

二次元通信による安全な電力の伝送法

Safe Power Transmission through 2D-Communication Sheet

野田聡人（東大） 篠田裕之（東大）

Akihito NODA, The University of Tokyo, Akihito_Noda@ipc.i.u-tokyo.ac.jp
Hiroyuki SHINODA, The University of Tokyo, shino@alab.t.u-tokyo.ac.jp

In this paper, we present a new type of coupler which applicable to low leakage two-dimensional communication (2DC) sheets. Our 2DC system can transfer signals and powers simultaneously by using microwaves. Our goal is to realize supplying 1 W/cm power through the sheet safely and extracting the power with the coupler that is smaller than 100mm. For safety, the microwave leakage from the sheet should be reduced so that the localized specific absorption rate (SAR) value conforms to the safety guideline. First of all, the 2DC sheet that satisfies above criteria is designed. Next, the proposed type and previous type of coupler are designed and their performances are measured. As a measurement result, proposed coupler can absorb 54 % of power that flows in the sheet at the peak frequency, 3.58 GHz. It is nearly 5 times greater than that of previous type of coupler at the same frequency.

Key Words: Two-dimensional communication, power transmission, sensor network

1. はじめに

近年、通信のための物理的な接続の手法として、二次元的なシート状の媒体を用いる方法が提案されている。この手法は二次元通信と呼ばれ、ワイヤ接続による一次元的通信、電波放射による三次元的通信にはない特徴を有する。その例として、各通信ノード間を一对一で配線する必要がなく、通信媒体となるシート上で自由なノード配置が可能であること、また空間中への電磁波放射が少なく他の通信との干渉が少ないことが挙げられる。

筆者らはこの二次元通信の一手法として、シート状媒体の中に電磁波を伝搬させ、シート表面に近接したノードだけがシートを経由して通信可能となる方式を提案している[1]。本方式は、通常の無線通信において電波を空間中に放射する代わりに、電波をシート状媒体の中に閉じ込めて通信を行う。各ノードは、無線通信におけるアンテナのように、通信シート内の電磁界と結合するための専用に設計されたカプラを備え、それを介して電磁波の送受信を行う。したがって通常の無線通信と同様に高速なデータ通信が可能であり（さらに従来の電波法の制約を受けない広帯域通信の可能性があり）、またデータ通信だけでなく電磁波の電力によって端末を駆動する、すなわち電力伝送を行うことも可能である。

本稿では特に二次元通信による電力伝送に焦点を当てる。本方式は、二次元通信シート上の任意の位置においてワイヤレスで電力を取り出すことができるという特徴を有し、様々なアプリケーションが期待できる。

二次元通信による電力伝送の理想形としては、シート上の任意の位置に接触した特定の機器が任意の電力を取得でき、かつ電力伝送に無関係な物体や人体がシート表面に接触しても、それらが電力を吸収しないことが求められる。これらの要求を完全に満足することは困難であるので、第一目標として本稿では以下のように要求仕様を設定する。

- シート中の電力密度を 1 W/cm とする。
 - シート表面に人の手が直接接触した場合の局所比吸収率（局所 SAR）を 4.0 W/kg 以下とする。
 - 電力取得用カプラのサイズを 100mm 四方以下とする。
- 上記(a), (c)は実用性の観点から、負荷のサイズと消費電力のバランスを考慮し決定した。二次元通信において、伝送電力密度はシートの単位幅あたりを流れる電力によって記述するため、単位の次元が[電力/長さ]となっている。1 W/cm の電力

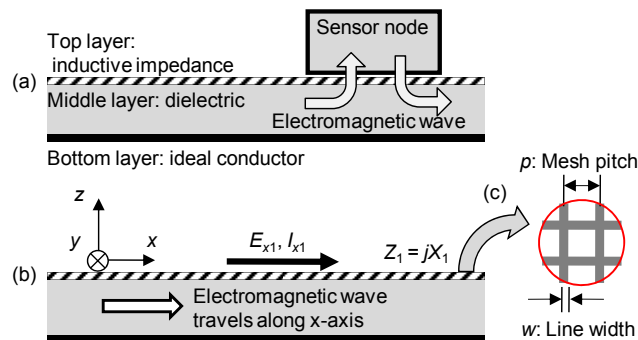


Fig. 1. (a) A cross section of two-dimensional communication (2DC) sheet. It has three layers: the bottom is conductor, the middle is dielectric, and the top is inductive impedance layer (conductive mesh). (b) Definitions of the coordinate, E_{x1} : x-component of electric field at the top layer, and I_{x1} : current density at the same position. (c) Mesh conductor is employed for the sheet surface.

密度であれば、10 cm の大きさの機器の直下を流れる電力は 10 W となり、100%の効率でそれを取り出せば 10 W の電力を利用できることになる。

項目(b)は安全上の要求であり、国際非電離放射線防護委員会 (ICNIRP) の定めるガイドライン[2]に基づいて決定した。

本稿ではまず、仕様(a), (b)を満足する通信シートを設計する。次にこのシートに適合するカプラのサイズについて理論的な検討を行う。従来の方式[3]によるカプラでは仕様(c)を満足できず、カプラ表面に容量性のリアクタンスを持たせることでこれが解決できる可能性のあることが示される。そしてコンピュータシミュレーションを通じて、提案手法を実現する具体的なカプラの構造、寸法を決定する。これを実際に製作し、従来法と提案法の性能比較を行う。最後に、提案手法による電力伝送の可能性と課題についてまとめる。

2. シートの設計

ここでは前節で設定した仕様(a), (b)を満足する二次元通信シートの設計について述べる。

通信シートの構造は図 1 に示すように、二枚の導体で誘電体を挟み込んだ形になっている。そして通信ノードが接触する側の導体はメッシュ状の導体を用いる。これによりシート

表面にエバネッセント場が生じ、ノードとシート内の電磁界の結合が可能となる。表 1 に示すように、通信シートの設計パラメータは複数あるが、ここではシート表面のメッシュピッチを自由に設計可能なパラメータとする。

その他のパラメータを固定したとき、シートのメッシュピッチを変更することで、シート外に漏出するエバネッセント場の強度が変化する。以下に述べるように、市販のソフトウェア (MW-Studio, CST 社) を用いた電磁界シミュレーションにより、試行錯誤的に要求仕様を満足する寸法を決定した。

三次元のシミュレーションモデル上で、シートの表面に、人体組織と同程度の誘電率、導電率、密度を有する模擬生体組織を接触させる。この状態でシート中に電磁波を伝搬させ、模擬生体組織が吸収する電力の分布をシミュレーションする。模擬生体組織内に、シート表面に直接接触する 10 g の立方体を取り、この立方体の直下を流れる電力密度が 1 W/cm の時のこの立方体中の電力吸収の平均値をもって局所 SAR の評価値とする。

詳細は割愛するが、ピッチ 4 mm のとき、基準値の 4.0 W/kg を下回る結果が得られた。したがってここではメッシュピッチとして 4 mm を採用する。その他のパラメータも含めて表 1 にシートの設計値を示す。

次節でカブラサイズを理論的に見積もるための準備として、ここで設計したシートの表面インピーダンスを求めておく。この表面インピーダンスが、カブラの必要サイズを決定するパラメータとなることを後で示す。

シートの表面インピーダンスは次式で定義される。

$$Z_1 \equiv E_{x1}/I_{x1} = R_1 + jX_1 \quad (1)$$

E_{x1} はシート表面において、表面に沿う方向の電界成分、 I_{x1} は同位置においてシート表面を流れる電流密度である (図 1(b))。シート表面を導体メッシュのような不均一な構造とすると、当然位置によって E_{x1} 、 I_{x1} の値は異なるが、平均的に見た Z_1 の値は定義することができる。シート表面をそのようなインピーダンスを持った均一な材料としてモデル化することで、シート内とシート外の電磁界の強度比やシート内を伝搬する電磁波の波長、必要なカブラサイズなどを比較的簡単な計算で定量的に見積もることが可能となる。

ここでは電磁界のシミュレーション結果から、シート内の電磁波の波長を用いて Z_1 を算出する。まずシミュレーションにおいて導体の口は無視しているため、 $R_1 = 0$ である。その上でリアクタンス X_1 と波長 λ_1 の関係を求めると、次式となる。

$$X_1 = \frac{\left(\frac{2\pi}{\lambda_1}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{\sqrt{\epsilon_1\mu_1}}\right)^2}{\omega\epsilon_1/h_1} \quad (2)$$

$\omega = 2\pi f$ は電磁波の角周波数である。ここで表 1 に示すシートの設計パラメータと、周波数 $f = 2.5$ GHz およびシミュレーションの結果得られたシート内電磁波の波長 $\lambda_1 = 93.5$ mm を代入すると、 $X_1 \approx 4\Omega$ となる。なおこのリアクタンスは、メッシュのピッチを細かくするほど小さくなる。そしてリアクタンスが小さいほど、シート外への電磁波の漏出が低減される。

3. カブラサイズの理論的検討

本節では、前節で設計した通信シートを、 4Ω の誘導性表面リアクタンスを持った均一な材質であると仮定して、カブラサイズに関する理論的な検討を行う。

3.1 プレーンカブラ

筆者らは以前に、通信シートから電力を取り出すためのカ

Table 1 Design parameters of 2DC sheet

記号	説明	設計値
ϵ_1	誘電体層の誘電率	$1.5\epsilon_0$
μ_1	誘電体層の透磁率	μ_0
h_1	誘電体層の厚さ	2.0 mm
p	メッシュピッチ	4.0 mm
w	メッシュ線幅	1.0 mm

ϵ_0 、 μ_0 はそれぞれ真空の誘電率、透磁率である。

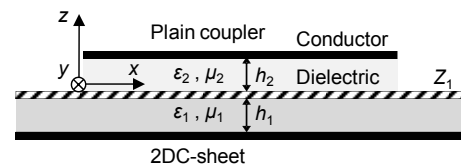


Fig. 2. A model of sheet and plain coupler. The coupler consists of a dielectric layer and a conductive layer.

ブラとして、図 2 に示すような導体板と誘電体からなる単純な構造のカブラを提案している[3]。ここではこれをプレーンカブラと呼ぶ。

図 2 のシートとカブラからなる導波路中を伝搬する電磁波は、マクスウェルの方程式を解いて理論的に求めることができる。詳細は割愛するが、結果的にこの構造内を伝搬する電磁波は、伝搬方向に沿って、シート内に電力が偏る位置とカブラ内に偏る位置が周期的に交互に現れる[3]。特に $\epsilon_2 = \epsilon_1$ 、 $\mu_2 = \mu_1$ かつ $h_2 = h_1$ の場合、100% の電力が周期的に移動する。この条件の下では、シート内からカブラ内に完全に電力が移動するのに要する距離 L は以下のように計算される。

$$L = \frac{\pi}{\sqrt{1 + 2\frac{X_1}{\mu_1 h_1 \omega} - 1} \sqrt{\mu_1 \epsilon_1 \omega}} \quad (3)$$

つまりカブラの長さをこの L に設定しておき、カブラ端部に負荷を接続すれば、カブラ直下のシート内を流れる電力すべてを負荷に供給可能となる。ただしカブラと負荷のインピーダンスが整合していることが条件である。また式(3)は、シートおよびカブラの厚さは十分に小さく、厚さ方向で電磁界の大きさがほぼ一定とみなせるという仮定に基づいた近似を用いていることを付記しておく。

式(3)より、前節で設計したシートに適合するカブラの長さは $L \approx 500$ mm と計算される。このように、従来方式のカブラでは仕様(a)、(b)の下で仕様(c)を満足することができない。

3.2 キャパシティブカブラ

仕様(a)、(b)および(c)を満足するために、本稿では図 3 に示すように表面に容量性のリアクタンスを持たせたカブラを提案する。ここではこれをキャパシティブカブラと呼ぶ。

容量性のリアクタンスを持たせる理由は以下の通りである。漏出電磁界を低減するという安全上の要求から、シートの表面リアクタンス X_1 は小さいほうが望ましい。しかし式(3)から分かるようにカブラサイズ L を小さくするには X_1 は大きくなければならない。そこでカブラの接触部だけ、局所的にリアクタンスを増大させる方法を考える。そのために、シート表面が誘導性リアクタンスであることに着目し、カブラの表面に容量性のリアクタンスを持たせ、シートとカブラの接触時

に LC 並列共振回路を形成させる。これによりシートとカブラが接触している部分のみ、局所的に高いインピーダンスとなり、カブラの長さ l を短縮できると考えられる。

この場合も図 4 のようにモデル化し、この中を伝搬する電磁波を、マクスウェルの方程式を解いて求めることができる。式(3)のように単純な形にならないが、数値的に方程式を解いて電磁界の様子を調べることができる。このモデルは図 2 のプレーンカブラのモデルを基に、カブラ表面にキャパシタンス層を持たせ、このキャパシタンス層とシート表面リアクタンス層の間に絶縁層を挿入した形となっている。この絶縁層は実際のシートにおいて表面の絶縁保護用に存在する。図 2 のモデルではこの絶縁層が h_1, h_2 に対し充分薄く効果が小さいので無視した。しかし図 4 のモデルにおいては二つのリアクタンス層の電磁的な接続を考える上で、この絶縁層を無視できないためモデルに組み込んでいる。

図 4 のモデルにおいてシート内、カブラ内、およびその間の絶縁層のそれぞれの中を流れる電力流を求め、伝搬方向に対する分布をプロットしたものの一例を図 5 に示す。この例では、 $x = 0$ においてシート内だけに局在している電力が、 $x = 100$ mm において完全にカブラ内に移動する。すなわちカブラサイズは x 方向には 100 mm の大きさがあれば良いことが分かる。これは上述のプレーンカブラの場合の $1/5$ の大きさである。なおこの例は $\epsilon_3 = 1.5\epsilon_0, \mu_3 = \mu_0, Z_2 = -j3.6 \Omega, h_3 = 0.04$ mm とし、その他のパラメータはプレーンカブラと同様という条件での計算結果である。

以上のように理論的に提案手法の有効性が確認される。ただしここではシートおよびカブラの表面は、有限のリアクタンスを持つ様な材料であると仮定していることに注意する。

4. 実現可能な構造の提案

本節では、シート表面、カブラ表面を一般的な材質として扱うのではなく、実際に製作可能な材質、構造の具体例を示す。

シート表面は導体によるメッシュ構造で、カブラ表面は図 6 に示すような、導体ストリップのパターンとする。このストリップのパターンは図 6(c) に示すように、基板を挟んで向かい合うストリップが小さな並行平板コンデンサを形成し、さらにそれが x 方向に数珠繋ぎになっているものとして解釈できる。そして y 方向にはそれが並列に配置されている。

図中に示すようにキャパシタンス層の各寸法を決定し、これをカブラ表面に組み込んだ上で、シートとカブラを重ね合わせたモデルを図 7 に示す。このモデル中においてシートの $-x$ 側の端部から電磁波を伝搬させるシミュレーションを行った結果を図 8 に示す。図より、カブラの大きさとしては 75 mm あれば良いことが分かる。

以上のように、厳密に一般的な材質でなくとも、導体と誘電体の組み合わせの構造で、前節までの議論が有効となるような物理的構造を構成できることが確認できる。あとは寸法、定数、境界条件をシミュレーションモデルと一致させた構造を実際に製作することさえできれば、要求仕様を満足する電力伝送が可能となると考えられる。ただしこのシミュレーションでは導体の抵抗による損失、誘電体の誘電損失は無視していることを注意しておく。

5. 測定結果

本節では、キャパシティブカブラの有効性を確認するため、同じ寸法のプレーンカブラとキャパシティブカブラを製作し、同一のシートからの電力吸収の性能を実測し比較する。

製作したシートおよびカブラの外観を図 9 に示す。実験を

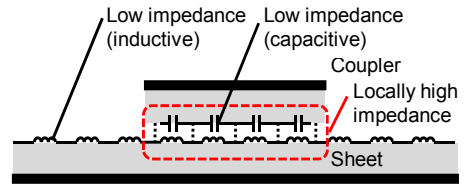


Fig. 3. Concept of capacitive coupler. Sheet surface has low inductive impedance and coupler surface has low capacitive impedance. They compose a LC parallel resonant circuit and surface impedance increases locally.

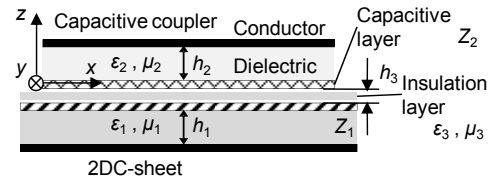


Fig. 4. A model of the sheet and capacitive coupler. Insulation layer is omitted in the plain coupler model, however in this case, it is necessary to take account of this layer.

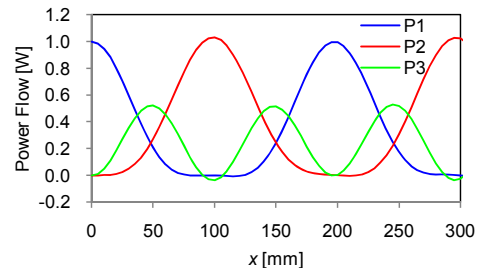


Fig. 5. Numerically simulated x -component of power flow: P1, in the sheet; P2, in the coupler; and P3, in the insulation layer. At $x = 0$, 1-W power is transmitted into the sheet. The power is transferred completely from the sheet to the coupler with approximately 100 mm.

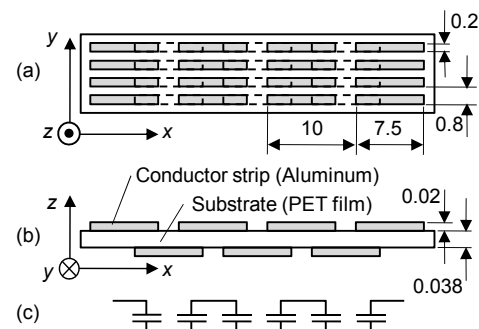


Fig. 6. A sketch of a capacitive layer. Conductor strip patterns are formed on the both surfaces of a thin substrate. (a) Top view, (b) side view, and (c) equivalent circuit model.

簡易的に行うため、図のような細い短冊状のシートとカブラとし、シートに入力ポートを一つ、カブラに出力ポートを一つ備える構造とする。これをネットワークアナライザに接続して S パラメータの測定を行う。シートの幅は 12.5 mm とし、これはシートの特性インピーダンス（表面インピーダンスとは異なることに注意）がネットワークアナライザの 50 Ω ポートに整合するように決定した。カブラはシートと同幅である。カブラの長さは前節の結果より 75 mm とした。シートは長さ

500 mm で、入力端の反対側からの反射波を抑制するため、50 Ω 終端器を接続し、さらに電波吸収体をシート表面に配置した。

入力ポート 1 での反射係数 S_{11} と、入力ポート 1 から出力ポート 2 への透過係数 S_{21} をネットワークアナライザで測定し、これらを用いて次式により定義する電力透過係数を求める。

$$P = |S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2) \quad (4)$$

なお厳密には本式はシートの入力端の反対側から入力ポートへ向かう反射波が存在しないことを前提としていることに注意する。

図 10 は測定結果を基に式(4)により求めた P の周波数特性である。キャパシティブカブラの特性は 3.58 GHz においてピークを示し、その値は 0.54 である。つまりシート中を流れる電力流の 54% を、カブラの SMA コネクタを通じて外部負荷に供給できるということである。一方同周波数におけるプレーンカブラの電力透過係数は 0.11 であり、キャパシティブカブラはプレーンカブラに対し 5 倍の性能を実現している。

6. まとめ

二次元通信による電力伝送において、安全性を確保しながら伝送電力の向上を実現するための新しい方式のカブラを提案した。シート表面、カブラ表面の具体的な構造には言及しない理論的な考察によってその有効性を確認した。その上で実際に製作可能な構造を提案し、三次元的なシミュレーションを行った。この結果、一樣な材質でない、不連続な導体のパターンによって構成したモデルでも提案手法は有効であることを確認した。最後に細長い帯状のシート、カブラを用いてできるだけ簡単な実証実験を行った。その測定結果から、提案するキャパシティブカブラは従来のプレーンカブラに対し、電力透過係数にして 5 倍の性能を示すことを確認した。

今回カブラは 2.5 GHz においてピーク性能を示すように設計したはずであるが、実測結果ではそのピーク周波数は 3.58 GHz となっている。また SMA コネクタなどの実測用の要素を含まない三次元モデルでの電磁界シミュレーションでは、75 mm のカブラでほぼ 100 % の電力を吸収できるという結果であったが、実測結果は 54 % にとどまっている。これらの原因としては、製作したカブラ表面のキャパシタンスが設計値どおりになっていないこと、導体、誘電体においてロスが発生していること、シートおよびカブラと SMA コネクタの接合部分で反射が生じていることなどが考えられる。

今回の実験結果と同じ電力透過係数を仮定すると、1 W/cm の電力密度が供給されているシートから、幅 100 mm、長さ 75 mm のカブラで 5.4 W の電力が取得できる計算となる。今後は上述の問題の影響を低減しながら、実際に 100 mm 程度のサイズのカブラを用いて、10 W 程度の電力が取得できる電力伝送システムの構築に取り組む予定である。

文献

- [1] H. Shinoda, Y. Makino, N. Yamahira, and H. Itai: "Surface Sensor Network Using Inductive Signal Transmission Layer," Proc. INSS 2007, pp. 201-206, 2007.
- [2] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz)," Health Phys., vol. 74, pp. 494-522, 1998.
- [3] 板井, 箱崎, 張, 篠田, "シート状媒体を用いたワイヤレス電力伝送の一手法", 2008 年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会論文集, pp.S-220-221, 2008.

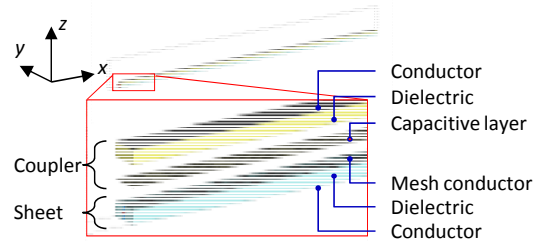


Fig. 7. Exploded view of the three-dimensional simulation model. The width (along y -axis) of this model is 4 mm, as same as the mesh pitch. This model is simulated to be periodically expanded in y -direction.

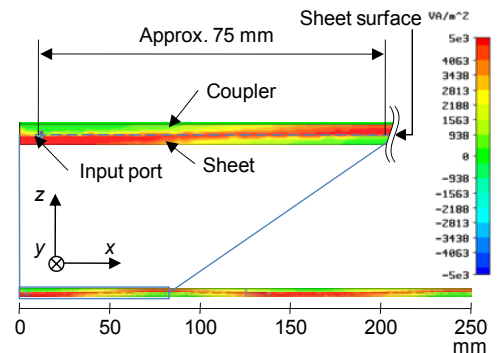


Fig. 8. Simulated power flow density distribution. Whole power is transferred to the coupler from the sheet at approximately 75 mm.

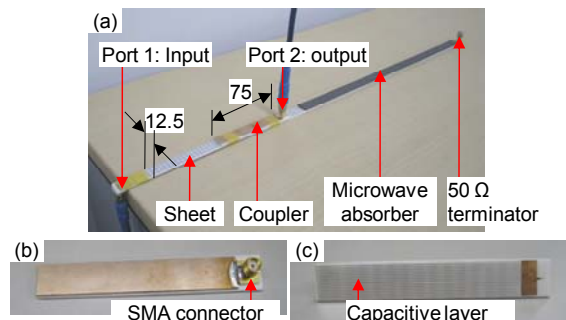


Fig. 9. The produced sheet and coupler for the basic study. (a) Experimental setup. The sheet and the coupler are connected to network analyzer port 1 and port 2, respectively. In order to reduce reflection at the end of the sheet, a 50 Ω terminator and a microwave absorber are used. (b) Top view, and (c) bottom view of the capacitive coupler.

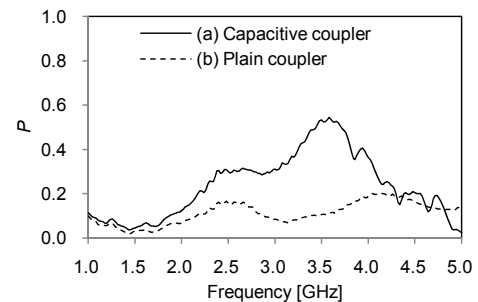


Fig. 10. Power transmission coefficient P , which is calculated from Eq. (4) with measured S -parameters: (a) Capacitive coupler and (b) Plain coupler. The peak value of (a), 0.54, appears at 3.58 GHz. The value of (b) at the same frequency is 0.11.