超電導電磁石励磁電源システム

三 根 進*, 黒 瀬 龍 二*, 行 木 幹 雄*
 諸 星 光 喜*, 中 山 宜 長*, 松 田 正 治**

* 東京芝浦電気株式会社総合研究所 川崎市川崎区浮島町4-1

** 東京芝浦電気株式会社交通事業部 東京都港区虎ノ門1-26-5

(1982年1月11日受理)

Electric Power Supply Systems for Superconducting Magnets

Susumu MINE*, Ryuji KUROSE*, Mikio NAMEKI*, Mitsuyoshi MOROHOSHI*,
 Yoshinaga NAKAYAMA* and Shoji MATSUDA**

* Research and Development Center, Toshiba Corporation
 4-1 Ukishima-cho, Kawasaki-ku, Kawasaki

** Rolling Stock Engineering Department, Toshiba Corporation
 1-26-5 Toranomom, Minato-ku, Tokyo

(Received January 11, 1982)

Synopsis

Electric power supply systems for superconducting magnets are reviewed. Recent technical developments concerning main power supply circuits, magnet protection systems against quenches and magnet excitation controllers are described.

Requirements for performances of main power supply circuits have been changed to large current output, high voltage output and magnet energy regeneration reflecting the needs for large scale superconducting magnets such as fusion application or pulsive operation.

Main power supply circuits of silicon diode/transistor type have been changed to those of thyristor/transistor type due to less energy losses in circuits. However as far as transistors are used in the circuit, these power supply circuits are not appropriate for large current and pulsive operating magnets. Thyristor type power supply circuits meets all performances mentioned above. As this type of power supply circuit is able to send back magnets energy to AC line, it is suitable for pulsive operating magnets. In near future power supply circuits for the output more than 10,000 A will be changed to transformerless type, because the winding of such large current transformers is nearly impossible.

The power supply circuits of silicon diode/transistor type, thyristor/transistor type, thyristor type and transformerless type would be useful for the output current of less than 1,000 A, 1,000 A to 10,000 A, approximately 10,000 A and more than 10,000 A respectively.

Several methods of quench detection and magnet protection against quenches have been applied. We should select the most appropriate method corresponding to the magnet system considering inductance, current density and operating current of the load magnet.

As for quench detection, the most general method bases on the principle that the bridge circuit

consisting of two resistors and a magnet with a center tap loses voltage balance when a part of the magnet has resistance due to quench.

In order to discriminate the quench voltage from noise voltage, the following consideration should be paid for the detection circuit. Namely the circuit, which recognizes as magnet quench when the unbalanced voltage keeps longer time than preset duration with higher voltage level than preset value, will be effective.

As for magnet protection against quenches, a DC circuit breaker to cut off the load magnet from the main power supply circuit and a magnet energy absorber are necessary. The combination of a thyristor circuit breaker and a varistor absorber is one of the most efficient system for magnet protection. However the magnet protection system consisting of a no-fuse breaker and a resistor is fairly welcome from the economical point of view.

A magnet excitation controller has a current sweeper which sends the output current signal to main power supply circuit. Recently electronic type sweepers instead of mechanical type are used because of easy control. Both digital type sweeper and digital control circuit of main power supply are now tried to obtain much higher control precision. By using a specially designed excitation controller, a superconducting magnet with a superconducting switch for persistent current operation can be excited speedily suppressing heat generation in the superconducting switch.

1. はじめに

約10年前の超電導電磁石に関する技術と現在の技術とを比較してみると、その間に格段の進歩があったことは、核融合用電磁石にしる磁気浮上式鉄道用電磁石にしるその例の枚挙にいとまがない。それに対して励磁電源システムの方は、電磁石本体の脇役であったせいか一般にはその技術的進歩があまり知られていない。確かに励磁電源システムは革新技術の結晶でも研究開発の主対象でもなかった。

しかし電磁石側からの要求を受け入れつつ、励磁電源システムは10年前と比較すると確実に変化しており将来におたっても変化し続けることであろう。

この稿ではここ10年程度の間での励磁電源システムの技術変遷を紹介する。励磁電源システムとしては電源本体のみにとどまらず、コイルクエンチ時の保護系、励磁操作部についても述べる。

2. 励磁電源システムの構成

励磁電源システムの構成の一例を図1に示す。励磁電源システムの主構成は

- (1)電源本体………交流／直流変換装置，出力電流検出器，誤差増幅器
- (2)コイルクエンチ保護系………コイルクエンチ検出器，直流遮断器，コイルエネルギー吸収装置

(3)励磁操作部………電流掃引回路，掃引制御回路のように分ける事が一般的である。ここで電源本体の機能は、交流電源からのエネルギーを直流の定電流に変換して超電導電磁石に与えると言うものである。コイルクエンチ保護系は、超電導電磁石のクエンチをはやく検出する事と、超電導電磁石および励磁電源システムの保護が目的である。励磁操作部は、電源本体に出力電流に相当する信号を出したり、出力電流の掃引パターンを制御したりする。

励磁電源システムは出力電流が100Aクラスのものは図2(a)のように電源本体、コイルクエンチ保護系、励磁操作部が一体化されているものが多い。出力電流が1,000Aクラスの電源になると電源システムが大型化するため図2(b)のように励磁操作部を別置きにし、電源本体から離れた場所で操作する事が多い。

超電導電磁石の励磁法としてここに述べる直流電源による方法とは全く別のフラックスポンプ法と呼ばれる方法がある¹⁾。この方法は交流／直流の変換を超電導の性質を巧みに利用して極低温部で行なうものであり、極低温部位への電流リード線が電磁石の励磁電流の $1/10$ 程度以下の通電容量のもので良いため、極低温部位への電流リード線を通しての侵入熱が問題となる電磁石については有効な励磁法であり、開発が進められている²⁾。

図 1 超電導電磁石励磁電源システムの構成

(a) 100 A—15 V Silicon Diode/Transistor Type Power Supply

(b) ± 1000 A— ± 100 V Thyristor Type Power Supply

図 2 異種方式の励磁電源

3. 電源本体（整流・制御回路）

電源本体の主要部分である交流／直流変換装置は、負荷である超電導電磁石の大電流化及び励消磁速度の急速化に伴い、以下の4項目の順に変遷しつつある。電源本体にはこの他、その出力電流を検出する検出器と、この検出信号と励磁操作部からの出力電流制御信号とを比較しその差が零になるように交流／直流変換装置に信号を出す誤差増幅器が含まれる。出力電流検出器は通常数 $m\Omega$ の抵抗値を持ったシャントであり、出力電流を電圧信号に変換する。ただし1,000 A 程度の電源でシャントでの消費電力は数 kW となるため、水冷または強制空冷等により温度変化によるシャント抵抗値の変化を極力少なくしている。

3.1 シリコン整流器／トランジスタ制御方式

この方式は図3に示すようにトランス、シリコン整流器、フィルター、トランジスタ制御部より成る交流／直流変換部を持つものである。この方式の電源は数10 A クラスより数1,000 A クラスの直流出力のものまで古くからよく用いられている。しかしこの方式においては高出力電流容量になるほど多数のトランジスタ（1,000 A クラスの直流出力電源で数100個ものトランジスタを使用している）を並列に接続して用いるため信頼性が低下すると共に製作上の煩雑さが問題となり、10,000 A クラス以上の大電流電源としては不向きであろう。

またこの方式の電源においては電源本体内部でのエ

ネルギーロスが大きく、大電流電源及び急速励消磁用電源としては不向きと言える。即ち図4に示すように電源本体への入力電流 I_{in} は、電源本体からの出力電流 I_{out} に比例するため、超電導電磁石を励消磁する時の電源本体内部でのエネルギーロス $P_{loss} (=P_{in} - P_{out})$ は励磁電流上昇中以外 ($t_2 \sim t_4$) は特に顕著となる。大電流電源となるほど $t_2 \sim t_3$ でのエネルギーロスが大きく、急速消磁をするほど $t_3 \sim t_4$ でのエネルギーロスが大きくなる。このエネルギーは熱として大部分トランジスタで放散されるので、エネルギーの浪費という問題の他、電源冷却装置の大形化の問題、さらには急速消磁不能という問題が発生する。

このようにこのシリコン整流器／トランジスタ制御方式は出力電流値が大きくなり、急速消磁運転を行なう程問題が深刻化し、最近の超電導電磁石の大形化、急速励消磁化に適応して行けなくなりつつある。

図2(a)の写真はこの方式の電源である。

3.2 サイリスタ／トランジスタ制御方式

電源本体内部のエネルギーロスの面を少しでも改善した方式の電源構成を図5に示す。これは整流器を従来のシリコン整流器からサイリスタに置き換えて出力電力相当分のみのエネルギーをサイリスタの位相角調整により整流し、トランジスタで無駄なエネルギーロスが無いようにした構成のものである。この方式の励消磁時の電源本体の入出力パターンを図6に示した。図4の場合に比し電源内でのエネルギーロス P_{loss} が明らかに減少していることがわかる。しかしこの方式に

図3 シリコン整流器／トランジスタ制御方式電源のブロック図

図 4 シリコン整流器／
トランジスタ御制
方式電源の入出力
パターン

図 5 サイリスタ／トランジスタ制御方式電源のブロック図

においても 3.1 の方式同様依然として多数のトランジスタを用いるので、信頼性、製作上の煩雑さ、消磁時のエネルギー放散といった問題は改善されず、従って大電流化には限界があり、1,000 A クラスの直流電源として適した方式と言えよう。

この方式ではサイリスタを用いているものの以下に述べるトランジスタを全く用いないサイリスタ整流・制御方式において問題となりがちの直流出力に重畳された整流ノイズまたはリップルに関しては、フィルターの機能を持つトランジスタを通してあるので、あまり問題にはならない。直流出力に整流ノイズまたはリップル等の交流成分が重畳されていると、例えば図 7 に示す回路図及び通電波形のように、永久電流状態を実現するための熱式の超電源スイッチを持った超電導電磁石において、電磁石を励磁後(t_1)このスイッチを OFF 状態からヒーター加熱を止めて ON 状態にしようとしても、直流に重畳されている交流成分が超電導スイッチに流れてスイッチを交流的に加熱し、スイッチの ON 状態への転移を妨げる事もおこり得る。この他にも超電導電磁石の交流損失等の問題もあるので、電源の直流出力には交流の重畳は一般には好ましくない。例えば出力電圧リップルで $0.1V_{p-p}$ 、出力電流リップル率で 10^{-4} と言った値が一応のリップルの上限目安と言えよう。

3.3 サイリスタ制御方式

トランジスタを全く用いずサイリスタの位相角制御のみにより整流及び出力電流をコントロールする方式の電源の構成を図 8 に示した。この方式によれば 3.1 及び 3.2 で述べたトランジスタ制御方式で問題となった事柄はほとんど解決される。即ちトランジスタの多数

個並列使用による信頼性欠如と製作上の問題は、トランジスタを全く用いず十数個の大電流サイリスタの使用で済むので一挙に解決し、電氣的に単純で堅牢な回路構成となる。トランジスタ制御方式の電源は言わばオーディオアンプが巨大化したようなもので弱電機器的なイメージであるのに対して、この方式に至ってはじめて重電機器的なイメージとなり大形超電導機器と調和ようになる。また電源内でのエネルギーロスの問題に関しては、この方式の場合は負荷への電力の供給も回収(以前の方式では回収は行なっていなかった)も図 9 に示すようにサイリスタの位相角調整により無駄なく行なえる。特に消磁の際、負荷超電導電磁石が持っている磁気エネルギーは電車の回生ブレーキ同様交流入力電源ラインに回生されるので、電源内でのエネルギーロスが非常に少なく負荷超電導電磁石の急速な消磁が可能となる。電源内でのエネルギーロスが少ないことから、電源の冷却装置が簡素なものでよくなるので外形寸法もトランジスタ方式に比して一般にコンパクトなものになる。

しかしこのサイリスタ制御方式においては、直流出力電流に重畳されるリップルあるいは整流ノイズがトランジスタ方式に比して一般に多いと言う唯一の問題点がある。トランジスタ方式においてトランジスタが果していたフィルターの機能がこの方式においては無い事に加え、サイリスタのスイッチング機能のために整流ノイズあるいはリップルが多くなる訳である。それを補うためにフィルターを強化しなければならないが、その時定数のため急速励消磁に対応できない場合がでてくる。そこで図 8 に示したようにアクティブフィルターを設け、整流ノイズまたはリップルと逆位相

図 6 サイリスタ／トランジスタ制御方式電源の入出力パターン

図 7 熱式超電導スイッチを持つ超電導電磁石の励磁回路と通電波形

図 8 サイリスタ制御方式電源のブロック図

の波形を出力に重畳させ、積極的に交流成分を打ち消すと言う方法もあり、超電導電磁石を負荷とする電源に適用され始めている。

図 2 (b)の写真はこの方式の電源である。

3.4 トランスレス方式

麻地氏ら³⁾は将来の超電導機器の大電流量化においてはトランスを用いる前記のような方式の電源は大電流トランスの 2 次巻線が困難で不経済である (20kA 以上の場合) として、図 10 のような回路構成のものを紹介している。これは商用交流線 (AC) を小電流として整流し (DC), それを特殊なサイリスタ回路により交流に変換し (AC), 再び整流して直流 (DC) を得るものである。すでに 1,000A のモデル電源により超電導コイル (0.2H) を 800A まで励磁することに成功している。この方式によればスイッチングの周波数を 500 Hz 以上に高くすることは容易であり、リップルはそれに従って小さくなり、この点においても図 8 のサイリスタ制御方式に比して優れていると言う。

最近電子計算機用の安定化電源として専ら用いられているスイッチングレギュレータは、ここで述べたトランスレス方式と同様半導体のスイッチング作用を用いており、一般に軽量・コンパクトであるが、大電流量化に際しては大容量かつ高速度のスイッチング素子が一般化していない、スイッチングノイズ (数百 kHz) が大きい、出力の可変範囲がせまい等の点で超電導電磁石用大電流電源として用いられている例は見当らない。

4. コイルクエンチ保護系

コイルクエンチ検出回路とクエンチ時のコイル保護

回路に分けて述べる。

4.1 コイルクエンチ検出回路

超電導電磁石のクエンチの際にはコイル及び電源本体に損傷が及ばないよう、クエンチを出来るだけ早く検出しコイル及び電源本体を保護しなければならない。クエンチの検出法には種々のものがあり、試みられているが⁴⁾⁵⁾、最も確実な方法はクエンチ箇所の常電導抵抗成分による直流電圧を検出する方法である。コイルの端子電圧には励消磁時には必ず誘導電圧成分が現われるため、クエンチによる異常電圧はこれに加わった形で出てくる。図 11(a)に示した方法は端子電圧を監視していて励消磁時に発生する正常な端子電圧とは異なるクエンチによる異常電圧をとらえる方法である。図 11(b)の方法はコイルに中間電圧端子を設け、コイル外部の高抵抗との間で L-R ブリッジを組み、クエンチの抵抗成分によるブリッジバランスのくずれを検出すると言うものである。図 11(c)の方法は原理は(b)と同様であるが、コイルに中間電圧端子をとり付けず、コイル外にコイルと磁氣的に結合した補助コイルを設けこれと高抵抗でブリッジを組む方法である。

このうち以前よく用いられていた(a)の方法は励消磁中にコイルの励消磁速度を変更するとクエンチと誤判断したり、コイル両端に発生する異常誘導電圧 (フラックスジャンプ) をクエンチと誤判断する事があるため、クエンチ検出感度を高く設定できず現在ではあまり用いられていない。(b)の方法は現在最も一般的に用いられている方法で、この方法においては励消磁速度の変化やフラックスジャンプがあった場合もブリッジバランスはくずれないためクエンチと誤判断する事は無い。(c)の方法は(b)のようにコイルの中間電圧端子が

図 9 サイリスタ制御方式
電源の入出力パター
ン

図10 トランスレス方式電源のブロック図

Q.D. : Quench Detector

図11 コイルクエンチの検出方式

とれない場合に用いられるが、余分に補助コイルが必要になるという欠点を持つ。

どのクエンチ検出法をとるかは負荷コイルとのかねあいで決めるべきである。負荷コイルが完全安定化コイルまたはそれに近い低電流密度コイル（平均電流密度が 50 A/mm^2 程度以下）の場合は、クエンチ箇所の常電導抵抗が低くまたクエンチのコイル内伝播がないかまたは非常に遅いので、常電導抵抗成分による異常電圧は高くない。従ってクエンチ発生を感度の良い検出法(b)または(c)で検出して速やかにコイル電流を低下させねばならない。さもないとクエンチ箇所の焼損にもつながる。

一方負荷コイルが高電流密度コイル（平均電流密度が 100 A/mm^2 程度以上）の場合は、クエンチ箇所の常電導抵抗が高く、またクエンチのコイル内伝播が速いので常電導抵抗成分による異常電圧は高い。従ってこのようなコイルのクエンチ検出は、感度の面であまり優れていない(a)法でも間にあう。また特にクエンチ検出回路をとりつけなくても通常の超電導磁石励磁電源は出力電圧が低いので、高電流密度コイルのクエンチの場合には電源出力が過電圧となり電源のインターロックにより自動的に電源は停止しコイルを加熱し続ける心配はない。さらに高電流密度コイルの場合コイルの保護にとって都合が良いことには、コイルの一部で発生した常電導部分がコイルの広範囲にわたって短い時間で拡大するため、コイルの蓄積エネルギーが全てコイルの加熱に使われたとしても（即ち次節で述べるコイル保護回路を用いてコイルエネルギーをコイル外にとり出す事をしなくても）コイルの局所加熱がおこらないためコイルが焼損する可能性は少ない。

次にクエンチ電圧検出回路の実際について述べる。クエンチ検出法の如何にかかわらず、クエンチ検出回

図12 コイルクエンチ検出回路ブロック図

図13 クエンチ電圧とノイズの判断基準

路はクエンチによる異常電圧のみを検出し、クエンチ以外の一般のノイズを検出してはならない。最も簡単な回路としてはノイズレベルの最高値と思われる電圧を比較電圧として設定し、これ以上の電圧が入力された時クエンチと判断するものである。近年のようにコイル技術が向上しコイルクエンチの発生確率そのものが少なくなり、また多数のコイルの直列同時励磁が行なわれるようになると、クエンチ検出回路に対する信

頼性がますます要求されてくる。そこで現在では図12のブロック図に示したような、異常電圧とその持続時間の両方検出してこの両者とも設定値を超えた時クエンチと判断すると言う回路が用いられている。図13に示したように入力電圧が設定値(V_0)を超えていてもその持続時間が設定値(T_0)を超えない限りクエンチと判断しないので、単なる電氣的ノイズをクエンチと誤判断することは無い。なお V_0 , T_0 の値の例としては負荷コイルが 50A/mm^2 程度の低電流密度コイルの場合は例えばコイル巻線の 10cm 長程度が常電導になった時の電圧 1mV を V_0 とする。この場合 V_0 が小さいためノイズとの判別がしにくいので T_0 を長めの 1s 程度にとる。また負荷コイルが 200A/mm^2 程度の高電流密度コイルの場合は常電導部分が速くコイル内で伝播するので例えばコイル巻線の 10m 長程度が常電導になった時の電圧 400mV を V_0 とする。この場合は V_0 が大きいのでノイズとの判別が容易なので T_0 を 50ms 程度とする。

上記のようなクエンチ検出回路はアンプ等の電子能動回路を中に持っており、 V_0 , T_0 の値に対し正確ではあるがコストがかさみまたこれに対する電源も必要である。それに対し図14に示すクエンチ検出回路はリレーの駆動電圧(6V)がクエンチ検出電圧 V_0 となり、コンデンサと抵抗との時定数 CR がクエンチ検出時間 T_0 となる簡素な回路である。安価でありそれ自身に電源は不要であり信頼性は高いが、このような検出回路が使える負荷コイルは V_0 , T_0 の制約上限りがある。

4.2 クエンチ時のコイル保護回路

クエンチ時のコイル保護法としては各種のものが提案され試みられている⁴⁾⁵⁾。ここでは励磁電源本体とコイルとの切離しのための直流遮断部と、コイル磁気蓄積エネルギーの吸収部に分けて述べる。

図14 簡易クエンチ検出回路

表 1 直流遮断器の比較 (2,000~3,000 A クラス)

	ノーヒューズブレーカー	サイリスタ遮断器
定 格 電 圧	DC500V	DC2500V
定 格 電 流	DC2000A	DC3000A
遮 断 時 間	60~100 ms	~ 1 ms
設 置 空 間	~500×500×500 mm	~1000×1000×1000 mm
騒 音	あ り	な し
寿 命	~10回	無 限
コ ス ト	~¥20,000	~¥2,000,000

(1)直流遮断部

直流遮断器には代表的なものとして機械的接点を開閉するノーヒューズブレーカー (NFB) 方式と、機械的接点を持たない半導体 (サイリスタ) 方式があり、それらの主要性能の比較を表 1 にまとめた。

機械的接点を開閉するノーヒューズブレーカーは遮断電圧(最大定格電圧)が低い事が最大の欠点であり、これを用いた場合はコイルの放電電圧がこの値以上にならないよう注意せねばならない。しかも遮断の度毎にアークで接点近傍がよごれるのでこの部分の保守も必要である。しかしコイルクエンチは度々おこるものでもないので、コスト面を考慮すればノーヒューズブレーカーは最も手頃な遮断器と言えよう。

半導体方式のサイリスタ遮断器は図15に示す基本回路構成となっている。主サイリスタに流れている電流を遮断する場合は、転流用サイリスタを点弧する。これより主サイリスタに流れる電流は電源からの電流 (I_m) と転流コンデンサからの電流 (I_a) が打ち消しあいゼロとなり、主サイリスタは OFF し励磁電流の遮断は完了する。

半導体方式のサイリスタ遮断器はコスト面を除けばクエンチ時のコイル保護が目的の遮断器として適切である。しかし遮断時間が短いため後述のようにエネルギー吸収部が不適切な場合は問題が発生する。

上記以外にも真空遮断器、空気遮断器、ヒューズ等の

遮断装置があるが装置の大形化や取扱い等の面で超電導コイルのクエンチ時の電源電流遮断用として用いられた例は少ない。

(2)コイル蓄積エネルギー吸収部

コイルクエンチ時のコイル磁気蓄積エネルギー吸収法には図16に示す様に(a)外部抵抗による、(b)半導体サージアブソーバによる⁶⁷⁾、(c)2次コイルによる⁶⁾、(d)定電圧 Energy Sink⁹⁾による等がある。このうち最も単純で確実なのが(a)法である。この方法でエネルギー吸収が十分でない場合には(b)法、さらに(c)法や(d)法やこれらの併用が考えられる。同図右に示した様にコイル電流の減衰が速い方法はそれだけコイル外へのエネルギーの吸収が速く、コイル内の常電導部分での発熱も少なくてすむ。

直流遮断器として前述のサイリスタ遮断器を用い、コイルエネルギー吸収部として(a)の保護抵抗を用いた場合、保護抵抗に微少なインダクタンスがある場合(ほとんどの抵抗はインダクタンスを多少含んでいる)は、遮断時の保護抵抗への急激な電流の流入により、保護抵抗両端、即ちコイル両端に異常な高電圧が発生する可能性がある。このような場合、保護抵抗の代りに半導体サージアブソーバ (バリスタ) を用いれば、高電圧が発生せず好都合である。

(a)や(c)の方法を採る場合注意しなければならない事がある。それは図17に示す様にコイル励消磁時に発生するコイル両端電圧のため、保護抵抗に分流がおりコイル励磁電流と電源出力電流が一致しないと言う事である。これを避けるための保護抵抗と直列にサイリスタスイッチを入れコイルクエンチ時のみ点弧すると言う回路も用いられている。

(d)の定電圧 Energy Sink 法は、コイルクエンチの際、単にコイルの電流を速やかに減少させるという考えのみにとどまらず、コイルの持っているエネルギーを積極的にコイル外で吸い上げようと言うものであ

図15 サイリスタ遮断器の基本回路構成

図16 コイル磁気蓄積エネルギーの吸収法とコイル電流／電圧パターン

る。最近話題になっている超電導コイル間のエネルギー転送⁹⁾もコイル保護のための Energy Sink 法の一手段として適用し得る。

5. 励磁操作部

励磁操作部を，電源本体の出力電流に相当する電圧信号を発する電流掃引回路と，その掃引パターン等を

図17 保護抵抗付きのコイル励磁回路と通電パターン

制御する掃引制御回路に分けて述べる。

5.1 電流掃引回路

電流掃引回路は掃引信号電圧を発生するスィーパと到達電流値設定器から成る。図18にその回路構成を示す。

スィーパは図18(a)に示すように積分器と比較器からなる。積分器はポテンシオメータをモータで駆動して掃引信号を出す方式が用いられていたが、ポテンシオメータの分解能(10^{-4} 程度)、ポテンシオメータ、モータ及び駆動部の寿命等の点から、現在ではほとんど図18(b)に示す電子回路方式が用いられている。この方式は一定電圧を積分器に加えると積分器は時定数(CR)に従ってその出力電圧を直線的に上昇(下降)させる。スィープ速度の切換えはこの時定数を切換えるだけで良く1~60分/フルスケール程度のスィープ速度を容易に得事が出来る。大きさは100cm²程度のプリント基板に充分納まり、保守も比較的容易である。

比較器は設定電流と出力電流の各々に相当する電圧

信号を比較し、出力電流が設定電流値に達した時、出力電流を設定電流値に固定する役割を果す。

到達電流値設定器には基準定電圧源をポテンシオメータで分圧する方法が一般に用いられている。

最近ではここで述べた電流掃引回路を図19(a)に示すようにすべてデジタル回路で構成することも行なわれている。この方法によれば上記アナログ回路の場合回路素子の温度変化等により誤差が生じがちな電流立上げ、立下げの波形が正確に出力でき、また設定電流値も正確に設定できる。また図19(b)に示すように電源本体の出力電流検出信号をデジタル化し、デジタルコンパレータにより本体の制御を行なえば出力電流をアナログ方式に比して正確に所定電流(電流掃引回路の出力相当電流)に一致させる事が出来る。

5.2 掃引制御回路

掃引制御回路とは励磁操作部のうち前記電流掃引回路以外の掃引制御に関する回路を言う。

超電導電磁石の励磁は通常図17に示したようにコイルと保護抵抗を並列に接続した状態で行なわれる。永久電流状態を実現するための超電導スイッチがある場合はさらにこのスイッチ抵抗がコイルに並列に接続される回路となる。このような回路においては前述の通りコイル励磁電流が電源出力電流と一致せず図17に示したような遅れが生じ、コイル励磁電流が設定電流値に達するのに余計な時間がかかるという不都合があった。

これに対しては図20(c)に示すようにコイル励磁電流(I_s)が台形波形となるように電源出力電流(I_o)を制御すれば良い。それにはコイル電流(I_s)を検出しなければならないが超電導状態の回路に常電導のシャントを入れる事は出来ない。そこで I_s を

$$\begin{aligned} I_s &= I_o - (I_G + I_P) \\ &= I_o - (1/R_G + 1/R_P) \cdot V \end{aligned}$$

(R_G : 外部保護抵抗値
 R_P : 超電導スイッチの常電導抵抗値)

の式より算出し、これが電流掃引回路からの信号(台形波)になるよう電源本体の誤差増幅器を働かせる(図20(a))。上式の演算回路を掃引制御回路とここでは呼ぶことにする。このような制御を行うと電源出力電流(I_o)は図20(c)に示したような波形の電流を出力する。ただしこの波形から明らかなように消磁時にはマイナス電流も出力せねばならないので、電源本体はこのような機能も備えている必要がある。永久電流運転の時はコイル両端電圧 V がゼロとなるので $I_s = I_o$ であ

図18 電流掃引回路ブロック図

図19 デジタル方式電流掃引回路ブロック図

図20 掃引制御回路ブロック図と通電パターン

り、この制御方法のままで問題なく運転可能である。

別の方法はコイル励磁電流(I_e)をそれにより発生する磁界(H)を検出する事により算出する方法である(図20(b))。いずれの方法を用いても電源出力電流(I_0)、コイル励磁電流(I_s)とも同じパターンを示す。ただし磁界で制御する方法は永久電流運転の時は使えないのでシステムのインタロックが必要である。それは図7に示す励磁波形において t_1 の後に電源出力電流(I_0)を低下させようとする場合、スイーパー出力にコイル電流($I_s = \beta H$: 一定)が追随していく事が出来ず、電源本体の制御が暴走するからである。

これらの方式においてはコイル励磁電流を直読できる事と、励磁時間を短縮出来ると言う利点がある。

掃引制御回路にはこの他のコイルの安定した励磁のため高電流になると掃引速度を自動的に低く設定する回路も含まれる。予め掃引速度の変更電流値を設定しておき、コイル電流がこの値に達した時、掃引時定数を切り替えるわけである。

また、熱式超電導スイッチを有する超電導電磁石の場合、コイル励磁中で励磁電圧による超電導スイッチへの分流(I_P)がある時間帯はこの熱式スイッチはヒータで加熱しなくても自己発熱をしスイッチ OFF の状

態を保つので、液体ヘリウムの蒸発低減のためにスイッチが自己発熱している間はヒータを自動的に切る回路も試みられている。

最近は特に大形の超電導電磁石の励磁において、コイルの全ての情報をコンピュータに入れて処理し、その情報をもとに電源等をコントロールすることが行なわれている¹⁰⁾。このようなコンピュータコントロールを駆使すればこの節及び前節（4節コイルクエンチ保護系）で述べた大部分の事柄は難なく実現可能である。

6. おわりに

超電導電磁石の励磁電源システムを数多く開発して来た経験をもとに、文献等で得た情報や知識とをあわせて、ここ10年程度の間での超電導電磁石励磁電源系の技術を紹介した。

負荷となる超電導電磁石は励磁電流値、インダクタンス、コイル電流密度、超電導スイッチの有無等により千差万別である。このため電源システムはそれぞれの負荷の状況にあわせて設計されるべきであり、本解

説が読者の今後の励磁電源システム設計の際の一助となれば幸いである。

参 考 文 献

- 1) 超電導ハンドブック：電気学会（1968）193
- 2) 中山他：第26回低温工学研究発表会予稿集（1981）128, 129, 130
- 3) 麻地他：低温工学 $\mathbf{14(6)}$ （1979）277
- 4) J. Powell: Aspects of Safety and Reliability for Fusion Magnet Systems BNL-50542（1976）
- 5) J. Powell: Magnet Safety and Reliability in Magnetic Fusion Energy Systems BNL-50658（1977）
- 6) P.H. Eberhard, et al.: 6th International Conference on Magnet Technology, Bratislava（1977）654
- 7) 島本他：低温工学, $\mathbf{14(6)}$ （1979）286
- 8) 牟田他：低温工学, $\mathbf{13(4)}$ （1978）205
- 9) T. Iwamoto, et al.: Superconducting Energy Storage, Osaka（1979）84
- 10) 豊田他：第20回低温工学研究発表会予稿集（1978）52