

## 交直変換器である電源の交流系統の新方式の フィルターの提案と他の変換器への応用

佐藤 健次\*

### A Proposal of a New Method of Noise Filtering with Common-mode and Normal-mode for Ac System of Power Supply of Ac-dc Converter Type and its Application to Other Converters

Kenji SATO\*

#### Abstract

Both common-mode and normal-mode noises of ac system of power supply of IGBT type are clearly identified from observation on waveforms of ac line voltage and current. These noises resemble noises of dc output of power supply of thyristor type. A new method of noise filtering for ac system of power supply is proposed on the basis of a noise filtering device for dc output which is well-established and is effective against noises with both common-mode and normal-mode. A combination of noise filtering devices for ac system and dc output is useful to noise reduction not only for ac-dc converter but also for other converters such as dc-ac, ac-dc-ac, and dc-ac-dc.

#### 1. はじめに

交直変換器（交直は「交流→直流」の略称で、以下、同様）である電源の直流出力は通常2本の線である。正電圧の出力線から負荷に向かう電流を  $I$  と表わし、負電圧の出力線に負荷から戻って来る電流を  $J$  と表わすと、電流の差 ( $I-J$ ) がノンゼロの、即ち、 $I-J \neq 0$  のノイズが存在する。このノイズは交流を直流に変換するときの転流（サイリスタ電源）やスイッチング（IGBT 電源やパワー MOSFET 電源）に付随して発生するものである。2本の出力線の電流の差がノンゼロであるから、それとは逆向きの電流、即ち、 $-(I-J)$  が床や大地や地面を流れていることになる。そこで、この電流をコモン・モードと呼ぶことにする。

電流の和 ( $I+J$ ) でもノイズが出るはずであり、それをノーマル・モードと呼ぶことにするが、既存の電源の直流出力側でのノイズは大きくない。これは、通常、既存の電源の直流出力側にはフィルターが設けられており、そのフィルターはノーマル・モード・ノイズを低減出来抑制出来るからである。

ところで、交流系統ではノイズがどうなっているのか長年分からなかったが、最近になって入手した

KEK の PF-AR の IGBT 電源の交流系統の測定データから、直流出力側のノイズに類似していることが判明した。3つの相間電圧の和のノイズはゼロで  $U_1 + U_2 + U_3 = 0$  が成立するのに対して、3つの相電流（全ての相電流の向きを同一方向と定義する）のノイズには、和がゼロで  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$  が成立するノイズと、和がノンゼロで  $I_1 + I_2 + I_3 \neq 0$  が成立するノイズの、2種類のノイズが存在する。これより、後者とは逆向きでノンゼロの電流  $-(I_1 + I_2 + I_3) \neq 0$  が床や大地や地面を流れていることになり、コモン・モードと呼ぶことが出来る。これに対して、 $U_1 + U_2 + U_3 = 0$  や  $I_1 + I_2 + I_3 = 0$  が成立するノイズはノーマル・モードと呼ぶ。

ただし、測定データは、直流出力側の電圧  $U$  に相当する、3つの相間電圧  $U_1, U_2, U_3$  と、電流  $I$  に相当する3つの相電流  $I_1, I_2, I_3$  に関するものであり、直流出力側の電圧  $V$  に相当する、 $V_1, V_2, V_3$  と、電流  $J$  に相当する、 $J_1, J_2, J_3$  については測定がない。しかし、直流出力側の特性に倣って、交流系統でも同様の特性を示すと考えることにする。

ところで、直流出力側にしろ交流系統にしろ、何故コモン・モード電流が流れるのかは自明ではない。恐らく、電源や負荷や交流系統と、床や大地や地面と

\* 大阪電気通信大学短期大学部 Osaka Electro-Communication Junior College  
(E-mail: k-sato@isc.osakac.ac.jp)

が、コンデンサーのような回路要素を通して、結合する相互作用があるからと考えられる。しかし、その相互作用はようとして定かには見えず、床や大地や地面の空間的な広がりのため分布定数回路かも知れないので、自己インダクタンスを含む可能性もあり、単純なコンデンサーであると断定も出来ない。ましてや、その相互作用の大きさを定量的に知ることは、全くと言って良いほど、不可能に近い。それにも拘らず、相互作用を考えるのは、 $I-J \neq 0$ ,  $I_1+I_2+I_3 \neq 0$ ,  $J_1+J_2+J_3 \neq 0$ , あるいは、 $(I_1+I_2+I_3)+(J_1+J_2+J_3) \neq 0$  のノイズがどんな電源であっても実在することを理解するための、思考実験と言える。

そこで、筆者はそんな紛れを払拭するために、放医研 HIMAC のシンクロトロンの主電磁石用サイリスタ電源の設計に当たり、電源の直流出力側を上下対称な配置の回路とし、正体不明の床や大地や地面の代用物として、その中点に直接もう 1 本の線を繋ぎ込んだ。電源と強く結合する線として中線を設けることを思い付いたところ、解説「その 1」<sup>1)</sup>でも既に紹介したように、上下の対称性や部分空間の対角化の考えに自然に導かれ、直流出力側に対して、上下対称な配置を持つ、ノーマル・モード・フィルターとコモン・モード・フィルターを設けることを考え出した。その結果、静的フィルターだけでも電流ノイズが数 ppm の低雑音の世界が出現し、サイリスタ電源の転流に付随するノイズは全くと言っても良いほど見えなくなった。ようとして定かには見えない相互作用を想定する思考実験そのものが不要になった（交流系統については何も考えていなかったのだから、これは言い過ぎであろう）。

放医研 HIMAC の電源の直流出力側のフィルターでは、コモン・モードにのみ作用するリアクトル・トランスとノーマル・モードにのみ作用するリアクトル・トランスを別々に設けたので、本稿では機能分離型フィルターと呼ぶことにする。このフィルターはその後国内の複数のシンクロトロン加速器施設でも採用され、いずれの電源も高性能であるので、既に確立された技術と言える。このフィルターに対して、最近になって、2 つの独立したリアクトルが 2 つのモードに同時に作用する、機能結合型フィルターと呼ぶ方式が可能であることを思い付き、2 台の独立した小型の電源を組み合わせ、その性能が機能分離型フィルターに匹敵することを、実験的に検証した。

交流系統でも、直流出力側と同じく、ノーマル・モード・ノイズとコモン・モード・ノイズの 2 種類のノイズがあるので、交流系統でも、直流出力側と同

じく、ノーマル・モード・フィルターとコモン・モード・フィルターを設ければ良いと考えられる。また、直流出力側では機能分離型フィルターと機能結合型フィルターの 2 つの方式があることに対応して、交流系統でも機能結合型フィルターと機能分離型フィルターを考案出来る。

本稿では、交流系統のフィルターを提案するが、直流出力側と交流系統の電気回路は、上下対称な配置で中線が共通であるので、お互いに整合しており、全体として、均整の取れた美しい電気回路となる。また、以上の交直変換器の直流出力側と交流系統のフィルターは、直交変換器にも適用可能であり、さらに、これらを組み合わせた、交直交変換器や直交直変換器にも適用可能であり、いずれの変換器においても、ノイズの低減と抑制に有効であると考えられる。そこで、交直交変換器への適用例を示した。また、ようとして定かには見えない相互作用の候補を紹介した。

それにしても、筆者が電源の設計や製作に本格的に関与したのは HIMAC と RCNP の 2 箇所だけなので、以前は「電源のノンプロ」と自称し、最近では「電源の素人以上プロ未満」と自称している。電源の設計に当たり、自己インダクタンスと見れば抵抗を架橋したり、コンデンサーと見ればそれに至る配線を特性インピーダンスの低い伝送線路にしたり、電圧や電流の和や差を計算したり測定する、等々の考えを身に付けたのは、その昔、高周波装置に取り組んだことに負うところが大きい。阪大理原子核実験施設 OULNS のサイクロトロンでの自励発振器の更新作業のお手伝い、東大核研の SF サイクロトロンでの自励発振器の調整や最終段高周波電力増幅器 MOPA (Master Oscillator and Power Amplifier) の製作や静電型ビーム・モニターの試験、GSI の SIS シンクロトロンの広帯域高周波加速空洞の寄生共振の制御、東大核研のクーラー・シンクロトロン TARN II での広帯域高周波加速装置の開発や低雑音静電型ビーム・モニターの開発、等々が挙げられる。最近の電源ではスイッチングの繰り返し周波数が高くなって来ており、それに付随して発生する減衰振動状のノイズの周波数（サイリスタ電源、IGBT 電源、及び、パワー MOSFET 電源のいずれでもスイッチング周波数の約 100 倍の周波数で共通である）も高くなって来ていることもあり、高周波装置の感覚は電源でも必要と考えられる。これらの高周波装置での経験については、機会が与えられれば、改めて紹介させて頂くことにする。

## 2. 直流出力側の機能分離型フィルターと機能結合型フィルター

### 2.1 シンクロトロンでは電源良ければ全てよし

放医研 HIMAC のシンクロトロンの運転が始まって間もなく、「シンクロトロンがサイクロトロンようになった」と言う医学物理士がおられた。解説「その1」<sup>1)</sup>で既に紹介したように、HIMAC シンクロトロンはビーム・フィードバック無しで運転されており、その結果、例えば、パルス当たり千個程度の粒子数強度の微弱ビームが取り出され、その直接線による照射系のカウンターの校正が一晩中安定に行われたからである。サイクロトロンでのカウンターの校正実験の経験豊富な医学物理士の目には、シンクロトロンのビームもサイクロトロンと同じく映ったようで、彼の「信じられない」と言う思いが、言外に筆者には伝わった。もちろん、筆者も同じ思いであったことは言うまでもなく、「信じてました」と言うことは出来ない。

パルス・マシンのシンクロトロンが何故ビーム・フィードバック無しで運転出来たかを表現するのに、筆者が好んで使うのは、「シンクロトロンでは電源良ければ全てよし」と言う言葉である。その後建設された兵庫県や静岡県のがん治療装置のシンクロトロンでも、「信じてました」と言っても良いほど、こうした運転が実現されている。極言すれば、ビーム・モニターは不要であり、従って、ビーム・モニターの担当者は不要である。「凄いだろ！」と自慢めいた話をしたところ、「佐藤はビーム・モニターなる不要なものに金を掛けた！」と逆襲された。確かに、HIMAC シンクロトロンのビーム・モニター系には大枚を掛け、特許<sup>2)</sup>も取得したので、言い逃れは出来ない。

しかし、高周波加速系とビーム・モニター系の数年に亘る開発研究があったからこそ、電磁石電源のフィルターとして当時としては新しい方式を考案出来たと開き直すことにしている。実際、HIMAC では、サイリスタ電源の直流出力側の電流ノイズは、静的フィルターの直後で数 ppm であり、動的フィルターの直後では 0.3 ppm であり、世界的にも、また、弱電の電源回路と比較しても、例を見ないほど高性能である。特筆すべきは、静的フィルターのみでも数 ppm が実現されることであり、通常的设计方法で製作された電源とフィルター方式の場合には、シリーズ・ドロップのような電力消費を伴う動的フィルターを設けることで実現されて来た性能である。

ところで、ノイズの少ない安定度の高い磁場が実現されたものの、それだけでビーム・フィードバック無

しの運転が実現出来ているとも思えない。磁場の変化を測定し、その変化に応じて加速周波数を変化させて行くが、その磁場クロックは 0.2 ガウスとした。これはかなり厳しい要求で、磁場クロックにノイズが乗れば、磁場と加速周波数との同期が外れてしまい、ビーム・フィードバック無しの運転は実現出来なかったものと思える。しかし、磁場クロックのみで入射、加速、及び、取り出し、さらには、減速が実現出来ることを思えば、電源の負荷に対するノイズが低いだけでなく、電源から外部に撒き散らされるノイズが少なく、特に、磁場クロック信号を汚さないことが肝要である。大電力の電源であるだけに「電源が全て」と言いたくなるのである。ただし、後ほど第 3.1 節で紹介するように、転流に付随するノイズが交流系統の相間電圧と相電流に出ているのが観測されており、決して交流系統にノイズが出ていない訳ではない。その点で、「電源が全て」と言って良いのかと、一抹の不安がない訳でもない。

### 2.2 直流出力側の機能分離型フィルター

電源の直流出力側にノーマル・モードとコモン・モードの 2 種類のノイズが存在する可能性があることに気付いたのは、正体不明の床や大地や地面の代用物として、電源の midpoint に直接もう 1 本の線を繋ぎ込んだモデルを考え始めたときからである。電源と強く結合する線を想定したのだが、そのとき、電源を上下対称な配置の回路とし、その midpoint にその線を直接繋ぎ、3 端子出力とした。その線を中線と呼べば、電源に繋がる負荷は、正電圧と負電圧の 2 本の線と中線の、3 端子入力で 3 端子出力の 6 端子回路で上下対称な配置とする必要がある。

しかし、この配置では、正出力の電流  $I$  と負出力の電流  $J$  が一致することは保証されておらず、中線には、両者の差  $-(I-J)$  が流れる。中線がない場合には、床や大地や地面を  $-(I-J)$  が流れることに気付いた。そこで、稼働中の電源でこの成分の存否を明らかにすべく、皆さんのご協力を仰いだところ、この成分が実在することを示す現象がいくつか明らかになった。その経緯については、解説「その1」<sup>1)</sup>に詳述した通りである。言い換えれば、従来方式の電源は中線がない設計に基づいていることが判明したことになり、そもそもの電気回路として見落としがあったことになる。

このように中線がない場合、電源や負荷と、床や大地や地面とが結合する相互作用は、ようとして定かには見えないことから、 $-(I-J)$  が床や大地や地面を流れる限り制御不可能であり、コモン・モード・フィ

ルターを設けることも出来ない。これに対して、中線を設けた場合、中線の周りに上下対称な配置の回路として、コモン・モード・フィルタとノーマル・モード・フィルタとを素直に設けることが出来る。

放射線医学総合研究所の重粒子線がん治療装置 HIMAC のシンクロトロンの主電磁石用サイリスタ電源 (2500 V, 2500 A, 台形励磁用繰り返し周期 3 秒パルス電源) や大阪大学核物理研究センター RCNP での民間等との共同研究によるサイリスタ電源 (210 V, 3000 A) では、直流出力側のフィルタとして、2 種類のリアクトル・トランスを別々に設け、その出力をコンデンサーで中線に繋いだ。一方のリアクトル・トランスはコモン・モード用であり、他方はノーマル・モード用であり、その回路構成を模式的に図 1 に示す。コモン・モードに対しては、正電圧の線と負電圧の線の 2 本を、リアクトル・トランスの鉄芯中の磁場が相殺するように巻く。ノーマル・モードに対しては、2 本の線を、リアクトル・トランスの鉄芯中の磁場が足し算されるように巻く。いずれのリアクトル・トランスも単体でフィルタとして機能することはなく、リアクトル・トランスの出力端をコンデンサーで繋ぐ必要がある。ただし、ノーマル・モード・フィルタでは、リアクトル・トランスの出力端に繋ぐコンデンサーを中線に繋ぐ必要は必ずしもない。しかし、コモン・モード・フィルタでは、コンデンサーを中線に繋ぐ必要があり、繋がなければ、フィルタとして全く機能しない点には要注意である。

ノーマル・モード・フィルタにしるコモン・モード・フィルタにしる、コンデンサーを繋がらない場合のリアクトル・トランス単体は、市販のノーマルチョークコイルやコモンチョークコイルの動作に相当するものと考えられる。

コンデンサーの接続を別にすれば、2 種類のリアクトル・トランスをモードに応じて設けることから、機能分離型フィルタと呼ぶことにする。これは、最近

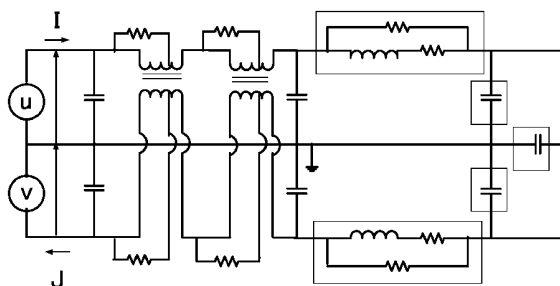


図 1 直流出力側の機能分離型フィルタの模式図

になって、次節の第 2.3 節で述べるように、2 つの独立したリアクトルが 2 つのモードに同時に作用する、機能結合型フィルタと呼ぶ方式が可能であることを思い付き、2 台の独立した小型の電源を組み合わせ、その性能が機能分離型フィルタに匹敵することを、実験的に検証したからである。

なお、機能分離型フィルタのコモン・モードに対するリアクトル・トランスは、鉄芯中の磁場が小さいので飽和することもなく小型で済むと宣伝したくなったりするが、ノーマル・モードに対するリアクトル・トランスは、鉄芯中の磁場が足し算になっているため飽和しないように大型になり、美味しい話ばかりではないことには要注意である。

いずれにしる、機能分離型フィルタは、その後、HIMAC 以外の、国内の複数のシンクロトロン加速器施設でも採用され、いずれの電源も高性能であるので、既に確立された技術と言える。

### 2.3 直流出力側の機能結合型フィルタ

2 種類のリアクトル・トランスを設けた機能分離型フィルタとは異なり、正出力と負出力のそれぞれの線に単なるリアクトルを設け、それぞれのリアクトルの出力をコンデンサーで中線に繋ぎ込んでも、2 種類のリアクトル・トランスを用いた機能分離型フィルタと同等のフィルタとして機能することが数式として示される。このとき、正出力と負出力のそれぞれに設ける 2 つのリアクトルは、コモン・モードとノーマル・モードとに同時に作用するので、機能結合型フィルタと呼ぶことにするが、その回路構成を模式的に図 2 に示す。

ところで、筆者は、中線がない場合の電源の直流出力側の動作を解明し、実際に起きている現象と比較することを目的として、図 2 の配置で、中線をノンゼロのインピーダンスで置き換えたり、上下が非対称な配置を持つ回路の計算に、数年近く凝った。コモン・

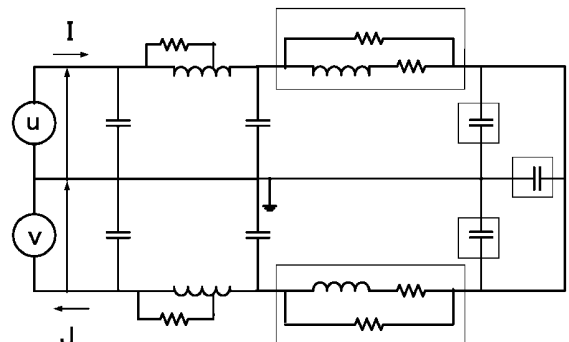


図 2 直流出力側の機能結合型フィルタの模式図

モードの電流は、結局、床や大地や地面を流れるので、電源や負荷と、床や大地や地面とが、結合する回路を知る必要があるが、それが、ようとして定かには見えないから、容易ならざる計算である。そこで、筆者は、電源や負荷と、床や大地や地面と結合する回路は静電容量的、即ち、コンデンサーであるとし、そのとき発生する現象を理論的に、しかし、定性的に示し、実際に起こる現象との比較を行おうとした。ところが、簡単に見える回路であるにも拘らず、理論的にもかなり複雑な現象が起こることが判明した。その代表例は、上下が非対称な回路の場合には、ノーマル・モードとコモン・モードとが入り乱れることが挙げられる。軌道理論に倣って言えば、水平方向のベータatron振動と垂直方向のそれとが、ソレノイド磁場やスクュー四極磁場で結合する現象である。とにかく、訳が分からなくなった。

そこで、理論的な解析については理論屋さんに聞けとばかりに、阪大RCNPの原子核理論の土岐博さんに相談した。彼からは、「こんな式の場合には一般的な解を求めてはいけない、上下対称な配置に限って解を求めるものだ」と言う忠告を受けた。そして、その解析が2人の共著論文<sup>3)</sup>になった。

筆者としては作業が減って楽になったものの、その忠告と同時に彼から注文があった。「上下対称な配置は簡明であり、簡単な装置を用いて、実験的にコモン・モードが低減され抑制されることを明快に示せ」と言うものである。2人で議論しているうちに、同期

が取れていない、2台の独立した電源を上下対称に配置し、中線の周りにノーマル・モードとコモン・モードのフィルターを設けると、いずれのノイズも抑制され低減されるはずだと言うことになった。

そこで、市販のパワーMOSFETスイッチング電源を2台組み合わせ、図2に示した機能結合型フィルターの配置で測定した。即ち、図2にあるuとvをそれぞれ独立な電源とした。定年退職に当たっての最終講義で紹介した図3<sup>4)</sup>には、コモン・モード・フィルターのある場合とない場合との観測結果<sup>5)</sup>が示されている。コモン・モード・フィルターのある場合、165 kHz程度の周波数で繰り返される、スイッチング・ノイズが30~40 db減った。静的フィルターのみで電流ノイズは数ppmになり、HIMACやRCNPでの機能分離型フィルターを持つサイリスタ電源と同程度の性能になった。図には、比較のため、中線を取り外し、コモン・モード・フィルターが機能しないときの測定も示されており、スイッチングに付随したノイズが残っているのが見える。この図の測定はオシロスコープによるものであったが、その後、阪大RCNPに着任された福田光宏さんがスペアナで測定<sup>6)</sup>を続けておられ、定量的にも数ppmは間違いの無い性能であり、機能分離型フィルターに匹敵することが確認されている。

この試験により、機能結合型フィルターが有効であることと、通常の電源を2台組み合わせるだけでコモン・モード・ノイズを低減出来抑制出来ることと

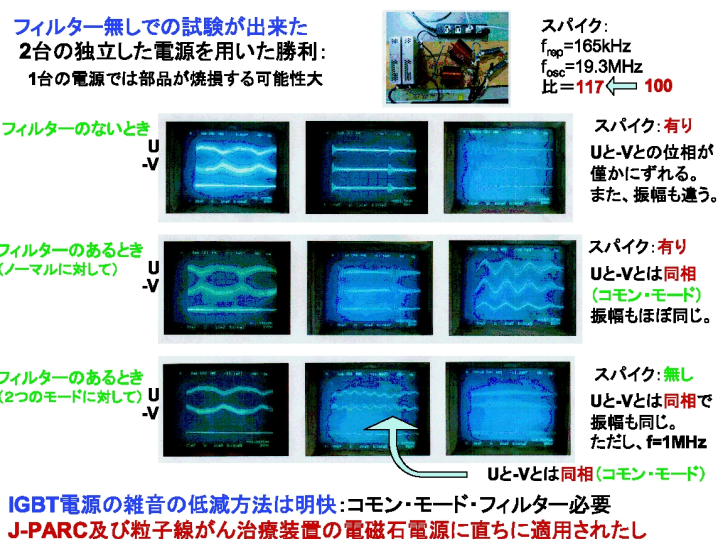


図3<sup>4)</sup> 独立した2台の市販の電源と機能結合型フィルターを組み合わせた試験のオシロスコープによる観測結果<sup>5)</sup>。  
上:フィルターなし(ただし、電源本体内部にはフィルターがあるはず)、中:ノーマル・モード・フィルターのみ、下:ノーマル・モード・フィルター+コモン・モード・フィルター

が、同時に示された。

#### 2.4 IGBT 電源の直流出力側の低雑音化の可能性

HIMAC や RCNP のサイリスタ電源の直流出力側では、50 Hz あるいは 60 Hz を繰り返し周波数とする転流に付随する減衰振動状のノイズの周波数は、例えば、50 Hz の場合にはその約 100 倍の 5 kHz 程度である。これに対して、RCNP での市販の 2 台の独立したパワー MOSFET 電源を組み合わせた試験では、直流出力側のスイッチングの繰り返し周波数は 165 kHz で、それに付随する減衰振動状のノイズの周波数は約 100 倍の 19 MHz である。IGBT 電源のスイッチングの繰り返し周波数は 10 kHz 程度で、それに付随するノイズも約 100 倍の周波数の 1 MHz である。

繰り返し周波数が 50 Hz と低い場合と 165 kHz と高い場合の、転流そのもののノイズあるいはスイッチングそのもののノイズが低減され抑制されたので、両者の中間の 10 kHz のスイッチング周波数の IGBT 電源のスイッチングそのもののノイズの低減と抑制が期待される。さらに、スイッチングに付随して発生する減衰振動状の、スイッチング周波数より 100 倍ほど周波数が高いノイズの低減と抑制も期待される。

### 3. 交流システムの機能結合型フィルターと機能分離型フィルターの提案

直流出力側のフィルター方式は、国内のみならず世界的にも採用例はまだ数多くないものの、既に確立された技術と言える。これに対して、交流システムでは転流に付随するノイズに悩まされ続けて来ており、特に、最新のスイッチング素子を用いた IGBT 電源では、スイッチングに付随するノイズが原因で、これまでのサイリスタ電源には見られなかったような、大きなトラブルが交流システムに発生しており、また、そのノイズが精密計測機器に侵入しては、測定信号を汚している。

交流システムには、第 1 章で紹介したように、また、後ほど第 3.2 節で詳述するように、ノーマル・モードとコモン・モードの 2 種類のノイズが見付かった。交流システムで 3 本の線を一纏めにした 3 相電流の和がノンゼロで  $I_1 + I_2 + I_3 \neq 0$  となるコモン・モードは、その逆向きの電流が何等かの形で、床や大地や地面を流れることになり、この電流こそ、交流システムのトラブルの最大の原因になっていると考えられる。

これらのノイズがどのようにして発生するかを数式で解いて見せたいところではあるが、直流出力側でさえ一般的に解を求めることは容易ではなく、交流システムともなるとさらに難しい。そこで、交流システムでも、直流出力側と同じく、ノーマル・モード・ノイズとコモ

ン・モード・ノイズの 2 種類のノイズがあるので、交流システムでも、ノイズの低減と抑制に成功している直流出力側と同じく、ノーマル・モード・フィルターとコモン・モード・フィルターを設ければ良いと考えた。また、直流出力側では機能分離型フィルターと機能結合型フィルターの 2 つの方式があることに対応して、交流システムでも機能結合型フィルターと機能分離型フィルターを考案出来るので、そのそれぞれを本稿で提案する。いずれのフィルターも、直流出力側と交流システムの電気回路は、上下対称な配置で中線が共通であるので、お互いに整合しており、全体として、均整の取れた美しい電気回路となる。

この事情は、直流出力側を一匹目のどじょうとすれば、交流システムで二匹目のどじょうを狙うと言うところである。ところで、故事ことわざ辞典を紐解いてみると、「柳の下にいつも泥鰌はいない」とある。本稿で示す交流システムのフィルターは現時点では単なる提案であり、実測に基づいた結果として提案している訳ではない点には要注意である。

#### 3.1 通常的设计方法で製作された電源の交流システムのノイズ

日本のサイクロトロン業界では、その昔ノイズに悩まされた経験から、サイリスタの使用に対する抵抗感が極めて強く、そのため、阪大 RCNP にサイリスタ電源を導入するに当たっても、交流システムに対して、それなりにノイズに対する配慮を行った。もちろん、放医研 HIMAC のサイリスタ電源でも、交流システムに対して、それなりに配慮はした。

HIMAC にしろ RCNP にしろ、サイリスタ電源を製作するに当たって、筆者がその当時、聞きかじっていた知識は、交流システムのノイズを低減し抑制するため、整流器トランスに静電遮蔽板を設けることであった。HIMAC では整流器トランスの静電遮蔽板は 1 枚であり、その上流の受変電トランスにも 1 枚の静電遮蔽板を設けた。受変電トランスの静電遮蔽板は特高受変電所のアースに繋ぎ、落雷等の衝撃が電源に流入しない配置とした。これに対して、整流器トランスの静電遮蔽板は、上下対称な配置の回路とするに当たって設けた、電源の中線に繋いで、サイリスタの転流に付随したノイズが受変電側に漏れ出ないように配置した。この点では合理的な設計が出来たとは思ったが、受変電トランスと整流器トランスの間の交流システムの配線はいずれのアースからも隔離されていて、電位が定まらないので、気持ちが落ち着かなかった。それと言うのも、高周波装置を製作するとき、必ず 2 導体系、即ち、伝送線路や分布定数回路を適用すると決め

ているのに、それとは異なる配置を余儀なくされたからである。しかし、交流系統のノイズの測定は行ってないので、その良否については結論に至らなかった。

そんな気持ちにならないようにと、RCNPでは整流器トランスに2枚の静電遮蔽板を設けた。1枚は電源の中線に繋ぎ、もう1枚は受変電トランスのアース線に繋いだ。サイクロトロン運転に支障があっては困るので、交流系統のノイズの測定を行った。2枚の静電遮蔽板で、サイクロトロン運転には迷惑を掛けることはないだろうと考えていたが、測定によれば、事態は容易ならざるものであった。サイリスタ電源の運転とサイクロトロン運転とを組み合わせ、両者に共通の上流の交流系統の相間電圧と相電流の周波数スペクトルを測定したが、直流出力側では全くと言っても良いほどノイズが観測されなかったにも拘らず、交流系統では電圧にしる電流にしる、ノイズが電流に付随する高調波として観測された<sup>7)</sup>。サイクロトロン用電源単体（もちろんサイリスタは不使用）の運転では観測されなかった周波数成分であり、サイリスタ電源の転流によるものであることは明らかであった。静電遮蔽板を、それも2枚も設けたのに、高調波ノイズが出ることには気落ちした。そして、サイリスタ電源の交流系統の性能の評価としては、サイクロトロン運転を妨害するものではないので、これでよしとするというものであった。

静電遮蔽板は例えアースしても役に立たないことを知ったが、ノイズを低減し抑制するためにそれ以外の打つ手を思い浮かべることは出来なかった。次節の第3.2節で紹介するように、周波数スペクトルではなく、波形を測定しておれば、コモン・モード・ノイズの存在に気付いたのかも知れず、打つ手も思い付いたかも知れないと言うことで、今にして思えば、波形を測定しなかったのが残念である。

なお、ここでの論点は、静電遮蔽板が不要と言う主張ではないことには注意しておきたい。静電遮蔽板を電源の中線に繋ぐ配置は合理的であると考えられ、それも2枚設けると、トランスの1次側と2次側の中線あるいはアースに繋ぎ込めるので、両者の切り離しに効果的であると考えている。

### 3.2 交流系統のノーマル・モード・ノイズとコモン・モード・ノイズ

筆者にとっては、2007年5月25日は、交流系統のノイズの測定データとの運命的な出会いの日であった。その日筆者はJ-PARC加速器担当者会議の席上で、電源に関するセミナーを行う機会を得、それに際して、IGBT電源の交流系統の相間電圧と相電流の波形の測定データに出会う幸運に恵まれたのである。筆者によるセミナーの直後、岡村勝也さんからKEKのPF-ARのIGBT電源で発生したトラブルの報告<sup>8)</sup>があり、測定データの1つとして、交流系統の相間電

## B電源運転時の系統電圧

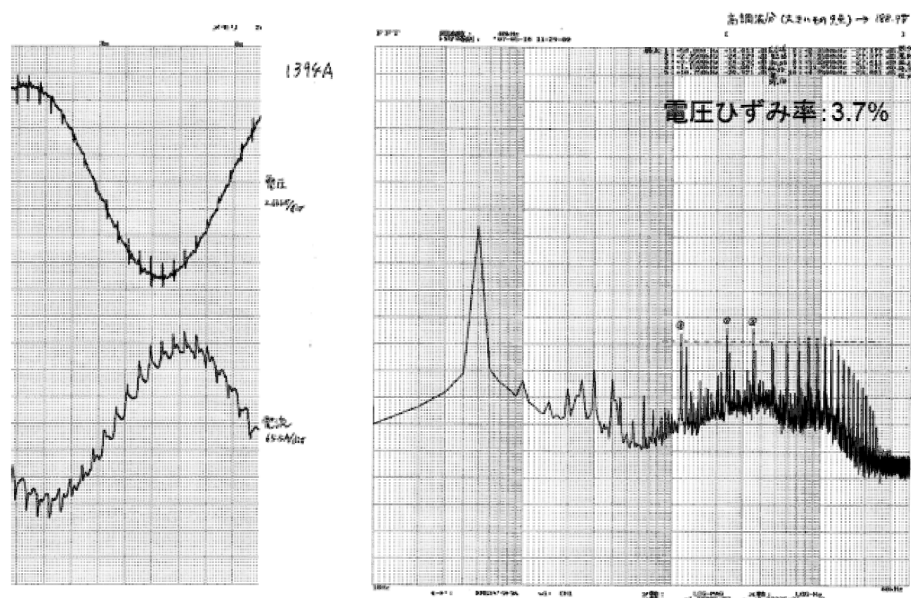


図 4<sup>8)</sup> KEKのPF-ARのIGBT電源の交流系統の相間電圧の波形（左上図）と相電流の波形（左下図）、及び、相間電圧の周波数スペクトル（右図）

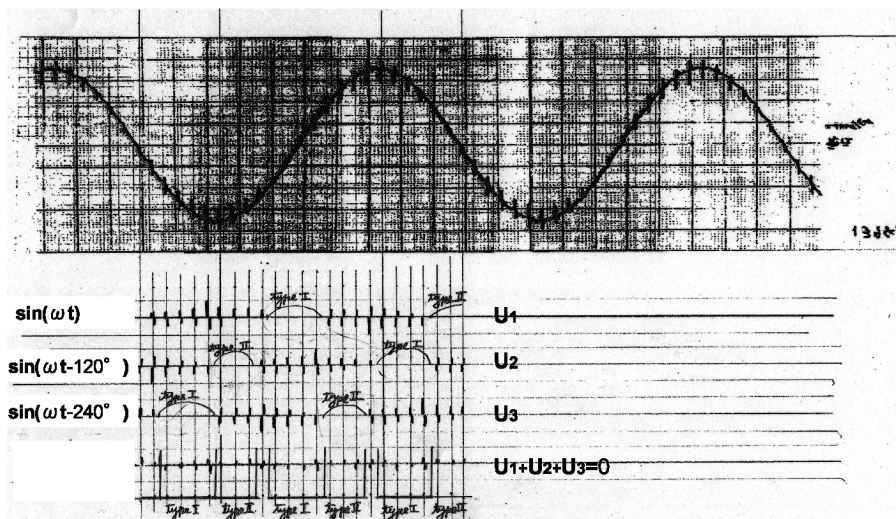


図 5 (a) 相間電圧の波形 (一番上の図), ノイズのみを抽出し位相をずらしたときの手書きの図, 及び, ノイズを 3 相分足し算した手書きの図.  $U_1+U_2+U_3=0$  よりノーマル・モード・ノイズ

圧と相電流の波形と, 相間電圧の周波数スペクトルが示された. いずれもノイズが厳しいことが読み取れた. 大阪に戻って考えているうちに, 3 相電圧や 3 相電流の和を取ることを思い付き, 小関忠さんにお願いして, 岡村さんの報告資料を送付して貰った.

IGBT 電源の交流系統で観測された相間電圧と相電流の波形及び相間電圧の周波数スペクトルを図 4 に示す. 電圧は 3 相の 1 つの相間電圧であり, 電流は 3 相の 1 つの相電流である. 電圧と電流の波形のいずれも商用周波数の交流電圧や交流電流の他に, スパイク状のノイズが見える.

これらの波形のそれぞれは 360 度の全域をカバーしていない. そこで, OHP にコピーを取り, それを裏返し上下逆さまにして, 原図に重ねたところ, ノイズの波形も一致することが判明した. 以上により, 360 度全域の波形が分かり, 元々 3 相交流であるので, 位相を 120 度と 240 度をずらした波形を考えて良いことになった. これらをそれぞれ, 相間電圧に対しては  $U_1, U_2, U_3$  と名付け, 相電流に対しては  $I_1, I_2, I_3$  (全ての相電流の向きを同一方向と定義する) と名付ける.

1 つの相間電圧に現れるノイズの位相の周期は 240 度であるため, 3 つの相間電圧の波形の和 ( $U_1+U_2+U_3$ ) を取ると, 図 5(a) に示すように, 商用周波数の交流電圧の他に, スパイク状のノイズも相殺し, ゼロとなる. そこで, 3 相の和がゼロになるノイズをノーマル・モードと呼ぶことにする. 従って, 相間電圧に現われているノイズは 1 種類でノーマル・モードのみである. この言い方は誤解を与える恐れがある

ので, 説明を要する. 床や大地や地面から測定した電圧にコモン・モードがあったとしても, 3 相分の相間電圧の和では, 原理的に, コモン・モードは測定されないのである. 言い換えれば, 相間電圧の測定データからは, 原理的に, コモン・モードに対する情報が得られないのである.

電流の 3 つの波形は, 図 5(b) あるいは図 5(c) を見ると, ノイズには 2 種類あることが分かる. 1 つは, 余弦関数の頭の部分を切り取って繋いだような波形で, その振幅が変化して行き, 上に凸から下に凸と, その符号を変化させるノイズである. この種の波形は, パワエレの参考書でも, よく見掛けるものである. もう 1 つは, スパイク状の波形で, その振幅はほとんど変化しないが, その向きが変化し, 符号が変化するノイズである.

図 5(b) に示した前者のノイズは, 位相の周期にして 240 度であり, 3 相の和がゼロの  $I_1+I_2+I_3=0$  が成立するノイズであるから, ノーマル・モードである. 当然, 電圧のノーマル・モード・ノイズと関係すべきであると考えられ, 交流系統のインピーダンスの主成分は自己インダクタンスと考えて良いであろうから, 電流のノーマル・モード・ノイズの時間微分と波形が一致するべきである. 微分波形を手書きで示してあるが,  $U \propto (dI/dt)$  の関係がほぼ成立している.

これに対して, 図 5(c) に示した後者のスパイク状のノイズは, 位相の周期が 360 度であり, 3 相の和がノンゼロの  $I_1+I_2+I_3 \neq 0$  が成立するノイズである. このノイズについては, 床や大地や地面には, 逆向きの,  $-(I_1+I_2+I_3) \neq 0$  の電流が流れていることになる



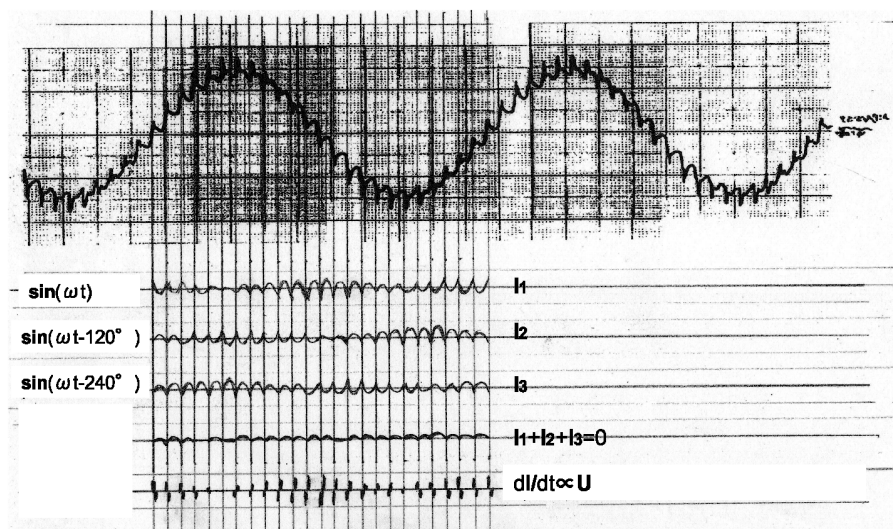


図 5 (b) 相電流の波形 (一番上の図), 余弦関数の頭状のノイズのみを抽出し位相をずらした手書きの図, ノイズを 3 相分足し算した手書きの図, 及び, 1 つの相電流のノイズの時間微分の手書きの図.  $I_1+I_2+I_3=0$  よりノーマル・モード・ノイズ

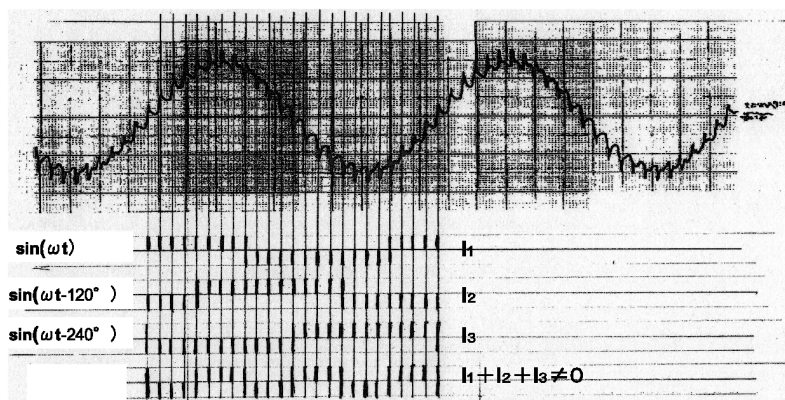


図 5 (c) 相電流の波形 (一番上の図), スパイク状のノイズのみを抽出し位相をずらした手書きの図, 及び, ノイズを 3 相分足し算した手書きの図.  $I_1+I_2+I_3 \neq 0$  よりコモン・モード・ノイズ

ので, コモン・モード・ノイズと呼ぶことが出来, 直流出力側で定義した電流  $I$  に含まれるコモン・モード・ノイズの振る舞いに類似している.

以上の交流系統の 2 種類のノイズを, 直流出力側の, 正出力の電流  $I$  と負出力の電流  $J$  の 2 種類のノイズと比較すると,  $I$  に対応する  $(I_1+I_2+I_3)$  があるものの,  $J$  に対応する  $(J_1+J_2+J_3)$  の測定データがないと考えられる. 電流と同じく, 電圧に対して, 直流出力側の電圧  $U$  に相当する 3 つの相間電圧  $U_1, U_2, U_3$  があるものの, 直流出力側の電圧  $V$  に相当する  $V_1, V_2, V_3$  の測定がない. 直流出力側で学んだことは, コモン・モード・ノイズを低減し抑制するためには, 正出力の電流  $I$  と負出力の電流  $J$  を 1 組として取り扱い, また, 正出力の電圧  $U$  と負出力の電圧  $V$  を

1 組として取り扱い, それで始めて, ノーマル・モードとコモン・モードのノイズに対するフィルターが構成出来る. 直流出力側との対応で考えれば, 交流系統のノイズを低減し抑制するためには,  $(J_1+J_2+J_3)$  と  $(V_1+V_2+V_3)$  に対応する 3 相交流がもう 1 組必要であると考えられる. 従って, コモン・モード・ノイズを低減し抑制するためには, 元々は 1 組の 3 相交流を分配して, 2 組の 3 相交流を作ることが必要であると考えられる.

ところで, 通常的设计方法で製作された電源の直流出力では, ノーマル・モード・ノイズは通常のフィルターで低減され抑制されているためほとんど観測されず, コモン・モード・ノイズのみが観測されることを紹介した. しかし, 交流系統では, コモン・モード・

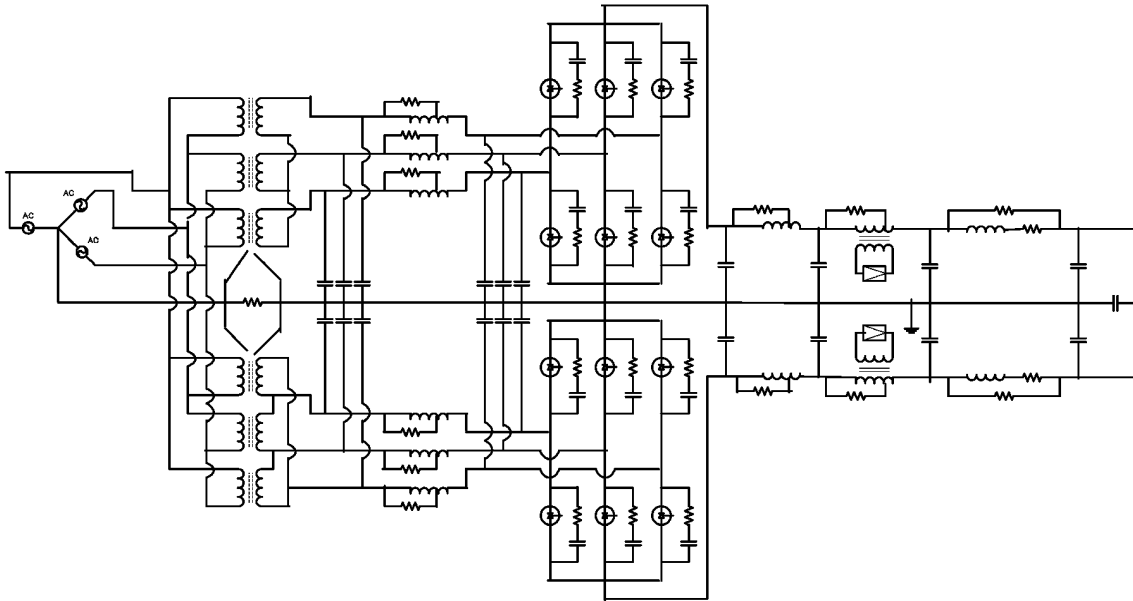


図6 交流系統の機能結合型フィルターの提案図. 参考のため, 直流出力側も機能結合型フィルターの図として表示

ノイズのみならずノーマル・モード・ノイズも低減されず抑制されていないことが判明した. 従って, 現在運転されている, 通常的设计方法で製作された電源の交流系統にはノーマル・モード・ノイズを低減し抑制するフィルターがないと言える. その結果, 交流系統には, ノーマル・モードとコモン・モードの2種類のノイズのためのフィルターが必要であると結論される.

いずれにしても, 交流系統と, 床や大地や地面とが結合する相互作用があり, その相互作用がようとして定かには見えないので, 床や大地や地面の代用物として, 電源の交流系統と強く結合した線を設ける必要がある. もちろん, それは直流出力側に導入した中線とすれば良く, 交流系統と直流出力側とが共通の中線を使用する点で整合していることが, 今回の提案の自慢の1つでもある.

### 3.3 交流系統の機能結合型フィルター

交流系統の機能結合型フィルターを直流出力側の機能結合型フィルターに倣って考案した. 3相交流電流  $I_1, I_2, I_3$ , 及び,  $J_1, J_2, J_3$  のそれぞれの線に自己インダクタンスを設け, コンデンサーで中線に繋ぎ込んでいる. 図6には, 直流出力側の機能結合型フィルターを併せて示しており, それを拡張することで, 交流系統の機能結合型フィルターとして提案されていることを読み取って頂けるであろう.

図6の交流系統の機能結合型フィルターでは, 商用周波数の交流電流が流れる線のそれぞれに自己インダクタンスが繋が込まれている. そのため, 電圧と電流

との間で位相のずれが生じ, 商用周波数の交流に対して, 無効電力が発生する可能性がある. ノイズを低減出来抑制出来るものの, 交流の性能を劣化させることになる. 最新の IGBT 素子では, サイリスタ素子と違って, スイッチングそのものからは無効電力が発生しないことが自慢であり売りであるだけに, 位相のずれを起こす, この配置は最善でない可能性がある. そこで, 商用周波数の交流電圧と交流電流との間の位相関係を崩さないフィルターとして, 次節の第3.4節では, 機能分離型フィルターを提案する.

### 3.4 交流系統の機能分離型フィルター

コモン・モードとノーマル・モードを分離してフィルターする方式を考案して見た.  $(I_1 + I_2 + I_3)$  なり  $(J_1 + J_2 + J_3)$  はいわゆる交流電流についてはほとんどゼロであり, コモン・モード・ノイズのみからなる. そこで, 3本の配線を一纏めに取り扱うのである. しかし, 不思議な事態である. 3本一纏めに見ると, そこには, ノーマル・モードが出て来ないのである. 直流出力側の  $I$  なら  $I$  の1本の配線には, 原理的には, ノーマル・モードとコモン・モードの2つのモードが存在した. しかし, 直流出力側ではノーマル・モード・ノイズが観測されないのはノーマル・モード・フィルターが効いているからであるとした.

これに対して, 交流系統では3本一纏めにする, ノーマル・モード・フィルターの有無に拘らず, コモン・モード・ノイズしか存在しないのである. そのため, ノーマル・モード・フィルターが別途必要になる. ノーマル・モードに対しては, 以前から, 相間

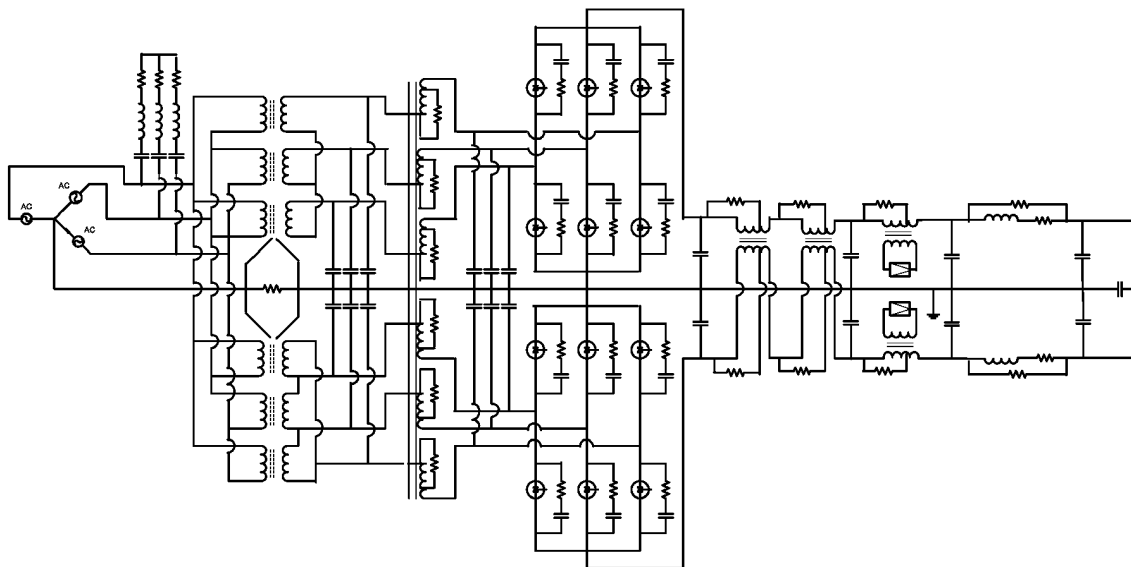


図7 (a) 交流系統の機能分離型フィルターの提案図. コモン・モード・フィルターはリアクトル・トランス方式. ノーマル・モード・フィルターは高調波フィルター方式. 参考のため, 直流出力側も機能分離型フィルターの図として表示

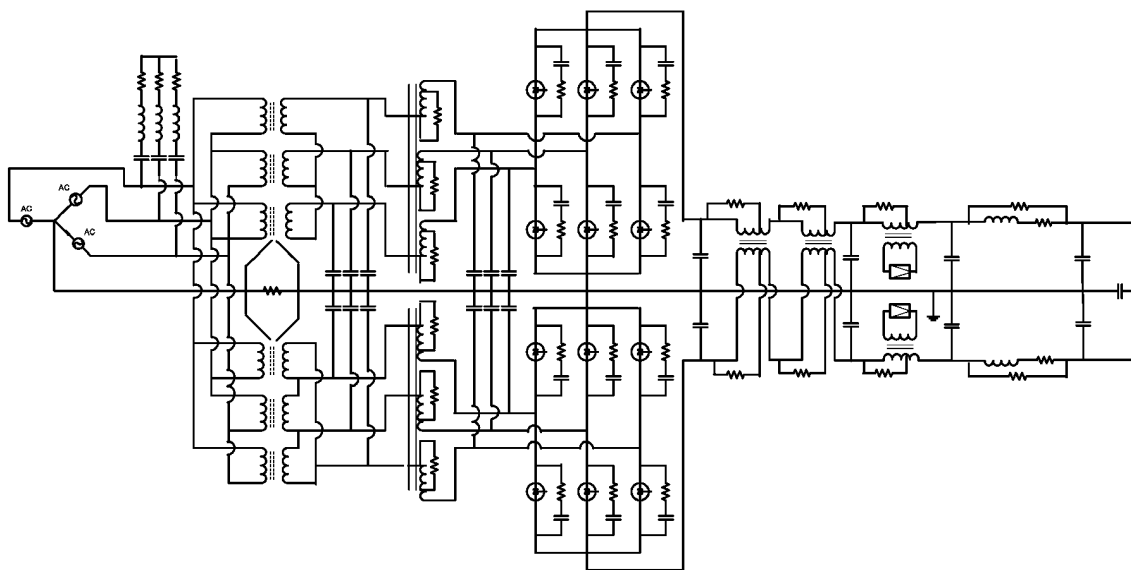


図7 (b) 交流系統の機能分離型フィルターの提案図. コモン・モード・フィルターはリアクトル・トランス方式. ノーマル・モード・フィルターは高調波フィルター方式. 参考のため, 直流出力側も機能分離型フィルターの図として表示

電圧の波形のひずみ取りに利用されて来た, 高調波フィルターを使用するのが良いと考えた. これは, 特定の周波数に対して直列共振回路としてインピーダンスを低くし, そのインピーダンスと電流との積である電圧を低くして, 相間電圧の波形のひずみを改善するためのフィルターである. 3つの相間に挿入するとき, スター結線で設けた場合を図示してある.

ここで, 交流系統のコモン・モード・ノイズに対し

ては, 直流出力側の機能分離型フィルターのコモン・モード・フィルターの配置を適用する. 直流出力側に做えば, 3本一纏めにした  $(I_1 + I_2 + I_3)$  の線と3本一纏めにした  $(J_1 + J_2 + J_3)$  の線を, 同時に, 1つのリアクトル・トランスに巻き付けて, コモン・モード・フィルターとする. そして, 3本一纏めにした線の出力の, 6本の線のそれぞれをコンデンサーを通して中線に繋いで, フィルターとする. この配置を図7

(a)に示す．なお，直流出力側の機能分離型フィルターを併せて示しており，それを拡張することで，交流系統の機能分離型フィルターとして提案されていることを読み取って頂けるであろう．

しかし， $I_1+I_2+I_3 \neq 0$  と  $J_1+J_2+J_3 \neq 0$  がそれぞれ独立して成立するので，図7(a)の回路構成もどこか変である．直流出力側の機能結合型フィルターに倣うことも別途可能なようである．3本一纏めにした ( $I_1+I_2+I_3$ ) の線を1つのリアクトルに巻き付け，その出力をコンデンサーで中線に繋ぎ，3本一纏めにした ( $J_1+J_2+J_3$ ) の線を別のリアクトルに巻き付け，その出力をコンデンサーで中線に繋いで，コモン・モード・フィルターとすることも考えられる．この配置を図7(b)に示す．直流出力側の機能結合型フィルターのような配置にも見えるが，一纏めにした ( $I_1+I_2+I_3$ ) の線と一纏めにした ( $J_1+J_2+J_3$ ) の線にはノーマル・モードの電流は流れていないので，このフィルターはノーマル・モード・ノイズには効果を持たない．そこで，本稿では，この配置も，交流系統の機能分離型フィルターと呼んでおく．

#### 4. 直交変換器，交直交変換器，あるいは，直交直変換器，他への応用

直交変換器である電源の交流系統と直流出力側のフィルター構成を第3章で提案した．その本質は，電源の中心に繋ぎ込んだ線として中線を設け，交流系統も直流出力側も，回路を共通の中線の周りに上下対称な配置とし，コモン・モードとノーマル・モードに対するフィルターを設けることである．そのためには，交流系統は2組の3相交流であることが必要であり，それを1組の3相交流から発生させるのである．

このときの交流系統の回路構成は特異なものに思え

る．電源の近辺では，交流系統は上下対称な配置にするため，3相交流が2組必要である．この2組の3相交流は同期が取れている必要はないので，1組の3相交流からスター・デルタのトランスの配置で発生させれば良い．

直交変換器の逆の配置として，直交変換器が実現される．その特徴は，直流をスイッチングすることにより，上下対称な配置を持つ，2組の交流を発生させることである．さらに，その2組の交流を合成して1組の交流に変換する．その昔，高周波回路の設計で，DBM (Double Balanced Mixer) を描いては喜んでいたときの気分である．

直交変換器が実現すれば，交直交変換器と直交変換器を繋げば交直交変換器が実現出来るし，直交変換器と交直交変換器を繋げば直交直変換器が実現出来る．ここでは，3相交流の周波数を変換する交直交変換器の例を図8に示しておこう．1組の3相交流を2組の3相交流に変換し，それをスイッチングにより正負出力の直流を発生させ，その直流をスイッチングして2組の3相交流を生み出し，それを合成して1組の3相交流に変換する．その要所所でコモン・モードとノーマル・モードのフィルターを設ければ，ノイズが漏れ出ないシステムが完成する．結局，提案しているシステムでは，転流やスイッチングに付随して発生するノイズを，ノイズの発生場所に閉じ込めて，外部に漏れ出さないようにしたと言える．この配置は，もちろん，3相交流から3相交流への変換だけでなく，単相交流から3相交流への変換にも適用出来，その応用範囲は広い．

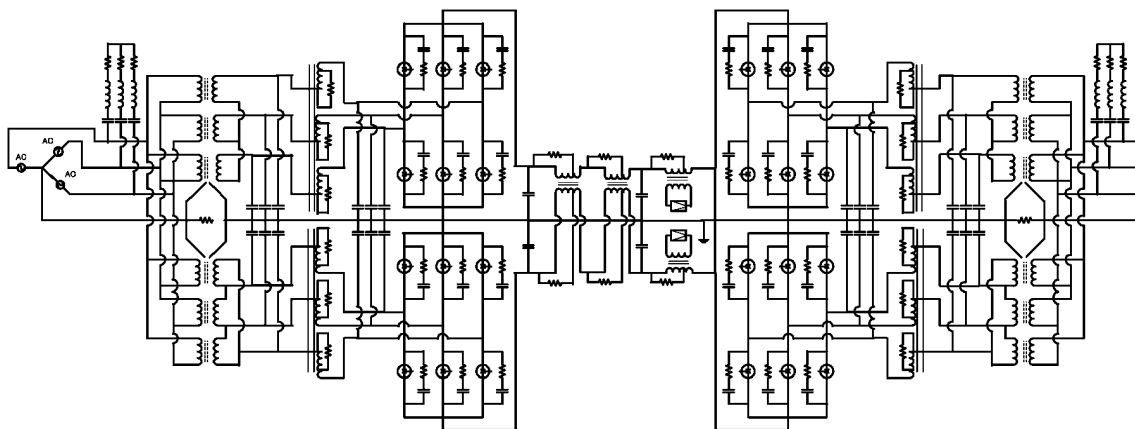


図8 交直交変換器の模式図

## 5. 議 論

### 5.1 通常の設計方法で製作された電源に対する妙案を思い付かない筆者からの一言

本稿で提案した各種変換器の回路構成の基本は、直流系統でも交流系統でも、上下対称な配置であり、その中点に中線を直接繋ぎ込み、コモン・モードとノーマル・モードに対するフィルターを設けることであった。これに対して、通常の設計方法で製作された多くの電源ではこうした配置は見られない。その結果、色々なトラブルが発生し、それも複雑な様相を示す。例えば、負荷にしる電源のフィルターにしる、配置が上下非対称な場合には、コモン・モードとノーマル・モードとが結合し、訳が分からないことが起る。しかも、ようとして定かには見えない、従って、定量的に評価出来ない、床や大地や地面との結合が原因であるから、コモン・モード・ノイズを低減し抑制するフィルターを設けることも出来ない。結局は「打つ手がない」とか「諦めるしかない」と口に出そうになる。

通常の設計方法で製作された電源では直流出力側と交流系統の両方にノイズが現われ、それが色々なトラブルの原因になっていることに悩まされ、名状しがたい不合理な現象に惑わされている。実務に携わっている現場の担当者からは、「何とかしたい」とか「何とかならないか」との思いで、「仮想的な中点を作れないか」とか、「交流系統のみのフィルターは可能か」とか、筆者には質問が投げ掛けられる。原因が原因であるだけに、自称「電源の素人以上プロ未満」の筆者にはこれと言った妙案がある訳がない。そうかと言って、「打つ手がない」とか、「諦めるしかない」と、無下に返事するのも忍びない。妙案がある訳ではないが、議論をさせて頂く。何かの参考になれば幸いである。

HIMACにしる RCNPにしる、直流出力側を上下対称な配置の回路としてノーマル・モード・フィルターとコモン・モード・フィルターを設けたところ、直流出力側のノイズが低減され抑制された。しかし、交流系統のノイズは完全に低減され抑制される訳ではないことを、第3.1節で紹介した。その逆として、交流系統のノイズを低減し抑制するものの、直流出力側のノイズについては不問に付すことが可能であるかと考えて見た。もし、交流系統が、上下対称な配置で中点を持つ回路であれば、それも可能であると言うのが筆者の答えである。中線を中点に繋ぎ込み、その中線の周りに、上下対称な配置を持つ交流系統のフィルターとして、コモン・モード・フィルターとノーマ

ル・モード・フィルターを設けてやれば、交流系統のノイズは低減され抑制されることが期待出来る。ここで大切なことは、コモン・モードに対するリアクトル・トランスの出力端を、コンデンサーを通して中線に繋ぐことである。コンデンサーを設けなければ、リアクトル・トランスは、市販のコモンチョークコイルに相当する特性を示し、何らかの変化は生じるものの、期待したような完全なノイズの低減と抑制は実現されない。

ところで、通常の設計方法で製作された電源では、交流系統の機能分離型フィルターとして提案したノーマル・モードに対する高調波フィルターが設けられているであろうから、コモン・モード・フィルターのみを付加すれば良い。そのフィルターは直流出力側の機能分離型フィルターのコモン・モード・フィルターに相当するから、第2.2節の末尾近くで述べたように、鉄芯自体は小型で済む。そうすると、高調波フィルター自身も本来の性能を発揮出来るものと思われる。

使えるものは何でも使えと言う取り組みもあると伝え聞く。交流系統に設けられた高調波フィルターの多くは、相間電圧に対してスター結線されているようである。コモン・モード・ノイズに手を焼いた結果、そのスター結線の共通点をアースに繋いだところ、改善が見られた例があるようである。筆者には、我田引水も良いところであるが、この話は、本稿で提案した交流系統の機能分離型フィルターは所定の性能を発揮出来ると聞こえてならない。

筆者には、電源の業界では、非論理成分とか、仮想的なアースとか、仮想的な中点とか、と言う言葉が跋扈しているように思える。辞書によれば、「仮想とは実際はそうでないことを前提として推量することを表わす言い方」とあるから、これらの言葉は、自称「素人以上プロ未満」の筆者の理解を超えている。高周波装置に取り組んでいた頃、仮想的に見えて実のところ現実の寄生共振には手を焼いた。何しろ、真空管は基本波発生装置どころか高調波発生装置そのものであるから、どこで何が起るのかが読めない。その問題を緩和するため、自己インダクタンスと見れば抵抗を架橋し、コンデンサーと見ればそれに至る配線を特性インピーダンスの低い伝送線路にする癖が付いた(悪癖の多い筆者にしては筋の良い癖である)。HIMACの電源にも、高周波装置で学んだこれらの手法を適用した。自己インダクタンスと見れば、フィルターのリアクトルのみならず、電磁石のコイルにも抵抗を架橋している。フィルターのコンデンサーでは、その配線は、2導体系とし、伝送線路理論や分布定数回路理論より

しく、幅の広い銅板の間に絶縁物を挟み込み、特性インピーダンスを下げてやっている。いずれも寄生共振の周波数の制御と共振そのものの低減と抑制の手法であり、コモン・モード・ノイズを完全に消し去ってしまえる訳ではない。しかし、大きなトラブルを緩和出来る可能性はある。電源のノイズの問題が寄生共振と関連していると言う話は聞いたことがないが、何しろノイズの周波数が高くなって来ているので、その可能性は十分にあり、自己インダクタンスとコンデンサーに関するいずれの手法もお勧めである。

本文中では、直流出力側のコモン・モードとノーマル・モードに対するフィルターでノイズが低減出来抑制出来ていると述べたが、そうとばかり言えないとの話もある。放医研 HIMAC の野田耕司さんから聞いた話<sup>9)</sup>では、HIMAC シンクロトロン<sup>9)</sup>の直列に繋いだ電磁石のうちの 1 台のコイル、即ち、自己インダクタンスの架橋抵抗を外した測定では、サイリスタの転流に付随した数 kHz のノイズが磁場に現われるとのことである。筆者は電源に設けたフィルターでノイズは低減され抑制されると述べて来たが、真実ではなくうそ臭い面もあり、電磁石のコイルの架橋抵抗の寄与も小さくはないようである。言い換えれば、電源本体のフィルターだけでは不十分で、負荷でも自己インダクタンスと見れば抵抗を架橋する等、負荷の特性を制御する必要があるようである。

## 5.2 ようとして定かには見えない相互作用は光速で走るのか？

本稿の仕上げの最後の追い込みに入ったところで、電源や負荷や交流系統と、床や大地や地面とが結合する相互作用と関係している現象と思える、その昔の経験を思い出した。東大核研の TARN II の静電型ビーム位置モニターの S/N に関する測定結果の解釈に関係している。高周波加速空洞から漏洩した高周波電力がビーム・モニターに侵入する高周波ノイズに対して、信号検出用の初段アンプとして入力抵抗の大きさが異なる、50 Ω アンプと 100 kΩ FET プローブとを用いた測定により、S/N の大小が比較された。観測では、S/N が良いと言うことで 50 Ω アンプに軍配が上がった。

当時筆者は、静電型ビーム位置モニター担当のグループとは別に、高周波加速系のビーム・フィードバック制御（放医研 HIMAC のシンクロトロンでは不使用）のため、軍配が上がらなかった 100 kΩ FET プローブを静電型ビーム・モニターの初段アンプに採用すると決めていた。そのため、この測定結果の根拠を明らかにする必要があった。S/N は信号とノイズ

の位相関係で決まると考えると、両者の位相が 90 度ずれていると S/N が良い。高周波ノイズは加速空洞から漏洩して真空ダクトの外表面を流れ、初段アンプに繋がる同軸ケーブルやコネクター等の外導体を通して信号検出用の内導体に侵入する（通常の編組線を外導体とする同軸ケーブルでは内導体である芯線に侵入するので、セミリジッド・ケーブルがベターだがコネクターが弱い）と考えた。信号は真空ダクトの内部を進行する荷電粒子により検出電極に静電誘導される。静電型ビーム・モニターでは、50 Ω アンプを使用すれば、元の信号波形の時間微分が起り、元の信号波形から位相が 90 度ずれる。100 kΩ FET プローブを使用すれば、元の信号波形の位相のまま測定される。従って、両者では、処理される信号に 90 度の位相の違いが生まれ、S/N が異なる。

シンクロトロンでは、高周波加速空洞での加速電圧に対して、荷電粒子はシンクロナス位相で加速される。その位相がゼロとすると、漏洩した高周波電力は真空ダクト表面を光速で進行するのに対して、荷電粒子は光速以下で真空ダクト内を進行する。加速空洞をヨーイ・ドンとばかりシンクロナス位相ゼロで両者が同時に出発すると、静電型ビーム・モニターの位置に応じて、ノイズとビーム信号との間で位相のずれが変化する。

計算してみると、設置されていた静電型ビーム・モニターの位置では、ノイズと荷電粒子とは、幸いなことに（45 度のような中途半端な値ではなく）、ほぼ同位相であることが分かった。これより、90 度のずれを生む、50 Ω アンプに軍配が上がるということが理解出来た。もちろん、荷電粒子の速度が変化すれば、100 kΩ FET プローブに軍配が上がることもなる。いずれにしろ、静電型ビーム・モニターのノイズ退治には、高周波電力の漏洩を低減し抑制するか、ビーム・モニターを加速空洞に直結して 100 kΩ FET プローブを用いるか（高周波ノイズとビーム信号との間の位相はシンクロナス位相 +90 度になり、エネルギーと周波数によらずほぼ一定になる）、あるいは、初段アンプから信号処理回路までの全てをフィールド・フリーの空間内に収納するか、のいずれか以外には手がないことが明らかになった。

ところで、電源と負荷と交流系統と、床や大地や地面とが結合する相互作用の原因について考察する本節での問題は、真空ダクトの外表面を漏れさせた高周波電力が何故光速で進行するのかと言う問題である。筆者は、高周波電流が外表面を流れる真空ダクトの影象が、床や大地や地面に出来ると考えた。そうすると、

レックヘル線，即ち，伝送線路や分布定数回路が形成される．単位長さ当たりの自己インダクタンスや静電容量の値も計算出来るであろうが，光速を変化させる特段の回路要素も見当たらない．真空ダクトが電磁石で囲まれている箇所もあるのに光速のようである．これは当然かも知れない．特性インピーダンスは変化するものの，光速は変化しないのである．また，影像と考えて良いのなら，床や大地や地面，即ち，地球は完全導体と近似しても良さそうである．真空ダクトの外表面を流れる高周波電流だからと言って，伝導電子の集群がビームのように移動する訳ではなく，単に伝導電子の正負の符号付きの疎密波が伝播するだけである．それに対して，床や大地や地面を流れる高周波電流の出自は何であろうか．影像であるとして，真空ダクトの外表面を高周波電力が漏洩することで発生しており，その結果，伝送線路や分布定数回路として，真空ダクトは，床や大地や地面に対して電位を持つことになる．しかも，真空ダクトの外表面を流れる電流と影像の電流とは大きさが同じで向きが逆であるので，電荷の保存則（連続の方程式）も成立している．漏洩がなければ電位を持たなかった真空ダクトが，漏洩により電位を持つ仕掛けがそこにあった．

真空ダクトを床や大地や地面から遠ざけると，当然静電容量は小さくなるが，自己インダクタンスは大きくなり，結局，光速は不変のままである．電源に対して，筆者自身，第1章で述べたように，相互作用は静電容量的，即ち，コンデンサーと考えていたが，そうではない可能性が出て来た．電源を床や大地や地面から絶縁すればするほどノイズが減ると考えたいが，それは相互作用が容量的な場合であろう．電磁誘導であれば，床や大地や地面から離れば離れるほど，自己インダクタンスが大きくなる．この場合，特性インピーダンスが高くなり，周辺回路の影響を受け易くなって，却って，まずい気がする．また，電源本体を取り囲む筐体を床や大地や地面に繋いだところで，変化するのは特性インピーダンスであり，光速には変化がないと考えられる．それにしても，一方が小さくなると他方が大きくなるとは，凄いい仕掛けがあったものである．

電源や負荷や交流系統と，床や大地や地面とが結合する，ようとして定かには見えない相互作用として，光速を不変に保つ伝送線路が候補であり，それに加えて，電源から電流が漏洩する機構があれば，電源が床や大地や地面に対してコモン・モードの電位を持つことになる．しかし，本稿の締め切り間際になって思い付いたことなので，精細なモデルも考えておらず，数

式にもしていない．それにしても，こんなことを思い付いたのは，次節で紹介する「ヘヴィサイドとテスラ」<sup>11)</sup>の文中に「同軸ケーブルの自己誘導は決して無視できるほど小さな値ではなく，トムソン(ケルビン)ですら一巻きもしないただの電線が自己誘導を持つとは信じなかった」と書かれていたのに刺激されたからである．

### 5.3 テスラとエジソン，および，ヘビサイドとケルビン

1920年頃，テスラとエジソンの2人がノーベル物理学賞の候補者に挙がったようであるが，テスラは，エジソンとの同時受賞を嫌って，断ったとのことである<sup>10)</sup>．二人の確執は大きかったのである．

テスラの名前は磁場の単位にまでなっているのに，筆者は，最近まで，ノーベル物理学賞受賞拒否の話があったことを知らなかった．それどころか，家庭用電力が交流となる突破口を開いたのもテスラであることすら，十年ほど前まで知らなかった．それを知ったのは，「ヘヴィサイドとテスラ」と言う一文<sup>11)</sup>によってである．ヘビサイド対ケルビン，テスラ対エジソンとそれぞれの競争相手がいたが，いずれの場合も，2人目は著名で，1人目はほとんど知られていない．国内の小・中・高・大の教科書でも，2人目の名前はありますが，1人目の名前は見当たらない<sup>12)</sup>．先の一文はその経緯を調査したものであり，それを頼りに，戯言を一言（つまみ食いするので文責は佐藤だが，名言名文は原文に負う）．

ケルビン（トムソン）は大西洋横断海底ケーブルを敷設した功績で著名になり裕福になっていたが，そのケーブルを抵抗とコンデンサーからなると考えていた．ヘビサイドは，片田舎に暮らしながら，正しく，ケーブルに漏洩電導度と自己誘導を取り入れて電信方程式をたてた．ケルビンは，自説を否定する，ヘビサイドの業績を理解するようになりながらも，あいまい，あるいは，否定的な評価と表現に終始させたため，ヘビサイドに対する衆目の評価はそこそこに終わった．もちろん，今となっては，ヘビサイドの勝利であるが，それは，数学の勝利であったと言える．ヘビサイドは，また，我々が大学で学ぶ形式の，ファラデーの電磁誘導の法則やポインティング・ベクトルを含むマクスウェル方程式を書き，交流電気回路を複素数で表示する方法を発案し，表皮効果，階段関数，さらには，電離層の存在を思い付いた人である．これから，数学の実力が高いことが窺い知られるが，教育は16歳まで，聴覚障害，ホイートストンの甥であること以外には経歴がはっきりしていない．

それでは、交流のテスラと直流のエジソンの場合はどうであろうか。テスラはクロアチア生まれでプラハ大学を卒業。交流の未来に夢を託して渡米し、エジソンのもとで働いたものの、直流のエジソンに失望して、短期間で退社。テスラは自分の会社を設立するも倒産。交流電動機や交流発電機を発明したテスラは家庭用電力に交流を提案し、シカゴで開催されたコロンプス博覧会会場の電灯を交流電気で明るく灯すことに成功。ウェスチングハウスよりナイアガラの滝の水力発電を任せられ、交流発電機や交流送電システムを成功させた。エジソンは直流発電の会社を持っており、交流（テスラ）と直流（エジソン）の壮絶な“電流戦争”が続いたが、結局、交流が勝利した。送電システムでは交流が直流を凌ぐのは物理学の厳然たる事実<sup>13)</sup>であろう。交流は本質的に数学であり、筆者は、テスラの勝利はやはり数学の勝利ではないかと思う。ただ、テスラは、死の直前に自分の著作物の一切合切を廃棄処分したようで、文献が残されていないので、詳しいことが分からない。

いずれにしろ、テスラ（交流）とエジソン（直流）の争いは激しいようであった。そのためだと筆者は思うのであるが、スイッチングにより、交流を直流に変換したり、直流を交流に変換しようとする、いまだに2人の争いがノイズとして顔を出すようである。今回、直流出力側だけでなく交流系統にもノイズを出さない、従って、スイッチングの回路周辺にノイズを閉じ込めるフィルターを提案出来たことで、2人の仲介が出来たのではないかと思う。

## 6. ま と め

通常的设计方法で製作された電源では、電源や負荷や交流系統と、床や大地や地面とが結合する相互作用が避けられず、その相互作用も小さくはなく、しかも、ようとして定かには見えず、定量的に評価することが困難であった。そこで、上下対称な配置の電源の中心に、床や大地や地面の代用物として、電源に強く結合する中線を中心に繋ぎ3端子出力とし、負荷を上下対称な配置の、3端子入力で3端子出力の6端子回路とし、電源の直流出力側にも交流系統にも、上下対称な配置を持つ、コモン・モード・フィルターとノーマル・モード・フィルターを設けることを提案した。このフィルター構成から言えることは、ノイズは、交流を直流に変換したり直流を交流に変換するときの、スイッチングに付随して発生しており、そうしたノイズを発生源近くに閉じ込めたとと言える。

しかし、中線を設け、上下対称な配置を持つ電気回

路の電源であるとしても、スイッチングを実際に取り入れた電源の動作を計算することは容易ではない。論文<sup>3)</sup>として発表した電源の直流出力側では、上下に設けた2台の電源の形で、 $u$ と $v$ 、 $U$ と $V$ 、及び、 $I$ と $J$ で表わすモデルを採用し、その動作を計算した。これに対して、本稿では、交流系統に対して、こうしたモデルを立てることなく、従って、一切の計算をすることなく、直流出力側からの類推として、交流系統のフィルターを考案し提案した。もちろん、筆者には数学が必要と思える。交流系統には、 $u_1, u_2, u_3$ と $v_1, v_2, v_3$ 、 $U_1, U_2, U_3$ と $V_1, V_2, V_3$ 、及び、 $I_1, I_2, I_3$ と $J_1, J_2, J_3$ を導入する必要がある、さらに、これらを、直流出力側の、 $u$ と $v$ 、 $U$ と $V$ 、及び、 $I$ と $J$ と関係付ける必要がある。

原子核理論の土岐博さんとの、直流出力側の動作の、 $u$ と $v$ 、 $U$ と $V$ 、及び、 $I$ と $J$ で表現した、数学的な解析により、2台の独立した電源を組み合わせてコモン・モード・ノイズを低減出来抑制出来ることを思い付き、それを、2台の小型の電源を組み合わせることで、高性能が実現されることを実験的に示した。モデルがあり数学があると誰でも理解出来、新しい方式を考え出せる。交流系統の数学が我々を待ち受けている。

もちろん、電源や負荷や交流系統と、床や大地や地面とが結合する相互作用も、一日も早く解明して貰いたいと待ち望んでいるに違いない。

## 謝辞

長年もやもやしていた交流系統のノイズの美しい測定データとの出会いは、J-PARCの神谷幸秀さんの手配になる、筆者の電源のセミナーが切っ掛けである。そのデータを足し算すると、ノーマル・モードとコモン・モードのノイズが浮かび上がって見えて来た。そうになると、直流出力側と同じ構成のフィルターを交流系統に設ければ良いと考えた。そこで直ちにRCNPの土岐博さんに相談したところ、これまた直ちに合格の判が貰え、自信が持てた。二人して数式を解いた訳ではないので、要は、自称「素人以下」と自称「素人以上プロ未満」の二人の、図形に対する直感の問題であり、直流出力側と交流系統の、相似性と言うか、鏡映対称性と言うか、上下対称性と言うか、それは美しい配置の合理的な電気回路と思えたからである。

お一人お一人のお名前は割愛させていただきますが、多くの皆さんのお世話になりました。本文中で、また、ここでお名前を挙げた人たちと共に感謝します。



## 参考文献

- 1) 佐藤健次, 「重イオン・シンクロトロン加速器技術と物理・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—」, 加速器, 第3巻, 第1号, 2006 (10-23)
- 2) 佐藤健次, 豊田栄次, 「粒子加速器のビームモニター装置」, 特許第 3373580 号
- 3) K. Sato and H. Toki, “Synchrotron magnet power supply network with normal and common modes including noise filtering”, NIM in Physics Research A 565 (2006) 351-357
- 4) 佐藤健次, 定年退職に当たっての最終講義 (大阪大学核物理研究センター, 2006年3月2日) で使用した図
- 5) 田村仁志, 私信
- 6) 福田光宏, 私信
- 7) 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
- 8) 岡村勝也, 「PF-AR の IGBT 電源のトラブル」, 2007年5月25日 J-PARC 加速器担当者会議資料
- 9) 野田耕司, 私信
- 10) 佐藤文隆, 「異色と意外の科学者列伝」, 岩波科学ライブラリー127, 岩波書店, 2007年, 44-50
- 11) 小松彦三郎, 「ヘヴィサイドとテスラ」, 学会会報, 1997-II, No. 815, 50-59
- 12) 並木雅俊, 「教科書にでてくる物理学者小伝」, シュプリンガー・ジャパン, 2007年
- 13) ジェニー・ランドルズ著, 伊藤文英訳, 「タイムマシン開発競争に挑んだ物理学者たち」, 日経 BP 社, 2007年, 42-48