UDC [621.318.38 : 537.312.62] : 621.311.69
621.3.014.6

論 文

57-B 75

超電導電力貯蔵装置におけるうず電流の影響

正 員 石 山 敦 士 (早稲田大)

正 員 我 妻 洸 (電 総 研)

1. ま え が き

超電導マグネットによるエネルギー貯蔵装置 (Superconducting Magnetic Energy Storage System) を以下 S.M.E.S. と略す) は、(i)核融合、大形加速器用パルス電源や、(ii)電力系統用の電力貯蔵装置として有望視されている。本論文のテーマは、後者の電力貯蔵に関するものである。

今後の電力需要の見通しでは、負荷率の低下の傾向は更に進むものと見られていることから、電力貯蔵の重要性はますます高くなると言えよう。現行の揚水発電方式には、環境、立地条件などに問題があるため多くの開発は望めない。従って、これに代わるより経済的な貯蔵方式の開発が強く望まれている。

S.M.E.S. には、高い貯蔵効率 (90% 以上) が期待できる⁽¹⁾⁽²⁾ ことのほか、負荷変動に対して柔軟性があり、電力供給の起動、停止も高速に行なえる可能性がある。また、負荷の近くに設置できるなどの長所がある。その基本構成要素は、エネルギー貯蔵用超電導マグネットと、逆変換機能を持つサイリスタ電力変換装置である。サイリスタ電力変換装置は、マグネットと電力系統を連係し、充放電 (電力の吸収、返還を意味する) を制御するものとして適当である⁽¹⁾⁽³⁾。すなわち超電導マグネットの充放電時に、サイリスタ電力変換装置を、各々整流器およびインバータモードとして運転する。この際、S.M.E.S. を電力貯蔵用に利用する場合は一定電力制御が必要となる。電力系統安定化を目的とした場合にも電力をパラメータとする制御が必要となる。そして、良質の電力供給が可能で、起動停止が高速に行なえる変換装置および、その制御系の設

計法の確立が望まれる。大容量の交-直変換装置については、直流送電で蓄積された技術の応用が期待できるが、大形化に伴う回路構成要素の推定や、強誘導負荷における系の振る舞い、無効電力対策などを検討する必要がある。

ここで、筆者らは、S.M.E.S. の運転特性の評価と制御系の設計のための基本となる回路構成および回路定数の推定を行なった。本論文はその結果を報告するものである。

以下、実験に供した小形貯蔵装置の説明をした後、ここでは、うず電流を考慮した S.M.E.S. の等価回路を構成し、正弦波交流入力に対する入出力応答から回路定数の推定を行なう。その妥当性を確認後、運転特性の評価として、マグネット電流の推移、返還効率に対する、うず電流の影響について考察する。また、S.M.E.S. の総合効率を考えるうえで、うず電流の影響をうけるものに冷凍効率がある。大形化に伴うマグネット系 (超電導体、巻わく、電磁力支持材、デュワーなど) の設計に際しては、うず電流による損失の分布や大きさの詳細な検討が必要である。ここでは、得られた等価回路および回路定数を用いて、発生するうず電流の概算をすることができたので最後にその結果について付記する。

S.M.E.S. の制御は、制御の高度化、高精度化、更に、S.M.E.S. 固有のシーケンス制御⁽⁴⁾ (充電から永久電流状態、そして再起動後、放電という運転モードの変化時のシーケンス制御およびマグネットクエンチなどの事故時の制御) を目的として計算機によるデジタル制御とすることが望ましく、今後の主流となると思われる。ここで試作した貯蔵装置の制御回路にもマイクロプロセッサを導入している。従って、上記の考察は等価回路の離散値系状態方程式を求め、それをもとに行なっている。

Influence of Eddy Current on the Superconducting Magnetic Energy Storage System. By Atushi Ishiyama, Member (Department of Electrical Engineering, Washeda University) & Kou Agatsuma, Member (Electrotechnical Laboratory).

石山敦士: 正員, 早稲田大学理工学部電気工学科

我妻 洸: 正員, 通産省工業技術院電子技術総合研究所

図 1 S.M.E.S. の基本構成

Fig. 1. Basic diagram of S.M.E.S.

2. 電力貯蔵装置の構成

図 1 に、一例として、試作装置の基本構成を示す。変換装置は、サイリスタを三相ブリッジ結線した回路で、交流電力系統とは変圧器を介して接続される。直流出力平均電圧 E_d は、

$$E_d = E_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \omega L I_d \dots\dots\dots (1)$$

で表現される。

ここで、 E_{d0} : 自然転流時の平均電圧、 I_d : 直流平均電流、 L : 一相についての電源のインダクタンス、 ω : 角周波数

である。点弧制御角が $\alpha < \frac{\pi}{2}$ で整流器、 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ でインバータモードとなる。

超電導永久電流スイッチを含む、スイッチング回路は、永久電流モードおよび転流用として筆者らが提案したもので⁽⁴⁾、機械式 (Mechanical Persistent Current Switch: M.P.C.S. と略記) 熱式 (Thermal Persistent Current Switch: T.P.C.S. と略記) の永久電流スイッチと、常温部の短絡回路 (Th_s を持つ) から成っている。

今回の実験に用いた超電導マグネットの諸元を表 1

表 1 超電導マグネットの諸元

Table 1. Parameters of superconducting magnet.

内 直 径	5.6 cm
外 直 径	13.5 cm
長 さ	14.9 cm
インダクタンス	0.51 H
蓄積エネルギー	2.55 kJ (100 A 時)
定格電流	200 A
コイル定数	291 G/A
使用線材	NbTi

に示す。

3. 回路構成と回路定数の推定

制御系の設計に際しては、まず、S.M.E.S. の各点での動特性と、回路構成要素を決定し、関連づける必要がある。即ち、変換装置の動特性、超電導マグネットに対するうず電流の影響などを明確にしなければならない。ここでは、うず電流を考慮した回路の構成と回路定数の推定を行なう。

〈3・1〉 等価二次回路 超電導マグネットに対し、うず電流のような二次回路効果を及ぼすものを図 2 に示すような集中二次回路として近似してみる。図中一次回路は、サイリスタ変換装置からマグネット側を、 R_l (常温部の等価抵抗) と、 L_m (マグネットのインダクタンス) の集中定数回路とみなしたものである。この二つの回路の電圧平衡式は、正弦波交流入力に対し、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} (j\omega L_m + R_l) I_1 + j\omega M I_2 &= V_1 \\ j\omega M I_1 + (j\omega L_2 + R_2) I_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

これより、一次端子 (A-B 間) から見た、全インピータンスを求め、全等価抵抗 R_t と全等価インダクタンス L_t が次の様に求まる。

$$\left. \begin{aligned} R_t &= R_l + \frac{(\omega M)^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} R_2 \\ L_t &= L_m - \frac{(\omega M)^2}{R_2^2 + (\omega L_2)^2} L_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

図 2 等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit.

図 3 回路抵抗とインダクタンスの周波数特性
Fig. 3. Frequency dependence of circuit resistance and inductance.

今回の充放電実験に供した超電導マグネットについて、正弦波交流入力の供給周波数を変化した際の、電圧、電流の関係から、 $R_t(\omega)$ と $L_t(\omega)$ を求めたものを図 3 に示す。

(3) 式の関係から、二次回路の時定数 τ_2 が、

$$\tau_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{L_m - L_t(\omega)}{R_t(\omega) - R_l} \quad (4)$$

で表わされる。この値を実験結果から求め、図 3 に図示する。供給周波数に無関係に殆んど一定となる ($\tau_2 = 1.95 \text{ ms}$)。このことから、超電導マグネットに対する図 2 の等価近似は妥当であると考えられる。

〈3・2〉 二次回路定数の基準化と推定 図 2 の等価回路における二次回路定数 R_2 , L_2 および、相互インダクタンス M を、実験結果から一義的に定めることはできない。そこで、(2) 式において、

$$\left. \begin{aligned} M' &= aM \\ R_2' &= a^2 R_2 \\ L_2' &= a^2 L_2 \\ I_2' &= \frac{1}{a} I_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

の変換を行なってみる。このような変換を行なっても等式は成立し、任意の a に対して、同一の電流 I_1 を与える。従って、これらの諸量には、(5) 式で表わされる関係の枠内での自由度が存在することになる。

この自由度の固定化に際し、測定や、計算の容易さから次の関係を導入する。

$$a = M/L_2 \quad (6)$$

なお、この a は、変圧器における巻線比に相当するものである。

これより、固定された二次回路の諸量は、次式で表わされることになる。

図 4 S.M.E.S. の等価回路
Fig. 4. Equivalent circuit for S.M.E.S.

図 5 二次回路定数の推定
Fig. 5. Estimation of secondary circuit constants.

$$\left. \begin{aligned} M' &= M^2/L_2 \\ R_2' &= (M/L_2)^2 R_2 \\ L_2' &= M' = M^2/L_2 \\ I_2' &= (L_2/M) I_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

この変換に対し、基本の電圧平衡式(2)式は、当然不変であるし、それより導出された $R_t(\omega)$, $L_t(\omega)$ の式〔(3)式〕も成立する。変換された S.M.E.S. の等価回路を図 4(a) に示す。この変換条件は、変圧器の二次漏れインダクタンスを、 $L_2' - M_2' = 0$ となるように選んだ場合に相当し、図 4(b) のように表わすことができる。結局、うず電流を考慮した超電導マグネットの諸量は、図 5 に示すように得られる。すなわち

$$\left. \begin{aligned} R_2' &= R_t|_{\omega=\infty} - R_l \\ L_2' &= M' = L_m - L_t|_{\omega=\infty} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

今回は、実験上、周波数が 100~900 Hz の間に抑えられたため、図 3 の実験曲線に対し、回帰分析法により各諸量を求めた。具体的数値として、 $R_2' = 250 \Omega$, $L_2' = M' = 0.475 \text{ H}$ が得られた (なお、 $R_l = 5.3 \Omega$, $L_m = 0.51 \text{ H}$ である)。

図 6 動作特性

Fig. 6. Typical operating pattern in time domain.

4. 等価回路による運転特性の検討

S. M. E. S. を電力貯蔵用に用いる場合の基本動作を図 6 に示す。これは、各運転モードにおける e_d, i_d , 超電導マグネットを流れる電流 i_m および電力 P の直流平均 (E_d, I_d, I_m, P) の時間変化を簡略化して示した図で、 P は充電時を正にとっている。実用装置においては、 $0-t_2$ 間の運転周期が数時間から 1 日となる。ここでは、第 3 章で得られた等価回路および回路定数を用い、二次回路効果 (うず電流) の影響を、図 6 に示す直流平均成分の変化に対して考察する。

〈4・1〉一定電力制御時の状態推移 S. M. E. S. を計算機制御することを前提とし、図 4 の等価回路の離散値系状態方程式を求め、一定電力制御における、電流を状態変数としたときの推移を見る。

電圧平衡式は、次式で与えられる。

$$\begin{cases} L_m \frac{dI_d}{dt} + M' \frac{dI_2'}{dt} + R_l I_d = E_d \\ M' \frac{dI_d}{dt} + L_2' \frac{dI_2'}{dt} + R_2' I_2' = 0 \end{cases} \quad \dots\dots (9)$$

但し、 $E_d > 0$ で充電、 $E_d < 0$ で放電となる。

まず、電流 I_d, I_2' を状態変数にとり、連続系状態方程式を $\dot{x} = Ax + Bu$ の形で表わすと、

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m L_2' - M'^2} \begin{bmatrix} -R_l L_2' & M' R_2' \\ M' R_l & -R_2' L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \frac{1}{L_m L_2' - M'^2} \begin{bmatrix} L_2' \\ -M' \end{bmatrix} u \quad \dots\dots (10)$$

となり、出力方程式 $y = Cx$ は、

$$I_d = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}^T \quad \dots\dots (11)$$

となる。 T は転置を表わす。

(10), (11) 式において、 $u = E_d$

$$x = [I_d \ I_2']^T$$

$$A = \frac{1}{L_m L_2' - M'^2} \begin{bmatrix} -R_l L_2' & M' R_2' \\ M' R_l & -R_2' L_m \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{L_m L_2' - M'^2} \begin{bmatrix} L_2' \\ -M' \end{bmatrix}$$

$$C = [1 \ 0]$$

である。

これより、離散値系状態推移方程式

$$x = (n+1\tau) = \Phi(\tau) x(n\tau) + \Psi(\tau) u(n\tau) \quad \dots\dots (12)$$

をつくる (τ はサンプリング時間で、今回は $1/300$ s にとった)。ここで、状態推移行列 $\Phi(\tau)$ と制御推移行列 $\Psi(\tau)$ は、

$$\begin{cases} \Phi(\tau) = e^{A\tau} = \mathcal{L}^{-1}[(sI - A)^{-1}] \\ \Psi(\tau) = \int_0^\tau \Phi(\tau-r) B dr \end{cases} \quad \dots\dots (13)$$

で与えられ、以下のように求まる。

$$\begin{aligned} \Phi(\tau) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\beta - \gamma} \left\{ \beta e^{\beta\tau} - \gamma e^{\gamma\tau} + \frac{R_2' L_m}{\alpha} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \right\} \\ \frac{R_l M'}{\alpha(\beta - \gamma)} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \\ \frac{R_2' M'}{\alpha(\beta - \gamma)} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \\ \frac{1}{\beta - \gamma} \left\{ \beta e^{\beta\tau} - \gamma e^{\gamma\tau} + \frac{R_l L_2'}{\alpha} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \right\} \end{bmatrix} * \\ &\quad \dots\dots (14) \end{aligned}$$

$$\Psi(\tau) = \begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \end{bmatrix} \quad \dots\dots (15)$$

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= \frac{L_2'}{\alpha(\beta - \gamma)} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \\ &\quad + \frac{R_2'}{\alpha\beta\alpha(\beta - \gamma)} (\gamma e^{\beta\tau} - \beta e^{\gamma\tau}) + \frac{R_2'}{\alpha\beta\gamma} \\ \Psi_2 &= \frac{M'}{\alpha(\beta - \gamma)} (e^{\beta\tau} - e^{\gamma\tau}) \end{aligned}$$

と求まる。ここで、 $\alpha = 1/(L_m L_2' - M'^2)$ 、 β と γ は、 $(sI - A)^{-1}$ の pole である。

(12) 式において、 $x(0) = [I_d(0) \ I_2'(0)]^T$ および、 $u(n\tau) = E_d(n\tau)$ を決めれば次ステップの状態変数 $x(n+1\tau)$ がわかる。一定電力制御が理想的に行なわれたと仮定すると、 $E_d(n\tau)$ は、 $I_d(n\tau)$ を乗じて設定電力 P となればよいから、

$$E_d(n\tau) = P/I_d(n\tau) \quad \dots\dots (16)$$

と決める。

また、 $I_d(0)$ は、充電あるいは放電開始時の直流電

流 I_{a0} を代入し、二次電流 $I_2'(0)=0$ とすればよい。

第3章で得られた回路定数より、 $\alpha=60.48$, $\beta=-0.1436$, $\beta=-7716$ となる。これより $\Phi(\tau)$, $\Psi(\tau)$ を求め、各ステップの入力 $E_d(n\tau)$ を順次計算すれば、推移が得られる。

〈4・2〉 実験結果との比較 前節の推移計算と、試作した小形貯蔵装置による充放電実験の結果を比較し、図4の等価近似の妥当性を確認する。図1に試作装置の構成を示した。超電導マグネット L_m 、変換装置、制御回路および、転流用サイリスタ Th_s から構成されている。なお、今回は超電導永久電流スイッチは省略している。制御回路の一部にマイクロプロセッサ (μ - P_r) を導入し、点弧制御角 α の決定 (E_d と α の間の $\cos$ 関数による非線形性を関数テーブルにより線形化)、ゲートパルスの出力、モード間のシーケンス制御を行なわせている。一定電力制御を行なうには、電力制御回路として、電力信号を主フィードバック信号とするフィードバック系を構成する必要がある⁽⁴⁾。今回は、直流電圧を $E_d \approx E_{d0} \cos \alpha$ として、電力 P を $P = I_d E_d \cos \alpha$ と近似し、電流信号 I_d をフィードバック信号とする、 $I_d \cos \alpha$ 一定制御とした。

実験は、放電時について、設定電力と放電開始電流をパラメータとして行なった。図7に、電力をパラメータとする電流 I_d の変化を示す。同図の計算値は、前節の推移計算の結果で、実験値と良く一致しており、等価近似が有効であることがわかる。なお $E_d \approx E_{d0} \cos \alpha$ と近似したため、設定電力 P_0 と実際の電力 P_r (変換装置直流出力端子からの放電電力に修正を加えた値) に差 ($|P_r| > |P_0|$) が生じた。従って、図中の計算値も、 P_r を用いている。

〈4・3〉 二次回路効果の検討 図3および図7より、今回の等価近似の妥当性が確認された。そこで、

図7 実験値と等価近似の比較

Fig. 7. Comparison with experimental data and our approximation.

これをもとに、二次回路効果の一次回路に対する影響として、一次電流 I_d の変化と返還効率について考察する。一定電力制御では、設定電力を P 、変換装置出力電圧を E_d 、直流電流 (一次電流) を I_d とすると、 $P = E_d I_d = \text{一定}$ となる。(2)式と同様に、放電時の電圧平衡式は

$$\left. \begin{aligned} -I_d \left(L_m \frac{dI_d}{dt} + M' \frac{dI_2'}{dt} + R_L I_d \right) &= P \\ M' \frac{dI_d}{dt} + L_2' \frac{dI_2'}{dt} + R_2' I_2' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (17)$$

と書ける。これを、一次電流の変化率について解くと

$$\left| \frac{dI_d}{dt} \right| = \frac{1}{L_m - M'} \left\{ \frac{P}{I_d} - R_2' I_2' + R_L I_d \right\} \quad \dots\dots\dots (18)$$

ここで、(7)式より、 $L_2' = M'$ を用いた。これより、

(1) M' があると、 $|dI_d/dt|$ は大きい。

(2) I_2' があると、 $|dI_d/dt|$ は小さい。

(3) R_2' が小さいと、 $|dI_d/dt|$ は大きい。

ことがわかる。(1)は、二次回路効果により、電流減衰が速くなることを示している。

図8に〈4・1〉節の推移計算を用いて、二次回路を無視したときの一次電流 I_{d1} ($R_L L_m$ 集中定数回路とし

図8 二次回路効果の影響

Fig. 8. Influence of secondary circuit effect.

た一次回路のみの電流)と二次回路を考慮したときの一次電流 I_d の差の時間変化を示す。終点は、各々 $I_d=20\text{ A}$ の点である。ここで、返還効率を次のように考える。まず、電力系統に返還、供給されるエネルギー U は

$$U = P t_p \quad \dots\dots\dots (19)$$

で与えられる。 t_p は、一定電力で放電される時間である。これに対し、 t_p 間にマグネットから放出されるエネルギー U_0 は、

$$U_0 = (1/2) L_m \{I_{d0}^2 - I_d(t_p)^2\} \quad \dots\dots\dots (20)$$

である。 U_0 と U の差は、常温部の抵抗による損失やうず電流損失となって系統へ返還できないエネルギーということになる。これより、返還効率 η は、

$$\eta = (U/U_0) \times 100 (\%) \quad \dots\dots\dots (21)$$

となる。従って、二次回路の影響が一次電流の減衰を速め、一定電力での放電時間を短くして、返還効率の低下をもたらしているということになる。しかし、試作装置について返還効率の低下、すなわち、二次回路の有無について、〈4・1〉節の状態推移の結果と(21)式を用いて比較すると、 $P=500\text{ W} \sim 4,000\text{ W}$ において、 $100\text{ A} \sim 20\text{ A}$ までの放電(蓄積エネルギー 96%の放出)に対し、効率の低下は、0.6~1.0%程度と、二次回路の影響は非常に小さい。

〈4・4〉 応用例-うず電流損失の概算 ヘリウム冷凍、液化機の効率は、約 0.1%と極めて低く、これは低温部での発熱を常温部で汲み上げるのに、約 1,000 倍の仕事量を必要とすることを意味している。従って S. M. E. S. の総合効率の向上、運転経費の低減のためには、ヘリウム温度でのうず電流によるジュール損失

図 9 二次電流の変化

Fig. 9. Secondary circuit current vs. transport current.

図 10 うず電流損失

Fig. 10. Eddy current loss.

をできるだけ低く抑える必要がある。うず電流は、超電導体や、巻く、支持材、デュワーなどの構造物の金属部分に生じる可能性がある。そしてヘリウム温度での発熱量を知るため、その分布や大きさの詳細な検討が必要となる。超電導体における損失についてはモデル化による解析が行われている。

また、構造物においては、その場の磁界変化、位置、形状、物理定数などの多くの条件に依存するため、有限要素法などの手法を用いる必要がある。ここでは、得られた等価回路および回路定数を応用して、うず電流の概算をした。

一次電流 I_d の変化に対する二次電流 I_2' の変化を図 9 に、損失 $(=I_2'^2 R_2')$ の変化を図 10 に示す。この計算法では、図 10 のうず電流損失の何割が、ヘリウム温度で生じているかを決定することはできないが、一次回路との関係を表わすことはできる。つまり、S. M. E. S. の運転範囲との関連 $(E_d, I_d, \text{設定電力 } P \text{ との関連を (b) 図のように図示することにより、評価することができる。}$

なお、この章では、図 6 に示されたような直流成分の変化に対して考察したが、変換装置の出力電圧の脈動(6パルス、50Hz では 300Hz の脈動)に対しても二次回路効果は現われる。しかし、この脈動分に対するうず電流損失を計算すると、最も脈動の大きい $\alpha=90^\circ$ に対しても、0.2~0.3W と直流平均の変化による損失に比べ非常に小さい。

5. む す び

超電導エネルギー貯蔵装置の回路構成要素を決定するには、うず電流の影響を考慮する必要がある。これを等価的に集中二次回路として近似することにより、最も簡便な正弦波交流入力に対する入出力応答から、回路定数の推定を行なった。そして、等価近似による計算値と、実験値とを比較した結果良い一致を示すことが明らかになった。これをもとに、二次回路効果(うず電流の影響)の検討を行ない、返還効率への影響は小さいこと、また、うず電流損失の概算が可能で、S. M. E. S. の運転範囲と、うず電流損失の関係を評価できることがわかった。

最後に、本研究にあたって有益な御助言を頂いた早

稲田大学 小貫 天教授、並びに電子技術総合研究所エネルギー部主任研究官の十川忠男、関根聖治の各氏に深く謝意を表します。また、実験などに協力して下さいました宮山 哲氏(早大修士課程)に感謝します。

(昭和 56 年 3 月 31 日受付, 同 56 年 12 月 26 日再受付)

文 献

- (1) R. W. Boom, et al.: "Superconducting Energy Storage Inductor-Converter units for Power System", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.* **PAS-94**, 4, 1337 (1975)
- (2) R. W. Boom, et al.: "Wisconsin Superconducting Energy Storage Project", Vol. I (1974), Vol. II (1976), Vol. III (1977)
- (3) 村上・今尾・八杉・西村: 「サイリスタ電力変換装置による超電導マグネットの制御」電学論 B **98**, 477 (昭 53-5)
- (4) 石山・我妻・十川: 「超電導マグネットを用いたエネルギー貯蔵装置の制御方式と充放電実験」電学論 B **102**, 137 (昭 57-3)