Experimental Research in Boost Driver with EDLCs

Hirokazu Matsumoto Member (Fukuoka University, matsumoto@fukuoka-u.ac.jp)

Keywords: EDLC, motor driver, boost circuit, reduction of input power peak, regenerative energy storage

The supply used in servo systems tends to have a high voltage in order to reduce loss and improve the response of motor drives. We propose a new boost motor driver that comprises electric double layer capacitors (EDLCs). The proposed driver has three advantages over conventional boost motor drivers. The first advantage is that the driver can easily attain the stable boost voltage. The second advantage is that the driver can reduce input power peaks. In a servo system, the input power peaks become greater than the rated power in order to accelerate the motor rapidly. This implies that the equipments that supply to servo systems must have sufficient power capacity to satisfy the power peaks. The proposed driver can suppress the increase of the power capacity of supply facilities. The third advantage is that the driver can store almost all of the regenerative energy. Conventional drivers have a braking resistor to suppress the increase in the DC link voltage. This causes a considerable reduction in the efficiency. The proposed driver is more efficient than conventional drivers.

Fig. 1 shows the structure of the proposed boost driver. C_1 represents EDLCs and C_2 and C_3 represent electric capacitors. The EDLCs, which are charged by the charge circuit in advance, are connected in series to a supply and functions as a charge pump by boosting the DC link voltage. An EDLC has a large capacitance value and the ability to charge and discharge rapidly. These characteristics enable the driver to attain the stable boosted voltage. Moreover, the driver comprises a charge circuit to charge the EDLCs. This circuit enables the driver to store almost all of the regenerative energy and utilize it efficiently.

Fig. 2 shows the experimental results. In the experiments, six EDLC modules with a rated capacitance of 116 F and a rated voltage of 15 V connected in series are used. The other constants are $C_2 = 0.94$ mF, $C_3 = 0.22$ mF and $L = 4.53$ mH. The supply voltage is 60 V (DC); the EDLCs are charged at 60 V in order to boost e_3 to 120 V. The motor is a permanent magnet synchronous motor (PMSM) with a rated power of 400 W and a rated speed of 3000 rpm. It is driven in an acceleration and deceleration pattern by 200% of the rated torque.

The result of the EDLCs voltage e_1 shows that its variation is very small. The results of speed; dq-axes current feedbacks i_d , i_q ; and voltage e_3 suggest that the proposed driver can achieve the same drive performance as a conventional driver. The input power peak is about 600 W, which is half the input power peak of a conventional driver. During deceleration, the driver goes into regenerative mode, thereby increasing voltage e_3 . At 130 V, the charge circuit works and then the current i_L flows through the inductor L, thereby enabling the charge circuit to suppress an increase in the voltage. It also means that the excessive energy in electric capacitors is transferred to the EDLCs. In a conventional driver, a braking resistor is used to suppress the increase, thereby leading to the dissipation of 8.09 J of regenerative energy.

These experimental results show the effectiveness of the proposed boost driver that comprises EDLCs.

Fig. 1. Proposed boost driver

Fig. 2. Experimental results of the proposed boost driver

電気二重層キャパシタを用いた昇圧形ドライバの実験による性能検証

正 員 松本 洋和*

Experimental Research in Boost Driver with EDLCs

Hirokazu Matsumoto*, Member

The supply used in servo systems tends to have a high voltage in order to reduce loss and improve the response of motor drives. We propose a new boost motor driver that comprises EDLCs. The proposed driver has a simple structure, wherein the EDLCs are connected in series to the supply, and comprises a charge circuit to charge the EDLCs. The proposed driver has three advantages over conventional boost drivers. The first advantage is that the driver can easily attain the stable boost voltage. The second advantage is that the driver can reduce input power peaks. In a servo system, the input power peaks become greater than the rated power in order to accelerate the motor rapidly. This implies that the equipments that supply power to servo systems must have sufficient power capacity to satisfy the power peaks. The proposed driver can suppress the increase of the power capacity of supply facilities. The third advantage is that the driver can store almost all of the regenerative energy. Conventional drivers have a braking resistor to suppress the increase in the DC link voltage. This causes a considerable reduction in the efficiency. The proposed driver is more efficient than conventional drivers. In this study, the experimental results confirmed the effectiveness of the proposed driver and showed that the drive performance of the proposed driver is the same as that of a conventional driver. Furthermore, it was confirmed that the results of the simulation of a model of the EDLC module, whose capacitance is dependent on the frequency, correspond well with the experimental results.

キーワード：電気二重層キャパシタ，モータドライバ，昇圧回路，入力電力ピーク低減，回生エネルギー貯蔵

Keywords: EDLC, motor driver, boost circuit, reduction of input power peak, regenerative energy storage

1. まえがき

近年，産業用サーボシステムの使用電源は，システムの高効率化及びモータ駆動出力の高速応答化を目指し，高電圧化される傾向にある。しかし，既存の電源設備を高電圧化することは，コスト・労力の面から現実的ではない。そこでドライバ内部で電圧を昇圧することが考えられる。

筆者は，昇圧形モータドライバとして電気二重層キャパシタ（EDLC：Electric Double Layer Capacitor）を用いた昇圧形ドライバを提案した⁽¹⁾。このドライバは (i) 安定した昇圧性能 (ii) 入力電力ピーク低減 (iii) 回生エネルギー貯蔵・有効利用の3つの特長があることが，シミュレーションにより確認されている。

サーボモータはタクトタイム短縮のため定格の数倍のトルクにより加速が行われることが多い。この時必要な電力

ピークは定格の数倍となる。提案ドライバはこのような急峻な電力変動に対しても安定した昇圧が可能である。またこの電力ピークは，サーボシステムに電力を供給する電源設備の容量増加をもたらしている。損失を考えない場合，サーボシステムが使用する平均電力は，定格を超えることはない。そのため電源設備はシステムの定格容量を満たしていればよいはずである。しかし定格を大きく超える電力ピークが存在するため，電源設備はシステムの定格より大きな容量に設定され，余剰容量を持つことになる。一方，提案するドライバは入力電力ピークを低減できるため，従来ドライバに比べ電源設備の余剰容量を低減し，電源設備に対するコストの削減を図ることが可能である。

現在，市販されている小から中容量のサーボドライバは回生抵抗を備えている。これは過剰な回生動作が行われた際に，ドライバ内部の平滑コンデンサの電圧上昇を抑制するためであるが，一方でドライバの効率を大きく低下させる原因となっている。本提案回路ではほぼ全ての回生エネルギーをEDLCへと貯蔵可能であるため有効利用が可能である。

* 福岡大学

〒814-0180 福岡市城南区七隈 8-19-1

Fukuoka University

8-19-1, Nanakuma, Jonan-ku, Fukuoka 814-0180

本論文は、提案ドライバにおいてモータ加減速運転実験を行い、以上3つの特長に関して従来ドライバとの比較検証を行いその有効性を確認する。また多段時定数回路を基にモデル化したEDLCモデルを用いてシミュレーションを行い、実験結果との整合性を検証するとともにEDLCが持つ周波数依存特性の影響を検証する。

2. 提案ドライバの構成とEDLC特性

〈2・1〉 提案ドライバの構成 Fig. 1は提案する昇圧形ドライバの構成図である。コンデンサ C_1 はEDLC、 C_2 と C_3 は電解コンデンサである。EDLCは電源用平滑コンデンサ C_2 に直列接続されており、EDLCを充電することによりインバータ入力電圧 e_3 を充電電圧分昇圧する。EDLCは非常に大きな静電容量を持ち、また電解コンデンサのように高速充放電が可能であるため近年注目を集めている⁽²⁾。しかし1個あたりの定格電圧が2V前後と低いことが高電圧回路への適用の障害となっていた。本提案ドライバはEDLCを補助的に使用するため、昇圧分の定格電圧を考慮すればよい。なお本論文では定格15V、定格静電容量116FのEDLCモジュールを多段直列接続し使用した。

ところで本来電解コンデンサ C_2 からインバータ回路にかけては浮遊インダクタンスを抑えるため電流路は最短に設計される。しかし提案ドライバは直列接続されたEDLCがあるため、浮遊インダクタンス値が大きくなる可能性がある。この浮遊インダクタンスによる電圧サージを吸収するため電解コンデンサ C_3 が挿入されているが、 C_2 に比べ小さな静電容量でよい。

昇圧の仕組みは、電源に直列接続されたEDLCがチャージポンプとして働くシンプルな構成である。そのため昇圧チョッパ^{(3)~(5)}のように常時チョッピングを行う必要はなく、昇圧電圧を一定に保つための電圧応答性が問題となることもない。またEDLCがモータ駆動に必要な電力の一部を負担するため入力電力ピークを低減可能である。低減後の入力電力ピークは従来形ドライバと比べて以下の割合 M に低減される。

$$M = \frac{e_2}{e_1 + e_2} \dots \dots \dots (1)$$

本ドライバの特徴は、チョークコイル L 、スイッチ S_L 、ダイオード D からなる充電回路である。これにより昇圧のためのEDLC初期充電を行うとともに回生エネルギーをほぼ全てEDLCへと充電可能である。同様の回路構成で昇圧する回路が文献(6)で述べられているが、モータ回生時にしかEDLC充電を行えないため、駆動開始時は昇圧回路として機能できない。またEDLCを通過した回生電流は電解コンデンサに流れ込むため、サーボドライバに適用した場合、電解コンデンサの電圧を抑えるため回生抵抗が必要になる。

Fig. 2(a)に電源充電モード時の電流を示す。この時、回路構成はバックブーストになっている。またFig. 2(b)に回生充電モード時の電流を示す。回生充電時には、回生電流

Fig. 1. Proposed boost driver.

Fig. 2. EDLC charge operation.

はEDLCと C_2 を通過することにより充電する。 C_2 は電解コンデンサであるため電圧 e_2 は急激に上昇する。そこで充電回路が働き、 C_2 の過剰エネルギーをEDLCへと送り電圧上昇を抑制する。EDLCは静電容量が大きいため送られたエネルギーをわずかな電圧変動のみで吸収可能である。このとき C_2 を通過する短時間平均電流は0とみなすことができる。これより回路構成は、バックコンバータとみなすことができる。この時インダクタ L の短時間平均電流 I_L は回生電力 W とすると以下のように表わされる。

$$I_L = \frac{W}{e_1} \dots \dots \dots (2)$$

但し回生電力は以下となる。

$$W = k_e i_q \omega \dots \dots \dots (3)$$

ここで k_e , i_q , ω はそれぞれモータの誘導起電圧定数, q 軸電流, 角速度である。

〈2・2〉 EDLCの特性 本提案回路では入力電力ピークを低減する目的から、加速時にEDLCへの充電は行わない。一方で、サーボシステムでは、加速時に定格の数倍の電力が要求される。この条件下で、EDLCは安定して電圧

Fig. 3. EDLC module model.

Fig. 4. Discharge characteristic in EDLC module.

Table 1. Constants of EDLC module model.

R_{c1}	0.0171 Ω	C_{c1}	7.00 F
R_{c2}	0.00250 Ω	C_{c2}	11.5 F
R_{c3}	0.0130 Ω	C_{c3}	39.5 F
R_{c4}	0.0300 Ω	C_{c4}	58.0 F

を保つことが要求される。そのため EDLC の静電容量特性は無視できない要素である。

EDLC の静電容量は周波数に対して大きな依存性を持ち、単純に C で表すことはできない⁽⁷⁾。EDLC のモデル化に関しては様々な研究がなされているが⁽²⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾、本論文では Fig. 3 に示す多段時定数回路を用いてモデル化を行った。Fig. 4 に定電流 30A で放電したときの EDLC モジュール電圧 e_c を示す。この結果を基にカーブフィッティングを行い、EDLC モデルの定数を求めた。なお、電圧が放電しきらない比較的短時間の放電カーブを用いたのは、時定数が短い領域での特性をより正確に再現するためである。Table 1 に得られた EDLC モデル定数を示す。また、得られたモデルによる放電シミュレーション結果を Fig. 4 の濃実線で示す。

EDLC モデルのインピーダンスは以下のように表わされる。

$$Z = \frac{(1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4) + j\omega(a_1 + a_3\omega^2)}{\omega^2(b_2 + b_4\omega^2) + j\omega(b_1 + b_3\omega^2)} \dots\dots\dots (4)$$

$$\begin{aligned} \text{但し, } a_1 &= 5.26, a_2 = -3.31, a_3 = -3.39 \times 10^{-3}, \\ a_4 &= 3.07 \times 10^{-3}, b_1 = 116, b_2 = -126, b_3 = \\ &= -18.3 \times 10^{-1}, b_4 = 1.80 \times 10^{-1} \end{aligned}$$

上式を見かけ上の内部抵抗 $R_c(\omega)$ と静電容量 $C_c(\omega)$ を用いて以下のように表わすことができる。

$$Z = R_c(\omega) + \frac{1}{j\omega C_c(\omega)} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、

Fig. 5. $R_c(\omega)$ and $C_c(\omega)$.

$$R_c(\omega) = \frac{(1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4)(b_2 + b_4\omega^2) + (a_1 + a_3\omega^2)(b_1 + b_3\omega^2)}{(b_1 + b_3\omega^2)^2 + \omega^2(b_2 + b_4\omega^2)^2} \dots\dots\dots (6)$$

$$C_c(\omega) = \frac{(b_1 + b_3\omega^2)^2 + \omega^2(b_2 + b_4\omega^2)^2}{(1 + a_2\omega^2 + a_4\omega^4)(b_1 + b_3\omega^2) - \omega^2(a_1 + a_3\omega^2)(b_2 + b_4\omega^2)} \dots\dots\dots (7)$$

である。Fig. 5 に $R_c(\omega)$ と $C_c(\omega)$ の計算結果を示す。抵抗 $R_c(\omega)$ は低周波数では高く、高周波数では減少し 1 段目の内部抵抗 R_{c1} へ収束する。静電容量 $C_c(\omega)$ は、低周波数では定格静電容量値を示すが、高周波になると減少し C_{c1} へと収束する。内部抵抗による電圧降下に加えて、このような高周波域での静電容量の低下により、短時間充放電時の EDLC 電圧の変動量は、定格静電容量で考慮した時よりも増加する可能性があることがわかる。

3. 実験装置

Fig. 6 に実験システム構成を示す。駆動するモータは永久磁石同期モータ (PMSM) を使用する。モータ仕様を Table 2 に示す。また負荷としてロータイナーシャの 10.3 倍の負荷イナーシャを取り付けた。

制御は DSP および FPGA を備えた制御ユニットで行った。Fig. 7 に制御ブロック図を示す。制御ブロックは Fig. 7(a) モータ駆動制御と Fig. 7(b) 充電回路制御の 2 つに分けられる。モータ駆動制御は電流制御ループをマイナーループとして持つ速度制御で構成され、次の速度パターン「定格トルクの 200% で 3000 rpm へ加速、定速運転、200% トルクで減速停止」に追従するように制御を行う。 i_u と i_v , i_w はモータ 3 相フィードバック電流、 i_d と i_q は 3 相フィードバック電流を dq 座標系に変換した d 軸および q 軸フィードバック電流、 θ と N はそれぞれモータの回転角と速度である。電流ループ出力はキャリア比較 PWM によりゲート信号に変換されインバータゲート回路へ出力される。一方、充電回路制御はインダクタ L を流れる電流 i_L の電流制御ループを持つ。電流指令値は充電モードにより異なる。電源充電モード時は一定値である i_{LC}^* を与える。また回生充電モード時は、DC リンク電圧 e_3 の上昇を電圧制限値 e_{3H} に抑制するため電圧制御を行う。さらに、応答性を高めるため、(2), (3) 式によって得られる i_L の推定結果をフィードフォワードとして加算した i_{Lr}^* を電流制御ループへ出力

Fig. 6. Experimental system.

Table 2. Motor specifications in experiments.

Rated power	400 W
Rated speed	3000 rpm
Rated torque	1.27 Nm
Rated currents	5.6 Arms
Rotor inertia	$0.34 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$

(a) Motor drive control

(b) EDLC charge control

Fig. 7. Control block diagrams.

する。制御出力はキャリア比較PWMを介してチョップスイッチ S_L のゲート回路へ出力される。Fig. 8 に電流指令 $4A$ としての時の電源充電モード時の波形を示す。電力ピークを抑制するという本提案ドライバの一つの目的から、電流指令は最悪でも入力電力が加速時のピークを超えない範囲で設定する必要がある。さらにパワーデバイスへの負荷を考えると定格電力以下のできるだけ低い値を、それに伴う充電時間の増加を考慮しながら設定する必要がある。

電源電圧はDC60Vとし、インバータ入力電圧を倍電圧するため、あらかじめ電源充電モードでEDLCを約60Vに充電している。このような電圧条件で実験を行ったのは、駆動するモータの定格電圧がAC100Vであるためであり、実際に本提案ドライバを運用する際は、AC100VやAC200Vといった商用電源を整流平滑化した電圧に対しての昇圧が考えられる。C₁はEDLCモジュールを6段直列接続した。その

Fig. 8. Waveforms in supply charge mode.

Fig. 9. Conventional motor driver.

他素子の定数は $C_2 = 0.94 \text{ mF}$, $C_3 = 0.22 \text{ mF}$, $L = 4.53 \text{ mH}$ (等価抵抗 0.4Ω) である。また Fig. 9 に示す従来ドライバにおいても電源電圧 $\text{DC}120 \text{ V}$, 回生抵抗 $R = 16.0 \Omega$, $C_4 = 1.16 \text{ mF}$ とし, その他同じ条件で比較実験を行った。また回生時の電圧上昇に対する制限電圧 e_{3H} は提案ドライバ・従来ドライバともに 130 V に設定した。なお, 従来ドライバでは, e_3 が e_{3H} を超えた時スイッチ S_r を ON する方法

Fig. 10. Experimental results of proposed boost driver.

Fig. 11. Experimental results of conventional driver.

により、電圧上昇抑制制御を行った。このとき回生抵抗 R に流れる電流を i_R とする。

4. 実験結果

Fig. 10 と Fig. 11 にそれぞれ提案ドライバと従来ドライバによる実験結果を示す。図はそれぞれ上から速度、dq 軸フィードバック電流、DC 電圧、入力電力、チョップ電流/回生抵抗電流である。提案ドライバの結果から、加速時に EDLC 電圧 e_1 の低下はほとんど見られず e_3 は 120 V を保持できており良好な昇圧性能が得られていることがわかる。そのため、高速時にも従来ドライバと同様に i_q を十分出力できている。また、速度に関しても良好な制御波形を示しており、提案ドライバの駆動性能は劣化していないことが分かる。一方、入力電力ピークは従来ドライバでは約 1200 W に達しているが、提案ドライバでは約 600 W である。(2) 式に従って約半分になっており、効果的に入力電力ピーク低減を行えている。なお、停止時や定速度運転時に発生している入力電力は、主にインバータ回路のスナバでの損失分である。提案ドライバのその損失量は従来ドライバと等

しいが、入力電力は従来ドライバの約半分である。この入力電力の低下の理由も、加速時と同様に、EDLC が損失の半分を負担しているためである。ところで、減速時には回生動作により電圧 e_3 が上昇しているが、130 V に達したところで充電回路が働きチョップ電流 i_L が流れている。このようにエネルギーを EDLC に貯蔵することにより、電圧上昇を 130 V 付近で効果的に抑制できている。対照的に従来回路では電圧上昇の抑制のため、電流 i_R が回生抵抗を流れる。これにより 8.09 J のエネルギーが消費されており、提案ドライバにおける回生エネルギーの EDCL 貯蔵の有効性が確認された。なお、Fig. 11 における i_R は、回生時以外にもわずかな電流が流れているようにみえるが、実際は計測器が拾ったノイズであり、上記消費エネルギーには考慮していない。

5. シミュレーション結果

Fig. 12 に、Fig. 3 に示した EDLC モデルを用いて、実験と同条件で行ったシミュレーション結果を示す。なお、シミュレーションは PSIM (Powersim Inc.) にて実施した。ま

Fig. 12. Simulation results of proposed boost driver.

た Fig. 13 にレンジを拡大した EDLC 電圧を示し、実験結果と比較している。これらの結果からシミュレーション結果は、実験結果とよく一致しており整合性があることを確認できる。また、シミュレーション結果内の e_{lf} は EDLC モデル内の 1 段目の内部抵抗の影響を除いた電圧 (C_{c1} 端電圧 $\times 6$) である。これより、本実験における EDLC 電圧の変動は充電電圧の変動 (0.1 V 未満) より、内部抵抗 R_{c1} に起因する変動 (2.5 V 程度) の方が大きいことが分かるが、いずれにしても電圧変動はわずかである。次に 0 ms (駆動前), 150 ms (加速後), 250 ms (減速後) 時の EDLC の短時間平均電圧のシミュレーションと実験の比較結果を Fig. 14 に示す。加えて、EDLC モデルとしてよく用いられている RC 直列回路モデルによる結果も示す。なお、RC 直列回路モデルでは 1 モジュールあたりの静電容量をそれぞれ 116 F (定格値) と 7.00 F (EDLC モデル 1 段目) とし、内部抵抗を共に 0.0171Ω とした 2 つの条件で行った。図より 4 段階時定数回路モデルを用いたシミュレーション結果が実験値と最も近くなっている。また RC 直列回路モデルにて $C = 7.00$ F とした時よりも $C = 116$ F の時の方が実験結果に近

(a) Experimental result

(b) Simulation results

Fig. 13. EDLC voltages.

Fig. 14. Comparison between EDLC voltages.

く、短時間充放電時においても見かけ上の静電容量は定格値と比べ大きく低下しないことが分かる。

6. まとめ

本論文では先に提案した EDLC を用いた昇圧形ドライバについてモータ加減速運転実験を行い、良好な昇圧性能と電力ピーク低減、回生エネルギー貯蔵・有効利用の 3 つの特長に関して有効性を確認し、さらに駆動特性の劣化がないことを確認した。また、EDLC モデルを用いてシミュレーションを行い実験結果との整合性を実証した。さらに EDLC の静電容量の周波数依存特性は運転中の EDLC 充電電圧変動に影響を及ぼすが、その変動量はわずかであることをシミュレーションにより確認した。

以上、従来ドライバと比較したとき、提案ドライバのメリットは

- 電源設備容量低減によるコスト削減および体積削減
- 昇圧によるモータ駆動応答性の向上と高効率化
- 回生エネルギーの有効利用による効率の向上と回生抵抗設置体積の削減

であり、これに対しデメリットとしては

- 比較的高価な EDLC 使用によるコスト増
- EDLC と充電回路インダクタの設置体積の増加
- EDLC の内部抵抗による損失増加

が挙げられる。これらはサーボシステムの使用状況（出力

容量、負荷、運転パターン)やドライバ内の回路定数やスベック(電解コンデンサ容量や定格電圧、回生抵抗値やその容量、定格電流値)に大きく依存するため、一概に比較・評価することは難しい。一方、条件次第では、実用的に使用できる可能性は十分あると思われる。

ところでEDLCの電圧は加速時には低下するが、減速時には回生電流により充電され、電圧はわずかに増加する。しかし、連続した加減速運転や長時間の定速運転に対しては、低下量の方が大きくEDLCの電圧低下は避けられない。そのため長期的な運転時には、モータ停止や定速運転中に充電回路によりEDLC充電を行うことが想定される。これらEDLC充電に対する効果的な方法は、実用化に向けての今後の課題として挙げられる。

(平成21年3月20日受付, 平成21年6月30日再受付)

文 献

- (1) H. Matsumoto: "Proposal of Boost Motor Driver with Electric Double Layer Capacitor", *T. IEE Japan*, Vol.129, No.2, pp.230-231 (2009-2) (in Japanese)
松本洋和:「電気二重層キャパシタを用いた昇圧形モータドライバの提案」, 電学論 D, **129**, 2, pp.230-231 (2009-2)
- (2) 岡村勉夫:「電気二重層キャパシタと蓄電システム 第3版」, 日刊工業新聞 (2005)
- (3) K. Yamamoto, K. Shinohara, and S. Furukawa: "PWM Inverter with Boost Converter for Motoring Operation and Buck Converter for Regenerating Operation", *National Convention Record IEE Japan*, 4-063, pp.96-97 (2006) (in Japanese)
山本吉郎・篠原勝次・古川真也:「力行用昇圧チョッパと回生用降圧チョッパを付加したPWMインバータ」, 平18電学全大, 4-063, pp.96-97 (2006)
- (4) T. Kishimoto, R. Miyagawa, K. Matsuse, T. Yamada, T. Ashikaga, and K. Oyamada: "Inverter System of Harmonics Suppression with Electrical Double Layer Capacitor", *National Convention Record IEE Japan*, 4-159, pp.260-261 (2002) (in Japanese)
岸本岳志・宮川良平・松瀬貢規・山田哲夫・足利正・小山田健四朗:「大容量電気二重層キャパシタを用いる高調波抑制型インバータ装置」, 平14電学全大, 4-159, pp.260-261 (2002)
- (5) S. Hase, T. Konishi, A. Okui, Y. Nakamichi, H. Nara, and T. Uemura: "Application of Electric Double-layer Capacitors for Energy Storage on Electric Railway", *T. IEE Japan*, Vol.123, No.5, pp.517-524 (2003-5) (in Japanese)
長谷伸一・小西武史・奥井明伸・中道好信・奈良秀隆・上村正:「電気二重層キャパシタを用いた電力貯蔵装置の電気鉄道への適用に関する基礎的検討」, 電学論 D, **123**, 5, pp.517-524 (2003-5)
- (6) Y. Taguchi, M. Ogasa, H. Hata, H. Iijima, S. Otsuyama, and T. Funaki: "A Simple Construction of Series-Input Energy Storage Device Connected with Inverter", *The papers of Technical Meeting on Transportation and Electric Railway, IEE Japan*, TER-06-74, pp.27-32 (2006) (in Japanese)
田口義晃・小笠正道・秦広・飯島宏康・大津山澄明・舟木剛:「インバータ入力直列蓄電装置のシンプルな構成方法」, 電学研資, TER-06-74, pp.27-32 (2006)
- (7) T. Funaki and T. Hikiyama: "A Study on Modeling of EDLC—Frequency characteristics and voltage dependency of capacitance—", *The Paper of Technical Meeting on Vehicle Technology, IEE Japan*, VT-07-19, pp.53-58 (2007) (in Japanese)
舟木剛・引原隆士:「電気二重層コンデンサのモデリングに関する一検討—静電容量の周波数特性・充電電圧依存性—」, 電学研資, VT-07-19, pp.53-58 (2007)
- (8) D. Seki, M. Tooyama, S. Yamashiro, M. Sasaki, and S. Araki: "A Study on Electric Characteristics of EDLC (5)", *National Convention Record IEE Japan*, 7-127, pp.181-182 (2002) (in Japanese)
山田哲・仲村宏一・山城迪・佐々木正和・荒木修一:「高出力密度型電気二重層キャパシタの電気特性に関する考察 (5)」, 平14電学全大, 7-128, pp.181-182 (2002)
- (9) T. Uchida, E. Takahara, and J. Yamada: "Research of Electric Double Layer Capacitors for the Electric Vehicle with Fuel Cell Simulator", *National Convention Record IEE Japan*, 4-201, pp.318-319 (2006) (in Japanese)
内田寿幸・高原英明・山田淳:「燃料電池模擬回路電気自動車による電気二重層キャパシタ特性の検討」, 平18電学全大, 4-201, pp.318-319 (2006)

松本洋和 (正員) 1977年11月18日生。2004年3月九州大学大学院システム情報科学府博士後期課程修了。同4月九州大学COE研究員。2005年4月三菱電機(株)入社。2008年4月福岡大学工学部電気工学科助教。博士(工学)。現在、パワーエレクトロニクス、電気機器制御、磁界解析の研究に従事。