

電気自動車用非接触給電の 漏洩電界の高調波成分の低減法

佐藤 亨耶* 徐 将希 金子 裕良 阿部 茂 (埼玉大学)

Methods of Reducing Harmonic Electric Field of A Contactless Power Transfer System for EVs

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

Contactless power transfer system for electric vehicles requires compactness, lightweight, and good tolerance to misalignment in the lateral direction. The H-shaped core transformer has significant advantages listed above. However, an H-shaped core transformer has a problem of high leakage levels of electric field. In this paper, methods of reducing electric field intensity are proposed.

キーワード：電気自動車，非接触給電，電磁誘導，漏洩電界

Keywords : Electric vehicle, Contactless power transfer, Electromagnetic induction, 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ド車（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が注目されており，研究が進められている。

電磁誘導方式の電気自動車用非接触給電トランスには小型軽量で，ギャップ長や位置ずれ許容範囲が広く，高効率であることが求められる。そのため我々は両側巻H型コアトランスを用いた一次直列，二次並列コンデンサ方式（SP方式）[1][2]を提案してきた。

しかし，H型コアトランスは外部に放射される電磁界強度が大きいという問題がある。漏洩磁界・漏洩電界は人体や電子機器に影響を与える恐れがあるためそれぞれ規制値が定められている。人体の影響に関してはICNIRP 2010にガイドラインが定められており，3kWクラスであればH型コアトランスを用いても車の外側では基準値を超さない。

電子機器への影響に関してはH型コアトランスは，日本の電波法のIH調理器の電界強度の基準値を参考とした場合，基準値を超える問題があり，漏洩電界の低減対策が必要である。非接触給電では空隙があるため遮蔽が難しい。また，トランスから外部に放射される漏洩電界の低減対策に関する報告もまだ少ない[3]。

本論文では，漏洩電界を低減する方法を提案する。まず漏洩電界の伝搬路における対策として，フェライトを用いる方法を提案する。次に高調波成分の低減策として，インバータのパルス幅制御を提案する。一次側起磁力と二次側起磁力の比較を行い，一次側の高調波電流の低減が効果的であることを示す。

これらの対策についての磁界解析，回路シミュレーションおよび電波暗室での実測により，提案法の有用性を確認したので報告する。

2. 非接触給電トランスの一次電流と二次電流

本論文ではSP方式を採用した。そのシステム構成をFig. 1に示す。漏洩電磁界の強度は巻数 N と電流 I の積である起磁力 NI によって決まると考えられる[3]。そのため給電トランスの一次電流と二次電流の大きさと位相を調べるのが重要である。

給電トランスをT形等価回路で表し，直列および並列共振コンデンサ C_s ， C_p と抵抗負荷 R_L を加えた詳細等価回路をFig. 2に示す。なお，巻数比を $a=N_1/N_2$ 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。

実際の給電トランスでは，フェライトコアとリッツ線を用いると，鉄損を表す r_0' と巻線抵抗 r_1' ， r_2 は，電源周波数 f_0 においてトランスのリアクタンス x_0' ， x_1' ， x_2 に比べ十分小さいので，巻線抵抗 r_1' ， r_2 と鉄損 r_0' を省略し，Fig. 3 (a)の簡略等価回路で考える。

SP方式では，二次側並列コンデンサ C_p の値を，電源周波数 f_0 において励磁リアクタンス x_0' と漏れリアクタンス x_2 との和（二次巻線の自己リアクタンス $\omega_0 L_2$ ）に共振するように式(1)の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_p} = x_p = \omega_0 L_2 = x_0' + x_2 \quad (1)$$

次に一次側直列コンデンサ C_s の値を(2)式の値に決める。

$$\frac{1}{\omega_0 C_s} = x_s' = \frac{x_0' x_2}{x_0' + x_2} + x_1' \quad (2)$$

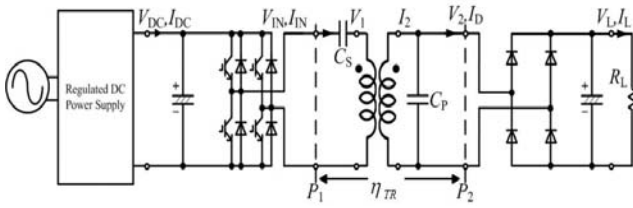


Fig. 1. Wireless charging system.

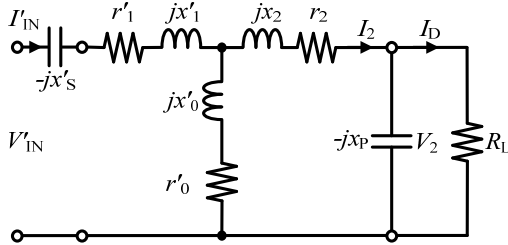


Fig. 2. Detailed equivalent circuit.

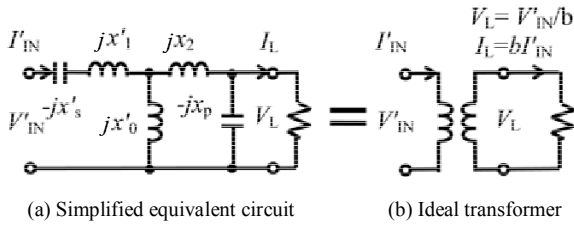


Fig. 3. Simplified equivalent circuit and ideal transformer.



Fig. 4. H-shaped Transformer's outline.

ここで、 V'_{IN} と V_2 、 I'_{IN} と I_L の関係を求めると、

$$V'_{IN} = b V_2, \quad I'_{IN} = \frac{I_L}{b}, \quad b = \frac{x'_0}{x'_0 + x_2} \quad (3)$$

となり、Fig. 3(a)の回路は Fig. 3(b)の巻数比 b の理想変圧器と等価になる。 b は結合係数 k にほぼ等しい。

Fig. 3(a)の簡略等価回路とこれらのパラメータを用いてトランスに流れる電流 I'_{IN} 、 I_2 の関係式を求めると式 (4) のようになる。

$$I_2 = \left(1 - \frac{x'_s - x'_1}{x'_0} + j \frac{Z'}{x'_0} \right) I'_{IN} = ac I'_{IN} \quad (4)$$

式(4)より非接触給電トランスが放射する漏洩電界が、一次側と二次側のどちらの高調波電流に起因しているのかを検討することができる。

3. 3kW 非接触給電トランスの漏洩電磁界

〈3・1〉 トランスの仕様 漏洩電磁界は人体や電子機器に悪影響を及ぼすため規制されている。人体への許容値は ICNIRP(国際非電離放射線防護委員会)が定めており、

Table .1. Transformer's Specifications.

Type		H-shaped core
Weight[kg]	Primary	6.70
	Secondary	6.43
Winding	Primary	3p×20T
	Secondary	15p×4T

Table .2. Transformer's Parameters.

Type	H-shaped core
f_0 [kHz]	50
r_1 [mΩ]	136
r_2 [mΩ]	5.25
l'_0 [μH]	28.4
l_1 [μH]	117
l_2 [μH]	4.87
C_s [μF]	0.0722
C_p [μF]	1.70
k	0.192
b	0.189
R_{Lmax} [Ω]	10.3
η_{max} [%]	97.0

電子機器への許容値は電波法で定められている。現在研究している H 型トランスの漏洩電磁界が許容値に対して、どの程度の大きさであるのかを比較し、漏洩電磁界低減が必要であるかを検討する。実験に使用するトランスの仕様を Fig.4 と Table.1 と Table.2 に示す。

〈3・2〉 漏洩磁界 磁束は人体へ悪影響を及ぼす。ICNIRP2010 の基準 (50kHz では 27μT) 以下であれば人体への影響はないと言われている。

ギャップ長 150mm、位置ずれなしで 3kW 給電時の H 型トランスの漏洩磁束密度を Fig. 5 に示す。H 型トランスは指向性があるため、前後 x 方向と左右 y 方向の 2 つの結果を示した。H 型トランスの x 方向は距離の約 2.7 乗で減衰し、 y 方向は距離の約 2.5 乗で減衰する。

自動車の車幅を 1700mm とし、左右後ろ方向に 850mm を車幅のラインと仮定した。ICNIRP2010 の基準では H 型トランスは x 方向 650mm、 y 方向 500mm 地点で基準値を下回るため、車の外側は安全である。

〈3・3〉 漏洩電界 漏洩電界は電子機器へ悪影響を及ぼすため電波法で規制されている。ここでは電波法の IH 調理器の基準 (施工規則第四十六条の七) と比較し検討を行う。なお電波法では 30m の距離で定められているが、今回は電波暗室を用いて、3m での測定を行ったので、電波法の基準値を 3m での値(利用周波数以外で 106dBμV/m) に換算し比較した。今回使用した電波暗室は床面も電波吸収体のため全面電波吸収体であり、測定器は直径 60 cm のループアンテナである。ギャップ長 150mm、位置ずれなしで 1.5kW 給電時の H 型トランスの電界強度の比較を Fig. 6 に示す。測定結果では Fig.5 と同様に、前後方向で

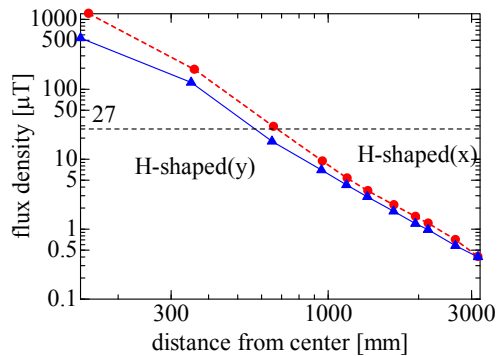


Fig. 5. Flux density ($P_{OUT}=3kW$).

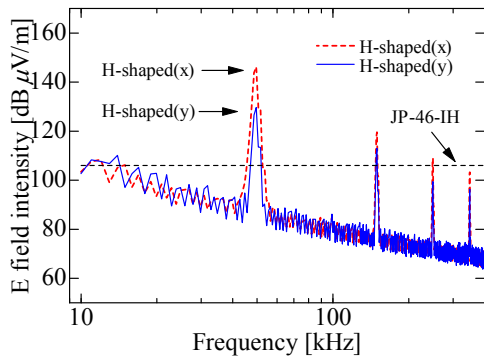


Fig. 6. E field intensity ($P_{OUT}=1.5kW$).

ある x 方向と左右方向である y 方向の 2 つの結果を示している。

x 方向と y 方向を比較すると、 y 方向の方が約 15～20dB ほど低い。電波法の IH 調理器の高調波成分の基準と比較すると H 型トランスは基準値を超えている。特に x 方向の 3 次高調波は約 14dB 超えているため、低減対策を行い約 0.2 倍に下げることが必要である。

4. 漏洩電界低減法

3 章で述べたように、漏洩磁界に関しては ICNIRP の基準を満たしているため、漏洩電界の低減対策だけを検討する。

対策には伝搬路対策と発生源対策があるが、本論文では伝搬路対策としてトランス外部に放射している電磁波をシールドする方法を、発生源対策としてはトランスの巻線の高調波電流を低減する方法を検討した。前者は漏洩電界の基本波と高調波の低減に効果があり、後者は高調波の低減に効果がある。

伝搬路対策としては、地上の送電部の磁束遮蔽用アルミ板の背面に、フェライト板を設置して漏洩磁束をフェライトにバイパスさせて漏洩電界を下げる対策について述べ、発生源対策としては、インバータのパルス幅制御により出力電流の高調波成分を低減し、漏洩電界の高調波成分を下げる対策について述べる。

〈4・1〉 伝搬路対策

〈4・1・1〉 フェライト (Plate + Frame) による電界低減効果 給電トランスから外部へ放射される磁束を低減するため、Fig. 7 のようにアルミ板の背面に透磁率の高いフェライトを配置して、漏洩磁束を吸収し漏洩量を低減

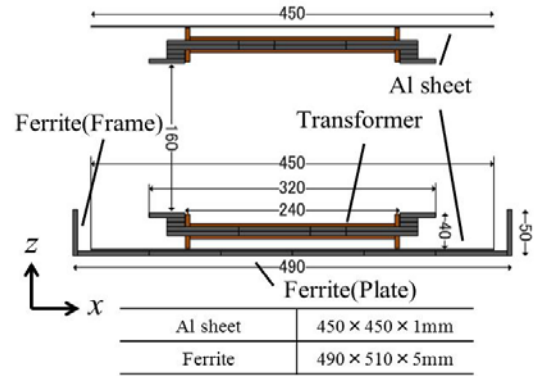


Fig. 7. The measure in the propagation path.

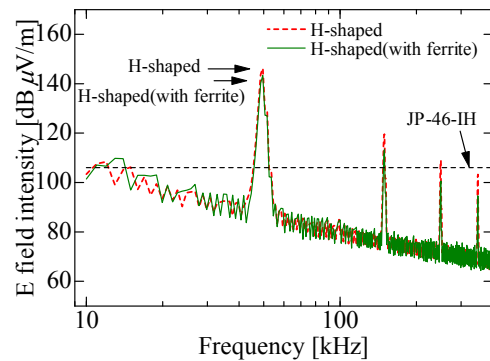


Fig. 8. E field intensity (H-shaped with ferrite).

する方法が考えられる。前章と同じ実験条件のもと、フェライトの有無による電界強度の比較を行った。フェライト、アルミ板の大きさは Fig. 7 の通りである。なお、フェライトは車載側装置の軽量化を考慮し、1 次側のみとした。またフェライトを用いることで、結合係数が低下し効率が低下する問題とコスト増加の問題が考えられる。それらの問題についても検討を行った。

Fig. 8 と Table.3 に 1.5kW 給電時の電界強度の測定結果を示す。フェライトありの場合はフェライト無しの場合に比べ電界強度が 3 次、5 次、7 次高調波ではそれぞれ約 -6.3dB、-8.4dB、-8.6dB となり、フェライトによる漏洩電界低減効果を確認できた。しかし結合係数が 0.192 から 0.135 に低下し、トランス効率が 93.1% から 90.1% に低下した。

〈4・1・2〉 効率改善策 伝搬路対策用のフェライトを用いることでトランス効率が低下した。これは一次側と二次側トランスの磁極間距離より、一次側トランスの磁極と伝搬路対策用のフェライトとの距離が近くなるため、一次側で発生した磁束が二次側と結合せずフェライトを通り、主磁束が減少するからである。この問題の解決策として、トランスの磁極と伝搬路対策用のフェライトの距離を離すために、アルミ板を大きくすることが考えられる。定数測定の結果、アルミ板のサイズを 450×450mm から 600×600mm に、フェライトの大きさを 490×510mm から 650×660mm に変えた場合の結合係数は 0.135 から 0.165 となり、結合係数低下による効率低下を抑えることができた。

650×660mm のフェライトを用い、1.5kW 給電時の電界強度測定実験の結果を Table.3 と Fig.9 に示す。電界強度は 3 次、5 次、7 次高調波で約 -7.2dB、-8.1dB、-7.7dB と

Table 3. E field intensity (The measure in the propagation path).

Type		P_{OUT} [kW]	Al sheet [mm]	E field intensity [dB μ V/m]			
				50kHz	150kHz	250kHz-	350kHz
Measures before	H-shaped	1.5	450×450	146.2	119.6	108.9	103.2
The measure in the propagation path	Plate + Frame	1.5	450×450	143.3	113.3	100.6	94.6
		1.5	600×600	142.0	112.4	100.9	95.5
	Plate	1.5	600×600	143.4	114.8	103.4	97.5
	Frame	1.5	600×600	144.2	116.2	104.5	99.1
JP-46-IH (3m)		-	-	120	106	106	106

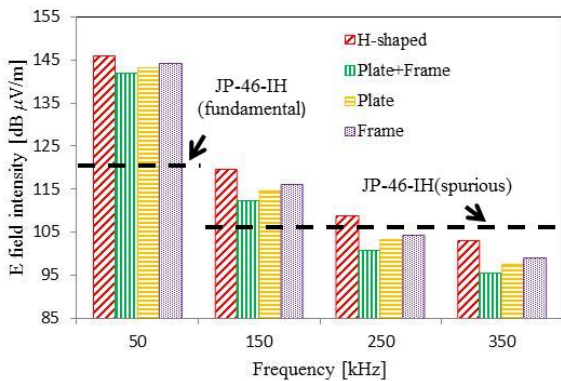


Fig. 9. E field intensity(The measure in the propagation path).

なり、490×510mm のときとほぼ同様の低減効果となったが、トランス効率は 90.1%から 92.7%と改善できた。

〈4・1・3〉 使用フェライトの削減 伝搬路対策用にフェライトを用いるとコストが増加する。使用フェライト削減のため、フェライトの平板部分のみ(Plate)の場合と縁のみ(Frame)の場合の漏洩電界低減効果を検討した。1.5kW 給電時の 650×660mm のフェライトでの電界強度測定結果を Table.3 と Fig.9 に示す。対策を行ってないものに比べ、平板部分のみでの電界強度は 3 次, 5 次, 7 次高調波でそれぞれ約-4.8dB, -5.6dB, -5.7dB となり, 縁のみでの低減効果は 3 次, 5 次, 7 次高調波でそれぞれ約-3.4dB, -4.5dB, -4.2dB となり, どちらも平板と縁を組み合わせた時よりも低減効果が低い。

磁界解析ソフト(JMAG)を用いて伝搬路対策用のフェライトの解析を行うと、磁束遮蔽用のアルミ板の背面部分のフェライトの磁束密度は低い。そのため Fig. 10(b)のように中心部分のフェライトを削減し、xy 平面でのフェライト使用量を約 62%低減したモデルで磁界解析を行った。3kW 給電時のトランス中心から 3m の磁束密度の磁界解析シミュレーション結果を Fig. 11 に示す。縁や平板部分のみのときに比べて、中心部分のフェライトの量を減らした時の方が磁束密度が低くなり、縁と平板を組み合わせたフェライトを用いたときの磁束密度に近づく。よって中心部分のフェライトを削減することで、漏洩電界低減効果のわずかな低下で、使用フェライトを約 62%減らすことができる。

伝搬路対策としてアルミ板の背面に透磁率の高いフェライトを用いることで、漏洩電界を低減可能であることを確認した。またフェライトを用いることで、結合係数が低下し効率が低下する問題とコストが増加する問題が

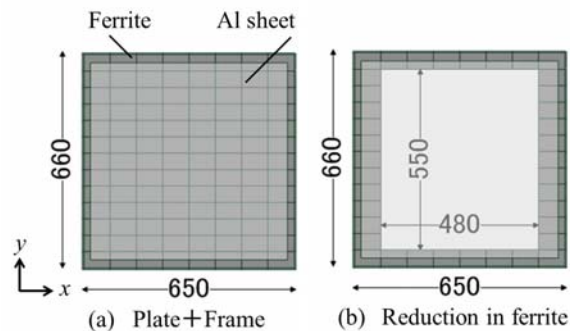


Fig. 10. Reduction in ferrite.

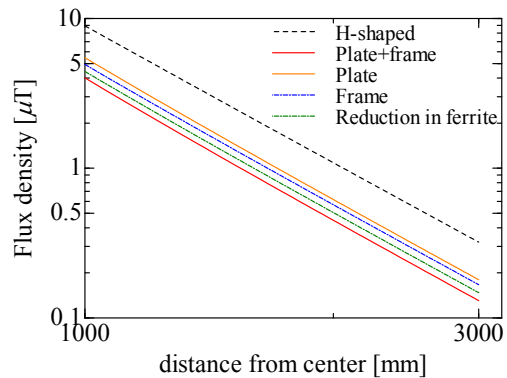


Fig. 11. Flux density(Reduction in ferrite).

あるが、それらの問題に対してアルミ板とフェライトのサイズを大きくすること、アルミ板の背面部分のフェライトを削減することで解決できることを確認した。

〈4・2〉 発生源対策

〈4・2・1〉 起磁力の比較 漏洩電界は巻数 N と電流 I の積である起磁力 NI によって決まると考えられる。非接触給電は地上側と車載側にトランスが分かれており、どちらがどの程度漏洩電界に影響を与えているのか分かっていない。そのため一次側起磁力 N_1I_{IN} と二次側起磁力 N_2I_2 を算出、どちらがどの程度漏洩電界に影響を与えているかを比較し、一次側と二次側のどちらに発生源対策を行うのが有効であることを検討する。巻線抵抗 r_1, r_2 と鉄損 r_0 を省略した Fig. 3(a)の簡略等価回路を用いて解析を行うと、前述したように I_{IN} と I_2 の関係式は式(4)となる。 $a=N_1/N_2$ より一次側と二次側の起磁力は式(5)となる。

$$N_2I_2 = cN_1I_{IN} \quad (5)$$

Table 4. E field intensity (The measure in the generation source).

Type		P_{OUT} [kW]	Al sheet [mm]	E field intensity [dB μ V/m]			
				50kHz	150kHz	250kHz-	350kHz
Measures before	H-shaped	1.0	450×450	146.0	117.1	107.0	101.5
		1.5	450×450	146.2	119.6	108.9	103.2
The measure in the generation source	Pulse width control	1.0	450×450	145.9	107.6	107.3	98.1
	SPL	1.5	450×450	145.1	119.7	108.4	102.0
The measure in the propagation path and generation source		1.0	600×600	141.6	88.5	100.4	90.6
JP-46-IH (3m)		-	-	120	106	106	106

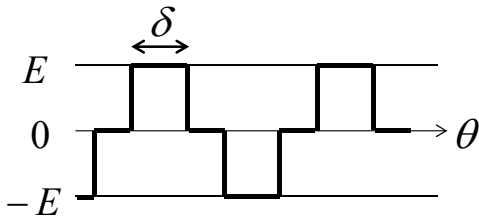


Fig. 12. Pulse width control inverter.

式(5)より一次側と二次側起磁力の比は、巻数によらず c で決まる。また高周波では式(6)が成り立つ。

$$N_2 I_2 \approx b N_1 I_{IN} \quad (\because x'_S, x_p \rightarrow 0) \quad (6)$$

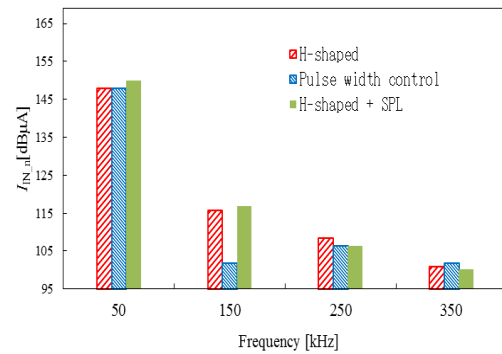
Table. 2 の位置ずれなしの H 型コアトランスの定数を用いて、基本波、3 次、5 次、7 次高調波の c を算出すると、それぞれ約 1.1, 0.22, 0.20, 0.19 となる。式(5)と算出した c の値より、基本波では一次側起磁力と二次側起磁力がほぼ等しくなるが、高調波成分では約 5 倍二次側起磁力に比べて一次側起磁力の方が大きいことが分かる。

また $b \approx k$ と式(6)より一次側と二次側起磁力の関係は結合係数により変化する。位置ずれ最大時で結合係数が最小のときの c は基本波、3 次、5 次、7 次でそれぞれ 0.68, 0.14, 0.13, 0.12 となり、高調波では一次側起磁力の方が二次側に比べて約 8 倍大きく、短ギャップで結合係数が最大のときの c は基本波、3 次、5 次、7 次でそれぞれ 2.2, 0.44, 0.42, 0.40 となり、高調波での一次側起磁力が二次側に比べて約 2.5 倍大きい。位置ずれギャップ長変動時でも一次側起磁力の方が二次側起磁力よりも約 2.5~8 倍大きいので、高調波での発生源対策は一次側で行った方がより効果的である。

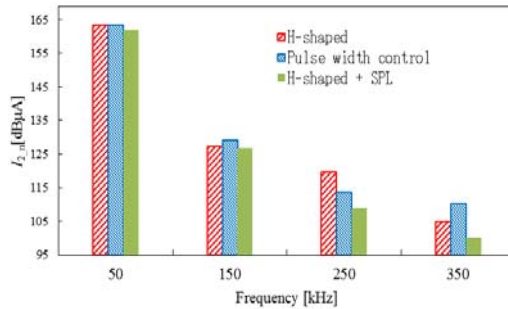
本論文では発生源対策として、方形波インバータのパルス幅制御を提案する。パルス幅制御を行うことで、特定の一次側の高調波成分を低減でき、一次側高調波電流の低減が漏洩電界低減に効果的であることを確認できる。

〈4・2・2〉 一次側発生源対策(パルス幅制御) 高周波電源として方形波インバータを用いた場合、方形波電圧には基本波以外に奇数次の高調波成分を含み、その大きさは次数に反比例する。この影響で、トランスに流れる一次電流 I_{IN} には高調波が含まれる。そこで、Fig. 12 のインバータのパルス幅制御を用いる。パルス幅 δ を調整することで出力電圧の大きさと高調波の割合が変化する。 δ は 3 章で述べたように 3 次高調波を低減できる値とする。

全波整流器を含めた回路でパルス幅制御インバータを用いた回路シミュレーションを行い、トランスに流れる高調波電流を確認した。Fig. 13 にそれぞれの I_{IN} と I_2 の高



(a) Primary winding.



(b) Secondary winding.

Fig. 13. Harmonic current.

調波成分を示す。 I_{IN} を見ると、第 3 次高調波成分が約 -15dB されることが分かる。パルス幅制御インバータを用いたときの 1kW 給電時の電界強度測定結果を Fig.14 と Fig.15 と Table.4 に示す。方形波インバータでの電界強度に比べ、パルス幅制御を行ったときの電界強度は 3 次、5 次、7 次高調波でそれぞれ約 -9.6dB, 0.3dB, -3.3dB となった。シミュレーションよりも 3 次高調波の低減効果が小さいが、一次側高調波電流を低減することで漏洩電界を低減可能であることを確認できた。

〈4・2・3〉 二次側発生源対策(SPL 方式) 二次側の発生源対策の効果が小さいことを検証するために全波整流器の前にリアクトル L_S を挿入した SPL 方式[4]で実験を行う。

全波整流器を用いた場合、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、トランスに流れる二次電流 I_2 に高調波が含まれる。SPL 方式にすることで、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。

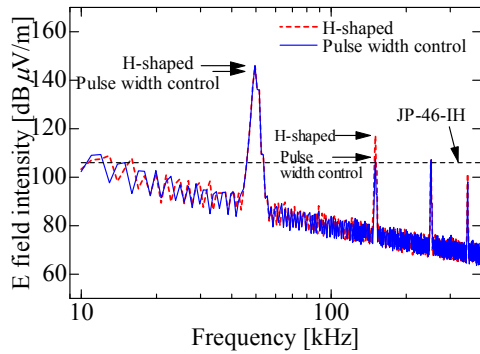


Fig. 14. E field intensity.(Pulse width control).

Fig.16 に SPL 方式の回路図を示す。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。 L_s は式(7)で決め、自己インダクタンス L_2 と等しくする。

$$\omega_0 L_s = \omega_0 L_2 = x'_0 + x_2 \quad (7)$$

SPL 方式用いた回路シミュレーションを行い、トランスに流れる高調波電流を確認した。Fig. 13 にそれぞれの I_{IN} と I_2 の高調波成分を示す。 I_{IN} の高調波成分にほぼ変化はないが、 I_2 を見ると 5 次、7 次高調波成分がそれぞれ約 -11dB、-4dB されていることが分かる。1.5kW 給電時の電界測定の結果を Table.4 に示す。対策をしていないものに比べ、SPL 方式での電界強度は 3 次、5 次、7 次高調波でそれぞれ約 0.1dB、-0.5dB、-1.2dB となった。二次側電流 I_2 を低減しても漏洩電界低減効果は小さく、二次側電流の発生源対策が有効でないことが確認できた。

〈4・2・4〉 伝搬路対策＋発生源対策 伝搬路対策のフェライトと発生源対策のインバータのパルス幅制御を組み合わせて電界強度測定を行った。その結果を Table.4 と Fig.15 に示す。無対策(H-shaped)に比べ、伝搬路対策と発生源対策を組み合わせたときの電界強度は 3 次、5 次、7 次高調波でそれぞれ約 -28.6dB、-6.6dB、-10.9dB となり、電波法の基準をクリアしている。5 次、7 次高調波に関しては、伝搬路対策と発生源対策を組み合わせた低減効果になっているが、3 次に関しては組み合わせた以上の低減効果になった。これは伝搬路対策のフェライトを用いたことによる共振のずれやパルス幅制御のパルス幅の制限によるものだと考えられ、今後検討していく必要がある。5 次高調波の削減には、パルス幅制御で 3 次と 5 次の高調波を同時に削減できるインバータの採用も有効と考えられる。

5. おわりに

電気自動車用非接触給電では H 型コアトランスを用いた場合、高い漏洩電界強度が問題となる。この問題を解決するため、フェライトを用いた伝搬路対策、インバータのパルス幅制御を用いた発生源対策を提案した。フェライトを用いた場合、3 次、5 次、7 次高調波の電界強度をそれぞれ約 -6.3dB、-8.4dB、-8.6dB 低減できた。また、一次側の高調波電流対策が非接触給電トランスの高調波漏洩電界に有効であることを示し、インバータのパルス幅制御を用いることで 3 次高調波を約 -9.6dB 低減できることを確認した。

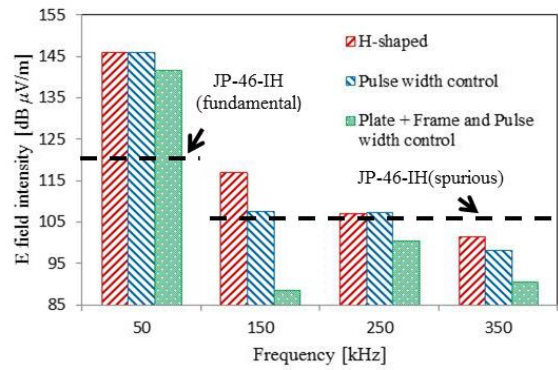


Fig.15. E field intensity(The measure in the generation source).

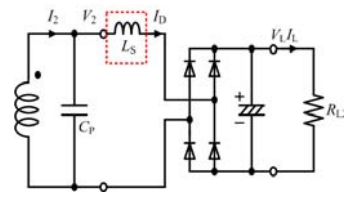


Fig. 16. L inserted in secondary side.

文献

- [1] M. Chigira, Y. Nagatsuka, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, and A. Suzuki, "Small-Size Light-Weight Transformer with New Core Structure for Contactless Electric Vehicle Power Transfer System," *ECCE2011-PHOENIX*, pp260-266, 2011
- [2] 三田祐輔・金子裕良・阿部茂・保田富夫：「電気自動車用非接触給電装置の H 型トランスと円形トランスの給電可能範囲の比較」, 電気学会自動車研究会資料, VT-13-005, pp, 25-30(2013.1.25)
- [3] 毎川研吾・今井邦夫・皆川裕介・有満稔・岩野浩：「電気自動車用非接触給電システムの周辺磁場低減技術」, 自動車技術会, 学術講演会前刷集 No.110-13(2013)
- [4] S. Nakadachi, S. Mochizuki, Y. Kaneko, S. Abe, T. Yasuda, "Bidirectional Contactless Power Transfer System Expandable from Unidirectional System" *ECCE2013-Denver*, P505(Sep 15-19 2013)