超電導マグネット間インダクタコンバータブリッジ エネルギー転送回路の電圧リプル低減制御法

正員 白井康之 (京都大)
正員 仁田旦三 (京都大)
正員 柴田俊和 (京都大)
非会員 谷島周一 (京都大)
正員 岡田隆夫 (京都大)

Voltage Ripple Reduction Control of Energy Transfer Circuit with Inductor Converter Bridges between Superconducting Magnets

Yasuyuki Shirai, Member Tanzo Nitta, Member Toshikazu Shibata, Member
Syuichi Yajima, Non-Member Takao Okada, Member (Kyoto University)

Energy transfer circuits between two superconducting magnets have been proposed, discussed and tested. We have studied on power supplies for superconducting magnets which consists of a small power converter, a superconducting magnet for an energy storage, and an energy transfer circuit of inductor converter bridges (ICB). We derived analytical solutions on the basic characteristics of ICB energy transfer circuits. In this paper, from the analytical solutions, a new control method of ICB transfer circuit to reduce voltage ripples across a load superconducting magnet is proposed and discussed. Availabilities of the proposed control method are confirmed by the computer simulations.

キーワード : エネルギー転送回路, インダクタコンバータブリッジ, 超電導マグネット用電源, 電圧リプル

1. まえがき

超電導マグネットの励磁電源は、流れる電流を一定とする定常状態では、回路の損失が小さいので低電圧でよい。これに対して、電流の変化率を大きくしたい場合、その回路時定数が大きいので、高電圧、大電流の電源が必要となる。このとき、通常の電源では、励磁時の電力の変化による電力系統への影響は無視できなくなる。また無効電力、高調波も問題となる。これらの対策として、大型超電導マグネットの電源に超電導マグネット間のエネルギー転送回路を利用した方法が提案され研究されてきている。これは、貯蔵用の超電導マグネットを電力系統に小容量の変換器を介して接続し、エネルギーを貯蔵しておき、励磁するとき、これをエネルギー転送回路によって、負荷マグネットに高速に転送する。エネルギー転送回路については、いろいろな回路方式、制御法が提案され、実証試験が行なわれているが⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾、大容量の装置に関しては、回路構成が簡単になる自然転流素子を用いた電力変換器を基本とした回路構成のものが有利になると思われる。

そこで本研究では、インダクタコンバータブリッジ (ICB) 転送回路を用いた電源を採り上げる。これについては、定常

特性に関する報告⁽²⁾、過渡状態での安定な制御法についての報告がある⁽³⁾。しかしながら、負荷の超電導マグネットの仕様 (インダクタンス、定格電流、電流変化率、耐圧など) に対する電源の設計に注目した議論は少ない。

そこで本研究では、負荷の超電導マグネットに印加される電圧の平均値とリプルに注目する。超電導マグネットは、その耐圧、交流損失の点から、印加電圧のリプルは小さいことが望ましい。したがって、これを低減することは有効である。筆者らはこれまでに、回路の設計を目的とした明確な特性表現を得るため、一般に p -相の ICB エネルギー転送回路について定常特性解析解を導出した⁽⁷⁾。その結果、制御性能の点で 3 相の回路が最適であること、電圧リプルの低減制御の可能性について報告した。

ICB エネルギー転送回路の制御について、次の 2 つの段階を考える。

① 指定した転送エネルギー量を実現しかつ電圧リプルを低減するような転送周波数 f と転送制御角 α の決定のための制御

② 決定された α 、 f に従ったサイリスタの転流制御

②については、 α 、 f の過渡変化に対しても安定にサイリスタの転流を行なうアルゴリズムを提案した⁽⁶⁾。①の制御につ

いては、リップル低減制御の基本動作を確認し報告した⁽⁵⁾。

本研究では、上記①の制御について、さらに詳細な検討を行い、新しいアルゴリズムを提案しその有用性について計算機シミュレーションを用いて確認した。

2. ICB エネルギー転送回路を用いた励磁電源

<2・1> 回路構成と基本動作 ICB エネルギー転送回路を用いた励磁電源の回路構成を図1に示す。小容量の変換器 (Br_P)、エネルギー貯蔵用の超電導マグネット (L_S) とエネルギー転送回路からなる。超電導マグネット (L_L) は負荷である。エネルギー転送回路は、2台のサイリスタブリッジ Br_S (貯蔵側), Br_L (負荷側) と交流リンクコンデンサバンクから構成される。

図1 ICB エネルギー転送回路を用いた励磁電源の回路構成

Fig.1. Power supply for superconducting magnet by use of ICB energy transfer circuit.

負荷側のサイリスタブリッジを、貯蔵側のサイリスタブリッジよりも位相を α だけ遅らせて6パルス通電を行なうと、位相の α ずれたほぼ方形波の電流 ($I_S, I_L, (i = U, V, W)$) が、各相ごとに足し合わされてコンデンサ回路に流れる。このとき α を転送制御角と呼ぶ。この電流によってコンデンサに三相の交流電圧が発生する。この周波数を転送周波数 f と呼ぶ。交流電圧は各ブリッジで整流され、リップルを含む直流電圧として各マグネットに印加される。詳しい動作波形については参考文献(6)を参照されたい。

負荷マグネットに流れ込む電力はこの印加電圧の平均値 $\langle V_L \rangle$ で制御される。 $\langle V_L \rangle$ は転送制御角 α , f によって制御される。

<2・2> 定常特性 2つのマグネットを流れる電流を一定とし、定常特性について調べた⁽⁷⁾。ここでは、転送制御に関係する特性について述べる。

A. 転流可能領域

サイリスタの自然転流に必要な電圧は、サイリスタの転流動作自身で得られるコンデンサバンクの電圧と与えられる。この関係から、転送制御角 α は、両マグネットの電流比 $k = I_L/I_S$ によって、その取り得る範囲が制限される。定常状態において、サイリスタが自然転流できる $k-\alpha$ 平面上の範囲を図2に示す。 $k = I_L/I_S > 1$ については、回路の対称性より、 $k' = 1/k$ として同様の議論ができる。後で述べる負荷マグネット電圧

リップル低減制御では、 $|\alpha| \geq \pi/2$ の範囲を利用するので、 k の値が重要になる。

図2 転流可能領域

Fig.2. Controllable region of α and $k = I_L/I_S$ or $k' = I_S/I_L (k > 1)$

B. 負荷マグネット電圧の平均値とリップル

負荷マグネット電圧の平均値 $\langle V_L \rangle$ は次式で表わされる。

$$\langle V_L \rangle = \begin{cases} \frac{I_S}{\omega C} \left(-\frac{3}{2\pi} \alpha^2 - \alpha + \frac{\pi}{2} \right) & , -\pi \leq \alpha \leq -\frac{2\pi}{3} \\ \frac{I_S}{\omega C} \left(-\frac{3}{\pi} \alpha^2 - 3\alpha - \frac{\pi}{6} \right) & , -\frac{2\pi}{3} \leq \alpha \leq -\frac{\pi}{3} \\ \frac{I_S}{\omega C} \left(-\frac{3}{2\pi} \alpha^2 - 2\alpha \right) & , -\frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq 0 \\ \frac{I_S}{\omega C} \left(\frac{3}{2\pi} \alpha^2 - 2\alpha \right) & , 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{I_S}{\omega C} \left(\frac{3}{\pi} \alpha^2 - 3\alpha + \frac{\pi}{6} \right) & , \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{2\pi}{3} \\ \frac{I_S}{\omega C} \left(\frac{3}{2\pi} \alpha^2 - \alpha - \frac{\pi}{2} \right) & , \frac{2\pi}{3} \leq \alpha \leq \pi \end{cases} \quad \dots(1)$$

ここで $\omega = 2\pi f$ は転送角周波数、 C はコンデンサ容量である。 α が負のとき $\langle V_L \rangle$ は正となり、負荷マグネットへ電力が流れる。 α が正のとき、電力の向きは逆になる。転送周波数 f に逆比例して $\langle V_L \rangle$ は変化する。

負荷マグネットに印加される電圧の最大値と最小値の差を電圧のリップルと定義する。超電導マグネットにとってこのリップルはできるだけ小さいことが望ましい。電圧リップル V_{rip} の定常解析解を次式に示す。

$$V_{rip} = \begin{cases} \frac{1}{\omega C} \left\{ \left(\frac{2\pi}{3} - |\alpha| \right) I_S + \frac{2\pi}{3} I_L \right\} & , 0 \leq |\alpha| \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{1}{\omega C} \left\{ \left(\frac{2\pi}{3} - |\alpha| \right) I_S + \left(\frac{4\pi}{3} - 2|\alpha| \right) I_L \right\} & , \frac{\pi}{3} \leq |\alpha| \leq \frac{2\pi}{3}, \frac{I_L}{I_S} \leq 0.5 \\ \frac{1}{\omega C} \left\{ (\pi - 2|\alpha|) I_S + \frac{2\pi}{3} I_L \right\} & , \frac{\pi}{3} \leq |\alpha| \leq \frac{2\pi}{3}, \frac{I_L}{I_S} \geq 0.5 \\ \frac{1}{\omega C} \left\{ (|\alpha| - \pi) I_S + 2(\pi - |\alpha|) I_L \right\} & , \frac{2\pi}{3} \leq |\alpha| \leq \pi, \frac{I_L}{I_S} \leq 1.0 \\ \frac{1}{\omega C} \left\{ \left(\frac{\pi}{3} - |\alpha| \right) I_S + \frac{2\pi}{3} I_L \right\} & , \frac{2\pi}{3} \leq |\alpha| \leq \pi, \frac{I_L}{I_S} \geq 1.0 \end{cases} \quad \dots(2)$$

V_{rip} は α に関して奇関数になる。この大きさは、 $\langle V_L \rangle$ と同じく転送周波数 f に反比例する。したがって、ある $\langle V_L \rangle$ を得たいとき f のみを制御して V_{rip} を減らすことはできない。 V_{rip} は $k = I_L/I_S$ によって異なることに注意する。

一例として転送周波数 $f = 100\text{Hz}$ ，電流比 $k = 1.0$ ， $I_L = I_S = 150\text{A}$ で、コンデンサ容量 $C = 5\text{mF}$ としたときの、負荷コイル電圧の平均値、リプルと転送制御角の関係を図3に示す。 $\alpha = 0$ で最大となり、 $|\alpha|$ が大きくなるにしたがって、単調に減少する。図に示すように同じ $\langle V_L \rangle = V_{Lset}$ を実現する α が2つ (α_1, α_2) 存在する。このうち絶対値の大きい α_1 で転送制御を行えば、 V_{rip} は大幅に小さくできることがわかる。したがって、マグネット電流比 k に対する α の制御範囲を考慮しながら、 $|\alpha| > \pi/2$ の範囲で制御して、リプルを低減しつつ所望の転送量 ($\langle V_L \rangle$) を得る制御法を考える。このとき f も制御変数とし、 $\langle V_L \rangle$ の制御可能範囲を大きくする。これについては後に詳しく述べる。

図3 転送周波数に対する負荷マグネット電圧平均値とリプル

Fig.3. Average voltage and voltage ripple across load magnet.

3. ICB エネルギー転送回路のサイリスタの転流制御

<3・1> 励磁電源の全体の制御ブロック図 ICB エネルギー転送回路を用いた励磁電源の全体の制御ブロック図を図4に示す。図1の B_{rp} による I_S の制御は考慮していない。図中の二重枠の部分が本論文の扱うところである。すなわち、指定した転送エネルギー量を実現しつつ電圧リプルを低減するような転送周波数 f と転送制御角 α の決定のアルゴリズムである。

ここでは、決定された f, α にしたがってサイリスタの転流制御を行なう部分 (図の点線内部) について簡単に述べる。

<3・2> コンデンサ電圧に基づく瞬時電流ベクトル制御法 転送エネルギーを制御するために、 α と f を変化させた場合には、コンデンサの三相電圧の不均衡、過電圧が発生し、サイリスタの転流失敗につながる可能性がある。この対策として、コンデンサ電圧に基づいて瞬時電流ベクトルを制御する方法が提案されている⁽³⁾⁽⁶⁾。コンデンサの三相電圧をその

図4 ICB エネルギー転送回路の負荷マグネット電流制御ブロック図

Fig.4. Block diagram for load magnet current control.

平衡状態、制御状態を見るために $\alpha - \beta$ 変換して、 $V_{\alpha\beta}$ として扱う。 $V_{\alpha\beta}$ はサイリスタの導通状態に対応して、 $\alpha - \beta$ 平面において12角形を描く。この12角形の形状、大きさは k, f, α によって決まる。したがって、図4のブロック図において、ある V_{Lref} に対して決定された指令値である f, α から、描かれるべき $V_{\alpha\beta}$ 軌跡を求め、これに実際の $V_{\alpha\beta}$ を一致させるような電流ベクトルを発生するサイリスタの転流組合せを決定すればよいことになる。詳細は参考文献(6)を参照されたい。

4. 負荷マグネット電圧リプル低減制御

<2・2> 節で定常特性解析解をもとに、負荷電圧リプル低減を実現する方法について触れた。ここでは、この考え方に基づいて電圧リプルを最小にする制御法の検討を行う。

<4・1> 電圧リプル低減制御の考え方 図2に示したように、マグネット電流比 k によって選択できる転送制御角 $|\alpha|$ の範囲に制限がある。この上限を α_{lim} とするとこれは k の関数である。また、サイリスタのターンオフ時間などから選択できる転送周波数 f の値も制限される (上限を f_{max} ，下限を f_{min} とする)。これにより、リプル低減を実現出来る α 及び f の範囲は図5に示すようになる。なお、 α が正の範囲と負の範囲とでは、 $\langle V_L \rangle$ は α に対して奇関数に、 V_{rip} は偶関数になるという対称性があるため、話を $\alpha < 0(\text{rad})$ の範囲に絞る。

図5において、 V_{A1} は、 $\alpha = -\alpha_{lim}, f = f_{max}$ の時の負荷マグネット電圧の平均値 $\langle V_L \rangle$ であり、 $|\alpha| \geq \pi/2$ の範囲で制御できる $\langle V_L \rangle$ の最小値を表す。また V_{C2} は、 $\alpha = -\pi/2, f = f_{min}$ の時の $\langle V_L \rangle$ であり、実現できる $\langle V_L \rangle$ の最大値を表す。従って、リプル低減制御が可能な $\langle V_L \rangle$ の範囲は、 $V_{A1} \leq \langle V_L \rangle \leq V_{C2}$ となる。所望の負荷マグネット電圧 V_{Lref} (すなわち $\langle V_L \rangle$ の指令値) がこの範囲内にある場合は、図5に示した範囲内で α 及び f を選択することにより、電圧リプルを低減できる。ここでは、最も V_{rip} を小さく出来る α と f の組合せの選択方法を考える。例として、 $f_{min} = 50\text{Hz}$ ， $f_{max} = 200\text{Hz}$ ， $C = 5\text{mF}$ とする。図6の2本の実

図5 電圧リプル低減制御可能範囲 ($\langle V_L \rangle$ - α 平面)

Fig.5. Possible region for voltage ripple reduction control in $\langle V_L \rangle$ - α plane.

線は、それぞれ転送周波数 $f = f_{\min}$ 及び $f = f_{\max}$ のときの、転送制御角 α の $-\alpha_{\lim}$ から $-\pi/2$ (rad) までの $\langle V_L \rangle$ - V_{rip} 曲線である。ただし、貯蔵側及び負荷側のマグネット電流比 $k = I_L/I_S = 0.8 < 1.0$, ($I_L = 128\text{A}$, $I_S = 160\text{A}$) である。記号で記した各点は、図5におけるそれらと対応している。解析解から、 $\langle V_L \rangle$ は α の2次関数、 V_{rip} は1次関数であるから、この曲線は放物線となる。また、 $\alpha = -2\pi/3$ を境に $\langle V_L \rangle$, V_{rip} 双方とも解析解が異なるため点 B_1 及び B_2 で曲線の傾きが不連続となる。 α 一定で f を $f_{\max}$ から $f_{\min}$ へ変化させると、図6においては原点を通る直線(点線で示す)上を動く。

図6 電圧リプル低減制御可能領域での $\langle V_L \rangle$ - V_{rip} 特性 ($k = 0.8$)

Fig.6. V_{rip} - $\langle V_L \rangle$ characteristics in possible region for ripple reduction control ($k = 0.8$).

図5において、リプル低減制御が可能な範囲は、斜線で示す領域である。図6においては曲線 $A_1 B_1 C_1 C_2 B_2 A_2$ で囲まれる領域となる。従って、 $k < 1$ においては、ある負荷マグネット電圧 $\langle V_L \rangle$ を得るときリプルを最小にするためには、曲線 $A_1 A_2 B_2 C_2$ 上における α 及び f を選択するのが最適である。

次に、 $k > 1$ の範囲について考える。図7は、 $k = 1.05$ において、同様にして求めた $\langle V_L \rangle$ - V_{rip} 曲線である。リプルを最小にする最適曲線は、 $A_1 D_1 D_2 B_2 C_2$ となる。電圧 V_{A1} から電圧を大きくしていくとき V_{rip} を最小とするには、 $k < 1$ では、 $\alpha = -\alpha_{\lim}$ として f を小さくする。これに対して、 $k > 1$ では $f = f_{\max}$ としたまま α を $-\alpha_{\text{rip}}$ まで変えた方が V_{rip} は小さくなる。このとき、線分 $D_1 D_2$ を与える転送制御角 $\alpha = -\alpha_{\text{rip}}$ は、次式で与えられる

$$\alpha_{\text{rip}} = \frac{\pi}{3}(2k + 1 - 2\sqrt{k^2 - 1})$$

$k = 1.25$ の場合は、 $\alpha_{\text{rip}} = 2\pi/3$ となり D_1 と B_1 は一致する。 $k > 1.25$ では、 $A_1 B_1 B_2 C_2$ の直線上で制御すれば、 V_{rip} は最小となる。

図7 電圧リプル低減制御可能領域での $\langle V_L \rangle$ - V_{rip} 特性 ($k = 1.05$)

Fig.7. V_{rip} - $\langle V_L \rangle$ characteristics in possible region for ripple reduction control ($k = 1.05$).

なお、図5に示したように、 k の値によらず、 $V_{L\text{ref}} < V_{A1}$ あるいは $V_{L\text{ref}} > V_{C2}$ であればリプル低減は不可能である。これをリプル低減不可能領域と呼ぶことにする。この範囲では、以下のように制御を行う。 $V_{L\text{ref}} < V_{A1}$ の場合は $f = f_{\max}$ として $|\alpha| < \pi/2$ の範囲で α を選択する。また、 $V_{L\text{ref}} > V_{C2}$ の場合は $\alpha = -\pi/2$, $f = f_{\min}$ とする。この場合は所望の電圧は得られない。

<4・2> 制御アルゴリズム 電圧リプル低減制御が可能な範囲内における転送制御角 α と転送周波数 f の選択アルゴリズムを提案する。なお、簡単のために α が負のときの α

ルゴリズムについて説明する。図5の電圧リプル低減制御可能範囲において、典型的な例として可能範囲の境界の α , f をとって制御する2つのアルゴリズムをalg1, alg2として比較検討する。リプルが最小になるように領域の中の値をとるアルゴリズム (alg3) を取り上げる。

図8 電圧リプル低減制御アルゴリズム alg3 の流れ図

Fig.8. Flow chart of voltage ripple reduction control (alg3).

1) アルゴリズム 1(alg1)

これは I_L , I_S から α_{lim} を求め、これから V_{A1} , V_{A2} , V_{C2} を導出して、図5の A_1 A_2 C_2 の曲線上で α , f を制御するものである。両マグネット電流比 $k < 1$ の場合にリプルが最小になる。

2) アルゴリズム 2(alg2)

これは、図5における曲線 A_1 C_1 C_2 の上で α , f を選択するものである。

3) アルゴリズム 3(alg3)

流れ図を図8に示す。これは、 $k > 1$ の場合にリプルが最小になるものである。

まず $1 < k < 1.25$ においては、 $V_{D2} \leq V_{Lref} \leq V_{C2}$ であれば、 $f = f_{min}$ 特性上において α を可変とし、 $V_{D1} \leq V_{Lref} \leq V_{D2}$ であれば、 $\alpha = -\alpha_{rip}$ として f を可変とし、 $V_{A1} \leq V_{Lref} \leq V_{D1}$ であれば、 $f = f_{max}$ 特性上において α を可変とする。

また、 $k > 1.25$ においては、 $V_{B2} \leq V_{Lref} \leq V_{C2}$ であれば、 $f = f_{min}$ 特性上において α を可変とし、 $V_{B1} \leq V_{Lref} \leq V_{B2}$ であれば、 $\alpha = -2\pi/3$ として f を可変とし、 $V_{A1} \leq V_{Lref} \leq V_{B1}$ であれば、 $f = f_{max}$ 特性上において α を可変とする。ただし、 $k < 1$ または $k > 2$ の場合は alg1 を用いる。 $k > 2$ の場合は $\alpha_{lim} < 2\pi/3$ となるためである。

次章では、これらのアルゴリズムの各々でシミュレーションを行い、電圧リプルの大きさを比較する。

5. シミュレーションによるマグネット電圧リプル低減制御の検討

<5・1> シミュレーションの条件 シミュレーションを用いて、前項で列挙した各リプル低減制御の比較検討を行う。なお、各制御においてリプル低減が行われていることを確認するために、転送周波数一定制御の結果との比較も行う。転送周波数一定制御では、図5において、原点から C_2 の曲線上で制御する。すなわち $f = f_{min}$ で固定し、転送制御角 $|\alpha| \leq \pi/2$ で制御する。

図9 リプル低減シミュレーション結果 (alg2 を用いた場合)

Fig.9. Simulation result of voltage ripple reduction control with algorithm alg2.

シミュレーションにおける諸条件を以下に述べる。サイリスタはオフ状態では抵抗が無限大、オン状態では電圧降下一定(3V)の電圧源として扱う。交流回路のインダクタンスは小さいと考えて、サイリスタの転流重なりは無視する。ICBエネルギー転送回路の負荷マグネットのインダクタンス1.14H, 貯蔵マグネットインダクタンス1.14H, コンデンサ容量5mFとしシミュレーションを行った。また転送周波数の範囲は、 $50 \leq f \leq 200\text{Hz}$ とした。

なお、制御変数を連続的に変化させて制御の特徴を見るために、例として正弦波状励磁パターンを図4の I_{Lref} に与え、励磁のシミュレーションを行った。 $(I_{Lref} = 25.0 \times \sin 2\pi 1.0t + I_{L0} \text{ A})$, ただし、初期電流値 $I_{L0} = 200\text{A}$, $I_{S0} = 160\text{A}$ とし、 $t = 0.0 \text{ at time} = 1.0\text{sec}$ である。) 図4で $G(s) = \frac{K}{1+sT}$ とし、 $K = 4.0$, $T = 0.01\text{sec}$ とした。

図10 リプル低減シミュレーション結果(alg3を用いた場合)

Fig.10. Simulation result of voltage ripple reduction control with algorithm alg3.

<5・2> 各リプル低減制御の比較 図9はリプル低減制御 alg2を用いた制御, 図10はalg3を用いた制御, 図11は転送周波数一定制御でのシミュレーション結果の一例である。上から、各マグネットの電流 I_S (点線), I_L (実線), 負荷マグネットの印加電圧 V_L , コンデンサ電圧 V_C , 負荷マグネット

電圧リプル V_{rip} , 転送制御角 α , 転送周波数 f , $V_{\alpha\beta}$ を示す。それぞれ所望の励磁パターンを実現できている。

転送周波数一定制御では V_{rip} は400(V)以上であるのに対して、リプル低減制御 alg2, alg3を用いた場合は、150(V)以下で制御されておりリプルを低減していることが分かる。 α - β 平面上的 $V_{\alpha\beta}$ も、リプル低減制御の場合が広い領域で変化しているのに対して、転送周波数一定制御では、狭い領域しか利用していないことが分かる。このことから、リプル低減の有効性が分かる。

図11 転送周波数一定制御のシミュレーション結果

Fig.11 Simulation result with transfer frequency constant control.

リプル低減制御 alg1, alg2, alg3のリプル及び α , f の推移を比較するため、それぞれ時間的に拡大したものを図12に示す。図中の記号は図5の記号と対応する。これらの図より分かるように、図5における曲線 $A_1 D_1 D_2 C_2$ 上の α , f を選択する alg3を用いた場合、電圧リプルが最小となる。なお、この例では、 $2 \geq k \geq 1$ である。 $1.0 \geq k, k \geq 2.0$ では、alg3はalg1を用いるため、alg3とalg1での電圧リプルは等しくなる。

6. まとめ

本研究では、大型超電導マグネットの励磁用として、ICBエネルギー転送回路を利用した電源をとりあげた。これにつ

図12 制御法 (alg1, alg2, alg3) の比較
Fig.12 V_{rip} , α , f with each control method (alg1, alg2, alg3).

いて求めた定常解析解をもとに、指定したエネルギー転送量を実現しかつ負荷の超電導マグネットに印加される電圧リプルを低減する制御法を提案し、計算機シミュレーションを行うことにより、この動作、有効性を検証した。

この結果、負荷超電導マグネットに印加される電圧リプルが低減されることが確認された。このことは、超電導マグネットの設計において、耐圧、交流損失の点において有利になると考えられる。またエネルギー転送回路の諸元の決定においてもコンデンサの容量を小さく選定できるなどの効果がある。

最後に、本研究について御議論いただいた日立製作所、関西電力総合技術研究所の方々に厚くお礼申し上げます。

(平成5年6月30日受付)

文献

- (1) T.Nitta, Y.Shirai, N.Yagi, and T.Okada,; "Exciting System for Superconducting Generator with High-excitation by use of Energy Transfer Circuit between Superconducting Magnets", IPEC, 553-560, (1990).
- (2) Raymod E.Fuja, Robert L.Kustom, Mehrdad Ehsani,; "Three-Phase Energy Transfer Circuit with Superconducting Energy Storage Coils", IEEE Trans. vol.IA-16 No.3, 438 - 444, (1980).
- (3) 山口, 滝, 佐藤, 林, 佐藤 : 「SMES 用高速エネルギー転送システムの制御法」, 電気学会産業応用部門全国大会, 421 - 426, (平成).
- (4) 立石, 小室, 大西, 竹田, 市原, 川島 : 「チョッパ回路を用いた超電導マグネット間のエネルギー移送システムの運転特性」 電学論 B, 106 巻, 2 号, 47 - 54, (昭 61-2).

- (5) 白井, 柴田, 仁田, 岡田 : 「超電導マグネット励磁用インダクタコンバータブリッジ転送回路の電圧リプル低減制御」 電気学会産業応用部門全国大会, 420 - 425, (平成 4 年).
- (6) 白井, 仁田, 鈴木, 谷島, 岡田 : 「超電導マグネット間インダクタコンバータブリッジエネルギー転送回路の瞬時電流ベクトル制御とその高速化」 電気学会産業応用部門全国大会, 635 - 640, (平 5).
- (7) 仁田, 白井, 柴田, 岡田, 樋口 : 「p-相インダクタコンバータブリッジエネルギー転送回路の定常特性解析解」 電学論 D, 113 巻 6 号, 735 - 743, (平 5-6).

白井 康之 (正員) 昭和 32 年 6 月 20 日生。60 年 3 月京都大学大学院博士課程修了。同年 4 月京都大学工学部助手、現在に至る。工学博士。超電導エネルギー貯蔵、超電導発電機に関する研究に従事。低温工学会会員。

仁田 旦三 (正員) 昭和 19 年 8 月 2 日生。47 年 3 月京都大学大学院博士課程修了。同年 4 月京都大学工学部助手、55 年 4 月同助教授、現在に至る。工学博士。この間、回路網理論、グラフ理論の応用、超電導発電機、超電導エネルギー貯蔵、同期機に関する研究に従事。低温工学会会員。

柴田 俊和 (正員) 昭和 41 年 10 月 25 日生。平成 3 年京都大学大学院修士課程修了。現在、住友電工(株)電力システム技術研究所にて超電導マグネット、超電導ケーブルなど超電導応用機器の研究に従事。修士課程在学中に、超電導コイル間エネルギー転送の研究に従事。

谷島 周一 (非会員) 昭和 42 年 10 月 3 日生。平成 4 年京都大学大学院修士課程修了。修士課程在学中に、超電導コイル間エネルギー転送の研究に従事。現在、音楽活動に身を投じ活躍中。

岡田 隆夫 (正員) 昭和 5 年 11 月 18 日生。35 年京都大学大学院博士課程修了。同年 4 月京都大学工学部助手、37 年 4 月同助教授、47 年 3 月同教授、現在に至る。工学博士。この間、制御理論、電気機器、電力系統工学ならびに超電導応用に関する研究に従事。51 年電気学会論文賞、平成 3 年同進歩賞受賞。日本自動制御協会会員。