ツインコンバータの設計に関する検討

正員 中野 博民 (茨城大学) 学生員 村上 伸 (茨城大学)
正員 佐藤 弘実 (大東通信機) 非会員 地引 正幸 (精工技研)

Discussion of Design for Twin Converter

Hirotami Nakano, Member, Shin Murakami, Student Member
(Ibaraki University)
Hiromi Sato, Member
(Daito Communication Apparatus Co.,Ltd.)
Masayuki Jibiki, Non-Member
(Seikougiken Co.,Ltd.)

A capacitor input type rectifier is spreading widely by reason that its circuit configuration is simple and low cost. However, the rectifier includes many harmonics in an input current, and an input power factor is low. Hence, the input current harmonics cause voltage waveform distortion of an input power source, and the low power factor causes efficiency decline.

Many sinusoidal rectifiers have been proposed to solve these problems. However, most of them have any complicated control such as a pulse width modulation (PWM) or a feed back control. Therefore, the authors have been proposed a twin converter which is composed of a full bridge diode rectifier, a pair of capacitors, a pair of reactors, and a pair of switching devices. The twin converter has simple configuration and simple control strategy. And excellent performance of the twin converter is revealed. However, the design method of the twin converter is not established firmly.

Therefore, this paper studies on design method of the twin converter. And the design method is shown in detail in order to derive optimum values of the pair of reactors and the pair of capacitors. Moreover, experiments are carried out to verify the feasibility of the proposed design method of the twin converter.

キーワード：ツインコンバータ，リアクトル理論式，コンデンサ理論式，リプル電圧

1. まえがき

インバータの普及に伴い、コンデンサ入力形整流回路はインバータエアコン、スイッチングレギュレータ、蛍光灯など民生機器を中心に広く用いられている。このような整流回路は、構成が簡単で安価であるが、入力力率が低く、その入力電流には高調波成分を多く含み、電源系統や他の電気機器に悪影響を与える。これらの観点により、整流回路の力率改善、高調波抑制などの波形改善は極めて重要な問題となっている。

このような問題に対し、これまでに多くの回路が提案されている^{[1]~[9]}。しかし、それらの回路は、電流検出等のためにフィードバックを用いたり、スイッチング素子を用いたPWM制御を行うなど、回路構成が複雑になってしまうものもある。

そこで筆者らは、電圧、電流等の検出器やPWM制御のような複雑な制御を必要としない新しい二石昇圧形入力電流

正弦波整流回路を提案してきた^[14]。以下、この回路をツインコンバータと呼ぶことにする。ツインコンバータは入力電流波形改善効果が高く、高力率であることが理論解析及び実験により示されている。また、昇圧比が小さい場合においても複雑な制御を用いずに高い波形改善効果が得られることも示されている^{[10][14]}。そして、本方式は、DCM動作において、従来の一石昇圧形正弦波整流回路より高効率が達成され、また、通常のDCM方式より、入力電流のリプル率が小さくなることが示されている^{[13][14]}。しかし、これまでにこのツインコンバータの設計法は明確化されていなかった。

そこで本論文では、スイッチング周波数・出力電圧・昇圧比との関係からツインコンバータに用いるリアクトル及び分圧コンデンサの理論式を導出する。また、コンデンサのリプル電圧と各要素との関係を詳細に検討する。そして、導出した理論式の妥当性を実験により検証する。

2. 設計法

本章では、ツインコンバータの動作原理を基に回路の主要素であるリアクトルとコンデンサの理論式を検討する。始めに、動作原理より求めたリアクトル電流式からスイッチング周期における入力電流の平均値を求め、入力電力と出力電力とが等しいとみなすことによりリアクトルLの理論式を導出する。その後、分圧コンデンサCの理論式を導出する。分圧コンデンサのリプル電圧 ΔV_c をスイッチング周期における入力電流の平均値と分圧コンデンサ電流を基に求め、次に、このリプル電圧 ΔV_c と分圧コンデンサの区分的平均値電圧 V_c との比 $\Delta V_c/V_c$ より分圧コンデンサCの理論式を導出する。そして、導出した式よりリプル電圧 ΔV_c と分圧コンデンサC、リアクトルL、スイッチング周波数 f_{sw} 、昇圧比 α との関係を検討する。

<2・1> 回路構成及び動作原理 図1にツインコンバータの主回路構成を示す^{[10][11][14]}。本回路は、電源電圧をコンデンサ C_1 、 C_2 で分圧し、2つのリアクトル L_1 、 L_2 と、直流出力側に接続した2つのスイッチング素子IGBT $_1$ 、IGBT $_2$ により構成される。図2に本回路の動作原理波形を示す^{[10][14]}。リアクトル電流は電源電圧に比例した三角波となり、2つのリアクトル電流 i_{L1} 、 i_{L2} は、交互にエネルギーの蓄積、放出が行われる。よって、スイッチングの半周期ずれた不連続電流となり、正の半周期においては4つのモードが存在する^{[10][14]}。

図1 ツインコンバータ主回路構成図
Fig. 1 Circuit configuration of twin converter.

図2 動作原理波形
Fig. 2 Principle of operating waveforms.

<2・2> リアクトルの設計 前節で示した動作原理を基にリアクトル $L=L_1$ の理論式を検討する。まず、図2のリアクトル電流 i_{L1} より、リアクトル電流 i_L は以下のような式となる^{[12][13][14]}。ここで、 e_s は電源電圧、 E_d は直流出力電圧、 I_m はリアクトル電流の最大値、 T_1 はリアクトルにエネルギーが蓄積されている時間、 T_2 はリアクトルからエネルギーが放出され零になるまでの時間、 T_{sw} はスイッチング周期である。

$$i_L = \begin{cases} \frac{e_s}{2L}t & (0 \leq t \leq T_1) \\ I_m - \frac{1}{L}(E_d - \frac{e_s}{2})(t - T_1) & (T_1 \leq t \leq T_1 + T_2) \\ 0 & (T_1 + T_2 \leq t \leq T_{sw}) \end{cases} \quad \dots (1)$$

ただし

$$T_1 = \frac{T_{sw}}{2}, \quad T_2 = \frac{e_s}{2E_d - e_s} \frac{T_{sw}}{2}, \quad I_m = \frac{e_s}{2L} \frac{T_{sw}}{2}$$

次に、スイッチング周期における入力電流の平均値 $\bar{i}_s$ を(1)式より求めると次式となる。以下、これを区分的平均値入力電流と呼ぶことにする。

$$\bar{i}_s = \frac{e_s}{8L} T_{sw} \frac{E_d}{2E_d - e_s} \quad \dots (2)$$

(2)式の区分的平均値入力電流 $\bar{i}_s$ はリアクトル L_s を流れる電流 I_0 と等しく、すなわち $I_0 = \bar{i}_s$ となる。

(1)、(2)式よりリアクトルLの理論式を求める。直流側の出力電力はコンバータによる損失がないものとする。入力電力の区分的平均値と出力電力とが等しいとみなせる。よって、この関係から直流出力電流 I_d が導かれ次式となる。

$$I_d = \frac{T_{sw} E_d}{4\pi L} \frac{1}{\alpha} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin^2 \theta}{2\alpha - \sin \theta} d\theta \quad \dots (3)$$

上式においては、電源電圧 $e_s = E_s \sin \theta$ であり、昇圧比 $\alpha = E_d / E_s$ としている。したがって、(3)式よりリアクトルLの理論式は、(4)式となる。

$$L = \frac{T_{sw} E_d}{4\pi I_d} F(\alpha) \quad \dots (4)$$

ただし

$$F(\alpha) = \frac{1}{\alpha} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{\sin^2 \theta}{2\alpha - \sin \theta} d\theta \\ = -\left(\pi + \frac{1}{\alpha}\right) + \frac{8\alpha}{\sqrt{4\alpha^2 - 1}} \left\{ \tan^{-1} \frac{2\alpha - 1}{\sqrt{4\alpha^2 - 1}} - \tan^{-1} \frac{-1}{\sqrt{4\alpha^2 - 1}} \right\}$$

図3に(4)式の関数 $F(\alpha)$ の特性を示す。関数 $F(\alpha)$ は図3より非線形な関数であることが分かる。

<2・3> コンデンサの設計 本説では、コンデンサ $C=C_1$ の理論式を検討する。

○等価回路 始めに、図2に示す4つの状態について説明する。図4に4つの状態の等価回路を示す。ただし、入力電流は図1のリアクトル L_s によって平滑されているため、

図3 α - $F(\alpha)$ 特性

Fig. 3 Characteristic of $F(\alpha)$.

スイッチング周期の短い時間の間においては一定電流とみなせる。したがって、リアクトル L_s を定電流源と考え I_0 としている。また、負荷 R_L に現れる出力電圧を直流電圧源と考え E_d としている。図4(a)はリアクトル L_2 に電流が流れず、リアクトル L_1 にエネルギーが蓄積されている間の等価回路である。図4(b)はリアクトル L_1 のエネルギーが負荷へ放出され、リアクトル L_2 にエネルギーが蓄積されている間の等価回路である。図4(c)はリアクトル L_1 に電流が流れず、リアクトル L_2 にエネルギーが蓄積されている間の等価回路である。図4(d)はリアクトル L_2 のエネルギーが負荷へ放出され、リアクトル L_1 にエネルギーが蓄積されている間の等価回路である。ここで、モード1とモード3はリアクトルが入れ替わっただけであり、モード2とモード4も同様であることが分かる。したがって、各リアクトル電流はエネルギーの蓄積・放出・休止の3つの区間に分けることができる。

図4 等価回路

Fig. 4 Equivalent circuit.

○コンデンサの理論式の導出 図4の等価回路及びリアクトル L_1 に流れる電流の理論式よりコンデンサ電圧 v_c を求めると次式となる。ただし、 v_c は v_{c1} を意味している。さら

に、前節に述べた時間 T_1 、 T_2 のときのコンデンサ電圧 v_c の値をそれぞれ V_1 、 V_2 としている。また、 V_0 は時刻0におけるコンデンサ電圧 v_c の値である。

$$v_c = \begin{cases} \frac{1}{C}(I_0 t - \frac{e_s}{4L}t^2) + V_0 & (0 \leq t \leq T_1) \\ \frac{1}{C}(t - T_1)(I_0 - I_m) + \frac{1}{2L}(E_d - \frac{e_s}{2})(t - T_1) + V_1 & (T_1 \leq t \leq T_1 + T_2) \\ \frac{I_0}{C}(t - T_1 - T_2) + V_2 & (T_1 + T_2 \leq t \leq T_1) \end{cases} \quad \dots (5)$$

ただし

$$V_1 = \frac{T_{sw}}{2C}(I_0 - \frac{e_s T_{sw}}{8L}) + V_0, \quad V_2 = \frac{T_2}{2C}\left\{(I_0 - I_m) + \frac{T_2}{2L}(E_d - \frac{e_s}{2})\right\} + V_1$$

また、図5はコンデンサの電圧波形の概略図である。これは入力電流のスイッチング周期の区分的平均値電流 I_0 とリアクトル電流 i_L を比較することより確認できる。コンデンサに流れ込む電流 i_c は、リアクトル L_s を流れる電流 i_0 からリアクトル電流 i_L の差をとったものとなる。すなわち、 i_L の値が i_0 の値より大きくなった時コンデンサの電荷が放電されるため、電圧が減少し、 i_L の値が小さくなった時、コンデンサが充電され、電圧が増加する。したがって、 i_0 と i_L の交点がコンデンサ電圧の最大値と最小値となる。図5のコンデンサ電圧波形の概略より、コンデンサ電圧が最大値をとる点aと最小値をとる点bの各時間 T_a 、 T_b を求めると(1)式より次式となる。

図5 リアクトル電流及びコンデンサ電圧波形

Fig. 5 Reactor current waveform and capacitor voltage waveform.

$$\text{a点: } i_L(T_a) = \frac{e_s}{2L}T_a = I_0 \quad \therefore T_a = \frac{e_s}{2L}I_0$$

$$\text{b点: } i_L(T_b) = \frac{e_s T_{sw}}{4L} - \frac{1}{L}(E_d - \frac{e_s}{2})(T_b - T_1) = I_0$$

$$\therefore T_b = \frac{L}{E_d - \frac{e_s}{2}}\left(\frac{e_s T_{sw}}{4L} - I_0\right) + \frac{T_{sw}}{2}$$

...

さらに、図5においてコンデンサ電圧の最大値を V_{cmax} 、最小値 V_{cmin} とすると、コンデンサのリプル電圧 ΔV_c は次式で表される。

$$\Delta V_c = V_{cmax} - V_{cmin}$$

...

また、(5)、(6)式より $V_{C\max}$ 及び $V_{C\min}$ はそれぞれ次式になる。

$$V_{C\max} = \frac{T_a}{C}(I_0 - \frac{e_s}{4L}T_a) + V_0 = \frac{I_0^2 L}{C e_s} + V_0 \quad \dots (8)$$

$$V_{C\min} = \frac{1}{C}(T_b - \frac{T_{sw}}{2})\{(I_0 - I_m) + \frac{1}{2L}(E_d - \frac{e_s}{2})(T_a - \frac{T_{sw}}{2})\} + V_1 \quad \dots (9)$$

よって、コンデンサのリプル電圧 ΔV_C は(1)、(2)、(7)、(8)、(9)式より次式となる。

$$\Delta V_C = \frac{e_s(T_{sw})^2}{32CL} \left\{ \frac{E_d(3E_d - 2e_s)^2}{(2E_d - e_s)^3} \right\} \quad \dots (10)$$

ここで、上式の{ }を次式のように $G(\alpha)$ とすると、

$$G(\alpha) = \frac{E_d(3E_d - 2e_s)^2}{(2E_d - e_s)^3}$$

となり、昇圧比 $\alpha = E_d / E_s$ の関係から $G(\alpha)$ は次のようになる。ただし、電源電圧は $e_s = E_s \sin \theta$ と表されるが、ここでは $\sin \theta = 1$ とし、リプル電圧 ΔV_C はスイッチング周期において最大値とする。

$$G(\alpha) = \frac{\alpha(3\alpha - 2)^2}{(2\alpha - 1)^3} \quad \dots (11)$$

ここで、図6に $G(\alpha)$ 特性を示す。図6より $G(\alpha)$ は非線形の関数であることが分かる。

また、(10)、(11)式よりコンデンサのリプル電圧 ΔV_C は次式となる。

図6 α - $G(\alpha)$ 特性

Fig. 6 Characteristic of $G(\alpha)$.

$$\Delta V_C = \frac{E_s(T_{sw})^2}{32CL} G(\alpha) \quad \dots (12)$$

また、分圧コンデンサのリプル電圧 ΔV_C と分圧コンデンサの区分的平均値電圧 V_C の比 $\Delta V_C / V_C$ を $1/n$ とおくと次式となる。ただし、 V_C は $e_s/2$ であるが、ここでは(11)式において、 $e_s = E_s$ としているため $V_C = E_s/2$ となる。

$$\Delta V_C = \frac{V_C}{n} = \frac{E_s}{2} \frac{1}{n} \quad \dots (13)$$

よって、(12)・(13)式よりコンデンサ C の理論式は(14)式となる。

$$C = \frac{n T_{sw}^2}{16L} G(\alpha) \quad \dots (14)$$

つまり、(14)式よりコンデンサ C はリアクトル L 、ス

イッチング周波数 T_{sw} 及び図6の $G(\alpha)$ によって決定される。

<2・4> リプル電圧 ΔV_C と各要素との関係 (12)式で表されるリプル電圧 ΔV_C と各要素である分圧コンデンサ C 、リアクトル L 、スイッチング周期 T_{sw} 、昇圧比 α との関係を以下に示す。

$$\Delta V_C = k_1 \frac{1}{C} \quad \dots (15)$$

ただし

$$k_1 = \frac{e_s(T_{sw})^2}{32L} G(\alpha)$$

$$\Delta V_C = k_2 \frac{1}{L} \quad \dots (16)$$

ただし

$$k_2 = \frac{e_s(T_{sw})^2}{32C} G(\alpha)$$

$$\Delta V_C = k_3 \frac{1}{f_{sw}^2} \quad \dots (17)$$

ただし

$$k_3 = \frac{e_s}{32LC} G(\alpha), \quad f_{sw} = \frac{1}{T_{sw}}$$

$$\Delta V_C = k_4 G(\alpha) \quad \dots (18)$$

ただし

$$k_4 = \frac{e_s(T_{sw})^2}{32LC}$$

(15)式はリアクトル L 、スイッチング周期 T_{sw} 、昇圧比 α を一定とした時のリプル電圧 ΔV_C と分圧コンデンサ C の関係を示している。(16)式は分圧コンデンサ C 、スイッチング周期 T_{sw} 、昇圧比 α を一定とした時のリプル電圧 ΔV_C とリアクトル L の関係を示している。(17)式は分圧コンデンサ、リアクトル、昇圧比を一定とした時のリプル電圧 ΔV_C とスイッチング周波数の関係を示している。

(18)式は分圧コンデンサ C 、リアクトル、スイッチング周期を一定とした時のリプル電圧 ΔV_C と昇圧比 α の関係を示している。さらに、図7は(15)式において、リアクトル $L=2.0$ [mH]、スイッチング周波数 $f_{sw} = 1/T_{sw} = 10$ [kHz]、昇圧比 $\alpha=1.06$ とし、分圧コンデンサの値が $0.5 \sim 10$ [μ F]の範囲で変化させたときのリプル電圧の変化を示している。図8は(18)式において、分圧コンデンサ $C=1.0$ [μ F]とし、リアクトルとスイッチング周期を一定、昇圧比 α を $1.0 \sim 4.0$ の範囲で変化させたときのリプル電圧の変化を示している。図7において分圧コンデンサ C の値を2倍にすると ΔV_C の値は2分の1となり、分圧コンデンサ C の値を2分の1にすると ΔV_C の値は2倍となる。つまり、 ΔV_C と C は反比例の関係であり(15)式からも明らかである。これは(16)式のリアクトル L についても同様のことが言える。さらに(17)式においてはスイッチング周期を小さくしていくにつれ、つまりスイッチング周波数を大きくしていくにつれ ΔV_C の値は減少していくこと

が分かる。次に、図8を見ると、昇圧比 α が1.5以上になると ΔV_C の値はほぼ一定となり α の値にほとんど依存しない。これは(11)式及び図6よりも明らかである。

以上のように、分圧コンデンサCのリプル電圧を押さえるためには、(15)式、(16)式と図7から分かる通り分圧コンデンサCとリアクトルLを大きくする必要がでてくる。一方、(17)式に示すようにスイッチング周波数を大きくすることでもリプル電圧を押さえることもできる。そして、(4)式、(14)式のLCの理論式において、スイッチング周波数を大きくすることによりリアクトルLと分圧コンデンサCを効果的に小さくできる。したがって、スイッチング周波数を大きくすることによりリプル電圧を押さえ、回路を小型化することが可能になる。

3. 実験

本章では前章で導出したリアクトルLと分圧コンデンサCの理論式の妥当性を検証するために実験を行う。

実験結果を図11以降に示す。また、表1に実験の動作条件及び回路定数を示す。ここで、表1において分圧コンデンサ C_1 、 C_2 の値が1.69 [μ F]となっているのは、リプル電圧 ΔV_C が分圧コンデンサの区分的平均値電圧 V_C の最大値の20%となるように $n=V_C/\Delta V_C$ を5と設定したためである。つまり、分圧コンデンサの理論式である(14)式に $n=5$ 、 $L=2.0$ [mH]、 $f_{sw}=1/T_{sw}=10$ [kHz]、 $\alpha=1.06$ を代入して求めた結果である。

表1 動作条件と回路定数
Table 1 operating conditions and circuit conditions.

動作条件	回路定数
e_s : 100 [Vrms]	L_s : 2.0 [mH]
f : 50 [Hz]	L_1, L_2 : 2.0 [mH]
f_{sw} : 10 [kHz]	C_1, C_2 : 1.69 [μ F]
E_d : 150 [V] ($\alpha=1.06$)	R_L : 430 [Ω]

ただし、 f : 電源の周波数、 f_{sw} : スwitchング周波数
 α : 昇圧比

図9に電源電圧とリアクトル電流の実験波形を示し、その拡大図を図10に示す。同様に電源電圧と入力電流の実験波形を図11に示す。さらに、電源電圧と分圧コンデンサ電圧の実験波形を図12に示す。

まず、図10の電源電圧の拡大波形より電源電圧はスイッチング周期において一定とみなせることが分かる。図9、図10からリアクトル電流は不連続な三角波電流であり、その三角波電流は電源電圧に比例していることが分かる。また、一方のリアクトル電流と、スイッチングの半周期ずれた他方のリアクトル電流とが重ね合わさり、その和の2分の1の電流が入力電流となり、図11に示す連続した正弦波状の入力電流波形となる。さらに、図12より分圧コンデンサのリプル電圧 ΔV_C は分圧コンデンサCの区

図7 ΔV_C とCの関係

Fig. 7 relationship between ΔV_C and C.

図8 ΔV_C と α の関係

Fig. 8 relationship between ΔV_C and α .

Voltage : 50V/div ; Current : 1.0A/div ; Time : 2.0ms/div

図9 電源電圧とリアクトル電流の波形

Fig. 9 Waveforms of power source voltage and reactor current.

Voltage : 50V/div ; Current : 1.0A/div ; Time : 50 μ s/div

図10 電源電圧とリアクトル電流の拡大波形

Fig. 10 Enlarged waveforms of Fig. 11.

Voltage : 50V/div ; Current : 1.0A/div ; Time : 2.0ms/div

図 1 1 電源電圧と入力電流の波形

Fig. 11 Waveforms of power source voltage and input current.

Voltage : 50V/div ; Time : 2.0ms/div

図 1 2 電源電圧とコンデンサ電圧の波形

Fig. 12 Waveforms of power source voltage and capacitor voltage.

Voltage : 50V/div ; Time : 2.0ms/div

図 1 3 C=0.5[μF]の時の実験波形

Fig. 13 Experimental waveforms at C=0.5[μF].

分的平均値電圧 V_c の $1/5$ となっており、理論通りの実験結果を示している。

次に、分圧コンデンサ C のリプル電圧の式である (12) 式及び分圧コンデンサの設計式である (14) 式の正確性を確かめるために実験を行った。実験条件は分圧コンデンサ $C=C_1=C_2$ の値以外は表 1 の通りである。図 13 に $C=0.5[\mu\text{F}]$ の時の分圧コンデンサ電圧の実験波形を示している。そして、図 14 に分圧コンデンサ C とリプル電圧 ΔV_c の関係の理論値と実験結果の比較を示す。図 14 おいて、実線は (12) 式 of 分圧コンデンサ C を 0.1 から $5.0[\mu\text{F}]$ まで連続的に変化させた時の理論曲線を示し、一方、

図 1 4 ΔV_c と C の関係の理論値と実験結果の比較

Fig. 14 Comparison between theoretical and experimental results of relationships between C and ΔV_c .

黒丸は分圧コンデンサ C を 0.5 から $4.0[\mu\text{F}]$ まで段階的に変化させた際の実験値を示す。実験値は理論曲線とよく一致していることより、コンデンサ C の理論式の妥当性が確認できる。

4. あとがき

本論文では、ツインコンバータの設計に関する検討を行い、リアクトル L 及び分圧コンデンサ C の設計の指針となる式を導出した。さらに、導出した式の妥当性を検証するために実験を行った。その結果、本論文で導出したリアクトル L 及び分圧コンデンサ C の理論式は実験結果とよく一致したことより、その妥当性が確認された。

(平成11年01月18日受付, 平成11年08月25日再受付)

文 献

- [1] 高橋 勲・池下 亘:「単相整流回路の入力電流波形改善」電学論B, 105巻, 2号174 (昭60-2)
- [2] 伊藤 良三・石坂 耕一:「パワーMOSFET 単相コンバータの回路構成と特性」昭和63年産業応用部門全国大会No.122
- [3] 五十嵐 康雄・高橋 勲:「ディザ効果を用いた高力率スイッチングレギュレータ」平成3年電気学会全国大会No.546
- [4] 五十嵐 康雄・高橋 勲:「ディザ整流回路の解析とその応用」平成3年産業応用部門全国大会No.128
- [5] 五十嵐 康雄・高橋 勲:「ディザコンバータを用いたスイッチングレギュレータの性能比較実験」平成5年産業応用部門全国大会No.67
- [6] 野中 作太郎・根葉 保彦:「正弦波入力電流形単相PWM整流回路の比較検討」電学論D, 113巻, 5号594 (平5-5)
- [7] 五十嵐 康雄・高橋 勲:「正弦波入力三相ディザ整流回路」平成6年産業応用部門全国大会No.35
- [8] 堀 和宇・高橋 勲:「低高調波電流倍電圧ダイ

オード整流回路」平成6年産業応用部門全国大会No.34

〔9〕能登原 保夫・二見 基生・田原 和雄・遠藤 常博山下 孝二郎：「基準波形を省略した単相正弦波入力形コンバータ」電学論D，114巻，6号654（平6-6）

〔10〕荒井 聖・中野 博民・難波江 章：「ダイオード整流回路における入力電流正弦波化」電学論D，114巻，4号468（平6-4）

〔11〕池上延宏，荒井聖，中野博民，難波江章：「高周波駆動正弦波コンバータの設計法」，電学論D，114，706，（平6-6）

〔12〕長尾 道彦・中小原 隆・陳野 正仁・原田 耕介：「単相高力率昇圧形AC-DCコンバータの特性解析」電学論D，114巻，11号1139（平6-11）

〔13〕佐藤 祐樹・中野 博民・難波江 章：「フィードバック制御を行なわない一石昇圧形整流回路の入力電流波形改善効果」電学論D，115巻，5号562（平7-5）

〔14〕中野 博民・佐藤 祐樹・難波江 章：「新しい二石昇圧形入力電流正弦波整流回路の波形改善効果」電学論D，116巻，6号633（平8-6）

中野 博民 （正員）

昭和32年7月31日生。同55年3月長岡科学技術科学大学 電子機器工学課程卒業。同57年3月同大学院工学研究科修士課程修了。同62年3月名古屋大学大学院工学研究科博士課程修了。平成5年東京工芸大学助手。同7年茨城大学講師。工学博士。半導体電力変換の研究に従事。

村上 伸 （学生会員）

昭和51年2月21日生。平成6年4月茨城大学工学部システム工学科入学。平成10年3月同大学工学部システム工学科卒業。同年4月同大学大学院理工学研究科入学，現在に至る。

佐藤 弘実 （正員）

昭和45年8月16日生。平成6年3月茨城大学工学部精密工学科卒業。同8年3月同大学大学院工学研究科システム工学専攻修士課程修了。同年4月大東通信機㈱入社，現在に至る。

地引 正幸 （非会員）

昭和48年3月4日生。平成3年3月千葉県立安房高等学校卒業。同年4月東京工芸大学工学部電子工学科入学。平成7年3月同大学工学部電子工学科卒業。同年4月㈱精工技研入社，現在に至る。