

電気自動車用非接触充電トランスの高調波電流の削減

学生員 徐 将希* 学生員 佐藤 亨耶 正員 金子 裕良 正員 阿部 茂 (埼玉大学)

Reduction of Harmonic Current Flowing Transformer of Wireless Charging System for Electric Vehicles

Masaki Jo*, Yukiya Sato, Yasuyoshi Kaneko, Shigeru Abe (Saitama University)

A wireless charging system has a problem of leakage electric field caused by harmonic current flowing transformer windings. This paper proposes reduction measures of harmonic current by using a pulse width control inverter at a primary side, and using a resonant rectifier or using an inductor at a secondary side. The effectiveness of these measures was confirmed by simulations.

キーワード：非接触充電，高調波電流，漏洩電界

Keywords：Wireless charging system, Harmonic current, Leakage electric field

1. はじめに

近年，環境問題や石油依存度の軽減から電気自動車 (EV) やプラグインハイブリット車 (PHV) が注目されている。現在の EV 等への給電はケーブルを用いたコンダクティブ方式が主流であるが，利便性，安全性，保守容易性から非接触充電方式⁽¹⁾が注目されており，研究が進められている。

電気自動車用の非接触充電トランスには，磁界構造の違いから，角形コア両側巻 (H 型⁽²⁾, Solenoid 巻, Polarized type⁽³⁾とも呼ばれる) と円形コア片側巻 (Circular type とも呼ばれる) の 2 方式がある。角形は小型軽量化，長ギャップ化，左右方向の位置ずれ許容量の点で優れているが，円形に比べ漏洩電界のレベルが高く，方形波インバータを用いた場合，電波法の規制ラインを超えてしまう問題がある。漏洩電界は基本波と第 3 次高調波の割合が高い。高調波成分は電力伝送に貢献しないので，できるだけ小さくしたい。このためにはトランス巻線を通る高調波電流を低減する必要がある。非接触充電の効率向上のため，低次高調波電流を低減する研究⁽⁴⁾もある。

本稿では H 型トランスにおけるトランス巻線に通る高調波対策として，(I)一次側でインバータのパルス幅制御を用いる方法，(II)二次側でリアクトルを挿入する方法，(III)二次側で共振型整流器を用いる方法を検討した。回路シミュレーションにより，これらの対策の高調波電流低減効果を比較し有効性を確認した。

2. 非接触充電システム

〈2・1〉 一次直列二次並列コンデンサ方式

図 1 に一次直列二次並列コンデンサ方式 (SP 方式) の非接触充電システムの構成を示す。高周波電源は方形波フルブリッジインバータを用い，二次側整流回路には全波整流器を用いる。直列および並列コンデンサ C_s , C_p と整流器と

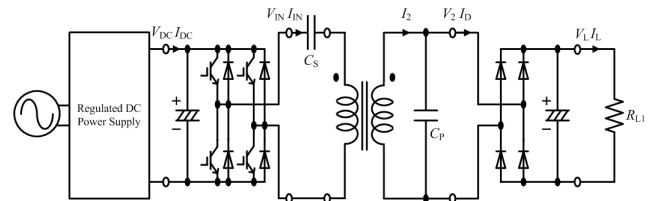


図 1 非接触充電システム

Fig. 1. Wireless charging system..

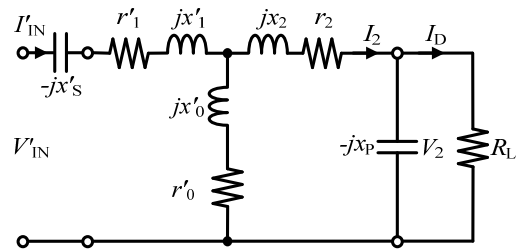


図 2 詳細等価回路

Fig. 2. Detailed equivalent circuit.

平滑コンデンサを含む抵抗負荷 R_L を加えた詳細等価回路を図 2 に示す。給電トランスの巻数比を a とし，一次側諸量は二次側に換算しダッシュをつけて表す。 C_s , C_p を式(1)のように選び，電源周波数において l_0 , l_1 , l_2 より十分小さい r_0 , r_1 , r_2 を無視すると，詳細等価回路は式(2)のような巻数比 b の理想変圧器と等価となる。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = x'_0 + x_2, \quad \frac{1}{\omega_0 C'_s} = x'_s = x'_1 + \frac{x'_0 x_2}{x'_0 + x_2} \dots (1)$$

$$V'_{IN} = bV_2, \quad I'_{IN} = I_D/b, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \dots (2)$$

〈2・2〉 インバータ，整流器による高調波の発生

電気自動車非接触充電においては一次側，二次側回路でそれぞれ高調波電流が発生する。

一次側では方形波インバータを用いた場合、方形波電圧には式(3)に示すように基本波以外に基本波の奇数倍の高調波成分を含み、その大きさは次数に反比例する。ここで E はインバータ直流電源電圧である。

$$v_{in} = \frac{4}{\pi} E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \sin[(2n-1)\omega t] \dots\dots\dots (3)$$

一次電流 I_N は SP 方式の入力インピーダンスの周波数特性により正弦波に近い波形となるが、方形波電圧の高調波成分の影響で I_N には高調波成分が含まれる。

二次側では、全波整流器を使用した場合、整流器に流れる電流は電圧波形のピーク付近だけ流れるパルス状の波形となるため、二次電流 I_2 にも高調波成分が含まれる。このため一次側、二次側共に高調波対策が必要となる。

3. 高調波低減法

〈3・1〉 一次側インバータパルス幅制御方式

図 3 にインバータのパルス幅制御の波形を示す。また、パルス幅制御の出力電圧の理論式を式(4)に示す。図 3 のパルス幅 δ を調整することで出力電圧の大きさを変えることができる。また、 δ によって高調波の割合が変化する。例えば δ を 120° に設定すると、式(4)より電圧の第 3 次、第 9 次高調波成分を 0 にすることができる。これにより一次電流 I_N の第 3 次、第 9 次高調波成分を低減することができる。

$$v_{in} = \frac{4}{\pi} E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{(n-1)}}{2n-1} \sin \frac{(2n-1)\delta}{2} \sin[(2n-1)\omega t] \dots\dots\dots (4)$$

〈3・2〉 二次側リアクトル挿入方式

全波整流器の前にリアクトル L_S を挿入することで、整流回路にパルス状に流れる高調波電流を抑制し、二次電流 I_2 の高調波成分を低減できる。図 4 に二次側にリアクトル L_S を挿入した場合の回路図を示す。

SP 方式に対して二次側コンデンサ C_P と全波整流器の間にリアクトル L_S を追加する。この際、 L_S の大きさにより高調波の低減率が変化すると考えられるので、式(5)のように L_S の大きさを二次側自己インダクタンス L_2 を基準に c 倍した値とする。この場合、 C_S の値を式(6)のように変更することで、式(2)の SP 方式と同様の理想変圧器特性が成り立つ。

$$\omega_0 L_S = \omega_0 c L_2 = c(x'_0 + x_2) \dots\dots\dots (5)$$

$$\frac{1}{\omega_0 C'_S} = x'_S = \frac{cx'_0{}^2 + x'_0 x'_1 + x'_1 x_2 + x_2 x'_0}{x'_0 + x_2} \dots\dots\dots (6)$$

〈3・3〉 二次側共振型整流器方式

二次側整流回路に共振型整流器⁽⁵⁾を使用することで、リアクトル挿入方式と同様に整流回路にパルス状に流れる高調波電流を抑制し、 I_2 の高調波成分を低減できる。図 5 に共振型整流器の回路図を示す。全波整流器の前に L を直列に挿入し、上側の 2 つのダイオードに C_1 、 C_2 を並列に追加した形となる。共振型整流器は L 、 C_1 、 C_2 の決め方により出力

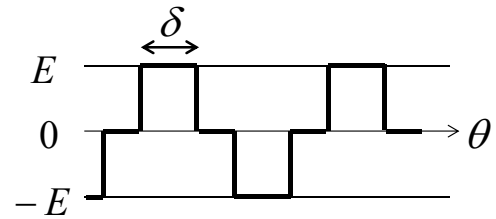


図 3 インバータのパルス幅制御
Fig. 3. Pulse width control inverter.

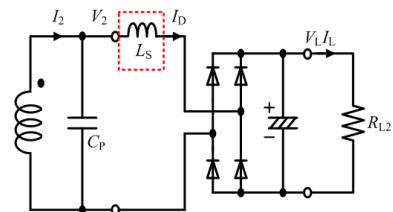


図 4 リアクトル挿入
Fig. 4. L inserted in secondary side.

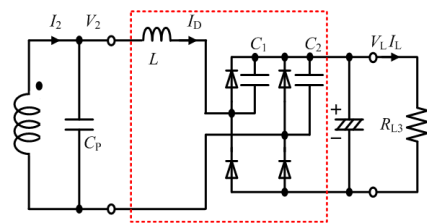


図 5 共振型整流器
Fig. 5. Resonant rectifier.

表 1 パラメータ
Table 1. Parameter.

f [kHz]	50	L_1 [μ H]	145.8
P_{OUT} [W]	3000	L_2 [μ H]	6.01
r_1 [m Ω]	135.5	C_S [μ F]	0.0729
r_2 [m Ω]	5.25	C_P [μ F]	1.662
l_0 [μ H]	28.41	R_{L1} [Ω]	20
l_1 [μ H]	117.4	R_{L2} [Ω]	12.3
l_2 [μ H]	4.87	R_{L3} [Ω]	20

電圧や力率が変化する。そこで入出力電圧比は 1 に近い値に、共振型整流器への入力の力率が 1 になるように L 、 C_1 、 C_2 の値を決める。このように設定すると、従来方式とほぼ等しい特性で二次側高調波電流を低減することができる。なお、 L 、 C_1 、 C_2 の値の決定法は文献(6)を参考にした。

4. シミュレーションによる検証

〈4・1〉 シミュレーション方法

H 型トランスを用いた 50kHz、3kW 給電を対象に、方形波インバータを用いる従来法と、(I)一次側でインバータのパルス幅制御を用いる方法、(II)二次側でリアクトルを挿入する方法、(III)二次側で共振型整流器を用いる方法のトラン

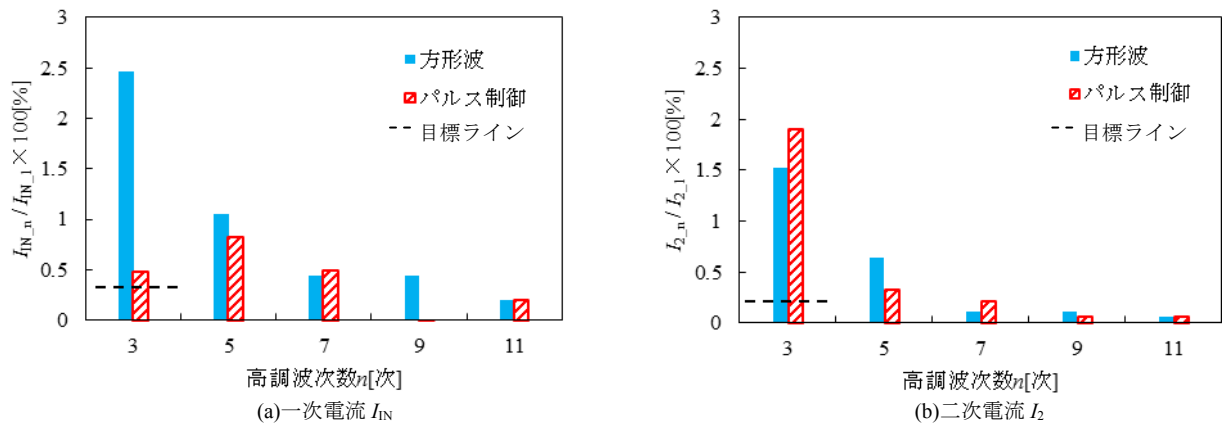


図 6 高調波電流の割合 (インバータパルス幅制御)

Fig. 6. Current ratio for fundamental wave (the pulse width control inverter).

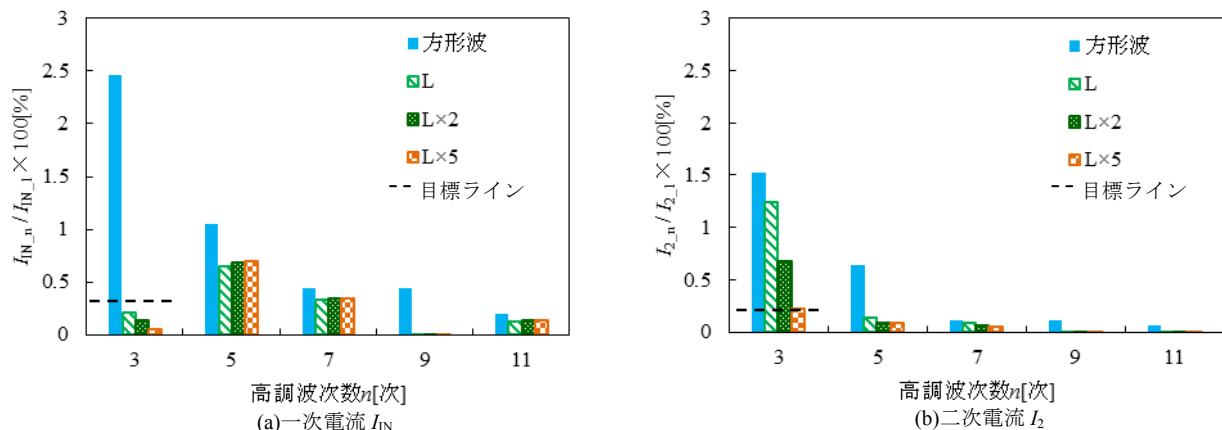


図 7 高調波電流の割合 (パルス幅制御+L挿入)

Fig. 7. Current ratio for fundamental wave (the pulse width control inverter and L).

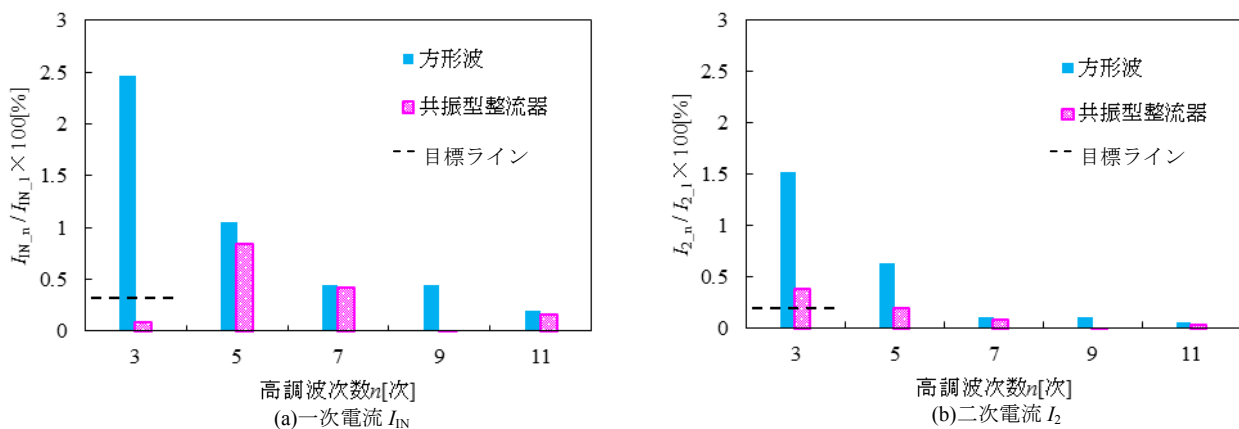


図 8 高調波電流の割合 (パルス幅制御+共振型整流器)

Fig. 8. Current ratio for fundamental wave (the pulse width control inverter and the resonant rectifier).

ス巻線に流れる高調波電流の比較を行った。H 型トランスを用いた電波暗室での漏洩電界測定から、電波法の電磁誘導加熱式調理器 (IH) の規制値以下にするには、第 3 次高調波を 18dB (約 87.4%) 下げる必要があることが分かった。 I_N , I_2 の第 3 次高調波電流をこの目標値以下に低減することを目標とし、以下の図では目標ラインを点線で示す。

シミュレーション回路は図 1, 図 4 (L_S 挿入), 図 5 (共振

型整流器) を用いた。実験定数を表 1 に示す。ここで、 R_L はそれぞれの回路の最高効率となる負荷の値とした。なお、シミュレーションソフトは PSIM (Ver. 9.0) を用いた。

〈4・2〉シミュレーション結果

(1) インバータのパルス幅制御 従来の方形波インバータの場合と比較する。一次側インバータのパルス幅 δ を 120° に設定した場合との第 11 次までの高調波電流の割

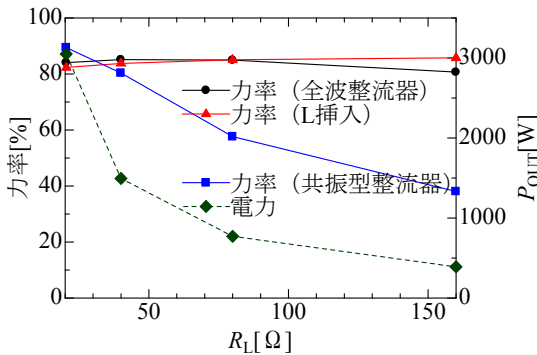


図9 力率特性

Fig. 9. Power-factor characteristics.

合を比較した。図6にそれぞれの一次電流 I_{IN} と二次電流 I_2 を基本波成分で規格化した第11次までの高調波成分を示す。グラフにおける電流の添え字の n , 1はそれぞれ n 次高調波, 基本波を表す。 I_{IN} を見ると第3次高調波および第9次高調波電流の割合が従来に比べ小さくなっていることが分かる。 I_{IN} の第3次高調波電流は約80.3%低減される結果となった。しかし, I_2 を見るとインバータのパルス幅制御を行っても高調波電流の低減効果は見られない。従って I_2 の高調波は二次側回路で対策が必要と考えられる。

(2) インバータパルス幅制御+リアクトル挿入 方形波インバータの場合, パルス幅制御において二次側コンデンサと全波整流器の間にリアクトル L_S を挿入した場合とを比較した。挿入する L_S の値は L_2 を基準に1, 2, 5倍した値とした。それに伴い, C_S の値を式(5)のように調節した。図7にそれぞれの I_{IN} と I_2 を基本波成分で規格化した第11次までの高調波成分を示す。 I_{IN} を見ると, 挿入する L_S の値を大きくすると I_{IN} の第3次高調波成分が低減されることが分かる。 I_2 を見ると各高調波成分が低減されていることが分かる。2倍の L_S を挿入した場合を見ると, I_{IN} , I_2 の第3次高調波はそれぞれ94.7%, 55.5%低減される結果となった。

(3) インバータパルス幅制御+共振型整流器 方形波インバータの場合, パルス幅制御において二次側整流回路に共振型整流器を用いた場合とを比較した。共振型整流器のパラメータは $L=24.5\mu\text{H}$, $C_1=C_2=0.173\mu\text{F}$ とした。図8にそれぞれの I_{IN} と I_2 を基本波成分で規格化した第11次までの高調波成分を示す。図6と比較すると二次側に共振型整流器を用いることで I_2 の高調波成分が大きく低減されていることが分かる。また I_{IN} の第3次高調波成分も低減されている。 I_{IN} , I_2 の第3次高調波はそれぞれ96.6%, 74.4%低減される結果となった。

〈4・3〉二次側対策の比較

二次側対策としては, 共振型整流器を使用する方が高調波電流の低減効果が高い。しかし, 共振型整流器の場合, 負荷が変動する, つまり給電電力が変化する場合に力率が悪化してしまう問題がある。図9に出力電圧を一定としたときの負荷変動に対する力率特性のシミュレーション結果

を示す。共振型整流器では給電電力を下げると力率が大きく下がるのが分かる。この問題は, 給電電力に依らず共振型整流器から見た負荷抵抗 R_L を一定とすれば良く, 共振型整流器の後に昇圧チョッパを挿入すれば解決できる⁽⁶⁾。蓄電池の充電制御のために既に昇圧チョッパが存在する場合は問題ない。

リアクトル L_S を挿入する場合は c を2倍より大きくすると I_2 の基本波成分が増え, 効率が低下する問題がある。 L_S はできるだけ小さくすべきであろう。

5. まとめ

トランス巻線に流れる高調波電流の低減法として, (I)一次側でインバータのパルス幅制御を用いる方法, (II)二次側でリアクトルを挿入する方法, (III)二次側で共振型整流器を用いる方法を提案し, シミュレーションで比較した。

その結果, (I)で一次電流 I_{IN} の第3次高調波を大幅に低減可能であること, (II)(III)で二次電流の第3次高調波を低減可能であることを確認した。

本稿では漏洩電界がトランス電流に比例すると仮定している。今後, 漏洩電界と一次電流 I_{IN} , 二次電流 I_2 との関係を実験で検証する予定である。また, 漏洩電界の基本波成分を下げる方法については別の機会に報告したい。

文 献

- (1) 阿部茂・金子裕良:「非接触給電技術」, 電気学会誌, Vol.128, No.12, pp.796-799 (2008)
- (2) 千明将人・長塚裕一・金子裕良・阿部茂・保田富夫・鈴木明:「新コア構造による電気自動車用非接触給電装置トランスの小型軽量化」, 電学半導体電力変換研資, SPC-11-48, pp.139-144 (2011)
- (3) M.Budhia, G.A.Covic, and J.T.Boys: "A New Magnetic Coupler for Inductive Power Transfer Electric Vehicle Charging Systems", IEEEIECON 2010, pp. 2481-2486 (2010)
- (4) 岡田康嗣・星伸一・春名順之介:「電磁誘導型非接触給電における低次高調波消去方式適用時の特性解析」, 電学自動車研資, VT-13-004, pp. 19-24 (2013)
- (5) 山本勇・松井景樹・八尾祐吾:「商用周波の共振で入力電流を正弦波化する高力率単相整流回路」, 電学論D, Vol.122, No.8, pp.838-844 (2002)
- (6) 日下佳祐・伊東淳一:「非接触給電向け入力インピーダンス整合形高周波AC-DCコンバータのパラメータ設計法」, 電学全大, 4-084 (2013)