直流給電系用超伝導エネルギー貯蔵の 入力回路および出力回路の検討

正員 竹 野 和 彦 (NTT)

正員 大 津 智 (NTT)

正員 山 下 隆 司 (NTT)

Input and Output Circuits of SMES for DC Lines

Kazuhiko TAKENO, Member, Satoshi OHTSU, Member,
Takashi YAMASHITA, Member (NTT)

Superconducting magnetic energy storage (SMES) is considered the next generation technology for storing electrical energy because its energy storage efficiency is higher than that of any conventional energy storage system and its charging and discharging times are short.

This paper discusses the input and output circuits of SMES for DC lines, and it discusses their circuit control methods. The main items in this paper are the follows:

- (1) An input circuit using a high-frequency switching control method is proposed, and its stable condition (depending on the voltage range of the capacitor in the input circuit) is derived.
- (2) A frequency modulation method for an output circuit is proposed, and simulated results show that this circuit supplies stable power and a constant ripple voltage.
- (3) Experimental results of the input and output circuits using a normal-conducting coil and a current-generator are shown to confirm the analysis of the input and output circuits.

キーワード：超伝導エネルギー貯蔵, 直流給電系, 入力回路, 出力回路

1. はじめに

超伝導エネルギー貯蔵 (SMES) は, 超伝導コイルに永久電流を流すことによって電力を貯蔵するシステムであり, 従来の電力貯蔵と比較して, 貯蔵効率や応答速度に優れている。また, SMES は蓄電池等と比較して使用寿命が長い上に鉛や亜鉛類の廃棄物問題なども無く環境に優しいシステムと考えられている。さらに, 高温超伝導体の研究が進み, 超伝導コイルへの応用への可能性も高まっている。したがって, エネルギーの有効利用と対環境問題を両立していく上で, SMES は次世代を担った電力貯蔵システムとして期待されている。

現在, SMES は日負荷平準化用を想定した数 GWh の大規模な装置から商用交流給電系の系統安定化用を想定した数百 kWh の小規模な装置が検討されている。そ

の中で, SMES へエネルギーを高速で出し入れする方法については, 実験的に交流給電系の系統安定化用の SMES で実現されている。⁽¹⁾ このような例では, 給電系に流れる電流を交流/直流変換回路を用いて超伝導コイルに流し込み, 電力を貯蔵している。なお, ここで使用されている超伝導コイルの閉回路用永久電流スイッチは, 理想的な超伝導スイッチではなく, 半導体スイッチを使用しているのが現状である。

直流給電系において, 蓄電池に代わるエネルギー貯蔵を上記のタイプの SMES で実現するためには, 直流給電系と超伝導コイルとの間の電力の変換を行う回路が必要となる。さらに, 磁場式の超伝導スイッチ等の使用による電力貯蔵損失の低減が必要となる。そのために, MOSFET の極低温での使用や磁場制御式の超伝導スイ

ッチなどが提案されている。⁽²⁾

本稿では、数百kVA程度の小容量の直流給電系に数MWh程度の貯蔵量を持つSMESを適用することを想定して、電源入力電源の電流容量に左右されずに大電流を蓄積することができる直流給電用SMESの入出力回路の一つの回路構成を提案し、制御法や動作条件を明かにする。

2. 直流給電系用SMES

交流給電系の系統安定化用SMESなどでは、給電系と超伝導コイルとの間の電力入出力回路としてGTOやサイリスタ等のスイッチを用いた交流/直流変換回路で高速に電力変換を行っている。⁽³⁾ このタイプのSMESの電力変換装置には、基本的に、電流型と電圧型とがある。電流型は、ブリッジ状の点弧素子の位相制御によって、超伝導コイルに入力する交流電流の実効値と位相を制御する方式である。電圧型は、電圧型インバータ、直流コンデンサおよび電流チョッパから構成され、インバータとチョッパ共にPWM制御を行うことによって、超伝導コイルの充電制御を行っている。⁽⁴⁾

直流給電系にSMESを適用することを考えた場合、直流給電系と超伝導コイルとの間の電力変換が必要になる。さらに、超伝導コイルから直流給電系の負荷にエネルギーを出力する場合、超伝導コイルの高電流を給電系と同等の安定電圧に変換して出力することが望まれる。したがって、上記の性能を満足する直流給電系SMES用の入出力回路が必要になる。

3. 入出力回路の構成

図1に、直流給電系SMES用に提案する入出力回路を示す。^(6,7) 直流入力電源 E_i と負荷 R_L の間に、入力回路、超伝導コイルおよび出力回路が接続されている。入力回路は、前記の電圧形交直変換回路のインバータ部を昇圧形コンバータに置き換えた構成をしている。この入力回路は、インダクタ L_1 とスイッチ Q_1 、 Q_2 から構成されるコンバータ部とスイッチ Q_3 、 Q_4 から構成される入力部からなり、スイッチ Q_1 と Q_2 のスイッチング動作により、直流入力電源 E_i の電圧を昇圧して超伝導コイル励磁用コンデンサ C_1 に蓄積し、その電圧で超伝導コイル L_{sc} を励磁する。超伝導コイルに流れる電流はスイッチ Q_3 とコンデンサ C_1 の直列回路またはスイッチ Q_4 でバイパスされるので、入力電源 E_i に流れることはない。したがって、直流入力電源の電流容量以上の電流を超伝導コイル L_{sc} に貯蔵することができる。出力回路はスイッチ Q_5 のスイッチング動作により、 L_{sc} の電流をコンデンサ C_2 の電圧に変換し負荷に供給する。また、

図1 SMES用入出力回路

Fig.1. Input and output circuits for SMES.

図2 入力回路の動作方法

Fig.2. Control method of the input circuit.

永久電流スイッチであるスイッチ Q_4 は入力回路用、出力回路用および電流保持用に兼用されている。

4. 入力回路の制御法

〈4.1〉 入力回路の動作 入力回路の動作法として、コンバータ部のスイッチング周波数と入力部のスイッチング周波数を同期させる方法と、コンバータ部のスイッチング周波数を入力部のスイッチング周波数よりも高くして動作させる方法（高周波動作法）がある。後者の方法は、前者と比較して入力部に超伝導スイッチなどのスイッチング速度の遅いスイッチ素子を用いても、コンバータ部のスイッチング速度が束縛されずに、高速なスイッチングを行うことができる。その結果、コンバータ部のインダクタが小形化できる利点がある。⁽⁶⁾ したがって、本稿では高周波動作法について検討を行う。

図2に、高周波動作法のスイッチ $Q_1 \sim Q_4$ の動作方法および入力回路各部の電流と電圧波形を示す。

モードAは、コンバータ部のスイッチング動作により直流電源 E_i からコンデンサ C_1 にエネルギーを蓄える期間である。コンデンサ C_1 の電圧 V_{C1} が $V_{C1(MIN)}$ になった時点でコンバータ部の動作を開始させ、 $V_{C1(MAX)}$ になった時点で動作を停止させる。なお、超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_4 からなる閉回路上の超伝導電流 i_{sc} は、閉回路上に常伝導部の抵抗分がある場合、減衰する。

モードBは、コンデンサ C_1 から超伝導コイル L_{sc} にエネルギーを供給する期間である。コンデンサ C_1 の電圧 V_{C1} が $V_{C1(MAX)}$ になった時点で入力部が動作を開始し $V_{C1(MIN)}$ になった時点で停止する。この期間に、超伝導コイルの電流 i_{sc} は増加する。なお、本期間では、コンバータ部の動作は停止している。

以上のモードAとモードBを繰り返すことにより、超伝導コイル L_{sc} の電流を増加させる。

〈4.2〉入力回路の動作解析 図2に示しているモードAとモードBを交互に n サイクル動作させた時のインダクタ L_1 の電流 i_{L1} 、コンデンサ C_1 の電圧 V_{C1} および超伝導コイル L_{sc} の電流 i_{sc} 、 i_{sch} を以下に示す。⁽⁴⁾

モードAの期間

$$i_{L1(n, k)} = F_2 i_{L1(n, k-1)} - F_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} V_{C1(n, k-1)} + \left(F_2 \frac{E_i D_{Q1}}{L_1 f} + E_i F_1 \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right) \dots\dots\dots (1)$$

$$V_{C1(n, k)} = F_2 V_{C1(n, k-1)} + \frac{F_1}{\omega_1 C_1} i_{L1(n, k-1)} + \left\{ E_i (1 - F_2) + \frac{E_i D_{Q1} F_1}{C_1 L_1 \omega_1 f} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

$$i_{sc(n)} = \left\{ \exp\left(-\frac{R_1}{L_2} T_{1(n)}\right) \right\} i_{sch(n)} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\omega_1 \equiv 1/\sqrt{C_1 L_1}$ である。また、 D_{Q1} はスイッチ Q_1 の時比率、 F_1, F_2 は定数⁽⁴⁾、 R_1 は超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_4 からなる閉ループ上の抵抗値、 k はモードAにおいてスイッチ Q_1, Q_2 を交互にスイッチングするときのサイクル数、 m はモードAにおいてコンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(MAX)}$ になる時点での k の値であり、(1)(2)式より次式のようになる。

$$m = \text{INT} \left[\log_q \left\{ \frac{V_{C1(MAX)} - \frac{q}{1-F_2}}{V_{C1(MIN)} - \frac{q}{1-F_2}} \right\} \right] \dots\dots\dots (4)$$

ここで、

$$q \equiv \frac{F_1}{\omega_1 C_1} i_{L1(n, k-1)} + \left\{ E_i (1 - F_2) + \frac{E_i D_{Q1} F_1}{C_1 L_1 \omega_1 f} \right\}$$

(4)式のINT[]は、[]の中の数値の小数点切り捨ての意味である。その時の n サイクル目のコンバータ部の動作の時間幅 $T_{1(n)}$ の値は(5)式で表すことができる。

$$T_{1(n)} = \frac{m}{f} \dots\dots\dots (5)$$

モードBの期間

$$i_{L1(n, m)} = 0 \dots\dots\dots (6)$$

$$V_{C1(n+1, 0)} = e^{-\alpha t} \left\{ \cos(\beta t) + \frac{\alpha}{\beta} \sin(\beta t) \right\} V_{C1(n, m)} - \frac{e^{-\alpha t}}{C_1 \beta} \sin(\beta t) i_{sc(n)} \dots\dots\dots (7)$$

$$i_{sch(n+1)} = e^{-\alpha t} \left\{ \cos(\beta t) - \frac{\alpha}{\beta} \sin(\beta t) \right\} i_{sc(n)} + e^{-\alpha t} C_1 \left(\beta + \frac{\alpha^2}{\beta} \right) \sin(\beta t) V_{C1(n, m)} \dots\dots (8)$$

ここで、 $\alpha \equiv \frac{R_2}{2L_2}$ 、

$$\beta \equiv \frac{1}{2L_2} \sqrt{\frac{4L_2}{C_1} - R_2^2}, \quad t \equiv T_{0(n)}$$

である。また、 R_2 は超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_3 とコンデンサ C_1 からなる閉ループ上の抵抗値、 $T_{0(n)}$ は n サイクル目の入力部の動作時間幅（コンデンサ C_1 の電圧が最大電圧 $V_{C1(MAX)}$ から最小電圧 $V_{C1(MIN)}$ まで変化する時間）であり、(7)式より、 $\alpha \ll 1$ の時、(9)式のように表すことができる。

$$T_{0(n)} = \frac{1}{\beta} \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{p_2}{\sqrt{1+p_1}} \right) - \tan^{-1}(p_1) \right\} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、

$$p_1 \equiv \frac{1}{V_{C1(MAX)}} \left(\frac{i_{sc(n-1)}}{C_1 \beta} - \frac{\beta}{\alpha} V_{C1(MAX)} \right),$$

$$p_2 \equiv \frac{V_{C1(MIN)}}{V_{C1(MAX)}} \text{ である。}$$

図3(a)(b)はそれぞれ、上記の解析結果を使用して、超伝導コイル L_{sc} の電流波形とコンデンサ C_1 の電圧波形を計算した結果である。図3(c)は、コンバータ部のモードAの初期時のインダクタ L_1 の電流波形である。本回路は最終的には、数百kV A程度の直流給電系に導入することを想定しているが、ここでは容易に回路解析や回路実験ができるように、入力回路の条件を表1のように設定した。また、 R_1 と R_2 は理想的な状態を仮定してゼロとして計算した。図3(a)(c)の結果より、直流入力電源の電流より大きな電流を超伝導コイル L_{sc} に流せることが分かる。さらに、図3(c)に

表1 入力回路の動作条件
Table 1. Condition of the input circuit.

$E_i=6.0\text{V}$	$D_{Q1}=0.5$
$L_1=750\mu\text{H}$	$V_{C1(\text{MAX})}=20\text{V}$
$C_1=500\mu\text{F}$	$V_{C1(\text{MIN})}=10\text{V}$
$L_{SC}=0.1\text{mH}$

図3 電流・電圧波形のシュミレーション結果
Fig.3. Simulated voltage and current waveforms

において、コンバータ部の始動時に電流値が上昇する現象が見られる。

＜4.3＞ 入力回路の安定動作条件 図3(c)に示すように、インダクタ L_1 の電流が上昇すると、入力直流電源の定格電流値の制限を越えたり、インダクタが飽和

したりして、入力回路が安定に動作できなくなる。ピーク電流の発生する原因は、インダクタ電流が連続状態になり、サイクル毎に電流が重畳されるためである。入力回路の動作を安定にするためには、電流の最大値が一定となる動作が望ましく、そのための簡易な方法としてインダクタ電流が必ず零に戻る不連続状態で動作させる方法が考えられる。

図4は、インダクタ電流の模式図であり、安定な場合（不連続動作）と不安定な場合（連続動作）を示している。図4より、インダクタ電流が不連続動作を行う条件は、(10)式で表される。

$$T_B \leq \frac{1}{f} \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 T_B はインダクタ L_1 の電流がゼロになるまでの時間（詳細は＜付録a＞を参照）である。

したがって、(10)式より、本動作時のインダクタ電流不連続モードの条件は(11)式のように表せる。

$$v_{C1} \geq E_i \left[1 - \frac{D_{Q1}}{L_1 f} \tan \left\{ \frac{\omega_1 (1 - D_{Q1})}{f} - \frac{\pi}{2} \right\} \right] \quad \dots\dots\dots (11)$$

図5(a)は、(11)式から求めた表1の条件における入力回路の安定動作条件であり、縦軸はコンデンサ C_1 の電圧、横軸はスイッチ Q_1 の時比率を示す。コンデンサ C_1 の電圧($V_{C1(\text{MAX})} \sim V_{C1(\text{MIN})}$)を図5(a)の上部領域内とすることにより、インダクタ L_1 の電流を不連続動作させることができる。図3(c)の電流増加の原因は、時比率 D_{Q1} を0.5に、コンデンサ C_1 の電圧動作範囲を10Vから20Vの間に設定しているの、コンデンサ C_1 の電圧が図5(a)の安定動作条件外から起動するためである。図5(b)は、時比率 D_{Q1} を0.5に、コンデンサ C_1 の電圧動作範囲を安定動作条件内の13Vから20V

図4 インダクタ L_1 の電流波形
Fig.4. Current waveform of the inductor L_1 .

(a) コンバータ部の安定動作条件

(b) i_{L1} の波形 ($V_{C1}=13V\sim 20V$)

図5 入力回路の安定動作

Fig.5. Stable condition of the input circuit.

の間とした場合のインダクタ L_1 の電流波形であり、最大電流が一定となっていることが分かる。

〈4.4〉 常伝導コイルを使用した回路実験 図6は、本動作方法を実現するための実験用入力回路である。本回路では、コンデンサ C_1 の最大電圧 $V_{C1(MAX)}$ と最小電圧 $V_{C1(MIN)}$ の検出をシュミットトリガ回路で行う。入力回路を起動させると、モードAのコンバータ部が動作して、コンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(MAX)}$ まで上昇する。次に、コンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(MAX)}$ に達した時点で、シュミットトリガ回路の出力により発振回路、すなわちモードAのコンバータ部を停止させ、モードBの入力部の動作が始まる。コンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(MIN)}$ に達した時点で、モードAのコンバータ部が起動する。以上の動作を繰り返すことにより、超伝導コイル L_{sc} の電流 i_{sc} が増加する。今回、超伝導コイル L_{sc} の代わりに常伝導コイル L_2 を用いて、入力回路の動作実験を行った。

図7 (a) は、常伝導コイル L_2 に流れる電流の実験波形であり、時比率 D_{o1} を0.5とし、コンデンサ C_1 の電圧範囲を安定動作条件内の13Vから20Vの間で動作させた結果である。同図より、常伝導コイル L_2 の抵抗成分に

図6 実験用入力回路

Fig.6. Experimental input Circuit.

(a) 実験波形

(b) シミュレーション波形

$$R_1=R_2=8\Omega$$

図7 L_2 の電流波形

Fig.7. Current waveforms of the inductor L_2 .

よる電流の減衰が発生し、常伝導コイル L_2 に流れる電流のピーク値は起動後すぐに一定になっていることが分かる。図7 (b) は、(1)~(3)式から計算された常伝導コイル L_2 に流れる電流の i_{sc} と i_{sch} をプロットしたものであり、電流の減衰部は正確に表現されていない。図7 (a) (b) の結果より、多少周波数に違いが見られるが、理論通りに動作していることが分かる。

(a) 実験波形1 ($V_{C1}=10V\sim 20V$)

(b) 実験波形2 ($V_{C1}=13V\sim 20V$)

図8 L_1 の電流波形

Fig. 8. Current waveforms of the inductor L_1 .

図8 (a) (b) はインダクタ電流 L_1 の電流の実験波形であり、それぞれ、図3 (c), 図5 (b) の条件に対応しており、コンデンサ C_1 の電圧設定で、コンバータ部が安定に動作することが確認できた。

5. 出力回路の制御法

<5.1> 出力回路の動作 図1の出力回路は、超伝導コイルに貯蔵された電力を負荷側に供給する。この回路では、超伝導コイルの電流変動や負荷の変動に対し、出力電圧が安定でリプル電圧が小さく抑えられるように、制御する必要がある。

図9に、スイッチ Q_4 , Q_5 の動作と出力電圧 v_{OUT} の波形を示す。出力回路の動作は、スイッチ Q_4 がオフ、スイッチ Q_5 がオンの時、超伝導コイル L_{sc} の電流がコンデンサ C_2 及び負荷 R_L に供給され、出力電圧 v_{OUT} が上昇する。そして、電流スイッチ Q_4 がオン、スイッチ Q_5 がオフになると、超伝導コイル L_{sc} の電流は永久電流モードになり、コンデンサ C_2 から負荷 R_L に放電し出力電圧 v_{OUT} は低下する。以上の動作を繰り返すことにより、負荷側にエネルギーを供給する。⁽⁴⁾

図10は、出力回路を周波数100Hz、スイッチ Q_5 の

時比率が0.1の条件で動作させたときの出力電圧のシミュレーション波形である。図10より、起動時から一定の時間が経過すると、一定な出力電圧になっている。

<5.2> 動作解析 出力回路の出力電圧の平均値 $\langle V_{OUT} \rangle$ と出力電圧のリプル ΔV_{OUT} は、次式のように表すことができる。なお、詳細を<付録b>に記す。

$$\langle V_{OUT} \rangle = I_{sc} R_L \left(\frac{T_2}{T_1 + T_2} \right) \dots\dots\dots (12)$$

$$\Delta V_{OUT} = 2 \langle V_{OUT} \rangle \frac{1 - e^{-\tau T_1}}{1 + e^{-\tau T_1}} \dots\dots\dots (13)$$

$$\text{ここで、} \tau \equiv \frac{1}{C_2 R_L},$$

R_L は負荷抵抗である。

いま、 I_{sc} および R_L の変動に対して、 $\langle V_{OUT} \rangle$ および ΔV_{OUT} を一定に制御する場合、出力電圧の最大値と最小値をそれぞれ V_{UP} , V_{DOWN} とする。(12)(13)式より、出力回路の $\langle V_{OUT} \rangle = \left(\frac{V_{UP} + V_{DOWN}}{2} \right)$, $\Delta V_{OUT} = (V_{UP} - V_{DOWN})$

を一定制御する時の T_1 , T_2 の値は次式のようになる。

$$T_1 = \alpha C_2 R_L \dots\dots\dots (14)$$

$$T_2 = \frac{\alpha C_2 R_L \langle V_{OUT} \rangle}{I_{sc} R_L - \langle V_{OUT} \rangle} \dots\dots\dots (15)$$

ここで、 $\alpha = \log_e \left(\frac{V_{UP}}{V_{DOWN}} \right)$ である。

図9 出力回路の動作方法

Fig. 9. Control method of the output circuit.

図10 出力電圧の波形

Fig. 10. Output voltage waveform of the output circuit.

図11 制御及び無制御時の出力電圧のシュミレーション波形

Fig.11. Simulated output voltage waveforms which is controlled and uncontrolled

図12 出力回路のスイッチング周波数特性

Fig.12. Switching frequency characteristic of the output circuit.

(14)(15)式より、 I_{sc} 、 R_L の変化に対し、 T_1 、 T_2 の値を変化させることにより、出力回路の $\langle V_{OUT} \rangle$ および ΔV_{OUT} の一定制御が可能となることが分かる。なお、本制御時のスイッチング周波数は次式のようになる。

$$f_c = \frac{I_{sc} R_L - \langle V_{OUT} \rangle}{\alpha C_2 I_{sc} R_L^2} \quad \dots\dots\dots (16)$$

次に、(14)(15)式より、超伝導コイルの電流や負荷を変化させた時の出力回路の動作波形を求めた。図11は超伝導コイルの電流および負荷抵抗が同時に変化した場合であり、出力電圧の一定制御を行った場合と無制御の場合の出力電圧波形を示している。図11より、本制御を行うことにより、一定な平均電圧およびリプルが得られることが分かる。

図12は、 I_{sc} と R_L の変化に対する出力回路のスイッチング周波数の変化を示している。図12より、負荷抵抗が一定の場合、超伝導コイルの電流の増加に伴い、出力回路のスイッチング周波数が高くなる。また、負荷抵抗の値に最小値が存在することが分かる。

入力回路と出力回路を同時に動作させるような場合、

超伝導コイルのインダクタンスが十分大きく、また流れている電流が十分大きな時、超伝導コイルは大きな電流源と見なせる。従って、入力回路と出力回路は独立して運転した場合でも、相互の干渉はほとんどないと考えられる。しかし、出力回路のスイッチの動作上、スイッチ Q_3 がオン、スイッチ Q_4 がオフ、スイッチ Q_5 がオンの場合、スイッチ Q_3 が逆バイアスになり、超伝導コイルからコンデンサ C_2 に電流が流れない現象が発生することが予想される。したがって、上記の現象を回避するために、スイッチ Q_5 の時比率の制限を設ける必要がある。具体的には、スイッチ Q_5 は、図2のスイッチ Q_4 のオン期間（モードA）のみオンできることになる。なお、このような制御を行う時、スイッチ Q_4 は制御の簡易性からダイオードが適当であると考えられる。

SME Sの起動時や急激な過渡変動において、超伝導コイルに流れる電流はある程度変化する場合、図11のシュミレーション結果や図12の結果より、出力回路はスイッチング周波数を変化させることにより、ある程度超伝導コイルの電流が変化しても一定な出力電圧を供給できると考えられる。

〈5.3〉 出力回路実験 図13は、前節の制御方式を実現するための実験用回路である。この制御法は、出力電圧 V_{OUT} の平均値 $\langle V_{OUT} \rangle$ とリプル電圧 ΔV_{OUT} を設定し、出力電圧が最大電圧 V_{UP} と最小電圧 V_{DOWN} の間で動作するように、出力電圧が最大電圧と最小電圧に達した時点でそれぞれスイッチ Q_1 のオンとオフの切り替えをおこなう。最大電圧 V_{UP} と最小電圧 V_{DOWN} の検出は、入力回路の制御に用いたシュミットトリガ回路で行う。なお、本実験では超伝導コイルの代わりに電流源を用いた。

図14は、負荷抵抗と電流源電流を変化させた時の出力電圧を示している。図14の結果より、本制御を適用して負荷抵抗や電流源電流の変化に対して、一定な平均電圧およびリプル電圧を出力できることが確認できた。

図13 実験用出力回路

Fig.13. Experimental output circuit.

図14 出力電圧の実験波形
($V_{UP}=15V$, $V_{DOWN}=10V$)

Fig.14. Experimental output voltage waveforms.

図15 (a) (b) はそれぞれ、電流源電流と負荷抵抗の変化に対するスイッチング周波数の変化を実験値と(16)式で求めた理論値とで比較をしている。図15の結果より、理論通りに動作していることが分かる。

上記の実験結果では、出力電圧のリプル ΔV_{OUT} を大きな値に設定して、出力回路の動作解析を行ったが、実際に負荷に対して電力を出力する場合は、 ΔV_{OUT} の値を十分小さく設定して、リプルの影響を軽減することが必要である。

図15 出力回路のスイッチング周波数特性

Fig.15. Switching frequency characteristics of the output circuit.

6. あとがき

本稿では、電源の入力電流容量に左右されずに大電流を蓄積できるSME S用の回路構成として、直流給電系から超伝導コイルへエネルギーを入力する入力回路と超伝導コイルから負荷にエネルギーを出力するための出力回路について、それらの構成と制御方法を提案し、動作解析と実験によって以下の項目を明らかにした。

(1) 入力回路の制御法として、コンバータ部のスイッチング周波数を入力部よりも高くする高周波動作法を提案し、動作解析によって超伝導コイル励磁用コンデンサ C_1 の電圧範囲で決まる安定動作条件が存在することを示した。

(2) 出力回路の制御法として、出力電圧がある設定された最大値と最小値になる時点で出力回路のスイッチのオン・オフをおこなう周波数制御法を提案し、動作解析によって安定な平均電圧とリプル電圧が得られることを示した。

(3) 常伝導コイルや電流源を用いた回路実験により、上記解析結果の妥当性を確認した。

以上の結果により、エネルギー貯蔵用SME Sの入出力回路の一つの構成について動作条件と適応可能性を明らかにした。なお、実際のSME Sにおいては、永久電

流スイッチであるスイッチ Q_4 に磁場式等の超伝導スイッチを使用したり、その超伝導スイッチと高速の半導体スイッチとを配置して並列運転したりすることによって電力損失の低減をすることが必要となると考えられる。

最後に、本研究を進めるにあたり有益な御援助と御指導を戴いたN T T境界領域研究所通信エネルギー研究部浅野昇部長、同所同部小屋敷徹電力システム研究グループリーダ、並びにN T Tファシリティーズ研究開発部杉浦利之担当部長に深く感謝いたします。

(平成5年8月13日受付、平成6年4月7日再受付)

文 献

- (1) R.W.Boom, et al. : "Superconductive Energy Storage", IEEE Trans. Magnetics, 3, 701 (1972)
- (2) T.Ise, et al. : "Control of a Superconducting Coil by a MOSFET Power Converter operating at near Liquid Nitrogen Temperature", IEEE Trans. Magnetics, 2, 2020 (1991)
- (3) 富永 : 「超伝導コイル」, 電学誌, 111巻3号 (1991)
- (4) 伊藤・村上 : 「超伝導電力貯蔵」, 平成5年電気学会全国大会, S.8-5, (1993)
- (5) 竹野・大津・山下・杉浦 : 「超伝導エネルギー貯蔵装置用入力回路」, 平2信学会春季大会, B-844
- (6) 竹野・大津・山下・杉浦 : 「超伝導エネルギー貯蔵用コンバータの検討」, 信学会研究会, PE92-21 (1992)
- (7) 竹野・大津・山下 : 「超伝導エネルギー貯蔵用出力回路」, 平2信学会秋季大会, B-595

付 録

<付録a> インダクタ不連続電流条件式 図4において、コンバータ部の1サイクル内の時間 D_{a1}/f 以降のインダクタ L_1 の電流は次式で表される。⁽⁴⁾

$$i_{L1}(t) = (E_i - V_{C1b}) \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \sin\left\{\omega_1 \left(t - \frac{D_{a1}}{f}\right)\right\} + \left(\frac{E_i D_{a1}}{L_1 f} + i_0\right) \cos\left\{\omega_1 \left(t - \frac{D_{a1}}{f}\right)\right\} \quad \cdots (\text{付録a1})$$

ここで、 V_{C1b} はコンデンサ C_1 の初期電圧である。

(付録a1)式より、 $i_{L1b}(t) = 0$ になる時間を T_β とすると、 T_β は次式のようにになる。

$$T_\beta = \frac{D_{a1}}{f} + \frac{1}{\omega_1} \left[\frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left\{ \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \left(\frac{E_i L_1 f - v_0}{E_i D_{a1}} \right) \right\} \right] \quad \cdots (\text{付録a2})$$

ただし、 v_0 はコンデンサ C_1 の初期電圧である。

<付録b> 出力回路の解析式の算出 図9より、スイッチ Q_4 をオンしている状態を<モードI>、オフしている状態を<モードII>とすると、各モードで次式の方程式が成り立つ。ただし、 i_{sc} は超伝導コイル L_{sc} に流れる電流、 i_R は負荷 R_L に流れる電流である。

$$\text{モード I} \\ L_2 \frac{di_{sc}(t)}{dt} = 0 \quad \cdots (\text{付録b1})$$

$$\frac{1}{C_2} \int i_R(t) dt + R_L i_R(t) = 0 \quad \cdots (\text{付録b2})$$

$$\text{モード II} \\ L_2 \frac{di_{sc}(t)}{dt} + \frac{1}{C_2} \int (i_{sc}(t) - i_R(t)) dt + R_L i_R(t) = 0 \quad \cdots (\text{付録b3})$$

超伝導コイルのインダクタンス L_{sc} が十分に大きいという条件で、(付録b1)、(付録b2)、(付録b3)式を解くと次式が導ける。

$$\text{モード I} \\ i_{sc}(t) = i_0(-\dot{\omega}) \quad \cdots (\text{付録b4})$$

$$i_R(t) = \frac{V_{C20}}{R_L} e^{-d} \quad \cdots (\text{付録b5})$$

$$\text{モード II} \\ i_{sc}(t) = i_0(-\dot{\omega}) \quad \cdots (\text{付録b6})$$

$$i_R(t) = i_0(1 - e^{-d}) + \frac{V_{C20}}{R_L} e^{-d} \quad \cdots (\text{付録b7})$$

$$\text{ここで、} d = \frac{t}{C_2 R_L}$$

V_{C20} はコンデンサ C_2 の初期電圧である。

図9のようにモード1、モード2を動作させる場合、各モードのコンデンサ C_2 の電圧は以下の関係式にしたがって変化する。

$$\text{モード I} \\ v_{DOWN(n)} = v_{UP(n)} + \Delta v_a \quad \cdots (\text{付録b8})$$

$$\Delta v_a = \frac{1}{C_2} \int_0^{T1} i_R(t) dt \quad \cdots (\text{付録b9})$$

モードⅡ

$$v_{UP(n+1)} = v_{DOWN(n)} + \Delta v_b \dots\dots\dots(\text{付録b10})$$

$$\Delta v_b = \frac{1}{C_2} \int_0^{T_2} i_R(t) dt \dots\dots\dots(\text{付録b11})$$

(付録b8)～(付録b11)式より、 $v_{UP(n)}$ 、 $v_{DOWN(n)}$ は次式で表すことができる。

$$v_{UP(n)} = \frac{1}{C_2} \left\{ \frac{i_0(1-e^{-\tau T_2})}{\tau(1-e^{-\tau T_0})} \right\} \{1 - (e^{-\tau T_0})^n\} \dots\dots\dots(\text{付録b12})$$

$$v_{DOWN(n)} = \frac{1}{C_2} \left\{ \frac{i_0(1-e^{-\tau T_2})e^{-\tau T_1}}{\tau(1-e^{-\tau T_0})} \right\} \{1 - (e^{-\tau T_0})^n\} \dots\dots\dots(\text{付録b13})$$

ここで、 $\tau = \frac{1}{C_2 R_L}$ である。

今、出力回路の n サイクル時の平均電圧、リップル電圧をそれぞれ、 $\langle v_{OUT(n)} \rangle$ 、 $\Delta v_{OUT(n)}$ とすると、それらは次式で表すことができる。

$$\langle v_{OUT} \rangle = (v_{UP(n)} + v_{DOWN(n)}) / 2 \dots\dots\dots(\text{付録b14})$$

$$\Delta v_{OUT(n)} = v_{UP(n)} - v_{DOWN(n)} \dots\dots\dots(\text{付録b15})$$

したがって、 $\langle v_{OUT(n)} \rangle$ 、 $\Delta v_{OUT(n)}$ はそれぞれ、次式で表される。

$$\langle v_{OUT(n)} \rangle = \frac{i_0(e^{-\tau T_1} - e^{-\tau T_0} - e^{-\tau T_2} + 1)}{2\tau C_2(1 - e^{-\tau T_0})} \times \{1 - (e^{-\tau T_0})^n\} \dots\dots\dots(\text{付録b16})$$

$$\Delta v_{OUT(n)} = 2\langle v_{OUT(n)} \rangle \frac{1 - e^{-\tau T_1}}{1 + e^{-\tau T_1}} \dots\dots\dots(\text{付録b17})$$

今、出力回路のサイクル数 n を十分大きくした場合の $\langle v_{OUT(n)} \rangle$ 、 $\Delta v_{OUT(n)}$ の値をそれぞれ、 $\langle v_{OUT} \rangle$ 、 Δv_{OUT} とおくと、 $\langle v_{OUT} \rangle$ 、 Δv_{OUT} は、

$$\langle v_{OUT} \rangle = i_0 R_L \frac{T_2}{T_1 + T_2} \dots\dots\dots(\text{付録b18})$$

$$\Delta v_{OUT} = 2\langle v_{OUT} \rangle \frac{1 - e^{-\tau T_1}}{1 + e^{-\tau T_1}} \dots\dots\dots(\text{付録b19})$$

と近似することができる。

竹野 和彦 (正員) 昭和40年8月6日生。平成2年3月九州大学大学院研究科応用原子核工学専攻修了。同年4月日本電信電話株式会社境界領域研究所入社、現在に至る。主として、電力変換・蓄積等の研究に従事。電子情報通信学会会員。

大津 智 (正員) 昭和33年12月22日生。昭和57年3月茨城大学工学部電気工学科卒業。同年4月日本電信電話公社電気通信研究所入社、現在日本電信電話株式会社境界領域研究所主任研究員。主として、高電圧出力電源等の研究に従事。IEEE、電子情報通信学会会員。

山下 隆司 (正員) 昭和29年2月21日生。昭和51年3月神戸大学工学部電子工学科卒業。同年4月日本電信電話公社電気通信研究所入社、現在日本電信電話株式会社境界領域研究所主幹研究員。主として、電力変換装置構成技術の研究に従事。IEEE、電子情報通信学会会員。