

解 説

交直変換器の交流側の対称化とコモンモードフィルターの薦め(後半)

佐藤 健次*

Recommendation of Symmetrization and a Common-Mode Filter for the AC-Line System of an AC-DC Converter (second half of two parts)

Kenji SATO*

Abstract

The author recently noticed that noise not only contaminates signals, but also heats electronic circuits. This new viewpoint suggests a reason why lithium-ion batteries of a sophisticated new aircraft, a Boeing 787, encountered overheating, or caught fire, because conventional electronic circuits could produce enough noise to heat circuit elements. In order to overcome this issue concerning the DC-line system of the AC-DC converter, it has been practically and theoretically proven that a symmetric three-line (S3L) circuit with both common- and normal-mode filters is excellent for noise reduction. On the other hand, the author identified a common-mode noise in addition to the normal-mode noise at an AC line, several years ago. In order to overcome such problems of an AC-line system as those of a DC-line system, the author recommends the symmetrization and a common-mode filter for the AC-line system of an AC-DC converter. This paper describes how both common- and normal-mode noises could heat electronic circuits based on calculations of three-line circuit theory. Heating occurs along with the coupling of common- and normal-modes of a propagation wave type and the reflection of both waves at circuit elements, causing complicated phenomena beyond our understanding based on the conventional circuit theory.

本稿は、「交直変換器の交流側の対称化とコモンモードフィルターの薦め(前半)」の続きで「後半」である。なお、参考文献の番号は、「第1部 概要編」¹⁰⁾、「第2部 実践編」¹⁵⁾、及び、「前半」¹⁹⁾の既出の1)から18)の通し番号の続きとさせて頂く。

3. 交直変換器の交流側のコモンモードノイズ

図3は、2008年の『加速器』の「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」と題した解説⁵⁾の図4を再掲したものである。何のことはない、復習である。読者の関心を引きたいから、再掲した。この図の左側の上下にある電圧と電流の波形に注目して欲しい。ノイズの現れ方が異なる。この測定データだけから、交流電流にはコモンモードノイズとノーマルモードノイズが存在し、相間電圧にはノーマルモードノイズのみが存在することを示した。その詳細については、上記の原著の解説を

ご覧頂きたい。そうは言っても、2種類のノイズが波動として観測された訳ではないことをお断りしておきたい。ノイズは波動であるにも拘らず、実際に波動として観測出来ることは稀である。

B電源運転時の系統電圧

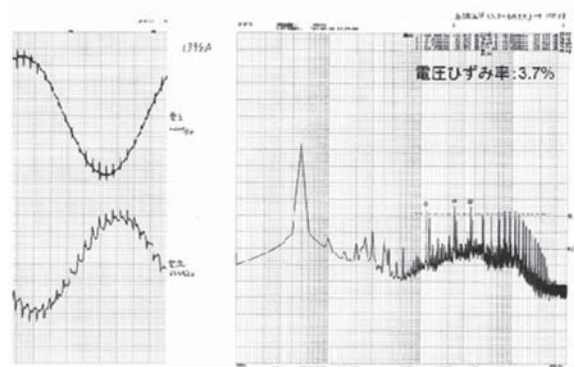


図3 KEKのPF-ARのIGBT電源の交流系統の相間電圧の波形(左上図)と相電流(左下図),及び、相間電圧の周波数スペクトル(右図)

* 放射線医学総合研究所 National Institute of Radiological Sciences
(E-mail: sato@rcnp.osaka-u.ac.jp)

交流電流のコモンモードノイズにおいては、3相交流の3本の配線を流れる電流の総和はノンゼロである。交流電流のノーマルモードノイズにおいては、3相交流の3本の配線を流れる電流の総和がゼロになっている。その結果、総和がノンゼロのコモンモードノイズの電流とは逆向きの電流が、大地を流れていることになる。電圧に関しては、3相の相間電圧の総和はゼロになる。これからして、電圧からはコモンモードノイズは観測出来ないことになる。

今回、本稿で主張したいことは、コモンモードノイズの電流により、シグナルが汚されるだけでなく、スイッチング回路の交流側にある電気回路が発熱するということである。さらに、発熱だけに止まらず、放電や短絡などの不具合の原因になると考えられる。また、コモンモードノイズは外部にまき散らされ、他の電気回路の不具合の原因にもなり得る。そう言われると、そんな現象が起こっていることに思い当たる人も多いのではないかと思う。

筆者が経験した交流側のコモンモードノイズと思われる現象は他にもあり、静電型ビーム位置モニターに現れるノイズについて、ここで紹介させて頂く。図4に、ノイズ削減のために、どんな手を打ったのかをまとめて描いてあるが、丁寧に説明する余白もないこととお断りしておく。その紹

介に先立って、一言。図の右側の遠く離れた場所に静電型ビーム位置モニターが描かれている。TARN2では、入力抵抗が50Ωの初段のアンプと、入力抵抗が100kΩの初段のアンプとで、どちらが、加速空洞から漏洩して来た高周波ノイズが少ないかの測定が行われた。50Ωが有利であるとの結果が得られた。筆者は、それを、ビーム信号とノイズとの位相差の問題としてとらえた。図にも記したが、信号とノイズの位相差を測定したことになる。50Ωではビーム信号は微分されるのに対して、100kΩではそのままのビーム信号が測定される。しかし、高周波加速空洞から漏洩して来た高周波ノイズはいずれの場合でも、そのまま測定され、シグナルを汚す。そこで、高周波ノイズは真空ダクトを光速で伝搬すると考え、ビームモニターの位置から、ビーム信号と高周波ノイズの位相を計算すると、ほぼ同相であることに気付いた。そんな場所にビームモニターが設けられていたと言う幸運が味方した。初段のアンプで観測されるビーム信号と高周波ノイズとの位相が90度異なると、S/N比は良くなるので、50Ωが有利であると考えられる。この計算から、漏洩した高周波ノイズは光速で伝搬しており、そのためには、真空ダクトと大地とは平行伝送線路を形成していると考えた。即ち、大地を1本の配線と考えて良いことになる。電源や電磁石に対

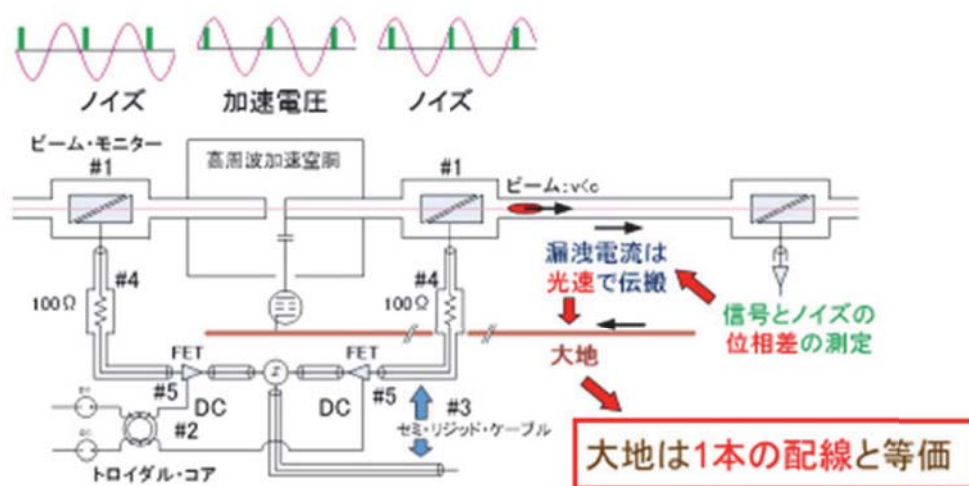


図4 HIMACシンクロトロンに設けた静電型ビーム位置モニターの低雑音化の技術。ノイズの原因は2つあって、加速空洞から漏洩した高周波ノイズと商用交流のノイズ。#1, #2, #3, #4, #5の詳細については本文を参照のこと。本稿では、商用交流に元からあるノイズを減らす方法として#2を発案したが、その詳細は本文を参照のこと。

して、大地を3番目の配線と考える根拠を、この測定から知ったのである。

図4の#1, #2, #3, #4, 及び, #5の各項目について説明する。

#1: 加速空洞の両側にビームモニターを設け、両信号の和を取って、加速空洞から漏洩した高周波ノイズを相殺させる。左側と右側のモニターからのビーム信号は時間差があるものの、足し上がる。これに対して、高周波加速空洞の右側へ漏洩して来る高周波ノイズと左側に漏洩して来る高周波ノイズとは正負の符号が逆転していると考えられるので、和を取るによって、高周波ノイズを減らすことが出来る。

#2: #1の方法でも減らせないMHz近辺のノイズが現れることに気付いた。このノイズは加速空洞に高周波電力を投入していない場合でも発生している。これからして、初段のアンプへの直流電力供給のための直流電源から発生しており、従って、その元になっている商用交流にノイズが存在していることに気付いた。2つのビームモニターの直流電力供給線をフェライトのトロイダル・コアに同方向に巻くと、ノイズが低減した。直流電力供給線の数が多ければ多いほど、ノイズが大幅に減った。ビームモニターが少なくとも2つあるとき、ノイズ削減効果が大きいので、商用交流にコモンモードノイズが乗っていると考えている。言い換えれば、商用の交流系統から混入して来るノイズを削減するためには、ビームモニターが2つ以上必要である。

#3: ビームモニターの初段のアンプまでの配線にはセミリジッド・ケーブルを使用する。

#4: 特性インピーダンスが50Ωのビームモニターと入力抵抗が100kΩのFETとをつなぐ同軸ケーブルの中間に100Ωの抵抗を直列に挿入すると、反射波が消えて、信号の時間遅れになる。いわゆるインピーダンス整合は破れているので、インピーダンス不整合による波形の改善と呼んでいる。信号を取り扱う上で、インピーダンス整合だけが唯一無二の正解ではないことになる。

#5: セミリジッド・ケーブルのコネクターは幅広い銅板で外側をジャンプする。

今少し、#2を補足しておきたい。筆者も暇だったようで、色々なことを試してみた。#1, #3, #4, #5を実施したところ、加速空洞から漏洩し

た高周波ノイズを低減出来た。しかし、加速空洞の励振を止めても、ビームモニターには、周波数にして数MHzの辺りにノイズが現れた。このノイズの原因は初段のアンプの電源からやってきていることに気付いた。そこで、商用交流を直接つなぐのを止め、一度それを核物理実験に用いられていた絶縁トランスを通して見たが、ノイズ低減の効果はなかった。また、信号測定器であるオシロの背面には直流出力があったので、初段のアンプの直流電源として見たが、それもノイズ低減の効果はなかった。

そう言えば、こんな測定も行った。加速空洞には大型のフェライトコアを装荷しており、予備品があった。数十メートルの同軸ケーブルをフェライトコアに巻いたところ、ノイズが減った。これは有難いと思い、その先に数十メートルの同軸ケーブルをつないで見たところ、ノイズは減っていなかった。このとき、コアは、パソコン他に直流を供給するACアダプターに設けられているフェライトコアと同じく、コモンチョークコイルの役割と同じであろうが、役に立たないものであることを知った。その後、フェライトコアはノイズ削減の「対症療法」で、本格的なコモンモードフィルターではないと考えるようになった。

数か月近く、そんなことを続けていたある日のこと、静電型ビーム位置モニターの左右の初段のアンプの直流ケーブル2本をコアに巻き付けることを思い付いた。同じ方向に巻くと、数MHzのノイズが30dB近く減った。逆方向に巻くと、ノイズは減らない。また、上に述べたように、1本の直流ケーブルをコアに巻いてもノイズはほとんど減らない。

このような振る舞いからして、ノイズはコモンモードノイズと考えているが、実測で定めた訳ではない。しかし、交流側から、周波数が数MHz程度のノイズが混入していることは明らかであった。このことから知ったのであるが、交直変換器から発生する、こうしたノイズが交流系統に出ないようにしなければならない。

図4のビームモニターシステムを大枚掛けてHIMACシンクロトロンに設けた。しかし、電磁石と電源を「対称3線回路」にした結果、磁場のノイズが削減されたためであろう、ビーム信号なしで、安定に運転出来たので、HIMACでは、ほ

とんど、使用されることがないようである。「シンクロトロンでは電源良ければ全てよし」と言うゆえんである。

ここで、「200 段減速と IGBT 電源」とでも題して、脱線する。2014 年の春、HIMAC シンクロトロンでは、筆者が関わったサイリスタ電源から、IGBT 電源に更新された。その結果、エッと驚くような成果が得られつつある。それを、この場を借りて紹介しておきたい²⁰⁾。呼吸同期照射²¹⁾は、フラットトップにおいて、高速で制御出来る高周波ノックアウトにより、その昔から、実現されている。2次元塗りつぶし照射は、水平と垂直の両方向のスキヤニングを組み合わせで実現された²²⁾。3次元塗りつぶし照射のためには、ビームの取り出しエネルギーを変更する必要がある。そのため、階段状の減速励磁パターンにおいて、クロック停止を利用して、フラットトップを形成し、高周波ノックアウトにより、ビームを取り出す。引き続き、クロック停止を解除し、減速を行い、再び、クロック停止でフラットトップを形成し、高周波ノックアウトにより、ビームを取り出す²³⁾。

さて、IGBT 電源では、200 段の減速励磁パターンにより、3次元塗りつぶし照射の試験に成功している。サイリスタ電源では200 段の減速励磁パターンは容易ではなかったが、高速スイッチング出来る IGBT 電源で成功している。それで思い出したのであるが、筆者のような年寄りがその昔から聞かされていたことは、スイッチングが高速であるとノイズが大きいと言うことである。しかし、HIMAC の IGBT 電源ではノイズが大きいと言う話はないようである。そんな話は迷信で、まるで嘘だったかのようである。「対称 3 線回路」^{24), 25)}は、サイリスタ電源に限らず、IGBT 電源に対しても、ノイズ削減には有効と言うことであろう。繰り返しになってくどいようであるが、スイッチング回路の前後の交流側も直流側も対称化して、コモンモードフィルターを設けると、高速スイッチングと言えども、ノイズは小さく、高速性能を生かすことが出来ると考えて良い。


根拠のない経験は邪魔物であると言えるが、それに類する経験談は多い。スイッチングノイズの周波数は高いが、高い周波数に対しては、小型のフィルターでノイズを低減出来るので、フィルターを設ければ良いと言う話も、まことしやかに

広まっている。その結果、「対称 3 線回路」にする必要がないと言う人は多い。「対称 3 線回路」でない通常の電気回路にどんなフィルターを設けるのかを筆者は知らないが、考え方のずれ違いが起こっている。場当たりの経験に基づいた話に対しては、筆者としては、「全ての技術は物理学に通ず」と言っておきたい。

4. 交直変換器の交流側の対称化とコモンモードフィルターの薦め

前章で紹介したように、交直変換器の交流系統では、コモンモードノイズの電流が流れていることを明らかにした。結局、「2 線回路」では、直流側のみならず、交流側にも、コモンモードノイズが波動として存在していたことが明らかになった。本稿の第 1 章では、このコモンモードノイズは、その電源のシグナルを汚し、その電源を発熱させるだけでなく、前章のビームモニターで説明したように、直接の縁もゆかりもない他の電気回路へも影響する。

各種電源や電気回路において、ノイズがシグナルを汚さないだけに止まらず、発熱他の全ての不具合を避けるためには、予てより、筆者が喚き立てているように、交直変換器の場合には、直流側と交流側の、配線と負荷を対称化し、電源を 2 台設け、スイッチング回路の、直前直後の、直流側にも交流側にも、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必要がある。言い換えれば、各種電源や電気回路が、それぞれ、お互いに孤立したシステムになるようにする訳であるが、それしかないと言える。そんな新しい技術の文化を確立したいものである。

2008 年の解説⁵⁾では、交流系統の新しいフィルターとして、機能分離型及び機能結合型の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提案した。こうした交流系統のフィルターは世界初でないかと思う。この世にはないフィルターであるから、提案しては見たものの、実際に、どんな姿かたちをしているのかが、筆者には想像出来ない。そうは言っても、パソコンなどの AC アダプターに設けてあるような、フェライトコアのような「対症療法」ではないことだけは、 を例にして述べたように、確かである。とにかく、L と C を組み合わせた本格的なコモンモードフィ

ルターでなければならない。コモンモードフィルターであるから、鉄芯を使用するとすれば、大雑把に言えば、鉄芯中の磁場は強くないはずであるから、小型で良いと思える。これからすれば、何とかかなと思える。

そこで、CERNの報告がないかと探して見た。関係がありそうな報告が3つほど見付かった²⁶⁻²⁸⁾が、交流側のコモンモードフィルターの記述は見当たらない。CERNの2008年のスライドによる報告²⁶⁾にあるLHCの電源の回路図を見ると、直流側は「対称3線回路」のようである。HIMACシンクロトロンに、少なくとも、10年は遅れたようであるが、もちろん、多導体伝送線路の「新しい回路理論」には気付いていない。筆者は、電気回路の「素人以上プロ未満」であるためか、その回路図からは交流システムのフィルターを読み取ることが出来なかった。交流システムのフィルターは世界初と筆者が言うゆえんである。

電源の写真を見ると、電源を構成するモジュールには冷却ファンが組み込まれている。複数のモジュールを組み込んだ電源盤の写真は、裏扉が取り外されたものばかりなので、裏扉に冷却ファンを並べて取り付け、風冷しているかどうかは不明である。電源盤全体の冷却ファンを天井部に設けているのかも知れない。もっとも、風冷されていても、発熱の原因はコモンモードノイズであることなど語られる訳もないので、コモンモードノイズによる発熱を冷却しているかどうかを判断出来ない。

ただし、断っておきたいことが1つある。CERNのLHCでは、全ての電源を「対称3線回路」にしたとのことである。その意味するところは、ノイズ削減のために、LHCのユーザーが勝手な電源を持ち込むことを禁止し、LHC電源グループが全てを管理しているとのことである。当然のことながら、メーカーはLHC電源グループが許可した製品しか納品出来ないとのことである。

筆者の勝手な想像では、コモンモードノイズによる発熱は、CERNだけに限らず、これまで誰にも気付かれることなく、「対症療法」として、冷却能力を強化して来たのかも知れない。さらに言えば、発熱の他に、放電や短絡の不具合が発生したとき、その原因を解明することなく、その個所を強化したり、保護回路を設ける「対症療法」で

良しとして来た可能性もある。それが電気工学や電気技術の文化であると、筆者は揶揄したくなる。

5. ま と め

まとめを書くに当たって、筆者が頭を痛めていることを紹介させて頂く。それは、多くの皆さんが、「対称3線回路」は、シンクロトロンの電磁石と電源にのみ適用出来る回路技術であると理解されていることである。筆者としては、ビーム輸送系の電磁石や電源にも適用出来る技術であり、また、あらゆる電気回路に適用出来る技術であることを、繰り返すになってくどいようであるが、主張しておきたい。プリント回路基板(PCB)のような弱電回路の他、制御回路にも、「対称3線回路」はお薦めである。加速器のもの作りの現場で、実務に取り組んでいる皆さんには、この技術をあらゆる電気回路に適用し、ノイズがゼロで、高性能の世界を実現されることを、期待しておきたい。

さて、本稿では、配線の本数が3本で、これらの幾何学的な配置が非対称な一般的な「3線回路」においては、ノーマルモードとコモンモードの2種類のノイズは波動であり、これらの2種類の伝搬モードはお互いに結合することを論じた。また、JPSJ78の土岐博・佐藤健次共著論文¹⁸⁾からして、電源そのものは、ノーマルモードノイズとコモンモードノイズを同時に発生させると考える必要があることを論じた。ノーマルモードのみを発生させる電源は存在しないことになり、電源がコモンモードを発生する機構を解明する必要があることを指摘した。

また、配線の途中に不連続がある場合、それを、2本の主配線の間で設けた抵抗で模擬したときの回路計算により、インピーダンス整合は実現されず、ノーマルモードの反射波が発生することを示した。ただし、その抵抗には、左端に設けた電源が発生するコモンモード電流が流れることを明らかにした。この抵抗は、2本の主配線に設けた、配線の本数が2本の「2線回路」を代表させたものと考えられるので、主配線に、抵抗に相当する「2線回路」が次々と連なっている回路では、2種類の伝搬モードの結合現象に止まらず、さらに、反射現象により、ノーマルモードの伝搬電力がコモンモードの伝搬電力に移動し、また、コモンモー

ドの伝搬電力がノーマルモードの伝搬電力に移動しながら、2種類の波動が伝搬することが明らかになった。このことは、ノーマルモードノイズにしる、コモンモードノイズにしる、電気回路を構成する配線や回路要素に電流として流れ、これらの全てを、ジュール熱や誘電体損失、さらには磁気損失で、全ての回路要素を発熱させると考えて良いことを示した。

従来から広く普及している、配線の本数が2本の「2線回路」では、大地が勝手に何の断りもなく3番目の配線となる「3線回路」となり、その結果、ノーマルモードノイズとコモンモードノイズの2種類の伝搬モードが発生していると考えられる必要がある。従来の回路技術では、電源の直後に、ノーマルモードフィルターを設けてあるものの、コモンモードフィルターを設けることは出来ない。その結果、電源直後のコモンモードノイズが大きく、その電力が電気回路に行き渡って、発熱他の不具合を発生させると考えられる。

これに対して、「対称3線回路」では、ノーマルモードとコモンモードとの結合がほどけ、ノーマルモードノイズはノーマルモードノイズのまま、また、コモンモードノイズはコモンモードノイズのまま、電気回路を伝搬する。この回路では、電源直後に、機能結合型フィルターあるいは機能分離型フィルターとして、ノーマルモードフィルターに加えて、コモンモードフィルターを設けることが出来るので、ノーマルモードノイズとコモンモードノイズの両方を削減出来る。ただし、注意しておきたいことは、回路の途中に不連続があるとき、インピーダンス整合を実現することは困難で、原理的には、それぞれのモードに対して反射波が発生するということである。

2008年の「解説」⁵⁾及び本稿の図3では、交流側の配線に、ノーマルモードノイズだけでなく、コモンモードノイズの電流が流れていることを示した。従って、ノイズにより発熱他の放電や短絡などの不具合が起こると考えられる。

こうした不具合が起こらないようにするには、交直変換器の、スイッチング回路の、直前直後の、直流側にも交流側にも、コモンモードフィルターを設ける必要がある。そのためには、直流側と交流側の、配線と負荷を対称化し、電源を2台設ける必要があると言う、結論になる。

ここで、発熱と冷却を考えて見よう。発熱により電力を消費し、冷却にも電力を消費するので、二重に電力を消費している。電力の浪費である。「第1部 概要編」と「第2部 実践編」では、『CA結合モードノイズによる電力浪費を避け、環境に優しい電気回路を開発し普及させよう。「隗より始めよ」と言うことで、筆者としては、加速器技術に期待したい』と書いた。その思いは今も変わらない。もちろん、ノイズを削減することで、クリーンな電磁環境を実現出来る。ノイズ削減によるクリーンな電磁環境と省電力と言うことで、電気回路として、本来のあるべき姿である。

附録 A. 「3線回路」演習問題

ここでは、2.2節で紹介したケース1以外の、ケース2、ケース3、及び、ケース4の3通りに対する計算を示す。ただし、式の説明を始めると重複する上に長文になるので、丁寧な説明を割愛する。そのとき、ケース1の式番号を流用することにするので、ケース1での説明を参考にして頂きたい。

なお、一般的な「3線回路」の振る舞いが、これらの4通りのケースで尽されている訳ではない。「3線回路」演習問題を次から次へと課して行く必要がある、その中には、思いも掛けない現象が発生するかも知れない。筆者の宿題であると同時に、読者の皆さんの演習問題とさせて頂く。

A.1 ケース2：一般的な「3線回路」で長さ が半無限で、配線が $x=s$ の抵抗で終わっ ていて、右側には配線がない場合

右側には配線がないので、ケース1において、右側の電流がゼロ

$$I_{1r}(x=s) = I_{2r}(x=s) = I_{cr}(x=s) = 0 \quad (\text{A.1.0})$$

とすれば良い。

この条件の下、以下では、ケース1の(2.2.1)から(2.2.22)までの計算と同じ計算を行えば良い。そこで、ケース1の式の説明を流用し、(2.2.X)に相当する式番号(A.1.X)を用いる。ただし、右側には配線がないので、(2.2.1)から(2.2.22)までの式に登場した右側の添え字 r は不要になり、それと同時に、左側しか存在しないので、添え字の l を省略する。

$$I_1(x=s) = -I_2(x=s) \quad (\text{A.1.1})$$

$$I_n(x=s) + \frac{1}{2}I_c(x=s) = I_n(x=s) - \frac{1}{2}I_c(x=s) \quad (\text{A.1.2})$$

$$I_c(x=s) = 0 \quad (\text{A.1.3})$$

この式は、解くべき連立方程式の1つになる。

$$I_R = I_n(x=s) \quad (\text{A.1.4})$$

(2.2.5)に相当する式の(A.1.5)は不要であろう。
(2.2.6)に関しては、右側のノーマルモード電圧は定義されない。

$$I_n(x=s) = \frac{1}{R}V_n(x=s) \quad (\text{A.1.6})$$

この式は解くべき連立方程式の1つになる。

3番目の配線に流れる電流は右側ではゼロになるので、 $x \leq s$ の左側においては、コモンモード電流には反射波が発生する。 I_{nb} , I_{nl} , I_{cb} , I_{cl} , I_{nr} , I_{nr} , I_{cr} , I_{cr} の8つの量を知る必要があったが、結局、右側にはノーマルモードもコモンモードの波動はないので、

$$I'_{nl} \neq 0, I'_{cl} \neq 0, I_{nr} = 0, I'_{nr} = 0, I_{cr} = 0, I'_{cr} = 0 \quad (\text{A.1.7})$$

が成立すると考えれば良い。即ち、左側には、ノーマルモードとコモンモードの反射波が発生する。(2.1.4)と(2.1.5)に相当する式の足の添え字は左側を表す l を付けないことにする。(A.1.7)の最初の2つの式は、 $I_n \neq 0$, $I_c \neq 0$ と表せば良いことになる。

$$\begin{aligned} V_n &= Z_n I_n + Z_{nc} I_c, & V_c &= Z_c I_c + Z_{nc} I_n \\ V'_n &= -Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c, & V'_c &= -Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n \end{aligned} \quad (\text{A.1.8})$$

$$I_n = \frac{Z_c V_n - Z_{nc} V_c}{Z_n Z_c - Z_{nc}^2}, \quad I'_n = \frac{-Z_c V'_n + Z_{nc} V'_c}{Z_n Z_c - Z_{nc}^2}$$

$$I_c = \frac{Z_n V_c - Z_{nc} V_n}{Z_n Z_c - Z_{nc}^2}, \quad I'_c = \frac{-Z_n V'_c + Z_{nc} V'_n}{Z_n Z_c - Z_{nc}^2} \quad (\text{A.1.9})$$

$$\begin{aligned} V_n(x) &= (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) e^{-jkx} + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) e^{jks} \\ I_n(x) &= I_n e^{-jkx} + I'_n e^{jks} \\ V_c(x) &= (Z_c I_c + Z_{nc} I_n) e^{-jkx} + (-Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n) e^{jks} \\ I_c(x) &= I_c e^{-jkx} + I'_c e^{jks} \end{aligned} \quad (\text{A.1.10})$$

(A.1.3)と(A.1.6)との連立方程式を得る。

$$\begin{cases} I_c e^{-jks} + I'_c e^{jks} = 0 \\ I_n e^{-jks} + I'_n e^{jks} = \frac{1}{R} \{ (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) e^{-jks} + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) e^{jks} \} \end{cases} \quad (\text{A.1.11})$$

$$\begin{cases} I'_c e^{jks} = -I_c e^{-jks} \\ \left(1 + \frac{1}{R} Z_n\right) I'_n e^{jks} + \frac{1}{R} Z_{nc} I'_c e^{jks} = -\left(1 - \frac{1}{R} Z_n\right) I_n e^{-jks} + \frac{1}{R} Z_{nc} I_c e^{-jks} \end{cases} \quad (\text{A.1.12})$$

$$\begin{cases} I'_c e^{jks} = -I_c e^{-jks} \\ \left(1 + \frac{1}{R} Z_n\right) I'_n e^{jks} = -\left(1 - \frac{1}{R} Z_n\right) I_n e^{-jks} + \frac{2}{R} Z_{nc} I_c e^{-jks} \end{cases} \quad (\text{A.1.13})$$

(2.2.13)で説明したのと同じく、(A.1.13)からして、いわゆるインピーダンス整合の条件 $R = Z_n$ はノーマルモード電流の反射波をゼロにはしてくれない。驚いたことに、終端があるにも拘らず、インピーダンス整合が取れないのである。従来から慣れ親しんでいる「2線回路」の理論では思い付かれることがなかった特異な現象である。この特異な現象こそ、「対称3線回路(第2部 実践編)」¹⁵⁾の「3.6.3 コモンモードノイズを探し出そう」の項で、高速キッカーで発生している反射波はコモンモードではないかと指摘したが、その根拠である。そうは言っても、高速キッカーの電源からコモンモードノイズが発生していると考えなければならないが、その機構は複雑で、解明出来ていない。

$$I_R = \frac{\frac{2}{R}}{1 + \frac{1}{R} Z_n} (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) e^{-jks} = I_n e^{-jks} + I'_n e^{jks} \quad (\text{A.1.14})$$

$$I_R = \frac{\frac{2}{1 + \frac{1}{R}Z_n} (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) e^{-jks}}{1 + \frac{1}{R}Z_n} = -2 \frac{1}{R} \frac{1}{1 - \frac{1}{R}Z_n} (Z_n I'_n + Z_{nc} I'_c) e^{jks} \quad (\text{A.1.15})$$

$$\begin{aligned} \left(1 - \frac{1}{R}Z_n\right) I_n e^{-jks} &= -\left(1 + \frac{1}{R}Z_n\right) I'_n e^{jks} - \frac{2}{R} Z_{nc} I'_c e^{jks} \\ I_c e^{-jks} &= -I'_c e^{jks} \end{aligned} \quad (\text{A.1.16})$$

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{1}{Z_n} \left(\frac{1 + \frac{1}{R}Z_n}{\frac{2}{R}} I_R e^{jks} - Z_{nc} I_c \right) \\ I'_c &= -I_c e^{-2jks} \\ I'_n &= \frac{1}{Z_n} \left(-\frac{1 - \frac{1}{R}Z_n}{\frac{2}{R}} I_R e^{-jks} + Z_{nc} I_c e^{-2jks} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.1.17})$$

(2.1.7)を利用して、左側のノーマルモードの電力を計算しておこう。

$$\begin{aligned} P_n(x) &= \frac{1}{4} \{V_n^*(x) I_n(x) + V_n(x) I_n^*(x)\} \\ &= \frac{1}{4} \left\{ \begin{aligned} & \left[(Z_n I_n^* + Z_{nc} I_c^*) I_n + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) I'_n \right] \\ & + (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) I_n^* + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) I'_n^* \\ & - 2Z_{nc} \cos(2kx) \text{Re}(I'_c I_n^* - I'_n I_c) - 2Z_{nc} \sin(2kx) \text{Im}(I'_c I_n^* - I'_n I_c) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.1.18})$$

(2.1.8)を利用して、左側のコモンモードの電力を計算しておこう。

$$\begin{aligned} P_c(x) &= \frac{1}{4} \{V_c^*(x) I_c(x) + V_c(x) I_c^*(x)\} \\ &= \frac{1}{4} \left\{ \begin{aligned} & \left[(Z_c I_c^* + Z_{nc} I_n^*) I_c + (-Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n) I'_c \right] \\ & + (Z_c I_c + Z_{nc} I_n) I_c^* + (-Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n) I'_c^* \\ & + 2Z_{nc} \cos(2kx) \text{Re}(I'_c I_n^* - I'_n I_c) + 2Z_{nc} \sin(2kx) \text{Im}(I'_c I_n^* - I'_n I_c) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (\text{A.1.19})$$

(2.2.18)に相当する、左側の全伝搬電力の式は、(2.1.7)の式の右足の添え字に l を付けずにすることにする。

$$P(x) = \frac{1}{4} \{V_n^*(x) I_n(x) + V_n(x) I_n^*(x) + V_c^*(x) I_c(x) + V_c(x) I_c^*(x)\}$$

$$= \frac{1}{4} \left\{ \begin{aligned} & (Z_n I_n^* + Z_{nc} I_c^*) I_n + (Z_n I_n + Z_{nc} I_c) I_n^* \\ & + (Z_c I_c^* + Z_{nc} I_n^*) I_c + (Z_c I_c + Z_{nc} I_n) I_c^* \\ & + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) I'_n + (-Z_n I'_n - Z_{nc} I'_c) I'_n^* \\ & + (-Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n) I'_c + (-Z_c I'_c - Z_{nc} I'_n) I'_c^* \end{aligned} \right\} \quad (\text{A.1.20})$$

このように、左側の入射波と反射波の伝搬電力の総和は一定である。これに対して、(2.2.21)に相当する、右側の伝搬電力の式、(A.1.21)は不要であるが、言い換えれば、右側の伝搬電力はゼロである。結局、(A.1.20)は抵抗での消費電力になると思える。(A.1.17)を代入すると

$$P(x) = \frac{1}{2} I_R^* I_R \quad (\text{A.1.22})$$

が成立する。抵抗での消費電力を含めると、当然のことながら、総電力は不変であることが判明した。

A.2 ケース3：「対称3線回路」で配線が無限長で、位置 $x = s$ に抵抗による不連続がある回路

ケース1において、

$$Z_{nc} = 0 \quad (\text{A.2.0})$$

とすれば良い。

この条件の下、以下では、ケース1の(2.2.1)から(2.2.22)までの計算と同じ計算を行えば良い。そこで、ケース1の式の説明を流用し、(2.2.X)に相当する式番号(A.2.X)を用いる。

しかし、**図5**に示した「対称3線回路」においては、ノーマルモードとコモンモードとは結合しないので、それぞれのモードに対して、独立した方程式が得られる。そこで、同じ計算とは言うものの、ノーマルモードに対する式の番号には n を付けて(A.2.Xn)と表し、コモンモードに対する式の番号には c を付けて(A.2.Xc)と表すことにする。もちろん、 $x = s$ での不連続の右側と左側を区別する必要があるが、その場合には、式の番号に l や r を付け、(A.2.Xln)や(A.2.Xrn)、さらには、(A.2.Xlc)や(A.2.Xrc)と表すことにする。

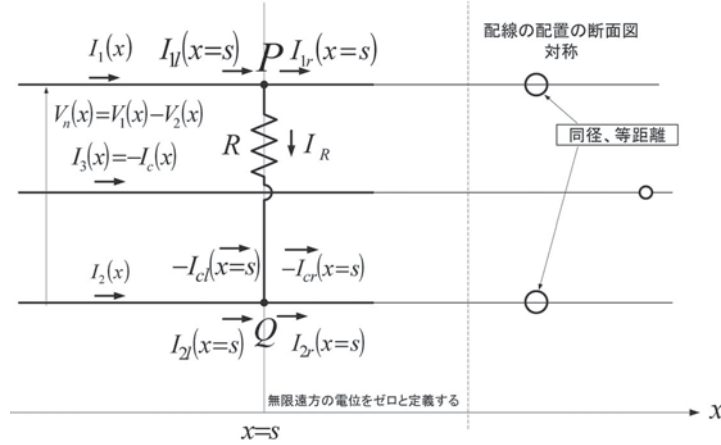


図5 「対称3線回路」

$$I_{1l}(x=s) - I_{1r}(x=s) = I_{2r}(x=s) - I_{2l}(x=s) \quad (\text{A.2.1})$$

$$I'_{nl} \neq 0, I'_{cl} = 0, I_{nr} \neq 0, I'_{nr} = 0 \quad (\text{A.2.7n})$$

$$\begin{aligned} I_{nl}(x=s) + \frac{1}{2}I_{cl}(x=s) - I_{nr}(x=s) - \frac{1}{2}I_{cr}(x=s) \\ = -I_{nr}(x=s) + \frac{1}{2}I_{cr}(x=s) + I_{nl}(x=s) - \frac{1}{2}I_{cl}(x=s) \end{aligned} \quad (\text{A.2.2})$$

$$I_{cr} = I_{cl} = I_c, I'_{cr} = 0 \quad (\text{A.2.7c})$$

となる. なお, 簡単のため, この式では $I_{cr} = I_{cl} = I_c$ と書いてあることに注意しておきたい.

この式を, (2.1.5) に代入すると, $Z_{nc} = 0$ が成立するから

$$I_{cl}(x=s) = I_{cr}(x=s) \quad (\text{A.2.3c})$$

$$\begin{aligned} V_{nl} = Z_n I_{nl}, \quad V_{nr} = Z_n I_{nr} \\ V'_{nl} = -Z_n I'_{nl}, \quad V'_{nr} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.2.8n})$$

$$I_R = I_{nl}(x=s) - I_{nr}(x=s) \quad (\text{A.2.4n})$$

$$\begin{aligned} V_{cl} = Z_c I_c, \quad V_{cr} = Z_c I_c, \quad \therefore V_{cl} = V_{cr} = V_c \\ V'_{cl} = 0, \quad V'_{cr} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.2.8c})$$

$$V_{nl}(x=s) = V_{nr}(x=s) \quad (\text{A.2.5n})$$

$$\begin{cases} I_{nl}(x=s) - I_{nr}(x=s) = \frac{1}{R} V_{nl}(x=s) \\ I_{nl}(x=s) - I_{nr}(x=s) = \frac{1}{R} V_{nr}(x=s) \end{cases} \quad (\text{A.2.6n})$$

が得られる. この式から, $V_{cl} = V_{cr} = V_c$ が成立することが分かる.

この2つを連立して解けば, I_{nl} と I_{cl} 以外の I'_{nl} , I_{cl} , I_{nr} , I'_{nr} , I_{cr} , I'_{cr} の6つの量が定まることになる. しかし, (A.2.6n) の連立方程式があるだけであるから, 未知の6つの量のうち, 2つを決めることが出来る. その素直な解は, コモンモード電流は(A.2.3c)で示したように抵抗の影響を受けず素通りして入射波のみとし, 左側のノーマルモード電流に反射波が生じ, その一方, 右側のノーマルモード電流は入射波のみとする解である. それを書き下せば

$$\begin{aligned} I_{nl} = \frac{V_{nl}}{Z_n}, \quad I_{nr} = \frac{V_{nr}}{Z_n} \\ I'_{nl} = \frac{-V'_{nl}}{Z_n}, \quad I'_{nr} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.2.9n})$$

$$\begin{aligned} I_{cl} = I_c = \frac{V_c}{Z_c}, \quad I_{cr} = I_c = \frac{V_c}{Z_c} \\ I'_{cl} = 0, \quad I'_{cr} = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.2.9c})$$

が得られる. ノーマルモードはノーマルモードの世界となり, コモンモードはコモンモードの世界

となり、お互いに分離され、結合しなくなる。この場合、ノーマルモードとコモンモードの世界を別々に議論するのが良さそうであるが、乗り掛かった舟でもあるので、添え字 n と c を式番号に付けることにして、ケース 1 と同じ手順で計算を進めることにする。この式を、(2.1.4) に代入すると、左側（右足の添え字 l ）と右側（右足の添え字 r ）の電圧と電流の一般式として、

$$\begin{aligned} V_{nl}(x \leq s) &= Z_n I_{nl} e^{-j k x} - Z_n I'_{nl} e^{j k x}, & I_{nl}(x \leq s) &= I_{nl} e^{-j k x} + I'_{nl} e^{j k x} \\ V_{nr}(x \geq s) &= Z_n I_{nr} e^{-j k x}, & I_{nr}(x \geq s) &= I_{nr} e^{-j k x} \end{aligned} \quad (\text{A.2.10n})$$

$$\begin{aligned} V_{cl}(x \leq s) &= Z_c I_c e^{-j k x}, & I_{cl}(x \leq s) &= I_c e^{-j k x} \\ V_{cr}(x \geq s) &= Z_c I_c e^{-j k x}, & I_{cr}(x \geq s) &= I_c e^{-j k x} \end{aligned} \quad (\text{A.2.10c})$$

が得られる。

しかし、(A.2.9c) からすると、コモンモードに対しては、解くべき方程式は何もないことが分かる。ノーマルモードだけを解けば良い。

$$\begin{cases} I_{nl} e^{-j k s} + I'_{nl} e^{j k s} - I_{nr} e^{-j k s} = \frac{1}{R} (Z_n I_{nl} e^{-j k s} - Z_n I'_{nl} e^{j k s}) \\ I_{nl} e^{-j k s} + I'_{nl} e^{j k s} - I_{nr} e^{-j k s} = \frac{1}{R} Z_n I_{nr} e^{-j k s} \end{cases} \quad (\text{A.2.11n})$$

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{1}{R} Z_n\right) I'_{nl} e^{j k s} - I_{nr} e^{-j k s} = -\left(1 - \frac{1}{R} Z_n\right) I_{nl} e^{-j k s} \\ I'_{nl} e^{j k s} - \left(1 + \frac{1}{R} Z_n\right) I_{nr} e^{-j k s} = -I_{nl} e^{-j k s} \end{cases} \quad (\text{A.2.12n})$$

が得られる。ここでは、いわゆるインピーダンス整合の条件 $R = Z_n$ はノーマルモード電流の反射波をゼロにはしてくれないことを注意しておきたい。この連立方程式の解は

$$\begin{cases} I'_{nl} e^{j k s} = \frac{\frac{1}{R} Z_n I_{nl} e^{-j k s}}{2 + \frac{1}{R} Z_n} \\ I_{nr} = \frac{2 I_{nl}}{2 + \frac{1}{R} Z_n} \end{cases} \quad (\text{A.2.13n})$$

と求まる。

なお、(A.2.13n) のノーマルモードの反射波 $I'_{nl} e^{j k s}$ の式からすると、(A.2.0) の $Z_{nc} = 0$ が成立する場合であっても、不連続がある限り、ノーマルモードに対するインピーダンス整合は実現出来ないようである。ケース 1 の(2.2.6)の直後に、左側のノーマルモードの電圧と電流は、右側のノーマルモードの電圧と電流とが結合すると言うことであると書いたが、その効果のようである。即ち、(A.2.12n) と (A.2.13n) において、その昔から知られているインピーダンス整合の条件 $Z_n = R$ としたときでも、反射波が発生するようである。

$$I_R = \frac{2 \frac{1}{R}}{2 + \frac{1}{R} Z_n} Z_n I_{nl} e^{-j k s} \quad (\text{A.2.14n})$$

$$I_R = \frac{2 \frac{1}{R} Z_n}{2 + \frac{1}{R} Z_n} I_{nl} e^{-j k s} = 2 I'_{nl} e^{j k s} \quad (\text{A.2.15n})$$

$$\frac{1}{R} Z_n I_{nl} e^{-j k s} = \left(1 + \frac{1}{R} Z_n\right) I'_{nl} e^{j k s} + \frac{1}{R} Z_n I_{nr} e^{-j k s} \quad (\text{A.2.16n})$$

先にも、(A.2.9c) で示したように、 I_c を決める式は得られない。(A.2.17) に相当する式は不要であろう。

(2.1.7) を利用して、左側のノーマルモードの伝搬電力を計算しておこう。

$$\begin{aligned} P_{nl}(x) &= \frac{1}{4} \{V_{nl}^*(x) I_{nl}(x) + V_{nl}(x) I_{nl}^*(x)\} \\ &= \frac{1}{2} (Z_n I_{nl}^* I_{nl} - Z_n I'_{nl}^* I'_{nl}) \end{aligned} \quad (\text{A.2.18nl})$$

(2.1.8) を利用して、左側のコモンモードの電力を計算しておこう。ただし、(A.2.7c) より $I_{cr} = I_{cl} = I_c$ としている。

$$\begin{aligned}
P_{cl}(x) &= \frac{1}{4} \{V_{cl}^*(x)I_{cl}(x) + V_{cl}(x)I_{cl}^*(x)\} \\
&= \frac{1}{2} Z_c I_c^* I_c
\end{aligned}
\tag{A.2.19cl}$$

ここで、(2.1.9)を利用して、左側の全伝搬電力を計算しておこう。もちろん、ノーマルモードの伝搬電力とコモンモードの伝搬電力の和である。

$$\begin{aligned}
P_l(x) &= \frac{1}{4} \{V_{nl}^*(x)I_{nl}(x) + V_{nl}(x)I_{nl}^*(x) + V_{cl}^*(x)I_{cl}(x) + V_{cl}(x)I_{cl}^*(x)\} \\
&= \frac{1}{2} (Z_n I_{nl}^* I_{nl} - Z_n I_{nl}'^* I_{nl}' + Z_c I_c^* I_c) \\
&= P_{nl}(x) + P_{cl}(x)
\end{aligned}
\tag{A.2.20l}$$

位置 x には無関係に定まることが分かる。

また、(2.1.7)を利用して、右側のノーマルモードの伝搬電力を計算しておこう。

$$\begin{aligned}
P_{nr}(x) &= \frac{1}{4} \{V_{nr}^*(x)I_{nr}(x) + V_{nr}(x)I_{nr}^*(x)\} \\
&= \frac{1}{2} Z_n I_{nr}^* I_{nr}
\end{aligned}
\tag{A.2.18nr}$$

(2.1.8)を利用して、右側のコモンモードの電力を計算しておこう。

$$\begin{aligned}
P_{cr}(x) &= \frac{1}{4} \{V_{cr}^*(x)I_{cr}(x) + V_{cr}(x)I_{cr}^*(x)\} \\
&= \frac{1}{2} Z_c I_c^* I_c
\end{aligned}
\tag{A.1.19cr}$$

この式は、先に登場した(A.1.19cl)と同じである。従って、左側のコモンモードの伝搬電力と右側のコモンモードの伝搬電力とは等しく、 $P_d(x) = P_{cr}(x)$ が成立する。

ここで、(2.1.7)を利用して、右側の伝搬電力を計算しておこう。もちろん、ノーマルモードの伝搬電力とコモンモードの伝搬電力の和である。

$$\begin{aligned}
P_r(x) &= \frac{1}{4} \{V_{nr}^*(x)I_{nr}(x) + V_{nr}(x)I_{nr}^*(x) + V_{cr}^*(x)I_{cr}(x) + V_{cr}(x)I_{cr}^*(x)\} \\
&= \frac{1}{2} (Z_n I_{nr}^* I_{nr} + Z_c I_c^* I_c) \\
&= P_{nr}(x) + P_{cr}(x)
\end{aligned}
\tag{A.2.21r}$$

この式からすると、右側の伝搬電力は右側に存在する入射波の伝搬電力になっている。

(A.2.20l) と (A.2.21r) の振る舞いからして、それぞれが一定の、右側の伝搬電力から左側の伝搬電力を引き算すると、抵抗での消費電力になると思える。この式からすると、左側の伝搬電力は、入射波の伝搬電力から反射波の伝搬電力を差し引いたものになっていると考えて良いようである。しかし、左側のコモンモードの伝搬電力と右側のコモンモードの伝搬電力とは等しく、 $P_d(x) = P_{cr}(x)$ であるので、結局、左側のノーマルモードの伝搬電力から右側のノーマルモードの伝搬電力を引き算することになる。

$$P_l(x) - P_r(x) = P_{nl}(x) - P_{nr}(x) = \frac{1}{2} R I_R^* I_R
\tag{A.2.22}$$

が成立する。合理的である。

A.3 ケース 4: 「対称 3 線回路」で配線の長さが半無限で、配線が $x = s$ の抵抗で終わっていて、右側には配線がない場合
ケース 2 において、

$$Z_{nc} = 0
\tag{A.3.0}$$

とすれば良い。

この条件の下、以下では、ケース 2 の (A.1.1) から (A.1.22) までの計算と同じ計算を行えば良い。そこで、ケース 2 の式の説明を流用し、(A.1.X) に相当する式番号 (A.3.X) を用いる。ただし、ケース 2 と同じく、右側には配線がないので、右側の添え字 r は不要になり、それと同時に、左側しか存在しないので、添え字の l を省略する。

しかし、「対称 3 線回路」においては、ケース 3 と同じく、ノーマルモードとコモンモードとは結合しないので、ケース 3 の (A.2.1) から (A.2.22) までの計算と同じ計算を行えば良いとも言える。

そこで、ケース3と同じく、ノーマルモードに対する式の番号にはnを付けて(A.3.Xn)と表し、コモンモードに対する式の番号にはcを付けて(A.3.Xc)と表すことにする。

$$I_1(x=s) = -I_2(x=s) = I_R \quad (\text{A.3.1})$$

$$I_n(x=s) + \frac{1}{2}I_c(x=s) = I_n(x=s) - \frac{1}{2}I_c(x=s) \quad (\text{A.3.2})$$

$$I_c(x=s) = 0 \quad (\text{A.3.3c})$$

$$I_R = I_n(x=s) \quad (\text{A.3.4n})$$

(A.1.5)と同じく、(A.3.5)は不要であろう。

$$I_n(x=s) = \frac{1}{R}V_n(x=s) \quad (\text{A.3.6n})$$

3番目の配線に流れる電流は右側ではゼロになるので、 $x \leq s$ の左側においては、コモンモード電流には反射波が発生する。当然のことながら、コモンモード電流に対してインピーダンス整合は取れない。コモンモードに対するインピーダンス整合については、別途、計算する必要があるが、本稿では、その計算を省略する。言い換えれば、コモンモードに対するインピーダンス整合の検討については、本稿では割愛する。 $I_n, I'_n, I_c, I'_c, I_{nr}, I'_{nr}, I_{cr}, I'_{cr}$ の8つの量を知る必要があったが、結局、右側にはノーマルモードもコモンモードの波動はないので、

$$I'_n \neq 0 \quad (\text{A.3.7n})$$

$$I'_c \neq 0 \quad (\text{A.3.7c})$$

が成立すると考えれば良い。即ち、左側には、ノーマルモードとコモンモードの反射波が発生する。

$$V_n = Z_n I_n, \quad V'_n = -Z_n I'_n, \quad (\text{A.3.8n})$$

$$V_c = Z_c I_c, \quad V'_c = -Z_c I'_c \quad (\text{A.3.8c})$$

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n}, \quad I'_n = \frac{-V'_n}{Z_n} \quad (\text{A.3.9n})$$

$$I_c = \frac{V_c}{Z_c}, \quad I'_c = \frac{-V'_c}{Z_c} \quad (\text{A.3.9c})$$

$$\begin{aligned} V_n(x) &= Z_n I_n e^{-jkx} - Z_n I'_n e^{jkx} \\ I_n(x) &= I_n e^{-jkx} + I'_n e^{jkx} \end{aligned} \quad (\text{A.3.10n})$$

$$\begin{aligned} V_c(x) &= Z_c I_c e^{-jkx} - Z_c I'_c e^{jkx} \\ I_c(x) &= I_c e^{-jkx} + I'_c e^{jkx} \end{aligned} \quad (\text{A.3.10c})$$

(A.3.9c)からすると、コモンモードに対しては、解くべき方程式は何もないことが分かる。(A.3.4n)と(A.3.6n)の連立方程式により、ノーマルモードだけを解けば良い。

$$\begin{cases} I_R = I_n e^{-jks} + I'_n e^{jks} \\ I_n e^{-jks} + I'_n e^{jks} = \frac{1}{R}(Z_n I_n e^{-jks} - Z_n I'_n e^{jks}) \end{cases} \quad (\text{A.3.11n})$$

$$\begin{cases} I'_n e^{jks} = -I_n e^{-jks} + I_R \\ \left(1 + \frac{1}{R}Z_n\right)I'_n e^{jks} = -\left(1 - \frac{1}{R}Z_n\right)I_n e^{-jks} \end{cases} \quad (\text{A.3.12n})$$

$$\begin{cases} I'_n e^{jks} = -I_n e^{-jks} + I_R \\ I'_n e^{jks} = -\frac{1 - \frac{1}{R}Z_n}{1 + \frac{1}{R}Z_n} I_n e^{-jks} \end{cases} \quad (\text{A.3.13n})$$

この式から知られるように、 $R = Z_n$ にすると、ノーマルモードに対するインピーダンス整合が成立し、ノーマルモードの反射波がゼロになる。なお、コモンモードに対しては、末端開放であるので、末端でのコモンモード電流がゼロになるように、反射波が発生する。

ここで明らかになったことは、いささか微妙な話であることに注意しておきたい。もし、「対称

3線回路」で、ノーマルモードのみを利用する回路では、コモンモードの存在を不問に付することが出来そうである。コモンモードノイズが発生していても、コモンモードを利用しないのであるから、「対称3線回路」にするだけで良いことになる。そんな言い訳とも思える話を許さないためにも、コモンモードに対してインピーダンス整合を実現する回路にしたいものである。

$$I_R = \frac{\frac{2}{R}}{1 + \frac{1}{R}Z_n} Z_n I_n e^{-jks} = -2 \frac{1}{R} \frac{Z_n I_n' e^{jks}}{1 - \frac{1}{R}Z_n} \quad (\text{A.3.14n})$$

また、(A.2.15n)に相当する(A.3.15n)は不要であろう。

$$I_n e^{-jks} = \frac{1 + \frac{1}{R}Z_n}{2 \frac{1}{R}Z_n} I_R$$

$$I_n' e^{jks} = -\frac{1 - \frac{1}{R}Z_n}{2 \frac{1}{R}Z_n} I_n e^{-jks} = -\frac{1 - \frac{1}{R}Z_n}{2 \frac{1}{R}Z_n} \frac{1 + \frac{1}{R}Z_n}{2 \frac{1}{R}Z_n} I_R \quad (\text{A.3.16n})$$

$$I_c e^{-jks} = -I_c' e^{jks} \quad (\text{A.3.16c})$$

I_n は I_n で与えられ、 I_c は I_c で与えられる。従って、ノーマルモードとコモンモードとは結合しない。

式が重複するようであるが、ノーマルモードを抵抗で与えておこう。

$$I_n = \frac{1}{Z_n} \frac{1 + \frac{1}{R}Z_n}{\frac{2}{R}} I_R e^{jks} \quad (\text{A.3.17n})$$

$$I_n' = -\frac{1}{Z_n} \frac{1 - \frac{1}{R}Z_n}{\frac{2}{R}} I_R e^{-jks}$$

(2.1.7)を利用して、左側のノーマルモードの電力を計算しておこう。

$$P_n(x) = \frac{1}{4} \{V_n^*(x)I_n(x) + V_n(x)I_n^*(x)\}$$

$$= \frac{1}{2} (Z_n I_n^* I_n - Z_n I_n' I_n') \quad (\text{A.3.18n})$$

(2.1.8)を利用して、左側のコモンモードの電力を計算しておこう。

$$P_c(x) = \frac{1}{4} \{V_c^*(x)I_c(x) + V_c(x)I_c^*(x)\}$$

$$= \frac{1}{2} (Z_c I_c^* I_c - Z_c I_c' I_c') \quad (\text{A.3.19c})$$

左側の全伝搬電力が求まる。もちろん、ノーマルモードの伝搬電力(A.3.18n)とコモンモードの伝搬電力(A.3.19c)の和である。

$$P(x) = \frac{1}{4} \{V_n^*(x)I_n(x) + V_n(x)I_n^*(x) + V_c^*(x)I_c(x) + V_c(x)I_c^*(x)\}$$

$$= \frac{1}{2} (Z_n I_n^* I_n + Z_c I_c^* I_c - Z_n I_n' I_n' - Z_c I_c' I_c') \quad (\text{A.3.20})$$

ただし、(2.2.19)に相当する、右側の伝搬電力の式、(A.3.19)、及び、(2.2.21)に相当する、右側の伝搬電力の式、(A.3.21)は、それぞれ、不要である。

(A.3.20)は入射波と反射波の電力の差になるので、抵抗での損失電力と一致し、

$$P(x) = \frac{1}{2} I_R^* I_R \quad (\text{A.3.22})$$

が成立する。合理的である。

謝 辞

J-PARCの、加速器関連の、発熱が発生した、とある電源のメーカーとは、筆者はこれまでお付き合いしたことがなかった。どういう話の流れか、

放医研の筆者を訪れて、そのメーカーの製品の紹介がなされた。その製品紹介の中に、とある電源が含まれていた。恐らく自慢の製品であると言うことではなかったかと思うが、筆者は発熱していることを知っていたので、直ちに、ダメ出しをした。

筆者は「シンクロトロンでは電源良ければ全て良し」と言っているが、これは、「悪い電源」ではシンクロトロンは一人前になれないと理解されたしと伝えた。また、シンクロトロンに限らず、あらゆる電気回路は「対称3線回路」にしなければならないとも言った。とある電源は「悪い電源」の例であるとも言った。この話を敷衍すると、「悪い電源」では一人前になれない電気機器装置がごろごろ転がっていることになるが、実際にそうなのだと思う。

それにしても、メーカーの方は、筆者との付き合いには、きっと、困っておられるであろう。謝罪の意味で、謝辞とさせて頂く。

メーカーの訪問を受けて、筆者には、本稿で紹介したように、発熱とコモンモードノイズの話がリンクしたのである。杉本記念シンポの報告⁶⁾では、幸運な「巡り合わせ」の連鎖を書いたが、今回の経緯も、また、幸運な「巡り合わせ」の連鎖の1つと思う。それに関係された多くの皆さんに感謝する。

最近では、空を飛ぶ航空機のバッテリーだけでなく、海底トンネルを走る列車のモーターも、発熱・発煙・発火する時代のようなのである。いずれのトラブルも、交直変換器、直交変換器、あるいは、両者の組み合わせで発生しており、筆者は、コモン

モードノイズが原因と考えているが、賛同の意を表される方も少なくない。心強い限りで、その方々の応援に、心から感謝する。

参考文献

- 19) 佐藤健次, 「交直変換器の交流側の対称化とコモンモードフィルターの薦め (前半)」, 日本加速器学会誌「加速器」, Vol. 12, No.1 (2015) 2-13.
- 20) 私信, 水島康太, 岩田佳之, 白井敏之
- 21) 川口恭, 「対象臓器を大きく広げた呼吸同期照射の早期実現」, ロハス・メディカル Vol. 110, 2014年11月号, 6-8頁
なお, ロハス・メディカルは一般読者を対象とする無料の医療情報誌で, 2014年5月号から, 「世界をリードする HIMAC の重粒子線治療」と題する企画が始まっており, ロハス・メディカルのWEBサイトで読むことが出来る。
- 22) 川口恭, 「3次元塗りつぶし実用化で副作用と費用の軽減に道」, ロハス・メディカル Vol. 111, 2014年12月号, 4-6頁
- 23) 川口恭, 「照射不能の時間減らした二重リングゆえの仕組み」, ロハス・メディカル Vol. 112, 2015年1月号, 4-6頁
- 24) 川口恭, 「開発を強行した新電源 20年後にベストと判明」, ロハス・メディカル Vol. 113, 2015年2月号, 6-8頁
- 25) 川口恭, 「ボーイング 787 から医療機器まで対称3線にすれば世界は変わる」, ロハス・メディカル Vol. 114, 2015年3月号, 4-8頁
- 26) Yves THUREL, EMC at CERN, CEM RF & HYPER EUROPE (2008)
- 27) Yves THUREL, Switched Mode 4 Quadrant Power Converter, CAS Power Converters 2014. CERN (2014)
- 28) CERN Accelerator School, Lectures given at the CAS course on “Power Converters”, PSI, Switzerland, 2014