論文誌テンプレート^{消さないでください} Ver, 2011, 02, 22

論文

磁界共振結合による非接触給電の 駆動用電源及び受電側整流器に関する一考察

学生員 日下 佳祐* 正員 伊東 淳一*a)

Fundamental Evaluation of Power Supply and Rectifiers for Wireless Power Transfer using Magnetic Resonant Coupling

Keisuke Kusaka^{*}, Student Member, Jun-ichi Itoh^{*a)}, Member (20XX 年●月●日受付, 20XX 年●月●日再受付)

The fundamental analysis of power supply and rectifiers used for wireless power transfer with magnetic resonant coupling (MRC) is discussed in this paper. The MRC enables an efficient wireless power transfer over middle-range transfer distances. MRC for wireless power transfer is desired to operate at high frequency in the industry science medical (ISM) band, such as 13.56 MHz, because the size of the transfer device decreases with increasing transfer frequency. Therefore, the output frequency of the power supply on the transmitting side should be 13.56 MHz. In addition, the rectifier on the receiving side is operated with a high efficiency.

This paper focuses on the reflected power on the power supply and rectifiers. Thus, the parametric design method is clarified with power supply including a low-frequency pass filter (LPF) to match the output, impedance of the power supply with the characteristic impedance of the transmission line. In addition, the effects due to the rectifiers with SiC and GaN diodes are confirmed by performing an experiment and a loss analysis.

キーワード:磁界共振結合,非接触給電,高周波電源,整流器,インピーダンス整合 Keywords: magnetic resonant coupling, wireless power transfer, high frequency power supply, rectifier, impedance matching

1. はじめに

近年,環境問題への関心の高まりから電気自動車が注目 されている。しかしながら,電気自動車の走行可能距離は バッテリのエネルギー密度に依存するため,従来のガソリ ン車と比較して短くなる傾向にある。それに伴い,頻繁な バッテリ充電が必要とされる。現在実用化されているバッ テリの充電設備は,充電ケーブルを用いて接続するため, ユーザは充電ケーブルを自ら接続するという煩雑な作業を 要求される。特に電気自動車では1充電あたりの走行距離 が短く,頻繁に充電する必要がある。そのため,ガソリン 車と比較した際に,ユーザの利便性が損なわれており,電 気自動車普及の妨げとなっている。これらの問題を解決す る方法として,中距離大電力の非接触給電技術が近年盛ん

a) Correspondence to: Jun-ichi Itoh. E-mail: itoh@vos.nagaokaut.ac.jp * 長岡技術科学大学 〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1 Nagaoka University of Technology, 1603-1, Kamitomioka, Nagaoka Niigata 940-2188 に研究されている⁽¹⁻⁵⁾。

従来から研究されている非接触給電方式として電磁誘導 方式がある⁽⁶⁾。電磁誘導方式では、20 kHz 程度の低周波を用 いて電力伝送を行なっているため、高効率を維持できる伝 送距離は数 cm 程度である。さらに、伝送コイルが位置ずれ を起こした際の効率の低下が著しく、電気自動車のバッテ リ充電へ適用した場合にはコイルの位置合わせが問題とな る。また、マイクロ波やレーザーを用いた電力伝送方式も 提案されている。この方式は GHz 帯から THz 帯といった超 高周波帯の周波数を用いて電力伝送するため、中距離から 遠距離の電力伝送に適しているが、電力とレーザー間のエ ネルギー変換効率に課題が残る⁽⁷⁾。

一方,中距離において高効率な非接触給電が可能である 磁界共振結合方式が盛んに研究されている⁽²⁻⁴⁾。磁界共振結 合方式は高い共振の鋭さ Q 値を持つ伝送コイルを用いて電 力伝送を行う点に特徴があり,送電側と受電側間の結合係 数 k が小さい場合にも高効率な電力伝送が可能である⁽⁸⁾。本 方式を用いる場合,伝送コイルのサイズは伝送周波数に依 存するため、コイルの小型化のためには MHz 帯の高周波を 用いて電力伝送を行わなければならない。さらに、法律上 の観点から ISM 帯を用いての電力伝送が必要とされるた め、13.56 MHz を用いなければならない。

磁界共振結合方式について、多くの研究が報告されてい るが、伝送コイルの形状や特性に関するものが主であり、 電力伝送システムの電源や整流器に着目した例は少ない ⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。特に、20 kHz といった低周波で駆動する電磁誘導方 式と異なり、13.56 MHz といった高周波では回路のインピー ダンスを考慮した議論が必要とされるため、従来の電力変 換器を適用する際に注意が必要となる。特に高周波では反 射電力やインピーダンス整合の取り扱いが重要となるが、 磁界共振結合方式の非接触給電の観点から、電力変換器や 整流負荷について検討している文献は著者らの知る限りな い。

本論文では、磁界共振結合方式による非接触給電を高周 波で駆動することを目的とし、反射電力に注目して駆動用 電源及び受電側整流器の構成法を明らかにする。まず、反 射電力の影響について明確化を行った後、インピーダンス 整合に着目して非接触給電システムに適用可能な半導体電 力変換器を用いた高周波電源の設計法を示す。さらに、受 電側に SiC 及び GaN ダイオードを用いた際の整流器動作に ついて実機検証を行い、整流器が電力伝送に与える影響に ついて評価を行ったので報告する。

2. 実験機器構成

〈2·1〉 周辺機器構成

図 1 に非接触給電システムを適用する際の周辺機器構成 例を示す。周辺機器は PWM 整流器及び高周波インバータ, 受電側整流器により構成する。磁界共振結合方式において, 伝送周波数はコイルの形状と関係するため,高周波での電 力伝送が望まれる。本論文では,伝送周波数を ISM 帯であ る 13.56 MHz を用いて検討を行う。したがって,インバー タの出力は高周波となる。また,特性インピーダンスが規 定されていない伝送線路を用いた場合,反射電力が発生す ることとなるため,インバータ出力から送電コイルへは 50 Ωの同軸ケーブルを用いて接続される。同様に,受電コイル から整流器入力も同軸ケーブルを用いて接続する。本論文 では,磁界共振結合方式を用いた電力伝送に直接影響する 高周波インバータ及び負荷側の整流器について議論する。

〈2・2〉 非接触給電システム

図 2 に非接触電力伝送システムの実験機器構成を示す。 本論文では高周波電源を線形増幅方式の Radio Frequency (RF)電源により構成する。非接触給電の実用化を検討した場 合,図1に示す様に,PWM 整流器の後段に高周波インバー タが接続される。しかしながら,PWM 整流器は商用周波か ら直流への変換を担うため、非接触給電システムへ影響を 与えない。従って、本論文では簡単化のため、PWM 整流器 については検討を行わない。また、本論文では反射電力が 非接触給電システムに与える影響について評価することを 目的としているため、RF 電源の効率評価は行わない。その ため、実験では線形増幅方式のRF 電源を用いて実験機器を 構成する。ファンクションジェネレータから出力された電 圧信号は、RF 電源により増幅された後に送電コイルへ印加 される。RF 電源はA級の線形増幅回路で構成されており、 電流増幅を行うことで0から500Wまでの任意の進行波電 力を出力する。なお、電源の出力インピーダンスは50 Ω で ある。送電コイルから磁界共振を用いて非接触で伝送され た電力は受電コイルに接続された負荷に供給される。ここ で、 P_{in} は送電コイルに供給される電力、 P_{out} は受電コイルか ら出力される電力を示し、伝送効率は $\eta_T = P_{out}/P_{in}$ により導出 される。

表1に伝送コイルの仕様を示す。伝送コイルは同一の構造を持つ2つのコイルで構成し、それぞれ送電コイル、受電コイルと呼ぶ。形状を同一に保つため、伝送コイルは同一形状のアクリルを用いて固定される。伝送コイルはダイポールアンテナをヘリカル状に加工したヘリカルアンテナ構造とし、銅線の中点に給電点を持つ。したがって、コイルの両端は開放状態となる。また、巻線間にギャップを有するため、線間容量Cをもつ。送電コイルと受電コイルは同一構造であるため、巻線のインダクタンスLと巻線間のキャパシタンスCにより、両者は等しい自己共振周波数を



Fig. 1. System configuration example of peripherals.



Fig. 2. System configuration of experimental setup.

Table 1. Specification of transmitting cons	Table 1.	Specification	of transmitting	coils.
---	----------	---------------	-----------------	--------

Number of turn	6 [turn]
Material	Magnet wire $\varphi 2.3[mm]$
Radius	20 [cm]
Vertical height	9.9 [cm]
Ohmic resistance Rohm	151 [mΩ]
Inductance L	66.0 [µH]
Capacitance C	3.0 [pF]
Mutual inductance L _m	6.3 [μH]

もつ。なお、自己共振周波数 foは(1)式で与えられる。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{1}$$

ここで *R_{ohm}* は表皮効果を考慮した銅損の計算値である。 また,インダクタンス *L* は LCR メータにより測定を行い, 測定結果及び反射電力特性から得られた伝送コイルの共振 周波数*ω_e,ω_m*を用いてキャパシタンス *C* 及び相互インダク タンス *L_m*を導出した。

図 3 に伝送コイルの等価回路を示す。伝送コイルは非放 射性のアンテナとして動作し,電気回路的には LC の直列共 振回路としてみなすことができる⁽¹¹⁾。磁界共振結合の等価 回路は,電磁誘導方式において 1 次側, 2 次側共に直列共振 コンデンサを挿入した際の等価回路と等しくなるが,磁界 共振結合方式では高い Q 値を用いて電力伝送を行う点で異 なる。

1次側と2次側が結合係数kで結合することにより、電源 からみた効率の周波数特性が大きなQをもつ双峰特性とな る。この共振周波数を伝送周波数とすることで、高効率な 非接触給電が可能となる。(2)式に非接触給電部の伝送効率 を示す。ここで透過係数S₂₁(ω)は(3)式で与えられ、進行波電 力に対する透過電力の比を表している⁽¹¹⁾。

$$\eta(\omega) = \left| S_{21}(\omega) \right|^2 \times 100 \dots (2)$$
$$S_{21}(\omega) = \frac{2jL_m Z_0 \omega}{L_m^2 \omega^2 - \left\{ R + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}^2 + 2jZ_0 \left\{ R + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\} + Z_0^2}$$

......(3)

(3)式中で R は銅損, 放射損及び誘電損による損失項, Z_0 は電源の出力インピーダンス及び負荷インピーダンス, ω は電源角周波数である。

(3)式に伝送コイルの共振周波数 ω_m , ω_e を代入すると(4) 式が得られる。ただし、ここで $\omega_e > \omega_m$ である。

(4)式より, 共振周波数における伝送効率が結合係数 k と 共振の鋭さ Q の積により決定することが分かる。結合係数 k は伝送距離の3 乗に反比例して減少するため⁽¹²⁾, 電磁誘導 方式では伝送距離を伸ばした場合, 効率が急激に減少する。



magnetic resonant coupling.

しかし,磁界共振結合方式では Q 値を大きく取ることで中 距離伝送において高効率伝送を実現する。なお,表1 で示 した伝送コイルを用いて150 mmの電力伝送を行う場合,結 合係数は k=0.09 である。なお,結合係数は伝送コイルのイ ンダクタンスL及び,相互インダクタンスLmより導出した。

3. 反射電力の特性

高周波においてはインピーダンスのミスマッチングによ り反射電力が発生するため、インピーダンス整合を考慮し なければならない。そのため、従来のパワーエレクトロニ クス分野との親和性が低く、高周波電力変換機器の設計手 法が明確でない。そこで、本章では簡単化した高周波回路 を用いて反射電力の特性を明らかとする。

図 4 に簡単化した反射電力評価回路を示す。線形増幅方 式の RF 電源に $Z_0=50 \Omega$ の同軸ケーブルを介して,純抵抗 $R_{Load}(=Z_{Load})$ を接続する。ここで、 P_F は進行波電力、 P_R は反 射電力、 P_{Load} は透過電力である。なお、本回路構成におい て透過電力は負荷で消費される電力と等しい。実際の構成 では、ファンクションジェネレータ(FG)の信号を A 級アン プからなる高周波電源で増幅しているが、電源は進行波電 力を一定とするよう制御されているため、回路動作への影 響はない。したがって本章では FG を省略して説明する。

図 5 に進行波電力,反射電力,透過電力の関係を示す。 ここで,進行波電力は高周波電源により100 W 一定として いる。負荷抵抗値が50 Ωの場合に着目すると,反射電力は ほぼゼロとなっている。これは,電源の出力インピーダン ス及び,伝送線路の特性インピーダンス,負荷抵抗のイン ピーダンスが50 Ωで整合が取られているためである。この 時,電源から出力された電力は全て負荷抵抗で消費される。



Fig. 4. Experimental circuit which clarifies the characteristics of a reflected power.



Fig. 5. Characteristics of high-frequency power.

次に,負荷抵抗値を変えた場合には,反射電力が徐々に増加し,それにともなって透過電力が減少する。図中において実線は反射電力及び透過電力の理論曲線である。(5)式及び(6)式に反射電力及び透過電力の理論式を示す。

$$P_R^* = P_F \Gamma^2 \tag{5}$$

 $P_{Load}^* = P_F \left(1 - \Gamma^2 \right)$

これより,反射電力は反射係数の2 乗に比例して発生す ることがわかる。また,透過電力は進行波電力と反射電力 の差分となる。なお,ここでΓは反射係数であり,(7)式で与 えられる。

 $\Gamma = \frac{\dot{Z}_0 - \dot{Z}_{Load}}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{Load}}$ (7)

したがって,進行波電力に対して反射電力が発生する割 合は伝送線路の特性インピーダンスと負荷抵抗のインピー ダンスの差により決定される。そのため、反射電力を抑制 するため、機器のインピーダンスを一致させ、整合を図る 必要がある。非接触給電システムにおいては、電源と伝送 線路、伝送線路と伝送コイル、伝送線路と整流器間が該当 する。

4. 高周波電源の出力インピーダンス整合

〈4・1〉 出力インピーダンスの導出

磁界共振結合方式について多くの研究がなされている が、これらの研究の多くは駆動用電源構成について議論を 行なっておらず、また、実験用としてA級アンプやB級ア ンプといった線形増幅方式の高周波電源を用いて電源を構 成している⁽⁵⁾。しかしながら、線形増幅方式は原理上増幅効 率が低く、実用には不向きである。そこで、本章では駆動 用電源としてスイッチング電源を適用した際の電源設計法 について明らかにする。

図 6 に検討する高周波電源の構成を示す。磁界共振結合 方式を用いた非接触給電システムに適用する電源として、 フルブリッジインバータを用いた電源の適用を検討する。 さらに、整合回路として LPF 型の LC 整合回路を用いる。 なお、フルブリッジインバータは電圧制御系を有さず、方 形波駆動されるものとする。整合回路のパラメータ L_{mat} 及 び C_{mat}を設計し、インバータ出力の基本波角周波数*w*におい て出力インピーダンスを伝送線路の特性インピーダンス Ż₀ と一致させることで整合を図る。

図7に整合回路を含む高周波電源のブロック線図を示す。 ここで、 E_d はインバータの直流電圧、 V_{cmd} はインバータの 出力電圧指令、 V_{inv} はインバータ出力電圧、 V_{out} は電源の出 力電圧、 I_{inv} はインバータ出力電流、 I_{out} は電源の出力電流、 r_d はデッドタイムによる電圧降下分の模擬抵抗である。その ため、抵抗 r_d は整合回路のインダクタンスに直列に挿入さ れているものとみなすことができる⁽¹³⁾。なお、本検討では 電源の出力電流 I_{out} を外乱として扱う。

ブロック線図より、インバータの出力電圧 Vout は(8)式で表

される。

 $V_{out} = G_{cmd}(s)V_{cmd} + G_d(s)I_{out}$ (8) ここで、 G_{cmd} は出力電圧指令 V_{cmd} に関する伝達関数、 G_d は 外乱 I_{out} に関する外乱伝達関数である。

出力インピーダンスは定義より $Z_{out}=\Delta V_{out}/I_{out}$ であるので, 電圧制御されていないインバータの出力インピーダンスは $\dot{Z}_{o}=G_{d}(s)|_{s=io}$ で与えられる⁽¹³⁾。図 7 のブロック線図の変形よ り,インバータの出力インピーダンスは(9)式となる。

$$G_{d}(s) = \frac{\omega_{c}^{2} (sL_{mat} + r_{d})}{s^{2} + \frac{r_{d}}{L_{max}} s + \omega_{c}^{2}}$$
....(9)

以上から,インバータの出力インピーダンスは(10)式で得 られる。

$$\dot{Z}_{o} = G_{d}(s)|_{s=j\omega} = \frac{r_{d}\omega_{c}^{4} + j\omega\omega_{c}^{2}\left\{L_{mat}\left(\omega_{c}^{2} - \omega^{2}\right) - \frac{r_{d}^{2}}{L_{mat}}\right\}}{\left(\omega_{c}^{2} - \omega^{2}\right)^{2} + \left(\frac{r_{d}}{L_{mat}}\omega\right)^{2}}$$
(10)

〈4・2〉 整合回路の設計

前節で導出したインバータの出力インピーダンスの理論 式を用いて、任意の出力インピーダンスへ設計を行う。こ こで、整合を取る対象のインピーダンスを Ż₀=Re[Ż₀]+j0 Ω とする。伝送線路の特性インピーダンスは、一般に虚数成 分を持たないため、虚数成分はゼロとする。

(10)式の実部と虚部について連立方程式を解くことで,整合回路のパラメータ(11)式及び(12)式が得られる。本パラメ ータで整合回路を設計することによって,インバータの出 カインピーダンスを伝送線路の特性インピーダンスに整合 させることが可能となる。





Fig. 6. High-frequency power supply.



Fig. 7. Block diagram of high-frequency power supply.

なお,ここで, ω_c は LPF 型整合回路のカットオフ角周波数であり,(13)式で与えられる。

図 8 に高周波電源の出力周波数に対する出力インピーダ ンスの変化を示す。ここではデッドタイムによる電圧降下 分の模擬抵抗 2 Ωをもつインバータの出力インピーダンス を出力周波数 13.56 MHz において伝送線路 50+j0 Ωに整合が 取れるよう設計した。(11), (12)式より,インバータに接続 する整合回路のパラメータは L_{mat}=115 nH, C_{mat}=1.15 nF が導 出される。設計周波数において,高周波電源の実部が 50 Ω, 虚部が 0 Ωとなっており,任意の出力インピーダンスに設計 できていることが分かる。

〈4·3〉 電源特性の電力伝送特性への影響

前節において設計した整合回路は,理論上は出力インピ ーダンスの整合を図ることが可能であり,さらに,共振に より出力電圧は正弦波状となるが,実際には高周波で用い るため寄生抵抗や寄生インダクタンスといった寄生成分が 出力インピーダンスに影響する。これにより整合回路を通 した際,出力電圧にひずみが生じる場合がある。しかしな がら,従来の研究では電源電圧波形は正弦波においてのみ 検討されている例はない。そこで,本章では非接触給 電システムの電源電圧波形について,図2に示す回路構成 を用いて検討を行う。

図 9(a)に実効値 80 V_{rms}の正弦波電圧を印加し,負荷 50 Ω, 伝送距離 150 mm の電力伝送を行った場合の伝送コイルの 電圧電流波形を示す。入出力共に,電圧電流波形は正弦波 状となっており,それぞれ力率がほぼ 1 である。なお,こ の時負荷側には直接負荷抵抗を接続し,整流器は接続され ていない。

同様に、図 9(b)に実効値を等しく 80 V_{ms}とし、方形波電 圧を印加した場合の入出力電圧電流波形を示す。図9より, 方形波電圧を印加した場合にも電力伝送が可能であり,出 力電圧及び電流波形が正弦波状となっていることが分か る。これは2つの伝送コイルが結合し、バンドパスフィル タとして動作しているためである。この時、正弦波電圧印 加時の伝送効率η_Tは81.5%, 方形波電圧の印加時には81.0% である。方形波電圧印加時にも効率の低下は0.5 ポイントに 留まる。ここで伝送効率 η_T は電源効率を含まず,図2に示 されている送電コイルへ入力する電力 Pinと, 受電コイルか ら出力される電力 Pout の比である。効率の低下は、基本波に 対して 3 次以降の高調波成分が電力伝送に寄与せず,送電 側の励磁電流として流れるために起こる損失に起因するも のである。なお、入出力電力はデジタルオシロスコープ (Tektronix, DPO4054)により、入出力電圧および電流をそれ ぞれ測定し、電圧と電流の積を積分することで導出してい る。ここでは測定に差動プローブ(Tektronix, P5205), 電流 プローブ(Tektronix, TCP312)を用いた。なお、プローブによ



Fig. 8. Output impedance of assumed high frequency power supply.







り生じる波形の遅延はメーカの推奨値を参考として補正を 行なっている。

以上の検討から,整合回路を適用したフルブリッジイン バータを磁界共振結合方式に適用する電源として適用可能 であることが明らかとなった。

5. 整流器の入力インピーダンス整合

〈5·1〉 伝送特性

図10に負荷抵抗を受電側に直接接続した際の伝送効率を 示す。横軸は負荷抵抗値を示す。ここで、伝送距離は電気 自動車への給電を想定して150mm、入力電圧実効値を80 V_{ms}とした。伝送効率は負荷抵抗によらずほぼ一定の特性を 取る。

前節では純抵抗を負荷として、受電側に直接接続し、伝送効率の検討を行った。しかしながら、非接触給電システムの実用化を検討した場合、受電側にはバッテリや電子機器といった DC 負荷が接続されることが予想される。また、家電等の交流負荷を接続する場合にも任意の周波数を得るため、一度直流を介した後にインバータを用いて交流出力を得る必要がある。そこで、負荷側に整流器が必要とされる。本章では整流器を接続した時の電力伝送特性について評価を行う。

図11に整流器接続時の実験機器構成を示す。本章では、 非接触給電システムの受電コイルに整流器を接続した場合 について検討する。簡単のため、電源として線形増幅方式 の高周波電源を用いて実験回路を構成する。ここで、vr は 送電コイル電圧, it は送電コイル電流, vr は受電コイル電 圧, in は受電コイル電流, vout は整流器出力電圧である。本 システムでは 13.56 MHz の高周波入力電圧に対して整流を 行う必要があるため、高速スイッチング可能な整流素子が 必要とされる。近年、高速スイッチングやパワー密度の向 上といった要求に答えるため、従来の Si デバイスに代わり、 Silicon Carbide (SiC)や Gallium Nitride (GaN)といった次世代 半導体を用いたスイッチングデバイスが注目されている (14)(15)。次世代半導体はバンドギャップが大きい、絶縁破壊 電界が高い、熱伝導率が高い、電子飽和速度が速いといっ た特徴から,現行の Si デバイスと比較して高速スイッチン グ、低損失化を図ることができる期待がある。そこで本論 文では SiC Schottky Barrier Diode (SiC-SBD)と GaN ダイオー ド (GaN-diode)を用いて整流器を構成する。また、比較のた めシリコンデバイスとして Si Fast Recovery Diode (Si-FRD) を用いて同様の実験を行う。表 2 に使用するダイオードの 定格を示す。なお, SiC-SBD, GaN-diode, Si-FRD は全て同 定格電圧である。

本論文では、整流器を高周波動作させるため、スイッチ ングを必要としないダイオードブリッジ整流回路を用い る。整流器は、配線インダクタンスを低減するため銅膜 35 µm のプリント基板上に実装する。さらに、受電コイルから 整流器への配線による特性インピーダンスの変化を避ける ため、整流器の入力は同軸ケーブル及び同軸コネクタを用 いて接続する。ダイオードブリッジにより整流された電圧 は電源電圧の2倍の周波数となるため, 27.12 MHz の全波整 流波形となる。全波整流波形の整流を行うにあたり, DC リ ンクコンデンサの選定に留意する必要がある。低周波にお いては DC リンクコンデンサとして, 一般に電解コンデンサ が用いられるが、電解コンデンサは高周波における等価直 列抵抗及び,等価直列インダクタンスの影響が無視できず, 平滑動作を得られない。そこで、コンデンサの自己共振周 波数に注目して, コンデンサの選定を行う。自己共振周波 数は、コンデンサの容量と寄生インダクタンスにより生じ る共振周波数である。自己共振周波数以上の周波数領域で コンデンサを用いた場合、インダクタンスによるインピー



論文誌テンプレ

消さないでください

Ver. 2011. 02. 22





Fig. 11. Experimental setup with diode bridge rectifier.

Table 2. Ratings of diodes in Fig. 11.

	Diode	Rated voltage [V]	Rated current [A]
	SiC-SBD		4
	GaN-diode	600	6
[Si-FRD		3

ダンス成分が支配的となるため、平滑動作を得られなくなる。そのため、本論文では整流器の DC リンクコンデンサとして 積 層 セ ラ ミ ック コ ン デ ン サ (村 田 製 作 所, GRM43DR72E474KW01L, 0.47 μ F)を用いる。積層セラミックコンデンサは容量や耐圧に課題が残るものの、低寄生インダクタンスであるため、DC リンクコンデンサとして適用可能である⁽¹⁶⁾。

〈5·3〉 動作検証

図 12 に SiC-SBD, GaN-diode, Si-FRD 整流器を受電側に 接続した際の非接触給電システムの用いた場合の動作波形 を示す。この時,負荷は 100 Ω ,伝送距離は電気自動車への 給電を想定して 150 mm,電源から出力する進行波電力は 100 W とした。また,伝送周波数は 11.18 MHz であり,13.56 MHz ではない。これは,実験システムの共振周波数を用い て実験したためである。

図 9 に示した様に、受電側に抵抗負荷を直接接続した場 合には受電側電圧は正弦波状となるが、整流器負荷を接続 した場合にはひずみ成分を多く含む方形波状電圧となって いることが分かる。なお、実験波形には示していないが、 整流器の入力電流は正弦波状となっていることが確認され ている。これは、ダイオードブリッジ整流器の特性による ものである。通常、ダイオードブリッジ整流器を電圧源に 接続した場合には、入力電流がひずみ、多くの高調波成分 を持つことが知られている。しかしながら,磁界共振結合 では基本波成分のみしか電力が伝送されず,正弦波状の電 流が受電側に供給されるため,整流器の入力電圧が方形波 状にひずむこととなる。

送電コイルの電圧,電流波形に着目すると, Si-FRD を用 いた際には伝送周波数の2倍の周波数で振動していること が分かる。これは、反射電力により生じている定在波の影 響であり、この時高周波電源で測定された反射電力は63W であった。これらの影響により、Si-FRD 接続時の伝送・整 流効率は 5.2% である。一方, SiC-SBD 及び GaN-diode 整流 器を接続した場合には、低電圧リプルな直流出力電圧を得 ることができることが確認された。SiC や GaN といった次 世代半導体デバイスは、Si の物性値と比べてバンドギャッ プ E_e,絶縁破壊電界 E_Bが大きいという特徴をもつ。これよ り、次世代半導体デバイスの最大動作周波数 fmax は、Si を 1 とした場合に 4H-SiC が 9.0, GaN が 7.0 と大きな値を取り, 高周波動作に適する⁽¹⁷⁾。なお,最大動作周波数fmaxはデバイ スの物性値から与えられる性能指標であり、 $f_{max} \approx \mu E_B E_g^{0.5}$ で ある(18)。ここで、ダイオードのリカバリ特性を検討すると、 Si-FRD のリカバリ時間は 20 nsec (T_=25°C)であり, GaN-diode のリカバリ時間 8 nsec (V_r=400 V, T_c=25°C)と比較 して 2.5 倍の値をとる。また, SiC-SBD では原理上リカバリ 電流が発生しない。本論文では伝送周波数として 11.18 MHz を用いているため、一周期は89.4 nsec となり、Si デバイス を用いた場合にはリカバリ電流の影響が大きい。従って、 Si-FRD により構成される整流器は本アプリケーションに適 さず, SiC-SBD もしくは GaN-diode 整流器の適用が有効で あることがわかる。

本条件下での伝送・整流効率はそれぞれ SiC-FRD を用い た場合が 75.2%, GaN-diode を用いた場合が 69.2%である。 ここで, 伝送・整流効率とは非接触給電システムによる 150 mm の非接触電力伝送効率と受電側に接続された整流器の 変換効率の両者を含んだ効率のことを指す。

〈5・4〉 伝送・整流効率特性

図13に整流器の負荷抵抗と伝送・整流効率の関係を示す。 ここで、伝送・整流効率は各部の効率の積で表されるため、 (14)式で表される。

 $\eta_{r} = \left(1 - \Gamma_{c}^{2}\right)\left(1 - \Gamma_{r}^{2}\right)\eta_{T}\eta_{rec} \qquad (14)$

ここで、(1- Γ_c^2)は進行波電力に対して伝送コイルで反射さ れずに透過する電力の割合、(1- Γ_r^2)は進行波電力に対して整 流器入力で反射されずに透過する電力の割合、 η_T は伝送効 率、 η_{rec} は整流器の変換効率を示す。ここでは、反射電力は 負荷で消費されないため、損失として扱う。

〈5·5〉 損失分離

検討する非接触給電システムでは(14)式に示したように4 つの損失の発生要因がある。しかしながら、高周波におい ては大電力を測定するのは困難であり、さらに、測定機器 を挿入することによる影響も無視できない。そこで、本節 では反射電力に着目した損失分離法を用いて、効率の分離





Fig. 13. Characteristics of transmission and conversion efficiency.

を行う。本方式は実験結果をもとに、伝送効率を推定する。 ただし、同軸ケーブルによって発生する損失は無視できる ものとする。

図 14 に損失分離法の概念図を示す。インピーダンスの観 点から非接触給電システムを電源部,伝送部,整流部の3 領域に分けて考える必要があるため、それぞれの間に特性 インピーダンスの境界がある。まず初めに、電源と伝送コ イル間のインピーダンスに着目する。ここで、電源から供 給される進行波電力 P_Fに対して,透過電力は(6)式に従って 発生するため,伝送コイルに供給される透過電力は $P_F(1-{\Gamma_c}^2)$ となる。透過電力は伝送効率nrによって受電側に伝送され るため、受電コイルと整流器の境界に供給される電力は $P_{f}(1-\Gamma_{c}^{2})\eta_{T}$ となる。ここで、さらに反射係数 Γ_{r} により反射さ れるため, 整流器に供給される電力は $P_r(1-\Gamma_r^2)\eta_r(1-\Gamma_r^2)$ とな る。整流器の効率を η_{rec} とすると、供給された電力のうち、 整流器の出力として得られる電力は $P_{our}=P_{F}(1-\Gamma_{c}^{2})\eta_{T}(1-\Gamma_{r}^{2})\eta_{rec}$ となる。反射電力も同様に(5)式を 用いて計算可能である。実際には反射された電力が、再度 異なるインピーダンス境界に達した際には繰り返し反射さ れるが、N 度反射された反射電力は Γ^{2N} に比例し、 $\Gamma < 1$ であ るので,解析結果に大きな影響を与えない。そのため,本 解析では簡単のため2度目以降の反射を無視するものとす る。計算結果から、電源で観測される反射電力 P_Bと出力電 力 Pout は(15)式で得られる。

 $\begin{cases} P_F (1 - \Gamma_c^2) \eta_T (1 - \Gamma_r^2) \eta_{rec} = P_{out} \\ P_F (1 - \Gamma_c^2) \eta_T^2 \Gamma_r^2 + P_F \Gamma_c^2 = P_R \end{cases}$ (15)

電源で観測される反射電力及び出力電力は測定可能であるので,(15)式の連立方程式を解くことで,伝送効率 η_T が得られる。伝送効率を(16)式に示す。

図15にSiC-SBD及びGaN-diode 整流器を用いた場合の損 失分離結果を示す。SiC-SBD,GaN-diode 整流器を用いた場 合,両者とも損失は同様の傾向を示すことが明らかとなっ た。整流器の変換効率に着目すると,負荷抵抗値が大きく なるにつれて,損失が小さくなる。これはダイオードによ る導通損が整流器損失において支配的であることを示して いる。ダイオードによる電圧降下は素子により異なるため, 本検討においてはSiC-SBDを用いた場合に高効率を示すこ ととなった。

一方, 伝送コイルによる反射電力と整流器による反射電 力の和に着目すると, 負荷抵抗が 50 Ωの時に最小値を取る。 これは電源及び伝送系を 50 Ωで整合しているためである。 整流器による反射を抑圧するためには, 伝送周波数におい て, 整流器の入力インピーダンスを 50 Ωに設計しなければ ならない。これは, 伝送周波数において整流器の入力力率 を1とし, さらに, 入力電圧に対して入力電流を 1/50 とす ることを意味する。コンデンサインプット形ダイオードブ リッジ整流器を用いた場合, 入力電流は負荷条件により変



Fig. 15. Loss separation results.

動する。そのため,整流器後段に力率改善回路(PFC)を接続 し,整流器入力電流をインピーダンス整合条件を満たすよ う制御することで,非接触給電システムのさらなる高効率 化が可能となる。

6. まとめ

本論文では,磁界共振結合方式による非接触給電を高周 波で駆動することを目的とし,反射電力に注目して駆動用 電源及び受電側整流器の構成法について検討を行った。

駆動用電源は出力側伝送線路の特性インピーダンスに出 カインピーダンスを整合させる必要がある。そこで,整合 回路の設計法の明確化を行い,伝送線路の特性インピーダ ンスが定まっている場合,整合回路のパラメータが一意に 定まることを示した。

また、受電側に SiC-SBD 及び GaN-diode を用いた際の整 流器動作について実機検証を行い、整流器が電力伝送に与 える影響について評価を行った。実験により、SiC-SBD に よる整流器を受電側に接続した場合に、伝送・変換効率 75.2%が得られた。さらに、損失分離を行い、反射電力によ り効率が低下していることを確認した。

今後の課題として,受電側に接続される整流器の入力イ ンピーダンス整合法があげられる。

文 献

- (1) T. Ishiyama, "Non-contact power transmission technology for Communication Equipments", IEEJ JIASC, 1-S15-3-I, pp. 125-126 (2010) (in Japanese)
 石山俊彦:「各種機器への非接触エネルギー伝送技術」, 電気学会産 業応用部門大会 2010, 1-S15-3-I, pp. 125-126 (2010)
- (2) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, Y. Hori, "Wireless Power Transfer during Displacement Using Electromagnetic Coupling in Resonance", IEEJ Trans. D, Vol. 130, No. 1, pp. 76-83 (2010) (in Japanese) 居村岳広、岡部浩之,内田利之、堀洋一:「共振時の電磁界結合を利 用した位置ずれに強いワイヤレス電力伝送」,電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp.76-83 (2010)
- (3) A. Karalis, J. D. Joannopoulos, M. Soljacic, "Efficient Wireless non-radiative mid-range energy transfer", Annals of Physics, Vol.323,No.1, pp.34-48 (2008)
- (4) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol. 317, pp. 83-86 (2007)
- (5) S. Lee, R. D. Lorenz, "Development and Validation of Model for 95% Efficiency, 200W Wireless Power Transfer over a 30cm Air-gap", IEEE ECCE, pp.885-892 (2010)
- (6) T. Fujita, Y. Kaneko, S. Abe, "Contactless Power Transfer Systems using Series and Parallel Resonant Capacitors", IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 2, pp. 174-180 (2007) (in Japanese) 藤田敏博,金子裕良,阿部茂:「直列及び並列共振コンデンサを用い た非接触給電システム」,電学論 D, Vol. 127, No. 2, pp. 174-180 (2007)
- (7) T. Horiuchi, K. Kawashima, "Study on Planar Antennas for Wireless Power Transmission of Electric Vehicles", IEEJ Trans. D, Vol. 130, No. 12, pp. 1371-1377 (2010) (in Japanese) 堀内利一,川島一允:「電気自動車への無線送電用平面アンテナに関 する評価研究」,電学論 D, Vol. 130, No. 12, pp. 1371-1377 (2010)
- (8) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, Y. Hori, "Study on Open and Short End Helical Antennas with Capacitor in Series of Wireless Power Transfer using Magnetic Resonant Couplings", The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial electronics Society (IECON), pp. 3848-3853 (2009)
- (9) K. Kusaka, J. Itoh, "A Fundamental Evaluation of a Power Supply of a Contactless Power Transmission with a Magnetic Resonant Coupling", IEEJ JIASC, 1-108-I, pp. 507-510 (2011) (in Japanese) 日下佳祐,伊東淳一:「磁界共振結合による非接触給電の駆動用電源 構成に関する一考察」,電気学会産業応用部門大会 2011, 1-108-I, pp. 507-510 (2011)
- (10) K. Kusaka, M. Miyawaki, J. Itoh, "A Experimental Evaluation of a SiC Schotky Barrier Rectifier with a Magnetic Resonant Coupling for Contactless Power Transfer as Power Supply", IEEJ JIASC, 1-41-I, pp.323-326 (2010) (in Japanese)

日下佳祐, 宮脇慧, 伊東淳一: 「磁気共鳴による非接触給電を電源と した SiC ショットキーバリアダイオード整流器の動作検証」, 電気 学会産業応用部門大会, 1-41-I, pp.323-326 (2010)

(11) T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, Y. Hori, "Study of Magnetic and Electric Coupling for Contactless Power Transfer Using Equivalent Circuits", IEEJ Trans. D, Vol. 130, No. 1, pp. 84-92 (2010) (in Japanese) 居村岳広,岡部浩之,内田利之,堀洋一:「等価回路から見た非接触 電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究-共振時の電磁界結合 を利用したワイヤレス電力伝送-」,電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 84-92 (2010)

- (12) H. Kurata, A. Kawamura, "Parameter optimization of wireless power transmission in 10 MHz and 1 m distance range experiment based on electrical equivalent circuit", IEEJ IIC, IIC-10-15, pp. 1-6 (2010) (in Japanese) 倉田秀樹, 河村篤男:「磁気結合等価回路を利用した非接触給電の高
- 効率化に関する研究」,電気学会産業計測制御研究会, pp. 1-6 (2010)
 (13) Y. Ito, H. Akagi, Z. Yang, "Consideration from Viewpoint of Output Impedance Concerning Control Method for Parallel Operation of CVCF Inverters", IEEJ Trans. D, Vol. 128, No. 2, pp. 102-109 (2008) (in Japanese)
 伊東洋一,赤城泰文,楊仲慶:「出力インピーダンスに着目した CVCF インバータの並列制御の考察」,電学論 D, Vol.128, No.2, pp.

(14) M. Ishida, Y. Uemoto, T. Ueda, T. Tanaka, D. Ueda, "GaN Power

- Switching Devices", The 9th International Power & Energy Conference (IPEC 2010), pp. 1014-1017 (2010)
- M. Bakowski, "Status and Prospects of SiC Power Devices", IEEJ Trans. D, Vol. 126, No. 4, pp. 391-399 (2006)
- (16) H. Obara, M. Kamaga, T. Ito, Y. Sato, "An Investigation of Capacitors for Flying Capacitor Converters", IEEJ Trans. D, Vol. 131, No. 12, pp. 1393-1400 (2011) (in Japanese) 小原秀嶺, 釜我昌武, 伊藤拓巳, 佐藤之彦: 「フライングキャパシタ マルチレベル変換器におけるキャパシタ選定指針に関する検討」, 電学論 D, Vol. 131, No. 12, pp. 1393-1400 (2011)
- (17) B. J. Baliga, M. Bhatnagar: "Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC, and Si for power devices", IEEE Trans. On Electron Devices, Vol. 40, No. 3, pp. 645-655 (1993)
- (18) 吉田貞史:「SiC 素子実用化に向けた研究の現状と将来展望」,日本 表面科学会 表面科学, Vol. 21, No. 12, pp. 764-770 (2000)



(学生員) 1989年2月3日生まれ。2011年3 月,長岡技術科学大学卒業。同年4月,同大学 大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学 専攻に進学。現在に至る。主に電力変換回路に 関する研究に従事。



(正員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程 修了。同年4月,富士電機(株)入社。2004 年4月,長岡技術科学大学電気系准教授。現在 に至る。主に電力変換回路,電動機制御の研究 に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE 会 員。