

平成18年度  
研究開発成果報告書

新世代移動機用適応アンテナシステム  
に関する研究開発

委託先： 富士通(株)

平成19年4月

情報通信研究機構

# 平成18年度 研究開発成果報告書 (一般型)

## 「新世代移動機用適応アンテナシステムに関する研究開発」

### 目 次

1	研究開発課題の背景	3
2	研究開発の全体計画	4
2-1	研究開発課題の概要	4
2-2	研究開発目標	5
2-2-1	最終目標	5
2-2-2	中間目標	6
2-3	研究開発の年度別計画	7
3	研究開発体制	8
3-1	研究開発実施体制	8
4	研究開発実施状況	10
4-1	副課題ア) RF-MEMS デバイスの研究開発	10
4-1a	RF-MEMS 可変キャパシタの研究開発	10
4-1a-1	テーマの位置づけ	10
4-1a-2	実施状況	10
4-1a-3	まとめ	11
4-1b	RF-MEMS スイッチの研究開発	12
4-1b-1	テーマの位置づけ	12
4-1b-2	実施状況	12
4-1b-3	まとめ	13
4-1c	RF-MEMS 移相器の研究開発	14
4-1c-1	テーマの位置づけ	14
4-1c-2	実施状況	14
4-1c-3	まとめ	20
4-2	副課題イ) 適応アンテナの研究開発	21
4-2a	RF-MEMS 可変キャパシタを用いたアンテナ自動整合回路	21
4-2a-1	テーマの位置づけ	21
4-2a-2	実施状況	21
4-2a-3	まとめ	25
4-2b	RF-MEMS 可変キャパシタを用いた適応アンテナ	25
4-2b-1	テーマの位置づけ	25
4-2b-2	実施状況	26
4-2b-3	まとめ	29

4-2c	RF-MEMS 可変移相器を用いた適応アンテナ	29
4-2c-1	テーマの位置づけ	29
4-2c-2	実施状況	30
4-2c-3	まとめと今後の課題	37
4-2d	電波伝搬測定	37
4-2d-1	テーマの位置づけ	37
4-2d-2	実施状況	38
4-2d-3	まとめ	43
4-3	副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズムの研究開発	43
4-3-1	テーマの位置づけ	43
4-3-2	実施状況	44
4-3-3	まとめ	48
4-4	副課題エ) 実証実験	48
4-4-1	テーマの位置づけ	48
4-4-2a	狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容	49
4-4-2b	広狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容	49
4-4-3	まとめ	50
4-5	総括	50
5	参考資料・参考文献	51
5-1	研究発表・講演等一覧	51

## 1 研究開発課題の背景

近年の移動体通信機器の技術動向として、さまざまなコンテンツに対応するべく、通信速度の更なる高速化が進められています。切迫する周波数需要に対応するため、変調の多値化による周波数利用効率の向上、MIMOによる空間多重技術などがそれらの技術に相当します。それに加えて無線通信の形態も、携帯電話の市場が飽和傾向に近づくとつれてその先のニーズに応えるべく、無線 LAN 機器、ユビキタス機器などへの広がりを見せています。さらに既存のセルラー携帯電話や無線 LAN などの本研究開発が目標としてきた移動体通信技術と、人間の居住空間にさらに密接にかかわったパーソナルな BAN(Body Area Network)や PAN(Personal Area Network)、さらにセンサーネットワークなどとの融合を図る技術分野が現れてきています。これらの技術は人間の活動を阻害せず、普段はその存在を意識させないことが重要です。またいろいろな通信規格の混在によって、お互いの通信の妨害となることは避けなくてはなりません。ここで本研究開発のテーマである、低挿入損失の RF-MEMS の使用によりセンサ用バッテリー交換の煩わしさを低減したり、高い線形性を持った MEMS デバイスの使用によって、限りある周波数の利用効率の向上を図ることが可能になるなど、この融合分野においても MEMS デバイスの利用が大いに期待されます。

以下、本研究開発における成果である RF-MEMS デバイス、アンテナ自動整合回路および RF 処理型適応アンテナのそれぞれについて、それらの技術分野の現状を含めて説明します。

RF-MEMS デバイスの低消費電力動作、低挿入損失、高アイソレーション、および高い線形性などの特徴は、移動体通信機器に必要とされる低消費電力や、送信信号のスペクトル有効活用という点から見て理想的であると考えられます。例えば高い周波数利用効率が求められる第 4 世代携帯電話および、高速固定回線から家庭までの「ラスト 1 マイル」を接続するものとして、WiMAX として標準化されている IEEE802.16e-2005 などのブロードバンド無線移動通信の規格に準拠した機器への RF-MEMS デバイスの需要が見込まれます。次世代移動体通信までを視野に入れると、デジタル処理の複雑化による消費電力の増加を抑えることが重要な課題になるため、デジタル処理部の少ない RF 処理型適応アンテナが有利になります。ここで RF-MEMS デバイスの特長である低消費電力、低挿入損失などの特性が、RF 回路の性能に大きく依存する RF 処理型適応アンテナを用いた大容量移動体通信に対してプラスに働くと考えられます。さらに OFDM の採用によって、送信系に対して高い線形性が要求されると考えられますが、RF-MEMS デバイスの大きな特徴である高い線形性がここでもメリットになります。一例として、インピーダンス整合装置を移動体機器の送信系のパワーアンプ出力に用いると電力効率が改善することが期待されますが、整合回路に含まれる可変高周波素子を従来の半導体素子(たとえばバラクタ)から RF-MEMS 可変キャパシタに置き換えることにより、高い線形性をもつ送信回路を実現できます。

また別の MEMS の応用例として、アンテナの自動整合装置が挙げられます。携帯電話使用時における近接物体(人体など)の影響によって、アンテナインピーダンスと内部回路との間の不整合状態が生じ、送受信時に効率の良い電力伝送ができなくなります。このアンテナ性能劣化を補償する目的で、アンテナ自動整合装置を FOMA などの第 3 世代、またはそれ以降の次世代携帯電話機、あるいはユビキタス機器へ搭載することを考えます。本製品は簡単な回路構成とアルゴリズムを用いていることから回路規模が小さく、既存の携帯電話や低消費電力通信機器と親和性が良いので、1 チップ化次第、各社製品への普及が期待できます。

本研究開発における RF 処理型アダプティブアレーアンテナは、MIMO

(Multiple-Input Multiple-Output) 信号処理の採用により、都市部のマルチパス環境下において、利得向上およびアナログ信号処理による携帯機バッテリーの消費電力低減、またダイバーシチ、干渉抑圧による通信品質向上などのメリットを有します。この RF 処理型適応アレーアンテナを、WiMAX の移動体に対応した規格である IEEE802.16e-2005 に準拠した無線モジュールとして、ラップトップ PC 等の比較的大型の情報端末に搭載することを考えます。802.16 は MAN (Metropolitan Area Network) の無線インターフェイス仕様を定義したもので、IEEE WirelessMAN 規格という正式な通称が与えられており、既存のセルラー方式の携帯電話に比較して、簡易な構成で低コストなモバイル通信サービスを提供できる技術として今後さらに幅広い市場を創出するものとして注目されています。また、その高速データ伝送のポテンシャルから、第 3.5 世代や第 4 世代携帯電話システムと競合あるいは補完する技術として、新規参入事業者のみならず、既存のセルラー事業者からも注目されている方式です。

現在のところ ADSL などの有線ブロードバンドサービスは、サービスの範囲外であったり、インフラが追いつかないなどの理由で、恩恵を受けられないユーザがまだ多数存在します。また 802.11b/g などのワイヤレス LAN は、住居やビル内および近距離の通信に限定されます。一方 802.16 の拡張仕様である 802.16-2004 および 802.16e-2005 によれば、MAN サービスでは基地局 1 つあたり半径数 km にわたる範囲での移動体におけるサービスが可能になるため、基地局の周辺に居住する広い範囲のユーザは、無線端末のみの購入で現在の ADSL や 802.11b/g に相当するブロードバンドによるサービスを楽しむことができるため、この市場は今後さらに伸びていくものと期待されます。

## 2 研究開発体の全体計画

### 2-1 研究開発課題の概要

本研究開発においては、RF-MEMS デバイスを応用した携帯端末用適応アンテナシステムの実用化に関する研究開発を行う。携帯端末固有の省スペース、3次元可動性、高速移動性、周囲の物理的／電波伝搬的に激しい環境変化に高速に適応し得る適応アンテナシステムとして、

- ・ 端末用のチューナブル整合回路を含めた新しい適応アンテナシステムを提案するとともに、その実用化に供する

- ・ RF-MEMS デバイス

- ・ 当該適応アンテナシステムの方式・制御アルゴリズム

の開発を行う。最終的には、本研究開発から携帯端末用適応アンテナシステムの事業化・商品化へつながる基盤的な革新技術が創出され、高精細な動画像を含むマルチメディアの大容量伝送が、便利に、安価で、格差無く国民各層にサービスされ得る新世代無線通信システムの実現に繋がることが期待される。

## 2-2 研究開発目標

### 2-2-1 最終目標（平成19年3月末）

#### 副課題ア) RF-MEMS デバイスの研究開発

1. 可変キャパシタ
  - 1) 容量： 2~5 pF (容量変化率250%)
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) 駆動電圧： 0.5~3.6 V
  - 4) Q： >1000
  - 5) 小型、軽量
2. 可変インダクタ
  - 1) インダクタンス値： 2~8 nH
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) 駆動電圧： 0.5~3.6 V
  - 4) Q： >1000
  - 5) 小型、軽量
3. 移相器
  - 1) 可変位相範囲： 0~ $\pi$  (連続可変)  
(本移相器を二つ用いて0~2 $\pi$ 連続可変の移相器を構成できます)
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) Q： >1000
  - 4) 構成は上記可変インダクタと可変キャパシタを $\pi$ 型回路としたもの

#### 副課題イ) アンテナ・RF回路の開発（現在「適応アンテナの研究開発」に名称変更）

5GHz前後のRF周波数、100MHz程度の帯域において、実装ターゲット表面あるいは内部に、

- ・数素子~十数素子のアンテナを、アレー状にあるいはダイバーシチ配置する。
- ・アンテナ素子形状として、プリント型のパッチアンテナ、ダイポールアンテナ、内部埋め込み用逆Fアンテナ、ポール型のモノポールアンテナアレーで評価を行う。
- ・適応整合回路のパッケージを試作し、人体、カバン、デスクなど周囲環境との接触かつ適応アンテナ動作時に常に50 $\Omega$ 整合が可能なことを確認する。MEMS可変容量キャパシタによる $\pi$ 型整合回路を用いる。

#### 副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズムの研究開発

アンテナ素子形状、複数アンテナ配置方法とその接続形態に特化した適応アンテナシステム制御方式を開発する。副課題エにより、様々な伝搬環境の中での有効な動作が確認できていること。

#### 副課題エ) 実証実験

上記試作を組み合わせてテストベッドを構築しフィールド高速走行実験を行い、様々な伝搬環境の中で提案制御方式を評価終了していること。

## 2-2-2 中間目標（平成17年1月末）

### 副課題ア) RF-MEMS デバイスの開発

1. 可変キャパシタ
  - 1) 容量： 2~5 pF (容量変化率250%)
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) 駆動電圧： 0.5~3.6 V
  - 4) Q： >500
  - 5) 小型、軽量
2. 可変インダクタ
  - 1) インダクタンス値： 2~8 nH
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) 駆動電圧： 0.5~3.6 V
  - 4) Q： >500
  - 5) 小型、軽量
3. 移相器
  - 1) 可変位相範囲： 0~ $\pi$  (連続可変)  
(本移相器を二つ用いて0~2 $\pi$ 連続可変の移相器を構成できます)
  - 2) 使用周波数： ~5 GHz 帯
  - 3) Q： >500
  - 4) 構成は上記可変インダクタと可変キャパシタを $\pi$ 型回路としたもの

**副課題イ) アンテナ・RF回路の開発**（現在「適応アンテナの研究開発」に名称変更）5GHz前後のRF周波数、100MHz程度の帯域において、実装ターゲット表面あるいは内部に、

- ・数素子~十数素子のアンテナを、アレー状にあるいはダイバーシチ配置する。
- ・アンテナ素子形状として、プリント型のパッチアンテナ、ダイポールアンテナ、内部埋め込み用逆Fアンテナ、ポール型のモノポールアンテナアレーで評価を行う。
- ・適応整合回路のパッケージを試作し、人体、カバン、デスクなど周囲環境との接触かつ適応アンテナ動作時に常に50 $\Omega$ 整合が可能なことを確認する。

MEMS可変容量キャパシタによる $\pi$ 型整合回路を用いる。

ここまでは、最終目標と同じだが、本中間目標では、動作原理確認のため比較的大きいテスト基板上で試作評価することとし、小型化は検討しない。

### 副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズムの研究開発

計算機シミュレーションにより、OFDMベースの下り回線において、5 $\mu$ s以下程度のマルチパス遅延分散、および正規化ドップラーシフト $fdTs=0.05$ 以下の条件において、誤り訂正後のビット誤り率のエラーフロアが $1\times 10^{-5}$ 以下程度となる適応アンテナシステム方式・アルゴリズムを開発する。

### 副課題エ) 実証実験

装置試作を完了し、フェーディング模擬装置、電波暗室においてシミュレーションで予想される所望の評価結果が示されていること。フィールド実験は行わない。

## 2-3 研究開発の年度別計画

金額は非公表

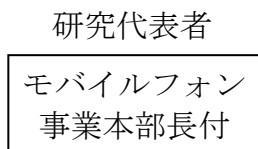
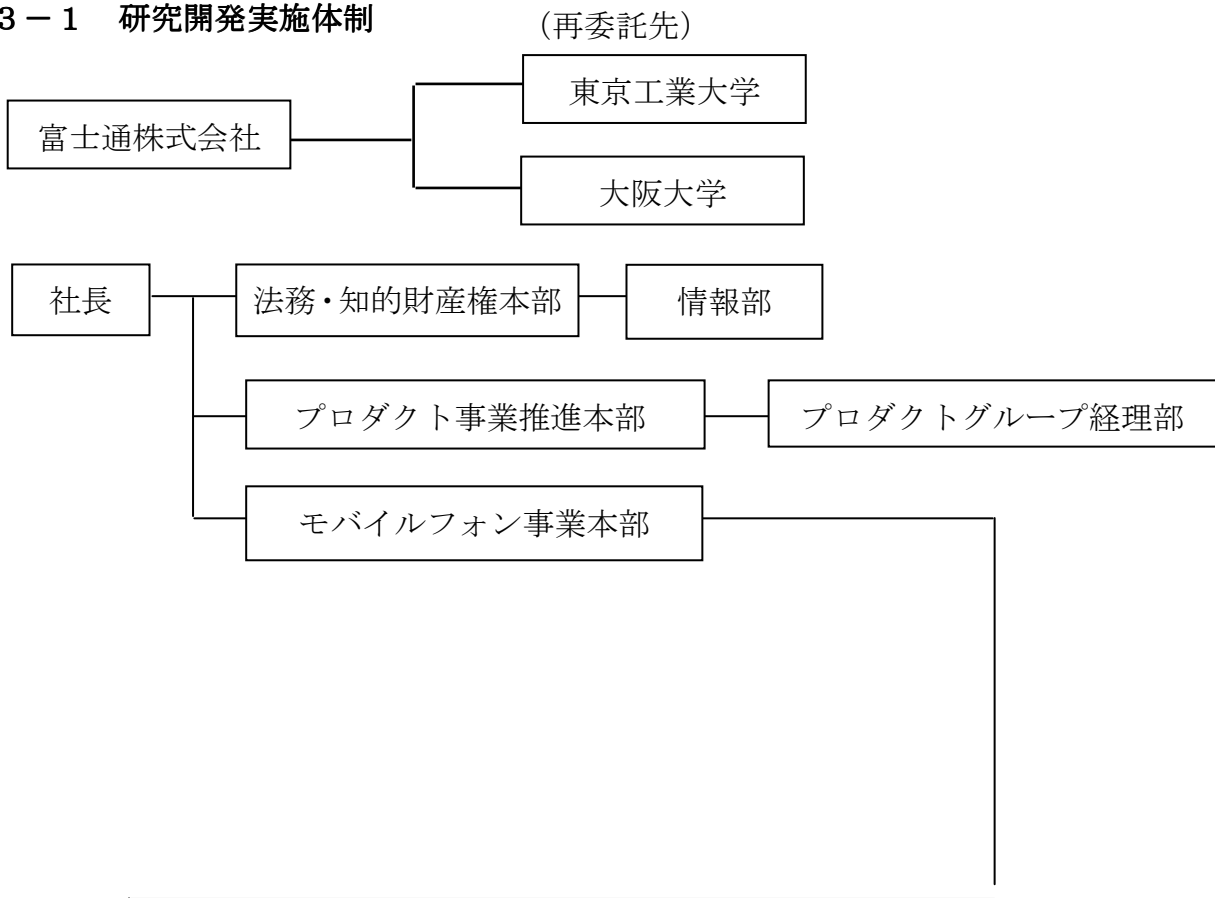
研究開発項目	H14 年度	H15 年度	H16 年度	H17 年度	H18 年度	計	備 考
副課題ア) RF-MEMS デバイスの研究開発	—	—	—	—	—		
副課題イ) 適応アンテナの研究開発	—	—	—	—	—		再委託: 東京工業大学 (H15 年度~H18 年度)
副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズム の研究開発	—	—	—	—	—		再委託: 大阪大学 (H14 年度~H18 年度)
副課題エ) 実証実験	—	—	—	—	—		
間接経費	—	—	—	—	—	—	
合 計	—	—	—	—	—	—	

- 注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。  
 2 備考欄に再委託先機関名を記載  
 3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。



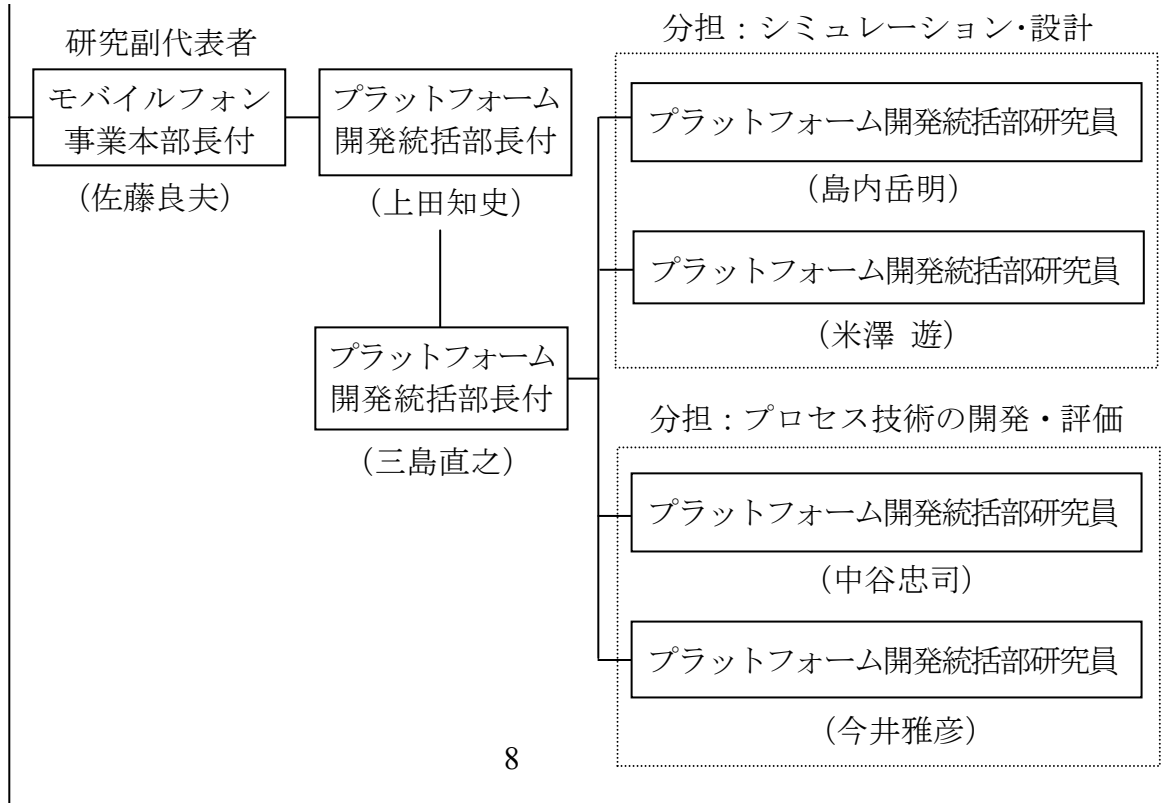
### 3 研究開発体制

#### 3-1 研究開発実施体制



(大石泰之)

#### 副課題ア) : RF-MEMS デバイスの研究開発



**副課題イ：適応アンテナの研究開発**

プラットフォーム開発統括部研究員

(井田一郎)

プラットフォーム開発統括部研究員

(横尾郁)

プラットフォーム開発統括部研究員

(本田敦)

プラットフォーム開発統括部研究員

(ソルワー・ホセイン)

東京工業大学

(大学院理工学研究科助教授 高田潤一研究室)

**副課題ウ：適応制御方式・アルゴリズムの研究開発**

プラットフォーム開発統括部研究員

(本田敦)

大阪大学

(大学院工学研究科教授 北山 研一研究室)

**副課題エ：実証実験**

プラットフォーム開発統括部研究員

(井田一郎)

## 4 研究開発実施状況

### 4-1 RF-MEMS デバイスの研究開発

#### 4-1 a RF-MEMS 可変キャパシタの研究開発

##### 4-1 a-1 テーマの位置付け

本テーマは、インピーダンス整合回路および適応アンテナに搭載する可変キャパシタに関するものです。

##### 4-1 a-2 実施状況

静電容量  $C$  は、 $C = \epsilon_0 \epsilon_r S / d$  ( $\epsilon_0$ : 真空の誘電率、 $\epsilon_r$ : 比誘電率、 $S$ : 電極の対向面積、 $d$ : 電極間距離) で表され、静電容量の可変方法としては、 $\epsilon_0 \epsilon_r$ 、 $S$ 、 $d$  を変える方法が考えられる。今回は、電極間に誘電体層を設け、電極間距離を変えることで、電極間の誘電率も変える (電極間には誘電体層と空気層が存在し、電極間距離が変わると、それぞれの占める割合が変化し、電極間の誘電率も変化する) 方法について検討を行いました。

電極間距離を変化させるためのアクチュエータに関しましては、圧電体のカンチレバーを用いた圧電型とキャパシタ構成電極間の静電引力を用いた静電型、圧電型と静電型を組み合わせた 3 種について検討を行い、最終的に、サイズ、駆動電圧、 $Q$  値等の評価結果から静電型を選択しました。

可変キャパシタの構造と外観を図 4-1 a-1 および図 4-1 a-2 に示します。CPW 線路の下部可動電極上に誘電体層を形成し、この誘電体層上に空間を隔てて直行するように、上部可動電極を配置し、この下部電極と上部電極との交差部分でキャパシタを形成しています。また、下部可動電極と基板との間も空間が設けられているため、キャパシタに蓄えられたエネルギーの漏れはほとんどありません。そして、上部及び下部電極間に電圧を加えることで発生する静電引力により、電極間距離を変化させて、容量を変化するように構成されています。

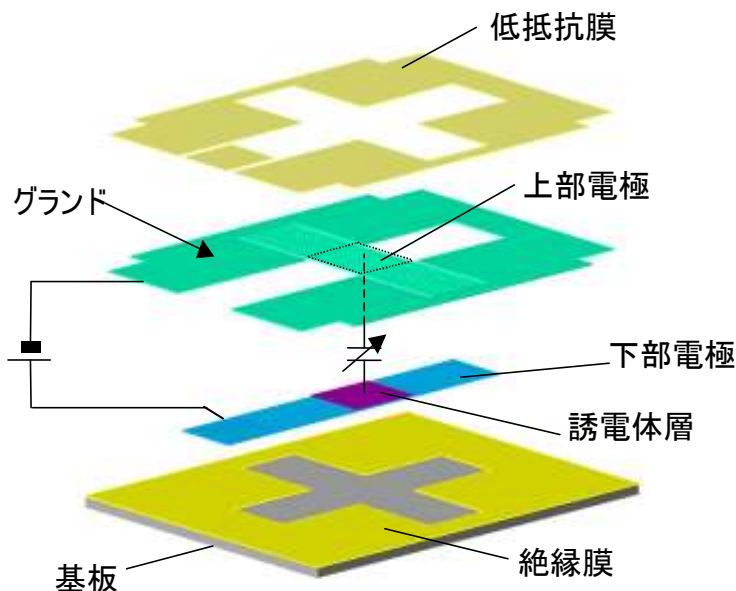


図 4-1a-1 可変キャパシタの構造

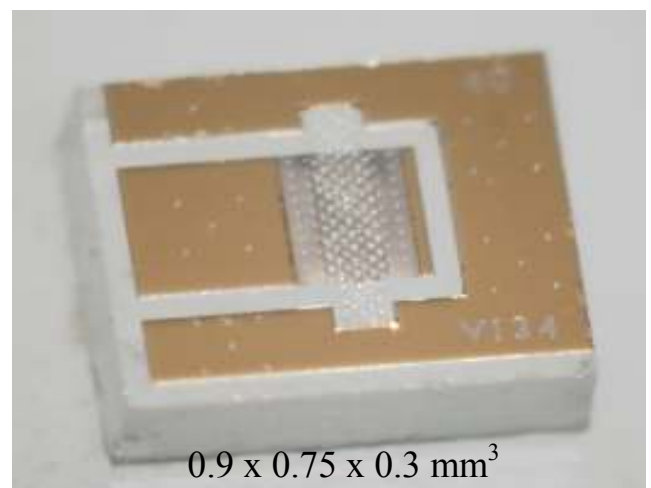


図 4-1a-2 可変キャパシタの試作例

試作した可変キャパシタの  $C$ - $V$  特性を図 4-1 a-3 に示します。駆動電圧 5V において容量変化は 1.8-6pF を確保し、ヒステリシスが非常に少ないことを確認しました。

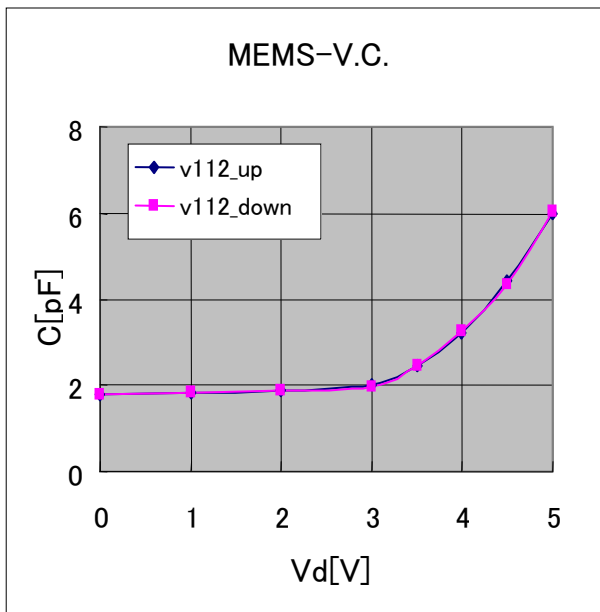


図 4-1a-3 可変キャパシタの C-V 特性

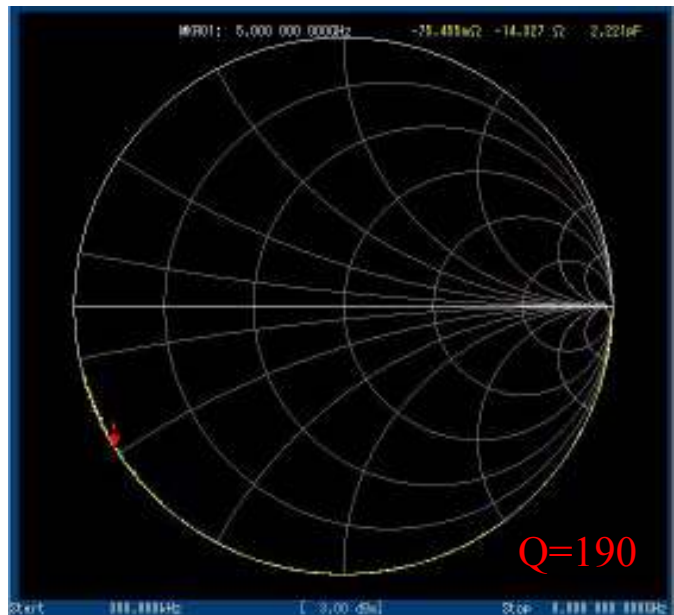


図 4-1a-4 可変キャパシタの反射特性

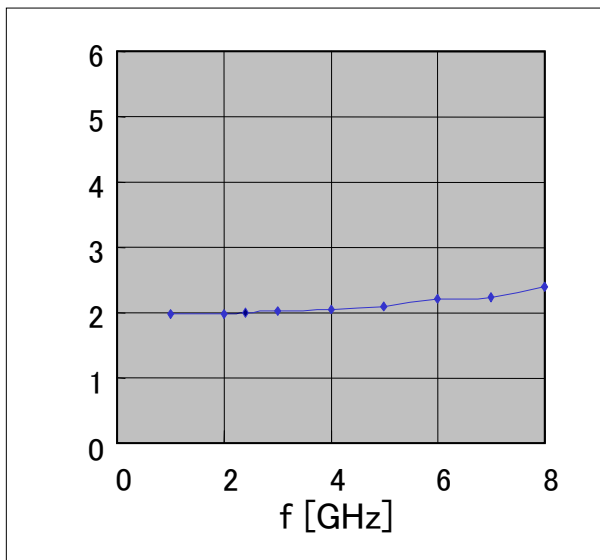


図 4-1a-5 静電容量の周波数依存性

300kHz-8GHz までの反射(S11)特性は、図 4-1 a-4 に示しますように、スミスチャートの外周に張り付くような特性で、全周波数において Q 値が非常に高いことを確認しました。そして、5GHz における Q 値は 190 を確保しています。図 4-1 a-5 に示すように、静電容量値は、周波数の依存性が少なく、使用帯域を広くすることが出来ました。これは、CPW 構造を採用したことで、寄生インダクタンス成分を非常に小さくすることが出来たためと考えられます。

また、チャージポンプ方式の制御用 IC の試作を行い、これにより、目標値の駆動電圧： $< 3.6V$  も達成しております。

#### 4-1 a-3 まとめと今後の課題

検討結果をまとめますと、以下のようになり、容量値、変化率、駆動電圧は、提案時の目標値を達成しております。Q 値に関しては 190 とトップレベルの値を確保していますが、目標値には達しておりませんが、アプリケーションのシミュレーション結果より、60 程度あれば実用上問題ないことを確認しております。

	目標	成果
容量	2~5 pF (変化率 250%)	1.8~6.0pF (変化率 >300%)
駆動電圧	0.5~3.6 V	< 5V 昇圧回路組み込み制御 IC により 3.6V 駆動可能
Q 値	>1000	190 (5GHz) 60 程度を確保できれば事実上問題ないことを確認

## 4-1b RF-MEMS 可変インダクタの研究開発

### 4-1b-1 テーマの位置付け

本テーマは、適応アンテナシステムに搭載するアナログ連続可変移相器中の可変インダクタに関するものです。

### 4-1b-2 実施状況

コイルの自己インダクタンス  $L_s$  は、 $L_s = \pi a^2 l \mu_0 n^2$  ( $a$ : 半径、 $l$ : 長さ、 $\mu_0$ : 空気の透磁率、 $n$ : 巻線密度) で表され、自己インダクタンスの可変方法としては、 $a$ 、 $l$ 、 $\mu$ 、 $n$  を変える方法が考えられます。また、これ以外に相互インダクタの利用が考えられ、今回は、この方式について、シミュレーションを中心に検討を行いました。

基本原理は、図4-1b-1に示すように、平板の上に平面コイルを設置し、両者の間隔を変化させることでインダクタンスを変化させるものです。平面コイルに電流が流れると磁界が発生し、この磁界により平板には、コイルとは逆向きの誘導電流が流れます。(図4-1b-2) 従って、平板には、コイルと逆向きの磁界が発生し、コイル自身が発生する磁界が乱されることとなります。

そして、コイルと平板の間隔を変えると、平板に発生する磁界の強度が変わり、誘導電流の大きさも変わることになり、相互インダクタンスを可変することができます。即ち、両者の間隔が狭くなると誘導電流が大きくなり、自己インダクタンスは小さくなり、間隔が広がると誘導電流が小さくなり、自己インダクタンスは大きくなります。

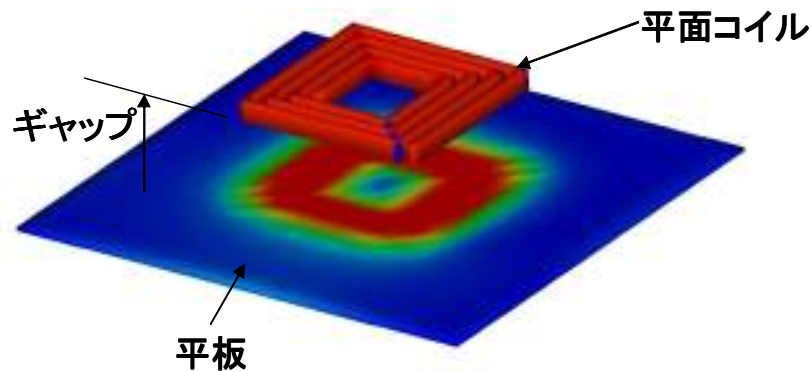


図4-1b-1 可変インダクタの基本構造

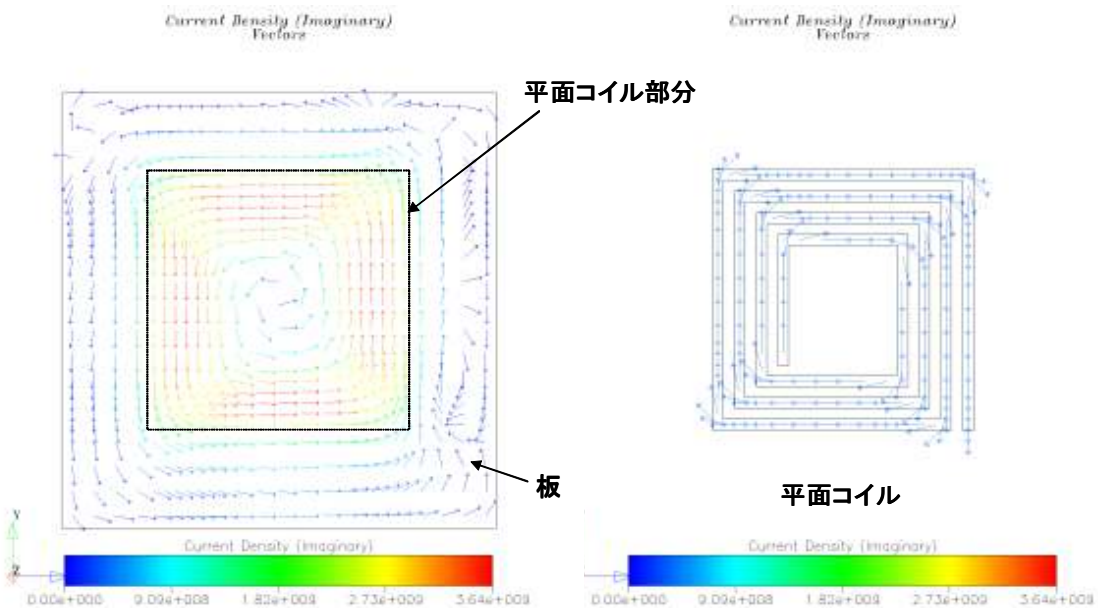


図4-1b-2 コイルと平板に発生する電流

図4-1b-3に示すモデルの自己インダクタンス変化を図4-1b-4に示します。目標のインダクタンス変化：4倍を得るには、コイル-平板の間隔を1 $\mu\text{m}$ から20 $\mu\text{m}$ 変化させる必要があることがわかりました。

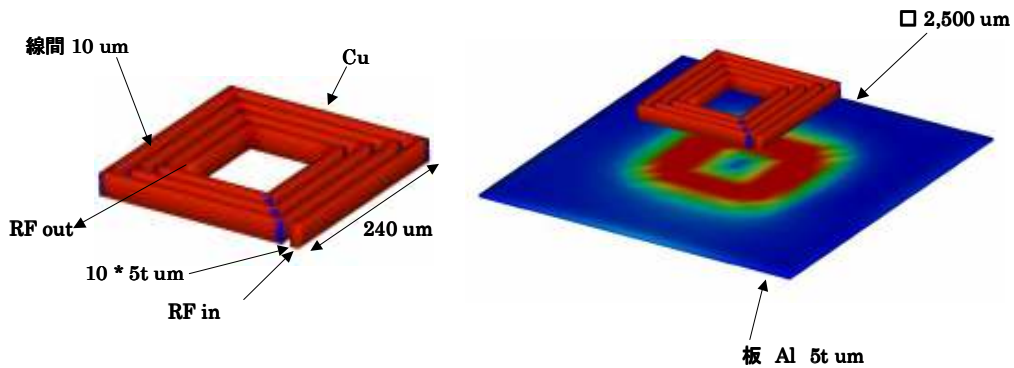


図4-1b-3 原理確認モデル

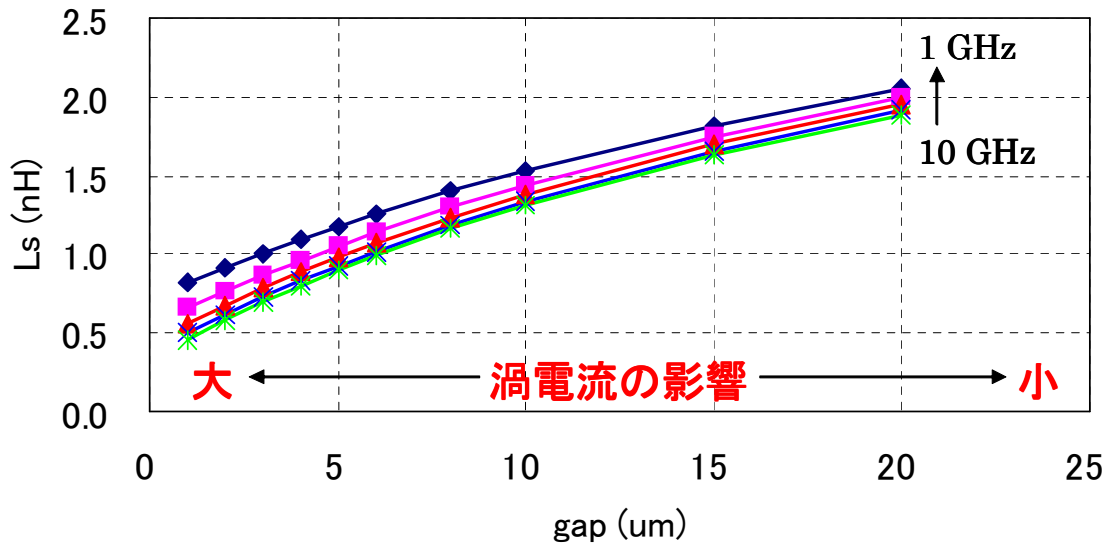


図4-1b-4 コイル-平板間隔と自己インダクタンスの関係

#### 4-1b-3 まとめと今後の課題

シミュレーションによる検討結果をまとめますと、以下のようになり、大きなストロークを持つアクチュエータの開発とQ値が課題となることがわかりました。

	目標	計算結果	備考
Ls 値	2~8 nH	0.5~2.3 nH	最適化が必要
変化の割合	4 倍	4 倍	20 $\mu\text{m}$ 程度のストロークを持つアクチュエータが必要
Q 値	>1000	2~9	板厚の最適化で3~13.5は見込める

検討の結果、可変インダクタンスの可変幅を移相器に使用できるまで大きくすることは、本委託研究期間内に困難であると予想されます。そこで、位相器をアナログ方式から固定インダクタンスとMEMSスイッチとを組み合わせさせたデジタル型に変更し、可変インダクタの開発をペンディングとしました。

## 4-1c RF-MEMS 移相器の研究開発

### 4-1c-1 テーマの位置付け

本テーマは、適応アンテナシステムに搭載する移相器に関するものです。

### 4-1c-2 実施状況

#### ・RF-MEMS 移相器の構成

MEMS スイッチと固定 MEMS インダクタおよび固定 MEMS キャパシタを組み合わせた切替え型のデジタル可変移相器を検討しました。これは当初に開発を計画していた可変インダクタと可変キャパシタを組み合わせたアナログ連続可変移相器に比べ、制御が高速かつ安定であることが特長です。3bit 移相器と 5bit 移相器はアンテナの受信性能に殆ど差がないとのシミュレーション結果を受け、構成要素の少ない 3bit 移相器の試作を行いました。3bit 移相器は、デバイス試作上は歩留まりの向上、デバイスの小型化、通過損失の低減などメリットは非常に大きく、製品化を前提とした実用的な選択と考えます。

3bit 移相器の構造を図 4-1c-1 に示します。固定インダクタおよび固定キャパシタには、MEMS 技術を用いて LC 回路を小型集積化した IPD (Integrated Passive Device) を用います。IPD で構成したハイパス型とローパス型の移相回路ユニットを二つの SPDT(1 入力 2 出力)MEMS スイッチで切り替える形で 3 段直列接続します。IPD ユニットの  $\pm 90^\circ$ 、 $\pm 45^\circ$  および  $\pm 22.5^\circ$  とすることで、 $-180^\circ \sim +180^\circ$  の範囲において  $45^\circ$  間隔で 8 つの位相状態を切替え制御できます。

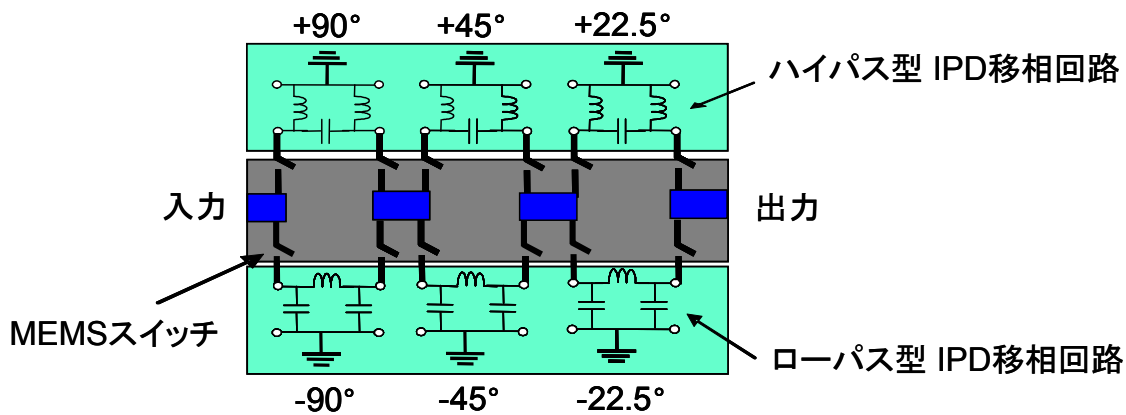


図 4-1c-1 3bit 移相器の構成

次に構成要素である MEMS スイッチと IPD の開発について順に説明します。

・RF-MEMS スイッチの研究開発

・RF スイッチの構造

検討した静電駆動方式の RF-MEMS スイッチの構造を図 4-1c-2 に、またその断面構造を図 4-1c-3 に示します。SOI 基板の活性層に接点電極と静電駆動電極を有するカンチレバーを形成し、その上方に信号線路と GND 電極をメッキでブリッジ状に設けた構造です。駆動電極に印加した DC 電圧によりカンチレバーが上方に反り、接点電極と信号線路が接触して接点が ON になります。可動部が単結晶 Si からなるので薄膜の応力変形による特性バラツキが抑制できることや、信号線路を厚膜 Au メッキで形成するので接点 ON 時の損失が少ないこと、微小エアギャップの制御性に優れた製造方法であることなどが特長です。図 4-1c-4 は作製した MEMS スイッチの SEM 写真です。上部接点電極には図 4-1c-5 のような  $10\mu\text{m}$  径の微小突起を形成し接点のスティッキング（貼り付き）を防止しています。

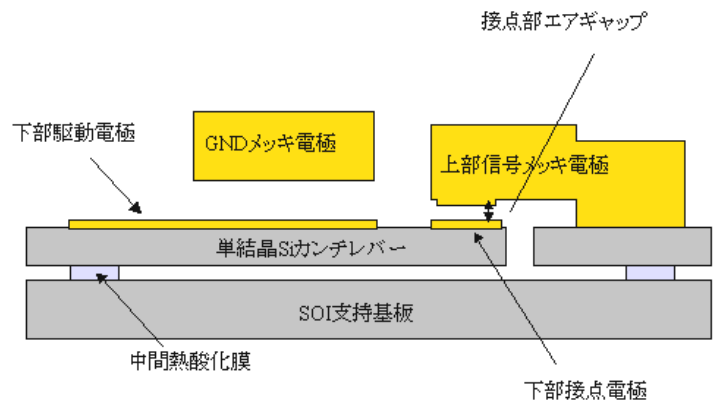
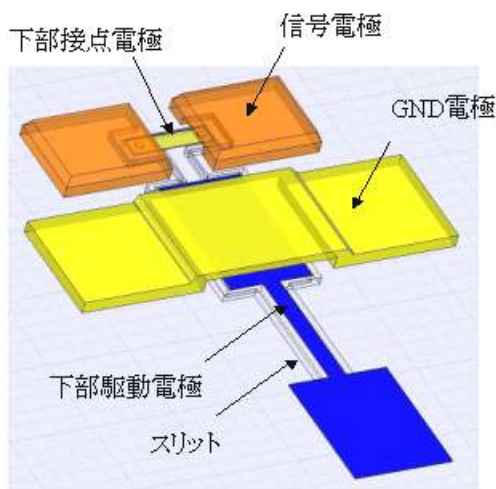


図 4-1c-2 RF-MEMS スイッチの構造

図 4-1c-3 RF-MEMS スイッチの断面構造

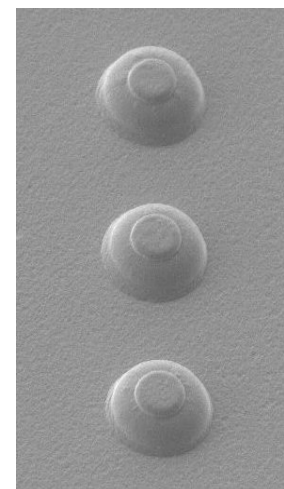
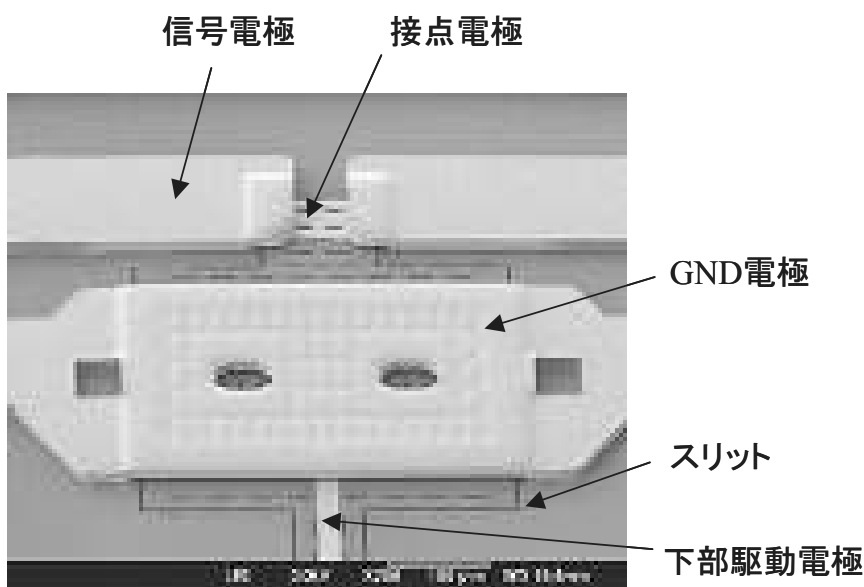


図 4-1c-4 試作した RF-MEMS スイッチ

図 4-1c-5 上部接点突起



### ・RF-MEMS スイッチの特性

開発した MEMS スイッチのスイッチング特性を図 4-1 c-6 に示し、性能を表 4-1 c-1 にまとめます。5GHz の入力信号に対してスイッチ ON 時の挿入損失は 0.15dB 以下、スイッチ OFF 時のアイソレーション（絶縁特性）は 30dB 以上であり、ともに既存の半導体スイッチに比べ優れた性能を示しています。静電アクチュエータの駆動電圧はアクチュエータ面積やエアギャップ、バネ定数の最適化により 15-20V まで低減できています。図 4-1 c-7 は電圧を 6 倍に昇圧する回路を含む制御用 IC です。これを併用することでスイッチは 3.6V 以下の駆動が可能になります。動作速度は接点を開く時と閉じる時で差がありますが、既に報告されている MEMS スイッチと比べても引けを取らない値が得られています。また接点は 10 万回以上の開閉耐久性が確認できています。図 4-1 c-8 は後で述べる移相器や偏波切替え型 MIMO アンテナを構成するために必要な SPDT(1 入力 2 出力) スイッチです。カンチレバー構造であるため、サイズは 1.45×1.45mm と小型です。

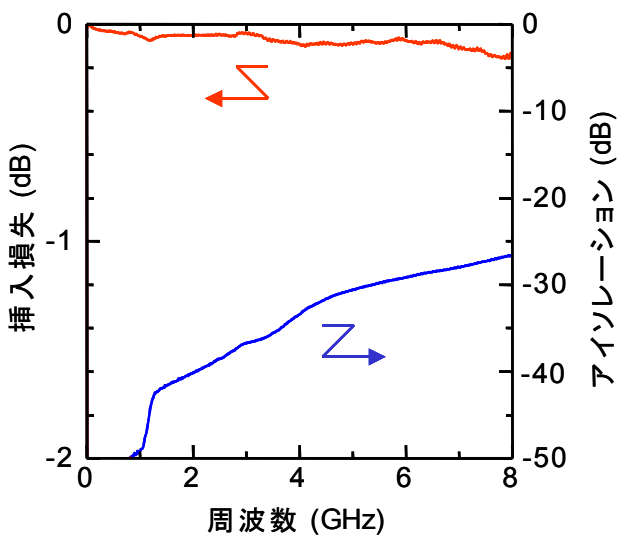


図 4-1c-6 スwitching特性

表 4-1c-1 RF-MEMS スイッチ諸元

挿入損失 [dB] @5GHz	<0.15
アイソレーション [dB] @5GHz	>30
駆動電圧 [V]	15-20 (昇圧IC付 <3.6)
動作速度 [ $\mu$ sec]	ON→OFF <5 OFF→ON <50
開閉寿命 [cycle]	>100,000

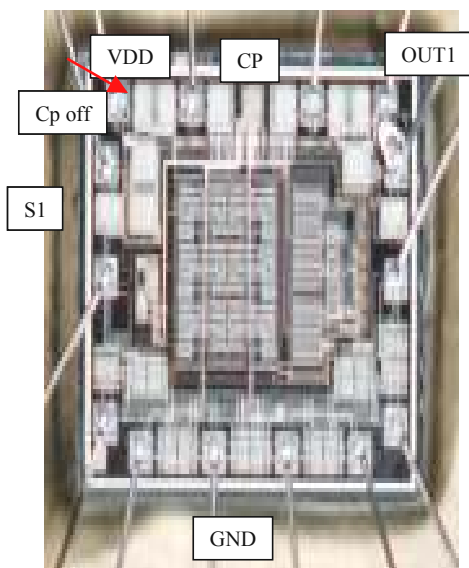


図 4-1c-7 スイッチ制御用 IC チップ

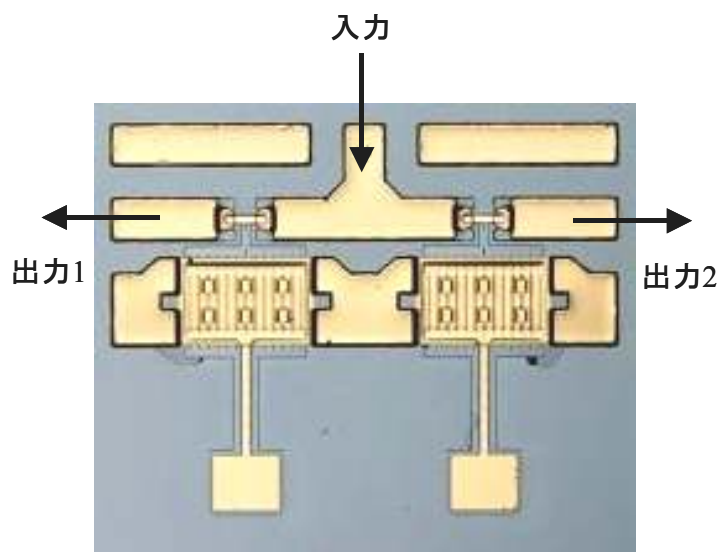


図 4-1c-8 SPDT スイッチ

・集積化パッシブデバイス (IPD) の研究開発

移相器を構成するためのハイパス型およびローパス型 IPD チップの構成を図 4-1c-9 に示します。3bit 移相器では図 4-1c-1 に示すように IPD を 6 種類使用します。周波数帯域 5.06±0.05GHz において回路シミュレーションにより決定した各 IPD の C および L の設計値を表 4-1c-2 に示します。

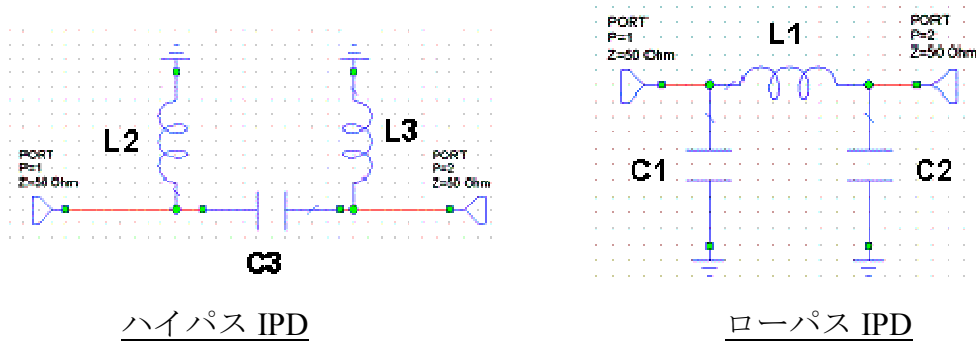


図 4-1c-9 3bit 移相器用 IPD の構成

表 4-1c-2 C,L の設計値

移相量 (deg)	L2 (nH)	C3 (pF)	L3 (nH)	移相量 (deg)	C1 (pF)	L1 (nH)	C2 (pF)
90	1.58	0.63	1.59	- 90	0.623	1.57	0.62
45	3.19	0.97	3.85	- 45	0.266	1.05	0.29
22.5	3.10	2.36	-	- 22.5	0.174	0.78	-

IPD を構成するインダクタについて Q 値を評価しました。その結果を図 4-1c-10 に示します。5GHz において、 $Q \geq 45$  の高い性能が得られています。

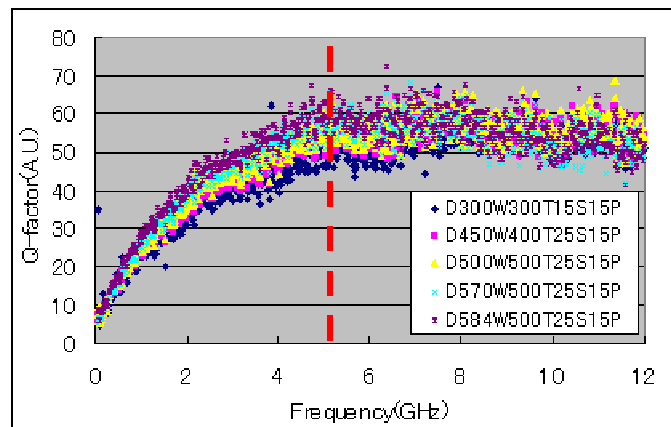


図 4-1c-10 インダクタの Q 値

試作したハイパス型およびローパス型、計 6 種類の IPD チップ外観を図 4-1c-11 に示します。チップサイズはいずれも 1.6×0.9mm です。

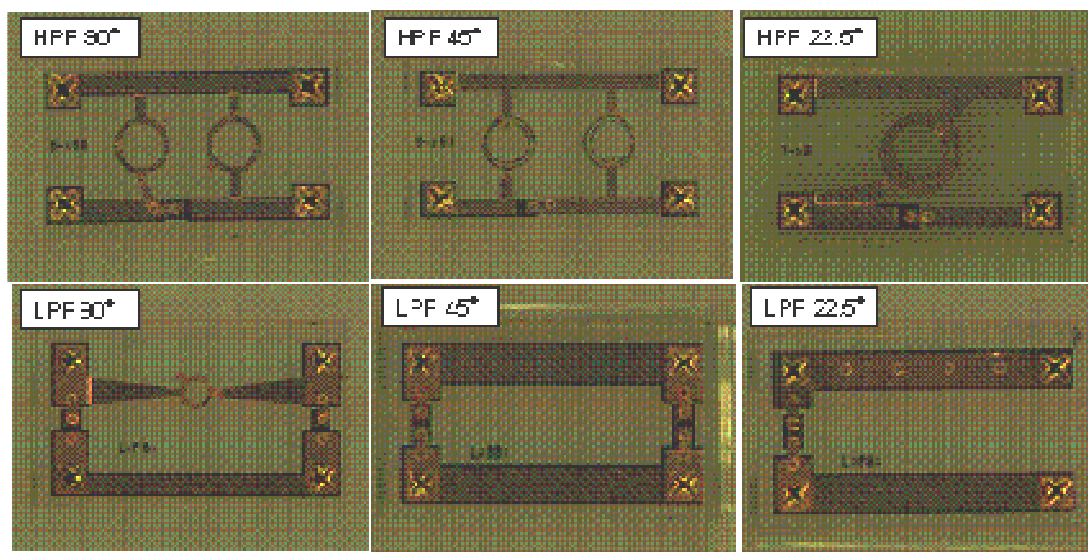


図 4-1c-11 3bit 移相器用 IPD の試作例

試作した IPD の各チップについて、移相量と挿入損失を評価しました。その結果を表 4-1c-3 にまとめました。移相量について、設計値と実測値に $\pm 4.5^\circ$  (LPF $22.5^\circ$  を除けば $\pm 3^\circ$ ) 程度の誤差がでていますが、配線の寄生容量、寄生インダクタによるものです。また、挿入損失も予想外に大きい結果となっていますが、これも寄生の容量とインダクタに起因するマッチングズレが主原因であることが測定値の解析から分かっています。

表 4-1c-3 IPD の評価結果

	HPF 90°	HPF 45°	HPF 22.5°	LPF 90°	LPF 45°	LPF 22.5°
移相量 (deg)	89.2	47	24.8	87	45.2	27
挿入損失 (dB)	1.2	0.9	1.2	0.6	0.35	0.56

今後更に IPD の改善試作を重ね、寄生成分を考慮した精度の高いチップ設計を行うことにより、移相量誤差および挿入損失の低減は十分可能です。現状のチップサイズを小型化することによって寄生成分を低減し、更に配線による損失を低減することも有効な改善手段になると考えられます

・移相器の試作

MEMS スイッチは SPDT 2 個からなる 1 ビット分を 1 チップとして作製しました。IPD と接続できるよう信号電極とグランド電極を配置します。チップサイズは 3.8×4.5mm です。MEMS スイッチチップ 3 個を 14.5×8.5mm サイズのアルミナ製パッケージに接着した後、その上に IPD チップ 6 個をフリップチップ実装し、さらにパッケージとワイヤ接続しました。図 4-1 c-1 2 は作製した 1 ビット分のチップ、図 4-1 c-1 3 は 3 ビット移相器の写真です。

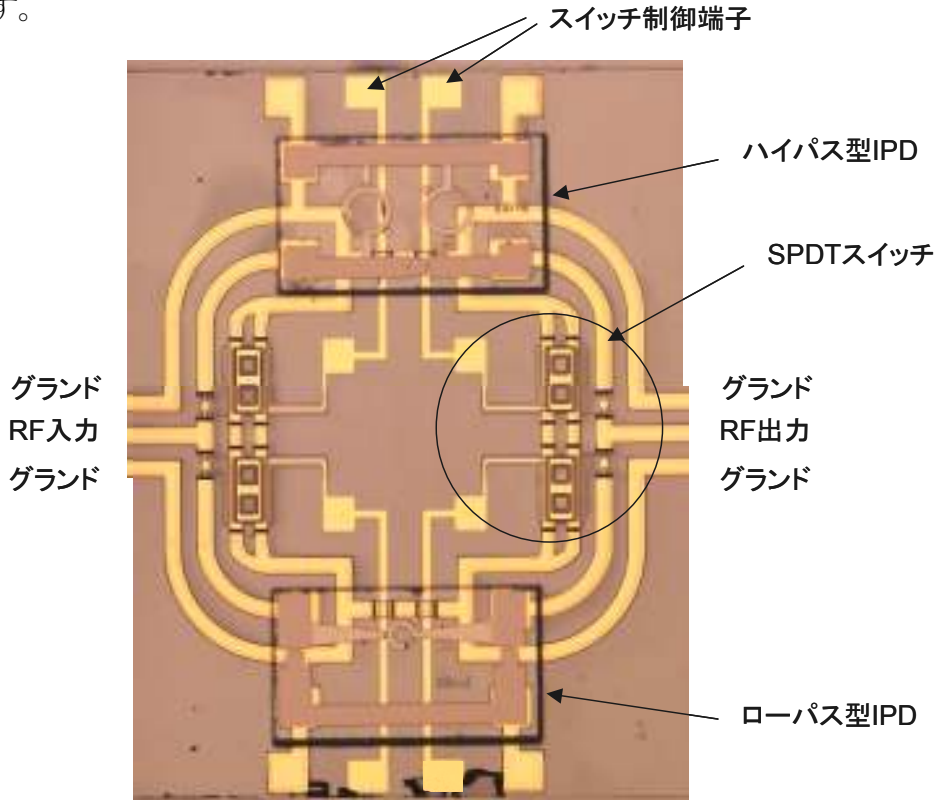


図 4-1c-12 1bit 移相器チップ

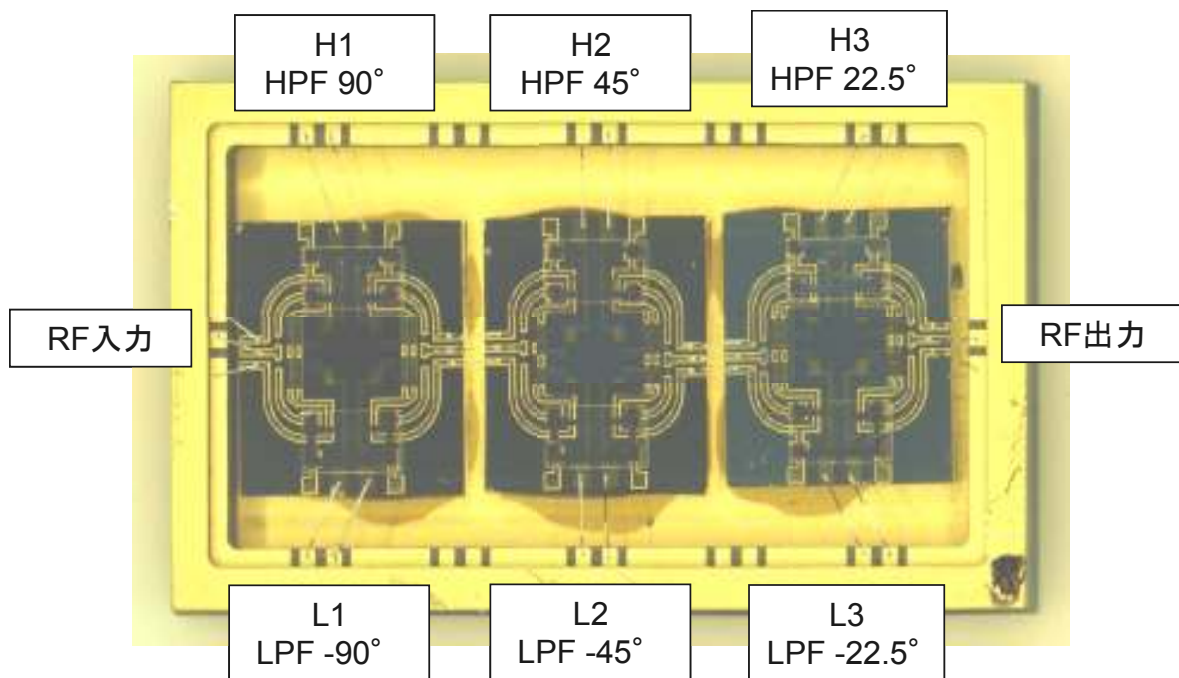


図 4-1c-13 3bit 移相器

### ・移相器の特性

作製した移相器の特性を評価した結果、1ビット当り4個、計12個のMEMSスイッチが完全に動作し、位相状態を切り替えられることを確認しました。図4-1c-14は各状態の挿入損失と位相を極座標表示したものです。実測移相量から配線部分の位相量+84.5°を差し引いて3つのハイパス回路を選択した状態H1H2H3の移相量が設計値に一致するよう規格化してあります。-180°~+180°の範囲においてほぼ45°間隔で8つの位相状態を切替え制御できています。挿入損失は5.5dB以下、移相量誤差は±15°以内であることがわかります。MEMS技術を用いたことで、従来報告されているチップLCとGaAsスイッチの組合せによる1GHz帯移相器[1]に比べ、損失は1dB以上低く、体積は1/4以下が実現できています。

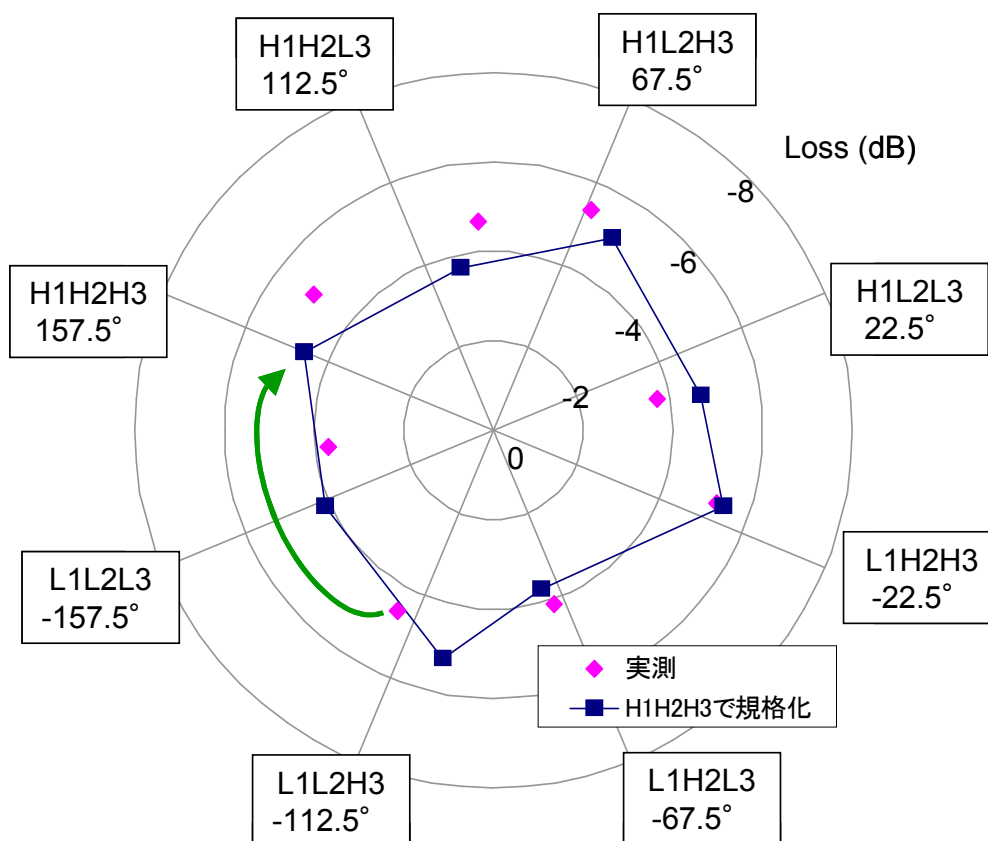


図 4-1c-14 3bit 移相器の特性

### 4-1c-3 まとめ

比較的低損失で、従来品と比較して大幅な体積減を実現した3ビット移相器を試作しました。今後はチップの小型化による配線損失の低減やIPDの高精度化による移相誤差の低減を進めることで、移相器のさらなる特性向上が見込めます。

### 参考文献

[1] 中島健介、末松憲治、竹田英次、辛坊俊行、佐々木善伸、高木直、“L帯5ビット移相器マルチチップモジュール”、電子情報通信学会論文誌C、vol.J87-C、No.1、pp.81-90、(2004).

## 4-2 副課題イ) 適応アンテナの研究開発

### 4-2 a RF-MEMS 可変キャパシタを用いたアンテナ自動整合回路

#### 4-2 a-1 テーマの位置づけ

本テーマは、移動体通信機が人体近傍で用いられる際に、アンテナインピーダンスが変化する影響を受けて送信出力および受信感度が劣化する現象を、アンテナ自動整合回路によって補償することを目的とします。その際、アンテナ直下に位置する整合回路に、低挿入損失、高い線形性、低消費電力等の優れた特性を有する MEMS 可変キャパシタを用います。

#### 4-2 a-2 実施状況

まず受信側のアンテナ自動整合回路を検討します。「インピーダンスの自動整合」という観点からは、送信側および受信側両方への適用が考えられますが、送信側への適用は「パワーアンプの効率向上」という点を重視する一方、受信側への適用は「微小な受信電力をより効率よく RF 回路に送り込む」という点が重視されるため、より精密な制御アルゴリズムが必要になります。この技術は送信側にも適用可能なため有意義であると考えられます。

受信用アンテナ自動整合装置(AIMS: Adaptive Impedance Matching System)の構成を図 4-2 a-1 に示します。今回の構成では受信電力検出器としてアナログ・デバイゼス社のパワーディテクタ IC AD8318 を用います。AD8318 によって検波された受信電力は、フィードバック信号としてマイクロコントローラ(MCU)の A/D 変換器に入力されます。MCU 内での演算結果は、D/A 変換器およびオペアンプを経由してバラクタダイオード #1, #2 に供給されます。以下に図 4-2 a-2 のフローチャートを用いて、MCU におけるアルゴリズムを説明します。本自動整合装置は、人体や近接物体の動きによる比較的遅い電力変動の補償を目的としているため、比較的速いフェージングを平均化してその影響を取り除く目的で約 1.4ms の間隔で 30 点のデータを取得し、これを平均したものを時刻  $t_1$  における受信電力に対応する A/D 変換後の電圧値( $V_{pt1}$ )とし、これをリファレンス値とします。その直後に同様にデータ取得と平均化を行い、これを  $t_2$  における受信電力( $V_{pt2}$ )とし、 $V_{pt1}$  と  $V_{pt2}$  の比較を行います。この時、 $V_{pt1} - V_{pt2} > 0$ 、つまり  $t_1$  と比較して  $t_2$  において受信電力が減少していたならば適応制御を行うが、かつ  $V_{pt1} - V_{pt2} > x_1$  ならば適応制御のルーチンを 2 回行い、 $x_1 \geq V_{pt1} - V_{pt2} \geq x_2$  ならば、それほど電力は減少していないと判断し、ルーチンを

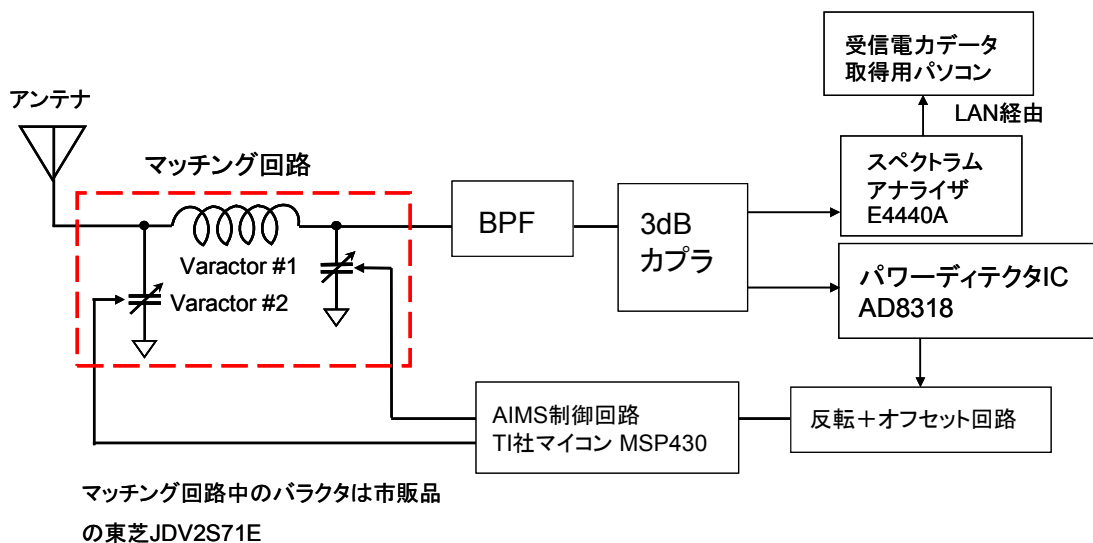


図 4-2 a-1 受信用アンテナ自動整合装置構成図

1回で終了します。この閾値  $x1$ ,  $x2$  は、送信アンテナからの信号が存在しないときにノイズ等の影響で誤って適応制御を行わないように、かつ人体の影響などが存在するときには速やかに適応制御を開始するように決定します。

適応制御のルーチン内では、まず2つのバラクタダイオード（以下バラクタと略する）のうち、#1のバラクタに微小な電圧増加を与えます。これをテスト信号と呼ぶことにします。その結果受信電力が増加すれば、そのままバラクタに加える電圧を一定時間増加し続けます。反対に受信電力が減少していたら、最初のテスト信号による微小な電圧増加の方向が誤りであったと判断し、即座にバラクタに加える電圧を一定時間減少し続けます。この間、制御を受けないバラクタ#2の制御電圧は、最後に制御を受けた時の制御終了時の値に保持されています。バラクタ#1の制御の後に即座にバラクタ#2の制御を同様にを行います。

本受信用 AIMS の効果を確認するために、実験室環境下において受信電力の場所率測定を行いました。図4-2 a-3に測定環境の見取り図を示します。測定周波数は 4.5GHz の CW であり、送信コリニアアンテナからは 10dBm の電力を放射しました。台車上に受信コリニアアンテナ、RF 受信系および受信データ取得用のスペクトラムアナライザを搭載し、図3中の①～⑨の地点において台車を静止させ、以下に述べるように近接物体の動的な影響を人工的に発生させた環境下で受信電力データを取得しました。地点①～⑦までは両側あるいは片側に近接した物体および壁が存在するが、地点⑧、⑨においては周囲に壁は存在しません。図4-2 a-4に今回人体又は近接物体の影響を発生させるために用いた装置の構成を示します。本装置の先端に金属の反射体を取り付け、これを正弦波状の周期で往復運動させました。受信アンテナと反射体の距離が一番近いときの距離は約 10cm です。反射体は発泡スチロールの立方体型ブロック (30×21×11cm<sup>3</sup>) 全体にアルミホイルをまんべんなく巻いたものです。また装置本体は駆動用モーターおよび固定用金具を除き木製で、三脚は金属製です。往復運動の周期は約 1.6s であり、ストロークは約 16cm です。図4-2 a-3における各測定点において反射体を往復運動させ、その間の受信電力を 50ms 間隔で 200 ポイント取得しました。

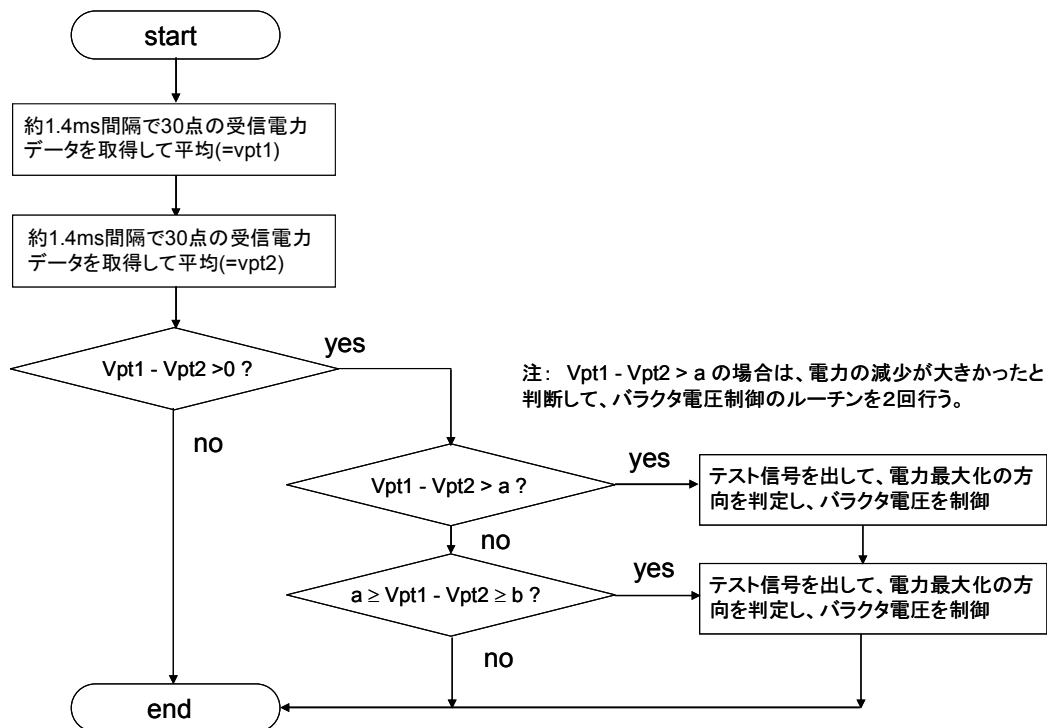


図4-2 a-2 アンテナ自動整合装置制御アルゴリズムのフローチャート

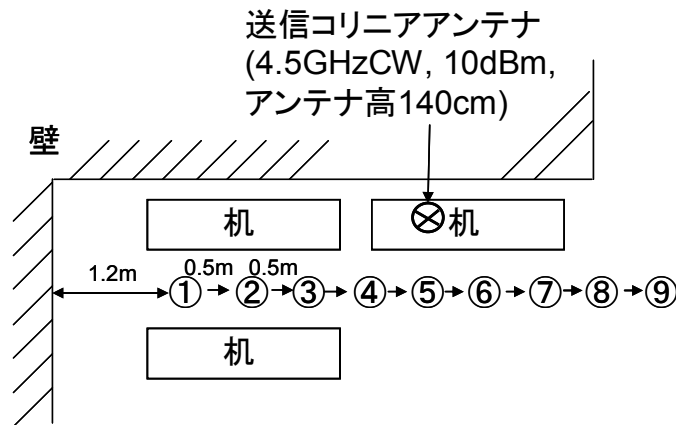
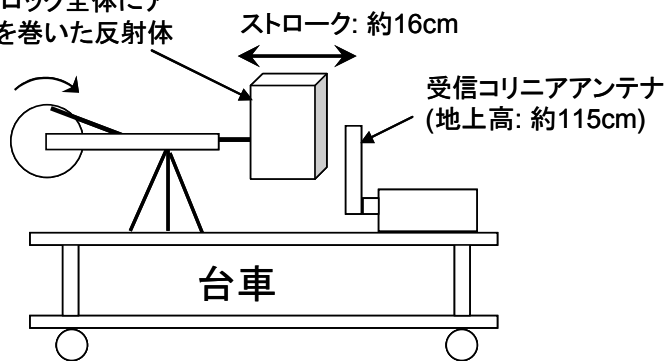


図4-2 a-3 受信電力測定環境の見取り図。①～⑨は受信アンテナの静止位置である。

30 x 21 x 11 cm<sup>3</sup>の発泡スチロールブロック全体にアルミホイルを巻いた反射体



- ・反射体の往復運動の周期：約 1.6 sec
- ・データ取得は1地点毎に 50msec 間隔で 200 ポイント取得
- ・スペアナの設定(Agilent E4440A)：中心周波数： 4.5GHz, span: 0Hz, RBW: 100kHz, sweep time: 10ms, average: 2 回

図4-2 a-4 人体及び近接物体の動的影響を発生させるために用いた装置および受信アンテナの配置

図4-2 a-5に実験結果を示します。AIMS 動作時と、非動作時の比較を行いました。横軸は受信電力（電力検出器 AD8318 の入力における値）、縦軸は受信電力の累積分布確率です。実線は AIMS を動作させて受信電力を測定した結果であり、破線はバラクタ#1, #2 とともに固定電圧を与えたときの受信電力です。固定電圧値はともに約 25.4V であり、この時アンテナとマッチング回路の系を、マッチング回路側から見た場合の反射係数の絶対値はおおよそ-18dB です。図4-2 a-5は、図4-2 a-3の環境で①～⑨までの各地点における測定を、AIMS 動作時および固定電圧時ともに2日間にわたって、計4回繰り返したデータの総計によるものです。図4-2 a-5より、主に-55dBm～-65dBm程度の低い受信電力値において、AIMS 動作時には非動作時と比較して1.5dB～2.0dB程度の受信電力改善が達成されていることが分かります。しかしながら、-60dBm程度以下の受信電力レベルでは電力検出器 AD8318 の入出力間の線形性が大きく崩れてくるので、この範囲では応答速度が低下するなどの影響により、制御がよりレベルの大きい受信電力時と同じように行われていないため注意が必要です。



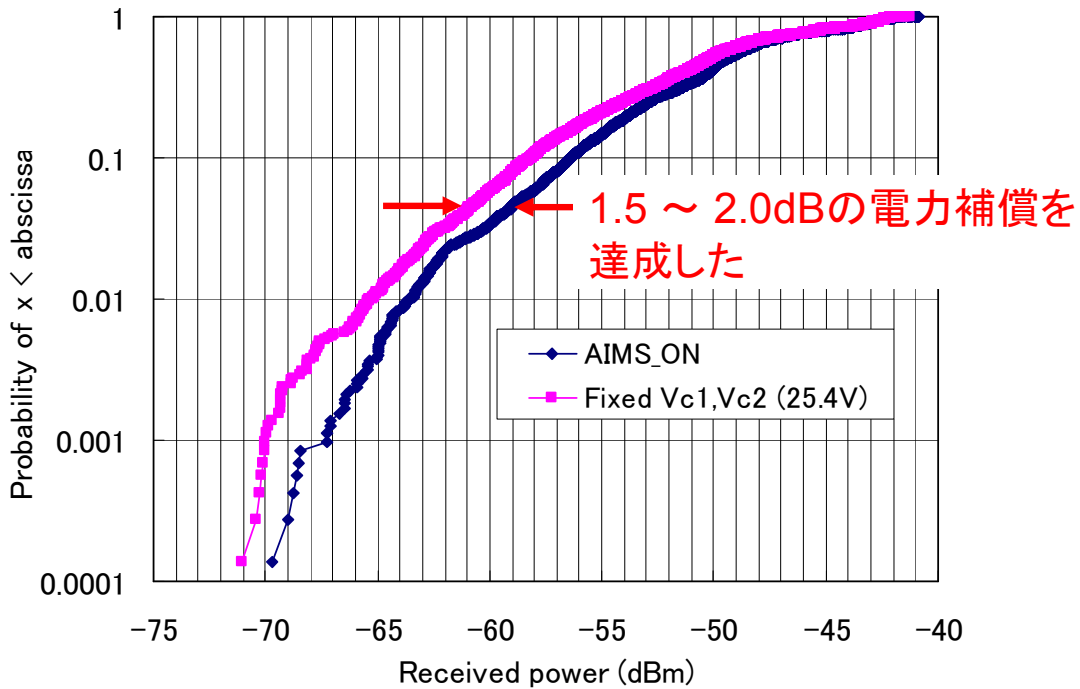


図 4-2 a-5 受信電力レベルの累積分布関数。アンテナ自動整合回路を用いた場合、用いない場合と比較して 1.5dB~2.0dB の受信電力改善が得られている。

続いて送信アンテナ用アンテナ自動整合装置を試作しました。図 4-2 a-6 に構成図を示します。制御アルゴリズムは受信用 AIMS と類似していますが、送信用 AIMS ではアンテナの不整合による反射電力を検出し、これを小さくするように制御する点が異なります。図 4-2 a-7 に実証機による測定結果を示します。実証機をアンテナと接続して、アンテナに指で軽く触れる事によって生じる不整合に対する自動整合の反応を測定しました。その結果、0.6 秒程度の短い時間内にインピーダンスを再び 50Ω に近い状態に引き戻す制御を行っていることを確認しました。このときの動作周波数は 2.45GHz であり、可変素子にはバラクタダイオードを用いていますが、また別途 MEMS 版実証機を用いて、900MHz において約 0.7 秒程度の補償時間を達成しました。図 4-2 a-8 に RF-MEMS 可変キャパシタ版 AIMS の動作例を示します。

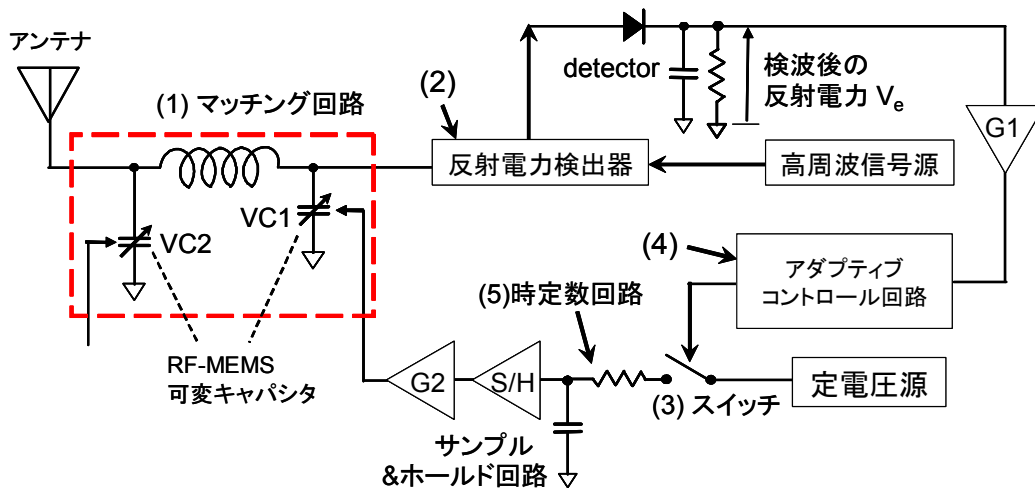


図 4-2 a-6 送信用アンテナ自動整合装置構成図

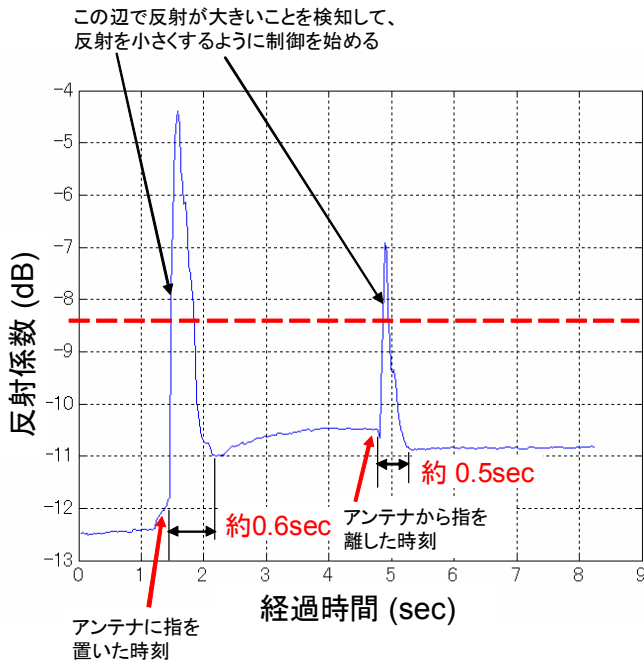


図 4-2 a-7 送信用アンテナ自動整合装置の動作例(2.45GHz においてバラクタダイオードを使用)

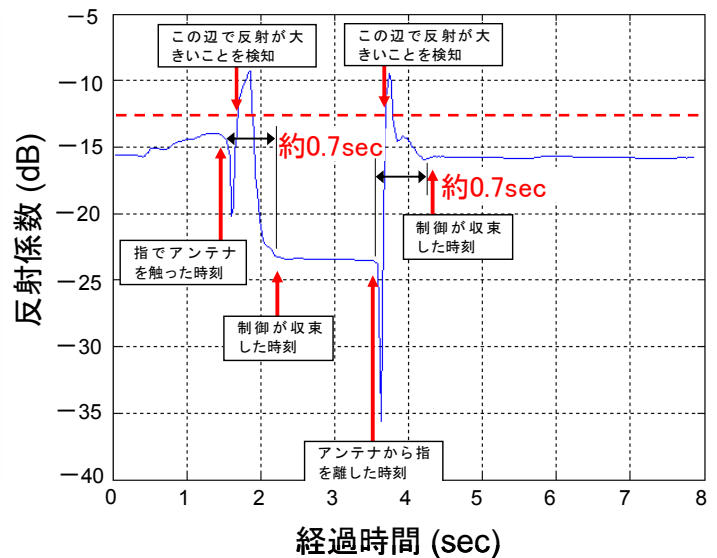


図 4-2 a-8 送信用アンテナ自動整合装置の動作例(900MHz において RF-MEMS 可変キャパシタを使用)

#### 4-2 a-3 まとめ

人体などの影響によるアンテナインピーダンスの変化を自動的に補償する、アンテナ自動整合回路の実証機を受信用と送信用について製作し、その性能を実験によって検証しました。その結果、受信用 AIMS については、アンテナ近傍の人体などの反射物の影響を考慮しつつ CW 信号を受信した場合には、固定整合回路を用いたアンテナシステムと比較して最大 1.5dB~2.0dB の受信電力改善効果が見られました。これはアンテナを 1 本から 1.5 本に増やしたのと同等の効果が得られていることを示し、移動体通信への適用に非常に効果的であると考えられます。また受信用 AIMS の制御回路にマイクロコンピュータを採用したことにより、製品化する際の低消費電力化、小型化にメドがつかしました。

一方送信用 AIMS についても、RF-MEMS 可変キャパシタを用いて約 0.7 秒という、実用上十分な速度で人体の影響によるインピーダンス変化の補償に成功しました。

#### 4-2 b RF-MEMS 可変キャパシタを用いた適応アンテナ

##### 4-2 b-1 テーマの位置づけ

複数のアンテナ素子を持つダイバーシチアンテナは、通品品質の向上及び干渉波抑圧のために効果的です。本テーマの適応ダイバーシチアンテナは、2 つのアンテナ素子で受信した信号を、A/D 変換する前に RF 信号の状態では位相をそろえて等利得合成します。この構成により、A/D 変換器を含むベースバンド信号処理部が 1 系統で済むので、消費電力及び回路の小規模化が図れます。信号の位相調整には可変キャパシタを用います。

#### 4-2b-2 実施状況

##### ・可変キャパシタを用いた RF 合成型ダイバーシチアンテナ

まず可変キャパシタを用いたダイバーシチアンテナの検討を行いました。主に東京工業大学で開発された RF-DA(Radio-Frequency-combining-type Diversity Antenna)のシミュレーションにより、2～4 ブランチアンテナシステムにおいて、選択合成型(SC: selection combining)ダイバーシチアンテナよりも1～2dB の SNR(Signal-to-Noise power Ratio) 改善を確認しました。以下に検討の詳細を示します。

図4-2b-1に今回検討した可変キャパシタを用いた RF-DA の構成ブロックを示します。図中の reactance control circuit の詳細を図4-2b-2に示します。1つのアンテナブランチにつき、1つの可変キャパシタを用います。

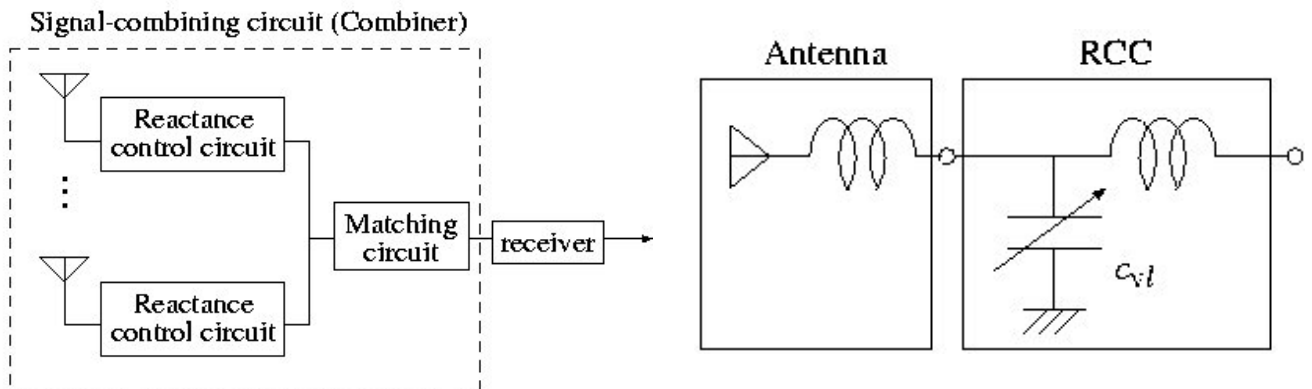


図4-2b-1 提案ダイバーシチアンテナ(RF-DA)の構成ブロック図

図4-2b-2 リアクタンス制御回路とアンテナの構成図

図4-2b-3に2ブランチおよび4ブランチ RF-DA の受信電力のシミュレーションにおける SNR (Signal-to-Noise power Ratio)の累積確率分布を示します。計算条件は周波数5GHzにおいて室内環境を想定し、マルチパス波が3次元的に同確率でランダムに受信アンテナに到来すると仮定しています。到来波の振幅は無相関のレイリー分布に従い、位相はランダムです。図4-2b-2における可変キャパシタの可変範囲を0.7pF～6.0pFと仮定しています。図中 Reference antenna はダイポールアンテナ単独時の値です。

本シミュレーションにおいては、同時に他のダイバーシチの方式との比較も行っています。すなわち SC (selection combining)、EGC (equal-gain combining)、MRC (maximum-ratio combining)との比較です。表4-2b-1に各方式のシミュレーション結果を示します。原理上 MRC が一番良い性能を得ることが出来ますが、振幅調整が入るため、これを RF 回路で実現すると回路構成が複雑になるという問題点があります。図より MRC が一番大きい SNR を実現していますが、2ブランチダイバーシチアンテナにおいては提案 RF-DA と比較して、5%累積確率点においてわずか0.6dB程度の差異しかありません。さらに提案 RF-DA は EGC と同等の性能を達成できることが分かります。また SC と比較しておよそ1dB高い SNR を得ることが出来ています。一方4ブランチになると提案 RF-DA と MRC との差は1.6dBに開きますが、RF-DA は SC よりも1.7dB、EGC よりも0.9dB高い SNR を得ています。

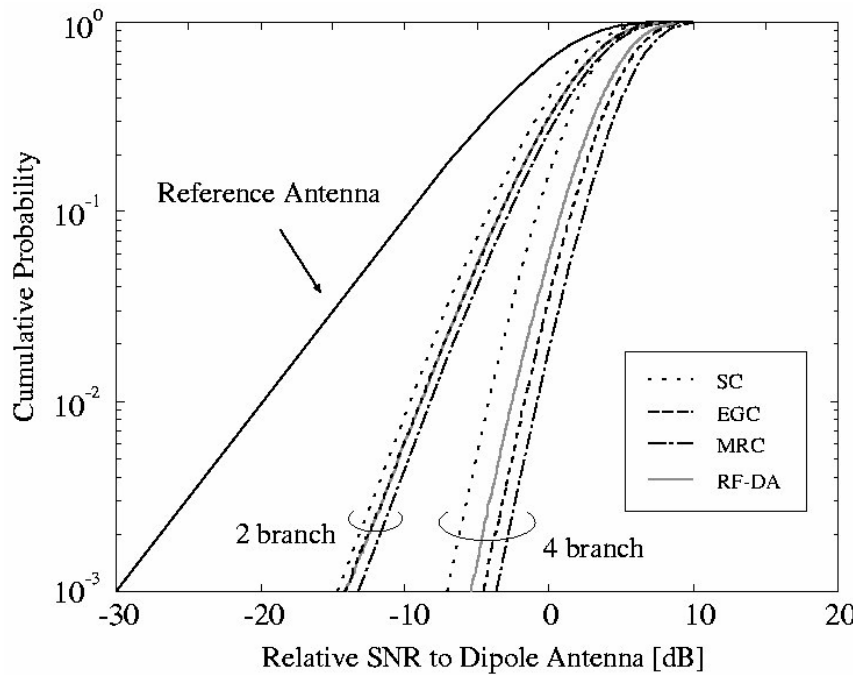


図 4-2 b-3 受信 SNR の累積確率分布

表 4-2 b-1 各ダイバーシチ方式と提案 RF-DA の性能まとめ (劣化率 5%時)

	SC	EGC	MRC	RF-DA
2 branch	6.8	7.7	8.3	7.7
4 branch	10.9	13.3	14.2	12.6

(Unit: dB)

・可変キャパシタを用いた平面型可変指向性アンテナ

続いてさらに可変キャパシタの応用として、後述する 2×2MIMO 通信システムを用いて、受信ブランチに平面型可変指向性アンテナを用いたアンテナシステムにおける、誤り率特性の改善効果を確認する実験を行いました。表 4-2 b-2 に平面型可変指向性アンテナシステムの諸元を示します。

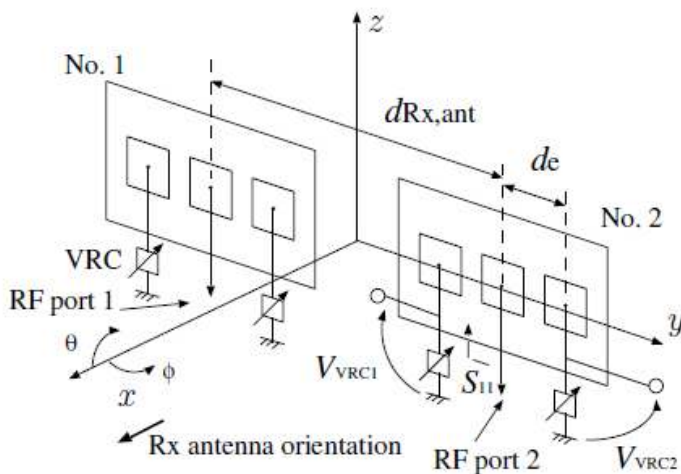
本実験で用いた平面型可変指向性アンテナを図 4-2 b-4 に示します。1 つのパッチアンテナで構成された給電素子の周囲に、同じくパッチアンテナで構成された複数の無給電素子 (ここでは 2 素子) を配置した構成です。これはいわゆる ESPAR (Electrically Steerable Parasitic Array Radiator) アンテナの変形であり、その無給電素子に接続する可変容量素子の容量値を変化させると、アンテナの素子間結合が変化し、その結果アンテナの指向性を変化させることが可能です。

2×2MIMO 伝送システムの 2 つの受信ブランチのそれぞれに、試作した平面型可変指向性アンテナを装着し、アンテナの指向性を変化させながら BER を測定する実験を行いました。測定環境を図 4-2 b-5 に示します。測定は周囲が壁面で囲まれた部屋内で行われ、その部屋の一角に送信アンテナ (垂直偏波) を設置し、受信アンテナの位置を XY-ポジションで変化させながら測定を行いました。送信アンテナと受信アンテナの間には、LOS と NLOS 環境を発生させるために金属製のラックを置きました。BER 測定は図 4-2 b-6

に示すように、受信アンテナを 1.5cm (1/4λ) 間隔で移動させて、縦 4 カ所×横 4 カ所=16ヶ所で行いました。各位置において可変指向性アンテナの可変容量素子に印加する電圧値を変化させ、受信アンテナそれぞれが 3 つの指向性パターンを持つようにしました。すなわち受信ブランチは 2 つあるため、合計で 3×3=9 通りの指向性パターンが存在することになります。その 9 通りの指向性パターンのそれぞれに対して BER を測定し、グラフにプロットしたものを LOS の場合と NLOS の場合とに分けて図 4-2 b-7 (a), (b) に示します。なお、LOS 及び NLOS の結果は、16ヶ所における BER 測定値を平均したものです。図 4-2 b-7 の結果より、片方のエスパアンテナにおいて、アンテナビームが 3 方向にし

表 4-2 b-2 平面型可変指向性アンテナシステムの諸元

周波数	5.06GHz
送信アンテナ	2 素子垂直偏波アンテナ (間隔 5λ)
受信アンテナ	2 ブランチ平面型可変指向性アンテナ (間隔 1.5λ)
送信信号	ベースバンド信号フォーマット : IEEE802.11a 準拠 符号化 : 畳み込み符号化 (R=1/2, K=7) 伝送方式 : OFDM サブキャリア変調 : QPSK
受信信号分離	ZF 法 復号 : 硬判定ビタビ



(V <sub>VRC1</sub> , V <sub>VRC2</sub> )	(0V, 0V)	(25V, 0V)	(0V, 25V)
Gain [dBi]	6.7	6.8	7.0
Efficiency [%]	64	66	69
Peak direction φ, θ [°]	96, 6	87, 6	110, 14

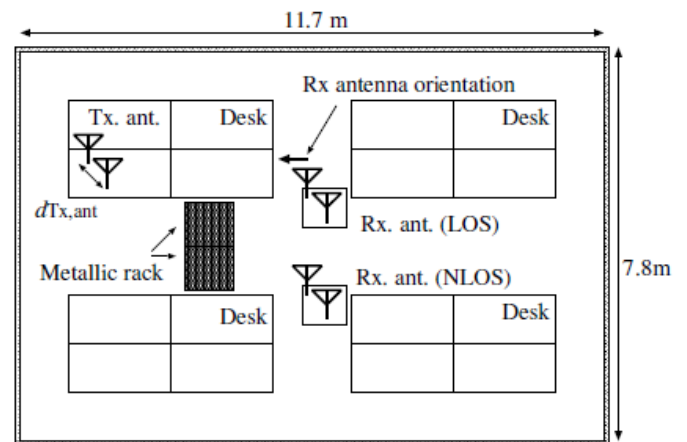
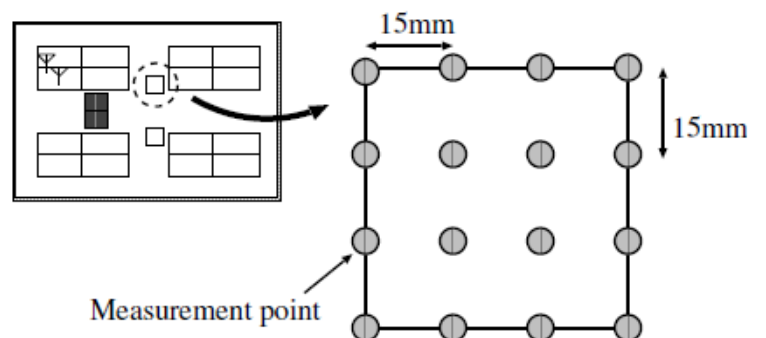


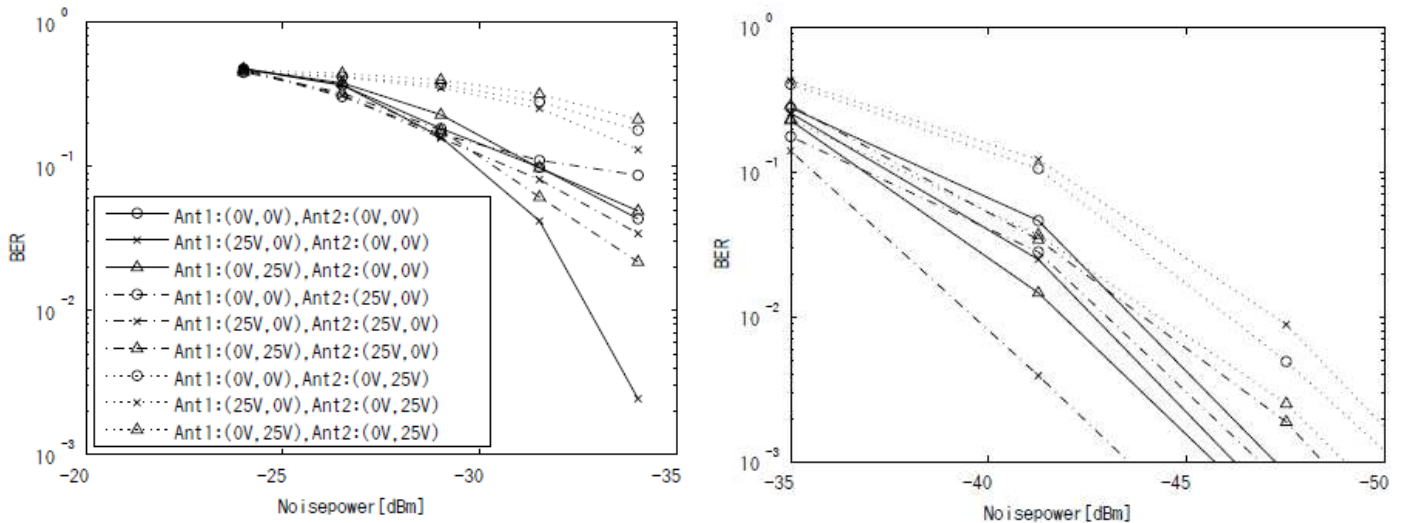
図 4-2 b-5 測定環境

図 4-2 b-4 平面型可変指向性アンテナと制御電圧印加時のビーム方向

図 4-2 b-6 測定場所と測定間隔



か制御できない本システムにおいても、ビームがブロードサイド方向に固定されているアンテナと比較すると、BER 性能が大きく改善している事がわかります。



(a) LOS 環境下における結果

(b)NLOS 環境下における結果

図 4-2 b-7 さまざまなアンテナ組み合わせ時の平均 BER

#### 4-2 b-3 まとめ

提案した RF-DA の性能をシミュレーションにより検証しました。その結果、2 アンテナ時には EGC と同等の、また 4 アンテナ時には EGC を凌駕する SNR が得られることを確認しました。しかしながらこのダイバーシチアンテナシステムを実際に製作する際には、RF 信号合成部と内部 RF 回路との間の良好なマッチング、および低損失な可変キャパシタンスが不可欠であることから、本シミュレーションによる検討どおりの性能を引き出すには、注意が必要です。

また ESPAR アンテナの変形型である、平面可変指向性アンテナの実験による評価も行いました。その結果、多重伝搬環境内においてはアンテナ 1 つあたりのビーム選択値が 3 種類しか無くても、適切な指向性を選択すれば指向性固定のアンテナと比較して BER 特性が大幅に改善する事を確認しました。

#### 4-2 c RF-MEMS 可変移相器を用いた適応アンテナ

##### 4-2 c-1 テーマの位置づけ

前項の「可変キャパシタを用いた適応アンテナ」は、信号位相の制御を簡単な可変リアクタンス回路で行い、さらにコンバイナを用いず直接合成しているので回路構成が非常にシンプルであり、消費電力も小さいというメリットがある反面、位相調整の際に信号の振幅も変化してしまうという問題があります。一方、本項のテーマである「可変移相器を用いた適応アンテナ」は、位相と振幅をそれぞれ独立に制御できるので、制御の自由度が大きくなるという利点があります。しかしながら、RF 信号の振幅、位相を制御するためには回路が複雑になるという問題があります。そこでまず、構成がより簡単な偏波選択型 MIMO アンテナシステムの検討を行いました。続いて MIMO システムを使用せずに、デジタル型移相器を用いた基本的な 2 アンテナダイバーシチシステムの適応制御実験を行います。

#### 4-2c-2 実施状況

##### ・3偏波選択型アンテナの2×2MIMO システムによる評価

図4-2c-1(a)に偏波選択型 MIMO アンテナの外観図を示します。それぞれ3偏波を持つアンテナ素子4個が1つの基板上に載っています。(b)に構成図と各偏波に対応するポートの配置図を示します。

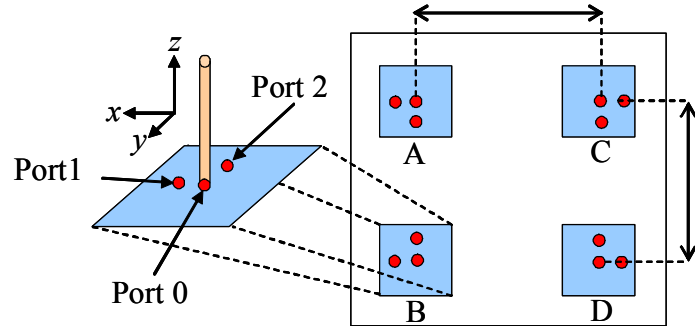
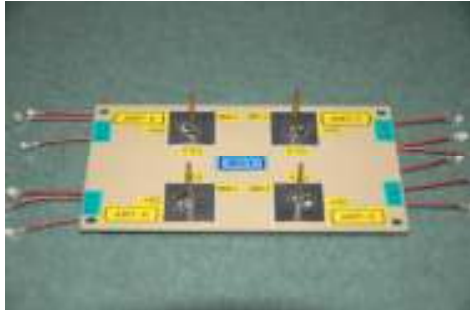


図4-2c-1(a) 3偏波選択型 MIMO アンテナ外観

図4-2c-1(b) 各偏波用素子と給電点との関係図

図4-2c-2  
3偏波選択型アンテナを用いた2  
ブランチ MIMO アンテナシステム  
の構成図

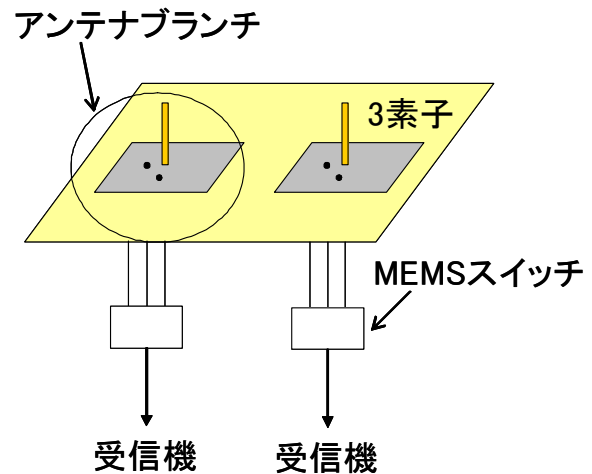


図4-2c-2に、実験に用いた2素子 MIMO アンテナシステムを示します。図4-2c-1では4素子が示されておりますが、今回は検討の初期段階であることから、このアンテナの2素子分のみを使用して検討しております。将来的には4素子 MIMO に拡張可能です。

図4-2c-3に実験環境を示します。机、椅子、什器等が散在する実験室で伝搬路の伝達関数測定を行いました。送信アンテナを図中の Tx の位置に置き、受信アンテナを図の Position 1 から Position 30 までおよそ 50cm 置きに静止させ、各地点で BER を算出しました。図4-2c-4に送受アンテナおよび受信アンテナ付近の構成図を示します。本 MIMO アンテナは移動機への適用を予定していることから、実使用環境を出来るだけ模擬するために、アンテナ近傍に人体に非常に近い電気特性をもつ「人体ファントム」を設置して測定しました。人体ファントムがアンテナ近傍に存在すると、アンテナの近傍界を乱すため、アンテナ素子上の電流分布が変化し、放射パターンや入力インピーダンスが変化するなどの影響が生じます。測定における受信アンテナ単体およびアンテナと人体ファントムとの位置関係を図4-2c-5に示します。

図4-2c-6～図4-2c-8にそれぞれ Position 1、10、30 における BER を示します。BER は6回の平均値を採用しています。

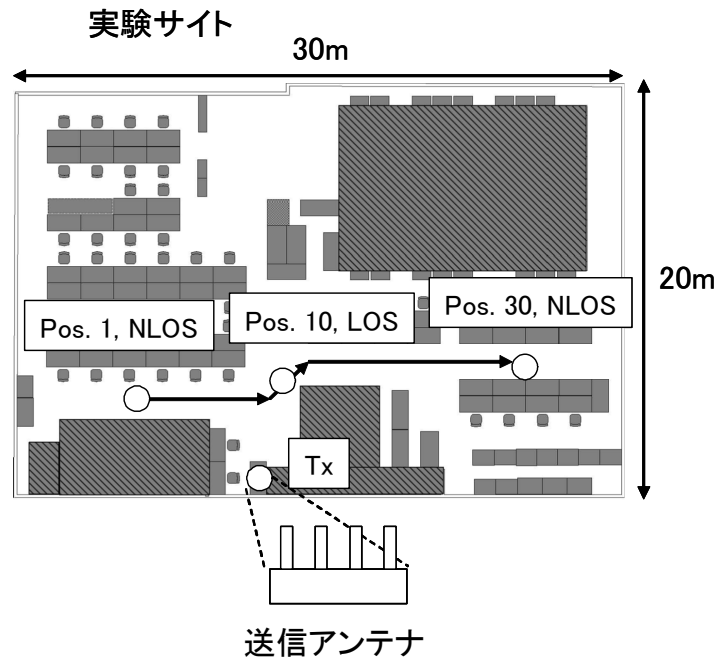


図 4-2 c-3 測定環境の平面見取り図。送信アンテナは Tx の位置にあり、受信アンテナが図中の→を移動する。

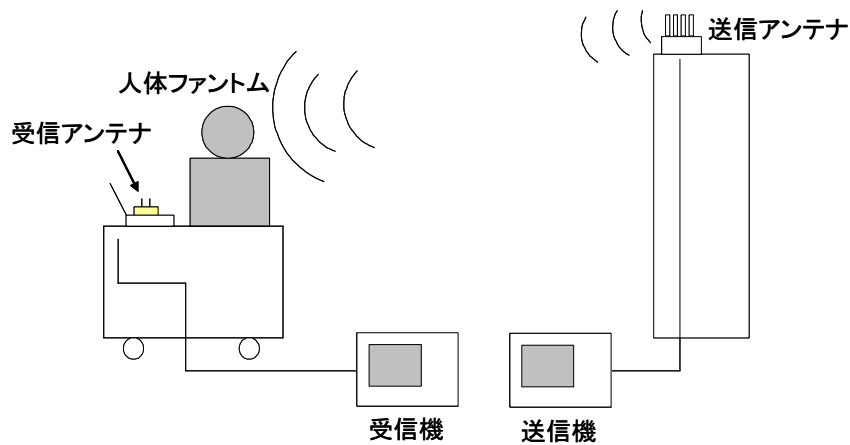


図 4-2 c-4 測定における送信アンテナと受信アンテナ系の概略図

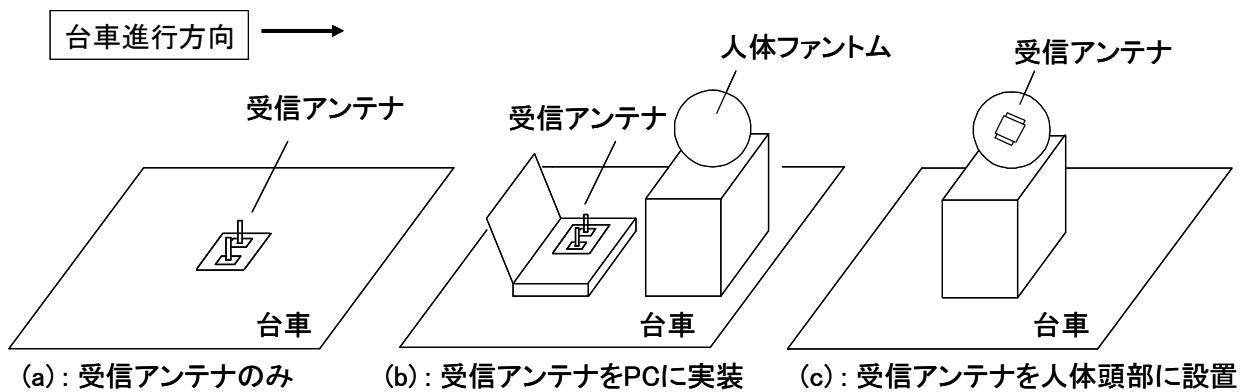


図 4-2 c-5 受信アンテナと PC および人体ファントムの配置図



図4-2c-6は図4-2c-3のPosition 1の位置に台車があるときのBER測定結果を、図4-2c-5のそれぞれの受信アンテナ構成時について示したものです。図中の「PCとファントム」は図4-2c-5の「(b)受信アンテナをPCに実装」に該当します。また「ファントムで通話」は「(c)受信アンテナを人体頭部に設置」に該当します。実線と破線はそれぞれ「3偏波の中から一番BERが良好になるように選択した場合」および「アンテナを選択せず、常にPort0のモノポールアンテナのみを受信に使用した場合」を意味しています。図に示すとおり、平均BER=10<sup>-3</sup>（赤の破線で表示）における送信電力が、「(a)アンテナのみ」で「アンテナを選択した場合」の場合が一番小さくなっています。さらに「(c)ファントムで通話」の場合に「モノポールアンテナを使用した場合」で、所要送信電力が一番大きくなっています。この原因として、アンテナをファントム上に設置して使用しているため、インピーダンスが変化して不整合が生じたことによる受信電力の低下のほかに、放射パターンの変化による利得の低下が考えられます。

さらに注目すべき点は、「Port0(モノポール)を用いた場合と比べて、アンテナを選択してBERを最良にした時の送信電力の改善度(どれだけ送信電力が少なくて済むか)」です。図4-2c-6から、「(a)アンテナのみ」の場合でBER=10<sup>-3</sup>における改善度はおよそ3dBです。一方「(b)PCとファントム」の場合、改善度はおよそ10dBと大きく、さらに「(c)ファントムで通話」ではおよそ12dBと、所要送信電力を低減するのに非常に大きな効果があるのが分かります。ただしこの測定結果はPosition 1に特有の値ですので、使用者の移動が見込まれる場合には他の地点でも測定する必要があります。そこで図4-2c-7、4-2c-8にPosition 10、30の結果を示します。Position 10は受信アンテナと送信アンテナが見通しの関係になる(Ling-of-Sight: LOS)位置ですが、(a)の改善度がPosition 1と比較してかなり大きくなっています。一方(b)の改善度は小さくなっています。改善度に差が出る理由として、「アンテナのみ」と「PCとファントム」および「ファントムで通話」の各場合において、ファントム等を含めたアンテナ受信系の受信電力パターンが互いにすべて異なっているためと考えられます。つまりPosition 1のようにNLOS(Non-Line-of-Sight: 見通し外)環境の場合は、受信電力の偏波はLOSの場合と比較して全空間において均一化する傾向にあります。近傍に反射体が存在した場合、これからの強い反射波が受信アンテナの受信パターンの強い方向と一致した場合は、アンテナ選択をしないモノポールの場合と比較してより強い電波が受信できると考えられます。LOS環境においては、もともと送信アンテナが垂直偏波のため、選択をした場合の改善度が小さくなることが予想されますが、近傍に強い反射体が存在した場合には、受信アンテナ系の受信パターンにかなりの程度依存して改善度が決まります。上記の理由より、改善度に差が出ると考えられます。

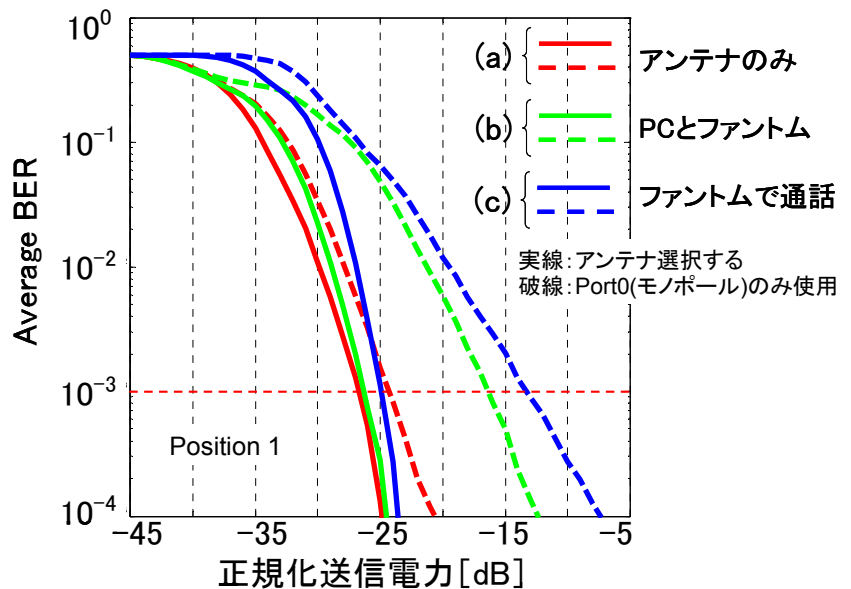


図4-2c-6  
Position 1における平均BER。横軸は送信電力で正規化してある。

図4-2c-7  
Position 10 における平均 BER。このとき送信アンテナと受信アンテナは LOS(見通し)である。

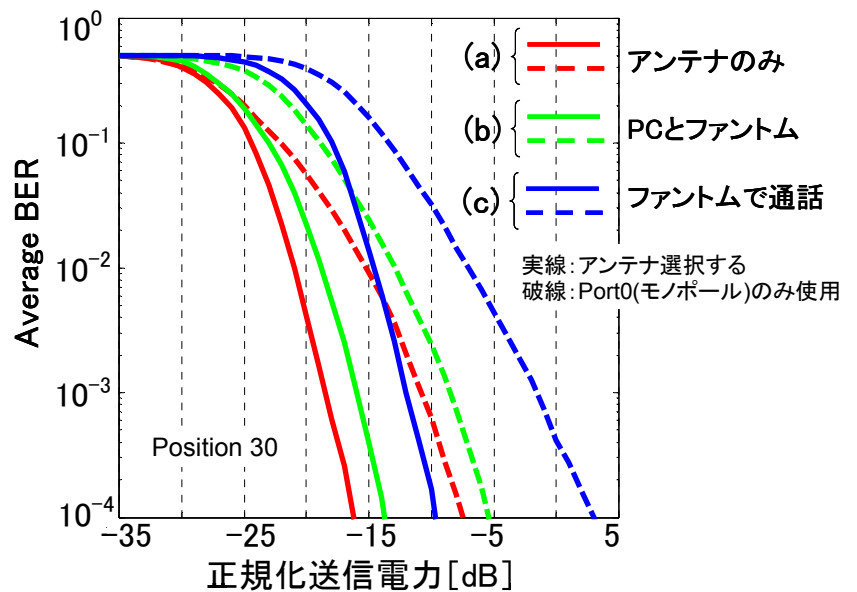
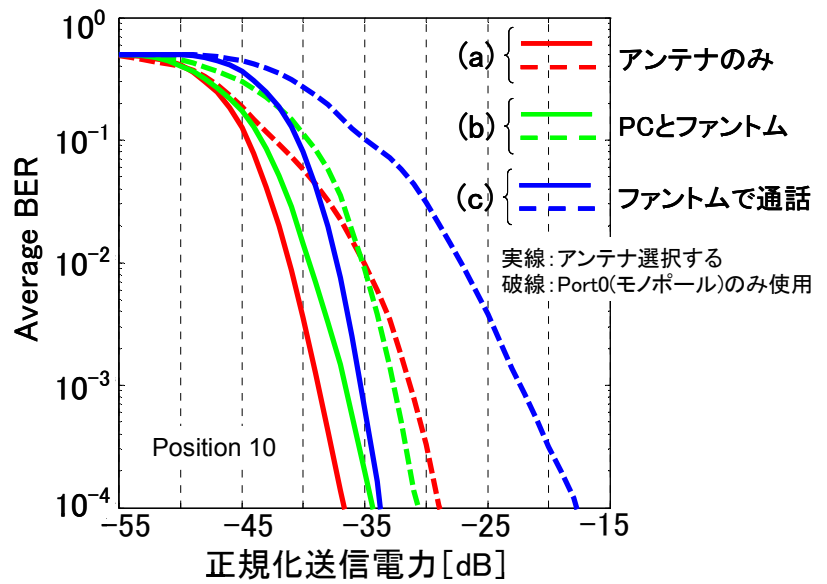


図4-2c-8  
Position 30 における平均 BER。

以上代表値として、Position 1、10、30 における平均 BER 値を示しましたが、図4-2c-9に、Position 1~30 までのすべての地点における平均 BER 値の CDF (累積分布関数) を示します。これによると累積度数 50%点において「(a)アンテナのみ」の場合におよそ 5dB、「(b)PC とファントム」、「(c)ファントムで通話」の場合についてはおよそ 7dB の送信電力低減を確認しました。これにより、本提案の 3 偏波選択 MIMO アンテナシステムの有用性が実証されました。図4-2c-10に、ここまでの「3 偏波選択」の代わりに、図4-2-1においてパッチ部分の Port1 と Port2 のみを用いた「2 偏波選択 MIMO アンテナ」を用いた場合のアンテナ選択による送信電力低減効果の CDF を示します。「2 偏波選択」を

検討した理由は、モノポールアンテナが存在していると、実装スペースに制約のある携帯機器への適用が難しくなるためです。しかしながら「2 偏波選択」を用いてもなお、送信電力低減効果が見られれば、この方式が有効であることが実証できます。この際、「選択なし」はモノポールアンテナが単独で存在している場合を仮定しています。図を見ると、「3 偏波選択」との一番大きな違いは、「2 偏波選択」においては改善度がマイナスになる可能性があるということです。しかしながら累積度数 50%点においては、「(a)アンテナのみ」でおよそ 2.5dB、「(b)PC とファントム」、「(c)ファントムで通話」の場合でおよそ 5dB と、良好な送信電力低減効果が得られることを確認しました。

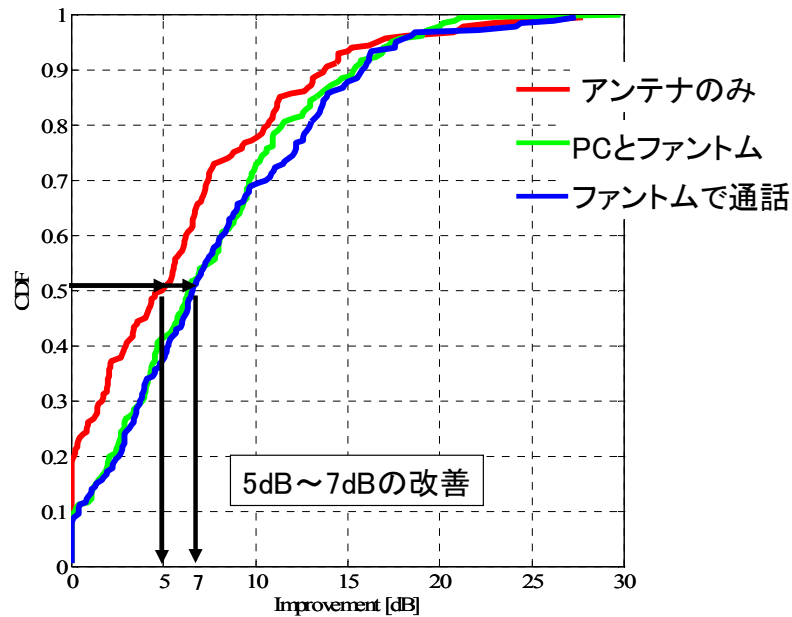


図 4 - 2 c - 9 3 偏波選択型アンテナによる Position 1~30 までの各地点における平均 BER の累積分布関数。常に送信電力低減の効果が見られることが分かる。

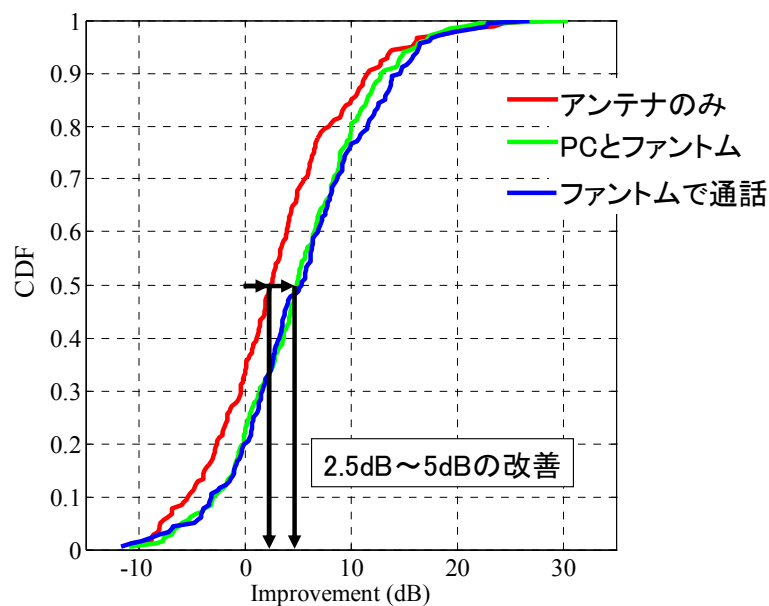


図 4 - 2 c - 10 2 偏波選択型アンテナによる Position 1~30 までの各地点における平



・デジタル型移相器を用いた適応ダイバーシチアンテナ受信実験

続いて送信アンテナが1つ、受信アンテナが2つでダイバーシチアンテナシステムを構成している場合の等利得合成型(Equal-Gain Combining: EGC)ダイバーシチアルゴリズムによる受信特性について、IEEE802.11a規格の信号フォーマットを用い、室内オフィス環境での実験を行いました。図4-2c-13に送受信システムの構成図、表4-2c-1に実験緒元を示します。移相器はアナログ回路により構成されていますが、入力電圧のとりうる値は連続ではなく、デジタルシステムと同様量子化しています。測定は図4-2c-14に示すような、6面に電波吸収体の貼り付けられた簡易電波暗室内で行いました。受信機のDSPで最適ウェイトを計算し、これをDACでアナログ信号に変換して移相器に印加しますが、このウェイト電圧の解像度を1ビットから4ビットまで上げていきます。図4-2c-15に制御電圧の解像度を変化させたときのBER性能への影響をCDFにより示します。0ビットは制御無しのランダム位相合成を意味し、続いて1ビット(180°刻み)、2ビット(90°刻み)、3ビット(45°刻み)、4ビット(22.5°刻み)となります。図より、解像度が3ビットあるいは4ビットの制御時に、BER=10<sup>-4</sup>点におけるCDF値がアンテナ単独値と比較して0.2から0.8へと向上し、4倍の場所率を達成しました。また3ビットと4ビットにおけるBER性能がほとんど同一である事から、制御には3ビット移相器があれば実用上十分なBER性能が得られると考えられます。副課題ア)において3ビットのMEMS移相器が開発されているので、これを移動体通信システムに実装する事により、同等の効果が期待できます。

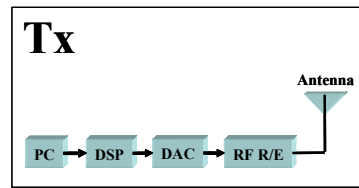


図4-2c-13 移相器による2アンテナダイバーシチ制御実験のブロック図

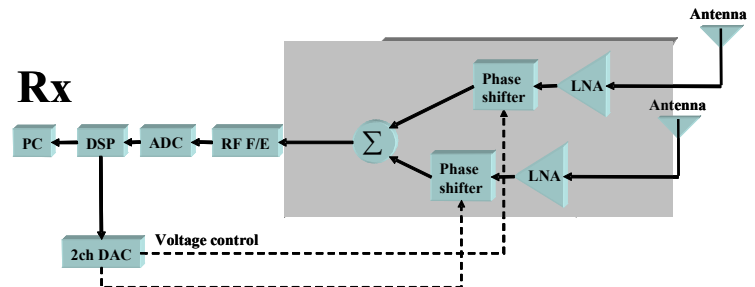


表4-2c-1 実験の緒元

フレームフォーマット	IEEE802.11aに準拠
変調方式	QPSK
フレームサイズ	250 OFDMシンボル
RF-AAAのアンテナ素子数	2
素子間隔	0.5λ
制御基準	最大受信電力規範
移相器のビット分解能 [bit]	0, 1, 2, 3, 4
中心周波数	5GHz帯
送信アンテナ	ダイポール
受信アンテナ	コリニアアンテナ×2
FEC	畳み込み符号 ビタビ復号

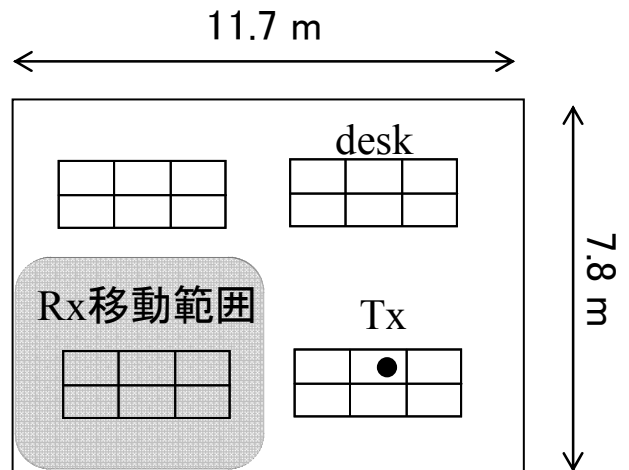
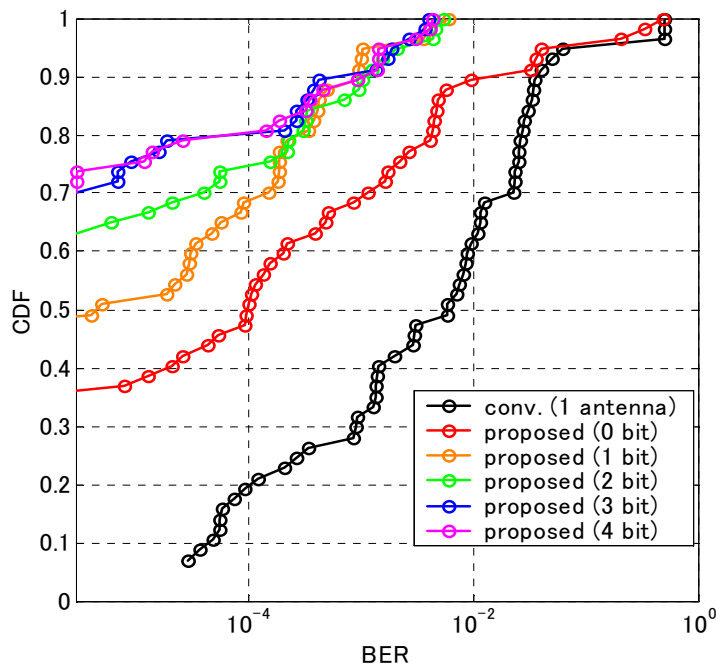


図4-2c-14 実験環境

図 4-2c-15  
制御電圧のビット数による BER  
性能の変化



#### 4-2c-3 まとめ

MIMO アンテナを構成する際、移相器を用いるよりも構成が簡単な「偏波選択型アンテナ」を用いて、実使用環境を模擬した測定を行いました。その結果、「3 偏波選択型アンテナ」においては、アンテナ選択アルゴリズムが常に最良の BER を与えるアンテナを選択すると仮定したとき、5dB~7dB の高い送信電力低減効果が得られることが分かりました。一方平面アンテナのみで構成される低プロファイルの「2 偏波選択型アンテナ」によっても、2.5dB~5.0dB の送信電力低減効果が得られることが明らかになりました。さらに同じアンテナの選択に RF-MEMS スイッチを用いたものを  $2 \times 2$  MIMO システムに適用し、BER 性能において良好な特性を得ました。さらに 3 ビットの分解能を持つデジタル型移相器を用いた RF 適応ダイバーシチアンテナの制御実験を行い、アンテナ単独時と比較して 4 倍の場所率を達成しました。

#### 4-2d 電波伝搬測定

##### 4-2d-1 テーマの位置づけ

適応アンテナシステムの開発には電波伝搬特性の解明が必須ですが、100 MHz 級の広帯域伝送における移動機側の電波伝搬特性は、これまで移動通信用アンテナシステムに応用できるような形では明らかにされておられません。従って本研究では、移動機受信に特化して電波伝搬測定を行います。

本研究開発において導入した電波伝搬測定装置(ドイツ MEDAV 社製チャンネルサウンダ)を用いて、特に MIMO チャンネルの応答行列を測定します。図 4-2d-1 にマルチパス伝搬環境におけるチャンネル応答行列の概念図を示します。チャンネルサウンダは周囲環境毎のチャンネル応答行列を測定し、伝搬路の特性をアンテナ特性を含まない形で表現できます。この特長を用いて、対象とする伝搬環境のチャンネル応答行列をまずチャンネルサウンダで測定し、これをシミュレーションに用いることにより適切なアンテナアレー、変調方式等を選択することができ、MIMO システムの設計を見通しよく行うことが可能になります。

#### 4-2 d-2 実施状況

##### ・住宅地におけるチャンネルサウンダによる電波伝搬測定

まず比較的低層建築物の割合が多い住宅地において、道路の両側の建築物の存在の有無や、建築物が存在する割合によって、どの程度伝搬環境が影響を受けるかをチャンネルサウンダを用いて測定しました。キャリアの中心周波数は4.5GHz、帯域幅は120MHz、送信電力は最大40dBmです。送信アンテナは4×2素子の平面アレーで、垂直、水平両偏波の送信が可能です。受信アンテナは24×2素子の円形スタックアレーで、同じく両偏波の受信が可能です。図4-2 d-2に今回測定を行った場所とその周辺の地図を示します。東京工業大学南3号館に送信アンテナを設置し(地上からのアンテナ高は約40m)、受信アンテナを地図上の黄色い点に沿って、黒い矢印の方向に移動しました。図4-2 d-3の「Street I」から「Street IV」の経路を受信アンテナが移動したときに、ある強度の受信電力が観測されたときの受信アンテナから見た電波の到来方向(DOA: Direction of Arrival)、および両偏波合計の電力と、そのときの受信アンテナの位置との関係をそれぞれの Street においてプロットしたものが図4-2 d-3～図4-2 d-6です。図において、一番強い電力を0dBに規格化し、それから-10dBのレベルまでの到来波をプロットしています。これらの図において DOA=0度は受信アンテナの進行方向とし、そこから左回りを角度の+方向、右回りを-方向とします。ここで例えば Street I の場合に、送信、受信アンテナの周辺や、伝搬路に高層の建造物が存在しなければ、Street I の全経路に渡って、受信アンテナの進行方向か

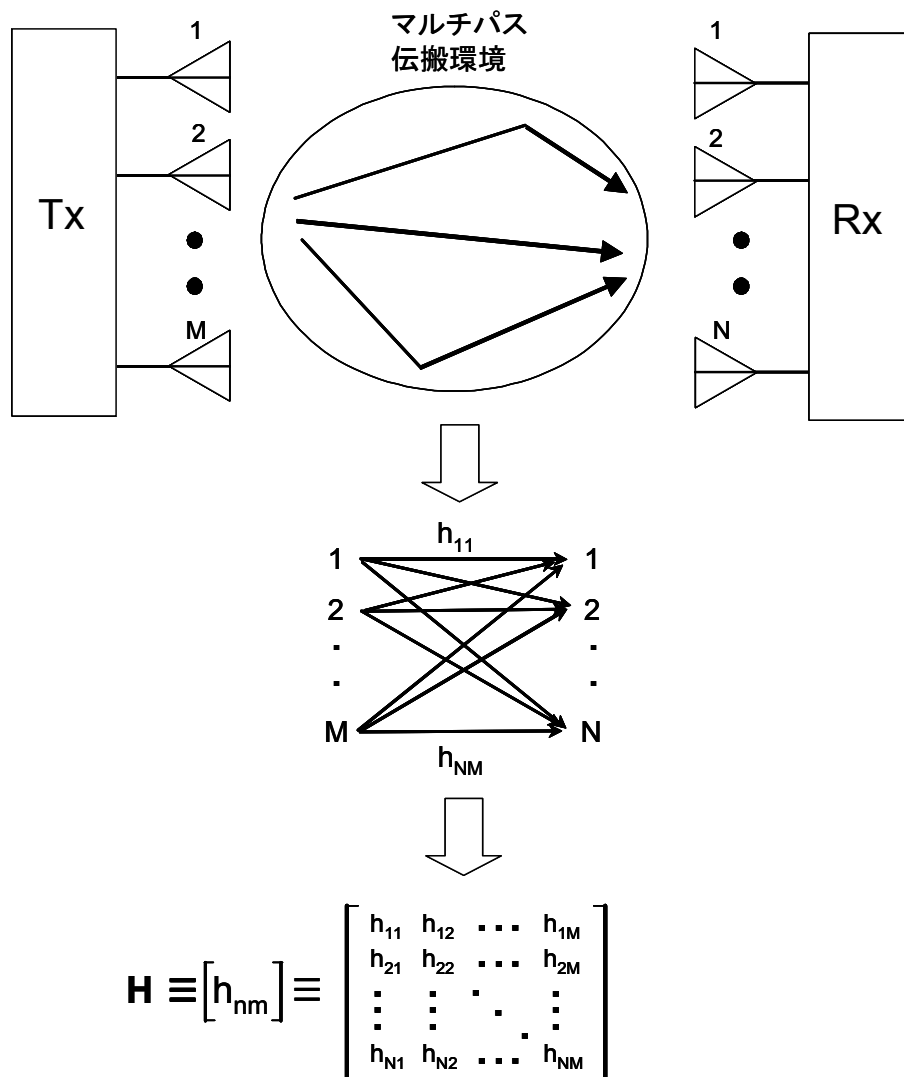


図4-2 d-1 チャンネル応答行列の概念図

ら見て送信アンテナはおおよそ-90 度の方向に存在するので、図 4-2 d-4 においては DOA= -90 度のラインに電界強度の点がほぼ一列に並ぶはずですが、しかしながら Street I 沿いに存在する建築物により、送信アンテナからの電波が反射、回折、散乱されて、その結果さまざまな方向から電波が到来することが図からわかります。ただし、到来波が送信アンテナから見て受信アンテナの反対側の壁にほぼ垂直に入射して、この反射波が受信アンテナに到達する事から、±90 度付近の方向から強い電波が到来する傾向があることもわかります。本チャネルサウンダにより、特定の受信信号の送信アンテナにおける DOD(Direction of Departure)も推定できるため、ある受信電力が観測されたとき、送信アンテナの正面方向を DOD=0 度として、DOD と DOA を同時にプロットすると図 4-2 d-7 のように、空間の中で電波が明確な傾向を持って、ある特定方向から到来している事がわかります。これは対応する DOD と DOA の方角に大きな構造物があることを示しています。受信電力の DOA と DOD から伝搬路内に存在する構造物の位置を特定する作業を「クラスタリング」と呼びます。



図 4-2 d-2 東京工業大学大岡山キャンパス近辺における地図および伝搬測定における受信アンテナの移動経路

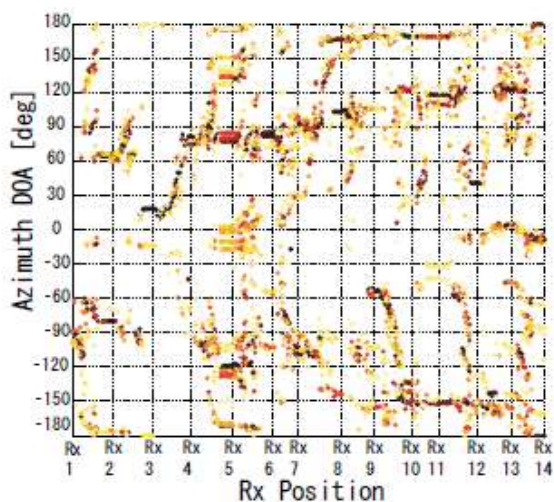


図 4-2 d-3 Street I における受信アンテナ位置による DOA の変化

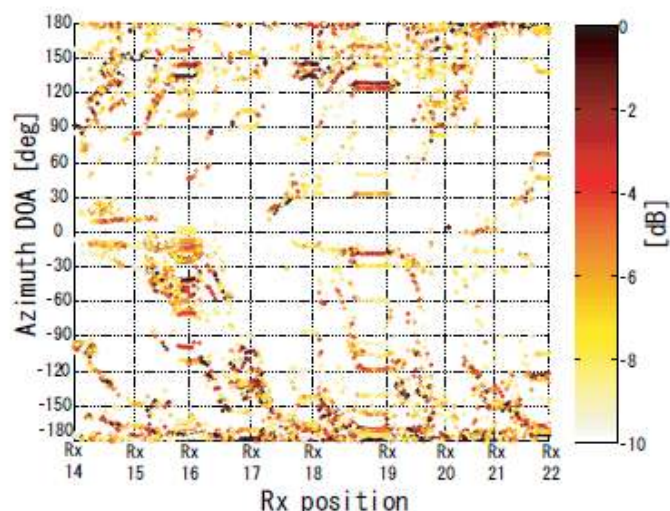


図 4-2 d-4 Street II における受信アンテナ位置による DOA の変化



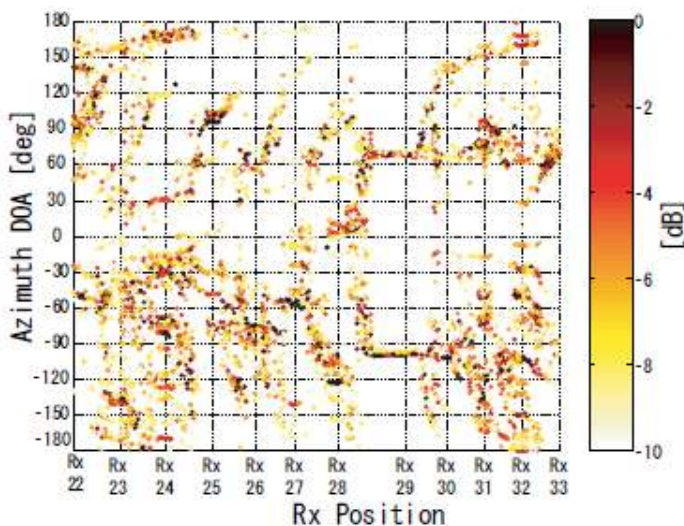


図 4-2 d-5  
Street III における受信アンテナ位置による DOA の変化

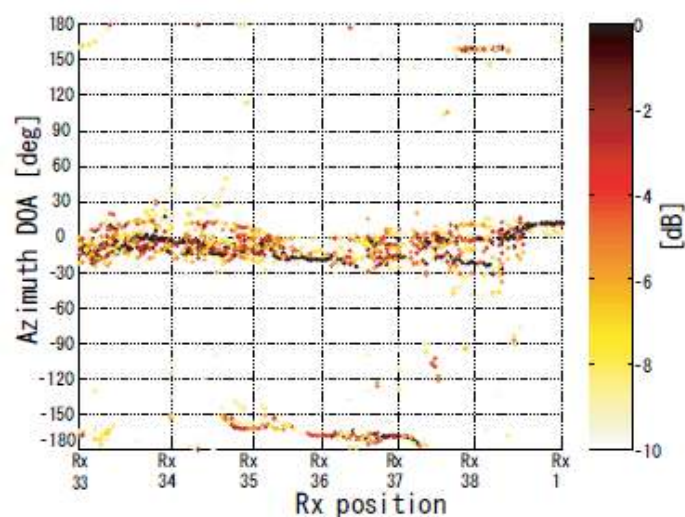


図 4-2 d-6  
Street IV における受信アンテナ位置による DOA の変化

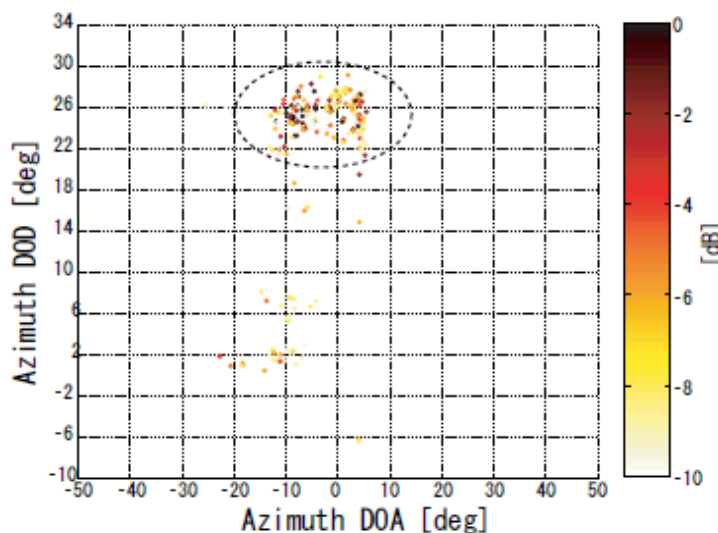


図 4-2 d-7 Street I を受信アンテナが移動したときの受信電力強度とそれに対応する DOD および DOA

・市街地におけるチャンネルサウンダによる電波伝搬測定

続いて富士通株式会社川崎工場とその周辺道路において、チャンネルサウンダを使用して市街地伝搬測定を行いました。この測定では、特に到来波の垂直、水平偏波の割合 (Cross-polarization ratio: XPR) に注目しました。図 4-2 d-8 は測定場所近辺の地図です。送信アンテナ (BS) は川崎工場の本館屋上に設置し (地上からのアンテナ高は約 85m)、受信アンテナを図中の道路沿いに移動し、S, N, J, C のそれぞれの地点において XPR を測定しました。さらに本測定によって双方向の MIMO チャンネルが測定できるので、今回の受信アンテナから仮に電波を放射したとした場合の、送信アンテナ位置における受信 XPR も計算する事が出来ます。この時、以下の 4 種類の XPR が定義できます。

(1) (今回は測定していないが、仮に) MS において垂直偏波によって送信された信号のうち、垂直偏波のまま BS に到達する電力と、水平偏波に変化して BS に到達する電力との比  $XPR_V^{BS}$ 。

(2)(今回は測定していないが、仮に)MSにおいて水平偏波によって送信された信号のうち、水平偏波のままBSに到達する電力と、垂直偏波に変化してBSに到達する電力との比  $XPR_H^{BS}$ 。

(3)BSにおいて垂直偏波によって送信された信号のうち、垂直偏波のままMSに到達する電力と、水平偏波に変化してMSに到達する電力との比  $XPR_V^{MS}$ 。

(4)BSにおいて水平偏波によって送信された信号のうち、水平偏波のままMSに到達する電力と、垂直偏波に変化してMSに到達する電力との比  $XPR_H^{MS}$ 。

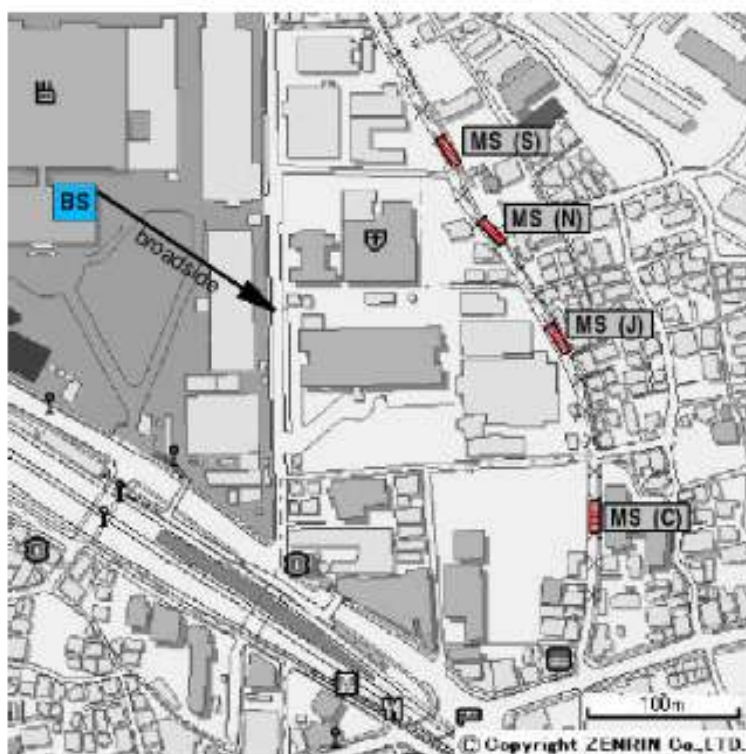


図4-2 d-8 富士通川崎工場(BSのある場所)およびその周辺におけるXPR測定位置(S, N, J, C)

図4-2 d-9はJ, S, N, Cの各測定点における上記(1)~(4)の交差偏波の平均値を示したものです。J, Sの両地点においては垂直、あるいは水平偏波が良く保存されてMSあるいはBSに到達することがわかります。さらに図4-2 d-10から、J, S両地点のXPRの標準偏差は他の地点のものよりも小さく、伝搬環境が安定していることがわかります。今回のJ, S地点は、周囲に建造物の存在するNLOS環境下であったにもかかわらず、周囲の特定の建造物が偏波を保持するような役割を果たしていたと考えられます。一方C地点においては見通しのLOS環境であり、本来ならば偏波成分がよく保存されるはずですが、図4-2 d-9、図4-2 d-10より、偏波が保存せず変化する量が多く、さらに変化量のばらつきが大きいことがわかります。これはC地点のMSの周囲に水平方向の建造物が多数あり、これらの影響が大きかったためと考えられます。

結果として今回の環境下においては、送信時の偏波成分が受信時において良く保存されるかどうかは、BSとMS間のLOS環境が確保できるかどうかよりも、MSの周囲にある建造物が偏波成分を保存するような形状、または配置になっているかどうかにより大きく依存する場合があることが明らかになりました。またこの現象は、道路両脇の建造物の高さや、通りの方向とBS-MS間の見通しの方向との関係にもよると考えられます。

図4-2 d-11にJ, C, S, Nそれぞれの地点におけるrms遅延スプレッドを示します。J地点においてはNLOSであったため、rms遅延スプレッドが大きくなったと考えられます。NとSとを比べると、N地点でのLOSの度合いはS地点のものより弱いので、N地点でのrms遅延スプレッドはもっと大きくなると予想されましたが、N地点の周囲ではより電波の散乱が多く発生するような環境であったことも原因と考えられます。

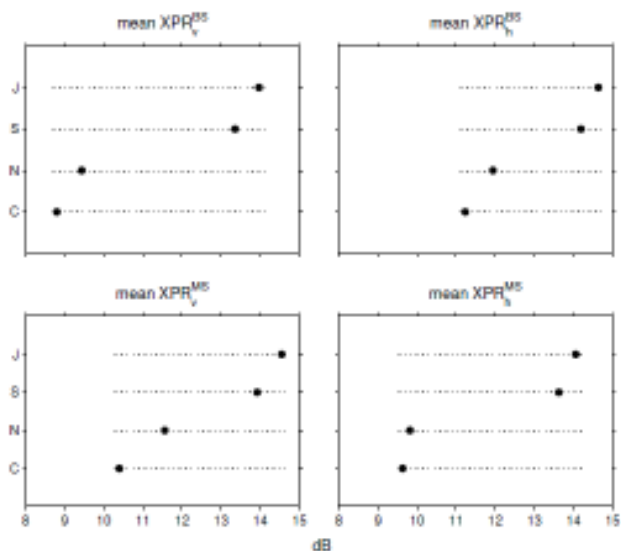


図4-2 d-9 BSおよびMS位置における平均XPR。今回MSからBSへは送信していないが、仮に送信したとした場合の $XPR_V^{BS}$ 、 $XPR_H^{BS}$ も示している。

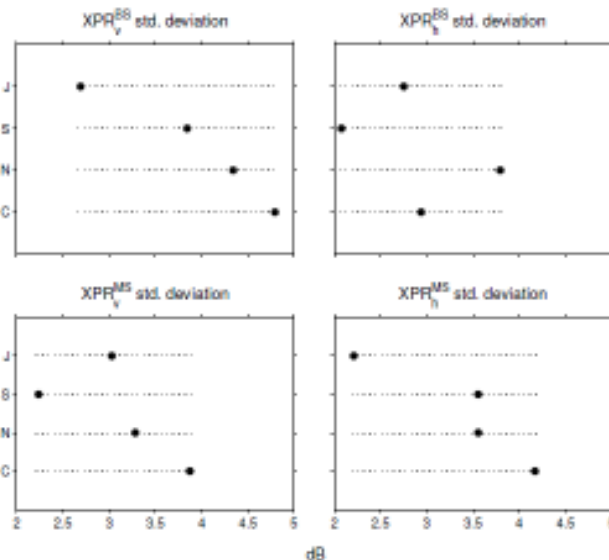


図4-2 d-10 BSおよびMS位置におけるXPRの標準偏差。

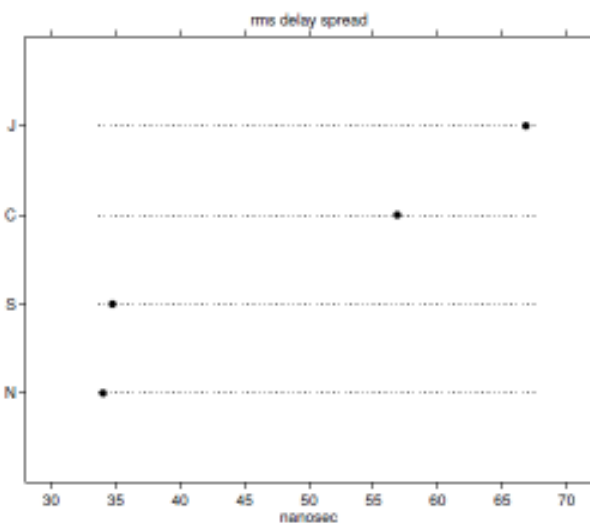


図4-2 d-11 各地点におけるrms遅延スプレッド

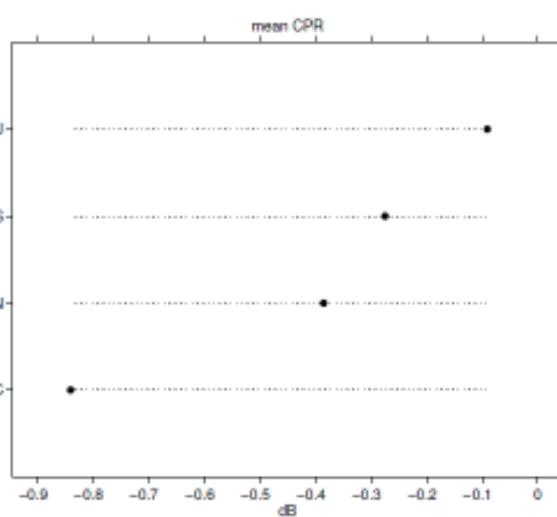


図4-2 d-12 各地点における平均CPR値

次に図4-2 d-12に垂直、水平どちらの偏波がより良く保存するかの指標であるCPR (Co-Polarization Ratio)の平均値を示します。これは垂直偏波で送信したときに、受信側で垂直偏波を保存する電力と、水平偏波で送信したときに受信側で水平偏波を保存する電力との比です。すべての測定地点においてCPRがマイナスになっていることから、今回の測定環境においては水平偏波を保存する割合のほうが大きいことがわかります。傾向とし

て、周囲に水平方向の構造物が多いときにより水平偏波が良く保存されてよりCPR値が小さくなります。

最後に図4-2 d-1 3にCPRの標準偏差値を示します。図4-2 d-4において、N地点の周囲には散乱体が多く存在することを述べましたが、やはりここでCPRのばらつきが大きくなっています。

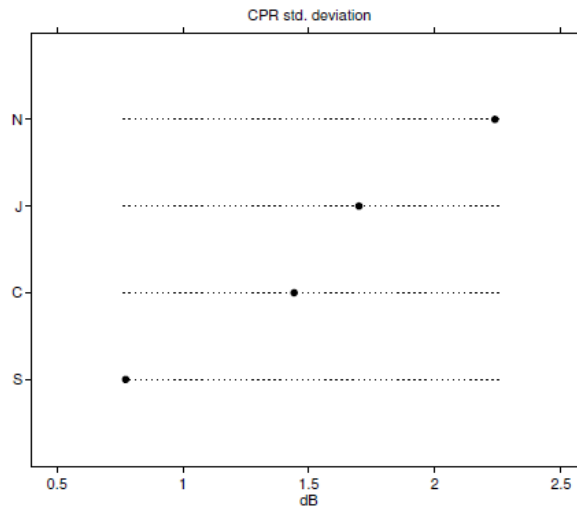


図4-2 d-1 3 各地点におけるCPR値の標準偏差値

#### 4-2 d-3 まとめ

本研究開発において導入したチャンネルサウンダを用いて、MIMOの双方向、水平、垂直両偏波を考慮した伝搬路測定を行いました。住宅街（大岡山周辺）における測定結果から、DOA、DODを用いてクラスタリングを行いました。さらに市街地（富士通川崎工場周辺）における伝搬路の偏波特性、rms遅延スプレッドを測定しました。

チャンネルサウンダによる測定における究極の目標は、「散乱による電波の伝搬メカニズムを考慮してモデル化し、送受アンテナ間の双方向伝達関数を正確に数学的に表現する」という点にあります。ただし、本測定法では放射、到来方向を推定するために、放射・受信波が平面波であると仮定しています。この仮定を満足しない波、例えば近傍の建造物におけるエッジ部分で散乱されたような波をどのように扱うかについては現在でも確立した方法はなく、今後の検討課題です。当面は今回の測定結果を利用して、伝搬路特性を精度良くデータとして保存することを目標とします。このデータの有用性は、特性が既知のアンテナの放射パターン等のデータと結合してシミュレーションを行うことにより、実験環境下において最適なアンテナシステムの設計構築を実験でなくシミュレーションにより行うことができることにあります。これにより、開発の効率が飛躍的に向上することが期待されます。

### 4-3 副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズムの研究開発

#### 4-3-1 テーマの位置づけ

MEMSは現在の高周波半導体可変素子と比較して、低挿入損失、高い線形性などの特徴を有します。しかしながら現状ではスイッチング速度やキャパシタンスの可変速度など、半導体の性能に及ばないものもあります。そこで現時点でMEMSを広帯域移動体通信に用いるためには、MEMSの弱点をカバーするようなアルゴリズムを採用する必要があります。

本研究においては、計算量を低減して MEMS の遅いスイッチング速度に対応する検討を行いました。

#### 4-3-2 実施状況

本研究において、前項 4-2 c で実施した「偏波選択型 MIMO アンテナシステム」について、アンテナ選択のための新しいアルゴリズムを提案し、シミュレーションによる検討を行いました。4-2 c における実験では、「アンテナ選択が常に正しく行われていたとしたら、このように送信電力低減の効果が期待できる」という結果を示しましたが、実際はリアルタイムで正しいアンテナを選択するようなアルゴリズムが必要となります。ここでアンテナのどの素子を選択するかによって BER(Bit Error Rate)が最小になったり、受信信号の SNR (Signal-to-Noise power Ratio)が最大になったり、または伝送容量が最大になったりします。ここで重要なのは、たとえば SNR が最大するとき、必ずしも同時に伝送容量が最大になったり、BER が最小にならないということです。そこで本検討ではいくつかの基準でアンテナを選択して、それらの各場合において BER を比較します。アンテナの選択基準としては以下のようなものが考えられます。

- (1)BER(Bit Error Rate)が最小になる。
- (2)SINR(signal-to-interference-and-noise ratio)が最大になる。
- (3)伝送容量(capacity)が最大になる。
- (4)アンテナの選択は全くランダムに行う。

本研究においては、この他に「各アンテナ素子間の相関係数の総和と各アンテナへの受信電力の総和との比が最小になる」という基準を提案します (Maximum-Power/Minimum-Correlation: MAPMIC)。相関係数が小さければ小さいほど、MIMO におけるパスの分離が容易になるので、MIMO の特徴を最大限に活かします。一方、受信電力が大きければ大きいほど SNR が高くなります。

しかしながら、MIMO チャンネル同士の相関が高い場合には MIMO システムの性能は、受信電力ではなく主に到来信号間の相関に依存します。このような状態においては、MAPMIC 基準によるアンテナ選択による性能は最小 BER から大きく劣化する事があります。そこで「ハイブリッド選択基準」を用意します。これは MAPMIC 基準時の SINR を測定し、また相関が最小となる基準(Minimum-correlation: MIC)時の SINR とを比較して、どちらかより大きい SINR を与える選択基準を採用するというものです。

本提案方式のメリットは以下のとおりです。

- (1)行列の積計算や行列式を求める必要がないので、他の基準と比較して計算速度を高速化できる。例えば 2×2MIMO において 16 サブキャリアの時、提案方式の MAPMIC 選択基準を用いると最大 SINR 選択基準と比較してわずか 7%程度の計算量で済む。
- (2)フラットフェージング環境時には相関係数の計算はコヒーレント帯域幅内に 1 回だけですむため、計算時間が少なくて済む。

まず 4-2 c 項で行ったのと同様の MIMO チャンネル測定を、図 4-3-1 に示すオフィス環境において行いました。ただし測定にはチャンネルサウンダを用いました。送信アンテナは 4×2 素子の平面リニアアレイであり、受信アンテナは 3 給電点切り替え型アンテナの 2 素子分を用いました。この後、測定されたチャンネル情報を用いてシミュレーションを行い、提案の MAPMIC アンテナ選択基準およびハイブリッドアンテナ選択基準が、最小 BER を与えるアンテナ選択時の性能にどこまで近づけるかを計算しました。表 4-3-1 に本 2×2 MIMO システムの主要なパラメータを示します。

図4-3-2はあるチャネル状態時において、最小BERを与える選択時、MAPMIC選択時およびハイブリッド選択時におけるアンテナ組み合わせを示したものです。アンテナ選択基準の違いによって、さまざまなアンテナ組み合わせが存在する事がわかります。加えて、本実験のようなマルチパス環境下においては、モノポールアンテナ以外の平面型パッチアンテナの使用も、より小さいBERを得るためには非常に有効であることがわかります。

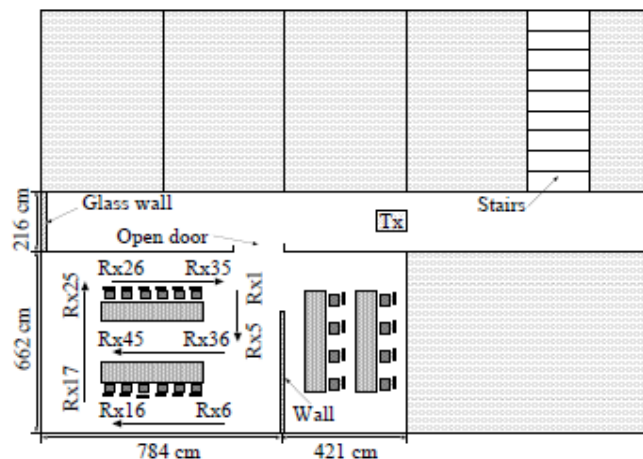


図4-3-1 測定環境と送信アンテナ位置および受信アンテナ Rx の測定点

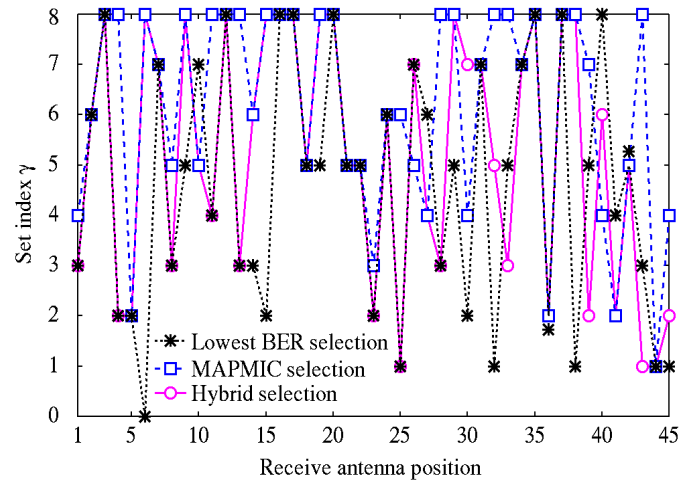
表4-3-1 2×2 MIMO システムの主要パラメータ

Number of transmitters	2
Number of receivers	2
Number of polarization antennas	3
Modulation/detection	QPSK / coherent detection
FFT/ cyclic prefix length	64 / 16 samples
Interleave size	12x8
Encoding	Convolution (R=1/2, K=7)
Decoding	Soft Viterbi
Code rate	1/2
Constraint length	7

図4-3-3から図4-3-6までは、異なる場所における測定結果を用いたBERと送信電力の関係を示すシミュレーション結果です。図4-3-1中のRx1~Rx45が図中のposition 1~45に相当します。BERは、チャネルインパルス応答(Channel Impulse Response: CIR)の10回分のスナップショットから計算されたBERを平均したものです。図4-3-3、4-3-4、4-3-6においてはいずれもSINR最大選択基準による結果が最小BER

基準選択によるものと一致しています。提案の MAPMIC 選択基準は capacity 最大選択基準と同等か(図 4-3-3~4-3-5)、それを超える性能を示しています(図 4-3-6)。

$\gamma$	Antenna set	Antenna polarization
0	0,0	Vertical-vertical ( $D_0, D_0$ )
1	0,1	Vertical-horizontal ( $D_0, D_1$ )
2	0,2	Vertical-horizontal ( $D_0, D_2$ )
3	1,0	Horizontal-vertical ( $D_1, D_0$ )
4	1,1	Horizontal-horizontal ( $D_1, D_1$ )
5	1,2	Horizontal-horizontal ( $D_1, D_2$ )
6	2,0	Horizontal-vertical ( $D_2, D_0$ )
7	2,1	Horizontal-horizontal ( $D_2, D_1$ )
8	2,2	Horizontal-horizontal ( $D_2, D_2$ )



(a) アンテナの組み合わせとインデックス

(b) 各選択基準によるアンテナ選択結果

図 4-3-2 各測定点における、各選択基準によるアンテナ選択の結果

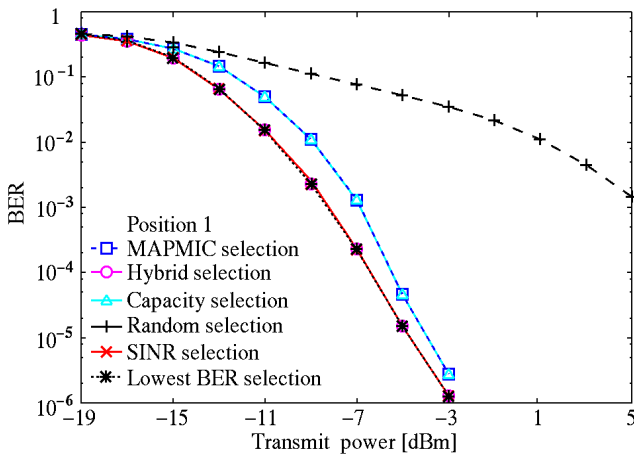


図 4-3-3

Position 1 における、各アンテナ選択基準による BER の違い

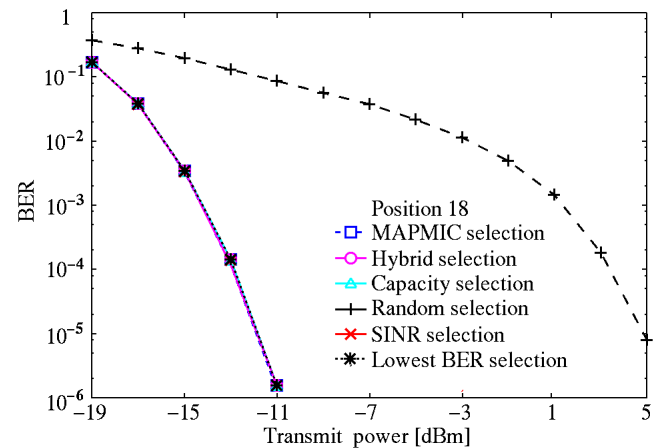


図 4-3-4

Position 18 における、各アンテナ選択基準による BER の違い

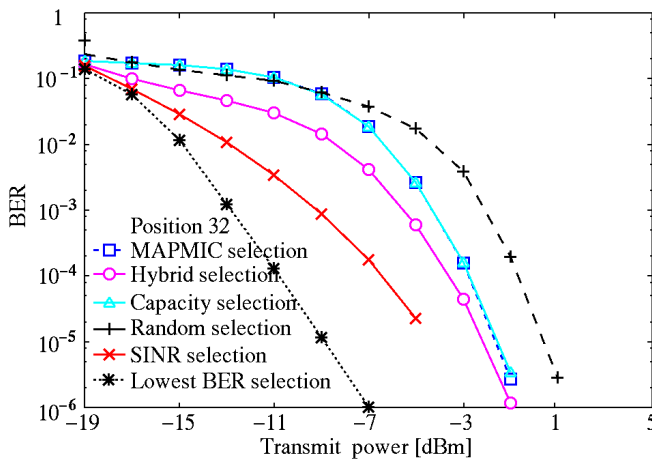


図 4-3-5

Position 32 における、各アンテナ選択基準による BER の違い

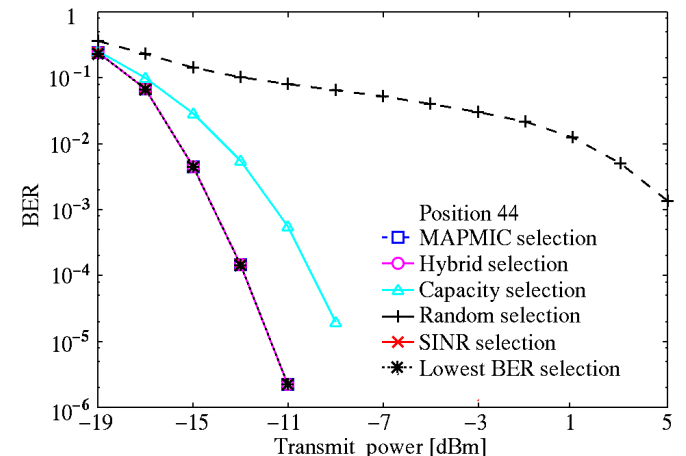


図 4-3-6

Position 44 における、各アンテナ選択基準による BER の違い

また、図中における「最小 BER 選択基準」は 2 つの 3 偏波アンテナの全ての素子の組み合わせ、つまり 9 通りの組み合わせを測定した後にのみ可能になります。従って、実時間において選択アルゴリズムによって自動的に選択しうる「最小の限界値」といえます。従ってアンテナ選択アルゴリズムが完全ならば常に「最小 BER 選択基準」と同じアンテナの組み合わせを選択するはずですが、実際アルゴリズムの不完全性から、常に「最小 BER 選択基準」と同じアンテナの組み合わせを選択する事は困難です。

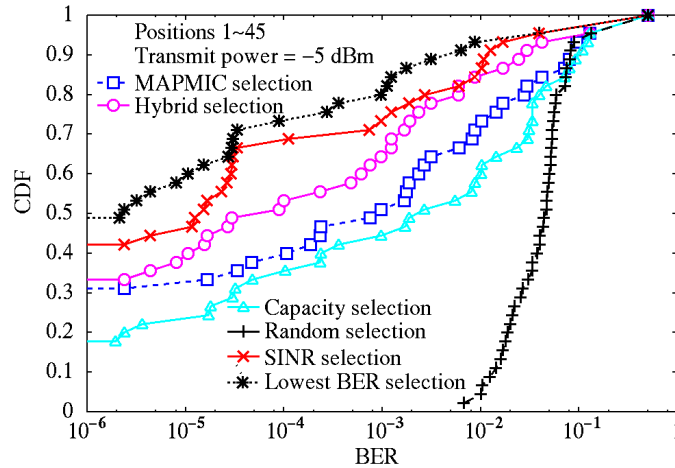


図 4-3-7 各選択基準による全測定地点における BER の CDF

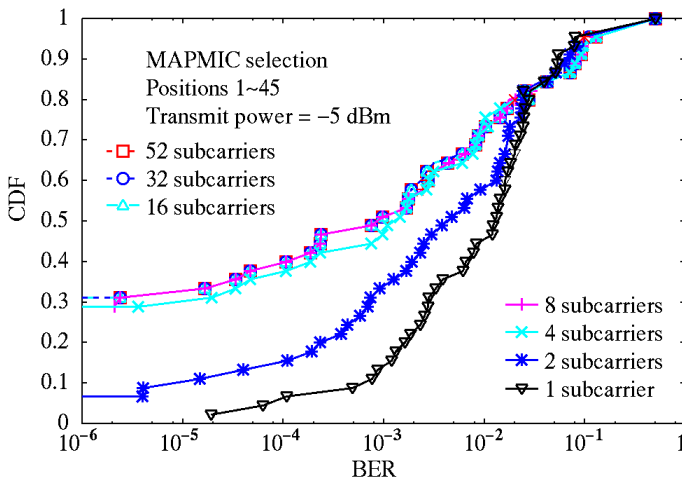


図 4-3-8

MAPMIC 選択基準における、サブキャリア数と BER 性能の関係。16 サブキャリアまで減らしても、BER 性能はほとんど影響を受けない。

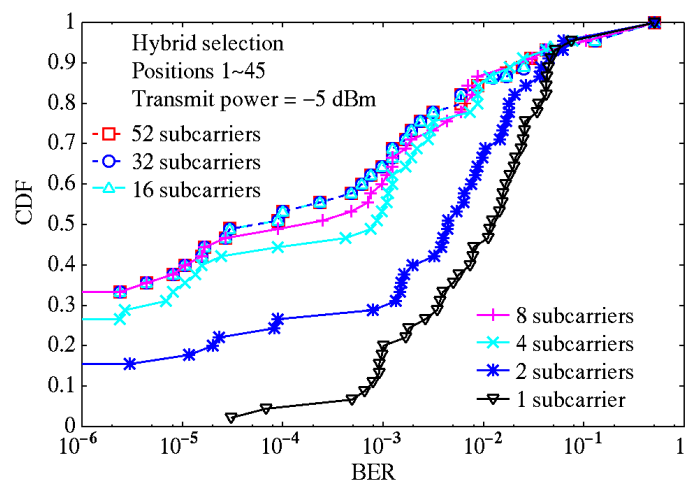


図 4-3-9

ハイブリッド選択基準における、サブキャリア数と BER 性能の関係

またこれらの図から、ハイブリッド選択基準は常に MAPMIC 基準と同等かそれ以上の性能を示しており、本選択方法の有効性を示しています。さらに図 4-3-7 は BER の累積分布関数(CDF)を示しており、CDF の 50% 値における BER を比較すると、最小 BER 選択基準がもちろん一番小さく  $2.5 \times 10^{-6}$  であり、続いて小さい順に最大 SINR 選択基準、ハイブリッド選択基準、MAPMIC 選択基準、最大伝送容量選択基準、ランダム選択基準となっています。図 4-3-8 と 4-3-9 は信号のサブキャリア数を 52、32、16、.....1 とした



場合の MAPMIC 選択基準とハイブリッド選択基準における BER の CDF を示したものです。これらの図より、サブキャリア数を 52 から 16 にまで減らしても、BER の性能には影響を与えない事がわかります。サブキャリア数を減らす事により計算量が減るので、演算の高速化および消費電力の低減に有利となります。ただしサブキャリア数を 16 より小さくしてしまうと、BER 性能が劣化するので注意が必要です。

最後に、表 4-3-2 にそれぞれの選択基準に要する計算量を示します。図 4-3-7 においては、最大 SINR 選択基準による BER 性能が、最小 BER 選択基準に一番近い良好な性能を示していますが、表 4-3-2 より全てのサブキャリア数において、他の選択基準よりも大幅に計算量が多い事がわかります。すなわち実用となるシステムにおいてサブキャリア数 16 のときに、BER 性能が図 4-3-9 におけるハイブリッド選択基準程度(50%値で  $5.5 \times 10^{-5}$ )で十分な場合は、最大 SINR 選択基準の 30%程度の計算量で済み、さらに図 4-3-8 における MAPMIC 選択基準(50%値でおよそ  $10^{-3}$ )で十分な場合はわずか 7%の計算量で済むので、移動機の低消費電力化に非常に有効であると考えられます。

表 4-3-2 各選択基準におけるサブキャリア数と計算量との関係

Number of subcarriers	52	32	16
MAPMIC selection	2853	1773	909
Hybrid selection	11821	7301	3685
Capacity selection	10305	6345	3177
SINR selection	40275	24795	12411

#### 4-3-3 まとめ

給電点選択型 MIMO アンテナシステムについて、アンテナ選択のためのアルゴリズムを提案し、実測値を元にシミュレーションによる検討を行いました。アンテナ選択法として、相関係数と電力との比を評価関数として、これを最小にするアルゴリズム MAPMIC 選択基準および MAPMIC と MIC を組み合わせたハイブリッド選択基準を提案し、BER 特性において良好な結果を達成しました。ここで最大 SINR 選択基準とハイブリッド選択基準とを比較すると、BER 特性において同等か、または最大 SINR 選択基準の方が良好な結果を得ています。しかしながら計算量を比較すると、同一のサブキャリア数を用いたときに、ハイブリッド選択基準の計算量の方が大幅に少なくなっています。従って、BER 特性の条件がさほど厳しくないアプリケーションにおいては、消費電力低減の観点から、本提案のハイブリッド選択基準が非常に有効である事を確認しました。

#### 4-4 副課題エ) 実証実験

##### 4-4-1 テーマの位置づけ

無線信号伝送システムを開発し、前記の副課題アとイで研究開発される RF-MEMS 可変キャパシタ/移相器応用適応アンテナを受信アンテナに用いて、前記の副課題ウで研究開発される適応制御方式・アルゴリズムを受信装置のデジタル信号処理部に実装し、伝送ビット誤り率、受信コンスタレーション、伝送動画像を測定し、従来アンテナとの性能差を比較するのが本テーマの目的です。

#### 4-4-2 a 狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容

狭帯域伝送システムを2×2MIMOシステムに拡張したテストベッドを用いて、4-2 b項で述べた「可変キャパシタを用いた平面型可変指向性アンテナ」の評価実験、4-2 c項で述べた「3偏波選択型アンテナの2×2MIMOシステムによる評価」を行いました。また4-2 c項「デジタル型移相器を用いた適応ダイバーシチアンテナ受信実験」においてMIMOではない、ダイバーシチアンテナ制御アルゴリズムによる実験を行いました。

#### 4-4-2 b 広帯域伝送システムによる実証実験の実施内容

中心周波数 4.5GHz, 102MHz 帯域幅を持つシステムの実験局免許を取得し、4-2 a項で述べたアンテナ自動整合装置の広帯域信号における特性を評価しました。信号には4-2 cで述べたのと同様な IEEE802.11a フォーマットによる OFDM 信号を用いました。送信アンテナは32素子リニアアレイで利得は約18dBiです。受信機系は4-2 a項「RF-MEMS可変キャパシタを用いたアンテナ自動整合回路」と同様であり、受信アンテナのみ、4-2 c項「3偏波選択型アンテナの2×2MIMOシステムによる評価」で述べたのと同じアンテナを用いました（ただし1つのアンテナのモノポール素子のみ使用）。図4-4-1に測定環境の概略図を示します。YRP5番館屋上に送信アンテナを設置し、地上の歩道上を受信アンテナを移動させ、一定間隔毎に静止させて、4-2 a項と同様のアンテナ自動整合装置(AIMS)の性能評価測定を行いました。なお測定は深夜に行われ、26ポイントでの同じ測定を2回行いました。またAIMSを用いた場合と、AIMS回路の可変キャパシタ（今回は市販バラクタダイオードを使用）に固定電圧を加えて自動整合動作を停止させたものの場合について帯域内受信電力を測定しました。図4-4-2に測定受信電力のCDFを示します。図よりAIMS動作時と非動作時における受信電力値にはほとんど差が見られません。原因としては、4-2 aで行った単一周波数におけるAIMS動作においては、波長が1種類しか存在しないため、アンテナ近傍界の変動が激しくAIMSの補償効果が大きかったと考えられます。今回の102MHz帯域においては、信号の波長がさまざまであるため、近傍界の落ち込みが平均化されて、AIMSがさほど有効で無かったものと考えられます。

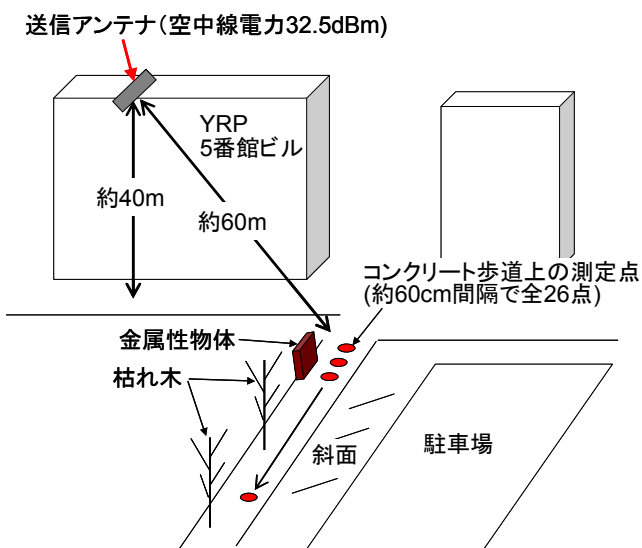


図4-4-1 測定環境の概略図

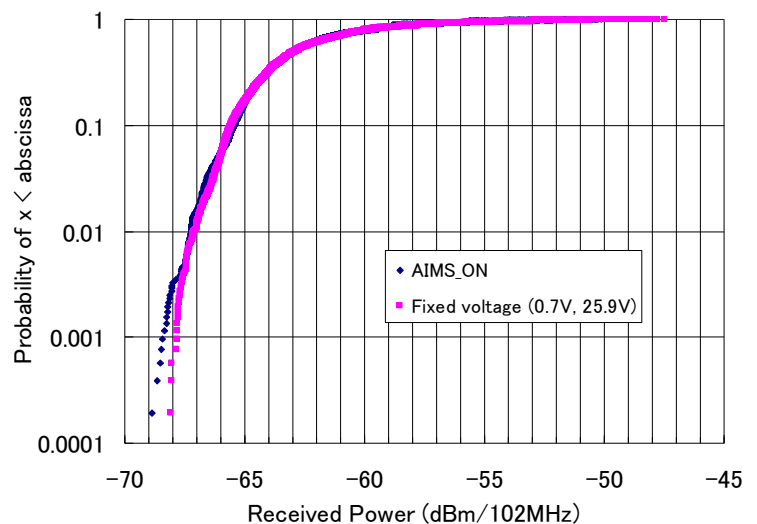


図4-4-2 受信電力のCDF値。同一地点で3回の測定を行った。測定条件は次の通り。

- ・反射体の往復運動の周期：約2.0 sec
- ・データ取得は1地点毎におよそ100msec間隔で100ポイント取得
- ・スペアナの設定(Agilent E4440A): 中心周波数: 4.5GHz, RBW: 1.5MHz, sweep time: 10ms, average: 0回

### 4-4-3 まとめ

現在狭帯域伝送実験システムにおいて、適応ダイバーシチアンテナシステムの評価実験を行い、場所率が4倍になる良好な結果を得ました。さらに本伝送システムをMIMOシステムへと拡張する事により、本研究開発で行われたアンテナの特性を最大限引き出す事が出来ました。また広帯域伝送実験システムを用いたアンテナ自動整合装置の性能評価によって、郊外地におけるアンテナ自動整合装置のさらなる特性改善のためのデータ収集を行いました。

### 4-5 総括

研究開発目標に対する達成状況は良好です。以下に概要を記載します。

「副課題ア) RF-MEMS デバイスの研究開発」においては、MEMS 可変容量デバイスのQ値が受託時の目標値そのものとは差があるものの、実用上問題無い高性能を達成しました。容量変化率は300%を超え、5GHzにおけるQ値は190を達成しました。実用上Qが60以上あれば、ほとんど挿入損失等の影響は無いといえます。

「副課題イ) 適応アンテナの研究開発」においては、MEMS 可変キャパシタを用いて、実用上十分な速度と低い挿入損失でのインピーダンス補償動作に成功しました。

さらに可変キャパシタを用いたRF 適応ダイバーシチアンテナをMIMO アンテナテストベッドによって評価しました。その結果マルチパス環境下において、アンテナビーム切替の選択数が比較的少ない場合にも、固定受信アンテナと比較してBER性能の大幅な向上を達成しました。

またMEMS 可変移相器も解像度が3ビットのものが完成し、良好な移相特性を達成しております。同時にRF 適応アンテナテストベッドにおいて、3ビットデジタル型可変移相器を用いて十分な受信性能を検証していることから、MEMS 可変移相器の使用によっても良好な特性を達成できます。

加えてMEMS スイッチを用いた適応アンテナを、「副課題ウ) 適応アンテナの制御方式・アルゴリズムの研究開発」で開発したアンテナ選択アルゴリズムを実装したMIMO アンテナ評価用テストベッドにより評価し、次世代移動体通信機器の実現に必要な不可欠といえる、送信電力の大幅な低減に成功しました。

一方「4-2d 電波伝搬測定」においては、富士通川崎工場、東工大大岡山キャンパス周辺における多数の伝搬データ測定において、住宅地および都市環境下における水平、垂直偏波を考慮した伝搬特性を明らかにし、さらに数学的伝搬モデルの構築に有用なデータを数多く取得しました。またYRP 研究開発センターにおいて102MHzの広帯域信号によるアンテナ自動整合装置のフィールド実験を行い、インピーダンス補償特性の更なる改善のためのデータ取得を行いました。

以上により、RF-MEMS を用いた適応アンテナシステムを次世代の高速移動通信に適用するための十分な技術的基盤が蓄積されたと言えます。

また本研究開発からの学会等への論文発表総数は原著論文、口頭発表を含めて96件、特許出願数は国内、海外を含めて37件を数え、学術的な価値の面からも、知的財産創出の面からも大変有意義な研究開発であったと言えます。

## 5 参考資料・参考文献

### 5-1 研究発表・講演等一覧

#### 平成 14 年度

- [14-1] Y. Nakaya, T. Toda, S. Hara and Y. Oishi, "A Study on Reactively Steered Adaptive Array in OFDM Systems," accepted for presentation at the 2003 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/CNC/URSI North American Radio Science Meeting, Columbus, Ohio, USA, June 2003.
- [14-2] 戸田、中谷、原、大石、"インパルス応答とバーチャルサブキャリアを用いた干渉除去用アダプティブアレー,"信学総大, 2003.3.
- [14-3] 中谷、原、大石、戸田、"OFDM 用適応アンテナにおける干渉抑圧アルゴリズムの高速化,"信学総大, 2003.3.

#### 平成 15 年度

- [15-1] S. Hara, Y. Irie, Y. Nakaya, T. Toda, and Y. Oishi, "A Response-Aware Control Method for Analog Adaptive Array Antenna," IEEE PIMRC, Sept. 2003.
- [15-2] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "Adaptive Control of Antenna Impedance Matching for Mobile Communication Systems," COST273, May 2003.
- [15-3] Y. Irie, S. Hara, Y. Nakaya, T. Toda, and Y. Oishi, "A Beamforming Method for a Reactively Steered Adaptive Array Antenna with RF-MEMS Device," IEEE TCWCT, Oct. 2003.
- [15-4] S. Hara, Y. Irie, Y. Nakaya, T. Toda, and Y. Oishi, "Acceleration of Beamforming Speed for RF-MEMS-Implemented Phased Array Antenna," IEEE TCWCT, Oct. 2003.
- [15-5] Y. Nakaya, T. Toda, S. Hara, and Y. Oishi, "Incorporation of RF-adaptive Array Antenna into MIMO Receivers," IEEE TCWCT, Oct. 2003.
- [15-6] Y. Nakaya, T. Toda, S. Hara, and Y. Oishi, "Performance Evaluation for an RF-AAA Employed in MIMO Receiver," IEEE WPMC, Oct. 2003.
- [15-7] 中谷、戸田、原、大石、"RF 処理型アダプティブアレーアンテナを用いた MIMO 受信機," 信学ソ大, 2003 年 9 月.
- [15-8] Tran, 入江、原、中谷、戸田、大石、"RF-MEMS 可変リアクタを用いたエスパアンテナのビームフォーミングアルゴリズム," 信学ソ大, 2003.9.
- [15-9] 入江、Tran、原、中谷、戸田、大石、"RF-MEMS 移相器を用いたフェーズドアレーアンテナ," 信学ソ大, 2003.9.
- [15-10] 入江、原、中谷、戸田、大石、"RF-MEMS 可変リアクタンスを用いたエスパアンテナの適応制御アルゴリズム," 信学技報 AP 研, 2003.9.
- [15-11] Y. Nakaya, T. Toda, S. Hara, and Y. Oishi, "RF-adaptive array antenna used on MIMO Receiver under Interference," IEEE ICC, June 2004.
- [15-12] Y. Nakaya, T. Toda, S. Hara, and Y. Oishi, "An RF-adaptive array antenna incorporated in a MIMO Receiver under Interference," IEEE VTC, May 2004.
- [15-13] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "Effective range of drift reduction with an impedance converter for antenna measurements," COST273, Sept. 2003.
- [15-14] 入江、原、中谷、戸田、大石、"RF-MEMS デジタル移相器を用いたフェーズドアレーアンテナの適応制御アルゴリズム," 信学技報 AP 研, 2003.11.
- [15-15] 田中、井田、高田、戸田、横尾、大石、"可変キャパシタンスを給電部に直列装荷した WLAN 機器用 RF 適応アンテナのダイバーシチアンテナ利得 (DAG) による性能評価," 信学技報 AP 研, 2003.12.
- [15-16] 中谷、戸田、大石、原、"RF 処理型適応アレーアンテナにおけるチャンネル推定方法の一検討," 信学総大, 2004.3.
- [15-17] 本田、戸田、中谷、横尾、大石、"2.4GHz 帯無線 LAN におけるエスパアンテナを用いた干渉

- 波抑圧実験," 信学総大, 2004.3.
- [15-18] 井田, 高田, 戸田, 大石, "アダプティブ制御による移動体通信機用アンテナ自動整合装置," 信学総大, 2004.3.
- [15-19] 田中, 井田, 高田, 戸田, 大石, "可変キャパシタを給電部に並列装荷した RF 適応アンテナ," 信学総大, 2004.3.
- [15-20] Tran, 入江, 原, 戸田, 中谷, 大石, "MEMS 可変リアクタを用いたエスパアンテナの最急勾配法と一次元探索法による収束特性の比較," 信学総大, 2004.3.
- [15-21] 梅田, 入江, Tran, 戸田, 中谷, 大石, "RF-AAA において準ニュートン法を用いた制御アルゴリズム," 信学総大, 2004.3.
- [15-22] 中谷, 戸田, 原, 大石, "RF 処理型アダプティブアレーを用いた MIMO-OFDM システムの受信時におけるチャネル推定方法の提案とその BER 特性," 信学技報 AP 研, 2004.3.
- [15-23] 本田, 戸田, 中谷, 横尾, 大石, "2.4GHz 帯無線 LAN におけるエスパアンテナを用いた干渉波抑圧実験," 信学技報 AP 研, 2004.3.
- [15-24] 田中, 井田, 高田, 戸田, 大石, "可変キャパシタによる重み制御回路を各給電部に装荷した RF 適応アンテナ," 信学技報 AP 研, 2004.3.
- [15-25] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system for mobile communication terminals," 信学技報 AP 研, 2004.3.
- [15-26] 入江, 原, 戸田, 中谷, 大石, "RF-MEMS デジタル移相器を用いたフェーズドアレーアンテナのビット誤り率特性," 信学技報 AP 研, 2004.3.
- [15-27] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An Adaptive Impedance Matching System for Mobile Communication Antennas," IEEE AP-S, June 2004.
- [15-28] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system and appropriate range for control elements," ECTI-CON May 2004.
- [15-29] A. Honda, T. Toda, Y. Nakaya, Y. Oishi, and J. Takada, "Experimental Verification for ESPAR Antenna to Suppress Interference in 2.4GHz Band Wireless LAN Transmission," IEEE ISAP, Aug. 2004.
- [15-30] H. Tanaka, I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "Diversity Antenna Loaded with Variable capacitor in Parallel for Equal Phase Combining," submitted to IEEE ISAP, Aug. 2004.
- [15-31] S. Hara, M. Umeda, Y. Nakaya, T. Toda, and Y. Oishi, "Performance Evaluation of Terminal-Side Adaptive Array Antenna Systems," submitted to IEEE WPMC, Sept. 2004.
- [15-32] S. Hara, M. Umeda, Y. Nakaya, T. Toda, and Y. Oishi, "A Hybrid RF-Analog/Digital Approach for Terminal-Side Adaptive Array Antenna," submitted to IEEE VTC, Sept. 2004.
- [15-33] H. Tanaka, I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "Diversity Antenna Loaded with Reactance Control Circuits Configured with Variable Capacitors for Effective Combining," Joint COST 273/284, June 2004.
- [15-34] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system for mobile antennas," COST273 10th Management Committee Meeting & Workshop, June 2004.
- [15-35] サタポーン, 蜂谷渉, 高田潤一他, "Experimental Study of Ultra Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula, " 3rd International Symposium on Communication and Information Technologies (ISCIT 2003), Sept. 2003.
- [15-36] サタポーン, 蜂谷渉, 高田潤一他, "Free Space Transmission Measurements of Ultra Wideband Antenna for Wireless Personal Area Network, " 26th Electrical Engineering Conference (EECON26), Nov. 2003.
- [15-37] 蜂谷渉, サタポーン, 高田潤一, "UWB アンテナのパルス伝送特性評価法," 信学総大, 2004.3.
- [15-38] サタポーン, 蜂谷渉, 高田潤一, "Evaluation of Free Space Transmission Gain of UWB-IR systems," 信学総大, 2004.3.
- [15-39] サタポーン, 蜂谷渉, 高田潤一他, "Experimental Evaluation of the Free Space Transmission Characteristics of Ultra Wideband Antennas," 信学技報 MW 研, 2003.7.
- [15-40] サタポーン, 蜂谷渉, 高田潤一, "Accurate Measurement of the Transfer Function of UWB Antennas," 信学技報 WBS 研, 2003.10.

## 平成 16 年度

- [16-1] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system and considerations for a better performance," , The Joint Conference of 10th Asia-Pacific Conference on Communications (APCC) and 5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications, June 2004, Aug. 2004.
- [16-2] 本田、戸田、原、高田、大石, "RF 処理型アダプティブアレーアンテナ用高速収束アルゴリズムの実証実験," 信学ソ大, 2004.9.
- [16-3] I. Ida, J. Takada, A. Honda, and Y. Oishi, "Experimental results of the adaptive impedance matching system," COST 273 11th Management Committee Meeting, Sep. 2004.
- [16-4] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system and its application to mobile antennas," IEEE TENCON2004, Nov. 2004.
- [16-5] T. Nakatani, A. T. Nguyen, T. Shimanouchi, M. Imai, S. Ueda, I. Sawaki, and Y. Satoh, "Single crystal silicon cantilever-based RF-MEMS switches using surface processing on SOI," 18<sup>th</sup> IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) 2005, Jan. 2005.
- [16-6] 田中、高田、井田、大石, "可変キャパシタを用いた高周波信号合成型適応アンテナの干渉波抑圧特性," 信学技報 AP 研, 2005.3.
- [16-7] 中谷、本田、井田、大石、原, "5GHz 帯無線 LAN システムにおける 2 素子位相制御型端末用 RF 適応アンテナの基礎実験," 信学総大, 2005.3.
- [16-8] 梅田、Jia, トゥアン、原、中谷、井田、大石, "実環境におけるインパルス応答行列間の相互相関に関する一考察," 信学総大, 2005.3.
- [16-9] トゥアン、原、中谷、井田、大石, "実環境におけるフェーズドアレーアンテナの動作特性," 信学総大, 2005.3.
- [16-10] H. Tanaka, J. Takada, I. Ida, and Y. Oishi, "Adaptive control method of RF-combining diversity antenna with reactance control circuits," 2005 IEEE AP-S International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, July 2005.

## 平成 17 年度

- [17-1] 上田政則, 上田知史, 「無線通信用 RF-MEMS デバイス」(「雑誌 Fujitsu」記事) .
- [17-2] Y. Nakaya, A. Honda, I. Ida, Y. Oishi, and S. Hara, "Performance of an RF adaptive array antenna for WLAN user client," WPMC 2005, Aalborg, Denmark, Sept. 2005, pp. 411 – 415.
- [17-3] 井田、大石、高田, "移動機用アンテナ自動整合装置," 信学技報 SR 研究会, vol. 105, no. 217, pp.143 – 146, 2005 年 7 月.
- [17-4] 井田、大石、高田, "アンテナ自動整合装置の受信アンテナへの応用," 信学ソ大, B-1-200, 2005 年 9 月.
- [17-5] チャン、原、中谷、井田、大石, "MEMS 移相器を用いたフェーズドアレーアンテナの制御アルゴリズム," 信学ソ大, B-5-35, 2005 年 9 月.
- [17-6] 三野、チャン、ジャ、原、中谷、井田、大石, "5GHz 帯 2×2 MIMO-OFDM における送信アンテナ間隔に対するチャンネル相関特性についての実験的検討," 信学ソ大, B-5-19, 2005 年 9 月.
- [17-7] Landmann, 高田, "On the plane wave assumption in indoor channel modeling," 信学ソ大, B-1-207, 2005 年 9 月.
- [17-8] Tuan, Jia, Hara, Nakaya, Ida, and Oishi, "Performance of phased array antenna with RF-MEMS phase shifters in real environments," The 2<sup>nd</sup> IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS 2005), Sapporo, Japan, Aug. 2005, pp. 11 – 15.
- [17-9] Tanaka, Takada, Ida, and Oishi, "Performance evaluation for RF-combining diversity antenna configured with variable capacitors," IEICE Transactions on Electronics, E89-C, no. 4, pp. 488 – 494, April 2006.
- [17-10] 島内、今井、中谷、上田知史、佐藤、グエン、佐脇, "クロスメンブレン型 RF 帯用 MEMS 可変キャパシタの開発," 第 22 回「センサ・マイクロマシンと応用システム」シンポジウム(電気学会 E 部門), 東京, 2005 年 10 月.
- [17-11] 富士通, 東工大, 阪大, "新世代移動機用適応アンテナシステムに関する研究開発," CEATEC

2005, 幕張メッセ, 2005年10月.

- [17-12] 東工大, 富士通, “RF processing adaptive array antenna configured with variable capacitors,” MWE 2005, パシフィコ横浜, 2005年11月.
- [17-13] 東工大, 富士通, “Double directional channel characterization,” MWE2005, パシフィコ横浜, 2005年11月.
- [17-14] Nakaya, Ida, Oishi, and Hara, “Measured capacity evaluation of indoor office MIMO systems using receive antenna selection,” The IEEE 63<sup>rd</sup> Vehicular Technology Conference (VTC-2006 Spring), Melbourne, Australia, May 2006.
- [17-15] クリアンサック, 高田, 中谷, 井田, 大石, “Verification of Kronecker MIMO channel model in a MLOS macrocellular environment,” 信学総大, B-1-233, 2006年3月.
- [17-16] 本田, 中谷, 井田, 横尾, 大石, 高田, 原, “アンテナ選択に RF スイッチを用いた端末用 MIMO システムの特性,” 信学総大, B-1-232, 2006年3月.
- [17-17] 中谷忠司, 「単結晶シリコンカンチレバー型スイッチ」, 原晋介, チェントウアンコク, 中谷勇太, 井田一郎, 大石泰之, 「RF-MEMS を用いた無線通信端末用適応アンテナ」(書籍「高周波化時代の RF-MEMS 技術の開発応用」), シーエムシー出版, 2006年3月.

## 平成 18 年度

- [18-1] Sivasondhivat, Takada, Ida, and Oishi, “Propagation characteristics at mobile station in an urban macrocellular environment at 4.5GHz,” 第 505 回電波研連 F 分科会, 2006年6月.
- [18-2] Tran, Hara, Honda, Nakaya, Ida, and Oishi, “A receiver side antenna selection method for MIMO-OFDM system,” The 64<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006-Fall), Sept. 2006.
- [18-3] Honda, Nakaya, Ida, Yokoo, Takada, Hara, and Oishi, “Performance evaluation of an antenna selection MIMO system with RF switches in mobile terminals,” The 64<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2006-Fall), Sept. 2006.
- [18-4] Hara, Tran, Honda, Nakaya, Ida, and Oishi, “A receive antenna directivity diversity method for MIMO-OFDM,” The 3<sup>rd</sup> International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS’06), Sept. 2006.
- [18-5] Tran, Hara, Nakaya, Ida, and Oishi, “An adaptive beamforming method for phased array antenna with MEMS phase shifters,” *IEICE Transactions on Communications*, E89-B, no. 9, pp. 2503 – 2513, Sept. 2006.
- [18-6] Tran, Hara, Honda, Nakaya, Ida, and Oishi, “A receive antenna selection for MIMO-OFDM system,” The 17<sup>th</sup> Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’06), Sept. 2006.
- [18-7] Takada, Ida, et al., *Mobile Broadband Multimedia Network*, St. Louis, Elsevier, 2006.
- [18-8] 田中, 高田, 本田, 井田, 大石, “RF 適応アンテナによるアンテナ選択・ビームステアリング型 MIMO アレーアンテナシステムの性能比較,” 信学ソ大, 2006年9月.
- [18-9] クリアンサック, 高田, 井田, 大石, “Identification of far cluster in an urban macrocellular environment,” 信学ソ大, 2006年9月.
- [18-10] Tran, 原, 本田, 中谷, 井田, 大石, “MIMO-OFDM システムにおける受信アンテナ選択,” 信学ソ大, 2006年9月.
- [18-11] Tran, Hara, Honda, Nakaya, Ida, and Oishi, “A novel receive antenna selection method for MIMO-OFDM system,” The 3<sup>rd</sup> IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2006), Aug. 2006.
- [18-12] Tran, Hara, Honda, Nakaya, Ida, and Oishi, “A controlling method for phased array antenna with MEMS phase shifter,” The 3<sup>rd</sup> IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2006), Aug. 2006.
- [18-13] Sivasondhivat, Takada, Ida, and Oishi, “Street dependency propagation at mobile station based on an urban residential macrocellular measurement,” The First European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2006), Nov. 2006.
- [18-14] Tanaka, Takada, Honda, Ida, and Oishi, “Capacity analysis by planar ESPAR antenna in MIMO

- transmission,” The IEEE Tenth-region Conference (TENCON2006), Nov. 2006.
- [18-15] 田中, クリアンサク, 高田, 本田, ホセイン, 井田, 大石, “屋内伝搬実験に基づく RF 適応アンテナの特性評価,” 信学技報 AP 研, 2006 年 12 月.
- [18-16] ナラワット, チン, ゴレイシ, 高田, 井田, 大石, “大学構内見通し内マイクロセル環境における双方向伝搬チャネル特性,” 信学技報 AP 研, 2007 年 2 月.
- [18-17] Materum, クリアンサク, 高田, 井田, 大石, “Wideband double-directional channel measurements in a small-urban macrocell at 4.5GHz,” 信学技報 AP 研, 2007 年 2 月.
- [18-18] ナラワット, チン, ゴレイシ, 高田, 井田, 大石, “Polarization characteristics of NLOS microcell environment inside university campus,” 信学総大, 2007 年 3 月.
- [18-19] Tran, 原, クリアンサク, 高田, 本田, 中谷, 井田, 大石, “実環境における受信アンテナ選択を用いた MIMO システムの動作特性,” 信学技報 WBS 研, 2007 年 3 月.
- [18-20] Materum, Sivasondhivat, Takada, Ida, and Oishi, “Identification of relatively strong clusters in an NLOS scenario at a small urban-macrocell mobile station,” 2007 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2007), Aug. 2007.
- [18-21] Sivasondhivat, Materum, Takada, Ida, and Oishi, “Study of channel parameters at mobile station in an urban macrocellular environment based on azimuth power spectrum density,” 2007 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2007), Aug. 2007.
- [18-22] Tanaka, Takada, Honda, Hossain, Ida, and Oishi, “BER performance of planar ESPAR antennas in 2 x 2 MIMO transmission in an office environment,” 2007 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2007), Aug. 2007.
- [18-23] Tran, Hara, Sivasondhivat, Takada, Honda, Nakaya, Yokoo, Ida, and Oishi, “On the performance of a receive antenna selection method for MIMO-OFDM system,” The 66<sup>th</sup> IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2007-Fall), Oct. 2007.
- [18-24] Tran, Hara, Takada, Honda, Nakaya, Yokoo, Ida, and Oishi, “Real-time performance evaluation of a receive antenna selection for MIMO-OFDM system,” The 18<sup>th</sup> Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’07), Sept. 2007.
- [18-25] Tran, Hara, Sivasondhivat, Takada, Honda, Nakaya, Yokoo, Ida, and Oishi, “Proposal of receive antenna selection methods of MIMO-OFDM system,” to be submitted to *IEICE Transactions on Communications*.
- [18-26] Tran, Hara, Takada, Honda, Nakaya, Yokoo, Ida, and Oishi, “Real-time performance evaluation of a receive antenna selection for MIMO-OFDM system,” The 4<sup>th</sup> IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2007), Aug. 2007.

以上



