

適応信号処理ウェアラブルアンテナと
Over-The-Air 評価方法に関する研究

2016年3月
(平成28年3月)

本田 和博

A study on the adaptive signal
processing wearable antenna and
Over-The-Air evaluation method

March 2016

Kazuhiro Honda

目 次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.1.1 移動体通信の現状と将来	1
1.1.2 ウェアラブルアンテナ実現のための課題	6
1.2 本研究の目的と意義	14
1.3 本研究の概要	16
第2章 地上デジタル放送タブレット端末の特性解析	19
2.1 緒言	19
2.2 不等電力下におけるMRCアレーアンテナの解析	20
2.2.1 MRCダイバーシチアレーアンテナの解析モデル	20
2.2.2 モンテカルロシミュレーション	21
2.3 ダイポールアンテナを用いた基礎検討	24
2.4 可搬型テレビ端末における検討	36
2.5 結言	45
第3章 BANダイバーシチアンテナの特性解析	46
3.1 緒言	46
3.2 歩行時の特徴統計解析	48

3.2.1	最大腕振り角度	50
3.2.2	腕の振り方	53
3.2.3	歩幅	56
3.3	統計データを用いた腕によるシャドウイングの解析方法	58
3.4	歩行動作の影響	62
3.5	BAN ダイバーシチアンテナ	68
3.6	結言	80
第4章 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ		81
4.1	緒言	81
4.2	偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成	83
4.2.1	伝搬環境の変化に対応する重み関数	85
4.2.2	アンテナ傾き角の変化に対応する重み関数	86
4.3	2×2 MIMO による基礎実験	96
4.3.1	放射指向性	98
4.3.2	2×2 MIMO 伝送容量測定実験	103
4.4	腕振り人体電磁ファントムを用いた検証	110
4.5	4×4 MIMO 伝送容量測定実験	114
4.6	腕装着時の 8×8 MIMO 伝送容量解析	122
4.6.1	3次元チャネルモデル	122
4.6.2	8×8 MIMO 伝送容量解析	124
4.7	位相シフト量の検討	130
4.8	結言	136
第5章 多素子アンテナの逐次的自動整合方法		137
5.1	緒言	137
5.2	逐次的自動整合方法	138

5.2.1	提案アルゴリズム	138
5.2.2	実用端末への実装回路	140
5.3	提案アルゴリズムの検証	142
5.4	整合負荷決定方程式から求まる解析解	154
5.5	多素子アレーアンテナの場合の検証	156
5.6	結言	164
第6章 上り／下り回線評価のための MIMO-OTA 評価装置		165
6.1	緒言	165
6.2	伝搬チャンネルモデル	166
6.3	バイラテラル MIMO-OTA 装置	168
6.3.1	バイラテラル MIMO-OTA 装置の構成	168
6.3.2	バイラテラル MIMO-OTA 装置の特性	172
6.4	基地局相関のモデル化	182
6.5	提案する基地局相関の制御方法	184
6.6	基地局相関制御方法の検証	186
6.6.1	モンテカルロ解析による検証	186
6.6.2	バイラテラル MIMO-OTA 装置による検証	190
6.7	結言	197
第7章 結論		198
第8章 今後の研究		202
謝辞		211
参考文献		212

付録 A 平均交差偏波電力比の測定方法	228
付録 B ウェアラブル MIMO アンテナの OTA 測定方法	230
付録 C バイラテラル MIMO-OTA 評価装置	250
学位申請論文	259
本研究に関する発表論文	260
本研究に関する関連発表論文	267
本研究に直接関係しない発表論文	277
著者紹介	281

第1章 序 論

1.1 本研究の背景

1.1.1 移動体通信の現状と将来

総務省の資料[1],[2]や電気通信事業者協会のデータ[3]によると、図 1.1 に示すように、2014 年度末には携帯電話の契約台数が 1 億 5270 万台となり、単純計算すると日本人全員が携帯電話を保有していることになる。さらには、商用で実用化されている第 3.9 世代高速移動通信規格 (LTE : Long Term Evolution) [4]の契約台数が 6778 万台にのぼり、携帯電話契約台数の 44%におよぶことが報告されている。高速通信である LTE の普及には MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術[5]の発展が大きく関与していると思われる。今後は、第 4 世代高速移動通信規格 (LTE-Advanced) [6]のサービスが始まるとともに、スマートフォンが普及してフィーチャーフォン (第 3 世代以前に普及した従来型の携帯電話) の契約台数を超えることによって、ますます高速移動通信技術が人々の身近な存在となることが予測される。

移動通信規格の進化は移動通信の高速化の歩みでもある[7]。表 1.1 に移動通信規格の比較を示す。1979 年に自動車電話としてサービスが開始されたのがアナログ方式の第 1 世代移動通信規格である。現在のように持ち運べる携帯電話が登場したのは 1980 年代後半である。1993 年からはデジタル方式による第 2 世代移動通信規格のサービスが開始され、通信速度が 28.8kbps となった。さらに 2001 年から第 3 世代移動通信規格、2006 年からは第 3.5 世代移動通信規格のサービスが始まり、通信速度は 384kbps、14Mbps と進化を遂げた。

高速化する際に問題となるのがフェージングである[8]。基地局と携帯電話間の通信において、基地局から直接電波が届いたり、ビルや木などの地物に反射して電波が届いたりする。それらいくつもの到来波が干渉することによって、空間的に電波の強弱

が生じる。これがフェージングである。電波が弱い場所においても通信ができるようするため、携帯電話に搭載するアンテナにはダイバーシチやアダプティブアレー技術による適応信号処理が適用された[9]。ダイバーシチには空間的に離れたアンテナで電波を受信する空間ダイバーシチや、偏波の異なるアンテナで電波を受信する偏波ダイバーシチなどがある。アダプティブアレーは複数のアンテナの信号を合成することによって受信信号を得る方法である。

2010年からは第3.9世代移動通信規格によるサービスが開始された。通信速度は100Mbpsとさらに高速になった。さらには次世代の通信規格である第4世代移動通信規格によるサービスも開始されつつある。高速化を実現するため、MIMO技術による適応信号処理が行われている[5]。ダイバーシチやアダプティブアレーは携帯電話に複数のアンテナを搭載しても結果として1つの受信信号しか得られないが、MIMOは端末に搭載したアンテナの数だけ受信信号が得られる。それにより、高速通信を可能としている。以上のように、ダイバーシチ、アダプティブやMIMOといった適応信号処理を用いることによって、移動通信において超高速通信を実現してきた。

従来は、携帯電話等の移動通信を中心に研究・開発が行われてきたが、今後は他の分野においても情報通信技術（ICT技術：Information and Communication Technology技術）を活用する動きが盛んである。平成26年4月には総務省がICT成長戦略推進会議において「スマート・ジャパンICT戦略」を公表した[10]。スマート・ジャパンICT戦略は2つに分けられる。1つはICTを活用して様々なモノ、サービスを繋げることにより、新たなイノベーションを創出するICT成長戦略Ⅱであり、もう1つはICTの国際競争力強化・国際展開を通じた国際貢献を行うICT国際競争力強化・国際展開イニシアティブである。ICT成長戦略Ⅱにおいては医療、教育、交通、防災等の社会的課題を解決するためにICT技術を活用することが計画されている。

上記した分野のうち医療について述べる。厚生労働省の資料[11]によると国民医療費は2025年に約50兆円になる見通しであると推計されており、この要因の1つとして高齢者医療費の増加が指摘されている。その解決策としてICT技術を活用した取り組みや研究が進んでおり、その1つにボディエリアネットワーク（BAN：Body Area Network）が挙げられる[12],[13]。

近年、腕時計型やメガネ型などのウェアラブル端末の開発が盛んである。図 1.1 からわかるように、ウェアラブル端末の出荷台数は増加傾向にある。MM 総研や矢野経済研究所によるウェアラブル端末の市場調査結果によれば[14],[15]、ウェアラブル端末の中でも腕時計・リストバンド型端末の普及が予想されている。

ドコモ・ヘルスケア株式会社からは 2014 年 1 月にムーヴバンド®[16]が発売された。ムーヴバンド®は歩数、移動距離、消費カロリーを計測でき、スマートフォンにデータを送信して専用のアプリケーションを用いて健康管理が行える。Apple incorporated からは 2015 年 4 月に Apple Watch® [17]が発売された。Apple Watch®は歩数や階段の上り下りなど健康・ヘルスケア向けの機能のほかに、所有する iPhone®と通信することによって計測した生体情報を解析することができる。このように、腕時計型のウェアラブル端末の多くは健康管理向けの機能を有している。

今後は、脈拍、心電図、脳波、血糖値の測定やカプセル内視鏡[18]による内臓の検査などヘルスケアのみならず医療分野への応用も期待されている。カプセル内視鏡の場合、患者はカプセル内視鏡を飲み、身体に取り付けた小型無線センサーデバイスにより動画像を無線で収集し、病院に送信することによって医療に役立てる。オリンパス株式会社からは 2013 年 2 月に ENDOCAPSULE 10 SYSTEM®[19]が発売された。ENDOCAPSULE 10 SYSTEM®はより高画質な観察に対応する小腸用カプセル内視鏡であり、1 秒間に 2 枚の画像を撮影してカプセル本体から無線で患者が身に付けたアンテナユニットに送信する。体外から無線通信でカプセル内視鏡を制御することによって、磁気を利用してカプセルを自由自在に誘導したり、薬液を放出したり、体液を採取する研究開発を実施している[20]。カプセル内視鏡を用いたより正確な診断のためには高解像度の画像が必要となるので大容量の通信が必要不可欠となる。そのためには、移動端末の高速化に用いられた適応信号処理が適用できる[21]。

以上のような社会的・技術的状況を踏まえ、より大きなフレームワークとして、図 1.2 のように、BAN と超高速移動通信 MIMO を融合したユニバーサル移動端末を実現するためのウェアラブルアンテナシステム技術が必要とされている。様々なセンサーモジュールで計測した大容量の生体情報は、アクセスポイントであるユニバーサル移動端末を経由して病院等に送信することによってヘルスケアや診療等に役立たせ、高騰する医療費削減につながることを期待できる。

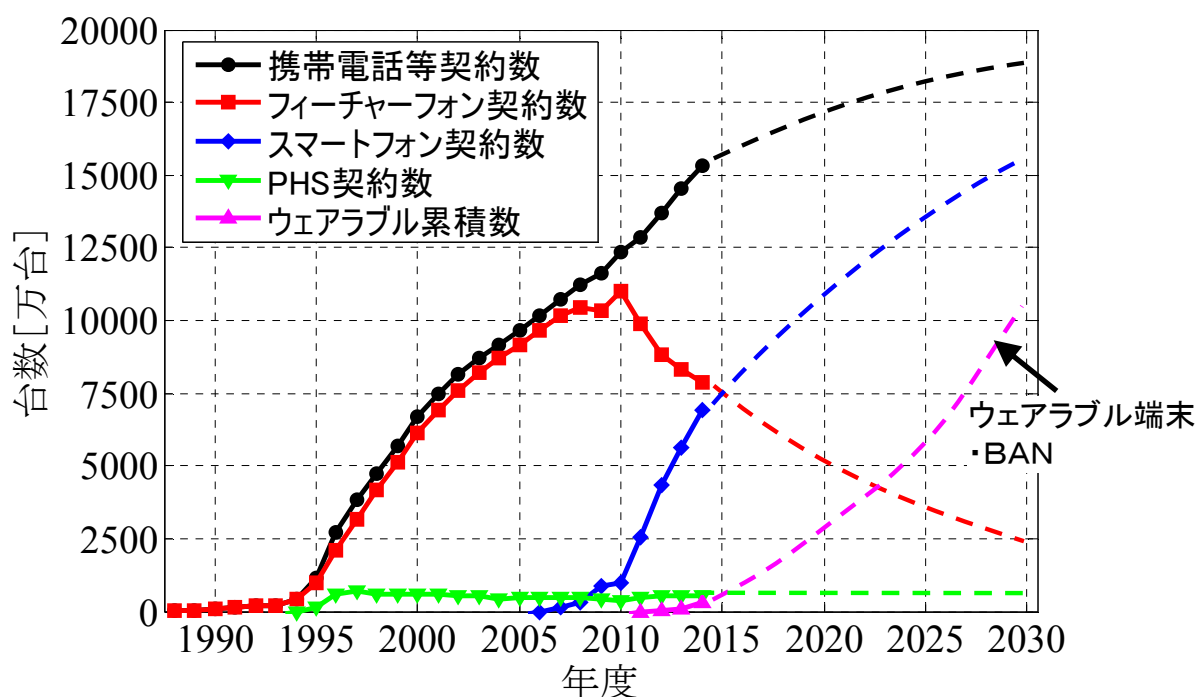


図 1.1 携帯電話の契約台数

表 1.1 移動通信規格の推移

	1G 1979-1992	2G 1993-2000	3G 2001-2005	3.5G 2006-2009	3.9G 2010-2014	4G 2015-2019?	5G 2020?-
通信速度	9.6kbps	28.8kbps	384kbps	14Mbps	100Mbps	1Gbps	10Gbps
通信方式	アナログ	PDC cdmaone	W-CDMA CDMA2000	HSPA EV-DO	LTE	LTE- Advanced	CU分離
アンテナ		ダイバーシチ アダプティブアレー			2×2 MIMO	4×4 MIMO	8×8 MIMO
サービス	音声	メール	カメラ	ブラウザ	動画	4K動画	8K動画 ダウンロード→アップロード
端末	自動車 電話	フィーチャーフォン 棒状携帯電話 折り畳み携帯電話		スマートフォン	スマートフォン	ウェアラブル BAN	
利用形態		通話	ブラウジング			人体装着	



図 1.2 MIMO と BAN が融合した医療 ICT 社会の実現

1.1.2 ウェアラブルアンテナ実現のための課題

図 1.3 に胸および腰にアンテナを装着してその場に立ち止まり、4 方向を向いて腕振りを行ったときの受信レベルを示す。図より、胸に装着したときに受信アンテナが後ろにある場合や、左腰に装着したときに受信アンテナが右側にある場合は人体のシャドウイングにより平均受信レベルが大きく低下することがわかる。また、アンテナを左腰に装着したときは、身体の向きによらず受信レベルが大きく変動していることがわかる。この原因は腕がアンテナ付近を通過するときに生ずるシャドウイングであり、歩行時の腕振り動作がアンテナに与える影響は大きいことがわかる。このように、人の動作により受信レベルが低下することはウェアラブルアンテナにおける大きな問題である。

通常、アンテナを設計するときは自由空間において最適な通信性能が得られるように設計されるが、ウェアラブル端末の場合、利用者は人体に装着して使用することが予想される。端末が人体に近接することにより、アンテナの入力インピーダンスが大きく影響を受ける。図 1.4 に自由空間と人体に近接したときのアンテナインピーダンスの変化を示す。図のようにアンテナインピーダンスに不整合が生じると、アンテナ性能が大きく劣化する[22]。

この他にもウェアラブルアンテナには様々な課題が存在する[23]。そこで、ウェアラブル端末に搭載するアンテナについて人体の影響を含めた検討を行った。BAN とは、身体に装着した生体情報を計測するセンサーデバイスや、カプセル内視鏡のような体内情報を収集する装置など医療・ヘルスケアのための無線ネットワークのことである。図 1.5 のように、BAN 通信には 3 種類ある。1 つは身体に装着した BAN センサーモジュールで収集した生体データを身体に装着したアクセスポイントに送信する BAN On-body 通信である。1 つはカプセル内視鏡のように体内の BAN センサーモジュールで収集した生体データをアクセスポイントに送信する BAN In-body 通信である。残り 1 つはアクセスポイントに収集した生体データを病院等に送信する BAN Off-body 通信である。本論文においては携帯電話基地局と携帯端末間の通信である BAN Off-body 通信に関して検討を行った。

BAN Off-body 通信において、生体情報を収集して病院等に送信するアクセスポイ

ント端末は人体の腰や腕に装着して使用されることが予想される。これまでにアニメーションソフトウェアを用いてコンピュータ内に人が歩いている状況を作り出し、人体の歩行動作を考慮したアンテナ特性の解析が報告されている[24],[25]。その結果、人の歩行動作など動的変動特性によってアンテナ性能が大きく劣化することが報告されている。

アンテナ性能劣化の原因の1つは人体によるシャドウイングである。シャドウイングとはウェアラブルアンテナから放射する電波が人体によって弱くなることである。即ち、ウェアラブルアンテナから見て人体方向にあるアンテナとは通信ができない障害が生じる。携帯電話においては一般にダイバーシチ方式により性能改善がなされている[26],[27]。ダイバーシチ方式とは空間的に離れたアンテナを設置して電波を受信し、その信号を合成する等利得合成や最大比合成、あるいは大きい信号を選択する選択合成によって劣化を軽減して受信する方法である。携帯電話と同様にダイバーシチ方式を適用することによって改善が見込めるが、BAN アンテナに適用した検討は十分になされていないのが現状である。

アンテナ性能劣化のもう1つの要因は偏波の不一致である。腕時計型端末のように人体の腕にBAN モジュール端末を装着したとき、歩行動作によりアンテナ角度が変化する[28] (図 1.6 参照)。アンテナ角度が変化するとアンテナの偏波特性が大きく変化するので、人体装着端末付近の到来波の偏波特性と一致しない可能性がある。ダイバーシチ方式には偏波特性が異なるアンテナにより受信する偏波ダイバーシチがある。しかし、高速通信を実現するMIMO 技術[5]に適用するには個々のアンテナが電波を受信する必要があるので、1つのアンテナで最適な偏波特性を有して受信できることが求められている。

アンテナ性能劣化の他の要因は人体近接によるアンテナインピーダンスの不整合である[22]。BAN モジュール端末は人体が近接していない状態でアンテナが最大の性能を発揮するように設計されているが、人体に装着することによってアンテナのインピーダンスが最適値である 50Ω よりずれてしまう。それにより反射が生じて放射電力が減少する。この不整合を解消するには使用時にアンテナインピーダンスが 50Ω となるように整合しなければならない。このとき、MIMO アンテナのように複数のアンテナ素子が存在する場合にはアンテナ素子間の電磁結合を考慮する必要がある。

上記のように BAN モジュール端末に実装するウェアラブルアンテナを開発するには以下について検討する必要がある。

- (1) 人体によるシャドウイング
- (2) 歩行動作など人体の動的変化による偏波変化
- (3) アンテナの人体装着によるインピーダンス不整合

(1) に関しては、多くの研究がなされている[24],[25],[29]-[33]。文献[33]において BAN ダイバーシチアンテナに関する研究がなされているが、電波暗室でアンテナ特性が評価されており、マルチパスフェージング環境における検討がなされていない。

(2) については多くの小型 3 偏波アンテナが提案されている[34]-[36]。文献[34]において姿勢変化に対して MIMO チャンネル容量が安定しているという特徴を明らかにしているが、このアンテナは 3 偏波の信号を別々に受信するアンテナである。(3) に関しては自動整合手法が研究されている[37]-[41]。これらの手法はアンテナ間の電磁結合を考慮するため共役整合を実現しているが、非線形方程式を解くために自己インピーダンスと相互インピーダンスを測定する必要があり、現実的な整合手法とは言えない。このように、上記(1)～(3)に関する検討は十分ではなく、人体の影響を考慮したウェアラブルアンテナの性能向上に関するメカニズムは明らかにされていない。

従来の携帯電話やタブレット端末等においても画面を見る際に端末を手で保持して使用することが考えられる。そのときに先に述べたウェアラブルアンテナと同様にアンテナと人体の電磁相互影響を考える必要がある。携帯端末に搭載された選択ダイバーシチアンテナ[42],[27]、最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combining) ダイバーシチアンテナ[27]、アダプティブアレーアンテナ[43]および MIMO アレーアンテナ[44]と人体の電磁相互影響に関する研究が行われてきた。使用者の電磁気的な影響によって伝送信号誤り率特性や伝送容量が大きく劣化することの解明とその要因分析、さらにその結果に基づき軽減対策が行われてきた。適応制御アレーアンテナの場合、ブランチ間のフェージング相関と各ブランチ間の受信電力差 (不等電力) の 2 つの問題に対する考察が重要である。図 1.7 に示すように、携帯端末を保持する位置によってアンテナと手の位置関係が変化することで、これら 2 つの特性が大きな影響を受ける。例えば、地上デジタル放送受信機の場合、手の保持位置によって受信品質 (ワ

ンセグ／フルセグ) が決定される。特に、携帯端末の持ち方によってアンテナと手の相対的な位置関係が変化することで、不等電力が大きく変化する。しかし、不等電力と通信性能の関係について十分に検討がなされていない。

一方、ウェアラブルアンテナの無線性能を評価するため、無線信号に時間的・空間的な変動を与えながら評価する方法 (OTA: Over-The-Air 評価) が精力的に研究されている。図 1.8 のように、評価方法には電波反射箱法[45]-[47]とフェージングエミュレータ法[48]-[50]がある。いずれの方式においても、これまでは主にデータをダウンロードする目的で携帯電話を利用していたので、下り回線における携帯端末の通信性能評価に着目して研究が行われてきた。一方、今後は携帯端末から動画などの大容量データをアップロードする利用形態が予想されるので、上り回線における携帯端末の通信性能を評価する必要がある。特に、医療 ICT ネットワークでは生体情報を病院に伝送する必要があるため、上り回線の性能評価は重要である。

高速通信実現のため端末 MIMO アレーの多素子化と小型化が必要である。それにより、上り／下り回線の周波数におけるアンテナの指向性 (振幅・位相)、相関特性、VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) の差が大きくなる (図 1.9 参照)。従って、端末を評価する際には、上り回線と下り回線の性能を総合的に評価する必要がある。

さらに、生体データを病院に送信する上り回線においては、携帯電話基地局アンテナの間隔を 5 波長と十分に大きくしても基地局アンテナの受信信号は高い相関値を有していることが知られている [51]。従って、上り回線の端末性能評価を行う際には、基地局アンテナ間の相関を考慮して評価を行う必要がある。しかしながら、電波反射箱法およびフェージングエミュレータ法のどちらの手法も基地局相関を制御した評価手法は報告されていない。

以上述べたように、ウェアラブル端末は近年になって注目を浴び始めたところであり、アンテナ性能を決定する様々な要因に対するメカニズムは明らかになっていない点が多い。その理由は人体に近接して使用することで、人体の影響を強く受けるので自由空間での検討結果を適用できないこと、および人体の動特性によって引き起こされる人体とアンテナ間の極めて複雑な電磁相互作用に奇因する。従って、ウェアラブルアンテナの高性能化のためには人体の影響を含めたアンテナの性能評価を行い、動作メカニズムを解明する必要がある。

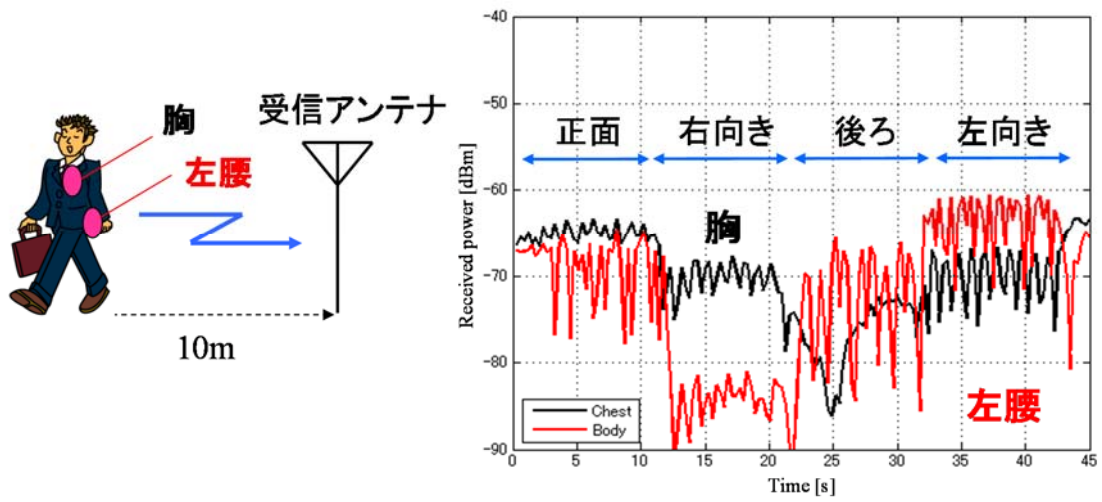


図 1.3 人体歩行時の伝搬測定

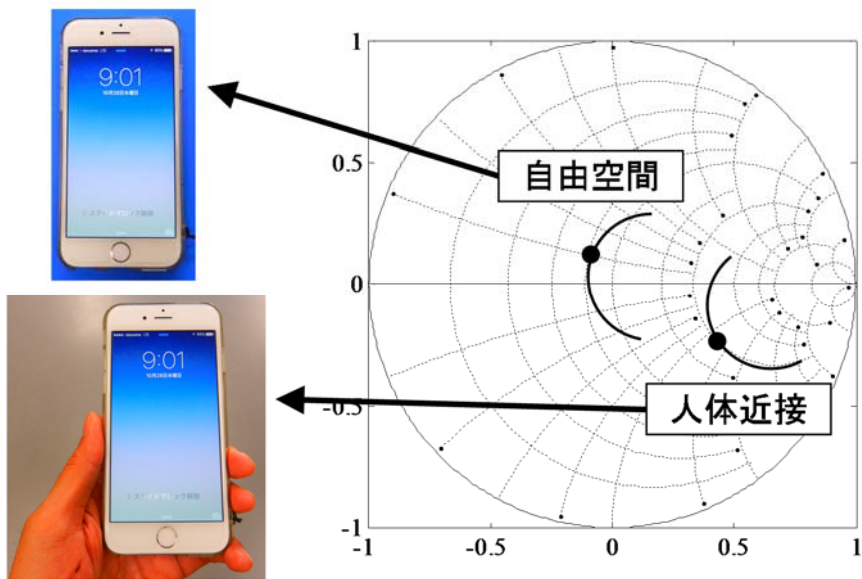


図 1.4 人体装着時のアンテナインピーダンスの変化

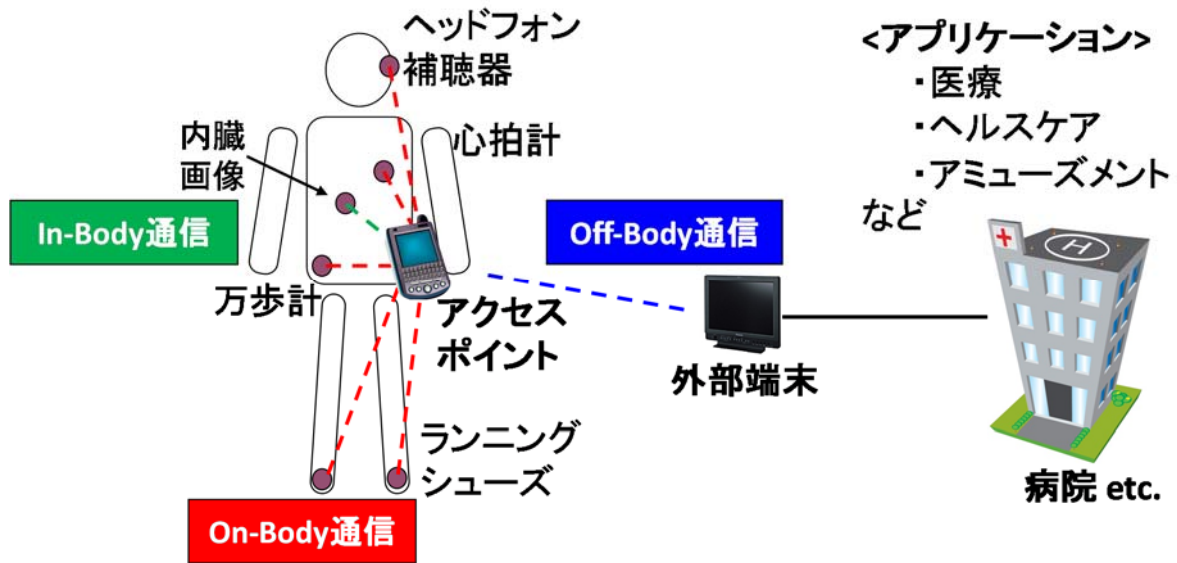


図 1.5 BAN システムの分類

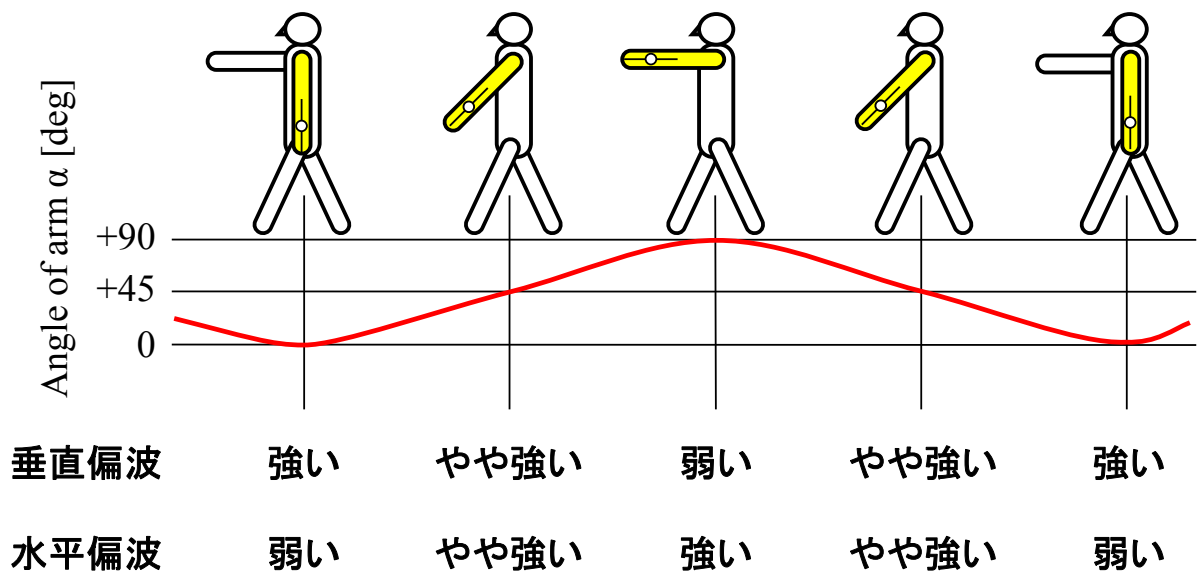


図 1.6 腕振り歩行時におけるアンテナ偏波の変化



下持ち



上持ち

図 1.7 携帯端末の保持位置の違いによる通信性能の変化

電波反射箱

- 小型で安価
- × 電波環境の制御が困難

フェージングエミュレータ法

- × 大型で高価
- 電波環境の制御が容易
到来波分布, XPR ...

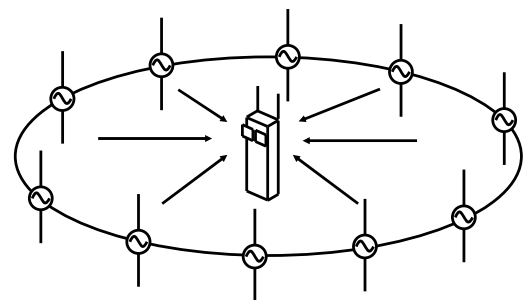
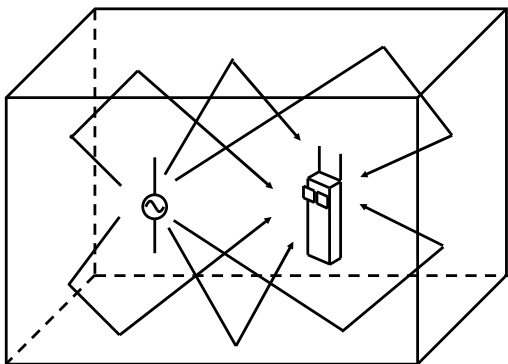


図 1.8 電波反射箱法とフェージングエミュレータ法の比較

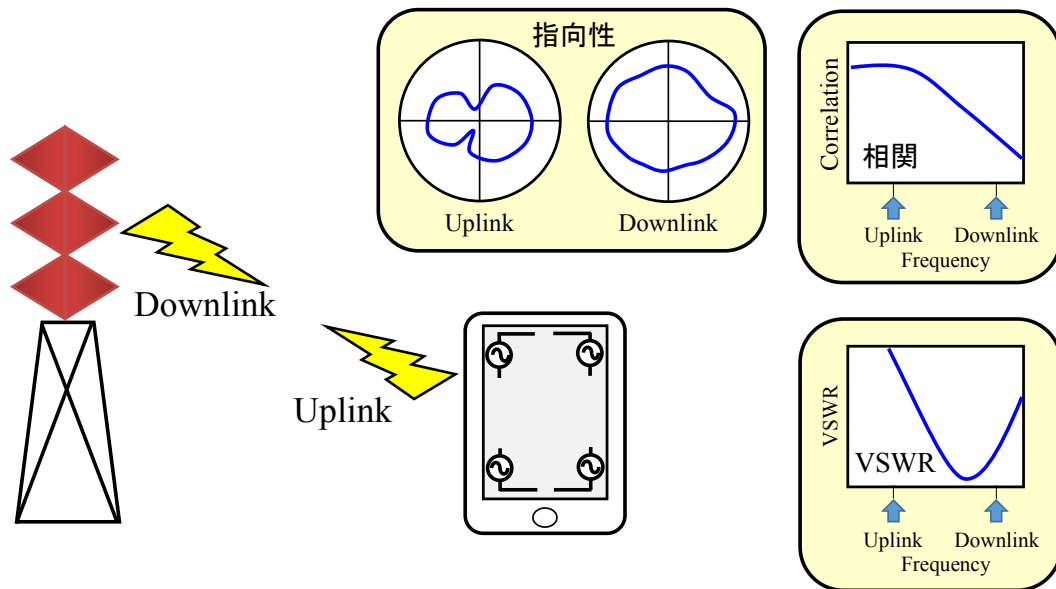


図 1.9 上り／下り回線におけるアンテナ性能の差異

1.2 本研究の目的と意義

1.1.2 章で述べたように移動端末には 6 つの課題が存在する。その課題を図 1.10 に示す。本論文はこれらの課題について検討を行ったものである。図 1.11 に次世代移動体通信の全体像と本論文の位置付けを示す。図に示すように、移動体通信は従来の携帯電話やスマートフォンのほかに、タブレット端末、ウェアラブル端末、BAN に分類される。それぞれのユースシーンとして通話状態、ブラウジング姿勢、歩行動作がある。BAN には Off-Body、On-Body、In-Body がある (図 1.5 参照)。本論文は、図 1.11 の破線で囲んだ部分について検討した。

本研究は、携帯端末を手で保持して使用する場合や、ウェアラブル端末を人体に装着して使用する際に生じる人体のシャドウイングや、歩行動作など人体の動的変化によってもたらされる性能劣化を軽減するアンテナを開発することを目的としている。具体的には、携帯端末を手で保持したときに低下するダイバーシチ利得を解析する。腰に装着したウェアラブルアンテナに関しては選択ダイバーシチアンテナを適用した場合のシャドウイングによる影響を定量的に解析することによって BAN ダイバーシチアンテナの設計指針を確立する。腕に装着した高速通信用ウェアラブルアンテナに関しては MIMO 技術による通信を行う際に用いる偏波を制御できるアンテナを開発する。さらには、人体に装着したときに生じる不整合損失を低減する自動整合アルゴリズムについて提案する。

本研究のもう 1 つの目的は、アンテナ性能を評価する OTA 装置を開発することである。具体的には、フェージングエミュレータの周辺散乱体の初期位相を設定することによって基地局相関特性を制御する手法を開発し、上り回線における MIMO 伝送容量を測定してアンテナ性能を評価することである。

これらの研究によって携帯端末や人体装着ウェアラブルアンテナに関して、人体の動的影響を含めたシャドウイングと多重波による相互影響を解明することによってアンテナの性能劣化メカニズムが明らかになり、高信頼・高性能 BAN モジュール実現への道筋ができる。これにより、高速通信に対応できる BAN ウェアラブルアンテナの研究開発に大きく貢献できるものと考えられる。

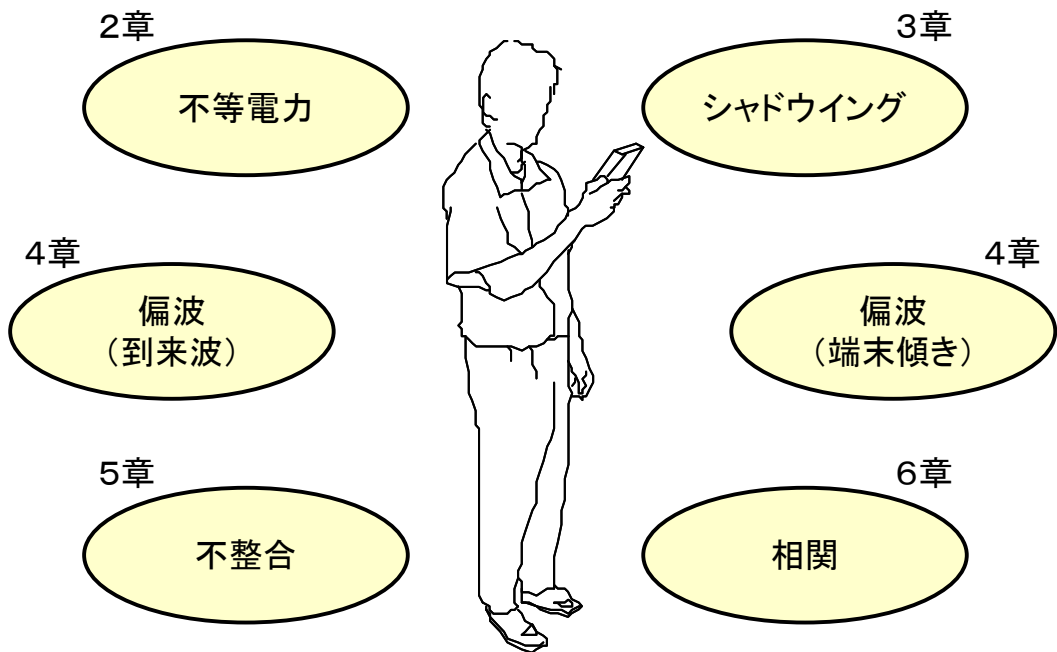


図 1.10 移動端末の技術課題と本論文の章構成

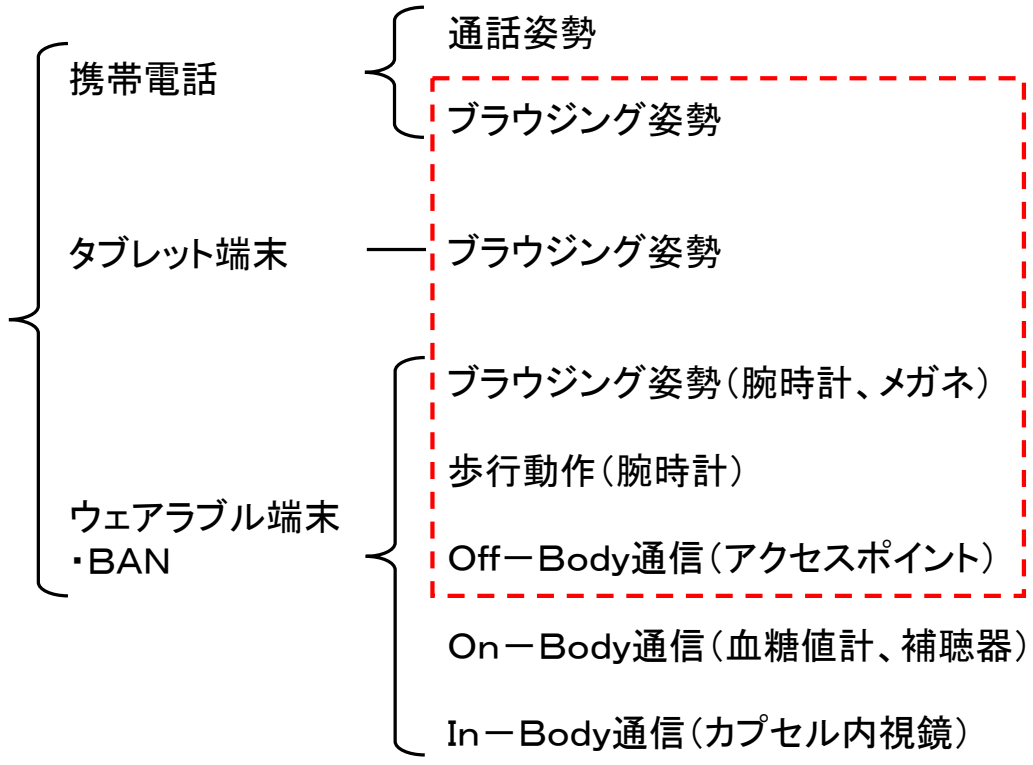


図 1.11 次世代移動体通信の全体像と本論文の位置付け

1.3 本研究の概要

本論文は、著者が行ってきた携帯端末の人体影響と人体装着ウェアラブルアンテナの特性解析に関する一連の研究をまとめたものであり、図 1.12 に示すように構成されている。

第1章「序論」では研究の背景としてウェアラブル端末の普及と高信頼・高性能アンテナを実現するための課題について述べ、本研究の位置付けと目的、本研究の全体の構成を示した。

第2章「地上デジタル放送タブレット端末の特性解析」では、地上デジタル放送タブレット端末に4素子MRCダイバーシチアンテナを搭載したときの不等電力を考慮したダイバーシチ利得の低下量を推定する簡便な手法を提案した。まず、2素子および4素子ダイポールアレーアンテナを用いて基礎検討を行い、減衰する素子数とアンテナ利得の減衰量を用いたダイバーシチ利得低減量の簡便な推定方法を導出した。次に、可搬型地上デジタルテレビ端末モデルを用いて手の位置を変化させたときの影響解析を行い、推定手法の妥当性について検討した。

第3章「BANダイバーシチアンテナの特性解析」では、腰装着BANモジュールに選択ダイバーシチアンテナを適用したときの伝送信号誤り率解析を行った。まず、人の歩行動作を撮影して統計解析を行い、腕の振り角や腕振りモデルについて明らかにした。次に、統計データに基づいた腕振り動作を考慮したBANダイバーシチアンテナの人体シャドウイング影響解析を行った。その際、ダイバーシチアンテナのアンテナ間隔を変化させたときの瞬時腕振り角度が受信レベルに与える影響を解析し、必要なアンテナ間隔について検討した。

第4章「偏波制御ウェアラブルMIMOアンテナ」では、腕時計型ウェアラブル端末において腕振り歩行動作による偏波ミスマッチを解消するため、到来波の平均交差偏波電力比(XPR: Cross Polarization Power Ratio)とアンテナ傾き角に応じて最適な受信信号を得る偏波制御ウェアラブルMIMOアンテナを提案した。到来波の受信信号を垂直偏波と水平偏波にベクトル分解することによって、信号を合成する際の最適な重み関数を導出した。腕時計型ウェアラブル端末のユースシーンとして考えられる歩行動作とブラウジング姿勢時における2×2MIMO伝送容量解析を行った。半

波長ダイポールアンテナを用いて提案アンテナを製作し、ユースシーンに応じて XPR とアンテナ傾き角を変化させて MIMO-OTA 評価を行い、安定した伝送容量が得られることを実証した。さらに、多素子 MIMO について検討を行い、超高速通信が実現可能であることを実証した。最後に、さらなる超高速通信を目指して、選択した 2 本のアンテナを合成する際の 2 本のアンテナ間の位相シフト量について検討した。

第 5 章「多素子アンテナの逐次的自動整合方法」では、多素子アレーアンテナの素子間隔を狭くした場合に生ずる電磁結合や、アンテナが人体に近接したときに生ずる人体の電磁的影響によりアンテナ性能が劣化する現象を解消するため、同時共役整合を実現するための逐次的自動整合アルゴリズムを提案した。さらに、実用端末に搭載する際に提案アルゴリズムを実現するための自動整合システム的设计を行った。半波長ダイポールアンテナを用い、アンテナ間隔を狭くしたときの不整合状態に対して数値解析を行い、提案手法を MIMO アレーアンテナに適用することによって全素子同時共役整合を達成でき、アンテナ性能の向上を図ることが可能であることを実証した。

第 6 章「上り／下り回線評価のための MIMO-OTA 評価装置」では上り回線と下り回線における端末アンテナの性能総合評価を行える MIMO-OTA 評価装置を開発した。まず、異なる上り回線と下り回線の周波数において性能評価を行えるバイラテラル空間フェージングエミュレータを開発し、上り回線と下り回線における評価装置の有効性を実験により検証した。次に、上り回線において基地局アンテナの受信信号の相関値が高い現象を再現するため、Jakes モデルに基づいた基地局相関制御方法を提案し、バイラテラル空間フェージングエミュレータに実装した。上り回線における 2 × 2 MIMO 伝送容量解析実験を行い、提案手法により基地局相関が制御可能であることを実証した。

第 7 章「結論」では本研究のまとめ、第 8 章「今後の研究」では今後の技術的な展望と研究の方向性を述べた。

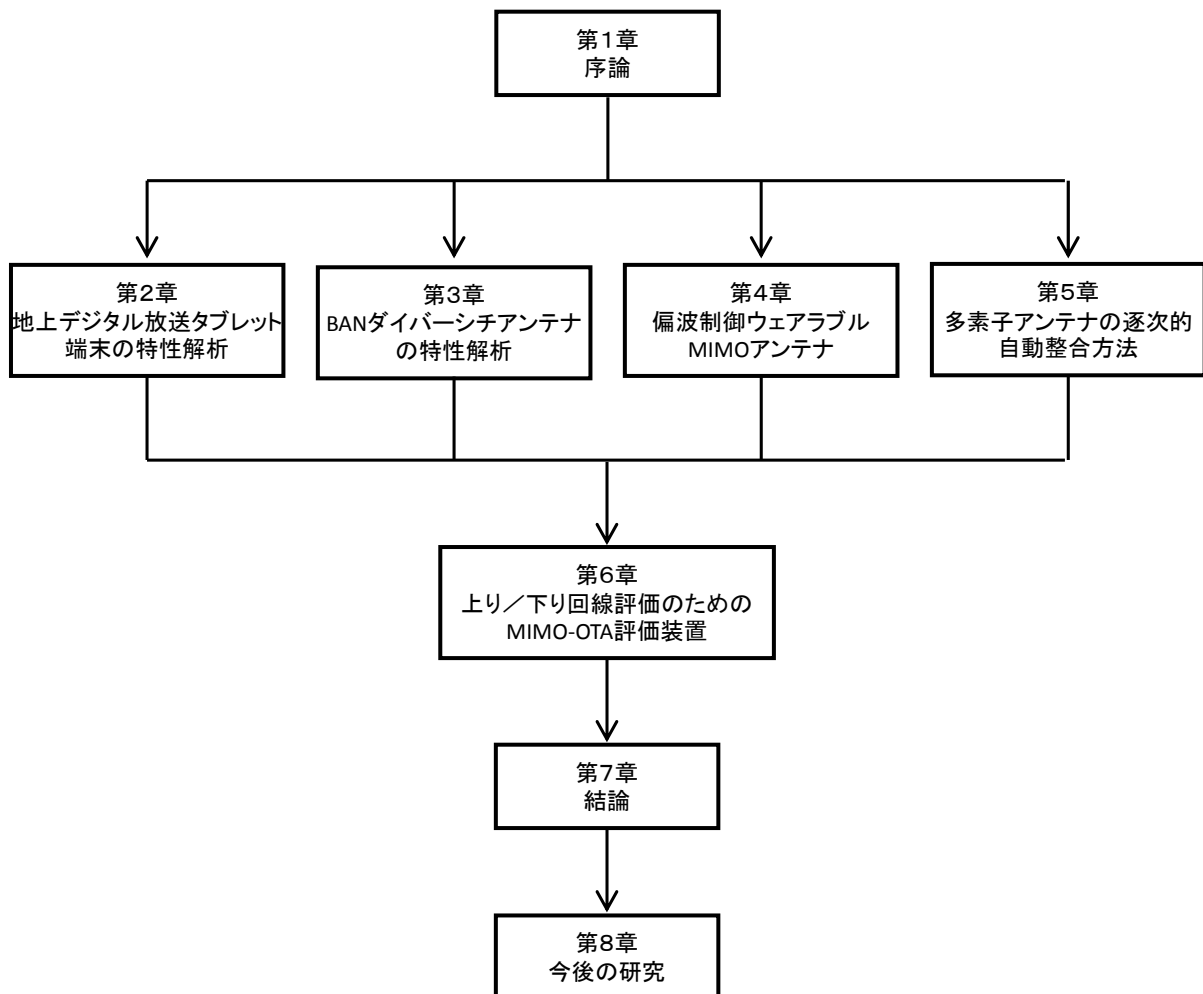


図 1.12 本論文の構成

第2章 地上デジタル放送タブレット端末の特性解析

2.1 緒言

本章では、可搬型地上デジタル放送受信機に用いられている最大比合成 (MRC : Maximum Ratio Combining) アレーアンテナに関する不等電力問題について解析を行った。現在、ノートパソコンサイズのタブレット端末や携帯電話等を用いて地上デジタル放送を受信する需要が増加している[52]。フルセグメント放送 (フルセグ) のような高精細度テレビジョン放送 (HDTV : High-Definition Television) を受信するためには、1本のアンテナで受信するよりも必要とする SN 比 (SNR : Signal-to-Noise Ratio) を減少させることができることから、複数アンテナを用いる MRC が有効であることが報告されている[53]。MRC の性能を十分に発揮するためには、全てのアンテナの受信電力が等しいことが望まれる。しかしながら、アンテナを端末に実装する際に端末形状の制約により全てのアンテナに対して十分なスペースが与えられないので、アンテナ性能が低下する。さらに、可搬型端末は利用者が端末を保持して使用するので、利用者の手とアンテナ間の電磁影響によりアンテナ利得が低下する (図 1.7 参照) [54],[55]。この状況において、ブランチ間のフェージング相関は水平面からの到来波の角度スペクトルの広がりが大きいため低くなる。従って、MRC 性能劣化の主な要因はアンテナ利得の差によって生ずる受信信号の不等電力である[56]。しかしながら、不等電力と MRC アンテナのダイバーシチ利得の関係に関する研究は十分に行われていない。

本章では、2素子および4素子ダイポールアレーアンテナを用いて不等電力下においてダイバーシチ利得の低下量を予測する手法を提案する[57]-[62]。目的は必要とされるシステム性能を達成するためのアンテナ利得の低下の基準を知ることである。最後に、可搬型端末をモデル化し、両手で保持した状態における提案手法の妥当性を検証する。

2.2 不等電力下における MRC アレーアンテナの解析

2.2.1 MRC ダイバーシチアレーアンテナの解析モデル

図 2.1 に不等電力を考慮した MRC ダイバーシチアレーアンテナの解析モデルを示す。図において、アッテネータはそれぞれのエレメントの入力端子に接続されており、受信信号は ΔG によって意図的に受信レベルを減少させることができる。この構造により、MRC アレーアンテナに対する受信電力の不等電力状態をシミュレーションできる。しかし、実際には、アンテナ付近に存在する人体、電子部品や回路配線の影響によりアンテナ利得の低下のみならずアンテナインピーダンスや放射指向性の変化をもたらすが、本章においてはアンテナ利得の低下のみを考慮した。

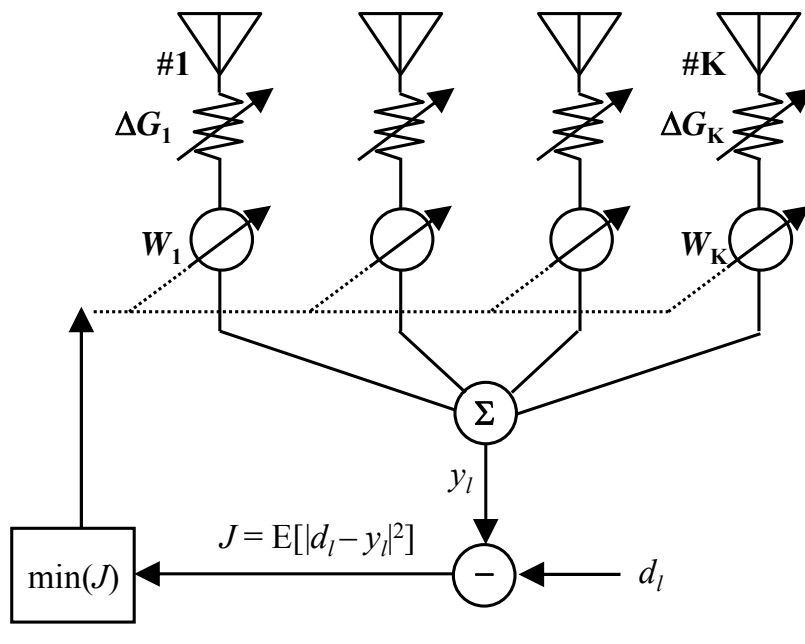


図 2.1 MRC ダイバーシチアンテナモデル

2.2.2 モンテカルロシミュレーション

図 2.2 にレイリーフェージング環境における MRC アレーアンテナに対する多重波伝搬チャネルモデルを示す。このモデルは複数の干渉波を考慮したアダプティブアレーを解析するためのモデルである [43]。最小平均二乗誤差法 (MMSE : Minimum Mean Squared Error) を用いて MRC を実現するために干渉波信号を除いた伝搬環境で解析を行った。しかし、ここでは解析手法に対する理解が容易になるように、干渉波を考慮した解析方法を以下に示す。

携帯端末は水平面に一様に配置した N 個の散乱体によって囲まれている。このモデルを用いて、モンテカルロシミュレーションを行った。モンテカルロシミュレーションは乱数を用いた解析方法であり、周辺の散乱体から放射する信号の初期位相に乱数を用いてレイリーフェージング環境を再現する。 k 番目のアンテナにおける n 番目の散乱体のチャネル応答は以下の式によって与えられる。

$$h_{Vkn} = \sqrt{\frac{XPR}{1 + XPR}} h_{Vn} \Delta G_k E_{V_k}(\theta_n, \phi_n) \exp(j\varphi_{Vn}) \quad (2.1)$$

$$h_{Hkn} = \sqrt{\frac{1}{1 + XPR}} h_{Vn} \Delta G_k E_{Hk}(\theta_n, \phi_n) \exp(j\varphi_{Hn}) \quad (2.2)$$

ここで、 $E_{V_k}(\theta_n, \phi_n)$ と $E_{Hk}(\theta_n, \phi_n)$ は k 番目のアンテナの θ および ϕ 方向成分の複素電界指向性である。複素電界指向性はモーメント法を用いて計算した。 ΔG_k は図 2.1 で示したアンテナ利得の低下量である。本章では到来波を一様分布として解析を行ったので、 h_{Vn} は一様の振幅とした。垂直および水平偏波成分において、それぞれの位相 φ_{Vn} と φ_{Hn} はそれぞれ独立しており、乱数を用いて 0 から 2π の範囲で一様とした。

それぞれのパスに対して、2 つの偏波成分は図 2.3 に示したように式(2.3)を用いて垂直偏波成分 h_{Vkn} と水平偏波成分 h_{Hkn} を合成した。

$$h_{kn} = h_{Vkn} + h_{Hkn} \quad (2.3)$$

k 番目のアンテナのチャネル応答は図 2.2 のように N 個のパスの合計として表され、以下の式で計算できる。

$$h_k = \sum_{n=1}^N h_{kn} \exp \left\{ j \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\phi_n - \phi_m) \right\} \quad (2.4)$$

ここで、 λ は自由空間における波長、 d は水平方向 ϕ_m への端末の移動距離である。

式(2.1)から(2.4)は所望波と干渉波の双方のチャネル応答を生成するため、端末の移動に伴って各スナップショットごとに繰り返し適用される。 k 番目のアンテナでの受信信号の l 番目の応答 u_{kl} は所望波 s_{dl} と干渉波 s_{ipl} とノイズ n_{kl} を用いて以下の式で表される。

$$u_{kl} = h_{dk} s_{dl} + \sum_p h_{ipk} s_{ipl} + n_{kl} \quad (2.5)$$

ここで、 h_{dk} は k 番目のアンテナに対する所望波のチャネル応答、 h_{ipk} は k 番目のアンテナに対する p 番目の干渉波のチャネル応答である。次に、 u_{kl} は図2.1に示すように重み w_k^* がかけられ、 $y_l = \mathbf{w}^H \mathbf{u}_l$ として出力 y_l を得るために合成される。ここで、 $*$ は複素共役、 \mathbf{H} はエルミート共役である。出力 y_l にMMSEを適用することにより、最適重みベクトル \mathbf{w}_0 は $\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}_d$ として表される。ここで、 $\mathbf{R} = \mathbf{E}[\mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^H]$ は受信信号の自己相関行列であり、 $\mathbf{r}_d = \mathbf{E}[\mathbf{u}_l d_l^*]$ は受信信号と基準信号の相関行列である。出力の信号対干渉および雑音電力比 (SINR : Signal-to-Interference plus Noise power Ratio) は以下の式で表される。

$$SINR_0 = \frac{\mathbf{w}_0^H \mathbf{R}_d \mathbf{w}_0}{\mathbf{w}_0^H (\mathbf{R}_i + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{w}_0} \quad (2.6)$$

ここで、 σ^2 は受信機のそれぞれのノイズ分散である。位相シフトキーイング信号の同期検波に対する伝送信号誤り率 (BER : Bit Error Rate) は以下の式で計算できる。

$$P_e = \alpha \operatorname{erfc} \sqrt{\beta SINR_0} \quad (2.7)$$

干渉波信号はガウスノイズと等価とした。ワンセグメント放送で使われる4相PSK (QPSK : Quadrature Phase Shift Keying) においては $\alpha = 1/2$, $\beta = 1/2$ である。フルセグメント放送で適用される64直交位相振幅変調 (64QAM : 64 Quadrature Amplitude Modulation) においては $\alpha = 7/24$, $\beta = 1/42$ である。移動区間における平均誤り率 P_{ave} は瞬時誤り率 P_{es} の平均値として以下の式によって計算される。

$$P_{ave} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S P_{es} \quad (2.8)$$

ここで、 S はスナップショット数である。

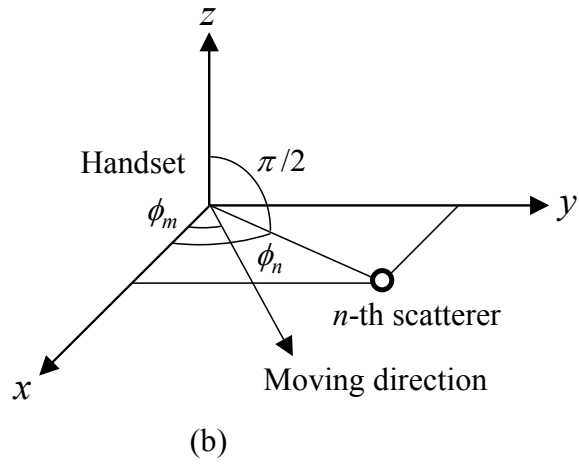
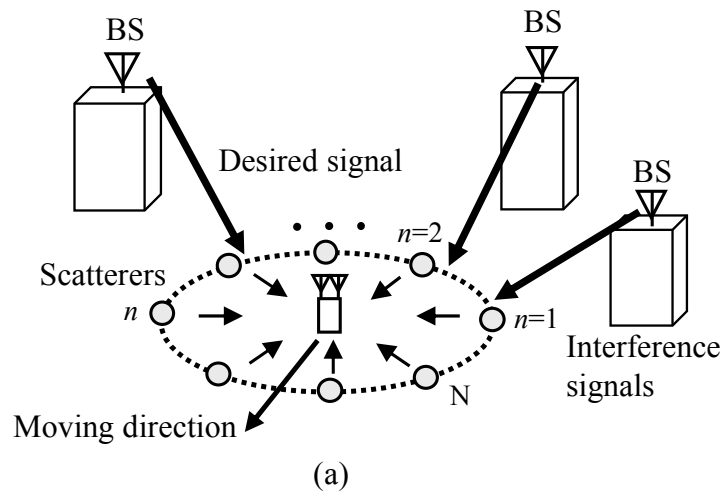


図 2.2 チャンネルモデル

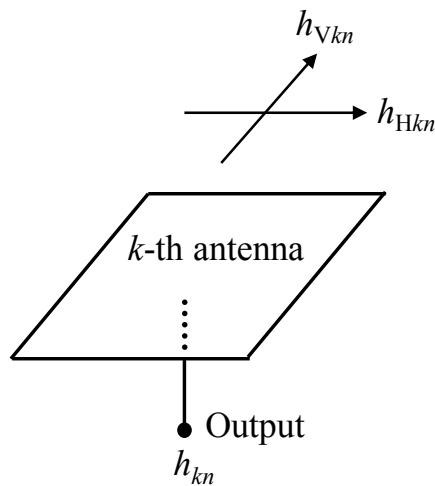


図 2.3 垂直及び水平偏波成分に対するチャンネル応答

2.3 ダイポールアンテナを用いた基礎検討

自由空間に 2 本および 4 本の半波長垂直ダイポールアンテナで構成されたアレーアンテナを用いて基礎検討を行った。図 2.4 にそのアンテナ構成を示す。原点は素子 #1 の下端とした。各素子は y 軸方向に配置した。現在、地上デジタル放送には 470MHz から 770MHz の周波数範囲が割り当てられている。解析周波数は地上デジタル放送に用いられている周波数範囲の中間にあたる 600MHz とした。従って、アレーアンテナの間隔は 25cm ($\lambda/2$) である。

表 2.1 に解析条件を示す。SIR は無限大に設定した。即ち、MMSE を用いた MRC を実現するため干渉波がない環境とした。平均交差偏波電力比 (XPR : Cross Polarization Power Ratio) は無限大とした。即ち、垂直偏波のみの環境である。散乱体の数は 15 とした。モンテカルロシミュレーションにおいて、ダイポールアレーアンテナは 0.01 波長間隔で 50 波長移動させた。従って、スナップショット数 S は 5000 である。移動距離における平均誤り率 P_{ave} は式(2.8)を用いて計算した。

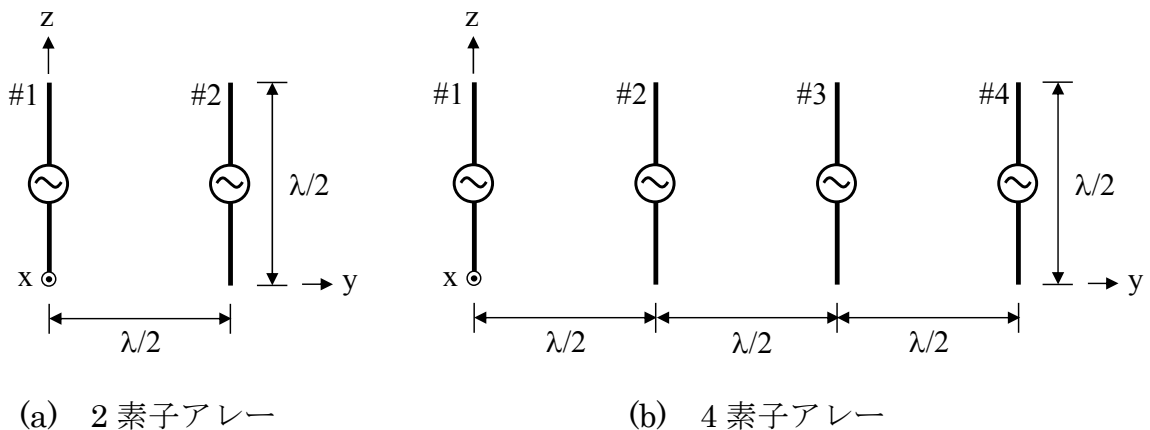


図 2.4 解析モデルの構成

表 2.1 解析条件

Frequency	600MHz
SIR	Infinity (No interference)
XPR	Infinity (Vertical pol.)
Number of scatterers (K_m)	15
Initial phase for scatterers	Random
Traveling distance	50 wavelengths
Number of sample (S)	5000
Sampling interval (Δd)	0.01 wavelengths
Moving direction (ϕ_v)	5°
Modulation	QPSK, 64QAM
Antenna element	Half-wavelength dipole
Method of EM analysis	Method of moments

図 2.5 に xy 面における 4 素子ダイポールアレーアンテナの振幅及び位相の放射指向特性を示す。これは式(2.1)の θ 成分である E_{V_k} である。位相特性のグラフにおける横軸は図 2.2(b)に示した x 軸に対する方位角 ϕ である。放射指向特性の解析はモーメント法を用いて行った。

ダイポールアンテナ単体の指向性は xy 面において無指向性であるが、図 2.5 からわかるように、4 素子ダイポールアレーの各素子の指向性は素子間の電磁界結合によって無指向性から歪みを生じている。素子#1 と素子#4 および素子#2 と素子#3 は x 軸に対して対称な指向性である。

すべての素子の位相特性は正弦波特性である。素子#2 における最大位相変化量は ± 180 度であり、素子#3 における最大位相変化量は ± 360 度であり、素子#4 における最大位相変化量は ± 540 度である。素子#1 と素子#2、素子#3 および素子#4 間のアレー間隔はそれぞれ 0.5 波長、1 波長および 1.5 波長である。従って、それぞれの素子間の幾何光学的な位相差は 180 度、360 度および 540 度となり、解析結果と一致する。

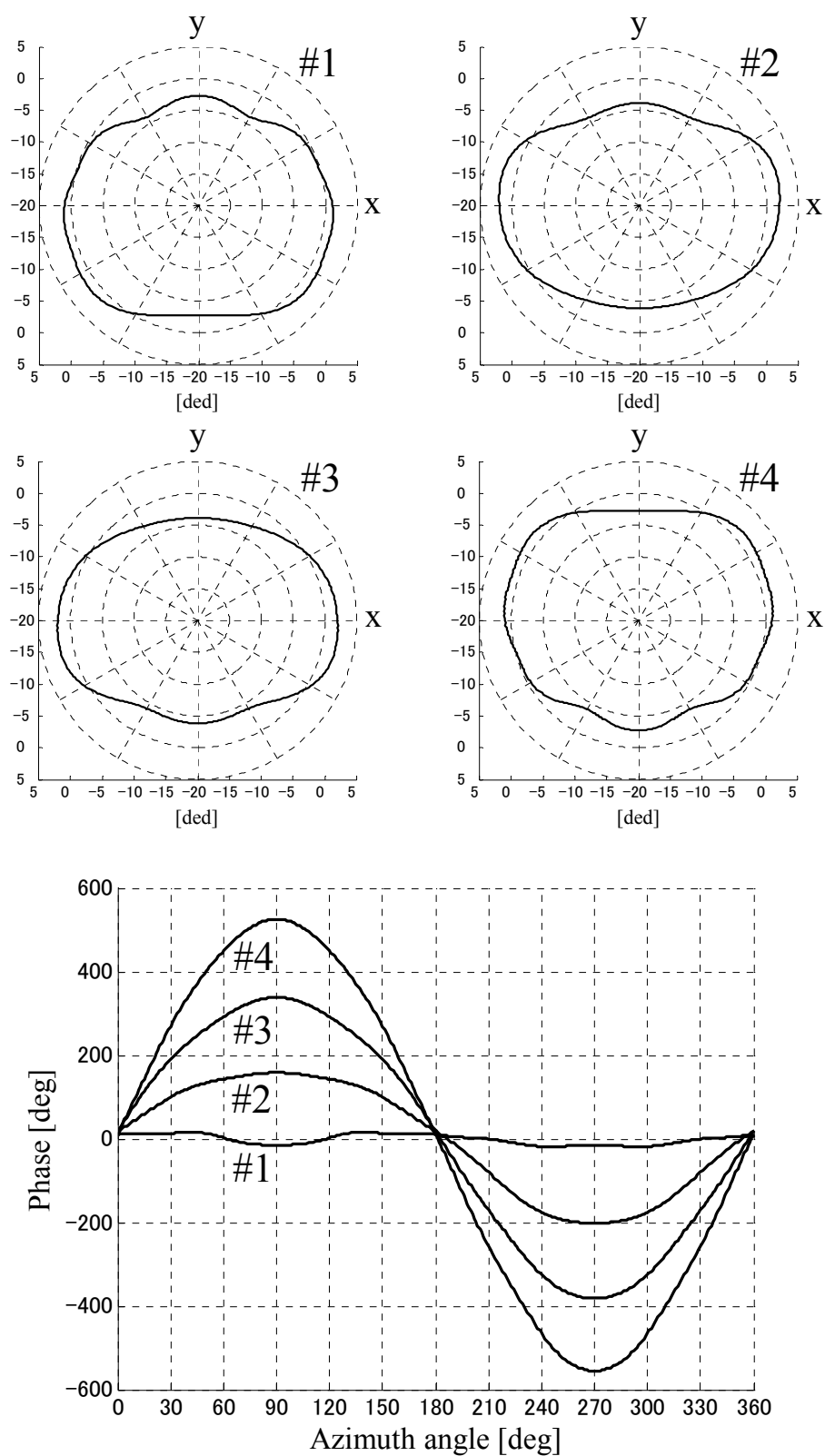


図 2.5 4 素子ダイポールアレーアンテナの振幅及び位相放射指向特性

表 2.2 に 600MHz における 4 素子ダイポールアレーアンテナの各素子の放射効率と平均実効利得 (MEG : Mean Effective Gain) [63]を示す。図 2.5 において素子間電磁結合によって振幅指向性に歪みを有していることを説明したが、表 2.2 から電磁結合による放射効率の低下は小さいことがわかる。また、それぞれの素子の MEG は表 2.1 で記載した解析条件で想定される伝搬環境における 1 本のダイポールアンテナの MEG (2.15dBi) より約 0.5dB 小さいことがわかる。素子間のフェージング相関はいずれの素子間においても 0.01 以下であることが解析により明らかになった。ここで、フェージング相関は複素相関の絶対値の 2 乗として定義され、エンベロープ相関[64]と等価である。

表 2.2 放射効率と平均実効利得

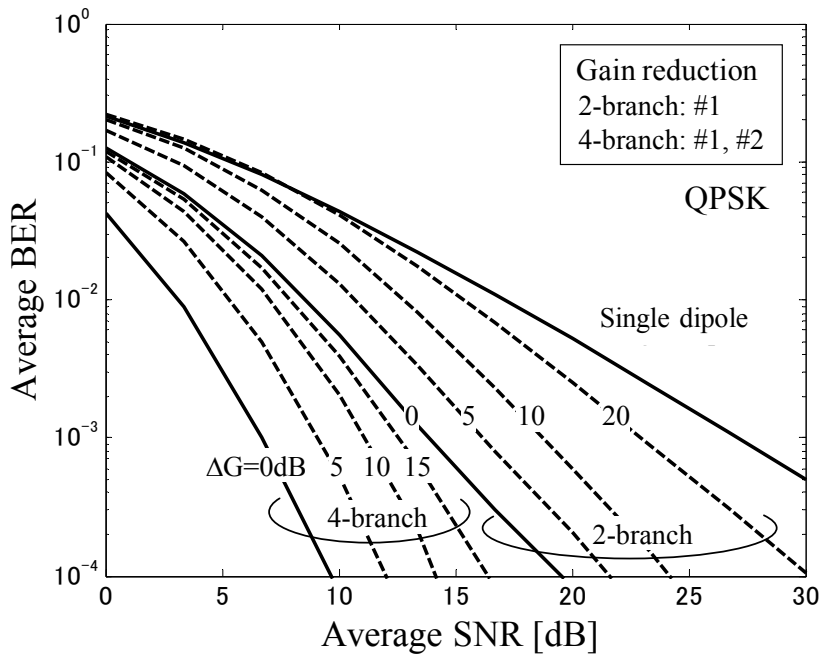
	Element #1	Element #2	Element #3	Element #4
Radiation efficiency (dB)	-0.18	-0.29	-0.29	-0.18
MEG (dBi)	1.71	1.52	1.52	1.71

図 2.6 にアンテナ利得の減衰量 ΔG を変数として平均入力 SNR を変化させたときの平均誤り率特性を示す。2 素子 MRC アレーアンテナの場合、素子#1 のアンテナ利得を減衰させた。4 素子 MRC アレーアンテナの場合、素子#1 と素子#2 のアンテナ利得を同じ量だけ減衰させた。比較として 1 本のダイポールアンテナの BER 特性を示す。

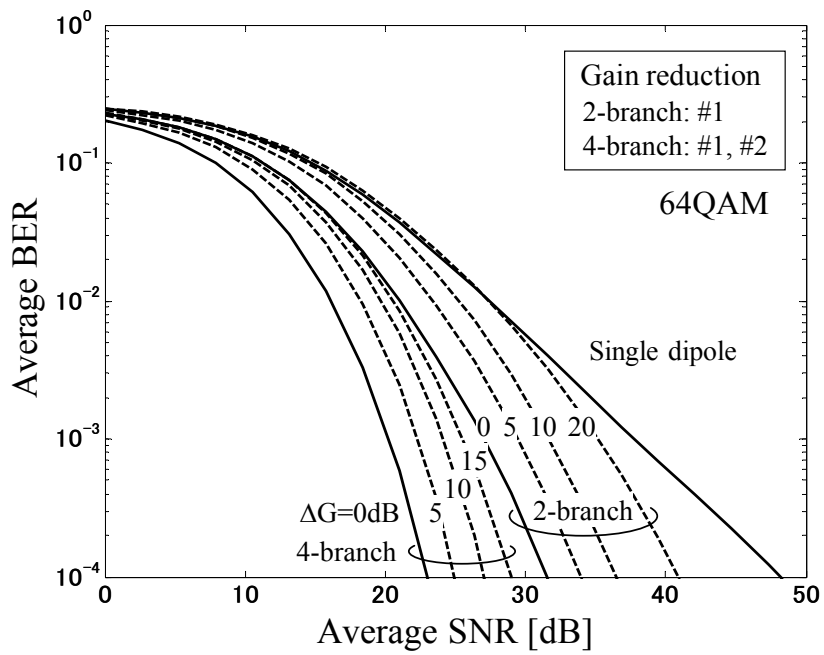
ダイバーシチ利得は BER が所望の値を達成したときの 1 本のダイポールアンテナの平均 SNR ($SNR_{SingleDipole}$) とアレーアンテナの平均 SNR ($SNR_{Pave=Po}$) の比として定義し、以下の式によって得られる。

$$G_{div} = \frac{SNR_{SingleDipole}}{SNR_{Pave=Po}} \quad (2.9)$$

図 2.6(a)の QPSK の場合、所望誤り率が 10^{-3} でアンテナ利得の減衰量を 0dB としたとき、2 素子と 4 素子の MRC アレーアンテナのダイバーシチ利得はそれぞれ 13.2dB および 20.5dB となった。図 2.6(b)の 64QAM の場合、2 素子と 4 素子の MRC アレーアンテナのダイバーシチ利得はそれぞれ 10.6dB および 17.3dB となった。さらに、誤り率特性はアンテナ利得の減衰量 ΔG の増加により劣化した。アンテナ利得の減衰量が多い場合に注目すると、2 素子 MRC の誤り率は 1 本のダイポールアンテナの誤り率に漸近することがわかる。その理由は 1 素子のアンテナ利得の減衰量が多いので、受信信号が大きく低下することによって 1 本のダイポールアンテナと等価となるためである。同様に 4 素子のうち 2 素子の ΔG を大きくすると 4 素子 MRC の誤り率はアンテナ利得の減衰量が 0dB の 2 素子アンテナ利得の減衰量に近づく。その理由は 2 素子のアンテナ利得の ΔG を大きくすることによって受信信号が大きく低下し、2 素子 MRC アレーアンテナと等価となるためである。



(a) QPSK



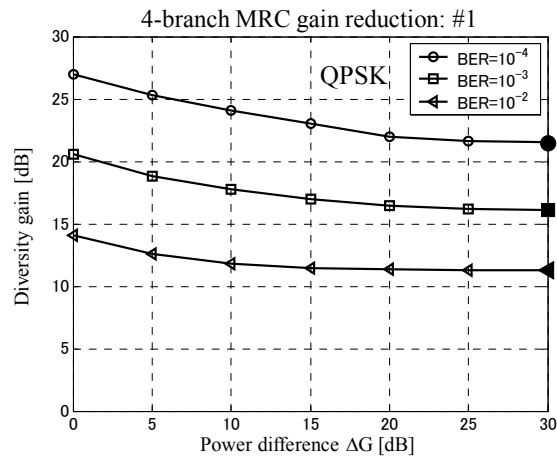
(b) 64QAM

図 2.6 平均誤り率特性

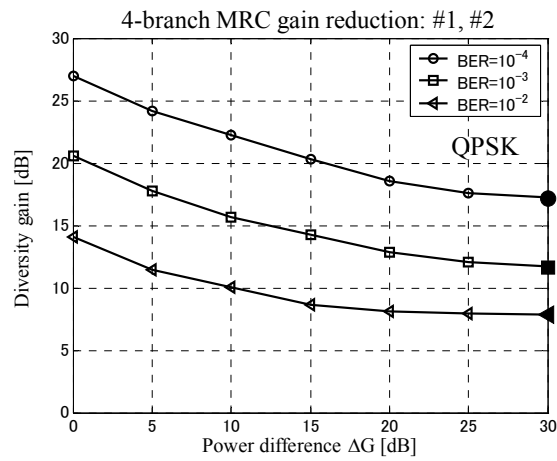
図 2.6 に示した素子間の不等電力によるダイバーシチ利得の低下をより詳細に知るため、異なる素子数の受信電力を低下させたときの受信電力の減衰量に対するダイバーシチ利得を計算した。図 2.7 に 4 素子ダイポール MRC のダイバーシチ利得 G_{div} とアンテナ利得減衰量 ΔG の関係を示す。図 2.7(a)、2.7(b) と 2.7(c) は QPSK、図 2.7(d)、2.7(e) と 2.7(f) は 64QAM の特性である。図 2.7(a) と 2.7(d) は素子#1、図 2.7(b) と 2.7(e) は素子#1 と素子#2、図 2.7(c) と 2.7(f) は素子#1、素子#2 と素子#3 のアンテナ利得を 0dB~30dB 変化させた。なお、他の素子の組み合わせにおけるアンテナ利得を減衰させたときも同様の結果が得られた。図において、3 本の曲線は所望 BER が 10^{-2} 、 10^{-3} と 10^{-4} のときの結果である。

図より、それぞれの場合において、ダイバーシチ利得は ΔG が 20dB より大きいときは一定値に収束していくことがわかる。グラフの右軸上の記号によって示した解析結果は、それぞれ 3, 2, 1 素子を用いたときの計算結果であり、各曲線の収束値と一致していることから解析結果の妥当性が示された。

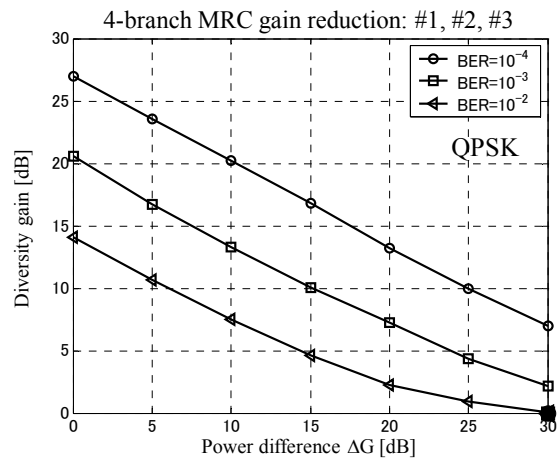
実用アプリケーションにおいて、最も可能性の高い状況は電力差が 10dB 以下の場合である。図よりダイバーシチ利得は ΔG が 10dB 以下の領域において ΔG に比例して低下することが明らかとなった。この事実を利用することによって以下に示すように不等電力下における MRC ダイバーシチアンテナのダイバーシチ利得の簡便な推定方法を提案した。



(a) 素子#1 のアンテナ利得を減衰

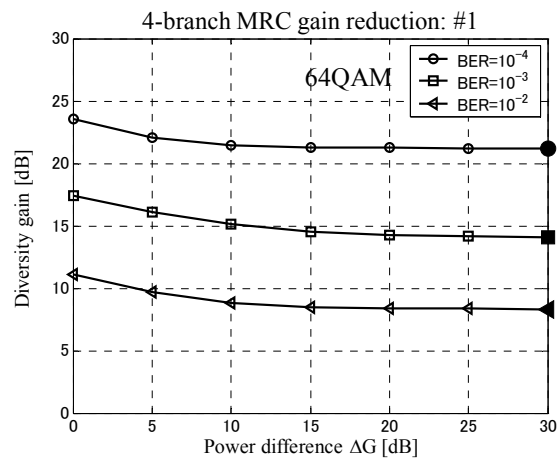


(b) 素子#1 と素子#2 のアンテナ利得を減衰

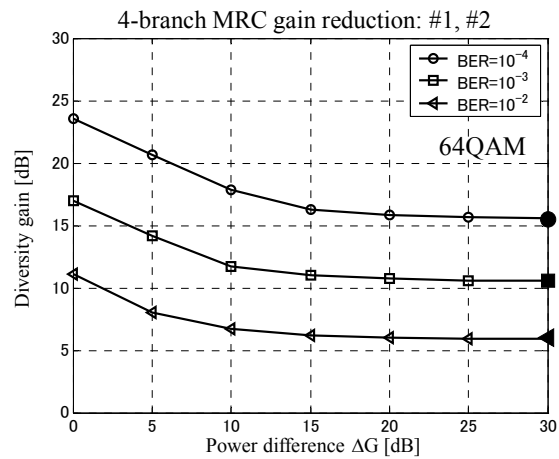


(c) 素子#1、素子#2 と素子#3 のアンテナ利得を減衰

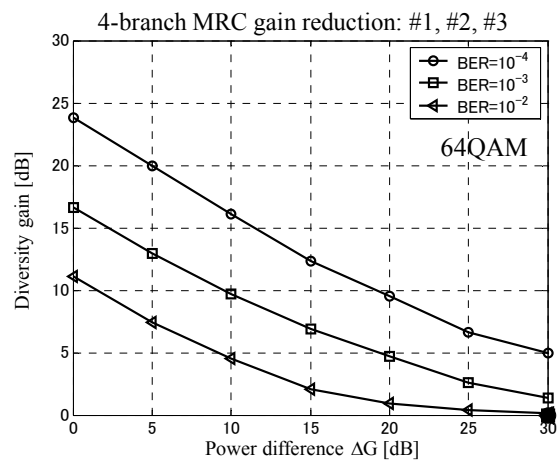
図 2.7 4素子 MRC アレーアンテナにおけるダイバーシチ利得とアンテナ利得減衰量の関係



(d) 素子#1 のアンテナ利得を減衰



(e) 素子#1 と素子#2 のアンテナ利得を減衰



(f) 素子#1、素子#2 と素子#3 のアンテナ利得を減衰

図 2.7 4素子 MRC アレーアンテナにおけるダイバーシチ利得とアンテナ利得減衰量の関係

表 2.3 に QPSK および 64QAM において ΔG が 10dB 以下の領域における平均傾きを示す。表 2.3(b) より、64QAM において 3 素子のアンテナ利得を減衰させた場合、 ΔG が 10dB 低下に対する傾きは所要誤り率が 10^{-2} のときに 6.45dB、 10^{-3} のときに 7.08dB、 10^{-4} のときに 7.83dB である。故に、不等電力は所要誤り率が小さいときにダイバーシチ利得に対する影響が大きいことが明らかとなった。さらに、2 つの変調方式を比較すると、64QAM は QPSK より傾きが大きいことがわかる。故に、フルセグメント放送はワンセグメント放送より不等電力の影響が大きいことが明らかとなった。

解析結果より、電力差 ΔG が 10dB より小さいとき、ダイバーシチ利得の低下 ΔG_{div} は減衰する素子数によるアンテナ利得の平均傾き ΔG_{div_ave} を用いた簡単な手法により推定できる。

$$\Delta G_{div} = \Delta G_{div_ave} \times \frac{\Delta G}{10} \quad (2.10)$$

例えば、64QAM における 4 素子 MRC アレーアンテナの場合、2 素子の減衰量が 6dB のとき、所要誤り率が 10^{-3} におけるダイバーシチ利得は以下の式より 3.11dB と推定できる。

$$\Delta G_{div} = 5.19 \times \frac{6}{10} = 3.11\text{dB} \quad (2.11)$$

表 2.3 ΔG が 10dB 以下の領域におけるダイバーシチ利得の平均傾き

(a) QPSK

	Branches with the gain reduction		
BER (P_o)	#1	#1,#2	#1,#2,#3
10^{-2}	2.28 dB	4.11 dB	6.20 dB
10^{-3}	2.32 dB	4.53 dB	6.42 dB
10^{-4}	2.36 dB	4.62 dB	6.60 dB

(b) 64QAM

	Branches with the gain reduction		
BER (P_o)	#1	#1,#2	#1,#2,#3
10^{-2}	2.36 dB	4.43 dB	6.45 dB
10^{-3}	2.40 dB	5.19 dB	7.08 dB
10^{-4}	2.45 dB	5.66 dB	7.83 dB

2.4 可搬型テレビ端末における検討

本章では、両手で保持した可搬型地上デジタル放送テレビ端末に対して 2.3 章で述べた不等電力下におけるダイバーシチ利得低減の推定法を適用し、その有効性を検証した。

図 2.8 に両手で保持する可搬型地上デジタル放送テレビ端末モデルを示す。可搬型テレビ端末は 2 本のモノポールアンテナと 2 本の逆 L アンテナによって構成されている。モノポールアンテナと逆 L アンテナは両手で保持しない状態で 10dB 以上の反射損失 (リターンロス) を実現するようにサイズを決定した。4 つのアンテナは 15cm × 8cm のサイズの金属地板に実装した。

実際にユーザーがテレビを見る状態を考慮し、端末を水平に配置して解析を行った。手は 15mm の厚さの手のひらを簡単な直方体でモデル化した。モデルの電気特性は比誘電率が 57、導電率が 0.87S/m とした。この値は 600MHz における人体の筋肉の平均値である[65]。逆 L アンテナと手の近接による不等電力状態とダイバーシチ利得の低下に対する知見を得るため手の位置はテレビ端末に対して前後に移動させることができる。

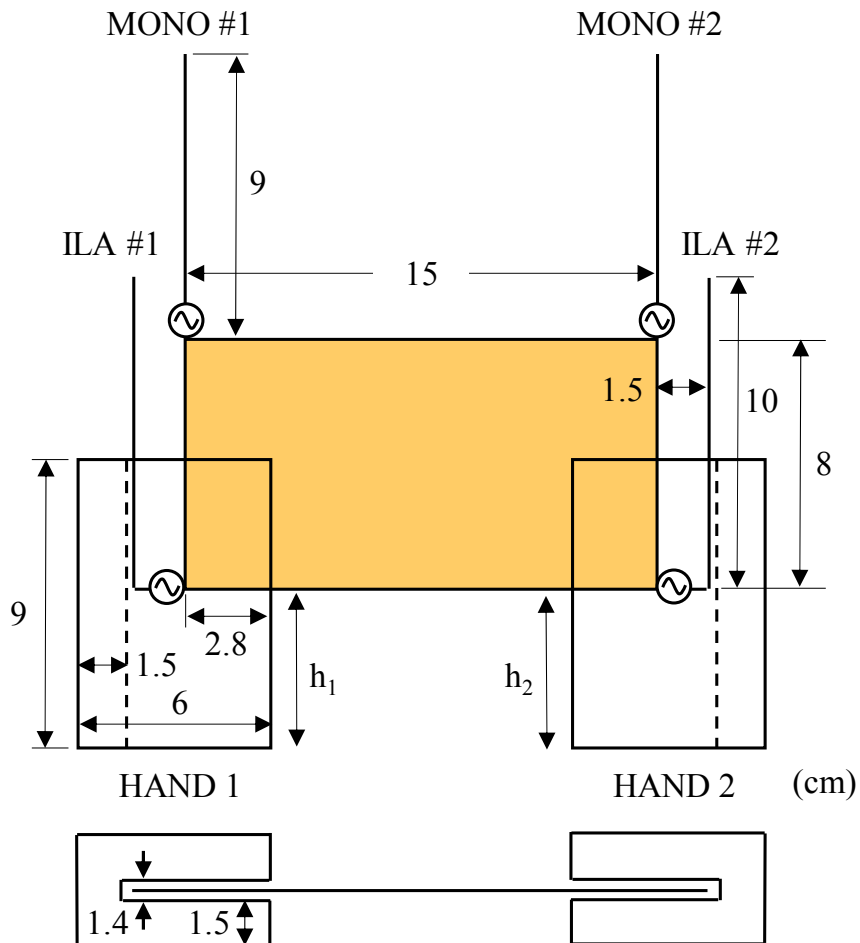


図 2.8 可搬型テレビ端末の解析モデル

表 2.4 に自由空間における可搬型テレビ端末の特性を示す。表より 10dB 以上のリターンロスが整合回路なしに実現できていることがわかる。最悪値で約 3dB のモノポールアンテナと逆 L アンテナ間のアイソレーション特性により、放射効率は約 -4dB であることがわかる。

表 2.4 自由空間における可搬型テレビ端末の特性

Freq= 600MHz, XPR= -6dB

		MINO1	MONO2	ILA1	ILA2
Return loss (dB)		11.1	11.1	11.5	11.5
Radiation efficiency (dB)		-4.71	-4.71	-3.91	-3.91
MEG (dBi)		-6.31	-6.31	-6.10	-6.10

		MINO1	MONO2	ILA1	ILA2
Correlation	MONO1	1	0.13	0.05	0.40
	MONO2	0.13	1	0.40	0.05
	ILA1	0.05	0.40	1	0.04
	ILA2	0.40	0.05	0.04	1

		MINO1	MONO2	ILA1	ILA2
Isolation (dB)	MONO1	---	11.48	3.19	11.54
	MONO2	11.48	---	11.54	3.19
	ILA1	3.19	11.54	---	21.83
	ILA2	11.54	3.19	21.83	---

図 2.9 に手の位置を-10cm から 15cm まで変化させたときの電圧定在波比 (VSWR : Voltage Standing Wave Ratio) 特性を示す。図中の○印はモノポールアンテナ、◁印は逆 L アンテナの特性である。図 2.8 のとおり、手の位置は手の下側と可搬型テレビ端末の下側の距離として定義した。図の右側の軸にプロットした記号は手がない状態における計算結果を示す。●印はモノポールアンテナ、◄印は逆 L アンテナの特性である。

図より、モノポールアンテナの変化は小さいが、逆 L アンテナは手の位置が 5cm のときに大きく劣化していることがわかる。この理由は、手の位置が 5cm のとき、2本の逆 L アンテナが両手によってほとんど覆われているからである。このように、手の移動に伴ない手と逆 L アンテナ間に強い電磁結合が生じる。逆 L アンテナにおける VSWR の急激な変化は逆 L アンテナがモノポールアンテナより周波数帯域が狭いことから理解できる。

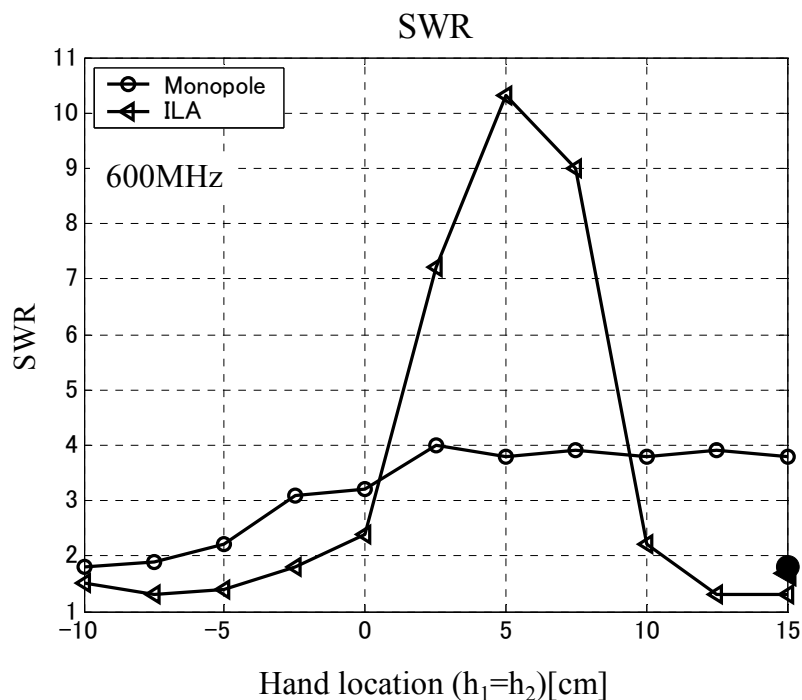


図 2.9 手の位置を変化させたときの VSWR 特性

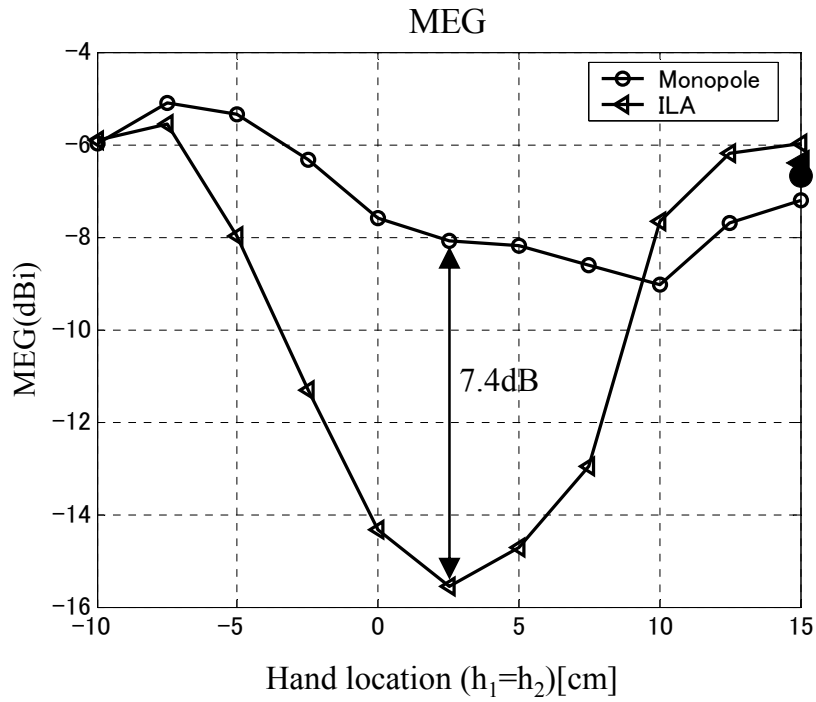
図 2.10 に手の位置を-10cm から 15cm まで変化させたときの MEG とフェージング相関特性を示す。MEG は図 2.9 の VSWR の変化に対応したインピーダンス不整合損失が含まれている。解析は図 2.8 に示したモデルを水平状態に設置して実施した。XPR は地上デジタル放送の送信電波が水平偏波であることを考慮して-6dB とした。

図(a)において、○印はモノポールアンテナ、◁印は逆 L アンテナの MEG 特性である。図の右側の軸にプロットした記号は手がない状態における計算結果を示す。●印はモノポールアンテナ、◀印は逆 L アンテナの特性である。

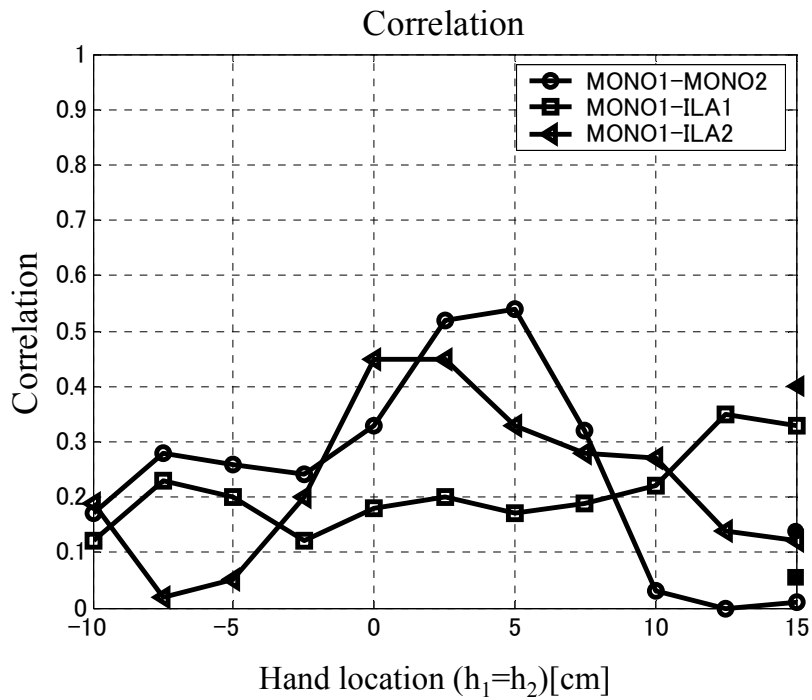
図(b)において、○印はモノポール#1 とモノポール#2、□印はモノポール#1 と逆 L アンテナ#1、◁印はモノポール#1 と逆 L アンテナ#2 間のフェージング相関特性である。図の右側の軸にプロットした記号は手がない状態における計算結果を示す。●印はモノポール#1 とモノポール#2、■印はモノポール#1 と逆 L アンテナ#1、◀印はモノポール#1 と逆 L アンテナ#2 間の特性である。

図 2.10(a)からわかるように、逆 L アンテナの MEG は手の位置が 0cm から 5cm の範囲において大きく低下する。これは図 2.9 で説明した VSWR が増加する位置と一致する。逆 L アンテナの MEG とモノポールアンテナの MEG の差は 2 つのアンテナ間の不等電力を表している。従って、図 2.10(a)からわかるように、手の位置が 2.5cm のときにモノポールアンテナと逆 L アンテナ間に 7.4dB の不等電力が生じる。

図 2.10(b)からわかるように、フェージング相関は手の位置が 0cm から 5cm の範囲において約 0.5 に増加する。この原因は手による電磁結合が地板に流れる電流を増加させるからである。



(a) MEG



(b) フェージング相関

図 2.10 手の位置を変化させたときの MEG とフェージング相関特性

図 2.11 に 64QAM における手の位置と所望平均 SNR の関係を示す。◁印は誤り率が 10^{-2} 、□印は 10^{-3} および ○印は 10^{-4} のときの結果である。図の右側の軸にプロットした記号は手がない状態における計算結果を示す。◀印は誤り率が 10^{-2} 、■印は 10^{-3} および ●印は 10^{-4} のときの結果である。図 2.11 より、図 2.10(a) に示した不等電力により、手の位置が 2.5cm のときに所望平均 SNR が増えることが明らかとなった。

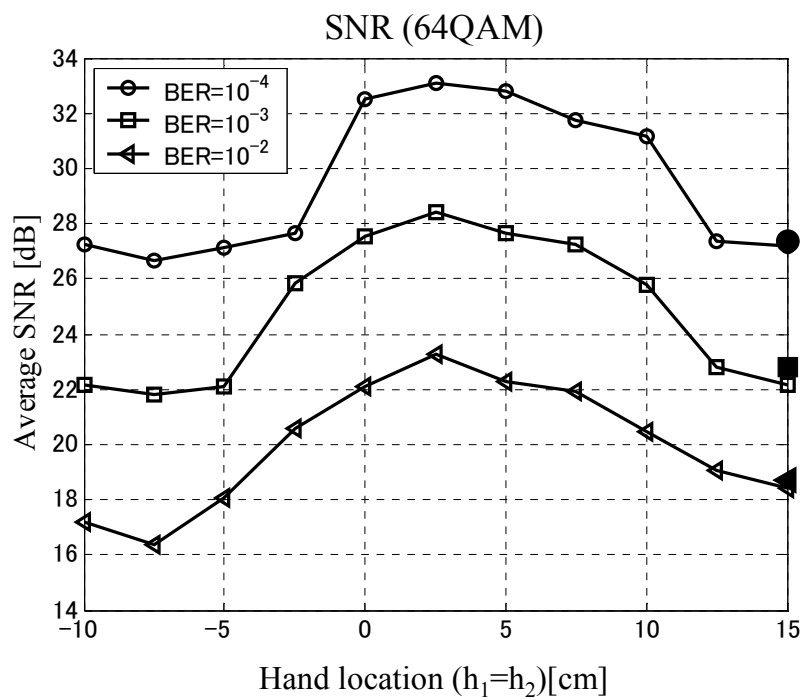


図 2.11 手の位置と 64QAM における所望平均 SNR の関係

図 2.12 に 64QAM における手の位置とダイバーシチ利得の関係を示す。◁印は誤り率が 10^{-2} 、□印は 10^{-3} および ○印は 10^{-4} のときの結果である。ダイバーシチ利得は式(2.9)の分子である基準アンテナとして手のない状態におけるモノポールアンテナ (MONO #1) を選択したときの SNR として定義した。図の右側の軸にプロットした記号は手がなく状態におけるダイバーシチ利得を示す。◀印は誤り率が 10^{-2} 、■印は 10^{-3} および ●印は 10^{-4} のときの結果である。

図より、BER が 10^{-3} のときのダイバーシチ利得は基準アンテナ (手のない状態の MINO #1) のダイバーシチ利得と比較して 5.3dB 低下することがわかる。表 2.3 に示したダイポールアレーアンテナに対するダイバーシチ利得の平均傾き (64QAM, 2 素子低減, 誤り率 10^{-3} における値 5.19dB) と図 2.10(a) に示した 7.4dB の不等電力からダイバーシチ利得の低下を考える。ダイバーシチ利得の低下は表 2.3 に示したダイバーシチ利得の平均傾きを用いると以下の式より推定できる。

$$\Delta G_{div} = 5.19 \times \frac{7.4}{10} = 3.84\text{dB} \quad (2.12)$$

従って、実用地上デジタルテレビ端末に対するダイバーシチ利得の低下の推定値は $3.84 - 5.3 = -1.46\text{dB}$ の誤差が生じた。

この誤差の原因について考察する。2.3 章で述べたように、図 2.4 に示したダイポールアレーアンテナの場合、フェージング相関は 0.01 より小さいことがわかっている。対照的に、図 2.8 に示した可搬型地上デジタルテレビ端末の場合、フェージング相関は図 2.10(b) に示したように手の影響により 0.5 以上に増加する。このようにフェージング相関の増加により、ダイポール MRC アレーアンテナと比較して可搬型テレビ端末 MRC ダイバーシチのダイバーシチ利得は低下する。このことから、 -1.46dB の誤差の原因はフェージング相関の増加によるものと推定される。

以上の結果、手の影響による素子間不等電力は MRC ダイバーシチアンテナの性能を劣化させる大きな要因であることが明らかとなった。一方、フェージング相関の増加もまた MRC 性能の劣化の要因である。従って、ダイバーシチ利得の低下を推定する精度を向上するためには、推定手法にフェージング相関を含める必要があることが明白となった。

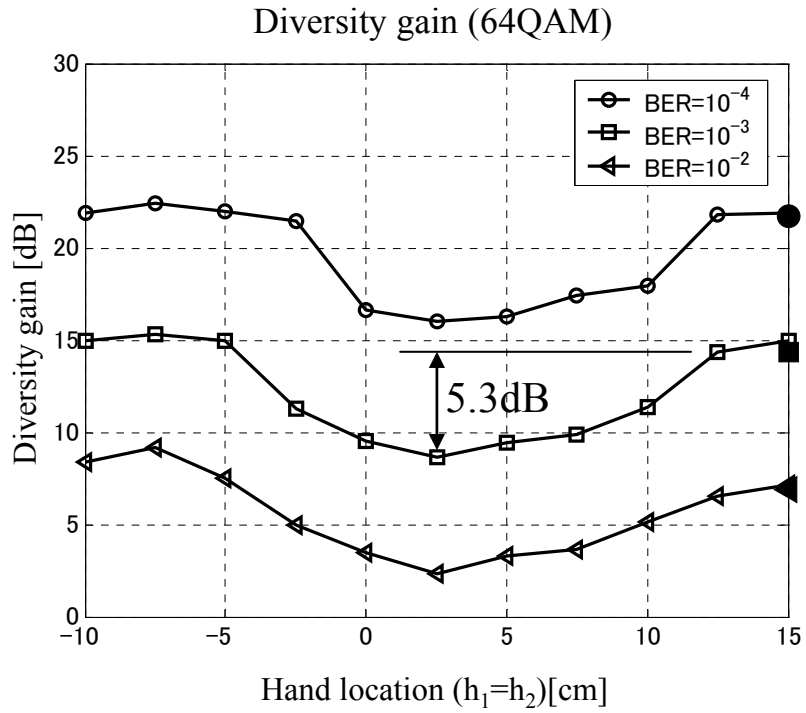


図 2.12 手の位置と 64QAM におけるダイバーシチ利得の関係

2.5 結 言

本章では、可搬型地上デジタルテレビ端末に実装された MRC ダイバーシチアレーアンテナの不等電力問題に対する検証を行い、定量的な関係を示した。解析から得られた結果を用いることによって、不等電力によるダイバーシチ利得の低下量を推定できる簡便な手法を提案した。即ち、電力差 ΔG が 10dB より小さいとき、ダイバーシチ利得の低下量は減衰する素子数、ダイバーシチ利得の平均傾き、さらにアンテナ利得の減衰量を用いることによって求めることができることを示した。不等電力状態を考慮した可搬型地上デジタルテレビ端末を手で保持したモデルを用いて提案手法の有効性を検証した。手の影響による素子間不等電力は MRC ダイバーシチアンテナの性能を劣化させる大きな要因であることがわかった。提案手法を用いることによって実用地上デジタルテレビ端末に対するダイバーシチ利得の低下量を推定できることが明らかとなった。不等電力によるダイバーシチ利得低減の推定精度を向上するには、フェージング相関を含める必要があることが明らかになった。

第3章 BAN ダイバーシチアンテナの特性解析

3.1 緒言

本章では、歩行動作の統計データに基づいた人体装着 BAN (Body Area Network) ダイバーシチアンテナのシャドウイングと多重波の影響解析を行う。BAN の技術的な課題の1つは、無線デバイスが人体の腰や腕に装着して使用されるため人の歩行動作など動的変動特性によってアンテナ性能が大きく劣化することである [24],[25],[29]-[33]。これまでにアニメーションソフトウェアを用いてコンピュータ内に人が歩いている状況を作り出し、人体の歩行動作を考慮したアンテナ特性の解析が報告されている [24],[25]。しかし、実際に腕振り周期、腕振り速度、歩幅といった人の歩行動作を統計処理し、その動的特徴を用いてアンテナの特性解析を行った報告はあまりされていない。従来研究において、人体モデルに動的特徴を用いて変化させ人によるシャドウイングを考慮したマルチパス環境下におけるアンテナ特性の解析を行ってきたが、歩行動作の統計データは適用していない [32],[66],[67]。

無線モニタリングや遠隔医療のような BAN システムは高信頼性が要求される。人体によって生じるシャドウイングの影響による通信断を回避するため、適応信号処理の1つであるダイバーシチアンテナは有用である [33]。文献 [33] において、ダイバーシチアンテナの特性は電波暗室において評価されているが、多重波伝搬環境における評価は実施されていない。また、人の歩行動作を考慮したシャドウイングと多重波伝搬環境における BAN アンテナの伝送信号誤り率 (BER : Bit Error Rate) 特性について検討がなされているが [32],[66],[67]、アンテナ単体の評価であり多重波環境における人体の動作を考慮した BAN ダイバーシチアンテナの動的特性は十分に検討されていない。

本章では、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナの特性解析を行う [68]-[75]。まず人の歩行動作を撮影し、腕の最大角度や振り方といった動的

特徴の統計解析を実施する。次に、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング効果に対する BER 特性の解析を行い、従来モデルと比較して歩行動作の統計データを基にしたモデルが BAN アンテナの BER 特性に与える影響を検証する。さらに、シャドウイングによる影響を低減するために必要となるアンテナ間隔について検討を行う。

3.2 歩行時の特徴統計解析

図 3.1 に本章で想定している BAN システムのユースシーンを示す。図においてダイバーシチアンテナの放射指向特性は歩行動作における左腕の動きによって大きく変化する。左腕がダイバーシチアンテナの近くを通り過ぎたとき、放射指向特性は大きく劣化する。一方、左腕がダイバーシチアンテナから離れたとき、放射指向特性は回復する。即ち、人体の動きがアンテナ特性に大きな影響を与える。従って、BAN ダイバーシチアンテナの特性を解明する上で、人の歩行動作を知ることは重要である。

人の歩行動作を考慮したシャドウイングの影響解析を行うため、ビデオカメラで人の歩行動作を撮影し、そのスナップショットから特徴の抽出を行った。撮影した人数は 13 人（富山大学男子大学生、22～25 歳）である。なお、本撮影を行うに際し、富山大学の倫理審査委員会の承認を得た上で、被験者に対して口頭にて十分な説明を行い、書面にて同意を得た上で実施した（受付番号：臨 2 4 - 3 2）。

腰に装着した BAN ダイバーシチアンテナの解析を行うことが目的であるので、左右の腕を別々に解析する必要がある。そのため、図 3.2 の順路に従って自然に歩いてもらい、両腕の撮影を行った。また、歩幅の解析を行うため、図 3.3 のように床に 30cm ごとにテープで印をつけた。これは、遠近法により画面の前方と後方では距離に違いが生じるためである。

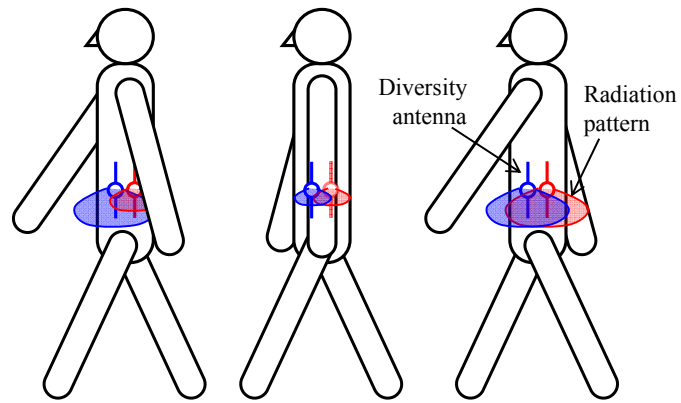


図 3.1 ダイバーシティアンテナの放射指向特性と左腕の関係

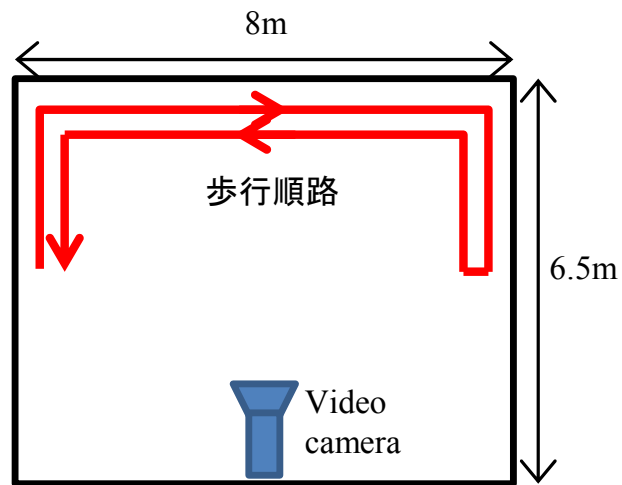


図 3.2 歩行動作撮影時の順路



図 3.3 歩幅測定用に設けたテープによる目印

3.2.1 最大腕振り角度

図 3.4 に歩行動作のビデオから採取したスナップショットを示す。図 3.4 に示すように、本研究における腕の瞬時角度は肩と手を結んだ線と垂線との間の角度として定義し、人体前方向の角度をプラス、人体後ろ方向の角度をマイナスとする。最大振り角度 α_m は瞬時腕振り角度の最大値として定義する。図 3.4 より、前方向の最大振り角度は +41.4 度であり、後ろ方向の最大振り角度は -17.4 度であることがわかる。

図 3.5 に左右の腕の最大振り角度 α_m のヒストグラムを示す。なお、図 3.5 においてガウス分布は平均値と標準偏差を用いて式(3.1)より算出した。ここで、 μ は平均値、 σ は標準偏差である。

$$f(\alpha_m) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(\alpha_m - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.1)$$

図 3.5 より、左右の腕の前方及び後方の最大角度の計測結果はガウス分布に一致していることや個人差が大きいことが確認できる。

表 3.1 に左右の腕の最大角度 α_m の統計データを示す。表 3.1 より、左右の最大角度の平均値は前方および後方ともに 1 度以内の差であることから非対称性は小さいことがわかる。それに対して、前後の最大角度の平均値は左右とも 23 度以上の差があることから非対称性が大きいことがわかる。左腕の前方向の最大振り角度の平均値は +37.0 度であり、後ろ方向の最大振り角度は -13.5 度であることが明らかとなった。従来研究[32],[66],[67]は解析モデルの腕の前後の最大角度を ± 40 度に設定していた。しかし、本章では表 3.1 の統計データより解析モデルの腕の最大角度は平均値を参考に前方の最大角度を +40 度、後方の最大角度を -15 度に設定することとした。



図 3.4 人の歩行動作のスナップショット

表 3.1 左右の腕の最大振り角度の統計データ

$\alpha_m[\text{deg}]$	Min	Max	μ	σ
Left arm (forward)	23.9	52.0	37.0	8.9
Left arm (backward)	-2.2	-28.4	-13.5	7.3
Right arm (forward)	24.0	55.4	36.8	7.6
Right arm (backward)	-1.5	-30.8	-12.9	6.9

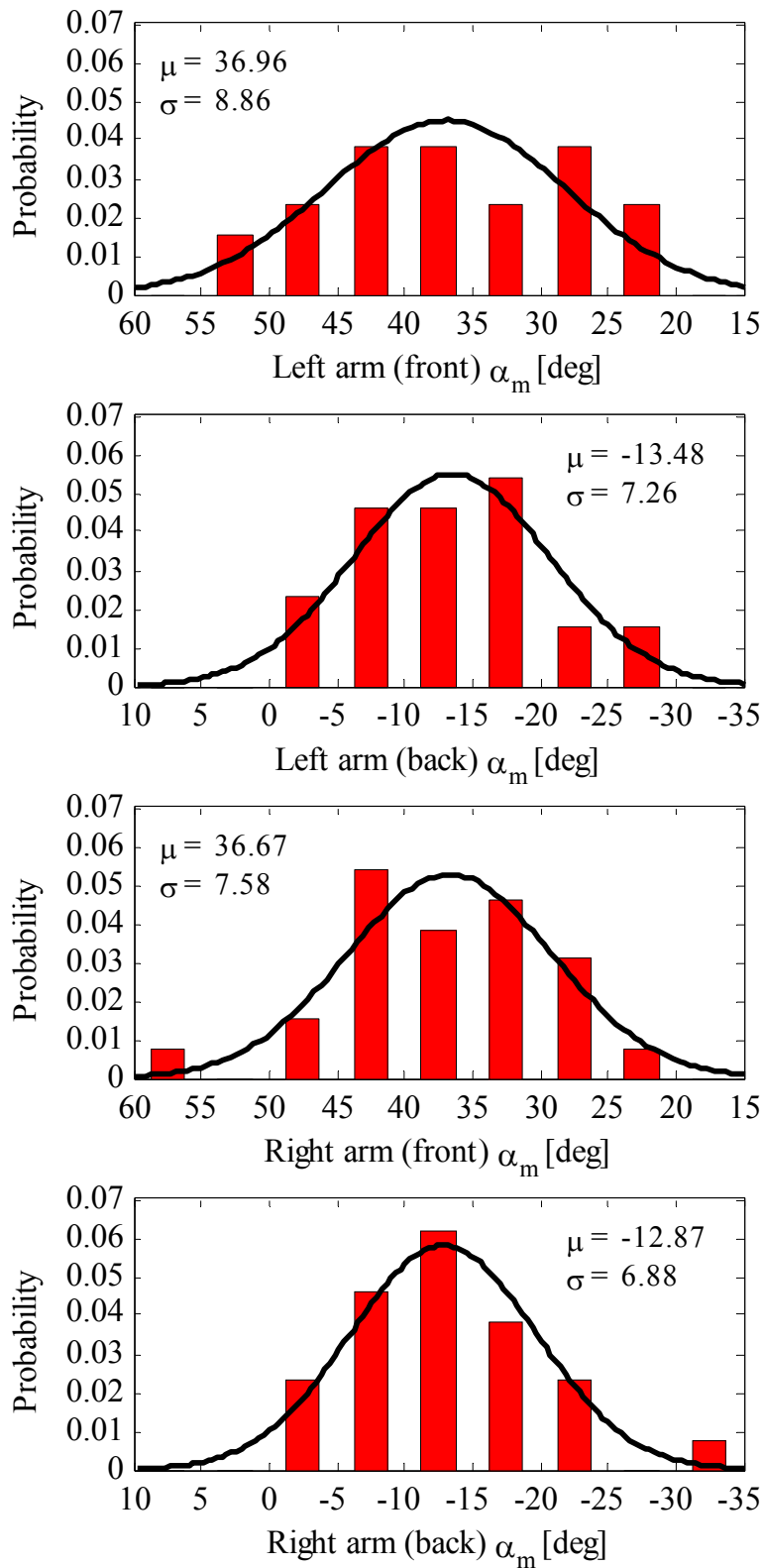


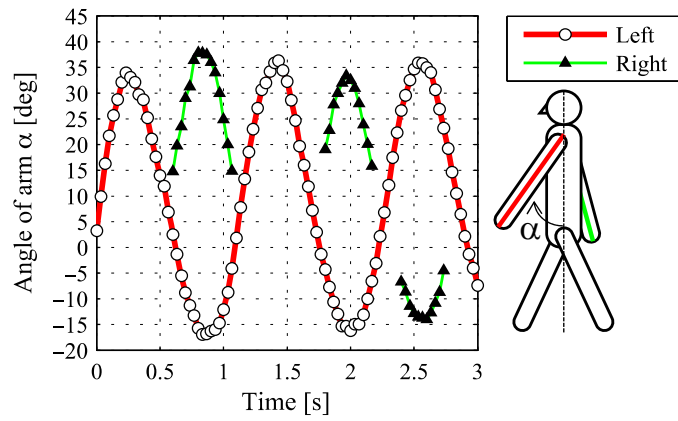
図 3.5 左右の腕の最大振り角度のヒストグラム

3.2.2 腕の振り方

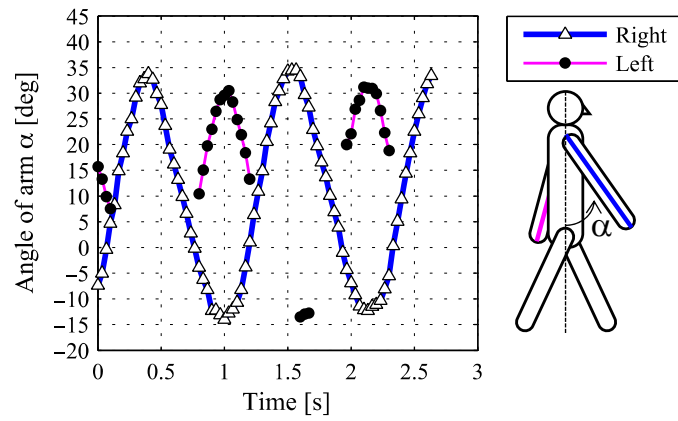
次に、腕の振り方について解析を行った。左右の腕の最大角度が平均値に近い被験者について、左右の腕振りのスナップショットを作成し、瞬時腕振り角度の解析を行った。その結果を図 3.6 に示す。なお、図(a)は人体を左側から撮影したときの両腕の瞬時角度であり、図(b)は右側から撮影したときの結果である。また、図(c)は図(a)と(b)を同期させて重ね合わせた結果である。図(a)において右腕の瞬時角度が途切れているのは、人体の左側から撮影しているため、右腕が人体の陰になったためである。図(b)における左腕も同様の理由である。

図(c)より、左右の腕の前後の最大振幅の位置がほぼ一致していることがわかる。これは片方の腕が前方に最大に振れているとき、もう一方の腕は後方に最大に振れていることを意味する。また、約 10 度付近で左右の腕の角度が同じ角度になっていることがわかる。この腕振りの場合、最大角度が約+35 度と-15 度であり、その中間が 10 度にあたることから、この結果は前方の腕と後方の腕はほぼ同じ動きをしていることを意味する。

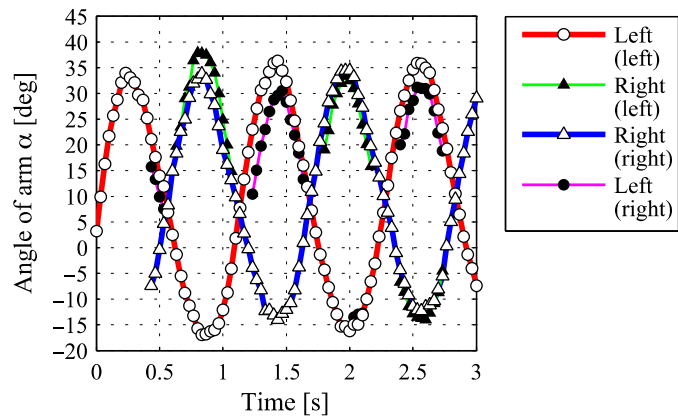
次に、腕の振り方についてモデル化を行った。左腕の 1 周期分の瞬時角度をシミュレーション時の設定値である前方+40 度、後方-15 度で規格化した。その結果を図 3.7 に示す。規格化した波形を従来研究[32],[66],[67]に用いた三角波モデルに加えて正弦波モデルの 2 種類と比較検討を行った。その結果を図 3.8 に示す。なお、図(a)は三角波（従来法）、図(b)は正弦波との比較結果である。それぞれのモデルにおいて各スナップショットの誤差の平均値を求めた結果、三角波が 4.0 度、正弦波が 1.7 度であった。以上の結果より、従来研究では腕の振り方のモデルは三角波モデルにて解析を行っていたが、本章では正弦波モデルを用いることとした。



(a) 左側から撮影した結果



(b) 右側から撮影した結果



(c) 重ね合わせた結果

図 3.6 左右の腕の瞬時角度

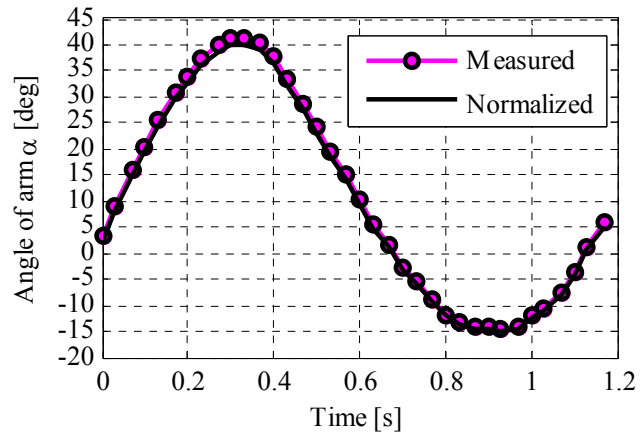
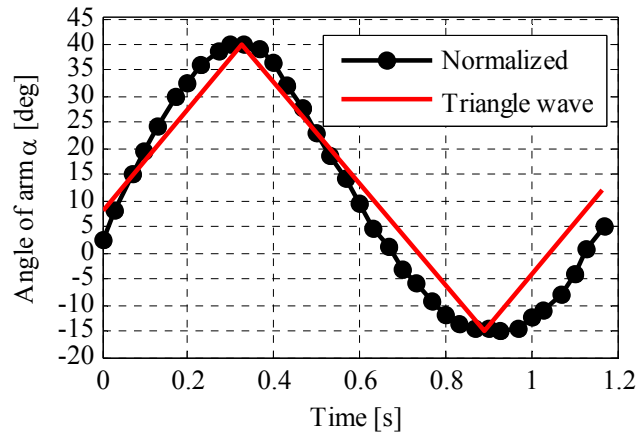
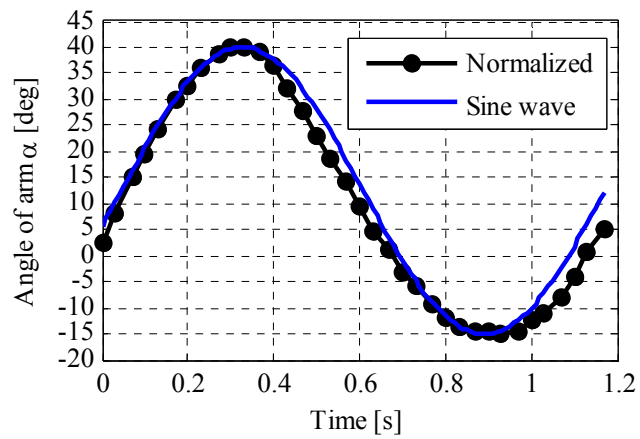


図 3.7 腕の瞬時角度 α の規格化



(a) 三角波



(b) 正弦波

図 3.8 腕の振り方のモデル化

3.2.3 歩幅

最後に、歩幅の解析を行った。図 3.9 に 2 歩歩いた時のスナップショットを示す。図 3.3 で説明したように、床に 30cm 毎に印をつけておいたので、各スナップショットにおいて 2 つの印を結んだ灰色の線を追記して 2 歩分の歩幅を解析した。

図 3.10 に歩幅のヒストグラムを示す。統計解析の結果、平均値は 67.61cm、標準偏差は 5.48cm となった。図 3.10 においてガウス分布は平均値と標準偏差を用いて式(3.1)より算出した。図より個人差が大きいことが確認できる。これらの統計結果より、従来研究[32],[66],[67]では歩幅を 60cm に設定して解析を行っていたが、本章では 70cm に設定することとした。

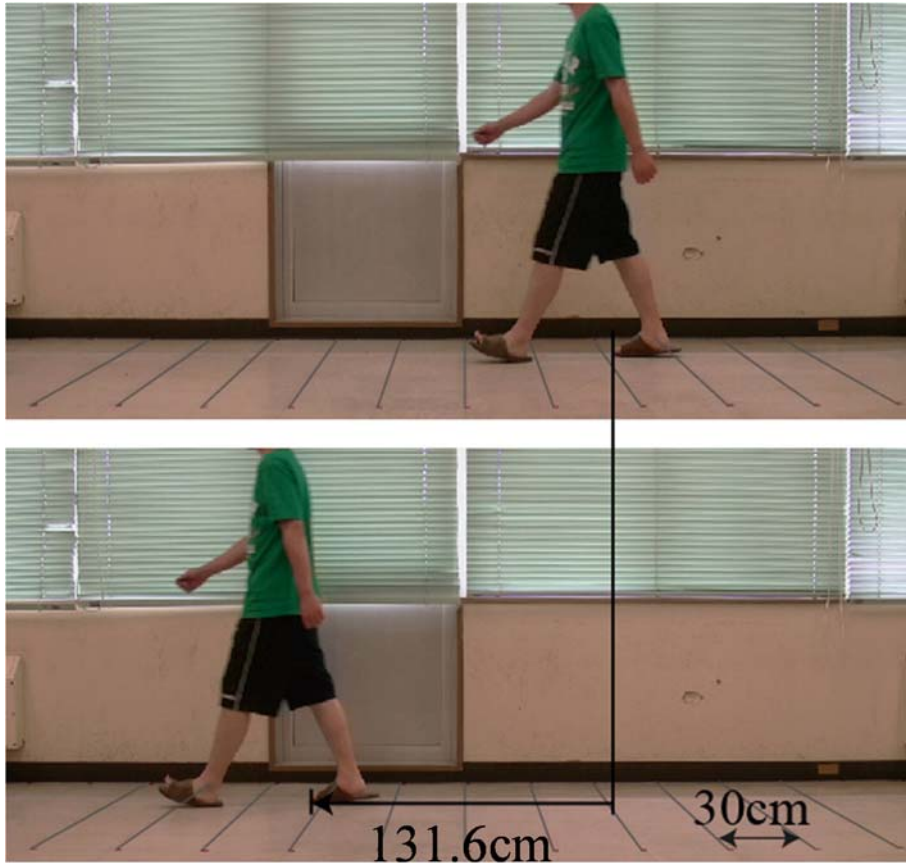


図 3.9 歩幅解析のためのスナップショット

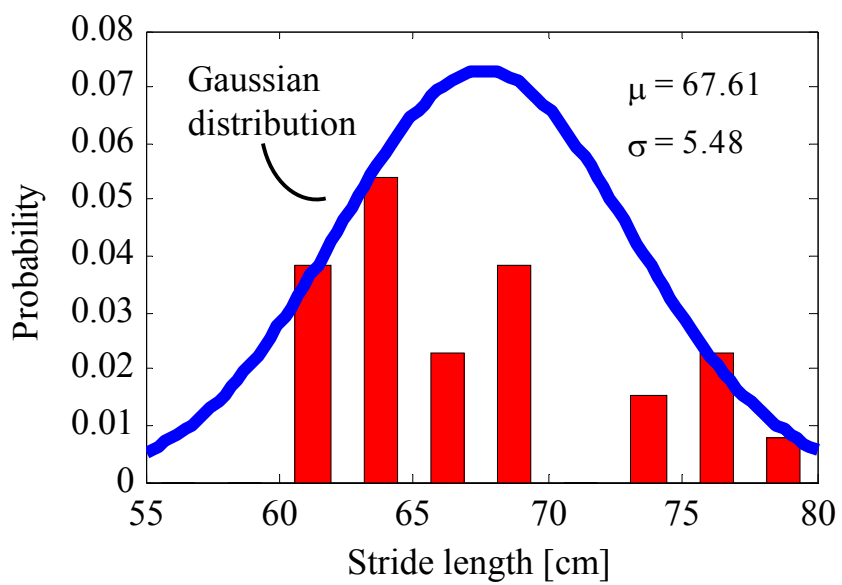


図 3.10 歩幅のヒストグラム

3.3 統計データを用いた腕によるシャドウイングの解析方法

従来研究[31],[70]においては腕の動きによって生じるシャドウイングの影響のみを考慮していた。しかしながら、BAN システムの実際のユースシーンにおいては、家電製品や家具のような周囲の物によって生じる多重波環境において解析を行う必要がある。文献[76]においてシャドウイング成分と多重波成分は人を使った測定データからそれぞれ抽出されている。本章では、シャドウイングと多重波の連成解析によって BAN ダイバーシチアンテナの解析を行った。

図 3.11 は BAN ダイバーシチアンテナの放射指向特性をモーメント法によって解析するのに用いたモデルである。頭と胴体は直径 18cm と 22cm、高さ 25cm と 140cm の円筒で模擬した。左右の腕は直径 8cm 長さ 60cm の円筒で模擬した。腕と胴体の間隔は 4.2cm に設定した。角度 α は腕の瞬時角度として定義した。頭と胴体の間に位置する台形の肩は平均的な日本人男性の測定値を用いた[77]。その構造とサイズは文献[42]に記載されている。解析周波数は BAN に割り当てられている周波数の中からアンテナの大きさや伝搬特性を考慮して、産業科学医療用バンド (ISM バンド: Industry-Science-Medical Band) の 1 つである 950MHz とした。モデルの電気特性は 950MHz における人の筋肉の平均値である比誘電率 55.8、導電率 0.99S/m を用いた[65]。

図 3.12 に人体モデルを上から見たときのダイバーシチアンテナの位置を示す。ダイバーシチアンテナを形成する垂直に配置された 2 本の半波長ダイポールアンテナは左腕を中心に対称となるように左腰に装着した。ダイポールアンテナは 50 Ω の負荷インピーダンスで終端した。図 3.12 に示すように、角度 ϕ は胴体の正面 (x 軸) からのアンテナまでの角度として定義する。アンテナ角度間隔は 2 本のアンテナ間の角度差、即ち $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ として定義する。アンテナ間距離は 2 本のアンテナの直線距離として定義する。アンテナ間距離は胴体の存在によって測定するのが困難な場合があるので、アンテナ角度間隔が便利である。3 章において、アンテナ間隔はアンテナ角度間隔を用いて表記する。

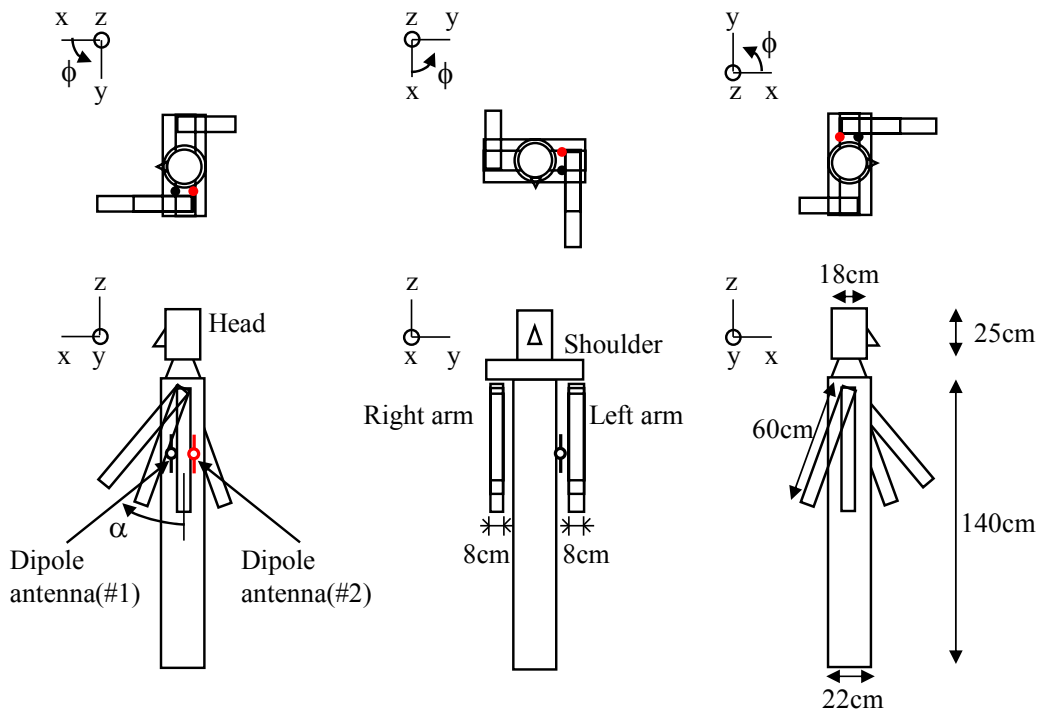


図 3.11 腕振り人体電磁ファントム

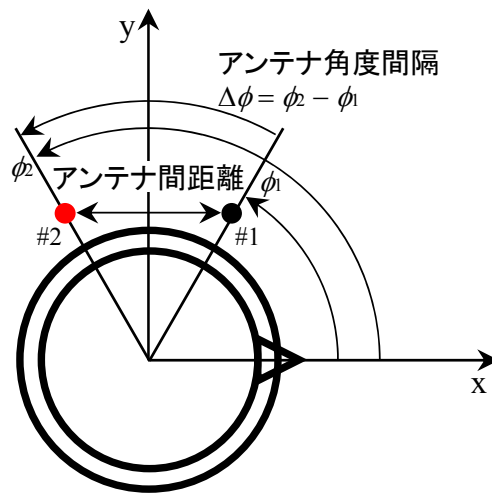


図 3.12 ダイバーシチアンテナの解析モデル

図 3.13 にファントムに BAN アンテナを装着し、多重波環境において腕を振りながら歩いている状況を解析するために用いたシャドウイングとフェージングを連成解析するモデルを示す。ファントムの周りには水平面に等間隔に 15 個の散乱体が配置されている。これによりアンテナの周囲に存在する建物や家具による反射波と回折波を再現できる。このモデルを使うことにより、レイリー伝搬環境は散乱体に乱数を用いた位相を適用することによって実現できる。文献[76]において室内で歩行動作を行ったときの伝搬プロファイルがレイリー伝搬環境に近いことが示されているので、このモデルが妥当であると言える。

図 3.14 に歩行動作と腕振り角度の解析モデルを示す。左右の腕は前方向+40 度、後ろ方向-15 度の最大角度で振られている。図 3.14 に示すように、2 歩の間で左腕は -15 度から+40 度となり-15 度へ戻ることで 1 周期になることがわかる。この間を 5 度間隔の 22 個に分割した。この 5 度の間は同じ放射指向特性を用い、モンテカルロシミュレーションによってフェージングを発生させて解析を行った。モンテカルロシミュレーションの詳細は文献[43]に記述されている。腕の振り角が増加し、振り角が次の 5 度の角度間隔に移行するとき、放射指向特性を変えてフェージングを発生させる。フェージングは 2 つの角度間隔の間で連続的に変化させている。この手法を繰り返して解析を行った。

三角波モデルを用いた従来研究[32],[66],[67]において、全ての 5 度間隔のスナップショット数は同じである。それに対して、正弦波モデルの場合は角度に応じてスナップショット数は異なる。一例として、左腰の位置に相当する 90 度の位置にアンテナを配置したとき、三角波と正弦波モデルにおける左腕の角度が 0 度のスナップショット数を比較する。三角波モデルは 20 スナップショットなのに対し、正弦波モデルは 15 スナップショットである。この原因は、左腕の角度が 0 度付近の振り角の変化速度 ($d\alpha/dt$) が正弦波モデルの方が三角波モデルよりも大きい。これにより、正弦波モデルの場合、左腕がアンテナ近傍に存在する時間が短くなる。2 つのモデルの違いによる影響は次章で検証する。

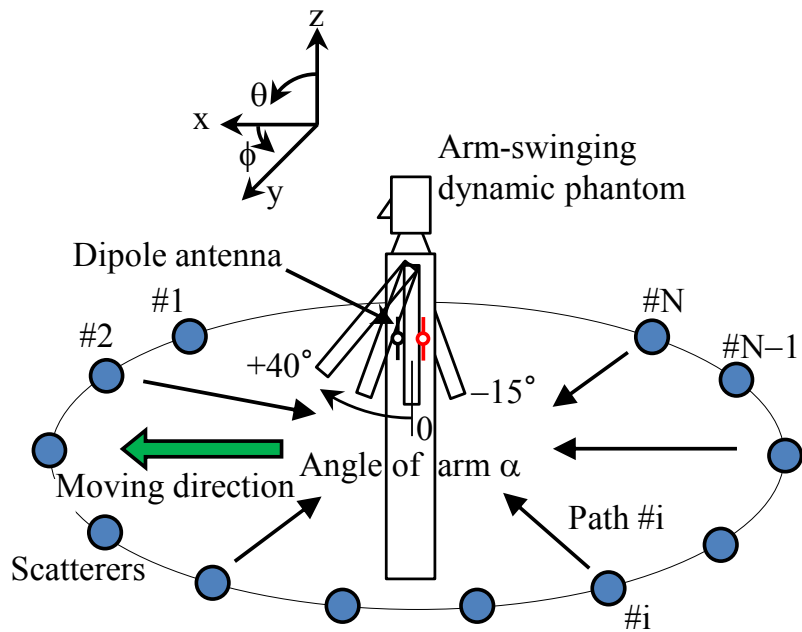


図 3.13 シャドウイングフェージング連成解析モデル

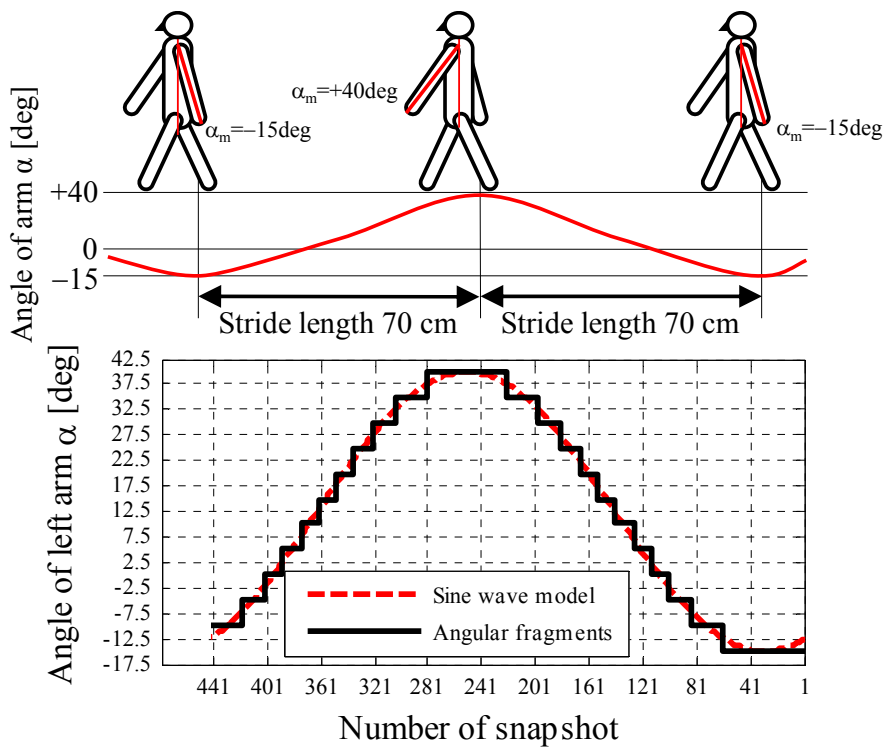


図 3.14 腕振りと歩行動作を考慮した動的人体モデル

3.4 歩行動作の影響

本章では異なる歩行モデルが BAN アンテナの放射特性と通信品位に与える影響を考察するため、1本の半波長ダイポールアンテナを用いて解析を実施した。図 3.15 に左腕の角度を変化させたときの人体の異なる位置に装着したダイポールアンテナの VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) 特性を示す。アンテナ位置が 30 度のとき、アンテナと腕の距離が遠いので VSWR の変化は小さい。それに対して、アンテナ位置が 90 度のとき、VSWR の変動が大きい。左腕の角度が ± 5 度のとき、VSWR は他と比較して減少している。この理由は腕からの反射波と胴体からの反射波がアンテナの入力端で打ち消し合っているからであると思われる。アンテナ入力端に接続された信号源によって発生した最大有能電力の約 80%が左腕に吸収されていることが文献 [32],[67]で報告されている。さらに、VSWR の劣化はインピーダンス不整合損失（ミスマッチロス）を生じさせる。本章では、放射特性の解析は不整合損失を含めて実施した。

図 3.16 に様々なアンテナ位置において左腕の角度を変化させたときの放射効率を示す。放射効率はインピーダンス不整合による電力損失を含んでいる。図中の縦線は左腕の角度が -15 度の位置を示している。

従来研究[32],[66],[67]においては、腕振り角度範囲は -40 度から $+40$ 度である。3.2章で述べた統計データより腕振り角度範囲は -15 度から $+40$ 度であるので、図 3.16 の縦線より右側が解析に使用される。従って、アンテナ位置 ϕ が 30 度のとき、左腕の角度 α が -40 度から -15 度の放射効率が高い部分が解析に含まれないので、腕振り 1 周期全体における平均放射効率は腕振り角度範囲が -40 度から $+40$ 度の場合と比較して低下する。この影響は、アンテナ位置 ϕ が 60 度の場合、腕振りによる放射効率の低下が大きくなることから、より顕著になる。

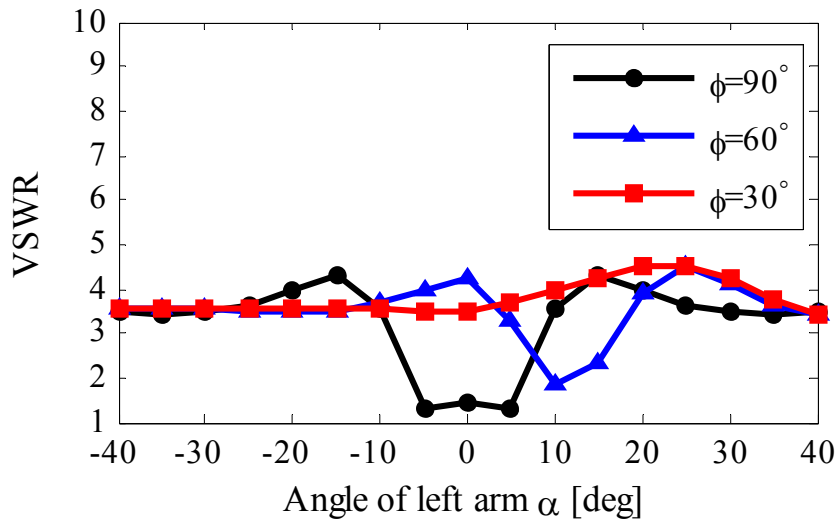


図 3.15 左腕の角度に対する VSWR 特性

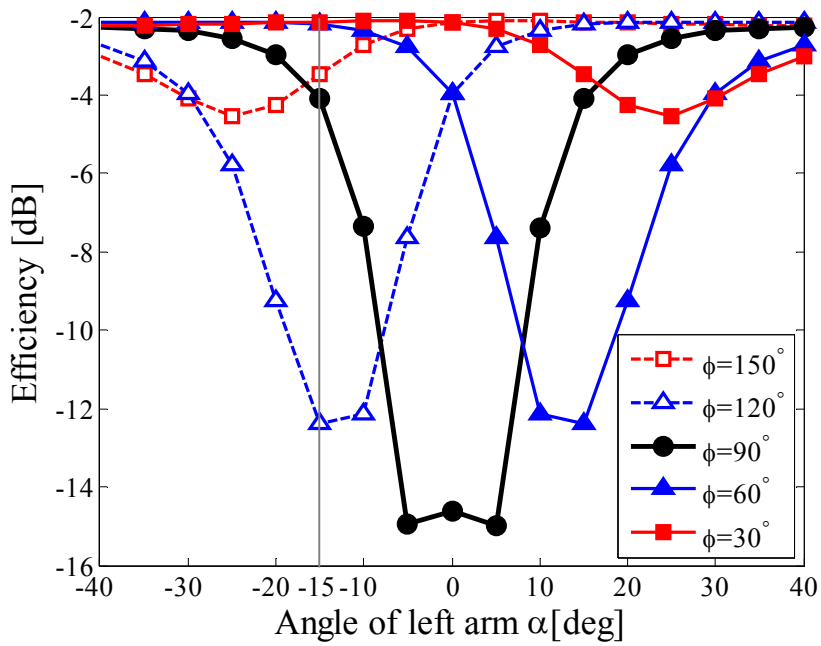


図 3.16 左腕の角度に対する放射効率

図 3.17 にアンテナ位置と腕振りモデルを変化させたときの 53.2 波長 (16.8m@950MHz) の移動距離に対する受信信号の累積分布関数 (CDF : Cumulative Distribution Function) 特性を示す。スナップショット数は 1 波長あたり 100 スナップショットとした。XPR (Cross Polarization Power Ratio) は 50dB とした。

まず、腕振り角度範囲の違いについて検証する。図中の○印は角度範囲が従来モデルである-40 度から+40 度の CDF 特性、●印は角度範囲が統計データを基にした-15 度から+40 度の CDF 特性である。いずれの場合も三角波モデルである。図より、腕振り角度範囲が-15 度から+40 度の CDF 特性は腕振り角度範囲が-40 度から+40 度の CDF 特性より上に位置している。この理由は図 3.16 のアンテナ位置が 30 度の放射効率特性からわかるように、腕振り角度が+20 度から+30 度の放射効率が低い角度範囲の放射指向特性を使用するスナップショットが多いからである。

次に、アンテナ設置位置の違いについて検証する。図中の●印はアンテナ位置が 30 度の場合の CDF 特性、□印はアンテナ位置が 90 度の場合の CDF 特性である。アンテナ位置が 90 度の場合の CDF 特性はアンテナ位置が 30 度の場合の CDF 特性と比較してグラフの上方向に移動しており、受信レベルの低い信号の確率が増加していることがわかる。この理由は図 3.16 からわかるように、アンテナ位置が 90 度の場合、腕の振り角が 0 度付近で放射効率が大きく低下し、多重波によって形成される信号の落ち込み (ヌル) に加えて腕のシャドウイングによるヌルが瞬時信号プロファイルに重畳されるからである。

最後に、腕振りモデルの違いについて検証する。図中の□印は従来モデルである三角波モデルの CDF 特性、■印は統計データを基にした正弦波モデルの CDF 特性である。正弦波モデルは三角波モデルと比較して CDF 特性がグラフの下方向に移動しており、受信レベルの低い信号の確率が減少していることがわかる。この理由は、腕がダイポールアンテナ付近を通過するとき、正弦波モデルは三角波モデルと比較して滞在時間が短いので、低い受信レベルの確率が減少するからである。

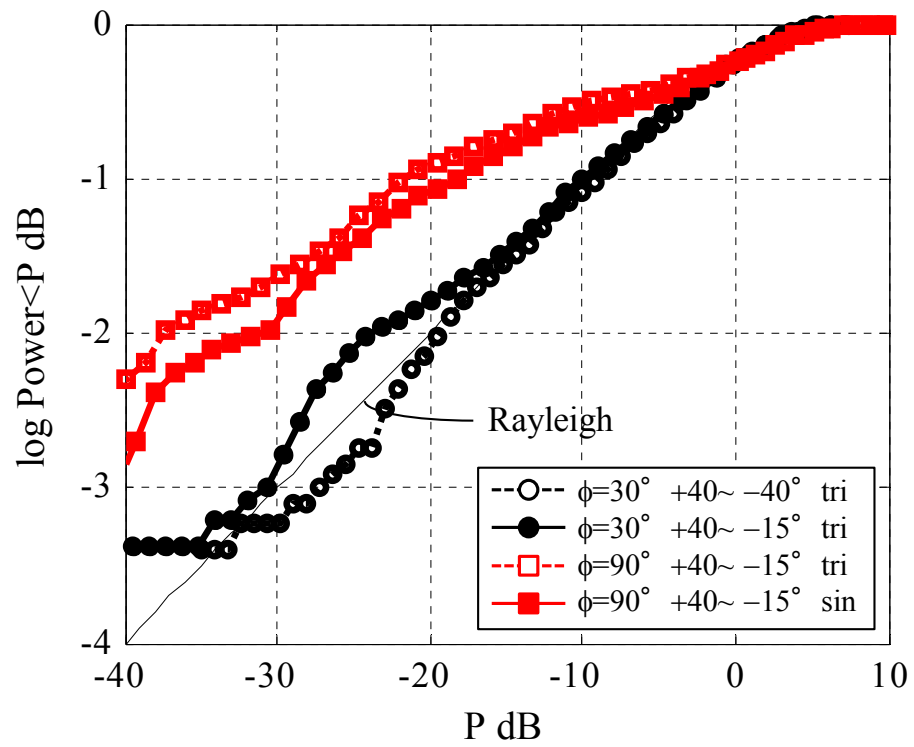


図 3.17 歩行モデルを変化させたときの CDF 特性

図 3.18 にアンテナ位置と腕振りモデルを変化させたときの同期検波 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号の BER 特性を示す。比較のためレイリー伝搬環境における理論値を図中に示す。○印と□印はそれぞれアンテナ位置 30 度と 90 度の結果である。図中の横軸である平均入力 SNR (Signal-to-Noise Ratio) は等方性アンテナ (Isotropic Antenna) を移動させたときの平均受信レベルを基準としてノイズ量を計算することによって設定した。図中の曲線はレイリー伝搬環境における等方性アンテナ単体の理論値である。

図 3.17 に示した CDF 特性と同様に腕の動きによるシャドウイングが原因となり、アンテナ位置 90 度の場合の BER 特性はアンテナ位置 30 度の場合の BER 特性と比較して劣化している。腕振りモデルの違いによる影響は図 3.17 と同様のメカニズムである。腕振り角度範囲が-15 度から+40 度の場合の BER 特性は腕振り角度範囲が-40 度から+40 度の場合の BER 特性と比較して劣化していること、さらに正弦波モデルは三角波モデルと比較してグラフが下方に移動しており、低い BER 特性を示すことがわかる。

以上のように、人の歩行動作の統計データに基づいたシャドウイングと多重波の連成解析を実施した結果、腕振り角度範囲や腕振りモデルの違いは BER 特性に影響を与えることが判明した。より具体的には、腕振り角度範囲は統計データによって得られた-15 度から+40 度に、腕振りモデルは正弦波モデルを用いて解析を実施する必要があることが明らかとなった。

解析の結果、腕振りによるシャドウイングの影響により人体装着 BAN アンテナの低受信レベルの確率はレイリー伝搬環境における確率より高いことが明らかとなった。即ち、人体装着 BAN アンテナの BER 特性は腕振りの影響を大きく受けることが判明した。この劣化を解消するため、次章で述べるようにダイバーシチアンテナを用いることとした。

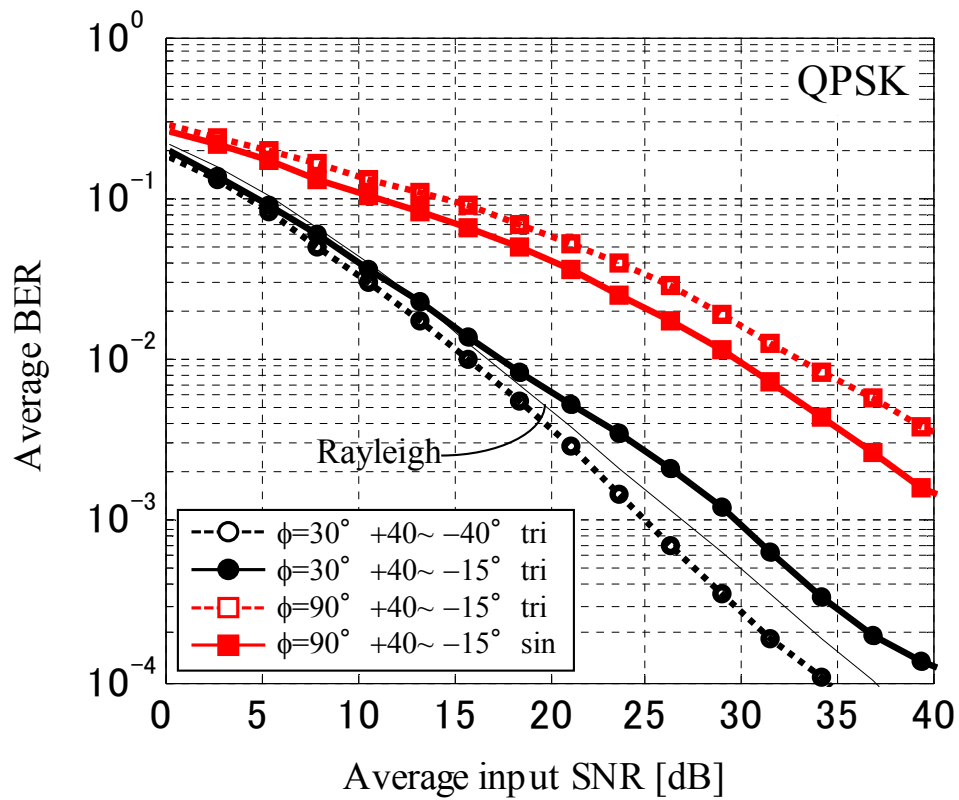


図 3.18 歩行モデルを変化させたときの BER 特性

3.5 BAN ダイバーシチアンテナ

図 3.19 に BAN アンテナに選択ダイバーシチを適用し、ダイバーシチアンテナのアンテナ間隔を変化させたときの同期検波 QPSK 信号の BER 特性を示す。BAN ダイバーシチアンテナは左腰 ($\phi=90$ 度) を基準として対称になるように配置した。アンテナ間隔は 20 度 ($\phi_1=80$ 度, $\phi_2=100$ 度, 赤線)、40 度 ($\phi_1=70$ 度, $\phi_2=110$ 度, 青線)、80 度 ($\phi_1=50$ 度, $\phi_2=130$ 度, 黒線) の 3 種類を図示した。図には左腕を+90 度、右腕を-90 度に固定したときの結果 (胴体によるシャドウイングの影響のみが存在する場合) を点線で、左右の腕を+40 度から-15 度の範囲で腕振りしたときの結果 (胴体と腕によるシャドウイングの影響が存在する場合) を実線で示す。図中の 2 本の理論値は、Rayleigh がレイリー伝搬環境における等方性アンテナ単体の理論値であり、SC がレイリー伝搬環境における選択ダイバーシチアンテナの理論値である。

図 3.19 より、アンテナ間隔が 20 度するとき、腕を振ったときの平均誤り率が 10^{-3} となる所要 SNR は腕を固定した場合と比較して 12dB 劣化していることがわかる。一方、アンテナ間隔が 80 度するとき、腕を振ったときの BER 特性は腕を固定したときと比較して 2dB しか劣化していないことがわかる。従って、アンテナ間隔は 80 度必要であることが明らかとなった。

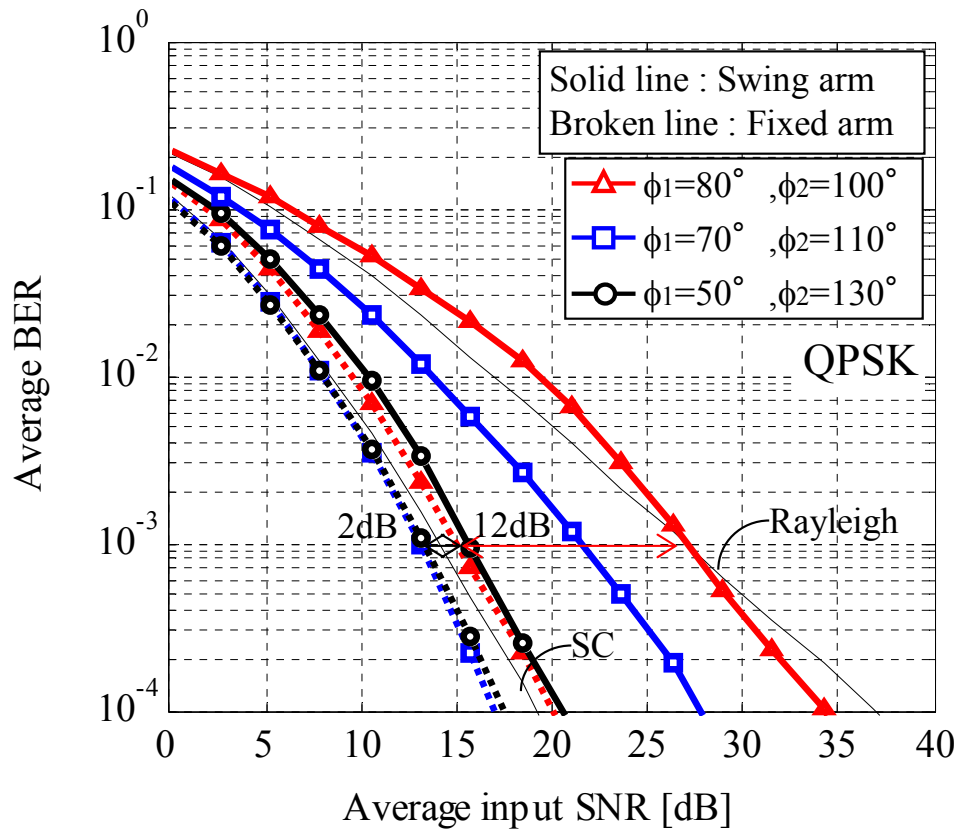


図 3.19 アンテナ間隔を変化させたときの BER 特性

図 3.20 と 3.21 に 4.43 波長(1.4m@950MHz)の移動距離に対する左腕の瞬時腕振り角度とダイバーシチアンテナの各ブランチの瞬時値を示す。図 3.20 はアンテナ間隔が 20 度の場合であり、図 3.21 はアンテナ間隔が 80 度の場合である。図 3.20(a)と 3.21(a)の矢印はダイバーシチアンテナのそれぞれのブランチが左腕と重なったときを示す。黒矢印はブランチ 1 が、赤矢印はブランチ 2 が左腕と重なる区間である。従って、2 本の矢印が重なっている区間は 2 本のアンテナとも左腕と重なっている区間である。図には左右の腕を+40 度から-15 度の範囲で腕振りしたときの結果（胴体と腕によるシャドウイングの影響が存在する場合）を実線、左腕を+90 度、右腕を-90 度に固定したときの結果（胴体によるシャドウイングの影響のみが存在する場合）を点線で示す。

図 3.20 と 3.21 とともに、腕を固定したときと比較して、左腕がダイバーシチアンテナの付近を通ったときの瞬時値は 10dB 以上劣化することがわかる。

図 3.20 はアンテナ間隔が 20 度と狭いので、左腕とダイバーシチアンテナの両ブランチが重なるときがあることがわかる。従って、両方のブランチの瞬時値が同時に劣化するので、選択ダイバーシチでは瞬時値の低下を改善できないことがわかる。

対照的に、図 3.21 はアンテナ間隔が 80 度と大きいので、ダイバーシチアンテナのいずれか一方のブランチの瞬時値が高いレベルを維持する。故に、選択ダイバーシチとして機能していることが明らかとなった。従って、図 3.19 で示したように、アンテナ間隔が 80 度のときは 20 度のときと比較して BER 特性が良いことが判明した。

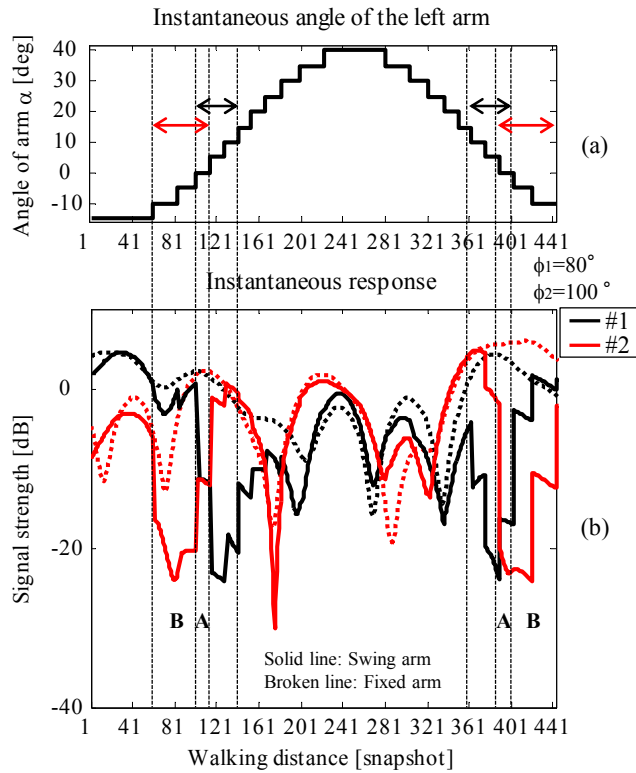


図 3.20 アンテナ間隔が 20 度のときの左腕の瞬時角度と瞬時値

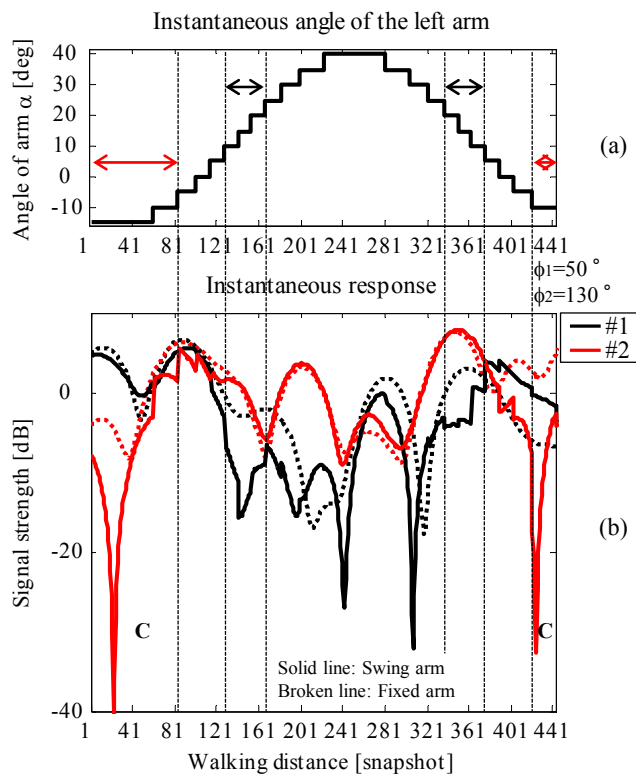
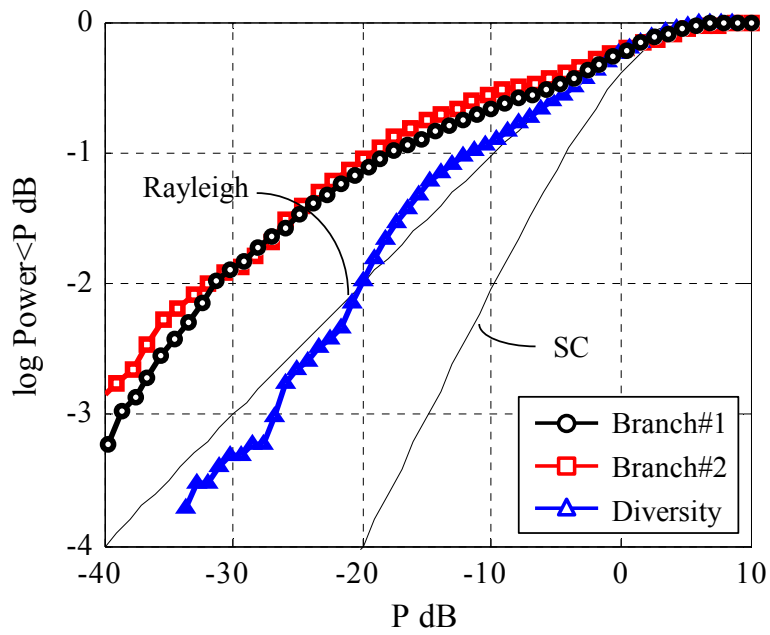


図 3.21 アンテナ間隔が 80 度のときの左腕の瞬時角度と瞬時値

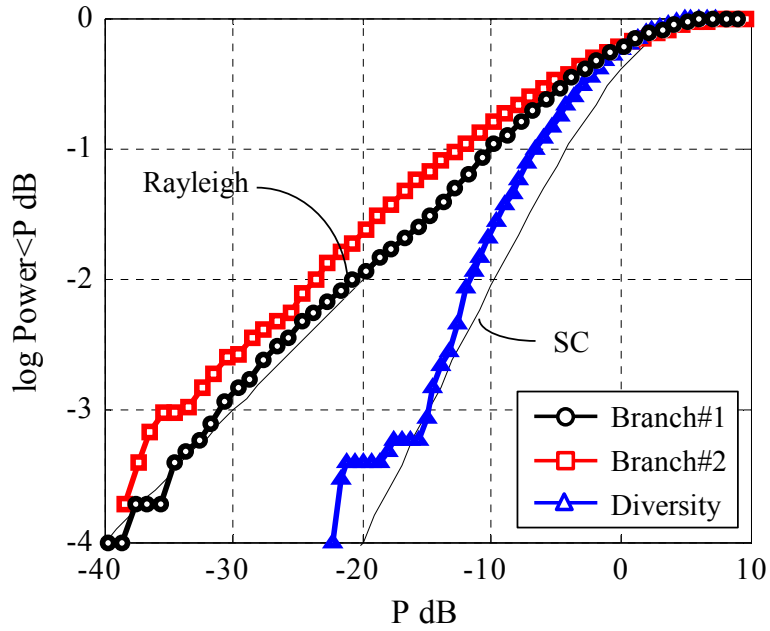
図 3.22 に 53.2 波長 (16.8m@950MHz) の移動距離に対する各ブランチの CDF 特性を示す。図(a)はアンテナ間隔が 20 度の場合であり、図(b)はアンテナ間隔が 80 度の場合の結果である。○印はブランチ 1、□印はブランチ 2、△印はダイバーシチアンテナの CDF 特性である。図中の 2 本の理論値は、Rayleigh がレイリー伝搬環境における等方性アンテナ単体の理論値であり、SC がレイリー伝搬環境における選択ダイバーシチアンテナの理論値である。

図 3.22(a)より、アンテナ間隔が 20 度するとき両ブランチの CDF 特性はレイリー理論値と比較してグラフの上方向に移動していることがわかる。また、選択ダイバーシチアンテナの CDF 特性はアンテナ 1 本のレイリー理論値と一致していることがわかる。図 3.19 のアンテナ間隔が 20 度の BER 特性がアンテナ 1 本のレイリー理論値と一致する原因はこの CDF 特性に起因している。

図 3.22(a)とは対照的に、図 3.22(b)より、アンテナ間隔が 80 度するとき各ブランチの CDF 特性はレイリー理論値と一致していることがわかる。これより、アンテナ間隔を大きくすることによってダイバーシチアンテナの CDF 特性は選択ダイバーシチアンテナの理論値と一致することが明らかとなった。この現象により、図 3.19 のアンテナ間隔が 80 度ときの BER 特性は選択ダイバーシチアンテナの理論値と一致する。



(a) アンテナ間隔が 20 度するとき



(b) アンテナ間隔が 80 度するとき

図 3.22 各ブランチの CDF 特性

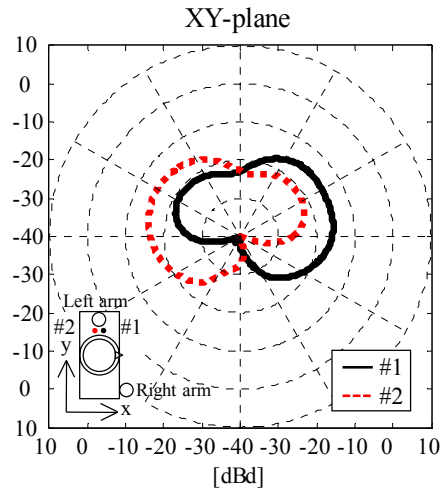
ダイバーシチ効果を引き起こすメカニズムを調べるために、各ブランチの放射指向性を解析した。図 3.23 にアンテナ間隔を 20 度に設定したとき、図 3.24 にアンテナ間隔を 80 度に設定したときのモーメント法による解析結果を示す。挿入図は上から見たダイバーシチアンテナと左腕の関係である。

図 3.23(a)は双方のブランチが左腕と重なる場合の放射指向性である。図より、放射パターンはブランチ 1、2 ともに劣化していることがわかる。xy 面のすべてのアジマス角度におけるアンテナ利得は-15dBd より小さいのでダイバーシチアンテナとして機能しない。この状況は図 3.20 の 2 本の矢印が重なっている区間(図 3.20(b)の A)の瞬時値に反映される。

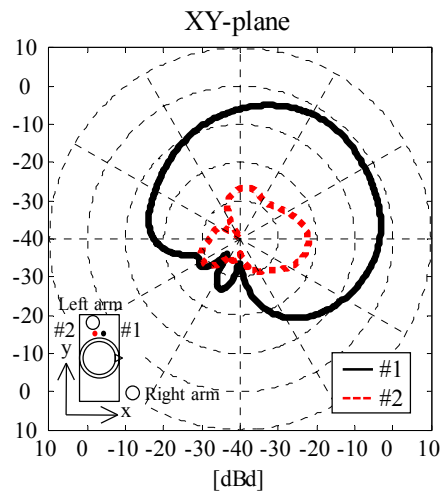
図 3.23(b)はブランチ 2 のみが左腕と重なる場合の放射指向特性である。図より、ブランチ 2 の指向性は小さいが、ブランチ 1 の指向性は大きいことがわかる。この状況は図 3.20 の 2 本の矢印が重なっていない区間 (図 3.20(b)の B) の瞬時値に反映される。

図 3.24 は図 3.23(b)と同様にブランチ 2 のみが左腕と重なる場合の放射指向特性である。この状況は図 3.21 の 2 本の矢印が重なっていない区間 (図 3.21(b)の C) の瞬時値に反映される。

ブランチ 2 のみが左腕と重なる図 3.23(b)と図 3.24 を比較すると、図 3.23(b)ではブランチ 1 の指向性が劣化しているのに対して、図 3.24 のブランチ 1 の放射指向性は十分に大きい。この要因は、図 3.23(b)の場合はブランチ 1 の設置角度 $\phi_1=80$ 度、左腕の角度 $\alpha=-5$ 度であり、ブランチ 1 と左腕の距離が小さい。一方、図 3.24 の場合はブランチ 1 の設置角度 $\phi_1=50$ 度、左腕の角度 $\alpha=-15$ 度であり、ブランチ 1 と左腕の距離が大きい。従って、ブランチ 1 と左腕の距離差が指向性の大きさに影響を及ぼすことが明らかとなった。



(a) 腕振り角度が0度するとき



(b) 腕振り角度が-5度するとき

図 3.23 アンテナ間隔が 20 度ときの放射指向特性

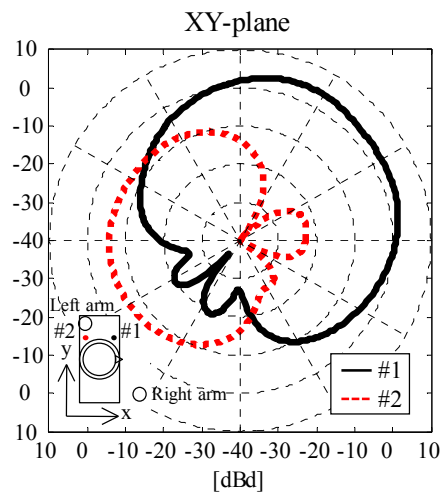


図 3.24 腕振り角度が-15度、アンテナ間隔が 80 度ときの放射指向特性

一般にダイバーシチアンテナの性能はブランチ間の空間相関によって大きな影響を受ける[79]。従って、ダイバーシチアンテナの相関特性を解析した。図 3.25 はアンテナ間距離を変化させたときの相関特性である。相関はブランチ 1 とブランチ 2 の受信信号間の値として定義した。一般に、相関特性はアンテナ間の距離差によって決まる。これまでは BAN ダイバーシチアンテナの角度差であるアンテナ角度間隔を用いて検討してきたが、相関特性を検討するときに限りアンテナ間距離を用いる（図 3.12 参照）。従って、図 3.25 は横軸をアンテナ間距離としてグラフ化した。□印は腕を振ったとき、○印は左右の腕を 90 度に固定したときの値である。

腕を振ったときの相関特性は腕を固定したときの値に近いことがわかる。従って、相関値と腕の動きによって生じるシャドウイング効果の関係は小さいことが明らかとなった。アンテナ間距離が 0.15λ より大きいとき、腕を振ったときの相関値は 0.6 より小さく、大きなダイバーシチ効果が期待できることがわかる。従って、相関特性はダイバーシチ効果低下の要因ではないことが判明した。

図 3.25 の実線と破線は電磁結合があるときとないときの相関特性の解析結果である。電磁結合がない状態はファントムがないモデル（自由空間）において半波長ダイポールアンテナによる擬似アレーアンテナを用いて解析を行ったときの結果である。電磁結合がないときの特性は Jakes モデル[8]の特性と一致する。一方、電磁結合がある状態はファントムがないモデルにおいて半波長ダイポールアレーアンテナを用いて解析を行った結果である。なお、2 本のダイポールアンテナは 50Ω の負荷抵抗で終端した。

図 3.25 より、腕を固定したときと振ったときの相関特性は電磁結合があるときの特性と一致していることがわかる。従って、相関特性の低下は電磁結合によって起きていることが判明した。文献[39]ではこの現象がアンテナ素子間に生じる放射指向性の位相差の増加によるものであることが解明されている。シャドウイングを含めた相関と放射指向性の関係の解明は今後の課題である。

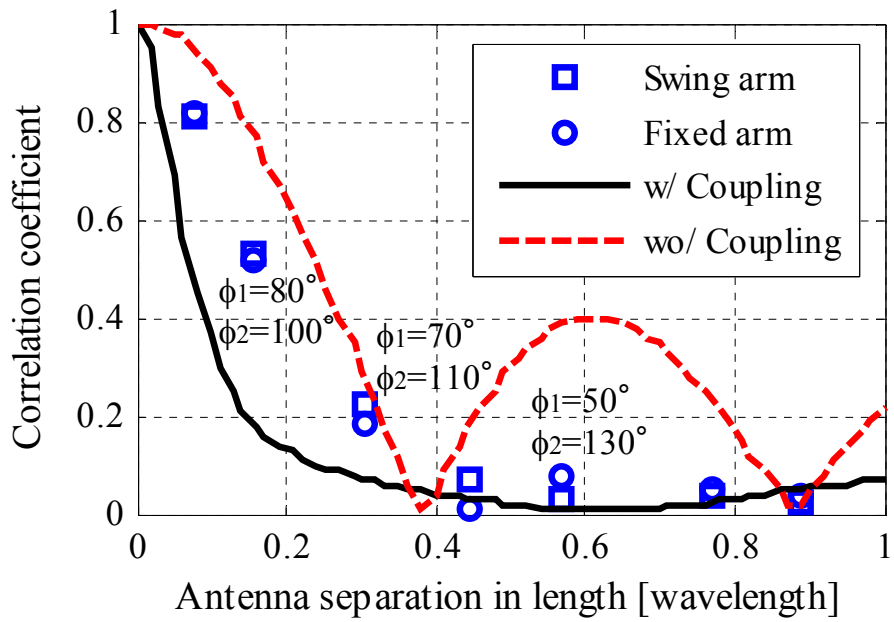


図 3.25 アンテナ間距離を変化させたときの相関係数

これまでは左腰 ($\phi=90$ 度) を基準として対称になるように BAN ダイバーシチアンテナを配置してアンテナ性能を検討した。ここでは左腰 ($\phi=90$ 度) を基準として BAN ダイバーシチアンテナを対称に配置した場合と非対称に配置した場合のダイバーシチアンテナの性能を比較した。図 3.26 にアンテナ角度間隔を変化させたときの平均誤り率が 10^{-3} となる平均 SNR 特性を示す。図中の○印はダイバーシチアンテナを左腰に基準として対称に配置したときの結果であり、□印はダイバーシチアンテナの一方を 90 度に固定して残りの 1 つのアンテナの位置を変化させたときの結果である。挿入図は上から見たときのダイバーシチアンテナの配置である。図の横軸はアンテナ設置位置の角度差によって定義したアンテナ角度間隔である (図 3.12 参照)。

アンテナを左腰に対して対称として間隔を 10 度に設定したとき、平均 SNR は 31dB 必要とすることがわかる。アンテナ間隔を広げると必要とする平均 SNR は減少することがわかる。アンテナ間隔が 80 度より大きくなっても平均 SNR は 15dB から低減しないことがわかる。従って、腕の動きによって生じるシャドウイング効果はアンテナ間隔を 80 度より大きくすることによって解消できることがわかった。

一方、アンテナ位置を左腰に対して非対称として間隔を 10 度に設定して配置したとき、平均 SNR は 32dB 必要とすることがわかる。アンテナを対称に配置したときとは対照的に、アンテナ間隔が 120 度のときに平均 SNR が 16dB で最小となり、アンテナ間隔が 120 度より大きくなると所要 SNR は大きくなる。アンテナ間隔が 180 度のとき、一方のアンテナは左腰にあたる $\phi_1=90$ 度に、他方のアンテナは右腰にあたる $\phi_2=-90$ 度に配置されるので、ダイバーシチアンテナは両腕の動きによるシャドウイングの影響をうける。従って、非対称配置の場合、腕の動きによって生じるシャドウイング効果はアンテナ間隔を 120 度とすることによって解消できることが明らかとなった。

アンテナを左腰に対して対称に配置した場合と非対称に配置した場合を比較すると、対称に配置した方がダイバーシチ効果は大きいこと、BAN ダイバーシチアンテナはアンテナ間隔を大きくしないと高性能を発揮できないことが判明した。しかし、大きなアンテナ間隔の BAN ダイバーシチアンテナを実用化するのは困難である。この問題を解消する 1 つの手法は 2 本のアンテナを別々の場所に配置して接続するアンテナシステムを利用することである [78]。

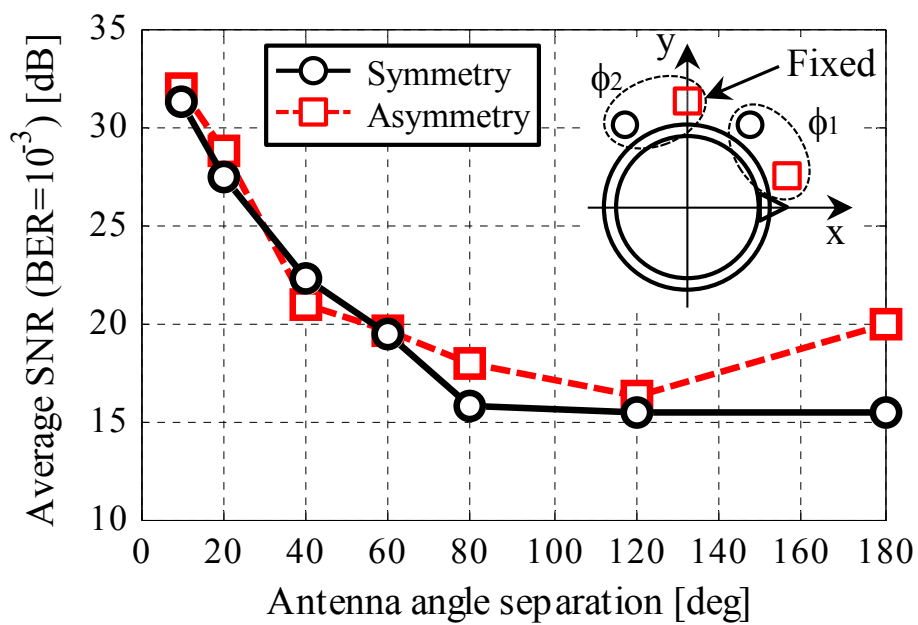


図 3.26 アンテナを左腰に対して対称／非対称に配置したときの SNR 特性

3.6 結 言

本章では、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナの特性解析を行った。最初に腕振り動作の動的特性を測定して統計解析を行った。前方向の最大腕振り角度は+37度、後ろ方向の最大腕振り角度は-13度であった。腕の振り方は正弦波モデルで近似できることが明らかとなった。次に、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング効果を解析した。従来モデルと比較して歩行動作の統計データを基にした解析は BAN アンテナの BER 特性に大きな違いを与えることが明らかとなった。

腕の動作によって生じるシャドウイングを解消するため、BAN ダイバーシチアンテナを用いた。ダイバーシチアンテナを左腰に対して対称に配置した場合、アンテナ間隔が 80 度のとき平均誤り率が 10^{-3} となる所要 SNR は 15dB であり、アンテナ間隔を 80 度より大きくしても変わらないことが判明した。従って、アンテナ間隔が 80 度より大きいときに、腕の動きによって生じるシャドウイング効果は解消できることが明らかとなった。ダイバーシチアンテナを左腰に対して非対称に配置した場合、アンテナ間隔が 120 度のとき平均誤り率が 10^{-3} となる所要 SNR は 16dB で最小となることが判明した。アンテナ間隔を 180 度とした場合、所要 SNR はアンテナ間隔が 120 度のときよりも大きくなることが明らかとなった。従って、アンテナ間隔を 120 度とすることによって腕の動きによって生じるシャドウイング効果を解消できることが明らかとなった。

この研究から得られたアンテナ間隔の設計指針は BAN 分野におけるアプリケーションの 1 つであるセンサーネットワーク通信システム[80]に適用することができる。このようなシステムは多くのセンサーデバイスを人体に装着して互いのセンサーデバイスが協調して人体から離れたアクセスポイントと通信する。従って、効果的な協調ネットワークを構築するために必要なセンサーデバイス間の空間的距離は最も基礎的な知識として重要である。本章の検討結果は将来のセンサーネットワークを設計するための基礎資料となることが期待される。

第4章 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ

4.1 緒言

本章では、腕装着ウェアラブル端末に搭載する偏波制御ウェアラブル MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの開発結果について述べる。LTE (Long Term Evolution) など MIMO 技術をベースにしたスマートフォンの爆発的な普及により高速移動通信技術が人々の身近な存在になってきた。将来は、MIMO 技術のより高度な利用によって既存のサービスに留まらず、クラウドベースの個人データバンク接続、マルチキャスト動画メール、超臨場感テレビ会議、4K や 8K ビデオの高速ダウンロードなどの新しいサービス (利用技術) が誕生すると思われる[81]。その実現のためにはギガビットクラスの超高速通信が不可欠である。このような社会的・技術的状況を踏まえより大きなフレームワークとして、BAN (Body Area Network) と超高速移動通信を融合した腕に装着するユニバーサル移動端末を実現するためのアンテナシステム技術の研究を行っている (図 1.2 参照)。

超高速通信を達成するため、第 5 世代携帯電話システムの実現に向けてスモールセルシステムが開発されている[82],[83]。スモールセルとは 1 つの基地局のカバーエリアが狭いシステムのことである。従って、スモールセルシステムにおいては基地局と携帯端末の距離が近くなる。故に、到来波の XPR (Cross Polarization Power Ratio) [84] は見通し環境 (LOS : Line-Of-Sight) と見通し外環境 (NLOS : Non-Line-Of-Sight) の違いによって大きく変化することが予想される。さらに、腕時計型のようなウェアラブルアンテナの偏波特性はアンテナの傾き角に応じて大きく変化する。これは人の動きによって生じる[25]。従って、ウェアラブル端末によって大容量通信を実現するには XPR とアンテナ傾き角を同時に考慮する必要がある。

これまでに、MIMO に用いられる直交偏波アンテナが報告されている[34]-[36]。文

献[34]において、モノポールアンテナとパッチアンテナを組み合わせた3偏波アンテナが提案されているが、3つのアンテナが独立しているため、様々な伝搬環境と人の動きに応じた最適な信号を得ることができない。

本章では、人の動作と多重波伝搬によって生じる通信への影響を適応制御する重み付け到来波合成によって、ギガビットクラスの超高速通信を享受することができる偏波制御ウェアラブルMIMOアンテナを提案する[85]-[94]。提案アンテナはRF(Radio Frequency)部で処理することによって、下り回線(端末の受信)のみならず上り回線(端末の送信)への対応も可能となること、ベースバンドLSI(Large-Scale Integration)からのフィードバックを用いないオープンループ制御による簡便な信号処理であること、スカラー制御のみの簡素な回路構成であること、将来の通信システムにも対応できる信号の連続性が維持できることが提案アンテナの特徴である。この特徴は3章で述べた選択ダイバーシチアンテナでは信号の連続性が維持できないので実現できない。

4.2 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成

図 4.1 に提案アンテナのコンセプトを示す。図中の四角の破線は N 個の MIMO アンテナを示し、それぞれのユニットは直交ダイポールアンテナで構成される。2 つのアンテナの受信信号はキーパラメータである平均交差偏波電力比 XPR とアンテナ傾き角 α を変数とする重み関数 W_V と W_H によって制御されている。従って、送受信側双方において学習信号（予備知識：Prior Information）を用いて直交固有ビームを形成して MIMO 伝送容量の増加を図っている MIMO 固有モード通信システム[95]とは違い、提案アンテナは学習信号を用いずに重み関数を最適化することによって MIMO 伝送容量を増加することができる。

図 4.2 に偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成を示す。提案アンテナは直交する 3 本の半波長ダイポールアンテナ (A_x, A_y, A_z) によって構成される。アンテナ傾き角 α は z 軸から x 軸への角度で定義される。提案アンテナが使用者によって回転させられたとき、2 つのスイッチ (SW_1, SW_2) によって 3 本のアンテナから 2 本のアンテナを選択する。選択されたアンテナは様々な伝搬環境において垂直偏波と水平偏波を受信する。ここで注意すべきことは、図 4.2 はあくまで電磁気的なモデルを示しており、ダイポールアンテナでなくても空間的に直交する電流が形成されれば提案アンテナは正常に動作することである。

2 本の選択されたアンテナの受信信号（垂直偏波成分 s_V と水平偏波成分 s_H ）は XPR とアンテナ傾き角 α の変化に基づいて作られる重み関数を使って合成される。

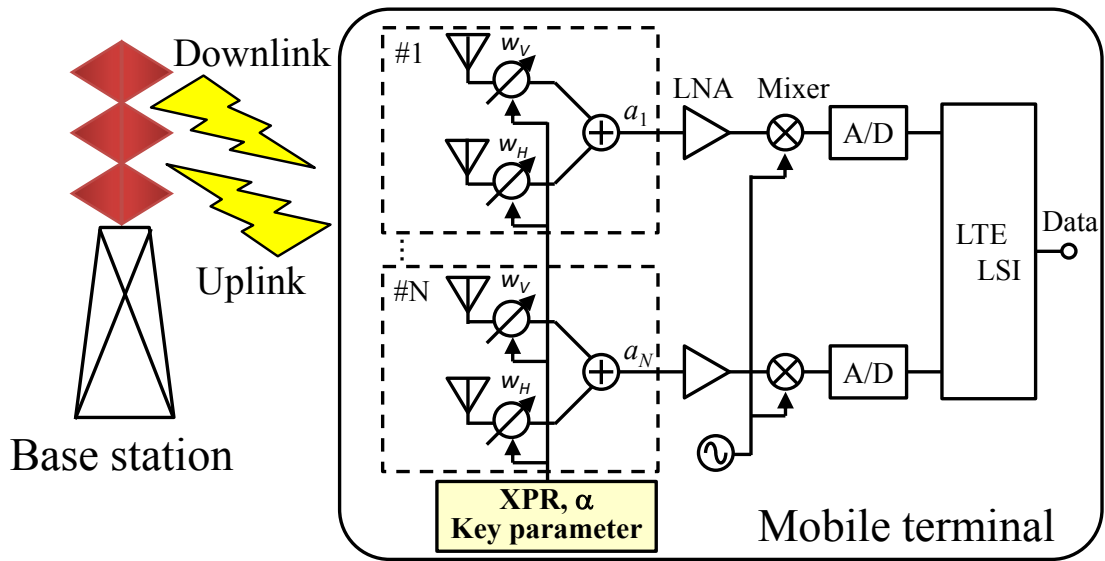


図 4.1 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナのコンセプト

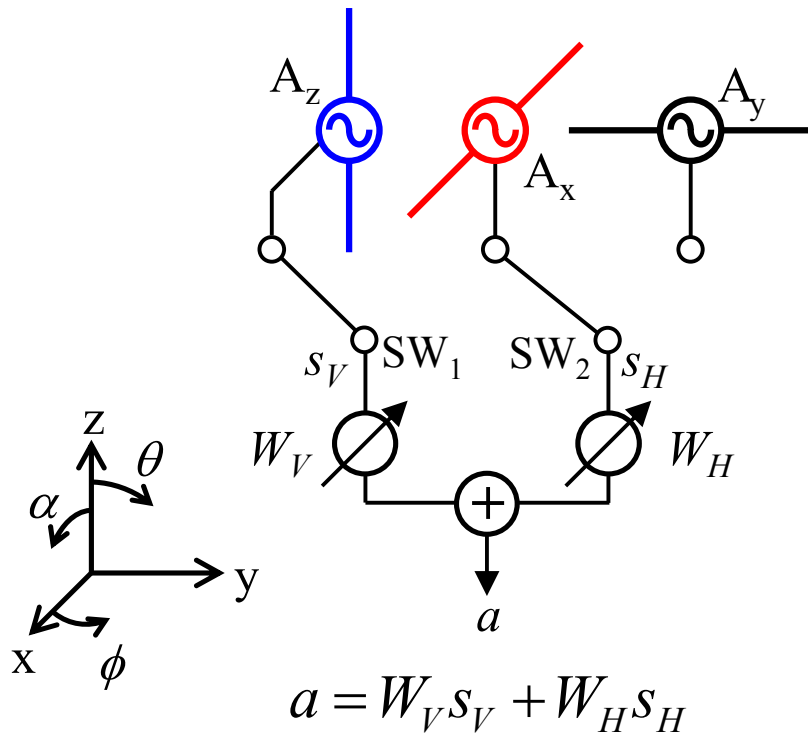


図 4.2 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成

4.2.1 伝搬環境の変化に対応する重み関数

ステップ1として、提案アンテナが傾いていないときの重み関数を導出する。図4.2に示したように、提案アンテナが傾いていないとき、受信信号 (s_V と s_H) は重み関数 (W_V と W_H) によって乗算される。ここで、重み関数 W_V と W_H はそれぞれ垂直偏波と水平偏波成分の受信信号に対応する。従って、提案アンテナの出力端の信号 a_{step1} は次式によって表される。

$$a_{step1} = W_V s_V + W_H s_H \quad (4.1)$$

ここで、重み関数 (W_V と W_H) は XPR によって重み付けした信号配分となるように次式により与える。

$$W_V = \sqrt{\frac{XPR}{1 + XPR}} \quad (4.2)$$

$$W_H = \sqrt{\frac{1}{1 + XPR}} \quad (4.3)$$

式(4.1),(4.2),(4.3) からわかるように、重み付け関数(4.2),(4.3)により、対象とする受信環境において優勢な到来波偏波を選択的に抽出して合成しているので、提案方法によって、 XPR の大きな屋外伝搬環境および XPR の小さな屋内伝搬環境のいずれの受信環境においても最適な受信波 a_{step1} が得られることが期待できる。

4.2.2 アンテナ傾き角の変化に対応する重み関数

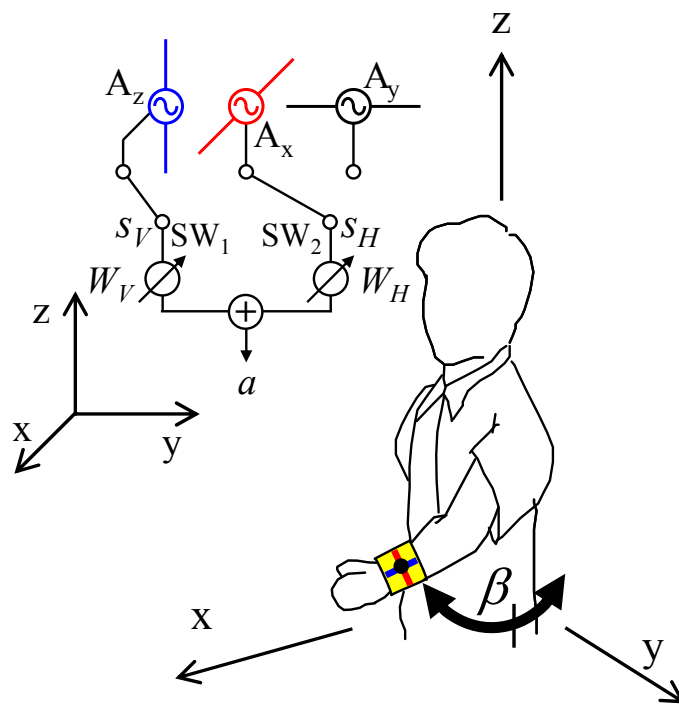
提案アンテナは腕時計型のようなウェアラブル端末への搭載を想定している。腕時計型端末のユースシーンには2つが考えられる。1つは両腕を振って歩く歩行状態であり、あと1つは使用者が端末の画面を見るブラウジング姿勢である。

図4.3(a)のような歩行動作の場合、左腕は y 軸を軸として振られる。左腕の角度 β が0度的时候、アンテナ A_x , A_y , A_z (図4.3(a)の赤、黒、青のアンテナ) はそれぞれ x, y, z 軸に対して平行である。ここで、スイッチ SW_1 は A_z アンテナに、スイッチ SW_2 は A_x アンテナに接続される。この場合、アンテナ A_y (図4.3(a)の黒色のアンテナ) は選択されない。なぜならば、腕振り動作は y 軸を中心にして回転するのでアンテナ A_y は水平のままであり、常に水平偏波成分を受信するからである。

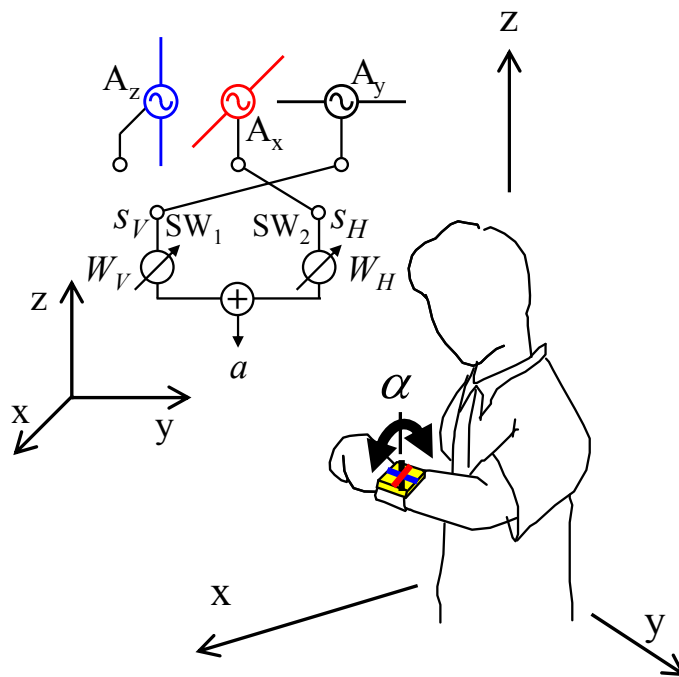
一方、図4.3(b)のようなブラウジング姿勢の場合、腕時計型端末は y 軸を中心に回転する。ここで、スイッチ SW_1 はアンテナ A_y に、スイッチ SW_2 はアンテナ A_x に接続される。この場合、アンテナ A_z (図4.3(b)の青色のアンテナ) は選択されない。なぜならば、腕は y 軸を中心にして回転するのでアンテナ A_z は水平のままであり、常に水平偏波成分を受信するからである。

上記のように同じ y 軸を中心にアンテナが回転するが、腕の動きによってアンテナの置かれ方が異なるので選択されるアンテナが変化する。異なるユースシーンの人の動きに応じてスイッチ SW_1 , SW_2 は異なった2本のアンテナ対を選択する。従って、3本の直交するアンテナが必要となる。

図4.3のように、アンテナ傾き角度は人の動きによって変化し、アンテナの偏波特性はアンテナの傾き角度に伴って変化する。従って、アンテナ傾き角度が変化する場合、式(4.2)と(4.3)の重み関数は最適ではない。



(a) 腕振り動作



(b) ブラウジング姿勢

図 4.3 腕時計型端末のユースシーン

ステップ 2 として、アンテナが傾いたときの受信信号の振幅に応じた重み関数を導出する。式(4.1)において、受信信号 s_V と s_H はそれぞれ垂直偏波と水平偏波成分である。従って、アンテナが傾いたとき、垂直と水平偏波成分の受信信号をそれぞれ s_V と s_H に代入すればよい。しかしながら、それぞれのアンテナの受信信号を垂直と水平成分に分離することは困難である。偏波分布を明らかにするため、受信信号をアンテナ傾き角に応じた三角関数を用いて垂直と水平偏波成分にベクトル分解した。

図 4.4 に提案アンテナが α 傾いたときの 2 つの偏波成分の大きさを示す。図(a)と(b)はそれぞれ垂直アンテナと水平アンテナの受信信号を示している。図(a)と(b)において、縦軸は垂直偏波成分、横軸は水平偏波成分の大きさである。図(a)と(b)からわかるように、受信信号はそれぞれ垂直と水平偏波成分に分解できる。アンテナが傾いていないとき、垂直偏波成分は垂直アンテナによって、水平偏波成分は水平アンテナによって受信される。アンテナが 90 度傾くと、垂直偏波成分は水平アンテナによって、水平偏波成分は垂直アンテナによって受信される。

2 本の直交アンテナによって作られる垂直と水平偏波成分の合成信号を V と H で定義すると、アンテナが傾いているとき、2 本の選択されたアンテナで受信される垂直および水平偏波成分 (V と H) は図 4.4(a)と(b)に示されたベクトル成分を合成して表現できるので、次式によって表される。

$$V = s_V \cos \alpha + s_H \sin \alpha \quad (4.4)$$

$$H = s_V \sin \alpha + s_H \cos \alpha \quad (4.5)$$

さらに、上式の偏波成分 V と H は式(4.1)のアンテナが傾いていないときの垂直および水平偏波成分の受信信号 s_V と s_H に置き換えることができる。従って、式(4.1)の s_V と s_H に V と H を代入すると、以下のようになる。

$$a_{step2} = W_V (s_V \cos \alpha + s_H \sin \alpha) + W_H (s_V \sin \alpha + s_H \cos \alpha) \quad (4.6)$$

$$= (W_V \cos \alpha + W_H \sin \alpha) s_V + (W_V \sin \alpha + W_H \cos \alpha) s_H \quad (4.7)$$

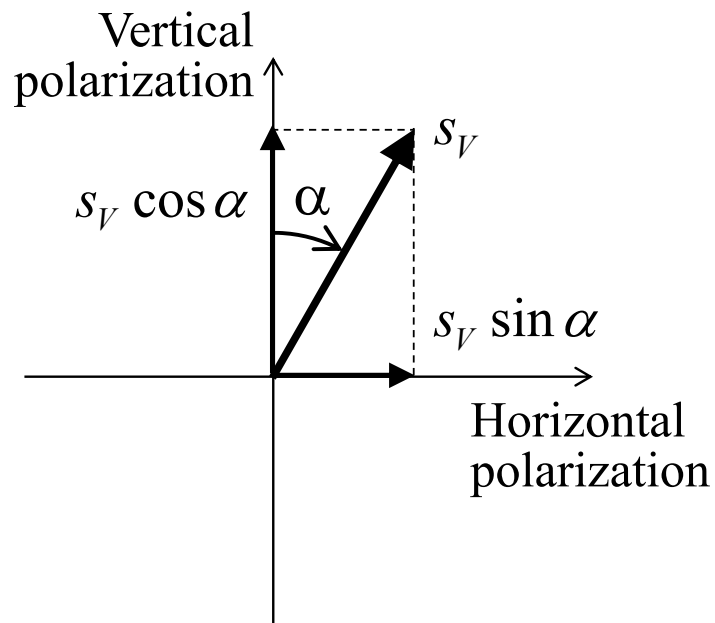
角度 α が負の値となったとき、重み関数に関して正の傾き角度と同じ動作原理を満足する必要がある。このため、式(4.7)中の三角関数は絶対値とする必要がある。従って、提案アンテナの出力端の受信信号 (a_{step2}) は次式で表される。

$$a_{step2} = W'_V s_V + W'_H s_H \quad (4.8)$$

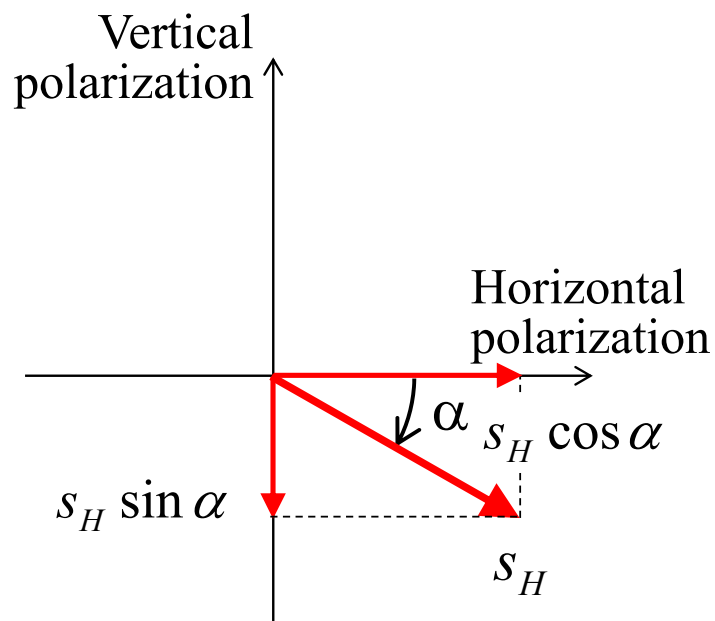
$$W'_V = W_V |\cos \alpha| + W_H |\sin \alpha| \quad (4.9)$$

$$W'_H = W_V |\sin \alpha| + W_H |\cos \alpha| \quad (4.10)$$

ここで、重み関数(W'_V と W'_H)は式(4.2)と(4.3)で定義される重み関数(W_V と W_H)とアンテナ傾き角度 α を考慮して決定される。さらに、重み関数(W'_V と W'_H)を正の値にするため式(4.9)と(4.10)中の三角関数は絶対値としている。



(a) 垂直アンテナ



(b) 水平アンテナ

図 4.4 受信信号の偏波成分

ステップ3として、アンテナが傾いたとき、受信信号の振幅と位相を考慮した重み関数を導出する。図4.2に示した提案アンテナが傾いたとき、垂直と水平アンテナの垂直と水平偏波成分の強め合いと打ち消し合いを解消するため、式(4.8)の最終項に90度の位相シフトを付加する必要がある。従って、提案アンテナの出力端の受信信号 (a_{step3}) は次式で表される。

$$a_{step3} = W'_V s_V + W'_H s_H e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (4.11)$$

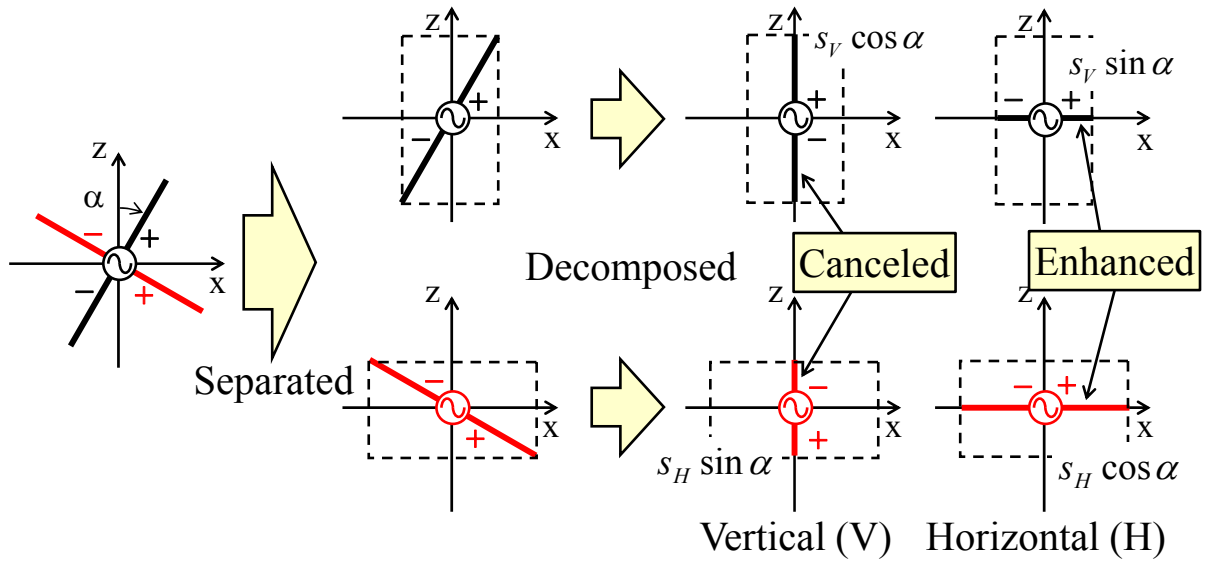
ここで、重み関数 (W'_V と W'_H) は式(4.9)と(4.10)によって表される。

図4.5は空間領域における偏波合成メカニズムである。図4.5(a)からわかるように、アンテナ素子に印可される電圧の正負を考慮すると、アンテナが傾き角 α の正の方向に傾くと、2本のアンテナの水平偏波成分は強め合い、垂直偏波成分は打ち消し合う。他方、図4.5(b)からわかるように、アンテナが傾き角 α の負の方向に傾くと、2本のアンテナの垂直偏波成分は強め合い、水平偏波成分は打ち消し合う。従って、位相シフト量を考慮しないと最適な受信信号が得られない。

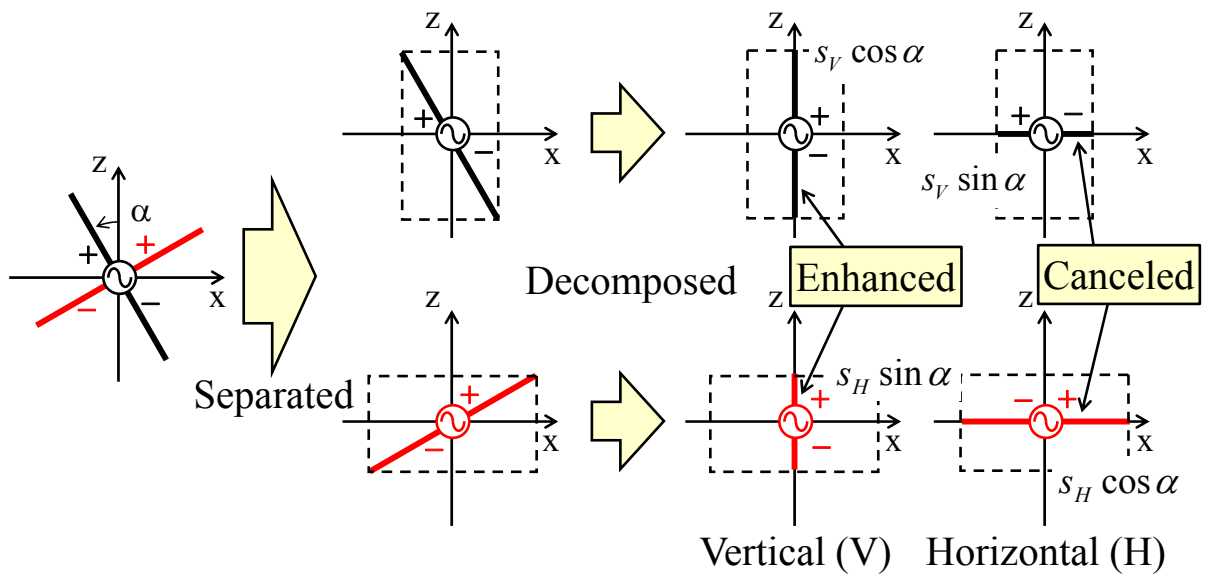
この現象を解消するため、時間領域における信号処理によって最適な信号を得る。図4.6は図4.5(a)に示したアンテナ傾き角が正のときの時間領域における偏波成分のフェーザ図である。図4.6において、黒破線ベクトルは垂直偏波成分を、赤破線ベクトルは水平偏波成分を表している。2つのベクトルの合成信号は黒の実線ベクトル V と H で示したベクトル合成で表すことができる。受信信号 (s_V と s_H) の大きさは伝搬環境 XPR とアンテナ傾き角 α に応じて大きく変化する。

図4.6(a)において、位相シフト量を考慮しないとき、垂直偏波成分は2つのベクトルの向きが逆方向なので打ち消し合う。他方、水平偏波成分は2つのベクトルの向きが同じなので強め合う。従って、合成信号の打ち消しや強め合いを解消するため、受信信号 s_H の位相を90度シフトさせた。

図4.6からわかるように、水平アンテナの受信信号に位相シフト量90度を付加したので、打ち消し合いや強め合う現象は解消された。従って、提案アンテナがどの方向に傾いても、提案アンテナは平均的な性能を得ることができるようになった。このことから、式(4.11)は様々なユースシーンに対応した人の動作の動的特性によって生ずるアンテナ偏波の変化を考慮した信号合成のために用いることができる。

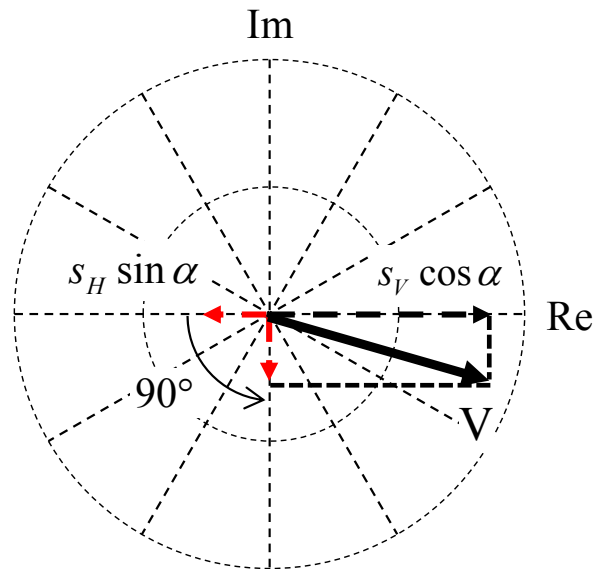


(a) アンテナ傾き角度が正のとき

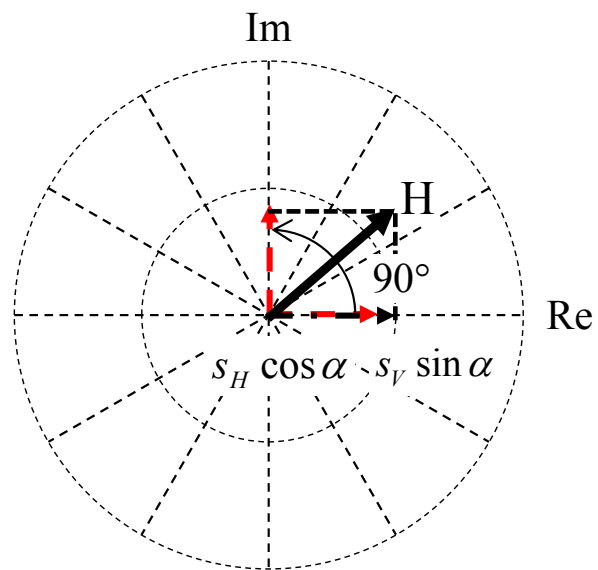


(b) アンテナ傾き角度が負のとき

図 4.5 空間領域における偏波合成メカニズム



(a) 垂直偏波成分 V



(b) 水平偏波成分 H

図 4.6 時間領域における偏波成分のフェーザー図

ステップ 4 として、エネルギー保存則を考慮した重み関数 (W_V' と W_H') を導出するため、以下の式を用いた。

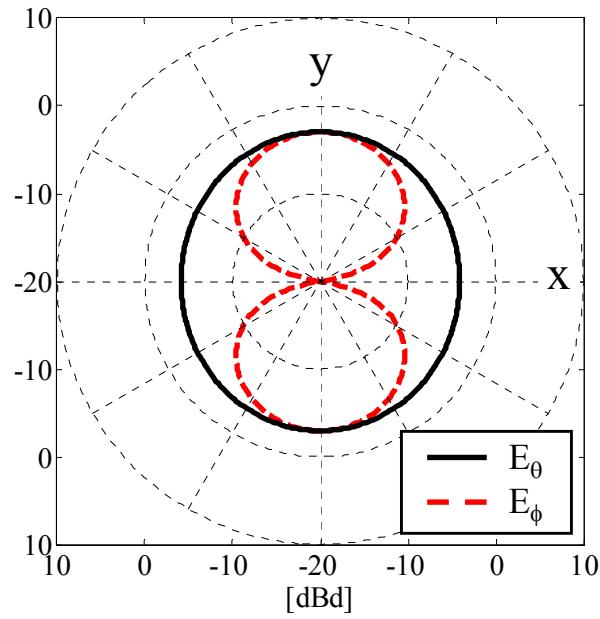
$$a_{step4} = \frac{W_V'}{\sqrt{W_V'^2 + W_H'^2}} s_V + \frac{W_H'}{\sqrt{W_V'^2 + W_H'^2}} s_H e^{j\tau} \quad (4.12)$$

ここで、位相シフト量 τ はこれまで検討した結果から $\pi/2$ である。

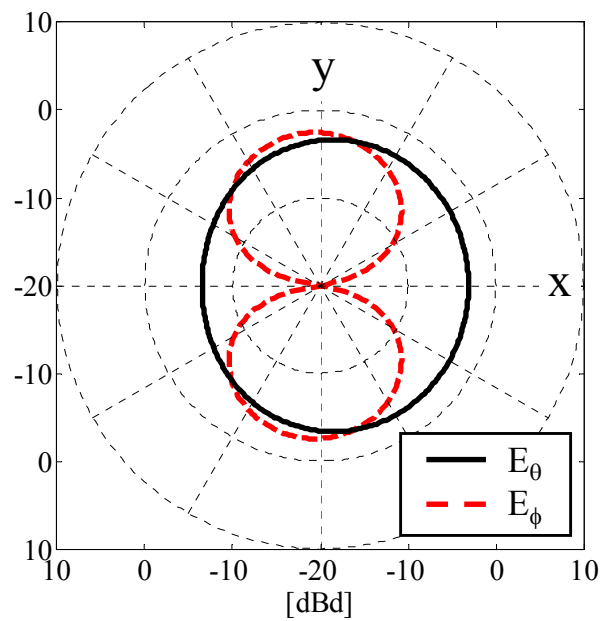
式(4.12)を用いることによって、受信あるいは送信信号に増幅や減衰の作用を施すことなく腕振りによって人為的に変化した偏波特性を考慮した信号合成を達成することができる。

上記の議論において、垂直と水平アンテナの給電点間の距離を 0cm とした。即ち、2本のアンテナ間の空間的な位相差はない。しかしながら、実用アンテナでは給電点間距離が生じる。2本のアンテナ給電点間の距離による影響を評価するため、提案アンテナの放射指向性をモーメント法によって解析した。図 4.7(a) と (b) は給電点間距離が 0cm と 1cm ($0.07\lambda@2\text{GHz}$) のときの提案アンテナの放射指向性である。図 4.7 からわかるように、図(b)は図(a)と比較して E_θ 成分の若干の変化が観測されるが、図(a)と(b)の放射指向性の差は小さいことがわかる。従って、垂直と水平アンテナの給電点間距離が波長に対して十分小さい場合、給電点間距離は重み関数に影響を及ぼさないことがわかった。

提案アンテナを実現させるためには、 XPR とアンテナ傾き角を測定する必要がある。アンテナ傾き角はウェアラブル端末に搭載された加速度センサーを用いることによって測定できる[96]。 XPR はアンテナ傾き角度が 0 度もしくは 90 度のときに垂直と水平アンテナの受信信号に基づいて測定できる[84]。 XPR の測定方法は付録 A に記載した。



(a) 給電点間距離が 0cm のとき



(b) 給電点間距離が 1cm のとき

図 4.7 給電点間距離を変化させたときの放射指向特性の比較 (f=2GHz)

4.3 2×2 MIMO による基礎実験

提案アンテナの妥当性を検証するため、2素子直交ダイポールアンテナに重み関数を導入して基礎実験を行った。図 4.8 に 2 本のダイポールアンテナによって構成される 2 素子偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成を示す。2 本の半波長ダイポールアンテナは y 軸上に MIMO アレーアンテナとして配置した。設計周波数は現在商用移動端末に適用されている 2GHz とした。アレーアンテナ間の距離は 2GHz の半波長にあたる 7.5cm とした。提案アンテナにおいて、垂直アンテナと水平アンテナの給電点間距離は 1cm とした。従って、各アレー素子は図 4.7(b)の放射指向性を有している。

図 4.8 のように、2 素子 MIMO アレーアンテナを y 軸を回転軸として角度を変化させた。この場合、y 軸に平行なアンテナ A_y は常に水平偏波成分を受信するので使用しない。従って、図 4.8 の測定セットアップは図 4.3(b)のブラウジング姿勢に相当する。

図 4.9 に放射指向性を測定するため電波暗室に設置した MIMO アレーアンテナの写真を示す。実験では基地局アンテナのアレー数を 2 素子として、2×2 MIMO システムを仮定した。2 素子 MIMO アンテナは設定したいアンテナ傾き角度に可変できる治具に取り付けた。

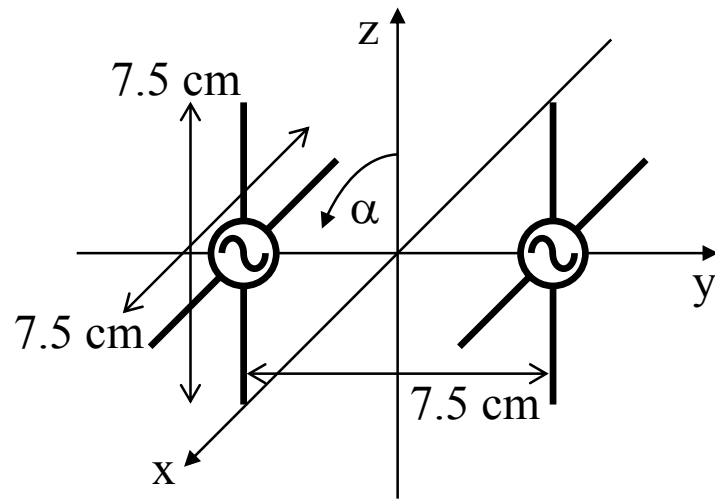


図 4.8 2 素子偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成

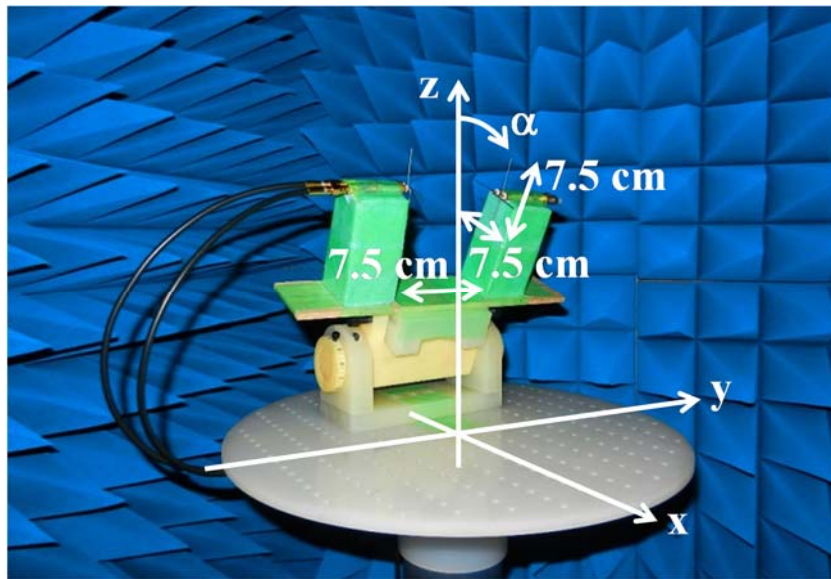


図 4.9 指向性測定セットアップ

4.3.1 放射指向性

まず、電波暗室にて、4.2章で述べた重み関数に基づく2素子偏波制御ウェアラブルMIMOアンテナの放射指向性を測定した。図4.10に測定実験における提案アンテナの構成を示す。提案アンテナは2素子の直交ダイポールアンテナ、振幅と位相を制御するためのRF制御部によって構成される。可変アッテネータ、90度移相器と電力分配器は重み関数を実現するために使われるので、図4.10において入力電力 P_{in} と出力電力 P_{out} は一致しない。従って、RF制御部での P_{in} と P_{out} 間の電力損失を補償するキャリブレーションシステムが必要である。測定方法の詳細は付録Bに記載した。

4.2章で述べた重み関数を実現するためにアッテネータを使用した。表4.1にアッテネータ値と重み関数の関係を示す。表4.1において A_V と A_H は可変アッテネータの減衰量(真値)である。ここで、 W_V' と W_H' は式(4.9)と(4.10)に基づく重み関数の値である。 A_V と A_H の比はユースシーンに応じて変化する重み関数を実現するために W_V' と W_H' の比と一致するよう調整した。

例えば、 XPR を0dB、アンテナ傾き角 α を0度とした場合、重み関数 W_V' と W_H' は同じ値の0.71となる。従って、垂直と水平アンテナに接続するアッテネータも同じ値の1.0にすればよいので、0dB即ちアッテネータを接続しないで測定を行った。一方、 XPR を10dB、アンテナ傾き角 α を30度とした場合、偏波ミスマッチが生ずる。そこで、アッテネータの値は A_V が1(0dB)、 A_H が0.57(-2.43dB)に設定した。このように設定することによって、 A_V と A_H の比は1.8となり、重み関数 W_V' と W_H' の比1.8と同じ値を実現できる。

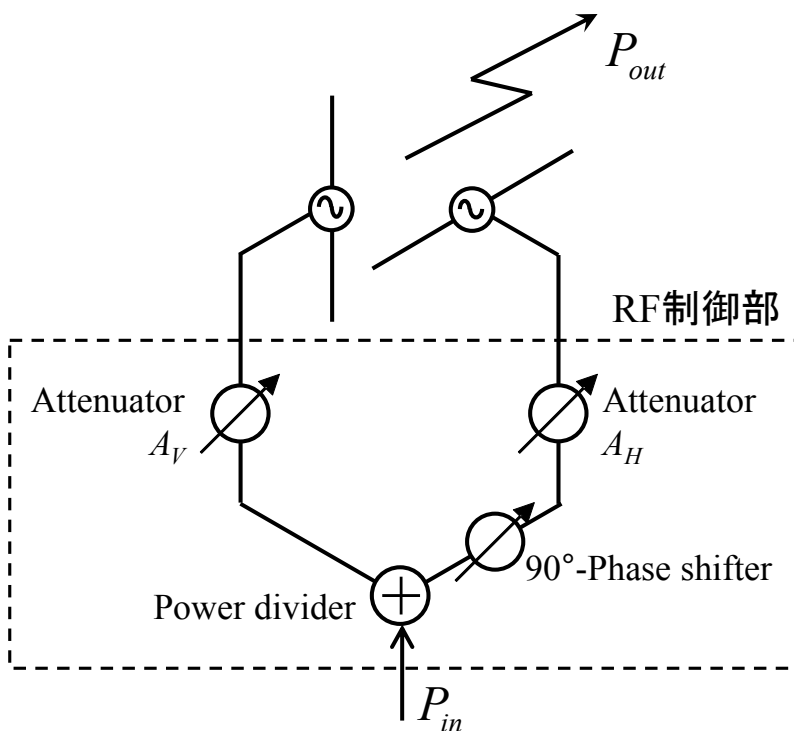
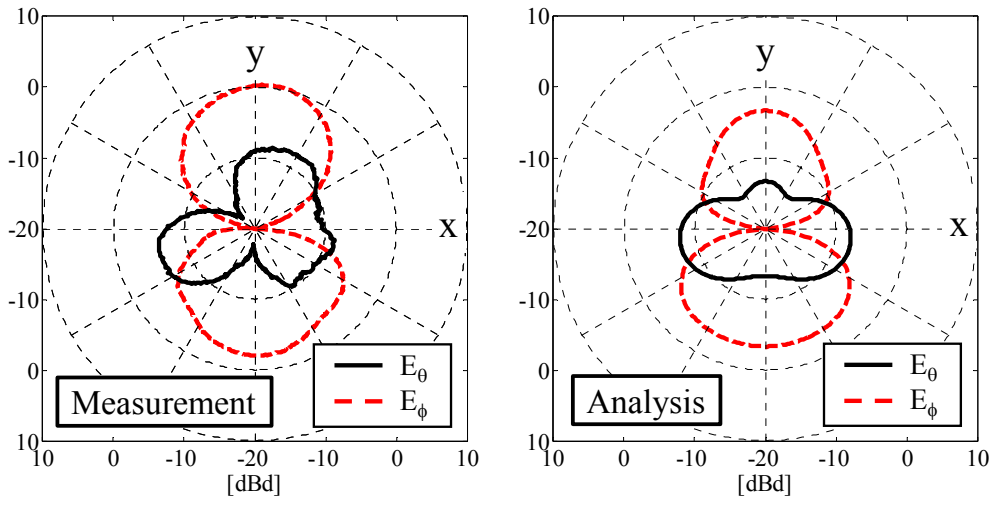


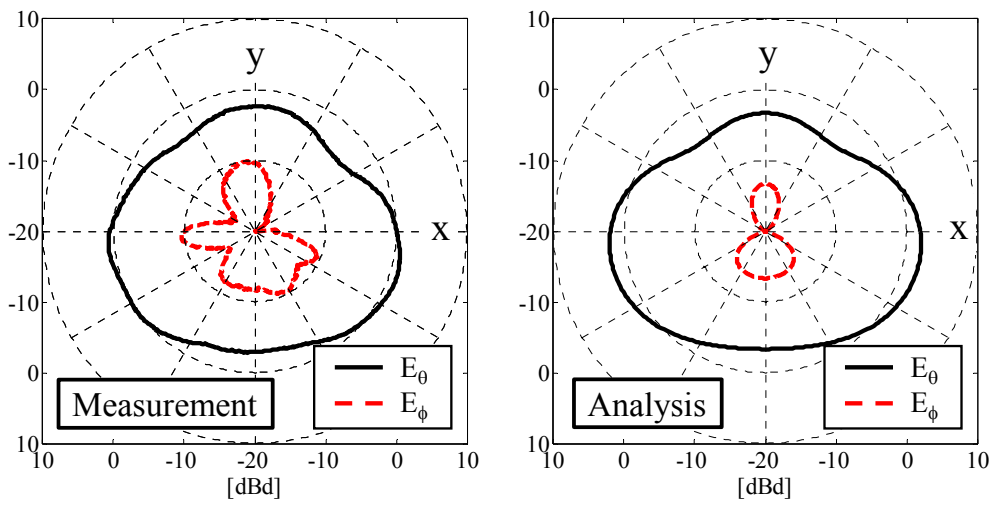
図 4.10 重み関数を実現するための実験セットアップ

表 4.1 アッテネータ値と重み関数の関係

XPR [dB]	α [deg]	A_V	A_H	$\frac{A_V}{A_H}$	W_V'	W_H'	$\left(\frac{W_V'}{W_H'}\right)^2$
-10	0	0.10	1.00	0.1	0.30	0.95	0.1
0	0	1.00	1.00	1.0	0.71	0.71	1.0
10	0	1.00	0.10	10	0.95	0.30	10
10	30	1.00	0.57	1.8	0.98	0.74	1.8
10	90	0.10	1.00	0.1	0.30	0.95	0.1

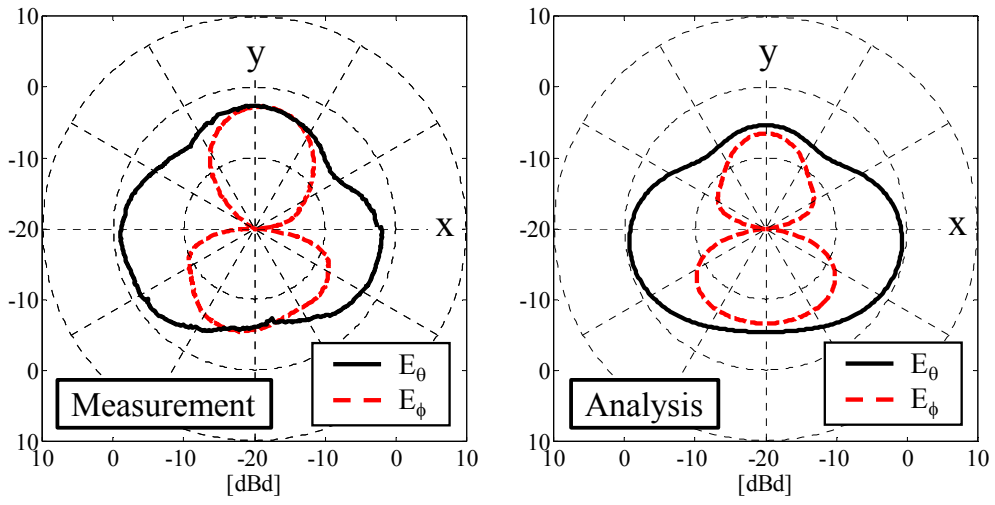


(a) $XPR = -10\text{dB}$, $\alpha = 0$ 度

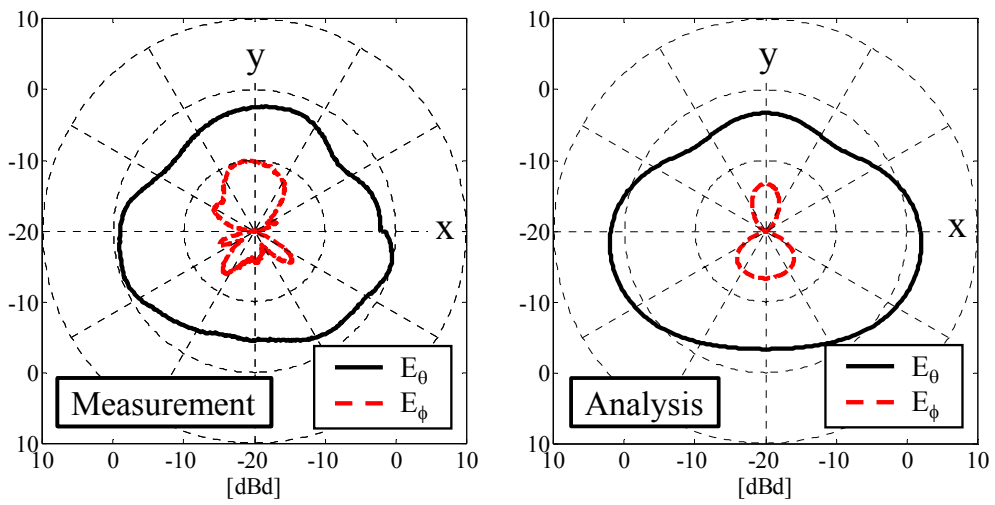


(b) $XPR = 10\text{dB}$, $\alpha = 0$ 度

図 4.11 提案アンテナの放射指向特性の測定結果と解析結果 ($f=2\text{GHz}$)



(c) $XPR=10\text{dB}$, $\alpha=30$ 度



(d) $XPR=10\text{dB}$, $\alpha=90$ 度

図 4.11 提案アンテナの放射指向特性の測定結果と解析結果 ($f=2\text{GHz}$)

図 4.11 に xy 面における提案アンテナの放射指向特性の測定結果と解析結果を示す。測定実験において、アッテネータの挿入損失を考慮したキャリブレーションを行った（付録 B 参照）。提案アンテナの放射指向性の解析はモーメント法によって行った。図 4.11(a)と(b)は、アンテナ傾き角を 0 度に固定し、重み関数のパラメータである XPR を -10dB と 10dB に設定したときの結果である。図 4.11(b)と(c)および(d)は、 XPR を 10dB に固定して、アンテナ傾き角をそれぞれ 0 度、30 度および 90 度に設定したときの結果である。図中の黒色実線は E_θ 成分、赤色破線は E_ϕ 成分を示す。

図 4.11 より、提案アンテナの測定結果は解析結果とよく一致していることがわかる。さらに、提案アンテナの放射指向特性は重み関数によって変化していることがわかる。従って、最適な受信信号を得るために支配的な到来波偏波を抽出することに成功した。

以下に XPR とアンテナ傾き角による指向性の変化を詳細に説明する。図 4.11(a)と(b)からわかるように、アンテナ傾き角を 0 度に固定した場合、 XPR が -10dB から 10dB に変化することで放射指向特性の垂直偏波成分が大きくなり、水平偏波成分が小さくなっていることがわかる。このように重み関数は XPR の変化に応じて正常に機能していることがわかる。

XPR が 10dB に固定されている図 4.11(b)と(c)を比較したとき、アンテナ傾き角が 30 度の図(c)は水平偏波成分の指向性が大きくなっている。しかしながら、放射指向性の垂直偏波成分は水平偏波成分と比較して大きいことがわかる。従って、放射指向特性は XPR が 10dB の伝搬環境において良好な特性を保っていることがわかる。

アンテナがさらに傾いて 90 度となった図 4.11(d)において、図 4.11(b)と同様に放射指向特性の垂直偏波成分は大きいことがわかる。このように、提案アンテナは XPR とアンテナ傾き角に応じて適切な放射指向性となっていることがわかる。

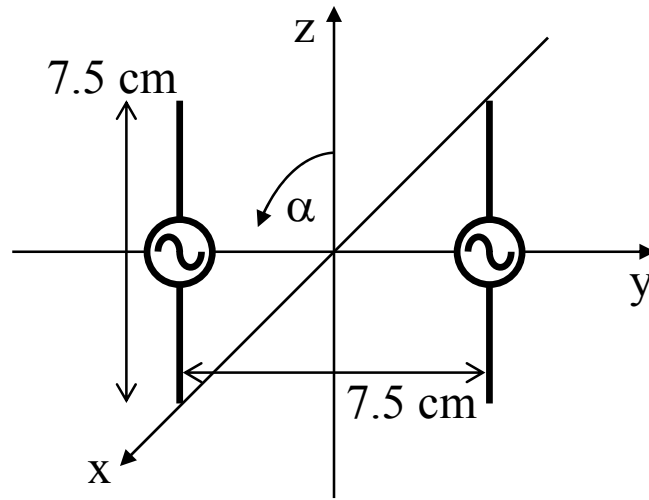
図 4.11 より、水平偏波成分の測定結果が解析結果と比較して大きいことがわかる。この理由は、実験において位相シフト量が 90 度となっていないことが原因であると考えられる。図 4.6 からわかるように、放射指向特性は位相シフト量に応じて大きく変化することがわかる。従って、位相シフト量が 90 度より小さい場合、水平偏波成分は大きくなる。

4.3.2 2×2 MIMO 伝送容量測定実験

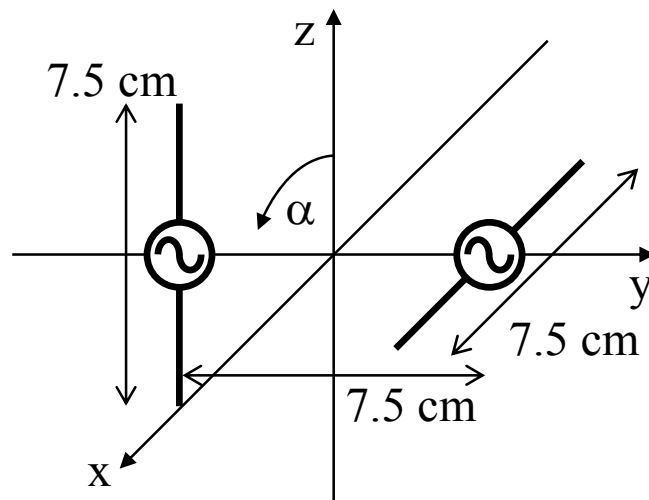
図 4.9 に示した偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを用いて MIMO-OTA (Over-The-Air) 装置によって 2×2 MIMO 伝送容量測定実験を行った。MIMO-OTA 装置については 6 章で述べる。図 4.12 に提案アンテナと比較を行った 2 素子 MIMO アンテナの構成を示す。図 4.12(a)は 2 素子垂直-垂直配置ダイポールアンテナであり、図 4.12(b)は 2 素子垂直-水平配置ダイポールアンテナである。

MIMO-OTA 測定に用いた空間フェージングエミュレータを図 4.13 に示す。図 4.9 に示した 2 素子 MIMO アンテナを空間フェージングエミュレータの中心に配置した。フェージングエミュレータは直径 2.4m の円周上に等間隔に 7 つの散乱体ユニットを有しており、フェージングエミュレータの周囲には電波吸収体を配置した。図 4.13(b) は 1 組の散乱体ユニットである。交差偏波を生成するため直交する半波長ダイポールアンテナで構成されている。垂直偏波送受信アンテナとしてスリーブダイポールアンテナを、水平偏波送受信アンテナとしてシュペルトップダイポールアンテナを用いた (6 章の図 6.4 参照)。図 4.13(c)は散乱体から放射する信号を制御する回路である。制御回路は 14 個の移相器モジュールとアッテネータで構成され、設定したい XPR を再現するための垂直偏波 (上段) と水平偏波 (下段) の 2 つのグループに分けられている。この MIMO-OTA 装置を用い、異なる使用環境 (XPR とアンテナ傾き角 α) における 2×2 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの伝送容量を測定した。

放射指向性の測定時と同様に、RF 制御部における P_{in} と P_{out} 間で生じる電力損失を考慮するためにキャリブレーションが必要である。測定法の詳細は付録 B に記載した。



(a) 垂直-垂直配置

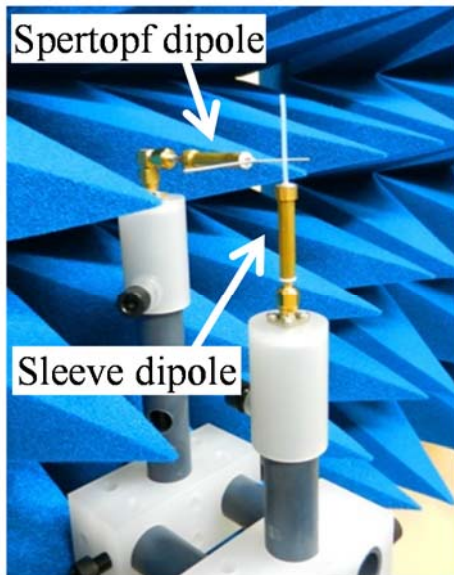


(b) 垂直-水平配置

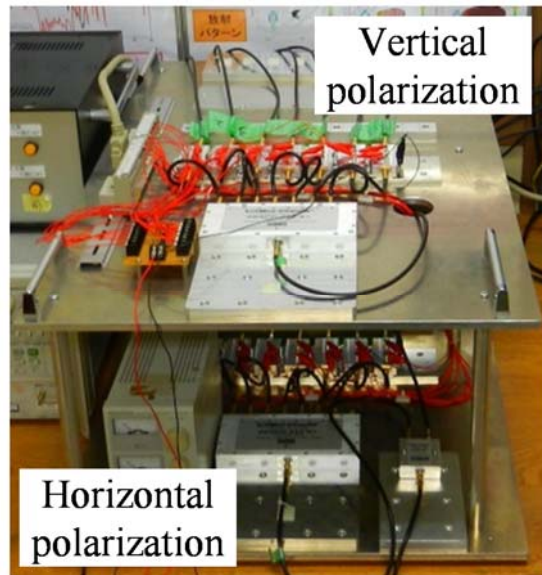
図 4.12 比較に用いたダイポールアレーアンテナの構成



(a) 空間フェージングエミュレータ



(b) 散乱体



(c) 制御回路

図 4.13 MIMO-OTA 評価装置

アンテナ傾き角を 0 度に固定し XPR を変化させたときの 2×2 MIMO 伝送容量の測定結果を図 4.14 に示す。MIMO アンテナに到来する電波は水平面において一様分布とした。到来波の SNR (Signal-to-Noise Ratio) は 30dB として解析を行った。ここで、 SNR は等方性アンテナを移動させたときの平均受信レベルを基準としてノイズ量を計算することによって設定した。図 4.14 において、●印は提案アンテナ、▼印は等分配アンテナ ($W_V' = W_H' = 1/\sqrt{2}$)、■印は図 4.12(b)に示した垂直-水平配置ダイポールアンテナ、▲印は図 4.12(a)に示した垂直-垂直配置ダイポールアンテナの測定結果である。4 種類のアンテナの解析結果はモンテカルロシミュレーションによって計算した[97]。黒色実線が提案アンテナ、青色鎖線が等分配アンテナ、ピンク色点線が垂直-水平配置ダイポールアンテナ、赤色破線が垂直-垂直配置ダイポールアンテナの結果である。

図 4.14 より、提案アンテナを用いると、 XPR の変化に関わらず高い伝送容量が得られることがわかる。この理由は異なる伝搬環境においても高い放射利得が得られるように重み関数が機能しているからである。

等分配アンテナは提案アンテナより低い伝送容量であった。その理由は、このアンテナは垂直偏波と水平偏波の利得が等しいからである。垂直-水平配置ダイポールアンテナの場合、それぞれのアンテナが垂直と水平の一方の偏波しか受信できないので、 XPR が -20dB と 20dB のときにいずれか一方のみのアンテナとして機能するので、伝送容量が減少する。同様に XPR が -20dB のとき、垂直-垂直配置ダイポールアンテナの伝送容量は水平偏波を受信できないので劣化する。

対象とした $XPR = -20\text{dB}$ から 20dB の全ての伝搬環境において、測定結果は解析結果と一致し、安定した伝送容量を得ることに成功した。しかし、垂直-垂直配置アンテナにおいて XPR が -20dB のとき測定結果と解析結果に差が生じた。この理由は測定に用いた半波長ダイポールアンテナの交差偏波識別度 (XPD: Cross Polarization Discrimination) が 15dB 程度であるからである (6 章の図 6.7(a)参照)。

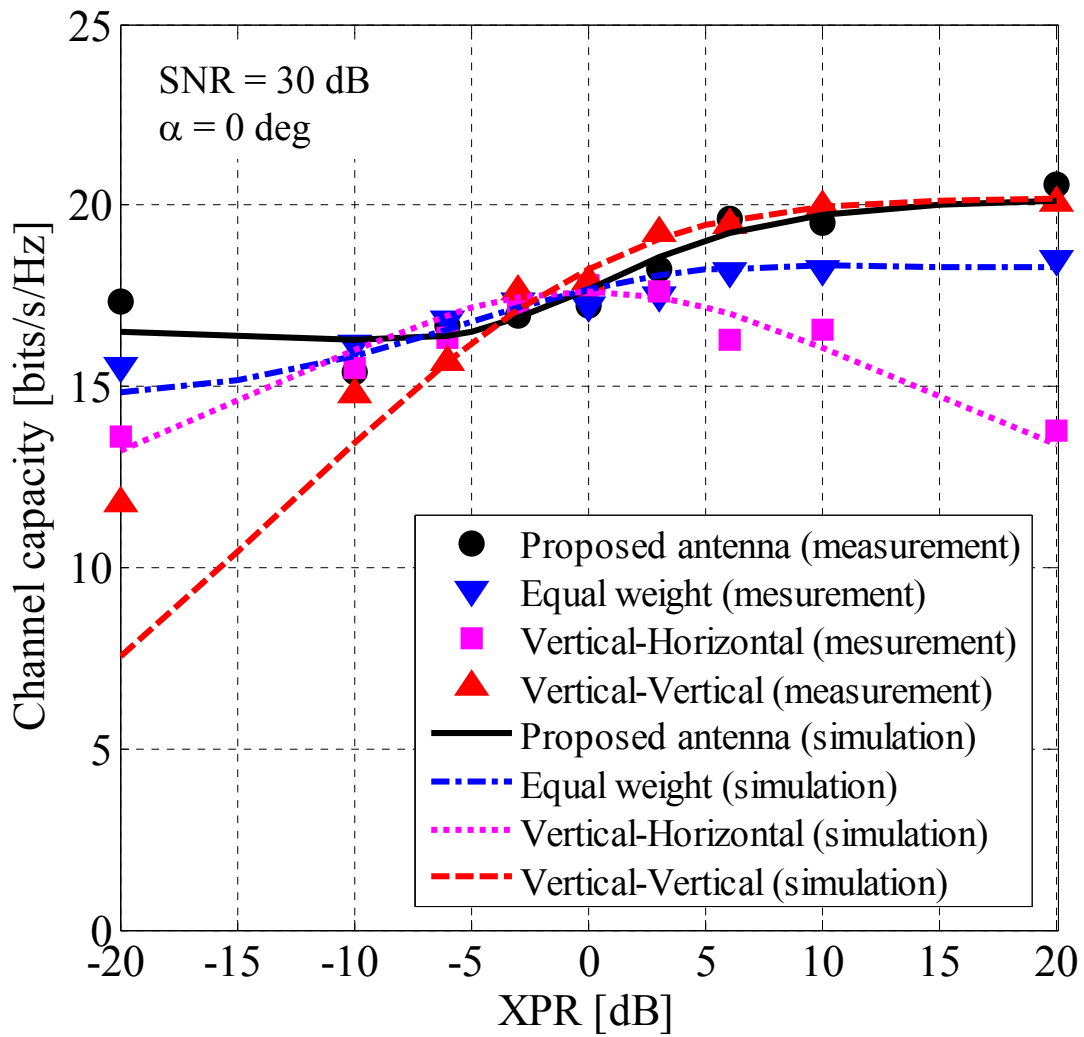


図 4.14 XPR を変化させたときの伝送容量

XPR を 10dB に固定し、アンテナ傾き角を変化させたときの 2×2 MIMO 伝送容量の実験結果を図 4.15 に示す。到来波の SNR は 30dB として解析を行った。図 4.15 における記号と線種は図 4.14 と同じである。

図 4.15 は、アンテナ傾き角が変化したとき、提案アンテナを用いることによって高い伝送容量が実現できることを示している。従って、重み関数はアンテナ傾き角に応じて適切に機能していることがわかる。

一方、等分配アンテナの伝送容量は提案アンテナと比較して、アンテナ傾き角が 0 度と 90 度のときに劣化することがわかる。これは、等分配アンテナは等振幅の垂直偏波と水平偏波成分を合成することによって受信信号を得ているからである。さらに、垂直—水平配置アンテナの場合、アンテナ傾き角が 0 度と 90 度のときに大きく劣化することがわかる。これは、それぞれのアンテナが一方の偏波成分しか受信できないためである。垂直—垂直配置アンテナの場合、アンテナ傾き角が 30 度における伝送容量が提案アンテナより大きいことがわかる。この理由は、提案アンテナの放射指向性は不要な水平偏波成分を有しているためである（図 4.11(c)参照）。垂直—垂直配置アンテナの場合、アンテナ傾き角が 90 度のとき、大きな劣化を生じている。その理由は、垂直—垂直配置アンテナを水平配置に回転した場合、水平偏波のみを受信するので垂直偏波が大きい伝搬環境では機能しないからである。

以上の結果から、提案アンテナの伝送容量は考察した他のアンテナの伝送容量より高いことが明らかとなった。従って、提案アンテナの有効性が実証された。

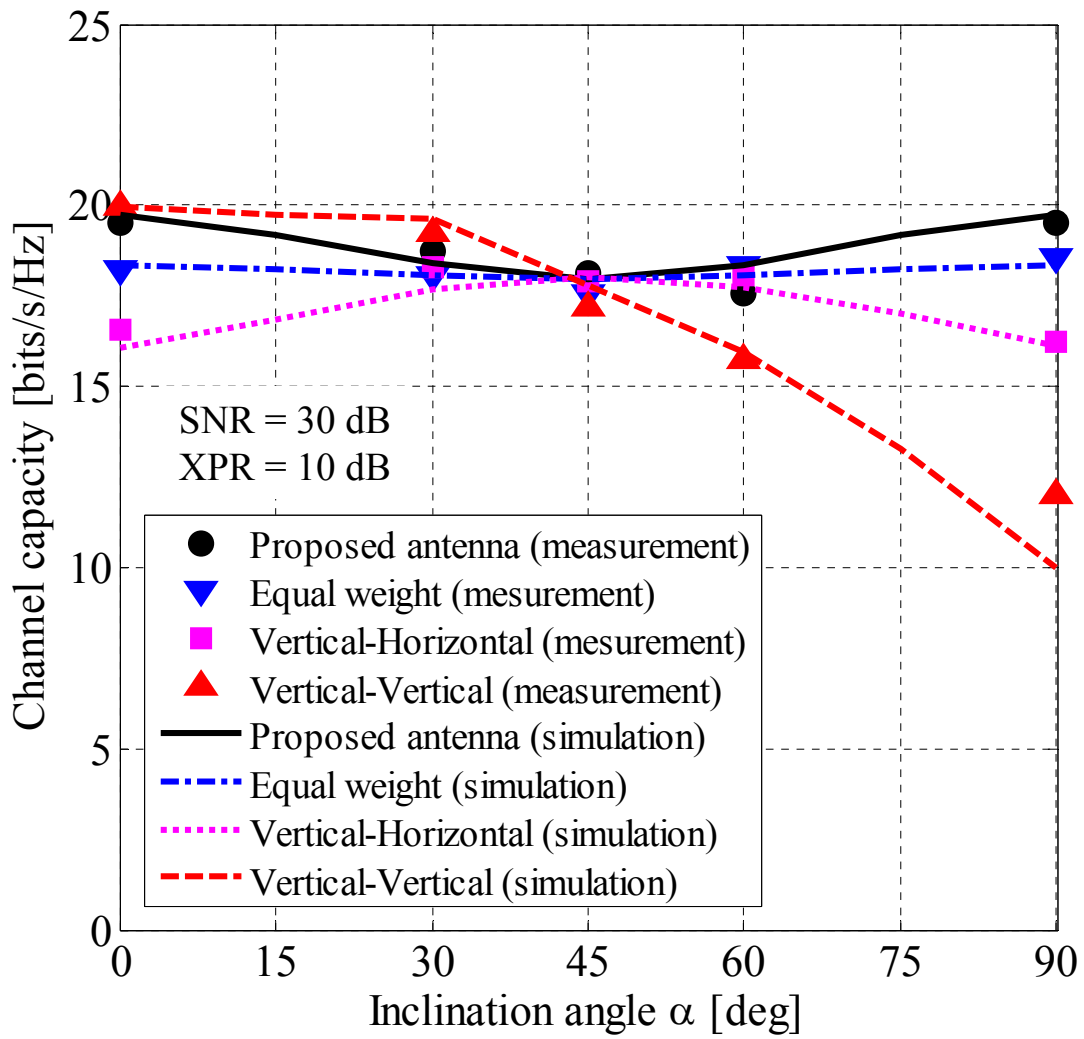


図 4.15 アンテナ傾き角 α を変化させたときの伝送容量

4.4 腕振り人体電磁ファントムを用いた検証

筆者らは従来研究[32]において、人の歩行動作を模擬できる腕振り人体電磁ファントムを開発した。人の歩行動作における提案アンテナの有効性を実証するため、歩行動作中の腕振りによるアンテナと人体の電磁相互影響を考慮することができる人体電磁ファントムを用いた基礎実験を行った。

図 4.16(a)はモーメント法によって放射指向性を解析する際に用いた解析モデルである[32]。図 4.16(a)において、 β は図 4.3(a)で定義したように左腕の角度である。即ち、アンテナの傾き角である。解析周波数は 2GHz である。解析モデルの電気特性は、2GHz における人体の筋肉の平均値であり、比誘電率は 54.2、導電率は 1.51S/m とした[65]。図 4.16(b)に提案アンテナを用いたセットアップを示す。図 4.16(c)は垂直－水平配置アンテナ、図 4.16(d)は腕時計のベルトアンテナである。ベルトアンテナは左腕の中心に対して対称に水平アンテナを搭載している。図 4.16(b), (c), (d)のように MIMO アレーを構成する 2 つのアンテナ素子は x 軸上に配置した。図 4.3(a)からわかるように、図 4.16(b)の提案アンテナにおいてスイッチ SW₁はアンテナ A_z、スイッチ SW₂はアンテナ A_xを選択する。アンテナとファントム表面との距離は 1cm に設定した[98]。

図 4.16 の解析モデルに基づき、腕振り人体電磁ファントムを用いた 2×2 MIMO 伝送容量測定実験を行った。空間フェージングエミュレータと腕振り人体電磁ファントムの写真を図 4.17 に示す。動的ファントムを人体の変わりに用いることによって高い再現性が得られる[32]。左腕の角度 β は-15 度から+40 度の範囲で変化させた。右腕は左腕と同期させて+40 度から-15 度の範囲で変化させた。この角度範囲は被験者を使った歩行動作の統計解析によって得られた統計データの値である(3.2 章参照)。図 4.17 のように人体ファントムの周囲には 7 つの散乱体(図 4.13(b))が設置されている。散乱体によって生成される到来波は水平面において一様分布とした。到来波の SNR は 30dB として解析を行った。

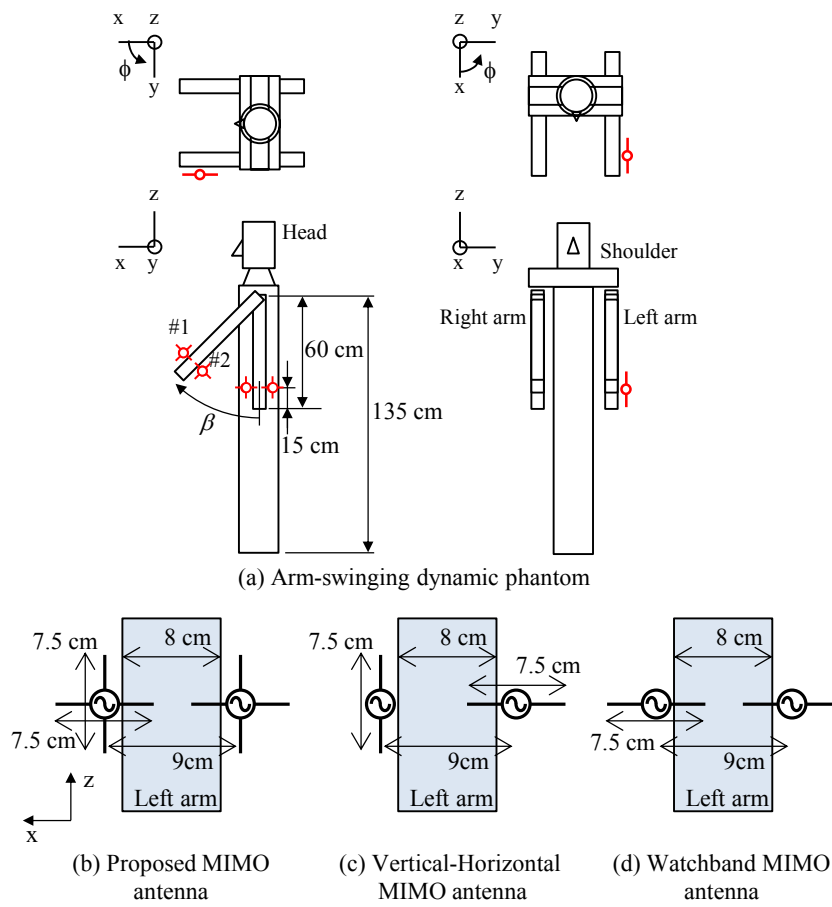


図 4.16 腕振り人体電磁ファントムを用いた解析モデル

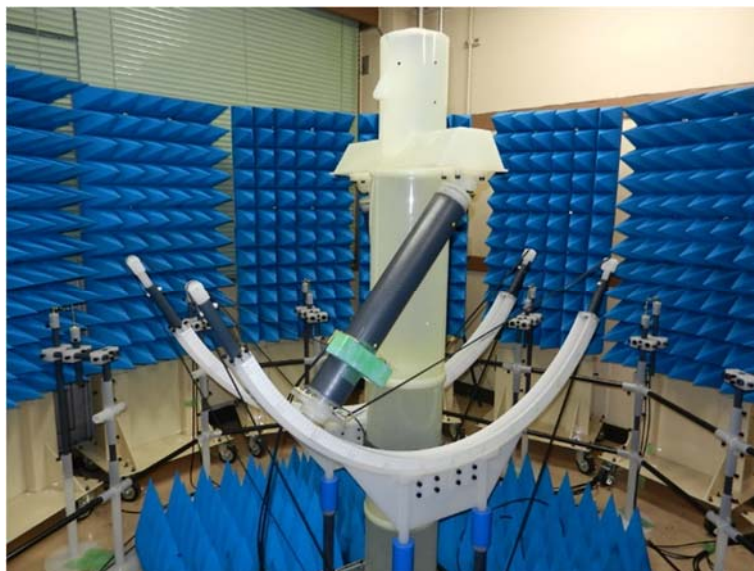


図 4.17 空間フェージングエミュレータと腕振り人体電磁ファントム

XPR を 10dB に固定し、腕振り人体電磁ファントムの左腕の角度を変化させたときの 2×2 MIMO 伝送容量の実験結果を図 4.18 に示す。図 4.18 において、記号と線種は図 4.14 と同じである。ただし、▲印と赤色破線は図 4.16(d)に示したベルトアンテナ（水平－水平配置）の実験結果と解析結果である。

図 4.18 より、最適な重み関数を適用した提案アンテナを用いたとき、アンテナ傾き角の変化に関わらず高く安定した伝送容量が観測できる。等分配アンテナの伝送容量は-15 度から+40 度の左腕の角度範囲においては提案アンテナより小さくことがわかる。その理由は、等分配アンテナは垂直と水平偏波成分を常に等しく合成しているため、アンテナ傾き角に応じてそれぞれの偏波成分を最適に合成することができていないからである。垂直－水平アンテナとベルトアンテナを用いた場合、大きな劣化が観測できる。その理由は、図 4.15 と同様に、交差偏波成分に対する受信能力がないからである。

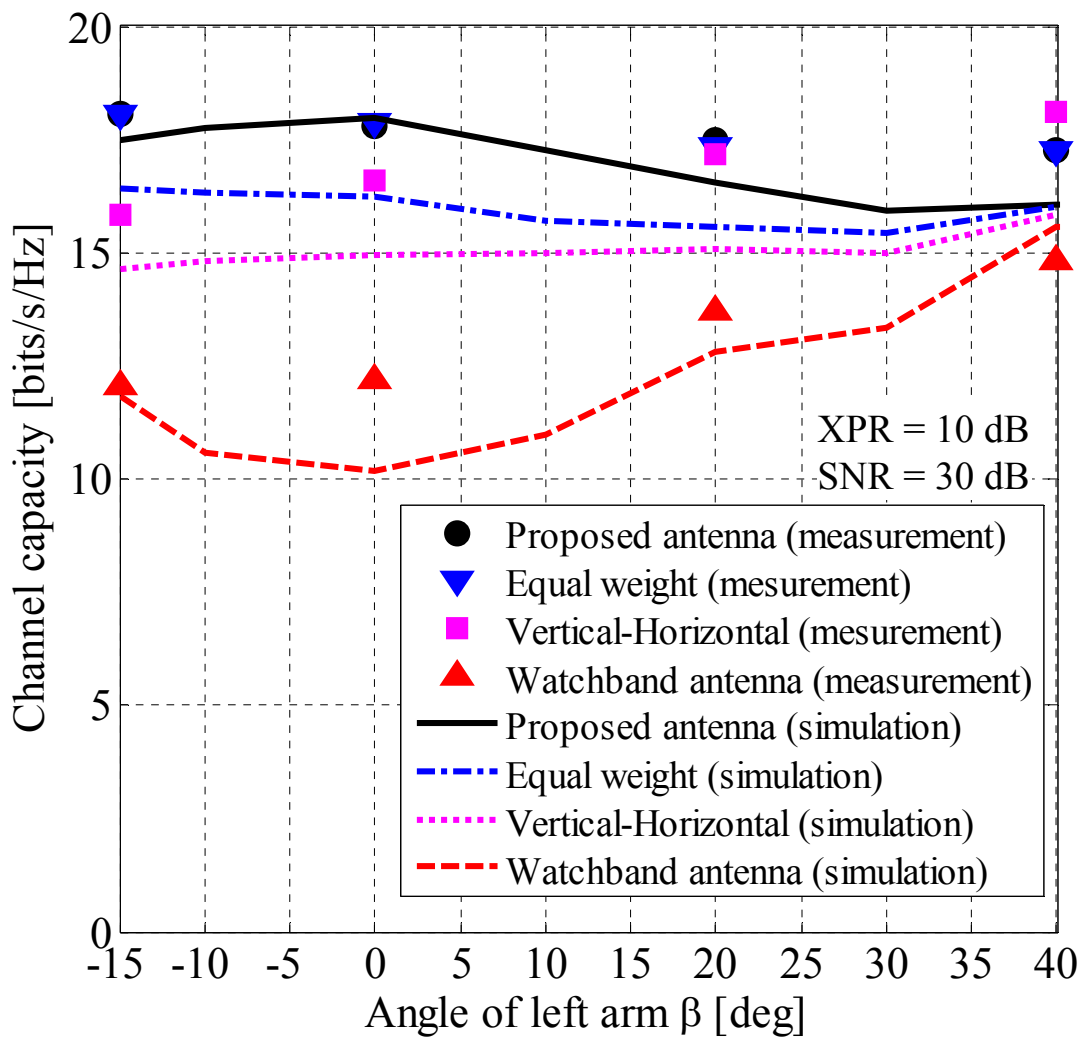


図 4.18 左腕の変化に対する MIMO 伝送容量特性

4.5 4×4 MIMO 伝送容量測定実験

偏波制御 MIMO アレーアンテナを用いた高速通信について検証するため、4×4 MIMO 伝送容量の測定実験を行った[89]。製作した 4 素子偏波制御 MIMO アレーアンテナを図 4.19 に示す。スイッチで選択された直交する 2 本のアンテナは半波長ダイポールアンテナを用いて製作した。アレー間隔は 7.5cm とし、4 素子を正方形配置とした。なお、スイッチで選択されなかったアンテナ (A_y) は実装されていない。

測定周波数は現在 2GHz 帯において携帯電話に用いられている上り回線と下り回線の中心周波数である 1.95GHz と 2.14GHz とした。散乱体からの到来波は一様分布とした。移動距離は 50 波長であり、1 波長あたりに 100 ポイントの測定を行った。 XPR は 10dB、アンテナ傾き角 α は 0 度、 SNR は 30dB とした。

図 4.20 と 4.21 に上り回線と下り回線における素子 1 のチャンネル応答と CDF (Cumulative Distribution Function) 特性を示す。図 4.20(a)と図 4.21(a)より基地局 1~4 に乱数によって生成した初期位相を与えることによって、4 つのチャンネル応答がランダムに変動していることがわかる。図 4.20(b)と図 4.21(b)より上り回線と下り回線とも各チャンネル応答の CDF 特性はレイリー理論値と一致していることがわかる。図には示さないが、他の素子 2~4 のチャンネル応答についてもそれぞれのチャンネル応答はランダムに変動すること、チャンネル応答の CDF 特性はレイリー理論値と一致することを確認している。

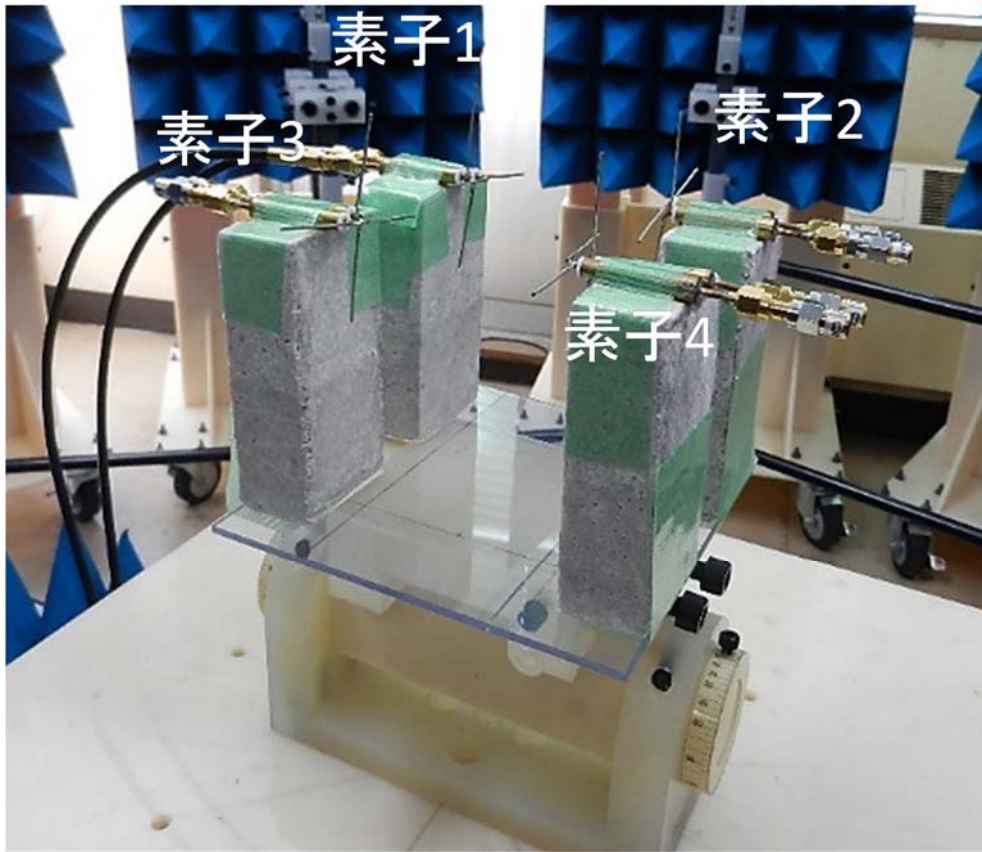
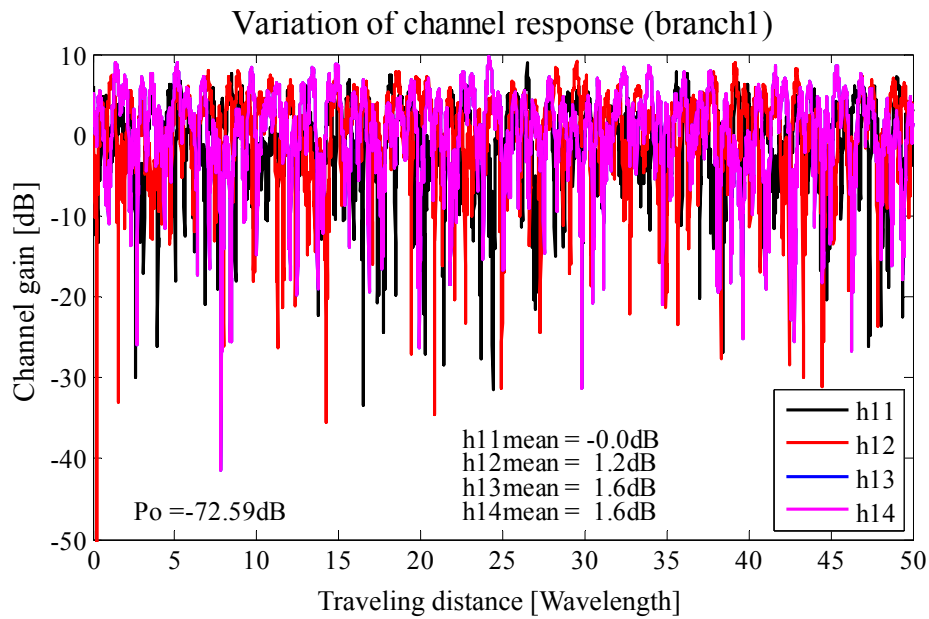
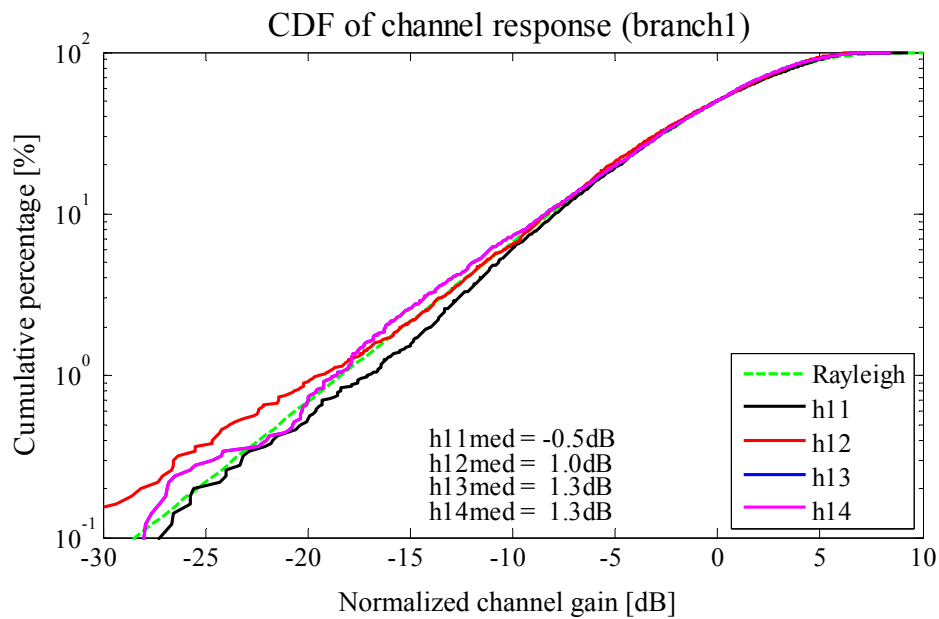


図 4.19 4 素子偏波制御 MIMO アンテナ

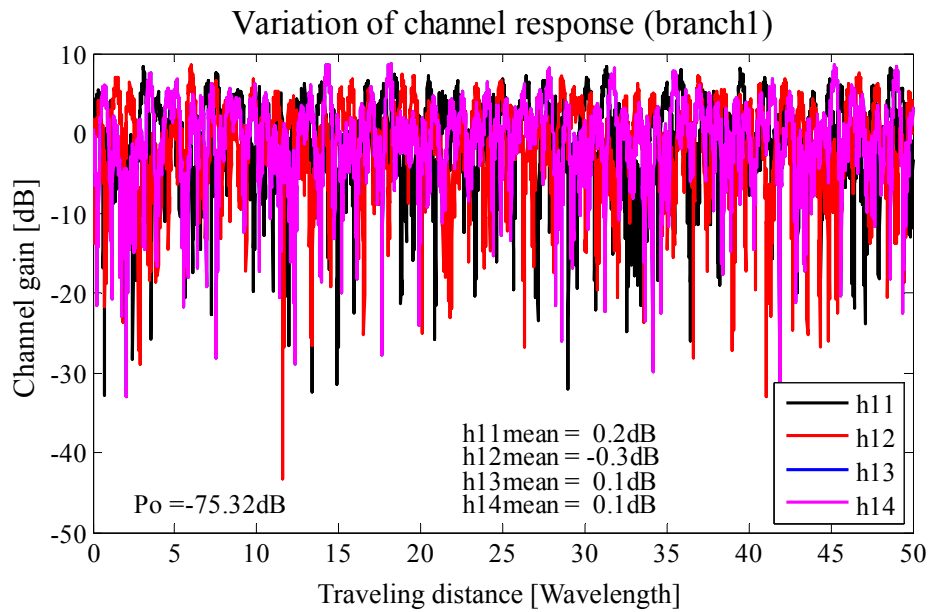


(a) チャネル応答

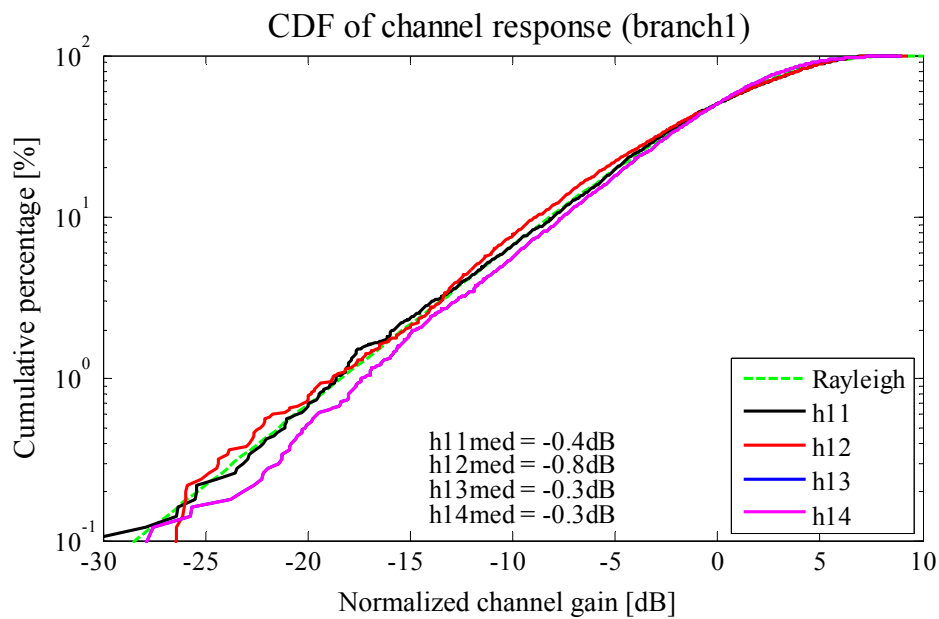


(b) チャネル応答の CDF 特性

図 4.20 上り回線における素子 1 のチャネル応答



(a) チャネル応答



(b) チャネル応答の CDF 特性

図 4.21 下り回線における素子 1 のチャネル応答

測定実験により求めたチャネル応答行列 \mathbf{H}_s の固有値のCDF特性を図4.22に示す。図中の黒線は下り回線、赤線は上り回線の特性である。

図より下り回線（黒線）と上り回線（赤線）の固有値が一致していることがわかる。また、有意な固有値が高密度に観測されている。これより、高い伝送容量が期待できることが明らかとなった。

図4.23に 4×4 MIMOの瞬時伝送容量のCDF特性を示す。図中の黒線は下り回線、赤線は上り回線の特性である。

図より下り回線の 4×4 MIMO伝送容量（黒線）が 36.3 bits/s/Hz 、上り回線（赤線）が 36.2 bits/s/Hz と一致し、かつ高い平均伝送容量が達成されていることがわかる。4本の受信アンテナにおけるSISO（Single-Input Single-Output）の平均値は 9.6 bits/s/Hz であり、 4×4 MIMO伝送容量はSISOの平均値の 3.78 倍となり 4×4 MIMOとして十分機能していることがわかる。従って、提案アンテナは高い伝送容量を下りと上りの両回線で達成しており、双方向性を有していることが実証された。

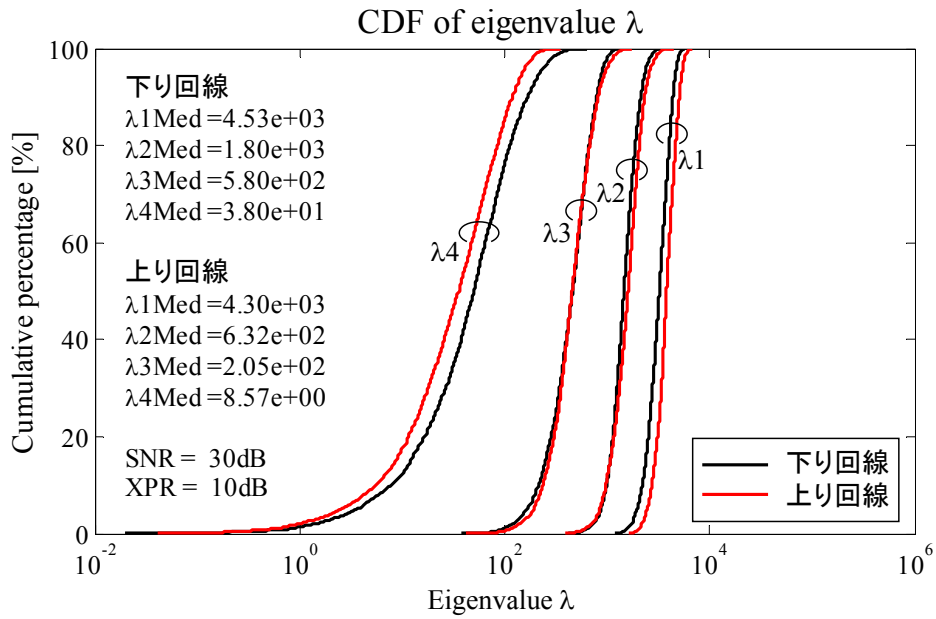


図 4.22 4×4 MIMO における固有値の CDF 特性

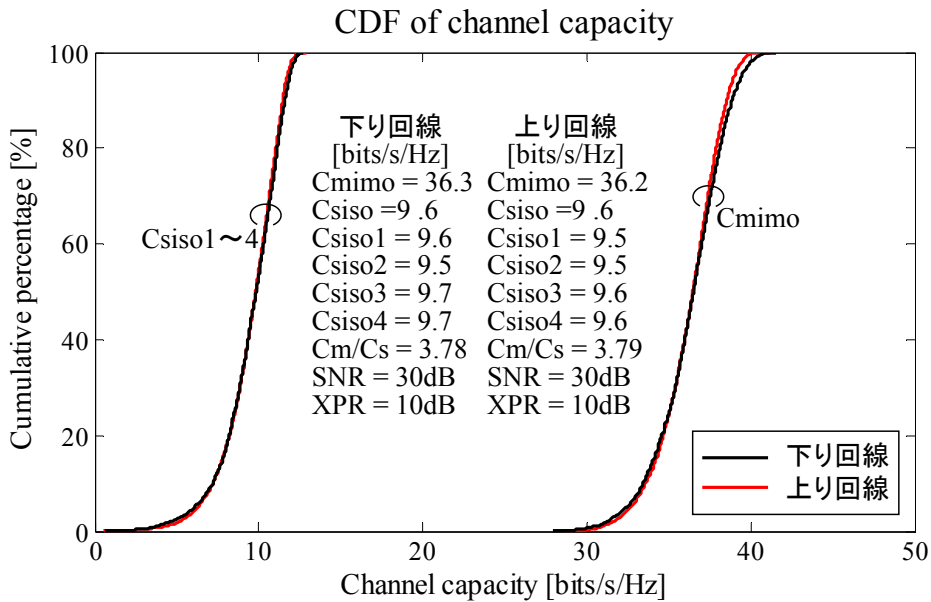
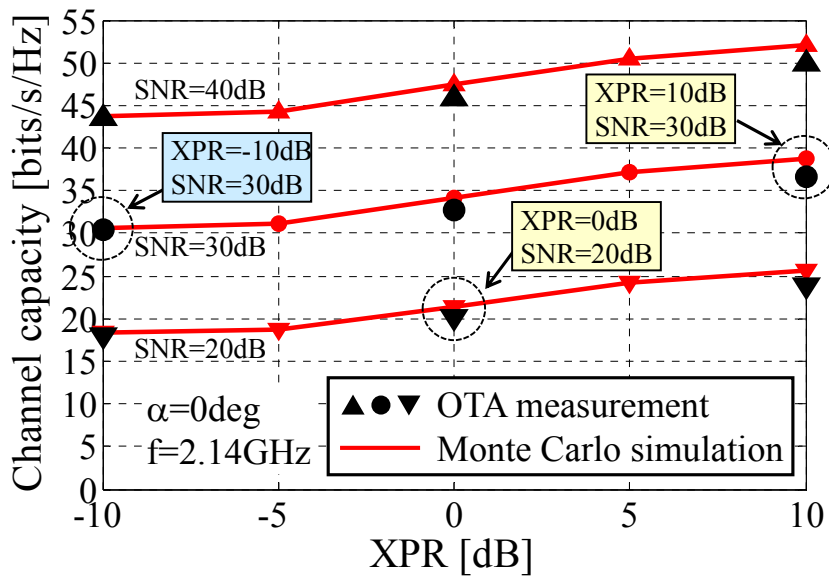


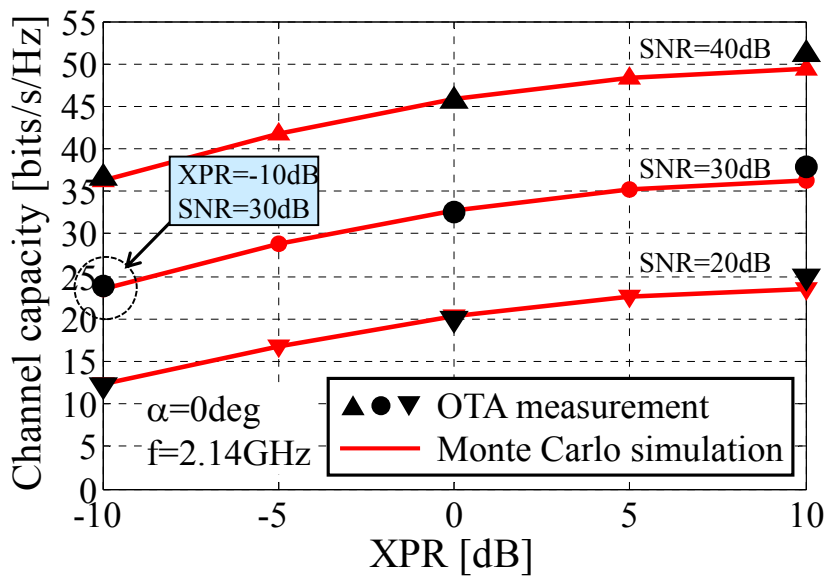
図 4.23 4×4 MIMO におけるチャンネル容量の CDF 特性

最後に、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを用い、アンテナ傾き角 α を 0 度に設定して XPR を -10dB から 10dB まで変化させたときの伝送容量測定実験の結果を図 4.24(a)に示す。図中の黒印は実験値であり、赤線はモンテカルロシミュレーションにより得られた解析値である。提案するアンテナの有効性を実証するため、比較対象として半波長垂直ダイポールアンテナを用いた伝送容量測定を行った。その結果を図 4.24(b)に示す。 SNR は 20dB , 30dB および 40dB に設定した。

図 4.24(a)より、実験結果が解析結果と一致すること、第 5 世代スモールセル内の代表値である $XPR = 10\text{dB}$, $SNR = 30\text{dB}$ において 36bits/s/Hz の伝送容量が得られるとともに、セル端の $XPR = 0\text{dB}$, $SNR = 20\text{dB}$ において 20bits/s/Hz 以上の伝送容量が得られていることがわかる。図 4.24(a)と 4.24(b)を比較すると、 $XPR = -10\text{dB}$, $SNR = 30\text{dB}$ のとき、半波長ダイポールアンテナは伝送容量が 24bits/s/Hz なのに対して、提案する偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナは 30bits/s/Hz となり、 6bits/s/Hz 改善していることがわかる。以上の結果によって、提案アンテナにより高速大容量通信が実現可能であることが実証された。



(a) 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ



(b) 半波長ダイポールアンテナ

図 4.24 4×4 MIMO 伝送容量特性

4.6 腕装着時の 8×8 MIMO 伝送容量解析

4.6.1 3次元チャネルモデル

ギガビットクラスの超高速通信を実現するためには、端末アンテナの多素子化を図る必要がある。その場合、従来の1次元配列（リニアアレー）では配列軸方向にアレーが長くなり端末に収納が困難となる。そこで、アレーを正方形あるいは長方形の2次元配列とすることが得策である。多重波伝搬チャネルモデルを用いて2次元配列MIMOアレーを解析する場合、従来の2次元周辺散乱モデルでは到来波が水平面のみ依存するので縦方向のアレー素子間の相関が1となりMIMOアレーとして動作しない。そこで従来の2次元周辺散乱モデルを3次元に拡張して解析を行った[99]。

3次元チャネルモデルを図4.25に示す。基地局および端末はそれぞれ M 素子および N 素子のアレーから構成されている。基地局と端末間は見通しが無いとする。基地局の M 個の素子から空間に放射された電波はビルや木などの地物によって反射や散乱されて端末の位置に到来し、周辺に2次波源を形成する。このような状況は周辺散乱モデル（クラークモデル）によってモデル化される。この場合、基地局の異なるアンテナ素子から出た電波は互いに異なる伝搬ルートで端末まで辿り着くと考えられるので、2次波源の初期位相も異なるものになると考えられる。即ち、基地局の M 個の素子は端末周辺の波源からなる M 組の無相関な波源群を形成するとする。このモデルによると波源群は1つのコヒーレント波と考えられるので、 M 個のコヒーレント波と端末に搭載されている N 個の素子間でMIMO伝送される。

上記したように提案する伝搬モデルでは、基地局の M 個のアンテナ素子から放射された各信号は独立で同一な（i.i.d: Independent and Identically Distributed）複素ガウス分布に従うフェージングを受けるものとしている。またクロネッカモデル[100]に従って、受信側の相関特性と送信側の相関が互いに独立であると仮定し、受信側の到来波角度スペクトルとアンテナ指向性を考慮したチャネル応答を求める。

移動通信の伝搬環境では基地局からの到来波は水平面より高い仰角方向に分布している[101]。このことから、到来波の角度スペクトルはアジマス方向に対しては一様、仰角方向に対しては図4.26に示すようにガウス分布として解析を行った。

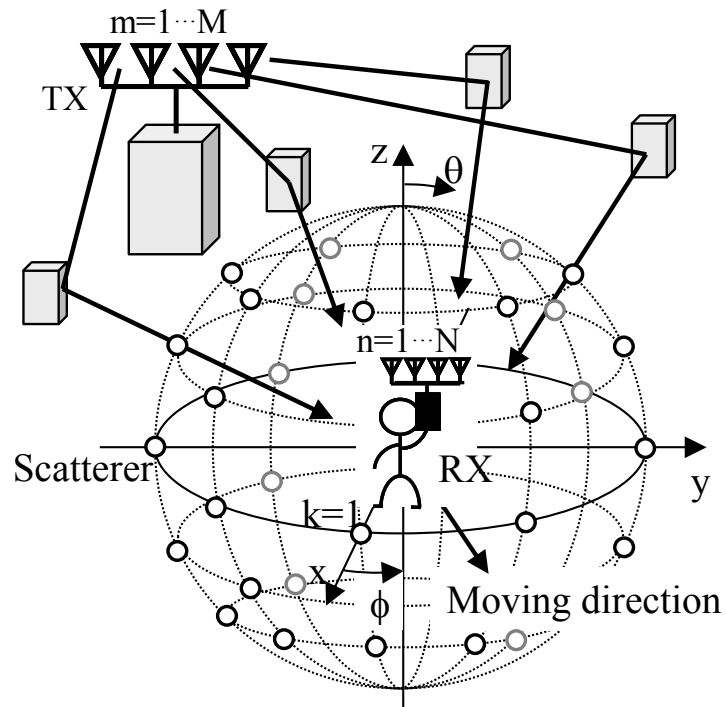


図 4.25 3次元チャネルモデル

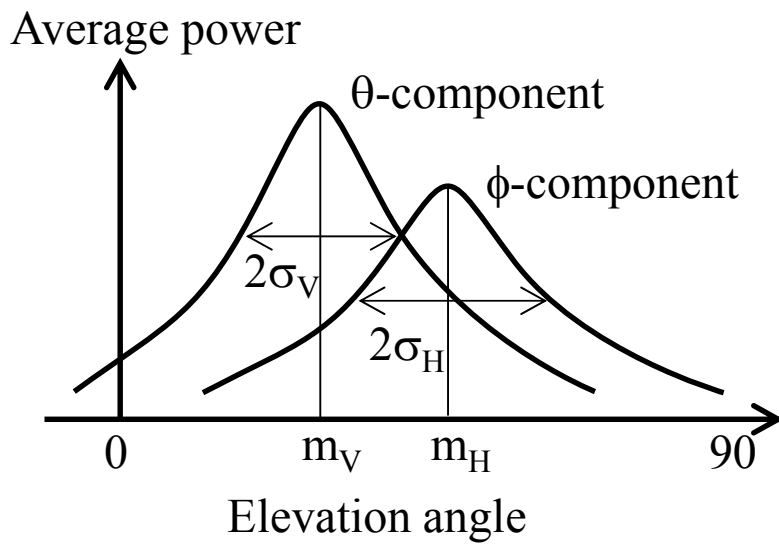


図 4.26 到来波の仰角方向モデル

4.6.2 8×8 MIMO 伝送容量解析

ギガビット通信を実現するため、図 4.27 のように偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを x 軸方向に 2 列、 z 軸方向に 4 列配列して 8 素子 MIMO アレーアンテナを構成した。アレー間隔は 9cm である。解析周波数は 2GHz である。

腕装着時の 2 つのユースシーンにおける 8×8 MIMO 伝送容量の解析を行った [88],[90],[93]。まず、図 4.28 にブラウジング姿勢時の解析結果を示す。なお、端末は図 4.3(b)に示すように地面に対して平行に設置したモデル ($\alpha=0$ 度) のみ解析を行った。比較対象として、腕装着端末のベルトにアンテナを配置したアンテナ(Ax) (以下“ベルトアンテナ”と呼ぶ) および偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの重みを XPR と α によって変化させず等分配合成したアンテナの解析結果をともに示す。なお、解析条件は表 4.2 に示すとおりであり、到来波の仰角 (m_V, m_H) は 20 度、到来波の広がり角 (σ_V, σ_H) は 20 度に設定した [63]。また、 SNR は 30dB に設定して解析を行った。

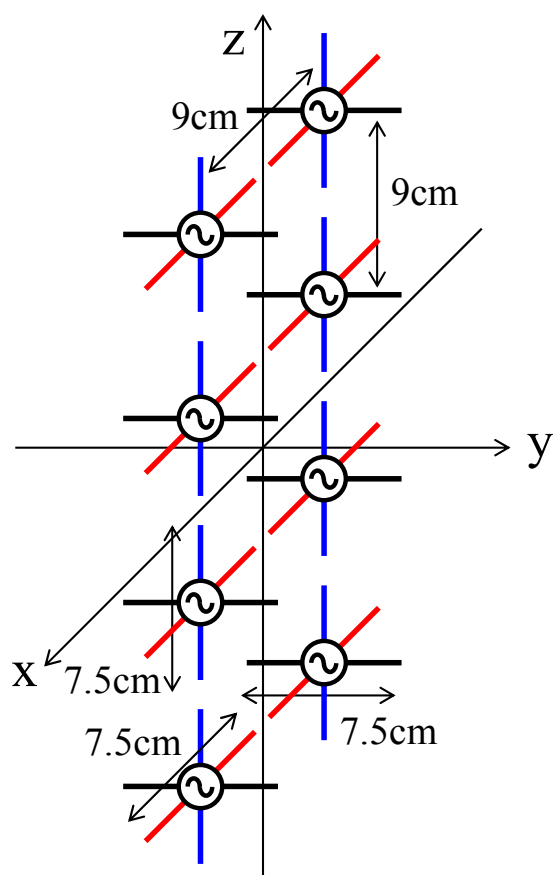


図 4.27 腕装着 8 素子アレーアンテナ

表 4.2 3次元チャネルモデルの解析条件

周波数	2 GHz	散乱体アジマス配置	30個一様
入力SNR	30 dB	散乱体仰角配置	37個一様
到来波アジマス方向	一様分布	散乱体初期位相	ランダム
到来波仰角方向	ガウス分布	端末移動距離	50λ
到来波仰角	20 deg	サンプル数	5000
到来波広がり角	20 deg	進行方向 ϕ_v	0 deg

図 4.28 はブラウジング姿勢における XPR に対する伝送容量の変化である。図のように、垂直偏波成分が強い環境 ($XPR=20\text{dB}$) において、ベルトアンテナは高い伝送容量が得られない。これはベルトアンテナが水平に配置されており、垂直偏波成分を受信できないことが原因である。等分配合成の場合、垂直および水平偏波成分の両方を受信するため、ベルトアンテナより高い伝送容量が得られることがわかる。

一方、提案する偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを用いると、伝送容量はベルトアンテナと比較して 23 bits/s/Hz の改善を示し、等分配合成アンテナと比較した場合は 7 bits/s/Hz の改善が得られることがわかる。これはベルトアンテナおよび等分配合成アンテナは伝搬環境が変化してもアンテナの放射指向特性が不変なのに対し、提案する偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナは、図 4.11 で示したように、 XPR に応じて最適な放射指向特性となることに起因している。

図 4.28 の特性から帯域幅 100MHz におけるスマートフォンやタブレット端末における伝送容量を読み取ると、 $XPR = 20\text{dB}$ においてベルトアンテナでは伝送容量は 5Gbps であるのに対して、提案アンテナを用いることによって 7.4Gbps の超高速ギガビット通信が可能であることを示している。

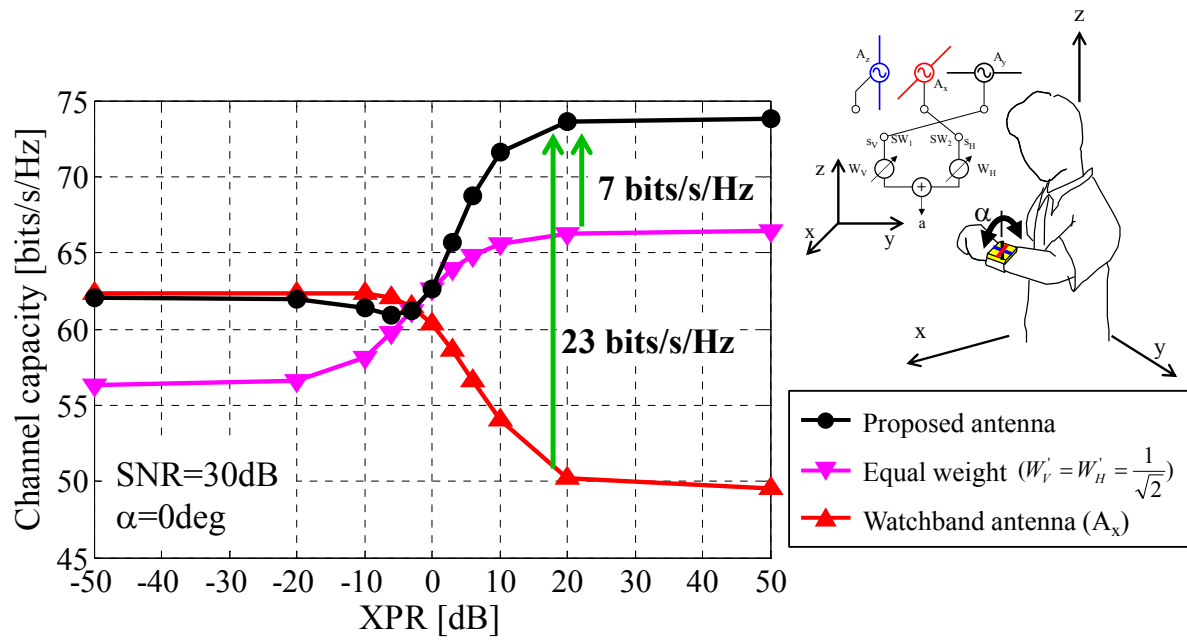


図 4.28 ブラウジング姿勢時の 8×8 MIMO 伝送容量

最後に腕振り歩行時の解析を行った。アレーアンテナの角度を -15 度から 40 度まで変化させたときの伝送容量を図 4.29 に示す。この腕振り角度範囲は 3.2 章の統計データに基づいた値である。解析条件は XPR を 20dB に設定した。

図 4.29 より、ベルトアンテナと比較して 27 bits/s/Hz の改善が観測されている。さらに等分配合成アンテナと比較した場合は 7 bits/s/Hz の改善が得られている。この原因は、ブラウジング姿勢で説明したのと同様に、提案する偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナは、図 4.11 で示したように、 XPR とアンテナの傾き角 β に応じて放射指向特性が変化するからである。さらに、提案アンテナにおいて、人体を考慮した特性は自由空間における特性と比較して 4 bits/s/Hz の劣化が見られる。この原因は 3 章で論じたように、人体のシャドウイングによる放射指向特性の劣化である。しかしながら、腕の角度が変化しても 65 bits/s/Hz 以上の伝送容量が確認できる。

図 4.29 からわかるように、自由空間において提案アンテナは、 XPR や腕の振り角 β によらず、 70 bits/s/Hz の高い伝送容量を維持している。これは帯域幅 100MHz で考えれば 7Gbps の伝送レートに相当する。このように、提案アンテナを用いることによって、腕を振りながら歩行するという使用者のダイナミックな動特性環境下においても、超高速ギガビット通信が安定に実現できることが実証された。

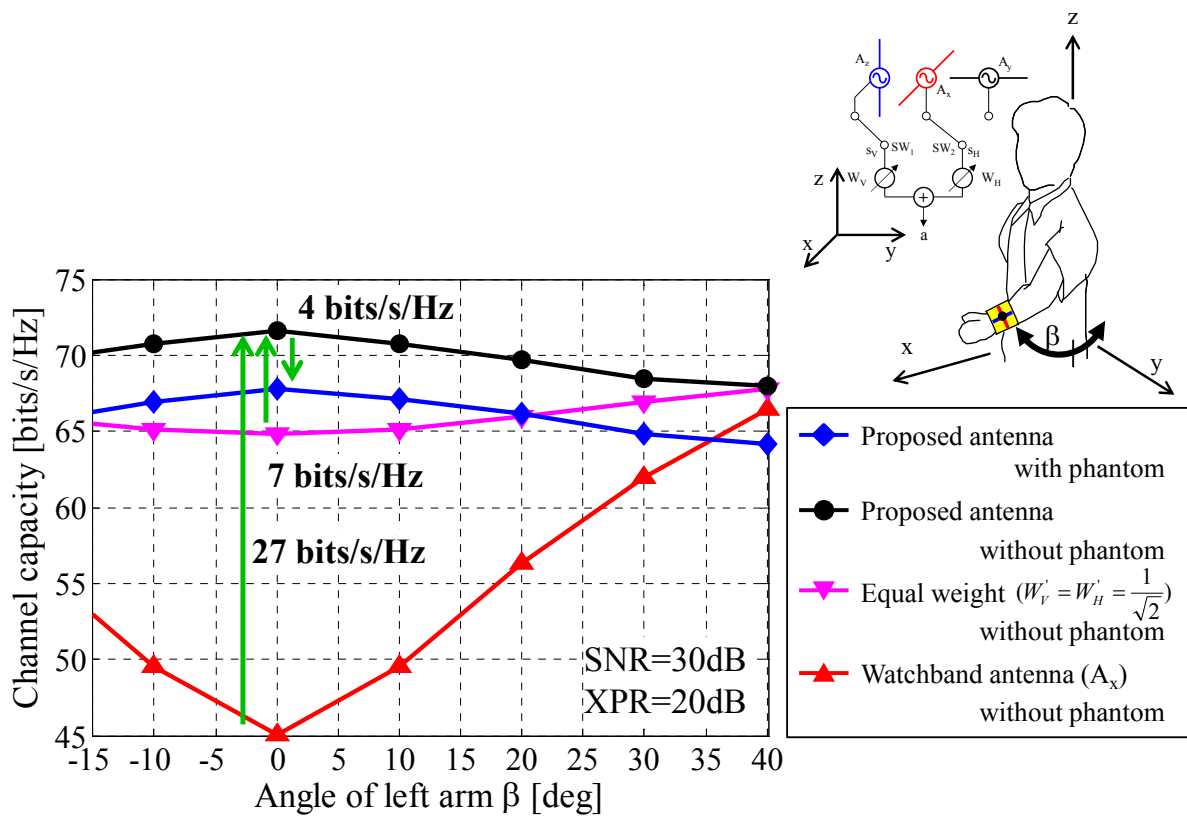


図 4.29 腕振り歩行時の 8×8 MIMO 伝送容量

4.7 位相シフト量の検討

本章では、さらなる超高速通信を目指して、選択した2本のアンテナの信号を合成する際のアンテナ間の位相シフト量について検討した[86],[91],[92]。

4.2章で説明したように、アンテナ傾き角 α が -90 度から $+90$ 度の範囲で変化したとき、受信電力の傾き角 α に対する依存性が小さくなるように式(4.12)の位相シフト量 τ を 90 度とした。しかし、タブレット端末への搭載に限定した場合、図4.30に示すようにアンテナの傾き角度は主に α が 0 度から 90 度の範囲内で使用され、 α はマイナスの値とはならない。図4.5(a)よりアンテナが傾いたとき、アンテナ素子に印可される電圧の正負を考慮すると、2本のアンテナの水平偏波成分は強め合い、垂直偏波成分は打ち消し合う。

この現象を確認するため、偏波制御アンテナの垂直アンテナと水平アンテナを個別にモーメント法により解析した。図4.31にアンテナ傾き角 α が 45 度の際の垂直アンテナと水平アンテナの振幅指向性と位相指向性の解析結果を示す。図(a)と(b)を比較すると、両アンテナにおける垂直偏波と水平偏波の振幅指向性は同じあることがわかる。しかしながら、図(c)と(d)を比較すると、いずれのアンテナにおいても E_ϕ 偏波成分は同じ位相特性を示している。一方、 E_θ 偏波成分は垂直アンテナが 60 度、水平アンテナが -120 度であり、位相差が 180 度であることがわかる。この解析結果は図4.5の空間領域における垂直／水平アンテナの傾き角と信号合成の関係に関する考察を支持しており、偏波合成メカニズムに対する考え方の妥当性を強化している。そこで、位相シフト量 τ を制御することによるMIMO伝送容量の改善方法について検討した。

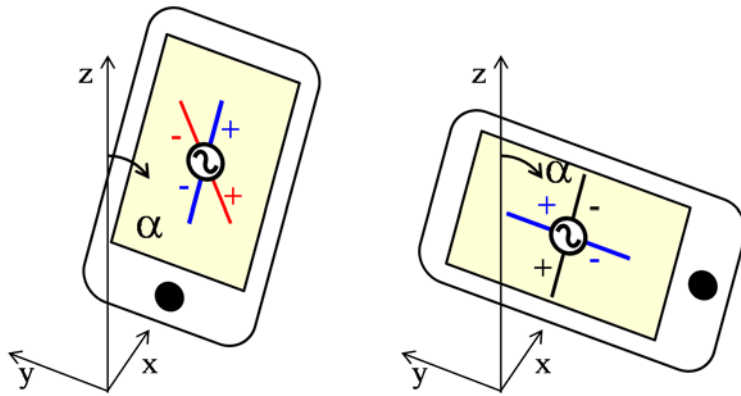
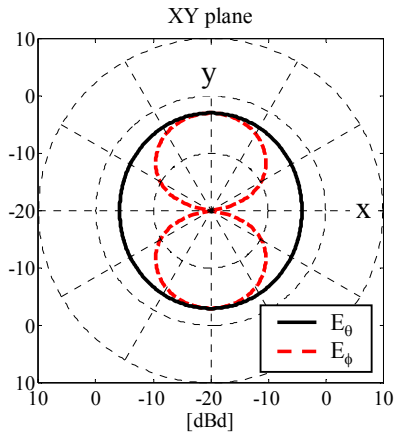
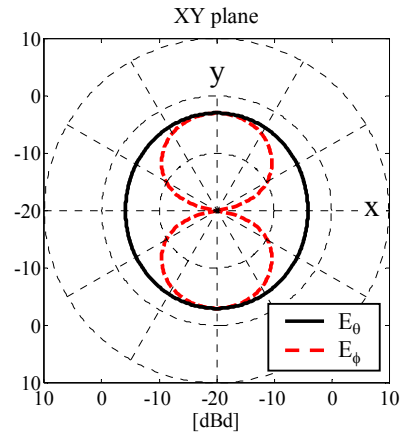


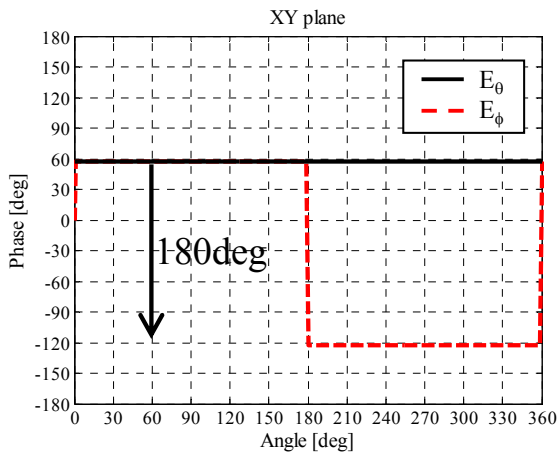
図 4.30 タブレット端末のユースシーン



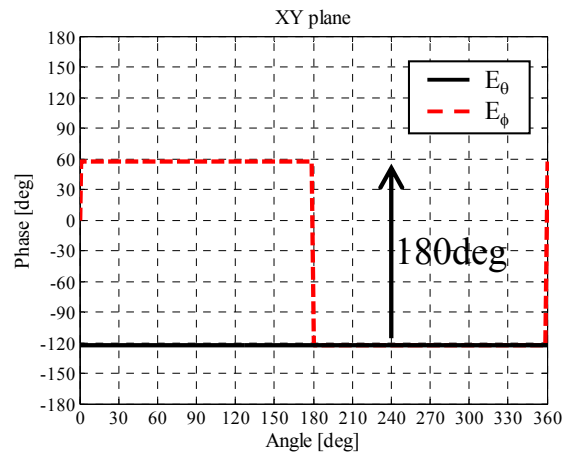
(a) 垂直アンテナの振幅指向性



(b) 水平アンテナの振幅指向性



(c) 垂直アンテナの位相指向性

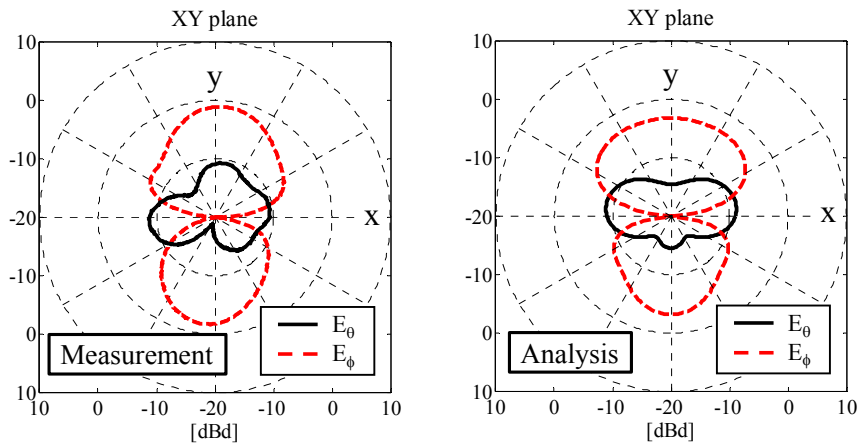


(d) 水平アンテナの位相指向性

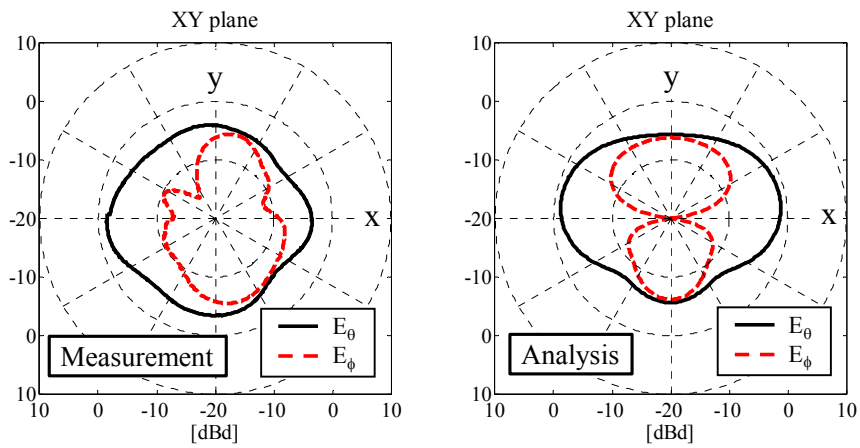
図 4.31 偏波制御アンテナの放射指向特性 ($\alpha=45\text{deg}$, $f=2\text{GHz}$)

タブレット端末のブラウジング姿勢時の平均保持角度は 55 度であることが統計解析よりわかっている [102]。XPR=10dB, $\alpha=55\text{deg}$ として重み関数を設定し、位相シフト量 τ を 0 度、90 度、180 度に変化させたときの xy 面の放射指向特性について測定実験および解析を行った。2 素子偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの構成は図 4.8 と同じである。実験および解析結果を図 4.32 に示す。図(b)の $\tau=90\text{deg}$ の場合が 4.2 章で述べた従来アンテナに相当する。図中の黒色実線は E_θ 成分、赤色破線は E_ϕ 成分である。放射指向性の解析はモーメント法を用いて行った。周波数は 2GHz である。

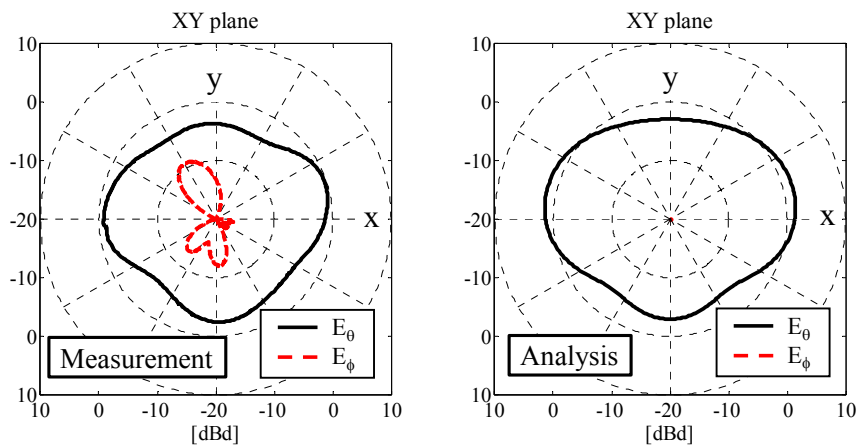
図より、実験結果と解析結果が一致していること、位相シフト量 τ を変化させることで放射指向性が変化することがわかる。アンテナ傾き角 α が 55 度であることから、垂直アンテナと水平アンテナともに垂直および水平偏波成分が大きい状態である。よって、重み関数を変化させても両偏波成分が大きい指向性となる。その状態が図(b)であり、両偏波成分が打ち消し合わずに混在している。それに対して、図(a)のように $\tau=0\text{deg}$ とした場合には E_ϕ 成分が強め合って E_θ 成分が打ち消しあう。従って、水平偏波成分が優勢な XPR がマイナスの環境において有効である。対照的に、図(c)のように $\tau=180\text{deg}$ とした場合には E_θ 成分が強め合って E_ϕ 成分が打ち消し合う。従って、垂直偏波成分が優勢な XPR がプラスの環境において有効である。



(a) $\tau=0$ 度 (新提案アンテナ)



(b) $\tau=90$ 度 (従来アンテナ)



(c) $\tau=180$ 度 (新提案アンテナ)

図 4.32 位相シフト量 τ を変化させたときの放射指向特性 ($f=2\text{GHz}$)

図 4.33 に位相シフト量 τ を変化させたときの 2×2 MIMO 伝送容量の測定結果と解析結果を示す。アンテナの傾き角 α は 55 度、XPR は 10dB、SNR は 30dB とした。図より、位相シフト量 τ を 180deg とすることによって、従来の $\tau=90\text{deg}$ より伝送容量が 1.2bits/s/Hz 向上することがわかる。それに対し、位相シフト量 τ を 0deg とすることによって、伝送容量が 2.3bits/s/Hz 劣化することがわかる。この理由は図 4.32 からわかるように、位相シフト量 $\tau=90\text{deg}$ と比較して τ を 180deg とすることによって優勢な垂直偏波成分の指向性が大きくなるので伝送容量が増加し、 τ を 0deg とすることによって垂直偏波成分の指向性が小さくなるので伝送容量が減少する。

図 4.34 に XPR を変化させたときに最大の伝送容量を得ることができる最適な位相シフト量を示す。アンテナの傾き角 α は 55 度、SNR は 30dB とした。図より、XPR が -3dB より大きいときは $\tau=180\text{deg}$ 、XPR が -3dB より小さいときは $\tau=0\text{deg}$ とすることによって最大の MIMO 伝送容量となることがわかった。以上の結果より、端末の傾き角 α と到来波 XPR に応じた位相シフト量 τ の最適設計指針が得られた。

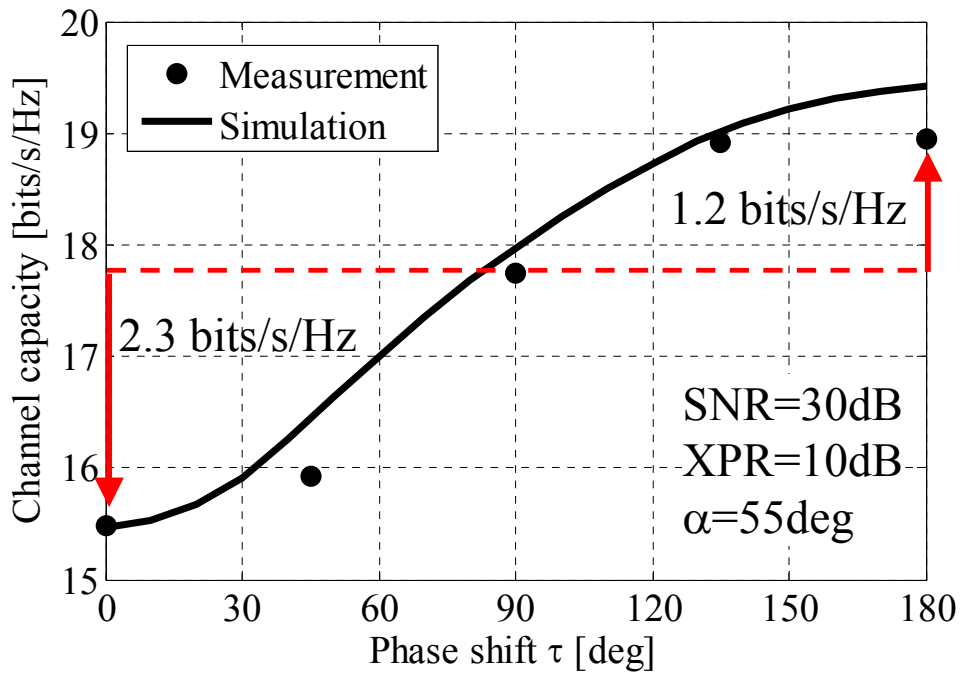


図 4.33 位相シフト量 τ を変化させたときの 2x2 MIMO 伝送容量

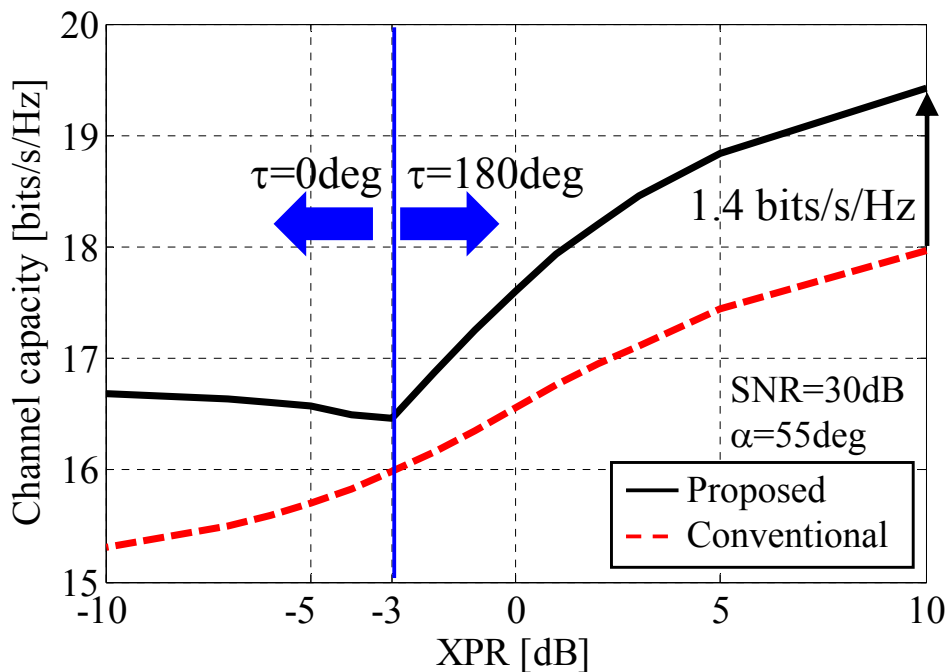


図 4.34 XPR に対する最適位相シフト量

4.8 結 言

本章では、高速ウェアラブル端末に用いる偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを提案した。重み関数は伝搬環境と人の動作に応じて変化する XPR とアンテナ傾き角をパラメータとして導出した。提案アンテナを用いて測定した放射指向特性と 2×2 MIMO 伝送容量は解析結果と一致することがわかった。さらに、腕振り人体電磁ファントムを用いて 2×2 MIMO 伝送容量測定実験を行った。提案アンテナを腕時計型端末のようなウェアラブル端末に搭載したとき、腕振り歩行動作においても高く安定した伝送容量が得られることが明らかとなった。従って、提案アンテナに用いた重み関数は有効であることが明らかとなった。

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを用いて 4×4 MIMO 伝送容量測定実験を行った。その結果、OTA 評価実験により得られた伝送容量は解析値と一致することがわかった。第 5 世代スモールセル内の代表値である $XPR=10\text{dB}$, $SNR=30\text{dB}$ において 36bits/s/Hz の伝送容量が得られるとともに、セル端の $XPR=0\text{dB}$, $SNR=20\text{dB}$ において 20bits/s/Hz 以上の伝送容量が得られることが判明した。

次に、3 次元的に電波が到来する伝搬環境を解析できる 3 次元チャネルモデルに基づくモンテカルロシミュレーションによって 8 素子 2 次元配列アレーアンテナを用いて 8×8 MIMO 伝送容量解析を行った。その結果、 XPR やアンテナの傾き角が変化しても高い伝送容量を極めて安定に維持でき、提案アンテナによって 7Gbps の超高速通信が可能であることを実証した。

最後に、位相シフト量 τ を最適化することによって伝送容量の向上を図った。その結果、アンテナ傾き角がタブレット端末の平均保持角度 55 度のとき、 XPR が -3dB 以上のときは τ を 180 度とすることによって、 XPR が -3dB 以下のときは τ を 0 度とすることによって、位相シフト量を 90 度とした場合と比較して伝送容量が向上することが明らかとなった。

第5章 多素子アンテナの逐次的自動整合方法

5.1 緒言

本章では、多素子アレーアンテナにおいて同時共役整合を実現するための逐次的自動整合方法について提案する。BAN (Body Area Network) モジュールやスマートフォンを人体付近で使用する場合、人体の電磁的影響によりアンテナインピーダンスが不整合状態となりアンテナ性能が劣化する (図 1.4 参照)。また、携帯端末には MIMO (Multiple-Input Multipule-Output) 技術が適用されており、高速通信を実現するためアンテナの多素子化が検討されている。その場合は、アンテナ素子間の距離が短くなるので、電磁結合を考慮しなければならない。文献[39]において、MIMO システムに自己インピーダンス整合 (Z11 整合) と同時共役整合 (Simultaneous Conjugate Matching : CM 整合) を適用した場合、2本のアンテナ間隔が 0.05λ のときは中心周波数から $\pm 1\%$ の範囲内では Z11 整合より CM 整合の伝送容量が高いことが報告されている。このようにアンテナ間隔がせまい場合には電磁結合が発生するので、CM 整合が有効である。

これまで、多素子アンテナにおける自動整合アルゴリズムが報告されている[37]-[41]。文献[37]において、4種類の整合方法が提案されているが、2素子アンテナに対する検討にとどまっている。文献[38]において、減結合整合給電回路の設計法が提案されているが、4素子の場合にはアンテナ素子や配置に対称性が求められる。これらの手法は同時共役整合を満足するために非線形方程式を解く必要がある。その際、自己インピーダンスと相互インピーダンスの値を知る必要がある。これらの課題を克服するため、逐次的にインピーダンス整合を達成するアルゴリズムの開発に着手した。

本章では、多素子アンテナにおいて同時共役整合を実現する逐次的自動整合方法を提案し、多素子アレーアンテナを用いて提案手法の有効性を検証する[103]-[106]。

5.2 逐次的自動整合方法

5.2.1 提案アルゴリズム

図 5.1 に整合回路を含んだ多素子アレーアンテナの構成を示す。図 5.1 において、 Z_{Lk} と Z_{ink} ($k=1\sim N$) はそれぞれ k 番目の素子における負荷側とアンテナ側を見た場合の複素インピーダンスである。提案手法の目的は、それぞれのアンテナにおいて共役整合 $Z_{Lk}=Z_{ink}^*$ を実現することである。ここで、*は複素共役を示す。素子数が 2 の場合における提案アルゴリズムの手順を以下に示す。

1. 素子#1 のアンテナ側を見た複素インピーダンス Z_{in1} を求める (素子 2 の負荷側を見た複素インピーダンス Z_{L2} は 50Ω とする)。
2. 共役整合 $Z_{L1}=Z_{in1}^*$ を実現するように整合回路 1 (MC₁) を設計する。
3. 素子#2 のアンテナ側を見た複素インピーダンス Z_{in2} を求める。
4. 共役整合 $Z_{L2}=Z_{in2}^*$ を実現するように整合回路 2 (MC₂) を設計する。
5. ステップ 1 に戻り素子#1 のアンテナ側を見た複素インピーダンス Z_{in1} を求める。

ステップ 1 からステップ 5 までを $|Z_{Lk} - Z_{ink}^*| < \varepsilon$ (ε : 目標とする残差) となるまで繰り返し実行する。上記では素子数 N が 2 の場合について説明したが、提案アルゴリズムは任意の素子数に適用可能である。例えば、素子数 N が 3 のときは、上記の手順のステップ 4 と 5 の間に以下のステップを追加することによって実行できる。

- ・ 素子#3 のアンテナ側を見た複素インピーダンス Z_{in3} を求める。
- ・ 共役整合 $Z_{L3}=Z_{in3}^*$ を実現するように整合回路 3 (MC₃) を設計する。

さらに素子数 N が 4 のときは、さらに以下のステップを追加することによって自動整合が実現できる。

- ・ 素子#4 のアンテナ側を見た複素インピーダンス Z_{in4} を求める。
- ・ 共役整合 $Z_{L4}=Z_{in4}^*$ を実現するように整合回路 4 (MC₄) を設計する。

上記のように素子数に応じて手順を順次追加することによって、 N 素子の全てのアンテナに対してアレーアンテナの構造に関係なく同時共役整合の状態が実現できる。

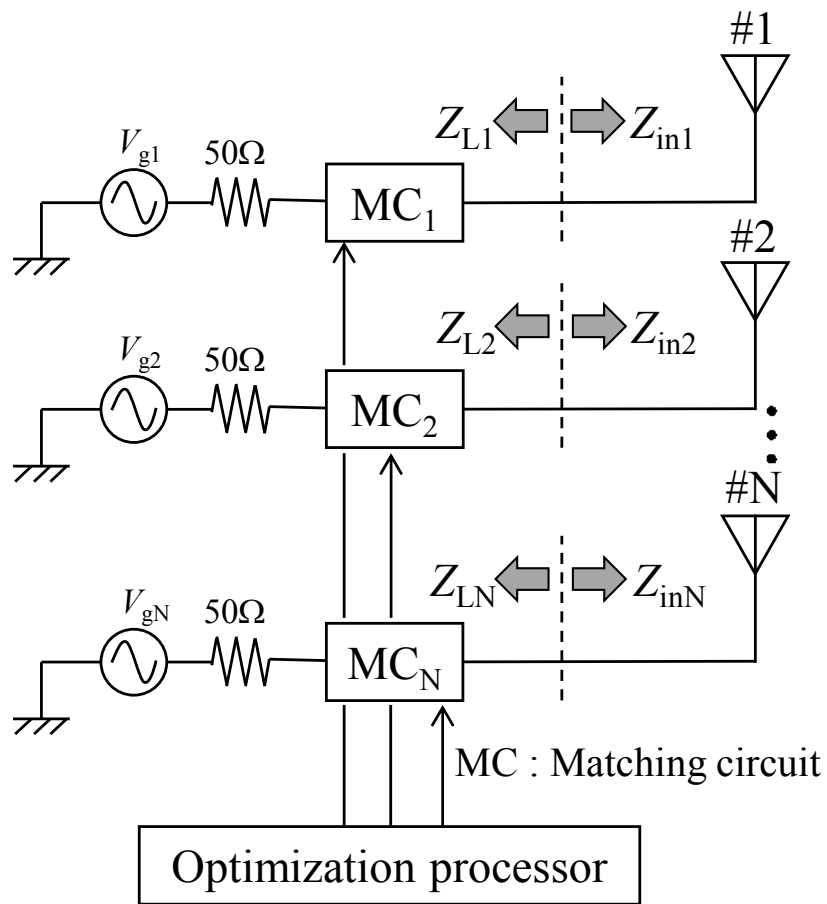


図 5.1 N 素子アレーアンテナの構成

5.2.2 実用端末への実装回路

提案アルゴリズムを実現するため、端末に搭載する回路構成を明らかにする。図 5.2 に素子#1 に対する自動整合システムの構成を示す。図 5.2 に記載の MC_1 は整合回路である。図 5.2 に示した整合回路は典型的な例であり、アンテナのタイプに応じて整合回路の構成は変更する必要がある。共役整合を達成するためには、図 5.1 に示した複素インピーダンス Z_{Lk} と Z_{ink} ($k=1\sim N$) が必要である。図 5.2 において、複素インピーダンスは 2 つの方向性結合器と 1 つのスイッチを用いることで 3 つの端子 (A_1 、 B_1 、 C_1) の信号を抽出することによって知ることができる。

整合回路 MC_1 と素子#1 の間にある基準面(a)における電圧反射係数 Γ_{in1} は式(5.1)で計算できる。

$$\Gamma_{in1} = \frac{V_{1Ar}}{V_{1At}} \quad (5.1)$$

ここで、電圧 V_{1At} はスイッチ SW_1 で S_A を選択したときに電圧源 V_{g1A} から整合回路 MC_1 に供給される入射電圧であり、端子 C_1 で測定できる。電圧 V_{1Ar} はスイッチ SW_1 で S_A を選択したときに素子#1 から整合回路 MC_1 に向かって進行する反射電圧であり、端子 A_1 で測定できる。そのとき、複素インピーダンス Z_{in1} は式(5.2)より計算できる。

$$Z_{in1} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in1}}{1 - \Gamma_{in1}} \quad (5.2)$$

ここで、 Z_0 は 50Ω である。

一方、図 5.2 に示した基準面(a)'での電圧反射係数 Γ_{L1}' は、式(5.3)で計算できる。

$$\Gamma_{L1}' = \frac{V_{1Br}}{V_{1Bt}} \quad (5.3)$$

ここで、電圧 V_{1Bt} はスイッチ SW_1 で S_B を選択し、電圧源 V_{g1A} を $0V$ としたときに電圧源 V_{g1B} から整合回路 MC_1 に供給される入射電圧であり、端子 A_1 で測定できる。電圧 V_{1Br} はスイッチ SW_1 で S_B を選択し、電圧源 V_{g1A} を $0V$ としたときに整合回路 MC_1 から電圧源 V_{g1B} に向かって進行する反射電圧であり、端子 B_1 で測定できる。共役整合を達成するため、図 5.2 の基準面(a)での反射係数 Γ_{L1} は式(5.3)によって求めた電圧

反射係数 Γ_{L1}' を使って式(5.4)のように計算できる。

$$\Gamma_{L1} = \Gamma_{L1}' e^{-j2\theta_c} \quad (5.4)$$

ここで、 θ_c は図 5.2 の基準面(a)と(a)'間の方向性結合器の位相シフト量である。なお、方向性結合器の挿入損失は無視できるほど小さいと仮定した。そのとき、複素インピーダンス Z_{L1} は式(5.5)を使って計算できる。

$$Z_{L1} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{L1}}{1 - \Gamma_{L1}} \quad (5.5)$$

基準面(a)が短絡時に電圧反射係数 Γ_{in1} が-1 になるように調整し、基準面(a)'が短絡時に電圧反射係数 Γ_{L1}' が-1 になるように調整することで提案回路のキャリブレーションを実行できる。図 5.2 に示した回路構成と上述した測定手順により、5.2.1 章に示した提案アルゴリズムは実現できる。

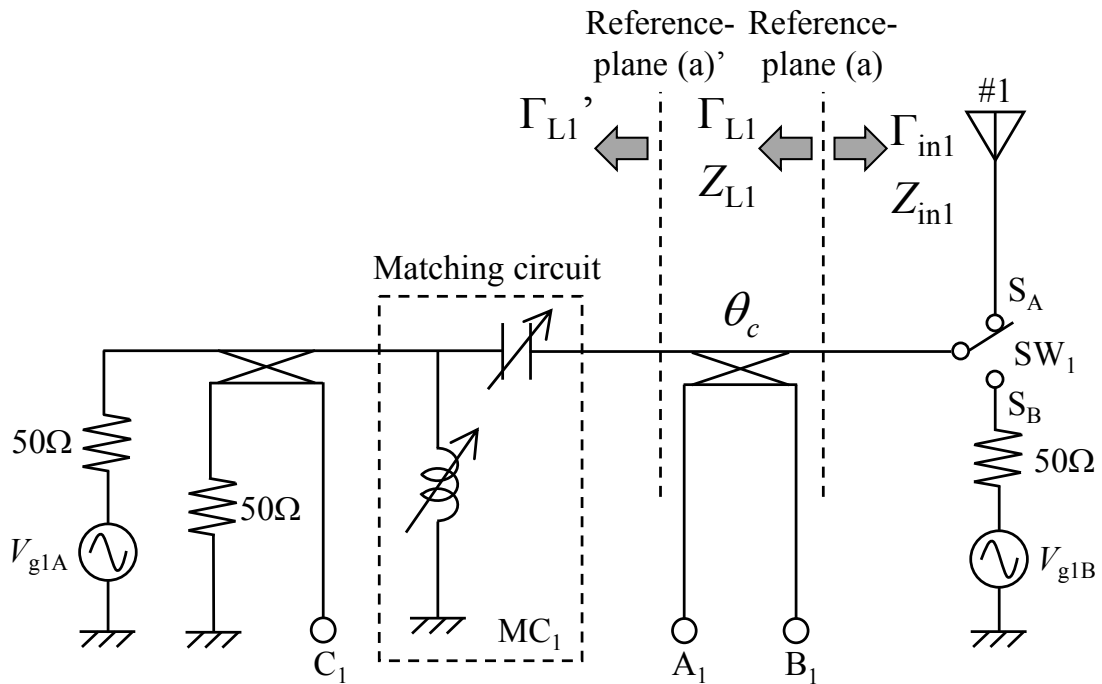


図 5.2 自動整合システムの構成

5.3 提案アルゴリズムの検証

解析による検証は半波長ダイポールアンテナ（素子長 16.7cm、直径 1mm）を用いてモーメント法により実施した。図 5.3 に解析モデルを示す。解析周波数は今後予定している実験的検討の容易さを考慮して、現在商用携帯端末に用いられている 900MHz とした。アンテナ間の距離 d は 0.67cm (0.02λ) と 2cm (0.06λ) の 2 種類に設定した。なお、 $VSWR$ (Voltage Standing Wave Ratio) は以下の式を用いて計算した。

$$\Gamma = \frac{Z_{in1}(i) - Z_{L1}(i-1)^*}{Z_{in1}(i) + Z_{L1}(i-1)} \quad (5.6)$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (5.7)$$

5.2 章で示した自動整合アルゴリズムの数値例をステップ 5 まで図 5.4 を参照しながら以下に示す。アンテナ間距離 d は 2cm (0.06λ) である。

ステップ 1 (反復回数 1 回目)

素子#1 のみを励振し、素子#1 のアンテナ側を見た複素インピーダンスをモーメント法により求めると、 $Z_{in1}=36.28+j37.91\Omega$ となった。従って、残差は以下の式により計算でき、目標とする残差 ($\varepsilon=0.1$) より大きいことがわかる。

$$|Z_{L1} - Z_{in1}^*| = |50 - (36.28 - j37.91)| = |13.28 + j37.91| = 40.32$$

このときの $VSWR_1$ は以下の値となる。

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= \frac{Z_{in1} - Z_{L1}^*}{Z_{in1} + Z_{L1}} \\ &= \frac{36.28 + j37.91 - 50}{36.28 + j37.91 + 50} = 0.0285 + j0.4268 \\ VSWR_1 &= \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|} \\ &= \frac{1 + |0.0285 + j0.4268|}{1 - |0.0285 + j0.4268|} = \frac{1 + 0.4278}{1 - 0.4278} = 2.50 \end{aligned}$$

ステップ 2 (反復回数 1 回目)

共役整合 $Z_{L1} = Z_{in1}^*$ を実現するように整合回路 1 を設計する。その結果、 $Z_{L1} = 36.28 - j37.91 \Omega$ となる。

ステップ 3 (反復回数 2 回目)

ステップ 2 で求めた Z_{L1} を素子#1 に接続した状態で素子#2 のみを励振し、素子#2 のアンテナ側を見た複素インピーダンスをモーメント法により求めると、 $Z_{in2} = 30.52 + j21.37 \Omega$ となった。従って、残差は以下の式により計算でき、目標とする残差 ($\epsilon = 0.1$) より大きいことがわかる。

$$|Z_{L2} - Z_{in2}^*| = |50 - (30.52 - j21.37)| = |19.48 + j21.37| = 28.92$$

このときの $VSWR_2$ は以下の値となる。

$$\begin{aligned} \Gamma_2 &= \frac{Z_{in2} - Z_{L2}^*}{Z_{in2} + Z_{L2}} \\ &= \frac{30.52 + j21.37 - 50}{30.52 + j21.37 + 50} = -0.1602 + j0.3079 \\ VSWR_2 &= \frac{1 + |\Gamma_2|}{1 - |\Gamma_2|} \\ &= \frac{1 + |-0.1602 + j0.3079|}{1 - |-0.1602 + j0.3079|} = \frac{1 + 0.3471}{1 - 0.3471} = 2.06 \end{aligned}$$

ステップ 4 (反復回数 2 回目)

共役整合 $Z_{L2} = Z_{in2}^*$ を実現するように整合回路 2 を設計する。その結果、 $Z_{L2} = 30.52 - j21.37 \Omega$ となる。

ステップ 5 (反復回数 3 回目)

ステップ 4 で求めた Z_{L2} を素子#2 に接続した状態で素子#1 のみを励振し、素子#1 のアンテナ側を見た複素インピーダンスをモーメント法により求めると、 $Z_{in1} = 26.4 + j29.43 \Omega$ となった。従って、残差は以下の式により計算でき、目標とする残差 ($\epsilon = 0.1$) より大きいことがわかる。

$$|Z_{L1} - Z_{in1}^*| = |(36.28 - j37.91) - (26.4 - j29.43)| = |9.88 - j8.48| = 13.02$$

このときの $VSWR_1$ は以下の値となる。

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{in1} - Z_{L1}^*}{Z_{in1} + Z_{L1}}$$

$$= \frac{26.4 + j29.43 - (36.28 + j37.91)}{26.4 + j29.43 + (36.28 - j37.91)} = -0.1368 + j0.1538$$

$$VSWR_1 = \frac{1 + |\Gamma_1|}{1 - |\Gamma_1|}$$

$$= \frac{1 + |-0.1368 + j0.1538|}{1 - |-0.1368 + j0.1538|} = \frac{1 + 0.2058}{1 - 0.2058} = 1.52$$

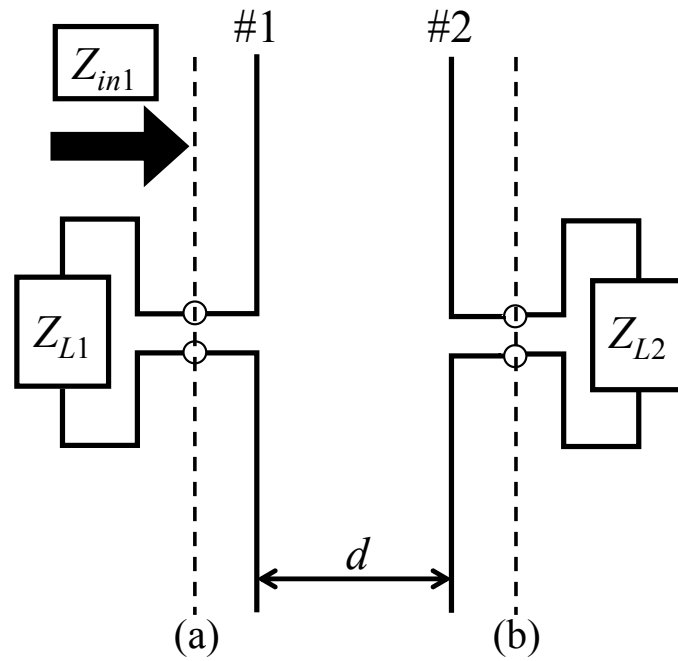
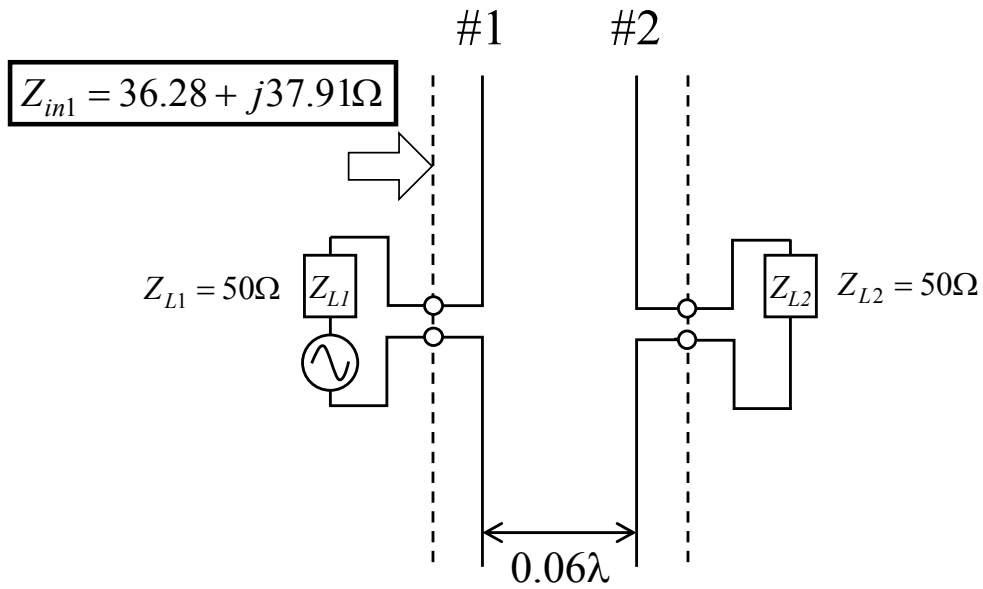


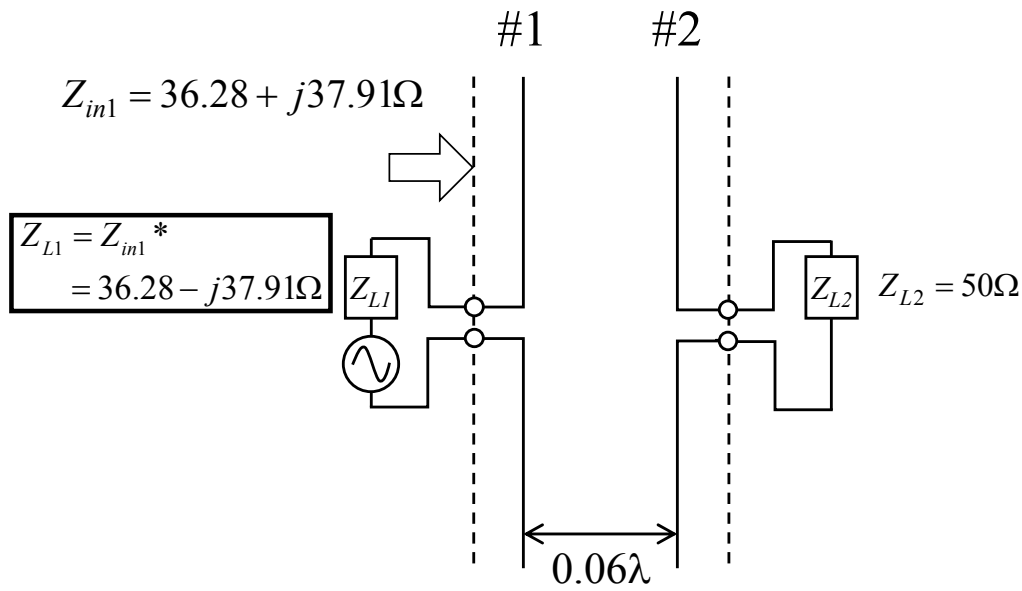
図 5.3 2 素子アレーアンテナの解析モデル

ステップ 1



(a) ステップ 1

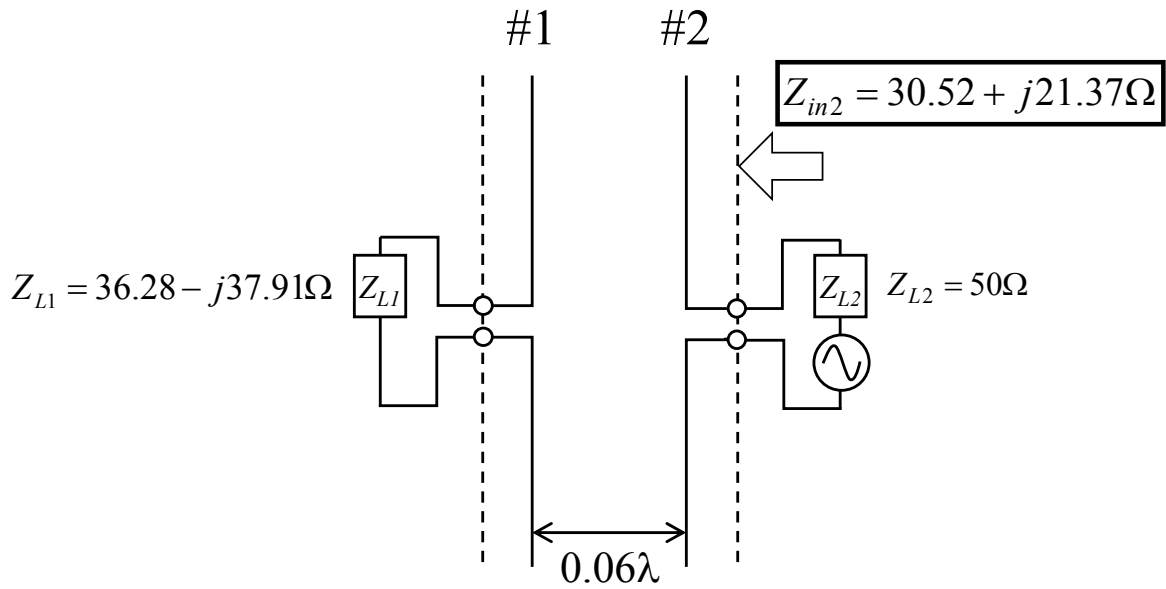
ステップ 2



(b) ステップ 2

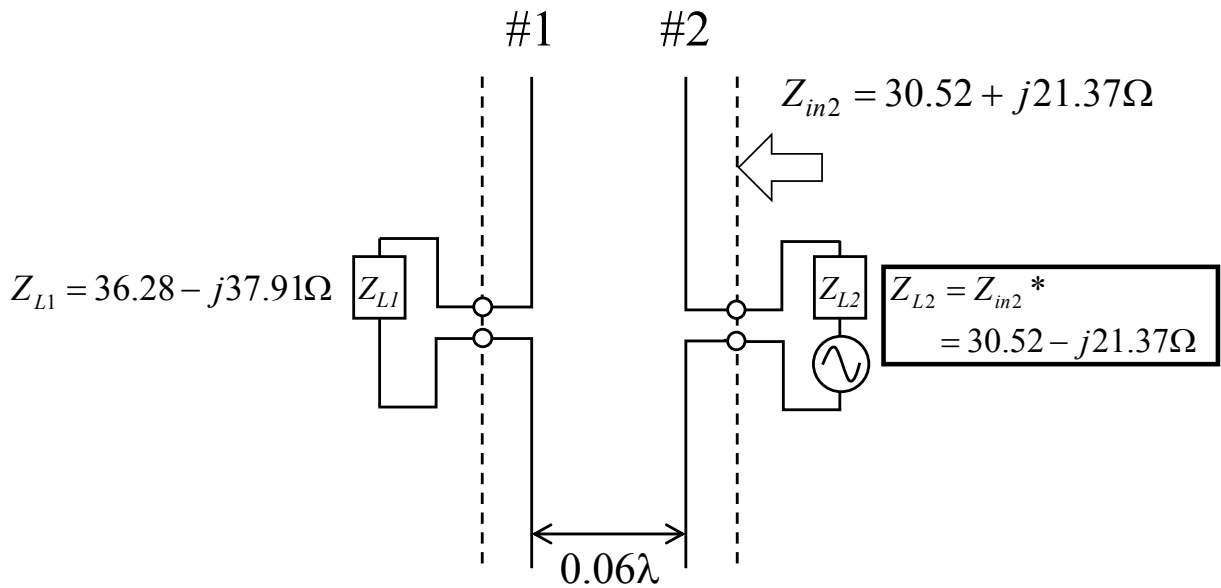
図 5.4 自動整合アルゴリズムの手順

ステップ 3



(c) ステップ 3

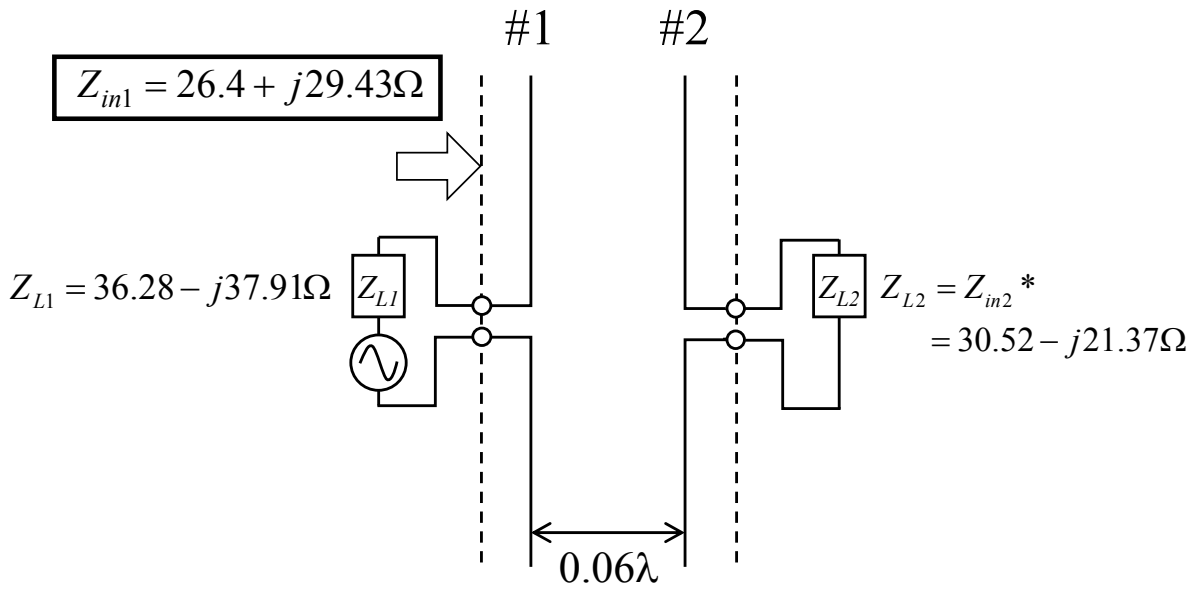
ステップ 4



(d) ステップ 4

図 5.4 自動整合アルゴリズムの手順

ステップ 5



(e) ステップ 5

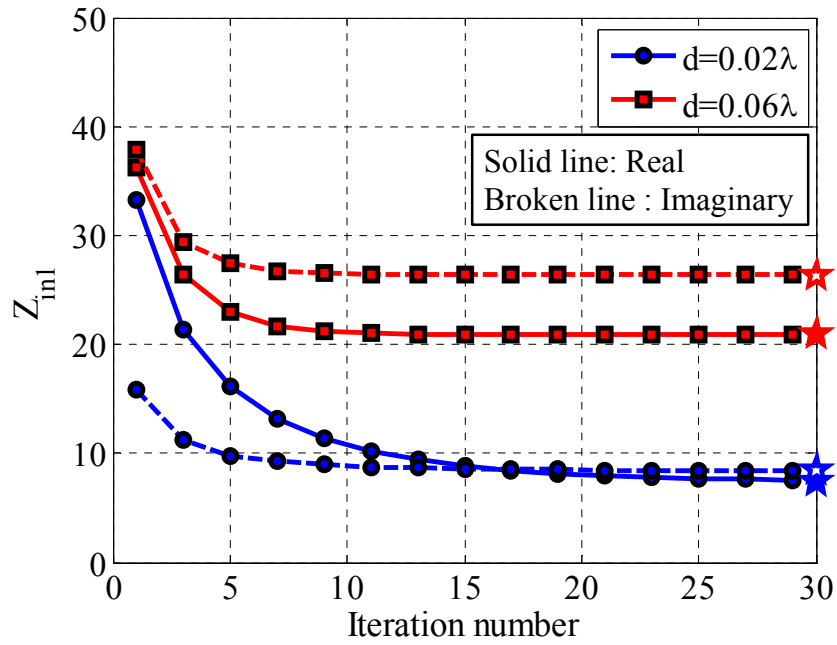
図 5.4 自動整合アルゴリズムの手順

図 5.5 に反復回数 i と複素入力インピーダンスの関係を示す。図(a)は素子#1 の複素入力インピーダンス Z_{in1} であり、図(b)は素子#2 の複素入力インピーダンス Z_{in2} である。 Z_{in1} は図 5.3 に示したように基準面(a)からアンテナ側をみたインピーダンスであり、 Z_{in2} は図 5.3 に示したように基準面(b)からアンテナ側をみたインピーダンスである。図 5.5 において、青線はアンテナ間距離 d が 0.67cm (0.02 λ) のときの結果であり、赤線はアンテナ間距離 d が 2cm (0.06 λ) のときの結果である。また、実線はインピーダンスの実部、破線はインピーダンスの虚部を表す。目標とする残差 ε は 0.1 に設定した。図 5.5 の右側の縦軸に記した★印は整合負荷決定方程式から求まる解析解である[42]。詳細は 5.4 章で述べる。

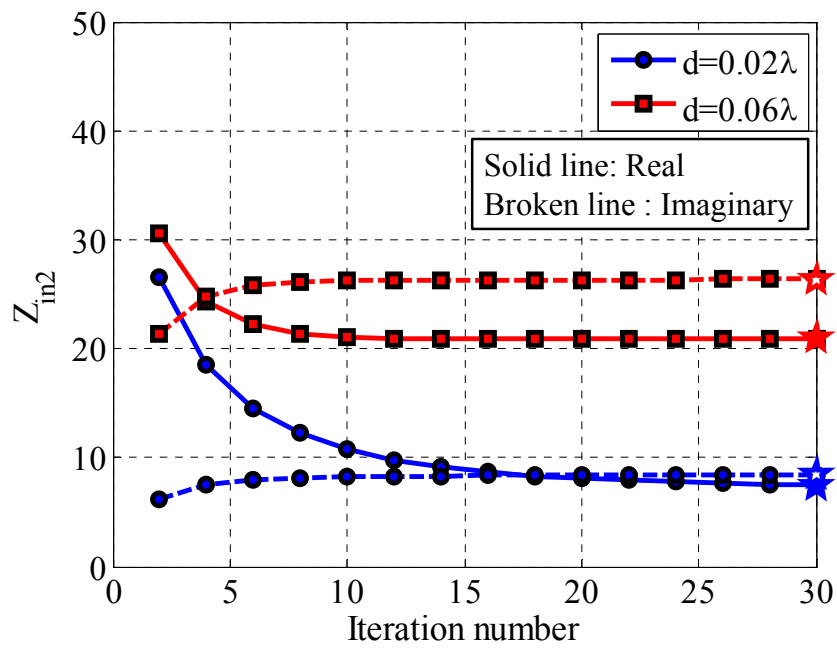
図 5.5 より、アンテナ間の距離 d が 0.67cm (0.02 λ) と 2cm (0.06 λ) の 2 種類において、2 つの素子とも入力インピーダンスの実部と虚部の値は一定値に収束していることがわかる。さらに、収束解は★印で記載した整合負荷決定方程式の解析解と一致することがわかる。従って、提案手法の有効性が実証された。

図 5.6 に入力インピーダンスの残差 $|Z_{Lk} - Z_{ink}^*|$ を示す。図(a)は素子#1 の収束状況であり、図(b)は素子#2 収束状況である。図において、青線はアンテナ間距離 d が 0.67cm (0.02 λ) のときの結果であり、赤線はアンテナ間距離 d が 2cm (0.06 λ) のときの結果である。

図 5.6 より、反復回数が増えるごとに残差が単調減少していることがわかる。反復回数が 15 回程度で残差が 1 以下となること、さらに反復回数が 30 回程度で目標とする残差 ($\varepsilon=0.1$) より小さくなることが明らかとなった。

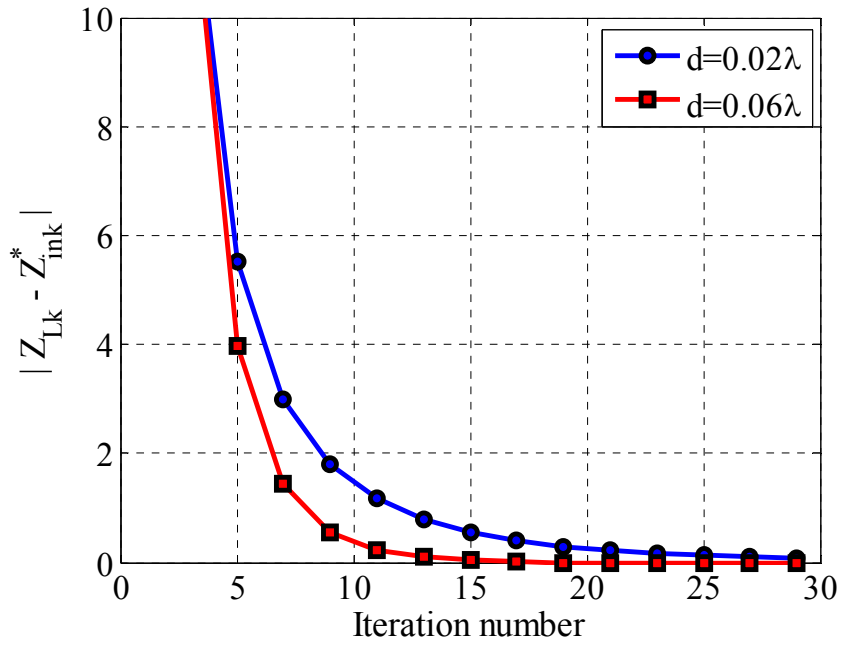


(a) 素子#1

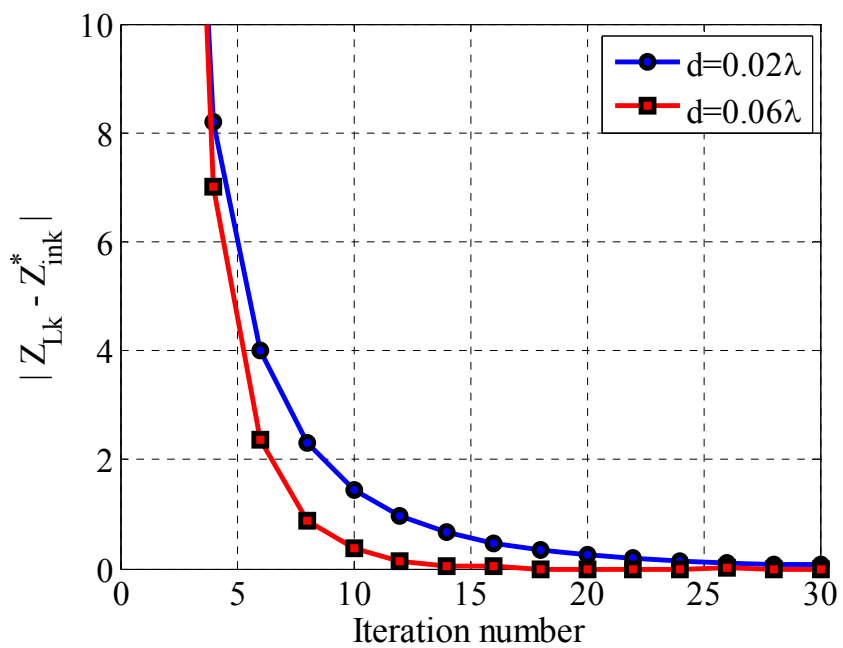


(b) 素子#2

図 5.5 入力インピーダンスの収束状況



(a) 素子#1



(b) 素子#2

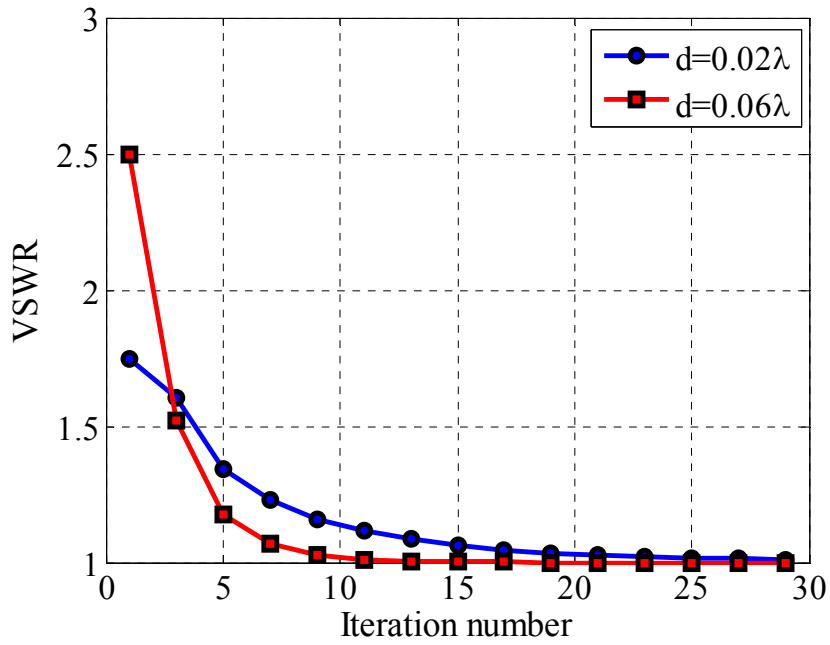
図 5.6 入力インピーダンスの残差の収束状況

図 5.7 に $VSWR$ と反復回数 i の関係を示す。図(a)が素子 1、図(b)が素子 2 の結果である。図 5.7 において、青線はアンテナ間距離 d が 0.67cm (0.02λ) のときの結果であり、赤線はアンテナ間距離 d が 2cm (0.06λ) のときの結果である。

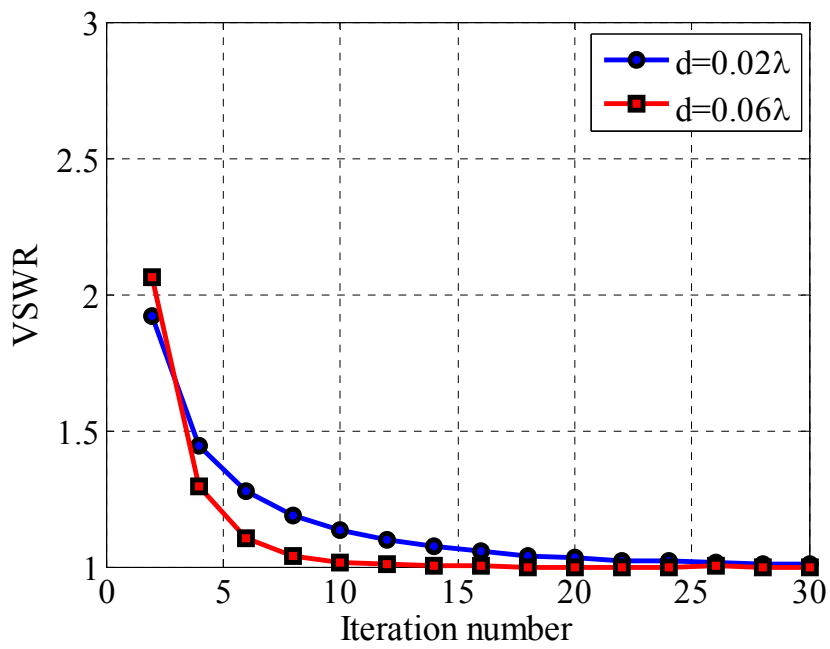
図 5.7 からわかるように、30 回の反復回数によって入力インピーダンスが収束したとき、 $VSWR$ は 1.1 より小さい値となることがわかる。

目標とする残差 ε の設定値により、収束したときの $VSWR$ は変化することが予想される。そこで、図 5.8 に収束時の $VSWR$ と目標とする残差 ε の関係を示す。図 5.8 において、青線はアンテナ間距離 d が 0.67cm (0.02λ) のときの結果であり、赤線はアンテナ間距離 d が 2cm (0.06λ) のときの結果である。

今、1.2 以下の $VSWR$ が必要な場合を考察すると、アンテナ間距離 d が 0.67cm (0.02λ) のときは目標とする残差 ε を 2 に設定することで、アンテナ間距離 d が 2cm (0.06λ) のときは目標とする残差 ε を 5 に設定することで $VSWR \leq 1.2$ の状態を実現できることがわかる。従って、異なるアプリケーションに対する所望 $VSWR$ に応じて目標とする残差 ε は適切な値に調整しなければならないことが判明した。



(a) 素子#1



(b) 素子#2

図 5.7 *VSWR* の収束状況

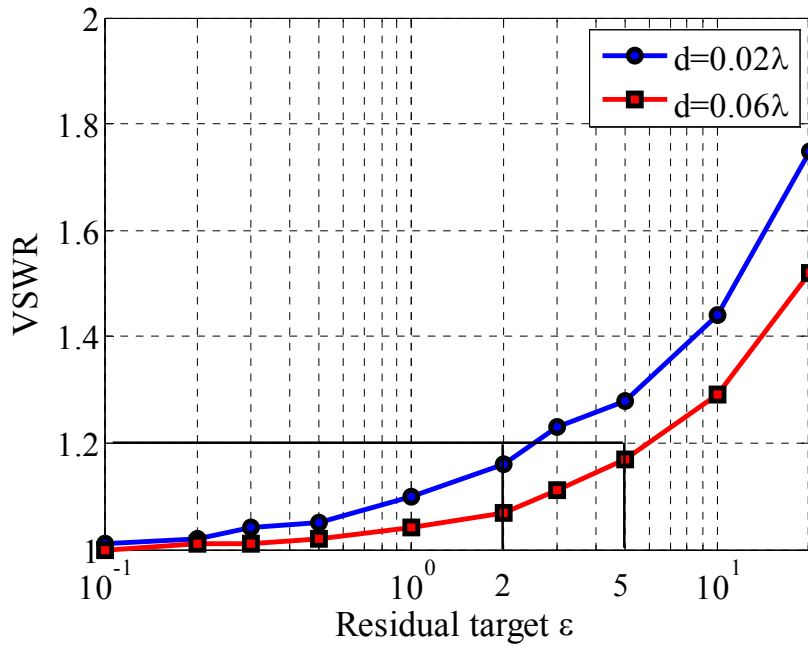


図 5.8 $VSWR$ と目標とする残差 ε の関係

5.4 整合負荷決定方程式から求まる解析解

図 5.3 の解析モデルの各給電点での等価回路モデルを図 5.9 に示す[107]。 Z_{11} と Z_{22} は素子#1 と素子#2 の自己インピーダンス、 Z_m は相互インピーダンスである。また、 Z_{L1} 、 Z_{L2} はアンテナ側から RF 回路側を見たときの負荷インピーダンスである。アンテナ端子の電圧と電流は式(5.8)のインピーダンス行列により表される。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_m \\ Z_m & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= -Z_{L1}I_1 \\ V_2 &= -Z_{L2}I_2 \end{aligned}$$

式(5.8)より、負荷インピーダンス Z_{L1} 、 Z_{L2} がそれぞれの入力インピーダンス Z_{in1} 、 Z_{in2} と互いに共役整合しているとするると次式が成り立つ。

$$\begin{cases} Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_m^2}{Z_{L2} + Z_{22}} \\ Z_{in2} = \frac{V_2}{I_2} = Z_{22} - \frac{Z_m^2}{Z_{L1} + Z_{11}} \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\begin{cases} Z_{in1} = Z_{L1}^* \\ Z_{in2} = Z_{L2}^* \end{cases} \quad (5.10)$$

式(5.9)と(5.10)を満足する負荷インピーダンスが解析解となる。

素子数が 3 のときも同様に、図 5.10 に示す等価回路モデルについて、アンテナ端子の電圧と電流は式(5.11)のインピーダンス行列となる。このとき、決定方程式が非線形方程式となるので[40]、MATLAB®により数値解析手法である信頼領域法 (trust region method) を用いて解を得た。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} V_1 &= -Z_{L1}I_1 \\ V_2 &= -Z_{L2}I_2 \\ V_3 &= -Z_{L3}I_3 \end{aligned}$$

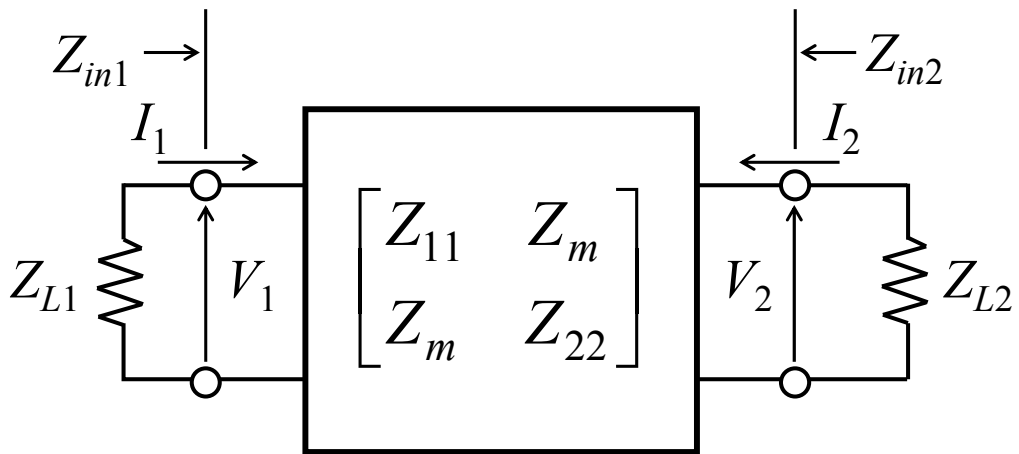


図 5.9 2 素子アレーアンテナの等価回路

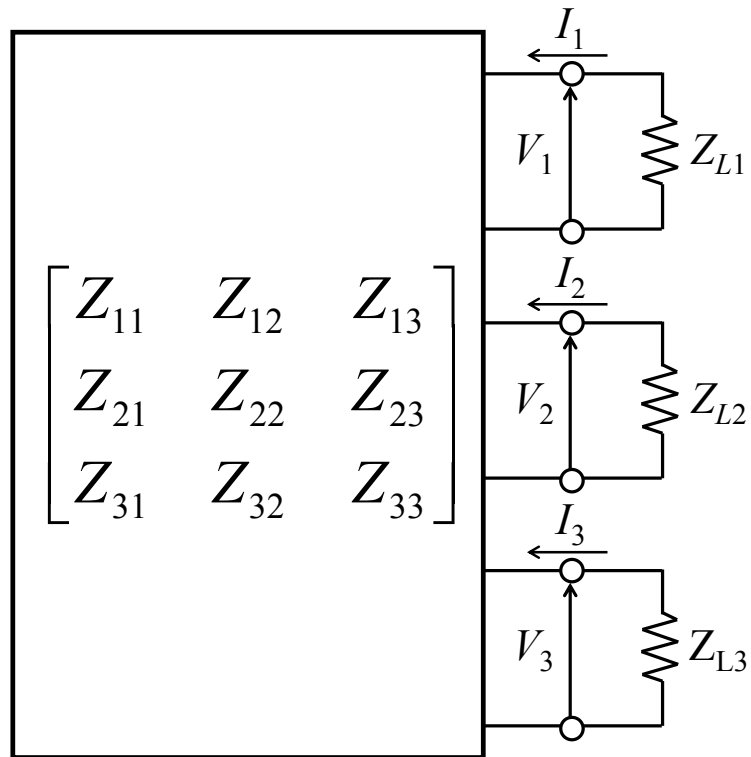


図 5.10 3 素子アレーアンテナの等価回路

5.5 多素子アレーアンテナの場合の検証

図 5.11 に正方形の頂点にアンテナを配置したときのアレーアンテナの構成を示す。アンテナ間の距離 d は 2cm (0.06λ) に設定した。なお、解析周波数は 900MHz である。異なるアレー素子数で用いられるアレーアンテナの構成は四角で囲んであり、青色はアンテナ素子数 N が 2 のとき、赤色はアンテナ素子数 N が 3 のとき、緑色はアンテナ素子数 N が 4 のときの構成である。

図 5.12 に反復回数 i と素子#1 の複素入力インピーダンス Z_{in1} の関係を示す。図 5.12 において、青色線はアンテナ素子数 N が 2 のとき、赤色線はアンテナ素子数 N が 3 のとき、緑色線はアンテナ素子数 N が 4 のときの結果であり図 5.11 のアレー構成と同じ色である。また、実線はインピーダンスの実部、破線はインピーダンスの虚部を表す。図 5.12 において、青色の★印は 2 素子のとき、赤色の★印は 3 素子のときに整合負荷決定方程式から求まる解析解である [40],[42]。なお、★印はインピーダンスの実部、☆印はインピーダンスの虚部の解析解である。

図 5.12 より、素子数に関係なく、反復回数が 10 回以上になると、入力インピーダンスの実部と虚部が収束していることがわかる。さらに、素子数が 2 と 3 のときの収束解が★および☆印で記載した解析解と一致していることがわかる。従って、素子数が 2 以上の多素子アレーアンテナの場合においても提案手法は有効であることが明らかとなった。

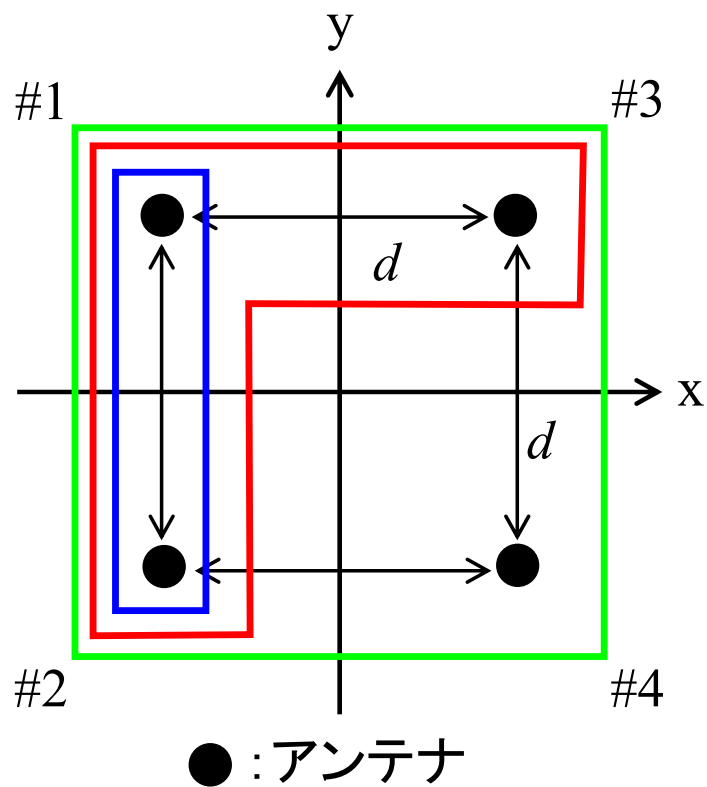


図 5.11 多素子アレーアンテナの構成

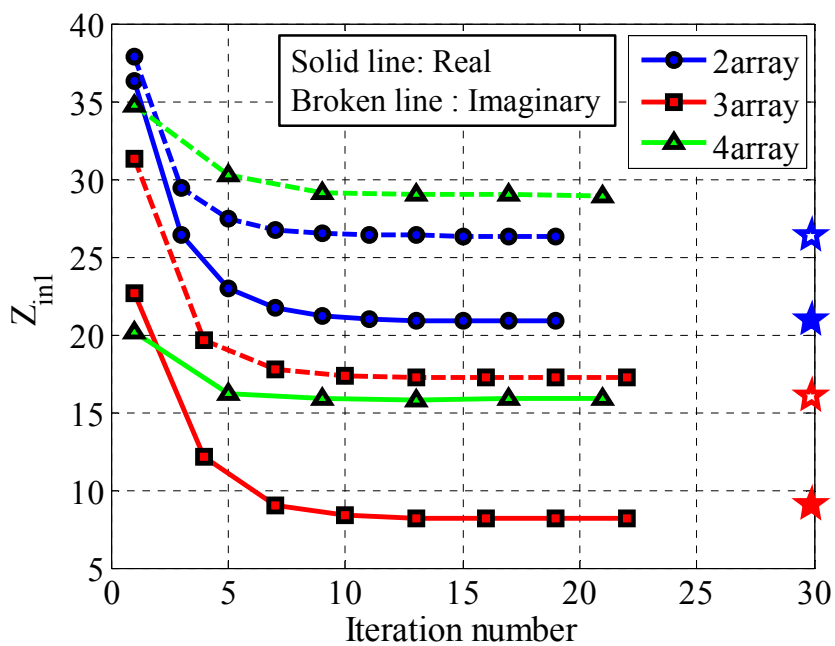


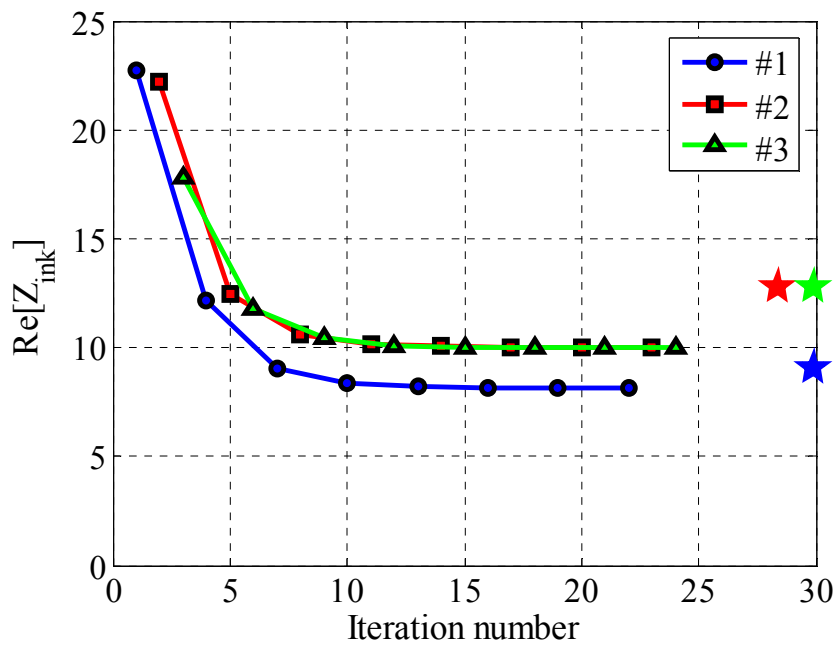
図 5.12 素子#1 の入力インピーダンスの収束状況

素子数 N が 3 のときの、反復回数 i と各素子の複素入力インピーダンス Z_{ink} の関係を図 5.13 に示す。図(a)が複素入力インピーダンス Z_{ink} の実部、図(b)が虚部の値である。★印は各素子の整合負荷決定方程式から求まる解析解である[40],[42]。図 5.11 からわかるように、3 素子アレーの場合、素子#2 と素子#3 は素子#1 に対して対称な位置に配置されている。従って、素子#2 と素子#3 の解析値は同じ値であり、素子#1 の解析値とは異なる値であることがわかる。

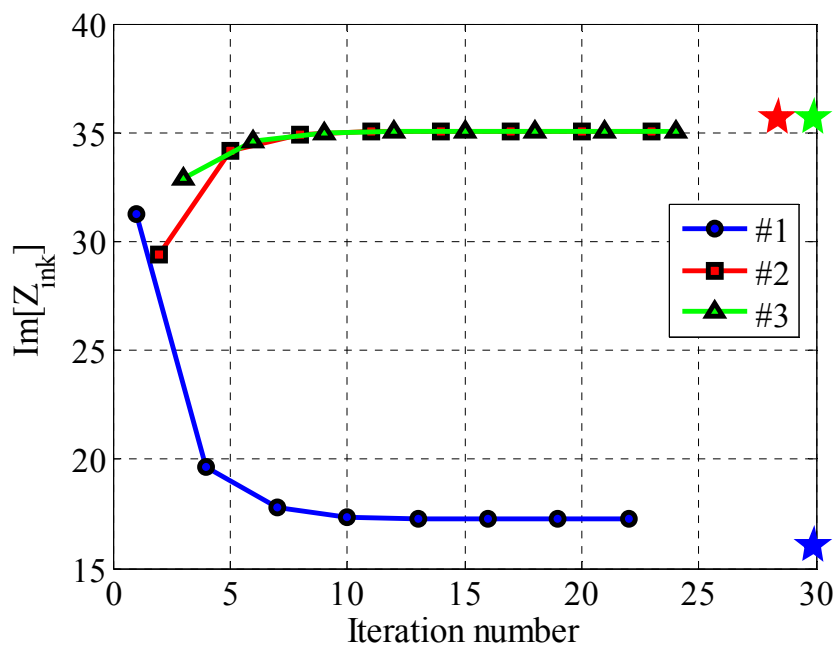
図より、各素子において収束状況は異なるが、一定の値に収束していることがわかる。素子#2 と素子#3 の収束値が一致していることがわかる。この理由は、上述したように素子#1 を基準として素子#2 と#3 が線対称に配置されているからである。また、素子#2 と#3 の実部は解析解と若干の差異があるが、収束した値は実部と虚部ともに解析解と概ね一致していることがわかる。

素子数 N が 4 のときの、反復回数 i と各素子の複素入力インピーダンス Z_{ink} の関係を図 5.14 に示す。図(a)が複素入力インピーダンス Z_{ink} の実部、図(b)が虚部の値である。

図より、各素子において収束状況は異なるが、一定の値に収束していること、4 つの素子の収束値が一致していることがわかる。この理由は、素子数が 3 のときの素子#2 と#3 のときの理由と同様に、図 5.11 からわかるように、4 つの素子が対称に配置されているからである。

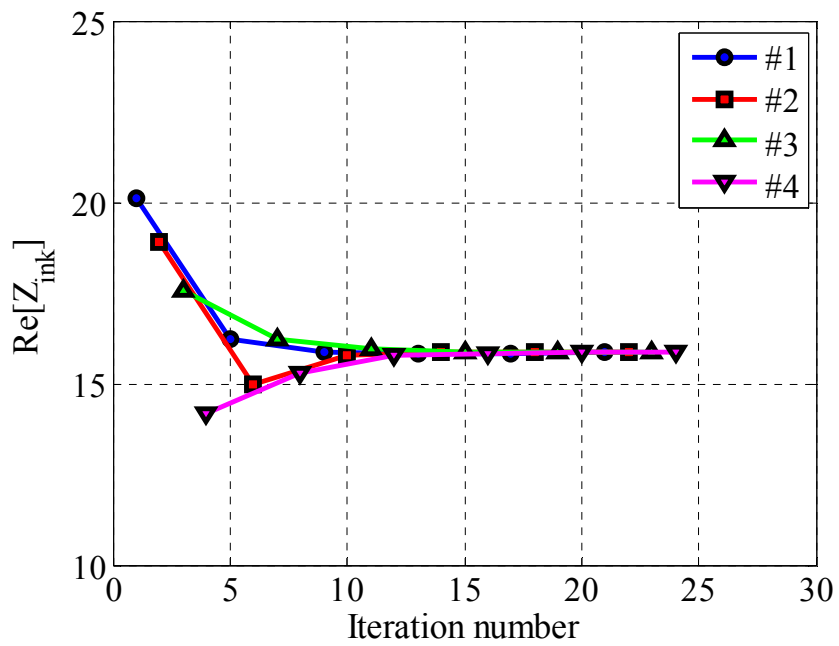


(a) 実部

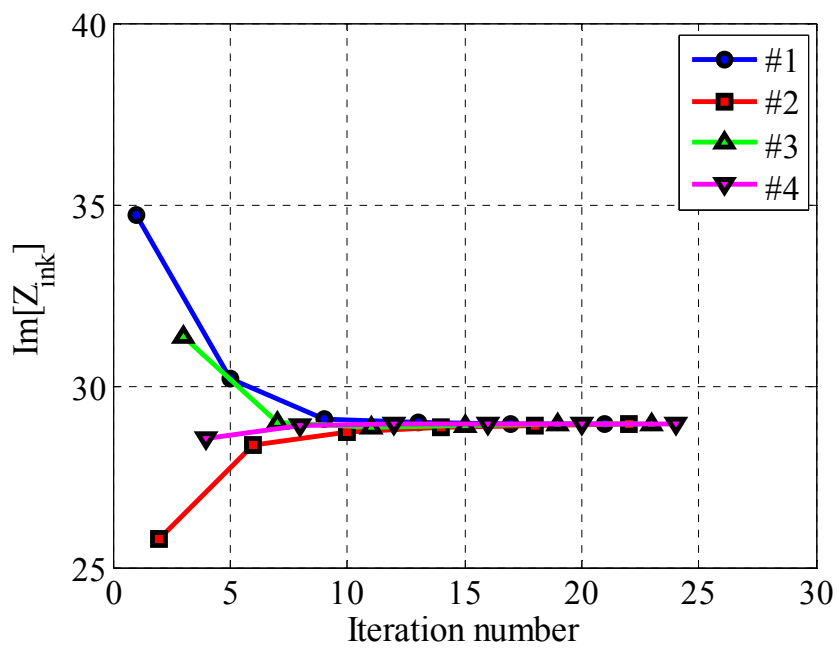


(b) 虚部

図 5.13 素子数が 3 のときの入力インピーダンスの収束状況



(a) 実部

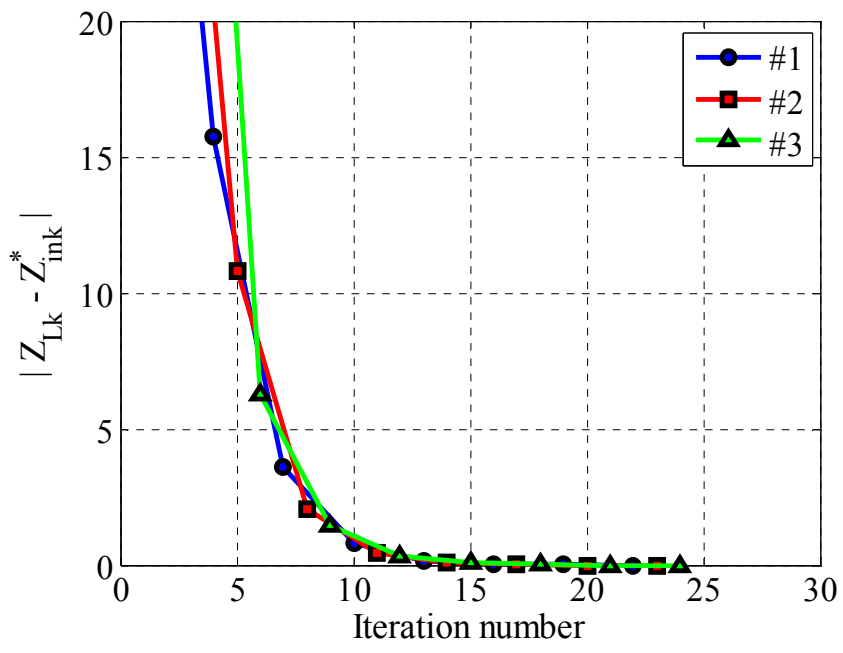


(b) 虚部

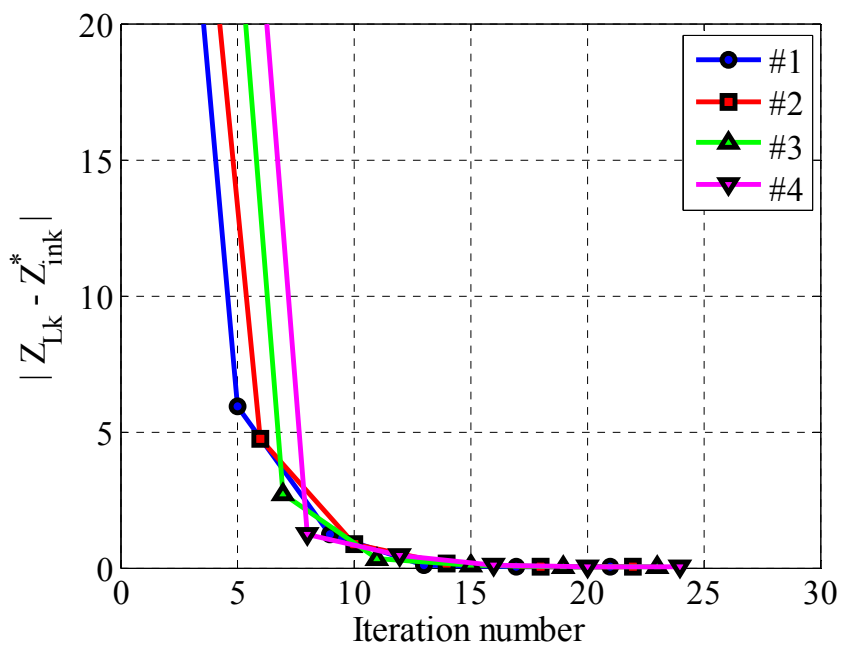
図 5.14 素子数が 4 のときの入力インピーダンスの収束状況

図 5.15 に反復回数 i と各素子の入力インピーダンスの残差 $|Z_{Lk} - Z_{ink}^*|$ の関係を示す。図(a)は素子数が 3、図(b)は素子数が 4 のときの結果である。図より、反復回数が増えるごとに残差が単調減少していることがわかる。反復回数が 10 回程度で残差が 1 以下となることが明らかとなった。

図 5.16 に反復回数 i と各素子の $VSWR$ の関係を示す。図(a)は素子数が 3、図(b)は素子数が 4 の結果である。図からわかるように、25 回程度の反復回数によって入力インピーダンスが収束したとき、 $VSWR$ は 1.1 より小さい値となった。また、素子数が 2 から 4 に増加しても、収束までの反復回数は増えないことがわかった。

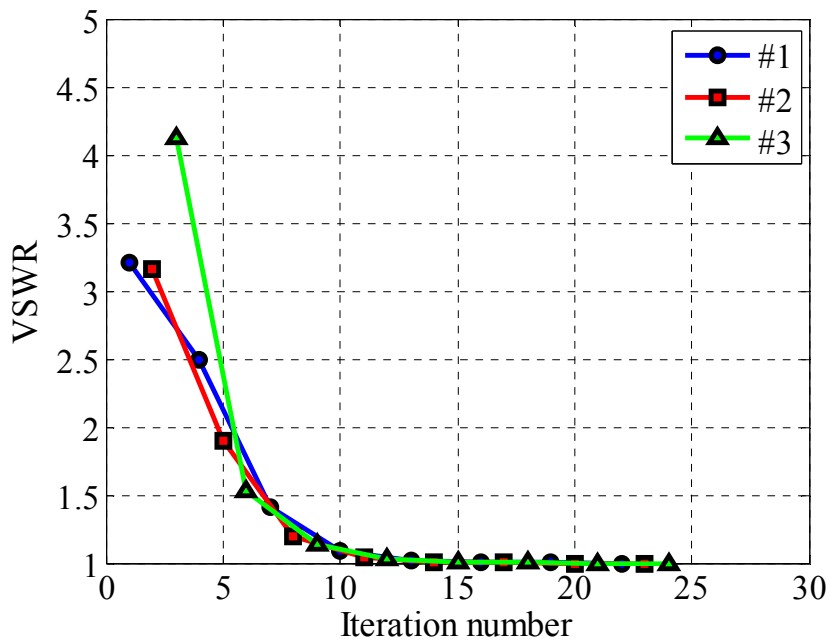


(a) 素子数 $N=3$

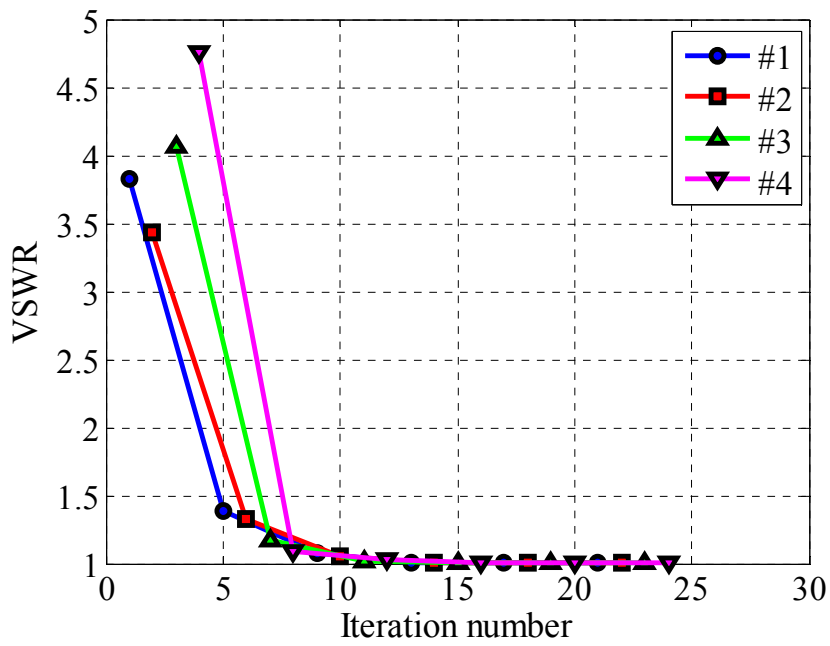


(b) 素子数 $N=4$

図 5.15 入力インピーダンスの残差の収束状況



(a) 素子数 $N=3$



(b) 素子数 $N=4$

図 5.16 $VSWR$ の収束状況

5.6 結 言

本章では、多素子アレーアンテナにおいて全素子に対して同時共役整合を実現することができる逐次的自動整合方法を提案した。理論検討とともに端末に提案手法を実装するための自動整合システムの構成について検討した。半波長ダイポールアンテナを用いて、アレー間隔が波長に対して十分に小さい場合の提案手法の有効性をモーメント法を用いて解析により検証した。その結果、素子数に関係なく入力インピーダンスは良好な収束性を示すことが明らかとなった。また、素子数が 2 および 3 のとき、収束解が整合負荷決定方程式から求まる解析解と一致することが判明した。目標とする残差 ε の設定値により、収束した際の $VSWR$ の値が変化することが明らかとなった。従って、得たい $VSWR$ に応じて目標とする残差 ε を適切に設定する必要がある。以上の検討結果より、提案手法を MIMO アレーアンテナに適用することによって全素子同時共役整合を達成でき、アンテナ性能の向上を図ることが可能であることが実証された。

第6章 上り／下り回線評価のための MIMO-OTA 評価装置

6.1 緒言

本章では、BAN (Body Area Network) モジュールや携帯端末から携帯電話基地局にデータをアップロードする際の MIMO (Multiple-Input Multipule-Output) 伝送容量について評価する方法を提案する。超高速通信を実現する MIMO 技術のより高度な利用によって、携帯端末から大容量データをアップロードする新しいサービス (利用技術) が誕生すると思われる。また、BAN モジュールを用いて生体情報を病院等に送信する場合も送信スピードが重要となる。従って、端末の性能を評価する際、従来の下り回線のみならず上り回線を含めた端末の性能を総合的に評価する必要がある。

上り回線においては、基地局アンテナの間隔を 5 波長と十分に大きくしても基地局アンテナの受信信号は高い相関値を有していることが知られている[51]。従って、上り回線の端末性能評価を行う際、基地局アンテナ間の相関を考慮する必要がある。

本章では、上り回線と下り回線に対する端末の性能評価を行えるバイラテラル MIMO-OTA (Over-The-Air) 装置を開発し、その装置を用いて上り回線の評価を行うときの基地局アンテナ間の相関を制御する方法を実装した[108]-[112]。まず、上り回線と下り回線を評価するバイラテラル MIMO-OTA 装置を構成する際の伝搬チャネルモデルについて説明する。次に、開発したバイラテラル MIMO-OTA 装置の構成について説明する。次に、上り回線における基地局相関のモデル化について述べる。提案する基地局相関のモデル化に基づき、Jakes モデル[8]を用いて 2 次元周辺散乱モデルの周辺散乱体の初期位相を設定することによって基地局相関特性を制御する方法について述べる。最後に、開発したバイラテラル MIMO-OTA 装置を用い、提案する初期位相の設定方法の妥当性について検証する。

6.2 伝搬チャネルモデル

図 6.1 に伝搬チャネルモデルを示す。図 6.1 に示すように散乱体は水平面 (xy 面) に配置した。即ち、本章では到来波の仰角方向の角度スペクトルはデルタ関数でモデル化し、水平面のみ到来波が集中している場合を取り扱う。

基地局および端末はそれぞれ M 素子および N 素子のアレーアンテナで構成されている。基地局と端末間は見通しが無い状態とする。即ち、基地局の M 素子から空間に放射された電波はビルや木などの地物によって反射や散乱されて端末の位置に到来し、周辺に二次波源を形成する。このような状況は周辺散乱モデル[113]によってモデル化される。

上記に基づいて従来のフェージングエミュレータは下り回線の端末性能評価を行ってきた[50]。本章では電波伝搬の可逆性により[113]、端末から放射された上り回線の電波は下り回線と同一の伝搬ルートで基地局に辿り着くと考え、上り回線においても、図 6.1 の周辺散乱モデルをフェージングエミュレータに適用した。まず、上り回線の M 組の波源群は下り回線と同様に互いに無相関であると仮定した。即ち、基地局側アンテナは理想的な特性を有しており、アンテナ素子間の受信信号の相関は十分に低いとした。なお、上り回線において基地局相関を考慮した評価は後で述べる。

実際には、上り回線と下り回線は変調方式や帯域幅等の伝送方式が異なる可能性があるが、本章では単位周波数あたりのシャノン容量で評価した。つまり、本装置の上り回線は基地局側の実効伝送容量の評価を目的としたものではなく、あくまで端末側のアンテナ性能評価を目的としている。

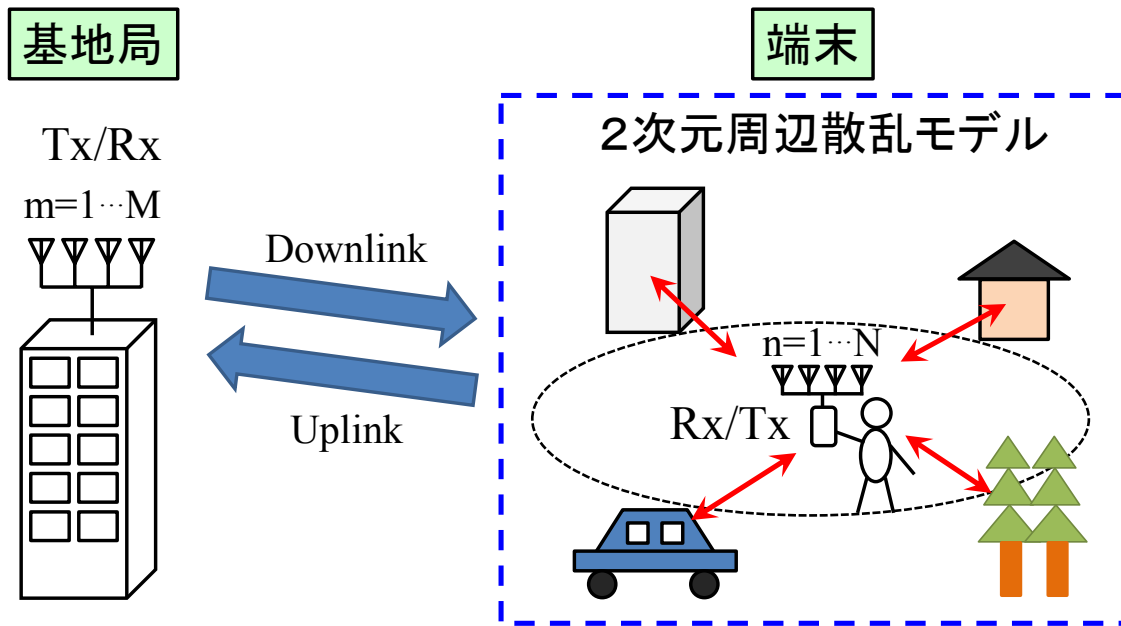


図 6.1 チャンネルモデル

6.3 バイラテラル MIMO-OTA 装置

6.3.1 バイラテラル MIMO-OTA 装置の構成

垂直および水平偏波用アンテナを用いたフェージングエミュレータの構成を図 6.2 に示す。散乱体は直径 2.4m の円周上に等間隔に 7 組の垂直および水平アンテナを配置した。本装置は RF (Radio Frequency) 処理にてフェージングを発生させているので送受信を逆にしても測定実験が行える点が特徴である。さらに、図 6.2 の構成により、上り回線と下り回線の *SNR* (Signal-to-Noise Ratio) はそれぞれ個別に設定し評価できる。

下り回線の端末特性を評価する場合、ネットワークアナライザから出力された信号は電力分配器にて垂直及び水平偏波に分配される。分配された信号は生成したい *XPR* (Cross Polarization Power Ratio) に応じて劣勢な偏波側の信号を可変アッテネータにて減衰させる。この可変アッテネータにより任意の *XPR* 環境を生成する。

垂直及び水平偏波の信号は電力分配器により散乱体の数の信号に分配され、それぞれアナログの移相器モジュールと可変アッテネータを介して各周辺散乱体から放射され、重ね合わされてエミュレータ中心付近に多重波伝搬環境を構築する。このとき、各偏波においてそれぞれの信号の位相と振幅をデジタル-アナログ変換回路 (D/A コンバータ : Digital to Analog Converter) によって独立に制御することでフェージング特性を制御する。*i* 番目の散乱体 ($i=1\sim 7$) に印加される位相変化量を $P_i(t)$ とすると次式のように表される。

$$P_i(t) = 2\pi f_D t \cos(\theta_i - \theta_{shift}) + \varphi_i \quad (6.1)$$

ここで、 f_D は最大ドップラ周波数であり、 θ_i は受信アンテナ#*i*の角度、 θ_{shift} は端末アンテナの進行方向、 φ_i は *i* 番目の散乱体の初期位相である。フェージングエミュレータの中心に設置したアンテナにて受信した信号はネットワークアナライザで伝送特性 (S_{21}) を測定する。

下り回線と対照的に上り回線の端末特性を評価する場合、ネットワークアナライザから出力された信号はエミュレータの中心に配置したアンテナ (端末側) から放射される。その電波は各周辺散乱体のアンテナ (基地局側) で垂直及び水平偏波を別々に

受信する。それぞれの信号の位相と振幅を D/A コンバータによって独立に制御し、電力合成器にて偏波ごとに 1 つの信号とする。その信号は任意の XPR に応じた信号となるようにアッテネータを用いて制御され、電力合成器によって垂直及び水平偏波を 1 つの信号として合成する。合成信号はネットワークアナライザに入力され伝送特性 (S_{12}) を測定する。

図 6.3 に製作したフェージングエミュレータを示す。図(a)に示すように、フェージングエミュレータの周囲には電波吸収体を配置した。図(b)に示すように、散乱体は垂直偏波送受信アンテナとしてスリーブダイポールアンテナを、水平偏波送受信アンテナとしてシュペルトップダイポールアンテナを用いた。散乱体に用いたアンテナは 1.95GHz の上り回線と 2.14GHz の下り回線の双方で同一のアンテナを用いた。

図(c)に制御回路を示す。図中の右下に写っている電力分配器を用いて垂直偏波と水平偏波成分に分配している。制御回路は 2 階構造となっており、上の階にて垂直偏波成分の制御を、下の階にて水平偏波成分の制御を行っている。

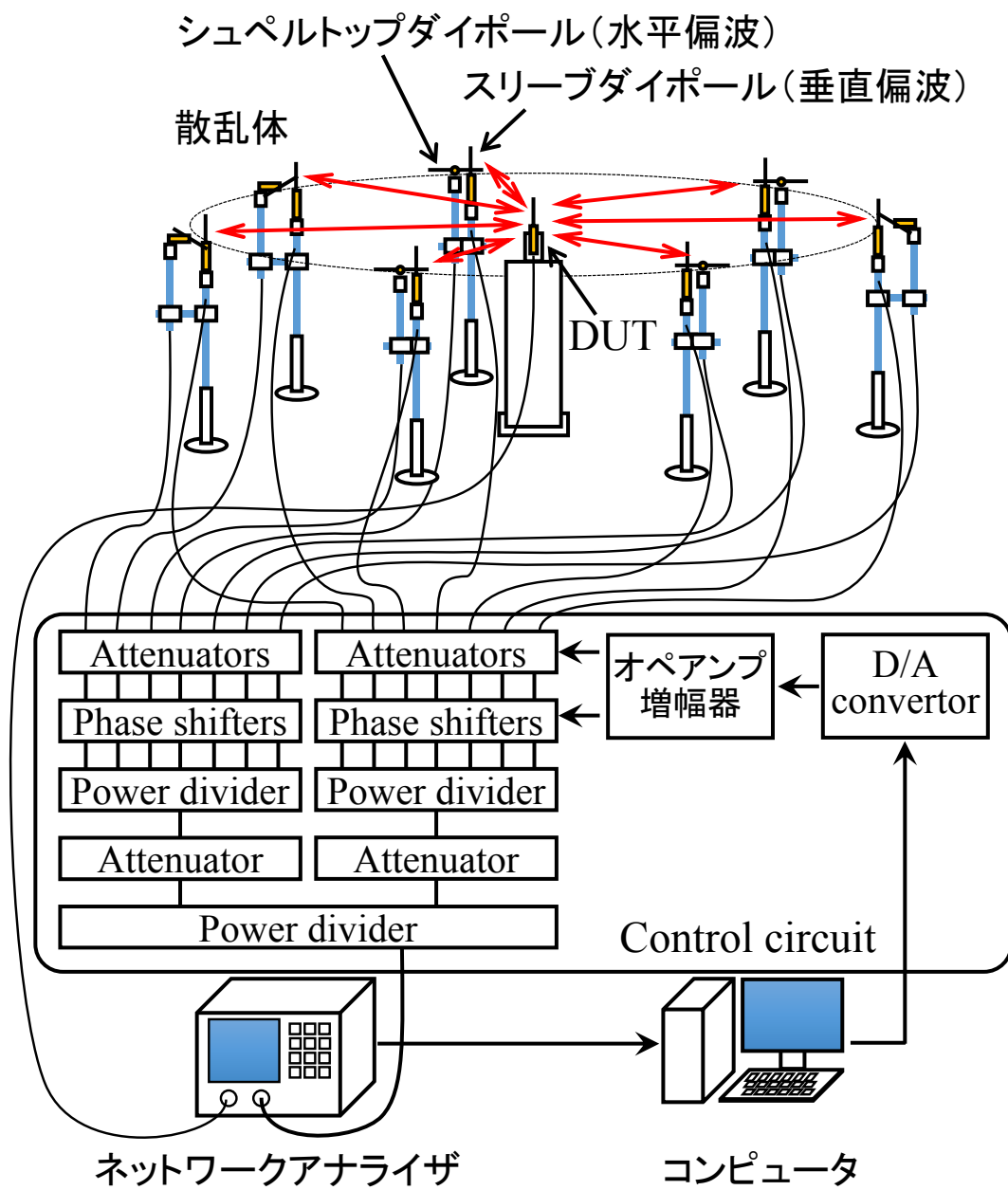
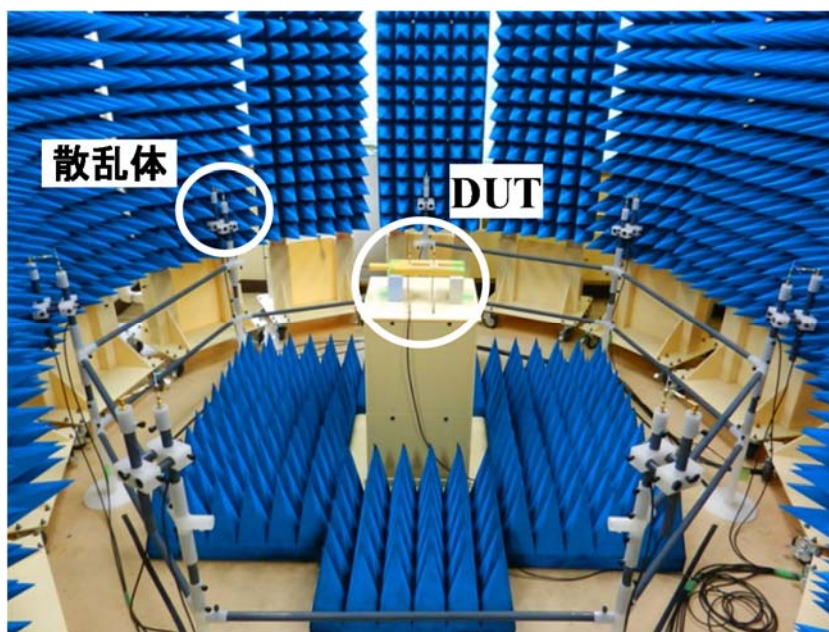
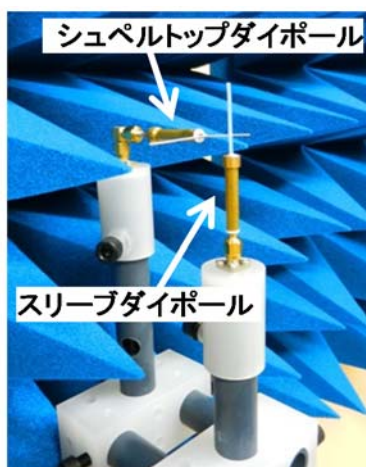


図 6.2 フェージングエミュレータの構成



(a) 空間フェージングエミュレータ



(b) 散乱体



(c) 制御回路

図 6.3 MIMO-OTA 評価装置

6.3.2 バイラテラル MIMO-OTA 装置の特性

製作したフェージングエミュレータのうち、周辺散乱体に用いるアンテナおよび移相器の特性を示す。次に、フェージングエミュレータを用いて測定した上り回線と下り回線の瞬時値特性を示す。最後にフェージングエミュレータの時間相関を示す。

A. 周辺散乱体の特性

現在、2GHz 帯において携帯電話に用いられている周波数は、下り回線の中心周波数が 2.14GHz であり、上り回線の中心周波数が 1.95GHz である。従って、バイラテラル MIMO-OTA 装置の周辺散乱体に用いるアンテナは上り回線と下り回線の中心周波数の平均値である 2.05GHz の *VSWR* (Voltage Standing Wave Ratio) が小さくなるように製作した (図 6.3(b)参照)。

製作した半波長スリーブダイポールアンテナと半波長シュペルトップダイポールアンテナの構造を図 6.4 に示す。垂直偏波送受信アンテナに半波長スリーブダイポールアンテナを、水平偏波送受信に半波長シュペルトップダイポールアンテナを用いた。製作したアンテナのインピーダンス特性と *VSWR* 特性を図 6.5 と 6.6 に示す。図中の青線は半波長スリーブダイポールアンテナ、赤線は半波長シュペルトップダイポールアンテナの特性である。

図 6.5 より、2.05GHz におけるインピーダンス (図中の 2 の位置) が 50Ωに近いことがわかる。図 6.6 より、2 本のアンテナとも 2.05GHz 付近で *VSWR* が小さくなっていることがわかる。上り回線と下り回線の中心周波数である 1.95GHz と 2.14GHz における *VSWR* は 3 以下であること、1.95GHz と 2.14GHz における *VSWR* の偏差が小さいことがわかる。

図 6.7 に半波長スリーブダイポールアンテナと半波長シュペルトップダイポールアンテナの放射指向特性を示す。放射指向性は電波暗室において測定した (付録 B の図 B.3 参照)。測定周波数は下り回線の 2.14GHz とした。図(a)より、半波長スリーブダイポールアンテナは *xy* 面において E_{θ} 成分が無指向性であることがわかる。図(b)より、半波長シュペルトップダイポールアンテナは *xy* 面において E_{ϕ} 成分が 8 の字型指向性であることがわかる。

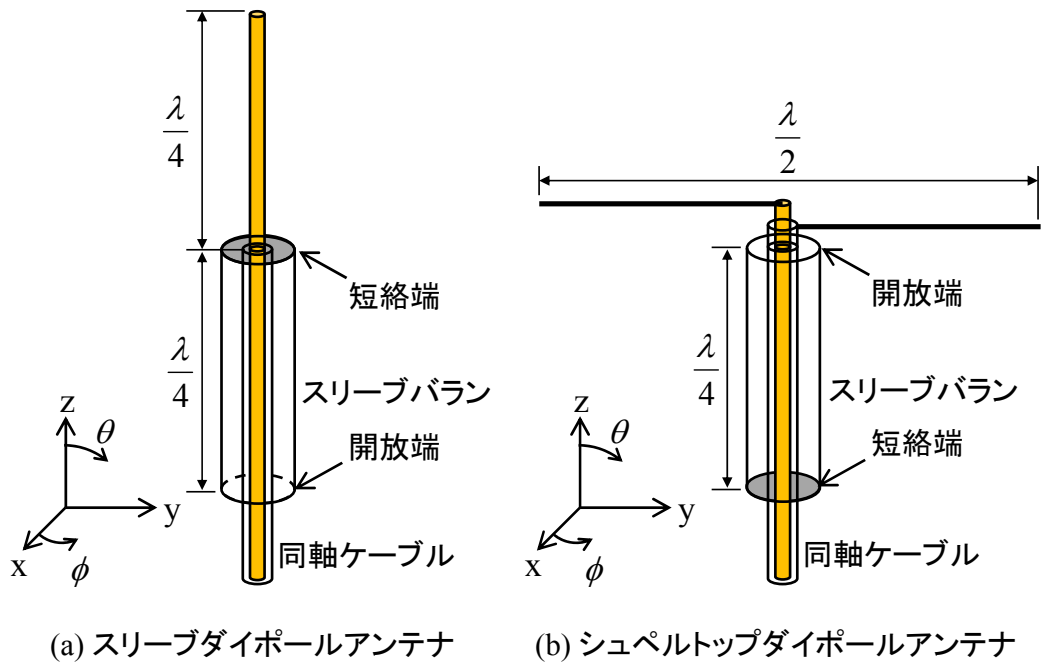


図 6.4 散乱体に用いたアンテナの構造

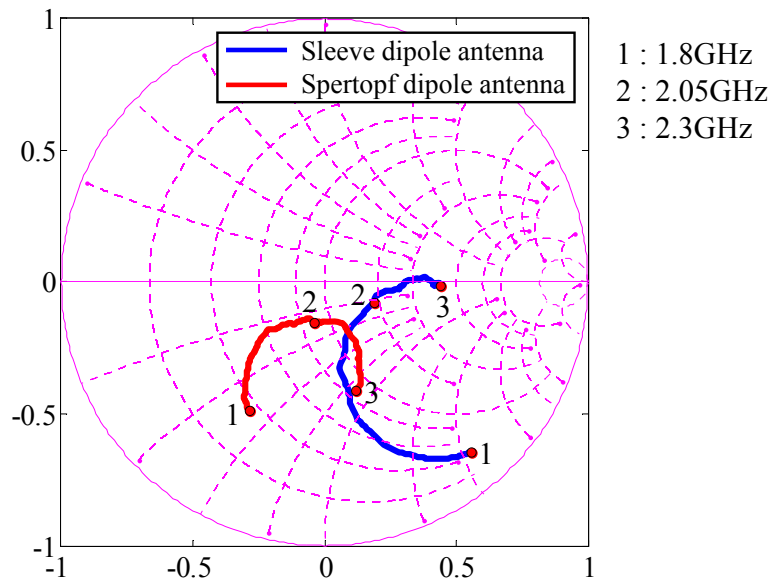


図 6.5 インピーダンス特性

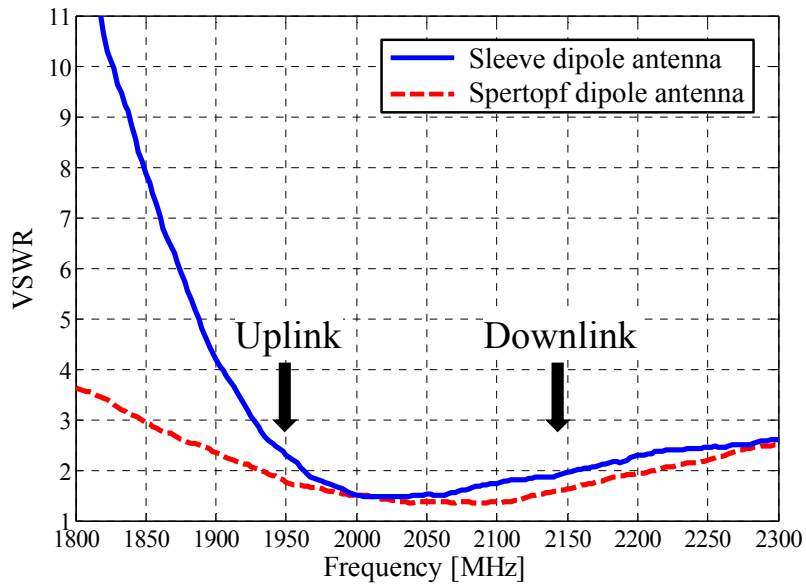
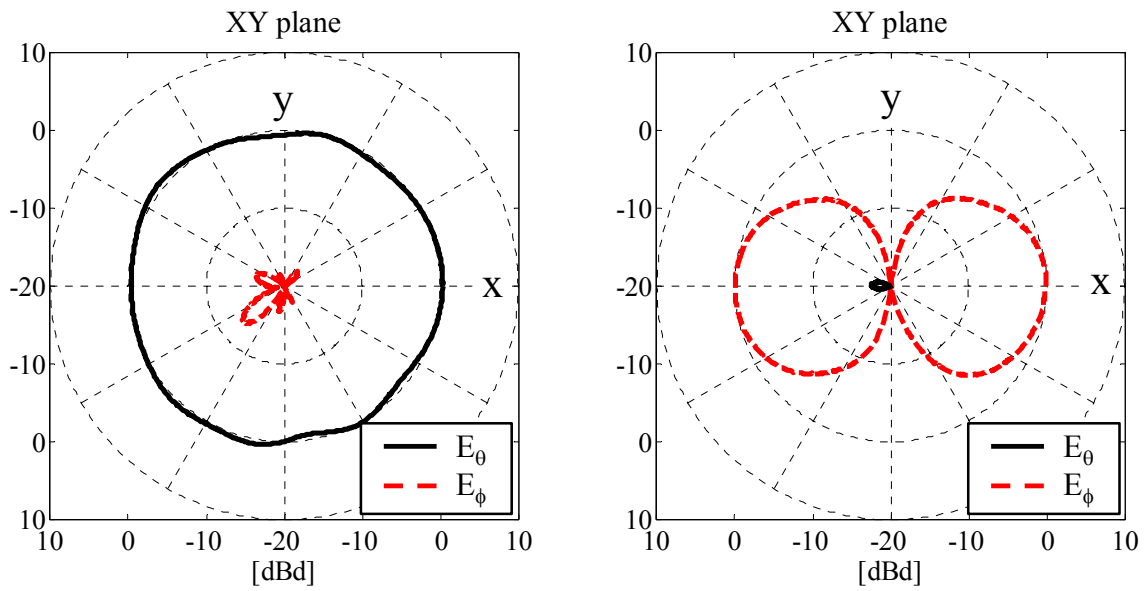


図 6.6 製作したアンテナの VSWR 特性



(a) スリーブダイポールアンテナ (b) シュペルトップダイポールアンテナ

図 6.7 放射指向特性 ($f=2.14\text{GHz}$)

B. 移相器の特性

制御回路においてフェージング特性を制御するために用いる移相器モジュールについて説明する。製作した移相器モジュールには1つの移相器の位相変化量が180度である表面実装型の移相器 (mini circuit 製 JSPHS-23+) を2個用いた。その写真を図6.8に示す。

製作した移相器モジュールの位相特性を図6.9に示す。ここで図中のプロット点の値は製作した14台の移相器の平均値である。図中の黒線は2.14GHz、赤線は1.95GHzにおける位相変化量である。▼印は移相器の入力端子から、▲印は移相器の出力端子から信号を入力した場合の特性である。

図より、移相器の入力端子から信号を入力した場合と出力端子から信号を入力した場合の位相変化量は等しいことがわかる。従って、測定実験を下り回線から上り回線に変更するとき、移相器の入力端子と出力端子を変えることなく測定実験が行えることがわかった。

しかし、移相器に同じ制御電圧を入力しても測定周波数によって位相変化量は変化することがわかる。360度位相を変化させるためには1.95GHzの場合は11V、2.14GHzの場合14Vの制御電圧が必要であることがわかる。ここで、MIMO-OTA評価装置に用いたD/Aコンバータは0~10Vの電圧しか出力できない。従って、位相を360度変化させるにはD/Aコンバータの出力電圧を増幅する必要がある。そこで、図6.2に示すように、D/Aコンバータと移相器の間に入力電圧を3倍に増幅するオペアンプで構成した非反転増幅器を挿入した。

図6.10に周辺散乱体の位相変化量とD/Aコンバータの出力電圧の関係を示す。図より、制御電圧がD/Aコンバータの出力上限電圧である10V以下におさまっていることがわかる。また、位相変化量と出力電圧の関係は非線形特性であることがわかる。そこで、位相変化量 θ と出力電圧 V の近似式を求め、D/Aからの出力電圧を決定した。その近似式を以下に示す。

$$V_{1.95GHz} = 0.057\theta^3 - 0.715\theta^2 + 3.94\theta + 0.1935 \quad (6.2)$$

$$V_{2.14GHz} = 0.092\theta^3 - 0.962\theta^2 + 4.59\theta + 0.1367 \quad (6.3)$$

ここで θ は変化させたい位相変化量であり、単位はラジアン[rad]である。

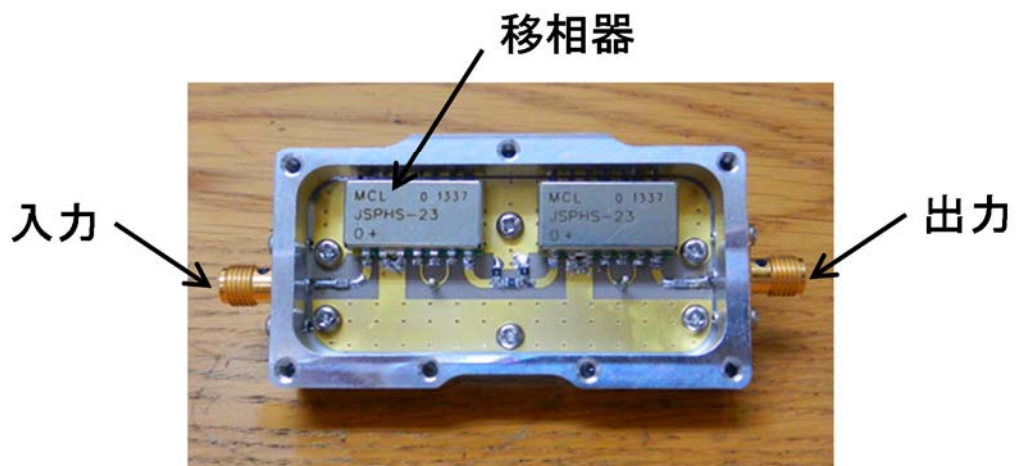
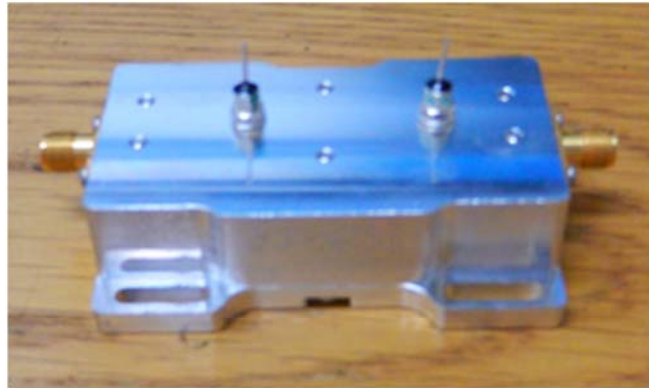


図 6.8 360 度移相器モジュール

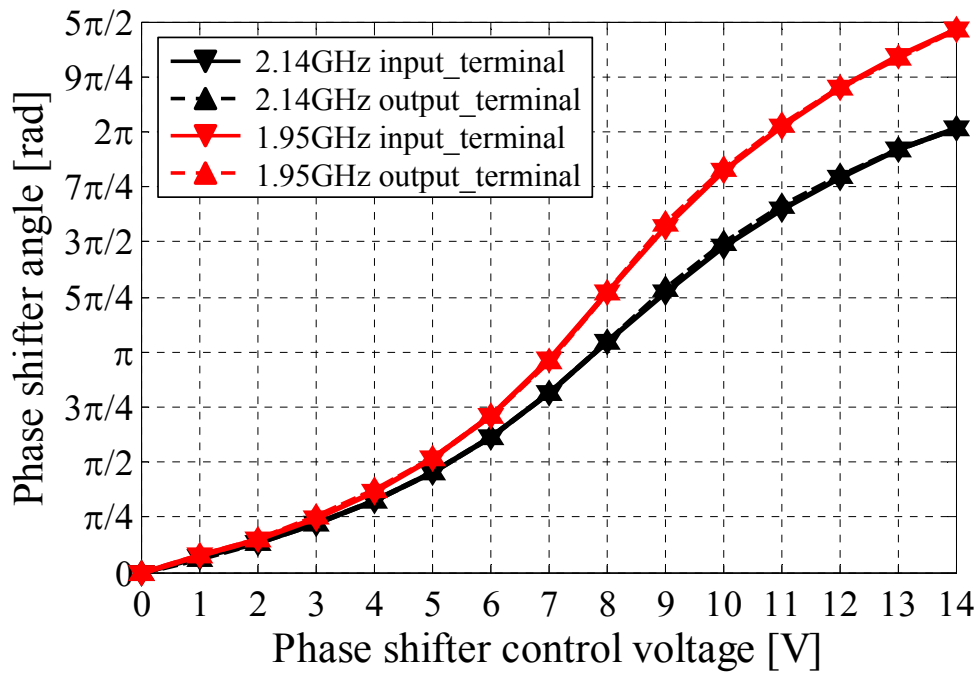


図 6.9 移相器モジュールの位相特性

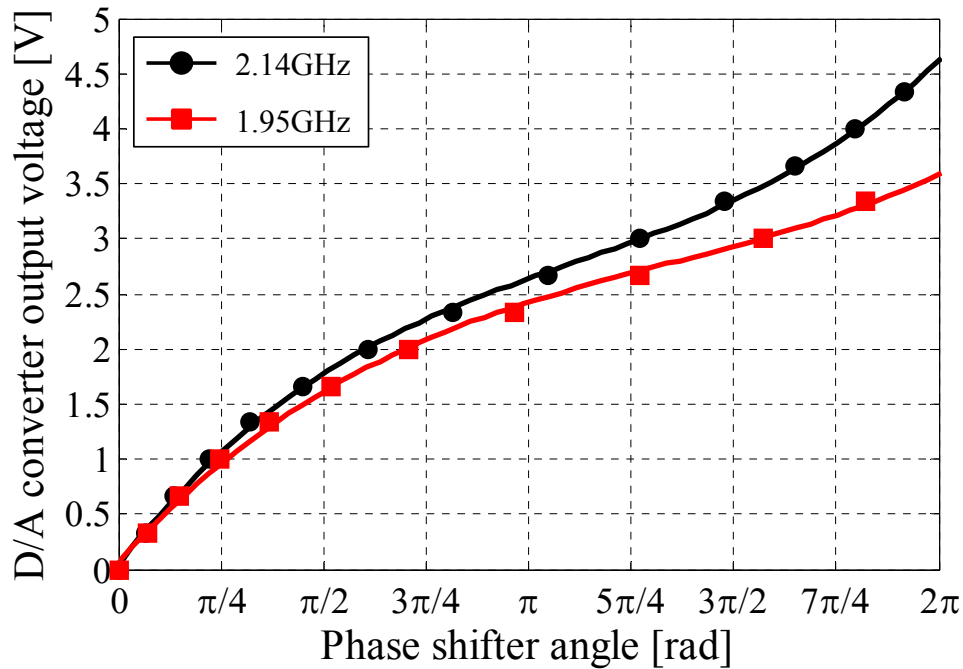


図 6.10 D/A コンバータからの出力電圧

C. 上り／下り回線の瞬時値特性

製作したバイラテラル MIMO-OTA 装置の基礎的検証実験として、同一周波数において下り回線と上り回線の瞬時値測定実験を行った。エミュレータの中心にはスリーブダイポールアンテナを設置し、周辺散乱体はスリーブダイポールアンテナのみとした。即ち、垂直偏波のみを測定対象とした。周辺散乱体からの到来波は一様分布とした。周波数は 2.14GHz ある。下り回線と上り回線の測定は 15 分の間隔をおいて測定した。移動距離は 50 波長であり、1 波長あたりに 100 ポイントの測定を行った。図 6.11 に下り回線と上り回線の瞬時値特性、図 6.12 に CDF (Cumulative Distribution Function) 特性を示す。図中における赤線は上り回線、黒線は下り回線の特性である。

図 6.11 より、下り回線と上り回線の瞬時値を比較するとほぼ同じである。また、下り回線の平均受信レベル ($E[|S_{21}|^2]$) は -68.50dB、上り回線の平均受信レベル ($E[|S_{12}|^2]$) は -68.41dB、下り回線と上り回線の瞬時値波形の相関は 0.991 であることから、製作したフェージングエミュレータの双方向性が高いことがわかった。

次に、下り回線および上り回線の時間相関特性を検証した。エミュレータの中心にはスリーブダイポールアンテナを設置し、周辺散乱体はスリーブダイポールアンテナのみとした。周辺散乱体からの到来波は一様分布とした。測定した周波数は下り回線が 2.14GHz、上り回線が 1.95GHz である。下り回線および上り回線の測定は 15 分の間隔をおいて 120 分間にわたり、それぞれ 9 回の測定を行った。移動距離は 50 波長であり、1 波長あたりに 100 ポイントの測定を行った。図 6.13 に 0 分時に測定した瞬時値を基準とした瞬時値の時間相関特性を示す。図中における黒線は下り回線、赤線は上り回線の特性である。図より、2.14GHz の下り回線と 1.95GHz の上り回線の時間相関を比較すると上り回線のほうが 0.05 高い時間相関であるが、上り／下り回線とも 2 時間の瞬時値波形の相関が 0.99 以上で一定の値であることから高い時間相関を有していることがわかる。表 6.1 に各時刻間の瞬時値の時間相関特性を示す。下り回線と上り回線の双方において測定開始時刻が変化しても時間相関特性は一定であることが明らかとなった。

将来システムで要望される 4 素子以上の多素子 MIMO のチャネル応答を測定するには長時間を要するが、上記した本装置の高い時間相関は、一定の時間間隔で素子毎

のチャネル応答を測定することが可能であることを示している。

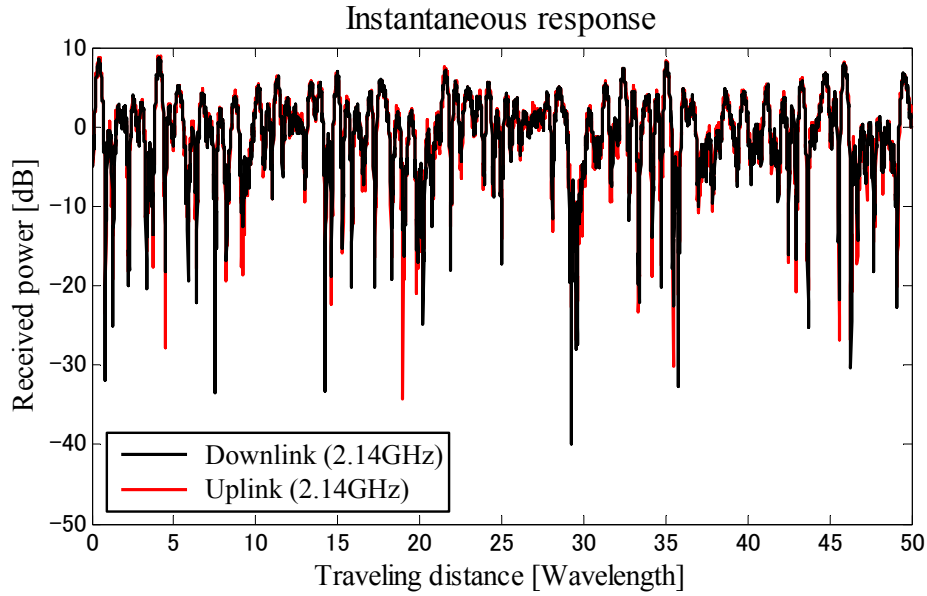


図 6.11 下り回線と上り回線の瞬時値

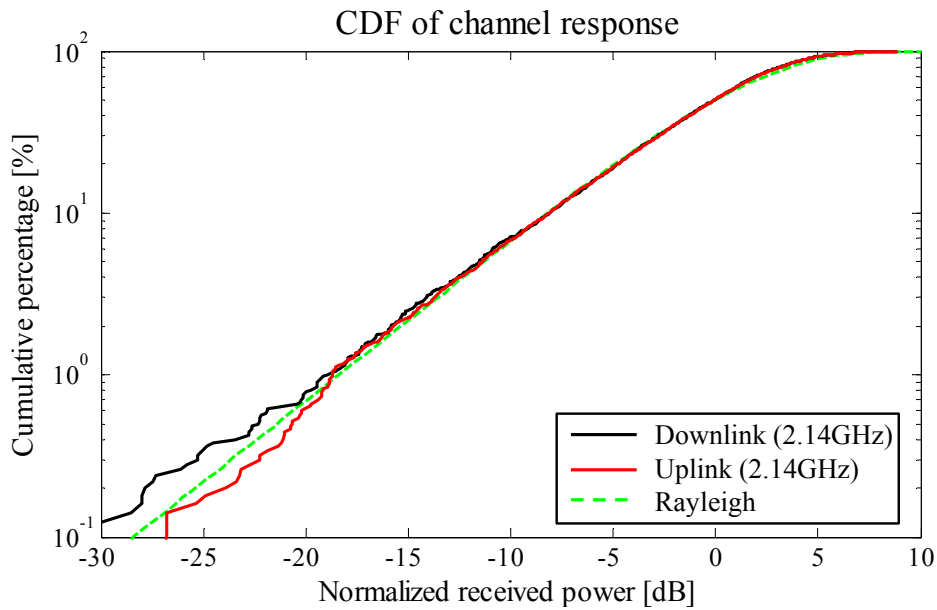


図 6.12 下り回線と上り回線の CDF 特性

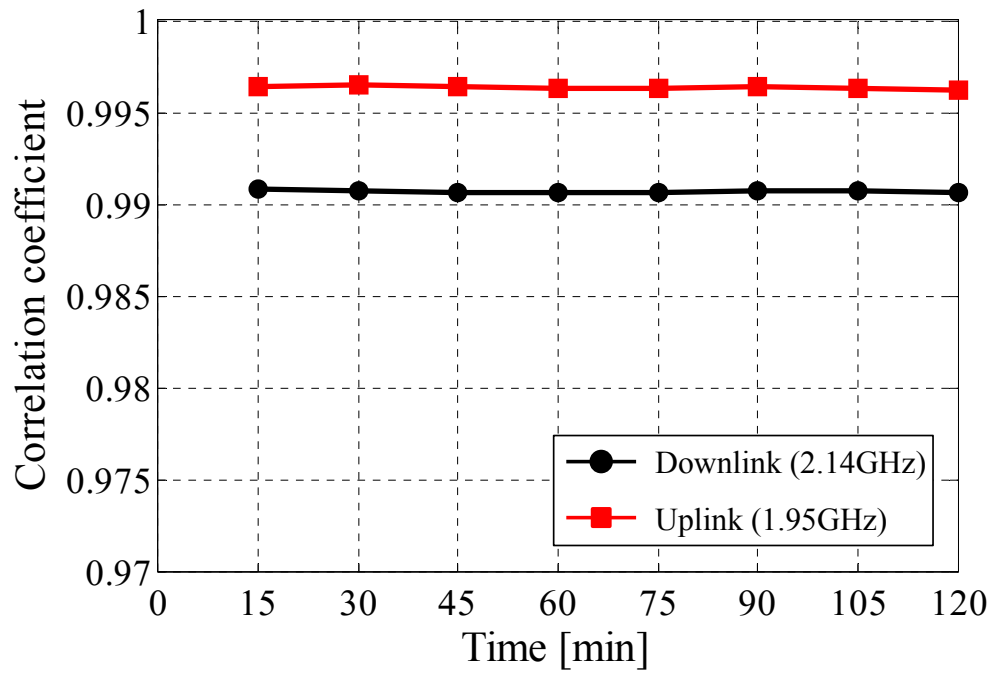


図 6.13 0 分の受信信号を基準とした下り回線と上り回線の時間相関特性

表 6.1 基準とする時間を変化させたときの下り回線と上り回線の時間相関特性

(a) 下り回線 (2.14GHz)

	0分	15分後	30分後	45分後	60分後	75分後	90分後	105分後	120分後
0分	1.0000	0.9908	0.9907	0.9906	0.9906	0.9906	0.9907	0.9907	0.9906
15分後	0.9908	1.0000	0.9910	0.9906	0.9907	0.9909	0.9907	0.9906	0.9908
30分後	0.9907	0.9910	1.0000	0.9907	0.9908	0.9905	0.9906	0.9907	0.9908
45分後	0.9906	0.9906	0.9907	1.0000	0.9907	0.9907	0.9906	0.9906	0.9907
60分後	0.9906	0.9907	0.9908	0.9907	1.0000	0.9911	0.9910	0.9908	0.9910
75分後	0.9906	0.9909	0.9905	0.9907	0.9911	1.0000	0.9908	0.9907	0.9909
90分後	0.9907	0.9907	0.9906	0.9906	0.9910	0.9908	1.0000	0.9907	0.9908
105分後	0.9907	0.9906	0.9907	0.9906	0.9908	0.9907	0.9907	1.0000	0.9906
120分後	0.9906	0.9908	0.9908	0.9907	0.9910	0.9909	0.9908	0.9906	1.0000

(b) 上り回線 (1.95GHz)

	0分	15分後	30分後	45分後	60分後	75分後	90分後	105分後	120分後
0分	1.0000	0.9964	0.9965	0.9964	0.9963	0.9964	0.9964	0.9963	0.9962
15分後	0.9964	1.0000	0.9966	0.9965	0.9964	0.9964	0.9965	0.9963	0.9963
30分後	0.9965	0.9966	1.0000	0.9966	0.9965	0.9965	0.9966	0.9964	0.9963
45分後	0.9964	0.9965	0.9966	1.0000	0.9963	0.9964	0.9964	0.9963	0.9962
60分後	0.9963	0.9964	0.9965	0.9963	1.0000	0.9962	0.9963	0.9963	0.9963
75分後	0.9964	0.9964	0.9965	0.9964	0.9962	1.0000	0.9965	0.9962	0.9959
90分後	0.9964	0.9965	0.9966	0.9964	0.9963	0.9965	1.0000	0.9964	0.9962
105分後	0.9963	0.9963	0.9964	0.9963	0.9963	0.9962	0.9964	1.0000	0.9965
120分後	0.9962	0.9963	0.9963	0.9962	0.9963	0.9959	0.9962	0.9965	1.0000

6.4 基地局関連のモデル化

下り回線においては、受信アンテナである端末アンテナの間隔を近づけても受信信号は低い相関値であることが知られている[114]。一方、上り回線においては、受信アンテナである基地局アンテナの間隔を十分に大きくしても受信信号は高い相関値を有していることが知られている[51]。

従来の OTA 装置において下り回線の評価を行う際は、素波の相関を無相関とし、端末アンテナを有相関としてモデル化し、OTA 評価が行われている[50],[115]。それに対して、上り回線の OTA 評価については十分に検討がなされていない。上り回線における高い基地局相関を実現するには相関特性の適切なモデル化と、相関の制御方法に対する考察が重要である。

本来、上り回線における相関とは、素波と受信アンテナである基地局アンテナの特性を含めた値である。我々は、上り回線における高い相関値をモデル化するため、図 6.14 に示すように、基地局アンテナ間の相関は無相関であるが、素波間の相関が有相関であると考えた。即ち、アンテナと素波の相互影響の結果として決定される相関特性に対して、両者の影響の合計を素波に集約することで基地局相関を制御した。従って、基地局アンテナ特性はチャンネルモデルに含まれていない。

OTA 評価装置の観点から考えると、伝搬ルート等の伝搬環境の制御が困難な電波反射箱法[115]とは違い、本章で用いるフェージングエミュレータ法[50]は二次波源の初期位相を制御することで素波の時変動特性を容易に制御できる特徴を有している。6.5 章で述べる相関の制御法はこのようなフェージングエミュレータの制御性の良さを巧みに利用している。

素波間の相関は 2 次元周辺散乱モデル[113]において二次波源の初期位相によって表される。このことを利用して、二次波源の初期位相を素波と基地局アンテナの双方の相関特性を含めた値として上り回線全体の相関特性を表現した。この考え方に基づき、Jakes モデル[8]を用いて散乱体の初期位相を設定することによって基地局相関特性を制御した。具体的な基地局相関の制御方法は 6.5 章で述べる。

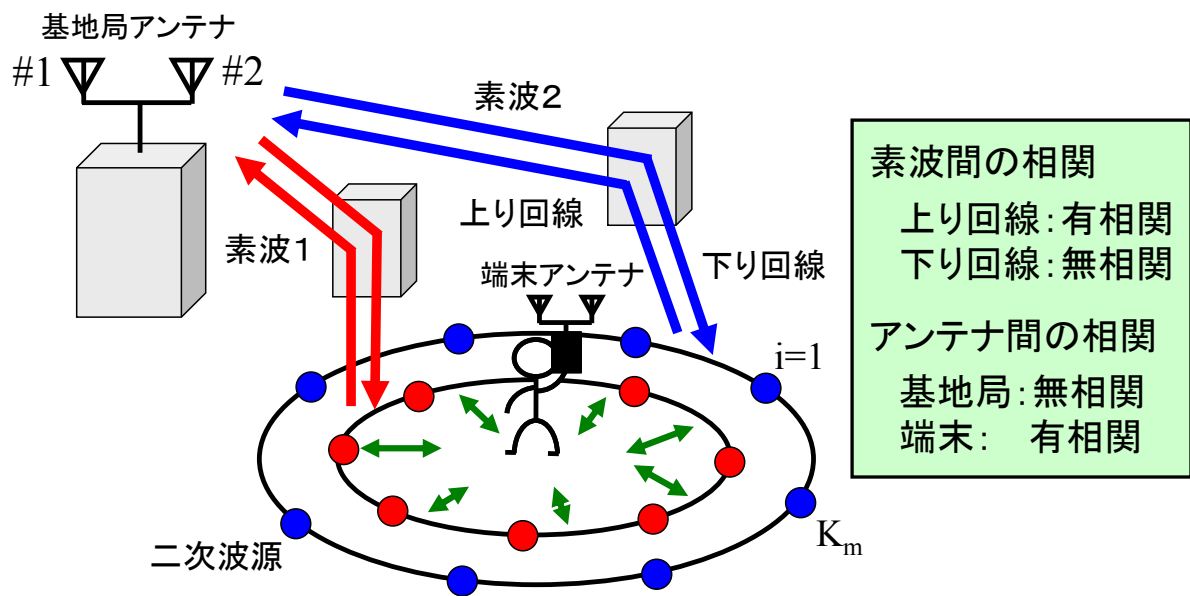


図 6.14 伝搬チャネルモデルと相関特性

6.5 提案する基地局相関の制御方法

図 6.15 に基地局相関の実装方法を示す。上り回線では、図のように 2 次元周辺散乱モデルの中心に配置した DUT アンテナから送信された電波は散乱体を經由し、異なる初期位相行列 Φ_{1i} と Φ_{2i} を与えられて基地局アンテナ (Rx1, Rx2) で受信される。これにより、DUT-基地局間に Φ_{1i} と Φ_{2i} に対応した 2 つの異なった経路を形成する。

Jakes モデル[8]は下り回線の受信波に対する理論であるが、可逆性[113]を利用して上り回線に適用する。2 次元周辺散乱モデルの中心に配置したアンテナが距離 d 移動したとき、各散乱体までの幾何学的位相差 α_i は式(6.4)より求まる。

$$\alpha_i = kd \cos \phi_i \quad (6.4)$$

ここで、 $k = \lambda/2\pi$ 、 λ は波長、 ϕ_i は DUT アンテナと二次波源のなす角度である。

移動前の位置 (原点) で送信されて基地局 1 (Rx1) で受信された信号 (h11) と距離 d だけ移動した後に基地局で受信された信号 (h12) の間の自己相関関数は Jakes モデルより $J_0(kd)$ として求まる。従って、自己相関係数を変数とすると、アンテナを移動させる距離 d が決まる。図 6.16 に設定したい基地局相関 ρ_{BS} を得るためのアンテナ移動距離 d を示す。図中の黒線は $J_0(kd)$ であり、赤線は図中の 11 点の値 (●印) を用いて最小二乗近似により求めた 3 次の多項式 $d(\rho_{BS})$ である。図のように、設定したい基地局相関値 ρ_{BS} を 0.6 とすると、赤線の近似関数を用いてアンテナ移動距離 d が 0.22λ と求まる。

求めたアンテナ移動距離 d を式(6.4)に代入して幾何学的位相差 α_i を計算する。この位相差を用い、式(6.5)のように、各散乱体の基地局 1 (Rx1) の初期位相行列 Φ_{1i} に幾何学的位相差行列 \mathbf{A} を足した値を基地局 2 (Rx2) の初期位相行列 Φ_{2i} とした。

$$\begin{aligned} \Phi_{2i} &= \Phi_{1i} + \mathbf{A} \\ &= [\varphi_1 + \alpha_1 \quad \varphi_2 + \alpha_2 \quad \cdots \quad \varphi_n + \alpha_n] \end{aligned} \quad (6.5)$$

ここで、 $\Phi_{1i} = [\varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \cdots \quad \varphi_n]$ は一様乱数により生成した無相関な初期位相であり、 $\mathbf{A} = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \cdots \quad \alpha_n]$ は幾何学的な位相差を表す。これにより、基地局 1 と基地局 2 が形成する 2 つの散乱体群の信号間、即ち素波間の相関は設定したい相関値 ρ_{BS} に制御することができる。

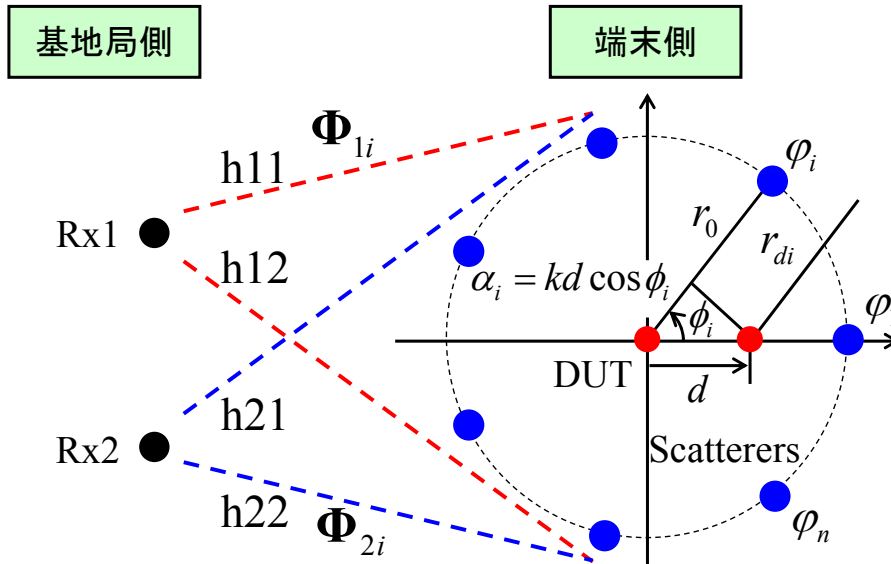


図 6.15 基地局相関の実装方法

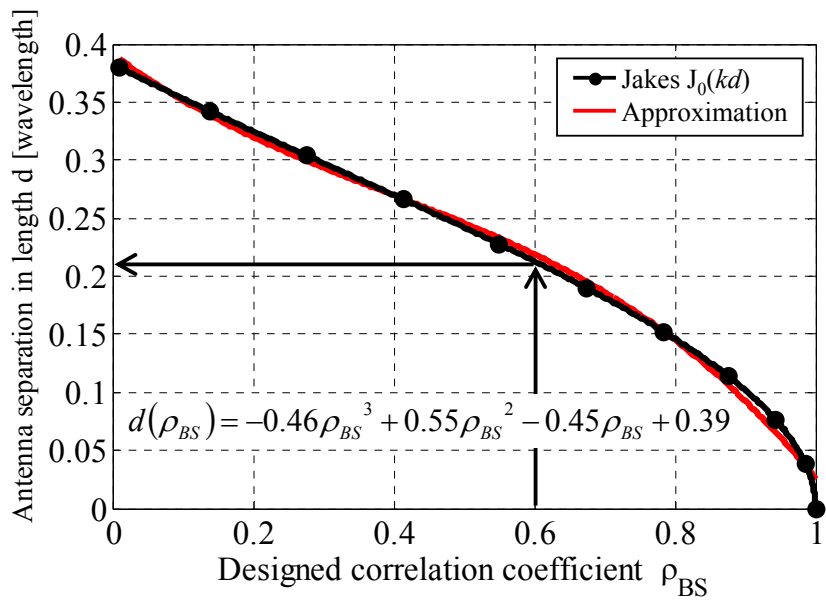


図 6.16 設定したい基地局相関 ρ_{BS} を得るためのアンテナ移動距離

6.6 基地局相関制御方法の検証

提案する基地局相関制御方法の有効性について、2次元周辺散乱モデルを用いたモンテカルロシミュレーションによる解析とバイラテラル MIMO-OTA 評価装置を用いた実験的検証の両方を実施して検証した。

6.6.1 モンテカルロ解析による検証

まず、モンテカルロシミュレーションによる解析を行った[116]。図 6.17 に示すように、解析モデルはアンテナ間距離を L に設定した半波長ダイポールアンテナによって構成した擬似アレーとした。解析周波数は、現在、2GHz 帯において携帯電話に用いられている上り回線の中心周波数である 1.95GHz とした。 XPR は 50dB、到来波は一様分布、散乱体の数は 30 個として解析を行った。

基地局アンテナ側の相関 ρ_{BS} は、6.5 章で述べた提案方法に基づき、素波と基地局アンテナの特性を含めた初期位相行列 Φ_{1j} と Φ_{2j} の組み合わせを用いて制御した。端末アンテナ側の相関 ρ_{MS} は、擬似アレーアンテナの間隔 L を変化させて制御した。即ち、図 6.16 に示した Jakes モデルより求めることができる。

図 6.18 に基地局と端末側の相関を独立に制御したときの解析結果を示す。横軸は設定したい基地局相関値 ρ_{BS} であり、縦軸は解析で得られた基地局と端末の複素相関係数の絶対値である。実線は擬似アレーのアンテナ間隔 L を変化させたときの基地局相関 ρ_{BS} であり、破線は端末アンテナ間の相関 ρ_{MS} である。

初めに、基地局相関 ρ_{BS} (図中の実線) を制御したとき、端末アンテナの配置位置に依存せず設定した基地局相関となるか検証した。2次元チャンネルモデルの中心から L 離れた位置に設置した端末アンテナ#2 から送信した電波を 2 つの基地局アンテナで受信したときの信号の相関値 (図 6.18 の縦軸) が設定値 (図 6.18 の横軸) となればよい。即ち、上り回線におけるチャンネル応答 h_{12} と h_{22} (図 6.15) の複素相関係数の絶対値を解析した。その計算式を以下に示す。ここで、*は複素共役を示す。

$$\rho_{BS} = \frac{|h_{12}h_{22}^*|}{\sqrt{h_{12}h_{12}^*}\sqrt{h_{22}h_{22}^*}} \quad (6.6)$$

図より、4本の実線が重なっていることから、モンテカルロ解析で得られた基地局アンテナの受信信号の複素相関係数の絶対値（縦軸）は、端末アンテナの間隔 L によらず設計した基地局相関値 ρ_{BS} （横軸）と一致することがわかる。

次に、端末相関 ρ_{MS} （図中の点線）を制御したとき、2次波源の初期位相行列 Φ によらず、設定した端末相関となるかを検証した。6.5章の方法によって所望の基地局相関になるように初期位相行列 Φ_{2i} を生成する。次に、原点と原点から距離 L 離れた位置に設置した2つのアンテナから電波を送信し、上記 Φ_{2i} を経由して基地局 $Rx2$ で受信した2つの電波の相関を求める。検証の目的は、 Φ_{2i} に依存せずこの相関値と設定した端末相関が常に一致することを調べることである。即ち、上り回線におけるチャネル応答 h_{21} と h_{22} （図 6.15）の複素相関係数の絶対値を解析した。その計算式を以下に示す。

$$\rho_{MS} = \frac{|h_{21}h_{22}^*|}{\sqrt{h_{21}h_{21}^*} \sqrt{h_{22}h_{22}^*}} \quad (6.7)$$

図より、端末アンテナ間隔 L を変化させたときの端末アンテナ間の相関 ρ_{MS} は初期位相行列 Φ_{2i} によらず $J_0(kd)$ と一致することがわかる。以上の結果より、基地局と端末側相関を独立に制御できることが明らかとなった。

図 6.19 に基地局と端末側の相関を独立に制御したときの 2×2 MIMO 伝送容量を示す。 XPR は 50dB、 SNR は 30dB とした。図より、 2×2 MIMO 伝送容量は基地局と端末側双方の相関の影響を受けて決まることがわかる。また、基地局相関 ρ_{BS} を 0.0、端末相関 ρ_{MS} を 0.9 に設定したときの伝送容量が、基地局相関 ρ_{BS} を 0.9、端末相関 ρ_{MS} を 0.0 に設定したときの伝送容量と一致することがわかる。即ち、基地局相関と端末相関を入れ替えても同じ伝送容量となることが明らかとなった。

6.4章の冒頭で述べたように、端末側の相関は一般に 0.5 以下の低い値を示すが、基地局側は 0.5 以上の高い値を示す。図 6.19 をこのことと関係付けて考察すると、端末側の相関が MIMO 伝送容量に与える影響は小さいが、基地局の相関は伝送容量に極めて大きな影響を与えることがわかる。特に、基地局相関が 0.8 以上になると伝送容量は急激に低下する。このことは基地局相関を含めた OTA 評価の重要性を明確に示している。

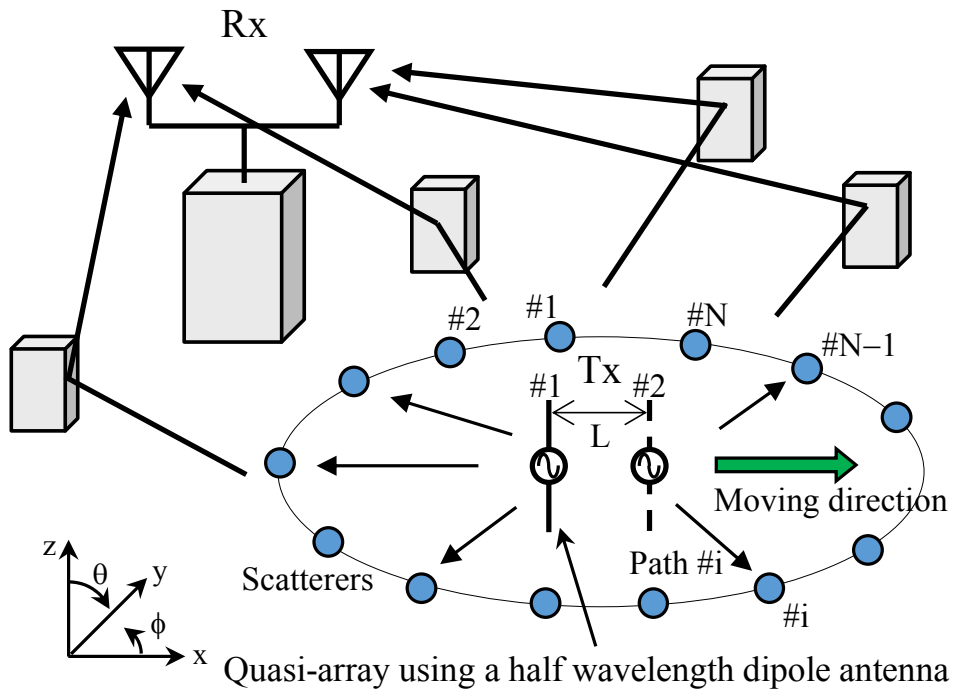


図 6.17 2次元チャネルモデル

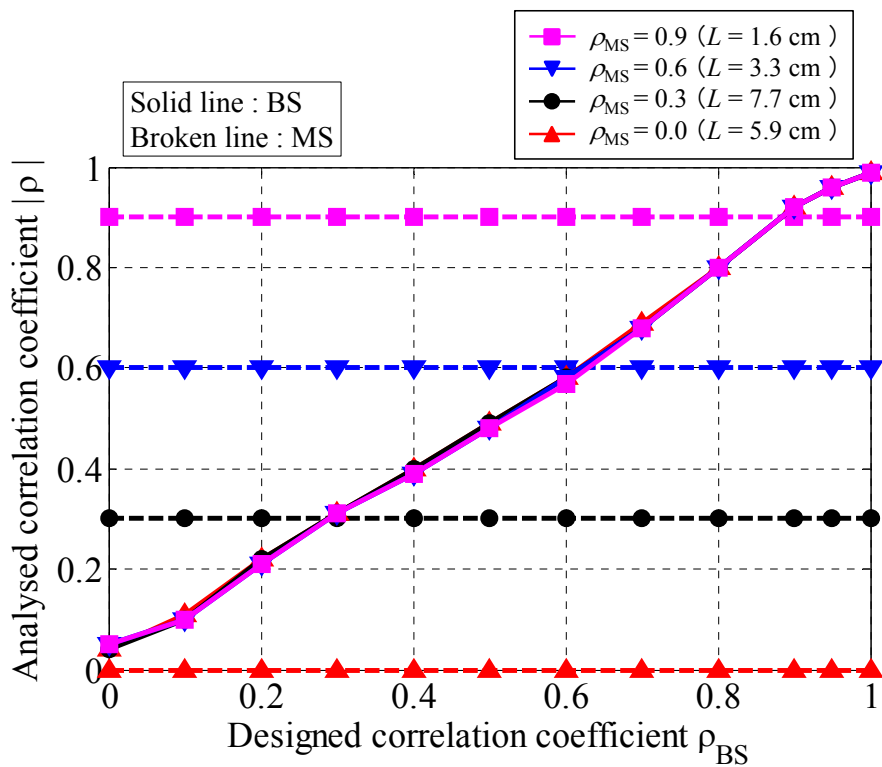


図 6.18 相関係数の設計値と解析値の比較

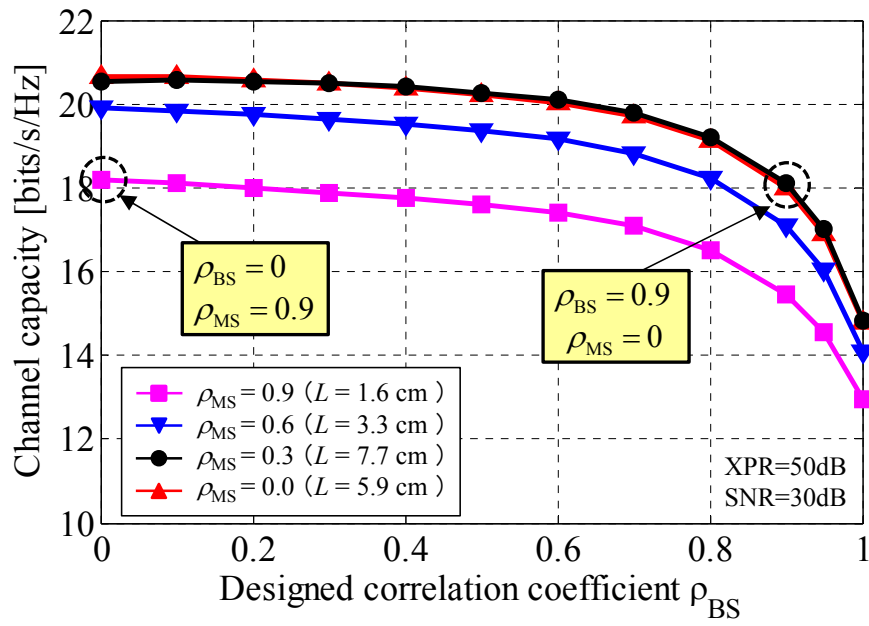


図 6.19 基地局と端末側相関を独立に制御したときの 2×2 MIMO 伝送容量

6.6.2 バイラテラル MIMO-OTA 装置による検証

開発したバイラテラル MIMO-OTA 評価装置に提案する基地局相関の制御方法を実装し、提案手法の有効性を検証した。測定実験のセットアップを図 6.20 に示す。実験には 6.6.1 のモンテカルロ解析と同様にアンテナ間距離を $\lambda/2$ に設定した擬似アレー半波長ダイポールアンテナをエミュレータの中心に設置して測定実験を行った。測定周波数は 2GHz 帯において携帯電話に用いられている上り回線の中心周波数である 1.95GHz とした。XPR は 50dB、到来波は一様分布とした。

図 6.21 に基地局相関 ρ_{BS} を 0.0 と 0.9 に設定したときの上り回線の 2×2 MIMO のチャンネル応答を示す。図中の h_{11} (黒線) は図 6.15 に示したように、端末#1 から送信して基地局#1 で受信、 h_{12} (赤線) は端末#2 から送信して基地局#1 で受信、 h_{21} (青線) は端末#1 から送信して基地局#2 で受信、 h_{22} (ピンク線) は端末#2 から送信して基地局#2 で受信したときのチャンネル応答である。

図(a)より、基地局相関を 0.0 に設定した場合は 4 つのチャンネル応答がそれぞれ識別できる。今、測定実験において各端末アンテナから送信され、2 本の基地局アンテナで受信した信号の複素相関係数の絶対値の平均値 ρ_{BS_ave} を以下の式によって定義する。

$$\rho_{BS_ave} = \frac{\left(\frac{|h_{11}h_{21}^*|}{\sqrt{h_{11}h_{11}^*}\sqrt{h_{21}h_{21}^*}} + \frac{|h_{12}h_{22}^*|}{\sqrt{h_{12}h_{12}^*}\sqrt{h_{22}h_{22}^*}} \right)}{2} \quad (6.8)$$

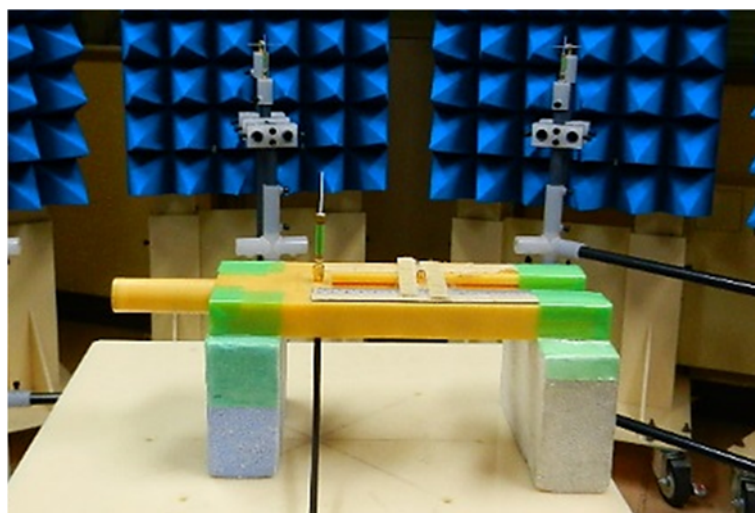
図(a)のチャンネル応答の基地局相関 ρ_{BS_ave} は 0.06 となり無相関であった (図中の赤線の値)。それに対し、図(b)より、基地局相関を 0.9 に設定した場合は h_{11} (黒線) と h_{21} (青線) のチャンネル応答、 h_{12} (赤線) と h_{22} (ピンク線) のチャンネル応答が重なっていることがわかる。このことから、図(b)のチャンネル応答の基地局相関 ρ_{BS_ave} は 0.91 となり有相関であることがわかる。

図 6.22 に図 6.21 で示したチャンネル応答の CDF 特性を示す。図(a)は基地局相関 ρ_{BS} を 0.0 に、図(b)は基地局相関 ρ_{BS} を 0.9 に設定したときの特性である。図より、双方の CDF 特性がレイリー理論値 (緑線) と一致していることがわかる。従って、初期

位相を変化させて基地局相関を設定してもレイリーフェージングを維持していることが確認された。

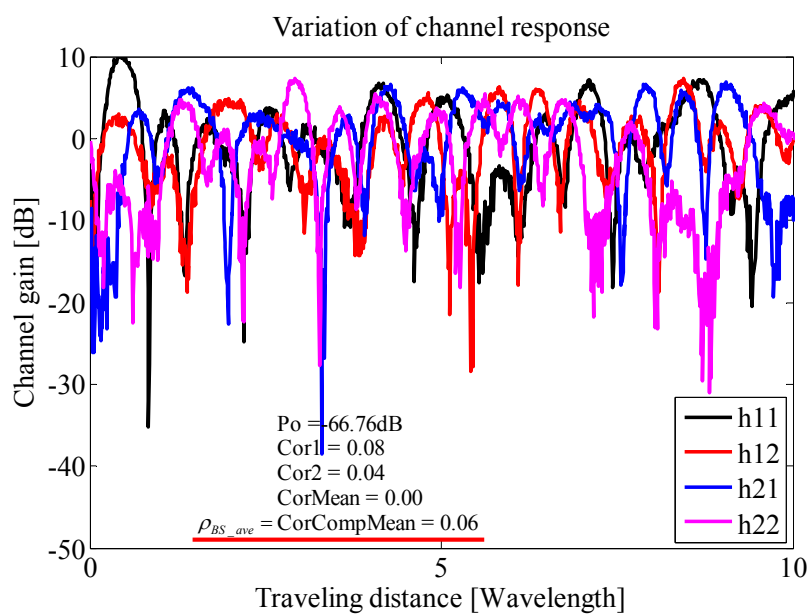


(a) 全体像

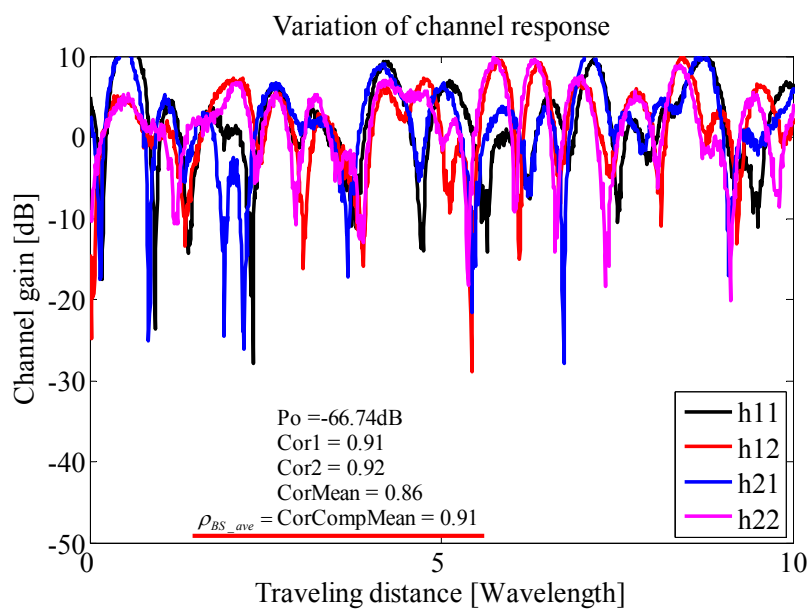


(b) 送信アンテナ（端末側）

図 6.20 相関特性の測定セットアップ

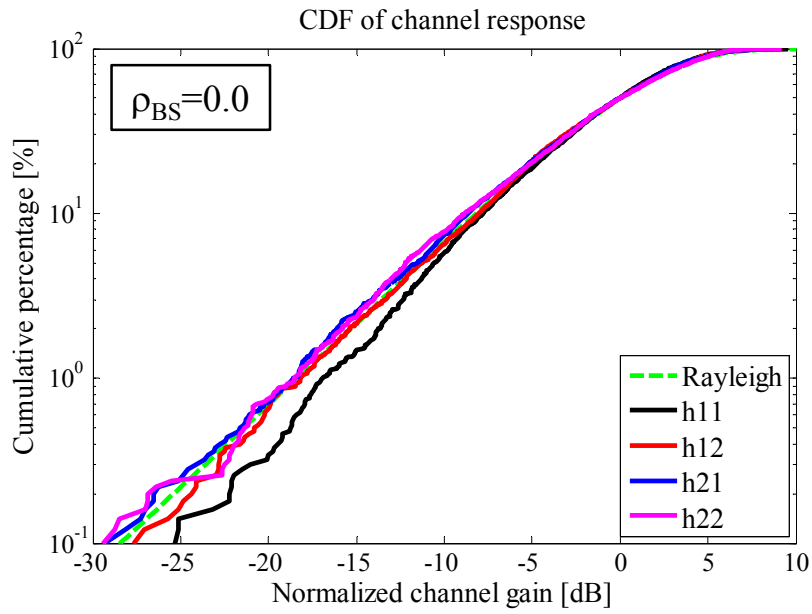


(a) 基地局相関 ρ_{BS} を0.0に設定

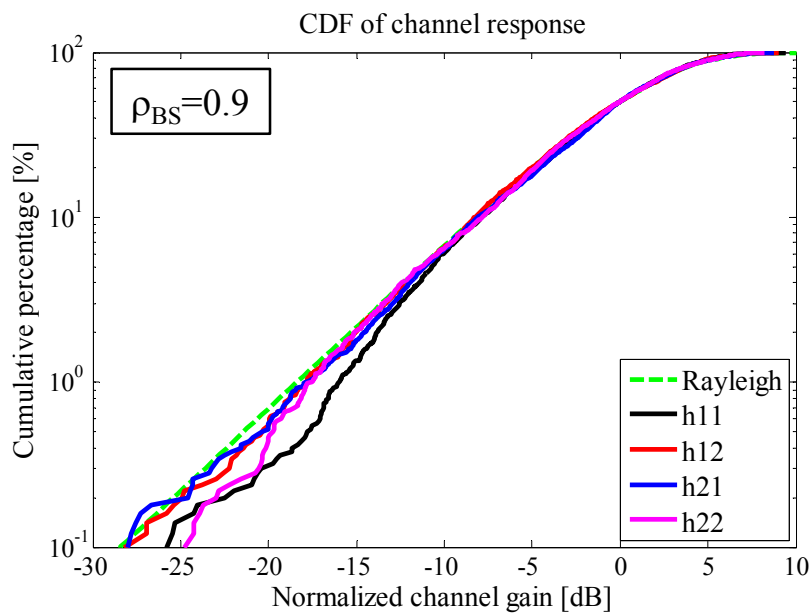


(b) 基地局相関 ρ_{BS} を0.9に設定

図 6.21 上り回線におけるチャネル応答



(a) 基地局相関 ρ_{BS} を0.0に設定



(b) 基地局相関 ρ_{BS} を0.9に設定

図 6.22 チャンネル応答の CDF 特性

図 6.23 に基地局相関の設定値 ρ_{BS} を 0.0 から 0.95 まで変化させたときの、それぞれの端末アンテナから送信され 2 本の基地局アンテナで受信した信号の ρ_{BS_ave} を示す。図中の●印は OTA 測定値であり、黒線はモンテカルロシミュレーションにより得られた解析値である。赤点線は基地局相関値の理想値（設定したい基地局相関＝解析によって得られた基地局相関）である。図より、OTA によって測定された ρ_{BS_ave} が設定した基地局相関値と解析値に一致していることがわかる。

図 6.24 に基地局相関 ρ_{BS} を 0.0、0.6 および 0.9 に設定したときの固有値の CDF 特性を示す。図中の黒線は $\rho_{BS}=0.9$ 、赤線は $\rho_{BS}=0.6$ 、青線は $\rho_{BS}=0.0$ に設定したときの OTA 測定値である。図より、第 1 固有値 λ_1 は基地局相関の設定値 ρ_{BS} を変化させても一致している。一方、 ρ_{BS} を大きくするほど、複素相関係数は大きくなり、第 2 固有値 λ_2 は小さくなることがわかる。第 2 固有値は MIMO 伝送において平行伝送を担うサブチャネルの太さ（伝送容量）に対応している。従って、図 6.24 は ρ_{BS} の増大によってサブチャネルの容量が減少し、MIMO としての機能が損なわれていることを示している。

最後に、基地局相関の設定値 ρ_{BS} を 0.0 から 0.95 まで変化させたときの 2×2 MIMO 伝送容量を図 6.25 に示す。図中の●印は OTA 測定値であり、黒線はモンテカルロシミュレーションにより得られた解析値である。図より、提案する基地局相関の制御方法を実装した OTA 装置を用いた 2×2 MIMO 伝送容量の実験値は、モンテカルロシミュレーションにより得られた解析値と一致していることがわかる。 $\rho_{BS}=0.8$ 以上における MIMO 伝送容量の急激な減少は図 6.24 で示した第 2 固有値の低減によるものである。このように、基地局相関による伝送容量変化のメカニズム解析を開発した OTA 装置を用いて行うことができる。

以上の検証結果より、提案する基地局相関の制御方法を用いることにより、意図する基地局相関を実現でき、上り回線における端末側のアンテナ性能を評価できることを実証した。

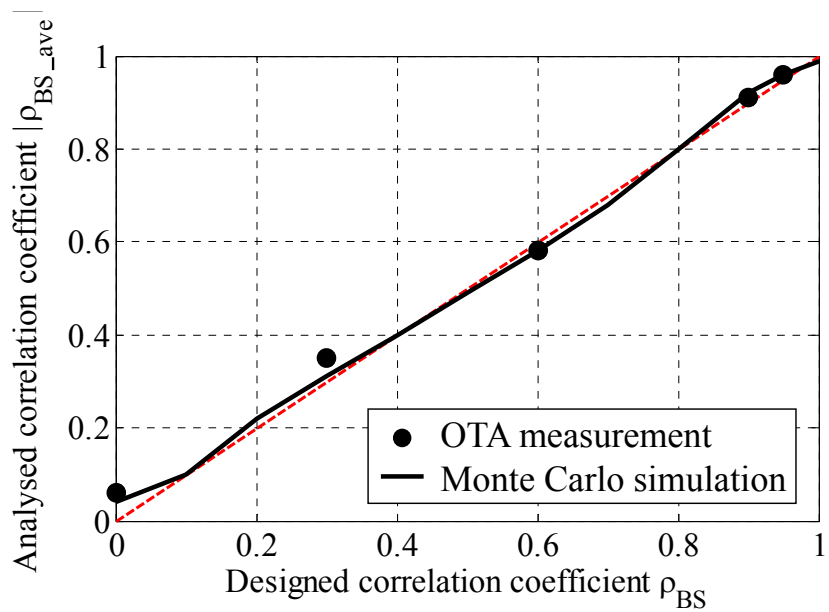


図 6.23 相関係数の設計値 ρ_{BS} と実験値の比較

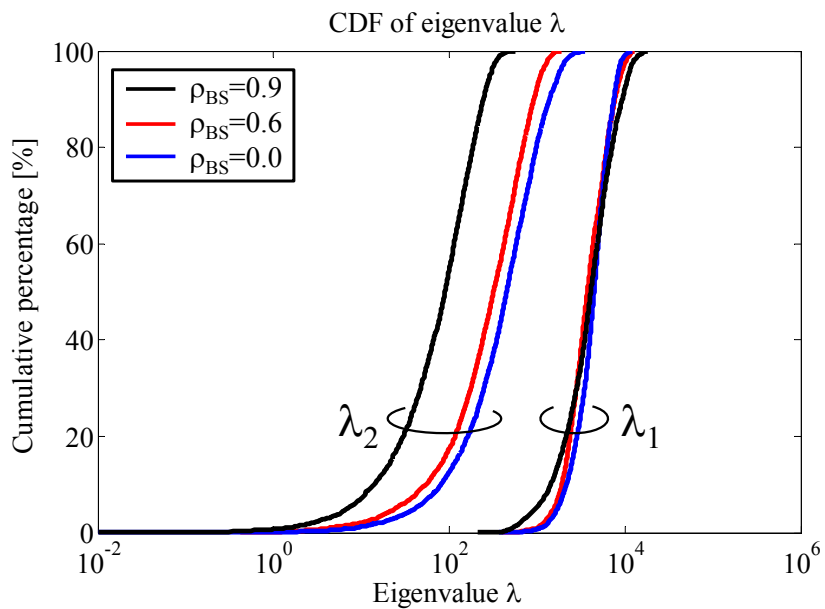


図 6.24 相関係数の設計値 ρ_{BS} を変化させたときの固有値特性

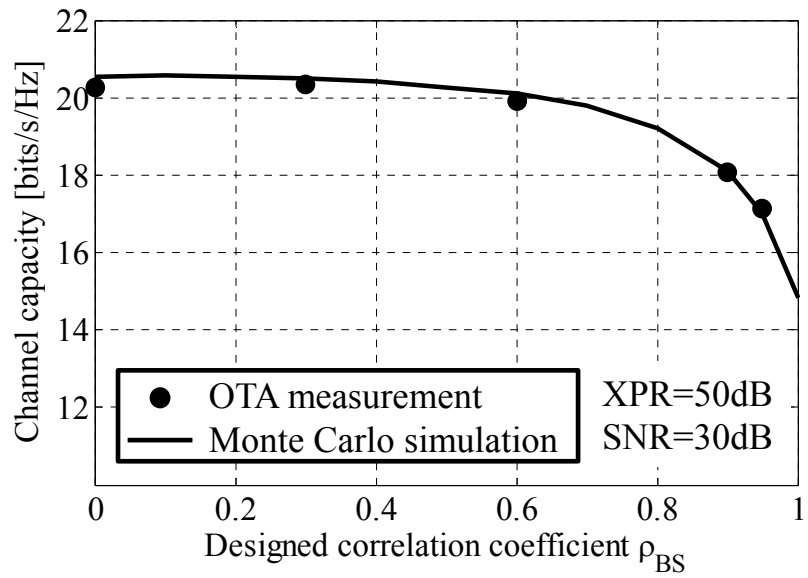


図 6.25 相関係数の設計値 ρ_{BS} と伝送容量の関係

6.7 結 言

本章では、Jakes モデルを用いて基地局相関の相関特性を制御することができるバイラテラル OTA 評価装置を開発した。まず、双方向性の機能を有する移相器モジュールを製作した。製作した移相器は位相特性が非線形であること、周波数によって位相特性が変化することが明らかとなった。そこで、設定したい位相量に応じて移相器に印加する電圧を求めるため最小二乗法によって 3 次の近似式を導出した。開発したフェージングエミュレータは高い双方向性と時間相関を有していることが明らかとなった。この結果、開発した装置を用いることによって、上り回線と下り回線における端末側のアンテナ性能の差異を考慮した MIMO 伝送容量評価が可能であることが明らかとなった。

次に、基地局相関を素波の相関に集約することでモデル化し、Jakes モデルを用いた基地局相関の制御方法を提案し、OTA 装置に実装した。開発した OTA 装置は、端末側と基地局側の相関を独立に制御可能であること、基地局側の高相関による伝送容量影響評価が可能であること、基地局相関による伝送容量変化のメカニズム解析が可能であることなど、これまでの OTA 評価装置では不可能であった極めてユニークな特徴を有している。従って、提案手法を用いることによって意図する基地局相関を実現でき、上り回線と下り回線における端末アンテナの総合的な性能評価が可能であることが明らかとなった。

第7章 結 論

本論文では、携帯端末を手で保持して使用する場合や、ウェアラブル端末を使用する際に生じる人体によるシャドウイングや、歩行動作など人体の動的変化によってもたらされる性能劣化を軽減するアンテナについて述べた。さらに、これらアンテナの性能を検証するための OTA (Over-The-Air) 評価装置を開発した結果について述べた。これら一連の研究によりウェアラブルアンテナの性能改善のための設計指針を与えるとともに指針に基づくアンテナ開発結果をまとめたものである。

タブレット端末に4素子MRC (Maximum Ratio Combining) ダイバーシチアンテナを搭載したときの不等電力を考慮したダイバーシチ利得の低下を推定する簡便な手法の提案、人体の歩行動作を考慮したときの腰装着BAN (Body Area Network) ダイバーシチアンテナの装着位置と人体シャドウイング影響解析、到来波とアンテナの傾き角に応じて最適な受信信号を得ることできる腕装着偏波制御ウェアラブルMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの開発、素子間電磁結合を考慮した同時共役整合を実現するための逐次的自動整合アルゴリズムの理論検討、上り回線と下り回線の端末性能評価が可能なMIMO-OTA評価装置の開発を行った。以下、本研究により得られた成果を総括する。

第2章では、可搬型地上デジタルテレビ端末に実装されたMRCダイバーシチアンテナの不等電力問題に対する検証を行い、定量的な関係を示した。解析から得られた結果を用いることによって、不等電力によるダイバーシチ利得の低下量を推定できる簡便な手法を提案した。即ち、電力差が10dBより小さいとき、ダイバーシチ利得の低下量は減衰する素子数、ダイバーシチ利得の平均傾き、さらにアンテナ利得の減衰量を用いることによって求めることができることを示した。不等電力状態を考慮した可搬型地上デジタルテレビ端末を手で保持したモデルを用いて提案手法の有効性を検証した。手の影響による素子間不等電力はMRCダイバーシチアンテナの性

能を劣化させる大きな要因であることがわかった。提案手法を用いることによって実用地上デジタルテレビ端末に対するダイバーシチ利得の低下量を推定できることが明らかとなった。不等電力によるダイバーシチ利得低減の推定精度を向上するには、フェージング相関を含める必要があることが明らかになった。

第3章では、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナの特性解析を行った。最初に腕振り動作の動的特性を測定して統計解析を行った。前方向の最大腕振り角度は+37度、後ろ方向の最大腕振り角度は-13度、腕の振り方は正弦波モデルで近似できることが明らかとなった。次に、歩行動作の統計データを基にした BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング効果を解析した。従来モデルと比較して歩行動作の統計データを基にした解析は BAN アンテナの BER (Bit Error Rate) 特性に大きな違いを与えることが明らかとなった。

腕の動作によって生じるシャドウイングを解消するため、BAN ダイバーシチアンテナを用いた。ダイバーシチアンテナを左腰に対して対称に配置した場合、アンテナ間隔が 80 度のとき平均誤り率が 10^{-3} となる所要 SNR (Signal-to-Noise Ratio) は 15dB であり、アンテナ間隔を 80 度より大きくしても変わらないことが判明した。従って、アンテナ間隔が 80 度より大きいときに、腕の動きによって生じるシャドウイング効果は解消できることが明らかとなった。ダイバーシチアンテナを左腰に対して非対称に配置した場合、アンテナ間隔が 120 度のとき平均誤り率が 10^{-3} となる所要 SNR は 16dB で最小となることが判明した。アンテナ間隔を 180 度とした場合所要 SNR はアンテナ間隔が 120 度のときよりも大きくなることが明らかとなった。従って、アンテナ間隔を 120 度とすることによって腕の動きによって生じるシャドウイング効果を解消できることが明らかとなった。上記したアンテナ間隔の BAN ダイバーシチアンテナを実用化するためには 2 本のアンテナを別々の場所に配置することができるアンテナシステムを検討する必要があることが明らかとなった。

第4章では、高速ウェアラブル端末に用いる偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを提案した。重み関数は伝搬環境と人の動作に応じて変化する XPR (Cross Polarization Power Ratio) とアンテナ傾き角をパラメータとして導出した。提案アンテナを用いて測定した放射指向特性と 2×2 MIMO 伝送容量は解析結果と一致することがわかった。さらに、腕振り人体電磁ファントムを用いて 2×2 MIMO 伝送容量

測定実験を行った。提案アンテナを腕時計型端末のようなウェアラブル端末に搭載したとき、腕振り歩行動作においても高く安定した伝送容量が得られることが明らかとなった。従って、提案アンテナに用いた重み関数は有効であることが明らかとなった。

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを用いて 4×4 MIMO 伝送容量測定実験を行った。その結果、OTA 評価実験により得られた伝送容量は解析値と一致することがわかった。第 5 世代スモールセル内の代表値である $XPR=10\text{dB}$, $SNR=30\text{dB}$ において 36bits/s/Hz の伝送容量が得られるとともに、セル端の $XPR=0\text{dB}$, $SNR=20\text{dB}$ において 20bits/s/Hz 以上の伝送容量が得られることが判明した。

次に、3 次元的に電波が到来する伝搬環境を解析できる 3 次元チャネルモデルに基づくモンテカルロシミュレーションによって 8 素子 2 次元配列アレーアンテナを用いて 8×8 MIMO 伝送容量解析を行った。その結果、 XPR やアンテナの傾き角が変化しても高い伝送容量を極めて安定に維持でき、提案アンテナによって 7Gbps の超高速通信が可能であることを実証した。

最後に、位相シフト量 τ を最適化することによって伝送容量の向上を図った。その結果、アンテナ傾き角がタブレット端末の平均保持角度 55 度のとき、 XPR が -3dB 以上のときは τ を 180 度とすることによって、 XPR が -3dB 以下のときは τ を 0 度とすることによって、 τ が 90 度のときと比較して伝送容量が向上することが明らかとなった。

第 5 章では、多素子アレーアンテナにおいて全素子に対して同時共役整合を実現することができる逐次的自動整合方法を提案した。理論検証とともに端末に提案手法を実装するための自動整合システムの構成について検討した。半波長ダイポールアンテナを用いて、アレー間隔が波長に対して十分に小さい場合の提案手法の有効性をモーメント法を用いて解析により検証した。その結果、素子数に関係なく入力インピーダンスは良好な収束性を示すことが明らかとなった。また、素子数が 2 および 3 のとき、収束解が整合負荷決定方程式から求まる解析解と一致することが判明した。目標とする残差 ε の設定値により、収束した際の $VSWR$ (Voltage Standing Wave Ratio) の値が変化することが明らかとなった。従って、得たい $VSWR$ に応じて目標とする残差 ε を適切に設定する必要があることが明らかとなった。

第 6 章では、ウェアラブルアンテナの OTA 評価を行うための双方向フェージング

エミュレータについて提案した。最初に双方向性の機能を有する移相器モジュールを製作した。製作した移相器は位相特性が非線形であること、周波数によって位相特性が変化することが明らかとなった。そこで、設定したい位相量に応じて移相器に印加する電圧を求めるため最小二乗法によって 3 次の近似式を導出した。開発したフェージングエミュレータは高い双方向性と時間相関を有していることが明らかとなった。この結果、開発した装置を用いることによって、上り回線と下り回線における端末側のアンテナ性能の差異を考慮した MIMO 伝送容量評価が可能であることが明らかとなった。

次に、基地局相関を素波の相関に集約することでモデル化し、Jakes モデルを用いた基地局相関の制御方法を提案し、OTA 装置に実装した。開発した OTA 装置は、端末側と基地局側の相関を独立に制御可能であること、基地局側の高相関による伝送容量影響評価が可能であること、基地局相関による伝送容量変化のメカニズム解析が可能であることなど、これまでの OTA 評価装置では不可能であった極めてユニークな特徴を有している。従って、提案手法を用いることによって意図する基地局相関を実現でき、上り回線と下り回線における端末アンテナの総合的な性能評価が可能であることが明らかとなった。

以上の研究成果から、今後ますます普及が加速すると思われるウェアラブル端末に搭載するアンテナの設計・開発指針が得られ、ウェアラブルアンテナの高性能化に大きく貢献するものと考えられる。

第8章 今後の研究

図 8.1 に多素子 BAN (Body Area Network) -MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 通信による高度医療 ICT (Information and Communication Technology) のイメージ図を示す。BAN システムではアクセスポイントのみならずセンサーモジュールに第 5 世代移動通信においてギガビット通信を支える多素子 MIMO 技術を適用する。これにより、アクセスポイントと携帯基地局間の BAN Off-body 通信のみならず、脳波、心電図やカプセル内視鏡画像などの生体データを計測する BAN センサーモジュールとアクセスポイント間の BAN On-body 通信や BAN In-body 通信に MIMO 通信が適用可能となる。目的は大容量の医療情報を高速・高信頼性通信によって病院等に送信し、医療・ヘルスケアに役立てることである。その目的のため、本論文で述べたウェアラブルアンテナを BAN モジュールや携帯端末に実装できるよう実用化に向けた研究・開発を引き続き行う計画である。

まず、アンテナ開発について述べる。ポイントは以下の 3 つである。

- (1) 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの実用化
- (2) BAN モジュールへの適用
- (3) 小型・低背化アンテナの開発

以下それぞれの項目について簡潔に説明する。

(1) 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの実用化

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナに関しては実験的検討を実施したが、実用化するためには重み関数に用いる伝搬環境の変数 XPR (Cross Polarization Power Ratio) について測定方法を検討する必要がある。 XPR を測定するにはアンテナの放射指向特性が大きく影響する。特に人体に装着することで、放射指向特性が乱れることが予想される。これらの問題を克服した上で XPR を測定する手法を確立する必要

がある。*XPR*の測定方法は付録Aに記載する。一般的に*XPR*は全方位から入射する到来波に基づいて定義される値であるが、現在開発が進められている第5世代移動通信においては基地局のカバーするエリアが狭いスモールセルが検討されており、クラスター伝搬環境が予想される。クラスター伝搬環境とは基地局からの電波がある特定方向のみから到来する伝搬環境のことを言い、到来波の方向と端末アンテナの放射指向特性にミスマッチが生じることが予想される。従って、このような伝搬環境では従来とは異なる*XPR*について検討する必要がある。

また、提案している偏波制御ウェアラブルMIMOアンテナはスイッチで選択した2本のアンテナの受信信号を90度の位相差で合成している。この理由は任意の角度の端末（アンテナ）傾斜角度に対して安定した受信信号を得るためである。しかしながら、端末のユースシーンを考慮すれば位相差を伝搬環境に応じて適切に設定することによって伝送容量が増加することがわかっている[86]。今後はこの点について、さらなる検討を行い、伝送容量を増加させるための位相差の設定方法を確立する。

(2) BAN モジュールへの適用

BANシステムではセンサーモジュールを人体の様々な場所に装着することが想定される。その場合、装着場所とセンサーの向きによってセンサーアンテナの偏波が変化する。従って、人体に装着したアクセスポイントは様々な方向から到来する垂直及び水平偏波を効率よく受信できなければならない。提案している偏波制御ウェアラブルアンテナをBANシステムのセンサーモジュールおよびアクセスポイントに実装することによって、通信性能の大幅な向上が期待できる。その際、重み関数に用いる*XPR*は人体の影響を大きく受けるので、*XPR*をBAN特有の伝搬環境に適合させて最適化する必要がある。現在、人体近傍交差偏波電力比（BP-XPR：Body Proximity Cross-Polarization Power Ratio）を提案しており[117]-[126]、更なる検討を行う。

(3) 小型・低背化アンテナの開発

BANダイバーシチアンテナを検討した結果、80度以上のアンテナ間隔が必要であることが明らかとなり、実用化するにはこのアンテナ間隔をどのように実現するか検討する必要がある。また、3本の半波長ダイポールアンテナを用いて偏波制御ウェアラブルアンテナを構成し基礎的な検討を行った。半波長ダイポールアンテナは設計周波数を2GHzとすると7.5cmの長さが必要であり、3本のアンテナを直交させると、

7.5cm×7.5cm×7.5cm の大きさを占める。以上のように、BAN ダイバーシチアンテナと偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを実用化するには小型・低背化を図ったアンテナを開発する必要がある。

偏波制御ウェアラブルアンテナについて、小型・低背化を図ったパッチ付き円板装荷モノポールアンテナを検討している[127]。このアンテナは 5.2cm×5.2cm×1cm と小型・低背ながら 3 つのポート間で低結合を実現しており、直交した 3 つの偏波を有した指向性を生成できる特徴がある（図 8.2 参照）。今後はこのアンテナについて性能検証を行うとともに、更なる小型・低背化について検討する。

次に、OTA (Over-The-Air) 評価について述べる。ポイントは以下の 2 つである。

- (1) 提案アンテナを用いた実験的検討
- (2) 将来の超高速通信に向けたアンテナ性能評価

以下それぞれの項目について簡潔に説明する。

(1) 提案アンテナを用いた実験的検討

BAN ダイバーシチアンテナは実験的検討を行っていない。図 8.3(a)のように、腕振り人体電磁ファントムの腰に BAN ダイバーシチアンテナを装着して空間フェージングエミュレータの中心に配置する。図 8.3(b)のような測定セットアップにて、腕振り人体電磁ファントムの腕を振らせながら多重波を照射し、理論解析と同様にアンテナ配置と腕振り角度による受信レベルの変動や、アンテナ間隔と誤り率の関係を測定実験によって求める。そのためには、フェージング環境における BER 測定手法を確立する必要がある。

提案アンテナを人体に装着した場合、人体の電磁的影響によるインピーダンス不整合の発生、アンテナの近接配置による素子間電磁結合の発生などの障害が予想される。上記の問題を解決するため、5 章で提案した逐次的自動整合アルゴリズムの有効性を実験により実証する必要がある。

(2) 将来の超高速通信に向けたアンテナ性能評価

現在開発が進められている第 5 世代移動通信においては、超高速通信を実現するため、多素子化 MIMO と基地局のカバーエリアが狭いスモールセルが検討されている。多素子 MIMO を実現するためにはアンテナ配置を横方向に並べるだけでなく縦方

向にアンテナを配置する必要がある。本論文において MIMO-OTA 評価に用いた空間フェージングエミュレータは水平方向のみから電波が到来することを想定している。この場合、縦方向に配置したアンテナの受信信号は高い相関を有することが予想され、MIMO 伝送容量はアンテナ素子数に応じて増加しない。しかしながら、実際の伝搬環境では垂直方向からも電波は到来するので、空間フェージングエミュレータは垂直方向からの電波を発生させて評価しなければならない。

スモールセルに着目すると基地局と端末の距離が短くなる。それに伴い、端末から基地局が見えるようになり、直接波の影響を強く受ける。さらには、端末に到来する電波は水平方向のみからではなく垂直方向からも発生することが予想される。

以上のような背景から、水平方向と垂直方向の両方から電波を発生させて端末の性能評価を実施する必要があるので、現在 3 次元フェージングエミュレータを開発中である[99],[128]-[131]。開発中の 3 次元フェージングエミュレータについて性能検証を実施した上で、図 8.4 に示すように、腕振り人体電磁ファントムに多素子 MIMO アンテナを装着して BAN On-body および BAN Off-body 通信の性能検証を行い[132]-[139]、ギガビット高速通信を実現するアンテナ開発を行う。

上記の検討の結果として、BAN モジュールに多素子アンテナを搭載し、カプセル内視鏡の高精細な映像など大容量の医療データを病院等に送信することによって医療やヘルスケアに役立てることが将来研究の目標である。本論文で述べたアンテナ開発、アンテナの自動整合、評価装置の開発はこのような先進的医療ネットワークを実現するための礎になるとと思われる。

この他にも、偏波制御アンテナを自動車に搭載することを検討している。国土交通省の資料[140]によると平成 27 年 8 月現在の自動車登録台数は 8000 万台であり、このうち 7 割の自動車にカーナビが搭載されている。また、スマートフォン等の普及に伴い、インターネットに接続してナビゲーションアプリ等を利用している人が増えている。このように運転中でもインターネットを利用したいと思うドライバーは急激に増加している。一方、安全・安心走行のため欧州とロシアにおいては、車両が衝突や転覆したような緊急時に自動的に警察等に通報する eCall 緊急通報システム[141]の導入が義務化されており、常時通信できる状態を保持する必要がある。日本において

も、トヨタ自動車と本田は深刻な交通事故が発生したときに自動でドクターヘリを要請する「救急自動通報システム (D-Call Net) 」サービスの試験運用を開始し、2018年中の本格運用を目指している[142]。

車両において超高速通信を実現するには都市部の多様な走行動作によって瞬時変化する伝搬環境に対応する必要がある (図 8.5 参照)。また、緊急通報のための高信頼性通信を実現するためには事故による車両横転のような設計時には想定していない激しい姿勢変化に対応する必要がある (図 8.6 参照)。これらの課題を解決するためには、「到来波の平均交差偏波電力比(XPR)」、「到来波の方向 (クラスター伝搬環境)」と「アンテナの傾き」の3つの要素に応じて最適な電波を送受信できるアンテナが必要である。

偏波制御アンテナは電波伝搬特性 (XPR とクラスター伝搬環境) と端末の角度 (アンテナの傾き) が変化する状況において送受信信号を高いレベルに維持できる。提案アンテナは電波の到来する向きにビームを向けることができるので、車が曲がっても安定した受信レベルが保持できる。また、提案アンテナはアンテナの角度と到来する電波の偏波に応じて送受信波の偏波を制御できるので、事故時に横転や転覆などで車の角度が変化しても常に安定した送受信が可能となる。このように、偏波制御アンテナは車に高速・高信頼性通信を導入することができる可能性を大いに秘めている。

提案アンテナを自動車に適用するときの上記技術課題を克服するため、3次元フェーシングエミュレータを用いて超高速通信に対する性能検証を行う (図 8.7 参照)。偏波制御アンテナを搭載した実車モデルを自動車回転保持治具に取り付け、エミュレータの中心に設置する。自動車回転保持治具を制御することで、車の右折や左折、上り坂や下り坂の走行、さらには事故時の横転や転覆など車の様々なシーンを再現する。さらに、3次元フェーシングエミュレータによる時系列空間クラスタの制御機能と車両の走行運動制御機能を巧みに連成制御することによって、市街地や坂道や高速道路など様々な走行時の超高速通信性能と事故時の高信頼性通信の双方を検証できる。

現在、無線通信は従来の携帯電話に限らず、医療や自動車など様々な分野においてその利用促進が検討されている。将来の高速通信に貢献できるアンテナの研究開発を心掛けていくことを再確認して、本研究のまとめとしたい。

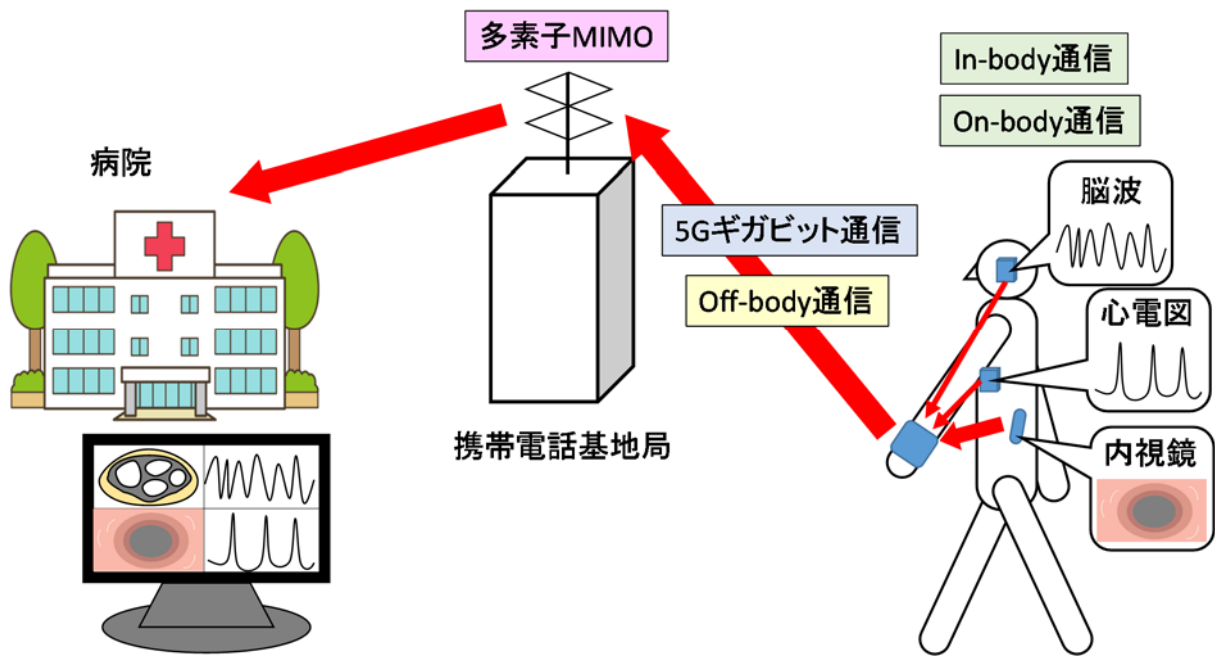
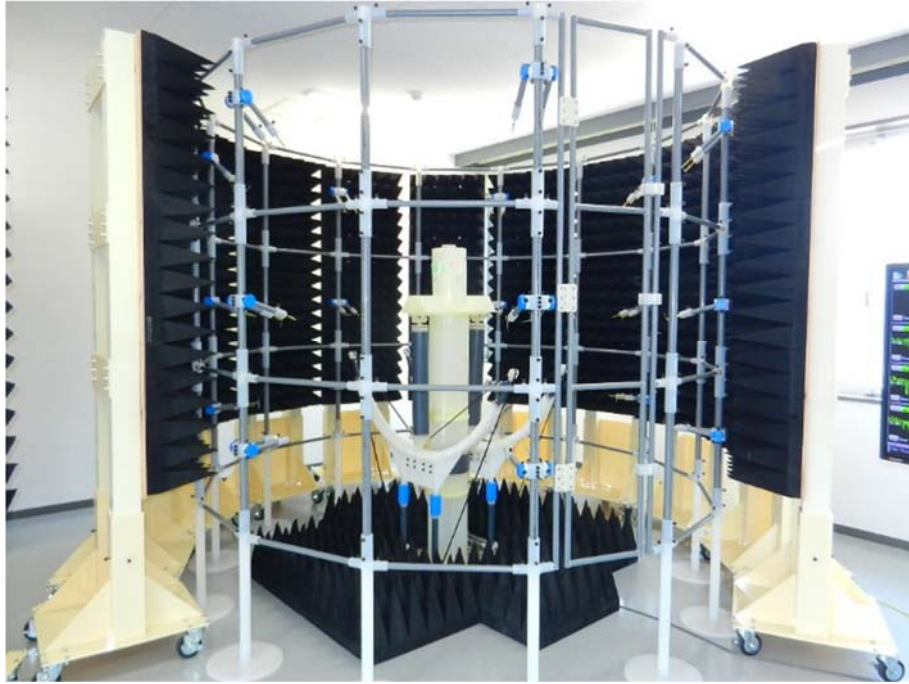


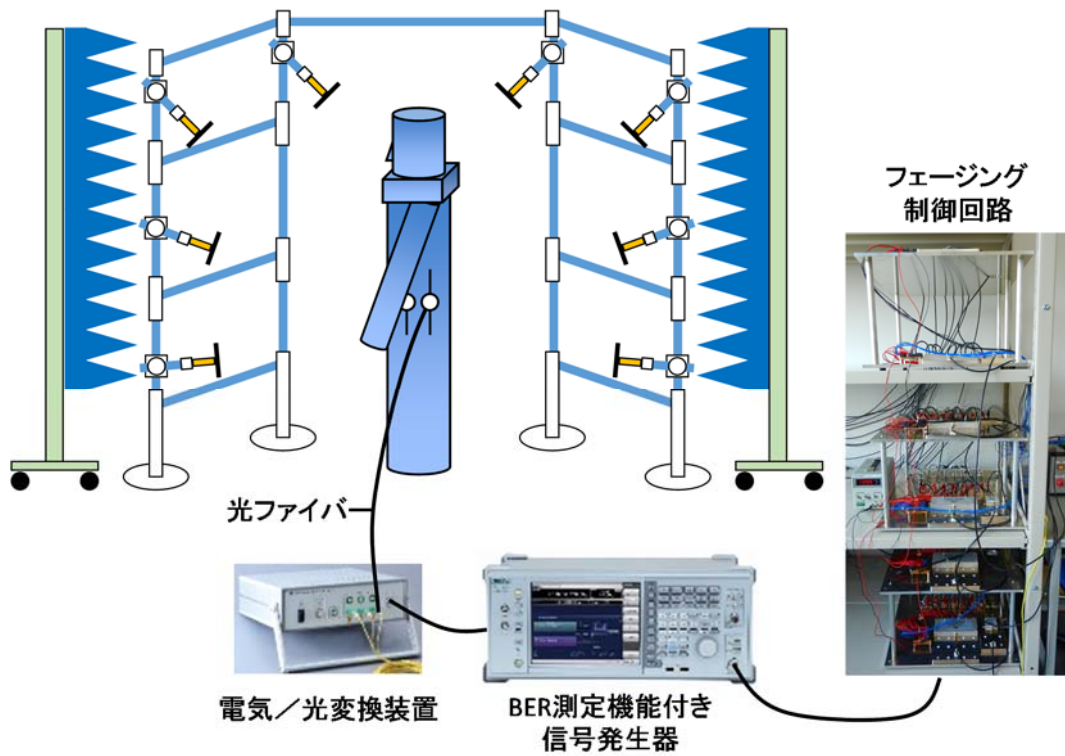
図 8.1 多素子 BAN MIMO 通信による高度医療 ICT の実現



図 8.2 多層基板により試作したパッチ付き円板装荷モノポールアンテナ



(a) 3次元フェーシングエミュレータと腕振り人体電磁ファントム



(b) 多重波環境における誤り率の測定セットアップ

図 8.3 BAN ダイバーシチアンテナの実験的検証

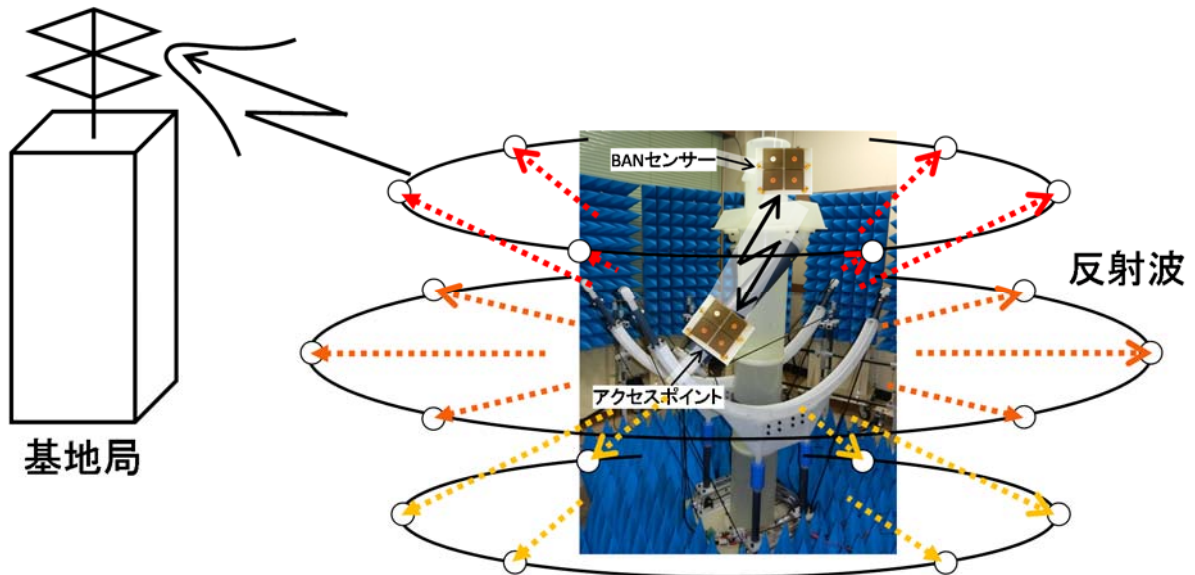


図 8.4 3次元 BAN MIMO-OTA 装置によるウェアラブルアンテナの性能評価

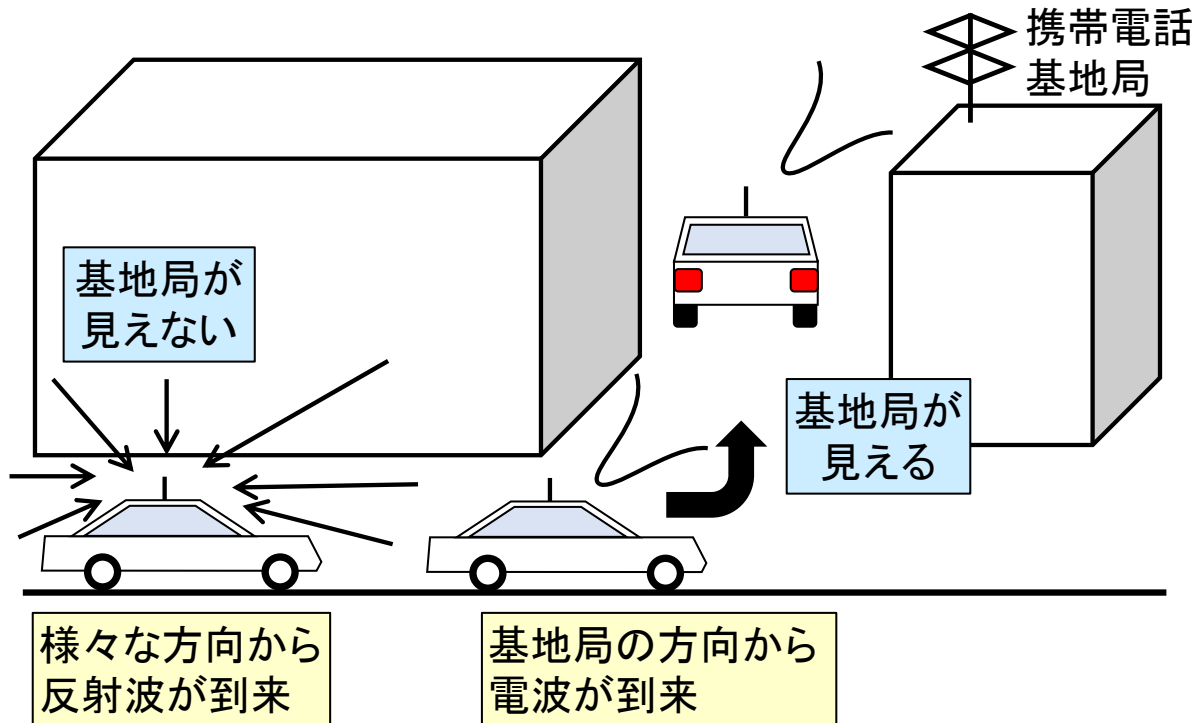


図 8.5 車両走行時の到来波変化によるクラスタの形成

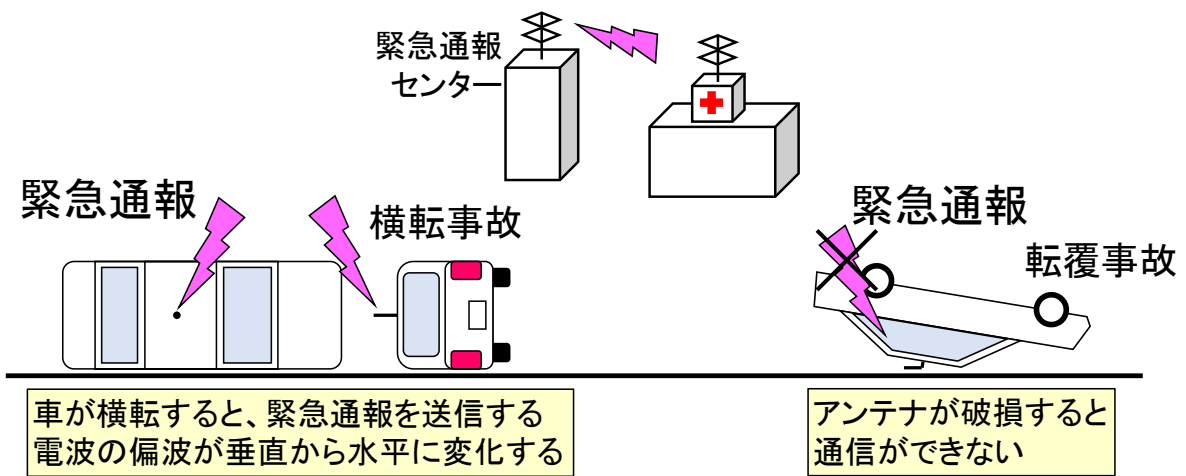


図 8.6 緊急通報時における高信頼性通信に対する課題

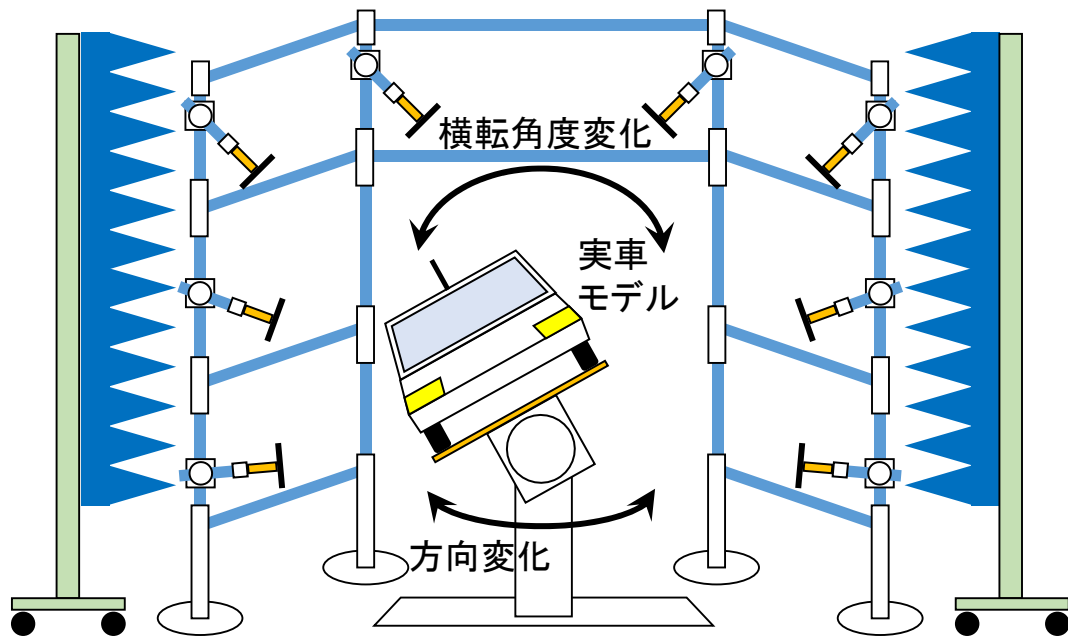


図 8.7 車両動特性と到来波変化を連成制御する OTA 評価装置

謝 辞

本研究をまとめるにあたり、富山大学教授 小川晃一博士には長期に渡り懇切なる御指導、御教示を賜りました。ここに深甚なる謝意を表します。

本論文の作成にあたり、有益なる御教示と御忠告を頂きました富山大学教授 中島一樹博士、同 廣林茂樹博士、同 前澤宏一博士、福井大学教授 藤元美俊博士に深く感謝致します。

また、筆者が富山大学在学中および在任当初に御指導賜り、筆者の基礎を築いて頂き、また研究に対する取り組み方を御教授頂きました富山大学名誉教授 村井忠邦博士、富山大学教授 堀田裕弘博士に深く感謝致します。

本研究の遂行に御協力頂きました富山大学工学部電気電子システム工学科通信システム工学講座所属の学生諸氏に篤くお礼申し上げます。特に本研究の途上、熱心な御討論を頂きました博士課程2年 李 鯤氏に感謝いたします。

また、SCOPE フェーズ II を共同で実施するとともに、本研究をサポートして頂きましたパナソニック株式会社 AVC ネットワークス社 小柳芳雄博士、同 佐藤浩博士、同 三浦 律氏にお礼申し上げます。

参考文献

- [1] 総務省, “電気通信サービスの契約数及びシェアに関する四半期データの公表 (平成 26 年度第 4 四半期 (3 月末)) ,” June 2015.
http://www.soumu.go.jp/menu_news/s-news/01kiban04_02000092.html
- [2] 総務省, “情報通信統計データベース,”
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/field/tsuushin02.html>
- [3] 社団法人電気通信事業者協会, “事業者別累計契約数,”
<http://www.tca.or.jp/database/index.html>
- [4] 3GPP, TS 36.201 (V8.1.0), “LTE physical layer – general description,” Nov. 2007.
- [5] D. Gesbert, M. Shafi, D.S. Shiu, P. Smith, and A. Naguib, “From theory to practice: an overview of MIMO space-time coded wireless systems,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 21, No. 3, pp. 281-302, Apr. 2003.
- [6] 3GPP TS36.913 v8.0.1, “Requirements for future advancements for E-UTRA (LTE-Advanced),” Mar. 2009.
- [7] 総務省, “2020 年代に向けたワイヤレスブロードバンド戦略,” June 2015.
<http://kiaai.gr.jp/jigyuu/h27/PDF/0626p1.pdf>
- [8] S.R. Saunders and A. Aragon-Zavala, “*Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*,” John Wiley & Sons, 2007.
- [9] 小川晃一, “携帯端末アンテナシステムの評価・解析・高性能化技術,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J93-B, No. 9, pp.1100-1114, Sep. 2010.
- [10] 総務省, “ICT 成長戦略推進会議,” Apr. 2014.
http://www.soumu.go.jp/menu_seisaku/ictseisaku/ict_seichou_suishin/
- [11] 厚生労働省, “医療費の動向調査”
http://www.mhlw.go.jp/bunya/iryuhoken/database/zenpan/iryuu_doukou.ht

ml

- [12] 総務省, “平成 26 年度版 情報通信白書,” July 2014.
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/h26.html>
- [13] P.S. Hall and Y. Hao, *Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications*, Artech House, Inc. 2006.
- [14] MM総研, “日米におけるウェアラブル端末の市場展望,” Feb. 2015.
<http://www.m2ri.jp/newsreleases/main.php?id=010120150205500>
- [15] 矢野経済研究所, “ウェアラブルデバイス市場に関する調査結果 2014,” Oct. 2014
<http://www.yano.co.jp/press/pdf/1308.pdf>
- [16] ドコモ・ヘルスケア株式会社, “ムーヴバンド,” Jan. 2014.
<http://www.d-healthcare.co.jp/products/index.html>
- [17] Apple incorporated, “Apple Watch,” Apr. 2015.
<http://www.apple.com/jp/watch/>
- [18] G. Iddan, G. Meron, A. Glukhovsky, and P. Swain, “Wireless capsule endoscopy,” *Nature*, Vol. 405, p. 417, May 2000.
- [19] オリンパス株式会社, “ENDOCAPSULE 10 SYSTEM,” Feb. 2013.
<http://www.olympus.co.jp/jp/news/2013a/nr130204capsulej.jsp>
- [20] オリンパス, “カプセル内視鏡,” http://www.onaka-kenko.com/endoscope-closeup/endoscope-technology/et_06.html
- [21] I.K. Mohammed, B.S. Sharif, J.A. Neasham, and D. Giaouris, “Novel MIMO 4-DOF position control for capsule endoscope,” *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2011, Rio de Janeiro, Brasil)*, pp. 909-912, May 2011.
- [22] 小川晃一, 高橋司, 小柳芳雄, 伊藤公一, “最急降下法による人体近接アクティブアンテナのインピーダンス自動整合,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J87-B, No. 9, pp. 1287-1298, Sep. 2004.
- [23] 高橋応明, “ボディアエリアネットワークにおけるアンテナ技術,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J96-B, No. 9, pp. 907-915, Sep. 2013.
- [24] M. Gallo, P.S. Hall, Y.I. Nechayev, and M. Bozzetti, “Use of animation software

- in simulation of on-body communications channels at 2.45GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, pp. 321-324, 2008.
- [25] T. Aoyagi, M. Kim, J. Takada, K. Hamaguchi, and R. Kohno, “Numerical simulation for wearable BAN propagation channel during various human movements,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E94-B, No. 9, pp. 2496-2500, Sep. 2011.
- [26] 小川晃一, 上野伴希, “移動通信環境における携帯電話用ダイバーシチアンテナの平均実効利得解析,” *電子情報通信学会論文誌 B-II*, Vol. J81-B-II, No. 10, pp. 897-905, Oct. 1998.
- [27] 小川晃一, 高田潤一, “人体の頭、手および肩の影響を考慮した携帯端末ダイバーシチアンテナの実効性能解析—伝送信号誤り率に基づくダイバーシチアンテナ利得の提案と PDC 方式における解析結果—,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J83-B, No. 6, pp. 852-865, Jun. 2000.
- [28] 岡野好伸, 伊藤公一, “人体の影響を考慮した腕時計型ページャ用小形スロットアンテナの放射特性,” *電子情報通信学会論文誌 B-II*, Vol. J81-B-II, No. 6, pp. 601-608, Jun. 1998.
- [29] Z.H. Hu, Y.I. Nechayev, P.S. Hall C.C. Constantinou, and Y. Hao, “Measurement and statistical analysis of on-body channel fading at 2.45 GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, pp. 612-615, 2007.
- [30] K. Minsok and J. Takada, “Experimental investigation and modeling of shadow fading by human movement on body surface propagation channel,” *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2009, Charleston, USA)*, pp. 1-4, June 2009.
- [31] N. Yamamoto, N. Shirakata, D. Kobayashi, and K. Ogawa, “BAN communication quality assessments using an arm-waving dynamic phantom replicating the walking motion of a human,” *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC 2011, Kyoto, Japan)*, Topics II on Wireless Communications, pp. 1-6, Jun. 2011.
- [32] N. Yamamoto, N. Shirakata, D. Kobayashi, K. Honda, and K. Ogawa, “BAN radio link characterization using an arm-swinging dynamic phantom

- replicating human walking motion,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 8, pp.4315-4326, Aug. 2013.
- [33] Y. Hao and P.S. Hall, “On-body antennas and propagation: recent development,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E91-B, No. 6, pp. 1682-1688, Jun. 2008.
- [34] Y. Karasawa, “Innovative antennas and propagation studies for MIMO systems,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E90-B, No. 9, pp. 2194-2202, Sep. 2007.
- [35] D.T. Le, M. Shinozawa, and Y. Karasawa, “Wideband MIMO compact antennas with tri-polarizations,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E94-B, No. 7, pp. 1982-1993, Jul. 2011.
- [36] C.Y. Chiu, J.B. Yan, and R.D. Murch, “Compact three-port orthogonally polarized MIMO antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, pp. 619-622, Dec. 2006.
- [37] B.K. Lau, J.B. Andersen, G. Kristensson, and A.F. Molisch, “Impact of matching network on bandwidth of compact antenna arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, pp. 3225-3238, Nov. 2006.
- [38] 鹿子嶋憲一, 武田茂樹, 加賀谷篤大, 伊藤耕平, “アレーアンテナ用デカップリング・マッチング給電回路の設計と解析,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J97-B, No. 9, pp. 699-713, Sep. 2014.
- [39] 小川晃一, 林俊光, 山本温, “整合回路の影響を考慮した並列配置ダイポール MIMO アンテナの周波数特性解析,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J92-B, No. 9, pp. 1416-1430, Sep. 2009.
- [40] 鹿子嶋憲一, 田中崇行, 尾保手茂樹, 市川佳弘, “受信アレーアンテナの素子整合負荷決定法,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J90-B, No. 5, pp. 543-546, May 2007.
- [41] J.W. Wallace and M.A. Jensen, “Termination-dependent diversity performance of coupled antennas: network theory analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 1, pp. 98-105, Jan.

2004.

- [42] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand and shoulder effects at 900 MHz: part I -effective gain characteristics," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 50, No. 3, pp. 830-844, May 2001.
- [43] K. Ogawa, A. Yamamoto, and J. Takada, "Multipath performance of handset adaptive array antennas in the vicinity of a human operator," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 8, pp. 2422-2436, Aug. 2005.
- [44] K. Ogawa, A. Yamamoto, and T. Hayashi, "Human body effects of browsing handset MIMO antennas in incident waves with a small angular spread," *Proceedings of IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2008, Chicago, USA)*, C03.1, Aug. 2008.
- [45] J.D. Sanchez-Heredia, J.F. Valenzuela-Valdes, A.M. Martinez-Gonzalez, and D.A. Sanchez-Hernandez, "Emulation of MIMO Rician-fading environments with mode-stirred reverberation chambers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 2, pp. 654-660, Feb. 2011.
- [46] I. Oshima and Y. Karasawa, "Experimental evaluation of the propagation environment control function in a double-layered reverberation chamber in a MIMO-OTA system," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E96-B, No. 10, pp. 2389-2398, Oct. 2013.
- [47] Y. Karasawa, I. Oshima, F. Tamrin, Y. Sakamoto, R. Arif, and K. Sasaki, "Fundamental propagation characteristics of stirrer-less reverberation chamber for MIMO-OTA measurements," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E97-B, No. 10, pp. 2083-2092, Oct. 2014.
- [48] 小佐古昂, 篠沢政宏, 唐沢好男, "フェージングエミュレータ型 MIMO-OTA 測定システムの簡易構成法," *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J95-B, No. 2, pp. 275-284, Feb. 2012.
- [49] H. Harada, H. Fujii, S. Miura, H. Kayama, Y. Okano, and T. Imai, "Development and experimental evaluation of cyclostationarity-based signal identification equipment for cognitive radios," *IEICE Transaction on*

- Communications, Vol. E95-B, No. 4, pp. 1100-1108, Apr. 2012.
- [50] T. Sakata, A. Yamamoto, K. Ogawa, H. Iwai, J. Takada, and K. Sakaguchi, "A spatial fading emulator for evaluation of MIMO antennas in a cluster environment," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E97-B, No. 10, pp. 2127-2135, Oct. 2014.
- [51] 齋藤健太郎, 北尾光司郎, 今井哲朗, 奥村幸彦, "市街地スモールセル環境における空間 MIMO と偏波 MIMO 特性比較", 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-39, pp. 25-30, Jun. 2013.
- [52] 川村純一, 鈴木一章, 木下圭介, 江島直樹, 浜本康男, "ポータブルテレビにおける 4 アンテナ・ダイバシティシステムを用いた高感度地デジ受信技術の開発," 電子情報通信学会技術研究報告, MR2009-53, pp.25-30 (2010)
- [53] H. Iizuka, T. Watanabe, K. Sato, and K. Nishikawa, "Modified H-shaped antenna for automotive digital terrestrial reception," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 53, No. 8, pp. 2542-2548, Aug. 2005.
- [54] M. Pelosi, O. Franek, M.B. Knudsen, M. Christensen, and G.F. Pedersen, "A grip study for talk and data modes in mobile phones," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 57, No. 4, pp. 856-865, Apr. 2009.
- [55] 天利悟, 岩井浩, 小川晃一, 岡野好伸, "指接触状態を忠実に再現した半固体ファントム," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2004-209, pp. 77-82, Jan. 2005.
- [56] Y. Yamada, K. Kagoshima, and K. Tsunekawa, "Diversity antennas for base and mobile stations in land mobile communication systems," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E74-B, No. 10, pp. 3202-3209, Oct. 1991.
- [57] K. Ogawa, and K. Honda, "Effects of received power imbalance on the diversity gain of a digital TV MRC array antenna," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E96-B, No. 3, pp. 811-819, Mar. 2013.
- [58] K. Ogawa and K. Honda, "Effects of hands on the 4-branch MRC diversity gain for terrestrial digital broadcasting portable TV," *Proceedings of the IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2011, Istanbul, Turkey)*, CB.3, Topics on Antenna Channel Interactions for Future Wireless Communications, pp. 1-4, Aug. 2011.

- [59] 小川晃一, 本田和博, “地上デジタル放送タブレット端末4ブランチMRCの人体手部影響解析とその軽減対策,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2011-46, pp. 109-114, July 2011.
- [60] 本田和博, 小川晃一, “タブレット端末保持時の地上デジタル放送4ブランチMRCの手部影響解析,” 2011電気学会部門大会, No. MC6-4, Sep. 2011.
- [61] 小川晃一, 本田和博, “地上デジタル放送携帯端末4ブランチ最大比合成アレーの人体影響,” 電子情報通信学会2011年総合大会, No. B-1-117, Mar. 2011.
- [62] 小川晃一, 本田和博, “不等電力下における4ブランチ最大比合成アレーのダイバーシチ利得解析,” 電子情報通信学会2011年総合大会, No. B-1-163, Mar. 2011.
- [63] T. Taga, “Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 39, No. 2, pp. 117-131 May 1990.
- [64] R. Vaughan and J.B. Andersen, “*Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*,” pp. 340-350, IEEE, 2003.
- [65] Federal Communications Commission,
<http://www.fcc.gov/fcc-bin/dielec.sh>
- [66] K. Ogawa and K. Honda, “BAN shadowing properties of an arm-waving dynamic phantom,” Proceedings of the European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP 2012, Prague, Czech), CP08.1, pp. 515-519, Mar. 2012.
- [67] K. Ogawa and K. Honda, “Dynamic efficiency degradation of BAN antennas due to the movement of the arms,” Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S 2012, Chicago, USA), IF57.7, pp. 1-2, Jul. 2012.
- [68] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, “Shadowing-fading BER characterization of a BAN diversity antenna based on statistical measurements of the human walking motion,” IEICE Transaction on Communications, Vol. E96-B, No. 10, pp. 2530-2541, Oct. 2013.
- [69] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, “Impact of the human walking motion on BAN diversity effects,” Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS2013, Hiroshima, Japan), 24PM2F-02,

- pp. 1136-1139, May 2013.
- [70] K. Honda and K. Ogawa, "Shadowing analysis of a BAN diversity antenna based on statistical measurements of the human walking motion," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2012, Nagoya, Japan), Session 3E1, P0078, pp. 971-974, Oct. 2012.
- [71] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, "歩行時の動的統計データに基づく BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング・マルチパス練成解析," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-155, pp. 177-182, Jan. 2013.
- [72] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, "BAN アンテナの腕振りによる QPSK 信号の BER 特性劣化," 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-128, Sep. 2012.
- [73] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, "歩行時の計測統計データに基づいた BAN ダイバーシチアンテナの BER 特性解析," 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. BS-7-6, Sep. 2012.
- [74] 本田和博, 小川晃一, "BAN ダイバーシチアンテナを用いた腕の動きによるシャドウイング軽減対策," 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-108, Mar. 2012.
- [75] 小川晃一, 本田和博, "腕振りのシャドウイング効果を考慮した BAN アンテナ多重波特性解析," 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-26, Mar. 2012.
- [76] R. D'Errico and L. Ouvry, "A statistical model for on-body dynamic channels," International Journal of Wireless Information Networks, Vol. 17, No. 3, pp.92-104, Dec. 2010.
- [77] 日本人の人体計測データ 1992-1994, 人間生活工学研究センター, 1999.
- [78] K. Ogawa, T. Uwano, and M. Takahashi, "A shoulder-mounted planar antenna for mobile radio applications," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 3, pp. 1041-1044, May 2000.
- [79] K. Ogawa, T. Matsuyoshi, and K. Monma, "An analysis of the performance of a handset diversity antenna influenced by head, hand, and shoulder effects at 900 MHz: part II – correlation characteristics," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 50, No. 3, pp. 845-853, May 2001.
- [80] Y. Chen, J. Teo, J. Lai, E. Gunawan, K. Low, C. Soh, and P. Rapajic,

- “Cooperative communications in ultra-wideband wireless body area networks: channel modeling and system diversity analysis,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 27, No. 1, pp. 5-16, Jan. 2009.
- [81] H. Ikeda, H. Takeshita, and S. Okamoto, “Future service adaptive access/aggregation network architecture,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E95-B, No. 3, pp. 696-705, Mar. 2012.
- [82] C. Chong, F. Watanabe, K. Kitao, T. Imai, and H. Inamura, “Evolution trends of wireless MIMO channel modeling towards IMT-advanced,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E92-B, No. 9, pp. 2773-2788, Sep. 2009.
- [83] M. Nakano, H. Ishikawa, and S. Nomoto, “Small-sized shaped beam base station antenna with superior intersector interference reduction in high speed cellular systems,” *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E93-B, No. 10, pp. 2586-2594, Oct. 2010.
- [84] 多賀登喜雄, “移動通信環境における平均交差偏波電力比 (XPR) 測定法の検討”, *電子情報通信学会論文誌 B-II*, Vol. J73-B-II, No. 10, pp. 536-545, Oct. 1990.
- [85] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, “Weighted-polarization wearable MIMO antenna with three orthogonally arranged dipoles based on RF signal processing,” *IEICE Transaction on Communications*, vol. E99-B, no. 1, pp. 58-68, Jan. 2016.
- [86] K. Honda, T. Kabeya, K. Karitani, K. Li, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, “A polarization-controlled MIMO antenna with an optimum phase shift in accordance with various use scenarios,” *Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (AP-S 2015, Vancouver, Canada)*, pp. 1234-1235, July 2015.
- [87] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “Channel capacity experiment of a polarization controlled MIMO antenna for wearable applications,” *IEEE Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceedings (PIERS 2014, Guangzhou, China)*, pp. 2139-2143, Aug. 2014.
- [88] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, “An 8×8 MIMO 3-axis weighted polarization active antenna for wearable radio applications,” *Proceedings of IEEE URSI*

- General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2014, Beijing, China), BP1.17, Topics on Antennas: Recent Advances and Future Outlook, pp. 1-4, Aug. 2014.
- [89] 本田和博, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “バイラテラル MIMO-OTA 装置を用いた 4×4 MIMO 伝送容量測定,” 電気学会計測研究会, IM-15-022, pp. 19-24, Jul. 2015.
- [90] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “3 軸重み付け偏波アクティブアンテナによる腕装着時の 8×8 MIMO 伝送容量解析,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-173, pp. 39-44, Feb. 2014.
- [91] 本田和博, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “コースシーンに応じた最適位相シフト量を実現した偏波制御 MIMO アンテナの伝送容量 OTA 測定,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-1-138, Sep. 2015.
- [92] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “コースシーンに応じた最適化機能を有した偏波制御 MIMO アンテナ,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-214, Mar. 2015.
- [93] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “ギガビット伝送を実現する 3 軸重み付け偏波 8×8 MIMO アンテナ,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. ABS-1-7, Mar. 2014.
- [94] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “3 軸重み付け偏波 MIMO アンテナを用いた端末保持角度に対する伝送容量劣化改善,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. B-1-65, Mar. 2014.
- [95] S. Ting, K. Sakaguchi, and K. Araki, “Performance analysis of MIMO eigenmode transmission system under realistic channel and system conditions,” IEICE Transaction on Communications, Vol. E87-B, No. 8, pp. 2222-2232, Aug. 2004.
- [96] T. Sakaguchi, T. Kanamori, H. Kataose, K. Sato, and S. Inokuchi, “Human motion capture by integrating gyroscopes and accelerometers,” Proceedings of 1996 IEEE/SICE/RSJ International Conference on Multisensor Fusion and Integration for Intelligent Systems (SICE/RSJ 1996, Washington, USA), pp. 470-475, Dec. 1996.
- [97] K. Ogawa, H. Iwai, A. Yamamoto, and J. Takada, “Channel capacity of a

- handset MIMO antenna influenced by the effects of 3D angular spectrum, polarization, and operator,” Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2006, Albuquerque, USA), pp. 153-156, July 2006.
- [98] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “Rice channel realization for BAN over-the-air testing using a fading emulator with an arm-swinging dynamic phantom,” IEICE Transaction on Communications, Vol. E98-B, No. 4, pp. 543-553, Apr. 2015.
- [99] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “Three-dimensional over-the-air assessment for vertically arranged MIMO array antennas,” IEICE Transaction on Communications, Vol. E99-B, No. 1, pp. 167-176, Jan. 2016.
- [100] K.I. Pedersen, J.B. Andersen, J.P. Kermoal, and P. Mogensen, “A stochastic multiple-input-multiple-output radio channel for evaluation of space-time coding algorithms,” Proceedings of 2000 IEEE-VTS Fall VTC Vehicular Technology Conference (VTS Fall VTC2000, Boston, USA), Vol. 2, pp. 893-897, Sep. 2000.
- [101] T. Taga, “Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 39, No. 2, pp. 117-131, May 1990.
- [102] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “保持角度と到来波偏波の相互影響を考慮したタブレット端末用最大比合成ダイバーシチアンテナの高感度化,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J96-B, No. 9, pp. 991-1000, Sep. 2013.
- [103] K. Honda, K. Kaga, K. Li, and K. Ogawa, “A simultaneous conjugate-matching algorithm for N-element array antennas,” IEICE Communications Express, Vol. 4, No. 11, pp. 327-332, Dec. 2015.
- [104] K. Kaga, K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “A sequential automatic impedance-matching algorithm to achieve simultaneous complex-conjugate condition in multi-element antennas,” Proceedings of IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2014, Sapporo, Japan), PO1.12, pp. 24-25, Aug. 2014.
- [105] 加賀一樹, 本田和博, 小川晃一, “端末 MIMO アンテナの複素共役整合を達成す

- る自動整合法,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-135, Mar. 2015.
- [106] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “多素子アレーアンテナの同時共役整合を達成する逐次的自動整合アルゴリズム,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. B-1-101, Sep. 2013.
- [107] 小川晃一, 上野伴希, “ホイップと板状逆 F アンテナで構成された携帯電話用ダイバーシチアンテナの解析,” 電子情報通信学会論文誌 B-II, Vol. J79-B-II, No. 12, pp. 1003-1012, Dec. 1996.
- [108] K. Honda, T. Kabeya, K. Karitani, K. Li, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, “A base station correlation-controlled bilateral emulator for MIMO-OTA,” Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (AP-S 2015, Vancouver, Canada) , pp. 294-295, July 2015.
- [109] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “基地局相関を制御可能としたバイラテラル MIMO OTA 装置,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-190, pp. 21-26, Feb. 2015.
- [110] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 上田真司, “上り／下り回線のアンテナ性能総合評価を目的としたバイラテラル MIMO OTA 装置,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-74, pp. 13-18, Aug. 2014.
- [111] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “MIMO-OTA における基地局相関の制御方法,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-213, Mar. 2015.
- [112] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 上田真司, “上り／下り回線を考慮した MIMO アンテナの設計指標の提案,” 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. B-1-138, Sep. 2014.
- [113] W.C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1974.
- [114] A. Yamamoto, T. Hayashi, K. Ogawa, K. Olesen, J.O. Nielsen, and G.F. Pedersen, “Outdoor urban propagation experiment of a handset MIMO antenna with a human phantom in browsing position,” Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference (VTC2007, Baltimore, USA), pp. 849-853, Sep. 2007.

- [115] 大島一郎, 唐沢好男, “二重電波反射箱によるマルチパス伝搬環境制御,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J94-B, No. 9, pp. 1056-1064, Sep. 2011.
- [116] 小川晃一, 天利悟, 山本温, “ブランチ間受信電力差のある端末 MIMO アンテナの伝送容量解析”, 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J91-B, No. 9, pp. 948-959, Sep. 2008.
- [117] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Analysis of the body proximity cross-polarization power ratio in a human walking motion," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2015, Nanjing, China), Session TU4F, pp. 1-3, Dec. 2015.
- [118] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Analysis of the body proximity cross-polarization power ratio in a human walking motion," Proceedings of IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2015, Hsinchu, Taiwan), PO1.19, pp. 1-2, Nov. 2015.
- [119] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, "Dual-polarized turn-style patch antenna for wearable applications," Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (AP-S 2015, Vancouver, Canada), pp. 641-642, July 2015.
- [120] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Experiments of a polarization-controlled active antenna to enhance BAN on-body link in human dynamic channels," Proceedings of 2015 9th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT 2015, Kamakura, Japan), Session THA2, pp. 134-137, Mar. 2015.
- [121] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "On-body polarization-controlled active antenna to enhance signal power in human dynamic channels," Proceedings of 2014 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2014, Kaohsiung, Taiwan), WE3A_01, pp. 93-94, Dec. 2014.
- [122] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, "An analysis of the body proximity cross-polarization power ratio in a human walking motion," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-69, pp. 49-54, Aug. 2015.
- [123] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “人体動的特性を考慮した BAN On-body リンク向上

- のための偏波制御アンテナ測定実験,” 電子情報通信学会技術研究報告, MICT2014-46, pp. 1-6, Oct. 2014.
- [124] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, "Analysis of the body proximity cross-polarization power ratio in a human walking motion," 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-20-5, Sep. 2015.
- [125] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, "Dual-polarized turn-style patch antenna for wearable applications," 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-20-13, Mar. 2015.
- [126] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "On-body polarization-controlled active antenna to enhance signal power in human dynamic channels," 電子情報通信学会 2014 ソサイエティ大会, No. B-20-1, Sep. 2014.
- [127] H. Sato, K. Omote, K. Li, K. Honda, Y. Koyanagi, and K. Ogawa, "The 3-axis polarization antenna using disk-loaded monopole stacked with patch antenna in PCB," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2015, Nanjing, China), Session MO1D, pp. 1-3, Dec. 2015.
- [128] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, "3次元 MIMO-OTA 評価装置を用いた MIMO 伝送容量を測定するためのキャリアブレーション方法," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-215, pp. 63-68, Mar. 2016.
- [129] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, "3次元エミュレータを用いた仰角方向ガウス分布の実現方法," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-197, pp. 37-42, Feb. 2016.
- [130] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, "3次元 MIMO-OTA 装置のキャリアブレーション方法," 電子情報通信学会 2016 年総合大会, No. B-1-170, Mar. 2016.
- [131] K. Li, T. Kabeya, K. Karitani, K. Honda, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, "A Method of Realizing Gaussian Elevation Distribution for 3D-OTA," 電子情報通信学会 2016 年総合大会, No. B-1-180, Mar. 2016.
- [132] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Rice channel realization for BAN over-the-air testing using a fading emulator with an arm-swinging dynamic phantom,"

- IEICE Transaction on Communications, Vol. E98-B, No. 4, pp. 543-553, Apr. 2015.
- [133] K. Ogawa, K. Li, and K. Honda: "BAN over-the-air testing using an arm-swinging dynamic phantom," Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2013, Singapore, Singapore), TP2-1, pp. 1-3, Dec. 2013. (Invited Paper)
- [134] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "K-factor dependent multipath characterization for BAN-OTA testing using a fading emulator," Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2013, Nanjing, China), Vol. 1, pp. 580-583, Oct. 2013.
- [135] K. Ogawa, K. Li, and K. Honda, "BAN-OTA testing using a fading emulator with an arm-swinging dynamic phantom," Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (AP-S 2013, Orlando, USA), pp. 2187-2188, July 2013.
- [136] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, "BAN-OTA testing using a fading emulator considering the variation of K-factor due to the dynamic characteristics of human motion," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-90, pp. 19-24, Oct. 2013.
- [137] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, "A method of calibration for BAN over-the-air testing using a fading emulator with a dynamic phantom," 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. BS-5-1, Mar. 2014.
- [138] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, "K-factor Dependent Multipath Characterization for BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator," 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. BS-9-14, Sep. 2013.
- [139] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, "BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator with a Dynamic Phantom," 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. BS-8-8, Mar. 2013.
- [140] 国土交通省, "自動車保有車両数統計,"
http://www.mlit.go.jp/toukeijouhou/toukei08/sokuhou/car_possession/car_po

ssession08_02_.html

[141] European Commission, “eCall: Time saved = lives saved,” Dec.2015.

<http://ec.europa.eu/digital-agenda/en/ecall-time-saved-lives-saved>

[142] 本田技研工業株式会社, “ドクターヘリの早期出動判断を行う、救急自動通報システム(D-Call Net)の試験運用を開始,” Nov. 2015.

<http://www.honda.co.jp/news/2015/c151130.html>

[143] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “アクティブ MIMO アンテナの OTA 測定のためのキャリブレーション方法”, 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-60, pp. 67-72, Jul. 2014.

[144] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “アクティブ MIMO アンテナの OTA 測定のためのキャリブレーション”, 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. B-1-141, Sep. 2014.

付録 A 平均交差偏波電力比の測定方法

4章で提案した偏波制御ウェアラブル MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナのキーパラメータである平均交差偏波電力比 (XPR : Cross Polarization Power Ratio) の測定方法について述べる[85]。

文献[84]に移動通信環境における XPR の測定方法が記載されている。水平面のみから電波が到来する 2次元周辺散乱モデルにおいては、 XPR の測定誤差 (ΔXPR) は以下の式によって計算できる。

$$\begin{aligned} \Delta XPR &= \frac{XPR_{meas}}{XPR} = \frac{1}{XPR} \frac{P_{rec}^{(V)}}{P_{rec}^{(H)}} \\ &= \frac{\int_0^{2\pi} \left\{ G_{\theta}^{(V)}\left(\frac{\pi}{2}, \phi\right) + \frac{1}{XPR} G_{\phi}^{(V)}\left(\frac{\pi}{2}, \phi\right) \right\} d\phi}{\int_0^{2\pi} \left\{ XPR \cdot G_{\theta}^{(H)}\left(\frac{\pi}{2}, \phi\right) + G_{\phi}^{(H)}\left(\frac{\pi}{2}, \phi\right) \right\} d\phi} \end{aligned} \quad (A.1)$$

ここで、 XPR_{meas} は垂直および水平ダイポールアンテナによる受信電力の測定値 $P_{rec}^{(V)}$ と $P_{rec}^{(H)}$ の比によって定義される平均交差偏波電力比、 XPR は文献[63]で定義される平均交差偏波電力比である。 $G_{\theta}^{(V)}(\pi/2, \phi)$ および $G_{\phi}^{(V)}(\pi/2, \phi)$ は垂直ダイポールアンテナの垂直及び水平偏波成分の電力指向性であり、 $G_{\theta}^{(H)}(\pi/2, \phi)$ および $G_{\phi}^{(H)}(\pi/2, \phi)$ は水平ダイポールアンテナの垂直及び水平偏波成分の電力指向性である。測定用ダイポールアンテナが図 4.3(a)のように腕時計型端末に搭載されているとき、放射指向性は人体の影響を受けて大きく変化する。従って、測定用ダイポールアンテナは垂直偏波成分と水平偏波成分を同時に受信することが予想される。式(A.1)はこの現象を考慮した状態で ΔXPR を評価する。

図 A.1 に図 4.16(a)の人体ファントムモデルを用い、 XPR を変化させたときの式(A.1)から計算される ΔXPR の解析値を示す。放射指向性は図 4.16(b)において腕振り

角度 β を0度に設定したときのアンテナを使って計算した。その際、図 4.16(b)の左側のアンテナは W_V' と W_H' を1と0に設定した。即ち、垂直アンテナに相当する。一方、図 4.16(b)の右側のアンテナは W_V' と W_H' を0と1に設定した。即ち、水平アンテナに相当する。図 A.1 において、●印は自由空間における ΔXPR の計算結果を、▼と■はアンテナとファントム表面との間隔 d を1cmと3cmに設定したときの計算結果である。

図 A.1 からわかるように、 ΔXPR は XPR に応じて変化することがわかる。例えば、 XPR を0dBから10dBの範囲（移動通信伝搬環境における代表的な値）で変化したとき、 ΔXPR は、 $d=3\text{cm}$ では0.37dB、 $d=1\text{cm}$ では0.4dB変化している。このように ΔXPR の d に対する依存性は小さい。以上の結果から、 ΔXPR は0.4dB程度の精度で推定できることが明らかとなった。

上記の検討を基に、 ΔXPR を例えば XPR が0dBから10dBの範囲で変化した場合の平均値に設定したとき、 XPR は以下の式から推定できる。

$$XPR = \frac{XPR_{meas}}{\Delta XPR} \quad (\text{A.2})$$

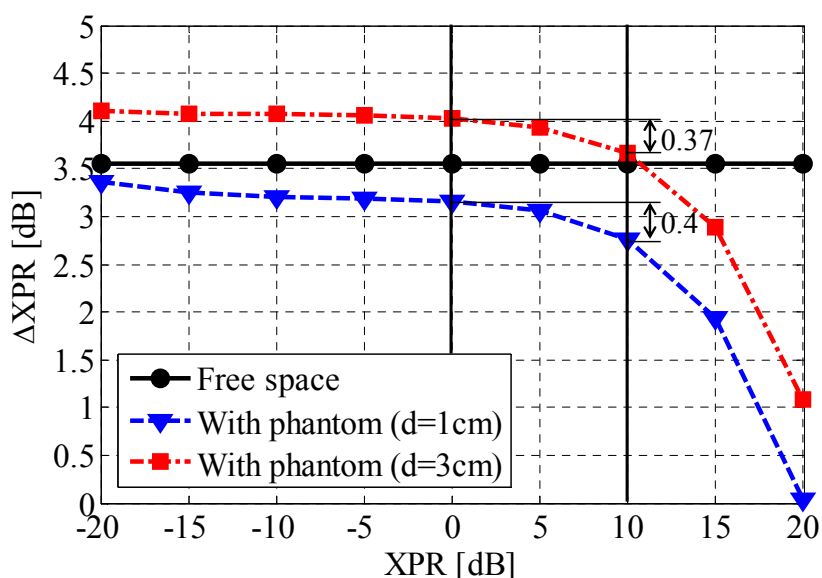


図 A.1 ΔXPR と XPR の関係

付録 B ウェアラブル MIMO アンテナの OTA 測定方法

スマートアンテナに関して、設計・製作したアンテナが意図した性能を得ることができるか放射指向性測定や OTA (Over-The-Air) 測定を行って評価する必要がある。スマートアンテナは電氣的や機械的な制御を行う無線部とアンテナが一体となっている。そのため、従来のアンテナ端でキャリブレーションを行う方法を適用することができず、新たなキャリブレーション方法が必要とされる。ここでは、偏波制御ウェアラブル MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) アンテナの OTA 測定方法について述べる[143],[144]。

B.1 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ

B.1.1 放射特性

図 B.1 に一般的なスマートアンテナの構成を示す。スマートアンテナは複素振幅を制御する RF (Radio Frequency) 制御部とアンテナ素子で構成される。RF 制御部において電力を損失することなく制御できれば、放射電力 P_{out} [W] はスマートアンテナへの入力電力 P_{in} [W] と同じ値となる。従って、放射指向性測定および OTA 測定をする際にキャリブレーションを行う必要はない。しかし、スマートアンテナの特性実験は、電力分配器と可変アッテネータを用いて簡便に実施したい。ここで、アッテネータを用いると電力損失が生じるのでリファレンスレベルは電力損失を考慮してキャリブレーションする必要がある。キャリブレーション方法は B.2 章で述べる。

一般にアンテナの放射指向特性を測定するとき、まず基準となるアンテナの受信電力 (リファレンスレベル) P_{ref} [W] を測定する。その後、測定したいアンテナの放射

指向特性 $P(\theta, \phi)[W]$ を測定する。このとき、受信電力はスペクトラムアナライザを用いれば測定することができる。座標点 (θ, ϕ) における測定アンテナの電力指向性 $G(\theta, \phi)$ は次式によって求められる。

$$G(\theta, \phi) = \frac{P(\theta, \phi)}{P_{ref}} \quad (\text{B.1})$$

スペクトラムアナライザの代わりにネットワークアナライザを用いると、入力端電圧と出力端電圧の比が測定できる。その場合、基準となるアンテナの入出力端電圧比を S_{21ref} 、測定したいアンテナの放射指向特性を $S_{21}(\theta, \phi)$ とすると、式(B.1)に変わって以下の式(B.2)を用いることによってアンテナの電力指向性を測定することができる。

$$G(\theta, \phi) = \frac{|S_{21}(\theta, \phi)|^2}{|S_{21ref}|^2} \quad (\text{B.2})$$

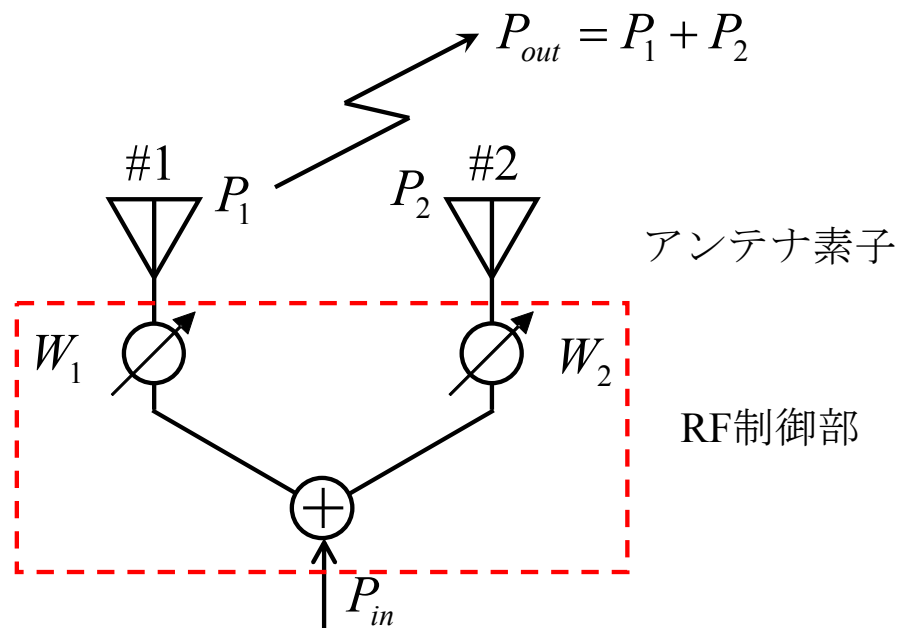


図 B.1 スマートアンテナの構成

B.1.2 重み設定方法

4章で提案した偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの重み W_V , W_H は、電力を損失することなく非対称に 2 分配する重み付け関数である。即ち、理論上の重み W_V , W_H は図 B.1 において電力分配器と重み W_1 , W_2 を含めた値である。例えば、 W_1 と W_2 の値が 1 であっても、電力分配器が等分配することで W_V と W_H は 0.5 となる。

図 B.2 に提案している偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの測定セットアップを示す。先に述べたように、提案アンテナの重み W_V , W_H は電力分配器を含めた値であるので、垂直アンテナの重み W_V は図中の青色の破線部分、水平アンテナの重み W_H は赤色の破線部分に対応している。

測定実験においてアッテネータは重み関数を実現するのに大きな役割を果たす。アッテネータは劣勢な重み関数側のアンテナの信号を減衰させる。その際、アッテネータの損失 (A_V , A_H) は理論上の重み W_V' , W_H' の比 $((W_V'/W_H')^2)$ と同じになるよう調整することで、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナを実現した。即ち、2 本のアンテナ素子に入力される電力の分配比は理論上の分配比と一致する。表 B.1 に重み関数を実現するアッテネータ値の一例を示す。

例えば、 XPR を 0dB、アンテナ傾き角 α を 0 度とした場合、重み関数 W_V' と W_H' は同じ値の 0.5 となる。 XPR を 20dB、アンテナ傾き角 α を 45 度とした場合も同様に、重み関数 W_V' と W_H' は同じ値の 0.5 となる。従って、垂直と水平アンテナに接続するアッテネータも同じ値の 1.0 にすればよいので、0dB 即ちアッテネータを接続しないで測定を行った。

一方、 XPR を 20dB、アンテナ傾き角 α を 0 度とした場合、偏波ミスマッチが生ずる。そこで、アッテネータの値は A_V が 1 (0dB)、 A_H が 0.01 (-20dB) に設定した。このように設定することによって、 A_V と A_H の比は 100 となり、重み関数 W_V' と W_H' の比 100 と同じ値を実現できる。 XPR を 20dB、アンテナ傾き角 α を 30 度とした場合、偏波ミスマッチが生ずる。そこで、アッテネータの値は A_V が 1 (0dB)、 A_H が 0.42 (-3.77dB) に設定した。このように設定することによって、 A_V と A_H の比は 2.4 となり、重み関数 W_V' と W_H' の比 2.4 と同じ値を実現できる。

図 B.2 のように理論的には無損失である重み付け関数 W_V' , W_H' は損失をともなうアッテネータ A_V , A_H を用いて実現した。アッテネータを用いると電力損失が生じるのでリファレンスレベルは電力損失を考慮してキャリブレーションする必要がある。その場合の偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの放射指向性および OTA 装置を用いた MIMO 伝送容量測定におけるキャリブレーション方法を以下で述べる。

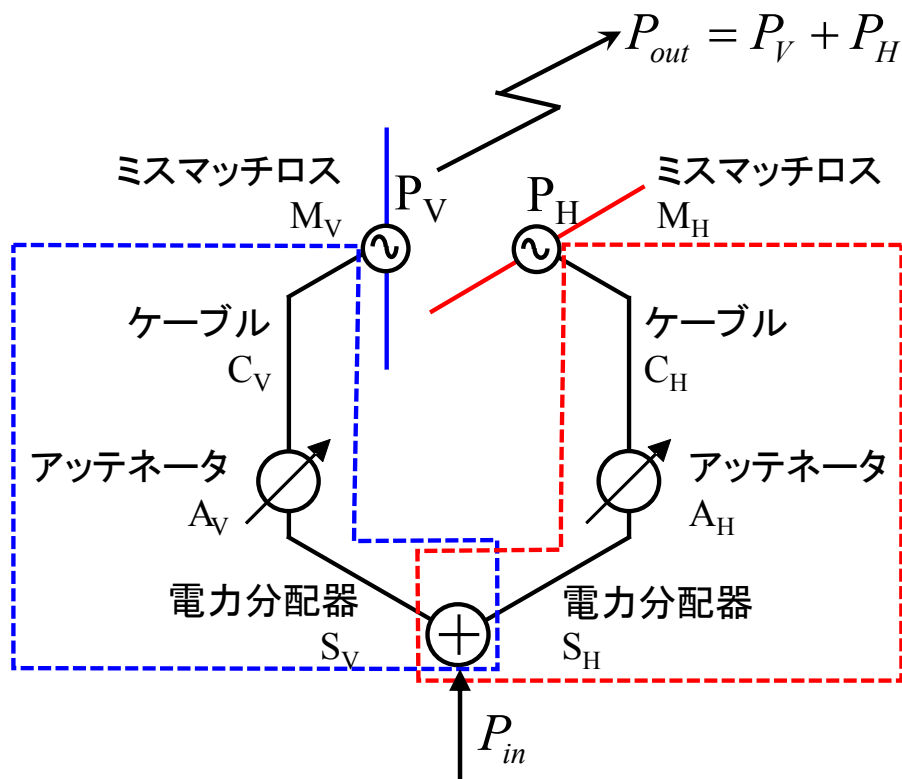


図 B.2 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの測定セットアップ

表 B.1 重み関数を実現するアッテネータ値

XPR [dB]	α [deg]	A_V	A_H	$\frac{A_V}{A_H}$	W_V'	W_H'	$\left(\frac{W_V'}{W_H'}\right)^2$
0	0	1.00	1.00	1.0	0.71	0.71	1.0
10	0	1.00	0.10	10	0.95	0.30	10
20	0	1.00	0.01	100	0.99	0.10	100
20	30	1.00	0.42	2.4	0.84	0.54	2.4
20	45	1.00	1.00	1.0	0.71	0.71	1.0

B.1.3 電力損失

図 B.2 において偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの入力端の電力 P_{in} と放射電力 P_{out} の比 G_{act} は以下の式より求めることができる。

$$G_{act} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (\text{B.3})$$

ここで、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナから放射される電力 P_{out} は 2 本のアンテナから放射される電力 (P_V, P_H) の和と考えることができるので、以下の式が成り立つ。

$$P_{out} = P_V + P_H \quad (\text{B.4})$$

従って、2 本のアンテナから放射される電力を求める必要がある。本章において放射電力はアッテネータの他に電力分配器やケーブルの損失、アンテナの mismatch ロスを考慮し、以下の式で計算した。

$$P_V = P_{in} S_V A_V C_V M_V \quad (\text{B.5})$$

$$P_H = P_{in} S_H A_H C_H M_H \quad (\text{B.6})$$

ここで、 S_V, S_H は電力分配器の入力端と出力端の電力比、 A_V, A_H はアッテネータの損失、 C_V, C_H はケーブルの損失、 M_V, M_H はアンテナの mismatch ロスである。式(B.5)および(B.6)を式(B.4)に代入することによって放射電力 P_{out} を計算し、さらに式(B.4)を式(B.3)に代入して G_{act} を求める。

B.2 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの放射指向特性

B.2.1 提案するキャリブレーション方法

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの放射指向特性を測定する際のキャリブレーション方法について説明する。なお、本章では電波暗室内でネットワークアナライザを用いて S_{21} を測定し、放射指向特性を求めているので、式(B.2)に基づいた測定手順を述べる。

①リファレンスレベルの測定

電波暗室において、基準アンテナとしたスリーブダイポールアンテナは送信側の回転台に設置する。受信側の八木アンテナは送信側と対向させて設置する。送信側の回転台を 360 度回して、ネットワークアナライザで S_{21} を測定し、その平均値をリファレンスレベル S_{21ref} とする。

②リファレンスレベルの補正

リファレンスレベルを補正する際の重要なポイントは、基準アンテナから放射される電力と偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナから放射される電力の差分値である。基準アンテナから放射される電力はアッテネータを接続していないので P_{in} となる。偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナから放射される電力は電力損失を考慮すると P_{out} である。 P_{out} は式(B.4), (B.5), (B.6)によって求める。従って、B.1.3 章で述べた式(B.3)の値 G_{act} が基準アンテナから放射される電力と偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナから放射される電力の差とみなすことができる。故に、式(B.3)の値 G_{act} を用いて式(B.2)のリファレンスレベル S_{21ref} を補正する。

八木アンテナで受信するレベルは式(B.3)の値 G_{act} に比例して変化するので、以下の式を用いて補正する。

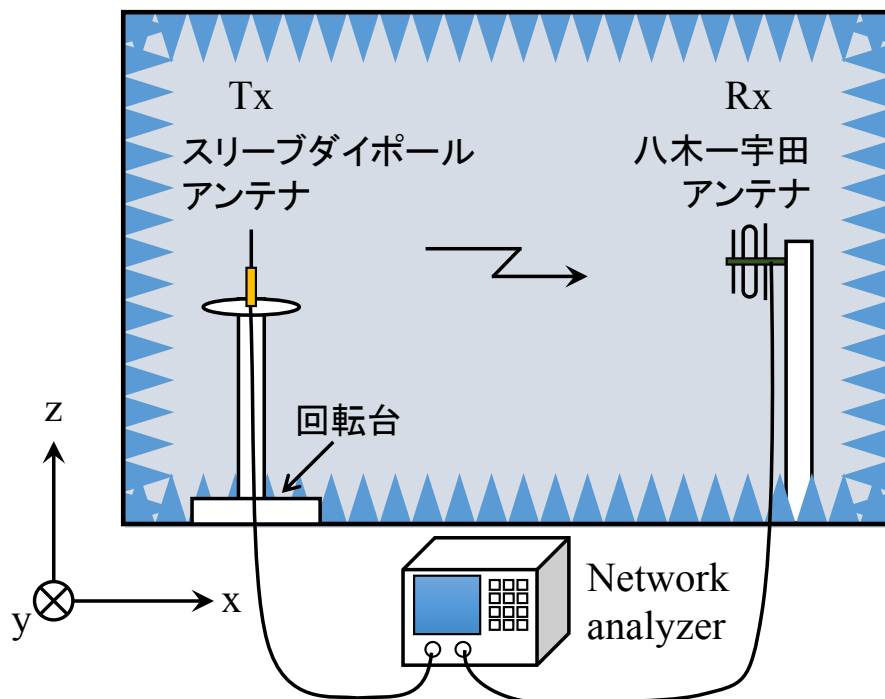
$$S_{21ref_act} = S_{21ref} G_{act} \quad (B.7)$$

従って、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの放射指向特性は式(B.7)の値 S_{21ref_act} を式(B.2)の S_{21ref} に代入することで、以下の式により求まる。

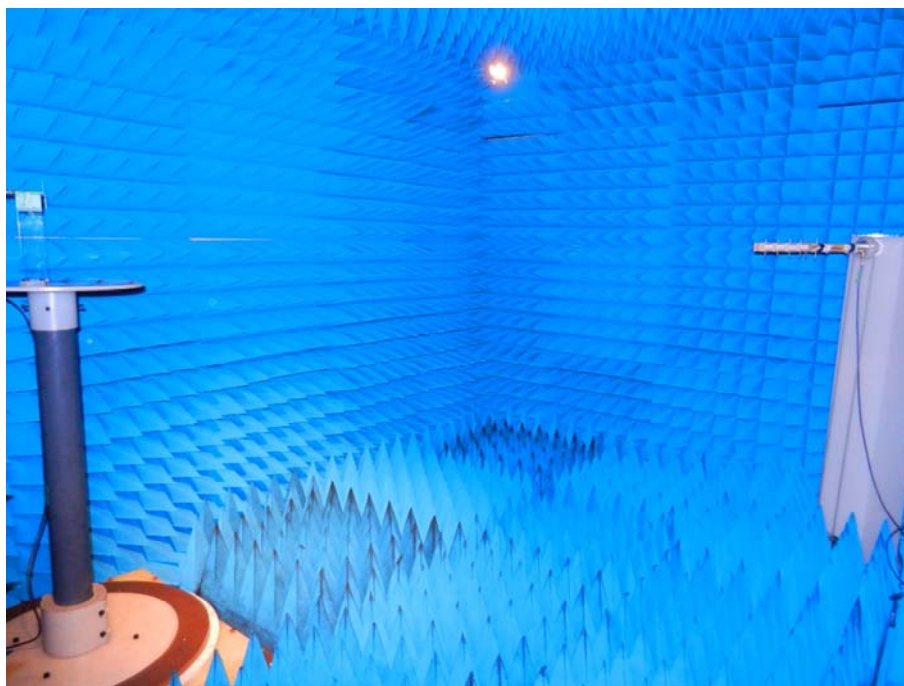
$$G(\theta, \phi) = \frac{|S_{21}(\theta, \phi)|^2}{|S_{21ref_act}|^2} \quad (\text{B.8})$$

③測定したいアンテナの放射指向特性測定

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナは送信側の回転台の上に設置する。回転台を 360 度回し、ネットワークアナライザで $S_{21}(\theta, \phi)$ を測定する。測定した $S_{21}(\theta, \phi)$ を式(B.8)に代入することで放射指向性が求まる。この場合、スリーブダイポールアンテナを基準アンテナとしたので、放射指向特性の軸の単位は dBd となる。

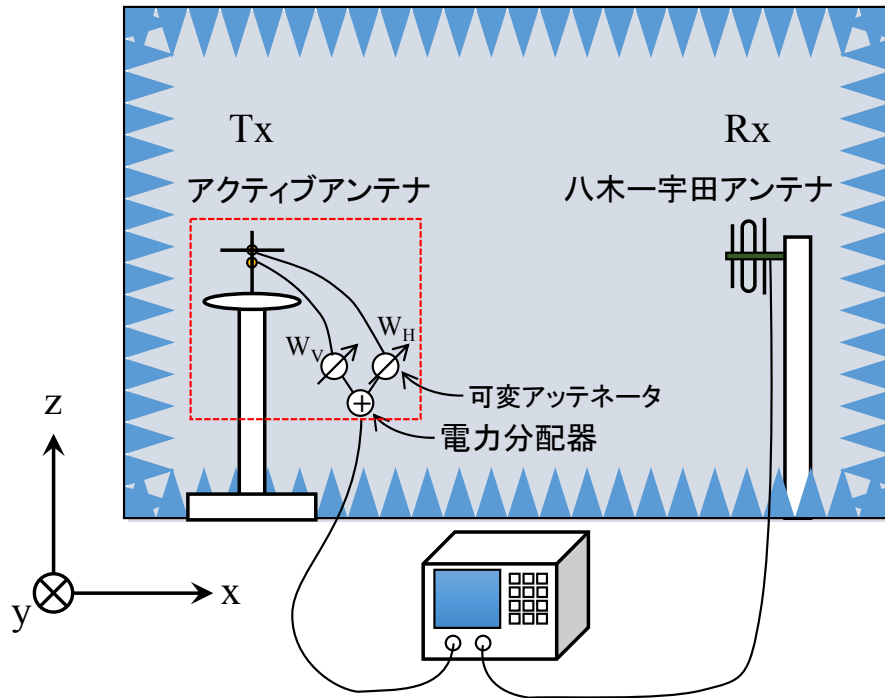


(a) リファレンスレベルの測定セットアップ



(b) リファレンスレベルの測定風景

図 B.3 放射指向特性の測定



(c) 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの測定セットアップ



(d) 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの測定風景

図 B.3 放射指向特性の測定

B.2.2 放射指向特性の測定

図 B.4 に製作した 2 素子 MIMO アレーアンテナを示す。直交する 2 本のアンテナは半波長ダイポールアンテナ（図 6.4(b)のシュペルトップダイポールアンテナ）を用いた。任意にアンテナ傾き角を変化できる治具に取り付けて測定実験を行った。測定周波数は 950MHz である。

図 B.5 にアンテナの傾き角 α を変化させたときの放射指向特性の実験結果と解析結果を示す。図(a)は $\alpha=0$ 度、(b)は $\alpha=30$ 度に設定したときの結果である。図中の青線は E_θ 成分、赤線は E_ϕ 成分を示している。なお、 XPR (Cross Polarization Power Ratio) は 20dB に固定した。

図 B.5(b)に示した $XPR=20\text{dB}$, $\alpha=30$ 度を例にリファレンスレベルの補正例を示す。まず、基準としたスリーブダイポールアンテナのリファレンスレベルは $S_{21ref}=-41.93\text{dB}$ であった。次に、式(B.5)および(B.6)に各装置の値を代入する。 $XPR=20\text{dB}$, $\alpha=30$ 度時の理論上の重みは表 B.1 より $W_V=0.71(=-1.5\text{dB})$, $W_H=0.29(=-5.4\text{dB})$ であるので、2 つの重みの比は $W_V/W_H=2.4(=3.8\text{dB})$ である。よって、優勢である垂直アンテナ側のアッテネータの値 A_V を $1(=0\text{dB})$ 、劣勢である水平アンテナ側のアッテネータの値 A_H を $1/2.4=0.42 (-3.8\text{dB})$ に設定して測定実験を行った。電力分配器の入出力端の電力比 S_V, S_H はともに $0.47(=-3.2\text{dB})$ 、ケーブル損 C_V, C_H はともに $0.82(=-0.8\text{dB})$ であった。今回は偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナに 2 本のダイポールアンテナを用いたので、ミスマッチロス M_V, M_H はともに $1(=0\text{dB})$ とした。これらの値を式(B.5)および(B.6)に代入すると P_V, P_H は以下のように計算される。

$$P_V = P_{in} \times 0.47 \times 1 \times 0.82 \times 1 = 0.39P_{in}$$

$$P_H = P_{in} \times 0.47 \times 0.42 \times 0.82 \times 1 = 0.16P_{in}$$

上記の値を式(B.4)に代入すると放射電力 P_{out} は以下の値となる。

$$P_{out} = 0.39P_{in} + 0.16P_{in} = 0.55P_{in}$$

さらに式(B.3)に代入すると G_{act} は以下の値となる。

$$G_{act} = \frac{0.55P_{in}}{P_{in}} = 0.55$$

上記の値を式(B.7)に代入すると、リファレンスレベルの補正值 S_{21ref_act} はデシベル値に換算すると以下のように求めることができる。

$$\begin{aligned} S_{21ref_act} &= -41.93 + 10 \times \log_{10}(0.55) \\ &= -41.93 - 2.6 = -44.53 \text{ dB} \end{aligned}$$

上記の値を式(B.8)に代入して図 B.5(b)の放射指向特性を図示した。図 B.5 からわかるように、アンテナの傾き角 α によらず測定結果が解析結果と一致していることがわかる。以上の結果、提案するキャリブレーション方法は正しいことがわかった。

ここでは、提案方法を図 B.2 で示した偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナに適用した事例を示したが、提案方法は図 B.1 で示したように、一般的な構成のスマートアンテナを対象としているので、図 B.2 以外の他のスマートアンテナに対しても適用可能であり、普遍性を有した手法である。

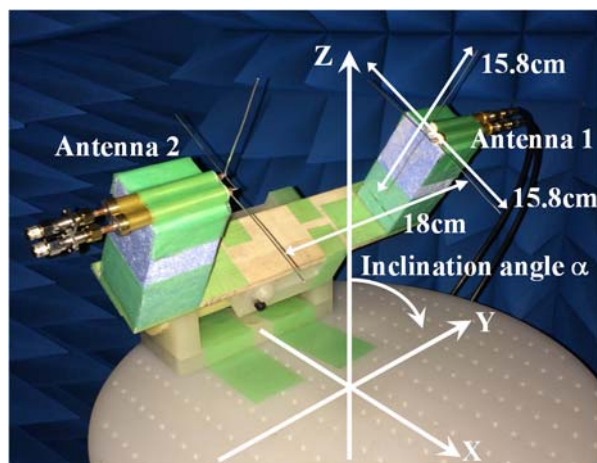
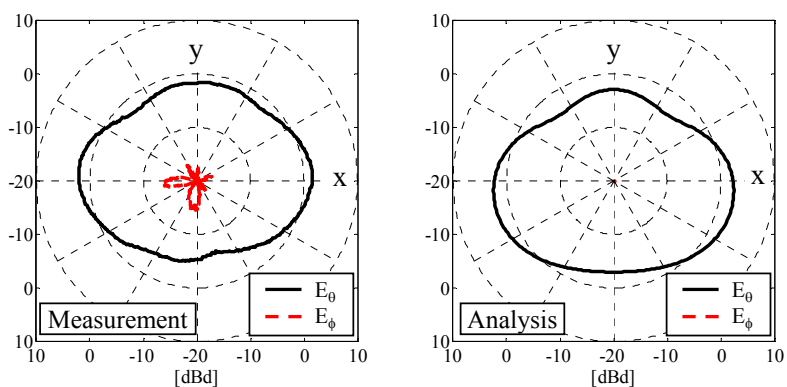
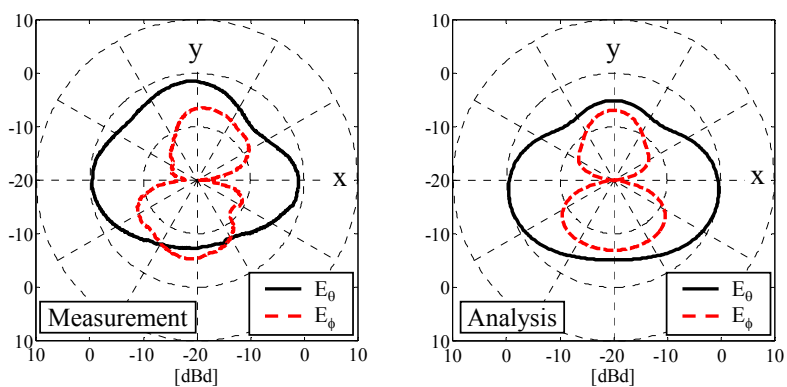


図 B.4 2素子偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ



(a) $\alpha = 0$ 度



(b) $\alpha = 30$ 度

図 B.5 放射指向特性 ($XPR=20\text{dB}$)

B.3 偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの 2×2 MIMO 伝送容量

B.3.1 MIMO 伝送容量の測定方法

OTA 評価装置を用いて測定端末を仮想的に移動させる。端末の移動区間の各スナップショットにおける m 番目の基地局アンテナと n 番目の端末アンテナ間の瞬時チャネル応答（複素振幅値）を測定し、式(B.9)のチャネル応答行列 \mathbf{H}_s を作成する。

$$\mathbf{H}_s = [h_{NM}] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

瞬時チャネル応答行列 \mathbf{H}_s の固有値(λ_i)、1個の等方性アンテナ (Isotropic Antenna) で受信したときの SNR (γ) (Signal-to-Noise Ratio) を用いて、式(B.10)により瞬時 MIMO 伝送容量 C_s を計算する。

$$C_s = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{\gamma \lambda_i}{M} \right) \quad (\text{B.10})$$

ここで、 $L = \min(N, M)$ である。端末の移動区間における平均値 \bar{C} を平均 MIMO 伝送容量と定義し、次式によって計算する。

$$\bar{C} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S C_s \quad (\text{B.11})$$

ここで、 S は総サンプル数である。

B.3.2 提案するキャリブレーション方法

偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの MIMO 伝送容量を測定する際に考慮すべき点は以下の 2 つである。

- I 送信側の散乱体プローブアンテナで伝搬環境 XPR を設定するときに生じる送信電力の損失
- II 受信側の偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの重みを設定するときに生じる受信電力の損失

この 2 つのうち II については B.1.3 章の偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの電力損失と同じである。違いは、送信側でなく受信側である点である。従って、可逆性の理論より、放射指向特性測定のとおり同様の方法にて補正を行った。

上記 I に関して MIMO 伝送容量を測定するときのキャリブレーション方法は以下のとおりである。

①リファレンスレベルの測定

MIMO 伝送容量を計算するには式(B.10)の SNR γ を設定する必要がある。設定した SNR を基にノイズ量を決めるためには 1 個の等方性アンテナの受信レベル (リファレンスレベル) を知る必要がある。

水平面において E_θ 成分が無指向性であるスリーブダイポールアンテナは受信アンテナとしてエミュレータの中心に配置した。送信側である周囲の散乱体は E_θ 成分のみ放射するためスリーブダイポールアンテナを垂直に設置した。制御回路にてフェージングを発生させて、ネットワークアナライザで S_{21} を測定し、端末の移動区間における平均受信電力 $E[|S_{21}|^2]$ を計算した。

リファレンスレベルは、スリーブダイポールアンテナを用いて測定した平均受信電力 $E[|S_{21}|^2]$ をスリーブダイポールアンテナの最大利得 G_d (2.15dBi) で割った値とした。

$$REF = \frac{E[|S_{21}|^2]}{G_d} \quad (B.12)$$

②リファレンスレベルの補正

リファレンスレベルを補正する際に考慮すべき点は先に示した 2 つである。II の受信側については B.1.3 章で述べたので、I についてのみ説明する。

図 B.6 に送信側の測定セットアップを示す。リファレンスレベル測定時はネットワークアナライザと制御回路の垂直偏波側を直接接続し、水平偏波側は接続しない。それに対して任意の伝搬環境を実現するときはネットワークアナライザと制御回路の間に赤色の点線部分の XPR 制御部を接続した。従って、XPR 制御部分の電力の損失が補正すべき値となる。

ネットワークアナライザから出力された信号は電力分配器にて垂直および水平偏波成分に等分配される。その後、アッテネータにより劣勢な偏波の信号を減衰させることで任意の XPR を実現する。従って、電力分配器の入力端の電力 P_{vna} と両偏波の制御回路に入力される電力の和 P_{emu} の比 G_{emu} が補正すべき値となり、以下の式で求めることができる。

$$G_{emu} = \frac{P_{emu}}{P_{vna}} \quad (\text{B.13})$$

ここで、両偏波の制御回路に入力される電力の和 P_{emu} は以下の式で求まる。

$$P_{emu} = P_{\theta} + P_{\phi} \quad (\text{B.14})$$

従って、両偏波の制御回路に入力される電力 P_{θ} , P_{ϕ} を求める必要があり、以下の式で計算した。

$$P_{\theta} = P_{vna} S_{\theta} A_{\theta} C_{\theta} \quad (\text{B.15})$$

$$P_{\phi} = P_{vna} S_{\phi} A_{\phi} C_{\phi} \quad (\text{B.16})$$

ここで、 S_{θ} , S_{ϕ} は電力分配器の入力端と出力端の電力比、 A_{θ} , A_{ϕ} はアッテネータの損失、 C_{θ} , C_{ϕ} はケーブルの損失である。

最後に、リファレンスレベルを補正する。エミュレータ内に放射される電力は式 (B.13) の値 G_{emu} に比例して変化し、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナの受信電力は式 (B.3) の値 G_{act} に比例して変化する。従って、送信側 (散乱体) および受信側 (偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナ) の双方を考慮したときのリファレンスレベル REF_{act} は以下の式によって求めることができる。

$$REF_{act} = REF G_{emu} G_{act} \quad (B.17)$$

ここで、 REF は式(B.12)によって求める。

以上の結果、補正したリファレンスレベル REF_{act} を基にノイズ量 N を式(B.10)の $SNR \gamma$ を用いて式(B.18)によって決定する。

$$N = \frac{REF_{act}}{\gamma} \quad (B.18)$$

式(B.12)で示したように、 REF はネットワークアナライザによって測定された等方性アンテナの受信レベルである。従って、ノイズ N は式(B.18)によってこの受信レベル（補正したリファレンスレベル）を所望の $SNR \gamma$ で割った値としている。これにより、所望の SNR 値を実現することができる。

③偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナのチャネル応答行列測定

伝搬環境 XPR とアンテナの傾き角 α を設定して、 2×2 MIMO アレーアンテナのチャネル応答行列を測定する。以上の手続きにより、補正したリファレンスレベル REF_{act} と $SNR \gamma$ を基に式(B.10)を用いて瞬時 MIMO 伝送容量が計算でき、式(B.11)より平均 MIMO 伝送容量が求まる。

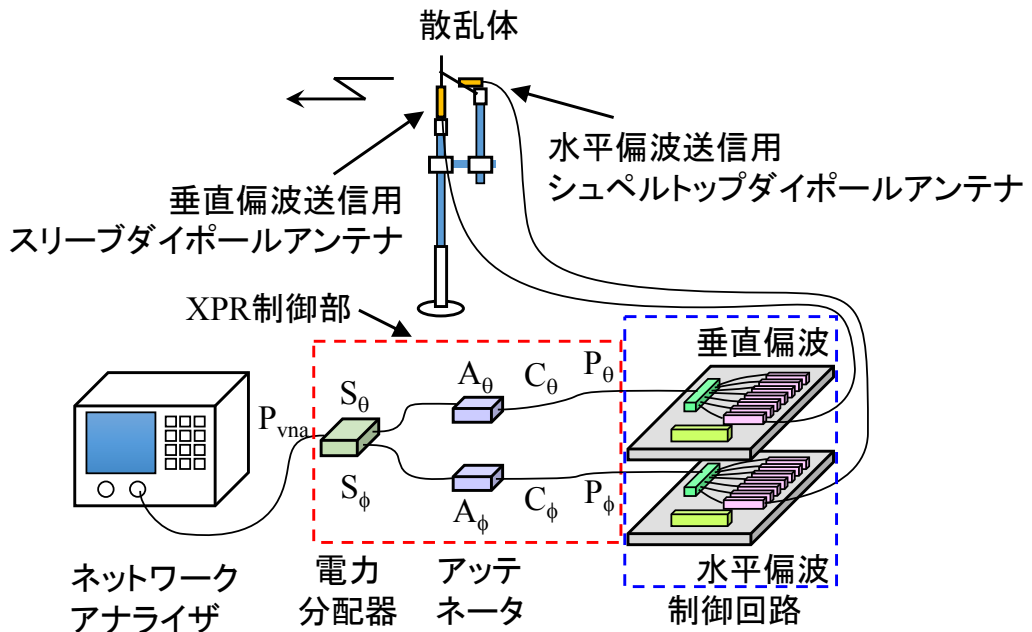


図 B.6 送信側の測定セットアップ

B.3.3 フェージングエミュレータでの実験結果

製作した 2 素子偏波制御 MIMO アンテナ (図 B.4 参照) を用いてフェージングエミュレータにて MIMO 伝送容量を測定した。アンテナ傾き角 α を 0 度に固定して XPR を変化させたときの MIMO 伝送容量の実験値と解析値を図 B.7 に、 XPR を 20dB に固定してアンテナ傾き角 α を変化させたとき結果を図 B.8 に示す。 SNR はともに 30dB に設定して MIMO 伝送容量の計算を行った。

図 B.8 に示した $XPR = 20\text{dB}$, $\alpha = 30$ 度を例にリファレンスレベルの補正例を示す。B.3.2 章の①の結果、スリーブダイポールアンテナの平均受信電力 $E[|S_{21}|^2]$ は $-52.77[\text{dB}]$ であったので、 $G_d = 2.15\text{dBi}$ とすると、リファレンスレベルは式(B.12)を用いて以下の式より計算できる。

$$REF = -52.77 - 2.15 = -54.92 \text{ dB}$$

次に、②において式(B.15)および(B.16)に各装置の値を代入する。電力分配器の入出力端の電力比 S_θ , S_ϕ はともに $0.47 (= -3.2\text{dB})$ 、アッテネータは $XPR = 20\text{dB}$ の伝搬環境を実現するため劣勢な水平偏波の信号のみを減衰させたので、 A_θ は $1 (= 0\text{dB})$ 、 A_ϕ は $0.01 (= -20\text{dB})$ 、ケーブル損 C_θ , C_ϕ はともに $0.93 (= -0.3\text{dB})$ であった。これより P_θ , P_ϕ は以下となる。

$$P_\theta = P_{vna} \times 0.47 \times 1 \times 0.93 = 0.44 P_{in}$$
$$P_\phi = P_{vna} \times 0.47 \times 0.01 \times 0.93 = 0.0044 P_{in}$$

上記の値を式(B.14)に代入すると制御回路に入力される電力 P_{emu} は以下の値となる。

$$P_{emu} = 0.44 P_{vna} + 0.0044 P_{vna} = 0.4444 P_{vna}$$

さらに式(B.13)に代入すると G_{emu} は以下の値となる。

$$G_{emu} = \frac{0.4444 P_{vna}}{P_{vna}} = 0.4444$$

最後に、上記の G_{emu} と B.2.2 章で求めた G_{act} の値 (0.55) を式(B.17)に代入すると、リファレンスレベルは以下の値となる。

$$\begin{aligned} REF_{act} &= -54.92 + 10 \times \log_{10}(0.4444) + 10 \times \log_{10}(0.55) \\ &= -54.92 - 3.52 - 2.6 = -61.04 \text{ dB} \end{aligned}$$

上記の値を式(B.18)に代入して所望の SNR 値 30dB に対するノイズ量を求めると以下の値となる。

$$N = -61.04 - 30 = -91.04 \text{ dB}$$

上記の値を用いて所望の SNR 値を実現して MIMO 伝送容量の計算を行った。

図 B.7 および B.8 より、 XPR やアンテナ傾き角 α が変化しても MIMO 伝送容量の実験値は解析値と一致していることがわかる。従って、偏波制御ウェアラブル MIMO アンテナとフェージングエミュレータの双方を考慮した提案キャリブレーション方法は正しいことが実証された。

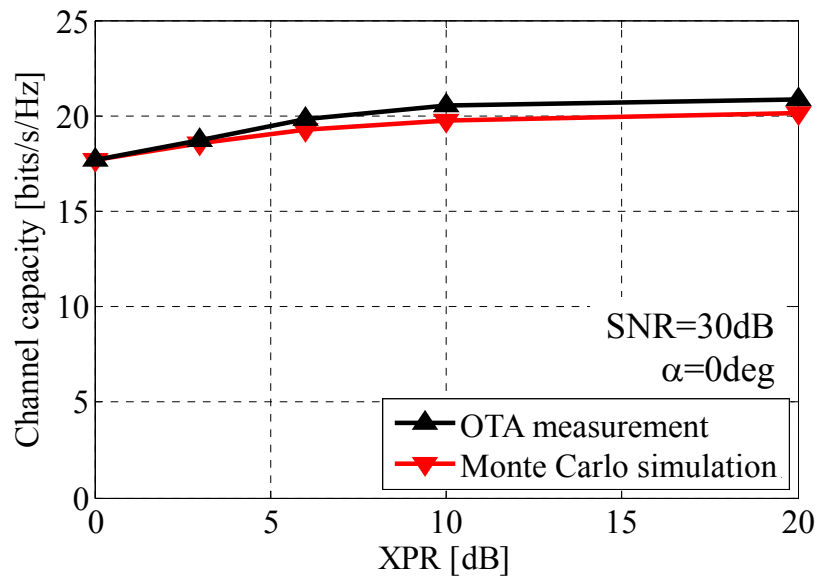


図 B.7 XPR を変化させたときの MIMO 伝送容量
(アンテナ傾き角 $\alpha = 0$ 度固定)

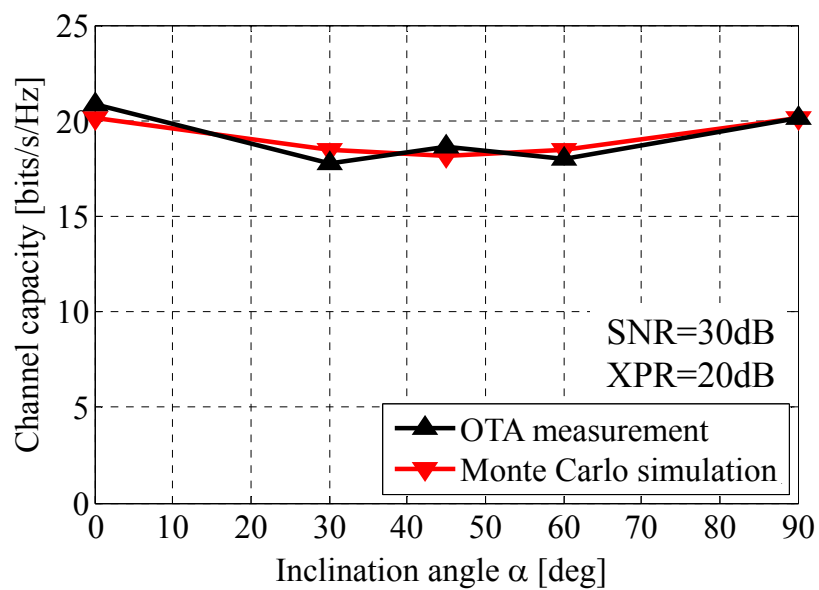


図 B.8 アンテナ傾き角 α を変化させたときの MIMO 伝送容量
($XPR = 20$ dB 固定)

付録 C バイラテラル MIMO-OTA 評価装置

開発したバイラテラル MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) -OTA (Over-The-Air) 評価装置の詳細について述べる。開発した装置の構成、測定プログラム、測定手順について順に述べる。

C.1 バイラテラル MIMO-OTA 評価装置の構成

開発したバイラテラル MIMO-OTA 評価装置の写真を図 C.1 に、構成を図 C.2 に示す。本評価装置は RF (Radio Frequency) 処理にてフェージングを発生させているのでベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) の送受信を逆にしても測定実験が行える点が大きな特徴である。

図 C.2 の構成とすることにより、到来波の XPR (Cross Polarization Power Ratio) は制御回路右側のアッテネータを制御することにより垂直偏波と水平偏波の割合を意図した値に設定できる。設定したい XPR の値に応じて、劣勢な偏波側のアッテネータを制御する。

素波は制御回路の移相器を制御することにより意図する位相分布に設定できる。各移相器に印加するバイアス電圧はパソコンに搭載している D/A コンバータ (Digital to Analog Converter, Contec 製 AO-1616L-LPE) からの出力電圧を制御することにより発生させる。これにより、基地局アンテナ毎に素波を制御でき、上り回線における素波の相関値を制御できる。

一様分布やクラスター伝搬環境などの到来波分布は制御回路左側のアッテネータを制御することにより設定できる。移相器と同様に、パソコンに搭載している D/A コンバータ (Contec 製 AO-1616L-LPE) からの出力電圧を可変アッテネータに印加す

ることによりクラスター分布を実現できる。

SNR (Signal-to-Noise Ratio) は付録 B のキャリブレーション方法により任意の値に設定することができる。即ち、上り／下り回線の伝搬環境をそれぞれ個別に設定して評価できるのが開発したバイラテラル MIMO-OTA 評価装置の最大の特徴である。



(a) 空間フェージングエミュレータ



(b) フェージング制御回路

図 C.1 開発したバイラテラル MIMO-OTA 評価装置

C.2 MIMO 伝送容量測定アルゴリズム

散乱体の垂直及び水平偏波の信号は、それぞれアナログの移相器と可変アッテネータを介して各散乱体から放射される。このとき、各偏波においてそれぞれの信号の位相と振幅を D/A コンバータによって独立に制御することでフェージング特性を制御する。 i 番目の散乱体 ($i=1\sim 7$) に印加される位相変化量を $P_i(t)$ とすると式(C.1)のように表される。

$$P_i(t) = 2\pi f_D t \cos(\phi_i - \phi_{shift}) + \varphi_i \quad (\text{C.1})$$

ここで、 f_D は最大ドップラ周波数、 ϕ_i は i 番目の散乱体のなす角度、 ϕ_{shift} はフェージングの進行方向、 φ_i は i 番目の散乱体の初期位相である。

MIMO-OTA 評価装置にて伝送容量を求める際、測定端末を電氣的に移動させる。端末の移動区間の各スナップショットにおける m 番目の基地局アンテナと n 番目の端末アンテナ間の瞬時チャネル応答を測定し、式(C.2)のチャネル応答行列 \mathbf{H}_s を作成する。

$$\mathbf{H}_s = [h_{nm}] = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (\text{C.2})$$

この際、フェージングエミュレータの極めて高い時間相関特性を生かし、基地局側のアンテナを M 回、端末側のアンテナを N 回、時間を変えて測定する。即ち、 $M \times N$ 回端末を移動させてチャネル応答行列を求める。 $M \times N$ MIMO のチャネル応答を求める手順は以下のとおりである。

1. 端末アンテナ 1 (Rx1) にケーブルを接続する。
2. 1 番目の基地局アンテナ (Tx1) に対応する初期位相 Φ_1 を設定し、端末を電氣的に移動させてチャネル応答 h_{11} を測定する。
3. 1 番目の基地局アンテナと同様にして 2~ M 番目の基地局アンテナ (Tx2~TxM) のチャネル応答 $h_{12} \sim h_{1M}$ を測定する。
4. 端末アンテナ 2 (Rx2) にケーブルを接続し、同様に 1~ M 番目の基地局ア

ンテナのチャネル応答 $h_{21} \sim h_{2M}$ を測定する。

5. 端末アンテナ M ($R \times M$) までに対しても同様の測定を繰り返し、チャネル応答を測定する。

瞬時チャネル応答行列 \mathbf{H}_s の固有値 (λ_i)、1 個の等方性アンテナで受信したときの $SNR(\gamma)$ を用いて、式(C.3)の瞬時 MIMO 伝送容量 C_s を計算する。

$$C_s = \sum_{i=1}^L \log_2 \left(1 + \frac{\gamma \lambda_i}{M} \right) \quad (\text{C.3})$$

ここで、 $L = \min(N, M)$ である。端末の移動区間における平均値 \bar{C} を平均 MIMO 伝送容量と定義し、式(C.4)によって計算した。

$$\bar{C} = \frac{1}{S} \sum_{s=1}^S C_s \quad (\text{C.4})$$

ここで、 S は総サンプル数である。

上記の MIMO 伝送容量測定アルゴリズムにて実験を行うため、MATLAB®を用いて測定プログラムを作成した。作成したプログラムはスナップショット毎にフェージングを発生させるため、移相器にかけるバイアス電圧を計算し、D/A コンバータ (Contec 製 AO-1616L-LPE) からの出力電圧を制御し、ネットワークアナライザ (HP 製 8753E) で測定した端末アンテナの受信信号 S_{21} をコンピュータへ転送している。すべての測定終了後に伝送容量を式(C.3), (C.4)に基づいて計算している。

作成したプログラムの実行画面の一部を図 C.3 と C.4 に示す。図 C.3 はプログラム実行時のメイン画面であり、図 C.4 は左から上り／下り回線や測定周波数の設定画面、フェージングの設定画面、散乱体の設定画面、到来波分布の設定画面である。

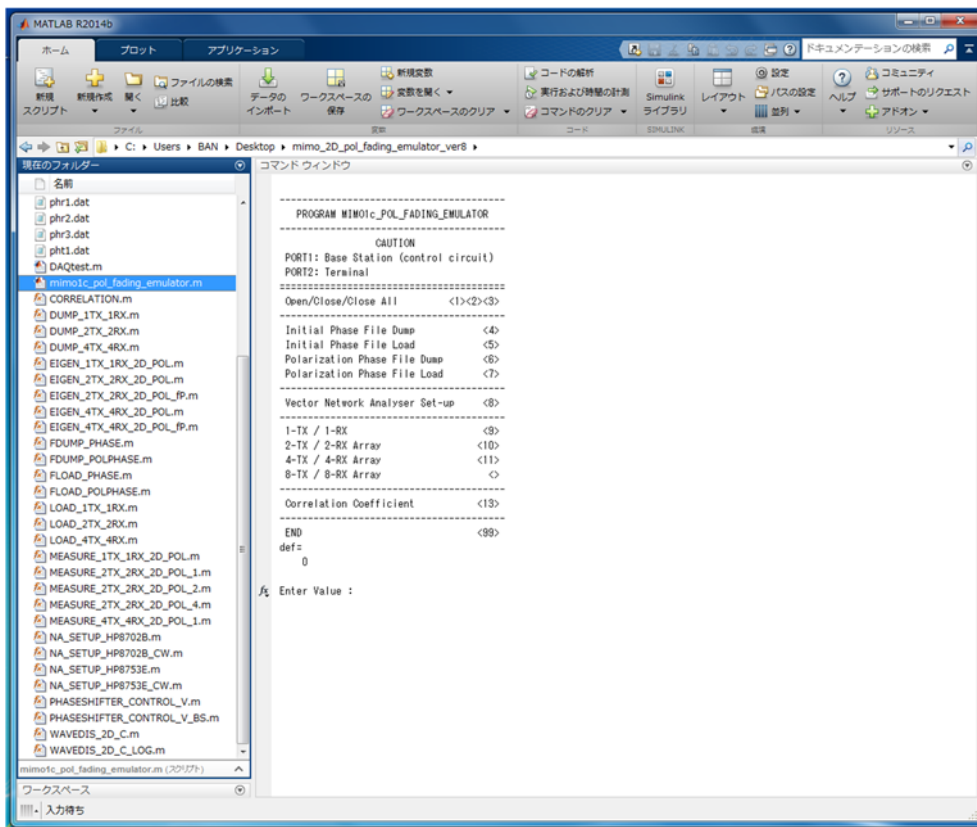


図 C.3 メイン画面

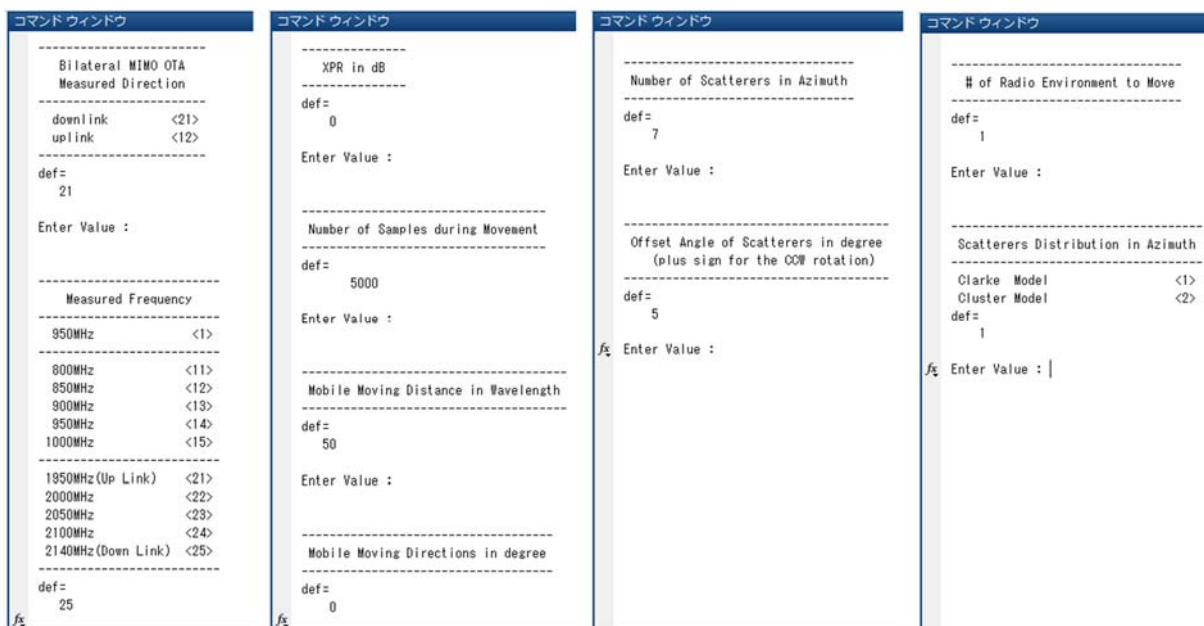


図 C.4 制御画面

C.3 MIMO 伝送容量測定デモビデオ

以下の URL にて 2×2 MIMO 伝送容量測定手順を紹介したビデオを公開している。

<http://www3.u-toyama.ac.jp/comsys/Lab/measured-video1.html>

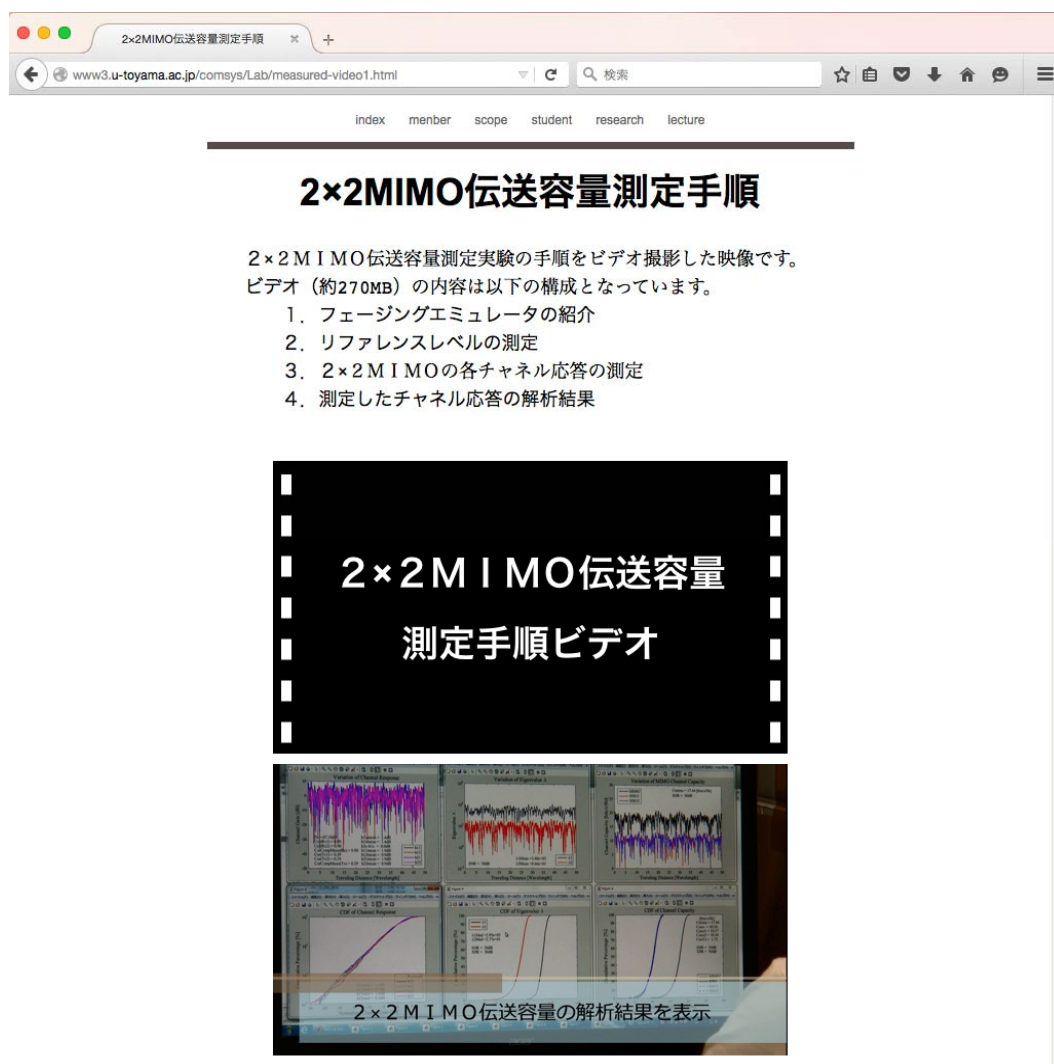


図 C.5 2×2 MIMO 伝送容量測定手順のホームページ画面

以下の URL にて 4×4 MIMO 伝送容量解析を紹介したビデオを公開している。

<http://www3.u-toyama.ac.jp/comsys/Lab/measured-video2.html>



図 C.6 4×4MIMO 伝送容量解析のホームページ画面

学位申請論文

[]*: ショート論文

学位論文の基礎となった論文

- [1] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "Shadowing-Fading BER Characterization of a BAN Diversity Antenna Based on Statistical Measurements of the Human Walking Motion," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E96-B, No. 10, pp. 2530-2541, Oct. 2013.
- [2] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "Weighted-Polarization Wearable MIMO Antenna with Three Orthogonally Arranged Dipoles Based on RF Signal Processing," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E99-B, No. 1, pp. 58-68, Jan. 2016.

学位論文の内容と関連した論文

- [3]* K. Honda, K. Kaga, K. Li, and K. Ogawa, "A simultaneous conjugate-matching algorithm for N-element array antennas," *IEICE Communications Express*, Vol. 4, No. 11, pp. 327-332, Nov. 2015.
- [4] K. Honda, T. Kabeya, K. Karitani, K. Li, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, "A Base Station Correlation-Controlled Bilateral Emulator for MIMO-OTA," *Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (APSURSI 2015, Vancouver, Canada)*, pp. 294-295, July 2015.
- [5] K. Ogawa and K. Honda, "Effects of Received Power Imbalance on the Diversity Gain of a Digital TV MRC Array Antenna," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E96-B, No. 3, pp. 811-819, Mar. 2013.

本研究に関する発表論文

[]*: ショート論文

1. 論文

- [1] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "Weighted-Polarization Wearable MIMO Antenna with Three Orthogonally Arranged Dipoles Based on RF Signal Processing," IEICE Transaction on Communications, Vol. E99-B, No. 1, pp. 58-68, Jan. 2016.
- [2]* K. Honda, K. Kaga, K. Li, and K. Ogawa, "A simultaneous conjugate-matching algorithm for N-element array antennas," IEICE Communications Express, Vol. 4, No. 11, pp. 327-332, Nov. 2015.
- [3] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "Shadowing-Fading BER Characterization of a BAN Diversity Antenna Based on Statistical Measurements of the Human Walking Motion," IEICE Transaction on Communications, Vol. E96-B, No. 10, pp. 2530-2541, Oct. 2013.
- [4] K. Ogawa and K. Honda, "Effects of Received Power Imbalance on the Diversity Gain of a Digital TV MRC Array Antenna," IEICE Transaction on Communications, Vol. E96-B, No. 3, pp. 811-819, Mar. 2013.

2. 国際会議発表

- [1] K. Honda, T. Kabeya, K. Karitani, K. Li, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, "A Polarization-Controlled MIMO Antenna with an Optimum Phase Shift in Accordance with Various Use Scenarios," Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (APSURSI 2015, Vancouver, Canada) , pp. 1234-1235, July 2015.
- [2] K. Honda, T. Kabeya, K. Karitani, K. Li, K. Ogawa, Y. Koyanagi, H. Sato, and R. Miura, "A Base Station Correlation-Controlled Bilateral Emulator for MIMO-OTA," Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (APSURSI 2015, Vancouver, Canada) , pp. 294-295, July 2015.
- [3] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Channel Capacity Experiment of a Polarization Controlled MIMO Antenna for Wearable Applications," IEEE Progress in Electromagnetic Research Symposium Proceedings (PIERS 2014, Guangzhou, China), pp. 2139-2143, Aug. 2014.
- [4] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "An 8×8 MIMO 3-axis Weighted Polarization Active Antenna for Wearable Radio Applications," Proceedings of IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2014, Beijing, China), BP1.17, Topics on Antennas: Recent Advances and Future Outlook, pp. 1-4, Aug. 2014.
- [5] K. Kaga, K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "A Sequential Automatic Impedance-Matching Algorithm to Achieve Simultaneous Complex-Conjugate Condition in Multi-element Antennas," Proceedings of IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2014, Sapporo, Japan), PO1.12, pp. 24-25, Aug. 2014. (Student Innovation Competition Award)
- [6] K. Omote, K. Honda, and K. Ogawa, "Motion Capture Modeling of a Human Walking for Wearable MIMO Antennas," Proceedings of the 2014 Asian Workshop on Antennas and Propagation (AWAP 2014, Kanazawa, Japan), P1-28, pp. 99-100, May 2014.

- [7] K. Honda, K. Li, and K. Ogawa, "Impact of the Human Walking Motion on BAN Diversity Effects," Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS 2013, Hiroshima, Japan), 24PM2F-02, pp. 1136-1139, May 2013.
- [8] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Shadowing-Fading BER Characterization of BAN Antennas Based on Realistic Walking Models," Proceedings of 7th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT 2013, Tokyo, Japan), Session FA3, pp. 189-193, Mar. 2013.
- [9] K. Honda and K. Ogawa, "Shadowing Analysis of a BAN Diversity Antenna Based on Statistical Measurements of the Human Walking Motion," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2012, Nagoya, Japan), 3E1-1, P0078, pp. 971-974, Oct. 2012.
- [10] K. Ogawa and K. Honda, "Dynamic Efficiency Degradation of BAN Antennas Due to the Movement of the Arms," Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-S 2012, Chicago, USA), IF57.7, pp. 1-2, Jul. 2012.
- [11] K. Ogawa and K. Honda, "BAN Shadowing Properties of an Arm-Waving Dynamic Phantom," Proceedings of the European Conference on Antenna and Propagation (EuCAP 2012, Prague, Czech), CP08.1, pp. 515-519, Mar. 2012.
- [12] K. Ogawa and K. Honda, "Effects of Hands on the 4-Branch MRC Diversity Gain for Terrestrial Digital Broadcasting Portable TV," Proceedings of the IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2011, Istanbul, Turkey), CB.3, Topics on Antenna Channel Interactions for Future Wireless Communications, pp. 1-4, Aug. 2011.

3. 研究会

- [1] 本田和博, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “バイラテラル MIMO-OTA 装置を用いた 4×4 MIMO 伝送容量測定,” 電気学会計測研究会,

IM-15-022, pp. 19-24, Jul. 2015.

- [2] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “基地局相関を制御可能としたバイラテラル MIMO OTA 装置,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-190, pp. 21-26, Feb. 2015.
- [3] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 上田真司, “上り／下り回線のアンテナ性能総合評価を目的としたバイラテラル MIMO OTA 装置,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-74, pp. 13-18, Aug. 2014.
- [4] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “アクティブ MIMO アンテナの OTA 測定のためのキャリブレーション方法,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-60, pp. 67-72, Jul. 2014.
- [5] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “3 軸重み付け偏波アクティブアンテナによる腕装着時の 8×8 MIMO 伝送容量解析,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-173, pp. 39-44, Feb. 2014.
- [6] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “歩行時の動的統計データに基づく BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング・マルチパス練成解析,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-155, pp. 177-182, Jan. 2013.
- [7] 小川晃一, 本田和博, “地上デジタル放送タブレット端末 4 ブランチ MRC の人体手部影響解析とその軽減対策,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2011-46, pp. 109-114, July 2011.

4. 全国大会

- [1] 本田和博, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “MIMO-OTA における 4×4 MIMO 基地局相関の制御方法,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-1-137, Sep. 2015.
- [2] 本田和博, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “ユースシーンに応じた最適位相シフト量を実現した偏波制御 MIMO アンテナの伝送容量 OTA 測定,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-1-138, Sep. 2015.

- [3] 加賀一樹, 本田和博, 小川晃一, “端末 MIMO アンテナの複素共役整合を達成する自動整合法,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-135, Mar. 2015.
- [4] 狩谷健登, 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “腕振りファントムを用いた偏波制御 MIMO アンテナの伝送容量測定,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-133, Mar. 2015.
- [5] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “MIMO-OTA における基地局関連の制御方法,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-213, Mar. 2015.
- [6] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “ユースシーンに応じた最適化機能を有した偏波制御 MIMO アンテナ,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-214, Mar. 2015.
- [7] 本田和博, 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 上田真司, “上り／下り回線を考慮した MIMO アンテナの設計指標の提案,” 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. B-1-138, Sep. 2014.
- [8] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “アクティブ MIMO アンテナの OTA 測定のためのキャリブレーション,” 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. B-1-141, Sep. 2014.
- [9] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “ギガビット伝送を実現する 3 軸重み付け偏波 8×8 MIMO アンテナ,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. ABS-1-7, Mar. 2014.
- [10] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “3 軸重み付け偏波 MIMO アンテナを用いた端末保持角度に対する伝送容量劣化改善,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. B-1-65, Mar. 2014.
- [11] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “手首に装着した BAN アンテナの BER 特性解析,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. BS-9-21, Sep. 2013.
- [12] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “多素子アレーアンテナの同時共役整合を達成する逐次的自動整合アルゴリズム,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. B-1-101, Sep. 2013.
- [13] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “BAN アンテナの腕振りによる QPSK 信号の BER 特性劣化,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-128, Sep. 2012.

- [14] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “歩行時の計測統計データに基づいた BAN ダイバーシチアンテナの BER 特性解析,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. BS-7-6, Sep. 2012.
- [15] 本田和博, 小川晃一, “BAN ダイバーシチアンテナを用いた腕の動きによるシャドウイング軽減対策,” 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-108, Mar. 2012.
- [16] 小川晃一, 本田和博, “腕振りのシャドウイング効果を考慮した BAN アンテナ多重波特性解析,” 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-26, Mar. 2012.
- [17] 本田和博, 小川晃一, “タブレット端末保持時の地上デジタル放送 4 ブランチ MRC の手部影響解析,” 2011 電気学会部門大会, No. MC6-4, Sep. 2011.
- [18] 小川晃一, 本田和博, “地上デジタル放送携帯端末 4 ブランチ最大比合成アレーの人体影響,” 電子情報通信学会 2011 年総合大会, No. B-1-117, Mar. 2011.
- [19] 小川晃一, 本田和博, “不等電力下における 4 ブランチ最大比合成アレーのダイバーシチ利得解析,” 電子情報通信学会 2011 年総合大会, No. B-1-163, Mar. 2011.

5. その他

- [1] 本田和博, “偏波制御 MIMO アンテナを用いた 4×4 MIMO 伝送容量測定実験,” 富山大学五福地区技術報告集, vol. 15, pp. 7-10, Mar. 2015.
- [2] 本田和博, “2 素子 3 軸重み付け偏波アクティブアンテナの MIMO 伝送容量測定,” 平成 26 年度北海道大学総合技術研究会, 03-05, Sep. 2014.
- [3] 本田和博, “モーションキャプチャを用いた腕装着通信端末を性能評価するための歩行動作の高精度モデル化,” 富山大学五福地区技術報告集, vol. 14, pp. 5-7, Mar. 2014.
- [4] 本田和博, “腕によるシャドウイングがアンテナへ及ぼす影響を解析するための人の歩行動作の統計処理,” 富山大学五福地区技術報告集, vol. 13, pp. 4-7, Mar. 2014.
- [5] 本田和博, “BAN ダイバーシチアンテナのシャドウイング影響解析のための人の

- 歩行動作の統計処理,” 平成 24 年度愛媛大学総合技術研究会, 02-07, Mar. 2014.
- [6] 本田和博, “電波暗室の構築とアンテナの指向性測定,” 富山大学五福地区技術報告集, vol. 12, pp. 4-7, Mar. 2012.

本研究に関する関連発表論文

[]*: ショート論文

1. 論文

- [1] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Three-Dimensional Over-The-Air Assessment for Vertically Arranged MIMO Array Antennas," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E99-B, No. 1, pp. 167-176, Jan. 2016.
- [2]* T. Maekawa, K. Honda, and K. Ogawa, "Proposal of a new index for predicting communication performance for intra-EMC," *IEICE Communications Express*, Vol. 4, No. 9, pp. 276-281, Oct. 2015.
- [3] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Rice Channel Realization for BAN Over-The-Air Testing Using a Fading Emulator with an Arm-Swinging Dynamic Phantom," *IEICE Transaction on Communications*, Vol. E98-B, No. 4, pp. 543-553, Apr. 2015.
- [4] N. Yamamoto, N. Shirakata, D. Kobayashi, K. Honda, and K. Ogawa, "BAN Radio Link Characterization Using an Arm-Swinging Dynamic Phantom Replicating Human Walking Motion," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 61, No. 8, pp. 4315-4326, Aug. 2013.
- [5] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “保持角度と到来波偏波の相互影響を考慮したタブレット端末用最大比合成ダイバーシチアンテナの高感度化,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J96-B, No. 9, pp. 991-1000, Sep. 2013.

2. 国際会議発表

- [1] H. Sato, K. Omote, K. Li, K. Honda, Y. Koyanagi, and K. Ogawa, "The 3-axis polarization antenna using Disk-Loaded Monopole stacked with Patch Antenna in PCB," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2015, Nanjing, China), Session MO1D, pp. 1-3, Dec. 2015.
- [2] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Analysis of the Body Proximity Cross-Polarization Power Ratio in a Human Walking Motion," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2015, Nanjing, China), Session TU4F, pp. 1-3, Dec. 2015.
- [3] K. Omote, H. Sato, K. Li, K. Honda, Y. Koyanagi, and K. Ogawa, "Three-Axis Decoupling Stub-Loaded Parallel Dipole Array with Tri-Orthogonal Polarization Directivity," IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2015, Hsinchu, Taiwan), PO1.19, pp. 1-2, Nov. 2015.
- [4] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Analysis of the Body Proximity Cross-Polarization Power Ratio in a Human Walking Motion," IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2015, Hsinchu, Taiwan), PO1.12, pp. 1-2, Nov. 2015.
- [5] K. Omote, H. Sato, K. Li, K. Honda, Y. Koyanagi, and K. Ogawa, "Disk-Loaded Monopole Stacked with Patch Antenna," Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (APSURSI 2015, Vancouver, Canada), pp. 709-710, July 2015.
- [6] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, "Dual-Polarized Turn-Style Patch Antenna for Wearable Applications," Proceedings of IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting (APSURSI 2015, Vancouver, Canada), pp. 641-642, July 2015.
- [7] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Experiments of a Polarization-controlled Active Antenna to Enhance BAN On-body Link in Human Dynamic Channels," Proceedings of 2015 9th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT 2015, Kamakura, Japan), Session THA2, pp. 134-137, Mar. 2015.

- [8] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "On-body Polarization-controlled Active Antenna to Enhance Signal Power in Human Dynamic Channels," Proceedings of 2014 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2014, Kaohsiung, Taiwan), WE3A_01, pp. 93-94, Dec. 2014.
- [9] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Over-The-Air Assessment for 2-dimensional Arrangement MIMO Array Antennas," Proceedings of IEEE URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS 2014, Beijing, China), AB01.3, Topics on Recent Advances in Antenna Measurement Techniques, pp. 1-4, Aug. 2014.
- [10] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "Three-dimensional OTA Design Considerations Based on MIMO Antenna Radiation and Multipath Interactions," Proceedings of IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM 2014, Sapporo, Japan), PO2.42, pp. 215-216, Aug. 2014.
- [11] K. Karitani, K. Honda, and K. Ogawa, "Probe Arrangement Design of an OTA Apparatus for 2D-MIMO Array Antennas," Proceedings of the 2014 Asian Workshop on Antennas and Propagation (AWAP 2014, Kanazawa, Japan), P1-27, pp. 97-98, May 2014.
- [12] K. Ogawa, K. Li, and K. Honda, "BAN Over-the-Air Testing Using an Arm-Swinging Dynamic Phantom," IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio 2013, Singapore, Singapore), Symp. Digest, TP2-1, pp. 1-3, Dec. 2013. (Invited Paper)
- [13] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, "K-factor Dependent Multipath Characterization for BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator," Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2013, Nanjing, China), Vol. 1, pp. 580-583, Oct. 2013.
- [14] K. Ogawa, T. Kitamura, and K. Honda, "Regression Based Channel Capacity for the Evaluation of Compact MIMO Antennas," Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI 2013, Orlando, USA), pp. 546-547, July 2013.

- [15] K. Ogawa, K. Li, and K. Honda, "BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator with an Arm-Swinging Dynamic Phantom," Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI 2013, Orlando, USA), pp. 2187-2188, July 2013.
- [16] T. Kitamura, K. Honda, and K. Ogawa, "Multivariate Regression Analysis for Estimating the Channel Capacity of Small MIMO Antennas Regarding Correlation, Power Imbalance, and SNR," Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS 2013, Hiroshima, Japan), 23AM1E-04, pp.440-443, May 2013.
- [17] M. Yamazaki, K. Honda, and K. Ogawa, "Mutual Interactions Between Holding Angle and Broadcasting Waves Polarization on the Sensitivity of a Portable DTV MRC Array," Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS 2013, Hiroshima, Japan), 23AM1E-05, pp. 444-447, May 2013.
- [18] T. Yamashita, K. Honda, and K. Ogawa, "High Efficiency MW-Band Rectenna Using a Coaxial Dielectric Resonator and Distributed Capacitors," Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI-EMTS 2013, Hiroshima, Japan), 24AM1B-01, pp. 823-826, May 2013.
- [19] T. Kitamura, K. Honda, and K. Ogawa, "The Impact of a Matching Circuit of a Handset MIMO Antenna on the Wideband Channel Capacity," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2012, Nagoya, Japan), 3A3-4, P0109, pp.782-785, Oct. 2012.
- [20] M. Yamazaki, K. Honda, and K. Ogawa, "Automatic Impedance Matching of a Tablet Type 4-Branch MRC Array Close to the Human Hands," Proceedings of International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2012, Nagoya, Japan), 4B3-4, P0105, pp. 1373-1376, Oct. 2012. (Best Presentation Award)
- [21] K. Ogawa, K. Ozaki, M. Yamada, and K. Honda, "High Efficiency Small-Sized Rectenna Using a High-Q LC Resonator for Long Distance WPT at 950 MHz," Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Innovative Wireless Power Transmission (IMWS-IWPT 2012, Kyoto, Japan),

FRI-J-1, pp. 255-258, May 2012.

3. 研究会

- [1] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “BER Over-The-Air Testing of BAN Antenna Based on Shadowing-Fading Hybrid Effects,” 電子情報通信学会技術研究報告, MICT2015-49, pp. 45-50, Jan. 2016.
- [2] 表航平, 佐藤浩, 本田和博, 李鯤, 小柳芳雄, 小川晃一, “直交偏波指向性を形成する減結合スタブ装荷並設ダイポールアレー,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-71, pp. 61-66, Aug. 2015.
- [3] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “An Analysis of the Body Proximity Cross-Polarization Power Ratio in a Human Walking Motion,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2015-69, pp. 49-54, Aug. 2015.
- [4] 前川智哉, 本田和博, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたビット誤り率評価に基づくイントラ EMC のノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ 2015-16, pp. 49-54, May 2015.
- [5] 表航平, 佐藤浩, 李鯤, 本田和博, 小柳芳雄, 小川晃一, “パッチ付き円板装荷モノポールアンテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2014-212, pp. 7-12, Mar. 2015.
- [6] 李鯤, 本田和博, 小川晃一, “人体動的特性を考慮した BAN On-body リンク向上のための偏波制御アンテナ測定実験,” 電子情報通信学会技術研究報告, MICT2014-46, pp. 1-6, Oct. 2014.
- [7] 小川晃一, 本田和博, 李鯤, “2次元配列 MIMO アレーアンテナの OTA 評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-196, pp. 63-68, Mar. 2014.
- [8] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator Considering the Variation of K-factor Due to the Dynamic Characteristics of Human Motion,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2013-90, pp. 19-24, Oct. 2013.

- [9] 小川晃一, 李鯤, 本田和博, “[依頼講演] 動的ファントムとフェージングエミュレータを用いた BAN アンテナの Over-The-Air 評価方法,” 電子情報通信学会技術研究報告, MICT2013-1, pp. 1-21, May 2013.
- [10] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “保持角度と到来波偏波の相互影響を考慮したタブレット端末用 MRC アレーアンテナの高感度化,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-166, pp. 13-18, Mar. 2013.
- [11] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “可搬デジタルテレビの保持角度と放送到来波偏波が MRC アレー受信感度特性に与える相互影響,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-120, pp. 17-22, Dec. 2012.
- [12] 北村毅史, 本田和博, 小川晃一, “小形 MIMO アンテナの伝送容量評価のための相関, 不等電力および SNR に関する多変量回帰分析,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-121, pp. 23-28, Dec. 2012.
- [13] 山下知紘, 本田和博, 小川晃一, “同軸誘電体共振器と分散キャパシタにより高効率化を図ったマイクロ波帯レクテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, WPT2012-27, pp. 41-46, Dec. 2012.
- [14] 小川晃一, 尾崎和平, 山田雅樹, 本田和博, “高 Q ファクター LC 共振器を用いた 950MHz 帯長距離電力伝送用小形高効率レクテナ,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-72, pp. 23-28, Aug. 2012.
- [15] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “両手で保持されたタブレット端末 4 ブランチ MRC のインピーダンス自動整合に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2012-68, pp. 1-6, Aug. 2012.

4. 全国大会

- [1] 狩谷健登, 李鯤, 本田和博, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “商用 LTE スマートフォン 2×2MIMO アンテナの OTA 測定によるスループット変動メカニズム考察,” 平成 27 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. C-15, Sep. 2015.

- [2] 表航平, 佐藤浩, 李鯤, 本田和博, 小柳芳雄, 小川晃一, “減結合・直交偏波を実現するスタブ装荷並設ダイポールアレー,” 平成 27 年度電気関係学会北陸支部連合大会, No. C-14, Sep. 2015.
- [3] 三浦律, 小柳芳雄, 本田和博, 小川晃一, “1.9~2.1GHz 帯比率可変型電力分配合成器の検討,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. C-2-42, Sep. 2015.
- [4] 佐藤浩, 表航平, 李鯤, 本田和博, 小柳芳雄, 小川晃一, “プリント基板に構成したパッチ付き円板装荷 3 軸偏波アンテナ,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-1-119, Sep. 2015.
- [5] 前川智哉, 本田和博, 小川晃一, “重み付け磁界積を用いたビット誤り率評価に基づくイントラ EMC のノイズ源最適配置法,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-4-15, Sep. 2015.
- [6] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, “Analysis of the Body Proximity Cross-Polarization Power Ratio in a Human Walking Motion,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-20-5, Sep. 2015.
- [7] 表航平, 佐藤浩, 李鯤, 本田和博, 小柳芳雄, 小川晃一, “直交偏波指向性を形成する減結合スタブ装荷並設ダイポールアレー,” 電子情報通信学会 2015 年ソサイエティ大会, No. B-1-30, Sep. 2015.
- [8] 吉川嘉茂, 本田和博, 小川晃一, “小形ループアンテナの最適巻き数による放射効率の最大化,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-154, Mar. 2015.
- [9] K. Li, Y. Ishisaka, K. Honda, and K. Ogawa, “Dual-Polarized Turn-style Patch Antenna for Wearable Applications,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-20-13, Mar. 2015.
- [10] 小坂健, 本田和博, 小川晃一, “複素指向性測定値を用いた端末 MIMO アンテナの伝送容量推定,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-196, Mar. 2015.
- [11] 表航平, 佐藤浩, 李鯤, 本田和博, 小柳芳雄, 小川晃一, “パッチ付き円板装荷モノポールアンテナ,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-152, Mar. 2015.

- [12] 壁谷俊彦, 狩谷健登, 李鯤, 本田和博, 小川晃一, 小柳芳雄, 佐藤浩, 三浦律, “基地局シミュレータを用いたスループット低減量のメカニズム分析,” 電子情報通信学会 2015 年総合大会, No. B-1-179, Mar. 2015.
- [13] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “Three-dimensional OTA Design Considerations Based on MIMO Antenna Radiation and Multipath Interactions,” 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. BS-1-9, Sep. 2014.
- [14] K. Li, K. Honda, and K. Ogawa, “On-body Polarization-controlled Active Antenna to Enhance Signal Power in Human Dynamic Channels,” 電子情報通信学会 2014 年ソサイエティ大会, No. B-20-1, Sep. 2014.
- [15] 小坂健, 本田和博, 小川晃一, “ブラウジング姿勢 MIMO アンテナを用いた伝送容量回帰推定式の広帯域精度検証,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. B-1-203, Mar. 2014.
- [16] 小川晃一, 本田和博, 李鯤, “2次元配列 MIMO アレーアンテナの OTA 評価,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. B-1-237, Mar. 2014.
- [17] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “A Method of Calibration for BAN Over-The-Air Testing Using a Fading Emulator with a Dynamic Phantom,” 電子情報通信学会 2014 年総合大会, No. BS-5-1, Mar. 2014.
- [18] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “K-factor Dependent Multipath Characterization for BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. BS-9-14, Sep. 2013.
- [19] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “床が BAN アンテナの放射指向特性に与える影響解析,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. BS-9-22, Sep. 2013.
- [20] 北村毅史, 本田和博, 小川晃一, “不等電力クラスター伝搬環境における MIMO 伝送容量回帰推定式の精度検証,” 電子情報通信学会 2013 年ソサイエティ大会, No. B-1-192, Sep. 2013.
- [21] K. Li, K. Honda, K. Ogawa, “BAN-OTA Testing Using a Fading Emulator with a Dynamic Phantom,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. BS-8-8, Mar. 2013.

- [22] 本田和博, 李鯤, 小川晃一, “BAN ファントムを用いた屋内伝搬環境下における K ファクターの測定,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. B-1-40, Mar. 2013.
- [23] 北村毅史, 本田和博, 小川晃一, “MIMO 伝送容量回帰推定式の到来波角度広がりに関する精度検証,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. B-1-228, Mar. 2013.
- [24] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “保持角度と到来波偏波の相互影響を考慮したタブレット端末用 MRC アレーアンテナの高感度化,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. B-1-190, Mar. 2013.
- [25] 吉川嘉茂, 本田和博, 小川晃一, “位相・位置可変を併用したネット家電用小形ダイバーシチアンテナ,” 電子情報通信学会 2013 年総合大会, No. B-1-191, Mar. 2013.
- [26] 山崎誠, 鷹田信, 本田和博, 小川晃一, “可搬デジタルテレビの保持角度と放送到来波偏波が MRC アレー受信感度特性に与える相互影響,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-15, Sep. 2012.
- [27] 山崎誠, 鷹田信, 本田和博, 小川晃一, “可搬型地上デジタルテレビの持ち方調査と受信感度に関する検討,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-126, Sep. 2012.
- [28] 山下知紘, 本田和博, 小川晃一, “誘電体共振器による 850MHz 帯レクテナの効率改善,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-47, Sep. 2012.
- [29] 吉川嘉茂, 本田和博, 小川晃一, “ネット家電無線通信のための逐次蓄積ダイバーシチアンテナ,” 電子情報通信学会 2012 年ソサイエティ大会, No. B-1-124, Sep. 2012.
- [30] 北村毅史, 本田和博, 小川晃一, “整合回路の影響を考慮した筐体実装 MIMO アンテナの伝送容量周波数特性解析,” 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. BS-1-5, Mar. 2012.
- [31] 山崎誠, 本田和博, 小川晃一, “バラクタダイオードを用いた人体手部近接 4 ブランチ MRC のインピーダンス整合回路に関する検討,” 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-111, Mar. 2012.

- [32] 尾崎和平, 山田雅樹, 本田和博, 小川晃一, “LC 共振器を用いたレクテナの効率改善に関する実験的検討,” 電子情報通信学会 2012 年総合大会, No. B-1-6, Mar. 2012.

本研究に直接関係しない発表論文

[]*: ショート論文

1. 論文

- [1] 堀田裕弘, 室岡尚樹, 本田和博, 村井忠邦, “感性語を検索キーとした景観画像の画像検索システム,” 日本感性工学会論文誌, Vol. 8, No. 3, pp. 509-516, Feb. 2009.
- [2] 堀田裕弘, 宮原典史, 本田和博, 村井忠邦, “Motion-JPEG を用いた動画像品質における QoS 制御,” 情報処理学会論文誌, Vol. 45, No. 12, pp. 2600-2607, Dec. 2004.
- [3] 堀田裕弘, 荒田真司, 本田和博, 村井忠邦, 高松衛, 中嶋芳雄, “画質差を伴ったステレオ静止画像の画質評価モデルの検討,” 映像情報メディア学会誌, Vol. 58, No. 12, pp. 1795-1799, Dec. 2004.
- [4]* 堀田裕弘, 荒田真司, 本田和博, 村井忠邦, 高松衛, 中嶋芳雄, “単一刺激法を用いた 3D/2D 符号化画像の画質評価値の比較,” 映像情報メディア学会誌, Vol. 58, No. 10, pp. 1457-1460, Oct. 2004
- [5] 堀田裕弘, 大橋俊道, 本田和博, 村井忠邦, “景観画像からの感性情報の抽出と推定,” 画像電子学会誌, Vol. 33, No. 5, pp. 712-720, Sep. 2004.
- [6]* 堀田裕弘, 荒田真司, 本田和博, 村井忠邦, 高松衛, 中嶋芳雄, “物体・背景領域で画質差があるステレオ静止画像の画質評価値の推定,” 映像情報メディア学会誌, Vol. 57, No. 12, pp. 1737-1739, Dec. 2003.
- [7]* 堀田裕弘, 櫛田明, 本田和博, 村井忠邦, 高松衛, 中嶋芳雄, “左右画像で画質差

のあるステレオ静止画像における画質推定,” 映像情報メディア学会誌, Vol. 57, No. 12, pp. 1733-1736, Dec. 2003

- [8] 堀田裕弘, 河合良直, 本田和博, 村井忠邦, 高松衛, 中嶋芳雄, “符号化されたステレオ静止画像における品質評価,” 映像情報メディア学会誌, Vol. 55, No. 11, pp. 1472-1478, Nov. 2001.
- [9] 本田和博, 堀田裕弘, 村井忠邦, 池田長康, 若井武夫, “地形を考慮した雷雲による電界の境界要素計算,” 電気学会論文誌 B, Vol. 119-B, No. 4, pp. 483-490, Apr. 1999.

2. 国際会議発表

- [1] K. Honda, A. Miyabayashi, Y. Horita, and T. Murai, "An algorithm using the prior information for estimation of thundercloud electric charge distribution," Proceedings of the 28th International Conference on Lightning Protection (ICLP 2006, Kanazawa, Japan), I-56, pp. 333-338, Sep. 2006
- [2] N. Miyahara, Y. Horita, K. Honda, and T. Murai, "Quality control in small size video sequence using Motion-JPEG2000," Proceedings of the International Workshop on Advanced Image Technology 2005 (IWAIT 2005, Jeju Island, South Korea), pp. 61-66, Jan. 2005.
- [3] S. Arata, Y. Horita, K. Honda, and T. Murai, "Continuous video quality evaluation of coded stereoscopic video," Proceedings of the International Workshop on Advanced Image Technology 2005 (IWAIT 2005, Jeju Island, South Korea), pp. 323-327, Jan. 2005.

3. 研究会 (筆頭のみ)

- [1] 本田和博, 宮林晃裕, 堀田裕弘, 村井忠邦, “先験情報を用いた雷雲電荷推定のアルゴリズム,” 第 25 回日本シミュレーション学会大会, 6-7, pp.195-198, Jun.

2006.

- [2] 本田和博, 村井忠邦, 島崎拓治, “地上観測電界値を用いた雷雲電荷分布推定法の検討 -少数の観測点からの推定法-,” 平成 16 年度電気学会北陸支部シンポジウム-雷観測および防雷技術の最近の進展-, pp.1-6, Aug. 2004.
- [3] 本田和博, 島崎拓治, 村井忠邦, “少数地点の観測電界データを用いた雷雲電荷分布逆推定,” 第 23 回日本シミュレーション学会大会, 6-3, pp.215-218, Jun. 2004.
(日本シミュレーション学会研究賞受賞)
- [4] 本田和博, 堀田裕弘, 村井忠邦, 若井武夫, “カルマンフィルタを用いた雷雲電荷分布の推定,” 日本シミュレーション学会第 20 回計算電気・電子工学シンポジウム,1-II-6, pp.59-92, Nov. 1999.
- [5] 本田和博, 宮野潔, 堀田裕弘, 村井忠邦, “地上観測電界からの雷雲電荷分布の推定,” 電気学会北陸支部第 1 回フロンティアセミナー, pp.1-5, Jan. 1999.
- [6] 本田和博, 宮野潔, 堀田裕弘, 村井忠邦, “雷雲電荷推定のシミュレーション,” 日本シミュレーション学会第 19 回計算電気・電子工学シンポジウム,1-I-10, pp.57-60, Nov. 1998.
- [7] 本田和博, 堀田裕弘, 村井忠邦, 池田長康, “地形を考慮した雷雲による電界のシミュレーション,” 日本シミュレーション学会第 18 回計算電気・電子工学シンポジウム,2-I-6, pp.149-152, Nov. 1997.

4. 全国大会 (筆頭のみ)

- [1] 本田和博, 岩坪佑亮, 堀田裕弘, 村井忠邦, 升方勝己, “先験情報を用いた雷雲電荷分布推定の数値シミュレーション,” 電気学会全国大会,7-002, p.2806, Mar. 2001.
- [2] 本田和博, 堀田裕弘, 村井忠邦, “有限要素法による細胞融合シミュレーション,” 情報処理学会第 51 回 (平成 7 年後期) 全国大会, 3C-3, Sep. 1995.

5. その他

- [1] 本田和博, “創造工学特別実習「音で動くラジコン」の紹介,” 平成 22 年度熊本大学総合技術研究会報告集, 09P-161, Mar. 2011.
- [2] 本田和博, “音で動くラジコンの検討,” 技術報告書, vol.11, pp.9-10, Mar. 2011.
- [3] 本田和博, “フーリエ変換を用いた境界要素音場過渡解析ツールの開発,” 技術報告書, vol.10, pp.11-13, Mar. 2010.
- [4] 本田和博, “粗分割時における境界要素計算値の精度改善の試み,” 技術報告書, vol.9, pp.12-13, Mar. 2009.
- [5] 本田和博, “富山県内の風速分布シミュレーション,” 技術報告書, vol.8, pp.10-11, Mar. 2008.
- [6] 本田和博, “マイクロフォン近傍の音源探査シミュレーション,” 技術報告書, vol.7, pp.18-19, Mar. 2007.
- [7] 本田和博, “電磁界の可視化,” 技術報告書, vol.7, pp.16-17, Mar. 2007.
- [8] 本田和博, “先験情報を用いた雷雲電荷分布推定のシミュレーション,” 技術報告書, vol.6, pp.40-41, Mar. 2006.
- [9] 本田和博, “携帯電話による電磁界の F D T D 解析 –人体頭部の S A R 分布の計算–,” 技術報告書, vol.4, pp.53-54, Mar. 2004.
- [10] 本田和博, “ウェーブレット変換を用いた雷雲電荷分布推定のシミュレーション –少数の観測電界による推定の試み–,” 技術報告書, vol.2, pp.26-27, Mar. 2002.
- [11] 本田和博, “先験情報を用いた雷雲電荷分布の推定コード開発,” 技術報告書, vol.1, pp.33-34, Mar. 2001.
- [12] 本田和博, “コンピュータによる数値データのグラフ化,” 富山大学総合情報処理センター広報, vol.3, pp.79-85, Mar. 1999.
- [13] 本田和博, “雷雲によって生ずる電界分布の解析コード開発,” 平成 9 年度技術報告書, no.14, Mar. 1998.

著者紹介

ほん だ かず ひろ
本 田 和 博



略 歴

平成 7年 3月 富山大学工学部卒業
平成 7年 4月 富山大学大学院工学研究科博士前期課程
電子情報工学専攻入学
平成 9年 3月 富山大学大学院工学研究科博士前期課程
電子情報工学専攻修了
平成 9年 4月 富山大学工学部電気電子システム工学科 技術職員
平成 23年 7月 富山大学工学部電気電子システム工学科 技術専門職員
現在に至る

研 究 歴

平成 9年 4月 電磁界のシミュレーション及び画像評価に関する
研究に従事
平成 22年 11月 アンテナ・伝搬に関する研究に従事