

Hercules: 平面上での無線電力共有実現のための再構成可能な磁界共振結合モジュールの設計

成末 義哲¹ 川原 圭博^{1,2} 浅見 徹¹

概要：遍在する機器への給電は、ユビキタスコンピューティング環境実現に向けた大きな課題である。現在発売されている Qi 規格等の非接触給電手法は、基本的に金属接点やコネクタを介さず充電が可能な点と点を結ぶケーブルの無線化手法にすぎない。マイクロ波や電磁誘導を用いて平面上の任意の点に給電可能な無線給電シートも開発されているが、これらは開発者が設計した形と大きさでしか使うことができないため、形状や大きさの変更はコストが高つく。本稿では、(1) ユーザが自由に形状を変更可能であり、(2) シート上に存在する全ての端末が互いに電力を送受信可能であるという二つの特徴を持つ無線給電シートを低コストで実現する、磁界共振結合モジュール Hercules (HEXagonal Resonant Coupling Units for wireLess Energy Sharing) を提案する。六角形の Hercules を任意のタイル状に並べるだけで、各モジュールが磁界により共振結合し、無線給電シート (Hercules シート) を構成する。各モジュールの接続は接点を持たない点が最も大きな特徴である。従来の無線給電シートでは、シート上のあらかじめ決められたポートからシート上の端末群に対して無線給電を行うのに対し、本手法ではシート上の任意の端末から他の端末群への電力伝送も可能である。これにより残余電力量の多い端末から充電を必要とする端末群へ電力を分け与えると言った新たなアプリケーションが可能になる。磁界共振結合型の無線給電方式を用いて給電範囲を二次元的に拡張する場合、単に中継共振器をシート状に多数配置するだけでは、各中継共振器における電流分布が不均一になり、電力伝送が不可能となる場所がシート上に発生する。この問題を解決するために、我々は平面上の各共振器の電流が等しくなるような共振器のインピーダンス設計手法を考案することで Hercules の設計が可能となった。本稿では、Hercules の概要及び設計手法と、LTSpice を用いた回路シミュレーション結果について述べる。

1. はじめに

1899 年に初めて行われた Nicola Tesla の無線電力伝送の実験以降、人類は 1 世紀以上もの間、電力伝送の無線化を夢見てきた [1]。2008 年には非接触給電として初の国際規格である Qi が策定されたものの、既存の技術では高効率給電できる範囲が非常に狭く、無線電力伝送というよりは電源端子の非接触化としての意味合いが強く、いつでもどこでもユーザが意識することなく、室内に存在する全ての電子機器に対して無線給電可能な空間を実現するという点では力不足である。家庭内にセンサが張り巡らされ、また多数のロボットが協調して動き回るようなユビキタスコンピューティング環境の実現を考えたとき、それらの機器への給電手法を実現する普遍的な手法は未だ存在しない。現在、無線電力伝送技術に関する期待は大きく、端末を置

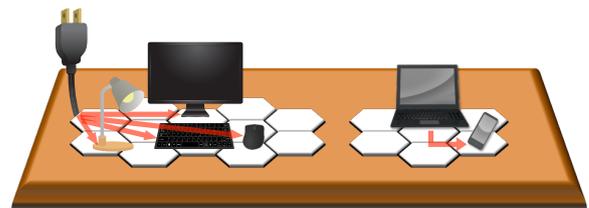


図 1 Hercules シートの使用イメージ

くだけで、あるいは、持っているだけで無線給電可能なシステムを構築し、さらに給電の広範囲化を実現することによって、充電の低コスト化を図る研究が行われている。卓上など 2 次元平面上への無線電力伝送は無線電力伝送シートと呼ばれ、過去にいくつかのシステムが提案されている。

しかしながら、従来手法は高効率なものについては、ハードウェア構成が複雑でシート自体が非常に高価なものになりがちである。また、マイクロ波を特殊なシートの中に閉じ込めエバネッセント界でのエネルギーのやり取りを行うシステムでは、比較的安価であるというメリットはあるが、大きさや形状をユーザが自由に変更することは難しい。ポ

¹ 東京大学 大学院情報理工学系研究科
Graduate School of Information Science and Technology,
The University of Tokyo

² MIT Media Lab



図 2 Hercules のサイズ

イントツーポイントでの高い電力効率を実現可能な無線給電手法として、給電周波数で共振した共振器を用いる磁界共振結合方式が注目されている。磁界共振結合方式は、数 cm から数 m 程度の距離で他の手法に比べ高効率給電が可能であり、中継共振器を用いることで送電範囲を拡大可能であるという特徴を有する。しかし、この手法を用いたとしても、現状のところ簡易なハードウェアで位置ずれに強い無線電力伝送シートを実現することはできず、シート上で給電効率に著しいムラが生じるという問題がある。

本稿では、磁界共振結合型の無線電力伝送を用いて位置ずれに強い無線電力伝送を実現する手法を提案する。既存の手法では着目されていなかったパラメータを設計対象とすることによって、位置ずれに強い無線電力伝送を簡便に実現する手法を考案した。さらに、この手法を応用することにより、適切に組み替えるだけで任意形状の無線給電シートを構成可能な共振器モジュールである Hercules の設計に成功した。Hercules は HExagonal Resonant Coupling Units for wireLess Energy Sharing の略であり、六角形のタイル状の共振器モジュールである。Hercules の使用シーンを図 1 に示す。Hercules シートを用いることにより、既存の手法では不可能であった、端末同士の電力融通も可能になる。すなわち無線電力伝送シートから端末群に給電するだけでなく、シート上のラップトップ PC からシート上のマウス、スピーカー、スマートフォンなどへ給電する等、端末から端末群へ給電に対しても対応可能である。これらの特徴から、掃除ロボットや無人航空機への給電、センサネットワークの電力協調動作等への応用も考えられる。各モジュールは銅線と発泡スチロール、キャパシタからなり非常に安価に実装できる。また、モジュール同士は金属接点を持たず共振結合で無線接続されるため、水回りでも利用できる。LTspice を用いた回路シミュレーションの結果、7 枚の Hercules を敷き詰めた場合、場所に依存せず 85% 以上の効率で給電可能であることが明らかになっている。理論上 20 個程度の Hercules を敷き詰めたとしても 50% 以上の効率が実現可能である。Hercules に関して細かなサイズの調節は受電共振器の構成等の点から今後検討する必要があるものの、図 2 に示す大きさを元に計算するとおおよそ 3.4m^2 程度の面積をカバーできる。

第 2 章では、従来の無線電力伝送シートを概観し、現状の無線電力伝送シートが抱える問題点について述べる。第

3 章では、位置ずれに強い無線電力伝送シートを実現するための、電流に着目した無線電力伝送の設計手法を提案する。続いて、第 4 章において、Hercules 及び Hercules シートの技術的な実現手法について述べ、シミュレーションによって妥当性を検証する。最後に第 5 章で結論を述べる。

2. 関連研究と無線電力伝送シートの問題点

本章では、現在までに組み込まれている主な無線電力伝送シートについてまとめ、その中で無線電力伝送シートの現状と問題点を把握する。

2.1 ワイヤレス電力伝送シート

まず初めに無線電力伝送シートの先駆的な研究成果である、ワイヤレス電力伝送シートについて説明する [2]。このシートは 4 枚のシートから構成されている。それぞれは、電力伝送用コイルのシート、電力伝送用コイルをスイッチングするための MEMS スイッチのシート、受電端末の位置検出用コイルのシート、位置検出用コイルの制御用 FET スイッチのシートであり、全て印刷技術によって制作されている。給電する際には受電端末の位置検出を行い、受電端末に最も近い送電コイルだけでなく、そのコイルを囲むコイル 8 つも同時に ON にすることによって位置ずれ時の特性を改善している [3]。電力効率については最大で約 35%、最低でも 20% 以上の値を実現可能である。

ここでワイヤレス電力伝送シートの電力効率について議論する。現在日本においては、Broadband Wireless Forum によって標準化が勧められている [4]。標準化に際し、Broadband Wireless Forum においては、最低でも 40% の効率が必要であるとしている。さらにこの効率は電力伝送の効率だけでなく、電源の効率も考慮に入れた場合の効率である。電源の効率は高くとも 90% 程度であることを考えると、電力伝送の効率は 45% は必要であるため、ワイヤレス電力伝送シートの効率は充分でない。

2.2 2-D Waveguide Power Transmission

近年注目を集めているのが、2-D waveguide power transmission である [5]。2-D waveguide power transmission は、誘電体層の両面を金属メッシュ構造で挟んだシートと共振カプラによって実現される。誘電体中に電磁波を伝搬させ、メッシュ構造からにじみ出たエバネッセント界を用いて共振カプラと結合し、電力を吸い出すものである。整流回路の効率は最大で 77.9% と非常に高いものの、整流回路の効率を考慮した RF-DC の電力効率は最高でも 40.4% である [6]。そのため、この手法に関しても、現状では実用上効率が十分でなく、更なる効率改善が期待される。

2.3 磁界共振結合型無線電力伝送を用いた取り組み

新しい無線電力伝送シートの流れとして、磁界共振結合

型の無線電力伝送を用いる手法が挙げられる。磁界共振結合型の無線電力伝送は、電磁界共鳴、磁界共鳴、Witricity等とも呼ばれており、2007年にMITのグループによって提案されたものである[7],[8]。この手法では、給電周波数で共振した共振器を給電及び受電に用いることで、数cmから数m以下の距離において、電磁誘導やマイクロ波を用いた手法と比較して高効率な給電を実現できる。実際にMITのグループが行った最初の実験では、2mの距離で40%程度の効率を実現しており、1mでは90%弱もの効率を実現している。以上に加えて、磁界共振結合型の無線電力伝送はユニークな特徴をもう1つ有している。それは共振器を送電共振器と受電共振器の間に置くことによって、伝送距離を2倍程度まで伸ばすことができることである[9]。この共振器は中継共振器と呼ばれ、その数は1つに限られるわけではなく、2つ置くことによって3倍程度、3つで4倍程度まで伸ばすことが可能である。これらの特徴のために、磁界共振結合型の無線電力伝送は高効率な無線電力伝送を実現するためのキーテクノロジーとして考えられており、盛んに研究が行われている。近年、磁界共振結合型の無線電力伝送を用いた無線電力伝送シートの研究が活発化してきている。これまでの研究事例を以下にまとめる。

2.3.1 Staggered Repeater Coil Array

磁界共振結合型の無線電力伝送を応用した無線電力伝送シートの中で最もシート形状の自由度が高いのがStaggered Repeater Coil Arrayである[10]。この手法においては、送電共振器を敷き詰めた層の上に、送電共振器の隙間の位置に中継共振器を敷き詰め、受電端末の位置に最も近い送電共振器1つとその上にある中継共振器4つのみをONにすることによって高効率な給電を可能にするものである。いずれの位置においても64%以上の効率が維持される。

しかし、このシステムの問題点として、装置の複雑さが挙げられる。このシステムを実現するためには、受電端末の位置を検出する必要があるだけでなく、全ての送電共振器のスイッチング、全ての中継共振器のスイッチング、さらには全ての送電共振器を電源(以下ではPower Amplifierの略であるPAと記す)に接続する必要すらあるため、装置が非常に複雑であり、大規模化も難しく、コストも非常に高くなることが予想される。それに対して、位置検出やスイッチングを用いることなく、位置ずれに強い給電を実現するシステムの研究が活発に行われている。

2.3.2 位置検出やスイッチング用いずに位置ずれに強いシステムを実現する手法

Kimらは、スパイラル共振器を直線状に敷き詰めることによって受電共振器がその直線状のどこにいても高効率な無線電力伝送を実現する手法について検討している[11]。しかし、ただ単に自己共振した中継共振器を直線状に4つ配置し、その自己共振周波数で給電した場合には、2番目の中継共振器の上と4番目の中継共振器の上で、電力の送

ることのできないDead Zoneが生じてしまう。この現象の回避策として、給電周波数と最終段の共振器の自己共振周波数を、他の共振器の自己共振周波数から適切にずらすことによって位置ずれに強くなると報告している。しかし、どの程度周波数をずらすべきなのかは示されておらず、試行錯誤的に行うしかない。その上、共振器1と共振器2の間、共振器3と共振器4の間では依然として効率が非常に悪くなってしまっている。

これに対して、三輪らは、正方形のループ共振器4つを正方形型に敷き詰め、給電周波数をずらすことによって位置ずれに強い給電を行う手法を提案している[12]。しかし、どの周波数にすべきなのかは示されておらず、4つのシステム以外への応用可能性については検討されていない。実際、本稿で提案する手法により解析を行うと、このシステムは4つのシステムにのみ適応可能であることが示され、かつ、給電周波数も計算により求めることが可能である。

2.4 無線電力伝送シートの問題点

これまでに現在までの無線電力伝送シートの主な研究事例についてまとめた。現状として高効率な給電が可能であるのは、SRCAと三輪らの手法である。しかし、SRCAは装置が複雑であり、三輪らの手法は共振器4つのシステムにしか用いることができず、給電周波数の設計も困難である。つまり、無線電力伝送シートの抱える問題は、位置ずれに対して強固であり、かつ安価なシステムで実装することが不可能な点にある。実用面を考えると、安価に実装できることは必要不可欠である。ゆえに本稿では、位置ずれに強く、位置検出やスイッチングを必要としない無線電力伝送シートの実現手法について検討する。

3. 位置ずれに強い無線電力伝送シートを実現するための電流に着目した設計手法

本章では、位置ずれに強い無線電力伝送を実現するために満たすべき条件を考え、その条件を満たすシステムの実現手法を等価回路を用いて導出する。

3.1 位置ずれに強い無線電力伝送の条件

位置ずれに強い磁界共振結合型無線電力伝送シートを実現するにあたり、システムに求められる条件を考える。

磁界共振結合型の無線電力伝送では、電磁誘導方式と同様に、式(1)で表されるファラデーの電磁誘導を主に用いて受電端末側に電圧を誘起する。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1)$$

磁界共振結合型の無線電力伝送において、用いる共振器によっては、電界による結合も電圧誘起の一因である[13]。しかし、一般に周囲の誘電体の影響に強い短絡型の共振器においては磁気結合が支配的であるため、今回は電界結合

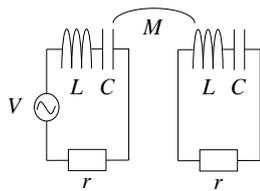


図 3 送電共振器と中継共振器が磁気結合したシステムの等価回路

を考慮しない [14]. このとき、位置ずれに強くするためには、位置に関係なく一定の磁気結合が得られるシステムを構築すべきである。すなわち、給電範囲内における磁束密度をより一定にすることが必要不可欠である。ここで送電共振器及び中継共振器に注目すると、磁束は式 (2) のようにアンペール-マクスウェルの式によって記述される。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{j} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (2)$$

ここでも電界の影響を無視すると、磁界は電流と対応することが分かる。そのため、位置ずれに強いシステムを構築するためには、均一な電流分布を実現する必要がある。ゆえに送電共振器及び全ての中継共振器に同じ共振器を用い、さらに等間隔に配置した上で、全ての共振器の電流が等しくなるように設計することが位置ずれに強い無線電力伝送を実現するための条件である。そこで次節においては、全て同一の共振器を等間隔に配置した場合に、全ての電流を等しくするための設計手法について検討する。

3.2 中継器が 1 つのシステムにおける電流の均一化手法

簡単のため、まず送電共振器 1 つと中継共振器が 1 つのシステムについて考える。システム構成及び、各パラメータを図 3 に示す。磁界共振結合型の無線電力伝送においては、自己共振器を用いるため、送電の各周波数に関して

$$\omega = 1/\sqrt{LC} \quad (3)$$

が成立する。磁界共振型の無線電力伝送の設計パラメータは、一般に、共振器間の結合係数及び共振器個々の Q 値である。そのため、初めにこの 2 つのパラメータを適切に設計することにより、2 つの共振器の電流を均一化することを考える。送電共振器の電流を I_1 、中継共振器の電流を I_2 とすると、 I_1 と I_2 の間には次式 (4) が成立する。

$$j\omega MI_1 = rI_2 \quad (4)$$

つまり、 I_1 と I_2 の電流位相は必ず $\pm\pi/2$ ずれてしまい、また、一般に $|j\omega M| \gg r$ であるから、振幅も大きく異なる。これは、結合係数や Q 値をいくら調節したとしても、電流を均一化できないことを示している。

結合係数や Q 値の設計では対応できないため、他に設計パラメータを追加する必要がある。しかしながら、このシステムに課されている拘束条件は式 (3) のみであるから、この拘束条件を一度解除して考える。このとき、各共振器

は給電周波数で共振しているとは限らず、共振器 1 つにつき L_i と C_i の 2 つがパラメータとして追加されるが、給電周波数におけるシステムの動作のみを考えた場合には、インピーダンスの合成値 $Z_i(\omega) = r + j(\omega L_i - 1/(\omega C_i))$ のみが重要であるため、実質的には共振器 1 つにつき 1 つのパラメータ $Z_i(\omega)$ が追加されることになる。そこで以下では、給電周波数におけるインピーダンス $Z_i(\omega)$ を適切に設計することにより、電流を均一化することを考える。

$I_1 = I_2 = I$ と仮定して、中継共振器に対して KVL を適用し、 $Z_2(\omega)$ について解くと式 (6) を得る。

$$j\omega MI + Z_2(\omega)I = 0 \quad (5)$$

$$Z_2(\omega) = -j\omega M \quad (6)$$

次に送電共振器に KVL を適用すると、

$$j\omega MI + Z_1(\omega)I = V \quad (7)$$

を得る。この式は $Z_1(\omega)$ に関して一意に解くことができない。なぜなら、 $Z_1(\omega)$ が変化したとしても、 I の振幅と位相が変化するだけであり、電流の均一化には寄与しないからである。そのため、電流の均一化という観点では $Z_1(\omega)$ は任意の値で構わないが、電気システムであることを考えると、力率はできる限り向上させるべきであるため、

$$\text{Im}(Z_1(\omega)) = -\omega M \quad (8)$$

が満たすべき条件となる。条件式の実現可能性について考えると、 $Z_1(\omega)$ 、 $Z_2(\omega)$ は寄生抵抗を有するため、式 (8) は実現可能であるが、式 (6) は厳密には実現不可能である。しかし、 $|\omega M| \gg r$ であれば、式 (6) は近似的に成立し、

$$I_2 = \frac{j\omega M}{-r + j\omega M} I_1 \quad (9)$$

となるため、 $r/|\omega M|$ が 0 に近づくにつれて、 I_2 は限りなく I_1 に漸近する。故に満たすべき条件は、 $i = 1, 2$ において以下の式 (10) と式 (11) が成立することである。

$$\text{Im}(Z_i(\omega)) = -\omega M \quad (10)$$

$$|\omega M| \gg r \quad (11)$$

3.3 任意の共振器アレイにおける電流の均一化手法

先ほどの手法と同様にして、同一の共振器を等間隔に任意形状に配置するシステムにおいて、電流分布を均一化する手法を考える。まず初めに共振器の等価回路に関して考えるが、一般に共振器は、直列共振回路 [15]、並列共振回路 [16]、並列キャパシタンスと直列のインダクタクタンスもしくはキャパシタンスを有する共振回路 [17] 等によって解析可能であることが知られている。そのため、今回はこれら全ての等価回路に応用できるよう、等価回路をより一般化し、磁気結合したインダクタから見た共振器自体のインピーダンス Z^{fromL} を用いて解析する。例として図 4

に、スパイラル共振器のポートにインピーダンス Z_{add} を装荷したモデルを示した。

全ての共振器に同じ電流 I が流れていると仮定して、ある中継共振器 i において満たされるべき条件式を導く。中継共振器 i に KVL を適用すると式 (13) を得る。

$$j\omega LI + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (12)$$

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left(L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (13)$$

これが中継共振器 i に課される条件であり、これを満たすようにシステムを設計する必要がある。具体的には、以前に述べたように結合係数、Q 値、 Z_i^{fromL} を設計することになる。一般的には Z_i^{add} を適切に装荷して Z_i^{fromL} を設計するのが最も簡便である。

続いて、送電共振器について考える。送電共振器については、どのようなインピーダンスの素子を装荷しようとも電流分布は変化しない。しかしながら、装荷した素子により出力される電流振幅が変化する。これは力率が変化することを意味しており、電力システムとして考えた場合、力率はできる限り 1 に近づけるべきであるから、送電共振器にはポートから見たリアクタンスが 0 となるように、すなわち共振するようにリアクタンス素子を装荷すべきである。ここで、自己共振させるのではなく、システム全体として共振させることに注意されたい。すなわち隣接する中継共振器からの誘導成分を考慮して、共振させる必要がある。装荷すべきキャパシタンスの値は共振器の種類によって異なるため一概には言えないが、例えば、直列共振型の等価回路で表現されるループコイルを用いる場合には以下の式によって与えられる。

$$\frac{1}{\omega C_i} = \omega \left(L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (14)$$

他の共振器を用いる場合でも、誘導成分によるインダクタンス成分を考慮してリアクタンス素子を装荷すればよい。

3.3.1 電流が均一なシステムの設計例

条件式 (14) を用いたシステムの設計例を示す。システムの概要を図 5 に示す。今回は簡単のため、全ての共振器は同一で、ループコイルにコンデンサを装荷したものを使用し、等間隔に配置するものとした。インダクタンスは直径 30cm のループコイルを想定し、参考文献を元に $1\mu\text{H}$ に設定した [18]。寄生抵抗 0.1Ω 、誘電正接 $1/1000$ 、隣り合う共振器間の結合係数を全て -0.1 とし、他の結合については非常に弱いため無視した [11]。給電周波数を 13.56MHz として、式 (13) より求めたキャパシタンスは、共振器 7 が 344.4pF であり、その他については 196.8pF であった。

得られた設計により回路シミュレーションを行った。回路シミュレータには LTspice を用いた [19]。まず初めに、

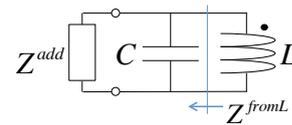


図 4 スパイラル共振器における Z^{fromL} の定義

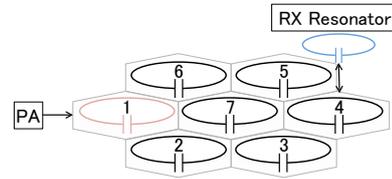


図 5 電流を均一化した無線給電シートのシステム構成

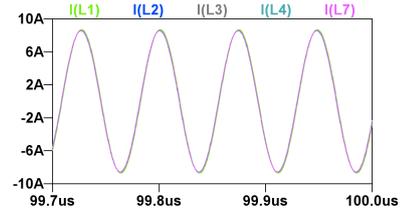


図 6 電流のシミュレーション結果

受電共振器が無い場合の電流分布を図 6 に示す。ここで電源については、電圧振幅 10V 、内部インピーダンス 0Ω とした。得られた結果より、全ての共振器の電流が均一になっており、設計の妥当性が示された。

続いて受電共振器を配置した場合の電力効率と伝送電力を求めた。受電共振器に関しては、インダクタンス $0.5\mu\text{H}$ 、損失抵抗 0.1Ω とし、共振器 1, 2, 3, 4, 7 と結合係数 0.2 で結合した場合について計算した。装荷するキャパシタンスは 13.56MHz で自己共振するよう 137.8pF としている。シミュレーションにおいては、LTspice を用いて Z 行列を計算することにより、受電端末の負荷を変化させた際の電力効率と伝送電力を計算した。シミュレーション結果と後の 3.5 節で示す見積もり式 (20) 及び式 (22) を用いて計算した結果を図 7 に示す。得られた結果より、受電端末の負荷が約 5Ω のところで電力効率が最大化している。それに対して、伝送電力は約 110Ω で最大となっている。伝送電力は電源の出力電圧によって調節可能であるため、高効率給電が可能な 5Ω あたりの領域で給電するのが適切である。見積もり式によって計算した値は、シミュレーション結果と酷似しており、見積り式の正当性が確認できる。

3.4 任意電流分布の実現手法

電流を均一化する手法を更に応用して、任意の共振器を任意の位置関係で配置した際に、任意の電流分布を実現する手法について考える。前節と同様に Z^{fromL} を用いて解析を行う。共振器 i の電流が $\alpha_i I$ となるようなシステムの設計手法を考える。そこで共振器 i の電流 $\alpha_i I$ であると仮定して、共振器 i において KVL を適用すると、

$$j\omega L_i \alpha_i I + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} \alpha_k I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (15)$$

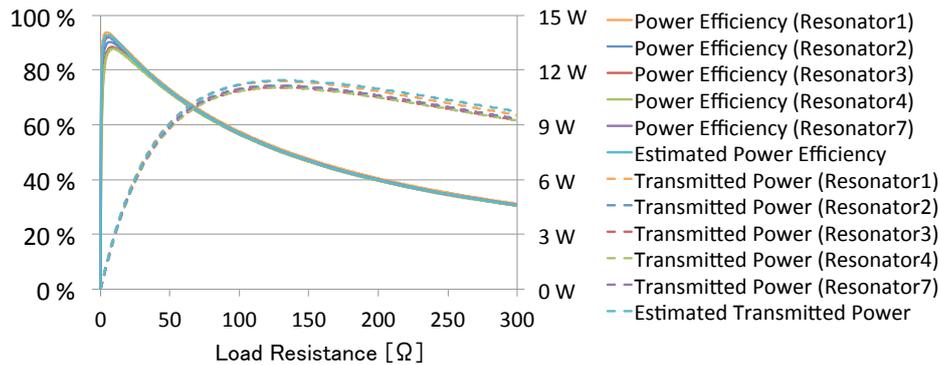


図 7 電流を均一化したシステムにおける電力効率と伝送電力

となる。したがって、共振器 i において満たされるべき条件

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left(\alpha_i L_i + \sum_{k \neq i} \alpha_k M_{ik} \right) \quad (16)$$

を得る。各共振器において式 (16) が成立するように結合係数、Q 値、 Z_i^{fromL} を設計する必要がある。ここで、実部の調節について考えるが、 Z_i^{add} によって実部を調節するためには、共振器のポートに抵抗を装荷することになる。しかし、実数成分を減らすことは不可能であり、また電力効率を考えると抵抗を装荷し実数成分を増加させるのは適切でない。つまり、実部のずれが大きくなり、結合係数や Q 値の調節によって対応できないような電流分布に関しては、高効率に実現することは原理的に不可能である。今回は紙面の都合上省略するが、この手法は直線状マルチホップ型無線電力伝送システムの設計等に応用が可能である。

3.5 システムの動作解析

本節では、得られた設計手法により設計したシステムの電流 I 、電力効率 η 及び伝送電力 P を数量的に見積もるため、見積もり式を導出する。今回はシミュレーションに用いた直列共振型の共振器を用いた場合について述べる。見積もり式の導出に際しては、設定した電流分布が完全に満たされているものとして近似的に解析する。

まず初めに電流 I を見積もる。電源電圧を V 、電源の電流を I とする。力率は 1 であるから、 V と I の位相は同じであるとしてよい。そこで V 及び I の位相を 0 とする。つまり、 $\text{Re}(VI^*) = VI$ である。電源から出力される電力と、消費される電力は等しいため、

$$VI = \sum_k \text{Re} \left(|\alpha_k I|^2 Z'_k(\omega) \right) \quad (17)$$

が成立する。ここで $Z_k(\omega)$ は中継共振器 k に接続している受電共振器による消費電力を考慮した抵抗成分である。受電共振器 j と相互インダクタンス M_j で結合しており、受電共振器の負荷を含めた抵抗値を R_j とすれば、 $Z_k(\omega) = Z_k^{fromL}(\omega) + \sum (\omega M_j)^2 / R_j$ で表される。式 (17) を整理すると次式 (18) を得る。

$$I = \frac{V}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re}(Z'_k(\omega))} \quad (18)$$

続いて、電力効率を見積もる。まず初めに負荷も含めて設計した場合について述べる。負荷 R の接続されている共振器番号を i とすると、消費電力は負荷と電流の 2 乗の積であるから以下で与えられる。

$$\eta = \frac{|\alpha_i|^2 R}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re}(Z'_k(\omega))} \quad (19)$$

次に負荷を含めず設計した場合について考える。3.3.1 節にて行った設計などがこの場合にあたり、この場合についても先程と同様の解析によって電力効率 η を求めることができる。受電共振器の負荷を R 、損失抵抗を r とし、受電共振器が共振器番号 i の中継共振器と相互インダクタンス M で結合しているとする。このとき、受電共振器にて消費される電力は中継共振器 i に直列に接続された $(\omega M)^2 / (R+r)$ なる抵抗にて消費される電力に等しい。その電力のうち、負荷 R にて消費される電力の割合は $R/(R+r)$ であるから、式 (19) を用いると式 (20) を得る。

$$\eta = \frac{|\alpha_i|^2}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re}(Z'_k(\omega))} \frac{(\omega M)^2}{R + 2r + r^2/R} \quad (20)$$

最後に伝送電力を見積もる。先程と同様、初めに負荷も含めて設計した場合を考える。式 (18) より伝送電力 P は、

$$P = R |\alpha_i I|^2 = R \left(\frac{|\alpha_i| V}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re}(Z'_k(\omega))} \right)^2 \quad (21)$$

によって与えられる。負荷を考慮せず設計した場合には、 R を $(\omega M)^2 / (R+r)$ に置き換え、受電共振器の損失抵抗によって消費される電力を考慮すると次式 (22) となる。

$$P = \frac{(\omega M)^2}{R + 2r + r^2/R} \left(\frac{|\alpha_i| V}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re}(Z'_k(\omega))} \right)^2 \quad (22)$$

見積もり式 (20) 及び式 (22) により計算した電力効率と伝送電力を図 7 に示した。電流分布が均一であると仮定して解析を行ったが、誤差は非常に小さいことが確認できた。

4. Hercules

本章では、第3章にて提案した電流の均一化手法を応用した Hercules 及び Hercules シートの設計について述べる。Hercules は2つのユニークな特徴を有している。1つ目の特徴は、ユーザが自由に形状を変更可能であることである。Hercules はモジュール化された6種類の共振器から構成され、場所に応じて適切な種類のモジュールを選んで配置するだけで、任意の形状の無線電力伝送シートを構成することが可能である。2つ目の特徴は、シート上の端末から電力を供給することが可能な点にある。現在までに提案されている無線電力伝送シートは全て、シートが電源に接続されていることを想定していた。しかしながら、電源が無い環境においてもラップトップ PC 等を用いてスマートフォンの充電が行われている。このような使用シーンを想定すると、ラップトップ PC 等の端末を電源として用いることができる方が望ましく、またそれも無線で接続できる方が望ましい。Hercules 及び Hercules シートの設計理論を4.1節で述べ、回路シミュレーションの結果を4.2節で示す。

4.1 Hercules の設計

位置ずれに強い無線電力伝送シートを実現するためには、同一の共振器を等間隔に多数敷き詰め、全ての共振器の電流を均一にする必要がある。そのための条件は式(13)によって与えられる。ここで共振器間の磁気結合は距離の3乗で減衰するため、隣り合う共振器同士の成分が支配的であることに着目する[11], [17]。隣り合う共振器との結合以外を無視すると、式(13)は次式(23)のように変形される。

$$Z_i^{fromL} = j\omega(L + n_i M) \quad (23)$$

ここで n_i は共振器 i に隣り合う共振器の個数である。位置ずれに強いシステムを実現する場合、できる限り隙間無く共振器を敷き詰めるべきであるから、共振器を三角格子状に敷き詰めるのが適当である。この場合、 n_i は1から6までしか有り得ないため、 $n_i = 1$ から $n_i = 6$ に応じた共振器を予め作成しておき、それらを適切に配置することによって、ユーザが最適化した任意の形状の無線電力伝送シートを作成することが可能である。この $n_i = 1$ から $n_i = 6$ に対応した共振器モジュールが Hercules である。Hercules を設計する際には、磁気結合しているインダクタンス L 及び隣接共振器間の相互インダクタンス M を測定し、式(23)を満たすように Z^{add} を装荷すれば良い。また、第3章においても述べたように、今回の設計手法を用いた場合システム全体として1つの共振器となる。そのため、Hercules シート全体を1つの中継共振器のように用いることが可能である。つまり、これはシートに直接給電する必要が無いことを示しており、端末が給電源になることも可能であることを表している。

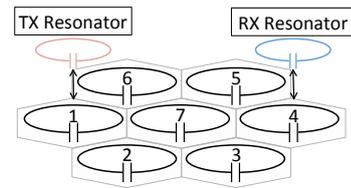


図8 Hercules シートのシミュレーションモデル

4.2 Hercules シートのシミュレーション結果

Hercules シートに直接給電した際の動作は3.3.1節にて行ったシミュレーションと同様であるため、既に位置ずれに強い給電が可能であることが示されている。そこで、本節では、端末同士の電力融通に関してシミュレーションを行う。送電共振器は受電共振器と同一とし、全ての設計は3.3.1節のシステムと同一とする。送電共振器は結合係数0.2で共振器1と結合し、受電共振器は結合係数0.2で共振器2, 3, 4, 7と結合するものとした。得られた結果を図9に示す。電力効率、伝送電力共に10Ωあたりで最大となっている。しかしながら、伝送電力は受電共振器の位置により大きく異なっている。負荷が40Ω以上であれば、位置による伝送電力の差異は小さい。ゆえに伝送電力を含めて位置によらない給電を実現するのであれば40Ωを用い、電力効率を最優先するのであれば10Ω程度を用いるのが良い。また、負荷が40Ωのときには各共振器での損失は伝送電力の約4.5%程度であるため、理論上22個の共振器を敷き詰めたとしても50%以上の効率が実現できる。これは約3.4m²程度の面積をカバーしていることになる。

次に3つの受電共振器が存在する場合についてシミュレーションを行った。シミュレーションモデルを図10に示す。全てのパラメータは先程のものと同様とするが、負荷に関しては10Ωと40Ωの2つの値に固定した。負荷が10Ωの場合、伝送電力はRX4が0.55W、RX5が0.58W、RX7が0.96Wであり、3つを合わせた電力効率は89.5%であった。受電共振器が1つの場合の電力効率は86.4%であったため、効率は3%程度改善しているが、やはり伝送電力には差異が生じていた。負荷が40Ωの場合、伝送電力はRX4が0.78W、RX5が0.79W、RX7が0.84Wであり、伝送電力の差異は非常に小さく収まっている。受電共振器が1つの場合の電力効率は76.0%であったのに対し、3つを合わせた電力効率は88.4%であり、10%以上改善している。ゆえに複数の負荷を用いる場合には40Ωあたりを用いるのが適当である。以上より、受電端末の負荷は、受電端末の個数などにより適宜調節することで特性の改善が得られることが分かった。

5. まとめ

本稿では、電流を均一化することで位置ずれに強い無線電力伝送を実現するための設計手法を考案し、この手法を応用することで、形状の変更が可能な無線電力伝送シート

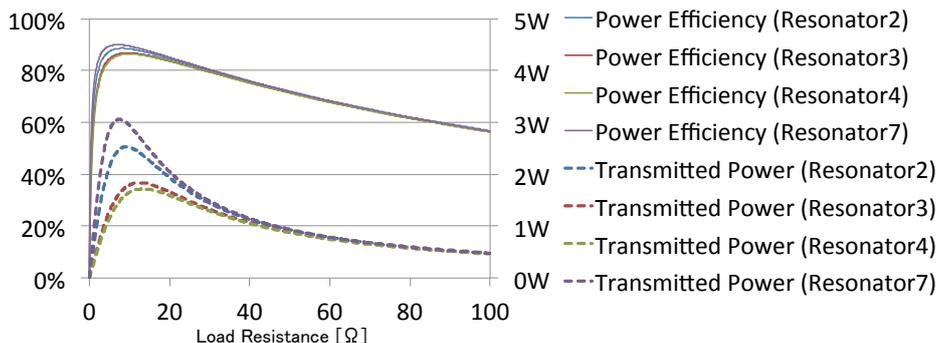


図 9 Hercules シートにおける電力効率と伝送電力

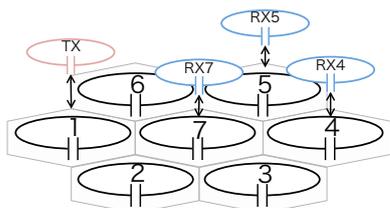


図 10 複数の受電端末存在時のシミュレーションモデル

を構築するための共振器モジュール Hercules を提案した。各モジュールの接続には電気的接点が無く、磁界共振結合により無線給電シートを構成するため、シートから端末群に給電できるだけでなく、端末から端末群への給電も可能であるという特徴がある。LTspice を用いた回路シミュレーションの結果は、Hercules の有効性、実現可能性を示している。本研究は科研費若手研究 (A)(2268004) の助成を受けたものである。

参考文献

- [1] Brown, W. C.: The History of Power Transmission by Radio Waves, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 32, No. 9, pp. 1230–1242 (1984).
- [2] Sekitani, T., Takamiya, M., Noguchi, Y., Nakano, S., Kato, Y., Sakurai, T. and Someya, T.: A Large-Area Wireless Power-Transmission Sheet using Printed Organic Transistors and Plastic MEMS Switches, *Nature materials*, Vol. 6, No. 6, pp. 413–417 (2007).
- [3] Takamiya, M., Sekitani, T., Miyamoto, Y., Noguchi, Y., Kawaguchi, H., Someya, T. and Sakurai, T.: Design Solutions for a Multi-Object Wireless Power Transmission Sheet Based on Plastic Switches, *IEEE ISSCC*, pp. 362–609 (2007).
- [4] Shoki, H.: Issues and Initiatives for Practical Use of Wireless Power Transmission Technologies in Japan, *IEEE MTT-S IMWS-IWPT*, pp. 87–90 (2011).
- [5] Noda, A. and Shinoda, H.: Selective Wireless Power Transmission Through High-Q Flat Waveguide-Ring Resonator on 2-D Waveguide Sheet, *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, Vol. 59, No. 8, pp. 2158–2167 (2011).
- [6] Noda, A. and Shinoda, H.: Waveguide-Ring Resonator Coupler with Class-F Rectifier for 2-D Waveguide Power Transmission, *IEEE MTT-S IMWS-IWPT*, pp. 259–262 (2012).
- [7] Kurs, A., Karalis, A., Moffatt, R., Joannopoulos, J. D.,

- Fisher, P. and Soljačić, M.: Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances, *science*, Vol. 317, No. 5834, pp. 83–86 (2007).
- [8] Karalis, A., Joannopoulos, J. D. and Soljačić, M.: Efficient Wireless Non-Radiative Mid-Range Energy Transfer, *Annals of Physics*, Vol. 323, No. 1, pp. 34–48 (2008).
- [9] Zhang, F., Hackworth, S. A., Fu, W., Li, C., Mao, Z. and Sun, M.: Relay Effect of Wireless Power Transfer using Strongly Coupled Magnetic Resonances, *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 47, No. 5, pp. 1478–1481 (2011).
- [10] Lim, H., Ishida, K., Takamiya, M. and Sakurai, T.: Positioning-Free Magnetically Resonant Wireless Power Transmission Board with Staggered Repeater Coil Array (SRCA), *IEEE MTT-S IMWS-IWPT*, pp. 93–96 (2012).
- [11] Kim, J. W., Son, H.-C., Kim, D.-H., Yang, J.-R., Kim, K.-H., Lee, K.-M. and Park, Y.-J.: Wireless Power Transfer for Free Positioning using Compact Planar Multiple Self-Resonators, *IEEE MTT-S IMWS-IWPT*, pp. 127–130 (2012).
- [12] 三輪圭史, 菊間信良, 平山裕, 榊原久仁男: 磁界共振結合共振型無線電力伝送における送信コイルのアレーの伝送効率向上に関する一検討, 信学総大, BCS-1-3 (2013).
- [13] 粟井郁雄, 岩村慎太郎, 久保洋, 真田篤志: 共振器結合係数の電気及び磁気的成分への分離, 信学論 C, Vol. 88, pp. 1033–1039 (2005).
- [14] Inagaki, N. and Hori, S.: Classification and Characterization of Wireless Power Transfer Systems of Resonance Method Based on Equivalent Circuit Derived from Even and Odd Mode Reactance Functions, *IEEE MTT-S IMWS-IWPT*, pp. 115–118 (2011).
- [15] Imura, T.: Equivalent Circuit for Repeater Antenna for Wireless Power Transfer via Magnetic Resonant Coupling Considering Signed Coupling, *ICIEA, IEEE*, pp. 1501–1506 (2011).
- [16] Hirayama, H., Okuyama, Y., Kikuma, N. and Sakakibara, K.: An Consideration on Equivalent Circuit of Wireless Power Transmission, *IEEE ANTEM*, pp. 1–4 (2010).
- [17] 稲垣直樹, 堀智: 共鳴方式無線接続システムの偶奇モードリアクタンス関数と影響インピーダンスに基づく特性評価, 信学論 B, Vol. 94, No. 9, pp. 1076–1085 (2011).
- [18] Imura, T. and Hori, Y.: Maximizing Air Gap and Efficiency of Magnetic Resonant Coupling for Wireless Power Transfer using Equivalent Circuit and Neumann Formula, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 10, pp. 4746–4752 (2011).
- [19] Linear Technology Corporation: LTspice, <http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/#LTspice>.