

博士論文

アンテナ指向性の周期的な可変による
単一RF回路でのダイバーシチ受信の研究

塚本 悟司

2014年2月6日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報システム学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
博士(工学) 授与の要件として提出した博士論文である。

塚本 悟司

審査委員：

岡田 実 教授 (主指導教員)

中島 康彦 教授 (副指導教員)

東野 武史 准教授 (副指導教員)

アンテナ指向性の周期的な可変による 単一 RF 回路でのダイバーシチ受信の研究*

塚本 悟司

内容梗概

情報通信技術の進展と普及は目ざましく 2007 年には国内のスマートフォンや携帯電話の普及率は 95% を超え、国民のほとんどが所有している状態になった。無線通信の利用が一般化するにつれて、利用者は通信が常に可能である事を当然と考えるようになってきた。同時に省エネルギーや利便性向上のため無線センサや RF タグなどの無線デバイスやオーディオ・ビデオ機器などでも無線通信機能を有する機器が年々増加している。そして、これらの機器において動作時に常時通信が可能である事を前提に設計されるケースが増えている。

しかし、無線通信を行う場合にはシャドウイングやマルチパスフェージングといった現象により受信信号が弱くなることで伝送速度や接続性が低下してしまうことがある。マルチパスに起因する干渉は信号処理による等化技術の進歩により、その影響を軽減することが可能となったが、受信信号強度自体の低下による影響は避けられない。最大比合成ダイバーシチはこの問題に対して有効な手段であるが、超小型無線端末では高周波回路 (RF 回路) の規模増加によるコストや消費電力の増加が問題となる。一方、単一 RF でのダイバーシチが実現できる選択ダイバーシチは回路規模の点では有利だが、受信ブランチの不適切な選択により劣化が生じる懸念がある。

近年多くの無線システムに採用されている OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) は、マルチパスによって生じる周波数選択性のフェージン

*奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 情報システム学専攻 博士論文, NAIST-IS-DD0761204, 2014 年 2 月 6 日.

グに対しての耐性は高いが、周波数選択性が低いフェージング下での受信信号強度の低下ではやはり劣化が生じてしまう。しかも、OFDM に選択ダイバーシチを適用しようとするサブキャリアによって最適ブランチが異なる場合があり、その効果が薄い。

そこで、フェージングによる受信信号強度の低下を軽減する技術として、受信アンテナの指向性を周期的に切り替えることによる単一 RF 回路でのダイバーシチ受信方式の検討を行った。そして、簡単な構造であり電氣的に指向性を可変できるアンテナとして ESPAR (Electrically Steerable Passive Array Radiator) アンテナに着目し、その指向性を受信シンボル周期と同じ周期で高速に切り替えることで、ダイバーシチ受信を可能にする技術を考案し、超小型無線端末に採用の多いシングルキャリア方式の ZigBee や OFDM を採用している無線 LAN への適用を念頭に理論解析やコンピュータシミュレーションを実施し、高速フェージング時にもダイバーシチゲインが得られる事を確認した。

キーワード

ESPAR アンテナ, 最大比合成ダイバーシチ, OFDM, 無線 LAN , ZigBee

Single-RF Input Diversity System Using Variable Directional Antenna with Periodically Change Directivity*

Satoshi Tsukamoto

Abstract

This thesis presents a single-RF diversity scheme using an Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) antenna with periodically changing directivity for mitigating the performance degradation due to fading. In Japan, the penetration rate of smartphone and mobile phone exceeded 95 % five years ago. Since the telecommunication services are well managed by carrier operators, users of the system naturally regard that it is possible to use at any time. In addition, the number of small wireless devices, such as a wireless sensor, an Radio Frequency Identification (RFID) tag, and equipment with wireless communication capabilities, are increasing each year offering energy saving and convenience. It is difficult to maintain a high throughput and connectivity due to interference and fading. However, whilst the deterioration due to interference can be reduced when signal processing is applied to the received signals, the deterioration due to fading cannot be avoided. While maximum-ratio-combining diversity is an efficient technique to reduce deterioration due to the fading, the increase in power consumption and device cost is not negligible. Though selection diversity has an advantage in the power consumption and the cost, it makes a deterioration due to an inappropriate choice of antenna. It cannot be applied to Orthogonal

*Doctoral Dissertation, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DD0761204, February 6, 2014.

Frequency Division Multiplexing (OFDM) system, since the best antenna direction is different for each subcarrier under frequency-selective-channel conditions. Then, a single-RF input diversity scheme using a variable directional antenna with periodically changing directivity is proposed to reduce the deterioration by the fading. We focused on an electrically steerable parasitic array radiator (ESPAR) antenna as a variable directional antenna and it is studied with application to the ZigBee system with single carrier and the wireless local area network system with OFDM. Through computer simulations, it is confirmed that the scheme achieves diversity gain in a fast fading environment.

Keywords:

ESPAR antenna, Maximal combining diversity, OFDM, Wireless LAN, ZigBee

目次

1. 序論	1
1.1 研究の目的と意義	1
1.2 論文構成	5
2. 電波伝搬環境とフェージング	7
2.1 送受信間距離による減衰特性	7
2.2 フェージング	9
2.2.1 静止時のフェージング	9
2.2.2 移動時のフェージング	11
3. 従来のフェージング対策技術	13
3.1 ダイバーシチ	14
3.2 OFDM	16
3.3 フェージングシミュレータの開発	17
3.3.1 シミュレータを用いた評価	18
4. ESPAR アンテナ	19
4.1 ESPAR アンテナの動作原理	19
4.2 従来の ESPAR アンテナ	22
5. ZigBee への適用	25
5.1 ZigBee 規格	25
5.1.1 ネットワークトポロジ	26
5.1.2 端末の種類	27
5.1.3 プロトコルスタック	28
5.2 従来方式での問題点	28
5.3 提案方式	30
5.3.1 システム構成	30
5.3.2 受信信号処理	31

5.4	誤り率の理論解析	33
5.5	計算機シミュレーション	35
6.	無線 LAN の OFDM での ESPAR アンテナによるダイバーシチ受信	38
6.1	無線 LAN 規格	38
6.2	従来方式での問題点	39
6.3	提案方式	40
6.3.1	システム構成	40
6.3.2	信号処理	42
6.3.3	伝搬路推定とチャネル等化	43
6.4	計算機シミュレーション	47
7.	現状と今後の課題	50
	謝辞	51
	参考文献	52
	付録	55
A.	関連する研究業績	55
A.1	査読付学術論文	55
A.2	国際会議発表	55
A.3	研究発表	55
A.4	特許	56
A.4.1	公開特許	56
B.	その他の研究業績	56
B.1	査読付学術論文	56
B.2	査読付国際会議発表	56
B.3	研究発表	57

目 次

1	屋外でのマルチパスフェージングの発生	9
2	周囲からの反射波によるドップラーシフトの発生	12
3	Jakes モデルによるドップラーспекラム	13
4	OFDM 信号спекラム波形の例	15
5	OFDM 信号時間波形の例	16
6	寄生素子を反射器として動作させた時の指向性	20
7	寄生素子を導波器として動作させた時の指向性	20
8	1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの電氣的構造	21
9	1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの素子配置	22
10	1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの外観	22
11	2 給電 2 寄生素子の MuPAR アンテナの素子配置	23
12	2 給電 2 寄生素子の MuPAR アンテナの外観	23
13	ZigBee のトポロジ	26
14	ZigBee のプロトコルスタック	28
15	選択ダイバーシチの選択動作の説明図	29
16	ZigBee 送信機の構成	30
17	提案方式による ZigBee 受信機のブロック図	30
18	提案方式での受信信号спекラム例	31
19	提案方式のビット誤り率特性のシミュレーション結果	36
20	任意の 2 方向に指向性を切り替えた時の OFDM 受信信号спекラム例	39
21	選択ダイバーシチ方式 OFDM 受信機のブロック図	40
22	提案方式 OFDM 受信機ブロック図	40
23	OFDM 受信機の受信信号処理部ブロック図	41
24	提案方式での制御信号のタイミング	42
25	提案方式での受信信号спекラム例	42
26	等化に必要なパラメータとシステム構成との関係	44
27	受信に必要なパラメータとシステム構成との関係	46

28	加法性白色雑音及びレイリーフェージングにおけるビット誤り率	49
----	---	----

表 目 次

1	ZigBee を想定したシミュレーション諸元	36
2	無線 LAN を想定したシミュレーション諸元	48

1. 序論

1.1 研究の目的と意義

情報通信技術の進展と普及は産業革命による社会構造の変化と比較されるほど人類に大きな変化をもたらしており、引き続き人類の発展に寄与することが期待されている。実際に現代社会では、さまざまシーンで情報通信技術（ICT）が利用されており、コンピュータ処理能力の増大やインターネットに代表される通信網の発達とともにICTによる新たなシステムの開発や普及が進み、生産性や生活の質の向上など経済的にも社会的にもその発展に大きく貢献している。

例えばオフィスでは、メールを使った連絡やビデオ会議の導入などICT技術の活用により、場所や時間に制約されることなく意思疎通を図ることで業務改善や生産性向上を実現している。最近ではこれをさらに進めて、オフィス内での文書や画像をすべて電子データ化して蓄積することで、文書管理の効率化や組織全体での情報の共有化、セキュリティの向上を図っている。そして、この電子データにクラウドサービスを通じてアクセスできるようにすることでオフィスに居ると同様の事務作業環境がインターネットさえあれば海外も含めどこでも得られるようになってきた。まさにネットワークの常時接続により地理的、時間的制約が取り除かれつつあると言える。そして、これらの通信では設置や保守の容易性と移動時でも通信が可能という特徴から従来の有線に代えて無線が使用される事例が増えている。

家庭では、重要なコミュニケーションの手段である電話が有線から無線に移行することで、電話のために相手の在宅時間を気にする事も無くなった。また、テレビやビデオなどのAV機器がインターネットを通じた情報交換機能を有し、オーディオ・ビデオ機器や空調機器、給湯機器、住宅用インターホン等さまざまな機器が携帯電話から操作出来る状況になっている。外出先からでも留守中の来訪者への対応や帰宅前の浴槽への給湯操作が可能となるなど、利便性の向上とともに時間の有効利用も可能となった。自動車ではカーナビゲーション・システムの搭載が一般的となり、目的地への最適なルート選択のために必要な道路情報を機器に接続した携帯電話を通じて入手することにより経済的で迅速な移動に加えエネ

ルギー消費の削減をも可能にしている。

その結果、日常生活では常に携帯電話やスマートフォンなどの無線通信端末を携帯するようになった。そして、移動中やちょっとした待ち時間にもメールの送受信やビデオの視聴、インターネットのブラウジングなど時や場所を選ばずに情報を利用している。2013年の総務省の統計 [1] によれば、PHS やスマートフォンを含む携帯電話の普及率は 95%前後で、ここ数年は既に飽和状態となっており、まさに携帯電話や無線 LAN に代表される、無線通信は日々の暮らしに欠くことのできないものとなっている。

いつでもどこでもネットワークにつながる状況が一般的になり、常時接続を前提としたサービスが人々の生活に不可欠なものとなった結果、ネットワークへの接続性の維持はきわめて重要な社会インフラとして考えられるようになりつつある。今後の持続的な社会発展のためにも通信の重要性は益々高まっている。

通信を担う伝送路は、有線通信では電線や光ファイバーであり、これらはそれぞれを細線として 1 つに束ねても互いに独立した通信路を構成することが可能なため、高い空間多重度を実現できる。例えば光ファイバーでは直径 1mm にも満たない光ファイバー 1 本で数十 Gbps を超える速度での通信が可能であり、これを数束ね、多芯ケーブルにして使用することができる。しかし、無線通信ではこの様な高い空間多重度を実現することは現状では難しい、しかも、周波数資源は限られている。そのため、周波数利用効率を向上させることが必要である。

無線は人が直接行う通信として利用されるだけでなく、省エネルギーや利便性向上のためにさまざまな機器間 (M2M) の通信にも利用されている。家庭電化製品や産業機器にも無線デバイスが搭載され、無線センサやリモコン、無線タグなどの超小型の無線端末数も年々増加している。電子機器のネットワーク接続に利用されるなど無線の応用範囲が広がるにつれて、従来は電波が届きにくいとされ無線端末の設置を憂慮するような場所にもその活躍の場が広がってきている。例えばコンテナ取り付けられた無線タグでは、コンテナの移動に伴い金属構造物の谷間となる場所やフェンスなど金属に近接した場所に設置されることもある。しかし、このような電波的には劣悪な環境に設置された超小型端末との通信においてもその利用者は常に必要な通信が可能である事を期待している。今後はこれら

の超小型端末数が爆発的に増加し、その利用がますます盛んになると考えられる。そこで、このような超小型無線端末の通信品質を向上させることを主な目的として研究を行った。

これら端末が多く利用される屋内や屋外近距離の通信では伝搬路の変動が大きく、フェージングにより受信信号強度が低下することで伝送速度や接続性が低下してしまう。しかし、消費電力やコスト面、発熱、人体への安全性などにより送信電力には自ずと制限があり、設置場所や大きさの制限から高利得の指向性アンテナを使用することも難しい。そこで、従来は OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) による周波数ダイバーシチや最大比合成ダイバーシチ等の空間ダイバーシチを利用したフェージング対策技術の導入が図られている。OFDM は、移動通信においてその周波数利用効率の高さと遅延波による符号間干渉への耐性、そして、マルチパスによる周波数選択性フェージングへの耐性が高いことから無線 LAN (Local Area Network) や携帯電話の LTE (Long Term Evolution) 規格をはじめとして地上デジタル放送などにも広く用いられている。しかし、OFDM においても周波数選択性の低いフェージングによる受信信号強度の低下に起因する劣化からは逃れられない。

最大比合成ダイバーシチ受信はマルチパスによる性能劣化の軽減には効果があるが、空間ダイバーシチの効果を最大限に得る為には複数のアンテナと同時に、アンテナ数分の RF フロントエンドやダウンコンバータ、A/D コンバータなどのアナログ回路が必要になる。これらを構成するアナログ部品は IC 化においても一定の面積を必要とし、回路規模の増加がチップ面積の増加をもたらすことからコストアップにつながる。また、アナログ回路では、多くの場合バイアス電流が必要であり、演算精度やダイナミックレンジを確保するために電源電圧もデジタル回路に比して高くなるが多いため、消費電力的にも好ましくない。これに対しデジタル回路では微細加工技術の進歩にともない小型化や低消費電力化が図られ、複雑な信号処理による回路規模の増加も比較的問題とならない。そのため、デジタル信号処理での多少の演算量増加があっても単一 RF 入力ダイバーシチ効果が得られる方法は、特に小型化や省電力化、低価格化が求められる無線センサ、無線タグなどでは望まれている。

小型省電力が実現可能な方法の一つである選択ダイバーシチは車載アナログテレビ受信機などに広く用いられてきた方法であるが、これを単一 RF 入力の受信機に適用した場合、アンテナを切り替えた結果、それ以前よりかえって悪いアンテナを選択してしまう可能性があるため最適なアンテナを常に選択し続けることができない。また、送信信号フォーマットにフレーム構造を持つシステムではフレーム途中でアンテナの切替えが起こると誤り生じる恐れがある。その他の単一 RF 入力の可変指向性アンテナを用いる方法として、ESPAR (Electronically Steerable Passive Array Radiator) アンテナ [2] があるが、従来の方法では指向性制御のための演算の収束に時間が掛かるため、高速移動による高速フェージング環境下ではアンテナの指向性制御が追従できない。その上、どちらの方法も OFDM で使用するとマルチパス環境による周波数選択性フェージングに対しては、アンテナや指向性を切り替えても何れかのサブキャリアが常に落ち込むような状況が現実には多く効果が薄い。

そこで、受信アンテナの指向性を周期的に切り替えることによる単一 RF 回路でのダイバーシチ受信の検討結果から、簡単な構造で電氣的に指向性を可変できるアンテナとしての ESPAR アンテナの利点を活かし、その指向性を受信シンボル周期と同じ周期で高速に切り替えることで、ダイバーシチ受信を可能にする方法を考案した。本方式によればデジタル回路での等化处理に若干の演算が必要となるものの、単一 RF 入力ダイバーシチ効果が得られ、複数のダイバーシチにおいても RF 入力とこれに伴うアナログ回路は 1 回路でよい。そのため回路規模の増加が抑えられる。加えて、高速フェージング環境下でも良好に動作する。

超小型無線端末に採用の多いシングルキャリア方式の ZigBee や OFDM を採用している無線 LAN への適用を念頭に、理論検討やコンピュータシミュレーションを実施して、高速フェージング時にもダイバーシチゲインが得られる事を確認した。本研究は、従来の信号処理とは異なり、アンテナの指向性を利用した新たな視点からのフェージング対策技術であり、超小型無線端末の通信品質の向上に寄与する画期的な技術と考えている。

1.2 論文構成

これまでに序論として ICT 技術の発展とこれに伴って発生する電波資源の不足の可能性について指摘し、安定した無線通信を実現する技術が求められていること示した。そして本研究の位置付けと、その意義についても述べた。2章では、本研究の対象でもあり、無線通信品質の主要な劣化要因となっているフェージングについて述べる。フェージングは受信信号強度が時間的に変化する現象であるが、その発生原因には自然現象も含めさまざまなものが存在する。例えば短波帯の通信で問題となる電離層変化に伴って発生するフェージングやマイクロ波帯での送受信アンテナが移動することによって発生するフェージングがある。変化の時間的スケールや信号強度の統計的性質はその発生原因により大きく異なる。ここでは無線 LAN や ZigBee 等の超小型端末が使用されることの多い GHz 帯での屋内や屋外近距離数百 m の伝搬環境で生じるフェージングに限定し、主な発生原因であるマルチパスとこれによるフェージングについて説明を行う。

続く3章では、このマルチパスによるフェージングの影響を軽減する従来技術として、ダイバーシチと OFDM について述べる。ダイバーシチは単一 RF 回路でのダイバーシチ受信方式の理解のために選択ダイバーシチを中心とする。また、OFDM はフェージングの軽減を主目的として採用されることは少ないが周波数ダイバーシチ効果により周波数選択性フェージングの影響を軽減する効果が得られるためここで触れることにする。

そして、4章では、本提案方式を実現するのに適した ESPAR アンテナについての説明を行う。周期的に指向性を変化させることによるダイバーシチは、これを実現するためのアンテナとして必ずしも ESPAR アンテナに限定するものではないが、このアンテナは簡易な構造で電氣的に指向性を制御できるため超小型端末では適している。従って続く5、6章での ZigBee や無線 LAN への適用検討でも ESPAR アンテナを使用する事を前提とした評価検討を行っている。

5章では、超小型無線端末に採用されることの多い ZigBee への提案方式の適用を念頭に、ZigBee の物理層の規格である国際標準規格 IEEE802.15.4 について簡単に説明した後、これを提案方式を適用した場合の動作とこの方式の実現に必要なデジタル信号処理について説明し、誤り率の理論解析を行った結果について

述べる。

また、6章では、OFDMを採用している無線システムへの適用例として公衆無線 LAN サービスなど屋内の近距離無線通信システムとして広く普及している無線 LAN に提案方式を適用した場合について検討結果を述べる。無線 LAN の国際標準規格である IEEE802.11 について触れた後、計算機シミュレーションによりダイバーシチゲインが得られる事と高速フェージングにも対応できる事を示す。

最終章である 7 章では、現状と今後の課題について述べる。

2. 電波伝搬環境とフェージング

決められた周波数帯域幅の電波を使用してある伝送速度での通信を行おうとするとき、伝送可能容量の上限はシャノン-ハートルレーの容量定理として知られる以下の式で決定される。

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad (1)$$

ここで、 C は最大可能な通信容量 [bit/s]、 W は帯域幅 [Hz]、 P 、 N はそれぞれは信号電力と雑音電力 [W] である。これより、帯域幅が一定の条件で決められた速度の通信を誤り無く実現するには雑音に対して必要とされる以上の受信信号強度が常に確保されなくてはならないことがわかる。

しかしながら、無線通信では見通しが確保されている固定2地点間においても、降雨減衰や地面等による反射波の影響を受けるために、電波が伝搬する空間の状態変化によるフェージングが発生して受信信号強度が大きく低下することもある。移動通信ではさらに自らが移動することによるドップラーシフトや移動による伝搬路の変化、構造物等により遮蔽されて見通し外となるシェーディングの発生と解消などが加わり必要な受信信号強度を安定的に維持するのがいっそう難しい。

そこで、ダイバーシチなどの技術が必要とされることになる。これらの技術についての理解を助けるために、まず電波の減衰について述べた後、屋内や屋外近距離通信でのフェージングについて説明する。

2.1 送受信間距離による減衰特性

携帯電話の対象である屋外の数 km の伝搬については多くの実験結果から平均受信信号電力の送受信間距離特性が調べられており、その結果、距離の 3.5-4 乗に反比例することが奥村カーブとして知られている。また、これをモデル化したものが奥村-秦式 [3] である。例えば、大都市市街地における 400MHz から 1.5GHz

では以下の式で表される .

$$L_c[\text{dB}] = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) \\ + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} d \quad (2)$$

$$a(h_m) = 3.2(\log_{10} 11.75 h_m)^2 - 4.97 \quad (3)$$

ただし, f_c は搬送波周波数, h_b は基地局アンテナの実効高 (30–200m), h_m は移動局アンテナ高 (1–10m), d は送受信アンテナ間の距離 (1–20km) である .

近年増加している携帯電話のマクロセルではセル半径が数百 m であり, 前述した奥村-秦式が適用できない . しかしながら, この距離での送受信間距離特性を表すものとして, 近距離のモデルが国際標準化団体である 3rd Generation Partnership Project (3GPP) の規格 [4] など複数存在する . この規格では, 見通し内の場合と見通し外になる場合とに分け, 見通し内ではブレイクポイントと呼ぶ特定の距離 d_{bk} までとそれ以遠とに分けてモデル化している . そして, 途中から見通し外になる場合には角を曲がるなど直接波が到達しなくなった距離 d_c で 10–20dB の減衰 (コーナロス) L_{cl} を加算し, 以遠では郊外や都市などの環境に応じて 3 から 4 乗以上に反比例するモデルとなっている .

一方, 屋内では壁の透過や反射に加え, 天井の反射が加わるため, 平均受信信号電力の変化がより複雑となる上に, 壁面の材質や木造, 鉄骨造, 鉄筋コンクリート造など構造も様々でモデル化が容易ではないが, 実験的に得られたものとして ITU-R の勧告 P1238 [6] には以下の式が示されている .

$$L_r[\text{dB}] = 20 \cdot \log_{10} f_c + N \cdot \log_{10} d + L_f(n) - 28 \quad (4)$$

ただし, f_c は搬送波周波数, N は送受信点間距離に対する減衰係数, L_f は床や天井, 壁等を透過する際の付加的減衰量, d は送受信アンテナ間の距離である .

このほかにも実測にもとづいた伝搬路モデル [5] が存在するがこれらいずれからも, 実環境での電波の距離減衰は自由空間における減衰が距離の 2 乗に反比例するのに比べ 3 から 4 乗以上と非常に大きい .

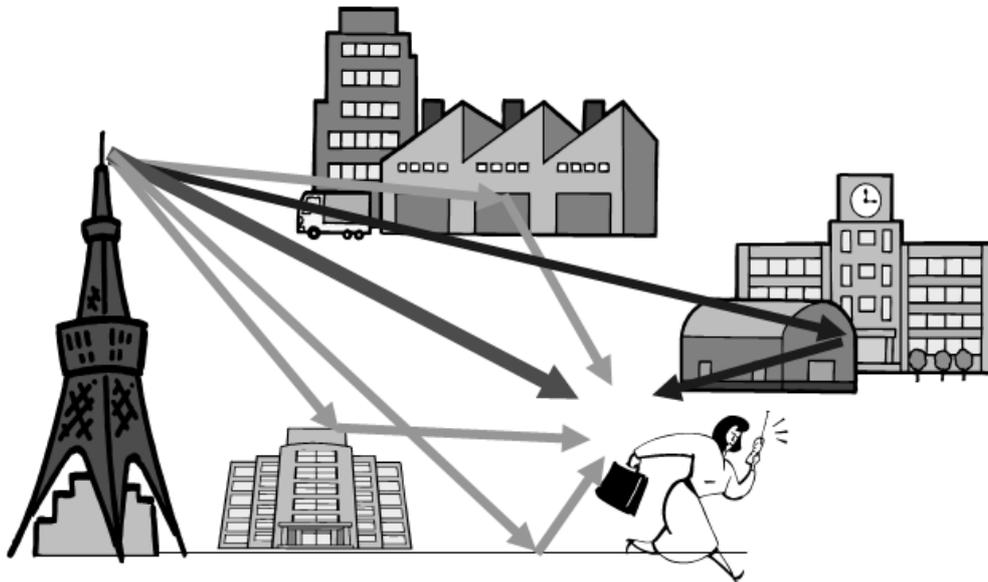


図 1 屋外でのマルチパスフェージングの発生

2.2 フェージング

フェージングは受信信号強度の低下現象を指すものであり、かつては短波帯電波での電離層の影響による受信信号強度の変化をイメージする単語であったようだが、移動体通信ではマルチパス干渉による信号の弱めあいや移動によって生じる受信信号強度の低下、や位相の変化も含めて広くフェージングと呼ばれている。ここでは最初に、無線端末が移動していない静止状態でのフェージングについて述べ、その後に、移動により発生するフェージングについて説明する。

2.2.1 静止時のフェージング

図1の様に送信アンテナから放射された電波は直接受信アンテナに到達するだけでなく、周囲の建築物や構造物、地面などによって反射や回折した電波が多数同時に受信される。無線LANのターゲット環境の一つである屋内環境でも、同様であり、周囲の壁や什器等により反射や回折を生じて、それらの波が多数到来し合成され、直接波に干渉した結果がアンテナで受信される。すなわち、その地

点での受信信号は送信アンテナからの複数の異なる経路（マルチパス）を通った電波の合成である．この各経路を伝搬するそれぞれの電波（素波）は，その反射時の反射面が鏡面ではないことなどからそれぞれの素波を個別に明確に分離することは困難な場合が一般的であるが，これを分離できるとして考え，無変調波が送信されたと仮定するとこの受信信号 $e(t)$ は次の式 5 で表せる．

$$e(t) = \Re \left[\sum_{n=1}^N r_n \exp j(2\pi f_c t + \phi_n) \right] \quad (5)$$

ここで， $\Re[a]$ は a の実部を表し， N は素波の総数， f_c は搬送波周波数であり， r_n は各素波の強度である．各素波の強度 r_n は行路長に応じた距離減衰や行路中での反射・回折・透過時の減衰などにより決まる．また， ϕ_n で表された各素波の位相は送信点からの行路長や反射等で生じる位相回転によって決まるためさまざまな値をとり得る．そしてこれらの異なる位相・振幅の信号が合成される結果，全般的には距離減衰により送信点から遠ざかるにつれて平均受信信号強度は弱くなる傾向を示すものの，受信信号強度が弱い場所が送信点に近くにも存在するなど受信信号振幅の小さい場所と大きい場所がまだら模様が存在する事になる．もし，アンテナが受信信号振幅の小さい場所に設置された場合には，たとえ送信点に近くてもその位置では良好な通信が出来ない．そして，指向性アンテナ使用して，互いに弱めあう信号の一部のみを受信するようにすると，受信信号振幅が大きくなる可能性が期待できる．

また，異なる遅延時間（伝搬距離）の多数信号の到来する状態で直接波や干渉となる素波の一部が外的要因により変化すると送信アンテナや受信アンテナ自体が完全に静止状態であったとしても位相や振幅の時間的变化，すなわちフェージングが観測される．この外的要因としては例えば屋外では歩行者や車両の移動，風による樹木の動揺などがあり，屋内では人の動きやドアの開閉，扇風機の回転羽，蛍光灯の点滅などがあげられる．その結果，無線通信では静止時においても常時安定した通信を行うにはフェージング対策が必要となる．

2.2.2 移動時のフェージング

送受信点が移動を伴う場合には、よりいっそう変化が速く変化量も大きいフェージングが観測される。移動を行った結果、送受信アンテナ間の見通しとなっている伝搬路で遮蔽が生じると直接波が大きく減衰する。一方、反射波は遮蔽物や伝搬路近傍の物体等による電波の回折、反射、散乱が複合的に多数回繰り返されて受信点に到達しており、直接波が遮蔽により大きく減衰すると、今度は反射波が主に受信されるようになる。しかし、この反射波は複数の素波の合成であり多重伝搬路（マルチパス）となっていることから、移動に伴い位相や振幅が時間的に変動することで、大きなマルチパスフェージングが発生する。その結果、移動通信での受信信号は以下の様な特徴をもつこととなる。

1. 場所による受信信号強度の差が大きく、移動に対する変化も複雑。

前述の通り信号強度が場所により異なるだけでなく、移動により見通しやそれに近い伝搬環境から遮蔽される環境へ推移するなどその差が大きい。

2. 広い到来角度広がり

受信点の周囲に反射体が存在する環境では、さまざまな強度をもつ多数の波が到来するだけでなく、その到来方向も特定の1方向からだけでなく複数方向から到来する。

3. 移動の速度に応じたドップラーシフト（受信周波数の変位）を受けた多数信号の到来

マルチパスを構成するそれぞれの伝搬路は移動により異なるドップラーシフトを受ける。図2にその様子示す。移動の前方からの到来波は移動によって移動速度 v に応じ周波数が高くなる正のドップラーシフトを受け、逆に後方では負のドップラーシフトを受ける。この時の最大のドップラーシフト f_d は式6で表される。

$$f_d \approx \frac{2vf_c}{c} \quad (6)$$

ここで、 f_c はキャリア周波数、 c は光速である。

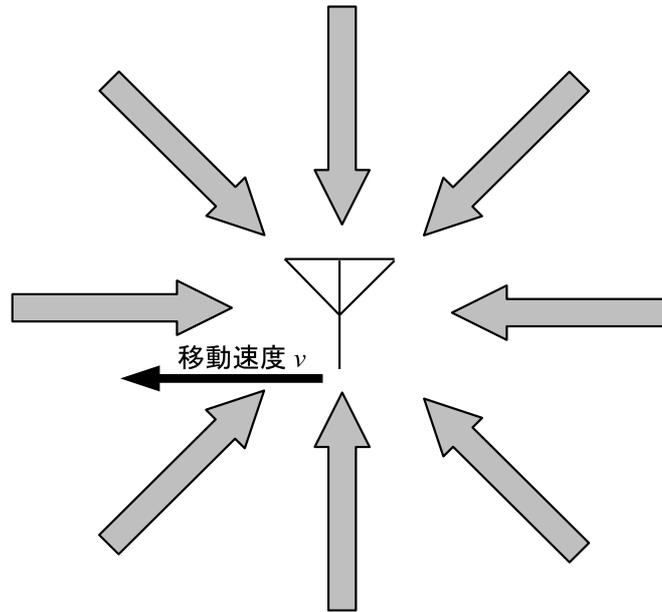


図 2 周囲からの反射波によるドップラーシフトの発生

図 2 のように各素波が角度的に一様に到来すると仮定するとその総和のスペクトル $S(f)$ は次式

$$S(f) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}, \quad (7)$$

で表され、グラフでは図 3 となる。なお、この図の両端がそれぞれ移動の前方及び後方からの信号による最大ドップラー周波数となっている。

4. 異なる遅延時間（伝搬距離）の多数信号の到来

反射波のそれぞれの行路長が異なることから異なる遅延時間の波が合成されることになる。遅延時間差が小さい場合はフェージングの発生要因となるだけであるが、これが信号の変調速度に対して無視できない長さになるとシンボル間干渉（ISI）が生じる。

これらの要因が大きな電波の伝搬劣化を生じさせ、信号強度の低下や伝送波形の歪の原因になっている。

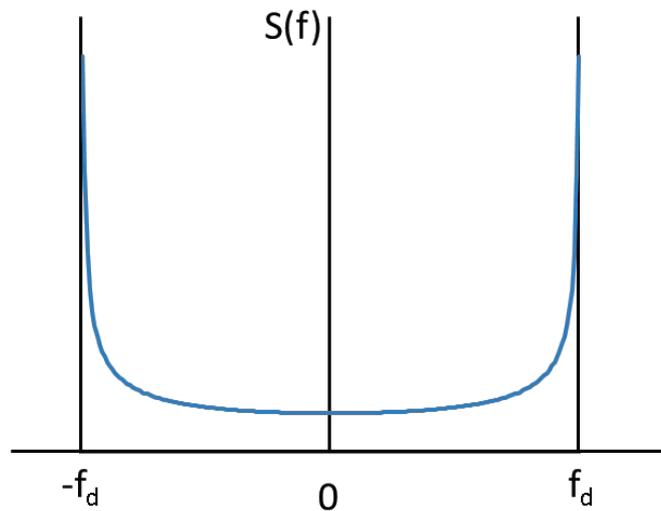


図 3 Jakes モデルによるドップラースペクトラム

3. 従来のフェージング対策技術

フェージングが発生するとデジタル無線通信では主に以下の 3 つの影響を受ける。

1. 受信電力の低下により熱雑音や干渉雑音との比である信号対雑音比 (SNR) の低下。
2. 異なる伝搬路長を経た信号が合成されることによる受信波形への歪の発生。
3. 交差偏波識別度の劣化による、干渉雑音の増加。

そこで、これらの影響を軽減するための技術開発が行われてきた。例えば伝搬路による劣化に強い CDMA (Code Division Multiple Access: 符号分割多重方式) や OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing: 直交周波数分割多重方式) の実用化、受信信号処理により伝搬路での振幅や位相変化を等化する適応等化技術、劣化により発生する誤りの発生確率を低下させるダイバシチ、アダプティブアンテナ、MIMO 技術など多くの技術革新により移動体通信は目覚ましい

進歩を遂げた．ここでは提案技術に関係の深いダイバシと無線 LAN 等に広く採用されている OFDM について述べる．

3.1 ダイバシ

ダイバシは複数の異なる伝送経路（ブランチ）を用いることで，フェージングが発生しても異なるブランチ間で同時に信号強度が低下することが確率的に少ない事を利用して送受信点間の接続性や通信品質を向上させる技術である．例えばフェージングにより1つのブランチでの信号強度が著しく落ち込んでも，他のブランチでの信号強度が落ち込まなければ，結果としてフェージングの影響は回避できる．

このことから，より効果的なダイバシによるゲインを得るためにはそれぞれのブランチでの信号変化が出来るだけ独立であること，すなわち相関が低いことが要求される．また，ダイバシを構成するブランチ数が多いほど有効であることがわかる．

ダイバシにおいて，異なるブランチを構成する方法としては，空間・偏波・角度・周波数・時間・パスなどが利用出来る．この中で，空間・偏波・角度では2つ以上のアンテナが必要であるが，周波数・時間・パスでは1つのアンテナでもダイバシを構成できる．しかし，周波数ダイバシでは周波数利用効率が，時間ダイバシでは伝送速度が低下する可能性が高い．パスダイバシは1つの送信信号が周囲の環境での反射・回折により遅延波を生成し，この異なる時間的に異なる遅延量を有する各信号をそれぞれブランチとして使用するダイバシである．従ってパスダイバシでは周波数利用効率も伝送速度も影響を受けないが，信号処理の演算量が増加する可能性が高い．

ダイバシは異なる伝送経路が生成できれば良いので，空間ダイバシでは送信側と受信側それぞれにダイバシを適用することが可能であるが，その構成は基本的に同じであるから，ここでは受信ダイバシについて述べる．

空間ダイバシでは選択合成，等利得合成，最大比合成の3つが基本的なものとして知られている．選択合成には検波または復調前に合成する方法と，検波

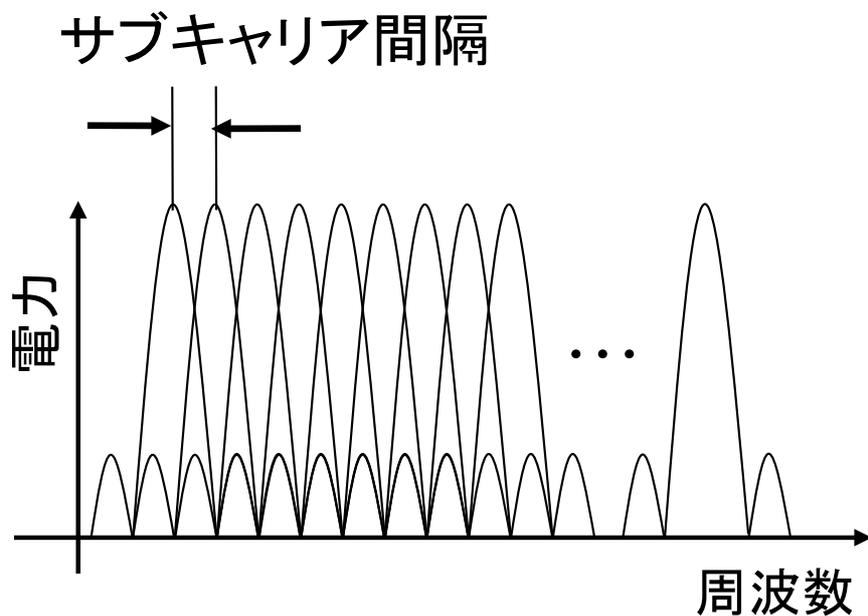


図 4 OFDM 信号スペクトラム波形の例

または復調後に合成する方法とがあるが、等利得合成と最大比合成では受信信号の位相情報が必要なので検波または復調前に行われるのが一般的である。

選択合成は、複数のブランチのうちで信号強度が最大のブランチを選択して使用するものである。一般的には、ブランチ数が多いほど同時に信号が低下する可能性が低くなるため性能が向上する。

等利得合成は、各ブランチの出力信号を同相にしてすべて足し合わせる方法で、選択ダイバーシチでは、選択されない信号が無駄になっていた点を改善している。

最大比合成は各ブランチの信号を同相化し、かつ各信号のレベルに応じて重み付けを行って加算するものである。信号強度の大きいブランチほど出力への寄与率が高いため等利得合成より大きい性能向上見込める。最大比合成は合成後の CNR を最大化するという意味で最適な合成法であることが知られている。

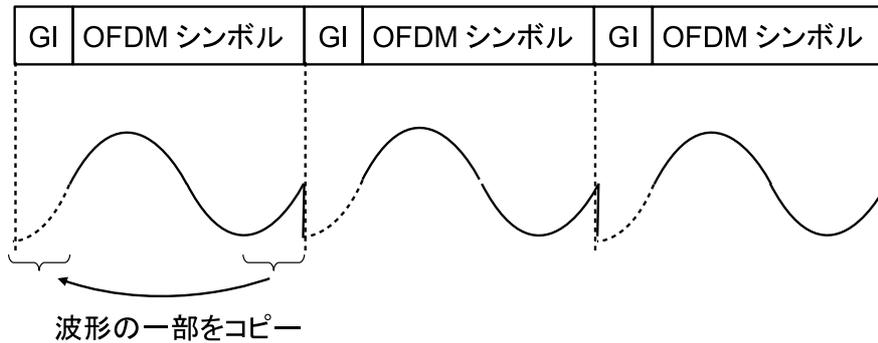


図 5 OFDM 信号時間波形の例

3.2 OFDM

直交周波数分割多重方式 (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) は, OFDM を構成する各搬送波 (サブキャリア) に対して変調を行い, これらを周波数方向に多重化する際に, 各サブキャリアが直交するように配置する多重化技術であるが, OFDM 全体をマルチキャリア変調とみなしてデジタル変調方式の一種に分類されることもある. 図 4 に後ほど解説するガードインターバル (GI) 付加前の OFDM 信号のスペクトラムを例示する. ここではサブキャリアに 4 値位相変調 (QPSK) などの定振幅な変調方式を用いた場合の低周波数側 9 サブキャリアと高周波数側 1 つのサブキャリアのスペクトラムを例示する. 実際にはより多くのサブキャリアを用いて, 各サブキャリアの変調にも振幅が変化する直交振幅変調 (QAM) が採用されることが多い. 各サブキャリアは周波数軸上では帯域の一部に重なりが生じる程に密に並べられているが, 互いに直交しているため干渉せずに各サブキャリアを分離することが可能である.

各サブキャリアは QAM 等の変調方式により変調されるが, 送信データを多数の搬送波 (サブキャリア) に分けているため, 送信データのシンボルレートに対して低いシンボルレートで変調される. 低速変調による多数の狭帯域な信号とみなせるため, そのまま高速に変調した広帯域な信号に比べ周波数選択性フェージングに強くなるほか, チャンネル等化器が簡易で済む. 実際の OFDM によるシステムでは, 到来する遅延波によるシンボル内干渉を回避するため, 図 5 に示すよ

うに、GIをシンボルの前に設ける。このGIは遅延波が含まれている際にもFFTのためのウィンドウ処理により1シンボル分の信号だけが抽出できるように、シンボル後半のある位置から最後までを、シンボルの前に付加する形で作成される。そのため、CyclicPrefix (CP)とも呼ばれている。GIを付加すると、シンボル間で不連続が生じることから各サブキャリアのスペクトルは図4に比べて広がり、直交性も満たされなくなるが、ウィンドウ処理を行うことでこの問題は解決される。GIの長さは想定する遅延波の最大遅延時間を考慮して決める。ガードインターバルを加えることで、シンボル間隔が広くなり、シンボルタイミングに対する同期エラーに強くなるほか、符号間干渉 (ISI) の発生が減り除去も容易になる。

OFDM方式での欠点はピーク対平均電力比 (PAPR) が高くなる点とサブキャリアの分離に用いる高速フーリエ変換 (FFT) 演算に必要なデジタル信号処理回路による回路規模増大であるが、小セル化によって要求される送信出力が低下したことや半導体技術、回路技術の進歩により、これらもあまり問題となくなっている。その結果、本方式は高い周波数利用効率や複数のサブキャリアを用いて通信を行うことでの周波数ダイバシチ効果が期待できること、そして、遅延波による符号間干渉への耐性の高さなどから、無線LANや携帯電話のLTEをはじめとして地上デジタル放送、WiMAXなどで広く用いられている。

3.3 フェージングシミュレータの開発

以上に述べたとおり、無線通信における伝搬路はその減衰量や遅延量が時間的に大きく変化するので、特に符号化により誤り訂正が可能なデジタル変調を用いるシステムの評価では、統計的な面からも十分な時間的長さの観測が必要となる。これらを計算機シミュレーションで行うと非常に長い時間を要する。加えて、アダプティブアレーアンテナやダイバシチ受信による効果を評価するためには複数のアンテナ素子によって受信されるそれぞれの信号をアンテナ素子間の相関も加味して生成し評価しなくてはならないため、よりいっそう演算量が増加し一般的な計算機では実用的でないシミュレーション時間となる。これにはリアルタイム動作が可能なフェージングシミュレータによる評価が有効と考えられる。そこで、時間と空間の両方を同時にリアルタイムでシミュレーション可能なフェージ

ングシミュレータを試作開発した [12, 13] . そして , 開発したシミュレータがアンテナを用いた適応等化技術の性能評価を極めて高速に行えることを確認した .

3.3.1 シミュレータを用いた評価

開発したシミュレータの評価の一環として MMSE 規範による適応等化器の評価や強干渉下を想定した干渉キャンセラの実験を行った [14, 15] . その結果 , 従来の適応等化技術を OFDM にそのまま適用すると , サブキャリアごとに等化器が必要となり , 演算量が何倍にもなるため消費電力が増加し , 回路規模も大きくなることから , 低コストな小型端末に採用するのは困難とわかった . そこで , 演算量の比較的少ないダイバーシチを中心に検討を行うことにした .

4. ESPAR アンテナ

ESPAR(Electronically Steerable Parasitic Array Radiator) アンテナ [2] は、電氣的にアンテナの指向方向を制御できる可変指向性アンテナの 1 種であり、給電素子の近傍に配置した無給電の素子の電気長を電氣的に変化させることでアンテナの指向性を制御するものである。可変指向性アンテナはその指向性の可変を機械的に行うものと電氣的に行うものがある。機械式ではパラボラアンテナが有名であり、レーダーや衛星通信に広く用いられている。これらは単一 RF ではあるがアンテナ可動部の質量により生じる慣性のため一般的には指向性の可変速度をあまり速くできない。

一方、電氣的に可変するものは可変速度を速くできるため多数のパッチアンテナを用いたレーダーなど近年その応用が進んでいる。しかし、RF 信号での位相制御による場合は移相器、ベースバンド信号での位相制御による場合はアンテナ素子数ぶんのミキサやアンプを必要とするなど RF デバイスが数多く必要となりコスト的に不利である。レーダーや衛星追尾用のアンテナではシステム全体の価格に比してそれほど問題とはなりにくい、小型センサや無線 LAN などの民生用途では、コストは重要な要素である。これらに対し、ESPAR アンテナは単一 RF であり、指向性の可変も無給電の素子にリアクタンス可変デバイスを付加するだけの低コストである。そして電氣的に高速に指向性を可変出来る。

4.1 ESPAR アンテナの動作原理

ESPAR アンテナの最も単純な構成では、給電素子 1 つとその横に寄生素子と呼ばれる 1 つの無給電素子を持つ。1 給電素子 1 寄生素子の ESPAR アンテナでの動作を図 6.7 を用いて説明する。この図では給電素子に $1/4\lambda$ モノポールアンテナを仮定しており、給電素子の一方はグランドプレーンに接地している。給電素子より $1/4$ から $1/5\lambda$ 程度離れた位置に $1/4\lambda$ よりやや長い素子長の寄生素子を配置し、可変容量ダイオード(バリキャップ)を通してこれを接地している。寄生素子の素子長を長くする理由はバリキャップの静電容量を原理的に 0 に出来ないため、バリキャップに加える DC バイアス電圧を高くすることで静電容量を最も

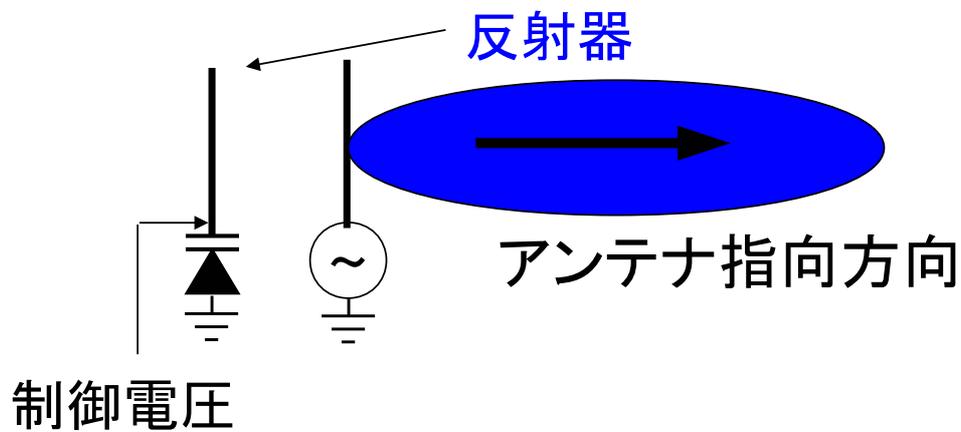


図 6 寄生素子を反射器として動作させた時の指向性

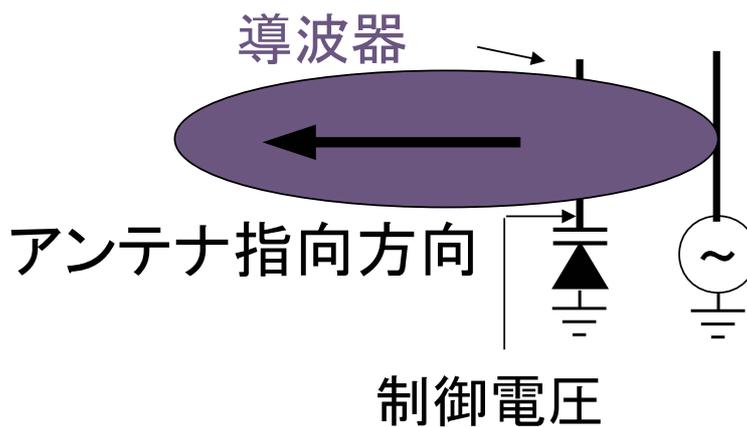


図 7 寄生素子を導波器として動作させた時の指向性

少なく制御した時に寄生素子全体を電氣的に誘導性リアクタンスを持つようにするためである．寄生素子を誘導性にするこゝで，これを反射器として作用させ図 6 の様に指向性を制御する．逆にバリキャップの静電容量を多く制御した時には寄生素子全体を電氣的に容量性リアクタンスを持つようにして，これを導波器として作用させ図 7 の様に指向性を制御する．

この例では給電素子は向かって右側に位置し寄生素子は常にその左側に位置し

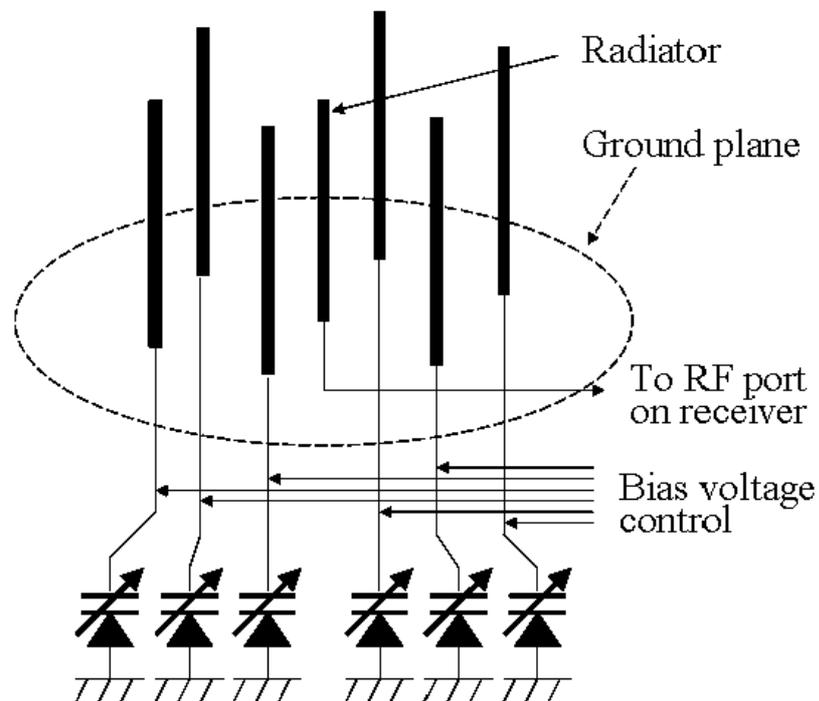


図 8 1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの電氣的構造

ているが、寄生素子に装荷されているバリキャップにより寄生素子全体のリアクタンス量を変化させることで、電波の到来方向に対して放射器の横にある寄生素子を導波器または反射器として動作させることで、八木宇多アンテナと同様の原理により指向性を持たせ、かつ、この指向方向を電氣的に可変する事ができる。なお、この例ではリアクタンスの可変制御を寄生素子に装荷したバリキャップで実現しているが、電子スイッチを用いて寄生素子に接続する素子を異なるリアクタンス値を持つものに切り替える構成も可能である。この場合は誘導性の素子も使用でき、そのリアクタンス値によっては寄生素子の素子長を必ずしも長くする必要がない。

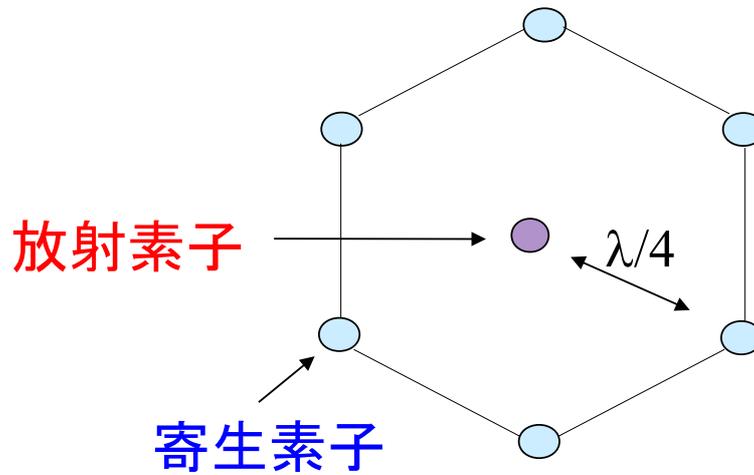


図 9 1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの素子配置

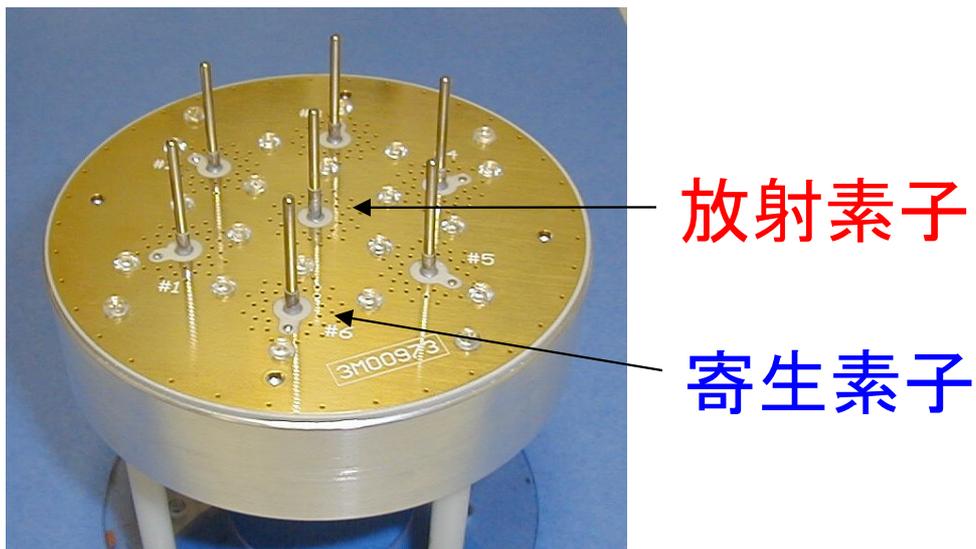


図 10 1 給電 6 寄生素子 ESPAR アンテナの外観

4.2 従来の ESPAR アンテナ

現在までに各種 ESPAR アンテナが提案，試作されている [10, 11] . 一例として水平面内 360 度に指向性を切り替えられる 1 給電 6 寄生素子の ESPAR アンテナ

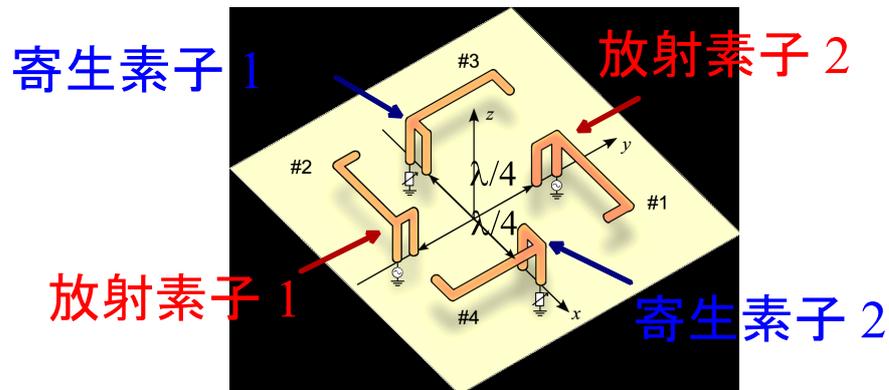


図 11 2 給電 2 寄生素子の MuPAR アンテナの素子配置

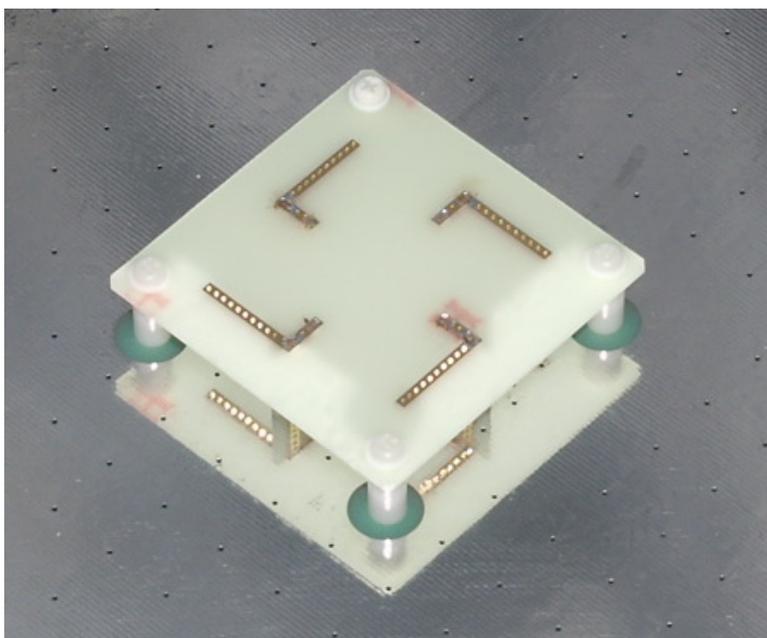


図 12 2 給電 2 寄生素子の MuPAR アンテナの外観

について紹介する．図 8 にこの ESPAR アンテナの電氣的構造を示す．また，図 9 に素子配置を，図 10 にその外観を示す．この例では中心の給電素子に送信信号を印加し，周囲の寄生素子にリアクタンスを変化させることで指向性を可変する．一方受信時には，この中心の素子が受信素子となり受信ポートにつながっている．

そして、同様に周囲の寄生素子のリアクタンスを制御することで受信時の指向性を変化させる。

指向性制御アルゴリズムとしては、MUSIC や ESPRIT といった到来方向推定アルゴリズムを応用したものが使用され、その検討例 [7, 8] もある。しかし、この場合1つの受信ポートからの情報しか得られないため、指向方向を切り替えて複数方向の受信情報を多ポートによる1スナップショットの情報としてMUSICアルゴリズムを適用する必要があるなど指向性の追従に多少時間がかかるという難点がある。そこで、この欠点を少しでも補うため、ESPAR アンテナと同様に寄生素子により指向性を制御するだけでなく、複数ポートからの受信情報を同時に得ることで指向性制御アルゴリズムの収束を速めるため、2つの受信ポートを有する、2給電の MuPAR アンテナ [9] も提案されている。図 11 にこの MuPAR アンテナの素子配置を、図 12 その外観を示す。このアンテナは小型機器への適用を念頭に設計されており、写真では地板でもある金属面にアンテナが反射して写っているため多少高く見えるが、実際にはかなりの低背高である。

本章では従来の ESPER アンテナについて述べた。提案方式では2素子以上のESPAR アンテナであれば適用可能であり、ここに紹介したアンテナ以外にも3素子 [10] や8素子 [11] のものが開発されているが、いずれのアンテナでも提案方式を適用することが出来る。

5. ZigBee への適用

ZigBee[21] は、無線 PAN (Wireless Personal Area Network) に分類される近距離無線システムの規格であり、低データ・レートではあるが、低消費電力で低コストなシステムを実現できる。そのため、無線センサネットワーク等の M2M (Machine to Machine) 通信に広く採用されている。規格としての最大送信電力は 100 mW 以下 (日本では法規により 10 mW 以下) となっているが、低消費電力を実現するためには、より少ない送信電力で、設置位置によらず安定した通信を可能とすることが望まれている。これにはダイバーシチ技術が有効であり、単一 RF によるダイバーシチ受信は低消費電力で低コストという点からも、親和性が高いと考えられる。そこで、ZigBee 無線機を適用対象とした検討を行った。

5.1 ZigBee 規格

ZigBee は米国の団体である ZigBee アライアンス (ZigBee Alliance) が仕様の策定を行っている近距離無線システムである。IEEE 802.15.4[20] を物理層及び MAC 層規格に採用し、20 ~ 250 kbps と低データ・レートではあるが、消費電力が少ないという特徴がある。ネットワークトポロジはスター型のほかにメッシュ型やツリー型が可能で、中継機能を有するデバイスがデータを中継することで直接電波の届かないデバイス間でも通信が可能である。これにより、隣接の中継ノードまで電波が届けばシステム内のどのデバイスとも通信出来るので、通信元と通信先で直接通信を行うほどの送信出力を必要とせずに低消費電力で広範囲に通信が出来る。また、この中継機能により一部の端末が停止した場合にも、迂回経路を使って通信を継続できる冗長性も備えている。デバイスは通信を行う際の接続 / 情報交換 / 切断後には即座にスリープ状態に戻ることで、消費電力を節約でき、この動作を超低デューティ・サイクルで行った場合には、マンガン電池など安価な小型バッテリーで何年間にもわたって動作させることが可能である。

変調方式もシングルキャリアのオフセット QPSK を DSSS により拡散する方式としてデバイス製造コストの低減に配慮している。868MHz (欧州) や 915MHz (北米) , 920MHz (日本) , 2.4GHz ISM バンド (全世界) など複数の周波数帯

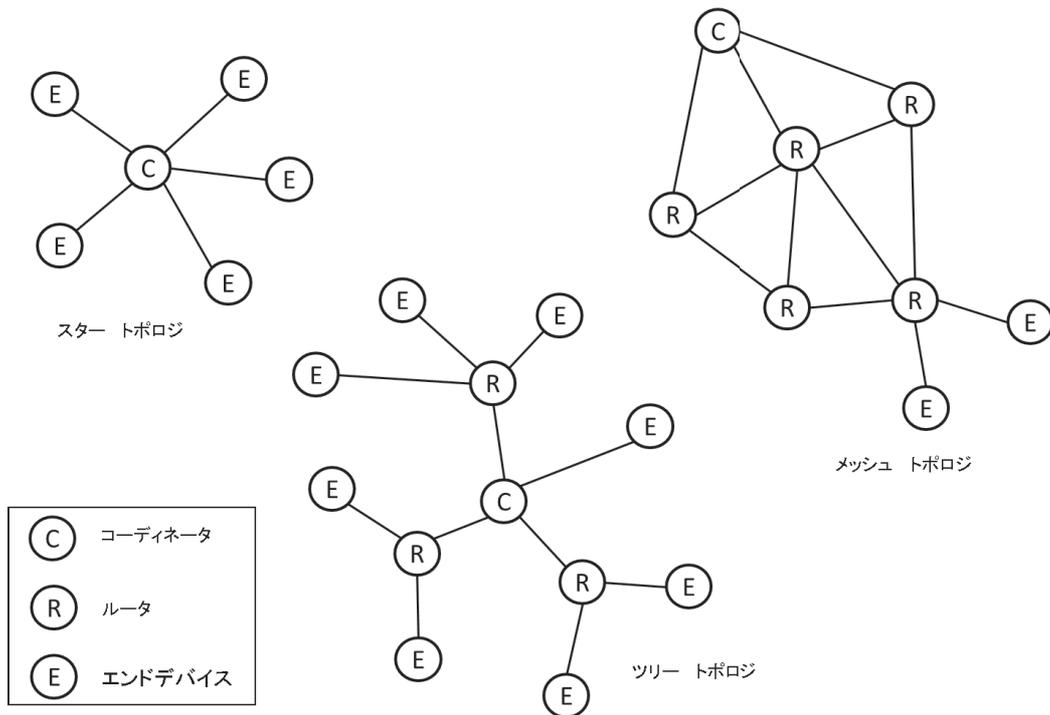


図 13 ZigBee のトポロジ

で使用可能な規格である。

5.1.1 ネットワークトポロジ

ZigBee はスター、ツリー、メッシュの各トポロジをサポートしている。図 13 にこれを示す。スタートポロジでは、ネットワークは ZigBee コーディネータと呼ばれる 1 台のデバイスによって管理される。ZigBee コーディネータは、ネットワークを開始してネットワーク内のデバイスを管理し、エンドデバイスと呼ばれるこの他の全てのデバイスは、ZigBee コーディネータと直接通信する。スター・トポロジでは 1 つのネットワークで、最大 255 個のデバイスをピア・ツー・ピアのネットワークングで接続可能である。

メッシュとツリーのトポロジでは、ZigBee コーディネータがネットワークの開始、およびネットワークの主要なパラメータを選択して他のデバイスに通知する。ま

た、ネットワークは ZigBee ルータを使用することにより拡張することができる。ツリーネットワークでは、ルータが階層型ルーティング・ストラテジを使用したネットワークにより、データと制御メッセージを受け渡す。ツリーネットワークは IEEE 802.15.4-2003 仕様に記述されるようなビーコンによる通信を行うこともできる。メッシュネットワークは完全なピア・ツー・ピア通信を可能にする。ひとつの ZigBee ネットワークには、最大で 65,536 個 (アドレス 0x0000 ~ 0xFFFF) の ZigBee 端末を接続することが出来る。これは単にアドレスの割り振りにおける最大値であり、実際に ZigBee ネットワークで使用できる端末の上限は通信頻度等に依存するためさまざまであるが、実用性を考えるとこれより少なくなる場合が多い。なお、ZigBee デバイスをメッシュ・ネットワークとして使用することには利点もあるが、上位レベルのプロトコル・スタックが複雑になる欠点もあるため、メッシュ・トポロジをサポートしないリモート制御などの用途向けにはこれらの機能を無くして簡素化した ZigBee RF4CE 規格が存在する。

5.1.2 端末の種類

ZigBee 端末は以下の 3 種類に分類される。

1. ZigBee Coordinator(ZC) ネットワーク内に 1 台存在し、ネットワークの制御を行う端末。IEEE 802.15.4-2003 での PAN coordinator である FFD(Full-Function Device) に該当。
2. ZigBee Router(ZR) データ中継機能を含む ZigBee 端末。IEEE 802.15.4-2003 での Coordinator である FFD に該当。
3. ZigBee End Device(ZED) データ中継機能を持たない ZigBee 端末。IEEE 802.15.4-2003 での RFD(Reduced-Function Device) または中継を行わない FFD に該当。

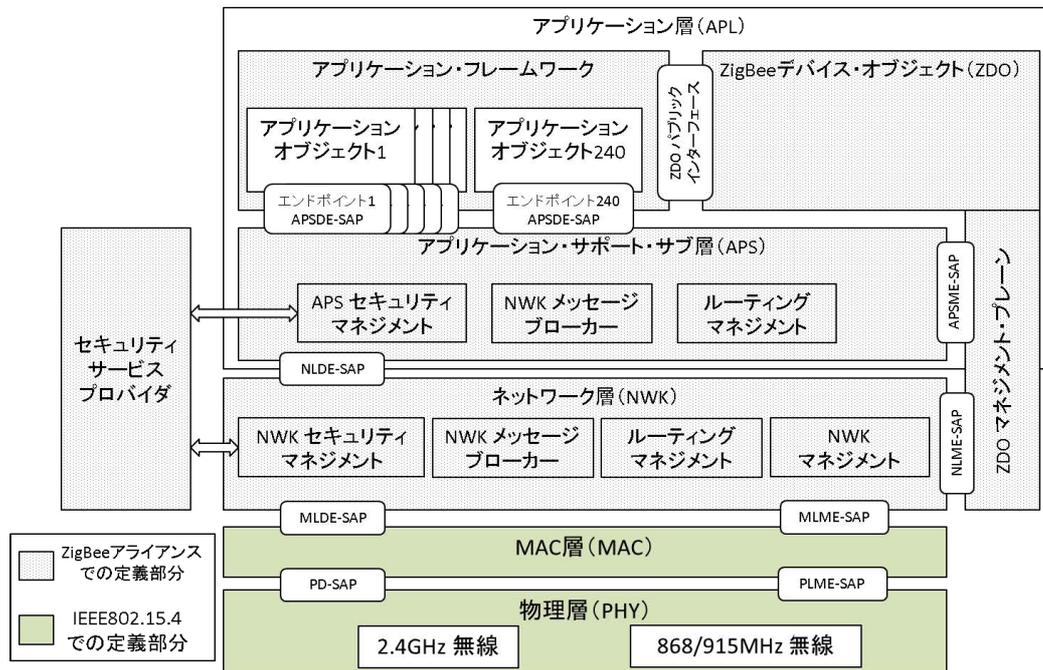


図 14 ZigBee のプロトコルスタック

5.1.3 プロトコルスタック

図 14 にプロトコルスタックを示す。ZigBee アライアンスのスペックで規定されているものは図中の網点で示したネットワーク層より上位の部分であり、物理層と MAC 層は IEEE802.15.4 をそのまま用いている。そのため、提案するダイバシチ方式の導入には IEEE802.15.4 の内容を考慮すればよい。

5.2 従来方式での問題点

ZigBee の端末に指向性アンテナを適用する場合、1 対 1 の通信に限定した規格である ZigBee RF4CE 規格 [22] では固定指向性を含む指向性アンテナの適用が比較的容易と考えられる。しかし、通常の ZigBee 規格 [21] によるメッシュやツリートポロジで使用される ZR や ZC では通信相手の端末が必ずしも特定の方向に存在するわけではない。すなわち ZR や ZC は受信時に複数の ZED からの信号が到

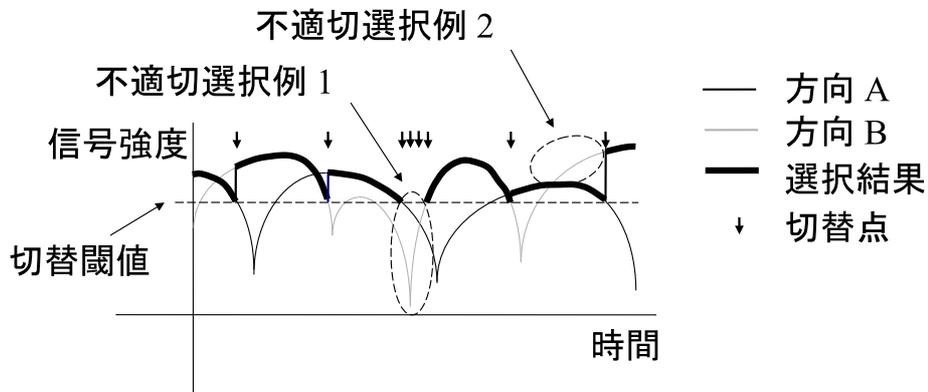


図 15 選択ダイバーシチの選択動作の説明図

来する可能性があるため，一方向に指向性に向ける従来の指向性アンテナでは適用が困難である．

また，可変指向性アンテナとした場合では，単一 RF で実現可能な選択ダイバーシチ受信や 4 章で紹介した ESPAR アンテナは消費電力の面からもデバイスコスト的にも有利であるが常に受信信号強度の強い最適な方向を選び続ける状態を維持できないことが問題である．これは，時間的に変動がある環境では指向方向の制御が必要となるが，単一 RF 入力であるため原理的に指向方向を切り替えてみないとそれ以前より結果が良くなるか悪くなるかがわからないことに由来する．具体的にこの様子を図 15 を用いて説明する．破線はアンテナの切り替えを行う受信信号強度を示すスレッシュホールドである．スレッシュホールドを下回るとアンテナを切り替えるように制御を行うとすると黒矢印で示す各タイミングでアンテナを切り替える．例えば不適切選択例 1 の破線で囲んだ部分では受信信号強度が弱い方向を選択してしまうエラーが発生しており，不適切選択例 2 の破線で囲んだ部分では，もう一方のアンテナの方が受信強度が強いにもかかわらず受信強度が弱いアンテナを選択し続けているなど，最適でないアンテナを選択する可能性がある事がある．デジタル通信ではエラー訂正方式にもよるが，通常はランダム誤りよりもバースト誤りの方が性能劣化に対して影響が大きい．誤ったアンテナを選

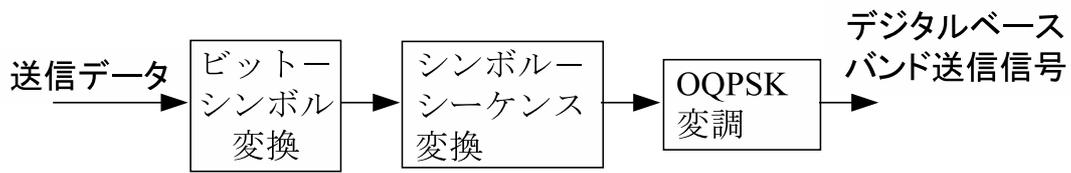


図 16 ZigBee 送信機の構成

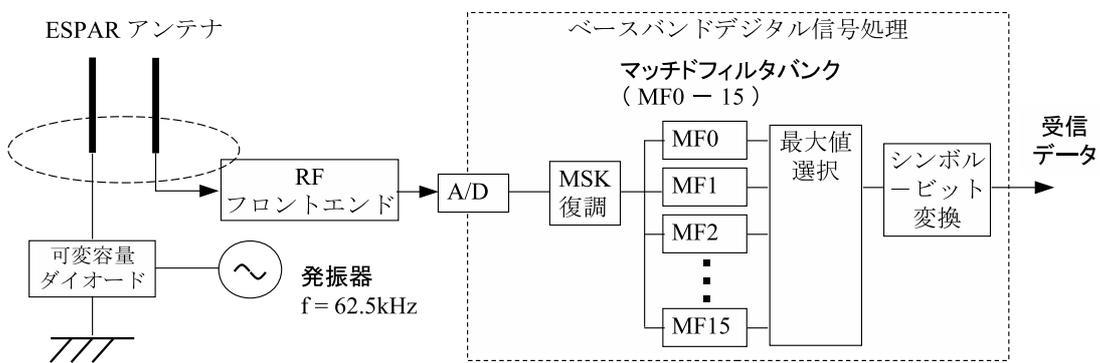


図 17 提案方式による ZigBee 受信機のブロック図

択するとその間はバースト的に誤りが生じるため、信号強度が弱い状況でのこの様な不適切なアンテナ選択は、大きな通信品質の劣化を生む。

5.3 提案方式

5.3.1 システム構成

図 17 に 2 素子 ESPAR アンテナを用いた時の提案方式 [16, 17] による ZigBee 受信機の構成を示す。この 2 素子 ESPAR アンテナは一つの放射素子に寄生素子が一付いているものである。放射素子の端子は受信機の RF 入力につながっており、提案方式では寄生素子の制御端子が ZigBee のシンボルタイミングである 62.5kHz で発振する発振器の出力につながっている。これによりアンテナの指向

OQPSK Modulated signal

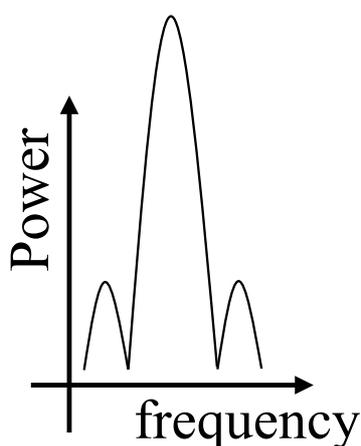


図 18a 指向性を変化させない場合

Ex. IEEE802.15.4 62.5KHz separation

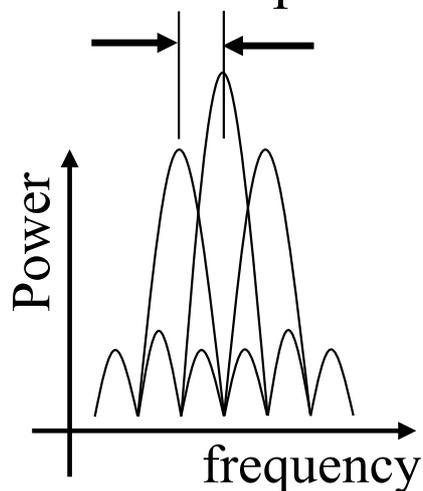


図 18b 指向性変化を与えた場合

図 18 提案方式での受信信号スペクトラム例

性がシンボル周波数と同じ周期で振られる事になる．図 18 はこの時の受信信号のスペクトラム波形である．図 18a が本来の受信信号スペクトラムであるが，アンテナの指向性がシンボル周波数で振られた結果，指向方向によって受信信号強度が異なることから，あたかも AM 変調を受けたような状態となり，図 18b のように本来の受信信号に $\pm 62.5 \text{ kHz}$ のスペクトラムとの合成が観測される．しかし，この干渉は次に述べる信号処理により等化可能である．

5.3.2 受信信号処理

ここでは，静止時や低速移動時を想定し議論を簡単にするために伝搬路は緩やかに時間変動するレーリーフェージングを仮定する．このときの受信信号は次の 8 で表される．

$$r(t) = (h_0 + h_1 g(t))s(t) + z(t), \quad (8)$$

ここで, $h_i (i = 0, 1)$ は受信信号の受ける伝搬路による変動である。レーリーフェージング伝搬路では, h_i は平均 0 の複素ガウスランダム変数である。また, $g(t)$ は ESPAR アンテナの指向性を变化させた事による受信信号の変動を表している。さらに, $z(t)$ は加法性白色ガウス雑音成分 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) である。

これに, 式 9

$$s(t) = d(k), \quad (9)$$

を代入すると以下の式 10 で書き換えることが出来る。

$$r(k) = (h_0 + h_1 g(k))d(k) + z(k), \quad (10)$$

ここで,

$$d_k = \begin{cases} c_k & (\text{even } k) \\ jc_k & (\text{odd } k), \end{cases} \quad (11)$$

$r_k = r(kT_b)$, $g_k = g(kT_b)$, さらに, $z(k)$ はサンプリング後の AWGN 項である。

受信信号は非同期 MSK (Minimum Shift Keying) 復調器に入力される。そして, MSK 復調器の出力は次式で求められる。

$$u_k = \Re [r_k r_{k-1}^*], \quad (12)$$

出力 u_k は 16 個の拡散系列に対応したマッチドフィルタ群 (MFs: Matched Filters) に入力される。 m 番目の MF のインパルス応答は次式で表される。

$$q_{2k}^{(m)} = \begin{cases} -1 & (c_{2k-1}^{(m)} = c_{2k}^{(m)}) \\ +1 & (c_{2k-1}^{(m)} \neq c_{2k}^{(m)}) \end{cases}$$

$$q_{2k+1}^{(m)} = \begin{cases} +1 & (c_{2k}^{(m)} = c_{2k+1}^{(m)}) \\ -1 & (c_{2k}^{(m)} \neq c_{2k+1}^{(m)}), \end{cases} \quad (13)$$

なお, m 番目の MF の出力は次式である。

$$y^{(m)} = \sum_{k=0}^{N-1} q_k^{(m)} u_k, \quad (14)$$

m 番目の MF 出力 $y^{(m)}$ は最大値検出回路 (Maximum value selector) に入力され、最大値が出力される MF に対応するシンボル $m = m$ が送信されたものと判定される。判定されたシンボルは symbol-to-bit-converter により元のビット系列 \mathbf{b} に戻される。これらの操作により、アンテナ指向性の周期的可変によって加わる干渉は等化可能である。

5.4 誤り率の理論解析

次に提案方式を適用した場合の誤り率の理論解析を行った。ここで、以降の説明を容易にするため、逆拡散後の受信信号 w_k と受信信号のベクトル表現 \mathbf{w} をそれぞれ、

$$w_k = (h_0 + h_1 g_k) + z'_k \mathbf{w} = [w_0, w_1, w_{N-1}]^T, \quad (15)$$

と定義する。この時、 m 番目の MF 出力は次の二次形式で表すことができる。

$$y^{(m)} = \mathbf{w}^H \mathbf{F} \mathbf{w} \quad (16)$$

ここで、

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

は提案方式による復調部を二次形式で表現した行列である。一方、受信シンボルベクトル \mathbf{W} の共分散行列は次の式で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= \frac{1}{2} [\mathbf{w}^* \mathbf{w}^T] \\ &= [\rho_{ik}]_{i,k=0,1,2,\dots,N-1} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、共分散行列の i 行, k 列の要素は次の式で表される。

$$\rho_{ik} = \begin{cases} b + \sigma_z^2 & (i = k) \\ \frac{b}{2}(1 + g_i^* g_k) & (i \neq k) \end{cases} \quad (19)$$

ここで、 b は平均受信信号電力, σ_z^2 は AWGN 成分の分散である。次に m が

$$q_k^{(m')} = -q_k^{(m)} (k = 0, 1, \dots, N-1), \quad (20)$$

となる m' に誤って受信される確率を求める。 $X = y^{(m)}$ の確率密度関数を $p(X)$ とすると、この誤り率は次の式で求められる。

$$\begin{aligned} P\{m \rightarrow m'\} &= \int_{-\infty}^0 p(X) dX \\ &= \int_{-\infty}^0 \int_{-\infty}^{\infty} G(\xi) \exp(-j\xi X) d\xi dX \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G(\xi)}{\xi} d\xi \end{aligned} \quad (21)$$

ここで、 $G(\xi)$ は、 $X = y^{(m)}$ の特性関数であり、次の式で与えられる。

$$G(\xi) = \frac{1}{\det(\mathbf{I} - 2j\xi \mathbf{R}^* \mathbf{F})} \quad (22)$$

$\mathbf{A} = 2 \cdot \mathbf{R}^* \mathbf{F}$ のすべての固有値の集合 C を

$$C = \{\lambda \mid \det(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) = 0\} \quad (23)$$

とすると、特性関数は次の式に書き直すことが出来る。

$$G(\xi) = \left[\prod_{\lambda \in C} (1 - j\lambda\xi) \right]^{-1} \quad (24)$$

以上の解析結果から誤り率は次の式で与えられる。

$$P\{m \rightarrow m'\} = \sum_{\lambda \in C_m} \left[\prod_{\substack{\lambda' \in C \\ \lambda' \neq \lambda}} \left(1 - \frac{\lambda'}{\lambda} \right) \right]^{-1} \quad (25)$$

ここで、

$$C_m = \{\lambda \mid \lambda \in C, \Re[\lambda] < 0\} \quad (26)$$

であり、 C_m は A の固有値の中で実部が負となるものの集合である。この誤り率を評価することで提案方式の効果が確認できる。

5.5 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションにより提案方式の基本特性を確認する。ここでは、ESPAR アンテナの指向性の変化に伴い発生する、受信信号の変化が、以下の関数で表されるものと仮定する。

$$g_k = \exp\left(\frac{j2\pi\alpha t}{T_S}\right) \quad (27)$$

ここで、 α はシンボルレートで正規化した、指向性変化の周波数、すなわち送信信号のシンボルレートに完全に同期できている理想的な状態では 1 となるべき値である。実際には受信信号から送信信号のシンボルレートを推定する事となるため、無線を隔ててこれを完全に同期させるのは困難であり、移動によるドップラシフトなどの影響も加わるため完全に 1 とすることは出来ない。しかしながら、この値は伝搬環境にも依存するため、ここでは、1 としてシミュレーションを行った。前述の信号処理を行った場合に期待されるダイバーシチ効果についてシミュレーションにより確認した。表 1 にシミュレーションの諸元を示す。なお、今回のシミュレーションでは変復調時点での基礎的な効果を確認する為に単純なモデルを採用しており、誤り訂正のための符号化は行っていない。図 19 にシミュレーション結果を示す。実線の Conventional としたグラフはレイリーフェージング環境下での Bit error rate 特性理論値であり、破線の with ESPAR のグラフは提案方式による特性である。提案方式の傾きは従来方式に比べて明らかに異なりダイバーシチ効果によりゲインがえられていることが判る。

本章では IEEE802.15.4 に基づく ZigBee に適用した場合の、単一 RF 構成のダイバーシチ受信機について述べた。ESPAR アンテナを用いて、その指向性をシンボルレートと同等の周波数で高速に変化させることで、等価的にダイバーシチ

表 1 ZigBee を想定したシミュレーション諸元.

キャリア変調方式	OQPSK
パスモデル	2パスレイリー
各パス電力比	等電力
ノイズ	加法性白色ガウスノイズ
同期	完全
試行回数	10000 回

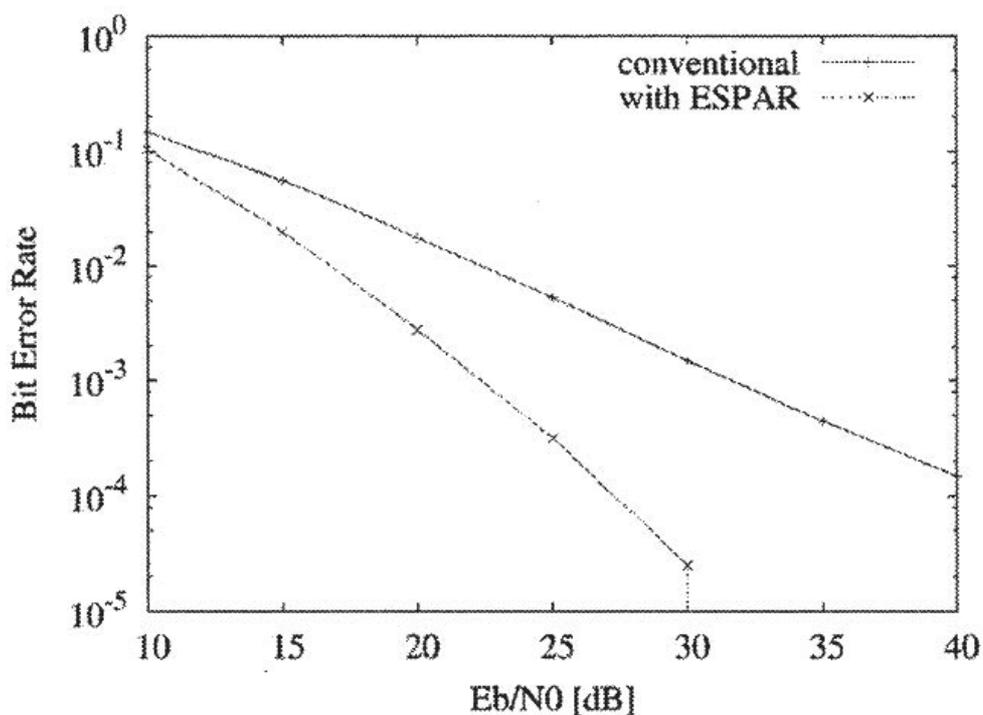


図 19 提案方式のビット誤り率特性のシミュレーション結果

効果を得るものである。従来のアンテナ切替による選択ダイバーシチで必要とされる、受信信号強度に応じたアンテナ選択制御が不要なため、本質的に追従性の問題が発生しない。また、IEEE802.15.4 で採用されている周波数拡散通信方式

は、提案方式での指向性の高速切替に伴って発生する、受信信号の波形歪に対して耐性を有していることから、波形歪に対する新たな補償を行う必要がない。計算機シミュレーション及び理論解析により、提案方式のビット誤り率を評価した結果、その有効性を確認した。

6. 無線 LAN の OFDM での ESPAR アンテナによる ダイバーシチ受信

本章ではアンテナ指向性の周期的な可変による単一 RF 回路でのダイバーシチ受信が OFDM でも有効 [18, 19] なことを示すため，OFDM を採用している無線システムとして代表的な無線 LAN を取り上げる．OFDM はその周波数利用効率の高さとマルチパスによる周波数選択性フェージングへの耐性や遅延波による符号間干渉への耐性の高さから無線 LAN のみならず地上デジタル放送や携帯電話などにも広く用いられている．しかし、この方式においてもフェージングによる受信信号強度の低下に起因する劣化からは逃れられない．そこで、このフェージング対策に ESPAR アンテナを用いたダイバーシチ受信方式の適用を検討した．可変指向性アンテナを使用すれば指向性利得による受信信号強度の改善が期待できるだけでなく、各素波の遅延量の分散である遅延スプレッドを減少させることで受信性能向上への寄与も期待できる．

6.1 無線 LAN 規格

無線 LAN システムとして、現在は IEEE802.11 シリーズが全世界的に採用されている．IEEE802.11 は 1997 年に 2.4GHz 帯の ISM バンドを使用するものが米国の The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Incorporated (IEEE) により制定されたのが始まりである．速度は変調速度で最大 2Mbps であった．1999 年にはこれを高速化し最大 11Mbps とした 11b と 5GHz 帯を使用する OFDM 方式による 11a が制定されている．その後、2003 年には 11a の技術をもとに 11b を改良し、2.4GHz 帯でも OFDM を採用した最大 54Mbps の 11g が規格化され、OFDM 方式が広く無線 LAN で使用されることとなった．現在では 11n や 11ac、11ad と OFDM を採用する規格が引き続き策定されており、複数のアンテナを用いて空間的に多重する MIMO 技術の採用などにより、よりいっそうの通信速度の高速化が図られている．

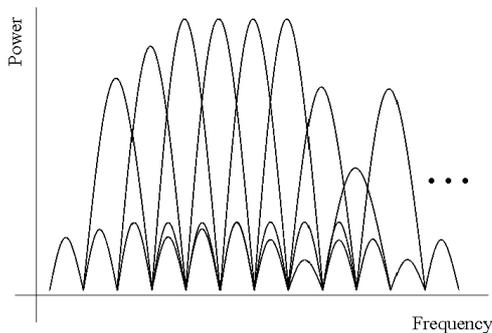


図 20a 任意の方向 A

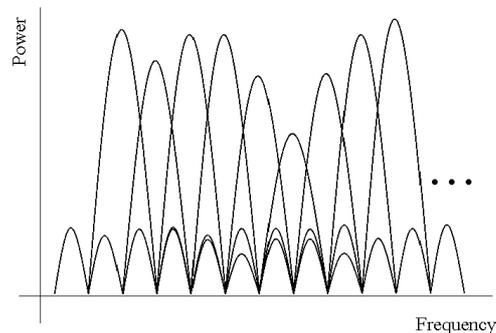


図 20b 任意の方向 B

図 20 任意の 2 方向に指向性を切り替えた時の OFDM 受信信号スペクトラム例

6.2 従来方式での問題点

第 3 章 3.2 節で述べたように、OFDM は周波数利用効率を高められるとともに、フェージングによる符号内干渉を軽減することが可能な方式であるが、OFDM 方式に従来の ESPAR アンテナによる可変指向性アンテナ受信を適用した場合、周波数選択性フェージングに対して効果的な動作が期待できない。これは指向性を制御する為の最適な方向、すなわち指向性制御の重み係数がサブキャリア毎に異なる場合に、ESPAR アンテナでは周波数に対して自由度を持っていないため最適な指向性を与えることが困難であり、周波数選択性フェージングではこの状況が多く発生するためである。

これを説明するため、図 20a に任意の方向に指向性を向けた場合のスペクトルを、また図 20b にこれと異なる方向に指向性を向けた場合のスペクトルの例を示す。なお、これらの図 20 では無線 LAN の OFDM サブキャリアの一部として 9 つのサブキャリアのみを例示しているが、実際には 20MHz 帯域で中央の DC サブキャリアを含み 53 サブキャリアある。各図中の矢印が示すように従来方式ではどちらの方向にしても落ち込むサブキャリアが存在し全てのサブキャリアに対して最適となる方向を選択することが困難であることがわかる。そして、これは指向性制御で切り替える角度をよりを細かくしたり、制御そのものをアナログ的に行って、アンテナ指向性パターンの多様性を増したとしても解決しえないことが従来方式の問題点である。

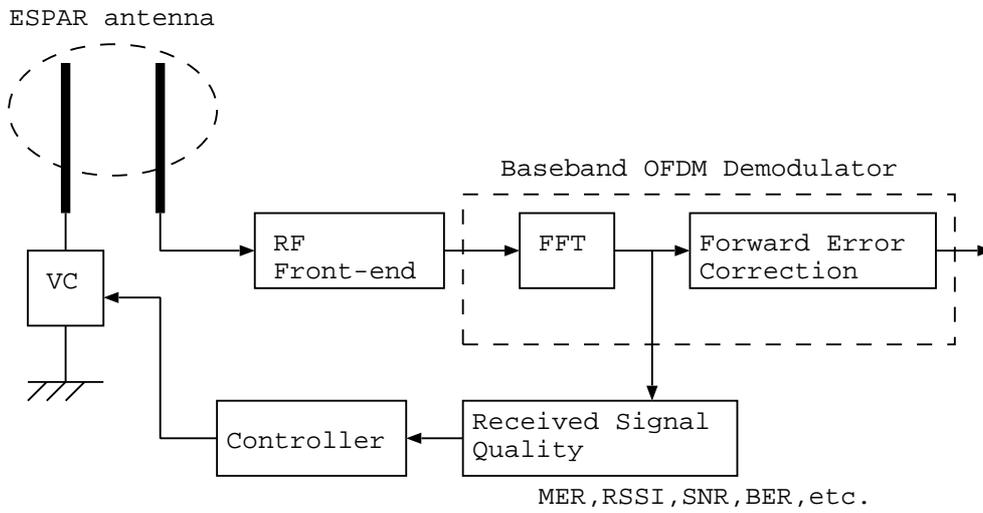


図 21 選択ダイバーシチ方式 OFDM 受信機のブロック図

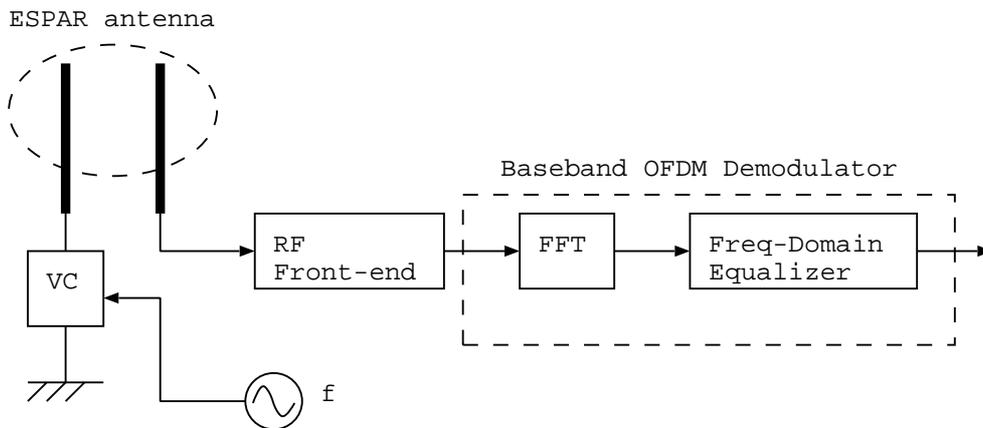


図 22 提案方式 OFDM 受信機ブロック図

6.3 提案方式

6.3.1 システム構成

そこで、特定の方向への指向性制御を行わずに、ダイバーシチ効果を得る方法として以下に述べる方式を考案した。図 21 に 2 素子 ESPAR アンテナを用いた選

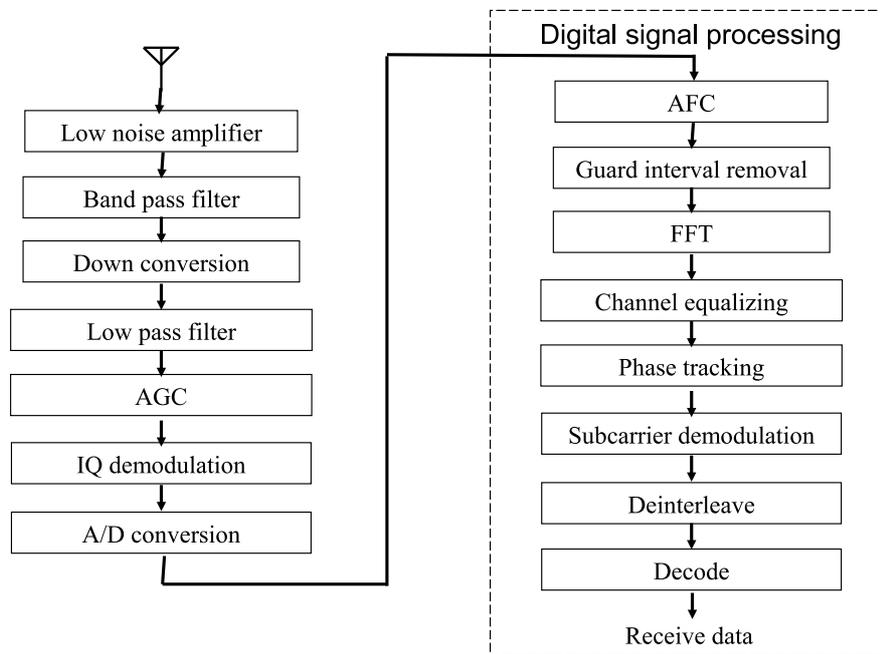


図 23 OFDM 受信機の受信信号処理部ブロック図

択ダイバーシチ受信機の構成を，図 22 に 2 素子 ESPAR アンテナを用いた時の提案方式による受信機の構成を示す．この 2 素子 ESPAR アンテナは一つの放射素子に寄生素子が一つ付いているものである．放射素子の端子は受信機の RF 入力につながっており，提案方式では寄生素子の制御端子が OFDM のシンボルタイミングの周期で発振する発振器につながっている．これによりアンテナの指向性がシンボル周波数と同じ周期で振られる事になる．図 23 にベースバンド信号となった以降の受信信号処理部のブロック図を示す．破線で示した部分が伝播路における位相変化や送受信機間での周波数オフセットに対する等化を行う従来の等化器にサブキャリア間干渉対策機能を追加すべき部分である．この等化処理は，伝播路が高速に変化するように見えるうえに，サブキャリア間での干渉があるので従来の方法のままでは劣化が生じる．そこで，これに対応した信号処理によりこの干渉を等化する．この等化処理については 6.6.3.3 節で述べる．

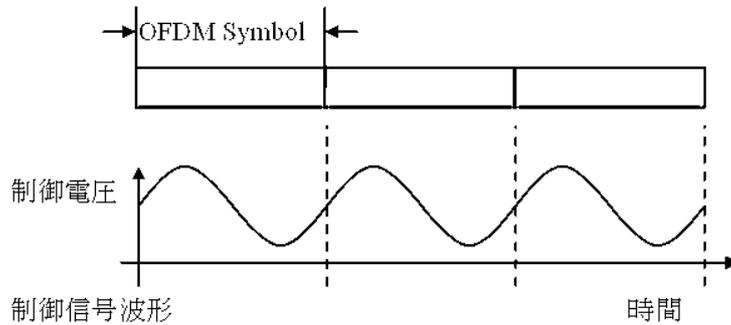


図 24 提案方式での制御信号のタイミング

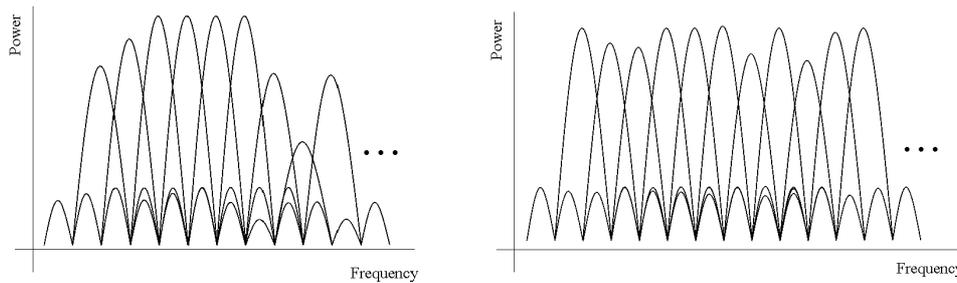


図 6.3.2a 指向性を変化させない場合 図 6.3.2b 指向性変化を与えた場合

図 25 提案方式での受信信号スペクトラム例

つまり受信機のハードウェア構成としては、サブキャリア間干渉を低減するための機能が等化器が追加されている点を除けば従来の受信機と全く同じである。従って RF 回路はダイバーシチ受信機にもかかわらず 1 回路である。

6.3.2 信号処理

提案方式の特徴は OFDM のシンボル周期に合わせて ESPAR アンテナの指向性を 2 方向に切り替えている点にある。図 24 にこの切り替えタイミングについて記す。その結果、ダイバーシチの効果が期待できるアンテナ方向により受信信号

強度が異なる条件では，周期的に指向性を変える事で受信信号はあたかも振幅変調を受けたように見える．この時の受信信号のスペクトラムのイメージを図 6.3.2 に示す．シンボル周期で指向性を切り替える事により受信信号では隣のサブキャリアと重なることでサブキャリア間干渉が生じる．しかし，提案方式では指向性変化による変調を受けても変調周波数がサブキャリア周波数に等しいので OFDM の直交性が維持されており，正弦波で変調を受けたとすると隣接するサブキャリアのみが干渉として含まれる．実際この変調での高次高調波の発生は比較的軽微であり，その影響は近隣の数サブキャリアに止まることから，この影響はデジタル信号処理により容易に等化することが可能である．一方，提案方式は単一 RF にもかかわらず指向性切り替えにより，1 シンボル周期内で受信信号強度が平均化される様に働く事から OFDM に選択切り替えダイバシチを適用した場合とは異なり無駄が無いだけでなく，どのサブキャリアもダイバシチ効果を得る事ができる．

6.3.3 伝搬路推定とチャネル等化

アンテナの指向性を周期的に可変することで，2 方向の受信信号を合成しゲインを得ている．しかし，そのままではこのとき同時に発生するサブキャリア間干渉がこのゲインを相殺してしまう可能性がある．そこで，この干渉を等化する必要が出てくる．アンテナの周期的指向性変化による影響を受けた受信信号の伝搬路推定とサブキャリア間干渉の等化が可能であること事を以下に示す．等化ウェイトを算出するこれらの式と実際のアンテナや伝搬路との対応は，図 26 に示すとおりである．

全サブキャリアに信号を持つプリアンブル信号を仮定して，この信号のベクトルを \mathbf{P} とすると．

$$\mathbf{P} = [p_0, p_1, \dots, p_{N-1}]^T \quad (28)$$

である．なお， p_k は k 番目のサブキャリアのプリアンブルを表す．

\mathbf{F} を FFT を行うフーリエ変換行列とすると OFDM の送信信号 \mathbf{p} は以下のよう

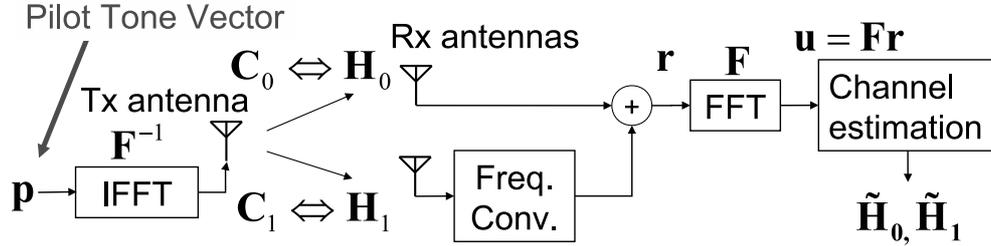


図 26 等化に必要なパラメータとシステム構成との関係

に表せる .

$$\mathbf{p} = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{P} \quad (29)$$

そして , 受信機側での伝搬路によるマルチパスフェージングの影響を受けた i 番目素子での受信信号 q_i は次のように表される .

$$\mathbf{q}_i = \mathbf{C}_i\mathbf{p} \quad (30)$$

ここで , \mathbf{C}_i は i 番目素子の cyclic impulse response , 周波数ドメインでのインパルス応答行列である .

提案方式によって受信された後 , ベースバンドに変換された信号である復調回路への入力信号 \mathbf{r} は ,

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{q}_0 + \mathbf{D}\mathbf{q}_i + \mathbf{n} \\ &= (\mathbf{C}_0 + \mathbf{D}\mathbf{C}_i)\mathbf{p} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (31)$$

である . ここで \mathbf{n} はノイズ . \mathbf{D} はアンテナの指向性制御による受信信号変化を表すサブアンテナの時間 k における係数 d_k を対角に並べた行列 $diag(d_k)$ である .

FFT 後の受信信号の \mathbf{u} は

$$\begin{aligned} \mathbf{u} &= \mathbf{F}\mathbf{r} \\ &= (\mathbf{H}_0 + \mathbf{G}\mathbf{H}_i)\mathbf{P} + \mathbf{z} \end{aligned} \quad (32)$$

である． z は周波数領域での熱雑音である．

ここで H_i は，

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{F}\mathbf{C}_i\mathbf{F}^{-1} \quad (33)$$

であり， i 番目素子の周波数インパルス応答を対角要素に持つ行列である．また， \mathbf{G} は，

$$\mathbf{G} = \mathbf{F}\mathbf{D}\mathbf{F}^{-1} \quad (34)$$

で，サブキャリア間干渉を表す行列である．

ここで， \mathbf{P} ， \mathbf{h}_i を対角要素に持つ対角行列 \mathbf{P}_d 及び H_i を導入し，

$$\mathbf{P}_d = \text{diag}(\mathbf{P}) \quad (35)$$

$$\mathbf{H}_i = \text{diag}(\mathbf{h}_i) \quad (36)$$

とし，若干の劣化を無視して式 32 を変形すると，

$$\mathbf{u} = \mathbf{P}_d\mathbf{h}_0 + \mathbf{G}\mathbf{P}_d\mathbf{h}_1 + \mathbf{z} \quad (37)$$

とすることが出来る．

これから，以下の共分散行列 \mathbf{R} と相互相関行列 \mathbf{B}_i が得られる．

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{u}\mathbf{u}^H] \\ &= \mathbf{P}_d\mathbf{R}_h\mathbf{P}_d^H + \mathbf{G}\mathbf{P}_d\mathbf{R}_h\mathbf{P}_d^H\mathbf{G}^H + \sigma_z^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (38)$$

$$\mathbf{B}_i = E[\mathbf{u}\mathbf{h}_i] \quad (39)$$

である．なお，

$$\mathbf{R}_h = E[\mathbf{h}_i\mathbf{h}_i^H] \quad (40)$$

はチャネル応答の共分散行列である．ここで $E[\bullet]$ はアンサンブル平均を表す．

さらに，相互相関行列は

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_0 &= \mathbf{P}_d\mathbf{R}_h\mathbf{B}_1 \\ &= \mathbf{G}\mathbf{P}_d\mathbf{R}_h \end{aligned} \quad (41)$$

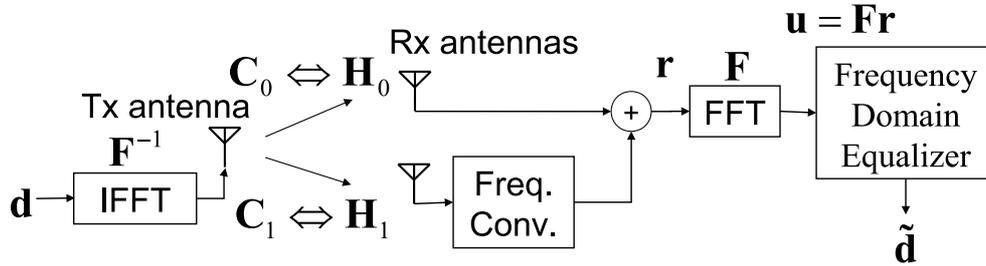


図 27 受信に必要なパラメータとシステム構成との関係

であるので，チャネル応答はベクトル W_i を用いて

$$\mathbf{h}_i = \mathbf{W}_i^H \mathbf{u} \quad (42)$$

と表せる．

よって，

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}_i \quad (43)$$

で等化に必要なウエイトが求められる．

これは最小二乗誤差を実現するウエイトとなっており，最大比合成ダイバーシチと同様の効果が得られることが解かる．

次に，この結果を用いて伝播路の等化を行う．受信信号の等化を行うこれらの式と実際のアンテナや伝搬路との対応は，図 27 に示すとおりである．

データ部分の受信信号 \mathbf{u}_d は，

$$\mathbf{u}_d = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{d} + \mathbf{z} \quad (44)$$

である．ただし，

$$\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{H}}_0 + \mathbf{G} \tilde{\mathbf{H}}_1 \quad (45)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_i = \text{diag}(\mathbf{h}_i) \quad (46)$$

とする．

ここで， b を受信信号電力を表す係数とすると，

$$\begin{aligned}\mathbf{B}_d &= E[\mathbf{u}_d \mathbf{d}^H] \\ &= b\tilde{\mathbf{H}}\end{aligned}$$

の関係より，データの共分散行列 \mathbf{R}_d は，

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_d &= E[\mathbf{u}_d \mathbf{u}_d^H] \\ &= \tilde{\mathbf{H}}E[\mathbf{d}\mathbf{d}^H]\tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma_z^2\mathbf{I} \\ &= b\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma_z^2\mathbf{I}\end{aligned}\tag{47}$$

である．

よって送信された信号の推定値 $\tilde{\mathbf{d}}$ は，

$$\tilde{\mathbf{d}} = \mathbf{R}_d^{-1}\mathbf{B}_d\tag{48}$$

の関係から，

$$\tilde{\mathbf{d}} = b\left(b\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma_z^2\mathbf{I}\right)^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{H}}\tag{49}$$

により求められる．これにより最大比合成による受信が可能である．

また，提案方式による干渉は自己のサブキャリアの周辺サブキャリアからの干渉信号であるのでサブキャリア数をフレーム長と見なして周波数順に受信信号を並べるとビタビ復号により等化する事も可能である．

6.4 計算機シミュレーション

前述の信号処理を行った場合に期待されるダイバーシチ効果についてシミュレーションにより確認した．表 2 にシミュレーションの諸元を示す．このシミュレーションでは変復調時点での基礎的なすることを目的とし単純で基本的な伝搬路モデルを採用した．また，誤り訂正についても，実際の無線 LAN では誤り訂正能力の異なる複数の符号化率を選択使用可能であり，効果の確認という観点から誤り訂正のための符号化は行っていない．サブキャリアの変調方式は，AMC 機能により通信状況の悪い場合には QPSK が選択されることを想定し選択した．

表 2 無線 LAN を想定したシミュレーション諸元.

サブキャリア変調方式	QPSK
サブキャリア数	48
ガードインターバル比率	1/8
パスモデル	2 パスレイリー
各パス電力比	等電力
ドップラー	1/8
ノイズ	加法性白色ガウスノイズ
同期	完全
試行回数	10000 回

図 28 にシミュレーション結果を示す．実線はレイリーフェージング環境下での Bit error rate 特性の理論値であり，破線は提案方式による特性である．ダイバーシチ効果により AWGN では約 3dB のゲインがえられていることが判る．また，レイリーフェージング環境下ではより大きな改善が見られている．

本章では，OFDM に対しても提案方式が有効であることを示した．OFDM を採用するシステムは多数あることから，応用範囲が広い技術であることを示している．

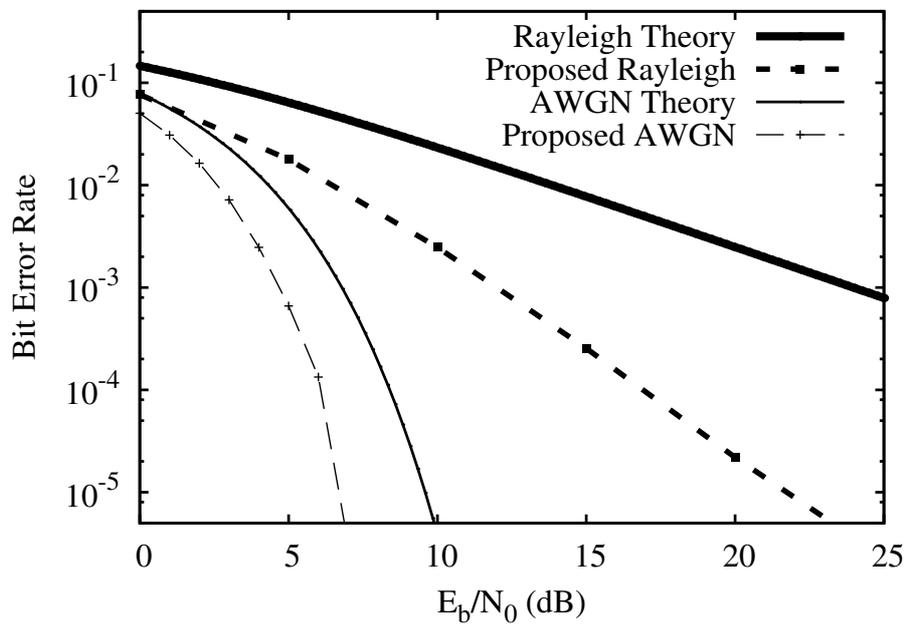


図 28 加法性白色雑音及びレイリーフェージングにおけるビット誤り率

7. 現状と今後の課題

ここでは評価を行う伝搬路環境をフェージングによる受信信号強度の低下が顕著に現れる 2 波モデルとし、変調方式も SNR の悪い条件では適応変調制御機能により選択されるであろう QPSK での評価を行った。実環境では従来方式の劣化はマルチパスの増加により若干軽減される可能性があり、提案方式との性能差が縮小する可能性はあるが、優位性は変わらないと考えている。しかしながら、標準規格での評価シナリオとして広く採用されている Winner model[5] などの伝搬路モデルを用いて評価を行い、提案方式の有効性をより多くのモデル上で示すことにより、提案方式の価値を高められると考えている。今後の課題として、他の変調方式での評価や適応変調制御動作も含めたシステムレベルでのシミュレーション評価を行うとともに、最終的にはフィールド実験等による実環境でのスループット評価を行い、本方式の使用する視点に立った評価を行うことの必要性を認識している。加えて、IEEE802.11n や IEEE802.11ac などでは MIMO により空間多重を行う通信が既に標準規格として制定されている。従ってより多くの規格に採用されるためには MIMO 動作時の性能についても検討を加えるべきであろう。

謝辞

本研究にあたり，多くの方々からご指導とご支援を賜りました結果，この博士論文を執筆することが出来ました．

主指導教員である奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科教授 岡田実博士には，本研究に必要なシミュレーション環境の提供や論文執筆時の助言など，多岐にわたり親身にご指導頂き感謝しております．また，仕事との両立がうまくゆかず論文執筆に時間を要した私を，長期にわたって励まして頂いた副指導教員である教授 中島康彦博士に御礼致します．副指導教員である准教授 東野武史博士並びに，入学当初の副指導教員としてご指導いただいた元准教授 原孝雄博士には，この研究結果をまとめるにあたり多くの助言を頂きました．まことに感謝いたします．

学位取得のきっかけを与えて頂いた現，北陸先端科学技術大学院大学教授 松本正博士には，当時研究用途の実験機器開発に従事していた私に，機器発注者として必要な指示のみならず親切なご指導を頂き，また多くの経験もさせて頂きました．その結果が最終的にこの研究と学位取得を目指すことにつながったものと深く感謝しております．

そして，株式会社国際電気通信基礎技術研究所（ATR）において大学院入学当時の直属の上長として本学への社会人入学を快く認めて頂いた現福岡大学教授 太郎丸眞博士と当時の ATR 波動工学研究所の所長であった現豊橋科学技術大学教授 大平孝博士に感謝致します．また，英文論文の翻訳や英訳に関して協力を頂いた Dr. Julian Webber にお礼いたします．

参考文献

- [1] “主な情報通信機器の世帯保有状況・個人の利用状況”，平成 25 年版情報通信白書，総務省，pp. 44，2013 年 7 月，
<http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h25/pdf/25honpen.pdf>
- [2] K. Gyoda and T. Ohira, “Design of electronically steerable passive array radiator (ESPAR) antennas,” Proc. Antennas and Propagation Society International Symposium, Salt Lake City, UT, USA, Vol. 2, pp. 922–925, July 2000.
- [3] M. Hata, “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services”, IEEE Trans. Veh. Tech., vol. 29, no. 3, pp. 317–325, Aug. 1980.
- [4] “*Technical Specification Group Radio Access Network; Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations*”, 3rd Generation Partnership Project, Sept. 2012.
http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/25_series/25.996/25996-b00.zip
- [5] “*WINNER II Channel Models*”, Wireless World Initiative New Radio (WINNER) , Sept. 2007.
<http://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf>
- [6] *ITU-R P.1238-7 Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 900 MHz to 100 GHz*, International Telecommunication Union, Feb. 2012.
http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1238-7-201202-I!!PDF-E.pdf
- [7] C. Plapous, Jun Cheng, E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, “Reactance domain MUSIC algorithm for electronically steerable parasitic array radiator,”

- IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 52, issue 12, pp. 3257–3264, Dec. 2004.
- [8] E. Taillefer, A. Hirata and T. Ohira, “Reactance-domain ESPRIT algorithm for a hexagonally shaped seven-element ESPAR antenna,” IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 53, issue 11, pp. 3486–3495, Nov. 2005.
- [9] 森下雅透, 山田寛喜, Chen Sun, 太郎丸真, 大平孝, “複数給電型パラサイトアレーを用いた適応指向性制御方式の検討”, 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 107, no. 305, AP2007-102, pp. 1-6, 2007年11月.
- [10] 坂井尚貴, 上原秀幸, 大平孝, “3素子エスパアンテナの試作と性能評価実験”, 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 108, no. 148, AP2008-66, pp. 165-170, 2008年7月.
- [11] 水品静夫, 渡辺尚, “円錐反射器上に構成した八角配列 ESPAR”, 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 111, no. 201, MW2011-80, pp. 9-14, 2011年9月.
- [12] 塚本悟司, 笹生拓児, 榊隆広, 松本正, 吉野仁, “複素ベースバンドアレイレスポンシブシミュレータ”, 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 99, no. 594-605, AP98-164, pp. 67-73, 1999年2月.
- [13] S. Tsukamoto, T. Sasoh, T. Sakaki, T. Okamura, S. Tomisato, T. Asai, and T. Matsumoto, “A complex baseband platform for spatial-temporal mobile radio channel simulations,” IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 51, Issue 5, pp. 989 – 997, May 2002.
- [14] 村田英一, 塚本悟司, 富里繁, 松本正, 吉田進, “FPGA を用いて実現したトリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラのリアルタイム室内伝送実験”, 電子情報通信学会 論文誌, Vol. J84-B, No. 7, pp. 1226 – 1232, July 2001.
- [15] 村田英一, 田中武志, 松井宏樹, 李原, 北川恵一, 塚本悟司, 松本正, 吉田進 “複素ベースバンドシミュレータを用いた干渉キャンセラ TCC のリアルタイム

- △室内電送実験”, 電子情報通信学会 技術研究報告, Vol. 99, No. 594-605, RCS98-207, pp. 75-80, 1999年2月.
- [16] 岡田実, 塚本悟司, 高津朋也, “ESPAR アンテナによる Single RF ダイバーシチ”, 電子情報通信学会 技術研究報告, vol. 110, no. 144, WBS2010-15, pp. 13-16, 2010年7月.
- [17] 岡田実, 塚本悟司, 高津朋也, “ESPAR アンテナを用いた Single-RF ダイバーシチのビット誤り率特性”, 電子情報通信学会技術研究報告, vol. 110, no. 222, WBS2010-21, pp. 1-5, 2010年10月.
- [18] S. Tsukamoto and M. Okada, “Single-RF maximal ratio combining diversity for OFDM system using an ESPAR antenna whose direction is oscillated in the symbol time,” Proc. on Thai Japan Microwave (TJMW2009), Bangkok, Thai, FR7-2, Aug. 2009.
- [19] S. Tsukamoto, T. Kozu and M. Okada, “Single-RF diversity for OFDM system using ESPAR antenna with periodically changing directivity,” Proc. 2nd International Symposium on Radio Systems and Space Plasma (ISRSSP 2010), Sofia, Bulgaria, pp.83-86, Aug. 2010.
- [20] *IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., Sept. 2011.
- [21] *ZigBee-2007 specification Version r17*, ZigBee Alliance, Jan. 2008.
<http://www.zigbee.org/Standards/Downloads.aspx>
- [22] *ZigBee RF4CE Specification Version 1.01*, ZigBee Alliance, Jan. 2010.
<http://www.zigbee.org/Standards/Downloads.aspx>

付録

A. 関連する研究業績

A.1 査読付学術論文

1. S. Tsukamoto, T. Sasoh, T. Sakaki, T. Okamura, S. Tomisato, T. Asai, and T. Matsumoto, “A complex baseband platform for spatial-temporal mobile radio channel simulations,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 51 , Issue 5, pp. 989 – 997, May 2002.
2. S. Tsukamoto, and M. Okada, “Single-RF Diversity Receiver for OFDM System Using ESPAR Antenna with Alternate Direction,” *The Electrical Engineering/Electronics, Computer, Communications and Information Technology Association (ECTI) Transactions on Computer Eng., Computer and Information Technology (CIT)*, Vol 6, No. 1, 2012.

A.2 国際会議発表

1. S. Tsukamoto, T. Kozu and M. Okada, “Single-RF diversity for OFDM system using ESPAR antenna with periodically changing directivity,” *Proc. on 2nd International Symposium on Radio Systems and Space Plasma (ISRSSP 2010)*, Sofia, Bulgaria, pp.83–86, Aug. 2010.

A.3 研究発表

1. 岡田実, 塚本悟司, 高津朋也, “ESPAR アンテナを用いた Single-RF ダイバーシチのビット誤り率特性”, *電子情報通信学会 技術研究報告*, Vol. 110, No. 222, WBS2010-21, pp. 1–5, 2010 年 10 月.

2. 岡田実, 塚本悟司, 高津朋也, “ESPAR アンテナによる Single RF ダイバーシチ”, 電子情報通信学会 技術研究報告, Vol. 110, No. 144, WBS2010-15, pp. 13–16, 2010 年 7 月.
3. S. Tsukamoto and M. Okada, “Single-RF maximal ratio combining diversity for OFDM system using an ESPAR antenna whose direction is oscillated in the symbol time,” Proc. on Thai Japan Microwave Forum (TJMW 2009), Bangkok, Thai, No. FR7–2, Aug. 2009.

A.4 特許

A.4.1 公開特許

1. “無線受信装置と無線受信方法”, 特許公開 2012–023621

B. その他の研究業績

B.1 査読付学術論文

1. 村田英一, 塚本悟司, 富里繁, 松本正, 吉田進, “FPGA を用いて実現したトレリス符号化同一チャネル干渉波キャンセラのリアルタイム室内伝送実験”, 電子情報通信学会 論文誌, Vol. J84–B, No. 7, pp. 1226 – 1232, July 2001.

B.2 査読付国際会議発表

1. T. Jamsa, J. Kolu, S. Tsukamoto and T. Matsumoto, “Real-time simulation of adaptive array antenna using broadband vector channel simulator,” Proc. The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2002), Honolulu, USA, Vol. 1, pp. 188 – 192, Oct. 2002.

B.3 研究発表

1. 村田英一, 田中武志, 松井宏樹, 李原, 北川恵一, 塚本悟司, 松本正, 吉田進 “複素ベースバンドシミュレータを用いた干渉キャンセラ TCC のリアルタイム室内電送実験”, 電子情報通信学会 技術研究報告, Vol. 99, No. 594-605, RCS98-207, pp. 75-80, 1999 年 2 月.
2. 塚本悟司, 笹生拓児, 榊隆広, 松本正, 吉野仁, “複素ベースバンドアレイレスポンズシミュレータ”, 電子情報通信学会 技術研究報告, Vol. 99, No. 594-605, RCS98-206, pp. 67-73, 1999 年 2 月.