

# 位相差給電による磁界共振結合型選択的 無線電力伝送システムにおける共振器位置依存性の検討

小原 寛貴<sup>†</sup> 西山 英輔<sup>‡</sup> 豊田 一彦<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 佐賀大学大学院工学系研究科 〒840-8502 佐賀市本庄町1番地

E-mail: <sup>†</sup> {kohara, nisiyama}@ceng.ec.saga-u.ac.jp, <sup>‡</sup> toyoda@cc.saga-u.ac.jp

**あらまし** 磁界共振結合型無線電力伝送は比較的長い距離で電力を送るために、近くの共振器との干渉や意図しない相手方への電力の漏洩などが課題となる。我々はこのような課題に対して、送電側の2つ共振器に位相差給電を行うことで所望の受電側にのみ選択的に電力を伝送する方法を提案した。2重対称となる配置の場合には、位相差給電の効果があることを確認しているが、干渉する共振器が必ずしもこちらの想定する位置に置かれるわけではないので、非対称な配置についても検討する必要がある。そこで本報告では、この位相差給電による選択的無線電力伝送において、各共振器の配置に対する特性の変化についてシミュレーションにより検証した結果を報告する。

**キーワード** 無線電力伝送, 磁界共振結合型, 位相差給電

## Performance Evaluation of Resonator Location Dependency for Selective Wireless Power Transfer System Using Two Transmission Resonators with Phase Difference

Hiroki Kohara<sup>†</sup> Eisuke Nishiyama<sup>†</sup> and Ichihiko Toyoda<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Saga University, 1, Honjo-machi, Saga, 840-8502 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {kohara, nisiyama}@ceng.ec.saga-u.ac.jp, <sup>‡</sup> toyoda@cc.saga-u.ac.jp

**Abstract** The wireless power transfer system using magnetic resonant coupling achieves high power transfer efficiency for several-meter transfer. In this case, power leakage to unintentional resonators is issue to be solved. We have proposed a selective wireless power transfer system using two transmission resonators with phase difference to avoid unintentional power transfer. In this paper, resonator location dependency of the proposed selective wireless power transfer system is examined by simulation.

**Keyword** Wireless Power Transmission, Magnetic Resonant Coupling, Phase Difference

### 1. まえがき

近年、無線電力伝送はその必要性和技術の進歩により関心が高まってきている。無線通信技術の発展に伴って、携帯端末やノートパソコンなどのモバイル機器が多く普及し、いつでもどこでもやりとりができるようになってきている。しかしながら、充電や給電のためには電源ケーブルが必要であり、ケーブルが煩わしく、充電する機器が増えればコンセントも不足するという事態になっている。このような課題に対して、電磁誘導を利用して置くだけで充電できるものや、磁界共振結合方式[1]を利用して電気自動車[2]やモバイル機器に充電するものなどが実用化されつつあり、多くの機関で研究が行われている。

磁界共振結合方式は、このような無線電力伝送方式の中でも中距離で高い伝送効率が維持できるものとし

て注目されている技術である。これまでの非接触充電のように近距離でしか行えなかった高効率な無線電力伝送が磁界共振結合方式を用いることにより数m程度の距離でも高い伝送効率が維持できるようになり、無線電力伝送の可能性が広がった。一方、磁界共振結合方式のような広い空間で無線電力伝送を行う場合には、周りのものとの干渉や意図しない相手方への電力漏洩などの問題が多くなってくると考えられる。我々は、このような課題に対して所望の受電側にのみ選択的に無線電力伝送を行う方法として、二つの共振器を送電側に配置し、それらに位相差をつけて給電することにより選択的に無線電力伝送を行う方法を提案した[3]。本報告では、この選択的無線電力伝送方式について、共振器の配置が特性に与える影響についてシミュレーションにより検討した結果を報告する。

## 2. 選択的無線電力伝送の概要

磁界共振結合方式は、送受電の共振器を同じ周波数で共振させ、共振器間の共鳴による磁界結合により無線電力伝送を行う技術である。電磁誘導方式と似ているが、距離が離れることによる結合係数の減少を高いQ値でカバーすることにより、距離が離れた場合でも伝送効率を維持することができる。

このような比較的広い空間で無線電力伝送を行う磁界共振結合方式の場合には、周りの物への干渉や意図しない相手方に電力を送ってしまう可能性が生じる。また、磁界共振結合方式は共鳴現象を利用するため同じ共振周波数を持つ共振器への干渉が問題となってくる。そこで本研究では、図1のように複数の同じ共振周波数を持つ同じ構成の受電側がある場合に、所望の受電側のみ選択的に電力伝送を行い、意図しない電力伝送を防ぐことを目的とする。

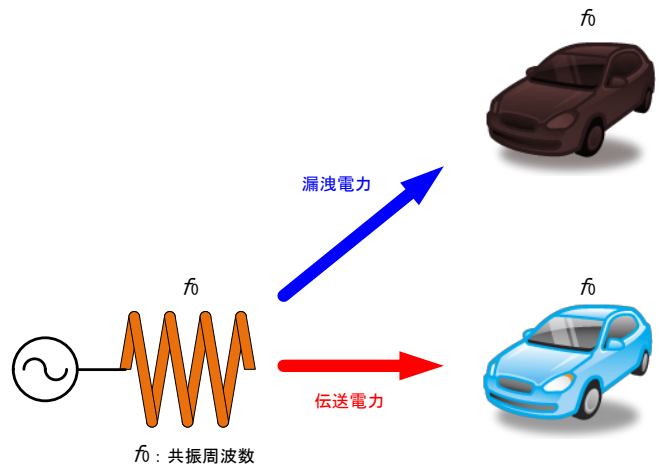


図1 選択的無線電力伝送の概要。

## 3. 位相差給電

### 3.1. 基本構成

図2に、本研究で検討する位相差給電による選択的無線電力伝送方式の構成例を示す。送電側は2つの共振コイル#1, #2で構成されており、90度の位相差で給電されている。また、受電側としては、所望の送電先である共振コイル#3と本来の送電先ではない干渉共振コイル#4が配置されたモデルとしている。4つの共振コイルは各配置で整合しているものとする。

### 3.2. 基本動作

4つの共振コイルからなる回路を理想的な無損失4端子回路として考えると、この4端子回路のSマトリクスはユニタリ行列となる[4]。各ポートに対して完全整合しており、#1と#2、#3と#4のポートがそれぞれアイソレーションとなる場合のSマトリクスを式(1)に示す。

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

ここでコイルを対称に配置すると

$$S_{31} = S_{42} = S_{13} = S_{24} = f$$

$$S_{41} = S_{32} = S_{14} = S_{23} = g \quad (2)$$

とおける。さらに、ユニタリー条件から

$$\sum_{k=1}^n S_{ki}^* S_{kj} = 0 \quad (3)$$

より

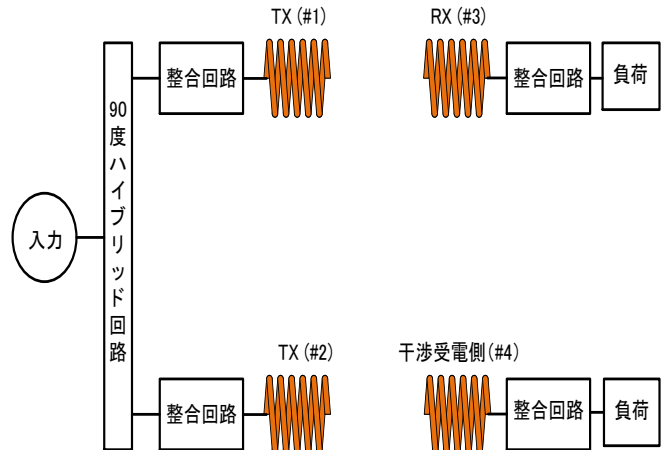


図2 位相差給電の基本構成。

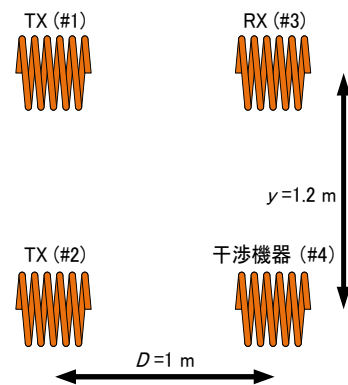


図3 共振器の配置例 ( $D=1\text{m}$ ,  $y=1.2\text{m}$ )。

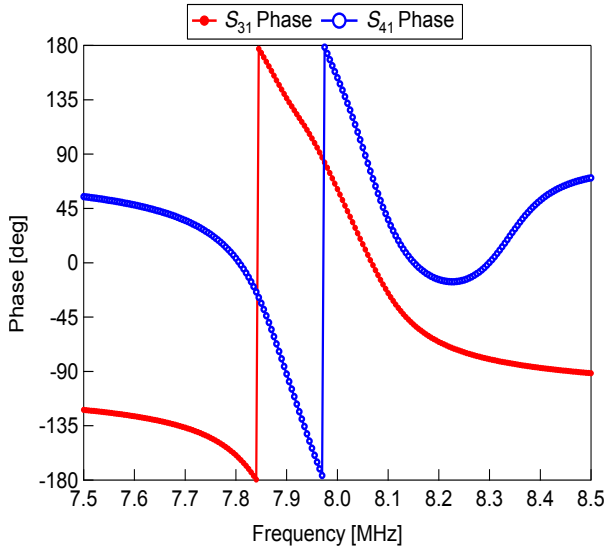


図4  $S_{31}, S_{41}$  の位相-周波数特性.

$$f^*g + g^*f = 0 \quad (4)$$

となる. さらに,  $f$  と  $g$  を位相を考慮して,

$$f = |f|e^{j\theta}, g = |g|e^{j\psi} \quad (5)$$

とおいて式(4)に代入すると

$$\cos(\theta - \psi) = 0 \quad (6)$$

$$\theta - \psi = \pm \frac{\pi}{2}$$

となり, 出力は 90 度の位相差を持つことがわかる[5].  
 一例として図3のように送受電間距離  $D = 1\text{m}$ , 2つの受電共振器間距離  $y = 1.2\text{m}$  となるように4つの共振器を配置した場合の通過位相の周波数特性を図4に示す. #1 から#3 への伝達係数を  $S_{31}$ , #1 から#4 への伝達係数を  $S_{41}$  とし, 使用周波数は 8MHz としている.

図4に示すように, 8MHzにおいて  $S_{31}$  の位相角は 61 度,  $S_{41}$  の位相角は 153 度となっており, 位相差は約 90 度となっていることが分かる. この配置で伝送系の二つの送電コイル#1, #2 に 90 度の位相差を与えることにする. 90 度ハイブリッドの二つのポートに 90 度の位相差で給電すると出力側の片方のポートは完全に打ち消しあい, もう片方のポートが強め合うことになる. この特性を活かして所望の受電側のみ選択的に電力伝送を行うことができる. 図3のような対称な配置では位相差給電の効果があることが分かっているが, 意図しない受電側の共振器が必ずしも送電側が想定するような位置に置かれるわけではない. そこで本検討では, 共振器の配置により伝送特性にどのような影響があるかをシミュレーションにより確認する.

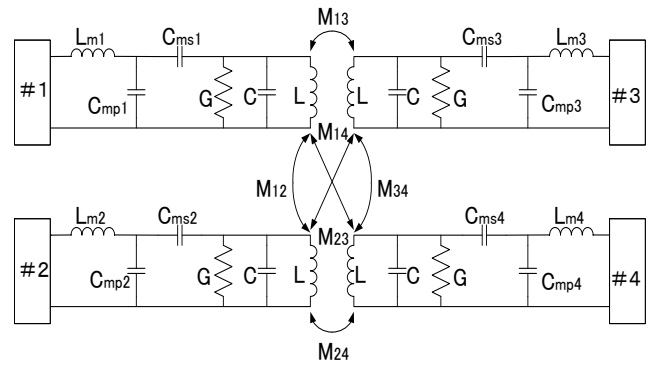


図5 伝送系の等価回路.

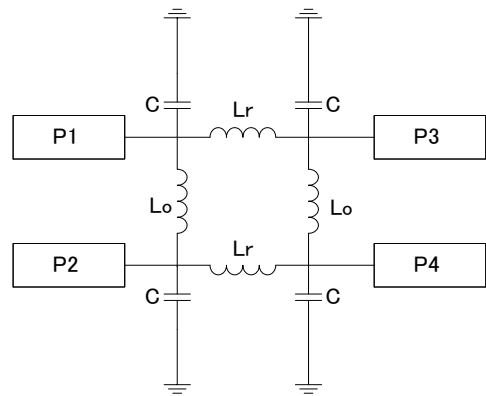


図6 90度ハイブリッド回路の等価回路.

### 3.3. 共振コイルの設計

共振コイルは半径 0.3m, 長さ 0.2m, 巻き数 5.25 のヘリカルコイルとし, コイルの材質としては直径 2mm の銅線を想定している. また, 整合回路は図2に示したように共振コイルに直接接続している. 整合回路の設計は, Agilent Technologies 社の EMPro(Electro Magnetic Professional)による電磁界シミュレーションでコイルのインダクタンスなどのパラメータと各配置での結合係数を導出し[6], その値を元に等価回路化した後, 同社の ADS(Advanced Design System)による回路シミュレーションで整合を行った,

図5に, 4つの共振器を配置した場合の等価回路を示す.  $L, C, G$  はそれぞれ共振コイルのインダクタンス, キャパシタンス, コンダクタンスを表し, コイルの端と端を接続しているため並列共振している.  $L_m, C_{ms}, C_{mp}$  は整合部分のパラメータで各共振コイルの配置に応じて調整する.  $M$  は共振コイル間の相互インダクタンスである. この等価回路を用いた回路シミュレーションと電磁界シミュレーションとの比較を行いながら正しく整合ができているのか確認を行った.

### 3.4. 90度ハイブリッド回路の設計

90度の位相差を与えるために90度ハイブリッドを用いた. 使用周波数が 8MHz であり波長が長いため集

中定数型の 90 度ハイブリッド回路を用いることとした[7]. 設計手順は, 使用周波数 8MHz で 50Ω の λ/4 線路の π 型等価回路と 35.35Ω の λ/4 線路の π 型等価回路を組み合わせて設計を行っている. 図 6 に集中定数型の 90 度ハイブリッド回路の等価回路を示す.

図 6 の素子は, 50Ω の λ/4 線路のインダクタンスを  $L_o$ , 35.35Ω の λ/4 線路のインダクタンスを  $L_r$  としており,  $C$  はそれぞれの λ/4 線路の並列のキャパシタンス成分を合成したものである.  $P_1$  と  $P_2$  のどちらかに入力を切り替えることで  $P_3$ ,  $P_4$  の 90 度の位相差を切り替えることができ受電側を選択することができる.

## 4. シミュレーション結果

### 4.1. 伝送効率と電力漏洩率

本検討では所望の受電側を #3 としており, #3 への伝送効率を  $\eta_3$  とする. また, 干渉する受電側を #4 としており, #4 への電力漏洩率を  $\eta_4$  とする. 伝送効率および電力漏洩率は回路シミュレーションでは入力電力と出力電力の比から求めており, 電磁界シミュレーションでは 90 度ハイブリッド回路を用いる代わりに S パラメータに位相差を与えて計算することで求めている. 以下に S パラメータからの効率の算出方法について示す.

図 7 のように, 入力を  $a$  とすると, 入力側に位相差を与えた場合の #3 への出力  $b$  は次式で与えられる.

$$b = S_{31} \frac{a}{\sqrt{2}} e^{j\theta_1} + S_{32} \frac{a}{\sqrt{2}} e^{j\theta_2}$$

これより, 伝送効率  $\eta_3$  は

$$\eta_3 = \frac{|b|^2}{|a|^2} = \frac{|S_{31}e^{j\theta_1} + S_{32}e^{j\theta_2}|^2}{2} \times 100[\%]$$

となる. 特に,  $\theta_1=90^\circ$ ,  $\theta_2=0^\circ$  のときには

$$\eta_3 = \frac{|jS_{31} + S_{32}|^2}{2} \times 100[\%] \quad (7)$$

となる. 電力漏洩率  $\eta_4$  も同様に

$$\eta_4 = \frac{|jS_{41} + S_{42}|^2}{2} \times 100[\%] \quad (8)$$

で求められる.

### 4.2. 位相差に対する特性

#1 と #2 の給電位相差に対する伝送効率  $\eta_3$  と電力漏洩率  $\eta_4$  の回路シミュレーションの結果を図 8 に示す. 位相差は遅延線を与えており, 共振器の配置は図 3 と同じである.

伝送効率  $\eta_3$  については, 位相差 0 度のときには約 35%しか所望の受電側に伝送できていないのに対して, 位相差を -90 度(270 度)とすることにより約 60%まで伝

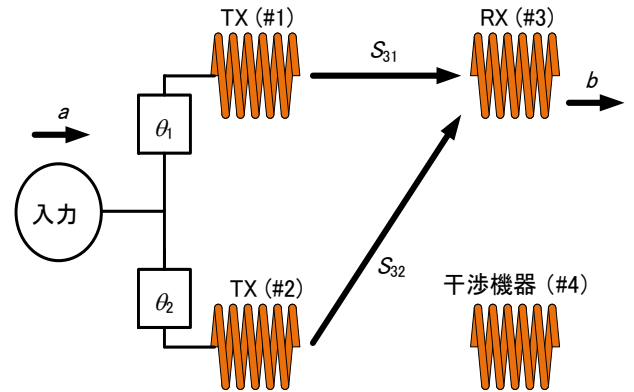


図 7 送電側に  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  の位相差をつけた場合の入出力の関係.

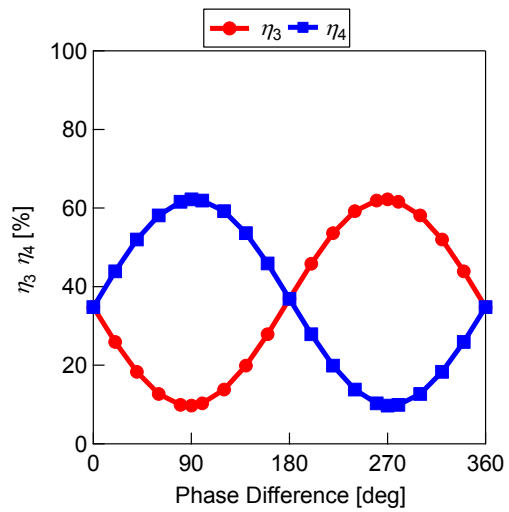


図 8 伝送効率と電力漏洩率の給電位相差依存性.

送効率を改善できることがわかる. 逆に, 電力漏洩率  $\eta_4$  については, 位相差 0 度のときには約 35%が干渉受電側に漏洩しているのに対し, 位相差を -90 度とすることで約 10%まで電力漏洩を抑えられることがわかる. また, 位相差 +90 度のときには結果が逆になり, #3 への電力の伝送が減少し, #4 への電力が増加するため, 所望の受電側を選択的に切り替えられることがわかる.

### 4.3. 対称な配置での位相差給電

図 9 に示すような送電側の共振コイル間距離  $d$  のみを変化させた場合の位相差給電の効果についてシミュレーションを行った. 共振器 #3 と #4 の間の距離は 1.2m で固定し, 伝送距離も 1m で固定した.  $d$  を変化させた場合の伝送効率  $\eta_3$  と電力漏洩率  $\eta_4$  を図 10 に示す.

送電側共振コイルの距離が近い  $d=0.8m$  の場合には, #1 と #2 の結合係数が #1 と #3 などの伝送方向の結合係数を上まわり, #1 と #2 がアイソレートしていないため位相差給電の効果が減少した. 伝送効率が一番高く電

力漏洩率も一番低く抑えられるのは  $d=1.0\text{m}$  の場合であり、この付近が最も位相差給電の効果があるところとなった。また送電側共振コイルが遠ざかり、 $d=1.2\text{m}$  となると伝送効率が低下するとともに電力漏洩率が増加しており、位相差給電の効果が低下していることが分かる。

#### 4.4. 非対称な配置での位相差給電

図 11 に示すように干渉共振器(#4)の位置が 2 重対称な位置からずれた場合の位相差給電の効果についてシミュレーションを行った。  $x$  は共振器#2 からの横方向の距離を示しており、  $y$  は共振器#3 からの縦方向の距離を示している。干渉共振器(#4)が  $x$  方向にずれた場合の伝送効率と電力漏洩率の関係を図 12 に示し、  $y$  方向にずれた場合を図 13 に示す。

図 12 より、干渉共振器#4 が共振器#2 に近い  $x=0.8\text{m}$  の場合には電力漏洩率が増加するとともに伝送効率が低下しており、位相差給電の効果が下がっていることがわかる。また、干渉共振器#4 が#2 から離れている  $x=1.4\text{m}$  の場合には、わずかに伝送効率が下がっている。この場合、電力漏洩率については干渉共振器が離れているので下がっている。

次に、図 13 の  $y$  方向に位置をずらした場合を見ると、先述の  $d$  を対称に変化させた場合と同様な結果となっており、干渉共振器#4 が#3 に近い  $y=0.8\text{m}$  の場合は、位相差給電の効果が下がっている。これは図 10 の場合と同様に#3 と#4 の結合が伝送方向の結合係数を越えてしまいアイソレートしていないためである。また、干渉共振器#4 が#3 から離れている  $y=1.4\text{m}$  の場合にも、先述の図 10 の結果と同様に伝送効率がわずかに下がるとともに、電力漏洩率が上がっており、位相差給電の効果がわずかに下がっている。これらの計算結果より干渉共振器の場所が 2 重対称な位置より  $x$  方向にずれても  $y$  方向にずれても、干渉共振器が近づき過ぎなければ位相差給電の効果が見込めることがわかる。

#### 5. まとめ

本稿では、磁界共振結合方式で無線伝送を行う際、所望の受電側と電力が漏洩し干渉してくる受電側がある場合に、所望の受電側に対してのみ選択的に伝送する方法として位相差給電を提案した。位相差給電により位相差が無い場合と比べて所望の受電側への伝送効率は 35% から 60% まで改善し、干渉受電側への電力漏洩率は約 35% から 10% まで抑えられることがシミュレーションにより確認できた。また、対称に配置した場合や非対称に配置した場合など様々な配置パターンでも干渉受電側が近づき過ぎない場合は位相差給電の効果が見込めることを確認した。今後は実験による検証

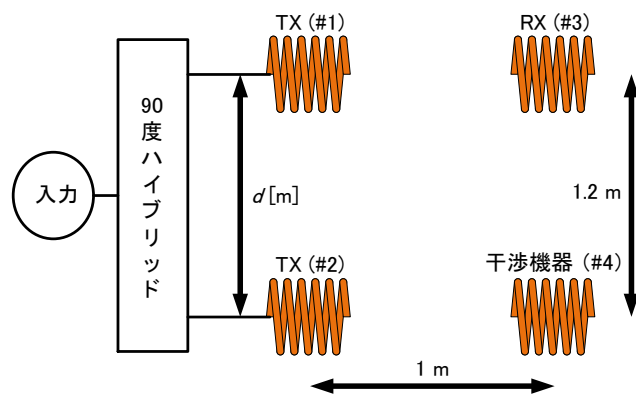


図 9 対称な共振器の配置。

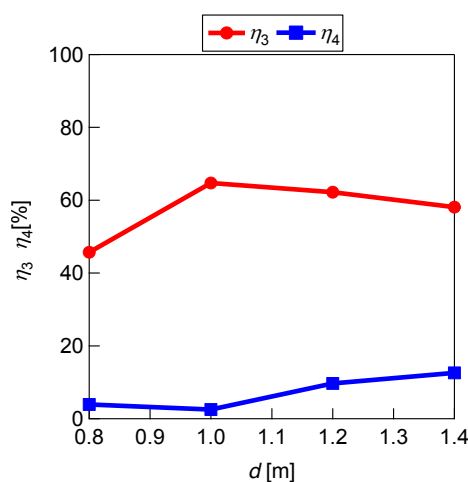


図 10 送受電共振器間距離  $d$  に対する伝送効率と電力漏洩率の変化。

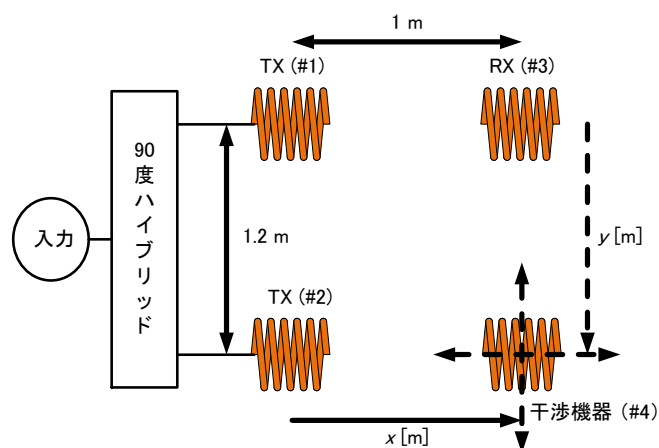


図 11 非対称な共振器の配置。

を行うとともに、他の共振器がある場合などに位相差給電の効果の影響などについて検討していく必要がある。



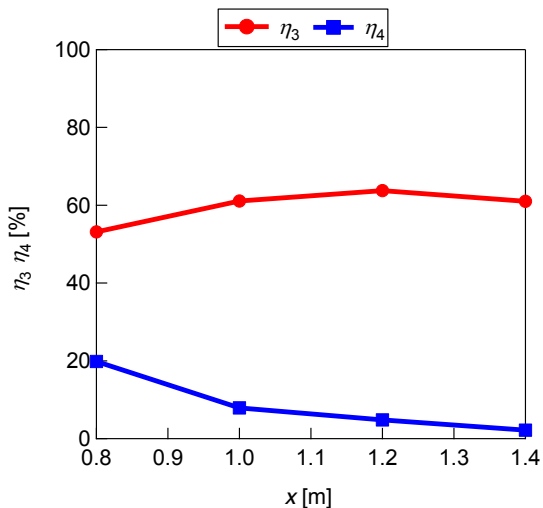


図 12 干渉共振器の場所による特性変化.  
(x 方向ずれ)

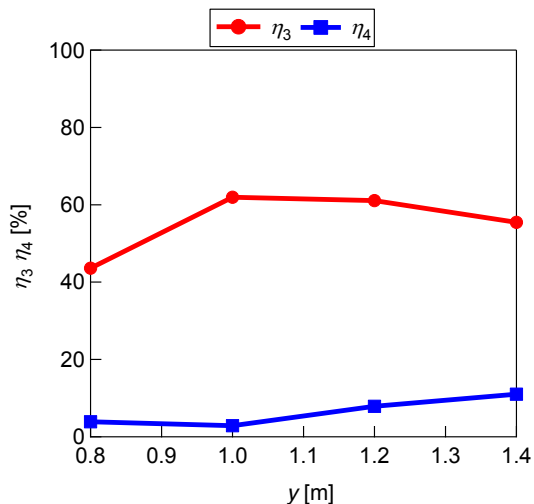


図 13 干渉共振器の場所による特性変化.  
(y 方向ずれ)

## 謝 辞

本研究の一部は放送文化基金の助成を受けて実施した。

## 文 献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83-86, July 2007.
- [2] 加藤, 居村, 堀, “中継器による走行中の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*, WPT2012-38, pp. 41-45, 2012.
- [3] H. Kohara, E. Nishiyama, and I. Toyoda, “Basic Concept of a Selective Wireless Power Transfer System Using Two Transmission Resonators with Phase Difference,” 平成 25 年度第 66 回電気関係学会九州支部連合大会, 03-1P-07, 2013.
- [4] 小西良弘, “マイクロ波回路の基礎とその応用” 総合電子出版社, pp. 126-135, 1990.
- [5] 西本, 人見, 大島, 深沢, 宮下, 高橋, 阿久澤, “干渉低減のために方向性結合器を付加した 2 重無線電力伝送,” *信学技報*, Vol. 113, No. 34, AP2013-31, pp. 85-90, 2013.
- [6] 居村, 内田, 堀, “非接触電力伝送における電磁誘導と電磁界結合の統一的解釈,” 電気学会自動車研究会, VT-09-007, pp. 35-40, 2009 年 1 月.
- [7] 田原, 山中, 原田, 大橋, 佐藤, “高調波抑圧形集中定数 90 度ハイブリッド,” *信学論(C)*, Vol. J91-C, No. 10, pp. 489-494, Oct. 2008.