

# 統合計画に於けるシンクロトロン電磁石電源について

KEK 武藤正文

## 1、はじめに

大強度陽子加速器研究計画（いわゆる統合計画、以下 JHF と略す）は平成 13 年度からスタートした。この中で、今年度いよいよ 50 GeV リングの偏向電磁石及び四重極電磁石と同電源など 50 GeV リングの大勢をなす大きな部分の建設が始まった。又 3 GeV リングの偏向電磁石・四重極電磁石についても今年度 R&D 機が製作され、来年度建設開始に向け着々と準備が進められている。

さて本稿の目的は本加速器計画に於けるシンクロトロン電磁石の電源について述べることであるが、加速器に必要な電源というものを考えたとき、これは実に多種多様なものが有る事に気付く。例えば大きさで見るとそれこそ手で運べる程度のものから一つの建物を占有するようなものまであり、扱う電力の大きさで言えば数 kW 程度の物から大きいものでは単体で数十 MW 級にもなる。

一方、電源のタイプで見ると、DC タイプのものからマイクロ秒、あるいは数十ナノ秒の性能を問題にす

るパルス電源、又 100~200 kV の高圧を発生するものや反対に数千 A の大電流を扱うもの、そして電源の追随性やリップルで言えば最近では  $10^{-5}$  から  $10^{-6}$  へと高い要求が求められるようになっている。

この中で電磁石電源、なかんずく本稿の主題であるシンクロトロン軌道電磁石電源はそれらの全ての面で先端的な性能が要求されていると言えるだろう。

JHF シンクロトロン用電磁石電源の設計は現在もまだまだ検討・改良が続けられている。それはこれまでの加速器用電磁石電源のスタイルに対し、単にその延長線上に規模の大きい電源を作るというよりは、新しい技術を積極的に取り込んだものとして新しいタイプの電源を作り出す方向で進められていると言える。

本稿では現在のデザインパラメータや設計図を整理して述べるというよりは、これらの電源の設計を積み上げていく上での観点や、新しい技術の可能性を中心に述べる。尚本稿で述べられているシンクロトロン電磁石のデザインは、既に決定されたものも有るしまだ検討中のものも、パラメータはまだ変わりうる事をご承知おき下さい。

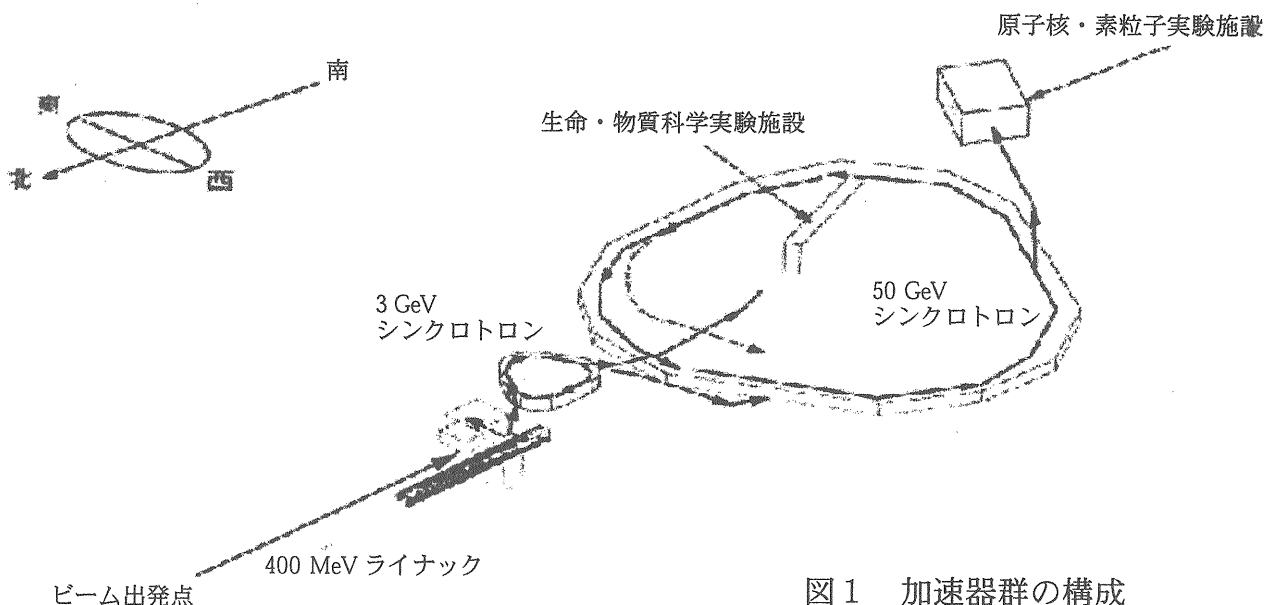


図1 加速器群の構成

## 2、大強度陽子シンクロトロンの概要

統合計画に於ける加速器群の概要を図1に示す。加速器は400 MeV ライナック、3 GeV シンクロトロン及び50 GeV シンクロトロンとから構成される。

3 GeV シンクロトロンは周長約313 mのおむすび型をしたRCS（高繰り返し）タイプのシンクロトロンで、25 Hzの繰り返しで運転される。RCSでありながら軌道電磁石は機能分離型となっており、しかも四重極電磁石のファミリー数は現在のラティス案では7となっている。電源のトラッキング性能（追従性）が重要となる。

一方、50 GeV シンクロトロンは周長約1570 mのやはりおむすび型のリングで、繰り返しは3.42秒の台形波パターンで運転される。軌道電磁石は同じく機能分離型で四重極電磁石のファミリー数は11である。50 GeV シンクロトロンのように遅い繰り返しのシンクロトロンでは通例機能分離型であるが、JHFではファミリー数が多く3 GeV シンクロトロンと同様電源のトラッキング性能が求められる。

### 2-1、3 GeV シンクロトロン

3 GeV シンクロトロンリングの概要を図2に示す。

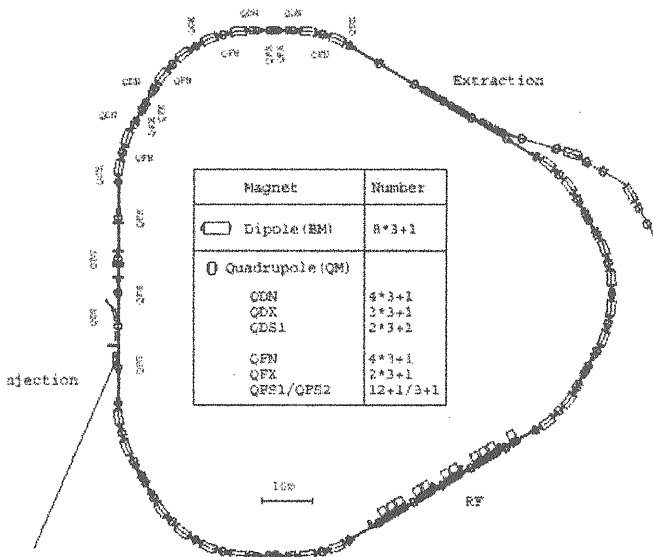


図2 3 GeV シンクロトロンリング構成

図中、白抜き四角が偏向電磁石を表す。又添え字

のあるものが四重極電磁石である。陽子ビームは左下より入射し右上から取り出され、この先で生命・物質科学実験施設又は50 GeV シンクロトロンへとそれぞれ導かれる。（図1参照）電磁石の数はリング全体で偏向電磁石が24台、四重極電磁石が60台、六極電磁石が18台、補正電磁石が54台である。これに偏向電磁石と四重極電磁石の各ファミリーには電源制御のための基準電磁石が各1台追加される。

偏向電磁石と四重極及び六極電磁石の電気的仕様を表1に示す。各電磁石そのもののパラメータは前講義において詳しく示されているのでここでは省略する。

電磁石名称	台数	Lm [mH]	抵抗 [mΩ]	直流電流 Idc [A]	交流電流 Iac [Ap]
BM	24	59.6	31.3	1606	977
QFN	12	51.3	38.6	661	397
QDN	12	54.6	40	661	397
QFX	6	36.7	32.6	661	397
QDX	9	40.2	34.1	661	397
QFS1	12	18.1	28.6	812	486
QDS1	6	28.6	35.1	812	486
QFS2	3	45.2	36.1	661	397
SFN	6	6.34	6.8	625	375
SDN	12	6.34	6.8	625	375

表1 3 GeV シンクロトロン電磁石の電気的仕様

表にあるように3 GeV シンクロトロンの電磁石は交流に直流バイアスが重畳された電流波形で励磁される。その電流波形を偏向電磁石の場合を例に図3に示す。

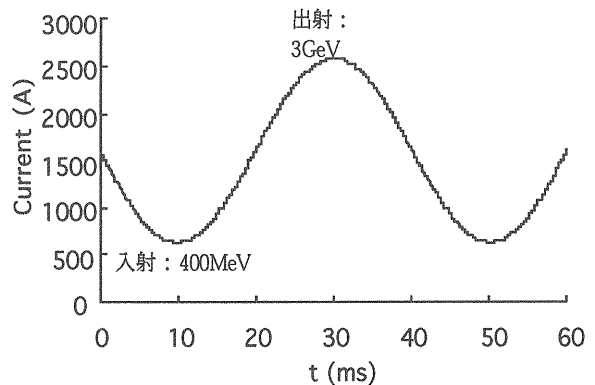


図3 3 GeV シンクロトロン偏向電磁石励磁波形

この電流波形は以下の式で表される。

$$i(t) = I_{dc} - I_{ac} * (\cos 2\pi f_0 t) \quad (1)$$

交流成分は 25 Hz ( $f_0$ ) の正弦波であるが、表 1 のパラメータと (1) 式から偏向電磁石の運転電圧を求めると 1 台の電磁石の端子電圧がすでに交流電圧で 9 kV 以上になってしまう。このような電磁石を多数台を直接に励磁することは不可能で、RCS タイプのシンクロトロンでは、電磁石を幾つかのグループに分けそのグループごとにコンデンサーを付加し共振回路を構成し（これをメッシュと呼ぶ）、回路電圧の増大を抑えるようにしている。従って電源の構成は正弦波出力の交流電源+直流電源、又は直流電流の重畳した交流出力電源の形になる。

1962 年から 1999 年まで運転された旧東大原子核研究所の電子シンクロトロンでは 8 台の電磁石を四つのメッシュに分けた共振回路が採用されていた。共振周波数は 21.5 Hz であった。又 KEK の 500 MeV ブースターでは基準電磁石 1 台を含む 9 台の電磁石を三つのメッシュに分けた共振回路で運転されている。こちらの共振周波数は 20 Hz である。

3 GeV シンクロトロン偏向電磁石の場合には、1 台で 9 kV 以上の電圧になる事からこの共振メッシュは電磁石 1 台ごとに構成することが必要となっている。すなわち基準電磁石の分を含めて 25 メッシュ必要となる。

共振回路には並列共振と直列共振の 2 種類あるが、シンクロトロンの励磁回路としては並列共振回路が歴史的に見て古くから使われていて数も圧倒的に多い。これは電源技術の歴史的な条件によっているものと思われる。ちなみに上に述べた 2 つの共振励磁回路の例も並列共振である。

一方、ハイパワー半導体素子の開発とそのアプリケーションの発展の中で直流共振のシンクロトロン電磁石電源も建設されている。<sup>1)</sup> JHF 計画でも 3 GeV シンクロトロンの電磁石電源として並列共振と同時に、直列共振方式が多電源間のトラッキングの困難を解決する一つの方法として検討されている。

## 2-2、50 GeV シンクロトロン

50 GeV シンクロトロンは、3 GeV シンクロトロンと異なりいわゆる台形波励磁パターンで運転される。その繰り返しは 3.42 秒である。このため電源は台形波電流出力のパターン電源となり、3 GeV シンクロトロンとは全く異なってもものとなる。

50 GeV シンクロトロンのリングは、96 台の偏向電磁石、216 台の四重極電磁石、72 台の六極電磁石と 192 台の補正電磁石で構成される。偏向電磁石は当然一式の電源で励磁されるが、四重極は 11 式の電源（11 ファミリー）、六極は 3 式の電源、又補正電磁石は個々独立に運転される。

表 2 に偏向電磁石、四重極電磁石及び六極電磁石の電気仕様を示す。

電磁石 名称	台数	Lm [mH]	抵抗 [mΩ]	最小電流 I [A]	最大電流 Iac [Ap]
BM	96	101	45	202	3121
QFN	48	62.0	38.6	91	1486
QFX	48	50.8	33.5	91	1486
QDN	48	73.1	43.7	91	1486
QDX	27	65.7	40.3	91	1486
QFR	9	73.1	43.7	91	1486
QFS	6	50.8	33.5	91	1486
QFT	6	58.2	38.6	91	1486
QFP	6	35.8	26.6	91	1486
QDR	6	73.1	43.7	91	1486
QDS	6	69.4	45.4	91	1486
QDT	6	65.7	43.7	91	1486
SFN1	24	12.1	27.5	43	560
SFN2	24	12.1	27.5	43	560
SDN	24	12.1	27.5	43	560

表 2 50 GeV シンクロトロン電磁石の電気仕様

台形波の励磁パターンは以下のものを標準パターンと称している。

フラットベース	0.12 秒
加速時間	1.9 秒
フラットトップ	0.7 秒
減速時間	0.7 秒

励磁パターンについてはこの標準以外にも、ビーム取り出しの条件、運転エネルギーの条件等で多様なものが必要となる。

励磁パターンから各電源の出力電圧と電力は以下の式から求まる。

$$v(t) = L \cdot di/dt + R \cdot i(t) \quad (2)$$

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (3)$$

ここで、L と R は各電源の負荷となる回路の全インダクタンスと全直流抵抗分である。注意しなければならないのは、インダクタンスは一次近似的には定数であるが、多くの場合電磁石は一定程度磁場を飽和させて使用するため一定値とならない。すなわち飽和が進むに従いインダクタンスの値は次第に減少する。正確な解を求めるには実際に負荷となる電磁石の（静的でなく）動的なインダクタンス特性を測定して、その電流依存性を決めることが必要である。

図4に偏向電磁石について、標準パターン電流(I)に対する電源の出力電圧(V)と電力(P)の関係を示した。

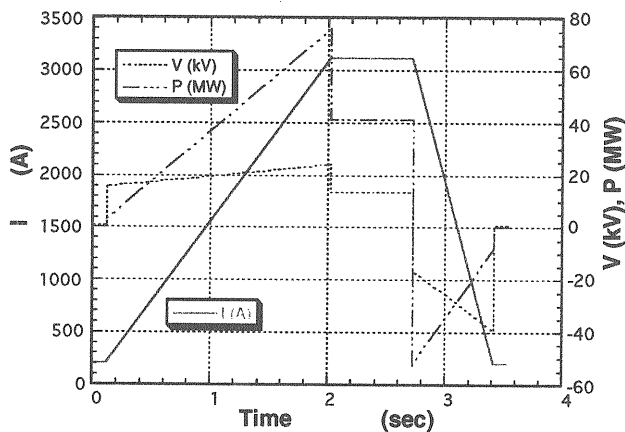


図4 台形波励磁の典型的波形 (偏向電磁石を例に)

この図から分かるように、偏向電磁石を96台並べたときの全電圧(V)とピーク電力(P)が、実に40 kV、80 MWにもなる。これを単一の電源で賄うのは実際には不可能である。そこで偏向電磁石の電源は現在6

ユニットに分割される事になっている。四重極電磁石については各ファミリー1台の電源で運転できる予定である。

又図中電力の変動が減速時にマイナスとなっている。これは加速時に電磁石の中に蓄えられた電力が減速時には反対にラインへ戻っていく事を示している。この電力変化のプラスとマイナスの差が負荷で消費される平均電力となる。

50 GeV シンクロトロン電磁石の電源ではもう一つ大きな技術的課題がある。それはリング全体で生ずる電力変動の問題である。電力変動は図4の偏向電磁石に更に同期して運転される四重極の分が加わる。その状況を図5に示した。図中、太い実線が電力変動の合計を、一点鎖線が平均電力の合計を示す。六極も有るがその分は小さいのでここでは省略した。これらは電磁石のみで生ずる正味の値である。

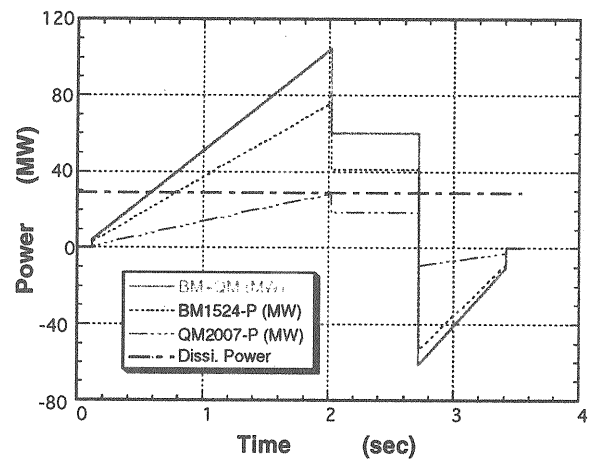


図5 偏向電磁石・四重極電磁石の電力変化

図に見られるように電力のピーク値は約+100 MWから-60 MWと変動する。この変動は電磁石の中に実際に蓄えられる有効エネルギー分のみで、実はパターンを発生するための電力変換器の性質によっては電源としてこれと同程度に近い無効電力を発生する。

次章で見るとこれを直接商用ラインに接続することは認められない。50 GeV シンクロトロンではこの問題を解決しなければならない。

(問1) 100 MVA の電力が一般家庭の何軒分の電

力に相当するか求めてみよ。一般家庭の受電容量を 40 A と仮定する。

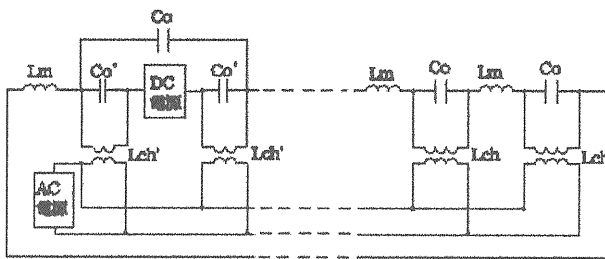
### 3、JHF 計画のシンクロトロン電源

前章で JHF 計画のシンクロトロン電磁石の電源について議論し、3 GeV と 50 GeV シンクロトロンに固有した問題点を明らかにした。本章ではこれらの問題を更に詳しく見てみる。

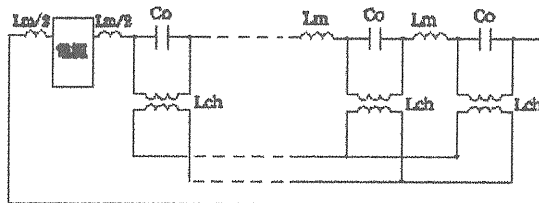
#### 3-1、3 GeV シンクロトロンの場合

##### 3-1-1、並列共振<sup>2)</sup>と直列共振<sup>3)</sup>

前章で触れたように共振回路には並列と直列とがある。直流バイアス分を含んだ両共振励磁回路を図 6 に比較して示す。



(A) 並列共振回路



(B) 直列共振回路

図 6 並列共振回路と直列共振回路

図から分かるように共振回路の電磁石 ( $L_m$ )、チョークトランス ( $L_{ch}$ )、共振コンデンサー ( $C_o$ ) の関係は、(A) と (B) で同じである。共振周波数はともに以下の式となる。

$$f = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{L_{ch} + nL_m}{L_{ch} nL_m C_o} \right\}^{1/2} \quad (4)$$

式中  $n$  は一メッシュ中の電磁石の台数である。図 6 の例では一台なので  $n=1$  となる。

さて両共振方式の違いは交流電源が共振回路にどのように接続されているかによって異なる。(B) では電源が電磁石と共振用コンデンサーに文字通り直列に接続されており、直感的にも直列共振であることが分かる。電流の直流成分は  $L_{ch}$  によりコンデンサーをバイパスして流れる。電磁石の電流は電源からの電流がそのまま流れるので、直流バイアスの重畳した単一の交流電源で運転でき、電流の制御も直接的となる。

一方、(A) では交流電源は、 $L_{ch}$  を介してコンデンサーに並列に接続されている。電磁石はこのコンデンサーに対し橋渡しになっているが、 $L_{ch}$  のインダクタンスも含め並列共振回路を構成している。これは電位の分布をもとに等価回路を描いてみると理解される。

交流電力が  $L_{ch}$  を介して供給されることは共振条件にとって原理上必須ではないが、特に多メッシュネットワークの場合各メッシュ間の平衡を取るうえで有利になる事と、いずれにしても直流電流をコンデンサーをバイパスさせるために何らかのバイパス回路が必要で、このような回路構成が取られる。

又当然ながら電源は交・直の 2 式が必要となる。

(問 2) 図 6 (A) の等価回路を描いてこれが並列共振であることを確かめよ。

##### 3-1-2、並列共振と直列共振の比較

両共振回路は幾つかの特性で比較される。まず電源の出力容量であるが、平均電力は負荷の機器が同じなので基本的に同じである。(A) では交・直それぞれの容量があればよい。交流電源は共振回路のロスに相当する電流だけを供給すればよく、電流値としては表 1 の交流電流に対し、メッシュ条件にもよるが大凡の目安としては通常その 20% 前後である。

一方ピーク電力では (B) が (A) の 2 倍かそれ以上となる。それは (B) では電源からの電流には常に直流分が重畳されているからである。

(問 3) 今、図 6 (A) の回路で、メッシュ数=25、

一メッシュの共振Q値=100、交流電流分=1000 A、Lchの変圧比=1:1と仮定した時、交流電源の出力電流は何Aとなるか。

電流の制御性で比較すると(A)ではDC電源は定電流制御されるが、AC電源との干渉をさけるため制御を遅くする必要がある。AC電源は電圧制御で運転されるが、電源がコンデンサーに並列に接続されているため突入電流で過電流になりやすく、電圧の設定値を徐々に変えて制御する事になる。この時電流は負荷の時定数で変化するので高精度な電流制御は困難となる。一方電磁石が飽和するような場合でも、定電圧制御のため電磁石の磁場はほぼ正弦波に制御されると言うメリットがある。

これに対し(B)では、AC電流・DC電流は一括して一台の電源で電流制御される。直接に(励磁電流を)制御するため応答性は(A)にくらべ早い。又電源は電圧リミッターの範囲内で運転するため電流設定値を急変しても問題なく高速の制御が行え、リミッターの制限内で波形の制御も可能である。

前章で述べたように3 GeVシンクロトロンでは電磁石の各共振電源間のトラッキングが問題であった。

これに対して、本章で見たような議論を踏まえて現在3 GeVシンクロトロン電磁石電源では、偏向電磁石電源は並列か又は直列共振回路で、一方四重極電磁石は電流の制御性を重視して直列共振方式で構成にするという方向で検討が進められている。

### 3-1-3、制御について

制御の方法についてはまだ議論はあまり進んでいない。基本的な考え方を以下に示す。

まず全体の制御の関係は、偏向電磁石電源が中心になると考えられる。偏向電磁石の制御の目標は発生磁場を出来るだけ正弦波にする事になろう。並列共振が良いか直列共振が良いかの判断もこの観点が大きなファクターとなる。

四重極電磁石電源は偏向電磁石の磁場波形をリファレンスに制御される。制御の精度を高めるためリファレンス波形自体はリアルタイムと言うのでなく、運転

初期に予め取得しておきそれを外部基準波形として運転する方法が考えられる。外乱などに対する速いフィードバックは偏向・四重極とも自分自身で行う。

偏向電磁石の温度変化などのゆっくりした変動に対して、リファレンスの更新が必要になる場合が予想される。これも例えば一定時間ごとに常に新しいリファレンスを取り込んでいて、それを古いものと比較して差が一定値以上になったら入れ替える等の方法で、運転を停止せずに行う事が可能であろう。

### 3-1-4、励磁回路例

直列共振を想定した偏向電磁石の励磁回路を図7に示す。

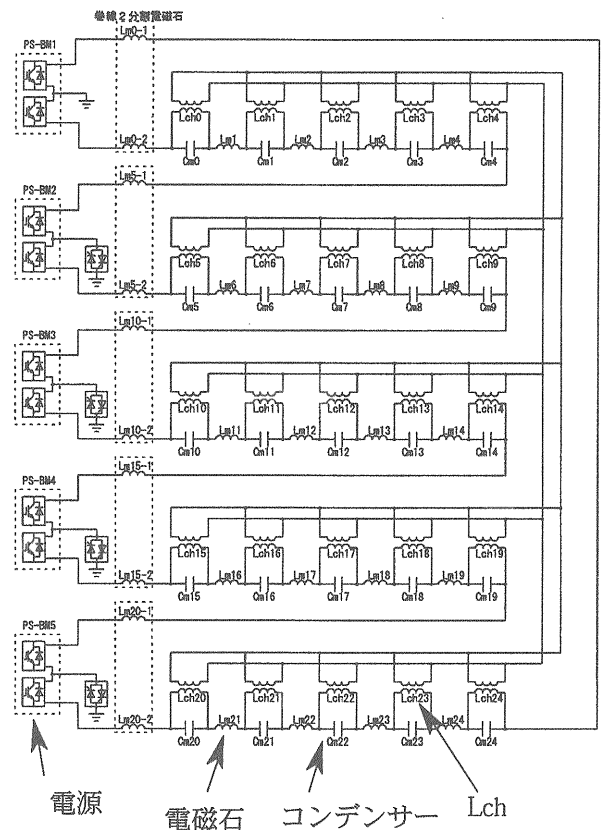


図7 偏向電磁石電源(直列共振の場合)

この案では電源は5ユニットに分割され負荷を通してシリーズに接続されている。各電源の midpoint をアース電位としている。偏向電磁石は前にも述べたように1台で1メッシュを構成する。メッシュ数は25である。電磁石の端子電圧は9 kV以上になるが、電源 midpoint をアースにすることで電磁石コイルの対地最大電圧はそ

の1/2となる。Lchの2次回路側はメッシュ間の平衡を良くするため接続されている。

同じく四重極電磁石の場合の直列共振回路を図8に示す。図7に比べ簡単に見えるが基本的に同じ構成である。

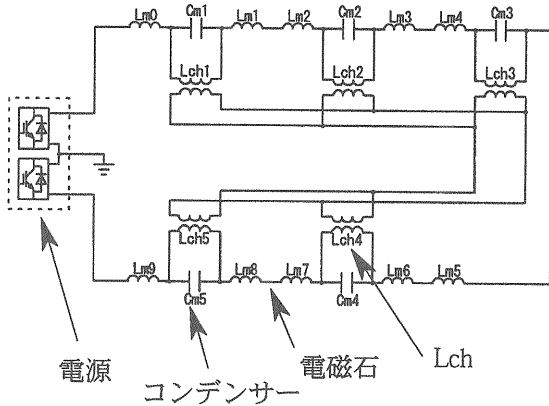


図8 四重極電磁石直列共振励磁回路

### 3-2、50 GeV シンクロトロンの場合

50 GeV シンクロトロン電源では、2-2章で見たように大きな電力を扱う偏向電磁石の電源システムをどのようなものにするかという事が大きな問題となる。電力の大きさだけでなく、要求される電流精度、制御性、信頼性なども当然重要な検討課題である。

問題の方向を整理してみると、一つには周期的に起こる大きな電力変動が電力ラインにおよぼす影響である。電圧変動や周波数変動、系統ラインの共振現象、場合によっては発電所の発電機にさえ機械的なストレスを与える事が考慮される。それを緩和する対策が必須となる。

二つには偏向電磁石に要求される大電力と高精度な電流制御をどんな電源構成で実現するかということである。これには励磁回路の構成と電力変換器の選択及び構成がキーポイントとなる。電力変換器の選び方で一点目の問題も大きく影響を受ける。

以下ここでは、一点目の問題と励磁回路の構成について議論する。電力変換器についてはさらに次章で述べる。

#### 3-2-1、励磁回路

図9に50 GeVシンクロトロン偏向電磁石励磁回路の現案を示す。2-2章で述べたように電源は全体で6ユニットに分けられリング内側にある三つの電源室に2ユニットずつ配置される。電磁石コイルは現案では上下のコイルを別々にし、上コイルだけ、下コイルだけを連続して結線し、又アース点を各電源ユニットの midpoint にとる。この結線により電源1ユニット当たりの電圧と電力の負担は6等分され、更に電磁石の対地最大電圧は電源電圧の1/2となる。

6ユニットのうち5ユニットは台形波の電流パターンでフィードフォワード制御され、電流フィードバックは残りの1ユニットで行う。

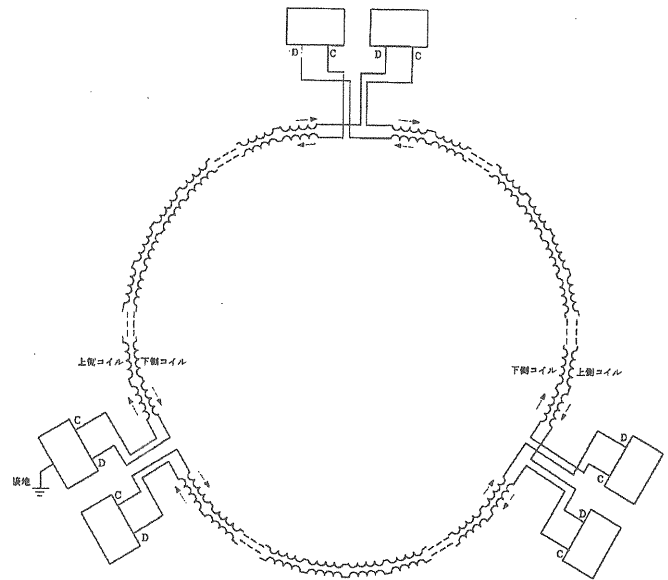


図9 偏向電磁石の励磁回路案

#### 3-2-2、電力変動の影響とその対策

負荷に大きな電力変動があるとその影響はラインの電圧変動や周波数変動となって現れる。これが一定程度を越えると他の受電端でのフリッカーや運転機器の電力の不安定などを引き起こす。東電の指針は電圧変動は+/-1%以内、周波数変動については+/-0.2 Hz程度となっている。

電圧変動を求めるには上位系統のインピーダンスマップが必要である。図10に本計画で供与が予定されている受電系統の東電側インピーダンスを示す。A点が

原研東海の受電端である。

図中示されている %Z (パーセントインピーダンスと称す) の値は東電側ラインの 10 MVA をベースとした無効分 %Z である。厳密にはこれに %Z の有効分

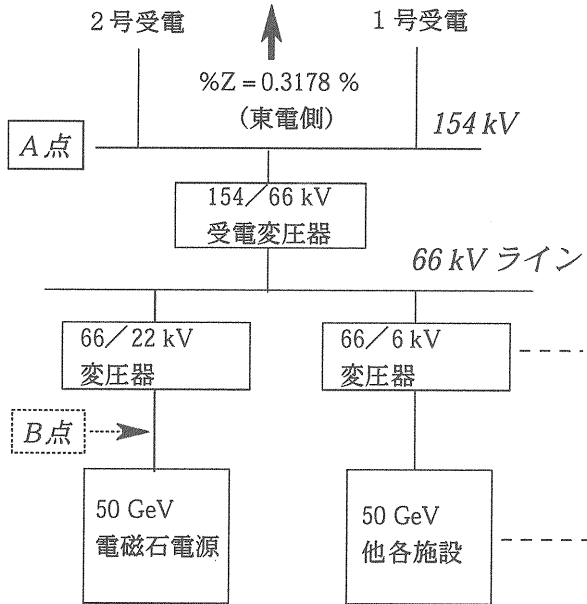


図 1 0 東電受電ラインの %Z 図

もあるが一般にその値は小さく通常無視される。但しここでは無効分の 1/10 として計算を行う。

電圧変動の大きさは %Z と電力変動の大きさから以下の式で求められる。

$$\text{無効電力による変動} = \%Z * Pr \quad (5)$$

$$\text{有効電力による変動} = \%Z / 10 * Pa \quad (6)$$

上式で Pr は 10 Mvar ベースで表した無効電力、Pa は同じく 10 MW ベースの有効電力である。これから分かるように Pr と Pa が同程度としても変動に与える影響は無効分の方が遥かに大きい。電力変動の大きな機器になるほど無効電力発生に対する補償がうるさく言われる由縁である。

2-2 章で求めたように 50 GeV シンクロトロンでは有効電力の変動幅は 160 MW である。今電磁石以外でのロスを考慮し有効電力の変動を 180 MW とし、電源の力率を仮に 0.8 と仮定して、(4) (5) 式から

154 kV ラインでの電圧変動を求めると大凡  $\pm 2.4\%$  となり、東電の許容指針を大幅に超えてしまう。

(問 4、これを計算で確かめよ)

このため大掛かりな無効電力補償装置が必要となる。その容量はおおよそ問題とする電源規模と同程度となることはすぐ想像できる。又仮にきれいに無効電力が補償できたとしても有効電力の変動は残るため、系統ラインの共振問題や発電機の機械的ストレスの問題等は解消しない。

この問題を解決するため 50 GeV シンクロトロンでは次の二つを解決の柱としている。一つは無効電力発生のない電磁石電源を造る、もう一つは有効電力の変動を吸収する電源システムを構築する事である。

一点目については次章に回して、ここでは二点目について以下に議論を進める。

### 3-2-3、可変速 FWG 発電システム<sup>4)</sup>

無効電力の補償(吸収)と有効電力の大きな変動を吸収し平準化する受電方式として、現在可変速 FW 発電システムの導入が検討されている。

可変速 FWG (フライホイール発電機) は、本来揚水発電用に開発された可変速発電機に大型のフライホイール (FW) を組み合わせたもので、可変速発電機の高速応答性とフライホイール効果により、電力系統での急峻な負荷変動や故障等に対し系統への大電力の出し入れを高速に行って系統の安定を計るために開発された電力調整装置で、近年その研究と応用が進んでいるものである。

可変速 FWG は一台で発電機とモーターの機能を持った回転機である。電磁石電源が電力を要求したときは発電機としてその慣性力を電力に換え供給し(回転数が下がる)、反対に電磁石側から電力が戻る時にはモーターとなって電力を慣性力として吸収し(回転数が上がる)、よって電力変動が系統へ流出するのを防止する。

このシステムが実際に商用ラインに実用化されたのは実は日本が世界で最初であり、又このシステムが本電源装置として用いられれば、加速器電磁石用電源として世界で初めての応用例になる。



この発電システムは図 10 の中に於て B 点に接続される。詳細なスケルトン図は図 11 のようになる。図中点線が可変速機システムである。

変動電力のやり取りは図中右側電磁石電源と左側回転機との間で行われ、上位の 66 kV ラインへは影響をおよぼさない。そこからは 22 kV ライン全体で消費さ

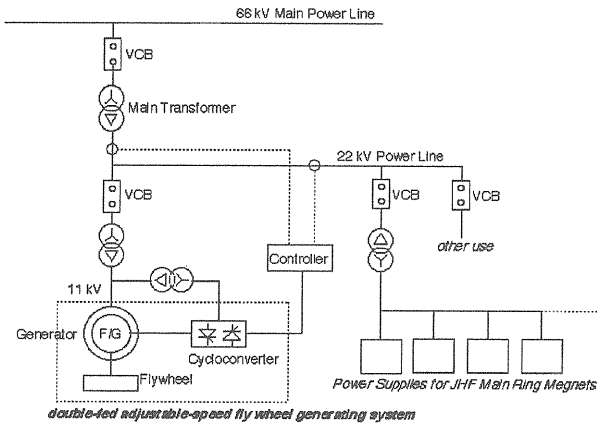


図 1 1 可変速機の接続図

れる平均電力だけが供給される。すなわち電力変動が平滑化される事になる。システムの制御は 22 kV ラインの電圧変動や流出・入する電力を監視し回転機の出力にフィードバックされる。50 GeV シンクロトロンでは電力の変動はパターンになっており、ここにパターン制御を導入する事で安定化の制御性を更に高める事が可能である。

可変速機の効果を確かめるためシミュレーションを行った。図の 66 kV ラインは更に 154/66kV のトランスを介して 154 kV ラインに接続される。途中のトランス等の %Z を想定しシミュレーションで得られた電圧変動の結果を以下に示す。

	可変速 FWG 機 無しの場合	可変速 FWG 機 有りの場合
154 kV ライン	+/- 2.43 %	+/- 0.43 %
66 kV ライン	+/- 17.73 %	-
22 kV ライン	-	+/- 1.90 %

可変速機無しの計算は比較のため同じ %Z を用いて式 (5)、(6) から求めたものである。可変速機の効果が確認される。又重要なことは、可変速機の導入で有効電力の変動が平準化され、系統ラインの共振問題や発電所の発電機に与える問題なども解消される事である。

可変速 FWG システムの中心となる回転機の実例を図 12 に示す。このシステムは沖縄電力でラインの周波数変動を安定化するために実際に用いられているもので、制御の方法は電力負荷の急変時に起こる系統の周波数変動を検出し、それを可変速 FWG システムにフィードバックし電力の変動を速やかに吸収する事で周波数の安定化を図っている。

回転機の構造は縦型とし、フライホイール効果を高めるため回転機の径を大きくとっている。これにより回転機の長さが短くなり地下に埋め込むことが出来、騒音や振動に対する対策も取り易くなっている。

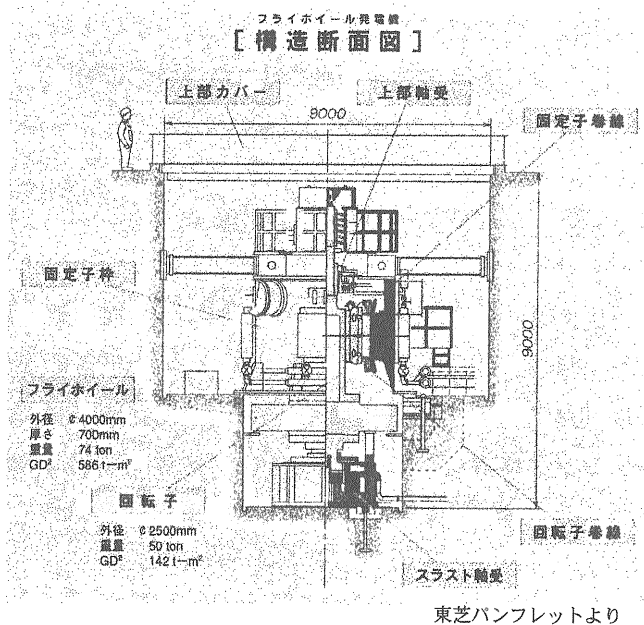


図 1 2 FWG 回転機側断面図

回転機の出力容量は 26.5 MVA、回転数変動範囲は 510~690 rpm、入出力エネルギーは 210 MJ である。

JHF 計画に於ける回転機は現在以下のように検討されている。

タイプ	縦型
基準容量	51 MVA
定格回転速度	500 rpm
可変速幅	+ - 7 %
充放電エネルギー	71 MJ
総重量	300 トン

形状は図12と殆ど同じであるが外径が縦横とも約10 m と一回り大きい。又 JHF では出力容量と充放電エネルギーの関係が図12の場合と逆になっており、この結果 JHF 回転機では巻き線部が大きくフライホイール部が小さくなるか場合によっては不要となる。

電力平滑化のための電力装置としてはこの他にも幾つか研究が行われている。例えば SMES と称される超伝導コイルを使ったエネルギー貯蔵装置は電力会社を中心に研究が進められており、小型のものでは UPS 電源などとしてすでに実用化されている。<sup>5)</sup>

しかし電力の規模から見て 50 GeV シンクロトロン電源として現時点で技術的に可能なのはこの可変速 FWG 発電システムであると考えられる。

## 4、半導体パワーデバイス

これまでの議論に於て詳細には触れず本章に繰り越した問題がある。それは電源本体を考える上でどのような電力変換器を用いるかと言う事である。これは 3 GeV シンクロトロンにも 50 GeV シンクロトロンにも共通した検討課題であり、ここで纏めて議論する。

### 4-1、加速器電源とパワーデバイス

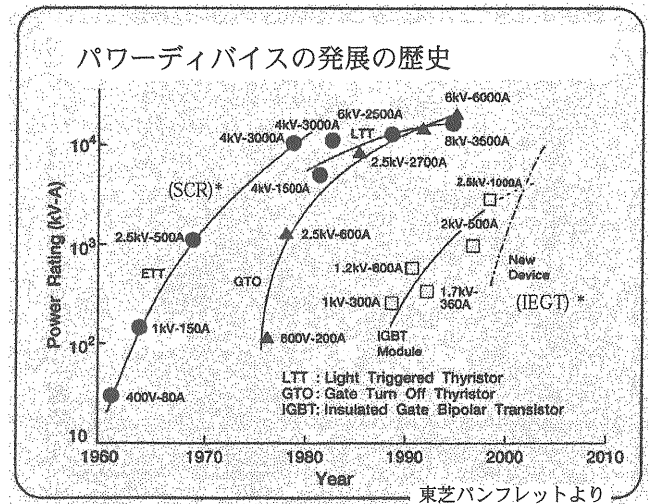
#### 4-1-1、パワーデバイスの発展と加速器電源

励磁電流波形が数十ヘルツの正弦波にしる台形波であるにしろ、50 Hz の商用ラインから何らかの方法で電力を変換する事が必要である。電力変換の部分は電源にとって最も重要な部分であり、これに何をを用いるかはある意味で電源の性質を決める事になる。

現在いろいろなタイプの電力変換装置が供給されているが、加速器電源の様な大電力の変換を高効率で行

える多様なパワーデバイスが出て来たのは最近の事である。

図13に加速器周辺で見られる幾つかの代表的なデバイスについてその発展の様子を示した。



\* --- 著者注

図13 パワーデバイスの発展の歴史

SCR (サイリスター) は外部からターンオンが出来る整流素子として 1960 年代に発展し、他のデバイスが出現する以前にはほぼ現在の最大定格に近いものまで発展している事が分かる。GTO は SCR に更にターンオフ機能を付加したもので、これで力率 1 制御が可能となった。

1980 年代後半に現れ始めた IGBT はさらに高速のスイッチングが可能で、1990 年代に入って大電力化が急速に進むのに合わせ GTO に替わって広い分野に应用が進んでいる。更に極く最近には IGBT から派生した IEGT が、IGBT に近い高速性を持ちながらより大電力の定格を実現している。

加速器の電磁石電源にどんなパワーデバイスが使われてきたかを見てみると、まさにこの発展の歴史を反映しているのが分かる。

表3に国内のシンクロトロン電磁石電源について纏めてみた。長い間、電磁石電源の電力変換器の主役は SCR であったが、それに代わってここ数年 IGBT がこの分野に進出して来ているのが分かる。一方パワー半導体が現れる以前には、回転機や外国ではイグナイ

加速器名称	完成年	主な仕様	励磁波形	電力変換器	電源のタイプ
INS-ES	1962年 (-1999)	1.3 GeV, e 21.5 Hz、並列共振	正弦波 直流 (別電源)	回転機 回転機	
KEK Booster	1974年	500 MeV, p 20 Hz、並列共振	正弦波 直流 (別電源)	SCR SCR	(パルス式) 電流型
KEK PS	1976年	12 GeV, p、2~4秒	台形波	SCR	電流型
SPring-8 シンクロトロン	1996年	8 GeV, e, e <sup>+</sup> 1秒	台形波	SCR	電流型
HIMAC		800 MeV, p+ion	台形波	SCR	電流型
筑波大学 陽子線医学利用 シンクロトロン	2000年	250 MeV, p 2-6.5秒	台形波	IGBT	電圧型
KEK Booster 更新電源	2001年	500 MeV, p 20 Hz、並列共振	正弦波 直流 (別電源)	IGBT IGBT	電圧型 電圧型

表3 国内のシンクロトロンの電磁石電源

トロンの様な放電管が使われていた時代も有った。

近年急速に発展して来たこれらの高速スイッチング素子は、今後加速器電磁石電源の高精度・高安定・高効率化に多に貢献するものと期待される。

#### 4-1-2、パワーデバイスの比較

現在、IGBTとIEGTは高速スイッチングパワーデバイスの最先端を進んでいるが、これらはSCRやGTOと比べてどのような特性を持っているのか比較してみる。

表4に概要を示す。表中スイッチング周波数と素子最大定格の関係は必ずしも正確ではないが、各々目安として見ていただきたい。図14にGTO、IGBT、IEGTについてこの関係を示した。

SCRは一サイクルに一回のオン制御が可能でスイッチング周波数は50 Hzであるが、これを3相全波整流ブリッジにして等価周波数を300 Hzとし、加速器電磁石電源としてはこれを更に2段又は4段重ねて等価スイッチング周波数を600 Hzあるいは1200 Hzに高めている。電流型電源の場合はこの周波数が負荷側の基本リップル周波数あるいは入力高調波の基本次数になるため、これらの基本周波数はそれほど高くなり、

パッシブフィルターも相対的に大きなものとなり、更に多くの場合アクティブフィルターを付加する事が必要になる。

表3で電流型のタイプのものはすべてアクティブフィルターを備えている。

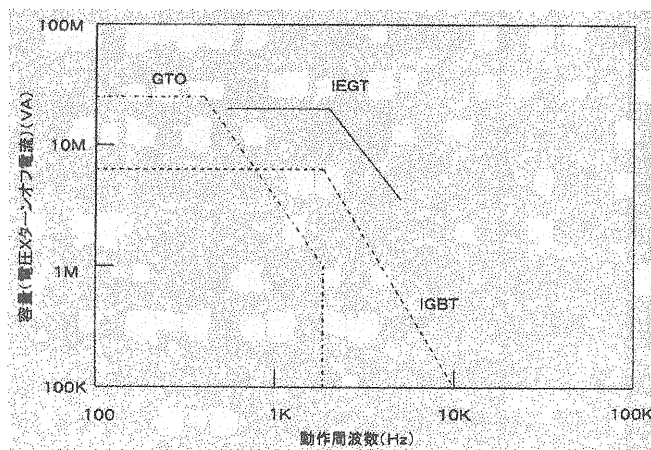


図14 GTO、IGBT、IEGTのターンオフ容量とスイッチング周波数の関係

もう一つSCRは電磁石の電源に応用する上で大きなデメリットを持っている。SCRは出力調整のために点弧角位相制御を行うが、このためゲート機能が

	SCR	GTO	IGBT	IEGT
ベース	ダイオード	←	MOS型トランジスタ	←
ゲート機能	ON	ON、OFF	←	←
ゲート方式	電流駆動	←	電圧駆動	←
スイッチング 周波数 (Hz)	50	500	~10 k	~10 k
素子最大定格	8.5 kV、3.5 kA	6 kV、6 kA*	4.5 kV、2 kA**	4.5 kV、3 kA

(\*) --- 最大遮断容量 (使用電流は通常~1/2)

(\*\*) -- 開発中

表4 半導体パワーデバイスの機能比較

ら理解されるように素子にかかる電圧と電流との間に大きな位相差が生じ、これが原因で大きな無効電力を発生する事になる。2-2章で述べたように無効電力の大きさは場合により有効電力と同程度のものとなって電力ラインに許容レベル以上の電圧変動を引き起してしまう。これを防ぐため電源には大きな無効電力補償が必要となるのである。

それに比べ高速スイッチング素子である IGBT あるいは IEGT 等は素子自身がすでに 10 kHz 近いスイッチング特性を持っており、しかも出力制御と同時に独立して力率制御が可能のため基本的に無効電力を発生しない電源の構成が出来る。その結果無効電力補償装置を大幅に軽減できる事 (原理的には必要ない)、出力側のリップル周波数を SCR に比べ数十倍程度に高く取れる事 (フィルターの軽減)、スイッチングが速い分だけ電流制御の応答性も速くなるなど、電磁石電源にとってまことに大きな利点が揃っている。これが IGBT あるいは IEGT を電磁石電源の変換器に用いたという大きな理由である。

GTO もそこそこのスイッチング周波数を持っているが、そのゲート機構が電流駆動のためスイッチングロスが大きい、ゲート構造が複雑などの欠点があり、加速器電磁石電源の変換器としては使いにくい。これに比べ IGBT あるいは IEGT のゲート機構は電圧駆動型で、ロスも小さく構造が簡単で素子の多重化が容易など、この面からも IGBT あるいは IEGT の利点は大きい。

## 4-2、高速スイッチング素子

### 4-2-1、無効電力補償型 IGBT 電源<sup>6)</sup> (電圧型電源)

このような多くの利点が期待できる高速スイッチング素子であるが、3~4年前には素子の容量がまだ小さく大容量の加速器電磁石電源としてはまだ実用化されていなかった。そこで我々は JHF 計画の初期の段階から 50 GeV シンクロトロン電源の問題点を考慮し、1997年に IGBT を変換器として無効電力の発生しない台形波励磁電源の開発・試作を行った。

電源のピーク出力は将来への大容量電源への可能性をテストする事も含め 1 MW と当時としてはかなり大き目に設定した。この容量はこのままでも現計画の四重極電磁石の幾つかのファミリーの電源に使える大きさである。

以下に開発した電源の仕様を示す。

電源のタイプ	電圧型
入力コンバータ周波数	4 kHz
出力チョッパ周波数	8 kHz / モジュール
	128 kHz (8-P, 2-Sの総合周波数)
使用 IGBT 定格	1200 V、300 A
出力波形	台形波 (繰り返し 3.42 秒)
	又は、直流
ピーク出力	1 MW
最大電流	3000 A
	(最大電流はその後 5000 A に増強)
リップル	10 <sup>-5</sup> 以下 (目標 10 <sup>-6</sup> 以下)
安定度	10 <sup>-4</sup>
トラッキングエラー	10 <sup>-3</sup>

電源の単線回路図を図 15 に示す。図中にコンバータとチョッパーの位置を示した。その中間にコンデンサがありコンバータで変換された電力は一度ここに蓄えられ、その後チョッパーにより出力電圧をコントロールし要求される電流パターンを発生する。このタイプの電源を電圧型と称している。

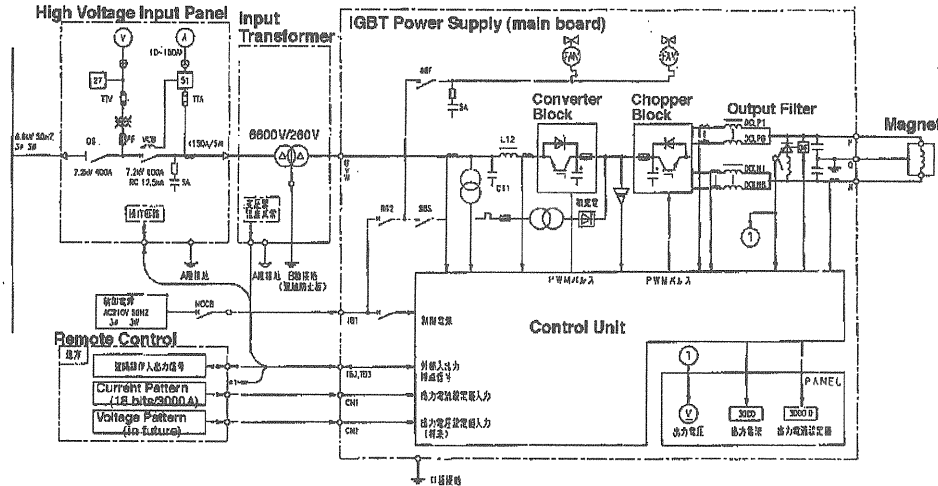


図 15 無効電力補償型 IGBT 電源の単線回路図

この電源は完成しリップル、トラッキングエラー等では初期の目標を超過達成、その他 IGBT 電源に期待される種々のメリットが実証された。現在も磁場測定電源として使用されている。

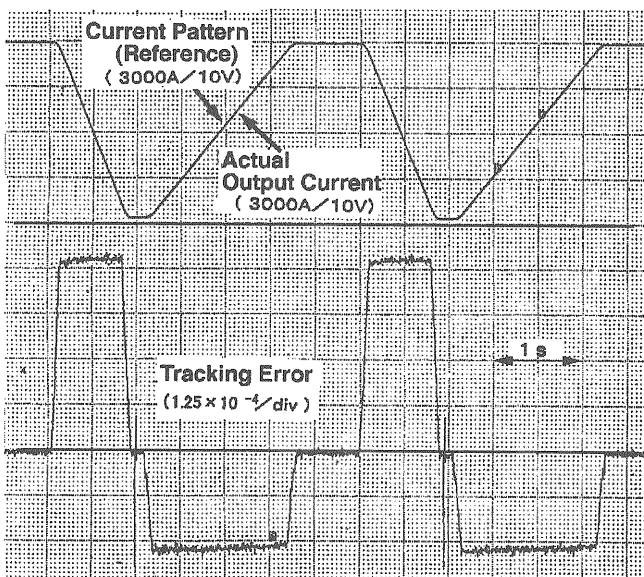


図 16 台形波出力波形

台形波励磁モードでの出力電流波形を図 16 に示す。図中上段は電流のパターン入力と出力波形（重なっている）を、下段は両者の差（トラッキングエラー）を示す。

このパターンは JHF 計画のそれと殆ど同じである。ピーク電流は 3000 A である。

図中示されているようにトラッキングエラーは  $2.5 \times 10^{-4}$  であった。電流リップルは 3000 A 直流運転時には 100 kHz 以下の全周波数領域で  $10^{-6}$  以下、又パターン運転でも 250 Hz 以下で  $\sim 3 \times 10^{-6}$ 、300 Hz 以上では  $10^{-6}$  以下であった。

入力力率は 270 kW 入力までの測定を行い、入力 150 kW で力率  $\sim 98\%$ 、200

kW で  $99\%$  以上、270 kW ではほぼ  $100\%$  であった。

このあと 1 MW まで力率は概 100% であろうと推測する。

又 0.3 秒で 3000 A まで立ち上げる急激な立ち上げでも全高調波歪率は 4% 程度であった。

図 15 から分かるように、この電源は出力側に通常電流型電源が持つアクティブフィルターの様な高機能フィルターを具備していない。しかしながら上記のようなリップル特性を達成している。これは電圧型の一つの有利性である。

すなわち入力側から来る低次のリップルは中間にあるコンデンサーで除去（平滑化）され負荷側に現れず、一方チョッパーで生ずる出力側リップルはチョッパー構成を多重化することによりかなりの高周波にすることが可能で、小規模なパッシブフィルターでも十分減衰させることが出来る。

ちなみに今回の電源でもこのチョッピング周波数は 128 kHz となっている。

この電源で使用された IGBT の定格は 1200 V、300 A であったが、現在は 3300 V、1200 A のような素子が市販されている。これから単純な電力計算だけで言

えば、上記のような性能を持ったピーク 10 MW クラスの高速スイッチング素子による台形波電源も既に可能であると考えられる。

#### 4-2-2、電流型タイプの電源

電流型タイプの電源ではコンバータ部とチョッパ部のような分離はなく、コンバータ部で商用電力の変換と負荷電流波形の生成を行う事になる。IGBT や IEGT のような高速パワーデバイスが出現する前はチョッパを構成するような素子がなく、従って古い台形波励磁の電源は全てこのタイプとなっている。

この電源では先にも述べたようにリップルを十分減衰させられたため通常アクティブフィルタを必要としている。

一方電流型タイプでは、チョッパ部を要しないことから素子の数が電圧型に較べおおよそ半減し、これにともない電源でのロスの減少、設置スペースの低減などメリットとなる要素も多い。この様なメリットを踏まえ電流型電源の制御方式あるいは回路方式の開発研究も行われている。

例えばアクティブフィルタのような高機能フィルタを使用せず出来るだけパッシブな回路構成で低次の周波数も含め  $10^{-6}$  オーダーのリップル達成が可能になれば、50 GeV シンクロトロン電磁石電源のような大容量電源にとってメリットは大きいであろう。

極く最近この方向で新しい回路方式の開発が進んでいると聞いている。情報収集を急いでいる。

## 5、まとめ

以上 JHF 計画のシンクロトロン電磁石電源について検討してきた。議論の中身は多岐に亘り、もしかしたら分かりにくかったかもしれない。

冒頭にも述べたように議論の進め方として整理された設計図を解説すると言うよりは、現在この電源の検討が電磁石電源をめぐる技術的環境の中でどのように進んでいるか、何が問題でそれを克服するのにどんな技術的革新（少し大袈裟ではありますが）が必要か、と言った事が少しでも浮かび上がるように心掛けたつ

もりである。

分かりにくい点があったとすればそれは講師の力量不足でありご容赦願いたい。

4 年程前、当時の東大原子核研究所において「JHP 大強度陽子シンクロトロン電磁石電源研究会」<sup>7)</sup> が持たれ、JHF シンクロトロン電磁石電源について多くの可能性が議論された。その中身は当時はまだ漠として将来の発展に期待するところも多かったが、今考えてみるとその中の幾つかはすでに実用の域になり、ここ数年の発展が大きく着実に進んでいる事に気づく。

現在 3 GeV シンクロトロン、50 GeV シンクロトロン電磁石電源の検討はこれらの発展を踏まえて進められている。ハードの個々の技術的レベルはこれからも改善されて行くと期待するが、これからは特にシステムとしての完成を進める事が必要となってくる。若い人たちの参加を期待する次第である。

最後に、この原稿を纏めるに当たり企業の方を含め多くの方から快く資料を分けて頂いたり助言を頂いた。ここに感謝の意を表したい。

## 参考文献

- 1) Jan Ryk, 「GRADIENT MAGNET POWER SUPPLY FOR THE FERMILAB 8 GeV PROTON SYNCHROTRON」、FERMILAB-Pub-74/85
- 2) F.ZHANG et al., 「Configurations of Magnet/Power Supplies for a Rapid-Cycling Synchrotron」、第 12 回加速器科学研究発表会、1999
- 3) 武藤正文 他、「RCS のための直列共振回路の開発」、第 5 回加速器電源シンポジウム、1999
- 4) 武藤正文 他、「JHF 50 GeV Main Ring 電磁石電源について」、KEK Report 98-14 (JHF 98-5)、1999
- 5) KEK 佐藤皓氏私信
- 6) M.Muto et al., 「HIGHLY-PERFORMED POWER SUPPLY USING IGBT FOR SYNCHROTRON MAGNETS」、PAC99、1999  
武藤正文 他、「IGBT を用いた無効電力補償型電磁石電源の開発」、第 4 回加速器電源シンポジウム、1998
- 7) 武藤正文 他、「JHP 大強度陽子シンクロトロン電磁石研究会」、JHP-Supplement-26、1997