中性点クランプ形PWMコンバータの直接電力制御法

正員 野口 季彦* 学生員 佐藤 明*

Direct Power Control of Neutral-Point-Clamped PWM Converter

Toshihiko Noguchi*, Member, Akira Sato*, Student Member

This paper describes direct power control of a neutral-point-clamped PWM converter. The key of this strategy is a direct selection of switching modes on the basis of instantaneous control errors of active and reactive power. In addition, this paper discusses neutral point voltage control and PWM pattern equalization schemes. The validity of the proposed technique was examined by computer simulations and experiments after theoretical analyses. Through several experimental tests, it was confirmed that total input power factor and efficiency were more than 99% and 97% over the load power range from 400 to 2000 W, respectively. The experimental results demonstrated excellent performance of the proposed method, compared with a conventional control technique of the neutral-point-clamped PWM converter.

キーワード：直接電力制御法，中性点クランプ形 PWM コンバータ，瞬時有効・無効電力，スイッチングテーブル

Keywords: direct power control, neutral-point-clamped PWM converter, instantaneous active and reactive power, switching table

1. 緒言

中性点クランプ形 PWM コンバータ(以下, NPC コンバータと略す。)は大容量電力変換器に適しており, 高速鉄道や鉄鋼圧延などの可変速ドライブのほか, 大容量 AC/DC 変換器としても広く賞用されている⁽¹⁾。特に, NPC コンバータを AC/DC 変換器として使用した場合, 総合入力力率を 1 に制御すると同時に直流バス電圧を一定に制御することが求められるが, これらを実現する構成として電流マイナーループと直流バス電圧ループからなるシステムがよく知られている。これは直流バス電圧が一定となるように交流電流の振幅指令値を与え, 内側のループで交流電源電圧と電流が同相となるように電流制御するものである。電流制御法としては, 静止座標上で交流電流を制御する方式のほか, 電源電流を同期回転座標へ座標変換して直流量とした上で電流制御を行う方式が一般的である⁽²⁾。いずれの場合も, 電流制御は積分要素をもつ PI レギュレータなどで実現されるため, 電流指令値に対する応答性や追従性の点で問題がある。また, 静止座標上で電流制御する場合は制御量, 操作量ともに交流量であるため, 本質的に位相や振幅などの制御偏差を排除することは困難で, 入力力率や効率を悪化させる原因となる。一方, 同期回転座標上で電流制御を行え

ばこのような問題は解決されるが, 座標変換が不可欠であるため制御アルゴリズムの複雑化は避けられない。さらに, 以上のような電流マイナーループでは三角波キャリアを用いて操作量である電圧指令値をパルス幅変調するが, これは典型的な平均値制御であるため電流制御の高速応答化を阻む一因となっている。

これに対して筆者らは, PWM コンバータのスイッチングと瞬時有効・無効電力を直接関連づけてリレー制御することにより, 総合入力力率 1 制御と直流バス電圧一定制御を実現する直接電力制御法を検討してきた⁽³⁾。この手法はマイナーループや座標変換による電流制御を必要とせず, 瞬時有効・無効電力のリレー制御に基づいているため, 簡単な構成で極めて高速な電力制御が可能である⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。しかし, このような特長をもつ直接電力制御法を NPC コンバータに適用する場合, その制御方法や運転特性については検討すべき余地が大いに残されている。特に, 瞬時有効・無効電力が微小な制御偏差で高速制御されるよう, どのようにリレー制御要素を構築し NPC コンバータのスイッチングモードを決定するかは十分に検討されていない。また, NPC コンバータ特有の問題である中性点電位の変動を抑制する方策や PWM パターンを均等化する方策についても新たな考究が必要である⁽⁷⁾。本論文では, 以上の観点から NPC コンバータの直接電力制御法を検討するとともに, 提案するシステムの妥当性を計算機シミュレーションや実験により検証した。その結果, 従来の電流マイナーループに基づく NPC コンバータの制御法と比較して, 良好な運転

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 長岡市上富岡 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188

図 1 NPC コンバータの主回路構成

Fig. 1. Power circuit of NPC converter.

図 2 直接電力制御形 NPC コンバータのブロック図

Fig. 2. Block diagram of direct-power-controlled NPC converter.

特性が確認されたので報告する。

2. システム構成と制御原理

2.1 システム構成 図 1 に NPC コンバータの主回路構成を、図 2 に直接電力制御形 NPC コンバータのブロック図を示す。まず、交流電源電圧 v_a, v_b, v_c と電源電流 i_a, i_b, i_c を検出し、それぞれを三相-二相変換する。その結果得られた v_α, v_β と i_α, i_β から (1) 式を用いて瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

一方、瞬時有効電力指令値 P^* は直流バス電圧制御系から与える。すなわち、直流バス電圧 V_{dc} とその指令値 V_{dc}^* の偏差から PI 制御器を介して得られた I^* と V_{dc} との積から得る。また、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部より直接与え、総合入力力率 1 制御を行う場合は $Q^* = 0$ とする。 $Q^* \neq 0$ とすることにより電源電圧に対し電流を進み位相としたり、

図 3 電源電圧ベクトル位相の量子化

Fig. 3. Quantized phase of power-source-voltage vector.

遅れ位相としたりすることも可能である。 P^* と P, Q^* と Q の誤差 $\Delta P, \Delta Q$ はヒステリシス要素によって量子化される。この量子化信号 S_p, S_q により瞬時有効・無効電力の増減を決定する。また、交流電源電圧位相も 15 (deg) (電源 1 周期を 24 分割) ごとに量子化し、図 3 に示す 24 領域に分割して検出する。これは (2) 式のように表現することができる。

$$(n-2)\frac{\pi}{12} \leq \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{12} \quad \therefore n = 1, 2, \dots, 24 \dots\dots\dots (2)$$

電源電圧位相の検出分解能を 30 (deg) (1 周期を 12 分割) とする構成も考えられるが、種々の計算機シミュレーションや実験を通じて、良好な PWM パターンを得るには 15 (deg) ごとに電源電圧位相を量子化して検出すべきであるとの結論に至った。いずれにせよ、本論文で提案する直接電力制御法ではごく荒い分解能で電源電圧位相を検出すればよいので、簡単なフェーズロックループ (PLL) と数ビットのカウンタで位相検出回路を構成することができる。

また、中性点電位 v_n を制御するために、正側コンデンサ電圧 V_{c1} と負側コンデンサ電圧 V_{c2} の誤差 v_n もヒステリシス要素に入力して量子化する。この量子化信号 S_{vn} より中性点電位の増減を決定する。以上の量子化信号 $S_p, S_q, \theta_n, S_{vn}$ を一括してスイッチングテーブルに入力し、それらの組み合わせに応じて P が P^* に、 Q が Q^* に追従するように NPC コンバータのスイッチングモード S_a, S_b, S_c を直接選択する。

2.2 電圧ベクトルの選択法 図 4 に示したように、NPC コンバータの出力可能な電圧ベクトルは全部で 19 種類存在する。ここで、 $v_{1P} \sim v_{6P}, v_{1N} \sim v_{6N}$ を小ベクトル、 $v_7 \sim v_{18}$ を大ベクトルと称して分類する。ある特定の交流電源電圧位相 θ_n においても瞬時有効電力を増加させ、瞬时无効電力を減少させる傾きの異なるベクトルが複数存在する。これらのうち唯一のベクトルを選択するために、図 5(a) に示す多段ヒステリシスコンパレータを瞬時有効電力制御系に適用し、 ΔP の大きさに応じて大小電圧ベクトルのうち一方を選択する。この多段ヒステリシスコンパレータは

図4 NPC コンバータの出力電圧ベクトル

Fig. 4. Output voltage vectors of NPC converter.

(a) 多段ヒステリシスコンパレータ

(a) Stacked multi-stage hysteresis comparator.

(b) 2 値ヒステリシスコンパレータ

(b) 2-level hysteresis comparator.

図5 有効・無効電力制御部のヒステリシス要素

Fig. 5. Hysteresis elements of active and reactive power control.

ΔP が ΔP_1 内に収まるように動作する。いま、ヒステリシスコンパレータが hysteresis 3 にあるものとし、 ΔP が $\Delta P_2/2$ より大きくなったとすると、動作するヒステリシス要素は hysteresis 2 に移り $S_p = 1$ を出力する。逆に ΔP が $-\Delta P_2/2$ より小さくなったとするとヒステリシス要素は hysteresis 4 に移り $S_p = -2$ を出力する。このようにして得られた S_p が ± 2 のとき大ベクトルを、 ± 1 のとき小ベクトルを、そして 0 のときゼロベクトルを選択するようにスイッチングテーブルを構成する。また、瞬时无効電力制御系については前述と同様に多段ヒステリシスコンパレータを適用しても動作自体にまったく問題はないが、ヒステリシスコンパレー

図6 PWM コンバータのモデル

Fig. 6. Model of PWM converter.

タ部やスイッチングテーブルの構成・動作が煩雑になるため、図 5(b) に示すように最も単純な 2 値ヒステリシスコンパレータ採用して、瞬时无効電力の傾きの極性だけを判別するようにした。

2.3 スwitchングテーブルの構成法 本制御システムは原理的に瞬时有効・無効電力のリレー制御に基づくため、NPC コンバータのスイッチングモードに対するそれらの時間的変化率 dP/dt , dQ/dt が重要である。そこで、図 6 に示す PWM コンバータのモデルを用いてスイッチングモード S_a, S_b, S_c と dP/dt , dQ/dt の関係を導出する。

まず、電源電圧ベクトル v_s は (3) 式で表すことができる。

$$v_s = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + v_b e^{j2\pi/3} + v_c e^{j4\pi/3}) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$v_a = \sqrt{2}V_{rms} \cos \omega t$$

$$\text{ここで, } v_b = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$v_c = \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

である。(4) 式を (3) 式に代入すると、

$$v_s = \sqrt{3}V_{rms} e^{j\omega t} \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。

また、電源電流ベクトル i_s は (6) 式のように定義する。

$$i_s = i_\alpha + ji_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) \quad \dots\dots (6)$$

一方、コンバータ出力電圧ベクトル v_c は (7) 式で表現できる。

$$v_c = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}(S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad \dots\dots\dots (7)$$

図 6 より電源とコンバータ間の電圧電流方程式は、

$$v_s - v_c = L \frac{di_s}{dt} \quad \dots\dots\dots (8)$$

であるから、(1), (5)~(8) 式を用いて dP/dt , dQ/dt について解くと (9), (10) 式のように導くことができる。これより各電源電圧位相 θ_n においてスイッチングモードに対応した dP/dt , dQ/dt を算出することができる。一例として、図 7 に領域 θ_5 と θ_6 におけるこれらの計算結果を示す。 dP/dt , dQ/dt は S_a, S_b, S_c の組み合わせにより 5 種類の値(正の大変化率, 正の小変化率, 変化なし, 負の小変化率, 負の大変化率)をとるため、ここでは矢印の傾きによって P, Q

図7 θ_5 と θ_6 における dP/dt , dQ/dt の計算結果
Fig. 7. Calculation results of dP/dt , dQ/dt in θ_5 and θ_6 .

(a) θ_6 に電源電圧ベクトルがある場合
(a) When v_s in θ_6 .

(b) θ_7 に電源電圧ベクトルがある場合
(b) When v_s in θ_7 .

図8 電源電圧ベクトル位相と選択すべきコンバータ電圧ベクトルの関係

Fig. 8. Relationship between power-source voltage vector phase and converter voltage vectors to be selected.

それぞれの上昇と下降の度合いを5段階評価して表した。

$$\frac{dP}{dt} = \frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[K_1 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) - \frac{\sqrt{3}}{2} K_2 (S_b - S_c) \right] \quad \dots \dots \dots (9)$$

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} K_1 (S_b - S_c) + K_2 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) \right] \quad \dots \dots \dots (10)$$

$$\because K_1 = \omega t \sin \omega t - \cos \omega t, \quad K_2 = \omega t \cos \omega t + \sin \omega t$$

これらの中から瞬時有効・無効電力の制御に必要な操作量として最適な電圧ベクトルを選択しなければならない。まず、基本的な電圧ベクトル選択法について述べる。例えば図7からわかるように、瞬時有効電力を減少させ、瞬时无効電力を増加させる大ベクトルには2種類のスイッチングモードが存在する。この二者択一には電源電圧ベクトル v_s に近い電圧ベクトルを選択する。ただし、(11)式の領域においては特例的に選択法が異なり、電源電圧ベクトル v_s に近い電圧ベクトルのみを選択する。すなわち、図8に示すように網掛けした電圧ベクトルのみを選択する。

$$\theta_n = \theta_{4m-2} \text{ or } \theta_{4m-1} \quad \because m = 1, 2, \dots, 6 \quad \dots \dots (11)$$

また、次の領域 θ_8 においては、 θ_6 を 30 (deg) だけ時計方向へ回転させて同様の選択を行う。このような手順で得られたスイッチングテーブルと制御器を図9に示す。

図9 スイッチングテーブルと制御器

Fig. 9. Optimum switching table and regulators.

2・4 中性点電位の変動抑制法 NPC コンバータが順変換器として動作している場合、中性点電位 v_n は出力電圧ベクトルに対して表 1 に示したような挙動を示す。ここで、電圧ベクトル $v_{1P} \sim v_{6P}$, $v_{1N} \sim v_{6N}$ は NPC コンバータが出力可能な小ベクトルのうち順変換動作で正側または負側コンデンサを充電するベクトルである。したがって、中性点電位を制御可能なスイッチングモードはベクトル $v_{1P} \sim v_{6P}$, $v_{1N} \sim v_{6N}$ が出力される場合のみである。この選択法として、 S_p が小ベクトルを選択しているとき、中性点電位 v_n が上昇するならば $v_{1P} \sim v_{6P}$ を、下降するならば $v_{1N} \sim v_{6N}$ を選択する。このような小ベクトルの選択により、中性点電位の変動を抑制することができる。中性点電位の変動は 3 値ヒステリシスコンパレータを用いて、 S_{vn} が 1 のときは

表 1 中性点電位の挙動

Table 1. Behavior of neutral point potential.

Voltage vectors	Neutral-point potential
$v_{1P} \sim v_{6P}$	Falling
$v_{1N} \sim v_{6N}$	Rising
$v_7 \sim v_{12}$	Depending on pahse
$v_{13} \sim v_{18}$	No variation

表 2 PWM パターンの制約条件

Table 2. Restrictive conditions of PWM pattern.

	θ_{1-4}	θ_{5-8}	θ_{9-12}	θ_{13-16}	θ_{17-20}	θ_{21-24}
Phase a	PO		ON			PO
Phase b	ON	PO			ON	
Phase c	ON			PO		

	θ_n	$\uparrow S_a$		$\uparrow S_b$		$\uparrow S_c$	
		θ_{1-4}	θ_{9-12}	θ_{17-20}	θ_{5-8}	θ_{13-16}	θ_{21-24}
S_{vn}		1	0	-1	1	0	-1
v_1	POO	ONN	POO	ONN			
v_2	PPO	ONN	PPO	ONN			
v_3	OPO	NON	OPO	NON			
v_4	OPP	NOO	OPP	NOO			
v_5	OOP	NNO	OOP	NNO			
v_6	POP	ONO	POP	ONO			
v_7	PON						
v_8	OPN						
v_9	NPO						
v_{10}	NOP						
v_{11}	ONP						
v_{12}	PNO						
v_{13}	PNN						
v_{14}	PPN						
v_{15}	NPN						
v_{16}	NPP						
v_{17}	NNP						
v_{18}	PNP						

図 10 中性点電位変動抑制のスイッチングテーブル

Fig. 10. Switching table to stabilize v_n .

上昇モード、 -1 のときは下降モードと量子化して判別する。さらに後述の PWM パターン均等化モードとして 0 の場合を付加する。この PWM パターン均等化モードにおいて重要なのは、小ベクトルにおけるスイッチングモードの選択であり、この選択には表 2 に示すような制約を設ける。これは N から P、または P から N にスイッチングモードが直接変化しないようにしたもので、これにより無駄なスイッチングの発生を抑制することができる。以上より導かれた図 10 と図 9 の 2 段構成のスイッチングテーブルを用いて NPC コンバータの瞬時的なスイッチングモード S_a , S_b , S_c を決定する。

3. シミュレーションによる制御特性の確認

提案するシステムの制御特性を確認するため計算機シミュレーションを行った。シミュレーション条件を表 3 に示す。

表 3 主回路の電気定数

Table 3. Electrical parameters of power circuit.

Interlinkage Reactor	5 (mH)
DC Bus Capacitor	1800 (μ F)
Power-Source Voltage	200 (V), 50 (Hz)
DC Bus Voltage Reference	300 (V)
Reactive Power Reference	0 (var)

(a) 電源電圧、電流および PWM 波形

(a) v_a , i_a and PWM waveforms.

(b) 電源電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of line current.

図 11 シミュレーション結果

Fig. 11. Simulation result of proposed system.

図 11(a) に負荷 1.2 (kW) における電源電圧, 電流およびコンバータ出力線間電圧 (PWM) 波形を, 同図 (b) に電流の FFT 解析結果を示す。電源電流は電源電圧と同相で正弦波になっていることから, 電流制御を行わずとも瞬時無効電力を 0 (var) に制御した結果, 入力力率 1 制御を達成していることがわかる。また, コンバータの出力線間電圧も良好な 5 レベル波形となっている。FFT 解析結果を見ると, 三角波キャリア変調方式で見られるような突出した高調波成分 (キャリア周波数の側帯波成分) は現れず, スペクトルが分散していることがわかる。

4. 実機による制御特性の検証

実験条件は計算機シミュレーションと同様とした。また, 提案法と同様に交流電流の座標変換を必要とせず, 静止座標上で電流制御を行う従来法との比較を行うため, 図 12 に示す制御回路を試作して同一の主回路で実験を行った。この従来システムでは直流バス電圧制御系から得た電流指令値 i_s^* と検出した電流 i_s の偏差を線形制御器に入力し, コンバータ出力電圧指令値 v_c としている。この電圧指令値を 2 段三角波で変調することにより, NPC コンバータ各レグのスイッチングパターンが得られる。なお, 電圧指令値は変調用の三角波高値を越えないようにリミッタで制限をかけている。なお, 提案法ではコンバータのスイッチング周波数が負荷により若干変動するが, 代表的な動作点 (負荷電力 1.2 (kW)) で 3.5 (kHz) となるよう瞬時有効・無効電力のヒステリシス幅を調整した。したがって, 比較対象となる従来法の三角波キャリア周波数も 3.5 (kHz) と設定して実験を行った。

図 13(a) に負荷電力 1.2 (kW) における電源電圧, 電流およびコンバータ出力線間電圧 (PWM) 波形を, 同図 (b) に電流の周波数スペクトルを示す。瞬時無効電力は 0 (var) に制御されているため, 結果的に電流波形は電源電圧波形と相似になっており, しかも同相となっている。また, コンバータ出力線間電圧を見ると, 5 レベルの電圧波形が出力されており, PWM も良好に行われていることがわかる。

図 12 従来システムの構成

Fig. 12. Configuration of conventional system.

(a) 電源電圧, 電流および PWM 波形

(a) v_a , i_a and PWM waveforms.

(b) 電源電流の周波数スペクトル

(b) Frequency spectra of line current.

図 13 実験結果

Fig. 13. Experimental result of proposed system.

図 14 総合入力力率

Fig. 14. Total input power factor.

図 15 総合効率

Fig. 15. Total Efficiency.

いずれの波形も計算機シミュレーションで得られた結果とよく一致している。また、図 13(b) に示した電流の FFT 解析結果においては、突出した高調波成分が現れず広く分散した周波数スペクトルとなっていることがわかる。三角波キャリアで変調して PWM パターンを生成する従来法では、キャリア周波数の側帯波が突出したピークとなって現れるが、これとは対照的な結果が得られた。図 14 に提案法と従来法の総合入力力率を、図 15 に両者の総合効率を示す。これらから、提案法の総合入力力率は 99 (%) 以上と良好であり、特に軽負荷時における総合入力力率が高い。総合効率についても提案法では 97 (%) 以上の値が得られ、全負荷領域にわたって従来法を凌駕する結果となった。

提案する直接電力制御法は瞬時有効・無効電力のフィードバックループをもち、それらのリレー制御がコンバータのスイッチングによって直接的に行われる。したがって、電力制御ループには PI レギュレータのような動的補償要素が存在しないため、広い帯域にわたって高いループゲインを維持することができる。また、瞬時有効・無効電力は静止座標においても直流量であるため、従来の電流制御のように同期回転座標への座標変換を行わなくても、位相や振幅などの制御偏差を十分抑圧することができる。以上の理由により、提案法では全負荷領域にわたって良好な運転特性が得られたものと考えられる。

5. 結 言

本稿では、直接電力制御法を中性点クランプ形 PWM コンバータに適用し、そのシステム構成とスイッチングモードの決定法について述べた。また、中性点電位の変動を抑制する方策や PWM パターンを均等化する方策についても検討した。提案法の制御特性を計算機シミュレーションで評価するとともに、2 (kW) の実機システムを試作して実験検証を行った。電流マイナーループと三角波キャリア変調器をもつ従来法と実験的に比較評価した結果、総合入力力率や総合効率において提案法が従来法を凌駕することを確認した。

(平成 16 年 1 月 7 日受付, 平成 16 年 7 月 1 日再受付)

文 献

- (1) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: "New Neutral Point Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol.17, No.5, pp.518–523 (1981)
- (2) M.P. Kazmierkowski and L. Malesani: "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.45, No.5, pp.691–703 (1998)
- (3) T. Ohnishi: "Three-Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", *IEEE IECON Proc.*, Vol.1, pp.819–824 (1991)
- (4) T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi, and J. Katsumata: "Instantaneous Active and Reactive Power Control of PWM Converter by Using Switching Table", *IEE-Japan Trans. Ind. App.*, Vol.116-D, No.2, pp.222–223 (1996-2) (in Japanese)
野口季彦・富木広明・近藤正示・高橋 勲・勝俣 純:「スイッチングテーブルによる PWM コンバータの有効・無効電力瞬時値比較制御法」, 電学論 D, **116**, 2, pp.222–223 (1996-2)
- (5) T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi: "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source-Voltage Sensors", *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol.34, No.3, pp.473–479 (1998)
- (6) M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G.D. Marques: "Virtual-Flux-Based Direct Power Control of PWM Rectifiers", *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol.37, No.4, pp.1019–1027 (2001)
- (7) A. Sato and T. Noguchi: "Direct Power Control of Multi-Level Converter and Its Operation Characteristics", *IEE-Japan Ind. App. Soc. Annual Conf.*, Vol.1, pp.139–142 (2003) (in Japanese)
佐藤 明・野口季彦:「マルチレベルコンバータの直接電力制御法と運転特性」, 電学産応部門大, **1** 巻, pp.139–142 (2003)

野口季彦 (正員) 1959 年 10 月 23 日生。1982 年 3 月名古屋工業大学電気工学科卒業。1986 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程修了。1982 年 4 月東京芝浦電気 (株) 入社。1991 年 4 月岐阜工業高等専門学校講師。1994 年 4 月長岡技術科学大学助手。1996 年 4 月同助教授。博士 (工学)。IEEE Senior Member。

佐藤 明 (学生会員) 1979 年 11 月 16 日生。2002 年 3 月秋田工業高等専門学校専攻科生産システム工学専攻修了。2004 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程電気・電子システム工学専攻修了。2004 年 4 月サンケン電気 (株) 入社。