

# 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

成末 義哲<sup>1,2,a)</sup> 川原 圭博<sup>1,b)</sup> 浅見 徹<sup>1,c)</sup>

受付日 2014年5月8日, 採録日 2014年10月8日

**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。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すべての端末が互いに電力を送受信可能であるという2つの特徴を持つ無線給電シートを低コストで実現するための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 を任意の形状に並べるだけで、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。シート内のポートからシート上の端末群に対して無線給電を行うだけでなく、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ため、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いった新たなアプリケーションが可能になる。本稿では、Hercules の概要および設計手法と、LTspice を用いた回路シミュレーション結果について述べる。

**キーワード：**無線電力伝送, 磁界共振結合, 電力共有

## Hercules: Resonant Magnetic Coupling Modules for 2D Wireless Energy Sharing

YOSHIKI NARUSUE<sup>1,2,a)</sup> YOSHIHIRO KAWAHARA<sup>1,b)</sup> TOHRU ASAMI<sup>1,c)</sup>

Received: May 8, 2014, Accepted: October 8, 2014

**Abstract:** Toward realization of ubiquitous computing environment, it is important to establish a power feeding method for ubiquitous computing devices. We propose a low-cost resonant magnetic coupling module called “Hercules” for deformable wireless power transmission sheets. Power can be transmitted to all the devices on a sheet not only from a power source attached to the sheet, but also from each device on a sheet. Hence, there is a new application such as surplus energy of a device is shared with other devices that do not have enough energy. In this paper, the concept and the design theory of Hercules are described and the results of circuit simulations by using LTspice are reported.

**Keywords:** wireless power transmission, resonant magnetic coupling, energy sharing

### 1. はじめに

1899年にはじめて行われた 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、室内に存在するすべ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

<sup>1</sup> 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, Bunkyo, Tokyo 113-8656, Japan

<sup>2</sup> 日本学術振興会特別研究員 DC  
Research Fellow of Japan Society for the Promotion of Science, Chiyoda, Tokyo 102-0083, Japan

a) narusue@akg.t.u-tokyo.ac.jp

b) kawahara@akg.t.u-tokyo.ac.jp

c) asami@akg.t.u-tokyo.ac.jp

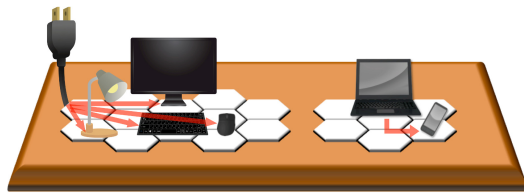


図 1 Hercules シートの使用イメージ  
Fig. 1 Concept image of Hercules sheets.

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いまだ存在しない。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。卓上等 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、端末どうし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、スマートフォン等へ給電する等、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

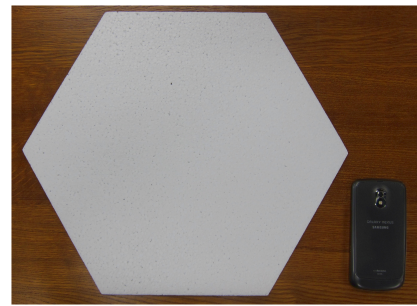


図 2 Hercules のサイズ  
Fig. 2 Size of Hercules modules.

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、モジュールどうし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、現在のところ 1 辺 10 cm から 20 cm 程度、厚さ数 mm 程度を想定している。図 2 に示す大きさを元に計算するとおおよそ  $3.4\text{m}^2$  程度の面積をカバーできる。

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。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。つづいて、4 章において、Hercules および 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 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、現在までに取り組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

まずはじ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、すべ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十分でない.

## 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, さらに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あげられる. 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およ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, さか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, 装置の複雑さがあげられる. 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, すべての送電共振器のスイッチング, すべての中継共振器のスイッチング, さらにすべ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. そのうえ, 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。ここで送電共振器およ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。ここで図 1 のように平面状に送電共振器と中継共振器を敷き詰め、そのうえに受電共振器が存在する状況を考える。送電共振器およびすべ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うえで、すべての共振器の電流が等しくなるよう設計することにより均一な電流分布を実現できる。このとき生成される磁界は、外周の共振器上では周囲に共振器が存在しない辺が存在するため、その場所では他の位置よりも多少磁界が強くなってしまふものの、そ

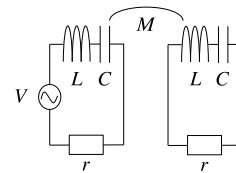


図 3 送電共振器と中継共振器が磁気結合したシステムの等価回路  
Fig. 3 Equivalent circuit of magnetically coupled transmitting and relay resonators.

れ以外の位置においてはほぼ均一な磁界が得られると考えられる。そこで次節においては、すべて同一の共振器を等間隔に配置した場合に、すべ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。システム構成および、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および共振器個々の Q 値である。そのため、はじめにこの 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。

中継共振器に対して KVL を適用すると式 (5) を得る。

$$j\omega MI_1 + Z_2(\omega)I_2 = 0 \quad (5)$$

ここで  $I_1 = I_2 = I$  と仮定して、式 (5) を  $Z_2(\omega)$  について解くと式 (7) を得る。

$$j\omega MI + Z_2(\omega)I = 0 \quad (6)$$

$$Z_2(\omega) = -j\omega M \quad (7)$$

次に送電共振器に KVL を適用すると、

$$j\omega MI + Z_1(\omega)I = V \quad (8)$$

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、式 (5) によると電流分布は  $Z_1(\omega)$  ではなく  $Z_2(\omega)$  のみに依存し、また、式 (8) より  $Z_1(\omega)$  が変化したとしても  $I$  の振幅と位相だけが変化するためである。ゆえに、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を最大化すべきである。力率を最大化する条件は入力インピーダンスのリアクタンス成分を 0 とすることであるから

$$\text{Im}(Z_1(\omega)) = -\omega M \quad (9)$$

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 (9) は実現可能であるが、式 (7) 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 (7) は近似的に成立し、

$$I_2 = \frac{j\omega M}{-r + j\omega M} I_1 \quad (10)$$

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。ゆえに満たすべき条件は、 $i = 1, 2$  において以下の式 (11) と式 (12) が成立することである。

$$\text{Im}(Z_i(\omega)) = -\omega M \quad (11)$$

$$|\omega M| \gg r \quad (12)$$

最後に式 (12) の実現手法に関して述べる。式 (12) より、高い周波数を用いること、共振器間隔を小さくし相互インダクタンス  $M$  を向上させること、リッツ線等を用い导体損を低減することが有効であると考えられるが、周波数の変更に関しては法規制の観点から自由な変更は難しい。共振器間隔を小さくした場合、カバーできる面積の減少につながるが、それは逆に共振器間に存在する磁界の弱い領域を狭めることを意味しており磁界の均一化にも有効である。大面積化に関しては共振器の数を増やすことで解決可能であるため、共振器間隔は小さくしても問題ない。また导体損の低減に関しては、効率の観点からも小さければ小さいほど望ましい。以上より、可能な限り共振器間隔を小さくすること、导体損の小さい導線を用いることが主な手法としてあげられる。

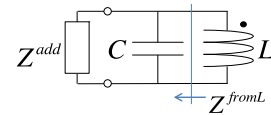


図 4 スパイラル共振器における  $Z^{fromL}$  の定義  
Fig. 4 Definition of  $Z^{fromL}$  in spiral resonator.

### 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。まずはじ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、今回はこれらすべての等価回路に応用できるように、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。

すべ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 (14) を得る。

$$j\omega LI + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (13)$$

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left( L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (14)$$

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。

つづいて、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いえないが、たとえば、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は式 (15) によって与えられる。

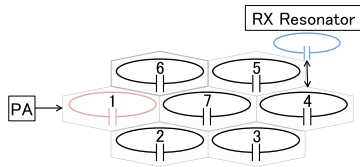


図 5 電流を均一化した無線給電シートのシステム構成

Fig. 5 System configuration of designed wireless power transmission sheet.

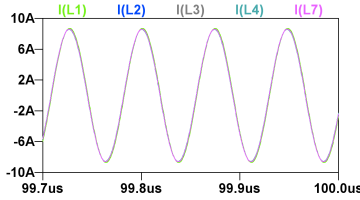


図 6 電流のシミュレーション結果

Fig. 6 Simulated current distribution.

$$\frac{1}{\omega C_i} = \omega \left( L + \sum_{k \neq i} M_{ik} \right) \quad (15)$$

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 (15) 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、すべ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 30 cm 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]。寄生抵抗値は  $0.1 \Omega$ 、誘電正接は  $1/1000$  とした。六角形のタイル形状を想定しているため、隣り合う共振器間の結合係数は最小で  $-1/6$  であるが、共振器間の隙間での漏れ磁束や隣り合わない共振器を貫く磁束を考慮し、今回は隣り合う共振器間の結合係数をすべて  $-0.1$  に設定した。隣り合わない共振器間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  $13.56 \text{ MHz}$  として、式 (14) より求めたキャパシタンスは、共振器 7 が  $344.4 \text{ pF}$  であり、その他については  $196.8 \text{ pF}$  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]。まずはじめに、受電共振器がない場合に関して、対称性を考慮して共振器 1, 2, 3, 4, 7 の電流を図 6 に示す。ここで電源については、電圧振幅  $10 \text{ V}$ 、内部インピーダンス  $0 \Omega$  とした。得られた結果より、すべ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。

つづ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  $0.1 \Omega$  とし、共振器 1, 2, 3, 4, 7 と結合した場合について計算した。受電共振器は各共振器の鉛直上に対すするため、結合係数は非常に大きいものと

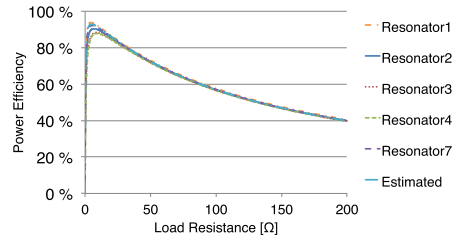


図 7 電流を均一化したシステムにおける電力効率

Fig. 7 Simulated power efficiency on designed wireless power transmission sheet.

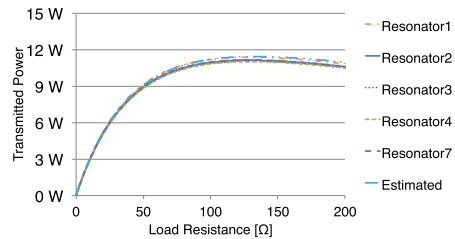


図 8 電流を均一化したシステムにおける伝送電力

Fig. 8 Simulated transferred power on designed wireless power transmission sheet.

考えられるが、高さ方向へのずれも考慮して  $0.2$  に設定した。装荷するキャパシタンスは  $13.56 \text{ MHz}$  で自己共振するよう  $137.8 \text{ pF}$  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 節で示す見積り式 (21) および式 (23) を用いて計算した結果を図 7 および図 8 に示す。得られた結果より、受電端末の負荷が約  $5 \Omega$  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  $110 \Omega$  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  $5 \Omega$  あたりの領域で給電するのが適切である。受電共振器の負荷抵抗値は整流回路後の DC-DC コンバータによって調節可能であることが知られている [20]。したがって、この技術を用いて負荷抵抗値を  $5 \Omega$  あたりに制御することにより  $90\%$  程度の効率を実現可能である。また、見積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さらに応用して、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、

$$j\omega L_i \alpha_i I + \sum_{k \neq i} (j\omega M_{ik} \alpha_k I) - Z_i^{fromL} I = 0 \quad (16)$$



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

$$Z_i^{fromL} = j\omega \left( \alpha_i L_i + \sum_{k \neq i} \alpha_k M_{ik} \right) \quad (17)$$

を得る。各共振器において式 (17) 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。ゆえに、実部のずれが大きく、結合係数や  $Q$  値の調節によって対応が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。ただし  $\alpha_i$  がすべて実数である場合には、各共振器の導体損失を無視すると  $Z_i^{add}$  はリアクタンス成分の調節のみでよいため、近似的に実現可能である。それに対して、 $\alpha_i$  に複素数が含まれる場合には、必ずしも  $Z_i^{add}$  の実数成分が無視できるわけではなく、すべての  $Z_i^{add}$  に関して実数成分が無視できるほど小さくなるような  $\alpha_i$  の組合せに対してのみ、その電流分布が実現可能であると考えられる。なお、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应用が可能である。

### 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  $\eta$  および伝送電力  $P$  を数量的に見積もるため、見積り式を導出する。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。

まずはじめに電流  $I$  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  $V$  および  $I$  の位相を 0 とする。つまり、 $\text{Re}(VI^*) = VI$  である。本稿にて用いている磁界共振結合型の無線電力伝送は近傍界における磁気結合を用いているため、放射による損失は非常に小さく無視でき、主な損失要因は各共振器における導体損失である。ゆえに、電源から出力される電力は、負荷での消費電力と各共振器での導体損失との和に等しいため

$$VI = \sum_k \text{Re} \left( |\alpha_k I|^2 Z'_k(\omega) \right) \quad (18)$$

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 (18) を整理すると次式 (19) を得る。

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

つづいて、電力効率を見積もる。まずはじ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。

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

次に負荷を含めず設計した場合について考える。3.3.1 項にて行った設計等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  $\eta$  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 (20) を用いると式 (21) を得る。

$$\eta = \frac{|\alpha_i|^2}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re} (Z'_k(\omega))} \frac{(\omega M)^2}{R+2r+r^2/R} \quad (21)$$

最後に伝送電力を見積もる。先程と同様、はじめに負荷も含めて設計した場合を考える。式 (19) より伝送電力  $P$  は、

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

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 (23) となる。

$$P = \frac{(\omega M)^2}{R+2r+r^2/R} \left( \frac{|\alpha_i| V}{\sum |\alpha_k|^2 \text{Re} (Z'_k(\omega))} \right)^2 \quad (23)$$

見積り式 (21) および式 (23) により計算した電力効率と伝送電力を図 7 および図 8 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、3 章にて提案した電流の均一化手法を応用した Hercules および 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すべて、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、電源がな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 および 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、すべ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 (14) 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、隣り合う共振器どうしの成分が支配的であることに着目する [11], [17]。共振器形状を正六角形とし、共振器を三角格子状に敷き詰めることによって、隣り合う共振器間の相互インダクタンスを一定値とすることが可能である。その上で、隣り合う共振器との結合以外を無視すると、式 (14) は次式 (24) のように変形される。

$$Z_i^{fromL} = j\omega(L + n_iM) \quad (24)$$

ここで  $n_i$  は共振器  $i$  に隣り合う共振器の個数である。 $L$  および  $M$  は一定値であるから、各共振器に装荷すべきリアクタンス素子の値  $Z_i^{fromL}$  は  $n_i$  のみに依存する。それに対して、共振器形状が正六角形でなく、正三角形や正方形であった場合には、隣り合う共振器との相互インダクタンスが一定にはならないため、式 (24) のように  $n_i$  のみに依存する式にはならない。共振器形状が正六角形であるとき、 $n_i$  は 1 から 6 までしかあり得ないため、 $n_i = 1$  から  $n_i = 6$  に応じた共振器をあらかじめ作成しておき、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  $L$  および隣接共振器間の相互インダクタンス  $M$  を測定し、式 (24) を満たすように  $Z^{add}$  を装荷すれば良い。また、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な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。

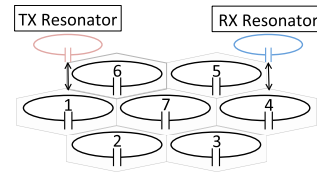


図 9 Hercules シートのシミュレーションモデル  
Fig. 9 Simulation model of Hercules sheet.

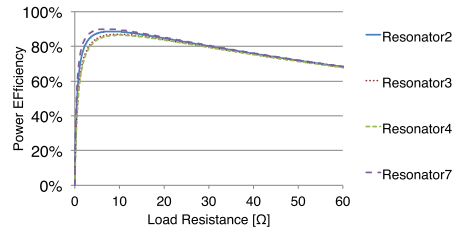


図 10 Hercules シートの電力効率  
Fig. 10 Simulated power efficiency on Hercules sheet.

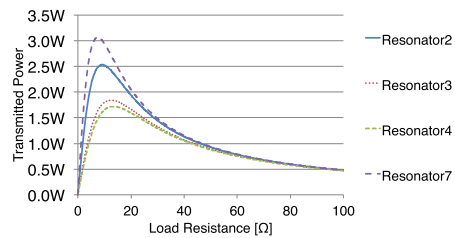


図 11 Hercules シートを用いた際の伝送電力  
Fig. 11 Simulated transferred power on Hercules sheet.

#### 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 項にて行ったシミュレーションと同様であるため、すで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、端末どうし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、すべての設計は 3.3.1 項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 10 および図 11 に示す。電力効率、伝送電力ともに 10 Ω 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 40 Ω 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 40 Ω を用い、電力効率を最優先するのであれば 10 Ω 程度を用いるのが良い。また、負荷が 40 Ω 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 3.4 m<sup>2</sup> 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 12 に示す。すべてのパラメータは先程のものとして同一とす



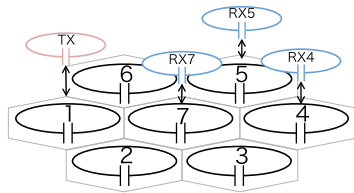


図 12 複数の受電端末存在時のシミュレーションモデル

Fig. 12 Simulation model of wireless power transmission to multiple receivers using Hercules sheet.

るが、負荷に関しては  $10\ \Omega$  と  $40\ \Omega$  の 2 つの値に固定した。負荷が  $10\ \Omega$  の場合、伝送電力は RX4 が  $0.55\ \text{W}$ 、RX5 が  $0.58\ \text{W}$ 、RX7 が  $0.96\ \text{W}$  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  $40\ \Omega$  の場合、伝送電力は RX4 が  $0.78\ \text{W}$ 、RX5 が  $0.79\ \text{W}$ 、RX7 が  $0.84\ \text{W}$  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  $40\ \Omega$  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、受電端末の個数等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なく、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 JSPS 科研費若手研究 (A) (22680004)、JSPS 科研費基盤研究 (B) (00436560)、JSPS 特別研究員奨励費 (26-7147) 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, *Proc. IEEE ISSCC*,

pp.362-609 (2007).  
 [4] Shoki, H.: Issues and Initiatives for Practical Use of Wireless Power Transmission Technologies in Japan, *Proc. 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, *Proc. 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), *Proc. 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, *Proc. 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: 磁界主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] 栗井郁雄, 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, *Proc. 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, *Proc. IEEE ICIEA*, pp.1501-1506 (2011).  
 [16] Hirayama, H., Okuyama, Y., Kikuma, N. and Sakakibara, K.: An Consideration on Equivalent Circuit of Wireless Power Transmission, *Proc. 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像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, available from (<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/software/#LTspice>).  
 [20] Moriwaki, Y., Imura, T. and Hori, Y.: Basic Study on

Reduction of Reflected Power using DC/DC Converters in Wireless Power Transfer System via Magnetic Resonant Coupling, *Proc. IEEE INTELEC*, pp.1-5 (2011).



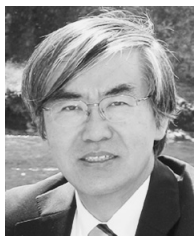
成末 義哲 (学生会員)

1989年生。2012年東京大学工学部電子情報工学科卒業。2014年同大大学院情報理工学系研究科修士課程修了。同年同研究科博士課程に進学，日本学術振興会特別研究員。2013年情報処理学会第39回UBI研究会学生奨励賞受賞。磁界共振結合型無線電力伝送の研究に従事。IEEE，電子情報通信学会各会員。



川原 圭博 (正会員)

1977年生。2005年東京大学大学院情報理工学系研究科博士課程修了。同年東京大学助手。助教，講師を経て，2013年同准教授。ユビキタスコンピューティングにおけるセンシング技術および，アプリケーションの研究開発に従事。博士(情報理工学)。IEEE，ACM，電子情報通信学会各会員。



浅見 徹 (正会員)

1974年京都大学工学部電子工学科卒業。1976年同大学大学院修士課程修了。同年国際電信電話株式会社(KDDI)に入社。UNIX通信，ネットワーク障害診断，xDSLの実証実験等に従事。博士(情報理工学)。2001年(株)KDDI研究所代表取締役所長。2006年4月東大・大学院情報理工学系研究科教授。現在に至る。平成9年度前島賞。IEEE，電子情報通信学会各会員。電子情報通信学会フェロー。