PAM 形 PWM を適用した系統連系三相電流形インバータの定常特性

茂 木 進 一*

Static Characteristics of a Three Phase Current Fed Inverter for Line Interactive Systems with PAM type PWM Method

Shin-ichi MOTEGI*

Abstract - The PAM-type-PWM and the single-phase PWM method for the three-phase converter were presented. On the other hand, the author proposed a control method that combines the pulse space modulation and dc-current control on the three-phase current-fed inverter that is used for utility interactive system. These methods reduce the switching power loss under high power factor conditions to 1/8 compared to the conventional three-phase modulation method. In this paper, the author describes static characteristics of the inverter to which the proposed method was applied. The proposed method can control the output currents to sinusoidal waveforms under not only ideal line voltage but also a distorted or unbalanced line voltage waveforms.

キーワード : PAM 形 PWM, 電流形インバータ, スイッチング損失, スイッチングパターン, 直流インダクタ電流
Keywords: PAM type PWM Method, Current-Fed Inverter, Switching Power Loss, Switching-Pattern, DC-Inductor Current

1. まえがき

地球温暖化問題の解決に対して発電時に二酸化炭素を発生しない太陽光発電や風力発電が注目されている^[1]。これらと商用電力系統とを連系させるためには、系統連系インバータが必要になる場合が多い。この系統連系インバータは、電圧形インバータを用いたものと電流形インバータを用いたものに大別され^[2]、従来から電圧形が広く採用されている。これに対し電流形は、

- ・ 交直電圧比(直流電圧/交流電圧)に下限が無い
- ・ 始動時の突入電流を抑制する回路が不要
- ・ 定期的な保守交換が必要な電解コンデンサが不要
- ・ 系統側に連系用のインダクタが不要

といったメリットがあるものの、

- ・ 直流側に設置される直流インダクタの重量やサイズが大きい
- ・ 使用するスイッチングデバイスに逆阻止能力が必要
- ・ 電圧形変換器に比べてスイッチングパターンの発生方法が複雑

といったイメージから敬遠されがちである。しかし、逆阻止能力を有するスイッチングデバイスの開発^[3]や、高速・高機能な制御デバイスの普及により上記のイメージは払拭されつつある。この様な背景のもと、更なる系統連系インバータの高性能化をはかるとき、上記メリットを活かした電流形インバータの活用の可能性を探ることも重要な課題

である^{[4],[5]}。

三相電流形変換器を動作させるために基本となるスイッチングパターンの発生方法については、従来から様々な手法が提案・検討されている^{例えば[6]-[13]}。このうち文献^[9]では、三相電流形インバータの直流側電流を出力電流指令値の絶対値の最大値に制御し、台形波変調により 2 アームをスイッチングすることで交流側電流波形を略正弦波(総合歪み率約 1.42%^[13])に制御可能な制御・変調方法が紹介されている。これに対し、著者は台形波変調の代わりにパルス面積変調を適用し、1 アーム(一部は 2 アーム)をスイッチングすることで交流側電流波形を正弦波を含めて自由に制御可能な制御・変調方法を提案している^[12]。また、上記台形波変調や提案方法を適用しない場合に比較してスイッチング損失を 1/8 に低減できることも報告している^[13]。本稿では、上記提案方法^{[12],[13]}を適用した系統連系三相電流形インバータの定常特性について報告する。

以下では、議論する電流形インバータの主回路構成とその動作、先に提案した制御・変調方法を紹介し、同方法を適用した場合の簡単な回路解析と計算機シミュレーションからその定常特性について検討する。なお、電圧形変換器においても本提案法と同様のスイッチング損失低減効果が得られる“PAM 形 PWM”^[14]や“一相 PWM”^{[15],[16]}が提案されており、本稿のタイトルは前者を参考としている。

2. 主回路構成と動作

〈2・1〉 主回路構成 本稿では図 1 に示す系統連系三相電流形インバータシステムについて議論する。同システムは、直流インダクタ L_D の小インダクタンス化と同インダ

* ヤンマー株式会社 中央研究所
〒521-8511 滋賀県米原市梅ヶ原 1600-4
YANMAR Co., Ltd. Research and Development Center
1600-4, Umegahara, Maibara, Shiga, 521-8511

クタ電流 i_L の安定化のために、同インダクタを共有して(A)三相電流形インバータと(B)降圧形 DC-DC コンバータを接続した構成としている。なお、提案方法では第三章でも述べる通り、直流インダクタ電流 i_L の瞬時値を積極的に制御することによりインバータ部におけるスイッチング損失を低減する。

〈2・2〉 電流形インバータの動作モード 三相電流形変換器においては、上アーム群(A_p, B_p, C_p)から1アーム、下アーム群(A_n, B_n, C_n)から1アームを必ず ON とする必

図 1 系統連系三相電流形インバータシステム
Fig.1. A three-phase current-fed inverter with buck dc-dc converter for utility interactive system.

表 1 動作モードわけ
Table 1 Operation modes of the current-fed inverter.

Ope. Modes	High-side Arms			Low-side Arms			DC-side Voltage v_{DC}	AC-side Currents		
	A_p	B_p	C_p	A_n	B_n	C_n		i_A	i_B	i_C
AA	○	—	—	○	—	—	0	0	0	0
AB	○	—	—	—	○	—	$+v_{AB}$	$+i_L$	$-i_L$	0
AC	○	—	—	—	—	○	$-v_{CA}$	$+i_L$	0	$-i_L$
BA	—	○	—	○	—	—	$-v_{AB}$	$-i_L$	$+i_L$	0
BB	—	○	—	—	○	—	0	0	0	0
BC	—	○	—	—	—	○	$+v_{BC}$	0	$+i_L$	$-i_L$
CA	—	—	○	○	—	—	$+v_{CA}$	$-i_L$	0	$+i_L$
CB	—	—	○	—	○	—	$-v_{BC}$	0	$-i_L$	$+i_L$
CC	—	—	○	—	—	○	0	0	0	0

○ : ON, — : OFF

要がある。一方、複数アームに ON 指示を与えた場合には、交流側の電圧により逆バイアスされるアームは自動的に OFF 状態となるため、結果的に ON 状態となるアームは上アーム群、下アーム群からそれぞれ 1 アームのみとなる。従って、図 1 に示す三相電流形インバータの動作は、上アーム群および下アーム群の ON, OFF により、表 1 に示す 9 通りの動作モード(AA~CC)に分類できる。このうち、動作モード AA, BB, CC は同一相の上下アームにより直流電流を環流させる、いわゆる短絡モードである。

〈2・3〉 転流モード 本稿では動作モードの遷移(転流モード)を以下に示す 3 種類(I~III)に分類する。

- ・転流モード I : A 相アームと B 相アーム間での転流
- ・転流モード II : B 相アームと C 相アーム間での転流
- ・転流モード III : C 相アームと A 相アーム間での転流

例えば、動作モード AB(A_p, B_n : ON)から AC(A_p, C_n : ON)への遷移は上アーム群が転流なし、下アーム群が転流モード II となる。なお、転流前後に当該アームに加わる電圧はスイッチング損失の大きさに影響を与える。この電圧は転流アームが属する相間の線間電圧であり、上記の例では、転流アーム(B_n, C_n)に加わる電圧は $|v_{BC}|$ である。

3. 制御・変調原理

〈3・1〉 インバータ側 以下では提案する制御・変調方法の動作の一例を図 2 に示すフローチャートと図 3 に示すモデル波形を引用しながら紹介する。なお、交流側の各相電流指令値と線間電圧の大小関係は以下と仮定する。

$$\left. \begin{aligned} i_A^* > i_B^* > i_C^* &\rightarrow \bigcirc=A, \triangle=B, \square=C \\ |i_A^*| > |i_C^*| & \\ v_{AB} > v_{BC} > v_{CA}, v_{BC} \approx 0 & \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

- ① 交流側電流指令値の最大値と最小値を求める。→ 最大値 $=i_A^*$, 最小値 $=i_C^*$
- ② 手順①で求めた最大値と最小値の絶対値を比較する。→ $|i_A^*| > |i_C^*|$

※The mark of “○”, “△”, “□” are wild cards of the phase.
EX. $v_{O\Delta}$ is the line(phase △) to line(phase ○) voltage.
□p is the high-side arm of phase □.

図 2 提案する制御・変調方法のフローチャート
Fig.2. A flowchart of proposed modulation method for the three-phase current-fed inverter.

- ③ A相の上アーム A_P を ON にする(図3(e)参照)。
- ④ BC 相間の線間電圧 v_{BC} と閾値 $\pm\delta$ を比較する(図3(a)参照)。 $\rightarrow +\delta \geq |v_{BC}|$
- ⑤ B_N, C_N の双方を電流指令値(図3(c), (d)参照)に従ってパルス面積変調でスイッチング(図3(e)参照)する。

以上の制御・変調方法により、一変調周期における転流回数を2回(図3(g)参照: 転流モードⅠ×0回, 転流モードⅡ×2回, 転流モードⅢ×0回)にできることからスイッチング損失の大幅な低減が期待できる。なお、手順④において、線間電圧 $v_{BC} > +\delta$ (→手順⑥), または $v_{BC} < -\delta$ (→手順⑦) の場合、 B_N, C_N のどちらか一方をスイッチングせず ON に固定することもできる。これにより、転流回数の低減に加えてドライブ電力の低減をはかることも可能となる。

〈3・2〉 DC-DCコンバータ側 提案する制御・変調方法では、三相電流形変換器の直流側の電流波形 i_L を交流側電流の瞬時値指令値(i_A^*, i_B^*, i_C^*)の絶対値の最大値に一致するように制御する。従って、直流側電流の指令値 i_L^* は下式で与えられる。

$$i_L^* = \left[|i_A^*|, |i_B^*|, |i_C^*| \right]_{\text{MAX}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

以上より、交流側電流瞬時値の総和が零となる制約のもとで同電流を自由に制御できる。一方、提案方法では直流側電流 i_L を自由に制御できれば直流側の回路構成は自由である。つまり、ソフトスイッチングなどによりスイッチン

グ損失を抑制しながら直流側電流の制御を行うことができれば、インバータ側でのスイッチング損失の低減効果と併せて提案方法が最大の効果を発揮できる。

なお、詳細は省略するが本稿では直流側に接続する降圧形 DC-DC コンバータを下式により制御している。

$$\xi_D = \left\{ \frac{L_D}{T_{sw}} (i_L^* - i_L) + v_{DC}^{\#} \right\} / V_D \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 ξ_D はスイッチ S_D の ON デューティ、 L_D は直流インダクタのインダクタンス、 T_{sw} は変調周期である。また、 $v_{DC}^{\#}$ は直流側電圧の演算値であり、交流側相電圧、交流側電流指令値、直流側電流指令値から下式で演算できる。

$$v_{DC}^{\#} = (v_{AN} i_A^* + v_{BN} i_B^* + v_{CN} i_C^*) / i_L^* \quad \dots\dots\dots (4)$$

4. 解 析

本章では、図1に示す系統連系三相電流形インバータに第三章で紹介した制御・変調方法を適用した場合の解析を行い、各相の変調率とインバータ直流側の電圧に関する検討を行う。解析の条件は以下の通りである。

- ・系統電圧、出力電流指令値は正弦波とする。
- ・電圧と電流の位相差は、解析位相において出力電流指令値の絶対値の最大値をとる相が変化しないよう電圧側に設定する。
- ・解析する位相は $\pi/3 \sim 2\pi/3$ とする。
- ・スイッチングデバイスは理想的なスイッチとする。
- ・系統側のキャパシタ C_F 、フィルタ、系統のインピーダンス Z_S は無視する。

〈4・1〉 各相の変調率 本節では三相電流形インバータの各相の変調率に関して議論する。まず、各相の出力電流指令値を

$$\left. \begin{aligned} i_{A(\theta)}^* &= \sqrt{2} I_S \sin(\theta) \\ i_{B(\theta)}^* &= \sqrt{2} I_S \sin(\theta - 2\pi/3) \\ i_{C(\theta)}^* &= \sqrt{2} I_S \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (5)$$

で与える。次に、各相の変調率 $\xi_{A(\theta)}, \xi_{B(\theta)}, \xi_{C(\theta)}$ は上記出力電流指令値 $i_{A(\theta)}^*, i_{B(\theta)}^*, i_{C(\theta)}^*$ と直流側電流 i_L からパルス面積変調により、

$$\left. \begin{aligned} \xi_{A(\theta)} &= i_{A(\theta)}^* / i_L \\ \xi_{B(\theta)} &= i_{B(\theta)}^* / i_L \\ \xi_{C(\theta)} &= i_{C(\theta)}^* / i_L \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。ここで、上記変調率が正の値をとる場合には上アーム群(A_P, B_P, C_P)の変調率とし、負の場合にはその絶対値を下アーム群(A_N, B_N, C_N)の変調率とする。また、直流側電流 i_L は〈3・2〉節で紹介したように降圧形 DC-DC コンバータによって(2)式で示す出力電流指令値の絶対値の最大値に制御される。ここで、位相 $\pi/3 \sim 2\pi/3$ においては A 相電流指令値 $i_{A(\theta)}^*$ が絶対値の最大値となるので、

$$\left. \begin{aligned} \xi_{A(\theta)} &= i_{A(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* \\ \xi_{B(\theta)} &= i_{B(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* \\ \xi_{C(\theta)} &= i_{C(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となり、上式に(5)式を代入し整理すると、

図3 提案する制御・変調方法のモデル波形
Fig.3. A model waveforms in controller/modulator.

$$\xi_{A(\theta)} = i_{A(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* = 1 \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\begin{aligned} \xi_{B(\theta)} &= i_{B(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* \\ &= \sqrt{2} I_S \sin(\theta - 2\pi/3) / \sqrt{2} I_S \sin(\theta) \\ &= -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \xi_{C(\theta)} &= i_{C(\theta)}^* / i_{A(\theta)}^* \\ &= \sqrt{2} I_S \sin(\theta - 4\pi/3) / \sqrt{2} I_S \sin(\theta) \\ &= -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \quad \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

が得られる(ただし, $\theta = \pi/3 \sim 2\pi/3$). 以上から, 出力電流の実効値 I_S は変調率に影響を与えないことがわかる. また, 上記で検討した位相以外の変調率は, (8)-(10)式の繰り返しであり図4に示すようになる. 同図に示すように各変調率はほぼ直線に近いことから台形波変調を適用した場合^[9]でも出力電流波形をほぼ正弦波(歪み率 1.42%)とすることができる^[13].

〈4・2〉 インバータ直流側の電圧 本節ではインバータの直流側電圧と交直電圧比について議論する. まず, インバータ交流側の相電圧を

$$\left. \begin{aligned} v_{AN(\theta)} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta + \phi) \\ v_{BN(\theta)} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta - 2\pi/3 + \phi) \\ v_{CN(\theta)} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta - 4\pi/3 + \phi) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (11)$$

で与える. ここで, V_S は線間電圧の実効値, ϕ は出力電流指令値との位相差とする. インバータ直流側の電圧 $v_{DC(\theta)}$ は各相の相電圧と各相の変調率から,

$$v_{DC(\theta)} = v_{AN(\theta)} \xi_{A(\theta)} + v_{BN(\theta)} \xi_{B(\theta)} + v_{CN(\theta)} \xi_{C(\theta)} \quad \dots (12)$$

で求めることができる. 上式に(8)-(10)式と(11)式を代入し, 整理すると,

$$\begin{aligned} v_{DC(\theta)} &= \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta + \phi) \cdot 1 \\ &+ \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta - 2\pi/3 + \phi) \left\{ -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \right\} \\ &+ \sqrt{2}/\sqrt{3} V_S \sin(\theta - 4\pi/3 + \phi) \left\{ -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\cos(\theta)}{\sin(\theta)} \right\} \\ &= \frac{\sqrt{6}}{2} V_S \frac{\cos(\phi)}{\sin(\theta)} \quad \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

が得られる. また, その平均値 V_{DC} は,

$$\begin{aligned} V_{DC} &= \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} v_{DC(\theta)} d\theta \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \frac{\sqrt{6}}{2} V_S \frac{\cos(\phi)}{\sin(\theta)} d\theta \end{aligned}$$

図4 各相の変調率

Fig.4. Modulation ratio of proposed modulation method.

$$\begin{aligned} V_{DC} &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_S \cos(\phi) \left[\ln \left\{ \tan(\theta/2) \right\} \right]_{\pi/3}^{2\pi/3} \\ &= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_S \cos(\phi) \ln(3) \\ &\doteq 1.285 V_S \cos(\phi) \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

となる. 従って, 交直電圧比 λ は,

$$\lambda = V_{DC} / V_S = 1.285 \cos(\phi) \quad \dots\dots\dots (15)$$

であり力率 $\cos(\phi)$ のみの関数となる.

5. シミュレーション結果

第三章で紹介した制御・変調方法の妥当性を確認するため各種計算機シミュレーション(主回路定数などは表2)を行った結果を図5~10に示す.

〈5・1〉 従来方法 図5に示すように従来の制御・変調方法を適用する場合には, まず, 直流インダクタ電流 i_L を出力電流の実効値指令値 I_S^* の $2\sqrt{2}/\sqrt{3}$ 倍(電流利用率の向上を行わない場合)となるように降圧形 DC-DC コンバータを制御(図(c))する. そして, 上アームまたは下アーム全てをスイッチング(図(d))することで, 出力電流(i_U, i_V, i_W)を系統電圧(図(a))と同相の正弦波(図(f))とする. なお, 電源周期一周(20ms)における転流回数の合計は 1,440 回である.

〈5・2〉 提案方法 図6に提案する制御・変調方法を適用する場合を示す. 同図に示すように, 直流インダクタ電流 i_L を出力電流指令値(図(b))の絶対値の最大値 i_L^* ((2)式)に一致するように降圧形 DC-DC コンバータを(3)式で制御(図(c))し, 1 アーム(一部は 2 アーム)だけをスイッチング(図(d))することで, 出力電流(i_U, i_V, i_W)を系統電圧(図(a))と同相の正弦波(図(f))にできている. このときの, 各相の出力電流の高調波歪み率(40 次高調波まで考慮)の平均値は 0.37%である(図(g)). なお, 電源周期一周(20ms)における転流回数の合計は 480 回であり, 図5に示す従来方法の1/3となっている. 加えて, 線間電圧の絶対値が小さい線間において転流が行われることから, スwitching 損失を同1/8以下^[13]とすることができる.

図7はインバータの直流側電圧の演算波形 $v_{DC}^{\#}$ ((4)式), 解析波形 $v_{DC(\theta)}$ ((13)式), 実波形 v_{DC} (2[kHz]のLPFでフィルタリング)である. 同図に示すように, 出力電流にキャパシタ電流の補償分が含まれるため $v_{DC}^{\#}$ に0.15[ms]程度の位相進みがみられるが, ほぼ一致していることが確認できる.

表2 主回路定数とシミュレーション条件

DC Inductor	L_D	1 mH	DC Voltage	V_D	400 V _{AVG}
DC Filter	L_{DF}	10 μH	Line to Line Voltages	V_S	202 V _{RMS}
	C_{DF}	50 μF	Output Currents	I_S	50 A _{RMS}
AC Filters	C_F	50 μF	Load Capacity	P_L	17.5 kW
	Filter	50 μH+10 μF	Line Frequency	f_s	50 Hz
Line Impedances	Z_s	0.19 Ω	Switching Frequency*	f_{sw}	12 kHz
		0.23 mH	Simulator		PSIM ver. 9.0.3

*: Buck DC-DC Converter and Current-Fed Inverter.

図5 シミュレーション結果(従来制御・変調方法)
Fig.5. Simulation results with conventional modulation method.

図6 シミュレーション結果(提案制御・変調方法)
Fig.6. Simulation results with proposed modulation method.

〈5・3〉 系統電圧歪み試験・系統不平衡試験 図8, 図9はJIS C 8962^[17]に基づく『系統電圧歪み試験』及び『系統不平衡試験』の結果である。図8に示すように、系統電圧に所定の歪み(図(a), (b): 総合歪み率:5%, 第5次:4%, 第7次:3%)を重畳した場合、インバータ交流側のキャパシタ C_F に第5次, 第7次の高調波電流が流入するため各相の出力電流がわずかに歪んでいる(図(c))ものの、各相の出力電流の高調波歪み率(40次高調波まで考慮)の平均値は1.22%と十分に小さい値となっている(図(d))。

また図9に示すように、系統電圧に所定の不平衡(図(a): $V_{AB}=202[V]$, $V_{BC}=182[V]$, $V_{CA}=222[V]$)を与えた場合でも、インバータ出力電流(i_U , i_V , i_W)は正弦波となっている(図(b))。このときの、各相の出力電流の高調波歪み率(40次高調波まで考慮)の平均値は0.37%である(図(d))。

〈5・4〉 出力電流の制御性 提案制御・変調方法による出力電流の制御性を確認するため、A相の出力電流の指令値を三角波(B相: 正弦波, C相: 成行き)とした場合のシミュレーションを行う。図10に示すように、出力電流(i_U , i_V , i_W)が同指令値(図(b))に良く追従(図(d))していることが確認できる。このように提案する制御・変調方法は、出

図7 インバータ直流側電圧
Fig.7. DC-voltages with proposed modulation method.

力電流波形を正弦波だけではなく任意の波形とすることも可能である。従って、太陽電池などからの直流電力を交流電力に変換しながら負荷からの高調波電流を補償^{[18], [19]}するなどの変換動作をスイッチング損失を低減しながら行うこともできる。

6. あとがき

系統連系三相電流形インバータの直流側電流を適切に制御し、1アーム(一部の期間は2アーム)をスイッチングすることにより交流側電流波形を自由に制御可能な方法を紹介し、簡単な回路解析と計算機シミュレーションからその効

図8 シミュレーション結果(系統電圧歪み試験)
Fig.8. Simulation results with proposed modulation method
(Distorted line voltages).

図9 シミュレーション結果(系統不平衡試験)
Fig.9. Simulation results with proposed modulation method
(Unbalanced line voltages).

図10 シミュレーション結果(出力電流指令値 i_A^* =三角波)
Fig.10. Simulation results with proposed modulation method
(i_A^* = Triangular waveform).

果を確認した。本提案法は、インバータ直流側の電流の瞬時値を制御する何らかの手段を必要とするが、インバータブリッジ部でのスイッチング損失を大きく低減できる。また、直流インダクタに必要な最小限の電流しか流さないことから、同インダクタによる銅損やスイッチング素子による導通損失も低減することも可能である。

(2010年6月5日発表)

文 献

- [1] 諸住：「低炭素社会に向けたわが国のエネルギー戦略」，パワーエレクトロニクス学会，第24回専門講習会テキスト，pp.1-20, 2009
- [2] 「PWMインバータ制御方式の最新技術動向(5.3.3 太陽光発電用系統連系インバータ)」，電学技報，Vol.635, pp.72-74, 1997

- [3] 岩室：「ますます発展する IGBT の最新動向」，パワーエレクトロニクス学会，第23回専門講習会テキスト，pp.25-38, 2008
- [4] 工藤，宮崎：「パワエレシステムにおけるサージ低減対策」，電学誌，Vol.126, No.7, pp.435-438, 2006
- [5] 佐藤：「技術解説 電流形インバータ」，Power Electronics Digest, Vol.17, pp.22-23, Mar. 2007
- [6] 本部，上田，松田：「正弦波出力電流形GTOインバータ」，電学研資SPC-83-22, pp.31-40, 1983
- [7] T.Ohnishi and H.Okitsu, "A Novel Technique for Three Phase Inverter/Converter," *Conf. Rec. of IPEC-Tokyo '83*, pp.384-395, 1983
- [8] 大山，大上，吉田，常広：「誘導機駆動用電流形インバータのPWM制御法」，電学論B, Vol.105, No.11, pp.893-900, 1985
- [9] 奥山：「電流形インバータ装置」，特願昭 61-070271 (特開昭 62-230364, 特公平 07-079549, 特 2066533), 1986
- [10] Y.Nishida and A.Maeda, "A Simplified Discontinuous-Switching-Modulation for Three-Phase Current-Fed PFC-Converters and Experimental Study for the Effects," *Proc. of IEEE APEC'96*, Vol.2, pp.552-558, 1996
- [11] 三浦，松川，中野：「三相 PWM 電流形コンバータの新パルス発生法」，電学論D, Vol.119, No.7, pp.1022-1023, 1999
- [12] 茂木：「三相電流形変換器におけるスイッチング損失の一低減法」，平成19年電学産総研大会，Vol.1, No.96, pp.511-512, 2007
- [13] 茂木：「PAM形PWMを適用した系統連系三相電流形インバータ」，電学研資SPC-10-027, pp.29-34, 2010
- [14] 井上，谷口：「正弦波出力 PAM 形 PWM インバータの一方式」，電学論D, Vol.112, No.9, pp.837-843, 1992
- [15] 藤田：「三相系統連系変換器の一相スイッチング制御法」，平成19年電気学会全国大会，Vol.4, No.118-119, 2007
- [16] 藤田，菊池：「一相PWM制御法を用いた三相無効電力補償装置」，平成21年電学産総研大会，Vol.1, No.97, pp.547-550, 2007
- [17] 「小出力太陽光発電用パワーコンディショナの試験方法」，JIS C 8962, 2008
- [18] 大西，古橋：「太陽光発電システム用多機能 PWM インバータ」，電学論D, Vol.115, No.8, pp.969-977, 1995
- [19] 「アクティブフィルタ機能を有する電力変換回路とシステム(3.3.4 アクティブフィルタの多機能化)」，電学技報，Vol.643, pp.29-30, 1997

茂 木 進 一 1971年7月29日生。1994年東京電機大学理工学部応用電子工学科卒業。1996年同大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修了。1999年同大学院理工学研究科応用システム工学専攻満期退学，同年同大学理工学部電子情報工学科助手，2003年ヤンマー株式会社入社，現在に至る。博士(工学)。パワーエレクトロニクスに関する研究・開発に従事。電気学会，電子情報通信学会の各会員。

【質 疑】

道平雅一氏（神戸高専）

【質問 1】解析結果から考えると直流インダクタのインダクタンス L_D をもっと低減できると思いますが、従来方法と比較して、その可能性はどうか？

【回答 1】ご指摘の通り更に低減することは可能です。本検討とは別に $L_D = 0.2[\text{mH}]$ とした場合でもシミュレーションを行い必要十分なことを確認しております。また、従来方法（直流側に DC-DC コンバータを接続している場合）と比較しての低減可能性は大きな違いはないと考えておりますが、詳細な検討は今後の課題とさせていただきます。

【質問 2】系統電圧の歪みを考慮した電流指令値とすることで出力電流の歪み率を更に低減することは可能か？

【回答 2】系統電圧の歪みを考慮した電流指令値の演算方法を確立するの必要はありますが可能です。しかし、出力電流の歪み率は、総合 5%、各次 3% 以下であれば JET 認証をクリア可能であり今回は上記制御を適用しておりません。

【質問 3】提案方式では従来方式に比較してスイッチング損失が 1/8 になるとのことですが、この低減されたスイッチング損失と電圧形インバータのスイッチング損失を比較すると、どの程度まで近づいていますか？

【回答 3】提案方式と同様の方式^{[14], [15]}を適用した電圧形インバータと比較すると、逆阻止 IGBT のスイッチング損失が逆導通 IGBT に比較して大きいこともあり、電流形インバータのスイッチング損失の方が大きくなります。

なお、変換電力、系統電圧などの条件を同一とした場合、提案方式を適用した電流形インバータのブリッジ部におけるスイッチング損失は、通常の三相変調を適用した電圧形インバータの同損失の約 1/4 となります。本件に関しては稿を改めて報告させて頂く予定です。

【共通条件】

系統線間電圧：400[V]/50[Hz]

出力電流：16[A]

出力電力：11.1[kW]

Switching 周波数：12[kHz]

【電流形インバータ】

適用変調方法：本稿で紹介した変調方法

使用デバイス：IXRH 40N120@IXYS

計算方法：データシートから計算

Switching 損失：約 52[W]

【電圧形インバータ】

適用変調方法：通常の三相 PWM

使用デバイス：PM50RL1A120@MITSUBISHI

計算方法：パワー損失シミュレータ Ver.4.04

直流電圧： $400 \times 2\sqrt{2}/\sqrt{3} = 653.2[\text{V}]$

Switching 損失：199.6[W]

【質問 4】将来、スイッチングデバイス等の開発が進んだ

場合、電圧形インバータに代わって広く適用されるようになると思われますか？または、どのような条件が整えば、もっと電流形インバータが適用されるようになりますか？

【回答 4】今の電圧形インバータ一辺倒の状態よりは電流形インバータの適用例は増えると考えます。そのためには、まず、電流形変換器へのマイナスイメージを払拭することが大事と考えております。

伊与田功氏（大阪電気通信大学）

【質問 5】系統電圧の瞬低などに対する応答性はどうか？

【回答 5】瞬低を含めた系統電圧の変動に関する検討は今後の課題と考えておりますが、一般的な電圧形と同等レベルの動作や保護が可能と考えています。なお、本連系インバータが系統から切り離された場合には、短絡モードを一時的に使用し出力電流を零にすることで、インバータ交流側の過電圧を防止することも可能です。

三浦友史氏（大阪大学）

【質問 6】交流側の電流制御の応答性は直流電流の制御性に依存するので、直流インダクタのインダクタンス L_D は小さい方が良いでしょうか？

【回答 6】ご指摘の通りです。ただ、小さくするとインダクタ電流（＝インバータ直流側電流）に含まれるスイッチングリップル成分が大きくなりますので、最適なスイッチング周波数、インダクタのコア材質などを含めて検討する必要があります。これらに関しては今後の検討課題とさせていただきます。

【質問 7】直流側電流の制御が交流側電流指令値の急変に追いつかない場合、或いは、出力電流に零電流が必要な場合、短絡モードの無い提案方法では対応できないのでしょうか？

【回答 7】ご指摘の通り本論文で紹介した方法だけでは対応できません。しかし、直流側からの電力供給を抑制しながら短絡モードを一時的に使用するような出力電流を急減できる機能を追加すれば対応可能です。本件も含めた過渡応答に関する検討は今後の課題とさせていただきます。

加藤豊邦氏（西芝電機株式会社）

【質問 8】現在商品として販売されている系統連系インバータを用いた自家発電装置のパッケージには電圧形インバータが用いられている。将来、逆阻止能力を有する手頃なスイッチングデバイスが入手出来るようになれば、本論文の電流形インバータを使っても、現在の自家発電装置のパッケージの中に納まるのでしょうか？

【回答 8】本インバータは、連系インダクタや電解コンデンサが不要といった特長に加えて、従来の電流形変換器と比較して直流インダクタやヒートシンクなどの小型化も可能でありサイズの的には十分に納まると考えております。