

中継器を伴う磁界共振結合型無線電力伝送のための ホップ数可変インピーダンス整合手法

成末 義哲[†] 川原 圭博^{†,††} 浅見 徹[†]

[†] 東京大学 大学院情報理工学系研究科

^{††} School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology

あらまし 磁界共振結合を用いた無線電力伝送は、中距離を高効率給電可能な手法として注目されている。我々は室内に多数の共振器を敷き詰めることによって、ユーザが意識することなく全ての電子機器に給電できるような無線給電システムの構築を目指している。給電する際には、送電共振器から受電共振器まで直線状のパスを仮想的に生成することを想定しているが、現在のところまでに提案された設計手法は受電端末が固定されたシステムを想定したものであるため、ホップ数の変化には対応できなかった。そこで本稿では、中継共振器の追加/除去によるホップ数の変化時にも高い伝送効率を維持できる相互インダクタンス充足条件を求め、それに基づく直線状マルチホップ無線電力伝送の設計手法について検討し、その有効性をシミュレーション及び実測により確認した。

キーワード 無線電力伝送, 磁界共振結合, インピーダンス整合

Variable-Hop Impedance Matching Method for Magnetic Resonance Based Wireless Power Transmission Relays

Yoshiaki NARUSUE[†], Yoshihiro KAWAHARA^{†,††}, and Tohru ASAMI[†]

[†] Graduate School of Information Science and Technology, The University of Tokyo

^{††} School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology

Abstract Wireless Power Transmission has attracted much attention due to its advantage of high efficiency in middle distance. We are trying to design a system in which any electrical device can get power wirelessly without any user's consciousness by paving lots of resonators in a room. It is assumed that a virtual path from a transmitting resonator to receiving one is generated when power is transmitted. However because design methods proposed by far are able to be applied to systems where a receiving resonator is fixed, they are not suitable to our system, as the number of hops of a virtual path changes by adding or removing relay resonators. This paper proposes a new design method based on the condition of each mutual inductance for keeping high efficiency even when the number of hops changes. The result of a simulation and an experiment supports the validity of our method.

Key words Wireless Power Transmission, Magnetic Resonant Coupling, Impedance Matching

1. はじめに

磁界共振結合を利用した無線電力伝送は、数メートル程度の中距離を他の方式に比べ高効率に無線給電可能な技術として注目されている [1]。我々は、室内の床や壁に共振器を敷き詰めることによって、ユーザが給電及び充電を意識することなく、持っている携帯電話や机の上に置いているノート PC などすべての電気機器に対して自動的に給電できるような無線給電システムの構築を目指している (図 1)。床や壁に配置する共振器は、送電装置に接続された共振器と、電力伝送距離を伸ばすための中継共振器に分けられる。さらに、中継共振器にはポート部分

をショートすることによって中継共振器としての機能が ON となり、ポート部分をオープンとすることによって OFF となる性質がある。この性質を用いることで、給電する際には送電共振器から受電端末まで直線状のパスを仮想的に生成し、直線状マルチホップ無線電力伝送として給電することを想定している。直線状マルチホップ無線電力伝送に対しては、BPF 理論を応用した設計手法が提案されている [2]。各共振器間の結合係数が適切でない場合、設計した周波数において高い伝送効率が確保できないという問題があるが、この手法を用いて設計したシステムでは、インピーダンス整合がとれるため設計した周波数において高効率給電が可能であり、さらに BPF 特性を有

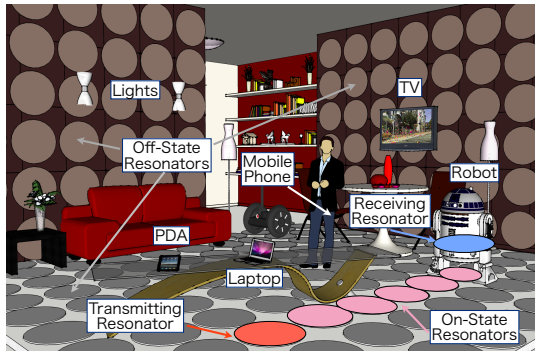


図 1 室内給電システムのイメージ

するため伝送帯域幅が広いという特徴がある．しかしながら，この手法は受電末端が固定されたシステムを想定したものであり，ホップ数をパラメータとして用いているため，受電末端の移動に応じてホップ数が変化する今回のシステムには適切でない．実際に N ホップにおける設計と $N + 1$ ホップにおける設計を比較すると，単に中継共振器を 1 つ追加すればよいのではなく，全ての共振器間の結合係数を再調整する必要がある．それゆえ，受電末端が移動した場合に中継共振器を ON/OFF してパスを調節したとしても，高効率な給電を実現することは不可能であった．そこで本稿では，伝送帯域幅を犠牲とする代わりに，中継共振器の追加/除去によるホップ数の変化時にも高い伝送効率を維持できる相互インダクタンス充足条件を求め，それに基づく直線状マルチホップ無線電力伝送の設計手法について検討し，その有効性を HFSS による電磁界シミュレーション及び実測により確認した．

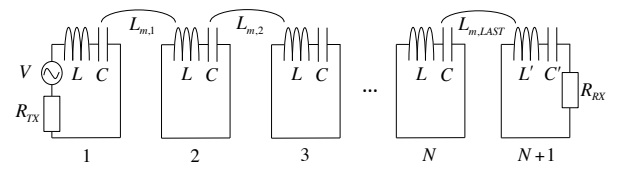
2. インピーダンス整合手法

本稿では 50Ω 系に代表される電源内部にインピーダンスをもつシステムを想定して，ホップ数が変化した場合でも中継共振器を追加/除去するだけで高効率給電を可能とする設計手法を導出する．この手法は 0Ω 系に対しても適応可能であり，これに関しては第 4 節にて考察を行う．

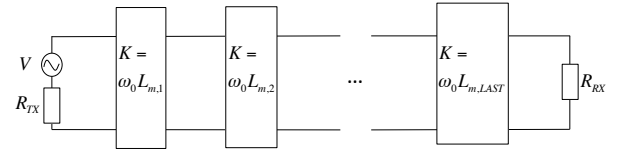
2.1 前提条件

今回想定しているアプリケーションは，床に共振器を多数配置することにより，室内に存在する電子機器に対して給電するというものである．よって， $N + 1$ 個の共振器のうち初めの N 個は大量に床に敷き詰められている共振器であるため，最初の N 個は同じ共振器であることが望ましい．次に，給電に用いる周波数は共振器自体の自己共振周波数を用いることとする．これは，複数の周波数を用いて給電することは法規制の観点から望ましくないためである．さらに，最後の中継共振器と受電共振器間の相互インダクタンスは，全てのホップ数のシステムにおいて一定であるものとし，以下 $L_{m, LAST}$ で表す．これは，受電共振器の高効率給電可能な高さが場所によって変化しないようにするためである．前提条件を以下にまとめる．

- (1) 送電共振器及び中継共振器は全て同一
- (2) 給電には共振器の自己共振周波数を用いる
- (3) 最終ホップの相互インダクタンスは一定



(a) N ホップ直線状マルチホップ無線電力伝送の等価回路



(b) 自己共振周波数における K インバータを用いた等価回路

図 2 等価回路

2.2 高効率給電の条件

効率を $|S_{21}|^2$ により定義する．今回は簡単のため共振器の損失抵抗は十分小さいものとして無視すると， N ホップ直線状マルチホップ無線電力伝送の等価回路は図 2(a) で表される．図 2(a) に示す回路においては，送電装置と受電末端の負荷はリアクタンス回路網によって接続されているため，入力ポートから出力された電力はすべて受電末端の負荷によって消費されると考えてよい．それゆえ， $|S_{21}|^2 = 1$ となる条件は $Z_{in} = R_{TX}$ であり，つまりインピーダンス整合である．ゆえに以後は，任意のホップでインピーダンス整合がとれる共振器の配置間隔について考察する．

2.3 インピーダンス整合条件

まず図 2(a) に示す N ホップ直線状マルチホップ無線電力伝送システムにおける共振器の自己共振周波数における入力インピーダンス $Z_{in}(N, \omega_0)$ を求める．相互インダクタンス L_m による結合は， $K = \omega L_m$ なる K インバータに等しいため，等価回路は図 2(b) に変換できる．これより $Z_{in}(N, \omega_0)$ は次式 (2) のように求まる．

$$Z_{in}(N, \omega_0) = \frac{(\omega_0 L_{m,1})^2}{\frac{(\omega_0 L_{m,2})^2}{\vdots \frac{(\omega_0 L_{m,N})^2}{R_{RX}}}} \quad (1)$$

$$= \begin{cases} \frac{\prod_{i:odd} L_{m,i}^2 \omega_0^2}{\prod_{i:even} L_{m,i}^2 R_{RX}} & N : \text{odd} \\ \frac{\prod_{i:odd} L_{m,i}^2}{\prod_{i:even} L_{m,i}^2} R_{RX} & N : \text{even} \end{cases} \quad (2)$$

任意の N ホップで $Z_{in}(N, \omega_0) = R_{TX}$ となるような，相互インダクタンスを求める．まず 1 ホップでインピーダンス整合がとれる条件は，式 (2) より $(\omega_0 L_{m,1})^2 / R_{RX} = R_{TX}$ である．これが送電装置の共振器または最後の中継共振器と，受電末端の共振器間の相互インダクタンス $L_{m, LAST}$ を与え

$$\frac{(\omega_0 L_{m, LAST})^2}{R_{RX}} = R_{TX} \quad (3)$$

である．次に最終ホップ以外の相互インダクタンスを求める．式 (3) 及び $Z_{in}(N, \omega_0) = R_{TX}$ が成立していると仮定し，そのもとで1ホップ増加させ， $N+1$ ホップのシステムにおけるインピーダンス整合条件を考えることにより $N-1$ 番目と N 番目の共振器間の相互インダクタンス $L_{m,N}$ に対する条件を求める．最終ホップの相互インダクタンス $L_{m,LAST}$ が一定であるため， $L_{m,N}$ のみが増加していることに注意すると，式 (2) より， N が奇数のとき $Z_{in}(N+1, \omega_0)$ は

$$Z_{in}(N+1, \omega_0) \quad (4)$$

$$= \frac{\prod_{i=1,3,\dots,N} L_{m,i}^2}{\left(\prod_{i=2,4,\dots,N-1} L_{m,i}^2 \right) L_{m,LAST}^2} R_{RX} \quad (5)$$

$$= \left(\frac{\prod_{i=1,3,\dots,N-2} L_{m,i}^2}{\prod_{i=2,4,\dots,N-1} L_{m,i}^2} \frac{L_{m,LAST}^2}{R_{RX}} \omega_0^2 \right) \frac{L_{m,N}^2 R_{RX}^2}{\omega_0^2 L_{m,LAST}^4} \quad (6)$$

$$= Z_{in}(N, \omega_0) \left(\frac{\omega_0 L_{m,N}}{R_{TX}} \right)^2 \quad (7)$$

となる．式 (6) から式 (7) への変形には式 (3) を用いた． N が偶数の場合にも同様に

$$Z_{in}(N+1, \omega_0) \quad (8)$$

$$= \left(\frac{\prod_{i=1,3,\dots,N-1} L_{m,i}^2}{\left(\prod_{i=2,4,\dots,N-2} L_{m,i}^2 \right) L_{m,LAST}^2} R_{RX} \right) \frac{\omega_0^2 L_{m,LAST}^4}{L_{m,N}^2 R_{RX}^2} \quad (9)$$

$$= Z_{in}(N, \omega_0) \left(\frac{\omega_0 L_{m,N}}{R_{TX}} \right)^{-2} \quad (10)$$

となる． $Z_{in}(N, \omega_0) = R_{TX}$ であるから，

$$Z_{in}(N+1, \omega_0) = \left(\frac{\omega_0 L_{m,N}}{R_{TX}} \right)^{\pm 2} R_{TX} \quad (11)$$

となり，全ての N に対して $\omega_0 L_{m,N}/R_{TX} = 1$ であれば任意のホップでインピーダンス整合がとれる．それゆえ，中継共振器は等間隔配置となり，その相互インダクタンス $L_{m,RELAY}$ は

$$\frac{(\omega_0 L_{m,RELAY})^2}{R_{TX}} = R_{TX} \quad (12)$$

によって与えられる．以上をまとめると，式 (3) 及び式 (12) がホップ数が変化した場合でも高効率給電を維持するために相互インダクタンスの満たすべき条件である．

2.4 共振器の配置手法

実装する場面においては， $L_{m,LAST}$ 及び $L_{m,RELAY}$ を実現する配置間隔を導出する必要がある．中継共振器は等間隔配置であるから，送電共振器または最後の中継共振器と受電共振器の配置間隔及び中継共振器の配置間隔の2つさえ求めれば良い．共振器2個を磁気結合させ，一方の共振器のポートに抵抗 R を装荷すると，もう一方の共振器からみた共振周波数における入力インピーダンスは，式 (2) より $Z_{in}(1, \omega_0) = (\omega_0 L_m)^2 / R$ と

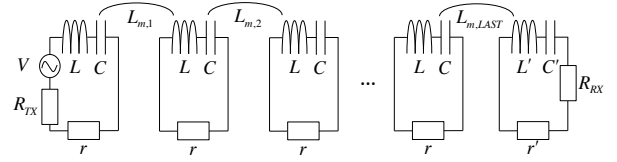


図3 N ホップ無線電力伝送の等価回路

なる．それゆえ， $L_{m,LAST}$ を実現する配置間隔は，送電装置と受電端末を磁気結合させたときに送電装置から見た入力インピーダンスが R_{TX} となるような距離である．また， $L_{m,RELAY}$ を実現する配置間隔は，一方の中継共振器に抵抗 R_{TX} を装荷し，もう一方の中継共振器から見た入力インピーダンスが R_{TX} となるような距離とすればよい．入力インピーダンスは，ベクトルネットワークアナライザやオシロスコープ等を用いて測定がし得るため，容易に設計が可能である．

2.5 損失抵抗を考慮した伝送効率の見積もり

提案している共振器の配置手法は，共振器における損失抵抗が無視出来るという仮定のもとで導出してきた．しかしながら，共振器において損失抵抗は小さいながらも存在するため，ホップ数が増えてきた場合に損失抵抗が与えた影響によって，入力インピーダンスが変化し，大きなインピーダンスの不整合を引き起こす可能性がある．そこで本節では，損失抵抗が存在する場合にも入力インピーダンスは電源のインピーダンス R_{TX} に近い値となることを示し，さらに損失抵抗を考慮した共振周波数における伝送効率の見積もり式を導出する．はじめに，損失抵抗を考慮した直線状マルチホップ無線電力伝送システムにおける等価回路を図3に示す．今回提案する設計手法を用いた場合，損失抵抗の影響により式 (3) 及び式 (12) は厳密には成立しない．入力インピーダンスが R_{TX} となるような距離に配置するため，最終ホップの相互インダクタンス $L'_{m,LAST}$ 及びその他の相互インダクタンス $L'_{m,RELAY}$ は次式のようになる．

$$r + \frac{(\omega_0 L'_{m,LAST})^2}{r' + R_{RX}} = R_{TX} \quad (13)$$

$$r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + R_{TX}} = R_{TX} \quad (14)$$

損失抵抗を考慮した入力インピーダンスを $Z'_{in}(N, \omega_0)$ とする．式 (13) 及び式 (14) を用いると， $Z'_{in}(N, \omega_0)$ は式 (2) の導出と同様にして

$$Z'_{in}(N, \omega_0) = r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + R_{TX}}} \quad (15)$$

$$= r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{R_{RX} + r'}}}} = r + \frac{(\omega_0 L'_{m,RELAY})^2}{R_{RX} + r'} \quad (16)$$

と求まる．ここで損失抵抗 r が R_{TX} に対して十分に小さく、 $(r/R_{TX})^2 \simeq 0$ と近似できるものとする、式 (16) は次のように近似できる．

$$Z'_{in}(N, \omega_0) \simeq \begin{cases} R_{TX} & N : \text{odd} \\ R_{TX} + r & N : \text{even} \end{cases} \quad (17)$$

以上より、損失抵抗の影響により入力インピーダンスが大きくなることはないことが示された．次に $Z'_{in}(N, \omega_0)$ を用いて伝送効率の見積もりを行う．伝送効率 $|S_{21}|^2$ は、

$$|S_{21}|^2 = \frac{\text{負荷で消費される電力}}{\text{電源の有能電力}} \quad (18)$$

によって与えられるため [3]、負荷で消費される電力を求めるとして伝送効率の見積もりが可能である．負荷で消費される電力は、次のように変形することができる．

$$\begin{aligned} & \text{負荷で消費される電力} \\ & \text{負荷で消費される電力} \\ = & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{N+1 \text{ 番目の共振器で消費される電力}} \\ \times & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{N+1 \text{ 番目の共振器で消費される電力}} \\ \times & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{N \text{ 番目以降の共振器で消費される電力}} \\ & \vdots \\ \times & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{2 \text{ 番目以降の共振器で消費される電力}} \\ \times & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{1 \text{ 番目以降の共振器で消費される電力}} \\ \times & \frac{\text{負荷で消費される電力}}{1 \text{ 番目以降の共振器で消費される電力}} \quad (19) \end{aligned}$$

ここで、負荷で消費される電力と $N+1$ 番目の共振器で消費される電力の比は R_{TX} と r' の比に等しい．また、 $i+1$ 番目以降の共振器で消費される電力と i 番目以降の共振器で消費される電力の比は、 $Z'_{in}(N+1-i, \omega_0) - r$ と $Z'_{in}(N+1-i, \omega_0)$ の比である．1 番目以降で消費される電力は、システム全体で消費される電力に等しいため、式 (19) は 1 ホップから N ホップまでの Z'_{in} を用いて次式のように表される．

$$\begin{aligned} & \text{負荷で消費される電力} \\ = & \frac{R_{RX}}{R_{RX} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \frac{Z'_{in}(i, \omega_0) - r}{Z'_{in}(i, \omega_0)} \\ & \times \text{Re} \left(\left| \frac{Z'_{in}(N, \omega_0)}{R_{TX} + Z'_{in}(N, \omega_0)} V \right|^2 / Z'^*_{in}(N, \omega_0) \right) \quad (20) \end{aligned}$$

これを式 (18) に代入すると抵抗損失を考慮した場合の伝送効率が得られる．

$$\begin{aligned} |S_{21}|^2 &= \frac{4R_{TX} \cdot \text{Re}(Z'_{in}(N, \omega_0))}{|R_{TX} + Z'_{in}(N, \omega_0)|^2} \frac{R_{RX}}{R_{RX} + r'} \\ & \times \prod_{1 \leq i \leq N} \left(1 - \frac{r}{Z'_{in}(i, \omega_0)} \right) \quad (21) \\ & \simeq \frac{R_{RX}}{R_{RX} + r'} \left(1 - \frac{r}{R_{TX}} \right)^N \quad (22) \end{aligned}$$

式 (21) から式 (22) への変形には、式 (17) 及び $(r/R_{TX})^2 \simeq 0$ を用いた．式 (21) が伝送効率の理論式であり、式 (22) が伝送効

率の近似式である．式 (21) 及び式 (22) による計算値を、HFSS によるシミュレーションにより得た伝送効率、実測の伝送効率と比較して表 1 に示す．2 つの見積もり式が適切な効率の見積もりが可能であることを示しており、近似が妥当であったといえる．

3. シミュレーション及び実測

本節では、前節 2 で導出した共振器の配置手法の有効性を HFSS を用いた電磁界シミュレーション及び実測にて確認した．得られた結果は、提案する設計手法の正当性を示している．

3.1 HFSS による電磁界シミュレーション

等価回路において導出してきた設計手法の電磁気学における正当性を確認するため、完全 3 次元 Full-wave 電磁界解析ツール HFSS を用いてシミュレーションを行った [4]．シミュレーションにおいて、今回は簡単のため $R_{TX} = R_{RX} = 50\Omega$ とし、共振器のモデルは居村らの提案しているヘリカル型を使用した [5]．銅線には断面が $1\text{mm} \times 1\text{mm}$ の正方形であるものを用い、それをピッチ幅 5mm 、円の直径 300mm でモデリングを行った．共振器の配置に関しては、共振器を水平直線上に配置した．解析空間は生活空間を想定して”air”とした．HFSS によるシミュレーションにおいては、物理的なパラメータのみ設定可能であるため、自己共振周波数を 13.56MHz に合わせ、所望の相互インダクタンスを導出する距離を求めなければならない．共振器の自己共振周波数を 13.56MHz に合わせる際には、銅線の巻数を適宜調節し、10 回程度の解析によって 3.144 周ずつ (上下合わせると 6.288 周) のときに 13.56MHz で自己共振をすることが分かった．この共振器の損失抵抗は 1.31Ω であった．次に、共振器の配置間隔を求めるため、2 つの共振器を水平直線上に配置し、 $S_{11} = (50 - 50) / (50 + 50) = 0$ となる間隔を 10 程度程度の解析を行うことによって求め、配置間隔 3.71825cm を得た．これらのパラメータを用いて得た $|S_{21}|^2$ の周波数特性を図 4 に示す．この結果は、等価回路によって導出してきた設計手法が電磁界の現象に即しており、高効率な給電が可能であることを示している．

続いて、周波数 13.56MHz の 100W 電源を接続した場合の電界強度を図 5 に、磁界強度を図 6 に示す．ICNIRP は 2010 年に 10MHz 以下の帯域におけるガイドラインを改定し [6]、現在 10MHz 以上の帯域におけるガイドラインを改訂中であるため、今回は 10MHz における公衆ばく露の参考値である、電界強度 83V/m 、磁界強度 21A/m を用いて図 5,6 を評価すると、磁界強度が 21A/m を超えている空間は電界強度が 83V/m を

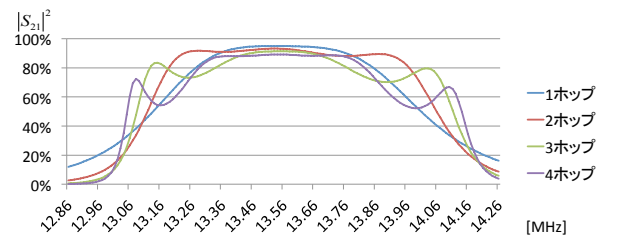


図 4 HFSS による伝送効率 $|S_{21}|^2$ のシミュレーション

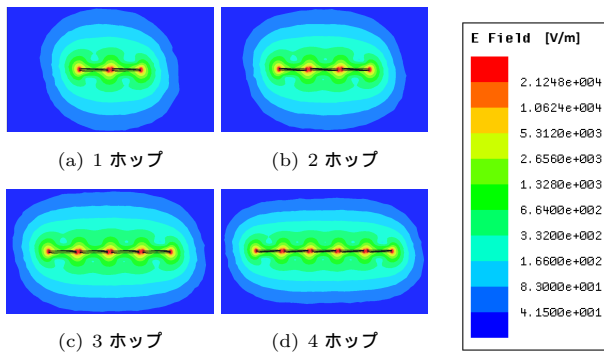


図 5 100W 電源接続時の電界強度

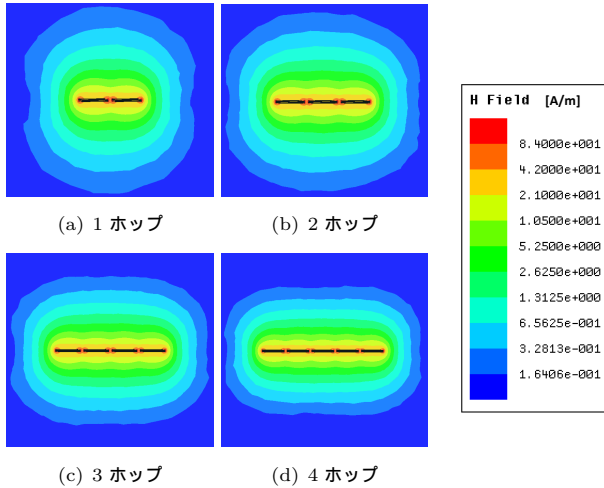


図 6 100W 電源接続時の磁界強度

超えている空間よりはるかに狭くなることが分かった。

3.2 実 測

次に実測によって伝送効率を求めた。3.1節と同様に、共振器には居村らの提案しているヘリカル型の共振器を実際に作成して使い、電源のインピーダンスと負荷は $R_{TX} = R_{RX} = 50\Omega$ とした。配置間隔の導出及び $|S_{21}|^2$ の測定には ROHDE&SCHWARZ 社製のベクトルネットワークアナライザ ZVL を用いた。また、実測においてはアプリケーションを意識し、受電共振器のみ、水平直線上ではなく最後の中継共振器の鉛直上に配置した。さらに、受電側の共振器についての位置ずれ特性を調べるため、鉛直方向に上下それぞれ 5cm ずらしたときの $|S_{21}|^2$ の測定も行った (図 7)。実装の結果、水平方向の配置間隔は 4.1cm、鉛直方向の配置間隔は中心から中心までの距離が 26cm であった。実測の結果を図 8,9,10 に示す。図 8 より、提案している設計手法によって実際に高効率な給電が可能であることが示された。図 9,10 をみると、自己共振周波数における効率はどの場合にも 70% を下回らず、位置ずれに強い配置であるということが出来る。この節の最後に、実測、HFSS によるシミュレーション、伝送効率の見積もり式により得られた伝送効率を表 1 にまとめる。見積もり式における計算では作成した共振器を測定することによって得たパラメータを用いた。表 2 に各パラメータを示す。

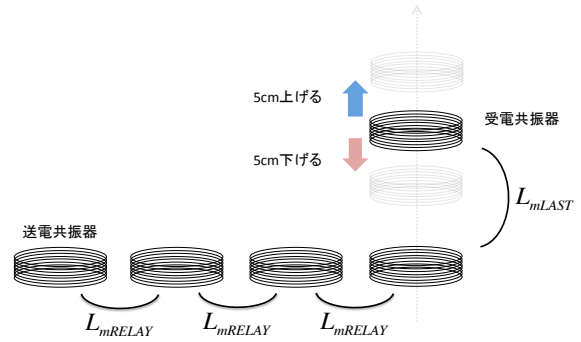


図 7 実測時の共振器配置

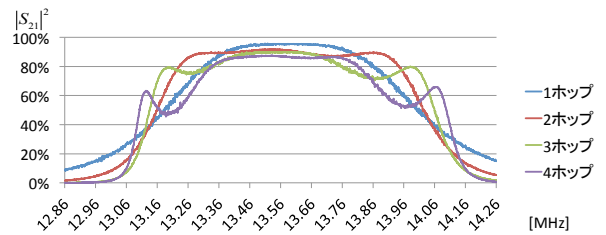


図 8 設計通りの高さにおける伝送効率 $|S_{21}|^2$ の実測

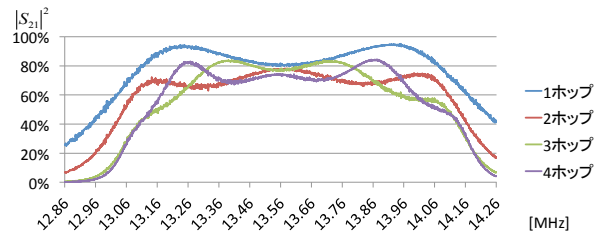


図 9 受電共振器を 5cm 下げた場合の伝送効率 $|S_{21}|^2$ の実測

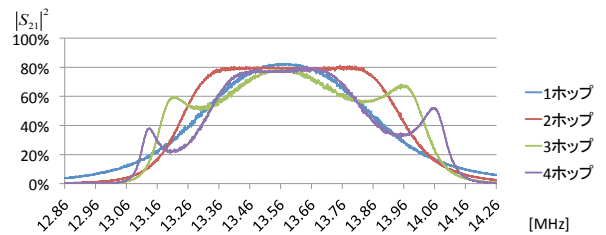


図 10 受電共振器を 5cm 上げた場合の伝送効率 $|S_{21}|^2$ の実測

表 1 伝送効率の比較

	1 ホップ	2 ホップ	3 ホップ	4 ホップ
実測	95.3%	90.5%	89.4%	86.6%
実測 (-5cm)	80.3%	77.6%	76.8%	74.1%
実測 (+5cm)	81.9%	79.3%	77.9%	77.0%
HFSS	94.9%	93.0%	89.2%	86.8%
見積もり式 (21)	94.5%	91.9%	89.2%	86.8%
見積もり式 (22)	94.5%	91.8%	89.2%	86.7%

表 2 作成した共振器の各パラメータ

共振周波数	損失抵抗	インダクタンス	キャパシタンス
13.56MHz	1.42 Ω	13.27 μ H	10.38pF

4. 0Ω系への応用

提案している設計手法は、50Ω系を想定した設計手法であった。しかしながら、現在より電力効率の良い0Ω電源の必要性が議論されている[7]。そこで本節では、提案している設計手法を0Ω系へ応用可能であるか検討する。0Ω系においては $R_{TX} = 0$ であるためインピーダンス整合は不可能であるが、 R_{TX} を共振器の損失抵抗より十分に大きい値をもつパラメータとすることで、今回提案する設計手法を用いることができる。また、この手法を用いた場合、入力インピーダンスがほぼ一定値 R_{TX} となるという利点がある。0Ω系電源の最適動作においては負荷の値が非常に重要な要素であるため、今回の設計手法は0Ω系においても有効であると考えられる。次に効率を定義する。0Ω系においては、電源の有能電力が定義できないため、 $|S_{21}|^2$ も定義できない。そこで本稿においては、現在までに発表されている論文に習い、次式(23)によって与えられる電力効率 η を用いて評価する[8]。

$$\eta = \frac{\text{負荷で消費される電力}}{\text{入力電力}} \quad (23)$$

負荷で消費される電力は式(19)によって与えられ、入力電力は式(19)における、1番目以降の共振器で消費されるエネルギーに等しいため、式(22)の導出と同じ議論によって、式(23)は次式(24)に変形される。

$$\eta = \frac{R_{RX}}{R_{RX} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \left(1 - \frac{r}{Z'_{in}(i, \omega_0)} \right) \quad (24)$$

$$\simeq \frac{R_{RX}}{R_{RX} + r'} \prod_{1 \leq i \leq N} \left(1 - \frac{r}{R_{TX}} \right) \quad (25)$$

ゆえに電力効率 η は $|S_{21}|^2$ と同じ近似式で与えられる。50Ω系において十分な伝送効率を確保できるという点からすると、0Ω系においても十分な効率を確保し得る、つまり50Ω系を想定して導出した設計手法が0Ω系に対しても適応可能であることを示している。その一方、効率 η では伝送できる電力についての考慮がなされていないため、高電圧をかけなければ十分な電力伝送ができない場合でも η の値が大きくなる可能性がある。しかしながら、今回提案している設計手法では、入力インピーダンスがほぼ一定値 R_{TX} となるように設計されているので、設計時に R_{TX} を適切な値に設定すれば、いずれのホップ数の場合でも十分かつ同程度の電力が出力され、負荷で消費されるはずである。そこで0Ω系における消費電力、入力電力、効率 η の周波数応答を確認するため、LTspiceを用いてシミュレーションを行った。共振器のパラメータには表2のものを用い、 R_{TX} 及び R_{RX} については前節3.2と同様に $R_{TX} = R_{RX} = 50\Omega$ とした。電源電圧をピーク値100Vとした際の、各ホップ数における負荷での消費電力、入力電力、電力効率 η を図11に示す。共振周波数13.56MHzにおいて効率は最大、各ホップにおける入力電力は同程度であり、消費電力も単調に減少しているものの同程度となっている。これによって今回提案している設計手法の0Ω系に対する有効性が示された。

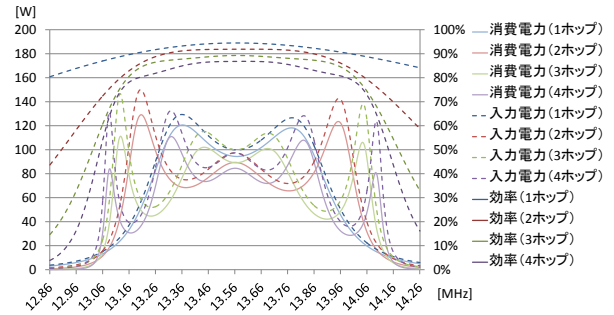


図 11 0Ω系における消費電力、入力電力、効率のシミュレーション

5. おわりに

本論文では磁界共振結合型無線電力伝送において、任意のホップで高効率な給電が可能となる直線状マルチホップ型の共振器配置手法を提案した。HFSSによる電磁界シミュレーションにより今回提案する設計手法の正当性を確認し、実測においても高効率な給電が可能であることを確認した。本手法は、広い伝送帯域を必要としない場合には、たとえ場所が固定された給電であったとしても、設計の簡易性及びどの共振器でも同様に用いることができるという点で優れており、非常に有効であると考えられる。今後の課題として、中継共振器の制御を行うための通信の実装や、中継共振器のON/OFFのスイッチングの実装が挙げられる。

謝辞 本稿は科研費若手研究(A)(2268004)の助成を受けたものである。

文 献

- [1] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljačić, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances," *science*, vol.317, no.5834, p.83, 2007.
- [2] 宮坂拓也, 川原圭博, 浅見徹, "直結型磁界共振結合を用いた無線電力伝送の多段化設計と評価" 信学総大, BS-2-4, February 2011.
- [3] 稲垣直樹, 堀智, "近傍界結合アンテナを用いた無線接続の基礎," 電子情報通信学会論文誌. B, 通信, vol.94, no.3, pp.436-443, March 2011.
- [4] ANSYS HFSS, <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electromagnetics/High-Performance+Electronic+Design/ANSYS+HFSS>.
- [5] 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: 磁界型アンテナと電界型アンテナ" 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, vol.130, no.1, pp.76-83, January 2010.
- [6] ICNIRP, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1Hz - 100kHz)," *Health Physics*, vol.99, pp.818-836, 2010.
- [7] T. Hosotani, and I. Awai, "A novel analysis of zvs wireless power transfer system using coupled resonators," 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), pp.235-238, 2012.
- [8] I. Awai, and T. Ishizaki, "Transferred power and efficiency of a coupled-resonator wpt system," 2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications (IMWS), pp.105-108, 2012.