超電導マグネット電源

新 富 孝 和*, 水 谷 滉**, 増 田 正 美*

* 高エネルギー物理学研究所 茨城県筑波郡大穂町

** 中央製作所 名古屋市瑞穂区内浜町2-75

(1982年1月25日受理)

Power Supply for Superconductive Magnet

Takakazu SHINTOMI*, Hiroshi MIZUTANI** and Masayoshi MASUDA*

* National Laboratory for High Energy Physics
Oho-machi, Tsukuba-gun, Ibaraki-ken** Chuō Seisakusho, Ltd.
2-75, Uchihama-cho, Mizuho-ku, Nagoya

(Received January 25, 1982)

Synopsis:

Recent development of superconductive magnets requires large current power supplies more than 10 kA. This report describes needed properties of these power supplies suitable for the superconductive magnets, and gives brief description of the most suitable power supply. It also gives the newly developed power supply by DC-AC-DC conversion method, and its test results.

1. はじめに

超電導マグネットを直流的に、あるいは交流的に励磁するためには電源を必要とするが、案外この種の電源は、マグネット技術に比して開発が遅れているように思える。通常、研究者は市販の直流電源ないしは超電導専門家の要求仕様によりメーカーに作らせたものを用いている。超電導研究者の中で、電源を特別に超電導の特性を考慮して設計し、これを試験しあるいはその特性を測定した結果を持った人はほとんどなさそうである。

しかし、本当の超電導技術の発展は、超電導材料と低温技術の発展だけでは不満足であり、特に大型超電導技術を現実社会に導入しようとしている現在、上記の2つの技術の流れ以外にもっと他の技術、例えばここで述べる電源等を含めたものの開発が必要と思われる。

一般に超電導を用いた電気機器の時定数は極めて大きく、その特性を利用する究極の例として超電導エネ

ルギー貯蔵がある。この大きな時定数のため、その電流を変化させる場合、通常の電気機器に比べてより長い時間を必要とするように思われている。事実は逆で例えば、同じ仕様で同じインダクタンスをもった超電導及び通常コイルに、同じ電圧 E を印加してそれぞれの電流変化をみると、その立上り角 θ は両コイルとも

$$\theta = \tan^{-1} \frac{E}{L} \quad (1)$$

で与えられる。しかしその後の電流変化は、図1に示すように、超電導コイルの方が早く所定の電流値に到達する。なお図1は磁場の飽和がない状態を示している。以上のことは、一般には大いに誤解されていることであり、このような誤解は、超電導マグネットと電源との組合せにも存在している。従って、電源の設計に際して注意すべき点である。

2. 電気的特性からみた超電導

ここで述べる超電導とは、インダクタンスをもったコイルを示す。超電導材料及び線材の試験のために用

図1 超電導コイルと常電導コイルの電流変化

いられる短尺試料は電氣的に存在しないものと同じである。即ち、インダクタンスも抵抗もないのであり、むしろ付属するリード線、端子、ケーブル等の特性だけが関係する。従って、短尺試料用電源には、リップル、保護等で特別な特性が要求される。ここでは、超電導コイルあるいはマグネット用電源についてのみ考える。

超電導コイルあるいはマグネットの電氣的特性は、
(1)時定数 $\tau=L/R$ が無限大である。即ち如何に少ない巻数のコイルでも L が存在し、そして $R=0$ である。(実際にはリード線、ケーブル等の抵抗のため有限の時定数をもつ)

(2)超電導コイルは一般に定電流特性を示し、一般の電氣機器が定電圧特性を示すのに比べて大に差がある。

この様な超電導機器の特性は、これを一般の電氣社会に導入しようとする場合、従来機器との整合性において問題となる。いったんインピーダンス変換をするか、あるいは特性を変換するためのインターフェイスが必要となるだろう。超電導マグネットの電源についてもこのことに充分注意しなければならない。

超電導コイルは上記の特徴以外に下記の様な特性もっている。即ち

- (3) 大電流を流すことができる
 - (4) 永久電流を流すことができる
- この特質を満たす電源を考えなければならない。例えば現在超電導線の技術開発は益々大電流化の方向に進んでおり、5kA から 10kA、更に 20kA の超電導線材が製作されつつある。従って 20kA あるいはそれ以上の大電流電源を如何に経済的に製作するかも問題となる。

3. 超電導マグネット電源に要求される特性

上記の事を考慮すると超電導マグネット用電源としては、次の様な性能が要求される。

(A) 直流電源に対して

- (1) 大電流であること。例えば 10~20kA を流し得ること。
- (2) 電流の立上り時間等の制御が容易であること。
- (3) 超電導コイルのエネルギーを回収できること。
- (4) 永久電流モードをもっていること。
- (5) 商用交流線に大きな無効電力及び高調波を発生しないこと。

(B) パルス電源に対して

- (1) パルス大電流を流し得ること。
- (2) 大きい逆耐圧を持っていること。
- (3) パルス波型を自由に制御できること。
- (4) 正逆電圧が瞬時に自由に発生できること。
- (5) 永久電流モードを持っていること。
- (6) 大きい無効電力及び高調波を発生しないこと。

現在のところ、大電流電源として、次の3方式が考えられる。

(A) トランジスタ・ドロップ方式

(B) 1次側サイリスタ制御方式

(C) 2次側サイリスタ制御方式

図2に各々の方式の結線図を示す。もちろんこれ以外にも電源としていくつかの方式が考えられるが、大電流という目的を考え上記3方式を選んだ。

(A)の方式は最も一般的かつ直流電源の典型であるが、数 kA 以上の大電流に対しては、使用するトランジスタの数が多くなり、当然故障発生率も増加する。また、この方式の最大の欠点は、エネルギーの回収ができないことで、超電導電源として備えなければならない機能の1つを失っている。(B)の方式は、大電流用として最も経済的であるが、この場合もエネルギーの回収ができない。

- (A) トランジスタ・ドロップ方式
- (B) 1次側サイリスタ制御方式
- (C) 2次側サイリスタ制御方式

図2 各種電源の結線図

図3 星形6相サイリスタブリッジの基本回路

以上のことを考慮すると、現在考えられる最適の電源は(C)の方式であろう。超電導用ではないが、電解工業用としてはすでに300kA以上のものが製作されている。

4. 2次側サイリスタ制御電源

3相交流電源を整流する整流装置の結線方式としては、星形6相、2重星型、3相ブリッジが一般的である。この整流素子をサイリスタとし、その点弧時期を制御することにより出力を調整できるようにしたものが2次側サイリスタ制御電源である。

電流量が大きい場合や高調波が問題になる場合等には、これを基本とした12相あるいは24相整流とすることがある。

ここでは大電流用に適した星形6相回路により説明

図4 星形6相回路の出力電圧

する。図3にその基本回路を、図4にN点に対するA～F点の電圧を点線で示す。まずサイリスタTH₁がONになっているとし、AとCの電圧が等しくなる時点から電気角で α だけ遅れてTH₃のゲートにパルスを加え、TH₃をONさせる。AよりCの方が電圧が

図5 位相角に対する出力電圧の変化

図6 位相角の自動制御回路

高いので TH_1 には逆電圧が加わり、 TH_1 は自動的に OFF になる。以下同様にして TH_5 、 TH_2 、 TH_4 、 TH_6 と順次 ON させていけば、各サイリスタは転流し、P 点には実線の電圧が現われることになる。

ここで、位相角 α を変え、図5に示すように $\alpha < 90^\circ$ では平均電圧は正、 $\alpha > 90^\circ$ で負となり、超電導マグネットの励磁、あるいはそれからのエネルギーの回収が行われる。 $\alpha = 90^\circ$ では平均電圧は零となり、マグネット電流を一定値に保持することができる。なお上記説明では、サイリスタの転流期間における2個のサイリスタが同時に ON になっている期間（これを重り角という）を無視しているが、重り角を考えても基本的には変わらない。

さてこのように、超電導マグネットの電流はサイリスタの位相角 α を制御することによって任意に変えることができる。この位相角 α の自動制御回路をFig. 6に示す。位相検出回路は交流電源から位相角 α の基準になる時期を検出し、同期信号とするためのものである。遅延回路は同期信号から所定の遅れを作る回路であり、その遅れ量は制御増幅器の出力により制御される。この遅れ量が即ち α に対応する。パルス化回路は遅延回路の出力をサイリスタのゲートを駆動できるパルス信号に変換するものである。これ等位相検出回路、遅延回路、パルス化回路をまとめて移相器と呼ぶ。

制御増幅器は、超電導マグネットの電流が基準電圧に応じた値となるように移相器を制御するもので、安定に制御するため、比例、積分、微分特性を組み合わせ、また電圧の帰還も施してある。

現在一般に用いることのできるサイリスタの最大定格電流は1600Aであり、10~20kAの電源では、1相に複数個のサイリスタを並列に接続する必要がある、

表1 サイリスタ制御電源のパラメータ

入力電圧	200V, 3φ
電流	736A
変圧器1次電圧	200V
2次電圧	18V
容量	377kVA
サイリスタ耐圧	300V
定格電流	400A
個数	10並列/相
出力電圧	20V
電流	10kA

各サイリスタに均等に電流が流れるように対処する必要がある。

表1に、20V、10kAの電源の概略仕様を示す。

5. 新方式による大電流電源

前章で述べた電源では、負荷コイルの電流がそのままトランスの2次巻線に流れるため、巻線の断面積が大きくなり、製作が困難となり、また経済的でない。何等かの方法でインピーダンス変換をし、トランスの2次巻線に流れる電流を減らすことができればよい。

ここで述べる新方式の電源は、DC-AC-DC変換方

図7 DC-AC-DC変換方式による電源の基本回路

式によるもので、その原理図を 図7 に示す。 I_0 は入力電流、 I_L は負荷電流を示す。ブリッジ B_2 のサイリスタを順次点弧することにより、コンデンサの両端に交流が発生する。その波形を図 8 に示す。発生した交流電圧をブリッジ B_3 の位相角制御により整流すると負荷側に任意の直流出力電圧が得られる。この方法では交流電圧の周波数を変えることができるのが特徴である。

負荷電流は位相角と交流電圧の周波数を制御することにより任意に設定できる。詳細については他の報告をみてもらうこととし¹⁾、ここでは結果だけを示すと、入出力電流比（電流増幅度）は次式で与えられる。

$$\frac{I_L}{I_0} = \frac{f(100)}{f(0)} \times \frac{V_c(100)}{V_c(0)} \tag{2}$$

ここで $V_c(0)$ は無負荷時交流電圧であり、主としてサイリスタの順電圧降下によって決まり、各ブリッジが

図 8 DC-AC-DC 変換方式による電源のコンデンサに発生する交流電圧波形

図 9 DC-AC-DC 変換方式による電源の制御回路

表2 DC-AC-DC 方式による試験用電源の
パラメータ

入力直流電圧	100V
電流	50A
サイリスタ定格	1200V, 1000A
流転コンデンサ	200V, 500μF×5, 3相
コンデンサ接続方法	星形
負荷超電導コイル	900A, 0.2H

図10 DC-AC-DC 変換方式による試験用
電源の電流増幅度

表3 20kA 電源の概略パラメータ

入力変圧器一次	6.6kV
二次	660V
サイリスタ定格 (ブリッジ B ₁ およびブリッジ B ₂)	2.0kV, 200A, 12ヶ
転流コンデンサ	800V _{DC} , 330V _{AC} 14mF×3相
サイリスタ定格 (ブリッジ B ₃)	2.0kV, 2500A×3 並列, 18ヶ
出力定格	20kA, 15V

安定に動作するように選ぶ。V_c(100)は最大負荷時交流電圧であり、素子の耐圧によって決まる。f(0), f(100)は各々の状態での交流電圧周波数を表わす。

通常のサイリスタを用いた場合、周波数を50Hz から1kHz、交流電圧を20Vから200Vに変化させることは容易であり、従って得られる電流増幅度 I_L/I₀は200となる。このことは、入力電流を仮に100Aとすると、20kA の出力電流が得られることを意味する。

図9に制御回路を示す。交流電圧周波数と位相角のデータが入力され、それに応じて2台の分配器を通して各々のブリッジに制御パルスが送られる。負荷電流を検出し、それを発振周波数と電圧に帰還するようになっている。両ブリッジ間の位相関係を逆転すればブリッジ B₃ からブリッジ B₂ へのエネルギー転送、即ちエネルギー回収ができる。

この方式をテストするために試作した試験用電源の仕様を表2に、また得られた位相角に対する電流増幅度曲線を図10に示す。テストでは10倍以上の電流増幅度が得られた。この結果から、周波数及び電圧の適正な設計により100倍以上の電流増幅度が得られることが分り、この方法を大電流用電源に応用できることが分った。

この方式による 20kA 電源の設計例を表3に、図11にその回路図を示す。

この電源の特徴は、

- (1) 出力電流を大きくできる。
- (2) 大電流変圧器を必要としない。
- (3) 大電流の配線を大幅に節約できる。
- (4) 周波数制御により安定な動作が得られる。
- (5) 制御回路のデジタル化が容易である。
- (6) 入・出力電流がともに定電流であり、短絡事故に対して本質的に安全である。
- (7) 交流電圧周波数が高く、直流リップルフィルタが小型化できる。
- (8) 高調波の発生が少ない。

図11 DC-AC-DC 変換方式による電源回路

等である。

6. ま と め

超電導の特質を考慮して，超電導コイル用電源について述べた。また，新しい方式の電源のテスト結果について述べた。既に記したように，超電導コイルの電流は今後ますます大容量化する傾向にあり，5章で述

べたような大電流に適した電源の研究とその技術的確立が必要であろう。

参 考 文 献

- 1) 麻地清幸，新富孝和，増田正美：超電導用電源装置，低温工学，14巻，6号，277頁（1979）