負荷側電力演算が不要な 電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法

田中 秀典* 田中 俊彦* 岡本 昌幸** 平木 英治***

Reactive Power Control without Load-Side Power Calculation for Smart Charger of Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders

Hiddenori Tanaka*, Toshihiko Tanaka*, Masayuki Okamoto**, Eiji Hiraki***

Abstract – This paper proposes a novel reactive power control algorithm without load-side active power calculation for the previously proposed smart charger of Electric Vehicles (EVs) on single-phase three-wire distribution feeders. The basic principle of the proposed reactive power control algorithm is discussed in detail and then confirmed by digital computer simulation using PSIM software. A prototype experimental model is constructed and tested. Experimental results demonstrate that balanced source currents with a power factor of 0.9, which is acceptable value in Japanese regulation, are obtained on the secondary side of the pole-mounted distribution transformer during the battery charging operation.

キーワード : スマートチャージャ, 双方向バッテリーチャージャ, 無効電力調整

Keywords : Smart charger, bidirectional battery charger, reactive power control.

1. はじめに

電気自動車(Electric Vehicle: EV) が本格的な普及期を迎えており, この EV に搭載されたバッテリーを電力貯蔵装置として使用することが検討されている。例えば, 日産リーフのバッテリーは, 24kWh の電力を貯蔵可能である。文献[1]の京都市の月間電力使用量および世帯数から, その 24kWh は一家庭の電力消費量の 1 日半分に相当する。さらに, 日産リーフは標準的な家庭の 1 日半分に相当する消費電力を貯蔵しながら自在に移動することができる。この利点を活かし, 安価な電力で充電し, 電力需要が高くなる時間帯に使用電力量のピークカットを実現するプロジェクトが注目されている[2]。このような目的で用いられるバッテリーチャージャでは, 電力フローが双方向となるため PWM 整流回路と双方向 DC-DC コンバータが用いられている[3]。同文献で

は, 単相回路における双方向バッテリーチャージャの充電動作および無効電力動作時の回路定数や電力損失について検討している。

一方, 経済産業省の第 12 回スマートメータ制度検討会において, 10 年後には家庭用スマートメータを普及させることが報告されている[4]。家庭用スマートメータが普及した場合電力会社は各家庭の電力使用状況をデマンド時間で把握することができる。このことから, 各家庭内で電力消費される家電機器の電力品質によって電力料金の差別化が行われ, 電力品質保証の責任が各家庭へと移行が進むと考えられる。このような背景から, 著者等は先に文献[3]における単相フルブリッジインバータ構成の PWM 整流回路に一つレグを追加した無効電力と不平衡有効電力補償機能を有する電気自動車用スマートチャージャを提案し, その有効性を明らかにした[5]。さらに, 変換器容量低減を目的として文献[6]で提案したスマートチャージャの制御には直流キャパシタ電圧一定制御と有効無効電流演算ブロックを用いており, 柱上変圧器低圧側において電気供給約款[7]で定められている力率が 0.9 となる無効電流のみを補償することが可能である。そのため, 低圧側で力率が 1.0 となる制御の場合と比較して, スマートチャージャの変換器容量が 32%低減可能であることを実験により明らかにした。しかしながら, 有効無効電流演算ブロックによる演算ステップが増加する。

本論文では, 負荷側電力演算ステップを不要とした電気

* 山口大学 大学院理工学研究科
〒755-8611 山口県宇部市常盤台 2-16-1
Graduate School of Science and Engineering,
Yamaguchi University
2-16-1, Tokiwadai, Ube, Yamaguchi 755-8611, Japan

** 宇部工業高等専門学校
〒755-8555 山口県宇部市常盤台 2-14-1
Ube National College of Technology
2-14-1, Tokiwadai, Ube, Yamaguchi 755-8555, Japan

*** 岡山大学 大学院自然科学研究科
〒700-8530 岡山県岡山市北区津島中 3-1-1
Graduate School of Natural Science and Technology,
Okayama University
3-1-1, Tsushimanaka, Okayama Kita-ku, Okayama 700-0082 Japan

図1 電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャの回路構成

Fig. 1. Power circuit diagram of the previously proposed smart charger with power quality compensator.

図2 文献[6]で提案した無効電力調整法の制御ブロック

Fig. 2. Control circuit diagram of the previously proposed reactive power control in [6].

自動車用スマートチャージャの無効電力調整法を提案する。本提案制御法は、有効無効電力演算ステップを付加することなく、家庭内負荷およびバッテリーの要求する全有効電流振幅 I_p を直流キャパシタ電圧一定制御のみで得ることができる。さらに、チャージャ電流のフィードバック制御において、フィルタキャパシタ C_{fl} に流入する基本波進相電流 i_{Cfla} および i_{Cflb} の補正ブロックを付加することで、力率調整誤差を補正可能である。シミュレーションおよび実験結果より、バッテリーの充放電動作しながら柱上変圧器低圧側において電気供給約款で定められている力率が 0.9 でバランスした電源電流が得られることを明らかにする。さらに、文献[5]の制御法と比較して、スマートチャージャの電流容量を約 30%低減可能であることを計算機シミュレーションと実験により明らかにする。また、文献[6]の制御法と比較して演算負荷を 15.3%低減可能であることを確認する。

2. 負荷側電力演算が不要な電気自動車用スマートチャージャの無効電力調整法

〈2・1〉 回路構成 図1に、文献[5]で提案した電気自動車用スマートチャージャの主回路構成を示す。Feeder1とFeeder2にそれぞれLoad1およびLoad2の家庭内負荷が接続されている。高圧側は6600V、5kVA、60Hzをベースとしており、低圧側の定格は105V、24Aである。 V_{bat} は日産リー

フのリチウムイオンバッテリー(定格電圧:360V)であり、直流電圧源で模擬している。提案したスマートチャージャは、スイッチ Q_1 から Q_6 を用いたPWM整流回路、スイッチ Q_7 および Q_8 からなる双方向DC-DCコンバータで構成される。提案したスマートチャージャは3レグ構成のPWM整流回路を用いており、その3番目のレグを中性線に接続することで、柱上変圧器低圧側で電源電流 i_{s1} および i_{s2} をバランスさせることができる。同文献では、直流電圧一定制御のみを用いることで、柱上変圧器低圧側において振幅および位相が一致した電源電流を得ることができる。一方文献[6]では、家庭内負荷およびバッテリーの有効無効電流演算ブロックを付加することにより、柱上変圧器低圧側において力率が0.9でバランスした電源電流とすることで、スマートチャージャの変換器容量を文献[5]の制御法を用いた場合と比較して32%低減可能であることを計算機シミュレーションおよび実験により明らかにした。図2に、文献[6]で先に提案した無効電力調整法の制御ブロックを示す。電源側力率を0.9に制御するため、有効無効電流演算ブロックが必要となる。

〈2・2〉 負荷側電力演算が不要な無効電力調整法 本論文では、有効無効電流演算ブロックを不要にできる無効電力調整法を提案する。図3に、提案する負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の制御ブロック図を示す。図3のPLL(Phase Locked Loop)回路において、柱上変圧器高圧側電

図5 dq座標上で構築した単相電流フィードバック制御の制御ブロック

Fig. 5. Control circuit diagram of single-phase current feedback in d-q coordinates.

このとき、スマートチャージャの出力電流指令値 i_{SC1}^* および i_{SC2}^* は

$$\begin{aligned} i_{SC1}^* &= i_{L1} - i_s^* \\ i_{SC2}^* &= -i_{L2} + i_s^* \end{aligned} \quad (8)$$

となる。(8)式は、スマートチャージャから各フィードバックへ i_{SC1}^* および i_{SC2}^* を出力することで、柱上変圧器低圧側でバッテリーの充放電動作をしながら力率が 0.9 でバランスした電源電流 i_{S1} および i_{S2} を得られることを示している。一方、電源側の無効電流を精度よく調整するためには、スイッチング周波数成分を除去するフィルタキャパシタ C_{Π} に流入する基本波進相電流を考慮する必要がある。そこで、検出したチャージャ電流 i_1 および i_2 に C_{Π} へ流入する基本波進相電流を加算することで、電源側において指令した無効電流に制御可能となる^[9]。各フィードバックに接続した C_{Π} に流れる電流予測値を $\hat{i}_{C\Pi a}$ および $\hat{i}_{C\Pi b}$ とし、次式で表現できる。

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{C\Pi a} \\ \hat{i}_{C\Pi b} \end{bmatrix} = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} i_{SC1}^* \\ i_{SC2}^* \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (9)$$

ただし、

$$\mathbf{G} = -\omega_s C_{\Pi} \begin{bmatrix} \frac{V_L}{V_S} & 2\omega_s L_{\Pi} & \omega_s L_{\Pi} \\ -\frac{V_L}{V_S} & \omega_s L_{\Pi} & 2\omega_s L_{\Pi} \end{bmatrix}$$

v_{β} は v_s より 90 度位相の遅れた基本波無効成分、 $i_{SC1}^* = i_{SC1}$ 、 $i_{SC2}^* = i_{SC2}$ である。このとき、フィルタ通過後のチャージャ電流予測値 $\hat{i}_{SC1}$ および $\hat{i}_{SC2}$ は次式となる。

$$\begin{aligned} \hat{i}_{SC1} &= i_1 - \hat{i}_{C\Pi a} \\ \hat{i}_{SC2} &= i_2 - \hat{i}_{C\Pi b} \end{aligned} \quad (10)$$

一般に、単相インバータにおいて三角波比較方式 PWM と PI 制御を用いた出力電流制御法では、定常偏差が残存することが知られている。この問題を解決するため、単相回路における dq 座標上で構成した電流制御法を用いている^[10]。図 5 に、dq 座標上で構築した単相電流フィードバック制御

の制御ブロックを示す。負荷側電力演算が不要な無効電力調整法により生成したチャージャ電流指令値 i_{SC1}^* と C_{Π} に流れる電流を考慮したチャージャ電流予測値 $\hat{i}_{SC1}$ を 1/4 周期ディレイブロックを用いて、それぞれ位相を 1/4 周期遅らせた電流成分を生成する。これらを θ_s を用いて dq 座標上に変換する。この dq 座標上の直流量を用いて PI 制御器により指令値との偏差を増幅する。これらの偏差を逆 dq 変換し、各レグで三角波比較 PWM 方式を用いて(8)式を満足するチャージャ電流 i_1 、 i_2 および i_3 を制御している

3. シミュレーション結果

本論文で提案した負荷側電力演算が不要な無効電力調整法を用いた電気自動車用スマートチャージャの有効性を確認するため、計算機シミュレーションには PSIM を用いて検証を行った。

〈3・1〉 負荷状態の決定法 単相三線式における中性線と各電圧側電線間の負荷は、内線規程により“やむを得ない場合は設備不平衡率を 40%までとすることができる”と定められている^[11]。設備不平衡率とは、中性線と各電圧側電線間に接続される負荷設備容量 S_1 [VA] および S_2 [VA] の差と総負荷設備容量 S_A [VA] の平均値の比で定義される。このとき、設備不平衡率は次式で与えられる。

$$\text{設備不平衡率}[\%] = \frac{S_1 - S_2}{S_A \times 0.5} \times 100 \quad (11)$$

Table1 に計算機シミュレーションに用いた回路定数を示す。不平衡率を最大の 40% とするため Load1 は 1.2pu, Load2 は 0.8pu とした。近年、家庭用インバータエアコンや IH クッキングヒータなど PFC 機能を有する整流回路により電源側力率が 1.0 となる負荷が普及している。この場合、家庭内負荷の条件次第で文献[5]と同様に力率を 1.0 に制御することにより、力率を 0.9 に制御する手法と比較してスマートチャージャの PWM 整流回路の変換器容量を低減できる場合があり得る。しかしながら、本論文では文献[5]に対する無効電力調整法による PWM 整流回路の容量低減効果について論じている。したがって、以下のシミュレーション

表 1 シミュレーションに用いた回路定数

Table. 1. Circuit constants for Fig. 1.

Item	Symbol	Value
Load 1	L_{L1}	5.8 mH
(1.2pu , Power factor 0.8)	R_{L1}	2.9 Ω
Load 2	L_{L2}	6.3 mH
(0.8pu , Power factor 0.9)	R_{L2}	4.9 Ω
Filter inductor	L_{Π}	0.46 mH
Filter capacitor	C_{Π}	10.4 μ F
Switching inductor	L_{SI}	1 mH
DC capacitor	C_{DC}	2200 μ F
DC-capacitor voltage	V_{DC}	385V
Switching inductor for bidirectional dc-dc converter	L_{S2}	3.3 mH
Filter capacitor for bidirectional dc-dc converter	$C_{\Pi 2}$	1000 μ F
Battery voltage	V_{bat}	360V
Battery current	I_{S2}^*	5 A
Internal resistor of battery	r	72 m Ω
Switching frequency	f_{sw}	12 kHz

(a) バッテリー充電動作 (b) バッテリー放電動作

図6 提案制御法を適用したスマートチャージャ動作時のシミュレーション結果

Fig. 6. Simulation waveforms for Figs. 1 and 3 during battery charging operation.

および実験結果では、内線規程^[11]に基づき文献[5]と同一負荷条件としている。この負荷条件は、同内線規程で定められた条件下で最も厳しい不平衡状態である。

〈3・2〉 シミュレーション結果 図6に、本論文で提案した制御法を用いた場合のシミュレーション結果を示す。同図(a)において、バッテリー充電動作時のシミュレーション結果を示している。Load1 および Load2 がアンバランスであるため、負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっている。しかしながら、スマートチャージャにより電源電流 i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.905 で振幅が等しくなっていることを確認した。また、双方向 DC-DC コンバータは降圧チョッパとして動作し、バッテリー電流 i_{bat} が指令値である 5 A となっている。ここで、文献[12]において、バッテリー充電時の直流電流リプルは 5%以下にするように定められている。この時、バッテリー電流のリプル率を求めると 2.87% となった。ここで全高調波歪み率 THD(Total Harmonic Distortion)は次式で定義されている。

$$THD[\%] = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100 \dots\dots\dots (12)$$

文献[13]のガイドラインにおいて、電源電流の THD は 5%以下と定められている。このときの i_{S1} および i_{S2} の THD を算出すると、それぞれ 1.10%および 0.82%となった。

さらに、同図(b)にバッテリー放電動作時のシミュレーション結果を示している。充電動作時と同様に i_{L1} および i_{L2} は振幅および位相が異なっているがスマートチャージャにより i_{S1} および i_{S2} は力率が 0.904 で振幅が等しくなっていることが確認できる。また、双方向 DC-DC コンバータは昇圧チョ

ッパとして動作し、 i_{bat} が指令値である -5 A となっている。このとき、バッテリー電流のリプル率を求めると 3.73% となった。また、 i_{S1} および i_{S2} の THD はそれぞれ 2.39%および 2.28%となった。これらのシミュレーション結果から、提案する負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の有効性が確認できる。

ここで、スマートチャージャの変換器容量について検討する。一般に、電力変換装置の変換器容量を検討する場合は、皮相電力を評価指標としている。しかしながら、中性線には電圧が印加されず、皮相電力による容量検討ができない。そこで、単相三線式配電における電力変換装置の変換器容量を中性線および両外線に流れる電流実効値から評価する。ここでは電流容量 A_C と定義する。スマートチャージャの電流容量 A_C は、3 つのチャージャ電流実効値 I_{SC1} 、 I_{SC2} および I_{SC3} と家庭内負荷に供給する電流の定格電流実効値 $I_A (=24 \text{ A})$ を使って、次式で与えられる。

$$A_C = \frac{\sum_{n=1}^3 I_{SCn}}{2I_A} [\text{pu}] \dots\dots\dots (13)$$

図5のシミュレーション結果より、 $A_C = 0.70 \text{ pu}$ となる。一方、文献[5]の制御法を用いた場合では $A_C = 0.97 \text{ pu}$ であり、電流容量を 28%低減可能である。

4. 実験結果

本論文で提案した負荷側電力演算が不要な無効電力調整法の有効性を検証するため、実験装置を構成し実験による検討を行った。

〈4・1〉 実験装置の構成 図1において、高圧側電圧 6600V であり、研究室レベルで実験装置を構成するのは困難である。そこで、高圧側電圧を 210V として実験装置を構成した。このとき、変圧器の定格は 5kVA である。図7に、構成した実験装置のブロック図を示す。バッテリーは、抵抗 R (60Ω) で模擬した。スマートチャージャから出力するチャージャ電流の指令値演算には、DSP(TMS320C6713, 225MHz)を用いている。検出した高圧側電圧 v_S 、負荷電流 i_{L1} および

図7 試作したスマートチャージャの実験構成

Fig. 7. Block diagram of the constructed experimental model.

図8 バッテリ充電動作時の実験結果

Fig. 8. Experimental waveforms for Fig. 7. during battery charging operation.

i_{L2} , チャージャ電流 i_1 および i_2 , 直流キャパシタ電圧 v_{DC} , バッテリ電圧 v_{C2} , バッテリ電流 i_{L2} は, A/D 変換器を用いて 12bit のデジタル量に変換され, サンプリング周期 $83.3 \mu s$ ごとに DSP に取り込まれる。この DSP 内では, チャージャ電流指令値 i_{SC1}^* および i_{SC2}^* の演算, 直流キャパシタ電圧 v_{DC} 一定制御, 双方向 DC-DC コンバータの制御および三角波比較 PWM 方式を一括して行っている。

ここで, DSP を用いて文献[6]の制御アルゴリズムの総演算時間を測定した場合 $67.4 \mu s$ であった。このなかで, 家庭内負荷の有効無効電力を演算する時間は $10.4 \mu s$ であった。ただし, 本論文では演算負荷を負荷側電力演算に費やした時間と定義する。したがって, 有効無効電力演算ステップを不要とした本提案制御法を用いることで, 文献[6]の制御法と比較して演算負荷を 15.3%低減できることを確認した。

〈4・2〉 実験結果 図8に, 双方向 DC-DC コンバータが降圧チョップとして動作し, バッテリに電力を充電する充電動作時の実験結果を示す。シミュレーション結果と同様にアンバランスな負荷状態であるため負荷電流 i_{L1} および i_{L2} は振幅と位相が異なっているが, スマートチャージャにより振幅が等しく力率が 0.91 の電源電流 i_{S1} および i_{S2} が得られている。なお, i_{S1} および i_{S2} の THD は 1.38%ならびに 1.11%である。これは, 文献[13]の条件を満たしている。また i_{bat} が指令値である 5A と一致しており, このときのバッテリー電流のリプル率は 1.59%であった。シミュレーション結果と比較して, バッテリ電流のリプル率が低下したのは, 実験時にはバッテリーを抵抗のみで模擬したためである。

ここで, 図8の実験結果より, $A_C=0.61pu$ となる。一方, 文献[4]の制御法を用いた場合には $A_C=0.96pu$ であり, 電流容量を 36%低減できた。

5. まとめ

本論文では, 負荷側電力演算が不要な電気自動車用スマ

ートチャージャの無効電力調整法を提案した。シミュレーションおよび実験結果より, 提案した制御法では負荷側の有効無効電力を演算するブロックを用いることなく, 電源側において電気供給約款で定められている力率が 0.9 となる無効電力に調整できることを明らかにした。また, 文献[5]の制御法を用いた場合と比較して, 電流容量を約 30%低減可能であることを確認した。

(2014 年 4 月 12 日発表)

文 献

- [1] 京都市公式ホームページ:
<http://www.city.kyoto.lg.jp/kankyo/page/0000043199.html>
- [2] 日産自動車株式会社ホームページ:
<http://www.nissan-global.com/JP/NEWS/>
- [3] M. C. Kisacikoglu, B. Ozpineci, and L. M. Tolbert: "Reactive Power Operation Analysis of a Single-Phase EV/PHEV Bidirectional Battery Charger", the 8th International Conference Power Electronics-ECCE Asia, pp.585-591, 2011.
- [4] 経済産業省: 「スマートメーター制度検討会(第12回)-配布資料」
http://www.meti.go.jp/committee/summary/0004668/pdf/012_03_00.pdf
- [5] T. Tanaka, T. Sekiya, H. Tanaka, E. Eiji, and M. Okamoto: "Smart Charger for Electric Vehicles with Power Quality Compensator on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders", the IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 49, No. 6, Nov.-Dec., pp. 2628-2635, 2013.
- [6] H. Tanaka, T. Tanaka, T. Wakimoto, E. Eiji, and M. Okamoto: "Reduced-Capacity Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders with Reactive Power Control", in Proc. of IEEE PELS/IAS ECCE, pp. 5158-5164, 2013.
- [7] 中国電力株式会社, 「電気供給約款」, p. 46, 2012.
- [8] L. N. Arruda, S. M. Silva, and B. J. C. Filho, "PLL Structures for Utility Connected Systems", in Conf. Record of the 36th IEEE-IAS Annual Meeting, Chicago, USA, pp. 2655-2660, 2001.
- [9] 外山浩司, 水野修, 竹下隆晴, 松井信行: 「電流形三相 PWM コンバータにおける入力電圧・電流の過渡振動抑制」, 電学論 D, Vol. 177, No. 4, pp. 420- 426, 1997.
- [10] R. S. Zhang, and C. Park: "CONTROL OF SINGLE-Phase POWER CONVERTER IN D-Q COORDINATES", United States Patent, Patent No. 6621252, 2003.
- [11] 日本電気技術規格委員会: 「内線規程 JESC E0005(2005)」, 日本電気協会, p. 32, 2005
- [12] 堀恵輔, 道永勝久, 大芝正嗣, 伊藤孝典, 小山博康, 芦田有治, 山口雅英: 「電気自動車用急速充電器"EVC-50KA"の開発」, GS Yuasa Technical Report, pp. 60-65, 2011.
- [13] IEEE 519-1992, "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power System,"1992.

田 中 秀 典

1990 年生。2012 年 3 月山口大学工学部電気電子工学科卒業。2013 年 9 月山口大学大学院理工学研究科博士前期課程電子情報システム工学専攻期間短縮修了。同年 10 月同大学院博士後期課程情報デザイン工学系専攻に進学, 現在に至る。電力品質保証機能を有する電気自動車用スマートチャージャに関する研究に従事。IEEE 学生会員。

田 中 俊 彦

1959 年生。1984 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子システム工学専攻修了。同年 4 月東洋電機製造(株)に入社。職業能力開発大学校(現、職業能力開発総合大学校)長期課程部電気工学科講師を経て、1997 年 4 月島根大学総合理工学部電子制御システム工学科助教授、2004 年 12 月山口大学工学部電気電子工学科教授、2006 年 4 月同大学大学院理工学研究科情報・デザイン工学系専攻教授に配置換え、現在に至る。博士(工学)。電力系統の高調波抑制法、環境修復システムへのパワーエレクトロニクスの応用、微生物処理を含む高度水処理などの研究に従事。2002 年中国電力技術研究財団優秀研究賞、部門活動功労賞、2003 年電気設備学会学術部門論文賞受賞。IEEE 会員。

岡 本 昌 幸

1971 年生。1994 年 3 月山口大学工学部電子工学科卒業。1999 年 3 月同大学大学院理工学研究科博士後期課程終了。同年 4 月山口大学工学部電気電子工学科助手。2006 年 4 月同大学大学院理工学研究科情報・デザイン工学系専攻助手に配置換え、2012 年 4 月宇部工業高等専門学校電気工学科准教授、現在に至る。博士(工学)。GaN 系パワー半導体のデバイスモデリングとパワーエレクトロニクスへの応用に関する研究に従事。IEEE 会員。

平 木 英 治

1964 年生。1990 年大阪大学大学院基礎工学研究科博士前期課程電気工学専攻終了。同年 4 月マツダ(株)入社、同技術研究所を経て、1995 年 12 月山口大学工学部電気電子工学科助手。2006 年 4 月同大学大学院理工学研究科情報・デザイン工学系専攻助手に配置換え、2007 年 3 月同助教授、同年 4 月同准教授。2013 年 10 月岡山大学大学院自然科学研究科産業創成工学専攻教授、現在に至る。博士(工学)。新エネルギーインターフェイス、電気自動車、高周波電力変換、ソフトスイッチング電力変換に関する研究に従事。電気学会調査専門委員会委員、パワーエレクトロニクス学会評議員、IEEE 会員。

【質 疑】

パナソニック株式会社・岸本圭司氏

【質問 1】 現在商品化されている EV 用チャージャ(家庭へ電力供給する装置)には無効電力調整機能はあるのか。まだない場合、どのようなことを予測して研究を行っているのか。

【回答 1】 現在商品化されている日産自動車製 EV パワーステーションには無効電力調整機能はありません。

ご指摘の点を考慮して、引用文献[4]を追加し論文を修正いたしました。家庭用スマートメータが普及する近い将来、家庭において電力品質を保証することが求められると考えられます。この対策の一方法として、EV 用チャージ

ャへ電力品質保証機能を付加したチャージャを提案しております^[5]。さらに、この EV 用チャージャの本格的な実用化を考えた場合変換器容量を低減することが必要と考え、文献[6]では柱上変圧器低圧側で無効電力を制御することにより変換器容量低減を実現しました。本論文では、負荷側の有効無効電力の検出が不要より簡易な無効電力調整法を提案いたしました。

【質問 2】 力率の制御は K で制御するのか。家庭内負荷条件によっては、力率 0.9 より 1.0 に近づけたほうが電流を減らせる場合もあると思うが、力率を条件によって制御するということは考えているのか。改善 36.7%の意味合いは。また厳しい条件での評価なのか。

【回答 2】 ご指摘のとおり、力率はフィードフォワードゲイン K を予め与えて制御します。ご指摘いただいた負荷条件の点ですが、力率 1 に制御する手法が力率 0.9 に制御する手法と比較し、チャージャからの出力電流が小さくなる場合があると考えられます。しかしながら、本論文では著者が先に提案した文献[5]と比較した場合におけるスマートチャージャの無効電力調整法による容量低減効果について論じております。なお、文献[5]では本論文の引用文献[11]“日本電気技術規格委員会:「内線規程 JESC E0005(2005)」,日本電気協会, p. 32, 2005”に基づいて負荷条件を決定しています。上述の点を考慮して、論文を修正いたしました。また、容量低減率 36.7%ですが、これは上述した条件下における実験で得られた値であり、理論的意味合いは含まれておりません。なお、ご指摘の負荷条件に応じて力率を制御する点につきましては、今後の重要な検討課題と考えております。

大阪大学・三浦友史氏

【質問 1】 どのように演算負荷を定義し、どのように測定されたのでしょうか。

【回答 1】 本論文では、演算負荷を負荷側電力演算に要した時間と定義いたしました。演算負荷を定量的に評価するため、実験に使用したテキサスインスツルメンツ社製 DSP TMS320C6713(内蔵クロック周波数 $f=225\text{MHz}$)のタイマ関数 `timer0_read()`および `timer1_read()`により読み込んだカウンタ値をそれぞれ測定いたしました。ご指摘の点を考慮して、論文を修正いたしました。文献[6]で提案した有効無効電力を演算する制御アルゴリズムの総演算時間は $67.4\ \mu\text{s}$ となりました。このなかで、負荷側の有効無効電力を演算する時間は $10.4\ \mu\text{s}$ となりました。

以上のことから、負荷側電力演算を不要とした本提案制御法を用いることで、文献[6]の制御法と比較して演算負荷を 15.3%低減したことを明らかにしました。