配電系統の高調波電圧・電流を抑制する 分散型電源の電流波形制御

正員 竹下 隆晴* 学生員 杉山 渉*
学生員 増田 隆宏* 正員 松井 信行*
正員 藤田 秀紀**

Current Waveform Control of Distributed Generation System for Suppression of Harmonic Voltage and Current on Distribution System.

Takaharu Takeshita*, Member, Wataru Sugiyama*, Student Member, Takahiro Masuda*, Student Member,
Nobuyuki Matsui*, Member, Hideki Fujita**, Member

This paper presents the current waveform control of a distributed generation system to suppress harmonic voltage and current on the distribution system. The proposed waveform is composed of the fundamental and harmonics components. The amplitude of each harmonic component is proportional to that of the terminal voltage and the phase is opposite. The characteristics of both the harmonic suppression effect on the distribution system and the capacity of the power converter are examined. The effectiveness of the proposed current waveform control has been verified by experiments.

キーワード：分散型電源，高調波抑制，電流波形制御，電力変換器容量，直流電圧脈動

Keywords: distributed generation system, harmonic suppression, current waveform control, power converter capacity, dc voltage ripple

1. まえがき

電力用半導体素子を用いたパワーエレクトロニクス機器は、その省エネルギー性、至便性により急速に普及し、各種分野で用いられている。パワーエレクトロニクス機器には、コンデンサインプット形整流回路のように高調波電流を発生するものが多く、この高調波電流により配電系統電圧がひずみ、高圧設備機器に障害を与えるなどの高調波問題を引き起こしている。その対策として、昭和62年電力利用基盤強化懇談会において、配電系統の電圧総合ひずみ率5%以下、特高系で3%以下との目標レベルが示され、さらに、平成6年9月、資源エネルギー庁より「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」

及び「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」が公表されている⁽¹⁾。しかしながら、高調波障害件数が必ずしも減少しているとはいえず⁽²⁾、不特定多数の機器から発生する高調波電流により配電系統の電圧ひずみは依然として残り、配電系統用アクティブフィルタの多くの研究がされている^{(3)~(5)}。

ガイドラインでは、正弦波接続端電圧における機器の高調波電流出限度値を定めているが、高調波抑制の観点からより重要となる接続端電圧がひずんでいる場合の電流波形については規定していない。電流波形制御機能をもつ受電機器においては、接続端電圧がひずんでいる場合においても電流波形を正弦波に制御するものが多いが、これに対し、接続端電圧のひずみ波電圧波形と同じひずみ波電流波形制御が、配電系統の高調波拡大現象の抑制および機器の入力力率特性の両面から有効であることを著者らは既に報告している⁽⁶⁾。受電機器に対し電力フローが逆になる分散型電源の出力電流波形について、配電系統の高調波抑制の観点から論じられている文献はないように思われる。

今後普及台数の増加が予想される太陽光・風力発電、マイクログスタービンなどの分散型電源は、PWMインバータによる出力電流波形制御機能を持っており、通常、接続端電圧のひずみの有無に関わらず、正弦波電流波形に制御され

* 名古屋工業大学 大学院工学研究科
〒466-8555 名古屋市昭和区御器所町
Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology
Gokiso, Showa, Nagoya 466-8555

** 中部電力(株)電力技術研究所
〒459-8522 名古屋市緑区大高町北関山 20-1
Electric Power Research & Development Center,
Chubu Electric Power Co., Inc.
20-1, Kitasekiyama, Ohdaka, Midori, Nagoya 459-8522

図1 配電システムモデル

Fig. 1. Model of power distribution system.

図2 分散型電源の接続端電圧と出力電流波形

Fig. 2. Terminal voltage and output current waveforms of distributed generation system.

ている。本論文では、これらの分散型電源の接続端電圧がひずんだ場合の電流波形制御法について、配電システムの高調波拡大現象抑制の観点から有効な制御法を提案する⁽⁷⁾⁽⁸⁾。提案する分散型電源の出力電流波形制御法は、接続端電圧の基本波成分に対して同相に、高調波成分に対して逆相にそれぞれ出力電流波形を制御し、分散型電源を高調波に対して抵抗として働かせ、高調波電力を吸収し配電システムの高調波電圧・電流を抑制する。まず、三相分散型電源を対象として、高調波に対する配電システムのモデリングを行い、提案制御法による高調波抑制効果を理論的に示す。次に、提案する出力電流波形制御による分散型電源の電力変換器容量の増加量と、変換器直流側の電解コンデンサ寿命に影響する直流電圧リプル特性を明らかにしている。提案制御法の実験的検証のために、試作システムを用いて、高調波抑制効果、変換器容量を測定し、その有効性を確認する。

2. 出力電流波形制御の概要

図1は、分散型電源を接続した配電システムモデルである。分散型電源は、線路インダクタンス L_s と線路抵抗 R_s を介して、三相ひずみ波電源電圧 v_s に接続されている。また、 C は力率改善用の進相コンデンサを模擬しており、高調波発生負荷が分散型電源と並列に接続されている。三相

ひずみ波電源 v_s および高調波発生負荷のひずみ波電流 i_l の高調波成分が線路インダクタンス L_s と進相コンデンサ C の共振により高調波拡大現象を引き起こし、分散電源の接続端電圧 v_t がひずんでいる場合に、接続端電圧 v_t および電源電流 i_s の高調波を抑制するための分散電源電流 i_g の波形制御法を検討する。本稿では、解析の簡単化のために、各相の電圧・電流波形は、形状が等しく、位相が $2\pi/3$ 異なっている波形とする。

図2(a)は、分散型電源の接続端電圧 v_t の波形で、基本波成分 $v_{tf}(t)$ と高調波成分 $v_{th}(t)$ を用い、

$$v_t(t) = v_{tf}(t) + v_{th}(t) \dots\dots\dots (1)$$

と表される。分散型電源の出力電流 $i_g(t)$ は、通常、出力電流の高調波抑制と高入力力率の観点から、接続端電圧 v_t の基本波成分 $v_{tf}(t)$ と同相の正弦波電流に制御される。これに対し、配電システムの高調波電圧・電流抑制の観点から効果的な出力電流波形 $i_g(t)$ として、接続端電圧 $v_t(t)$ の高調波成分 $v_{th}(t)$ の逆相成分を含む次式を提案する。

$$i_g(t) = G(v_{tf}(t) + Kv_{th}(t)) \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $G(>0)$ は電流振幅を決定する変数、 $K(\leq 0)$ は電流ひずみ率を決定する定数である。本提案法は、分散型電源を高調波に対してコンダクタンス $-GK$ として動作させることに相当し、分散型電源が高調波電力を吸収して配電システムの高調波を抑制する。なお、 $K > 0$ とした場合には、配電システムの高調波が増加し不安定になる可能性があり、本稿では考慮していない⁽⁷⁾。

図2(b)は、(2)式において $K = 0, -1, -2$ とした場合の出力電流 i_g の波形を示している。 $K=0$ の場合、出力電流 i_g は接続端電圧 v_t に同相の基本波成分のみの正弦波波形となる。 $K=-1$ の場合、出力電流 i_g は接続端電圧 v_t の基本波成分に対して同相、高調波成分に対して逆相の波形となり、出力電流ひずみ率は接続端電圧ひずみ率に等しくなる。 $K=-2$ の場合、出力電流 i_g の高調波成分は増加し、電流ひずみ率は電圧ひずみ率の2倍となる。

電流振幅を決定する変数 G は分散型電源の出力電力により決定されるが、電流ひずみ率を決定する定数 K は分散型電源の制御指針により設計する必要がある。そこで、出力電流波形制御の定数 K に対する高調波抑制効果、変換器容量、直流コンデンサ電圧脈動量について検討する。

3. 高調波抑制効果

〈3・1〉高調波に対するモデリング 図3は、図1の高調波に対する一相等価回路で、ここで、電圧、電流記号の添え字 h は高調波成分を意味している。電源電圧 v_s の高調波電圧は高調波電圧源 V_{sh} で、高調波発生負荷の高調波電流は高調波電流源 I_{lh} でそれぞれ表している。また、角周波数 ω を用いて回路パラメータをアドミタンスで表すと、 $Y_s = 1/(R_s + j\omega L_s)$: 線路アドミタンス、 $Y_c = j\omega C$: 進相コンデンサのアドミタンスである。(1)、(2)式から高調

図3 高調波に対する一相分等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit for harmonics.

波に対して、分散型電源をアドミタンス GK として表している。等価回路より、接続端高調波電圧 V_{th} 、出力高調波電流 I_{gh} 、進相コンデンサ高調波電流 I_{ch} 、電源高調波電流 I_{sh} はそれぞれ、

$$V_{th} = V_{sh} - \frac{I_{sh}}{Y_s} \quad (3)$$

$$I_{gh} = GK V_{th} \quad (4)$$

$$I_{ch} = Y_c V_{th} \quad (5)$$

$$I_{sh} = I_{ch} - I_{gh} - I_{th} \quad (6)$$

と記せる。(3)~(6) 式より接続端電圧 V_{th} 、電源電流 I_{sh} の伝達特性は次式で与えられる。

$$V_{th} = \frac{1}{Y_s + Y_c - GK} I_{th} - \frac{Y_c - GK}{Y_s + Y_c - GK} V_{sh} \quad (7)$$

$$I_{sh} = -\frac{Y_s}{Y_s + Y_c - GK} I_{th} + \frac{Y_s(Y_c - GK)}{Y_s + Y_c - GK} V_{sh} \quad (8)$$

(3・2) 高調波電流源に対する抑制効果 高調波電流源 I_{th} が接続端高調波電圧 V_{th} および電源高調波電流 I_{sh} へ与える影響を検討するために、高調波電圧源 $V_{sh}(=0)$ を無視する。(7)、(8) 式において高調波電流源 I_{th} を一定としたとき、接続端高調波電圧 V_{th} 、電源高調波電流 I_{sh} それぞれの $K=0$ に対する $K<0$ の比は、

$$\frac{V_{th}(K)}{V_{th}(0)} = \frac{I_{sh}(K)}{I_{sh}(0)} = \frac{1}{1 - \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \quad (9)$$

と得られる。接続端高調波電圧 V_{th} と電源高調波電流 I_{sh} の抑制効果は、(9) 式より定数 $|K|$ を大きく設計するほど高くなることわかる。特に、高調波拡大現象など電源側アドミタンス Y_s と進相コンデンサのアドミタンス Y_c が共振する周波数では、分散型電源発電時 ($G \gg 0$) において $|GK| \gg |Y_s + Y_c|$ となり、高い高調波抑制効果が得られる。

(3・3) 高調波電圧源に対する抑制効果 高調波電圧源 V_{sh} が接続端高調波電圧 V_{th} および電源高調波電流 I_{sh} へ与える影響を検討するために、高調波電流源 $I_{th}(=0)$ を無視する。(7)、(8) 式において高調波電圧源 V_{sh} を一定としたとき、接続端高調波電圧 V_{th} 、電源高調波電流 I_{sh} それぞれの $K=0$ に対する $K<0$ の比は、

$$\frac{V_{th}(K)}{V_{th}(0)} = \frac{1}{1 - \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \quad (10)$$

$$\frac{I_{sh}(K)}{I_{sh}(0)} = \frac{1 - \frac{GK}{Y_c}}{1 - \frac{GK}{Y_s + Y_c}} \quad (11)$$

と得られる。(10) 式は (9) 式と同様の式であり、 $K<0$ により接続端高調波電圧 V_{th} を抑制できる。分散型電源発電時 ($G \gg 0$) における電源高調波電流 I_{sh} の抑制効果については、(11) 式より高調波拡大現象が顕著にあらわれる周波数成分では $|Y_s + Y_c| \ll |Y_c|$ の関係が得られ、定数 $|K|$ を大きくするほど高い高調波抑制効果が得られる。

4. 電力変換器容量

提案波形制御法による分散型電源の電力変換器容量の増加量を検討する。接続端電圧 v_t の基本波実効値を V_1 、 n 次調波実効値を V_n とすると、接続端電圧 v_t のひずみ率 D_V および実効値 V は、

$$D_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad (12)$$

$$V = \sqrt{V_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} = V_1 \sqrt{1 + D_V^2} \quad (13)$$

と記せる。分散型電源の出力電流 i_g の基本波実効値 I_1 と n 次調波実効値 I_n は、(2) 式の関係から電流振幅を決定する変数 $G(>0)$ と電流ひずみ率を決定する定数 $K(\leq 0)$ を用いて次式で与えられる。

$$I_1 = GV_1 \quad (14)$$

$$I_n = GK V_n \quad (I_n \leq 0) \quad (15)$$

このとき、分散型電源の出力電力 P 、出力電流実効値 I は、(12) 式の接続端電圧ひずみ率 D_V を用いてそれぞれ、

$$P = V_1 I_1 + \sum_{n=2}^{\infty} V_n I_n = GV_1^2 (1 + KD_V^2) \quad (16)$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = GV_1 \sqrt{1 + K^2 D_V^2} \quad (17)$$

と記せる。(13)、(16)、(17) 式を用いて、出力電力 P に対する変換器容量 VI は、

$$\frac{VI}{P} = \frac{\sqrt{1 + D_V^2} \sqrt{1 + K^2 D_V^2}}{1 + KD_V^2} \quad (18)$$

と得られる。図4は、電圧ひずみ率 $D_V=5$ 、10%において、 K を変化した場合の変換器容量 VI/P を (18) 式で計算した結果である。通常の正弦波波形制御 ($K=0$) に比較して、提案するひずみ波波形制御 ($K<0$) とした場合、変換器容量が増加するが、その増加量は、配電系統の電圧ひずみ率 D_V を5%として、 $K=-1$ のとき0.4%、 $K=-2$ のとき1.0%で無視できる程度の値である。

図4 電力変換器容量

Fig. 4. Power converter capacity.

5. 直流コンデンサ電圧脈動量

三相電圧形インバータで系統連系される分散型電源では、直流電圧脈動が直流電解コンデンサの寿命に影響を与える。ここでは、三相インバータで系統連系される分散型電源において、提案する電流波形制御による出力電流 i_g の高調波電流と直流電圧 V_{dc} の脈動量との関係を明らかにする。

接続端電圧 v_{th} の電圧高調波として、通常顕著なひずみ成分として表れる 5, 7 次などの $n = 6m \pm 1$ 次成分のみを考えると、基本波電圧位相角 $\theta (= \omega t)$ に対する n 次高調波電圧の初期位相角 α_n を用いて、接続端電圧 v_{tu} , v_{tv} , v_{tw} は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} v_{tu} \\ v_{tv} \\ v_{tw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} V_1 \cos \theta \\ V_1 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_1 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^{\infty} \begin{bmatrix} V_n \cos(n\theta + \alpha_n) \\ * + \sum_{m=1}^{\infty} V_n \cos(n\theta - \frac{2n\pi}{3} + \alpha_n) \\ + \sum_{m=1}^{\infty} V_n \cos(n\theta + \frac{2n\pi}{3} + \alpha_n) \end{bmatrix} \quad \dots (19)$$

$n = 6m \pm 1 \quad (m = 1, 2, 3, \dots)$

接続端とインバータ間には小容量の連系用リアクトルが挿入されるが、これを無視すると変換器交流部と直流部の瞬時電力が等しいと近似でき、さらに、瞬時電力の脈動成分において支配的な 5, 7 次高調波のみを考慮して、瞬時出力電力 p は、

$$p \simeq GV_1^2 \left[1 + (1+K) \left\{ \frac{V_5}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_5) + \frac{V_7}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_7) \right\} \right] \quad \dots (20)$$

表1 回路定数

Table 1. Circuit constants.

R_s	1.0 Ω	0.20 p.u.
L_s	1.68 mH	0.14 p.u.
C	92.1 μF	0.17 p.u.

(1 p.u. = 8 kVA)

と得られる (付録参照)。(20) 式の瞬時電力 p の脈動成分により、直流電圧 V_{dc} が角周波数 6ω で脈動する。このときの直流電圧 V_{dc} の平均値を V_o 、脈動成分の振幅を ΔV_{dc} 、これらの比率を $\varepsilon = \Delta V_{dc}/V_o$ とすると、直流電圧 V_{dc} は $V_o \pm \Delta V_{dc} = V_o(1 \pm \varepsilon)$ の範囲で変化する。 ΔV_{dc} が高調波電圧位相 α_n に関して最大になるのは、 $\alpha_5 = \alpha_7 (= \alpha_o)$ のときであり、このとき、直流電圧の変化は直流平滑コンデンサ C_d の蓄積エネルギーの変化との関係から次式で与えられる。

$$\int_{\frac{1}{6\omega}(-\alpha_o - \frac{\pi}{2})}^{\frac{1}{6\omega}(-\alpha_o + \frac{\pi}{2})} GV_1^2 (1+K) \left\{ \frac{V_5}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_o) + \frac{V_7}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_o) \right\} dt = \frac{1}{2} C_d V_o^2 \{ (1+\varepsilon)^2 - (1-\varepsilon)^2 \}$$

$$\varepsilon = \frac{GV_1^2 (1+K) \left(\frac{V_5}{V_1} + \frac{V_7}{V_1} \right)}{6\omega C_d V_o^2} \quad \dots (21)$$

提案制御法により $K = -1$ にすると、(21) 式より直流コンデンサの電圧脈動が零となり、コンデンサ容量低減の面から最も有効である。高い高調波抑制効果が得られるように $K = -2$ としても、通常の正弦波波形制御 $K = 0$ と同じ直流電圧脈動となり、提案制御法の有効性がわかる。実際には、 ε は、 $K = -2 \sim 0$ の範囲では小さな値になり、コンデンサ容量 C_d の選定にはほとんど影響を与えない。

6. 実験結果

〈6・1〉システム構成 実験システムとして、図1と同様の配電システムモデルを用いている。電源電圧 v_s には 200 V, 60 Hz, 8 kVA の三相正弦波電源を、高調波発生負荷には 2 kW のコンデンサインプット型ダイオード整流器をそれぞれ用いた。表1は配電システムモデルの回路定数で、400 Hz 付近で高調波拡大現象を発生するように設定している。

図5に実験に用いた定格出力 1 kW の分散型電源システムの構成を示す。系統連系リアクトル $L_a = 8$ mH, 平滑コンデンサ $C_d = 500$ μF である。制御回路には DSP (TMS 320C30) を用い、ソフトウェア上で制御系を構成している。制御演算に必要な接続端線間電圧 v_{tuv} , v_{twv} , 出力電流 i_{gu} , i_{gv} , 直流電圧 V_{dc} は、検出器により各 12 ビットのデータに変換され、制御周期 $T_s (= 100 \mu\text{s})$ 毎に DSP に取り込まれる。直流電圧 V_{dc} の平均値 V_o は、350 V に制御している、なお、電力変換器のスイッチング周波数は 10 kHz である。

図6は、分散型電源の出力電流波形制御のブロック線図

図7 高調波電流源に対する実験波形

Fig. 7. Experimental waveforms for harmonic current source.

表2の出力電力に対する電力変換器容量 VI/P の実験値は、(18)式から求めた理論値に比較して、出力電流 i_g に含まれる高周波成分により大きな値になっているが、理論値と同様に K の増加と共に増加している。実験値において $K=0$ から $K=-1, -2$ への制御による変換器容量 VI/P の増加量は、それぞれ1.6%、2.6%とわずかな量である。直流電圧 V_{dc} の脈動量 ε を、 $K=0$ 、 $V_5/V_1=0.08$ 、

表3 高調波電圧源に対する実験結果

Table 3. Experimental results for harmonic voltage source.

K		0	-1	-2
v_t	THD [%]	7.0	6.5	5.8
	$ v_{t7}/v_{s7} $	3.63 (3.92)	3.36 (3.06)	2.94 (2.40)
	$ i_{s7}/i_{s7} $ [S]	0.92 (0.95)	0.81 (0.71)	0.67 (0.53)
VI [VA]		990.0	996.1	1003.3
VI/P [%]		103.5 (100.2)	104.4 (100.6)	105.6 (101.3)

() ; theoretical values

$V_7/V_1=0.11$ として (21) 式で理論値計算をすると、 $\varepsilon=4.5 \times 10^{-4}$ 、 $\Delta V_{dc}=\varepsilon V_o=0.16$ V となるが、実験では K の値の変化に伴う直流電圧脈動波形の違いはみられなかった。

〈6・3〉 高調波電圧源に対する特性 高調波電圧源に対する高調波抑制の実験において、電源電圧 v_s は、三相交流電源PCR6000LT(菊水電子工業社製)を用いて、200 V、60 Hzの基本波成分に1.9%の7次高調波を重畳した電圧とし、また、高調波発生負荷は取り外している。図8は、高調波電圧源に対し分散型電源の出力電流波形制御 ($K=0, -1, -2$) を行った場合の各部の実験波形である。表3は、接続端電圧 v_t および電源電流 i_s の THD、変換器容量などの測定結果である。

$K=0$ の場合、出力電流 i_g は正弦波に制御され、接続端電圧 v_t 、電源電流 i_s の THD はそれぞれ7.0%、45.4%である。 $K=-1$ の場合、分散型電源の高調波抑制効果により、接続端電圧 v_t 、電源電流 i_s の THD は6.5%、40.7%にそれぞれ低減されている。 $K=-2$ の場合、効果的な高調波抑制効果により、接続端電圧 v_t 、電源電流 i_s の THD はさらに5.8%、33.5%にそれぞれ低減されている。

表3の7次高調波に対する $|v_{t7}/v_{s7}|$ 、 $|i_{s7}/v_{s7}|$ の実験値と、 $G=0.025$ S として (7)、(8) 式より求めた理論値は、ほぼ同様の値が得られている。高調波電圧源から接続端電圧への7次高調波拡大率 $|v_{t7}/v_{s7}|$ は、 $K=0$ のとき実験結果では3.63であるが、 $K=-2$ とすることで2.94と低減され、接続端電圧 v_{t7} を抑制できている。高調波電圧源 v_s からみた7次高調波のアドミタンス $|i_{s7}/v_{s7}|$ は、 $K=0$ のとき実験値で0.92 S と得られ、 $K=-2$ のとき0.67 S と低くなり、電源電流 i_{s7} を抑制している。

表3の出力電力に対する電力変換器容量 VI/P の各 K の値に対する実験値は、(18)式から得られる理論値と同様の傾向を持っている。実験結果では、 $K=0$ から $K=-1, -2$ への制御による VI/P の増加量は、それぞれ0.9%、2.1%とわずかな量で、設計時において考慮されるほどの変換器容量の増加ではない。

図8 高調波電圧源に対する実験波形

Fig. 8. Experimental waveforms for harmonic voltage source.

7. むすび

本論文では、高調波拡大現象の抑制の観点から、分散型電源の出力電流波形制御について、配電系統の高調波電圧・電流抑制に有効な制御法を提案している。提案している出力電流波形制御法は、接続端電圧がひずんでいる場合には、その高調波成分に対して逆相の高調波電流を、通常制御法の正弦波電流波形に重畳する方式である。また、提案制御方式による分散型電源の電力変換器容量の増加量は設計値に考慮するほどの値ではなく、また、変換器直流側の電圧脈動を低減できることを明らかにしている。1 kW の分散型電源を用いた実験により、提案方式の高調波抑制効果、変換器容量を測定し、提案法の有効性を明らかにしている。

提案制御方式は、既存の分散型電源のソフトウェア変更のみで適用できる特徴がある。また、提案方式の分散型電源の普及により、安定で高信頼な配電システムシステムの構築に寄与できるものと確信する。

なお、本研究は日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業「低周波帯（100 kHz 以下）の電磁環境制御」研究プロジェクトの援助を受けており、関係各位に謝意を表す。

（平成 14 年 8 月 5 日受付，平成 15 年 1 月 14 日再受付）

文 献

- (1) 資源エネルギー庁：「高圧又は特別高圧で受電する需要家及び家電・汎用品の高調波対策ガイドラインの策定について」，通産省広報（1994）
- (2) 高圧受電設備高調波対策専門委員会：「高圧受電設備における高調波問題の現状と対策，2 章」，電気協同研究，54，2，pp.9-32（1998）
- (3) P. Jintakosonwitt, H. Akagi, H. Fujita, and S. Ogasawara: "Performance of Automatic Gain Adjustment in a Shunt Active Filter Intended for Installation on Power Distribution Systems", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.1, pp.29-36 (2002-1) (in Japanese)
P. Jintakosonwitt・赤木泰文・藤田英明・小笠原悟司：「ゲイン自動調整機能を付加した配電系統用アクティブフィルタ」，電学論 D，122，1，pp.29-36（2002-1）
- (4) K. Oku, O. Nakamura, J. Inoue, and M. Kohata: "Suppression Effects of Active Power Filter on Harmonics of Distribution System Including Capacitors", *T. IEE Japan*, Vol.115-B, No.9, P.1023 (1995-9) (in Japanese)
奥 清司・中村 脩・井上純一・木幡雅一：「アクティブフィルタによる配電系統高調波の抑制実験結果」，電学論 B，115，9，p.1023（1995）
- (5) H. Haga, Y. Ito, M. Kato, T. Takeshita, and N. Matsui: "A Specific Harmonics Compensation Scheme using the Series-Shunt Power Converter", *The Papers of Technical Meeting on SPC, IEE Japan*, SPC-02-27, pp.65-70 (2002-2) (in Japanese)
芳賀大和・伊藤祐二・加藤雅道・竹下隆晴・松井信行：「直並列形電力変換器による特定高調波補償法」，電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究，SPC-02-27，pp.65-70（2002）
- (6) T. Takeshita, H. Goto, T. Masuda, and N. Matsui: "Current Waveform Control of High-Power-Factor Rectifier Circuit for Harmonic Suppression of Voltage and Current in Distribution System", *T. IEE Japan*, Vol.121-D, No.9, pp.941-947 (2001-9) (in Japanese)
竹下隆晴・後藤宏之・増田隆宏・松井信行：「配電系統の高調波電圧・電流を抑制する高力率整流回路の電流波形制御」，電学論 D，121，9，pp.941-947（2001-9）
- (7) T. Masuda, T. Takeshita, and N. Matsui: "Current Waveform Control of Dispersed Generation System for Harmonic Suppression", *The Papers of Joint Technical Meeting on SPC and IEA, IEE Japan*, SPC-00-77, pp.17-22 (2000-11) (in Japanese)
増田隆宏・竹下隆晴・松井信行：「高調波を抑制する分散型電源の電流制御」，電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究，SPC-00-77，pp.17-22（2000）
- (8) W. Sugiyama, T. Masuda, T. Takeshita, N. Matsui, and H. Fujita: "Current Waveform Control of Distributed Generation System for Voltage Harmonic Suppression in Power Distribution System", *The Papers of Joint Technical Meeting on SPC and IEA, IEE Japan*, SPC-02-64, pp.27-32 (2002-6) (in Japanese)
杉山 渉・増田隆宏・竹下隆晴・松井信行・藤田秀紀：「高調波を抑制する分散型電源の電流制御」，電気学会半導体電力変換・産業電力電気応用合同研究，SPC-02-64，pp.27-32（2002）
- (9) T. Takeshita, M. Iwasaki, and N. Matsui: "Current Control of 3-Phase PWM Converter with Due Regard to Parameter Variation", *T. IEE Japan*, Vol.107-D, No.11, pp.1339-1346 (1987-11) (in Japanese)
竹下隆晴・岩崎 誠・松井信行：「三相 PWM コンバータのパラメータ変動を考慮した電流制御法」，電学論 D，107，11，pp.1339-1346（1987-11）

付 録

1. 分散型電源の瞬時出力電力

分散型電源に提案波形制御を適用したとき、出力瞬時電力が(20)式で与えられることを導出する。(19)式の接続端電圧 v_{tu} , v_{tv} , v_{tw} に(22)式の三相二相変換を施すと、二相電圧 v_{tp} , v_{tq} が次式で得られる。

$$\begin{bmatrix} v_{tp} \\ v_{tq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 + \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m-1} \cos(6m\theta + \alpha_{6m-1}) \\ - \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m-1} \sin(6m\theta + \alpha_{6m-1}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m+1} \cos(6m\theta + \alpha_{6m+1}) \\ \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m+1} \sin(6m\theta + \alpha_{6m+1}) \end{bmatrix} \quad \text{..... (付1)}$$

二相上の出力電流 i_{gp} , i_{gq} は、(付1)式を(2)式へ代入して、

$$\begin{bmatrix} i_{gp} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} V_1 + K \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m-1} \cos(6m\theta + \alpha_{6m-1}) \\ -K \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m-1} \sin(6m\theta + \alpha_{6m-1}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m+1} \cos(6m\theta + \alpha_{6m+1}) \\ \sum_{m=1}^{\infty} V_{6m+1} \sin(6m\theta + \alpha_{6m+1}) \end{bmatrix} \quad \text{..... (付2)}$$

と得られる。直流電圧 V_{dc} の脈動に影響を与えるのは低次高調波成分であり、また、一般的に配電系統の電圧高調波も5, 7次が支配的なことから、(付1), (付2)式を用いて基本波と5, 7次高調波 ($m=1$) のみから分散型電源の出力瞬時電力 p を計算して次式が導出される。

$$\begin{aligned} p &= v_{tp} i_{gp} + v_{tq} i_{gq} \\ &\simeq GV_1^2 + G(1+K)V_1V_5 \cos(6\theta + \alpha_5) \\ &\quad + G(1+K)V_1V_7 \cos(6\theta + \alpha_7) \\ &\quad + GK\{V_5^2 + V_7^2 + 2V_5V_7 \cos(12\theta + \alpha_5 + \alpha_7)\} \\ &\simeq GV_1^2 \left[1 + (1+K) \left\{ \frac{V_5}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_5) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{V_7}{V_1} \cos(6\theta + \alpha_7) \right\} \right] \quad \text{..... (付3)} \end{aligned}$$

上式の2回目の近似では、 $V_5/V_1 \ll 1$, $V_7/V_1 \ll 1$ であり、これらの2次の項を無視している。

竹下 隆 晴 (正員) 1959年8月23日生。1984年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月岐阜工業高等専門学校助手。1991年4月名古屋工業大学電気情報工学科講師。助教授を経て、2003年1月教授、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの電力分野への応用研究に従事。2002年電気学会学術振興賞(論文賞)受賞。計測自動制御学会、電子情報通信学会、高速信号処理応用技術学会、IEEE各会員。

杉山 渉 (学生員) 1979年12月2日生。2002年3月名古屋工業大学電気情報工学科卒業。同年4月名古屋工業大学大学院博士前期課程入学、現在に至る。主として、分散型電源に関する研究に従事。

増田 隆 宏 (正員) 1977年12月27日生。2000年3月名古屋工業大学電気情報工学科卒業。2002年3月名古屋工業大学大学院博士前期課程修了。同年4月松下電器産業株式会社入社、現在に至る。在学中、主として、高効率電力変換器の研究に従事。

松井 信 行 (正員) 1943年5月7日生。1968年3月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年4月同大学助手、講師、助教授を経て、1985年4月同電気情報工学科教授、2000年4月同大学副学長、2002年10月任期満了、11月より教授に復職。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。2001年電気学会部門活動功労賞、2002年電気学会学術振興賞(論文賞)、同優秀技術活動賞、同産業応用特別賞(貢献賞)、小平記念賞、IEEE/IES Best Paper Award受賞。計測自動制御学会、高速信号処理応用技術学会、IEEE Fellow各会員。

藤田 秀 紀 (正員) 1951年3月28日生。1973年3月名古屋大学工学部電気学科卒業。同年4月中部電力(株)入社。電力系統の運用に関する実務後、パワエレ・超電導技術の系統適用研究に従事。工学博士。現在、同社電力技術研究所研究主幹。1990年電気学会進歩賞受賞。IEEE会員。