

マルチレベルコンバータの直接電力制御法と運転特性

佐藤 明[†] 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Direct Power Control of Multi-Level Converter and Its Operation Characteristics

Akira Sato, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

Abstract - This paper describes improved operation characteristics of a direct-power controlled neutral-point-clamped converter. The key of this strategy is a direct selection of switching modes on the basis of instantaneous errors of active and reactive power. By using this method, PWM pattern, total power factor and efficiency can be improved. Through several experimental tests, total power factor and efficiency up to 99.7% and 97.1% were confirmed, respectively.

キーワード：直接電力制御法，NPC コンバータ，瞬時有効電力，瞬时无効電力

1. はじめに

筆者らはこれまで直接電力制御法に基づく中性点クランプ形コンバータ(以下，NPC コンバータと略す。)のシステム構成および中性点電位補償法を検討し，シミュレーションと実験によりその運転特性を検討してきた^{[1]-[3]}。しかし，制御則を司るスイッチングテーブルやヒステリシス要素の構成に自由度が大きく，それらの内容によってはPWM波形をはじめ各種制御特性になお改善する余地が残されている。

本稿では，それらを改善する新しいシステム構成とスイッチングモードの決定法を示すとともに，シミュレーションと実験により基本的な運転特性を検証し，良好な結果が得られたので報告する。

2. 制御原理

<2.1> システム構成

Fig. 1 に直接電力制御法に基づく NPC コンバータのシステム構成を示す。まず，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して得られる v_α, v_β と i_α, i_β から (1)，(2) を用いて瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

$$P = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \tag{1}$$

$$Q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \tag{2}$$

一方，瞬時有効電力指令値 P^* は，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} の積により得る。また，瞬时无効電力指令値 Q^* は外部より直接与える。 P^* と P, Q^* と Q の誤差 $\Delta P, \Delta Q$ をヒステリシス要素に入力し量子化する。この量子化信号 S_p, S_q により瞬時電力の増減を決定する。一方，電源電圧位相を Fig. 2 に示すように 30 [deg] ごとに $\theta_1 \sim \theta_{12}$ と量子化し，空間的に 12 分

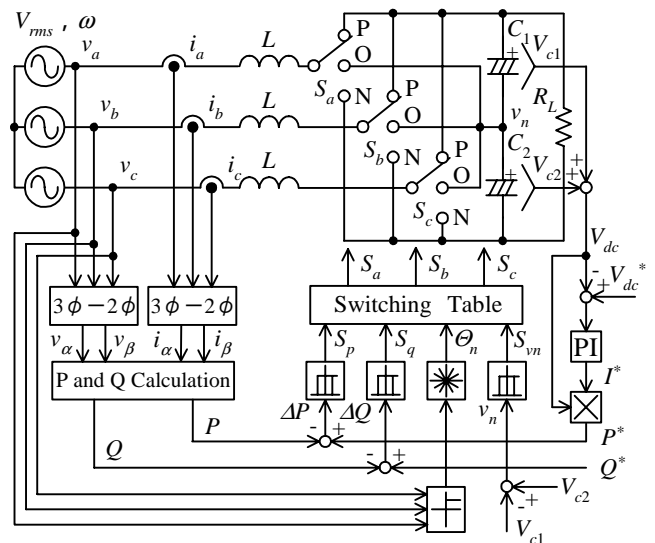


図1 直接電力制御形 NPC コンバータのブロック図
Fig. 1. Block diagram of direct-power-controlled NPC converter.

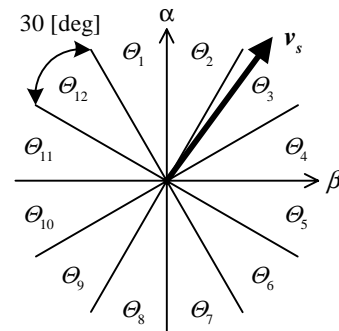


図2 電源電圧ベクトル位相の量子化
Fig. 2. Phase quantization of power-source-voltage vector.

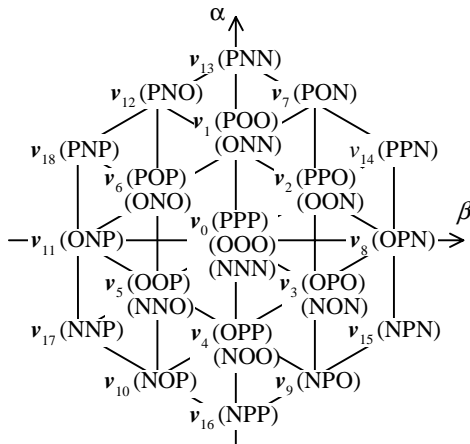


図3 NPCコンバータの電圧ベクトル
Fig. 3. Voltage vectors of NPC converter.

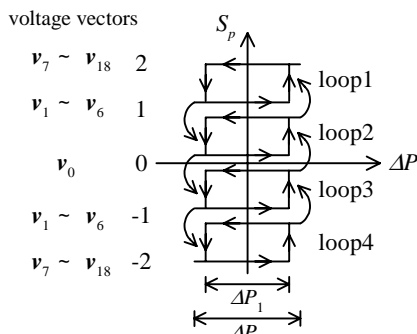


図4 多段ヒステリシスコンパレータ
Fig. 4. Stucked multi-level hysteresis comparator.

割して検出する。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。これらの量子化信号 $S_p, S_q, \theta_n, S_{vn}$ を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 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 を直接決定する。

<2.2> 電圧ベクトルの選択法

Fig. 3 に示すように、NPC コンバータの出力可能な電圧ベクトルは 19 種類存在する。ここで、 $v_1 \sim v_6$ を小ベクトル、 $v_7 \sim v_{18}$ を大ベクトルと定義する。1つの領域 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1つのベクトルを選択するために、Fig. 4 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部に適用し、 ΔP の大きさから大小電圧ベクトルの選択を行う。この多段ヒステリシスコンパレータの動作は 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 loop3 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、ヒステリシス要素は loop2 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 loop4 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

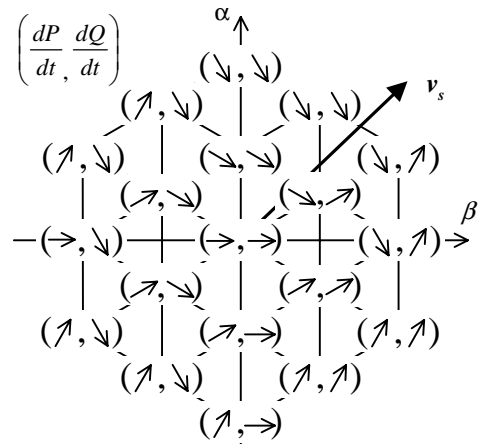


図5 θ_3 における $dP/dt, dQ/dt$ の算出結果
Fig. 5. Calculation results of $dP/dt, dQ/dt$ in θ_3 .

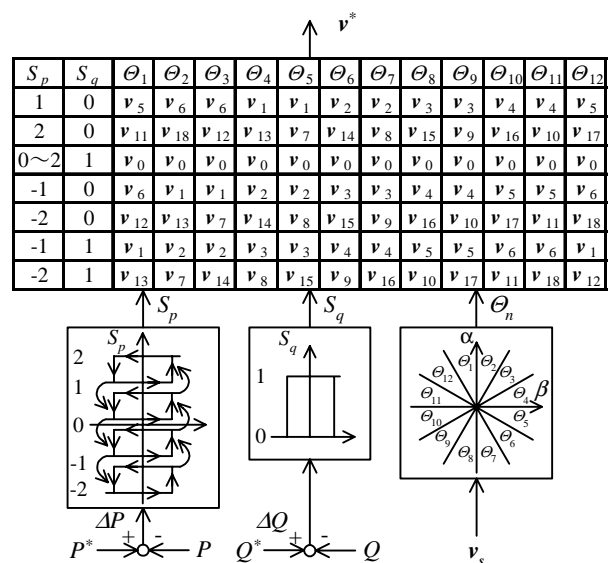


図6 最適スイッチングテーブルと制御器
Fig. 6. Optimum switching table and regulators.

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、瞬时无効電力制御部においては、2値のヒステリシスコンパレータを用いてベクトルの判別を行う。

<2.3> スwitchingテーブルの構成法

本システムは原理的に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瞬時電力の時間的変化率 $dP/dt, dQ/dt$ が重要となる。これらは (3), (4) を用いて計算することができる。一例として、Fig. 5 に領域 θ_3 におけるこれらの計算結果を示す。ここでは、矢印の傾きにより P, Q それぞれの変化の大きさを 5 段階評価で表した。

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

$$\frac{dQ}{dt} = -\frac{V_{rms} V_{dc}}{L} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} K_1 (S_b - S_c) + K_2 \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right) \right] \quad (4)$$

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

表 1 中性点電位の挙動

Table 1 Behavior of neutral-point potential.

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

表 2 制約条件

Table 2 Restrictive conditions.

	$\theta_{1,2}$	$\theta_{3,4}$	$\theta_{5,6}$	$\theta_{7,8}$	$\theta_{9,10}$	$\theta_{11,12}$
a相	PO	PO	ON	ON	ON	PO
b相	ON	PO	PO	PO	ON	ON
c相	ON	ON	ON	PO	PO	PO

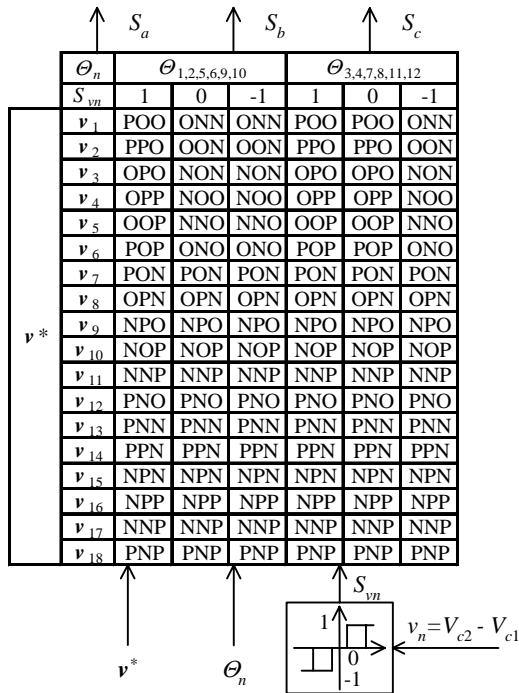
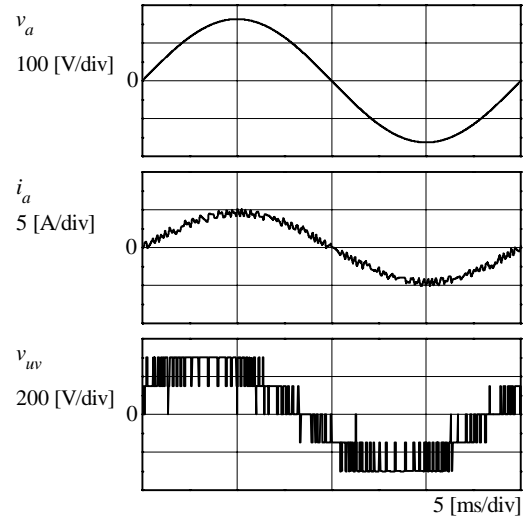


図 7 中性点電位変動抑制のスイッチングテーブル
Fig. 7. Switching table to stabilize v_n

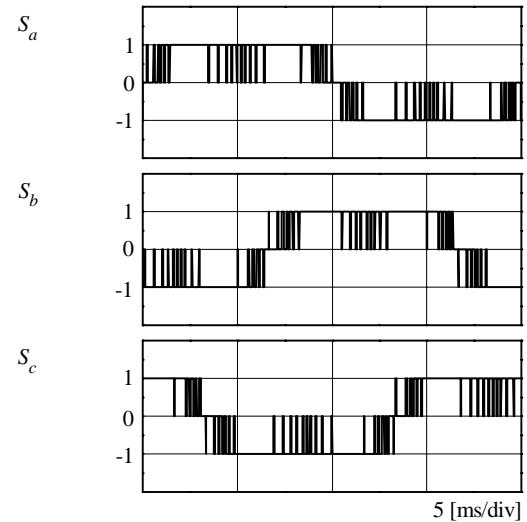
この中から操作量として最適な電圧ベクトルを選定するが、Fig. 5 からわかるように、瞬時有効電力を減少させ、瞬时无効電力を増加させる大ベクトルには 2 種類のスイッチングモードが存在する。この二者択一には電源電圧ベクトル v_s に近い電圧ベクトルを選択する。他の電力変化率の組み合わせにおいても同様の基準で電圧ベクトルを選定する。また、隣の領域においては、Fig. 5 を 30 [deg] だけ時計回りに回転させて同様の選択を行う。このようにして得られたスイッチングテーブルを Fig. 6 に示す。

<2.4> 中性点電位の補償法

Table 1 は出力電圧ベクトルに対する中性点電位 v_n の挙動を示している。ここで、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最小電圧ベクトルのうち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 $v_{1P} \sim v_{6P}$ 、 $v_{1N} \sim v_{6N}$ を出力する場合のみである。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 が上昇するのであれば $v_{1N} \sim v_{6N}$ を、下降するのであれば $v_{1P} \sim v_{6P}$ 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。この中性点電位の変動は、3 値のヒステリシスコンパレータを用いて判別する。 S_{vn}



(a) v_a , i_a , and PWM waveforms

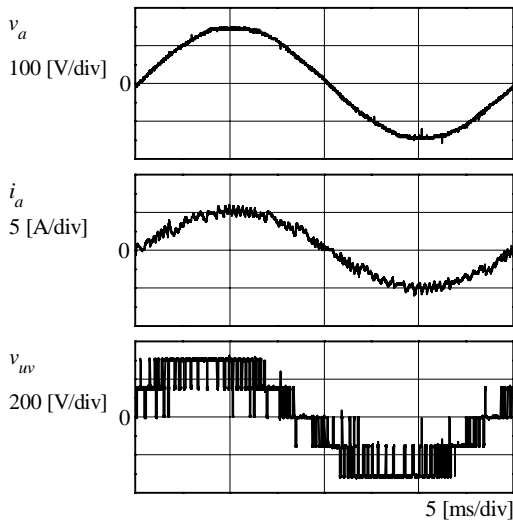
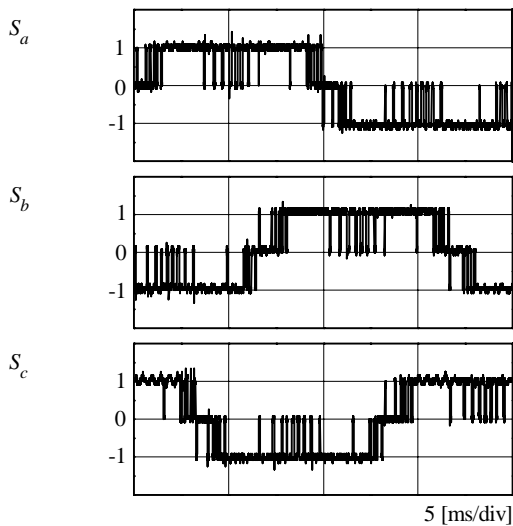


(b) switching pattern of each leg

図 8 シミュレーション結果

Fig. 8. Simulation results of proposed system.

が 1 のときは上昇、-1 のときは下降の場合に相当するが、これに 0 としてパターン均等化モードを付加する。このパターン均等化モードにおいて重要となるのは、小ベクトルにおけるスイッチングモードの選択であり、この選択法として Table 2 に示す制約条件を設ける。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するために、これにより無駄なスイッチングを抑制することができる。以上から得られたスイッチングテーブルを Fig. 7 に示す。このように Fig. 6 と Fig. 7 の 2 つのテーブルを用いて 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。

(a) v_a , i_a , and PWM waveforms

(b) switching pattern of each leg

図 9 実験結果

Fig. 9. Experimental results of proposed system.

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にシミュレーションを行った。シミュレーション条件は電源電圧 200 [V]、連系リアクトル 5 [mH]、負荷抵抗 80 [Ω]、直流バス電圧指令値 300 [V]、瞬时无効電力指令値 0 [var] である。

Fig. 8(a)に電源電圧、電流およびコンバータ出力線間電圧波形を、(b)に各レグのスイッチングパターンを示す。電源電流は正弦波状になっており、電流制御を行わずとも結果的に力率 1 制御を達成している。また、各レグのスイッチングパターンもほぼ均等化されていることがわかる。

4. 実機による制御特性の検証

実験条件はシミュレーションと同等とし、電源電圧を 200 [V]、連系リアクトルを 5 [mH]、直流バス電圧指令値を 300 [V]、瞬时无効電力指令値を 0 [var] とした。Fig. 9(a)に負荷電力 1.2 [kW]時における電源電圧、電流およびコンバータ出

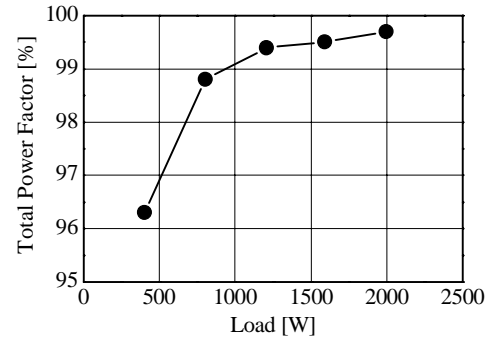


図 10 総合入力力率

Fig. 10. Total input power factor.

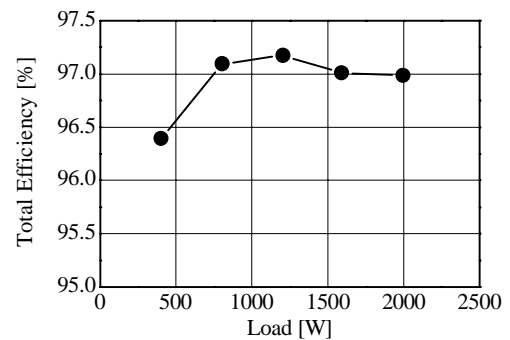


図 11 総合効率

Fig. 11. Total Efficiency.

力線間電圧波形を、(b)に各レグのスイッチングパターンを示す。電源電流は正弦波状になっており力率 1 制御を達成していることが確認できる。コンバータ出力線間電圧波形には若干不規則なパターンも見られるがほぼ良好である。また、各レグのスイッチングパターンもほぼ均等化されている。Fig. 10に総合入力力率を、Fig. 11に総合効率を示す。総合入力力率は最大で 99.7 [%]、総合効率は最大で 97.1 [%]の値が得られた。

5. まとめ

本稿では、直接電力制御法に基づく NPC コンバータの PWM 波形をはじめ各種制御特性を改善する新しい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。シミュレーションと実験により制御特性の検証を行った。実験結果より PWM 波形、総合入力力率および総合効率において良好な結果が得られることを確認した。今後はスイッチング周波数を一定化する手法について検討する。

参考文献

- [1] 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 (1998).
- [2] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi "A New Neutral Point Clamped PWM Inverter." *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 17, no. 5 (1981).
- [3] A. Sato, and T. Noguchi "Experimental Verification of Direct-Power Controlled Neutral-Point-Clamped Converter." *Proc. IEE Conf. Japan*, vol. 4, 87, 132-133 (2003) (in Japanese).
佐藤・野口：「直接有効・無効電力制御形 NPC コンバータの実験検証」電学全大，4，132-133（平成 15）