多数の小型太陽光発電システムを連系した 配電線側の電氣的挙動について

正員 山本文雄（関西電力）

正員 北村 章夫（関西電力）

Utility Distribution System Behaviors of Grid-Connected Residential Photovoltaic Systems
Fumio Yamamoto, Member, Akio Kitamura, Member (The Kansai Electric Power Co., Inc.)

Variations with time of the utility-grid frequency, voltage, harmonics, and voltage phase were calculated from measured voltage waveforms and quantitatively determined. The experiment consisted of connecting approximately 100 PV systems of 2-kW capacity to a 10-km long simulated distribution line. As a result, it was made clear that PV systems did not have adverse effects on harmonics of voltage in ordinary operation. It was also found that the changes in frequency, voltage and voltage phase increased with the PV output immediately before the occurrence of islanding, while the increase in harmonics settled at certain levels regardless of the PV output in case PV systems incorporating current-controlled type inverters were involved. Changes in frequency and voltage and increases in harmonics were governed by the difference in the type of the electrical load.

キーワード：太陽光発電，配電系統，高調波，系統連系技術要件ガイドライン，単独運転（逆充電）

1. まえがき

多数の小型（住宅用）太陽光発電システム（以下「PVシステム」という）を配電線に連系した場合、配電系統を含めたシステム全体の電力品質、安定性、および安全性の実証試験結果（六甲新エネルギー実験センターにおいて行われたもの）については、文献（1），（2）等で既に報告され、平成5年3月に作成された系統連系技術要件ガイドライン（以下「ガイドライン」という）⁽¹⁾に反映されている。

本論文では、引き続き、上記実証試験項目の中でも、配電線運用方法やPVシステムの継電器の整定値を決定する上で、重要となる配電線側の高調波の発生状況、および変電所の遮断器等が遮断されてもPVシステム等が連系されている配電系統が充電状態を続ける単独運転状態における諸現象について、コンピュータを使った経時的な詳細解析を中心に検討を行ってきたことについて述べる。なお、本実証試験研究は、新エネルギー・産業技術総合開発機構（NEDO）から受託し、関西電力と電力中央研究所が共同で実施してきた「分散型新発電技術実用化実証研究に関する実証運転研究」の研究成果の一部である。

2. 実験設備

〈2・1〉 実験回路 今回の実験回路は、兵庫県神戸市の六甲アイランドに位置する関西電力六甲新エネルギー実験センター（図1）に設置したもので、実際のフィールドに即したものである（図2）。すなわち、実験は、平均的

図1 六甲新エネルギー実験センター

Fig.1. Rokko test center for advanced energy systems.

図2 200kW太陽光発電設備の実験回路

Fig. 2. Experimental circuit of 200kW PV test facility.

な線路定数（インダクタンス、キャパシタンス）で構成した10km相当の模擬配電線にPVシステムを連系した実験設備で行った。また、PV連系用インバータ（以下「インバータ」という）には、出力電流を正弦波に制御する電流制御形、および出力電圧を正弦波に制御する電圧制御形があり、PVシステムが普及すると、混在して使用されると予想される。したがって、各制御形に対し、それぞれ3メーカ・約50台、合計約100台を用意し、模擬配電線に様に分布かつ3相バランスさせ連系できる設備で、実験を行った。

〈2・2〉 データ計測処理方法 今回経時的な詳細解析を行った項目は、電圧波形の周波数、実効値、および高調波である。電圧波形は、デジタルメモリーレコーダにより、分解能が12ビット（0～4095）、サンプリングタイムが50μsで測定した。詳細解析の計算は、32ビットパーソナルコンピュータで行った。計算は、図3の測定電圧波形に対し、次式に基づいたアルゴリズムで行った。

図3 測定電圧波形

Fig. 3. Measured voltage waveform.

まず、周波数 $f(t)$ は、

$$f(t) = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_s - t_0} \quad (1)$$

$t = t_m$

実効値 $V_{rms}(t)$ は、

$$V_{rms}(t) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_m} V_i^2}{N_m}} \quad (2)$$

$t = (t_s + t_m) / 2$

第 n 高調波歪率 $H_n(t)$ （以下「高調波」という）は、

$$H_n(t) = \sqrt{\frac{a_n^2(t) + b_n^2(t)}{a_1^2(t) + b_1^2(t)}} \quad (3)$$

$$a_n(t) = \sum_{i=1}^{N_s} V_i(t) \cdot \cos(2\pi n \frac{i}{N_s})$$

$$b_n(t) = \sum_{i=1}^{N_s} V_i(t) \cdot \sin(2\pi n \frac{i}{N_s})$$

$t = t_m$

ここに、 t_s 、 t_m 、および t_0 は、前後の測定点から補間法により算出した。また、位相差 $\Delta P(t)$ （以下「位相」という）は、

$$\Delta P(t) = (360/T_0) \times \sum_{i=1}^n (T(t_i) - T_0) \quad (4)$$

ここに、 T_0 は基準周期であり、配電系統側の電源電圧周期の10サイクル平均値である。

3. 実験結果

〈3・1〉 高調波発生 多数のPVシステムによる高調波発生現象を把握するため、配電線に連系しているPVシステムを一斉に解列させ、その前後の測定電圧波形に対し解析を行い、高調波の経時変化の検討を行った。測定に際しては、下記の通り配電系統の高調波に影響を与えると考

えられる項目をパラメータとして行った。まず、配電系統の高調波は、変圧器の励磁特性の非線形性の影響を受け易く、特に完全に3相バランスして接続されていない単相柱上変圧器の影響も受けやすいと考えられるので、電圧波形の測定は、単相柱上変圧器の100V側と模擬配電線の6kV側で行った。また、負荷の影響を受け易いため、負荷（家電機器+静止模擬負荷）のある場合と無い場合の測定

を行った。さらに、インバータは、出力が低い場合と定格付近の場合とでは、効率、力率等の諸性能が異なり、高調波特性も異なる可能性があるため、低日射（PVシステム低出力）、高日射（PVシステム定格出力付近）の2通りの測定を行った。以上の項目をパラメータとした実験結果を図4および図5に示す。

図4 高日射のケース

Fig. 4. Case of high radiation.

図5 低日射のケース

Fig. 5. Case of low radiation.

この実験結果の範囲でいえることは次の通りである。

- (I) PVシステムの解列により、第3高調波は増加し、第5高調波は変化なく、第7、11高調波は減少する。
- (II) 高調波の大きさの順位は、5、3、7、11である。
- (III) 6kVと100V側の電圧波形の高調波の傾向は同じである。
- (IV) 高日射の場合において、家電機器を含めた負荷172kWを接続すると高調波は不安定になる。
- (V) 高日射に比べ低日射の場合は、高調波が不安定になる。

まず、(I)の結果については、「配電システムに含まれる高調波」、および「PVシステムのPWMインバータが発生させる高調波」の2つの観点から、図6のモデル回路を使って説明できる。

[PWMインバータ側] S (配電システム側)

- $V_p(\omega)$: PWMインバータが発生する角周波数 ω 成分の高調波電圧源
- $V_s(\omega)$: 配電システムに含まれる角周波数 ω 成分の高調波電圧源
- $V(\omega)$: 角周波数 ω 成分の連系点電圧
- L_p : PWMインバータのフィルタ用インダクタンス
- C_p : PWMインバータのフィルタ用キャパシタンス
- L_t : 絶縁変圧器のインダクタンス
- L_s : 配電システムの系統インピーダンス (インダクタンス)
- S: 連系点スイッチ

図6 モデル回路

Fig. 6. Model circuit.

わかりやすくするため、高調波電圧源である $V_p(\omega)$ と $V_s(\omega)$ による影響を分離して考える、まず、 $V_p(\omega)$ の影響から説明する。Sが開放状態(系統非連系時)では、

$$V(\omega) = 0 \quad (5)$$

Sが投入状態(系統連系時)では、

$$V(\omega) = G_p(\omega) V_p(\omega) \quad (6)$$

$$G_p(\omega) = \frac{L_s}{L_p + L_t + L_s} \frac{1}{1 - \omega^2 C_p \frac{L_p(L_t + L_s)}{L_p + L_t + L_s}}$$

となる。 $G_p(\omega)$ は、共振点を有するが、これ以上の高次の高調波成分をカットする効果を示す項である。

ここで、 $V_p(\omega)$ の次数について述べる。単相PWMインバータの出力電圧のスペクトラムは次式で表される⁽⁸⁾。

$$\left. \begin{aligned} \omega_0 \text{成分(基本波)の振幅} &= a E_d \\ N\omega_0 \pm K\omega_0 \text{成分の振幅} &= \frac{4 E_d}{N\pi} J_K \left[\frac{a N \pi}{2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$N=1, 3, 5, \dots$ のとき $K=0, 2, 4, \dots$
 $N=2, 4, 6, \dots$ のとき $K=1, 3, 5, \dots$
 a : 制御率(変調率)
 ω_0 : PWMインバータの搬送波角周波数
 E_d : 直流電圧
 J_K : K次のベッセル関数

$V_p(\omega)$ の高調波角周波数は $\omega_0 - K\omega_0$ 以上である。ただし、 $N\omega_0 \pm K\omega_0$ 成分の振幅は、Nが大きいとき、またはNが小さいときでもKが大きいとき小さくなり、具体的には $N \leq 3$ 、 $K \leq 5$ の範囲で考慮するのが実用的である⁽⁸⁾。今回の実験では、実規模の実証試験を目的としているため、PWMインバータの $\omega_0 / 2\pi$ が、0.9、1.26、1.3、2.0、7.2、9.6、15、20、および30kHzの9種類のを混同した約100台のPWMインバータを使用している。したがって、 $V_p(\omega)$ の最低次数高調波成分は、 $\omega_0 / 2\pi$ が、0.9kHzのPWMインバータが発生させる900-60K [Hz] (15-K次)であり、 $V_p(\omega)$ は、高い次数の高調波成分が主流である。

以上 $V_p(\omega)$ の影響は、系統非連系時には何もないが、系統連系時に高次の高調波を増加させることになる。しかし、この高次の高調波を低減させるようにするためにインバータのフィルタ設計を行うため、実際には配電システムに殆ど現れないと考えられる。

次に $V_s(\omega)$ の影響を説明する。Sが開放状態(系統非連系時)では、

$$V(\omega) = V_s(\omega) \quad (8)$$

Sが投入状態(系統連系時)では、

$$V(\omega) = G_s(\omega) V_s(\omega) \quad (9)$$

$$G_s(\omega) = \frac{(L_p + L_t) - \omega^2 C_p L_p L_t}{(L_p + L_t + L_s) - \omega^2 C_p L_p (L_t + L_s)}$$

となる。この式からいえることは、PVシステムを系統に連系すると、 $V_s(\omega)$ による影響は、 $G_s(\omega)$ 倍になることを示している。 $G_s(\omega)$ の代表的な値を表1に示す。

ここで、 $V_s(\omega)$ の次数について述べる。負荷の接続の有無に係わらず、同じ傾向の実験結果を得ていることを考慮すると、今回の実験で使用した配電系統に、ベースとして含まれる高調波は、変圧器類の励磁特性の非線形性からくるものであると考えられる。一般に、変圧器の非線形の励磁特性から発生する高調波は、次数が低いほどは大きい⁽⁹⁾。したがって、 $V_s(\omega)$ は、低い次数の高調波成分が主流である。

以上 $V_s(\omega)$ の影響は次のように説明できる。第3高調

表1 $G_s(\omega)$ の代表的な値 Table 1. Typical values of $G_s(\omega)$		
番号	ω の値または漸近値	$G_s(\omega)$
1	0 (+)	$\frac{L_t+L_p}{L_t+L_p+L_s}$
2	$\sqrt{\frac{1}{C_p L_p}}$	1
3-1	$\sqrt{\frac{1}{C_p L_p}} \sqrt{1+\frac{L_p}{L_t+L_s}} (-)$	$+\infty$
3-2	$\sqrt{\frac{1}{C_p L_p}} \sqrt{1+\frac{L_p}{L_t+L_s}} (+)$	$-\infty$
4	$\sqrt{\frac{1}{C_p L_p}} \sqrt{1+\frac{2L_p}{2L_t+L_s}}$	-1
5	$\sqrt{\frac{1}{C_p L_p}} \sqrt{1+\frac{L_p}{L_t}}$	0
6	$+\infty$	$\frac{L_t}{L_t+L_p}$

波は、表1の番号が1と2の間 ($G_s(\omega) \leq 1$ の周波数領域) に相当し、PWMインバータを連系すると減少する。第5高調波は、番号が2あたり ($G_s(\omega) \approx 1$ の周波数) に相当し、連系しても増減しない。第7高調波以上は、番号が2と3-1の間 ($G_s(\omega) \geq 1$ の周波数領域) に相当し、連系すると増加する。したがって、(I)の実験結果は、 $V_p(\omega)$ でなく $V_s(\omega)$ の影響が主であることを示していると考えられる。

(II) は、先に述べたように、高調波の主流が変圧器の非線形の励磁特性によるものであることを示している。第3高調波と第5高調波が逆になっているのは、変電所等の変圧器がデルタ状態に接続されており、第3高調波電流が還流することにより、第3高調波電圧が抑えられたものである。

(III) は、高調波の影響が6kV側まで及ぶことを示している。

(IV) および (V) は、負荷およびPVシステムの出力が、高調波に影響することを示している。

しかしながら、(I) ~ (V) の特徴はあるものの、今回行った実験の範囲では、PVシステムの連系による電圧高調波への影響は、PVシステムの出力、負荷、および電圧階級の各条件に関係なく、各次数とも1%以内に抑えられており、配電線運用上の問題は無い結果となっている。

〈3・2〉 単独運転現象 単独運転現象が発生すると、発電量と負荷量の僅かな不平衡により、系統の周波数と電圧は変動し、上位の強力な電力系統から切り離されることにより、電圧波形の高調波が増加する。これまでの研究では、電流制御形インバータと回転機負荷を配電系統に連系させた場合を中心に、これらの変動量や増加量を検出することによって防止する単独運転機能の比較試験を、単独運転開始後のリレーの動作、またはある一時点での高調波等

の単独運転検出に係わる諸量を測定することによって行っている^{(1)・(2)・(3)}。

単独運転状態になると、配電系統の電源は、PVシステムのみとなり、単独運転検出に係わる諸量である周波数、電圧、および高調波等は、インバータの制御方式と密接に関係してくる。また、負荷については、慣性モーメントによる力学的エネルギー蓄積機能を有する回転機負荷と力学的エネルギー蓄積機能を有さなく単なる電気回路である静止負荷とでは、単独運転状態の配電系統に与える影響は異なると考えられる。そこで、筆者は、測定電圧波形に対して、コンピュータでデジタル処理を行う方法で、単独運転検出に係わる諸量の単独運転開始直後の経時変化を、電流制御形インバータと回転機負荷を配電系統に連系させた場合以外も含め順次報告してきた^{(4)・(5)・(6)}。今回の表2の4つの試験ケースは、これらを網羅したものである。なお、電圧制御形の場合、回転機負荷の有無に関係なく安定した単独運転現象が発生し、実験結果に大きな違いが見受けられなかったため、回転機負荷のある場合の結果は本論文で省略している。また、電流制御形の場合、単独運転現象が発生せず、本論文では単独運転現象が発生しやすい回転機負荷の有る場合の結果のみを示した。単独運転現象は、図2の模擬変電所の遮断器を遮断させることによって発生させた。

表2 試験ケース

Table 2. Test cases.

ケース	インバータの種類		負荷の種類	
	電流 制御形	電圧 制御形	回転機 負荷	静止 負荷
ケース 1	2kW×50	2kW×50	—	65 kW
ケース 2	2kW×50	2kW×50	25 kW	40 kW
ケース 3	—	2kW×50	—	32.5kW
ケース 4	2kW×50	—	12.5kW	20 kW

(1) ケース1 (図7) 周波数と電圧の変動量は、単独運転直前のPVシステム出力と負荷量の差が大きいほど、大きい。しかし、電圧変動量は、PVシステム出力が相対的に大きい場合は、最初の0.3~0.4秒間で急変する。高調波増加量は、単独運転開始後最初の約0.5~0.6秒間、単独運転直前のPVシステム出力が大きいほど増加するが、その後は同じ値に収束する。第3高調波は1%、第5高調波は1.5%付近に収束する。すなわち、変電所遮断器が遮断されてから単独運転の安定状態へ移るのに必要な時間は、約0.5秒である。また、図8によると周波数の0.2Hz程度の変動でも、位相は0.5秒で20度以上の変動になり、電圧位相跳躍による単独運転防止方法は、周波数異常による方法よりも検出感度を高めることができることがわかる。

図7 ケース1の結果
Fig. 7. Results of case 1.

図8 ケース1の位相特性
Fig. 8. Phase characteristic of case 1.

(2) ケース2 (図9) 周波数と電圧の変動量は、静止負荷の場合より小さい。高調波変動量は、第3高調波と第5高調波で異なる結果となっている。第3高調波は、単独運転が開始しても増加せず、逆に僅か低下している。これは、回転機負荷の力率改善用のコンデンサの容量Cと限流リアクトルのインダクタンスLの間に $3\omega L = 1 / (3\omega C)$ の関係 (図10) があったためである。

図9 ケース2の結果
Fig. 9. Results of case 2.

(3) ケース3 (図11) 図11に、PVシステム出力と負荷とがほぼ等しく、インバータも電圧制御形のみで安定した単独運転が発生したときの結果を示す。これによると、周波数の変動が $\pm 0.05 \text{ Hz}$ 以内の安定した単独運転状態では、位相の変動も 10° 以内となり、電圧位相跳躍による単独運転防止方法では、検出できない場合もあると考えられる。これに対しては、他の防止方法と併用することにより検出感度の向上を図ることができると考えられる。電流制御形は、柱上変圧器へ正弦波励磁電流を供給することにより励磁特性の非線形性から変圧器に変歪した電圧波形を形成し、一定の安定した高調波急増をさせる

MG: 回転機負荷
C: 回転機負荷の力率改善用のコンデンサの容量 (2900 μ F: Y結線)
L: 回転機負荷の限流リアクトルのインダクタンス (0.3 mH)

図10 第3高調波電圧の減少の原因

Fig.10. Cause of 3rd harmonic voltage reduction.

図11 ケース3の結果

Fig.11. Results of case 3.

ことができるとされ^{(1),(2),(3)}、電流制御形の防止方法として、高調波電圧の急増を検出する方式が確立している。今回の実験の範囲では、電圧制御形において、PVシステム出力と負荷がほぼ等しく、電圧や周波数の変動が無い場合でも、第5, 7高調波電圧が急増する結果となっている。したがって、具体的には高調波電圧の急増を検出する方式が、併用する方式として有望であると考えられる。

(4) ケース4 今回の実験の範囲では、変電所遮断器開放直前のPVシステム出力に関係なく、電圧波形は大きく歪み、単独運転は継続しなかった。

図12 ケース4の結果

Fig.12. Results of case 4.

4. むすび

今回の研究は、経時変化という観点からの解析計算に重点を置いたわけであるが、それから得られた新たな実証レベルの試験結果をまとめると以下の通りとなる。

まず、高調波発生現象については次のようなことがいえる。

- [1] 配電系統からPVシステムを一斉に解列すると、第3高調波は増加し、第5高調波は変化なく、第7, 11高調波は減少する。
- [2] PVシステムの連系による電圧の高調波の影響は、PVシステムの出力、負荷、および電圧階級に関係なく、高調波は各次数とも1%以内に抑えられており、配電線運用上の問題は無い結果となっている。

単独運転現象については次のようなことがいえる。

- [3] 高調波の増加量は、配電系統に連系しているPVシステムのインバータに電流制御形を含む場合、ガイドラインの指針でも述べられている通り単独運転直前のPVシステムの出力に関係なく、一定の値に収束する。
- [4] 今回行った実験の範囲では、高調波の増加量は、第3高調波よりも第5高調波の方が大きい。今回の実験は、3相回路での平衡させた単独運転であり、ガイドラインの指針でも述べられているように、第3高調波の増加量は少なく不安定になったと考えられる。
- [5] 変電所遮断器が遮断されてから、単独運転の安定状態へ移るのに必要な時間は、約0.5秒である。
- [6] 電圧位相については、周波数の0.2Hz程度の変動でも、0.5秒で20度以上の変動になるが、安定した0.05Hz以内の単独運転時では、10度以内となる。
- [7] 周波数と電圧の変化量、および高調波増加量は、静止負荷と回転機負荷の違いにより異なる。

最後に、本研究の実施にあたり御協力いただいた新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)新エネルギー導入促進部の方々に深く感謝申し上げますとともに、共同受託者として日頃から協力頂きました電力中央研究所柏江研究所電力システム部パワーエレクトロニクスグループの関係者の皆様に心から感謝申し上げます。また、実験等に全般的なお手伝いをして頂いた関西電力総合技術研究所新エネルギー研究室の皆様に感謝致します。

(平成6年9月7日受付, 平成7年1月13日再受付)

文 献

- (1) H. Kobayashi, K. Takigawa, E. Hashimoto, A. Kitamura, H. Matsuda: "METHOD FOR PREVENTING ISLANDING PHENOMENON ON UTILITY GRID WITH A NUMBER OF SMALL SCALE PV SYSTEMS", 22nd IEEE PVSC(1991)
- (2) H. Kobayashi, K. Takigawa, E. Hashimoto, A. Kitamura, H. Matsuda: "UTILITY INTERCONNECTION TECHNIQUES FOR DISPERSED RESIDENTIAL PHOTOVOLTAIC SYSTEMS"

IEE of Japan Power & Energy(1993)

- (3) H. Matsuda, S. Ourai, A. Kitamura, K. Takigawa, H. Kobayashi, Y. Ariga: "TESTING AND EVALUATION OF MEASURES FOR PREVENTING ISLANDING OF GRID-CONNECTED RESIDENTIAL-SCALE PV SYSTEMS", PVSEC-7(1993)
- (4) F. Yamamoto, S. Akita, A. Kitamura, K. Takigawa, Y. Ariga, T. Ishikawa, H. Kobayashi: "UTILITY DISTRIBUTION SYSTEM BEHAVIOR DURING ISLANDING OF GRID-CONNECTED RESIDENTIAL PV SYSTEMS", PVSEC-7(1993)
- (5) 山本・生頼・北村・石川・有賀: "多数の小型太陽光発電システムを連系した配電線における単独運転現象について", 平成6年電気学会全国大会, 1669
- (6) 山本・岡本・生頼・北村・石川・有賀: "多数の小型太陽光発電システムを連系した配電線の諸現象について", 平成6年電気学会産業応用部門全国大会, 130
- (7) 電気技術基準調査委員会: "分散型電源系統連系技術指針", JEAG9701-1993, 日本電気協会(1994-1)
- (8) 電気学会半導体電力変換方式調査専門委員会編: "半導体電力変換回路", 114~118(1987-3)
- (9) 電気学会編: "電気工学ハンドブック", 667(1988-2)

山本 文雄 (正員) 1957年 7月10日生まれ。1982年 3月神戸大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年関西電力(株)入社。1992年12月総合技術研究所主任研究員。現在、主として、分散型電源系統連系技術の研究に従事。

北村 章夫 (正員) 1942年 1月16日生まれ。1965年 3月富山大学工学部電気工学科卒業。同年関西電力(株)入社。1980年総合技術研究所主任研究員。現在、総合技術研究所主席研究員。主として、分散型電源系統連系技術の研究に従事。