

EV用 7 kW級 無線充電システムを可能にする送受電回路技術

Power Transfer and Receiver Circuit Technologies for 7 kW-Class Contactless EV Charging System

松下 晃久

竹内 文章

石原 寛明

■ MATSUSHITA Akihisa

■ TAKEUCHI Fumiaki

■ ISHIHARA Hiroaki

電気自動車 (EV) への充電には、太い充電ケーブルを用いたコネクタの接続など手間のかかる作業がある。このため、充電ケーブルを必要としない無線充電システムが検討され、実用化が期待されている。

東芝は、このようなニーズに応えるため、無線電力伝送技術を開発し、7 kW級 無線充電システムを試作した。このシステムは、高効率な電力伝送が可能で、位置ずれに強い共振方式を採用した。また、インバータ及び受電回路を高効率化するとともに、水冷方式の採用と高密度実装により、受電回路の体積を5.3 Lにまで小型化した。システムの性能を評価した結果、15 cm の送電距離において、効率89.0 %で7 kWの電力伝送を達成した。

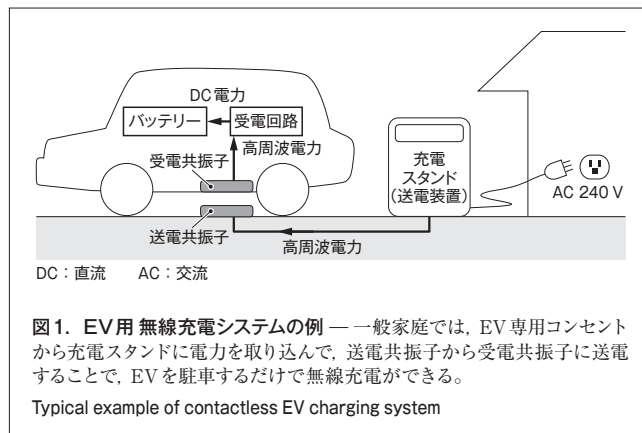
To avoid troublesome cable handling and improve the ease of use of battery charging systems for electric vehicles (EVs), a contactless power transfer system that does not require any charging cables has been under investigation.

With the aim of realizing contactless EV charging, Toshiba has developed a prototype 7 kW-class contactless EV charging system using a magnetic resonance technology to realize high-efficiency power transfer while also taking the possibility of coil misalignment into consideration. Experiments on a prototype system, consisting of a high-efficiency inverter circuit and a compact, high-efficiency receiver circuit with a volume of only 5.3 L due to the use of high-density packaging, have confirmed that it achieves a power transmission of 7 kW with an efficiency of 89.0% at a transmission distance of 15 cm.

1 まえがき

携帯機器などバッテリーを内蔵した機器の充電には、多くの場合、ケーブルが用いられている。しかし、ケーブルを用いた充電にはコネクタを接続する手間がかかる。更に、感電のリスクから、コネクタを水場で用いることが難しい。このため、電動歯ブラシなどでは、非接触で充電するシステムが既に用いられている。こうしたシステムでは、送電側と受電側にコイルが設けられ、一方に電流を流してエネルギーを磁界に変換し、もう一方のコイルに起電力を発生させて、電力を伝送している。しかし一般に、距離が離れると効率が大きく低下する。

これに対して、送電側と受電側それぞれのコイルにコンデンサを接続し、共振させることで電力の伝送距離を伸ばす方法がある。この方法は、コイルのサイズにも依存するが、数cmから20 cm程度の距離を90 %以上の効率で電力を伝送することができ、近年、盛んに研究開発が行われている^{(1), (2)}。応用分野も、携帯機器用の数W級充電器だけでなく、図1に示すような、EVや電気バスなどに用いるkWを超す無線充電システムも検討されている。これは、EVを接触式充電器で充電する場合には、充電ケーブルが太く扱いがたいへんであることや、接続に手間がかかるなど利便性の問題があり、それらが無線充電により解消できることが理由に挙げられる。また、このようなEV用 無線充電システムでは、送電側と受電側の共振子位置は駐車時の状況によってずれる。このため、多



少の位置ずれがあっても、高効率で電力伝送することが求められる。

そこで東芝は、駐車するだけでEVへの充電が可能なシステムを目指し、共振方式を採用した無線電力伝送技術を開発するとともに、送受電回路を高効率化し小型化した7 kW級 無線充電システムを試作した。ここでは、無線電力伝送技術における共振方式、送電側の高効率インバータ、及び高効率かつ小型の受電回路について述べる。

2 共振方式による無線電力伝送技術と課題

図1のように、地上側と車上側にそれぞれ送電用と受電用の

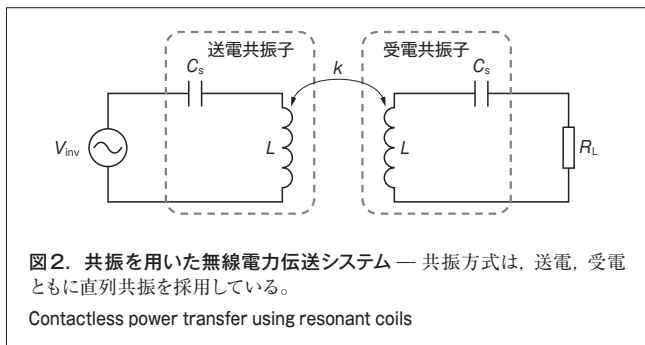


図2. 共振を用いた無線電力伝送システム — 共振方式は、送電、受電ともに直列共振を採用している。
Contactless power transfer using resonant coils

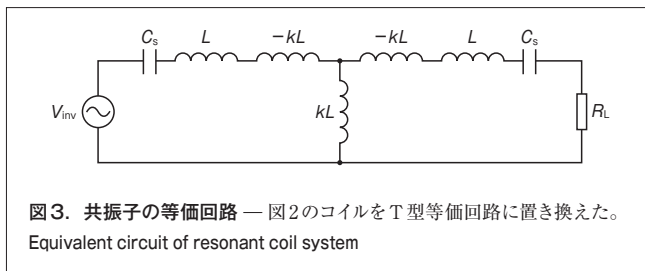


図3. 共振子の等価回路 — 図2のコイルをT型等価回路に置き換えた。
Equivalent circuit of resonant coil system

共振子が設けられている。地上側では充電スタンドで交流 (AC) 240 Vが高周波電力に変換されて、送電共振子に入力される。一方、車上側では受電共振子で高周波電力が受電され、受電回路で直流に変換されて、バッテリーに充電される。

この方式による無線電力伝送システムの構成を図2に示す。この図では、送電側はAC 240 V電源から充電スタンドまでを高周波電源とし、受電側は受電回路とバッテリーを合わせて負荷抵抗 R_L として簡略化している。ここで、 k は送電・受電コイル間の結合係数 (送電・受電共振子間の距離や位置ずれによって変化する係数)、 L はコイルの自己インダクタンスである。この図のように、送電共振子と受電共振子はともにコイル L と共振用のコンデンサ C_s から構成され、最適な C_s の値は L に対して送電周波数で共振する条件で与えられ、 k には依存しない。

図2のコイルをT型等価回路に置き換えた回路を図3に示す。この図では、コイルやコンデンサの抵抗成分は小さいことから記載していない。この等価回路では、高周波電源から見た入力インピーダンス Z_{in} は式(1)に示すようになり、高周波電源の電圧を V_{inv} とすると、高周波電源の出力電力 P_{inv} は式(2)に示すようになる。また、電力の伝送効率 η は $R_L = k\omega L$ (ω : 角周波数) のとき最大 (η_{max}) となり、式(3)で示される。ここで、式(1)~(3)は抵抗など微小な項を無視した近似式である。

$$Z_{in} = \frac{(k\omega L)^2}{R_L} \quad (1)$$

$$P_{inv} = \frac{V_{inv}^2}{Z_{in}} = \frac{V_{inv}^2 \cdot R_L}{(k\omega L)^2} \quad (2)$$

$$\eta_{max} = 1 - \frac{2}{kQ} \quad (3)$$

式(1)に示すように、 Z_{in} は純抵抗となっており、高周波電源から見ると、結合係数によらず力率は1になる。また、 R_L が分母にあるので、受電側で無負荷とするために負荷を切り離して開放すると R_L は無限大となり、 Z_{in} はほぼ0になる。この状態で高周波電源を運転すると、高周波電源の出力は過電流となる。一方、式(2)に示すように、 P_{inv} は増大し、受電側には過大な電力が伝送され、過電圧による受電側装置の損傷などが発生するという問題がある。

電力伝送効率の最大値は、式(3)に示すように、 k 及び共振子のクオリティファクタ Q で決定される。 Q は共振子の特性で決まる指数であるため、 η は k だけに依存する。ただし、式(3)で示した η_{max} を得るには、 $R_L = k\omega L$ にする必要がある。しかし、EVにおいて負荷はバッテリーであり、充電時の等価抵抗はバッテリーの放電状態によって変化し、最適な R_L とは異なっている。このため受電回路には、最大の伝送効率を実現するために R_L を最適値に調整する機能が必要である。

また、最適負荷における Z_{in} は $k\omega L$ となる。このため、距離が離れる (k が下がる) と大電流、距離が近づく (k が上がる) と高電圧が必要になる。したがって、バッテリーに充電する電力を一定とするには、送電側の高周波電源には電圧の調整により電力を調整する機能が必要になる。

このように、伝送距離や位置ずれによらず高効率で7 kW級の充電を実現するためには、送電部及び受電部に電圧などを変換する多くの回路が必要になり、そのためにシステム効率が低下するという問題がある。

3 無線送受電回路と充電システムの試作

バッテリーの状態によらず最大の効率で無線電力伝送ができる送受電回路技術を開発し、充電システムの試作と評価を行った。

試作した無線充電システムの構成を図4に示す。系統はAC 240 Vで、送電側のACフィルタを介してコンバータに接続されている。コンバータは制御回路から直流 (DC) 電圧指令を受け、AC 240 Vを必要なDC電圧に変換する。コンバータの出力はインバータに接続されており、インバータにより高周

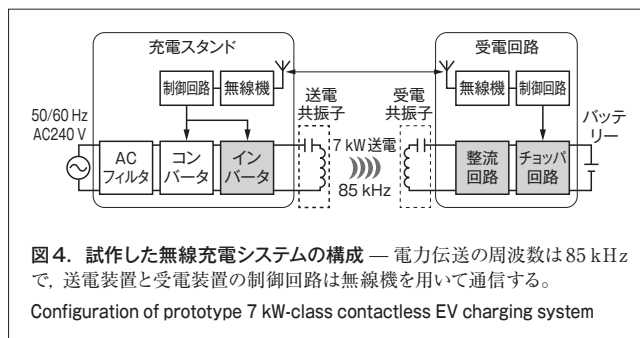


図4. 試作した無線充電システムの構成 — 電力伝送の周波数は85 kHzで、送電装置と受電装置の制御回路は無線機を用いて通信する。
Configuration of prototype 7 kW-class contactless EV charging system

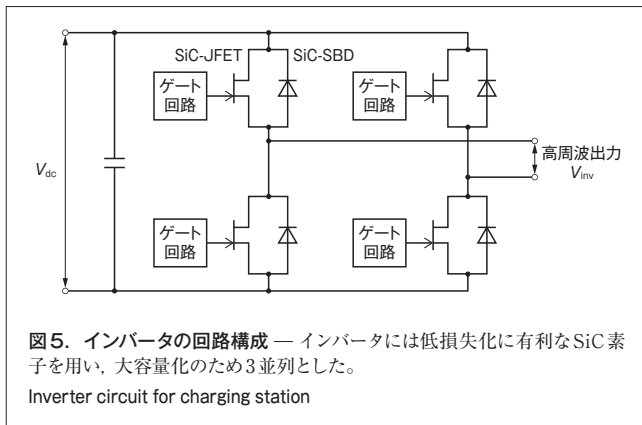
波化され、送電共振子と受電共振子で電力伝送を行う。また、制御回路には無線機が接続されており、送電装置と受電装置の間で充電条件や保護信号などの通信を行っている。受電側では、受電共振子の出力を整流回路で整流し、チョップ回路でバッテリーを充電するために電圧を調整する。

電力伝送の容量は7 kWとした。EVの普通充電は3 kWであるが、充電時間の半減や駐車時の継ぎ足し充電なども想定して、中速充電が可能な容量とした。また、標準化団体が議論されている周波数帯を考慮して、送電周波数を85 kHzとした。

3.1 送電側のインバータ回路

インバータ回路の構成を図5に示す。インバータはDC電圧を85 kHzの高周波に変換するために、1パルス動作で矩形(くけい)波を出力する。高周波化に対応するため、スイッチングデバイスには1,200 V-30 AのSiC (炭化ケイ素)-JFET (接合型電界効果トランジスタ)を用い、大容量化のため3並列とした。また、ダイオードには1,200 V-15 AのSiC-SBD (ショットキーバリアダイオード)を採用し、ダイオードはデッドタイム期間だけ電流が流れることから、1並列で用いた。

インバータの出力はデューティ 0.5の矩形波であり、出力電圧の制御は行っていない。2章で述べたように、インバータ出力の力率は1であるため、デューティ 0.5の矩形波出力とする



ことで、スイッチング時の電流は0 Aとなりスイッチング損失が理論的には0になる。実際にはデッドタイムが存在するが、デッドタイムを0.5 μ sと短くすることでスイッチング時の電流を抑え、スイッチング損失を低減した。これにより、98%以上の効率を実現した。

3.2 受電側の整流回路

受電回路の構成を図6に示す。整流回路は全波整流回路と短絡回路で構成される。

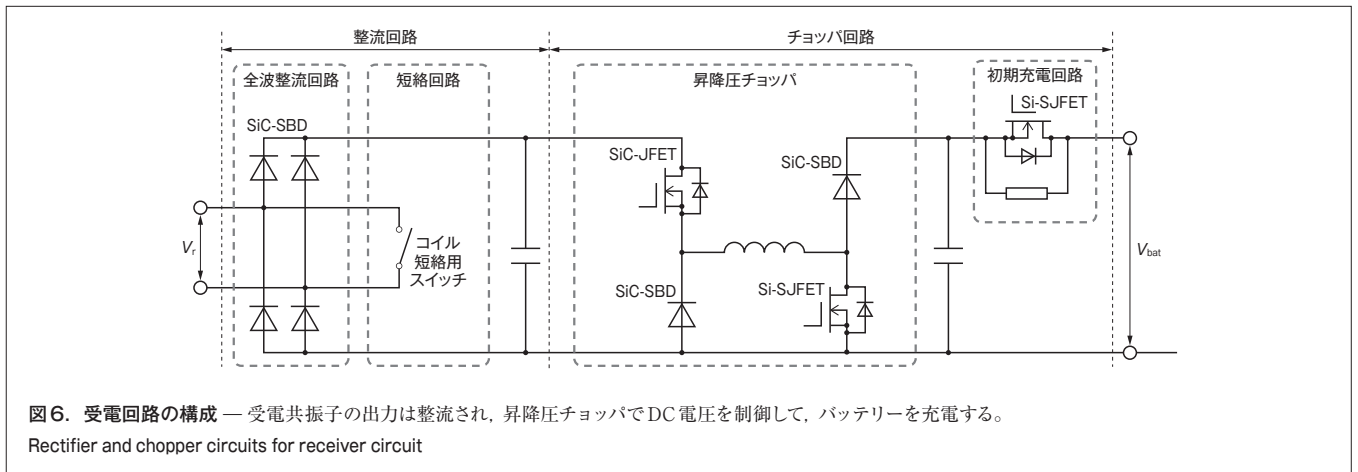
整流回路の入力には受電共振子の出力が接続され、出力電圧 V_f が入力される。これを1,200 V-30 AのSiC-SBDを用いた全波整流回路で直流に変換する。

整流回路には、保護動作時に送電側からの電力供給を停止するために、短絡回路を設けており、受電共振子出力を短絡させることができる。受電共振子出力を短絡させると、インバータから見たインピーダンスは式(1)から無限大となるため、インバータからの電力供給が停止される。この保護動作は、受電回路の過電圧や過電流で動作し、送電側と受電側の通信を必要としないため、高速な保護停止が可能になる。

3.3 受電側のチョップ回路

チョップ回路は昇降圧チョップと初期充電回路で構成される(図6)。

昇降圧チョップの入力には整流回路の出力が接続され、整流回路の出力電圧が昇降圧チョップでバッテリー電圧に降圧あるいは昇圧される。ここで、整流回路の入力から見たインピーダンスは2章で述べた最適な R_L となる必要があるが、出力であるバッテリー電圧 V_{bat} は充電状態で決まるため、最適負荷抵抗とはなっていない。このため、最適な R_L となるように昇降圧チョップでインピーダンスの調整を行っている。昇降圧チョップは1,200 V-30 AのSiC-JFETと1,200 V-15 AのSiC-SBDを用いた降圧チョップと、650 V-69 AのSi (シリコン)-SJFET (スーパージャンクションFET)と1,200 V-15 AのSiC-SBDを用いた昇圧チョップで構成される。スイッチング周波数は降圧チョップが60 kHz、昇圧チョップが30 kHzで、リアクトルのリップル



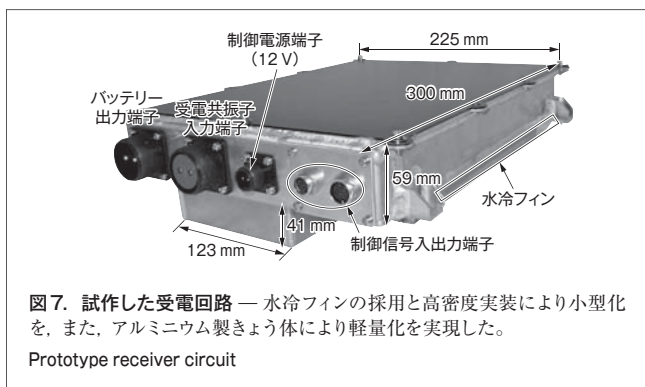


図7. 試作した受電回路 — 水冷フィンの採用と高密度実装により小型化を、また、アルミニウム製きょう体により軽量化を実現した。

Prototype receiver circuit

電流の低減を図っている。これにより、リアクトルの高周波損失低減とともに、スイッチングデバイスにおけるスイッチング電流も低減している。スイッチング損失が低減されたことで、整流回路とチョッパ回路で97%以上の効率を実現した。

また、チョッパ回路には初期充電回路を備えている。この回路は、バッテリーと接続したときに抵抗を介してコンデンサを充電することで、過渡的に過大な電流が流れることを防止している。

3.4 試作受電回路

試作した受電回路を図7に示す。冷却は水冷方式で、水冷フィンに直接デバイスを固定する構造とした。これにより、熱抵抗0.02 K/Wを実現した。ゲート回路は、8層の基板を用いて高密度実装を行った。基板にはゲート回路だけでなく、DC電圧・電流入力とDC電圧・電流出力のセンサ、外部出力回路、及び保護停止時の停止信号出力回路も備えている。また、きょう体はアルミニウム製にして軽量化している。これらにより、体積5.3 L、質量6.5 kgと小型かつ軽量の受電回路を実現した。

3.5 試作システムの評価結果

試作した受電回路を用いて無線充電システムの評価を行った。車体の影響も考慮するため、受電共振子を車に搭載して試験した。試験条件と評価結果を表1及び表2に示す。表2の効率は、装置の温度が上昇する前に計測した結果である。

表2に示すように、システム効率は89.0%、コンバータの出力からバッテリーの入力までの効率は91.2%であった。コイル間の想定効率は94%程度、また、インバータと受電回路とを合わせた効率は97.0%であり、3.1節と3.3節で述べた効率

表1. 試作システムの試験条件

Test conditions for evaluation of prototype system

項目	条件
伝送条件	伝送距離 15 cm, 位置ずれなし
入力電圧	230 V (実効値) (単相 50 Hz)
バッテリー DC 電圧	320 V
結合係数	0.37
周波数	85 kHz

表2. 試作システムの評価結果

Results of evaluation of prototype system

項目	結果
コンバータ効率	97.5 %
コンバータ出力からバッテリー入力までの効率	91.2 %
システム効率	89.0 %

を合わせた効率の95%以上の結果となっている。効率の計算値はデータシートを元にした算出値であり、デバイスの駆動条件などは異なっていることから、計算値と差が出たものと考えられる。また、有線充電の効率は、一般にカタログ値で90.0%以上であり、有線充電システムに近い効率が得られていることになる。

4 あとがき

EVへの無線充電を目指して、7kW級無線充電システムを開発した。共振方式を採用し、送電側と受電側の共振子間距離が15 cmの条件で評価を行った結果、コンバータ出力からバッテリー入力までの効率は91.2%、コンバータを含めたシステムの効率は89.0%を達成した。

今後、更に研究開発を進め、EV用無線充電システムの実用化に貢献していく。

文献

- 大高章二 他. kW級ワイヤレス電力伝送システム. 東芝レビュー. 68, 7, 2013, p.6-10.
- 尾林秀一 他. ワイヤレス電力伝送システム用 制御通信技術. 東芝レビュー. 68, 7, 2013, p.11-14.



松下 晃久 MATSUSHITA Akihisa

電力システム社 電力・社会システム技術開発センター 電機電池応用・パワエレシステム開発部主務。パワーエレクトロニクス機器の研究・開発に従事。電気学会, IEEE 会員。
Power and Industrial Systems Research and Development Center



竹内 文章 TAKEUCHI Fumiaki

電力システム社 電力・社会システム技術開発センター 電機電池応用・パワエレシステム開発部主査。パワーエレクトロニクス機器の研究・開発に従事。電気学会会員。
Power and Industrial Systems Research and Development Center



石原 寛明 ISHIHARA Hiroaki

研究開発センター ワイヤレスシステムラボラトリー研究主務。非接触電力伝送技術の研究・開発に従事。電子情報通信学会, IEEE 会員。
Wireless System Lab.