

平成16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17年5月

情報通信研究機構

平成16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」

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	4
2-2-1	最終目標	4
2-2-2	中間目標	5
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	まとめと今後の課題	12
4-1b	RF-MEMS スイッチの研究開発	13
4-1b-1	テーマの位置づけ	13
4-1b-2	実施状況	13
4-1b-3	まとめと今後の課題	15
4-1c	RF-MEMS 移相器の研究開発	16
4-1c-1	テーマの位置づけ	16
4-1c-2	実施状況	16
4-1c-3	まとめと今後の課題	17
4-2	副課題イ) 適応アンテナの研究開発	18
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	18
4-2a-1	テーマの位置づけ	18
4-2a-2	実施状況	18
4-2a-3	まとめと今後の課題	24
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	25
4-2b-3	まとめと今後の課題	27

4-2c	RF-MEMS 可変移相器を用いた適応アンテナ	27
4-2c-1	テーマの位置づけ	27
4-2c-2	実施状況	27
4-2c-3	まとめと今後の課題	32
4-2d	電波伝搬測定	33
4-3	副課題ウ) 適応制御方式・アルゴリズムの研究開発	36
4-3-1	テーマの位置づけ	36
4-3-2	実施状況	36
4-3-3	まとめと今後の課題	38
4-4	副課題エ) 実証実験	40
4-4-1	テーマの位置づけ	40
4-4-2	狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容(その1)	40
4-4-3	狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容(その2)	45
4-4-4	広狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容	47
4-4-5	まとめと今後の課題	47
4-5	総括	47
5	参考資料・参考文献	49
5-1	研究発表・講演等一覧	49

1 研究開発課題の背景

近年、爆発的に普及している移動体通信機器の需要は携帯電話にとどまらず、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。国内においても 2001 年にサービスを開始したばかりの高速データ通信第 3 世代携帯電話は、今や急速に PDC 方式携帯電話にとって代わろうとしています。また ADSL 加入者の急速な伸びによって、家庭内ワイヤレス LAN 製品の需要もここ数年で非常な伸びを見せていますが、ワイヤレス LAN 製品の広がりには家庭内にとどまらず、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、IEEE802.16e、802.20 などが策定中であり、今後これらの規格に準拠したブロードバンド機器市場の拡大が予想されます。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ので、第 4 世代携帯電話およびブロードバンド移動体通信の規格で、現在策定中である IEEE802.16e、802.20 など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 デバイスの特徴である低消費電力、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。すなわち、アンテナ自動整合装置をアンテナ直下に配置した場合、整合回路内の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。

携帯電話において、近接物体（人体など）の影響により、アンテナインピーダンスと内部回路との間に不整合状態が発生し、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という観点から、アンテナ自動整合装置を FOMA などの第 3 世代、または 3.9G と呼ばれるスーパー 3G および第 4 世代携帯電話機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、既存の携帯電話製品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。

また 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。本研究開発においては、RF 処理型適応アレーアンテナを、IEEE802.16e 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 は最近、固定回線から無線を介してユーザ端末までを結ぶ、いわゆる「ラスト 1 マイル」の技術を標準化するものとして策定が進められています。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期待されていま

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、セルラー事業者以外からも注目されている方式です。

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WLAN(Wireless 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802.16aおよび802.16e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享受できると考えられます。

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术が創出され、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を期待される。

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： ~5GHz帯
- 3) 駆動電圧： 0.5~3.6V
- 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： 2~8nH
- 2) 使用周波数： ~5GHz帯
- 3) 駆動電圧： 0.5~3.6V
- 4) Q： >1000
- 5) 小型、軽量

3. 移相器

- 1) 可変位相範囲： $0 \sim \pi$ (連続可変)
(本移相器を二つ用いて $0 \sim 2\pi$ 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 π 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 50Ω 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 π 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3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： $2 \sim 5$ pF (容量変化率 250%)
 - 2) 使用周波数： ~ 5 GHz 帯
 - 3) 駆動電圧： $0.5 \sim 3.6$ 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： $2 \sim 8$ nH
 - 2) 使用周波数： ~ 5 GHz 帯
 - 3) 駆動電圧： $0.5 \sim 3.6$ V
 - 4) Q： >500
 - 5) 小型、軽量
3. 移相器
 - 1) 可変位相範囲： $0 \sim \pi$ (連続可変)
(本移相器を二つ用いて $0 \sim 2\pi$ 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 π 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 50Ω 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 π 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、 $5\ \mu\text{s}$ 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 1×10^{-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

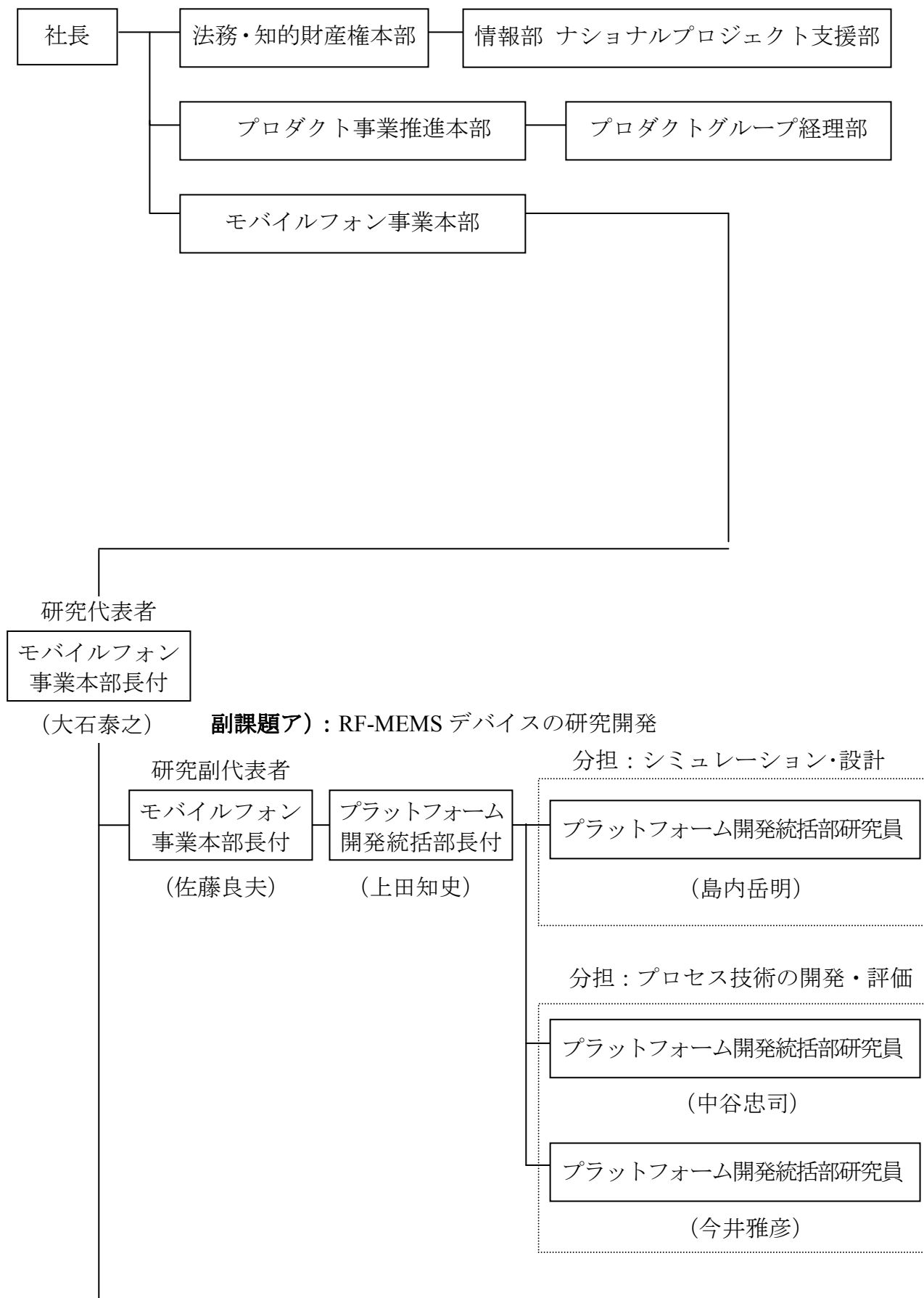
(金額は非公表)

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



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)

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

(中谷勇太)

大阪大学

(大学院工学研究科助教授 原晋介研究室)

副課題エ：実証実験

プラットフォーム開発統括部研究員

(中谷勇太)

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

本年度は、駆動電圧は比較的高いが作製工程が短い静電駆動型と、これに比べ作製工程が長くなりますが、低電圧駆動が期待できる圧電駆動型の双方を検討しました。

まず、前年度の経験を基に、大幅な構造変更を行いました。その具体的な内容を以下に示します。

- ・ 高Q化のため ESR(Equivalent Series Resistance)の原因となるトーションバーを廃止し、キャパシタ構成電極までの線路を CPW 型線路に変更。
- ・ 構成薄膜の残留応力の影響を少なくするために、可動電極の構造をカンチレバー型からブリッジ型に変更。

新しい可変キャパシタの構造を図 4-1 a-1 に示します。キャパシタを構成する 2 つ対向する電極の双方を、アクチュエータにより可動できる可動電極として、両電極間の距離を変化させることで容量の可変を行います。

可動電極の側面に配置した圧電アクチュエータと、対向する 2 つの可動電極間に電圧を印加する静電アクチュエータとを搭載しています。また、一方の可動電極表面に誘電体層を設け、可変キャパシタの小型化と高容量化を行っています。

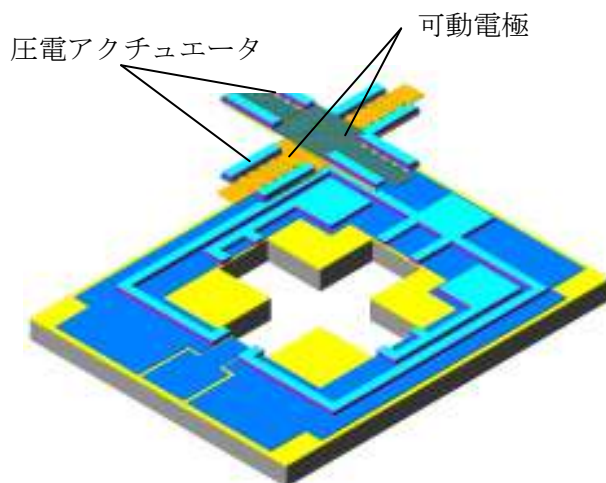


図 4-1a-1 可変キャパシタの構造 (ver.11.1)

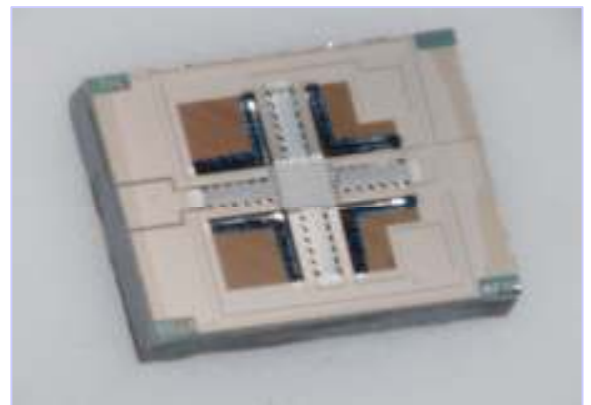


図 4-1a-2 試作可変キャパシタ (ver.11.1)

試作した可変キャパシタ(ver.11.1)の外観と C-V 特性を図 4-1 a-2 および図 4-1 a-3 に示します。圧電アクチュエータで駆動した場合と、静電アクチュエータで駆動（可動電極間に電圧を印加）した場合は、C-V 特性が大きく異なり、静電アクチュエータを使用した方が、容量変化量を大きく確保できることが分かりました。これは、静電アクチュエータ利用する場合、キャパシタを構成する電極間に強い静電引

力が発生するため、より可動電極同士が密着できるためと考えられます。

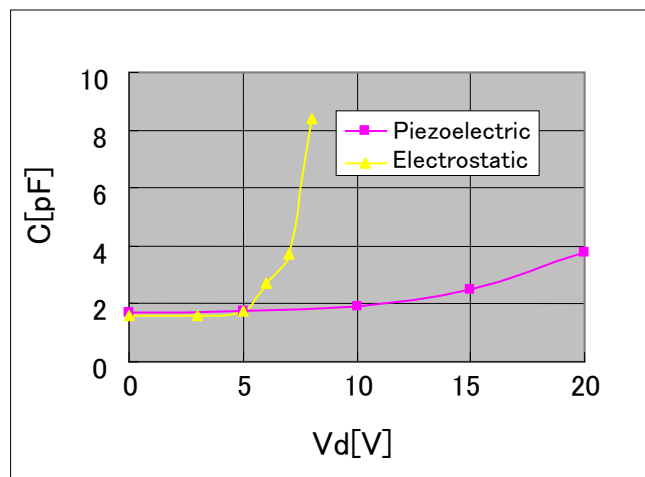


図 4-1a-3 C-V 特性

この結果から、圧電アクチュエータは形成せず、静電アクチュエータのみで駆動する構成とし、デバイス (ver. 11.2a) を試作および評価を行いました。Ver. 112a の構造を図 4-1 a-4 に、ver. 11.1 と ver. 112a の評価結果を図 4-1 a-5 に示します。

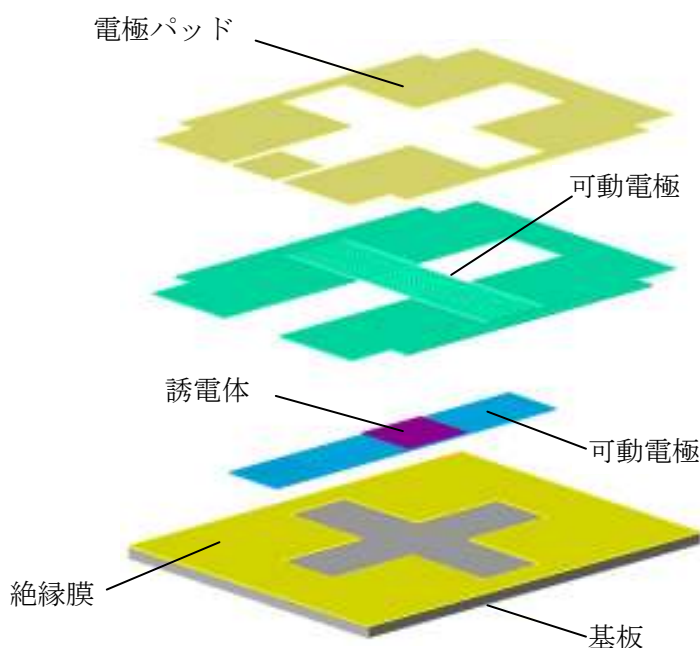


図 4-1a-4 可変キャパシタの構造 (ver.11.2a)

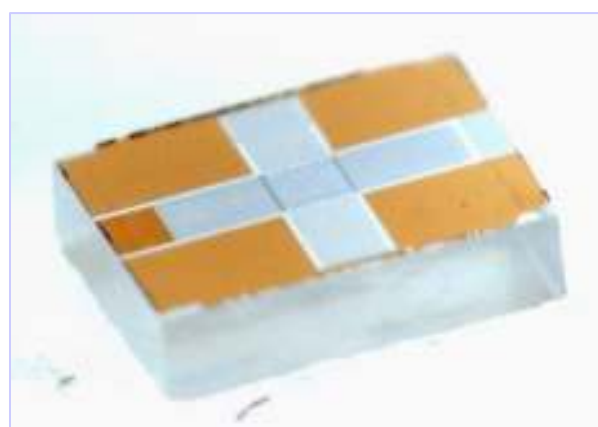


図 4-1a-5 試作可変キャパシタ (ver.11.2a)

C-V 特性は、ブリッジ型可動電極のバネ定数を調整することで、図 4-1 a-6 に示すように $1.8-8.2\text{pF}/8\text{V} \rightarrow 1.9-6.1\text{pF}/5\text{V}$ と低電圧化が可能となり、Q 値 ($2\text{pF}, 2.4\text{GHz}$) も基板を Si から絶縁性の高いガラスに変更することで、図 4-1 a-7 に示すように、 $12.0 \rightarrow 39.5$ と向上させることが出来ました。

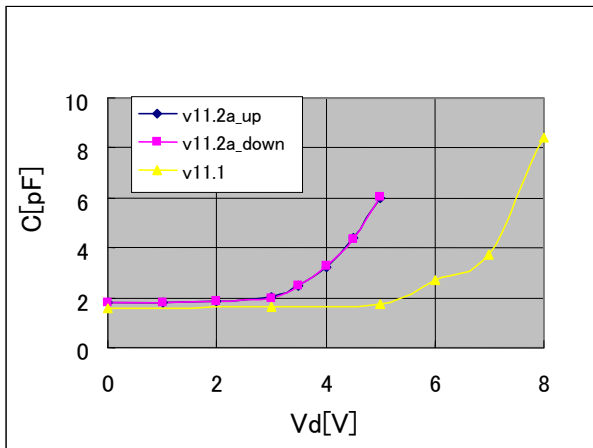


図 4-1a-6 C-V 特性

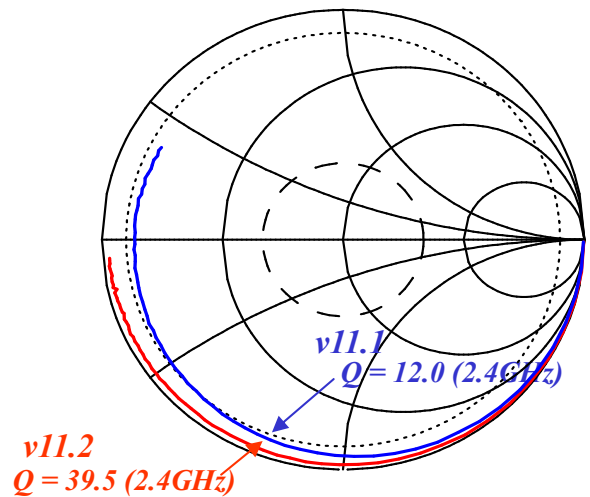


図 4-1a-7 S11 特性

Q 値および容量の周波数特性を図 4-1 a-8 に示します。自己共振周波が 7GHz 以上と高いことも確認することができました。

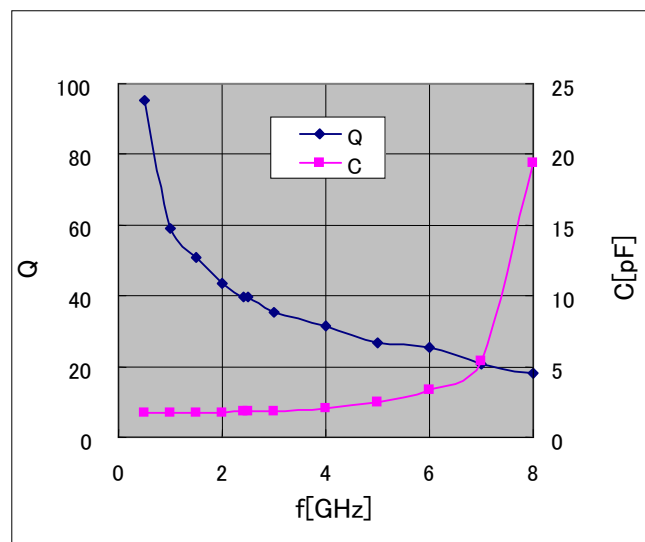


図 4-1a-8 Q 値および静電容量の周波数特性

4-1 a-3 まとめと今後の課題

静電アクチュエータを利用し、容量変化：1.9-6.1pF/5V、Q 値 (2.4GHz)：39.5 のデバイスを得ることが出来ました。容量や変化量は、目標に達しておりますが、より低駆動電圧化が必要です。Q 値に関しては、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が分かりましたので、現在 $Q \geq 60$ を目標に、構造見直しやプロセスの改善による低駆動電圧化と高 Q 値化とを行っていきます。

今後はデバイスをパッケージに搭載して、耐力電力性、温度特性などの信頼性評価についても検討を行っていきます。

また高周波帯域では、静電容量の絶対量が小さい方がインピーダンスの調整幅を広く取ることが出来、可変キャパシタのアプリケーションを考えた場合に有利であることがわかっていますので、容量変化を 2-5pF から 1-2pF と低容量化することも検討していきます。

4-1b RF-MEMS スイッチの研究開発

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移相器中のスイッチング素子に関するものです。

4-1b-2 実施状況

本年度は、可変キャパシタと同様に、作製プロセス面で有利な静電駆動型と、低電圧駆動が期待できる圧電駆動型の双方を検討しました。

検討した静電駆動方式の RF-MEMS スイッチの構造を図 4-1b-1 に、またその断面構造を図 4-1b-2 に示します。

カンチレバー状の静電アクチュエータを用いて、信号電極を接続または切断する構造です。カンチレバー状の下部駆動電極と GND メッキ電極との間に駆動電圧を与えるとカンチレバーが上方に変位し、下部接点電極が信号電極背面に接触してスイッチが ON 状態となり、駆動電圧を切るとカンチレバーのバネ性によりスイッチは元の OFF 状態に戻ります。

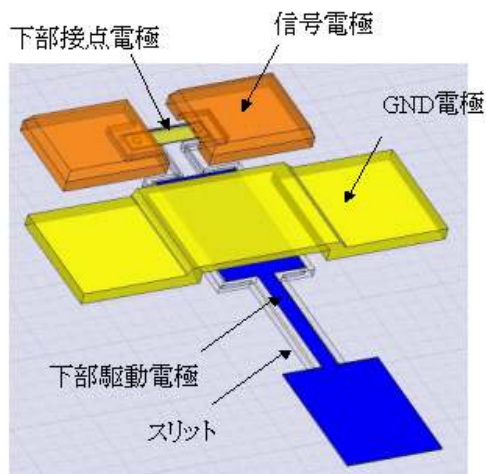


図 4-1b-1 RF スイッチの構造

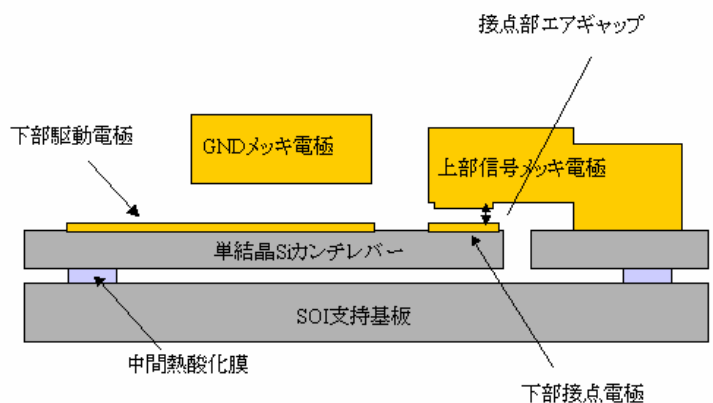


図 4-1b-2 RF スイッチの断面構造

試作した素子の SEM 写真を図 4-1b-3 に示します。左が下部電極およびアクチュエータ部分と信号電極を基板と分離するためのスリットを形成した後の様子であり、右がメッキ電極を形成し犠牲層をリリースした後の様子です。

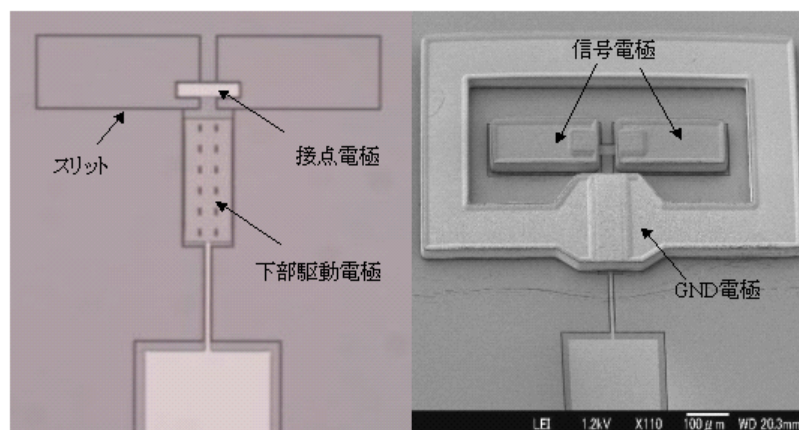


図 4-1b-3 試作 RF スイッチ

試作した素子のスイッチング特性は、図4-1b-4に示すように、5GHzの高周波信号に対し、スイッチON状態での挿入損失は0.1dB、スイッチOFF状態でのアイソレーションは30dBと、最終目標値を満足する値を得ることが出来ました。

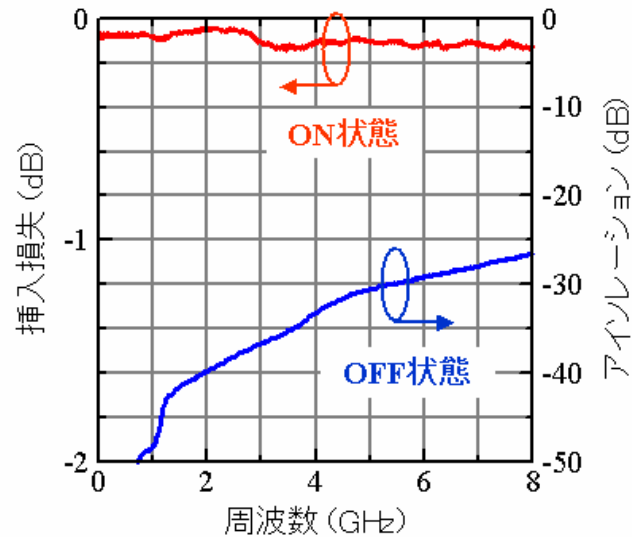


図4-1b-4 スwitching特性

動作電圧は現状15V程度ですが、図4-1b-5に示すように、シミュレーションの結果、動作電圧はバネ強度を弱め、エアギャップを狭くすることで低減可能です。しかしながら、これらの方法では信頼性低下が懸念されます。

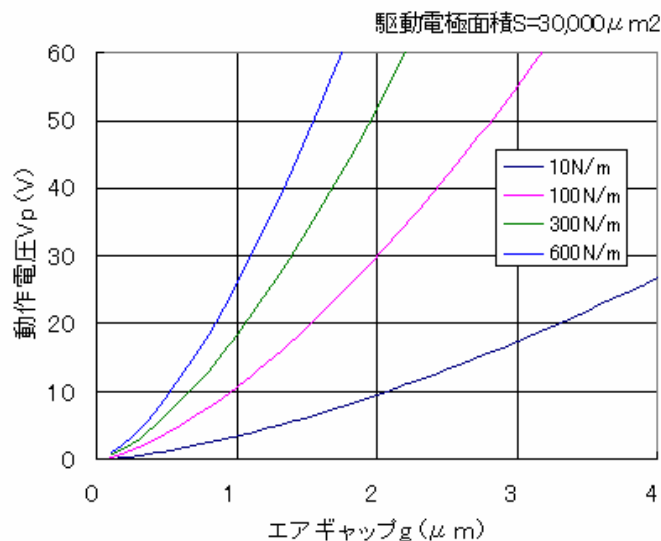


図4-1b-5 動作電圧のシミュレーション結果

そこで駆動電圧低減のため、静電駆動方式と平行して圧電駆動方式も検討しました。図4-1b-6はその素子構造で、上述の静電駆動素子の駆動部のみを変更した構造です。圧電アクチュエータに電圧を印加するとPZT膜が収縮し、カンチレバーが上方に変位してスイッチがONになり、駆動電圧を切るとカンチレバーが戻りスイッチはOFFになります。電磁界シミュレータを用いてシミュレーションした結果、図4-1b-7のように、5Vで最大 $2\mu\text{m}$ の変位が可能であることがわかりました。

ゾル・ゲル法により PZT 膜を形成し、圧電駆動方式のカンチレバーを試作した結果、カンチレバー変位を確認しましたが、まだ駆動電圧が高いため、PZT 膜質向上による駆動電圧の低減と変位量増大が今後の課題となります。

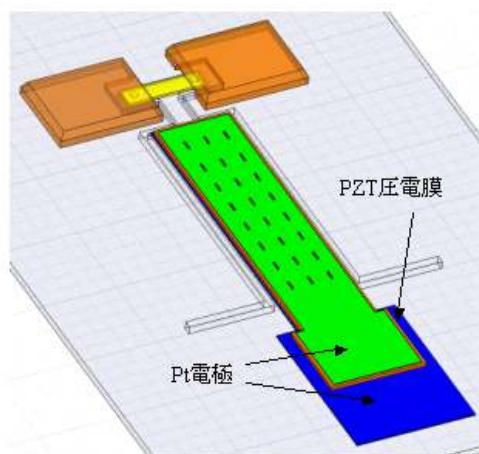


図 4-1b-6 圧電型 RF スイッチの構造

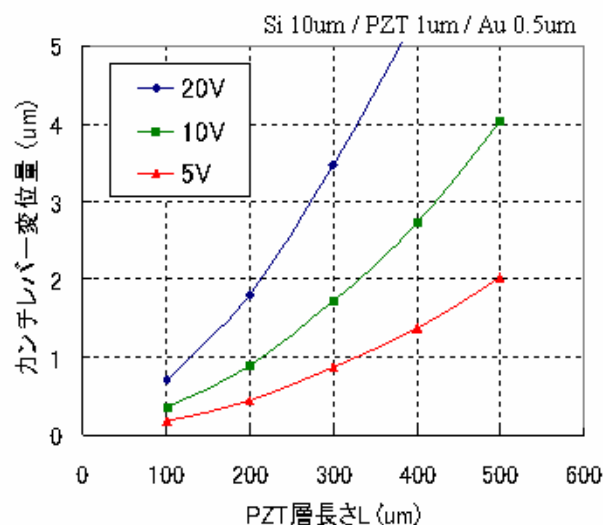


図 4-1b-7 圧電型カンチレバーの変位量

4-1b-3 まとめと今後の課題

静電駆動型の RF スイッチの設計試作を行いました。5GHz の高周波信号に対し、スイッチ ON 状態での挿入損失は 0.1dB、スイッチ OFF 状態でのアイソレーションは 30dB と、最終目標値を満足する値を得ることが出来ました。

今後は、低駆動電圧化と信頼性の評価を行っていきます。特に挿入損失に大きな影響を及ぼす接点部分の耐久性（寿命）に関しては、材料と厚さ方向を含む形状とを中心に検討を行い、現在の挿入損失 0.1dB を維持しつつ、デバイス信頼性の大幅な向上を目指します。

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

本年度は、アナログ連続可変移相器に代わり、RF スイッチ、固定値インダクタおよび固定値キャパシタを組み合わせた切り替え型の 5bit デジタル可変移相器を検討しました。

現在検討中のデジタル方式の5ビット移相器の構造を図4-1c-1に示します。ローパス、ハイパスの両方で移相回路を構成し、 180° 、 90° 、 45° 、 22.5° 、 11.25° の5つの状態を低損失なRFスイッチで切り替えて、 $-180^\circ \sim +180^\circ$ の間において、32の位相状態をデジタル制御します。

図4-1c-2は、試作中の5ビット移相器の外観です。デバイスサイズは、 $10\text{mm} \times 5.5\text{mm}$ で、信号線路やグランド電極などの線路とRFスイッチとを作製した基板の上に、各々の特性のハイパスおよびローパス型の固定値LC回路チップを実装する形をとっています。

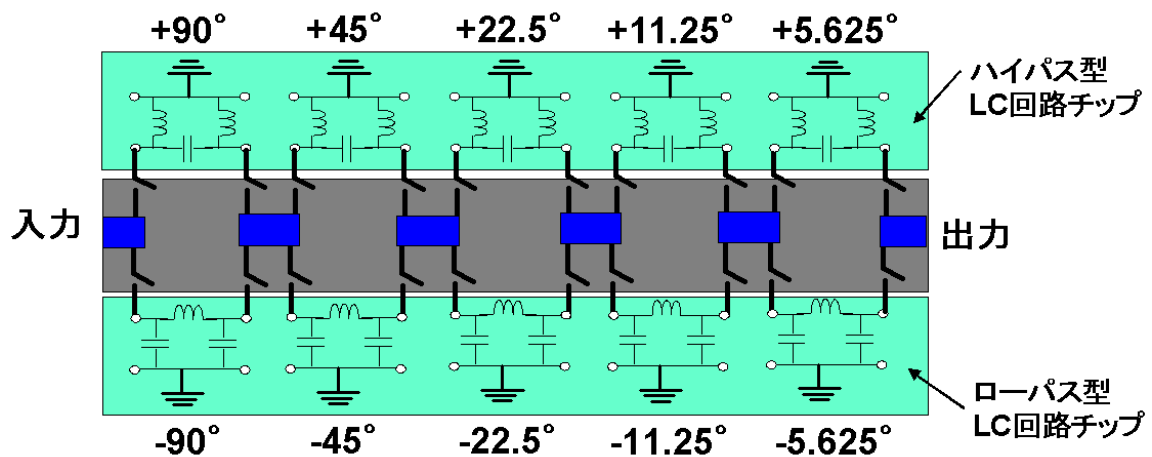


図4-1c-1 5ビット移相器の構造

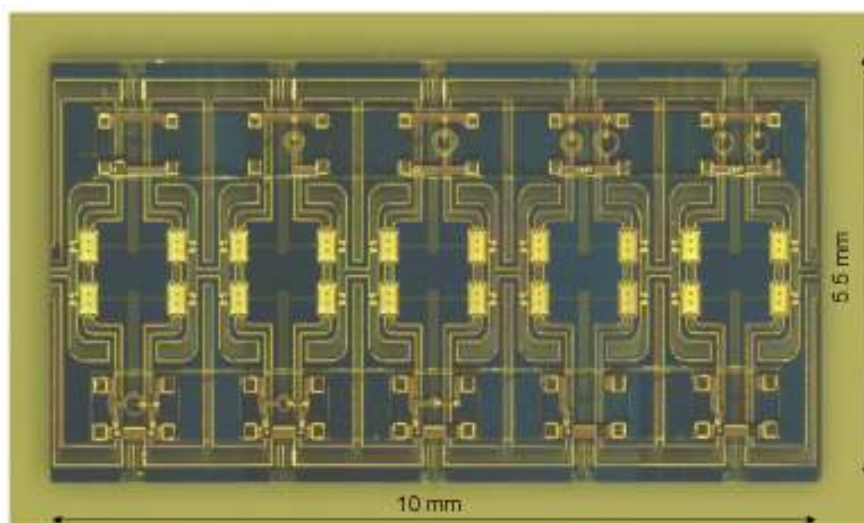


図4-1c-2 試作5ビット移相器

RF スイッチとしては、図 4-1 c-3 に示す静電型のスイッチを利用しました。

図 4-1 c-4 および図 4-1 c-5 に、ハイパス型およびローパス型 LC 回路チップを示します。インダクタは、プロセス的に製作が容易な平面型スパイラルコイルを採用し、さらに抵抗損を低減するため、銅を材料としてメッキにより厚膜のコイルを形成しました。キャパシタは、Au と Ti の積層電極を用い、誘電体層には半導体プロセスで最もよく使用され、形成条件が確立された SiO₂ 膜を選択しました。

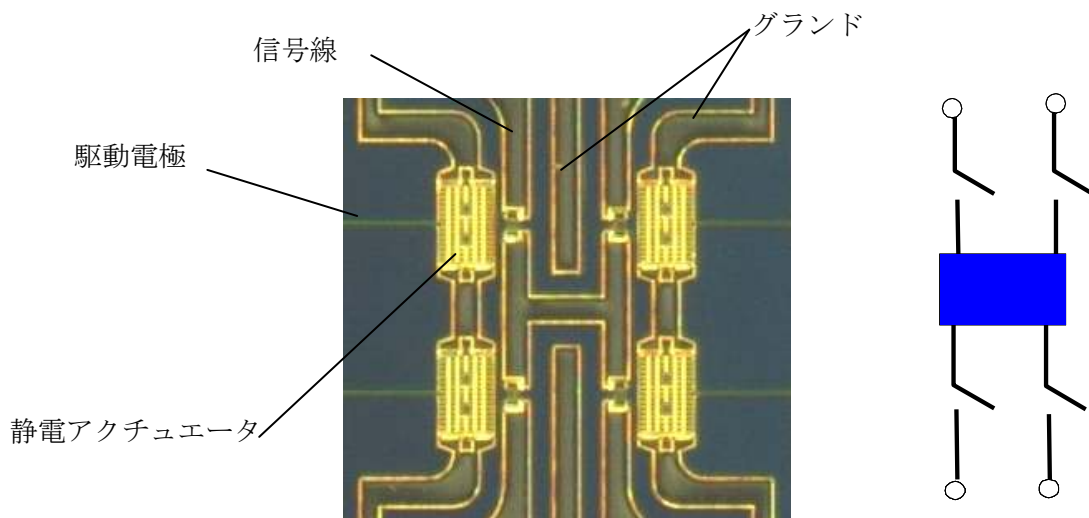


図 4-1c-3 RF スイッチ

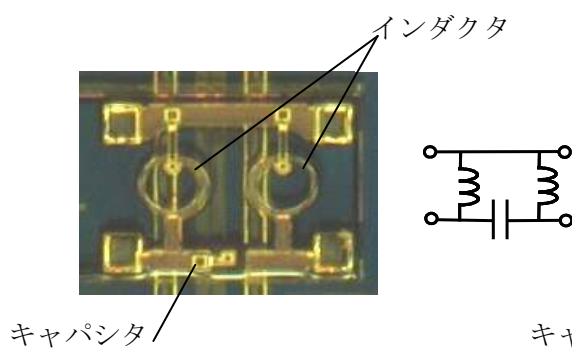


図 4-1c-4 ハイパス型 LC 回路チップ

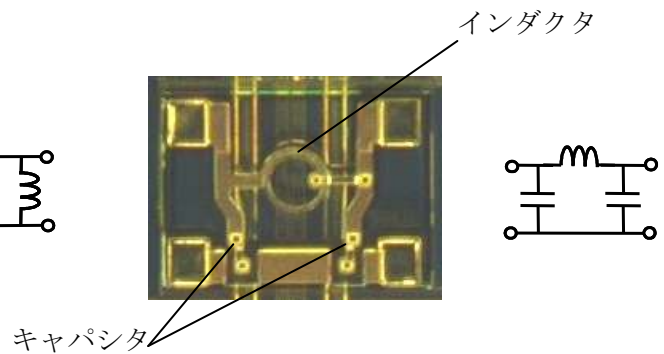


図 4-1c-5 ローパス型 LC 回路チップ

4-1 c-3 まとめと今後の課題

固定の MEMS インダクタおよび MEMS キャパシタと MEMS スイッチを組み合わせた切り替え型の 5bit デジタル可変移相器を検討し、シミュレーションにおいて、可変位相範囲については $0 \sim \pi$ を、挿入損失については 2.5dB の特性が得られることを確認しました。また、実際に試作をスタートし、製作上の問題点の抽出を行いました。今後は、移相器の特性評価と、可変移相器全体として、固定インダクタおよびキャパシタ、スイッチを接続する線路やそれぞれの配置を最適化し、固定部品の高 Q 値化と低損失化を目指します。

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

平成 16 年度中に、主にアナログ回路から構成される制御方式を提案し、実証機を製作し、シミュレーション通りの動作を得ました。この技術に関する特許出願は平成 16 年 2 月に完了しております。しかしながら、さらに回路規模の削減、低消費電力化を考慮して、近年のデジタル回路技術を積極的に利用するべきであると考え、現在市販のマイクロコントローラによる制御回路の置き換えを検討しています。アルゴリズムの実装はすでに完了し、RF 部の調整後、実験を行う予定です。実証機のマイクロコントローラ化により、初期のアナログ回路主体のものと比較して実装面積は約 10 分の 1 (製品化時にはさらにこの 100 分の 1 程度)、消費電力は 20 分の 1 以下と、大幅な性能改善が見込まれます。

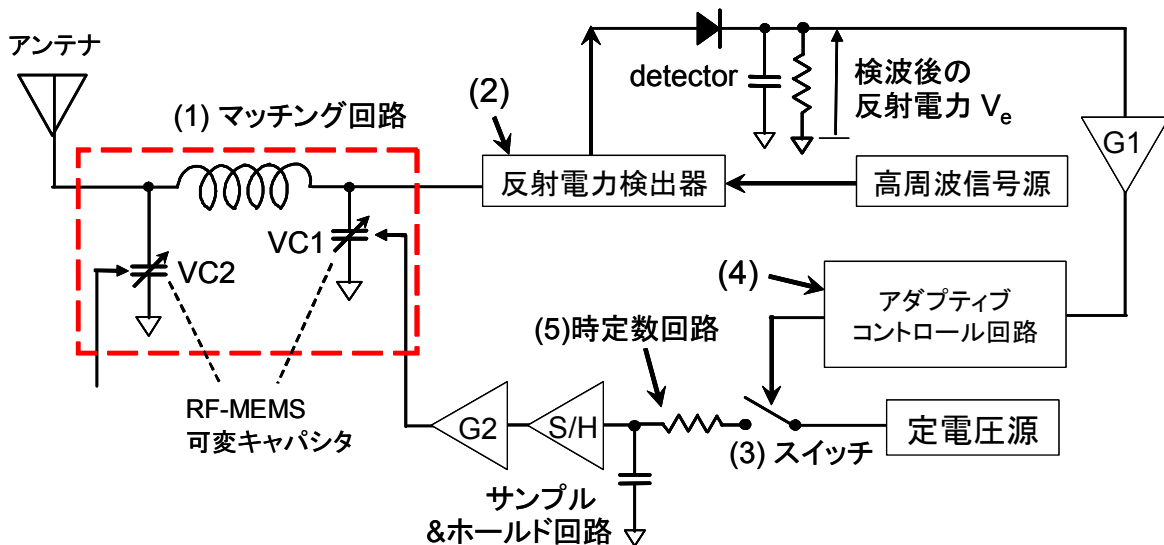


図 4-2 a-1 アナログ回路を主体としたアンテナ自動整合回路のブロックダイアグラム。2つの MEMS 可変キャパシタを時間軸上で交互に制御して、アンテナインピーダンス不整合による反射係数の値を常に小さくするよう制御する。

図 4-2 a-1 は、平成 16 年度に提案したアナログ回路を主体としたアンテナ自動整合回路の構成です。図 4-2 a-2 に自動整合のためのアダプティブコントロールのフローチャートを示します。

可変キャパシタの制御はフレームごとに交互に行われます。制御されていない片一方のキャパシタの容量は、フレーム長(現在 60ms に設定)の間はサンプル&ホールド回路によって一定に保たれます。また本システムは反射係数の絶対値のみを観測するの

で位相情報が不明なため、制御方向が判断できないという問題が生じますが、これを摂動法によって解決しています。図中、「テスト信号」印加によって可変キャパシタへの制御電圧信号を ΔV だけ上昇させ、その結果、反射係数が増加するか、減少するかでその後の制御方向を決定します。この決定は各フレームごとに行われ、反射係数が一定値（通常 -10dB 程度）以下になるまで続けられます。

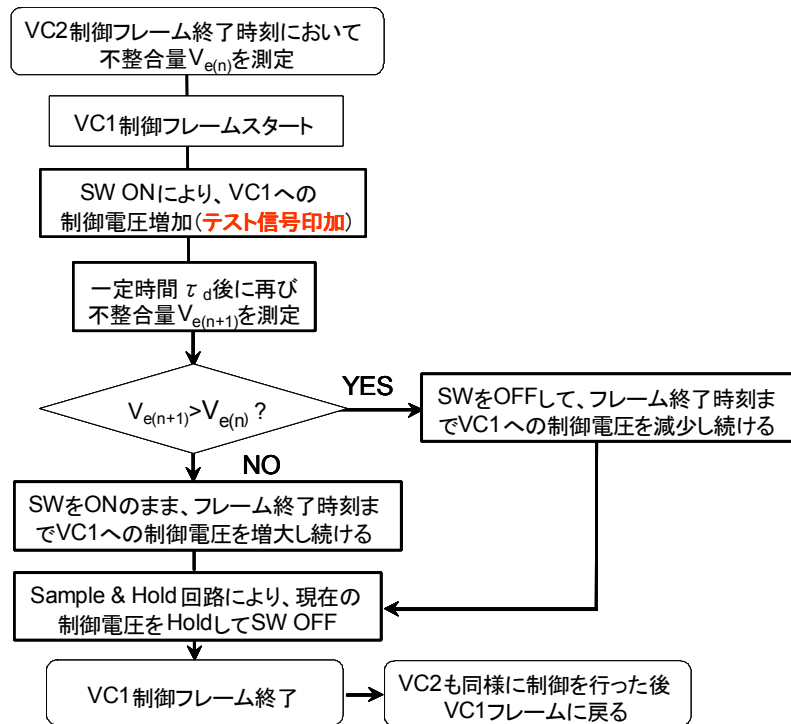


図4-2 a-2 アンテナ自動整合回路の制御アルゴリズムフローチャート

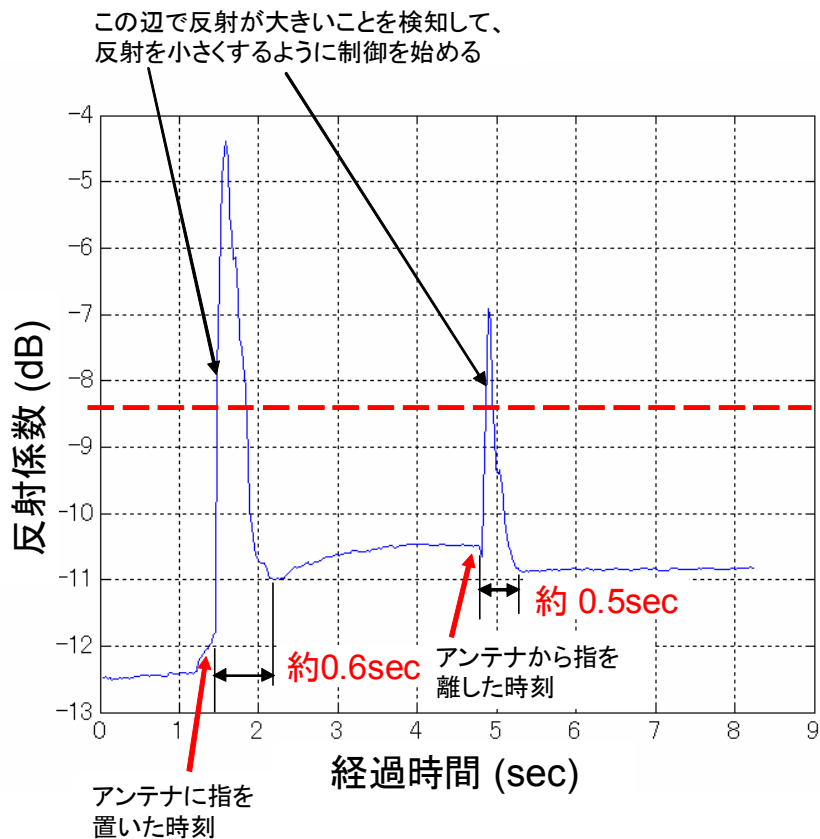


図4-2 a-3 アンテナ自動整合回路の実証機による制御測定例

図4-2 a-3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です。さらにMEMS版実証機を用いて、900MHzにおいてバラクタダイオード版と同様の動作を確認しました。

ここで上述したように、システムの小型化、低消費電力化を考えたとき、本アンテナ自動整合回路のデジタル化は必然であると考え、図4-2 a-4のようなマイクロコントローラを用いた構成を提案しました。市販の汎用マイクロコントローラを用いることにより、図4-2 a-1に示したような、アナログ回路を基本とした従来のアンテナ自動整合回路と比較してハードウェアの構成が非常に簡潔になっています。基本的にはマイクロコントローラおよび、そのD/A変換器出力にオペアンプを接続して、RF-MEMSキャパシタを制御するための電圧を発生する必要があるだけです。この構成によると、製品化を考えてASIC化する直前まで、基本的なハードウェア構成を変える必要がありません。アルゴリズム改良が必要となる場合は、C言語によってプログラムを書き換えてマイクロプロセッサのメモリにダウンロードするだけで対応できます。平成16年度前半までのアナログのハードウェアを用いた構成と比較して非常に柔軟かつ、よりきめの細かい制御が可能です。

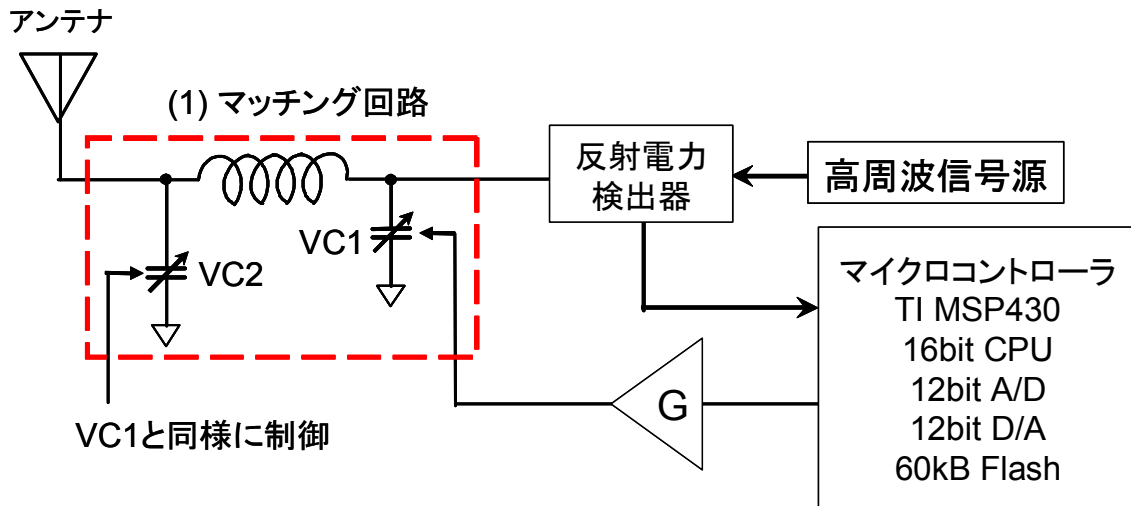


図4-2 a-4 アンテナ自動整合回路の制御回路を従来のアナログ主体のものから、マイクロコントローラに置き換えた構成例

送信時の反射電力を基準に制御する従来方法は、携帯機への実装を考えた場合、反射電力の精度良い検出がポイントになります。このとき反射電力は送信電力にも比例するので、純粹に不整合による反射電力の増加または減少を検出するには、方向性結合器を2つ用いて(反射電力/送信電力)の比を求める必要があります。また送信時の広帯域の信号を狭帯域化して検出しなくてはならないため、バンドパスフィルタの使用も考えなくてはなりません。これらは実装面積の点で不利な要素となります。これらの理由から、図4-2 a-5に示すような、受信電力を基準にアンテナの自動整合を行う構成も平行して検討することにしました。これは人体近傍などで受信電力が低下したときに、アダプティブに整合回路定数を変化させることによって、受信電力を増大させるというアルゴリズムを用いたものです。この構成においては受信電力用の方向性結合器は1つだけで済み、さらにバンドパスフィルタを必要としません。

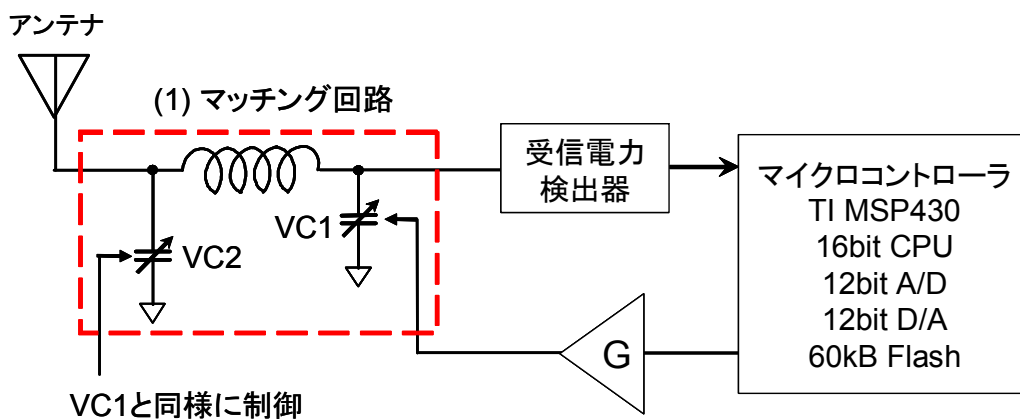


図4-2 a-5 アンテナ自動整合回路の制御を受信電力によって行う構成例

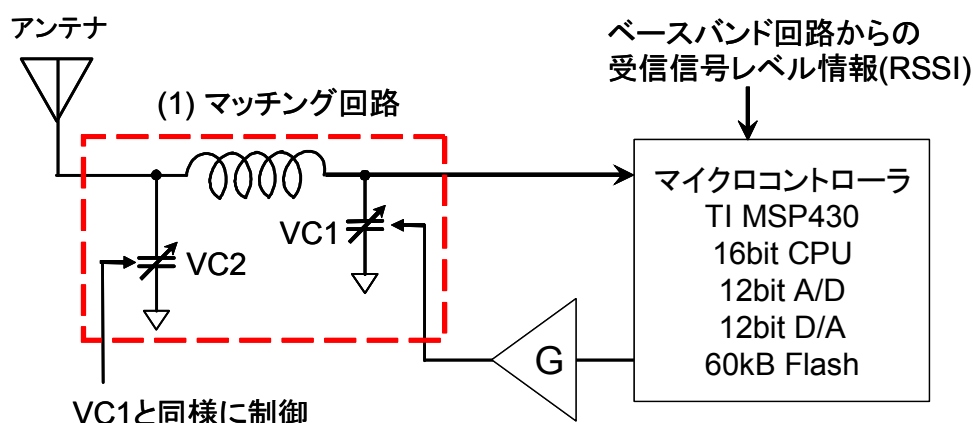


図4-2 a-6 受信電力制御の構成において、受信電力情報をベースバンド回路部から供給する構成例

上述した図4-2 a-5の構成においては、受信電力の検出器（カプラ及びパワーディテクタを含む）が必要です。しかしベースバンド回路から、RSSIなどの受信信号レベルの情報を得ることが出来れば、これを直接マイクロコントローラに供給することによって回路構成はさらに簡単になります。またカプラの挿入損失、対数検波器による消費電力が不要になるため、大幅な低消費電力化が図れます。さらにカプラはASICに比べて実装面積が大きいので、これを省略することにより実装面積の大幅な低減も可能になります。図4-2 a-6にこの構成を示します。アンテナ自動整合回路を搭載する携帯電話の種類によっては、この構成が可能になります。

またMEMS版実証機において、受信電力を増大するアルゴリズムによる動作も確認しました。さらにアンテナ自動整合回路の有効性を確認するため、実験を行いました。人体近傍時のインピーダンス変化および周囲環境の変化により、受信電力が自由空間と比較して減少しますが、このときアンテナ自動整合装置の使用により、受信電力が増大するかどうかを確認するための実験を行いました。比較対象として、固定キャパシタを用いた整合回路による測定値を用いました。図4-2 a-7に測定のセットアップ図を示します。人体型ドライファントムを比較的伝搬環境が安定していると思われる半閉空間の電波暗室内に設置し、その側頭部の耳の部分にアンテナ自動整合装置を近接させたり、遠ざけたりする動作をおよそ3秒周期で行い、1周期あたりおよそ7点の受信電力のサンプルを取得しました。これをおよそ30周期行って累積度数分布(CDF)をグラフにしたものを図4-2 a-8に示します。横軸は受信電力値、縦軸は正規化した度数です。図より、固定定数のアンテナ整合回路を用いたときと比較して、累積確率35%~90%時に、0.5dB~1dB程度の受信電力補償がアンテナ自動整合回路によって達成されていることがわかります。

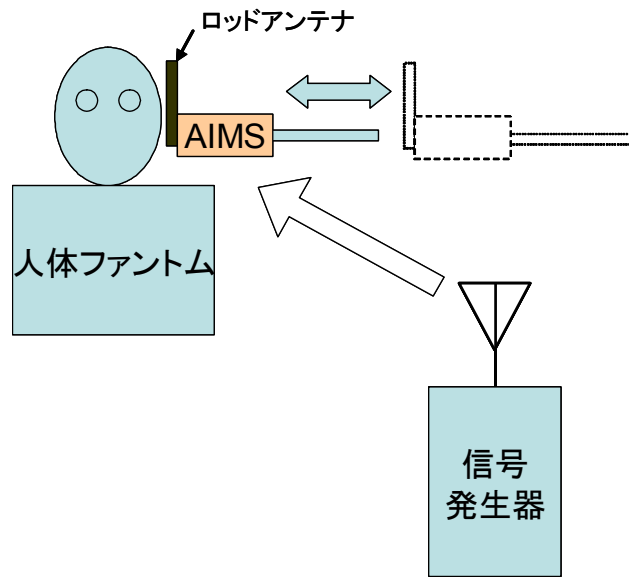


図4-2 a-7 受信電力制御の構成においてアンテナ自動整合回路(AIMS)の効果を測定するためのセットアップ

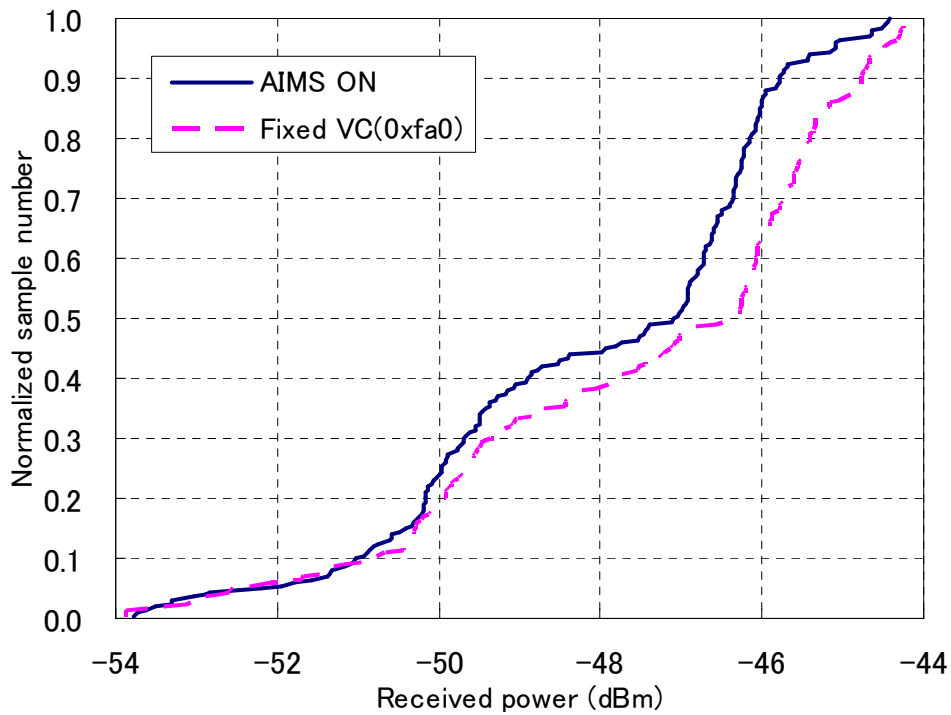


図4-2 a-8 受信電力制御の構成において、固定キャパシタを用いた整合回路と比較したときのAIMSによる受信電力改善の様子

4-2a-3 まとめと今後の課題

受信電力をモニタし、これを増加させる方向へ制御するアルゴリズムによるアンテナ自動整合回路は、自動整合回路無しアンテナシステムと比較して、受信電力補償に一定の効果があることが示されました。ただしこの実験においては、インピーダンスの変化のみならず、人体ファントムへの放射電磁界の結合の影響を受けて、人体ファントムを含めた放射パターンも変化すると考えられます。今回は一方向からのみ送信しているため、放射パターンの変化による影響を考慮していません。したがって、人体ファントム及びアンテナから見て、何点かの異なる角度から信号を送信し、おのおの場合における受信電力の総和によってアンテナ自動整合装置の性能を評価する必要があります。この実験にはかなりの精度が必要とされるので、送信アンテナの位置を変化させたときの測定系の再現性に留意する必要があります。

4-2b RF-MEMS 可変キャパシタを用いた適応アンテナ

4-2b-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高周波素子として優れた特性を有するMEMS可変キャパシタを用います。

4-2b-2 実施状況

RF部で信号合成を行う小型移動端末用RF適応アンテナに関する提案を行い、ダイバーシチ動作に関する検討を行いました。提案システム(RFダイバーシチアンテナ)は、インダクタと可変キャパシタにより構成されたリアクタンス制御回路、及び整合回路により構成されています。計算機シミュレーションによる方式検討は、東京工業大学が担当しました。本適応アンテナの構成方法のうち、可変キャパシタをダイバーシチアンテナの各ブランチに並列に装荷する方式は、直列に装荷する方法よりも位相回転量をより多くとれることから、並列装荷方式を検討しました。その結果、提案方式により、所望波と干渉波がマルチパス環境下で見通し外から到来した場合に、MMSEと同等の除去効果が得られることを確認しました。図4-2b-1にRF処理型適応アンテナのブロック図を、図4-2b-2にシミュレーションにおける所望波6波と干渉波6波が到来するモデルを、図4-2b-3にシミュレーションに用いたパラメータ値および結果を示します。等利得合成を行うためのウエイト決定のために、参照信号と受信信号との相関関数の最大化を最適化基準とし、最適化アルゴリズムには最急勾配法を用い、初期値は 50Ω 整合条件を満足する容量値の組み合わせとしました。表4-2b-1に劣化率5%時のDAG(Diversity Antenna Gain)を示します。DAGは、アンテナ単体時に比較して、ダイバーシチアンテナシステムのSINRがどのくらい増加したかを評価する指標です。「劣化率5%時の値」というのは、SINR測定値の一番低い受信SINRレベルから数えていって、全体のサンプル数の5%目に当たるSINR値を読んだものです。これは図4-2b-3における縦軸値=0.05に相当します。表4-2b-1によると、本提案システムはMMSEと同程度の性能を達成していることが分かります。

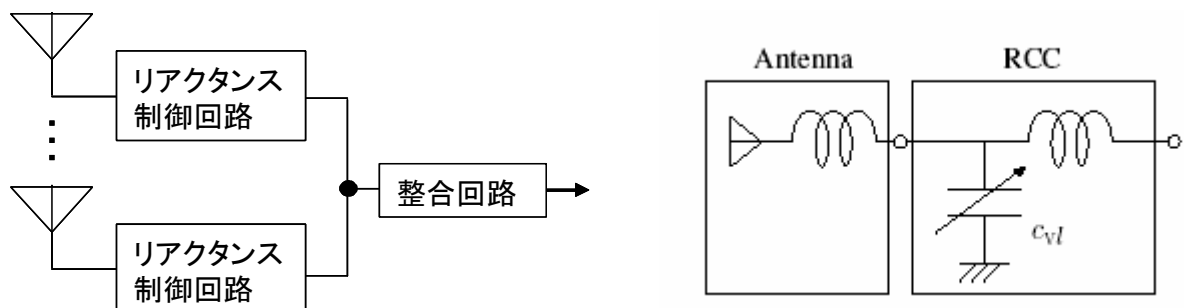


図4-2b-1 (左) RF処理型適応アンテナのブロック図、(右) リアクタンス制御回路(RCC)の詳細

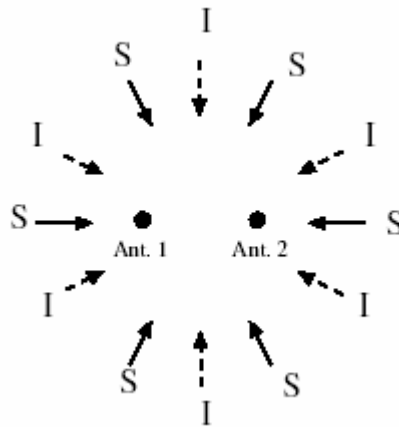
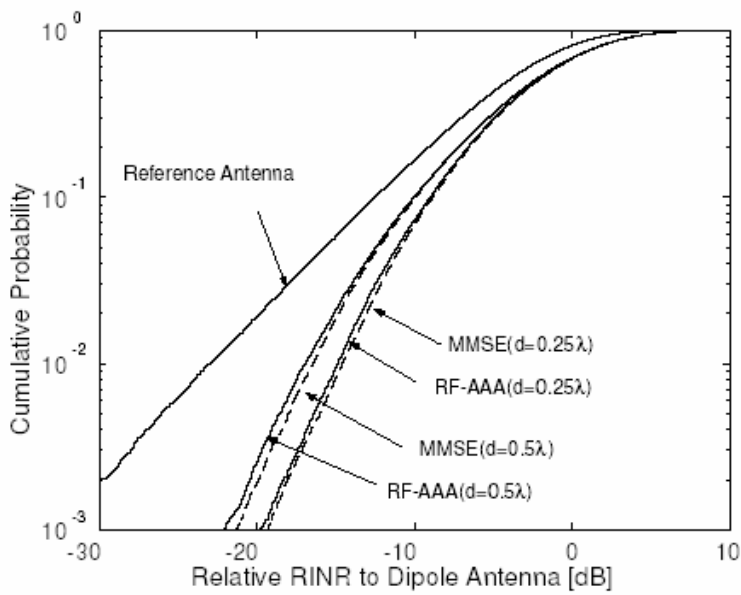


図4-2 b-2 シミュレーションにおける所望波(S)と干渉波(I)のモデル。SとIが 30° の等間隔で交互に到来している。



計算パラメータ	
中心周波数	5GHz
アンテナ素子間隔	0.25λ および 0.5λ
可変キャパシタンス範囲	0.7pF~6.0pF
所望波および干渉波	それぞれ6波ずつ等間隔で到来

図4-2 b-3 シミュレーション結果と計算に用いたパラメータ

表4-2 b-1 劣化率 5%時の DAG

	RF-AAA	MMSE
$d = 0.25\lambda$	4.6 dB	4.8 dB
$d = 0.5\lambda$	3.2 dB	3.4 dB

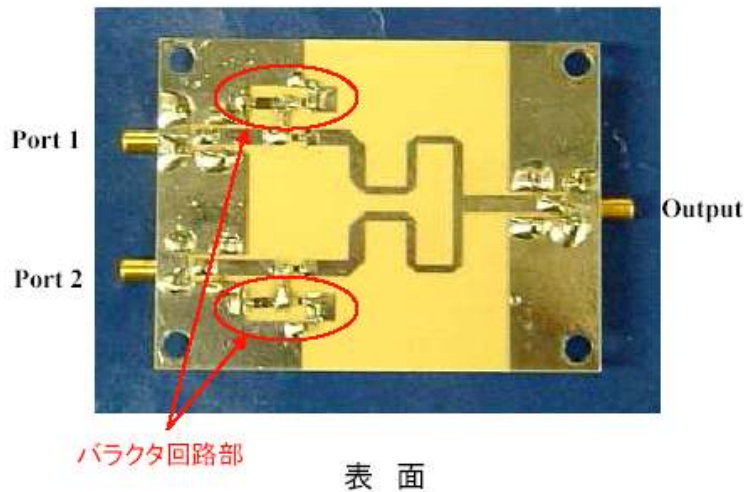


図4-2 b-4 RF処理型適応アンテナの試作品。リアクタンス制御回路部において、2つのブランチからの受信信号の位相を合わせて、Outputで合成している。Output手前の曲がりくねった線路は、Outputから回路側を見たインピーダンスを整合させるための1/4波長線路である。

4-2 b-3 まとめと今後の課題

現在東京工業大学において図4-2 b-4に示した試作機による実証実験の最中です。現在は可変キャパシタとしてRF-MEMSキャパシタではなく、特性が比較的明らかになっている市販バラクタ（可変キャパシタ）を用いていますが、それにもかかわらず、このバラクタに発生する実装その他の影響による浮遊容量を正確に見積もることが難しいため、ここでの位相回転量がシミュレーションと異り、その結果シミュレーション通りの動作の実現には至っておりません。今後更なる検討が必要です。具体的には、実装状態の高周波素子の浮遊容量その他の影響を、より正確にシミュレーションに反映することにより、最終的に実測によってシミュレーションに近い干渉波除去効果を得ることを目標とします。

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、消費電力も小さいですが、位相調整の再信号の振幅も変化してしまうという問題があります。

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。

4-2 c-2 実施状況

本移相器を用いた適応アンテナの最も重要なパラメータのひとつである移相器の所要ビット数を計算機シミュレーションにより検討しました。シミュレーションでは

図4-2c-1に示すRF-AAAの構造を想定しました。特徴は図4-2c-2の従来手法と比べて、RFフロントエンド(RF F/E)が1系統で済むため、低コスト・低消費電力・小サイズを実現できる点です。しかし同時に、RF部で信号を合成するため、AD変換器(ADC)後の情報が少ないので、制御が難しいという欠点も有します。RF-AAAの移相器(Phase shifter)は図4-2c-3に示すような M ビットデジタル移相器を想定しており、 M が多くなればなるほど特性が良くなることは自明ですが、その分コストと挿入損失が増大します。そこで、理論的な最適解と M ビットデジタル移相器の特性を比べ、システムとして最適な M を決定しました。

今回のシミュレーションは簡単のため、アンテナ素子数を2としました。信号モデルは図4-2c-4に示すように、アンテナ1、2からの受信信号をそれぞれ y_1, y_2 とすると、LNAで一定の利得(ここでは g)を与え、移相器によってそれぞれ $e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}$ の位相回転量を付加した後、合成器によって足しあわされます。その際の受信信号は $z = g(e^{j\theta_1}y_1 + e^{j\theta_2}y_2) = g\mathbf{w}^T\mathbf{y}$ で表されます。ここで表記を簡単にするため $\mathbf{w} = [e^{j\theta_1} \quad e^{j\theta_2}]^T$, $\mathbf{y} = [y_1 \quad y_2]^T$ を用いました。受信信号は所望成分 s と雑音成分 n から構成されており、数式を用いると $y_i = s_i + n_i (i=1,2)$ のように与えられます。このとき、合成器後のSNRは以下の式(4-1)で記述されます。

$$SNR = \frac{E\left[g(\mathbf{w}^T\mathbf{s})g(\mathbf{w}^T\mathbf{s})^H\right]}{E\left[g(\mathbf{w}^T\mathbf{n})g(\mathbf{w}^T\mathbf{n})^H\right]} = \frac{\mathbf{w}^T\mathbf{R}\mathbf{w}}{2\sigma^2} \quad (4-1)$$

ここで $\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 \quad n_2]^T$ であり、 σ^2 は熱雑音電力を示します。また行列 \mathbf{R} はベクトル \mathbf{s} の相関行列です。 $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix}$ (\mathbf{R} はエルミート行列)としますと、式(4-1)は式(4-2)のように書き直すことができます。

$$SNR = \frac{r_{11} + r_{22} + 2\operatorname{Re}\left\{r_{12}e^{j(\theta_1 - \theta_2)}\right\}}{2\sigma^2} \quad (4-2)$$

式(2)よりSNRを最大とする最適ウェイトは $w_{opt} = \theta_1 - \theta_2 = \arg(r_{12}^*)$ で与えられます。

ここで $\arg(r_{12}^*)$ は r_{12} の複素共役の位相成分を意味します。

計算機シミュレーションで用いたパラメータを表4-2c-1に示します。これは前述のとおり、無線LANフォーマットに準拠しています。シミュレーション結果を図4-2c-5、図4-2c-6に示します。前者は1ビットあたりの平均SNR(Eb/No)が5dBであり、後者はそれが10dBの場合におけるBER特性です。図より、デジタル移相器のビット数を増やすことでBER特性が良くなることが確認されますが、3ビットと4ビットの場合はほとんど特性の差がありません。また4ビットと最適ウェイト(w_{opt})とを比較するとほぼ同じ特性が得られていることから、デジタル移相器は3ビットの分解能で十分であることが分かりました。

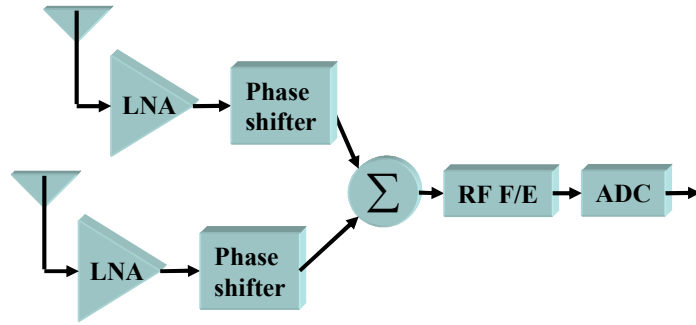


図 4-2 c-1 提案型 RF-AAA

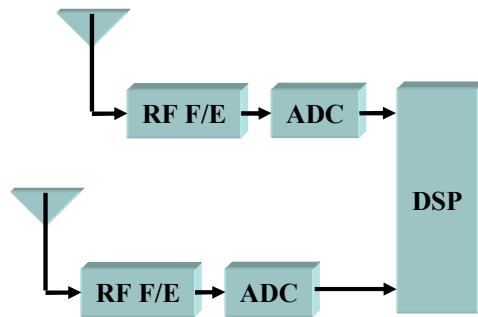


図 4-2 c-2 従来のデジタル型 AAA

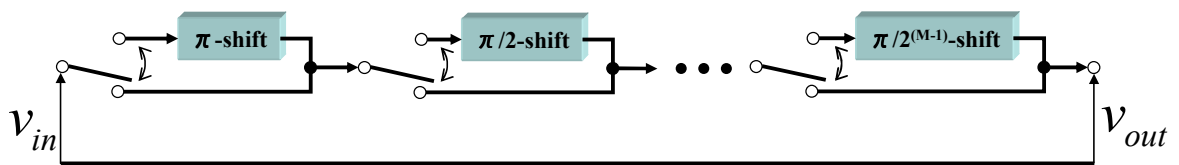


図 4-2 c-3 Mビットデジタル移相器

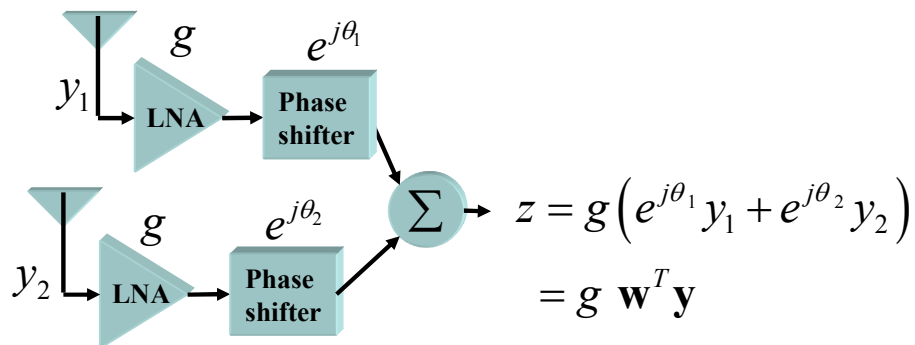


図 4-2 c-4 信号モデル

表 4-2 c-1 計算機シミュレーションパラメータ

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	1000 OFDMシンボル
RF-AAAのアンテナ素子数 制御基準	2 最大受信電力規範
移相器のビット分解能 [bit]	0, 1, 2, 3, 4
チャンネルモデル 遅延スプレッド [nsec]	15パス, 等利得減衰モデル 1, 10, 50, 100
FEC	畳み込み符号 ビタビ復号

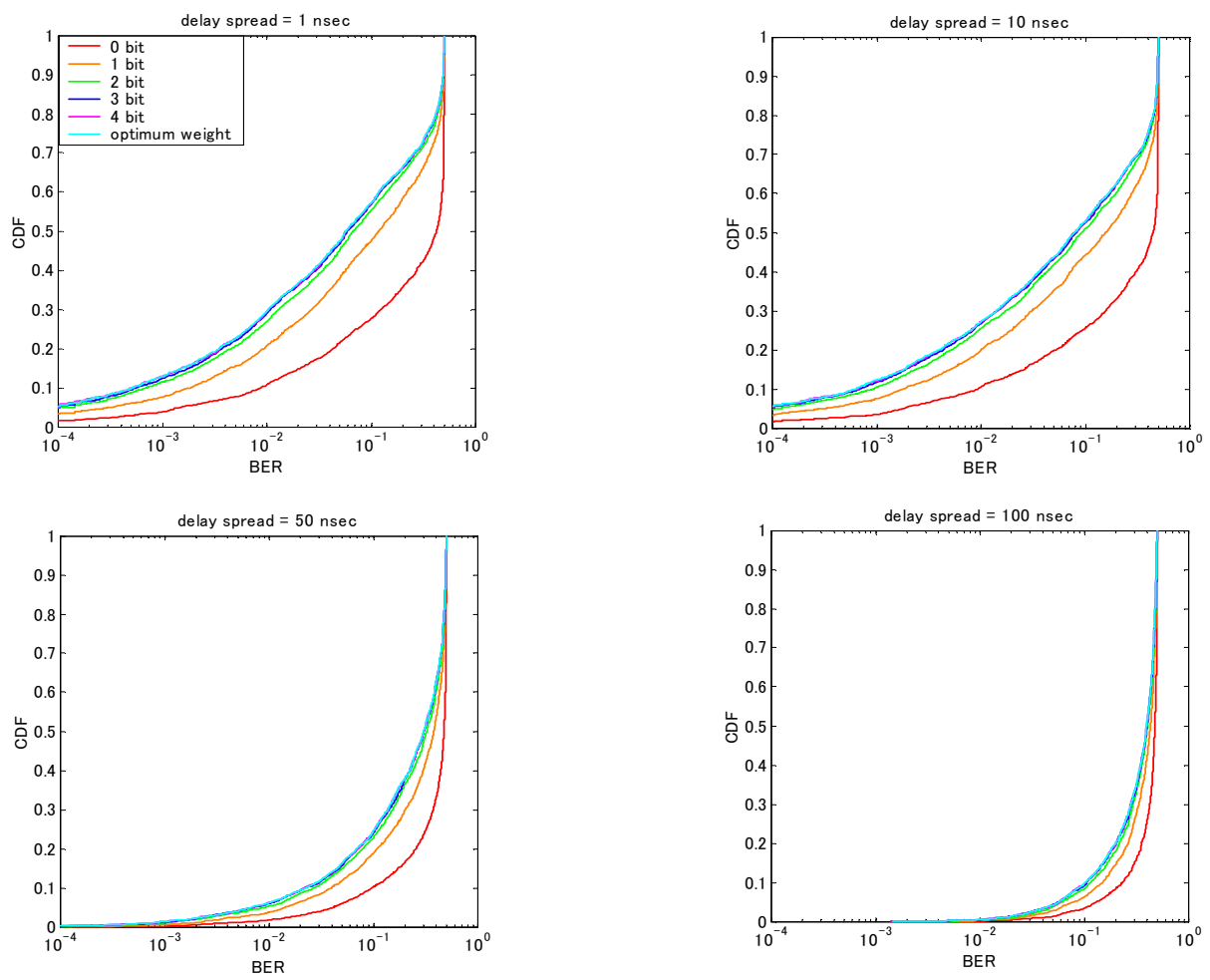


図 4-2 c-5 計算機シミュレーションによる RF-AAA の BER 特性 ($E_b/N_0=5\text{dB}$)

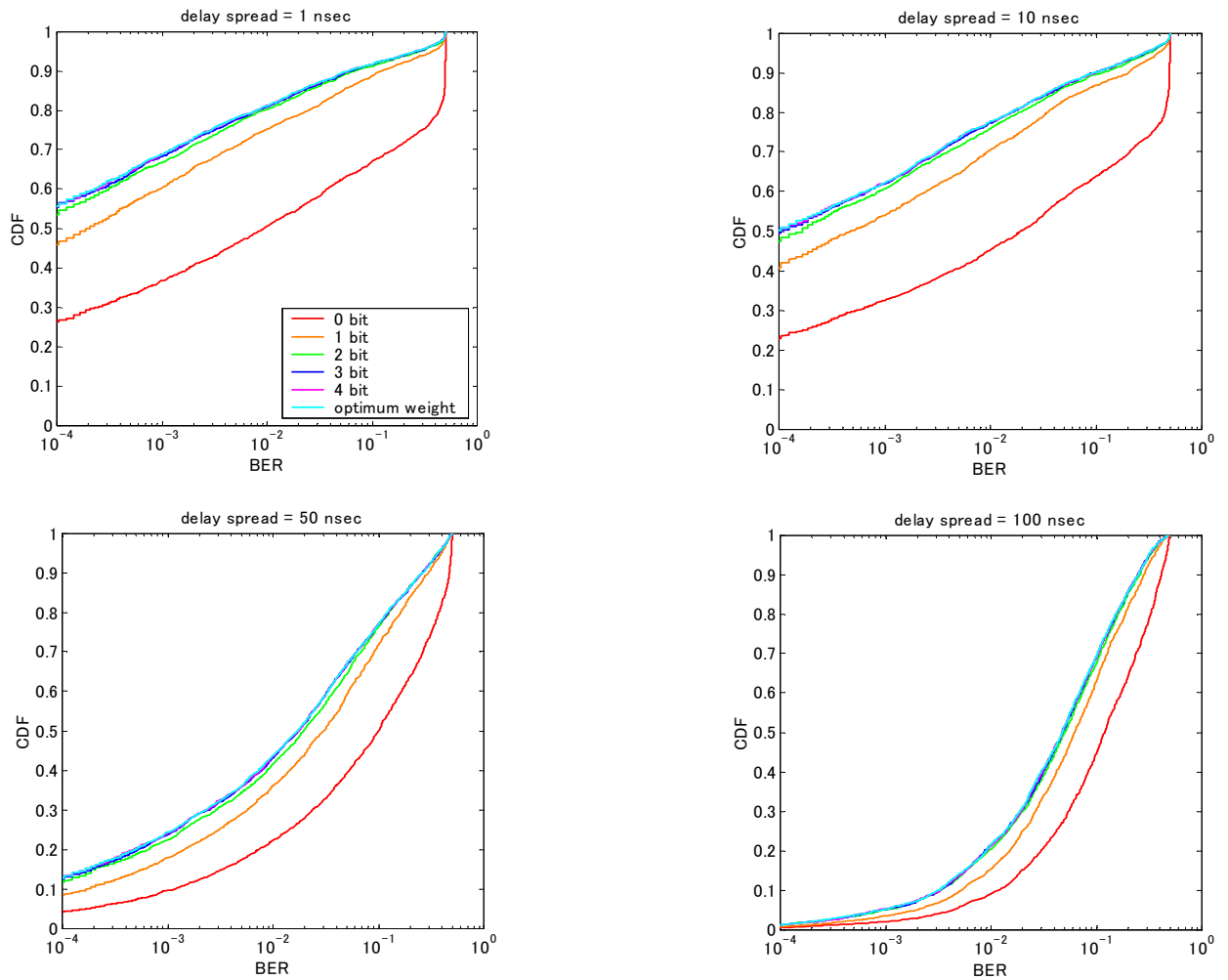


図4-2c-6 計算機シミュレーションによるRF-AAAのBER特性 ($E_b/N_0=10\text{dB}$)

4-2c-3 まとめと今後の課題

シミュレーションにより、デジタル移相器を用いた適応ダイバーシチアンテナに必要な移相器の必要ビット数は3であることを示しました。この後「4-4 エ) 実証実験」の項において、可変移相器を用いた適応アンテナの実験の詳細について述べます。

4-2 d 電波伝搬測定

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。

電波伝搬測定装置（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 4-2 d-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アンテナ特性を含まない形で測定できます。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。

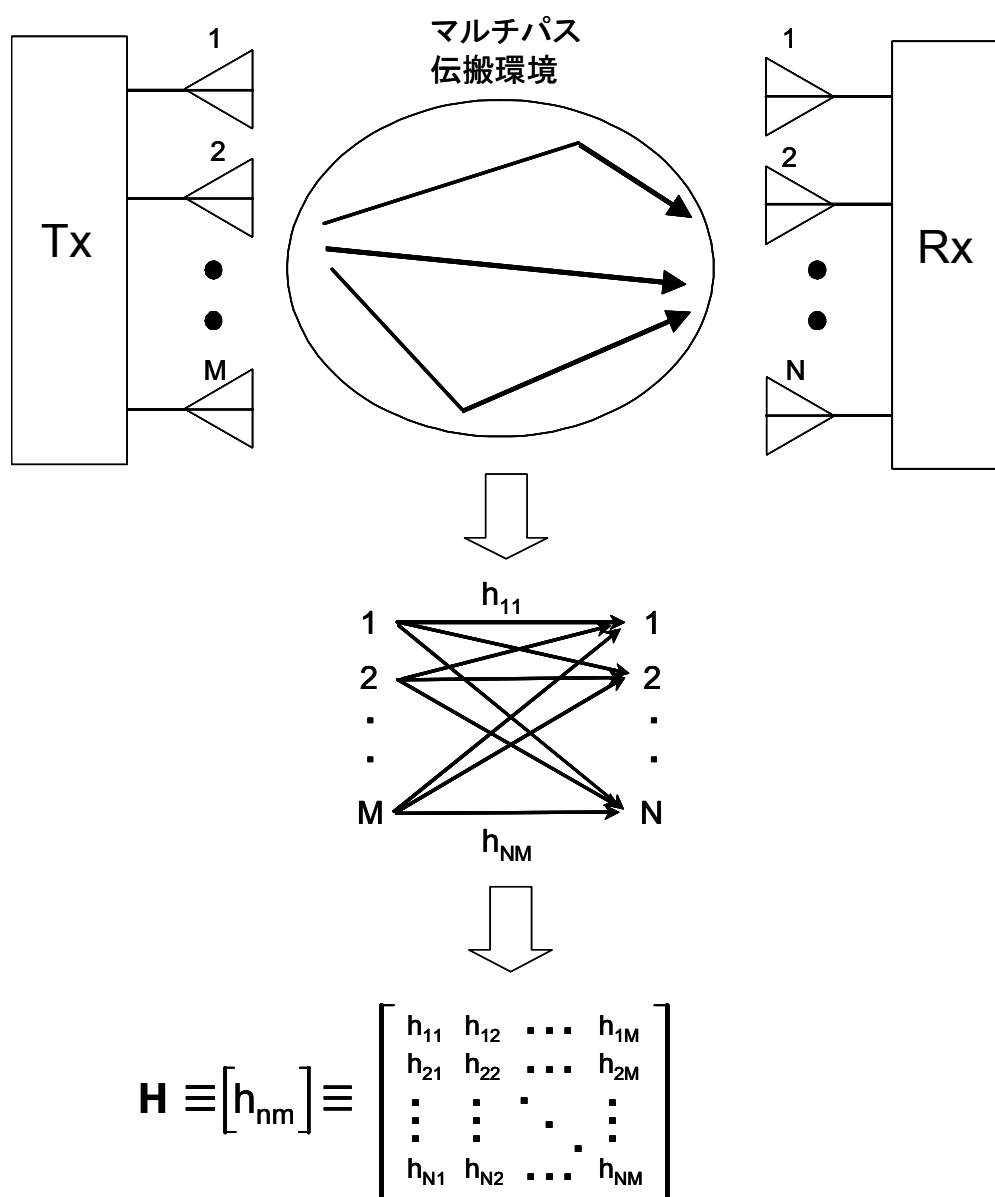


図 4-2 d-1 チャンネル応答行列の概念図

チャンネルサウンダは平成 16 年度に無線局の予備免許を取得済みで、現在東京工業大学にて室内伝搬の予備測定を行っています。図 4-2 d-2 にチャンネルサウンダの外観を示します。また図 4-2 d-3 に、遅延プロファイルを測定した一例を示します。横軸は時間、縦軸は受信電力です。受信電力の値は送信電力を 0dB として規格化したものです。本チャンネルサウンダには総務省による無線局としての承認が必要ですが、検査を得て、17 年度初頭には本免許を取得の予定です。以下に実験場所を示します。

屋外実験場所（送信基地局アンテナ設置場所、方位および角度）

東京都目黒区大岡山	緯度経度： (35° 36' 11.21", 139° 41' 01.98") 海拔高： 80 m (地上高：40 m) 指向性正面方位： 124.12° チルト角： 5° (電気)
川崎市中原区上小田中	緯度経度： (35° 34' 57.15", 139° 38' 31.94") 海拔高： 90 m (地上高：80 m) 指向性正面方位： 124.12° チルト角： 5° (電気)
横須賀市光の丘	緯度経度： (35° 13' 15", 139° 40' 52") 海拔高： 170 m (地上高：40 m) 指向性正面方位： 150.42° チルト角： 5° (電気)



図 4-2 d-2 チャンネルサウンダ外観（左が送信機、右が受信機）

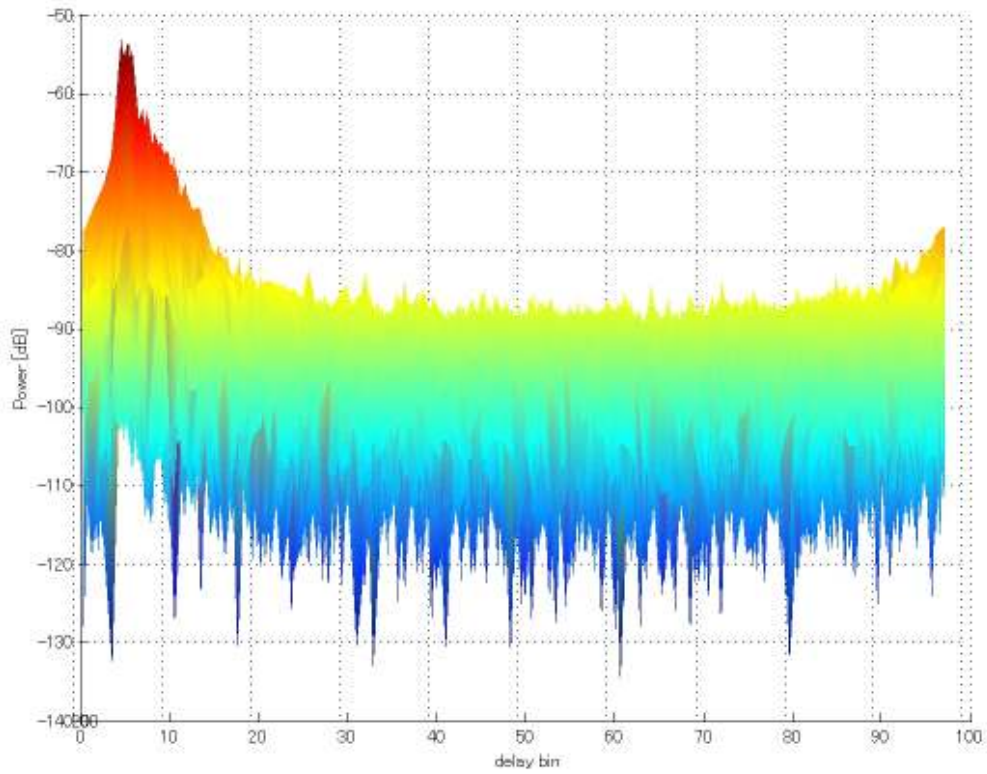


図 4-2 d-3 チャンネルサウンダを用いた遅延プロファイルの測定例

4-3 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

MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムにおいて、MIMO 受信機の各デジタルブランチに RF 処理型適応アンテナ (RF-AAA) を挿入し、干渉波源が存在する環境と存在しない環境において、提案構成の有効性を計算機シミュレーションによって評価しました。ここでは「フェーズドアレー型 RF-AAA」と「可変利得型 RF-AAA」の評価結果を示します。

4-3-2 実施状況

フェーズドアレー型 RF-AAA

2×2 MIMO システムにおいて、受信側のデジタルブランチにフェーズドアレー型 RF-AAA を挿入した場合の制御アルゴリズムを開発し、計算機シミュレーションによって評価を行い、平成 16 年 6 月の学会 (IEEE VTC 2004 Spring) において発表しました。提案のハードウェア構成を図 4-3-1 に示します。MIMO 受信機のデジタルブランチに RF で信号の重み付けを行う RF-AAA を挿入しています。各デジタルブランチにおける RF-AAA では、 L 本のアンテナより入力された信号を最初に可変利得低雑音増幅器 (VG-LNA) で増幅し、移相器にて信号成分の位相を回転させます。その後、合成部によって各信号を足し合わせる構成となっています。適当な重み付け合成を行うことにより、アナログ領域で信号の通信品質を高めることが目的です。

計算機シミュレーションでは、VG-LNA の利得は一定にし、移相器のみを制御して、干渉波が存在する環境と、存在しない環境で提案方式の有効性を評価しました。またアンテナ素子間隔は波長の半分としています。ここで、本シミュレーションは移相器のみの制御となっていますので、本質的にフェーズドアレーアンテナと同じ動作をします。計算機シミュレーションにおいて、干渉波が存在する場合は、当該干渉波はある程度の角度広がりを持って MIMO 受信機に到来するものと仮定し、RF-AAA は出力の信号対 (干渉+雑音) 電力 (SINR) を最大にするように制御を行いました。その結果を図 4-3-2、4-3-3 に示します。図 4-3-2 は干渉波が存在しない場合の誤り率 (BER) 特性であり、MIMO 受信機のデジタルブランチ前段に挿入された RF-AAA のアンテナエレメント数 L が多くなればなるほど特性が良くなっていることが判ります。また図 4-3-3 は干渉波が 1 波存在する環境の BER 特性であり、図中での "Angular spread" は干渉波の角度広がりを意味します。図 4-3-2 と同じように L が多くなればなるほど、特性が良くなります。特筆すべきことは、干渉波の角度広がりが小さいほど、エラーフロアが高通信品質側 (低 BER) にシフトし、特性が良くなっていることです。つまり、角度広がりが小さいほど、干渉波成分を抑圧していることとなります。つまり、RF-AAA の動作はビームスペースで考えると、指向性のヌル値を空間上で変化させていることと等価であり、アンテナの素子間隔とアンテナ数に依存するヌルの角度は基本的に狭いので、干渉波の角度広がりが大きいと、当該ヌル範囲よりも干渉波成分がはみ出してしまい、結果的に干渉波抑圧度合いが小さくなると考えられるためです。この、角度広がりが大きい場合の干渉抑圧度合いが減少するという問題への対策として、VG-LNA の利得を変化させることが有効だと思われれます。つまりエレメントスペースで考えると、干渉波の角度広がりが大きいということは、各素子において干渉波成分の振幅が異なるということであるので、位相だけでなく振幅をも制御することではじめて当該干渉波を抑圧できるからです。

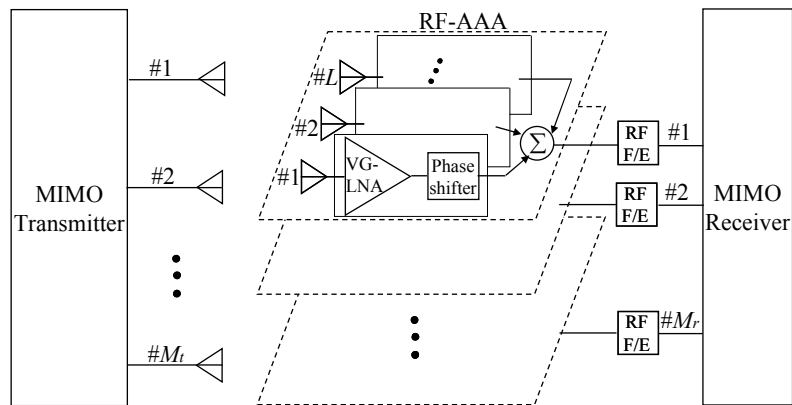


図 4-3-1 MIMO システムにおける RF 処理型適応アンテナ

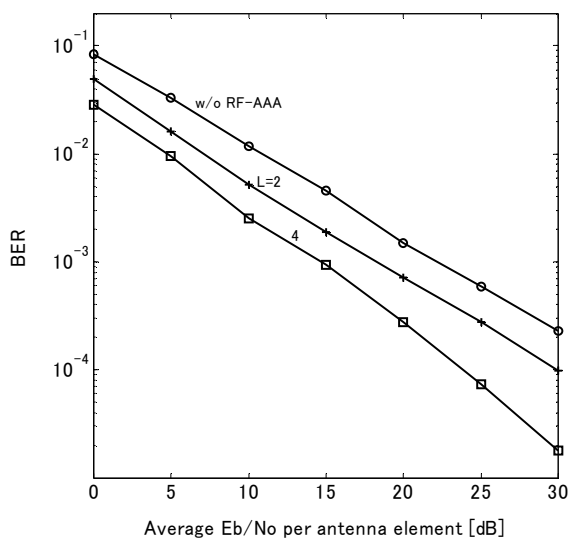


図 4-3-2 干渉波が存在しないときの BER 特性

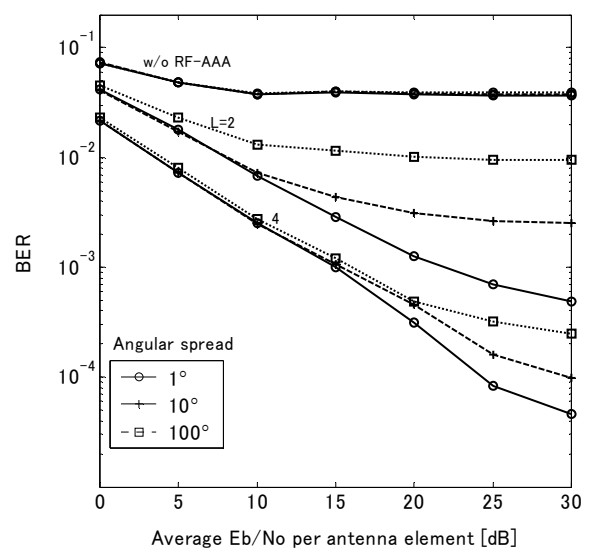


図 4-3-3 干渉波が存在するときの BER 特性

可変利得型 RF-AAA

前述のフェーズドアレー型 RF 適応アンテナの問題を受けて、VG-LNA の利得を変化させる可変利得型 RF-AAA の制御アルゴリズムの開発を行い、平成 16 年 6 月に外部発表 (ICC2004) を行いました。内容は図 4-3-1 の構成において、VG-LNA と移相器に対し、適切な重み付けを行い、干渉波が存在する環境と、存在しない環境で提案構成の有効性を計算機シミュレーションによって評価したものです。

計算機シミュレーションでは干渉波と所望波の入力電力はほぼ同じとし、出力 SINR が最大となるような重み付け値を解析的に求め、干渉波を抑圧しました。その結果を図 4-3-4 に示します。横軸はアンテナ素子あたりの平均 SNR、縦軸は平均誤り率を示します。干渉波は 360° の方向から到来する (つまり角度広がりが多い) と仮定し、伝搬路推定が最適な場合 (perfect CIR) と推定結果 (estimated CIR) を示します。図より、MIMO のそれぞれのブランチにアンテナを 1 つだけ実装した場合 (RF-AAA が無い場合) は、信号対雑音比 (SNR) が増加しても、BER 特性が一向に良くなりません。その理由は干渉波成分が残っているためであり、これを MIMO 受信機では取り除けないからです。RF-AAA を用いたときは、SNR の増加に伴い、BER 特性も良好になることが確認されました。また、RF-AAA のアンテナエレメント数 L が大きいほど、BER 特性が良くなることも確認されました。これはアンテナエレメント数を増やしたことにより、アレーゲインが得られたためであると解釈できます。

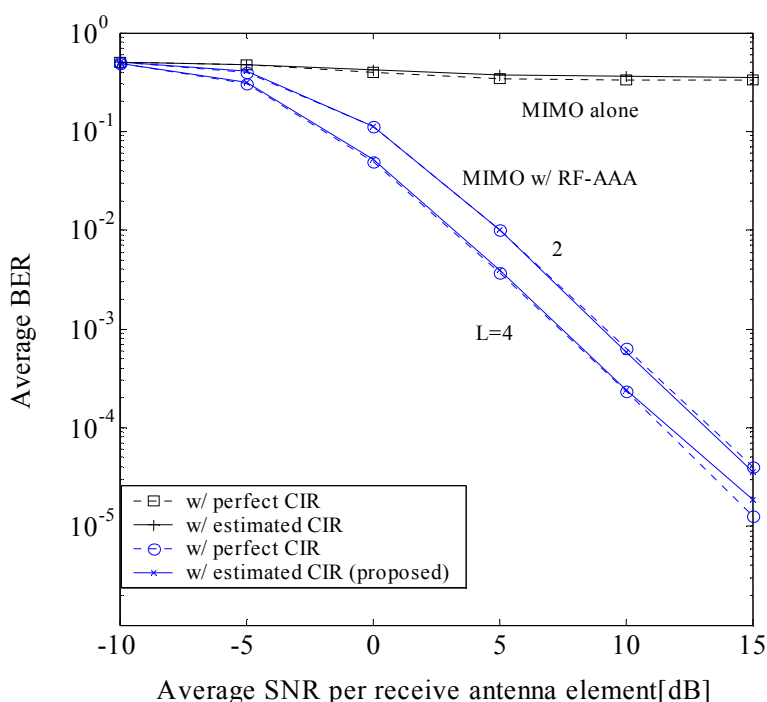


図 4-3-4 利得制御型 RF-AAA の BER 特性

4-3-3 まとめと今後の課題

平成 16 年度上期は計算機シミュレーションによる RF-AAA の評価を行いました。また下期は主に実験を通して RF-AAA の有効性を評価しました。

以下に今後の課題について述べます。今まで本研究開発において提案してきた RF-AAA は主にアンテナ、LNA、移相器、合成器を含んでおります。一般的に製品化

を考慮に入れた場合、LNA は使用周波数に合わせて設計されます。例えば、2.4GHz と 5GHz の両方の周波数に対応させるときは、それぞれの周波数帯域について LNA を必要とします。提案構成では使用周波数バンドの数が増えると共に LNA の数も増えてしまい、低消費電力化が重要な課題の一つである端末において不利な要素となります。一方で、複数の周波数帯域をカバーする LNA を設計することは可能ですが、広帯域化により、多くの消費電力が必要になります。それに加え、本研究開発において一つのターゲットとしている無線 LAN システムでは、主に 2.4GHz 帯と 5GHz 帯が使用されており、今後その他の周波数帯を使用する可能性もあります。以上の背景を鑑みまして、LNA、移相器、合成器といった帯域の狭い部品の代わりに、比較的広帯域のスイッチのみを用いる構成を検討します。つまり、今後はアンテナとスイッチだけで構成する RF-AAA を検討します。特に MEMS スイッチは挿入損失も小さく、広帯域で (6GHz までなら 0.1dB の挿入損失)、更に低コストという特徴があります。

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 狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容 (その1)

本実証実験は、現在普及している無線 LAN システムを考慮しつつ、本研究開発において提案する RF-AAA およびその制御アルゴリズムの有効性を確認するために行いました。平成 16 年 10 月に導入した無線 LAN 規格向け 5GHz 帯の狭帯域(帯域幅 16.6MHz)伝送システム、および同時期に完成した RF-AAA 回路、および市販のアンテナを用いて、暗室内での測定を行いました。提案する適応制御方式・アルゴリズムを含む適応アンテナの評価には、高速 A/D 変換ボードや高速データ処理用マルチ CPU ボードから構築する伝送システムを用います。本システムを用いて、適応アンテナおよび適応制御方式・アルゴリズムを、伝送フレーム・ストリーム上リアルタイム処理し、評価することができます。

製作した実験装置の外観を図 4-4-1 に、送受信機ハードウェア構成を図 4-4-2 に示します。今回の移相器はデジタル移相器ではなく、バラクタを用いたアナログ移相器を代用しました。理由としては、アナログ移相器のため連続的な位相回転を与えることができるため、デジタル移相器のビット数を決定するのに適当であると判断したためです。また具体的に位相を回転させる方法として、電圧を変化させることでバラクタの容量を変化させ、結果的に位相回転を与えています。制御電圧は信号処理部 (DSP) において生成し、制御規範は最大受信電力規範を用いました。その他の実験諸元は表 4-4-1 に示します。実験環境は図 4-4-3 示すように、オフィス環境を模擬するため高さ 2.5m、縦 7.8m、横 11.7m の部屋で行いました。この部屋は内側の壁で電波が反射するようになっており、結果としてマルチパス環境となっています。ただし外からの影響や、逆に中から外への影響がないように、部屋全体が 100dB 以上のシールド特性を有する物体で覆われています。

実験結果を図 4-4-4 に示します。ビット数を増やすにつれて特性が良くなることが確認され、計算機シミュレーションと同じく、3 ビットと 4 ビットの特性差はほとんどないことがわかります。このことより、2 素子の RF-AAA においては 3 ビットのデジタル移相器で十分であることが判りました。また、従来方式 (0 ビット) と比べまして BER 特性が 10^{-4} において場所率評価で 20% から 80% に増加することが確認されました。このことより、提案方式は従来方式に対し、室内環境で有効であることが示されました。また 4-2 c-3 項において、デジタル移相器のビット数は 3 で十分であることを計算機シミュレーションによって明らかにしましたが、本項の実験結果はそれを裏付けています。



図 4 - 4 - 1 送受信データ処理装置の外観

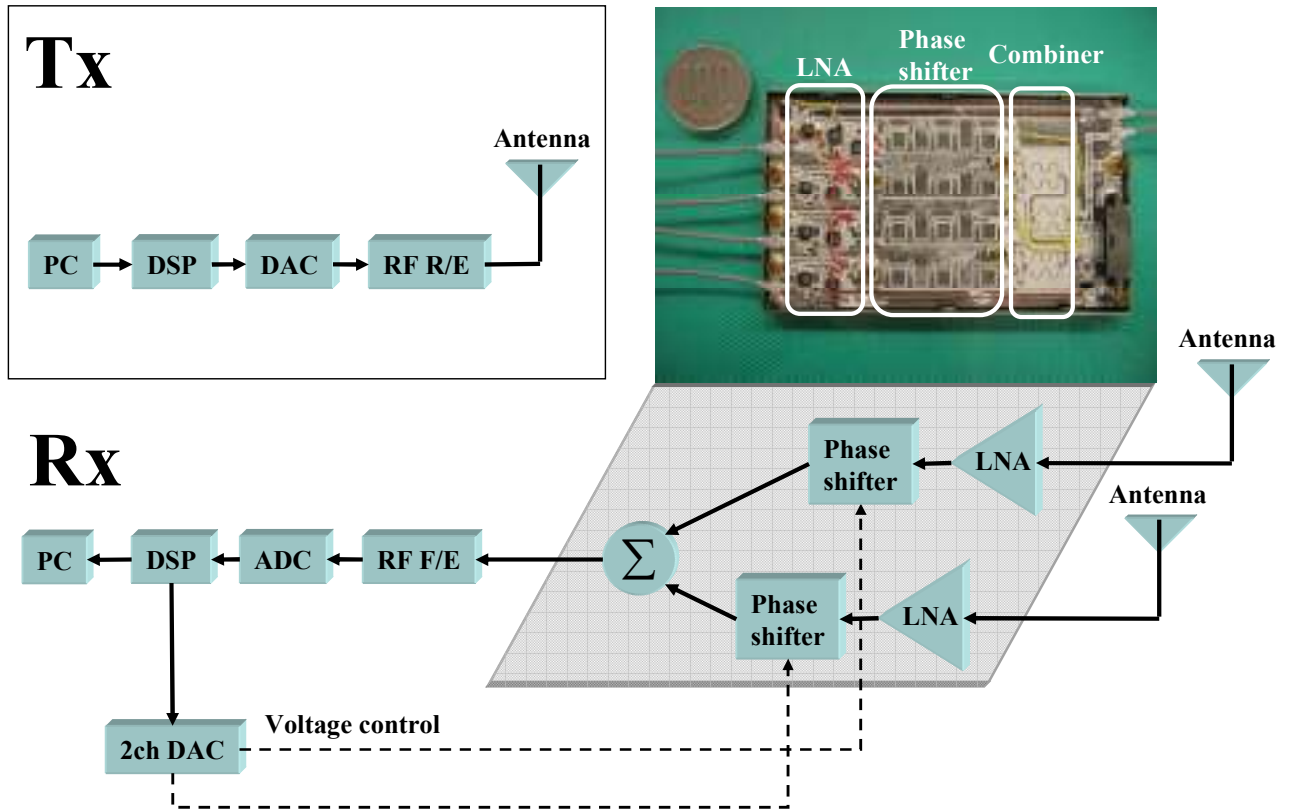


図 4 - 4 - 2 送受信機ハードウェア構成

表 4 - 4 - 1 実験諸元

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 素子間隔 制御基準	2 0.5λ 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 受信アンテナ	ダイポール コリニアアンテナ×2
FEC	畳み込み符号 ビタビ復号

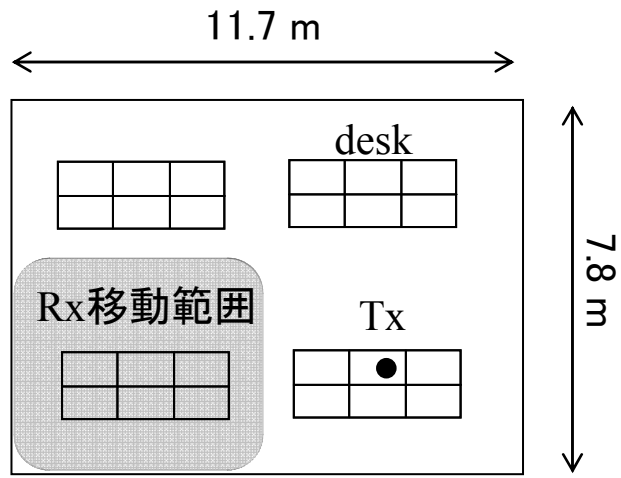


図 4 - 4 - 3 実験環境

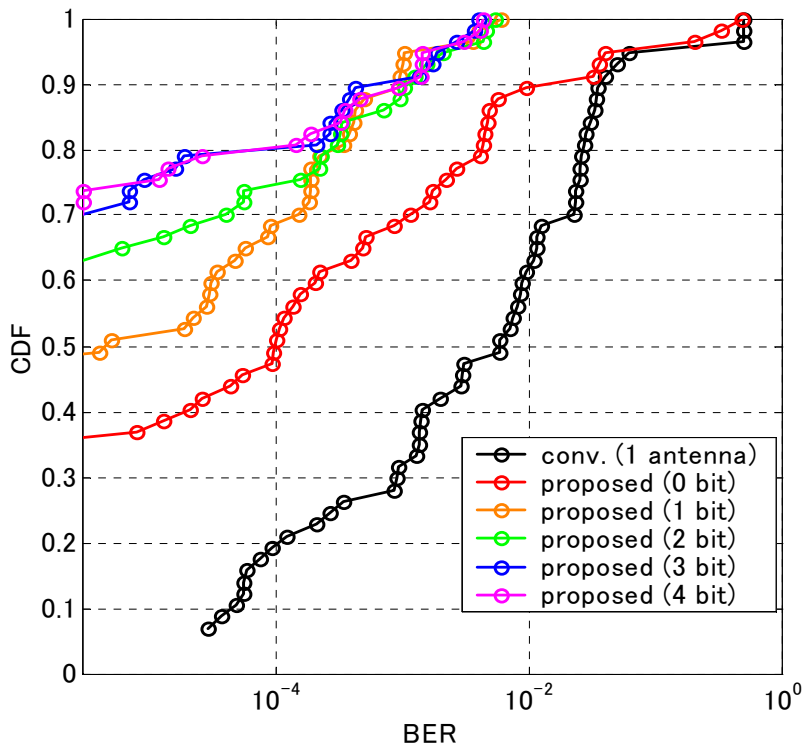


図 4 - 4 - 4 実験結果

4-4-3 狭帯域伝送システムによる実証実験の実施内容（その2）

本項では、IEEE802.11a 標準に準拠した OFDM 信号を受信する装置を用いて(4-4-2 項の装置とは異なる)、複数の異なる地点から OFDM 信号を送信した場合の伝搬路のインパルス応答を測定し、それらから生成されるインパルス応答行列間の相関と送信地点との関係について考察します。この検討は、OFDM ではガード時間内遅延波は希望波として有効に利用できることから、各アンテナ素子における伝搬路のインパルス応答から生成されるインパルス応答行列とアダプティブアレーによる特性改善効果には何かしらの関係があるという仮定に基づくものです。

相関行列の定義

OFDM 信号のガードインターバル長を Lg とすると、送信地点 i とアンテナ素子 j の間の伝搬路のインパルス応答は $Lg \times 1$ 次元ベクトルを用いて $h_j^i = [h_{j1}^i, \dots, h_{jLg}^i]^T$ で表現できます。従って、アンテナ素子数が J の場合、この h_j^i を用いて、送信地点 i とアレーアンテナとの間の伝搬路に対してインパルス応答行列を $H^i = [h_1^i, \dots, h_J^i]^T$ ($Lg \times J$) で定義できます。地点 i に対して定義できるインパルス応答行列 H^i と地点 i' に対して定義できるインパルス応答行列 $H^{i'}$ との間の相関の絶対値を

$$|r^{i,i'}| = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J |h_j^{iH} h_j^{i'}| / (|h_j^i| |h_j^{i'}|) \quad (1)$$

により定義します。

実験環境

図 4-4-5 に今回の実験で受信アンテナとして用いた、4つのモノポールアンテナを半波長の素子間隔で配置した円形アレーアンテナを示します。実験は図 4-4-6 に示すように、机、椅子、什器等の散在する一般的な事務所の環境で行い、図中で示す地点 1 から地点 4 から OFDM 信号を送信しました。各地点から送信した OFDM 信号をアレーアンテナで受信し、受信フレームから Long Training Sequence (LTS) 部を抽出し、送信 LTS との相関を計算することによって伝搬路のインパルス応答を測定しました。

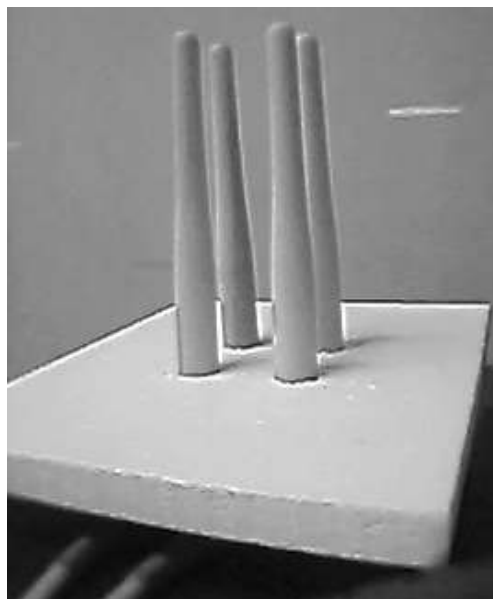


図 4-4-5 受信用 4 素子モノポールアレーアンテナ

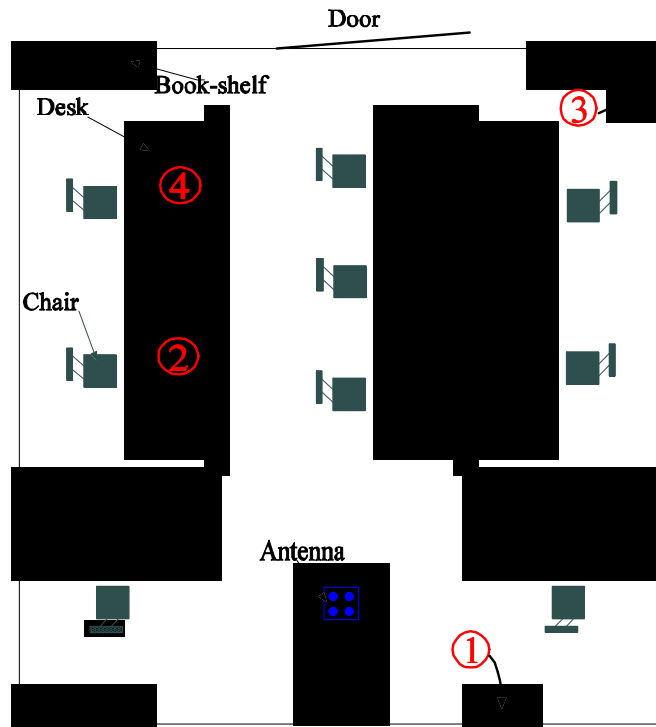


図4-4-6 実験を行った部屋の見取り図

特性評価

表4-4-2に各地点でのインパルス応答行列間の相関の絶対値を示します。アレーアンテナから見て地点1と地点2は大きく異なっているが、それらの間の相関値は大きくなっています。これは、式(1)で定義される相関は到来角ではなくインパルス応答に対する相関しか表していないためであると考えられます。アレーアンテナからこれらの地点への距離は近く、かつほとんど同じであるため、インパルス応答には他のパスの強さに比較して非常に大きな強さを持つ第一パスが現れます。そのため、場所が異なっているにも関わらず、これらの2地点でほとんど同一のインパルス応答が得られたと考えられます。一方、地点3と地点4間の相関値は小さいですが、この理由としてこれらの地点から受信器までの距離が遠く第一パスが支配的でなくなるため、インパルス応答の相関が小さくなるからだと考えられます。

表4-4-2 異なる送受信点間の正規化相関

transmitter's position	1	2	3	4
1	1.000	0.952	0.705	0.801
2	-	1.000	0.808	0.849
3	-	-	1.000	0.651
4	-	-	-	1.000

4-4-4 広帯域伝送システムによる実証実験の実施内容

(株)NTT ドコモ殿の第四世代移動無線システムの伝送フレームフォーマットを実装し、移動機側において伝送品質の評価を行います。平成 16 年度末現在、広帯域伝送システムに対する予備免許を取得済みで、システムの調整を行っています。平成 17 年度上期に実験免許を取得し本格的に屋外実験を開始する予定です。実験場所は、「4-2d 電波伝搬測定」と同じ場所で同様に行います。図 4-4-7 に実験の概念図を示します。電波伝搬測定と同様の伝搬環境下で、送信アンテナからの広帯域信号を適応アンテナで受信します。適応アンテナとアンテナ自動整合回路とを組み合わせることによって、多重伝搬環境下における受信信号の SNR 改善を図ります。

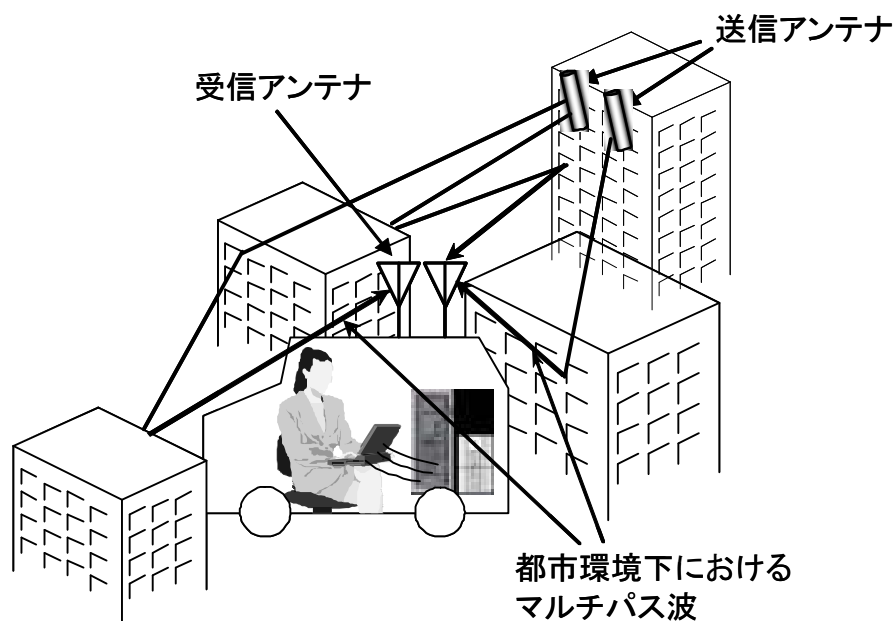


図 4-4-7 広帯域システムによる実証実験の概念図

4-4-5 まとめと今後の課題

狭帯域伝送システムにおいては、5GHz 帯無線 LAN を想定した室内多重波伝搬環境において実測を行い、提案システムによる BER 改善効果を確認しました。今後はさらに多くの異なる環境化において測定データを積み重ね、提案システムの適用範囲を明らかにする必要があります。広帯域伝送システムにおいては、屋内における再現性の良い測定に続いて、屋外環境下でのアンテナ自動整合回路の有効性を確認する必要があります。

4-5 総括

研究開発の進捗状況は概ね良好です。以下に概略を述べます。

「副課題ア) RF-MEMS デバイスの研究開発」においては、MEMS デバイスの Q 値が受託時の目標値からかなり遠い値ですが、現時点での Q 値を 30%程度改善すれば、実用上問題ない性能であると思われます。

「副課題イ) 適応アンテナの研究開発」においては、唯一「4-2d 電波伝搬測定」が実施されておりましたが、平成 17 年 1 月に予備免許を取得し、現在チャネ

ルサウンダを用いた伝搬測定の予備測定中です。その他の課題については概ね計画通り順調に進捗しております。

「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」および「副課題エ) 実証実験」についてもアルゴリズムを検討しつつ実証実験を行っている段階であり、すでに提案システムのうちのいくつかに関して効果が実証されました。

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

- [16-1] 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.
- [16-2] 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, Aug. 2004.
- [16-3] 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.
- [16-4] 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.
- [16-5] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system and its application to mobile antennas," IEEE TENCON2004, Nov. 2004.
- [16-6] 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," 18th IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) 2005, Jan. 2005.
- [16-7] 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.
- [16-8] 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.
- [16-9] 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.
- [16-10] 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.
- [16-11] 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.