

5 レベルアクティブ NPC インバータの PV システムへの応用 と従来の電力変換器との比較

学生員 榎原 有吾, 正 員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Application of the 5-level Active NPC inverter for PV system and comparison of the 5-level Active NPC inverter and 2-level inverter

Yugo Kashihara, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses performance of two converters for PV system. Two converters are the 5-level ANPC inverter and the 2-level ANPC inverter. The ANPC circuit combines a neutral point clamp circuit and flying capacitor topology. This circuit can reduce the number of components in comparison to conventional multilevel converters. The calculation results confirmed that the 5-level ANPC inverter achieved efficiency point of 99.3%.

キーワード : マルチレベル変換器, アクティブ NPC, PV システム

Keywords : Multilevel converter, Active NPC, PV system

1. はじめに

電力変換器の出力電圧の高調波低減, 電流応答の高速化の観点から, マルチレベル電力変換器が研究されている⁽¹⁾。マルチレベル電力変換器は従来の 2 レベルの電力変換器と比較すると, ①レベル数 n に対しスイッチング素子の耐圧を $n-1$ 分の 1 に低減できること, ②複数レベルの電圧を出力するので出力電圧の高調波を低減できることが利点としてあげられる。そのため, 新幹線や大容量ポンプ等の 3.3kV 系や 6.6kV 系の中電圧用途に使用されている。さらに, その一方で, 200V 系や 400V 系の低圧の用途においても高効率化や低ノイズ化の観点からマルチレベル電力変換器は有効であり, Fig.1 のような太陽光発電システムの系統連系インバータに応用する動きがある⁽³⁾。

代表的なマルチレベル変換器の回路構成として, 中性点クランプ(以下 NPC)方式と, フライイングキャパシタ(以下 FC)方式があげられる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。NPC 方式は, 新幹線などに実用化されており, ダイオードによって中性点電圧で出力電圧をクランプすることで複数の電圧レベルを出力する。しかし, 出力レベルに応じてスイッチング素子が増加するため, 各スイッチング素子の損失増加が懸念される。FC 方式は, 直流リンクコンデンサと FC 電圧を合成することで複数の電圧レベルを出力する。しかし, レベル数の増加に伴い, コンデンサが多数必要となり, 各コンデンサの電圧バランス制御が困難になる。

そこで筆者らは, マルチレベル電力変換器の一方式とし

て, 5 レベルアクティブ中性点クランプ形(以下 ANPC)インバータに注目している⁽²⁾⁽³⁾。ANPC 方式は, NPC 方式と FC 方式を組み合わせた回路構成となっており, 従来方式と比較すると, 通過素子数が少なく, 従来方式の短所を解決でき, 低コスト化, 高効率化が期待できる。

これまでに, 筆者らは数式を用いた 5 レベル ANPC インバータの最適設計法について検討を行ってきた⁽⁴⁾。数式を用いた理論解析の場合, デバイスパラメータや回路パラメータに応じて, 容易に損失が求められるため, 最適化の検討がしやすくなるからである。そのため, 体積の検討や高効率・高パワー密度等の要求を満たす変換器の設計を容易に行なうことができる。

本論文では, これまで検討した数式を用いた 5 レベル ANPC インバータの最適設計法を PV 用系統連系システムに適用し, 従来回路である 2 レベルインバータと比較を行い,

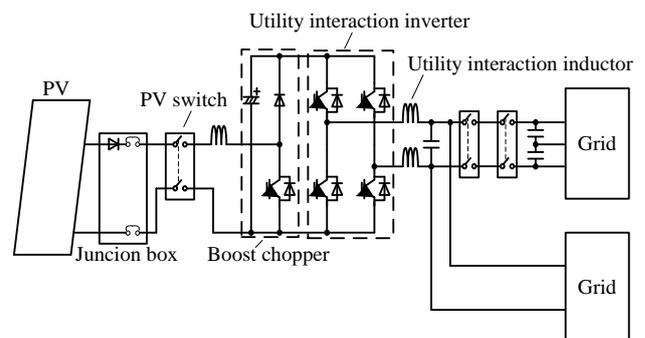


Fig.1. a PV system.

その特徴について考察する。本稿では、まず、ANPC 変換器の動作原理について説明する。次に、変換器の仕様とパラメータ設計について説明する。最後に、PV システム用系統連系インバータに用いた場合の変換器性能について検討する。その結果、5 レベル ANPC インバータを系統連系インバータに適用した場合、従来の 2 レベルインバータよりも効率が 1.3% の向上が期待できるとわかったので報告する。

2. 5 レベルアクティブ NPC インバータ

Fig.2 に 5 レベル ANPC インバータの回路図を示す。Fig.2 より、5 レベル ANPC インバータ回路は一相あたり 8 つの素子と 3 つのキャパシタで構成される。フライングキャパシタ C_1 に $1/4E_{dc}$ の電圧が、直流平滑キャパシタ C_2, C_3 に $1/2E_{dc}$ の電圧がクランプされており、これらの電圧をスイッチングによって、加減算を行い複数レベルの電圧を出力する。

ANPC 回路の特徴は、①電源側のスイッチング素子群 Cell2($S_5 \sim S_8$)は Cell1($S_1 \sim S_4$)のスイッチに比べ 2 倍の耐圧が必要となるが、スイッチング周波数は出力周波数と同じ周波数であるので Cell2 のスイッチング損失はほとんど発生しないこと、②フライングキャパシタ C_1 の電圧が制御可能なので電圧バランス回路が不要であること、があげられる。よって、最適な素子を選定することで効率の向上が期待できる。この変換器を PV システムに応用し、従来回路との変換器性能の比較を行う。

3. 各変換器の仕様とパラメータ設計

〈3・1〉 変換器の仕様

Table1 に変換器の仕様を示す。入力電圧を直流 350V、出力電圧を 4kW とする。また、5 レベル ANPC インバータの各キャパシタの電圧リプルは、フライングキャパシタ(以下 FC)は 3%、直流平滑キャパシタ(以下 DCSC)は 5% とする。さらに、連系インダクタの電流リプルは 3% とする。

〈3・2〉 半導体素子

半導体素子の選定は、各素子の耐圧と許容電流により選定を行う。5 レベル ANPC インバータ回路と従来の 2 レベルインバータでは回路構成上、素子耐圧が異なる。5 レベル ANPC インバータの素子耐圧は入力電圧の 1/2 と 1/4 になるため MOSFET を、従来の 2 レベルインバータは素子耐圧が入力電圧と同じであるので IGBT を用いて比較を行う。

〈3・3〉 キャパシタ素子

キャパシタ素子の選定は、5 レベル ANPC インバータ回路のみ用いる。5 レベル ANPC インバータ回路には FC と DCSC の 2 つのキャパシタを用いる。各キャパシタの電圧リプルは、FC は 3% に、DCSC は 5% として設計を行う。FC の容量 C_{FC} は(1)式で、DCSC の容量 C_{DCSC} は(2)式で導出することができる。

$$C_{FC} = \frac{I_m T}{8 \Delta V_{FC}} \frac{E_{dc}}{V_m} \dots\dots\dots(1)$$

$$C_{DCSC} = \frac{V_m}{2 \omega \Delta v_{cn} E_{dc}} I_m \left(\sqrt{3} - \frac{\pi}{3} \right) \dots\dots\dots(2)$$

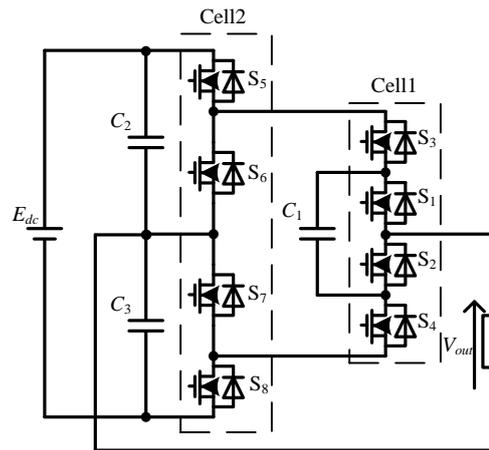


Fig.2. a five-level ANPC inverter(single phase).

Table 1 Specification of converter.

Input voltage	350V	Rated power	4kW
Output voltage	200V	Output frequency	50Hz
Output current	20A	Switching frequency	20kHz
Ripple Voltage (ANPC inverter only)	Flying capacitor	3%	
	DC smoothing capacitor	5%	
Ripple Current	Inductor	3%	

ここで、 I_m は、最大出力電流、 T はキャリア周期、 E_{dc} は入力電圧、 V_m は最大出力電圧、 ΔV_{FC} は FC のリプル電圧、 ΔV_{cn} は DCSC のリプル電圧である。

また、FC のリプル電流 C_{FC} は(3)式で、DCSC のリプル電流容量 C_{DCSC} は(4)式で導出することができる。

$$I_{rms_FC} = K_{cf} I_m \dots\dots\dots(3)$$

$$I_{rms_DCSC} = K_{cdc} I_m \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 K_{cf} 、 K_{cdc} は FC 及び DCSC それぞれのリプル電流実効値係数であり、各係数は正規化したシミュレーションにより、Fig.3 で求めることができる。

Fig.4 にキャパシタ選定チャートを示す。設計仕様を入力として Fig.4 に示す手順で選定を行うことで、コンデンサの選定が可能となる。また、キャパシタは電解コンデンサを使用し、その体積はメーカーの市販品から見積もりを行う⁽⁶⁾。電解コンデンサの体積は、電解コンデンサのリプル電流実行値に比例し、(5)式で表すことができる。

$$V_{CE} = \gamma_{V_{CE}}^{-1} I_{C,RMS} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、 V_{CE} はコンデンサの体積、 $\gamma_{V_{CE}}^{-1}$ は電解コンデンサの体積係数、 $I_{C,RMS}$ は電解コンデンサに流れる電流リプル実効値である。

〈3・4〉 系統連系インダクタ

本論文では、5 レベル ANPC インバータのアプリケーションとして、系統連系 PV システムを想定している。そのため、系統連系インダクタについても検討を行なう。一例として

系統連系インダクタはリプル電流 ΔI を3%となるように設計する。5レベルANPCインバータの連系インダクタは(6)式で、2レベルインバータは(7)式となる。

$$L_{ANPC} = \frac{V_{dc} - \sqrt{3}V_m}{2\Delta I} \left(\sqrt{3} \frac{V_m}{E_{dc}} - \frac{1}{2} \right) T \quad (6)$$

$$L_{2L} = \frac{V_m}{2\Delta I} \left(1 - \frac{V_m}{E_{dc}} \right) T \quad (7)$$

また、系統連系インダクタの体積は、Area Product⁽⁵⁾を用いて検討を行い、(8)式で決定できる⁽⁶⁾。

$$V_L = K_V \left(\frac{2W}{K_u B_m J_w} \right)^{\frac{3}{4}} \quad (8)$$

ここで、 K_V はコアの形状から決定される定数、 W はリアクトルに蓄積されるエネルギー、 K_u は窓の線積率、 B_m はコアの最大磁束密度、 J_w は巻き線の電流密度である。

〈3・5〉 放熱フィン

放熱フィンは、CSPIを用いて検討する⁽⁷⁾。CSPIは単位体積当たりの熱抵抗の逆数で、この数値が大きいほど単位体積当たりの冷却能力が大きいことを示し、(9)式で表される。

$$CSPI = \frac{1}{R_{th} V_0} \quad (9)$$

ここで、 R_{th} はフィンの熱抵抗、 V_0 はフィンの体積である。また、フィンの熱抵抗は(10)式で得られる。

$$R_{th(f-a)} = \frac{T_j - T_a}{P_l} - R_{th(f-s)} \quad (10)$$

ここで、 T_j はスイッチ素子のジャンクション温度、 T_a は周囲温度、 P_l は発生損失である。

4. モデルベースの変換器の性能比較

Table2にTable1の仕様と3章のパラメータ設計方法を用いて選定した素子を、Table3に設計値と選定した素子のパラメータを示す。これらの素子を用いて実際に4kWのPVインバータを設計し検討を行なう。

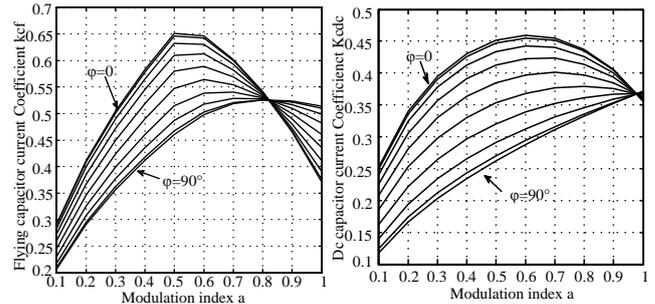
〈4・1〉 損失特性

Fig.5にTable1に変換器の仕様を用いて計算した5レベルANPCインバータと2レベルインバータの効率特性を示す。定格運転時において、5レベルANPCインバータは効率が99.3%、2レベルインバータは97.9%となっており、5レベルANPCインバータの方が、効率が1.3%高いことがわかる。なお、計算に用いた計算式は、これまで筆者らの検討により妥当性を確認している⁽⁴⁾。

Fig.6に定格運転時の2つの変換器の損失分離をした結果を示す。5レベルANPCインバータの損失が25.6W、2レベルインバータが80.9Wである。各変換器において、素子の導通損失が支配的であることがわかる。

〈4・2〉 体積比較

Fig.7にTable3の条件を用いて系統連系インダクタを含めた各変換器の体積比較を行なった結果を示す。5レベル



(a) Flying capacitor (b) DC smoothing capacitor

Fig.3. Current coefficient.

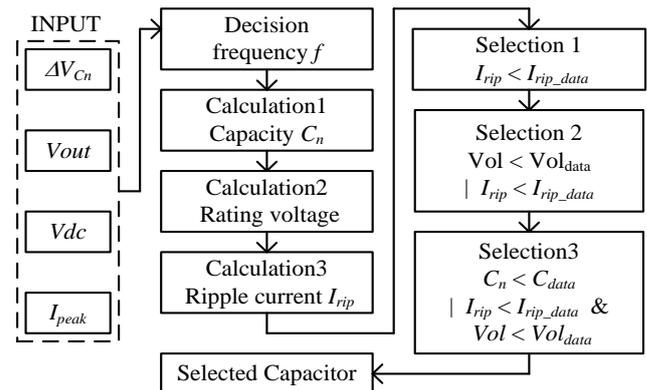


Fig.4. Design produce flowchart.

Table 2 selected devices.

		(a) 5level ANPC inverter
Switching device	Cell1	MOSFET:IRFP4668pBF(IR)
	Cell2	MOSFET:IXFB170N30P(IXYS)
Flying capacitor	LXS series (Nippon chemi-con)	
	3 parallel connection	
DC smoothing capacitor	LXS series (Nippon chemi-con)	
	3 parallel connection	
		(b) 2level inverter
Switching device	IGBT:1MBH50D-060S (Fuji Electric)	

Table 3 Designed device parameters.

(a) Capacitor			
Flying capacitor	Design value	selected value	
capacity	83.3mF	5400mF	
Rated ripple current	10.3	10.7	
DC smoothing capacitor	Design value	selected value	
capacity	2847mF	5400mF	
Rated ripple current	12.2A	11.9	
(b) Inductor			
inductance	5level ANPC INV	0.61mH	
selected value	2level INV	1.59mH	
Constant value K_v	17.9	Window utilization factor K_w	0.3
current density J_w	14	Flux density B_m	0.8

ANPC インバータの体積は 0.36dm^3 であり、FC と DCSC の体積が支配的である。一方で、2 レベルインバータの体積は 0.35dm^3 であり、系統連系インダクタの体積が大部分を占めており、2 つの変換器の体積はほとんど変わらないことがわかる。また、系統連系インダクタの体積は、5 レベル ANPC インバータは 0.11dm^3 に対し、2 レベルインバータは 0.21dm^3 と体積を 50% 低減できる。

〈4・3〉 パレートフロントカーブによる比較

パレートフロントを用いて 2 つの変換器の比較を行う。パレートフロントは変換器のスイッチング周波数を変化させたときのパワー密度と効率を軸にとったものであり、変換器性能の指標を表す 1 つの考え方である⁽⁷⁾。

Fig.8 にスイッチング周波数を 1-100kHz まで変化させた時の各変換器のパワー密度-効率特性を示す。5 レベル ANPC インバータはスイッチング周波数が 9kHz のときパワー密度が $5.1\text{kW}/\text{dm}^3$ と最大になり、効率は 99.4% になる。一方で、2 レベルインバータは、スイッチング周波数が 1kHz のときパワー密度が $32.3\text{kW}/\text{dm}^3$ 、効率は 98.2% とそれぞれが代々になる。このことから、5 レベル ANPC インバータを用いた場合、2 レベルインバータよりも高効率を得られる。

5. 結論

本論文では、5 レベル ANPC インバータを PV システム用系統連系インバータに応用し、変換器の効率と体積について数式を用いて導出し、従来の 2 レベルインバータと比較を行った。その結果、5 レベル ANPC インバータを用いると、

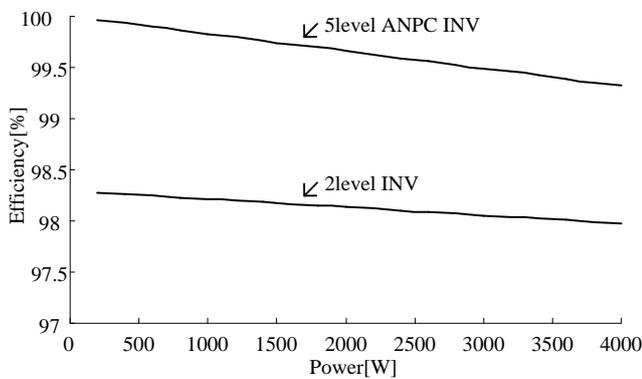


Fig.5. Comparison of the efficiency.

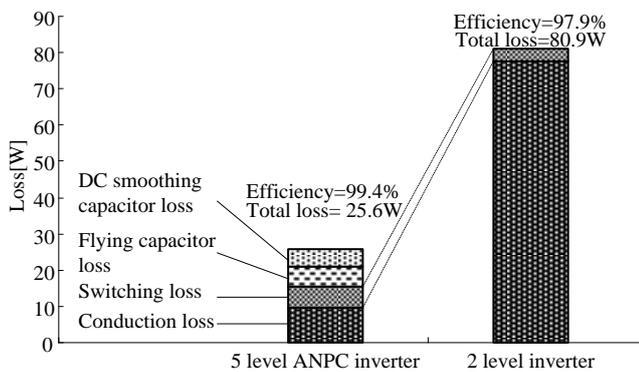


Fig.6. Loss analysis for each converters.

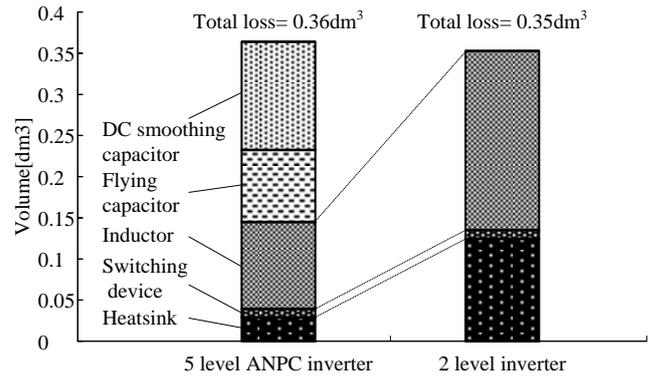


Fig.7. Analysis of the converter volume.

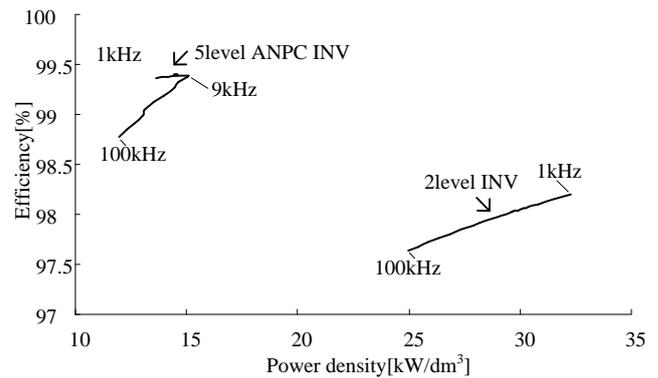


Fig.8. Comparison of the converter volume.

従回路よりも効率が 1.3% 向上する事がわかった。また、体積は、従来に回路に比べ約 2 倍となるが、系統連系インダクタの体積が 50% 低減できるとがわかった。

パレートフロントを用いて変換器性能の検討を行なった結果、5 レベル ANPC インバータはスイッチング周波数が 9kHz のときパワー密度が $5.1\text{kW}/\text{dm}^3$ と最大になり、効率は 99.4% になることがわかった。今後は、他のマルチレベル変換器方式についても同様の比較、検討を行なう予定である。

なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) F. Z. Peng : "A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing", IEEE Transactions on industry applications, Vol.37, No.2, pp. 2024-2031 (2001)
- (2) Barbosa, P.; Steimer, P.; Steinke, J.; Meysenc, L.; Winkelkemper, M.; Celanovic, N: "Active Neutral-point-Clamped Multilevel Converter", Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th 16-16 June 2005 Page(s):2296 - 2301
- (3) Lin Ma, Tamas Kerekes, Remus Teodorescu, Xinmin Jin, Dan Florica, Marco Liserre : 「The High Efficiency Transformer-less PV Inverter Topologies Derived From NPC Topology」, EPE 2009-Barcelona , pp.1-10 (2009)
- (4) 樫原有吾, 伊東淳一: 「5 レベルアクティブ NPC インバータの最適設計に関する検討」, SPC 長野, SPC-10-124, 2010
- (5) Wm. T. Mclyman: "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc. (2004)
- (6) 大沼喜也, 伊東淳一: 「単相三相変換器における昇圧チョップ回路とアクティブバッファ回路の比較」, 電気学会全国大会, 4-042, 2011
- (7) J. W. Kolar, J Biela and J, Minibock : 「Exploring the Pareto Front of Multi-Objective Single-Phase PFC Rectifier Design Optimization -99.2% Efficiency vs. $7\text{kW}/\text{dm}^3$ Power Density」, IPENC 2009-China, (2009)