

商用周波数出力に適した非接触給電システムの 非線形負荷接続時における高調波電流補償法

徳力 雅也* 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)
黒田 敏行 (東京電力ホールディングス)

Harmonic current compensation method for a non-linear load of wireless power Transfer system with utility-frequency output

Masaya Tokuriki*, Keisuke Kusaka, (Nagaoka University of Technology)

Toshiyuki Kuroda, (Tokyo Electric Power Company Holdings)

This paper proposes a wireless power transfer (WPT) system suitable for utility-frequency output. In conventional approaches, large electrolytic capacitors have been used for a DC-link. However, the bulk electrolytic capacitor leads to issues such as increased circuit volume and low power density. The proposed system employs a method of injection resonance frequencies to address this issue, enabling power transmission without the need for DC smoothing. Additionally, an Active Power Filter (APF) is applied to the secondary side to mitigate current and power fluctuations due to a non-linear load. The simulation results show that the proposed topology reduces the total harmonic distortion (THD) of the output current from 27.6% to 7.11%.

キーワード：非接触給電システム, 高周波重畳, 高調波抑制, 電力用アクティブフィルタ

(Wireless power transfer system, High-frequency injection, Harmonic suppression, Active power filter)

1. はじめに

近年, PC やスマートフォンのような携帯端末をはじめとして, バッテリーを搭載したモバイル端末の使用が急速に拡大している。これらのバッテリーへの充電には有線充電器が用いられてきたが, バッテリーの重量やケーブルの不便さ, 充電時間の長さなどが度々課題として取り上げられてきた。そこで, これらバッテリーへ無線で充電する方法として非接触給電システムが注目を集め, 研究が盛んにおこなわれている⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。

これらバッテリーへの充電アプリケーションとして適用される非接触給電システムは, 電力伝送時に高周波の交流を必要とするため, 低周波の交流入力から変換する必要がある。一般的に, 交流から直接変換するのではなく, 一度直流に変換してから高周波の交流に変換するため, 大容量の直流平滑用電解コンデンサが要求される。受電側も同様に高周波の交流から商用周波数の交流, あるいは直流に変換するため, 直流平滑が必要とされ, システムの回路全体が大型化しやすいという問題を抱えている⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。

この問題に対して, これまで多くの回路方式が報告されている⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。しかし, これら回路方式を用いた非接触給電システムでは, アプリケーション個々のバッテリー電圧に応じて個別に設計される必要があり, 既存のアプリケーションに一律に適用できず, 存システムへ非接触給電システム

を適用するためには, 商用周波数出力を可能とする回路構成が必要不可欠である。

そこで本論文では, 商用周波数出力に適した非接触給電システムを提案する。このシステムでは高周波重畳方式を採用しており, 直流平滑用に大容量の電解コンデンサを必要としない。これにより, 直流平滑部を小容量のフィルムコンデンサで実現が可能となり, 回路全体の小型化を達成できる。また, 提案システムに非線形負荷が接続された場合に生じる電流の脈動を, 電力用アクティブフィルタを適用することで対策する。これにより, 高調波重畳方式を適用しながら, システムによって出力される電流の品質を維持することが可能となる。

本論文では, 提案システムによって商用周波数の正弦波が出力可能であること, および非線形負荷接続時の高調波抑制が可能であることをシミュレーションにより検証する。

2. 提案する非接触給電システムの構成

〈2・1〉 提案システムの回路構成

一般的な AC-DC-AC 変換を有する非接触給電システムを図 1 に示す。このシステムでは入力部では AC-DC 変換を行い, 高周波交流による電力伝送部を経た後, 2 次側において DC-AC 変換が必要となる。この間, DC への変換には直流平

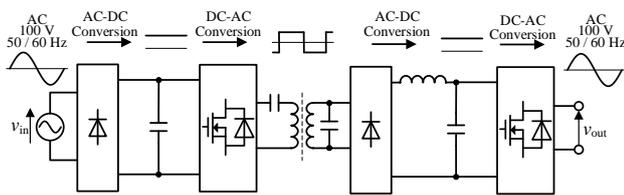


図1 従来の商用周波数出力を行うWPTシステム構成

Fig. 1. WPT system configuration with conventional commercial frequency output.

滑のために大容量の電解コンデンサが必要になり、回路が大型化及び複雑化するという問題がある。したがって、この電解コンデンサを取り除くためには、直流平滑部を行わないシステム構成が必要になる。

図2に提案するシステムの構成を示す。このシステムでは、電解コンデンサによる直流平滑を行わず、ダイオード整流器による全波状に整流された正弦波を1次側のインバータへと与える。このインバータを伝送コイルと共振コンデンサから成る伝送部の共振周波数でスイッチングし、高周波を重量させる。2次側ではダイオード整流器及びローパス・フィルタ(LPF)を通して高周波成分を除去し、極性切り替え回路(duty比:0.5)によって商用周波数の正弦波を出力する。これにより、大容量の電解コンデンサを除去し、小容量のフィルムコンデンサで実現できる。

また、提案システムでは、1次及び2次側の両方のインバータでスイッチングを行うが、PWMは行っていない。特に2次側では極性切り替えの役割を果たすため、商用周波数でスイッチングすることになる。そのため、スイッチング周波数を高める必要がないため、スイッチング損失の低減が可能になる。したがって、先のコンデンサ容量の低減と合わせて、回路全体の小型化が実現可能になり、パワー密度の向上が可能になる。

〈2・2〉 非線形負荷接続時の高調波抑制方法

2次側のインバータは極性切り替えとして機能するため、負荷により生じる電流脈動を補償することができない。そこで、電流の高調波ひずみを補償するアクティブフィルタを接続する。アクティブフィルタは負荷と逆位相の高調波電流を系統側へと注入することにより、電源側の高調波を打ち消して補償を行う回路である。これを非接触給電システムの出力、すなわち交流側へ適用することで、ダイオード整流器をはじめとする非線形負荷により生じる電流高調波成分を抑制するように動作させることが可能になる⁽¹¹⁾。

図3提案システムの電流補償回路としてアクティブフィルタを適用した場合のシステム全体図を示す。この回路では、非接触給電システムの出力が商用周波数の正弦波出力であるため、この交流出力部が電流の脈動による影響を受けないようアクティブフィルタを並列に接続する。アクテ

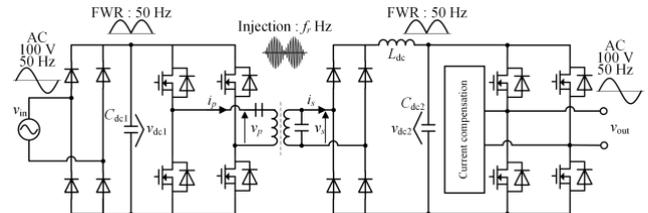


図2 提案するWPTシステム全体の構成

Fig. 2. Overall configuration of the proposed WPT system .

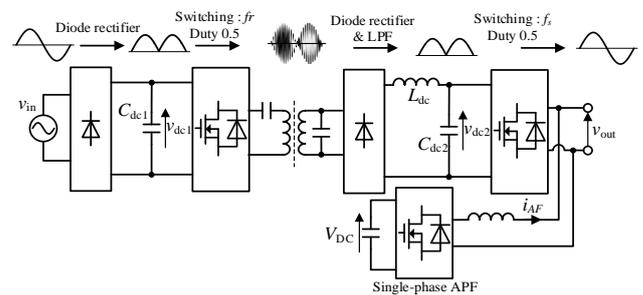


図3 補償回路としてAPFを適用した提案システム構成

Fig. 3. Proposed system configuration with APF applied as a circuit for compensation.

ィブフィルタによってこの出力端に非線形負荷が接続された場合にも、発生する高調波を打ち消すようにアクティブフィルタが動作し、交流出力が正弦波化される。したがって、非接触給電システムにはこの高調波の影響を与えずに動作ができる。

3. アクティブフィルタによる高調波抑制

図4に実施したシミュレーションで適用した非線形負荷の構成と、システムとの接続の様子を示す。負荷電流*i_l*に含まれる高調波成分を抽出し、これを打ち消すようにアクティブフィルタの出力である補償電流*i_{AF}*を生成する。これをシステムの出力電流*i_{out}*に注入し、電流の脈動を抑制する。

図5に実装した単相アクティブフィルタの電流指令値生成及びその制御系を示す。一般的に、高調波成分の抽出にはdq変換及びLPF(あるいはHPF)を用いた手法が広く使われている。しかし、単相の場合三相とは異なり、直交座標系に直接的に変換することができない。そこで、変換行列を用いずに単相系を直接直交座標系で表現するために、負荷電流π/2だけ位相シフトさせ、β軸の信号として扱う。これにより、負荷電流の信号と虚数信号は直交し、αβ座標系における単相系の等価表現としてみなせる⁽¹²⁾⁽¹³⁾。

以上より、直交座標系における負荷電流は次のようにならわすことができる。

$$\begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_l(\omega t + \phi) \\ i_l(\omega t + \phi + \pi/2) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

これを回転座標系で表示するために変換行列と(1)式の積を取り、単相系において等価な dq 座標系表現は次のように得られる。

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \\ i_{l\beta} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ld-DC} + i_{ld-AC} \\ i_{lq-DC} + i_{lq-AC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{l\alpha} \sin(\omega t) - i_{l\beta} \cos(\omega t) \\ i_{l\alpha} \cos(\omega t) + i_{l\beta} \sin(\omega t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、(3)式の直流項 i_{ld-DC} 、 i_{lq-DC} は単相 pq 理論より負荷電流 i_l における基本波成分の有効電力及び無効電力を示す。また、交流項 i_{ld-AC} 、 i_{lq-AC} は高調波成分の有効電力及び無効電力を示す。この信号をLPFによって基本波成分以外、すなわち基本波の2倍周波数以降の周波数成分を除去する。この出力値にアクティブフィルタの直流バス電圧を維持するための電流指令 i_{ld}^* を加算し、 dq 逆変換を行う。ただし、理想的には非接触給電システムの実出力は基本波の有効電力のみを負荷に供給し、生じる高調波及び無効電力はアクティブフィルタにて補償されるべきである。したがって、逆変換される dq 座標軸の電流値は次のように考えられる。

$$\begin{bmatrix} i_{ld}^* \\ i_{lq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ld-DC} + i_{ld-AC} \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

また、実際にアクティブフィルタが出力する電流は補償電流のため、負荷電流と上記手順で得られた値との差分を取得する。以上より、単相アクティブフィルタの補償電流指令は次のように得られる。

$$i_{AF}^* = i_l - (i_{ld-DC} - i_{DC}) \sin(\omega t) \dots\dots\dots (3)$$

この指令値に対して追従できるように、電流制御器としてPR制御器を使用する。

4. シミュレーション結果

〈4.1〉 線形負荷接続時における動作検証

表1に本シミュレーション時のシミュレーション条件を示す。また、図6(a)に入出力の電圧、1次及び2次側のコンデンサ両端電圧、システムの実出力電流を、図6(b)にはこの時の1次側及び2次側の伝送電圧を示す。

シミュレーションでは、負荷は線形負荷として抵抗を接続した。図6(a)より、出力される電圧及び電流が商用周波数で動作できていることが確認できる。また、直流平滑を行わない直流リンクのコンデンサの両端電圧は全波整流状のまま動作できていることが分かる。図6(b)より、1次側及び2次側の電圧が、図6(a)の全波整流波形を包絡線とした共振周波数である85kHzの高周波が重畳した波形となっていることが確認できる。

〈4.2〉 非線形負荷接続時における動作検証

図7(a)に非線形負荷接続時の入出力の電圧、1次及び2次

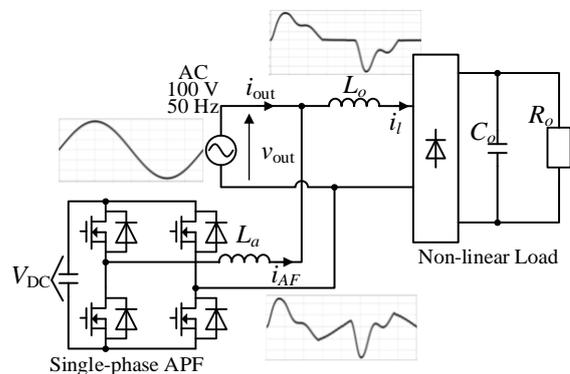
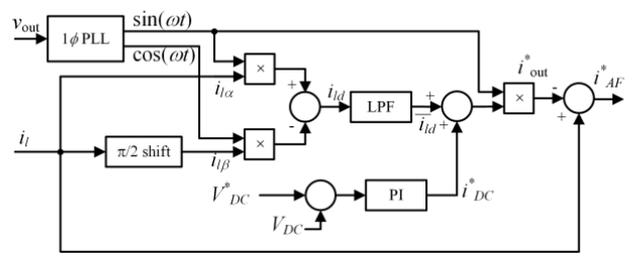
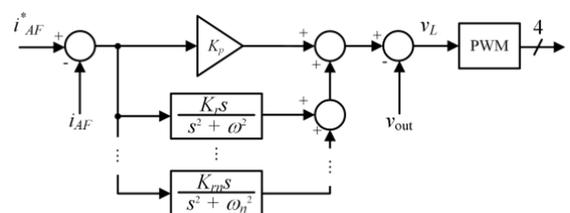


図4 提案システムと適用した非線形負荷の接続
Fig. 4. Proposed system and applied nonlinear load connections.



(a) Generation of compensating current command values for single-phase active filters.



(b) Block diagram of current control system applying PR control.

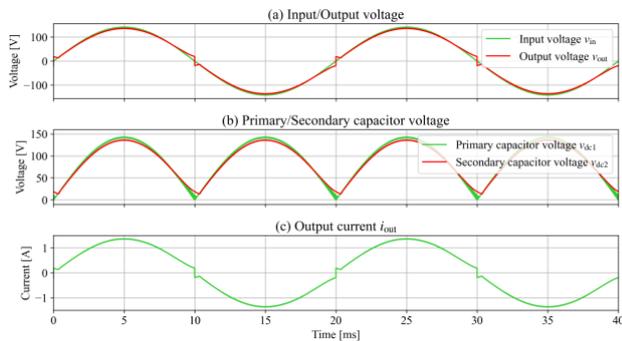
図5 単相アクティブフィルタの電流制御系

Fig. 5. Current control system for single-phase active filters.

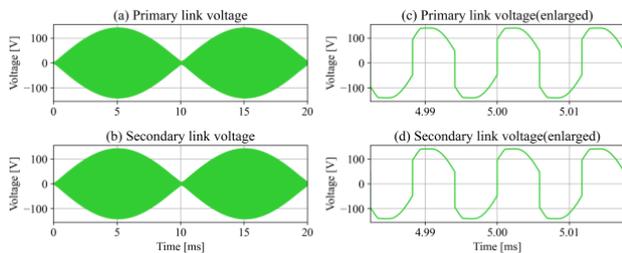
表1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions.

Parameters	Symbol	Value
Primary voltage	V_{in}	100 V
Secondary voltage	V_{out}	100 V
Output power	P_{out}	100 W
Utility frequency	f_s	50 Hz
Resonant frequency	f_r	85 kHz
DC link capacitor	$C_{dc1,2}$	10 μ F
Unit capacitance constant	UCC_{Cdc}	0.50 mJ/VA
APF DC voltage	V_{DC}	200 V



(a) Voltage and current waveforms of the system with linear loads.



(b) Primary and secondary transmit and receive voltages.

図6 線形負荷接続時の動作波形

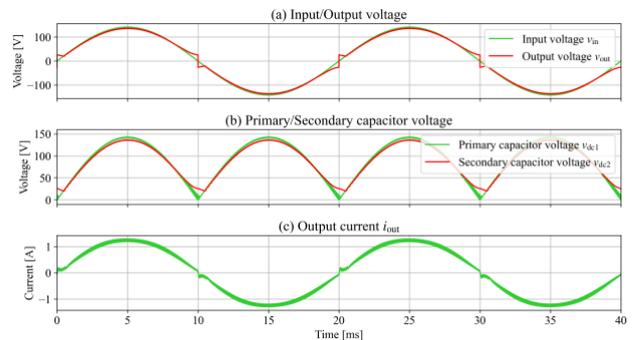
Fig. 6. Operating waveforms with linear load.

側のコンデンサ両端電圧，システムの出力電流を示す。また，図 7(b)にはこの時の 1 次側及び 2 次側の電圧を示す。なお，シミュレーション条件は表 1 と同様に設定した。

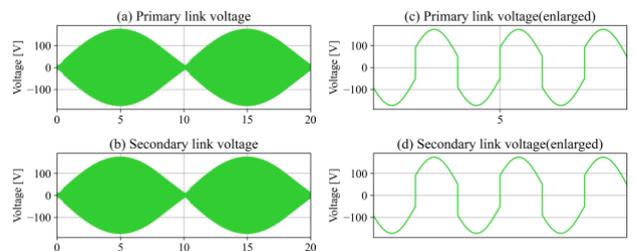
シミュレーションでは，負荷をクレストファクタ 1.66 のコンデンサ入力型のダイオード整流器とした。図 7(a)より，線形負荷接続時同様に，出力される電圧及び電流が線形負荷接続時と同様に，商用周波数で得られていることが分かる。また，直流リンクのコンデンサ両端電圧についても，全波整流状に整流された状態で動作できていることも分かる。図 7(b)より，線形負荷接続時と同様に図 7(a)の全波整流状の波形に 85 kHz が重畳されていることが確認できる。

以上より，提案システムに線形あるいは非線形負荷が接続された場合でも，商用周波数出力が可能であることを確認した。

図 8 に提案システムに非線形負荷が接続された場合における出力電流高調波の解析結果を示す。シミュレーション結果より，アクティブフィルタを適用していない場合の THD27.6%(40 次まで)に対して，アクティブフィルタを適用した本提案システムでは 7.11%まで低減できることが確認できた。特に，3 次高調波成分については 19.0%の低減，5 次以降の次数についても 10%程度の低減効果があることを確認した。



(a) Voltage and current waveforms of the system with non-linear loads.



(b) Primary and secondary transmit and receive voltages.

図7 非線形負荷接続時の動作波形

Fig. 7. Operating waveform with non-linear load.

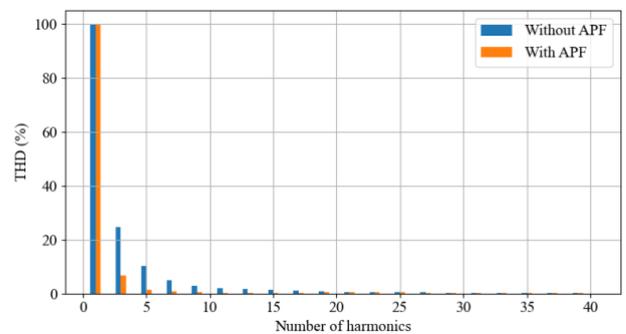


図8 提案システムにおける電流高調波解析

Fig. 8. Current Harmonics Analysis in the Proposed System.

5. まとめ

本論文では，負荷により生じる電流高調波を低減する，商用周波数出力を可能な非接触給電システムを提案した。従来の非接触給電システムでは，低周波の交流入力から高周波の交流に変換するために一度直流に変換する必要があり，大容量の平滑用コンデンサが必要とされていた。提案システムでは，このコンデンサを小容量のものに変更が可能であることをシミュレーションにより明らかにした。また，

非線形負荷が接続された場合に生じる電流高調波を，アクティブフィルタにより抑制できることを確認した。これにより，3次高調波成分を19.0%低減することができ，5次高調波成分についても10%以上の低減効果があることを確認した。

今後は，本提案システムに低力率の負荷が接続された場合の動作検証と，試作機を用いて高周波重畳方式で電力伝送が可能であることを実機により確認する。

なお，本研究は東京電力ホールディングス株式会社との共同研究により実施したものである。

文 献

- (1) H. Hoang, S. Lee, Y. Kim, Y. Choi and F. Bien : "An adaptive technique to improve wireless power transfer for consumer electronics, ", IEEE Transactions on Consumer Electronics, vol. 58, no. 2, pp. 327-332, (2012)
- (2) J. Park et al. : "A Resonant Reactive Shielding for Planar Wireless Power Transfer System in Smartphone Application," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 59, no. 2, pp. 695-703, (2017)
- (3) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher and M. Soljacic : "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, vol. 317, no. 83, pp. 83-86. (2007)
- (4) 日下佳祐, 伊東淳一 : 「電磁誘導現象を用いた非接触給電システムの開発動向」, 電気学会研究会資料, SPC-16-121, MD-16-085. (2016)
- (5) S. Zhang, C. Wang and D. Chen : "A Single-Stage Wireless Power Transfer Converter With Hybrid Compensation Topology in AC Input," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 71, no. 8, pp. 8266-8279. (2022)
- (6) S. Samanta and A. K. Rathore : "A New Inductive Power Transfer Topology Using Direct AC-AC Converter With Active Source Current Waveshaping," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5565-5577. (2018)
- (7) J. Liu, F. Xu, C. Sun and K. H. Loo : "A Compact Single-Phase AC-DC Wireless Power Transfer Converter With Active Power Factor Correction," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 4, pp. 3685-3696. (2023)
- (8) L. Xue, Z. Shen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, D. Diaz : "Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple," IEEE Trans. Power Electron., vol. 30, no. 12, pp. 7299-7307. (2015)
- (9) L. Chen, S. Wu, D. Shieh, T. Chen : "Sinusoidal-ripple-current charging strategy and optimal charging frequency study for Li-ion batteries," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 1, pp. 88-97. (2013)
- (10) P. S. Huynh, D. Ronanki, D. Vincent and S. S. Williamson : "Direct AC-AC Active-Clamped Half-Bridge Converter for Inductive Charging Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 2, pp. 1356-1365. (2021)
- (11) 彭 方正, 木幡 雅一, 赤木 泰文 : 「並列型アクティブフィルタと直列型アクティブフィルタの補償特性の検討」, 電気学会論文誌 D, Vol. 113, No. 1, pp. 33-40. (1993)
- (12) 吉田 秀人, 和田 圭二 : "不平衡接続された単相分散型電源による三相系統の高調波電流抑制", 電気学会論文誌 D, Vol. 136, No. 3, pp.204-211. (2015)
- (13) V. Khadkikar, M. Singh, A. Chandra and B. Singh : "Implementation of single-phase synchronous d-q reference frame controller for shunt active filter under distorted voltage condition," International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, pp. 1-6. (2010)
- (14) D. Dong, T. Thacker, R. Burgos, F. Wang and D. Boroyevich : "On Zero Steady-State Error Voltage Control of Single-Phase PWM Inverters With Different Load Types," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3285-3297, Nov. (2011)
- (15) A. Kuperman, "Proportional-Resonant Current Controllers Design Based on Desired Transient Performance : " IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 10, pp. 5341-5345, Oct. (2015)
- (16) M. X. Xu, D. Xu, P. Lin, M. Chen, J. Ni and T. Zhang : "Understanding repetitive control and resonant control," 2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp. 621-627. (2012)