

解 説

重イオン・シンクロトロンの加速器技術と物理・その1

—電源と電気回路としての電磁石負荷：コモン・モード・ノイズとの格闘—

佐藤 健次*

Accelerator Engineering and Physics for Heavy-Ion Synchrotron (1st Part) —Power Supply for Magnets: A Battle against Common-Mode Noise—

Kenji SATO*

Abstract

Power supplies of thyristor-rectifier type for electric strings of magnets of HIMAC synchrotrons are characterized by high stability and nice reproducibility in addition to low noise. Excellent power supplies result in stable acceleration without beam feedback due to high performance of 2 ppm for dc without such an active filter as a series dropper and 0.3 ppm for ac with an active filter of reactor-transformer type. A special electrical configuration of both power supplies and electric strings of magnets is based on separation of normal mode and common mode, both of which were found in existing machines of other laboratories in Japan. In this way a static filter for common mode in addition to that for normal-mode is very effective in suppressing noise for both dc and ac.

日本加速器学会誌「加速器」の第1巻第3号において、放医研の金澤光隆さんは、話題として、HIMAC シンクロトロンの高周波加速系の「Digital 制御 RF 加速」について紹介された¹⁾。その話題の最後は「現在までほぼ TARN II でのテスト時のシステムのままで 10 年以上安定に動いてくれている。ビーム・フィードバックは全く使わずに！」と締め括られている。ビーム・フィードバックなしでの運転が最初のビーム調整以来続けられており、例えば、入射直後の高周波ノック・アウトで生成した毎秒数百個の粒子を、加速し取り出してビーム輸送し、その微弱強度ビームの検出器での直接計測実験が当初から実現されたこともあり、パルス装置のシンクロトロンのまると CW 装置のサイクロトロンのような加速器になったと言われた。

このような高性能運転が実現した背景には、ダイレクト・デジタル・シンセサイザーを中心装置とする「Digital 制御 RF 加速」システムが優秀であることはもちろんのことではあるが、入射、加速、遅い取り出し、及び、減速あるいはリセットを、ビーム・フィードバックなしで安定に繰り返すパルス運転を実現して

いる、他の機器と装置の性能の優秀さもある。これらの機器と装置のうち、電源と電磁石を取り上げ、その1—電源と電気回路としての電磁石負荷：コモン・モード・ノイズとの格闘—その2—電磁石：ヒステリシス特性との格闘—の2項目に分類して、これらの技術とその背景にある物理について紹介する。

ただし、筆者は HIMAC シンクロトロンの建設に携わったものの、その営業運転開始直後に、放医研から阪大核物セに転任し、その後はサイクロトロンを専らの研究対象としている。そのため、この十年強の間の HIMAC シンクロトロンの進展の詳細を知らない。最近の進展については、もちろん放医研の論文や報告に譲ることになるので、当然のことながら、本稿で述べることは最新の加速器技術と物理の全てではないことをお断りしておく。

1. 序 論

放医研の重粒子線がん治療装置 HIMAC のシンクロトロンでは、台形励磁のパルスで繰り返し運転される偏向電磁石と四極電磁石のサイリスタ電源は、直流的な再現性と安定度が高く、交流的には、サイリスタ

* 大阪大学核物理研究センター加速器研究部門
Research Center for Nuclear Physics, Osaka University
(E-mail: sato@rcnp.osaka-u.ac.jp)

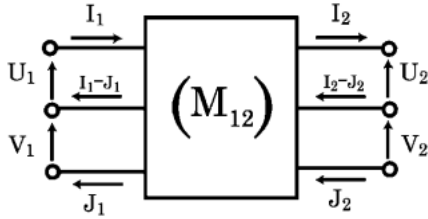


図1 3端子入力で3端子出力の6端子回路

のスイッチング時の転流に付随する数 kHz の電気振動を含め、雑音が少ない。こうした高性能の背景には、それまでの電気回路には見られなかった、図1に示す、3端子入力で3端子出力の6端子回路が、本稿で示すように、負荷である電磁石とその電源に実際に存在するものとして、その回路理論を適用して、雑音を低減し抑制する技術を開発したことが挙げられる。

図1の真ん中の線の中線と呼ばば、そこには差の電流 $(I-J)$ が流れるので、入力1と出力2との間の変換は、和の電圧 $(U+V)$ 、和の電流 $(I+J)$ 、差の電圧 $(U-V)$ 、差の電流 $(I-J)$ で表現することにすれば、一般的には、

$$\begin{pmatrix} U_1+V_1 \\ I_1+J_1 \\ U_1-V_1 \\ I_1-J_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2+V_2 \\ I_2+J_2 \\ U_2-V_2 \\ I_2-J_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

と与えられる。しかし、逆対角成分がノンゼロのままでは、和の世界と差の世界とが結合して混ざり合い、複雑な現象が発生する。そこで、逆対角成分がゼロになるように、電気回路を中線に対して上下対称な配置とする。その結果、

$$\begin{pmatrix} U_1+V_1 \\ I_1+J_1 \\ U_1-V_1 \\ I_1-J_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & a_{34} \\ 0 & 0 & a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2+V_2 \\ I_2+J_2 \\ U_2-V_2 \\ I_2-J_2 \end{pmatrix} \quad (2)$$

が成立し、部分空間が対角化されたので、和の世界と差の世界が分離され、入力1と出力2との間の変換は、それぞれ、

$$\begin{pmatrix} U_1+V_1 \\ I_1+J_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2+V_2 \\ I_2+J_2 \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} U_1-V_1 \\ I_1-J_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{33} & a_{34} \\ a_{43} & a_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2-V_2 \\ I_2-J_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

と与えられる。

くどのようなが、何としても上下対称な回路配置にすべきであることを、ベータatron振動を例に挙げて、議論しておこう。ベータatron振動には水平方向の振動と垂直方向の振動の2つがあり、前者を(3)式の変換とし、後者を(4)式の変換とする。ただし、電気回路の変換とベータatron振動の変換とでは、入力と出力の順序が入れ替わっている点では異なっている。2つのベータatron振動を纏めて書き表せば、逆対角成分がゼロの(2)式を得る。しかし、ソレノイド磁場や四極磁場のスキュー成分があると、逆対角成分が(1)式のようにノンゼロとなり、水平方向のベータatron振動と垂直方向のベータatron振動とが結合し混ざり合うことになる。その結合が強くなると、ベータatron振動はもはや2つの振動からなる運動とは見なせなくなり、複雑な現象になる。それを嫌って、2つの独立した振動となるように、ソレノイド磁場や四極磁場のスキュー成分を低減し抑制させるように努力する訳であるが、それと同じく、電源とその負荷に対しては上下対称な回路配置になるように、最大限の努力を払う必要がある。

ところで、シンクロトロンでは電磁石を直列に数珠繋ぎするので、中線も電磁石から電磁石へと繋いで行くため、そこに流れる差の電流 $(I-J)$ はコモン電流となっている。そこで、(4)式の差をコモン・モードと呼ぶことにし、これに対して、(3)式の和をノーマル・モードと呼ぶことにした。ただし、ここで定義したコモン・モードは、世間で言われているコモン・モードとは異なる気がしており、同不同については確認が必要である。

さて、HIMACのシンクロトロンでは、負荷である電磁石の上下のコイルを分離し、ヨークを中線として繋ぐことで上下対称な回路配置(後ほど示す図3そのものである)を確保し、図1の3端子入力で3端子出力の6端子回路を、直列に繋いだ繰り返し回路網(梯子型回路網とも呼ぶ)とした。こうした負荷の配置に対応出来るように3端子出力のサイリスタ電源も、やはり上下対称な回路配置とした。このとき、サイリスタ・バンクの midpoint とヨークを繋ぐ中線とを繋ぐことで、ノーマル・モードとコモン・モードの雑音を低減し抑制出来る2種類のスタティック・フィルターを設けた。さらに、交流成分のみを低減し抑制するリアクトル・トランス方式のアクティブ・フィルターを設けたが、直流成分に対してはシリーズ・ドロップのようなアクティブ・フィルターを設けなかった。実現された性能は、例えば、343 V、1360 A の四極電磁石電源の台形励磁のパルス運転のフラット・

トップで、直流的には2 ppm程度の再現性と安定度、交流的には、サイリスタのスイッチング時の転流に付随する数kHzの雑音を含めて、0.3 ppm程度であり、世界の標準的な性能を一桁程度上回る高性能であった。

電源のこの高性能と「Digital制御RF加速」の高性能とが相俟って、ビーム・フィードバックなしであるにもかかわらず、微弱強度ビームを高い再現性で長時間安定に取り出すことが出来ている他、筆者の転任後実現された、取り出し時の三次共鳴において、高周波ノック・アウトで呼吸に同期したビームを安定に取り出すことが出来ている等の、世界にも例をほとんど見ない、シンクロトロン全体の高性能運転が実現されている。

6端子回路でコモン・モード・フィルタを設けたサイリスタ電源の性能の高さに着目して、阪大核物セでは、民間等との共同研究として、同様の設計に基づいたサイリスタ電源の開発研究を行った。直流用のシリーズ・ドロップパーや交流用のリアクトル・トランス方式のアクティブ・フィルタを設けていないにもかかわらず、直流と交流の両方に対して、2 ppmと、やはり高性能であった。

これらの放医研と阪大核物セでの異なる企業による成果に基づいて、その後、複数の医療用シンクロトロンや多目的シンクロトロン、さらには、電子シンクロトロンが建設されたが、いずれもビーム・フィードバックなしで順調な運転が行われている。

論理的で雑音が少ない高性能運転が実現されるようになったので、加速器電磁石電源の技術と物理は一件落着かと思っていたところ、スイッチング素子の進歩に伴い、サイリスタがIGBTに置き換えられようとしている。そこで、阪大核物セでは、民間等との共同研究として、IGBT電源の開発研究に取り組んだ。しかしながら、それに際して、筆者の知識不足もあり、また、無駄に齢を重ねたためか共同研究先の企業に対して優しい心根になってしまったのであろう、6端子回路でコモン・モード・フィルタを設ける設計をIGBT電源の本体には採用せず、参考書や教科書通りの従来設計を採用した。その結果と考えるが、MHz程度の雑音が傍若無人に闊歩し、負帰還制御の弱電回路の電位の基準となる点さえ論理的に見付け出すことが困難な世界が出現した。恐らく、コモン・モード雑音で負帰還制御信号が汚され、直流の安定度が10 ppmはおろか100 ppm近くの性能にしかならなかった。これほどまでに従来設計手法が悪く、しかも、コモン・モード雑音を低減し抑制する手法が非

論理になり、改善のための手の打ちようがないこと等、無念、残念、悔しいと言う気持ちで一杯である。

サイリスタ電源も昔は似たような状態で、転流スパイクには悩まされ続けて来たが、十年近く前、HIMACシンクロトロンでそれを克服出来るようになった訳であり、IGBT電源では今一度仕切り直しである。もちろん、お勧めは、6端子回路でコモン・モード・フィルタを設けることである。ただ、素子の置き換えによって、スイッチングに付随する雑音の周波数が、50 Hzまたは60 Hzで転流させるサイリスタの場合の数kHzから、10 kHz程度でスイッチングさせるIGBTの場合のMHz程度へと高くなり、雑音の低減と抑制が難しくなって来ている。これだけ周波数が高くなると、雑音も単なる伝導雑音にとどまらず放射雑音も考える必要があり、例えば、IGBT電源に交流電圧を供給する配線が数十メートルにもなると、MHzの高周波の1/4波長のアンテナとして、強力な放射が発生することも考えられる。回路を構成する場合、集中定数回路ではそのような放射が発生する可能性が大きいため、分布定数回路を多用する必要があるそうである。

そうなってくると、直流機器の感覚ではなく、高周波機器の感覚で、電源の設計と製作を行う必要がある。例えば、直流的には1000 A流すとして、平行平板の分布定数回路でブスパーを用いるときには、直流の値のみでブスパーの断面積を決めるだけでは不十分である。サイリスタ電源でも既に採用した、平行平板の特性インピーダンスを低くするという方策をさらに徹底し、高周波に対する自己インダクタンスを低くするため、幅の広い配線にするような対策も必要である。もちろん、容量の大きさが与えられたコンデンサーを設ける場合には、特性の良い容量の小さい高周波コンデンサーを近くに設け、残りの容量の大きいコンデンサーを所定の位置に設ける等の配慮も必要である。

本稿では、サイリスタ電源で雑音を究極まで低減し抑制するに当たり、これらの実装上の技術の紹介は割愛し、6端子回路でコモン・モード・フィルタを設ける設計には、ノーマル・モードに加えてコモン・モードが存在するという物理が存在し、また、その物理に関連してどんな技術が必要であったのかを筆者の経験から振り返り、IGBT電源の雑音を低減し抑制するための物理と技術への道への指針としたい。

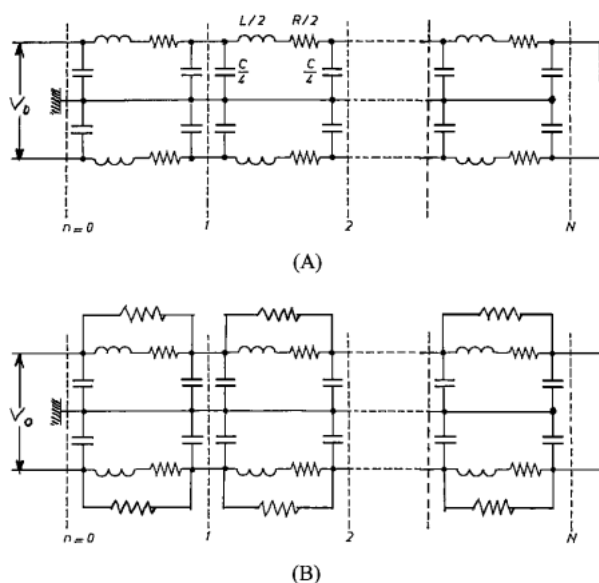


図2 (A)電磁石の励磁コイルを直列に接続したときの繰り返し回路網の等価回路：CPSの設計報告書²⁾の回路図を書き直した図
(B)励磁コイルに抵抗を架橋したときの等価回路

2. コモン・モードの存在を確信するに至った道のり

2.1 負荷である電磁石の電気的等価回路図とのGSIでの出会い

筆者は、1982年に10ヶ月ほどGSIに滞在して、SISの高周波加速空洞の開発に取り組んだ。そのとき、居室を共にしたのは、電磁石の研究者のLangenbeckさんである。取り組む課題が異なることもあって、普段ほとんど会話のない二人であったが、ある日、突然、彼はニコニコしながら話し掛けて来て、計算機の実出力印刷の部屋まで付いて来いと言う。彼が計算していたのは、電磁石を直列に接続したときの繰り返し回路網において、シンクロトロンのパルス励磁の波形を台形状に立ち上げるために、電圧をステップ状に立ち上げたときに発生する、電気回路的な共鳴の励起であった。そのときの繰り返し回路網の等価回路図は図2(A)であり、共鳴の励起を低減し抑制するために、図2(B)のように励磁コイルの各々の入力端と出力端に抵抗が架橋されていた。この抵抗で共鳴が抑制され低減することに、彼はご機嫌だったのである。

なお、これらの図は、彼に紹介して貰ったCERNのCPSの設計報告書²⁾を左右反転した形で書き直したものである。この繰り返し回路網で表現された電磁石の等価回路図との出会いは、その後、放医研の重粒子線がん治療装置HIMACのシンクロトロンの建設

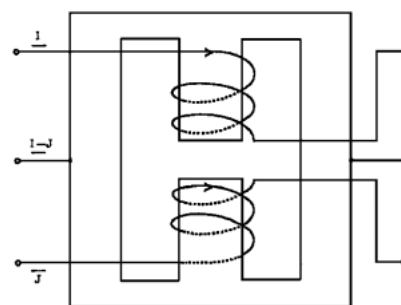


図3 偏向電磁石で上下コイルを分離し、鉄芯ヨークを線で繋いだときの、3端子入力で3端子出力の6端子回路の配置図：この配置では磁極間隙での磁場は和の電流($I+J$)のみで定まり、差の電流($I-J$)は寄与しないことに注意

に携わることになる筆者にとっては、全くの幸運であった。

さらに幸運なことに、図2(A)の回路定数が、自己インダクタンスについては $L/2$ 、抵抗については $R/2$ 、コンデンサーについては $C/4$ と表されていることに気付いたことである。こうなるためには、電磁石が偏向電磁石とした場合、図3のように、上コイルと下コイルとが分離されていて、鉄芯のヨークには配線が繋がっていると考えられることであつた。また、この回路は、3端子入力で3端子出力の6端子回路であることにも直ちに気付いた。

しかし、この設計報告書では、上コイルと下コイルには同じ電流が流れるとして、2行2列の行列の積のみが計算されていた。また、その計算では、分布定数回路に似た繰り返し回路網であることから、一台当たりの共鳴周波数よりも低い周波数の共鳴が複数発生し、その共鳴の振幅が、電磁石から電磁石へと、電磁石の順番に従って空間的に分布することが示されていた。複数ある分布の中で、その周期が、ベータトロン振動のチューンに近くなる分布では、ベータトロン振動を共鳴的に励起するという厄介な代物であった。この種の繰り返し回路網の計算は高周波回路では時折見掛けるものであり、高周波加速装置に慣れ親しんで来た筆者にとっては、「電磁石回路＝高周波回路」とばかりに身近に感じられ、全くの幸運であった。

2.2 サイリスタの転流雑音を知ったとき

帰国後、TARN IIの高周波加速空洞の開発に取り組むことになったが、それに際して、企業の二人の技術者の協力を得た。一人は電気機械の技術者であり、もう一人は電源及び制御の技術者であった。加速空洞の開発作業の手が空いた折、電源及び制御の技術者に、図2(B)のように繰り返し回路網で抵抗を架橋し

て、ステップ関数の電圧変動に対して、共鳴の振幅を低減し抑制する計算を見せたところ、驚かれました。

この企業では、その昔、某蓄積リングのサイリスタ電源を製作し、1 ppm 以下の直流安定度と交流雑音が実現出来るとの自信を持って、リングの電磁石に繋ぎこんだところ、思いも掛けない不具合が生じ、それを現場で克服する手法が、筆者の計算と同じであることを、彼から聞かせて貰った。それと同時に、1 ppm 以下の性能は実現されず、見果てぬ夢であったことも教えて貰った。

不具合とは、電源を電磁石に繋ぎこんで運転したところ、真空ダクトが音を出して唸り出したとのことである。「風が吹けば桶屋が儲かる」と言うような、共鳴現象が起きたのである。真空ダクトの機械的な固有振動の周波数が、繰り返し回路網の電気回路的な共鳴の周波数と一致し、その共鳴周波数が、電源のサイリスタの転流スパイクに付随する減衰振動の周波数に一致して、真空ダクトの共鳴が励振されたとのことであった。サイリスタのスイッチングに付随する転流スパイクがそもそもの源であるから、記述の順序は、本来は、逆にすべきであるかも知れない。結局、電源を担当する企業としては、真空ダクトの固有周波数をずらすことは困難であると判断して、また、電源のサイリスタの転流に付随する周波数をずらすことは困難であると判断して、負荷の電磁石の共鳴周波数をずらすことにして、図 2(B) に示した抵抗だけでなく、周波数をずらすためのコンデンサーと抵抗とを直列に繋いで架橋したとのことであった。筆者はデスク・ワークとして、負荷にこうした共鳴が存在し、コンデンサーを入れてはなかったものの、抵抗を架橋すれば良いことを計算していたので、驚かせてしまったようである。

今にして思えば、転流スパイクの主成分はコモン・モードであり、架橋抵抗だけでは、それを完全に低減し抑制することは出来ないので、1 ppm 以下は所詮実現不可能であった。

高周波加速空洞の開発に取り組んでいたにも拘わらず、電源に関係する不具合を実際に経験した技術者と出会ったこと、及び、電源からの雑音がサイリスタのスイッチング時の転流スパイクに付随する減衰振動であることを知ったことは、筆者にとって、全くの幸運であった。

2.3 橋絡抵抗のそれなりの威力の再確認

前節の第 2.2 節で述べたように、架橋抵抗にはそれなりの威力があった。筆者が放医研に転任した後のこ

とであるが、田邊徹美さんから、東大核研のクーラー・シンクロトロン TARN II のサイリスタ電源では雑音に煩わされているとのことで、何か打つ手はないかとの問い合わせがあった。そこで、図 2(B) のように抵抗を架橋することを提案してみたところ、それが実行に移され、不完全ながらも、確かに、雑音が低減され抑制された。

その雑音はやはりサイリスタの転流スパイクであり、架橋抵抗の大きさに対する波形の変化の測定データを、田邊徹美さんと渡辺伸一さんから頂戴した。しかし、その時点では、解釈が難しかった。その後、次節の第 2.4 節の第 2.4.3 項で述べるように、コモン・モードの進行波と反射波とが組み合わさった現象であることが理解出来るようになった。

2.4 コモン・モードへの展開

HIMAC シンクロトロンで電源を製作するに当たり、図 2(A) 及び図 2(B) の中線の果たす役割について思いを巡らすようになった。そして、図 3 において、上コイルに流れる電流 I と下コイルに流れる電流 J とが同じであることは保証されておらず、異なる電流が流れることがあるべしと考えるようになった。そのとき、差の電流 ($I-J$) は中線を通ることになり、電磁石の鉄芯であるヨークを直列に繋いでいるので、コモン・モードと呼んで良いことになる。これに対して、図 3 においては、電磁石の磁場の強さは和の電流 ($I+J$) で定まり、ノーマル・モードと呼ぶことにした。

差の電流 ($I-J$) が実際に存在するかどうかを知る必要が生じて来たが、通常の配置のシンクロトロンでも存在する可能性があることに気付いた。即ち、電磁石の上コイルと下コイルとを分離せず、上下コイルを一体にして、次から次へと直列に繋ぐ場合、ヨークがあらわな配線で繋がれていないときでも、対向する電磁石を対にして、電流 I と J が流れても良いと考えた。図 2(A) で言えば、 $L/2 \rightarrow L$, $R/2 \rightarrow R$, $C/4 \rightarrow C/2$ と置き換えれば良いだけのことであるが、それを図 4 に示しておく。

図 3 でも図 4 でも、電流 I と電流 J とは、

$$I = \frac{I+J}{2} + \frac{I-J}{2} \quad (5)$$

$$J = \frac{I+J}{2} - \frac{I-J}{2} \quad (6)$$

のように、ノーマル・モードとコモン・モードとの和と差で与えられ、 I と J とでは、差の電流の符号が異なる。

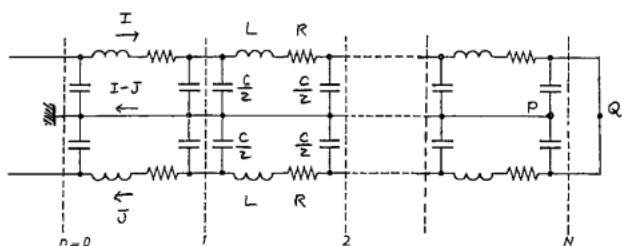


図4 偏向電磁石の上下コイルを一体化して直列に接続したときの繰り返し回路網の等価回路：点Pと点Qの間に、コモン・モードに対するインピーダンス整合のための抵抗他を取り付けることが可能

既存で稼働中のシンクロトロンである KEK の 12 GeV PS や東大核研の TARN II に問い合わせたところ、差の電流 ($I-J$) であるコモン・モードが雑音の主成分である現象を次々と見つけ出すことが出来た。この雑音の素性は全く論理的なものであり、細かいことを云々するようであるが、それを知ることは、高性能電源を実現するために必要な物理と技術であるので、以下に紹介する。

ただし、何故、コモン・モードが主成分であるのか、また、ノーマル・モードが観測されないのか、の理由については、以下の各項では論じない。その理由を前以って指摘しておけば、電源に何等かの形で設けられているスタティック・フィルタが、ノーマル・モードに作用して、それを低減し抑制するものの、コモン・モードには作用せず、それを低減出来ず抑制出来ないためである。

2.4.1 最初の電磁石と最後の電磁石で測定された雑音の符号の正負逆転

KEK の 12 GeV PS の四極電磁石の転流スパイクの雑音で、最初と最後の電磁石での符号について、末野毅さんと佐藤皓さんに、これまでの測定データの紹介をお願いし、また、新たな測定をお願いしたところ、確かに、符号が正負逆転していることが知られた。即ち、(5)式と(6)式の右辺の第2項が見出されたことになり、雑音の主成分はコモン・モードであることが判明した。

しかも、重要なことであるが、12 GeV PS においては、図4であるとは言うものの、図2(A)や図3で導入した、ヨークを直列に繋ぐ中線が存在する訳ではない。それにも拘わらず、コモン・モードの電流が見出されたと言う事実は、床や大地が中線の役割を果たしていると言うことであり、床や大地を無視出来ないと言う雑音の本性を垣間見たことになる。

2.4.2 電磁石から電磁石への雑音の分布

コモン・モードの正負の符号が最初と最後の電磁石で逆転していると言うことは、雑音の振幅が途中でゼロになると言うことである。即ち、電磁石の台数が N 台であるとすると、雑音の振幅が $N/2$ 台目の電磁石でゼロになる。これは、分布定数回路風に言えば、 n 番目の電磁石では、

$$\cos\left(\frac{\pi}{N}n\right) \quad (7)$$

と言う分布になっており、最初と最後とでは半波長の分布になると言う、単純明快な物理であった。このことは、サイリスタ電源の転流スパイクに付随する減衰振動の周波数が、繰り返し回路網である負荷の複数ある共鳴の中で、最も周波数が低い共鳴の周波数に近いことを意味している。

ただし、KEK の 12 GeV PS の四極電磁石のそれまでの測定では位相が意識されておらず、従って、正負の符号が意識されておらず、振幅の絶対値の分布のみの測定データが存在していた。そのため、末野毅さんと佐藤皓さんから教えて頂いた測定データでは、電磁石から電磁石への分布は中央部で凹んでいた。

この測定データと前の第2.4.1項で述べた振幅の正負の測定データから、(7)式が成立することが明らかになり、コモン・モードであることが分かった。

2.4.3 反射波と進行波

ノーマル・モードとコモン・モードの2種類の成分があるとき、ノーマル・モードに関しては末端が短絡で、コモン・モードに関しては末端が開放となる。いずれのモードでも反射波が存在し、短絡か開放かに応じて、進行波と反射波の位相が定まる。反射波の振る舞いについて、第2.3節で紹介した、TARN II での架橋抵抗に対する波形の変化から理解出来るようになった。

サイリスタの転流に伴って発生する波形は近接する2つの成分で構成されていた。最初の減衰振動があり、少し時間的に遅れて、2つ目の減衰振動があった。また、最初のもものと2つ目とは、僅かではあるが、周波数が異なる。架橋抵抗の値が小さくなると、1つ目も2つ目も振幅が小さくなるが、二つ目の方が急速に小さくなる。

こうした現象は、1つ目は進行波で、2つ目は反射波であり、しかも、2つの波の位相の関係から、末端が開放のコモン・モードであると解釈出来た。周波数が異なるのは、繰り返し回路網では有限個の固有振動しか発生しないので、入射波と同じ波形の反射波を返

すことが出来ず、入射波の振動数に近い周波数を持つ固有振動を選択しながら反射したものと考えれば良い。

こうして、反射波の位相と波形からも、コモン・モードであることが分かった。

2.4.4 インピーダンス整合

ノーマル・モードに関しては、末端は短絡にならざるを得ないが、コモン・モードに関しては、末端を開放とせず、図4の点Pと点Qとの間に適当な抵抗を繋いで、インピーダンス整合することが可能である。

KEKの12 GeV PSでは、直列に接続された電磁石の中央部で、そのコイルに対して、コンデンサーに抵抗を直列に繋いだ回路が、接地されていることを、KEKの松本啓先生に教えて頂いた。これは、インピーダンス整合により、反射波を打ち消すための仕掛けであると考えた。

そこで、松本啓先生にお願いして、12 GeV PSの運転停止の日に、モニターのハーフ電磁石を切り離して貰い、東大核研の藤田宗孝さんに測定回路を東大核研から車で運んで貰い、企業の人にも立会って貰って、電磁石の電気回路としての、自己インダクタンス、コンデンサー、抵抗、共振周波数、等々を測定した。

もちろん、インピーダンス整合に必要な特性インピーダンスは

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

の式で定まる。回路定数の測定から換算された特性インピーダンスと、12 GeV PSに取り付けられていた抵抗の値とは良く一致していた。

インピーダンス整合として説明出来る点でも、コモン・モードであることが分かった。

3. コモン・モードの発生機構とコモン・モード・フィルター

3.1 コモン・モードの発生機構

中線にコモン・モードである差の電流 $(I-J)$ が流れることは確認出来たが、図2(A)にしる図4にしる、何故、中線に差の電流 $(I-J)$ が流れるのだろうか、その原因に思いを巡らしているうちに、HIMACの電源の仕様の検討が進み、サイリスタ電源の回路図を眺めていて、その原因に気付いた。

図2(A)では、負荷に加わる電圧は1種類で V_0 であるが、実際には、そうではなくて、図5に示すように2種類あって、中線の上半分には電圧 U が、下半

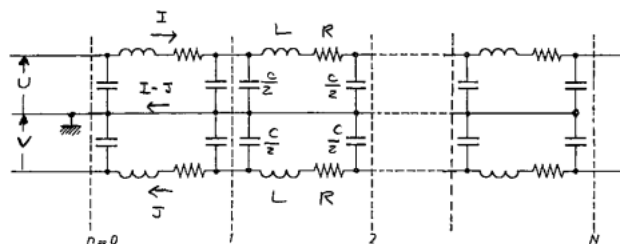


図5 中線を通る差の電流 $(I-J)$ の原因は中線の上下の差の電圧 $(U-V)$ がノンゼロであるとするモデル：スイッチングは上下で時間的に交互に行われるとするモデル

分には電圧 V が掛かっており、サイリスタのスイッチング時の転流に伴って、差の電圧 $(U-V)$ の符号が正負逆転し、その変化が差の電流 $(I-J)$ の原因になることに気付いたのである。

3.2 ノーマル・モードとコモン・モードに対するスタティック・フィルター

3.2.1 繰り返し回路網の解析の紹介の省略

コモン・モードが存在し、その発生原因が明らかになったとは考えたものの、雑音の全てがコモン・モードであるかどうかについては判定不能であり自信がなかった。その一方で、ノーマル・モードが少ないとも言えそうであり、それでは、ノーマル・モードが少ない理由を何処に求めれば良いのかと考え続けていた。既に、第2.4節の第2.4.1項の直前に述べたところではあるが、電源には必ず何等かの形でスタティック・フィルターが設けられており、それはコモン・モードを低減出来ず抑制出来ないものの、ノーマル・モードを低減し抑制していると考えれば良いことに気付いた。

この時点で、コモン・モード・フィルターの作り方を検討し、それを考案すべきであったが、当時は、第2.1節で述べたように、繰り返し回路網で複数の共鳴が発生し、その共鳴の振幅は電磁石から電磁石へと順番に分布し、それがベータトロン振動を共鳴的に励起する可能性があるという観点からの解析に凝りに凝っていた。KEKの12 GeV PSでは、(7)式のような分布があることを、第3.1節の第3.1.2項で紹介したが、この分布では、チューンが1/2のベータトロン振動を共鳴的に励起するだけである。ベータトロン振動の実際のチューンはこれとは異なるので、共鳴を引き起こす高次の分布の振幅を知る必要があったが、そのためには、実測された、既知の(7)式の分布の振幅と高次の分布の振幅との関係式を得る必要があった。

しかも、HIMACシンクロトロンでは、偏向電磁石の場合には、図3に示したように、上コイルと下コイ

ルとを分離し、また、ヨークを繋いで、電磁石から電磁石へと、3端子入力で3端子出力の6端子回路として、直列に接続した。このとき、上コイルと下コイルとは相互インダクタンスで結合するので、図6のような回路図として表現されることになる。この場合、ノーマル・モードとコモン・モードとは異なる応答を示すこともあり、その違いを知るため、その解析には力を入れた。また、中線に対して回路の配置の上下の対称性が破れていると、ノーマル・モードとコモン・モードとの混合が起こるので、その程度を評価するための解析にも力を注いだ。

いずれの計算も筆者にとっては簡単な作業ではなく、コモン・モード・フィルタを考案し、その設計方針を定めるための解析になかなか手が回らなかった。ただ、おぼろげながらも、電源のサイリスタ・バンクの midpoint と負荷の中線とを直接繋ぐことによって、コモン・モードを低減し抑制するフィルタを設けることが出来ることになって来た。

コモン・モード・フィルタの原理を理解し、その動作を解析するに当たっては、その昔手間ひまを掛けたように、負荷を複雑な繰り返し回路網として取り扱う必要は必ずしもないようである。そこで、繰り返し回

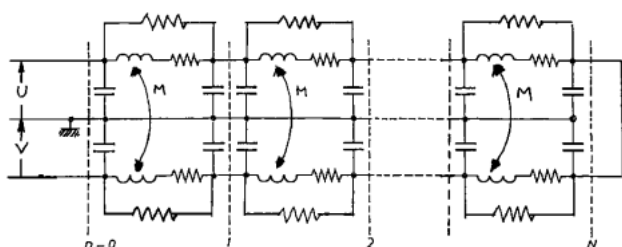


図6 電磁石の上下コイルを分離して配線するとき、上下コイルが相互インダクタンスで結合している場合の等価回路

路網の計算等は参考文献^{4,5)}に譲ることにして、本稿では、その紹介を省略する。

3.2.2 上下が対称で結合のない集中定数回路によるモデル化とフィルタ

簡単のため、負荷を、上下が対称でノーマル・モードとコモン・モードとの混ざり合いがなく、しかも、上下の結合のない、単なる集中定数回路としてモデル化し、これに、ノーマル・モード・フィルタとコモン・モード・フィルタを組み合わせた、図7の等価回路の解析を紹介する。ただし、コモン・モード・フィルタと称して取り付けられているフィルタは、電源の midpoint と中線とを繋ぐときのインピーダンスによっては、機能する場合と機能しない場合があることを明快に示すことにする。

この回路図では、電源の電圧を u 及び v と表し、時間的に交互に変化するとする。負荷に対する電圧との和と差は、上下が対称な回路であるため、電圧が u と v の和と差で、

$$(U+V) \left(\frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f + \frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_L} \right) = \frac{1}{j\omega L_f} (u+v) \tag{9}$$

$$(U-V) \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f + \frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_L} - \frac{\frac{1}{Z_m^2}}{\frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{2Z_e}} \\ + 2Z_g \frac{1}{j\omega L_f} \left(j\omega C_f + \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_m} \frac{\frac{1}{Z_R} + \frac{1}{2Z_e}}{\frac{1}{Z_m} + \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{2Z_e}} \right) \end{array} \right\} = \frac{1}{j\omega L_f} (u-v) \tag{10}$$

と求まる。

ここで、簡単のため、負荷の項はフィルタの項よ

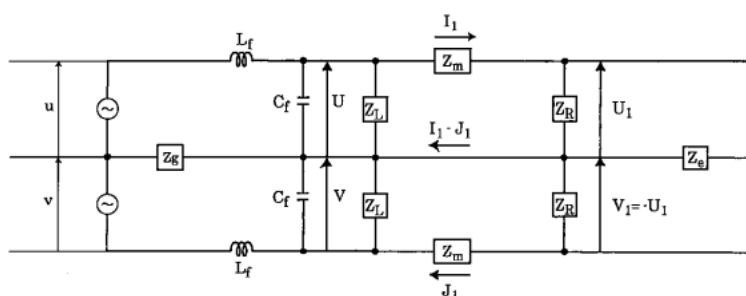


図7 上下が対称な集中定数回路としたときの負荷と上下が対称なスタティック・フィルタとを組み合わせたときの等価回路：電源の midpoint と中線との間をノンゼロのインピーダンス（主たる要素は静電容量）で繋ぐモデル

りも十分小さいと近似する.

$$(U+V) \left(\frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f \right) = \frac{1}{j\omega L_f} (u+v) \quad (11)$$

$$(U-V) \left\{ \frac{1}{j\omega L_f} (1+2j\omega C_f Z_g) + j\omega C_f \right\} = \frac{1}{j\omega L_f} (u-v) \quad (12)$$

(11)式と(12)式とは良く似ているが、(12)式には Z_g が含まれている点で、場合によっては、似て非なるものである。電源の midpoint と負荷の中線との間を絶縁して、コンデンサーで繋がっているとして、

$$Z_g = \frac{1}{j\omega C_g} \quad (13)$$

であるとすると、(12)式のコモン・モードは

$$(U-V) \left\{ \frac{1}{j\omega L_f} \left(1 + 2 \frac{C_f}{C_g} \right) + j\omega C_f \right\} = \frac{1}{j\omega L_f} (u-v) \quad (14)$$

と与えられる。不思議なことであるが、コンデンサー C_g が、実効的には、自己インダクタンス L_f の値を小さくし、そのため、コモン・モードに対しては遮断周波数が高くなり、コモン・モードのフィルターとしての働きを悪くする。

しかし、これに対して、電源の midpoint が完全に絶縁出来て、

$$Z_g = \infty \quad (15)$$

あるいは

$$C_g = 0 \quad (16)$$

が実現されるのであれば、 $(u-v)$ の値に拘わらず、

$$U-V=0 \quad (17)$$

が成立し、負荷に対するコモン・モードの電圧はゼロになる。

しかし、これは見果てぬ夢である。例えば、第2.4節の第2.4.1項で述べたように、KEKの12 GeV PSでは、一見したところ何の縁もゆかりも無さそうな、また、積極的に線を繋いだ訳でもないのに、床や大地にコモン・モード電流が流れるのである。 C_g の値を小さくしようと努力すればするほど、(14)式からして、コモン・モード・フィルターの特性が悪くなる。絶縁するのが良いと思って絶縁度を高める努力をすればするほど、非常に皮肉なことに、コモン・モードにとっては、フィルターの働きが悪くなる。

こうした振る舞いを避けるためには、**図8**に示すように、電源の midpoint と負荷の中線を直接繋ぎ、(12)式で

$$Z_g = 0 \quad (18)$$

を成立させて、

$$(U-V) \left(\frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f \right) = \frac{1}{j\omega L_f} (u-v) \quad (19)$$

としてやって、(11)式と同じ形にすれば良い。

ところで、この第3.2節の最初の第3.2.1項に述べたが、ノーマル・モード・フィルターはその効果を発揮していると考えて良い。コモン・モード・フィルターも同じ式で記述出来ることが分かったので、ノーマル・モード・フィルターの設計や作り方に倣って、コモン・モード・フィルターを設ければ良く、特別のものにする必要はないことになる。以上で、コモン・モード・フィルターの設計方法が定まった。

3.2.3 要注意事項

(11)式と(19)式の辺々の和と差をとると、

$$U \left(\frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f \right) = \frac{1}{j\omega L_f} u \quad (20)$$

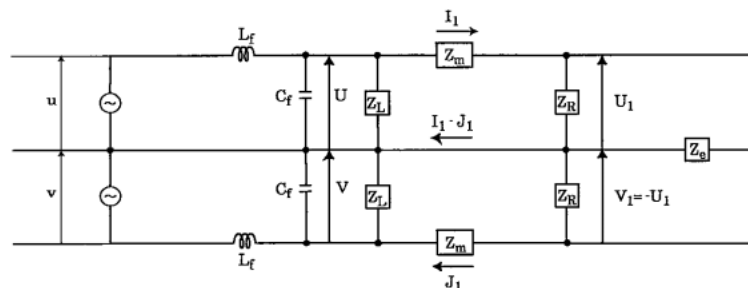


図8 電源の midpoint と中線とを直接接続したときの等価回路

$$V\left(\frac{1}{j\omega L_f} + j\omega C_f\right) = \frac{1}{j\omega L_f} v \quad (21)$$

を得る。これらの式は、上半分の電圧の変化は上半分のフィルターで低減し抑制し、下半分についても同様であると考えれば良いことを示している。

それでは、例えば、**図8**で、下半分の回路を捨て去って、上半分のみの回路が実現可能と考えて良いかと言うと、それは早計で、出来ない相談であり、要注意である。交流を直流に変換するとき、何等かのスイッチング素子を複数個使用し、多くの場合、交流電圧としても位相が異なるものを多相化のため複数個使用する。そのため、スイッチングのオンとオフが起こる素子が切り替って行く。このとき、全ての素子の片端の電位を同一にして接地することは出来ないので、上半分のみの回路、あるいは、下半分のみの回路には出来ない。

図8に示した電圧 u と v は、元々、それ自身多数のスイッチング素子による変化を含んでいると考えるべきものをモデル化したものであり、また、素子に応じて、中点に達するまでのインピーダンスが異なることを考える必要がある。サイリスタの転流スパイクの振幅の時間的な並びを観測してみると、例えば、大小中大小中中の並びが見えるが、この並びは、中点に至るまでのインピーダンスが異なることに原因が求められる。このように異なるインピーダンスの素子を同電位にすることは出来ない相談である。

もう一つ注意しておきたいことは、筆者も一時期間違えていたのであるが、**図7**で、 Z_g がノンゼロのときでも、コモン・モード・フィルターとして効果を持つように思いたくすることである。上下にあるコンデンサー C_f の中点は接地されていることから起きる誤解である。既に、(18)式で示したように、 $Z_g=0$ 以外には、コモン・モード・フィルターにはなり得ない。この節の冒頭で述べたので繰り返しになるが、コモン・モード・フィルターと称して取り付けられているフィルターは、機能する場合と機能しない場合があることになり、名は体を表さない場合があることに、要注意である。コモン・モードの雑音を低減し抑制することの難しさが、ここにも現われている。

4. サイリスタ電源の実際

HIMAC シンクロトロンの電源でも、阪大核物セでの民間等との共同研究による電源でも、**図9**と**図10**に示すように、コモン・モード・フィルターとノーマル・モード・フィルターには、リアクトル・ト

ランスを、それぞれのモードに応じて、2種類異なるものを用いた。従って、**図8**に示したような、上にも下にも、それぞれ独立の自己インダクタンス L_f を設ける配置にはなっていない。もちろん、どちらの方式であっても、その作用は同じであるが、**図9**と**図10**では、リアクトル・トランス方式のコモン・モード・フィルターとは呼ぶものの、電源の中点と負荷の中線とを繋がない限り、コモン・モード・フィルターとしては機能しないことには、要注意である。

4.1 HIMAC シンクロトン^{3,4)}

筆者が放医研から阪大核物セに転任する1994年当時に、自らが書いた電源及び負荷の電気回路図を、**図9**に示す。当時、四極電磁石電源にはリアクトル・トランス方式のアクティブ・フィルターを設けていたものの、偏向電磁石電源には設けていなかった。そのときの性能は、フラット・トップにおいて、四極電磁石電源については、第1章で既に紹介したように、直流的には2 ppm程度、交流的には0.3 ppm程度であり、偏向電磁石電源については、直流的には2 ppm程度の再現性と安定度、交流的には、スイッチング時の転流スパイクに付随する減衰振動の数 kHzの周波数の成分を含めて、5 ppm程度の雑音であった。その後、筆者の転任後、偏向電磁石電源にリアクトル・トランス方式のアクティブ・フィルターが設けられ、直流的には1 ppm程度、交流的には0.2 ppm程度の報告が見られる。

HIMAC シンクロトンでは、負荷の偏向電磁石については、**図3**に示したように、上コイルと下コイルとを分離し、その入力端と出力端の間を抵抗で架橋し、ヨークを中線で繋ぐ電気回路とした。

電源では、フィルターに用いるリアクトル・トランスでは、寄生共振に対処するため、中間タップを設け、電磁石と同じ要領で、架橋抵抗を設けた。整流器トランスの静電遮蔽板は、電源の中点と負荷の中線を繋ぐ線を延長して繋いだ。無効電力補償装置は、高調波フィルターを兼ねたコンデンサーに並列に、交流一次系統電圧の各相の無効電力を制御出来る、サイリスタ制御リアクトルを設けた。無効電力を交流電圧の相毎に制御して、交流電圧の安定化や相間不平衡の低減や抑制を行った。数倍の改善が見られ、有効であった。

シンクロトンのみならず線形加速器を含む、HIMAC 全体のパルス運転の基準信号は、シンクロトンで交流一次系統電圧に同期した PLL 回路で生成し、それを全系に配った。交流一次系統電圧の周波数変動や振幅変動に対応出来る性能を持つので、PLL は電源の雑音を低減し抑制するのにも有効で、実際、

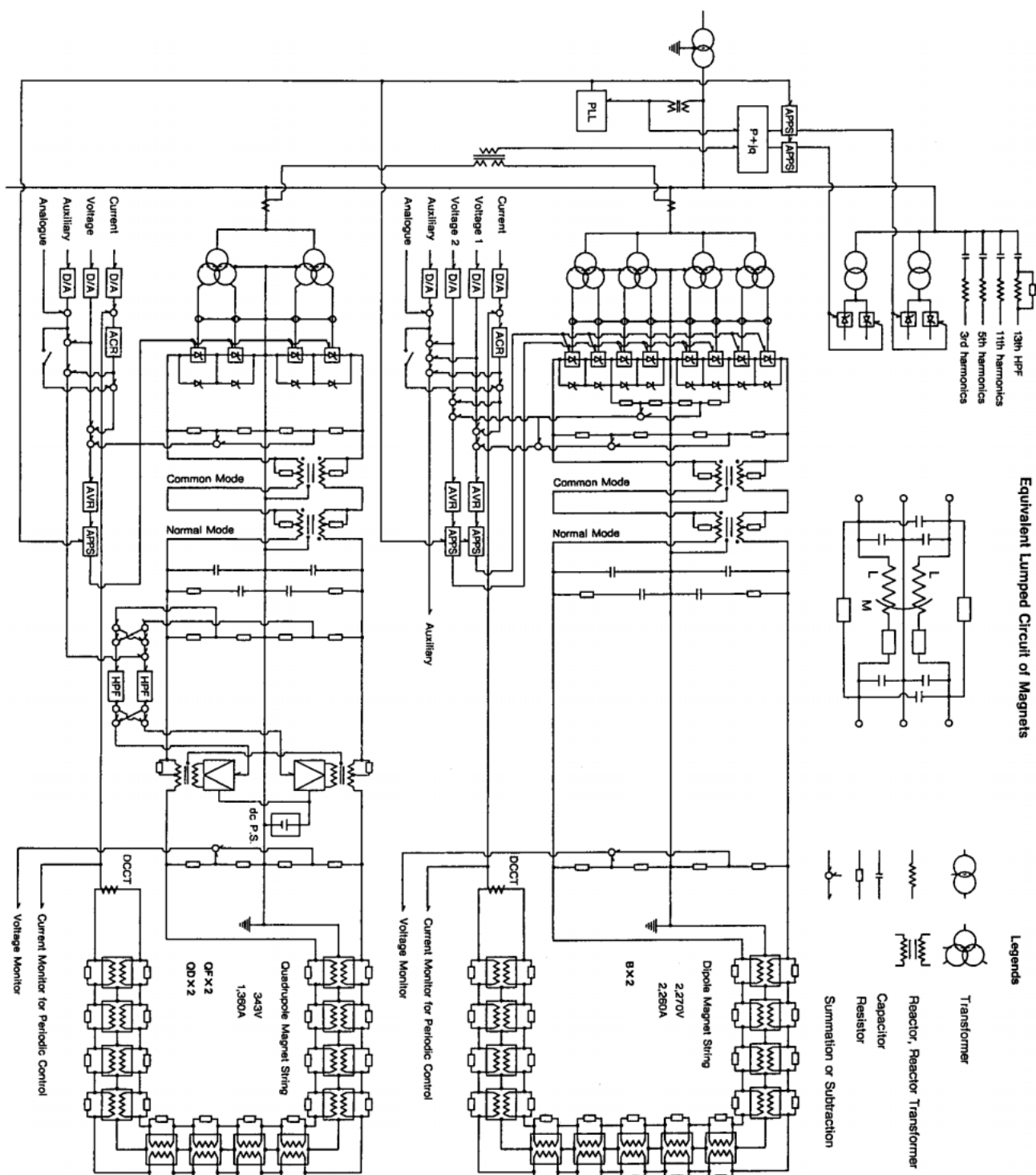


図9 放医研 HIMAC のシンクロトロン電磁石用のサイリスタ電源の1994年当時の回路図：偏向電磁石電源にはリアクトル・トランス方式のアクティブ・フィルタを当時設けていなかったが、その後、四極電磁石電源と同じ配置で増設され性能向上

ビーム・フィードバックが不要な運転を実現出来た一因だと考えている。

4.2 阪大核物セの民間等との共同研究⁵⁻⁷⁾

筆者が阪大核物セに転任後の、1995年と1996年

の2年に亘り、民間等との共同研究として開発研究を行った電源及び負荷の電気回路図を、図10に示す。電源のコモン・モード・フィルタの正否や真偽を検証することを研究目的として、コモン・モード・

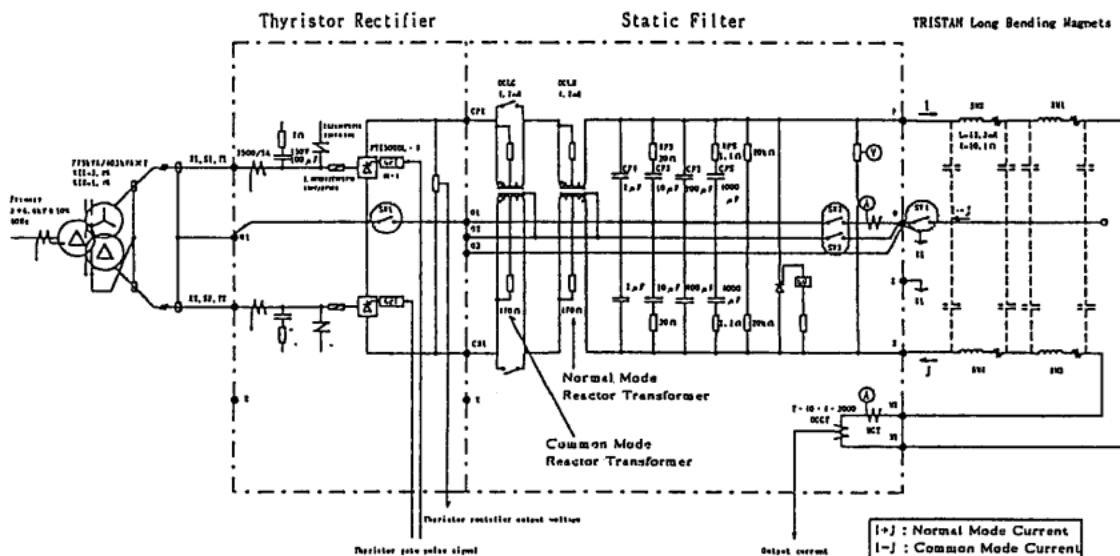


図10 阪大核物セでの民間等との共同研究のサイリスタ電源の回路図

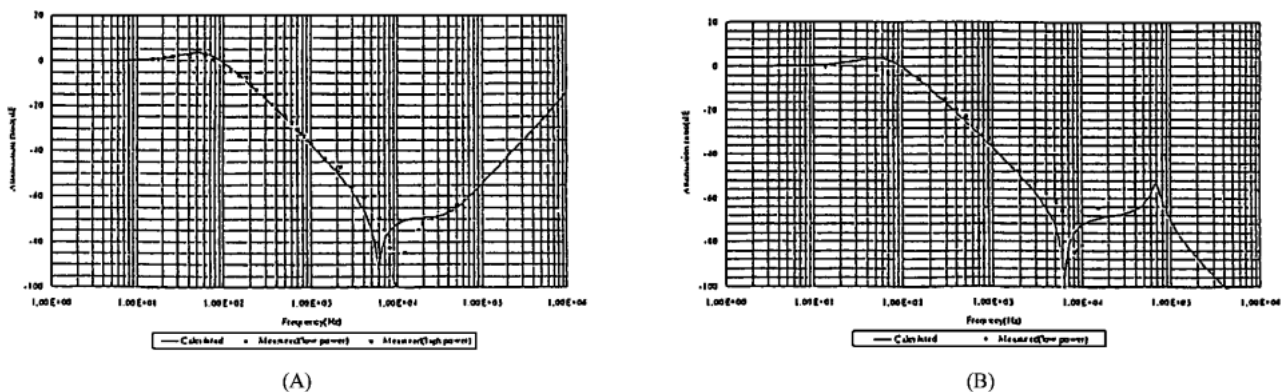


図11 民間等との共同研究の電源のスタティック・フィルターの性能：(A)ノーマル・モード・フィルター，(B)コモン・モード・フィルター

フィルターの生殺や、電源の midpoint と負荷の中線の繋ぎの生殺が出来るスイッチを設けた。なお、ノーマル・モードに対してもコモン・モードに対しても、アクティブ・フィルターを設けていない。

負荷の電磁石は、解体された TRISTAN の長尺偏向電磁石を4台貰い受け、それらを、中線として実際に配線した線に対して、対称の位置に配置した。従って、図3あるいは図6のように、上コイルと下コイルとが相互インダクタンスで結合することはなく、上下コイルが一体になっている図5の回路である。

その性能は、HIMAC シンクロトロンの電源の配置と同じく、コモン・モード・フィルターを生かし、電源の midpoint を負荷の中線に繋いだときに最高であり、直流的にも交流的にも 2 ppm であった。そのときの、スタティック・フィルターの性能を、ノーマル・モー

ドとコモン・モードのそれぞれに対して、図11(A)と図11(B)に示す。いずれも、10 kHz 近くまで減衰特性を示し、それも -100 dB にまで及ぶ高性能であることが分かる。これも、ノーマル・モードとコモン・モードとが混ざり合うことなくきっちり分離され、そのそれぞれが低減され抑制されているからであると考えられる。

なお、コモン・モード・フィルターを殺した場合、測定によれば、ノーマル・モード雑音の抑制や低減が甘くなっていた。その原因を簡単には説明出来ないが、コモン・モード雑音が抑制されず低減されないことで、それがノーマル・モードに混入したことも考えられるし、また、弱電回路による各種測定回路の基準となる点の電位がコモン・モード雑音で揺す振られ、電流他の測定回路にコモン・モード雑音が混入したた

め、測定精度が甘くなっていることも考えられる。このように、その理由を明快に説明することが出来ないものの、コモン・モード・フィルタが取り付けられていない場合には、コモン・モード雑音が低減されず抑制されないのに加えて、ノーマル・モードが汚される。この配置こそ、我々が日常的に慣れ親しんでいる電源の配置であり、二重の仕組みで雑音に影響されているようである。こうした事実からして、例えば、ノーマル・モードのみを利用するシステムであっても、コモン・モード・フィルタを設ける必要があると言える。

なお、この電源は筆者にとっては2号機に当たるので、数kHzの電気振動とは言え、高周波機器の感覚で実装に配慮し、例えば、特性インピーダンスが低くなるように、平行平板の配線を多用した。また、整流器トランスには2重の静電遮蔽板を設け、一方を交流一次系統のアースとして接地し、外乱の電源への侵入を阻止し、他方を負荷の中線や電源の midpoint と繋いで、電源の雑音の外部への漏洩を阻止した。

4.3 電磁石の結線方法は、阪大核物セ方式よりも HIMAC 方式がベター

HIMAC では電磁石の上下コイルを分離して配線し、阪大核物セでの民間等との共同研究では上下コイルを一体化して配線した。電源本体はいずれの場合も共通で、図8に相当する配置とした。どちらの配線方式でも、コモン・モード・フィルタが良く働いて、結果としては、両者の性能には差が少なかったと言えそうである。ただ、前者では、磁場はノーマル・モードのみで定まり、後者では、磁場はノーマル・モードとコモン・モードの和または差で定まる点で違いがある。この違いを勘案すると、実装上、この違いで問題が起こる可能性があることを指摘しておきたい。

上下コイルを一体化して直列に繋いだ民間等との共同研究では、4台の偏向電磁石を平行に並べ、対称な形で、しかも短い距離で、中線と繋いだ。この中線の引き回しでさえ、中線以外の床や大地に、コモン・モードの電流が流れていないとは言い難い。実際のシンクロトロンでは円周上に電磁石を設けるが、今のところ、床や大地ではなく、中線のみでコモン・モード電流の全てが流れるような、中線の引き回し方が、筆者には、読み切れない。どちらかと言えば、1点接地のような中線の引き回し方になり、それも非対称な形になれば、上下の対称性が破れて、ノーマル・モードとコモン・モードの混合も発生し易いと思われる。この点で、上下コイルを一体化する方法を避け、上下コイルを分離して配線し、それと同時に鉄芯のヨークを

繋いで配線する HIMAC 方式の方が良いと考えられる。

5. 結論に代えて

サイリスタ電源では、図8のように、負荷の6端子回路を、中線に対して上下対称に配置して、ノーマル・モードとコモン・モードとの混合を避け、また、電源においては、サイリスタ・バンクを複数段積み上げ、その midpoint を負荷の中線に繋ぐことで、ノーマル・モード・フィルタに加えてコモン・モード・フィルタの効果を発揮させれば良いことを示した。

このとき、サイリスタは外部信号でスイッチ・オンして点弧出来るものの、消弧は外部信号では不可能な自己消弧である。このため、1つのサイリスタ素子に関しては商用周波数で点弧と消弧とが繰り返されるだけであるので、脈動を低減し抑制するためには多相整流とする必要がある。そのためには、サイリスタ・バンクを複数段積み上げるので、自ずから、サイリスタ・バンクには midpoint が存在する。しかし、そのとき、相数を増やすために、サイリスタ・バンクの midpoint に対して、上半分のバンクと下半分のバンクで時間的に交互に点弧と消弧を行うことになるので、上下の電圧の非対称性が発生し、それがコモン・モードの発生原因となっている。

IGBT では外部信号でスイッチ・オンとスイッチ・オフが出来、そのため、1つの IGBT で1つの交流電圧の中で多数回のスイッチングを行うことが出来る。筆者は制御の詳細を知らないが、想像するに、例えば、時間的に変化する1つ交流電圧に対して、平均電流が一定になるようなタイミングでスイッチングのオンとオフとを10kHz程度の速さで繰り返してやれば、サイリスタ電源のような多相整流は必要がないと思える。その結果、現在流布している設計では、複数段 IGBT バンクを積み上げる必要はないようであり、そのため、IGBT 電源にはバンクの midpoint がなく、従って、負荷の中線と繋ぐことが出来ないものと思われる。その一方で、スイッチング素子は交流電圧と共に順次切り替えられて行くので、負荷の中線に対するインピーダンスがノンゼロで、しかも素子が切り替わるたびにインピーダンスが変化し、その結果として、コモン・モード雑音の発生は避けられない。

IGBT 電源でコモン・モード雑音を低減し抑制するためには、IGBT バンクを上下対称に設け、その midpoint を負荷の中線に繋ぎ、コモン・モード・フィルタを生かすことがお勧めである。その根拠とするところは、余りにも明快である。50 Hz あるいは 60 Hz で点弧と消弧とを繰り返すサイリスタ電源が発生する雑音

の周波数は数 kHz であり、10 kHz 程度でスイッチングのオンとオフを繰り返す IGBT が発生する雑音の周波数は MHz 程度であり、これらの周波数は全くの比例関係にある。即ち、この比例関係からして、点弧や消弧、あるいは、スイッチングのオンとオフに付随して発生する減衰振動は、原理的にも物理的にも同類であり、このことからして、サイリスタ電源で実現された手法は IGBT 電源でも適用可能であり、コモン・モードの雑音を低減し抑制出来ると考えられる。

さて、第1章では、HIMAC シンクロトロンが高性能であり、その背景には、高性能の電源があることを紹介した。こうした成果から、筆者が直感することは、大電力の機器・装置の1つである電源からの雑音が極限まで低減され抑制されている場合、自分自身の弱電回路の動作のみならず電源全体の動作の論理性を高めることが出来るということである。また、それだけに止まらず、その他の機器や装置に対する電源からの雑音を低減し抑制出来ることによって、それらの機器や装置の動作の論理性を高めることが出来るということである。例えば、HIMAC の建設当時、ダイレクト・デジタル・シンセサイザーではシンクロトロンはうまく動かないと国外の研究所での経験として言われていたようであるが、それは、電源からの雑音が各種弱電回路の微弱信号を汚していたため、論理的な動作を示さなかった可能性もあると考えられる。このように、多くの機器や装置の動作が論理的になった場合には、それまでに実現されて来た加速器の動作が大幅に改善出来るようになる。

HIMAC シンクロトロンを経験では、「円形高周波加速器においては、電磁石電源が良ければ全てよし」である。この逆を想像すると、おどろおどろしいばかりの世界が出現する。電源が再現性の悪い非論理的な雑音を発生しては自分自身の性能を汚し、それによって、ビームは再現性の悪い非論理的な振る舞いを示し、また、その雑音が外部に撒き散らされ、ビームの挙動を測定するビーム・モニターの信号を汚し、利得の高い負帰還制御を以ってしても、非論理的なビームの挙動を改善するには困難が伴うと考えられる。

整流素子がサイリスタから IGBT に置き換えられ

ようとしている現在、低雑音で高性能の IGBT 電源の開発が俟たれる。

謝辞

筆者の文章は元々長いのであるが、自分自身が歩んで来た道として、繰り返し回路網の計算を書き始めたところ、途方もなく長い文章になった。最近、阪大核物セの原子核理論の研究者の土岐博さんがノーマル・モードとコモン・モードの枠組みに関心を示され、コモン・モードの雑音を低減し抑制することに重点を置いた、すっきりした形の論文に纏めようと尽力されている。そこでの質疑応答では、捨てても良いものを捨てて、分かり易くすることを目指しており、その纏めの筋書きは、筆者の歩んできた道とはかなり異なるものになりつつある。それに基づいて、本稿でも、繰り返し回路網の計算の記述を省略したので、執筆に着手したときの内容とは趣を異にしており、簡明になっているはずである。土岐博さんに感謝する。

参考文献

- 1) 金澤光隆, 「Digital 制御 RF 加速」, 加速器, 第1巻, 第3号, (2004) 244-248.
- 2) E. Regenstreif, "THE CERN PROTON SYNCHROTRON (1st Part)", CERN 59-29 (1959) 154.
- 3) M. Kumada et al., "The HIMAC Very Low Ripple Synchrotron", Proceedings of the 4th European Particle Accelerator Conference, EPAC94 (1994) 2338-2340.
- 4) M. Kumada, "ANALYSIS OF RIPPLE CURRENT AND ITS PERFORMANCE IN HIMAC SYNCHROTRON POWER SUPPLY", Doctor thesis of The Graduate University for Advanced Studies (1996).
- 5) 田浦裕樹, 「シンクロトロン用高性能電源の研究」, 修士論文, 大阪大学, 1999年.
- 6) J. Matsui et al., "Performance of the test power supply for synchrotron magnets", Proceedings of the 16th RCNP Osaka International Symposium on Multi-GeV High Performance Accelerators and Related Technology", (1996) 278-281.
- 7) H. Taura et al., "Effect of Common Mode Static Filter in High-Performance Synchrotron Power Supply", Proceedings of the 11th Symposium on Accelerator Science and Technology (1997) 392-394.