

電圧検知型同期整流によるワイヤレス給電の高効率化

藤田 稔之¹⁾ 永井 栄寿¹⁾ 清水 修¹⁾ 大森 洋一²⁾ 藤本 博志¹⁾

Efficiency Improvement of Wireless Power Transfer by Voltage Sensed Synchronous Rectifier - For Drafting -

Toshiyuki Fujita Sakahisa Nagai Osamu Shimizu Yoichi Omori Hiroshi Fujimoto

SAE J294 standard is shown the efficiency target of Wireless power transfer (WPT) system for electric vehicles. The synchronous rectifier of WPT system is proposed to improve efficiency in this paper. Gate signals for the synchronous rectifier in WPT system are not used of ground side signals. There are subjects that a phase detection delay of secondary coil current is caused by a current sensor and that a circuit board area is limited. This presentation proposes voltage sensed synchronous rectifier of WPT system instead of current sensor. The voltage of secondary resonant capacitor is used for the gate signals for the rectifier instead of the secondary coil current. The proposed rectifier system works well in steady state condition at light load.

KEY WORDS: EV and HV Systems, energy control system, Wireless power transfer (A3)

1. ま え が き

電気自動車 (Electric Vehicle : EV) は優れた環境性の殻大きな注目を集めている。近年、ワイヤレス電力伝送 (Wireless Power Transfer : WPT) は充電作業における利便性や安全性を向上できるため、家電製品のみならず、ドローンや自律型無人潜水機などの移動体や産業機器などの幅広い分野で注目されている^(1,2)。2007年にMITから発表された磁界共振結合⁽³⁾によるWPTは数十cm~数mの距離においても高効率かつ位置ずれに強いいため、EVへの応用には停車中WPTだけでなく、走行中WPTの技術開発も期待されている。乗用車向け停車中WPTシステムの開発は様々なメーカーによって行われているため、それぞれのメーカー独自の異なる送受電回路、コイル特性、補償回路が採用されることが考えられる。さらに、WPTシステムを乗用車に搭載する場合は、公共の駐車場等の不特定多数の乗用車に給電する状況は容易に予想される。利用者の利便性を向上させ、WPTシステムを普及されるためには、異なるメーカー同士の組み合わせであっても、一定の電力伝送が可能であることを保証することが極めて重要である。そのため、各社及び各国で自動車のWPTシステムの規格を策定する標準化の取り組みが行われている。国際的には、国際標準化機構 (International Organization for Standardization : IEC)⁽⁴⁾ IEC61980 や国際電気標準会議 (International Electrotechnical Commission : ISO) ISO19363の検討チーム⁽⁵⁾で策定が行われのJ2954検討グループからは未確定ながらも多くの仕様が公開されており、WPTシステムの効率に対する指標についても

1)東京大学(123-4567 千葉県柏市柏の葉5-1-5)

2)東洋電機製造(株)(036-0004 神奈川県横浜市金沢区福浦3-8)

ている。米国自動車技術会 (Society of Automotive Engineers) 提示されている⁽⁶⁾。

本研究では、WPTシステムの課題である効率の向上について受電側の整流器に注目して検討する。このとき、WPTシステムにおける送電設備と受電設備の間で通信を用いることなく、同期整流を実現することによってシステムを構築することを想定する。同期整流に関する研究は各所で行われており、2レグのうち1レグのみをFETで構成し、ロスを低減するもの⁽⁷⁾や、送電側の信号を用いて同期整流を行うもの⁽⁸⁾。また、受電側の電流を用いているものが報告されている^(9,10)。前述に使用する電流センサは低遅延・高精度を要求されるため、実装基板の中では比較的大型かつ高価格の部品となる。本論文では、電流センサを使用せずに車両側整流器の同期整流を行う方法について検討し、その制御について示す。また、実際に実装を行い、基本的な実装を行った結果について報告する。特に、効率が大きく低下すると考えられる軽負荷の領域について報告を行う。

2. 実験方法

2.1. 実証用車両

Fig. 1に本論文の実装を検討している第3世代ワイヤレスインホイールモータ (Wireless in Wheel Motor : WIWM) の評価用車両について示す。車両の仕様については文献(11)に詳細に示されている。Fig. 1の車両は磁界を用いたWPTシステムを搭載しており、走行中給電を行うことができる。地上側の送電コイルは地面に埋めることを想定して、地上表面と同じ高さとなるように設置している。WPTシステムは、現在EV向け



Fig.1 EV and WPT system for EVs.

WPT システムとして標準化が検討されている 85 kHz 帯で動作する。車輪側に受電コイルを取り付けており、送電距離を短くすることで高効率な給電を可能とするが、車体側にコイルを取り付けることも可能な設計となっている。詳しい構成については後述する。

2.2. 主回路構成

Fig. 2 に本論文で用いる WPT システムの回路構成を示す。直流電圧に接続したフルブリッジインバータを送電側コイルに接続し、受電側コイルにはフルブリッジコンバータを接続することで同期整流を行う。受側のフルブリッジコンバータに信号を送らないことによって、フルブリッジダイオード整流器としての動作を行うこともできる。EV 向け WPT システムの結合係数 k はおよそ 0.3 - 0.1 の低い領域で動作する。送電側・受電側コイル双方に直列に接続したコンデンサを用いることで位相を補償する。この Series-Series (: SS)方式⁽¹²⁾を採用し、低い結合係数であっても高効率・高力率の WPT システムを実現している。SS 方式における送受電に用いるコイル・コンデンサのパラメータは

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_P C_P}} = \frac{1}{\sqrt{L_S C_S}} \quad (1)$$

を満たすように設計することで、高効率・高力率の動作が可能となる。本論文では、作製されたコイルのインダクタンス値から補償用のコンデンサの容量値を決定した。ここで、 ω_0 は送電側インバータの動作角周波数である。SS 方式における最大効率 η_{\max} と最大効率となる最適負荷 R_{Opt} は、以下の関係式で与えられる。

$$\eta_{\max} = \frac{\omega_0^2 k^2 L_P L_S}{\left(\sqrt{r_P r_S} + \sqrt{r_P r_S + \omega_0^2 k^2 L_P L_S}\right)^2} \quad (2)$$

$$R_{\text{Opt}} = \sqrt{r_S^2 + \frac{r_S}{r_P} \omega_0^2 k^2 L_P L_S}$$

ただし、(2)式で与えられる効率は電力伝送部のコイル及び補償用コンデンサ部分のみの効率であり、入力や出力に接続されているインバータ・コンバータの損失を含んだものではないため、変換器の効率は別途考慮する必要がある。

ここで、同期整流の基本動作について検討する。初めに、WPT の送受電部について ω_0 の基本角周波数について考える。この時 Fig. 2 中における送電側コイル部への入力電圧 V_{IN} と電流 I_{IN} 、出力電圧 V_0 と電流 I_0 は内部抵抗 r_P 、 r_S を無視すると以下の関係式で表すことができる。

$$\begin{bmatrix} V_{\text{IN}} \\ I_{\text{IN}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega k\sqrt{L_P L_S} \\ j\omega k\sqrt{L_P L_S} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

同期整流を達成するためには、出力電圧 V_0 と出力電流 I_0 は同じ位相である必要があるので

$$V_0 = -R_0 I_0 \quad (4)$$

を満たすようなゲート信号 g_{XP} 及び g_{XN} を生成することにより同期整流を行うことができる。(3)式に示されているように、

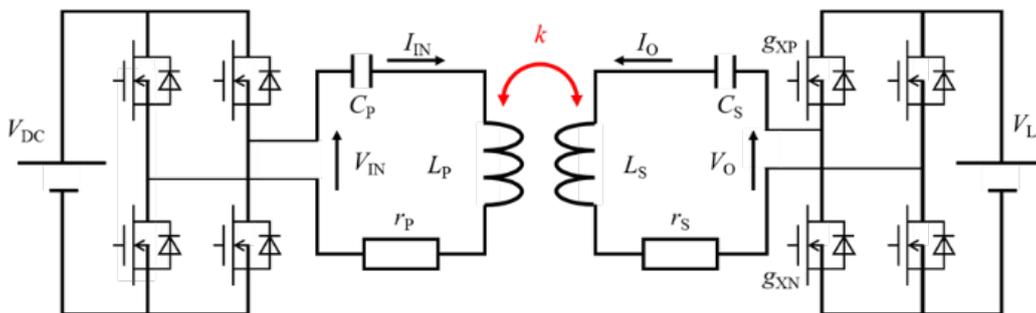


Fig. 2 Main circuit configuration of the proposed WPT system

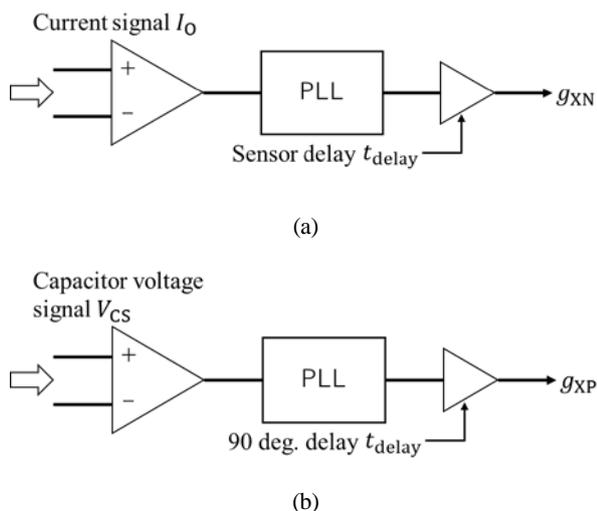


Fig. 3 Control blocks of the synchronous rectifier (a) Used by a current sensor (b) Used by a resonant capacitor voltage

入力電圧 V_{IN} は出力電流 I_0 より90度進み位相となる。送電側と受電側が遅延なく通信できる場合は、送電側インバータのゲート信号を用いることで容易に同期整流を行うことが可能である。

しかしながら、EV向けWPTシステムにおいては、送電側と受電側の通信の遅延や断絶することが容易に想定される。そのため、受電側のみで同期整流動作が可能となるように設計する必要がある。(4)式に示しているように、2次側コイルに流れる電流 I_0 の位相を用いることにより、地上側との通信を行うことなく同期整流を達成できることがわかる。

さらに、電流センサを用いずに同期整流を達成する方法を検討する。(4)式の関係で動作が行われるとき、受電の補償用コンデンサ C_S の電圧 V_{CS} は I_0 を用いて以下の関係式で表すことができる。

$$V_{CS} = \frac{I_0}{j\omega C_S} \quad (5)$$

(5)式を(2)式に代入すると

$$V_0 = -j\omega C_S R_0 V_{CS} \quad (6)$$

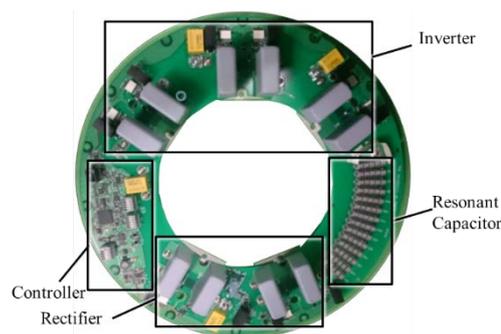
と表現され V_{CS} は V_0 より90度進み位相となる。このため、2次側電流 I_0 の位相に代わりコンデンサ電圧 V_{CS} の位相を90度遅らせることによって同期整流を行うことが可能であることが示された。

2.2. 制御構成

Fig. 3(a)に電流センサを用いて、同期整流を行うための制御ブロックについて示す。電流センサ出力を0 Aと比較することにより矩形波信号とする。この矩形波信号を位相同期回路(Phase Lock Loop: PLL)に接続することにより、フルブリッ



(a)



(b)

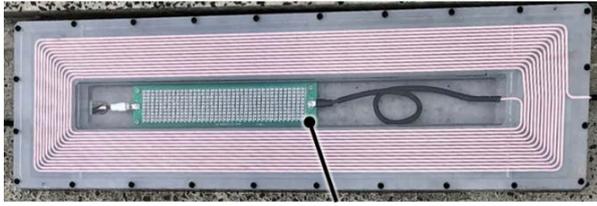
Fig.4 The photograph of the experimental setup (a) WPT coils, receiving-side converter, and transmitting-side inverter (b) Circular shaped circuit board

Table 1 Circuit parameters of the WPT system

	Ground coil	Vehicle coil
Length	1086 mm	230 mm
Width	318 mm	230 mm
Height	45 mm	26.5 mm
Turns	14 T	13 x 2 T

ジコンバータの入力ゲート波形を生成する。この時、電流センサの遅れを補正することで、電流位相に同期して整流を行うことができる。

Fig. 3(b)にコンデンサ電圧を用いて同期整流を行うための制御ブロックについて示す。電流センサの場合と同様に0 Vを基準として、コンデンサ電圧をコンパレータに入力し、矩形波信号を作成する。矩形波信号をPLLに接続することで信号を生成する。(6)式で示したようにPLLの出力信号は出力電圧 V_0 より90度進んでいるため、90度の位相遅延を行うことで入力ゲート波形を生成することができる。以上のことから電流センサによる同期整流とコンデンサ電圧による同期整流は、入力する値は異なるが、制御手法として同一であることが示された。このため、コンデンサ電圧を用いた同期整流



Resonant Capacitor

Fig. 5 Transmitting Coil

は、電流センサの省くことができるため、コスト・基板の実装面積の点で有意であるといえる。

3. 実験結果

3.1. 実験装置

Fig. 4(a) に実験実証に用いた実験装置を示す。画像下部に送電側コイルと受電側コイルを設置した。送電距離は 50 mm で

あり、WIWM 用のコイルを用いている。Fig.4(a)の画像上部には円形基板を配置した。円形基板は Fig. 4 (b)に拡大写真を示した。円形基板には、受電側コイルの共振コンデンサ、フルブリッジコンバータ、WIWM 用の 3 相インバータ及び制御用マイコンが実装されている⁽¹¹⁾。コンバータ及び 3 相インバータは SiC モジュールを採用した。本実験装置はモータ試験装置も付随しており、モータのテストを行いながら、WPT システムの検証も可能となっている。画像左上には送電用インバータが設置されており、受電側と同様に SiC 素子が採用されている。

Table 1 に本実験で用いる送電側及び受電側コイルの仕様について示す。両者のコイルは、文献(13)を参考に外形サイズおよび、パラメータについて設計した。また、コイルはフェライトとリッツ線によって構成されている。地上側コイルは、走行中給電を想定しており、走行方向に長い構成としている。受電コイルは所望のインダクタンス値とし、小型化を両立するた

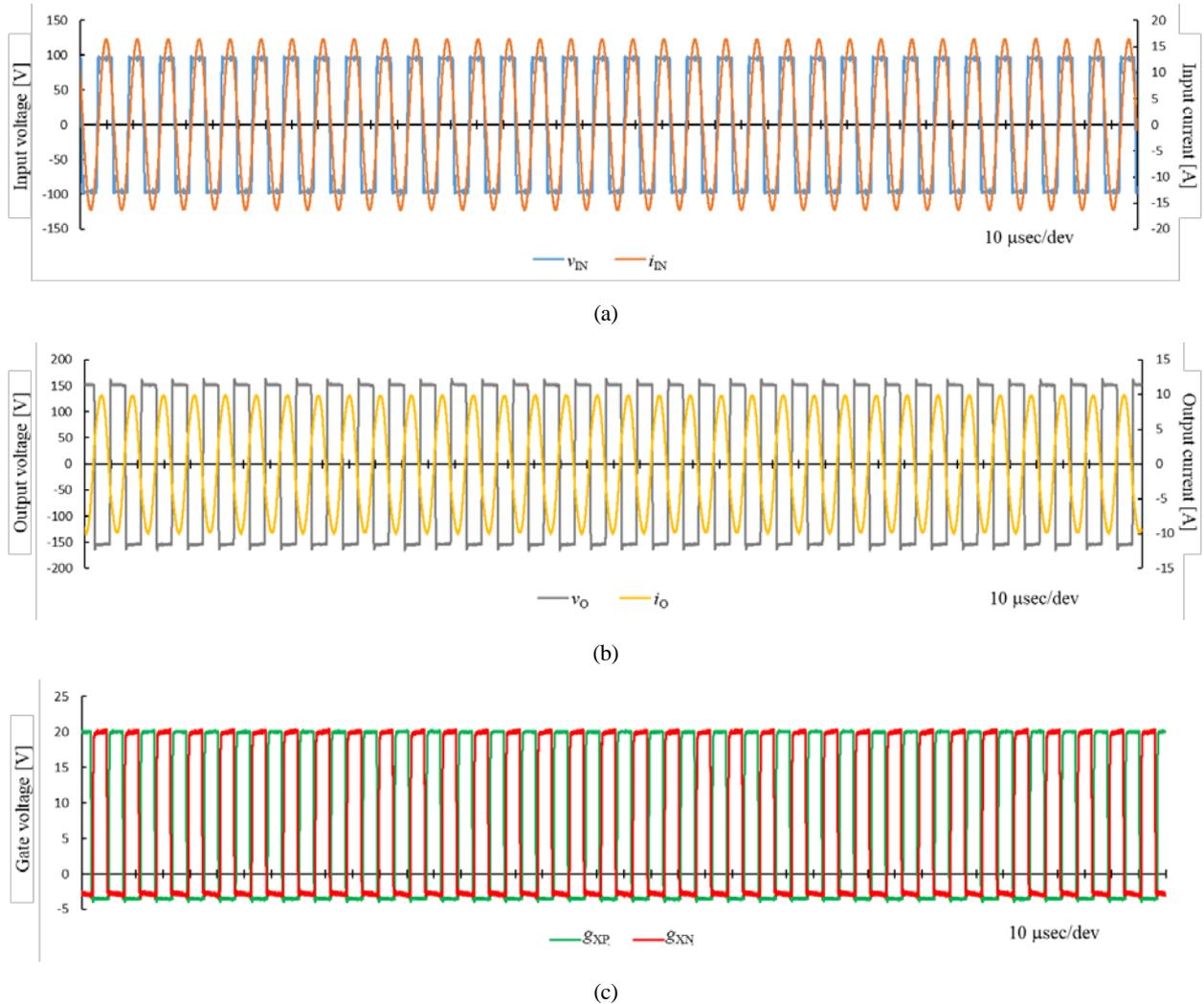


Fig. 6 Experimental results of the WPT system used the voltage detection synchronous rectifier shown in Fig. 3 at $V_{DC} = 100 \text{ V}$, $V_L = 150 \text{ V}$.

(a) Waveforms of inverter output voltage v_{IN} and current i_{IN} . (b) Waveforms of synchronous rectifier input voltage v_O and i_O . (c) Waveforms of upper gate signal at synchronous rectifier g_{XP} and lower signal g_{XN} .

Table 2 Circuit parameters of the WPT system

L_p	246.0 μH	L_s	99.83 μH
C_p	14.23 nF	C_s	33.96 nF
k	0.122		

めに、巻線は 2 層構造とした。使用したリッツ線は素線径 AWG44、素線数 6250 本である。

Fig. 5 に送電コイルを示す。送電コイルは、内側に補償用コンデンサを内蔵した。コンデンサ及びコイルに発生する電圧は高電圧となるため、コイル管体から外側には高電圧とならないようにした。

Table 2 に本実験で用いた主な回路パラメータについて示す。結合係数は 0.122 であった。(1)式から導出される地上側共振周波数は 85.06 kHz、車両側共振周波数は 85.19 kHz である。送電側インバータの動作周波数は 85.00 kHz としたため、おおむね(1)式を満たす。また、上記の周波数と回路パラメータを設定することによって、送電側インバータの電流位相は遅れ位相となる。このことにより、送電側インバータの進相電流によるデバイスの発熱を防ぎ、高効率な給電を行うことが可能である。また、Fig. 4 に示す実験装置は、定格運転状態で 20 kW、DC to DC の変換効率で 95% を実現している⁽¹¹⁾。

3.2. 給電試験結果

Fig. 4 の実験装置を用いて低電力における電力伝送を行った。回路図は Fig. 2 に示し、主なパラメータは Table 2 に示す。送電電力は定格電力の 5% である 1 kW を目標に入力電圧を調整し、入力直流電圧 V_{DC} を 100 V、負荷電圧 V_L は 150 V とした。送電側インバータの動作周波数は 85.00 kHz で送電を行った。

Fig. 6 には、約 30 周期の定常状態における v_{IN} 、 i_{IN} 、 v_O 、 i_O 、 g_{XP} 、 g_{XN} を示している。出力電流 i_O は、Fig. 2 に示すように逆方向であるため、出力電圧 v_O と位相がおおよそ 180 度反転している。入力電流 i_{IN} 及び出力電流 i_O になりやサージがなく、SS 方式 WPT システム特有の正弦波形状の電流となっている。また、この時の入力電流は 11.6 Arms、出力電流は 7.04 Arms であった。入力電圧及び出力電圧もサージを含めない最大電圧はそれぞれ 100 V、150 V 程度となっている。これらのことから、同期整流が良好におこなわれていることが確認できる。ゲート信号 g_{XP} 、 g_{XN} においても、立ち上がり時にサージが確認されるが、所望の動作が実現できている。

Fig. 7 に Fig. 6 の時間拡大大波形について示す。入力電圧 v_{IN} と入力電流 i_{IN} の位相差は $0.59 \mu\text{s}$ (17.9deg.) の遅れであった。また、出力電圧 v_O と入力電流 i_O の位相差は $0.54 \mu\text{s}$ (16.6deg.) の進みであった。入力電圧 v_{IN} と出力電流 i_O の位相差は $2.76 \mu\text{s}$ (84.5deg.) の遅れであった。ゲート信号 g_{XP} と g_{XN} は、短絡が起こらないように、長めのデッドタイムを設けるように設計した。また、

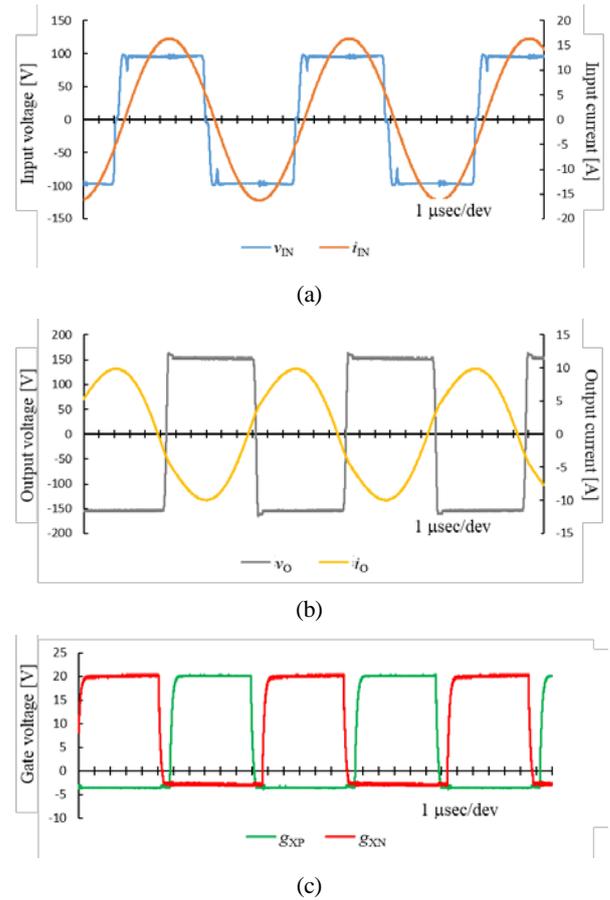


Fig. 7 Enlarged experimental graphs of Fig. 4 in 2 cycles

Table 3 Experimental results of the synchronous and diode rectifiers

	P_{dc}	P_L	P_{loss}	η
Synchronous	1020 W	946.5 W	73.25 W	92.8%
Diode	1041 W	932.3 W	108.3 W	89.9%

ゲート信号 g_{XP} の立ち上がりが出力電圧 v_O よりも遅く、立下りに関しては出力電圧よりも早いことが確認できる。

3.3. 提案法とダイオード整流との効率比較

Fig. 4 の実験装置にてダイオード整流と同期整流を行った場合の効率の比較を行った。ダイオード整流を行う条件として、同一の基板を用いて、ゲート信号を与えない状態によって給電試験を行った。その他の実験条件は、3.2 節と同様とし Table 2 のパラメータを用いて、入力直流電圧 V_{DC} は 100 V、負荷電圧 V_L は 150 V の条件で比較を行った。

Table 3 に比較結果を示す。入力電力 P_{DC} 及びシステムの電力損失 P_{loss} は同期整流において下回った。負荷電力 P_L が大きくなった原因は、同期整流のゲート On のタイミングがダイオードと比べて早いためだと考えられる。効率が向上した主要因としてダイオードによる電圧降下による損失が減ったた

めだと考えられる。SiC FET 素子 1 つに対するダイオードの電圧降下量を 1.5 V とすると、3.2 節の結果よりダイオード一つ当たりの電力損失はおよそ 5.3 W であるため、前述の損失だけでなく、スイッチングロスも低下したと考えることができる。

同期整流を行ったときの DC to DC の変換効率は 92.8%、ダイオード整流を行ったときの効率は 89.9%となった。

4. まとめ

本論文は、WPT システムの課題の一つである変換効率の向上について、受電側の整流回路に着目した。整流回路素子をダイオードから SiC FET に変更し、同期整流を行うシステムを検討した。乗用車向け WPT システムにおいては、送電側と受電側の通信が限られており、必ずしもすべての送電システムが同期整流を行うための通信を備えているとは限らないため、受電側のみで同期整流を行うシステムを構築した。さらに、受電側の電流センサを用いた制御方法とほぼ同一の制御方法を用いることで、計算にかかる負荷は同一でありながら、コスト及び回路基板面積に有利なシステムの提案となった。

実際に提案した制御法について実機を作成し、乗用車向け WPT システムで提案されている 85 kHz による給電実験を行った。整流回路における効率低下については、低電力負荷の場合のほうが大きいと、低電力負荷における定常状態において、送電側および受電側コイルに流れる電流にはうなりやサージがないことを確認し、同期整流動作が実現できていることを確認した。さらに同一の実験装置にてダイオード整流との比較を行い、電力損失が低下したと、ダイオード整流に比べ、提案法の同期整流は 2.9 ポイントの効率の向上したことを確認した。

今後の検討は以下の 3 点である。① 出力電圧と出力電流の位相差の低減。Fig.5 (b) に示されているように出力電圧 v_o と入力電流 i_o の位相差は $0.54 \mu\text{s}$ (16.6deg.) の進み位相である。ゲートドライバ周辺回路の遅延等を考慮した遅れ位相の調整が必要である。② 定格電力による動作確認及び効率比較。同期整流の有効性を確かめるために低電力負荷の検討を行ったが、定格電力時において同期整流による効率向上効果の確認も必要である。③ 制御比較を行った電流センサ型との動作比較。電圧制御による有効性を確かめるために、電流センサによる制御とコンデンサ電圧検知による制御の差異を明確にすることが必要である。この確認をおこなうためには新たな評価基板の設計が必要である。以上の課題を解決することによってさらなる高性能化やロバスト性を高める技術開発を行う。

謝 辞

本研究の一部は JST 未来社会創造事業（グラント番号：JPMJMI17EM）によって実施されたことを付記する。

参 考 文 献

- (1) 西川久, 山口裕之, 西橋毅, 田中亜実, 道関隆国: UHF 帯を用いた小型移動体への無線給電システム, 電気学会論文誌 C(電子・情報・システム部門誌), Vol.137 No.11 p.1435-1442 (2017)
- (2) 佐藤直樹, 木船弘康, 米田昇平: 水中探査機向けマルチコイル型非接触給電装置のコイル配置の検討, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.139, No.1, p.13-21 (2019)
- (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. 5834, pp. 83-86, Jul. 2007.
- (4) IEC 61980-1:2015, : Electric vehicle wireless power transfer (WPT) systems – Part 1: General requirements, International Electrotechnical Commission, Jul. 2015.
- (5) ISO/PAS 19363:2017, : Electrically propelled road vehicles - Magnetic field wireless power transfer- Safety and interoperability requirements," International Electrotechnical Commission, Jan. 2017.
- (6) SAE J2954 Task force : Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-in/Electric Vehicles and Alignment Methodology, SAE International, Recommended Practice, Revised 2019-04.
- (7) F. Liu, W. Lei, T. Wang, C. Nie, Y. Wang, : A phase-shift soft-switching control strategy for dual active wireless power transfer system, In Proc. ECCE2017, p. 2573-2578, Oct. 2017.
- (8) A. A. S. Mohamed, T. Youssef, O. Mohammed., : Vehicle side predictive power-flow control of bidirectional WPT system for EV ancillary services, In Proc. APEC2017, p.3211-3217 Mar. 2017.
- (9) Y. Tang, T. Chen, U. K. Madawala, D. J. Thrimawithana, H. Ma, : A new controller for bidirectional wireless power transfer systems, IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 10, p. 9076-9087, Oct. 2018.
- (10) H. Fujimoto, T. Takeuchi, K. Hanajiri, K. Hata, T. Imura, M. Sato, D. Gunji, G. Guidi : Development of Second Generation Wireless In-Wheel Motor with Dynamic Wireless Power Transfer, The 31st International Electric Vehicle Symposium & Exhibition and International Electric Vehicle Technology Conference 2018, (2018)
- (11) 藤本博志, 清水修, 永井栄寿, 藤田稔之, 郡司大輔, 大森洋一, 大塚拓一: 第 3 世代ワイヤレスインホイールモータの開発, 自動車技術会 2020 年秋季大会, 120 EV/HEV I (2020)
- (12) C. S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, : Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 1, p. 148-157, Feb. 2004.
- (13) 矢崎雄馬, 藤本博志, 居村岳広: 85kHz 帯無線電力伝送システムのための要求仕様を考慮したコイル設計に関する検討: 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, WPT2018-40, pp.63-68, (2018)