

磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送の DC/DC コンバータを用いた負荷変動時の反射電力抑制に関する検討

学生員 森脇 悠介* 正員 居村 岳広 上級会員 堀 洋一 (東京大学)

A Study on Reduction of Reflected Power Using DC/DC Converter in Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling

Yusuke Moriwaki*, Student Member, Takehiro Imura, Member, Yoichi Hori, Senior-member (The University of Tokyo)

Recently, wireless power transfer via magnetic resonance coupling is researched and developed actively. One of the problems for realization of such system is the increase of reflected power due to load variation. Reflected power will become loss in power source and resulting in declining efficiency of the power transfer. Therefore, impedance matching circuit is important for realization of high efficiency wireless power systems. In this paper, a novel method for reduction of reflected power using DC/DC converter is proposed. DC/DC converter works like variable impedance by changing duty cycle of switching device and therefore functions as impedance matching circuit. As a basic phase, reduction of reflected power and efficiency improvement by proposed method are investigated by experiment.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合, DC/DC コンバータ

Keywords : wireless power transfer, magnetic resonant coupling, DC/DC converter

1. 研究背景

情報端末や電気自動車に搭載されるバッテリーやキャパシタ等の低エネルギー容量問題に対する解決策として、ワイヤレスによる電力伝送が近年注目を浴びている。その中でも従来方式と比較して、大エアギャップ・位置ずれに強い・高効率な電力伝送が可能という特徴をもつ電磁界共振結合を用いた方式が盛んに研究・開発されている⁽¹⁾。またこの方式において、アンテナの体積や重量は用いる電源周波数に依存するため、MHz 帯を用いた電力伝送が有力視されており、特に ISM バンドで規定される 13.56 MHz を用いた電力伝送システムの検討事例が多い。

この方式の実用化への問題点として負荷変動が発生したときの反射電力の増加が挙げられる。反射電力は電源側で消費されそのまま損失になってしまい、また波形を乱すという点においても抑制すべきである⁽²⁾。電力反射しないアンテナや負荷値の各種パラメータの設計方法等は提案されているが、実際の負荷は頻繁に変化するものであり、高効率な電力伝送を行うにはそれらの整合を行う機構が必要である。現在までに提案されている手法としてトランスやバリコン等の変換 LC 回路を用いたインピーダンス変換器がある⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、移動体やモータなどの急峻な負荷変動を要するものへの給電を考えると整合速度という点で問題がある。そこで本研究では DC/DC コンバータを用いた新しい

インピーダンス変換法を提案する。スイッチングにより整合を行うことで急峻な負荷変動に対しても高効率に電力伝送が可能なシステムの構築することを目的としている。本稿においてはその基礎段階として提案手法による反射電力抑制の効果についての報告をする。

2. 磁界共振結合を用いたワイヤレス電力伝送

<2・1> 等価回路と効率計算式 2007 年に MIT により発表された磁界共振結合はモード結合理論によって説明がされていた。しかし、電力伝送の回路設計には不向きであり、電気回路的な説明として等価回路による定式化がされてきた⁽¹⁾。等価回路は図 1(a)のような RLC 回路として表現でき、(b)のような T 型等価回路にも変換することができる。この場合の等価回路より順方向伝達係数および透過電力効率と反射電力比率は各定数を用いて式(1), (2), (3)式より表される。反射電力を抑制するための整合条件は等価回路における特性インピーダンス Z_0 と電源側からみた入力インピーダンス Z_m を用いて(4)式となる。

$$S_{21}(\omega) = \frac{2j\omega L_m \sqrt{Z_0 Z_L}}{\left(Z_0 + R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(Z_L + R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) + L_m^2 \omega^2} \dots\dots\dots (1)$$

$$\eta_{21} = |S_{21}|^2 \times 100 \quad [\%] \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\eta_{11} = |S_{11}|^2 \times 100 \quad [\%] \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$Z_0 = Z_{in} \quad \dots\dots\dots (4)$$

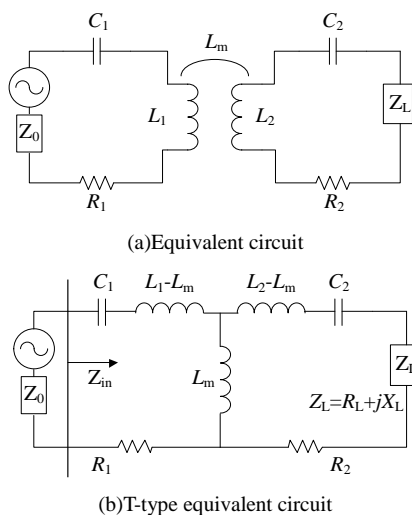


図 1 電磁界共振結合方式の等価回路

Fig.1. Equivalent circuit for magnetic resonant coupling

<2・2> 負荷変動に対する伝送電力の変化 負荷変動による反射電力の増加と効率の変化についての説明を行う。今回対象としているシステムでは共振周波数 13.56 MHz の直径 300 mm のスパイラルアンテナを用い、電力伝送距離を 250 mm とする。負荷変動に対する影響を調べるためアンテナ間距離は固定とし、アンテナの各種パラメータは表 1 に示す。等価回路における負荷インピーダンス Z_L を純抵抗 R_L のみ ($X_L=0$) とし、値を変化させた際の特性変化のシミュレーション結果を図 2 に示す。

図 2 より負荷値が変動することで、アンテナの特性が変わり、透過効率および反射比率が変化することがわかる。また周波数を 13.56 MHz で固定した際の各負荷値による効率と反射電力の変化を図 3 に示す。負荷値が 20 Ω 付近で透過効率が最大に、反射比率が最小になることを示している。この結果により、本システムにおいて反射電力のない高効率な電力伝送を行うには負荷インピーダンス値 Z_L が 20 Ω となるように整合をとるような機構を組まなければならないことがわかる。

3. DC/DC コンバータによるインピーダンス整合

本節において、提案手法である DC/DC コンバータによる可変インピーダンス整合原理を示す。一例として図 4 に示すような降圧チョップパによる説明を行う。

降圧チョップパはスイッチングの通流率 D により、入力された電圧 V_{in} に対して低い電圧 V_{out} を任意に出力するものである。その関係式はスイッチング通流率 D を用いて(5)式の

Table1. Antenna Parameters

表 1 アンテナパラメータ

共振周波数[MHz]	13.56	自己インダクタンス L[μH]	11.0
アンテナ直径[mm]	300	キャパシタンス C[pF]	12.5
伝送距離[mm]	250	内部抵抗 R[Ω]	1.53
結合係数 k	0.037	特性インピーダンス Z0[Ω]	50

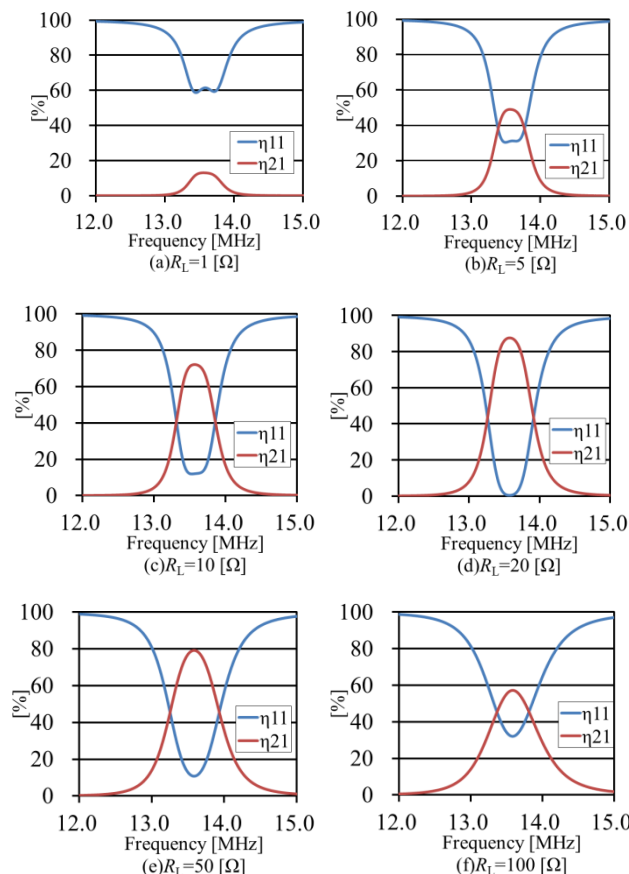


図 2 負荷抵抗値による伝送効率の変化

Fig.2 Efficiency vs. Load resistance

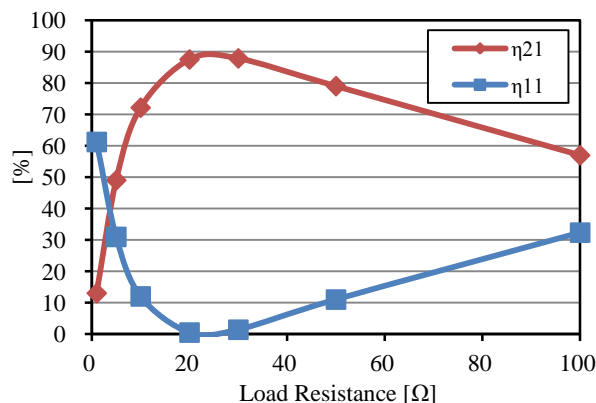


図 3 負荷抵抗値による効率変化 (13.56 MHz)

Fig.3 Efficiency vs. Load resistance (13.56 MHz)

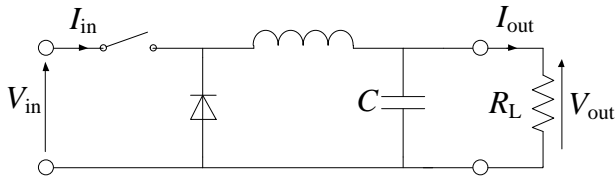


図4 降圧チョップパの回路図
Fig.4 Circuit of buck-converter

ようになる。損失がなく入力と出力電力が同じとするとエネルギー保存則より(6)式が成り立ち、負荷抵抗と電圧、電流の関係は式(7)のようになる。

$$V_{out} = DV_{in} \quad (5)$$

$$V_{in} I_{in} = V_{out} I_{out} \quad (6)$$

$$V_{out} = R_L I_{out} \quad (7)$$

この三つの関係式より、入力側から仮想的に見えるインピーダンス Z_L は(8)式となる。また通流率 D の範囲は $0 \leq D \leq 1$ なので、インピーダンス Z_L の可変できる範囲は(9)式となる。

$$Z_L = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{R_L}{D^2} \quad (8)$$

$$R_L < Z_L < \infty \quad (9)$$

このように降圧チョップパの場合、負荷の抵抗値より高いインピーダンスに可変することが出来る。他のコンバータでも同様に可変インピーダンスを実現することは可能であり、各方式の昇降圧比と可変できるインピーダンス範囲との関係式を表2に示す。昇圧チョップパにおいては、インピーダンスを負荷値より低い方向へ可変することが可能であり、昇降圧チョップパでは高い方向と低い方向の両方へ可変することが可能である。この原理を用いて、 Z_L を2.2節で示した(4)式を満たすように制御することで最適な負荷の値に可変し整合をとることで、負荷変動が発生しても最適な状態に保つことができる。今回の検討では基礎段階として降圧チョップパを用いたシステムによる検討を行う。

4.実験による抑制効果の検証

<4・1> 実験システム 図5に実験システムを示す。信号発生器より出力された 13.56 MHz の正弦波信号はアン

プを通して 20 W まで増幅される。そして方向性結合器に接続された後に送信アンテナに接続される。進行波電力 P_f と反射波電力 P_r は方向性結合器で分離し、パワーメータにより測定を行っている。各装置は同軸ケーブルにより接続されている。受信アンテナにより受け取った電力は整流器を通して直流に整流される。整流器の回路構成は SiC ショットキーバリアダイオードを用いたブリッジ回路となっている。その後 DC/DC コンバータを通り可変の抵抗負荷へと繋がる。負荷抵抗の両端の電圧 V_L を測定することにより、負荷へ届いた電力 P_L を算出する。本実験システムにおいて透過効率は進行波電力 P_f と負荷電力 P_L を用いて式(10)のようになる。なお DC/DC コンバータのキャリア周波数は 10 kHz としている。

$$\eta_{21} = \frac{P_L}{P_f} \quad (10)$$

<4・2> 実験結果 まず降圧チョップパの可変インピーダンスによる反射電力抑制効果と効率改善効果があることを示す。負荷抵抗値 R_L を最大効率点より小さな抵抗値 ($R_L = 4.7 \Omega$) で固定し、通流率を変えて仮想的なインピーダンス値を作り出したときの反射比率と透過効率の結果を図6に示す。

図6において、 $D = 0.6$ (式(8)より入力インピーダンス $Z_L = 4.7 / 0.6^2 = 13.1 [\Omega]$) において反射比率が最も小さくなっており、効率も最大値を示している。シミュレーションの結果においては 20Ω が最適値となっていたが、コンバータ内の寄生抵抗等によりずれが生じていると考えられる。負荷変動が発生した際には反射比率が最小となる最適な通流率でスイッチングすることで効率改善効果が得られる。

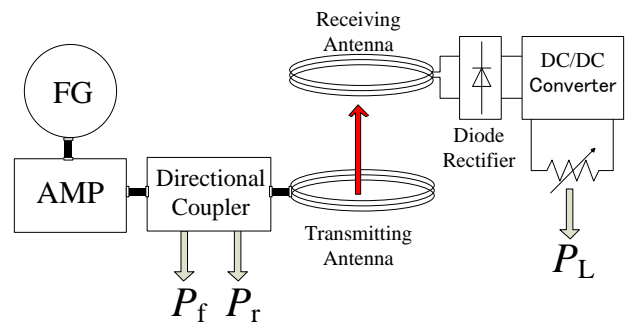


図5 実験システム
Fig.5 Experimental system

表2 コンバータ各方式と可変インピーダンス範囲

Table 2. DC/DC Converters & variable impedance

方式	入出力電圧	可変インピーダンス値	可変範囲
降圧チョップパ	$V_{out} = DV_{in}$	$Z_L = R_L / D^2$	$R_L < Z_L < \infty$
昇圧チョップパ	$V_{out} = 1 / (1-D) \cdot V_{in}$	$Z_L = (1-D)^2 R_L$	$0 < Z_L < R_L$
昇降圧チョップパ	$V_{out} = D / (1-D) \cdot V_{in}$	$Z_L = (1-D)^2 / D^2 \cdot R_L$	$0 < Z_L < \infty$

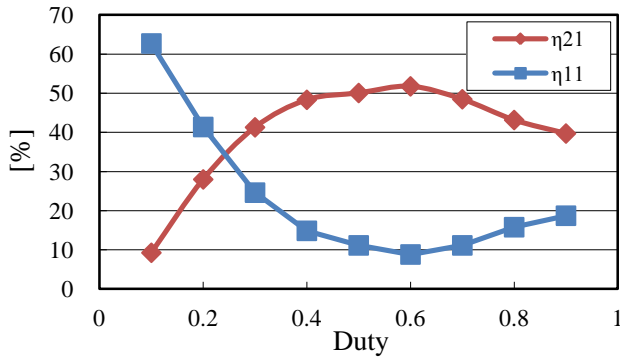


図6 通流率による効率変化
Fig.6 Efficiency vs. Duty cycle

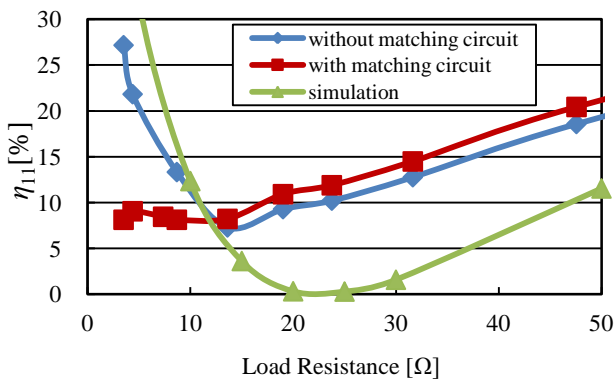


図7 反射電力の抑制効果
Fig.7 Reduction of reflected power by matching circuit

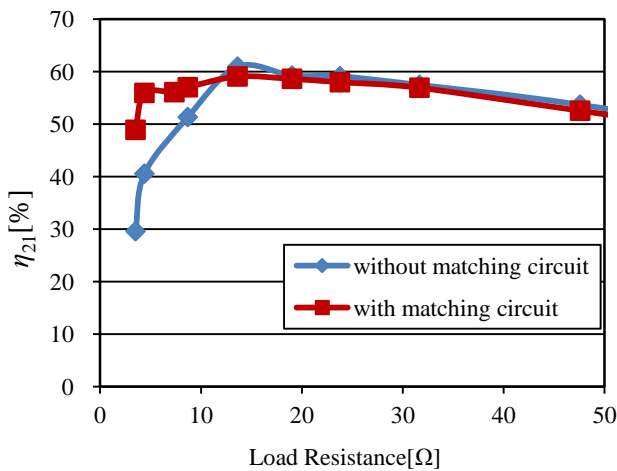


図8 負荷抵抗に対する効率の変化
Fig.8 Efficiency vs. load resistance

次に各負荷抵抗値($R_L = 4.7 \sim 50 \Omega$)において、最適となる通流率 D でスイッチングした際の DC/DC コンバータでの整合ありとなしの場合の反射比率と透過効率の比較結果を図7、図8に示す。

図7において、DC/DC コンバータによる整合により負荷抵抗値が 15Ω より小さな領域において反射比率の値が最適値の 8% と同様の値を示していることがわかる。この結果

により、DC/DC コンバータを用いることで負荷が変わった場合でも負荷の最適値と同様な状態に反射電力を抑制できることを示している。今回の検討は降圧チョップを用いているため、負荷の値が最適値から小さくなる領域でしか効果が得られないが、昇圧チョップ及び昇降圧チョップを用いることで最適値より高い負荷の値でも整合は可能である。またシミュレーション値と異なる理由としてダイオード整流器による影響があると考えられる。

図8に示すように最適負荷抵抗値である $R = 15 \Omega$ から低い領域において効率改善効果があることがわかる。この結果DC/DC コンバータを用いて反射電力を抑制することで効率改善が可能であることが示された。しかし、ダイオード整流による効率の悪化は大きく、伝送効率は最大でも 55% 程度である。MHz 帯での電力伝送・変換効率は文献値でも 66.5% という結果が示されており⁽⁵⁾、本システムにおいても 13.56 MHz の電源周波数を用いているため、今回の結果も妥当な数値であるといえる。しかし、この数値は電力伝送としては非常に低い値であるため、実用化を考慮すると今後は整流器の高効率化および使用する周波数の検討も大きな課題である。

5.おわりに

本稿では電磁界共振結合方式を用いたワイヤレス電力伝送における DC/DC コンバータを用いた新しいインピーダンス整合法を提案し、実験的に反射電力抑制効果があることを示した。また反射電力の抑制により効率改善効果が得られることを示したが、MHz における電力伝送はダイオード整流による効率悪化が大部分を占めてしまう。

今後は制御機構を組み込み自動的に整合するシステムを構築することで、DC/DC コンバータを用いる利点となる整合速度についての検討を行っていく。また、今回は負荷変動に対する検討であったが、位置ずれに対してもロバストに高効率電力伝送できるシステムの提案も行っていく予定である。

文 献

- (1) 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」, 電学論 D, Vol.130, No.1,p.84-92 (2010)
- (2) 大手昌也, 居村岳広, 岡部浩之, 加藤昌樹, 内田利之, 堀洋一, :「磁界共振結合を用いた非接触給電システムにおける電力反射による電力伝送効率への影響」, 産業計測制御研究会, IIC-10-21, pp.35-39 (2010.03)
- (3) 加藤昌樹, 居村岳広, 内田利之, 堀洋一, :「磁界共振結合におけるインピーダンス変換素子を用いた伝送距離と効率向上に関する研究」, 産業計測制御研究会, IIC-10-22, pp.41-44 (2010.03)
- (4) Tech Chuan Beh, Takehiro Imura, Masaki Kato, Yoichi Hori, :“ Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling at Restricted Frequency Range”, Industrial Application Society Conference of IEEJ, 2-7, (2010.08)
- (5) 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」, 平成 22 年電気学会産業応用部門大会, 1-41, (2010.08)