基礎講座

マグネット電源の基礎

—パワーエレクトロニクスの基礎解説—

野村 新一^{*1,†}

Basics of Power Supply Systems for Magnets

—Basics of Power Electronics—

Shinichi NOMURA^{*1,†}

Synopsis: This article summarizes the basics of power supply systems for magnets, especially the basic theory of AC/DC power converter systems for superconducting magnets. In order to control both excitation and demagnetization of the magnet, the power converter requires alternative DC voltage control capability. Since the current path from the converter system to the magnet is constant, the switching device requires reverse blocking capability to withstand reverse voltage. Thyristor converters are widely used as power converter systems for fusion magnets and accelerator magnets. The thyristor converter enables both excitation and demagnetization of the magnet by controlling the firing angle. The voltage source converter becomes a feasible option for magnet power supply systems. However, since the direction of DC voltage is constant, the power supply system requires a DC chopper in order to control the applied voltage of the magnet in both directions. The power flow between the three-phase AC system and a voltage source converter is fundamentally determined by the voltage phase difference between the AC system and the converter.

Keywords: magnet system, power electronics, power supply

(Some figures in this article may appear in colour only in the electronic version)

1. はじめに

パワーエレクトロニクスは、電力用半導体素子などを用いて交流—直流、直流—交流、直流—直流、交流—交流の各種電力変換を行う技術であり、電力システムから家電製品に至るまで現在社会において重要な要素技術となっている。本稿では、マグネット電源におけるパワーエレクトロニクス技術について、交流—直流間の電力変換技術を中心に解説する。

超電導マグネットを励磁するための電源技術には、kA以上の大電流を精度よく制御するという特殊な仕様の電力変換技術が要求される。そこで、はじめにマグネットを励磁する電源とコンデンサを充電する電源との基本的な違いを示し、マグネット電源に要求される運転領域について解

説する。次に、電力用半導体素子として広く用いられているダイオード、サイリスタ、パワーMOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor)、IGBT (insulated gate bipolar transistor) の基本特性を解説し、マグネット電源を構成する電力変換回路に適用する上で重要となる特性について述べる。

本稿では、マグネット電源の回路構成の具体例として、サイリスタ変換器を用いる場合とIGBTによる変換器構成について、最も基本的な回路構成と動作原理を解説する。なお、超電導マグネットの各用途に応じて要求される電源仕様が異なり、回路構成や制御方法も様々である。詳細に関しては、本特集の各テーマ解説に委ねることとする。

2. マグネットの励磁とコンデンサの充電の違い

マグネットを励磁する電源とコンデンサを充電する電源との基本的な違いを電気磁気学の法則に従い解説する。

Fig. 1 はコンデンサ電源の基本的な動作を示している。コンデンサに充電される電荷 q と電圧 v の間には、

$$q = Cv \quad (1)$$

Received February 12, 2018

^{*}1 明治大学理工学部

〒214-8571 神奈川県川崎市多摩区東三田 1-1-1

School of Science and Technology, Meiji University, 1-1-1

Higashimita, Tama-ku, Kawasaki 214-8571, Japan

[†] E-mail: nomuras@meiji.ac.jp

DOI: 10.2221/jcsj.53.115

Fig. 1 コンデンサ電源の基本動作

Fig. 2 マグネット電源の基本動作

の関係が成立する^{1, 2)}。式(1)はコンデンサの静電容量 C の定義を示している。式(1)の両辺を時間 t で微分するとコンデンサに流れる電流 i は、

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (2)$$

となる。式(1)と(2)の関係から、コンデンサを充電する（電荷が増加する）場合と放電する（電荷が減少する）場合とでは、コンデンサに流れる電流の方向が変わるが、電圧の向きは変わらないことになる。したがって、コンデンサ電源には、電圧が一方方向、電流が双方向に動作する出力特性が要求されることになる。

一方、Fig. 2 はマグネット電源の基本的な動作を示している。巻数 N のコイルにより磁束 ϕ が発生しているとき、自己誘導現象によりコイルの電流 i と電圧 v の間には、

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (3)$$

の関係が成立する^{1, 2)}。式(3)はコイルの自己インダクタンス L の定義を示している。しかし、自己インダクタンスをコイルの形状や発生する磁場と電流の関係から計算で求める場合は、式(3)の関係を時間 t で積分して、

$$\Phi = N\phi = Li \quad (4)$$

に示すように、鎖交磁束 Φ と電流 i との比例関係から求める方法が一般的に行われる。式(3)と(4)の関係から、マグネットを励磁する（磁束が増加する）場合と減磁する（磁束が減少する）場合とでは、コイルに印加される電圧の方

Fig. 3 コンデンサ電源とマグネット電源の運転領域

向が変わるが、電流の向きは変わらないことになる。したがって、マグネット電源には、電流が一方方向、電圧が双方向に動作する出力特性が要求されることになる。

コンデンサ電源とマグネット電源の運転領域の違いをFig. 3 にまとめる。コンデンサ電源を構成する変換器は電圧型変換器と呼ばれ、二次電池の充電回路、太陽光発電システムや産業ドライブなど汎用インバータと同じ運転領域を有することになる。これに対してマグネット電源を構成する変換器は他励式変換器もしくは電流型変換器などが適用され、電流が一方方向である特徴を有し、汎用の変換器と比べて特殊な運転領域が要求されることになる。したがって、変換器を構成する電力用半導体素子や回路構成もマグネット電源特有の仕様が要求されることになる。なお、他励式変換器も電流型変換器の一種であると言えるが、本稿では、あえて後述する自励式変換器と分けて議論する。

3. 電力用半導体素子の特性

交流を直流に変換することなど各種電力変換回路は、半導体素子のオン・オフ機能を活用して構成されている。主な電力用半導体素子の図記号を Fig. 4 に、特徴を Table 1 にまとめる^{3, 4)}。

ダイオードはアノード電位 (Fig. 4(a)の A) がカソード電位 (Fig. 4(a)の K) よりも高いときオン状態となり、反対にカソード電位がアノード電位よりも高いときオフ状態となる。ダイオードの場合、ターンオンとターンオフのタイミングは無制御であり交流電源から印加される電圧の状態決定される。

サイリスタは直流送電など大電力用半導体素子として十分な信頼性と運用実績を有する⁵⁾。サイリスタはターンオンのタイミングを制御できる素子で、アノード電位がカソード電位よりも高い状態でゲート (Fig. 4(b)の G) に電流を流すとオン状態となる。一方、ターンオフは無制御で

Fig. 4 主な電力用半導体素子の図記号. (a)ダイオード, (b)サイリスタ, (c)パワーMOSFET, (d)IGBT

Table 1 主な電力用半導体素子の特徴

	ダイオード	サイリスタ	パワーMOSFET	IGBT
ターンオン	無制御	制御可能	制御可能	制御可能
ターンオフ	無制御	無制御	制御可能	制御可能
ゲート駆動	なし	電圧	電圧	電圧
逆阻止能力	あり	あり	なし	なし

あり、ゲートがオフの状態でカソード電位がアノード電位よりも高く、かつサイリスタに流れる電流がゼロになるときにターンオフが実現される。したがってダイオードと同様にターンオフのタイミングは無制御となり、交流電源から印加される電圧の状態で決定される。

ダイオードとサイリスタは、電流がアノードからカソードへ一方方向のみに流れ、反対方向に流れる電流を遮断する逆阻止能力を有する半導体素子である。この特長は、Fig. 3に示した運転領域からマグネット電源を構成する電力変換回路において重要な特性となる。

一方、パワーMOSFETやIGBTは、ターンオンだけでなくターンオフのタイミングもゲート信号によって制御可能な素子であり、自己消弧型素子と呼ばれる。パワーMOSFETは高速スイッチングが可能である点に特長を有する。IGBTは太陽光発電や直流送電などの電力用途、モータ制御などの交通用途や産業用途、家電製品などの民生用途として幅広く使われている半導体素子である。

パワーMOSFETやIGBTはともにゲート電圧によってターンオンとターンオフの制御が可能な半導体素子であるが、逆阻止能力を持たない素子である。パワーMOSFETの場合は、素子の構造上、ゲート電圧を切った状態ではドレイン (Fig. 4(c)のD) とソース (Fig. 4(c)のS) 間にボディダイオードと呼ばれるPN接合が存在する。すなわち、ドレインからソースへ流れる電流は、ゲート電圧を切ることによって遮断可能であるが、反対方向に流れる電流は、ゲート信号を切った状態でも、ボディダイオードが電流の流れ道を確保するために接続される還流ダイオード (フリーホイーリングダイオードとも呼ばれる) と同じ機能を

Fig. 5 他励式変換器によるマグネット電源主回路構成

果たすため遮断不能な状態となる。

一方、IGBTの場合は、素子の破壊を防ぐためにあらかじめ還流ダイオードが外付けされた状態で利用されるのが一般的である。したがって、コレクタ (Fig. 4(d)のC) からエミッタ (Fig. 4(d)のE) へ流れる電流は、ゲート電圧を切ることによって遮断可能であるが、反対方向に流れる電流はゲート信号を切った状態でも還流ダイオードを通じて流れてしまう状態となる。以上のことから、パワーMOSFETやIGBTを用いて電力変換回路を構成する場合、ドレイン電位もしくはコレクタ電位がソース電位もしくはエミッタ電位よりも高い状態で構成するのが通常である。具体的な回路構成は5.1節で述べる。

4. 他励式変換器によるマグネット電源の回路構成

4.1 サイリスタ変換器の基本動作

超電導マグネットを励磁する電源では、Fig. 5に示すように6つのサイリスタで三相ブリッジ回路を構成する方法が最も一般的に用いられ、核融合実験装置の大型マグネット電源や加速器の電磁石電源にはサイリスタ変換器が数多く用いられており、豊富な運用実績を有している⁶⁻⁹⁾。サイリスタ変換器は、各々のサイリスタに流す電流を移し変える動作 (転流動作) が交流電圧によって行われるため、他励式変換器と呼ばれている。

Fig. 6は整流器運転時の電圧電流波形を示している。Fig. 6(a)において、 v_1 から v_6 はオン状態にあるサイリスタの三相交流電圧の中性点から見た電位を示しており、番号はFig. 5のサイリスタの番号を示している。

Fig. 5の直流側端子Pの電位 v_P は、サイリスタ1, 3, 5のうちオン状態にあるサイリスタの電位となり、直流側端子Nの電位 v_N は、サイリスタ2, 4, 6のうちオン状態にあるサイリスタの電位となる。整流された直流電圧 e_d は端子Pと端子Nの電位差 ($e_d = v_P - v_N$) となり、Fig. 6(b)に示すような波形となる。また、三相交流から変換器に向かう電流はサイリスタ1, 3, 5を通じて流れ、変換器から三相交流に向かう電流はサイリスタ2, 4, 6を通じて流れるので、各相の電流波形はFig. 6(c)のようになる。

例えば、Fig. 6の区間Aでは、u相のサイリスタ1とv相

Fig. 6 他励式変換器の整流器運転. (a)相電圧とサイリスタの導通状態, (b)線間電圧と整流波形, (c)線電流波形. v_1 から v_6 は三相交流電圧の中性点から見たサイリスタの電位で, 番号は Fig. 5 のサイリスタの番号に対応する. 三相交流から変換器へ流れる線電流を正の値で示す. 制御角 α は $0 \leq \alpha < \pi/2$ の範囲となる.

のサイリスタ 6 がオン状態となっており, 直流電圧は u - v 間の線間電圧 v_{uv} と等しくなる. このとき, u 相の線電流 i_u はサイリスタ 1 を通じて三相交流から変換器へ流れる正の電流となり, v 相の線電流 i_v はサイリスタ 6 を通じて変換器から三相交流へ流れる負の電流となる. w 相の線電流 i_w はサイリスタ 5 とサイリスタ 2 がともにオフ状態であるのでゼロとなる.

4.2 制御角による転流動作と直流電圧特性

Fig. 5 より 1, 3, 5 のサイリスタは, アノード側が三相交流に接続されているので, 転流動作時は相電圧が高い方のサイリスタを制御角 α でターンオンさせることができる. 反対に 2, 4, 6 のサイリスタはカソード側が三相交流に接続されているので, 転流動作時は相電圧が低い方のサイリスタを制御角 α でターンオンさせることができる. 例

Fig. 7 他励式変換器のインバータ運転. (a)相電圧とサイリスタの導通状態, (b)線間電圧と整流波形, (c)線電流波形. v_1 から v_6 は三相交流電圧の中性点から見たサイリスタの電位で, 番号は Fig. 5 のサイリスタの番号に対応する. 三相交流から変換器へ流れる線電流を正の値で示す. 制御角 α は $\pi/2 < \alpha \leq \pi$ の範囲となる.

えば, Fig. 6(a)に示すように位相角 θ_1 から θ_2 の範囲では u 相の相電圧 e_u は w 相の相電圧 e_w よりも電位が高い状態にあり, その範囲で制御角 α を選定すれば, サイリスタ 5 からサイリスタ 1 への転流動作が可能となる. このとき, Fig. 6(c)に示すように u 相の線電流 i_u は相電圧 e_u より位相角 α 遅れて流れる.

Fig. 6(b)よりサイリスタの転流動作は $\pi/3$ ごとに行われるので, 直流電圧 e_d の平均直流電圧 E_d は $\theta = \alpha t$ として,

$$E_d = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+\pi/6}^{\alpha+\pi/2} \sqrt{2}V \sin \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos \alpha \quad (5)$$

と導出される³⁻⁵⁾. ここで V は線間電圧の実効値である. 式(5)から, 制御角 α が $0 \leq \alpha < \pi/2$ のとき E_d は正の値となり

Fig. 8 電圧型変換器によるマグネット電源主回路構成

Fig. 9 DC チョッパを用いた超電導マグネットの励磁動作(a)と減磁動作(b)

変換器は整流器運転となる。一方、 $\pi/2 < \alpha \leq \pi$ としたとき、 E_d は負の値となり変換器はインバータ運転となる。

Fig. 7 はインバータ運転時の電圧電流波形を示している。区間 B に着目すると、u 相のサイリスタ 1 と v 相のサイリスタ 6 がオン状態になっており、直流電圧 e_d は u-v 間の線間電圧 v_{uv} と等しくなる。線電流の方向は Fig. 6 の区間 A と同様に u 相は正の電流が v 相は負の電流が流れているが、直流電圧 e_d は負の値となっている。

以上のことから、サイリスタ変換器は制御角 α によって直流電圧を正負双方向に出力させることが可能となる。したがって、超電導マグネットを励磁するときは整流器運転させ、減磁するときはインバータ運転させることで実現できる。また、サイリスタ変換器は直流電流が常に一定方向であるため、三相交流側から見れば電流源的な動作をする変換器といえる。

5. 自励式変換器によるマグネット電源の回路構成

5.1 電圧型変換器による主回路構成と基本動作

他励式変換器は直流電圧を双方向に出力できマグネット電源の主回路構成が簡素になる特長を有するが、転流動作が交流電源に依存するため、マグネット電流の制御性には限界がある。したがって、加速器の主リング電磁石電源など高速かつ高繰り返しにマグネットの励磁速度の制御を必要とする用途には、IGBT など自己消弧型素子を用いた自励式変換器が検討されている¹⁰⁻¹³⁾。自励式変換器は交流電源とは独立に電力用半導体素子のオン・オフ制御が可能で

転流動作が自由に行える。なお、Fig. 5 に示したように、電流型変換器と呼ばれる電流源的な動作をする変換器を IGBT で構成する場合、IGBT とダイオードを直列接続し逆阻止能力を持たせた状態で三相ブリッジ回路を構成する必要がある^{12, 13)}。電流型変換器に関しては別の文献に譲ることにし、本稿では、より汎用的な変換器である電圧型変換器に関して解説する。

Fig. 8 は IGBT を用いた自励式変換器によるマグネット電源の主回路構成を示している。3 章で述べたように IGBT には電流の逆阻止能力がない。したがって、ブリッジ回路を構成する 6 つの IGBT のコレクタ電位が常にエミッタ電位よりも高い状態になるように直流側に比較的大容量の平滑コンデンサを接続し直流電圧を一定に保っている。この平滑コンデンサは電圧源の機能を果たすため、Fig. 8 の交直変換器は電圧型変換器と呼ばれている。

一方、超電導マグネットに接続するためには、Fig. 8 に示すように DC チョッパを用いて直流電圧を双方向に切り替える必要がある。超電導マグネットを励磁する場合、Fig. 9(a)に示すように IGBT をオン状態にして正の直流電圧を印加する。反対に減磁する場合、Fig. 9(b)に示すように IGBT をオフ状態にして負の直流電圧を印加する。DC チョッパにより、超電導マグネットに印加される直流電圧は双方向になるが、直流電流は一方方向に流れる。Fig. 8 に示すような電圧型変換器と DC チョッパを組み合わせた変換器構成は、超電導磁気エネルギー貯蔵 (SMES: superconducting magnetic energy storage) 用途の変換器としても運用実績がある¹⁴⁾。

5.2 電圧型変換器のスイッチングパターン

Fig. 8 に示した変換器は、他励式変換器とは違い、式(5)のように定式化された直流電圧やスイッチングパターンを意識する必要はなく、自由に制御系を設計し変換器を動作させることが可能となる。

例えば、Fig. 8 に示した DC チョッパでマグネット電流のフィードバック制御系を設計した場合、制御指令値に追従して Fig. 9 に示した励磁と減磁の状態を自動的に繰り返すことになるので、その都度スイッチングパターンは複雑に変化し、定まったパターンを示すことはできない。

電圧型の交直変換器も同様に、制御手法や座標変換など数学的な処理によって結果的にスイッチングパターンが決まるため、Fig. 6 や Fig. 7 に示した他励式変換器のように整流器運転とインバータ運転でそれぞれ定まったパターンがあるわけではない。したがって本節では、電圧型変換器の最も単純なスイッチングパターンを示すことに留め、具体的な制御法に関しては別の文献に譲ることにする。

電圧型変換器とは平滑コンデンサによる直流電圧源を有する任意交流電圧発生装置であるといえる。Fig. 10 に最も単純なスイッチングパターンを示す³⁾。Fig. 10(a)に示すように、仮想的に中点を接地して平滑コンデンサの電圧を二

Fig. 10 電圧型変換器の出力電圧の考え方(a)とスイッチングパターンの一例(b)

等分すると、1, 3, 5 の IGBT がオン状態のとき $E/2$ の電圧が、2, 4, 6 の IGBT がオン状態のとき $-E/2$ の電圧が交流側の相電圧として発生する。上下の IGBT を交互に切り替え、各相の相電圧の位相を $\pi/3$ ずつずらしてスイッチングさせると Fig. 10(b)に示すような三相交流電圧が発生する。例えば、区間 A では、1, 6, 2 の IGBT がオン状態で、u 相、v 相、w 相の相電圧はそれぞれ $E/2$ 、 $-E/2$ 、 $-E/2$ となる。したがって、電圧型変換器が発生する u-v 間、v-w 間、w-u 間の線間電圧は、

$$\begin{aligned} v_{uv} &= v_{uo} - v_{vo} = E/2 - (-E/2) = E \\ v_{vw} &= v_{vo} - v_{wo} = -E/2 - (-E/2) = 0 \\ v_{wu} &= v_{wo} - v_{uo} = -E/2 - E/2 = -E \end{aligned} \quad (6)$$

となる。

Fig. 10(b)のスイッチングパターンは、各相の電圧が正と負の 2 レベルの電圧を一定の周期で発生させる例を示しているが、より正弦波に近い電圧を発生させるために、正、負、ゼロの 3 レベルのスイッチングパターンやオン・オフ

Fig. 11 電圧型変換器と三相交流電源との間の電力伝送に関する 1 相分の等価回路

の周期を変調させるパルス幅変調 (PWM: pulse width modulation) 制御などが一般的に用いられている。

5.3 電圧型変換器の系統連系と電力伝送特性

前節で述べたように、電圧型変換器とは平滑コンデンサによる直流電圧源を有する任意交流電圧発生装置であり、整流器運転とインバータ運転の違いでそれぞれ定められたスイッチングパターンはない。そこで本節では、三相交流電源と電圧型変換器との間の電力伝送が本質的にどのような原理で行われているのかについて解説する。

Fig. 11 は電圧型変換器を三相交流電源（もしくは電力系統）に接続する際の 1 相分の等価回路を示している。一般に異なる電圧源を直接接続することはできない。簡単に言えば、違った電圧を発生している電源を直接接続できないということである。電圧型変換器は、三相交流電源とは独立して三相交流電圧を発生している状態であるので、Fig. 8 に示したようにリアクトルを介して三相交流電源に接続される。このことは、電流源的な動作をするサイリスタ変換器は直接三相交流電源に接続可能であることに大きく異なる点である。

三相交流電源の相電圧を E_{grid} 、位相を δ_1 、電圧型変換器が発生する相電圧を E_{conv} 、位相を δ_2 、系統連系用リアクトルのリアクタンスを X とすると、三相交流電源から電圧型変換器へ伝送される有効電力 P は、

$$P = \frac{E_{\text{grid}} E_{\text{conv}}}{X} \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (7)$$

と与えられる¹⁵⁾。ここで、有効電力とは直流側に伝送される電力のことであり、動力や熱に変換可能な電力のことである。交流の電力にはもう一つ無効電力があり、これは三相交流の相間を循環している電力で動力や熱として取り出せない電力である。

式(7)の意味することは、三相交流電源から電圧型変換器へ伝送される有効電力は、電圧の大きさではなく位相差で決まるということである。すなわち、電圧型変換器が発生している電圧位相 δ_2 が三相交流電源の電圧位相 δ_1 より遅れているとき、有効電力は三相交流電源から電圧型変換器へ伝送される。つまり、電圧型変換器は整流器運転をしてい

ることになる。反対に、電圧型変換器が発生している電圧位相 δ_2 が三相交流電源の電圧位相 δ_1 より進んでいるとき、有効電力は電圧型変換器から三相交流電源へ伝送される。つまり、電圧型変換器はインバータ運転をしていることになる。ここで注意しなくてはならないことは、電圧型変換器は、式(7)に基づきスイッチングパターンを決めて整流器運転かインバータ運転をさせているのではなく、式(7)とは関係なく用途に応じて電圧や電流、周波数や位相などの制御指令値に従い変換器を運転し、結果的に変換器が発生している電圧位相の関係から整流器運転なのかインバータ運転なのかの判断ができるということである。

5. おわりに

本稿では、マグネット電源におけるパワーエレクトロニクス技術について、交流-直流間の電力変換技術を中心に解説した。マグネット電源に要求される変換器の条件を以下にまとめる。

1. マグネット電源を構成する変換器には、電流が一方向、電圧が双方向となる直流出力特性が要求される。
2. 変換器を構成する電力用半導体素子には、電流を一方向にしか流さない逆阻止能力のある半導体素子を適用することが回路構成を簡素化する観点から望ましい。
3. サイリスタ変換器は、マグネット電源としても豊富な運用実績のある変換器であり、制御角 α によって超電導マグネットの励磁と減磁の制御が可能となる。
4. IGBT など自己消弧型素子を用いた電圧型変換器は最も汎用的な変換器であるが、マグネット電源に適用する際には DC チョップを接続して超電導マグネットに印加される直流電圧を双方向に切り替える必要がある。また、三相交流電源と電圧型変換器との電力伝送は、三相交流電圧と変換器が発生する交流電圧との位相差で決定される。

超電導マグネットに関する研究や開発において、電源の役割は裏方的な存在となるが、本稿を通じ電源技術の基礎と重要性の理解を深めて戴ければ幸いである。

参 考 文 献

- 1) 藤田広一：「電磁気学ノート」，コロナ社，東京（2010）125-130，141-147
- 2) 竹山説三：「電磁気学現象理論」，丸善，東京（1973）44-46，319-322
- 3) 池田吉堯，北村覺一，正田英介：「パワーエレクトロニクスの基礎」，電気学会，東京（2007）47-140

- 4) 宮入庄太：「基礎パワーエレクトロニクス」，丸善，東京（1994）27-66
- 5) 町田武彦：「直流送電工学 パワーエレクトロニクス応用」，東京電機大学出版局，東京（1999）1-34，116-121
- 6) R. Shimada, et al.: "JT-60 power supplies," Fusion Eng. Des. **5** (1987) 47-68
- 7) H. Chikaraishi, et al.: "DC power supplies for LHD superconducting magnets and their enhancement for dynamic control of the magnetic field," Fusion Sci. Technol. **58** (2010) 586-592
- 8) F. Bordry: "Power converters for particle accelerators," Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl. (2005) 1-30
- 9) F. Bordry, J.-P. Burnet and F. Voelker: "CERN-PS main power converter renovation: How to provide and control the large flow of energy for a rapid cycling machine," Proc. Particle Accelerator Conf. (2005) 3612-3614
- 10) T. Takayanagi, et al.: "Comparison of the pulsed power supply systems using the PFN switching capacitor method and the IGBT chopping method for the J-PARC 3-GeV RCS injection system," IEEE Trans. Appl. Supercond. **24** (2014) 3800905
- 11) T. Takayanagi, et al.: "Design and preliminary performance of the new injection shift bump power supply at the J-PARC 3-GeV RCS," IEEE Trans. Appl. Supercond. **24** (2014) 0503504
- 12) C. Yamazaki, et al.: "Beam acceleration experiment with developed 10 MW class high-precision power supply for accelerator electromagnets," Proc. the 2010 International Power Electronics Conference (2010) 1526-1529
- 13) T. Ise, et al.: "Magnet power supply with power fluctuation compensating function using SMES for high intensity synchrotron," IEEE Trans. Appl. Supercond. **13** (2003) 1814-1817
- 14) T. Katagiri, et al.: "Field test result of 10 MVA/20 MJ SMES for load fluctuation compensation," IEEE Trans. Appl. Supercond. **19** (2009) 1993-1998
- 15) N.G. Hingorani and L. Gyugyi: "Understanding FACTS Concept and Technology of Flexible AC Transmission Systems," IEEE Press, New York (2000) 9-12

野 村 新 一

1973 年 6 月 20 日生。1996 年明治大学理工学部電気工学科卒業。2001 年東京工業大学院総合理工学研究科博士後期課程（創造エネルギー専攻）修了。日本学術振興会特別研究員（PD），東京工業大学統合研究院ソリューション研究機構特任助教などを経て，2010 年より明治大学理工学部専任准教授。主に電力工学，超電導応用に関する研究に従事。低温工学・超電導学会，電気学会，プラズマ・核融合学会，IEEE 会員。博士（工学）。