

二次元信号伝送のための共鳴近接コネクタ

千種大雅*, 牧野泰才, 篠田裕之 (東京大学)

Resonant Proximity Connector for Two-Dimensional Signal Transmission.

Hiromasa Chigusa*, Yasutoshi Makino, Hiroyuki Shinoda (The University of Tokyo)

Abstract

In this paper, we propose a stable proximity connector (RPC: Resonant Proximity Connector) to a TDC (Two-Dimensional Communication) sheet. RPC is a spiral electrode whose length is a quarter of the electromagnetic wavelength. The induced electromagnetic resonance reduces the impedance between the connector and the TDC sheet, which realizes a stable connection of the sensor chip to the TDC sheet for the variable gap distance between them. By attaching sensor chips with RPCs to a TDC sheet, we can construct high density sensor networks on the surfaces of clothes, desks, vehicles, and rooms without complicated wiring. This communication sheet can be made with flexible materials like fabric or rubber. We demonstrate the principle of RPC and simulation results.

キーワード：二次元通信、センサネットワーク、インピーダンス整合、共振
(Two Dimensional Communication, sensor network, impedance matching, resonance)

1. はじめに

情報通信機器の小型化や低コスト化が進むにつれ、ユビキタス情報社会の実現に向けて、センサネットワークの重要性が高まっている。

このような目的で現在利用できる通信手段は、大きく二つのカテゴリに分けることができる。一つは、ケーブルや光ファイバ等、線状の媒体でセンサ素子を接続し、通信を行う方法である。これは信号電力を効率良く伝達できるが、素子数の増加に伴って配線も複雑になり、ネットワークの構築が困難となる。仮にネットワークが構築できたとしても、配線そのものによって通信機構の柔軟性が損なわれ、衣服や柔軟ゴムなどへの高密度配置は難しい。

もう一つは、空間を伝播する電磁波を利用して無線通信を行う方法である。無線通信は配線が不要であり、センサ素子の増加にも柔軟に対応可能である。しかしながら不必要な箇所にもエネルギーが伝播してしまうので、電力の無駄が大きい。また、病院など電磁波の放射が好ましくない場所においては、ネットワークの構築が困難である。

我々が提案した二次元通信 (Two Dimensional Communication, "TDC") は、平面を伝播する電磁波を利用した、新しい通信手法である⁽¹⁾⁽²⁾。二次元通信層の概要を、図 1-1 に示す。通信層は、一枚の誘電体を二枚の導電体で挟んだ構造をしている。片方の導電体は外部と近接結合するためにメッシュ状とするか、開口部を設けてあり、そこから導入された電磁波が通信層内を伝播する。

二次元通信層の構築には、様々な低コスト素材が利用できる。これまでの研究において、伸縮性のある導電性の布を用いて、IEEE 802.11b による 11Mbps 通信が可能であることが確認されている⁽³⁾。

二次元通信を用いてネットワークを構築することで、主に次のような利点が得られる。

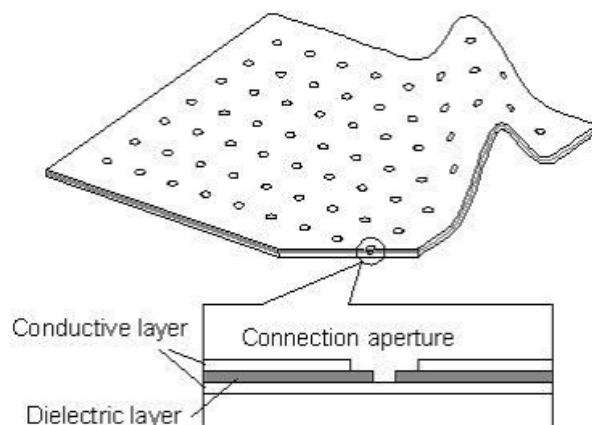


図 1-1: 二次元通信シートの概要図⁽³⁾

Fig.1-1: Schematic illustration of Two Dimensional Communication sheet.

- 通信層に配置した素子は配線の必要が無い。従って、素子数が増加しても、ケーブルを用いた通信と比較してネットワークの構築が容易である。
- 電力はマイクロ波により、通信層内を伝播する。通信層外への電磁波の漏れが少ないので、素子への電力伝送が可能であり、電磁波が好ましくない場所でもネットワークを形成できる。
- 無線に比べ省電力である
- 外部の電磁波と干渉しないので、任意の周波数・任意のプロトコルで通信できる。
- 通信層は安価な素材で作成できるので、壁、衣服、乗り物、什器類などの表面にあらかじめ実装しておくことができる。
- 伸縮可能で自由に変形する素材を用いれば、柔軟な通

信層が作成でき、自由曲面上にもセンサを配置することができる。

二次元通信層を用いて、センサ素子を高密度に配置したネットワークを形成する際、考慮すべき点は、素子と通信層との電気的な接続方法である。最もプリミティブな方法は、センサ素子のコネクタと通信層を半田等変形しない導電体で物理的に接続することである。しかし、柔軟な層状構造に硬い接続部が存在すると、応力集中から破壊の原因となりやすい。また多数の素子に対して良好な電気接触を確保しつつ実装するのは多くの困難を伴うため、非接触の結合が望ましい。

素子が通信層に固定されずに非接触となっている場合、素子と通信層との電気的な接続の第一候補は、静電結合を用いることであろう。この場合、センサ素子の駆動端子から見たインピーダンスは、二次元通信層のインピーダンス Z_0 と、コネクタと通信層との間に生じたキャパシタンス C によるリアクタンスとの和で与えられる。

単純な容量結合を用いた場合の問題点は、結合容量 C が、センサ素子と通信層との間隔 d に強く依存することである。図 1-2 に、素子と通信層が非接触となった場合の模式図を示す。例えば、図 1-2 においてコネクタの直径を 5mm、通信層との距離を 0.5mm とする。生じた C によるリアクタンス X は

$$X = \frac{1}{\omega C} = \frac{d}{2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r S} \quad \dots\dots\dots (1)$$

で表されるので、周波数 $f=2.4\text{GHz}$ 、誘電体の比誘電率 $\epsilon_r=4.9$ の下では、真空中の誘電率 $\epsilon_0=8.854 \times 10^{-12}\text{F/m}$ を用いると、およそ 38.9Ω となる。このリアクタンスは通信を不可能にするほどの大きさではないが、例えば素子電力を伝送する場合には整合回路によってキャンセルする必要がある。具体的には、式 (2) を満たすようなインダクタンス L を挿入し、 C の影響を打ち消す。

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \dots\dots\dots (2)$$

しかし、生じたキャパシタンス C の値は、センサ素子と通信層との距離 d に応じて変化する。従って、値が固定のインダクタンス L を挿入しただけでは、素子と通信層との距離によってインピーダンスが変化してしまい、結合が安定しない。

次節では、通信コネクタと通信層とを非接触とした場合に生じるインピーダンスを十分小さくし、距離 d の変化による影響を抑えるために、我々が提案した接続手法について述べる。

2. 共振を利用した近接コネクタ

非接触コネクタと通信層とのインピーダンスを低減するために、我々は以下のような接続方法を提案する。図 2 に、我々が提案したコネクタと通信層との接続原理を示す。コネクタの給電点に、波長 λ の 1/4 の長さを有する電極が設

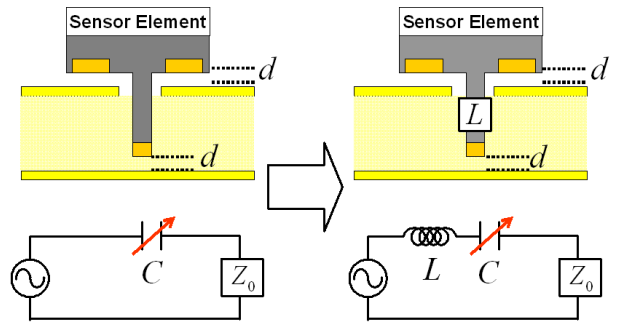


図 1-2: 近接コネクタの図。キャパシタンス C は、コネクタと通信層との距離 d に依存して変化する。値が固定のインダクタンス L を挿入しただけでは、インピーダンス整合が維持できない。
Fig.1-2: Illustration of the proximity connection. The capacitance changes by the distance d between the connector and the TDC sheet. A constant inductance L can not keep the impedance matching for variable d .

置された構造になっている。この $\lambda/4$ 長の電極で、電圧 V 及び電流 I は自由端反射による共振を起こし、各々の定在波が生じる。それゆえ給電点 A において、電圧は 0 を、電流は最大値を取るようになる。

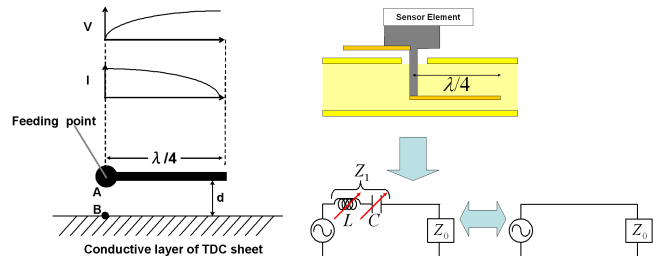


図 2: 共振近接コネクタの概要図。給電点 A では、電圧は 0 を、電流は最大値をそれぞれ取る。それゆえ、 AB 間のインピーダンスは、理論上常に 0 となる。
Fig.2: Schematic model of RPC. At feeding point “A”, the value of the voltage V is zero, and the value of the current I is maximum. Thus the impedance between “A” and “B” is zero ideally.

一方で、図 2 で A 点と B 点との間に生じるインピーダンス Z_1 は、式 (3)

$$V = Z_1 I \quad \dots\dots\dots (3)$$

を満たす。導電体内部での損失や、外部への電磁放射を無視した理想共振状態において、給電点 A では電圧 V の値が 0 であるため、 $Z_1=0$ となる。電圧及び電流の共振状況は電極の長さによって決まり、電極と通信層との距離 d には依存しない。従って、図 2 の AB 間に生じるインピーダンス Z_1 は、 d に依存することなく常に 0 とすることができる。このことは、コネクタと通信層を非接触としても、電気的な接続は安定していることを意味する。

我々は、提案した理論の有効性を検証するため、電磁界

シミュレータを用いてシミュレーションを行った。次節では、種々の形状の電極の下で行ったシミュレーションとその結果について述べ、各々について考察を加える。

3. シミュレーションによる理論の検証

理論の有効性を検証するため、電磁界シミュレータ MW-STUDIO (AET Japan, Inc.) を用いて、シミュレーションを行った。コネクタと通信層を非接触とした際に生じるインピーダンス Z_1 が、距離 d の変化に依存せず、十分小さいことを確認する。

〈3・1〉 直線形電極

図 3-1 に、シミュレータで構築したモデルを示す。モデルは、二次元通信層、SMA コネクタ、電磁波長の 4 分の 1 の長さを有する電極から構成されている。二次元通信層の素材として、誘電体には比誘電率 $\epsilon_r=4.9$ 、厚さ 2.1mm のガラスエポキシを、導電体には厚さ 35 μm の銅箔を、それぞれ用いた。二次元通信層は 30mm \times 45mm の長方形をしており、SMA コネクタは電力供給のために使用している。

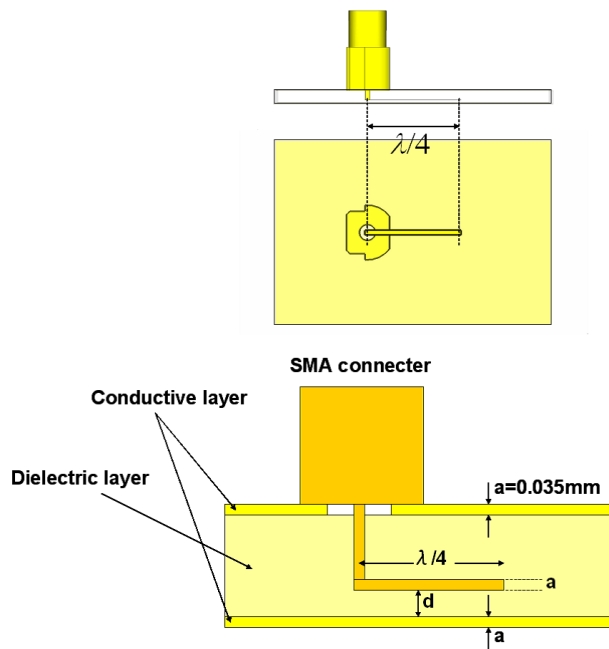


図 3-1: シミュレーション解析のための共鳴近接コネクタのモデル
Fig.3-1: RPC model for simulation analysis

二次元通信層内を伝播する電磁波の波長 λ は、式 (4) で表される。

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 f は二次元通信層内での電磁波の周波数、 c は電磁波の伝播速度、 ϵ_r は誘電体の比誘電率である。シミュレ

ーションでは、 $f=2.4\text{GHz}$ 、 $c=3.0 \times 10^8\text{m/s}$ 、 $\epsilon_r=4.9$ とした。それぞれの値を式 (4) へ代入すると、 $\lambda=56.5\text{mm}$ となる。 $\lambda/4$ は約 14.1mm となるが、実際には電極幅や給電点が大きさを持つことや、開口端補正の影響があるので、電極長を 14.1mm としても理論通りの共振は生じない。従って本稿では、電極長は微調整を行って決定している。本小節で設置した電極の長さは 15.3mm とし、幅は SMA コネクタのピンの直径と等しく 0.8mm とした。

本稿で行ったシミュレーションでは、コネクタから通信層を見た時のインピーダンスが得られる。これは、コネクタと導電層との間に生じるインピーダンス Z_1 と二次元通信層のインピーダンス Z_0 との和に等しい。従って、検証対象である Z_1 を直接得ることはできない。図 3-2 に、 Z_1 を得るための手順を示す。まず電極と導電層をショートさせた構造を作成し、二次元通信層のインピーダンス Z_0 のみをシミュレーションで求める。その後、電極と通信層間距離 d を変化させ、各々の d についてシミュレーションで $Z_1 + Z_0$ を得る。得られた $Z_1 + Z_0$ と Z_0 との差を取ること、電極のインピーダンス Z_1 が求められる。

コネクタと通信層との距離 d に依存せず、インピーダンス Z_1 が十分小さいことを確認するため、 d がそれぞれ 0.1、0.2、0.3、0.4、0.5mm となる場合について、 Z_1 を計測した。

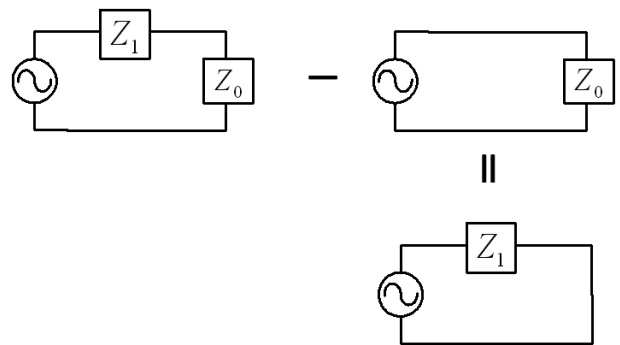


図 3-2: Z_1 を得るために採用した手順
Fig.3-2: Calculation process of Z_1

表 3-1 に、シミュレーションによって得られたインピーダンス $Z_1 + Z_0$ を示す。最初に求めるべき Z_0 は、 d が “short” として表されている行である (この時、 $Z_1=0$)。以下の行には、 $d=0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5\text{mm}$ について、 Z_0 と Z_1 の合計値が示されている。交流電圧及び交流電流の共振が特に 2.4GHz で生じていることを確認するため、比較対象として、周波数を 1GHz 及び 3GHz とした場合の結果も合わせて提示する。

次に、電極のインピーダンスが十分小さいことを確認するため、図 3-2 の方法に従って得られた Z_1 を、表 3-2 に示す。表 3-2 を見ると、 Z_1 のレジスタンスは 11 Ω 以下の、リアクタンスは 2 Ω 未満の値を、それぞれ取っていることがわかる。

表 3-1: d を変化させた時、各々の d についてシミュレーションで得られた $Z_1 + Z_0$

Table 3-1: The impedance $Z_1 + Z_0$ for various gaps d of the simulation model

d(mm)	impedance($Z_0 + Z_1$)		
	2.4GHz	1.0GHz	3.0GHz
short	28.81+j93.10	4.158+j31.10	71.5+j137.2
0.1	26.67+j95.06	2.854+j10.18	121.5+j188.1
0.2	25.21+j93.92	1.52+j1.529	191.5+j223.9
0.3	22.14+j92.93	1.931-j5.461	230.5+j261.5
0.4	19.92+j92.13	2.009-j9.487	263.3+j293.1
0.5	17.81+j91.15	1.949-j11.84	282.9+j323.4

表 3-2: d を変化させた時、各々の d についてシミュレーションで得られた Z_1

Table 3-2: The impedance Z_1 for various gaps d of the simulation model

d(mm)	impedance(Z_1)		
	2.4GHz	1.0GHz	3.0GHz
0.1	-2.14+j1.96	-1.30-j20.92	50.0+j50.9
0.2	-3.60+j0.82	-2.64-j29.57	120.0+j86.7
0.3	-6.67-j0.17	-2.23-j36.56	159.0+j124.3
0.4	-8.89-j0.97	-2.15-j40.59	191.8+j155.9
0.5	-11.0-j1.95	-2.21-j42.94	211.4+j186.2

得られた Z_1 により理論の有効性が示されることを確認するため、電極と類似の形状をしたコンデンサによるリアクタンスと比較する。0.8mm × 15.3mm の長方形電極によって、厚さ $d=0.5\text{mm}$ 、比誘電率 $\epsilon_r=4.9$ の誘電体を挟んだコンデンサを考えると、 $f=2.4\text{GHz}$ の下で、このコンデンサによるリアクタンス X は式 (1) より約 62.4Ω となる。一方、インピーダンス Z_1 の構成要素は、 2.4GHz の下で 11Ω 以下に留まっている。これは 67.8Ω に対して約 17.6% である。

また、計測した 3 つの周波数について、各 d に対応したリアクタンスのグラフを図 3-3 に示す。 $f=2.4\text{GHz}$ の下でのリアクタンスは、 1.0GHz 及び 3.0GHz のリアクタンスと比較して十分小さいことが認められる。また、電極と通信層との距離への依存性が最も小さい。このことから、電極上での電圧・電流の共振は、特に $f=2.4\text{GHz}$ で生じていることが確認でき、意図した周波数でインピーダンスを抑えられていることがわかる。

この結果は我々が提案した手法が有効であることを示すものであり、コネクタを非接触としたことによる影響は十分小さくなっていると言える。

〈3・2〉 円形電極

我々の提案した手法の特徴は、コネクタを非接触としたことで生じたインピーダンス Z_1 の抑制効果が、電極の長さのみ依存することである。すなわち、コネクタをより高密度に配置したい場合には、電極を変形して小さくまと

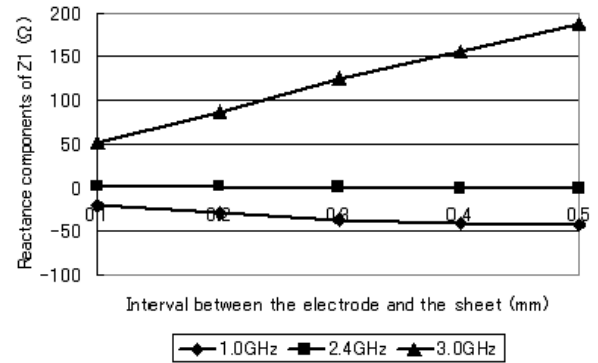


図 3-3: 直線形電極におけるインピーダンス Z_1 のリアクタンス成分

Fig.3-3: Reactance components of Z_1 for various d of the straight electrode

めれば良い。電極の変形に依存せず、理論が有効であることを確認するため、電極を円状に変形したモデルについて、直線形電極で行った際と同様の方法でシミュレーションを行った。

図 3-4 に、シミュレーションのモデル図を示す。電極の長さは $\lambda/4$ を保ちながら、直径 5.6mm の円形となるよう変形させている。モデルでは電極長は 15.4mm、幅は 0.8mm であり、通信層の形状は $20\text{mm} \times 20\text{mm}$ の正方形としている。

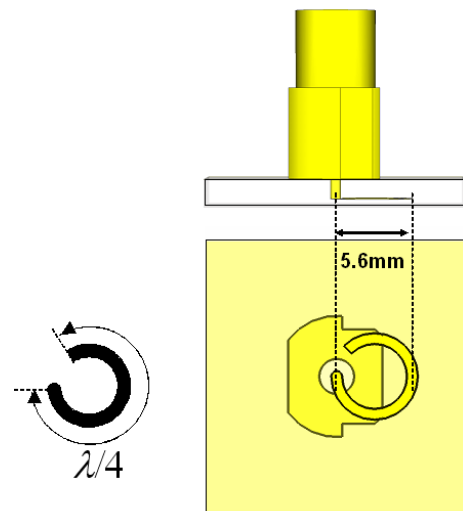


図 3-4: 共振近接コネクタの円形電極モデル

Fig.3-4: Circular model of the RPC connector

表 3-3 に、シミュレーションから得られた Z_1 を示す。得られた値が理論の有効性を示すものであることを確認するため、比較対象として、直径が 5.6mm、電極間距離が 0.5mm のコンデンサを考える。この時、 2.4GHz におけるリアクタンスは約 31.0Ω となる。一方で表 3-3 をみると、 2.4GHz に

においてインピーダンスの構成要素は 12Ω 未満である。これは 31.0Ω に対して 39% であり、電極を変形させたとしても、提案手法は有効であることがわかる。

表 3-3: 円形電極の下 d を変化させた時、各々の d について得られた Z_1

Table 3-3: The impedance Z_1 of the circular electrode for various gaps d of the simulation model

d(mm)	impedance(Z_1)		
	2.4GHz	1.0GHz	3.0GHz
0.1	-5.07+j1.69	0.81-j17.88	34.6+j54.2
0.2	-5.64+j4.67	6.45+j32.03	76.2+j97.4
0.3	-6.89+j2.16	-2.64-j32.87	117.2+j123.5
0.4	-9.56-j2.07	-0.47-j36.92	123.6+j128.9
0.5	-11.66-j4.54	-1.07-j40.76	17.4+j149.7

図 3-5 は、電極と通信層との距離 d が 0.1mm から 0.5mm まで変化した時の Z_1 のリアクタンスをグラフ化したものである。2.4GHz でのリアクタンスの変化量が他の周波数と比べて特に小さく、かつ 0 に近くなっていることが認められる。

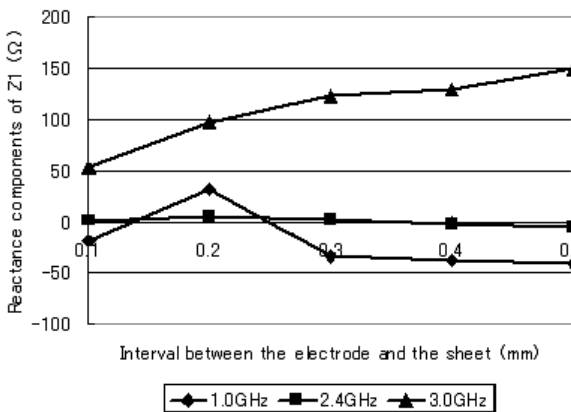


図 3-5: 円形電極におけるインピーダンス Z_1 のリアクタンス成分
Fig.3-5: Reactance components of Z_1 for various d of the circular electrode

〈3・3〉 螺旋形電極

我々の提案した手法により、コネクタと通信層とが非接触となったことで生じるインピーダンスは、電極の形状を直線に限定しなくとも、十分小さくできることがわかった。電極を螺旋状に形成すれば、円形とした場合よりもさらにコネクタの小型化を期待できる。本小節では、前小節までシミュレーションを行ってきたモデルの電極幅をより小さくし、電極を螺旋形とした場合について、提案手法の効果を検証する。

図 3-6 に、シミュレータで構築した螺旋形電極のモデル

図を示す。電極は長さ $\lambda/4$ を保ちながら、螺旋を描くように作成した。本小節のモデルでは、電極長は 14.7mm、電極の線幅を 0.2mm としている。また、電極の線幅を細くしたことにより、直径を 2.8mm にまで小さくすることができる。SMA コネクタのピンの直径は 0.8mm である。前小節までと同様の方法を用い、電極が螺旋形状をとった時のインピーダンス Z_1 を求めた。

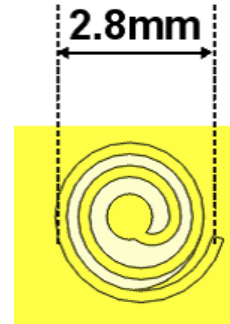


図 3-6: 共鳴近接コネクタの螺旋形モデル (電極部)。直径は 2.8mm。
Fig.3-6: Spiral electrode model of RPC. The diameter of the spiral is 2.8mm.

表 3-4 に、シミュレーション結果を示す。比較のため、比誘電率 $\epsilon_r=4.9$ で厚さ $d=0.5$ mm の誘電体を直径 2.8mm の円形電極で挟んだコンデンサを考えると、このコンデンサによるリアクタンスはおおよそ 12.4Ω である。表 3-4 をみると、螺旋形状とした電極によるインピーダンスの構成要素は、これに対して 46.4% 以内に抑えることができている。コネクタの直径を 3mm 未満としても、我々の提案手法が有効であると言える。

表 3-4: 螺旋形モデルの下 d を変化させた時、各々の d について得られた Z_1

Table 3-4: The impedance Z_1 of the spiral model for various gaps d of the simulation model

d(mm)	impedance(Z_1)		
	2.4GHz	1.0GHz	3.0GHz
0.1	-2.44+j4.75	1.286-j45.29	449.2-j114.1
0.2	-1.68+j4.18	-0.844-j61.78	29.4-j360.9
0.3	-3.1-j0.77	-1.804-j74.84	-22.3-j306.0
0.4	-3.5+j1.35	-1.278-j85.10	-47.8-j268.7
0.5	-5.75-j1.62	-1.732-j98.71	-53.3-j257.7

また、図 3-7 に、リアクタンスの値をグラフ化したものを示す。直線形電極、円形電極の結果と同様、2.4GHz の下でリアクタンスの変化が最小で、値が最も 0 に近い。これらの結果から、提案したコネクタの安定性は電極長に依存し、形状には依らないことが確認できる。

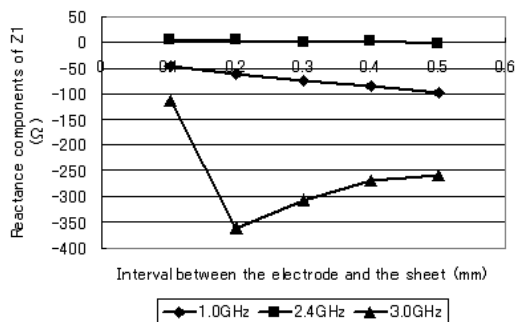


図 3-7: 螺旋形電極におけるインピーダンス Z_1 のリアクタンス成分

Fig.3-7: Reactance components of Z_1 for various d of spiral electrode

〈3・4〉 電極の傾きの影響

この小節では、電極が通信層に対して水平でない場合についても、提案手法の安定性が認められることを確認する。

図 3-8 に、電極が通信層に対して角度 θ だけ傾いた場合について、シミュレーションに用いたモデル図を示す。電極の形状は、〈3・2〉で用いた直径 5.6mm の円形とし、電極の導電層に対する角度を θ とする。図 3-8 の AB 間距離を 0.465mm とし、 $\theta = -3(deg) \sim 3(deg)$ について、1(deg) 間隔で Z_1 を計測した。表 3-5 に、各々の θ で計測した Z_1 を示す。

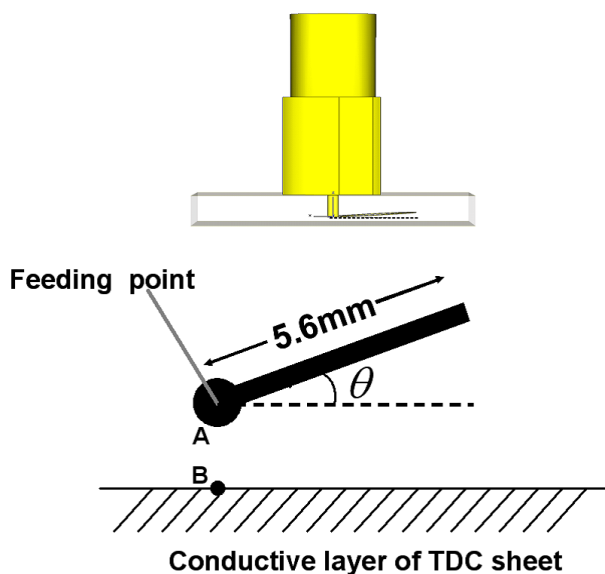


図 3-8: 電極が傾いた場合の、共振近接コネクタのモデル
Fig.3-8: Illustration of inclined RPC model.

電極の傾きが $\pm 3(deg)$ までである時、 Z_1 の構成要素は 14Ω 以内に抑えられていることが確認できる。〈3・2〉の考察と比較したコンデンサを用いると、比較すべきリアクタンスは 31.0Ω となる。シミュレーションで得られた Z_1 の

表 3-5: 円形電極にて 2.4GHz のもと、電極の角度を変化させた時に得られた Z_1

Table 3-5: The impedance Z_1 for various θ of the circular electrode at 2.4GHz

θ (deg)	Z_1 (Ω)
-3	$-7.46 + j3.10$
-2	$-12.82 - j9.12$
-1	$-13.58 - j11.34$
0	$-11.24 - j4.14$
1	$-10.05 + j12.47$
2	$-12.28 + j8.27$
3	$-12.65 + j5.17$

構成要素はこの 45% である。電極が水平を保ったまま d が変化した場合よりは劣るものの、電極が傾いた際にも提案手法が有効であることが確認できた。

4. 結論

本稿では、二次元通信を行う際にコネクタを通信層に固定せず、非接触とした場合に生じる通信上の問題点を述べ、それを解決する手法として、共振を利用したコネクタを提案した。さらに我々の提案手法をシミュレーションで検証することにより、コネクタと通信層が非接触となった場合に生じる接合部インピーダンスを十分小さくできることを確認した。また提案手法は様々な形状の電極に対して適用でき、電極が通信層に対して水平でない場合にも有効であることが確認できた。

今後は、本稿で論じた手法を用いて実際にコネクタを製作し、実験的検証を行う予定である。

参考文献

- (1) Hiroyuki Shinoda, Naoya Asamura, Tachio Yuasa, Mitsuhiro Hakozaki, Xinyu Wang, Hiroto Itai, Yasutoshi Makino, and Akimasa Okada: "Two Dimensional Communication Technology Inspired by Robot Skin," Proc. IEEE TExCRA 2004 (Technical Exhibition Based Conf. on Robotics and Automation), pp.99-100, 2004.
- (2) Hiroyuki Shinoda, Naoya Asamura, Mitsuhiro Hakozaki, and Xinyu Wang: "Two-Dimensional Signal Transmission Technology for Robotics," Proc. 2003 IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation, pp.3207-3212, 2003.
- (3) Yasutoshi Makino, Kouta Minamizawa and Hiroyuki Shinoda: "Two Dimensional Communication Technology for Networked Sensing System," Proc. INSS 2005, pp. 168-173, 2005.