200 T/s パルス超電導マグネット系の 運転および散逸エネルギーの解析

正員 山田 修 一 (名古屋大)
 非会員 百田 弘 (名古屋大)
 非会員 佐藤 紘 一 (名古屋大)
 非会員 小笠原 武 (日本大)
 正員 佐藤 隆 (三菱電機)
 正員 大西 利 只 (電総研)

1. ま え が き

パルス超電導マグネットは、高エネルギー加速器の分野で開発の緒につき、1970年代から我が国でも核融合研究あるいは電力貯蔵の分野で盛んに行われるようになった。核融合研究の分野では、超電導コイルによるプラズマ発生装置も幾つか建設されているが、ほとんどは磁界変化を必要としないコイルへの適用である。一方、INTOR⁽¹⁾などの自己点火を目指す大形トカマク装置の設計では、各種コイルの超電導化は電力節減のために欠かせないものと考えられている。

磁界の変化を利用してプラズマを発生させるトカマク装置の変流器コイルでは、プラズマ生成用ガスの電離ならびに電流形成のために大きな磁界変化が必要となる。例えば、INTORなどの大形装置では、必要な磁界変化率は約10 T/sであるが、これに対して Tore-Supra⁽²⁾や R-計画⁽³⁾などの中形装置では、更に一けた近く高い値が必要とされている。

超電導マグネットは、磁界変化に対して交流損失を伴うが、従来のマグネットでは、誘導蓄積エネルギーに対して0.5%以下の低交流損失は磁界上昇率がせいぜい10 T/s程度でしか実現されていなかった。そこ

で、中形トカマク装置の交流器コイルの要請を満たすべく、低交流損失超電導マグネットの開発が日本大学、三菱電機、電子技術総合研究所、横浜国立大学ならびに名古屋大学プラズマ研究所の共同で行われてきた。

磁界変化が大なる条件下での交流損失は超電導フィラメント間の結合損失が支配的となるが、ケーブル材料、構造などに対する研究開発が行われた結果、低損失時定数のケーブルが実現された⁽⁴⁾。このケーブルを用いてモデルマグネットが製作され、4 T/20 msの急速励磁試験が行われた。

いま、最大運転下におけるマグネットの蓄積磁気エネルギーは約200 kJであり、立上げ時間20 msを考慮すれば、励磁用電源には10 MW以上の平均電力が必要となる。従来のパルス超電導マグネットでは、サイリスタ電力変換器による直接給電方式⁽⁵⁾が多く用いられているが、短時間通電であり、また大電力を能率よく発生させるために、ここではコンデンサ電源が用いられた。

同電源は2系統のコンデンサと抵抗環流用の枝回路で構成され、枝回路の逐次投入による負荷電流の重畳制御を行っている。逐次投入制御による励磁用電源回路の動作を理解するために、負荷の特徴的な電流変化の切換えに作用する枝回路電流の転流を取上げ、その特性を調べた。

一方、ここで使用した液体ヘリウム容器は金属製であり、高速磁界変動下では渦電流による発熱は問題となるため、マグネットと容器との鎖交磁束数を調べ、負荷系の等価回路を導出した。更に、電源の総合解析を行い、金属ヘリウム容器、電流リードなどでの散逸エネルギーを計算すると共に、負荷系低温部での損失の発生に対する関係を明確にした。

Operations of 200 T/s Pulsed Superconducting Magnet and Analyses of Dissipation Energies. By *Shuichi Yamada*, Member, *Hiromu Momota*, Non-member, *Ko-ichi Sato*, Non-member (IPP Nagoya University), *Takeshi Ogasawara*, Non-member (College of Science & Technology, Nihon University), *Takashi Satow*, Member (Mitsubishi Electric Corp.) & *Toshitada Onishi*, Member (Electrotechnical Laboratory).

山田修一：正員，名古屋大学プラズマ研究所
 百田 弘：非会員，名古屋大学プラズマ研究所
 佐藤紘一：非会員，名古屋大学プラズマ研究所
 小笠原 武：非会員，日本大学理工学部
 佐藤 隆：正員，三菱電機(株)神戸製作所
 大西利只：正員，電子技術総合研究所

2. 200 T/s パルス超電導マグネット

〈2・1〉 低損失ケーブル 現在、超電導マグネットに広く用いられているケーブルは、常電導金属マトリックスの中に多数の超電導フィラメントを埋め込んだ複合多心線である。複合多心線の交流損失は、フィラメント間の電磁的な結合による結合損失とヒステリシス損失の和となるが、目標 200 T/s 以上の磁界変化率に対しては結合損失 (P_c) が支配的となり

$$P_c = \frac{2}{\mu_0} \tau_c \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (\text{W/m}^3) \quad \dots\dots\dots (1)$$

と表される。ここで、 τ_c は半径方向から侵入した磁束が軸方向へ拡散する時定数であり、超電導フィラメントに垂直に流れる渦電流に対する抵抗 ρ_e ならびにフィラメントのよりピッチ l_p に依存し

$$\tau_c = \frac{\mu_0}{2\rho_e} \left(\frac{l_p}{2\pi} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

と表される⁽⁶⁾。 P_c の低減に対しては ρ_e の増大もしくは l_p の短縮が有効であり、この観点から図1に示されるような直径 0.35 mm の3層構造の素線を3段により合せたケーブルが開発された⁽⁴⁾。素線のより合せの段階ごとに 4 T/20 ms の磁界変動下での交流損失などが実測され、損失時定数などが調べられた。その結果、最終ケーブルでは 5 kA 級の電流量、時定数 61 μ s の損失特性が確認された⁽⁷⁾。

〈2・2〉 パルス超電導マグネット 低損失ケーブルを用いて超電導マグネット RPC-I が製作され、最大 231 T/s での励磁試験（後述の運転モード1での励磁）に成功⁽⁸⁾、更にパルス運転特性を向上させるために同マグネットの改良が図られた⁽⁹⁾。改良マグネット RPC-II では、

(i) ケーブル周囲の冷却空間の拡大、構造材の強化によるケーブルの動きの抑制などを方策とした発熱の低減

(ii) 耐電圧の増大（端子間で 10 kV 以上）などである。マグネット RPC-II の諸元を表1に示す。

本マグネットでは、超電導ケーブルの回復電流がパルス運転電流より小さくなるが、パルス運転電流を臨界電流の 1/2 以下にとどめることにより安定性を得ている。マグネットの負荷特性ならびにケーブルの特徴的な電流を図2に示す。図中の I_c と I_r は直流磁界中での臨界電流と回復電流を、 I_q は 200 T/s の変動磁界中でのクエンチ電流を実測した値である。

マグネットの冷却は 4.2 K の液体ヘリウム中での浸漬方式とし、図3に示すような金属ヘリウム容器が用いられている。マグネット自身の交流損失をヘリウムの蒸発量から直接算出できるようにするため、マグネットを GFRP 製のケースで囲んでいる。ここで、ケース内への液体ヘリウムの注入は図中に示される注

表 1 マグネット RPC-II の諸元
Table 1. Specifications of RPC-II magnet.

項 目	数 値
内 径 (cm)	19.0
外 径 (cm)	47.2
軸 長 (cm)	43.1
巻 回 数	370
層 数	22
層 間 距 離 (cm)	0.24
導 体 寸 法 (cm ²)	0.41 × 2.033
導 体 長 さ (m)	385
自己インダクタンス (mH)	19.5
パルス試験磁界 (T)	4.0
直流試験磁界 (T)	6.0
1Tあたりの励磁電流 (A)	1,137.5

図 1 超電導ケーブルの構造と損失時定数

Fig. 1. Structure of superconducting cables and loss time constants.

図 2 マグネットの負荷曲線とケーブル導体の特徴的電流

Fig. 2. Load line of magnet and characteristics of superconducting cable.

図 3 クライオスタットの断面図

Fig. 3. Cross-sectional view of cryostat assembly.

入弁を用いて行うが、通電時ならびに直後の交流損失の測定時には注入弁は閉じられている。

3. マグネットの励磁用電源

(3・1) 励磁波形の設定 超電導変流器コイルとしての可能性を検証するために、ここでは次に示す二つの運転方法が採用された。

(1) 20 ms の立上り時間で 4 T まで励磁し、その後 50 ms 程度の時定数で消磁させる運転。

(2) 立上げは(1)項と同一で、そこから約 0.1 秒の磁界の保持または低速の増磁を行い、更に 0.5 秒程度の時定数で消磁させる運転。

(1)項の運転では、高磁界変動下におけるマグネットの諸特性を調べることを目的としている。また、(2)項の運転では、変流器コイルの励磁波形を模擬すると共に、超電導マグネットでは抵抗性電圧降下が発生、進展しないかなどを調べることを目的としている。前者を運転モード 1、後者を運転モード 2 と呼称する。ここで、両運転共通の急速励磁に対する仕様をまとめると表 2 のようになる。

(3・2) 電源の構成 表 2 に示されるように、急速励磁の 20 ms の間では 10 MW 以上の平均電力が電源に必要である。また、従来の超電導マグネットに比べ励磁電圧が一けた以上高く、短時間の通電であることから、その電源にはコンデンサが適している。前述の二つのモードの運転を可能とするために、ここでは図 4 に示す電源の回路構成とした。

同回路では、急速励磁のためのコンデンサ C_1 と低

表 2 急速励磁に対する仕様
Table 2. Specifications of rapid magnetizations.

項 目	仕 様
磁界上昇時間 (ms)	≤ 20
マグネットの磁束変化量 (Wb)	88.73
マグネットの平均端子電圧 (V)	4,745
蓄積磁気エネルギー (kJ)	202
励磁の平均電力 (MW)	10.8

図 4 励磁用電源システム

Fig. 4. Power supply system for magnetization.

表 3 コンデンサバンクの定数
Table 3. Parameter of capacitor banks.

バンクの名称	容 量 (mF)	最大電圧 (kV)
C_1	12	10.0
C_2	2,000	0.20

速増磁のためのコンデンサ C_2 をエネルギー源として有する。また、 C_1 および C_2 の充電電圧 V_{c1} , V_{c2} をそれぞれ任意に設定することにより、磁界上昇率を変化させることが可能である。回路で使用されているコンデンサのパラメータを表 3 に示す。

運転モード 1 では、スイッチ S_1 による C_1 の放電と S_4 による 0.3Ω の抵抗環流の運転のみにより行われる。運転モード 2 では、 C_1 の放電による急速励磁の後、スイッチ S_2 および S_3 により C_2 の放電を行い、更に S_5 の投入により $34 \text{ m}\Omega$ の抵抗でマグネット電流を環流させる。

いま、 C_2 の放電では正確な始動と大電流量の責務がスイッチに必要とされるが、ここでは始動特性の優れたイグナイトロン (S_2) と電圧降下の小さい真空電磁接触器 (S_3) との並列運転を行っている。また、抵抗 $34 \text{ m}\Omega$ での環流においても同様なスイッチ責務を必要とするが、真空電磁接触器 (S_5) が投入されるまでの間、さきの S_4 と保護用ダイオードにより補助的に環流させる設計としている。ここで、 S_2 と S_3 が動作したときのみ S_5 が接続されるような結線にすれば、保護用ダイオードの逆耐電圧は V_{c2} 程度に下げることが可能であり、本回路ではそのような構成を

採用している。

4. 電源システムの動作特性

図4に示される回路の動作を理解し、マグネットシステム技術の見地から負荷各部の散逸エネルギーなどを知らため、負荷部を詳細に表現した電源の総合解析を行った。

〈4.1〉 マグネット系の等価表現 高速磁界変動下では、金属ヘリウム容器での渦電流はマグネットに熱あるいは電磁力の影響を及ぼす恐れがある。そこで、マグネットと金属ヘリウム容器との結合を幾何学的配置から調べ、系の等価回路を検討した。

マグネットRPC-IIによる磁力線の空間分布と金属ヘリウム容器の相対位置を図5に示す。同図では29本の磁力線により30等配の磁束を表している。渦電流が大なる内壁について考えれば、30等配の磁束のうち鎖交するのは21であるので、マグネットの自己インダクタンスを L_c 、金属ヘリウム容器との相互インダクタンスを M とすれば、両者の比 η は

$$\eta \equiv M/L_c = 0.7 \quad \dots\dots\dots (3)$$

と表すことができる。 L_c が既知となれば、(3)式より、T形等価回路を想定したときの一次の漏れインダクタンス($L_c - M$)は計算できる。

一方、金属ヘリウム容器の自己インダクタンス L_v は鎖交磁束による渦電流の通路に依存するが、ここでは実験により調べた。金属ヘリウム容器中にマグネットを設置したときのマグネットの端子間で観測されるインピーダンスを Z とすれば、 Z は金属ヘリウム容

図5 磁力線の分布

Fig. 5. Distribution of magnetic line force.

図6 負荷部の等価回路

Fig. 6. Equivalent circuit of load section.

器の抵抗 R_v が無視できるような高い周波数のもとで

$$Z = L_c - M + \frac{M(L_v - M)}{L_v} \quad \dots\dots\dots (4)$$

と表すことができる。いま、 L_c ならびに Z の実測値はそれぞれ19.5mH、16.5mHであり、同値を(3)、(4)式に代入することにより、図6に示されるT形等価回路の各々インダクタンスが算出される。ここで、図中の負荷ケーブルの抵抗 R_{ex} および電流リードの抵抗 R_l については実測より求めた。また、金属ヘリウム容器での磁界の浸透時定数はマグネットの励磁時間に比べて短いものと仮定し、同容器における周方向抵抗 R_v については定常状態の直流抵抗とみなして算定した。すなわち、鎖交する磁力線ごとに内壁を区切り、形状より求めたそれぞれの部分抵抗を合成し、更にマグネットの巻数に換算した値を用いている。

〈4.2〉 システムの等価回路と解析方法 図4の電源ならびに図6の負荷系より、図7に示すようなシステム全体の等価回路を設定した。同図では、枝回路①にはインダクタンス L_i と抵抗 R_i が直列に接続され、矢印の向きを正とする電流 I_i が流れるという標識を用いている。ただし、図4における保護用ダイオードは S_5 と同様の機能であるので、ここでは S_5 に含めている。

スイッチ素子にはイグナイトロンおよび真空電磁接触器を対象としているが、それぞれは投入機能のみを有するスイッチである。従って、解析ではスイッチの逐次投入により枝回路を増設してゆく際の過渡現象として取扱う。

(i) 運転モード1: まず、 S_1 を投入して枝回路①から⑤までを接続し、次に S_4 を投入して枝回路⑥を接続する。

(ii) 運転モード2: S_1, S_2, S_3, S_4, S_5 を逐次投入して枝回路を増設してゆき、最終的には全枝回路を接続する。

ここで、実際のスイッチの運転方法を考慮し、解析

図 7 電源システムの等価回路
Fig. 7. Equivalent circuit of power supply system.

表 4 枝回路の数値例

Table 4. Numerical examples of branch circuits.

インダクタンス (mH)	抵抗 (mΩ)	インダクタンス (mH)	抵抗 (mΩ)
$L_1=0.001$	$R_1=692$	$L_6=0.001$	$R_6=10.0$
$L_2=0.001$	$R_2=0.50$	$L_7=0.001$	$R_7=0.10$
$L_3=5.85$	$R_3=4.58$	$L_8=0.001$	$R_8=0.01$
$L_4=13.65$	$R_4=0.0$	$L_9=0.001$	$R_9=300$
$L_5=48.46$	$R_5=53,300$	$L_{10}=0.001$	$R_{10}=34.1$

注) L_6, R_6 はマグネットの巻数換算の値

表 5 スイッチの投入時刻例

Table 5. Numerical examples of switching times.

スイッチの名称	運転モード 1	運転モード 2
S_1	0.0	0.0
S_2	(未使用)	18.7
S_3	(未使用)	44.7
S_4	18.7	100.0
S_5	(未使用)	127.0

単位: ms

でそれぞれのスイッチの投入はあらかじめ設定した時刻で逐次行う。

解析に用いた枝回路の数値例を表 4 に、スイッチの投入時刻例を表 5 に示す。

〈4.3〉 運転波形の解析 $V_{c1}=7.6 \text{ kV}$ における運転モード 1 の解析結果を図 8 に示す。 V_L はマグネットの端子電圧であり、 I_i は図 7 に示される枝回路①の電流を表している。

金属ヘリウム容器は周方向に切れ目がないので、薄肉でかつ抵抗率の大きな材料を用いることにより周方向抵抗を大きくし、時定数を短くしている ($L_6/R_6=3.2 \text{ ms}$)。運転モード 1 はこの時定数に比べて長時間の運転であり、この間、金属ヘリウム容器のインピーダンスはほとんど抵抗 R_6 とみなすことができる。従って、図 8 に示されるように I_5 はマグネットの端

図 8 運転モード 1 の解析結果
Fig. 8. Calculated results of operating mode 1.

図 9 運転モード 2 の解析結果
Fig. 9. Calculated results of operating mode 2.

子電圧に似た波形となる。

次に、 $V_{c1}=7.62 \text{ kV}$ かつ $V_{c2}=200 \text{ V}$ の条件下での運転モード 2 の解析結果を図 9 に示す。(a) 図はマグネットの端子電圧と励磁電流を、(b)～(d) 図はそれぞれのスイッチ電流を比較しつつ表したものである。

本電源ではスイッチの逐次投入により枝回路を増設してゆくが、先行の枝回路に比べて後続の枝回路を低インピーダンスにすることにより、先行の枝回路電流を後続の枝回路に転流させることができる。また、負荷と電源枝回路の素子で決まる負荷電流の特徴的な変化は、転流により逐次切換えることが可能である。

〈4.4〉 転流の考察 図 9 に示される結果では、各々の電流が移行する間、負荷電流 (I_3) の変化はわずかであるといえる。そこで、図 10 に示すような定電流源モデルをそれぞれに仮定し、電流移行の特徴的な時間を考察した。

図 10 電流移行のモデル化

Fig. 10. Modelings of current transfers.

(1) C_1 から C_2 への転流 枝回路①と②および⑥と⑦に対し、図 10 (a)に示すような系を仮定すれば、スイッチ投入直後の回路方程式は

$$\begin{cases} I_1 + I_2 = I \text{ (一定)} \\ R_1 \dot{I}_1 + I_1/C_1 = R_2 \dot{I}_2 + I_2/C_2 \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

と表すことができる。初期条件として、投入直後の I_2 は零であることを用いれば、(5)式の解は

$$\begin{cases} I_1 = \frac{I}{C_1 + C_2} \left\{ C_1 + C_2 \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) \right\} \\ I_2 = \frac{C_2 I}{C_1 + C_2} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{t}{CR}\right) \right\} \end{cases} \dots\dots\dots (6)$$

と表すことができる。ただし、 C は C_1 と C_2 の直列合成容量、 R は R_1 と R_2 の和である。

(2) S_2 から S_3 への転流 枝回路⑥と⑧に対し、図 10(b)に示すような系を仮定すれば、スイッチ投入直後の回路方程式およびその解はそれぞれ(7)、(8)式となることを、前論文で報告した⁽¹⁰⁾。

$$\begin{cases} I_1 + I_2 = I \text{ (一定)} \\ L_1 \dot{I}_1 + R_1 I_1 = L_2 \dot{I}_2 + R_2 I_2 \end{cases} \dots\dots\dots (7)$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{I}{R} \left\{ R_2 + R_1 \exp\left(-\frac{R}{L} t\right) \right\} \\ I_2 = \frac{R_1 I}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L} t\right) \right\} \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、 $R = R_1 + R_2$, $L = L_1 + L_2$

(3) C_2 から S_5 への転流 枝回路⑦ならびに⑨に対し、図 10(c)に示す系を仮定すれば、スイッチ投入後の回路方程式は次式で表される。

$$\begin{cases} I_1 + I_2 = I \text{ (一定)} \\ R_1 \dot{I}_1 + I_1/C_1 = R_2 \dot{I}_2 \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

初期条件として投入直後の I_2 は零であることを用いれば、(9)式の解は次のように表される。

$$\begin{cases} I_1 = I \exp(-t/CR) \\ I_2 = I \{1 - \exp(-t/CR)\} \end{cases} \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 $R = R_1 + R_2$

図 11 転流の観測波形

Fig. 11. Measured waveforms of current transfers.

以上、三つの場合の電流移行の特徴的な時間は、ともに図 10 に示されるそれぞれの小ループを循環する回路の時定数であることが(6)、(8)、(10)式からわかる。一方、運転モード2により負荷電流を一定に維持させるような運転を行った場合、図 11 に示すような電流移行の観測結果が得られる。ここで、表 4 の枝回路の数値例を(6)、(8)、(10)式に代入すれば、電流移行の時定数はそれぞれ 8.26 ms, 200 μ s, 68.2 ms となる。これらの値は、図 9 の解析結果ならびに図 11 の観測結果における電流移行の様子を十分に説明できる値である。

5. システムでの散逸エネルギー

〈5・1〉 マグネットの交流損失 運転モード1ならびに運転モード2による励磁試験が行われ、マグネットの交流損失特性が調べられた。

運転モード1では V_{c1} を、運転モード2では V_{c1} と V_{c2} の比を一定に保ちつつ各々の値を段階的に上昇させてゆく方法が用いられた。マグネットの交流損失については、通電時に発生する蒸発ヘリウムをガス流量計にて測定し、測定値を発熱量に換算した。ここで、蒸発ガス量と発熱量との関係は、マグネット巻棒の底部に設置したヒータを用いて蒸発ガスを強制的に発生させることにより、通電後、毎回校正が行われた。

両運転における交流損失の測定結果を図 12 に示す。図中の横軸 B_m は急しゅん立上げ部のマグネットの中心最大磁界であるが、磁界上昇時間 18.7 ms で割れば平均磁界上昇率 $\langle \dot{B}_m \rangle$ に換算される。

ここで、全結合損失に対する急しゅん立上げ部での結合損失の比を(1)式で計算した場合、運転モード1では 85% 以上、運転モード2では 95% 以上となる。マグネットの交流損失の大部分は、両運転モードで共通の急しゅん立上げ部で発生していることから、

図 12 交流損失の測定値

Fig. 12. Measured values of AC loss.

交流損失エネルギーは両運転モードとも同程度に発生するという図 12 の結果は理解できる。

現在までに行われた最大運転は、

(i) 運転モード 1: $V_{c1}=7.6$ kV

(ii) 運転モード 2: $V_{c1}=7.62$ kV, $V_{c2}=200$ V
であり、図 12 の B_m の最大点はこれらの条件下での観測値である。最大励磁条件 $B_m=4$ T, $\langle \dot{B}_m \rangle=200$ T/s において、交流損失は図 12 に示されるように約 400 J である。この値は、マグネットの蓄積磁気エネルギーの 0.3% 程度に相当する小さな値である。

〈5・2〉各部の散逸エネルギー 電流リード、金属ヘリウム容器をはじめ、電源各部での散逸エネルギーを調べることは、システム技術の点で重要である。

図 6 における抵抗 R_{ex} , R_l には励磁電流が流れるが、 R_v に流れる電流は〈4・3〉節で示したように励磁電流とは異なる波形を呈し、しかも観測しがたいものである。そこで、前章で記した数値解析により、各枝回路での散逸エネルギーを調べた。

いま、図 7 に示される標識に従えば、抵抗 R_l における散逸エネルギー E_{Rl} は

$$E_{Rl} = R_l \int_0^T I_l^2 dt \dots \dots \dots (11)$$

と表される。ここで、 T は通電完了の時刻である。(11)式を用いて最大運転を模擬した解析を行った結果、表 6 に示される各々枝回路での散逸エネルギー、ならびに表 7 に示される負荷各部での散逸エネルギーが得られた。

最大運転下におけるコンデンサの初期蓄積エネルギーは、運転モード 1 で約 350 kJ、運転モード 2 で約 390 kJ である。初期蓄積エネルギーの大部分は C_1 の放電に対する限流用の抵抗 R_1 ならびにマグネット電

表 6 枝回路での散逸エネルギー

Table 6. Dissipation energies of branch circuits.

抵 抗	散逸エネルギー (kJ)		抵 抗	散逸エネルギー (kJ)	
	モード 1	モード 2		モード 1	モード 2
R_1	197	174	R_6	0	3.45
R_2	0.42	0.15	R_7	0	0.24
R_3	4.03	39.8	R_8	0	0.06
R_4	0	0	R_9	141	20.2
R_5	3.93	3.76	R_{10}	0	146.4

表 7 負荷部での散逸エネルギー

Table 7. Dissipation energies of load sections.

負 荷 部 の 名 称		散逸エネルギー (kJ)	
		モード 1	モード 2
負荷ケーブル	R_{ex}	2.27	22.4
電流リード	R_l	1.76	17.4
金属ヘリウム容器	R_v	3.93	3.76

流環流用の抵抗 R_9 と R_{10} で散逸していることが表 6 からわかる。

一方、電流リードならびに金属ヘリウム容器の内壁は液体ヘリウムと接しているため、両抵抗での発熱はヘリウムの蒸発を引き起こすものと考えられる。表 7 に示されるように、両抵抗での散逸エネルギーの和は運転モード 1 で約 5.7 kJ、運転モード 2 で約 21.2 kJ である。全エネルギーがヘリウムの蒸発に関与するものとすれば、運転モード 1 では約 2.1 l、運転モード 2 では約 7.7 l の液体ヘリウムが蒸発したことになる。これらの値は、図 3 に示されるヘリウム連続液面計で観測される液体ヘリウムの減少量と良く一致することが確認されている。

〈5・3〉 R_l , R_v に対する損失特性 本マグネット系での励磁試験では、マグネット自身の交流損失に比べ、電流リードと金属ヘリウム容器での散逸エネルギーは大きな値であった。低損失システムとしての今後の指針を得るため、電流リードの抵抗 R_l および金属ヘリウム容器の抵抗 R_v をパラメータにとり、各々での散逸エネルギー E_l , E_v の挙動を調べた。ここで、パラメータ以外は表 4 の数値例を用い、両運転モードともに励磁試験時の最大運転条件に固定して解析を行った。結果を図 13 に示す。

図中の△印は運転モード 1 で、○印は運転モード 2 での散逸エネルギーであり、黒塗りは現マグネットにおける値を表している。 R_l は 0.1 mΩ から 4 mΩ まで、 R_v は 10 Ω から 400 Ω まで変化させているが、この範囲内でのマグネット励磁電流 (I_s) の変動は 0.3% 以下とわずかである。こうした条件下での傾向

図 13 電流リードおよび金属ヘリウム容器の損失特性

Fig. 13. Characteristics of dissipation energies of power lead and cryostat.

として、 E_i は R_i に比例し、 E_v は R_v に反比例することが図 13 から確認される。また、 E_i は通電時間に比例して増加するので両運転モードで異なるが、金属ヘリウム容器の電流はマグネット端子電圧に似た波形になることから、 E_v の大部分は磁界変化率の大なる急しゅん立上げ部で発生しており、運転モードによる差はわずかである。

パルス運転下では、 R_i を小さくしてマグネット系のインピーダンスを極力誘導性に、また R_v を大きくして金属ヘリウム容器のインピーダンスを極力抵抗性にするにより、低温システムの低損失化が可能である。これらの低温構造物に対する研究は今後の課題とする。

6. あとがき

本論文では、200 T/s パルス超電導マグネットの励磁試験に供した電源、ならびに低温部での散逸エネルギーのシミュレーションについて主に述べた。その内容は以下のように要約される。

(1) 急速励磁かつ急速消磁、および変流器コイルの模擬励磁の二つの運転方法を得るために、ここでは二系統のコンデンサと抵抗環流回路ならびに五系統の投入スイッチで電源を構成した。

(2) 必要とされる励磁電流は、電源枝回路を逐次投入して枝電流を後続回路へ転流させることにより、発生、制御が可能である。また、合成電流の変化がわずかであるような本電源での転流に対しては、簡単な定

電流源モデルを用いた解析により特性が説明できる。

(3) マグネット系の詳細な等価回路を導出して電源の総合解析を行った結果、(i) 金属ヘリウム容器に流れる渦電流はマグネットの端子電圧と似た波形を示し、(ii) 同容器での渦電流損失は、急しゅん立上げ部が共通の前述二つの運転法で比較した場合、同程度の値となることがわかった。

(4) 励磁試験では、4 T/20 ms の最大運転でのマグネットの交流損失は、蓄積磁気エネルギーの 0.3% 程度に相当する小さな値であることが確認された。

(5) 電流リードを含めたマグネットのインピーダンスは誘導性、金属ヘリウム容器のインピーダンスは抵抗性にするにより、低損失の低温システム化が可能であり、それぞれの抵抗に対する散逸エネルギーの関係が導出された。

最後に、本研究をすすめるにあたり、御指導、御べんたつをいただいた日本大学の (故) 安河内 昂氏に感謝の意を表します。また、同大学久保田洋二氏、薪浦隆文氏、三菱電機(株)岩本雅民氏、豊田勝義氏、電子技術総合研究所小山健一氏、横浜国立大学塚本修巳氏、依田 健氏には終始いろいろな助言や協力をいただいたことを明記し、謝辞といたします。

(昭和 61 年 2 月 10 日受付、同 61 年 9 月 10 日再受付)

文 献

- (1) INTOR Group: "Internal Tokamak Reactor; Phase 2 A/Part I", INTOR Workshop, Vinna 1981-83, p. 772: *Nucl. Fusi.*, 23, 1513 (1983)
- (2) R. Aymar, et al.: "Tore-Supra, Basic Design Tokamak System", EUR-CEA-FC-1068 (1980-10)
- (3) T. Hamada, et al.: "Low-Activation Tokamak for Burning-Plasma Experiment", Proc. 10th Int. Conf. IAEA, London Vol. III, p. 353 (1985)
- (4) T. Ogasawara, et al.: "Superconducting Poloidal Coil for the Reacting Plasma Project I, AC Loss and Stability OF A Prototype Cable Conductor", ICEC 9-ICMC, 11-14 May, Kobe, HC-1 (1982)
- (5) 村上・伊瀬・山本・辻: 「0.5 MJ 超電導パルスマグネットの特性とその制御」, 電学論 B, 104, 669 (昭 59-10)
- (6) 小笠原(日本物理学会編): 超伝導, p. 245 (昭 54) 丸善
- (7) T. Ogasawara, et al.: "Superconducting Poloidal Coils for the Reacting Plasma Project—Performance Test OF A Model Coil AT A Pulsing Rate OF About 200 T/S—", 8th Int. Conf. on Magnet Technology (Grenoble, Sept. 1983), Paper No. 5 N 1-04 (1983)
- (8) H. Momota, et al.: "Superconducting Poloidal Coil For The Reacting Plasma Project II, Performance Test OF A Model Coil With 200 T/S Pulsing Rate", ICEC 9-ICMC, 11-14 May, Kobe, JD-7 (1982)
- (9) T. Satow, et al.: "Superconducting Poloidal Coils For The Reacting Plasma Project—Test Results of A Model Coils (RPC-I) at A 200 T/S Pulsing Rate and Design of A New Coil (RPC-II)—", *IEEE Trans. Magnetics*, MAG-19, 1406 (1983)
- (10) 山田・横田・平野: 「超高速動作金属接触スイッチの開発」, 電学論 B, 103, 663 (昭 58-10)