

NAIST-IS-MT1451094

修士論文

平行二線式ワイヤレス給電における 受電電力安定化

前川 拓也

2016 年 2 月 4 日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
修士(工学) 授与の要件として提出した修士論文である。

前川 拓也

審査委員：

岡田 実 教授 (主指導教員)

杉本 謙二 教授 (副指導教員)

東野 武史 准教授 (副指導教員)

平行二線式ワイヤレス給電における 受電電力安定化*

前川 拓也

内容梗概

本研究は，平行二線式電磁界結合ワイヤレス給電方式において，受電電力安定化の手法を提案する．磁界結合平行二線式ワイヤレス給電では，二線路に電流定在波が発生するため，二次側の位置によって受電電力が動的に変動するという問題がある．そこで本研究では，受電電力の変動を抑えるため，2つの手法を提案する．一つ目の手法は，電流定在波パターンが異なる二線路を二重化することで電力変動を緩和する手法である．二つ目の手法は，電流定在波と電圧定在波の位相が90度ずれていることに着目し，それぞれの結合を組み合わせることで電力を安定化する手法である．理論式と実験結果により，各提案手法が受電電力の変動に有効であることが明らかとなった．加えて，磁界結合と電界結合を組み合わせる手法において，二次側の負荷制御を行うことで所望の受電電力を達成できることを確認した．一方で，繰り返し負荷制御を行うことで受電電力は所望の値に収束するが，制御過程での電力変動が観測される．そこで，繰り返し負荷制御の初期値を最適化することで，単純な繰り返し負荷制御過程の電力変動を抑えられた．

キーワード

無線電力伝送, 平行二線路, 分布定数回路, 伝送電力, 負荷制御

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 修士論文, NAIST-IS-MT1451094, 2016年2月4日.

Stabilization of Received Power for Parallel Line Fed Wireless Power Transfer System*

Takuya Maekawa

Abstract

WPT system using parallel line feeder is one promising option for in-motion WPT. When magnetic coupling is employed for WPT using parallel line feeder, due to magnetic field standing wave, received power fluctuates dynamically as the receiver moves along the feeder. In this research, we propose the following method to stabilize the received power for parallel line fed wireless power transfer. First;the method providing another feeder line that shifted 90 phase. Second;the method using hybrid inductive-capacitive coupling. Theoretical formula and experimental results show that the proposed method is effectiveness to stabilize the received power. Additionally, the load impedance is needed to control adaptively depending on the position of the receiver in the second method. Therefore, we improve load control method based on electromagnetic field distribution to suppress power fluctuation. Experiment results show the effectiveness of proposed method.

Keywords:

wireless power transfer, parallel line feeder, distributed constant circuit, received power, load control

*Master's Thesis, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-MT1451094, February 4, 2016.

目 次

1. 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 研究の目的と意義	4
1.3 本研究の構成	5
2. 平行二線式ワイヤレス給電	6
2.1 システム構成	6
2.2 定在波特性による伝送電力の変動	7
2.3 小括	7
3. 提案手法	9
3.1 平行線路の二重化	9
3.1.1 システム構成	9
3.1.2 実験評価	11
3.2 電磁界結合の組み合わせ	12
3.2.1 本節の概要	12
3.2.2 3ポートネットワークモデルによる伝送効率の計算機シミュレーション解析	13
3.2.3 シミュレーション結果	20
3.2.4 実験評価	22
3.3 小括	25
4. 二次側の負荷制御	27
4.1 本章の概要	27
4.2 繰り返し負荷制御	27
4.3 電磁界環境に基づく制御手法	29
4.4 小括	32
5. 結論と今後の課題	35

5.1 結論	35
5.2 今後の課題	35
謝辞	36
参考文献	37

図 目 次

1	従来の磁界結合方式に基づく走行中給電	3
2	平行二線式ワイヤレス給電	3
3	平行二線式ワイヤレス給電	6
4	二重化した平行線路	9
5	二次側の受電回路	10
6	各手法の受電電力	12
7	シミュレーションにおける平行二線式ワイヤレス給電の構成 . . .	14
8	給電線及び結合線の各素子の電磁界結合	14
9	3ポートネットワークによるモデル化	15
10	磁界結合における誘導電流	16
11	二線路近傍の磁界及び電界分布	19
12	電界結合における誘導電圧	19
13	電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率	21
14	電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率 $L_2=500[\text{mm}]$, Gap Distance=10[mm]	21
15	電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率 $L_2=1000[\text{mm}]$, Gap Distance=50[mm]	22
16	受電回路の構成	23
17	電磁界結合用カプラ	23
18	各位置の受電電力 ($R=100[\Omega]$)	26
19	電磁界結合における各負荷での受電電力 ($R=50, 100, 150[\Omega]$) . .	26
20	割線法を用いた負荷制御アルゴリズム	28
21	負荷制御を適用した場合の受電電力	28
22	$P_0=10[\text{mW}]$, $x=5[\text{m}]$ での制御過程の受電電力	30
23	各位置の制御負荷	30
24	提案手法の負荷制御アルゴリズム	31
25	従来法及び提案法による各位置での受電電力 ($P_0=10[\text{mW}]$)	33
26	従来法及び提案法による各位置での受電電力 ($P_0=5[\text{mW}]$)	33

27	各位置での制御回数 ($P_0=10[\text{mW}]$)	34
28	各位置での制御回数 ($P_0=5[\text{mW}]$)	34

表 目 次

1	実験諸元	13
2	シミュレーションにおける各諸元	17
3	実験諸元	24

1. 序論

1.1 本研究の背景

現在ワイヤレス給電は産業並びに学術的観点から多くの注目を集めており，世界中で研究や開発が進められている [1]-[10]．その理由として，利便性の向上，感電の心配がなく安全な給電が可能，筐体内のハーネスルーティングの削減が可能等，多くのメリットを持っていることが挙げられる．また，モバイル端末や電気自動車が普及していることにより，バッテリーの高容量化の需要が高まっているが，ワイヤレス給電はその問題の解決策の一つとして考えられている．すでに一部の携帯電話や停車中の電気自動車への実用化が図られており，いくつかの手法が提案されているが，最大伝送距離や効率の観点から，現時点ではそれらのほとんどが磁界結合方式に基づくものである．磁界結合方式では，一次側と二次側にそれぞれ送電用コイルと受電用コイルが搭載され，磁界結合によって電力が送られる．

一方で，ワイヤレス給電の新しい課題として，主に電気自動車といった移動体への走行中給電が挙げられている．電気自動車はガソリン自動車にないメリットを持っており，その普及が期待されているが，課題の一つとして大容量のバッテリーによる車体価格の上昇，エネルギー効率の低下が考えられる．電気自動車への走行中給電が可能になれば，搭載するバッテリーの容量を削減できるため，普及を大きく推進することができる．

図1に磁界結合方式による走行中給電の従来手法の概要を示す．従来手法では，図1のように直流電源に接続されたインバータ回路と給電コイルを移動体の路面下に設置し，給電コイルから発生する交流磁界を介して受電コイルを搭載した路面上の端末に電力が伝送される．従来の磁界結合方式による手法 [11]-[20] では，高い伝送効率が見込める一方，給電エリアを広げるためにコイルやインバータを多数並べる必要があり，回路が複雑化，高コスト化し，給電エリアの拡張が困難になる可能性がある．そこで容易に給電エリアを拡大できる手法の一つとして，平行二線路式ワイヤレス給電システム [21] が提案されている．平行二線式ワイヤレス給電では，図2のように交流電源に接続された二線路が給電線として交流磁

界を発生し，給電線と受電コイルとの磁界結合によって電力が伝送される．この手法では，従来手法に比べ伝送効率が低下する恐れがある一方，平行二線路上の長い直線状の領域で給電が可能であり，平行二線路を延長するだけで給電エリアを容易に拡大することができる．

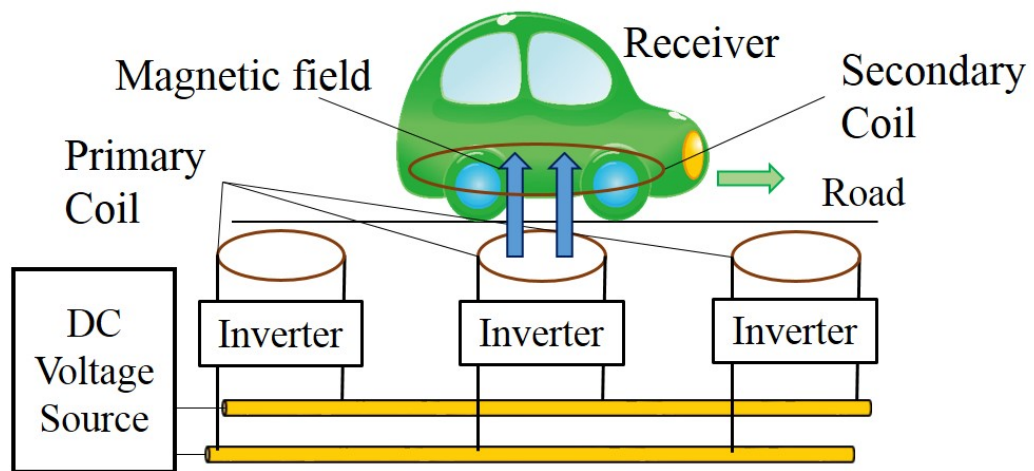


図 1 従来の磁界結合方式に基づく走行中給電

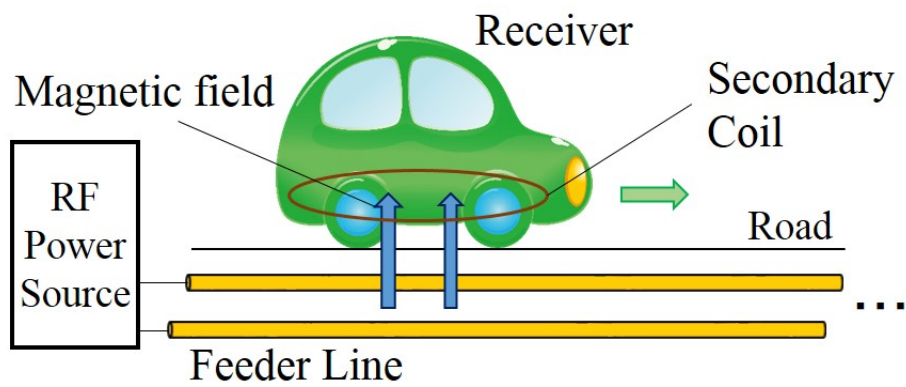


図 2 平行二線式ワイヤレス給電

1.2 研究の目的と意義

平行二線路を用いたワイヤレス給電方式では、二次側の軽量・小型化を図るために、周波数 3:[MHz]-30[MHz]、波長:100[m]-10[m] の HF(High Frequency) 帯の電源が用いられる。ところが、電気自動車や工場内の搬送用ロボットに搭載される受電器の移動範囲は、数十メートルから数百メートルに及ぶと考えられる。この移動範囲にわたり給電線を敷設すると、線路長は波長を無視できなくなり、分布定数回路として扱う必要がある。電源からの高周波は平行二線路を伝播し、線路の終端や 2 次コイルで反射する。電源からの進行波と反射波が重なり合うことにより定在波が生じ、磁界強度が二線路の長手方向の位置に応じて変化する。従来の磁界結合型の平行二線式ワイヤレス給電システム [21] では、電流定在波の影響により磁界分布が位置に応じて異なり、受電機が二線路の長手方向で移動する際に受電電力が動的に変動する。電流定在波の腹となる位置では磁界分布が最大となり、受電電力も最大化できるが、節となる部分では磁界が発生しないため、ほとんど受電できない。このように、磁界結合型では受電電力が不安定となり実用化が困難である。そこで本研究では、受電機の位置での電力変動を緩和することを目的とし、ダイバーシチ効果を活用する以下の 2 つの手法を提案する。一つめは、送電アンテナのダイバーシチ効果を活用する方針で、位相が 90 度異なる二線路を二重化し、互いの二線路が磁界分布の節と腹を補い合うという手法 [22]-[23] である。二つめは、受電アンテナのダイバーシチ効果を活用する方針で、電界と磁界の分布の位相が 90 度異なることに着目し、電界及び磁界結合を組み合わせる手法 [24]-[26] である。数値解析や実験結果によりこれらの手法を適用することで受電機が移動しても安定した給電ができることを明らかにした。加えて、二つ目の安定化手法については、受電機の動作に応じて必要な所望電力を達成するための二次側負荷の制御方法を提案した。実験結果により、二次側の負荷制御を行うことで所望の電力を達成できることを確認した [27]。しかし、負荷制御は繰り返し計算によって行われるため、制御過程で受電電力が大きく変動する可能性がある。そこで、電磁界環境に基づいて繰り返し制御の初期値を最適化することで、制御過程の電力変動の抑制できることを確認した [28]。これらの手法により受電機が移動しても安定した給電が行えるため、電気自動車や工場内の搬送用ロボッ

トへの走行中給電の実用化に貢献できると考えられる。

さらに、現在のワイヤレス給電システムは波長に比べて小さい寸法で設計されているため、分布定数回路として考えられていない [29]-[40]。一方、システムの構成を小型化するためには高周波を使う必要があり、定在波の問題は避けられない。本研究にて定在波の問題対策を提案し議論を活発化させることで、ワイヤレス給電分野の知識体系にも貢献できる。

1.3 本研究の構成

本論文は以下のような構成になっている。まず第一章では本研究の背景と目的を述べた。第二章では本研究で取り扱う平行二線式ワイヤレス給電の概要と問題点である定在波の影響による受電電力の変動を示す。第三章では、その問題を解決するための、平行線路を二重化する手法、磁界結合と電界結合を組み合わせた手法について説明する。第四章では、提案手法の一つである電磁界結合を用いる手法における、二次側の負荷制御の有効性を検討する。最後に第五章で、本研究の成果とまとめ、今後の課題について述べる。

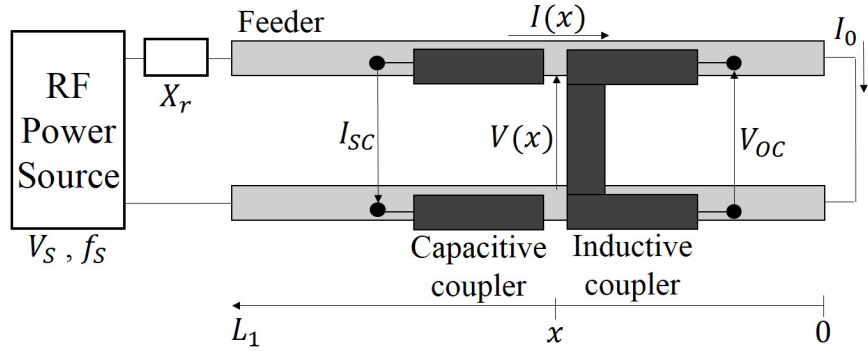


図 3 平行二線式ワイヤレス給電

2. 平行二線式ワイヤレス給電

2.1 システム構成

本稿では，図3に示すような平行二線式ワイヤレス給電を考える．送電側には，電圧 V_S ，周波数 f_S の高周波電源と自己共振リアクタンス X_r が給電線に接続される．給電線は平行に置かれた長さ L_1 の銅箔テープで構成され，短絡終端される．給電線を一次コイルとして動作させると，その近傍に電磁界が発生する．受電側には，磁界結合用カプラとしてループコイル，電界結合用カプラとして2つの電極が搭載される．磁界結合用カプラでは，給電線から発生する磁界が鎖交すると，それを打ち消す誘導電流がカプラに発生し，電力が伝送される．電界結合用カプラでは，給電線から発生する電界が電極に誘導電圧を発生させ，電力が伝送される．電源からの入射波は給電線の終端 ($x=0$ [m]) で反射し，入射波と反射波の合成により給電線上に定在波が発生する．二線路上の電流定在波 $I(x)$ は式 (1) のように与えられる．

$$I(x) = I_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (1)$$

同様に，電圧定在波 $V(x)$ を式 (2) に示す．

$$V(x) = jZ_0 I_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (2)$$

ここで， I_0 : 終端の電流振幅， λ : 電源の波長， Z_0 : 二線路の特性インピーダンス， $j: \sqrt{-1}$ である．

2.2 定在波特性による伝送電力の変動

受電機が磁界結合のみ用いる場合，すなわちループコイルのみを搭載する場合，二次側の起電力は一次側の電流定在波に依存する． $x[\text{m}]$ での磁界結合用カプラに発生する出力電圧 $V_{OC}(x)$ は式 (3) のように表される．

$$V_{OC}(x) = j2\pi f_S L_m I(x) = j2\pi f_S L_m I_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (3)$$

ここで， L_m :給電線-カプラ間の相互インダクタンスである．式 (3) から分かるように， $V_{OC}(x)$ の式には x の項が含まれるため，位置によって変動することが分かる．また，磁界結合用カプラで得られる電力は $V_{OC}(x)$ に依存する．このように，磁界結合により得られる電力は受電機の移動に伴い変動し，特に $x = (2k + 1)\lambda/4[\text{m}] (k=0,1,2,\dots)$ となる位置では $V_{OC}(x)=0$ となる．このような位置では電源の電圧や二次側の負荷に関わらず受電機は電力を得ることができない．

同様に，受電機が電界結合のみ用いる場合，すなわち2つの電極のみを搭載する場合，二次側の起電力は一次側の電圧定在波に依存する． $x[\text{m}]$ での電界結合用カプラに発生する出力電流 $I_{SC}(x)$ は式 (4) のように表される．

$$I_{SC}(x) = \frac{1}{j2\pi f_S C_m} V(x) = \frac{Z_0 I_0}{j2\pi f_S C_m} \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (4)$$

ここで， C_m :給電線-カプラ間の相互キャパシタンスである．式 (4) にも式 (3) 同様に x の項が含まれ，電界結合用カプラからの電力は $I_{SC}(x)$ に依存するため，電界結合による受電電力も受電機の移動によって変動する．特に $x = k\lambda/2[\text{m}]$ の位置では， $I_{SC}(x)=0$ となり，電力が得られないことが分かる．

このように，磁界結合もしくは電界結合のみを用いる場合，長手方向の位置に応じて伝送電力が変動する．特に定在波の節となる部分では，端末を電力を得ることができない．

2.3 小括

本章では走行中給電に向けて提案されている平行二線式ワイヤレス給電のシステム構成について説明した．さらに，電流及び電圧の定在波の式を示し，二線

路の長手方向の位置に応じて伝送電力の変動が生じる問題について説明した．本稿ではこの問題点对して，3章に各提案手法を示す．

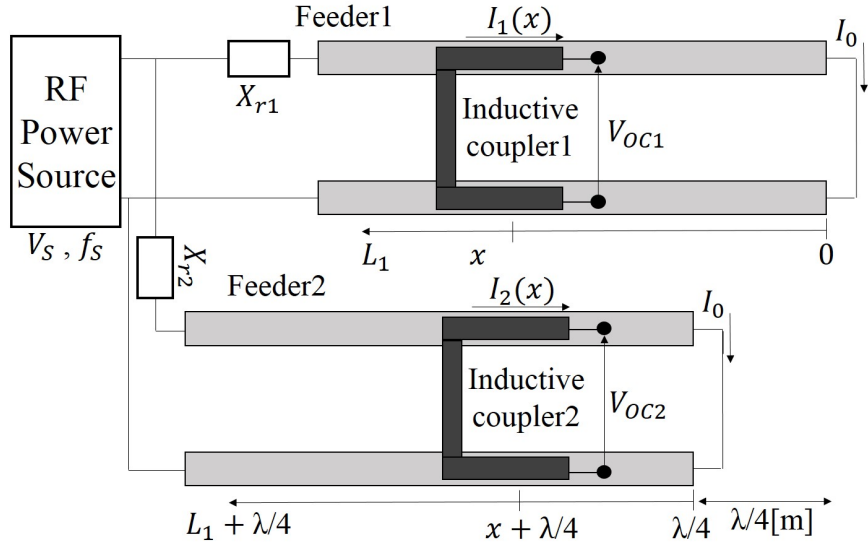


図 4 二重化した平行線路

3. 提案手法

3.1 平行線路の二重化

3.1.1 システム構成

本節では、二線路を2つ並列に配置し、多重化することで伝送電力を均一化する手法を提案する．図4に提案する平行線路の二重化の構成を示す．提案手法では一方の二線路の電流定在波の節の位置に、もう一方の二線路の電流定在波の腹が現れるように各二線路が配置される．さらに、各二線路に対応する磁界結合用カップラを用意する．一つ目の二線路を Feeder1、追加する二つ目の二線路を Feeder1 に対して $\lambda/4[\text{m}]$ ずらして配置し、Feeder2 とする．給電線間の電磁界の結合を無視し、Feeder1 の電流定在波 $I_1(x)$ は式 (1) で表されるとすると、 $\lambda/4[\text{m}]$ ずらされた Feeder2 の電流定在波 $I_2(x)$ は Feeder1 に対して式 (5) のように表せる．

$$I_2(x) = I_0 \cos \frac{2\pi(x + \frac{\lambda}{4})}{\lambda} = -jI_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (5)$$

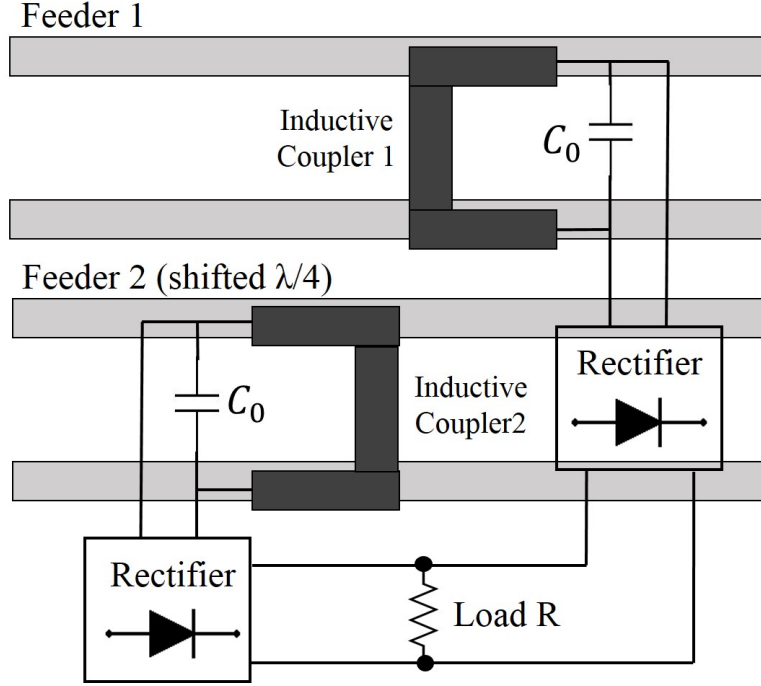


図 5 二次側の受電回路

また，Feeder2 に対応する二次側の起電力は一次側の電流定在波に依存する．端末の位置 $x[\text{m}]$ における Coupler2 に発生する出力電圧 $V_{OC2}(x)$ は式 (6) のように表せる．

$$V_{OC2}(x) = 2\pi f_S L_m I_2(x) = -j2\pi f_S L_m I_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \quad (6)$$

図 5 に二次側の受電回路を示す．二次側ではそれぞれのカプラから得た電流を整流した後，一つの負荷抵抗 R に接続する．各カプラから得た電力を損失無く負荷抵抗 R に合成できると仮定すると，負荷抵抗 R での消費電力 P_{out} は式 (7) のように表せる．

$$\begin{aligned} P_{out}(x) &= \frac{|V_{OC1}|^2}{R} + \frac{|V_{OC2}|^2}{R} \\ &= \frac{(2\pi f_S L_m I_0)^2}{R} \left(\cos^2 \frac{2\pi x}{\lambda} + \sin^2 \frac{2\pi x}{\lambda} \right) \\ &= \frac{(2\pi f_S L_m I_0)^2}{R} \end{aligned} \quad (7)$$

式 (7) により，消費電力 P_{out} が x に依存しないことが分かる．つまり，提案手法により受電機が移動しても安定した電力供給が可能となる．実際には，給電線間の結合やインピーダンス不整合による各線路への入力電力の差異などの影響が考えられる．

3.1.2 実験評価

提案手法の有効性を確認するため，DC モータを用いた実験を行う．実験諸元を表 1 に示す．電源からの信号は増幅器によって 5[W] に増幅される．増幅された信号は T 分岐コネクタによって 2 つの二線路に分岐される．また，今回の実験では，増幅器から二線路への電力が最大になるよう，分岐前に整合器によってインピーダンス整合を行う．図 6 に各位置での受電電力を示す．図 6 より，提案手法が受電電力変動の緩和に有効であることが分かる．動作確認では，給電線及び受電コイルを一つずつ使用する場合，定在波によって受電電力が非常に小さく移動が不可能な領域が存在するのに対し，提案手法である二重化した平行線路を用いた場合は，停止することなく二線路上のどこでも移動が可能であった．これらの結果より，提案手法が伝送電力の均一化に有効であることが確認できた．

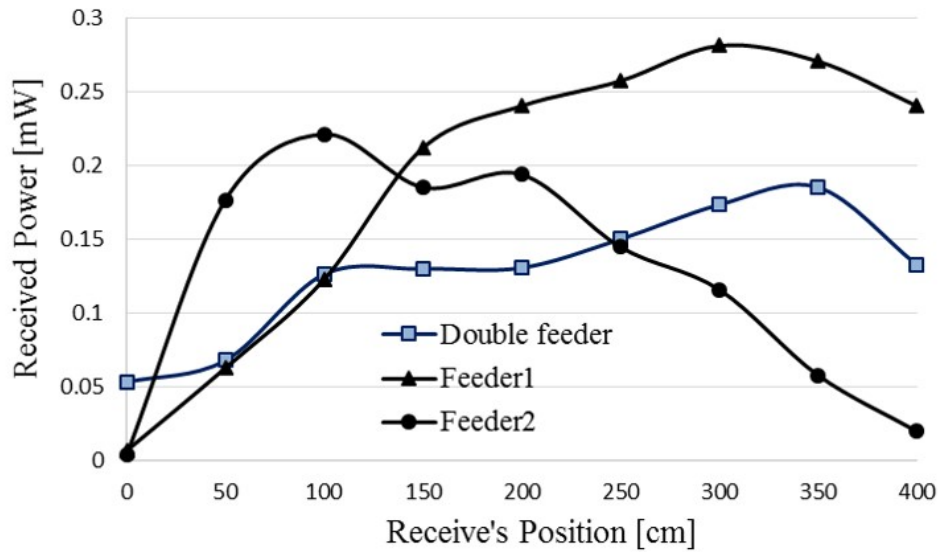


図 6 各手法の受電電力

3.2 電磁界結合の組み合わせ

3.2.1 本節の概要

3.1 節で述べた平行二線を二重化する手法は、磁界結合のみを用いているため、一次側-二次側間の距離の拡張が見込める。しかし、複数台への電力分配を考慮すると、各端末により定在波の位相が変化してしまい、各端末への分配が困難になる可能性が考えられる。

一方、式 (3) と式 (4) を見ると、 $x=(2k+1)\lambda/4[\text{m}]$ の位置では $V_{OC}(x)=0$ となるが、 I_{SC} は最大となる。同様に、 $x=k\lambda/2[\text{m}]$ の位置では、 $I_{SC}=0$ となるが、 $V_{OC}(x)$ は最大となる。さらに、各定在波の位相が変化しても、電界及び磁界強度の大小関係は変わらないため、複数台への安定した電力分配も見込める。このようなことから、伝送電力の変動緩和のための手法として、磁界及び電界結合を組み合わせる手法を提案し、計算機シミュレーション結果と実験結果より、本手法の有効性を示す。

表 1 実験諸元

f_s	13.56[MHz]
Inout power	17[dBm]
Wire of feeder	Copper tape : thickness×width 0.035mm×6mm
Feeder (two parallel wires)	Length:4.8m Width:30mm
Inductive-coupler (coil)	Length:100mm Width:30mm
Air gap	1mm
Resonance reactance	For feeder : $0.5\mu\text{H}$ For inductive-coupler : 0.176nF
Rectifier	For feeder : 4 diodes(1N60) Smoothing capacitor : 100nF

3.2.2 3ポートネットワークモデルによる伝送効率の計算機シミュレーション解析

計算機シミュレーション解析における電磁界結合の概要を図7に示す．送電側には，電圧 V_S ，周波数 f_s の高周波電源が給電線に接続される．給電線は平行に置かれた長さ L_1 の導線で構成され，インピーダンス Z_T で終端される．給電線を一次コイルとして動作させると，その近傍に電磁界が発生する．受電側には，電磁界結合用に長さ L_2 の別の平行二線路が結合線路として用いられる．

給電線と結合線はインダクタンス素子とキャパシタンス素子の連続として表すことができる．その際，一次コイルと二次コイルのインダクタンス素子の間に磁界結合が起きる．同様に，両者のキャパシタンス素子同士の間にも磁界結合が起きる．給電線と結合線の間の結合を図8に示す．さらにシステム全体を図9に示すような3ポートのネットワークとしてモデル化する．図9では，ポート#1はHF電源に接続された給電線の入力ポート，ポート#2，3は2次コイルの出力ポートを表している．出力ポートにはそれぞれ負荷インピーダンス $Z_{L1} = R_1 + jX_1$ 及

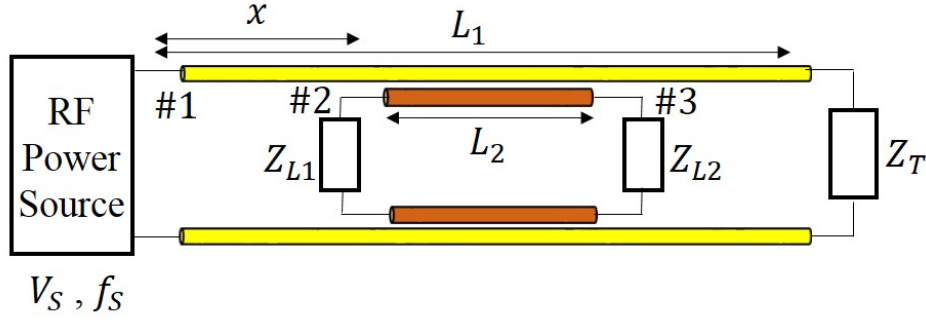


図 7 シミュレーションにおける平行二線式ワイヤレス給電の構成

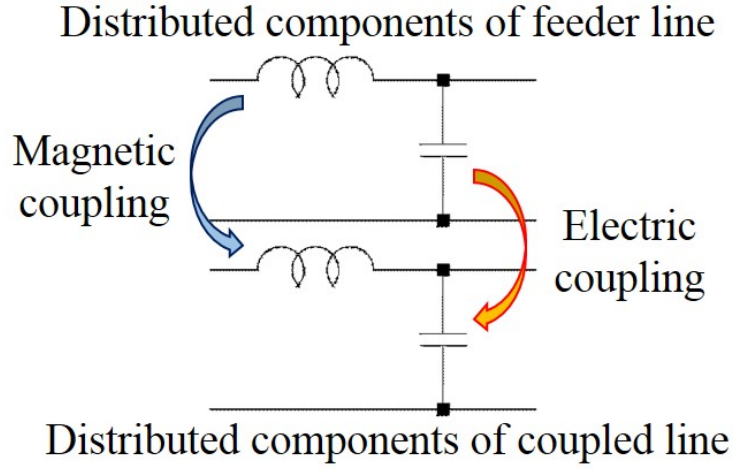


図 8 給電線及び結合線の各素子の電磁界結合

び $Z_{L2} = R_2 + jX_2$ が接続される．ここで R_1 と R_2 は抵抗成分， X_1 と X_2 はリアクタンス成分を表している． Z_{L1} と Z_{L2} は同じ受電機に挿入される．

各ポートの電流及び電圧は Z 行列によって以下のように表すことができる．

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (8)$$

式(8)では， V_n 及び I_n はポート # n ($n=1, 2, 3$) の電圧，電流を示す．さらに， Z_{nm} ($n, m=1, 2, 3$) はポート # m からポート # n への伝達インピーダンスを示す複素数である．ポート #2 及び #3 にはそれぞれ負荷インピーダンス Z_{L1} と Z_{L2} が接続され

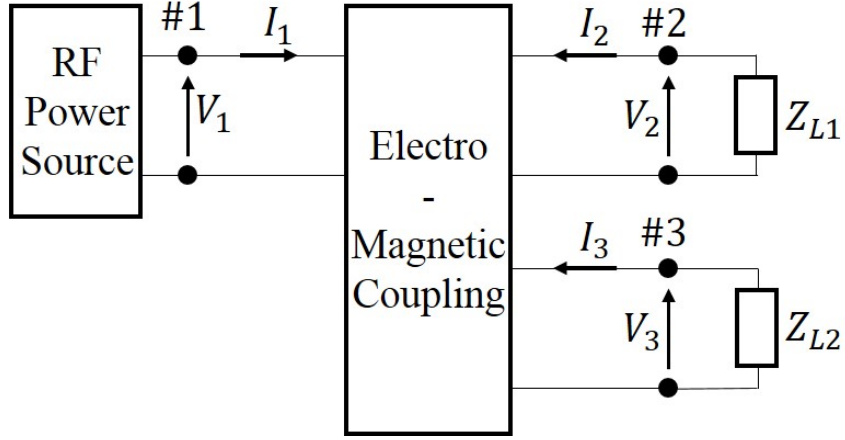


図9 3ポートネットワークによるモデル化

るので、 V_2 と I_2 、 V_3 と I_3 は以下のように表すことができる。

$$\begin{aligned} V_2 &= -Z_{L1}I_2 = -(R_1 + jX_1)I_2 \\ V_3 &= -Z_{L2}I_3 = -(R_2 + jX_2)I_3 \end{aligned} \quad (9)$$

式(8) 及び (9) より I_1 、 I_2 及び I_3 は次のような関係式で表される。

$$\begin{aligned} -Z_{L1}I_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 + Z_{23}I_3 \\ -Z_{L2}I_3 &= Z_{31}I_1 + Z_{32}I_2 + Z_{33}I_3 \end{aligned} \quad (10)$$

式(10) より I_2 と I_3 は、 I_1 により以下のように書き換えることができる。

$$\begin{pmatrix} I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{I}_1 = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} I_1 \quad (11)$$

ここで、

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} Z_{22} + Z_{L1} & Z_{23} \\ Z_{32} & Z_{33} + Z_{L2} \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} Z_{21} \\ Z_{31} \end{pmatrix} \quad (13)$$

さらに、式(1) と (4) より、 V_1 は、

$$V_1 = (Z_{11} + Z_{12}\alpha_2 + Z_{13}\alpha_3)I_1 = \beta_1 I_1 \quad (14)$$

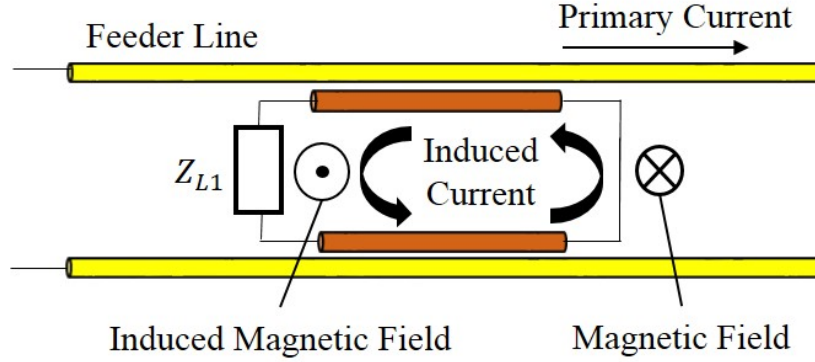


図 10 磁界結合における誘導電流

ここで,

$$\beta_1 = (Z_{11} + Z_{12}\alpha_2 + Z_{13}\alpha_3) \quad (15)$$

である．電力伝送効率 η はポート#1へ入力される電力に対して，ポート#2と#3に出力される電力量の割合とする．式(9)及び式(14)より，システムの伝送効率は以下のように表すことができる．

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{\text{Re}(-V_2 I_2^*) + \text{Re}(-V_3 I_3^*)}{\text{Re}(V_1 I_1^*)} \\ &= \frac{\text{Re}(Z_{L1})|\alpha_2|^2 + \text{Re}(Z_{L2})|\alpha_3|^2}{\text{Re}(\beta_1)} \end{aligned} \quad (16)$$

ここで $\text{Re}()$ は複素数の実部を示す．さらに， α_2 と α_3 は以下のように展開できる．

$$\alpha_2 = \frac{-Z_{21}(Z_{33} + Z_{L2}) + Z_{23}Z_{31}}{(Z_{22} + Z_{L1})(Z_{33} + Z_{L2}) - Z_{23}Z_{32}} \quad (17)$$

$$\alpha_3 = \frac{Z_{21}Z_{32} + Z_{31}(Z_{22} + Z_{L1})}{(Z_{22} + Z_{L1})(Z_{33} + Z_{L2}) - Z_{23}Z_{32}} \quad (18)$$

式(16)を見ると，伝送効率は負荷インピーダンス Z_{L1} ， Z_{L2} 及び Z 行列の各成分に依存していることが分かる．これは，2.1 節で示したように， Z 行列が位置によって変化するため，それに合わせて伝送効率も変動するということを意味する．

従来の平行二線路ワイヤレス給電では，ポート#2及び#3のいずれか一方を出力ポートとして用いている．一般的には，図10に示すようなポート#3を短絡し

表 2 シミュレーションにおける各諸元

f_S	13.56[MHz]
Z_S	1[V]
L_1	6[m]
L_2	1[m]
Z_T	100[Ω]
Diameter of wires	10[mm]
Distance between two wires of feeder line	400[mm]
Air gap distance between feeder and receiver	10[mm]

たような場合を考える．このとき，給電線の電流が図 10 のように流れる場合，その近傍に発生する磁界を打ち消すような電流が二次側に発生する．このように電力は磁界結合を介して送電される．計算機シミュレーションには，EMPro[41] を用いた時間領域差分法に基づく電磁界解析を行う．また，シミュレーションにおける給電線の各パラメータを表 2 に示す． $Z_{L2}=0$ とし， Z_{L3} は式 (16) で与えられる伝送効率が最大となるよう全探索で最適化される．ここで，各位置におけるシステムの Z パラメータは受電側で既知とする．さらに，図 11 に二線路近傍の磁界及び電界分布を示す．図 11(a) を見ると，2[m] 付近では磁界分布が低く，5[m] 付近では，磁界分布が強いことが分かる．これより，従来の磁界結合型ワイヤレス給電は磁界に含まれる電力の分しか結合によって得られないため，伝送効率が位置によって変動することが分かる．一方，二線路が無損失であるとする，二線路上の磁界分布や電界分布は変化するが，電界と磁界に含まれる電力の総和は位置によって変化しない．また，図 11(b) を見ると，2.2 節に示したように電界分布は磁界分布から位相が 90°ずれていることが分かる．磁界が強い 5[m] 付近では電界が弱く，磁界が弱い 2[m] 付近では，電界が強い．これらの理由により，磁界結合のみの場合，磁界が電力を持たない位置では，伝送効率が大きく落ちる．そこで，磁界結合と電界結合を組み合わせることで伝送効率を均一化できると考えられる．

電磁界結合は出力ポート #2 と #3 の両方を用いて受電することで実現できる．

磁界結合による誘導電流は図 10 に示す矢印のように発生する。磁界が強い位置では、結合線はインダクタとして給電線が発生させる磁界を介し電力を得る。また、電界結合の原理を図 12 に示す。電界が強い位置では、結合線はキャパシタとして給電線が発生させる電界から電力を得る。電界結合による誘導電圧は図 12 の矢印のように発生する。磁界と電界が両方存在する位置では、結合線はインダクタ及びキャパシタとして機能し、上記に示したように磁界及び電界結合の両方から電力を得る。それぞれの負荷インピーダンス Z_{L1} と Z_{L2} は最大効率を達成するため、上で示したように Z パラメータによって各位置で最適化される。

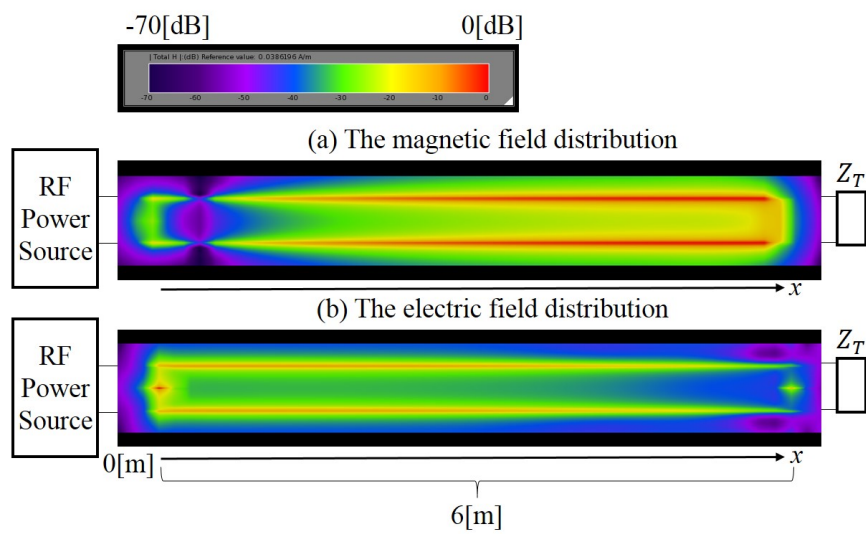


図 11 二線路近傍の磁界及び電界分布

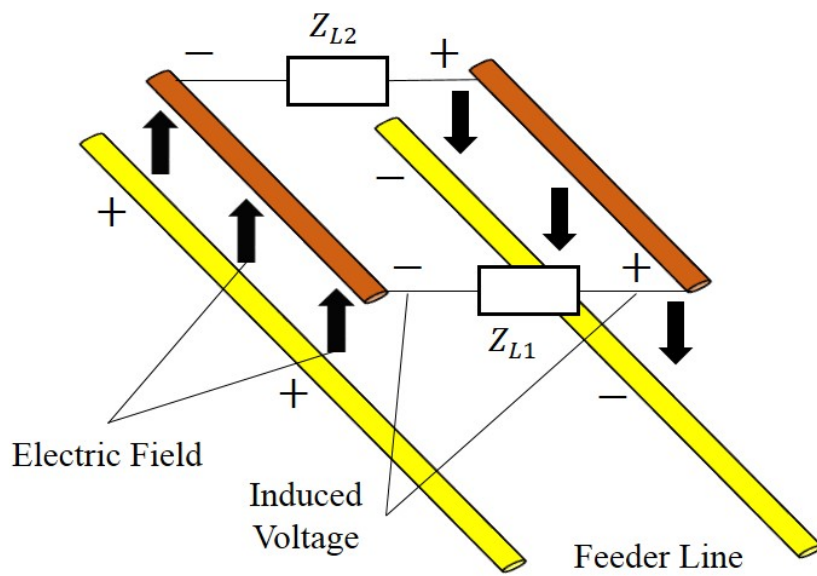


図 12 電界結合における誘導電圧

3.2.3 シミュレーション結果

計算機シミュレーションを用いて磁界結合と電磁界結合の伝送効率を評価する。上で述べたように、EMPro[41]と表2に示すパラメータを用いてシミュレーションを行う。3ポートネットワークモデルから行列を算出し、そのZ行列から Z_{L1} 及び Z_{L2} の最適負荷インピーダンスを全探索で求める。従来手法及び提案手法の各伝送効率を図13に示す。図13を見ると、磁界結合が40[%]以上の効率で安定化できるのに対し、電磁界結合を用いた場合、負荷インピーダンスを調節することで各位置での伝送効率を70[%]以上で安定化できることが分かる。特に、磁界結合では磁界が弱い位置($x=2$ [m])で伝送効率が約40[%]にまで落ち込んだのに対し、電磁界結合を用いた場合では、約90[%]の伝送効率を達成している。また、磁界が強い位置($x=4,5$ [m])では、磁界結合とほぼ同じ伝送効率を達成している。これらの結果は、電磁界結合により磁界が弱い位置で電界から電力を得ることができ、伝送効率の安定化に対して有効であることを示している。さらに、結合線の長さや各線路間の距離が変化すると、各線路間の静電容量も大きく変化することが考えられるため、これらのパラメータを変えた場合の結果も示し、電磁界結合の有効性を評価する。図14給電線と結合線間距離(Gap Distance)を10[mm]のまま結合線の長さ L_2 を500[mm]とした場合の伝送効率、図15に結合線の長さ L_2 を1000[mm]のまま各線路間距離を50[mm]とした場合の伝送効率を示す。まず図14の磁界結合による伝送効率に着目すると、結合線の長さ L_2 が1000[mm]の場合に比べ、全体的に伝送効率が低くなっている。さらに位置による変化量もより大きくなっていることが分かる。図15の磁界結合による伝送効率についても、同様のことが言える。これは結合線の長さの短縮や各線路間距離の拡張によって磁界結合の結合係数が小さくなり、二次側の負荷インピーダンスを最適化したとしても、各位置での伝送効率の磁界定在波への依存が強くなっていることが分かる。一方、図14、図15の電磁界結合を用いた場合の伝送効率は、数値計算の結果より、負荷インピーダンスを最適化することで高い伝送効率を維持できることが分かる。これらの結果から、磁界及び電界を組み合わせ、さらに二次側の負荷インピーダンスを制御することで二線路上の位置に関わらず端末が電力を得られることが明らかとなった。

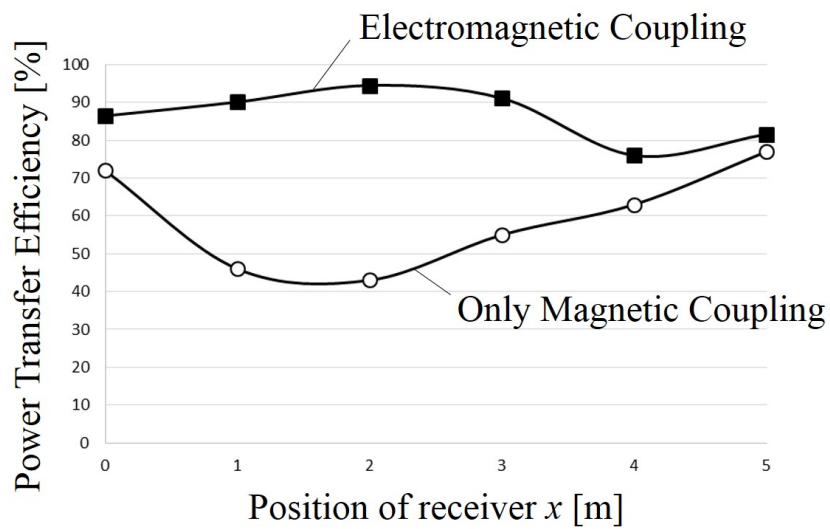


図 13 電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率

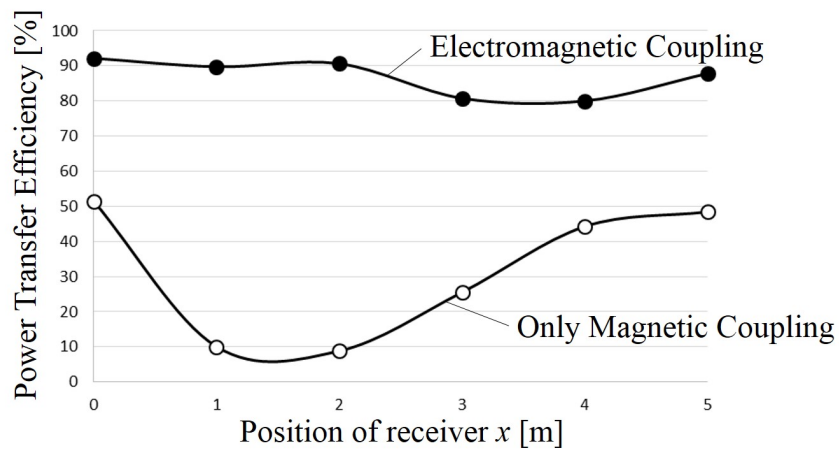


図 14 電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率 $L_2=500[\text{mm}]$, Gap Distance=10[mm]

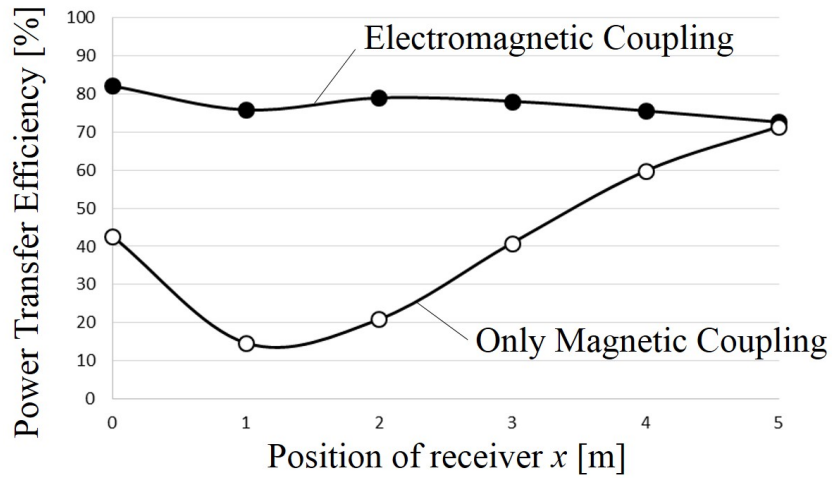


図 15 電磁界結合を用いた場合の各位置の伝送効率 $L_2=1000[\text{mm}]$, Gap Distance=50[mm]

3.2.4 実験評価

計算機シミュレーション解析によって、電磁界結合が伝送効率の安定化に有効ということが明らかとなった。さらに本節では実験評価を行い、その有効性を確認する。

図 16 に実験での二次側の受電回路構成を示す。実験では、2つのカプラを独立に設置し、それぞれ共振用インダクタンスと共振用キャパシタンスが並列に挿入される。カプラから得られた電流・電圧はそれぞれ直流に平滑化され、一つの負荷抵抗に並列に接続される。このように、電磁界結合磁界及び電界両方の電力を受け取ることにより、電力変動が緩和される。単結合の場合との比較を行うため、各位置での受電電力を測定する実験を行う。本節の実験諸元を表 3 に示す。実際に作成した電磁界結合用カプラを図 17 に示す。負荷抵抗での出力電圧を V_{out} とすると、受電電力は $P_{out} = V_{out}^2/R$ として計算される。

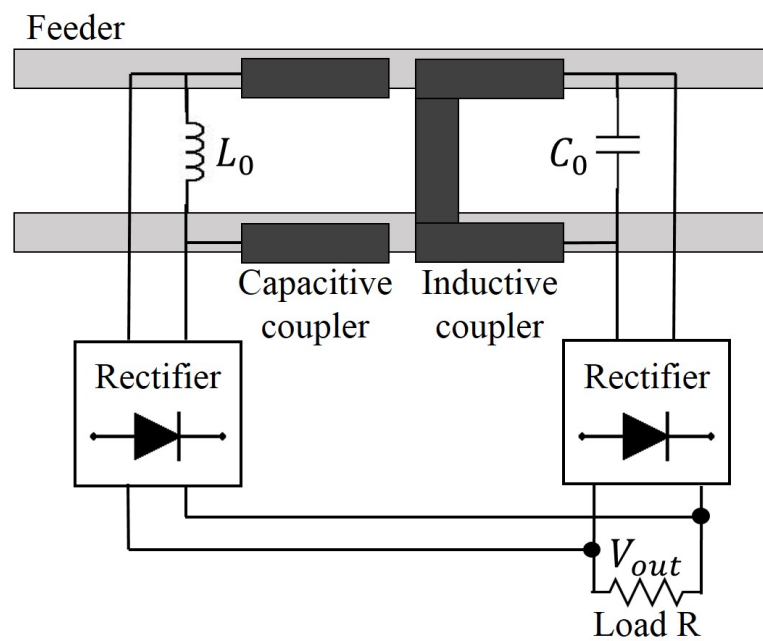


図 16 受電回路の構成

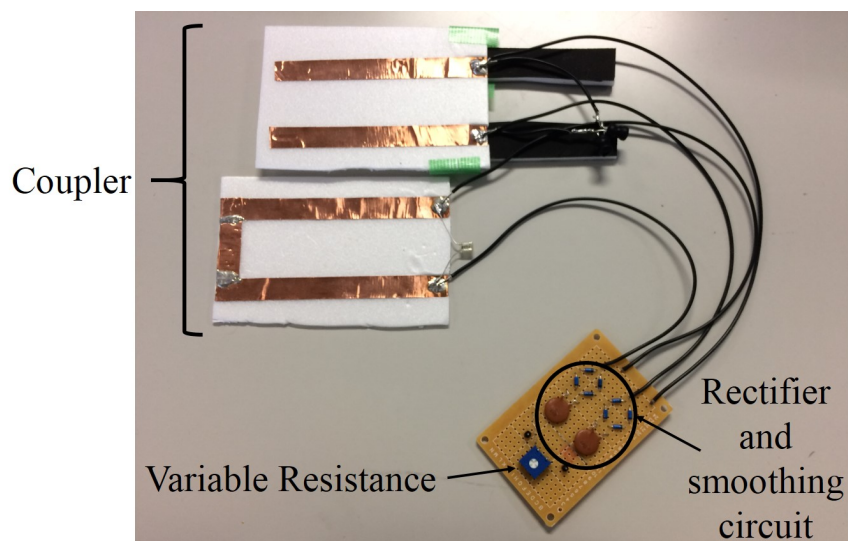


図 17 電磁界結合用カプラ

表 3 実験諸元

f_s	13.56[MHz]
V_s	2.5[V]
Wire of feeder	Copper tape : thickness×width 0.035mm×10mm
Feeder (two parallel wires)	Length:17m Width:50mm
Inductive-coupler (coil)	Length:100mm Width:50mm
Capacitive-coupler (Two parallel wires)	Length:100mm Width:50mm
Air gap	To inductive-coupler:4mm To inductive-coupler:4mm
Resonance reactance	For feeder : 200pF For inductive-coupler : 1nF For capacitive-coupler : 0.5μH
Rectifier	For feeder : 4 diodes(1N60) Smoothing capacitor : 100nF

図 18 に磁界結合のみ，電界結合のみ，及び電磁界結合による各位置での伝送電力を示す．磁界結合による受電電力は周期的に変化しており，特に $x=4[\text{m}], 12[\text{m}]$ の位置では電力が得られないことが分かる．電界結合による受電電力も同様に变化しており， $x=0[\text{m}], 8[\text{m}], 16[\text{m}]$ の位置で電力が得られない．一方，電磁界結合による受電電力は単結合に比べ電力変動が小さく，最小電力も約 $4[\text{mW}]$ に止まっている．これは第 2.1 節で述べたように，電流定在波と電界定在波が 90° ずれており，受電機が磁界及び電界から電力を得られていることに起因する．また図 18 から，実験での波長 λ が $16[\text{m}]$ であるということも分かる．さらに，電磁界結合において負荷を変えた場合の受電電力の結果を図 19 に示す．図 19 より，負荷の値に関わらず電磁界結合は受電電力の緩和が可能であることが分かる．同時に，所望の電力を得るためには二次側の負荷制御が必要であることが分かる．

3.3 小括

本章では，平行二線式ワイヤレス給電の問題点である位置での伝送電力の変動という問題に対して，2つの手法を提案した．一つ目の提案手法である二線路の二重化では，理論式によって伝送電力の均一化が可能であることを示し，動作実験によってその有効性を確認した．二つ目の提案手法である電磁界結合を用いる手法も，理論式とシミュレーション結果によって提案手法が電力変動の緩和が可能であることを示し，実験によってもその有効性を確認した．

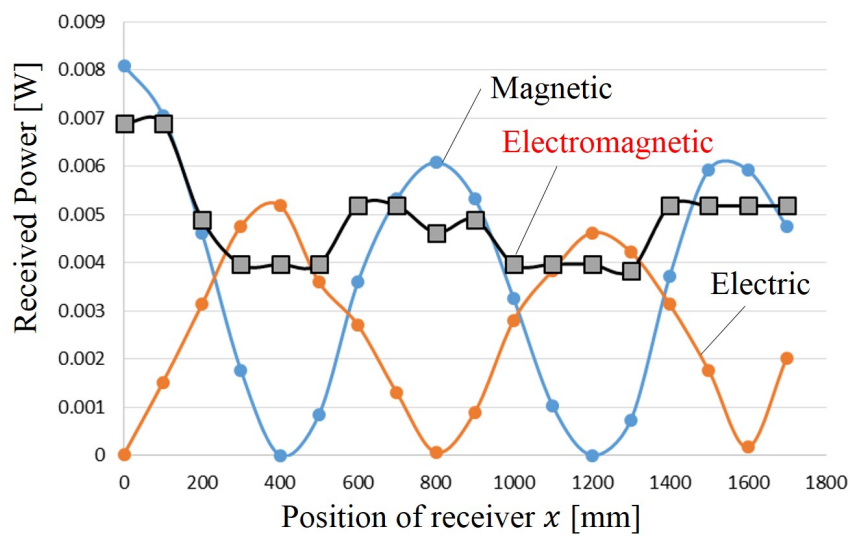


図 18 各位置の受電電力 ($R=100[\Omega]$)

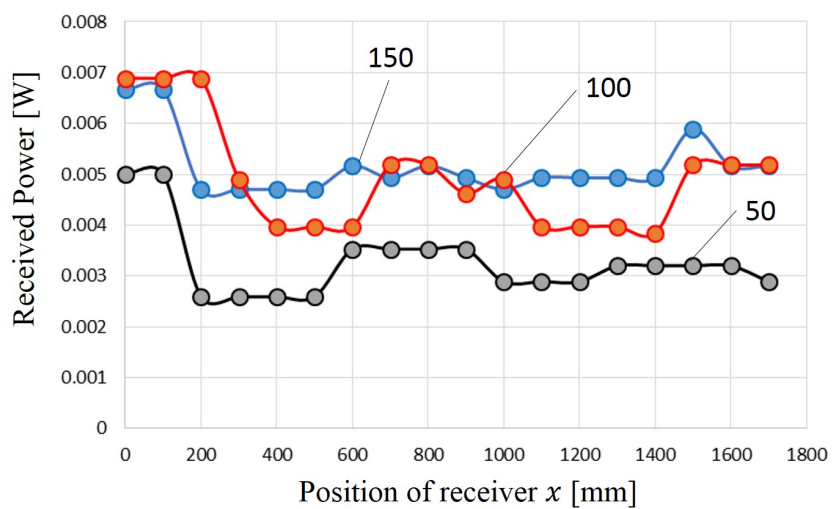


図 19 電磁界結合における各負荷での受電電力 ($R=50, 100, 150[\Omega]$)

4. 二次側の負荷制御

4.1 本章の概要

3.2 節で示したように，電磁界結合を用いる手法では伝送電力を均一化するために二次側の負荷制御が必要である．本章では二次側の負荷制御の有効性，さらに制御方法について提案し，従来手法との比較検討を行う．

4.2 繰り返し負荷制御

本節では，電磁界結合に加えて二次側の負荷制御を行うことで伝送電力の均一化が可能であるということを示す．今回は負荷抵抗の繰り返し制御を行うことで所望の電力を得られる負荷を計算する．最適化法の一つである割線法 (Secant 法) を用いて最適負荷を探索する．図 20 に割線法を用いた最適負荷の探索アルゴリズムを示す．アルゴリズムの各ステップを以下に示す．

- ・ Step 0: 初期値として 2 つの負荷抵抗 $R^{(0)}=0[\Omega]$ と $R^{(1)}=50[\Omega]$ を定め，カウンタ変数 $n=1$ と設定する．

- ・ Step 1: $R^{(1)}(n=1)$ での受電電力 $P_{out}^{(n)}$ を測定する．

- ・ Step 2: $P_{out}^{(n)}$ と所望電力 P_0 を比較する． $P_{out}^{(n)} \in [(1-\epsilon)P_0, (1+\epsilon)P_0]$ であれば， $R^{(n)}$ を最適負荷として出力する．ここで ϵ は所望電力に対する相対許容誤差を示す． $P_{out}^{(n)}$ が許容範囲内でなければ，Step 3 へと進む．

- ・ Step 3: カウンタ変数 $n=n+1$ とする．割線法に基づき，新たな負荷抵抗 $R^{(n)}$ を以下の式 (19) で計算し，Step 1 に戻る．

$$R^{(n)} = R^{(n-1)} - [R^{(n-1)} - R^{(n-2)}] \frac{P_{out}^{(n-1)} - P_0}{P_{out}^{(n-1)} - P_{out}^{(n-2)}} \quad (19)$$

図 21 に各位置で二次側の負荷制御を適用した場合の受電電力を示す．所望電力 P_0 をそれぞれ 5[mW] 及び 10[mW] とし，許容範囲を所望電力の前後 1[%] としている．図 21 から電磁界結合と負荷制御を行うことで，受電機が移動しても所望の電力を得られることが分かる．

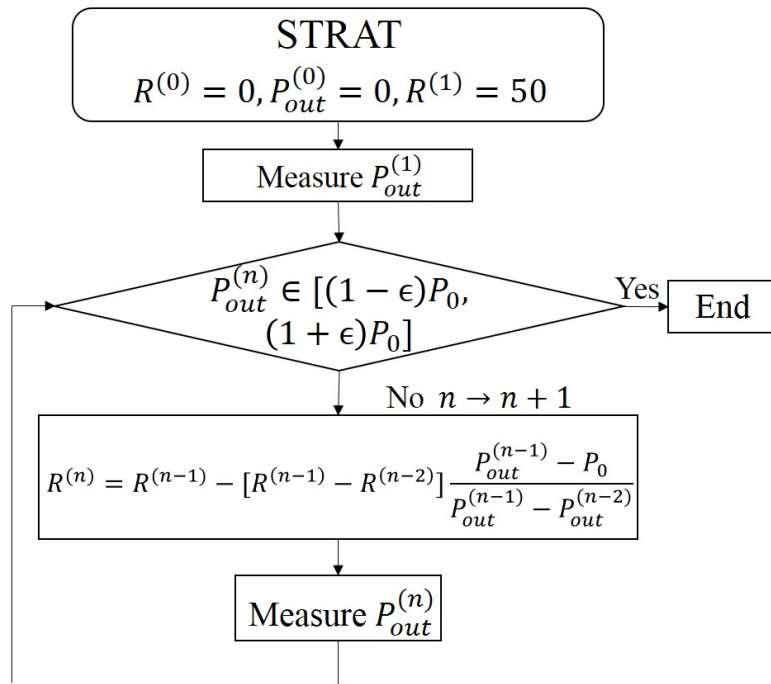


図 20 割線法を用いた負荷制御アルゴリズム

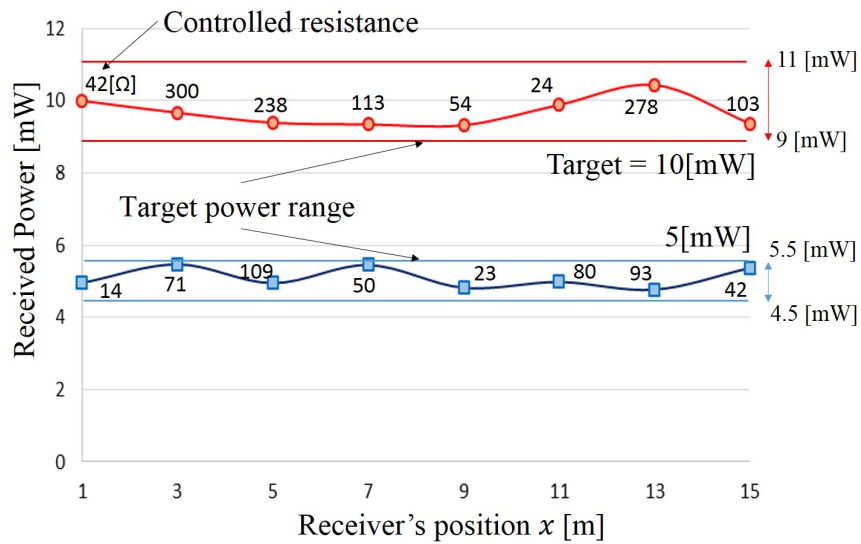


図 21 負荷制御を適用した場合の受電電力

4.3 電磁界環境に基づく制御手法

第 4.2 節で示した割線法のような繰り返し負荷制御は，そのまま実装に適用すると，制御の過程で電力が大きく変動し機器の故障等に繋がりがねない．図 22 に， $P_0=10[\text{mW}]$ ， $x=5[\text{m}]$ とした場合の制御過程の受電電力を示す．図 22 のグラフでは，特に 3 回目の制御を行う際に約 $5[\text{mW}]$ の変動が生じている．このような変動は大電力の伝送を行う場合，機器にとって問題になる可能性があるため，変動を抑えるような負荷制御方法が必要である．

一方，所望の電力を得るための各位置での最適負荷は周期的に変化する傾向がある．図 23 に $P_0=10[\text{mW}]$ 及び $P_0=5[\text{mW}]$ の各位置での制御負荷を示す．図 23 では，最適負荷が電磁界環境に合わせて変化しているように見える．すなわち，電界が強い位置では比較的負荷抵抗値が大きく，磁界が強い位置では抵抗値が小さい．この特徴に着目し，前節の割線法に電磁界環境に基づく負荷制御を加え，従来法と比べ電力変動がどのように変化するかを検討する．図 24 に電磁界環境に基づいた最適負荷の探索アルゴリズムを示す．アルゴリズムの各ステップを以下に示す．

- ・ Step 0-3: 4.2 節で示した割線法により最適負荷を出力する．
- ・ Step 4: 受電機が移動した場合，割線法による制御の初期値を式 (20) によって与える．ここで， V_e :電界結合用カプラに発生する交流電圧の振幅， V_m :磁界結合用カプラに発生する交流電圧の振幅， $\rho(x)$: V_e と V_m の振幅比である．

$$R^{(1)} = R^{(n)} \frac{\rho(x + dx)}{\rho(x)} \quad (20)$$

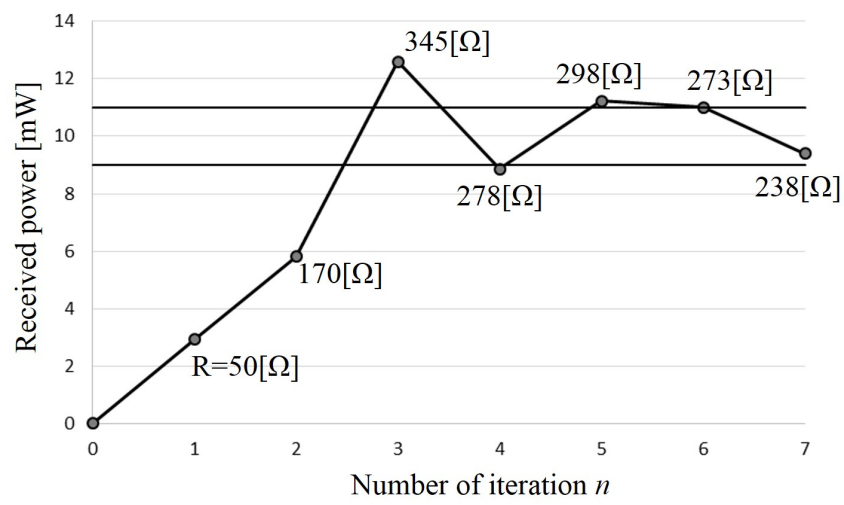


図 22 $P_0=10[\text{mW}], x=5[\text{m}]$ での制御過程の受電電力

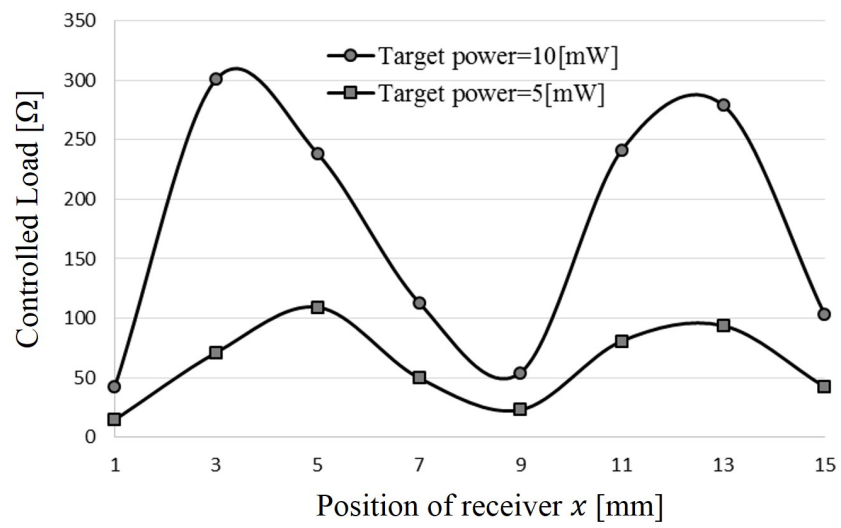


図 23 各位置の制御負荷

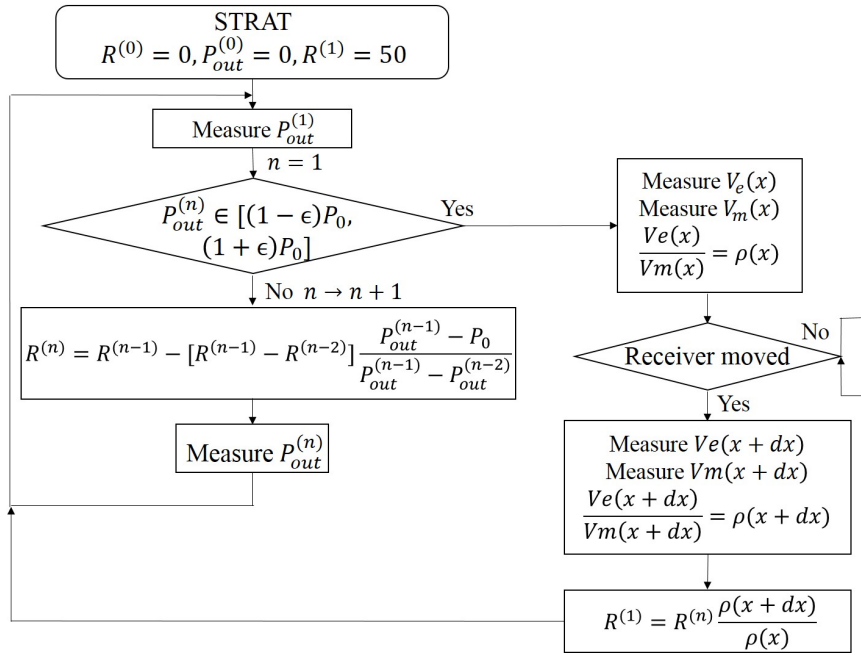


図 24 提案手法の負荷制御アルゴリズム

今回の報告では、 $x=1[\text{m}]$ での最適負荷を割線法によって求め、 $dx=2[\text{m}]$ とし、受電機を $2[\text{m}]$ 移動させる毎に割線法のみで制御する場合と、提案手法を加えた場合の受電電力の変動を比較する．図 25 に $P_0=10[\text{mW}]$ とした場合の制御過程の電力変動を含めた従来法及び提案法による各位置での受電電力を示す．図 25 から分かるように、提案手法は従来の制御手法に比べ所望電力に対する受電電力の分散が小さくなっていることが分かる．また、各手法の制御過程における電力変動の平均値は、従来手法: $3.3[\text{mW}]$ 、提案手法: $2.7[\text{mW}]$ であった．さらに、 $P_0=5[\text{mW}]$ とした場合の、同様のグラフを図 26 示す．こちらも提案手法が受電電力の分散を抑えられていることが分かる．各手法の制御過程における電力変動の平均値は、従来手法: $1.9[\text{mW}]$ 、提案手法: $0.76[\text{mW}]$ であった．加えて、各位置での負荷の制御回数の比較も行った． $P_0=10[\text{mW}]$ 及び $P_0=5[\text{mW}]$ での各位置での制御回数を図 27、図 28 に示す．いずれの結果からも提案手法の方が少ない制御回数で目的の負荷にたどり着いていることが分かる．制御回数の平均値はそれぞれ $P_0=10[\text{mW}]$ とした場合、従来手法: 3.9 回、提案手法: 2 回、 $P_0=5[\text{mW}]$ とした場合、従来手法: 2.8

回，提案手法:1.9 回であった．

4.4 小括

以上の結果から，電磁界環境に基づく負荷制御が制御過程における電力変動の緩和に有効であることが分かる．また，提案手法により，提案手法に比べ制御過程で所望電力の許容範囲から大幅にずれた受電電力を出力する回数も大幅に減少している．さらに，提案法は従来法に比べ少ない制御回数で所望の電力が得られることが明らかとなった．

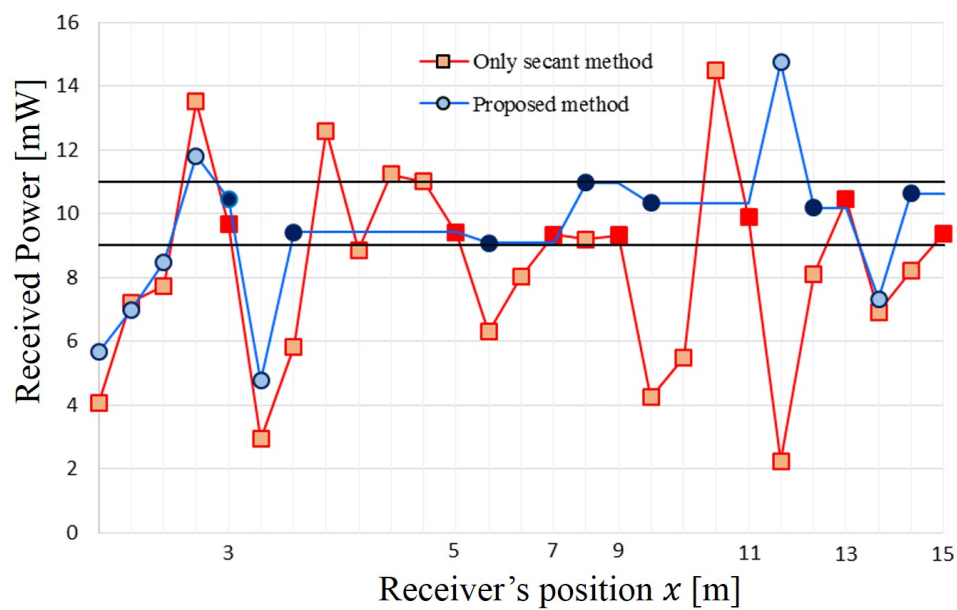


図 25 従来法及び提案法による各位置での受電電力 ($P_0=10[\text{mW}]$)

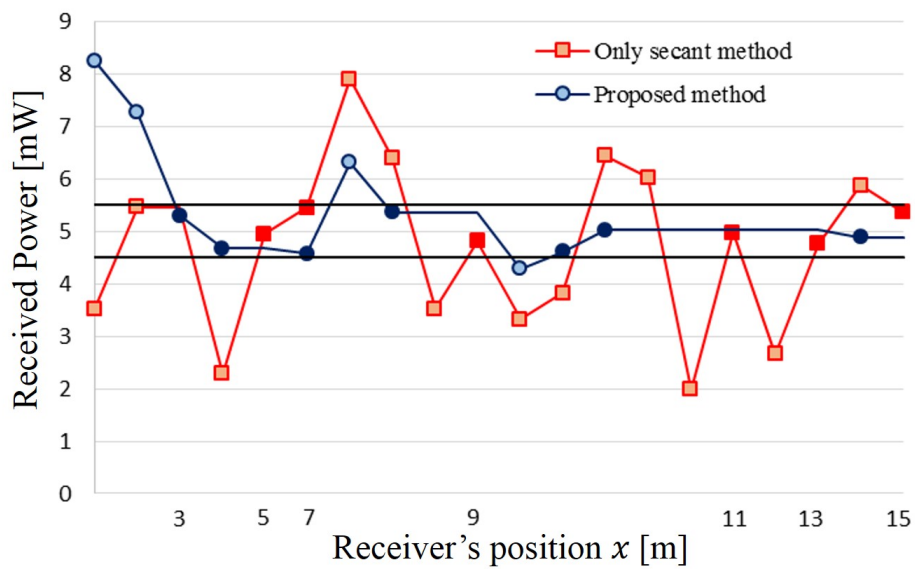


図 26 従来法及び提案法による各位置での受電電力 ($P_0=5[\text{mW}]$)

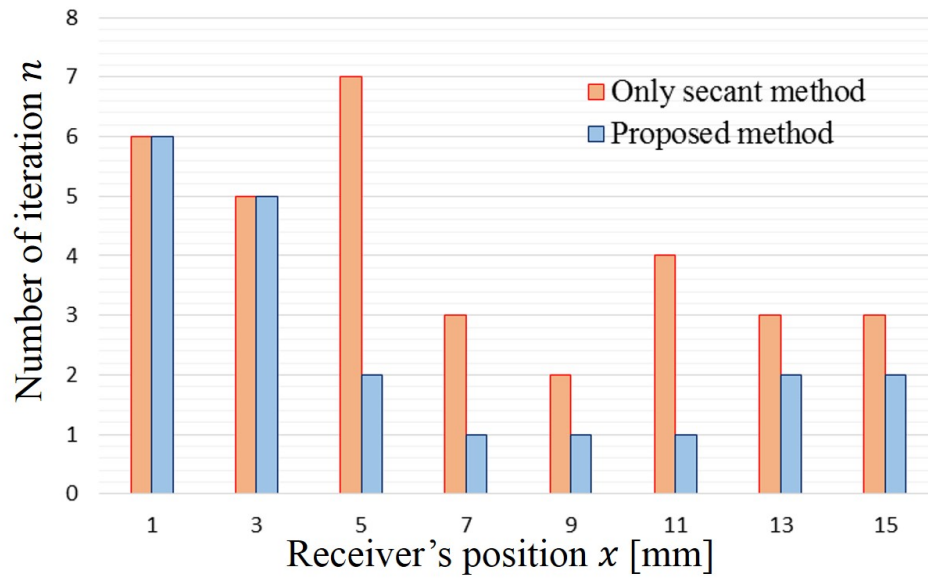


図 27 各位置での制御回数 ($P_0=10[\text{mW}]$)

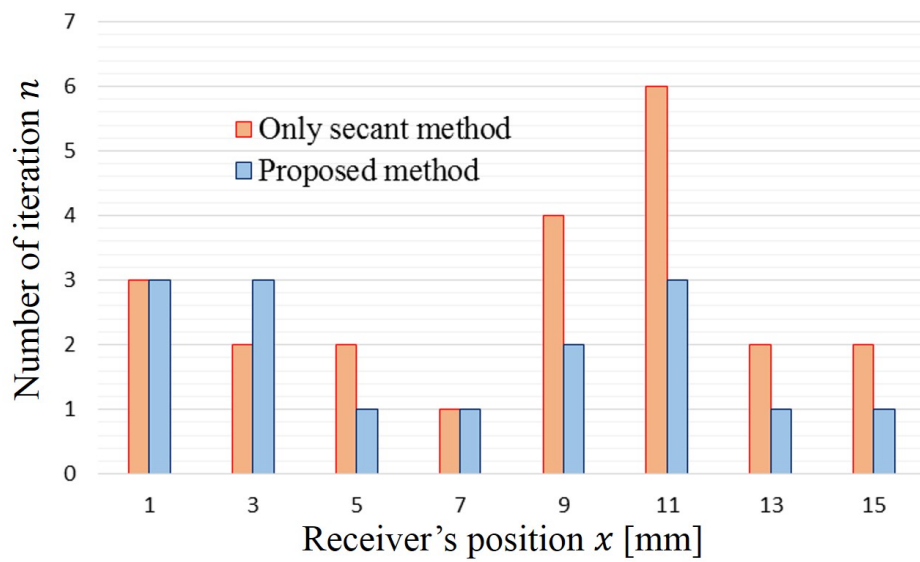


図 28 各位置での制御回数 ($P_0=5[\text{mW}]$)

5. 結論と今後の課題

5.1 結論

本論文では、走行中給電に向けて給電エリアの拡張が容易である平行二線式ワイヤレス給電について述べた。2章では、システム構成と、本手法における問題点である定在波特性による伝送電力の変動について述べた。電流および電圧の定在波を式で示し、磁界結合もしくは電界結合のみを用いた場合、二線路の長手方向における位置での電力変動が起きることを示した。3章では2章で示した問題点に向けて、2つの手法を提案した。一つ目の手法として、位相を 90° ずらした二線路を二重化する手法を提案した。理論式により伝送電力を均一化できることを示し、動作実験の結果、提案手法が変動の緩和することができることを明らかにした。二つ目の手法として、電磁界結合を用いる手法を提案した。理論式とシミュレーション結果によりその有効性を示し、実験においても電力変動を緩和できることを確認した。4章では、3章で提案した電磁界結合を用いる手法において、二次側の負荷制御について示した。割線法を用いて、電力伝送の均一化に対して負荷制御が有効であることを示した。さらに電磁界環境に基づく制御方法を提案し、提案手法が制御過程の電力変動に有効であることを確認した。

5.2 今後の課題

二線路の二重化では、端末を停車させることは可能である一方、給電線同士の結合やインピーダンス不整合による局所的な伝送電力の変動があった。それらの問題に対し、給電線同士の結合を無くす工夫や、複数の電源を用いた実験を行い結果を比較検討する必要がある。また、電磁界結合を用いた手法では、動作実験を行っていない。マイコンやDC-DCコンバータを用いた実装実験が必要である。さらに、電磁界環境に基づく負荷制御において、局所的に大きな電力変動が見られたため、実用化に向けて電力変動や制御回数を抑える工夫が必要である。

謝辞

本研究に関して，修士親切丁寧にご指導いただいた本学情報科学研究科 岡田実教授には心より深く感謝いたします。

また副指導教員としてゼミナール等において多大なご助言を頂きました本学情報科学研究科 杉本 謙二 教授に厚く御礼申し上げます。

本研究を進めるにあたり，日頃より大変熱心に指導して下さった本学情報科学研究科 東野 武史 准教授に深く感謝の意を表します。

そして，研究のみならず日頃の生活においてもお世話になった本学情報科学研究科 ネットワークシステム学研究室のタン研究員，金子 裕哉 様を初めとする皆さまに感謝と御礼を申し上げます。

参考文献

- [1] 大平 孝, “自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電,” 信学技報 WPT2012-17, pp.13-16, 2012.
- [2] VHALE, “非接触給電装置 CPS,” VHALE, <http://www.vahle.jp/page4>, Oct 2014.
- [3] 細谷 達也, “GaN FET を用いた 6.78GHz ZVSD 級直流共鳴ワイヤレス給電,” 信学技報 WPT2014-50, pp.1-7, 2014.
- [4] B. Thoen, S. Wielandt, et al, “Design of an Inductively Coupled Wireless Power System for Monitoring Receivers,” WPTC 2014, pp.48-51, 2014.
- [5] J. Kaneda, K. Miwa, N. Kikuma, H Hiramaya and K. Sakakibara, “Evaluation of the Magnetic Field Generated by the Inverter of an Electric Vehicle,” IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49, no. 2 Feb. 2013.
- [6] W. Wei, Y. Kawahara, N. Kobayashi, T. Asami, “Characteristic Analysis of Double Spiral Resonator for Wireless Power Transmission,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 62, Issue 1, pp.411–419, 2014.
- [7] M. Dionigi, M. Mongiardo, “A Novel Resonator for Simultaneous Wireless Power Transfer and Near Field Magnetic Communications,” 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.1–3, June 2012.
- [8] Dukju Ahn; Songcheol Hong, “A Study on Magnetic Field Repeater in Wireless Power Transfer,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.1, pp.360,371, Jan. 2013
- [9] A. Christ, M. G. Douglas, J. M. Roman, E. B. Cooper, A. P. Sample, B. H. Waters, J. R. Smith, and N. Kuster, “Evaluation of wireless resonant power transfer systems with human electromagnetic exposure limits,” IEEE Trans. Electromagn. Compat, vol. 55, no. 2, pp. 265-274, Apr. 2013.

- [10] S. Kim, K. Hwang, S. Kim, and S. Ahn, “Electromagnetic Field Reduction Using a Reactive Magnetic Shield for Wireless Power Transfer Systems,” AP-RASC, Taipei, Taiwan, Sep. 2013.
- [11] 小林 大太, 居村 岳広, 堀 洋一, “二次側 DC-DC コンバータを用いた走行中ワイヤレス給電システムにおけるリアルタイム結合係数推定と最大効率制御”, 信学技報 pp.13-18 ,2015.
- [12] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S.-J. Jeon, and D.-H. Cho, “Design and implementation of shaped magnetic-resonance-based wireless power transfer system for roadway-powered moving electric vehicles,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 3, pp. 1179-1192, Mar. 2014.
- [13] 堀 洋一, 加藤 昌樹 他, “中継器による走行中ワイヤレス給電の相互結合を考慮した等価回路解析”, 信学技報 pp.41-45 ,2012.
- [14] 小林 大太, 居村 岳広, 堀 洋一, “インピーダンスインバータコイルを用いた走行中ワイヤレス給電システムにおける結合係数推定”, 信学技報 pp.21-26 ,2014.
- [15] 畑 勝裕, 居村 岳広, 堀 洋一, “長距離伝送における走行中ワイヤレス給電を目指した二次側 DC-DC コンバータによる最大効率制御”, 信学技報
- [16] Y. Hori: “Future Vehicle Driven by Electricity and Control-Research on Four-Wheel-Motored “UOT Electric MarchII”, IEEE Trans. IE, Vol.51, No.5, pp.954-962,2004
- [17] 佐藤基, 山本岳, 郡司大輔, 居村岳広, 藤本博志,” 磁界共振結合方式を用いたワイヤレスインホイールモータの開発, 自動車技術会学術講演会前刷集, No.113-14, pp.9-12, 2014
- [18] 郡司大輔・居村岳広・藤本博志: 「磁界共振結合によるワイヤレスインホイールモータの電力変換回路の制御に関する基礎研究」, 電学論 D, Vol.135, No.3, pp.182-191, 2015

- [19] S. Murata: “ Vehicle Dynamics Innovation with In-Wheel Motor ”, Proc. JSAE EVTeC ’ 11, 20117204,2011
- [20] 津田 和真, 金子 裕良他,” 走行中非接触給電用モジュールコイルの検討, 気学会産業応用部門大会, pp.113–118, 2015
- [21] 岡田 実, 東野 武史, 他, “ 平行二線路を用いたワイヤレス電力伝送方式の考案,” 信学技報 WPT2013-05, pp.20-25, 2013.
- [22] 前川 拓也, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行線路ワイヤレス給電における伝送線路二重化による伝送効率の均一化,” 信学技報, pp.27-32, 2014.
- [23] 前川拓也 伊原木駿 岡本拓也 ブロウウィリアムファブリス 金子裕哉ズ オンクアンタン 東野武史 岡田実, “ 二重化平行二線路を用いた走行中ワイヤレス給電の実証実験,” 電子情報通信学会 総合大会
- [24] Takuya MAEKAWA, Quang Thang DUONG and Minoru OKADA, “ Efficiency Maximization for Wireless Power Transfer System Using Electromagnetic Coupled Parallel Line Feeder “, 信学技報 pp.25-30, 2015.
- [25] 前川 拓也, Quang Thang DUONG, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線路を用いたワイヤレス給電方式における磁界結合及び電磁界結合との特性比較 “, 信学技報 pp.43-48, 2015.
- [26] Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “A Proposal of Electromagnetic Coupling for Parallel Line Fed Wireless Power Transfer,” International Symposium on Communications and Information Technology 2015 pp.77-80, 2015.
- [27] Quang-Thang Duong, Takuya Maekawa, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “ Dynamic charging using parallel line feeder with hybrid inductive-capacitive coupling and receiver-side load control,” IEICE Electronics Express, Vol.12, No.23, pp.1–10.

- [28] Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “ 平行二線路を用いた電磁界結合ワイヤレス給電における二次側負荷の制御方法, ” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告.
- [29] A.Kurs, A.Karalis, R.Moffatt, J.D.Joannopoulos, P.Fisher, and M.Soljacic, “ Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, ” in Science Express on 7 June, vol.317, no.5834, pp.83-86, 2007.
- [30] 増田 満, 根上 昭一他, “ 電界共振結合型ワイヤレス電力伝送システム “, 信学技報 pp.15-19 ,2013.
- [31] 小坂修平, 小森塚也, 栗井郁雄,” 共振器結合型 WPT システムの伝送効率最大化”, 信学総大講演文集,BS-2-8, .2011
- [32] 石田 哲也, 栗井 郁雄他,” オシロスコープによるワイヤレス電力伝送のシステム設計”, 信学技報 pp.1-6,2011.
- [33] 澤原 裕一, 栗井 郁雄他,”WPT システムにおける共振器最適化の検討”, 信学技報 pp.7-13,2013.
- [34] 小川 健一郎, 工藤 浩喜, 大舘 紀章, 尾林 秀一, 庄木 裕樹, 諸岡 翼, “ 磁界共鳴方式における第3のコイルおよびアレー化による電力伝送効率の向上,” 第4回無線電力伝送時限研究専門委員会研究会, WPT2010-13, January 2011.
- [35] 西村 太, 安倍 秀明, “ 磁気共鳴型ワイヤレス電力伝送コイルの面方向へのアレー化に関する一検討, ” 第4回無線電力伝送時限研究専門委員会研究会, WPT2010-17,January 2011
- [36] A. Kurs, R. Moffatt, and M. Soljacic, “ Simultaneous Mid-Range Power Transfer to Multiple Devices, ” Applied Physics Letters, 96, 044102, 2010.
- [37] T. Imura, H. Okabe, T. Uchida, and Y. Hori, “ Study on Open and Short End Helical Antennas with Capacitor in Series of Wireless Power Transfer using Magnetic Resonant Couplings, ” IEEE Industrial Electronics(IECON), pp.3848-3853, November 2009.

- [38] 栗井 郁雄, 小森 琢也, 石崎 俊雄 “ 共振器結合型 WPT システムの多段化設計と実験, ” 第 4 回無線電力伝送時限研究専門委員会研究会, WPT2010-19, January. 2011
- [39] K. Awai, “Design Theory of Wireless Power Transfer System Based on Magnetically Coupled Resonators, ” IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), pp.1-4, August 2010
- [40] T. C. Beh, T. Imura, and Y. Hori, “ Basic Study of Improving Efficiency of Wireless Power Transfer via Magnetic Resonance Coupling Based on Impedance Matching, ” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.2011-2016, July 2010
- [41] EMPro , ” <http://www.keysight.com/ja/pc-1297143/empro-3d-em-simulation-software?cc=JP>. ”

研究業績

(本論文に関連するもの)

国内学会・口頭発表

1. 前川 拓也, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行線路ワイヤレス給電における伝送線路二重化による伝送効率の均一化,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告, vol114, pp27-32, 2014 年 11 月.
2. 前川 拓也, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線ワイヤレス給電におけるリアクタンス付加による伝送効率の均一化,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告, vol114, pp55-58, 2014 年 12 月.
3. Takuya MAEKAWA, Quang Thang DUONG and Minoru OKADA, “ Efficiency Maximization for Wireless Power Transfer System Using Electromagnetic Coupled Parallel Line Feeder,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告, vol115, pp25-30, 2015 年 6 月.
4. 前川 拓也, Quang Thang DUONG, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線路を用いたワイヤレス給電方式における磁界結合及び電磁界結合との特性比較,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報, vol115, pp43-48, 2015 年 7 月.
5. 前川 拓也, Quang Thang DUONG, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線式ワイヤレス給電における電磁界結合と二次側の負荷制御による伝送電力の均一化,” IEEE COMS Kansai Chapter 2015 年度学生研究発表会, COM15-13, 2015 年 11 月.

国内学会・ポスター発表

6. 前川 拓也, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行二線路を用いたワイヤレス給電における周期的なリアクタンス付加による伝送効率均一化,” 電気関係学会関西連合大会, G7-8, 2014 年 11 月.
7. 前川 拓也, Quang Thang DUONG, 東野 武史, 岡田 実, “ 平行線路式ワイヤレス給電における電磁界結合と二次側の負荷制御による給電電力の均一化,” シンセシスコーディネータ会議ポスターセッション, 2015 年 12 月.

8. 前川 拓也, Quang Thang DUONG, 東野 武史, 岡田 実, “平行線路式ワイヤレス給電における電磁界結合と二次側の負荷制御による給電電力の均一化,” IEEE AP-S M-TTS 合同若手技術交流, 2015 年 12 月

発表予定（投稿済み）

9. Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “平行二線路を用いた電磁界結合ワイヤレス給電における二次側負荷の制御方法,” 無線電力伝送研究会, 電子情報通信学会技術研究報告.
10. 前川拓也 伊原本駿 岡本拓也 ブロウウィリアムファブリス 金子裕哉
ズオンクアンタン 東野武史 岡田実, “二重化平行二線路を用いた走行中ワイヤレス給電の実証実験,” 電子情報通信学会 総合大会

国際学会（査読有り）

11. Takuya Maekawa, Quang-Thang Duong, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “A Proposal of Electromagnetic Coupling for Parallel Line Fed Wireless Power Transfer,” International Symposium on Communications and Information Technology 2015.

学術論文誌

12. Quang-Thang Duong, Takuya Maekawa, Takeshi Higashino, Minoru Okada, “Dynamic charging using parallel line feeder with hybrid inductive-capacitive coupling and receiver-side load control,” IEICE Electronics Express, Vol.12, No.23, pp.1–10.

受賞

- IEEE AP-S M-TTS 合同若手技術交流 Kansai Chapter 2015 年（上記業績 8）にて Best Poster Award 受賞

（その他の業績）

- 前川 拓也, 大久保 茂, 岡田 実, “Radiation Pattern Control of Linear Array Antenna Using Level Control and Repetition,” 7th Kansai Microwave Meeting for Young Engineers, MTT14-A3, 2014 年 6 月