

近接結合型触覚素子

千種大雅, 牧野泰才, 篠田裕之 (東京大学)

Tactile Sensing Element based on Proximity Connection

H. Chigusa, Y. Makino and H. Shinoda (The Univ. of Tokyo)

Abstract: In this paper, we propose a micro sensor chip with stable proximity connector RPC (Resonant Proximity Connector) to TDC (Two-Dimensional Communication) sheet for integration of tactile sensor chips in a large area robot skin. RPC is an electrode whose length is a quarter of the electromagnetic wavelength. The induced resonance around the electrode reduces the impedance between the connector and TDC sheet, which allows sensor chips to connect with TDC sheet stably. Simulation results on straight, ring and spiral RPCs show that the concept is effective. We also confirmed experimentally, that power can be supplied to the sensor element in TDC sheet successfully. Moreover, we connected a RFID-tag to spiral electrodes of RPC and confirmed that we could read the tag's ID in TDC sheet.

Keywords: Two-Dimensional Communication, Tactile Sensing, Robot Skin, Resonance

1. はじめに

将来ロボットが家庭に普及し、人間に近い仕事を行わせることを考えれば、ロボットのための人工皮膚の開発は重要な研究課題である。人工皮膚を実現するためには、多くのセンサ素子を大面積上で高密度に配置しなければならない。触覚センサチップからの信号伝送を実現する事は、柔軟なセンサスキンを構築するためには重要な問題となる。

我々が通信を行う際に用いる手法は、大きく二つに分けることができる。一つは、ケーブルや光ファイバ等でセンサ素子を接続し、通信を行う方法である。これは電力を効率よく伝達できるが、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デバイスの柔軟性が損なわれ、人工皮膚の実現は難しい。

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領域にもエネルギーが伝播してしまうので、結果として電力の大半が無駄に消費されることになる。

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。通信層の端点から、上下の導電体層へ交流電圧を印加すると、電磁波が通信層内を伝播する。各々のセンサ素子は、層内を伝播する電磁波を利用して通信を行う。二次元通信を利用することで、多数のセンサを複雑な配線することなく接続することができる。二次元通信層の構築には、布やゴムなどの柔軟な素材を使用できる為、ロボットの人口皮膚を実現するのに適している。

二次元通信を用いて、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、柔軟な層状構造に素子が固着すると、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

製造工程の観点からも困難を伴うため、非接触の結合が望ましい。そこで本研究では、通信層に近接することで安定に通信層と結合する近接型コネクタを開発し、それを触覚素子の実装に応用する。本コネクタは、共振現象を利用することで、通信層 - コネクタ間距離によらず両者間のインピーダンスを小さく保つことができる。

二次元の媒体を用いた通信手法は、我々の提案 [1] に加え、他のグループによっても試みられている [3,4]。しかし [3] において通信層は単なる巨大コンデンサを形成しているのみであり、極めて低速な通信しか想定されていなかった。また [4] の研究では、導電層は直流電源を供給するために使われ、通信は無線によるものであった。我々の手法は、通信層を伝播するマイクロ波を使用することで高速な通信と素子への電源供給を行う。さらに本研究で示すように素子と通信層の機械的接触は不要である。

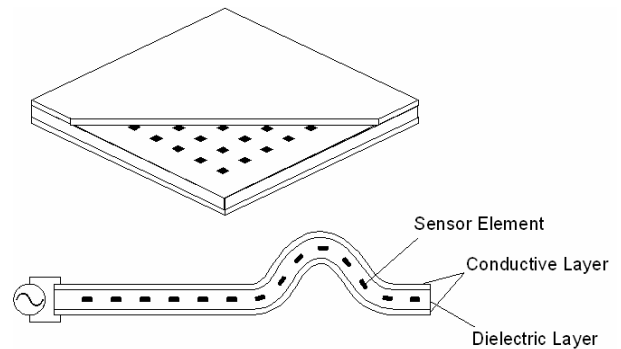


図1 二次元通信シートの概要図

2. 共振を利用した近接コネクタ

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方法の第一候補は、静電結合を用いることである。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

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

で表されるので、周波数 $f = 2.4$ GHz、誘電体の比誘電率 $\epsilon_r = 4.9$ の下では、真空中の誘電率 $\epsilon_0 = 4.9$ 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、特に素子の側から信号を送信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。

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

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。

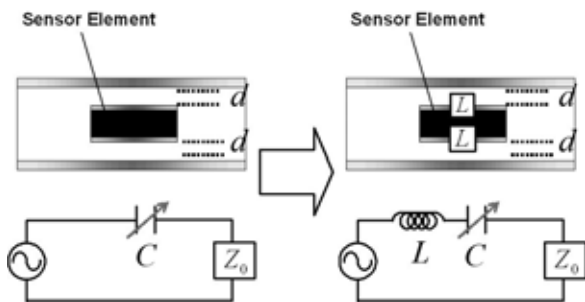


図2 センサ素子と通信層とを非接触とした場合の模式図

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3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 $1/4$ の長さを持つ電極が設置された構造になっている。この $\lambda/4$ 長の電極で、電圧 V および電流 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、電圧は最小値を、電流は最大値を取る。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_i は、式(3)

$$Z_i = V/I \dots\dots\dots (3)$$

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、 $Z_i = 0$ 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_i 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、提案したコネクタ (Resonance Proximity Connector “RPC”) 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。

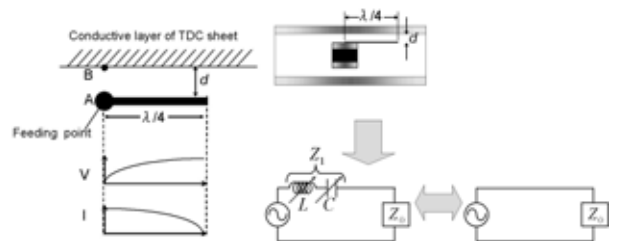


図3 RPCを用いた接続の模式図

3. シミュレーションによる理論検証

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_i が、距離 d の変化に依存せず、十分小さいことを確認する。

図4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、 $\lambda/4$ の長さを持つ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。

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、 $f = 2.4$ GHz、 $c = 3.0 \times 10^8$ m/s、 $\epsilon_r = 4.9$ とした。それぞれの値を式(4)へ代入すると、 $\lambda = 56.5$ mm となる。この場合、 $\lambda/4$ 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ため、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。ここでは設置した電極の長さは 15.3mm とし、電極幅は SMA コネクタのピンの直径と等しい 0.8mm とした。

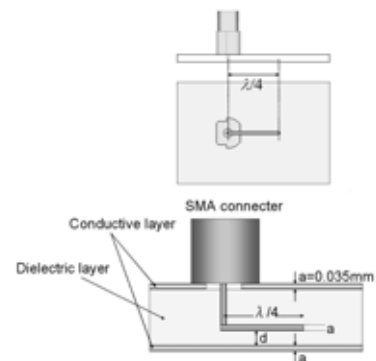


図4 シミュレーション解析のための共鳴近接コネクタのモデル

本稿で行ったシミュレーションでは、コネクタと導電層の間に生じるインピーダンス Z_1 及び二次元通信層のインピーダンス Z_0 の合計値 Z が得られる。従って、検証対象である Z_1 を直接得ることはできない。そこで、まず電極と導電層をショート($d=0$) させた構造を作成し、 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 $Z = Z_1 + Z_0$ を得る。最後に、式 (5)より、計測対象である Z_1 を求めた。

$$Z_1 = Z - Z_0 \dots\dots\dots (5)$$

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。シミュレーション結果を表 1 及び図 5 に示す。2.4 GHz で共振が生じていることを確認するため、比較対象として 1.0 GHz 及び 3.0 GHz の結果も合わせて示した。2.4 GHz において、 Z_1 のリアクタンスは 2Ω 未満に抑えられていることが分かる。

表1 直線型電極において計測した Z_1

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

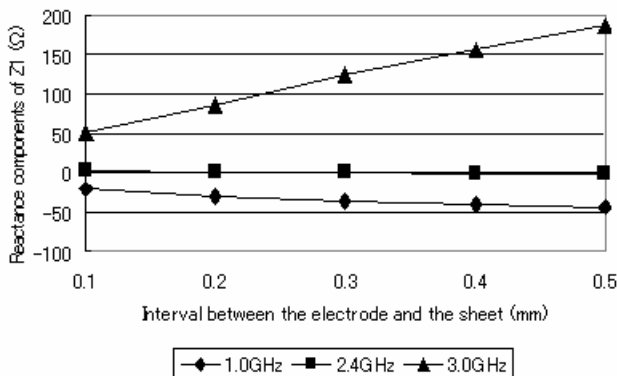


図5 直線型電極におけるインピーダンス Z_1 のリアクタンス成分

電極上で生じる共振は電極の長さのみに依存する。従って、コネクタの小型化を図るために、電極を円型や螺旋型にすることができる。電極を円型及び螺旋型にした場合についても、シミュレーションを行った。

図 6 に、円型電極のシミュレーションモデルを示す。電極の長さは $\lambda/4$ を保ちながら、直径 5.6mm の円型となるよう変形させている。モデルでは電極長は 15.4 mm、幅は 0.8 mm であり、通信層の形状は 20 mm × 20 mm の正方形としている。

シミュレーション結果を表 2 及び図 7 に示す。 Z_1 のリアクタンス成分は、2.4 GHz の下で 5Ω 未満である。

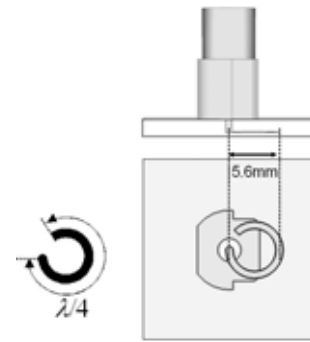


図6 共鳴近接コネクタの円型電極モデル

表2 円型電極において計測した Z_1

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

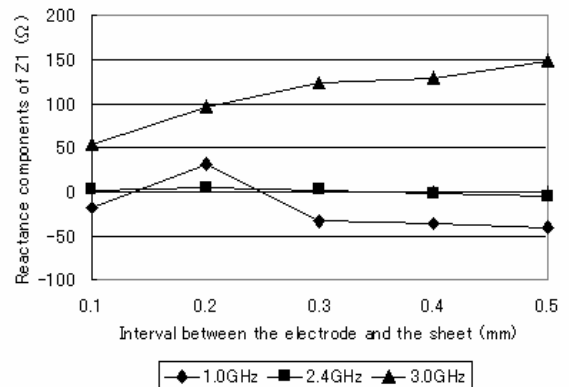


図 7 円型電極におけるインピーダンス Z_1 のリアクタンス成分

図 8 に、螺旋型電極のモデル図を示す。電極長を 14.7 mm、電極の線幅を 0.2 mm とした。電極の直径は 2.8 mm である。

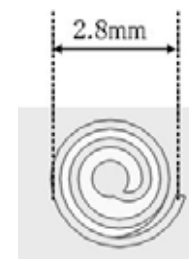


図8 共鳴近接コネクタの螺旋型モデルの電極部

表 3 及び図 9 にシミュレーション結果を示す。Z_I のリアクタンス成分は、2.4 GHz の下で 5 Ω 未満である。これらの結果より、電極を微小な螺旋型とした場合も、提案手法が有効であることが確かめられた。

表3 螺旋型電極において計測したZ_I

d (mm)	impedance (Z _I)		
	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

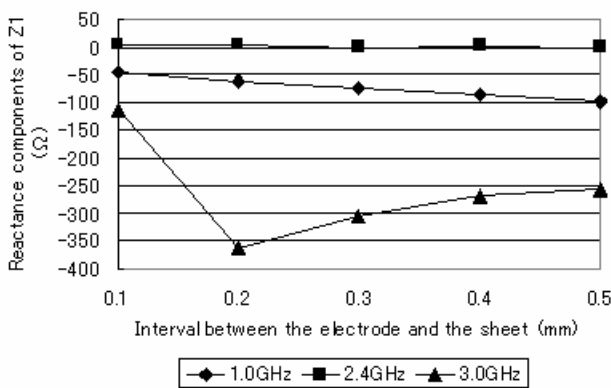


図9 螺旋型電極におけるインピーダンスZ_Iのリアクタンス成分

4. 電力供給に用いる周波数の考察

二次元通信層内に配置したセンサチップへの電力供給は、通信層の端辺から行う。この節では、効率よく電力供給が行える電源の周波数について論じる。最初に、電源の波長が通信シートのサイズよりも十分に長い場合について考える。この場合は、通信シートを一枚のコンデンサと見なすことができる。

センサチップを配置する際、配置の密度が小さい場合には、電力供給の効率は低下する。この問題を考察するため、一個のセンサチップが配置された面積(図 10 左)及びその等価回路(図 10 右)を考える。図 10 において、C₁ はセンサと通信層間のキャパシタンスを、C₀ は通信層のセンサが配置されていない部分のキャパシタンスを表す。

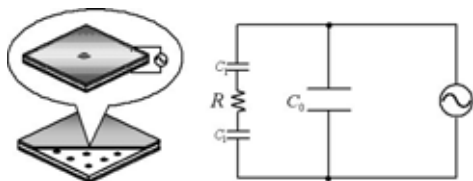


図10 センサ 1 個のみが配置された単位エリア(左)とその等価回路(右)

抵抗Rで消費される電力をW_Rとし、C₀で消費される電力をW_Cとして、それぞれの電力を比較する。W_Rを最大にするためには、C₁をキャンセルするようなL₁を直列に接続する。また、C₀に流れる電流を最小にするためには、C₀の影響を打ち消すようなL₀を並列に接続する(図 11)。L₁ および L₀ によって理想的な共振が実現できるならば、キャパシタンスを打ち消すことができる。しかし、共振の鋭さを示すQ値が有限であり、図 12 に示すようなR₀およびR₁が生じている状態と等価になる。

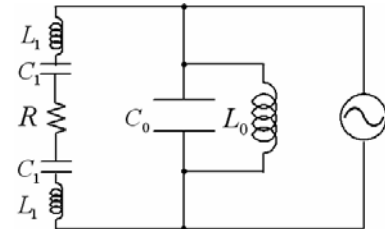


図11 C₀およびC₁をキャンセルする回路図

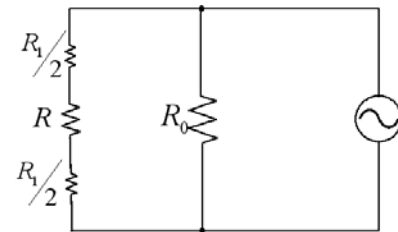


図12 共振の際に抵抗が残留した状態を示す回路図

これらの抵抗値は以下の式で表される。

$$R_0 = Q_0 \frac{1}{\omega C_0} \dots\dots\dots(6)$$

$$R_1 = Q_1 \frac{1}{\omega C_1} \dots\dots\dots(7)$$

ここで、Q₀及びQ₁は共振のQ値を表す。

さらに、W_cとW_Rの比率は次の式で表される。

$$\frac{W_C}{W_R} > \frac{R_1 + R}{R_0} = \frac{C_0}{C_1} \frac{2}{Q_0 Q_1} + \frac{\omega C_0 R}{Q_0} > \frac{d_1 S_0}{d_0 S_1} \frac{2}{Q_0 Q_1} \dots\dots\dots(8)$$

d₀及びd₁は、それぞれ通信層の厚さ及びセンサと通信層間の距離を表す。また、S₀及びS₁は、それぞれセンサの面積と、一つのセンサが配置されている通信層の面積を表す。

例として、d₀=2mm、d₁=0.5mm、Q₀=Q₁=30とすると、式(8)は

$$\frac{W_C}{W_R} > \frac{1}{1800} \frac{S_0}{S_1} \dots\dots\dots(9)$$

となる。この式は、S₀/S₁>1800の場合に、W_Cがセンサに供給される電力W_Rを超えることを意味する。例えば、1×1mm²のセンサチップを5×5cm²の通信層上に配置した場合、センサに供給される電力は全体の半分未満となる。したがって、通信層と非接触なセンサチップに電力を供給する際に低周波を用いると、センサの配置密度が小さい場合に効率が悪化する。

人間の背中中の二点弁別閾はおよそ5cm程度である[5]。そこで我々は、ロボットの体全体を覆うような人工皮膚を構築するためには、センサチップどうしの間隔よりも大きい周波数を用いるのは非効率的であると考えた。このような場合には、波長がセンサチップの間隔以下であるマイクロ波を用いた方が、効率良く電力の伝送が行えると考えられる。以上の考察により、我々はマイクロ波を用いた電力伝送を行うことを前提とし、センサチップを設計する。

5. 二次元通信層内での電力伝送実験

二次元通信シートを試作し、RPC を用いて電力伝送実験を行った。図 13 に試作したシートを示す。通信シートの導電層部分にはアルミホイルを、誘電体層部分にはポリオレフィンの合成樹脂をそれぞれ使用した。通信シートの厚さ d_0 は 6 mm である。

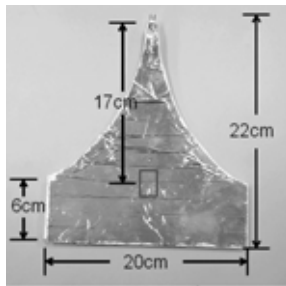


図13 作成した二次元通信シート

初めに通信層内を伝播する電力を計測した。2W-2.4GHz のパワーアンプを用いて二次元通信層内に電力を供給し、給電点に対向した端辺の10箇所において電圧を計測した。計測した点と電圧の計測結果を図14に示す。図14の図及びグラフに記載された1から10の番号は、計測位置を表している。

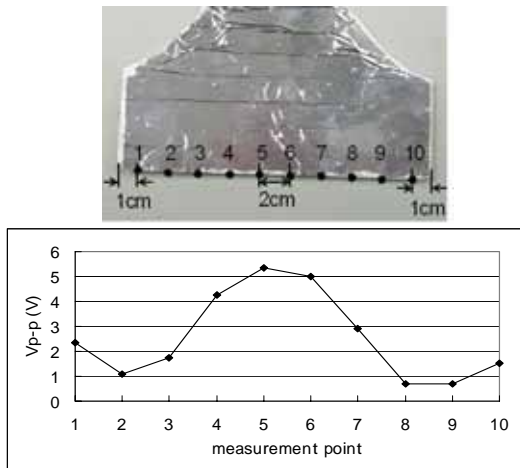


図14 通信層端辺で計測した V_{p-p} の計測結果

図14から、電圧の V_{p-p} の平均値は 2.56(V) と見積もることができる。通信層内には定在波が生じるが、伝播する電磁波の電界振幅は計測結果と等しいとし、(10)式を用いて、伝送された電力を計算した。

$$P = EH \cdot S = E^2 \sqrt{\frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\mu}} \cdot S \dots\dots\dots(10)$$

ただし、

$$E = \frac{V_{p-p}}{2\sqrt{2}d_0} \dots\dots\dots(11)$$

ここで、 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ (m}^3\text{kg}^{-1}\text{s}^4\text{A}^2\text{)}$ 、 $\epsilon_r = 2.3$ 、 $\mu = 4\pi \times 10^{-7} \text{ (kg m s}^2\text{ A}^{-2}\text{)}$ 、 $S = 1.2 \times 10^{-3} \text{ (m}^2\text{)}$ 、 $d_0 = 6 \text{ mm}$ である。これらの値を用いて、式(10)より通信層内を伝播した電力は 110mW であると計算された。

次に、長さ $\lambda/4$ の円型電極に整流回路を取り付け、通信シート内部に配置した。整流回路を取り付けた円型電極を図15に示す。

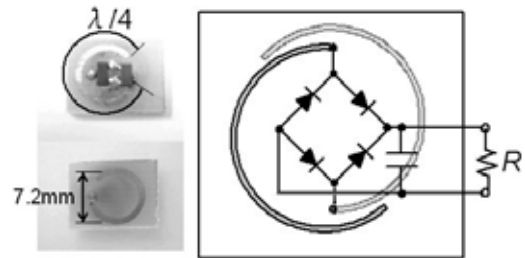


図15 整流回路を接続した円型電極

図15に示した電極に、5種類の抵抗 R (47,100,470,1000,5600 Ω) を接続し、出力電圧を計測した。それぞれの抵抗において得られた電圧及び電力を、図16及び図17にそれぞれ示す。この結果から、得られる最大電力は、 $R=470\Omega$ の 20mW であることが分かる。

最後に、通信シートと電極間の距離 d を変化させ、 $R = 470\Omega$ における出力電圧を計測した。 d を 2.0mm から 2.5mm まで 0.1mm 間隔で変化させ計測したところ、出力電圧の差は 50mV 以下であることが観測できた。

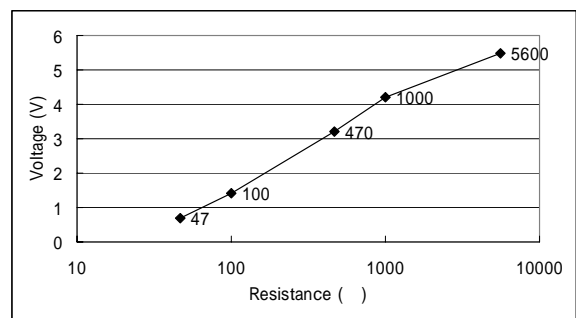


図16 各抵抗値における整流回路からの出力電圧

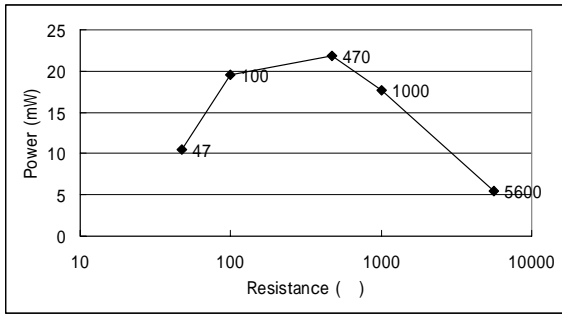


図17 整流回路に接続した抵抗で消費された電力

6. 螺旋型電極によるRFIDタグの動作実験

最後に螺旋型電極を試作し、RFIDタグ((株)日本インフォメーションシステム、DL-1000)を接続した。試作した螺旋型電極を二次元通信シート内に配置し、タグの読み込みを試みる実験を行った。図18に試作した電極を示す。螺旋型電極の幅は0.3mm、直径は4mmであり、チップ全体のサイズは6mm×6mm×3mmとなっている。

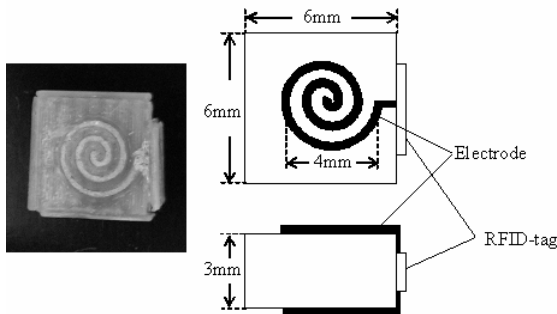


図18 RFIDタグを取り付けた螺旋型電極(左)とその模式図(右)

新たに通信シートを作成し、端点にタグ読み込みのためのスキャナを接続して、タグを組み込んだ電極素子を配置した。作成した通信層を図19に示す。導電層として厚さ0.87mmの導電ストレッチ布を、誘電層として厚さ3mmの発泡ウレタンをそれぞれ用いた。通信層は20cm×20cmの正方形をしている。スキャナと通信層の接続点より10cmの距離に電極を配置し、タグの読み込みが可能であることを確認した。

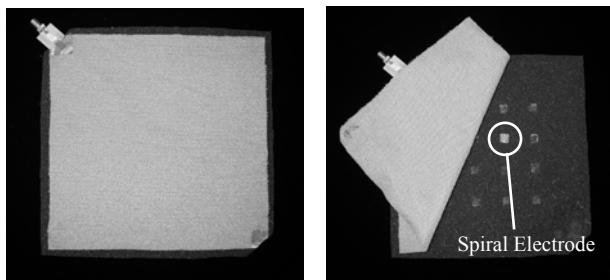


図19 作成した通信層(左)及び通信層に螺旋型電極を配置した様子(右)

RPCを用いてRFIDタグの読み込みができることが確認できたことから、タグの読み込み機能を触覚センサとし、二次元通信層内に高密度で配置することでも、人工皮膚の構築が可能であると考えられる。

7. まとめ

本稿では、二次元通信を用いた人工皮膚を実現するために、通信層とセンサチップが非接触の状態、安定な通信を行うコネクタ(RPC)を提案した。RPCは、長さが電磁波長の1/4である電極から構成される。電極上で生じる共振が、センサと通信シートとの間のインピーダンスを減少させ、安定した接続を可能にする。直線型・円型・螺旋形状の電極でそれぞれシミュレーションを行い、理論が有効であることを確認した。

また、通信層内に配置したセンサへの高効率な電力供給方法についても考察した。センサの配置密度が低い場合は、電力供給にはマイクロ波を用いる方法が高効率である。2.4GHzのパワーアンプを用いて、通信層内に電力を伝送する実験を行い、通信層内に配置されたRPCと整流回路に電力が供給されていることを確かめた。

さらにRPCの電極を螺旋型としてRFIDタグを取り付け、通信層内に配置しタグの読み込みが可能であることを、実験によって確認した。

しかし現状では、通信層内に電磁波の反射から成る定在波が生じていることから、十分な電力を取得できる場所が限定されている。今後は通信シート内の定在波を無くし、センサ素子の配置箇所に依らない安定した電力供給を目指す。また、6節で提示した螺旋型電極を用いて、シート内で取得できる電力を計測し、RPCの最適化を図る。本稿ではRFIDタグを用いることで触覚センシングシステムの可能性を探ったが、今後は具体的な触覚センサをRPCに搭載することで、人工皮膚の実現を目指す。

参考文献

- [1] H.Shinoda, N.Asamura, M.Hakozaki and X.Wang, "Two-Dimensional Signal Transmission Technology for Robotics" Proc. 2003 IEEE Int. Conf. on Robotics & Automation, pp. 3207-3212, 2003.
- [2] Y.Makino, K.Minamizawa and H.Shinoda, "Two Dimensional Communication Technology for Networked Sensing System" Proc. INSS 2005, pp. 168-173, 2005.
- [3] K. V. Laerhoven, N. Villar, A. Schmidt, and H.W. Gellersen, "Pin & Play: The Surface as Network Medium," IEEE Communication Magazine, pp. 90-95, 2003.
- [4] J. Lifton and J. Paradiso, "Pushpin Computing System Overview: A Platform for Distributed, Embedded, Ubiquitous Sensor Networks," Proc. Perv. Comp., LNCS 2414, pp. 139-151, 2002.
- [5] S.Weinstein, "Intensive and Extensive Aspects of Tactile Sensitivity as a Function of Body Part, Sex, and Laterality" The Skin Senses, C.C. Thomas, pp.195-222, 1968.