}}(t) + B_{\text{eddy}}(t)) \times \frac{\mu_0 h a \sigma}{4\pi} \sin 2\theta d\theta \quad (3-7)$$

$$\delta B_y = -\frac{\partial}{\partial t}(B_{\text{ripple}}(t) + B_{\text{eddy}}(t)) \times \frac{\mu_0 h a \sigma}{4\pi} (1 + \cos 2\theta) d\theta \quad (3-8)$$

となる。そして式 3-8 の両辺を $d\theta$ で積分すること、

$$B_{\text{eddy}}(t) = -\frac{\mu_0 h a \sigma}{2} \times \frac{\partial}{\partial t}(B_{\text{ripple}}(t) + B_{\text{eddy}}(t)) \quad (3-9)$$

を得る。また $B = \text{rot} A$ より

$$A_{\text{eddy}}(t) = -\frac{\mu_0 h a \sigma}{2} \times \frac{\partial}{\partial t}(A_{\text{ripple}}(t) + A_{\text{eddy}}(t)) \quad (3-10)$$

も成り立つ。今、 $B_{\text{ripple}}(t)$ が $B_0 \sin 2\pi f t$ と周波数 f で周期的に変化していると仮定すると、式 3-8 を満たす B_{eddy} の解は

$$B_{\text{eddy}}(t) = -B_0 \sin \phi \cos(2\pi f t - \phi) \quad (3-11)$$

with

$$\tan \phi = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 h a \sigma}{2} \quad (3-12)$$

となる [3]。するとビームダクト中心での磁場は

$$\begin{aligned} & B_0 \sin 2\pi f t - B_0 \sin \phi \cos(2\pi f t - \phi) \\ &= \frac{B_0}{\sqrt{1 + (\pi f \mu_0 h a \sigma)^2}} \sin(2\pi f t - \phi) \end{aligned} \quad (3-13)$$

となり、リップルの周波数が高いほど磁場リップルは減衰することが分かる。

例として厚さ 2 mm、半径 20 mm の円筒の場合に、式 3-13 を用いて磁場の減衰を計算した結果を Fig. 7 に示す。Fig. 7 において黒線がステンレス鋼、赤線がアルミニウム合金、緑が銅のダクトでの磁場リップルの減衰を示す。Fig. 7 において

磁場の減衰が -3 dB となる周波数をカットオフ周波数とすると、Table 3 となる。これらの数値は電磁石の LC ネットワークによる電流リップルのカットオフ周波数よりも十分小さく、実際にビームが感じる磁場リップルはビームダクトの形状によって決まることが分かる。また式 3-13 で注目すべき事はビームダクト径が小さくなるほどカットオフ周波数が高くなる点である。このため回折限界光源のようなビームダクト径が ~ 10 mm のリングでは、アルミ合金製のダクトでも磁場リップルのカットオフ周波数が 1 kHz を超える。一方、軌道フィードバックを用いて 1 kHz 以上の高周波な軌道変動を補正するのは難しいため、新しい光源マシンほどより出力電流リップルの高周波成分を低く抑える必要がある。

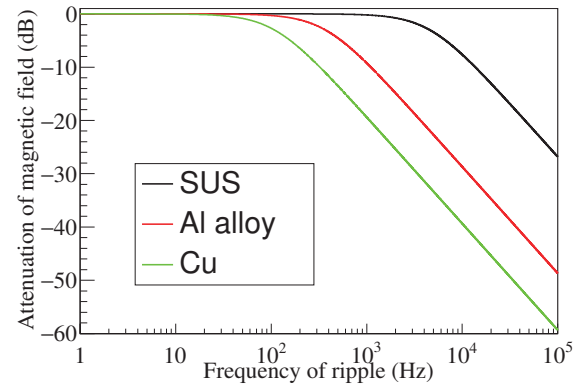


Fig. 7: 厚さ 2 mm、半径 20 mm の円筒ダクトによる磁場リップルの減衰。

Table 3: ダクトによる磁場減衰のカットオフ周波数。

材質	カットオフ周波数
ステンレス鋼	4.55 kHz
アルミ合金	0.37 kHz
銅	0.11 kHz

3.3 四極電磁石での磁場リップル

同様に今度は四極電磁石中に円筒のビームダクトが置かれている場合を考える。まずは四極電磁

石に発生する磁場と電源出力電流の関係を見る。中心付近での磁場勾配を K とおくと、

$$K = \frac{2\mu_0}{r_b^2} NI \quad (3-14)$$

と書ける。ここで r_b は四極電磁石のボア系を示す。式 3-14 より、四極電磁石でも磁場の強さが電源出力電流に比例する事が分かる。ここで電流リップルにより四極電磁石内に発生する磁場の磁場勾配を $K_0 \sin 2\pi ft$ とすると、

$$A_x = A_y = 0 \quad (3-15)$$

$$A_z = -\frac{1}{2}(x^2 - y^2)K_0 \sin 2\pi ft \quad (3-16)$$

と書ける。一方、式 3-10 は $2n$ 極の電磁石に対して

$$A_{\text{eddy}}(t) = -\frac{\mu_0 h a \sigma}{2n} \times \frac{\partial}{\partial t} (A_{\text{ripple}}(t) + A_{\text{eddy}}(t)) \quad (3-17)$$

と拡張できるので [3]、渦電流により生じる磁場勾配 K_{eddy} は

$$K_{\text{eddy}}(t) = K_0 \sin \phi \cos(2\pi ft - \phi) \quad (3-18)$$

with

$$\tan \phi = 2\pi f \cdot \frac{\mu_0 h a \sigma}{4} \quad (3-19)$$

となる。したがってビームダクト中心付近の磁場勾配は

$$\frac{K_0}{\sqrt{1 + (\pi f \mu_0 h a \sigma)^2/4}} \sin(2\pi ft - \phi) \quad (3-20)$$

となり、偏向電磁石の場合よりも磁場の減衰量が小さく、電流変動による磁場リップルが大きくなる。例えば先ほどと同様に厚さ 2 mm、半径 20 mm で材質がアルミ合金の円筒ダクトの場合、磁場リップルの減衰は Fig. 8 のようになり、磁場リップルのカットオフ周波数が偏向電磁石の場合の約 2 倍となることが分かる。

4 磁場リップルと軌道変動

前節では電源出力電流の変動から、どのように磁場変動が生み出されるかを紹介した。本節では

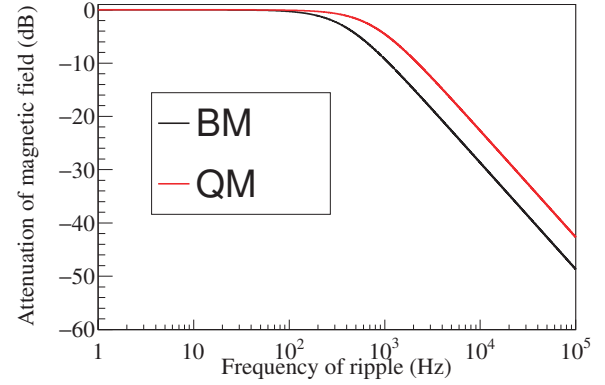


Fig. 8: 偏向電磁石と四極電磁石の場合における厚さ 2 mm、半径 20 mm のアルミ合金製円筒ダクトによる磁場リップルの減衰の比較。

ダクトによる磁場遮蔽のカットオフ周波数よりも十分遅い電流リップルに着目し、前節で紹介した偏向電磁石、四極電磁石の磁場リップルがビーム軌道にどのような影響を及ぼすかについて解説する。xy カップリングやエミッタンスの変化等を見ない場合、式 2-1 は電流リップルとリングのオペティクスから決まる定数との積で表され、非常にシンプルで直感的な関係となる。また、ビームサイズの変動も電流リップルと比例関係にある。本節では上述の関係式を導出していく。

4.1 偏向電磁石

ここでは簡単のためにリング内の全ての偏向電磁石を一台の電源で駆動する場合を考える。また電源の出力電流リップルの周波数はビームの周回周波数よりも十分遅く、ビームから見るとリング一周中は磁場の変動がない場合を取り扱う。今、ビームの進行方向の位置を s 、偏向電磁石の磁場の強さを B 、四極電磁石の磁場勾配を K 、偏向電磁石磁場の曲率半径を ρ とした場合に、二極磁場と四極磁場を考慮したビームの横方向運動は

$$\frac{d^2 x}{ds^2} - \frac{\rho + x}{\rho^2} + \left(1 + \frac{x}{\rho}\right)^2 \frac{B + Kx}{B\rho} = 0 \quad (4-1)$$

$$\frac{d^2 y}{ds^2} - \left(1 + \frac{x}{\rho}\right)^2 \frac{Ky}{B\rho} = 0 \quad (4-2)$$

と書ける [4]。ここで電源の出力電流のうち設定電流を I_{BM} 、変動電流を ΔI とすると式 4-1 は

$$\frac{d^2x}{ds^2} + \left(\frac{1}{\rho^2} + \frac{K}{B\rho} \right) \cdot x = -\frac{1}{\rho} \frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \quad (4-3)$$

と変形できる。この方程式は運動量が Δp だけずれた粒子の運動方程式

$$\frac{d^2x}{ds^2} + \left(\frac{1}{\rho^2} + \frac{K}{B\rho} \right) \cdot x = \frac{1}{\rho} \frac{\Delta p}{p} \quad (4-4)$$

と全く同じ形をしていることが分かる。したがって分散関数を $D(s)$ 、水平方向のベータ関数を $\beta_x(s)$ 、ベータatronチューンを ν_x とおくとリング上の任意の点でのビーム位置のずれは

$$\begin{aligned} \Delta x(s) &\sim -\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \cdot D(s) \\ &= -\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \cdot \frac{\sqrt{\beta_x(s)}}{2 \sin \pi \nu_x} \times \\ &\quad \oint \frac{\sqrt{\beta_x(t)}}{\rho} \cos(\pi \nu_x - |\phi_x(s) - \phi_x(t)|) dt \end{aligned} \quad (4-5)$$

with

$$\phi_x(s) = \int_0^s \frac{1}{\beta_x(s)} ds \quad (4-6)$$

と近似できる [5]。式 4-5 より電流変動に応じて分散が存在する位置でビーム位置が変動することが分かる。分散関数の例として、PF 2.5 GeV リングの場合を Fig. 9 に示す。横軸がリング内でのビーム位置モニターの設置位置、縦軸が SAD で計算した各モニター位置での分散関数の値を示す。PF では偏向電磁石がある位置での分散関数が ~ 0.4 m、挿入光源がある位置での分散関数が 1~2 mm 程度となっている。

次に位置変動の許容値について議論する。第 2 節で紹介したとおり、回折限界光源において位置変動はビームサイズの 5 % 以下にしなければならない。そこでビームサイズを計算し、位置変動の許容値を導出する。ベータatron振動 ($x_\beta(s)$ とおく) はエミッタンスを ε とすると

$$x_\beta(s) = \sqrt{\beta_x(s)\varepsilon} \cos \phi_x(s) \quad (4-7)$$

と書けるので、任意の点でのビームサイズ ($\sigma_x(s)$ とおく) は

$$\sigma_x(s) = \sqrt{\beta_x(s)\varepsilon} \quad (4-8)$$

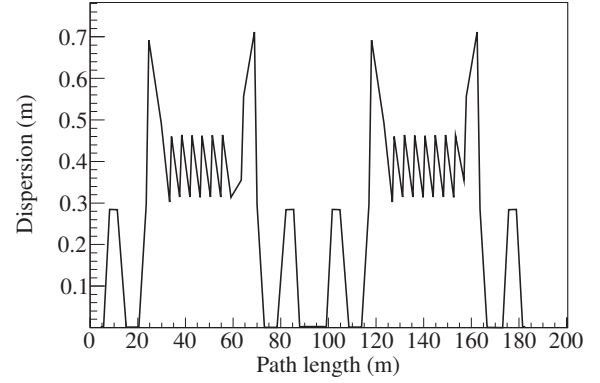


Fig. 9: SAD で計算した PF 2.5 GeV リングにおける分散のリング内分布。

となる。したがって回折限界光源で求められる要求を満たすには、

$$\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} < 0.05 \cdot \frac{\sigma_x(s)}{D(s)} = 0.05 \cdot \frac{\sqrt{\beta_x(s)\varepsilon}}{D(s)} \quad (4-9)$$

とならねばならない。Fig. 10 に式 4-9 の左辺を SAD で計算した結果を示す。PF リングのオプティクスでは偏向電磁石が置かれている円弧部でもっとも条件が厳しく、 ΔI は I_{BM} の 40 ppm 以下にしなければならない。

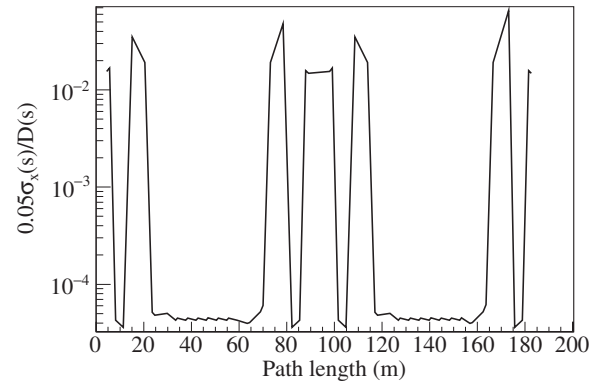


Fig. 10: PF リングのオプティクスを仮定した際、電子ビームの位置変動をビームサイズの 0.5 % 以下に抑えるために必要な ΔI の上限値。

次に光軸のずれについて議論する。光軸のずれは式 4-5 を s で微分すれば良いので、

$$\Delta x'(s) \sim -\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \cdot D'(s) \quad (4-10)$$

となる。Fig. 11 に SAD で計算した PF 2.5 GeV リングの $D'(s)$ のリング内分布を示す。Fig. 11 から、偏向電磁石がある位置では最大で 0.2 程度の傾きが生じている。

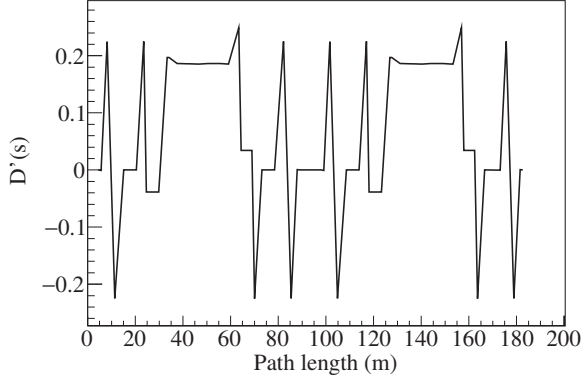


Fig. 11: SAD で計算した PF 2.5 GeV リングの $D'(s)$ のリング内分布。

一方でビームの広がりにはベータatron振動の s に対する微分が

$$x'_\beta(s) = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\beta_x(s)}} \times \left(\frac{\beta'_x(s)}{2} \cos \phi_x(s) - \sin \phi_x(s) \right) \quad (4-11)$$

$$= \sqrt{\gamma_x(s) \varepsilon} \sin(\phi_x(s) + \xi)$$

with

$$\gamma_x(s) = \frac{1}{\beta_x(s)} \left(1 + \frac{\beta_x'^2(s)}{4} \right) \quad (4-12)$$

and

$$\xi = \text{atan} \left(-\frac{\beta'_x(s)}{2} \right) \quad (4-13)$$

と書けるので、

$$\sigma'_x(s) = \sqrt{\gamma_x(s) \varepsilon} \quad (4-14)$$

となる。したがって回折限界光源で求められる要求を満たすには

$$\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} < 0.05 \cdot \frac{\sigma'_x(s)}{|D'(s)|} = 0.05 \cdot \frac{\sqrt{\gamma_x(s) \varepsilon}}{|D'(s)|} \quad (4-15)$$

を満たさなければならない。Fig. 12 に式 4-15 の左辺を SAD で計算した結果を示す。PF リングの

オプティクスでは偏向電磁石が置かれている円弧部でもっとも条件が厳しく、 ΔI は I_{BM} の 41 ppm 以下にしなければならない。

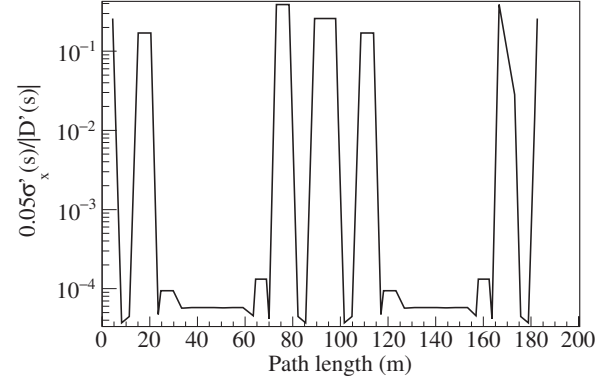


Fig. 12: PF リングのオプティクスを仮定した際、電子ビームの傾き変動をビームサイズの 0.5 % 以下に抑えるために必要な ΔI の上限値。

ここまでは光軸に関する要求値について議論してきたが、今度はビームサイズについての要求値について議論していく。まずは偏向電磁石用電源の電流リップルが、ビームサイズにどのような影響を与えるかを見ていく。Fig. 3 に示す通り、一般的に偏向電磁石の上下流には色収差補正用の六極電磁石が存在する。例えば水平方向に色消しを行う六極電磁石内でビームが感じる磁場は六極電磁石の巻き数を N 、流す電流を I 、磁極の頂点と磁石中心の距離を r_b とすると

$$B_x = \frac{6\mu_0}{r_b^3} NI \cdot xy \quad (4-16)$$

$$B_y = \frac{3\mu_0}{r_b^3} NI \cdot (x^2 - y^2) \quad (4-17)$$

なので、ビームの水平方向の位置が Δx ずれると、

$$B_x = \frac{6\mu_0}{r_b^3} NI \cdot (xy + y \cdot \Delta x) \quad (4-18)$$

$$B_y \sim \frac{3\mu_0}{r_b^3} NI \cdot (x^2 + 2x \cdot \Delta x - y^2) \quad (4-19)$$

となって Δx に比例した四極磁場成分が発生する。今、場所ごとの六極磁場の強さを $K_2(s)$ とおくと、 Δx が生み出す磁場勾配 ($\Delta K_1(s)$ とおく)

及びベータ関数のずれは

$$\Delta K_1(s) = -2K_2(s)D(s)\frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \quad (4-20)$$

$$\begin{aligned} \Delta\beta(s) &= -\frac{\beta(s)}{2\sin 2\pi\nu} \oint \beta(s_1)\Delta K_1(s_1) \\ &\quad \times \cos 2(\pi\nu - |\phi(s_1) - \phi(s)|)ds_1 \quad (4-21) \\ &= \frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \delta\beta(s) \end{aligned}$$

with

$$\begin{aligned} \delta\beta(s) &= \frac{\beta(s)}{\sin 2\pi\nu} \oint \beta(s_1)K_2(s_1)D(s_1) \\ &\quad \times \cos 2(\pi\nu - |\phi(s_1) - \phi(s)|)ds_1 \quad (4-22) \end{aligned}$$

となり [4]、 ΔK_1 、 $\Delta\beta$ の両方が電流リップルに比例して大きくなる。ここでビームサイズの変動を $\Delta\sigma$ とおくと

$$\begin{aligned} \Delta\sigma(s) &= \sqrt{(\beta(s) + \Delta\beta(s))\varepsilon} \\ &\quad - \sqrt{\beta(s)\varepsilon} \\ &\sim \frac{\Delta\beta(s)}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\beta}} \quad (4-23) \\ &= \frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \frac{\delta\beta(s)}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\beta(s)}} \end{aligned}$$

と書ける。したがって回折限界光源で求められる要求を満たすには

$$1 \times 10^{-3} \times \sigma(s) > \Delta\sigma(s) \quad (4-24)$$

$$1 \times 10^{-3} \times \frac{2\beta(s)}{\delta\beta(s)} > \frac{\Delta I}{I_{\text{BM}}} \quad (4-25)$$

とならねばならないが、ビームサイズの変動は、エミッタンスに依らないことが分かる。

次に具体的に電流リップルによるベータatron振動の変化を、PF リングを例に考えてみる。SAD を使って計算した、偏向電磁石の磁場を $\Delta I/I_{\text{BM}}$ 変えた際の、Fig. 3 中の BM01 での $\Delta\sigma_x, \Delta\sigma_y$ の変化を Fig. 13 に示す。水平、垂直方向ともに $\Delta I/I_{\text{BM}}$ に対して線形に変化しており、式 4-23 の近似がよく成り立っているのが分かる。同様に SAD を用いて式 4-25 の左辺を計算した結果を Fig. 14 に示す。PF リングでビームサイズの変動を 0.1 % 以下にするには、 ΔI は I_{BM} の 600 ppm 以下にしなければならないことが分かる。

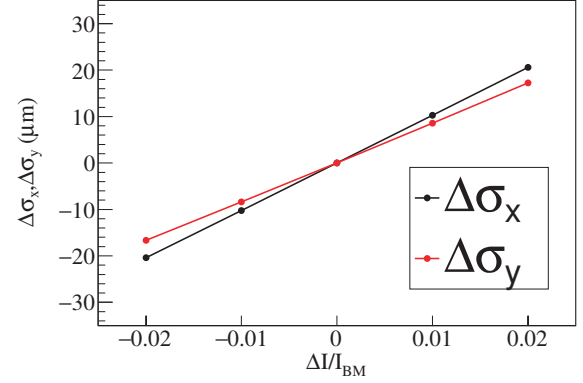


Fig. 13: SAD で計算した $\Delta I/I_{\text{BM}}$ と BM01 でのビームサイズ変化との相関。

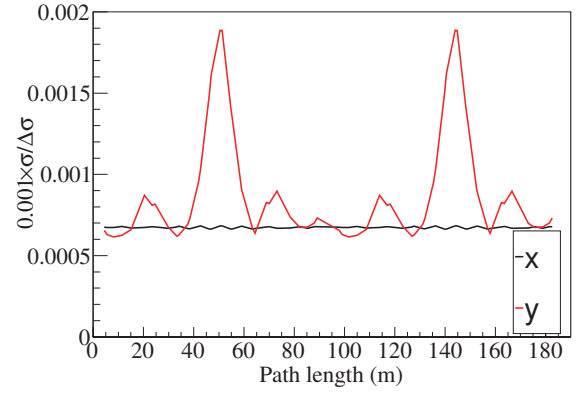


Fig. 14: PF リングのオプティクスを仮定した際に、回折限界光源で求められるビームサイズの安定性に対する、偏向電磁石用電源 安定性の上限值。

最後にビーム広がりに対する要求を考察する。 γ 関数の変動を $\Delta\gamma$ とするとビーム広がりの変化は

$$\begin{aligned} \Delta\sigma'(s) &= \sqrt{(\gamma(s) + \Delta\gamma(s))\varepsilon} - \sqrt{\gamma(s)\varepsilon} \\ &\sim \frac{\Delta\gamma(s)}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\gamma(s)}} \quad (4-26) \end{aligned}$$

and

$$\begin{aligned}\Delta\gamma(s) &= \frac{1}{\beta(s) + \Delta\beta(s)} \times \\ &\quad \left(1 + \frac{(\beta'(s) + \Delta\beta'(s))^2}{4} \right) \\ &\quad - \frac{1}{\beta(s)} \left(1 + \frac{(\beta'(s))^2}{4} \right) \\ &\sim -\frac{\Delta\beta(s)}{\beta(s)} \gamma(s) \\ &\quad + \frac{\beta'(s)\Delta\beta'(s)}{2\beta} \left(1 - \frac{\Delta\beta(s)}{\beta(s)} \right)\end{aligned}\quad (4-27)$$

と書ける。ここで式 4-21 より $\Delta\beta(s)$ と $\Delta\beta'(s)$ は $\frac{\Delta I}{I_{BM}}$ に比例した関数なので、

$$\Delta\gamma(s) = \delta\gamma(s) \frac{\Delta I}{I_{BM}} \quad (4-28)$$

という形になるはずである。よって

$$1 \times 10^{-3} \sigma'(s) > \Delta\sigma'(s) \quad (4-29)$$

$$1 \times 10^{-3} \frac{2\gamma(s)}{\delta\gamma(s)} > \frac{\Delta I}{I_{BM}} \quad (4-30)$$

を満たさなければならない。

これまでと同様に、SAD を用いてビーム広がり进行评估してみよう。偏向電磁石の磁場を $\Delta I/I_{BM}$ 変えた際の BM01 での $\Delta\sigma$ の変化を Fig. 15 に示す。 $\Delta\sigma'$ が $\Delta I/I_{BM}$ に比例して増加している様子が分かる。次に Fig. 16 に式 4-30 の左辺を示す。PF において回折限界光源で求められる要求を満たすには、 ΔI は I_{BM} の 540 ppm 以下にしなければならないことが分かる。

ここまで、PF 2.5 GeV リングを例にして回折限界光源で求められる安定性を達成するために、偏向電磁石用の電源が満たさなければならない要求について説明してきた。偏向電磁石用電源の出力電流が不安定だと分散がある場所での位置変化により光軸が変動することを説明した。また六極電磁石を通してベータatron振動の変化が起こり、ビームサイズが変動することを説明した。

4.2 四極電磁石

今度は四極電磁石用電源の電流リップルの影響について解説していく。四極電磁石の磁場勾配の

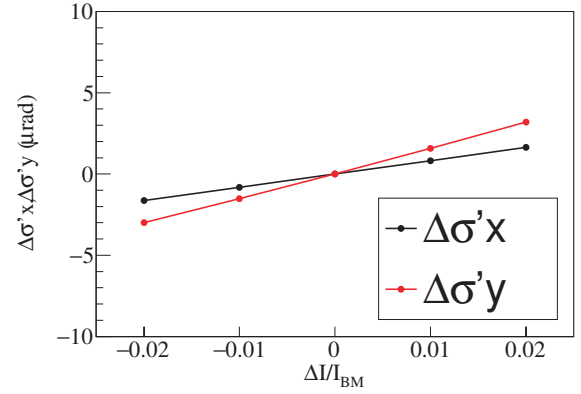


Fig. 15: SAD で計算した BM01 でのビーム広がりの変化と $\frac{\Delta I}{I_{BM}}$ の相関。

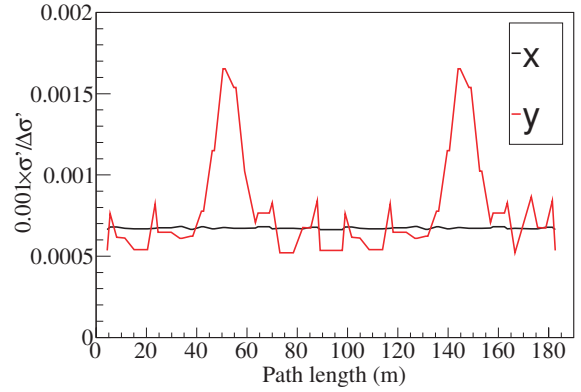


Fig. 16: PF リングのオプティクスを仮定した際に、回折限界光源で求められるビーム広がりに対する、偏向電磁石用電源 安定性の上限值。

設計値を K_1 、出力電流を I_{QM} 、電流リップルを ΔI とすると、磁場リップル成分の磁場勾配は

$$K_1 \cdot \frac{\Delta I}{I_{QM}} \quad (4-31)$$

と書ける。ここからは偏向電磁石で行った議論と全く同じで、 $\Delta K_1(s) = K_1 \frac{\Delta I}{I_{QM}}$ と代入するだけで良い。また垂直方向の分散は理想的にはゼロなので四極電磁石の場合はベータatron振動の変化によるビームサイズの変化のみを考えれば良い。通常、Table 2 に示す通り四極電磁石は複数のファミリーに分かれているため、ファミリー毎にビームサイズへの影響を見積もらなければならない。今回は Table 2 のうち、磁場勾配が大きく、接続

される電磁石の数が比較的多い、Q4 ファミリーを例に挙げて電源に対する要求を考察することにする。ここで Q4 は Fig. 3 中で ID01、ID03、ID15、ID17 と記載されているアンジュレーターの上下流に配置された四極電磁石である。

Fig. 17 に SAD で計算した Q4 に起因するビームサイズとビーム広がりに対する、回折限界光源での要求を満たすために必要な $\Delta I/I_{QM}$ の上限値を示す。また、ビーム広がりに対する $\Delta I/I_{QM}$ の上限値を Fig. 18 に示す。Fig. 17 からビームサイズの安定性は ID15 での安定性が上限値を決めており、 ΔI は I_{BM} の 110 ppm 以下にしなければならない。また Fig. 17 からビーム広がり安定性も ID15 での安定性が上限値を決めており、 ΔI は I_{BM} の 100 ppm 以下にしなければならない。ただし PF の場合、四極電磁石のファミリーは全部で 22 個あるので、ビームサイズやビーム広がり安定性の評価は個々の電源の電流リップルの影響を全て足し合わせなければならない。過大推定となるが全部のファミリーが Q4 と同じだけの影響があるとすると、全部の影響を足し合わせた場合は $\sqrt{22}$ 倍となるので、個々の電源の電流リップルとしては $100/\sqrt{22} = 21$ ppm ぐらいが望ましい。

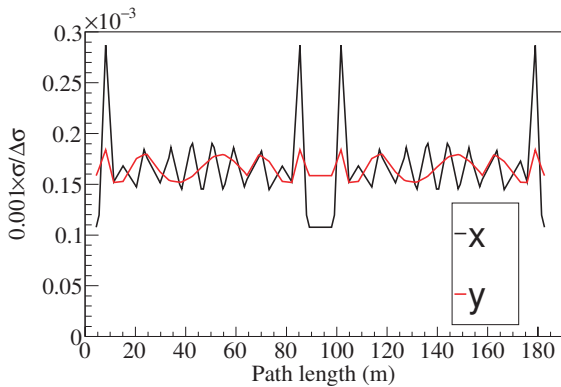


Fig. 17: PF リングのオプティクスを仮定した際に、回折限界光源で求められるビームサイズの安定性に対する、Q4 電源 安定性の上限値。

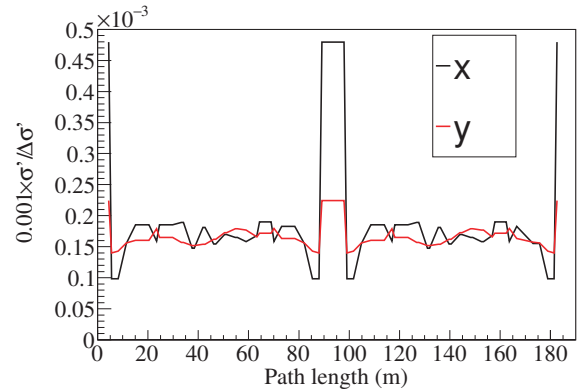


Fig. 18: PF リングのオプティクスを仮定した際に、回折限界光源で求められるビーム広がり安定性に対する、Q4 電源 安定性の上限値。

4.3 電源に対する要求のまとめ

これまで述べて来たように電流リップルによる光軸の安定性は偏向電磁石用電源の電流リップルの大きさに比例することが分かった。また、ビームサイズの安定性は偏向電磁石用電源、四極電磁石用電源の電流リップルの大きさに比例することが分かった。Table 4 に電源に求められる安定性のまとめを示す。偏向電磁石用電源、四極電磁石用電源のどちらでも数十 ppm という非常に厳しい要求が課されている。

Table 4: PF リングで回折限界光源での求められる光強度の安定性を満たすために必要な電源の安定度。

安定性の項目	BM	QM
光軸の位置	40 ppm	-
光軸の傾き	41 ppm	-
ビームサイズ	600 ppm	23 ppm
ビーム広がり	540 ppm	21 ppm

これまでは PF リングを例に電源への要求性能を計算してきた。今度は実際の回折限界光源での要求について見てみよう。光軸の安定性については式 4-9、4-15 からエミッタンスに依存することが分かるので、エミッタンスが PF の $\sim 1/100$ の回折限界光源では電源に求められる安定性が $1/10$ 程度になると予想される。一方でビームサ

イズの安定性はエミッタンスに寄らないので PF と回折限界光源で差異が出ないと予想される。実際の回折限界光源のうち、電源の要求性能について確認できたものの一覧を Table 5 に示す。どの施設でも 10 ppm 程度と非常に高い安定性を目指しており、PF リングで求めた要求性能からの推定が概ね合っている事が分かる。また非常に高いビーム安定性が必要なので、軌道フィードバックにより電流リップル起因の軌道変動を抑制することは前提とせず、最初から電流リップルが安定性の要求値を下回るようにシステム設計されている。

Table 5: 回折限界光源で求められる電源の安定度。

施設名	BM	QM
APS-U [6]	10 ppm	10 ppm
DIAMOND-II [7]	10 ppm	10 ppm
HEPS [8]	10 ppm	10 ppm
SLS-II [9]	15 ppm	20 ppm

5 高安定 DC 電源のデザイン

この節では 10 ppm という非常に高い電流出力安定性を達成するために必要な電源デザインについて紹介する。蓄積リングでは通常、商用 6.6 kV の三相交流電圧を変圧器で適切な電圧に降圧したあと、直流電圧に変換して偏向電磁石や四極電磁石に電流を供給する。

代表的な電源の構成を Fig. 19 に示す。また電源内での電圧波形の変遷も Fig. 19 の下段に示した。この電源では三相交流電圧を全波整流器により正弦半波へと加工し、平滑化回路を用いて DC 電圧へとスミアする。その後スイッチング回路と高周波トランス、整流ダイオードを用いて PWM 波形へと変換される。PWM 波形とは Fig. 19 の下段中央の High-low の矩形波を指しており、High と low のパルス幅の割合 (duty 比) を変えることで、後段の平滑化回路によって DC へと変換された際の電圧の高さを変更できる。負荷に流れる電流は DCCT でモニターされ、PI 制御回路で電

流指令値と比較される。そして PI 制御回路から比例/積分制御の制御指令値が PWM 生成回路へ送られる。PWM 生成回路では制御信号に応じて PWM 波形の duty 比が決められ、適切なパターンでオン/オフの指令信号をスイッチ回路へ送る。上記のプロセスにより出力電流値が一定となるように PWM 波形の duty 比をフィードバック制御する。この電流安定化ループこそが加速器用高安定 DC 電源のキモとなる。この際、PI 制御回路や PWM 生成回路はアナログ回路またはデジタル回路 (FPGA などの内部で処理) で構成される。

DC 電磁石用電源は Fig. 19 に示した以外にも、三相交流を直接スイッチング回路により直流へと変換する方式 (三相 PWM コンバータ) も存在する。コンバータの動作自体や制御理論は様々な教科書で勉強できるので、本講義では高安定な DC 電磁石電源を設計するのに重要なエッセンスに焦点を当てる。本節では最初に高精度電流測定回路について紹介する。その後全波整流器と DC/DC コンバータを組み合わせた電源 (Type1 と呼称する)、次に三相 PWM コンバータ (Type2 と呼称する) について紹介し、両者のメリット/デメリットを比較する。また最後に高安定 DC 電磁石用電源の例について紹介する。

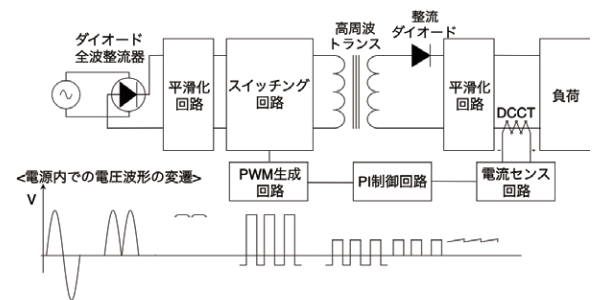


Fig. 19: 蓄積リング型光源で使われる、DC 電磁石電源の代表例。

5.1 高精度電流測定回路

DC 電磁石用電源で 10 ppm 以下の電流出力安定性を達成するためには、電流測定回路での信号検出誤差を 10 ppm よりも十分低くする必要があ

る。この節では高精度達成に必要なハードウェアについて解説する。

Fig. 20 に DC 電磁石電源で DCCT を使用する場合の読み出し回路の例を示す。DCCT から出力された電流値を shunt 抵抗で電圧に変換して信号増幅器で増幅した後、適宜ローパスフィルターで高周波ノイズを取り除く。出力電流をアナログ回路で制御する場合はこの信号をコンパレータに送り、デジタル回路で制御する場合は ADC に送って電圧値を検出する。次に各要素の測定精度、安定性について解説する。

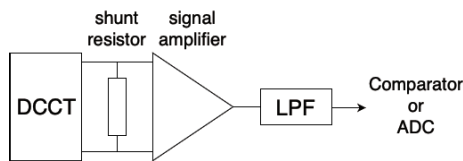


Fig. 20: DC 電磁石電源で DCCT を使用する場合の読み出し回路の例。

DCCT の検出精度は最高でも 1 ppm 程度で、これが現在の DC 電磁石電源で達成できる安定度を制限している。例えば PF の四極/六極用新電源では DANISENSE 社の DQ500ID という製品を使っており、その測定精度は 1 ppm である。

シャント抵抗に関しては温度特性の良い薄膜抵抗器でも抵抗値が温度に対して 10 ppm/°C 程度変化するため、そのままでは高精度を達成することが不可能である。例えば PF では日較差が 5 °C 程度あるのでシャント抵抗の抵抗値が 50 ppm も変化してしまい、同様にシャント抵抗の電圧も 50 ppm 変化してしまう。そこで高精度電流測定回路では後述する信号増幅器やローパスフィルターも含め、恒温槽に入れて温度安定化を行うことで ppm レベルの安定性を実現する [10]。この時、シャント抵抗での発熱が恒温槽での除熱能力よりも十分低い必要があり、シャント抵抗は数オーム程度であることが多い。そのため、シャント抵抗で検出される電圧は小さく、S/N が良い状態で制御回路に信号を伝送するためにはプリアンプが必須となってくる。このプリアンプに関しても温度特性やリニアリティがよく、低ノイズな IC を選ぶ必要がある。

5.2 全波整流器+DC/DC コンバータ

Fig. 21 に全波整流器と DC/DC コンバータ (Type1 電源と定義する) の最小構成要素を示す。三相交流からダイオードを使った全波整流器の動作原理についてはいくらでも良い教科書があるので省略する。次段の LC 回路でのスミアリングについては後段の DC/DC コンバータも含めて回路シミュレーションを行い、電力効率 (出力電力とスミア後の電力の比) を最大化するように決める必要がある。しかしながら LC 回路の最適パラメータは電源の出力電流によって異なるので、リングのオプティクスに応じて出力電流を変更しなければならない加速器では後述する Type2 電源に対して電力効率が劣ることになる。

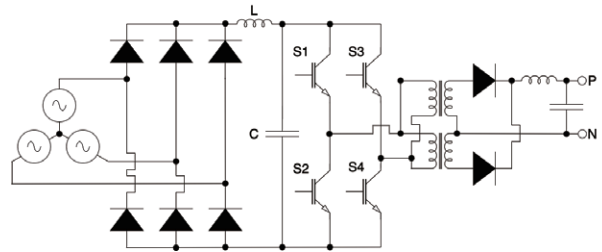


Fig. 21: 全波整流器と DC/DC コンバータの最小構成要素。

次に DC/DC コンバータの動作原理とその特徴について解説する。DC/DC コンバータは Fig. 21 中で S1、S2、S3、S4 と示された半導体スイッチのオン/オフ制御によって出力電流の安定化を行う。DC 電磁石電源用の半導体スイッチとしては Si 製の IGBT や MOSFET、SiC 製の MOSFET が使われる。

Table 6 に加速器で使われる半導体スイッチのうち、ディスクリートパッケージのものについておおよその比較を示す。詳しい半導体スイッチの比較は同じ OHO25 の篠原氏の講義を参照されたい。また半導体スイッチのオン/オフがどのように行われるか、どのようにしてオン/オフするかについても篠原氏の講義を参照されたい。加速器ではこれらの半導体スイッチを直並列に繋ぐことで欲しい耐圧や出力電流を実現する。これまでは高耐圧、大電流が必要な場合は IGBT を、高速な

スイッチング制御が必要な場合や比較的電力容量が小さい場合は Si MOSFET を使う場合が多かった。一方で近年開発が進んできた SiC MOSFET は両者の良いところどりのような性能をしており、加速器用電源にも応用が進みつつある。

Table 6: ディスクリート半導体スイッチの比較。

項目	IGBT	SiMOS.	SiCMOS.
耐圧	1.2 kV	600 V	1.2 kV
定格電流	~50 A	~50 A	~50 A
SW 周波数	<20kHz	<100kHz	<500kHz
SW 損失	高	中	低

DC/DC コンバータでの半導体スイッチのオン/オフ状態は4つのパターンに分類される (Table 7)。各動作区分で半導体スイッチ部分と出力にどのような経路で電流が流れるかを Fig. 22、各動作区分で Fig. 21 の最終段のキャパシタがない時の PWM 波形と出力電流を Fig. 23 を示す。Fig. 21 に示したとおり各スイッチは一定の周波数でオン/オフを繰り返しており、この繰り返しの周波数をキャリア周波数と呼ぶ。DC/DC コンバータでは S1 と S2 を逆位相で同時に駆動し、S3 と S4 の位相を S1 と S2 からずらして駆動する。これにより A、B、C、D の動作を繰り返す。また S1-S2 と S3-S4 の位相差がそのまま PWM 波形の high の幅になる。

Table 7: DC/DC コンバータでの半導体スイッチのオン/オフ状態の区分。

区分	オンになっているスイッチ
A	S1、S4
B	S1、S3
C	S2、S3
D	S2、S4

DC/DC コンバータの PWM 波形 high の波高 (V_{high} とおく) は PWM の波形の high の幅を T_{ON} 、PWM 波形の繰り返し周期を T 、入力 DC 電圧を V_{IN} 、高周波トランスの一次側と二次側の巻線比を M とすると、

$$V_{\text{high}} = 2V_{\text{IN}}M \frac{T_{\text{ON}}}{T} \quad (5-1)$$

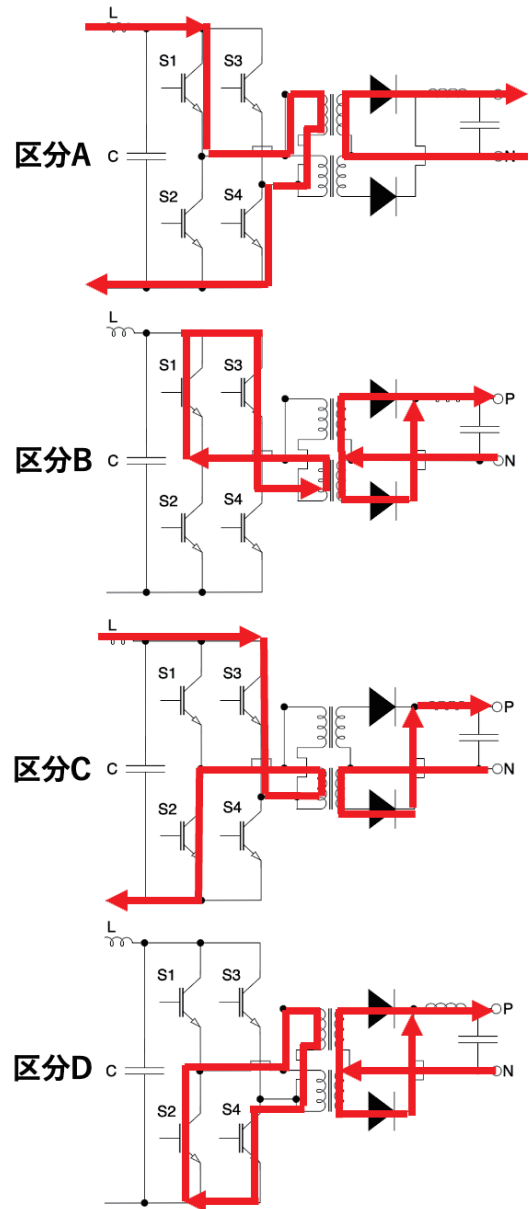


Fig. 22: 各動作区分での DC/DC コンバータに流れる電流

となる。また電流変動の幅 (Δi とおく) は出力段のインダクタンスを L とすると、

$$\Delta i = \frac{VM}{L} \frac{T_{\text{ON}}(T - 2T_{\text{ON}})}{T} \quad (5-2)$$

と書ける。ここで注意が必要なのは電流変動が周期 T の関数であることである。周期 T を持つ任意の波形は周期 T の正弦波及びその高調波でフーリエ級数展開できる。したがって DC/DC コ

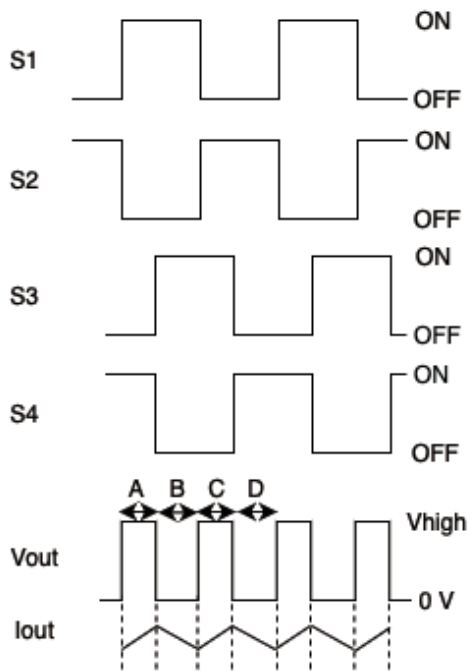


Fig. 23: 各動作区分での PWM 波形と出力電流。

ンバータの出力にはキャリア周波数およびその高調波が電流リップルとして生じる。

特に大電流出力を実現するために、Fig. 21 を多並列する場合には注意が必要である。通常、スイッチオン/オフ信号は PWM 制御回路から各スイッチまでの間を独立した経路で進むため、経路長の違いや途中にある信号絶縁用 IC での遅延量の個体差により、オン/オフ信号がスイッチに到達するタイミングはバラつく。DC/DC コンバータではタイミングの差がそのまま PWM 波形の high の幅となるので、スイッチングモジュール毎にオン/オフのタイミングがバラつくと、スイッチングモジュール毎の出力電流もばらついてしまう。これによりスイッチングモジュール間の電流アンバランスや電流リップルの増加につながる。したがってオン/オフタイミングのバラツキは PWM 波形の high の幅よりも十分小さくしなければならない。

次にキャリア周波数の決め方について解説する。ダイオード全波整流器では元の交流周波数の $6n$ 倍の高調波が生成される。例えば 50 Hz の場合、300 Hz、600 Hz、1.2 kHz などの比較的大きな電流リップルが生じる。DC/DC コンバータで

はこれらのリップルが除去できるように 10 kHz 程度まで、高いフィードバックゲインが電流制御フィードバックにおいて必要となる。ダイオード全波整流器の電流リップルを十分除去するためには 10 kHz 以上のキャリア周波数が望ましい。

一方でキャリア周波数が高すぎる場合も問題がある。第 3 節で解説したように電磁石と電源は LCR ネットワークを形成しており、数十 kHz で共振を起こす可能性がある。この共振にフィードバックの感度があると大きな電流リップルが生じる要因となる。その場合は電流検出回路のローパスフィルタのパラメータを調整して、フィードバックの高周波への感度を下げる必要がある。

最後に出力段では LC 回路によって PWM 信号を平滑化し、DC 電圧を得る。ここで注意が必要なのはこの LC が平滑化を行うだけでなく、フィードバック制御によって生じるリップルを取り除く役目も担っていることである。そのためこの LC の定数を決めるには電磁石の配列やパラメータ、フィードバック制御を含めた電源システム全体のシミュレーションが必要となってくる。

5.3 三相 PWM コンバータ

この節では三相 PWM コンバータ (Tyep2 電源と定義する) の動作について簡単に紹介する。Fig. 24 に Tyep2 電源の最小構成要素を示す。また Tyep2 電源における半導体スイッチの動作区分を Table 8、それぞれの動作区分での電流の流れを Fig. 25、Tyep2 電源の制御ダイアグラムの例を Fig. 26 に示す。Tyep2 電源では出力の電流モニター値と PI 制御回路から、Fig. 24 中の I_a 、 I_b 、 I_c の制御指令値を計算する。そして制御指令値に対して

$$I_{ab} = I_a - I_b \quad (5-3)$$

$$I_{bc} = I_b - I_c \quad (5-4)$$

$$I_{ca} = I_c - I_a \quad (5-5)$$

$$(5-6)$$

と定義された電流波形と三角波を比較することで各々のスイッチのオン/オフ判定を行う。具体的

には各電流波形の波高が三角波の波高よりも高い時を high と定義すると、スイッチのオン/オフ条件を Table 9 のように設定してあげると、Fig. 26 のような PWM 波形を得ることができる。PWM 波形の duty 比は電流指令値を変更して各動作区分の長さを変えることで実現する。

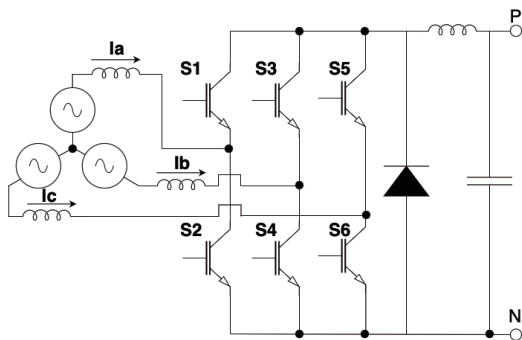


Fig. 24: 三相 PWM コンバータの最小構成要素。

Table 8: 三相 PWM コンバータでの半導体スイッチのオン/オフ状態の区分。

動作区分	オンになっているスイッチ
A	S1、S4
B	S1、S6
C	S3、S2
D	S3、S6
E	S5、S2
F	S5、S4
G	全てオフ

Table 9: 三相 PWM コンバータでの半導体スイッチのオン/オフ条件。

High になっている電流	動作区分
I_{ab}	C
I_{bc}	F
I_{ca}	B
I_{ab} 、 I_{bc}	E
I_{ab} 、 I_{ca}	D
I_{bc} 、 I_{ca}	A
I_{ab} 、 I_{bc} 、 I_{ca}	G
全て low	G

Type2 電源の特徴は、その制御方法が複雑なことである。本講義では詳しく説明しないが、Type2 電源では出力電流だけでなく、電力効率(力率)を一定に保つ制御も行う。特にエネルギー可変リングや加速と蓄積を同時に行うリングでは出力電流値が大きく変わるので、それに応じて制御パラメータも変化させなければならない。これらの複雑な制御のパラメータの可変をアナログ回路で実現することは難しく、DC 電磁石用電源で Type2 電源を導入するにはデジタル制御の導入が望ましい。

ただし、Type2 電源では能動的に電力効率を制御できるので、Type1 電源よりも電力効率の面で優れている。また出力電流リップルの面でも優れている。その理由は Type1 電源と違って AC/DC コンバータの入力には高い周波数のリップルが存在しないので、PI 制御回路のフィードバックゲインを小さくできることにある。したがってスイッチングによるリップルを Type1 電源よりも低く抑えることが可能である。ただし必要以上にフィードバックゲインを小さく設計しすぎて、外乱や環境ノイズによるリップルを落とせなくなってしまうように注意が必要である。

5.4 Type1 電源 vs Type2 電源

Type1 電源と Type2 電源との比較を Table 10 に示す。両者の最も大きい違いは出力可能な電力である。全波整流に使われるダイオードは半導体スイッチよりも電力損失が非常に大きく、その除熱をどうするかが問題となってくる。通常は水冷ヒートシンクを用いて除熱を行うが、出力電力が増えるとそれも現実的でなくなる。加えて前述したように Type2 電源は電力効率が極めて高いので、消費電力というランニングコストを考えた場合、Type2 電源の方が優れている。したがってある程度電力容量が大きくなると、Type2 電源を使う事が望ましい。また加速器で大電力が必要な場合、Type2 電源で高効率に AC/DC 変換したあとに DC/DC コンバータを接続し、どのような出力電流に対しても高効率、高安定な電流出力を実現しているようだ。

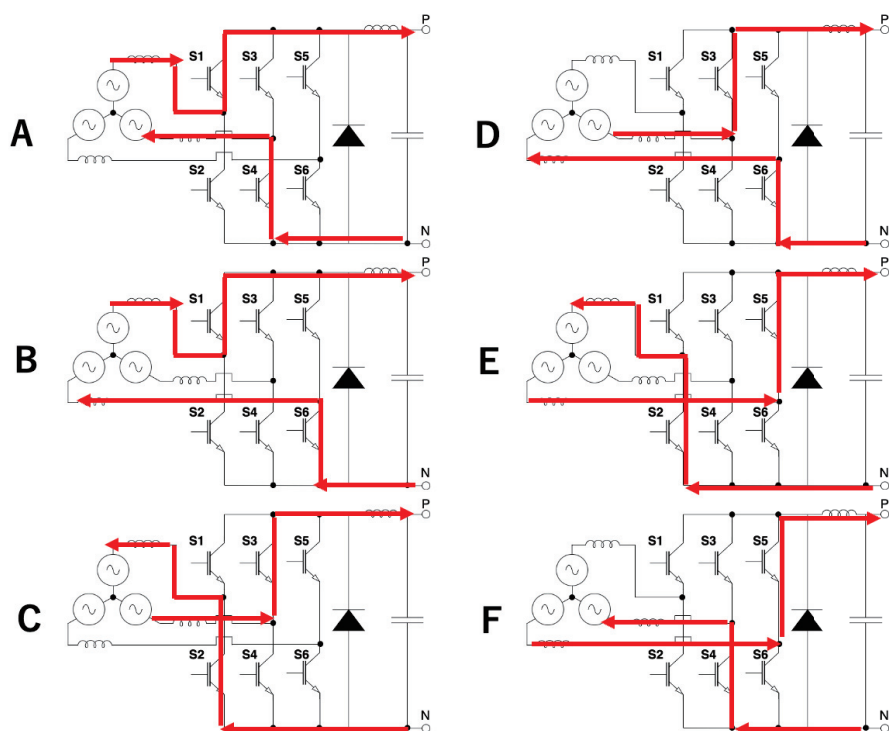


Fig. 25: 三相 PWM コンバータの各動作区分の電流の流れ。

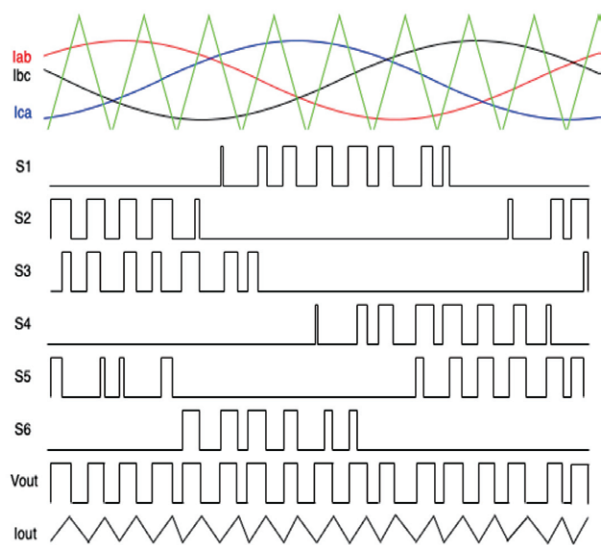


Fig. 26: 三相 PWM コンバータの制御ダイアグラムの例。

制御方式については Type1 電源がアナログとデジタル制御のどちらでも可能に対し、Type2 電源を加速器で使う場合はデジタル化が望ましい。また Type2 電源の制御方式のほうが複雑なため、

Table 10: 加速器でダイオード全波整流器と DC/DC コンバータを用いた電源と、三相 PWM コンバータ使う場合の比較。

項目	Type1	Type2
出力可能電力	数十 kVA	1 MVA も可能
電力効率	80~90 %	~99 %
制御方式	アナログ可	要デジタル
FB ゲイン	大	中
開発難度	ほどほど	高
サイズ	小	大
コスト	ほどほど	大

制御アルゴリズムの開発、回路のパラメータ決定、制御パラメータの調整といった開発難度も高い。一方で Type1 電源が数 kHz まで高いフィードバックゲインが必要なのに対して、Type2 電源ではそこまで高いフィードバックゲインが必要ない。したがって共振や外乱にもよるが、Type2 電源の出力電流リップルのほうが小さい場合が多い。

サイズに関しては Type1 電源よりも Type2 電源の方が 1 モジュールあたりのスイッチ数が多いことから、Type2 電源の方が大きくなりがちでコストもかかる。また前述した通り加速器の場合は Type2 電源の後段に DC/DC コンバータを接続することが多く、Type1 電源よりも Type2 電源の方が大規模で高コストになる。

上述の比較からコスト面では Type1 電源を採用するのが望ましく、高い電力効率や大電力が必要な場合は Type2 電源を採用することが望ましいと言える。一方で大電力が必要な場合にも電磁石のファミリーを分けて Type1 電源複数台で運用するというオプションがある。この場合は電源間で出力電流の絶対値を高精度で合わせるという別の問題や、配線長の増大によるコストの増加が見込まれる。しかしながら 1 つの電磁石のファミリーを n 台の電源で駆動する場合、磁場リップルの大きさは 1 台で駆動した場合の $1/\sqrt{n}$ になる。したがってコストを度外視して磁場リップルの影響を最小限にするには、全ての電磁石を個別の Type1 電源で駆動するのが望ましい。

5.5 高安定 DC 電磁石用電源の例

ここでは高安定 DC 電磁石用電源の例として PF の四極/六極電磁石用新電源を紹介する。Fig. 27 に電源 1 台の全体写真を示す。この電源は Type1 型の電源で、Fig. 21 の回路に相当するモジュールが 6 台並列に接続されて電流が出力される。Fig. 27 から分かるように電源自体は非常にコンパクトであるが、このサイズで定格電圧 140 V、定格電流 650A という大電力出力を実現している。この新電源には 5.1 節で触れた高精度電流測定回路が実装されており、PI 制御回路と PWM 生成回路はアナログ回路で構成されている。その電流出力安定性は 3 ppm 程度で、DC 電磁石用電源としては世界最高レベルの安定性を達成している。新電源の詳細については、今後発表される論文を参照されたい。



Fig. 27: PF 四極/六極電磁石用新電源の写真。

6 まとめ

この講義では最初になぜ電磁石磁場の安定性が重要かについて解説した。電磁石の磁場が乱れて光軸がずれると、試料位置での光の強度が減少してしまう。特に回折限界光源では光の強度のふらつきを 0.1 %以下に抑えるため、電子ビームの位置やサイズに対して高い安定度が必要となる。

第 3 節では DC 電磁石電源からの出力電流に混在するリップルがどのようにして磁場リップルとなって現れるかを解説した。そしてビームダクトによる磁場の遮蔽効果がビームの感じる磁場リップルの上限値を決める事を明らかにした。この磁場の遮蔽効果はビームダクトの半径や材質に依存しており、特にビームダクト径の小さい回折限界光源ではより高周波の電流リップルまで注意を払わないといけない。

第 4 節では磁場リップルがどのように光軸や

ビームサイズのずれを生み出すかについて解説した。光軸のずれは偏向電磁石の磁場リップルの影響により起こることを解説した。また偏向電磁石の磁場リップルにより六極電磁石内で発生した四極電磁石磁場や、四極電磁石の磁場リップルによってベータatron振動が変化した結果、ビームサイズのずれが起こる事を解説した。

第5節ではDC電磁石用電源の例としてダイオード全波整流器とDC/DCコンバータの組み合わせと、三相PWMコンバータについて紹介した。両者とも出力電流の高安定性を達成するには高精度の電流検出回路が必要なこと、そして検出回路のハードウェアを紹介した。そして最後に高安定なDC電磁石用電源の例としてPFの四極/六極電磁石用新電源を紹介した。この電源はダイオード全波整流器とDC/DCコンバータを組み合わせた電源で、高精度の電流検出回路を実装している。その電流出力安定性は3 ppm程度と世界最高レベルを達成しており、本講義で紹介したエッセンスを使うことで回折限界光源でも十分使える電源が実現可能だと示した。

参考文献

- [1] 間瀬 一彦、菊地 貴司、”BL-11D: 軟 X 線光学素子評価装置用ステーション”、Photon Factory 2022 年度年報。
- [2] A Khan, S Sharma and V Smaluk, ”Review of alignment and stability tolerances for advanced light sources”, in proceedings of IPAC’22.
doi:10.1088/1742-6596/2420/1/012055
- [3] R.E. Shafer, ”Eddy currents, dispersion relations, and transient effects in superconducting magnets”, Fermilab report TM-991 (1980).
- [4] 發知 英明、”大強度陽子リングのビーム力学 1: 単粒子力学、空間電荷効果 -入門編-”、OHO201.
- [5] A.W. Chao and M. Tigner, Editors, ”Handbook of Accelerator Physics and Engineering, Second printing”, World Scientific, Singapore (1998), sec.4.7.1.
- [6] ”Advanced Photon Source Upgrade Project Preliminary Design Report”, APSU-2.01-RPT-002, 2017.
- [7] ”Diamond-II conceptual design report”, (2019).
- [8] Fengli Long *et. al.*, ”Conceptual design for the heps power supply system”, in proceedings of IPAC’16, THPMW004.
- [9] ”SLS 2.0 Storage Ring Technical Design Report”, PSI Bericht Nr. 21-02, 2021.
- [10] 三浦一喜 他, ”J-PARC MR 主電磁石新電源用恒温ユニットの開発”, in proceedings of PASJ2015, THP068.

