

## 近傍界結合アンテナを用いる無線接続の基礎

稲垣 直樹<sup>†a)</sup> 堀 智<sup>††b)</sup>

Fundamentals of Wireless Connections with Near Field Coupled Antennas

Naoki INAGAKI<sup>†a)</sup> and Satoshi HORI<sup>††b)</sup>

あらまし センサアレー, HF 帯 RFID, On-Body 人体通信, 共鳴方式無線電力伝送などでは送受信アンテナが近傍界に置かれる. このような近傍界結合アンテナを用いる無線システムの設計は送受信機回路及び送受信アンテナを関連させて行うことが望ましく, このためには 1946 年に Roberts が発表した共役影響インピーダンスの理論が有用であり, 更に数値解析の収束性の理由から共役影響アドミタンスがより有用であることを示し, 送受信アンテナとその間の空間の特性を表すアドミタンス行列による, 電力伝達率を最大とする送受信機回路の特性抵抗と装荷リアクタンスの設計公式を示した. 種々の無線システムにこの理論を適用し, 電力伝達率が最適化により 10 dB 以上改善されることを示した.

キーワード 近傍界結合アンテナ, 無線システム, 特性抵抗, 装荷リアクタンス, 共役影響アドミタンス

### 1. ま え が き

ユビキタス社会の進展とともにセンサや各種の情報機器端末が身の回りに氾濫するようになり, それらを無線で接続する要求が増している. 既に運用されている RFID システムにおいてはリーダ・ライタとタグが無線で接続され, 課金, セキュリティ, トレーサビリティなどに広く供されている [1] ~ [3]. リーダ・ライタとタグの間の電磁界モードは使用周波数帯で異なり, UHF 帯 RFID は遠方放射界を用いるのに対し, HF 帯 RFID は近傍界を用いる. HF 帯 RFID のような近傍界結合アンテナを用いる無線接続は, センサアレー, 人体通信 (Body Centric Communication) [4], [5], 無線電力伝送 [6], [7] など, 最近脚光を浴びている数多くの分野で探られている方式であるが, 相互に結合した送信機と受信機の回路と, 相互結合を担う送受信アンテナとは互いに特性に影響し合うため, 関連させて設計する必要がある. 送受信機とアンテナの開発研究は独立して行われることが多いが, システムとして最適

設計を行うためには両分野の相互理解と協力が欠かせない. 本論文はこのような近傍界結合アンテナを用いる無線システムの設計において重要な送受信機間の電力伝達率最大化のための基礎を明らかにする.

図 1 は近傍界結合アンテナと送受信機を含むネットワークの等価回路である. 送受信機間の送受信アンテナとその間の空間からなる大きな回路は, インピーダンス行列  $\bar{Z}$  あるいはアドミタンス行列  $\bar{Y}$  により特性づけられる. 送受信アンテナ間の空間には電波の反射体, 散乱体, 吸収体などが存在し得るが, アンテナを含めて線形, 可逆, 受動的であるとする. 送信機側をポート 1, 受信機側をポート 2 に対応させると, 送受信機間の電力伝達率はこの回路の散乱行列要素 (S パラメータ) を用いて  $|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2$  と表せる.

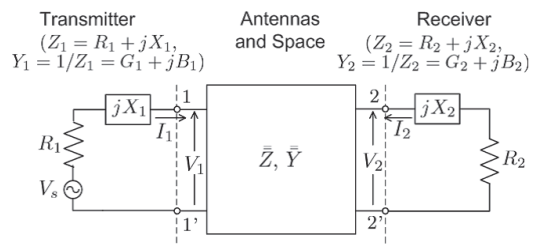


図 1 結合アンテナと送受信機の等価回路  
Fig. 1 Equivalent circuit of coupled antennas and the transmitter-receiver.

<sup>†</sup> 名古屋工業大学名誉教授

Professor Emeritus at Nagoya Institute of Technology

<sup>††</sup> 小島プレス工業株式会社研究開発部, みよし市

Research and Development Div., Kojima Press Industry Co., Ltd., Miyoshi-shi, 470-0207 Japan

a) E-mail: inagaki@ieee.org

b) E-mail: hori@kojima-tns.co.jp

$|S_{12}|^2 = |S_{21}|^2$  を最大とする問題は送受信アンテナに接続する送信機と受信機の特性抵抗, 及びインピーダンス整合のための装荷リアクタンスの最適値を  $\bar{Z}$  あるいは  $\bar{Y}$  に対して決定する数学的問題に置き換えることができる. 特性抵抗:  $R_1, R_2$  と直列装荷リアクタンス:  $X_1, X_2$  からなるインピーダンスを送信機側と受信機側に対してそれぞれ  $Z_1 = R_1 + jX_1$  及び  $Z_2 = R_2 + jX_2$  とすると, この問題は  $\bar{Z}$  あるいは  $\bar{Y}$  に対して  $Z_1$  と  $Z_2$  の最適値を同時に決定する問題となる. 送受信機回路の設計者にとって回路の特性抵抗と装荷リアクタンスの最適値は設計上の明確な指針となり, アンテナの設計者にとっては実現可能な特性抵抗と装荷リアクタンスをもつ送受信機回路にマッチする  $\bar{Z}$  あるいは  $\bar{Y}$  を有する結合アンテナが設計の目標となる.

上記のように電力伝達率を最大とする問題を整理して考えると, この問題の解は 1946 年に Shepard Roberts [8] により発表された「共役影像インピーダンス」により与えられることが容易に導かれる.

2. に Roberts による理論を紹介し, 近傍界結合アンテナと送受信機回路の設計に共役影像インピーダンスがどのように応用できるかを説明する. この際, 無線接続への応用においては  $\bar{Z}$  あるいは  $\bar{Y}$  を求める数値解析の扱いやすさの違いにより共役影像インピーダンスではなく共役影像アドミタンスを用いるのが便利であることを述べ, そのための設計公式と電力伝達率の計算式を示す.

本理論の応用例として, 3. で HF 帯 RFID を, 4. で On-Body Channel 人体通信を取り上げ, 5. では共鳴方式無線電力伝送への応用を示す. 6. で本文の結論を述べ, 参考として付録 1. に共役影像アドミタンスに関する諸公式の誘導を, 付録 2. に  $|S_{21}|^2$  の計算式の誘導をそれぞれまとめて示した.

## 2. 電力伝達率の最大化と共役影像インピーダンス

$Z_1$  と  $Z_2$  の最適値を  $Z_t = R_t + jX_t, Z_r = R_r + jX_r$  とすると, ポート 2 に  $Z_r$  を接続したとき, ポート 1 の入力インピーダンスは共役整合の条件により  $Z_t^*$  に等しい. これは  $Z_t$  と  $Z_r$  を定めるための第 1 の方程式を与える. 変数は  $Z_t$  と  $Z_r$  の二つであるので, 第 2 の方程式が必要である. これは回路の可逆性により, 送受を入れ換えたときに成り立つ同様の条件から得られる. すなわち, ポート 1 に  $Z_t$  を接続したとき, ポー

ト 2 の入力インピーダンスは  $Z_r^*$  に等しい.

上記の関係は通常の影響インピーダンスの関係に似ているが, 複素共役の関係にある点が異なる. 我々は, この関係を「共役影像インピーダンス」の関係と呼称することができると考え, 文献調査を行った. そして, 1946 年に Shepard Roberts により, そのものずばり, “Conjugate-Image Impedances” と題する論文 [8] が発表されていることを発見した. Roberts の論文はもともと集中定数回路を対象としており, 取り上げられている具体例は変成器回路と真空管から成る中間周波増幅器の二つである. この 2 例に対して共役影像インピーダンスと通常の影響インピーダンスの違いを明らかにしている. 無線接続は Roberts の考慮外であったようであるが, 導かれている詳細な回路設計の公式は無線システムに対してもそのまま適用できる.

共役影像インピーダンスは図 2 に示す関係により定義でき, この関係は  $\bar{Z}$  の要素,  $Z_{11}, Z_{12} = Z_{21}, Z_{22}$  を用いて次のように表すことができる.

$$Z_t^* = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_r} \tag{1}$$

$$Z_r^* = Z_{22} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{11} + Z_t} \tag{2}$$

### 2.1 共役影像アドミタンスと Roberts の公式

無線システムに Roberts による共役影像インピーダンスの理論を適用するには, まず結合アンテナを解析し,  $\bar{Z}$  を数値的に決定しておく必要がある. このための結合アンテナのモデルを図 3 に示す. (a) ではポート 2 が開放された  $Z_{11}$  と  $Z_{21}$  に対するもの, (b) はポート 1 が開放された  $Z_{12}$  と  $Z_{22}$  に対するものであり, 各ポート電圧の電源電流に対する比を求める. ここで, Medium は送受信アンテナ間の空間には線形, 可逆, 受動的である限り, 任意の反射体, 散乱体, 吸収体を含み得ることを表すシンボルである. また, ア

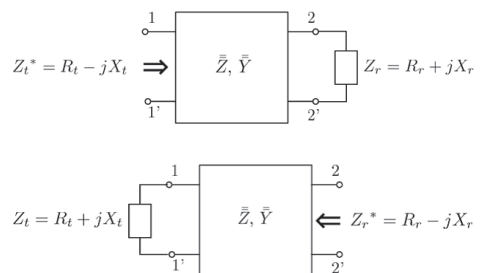


図 2 共役影像インピーダンスの定義

Fig. 2 Definitions of conjugate image impedances.

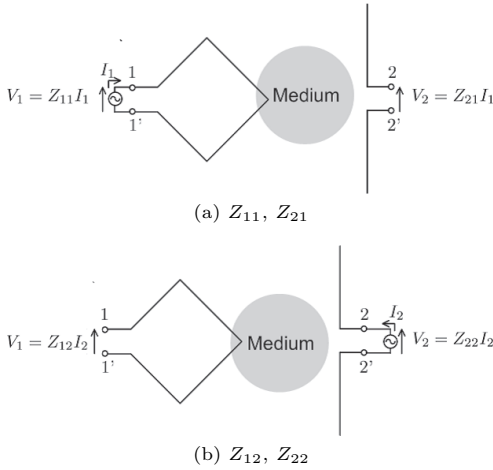


図3 インピーダンス行列要素を求めるための解析モデル. **Medium** はアンテナの間に存在し得る, 線形, 可逆, 受動的である任意の反射体, 散乱体, 吸収体を象徴的に表す.

Fig. 3 Analytical model for impedance matrix elements. **Medium** represents symbolically linear, reciprocal, passive and arbitrary reflectors, scatterers, and absorbers, which may exist between antennas.

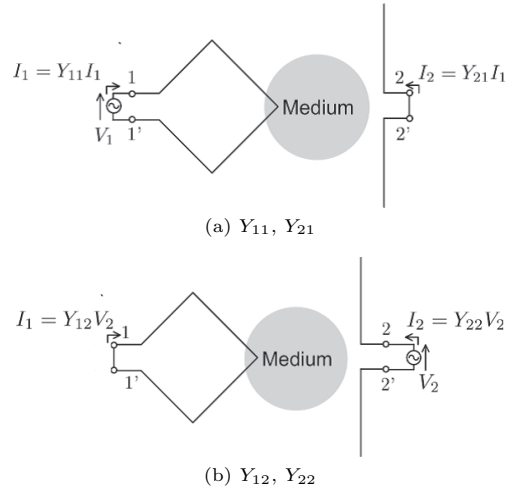


図4 アドミタンス行列要素を求めるための解析モデル  
Fig. 4 Analytical model for admittance matrix elements.

アンテナの例として方形ループアンテナとダイポールアンテナを描いてあるが, これも任意である. このような開放構造は切断された構造の不連続点で電界のエッジ条件を満足させる必要があり, 数値解析にとって好ましくない構造である [9].  $\bar{Z}$  を求める解析モデルが数値解析が困難な開放型構造であるのに対して,  $\bar{Y}$  を求めるための解析モデルは図4に示す短絡型構造であり, 不連続部がないため数値解析が高精度, 高効率となる [9].

我々は無線システムの設計において図4の解析モデルから得られるアドミタンス行列を用いる. Roberts が述べているように, 共役影像アドミタンスの公式は共役影像インピーダンスと同形となる.  $Y_t = G_t + jB_t$ ,  $Y_r = G_r + jB_r$  を求めるための一連の公式を式(3)~(9)に示す(付録1.参照). 方程式は(1), (2)と全く同形で次のようになる.

$$Y_t^* = Y_{11} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{22} + Y_r} \quad (3)$$

$$Y_r^* = Y_{22} - \frac{Y_{12}^2}{Y_{11} + Y_t} \quad (4)$$

ここで, アドミタンス行列要素の実部と虚部を次のように定義する.

$$Y_{ij} = G_{ij} + jB_{ij} \quad (i = 1, 2; j = 1, 2) \quad (5)$$

解は以下のとおりとなる

$$\theta_g = \sqrt{\left(1 - \frac{G_{12}^2}{G_{11}G_{22}}\right) \left(1 + \frac{B_{12}^2}{G_{11}G_{22}}\right)} \quad (6)$$

$$\theta_b = \frac{G_{12}B_{12}}{G_{11}G_{22}} \quad (7)$$

$$Y_t = G_{11}(\theta_g + j\theta_b) - jB_{11}, \quad Z_t = 1/Y_t \quad (8)$$

$$Y_r = G_{22}(\theta_g + j\theta_b) - jB_{22}, \quad Z_r = 1/Y_r \quad (9)$$

## 2.2 電力伝達率

図1における送受信間の電力伝達率を考えよう. これは送信機の電源がもつ有能電力  $|V_s|^2/4R_1 = |I_s|^2/4G_1$  に対する受信機が受け取る電力  $R_2|I_2|^2 = G_2|V_2|^2$  の割合と定義でき, Sパラメータを用いた次式により計算することができる(付録2.参照).

$$|S_{21}|^2 = \frac{4G_1G_2|Y_{12}|^2}{|Y_{12}^2 - (Y_{11} + Y_1)(Y_{22} + Y_2)|^2} \quad (10)$$

Roberts は  $Y_1 = Y_t$ ,  $Y_2 = Y_r$  として得られる最適値  $|S_{21 \text{ opt}}|^2$  を Ultimate Gain (究極利得) と呼び, 最適化されていないときの電力伝達率を Actual Gain (現用利得) と呼んでいる [8]. Ultimate Gain に対して  $\bar{Z}$  をもとにする簡便な公式を示している.  $\bar{Y}$  をもとにしても同様に次の公式が成り立つ(付録2.参照).

$$|S_{21 \text{ opt}}|^2 = \left| \frac{1 - \theta_g + j\theta_b}{1 + \theta_g + j\theta_b} \right| \quad (11)$$

Actual Gain に対しても Roberts は公式を導いて

いるが、我々は式 (10) によることにし、これを単に  $|S_{21}|^2$  と記すことにする。

$\bar{Y}$  をもとに得られる  $Z_t, Z_r$  あるいは  $Y_t, Y_r$  を忠実に実現することは難しい。特に特性抵抗は回路に用いる半導体素子の特性に依存しているので難しいと思われる。特性抵抗に比較して装荷リアクタンスは実現が容易であると思われるので、 $Y_1, Y_2 (Z_1, Z_2)$  の実部は実現可能な任意の値とし、虚部のみを最適化により得られる値  $B_t, B_r (X_t, X_r)$  にした場合の Actual Gain を  $|S_{21m}|^2$  と定義しておこう。

### 3. HF 帯 RFID への応用

上坂は [1] においてバッテリーレスの非接触 IC カード/RFID システムの通信エリアを決定する電力伝送系を主体に、アンテナ及びシステムについてモデル化を行い、等価回路の諸パラメータに対する特性変化を把握して、アンテナ系最適設計のポイントを詳しく解説している。図 5 は上坂による HF 帯 RFID の等価回路を示す [1], [2]。非接触 IC カードで通信距離 0.1 ~ 3.0 cm を対象に、上坂は周波数：13.56 MHz における図中の回路定数を以下のように算出している。

$$\begin{aligned}
 R_{rw} &: 0.86 \Omega, L_{rw} : 2.83 \mu\text{H}, C_{rw} : 1.648 \text{ pF} \\
 R_{cd} &: 18.47 \Omega, L_{cd} : 3.719 \mu\text{H}, C_{cd} : 0.457 \text{ pF} \\
 k &: 0.493 (\text{間隔 } 0.1 \text{ cm}), 0.082 (\text{間隔 } 3.0 \text{ cm}) \\
 C_0 &: 28.5 \text{ pF}, R_0 : 50 \Omega \\
 C_{ic} &: 13 \text{ pF}, R_{ic} : 3 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

上坂による HF 帯 RFID の等価回路において、リーダ・ライタとタグのアンテナ部分、R/W Antenna と Tag Antenna の部分に対してアドミタンス行列要素  $\bar{Y}$  を求め、共役影響アドミタンスの理論を適用して最適化して  $Z_t$  と  $Z_r$  を求め、これらからリーダ・ライ

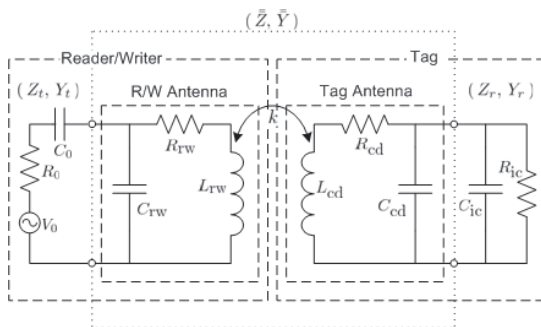
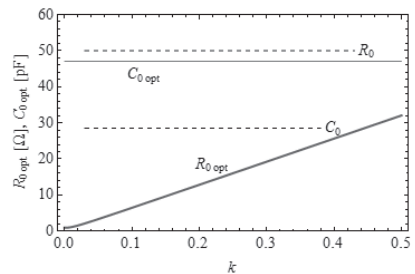


図 5 HF 帯 RFID のモデル  
Fig. 5 Model for HF-RFID.

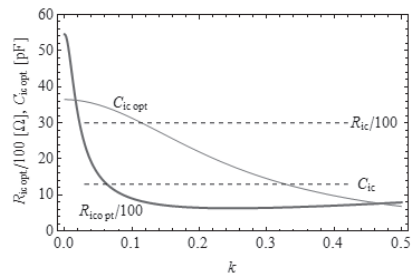
タとタグの回路に対して  $C_0, R_0, C_{ic}, R_{ic}$  の最適値： $C_{0opt}, R_{0opt}, C_{icopt}, R_{icopt}$  を求めよう。こうして決定した最適化回路の電力伝達率： $|S_{21opt}|^2$  を最適化前の  $|S_{21}|^2$  の値と比較してみる。

図 6 (a), (b), (c) は結合係数  $0 < k < 0.5$  に対して共役影響インピーダンスの理論により最適化したリーダ・ライタとタグの回路定数及び電力伝達率の変化を、最適化前の値と比較して示している。

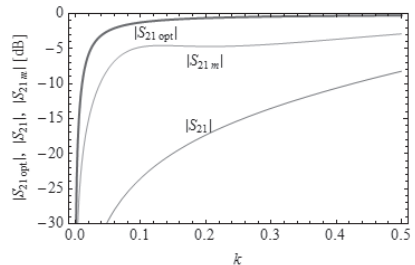
(a) は  $C_{0opt}, R_{0opt}$  と  $C_0, R_0$  の比較である。 $C_{0opt}$  は  $k$  が変わってもほとんど変化しないことは注目に値する。しかし  $C_0$  との差異は大きい。 $R_{0opt}$  は  $k$  にほぼ比例して変化している。



(a)  $R_0, C_0$



(b)  $R_{ic}, C_{ic}$



(c)  $|S_{21opt}|, |S_{21m}|, |S_{21}|$

図 6 最適化前後のリーダ・ライタとタグの回路定数、及び S パラメータの結合係数  $k$  に対する変化。

Fig. 6 The circuit constants of the Reader/Writer and the Tag, and the S parameters before and after the optimization, versus the coupling coefficient  $k$ .

(b) は  $C_{ic\ opt}$ ,  $R_{ic\ opt}$  と  $C_{ic}$ ,  $R_{ic}$  の比較である． $C_{ic\ opt}$  は  $k$  に対して単調に減少している． $R_{ic\ opt}$  は  $k > 0.1$  で変化は小さいが， $R_{ic}$  の約 1/3 程度である．

(c) は  $|S_{21\ opt}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{21\ m}|$  の比較である．ここで， $|S_{21\ m}|$  は  $R_0$ ,  $R_{ic}$  を  $50\ \Omega$ ,  $3\ k\Omega$  のままとし， $C_0$ ,  $C_{ic}$  を最適値  $C_{0\ opt}$ ,  $C_{ic\ opt}$  にした場合の値である． $|S_{21\ opt}|$  はリーダ・ライターアンテナとタグアンテナの間隔が小さく，結合係数が大きいとき 0 dB に近い． $|S_{21}|$  は 10 ~ 30 dB ほど劣化しているが， $|S_{21\ m}|$  は約 5 dB ほどの劣化にとどまっているのは注目値にする．

#### 4. On-Body Channel 人体通信への応用

最近人体を伝送路とする通信が，家庭において血圧，脈拍などの身体情報をモニターし医療機関に常時通報できる在宅健康管理システムへの応用などを指向して研究が行われている．このような人体通信の一形態として On-Body Channel 人体通信がある．前腕部に装着するウェアラブル送信機と指先に配置される情報端末装置との間の通信がその例である [10], [11]．前腕部に接触して配置する二つの電極を送信アンテナとして電流を腕部に流し，指先に電界に感応する高インピーダンスのコンデンサ型アンテナを受信アンテナとする研究が行われている．周波数は ISM バンドの一つの 13.56 MHz に近い 10 MHz として，前腕部周辺の電磁界分布，送信アンテナの入力インピーダンス，送受信機間の伝送特性  $|S_{21}|$  などの検討が行われている [10], [11]．このような前腕部の 2 電極アンテナと指先の受信アンテナ間に対して，共役影像アドミタンスの理論を適用し， $|S_{21}|$  の最大値と，そのための送信機と受信機の内部インピーダンスを求めてみよう．

図 7 は前腕部，拳と指をそれぞれ四角柱の均質誘電体で近似し，同じく二電極アンテナを前腕部表面に接するように装着した簡易モデルを表す．人体組織の誘電率と導電率 [12] は周波数を 10 MHz として，比誘電率  $\epsilon_r = 81$ ，導電率  $\sigma = 0.62\ S/m$  を用いた．前腕部各部及び二電極の寸法は図中に示したとおりである．二電極は入力インピーダンスが  $50\ \Omega$  となるように設計したものである．入力インピーダンスは接地抵抗で近似でき，送信機から電極を通して前腕部表面に電流を送り込み，その電流は細い指先部分に準静電界の性質により集まり，比較的大きな電界を分布させる [13]．

図 8 は指先にコンデンサ型アンテナを受信アンテナ

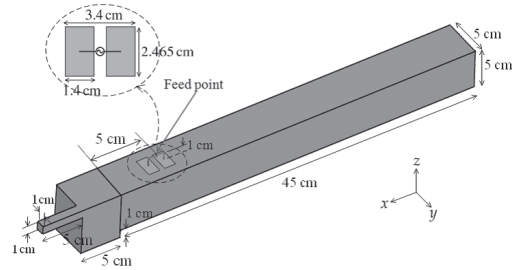


図 7 On-body 人体通信の簡易腕部モデルと送信機アンテナ

Fig. 7 Simple model of a human arm and the transmitting antenna for on-body transmission.

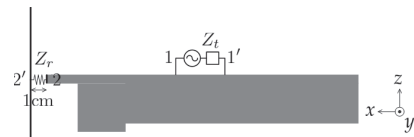


図 8 On-body 人体通信の受信機アンテナのモデル

Fig. 8 A model of the receiving antenna for on-body transmission.

ナとして設置した場合の側面図である．コンデンサの一電極は指先に接するように置き，大きさも指先と同じとした．他の電極は壁に設置することを想定して，数値計算上は無限大とした．コンデンサ型アンテナは，二電極送信アンテナから送られる電磁界，特に電界に感じて信号を受信する．図示した寸法に対して，電磁界解析シミュレータ FEKO [14] によりアドミタンス要素を求めたところ，以下ようになった (単位 S) [15] ．

$$Y_{11} = 0.0199823 + j0.0007234$$

$$Y_{22} = 0.0003742 + j0.0005529$$

$$Y_{12} = Y_{21} = 0.0000641 + j0.0000754$$

これらの値を公式 (6) ~ (9) に代入して以下の最適値を得た (単位  $\Omega$ ) ．

$$Z_t = 49.9759 + j1.7767$$

$$Z_r = 840.07 + j1240.57$$

このようにして最適設計したときの電力伝達率は  $|S_{21}|^2 = -34.85\ dB$  であった．類似のモデルに対して越地と佐々木が得ている値は  $|S_{21}|^2 = -49.3\ dB$  である [11]．我々のモデルでは受信機を細い指先に置き，更に送受信機を関連させて最適化しているために，比較的大きな電力伝達率を得ることができた．

### 5. 共鳴方式無線電力伝送への応用

MIT の Marin Soljačić のグループが近傍界結合ループアンテナを用いた伝送の可能性を発表 [6] して以来、中間距離の非接触電力伝送技術が注目を集めている。Soljačić らは周波数 10 MHz において電球点灯の実験も行っている [7]。彼らはこの技術を WiTricity (wirelesselectricity) と呼んで、家庭用や小型のロボット、電気自動車、モバイル端末、医療機器などへの電力伝送などの応用を指向している。電球点灯のデモは新しい技術を周知させるに多大の貢献をしたが、指向する応用技術の達成は地道な理論整備 [16] を必要とする。ここでは共役映像アドミタンスの理論を近傍界結

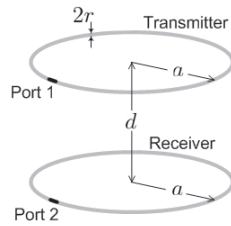


図 9 共鳴方式電力伝送ループアンテナ  
Fig. 9 Loop antennas for power transmission by resonance method.

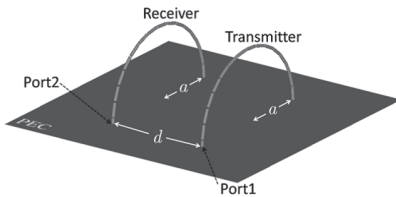


図 10 電力伝送ループアンテナの鏡像法による実験セットアップモデル

Fig. 10 Experimental setup model by image method for the power transmission loop antennas.

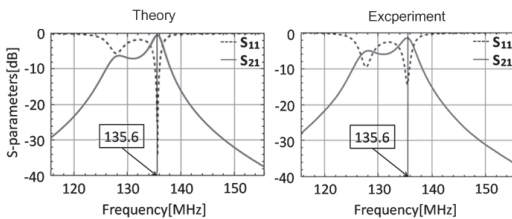


図 11 共鳴方式電力伝送ループアンテナの S パラメータ、理論値と実測値

Fig. 11 Transmission characteristics of loop antennas for power transmission by resonance method, theoretical and experimental values.

合ループアンテナ [17] ~ [19] に応用しよう。図 9 のように半径  $a$ 、導線半径  $r$  の 1 巻きループアンテナ 2 素子を間隔  $d$  で配置した系を FEKO で解析して  $\bar{Y}$  を求め、これから最適な送受信機の実特性抵抗と装荷リアクタンスを求める。実験では特性抵抗が  $50 \Omega$  のネットワークアナライザが使用でき、送受信機、測定装置などの存在が影響しないように図 10 に示す鏡像法によるモデルを用いる。 $a, d$  をいろいろと変えて解析を繰り返し、周波数 13.56 MHz での特性抵抗が  $50 \Omega$  の 2 倍の  $100 \Omega$  となる組合せを追求した。決められた  $a, d$  と、そのときの  $\bar{Y}, Z_t = Z_r$  を以下に示す。

$$a = 1.45 \text{ m}, d = 1 \text{ m}, r = 3 \text{ mm}$$

$$Y_{11} = Y_{22} = 0.0090273 - j0.2918647 \text{ mS},$$

$$Y_{12} = Y_{21} = 0.0088573 + j0.066252 \text{ mS}$$

$$Z_t = Z_r = 101.293 - j2798.49 \Omega$$

装荷リアクタンスは  $C = -1/(\omega \Im(Z_t)) = 4.19 \text{ pF}$  の静電容量をもつ平行板コンデンサにより実現した。実験は寸法 1/10 倍のスケールモデルを用いて行った。得られた電力伝達率の周波数特性を理論値と実験値を比較して図 11 に示す。中心周波数において約 100% の電力伝達率が得られること、理論と実験がよく一致することが分かる。

### 6. む す び

送受信アンテナが近傍界に配置される無線システムの送受信機回路及び送受信アンテナの設計は、通常遠方界を用いる場合とは基本的に異なる。送信機と受信機は送受信アンテナを介して相互に結合するので、互いに関連して設計することが望ましい。送受信機間の電力伝達率を最大とするための設計は以下の手続きによるべきであることを明らかとした。まず、送受信アンテナとその間の空間の特性を表すインピーダンス行列あるいはアドミタンス行列を求めておく。次に、この特性をもつ結合アンテナとマッチして電力伝達率を最大とする送受信機の実特性抵抗と装荷リアクタンスを算出する。この段階で 1946 年に Roberts が発表した共役映像インピーダンスの理論が有用である。インピーダンス行列を求める数値解析モデルはポート位置が切断された構造であり、境界値問題として不都合である。アドミタンス行列はポート位置が連続なモデルから得られ好都合であり、アドミタンス行列を基とする共役映像アドミタンスを用いるのがよい。送受信機

の特性抵抗と装荷リアクタンス，及び電力伝達率の公式を示した．

この理論の HF 帯 RFID，On-Body 人体通信，共鳴方式無線電力伝送に対する適用例を示した．

HF 帯 RFID に対しては，これまでに報告されている回路とアンテナの数値例をもとにして，Reader/Writer とタグのアンテナ特性は固定し，各特性抵抗と装荷リアクタンスの最適値，及びこれらにより達成される最大電力伝達率を求め，最適化前の報告されている値と比較検討した．電力伝達率は最適化により 10～30 dB の改善が得られること，装荷リアクタンスのみを最適値とした場合には電力伝達率の劣化は 5 dB にとどめられることが分かった．

On-Body 人体通信に対しては，前腕部にウェアラブル送信機を装着して指先に置く受信機との間の周波数 10 MHz における通信を対象に本理論を適用し，-34.84 dB の電力伝達率が得られることを示した．この例は，本理論が送受信アンテナ間に任意の散乱体が存在する場合に適用できることを示している．

共鳴方式無線電力伝送に対しては，平行に並んだ二つの円形ループアンテナ間の無線電力伝送に本理論を適用し，鏡像モデルによる実験により理論が正しいことを実証した．円形ループアンテナ系の構造パラメータを変え，最適な特性抵抗が 100 Ω となる組み合わせを見出し，実験では特性抵抗 50 Ω のネットワークアナライザを用いたので，高精度の測定が可能であった．

これらの近傍界結合アンテナを用いる無線システムの設計では，回路の特性抵抗と装荷リアクタンスの最適値の実現が送受信機回路の設計者の目標となり，実現可能な特性抵抗と装荷リアクタンスをもつ送受信機にマッチしたアドミタンス行列をもつ結合アンテナの実現がアンテナの設計者の目標となる．

謝辞 本研究は筆者の一人が南山大学に在職中に行ったものである．HF 帯 RFID と On-Body 人体通信に関する文献を提示した南山大学藤井勝之講師に感謝する．On-Body 人体通信と共鳴方式無線電力伝送に関しては平野勝義君と丸地智博君，伊藤敏貴君，増田清也君の協力を得た．彼らの努力に感謝する．

#### 文 献

- [1] 上坂晃一，非接触 IC カード/RFID 用アンテナ設計技術，トリケップス，2004.
- [2] 上坂晃一，高橋応明，“無線 IC タグにおけるアンテナ技術”信学論(B)，vol.J89-B，no.9，pp.1548-1557，Sept. 2006.
- [3] 高橋応明，“RFID タグアンテナ技術”信学通誌，no.7，

pp.51-58，Dec. 2008.

- [4] T.G. Zimmerman，“Personal area networks (PAN): Near-field intra-body communication,” Master thesis, MIT Media Laboratory, Cambridge, MA, Sept. 1955.
- [5] P.S. Hall and Y. Hao, ed., Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, Artech House, 2006.
- [6] A. Karalisa, J.D. Joannopoulos, and M. Soljačić，“Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” Annals of Physics, vol.323, pp.34-48, Elsevier, Available online 27, April 2007. (www.elsevier.com/locate/aop).
- [7] M. Soljačić, et al, “無線で電力伝送する技術を開発，実験で 60W の電球を点灯”日経エレクトロニクス，12-3, pp.117-128, 2007.
- [8] S. Roberts，“Conjugate-image impedances,” Proc. I. R. E. and Waves and Electronics, vol.34, pp.198-204, April 1946.
- [9] N. Inagaki and K. Fujii，“Indirect calculation method for open circuit voltages,” IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.6, pp.1825-1830, June 2008.
- [10] 藤井勝之，伊藤公一，田島 茂，“人体を通信路として利用してウェアラブル送受信機の電極構造に対する受信特性”映情学誌，vol.27, no.17, pp.29-32, March, 2003.
- [11] 越地福朗，佐々木健，“人体内通信におけるウェアラブル送信機の電極構造によるインピーダンス整合と電極設計”エレクトロニクス実装学会誌，vol.12, no.3, pp.221-232, May 2009.
- [12] Federal Communication Commission, Body Tissue Dielectric Parameters, <http://www.fcc.gov/oet/rfsafety/dielectric.html>
- [13] 平野勝義，稲垣直樹，藤井勝之，“On Body Channel 人体通信用ウェアラブルデバイスのインピーダンス特性と電極接地抵抗”信学技報，A-P-2009-99, Sept. 2009.
- [14] FEKO ホームページ，<http://www.feko.info/>
- [15] 平野勝義，On-Body Channel 人体通信における伝送メカニズムに関する研究，南山大学大学院数理工学研究所修士論文，March 2010.
- [16] 平山 裕，小澤俊之，平岩洋介，菊間信良，榊原久二男，“無線電力伝送の共鳴モードと等価回路表現”信学技報，A-P2009-85, Sept. 2009.
- [17] 田中雅人，稲垣直樹，藤井勝之，“誘導磁界を用いた新しい無線接続”信学技報 A-P2008-184, Jan. 2009.
- [18] 丸地智博，“誘導磁界を用いた新しい無線接続方式”信学技報，A-P2009-84, Sept. 2009.
- [19] 伊藤敏貴，増田清也，誘導磁界を用いた無線接続に関する研究，南山大学卒業論文，Jan. 2010.
- [20] 黒川兼行，“散乱行列”マイクロ波入門，p.177, 丸善，1963.

#### 付 録

1. 共役影像アドミタンスに関する諸公式の誘導式 (3) から得られる  $Y_{12}^2$  と式 (4) から得られる  $Y_{12}^2$

の実部と虚部を等しいとすると

$$G_{22}G_t = G_{11}G_r \quad (\text{A}\cdot\text{1a})$$

$$(B_r + B_{22})G_t = (B_t + B_{11})G_r \quad (\text{A}\cdot\text{1b})$$

(A·1a) より  $\frac{G_t}{G_{11}} = \frac{G_r}{G_{22}}$  が成り立つ．これを  $\theta_g$  とおく．すなわち

$$\frac{G_t}{G_{11}} = \frac{G_r}{G_{22}} = \theta_g \quad (\text{A}\cdot\text{2})$$

(A·1b) と (A·1a) を辺々割り算すると  $\frac{B_t + B_{11}}{G_{11}} = \frac{B_r + B_{22}}{G_{22}}$  が成り立つ．これを  $\theta_b$  とおく．すなわち

$$\frac{B_t + B_{11}}{G_{11}} = \frac{B_r + B_{22}}{G_{22}} = \theta_b \quad (\text{A}\cdot\text{3})$$

式 (A·2) と式 (A·3) から共役影象アドミタンス  $Y_t, Y_r$  の表現式 (8), (9) が得られる．式 (8) と (9) を式 (3) から得られる次式に代入する．

$$Y_{12}^2 = (Y_{11} - Y_t^*) \cdot (Y_{22} + Y_r) \quad (\text{A}\cdot\text{4})$$

すなわち

$$\begin{aligned} Y_{12}^2 &= G_{12}^2 - B_{12}^2 + j2G_{12}B_{12} \\ &= G_{11}G_{22}(1 - \theta_g + j\theta_b)(1 + \theta_g + j\theta_b) \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot\text{5})$$

この実部と虚部の等式を  $\theta_g$  と  $\theta_b$  について解き， $Y$  行列要素により表現する．まず虚部から式 (A·6a) が得られ，これを実部の関係式に代入して整理すると式 (A·6b) が得られる．

$$\theta_b = \frac{G_{12}B_{12}}{G_{11}G_{22}} \quad (\text{A}\cdot\text{6a})$$

$$\theta_g = \sqrt{\left(1 - \frac{G_{12}^2}{G_{11}G_{22}}\right) \left(1 + \frac{B_{12}^2}{G_{11}G_{22}}\right)} \quad (\text{A}\cdot\text{6b})$$

式 (A·6a), (A·6b) を式 (8), (9) に代入すると共役影象アドミタンスの  $Y$  行列要素による表現が得られる．

## 2. $|S_{21}|^2$ の計算式の誘導

図 1 において振幅の二乗が入力電力，出力電力に等しい入出力波  $a_1, b_1, a_2, b_2$  を次のように定義する [20]． $|a_1|^2$  はポート 1 の電源の有する有能電力  $|V_s|^2/4R_1$  に等しく， $|b_2|^2$  はポート 2 の負荷が吸収する電力  $R_2|I_2|^2 = G_2|V_2|^2$  に等しい．

$$\begin{cases} a_1 = \frac{V_1 + Z_1 I_1}{2\sqrt{\Re(Z_1)}}, & b_1 = \frac{V_1 - Z_1^* I_1}{2\sqrt{\Re(Z_1)}} \\ a_2 = \frac{V_2 + Z_2 I_2}{2\sqrt{\Re(Z_2)}}, & b_2 = \frac{V_2 - Z_2^* I_2}{2\sqrt{\Re(Z_2)}} \end{cases} \quad (\text{A}\cdot\text{7})$$

式 (A·7) からポート電圧・電流 ( $V_1, V_2, I_1, I_2$ ) の入出力波 ( $a_1, a_2, b_1, b_2$ ) による表現式を求め，これらをアドミタンス行列で関係づける．こうして得られる  $a_1, a_2, b_1, b_2$  の関係式を  $b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2, b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$  の形にまとめると散乱行列要素のアドミタンス行列要素による表現式が得られる．この式で  $Z_1 \rightarrow 1/Y_1, Z_2 \rightarrow 1/Y_2$  の置換を行い， $Y_{12} = Y_{21}$  のとき  $S_{12} = S_{21}$  が成り立つことを用いると式 (10) が得られる．

$Y_1, Y_2$  が最適化されたとき，以下の関係が成り立つ．

$$\sqrt{G_t G_r} = \sqrt{G_{11} G_{22}} \theta_g \quad (\text{A}\cdot\text{8})$$

$$Y_{11} + Y_t = G_{11}(1 + \theta_g + j\theta_b) \quad (\text{A}\cdot\text{9})$$

$$Y_{22} + Y_r = G_{22}(1 + \theta_g + j\theta_b) \quad (\text{A}\cdot\text{10})$$

これらの関係式と式 (A·5) により，式 (10) は式 (11) に等しいことを確かめることができる．式 (11) は次のようにして導くこともできる．

$$\begin{aligned} |S_{21 \text{ opt}}|^2 &= \frac{G_r |V_2|^2}{G_t |V_1|^2} = \frac{G_{22} \theta_g}{G_{11} \theta_g} \cdot \left| \frac{-Y_{21}}{Y_r + Y_{22}} \right|^2 \\ &= \frac{G_{22}}{G_{11}} \cdot \frac{|G_{11} G_{22} (1 - \theta_g + j\theta_b)(1 + \theta_g + j\theta_b)|}{|G_{22} (1 + \theta_g + j\theta_b)|^2} \\ &= \sqrt{\frac{(1 - \theta_g)^2 + \theta_b^2}{(1 + \theta_g)^2 + \theta_b^2}} \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot\text{11})$$

(平成 22 年 7 月 14 日受付，9 月 24 日再受付)



稲垣 直樹 (正員:フェロー)

昭 37 東工大・理工・電気 B 卒，昭 42 同大学院博士課程了，工博．同年同大助手，昭 45 名工大助教授，昭 59 同教授，平 15 南山大教授．平 22 同大定年退職．昭 54 ~ 55 米国オハイオ州立大工電トロサイエンス研究所客員研究員 (文部省在外研究員)．電波工学の教育・研究に従事．信学会より昭 39 稲田賞，昭 49 論文賞，昭 58 本会業績賞受賞．平 18 ~ 19 IEEE APS Nagoya Chapter Chair．IEEE Life Fellow．



堀 智 (正員)

平元豊田工大・工・制御情報卒．同年小島プレス工業 (株) に復職．以来，車載用アンテナシステムの研究開発に従事．現在，同社研究開発部勤務．博士 (工学)．映像情報メディア学会，IEEE 各会員．