

# 「新たな通信媒体を利用したサーフェイス通信技術の研究開発」 (委託研究)

東京大学  
篠田裕之

Hiroyuki Shinoda, The University of Tokyo

## 1. 研究開発の概要

本研究課題(ア-1-1およびア-1-2-2)では、通信媒体の構造と通信特性との関係を明らかにする研究を行う。これまでの研究で、誘導層 誘電層 導電層からなる通信媒体内および媒体近傍における電磁場の基本解はすでに得られている。図ア-1-1-1は通信媒体の断面図である。最下層は良導体層、その上に厚さ  $h$  の誘電体層が存在している。灰色で示された最上層(誘導層)が波長スケールにおいては均質とみなせ、そのときのシートインピーダンス

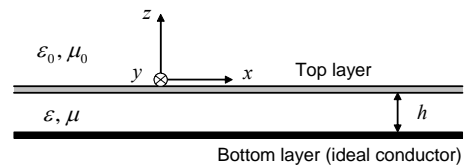
$$\eta = R + jX = \frac{E_x}{i_x} \quad [\Omega] \quad (\text{ア-1-1-1})$$

が定数であるならば、通信媒体周辺の電磁場の振る舞いは参考文献[ア-1-1-1,2]が示すように与えられる。

シートインピーダンス  $\eta$  の実部  $R$  は媒体を伝搬する電磁場の減衰を与える。リアクタンス  $X$  は、最上層外部への電磁場の漏出の程度を決定する。人体を含めた環境への電磁エネルギーの漏出量、カブラ設計の容易さを決定する最も重要なパラメータとなる。また  $X$  の周波数特性は、信号伝搬速度の周波数特性を与える。このように  $\eta$  は二次元通信システムの物理設計における基本パラメータであるが、最上層の幾何的構造と  $\eta$  の関係は解析的に解くことが難しく、これまで系統的に明らかにされてはいなかった。これまでの実施例では、良導体にメッシュ状のパターンを与えることで誘導性リアクタンスを実現していたが、そのメッシュのパターンと  $\eta$  との関係は明確にはされていなかった。

そこで本課題では、数値解析によって表面層メッシュの幾何的パラメータおよび通信媒体厚み  $h$  と  $\eta$  との関係性を明らかにする(課題ア-1-1 設計手法の確立)。

また、課題ア-1-2-1 で試作された通信媒体の伝達損失 [dB/m] を実測により求める(課題ア-1-2-2 通信媒体の特性評価)。



図ア-1-1-1: 3層構造通信媒体の断面図

表ア-1-1-1: 数値計算を行ったパラメータ一覧

メッシュ周期 $p$ mm	7, 5, 3
媒体厚み $h$ mm	0.5, 1, 2, 4
周波数 $f$ GHz	0.95, 2.45, 5.2, 5.8, 10.6

## 2. 研究開発の内容

表ア-1-1-1のようにメッシュの周期  $p$ 、媒体厚み  $h$ 、周波数  $f$  を変化させ、それぞれの場合における

- 減衰定数
- 波長

を計算した。周期、厚み、周波数についてそれぞれ3、4、5通り、すなわち合計60通りについて電磁場伝搬を数値計算し、その結果から減衰定数と波長を推定した。

図ア-1-1-2は最上層メッシュの詳細を説明している。幅  $w = 1$  mm の線が縦横に周期  $p$  mm で配列する。誘電層の比誘電率  $\epsilon$  は全ての計算において 1.4 とする。図ア-1-1-3はシミュレーションの計算モデルを説明している。図ア-1-1-3はメッシュを上から見た図である。上面図において上下が対称となるようにメッシュ1周期分の幅  $p$  をとる。メッシュ層に垂直な境界面(長手方向に沿った境界面)においては、磁場が境界面に垂直となるよう境界条件を設定する。このような計算モデルによって、図の上下に無限に同じ構造が繰り返す通信媒体を、平面波が左右に流れる状況を模擬することができる。

図ア-1-1-4は数値計算時の周囲環境(および解析結果

の一例)を説明している。通信媒体長として 2.01 m をとり、図の左側から電磁波を導入する。左端からそれぞれ 20, 40, 60 cm の箇所媒体に垂直な金属プレート挿入し、空間に放射される電磁波を遮断する。金属プレートは通信媒体表面から 2 cm のところまで近接している。また通信媒体右端 30 cm の部分の誘電層には損失の大きい誘電体を挿入し(10 cm ごとに誘電正接が5%ずつ増大するよう設定する)、電磁波を減衰させて反射を防ぐ。このようにモデルにおいて、通信媒体左端から 70 cm および 150 cm までの区間を観察して減衰定数および波長を推定する。

減衰定数の推定は、通信媒体下面から  $h/2$  の高さにおいて、メッシュの導体線の中心線真下における電界強度を観察して推定した。波長の推定は、同じ場所での電界の位相分布から推定した。単位長さあたりの伝達損失  $-\alpha$  [dB/m] は

$$\alpha = -\frac{20}{\ln 10} \ln e^{-\text{Im}(k)l} \approx \frac{20}{\ln 10} \left( \frac{\omega}{2c} \tan \theta + \frac{\epsilon_{re} c}{2h} R \right) \quad (\text{ア-1-1-2})$$

で与えられる。式中  $\omega$  は信号の角周波数、 $c$  は通信媒体における波動の位相速度、 $\epsilon$  は誘電層の誘電率、 $\tan \theta$  は誘電層の誘電正接である。本数値計算においては、導体としてアルミニウムを仮定し、その金属抵抗による伝達損失のみを計算する。すなわち  $\tan \theta = 0$  および  $\epsilon = \epsilon_{re}$  を仮定する。この場合には

$$\alpha \approx 4.3429 \frac{\epsilon c}{h} R \quad (\text{ア-1-1-3})$$

のように  $\alpha$  と  $R$  が結び付けられる。

また、通信媒体における波長とシートインダクタンス  $L$  の関係は

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{h}{\epsilon} \left( \frac{1}{c^2} - \mu \epsilon \right) = h \left( \frac{1}{\epsilon (\lambda f)^2} - \mu \right) \quad (\text{ア-1-1-4})$$

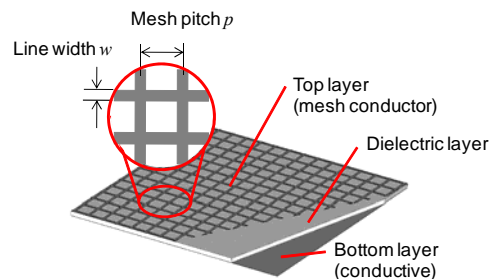
で与えられる。上式中  $\mu$  は媒体の透磁率であり、媒体内においても真空透磁率に等しいものと仮定している。また  $\lambda$  は通信媒体における波長であり、他の変数は前述の定義と同じである。式(ア-1-1-4)を用い、波長からシートリアクタンス(シートインダクタンス)を推定する。

### 3. 研究開発実績

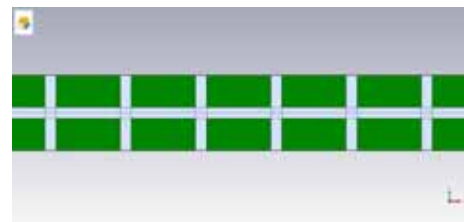
前章の手続きによって得られた数値計算結果を以下に示す。計算には CST STUDIO SUITE 2009 を用いた。前述したパターンについて伝達損失  $\alpha$  [dB/m] をプロットしたのが図ア-1-1-5 である。最上層が平面である場合には、

表皮効果により  $R$  は周波数の平方根に比例する。この周波数依存性を確認するため、横軸、縦軸ともに対数として表示し、傾き  $1/2$  の線を参考のため示してある。周期  $p = 3 \text{ mm}$  かつ  $h = 2 \text{ mm}$ 、 $4 \text{ mm}$  の場合にはこの傾きは概ね一致したが、他の場合には傾きが  $1/2$  より大きくなる傾向が見られた。また、媒体厚み  $h = 0.5, 1, 2, 4 \text{ mm}$  は、 $0.5 \text{ mm}$  から始まって2倍、4倍、8倍の厚みに設定されている。グラフにおいて各厚みに対するプロットは概ね等間隔に並んでおり、 $\alpha$  と  $h$  が概ね反比例関係にあることが確認できた。

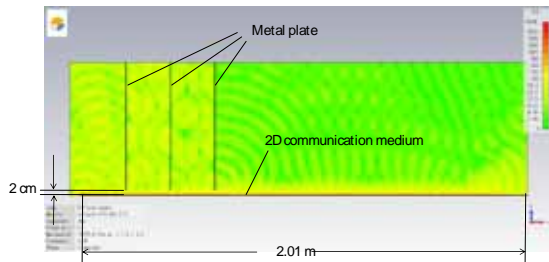
次に波長の推定結果から、式(ア-1-1-4)に基づいてシートインダクタンスを求めた結果を図ア-1-1-6 に示す。分散のない伝達系(位相速度が周波数に依存しない伝達系)となるためにはシートインダクタンスが周波数特性を持たないことが必要である。数値計算の結果をみると、高周波にいくほどシートインダクタンスが増大する傾向が見られた。とくに  $7 \text{ mm}$  周期メッシュの媒体において  $10.6 \text{ GHz}$  におけるシートインダクタンスは、 $0.95 \sim 5.8 \text{ GHz}$  での値に対して顕著に増大していた。この傾向はメッシュの周期が波長に対して無視できない大きさを有していることに起因すると考えられるが、まだ確度の高い理由づけはできていない。



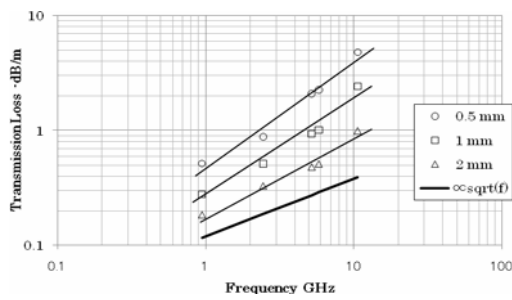
図ア-1-1-2：最上層メッシュパターンのパラメータ



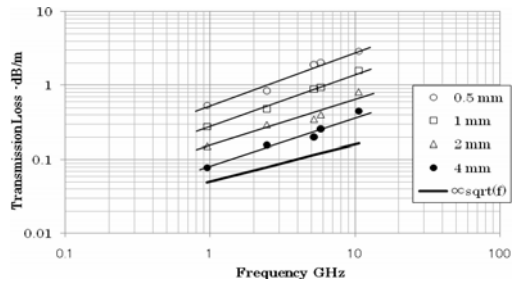
図ア-1-1-3：通信媒体のモデル( $p = 7 \text{ mm}$  の事例)。メッシュ層を上から見た図。上面図において上下が対称となるようにメッシュ1周期分の幅  $p$  をとる。



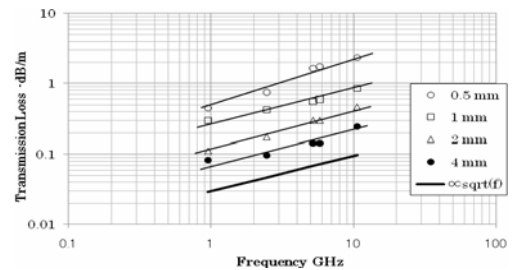
図ア-1-1-4: 数値計算における媒体の環境 ( $p=7$  mm,  $h=2$  mm,  $f=2.45$  GHz の事例)



(a) 周期  $p=7$  mm のメッシュ

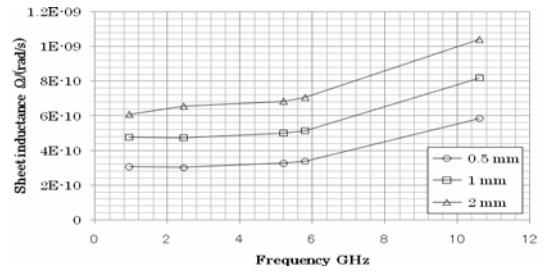


(b) 周期  $p=5$  mm のメッシュ

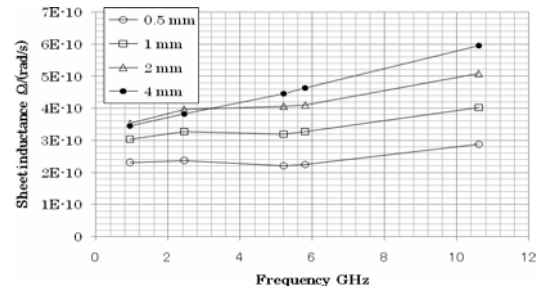


(c) 周期  $p=3$  mm のメッシュ

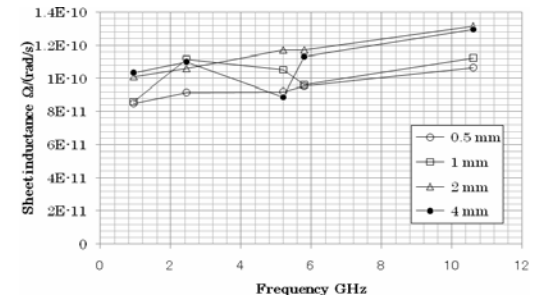
図ア-1-1-5: 数値計算結果。メッシュ周期  $p=7, 5, 3$  mm に対し (a), (b), (c) のグラフで表示。凡例は媒体の厚みを表す。



(a) 周期  $p=7$  mm のメッシュ

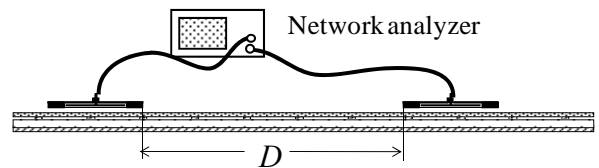


(b) 周期  $p=5$  mm のメッシュ



(c) 周期  $p=3$  mm のメッシュ

図ア-1-1-6: シートインダクタンスの数値計算結果。メッシュ周期  $p=7, 5, 3$  mm に対し (a), (b), (c) のグラフで表示。凡例は媒体の厚みを表す。



図ア-1-2-2-1: 伝達損失の測定

通信媒体上に、図ア-1-2-2-1のように一組のカプラを設置し、互いの距離  $D$  を変化させながら透過係数を測定する。そのデータ系列を用い、伝達損失  $\alpha$  [dB/m] の推定を以下のように行った。なお通信媒体の外形は  $64 \times 200$  cm である。

- (1) シート辺縁部において媒体表面に電波吸収材を配置し、端部の反射を抑制する。
- (2) 有限の端部反射が残るため、 $\lambda/2$  よりも十分細かい間隔で  $D$  を移動し、透過係数  $S_{12}$  の極大、極小位置が明確になるようなプロットを作成する。具体的にはカプラ間距離を  $5 \sim 1275$  mm まで、一方のカプラを  $5$  mm ずつ動かしながら測定を行い、それらのデータ系列から減衰定数を推定する。
- (3) 媒体の外部の空間を伝達する電磁波の寄与が十分小さいことを確認しながら測定する。
- (4) 距離による  $1/r$  の減衰を考慮し、その効果を除いた減衰推定を行う。

上記の手続きに従い5種類の通信媒体の測定を行った結果を表ア-1-2-2-2に示す。各媒体について、5種類の周波数すなわち 0.95, 2.45, 5.2, 5.8, 10.6 GHz での透過係数系列測定を実施し、減衰が読み取れる曲線を選んで推定を行った。表中「-」は、透過係数系列測定を行ったものの、前述の理由から損失推定を行っていないことを示している。表ア-1-2-2-3に、課題ア-1-1で行った数値計算の結果を併記する。

#### 4. まとめ

「課題ア-1-1 設計手法の確立」では、通信媒体最上層のメッシュ導体の幾何パラメータ・媒体厚み・周波数と、伝達損失および最上層シートインピーダンスとの関係を、数値シミュレーションにより得た。計算した範囲において、波長の減衰距離は周波数の  $1/2 \sim 1$  乗に反比例し、媒体厚みにほぼ比例することが確認された。またシートインダクタンスは高周波になるほど増大する傾向が見られ、その傾向はメッシュ周期が大きくなるほど顕著であった。またシートインダクタンスは媒体厚みとともに増大する傾向があり、これについてもメッシュ周期が大きくなるほど顕著であった。メッシュの線幅と、誘電層の誘電率は一定としたが、その範囲においては想定される典型値を網羅したデータが得られている。このデータを用いれば、任意のメッシュパターンに対する基本定数の概略値を補間によって計算することができる。

また「課題ア-1-2-2 通信媒体の特性評価」では典型的

な媒体構造に対する伝達損失を実計測し、計測結果を数値計算と比較した。想定した周波数に対し、多くの媒体が良好な減衰特性を有することが確認された。しかし今回の計測条件では端部での反射を完全に抑制することができず、数値計算で予想されたようなわずかな伝達損失を定量的に評価することができなかった。

ただし表ア-1-2-2-2に見るように、媒体構造と信号周波数の組み合わせによっては数値計算よりも1桁以上大きな減衰を示す場合があり、その場合については定量的評価が可能であった。このような大きな伝達損失がどのような原因で発生しているのかについては今後の研究で明確にしていきたい。

表ア-1-2-2-2：5種類の媒体に対する伝達損失 [dB/m] 実測結果

媒体番号	メッシュ周期	媒体厚み	周波数 [GHz]				
			0.95	2.45	5.2	5.8	10.6
1	3	2	-	-	-	-	-4.6
2	5	2	-	-	-5.1	-4.0	-5.9
3	7	2	-	-	-1.6	-	-
4	7	3	-	-	-1.8	-	-3.3
5	7	4	-	-2.0	-2.5	-6.0	-

表ア-1-2-2-3：参考：数値計算によって求めた伝達損失 [dB/m]

メッシュ周期	媒体厚み	周波数 [GHz]				
		0.95	2.45	5.2	5.8	10.6
3	2	0.11	0.173	0.297*	0.297	0.459
5	2	0.152	0.294	0.35	0.403	0.819
7	2	0.184	0.328	0.481	0.511	0.993
7	3					
7	4	0.217*	0.212*	0.571*	0.611*	1.14*

\*表中\*印がついているものは再確認中のデータ

#### (参考文献)

- [ア-1-1-1] Hiroyuki Shinoda, Yasutoshi Makino, Naoshi Yamahira, and Hiroto Itai: Surface Sensor Network Using Inductive Signal Transmission Layer, Proc. 4th International Conference on Networked Sensing Systems (INSS 2007), June 6-8, Braunschweig, Germany, pp. 201-206, 2007.
- [ア-1-1-2] 篠田裕之: 素材表面に形成する高速センサネットワーク, 計測と制御, Vol. 46, No. 2, pp. 98-103, 2007.

# 「新たな通信媒体を利用したサーフェイス通信技術の研究 開発」(委託研究)

日本電気株式会社 NEC Corporation

橋本 雅伸、 原田 高志、 塚越 常雄、 今里 雅治、  
Masanobu HASHIMOTO, Takashi HARADA, Tsuneo TSUKAGOSHI, Masaharu IMAZATO  
中瀬 康一郎、 宮田 明、 小林 直樹、 福田 浩司  
Kouithirou NAKASE, Akira MIYATA, Naoki KOBAYASHI, Hiroshi FUKUDA

## 1. 研究開発の概要

サーフェイス通信と電力供給を両立させる上で、必要不可欠な漏洩電磁界抑制技術の開発を行う。

## 2. 研究開発の内容

研究課題：漏洩電磁界抑制技術の開発(課題ア-4)

近年、電子機器のケーブルレス化が進んでおり、サーフェイス通信は、有線 LAN (1次元) と無線 LAN (3次元) の間に位置する 2次元通信として、通信速度やセキュリティに優れた通信方式として注目されている。既に、通信技術は実用の域に足しており、現在、電源ケーブルの無線化のための高効率な電力給電技術の研究開発が行われている。一方、給電システムの安全性、特に漏洩電磁界抑制技術については、現状、大きな課題となっている。本研究は、電力給電システムを実用化する上で必須となる漏洩電磁界抑制技術の研究開発を行うものである。

研究は次の 2 項目について行うが、初年度である平成 20 年度は、前記 4-1 のみを行い 4-2 は来年度から取り組む予定である。

課題ア-4-1 漏洩電磁界の分析と対策検討

課題ア-4-2 漏洩電磁界抑制技術の適用

4-1 としては、現状システムの電磁界の漏洩量を測定及びシミュレーションにより分析し、

その漏洩メカニズムを明らかにするとともに、現状の規制値 (CISPR) 等と照らし合わせ、低減目標値を明らかにする。

想定している漏洩電磁波発生箇所を図 1 に示す。カプラとシートの組み合わせによってシステムの放射特性が決定付けられる。漏洩メカニズムを解析することで、放射の主要因を明らかにする。

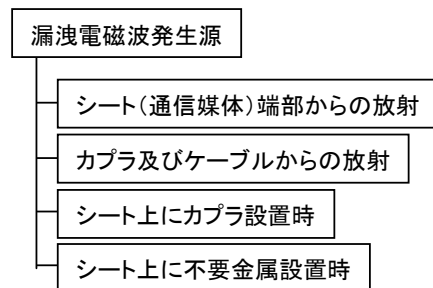


図 1 電磁波漏洩箇所

## 3. 研究開発実績

研究課題：漏洩電磁界の分析と対策検討  
(課題ア-4-1)

### 3-1. 漏洩電磁界の測定

現状システムの漏洩電磁界を測定により明らかにする。図 2 は、基準のカプラを通信シート (50cm 角) の上に配置 (中央から 10.5cm × 12cm オフセット) した場合の、カプラの端子から見た反射特性を、3 つの同型のカプラについて示したものである。カプラごとのばらつきはほとんど無いことが分かる。

図 3 は、カプラの 1 つにつき、内部に装着

されている約 15dB の減衰器 (ATT) をはずした場合のカプラ端子から見た反射特性を示したものである。2GHz 帯、5GHz 帯に共振が発生していることが分かる。

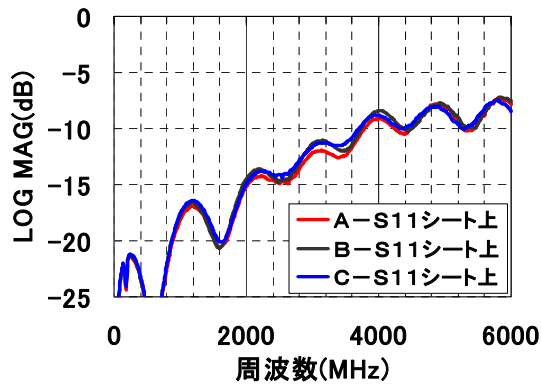


図2 通信シート上に配置された基準カプラの反射特性

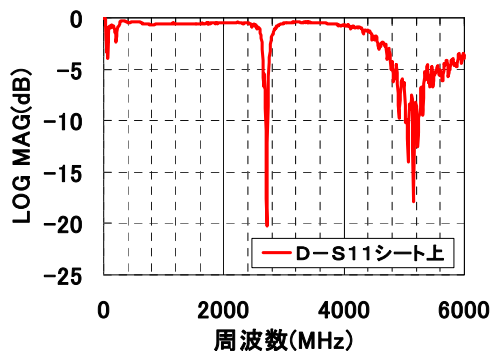


図3 通信シート上に配置された基準カプラ (ATT なし) の反射特性

次に、通信シートとの同じ位置にカプラを配置した状態で遠方界(3m)を測定した。図4は、本システムの放射特性を、各帯域の標準ダイポールアンテナとの比較したアンテナ利得として示す。図4にカプラと通信シートによるアンテナ利得の測定結果を示す。基準カプラ (ATT あり) を用いた場合、2603MHz 付近でアンテナ利得最大となり-11.6dBd が得られた。基準カプラ (ATT あり) に対して通信シート上に缶を置いたときは 2591MHz でアンテナ利得-9.8dBd となり、アンテナ利得が 1.8dB 増加した。ただし、5.1GHz 付近のように缶の付加によって 10dB 以上アンテナ利得が増加した周波数も存在している。基準カプラ (ATT

なし) では 2614MHz で+5.7dBd のアンテナ利得となり、ATT を外すことによって 17.3dB 増加が見られた。これは、標準ダイポールアンテナよりも効率よいアンテナ系を構成している。

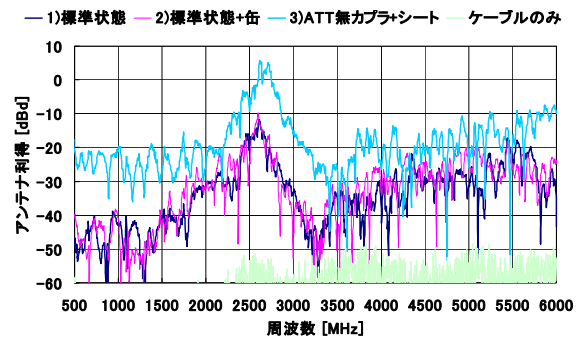


図4 カプラと通信シートによるアンテナ利得測定結果

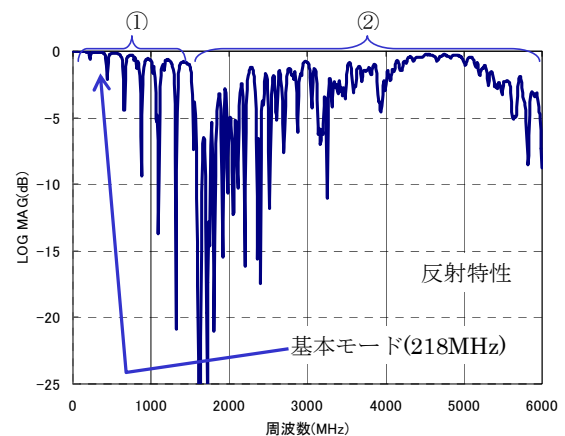


図5 通信シートのみ反射特性

図5に、通信シート(50cm×14cm)の長手方向の反射特性を測定した結果を示す。1.5GHz まで(領域①)は通信シート長さ共振による基本モードとその高次モードが確認できる。1.5GHz 以上(領域②)では様々な共振が密集し個々の共振の分別は不可能である。サーフェス通信への応用を検討している2.4GHz 帯、5GHz 帯付近では多数の共振モードが混在している。共振が発生する周波数領域では、通信シートエッジから輻射が予想される。

2.6GHz 付近をピークとするブロードな放射の原因は、必ずしもカプラ側の反射特性には依存しておらず別の要因に起因すると考えられる。

図6にカプラに2.4GHz で1mW 入力した場合の放射量を示す。ここでも基準カプラの ATT

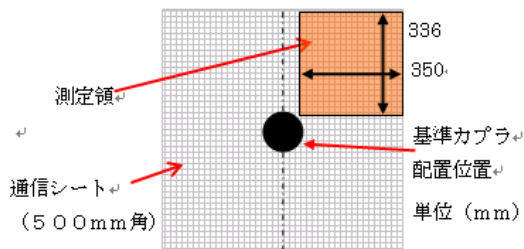
の有無で約 15dB の差が出ている。いずれの条件も垂直方向が多いことが分かる。図 7 に示す CISPR の規定値は 2.4GHz で 50dBuV/m であるから、21.2dB オーバーしていることが分かる。一方、これを 10W 入力換算すると 4桁 (40dB) 上昇するので、トータル 61.2dB の低減が必要になることが分かった。

実験条件	Vertical [dBuV/m]	Horizontal [dBuV/m]
基準カプラ (ATTあり)	71.2	65.2
基準カプラ (ATTなし)	86.3	79.7
スタブなしカプラ	87.2	83.8

図 6 放射電界強度測定結果 (1mW 入力)

Frequency	Average limit
2.4GHz	50 [dBuV/m]
5.8GHz	54 [dBuV/m]

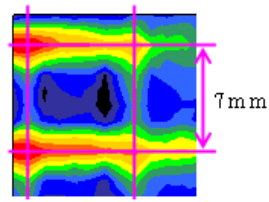
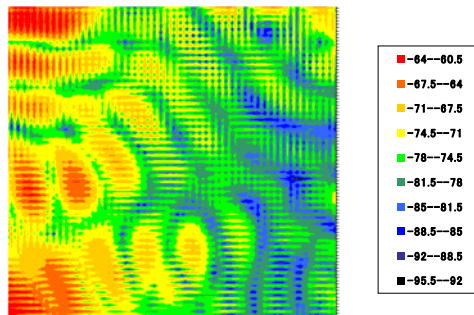
図 7 CISPR 22 の規格値



(a) 測定範囲

カプラ：基準カプラ (ATT あり)
カプラ位置：中央
周波数：2450MHz
スキャンエリア：通信シート一部
キャンピッチ：3.5 mm
プローブ高さ：0 mm
磁界成分：XY 合成 (シート平行)
振幅単位：dBA/m
入力電力：1
mW

(b) 測定条件



(c) 測定結果

図 8 近傍磁界分布 (プローブに NEC 製 CP-2S 使用、XY 方向成分の合成)

図 8 に、通信シート上に基準カプラを配置し 10mW 印加時のシート直上の近傍磁界分布を示す。

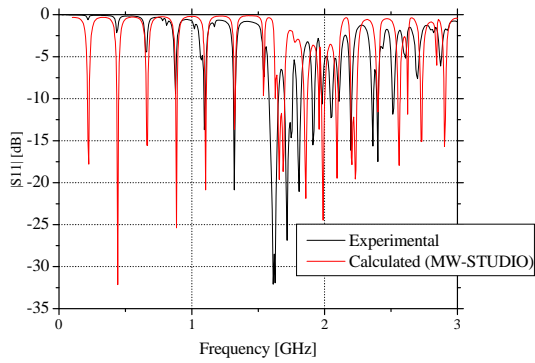
今回基準カプラ (ATT あり) を測定した条件の中での、磁界強度の最大値は 10mW 入力時の  $-47.7\text{dBA/m}$  であり、10W 入力換算では  $-17.7\text{dBA/m}$  になる。このとき、人体防護指針の規格値  $-15.8\text{dBA/m}$  ( $0.613\text{A/m}$ ) に対し、2dB 程度のマージンしかなく、今後、更に低減技術を検討する必要がある。

### 3-2. 漏洩電磁界シミュレーション

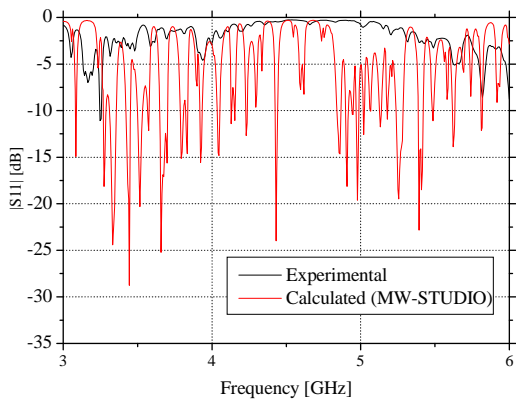
電磁界シミュレータ (MW-Studio) を用いて、漏洩電磁界のシミュレーションを行った。解析モデルは図 5 と同様  $50\text{cm} \times 14\text{cm}$  の長手方向の伝播特性を評価できるように通信ポートを設定している。メッシュ間隔は 7mm、メッシュの線幅は 1mm である。

図 9 に反射特性のシミュレーション結果、及び比較のための同条件での測定結果を示す。基本モードとその高次モードは測定と同様、1.5GHz 程度まではほぼ同じ周波数にピークが表れている。

図 10 に 2.4GHz におけるシート内の電界分布を示す。図 8 で見たように、細かい定在波分布が現れている。図 11 にシートの長手方向の長さを 12.5cm, 25cm, 50cm とした場合の反射特性を示す。長手方向のサイズが半分になると最低次のモードの周波数が 2 倍になる。ただし、数 10cm 角以上の実用的なマットのサイズでは、2.4GHz は複雑な定在波分布を示す周波数領域に含まれる。



(a) 0.1~3.0GHz



(b) 3.0~6.0GHz

図9 メッシュ状シートの反射特性 (S11, 実測値および計算値)

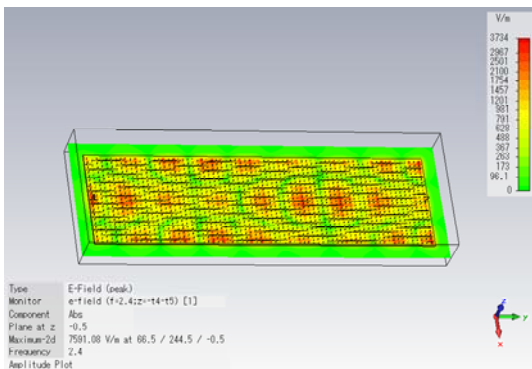


図10 2.4GHzにおけるシート内電界分布

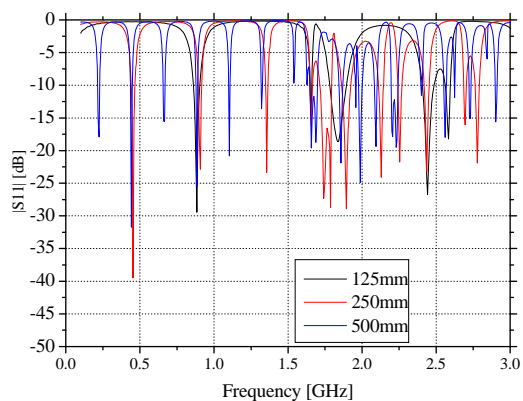
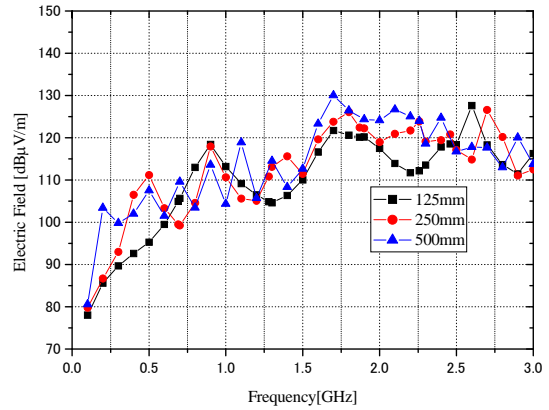
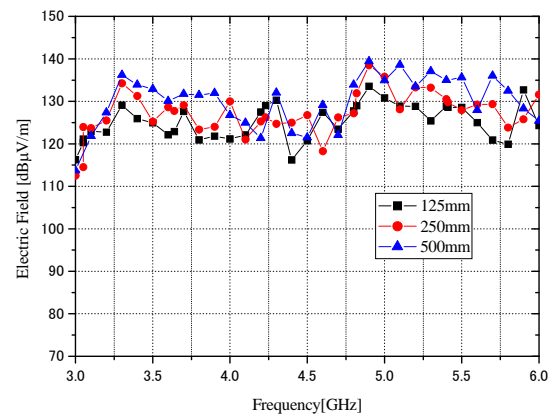


図11 メッシュ状シート反射特性 (S11) の寸法依存性

図12は図11と同様の通信シートを用いた場合の放射特性(3m)を0.1GHzおきにプロットしたものである。通信シートのみでは2.6GHz付近を中心とするブロードなピークは現れていない。



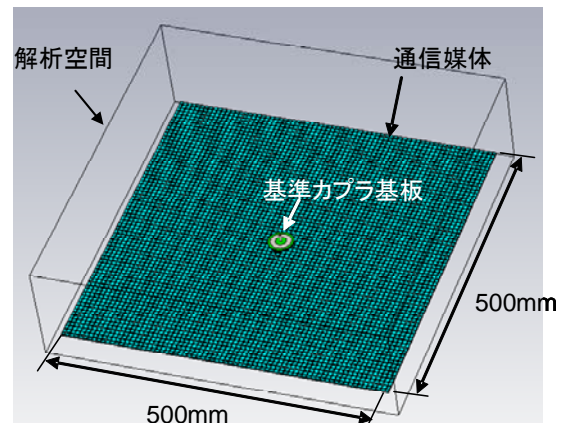
(a) 0.1~3.0GHz



(b) 3.0~6.0GHz

図12 メッシュ状シート放射電磁界の寸法依存性

次に、より、実機の条件に近い通信シート(50×50cm)の中央に基準カプラを配置したモデ



ル(図13)でシミュレーションを行った。

図13 通信シート上の基準カプラを配置した



場合の解析モデル

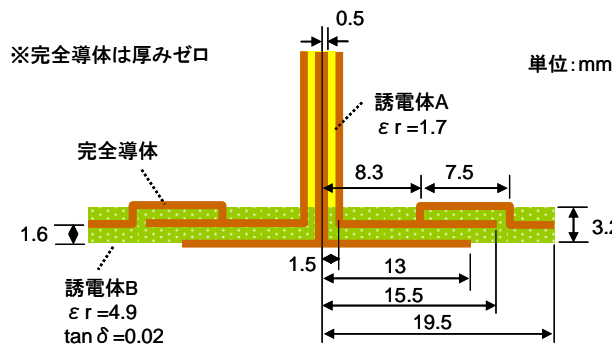


図 14 基準カプラの解析モデル

図 14 に実際の基準カプラ (ATT なし) の解析モデルを示す。カプラ (シールド部分を含む) と通信面との境界が非常に強い電界分布をしめすことから、詳細なモデルを作成した。

図 15 に基準カプラと通信シートを含む断面の電界強度分布を示す。また、カプラと通信シート、及び通信シート端部で電界強度が強くなっており、放射の要因になっていると推定される。

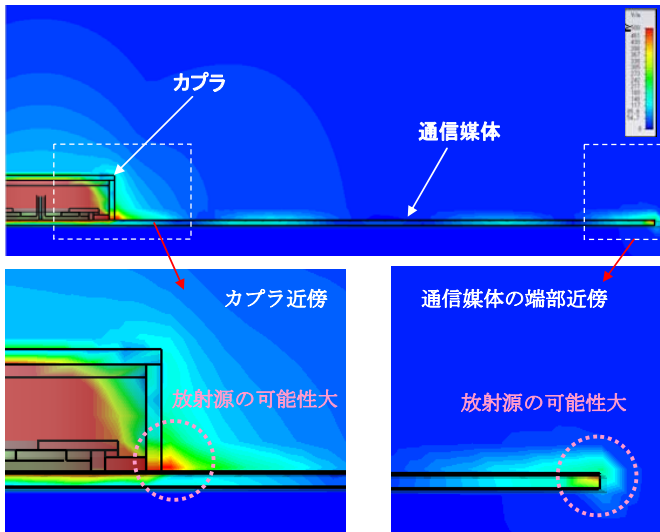


図 15 基準カプラ周り、及び通信シート端部付近の電界分布

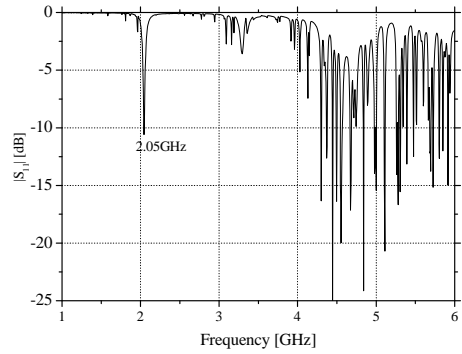


図 16 基準カプラの反射特性 (ATT なし)

図 16 に通信シートに基準カプラを配置した場合の基準カプラから見た系の反射特性を示したものである。同条件の実測が図 3 であり両者を比較すると 2GHz 付近のディップおよび 5GHz 近辺でのブロードなりターンロスの低下が見られ全体的な傾向は一致している。2GHz でのディップの位置が多少ずれているなど差異が生じているのは同軸の取り付け位置などが異なる為と考えている。

#### 4. まとめ

現状のサーフェイス通信の通信シート及び基準カプラの放射メカニズムを明らかにし、低減目標を明らかにした。

放射の強い箇所としては、1) シートに電力を供給するための給電カプラと通信シートの境界面、2) 通信シートの端部 が推定される。また、金属をシートの上に置いた場合よりも強い放射がカプラ側から発せられているため、金属物体を置いた場合の違いがはっきり見えてはいない。

また、CISPR22 から放射低減の目標値は、1mW 入力時でも約 20dB の低減が必要で、10W 入力では 60dB の低減が必要となる。電波防護指針で規定される近傍磁界でぎりぎりの許容値である。

(参考文献)

電波防護指針  
CISPR 22

# 「新たな通信媒体を利用したサーフェース通信技術の

## 研究開発」(委託研究)

NECエンジニアリング(株)

島先 敏貴	福田 壽也	山田 智紀	小林 光由
Toshiki SHIMASAKI	Toshiya FUKUDA	Tomonori YAMADA	Mitsuyoshi KOBAYASHI
久保 勝士	高橋 義紀	川田 明典	白鳥 悦弘
Katsushi KUBO	Yoshinori TAKAHASHI	Akinori KAWADA	Yoshihiro SHIRATORI

### 1. 研究開発の概要

サーフェース通信技術の開発において通信媒体及び通信用ノ電力伝送用近接カプラにおける漏洩電磁界を把握するための測定・解析方法を確立する。さらに漏洩電磁界や熱による人体や周囲の機器に対する影響を検討し、実際の使用条件を踏まえた安全性評価方法を確立する。

### 2. 研究開発の内容

研究課題： 電磁界強度測定

現行の通信媒体及び通信用近接カプラを使用して以下の漏洩電磁界の測定を行い、測定結果ならびに測定方法について検討する。

- ・ 既存の測定環境において近傍での漏洩電磁界測定を行い、測定時に測定環が通信媒体に与える影響について確認する
- ・ CISPR22 に基づいた測定を行い、その結果から得られた漏洩電磁界レベルならびに測定方法の妥当性を検証する

研究課題： 電磁界シミュレーション

通信媒体および近接カプラのシミュレーションモデルを作成し、電磁界シミュレーションを行い、測定結果との整合性を確認する。

### 3. 研究開発実績

研究課題： 電磁界強度測定

#### a) 近傍磁界測定

近傍磁界測定には、電界・磁界強度分布を自動的に測定する電磁界分布測定機を使用した。(図1)

また、電磁界分布測定機に取り付けて磁界分布測定に用いたプローブは、電界の影響を遮断して磁界のみを検出する2種類

の磁界プローブを使用した。この磁界プローブは、IEC61967-6 に準拠した磁界プローブである。主な仕様は、表1に示す。



図1. 電磁界分布測定機

製品仕様		
磁界プローブ	CP-2S	MP-10L
周波数特性	10M-3GHz	150k-1GHz
空間分解能	0.25mm	1.0mm
先端形状	2.0x1.0mm	12.0x3.0mm
シールド特性	-20dB	-20dB
IEC61967	適合	適合

表1. 磁界プローブ

はじめに、通信媒体上の磁界分布を電磁界分布測定機に磁界プローブ取り付け通信媒体上を走査しながら磁界強度を測定し、通信媒体上の定在波や格子状パターンの磁界(電流)の分布を把握できるかどうかの確認測定を実施した。

図2および図3の測定結果より、通信媒体上の格子状パターンを流れる電流や通信媒体内で起こる反射により発生する定在波が観測できていることが分かる。

従って、2次元通信における通信媒体表面の磁界(電流)分布測定の一つの手段としてこの測定方法が有効であるといえる。

次に、2次元通信で使用する通信媒体上

の磁界分布測定を、特性の異なる磁界プローブを使用して行った場合に、測定結果にどのような影響が現れるのか確認するための評価を実施した。

今回は、表 1 に示した 2 種類の磁界プローブ (CP-2S / MP-10L) を準備し、磁界プローブ以外の測定条件は全く同じ条件として測定を実施することで磁界プローブの違いによる測定結果への影響を評価した。

磁界プローブ CP-2S と MP-10L で測定したデータを比較した場合 (図 2、図 3)、プローブ感度に約 20dB 程の違い (CP-2S < MP-10L) があるため、レベルの差はあるものの通信媒体上の格子パターンや定在波の磁界分布がほぼ同じように観測することができる。但し、2 つの磁界プローブでは空間分解能が異なるため、空間分解能の高い CP-2S で測定した磁界分布では定在波の腹が 2 つに分かれて観測されている部分が、空間分解能の劣る MP-10L では、1 つの腹で表示されてしまうような箇所は存在する。

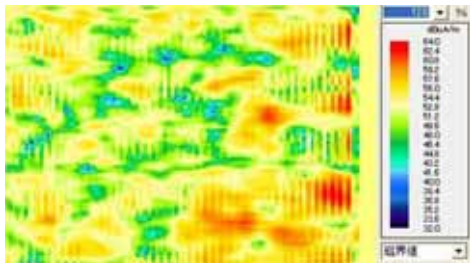


図 2. CP-2S 測定結果

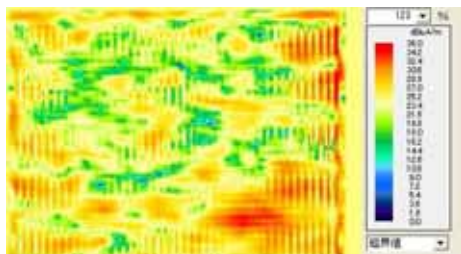


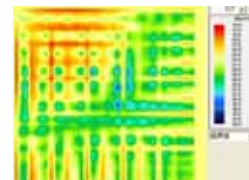
図 3. MP-10L 測定結果

通信媒体上の磁界分布をいろいろと条件を変えながら測定する中で、測定結果の再現性が得られないケースがあることに気付いた。磁界強度をリアルタイムに観測

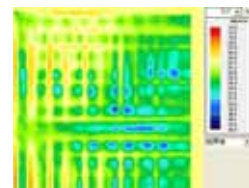
しながら測定条件を変えるなどして原因を調査した結果、通信媒体と近接カブラの接合の仕方によって測定結果に違いが現れることが判明した。

図 4 に示す測定データは、近接カブラを通信媒体上に置くときの圧力の違いにより、測定結果がどのように変化するか確認したものである。140mm × 140mm のサイズの通信媒体に、近接カブラをそのまま置いた場合、近接カブラ上に重りを載せて加重を加えた場合、近接カブラを通信媒体に両面テープで貼り付けた場合の 3 パターンで測定を行った。

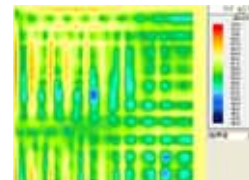
3 つのパターンを比較しても特に規則性は見られず、今回の場合は近接カブラを通信媒体上に置いただけのときの磁界強度が最も強く、近接カブラを通信媒体に押し付ければ磁界強度が強くなるということでもなさそうである。また、測定データにはないが、近接カブラの位置を数 mm 移動しただけでも磁界分布の状況が変化してしまうこともわかった。今後、磁界分布測定を行う際に測定結果の再現性を保つためには、近接カブラの設置に細心の注意が必要であると考えられる。



載せるだけ



重りを載せる



両面テープ

図 4. カブラの載せ方による違い

#### b) 放射電界測定

放射電界測定には、CISPR22 に準拠した試験が実施できる電波暗室 (図 5) を使

用した。今回使用した電波暗室は最大 10m の距離での測定が可能で、対向装置をターンテーブル下の地下ピットに設置することができる。今回、近接カプラおよび通信媒体以外の周辺機器（信号発生器）は、周辺機器が測定結果に影響を与えないようにこの地下ピットに設置して測定を実施した。

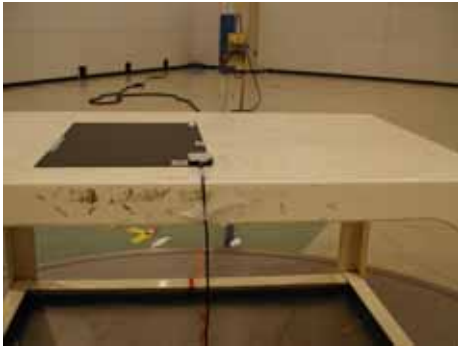


図 5. 電波暗室

はじめに、信号発生器と近接カプラに接続する同軸ケーブルからの放射電界の影響を確認するため、近接カプラの代わりとして同軸ケーブルの先に 50 Ω 終端抵抗をつけた状態で測定を行った。この場合、ほとんど電界レベルは現れないため、信号発生器による測定への影響はほとんどないものと判断した。その後、近接カプラのみでの放射電界を測定した結果、50 Ω 終端抵抗をつけた状態での測定結果より 13dB（準尖頭値）増加しており、近接カプラ単体でも大きな放射電界が観測されている。

次に、通信媒体による放射電界への影響を確認するために、近接カプラを通信媒体上に載せた状態での放射電界測定を実施した。すると放射電界レベルは 9dB（準尖頭値）増加した。

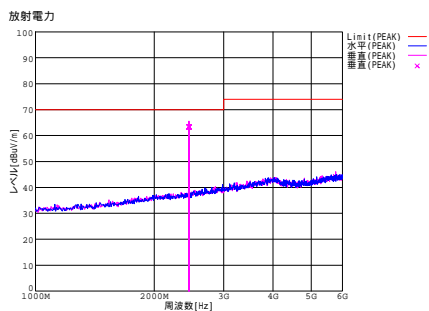


図 6. 通信媒体 + 近接カプラの放射電界

また、通信媒体上での近接カプラを載せる位置による放射電界への影響を確認するため、近接カプラの位置を変えながら測定した。近接カプラの位置は、通信媒体を 4 分割した範囲の 4 隅と中央の 5 箇所とした。測定結果では、近接カプラを通信媒体の長辺側板端（ ①、② ）に置いたときのほうが、電界値が大きくなる傾向にある。

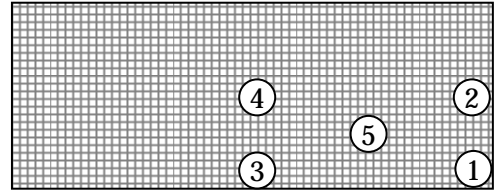


図 7. 近接カプラの配置

通信媒体を設置する方向による放射電界への影響を確認するための評価では、通信媒体を床面と平行に設置した場合（X-Y）、通信媒体の長辺を下にして垂直に立てた場合（X-Z）、通信媒体の短辺を下にして垂直に立てた場合の 3 方向で測定した。測定結果からは、通信媒体を床面と平行に設置した場合（X-Y）の放射電界が、通信媒体を立てた場合に比べると高くなる傾向が見られる。



図 8. 通信媒体の設置例（X-Z）

通信媒体のサイズによる放射電界への影響を確認するための評価においては、4 種類のサイズの通信媒体を準備し測定を実施した。最大の通信媒体と最小の通信媒体の面積比が約 6 対 1 であるが、測定結果から通信媒体の大きさによる放射電界強度の差はみられなかった。ただし、今回の測定では、通信媒体の中央に近接カプラを載せてこれを中心に回転台を回転させ、3 m の距離からホーンアンテナで測定して

いるため、長さの長い通信媒体B、C、Dなどは、通信媒体を回転させたときの最大外周円がホーンアンテナのビーム角に収まっていない可能性があるため今後確認が必要である。



図9. 通信媒体 (640x2400mm)

研究課題： 電磁界シミュレーション

a) シミュレーションモデル

通信媒体と近接カプラのシミュレーションモデルを作成。

b) 近傍磁界のシミュレーション

作成したモデルを基に、近傍磁界の振舞いをシミュレートした。カプラ付近の磁界強度が大きいことと、入力信号の位相を変化させると磁界の分布が変化していることが解った。つまり、カプラの配置位置によって近傍磁界の分布が変化することが確認できた。

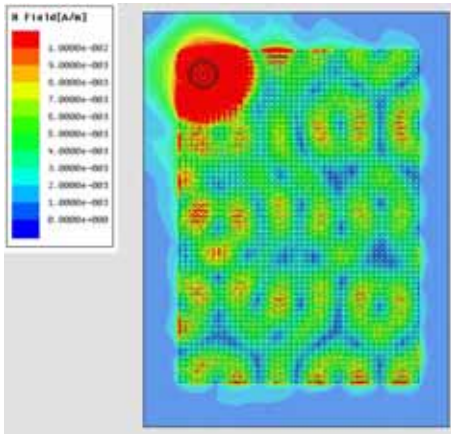


図10. 近傍磁界シミュレーション結果

c) 遠方電界のシミュレーション

作成したモデルを基に、遠方電界の振舞いをシミュレートした。総合的に垂直偏波の強度が大きくカプラの影響が大きいこ

とが解った。また、水平偏波は確度によって電界の強度差があり、近傍磁界分布に対して遠方電界強度が影響しているように見える。

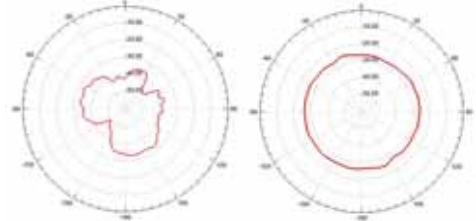


図11. 放射電界シミュレーション結果

d) シミュレーションと実測の比較

近傍磁界分布を測定した結果と、同一条件でシミュレーションを行った結果を比較すると、以下の図に示すとおり磁界分布としてはほぼ一致する結果が得られた。

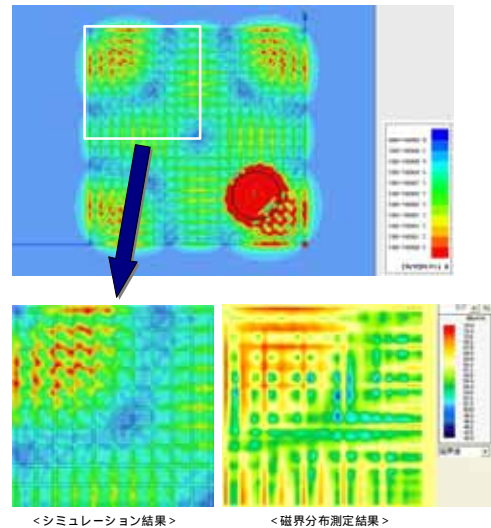


図12. シミュレーションと実測比較

4.まとめ

以上のように、今年度「課題イ.漏洩電磁界測定方法の確立」では、2次元通信における通信媒体ならびに近接カプラから漏洩する電磁界を、現在ある標準的な電磁界センサや測定システム、測定方法を活用して様々な漏洩電磁界の測定を行ってきた。また、電磁界シミュレーションでは、近接カプラと通信媒体のシミュレーションモデルを作成し、近傍磁界および遠方電界のシミュレーションを行った。

(1) 電磁界強度測定

磁界分布測定では、既存の電磁界分布

## 測定機と既存の磁界プローブ

(IEC61967-6 適合品) 2種類を使用して通信媒体上の磁界分布測定を行った。この結果から、これら既存の測定システムにおいても、通信媒体上における定在波の波や格子状パターンを流れる電流パターンなど磁界分布特性を十分測定できることが確認できた。

一方で、近傍磁界分布を測定する場合には、近接カブラの微妙な置き方の違いで測定結果が異なってしまうことがあるため、測定データの再現性を確保するためには、測定条件として近接カブラの置き方などを含めて、今後検討していく必要性があると考えられる。

また、今回近傍磁界測定に使用したセンサは導電体のループコイル状のものを使用しているため、通信媒体に近づけることによって通信媒体から磁界を誘起して測定していることになる。しかし、通信媒体上に何も無い状態での漏洩電磁界測定を測定するためには、非導電体のセンサなどを用いた測定を今後検討していく必要性がある。

放射電界測定では、CISPR22 に適合した測定施設において測定が可能であることが確認できた。また、放射電界に近接カブラ自体の影響が大きいこと、近接カブラの配置や媒体のサイズなどによる放射電界への影響などもある程度つかむことができた。

しかし、一方では、通信媒体のサイズが様々で今回最大のもので長さが2400mmと長く、ホーンアンテナで測定する場合には測定距離の調整などでビーム角に入るような工夫が必要となる。また、測定時の近接カブラの位置や数量、通信媒体の設置方法や2次元通信自体には必要でないもの(文房具、空き缶など)を置くことを仮定した場合など測定条件としては無数にあるため、今後実測で確認しながら検証し、測定条件を絞り込んでいく必要がある。

## (2) 電磁界シミュレーション

電磁界シミュレーションについては、近接カブラおよび通信媒体のシミュレーションモデルを作成し、これを使用した近傍磁界ならびに遠方電界のシミュレーションを実施し、実測データとの相関性が確認できた。今後は、新たに開発される近接カブラや通信媒体のシミュレーションモデルを作成しモデルの妥当性を検証するとともに、イ - 1 - 1 で検討および実施された電磁界測定方法の妥当性を継続的に確認していく。

# 「新たな通信媒体を利用したサーフェイス通信技術の研究開発」 (委託研究)

株式会社セルクロス

浅村 直也、板井 裕人、手塚 謙一、箱崎 光弘、山崎 崇司、佐藤 謙

Cellcross Co., Ltd.

Naoya ASAMURA, Hiroto ITAI, Ken-Ichi TEZUKA, Mitsuhiro HAKOZAKI, Takashi YAMASAKI, Ken SATO

## 1. 研究開発の概要

本研究(課題ア-2)では、通信用近接カプラおよび電力伝送用近接カプラの開発を行う。最終目標として、通信用近接カプラは、950MHz帯、2.4GHz帯、UWB帯(3.1GHz~10.6GHz)で使用可能であり、かつ微弱無線局の規定を満たしながら通信が可能であるものを開発する。また、電力伝送用近接カプラは、ISM帯の5GHz帯(5.725GHz~5.875GHz)で使用可能であり、伝送効率10%以上、電波防護指針の一般環境における安全基準およびCISPR22の基準を満たしながら3Wの電力伝送ができるものを開発する。

構成する放射素子電極の形状に特徴がある。本研究では放射素子パターンとして、1)自己補対スパイラルタイプ、2)テイパタイプの2つを参考にする。

通信用近接カプラは、それを使用する通信媒体と組み合わせて設計及び評価を行う必要がある。本年度は、既存の通信媒体を用いて開発を行う。ここで、通信媒体の概観を図1に、この仕様を表2に示す。

まずは、電磁界シミュレータを用いてシミュレーションを行い、3.4~4.8[GHz]におけるリターンロスS11が最小になるような形状を探索する。

## 2. 研究開発の内容

平成20年度は、通信用近接カプラの開発のみ行う。表1に開発する通信用近接カプラの仕様を示す。

表1 本年度開発する通信用近接カプラの仕様

項番	項目	仕様
1	方式	表面接触式
2	周波数	3.1GHz~10.6GHz
3	VSWR	上記周波数帯域中、連続した1GHz帯域において3以下

## 3. 研究開発実績

UWBの仕様として、表1にある周波数で利用可能とすることが決められているが、このうち日本では、3.4GHz~4.8GHz、7.25GHz~10.25GHzにおいて利用可能となっている。これを考慮して、本年度は、3.4GHz~4.8GHzの帯域で使用可能なものを開発する。

### 3-1. 設計

#### 3-1-1. 通信用近接カプラの設計方針

広帯域な特性を有する通信用近接カプラは、それを

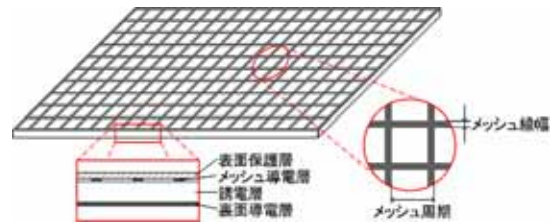


図1 通信媒体の概観

表2 通信媒体の仕様

項番	項目	仕様	
1	表面保護層	比誘電率	2.3
2		誘電正接	0.0002
3		厚さ	0.25[mm]
4	メッシュ導電層	導電率	$5.7 \times 10^7$ [S/m]
5		メッシュ周期	7[mm]
6		メッシュ線幅	1[mm]
7		厚さ	9[ $\mu$ m]
8	誘電層	比誘電率	1.4
9		誘電正接	0.0005
10		厚さ	2[mm]
11	裏面導電層	導電率	$5.7 \times 10^7$ [S/m]
12		厚さ	9[ $\mu$ m]

### 3-1-2. 自己補対スパイラルタイプの設計

図 2 に自己補対スパイラルタイプの概観を示す。この通信用近接カプラの独立なパラメータを表 3 に示す。

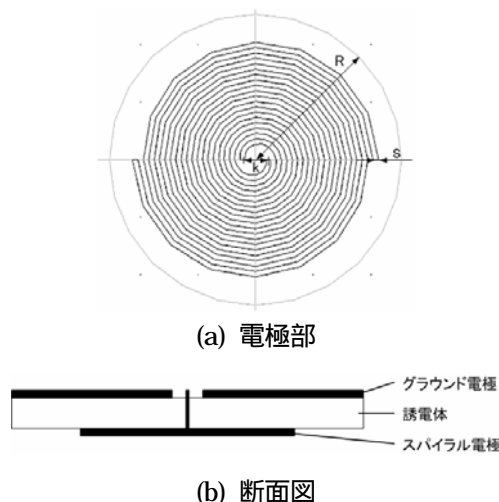


図 2 自己補対スパイラルタイプの概観

表 3 自己補対タイプ通信用近接カプラのパラメータ

項番	パラメータ	説明
1	s	スパイラル電極線幅
2	k	給電間隔
3	R	誘電体半径
4	N	スパイラル巻き数
5	H	誘電体厚さ
6	$\epsilon_r$	誘電体比誘電率
7	$\tan\delta$	誘電体誘電正接

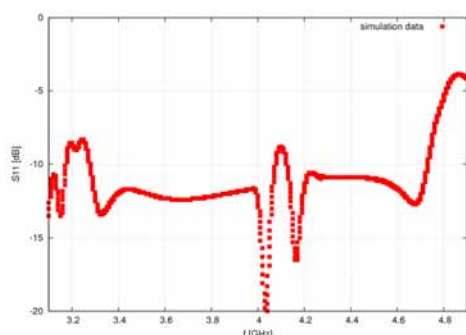


図 3  $s=0.6\text{mm}$ 、 $k=1\text{mm}$ 、 $R=42\text{mm}$ 、 $N=10$ 、 $H=1.6\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のときの S11

表 3 の各パラメータを変化させた結果、 $s=0.6\text{mm}$ 、

$k=1\text{mm}$ 、 $R=42\text{mm}$ 、 $N=10$ 、 $H=1.6\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のときに、リターンロス S11 が最小になることがわかった。シミュレーション結果を図 3 に示す。

### 3-1-3. テイパタイプの設計

#### 3-1-3-1. 段差なしタイプ

図 4 に段差なしタイプの概観を示す。この通信用近接カプラの独立なパラメータを表 4 に示す。

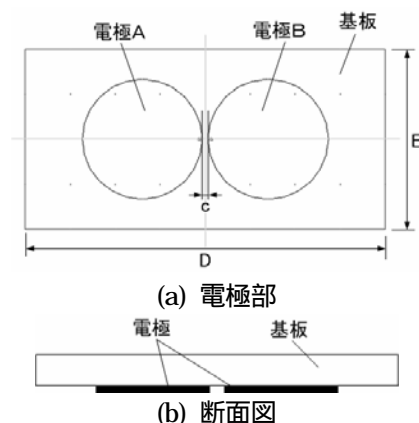


図 4 テイパタイプ (段差なしタイプ) の概観

表 4 テイパタイプ (段差なし) 通信用近接カプラのパラメータ

項番	パラメータ	説明
1	a	円形電極 A の半径
2	b	円形電極 B の半径
3	c	円形電極間隔
4	D	誘電体長辺の長さ
5	E	誘電体短辺の長さ
6	H	誘電体の厚さ
7	$\epsilon_r$	誘電体比誘電率
8	$\tan\delta$	誘電体誘電正接

表 4 の各パラメータを変化させた結果、 $a=25\text{mm}$ 、 $b=22\text{mm}$ 、 $c=2\text{mm}$ 、 $D=120\text{mm}$ 、 $E=60\text{mm}$ 、 $H=1.6\text{mm}$ 、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のとき、リターンロス S11 が最小になることがわかった。シミュレーション結果を図 5 に示す。



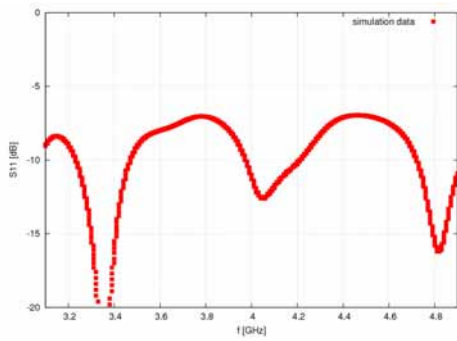


図 5 a=25mm、b=22mm、c=2mm、D=120mm、E=60mm、H=1.6mm、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のときの S11

### 3-1-3-2. 段差ありタイプ

図 6 に段差ありタイプの概観を示す。この通信用近接カプラの独立なパラメータを表 4 に示す。

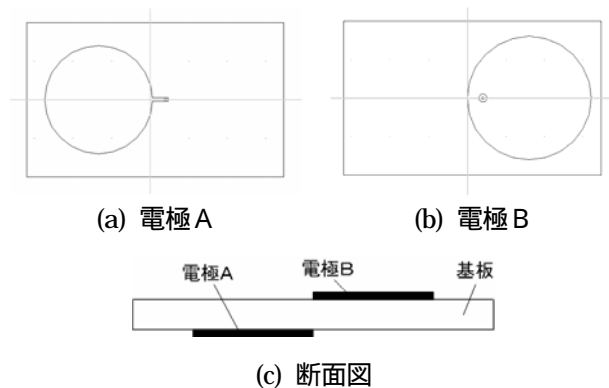


図 6 テーパータイプ (段差ありタイプ) の概観

表 5 テーパータイプ (段差あり) 通信用近接カプラのパラメータ

項番	パラメータ	説明
1	a	電極 A の半径
2	b	電極 B の半径
3	c	電極間隔
4	f	給電ライン長さ
5	g	給電ライン幅
6	D	誘電体長辺の長さ
7	E	誘電体短辺の長さ
8	H	誘電体の厚さ
9	$\epsilon_r$	誘電体比誘電率
10	$\tan\delta$	誘電体誘電正接

表 5 の各パラメータを変化させた結果、a=21mm、b=24mm、c=1mm、f=7mm、g=1.4mm、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のとき、最小リターンロス S11 が最小になることがわかった。シミュレーション結果を図 7 に示す。

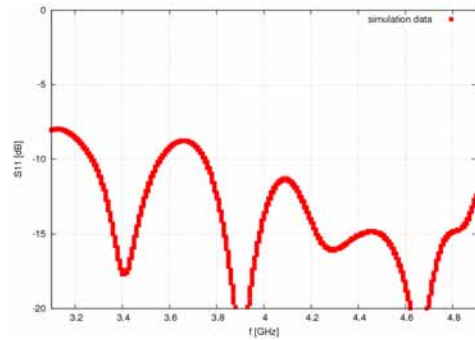


図 7 a=21mm、b=24mm、c=1mm、f=7mm、g=1.4mm、D=100mm、E=60mm、H=1.6mm、 $\epsilon_r=4.6$ 、 $\tan\delta=0.02$  のときの S11

### 3-2. 通信用近接カプラの評価

上記で設計を行った 3 種類の通信用近接カプラを製作し評価を行った。評価に用いた通信媒体の仕様は、表 2 の通りであり、寸法が 2000mm × 640mm のものを用いた。ここに、タケチ社の電磁波吸収体 (ES-88) を配置し、定在波の低減を図った。配置した電磁波吸収体は、横幅は 6[cm]、厚さ 1[mm]のものを用いた。

#### 3-2-1. VSWR の評価

##### [1] 自己補対スパイラルタイプ

自己補対スパイラルタイプの通信用近接カプラは、Sパラメータ法を用いて評価を行った。この結果、3.1GHz ~ 8GHz の範囲で VSWR が 3 以下になることがわかった。

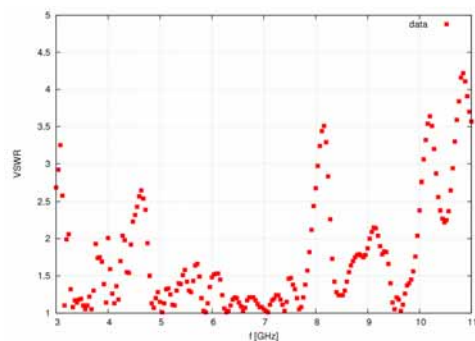


図 8 自己補対スパイラルタイプの評価結果

## [2] テイパータイプ

### 2.1. 段差なし

通信媒体上に通信用近接カプラを配置して VSWR を計測したところ、3GHz~7GHz の範囲で VSWR が 3 以下になることがわかった。

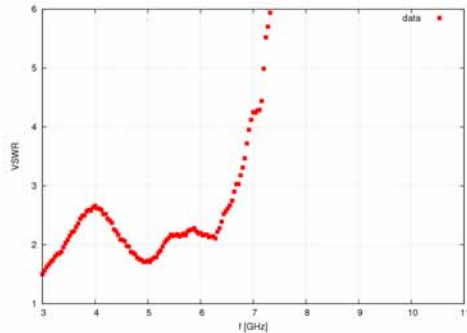


図 9 テイパータイプ (段差なし) の評価結果

### 2.2. 段差あり

通信媒体上に通信用近接カプラを配置して VSWR を計測したところ、3GHz~7GHz の範囲で VSWR が 3 以下になることがわかった。

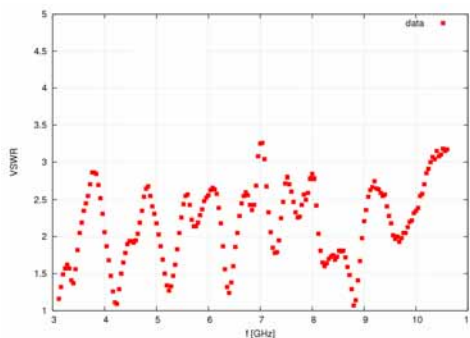


図 10 テイパータイプ (段差あり) の評価結果

### 3-2-2. 空間への漏洩

本節は、目標仕様には記載していないが、通信媒体上に配置された通信用近接カプラから空間への漏洩電磁界について基礎的検討を行った。ここでは、テイパータイプを用いて空間への漏洩を計測した。計測は、通信媒体上 5cm の場所でアンテナを走査して、透過係数を計測した。この結果を以下に示す。

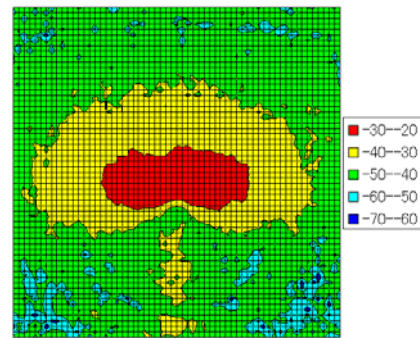


図 11 テイパーなしタイプの漏洩電磁界の様子

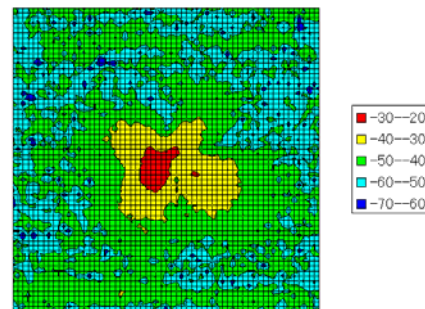


図 12 テイパーありタイプの漏洩電磁界の様子

この結果から、段差ありタイプの方が空間への漏洩は少ないことがわかった。

## 4. まとめ

本研究では、自己補対スパイラルタイプとテイパータイプの通信用近接カプラの開発を行った。計測の結果、どの通信用近接カプラも、3.4GHz~4.8GHz の範囲では、VSWR が 3 以下になることがわかった。また、テイパータイプの 2 種類を用いて空間への漏洩電磁界を計測したところ、段差ありタイプの方が漏洩が少ないことがわかった。

### (参考文献)

- [1] 阪田史郎編著, “UWB/ワイヤレス UWB 教科書,” インプレス
- [2] KyoHei Tujimoto, “Mobile Antenna Systems Handbook,” 3rd ed., Artech house
- [3] Meys, R., and F. Janssens, “Measuring the Impedance of Balanced Antennas by an S-Parameter method,” IEEE Ant. Propag. magazin, Vol.40, No. 6, December 1998, pp.62-65

# 「新たな通信媒体を利用したサーフェイス通信技術の研究開発」

帝人ファイバー株式会社 山内 俊男、森 裕之、大内田 真智子、弓場井 謙治

TEIJIN FIBERS LIMITED

Toshio Yamauchi, Hiroyuki Mori, Machiko Oouchida, Kenji Yubai

## 1. 研究開発の概要

本研究では、通信媒体の構造設計結果に基づき、媒体の寸法や材料について検討を行い、通信と電力伝送の2つの機能を実現する通信媒体の開発を行う。最終的には可とう性を有する通信媒体の開発を目指す。

## 2. 研究開発の内容

### 課題ア-1 通信媒体の開発

#### （2008年度課題）特徴的な5種類の通信媒体試作

##### 研究開発目標

以下のシミュレーションのうち、特徴的な5種類の通信媒体を試作する。媒体の寸法は幅500×長さ2000mm以上とする。

##### 《シミュレーション》

メッシュパターン：正方格子

周期：3, 5, 7 mm 線幅：1 mm

通信シート厚：0.5, 1, 3, 4 mm 計12種類

#### 可とう性を有する通信媒体の開発

（本検討内容は、2008年度の研究目標には含まれていないが、最終目標達成のための基礎探索として実施した。）

これまでに作製したシートは板状シートであり、可とう性を実現できない。シートの汎用性や生産性を考慮すると、可とう性のあるシート開発が必須である。

##### 研究開発目標

可とう性を実現可能なシートの材料を選定し、試作を行う。

##### 【目標仕様】

曲げ半径：50cm以下

シートサイズ：500×2000mm以上

現行品は、シートをロール状に丸めた際、ロールの内径側に働く圧縮力による内径長の変化に素材が追従せず、可とう性を実現しにくい。シート構造体の素材を伸縮性の高い素材にすれば、伸縮素材が圧縮力に追従し、可とう性を実現できるのではないかと考えられる。可とう性を実現するために、誘電層シートに弾性特性を持つゴム系素材を利用できないか、その可能性について検討を行った。

## 3. 研究開発実績

### 課題ア-1 通信媒体の開発

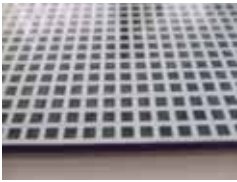
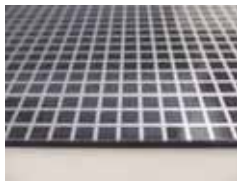
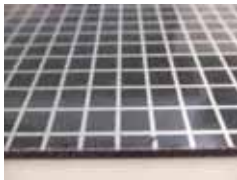
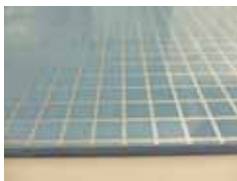
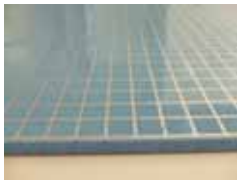
#### （2008年度課題）特徴的な5種類の通信媒体試作

シミュレーション結果に基づき、特徴的な5種類の通信媒体を試作した（Table 1）。

5種類の通信媒体は、（導電メッシュ層、誘電層、裏面導電層）=（AL/PET<sup>\*1</sup>、発泡ポリプロピレン（以下PP）、AL/PET）の三層構造体にて試作した。

\*1：アルミニウム（以下AL）とポリエチレンテレフタレート（以下PET）のラミネート

Table 1 通信媒体試作内容

1	パターン：正方格子 線幅：1 mm 周期：3 mm 厚み：2 mm サイズ：640 mm×2000 mm	
2	パターン：正方格子 線幅：1 mm 周期：5 mm 厚み：2 mm サイズ：640 mm×2000 mm	
3	パターン：正方格子 線幅：1 mm 周期：7 mm 厚み：2 mm サイズ：640 mm×2000 mm	
4	パターン：正方格子 線幅：1 mm 周期：7 mm 厚み：3 mm サイズ：640 mm×2000 mm	
5	パターン：正方格子 線幅：1 mm 周期：7 mm 厚み：4 mm サイズ：640 mm×2000 mm	

以下、各層の詳細な試作検討内容を示す。

#### 導電メッシュ層

導電メッシュ層の導電材には、金属の中で比較的安価なALを用いた。基材(保護材)であるPETフィルムにALをラミネートした後、エッチングでALのみを正方格子状に処理し、導電メッシュ層とした。本試作に使用した導電体のタイプをTable 2に示す。

Table 2 本試作に使用した導電体のタイプ

	基材		導電体				
	材質	厚み μm	材質	厚み	パターン	線幅 mm	線間隔 mm
1	PETフィルム	250	AL	9	正方格子	1	3
2	PETフィルム	250	AL	9	正方格子	1	5
3	PETフィルム	250	AL	9	正方格子	1	7

#### 誘電層

誘電層には、誘電正接及び比誘電率の低いポリオレフィンが適当な素材として挙げられる。ポリオレフィンの中でも、ポリエチレン(以下PE)はPPよりも低誘電正接、低比誘電率であり、媒体内の電磁波減衰が小さい。しかし、PEは耐熱性や剛性が低く、熱をかけたり荷重をかけたりすると、PEが変形する。そのため、本試作では、PEと比較して耐熱性や剛性の高いPPを使用した。

また、空隙のある発泡PPを使用することで、板状PPよりも誘電正接及び比誘電率を低くし、伝送効率の良好な媒体とした。PPの空隙は発泡倍率で表され、発泡倍率2倍から30倍程度のものがある。倍率が高くなるほど、空隙が大きくなり伝送効率も良い。しかし、発泡倍率5倍以上となると、剛性や取扱い性が低下する。従って、本試作では、発泡倍率3倍のPPを使用した。本試作に使用した誘電層のタイプをTable 3に示す。

Table 3 本試作に使用した誘電層のタイプ

	材質	発泡倍率 倍	厚み mm
1	PP	3	2
2	PP	3	3
3	PP	3	4

#### 裏面導電層

導電メッシュ層と同様に、裏面導電層の導電材には、金属の中で比較的安価なALを用いた。基材(保護材)であるPETフィルムにALをラミネートし、そのまま裏面導電層として使用した。本試作に使用した裏面導電体のタイプをTable 4に示す。

Table 4 本試作に使用した導電体のタイプ

	基材		導電体	
	材質	厚み mm	材質	厚み mm
1	PETフィルム	250	AL	9

#### 可とう性を有する通信媒体の開発

##### 1)シート材料検討及び特性評価

伸縮素材であるゴム系素材の電気特性(比誘電率)及び弾性(曲げ反発率)について評価を行った。

電気特性(比誘電率)は空洞共振器摂動法により求めた(Table 5)。板状のゴム系素材の電気特性(比誘電率)は、良好な通信性能といえないレベルだったのに対し、クロロブレンゴム(以下CR)スポンジといったスポンジ状のゴム系素材の電気特性(比誘電率)は、良好な通信性能といえるレベルであった。中でも、フッ素スポンジやCRスポンジは、現行品の発泡PP板と同等の電気特性(比誘電率)であることが確認できた。

Table 5 ゴム系素材の電気特性

	電気特性(比誘電率)
フッ素スポンジ	1.3
シリコーンスポンジ	1.8
CRスポンジ	1.2
フッ素ゴム板	5.7
CR板	5.2
発泡ポリプロピレン板	1.3

弾性(曲げ反発率)は、JISL1096 8.20.3 ループ圧縮法にて求めた(Table 6)。ゴム系素材は、板状やスポンジ状といったゴム形状に関係なく、全て35%以上の弾性(曲げ反発率)を示した。現行品である発泡PP板の弾性(曲げ反発率)は3%と低かった。剛性の高い発泡PP板と比較して、ゴム系素材は弾性があり、シート構造体をロール状に丸めることができるのではと予測される。

Table 6 ゴム系素材の弾性 (曲げ反発係数)

	弾性 (曲げ反発係数)
フッ素スポンジ	43
シリコーンスポンジ	84
CR スポンジ	38
フッ素ゴム板	47
CR 板	43
発泡ポリプロピレン板	3

電気特性(比誘電率)及び弾性(曲げ反発率)の評価結果から、多孔質形状のゴム系素材は可とう性を実現可能なシートの素材として適していると確認できた。

2)通信性能評価

誘電層にゴム系素材を用いてシート構造体にした場合の通信性能評価を行った。通信性能評価は、ネットワークアナライザにより2.45GHzにおけるコネクタ間の透過係数を測定した(Fig.1)。誘電層にCR板など板状ゴム系素材を用いたシート構造体は電磁波が大きく減衰した。一方、誘電層にCRスポンジなどの多孔質なゴム系素材を用いたシート構造体は、現行品である発泡PPと比較して電磁波減衰は大きいものの、通信可能なレベルであることを確認できた。

3) シート構造体作製検討及び可とう性評価

誘電層として多孔質形状のゴム系素材を利用し、導電メッシュ層及び裏面導電層を貼り合わせ、シート構造体を作製し、可とう性について評価を行った(Table 7)(導電メッシュ層+誘電層)の二層構造の場合、発泡PPを用いたシート構造体はロール状に巻くことができなかった。一方、CRゴムを用いたシート構造体はしなやかにロール状に巻くことができた。

しかしながら、(導電メッシュ層+誘電層+裏面導電層)の三層構造の場合、CRゴムを用いても、ロール状に巻くことができなかった。三層構造シートの可とう性を実現するには、裏面導電層にも伸縮素材を用いる必要があると言える。

Table 7 ゴム系素材を用いたシート構造体の可とう性評価

	導電メッシュ層	誘電層	裏面導電層	可とう性
1	AL/PET	発泡PP	-	×
2	AL/PET	CR スポンジ	-	○
3	AL/PET	CR スポンジ	AL/PET	○

4.まとめ

1.特徴的な5種類の通信シートを、(導電メッシュ層,誘電層,裏面導電層)=(PETフィルム250μm,発泡PP,PETフィルム250μm)の三層構造体にて試作した。今後、メッシュパターンを正方格子から非正方格子に変え、特徴的な5種類程度の通信シートを試作する。また、使用環境を想定した耐久性試験を実施する。

.誘電層に弾性の高いCRスポンジなどの多孔質なゴム系素材を用いてシート構造体を作製すると、(導電メッシュ層,誘電層)=(AL/PET,CRスポンジ)の二層構造の場合、可とう性を実現できた。しかしながら、(導電メッシュ層,誘電層,裏面導電層)=(AL/PET,CRスポンジ,AL/PET)の三層構造の場合、通信可能なレベルであるものの、可とう性を実現できないと判明した。今後、裏面導電層に弾性の高い素材を用いることで、可とう性を実現できないか検討を行う。

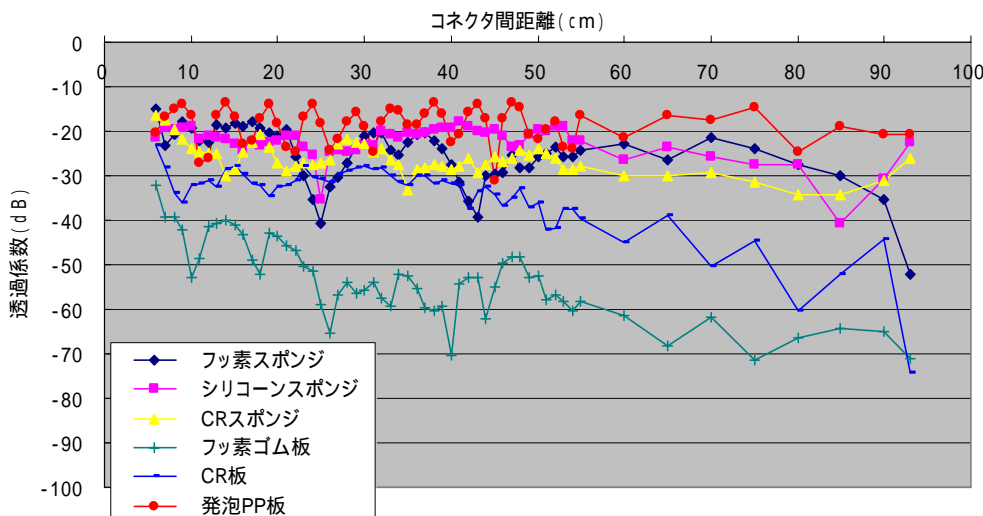


Fig.1 誘電層にゴム系素材を利用したシート構造体の通信性能評価