直流給電系 S M E S 用入力回路の極低温特性

正員 竹 野 和 彦 (N T T)

正員 大 津 智 (N T T)

正員 山 下 隆 司 (N T T)

Cryogenics Characteristics of the Input Circuit 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 a SMES input circuit suitable for DC lines and discusses the circuit control method used to achieve the SMES system. Test results showing the basic capability of the input circuit to transfer energy to an SC in a DC-SMES system are also given.

キーワード：超伝導エネルギー貯蔵，直流給電系，入力回路，超伝導コイル

1. はじめに

超伝導エネルギー貯蔵 (S M E S) 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装置であり，鉛蓄電池等の化学電池による電力貯蔵と比較して，貯蔵効率や応答速度等に優れ，次世代の電力貯蔵システムとして期待されている。今日，実験室レベルで実現されている交流給電系の系統安定化用 S M E S では，交流給電系と S M E S との間の電力入出力回路に G T O 等のスイッチを用いた交流直流変換回路を使用して，給電系と超伝導コイルとの電力の交換を行っている。⁽¹⁾

筆者らは，交流給電系で研究されている S M E S を通信用電力などで用いられている直流給電系に適用することを目指して，直流給電系 S M E S 用入力回路および出力回路の提案および模擬 S M E S を用いた回路動作の確認を行ってきた。⁽²⁾

本稿では，直流給電系から超伝導コイルへの電力供給

用として提案を行ったスイッチング電源方式の S M E S 用入力回路を超伝導コイルに接続し，エネルギーの入力実験を行った。同時に，入力回路で使用した各種スイッチング素子の極低温特性結果についても述べる。

2. 直流給電系の構成

図 1 に直流給電系用 S M E S の入力回路と出力回路を示す。⁽²⁾ 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構成になっている。その内，入力回路は，インダクタ L_i とスイッチ Q_1 ， Q_2 からなる昇圧形コンバータ部とコンデンサ C_1 ，及びスイッチ Q_3 ， Q_4 からなる入力部から構成されている。この入力回路は，スイッチ Q_1 と Q_2 のスイッチング動作により，直流入力電源の電圧 E_i を昇圧してコンデンサ C_1 の電圧を昇圧させる。コンデンサ C_1 がある電圧に達した時点で，スイッチ Q_3 ， Q_4 の動作により超伝導コイル L_{sc} の励磁を行う。今回，入力回路が動作

図1 SMES用入出力回路

Fig. 1. Input and output circuits for SMES.

しているときは出力回路のスイッチ Q_5 はオフしているとする。

3. 入力回路の動作

図2は入力回路のスイッチ $Q_1 \sim Q_4$ 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、入力回路の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 の電圧が $V_{C1(MIN)}$ になった時点でコンバータ部を動作させ、 $V_{C1(MAX)}$ になった時点で動作を停止させる。この期間において超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_4 からなる閉回路内の超伝導コイルの電流は閉回路内の常伝導部の抵抗によって減衰する。モードBは、入力部によってコンデンサ 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 の電圧が $V_{C1(MAX)}$ になった時点において入力部は動作を開始し、 $V_{C1(MIN)}$ になった時点で停止する。この期間に、コンデンサ C_1 から超伝導コイルにエネルギーが供給され、電流は増加する。なお、本期間では、コンバータ部の動

図2 入力回路の動作方法

Fig. 2. Control method of the input circuit.

作は停止している。以上のモードAとモードBを1サイクルとして、入力回路の動作サイクルを繰り返すことにより、超伝導コイル L_{sc} に流れる電流が増加する。

ある動作条件下において、インダクタ L_1 の電流はコンバータ部の動作開始の初期（モードAの初期）に、大きなピークをもった電流の立ち上がりが発生する。この現象は、インダクタ電流が1スイッチングサイクル（スイッチ Q_1 とスイッチ Q_2 の交互のスイッチングサイクル）で通常ゼロに戻る動作を行うが、ある条件でゼロに戻らずサイクルを繰り返すことにより電流が重畳してしまうためである。入力回路を安定に動作させるためにはインダクタ L_1 の電流が一定になるように動作させることが望ましい。そのために、筆者らは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制御方法の提案を行った。インダクタ L_1 の電流の不連続動作条件を(1)式に示す。⁽²⁾

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

ただし、 $\omega_1 = 1/\sqrt{C_1 L_1}$ 、また f 、 D_{Q1} は、それぞれスイッチ Q_1 のスイッチング周波数および1スイッチングサイクル時間分のオン期間の時間の比率である。

図3は入力回路が安定に動作するための条件を(1)式を用いて計算した結果である。なお、本計算で使用した入力回路の動作条件を表1に示す。図3の斜線部はインダクタ L_1 の電流が1スイッチングサイクル毎にゼロに戻る電流不連続領域であり、その他の部分は1スイッチングサイクル毎にインダクタ L_1 の電流がゼロに戻らない電流連続領域を示している。コンデンサ C_1 の電圧が電流不連続領域内にある場合、インダクタ L_1 の電流が不連続状態となり、1スイッチングサイクル毎の電流ピークが一定な状態になる。しかし、コンデンサ C_1 の電圧が電流連続領域内にある場合、インダクタ L_1 の電流

図3 入力回路の安定動作条件

Fig. 3. Stable condition of the input circuit.

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

$E_i=6.0 \text{ V}$	$D_{Q1}=0.5$
$L_1=750 \mu\text{H}$	$V_{C1(\text{MAX})}=20 \text{ V}$
$C_1=500 \mu\text{F}$	$V_{C1(\text{MIN})}=10 \text{ V}$
$L_{SC}=0.1 \text{ mH}$	$f=5 \text{ kHz}$

図4 インダクタ L_1 の電流波形
($V_{C1} = 10 \text{ V} \sim 20 \text{ V}$)

Fig. 4. Current Waveform of the inductor L_1 .

図5 インダクタ L_1 の電流波形
($V_{C1} = 13 \text{ V} \sim 20 \text{ V}$)

Fig. 5. Current Waveform of the inductor L_1 .

が連続状態になり、1スイッチングサイクル毎の電流が重畳されて電流値が上昇する。図4は時比率 D_{Q1} が0.5、コンデンサ C_1 の電圧の動作範囲が10Vから20Vまで動作させた時の入力回路のインダクタ L_1 の電流波形である。一方、図5は時比率 D_{Q1} が0.5、コンデンサ C_1 の電圧の動作範囲を13Vから20Vまで動作させた時のインダクタ L_1 の電流波形である。図3より、時比率 D_{Q1} が0.5の場合、コンデンサ C_1 の電圧は13V以上で安定領域である電流不連続領域となるので、図4の動作では10Vから13Vまで昇圧されるまでは電流連続領域で動作しているため電流の増加が発生していることが分かる。一方、図5の場合は電流不連続領域で動作しているため、一定な電流波形が得られている。

4. 入力回路用素子の極低温特性

直流入力電源と超伝導コイルとの間に位置する入力回路を液体窒素温度(77K)まで冷却することにより、スイ

ッチの損失が低減でき、変換効率の向上につながることを期待できる。⁽³⁾ 本稿では、まず入力回路の入力部を77Kまで冷却することを想定して、その回路に使用する素子(MOSFETおよびダイオード)の極低温特性についての測定を行った。⁽⁴⁾

図6は、300Kおよび77Kにおけるダイオードの電流電圧特性の測定例である。ダイオードの電流電圧特性には特徴があり、ある値の電圧以上から電流が流れ出す特性を持っている。このときの電圧を接合電圧と呼ばれている。この接合電圧は、ダイオード内のpn接合面におけるポテンシャル障壁と等価である。図6より、測定したダイオードの77Kの接合電圧は1.0V、300Kの接合電圧は0.5Vとなった。しかし、接合電圧以上の領域の電流電圧特性において、ダイオードの抵抗の減少により、電流の増加に従い、順方向電圧の降下の差は縮小している。

図7は、300Kおよび77KにおけるパワーMOSFETの電流電圧特性の測定例である。図7の電流電圧特性の傾きの計算結果から、77K時のオン抵抗の値は35m Ω 、30

図6 パワーダイオードの電流電圧特性

Fig. 6. Current-voltage characteristics of a power diode.

図7 パワーMOSFETの電流電圧特性

Fig. 7. Current-voltage characteristics of a power MOSFET.

0Kのオン抵抗の値は $72\text{m}\Omega$ となった。したがって、室温から液体窒素温度(77K)に温度を低下させた場合、約1/2に抵抗値が低下することが分かる。

5. 実験用 SMES 装置および制御回路

図8に今回実験に使用した SMES 装置、図9に SMES 装置に用いた超伝導コイルの写真を示す。超伝導コイルは、ニオブ/チタン合金製超伝導線を熱伝導性の良い銅の巻き枠にソレノイド状に巻いた構造をしており、そのインダクタンスの値は 0.14H である。クライオスタットは、超伝導コイルを約4.2K(液体ヘリウム温度)の温度に保つための容器であり、液体ヘリウムを直接内部に注入することにより、超伝導コイルを4.2Kに冷却および恒温に保つことができる。クライオスタット内の温度は、Ge温度センサを用いて測定を行う。入力回路は、入

図8 SMES実験装置
Fig. 8. Experimental SMES system.

図9 実験用超伝導コイル
Fig. 9. Superconducting coil for experimental SMES system.

(a) 回路構成

(b) 制御方法

図10 入力回路用制御系

Fig. 10. Control scheme for the input circuit.

力回路中のコンバータ部とコンデンサ C_1 は常温部(300K)に位置し、入力部は液体ヘリウム温度と常温との間で77K になるように配置している。超伝導コイルに流れる電流は、ホール素子を利用した非接触の電流センサを用いて測定する。さらに、4.2Kの超伝導コイルと77Kの入力部の配線はリッツ線(銅製)を用いて配線した。この銅製リッツ線(約1m)の抵抗の温度依存性についての測定を行った結果、液体窒素温度時の抵抗は、常温時の約6%(77K時の抵抗値: $1.4\text{m}\Omega$)であった。

図10に、実験用入力回路の構成(a)とその制御方法(b)を示す。本回路は、コンデンサ C_1 の最大設定電圧 $V_{C1(\text{MAX})}$ と最小設定電圧 $V_{C1(\text{MIN})}$ の検出をシュミットトリガ回路で行っている。まず、コンバータ部が動作してコンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(\text{MAX})}$ まで上昇する(モードA)。次に、コンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(\text{MAX})}$ に達したことをシュミットトリガ回路が検出し、コンバータ部の動作を停止させて、入力部の動作が始まる(モードB)。さらに、コンデンサ C_1 の電圧が $V_{C1(\text{MIN})}$ まで低下した時点で、コンバータ部の動作が開始する。以上のモードAとBの動作を繰り返すことによって、超伝導コ

イル L_{sc} の電流を増加させる。

6. 入力回路の極低温実験

実験用小形SME S装置を使用して、直流入力電源から超伝導コイルにエネルギーを入力する実験を行った。今回、液体窒素温度におけるMOSFETのオン抵抗の低減による損失の低減効果を確認するために、入力回路の入力部のスイッチ素子(Q_3 , Q_4)をMOSFETのみで構成した場合(タイプI)とMOSFET(Q_3)とダイオード(Q_4)で構成した場合(タイプII)とで実験を行った。表2に本入力回路の動作条件を示す。なお、図3より、インダクタ L_1 の電流波形を安定に動作させるために、時比率が0.5の場合、コンデンサ C_1 の電圧の範囲を $V_{C1(MIN)}=13V$, $V_{C1(MAX)}=20V$ に設定する。

図11(a)(b)は、入力回路を起動させたときの超伝導コイルに流れる電流波形である。(a)は入力部がタイプIの場合であり、(b)は入力部がタイプIIの場合である。(b)のタイプIIでは、超伝導コイル L_{sc} とダイオードのスイッチ Q_4 とが閉回路状態(図2のモードAに対応)のときのエネルギー損失が大きく、起動後すぐに超伝導コイルの電流はそのピーク値が2.6A程度で一定になって

図11 起動時の超伝導コイル L_{sc} の電流波形 (実験波形)

Fig. 11. Experimental waveform for i_{sc} when the input circuit starts.

いる。(a)のタイプIでは、入力回路の起動後、超伝導コイル L_{sc} の電流が増加し、10秒程度で電流は6A程度で飽和しており、(b)と比較して約2.3倍の電流を流すことができる。図11(a)では、スイッチ Q_4 にMOSFETを使用しているため、超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_4 とが閉回路状態での損失が低く抑えられていることが分かる。

図12(a)(b)は、入力回路を起動させたときの超伝導コイルに流れる電流波形のシミュレーション結果⁽²⁾である。図12(a)は入力部がタイプIの場合であり、図12(b)は入力部がタイプIIの場合である。各タイプの動作条件は表2と同じ条件である。図11, 12の結果より、タイプI, タイプII共に基本的な動作は再現出来ている。

図13は、タイプIにおいて超伝導コイルの電流が定

図12 起動時の超伝導コイル L_{sc} の電流波形 (シミュレーション波形)

Fig. 12. Simulation waveform for i_{sc} when the input circuit starts.

常状態に達した段階での超伝導コイルの電流とインダクタ L_1 の電流波形を示している。図 13 より、直流入力電源の電流の約10倍の電流が超伝導コイル L_{sc} に流れていることが確認できる。

図 14 はタイプ I によるコンデンサ C_1 の電圧波形とインダクタ L_1 の電流波形を示している。本実験では入力回路を安定に動作させるために、図 3 より、時比率が 0.5 の時のコンデンサ C_1 の電圧の範囲を13Vから20Vの間に設定しているの、インダクタ L_1 の電流波形は安定に動作していることが確認できる。

表2 入力回路の動作条件(実験用)

Table 2. Condition of the input circuit

$E_i=6.0 \text{ V}$	$D_{Q1}=0.5$
$L_1=750 \mu\text{H}$	$V_{C1(\text{MAX})}=20 \text{ V}$
$C_1=500 \mu\text{F}$	$V_{C1(\text{MIN})}=13 \text{ V}$
$L_{sc}=0.1 \text{ mH}$	$f=5 \text{ kHz}$
入力部の動作温度: 80 K	
超伝導コイルの温度: 4 K	

図 13 超伝導コイルとインダクタ L_1 の各電流波形 (タイプ I)

Fig. 13. Experimental waveform for i_{L1} and i_{sc}

図 14 コンデンサ C_1 の電圧波形とインダクタ L_1 の電流波形 (タイプ I)

Fig. 14. Experimental waveform for V_{C1} and i_{L1}

(a) $Q_4 = \text{MOSFET}$ (タイプ I)

(b) $Q_4 = \text{Diode}$ (タイプ II)

図 15 貯蔵時の超伝導コイルの電流波形

Fig. 15. Experimental waveform for i_{sc} when storage energy.

図 15(a)(b)は、入力回路を停止し、さらにスイッチ Q_4 をオンし、超伝導コイルを貯蔵モードにしたときの超伝導コイル L_{sc} とスイッチ Q_4 との閉回路上を流れる電流を示している。図 15(a) は入力部がタイプ I の場合であり、図 15(b) は入力部がタイプ II の場合である。タイプ I の場合の電流減衰の時定数は約5sec (閉回路抵抗: $38.2\text{m}\Omega$) であり、タイプ II では約100msec (閉回路抵抗: 13.7Ω) であった。この結果から、タイプ I の閉回路上の抵抗はタイプ II の閉回路上の抵抗値の0.29% まで低下させることができることを示した。従って、MOSFET を使用した方がエネルギー損失が少なく、より長く貯蔵状態を維持できることが分かる。しかし、超伝導コイルに流れる電流をより長く維持させるためには、スイッチ素子の低抵抗化や超伝導コイルのインダクタンスの値を大きくすることが必要となる。

7. まとめ

本稿では、直流給電系から超伝導コイルへエネルギーを入力するための入力回路について、実際の超伝導コイルを用いてエネルギー入力実験を行い、以下の項目について明らかにした。

(1) 超伝導コイルと入力回路を接続し、動作実験を

行った結果、正常な動作を実現することができた。

(2) 入力回路の入力部の温度を液体窒素温度(77K)付近で動作させる場合、超伝導コイルを閉回路にするスイッチ素子として、一般に用いられるダイオードの代わりにMOSFETを用いることにより、閉回路上の抵抗を0.29%まで低下させることができることを示した。

(3) 今回製作したSME S装置において、超伝導コイルが小形にも関わらず、コイルに流れる電流の貯蔵時の減衰時定数が約5秒程度になり、短時間ながら貯蔵状態が実現していることが確認できた。

(平成6年10月31日受付, 同7年7月21日再受付)

【参考文献】

- (1) R.W.Boom, et al. : "Superconducting Energy Storage", IEEE Trans. Magnetics, 3, 701 (1972)
- (2) 竹野・大津・山下: 「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」, 電気論D, 114, 893 (平6)
- (3) 伊勢, 他: 「電力用半導体素子とMOSFET電力変換装置の極低温動作特性」, パワーエレクトロニクス研究会講演論文集, 16, 501 (平2)
- (4) 竹野, 大津, 山下: 「極低温下でのDC-DCコンバータの特性」, 平成5年電気学会全国大会, 5-1, 57 (平5)

【謝辞】

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前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, 室山誠一電力変換装置研究グループリーダー, 前小屋敷徹電力システム研究グループリーダー, 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。

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ネットワーク開発部通信エネルギーシステムPG主幹技師。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。