

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

学生員 日下 佳祐 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Fundamental Evaluation of a Power Supply of a Contactless Power Transmission with a Magnetic Resonant Coupling

Keisuke Kusaka, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

In this paper, the construct of power supply used in contactless power transmission with a magnetic resonant coupling (MRC) is analyzed. The MRC enables a contactless power transmission at middle range with a high efficiency. The MRC for contactless power transmission is achieved at 13.56 MHz. Then, it is important that the power supply can operate high frequency at high efficiency. However, the characteristics of conventional high frequency power supply which composed in the linear amplifier are difference from switching mode power supplies used in low frequency such as tens of hertz. In this paper, the characteristic of high frequency power supply is demonstrated. In the high frequency use, the impedance matching is important. Therefore, the power supply must be matched in 50 Ω . Furthermore, the transmitting efficiency driven in square-wave is 0.5 points lower than that of driven sine-wave. The results showed that square-wave inverters can be adapted to the power supplies for contactless power transmission with a MRC.

キーワード：非接触給電，磁界共振結合，電力伝送，電源，ワイヤレス

Keywords : Contactless power transfer, Magnetic resonant coupling, Power transmission, Power supply, Wireless.

1. はじめに

近年，電磁界共振結合を用いた非接触電力伝送が盛んに研究されている⁽¹⁾⁽²⁾。本方式は電磁誘導やマイクロ波を用いた方式など他の非接触電力伝送方式と比較して，中距離伝送において高効率であるという特徴がある。

本方式において，伝送に用いるコイルの線長は伝送周波数に依存し，伝送周波数が高くなるほど伝送コイルは小型となる。本論文では電気自動車への充電を検討しているため，伝送コイルが車載可能な大きさとなる伝送周波数として ISM 帯(Industry Science Medical Band)の 13.56 MHz での電力伝送を想定している。したがって，非接触給電システムの電源側，負荷側には高周波動作する高効率電力変換器が必要とされる。

電磁界共振結合に関する研究の多くは，従来のプラズマ発生用途や無線通信用途などに用いられている A 級，B 級アンプなどのリニアアンプ方式の RF 電源を用いて実験機器を構成している⁽³⁾。これらの電源は原理上電源効率が低く，大型，高価なため非接触給電の実用化に不向きである。また，RF 電源は進行波電力を一定とするよう動作しており，低周波で一般的に用いられている電圧形インバータ類とは動作が異なる。さらに，高周波においては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，設計手法が明確ではない。

そこで，本論文では磁界共振結合による非接触給電システムの電源側に着目し，電源側にスイッチング電源の適用を想定した際に駆動用電源に必要とされる特性を明らかにする。まず，実験機器の構成について述べ，次に RF 電源を用いて負荷特性について実験結果を中心に論ずる。また，インバータの出力は方形波状になるため，方形波での伝送特性を取得する。最後に，実験結果から電源に求められる特性を考察する。

2. 実験機器構成

<2.1> 伝送システム

図 1 に非接触電力伝送システムの実験機器構成を示す。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信コイルへ印加される。RF 電源はリニアアンプで構成されており，電流増幅を行うことで 0 から 500 W 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。送信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信コイルに接続された負荷に供給される。

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，それぞれ送信コイル，受

信コイルと呼ぶ。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 midpoint 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、線間容量をもつ。送信コイルと受信コイルは同一構造であるため、巻線のインダクタンスと巻線間のキャパシタンスにより、両者は等しい自己共振周波数をもつ。

図 2 に伝送コイルの等価回路を示す。伝送コイルは非放射性的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⁽⁴⁾。磁界共振結合の等価回路は電磁誘導の等価回路と似た構造をもつが、1 次側 2 次側に等しい容量のコンデンサを持つ点が異なる。1 次側と 2 次側が結合係数 k で結合するため、相互インダクタンス L_m 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、高効率での非接触電力伝送が可能となる。(1)式に非接触伝送部の伝送効率を示す。ここで透過係数 $S_{21}(\omega)$ は(2)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。(2)式に共振周波数 ω_m 、 ω_e を代入すると(3)式が得られる。(3)式より結合係数 k が小さい場合にも Q を大きく取ること高効率での電力伝送が可能であることが分かる。

$$\eta(\omega) = |S_{21}(\omega)|^2 \times 100 \dots\dots\dots (1)$$

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

$$S_{21}(\omega_m) = \frac{2}{2 - j\frac{1}{kQ}}, \quad S_{21}(\omega_e) = \frac{2}{2 + j\frac{1}{kQ}} \dots\dots\dots (3)$$

<2.2> 高周波負荷器

特性を取得するため、負荷抵抗が伝送線路の二次側に必要とされる。10 MHz を超える高周波で実験を行う場合、寄生インダクタンスや表皮効果の影響が大きいため、高周波電源用に用いられる大電力終端抵抗器を用いて高周波負荷器を作製し、実験に使用した。

図 3 に高周波負荷器の外観図を示す。銅膜厚 175 μm のプリント基板を用いて配線することで表皮効果の影響を小さくしている。また、使用した高周波抵抗 (BARRY 社, RA1000-100-8X) は高周波特性を優先するため抵抗本体が小さく設計されており、十分な放熱を行う必要がある。そのため、高周波負荷器は厚さ 2 mm のアルミ板を介し、熱設計電力 150 W の CPU 冷却用ファン上に配置する。

図 4 に高周波負荷器の位相角の周波数特性を示す。なお、LCR メータの制約により最大周波数が 5 MHz に制限される。周波数の増加に伴いインダクタンス成分が増加するため、電圧に対する電流の位相遅れが大きくなる。特に、50 Ω で整合が取られているため、負荷抵抗値が 50 Ω から離れるにつれて、反射電力の影響により位相角の上昇が大きくなっている。測定結果の 2 次近似より、最も位相の上昇が大

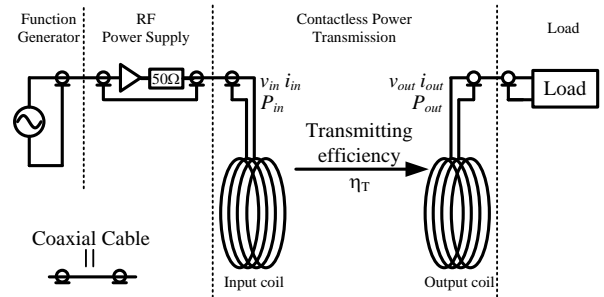


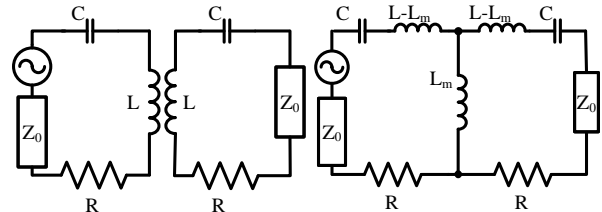
図 1 実験機器構成

Fig.1. The system configuration of contactless power transmission with a magnetic resonant coupling.

表 1 伝送コイル仕様

Table 1. The specification of transmitting coils.

Number of turn	6 [turn]
Material	Magnet wire φ2.3[mm]
Radius	20 [cm]
Vertical Height	9.9 [cm]



(a) An equivalent circuit. (b) An equivalent circuit of type-T.

図 2 磁界共振結合による非接触電力伝送等価回路

Fig.2. The equivalent circuit of contactless power transfer with a magnetic resonant coupling.

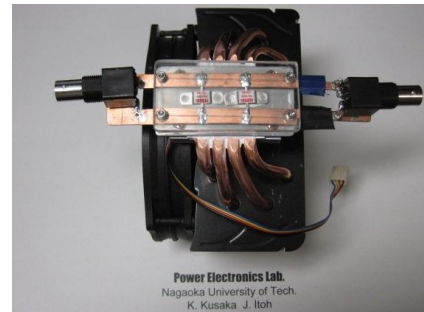


図 3 高周波抵抗負荷器背面図

Fig.3 The top view of high frequency load circuit.

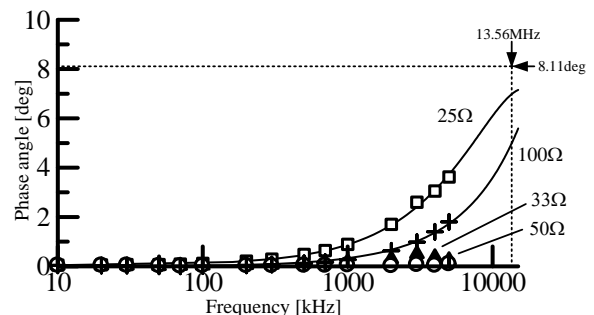


図 4 抵抗負荷器の周波数位相特性

Fig.4. The relationship between the frequency and phase angle of high frequency load circuit.

きい 25 Ω 抵抗負荷の場合においても、位相角は 13.56 MHz において 8.11° 以内であり、力率 0.99 を達成している。よって、本高周波負荷器を用いて以降の実験を行う。

3. 実験結果

<3.1> RF 電源の出力電圧特性

一般にプラズマ用途などに用いられる電源は、一定の進行波電力を負荷に供給するよう動作する。この時、高周波においては電力の反射が生じるため負荷抵抗に対して印加される電圧や、負荷で消費される電力が明確でない。

図 5(a)に進行波電力 P_F と反射波電力 P_R 、負荷電力 P_{Load} の関係を示す。説明の簡単のためファンクションジェネレータ部を無視し、以降の説明は図 5(b)を用いる。なお、アンブ出力段において方向性結合器とパワーセンサにより進行波電力と反射波電力を測定する。

負荷抵抗として $50\ \Omega$ の抵抗負荷器を、同軸ケーブルを介して電源に接続し、電源、同軸ケーブル、負荷を $50\ \Omega$ で整合する。このとき、反射電力は $0\ \text{W}$ となる。進行波電力 $100\ \text{W}$ 設定時の電源電圧 V_{ps} は、ダミーロードが純抵抗 $50\ \Omega$ であるので負荷端電圧 V_{Load} 、負荷電流 I_{Load} より $V_{ps}=135.9\ \text{V}_{\text{rms}}$ である。

図 6 に負荷抵抗を変化させた際の負荷端電圧と負荷電流値を示す。負荷端電圧は電源電圧 V_{ps} のダミーロードとの分圧値によく一致しており、進行波電力を一定に設定した際の RF 電源の電源電圧は負荷によらず一定で出力されていることが分かる。電圧の理論曲線式を(4)式、電流の理論曲線式を(5)式に示す。

$$V_{Load}^* = \frac{R_{Load}}{R_D + R_{Load}} V_{ps} \dots\dots\dots (4)$$

$$I_{Load}^* = \frac{V_{Load}^*}{R_{Load}} = \frac{1}{R_D + R_{Load}} V_{ps} \dots\dots\dots (5)$$

なおここで、 R_{Load} は負荷抵抗値、 R_D はダミーロードの抵抗値($50\ \Omega$)である。

<3.2> RF 電源の出力電力特性

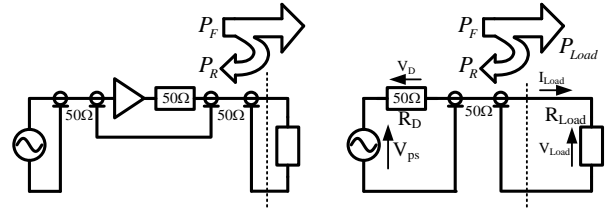
図 7 に負荷抵抗を変化させ、電源から進行波電力 $100\ \text{W}$ を供給した際の進行波電力、反射波電力、負荷電力の関係を示す。負荷電力は負荷端電圧 V_{Load} 、負荷電流 I_{Load} をオシロスコープにより測定し、台形積分により導出した。図中の実線は(6)式及び(7)式で与えられる負荷の消費電力と反射電力の理論式である。なおここで、 Γ は(8)式で与えられる伝送線路の特性インピーダンス Z_0 と負荷インピーダンス Z_{Load} により定まる反射係数であり、負荷端で反射される電圧と電流の割合を示す。

$$P_{Load}^* = P_F (1 - \Gamma^2) \dots\dots\dots (6)$$

$$P_R^* = P_F \Gamma^2 \dots\dots\dots (7)$$

$$\Gamma = \frac{Z_0 - Z_{Load}}{Z_0 + Z_{Load}} \dots\dots\dots (8)$$

進行波電力に対する反射電力の比は負荷抵抗値により定まり、不整合が進むにつれて反射電力が増加するため負荷で消費される電力が減少する。不整合により生じた反射電力は負荷では消費されず、ダミーロードで消費されるため損失となる。負荷で消費される電力、反射波電力は理論値



(a) An Experimental circuit. (b) An equivalent experimental circuit.

図 5 進行波・反射・消費電力の関係

Fig.5. The relationship between the traveling-wave, reflected-wave and consumed power.

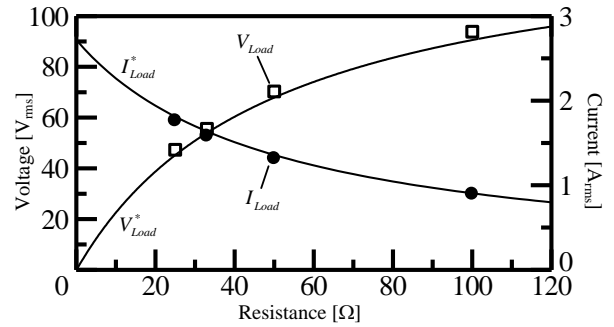


図 6 RF 電源出力電圧電流特性

Fig.6. Output voltage and current characteristics of RF power supply.

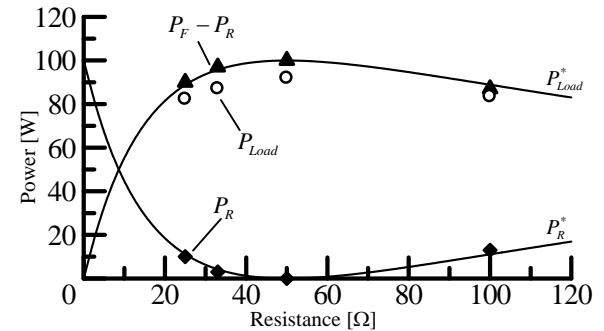


図 7 RF 電源出力電力特性

Fig.7. Output power characteristics of RF power supply.

によく一致しており、(6)式、(7)式を満たしていることが分かる。なお負荷電力 P_{Load} はオシロスコープを用いて測定した電圧と電流波形から導出したものであり、同様の傾向を示している。

<3.3> 電源電圧波形の検討

近年研究されている高周波インバータの多くは出力周波数でスイッチングを行い、方形波電圧を得るものである。しかしながら、この方式では高周波スイッチングが必要とされるため、使用可能なスイッチング素子が限定され、電源が高価になる。そこで、著者らは安価な素子を用いて高周波の方形波出力を得る回路を提案している⁽⁵⁾。しかしながら、方形波電圧が印加された際の、非接触給電システムの基本的な特性は明らかにされていない。そこで、本項では方形波電圧が伝送効率に与える影響について検討する。

図 8(a)に実効値 $80\ \text{V}_{\text{rms}}$ の正弦波電圧を印加し、負荷 $50\ \Omega$ 、 $150\ \text{mm}$ 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。同じく、図 8(b)に実効値を等しく $80\ \text{V}_{\text{rms}}$ 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 8 より、方形波電圧を印加した場合にも電力伝送が可能

で、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、2段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効率 η_T は81.5%、方形波電圧の印加時には81.0%であった。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。ここで伝送効率は電源効率を含まず、送信コイルへ入力する電力と、受信コイルから出力される電力の比である。

3.4 電源回路に求められる特性

従来のリニアアンプ方式の高周波電源の代替として、定電圧インバータを非接触給電用の電源として適用可能であることが明らかとなった。しかしながら、高周波においてはインピーダンスの不整合により反射電力が発生し、損失が増加するため、インピーダンス整合が必要とされる。そのため、インバータの出力に整合回路を接続し、基本波角周波数 ω における出力インピーダンスと特性インピーダンスの整合を取る必要がある。

図9に電源と整合回路の適用例を示す。整合回路として最も一般的な2素子型のLC整合回路を用いる。インバータの出力インピーダンス実数部が同軸ケーブルの特性インピーダンスより小さい場合、インピーダンス整合回路のうちIもしくはIIのいずれかを用いることで整合を取ることができる。IとIIのいずれを適用するかはインバータの出力角周波数 ω と整合回路のカットオフ角周波数 ω_c を考慮して決定する。目安として、 $\omega \ll \omega_c$ の場合にはIを、 $\omega > \omega_c$ の場合にはIIを用いる。L及びCを設計し、インバータ出力の基本波角周波数 ω において出力インピーダンスを $Z_0=50\Omega$ とすることで整合を図ることが可能である。図9の整合回路Iを用いた場合、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 $\dot{Z}_{I0}=G_I(s)|_{s=j\omega}$ となる⁽⁶⁾。ここで $G_I(s)$ は(9)式である。同様に、整合回路IIを用いた場合の出力インピーダンスは(10)式を用いて $\dot{Z}_{II0}=G_{II}(s)|_{s=j\omega}$ で得られる。なお、ここで ω_c は整合回路のカットオフ角周波数、 r_d はデッドタイムによる電圧降下分を表している。

$$G_I(s) = -\frac{\omega_c^2(Ls+r_d)}{s^2 + \frac{r_d}{L}s + \omega_c^2} \quad (9)$$

$$G_{II}(s) = -\frac{s^2}{s^2 + \frac{r_d}{L}s + \omega_c^2} \quad (10)$$

なお、整合回路のカットオフ周波数 ω_c は、インバータ出力の基本波角周波数 ω に伴って変化させなければならない。そのため、出力角周波数を変化させる際には反射電力を最小とするよう整合回路のパラメータを追随制御する必要がある。

4. まとめ

本論文では磁界共振結合による非接触給電の電源構成について検討を行った。RF電源を用いて従来の高周波電源の基本特性を実験結果から導出し、スイッチング方式のイン

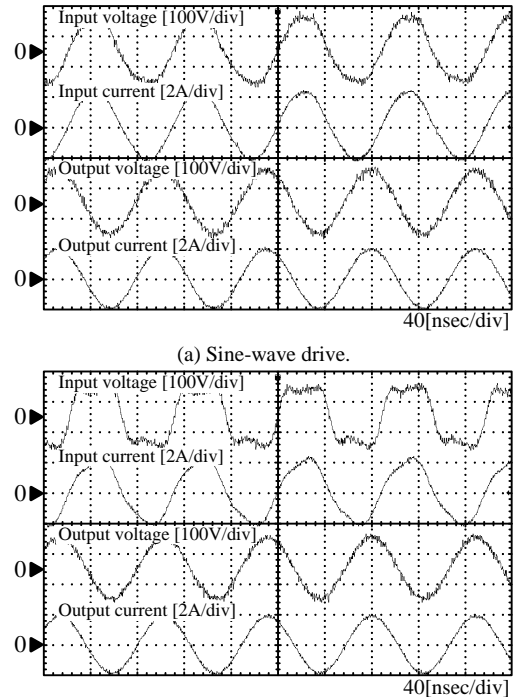


図8 伝送コイル入出力電圧波形

Fig.8. The input and output voltage waveform of transmitting coils.

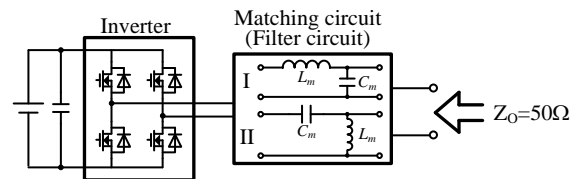


図9 インピーダンス整合回路
Fig.9. Impedance matching circuit.

バータに求められる特性を明らかとした。その結果、非接触給電用電源として、整合が取られた定電圧の方形波インバータを適用可能であることが明らかとなった。

今後は、非接触給電駆動用スイッチング電源に接続するスイッチング整合回路について検討を行う予定である。

文 献

- (1) 石山俊彦:「各種機器への非接触エネルギー伝送技術」, IEEJ JIASC, I-S15-3-I, pp.125-126 (2010)
- (2) A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol.317, pp.83-86 (2007)
- (3) S. Lee, R. D. Lorenz: "Development and Validation of Model for 95% Efficiency, 200W Wireless Power Transfer over a 30cm Air-gap", IEEE Energy Conversion Congress and Expo., pp.885-892 (2010)
- (4) 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解結合に関する研究—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)
- (5) 西山秀人, 折川幸司, 宮脇慧, 伊東淳一: 「方形波駆動時の中性点電位変動とマルチコアトランスを用いた周波数増幅電力変換器の一考察」, 平成22年度半導体電力変換研究会, SPC-11-036 (2011)
- (6) 伊東淳一, 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.102-109 (2008)