

表面センサネットワークのための低漏出ワイヤレス電力伝送

野田 聡人* 篠田 裕之*

Low-Leakage Wireless Power Transmission for Surface Sensor Networks

Akihito Noda* and Hiroyuki Shinoda*

This paper proposes a strategy to transmit electromagnetic power selectively to a load device in a two-dimensional wireless power transmission system that uses a two-dimensional waveguide sheet and a receiver coupler. Microwaves fed into and traveling along the sheet can be absorbed by general objects put on the sheet. For safe wireless power transmission, both increasing the power extraction by receiver coupler and decreasing unexpected power absorption by extraneous objects are needed. In this paper we demonstrate that such a selective power transmission can be achieved by using a sheet that has a thick surface insulator layer and a receiver coupler that is enclosed with multiple-choke structure. The measured output of the produced coupler achieves 40% to the theoretical output limit. The computer simulations indicate that unexpected radiation by a conductor plate put on the sheet can be reduced to less than 2% of the power propagating in the sheet even in the worst case.

キーワード：二次元通信，ワイヤレス電力伝送，電磁バンドギャップ (EBG)，空洞共振カプラ

Keywords: Two-dimensional communication, wireless power transmission, electromagnetic bandgap (EBG), resonant cavity coupler

1. はじめに

ネットワークセンシングの応用を広げるために，各センサノードに配線をせずに動作電源を供給することは重要な課題の一つであり，様々なエネルギー源の利用が検討されている．搭載したバッテリーのみで賄う場合の他に，太陽光や振動のエネルギーを電力に変換するデバイスを併用する場合など様々な状況が考えられる．センサノードのサイズと消費電力，バッテリー交換なしで連続動作する時間といった要求に対し，バッテリーのエネルギー密度，発電デバイスの発電量では実現不可能となる場合も考えられる．このような場合は何らかの電磁的な効果によって外部から人工的に電力を供給する必要がある．

ワイヤレス電力伝送技術は，このような無配線で安定した電力供給を可能にし，ネットワークセンシング技術の普及に必要な不可欠な技術として期待される．またそれだけでなく，一般の電気機器類の電源ケーブルを不要にし，機器の携帯性・機動性を高める基盤技術として期待され，多くの研究開発がなされている．電気的な接点を介さずに電力を送受する最も典型的な手法は，空間的にわずかに隔てられた送受信コイルの間の電磁誘導による結合を利用することである．近年では，より空間的に離れた位置への電力伝

送の方法として，磁気共鳴と呼ばれる手法⁽¹⁾や電磁波の送受信による手法⁽²⁾などが提案されている．

特定の三次元空間中でワイヤレスで電力の伝送を可能にすることは，その空間中で他の無関係な機器との間で電磁干渉を生じるリスクを伴う．このリスクと負荷デバイスの位置の自由度とのバランスを考えたとき，三次元的な自由度を確保するよりも，二次元面上に拘束する方が合理的である場合も考えられる．通常，電子機器類の多くは使用・保管時において机，壁，床や天井などの物体表面に接触しており，その面を電力供給インタフェースにすることができれば，常時携帯して使用する機器などを除いて十分に事足りると考えられる．

このような二次元的な電力伝送の最も単純な実現方法として，互いに絶縁された導体層を積層したシート状の送電媒体に，ピン状のコネクタを突き刺して電氣的に接続する手法が提案されている⁽³⁾．また，非接触で高効率の電力伝送を行うために，二次元的に送電コイルをアレイ化し，さらに能動的なスイッチング素子を組み込んでシートあるいはパッド状に仕立てた給電装置を用いる手法が提案されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾．

本研究では，受動的かつ単純な構造のシート状導波路 (Fig. 1) を電力伝送の媒体とする二次元通信⁽⁶⁾を用いた 2.5 GHz 帯のマイクロ波による電力伝送を前提としている．シートに供給されたマイクロ波はシートに沿って伝搬し，シートに接触したデバイスは特殊な受電カプラにより電氣的な接点を介さずにシート内から電力を取り出すことができる．

* 東京大学

〒113-8656 東京都文京区本郷 7-3-1

The University of Tokyo

7-3-1, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113-8656

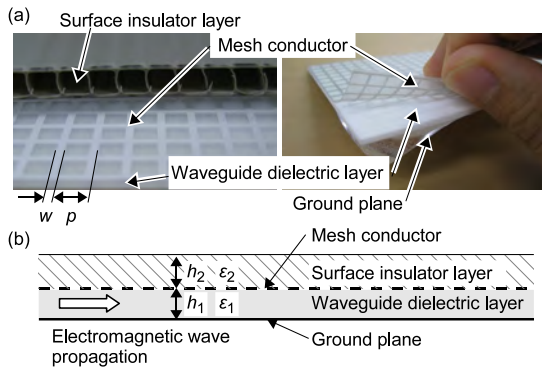


Fig. 1. A 2DC sheet consists of four layers: a ground conductor plane, a waveguide dielectric layer, a mesh conductor layer, and a surface insulator layer. (a) Photographs and (b) a cross section model of the sheet.

シートは受動的かつ単純な構造であるから，大量生産技術により大型のシートを製造し，給電システムの大型化が低コストで可能になると期待できる．また，シート端の一点からの給電以外に，フェーズドアレイによってシート上の特定の位置への収束給電も可能である⁽⁷⁾．

ワイヤレス電力伝送システムにおいては，電力は選択的に負荷に供給されるべきである．すなわち，電力を吸収するように意図的に設計された特別なデバイスのみが受電可能で，それ以外の一般の物体による電力の吸収がないことが理想である．本稿では給電の選択性についてインピーダンスマッチングの観点から検討する．第2章において回路モデルを用いて示すように，共振体を介して電源から負荷へ電力を伝送する場合，共振体の無負荷 Q が十分に高いことが，十分な電力が伝送されるための必要条件となる．第3章では，回路モデルと二次元通信による電力伝送との関係を述べ，選択性を高めるための方針を示す．シート表面の絶縁層を充分厚く設計することにより，シートに接触した一般の共振体の Q 値を低下させ，その電力吸収を低減できることを第4章においてシミュレーションにより実証する．加えて，受電カブラはその端部からの電磁波放射を抑制して Q 値を高めるために，複数段のチョーク構造で取り囲むことを提案する．第5章において二次元的な問題としてシミュレーションした結果により，その妥当性を確認し，第6章において三次元構造を設計・製作して実測により有効性を実証する．第7章で結論と展望を述べる．

本研究は，電磁環境両立性の改善を目的としてカブラを電磁バンドギャップ (EBG) 構造で取り囲む小林らの研究⁽⁸⁾を基礎としている．EBG 等の特殊な構造によりシートとカブラの隙間からの電磁波放射を抑制することが，放射のある場合と比較して電力の取出し性能を向上させるという点が本研究の重要な着眼点である．この放射抑制の機能の有無による電力の取出し性能の差が，一般の物体と特殊カブラとの間で顕著になるように絶縁層厚さを設計したこと，およびそのような厚い絶縁層に対しても放射の抑制機能を

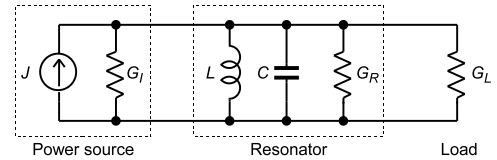


Fig. 2. A circuit model where a finite power source and a load are connected through a lossy resonant circuit.

発揮できるカブラの構造を設計したこと，の2点が本稿の主要な成果である．上記のシミュレーションと実測の結果から，一般の共振体による電力吸収は最大でもシート内を流れる電力の2%程度となり，製作したカブラの電力取得率は理論限界の40%程度に到達することが示される．

2. 共振体の Q 値と伝送電力

本章では，有限の電力源から，損失のある共振体を介して負荷に電力を伝送する場合，共振体の無負荷 Q がその伝送電力の上限を決定することを，単純な回路モデルによって示す．Fig. 2 に示す回路モデルにおいて，内部コンダクタンス G_I を持つ電流源に，純コンダクタンスの負荷 G_L が，損失のある LC 並列共振回路を介して接続されている．共振回路はインダクタンス L ，キャパシタンス C およびコンダクタンス G_R から成る．ここで共振回路の負荷 Q 値 Q_L および無負荷 Q 値 Q_0 を次のように定義する．

$$Q_L \equiv \omega_r C / (G_R + G_L) \dots\dots\dots (1)$$

$$Q_0 \equiv \omega_r C / G_R \dots\dots\dots (2)$$

ここで $\omega_r \equiv 1/\sqrt{LC}$ は共振回路の共振角周波数である．ここで共振回路のサセプタンス ($\omega_r C = 1/\omega_r L$) は電源の内部コンダクタンス G_I と同程度あるいはそれより大きいものと仮定する．

まず，並列共振回路が無損失，すなわち $G_R = 0$ である場合を考える．共振周波数において， L および C の合成アドミタンスはゼロとなるから，負荷 L に供給される電力 P_L は次式で表される．

$$P_L = G_L J^2 / (G_I + G_L)^2 \dots\dots\dots (3)$$

ここで定数 J は理想電流源の振幅の実効値である．負荷コンダクタンスが $G_L = G_I$ の条件を満たすとき，次式で表される電源の固有電力 P_{max} が負荷に伝送される．

$$P_{max} \equiv J^2 / 4G_I \dots\dots\dots (4)$$

この固有電力が伝送される条件となる最適負荷 Q 値 Q_{Lopt} を次式で定義する．

$$Q_{Lopt} \equiv \omega_r C / G_I \dots\dots\dots (5)$$

次に並列共振回路に損失のある場合を考える．共振周波数において，負荷 G_L に伝送される電力 P'_L は次式で表される．

$$P'_L = G_L J^2 / (G_I + G_R + G_L)^2 \dots \dots \dots (6)$$

P'_L は次の条件

$$G_L = G_I + G_R \dots \dots \dots (7)$$

が満たされるときに、次式で表される最大値 P'_{Lmax} をとる。

$$P'_{Lmax} = J^2 / 4(G_I + G_R) \dots \dots \dots (8)$$

電源の固有電力 P_{max} に対する P'_{Lmax} の比 p は次のように書かれる。

$$p \equiv \frac{P'_{Lmax}}{P_{max}} = \frac{1}{1 + G_R/G_I} = \frac{1}{1 + Q_{Lopt}/Q_0} \dots (9)$$

本式は無負荷 Q が充分大きい ($Q_0 \gg Q_{Lopt}$) 場合に $p \approx 1$ となる、すなわち固有電力にほぼ等しい電力が、最適値に調整された負荷コンダクタンスに供給されることを示す。また、逆に無負荷 Q が充分小さい ($Q_0 \ll Q_{Lopt}$) 場合には $p \ll 1$ となる、すなわちどのような負荷コンダクタンスに対しても非常に小さい電力しか伝送されないことを示す。ここで、後者の場合においては並列共振回路の損失要因 G_R において消費される電力も同様に小さいことに注意する。これは、 $Q_0 \ll Q_{Lopt}$ の場合 $G_R \gg G_I$ であり、式(7)は $G_L \approx G_R$ となるから、 G_L および G_R で消費される電力はほぼ等しいことになることから確認できる。

このように、電源と負荷の間に挿入された共振回路の無負荷 Q 値は、負荷に供給可能な電力の最大値を決定づける。第3章では、この回路モデルでの議論と二次元通信による電力伝送システムの関連について述べる。

3. 導波シートの表面絶縁層に形成する空洞共振器

本章では、二次元導波路の表面に導体面が接触することで、その直下の絶縁体層が空洞共振器として働き、電力が取り出されることについて述べる、そして前章の議論からの類推により、電力伝送の選択性を向上するための方針を示す。

まず、Fig. 3のように導波シート上面が完全に導体で覆われた場合を考える。この構造中を x 軸方向に伝搬する電磁波は、Fig. 3(a), (b) に示すように誘電体導波層内のみ、あるいは表面絶縁体層内だけに電磁界が存在するという2つのモード(以下それぞれ「下側モード」、「上側モード」と呼ぶ)の重ね合わせとして表現できる。

次に、導波シート上面を覆う導体が有限の大きさである場合を考える。表面絶縁層内を伝搬する上側モードの電磁波は、Fig. 4に示すように、導体面の端部において一部は反射し、一部は外部に放射する。導体面の両端で反射されるため、絶縁層内のこの領域中に電磁エネルギーが蓄積され、この領域を空洞共振器と見ることが出来る。また一部は領域の端部から外部に放出されるため、損失のある(有限の無負荷 Q を持つ)空洞共振器である。導体の接触していない通常の領域において、導波シートを伝搬する電磁波のエネルギーは主に下側の誘電体導波層内に集中している。こ

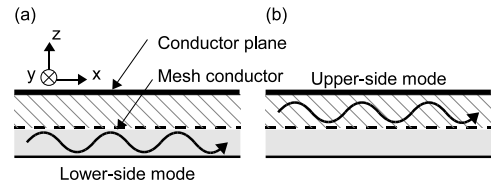


Fig. 3. Cross section model of a 2D waveguide sheet entirely covered with a conductor plane. Electromagnetic waves propagating in the structure are expanded into two waveguide modes that are referred to as (a) lower-side mode and (b) upper-side mode.

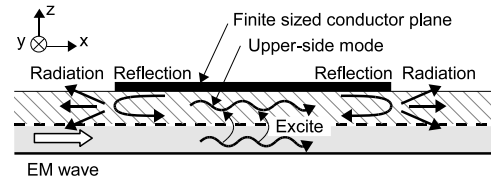


Fig. 4. A part of the upper-side mode wave is reflected at the ends of a finite sized conductor plane and the other is radiated. Therefore the finite region of the insulator layer under the conductor plane works as a lossy resonator.

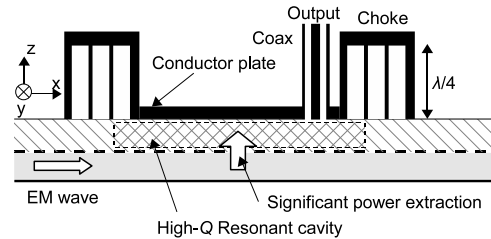


Fig. 5. Cross section model of a choke-enlosed coupler placed on the sheet. The choke structures suppress the EM radiation from the ends of the coupler and increases the unloaded Q of the coupler. Therefore the coupler can extract sufficient power from the sheet.

の電磁波が導体に覆われた領域の直下に入射すると、モード結合により上側モードを励起し、一部のエネルギーが空洞共振器に供給されることになる。このようにシートの表面絶縁層内の領域が空洞共振器として働き、シート外への電力の取出しが行われる。

これはまさに前章で示した回路モデルと同様に共振体を經由して負荷と電源を接続するシステムである。したがって前章での議論と同様に、この空洞共振器の無負荷 Q が、シートから取り出すことのできる電力の上限を決定すると考えられる。空洞の端部からの放射損および空洞を形成する材質の特性に起因する誘電損・抵抗損が大きくなるほど、この無負荷 Q が低下する。

この放射損は、表面絶縁体層が厚くなるほど増加する。そこで、予期しない物体がシートに接触した場合には、放射損が大きく有意な電力吸収を生じない程度の無負荷 Q 値

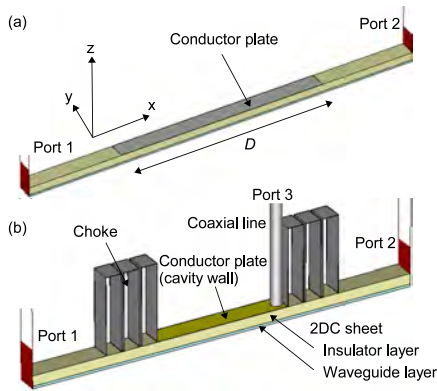


Fig. 6. (a) A conductor plate is put on the sheet. Unexpected power extraction is evaluated with this model. The simulations are performed with various plate length D . (b) A choke-enclosed coupler. The coupler dimensions are determined so that the resonance and radiation suppression effect appear simultaneously near 2.5 GHz. The models have narrow width for y -axis. The $\pm y$ boundary conditions are magnetic wall. Thus the model simulates that the quasi-plane wave propagates along x -axis in the infinitely periodic sheet structure with respect to y -axis.

となるように、シートの表面絶縁層を厚く設計する。一方で、受電カプラはそのような厚い絶縁層を介しても十分な無負荷 Q 値となるように放射を抑制する特殊な構造を設計する。本稿では Fig. 5 で示すように、複数段のチョーク構造によってこれを達成することを考える。次章以降でシートとカプラの設計について述べる。

4. 放射電力のシミュレーション

ここでは、一般の物体による電力吸収のベンチマーク問題として、Fig. 6(a) に示すように完全導体の板がシート表面に接触した状況で生じるシート外への電磁波の放射を評価する。このモデルにおいて、三次元の電磁界シミュレーションを行い S パラメータを計算する。シミュレーションには CST 社製 MW Studio を用いる。導体板による放射電力 P_{rad} は S パラメータを用いて次式により求める。

$$P_{rad} \equiv 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \dots \dots \dots (10)$$

ここで S_{11}, S_{21} はそれぞれポート 1 での反射係数、ポート 1 から 2 への透過係数である。シートの各設計パラメータは Table 1 に示すように定めた。表中のシンボルは Fig. 1 中のそれと対応している。ここで決定した表面絶縁層の厚さ $h_2 = 4.0$ mm は従来のそれ (0.05–0.25 mm) と比較して十分に厚い。さらに、誘電体導波層と表面絶縁層との比誘電率はそれぞれ $\epsilon_1 = 2.2$ および $\epsilon_2 = 1.0$ であり、上側モードと下側モードの波数が異なる。したがって位相整合条件を満たさないため、シートに接触する導体板の長さが長いほど吸収電力が増加するという結果にはならないと予測される。極端な例を挙げれば、通信シート全体を導体板

Table 1. Sheet design parameters

Symbol	Value	Description
ϵ_1	2.2	Relative permittivity of waveguide layer
ϵ_2	1.0	Relative permittivity of surface insulator layer
h_1	1.0 mm	Thickness of waveguide layer
h_2	4.0 mm	Thickness of surface insulator layer
p	4.0 mm	Mesh conductor pitch
w	1.0 mm	Mesh conductor line width

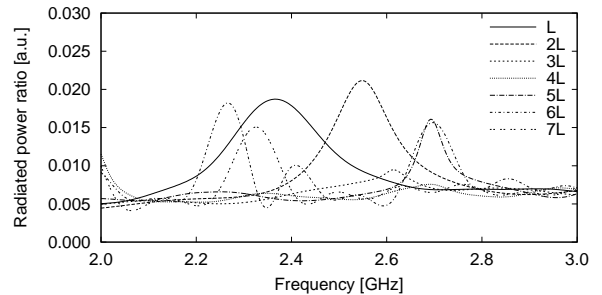


Fig. 7. Radiation power caused by the conductor plates that have lengths of $D = L, 2L, \dots, 7L$ ($L = 52.5$ mm). All of them have a peak near 2.5 GHz. The peak value is nearly equal to or less than 2%.

で覆ってしまっても、それによって吸収される電力は半波長の導体板による吸収と同程度以下となると期待できる。

Fig. 7 は、導体板の長さ D を L から $7L$ まで 7 通りに変化させた各場合について放射電力 P_{rad} の評価を行った結果である。ただし $L = 52.5$ mm で、2.5 GHz 付近で共振する最小の長さとして選んだ。同図の示すように、放射電力 P_{rad} は 2–3 GHz において、最大の (最悪の) 場合でも 2% 程度以下となり、また導体板サイズ D の増加に伴う放射電力 P_{rad} のピーク値の増加傾向は見られない。

この放射電力をさらに低減することは、メッシュ層のリアクタンスをより小さくする (メッシュピッチを細かくすること) で可能となる。しかしそれが必ずしも選択性を向上させる結果にはならない。なぜなら、メッシュ層のリアクタンスを低下させることは、受電カプラの電力取得率をも低下させることになるからである。

5. チョーク構造付き受電カプラ

本章では、Fig. 5 に示す複数段チョーク構造によって放射損を低減した受電カプラをを設計する。

平行平板導波路中に設けられた 4 分の 1 波長チョークは、その共振周波数において、チョークを越えて伝搬する電磁波を遮断する。EBG 構造は、小さな共振体を多数配列することで、有限の周波数帯域において電磁波の伝搬を遮断する性質を示す⁽⁸⁾。我々はこの EBG 構造にヒントを得て、チョーク構造を複数並べることで、カプラ端部からの放射の抑制効果をより高めることができると予測した。また、この構造は溝に垂直な方向の表面波の伝搬を遮断するコルゲートド・サーフェス⁽⁹⁾として解釈することも可能で

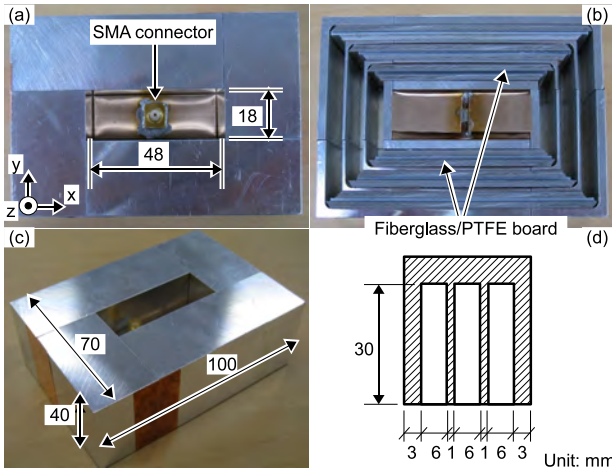


Fig. 8. (a) Top view, (b) bottom view, and (c) perspective view of the produced coupler. (d) The cross section of the multiple-choke. The choke is made of aluminum.

ある。

Fig. 6(b) にカブラのシミュレーションモデルを示す。カブラの出力の評価において、出力の同軸ケーブル接続部における反射の影響を取り除くため、次式によって P_{out} を求める。

$$P_{out} \equiv |S_{13}|^2 / (1 - |S_{33}|^2) \dots \dots \dots (11)$$

ここで S_{13} および S_{33} はそれぞれポート 3 からポート 1 への透過係数、およびポート 3 における反射係数である。同軸ケーブルの接続部において反射のないように適切に設計された場合の性能の上限を評価するため、出力は $|S_{31}|^2$ によって評価するよりも式 (11) によるもののほうが合理的である。ここで相反性から $S_{13} = S_{31}$ を仮定している。

結果として、出力 P_{out} は 0.35 となった。カブラは yz 平面に関してほぼ対称な構造であり、 $S_{13} \approx S_{23}$ であるから、無損失なカブラの理論的な出力の上限は 0.5 である。したがって、 $P_{out} \approx 0.35$ は理論限界の 70% の性能を意味する。

6. カブラ出力の実測

本章では実験により、チョーク構造付きカブラの性能を検証する。Fig. 8 に試作したカブラの構造を示す。三次元の構造で x および y 方向への電磁波の放射を抑制するためには、チョークが取り囲む空洞共振器内とチョーク内との全体について、その共振モードを適切に設計する必要がある。具体的には波数ベクトルの x, y, z の各成分が、隣り合うチョークあるいは空洞内のそれと一致している必要がある。すなわち、Fig. 9 のように直方体の底面 A、側面 B および C (それぞれ空洞共振器、チョークに相当する) において次式が成立していることが必要である。

$$k_{Ax} = k_{Cx} \dots \dots \dots (12)$$

$$k_{Ay} = k_{By} \dots \dots \dots (13)$$

$$k_{Bz} = k_{Cz} \dots \dots \dots (14)$$

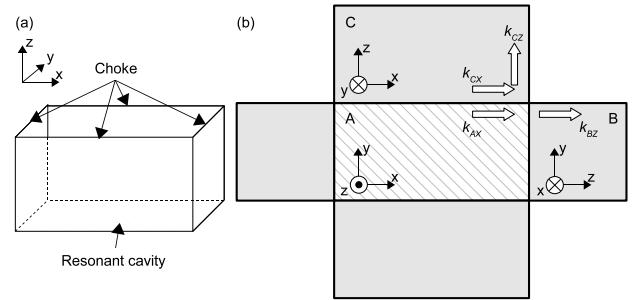


Fig. 9. (a) The base and the sides of the rectangular correspond to the cavity resonator and the chokes (where their thicknesses are ignored). (b) The development of the rectangular. The same direction components of the wavenumber in each pair of adjoining face have to be equal to each other.

ここで k_{Ax} は面 A における波数ベクトルの x 成分を表し、その他も同様である。また分散関係から次式が成立する。

$$\frac{k_{Ax}^2 + k_{Ay}^2}{\epsilon_A} = \frac{k_{By}^2 + k_{Bz}^2}{\epsilon_B} = \frac{k_{Cx}^2 + k_{Cz}^2}{\epsilon_C} \dots \dots \dots (15)$$

$\epsilon_A, \epsilon_B, \epsilon_C$ は A, B, C 各面における比誘電率である。ここでは空洞共振器内のモードとして x 方向に半波長、 y および z 方向には一定の分布となる TM_{100} モードを考える。すなわち $k_{Ay} = 0$ である。さらに $\epsilon_A = \epsilon_B = 1$ とすると、結局 $\epsilon_C = 2$ とすることで式 (12)–(15) を満足する。すなわち y 軸に垂直な側面に相当するチョーク内を比誘電率 2 の材質で満たせばよい。試作カブラでは、ガラス繊維強化 PTFE 基板 (比誘電率 2.17, 誘電正接 0.0009, いずれも 10 GHz における値) を当該チョーク内に挿入した。

試作カブラと同様の三次元構造によるシミュレーションの結果は、Fig. 10 に示すように、空洞共振器の実効的なサイズは $60 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ となり TM_{100} モードが励起されることを示している。

S パラメータはネットワークアナライザ E5071B (Agilent Technologies) により測定した。シート入力端およびカブラ出力端における、同軸ケーブルとのインピーダンス不整合による反射の影響を取り除くため、ネットワークアナライザに内蔵のフィクスチャ・シミュレータによりインピーダンス整合を図った。これにより Fig. 11 に示すように仮想的なインピーダンス整合回路が挿入された状態での測定結果が Fig. 12 のように得られた。カブラの電力取得率は、2.57 GHz において最大値 0.19 となった。カブラ構造の対称性から、やはり理論限界は 0.5 と考えられるから、実測結果は理論限界の約 38% に到達していることになる。

7. まとめ

本稿では、二次元導波路を用いた選択的ワイヤレス給電を目的とし、導波路表面に厚い絶縁層を持たせることおよび受電カブラにチョーク構造を持たせることを提案し、その効果を実測とシミュレーションにより検証した。

従来のシートに比べ 10 倍以上厚い 4.0 mm の厚さを持

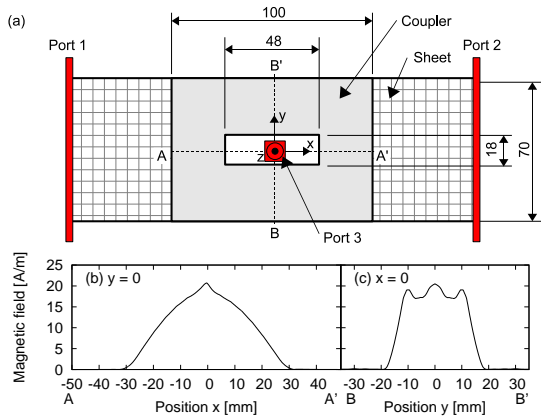


Fig. 10. (a) Top view of the three-dimensional simulation model. Simulated magnetic field distribution (b) along x -axis and (c) along y -axis at the center of the insulator layer thickness, where the EM power is fed from port 3 into the coupler. Effective cavity dimension is approximately 60×30 mm. The magnetic field distribution shows the fundamental mode TM_{100} . The magnetic field intensity is extinguished at $|x| > 30$ mm and at $|y| > 20$ mm. Thus, the multiple-choke structure suppresses the radiation from the coupler ends.

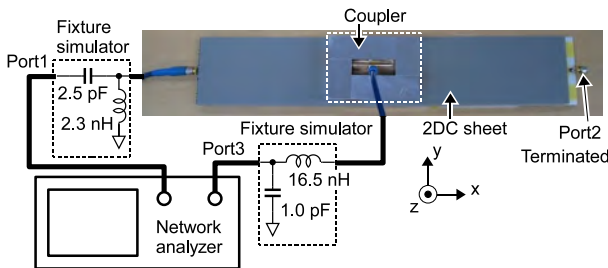


Fig. 11. Schematic diagram of the experiment setup. The fixture simulator is used for impedance matching so that S_{11} and S_{33} are negligible.

つ表面絶縁層を設け、また導波層の比誘電率を表面絶縁層のそれに対し2倍以上に設定することで、任意の長さの導体板がシートに接触した場合の空中への電力放射を2%以下に抑えられることがシミュレーション結果より明らかになった。またこのような厚い絶縁層のあるシートから電力を取り出すために、チョーク構造を設けることで理論限界に対し約38%となる電力取得率を実現するカブラを製作した。不意の電力吸収を低減するために、本システムではシートからの電力の取り出しのためには、電源周波数において共振すること、および空中への電磁波放射を抑制する機能を持つこと、の両方が同時に要求される仕組みとなっている。

カブラの電力取得率について、理論限界値に対する不足分は、カブラおよびシートの材質による損失、またチョーク構造の不完全さによる空中への電力放射が原因と考えられる。これはより損失の少ない材料を用い、チョーク構造の設計を最適化することで改善可能と考えられる。また、

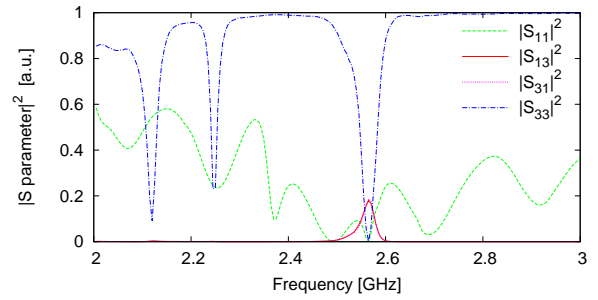


Fig. 12. Measurement result of the produced sheet and coupler. The maximum coupler output is 0.19 at 2.57 GHz. $|S_{13}|^2$ and $|S_{31}|^2$ are nearly equal to each other due to the reciprocity and their curves overlap. By tuning the fixture simulator parameters of network analyzer, S_{11} and S_{33} are significantly decreased at the peak output frequency.

チョーク構造よりも省スペースで同等の効果を得られる構造の開発も重要な課題である。

謝 辞

本研究の一部は、独立行政法人情報通信研究機構(NICT)の委託研究 13701 および日本学術振興会特別研究員奨励費 22-6659 の助成によるものである。通信シートの材料の一部は帝人ファイバー株式会社の提供による。

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*, **317**, pp. 83–86 (2007).
- (2) 篠原, 松本, 三谷, 芝田, 安達, 岡田, 富田, 篠田: "無線電力空間の基礎研究", 電子情報通信学会技術報告書, *SPS2003-18*, pp. 47–53 (2004).
- (3) J. Lifton, D. Seetharam, M. Broxton and J. Paradiso: "Push-pin computing system overview: A platform for distributed, embedded, ubiquitous sensor networks", *Proc. First International Conference on Pervasive Computing*, pp. 139–151 (2002).
- (4) T. Sekitani, M. Takamiya, Y. Noguchi, S. Nakano, Y. Kato, T. Sakurai and T. Someya: "A large-area wireless power-transmission sheet using printed organic transistors and plastic mems switches", *Nature Materials*, **6**, pp. 413–417 (2007).
- (5) E. Waffenschmidt and T. Staring: "Limitation of inductive power transfer for consumer applications", *Proc. 13th European Conference on Power Electronics and Applications* (2009).
- (6) H. Shinoda, Y. Makino, N. Yamahira and H. Itai: "Surface sensor network using inductive signal transmission layer", *Proc. Fourth International Conference on Networked Sensing Systems*, pp. 201–206 (2007).
- (7) B. Zhang, A. O. Lim, Y. Kado, H. Itai and H. Shinoda: "An efficient power supply system using phase control in 2D communication", *Proc. Sixth International Conference on Networked Sensing Systems*, Pittsburg, USA (2009).
- (8) N. Kobayashi, H. Fukuda and T. Tsukagoshi: "Challenging EMC problems on two-dimensional communication systems", *Proc. Seventh International Conference on Networked Sensing Systems*, pp. 130–137 (2010).
- (9) D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopoulos and E. Yablonovitch: "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **47**, 11, pp. 2059–2074 (1999).