

NAIST-IS-DD08610006

博士論文

地上デジタル放送の高速移動受信技術に関する研究

三田 勝史

2010年2月3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。

三田 勝史

審査委員：

岡田 実 教授 (主指導教員)

杉本 謙二 教授 (副指導教員)

原 孝雄 准教授 (副指導教員)

齋藤 将人 助教 (副指導教員)

宮本 龍介 助教 (副指導教員)

地上デジタル放送の高速移動受信技術に関する研究*

三田 勝史

内容梗概

日本における地上デジタル放送は、2003年に東京、大阪、名古屋の三大都市圏で、2006年からは全国でサービスが開始された。日本の地上デジタル放送では、1チャンネルの帯域で家庭向けのハイビジョン放送と、携帯端末向けのワンセグ放送が同時に伝送されており、用途に応じて選択して受信できる。従来はハイビジョン放送を移動体で受信することは困難とされてきた。その主な理由として、家庭での固定受信に比べて受信電力が低いことや、移動しながら受信することに伴いフェージングやドップラーシフトが発生することが挙げられる。しかし、ハイビジョン放送の移動受信に対するニーズは高く、かつ実現できたときのインパクトが大きいことから、本研究では自動車でのハイビジョン放送の移動受信実現を目標とする。

まず、低受信電力とフェージングの問題を解決するために、複数アンテナで受信した信号を重み付け合成することによりアンテナ指向性を電子的に制御するアダプティブ受信システムを提案、開発した。提案アルゴリズムは、合成信号を基準として各素子の振幅と位相を調整する最大比合成方式であり、所望波電力を増大させ、マルチパス歪みを軽減することができる。開発した試作機を用いて、実フィールドで地上デジタル放送の受信特性を評価した結果、家庭での固定受信エリアとほぼ同等のエリア内でハイビジョン放送を安定的に受信できることを明らかにした。

次に、高速移動受信時に生じる多重ドップラーシフトへの対策として、アレーアンテナを用いて静止受信信号を推定することにより、ドップラーシフトの発生

* 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-DD08610006, 2010年2月3日.

そのものを抑圧するドップラーシフト補償方式を検討した。計算機シミュレーションで、規格化ドップラー周波数0.1以下のドップラーシフトをほぼ補正可能であることを明らかにした。更に、静止受信信号を用いたアンテナ指向性制御を行うドップラーシフト補償型アダプティブ受信方式を提案した。2素子アレーアンテナを2組用意して、それらを離して配置することにより、ドップラーシフト補償効果とダイバーシチ効果を両立することが可能となった。開発した試作機を用いて室内で再現した多重ドップラーシフト環境で評価した結果、新方式は時速160kmでも安定受信でき、高速受信特性の飛躍的な改善を明らかにした。この結果、移動受信における主要課題である低受信電力、フェージング、ドップラーシフトをすべて解決することが可能となった。

最後に、提案システムをハードウェア化する際に生じる問題の解決に取り組んだ。アンテナ素子間に位相誤差が生じると、ドップラーシフト補償の精度が大きく劣化することが明らかになった。製品製造時に素子間位相誤差を調整することは不可能であるため、実際の放送波を受信しながら自動補正する機能が必要となる。そこで、地上デジタル放送で用いられるOFDM伝送方式の特徴を利用してドップラーシフト補償処理後の信号の位相変動を検出し、その結果からアンテナ素子間位相誤差を自動的に検出・補正する方式を提案した。計算機シミュレーションにより、アンテナ素子間位相誤差に起因する特性劣化を補償可能となることを明らかにした。この結果、提案システムのハードウェア化・製品化に向けた課題を解決することが可能となった。

キーワード

地上デジタル放送, ISDB-T, 移動受信, アダプティブアレー, ドップラーシフト補償, アンテナ校正

A Study on Mobile Reception Technique for Terrestrial Digital Broadcasting*

Katsushi Sanda

Abstract

Terrestrial digital broadcasting in Japan commenced in December 2003 in three major cities; Tokyo, Osaka, and Nagoya. Since then the service area has been expanding and conventional terrestrial analogue broadcasting is scheduled to be terminated in 2011. BST-OFDM (Band Segmented Transmission-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) has been adopted in Japanese terrestrial digital broadcasting to simultaneously provide a variety of services over a single channel, such as HDTV (High Definition TeleVision) for the home environment and low bit-rate TV for mobile terminals. The reception of HDTV in a mobile environment with the same quality as that achieved at home has been considered to be difficult to achieve.

In an attempt to solve this problem, first, I have proposed an adaptive beam steering technique for Japanese terrestrial digital broadcasting and developed its system. The experimental results revealed that the reception performance was significantly improved, such that terrestrial digital television broadcasts can be received in high-speed moving environments, and with the same stability as broadcasts that are received at home in a fixed reception area.

Next, I have studied a Doppler shift-compensating adaptive beam steering system by focusing on a new idea, in which I use multiple antennas set in the moving

* Doctoral Dissertation, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology, NAIST-IS-DD08610006, February 3, 2010.

direction and then estimate the reception signals from multiple static points on the road in order to suppress Doppler shifts and then finally combine the results with the adaptive beam steering technology. I simulated a multiple Doppler shifts environment, and then it is observed that the probability of achieving good reception in using the combined technique involving Doppler shift compensation and the adaptive beam steering method was significantly improved compared with the reception achieved by only adaptive beam steering technique.

Finally, I have attempted to solve some problems in developing a product of the Doppler shift compensator. Although the proposed Doppler shift compensator is efficient technique to compensate for Doppler spread, it is sensitive to phase shift amongst array antenna elements. The proposed scheme monitors the residual phase difference between the cyclic prefix and tail of the OFDM signal and adjusts the phase shift to keep the phase difference minimum. Evaluation results confirm that the proposed scheme can avoid the performance degradation due to phase shift.

Keywords:

terrestrial digital broadcasting, ISDB-T, mobile reception, adaptive array, Doppler shift compensation, antenna array calibration

目次

1. 序論	1
1.1 研究の背景及び目的	1
1.2 本論文の構成	5
2. 地上デジタル放送の移動受信	7
2.1 日本の地上デジタル放送方式	7
2.1.1 OFDMの概要	7
2.1.2 日本の標準規格ISDB-T方式の構成	14
2.2 移動受信における課題	16
2.2.1 レイリーフェージング	17
2.2.2 多重ドップラー周波数シフト	18
2.3 従来技術	20
2.3.1 アダプティブアレー技術	21
2.3.2 ドップラーシフト補償技術	33
2.4 本章のまとめ	34
3. アダプティブ受信技術による受信電力低下及びフェージング対策	36
3.1 本章の概要	36
3.2 全体システム概要	40
3.2.1 AGC電圧の生成	43
3.2.2 帯域3分割フィルタ	46
3.2.3 重み係数の算出	49
3.3 ハードウェア構成	56
3.4 室内実験結果	58
3.5 フィールド実験結果	62
3.6 本章のまとめ	66
4. ドップラーシフト補償技術による高速移動受信技術	68
4.1 本章の概要	68

4.2	ドップラーシフト補償技術の概要	68
4.3	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信技術の融合	74
4.4	ハードウェア構成	78
4.5	室内実験結果	80
4.6	本章のまとめ	84
5.	ドップラーシフト補償方式における位相誤差補償技術	85
5.1	本章の概要	85
5.2	ドップラーシフト補償処理におけるアンテナ素子間位相誤差の影響	87
5.3	アンテナ素子間の位相誤差の自動補正技術	91
5.3.1	アンテナ素子間位相誤差の検出方法	91
5.3.2	アンテナ素子間位相誤差とドップラーシフト補償後ガード 相関の解析的検証	94
5.3.3	ドップラーシフト補償後のガード相関値を利用したアンテ ナ素子間位相誤差補正回路	98
5.3.4	シミュレーション結果	100
5.4	周波数オフセットがある場合のアンテナ素子間位相誤差補正回路 .	103
5.4.1	ドップラーシフト補償処理後のガード相関値	103
5.4.2	周波数オフセットの簡易検出方法	105
5.4.3	周波数オフセットに対応したアンテナ素子間位相誤差自動 補正回路	105
5.4.4	シミュレーション結果	109
5.5	本章のまとめ	109
6.	結論	112
	謝辞	115
	参考文献	116
	付録	121

A. 変数一覧	121
B. 略語一覧	125
C. 研究業績	128
C.1 査読付学術論文	128
C.2 査読付国際会議発表	128
C.3 関連研究発表	128
C.4 受賞歴	130
C.5 特許	130

目 次

1	固定受信と移動受信	3
2	OFDM 信号の時間波形と周波数スペクトル	10
3	OFDM シンボルの構成	11
4	マルチパス環境下でのシンボル間干渉低減の仕組み	11
5	OFDM 送受信機の概略構成	12
6	BST-OFDM の概要	17
7	自動車と送信局との位置関係	19
8	多重ドップラーシフト環境での電力スペクトル分布	20
9	アンテナ指向性制御システムの一般的な構成	22
10	アンテナ指向性制御の原理	24
11	ヌルステアリングのイメージ	26
12	ビームステアリングのイメージ	26
13	地上デジタル放送用のアダプティブ受信技術	38
14	アダプティブ受信システムの全体構成	41
15	アダプティブ受信アルゴリズム	42
16	AGC 電圧生成部の構成	44
17	AGC 特性の一例	46
18	帯域3分割フィルタの特性改善効果の一例	47
19	5タップの帯域3分割フィルタの実現例	50
20	重み係数算出部の概略構成	51
21	各部分帯域の合成信号を基準とした場合の合成信号スペクトルと 部分帯域間位相差	54
22	最終合成信号を基準とした場合の合成信号スペクトルと部分帯域 間位相差	55
23	開発した地上デジタル放送用アダプティブ受信システム	56
24	アダプティブ受信処理の回路ブロック構成	57
25	実験環境のイメージ	59
26	ドップラーシフトに対する受信特性比較	60

27	計算したアンテナ指向性のパターン	61
28	実験車両の外観	62
29	地上デジタル放送受信用のアンテナ (H 型)	63
30	フィールド実験システムの概略	64
31	名古屋市周辺での移動受信結果	65
32	電界強度対受信率の関係	66
33	ドップラーシフト補償処理の概念	70
34	ドップラーシフト補償効果の一例	72
35	ドップラーシフト補償処理のシミュレーション環境の概略	74
36	移動受信環境におけるドップラーシフト補償の効果	75
37	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合方式の概略構成	76
38	2箇所 の 静止受信点の移動範囲	77
39	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合システムのハー ドウェア外観	78
40	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合システムのブ ロック構成	79
41	比較評価した方式の概略構成	82
42	多重ドップラーシフト環境下での融合方式の評価結果	83
43	ドップラーシフト補償処理のシミュレーション環境の概略	88
44	ドップラーシフト補償におけるアンテナ素子間位相誤差の影響	90
45	アンテナ素子間位相誤差とガード相関の平均位相角の関係	93
46	アンテナ素子間位相誤差とガード相関位相角との関係解析式の結果	96
47	ドップラーシフト補償後のガード相関値を用いたアンテナ素子間 位相誤差の自動補正回路	99
48	残留位相誤差の収束性 (遅延時間差 $2\mu\text{s}$)	101
49	残留位相誤差の収束性 ($f_d T_s = 0.01$)	102
50	アンテナ素子間位相誤差の補正処理を適用した際の結果	103
51	アンテナ素子間位相誤差とガード相関の平均位相角の関係 (周波数 オフセット 100Hz)	104

52	周波数オフセットを考慮したアンテナ素子間位相誤差の自動補正回路	107
53	ドップラーシフト補償前ガード相関位相角の平均化処理結果 . . .	108
54	周波数オフセットを考慮したアンテナ素子間位相誤差の補正処理を適用した際の結果	110

表 目 次

1	地上デジタル放送における基本伝送パラメータ	15
2	地上デジタル放送用アダプティブ受信システムの回路規模	57
3	送信パラメータ	64
4	シミュレーション条件	73
5	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信の融合システムにおけるFPGA1の回路規模	81
6	ドップラーシフト補償とアダプティブ受信の融合システムにおけるFPGA2の回路規模	81
7	シミュレーション条件	89

1. 序論

1.1 研究の背景及び目的

日本における地上デジタル放送は、2003年に東京、大阪、名古屋の三大都市圏で、2006年からは全国でサービスが開始された。地上波を使ったテレビ放送のデジタル化が推進される理由は、

- 高画質・高音質な放送，多チャンネル放送，データ放送，安定した移動端末向け放送 (ワンセグ) などが可能になること
- より効率的な電波の利用方法であるデジタル方式に移行することにより，節減された周波数を他の用途に振り替え可能であること
- 受信機製造やコンテンツ制作などの関連産業の国際競争力を確保する必要があること

などが挙げられる。一方，これまでの地上アナログ放送は2011年に終了することが決まっている。

日本の地上デジタル放送は，ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial)[1] と呼ばれており，米国の ATSC (Advanced Television Systems Committee) 方式[2] や欧州の DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 方式[3] とは異なる日本独自の方式であり，近年はブラジル，ペルー，アルゼンチン，チリでも採用されている。ISDB-T は欧州の DVB-T と同様に，直交周波数分割多重方式 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)[4] を採用している。OFDM 方式は周波数利用効率が高く，マルチパス環境下における遅延波の影響を受けにくい特徴を有しており，地上デジタル放送や無線 LAN (Local Area Network)[5] だけでなく，将来の路車間・車車間通信 [6, 7] や次世代携帯電話 [8] などでも採用が検討されている。また，ISDB-T の最大の特徴は，一つのチャンネルで複数のサービスを同時に提供することが可能な点である。現在は，家庭向けのハイビジョン放送と，携帯端末向けのワンセグ放送が同時に提供されている。

携帯端末向けのワンセグ放送は，変調方式として QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) が用いられている。携帯端末は筐体をできる限り小さくし，かつ消

費電力を抑えなければならないといった商品企画上の制約があるため、十分な大きさや数のアンテナを設置できないだけでなく、大規模で複雑な信号処理回路も実現できない。しかし、QPSK 変調方式は位相のみに情報が重畳されているためノイズ耐性が強く、アンテナや受信機の性能が低い携帯端末でも容易に受信することができる。高い信頼性と引き換えに伝送レートは低く抑えられるが、携帯端末の小さな画面に映像を映す用途には十分な性能を有している。

一方、家庭向けのハイビジョン放送では、変調方式として64QAM (Quadrature Amplitude Modulation) が用いられている。64QAM 方式は位相だけでなく振幅にも情報が重畳されるため、QPSK と比べて、1 シンボルの伝送ビット数が3倍となり大容量伝送が可能である反面、ノイズ耐性が極端に弱くなる。しかし、家庭の固定受信で用いられるアンテナは、地上高10m程度の屋根の上に設置できることや、到来方向が既知であるため鋭い指向性をもたせることが可能であることから、大容量化のメリットを十分に享受でき、高画質・高精細なハイビジョン放送を安定的に受信することが可能となる。

次に、移動中の自動車でも地上デジタル放送を受信することを考える。自動車に搭載される受信システムは筐体や消費電力に対する制約が少なく、一般に携帯端末に実装されるアンテナや受信システムよりも高性能であるため、携帯向けのワンセグ放送を自動車内で受信することは容易である。しかし、自動車内の車載モニタのサイズは通常、携帯端末よりも数倍～10倍程度大きいため、ワンセグ放送では十分な画質を実現することができない。一方、ハイビジョン放送については家庭での高精細、高品質なテレビ視聴を想定してノイズ耐性の低い64QAM 変調が用いられていることから、移動中の自動車内での安定受信は不可能であるといわれてきた。ただ、自動車内で家庭と同じハイビジョン放送を安定的に受信可能となれば、これまでの自動車内におけるテレビの役割を大きく変える可能性を秘めている。例えば、リヤシート向けの大型テレビに映し出される地上デジタル放送のハイビジョン映像は、自動車内の娯楽メディアの主役になると期待される。また個人用途の自動車だけでなく、タクシーやバス、列車などにおいても、その要望は非常に大きい。そこで、本研究では、移動中の自動車内において、家庭向けのハイビジョン放送を安定的に受信する技術及びシステムを実現することを目標

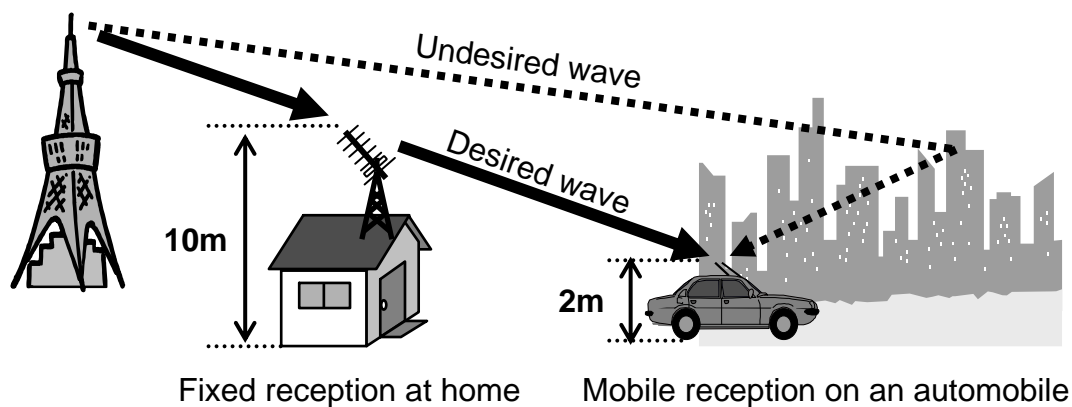


図 1 固定受信と移動受信

とする。

さて、地上デジタル放送を自動車などの移動体で受信すると、一般家庭での固定受信に比べ受信品質が大幅に劣化する。その要因として、

1. アンテナ設置高が低いために、固定受信に比べ受信電力が低下すること
2. 無指向性アンテナの使用により、マルチパス歪みの影響が大きくなること
3. 高速移動により、電波環境が時々刻々と変化すること (フェージング, ドップラーシフト)

が挙げられる。

一つ目は受信電力が弱いことである。家庭での固定受信時のアンテナは通常、地上高 10m 以上の屋根の上に設置されるが、自動車ではせいぜい 2m 前後である。したがって、自動車での受信電力は、家庭での固定受信に比べて $1/5 \sim 1/10$ に低下する。更に、低いアンテナ設置高は、単に受信電力を弱くするだけでなく、周辺の建物により遮蔽されやすくなる。したがって、家庭での固定受信に比べて、受信可能エリアが極端に狭くなる可能性がある。

二つ目はマルチパス歪みの影響を受けやすいことである。家庭での固定受信では、電波の到来方向が既知であるため、鋭い指向性をもったアンテナが用いられ

る。一方、自動車では向きや場所によって電波の到来方向が変化するため、様々な方向からの到来波に対応可能な無指向性アンテナが用いられる。したがって、本来は必要でない不要波までも受信することとなり、マルチパス干渉により特性劣化を引き起こす可能性がある。

三つ目は、受信電波環境が時々刻々と変動することである。これは、受信点が自動車の移動に合わせて動くことにより発生する。特にマルチパス環境下では、移動に伴いフェージングやドップラシフトが発生するために、受信信号の振幅・位相が激しく変動する。ハイビジョン放送で用いられる64QAM方式では、振幅と位相の両方にデータが重畳されているため、この電波変動を補正しなければ、全く復調できなくなる可能性がある。

このような移動受信時の課題を解決する手段として、アダプティブアレー技術 [9, 10] が有効であると考えられる。この技術は、複数のアンテナ素子で受信した信号を重み付けして合成することによって、アンテナの指向性を電子的に制御するものであり、前述の三つの課題の解決が期待される。これまでのアダプティブアレー技術は、主に基地局への適用を前提として検討されてきた。例えば、PHS (Personal Handy-phone System) 通信システムにおいては、基地局にアンテナ指向性制御技術を導入し、通信エリアの拡大と他の基地局からの干渉抑圧を行っている [11]。ITS (Intelligent Transport Systems) の分野では、DSRC (Dedicated Short Range Communication) の路側通信機において、アンテナの指向性を通信トラフィックに応じて制御し、無線リソースの適切な割り当てを行う無線ゾーンの動的制御が研究されている [12]。また、放送関連では、放送所から中継放送局への伝送手段として、親局からの信号波が受けたマルチパスやフェージングを抑圧する研究が実施されている [13]。これに対して、自動車に搭載する受信システムは、複雑で大掛かりな構成でも許容される各種の無線通信基地局とは異なり、車載コストや実装の点から比較的簡易な構成で効果の高いアーキテクチャが求められる。また、従来のアダプティブアレーアルゴリズムは、主にレーダ用として考案されたアルゴリズムに端を発しており、所望波の到来方向や受信点への到来波数若しくは所望波の波形が既知であることを前提としている。しかし、地上デジタル放送の移動受信においては、所望波の到来方向や到来波数、所望波の波形に

ついて受信側では不明であるため、従来アルゴリズムの適用は困難であった。以上のことから、本研究ではまず、移動受信における前述の課題を解決するために、地上デジタル放送の車載受信システムに適したアダプティブ受信技術を検討し、室内外の実験を通じてその効果を検証することを第一の目標とした。

更に、高速移動する移動体でも地上デジタル放送を安定して受信するためには、多重ドップラーシフトの問題を解決する必要がある。地上デジタル放送では変調方式としてOFDMが採用されているが、多数の搬送波(サブキャリア)を周波数軸上に密に配置して並列伝送することにより、高精細なハイビジョン放送を実現している。しかし、マルチパス伝搬路を高速移動すると、異なるドップラーシフトを受けた電波が同時に受信される多重ドップラーシフト環境となるため、OFDMの致命的な弱点であるサブキャリア間干渉が発生し、特性を大幅に劣化させる。アダプティブ受信技術でアンテナ指向性を制御することによりドップラーシフトの影響を軽減することは可能である[14]が、その影響を完全に除去することはできない。そこで、移動しながら静止受信地点の信号を推定することによりドップラーシフトの発生そのものを抑制する、従来にはない新しいドップラーシフト補償技術を検討し、同技術とアダプティブ受信とを組み合わせた融合方式の効果を検証することを第二の目標とした。

最後に、提案システムをハードウェア化・製品化する際の課題を抽出し、その解決策を考案、実証することを第三の目標とした。

1.2 本論文の構成

本論文は六つの章より構成されている。まず本章では、本研究の背景及び目的を述べている。

2章では、地上デジタル放送の移動受信と題して、日本の地上デジタル放送方式やOFDMの概要を説明した後、地上デジタル放送を自動車などの移動体で受信する際の課題を挙げる。これらの課題を解決するために従来から検討されてきたアダプティブアレー技術とドップラーシフト補償技術の研究例を紹介し、地上デジタル放送の移動受信へ適用する際の課題をまとめている。

3章では、地上デジタル放送に適したアダプティブ受信システムについて検討している。地上デジタル放送の移動受信においては、既知の参照信号や所望波の到来方向などの予備知識を用いたアンテナ指向性制御が困難であることから、ブラインド制御が必要である。ここでは、地上デジタル放送に適したアダプティブ受信システムを提案、開発し、室内外の実験において効果検証した結果をまとめている [15].

4章では、マルチパス伝搬路を高速移動する際に発生する多重ドップラーシフトへの対策を検討している。アンテナ指向性制御により、ドップラーシフトの影響を軽減することは可能であるが、完全に除去することは困難であると考えられる。そこで、アレーアンテナを用いて移動しながら静止受信地点を推定することにより、ドップラーシフトの発生を抑圧する多重ドップラーシフト補償技術を検討した。更に、ドップラーシフトを補償した信号を用いてアダプティブ受信によるアンテナ指向性制御を行う新方式を提案し、室内実験環境にて特性評価を実施している [16].

5章では、4章で検討したドップラーシフト補償処理をハードウェア化・製品化する際の問題解決策を検討している。ドップラーシフト補償処理の前段階において、アンテナ素子間に位相誤差が生じると、ドップラーシフト補償の精度が大きく劣化することが明らかになった。送信信号や電波到来方向が既知の条件下で位相誤差を補正する従来のアンテナ校正法ではなく、ここでは実際の放送波を受信しながら位相誤差を補正する方法を検討している。地上デジタル放送で用いられるOFDMの特徴を利用してドップラーシフト補償処理後の信号の位相変動を検出し、その結果からアンテナ素子間位相誤差を自動的に検出・補正する方式を提案し、計算機シミュレーションでその効果を検証している [17, 18].

6章では、本研究で得られた結果をまとめ、これまでに検討してきた特性改善策の有効性を結論づける。

2. 地上デジタル放送の移動受信

2.1 日本の地上デジタル放送方式

日本における地上デジタル放送は、2003年に東京、大阪、名古屋の三大都市圏で、2006年からは全国でサービスが開始された。地上波放送のデジタル化のメリットの一つとして、列車や自動車などの移動体でもクリアな映像受信が可能であることが挙げられる。また、移動中の各種情報収集は、携帯電話でのインターネットアクセスやITSの交通情報配信に見られるように、IT (Information Technology) 化にとって非常に重要になってきており、特に大容量伝送が可能な地上デジタル放送に期待が寄せられている。

日本の地上デジタル放送はISDB-Tと呼ばれており、米国のATSC方式や欧州のDVB-T方式とは異なる日本独自の方式である。ISDB-Tは、DVB-Tと同様に直交周波数分割多重方式OFDMを採用しているが、ISDB-Tでは一つのチャンネルで複数のサービスを同時に提供することが可能なBST (Band Segmented Transmission)-OFDMである点に特徴がある。

2.1.1 OFDMの概要

無線通信を行う際、基地局から送信された電波は、建物や地面などにより反射、回折、散乱して経路長の異なる複数の伝搬路を通過して受信される。このように経路長の異なる複数の伝搬路をマルチパス伝搬路と呼ぶ[19]。マルチパス伝搬路を通過して受信された電波は、到達時間の異なる複数の遅延波が混ざって受信されるため、シンボル間干渉が生じる。特に、日本の都市部のように高層ビルが密集している場合、これらの遅延波の影響が顕著に現れる。

その対策として、日本の地上デジタル放送ISDB-Tでは、伝送方式としてOFDMが採用されている[20]。OFDMは、多数の直交した搬送波(サブキャリア)を用いて伝送を行うマルチキャリア伝送方式であり、以下の二大特徴を有している。

- 多数のサブキャリアを周波数軸上に密に配置して並列伝送するため、周波数利用効率が高い。

- シングルキャリア伝送に比べてシンボル長が長く、マルチパス伝搬路による遅延波の影響を受けにくい。

OFDM の一つ目の特徴として、周波数利用効率の高い方式であることが挙げられる。任意の時間信号 $x(t)$ がある周期 T_s [s] の連続信号であるとき、 $x(t)$ は周期 T_s の逆数で与えられる周波数成分 $1/T_s$ [Hz] とその整数倍の周波数成分 n/T_s [Hz] の和として表現でき、複素フーリエ級数 [21] 表示により次式で与えられる。

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} X_n e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} \quad (1)$$

$$X_n = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-j2\pi \frac{n}{T_s} t} dt \quad (2)$$

ただし、 j は虚数単位を表す。OFDM では、フーリエ変換における周波数 n/T_s の正弦波をサブキャリアとして用い、対応する振幅 X_n を送信情報に応じて変化させることによって送信信号を生成する。この様子を図 2(a) に示す。フーリエ級数展開に基づいていることから、上記の正弦波は区間 $[0, T_s]$ で互いに直交関係にある。OFDM の時間波形 $x_{\text{BB}}(t)$ は、次式で表される。

$$x_{\text{BB}}(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n) e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} \quad (3)$$

ここで、 T_s は OFDM の有効シンボル長、 N_s はサブキャリア数に等しい。つまり、 n 番目の送信シンボル $s(n)$ を逆フーリエ変換することにより、OFDM 信号波形が得られる。OFDM の時間波形は図 2(a) のように、ランダム性が強いことが特徴である。

一方、図 2(b) は、図 2(a) の時間波形を周波数領域で表現したものである。各サブキャリアはそれぞれ狭帯域の周波数スペクトルであるが、すべてのサブキャリアを周波数多重することにより、OFDM 信号は矩形の周波数スペクトルとなる。各サブキャリアは互いに直交関係にあるため、各サブキャリアの最大電力を示す周波数点において、その他のサブキャリアの電力値はすべて零クロスしている。したがって、周波数軸上に多数のサブキャリアを密に配置しているにもかかわらず、各サブキャリアで変調された信号が互いに干渉することなく復調することができ、その結果、周波数利用効率が高くなる。なお、OFDM の時間波形に対

してフーリエ変換を適用することによって、各サブキャリアの振幅と位相、つまり送信シンボルを抽出することができる。

OFDMの二つ目の特徴は、マルチパス環境に強いことである。OFDMは多数のサブキャリアを周波数多重して並列伝送する方式であり、シングルキャリア変調方式に比べてシンボル長を長くすることができる。一般に、シンボル長が長いほど、マルチパス環境に起因するシンボル間干渉を受けにくくなる。更に、OFDMではガードインタバル (Guard Interval: GI) と呼ばれる冗長信号を付加することによって、ガードインタバル長以下の遅延時間においてシンボル間干渉を完全に除去可能である。図3は、OFDMシンボルを模式的に示しているが、ガードインタバルは有効シンボル区間の末尾の波形を複製し、シンボル先頭に付加したものである。

図4を用いて、マルチパス環境下でのシンボル間干渉除去の仕組みを説明する。OFDMの復調処理においては、有効シンボル区間をフーリエ変換することによって各サブキャリアの振幅と位相を再生する。例えば、図4(a)のように先行波と遅延波が存在し、両者の遅延時間差がガードインタバル長よりも小さい場合を考える。先行波の有効シンボル区間に合わせてフーリエ変換の窓を設定すると、遅延波のガードインタバルの一部が窓内に存在する。しかし、ガードインタバルは前述のとおり、有効シンボル末尾のコピーであり、同一シンボルの成分である。したがって、図4(a)の状況ではシンボル間干渉が発生しない。つまり、先行波と遅延波との時間差がガードインタバル長よりも短ければ、シンボル間干渉の影響を受けずに信号を復元することが可能になる。一方、図4(b)のように、遅延時間差がガードインタバルよりも大きい場合は、フーリエ変換の窓内に一つ前のシンボルの信号成分が含まれてしまう。この結果、シンボル間干渉が発生し、フーリエ変換の出力結果に誤差が生じる。

このようにガードインタバル区間の長さを最大遅延時間よりも長くすることで、シンボル間干渉を完全に除去することは可能であるが、ガードインタバル区間の送信電力は復調性能に寄与しないため電力効率は低下する。そのため、ガードインタバル長は想定される伝搬路の遅延時間や送信電力効率などを考慮して適切に決定する必要がある。

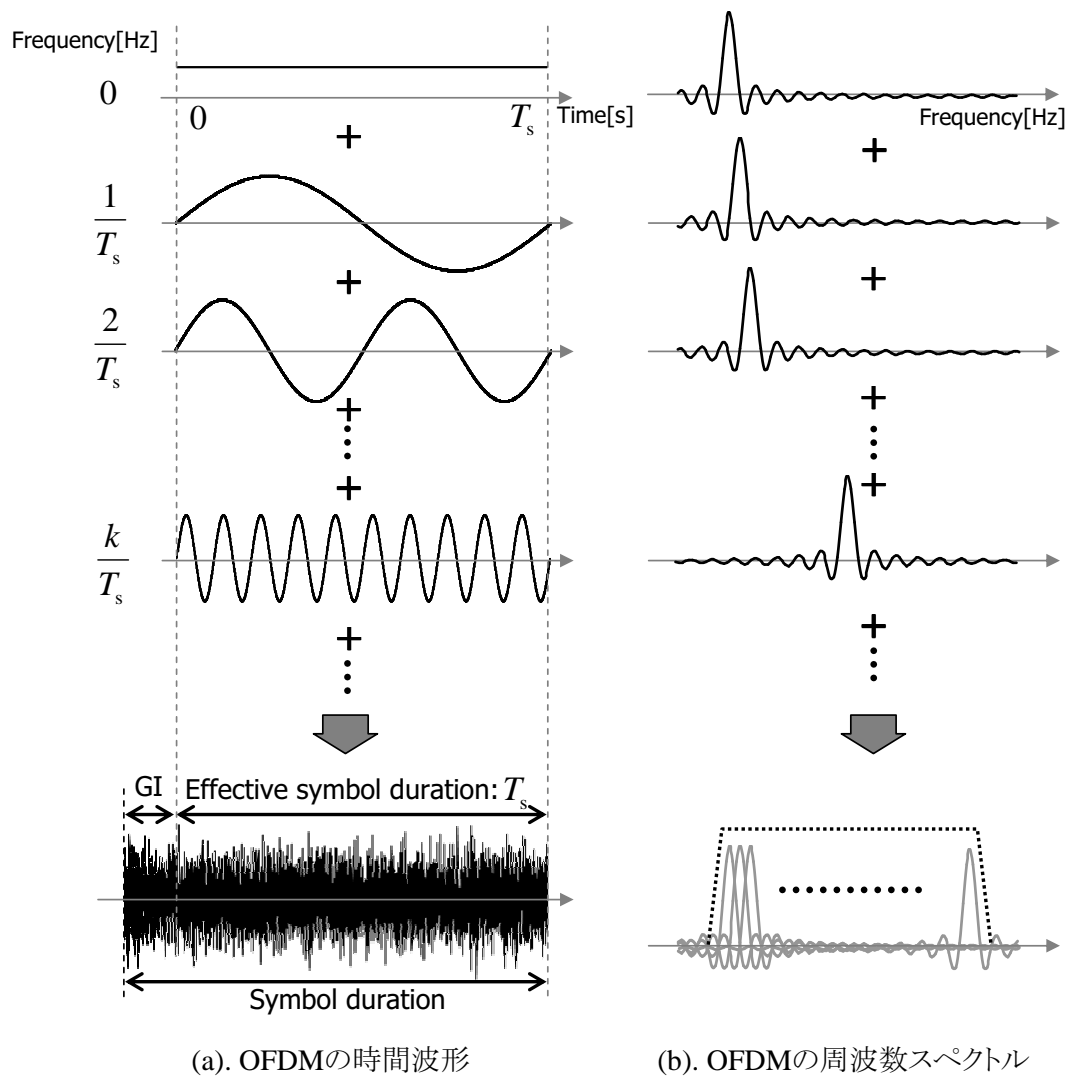


図 2 OFDM 信号の時間波形と周波数スペクトル

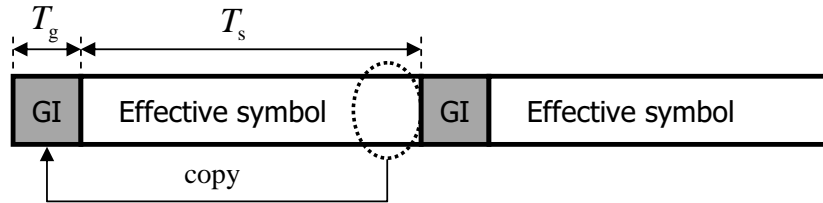


図 3 OFDM シンボルの構成

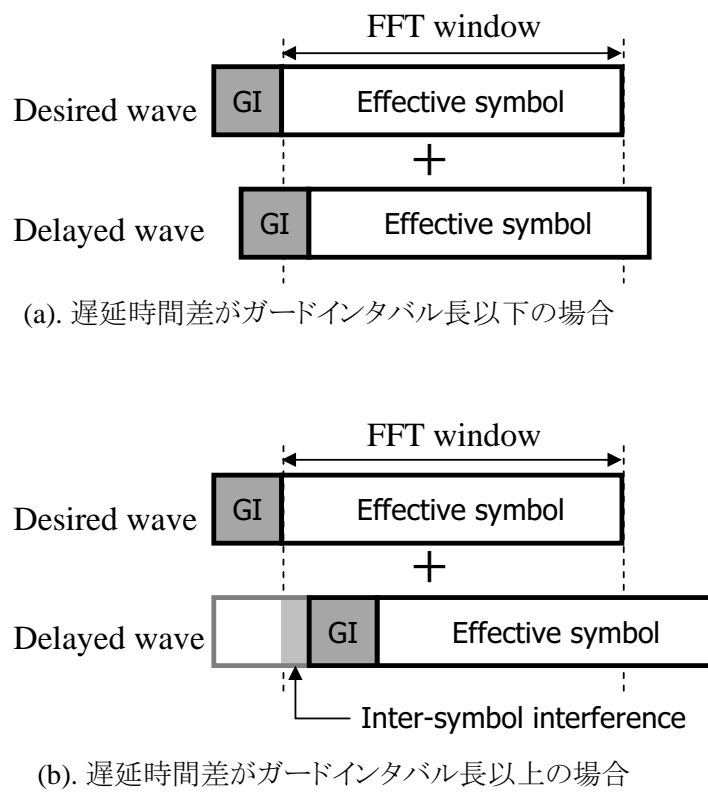
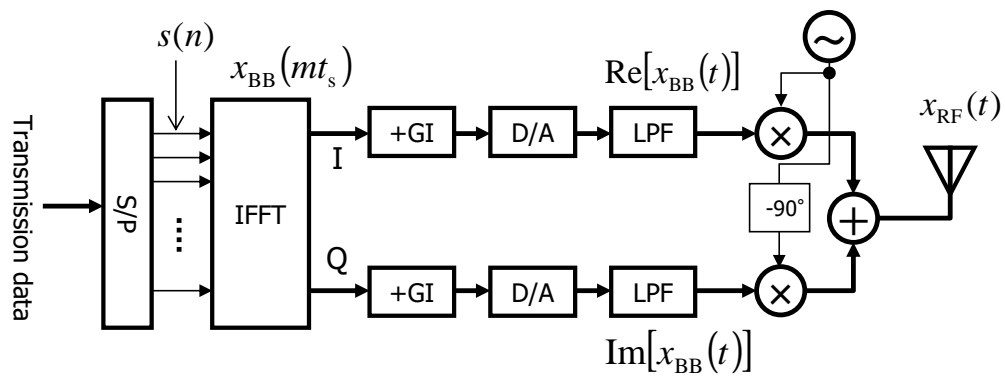
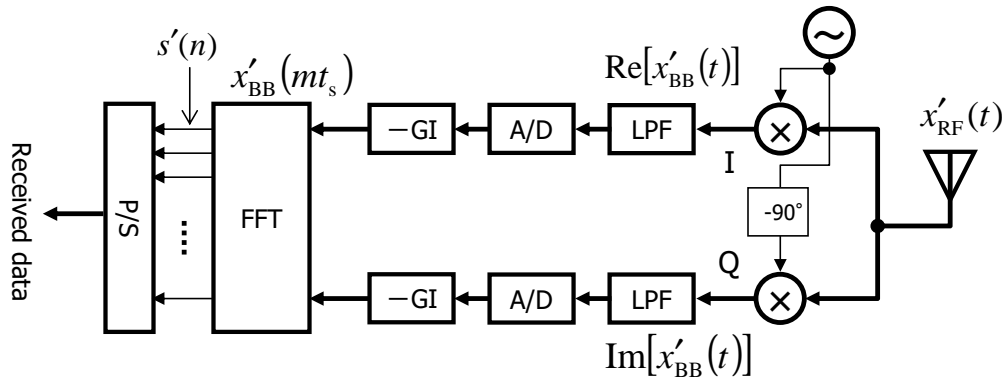


図 4 マルチパス環境下でのシンボル間干渉低減の仕組み



(a). OFDM送信機



(b). OFDM受信機

図 5 OFDM 送受信機の概略構成

次に、OFDM の送受信手順を簡単に説明する．図 5(a) は、OFDM の送信機の概略構成である．送信データをシリアル・パラレル (Serial to Parallel: S/P) 変換して、各サブキャリアに割り当て変調する． n 番目のサブキャリアの複素変調シンボルを

$$s(n) = s_I(n) + js_Q(n) \quad (4)$$

とする． $s(n)$ に N_s 点の逆フーリエ変換を適用して時間領域の信号に変換する．これは有効シンボル区間の OFDM 信号であり、サンプリング周期を t_s とすると、

$$x_{\text{BB}}(mt_s) = \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n)e^{j2\pi\frac{n}{T_s}mt_s} \quad (m = 0, 1, 2, \dots, N_s - 1) \quad (5)$$

となる． N_s は OFDM の有効シンボル区間のサンプル数に対応する．次に、ガードインタバルを付加する．前述のとおり、ガードインタバルは、有効シンボルの末尾をコピーしてシンボル先頭に付加したものである．ガードインタバル区間のサンプル数を N_g とすると、ガードインタバルを付加した OFDM 信号は、

$$x_{\text{BB}}(mt_s) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n)e^{j2\pi\frac{n}{T_s}(mt_s+T_s)} & (-N_g \leq m \leq 0) \\ \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n)e^{j2\pi\frac{n}{T_s}mt_s} & (0 \leq m \leq N_s - 1) \end{cases} \quad (6)$$

となる．以降の議論を簡単にするために、有効シンボル区間 ($0 \leq m \leq N_s - 1$) のみの OFDM 信号 $x_{\text{BB}}(mt_s)$ で議論する．OFDM 信号はデジタル・アナログ (Digital to Analog: D/A) 変換器とローパスフィルタ (Low Pass Filter: LPF) を通してアナログベースバンド OFDM 信号 $x_{\text{BB}}(t)$ に変換される．

$$x_{\text{BB}}(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} s(n)e^{j2\pi\frac{n}{T_s}t} \quad (7)$$

$$\text{Re}[x_{\text{BB}}(t)] = \sum_{n=0}^{N_s-1} \left[s_I(n) \cos\left(2\pi\frac{n}{T_s}t\right) - s_Q(n) \sin\left(2\pi\frac{n}{T_s}t\right) \right] \quad (8)$$

$$\text{Im}[x_{\text{BB}}(t)] = \sum_{n=0}^{N_s-1} \left[s_I(n) \sin\left(2\pi\frac{n}{T_s}t\right) + s_Q(n) \cos\left(2\pi\frac{n}{T_s}t\right) \right] \quad (9)$$

$\text{Re}[x], \text{Im}[x]$ はそれぞれ x の実数部、虚数部を表す．最後に、ベースバンド帯の OFDM 信号を無線周波数帯へ周波数変換する．局部発信器の周波数を f_l [Hz] と

すると、無線周波数帯の OFDM 信号 $x_{\text{RF}}(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}
 x_{\text{RF}}(t) &= \text{Re}[x_{\text{BB}}(t)] \cos(2\pi f_1 t) - \text{Im}[x_{\text{BB}}(t)] \sin(2\pi f_1 t) \\
 &= \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N_s-1} s(n) e^{j2\pi \frac{n}{T_s} t} e^{j2\pi f_1 t} \right] \\
 &= \sum_{n=0}^{N_s-1} \left[s_I(n) \cos \left(2\pi \left(f_1 + \frac{n}{T_s} \right) t \right) - s_Q(n) \sin \left(2\pi \left(f_1 + \frac{n}{T_s} \right) t \right) \right]
 \end{aligned} \tag{10}$$

図 5(b) は、受信機の構成を示している。受信時は基本的には送信時と逆の手順をとる。受信側ではまず、同期回路において、搬送波とクロックを再生する。その後、再生した搬送波周波数をローカル信号として使用して同期検波し、ベースバンド信号を得る。更に、再生したクロックでアナログ・デジタル (Analog to Digital: A/D) 変換して受信ベースバンド信号 $x'_{\text{BB}}(mt_s)$ を得る。ガードインタバル区間を除去した後、 $x'_{\text{BB}}(mt_s)$ の有効シンボル区間 T_s に N_s 点のフーリエ変換を適用すると、その出力 $s'(n)$ は、

$$s'(n) = \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} x'_{\text{BB}}(mt_s) e^{-j2\pi \frac{n}{T_s} mt_s} \tag{11}$$

となる。送信側の $x_{\text{BB}}(mt_s)$ が劣化なく受信側に伝送されたと仮定すると、

$$x_{\text{BB}}(mt_s) = x'_{\text{BB}}(mt_s) \tag{12}$$

が成り立つ。したがって、式 (11) は、以下のように変形できる。

$$\begin{aligned}
 s'(n) &= \frac{1}{N_s} \sum_{m=0}^{N_s-1} \left[\sum_{k=0}^{N_s-1} s(k) e^{j2\pi \frac{k}{T_s} mt_s} \right] e^{-j2\pi \frac{n}{T_s} mt_s} \\
 &= s(n)
 \end{aligned} \tag{13}$$

実際には、マルチパス歪みなどの要因により、受信信号の振幅、位相が乱されるために、フーリエ変換だけで送信データを復元できず、チャンネル等化などの処理が必要となる。

2.1.2 日本の標準規格 ISDB-T 方式の構成

ISDB-T の伝送パラメータを表 1 に示す。ISDB-T では、使用するサブキャリア数の異なる 3 種類のモードが用意されている。モード 1 はサブキャリア間隔が広

表 1 地上デジタル放送における基本伝送パラメータ

Transmission parameter	Mode 1	Mode 2	Mode 3
Bandwidth	5.575MHz	5.573MHz	5.572MHz
Sub-carrier interval	3.968kHz	1.984kHz	0.992kHz
Number of sub-carriers	1,405	2,809	5,617
Modulation system	QPSK, 16QAM, 64QAM, DQPSK		
Effective symbol duration: T_s	$252\mu s$	$504\mu s$	1.008ms
Guard interval: T_g	$T_s/4, T_s/8, T_s/16, T_s/32$		
Inner code	Convolutional coding (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
Outer code	RS (204, 188)		
Information bit rate	3.65Mbps – 23.23Mbps		
Number of OFDM segments	13		
Hierarchical transmission	Max 3 levels		

いため、高速移動受信時のドップラーシフトに伴うサブキャリア間干渉を受けにくいという利点があるが、シンボル長が短いためにマルチパス干渉による遅延広がりに弱い。一方、モード3はシンボル長が長いため遅延波によるシンボル間干渉に強い半面、サブキャリア間隔が狭いため高速移動受信に弱い。モードによりサブキャリア数は異なるが、いずれも1チャンネル当りの周波数帯域は約5.6MHzで伝送可能な情報ビットレートも同じである。

各サブキャリアの変調方式は、QPSK、16QAM、64QAMまたはDQPSK (Differential QPSK) があり、ガードインタバルは有効シンボル長の1/4、1/8、1/16、1/32の4とおりである。また、誤り訂正符号として、内符号に畳込み符号が用いられ、符号化率は1/2、2/3、3/4、5/6、7/8の5とおりから選択する。外符号にはリードソロモン符号 (Reed-Solomon Code) を用いる。

また、日本のISDB-Tの特徴として、階層伝送が挙げられる。ISDB-Tでは、1チャンネルの周波数帯域5.6MHzを13のセグメント(1セグメントの帯域幅は6/14MHz)に分割して部分的に異なる伝送方式を割り当てて同時に伝送することが可能である。このように階層伝送可能な伝送方式であることから、BST-OFDM方式と呼ばれる。

図6は、現在の地上デジタル放送のセグメント構成を示している。13セグメント中12セグメントを使って家庭向けのハイビジョン放送が、中央の1セグメントを使って携帯端末向け放送(ワンセグ放送)が行われている。現在の放送では遅延波対策を重視してモード3が採用されており、自動車での高速移動受信にとっては厳しい条件である。家庭向けのハイビジョン放送は変調方式として64QAMが用いられ、ガードインタバル長は有効シンボル長の1/8、畳込み符号の符号化率は3/4である。一方、ワンセグ放送は、変調方式はQPSK、ガードインタバル長は有効シンボル長の1/8、畳込み符号化率は2/3である。

2.2 移動受信における課題

前述のとおりISDB-Tでは、全13セグメント中の12セグメントを使って、家庭向けのハイビジョン放送が、残りの1セグメントで携帯端末向けのワンセグ放

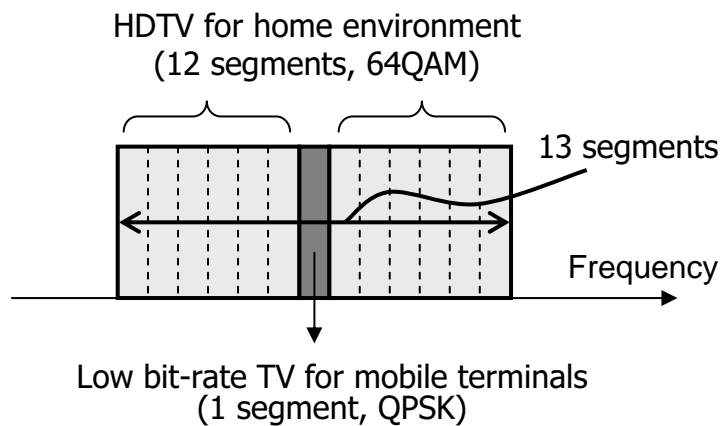


図 6 BST-OFDM の概要

送が行われている。本研究では、家庭向けのハイビジョン放送を移動中の自動車でも安定受信する技術の確立を目指している。

家庭での固定受信に比べて自動車での移動受信が困難である理由は、受信電力が弱いこと、マルチパスの影響を受けやすいこと、そして受信電波環境が時々刻々と変動することなどである。特に、マルチパス伝搬路を高速移動する際において、受信信号の振幅と位相が激しく変動するレイリーフェージング現象と多重ドップラー周波数シフトが発生し、受信特性を著しく低下させる。安定したハイビジョン放送の移動受信を実現するためには、これらの受信電波変動への対策が必須である。

2.2.1 レイリーフェージング

直接波が建物などによって遮蔽され、反射、回折、散乱などによって様々な方向から電波が到来するマルチパス伝搬路が形成されると、受信点では多数の到来波が干渉し合い、定在波性の電磁界分布となる。このような伝搬路を移動することによって、振幅や位相に急激な変動が生じるフェージング現象が発生する。特に、到来する素波の数が非常に多く、それらの電力が同程度であれば、受信波の包絡線の確率密度関数はレイリー分布に従う。このようなフェージングをレイリー

フェージングと呼ぶ[19]. 受信アンテナのあらゆる方向から電波が到来する場合に, 受信電波の包絡線を $x(t)$, 位相変動を θ , 分散を σ^2 とすると, 包絡線 x 及び位相変動 θ の確率密度関数は, 次式で表される.

$$p(x, \theta) = \frac{x}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (14)$$

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (15)$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (16)$$

$x(t)$ と θ は互いに独立なランダム確率変数である. また, 累積確率分布, すなわちレベルが R 以下である確率 $P(R)$ は, 次のようになる.

$$P(R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \quad (17)$$

10dB のレベル変化に対して, 累積確率が1桁変化する点がレイリー分布の特徴である.

2.2.2 多重ドップラー周波数シフト

移動受信においては, 受信端末の移動に伴ってサブキャリア周波数がシフトするドップラー周波数シフトが発生する. 移動中の自動車の前方から到来する電波は周波数が高い方向にシフトし, 逆に後方から到来する電波は周波数の低い方向へシフトする. 図7のように, 受信端末が速度 v [m/s] で移動中に, i 番目の素波が進行方向に対して角度 θ_i で到来する場合を考える. 議論を簡単にするために, 送信局から単一周波数 f_c [Hz] の電波が送信されるとする. ある微小時間 Δt [s] において, 自動車が移動する距離は $v\Delta t$ [m] である. このとき, 送信局方向の移動成分を Δd [m] とすると,

$$\Delta d = v\Delta t \cos \theta_i \quad (18)$$

となる. 図7に示す状況では, この Δd の分だけ送信局と受信端末の伝送距離が短くなり, その結果, 受信信号の位相が変化する. この位相変化量を周波数で表現したものがドップラー周波数である. つまり, i 番目の素波のドップラー周波

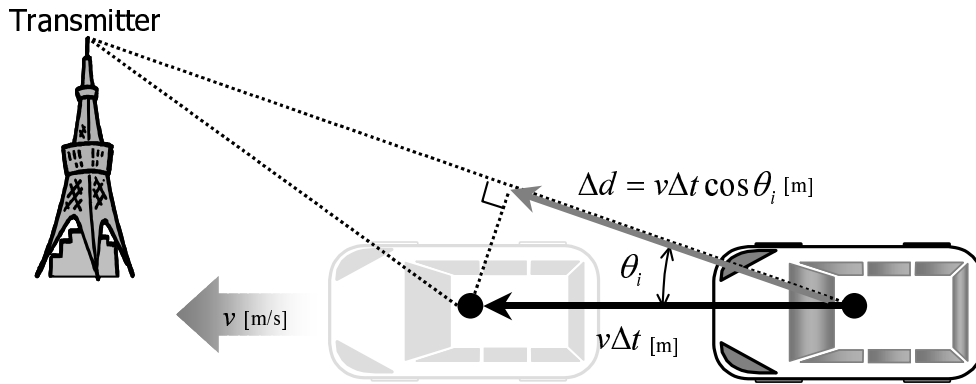


図 7 自動車と送信局との位置関係

数 f_{di} [Hz] は、次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
 f_{di} &= \frac{\Delta d}{\lambda \Delta t} & (19) \\
 &= \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i \\
 &= f_d \cos \theta_i
 \end{aligned}$$

ただし、 λ [m] は波長を表し、光速を c [m/s] とすると、

$$\lambda = \frac{c}{f_c} \quad (20)$$

である. また、 f_d [Hz] は最大ドップラー周波数と呼ばれる. したがって、 i 番目の素波の受信周波数 f_i [Hz] は、

$$f_i = f_c + f_{di} \quad (21)$$

となる.

図 8 は、同程度の強度をもつ素波が、すべての方向から一様に到来する場合に、無指向性アンテナで受信した受信波の電力スペクトル分布 $S(f)$ を示す.

受信するすべての素波が同一方向から到来する場合は、すべての素波に同じドップラーシフトが発生するため、受信機の前段に設けられた自動周波数制御 (Automatic Frequency Control: AFC) 回路で除去することが可能である. しか

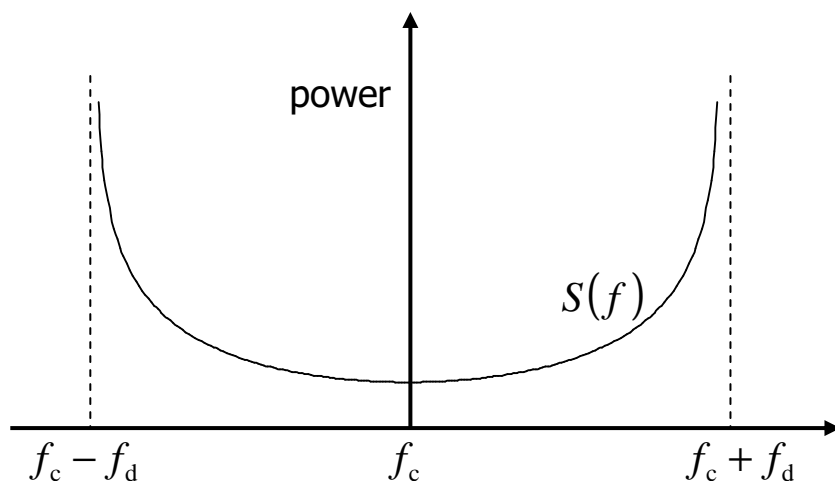


図 8 多重ドップラーシフト環境での電力スペクトル分布

し，マルチパス環境であらゆる方向から素波が到来した場合には，各到来方向から異なるドップラーシフトを受けた信号が同時に受信されることになる．このように，複数の異なるドップラーシフトが発生する状況を多重ドップラーシフト環境と呼ぶ．多重ドップラーシフト環境下では，受信した OFDM 信号の各サブキャリア間の直交性が崩れ，サブキャリア間干渉が生じる可能性がある．特に，地上デジタル放送では，サブキャリア間隔が 1kHz と非常に狭いモード 3 が採用されているため，サブキャリア間干渉の影響を強く受け，受信特性が大幅に劣化する．例えば，無線周波数 700MHz の放送波を時速 100km で移動しながら受信した場合，最大ドップラー周波数は約 65Hz となる．これはサブキャリア間隔の約 6.5% にも相当するため，サブキャリア間干渉の影響が無視できなくなる．

2.3 従来技術

安定した移動受信を実現するためには，低受信電力，フェージング，ドップラーシフトの問題を解決する必要がある．これらの問題を解決するために従来から様々な検討がなされているが，中でもアダプティブアレー技術はすべての問題に

対して改善効果が期待でき、従来から注目されてきた技術である。アダプティブアレーは、複数のアンテナで受信した信号を重み付け合成することによって電子的にアンテナ指向性を制御し、所望波を強め不要波を除去することを実現している。そこで本節では、まず 2.3.1 節において従来のアダプティブアレー技術の概要と地上デジタル放送への適用課題を述べる。

また、現在の地上デジタル放送ではサブキャリア間隔が 1kHz と狭いモード 3 が採用されていることから、ドップラーシフト対策の重要性が極めて高いと考えられる。そこで、2.3.2 節では従来のドップラーシフト補償に関する研究事例を紹介し、地上デジタル放送への適用課題をまとめる。

2.3.1 アダプティブアレー技術

本節では、アダプティブアレーによるアンテナ指向性制御の原理、従来の主な手法と地上デジタル放送への適用課題を述べる。

複数のアンテナ素子 (K 素子) を用いて適応的に指向性を制御するシステムの一般的な構成を図 9 に示す。図中の複素乗算器 (Complex multiplier) は、各アンテナ素子で受信された信号に対して、それぞれの振幅と位相を調整するためのものであり、ベースバンド信号処理では受信信号に複素数の重み係数を乗算することにより実現される。

時刻 t に複数のアンテナ素子で受信された信号 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)$ は、それぞれ重み係数 w_1, w_2, \dots, w_K が掛けられた後に合成され出力信号 $y(t)$ となる。ここで、受信信号及び重み係数を、それぞれ次のようにベクトル表示すると、

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (23)$$

となる。合成信号 $y(t)$ は、

$$y(t) = \mathbf{X}^T(t)\mathbf{W}^* = \mathbf{W}^H\mathbf{X}(t) \quad (24)$$

と表され、合成信号電力 P_{out} は、

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2}E[y(t)y^*(t)] = \frac{1}{2}\mathbf{W}^H R_{xx} \mathbf{W} \quad (25)$$

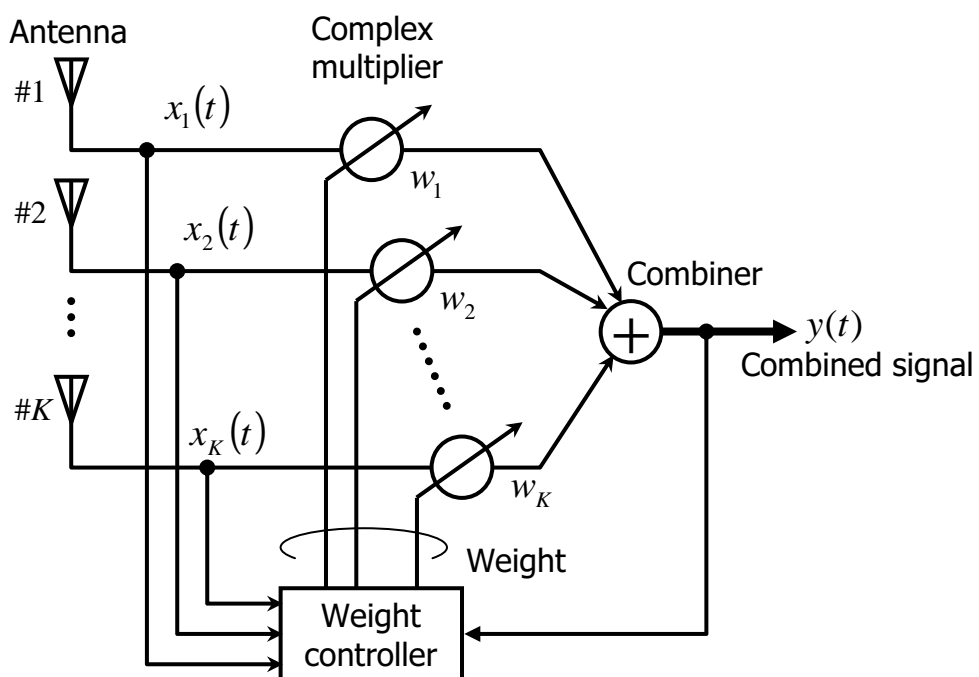


図 9 アンテナ指向性制御システムの一般的な構成

となる。ただし、 $y^*(t)$ は $y(t)$ の複素共役を表し、 \mathbf{X}^T は \mathbf{X} の転置を、 \mathbf{W}^H は \mathbf{W} の複素共役転置をそれぞれ表す。また、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。 R_{xx} は相関行列を表しており、次式で定義される。

$$R_{xx} = E [\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] \quad (26)$$

次に、図 10 を用いてアンテナ指向性制御の原理を説明する。アンテナ素子が直線状に配置された場合 (リニアアレー) を考える。到来波がアレーアンテナの線上に対して角度 θ 方向から到来するものとする。位相の基準点 (Datums) での受信信号を $E_0(t)$ とし、各アンテナ素子の受信特性が等しいとすると、 k 番目のアンテナ素子の受信信号は、次式で表される。

$$E_k(t) = E_0(t - \tau_k) \quad (27)$$

$$\tau_k = \frac{d_k \sin \theta}{c} \quad (28)$$

ただし、 c [m/s] は伝搬速度、 d_k [m] は基準点より測定した k 番目の素子の距離で、 $k = 1, 2, \dots, K$ である。更に、受信信号がアレーの開口長 $|d_k - d_1|$ [m] に対して十分に狭帯域である場合、つまり Δf [Hz] を受信信号の帯域幅としたときに、

$$2\pi\Delta f \frac{|d_k - d_1|}{c} \ll 1 \quad (29)$$

であれば、 f_c [Hz] を搬送波周波数として、

$$E_0(t - \tau_k) \cong E_0(t)e^{-j2\pi f_c \tau_k} \quad (30)$$

と表される。したがって、式 (27) の第 k 素子の受信信号は、

$$\begin{aligned} E_k(t) &= E_0(t)e^{-j2\pi f_c \tau_k} \\ &= E_0(t)e^{-j2\pi f_c \frac{d_k}{c} \sin \theta} \\ &= E_0(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta} \end{aligned} \quad (31)$$

となる。

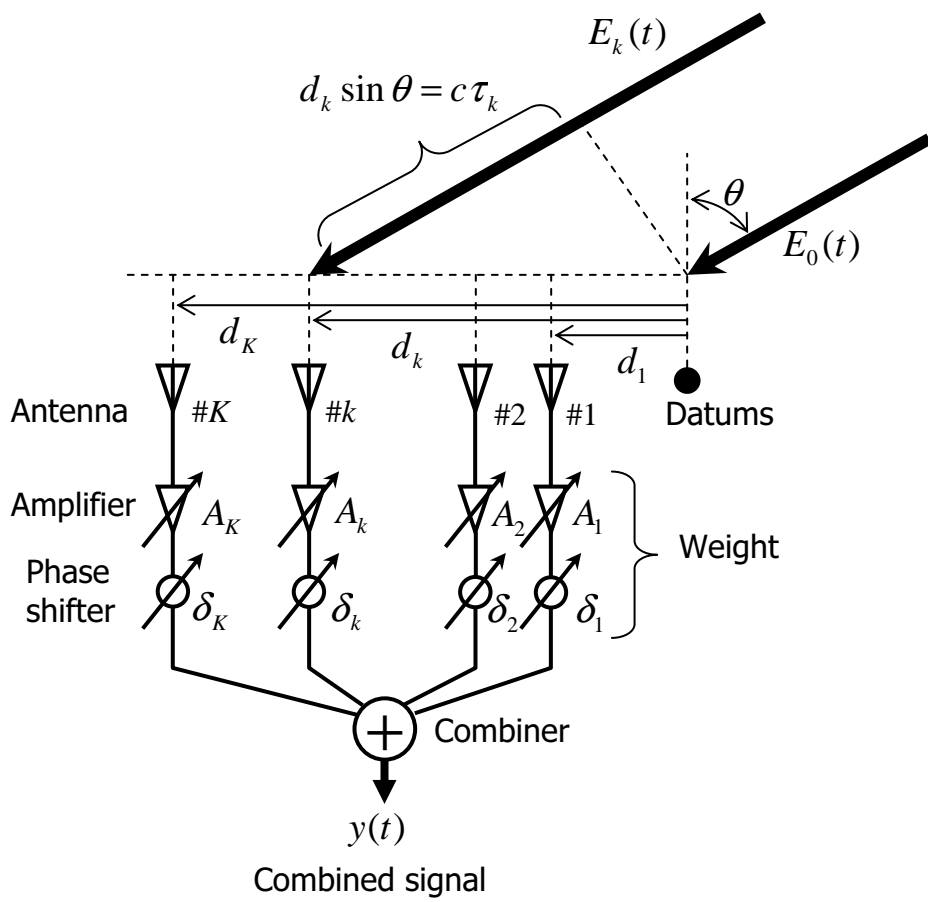


図 10 アンテナ指向性制御の原理

各アンテナ素子で受信した信号に対して重み係数を乗じて合成すると，合成信号 $y(t)$ は，

$$y(t) = E_0(t) \sum_{k=1}^K A_k e^{-j2\pi f_c \frac{d_k}{c} \sin \theta + j\delta_k} \quad (32)$$

$$= E_0(t) D(\theta, f_c)$$

$$D(\theta, f_c) \equiv \sum_{k=1}^K A_k e^{-j\left(2\pi f_c \frac{d_k}{c} \sin \theta - \delta_k\right)} \quad (33)$$

となる．ここで， A_k, δ_k はそれぞれ k 番目のアンテナ素子に乘じられる重み係数 w_k の振幅と位相である． $D(\theta, f_c)$ は，アレーアンテナの伝達関数を示す．周波数 f_c を f_0 に固定し方向 θ を変化させたときの $D(\theta, f_0)$ は，周波数 f_0 におけるアレーアンテナの指向性を表す．また，方向 θ を θ_0 に固定し周波数 f_c を変化させたときの $D(\theta_0, f_c)$ は， θ_0 の方向に対する利得の周波数特性を表す．したがって，重み係数の振幅 A_k と位相 δ_k を制御することにより，アレーアンテナの指向性及び周波数特性を変化させることができる．

アダプティブアレーは，アンテナ指向性の制御方法により，ヌルステアリングとビームステアリングの大きく二種類に分類される．前者は図 11 のようにアンテナの指向性の低感度方向（ヌル）を不要波の方向に制御する方法，後者は図 12 のように所望波の方向に高感度ビームを形成する方法である．

アダプティブアレー技術は，電波環境に関する情報を学習しながら重み係数を更新し，アンテナ指向性や周波数特性を変化させる．不要波や雑音を含んだ電波環境から適切なアンテナ指向性や周波数特性を実現する重み係数を求めるためには，一般に所望信号に関する予備知識が必要となる．従来のアダプティブアレー技術は，重み係数算出に用いる予備知識及び評価関数（目的関数）の違いにより，次の 5 とおりに大別される [9, 10]．

- 最小二乗誤差法 (Minimum Mean Square Error: MMSE)
- 最大 S/N 法 (Maximum Signal to Noise power ratio: MSN)
- 拘束付出力電力最小化法 (Constrained Minimization of Power: CMP)
- 定包絡線法 (Constant Modulus Algorithm: CMA)

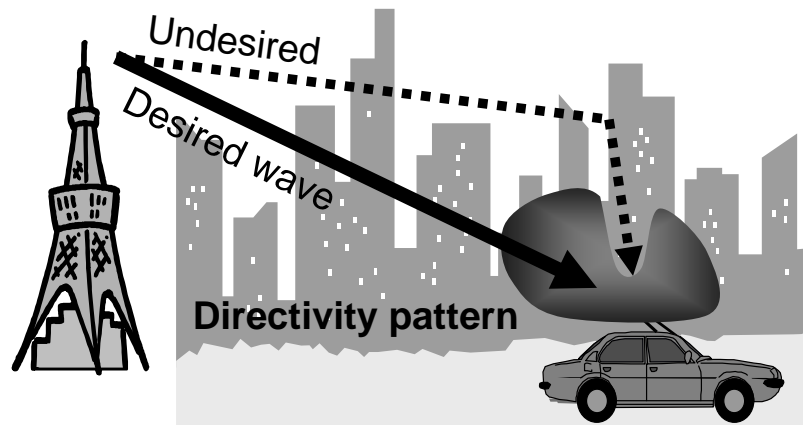


図 11 マルチステアリングのイメージ

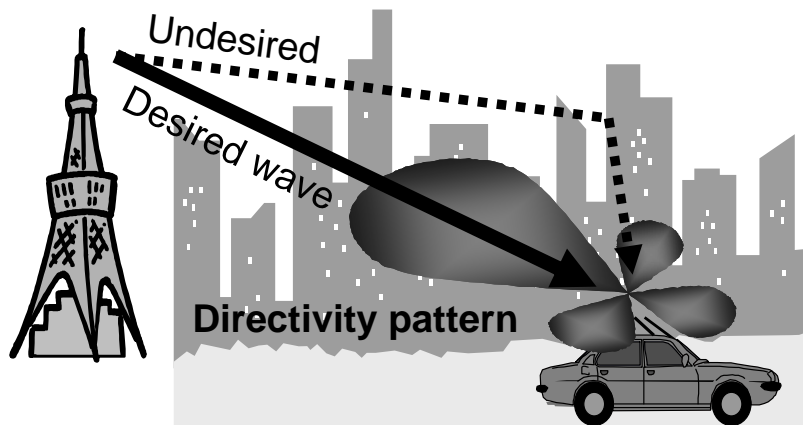


図 12 ビームステアリングのイメージ

- 最大比合成法 (Maximum Ratio Combining)

以下, 主な手法について簡単にまとめる.

最小二乗誤差法 : MMSE

最小二乗誤差法は, 合成信号 $y(t)$ と参照信号との差, つまり誤差信号を最小化するように重み係数 \mathbf{W} を制御する手法であり, ヌルステアリングと同時にビームステアリングを行うことが可能である [22, 23, 24].

最小化する誤差信号 $e(t)$, つまり参照信号 $r(t)$ と合成信号 $y(t)$ との差は,

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (34)$$

で表される. したがって, 誤差信号の平均二乗誤差の期待値は,

$$E[|e(t)|^2] = E[|r(t)|^2] - \mathbf{W}^T \mathbf{r}_{xr}^* - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_{xr} + \mathbf{W}^H R_{xx} \mathbf{W} \quad (35)$$

となる. \mathbf{r}_{xr} は, 参照信号と受信信号ベクトルとの相関ベクトルであり, 次式で定義される.

$$\mathbf{r}_{xr} = E[\mathbf{X}(t)r^*(t)] \quad (36)$$

最小二乗誤差法では, 重み係数ベクトル \mathbf{W} を適切に選ぶことによって, 式 (35) の平均二乗誤差を最小化する. 式 (35) は \mathbf{W} の二次関数であり, 相関行列 R_{xx} が正数であるため, 最小値が必ず存在する. したがって, 平均二乗誤差を最小にする重み係数ベクトルの値は, 式 (35) の重み係数ベクトルの勾配が 0 になる場合である. つまり,

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{W}} E[|e(t)|^2] = -2\mathbf{r}_{xr} + 2R_{xx} \mathbf{W} = 0 \quad (37)$$

であり, 求める最適重み係数ベクトル \mathbf{W}_{opt} は,

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (38)$$

と導かれる. つまり, 求める最適重み係数ベクトルは, 相関行列の逆行列と相関ベクトルとの積となる. しかし, 一般に, 逆行列演算の計算負荷が高いため, 移

動受信環境でのリアルタイムなアンテナ指向性制御に用いることは難しい。そこで、逐次計算により重み係数を最適化するLMS (Least Mean Square) アルゴリズム、RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムが一般的に用いられる。

以上のように、最小二乗誤差法は参照信号を必要とするアダプティブアレー方式である。したがって、レーダなどのように所望信号の波形が既知である場合には容易に適用できる一方で、地上デジタル放送では既知の参照信号を得ることが難しいため、適用困難であると考えられる。

最大S/N法 : MSN

最大S/N法は、合成信号の信号対雑音電力比S/N (Signal to Noise power ratio) を最大化するように重み係数を制御する方法であり、不要波の方向に適応的にヌルを向けることができるヌルステアリングである [25, 26].

受信信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ が、所望波成分 $\mathbf{S}(t)$ 、不要波成分 $\mathbf{U}(t)$ 及び熱雑音成分 $\mathbf{N}(t)$ から構成されるとすると、

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{S}(t) + \mathbf{U}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (39)$$

と表される。合成信号における所望波成分 $y_s(t)$ 、不要波成分 $y_u(t)$ 及び熱雑音成分 $y_n(t)$ のそれぞれの出力電力は、

$$P_{\text{Sout}} = \frac{1}{2}E[|y_s(t)|^2] = \frac{1}{2}\mathbf{W}^H E[\mathbf{S}(t)\mathbf{S}^H(t)]\mathbf{W} = \frac{1}{2}\mathbf{W}^H R_{ss} \mathbf{W} \quad (40)$$

$$P_{\text{Uout}} = \frac{1}{2}E[|y_u(t)|^2] = \frac{1}{2}\mathbf{W}^H E[\mathbf{U}(t)\mathbf{U}^H(t)]\mathbf{W} = \frac{1}{2}\mathbf{W}^H R_{uu} \mathbf{W} \quad (41)$$

$$P_{\text{Nout}} = \frac{1}{2}E[|y_n(t)|^2] = \frac{1}{2}E[|n_k(t)|^2] \mathbf{W}^H \mathbf{W} = \frac{1}{2}P_n \mathbf{W}^H \mathbf{W} \quad (42)$$

となる。このとき、出力信号における信号対干渉雑音電力比S/IN (Signal to Interference and Noise power Ratio) は、

$$S/IN = \frac{P_{\text{Sout}}}{P_{\text{Uout}} + P_{\text{Nout}}} = \frac{\mathbf{W}^H R_{ss} \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H R_{nn} \mathbf{W}} \quad (43)$$

で与えられる。 R_{nn} は不要成分 (不要波及び熱雑音) の相関行列で、

$$R_{nn} = R_{uu} + P_n I \quad (44)$$

で定義される。ただし、 I は単位行列である。最大S/N法は、重み係数ベクトル \mathbf{W} を調整することによって、式(43)のS/INを最大にする。式(43)の重み係数ベクトルに関する勾配を0とすることにより、次式の最適な重みベクトルを求めることができる。

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \epsilon R_{nn}^{-1} \mathbf{V}_s = R_{ss}^{-1} \bar{\mathbf{S}} \quad (45)$$

$$\mathbf{V}_s = [v_{s1}, v_{s2}, \dots, v_{sK}]^T \quad (46)$$

\mathbf{V}_s は所望波の方向ベクトルであり、 $v_{sk} (k = 1, 2, \dots, K)$ は k 番目のアンテナ素子における所望波の位相項を表している。 $\bar{\mathbf{S}}$ は所望波の方向ベクトル \mathbf{V}_s の定数倍 ϵ であり、メインローブの方向を決めるステアリングベクトルと呼ばれる。

最大S/N法の最適重み係数ベクトルは、式(45)で示したように所望波の到来方向が既知でなければ求めることができない。更に、所望波を含まない妨害波及び雑音のみの相関行列が必要となる。したがって、最大S/N法はレーダ分野や固定通信においては応用されているが、移動体通信への適用は困難であると考えられる。

方向拘束付出力電力最小化法 : DCMP (Directionally CMP)

拘束付出力電力最小化法 [27] の一種で、所望波は拘束条件で保護しながら出力電力を最小化することにより、所望波以外の成分を抑圧するヌルステアリング方式である [28]。まず、単一方向の拘束を例にとり、拘束条件を示す。アンテナ素子がすべて無指向性とする、振幅 $a_1(t)$ 、搬送波周波数 f_1 、到来方向の水平角 θ_1 、天頂角 ϕ_1 の狭帯域信号 (素波) がアレーアンテナに入射したとき、合成信号 $y_1(t)$ は次のように表される。

$$y_1(t) = \sum_{k=1}^K w_k^* a_1(t) e^{j\Phi_k(\theta_1, \phi_1, f_1)} \quad (47)$$

$\Phi_k(\theta_1, \phi_1, f_1)$ は、 k 番目のアンテナ素子における信号の位相を表している。この合成信号に対して、

$$y_1(t) = A_1 a_1(t) e^{j\zeta} \quad (48)$$

となるように拘束条件を与えると、次の関係式が得られる.

$$\sum_{k=1}^K w_k^* e^{j\Phi_k(\theta_1, \phi_1, f_1)} = A_1 e^{j\zeta} \quad (49)$$

これを行列表現に改めると、

$$\mathbf{C}_1^T \mathbf{W}^* = H_1 \quad (50)$$

$$\mathbf{C}_1 = \left[e^{j\Phi_1(\theta_1, \phi_1, f_1)}, \dots, e^{j\Phi_K(\theta_1, \phi_1, f_1)} \right]^T \quad (51)$$

$$H_1 = A_1 e^{j\zeta} \quad (52)$$

となる. これらの式は, 単一拘束条件を示しているが, 他の到来方向や周波数に対しても同様の拘束条件を設けることができる. したがって, 以下のように一般化できる.

$$\mathbf{C}^T \mathbf{W}^* = \mathbf{H} \quad (53)$$

$$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \dots, \mathbf{C}_N] \quad (54)$$

$$\mathbf{H} = [H_1, H_2, \dots, H_N] \quad (55)$$

ただし, N は拘束条件数である. \mathbf{C} は拘束行列, \mathbf{H} は拘束応答ベクトルと呼ばれる. 方向拘束付出力電力最小化法の基本原理は, 式 (53) で表される重み係数に関する拘束条件の下で, 合成信号電力を最小化することである. つまり, 次のように表される.

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{W}} \left\{ P_{\text{out}} = \frac{1}{2} \mathbf{W}^H R_{xx} \mathbf{W} \right\} \\ \text{subject to } \mathbf{C}^T \mathbf{W}^* = \mathbf{H} \end{aligned} \quad (56)$$

このような条件付最小化問題は, Lagrange の未定係数法を用いて解くことができ, その結果, 次式で示す最適重み係数が導出される.

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H R_{xx}^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (57)$$

このように, 方向拘束付出力電力最小化法は, 拘束条件に保護された所望波成分はそのまま, その他の成分が出力電力最小化により抑圧され, その結果, 合成信号において高い S/IN が得られる. しかし, 拘束条件を設定するためには, 最大 S/N 法と同様に, 所望波の到来する方向が既知でなければならないため, 地上デジタル放送の移動受信には適用しにくいと考えられる.

パワーインバージョン法 : PIAA (Power Inversion Adaptive Array)

パワーインバージョン法は、ある一素子の重み係数を固定した状態で合成信号電力を最小化する方法 [29] で、拘束付出力電力最小化法の一つである。所望波、不要波の区別なく、電力の強い順に深いヌルを形成するヌルステアリング方式で、

- アレーの自由度 ($K - 1$) が不要波の数と等しく、かつ
- 所望波電力が妨害波電力よりも小さい

場合に利用される。この条件を満たす場合は、アンテナ入力端では弱かった所望波が合成後に強調されて残り、信号対干渉電力比 S/I (Signal to Interference power ratio) を反転させることができる。

第 1 素子の重み係数を固定した場合の最適重み係数は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} \bar{\mathbf{S}} \quad (58)$$

$$\bar{\mathbf{S}} = [1, 0, \dots, 0]^T \quad (59)$$

パワーインバージョン法は、最大 S/N 法のステアリングベクトルや方向拘束付出力電力最小化法の拘束ベクトルを式 (59) の $\bar{\mathbf{S}}$ に置換したシステムに相当する。また、所望波の到来方向に関する予備知識は不要である。しかし、地上デジタル放送の移動受信に適用した場合、最も電力の高い所望波方向にヌルが形成されてしまうため、受信特性の改善が難しいと考えられる。

定包絡線法 : CMA

定包絡線法は、振幅一定の変調方式が用いられる場合において、合成信号の包絡線の歪成分が最小になるように重み係数を制御し、多重波・干渉波を抑圧する [30]。所望波が包絡線一定の性質をもつという条件を満たしていれば、予備知識不要で最適な重み係数が求められる点が大きな特徴である。定包絡線法の最小化すべき評価関数 Q は次式で表される。

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{W}) &= E [||y(t)|^p - \sigma^p|^q] \\ &= E [||\mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)|^p - \sigma^p|^q] \end{aligned} \quad (60)$$

ここで、 σ は合成信号出力における所望の包絡線値であり、 p, q は正の整数で通常1または2をとる。各素子の重み係数はこの評価関数 $Q(\mathbf{W})$ が最小になるように制御される。なお、地上デジタル放送で用いられている OFDM 変調方式は、時間波形の振幅は激しく変動するので、定包絡線法は適用できない。

最大比合成法 : MRC

最大比合成では、合成後の S/N を最大にするために、各アンテナ素子で受信された信号に対して複素重み係数 \mathbf{W} によってそれぞれが同位相になるように重み付けを行い、その後合成する。あらかじめ参照信号として、既知信号波形が与えられている場合には、個々の受信信号と参照信号との間の相互相関値を求め、これらを複素重みベクトル \mathbf{W} として用いることにより最大比合成を実現する。すなわち、重み係数ベクトル \mathbf{W} は、参照信号を $r(t)$ とすると、

$$\mathbf{W} = r^*(t)\mathbf{X}(t) \quad (61)$$

で表される。明らかに、重み係数ベクトル \mathbf{W} の各要素の絶対値は、対応する各受信信号の振幅に比例し、 \mathbf{W} の位相成分は参照信号と各受信信号との位相差に対応することから、式 (61) で最大比合成が実現される。

最大比合成は到来波方向にアンテナ指向性を向けるビームステアリングであり、直接的に不要波を除去するわけではないが、S/N の改善による通信品質の向上が期待できる。

一方、地上デジタル放送のように、事前に既知である参照信号を利用することができない場合、重み係数を算出するための基準信号として、一つのアンテナ素子で受信した信号を基準として仮定し、他素子の受信信号と比較して重み係数を決定し、振幅、位相を調整する方法が考えられる。例えば、第1素子 ($k = 1$) を基準素子とすると、第 k 素子で受信された信号 x_k と第1素子で受信された信号 x_1 との相関係数を第 k 素子の重み係数とする。

$$\mathbf{W} = x_1^*(t)\mathbf{X}(t) \quad (62)$$

しかし、マルチパス環境においては各アンテナ素子の受信レベルが大きく変動するため、式 (62) の重み係数算出方法では制御が不安定になるという問題がある。

これは、フェージングにより基準となるアンテナ素子の受信レベルが大きく落ち込む前後で、信号の位相が大きく変化するためである。このとき、基準となるアンテナ素子の信号と、その他のアンテナ素子で受信した信号との位相を揃えるために、重み係数の位相を急激に変化させなければならない。その結果、電波環境変化に対するアンテナ指向性の追従性が不足する、または信号の位相に不連続が生じるなどの弊害が起こる。

2.3.2 ドップラーシフト補償技術

本節では、高速移動受信時に発生する多重ドップラーシフトを補償する従来技術を紹介し、地上デジタル放送移動受信への適用課題を述べる。

既知のパイロット信号により周波数オフセットを推定し補償する方法が提案されている [31]。本研究はシングルキャリア変調方式を対象として、定期的に挿入されるパイロットシンボルにフーリエ変換処理を適用して周波数領域に変換した後に平滑化し、図8で示した多重ドップラーシフト環境の電力スペクトル分布 (ドップラースプレッド) を推定する。そして、電力スペクトル分布の中心周波数 (図8の f_c に相当) を推定して、これを周波数オフセットとして除去することで、特性改善を試みている。しかし、この方法はドップラーシフトそのものを補償しているわけでないため、サブキャリア間干渉が発生しやすい地上デジタル放送の移動受信に適用しても改善効果は小さいと考えられる。

また、無線 LAN の IEEE802.11a において、アダプティブアレーを用いてドップラーシフト量の大きな到来波を取り除くことで、多重ドップラーシフトを補償する方式が提案されている [32]。この方式では、無線 LAN 規格 802.11a の特徴を利用して、アンテナ指向性制御を実現している。それは、パケット先頭においてデータ伝送に用いるすべてのサブキャリアから OFDM シンボル長の 2 倍の既知信号が送出されることと、常に 0 の値をとるサブキャリア (ヌルキャリア) が設けられていることである。ドップラーシフトが発生すると、隣接する通常のサブキャリアからの干渉を受け、ヌルキャリアから非零の受信信号が出力される。提案方式では、既知信号区間においてフーリエ変換を二度連続して適用してヌルキャリアの信号成分を検出する。そして、その信号成分が 0 になるように、アダプティ

ブアレーの重み係数をLMS アルゴリズムで推定することで、大きなドップラーシフトを受けた到来波を除去する。このように、提案方式はIEEE802.11a の特徴を使ってアンテナ指向性制御を実現している。しかし、ISDB-T の既知信号はスキッタードパイロットと呼ばれ、周波数方向と時間方向にまばらに配置されていること、そしてシンボル長2倍の既知信号が含まれていないこと、更にはヌルキャリアが設けられていないことなどから、そのままでは地上デジタル放送の受信に適用することはできない。

更に、有指向性アンテナ素子を複数用いて、多重ドップラーシフト環境での特性劣化を軽減する試みもなされている [14]。例えば、車両前方と後方にそれぞれ指向性をもつ複数のアンテナを用意し、車両前方及び後方から到来する電波を別々のアンテナで受信して、受信機にて両者の周波数差を補正してから合成する方法が挙げられる。各アンテナでの受信信号は、アンテナ素子単体の指向性により多重ドップラーシフト環境にはなりにくいため、合成方法を工夫することで、ドップラーシフトに対する耐性の改善が期待できる。しかし、アンテナ素子を有指向性にすることで、各素子で捉えられる到来波の数が減るため、ダイバーシチ効果が小さくなるという欠点がある。前後から同じように電波が到来する場合はよいが、前方のみから電波が到来する場合、車両後方に指向性をもつアンテナによるダイバーシチ効果はほとんど期待できない。

2.4 本章のまとめ

本章ではまず、日本の地上デジタル放送 ISDB-T について述べた。ISDB-T で採用されている OFDM は、周波数利用効率が高く、マルチパス環境に強いという特徴を有しているが、現在の伝送パラメータであるモード3 ではサブキャリア間隔が約 1kHz と狭いために、高速移動時に発生するドップラーシフトによってサブキャリア間干渉が発生する可能性が考えられる。また、一般に移動受信では、低受信電力やフェージング、ドップラーシフトなどの問題があることを述べた。

次に、移動受信時の劣悪な電波環境を改善するための手法としてアダプティブアレー技術を挙げ、アダプティブアレーによるアンテナ指向性制御の原理と代表的な制御アルゴリズムについて概説し、それぞれの特徴と地上デジタル放送の移

動受信へ適用する場合の課題を述べた。ほとんどの従来方式では重み係数の算出に予備知識を必要とするため、地上デジタル放送への適用が困難であった。地上デジタル放送では予備知識を必要とすることなく、アンテナの指向性制御が可能な技術を確立する必要がある。

更に、高速移動時に発生するドップラーシフトを補償する従来研究と課題を説明した。いずれもドップラーシフトの影響を軽減することは可能であるが、受信信号に含まれる多重ドップラーシフト成分そのものを補正するという根本的な解決には至っていないのが現状である。

3. アダプティブ受信技術による受信電力低下及びフェージング対策

3.1 本章の概要

日本の地上デジタル放送 ISDB-T では、BST-OFDM 方式が採用されているため、1チャンネルの帯域幅を用いて家庭向けの高精細なハイビジョン放送と携帯端末向けのワンセグ放送を同時に伝送することが可能である。ワンセグ放送は QPSK 変調方式が用いられており、受信性能の乏しい携帯端末でも安定した受信が可能である一方で、伝送速度は低く抑えられてしまう。携帯端末の小さな画面でワンセグ放送を視聴する場合は問題ないが、その数倍～10倍程度の大きさの車載モニターで視聴するのに十分な画質であるとはいえない。また、家庭向けのハイビジョン放送では大容量伝送を実現するために 64QAM 変調方式が用いられており、ワンセグ放送に比べてノイズ耐性が極めて低い。したがって、移動中の自動車の劣悪な電波受信環境において、ハイビジョン放送を受信することは不可能であるといわれてきた。しかし、ハイビジョン放送の移動受信に対するニーズは、個人用の自動車だけでなく、タクシーやバス、列車などにおいて非常に高く、また実現できたときのインパクトが大きいことから、自動車でのハイビジョン放送の移動受信実現を研究テーマとして取り組んできた。

自動車でのハイビジョン放送の移動受信が家庭での固定受信と比べて困難である理由は、主に次の三つである。

1. アンテナ設置高が低いために、受信電力が弱い。
2. 無指向性アンテナを用いるために、マルチパスの影響を受けやすい。
3. 自動車の移動に伴い、電波環境が激しく変動する。

本章では、これらの問題を解決するために、アダプティブアレー技術を用いた地上デジタル放送の移動受信システムを提案する。アダプティブアレー技術は、複数のアンテナで受信した信号を重み付け合成することによって、アンテナの指向性を電子的に制御する技術である。2.3.1 節において従来のアダプティブアレー技

術を紹介したが、いずれも地上デジタル放送の移動受信へ適用可能なものではなかった。

アンテナの指向性を制御する方法としては、ヌルステアリング (図 11) とビームステアリング (図 12) の二つに分けられる。地上デジタル放送の移動受信においては、マルチパス歪みの補正よりもアンテナ設置高が低いことによる受信電力低下への対策がより重要であると考えられる。そこで、アダプティブビームステアリングの一方式である最大比合成方式を応用する。最大比合成では、合成後の S/N を最大にするために、各アンテナ素子で受信された信号に対して、複素重み係数を用いて同位相になるように重み付け合成する。このような制御を実現するためには、位相の基準となる参照信号が必要となるが、地上デジタル放送では事前に既知の参照信号を利用することができない。あるアンテナ素子の受信信号を基準信号として用いて、その他のアンテナでの受信信号の位相を制御する方法が検討されているが、マルチパス環境下では基準素子の電力が大きく低下した際に制御が不安定になる問題があった。

そこで、この問題を解決するために、基準信号として合成後の信号を用いる方式を提案している [33, 34, 35, 36]。以下に、提案方式の概要を説明する。図 13 に地上デジタル放送に適した最大比合成受信方式の構成を示す。 k 番目のアンテナ素子で受信した信号に対する重み係数 w_k を決定するためには、まず k 番目のアンテナ素子での受信信号 $x_k(t)$ と合成後の信号 $y(t)$ との相関係数 $r_{x_k y}$ を求める。このとき、合成後の信号は所望波が支配的であるとすると、 $r_{x_k y}$ の振幅は受信信号 $x_k(t)$ に含まれる所望波成分との振幅差を表し、 $r_{x_k y}$ の位相は合成信号 $y(t)$ に含まれる所望波の成分と受信信号 $x_k(t)$ に含まれる所望波成分との位相差を表すこととなる。したがって、 k 番目のアンテナ素子に対応する重み係数 w_k を、

$$w_k \propto r_{x_k y} = E[x_k(t)y^*(t)] \quad (63)$$

とおくと、各アンテナ素子で受信された信号 $x_k(t)$ に含まれる所望波の成分はすべて同位相となる。 $x_k(t)$ には、所望波及び遅延波の成分が含まれるが、所望波の位相を揃えて合成すると、所望波成分が強調される。このとき、 $x_k(t)$ に含まれる遅延波の位相はそれぞれランダムであるため、合成してもその振幅は確率的には変化しない。したがって、結果的に到来波における所望波と遅延波の電力比

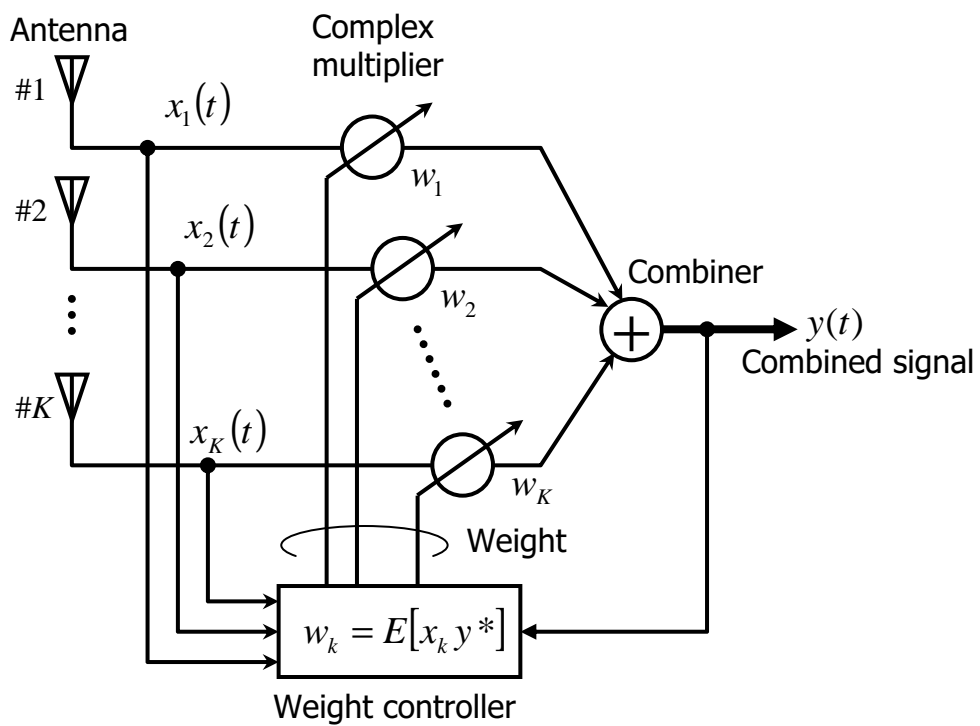


図 13 地上デジタル放送用のアダプティブ受信技術

D/U (Desired to Undesired wave power ratio) よりも，合成後の D/U が大きくなり，無指向性アンテナで受信した場合に比べて遅延波の影響が軽減される．

提案方式の特徴は，基準信号として重み付け合成後の信号を用いる点にある．各アンテナの受信信号を適切に重み付けして合成することにより，合成前よりも遅延歪みや雑音の少ない信号が得られるため，合成信号は基準信号として用いるのに適している．また，重み付け制御の初期段階において合成信号に遅延歪みが含まれていたとしても，フィードバック制御による重み係数更新に伴い遅延歪みの少ない合成信号が得られ，徐々に適切な重みに収束する．

提案方式では，複数のアンテナの信号を加算して受信電力を大きくするだけでなく，時々刻々と変化する所望波の到来方向にアンテナ指向性を追従させることが可能となる．その結果，移動受信特性を飛躍的に改善することが可能になり，2003年1月には日本で初めてハイビジョン放送の移動受信が可能であることを実証した [37]．提案方式の利点は，OFDM 復調処理前でのアンテナ指向性制御であるために簡易に実現でき，使用するアンテナ本数に対するスケーラビリティが高いこと，受信信号固有の情報を使用しないため高速な制御が実現できること，メディアの種類にかかわらず応用可能であることが挙げられる．

関連研究には，OFDM 復調処理 (フーリエ変換) 後にサブキャリアごとに合成処理を行う方式 (サブキャリア合成) がある．マルチパス環境で生じる周波数選択性フェージングに強いという特徴をもっているが，サブキャリアごとに重み付け合成回路が必要で回路規模が膨大となるため，アンテナ本数に対するスケーラビリティが低い．

本章では，提案する地上デジタル放送用のアダプティブ受信システムについて説明する．3.2節ではまず，提案するアダプティブ受信システムの全体構成とそのアルゴリズムを説明する．3.3節ではアダプティブ受信システムのハードウェア構成を説明した後，3.4節では高速移動時の劣悪な受信環境を室内で再現し，提案アダプティブ受信方式の受信特性を評価した結果を，続く3.5節ではフィールドでの実験結果を示す．

3.2 全体システム概要

本節では、提案するアダプティブ受信システムの全体概要及びアルゴリズムを説明する。アダプティブ受信システムの全体構成を図14に示す。図14は4本のアンテナを使用したときの構成を示している。4本のアンテナ素子と、4連チューナ (Tuner)、アダプティブ受信ユニット (Adaptive beam steering)、OFDM復調器 (OFDM demodulator) 及びMPEG-2デコーダ (MPEG-2 decoder)、そしてモニタ (Monitor) から構成される。チューナは周波数変換器とも呼ばれ、470MHzから700MHzまでの無線周波数帯 (Radio Frequency: RF) 信号を、数MHzの中間周波数帯 (Intermediate Frequency: IF) 信号に変換するものである。周波数変換処理は、受信RF信号に対して、局部発信器で発生させた正弦波信号を乗じることによって実現されるが、一つの局部発信器の出力を4分配して各チューナで共通に利用することにより、アンテナ素子間の相対的な周波数オフセットの発生を防いでいる。また、チューナの内部にはIF信号レベルを適切なレベルに制御することを目的とした自動利得制御 (Automatic Gain Control: AGC) 回路が備わっているが、その利得を制御するための信号は、後段のアダプティブ受信ユニットからフィードバックされる。アダプティブ受信ユニットは、入力された4本のIF信号をOFDM復調器の前で1本に合成するものであり、非常に簡易なアルゴリズムで実現されている。このアルゴリズムは、複数のアンテナでの受信信号を合成することにより信号そのものを強くするだけでなく、アンテナ指向性を所望波の方向に電子制御することにより、自動車の移動により生じる電波変動の影響を抑圧することができる。したがって、OFDM復調処理が容易になり、システム全体の性能を改善することが可能になる。また、このアルゴリズムは受信信号の特徴に依存しない処理で構成されており、高速制御が可能であるとともに、地上デジタル放送以外のメディアへの適用も可能である。その後、OFDM復調器及びMPEG-2デコーダを経由して映像、音声再生されて、モニタ上に表示される。

図15は、提案するアダプティブ受信アルゴリズムの簡単なブロック構成を示している。ほとんどすべてのブロックは、デジタル信号処理によって実現されており、入力は各アンテナのIF信号、出力はそれらを合成したIF信号である。まず、デジタル化された後の各アンテナのIF信号を、ベースバンド (Base Band: BB)

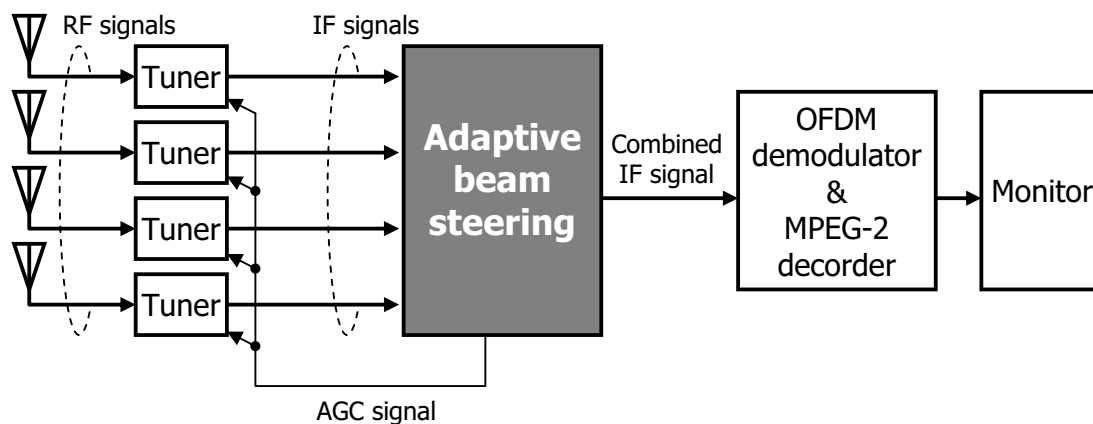


図 14 アダプティブ受信システムの全体構成

信号に周波数変換する。このとき各アンテナの BB 信号は 5.6MHz の帯域幅であるが、これを帯域分割フィルタで約 2MHz 幅の三つの部分帯域に分割する。これらの三つの部分帯域は、周波数の低い方から Low-band, Mid-band, High-band とする。帯域 3 分割後の各アンテナの BB 信号は、それぞれの部分帯域ごとに重み付けされて 1 本に合成される。このときの重み係数は、合成後信号の S/N が最大となるように位相と振幅を制御するための係数であり、各アンテナの BB 信号と合成信号との相関演算によって求められる。各部分帯域ごとに出力された合成信号は、更に 1 本に合成されて元の 5.6MHz 幅の信号に戻される。最後に、合成後の BB 信号は IF 信号へと周波数変換されて、OFDM 復調器へと渡される。このように、提案アルゴリズムは 5.6MHz の帯域をより狭い部分帯域に分割し、各部分帯域ごとに重み係数を更新するため、マルチパス環境でも正確にビームを制御できる。なお、このアルゴリズムを実装したアダプティブ受信 LSI (Large Scale Integration) を既に開発している [38]。

後続の節では、提案するアダプティブ受信アルゴリズムにおいて重要な AGC, 帯域 3 分割及び重み係数算出の各方法について説明する。

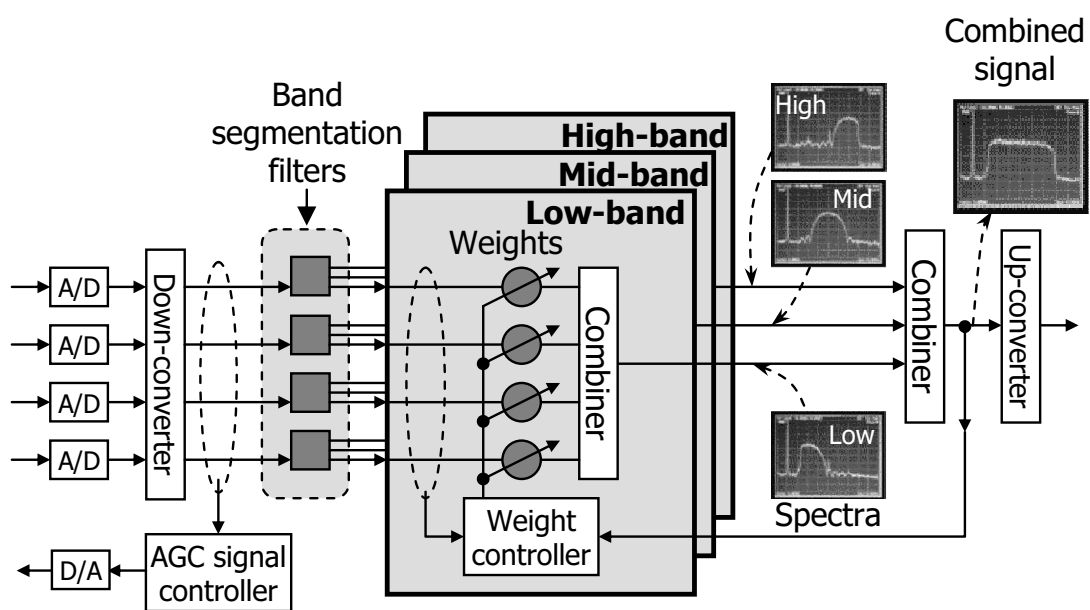


図 15 アダプティブ受信アルゴリズム

3.2.1 AGC 電圧の生成

複数のアンテナ素子を用いて受信品質を向上させるシステムでは、各アンテナ素子ごとに振幅レベルを適切に制御する必要がある。通常は A/D 変換器のダイナミックレンジを有効活用するために、各アンテナ素子の信号振幅レベルが最適になるように AGC を独立に制御することが一般的である。つまり、すべてのアンテナ素子の IF 信号レベルが同一になるように制御される。一方、各アンテナ素子の受信電力比に応じて複数の信号を重み付け合成する最大比合成を実現する場合は、アンテナ素子端での受信電力比を合成時に再現する必要があるため、各アンテナ素子の AGC 情報を合成処理部に伝達しなければならない。したがって、システムが非常に複雑化する問題点があった。

そのような問題点を解決するために、すべてのアンテナ素子の AGC に対して共通の制御電圧を用いる方法を採用する。今回は、全アンテナ素子の中で、受信電力が最大のアンテナ素子の信号レベルが適切になるように AGC 電圧を決定することにした。このように決めた AGC 電圧を用いて、全アンテナ素子の AGC を共通制御することにより、各アンテナ素子の AGC 回路の利得が一定となるため、各アンテナ素子端での受信電力比が保持されたまま、信号合成処理部に入力される。したがって、最大比合成などの信号処理を簡易な構成で実現することが可能になる。

図 16 に、AGC 電圧生成部の概略構成を示す。AGC 電圧生成部は、(1) 各素子の平均振幅値計算、(2) 最大値判定、(3) 目標値との誤差算出、(4) AGC 利得の決定、(5) AGC 電圧値への変換から構成される。

受信信号 $x_k(t)$ は、サンプリング周期を t_s [s]、サンプル番号を m とすると、 $x_k(mt_s)$ と表すことができる。

$$x_k(mt_s) = x_{Ik}(mt_s) + jx_{Qk}(mt_s) \quad (64)$$

$x_{Ik}(mt_s)$, $x_{Qk}(mt_s)$ はそれぞれ、 $x_k(mt_s)$ の実数及び虚数成分である。図 16(1) では、各アンテナ素子の信号の瞬時振幅値をある区間で平均化する。具体的には、

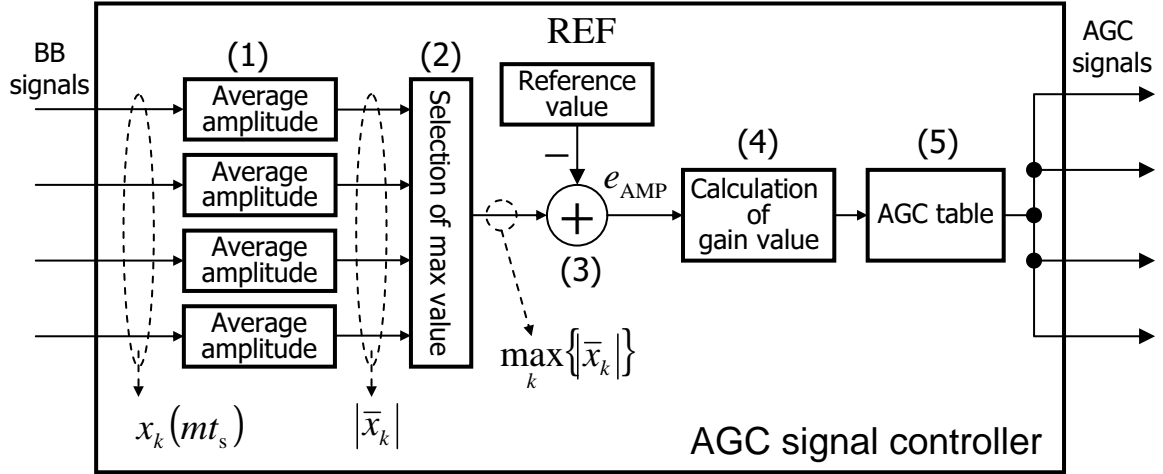


図 16 AGC 電圧生成部の構成

k 番目の素子の平均振幅値 $|\bar{x}_k|$ は,

$$|\bar{x}_k| = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{x_{I_k}^2(mt_s) + x_{Q_k}^2(mt_s)}}{M} \quad (65)$$

となる．ここで、 M は平均化に用いる信号のサンプル数を意味する．つまり、本ブロックの出力である平均振幅値は、各アンテナ素子の M 個のサンプルが入力されるごとに 1 回出力される．

図 16(2) では、各アンテナ素子の平均振幅値のうちで最大のもの、 $\max_k \{|\bar{x}_k|\}$ を選択し、後段に渡す．このように複数素子中の最大振幅値が所定のレベルになるように AGC の利得を制御することにより、最も強いアンテナ素子が A/D 変換時に許容されるダイナミックレンジを超えてオーバーフローする心配がなくなる．

図 16(3) では、目標とする振幅値 (AGC 目標値) に対して、最大振幅値との大きさを判定する．具体的には、最大振幅値 $\max_k \{|\bar{x}_k|\}$ から AGC 目標値 REF を引き算した結果を誤差信号 e_{AMP} として出力する．

$$e_{AMP} = \max_k \{|\bar{x}_k|\} - \text{REF} \quad (66)$$

後段の処理では、この誤差信号 e_{AMP} を小さくするように AGC 電圧を制御する。

図 16(4) は、式 (66) の誤差信号 e_{AMP} を 0 に近づけるように、AGC の増幅率を変化させる。例えば、AGC の増幅率を 1024 段階のレベル、増幅率制御信号で表現する。この増幅率制御信号は AGC の増幅率最大の状態を 0、増幅率最小の状態を 1023 とし、その間を 1024 等分する。仮に、AGC のダイナミックレンジが 70dB であったとすると、増幅率制御信号の値が 1 変化したときの AGC 増幅率の変化量は、

$$\frac{70}{1024} \simeq 0.068[\text{dB}] \quad (67)$$

と計算される。次に、増幅率制御信号の更新方法を説明する。増幅率制御信号は、その値が小さいときは AGC の増幅率の高い状態を、その値が大きいときは AGC の増幅率の低い状態を示す。前段から渡される誤差信号 e_{AMP} の符号が正である場合は、入力信号が所望のレベル (AGC 目標値) に対して強いことを意味するため、増幅率制御信号の値を 1 減少させる (AGC 利得を 0.068dB 下げる)。逆に、誤差信号の符号が負である場合は、入力信号が弱いことを意味しているため、増幅率制御信号の値を 1 増加させる (AGC 利得を 0.068dB 上げる)。このような更新処理を、AGC 周期ごと、つまり (1) の平均化処理に用いるサンプル数 M ごとに実行する。このようにして更新された増幅率制御信号は図 16(5) に渡され、AGC 電圧に変換される。

図 16(5) では、(4) から渡される増幅率制御信号を実際の AGC 電圧に変換する。AGC 増幅率と AGC 電圧は、一般に図 17(a) に示すように非線形な特性となっている。そのため、AGC 増幅率の傾きが急な部分ではシステムが不安定になり、逆に AGC 増幅率が緩やかなところでは制御が緩慢になり追従性が悪くなるため、従来は線形に近い部分のみが用いられていた。マルチパス環境下での受信信号の広いダイナミックレンジに対して安定した AGC を可能とするためには、増幅率制御信号に対する AGC 電圧の対応関係を図 17(b) のように非線形な関係とすればよい。これを実現するために、図 16(5) では増幅率制御信号から AGC 電圧への変換を ROM (Read Only Memory) テーブルの参照で実現している。

以上のようにして得られた AGC 電圧値は、D/A 変換器でアナログ電圧値に変換されてチューナに入力され、AGC の利得制御に使われる。

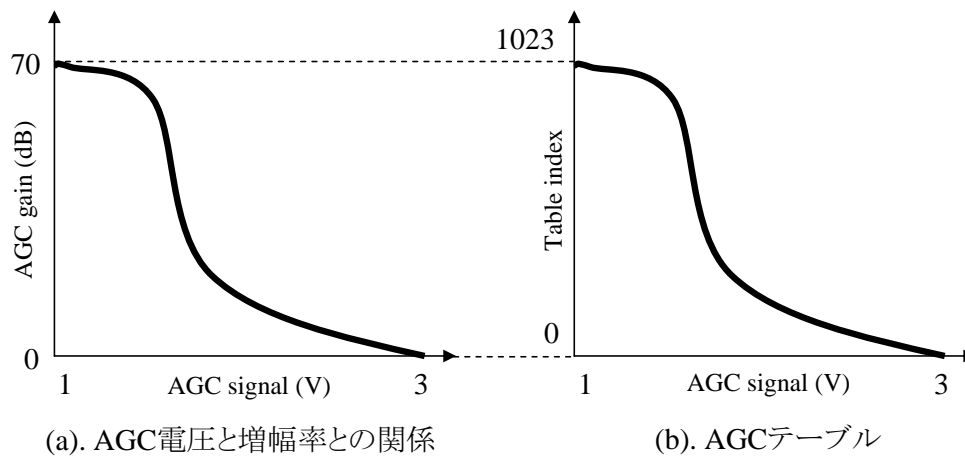


図 17 AGC 特性の一例

3.2.2 帯域 3 分割フィルタ

提案アルゴリズムでは，帯域幅約 6MHz の BB 信号を 2MHz 幅の部分帯域三つに分割し，各部分帯域において最適な重み付けをして 1 本の信号に合成する．図 18 に，帯域 3 分割フィルタの有無による特性改善効果の一例を示す．これは，所望波と不要波の電力比 D/U が 3dB の動的レイリーフェージング環境において，帯域 3 分割の効果の評価したものであり，遅延時間差に対する特性を示している．遅延時間差が $0.25\mu\text{s}$ 以下の条件で，帯域分割しない場合に比べて大きく特性が改善していることが分かる．ここでは，6MHz 幅の帯域を三つの部分帯域に分割するために使われるデジタルフィルタの実現方法を説明する．

通常，このような帯域 3 分割処理を実現する場合は，Low-band, Mid-band, High-band のそれぞれの信号を抽出するデジタルフィルタを個別に用意する必要がある．各部分帯域の BB 信号は，直交復調後の BB 信号に対して複素のフィルタ係数を乗じ，それらを加算することで実現される．例えば，時刻 mt_s における k 番目のアンテナ素子の受信 BB 信号を $x_k(mt_s)$ ，ある一つの部分帯域を抽出するフィルタの i 番目の複素フィルタ係数を $fc(i)$ とすると，ある一つの部分帯域の出

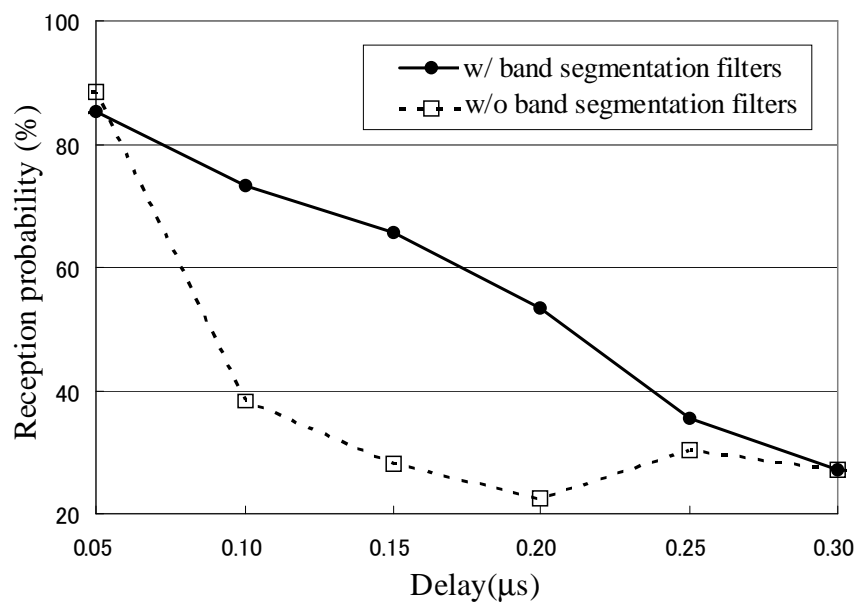


図 18 帯域 3 分割フィルタの特性改善効果の一例

力BB信号 $x'_k(mt_s)$ は,

$$x'_k(mt_s) = \sum_{i=0}^{N_f-1} x_k((m-i)t_s)fc(i) \quad (68)$$

で計算される. ここで N_f はデジタルフィルタのタップ数を示している. 式 (68) の $x_k(t)$ 及び $fc(i)$ はいずれも複素数であることから, 乗算回数が $4N_f$ となる. ただし, 一般にはデジタルフィルタの係数は, 中心タップを境にその絶対値が対称になるため, 例えばタップ数が偶数の場合は, 乗算回数はその半分の $2N_f$ となる. したがって, 三つの部分帯域分の乗算回数を合わせると合計 $6N_f$ となり, 回路規模が大きくなる.

そこで, デジタル信号処理のサンプリングレートと, 部分帯域の帯域幅との関係に着目して, 帯域3分割のためのフィルタ処理を少ない乗算器数で実現した. ここで, 直交復調後の6MHz帯域幅のBB信号のサンプリングレートは8MHzで, 部分帯域の帯域幅はその1/4の2MHzという関係にある.

まず, Mid-bandを取り出すための基本ローパスフィルタを設計する. Mid-bandは直流成分(周波数0)を中心として ± 1 MHzの範囲内の帯域である. このように, Mid-bandは周波数0を中心にして対称な帯域であることから, Mid-bandを抽出するフィルタはカットオフ周波数1MHzの通常のローパスフィルタを設計すればよい. これは複素係数をもつフィルタでなく, 実数係数のみのフィルタで実現することができる. この基本ローパスフィルタの*i*番目のフィルタ係数を $fc_I(i)$ と表現する. このとき, Mid-band用フィルタの出力信号 $x_{Mk}(mt_s)$ はローパスフィルタのタップ数を N_f とすると,

$$\begin{aligned} x_{Mk}(mt_s) &= \sum_{i=0}^{N_f-1} x_k((m-i)t_s)fc_I(i) \\ &= \sum_{i=0}^{N_f-1} \{x_{Ik}((m-i)t_s) + jx_{Qk}((m-i)t_s)\}fc_I(i) \end{aligned} \quad (69)$$

で計算され, 乗算回数は $2N_f$ となる.

次に, この基本フィルタの係数に ± 2 MHzの複素キャリアを乗じ, 基本フィルタの通過帯域を ± 2 MHzずらすことによって, Low-band及びHigh-bandのフィルタを設計する. ここで乗じるキャリアの周波数は, サンプリング周波数の1/4

である点が、今回の簡略化のポイントである。8MHz サンプリング時の2MHz のキャリアは1周期当り4点でサンプリングされる。したがって、Low-band 及び High-band の i 番目のフィルタ係数は $fc(i)e^{\pm j\frac{\pi}{2}i}$ で表現できる。その結果、Low-band 及び High-band の受信 BB 信号 $x_{Lk}(mt_s)$ 及び $x_{Hk}(mt_s)$ はそれぞれ次式で表される。

$$x_{Lk}(mt_s) = \sum_{i=0}^{N_f-1} x_k((m-i)t_s) fc_1(i) e^{j\frac{\pi}{2}i} \quad (70)$$

$$x_{Hk}(mt_s) = \sum_{i=0}^{N_f-1} x_k((m-i)t_s) fc_1(i) e^{-j\frac{\pi}{2}i} \quad (71)$$

ここで、 $e^{\pm j\frac{\pi}{2}i}$ は0, ± 1 のいずれかである。このことは、Low-band 及び High-band を抽出するための乗算が不要であることを意味する。つまり、前述の Mid-band 用フィルタ演算の一部である $x_{Lk}((m-i)t_s) fc_1(i)$ 及び $x_{Qk}((m-i)t_s) fc_1(i)$ の乗算結果に対して、0 または ± 1 を乗じた後加算すれば、Low-band 及び High-band の出力信号が得られる。以上のように、帯域3分割フィルタは、サンプリング周波数と帯域幅の関係をうまく使うことで、乗算数 $2N_f$ で実現することができる。

最後に、基本フィルタのタップ数が5の場合を例として、帯域3分割フィルタの実現例を図19に示す。Mid-band 抽出用のフィルタ処理は計10回の乗算で実現される。Low-Band 及び High-band は、Mid-Band の乗算結果を加算若しくは減算することで所望の出力を得ることができる。

3.2.3 重み係数の算出

本節では、提案アルゴリズムの中で最も重要な重み係数算出演算について述べる。重み係数算出部の概略構成を図20に示す。重み係数算出部は、(1) 複素相関演算、(2) 振幅正規化処理及び(3) 平均化処理から構成される。この重み係数算出は部分帯域ごとに個別に行われるが、まずは議論を簡単にするために帯域分割しない場合を例に説明する。

まず、図20(1)では直交復調後のBB信号と合成信号との間で複素相関演算を行う。 k 番目のアンテナ素子のBB信号を $x_k(mt_s)$ 、合成信号を $y(mt_s)$ とすると、

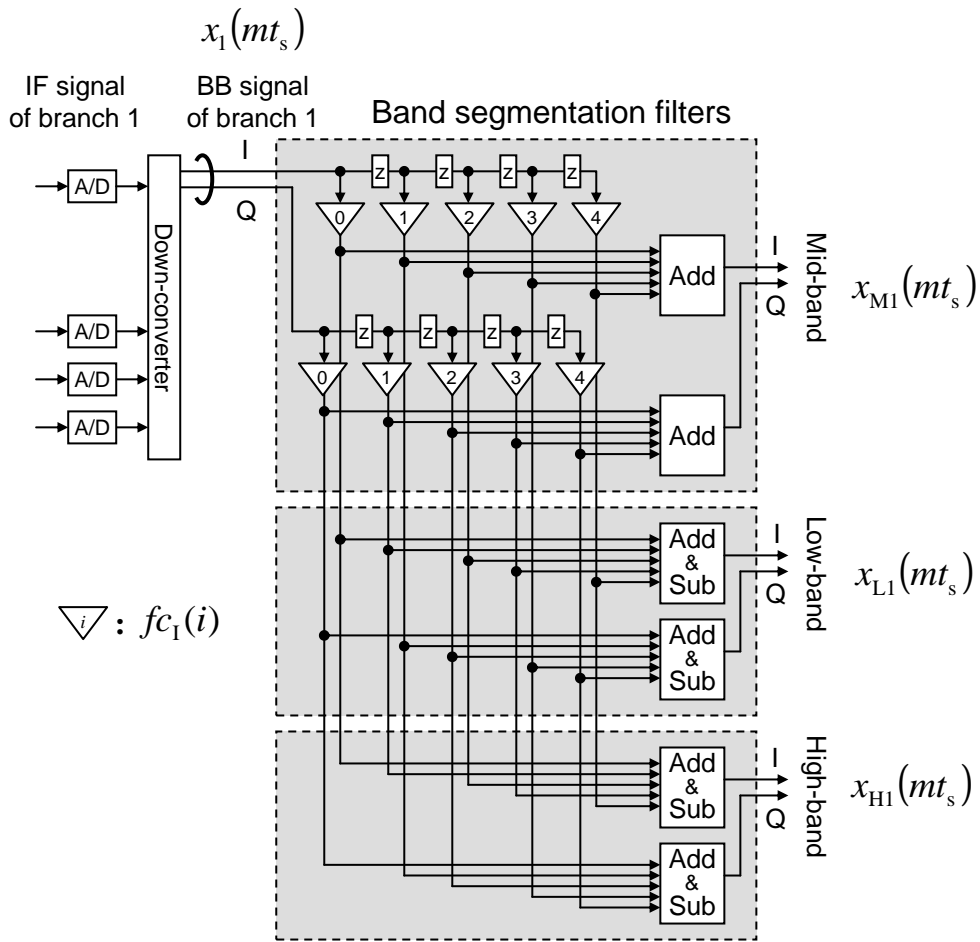


図 19 5 タップの帯域 3 分割フィルタの実現例

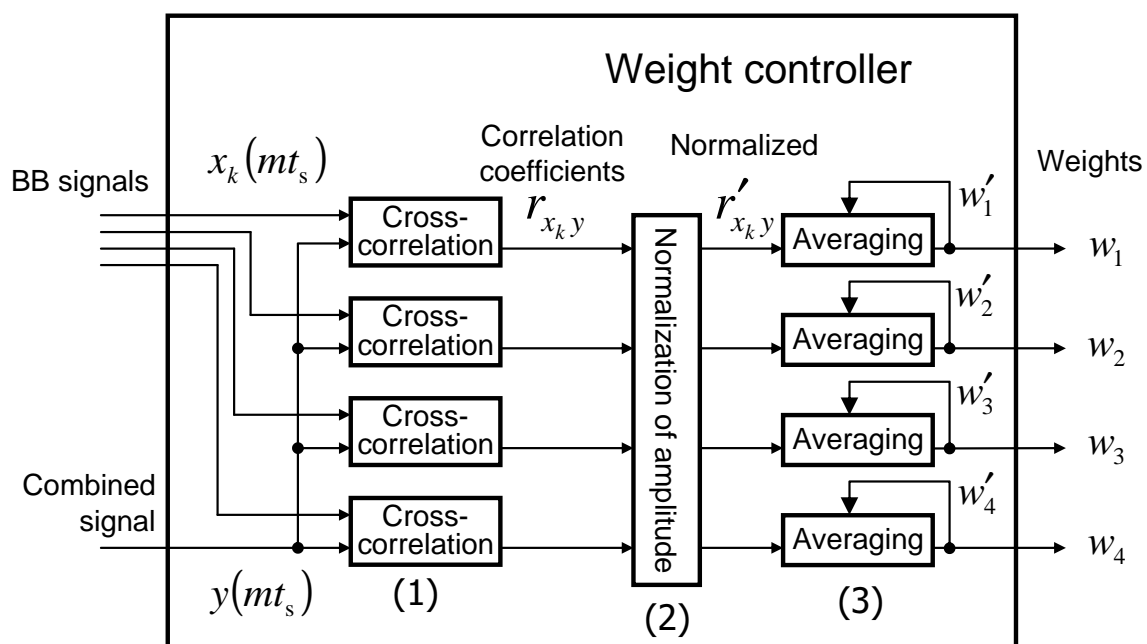


図 20 重み係数算出部の概略構成

k 番目のアンテナ素子の相関値 $r_{x_k y}$ は,

$$r_{x_k y} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_k(mt_s) y^*(mt_s) \quad (72)$$

となる. 得られた相関係数 $r_{x_k y}$ の位相は k 番目のアンテナ素子と合成信号との間で補正しなければならない位相差を表す. つまり, この位相差の分だけ k 番目のアンテナ素子の位相を補正すると, 合成信号の位相に等しくなることを意味する. また, $r_{x_k y}$ の振幅は BB 信号と合成信号との相関の強さを表す. この $r_{x_k y}$ がもつ位相及び振幅情報は, 提案アルゴリズムで複数素子を合成する際に最も重要な要素である. また N は複素演算に用いる BB 信号及び合成信号のサンプル数であり, かつ相関値 $r_{x_k y}$ が更新される周期 (サンプル数) である. N は一般に OFDM 信号のシンボル周期よりも短い時間に設定する. したがって, ビルの乱立する市街地や高速道路などでの走行においても激しい電波環境に追従でき, 安定した移動受信品質が確保できる.

相関値 $r_{x_k y}$ は, 受信信号の変動の状況によってその振幅値は大小様々に変化する. 一般に変動が激しくなればなるほど, $r_{x_k y}$ の振幅値は小さな値となる. この相関値 $r_{x_k y}$ をそのまま重み係数として使ってしまうと, 重み付け合成後の信号振幅が激しく変動するため, 受信システムにとって望ましい状況ではない. そこで, 図 20(2) では 4 素子の相関係数の振幅の和が一定になるように, 相関係数の振幅を正規化する. 正規化後の相関係数 $r'_{x_k y}$ は,

$$r'_{x_k y} = \gamma \frac{r_{x_k y}}{\sum_{i=1}^4 |r_{x_i y}|} \quad (73)$$

となる. γ は定数のゲインで, 通常 1 倍である.

重み係数の急激な変動はシステム全体の受信品質 (特に OFDM 復調器の処理精度) に悪影響を与えることがある. そこで, 図 20(3) では正規化後の相関係数 $r'_{x_k y}$ を k 番目のアンテナ素子の過去の重み係数 w'_k と平均化する. 平均化後の新しい重み係数 w_k は以下の式で計算される.

$$w_k = \alpha r'_{x_k y} + (1 - \alpha) w'_k \quad (74)$$

ここで α は平滑化係数であり、 $0 < \alpha \leq 1$ を満たす。ここで得られた w_k は、4素子を合成する際の重み係数として使われる。このように、平均化処理によって重み係数の急激な変動を抑え、周辺環境のノイズに影響されない安定した重み付け合成制御が可能になる。

次に、帯域分割処理を実施する際の重み係数算出方法について補足する。前述のように重み係数算出部の相関演算は、各素子のBB信号と合成信号との間の演算である。基準となる合成信号として、各部分帯域の合成信号を用いる方法がまず考えられる。Mid-bandを例とした場合、Mid-bandの合成信号を $y_M(t)$ とすると、重み係数算出に用いられる相関係数 $r_{x_{Mk}y_M}$ は、

$$r_{x_{Mk}y_M} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_{Mk}(mt_s) y_M^*(mt_s) \quad (75)$$

となる。Low-band及びHigh-bandの相関係数 $r_{x_{Lk}y_M}$ 、 $r_{x_{Hk}y_M}$ も同様に求められる。これらの相関係数から求めた重み係数を用いて各部分帯域の合成信号 $y_L(t)$ 、 $y_M(t)$ 、 $y_H(t)$ を生成した後、これらを加算して合成信号 $y(t)$ を求める。

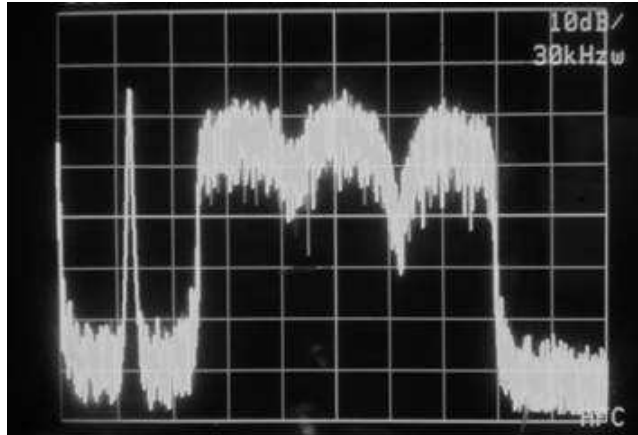
$$y(t) = y_L(t) + y_M(t) + y_H(t) \quad (76)$$

このようにして求めた合成信号 $y(t)$ のスペクトル画像の一例を図21(a)に示しているが、各部分帯域の境目付近の周波数成分が弱くなる現象がしばしば発生する。これは各部分帯域の合成信号の位相基準が異なるため、図21(b)のように隣接する部分帯域の合成信号間に位相差が生じることに起因する。その結果、地上デジタル放送の受信特性が劣化することがある。

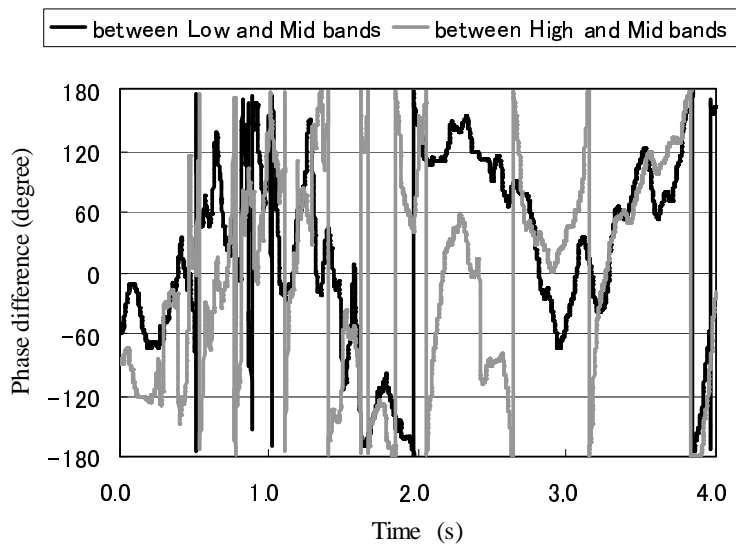
このような問題を解決するために、最終的な合成信号 $y(t)$ を基準として各部分帯域の重み係数を求める方法を採用した。例えば、Mid-bandの相関係数を次式で求める。

$$r_{x_{Mk}y} = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x_{Mk}(mt_s) y^*(mt_s) \quad (77)$$

Low-band及びHigh-bandも同様に求められる。この方法では各部分帯域の重み係数算出に用いる基準信号が共通となるため、各部分帯域で得られた合成信号に位相差が生じず、図22に示すように良好なスペクトルが得られる。

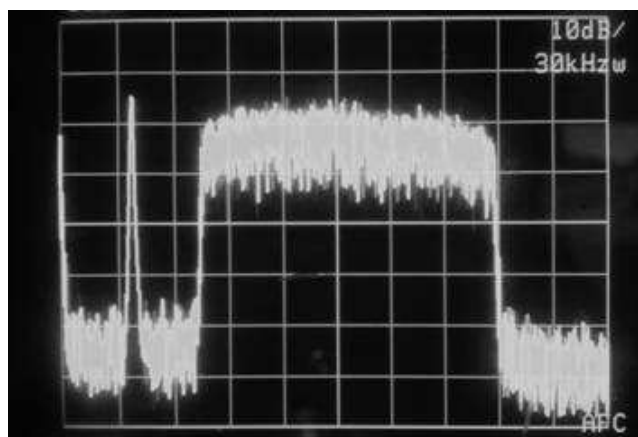


(a). 合成信号のスペクトル

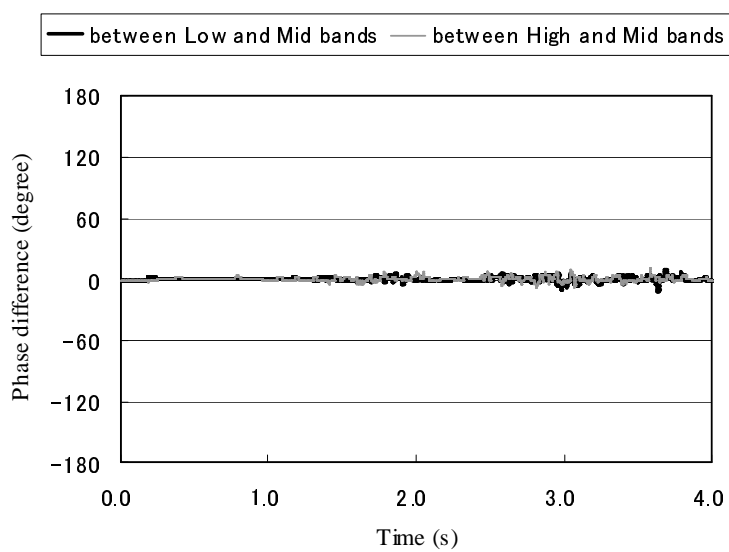


(b). 部分帯域間の位相差

図 21 各部分帯域の合成信号を基準とした場合の合成信号スペクトルと部分帯域間位相差



(a). 合成信号のスペクトル



(b). 部分帯域間の位相差

図 22 最終合成信号を基準とした場合の合成信号スペクトルと部分帯域間位相差



図 23 開発した地上デジタル放送用アダプティブ受信システム

3.3 ハードウェア構成

開発した地上デジタル放送用アダプティブ受信システムの外観を図 23 に示す。このシステムは、チューナからの 4 素子のアナログ IF 信号を入力とし、装置内部でアダプティブ受信処理を適用し、その結果生成される合成信号をアナログ IF 信号として出力するものである。基板上には、ALTERA 社製の FPGA (Field Programmable Gate Array) である APEX II (EP2A70B724C9) が 1 個搭載されており、アダプティブ受信に関するすべての処理をこの FPGA 上で実現している。

次に、アダプティブ受信処理を FPGA 上に実現した際の回路ブロック構成を図 24 に示す。また、各ブロックの回路規模を表 2 にまとめて示す。重み係数算出回路 (WeightController) で最も多くのハードウェア資源を利用している。また、アダプティブ受信で重要となる帯域 3 分割フィルタ回路 (DivFilter)、重み付け合成回路 (PhaseShifter)、重み係数算出回路で全体の 63% の論理セルと、96% のメモリを消費していることが分かる。なお、今回使用した FPGA に実装したところ、論理セル使用率は約 96%、メモリ使用率は約 18% であった。

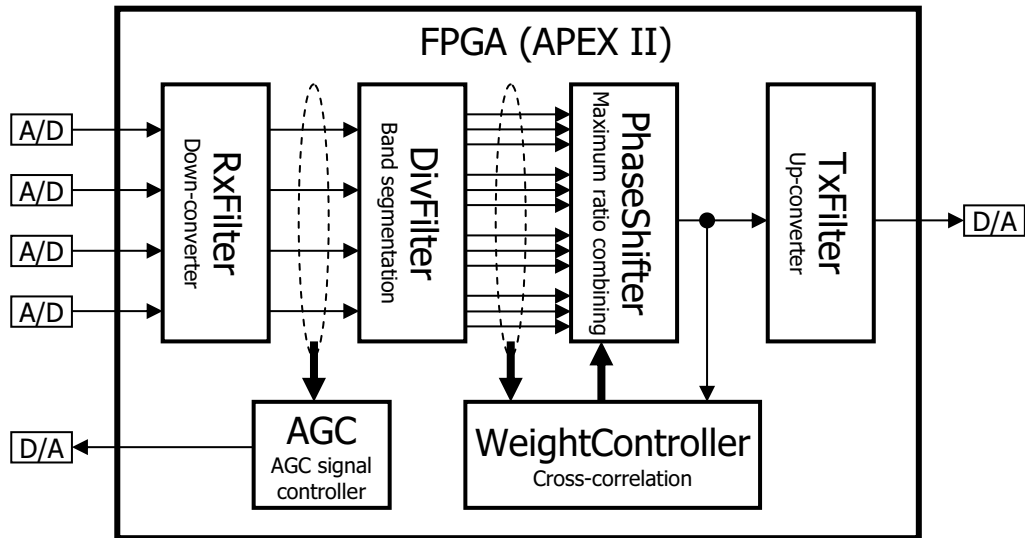


図 24 アダプティブ受信処理の回路ブロック構成

表 2 地上デジタル放送用アダプティブ受信システムの回路規模

Block name	Logic cells	Memory bits
RxFILTER	8,992	0
DivFILTER	4,838	0
PhaseShifter	7,709	0
WeightController	28,377	201,472
TxFILTER	9,132	0
AGC	735	0
others	5,151	8,192
Total	64,934	209,664

3.4 室内実験結果

高速走行する自動車で放送波を受信する場合、放送波の到来方向や自動車の速度によってドップラーシフトが発生し、放送波の受信周波数が変化する。例えば、前方から到来する電波を走行中の自動車に備え付けられたアンテナで受信すると、その受信信号の周波数は高い方向に変化する。逆に後方から到来する電波は、その受信周波数が低い方向に変化する。このドップラーシフトは、高速走行する自動車において地上デジタル放送の受信品質を悪化させる大きな要因の一つである。特に、マルチパス環境では、異なるドップラーシフトを受けた到来波を同時に受信する多重ドップラーシフトが発生するため、OFDMのサブキャリア間干渉によって受信特性を著しく低下させる。そこで本節では、高速移動受信時に発生する多重ドップラーシフト環境下において、提案アルゴリズムの性能を評価した。

提案アルゴリズムの効果を検証するために、単純な2波のドップラーシフト環境を室内で再現し、開発したハードウェアを用いて特性を評価した。室内で再現した実験環境のイメージを図25に示す。これは移動中の自動車で2波を受信する環境を再現しており、一方の電波は自動車の真正面から、他方は自動車の真後ろから到来している。前方から到来する電波が後方から到来する電波よりも12dB強いとし、2波の遅延時間差は $1.0\mu\text{s}$ とした。アンテナは自動車の進行方向と平行に設置し、アンテナ間隔は0.3波長である。2本のアンテナはともに無指向性であることを想定しているため、いずれのアンテナも前後両方の到来波を受信する。これは前述の多重ドップラーシフト環境であり、サブキャリア間干渉によって受信特性が大きく劣化する。

ドップラー周波数に対する受信特性を評価した結果を図26に示す。図26では、1アンテナ受信 (Single)、提案する最大比合成アルゴリズム (Adaptive)、及びOFDM復調時のフーリエ変換後のサブキャリア合成方式 (Post-FFT) の3方式について、受信特性を比較している。グラフの横軸はドップラー周波数を表す。例えば、ドップラー周波数40Hzという環境は、前方から到来する電波の受信周波数が40Hz高い方へシフトし、後方からの電波の受信周波数が40Hz低い方へシフトすることになる。したがって、両者の周波数差は2倍の80Hzとなる。また、縦軸は受信率を示している。室内実験で再現した地上デジタル放送では、音

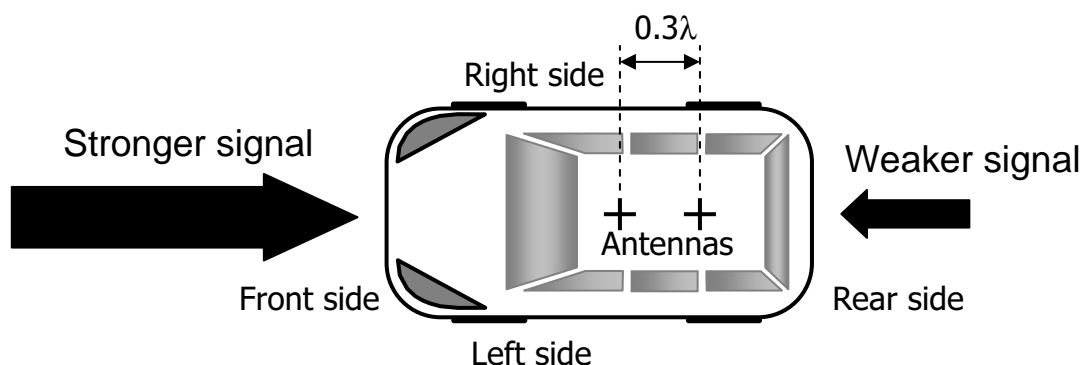


図 25 実験環境のイメージ

声チャンネルに 1kHz のトーン信号を重畳しており、その受信状態を受信率として定義している。

図 26 の結果を見ると、提案するアルゴリズムは、1 アンテナ受信やサブキャリア合成受信に比べて良好であることが分かる。100% 受信可能なドップラー周波数は、1 アンテナ受信時で 30Hz、サブキャリア合成受信で 67Hz だったのに対し、提案アルゴリズムでは 80Hz であった。

このような結果を生じる要因として、提案するアダプティブ受信アルゴリズムが OFDM 復調前 (フーリエ変換前) で信号を合成するためと考えられる。提案するアルゴリズムは、多重ドップラーシフト環境を含むマルチパス環境下で、最も電力の強い電波到来方向にアンテナ指向性を制御する。今回の実験環境においては、自動車前方からの電波が強いため、前方からの到来波に対してアンテナ指向性の感度を強めるように制御される。ここで、図 25 と同様の環境下で、提案アルゴリズムで計算される重み係数データを取得し、得られた重み係数データからアンテナの指向性パターンを計算した結果を図 27 に示す。これは、測定中に得られた重み係数データの一部を抽出し、アンテナ指向性パターンを計算したときの結果であり、自動車の周囲 360 度に対し、それぞれのアンテナ指向性の感度を二次元平面上に対数で表現したものである。

図 27 の結果を見ると、提案方式は自動車の前方に対してアンテナの指向性を

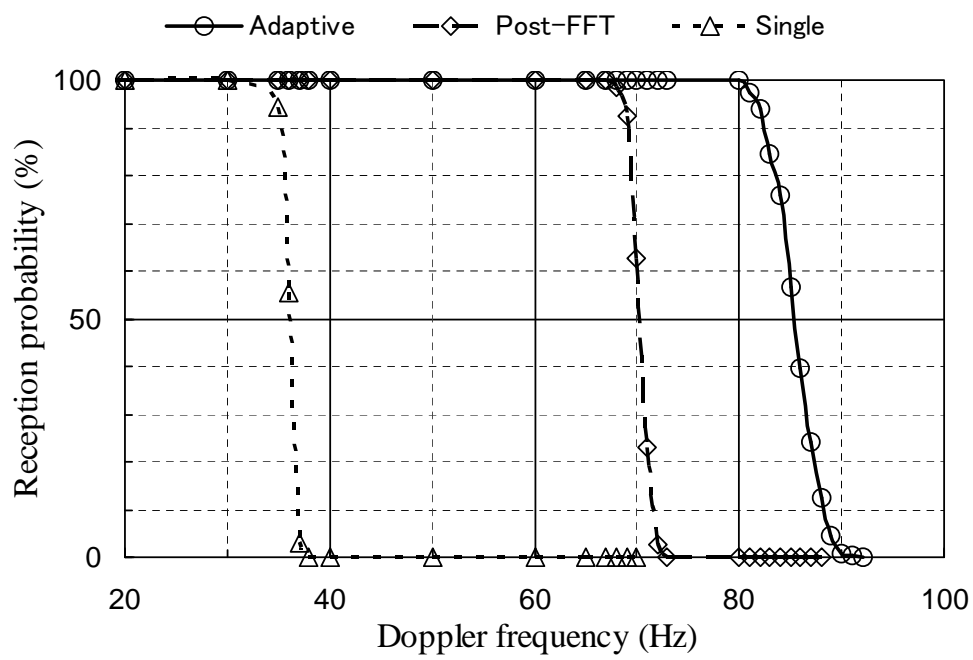


図 26 ドップラーシフトに対する受信特性比較

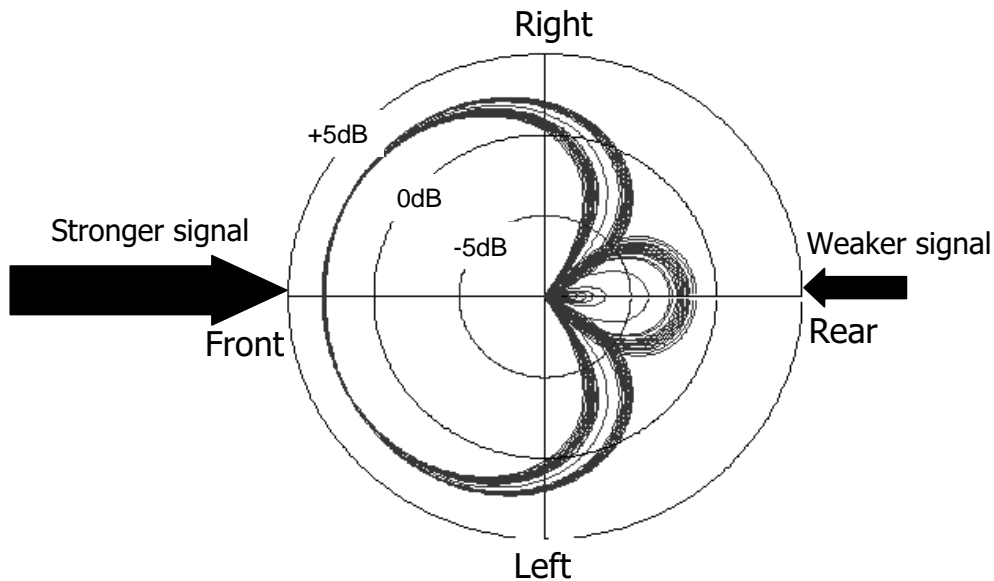


図 27 計算したアンテナ指向性のパターン

正確に制御できていることが分かる。強い電波が到来する自動車の前方向に対して、アンテナの感度が約 3dB 改善していることが分かる。一方、弱い電波の到来する自動車の後方向に対しては、感度が少なくとも 1dB 抑圧されていることが分かる。これは前方の感度が後方向に対して 4dB 強くなることを意味する。つまり、前後の電波の強さの比が 16dB の環境と等価となる。このように、アダプティブ受信は弱い電波の影響をより小さくすることによって、多重ドップラーシフト環境でのサブキャリア間干渉を抑圧することができる。したがって、アダプティブ受信の後段の OFDM 復調器には、多重ドップラーシフトによるサブキャリア間干渉が抑圧された信号が入力されるため、OFDM 復調の際のシンボル同期処理や伝搬路推定処理がしやすくなり、結果として受信結果が良好となる。

一方、1 アンテナ受信やサブキャリア合成方式の場合は、多重ドップラーシフトによるサブキャリア干渉を受けた信号を使って、OFDM 復調器内のシンボル同期処理やフーリエ変換処理、伝搬路推定処理をしなければならない。今回の実験環境においては、前後比 12dB の電波環境のままこれらの処理をしなければなら



図 28 実験車両の外観

なくなり，OFDM 復調時の誤差が生じやすくなる．誤差の多い信号同士を合成したところで，劇的な性能改善は見込めない．このことがサブキャリア合成方式に対して，OFDM 復調前で合成する提案アルゴリズムが優位に働く要因と考えられる．

3.5 フィールド実験結果

本節では，提案するアダプティブ受信アルゴリズムの有効性を，屋外の実走行で確認した結果を示す．

まず，屋外実験の環境について説明する．今回使用した実験車両の外観を図 28 に示す．また地上デジタル放送受信用に開発したフィルムタイプのアンテナ [39] を図 29 に示す．このアンテナをフロントガラス上に 2 素子，リヤバンパ上に 2 素子設置して，計 4 本のアンテナを使って移動受信実験を実施した．

次に，実験車内に搭載した実験システムの全体構成の概略を図 30 に示す．図 29 に示す H 型アンテナ 4 本で受信した RF 信号は，チューナで IF 帯の信号に周波数変換された後，アダプティブ受信ユニットで 1 本の信号に合成される．この合成信号は OFDM 復調器，MPEG-2 デコーダを経由した後，モニタに映像と音

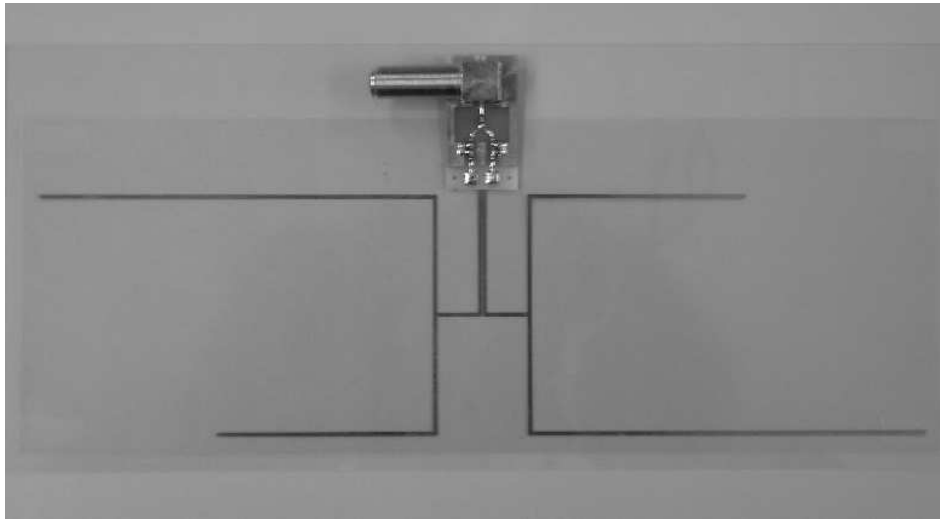


図 29 地上デジタル放送受信用のアンテナ (H 型)

声が再生される。受信率は、MPEG-2 のトランスポートストリームに付加されるエラーフラグをカウントし、走行距離に対してエラーフリーとなる場所率で表現する。実験車にはこれ以外にも電界強度測定器 (Field strength measurement) と GPS (Global Positioning System) 受信機を備えており、これらの情報は OFDM 復調器から出力される受信状況とともに、パソコンに保存される。

このような実験設備を用いて、名古屋市周辺の高速道路及び一般道路において、地上デジタル放送の移動受信実験を実施した。この地域の地上デジタル放送は、瀬戸市にある送信タワーから出力されている。今回の実験での送信パラメータを表 3 に示す。

移動受信実験の結果を図 31 に示す。名古屋市周辺の地図上に、走行中の地上デジタル放送の受信率を色分けして表示している。青色のプロットは受信率 100% で全くエラーなく移動受信できている状態であり、赤色は全く受信できない状態であることを示す。また、地図上の灰色のエリアは、瀬戸送信局からの電波を家庭で受信することができない範囲を示す。この結果を見ると、提案アルゴリズムを使った移動受信可能なエリアは、家庭での固定受信エリアとほぼ同等であることが分かる。

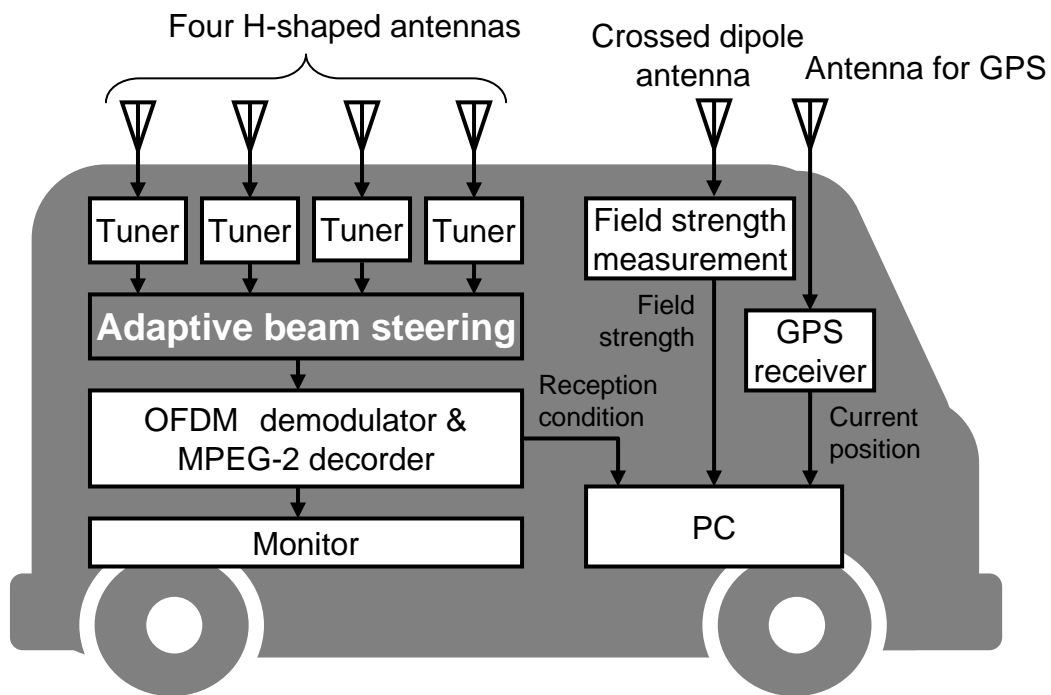
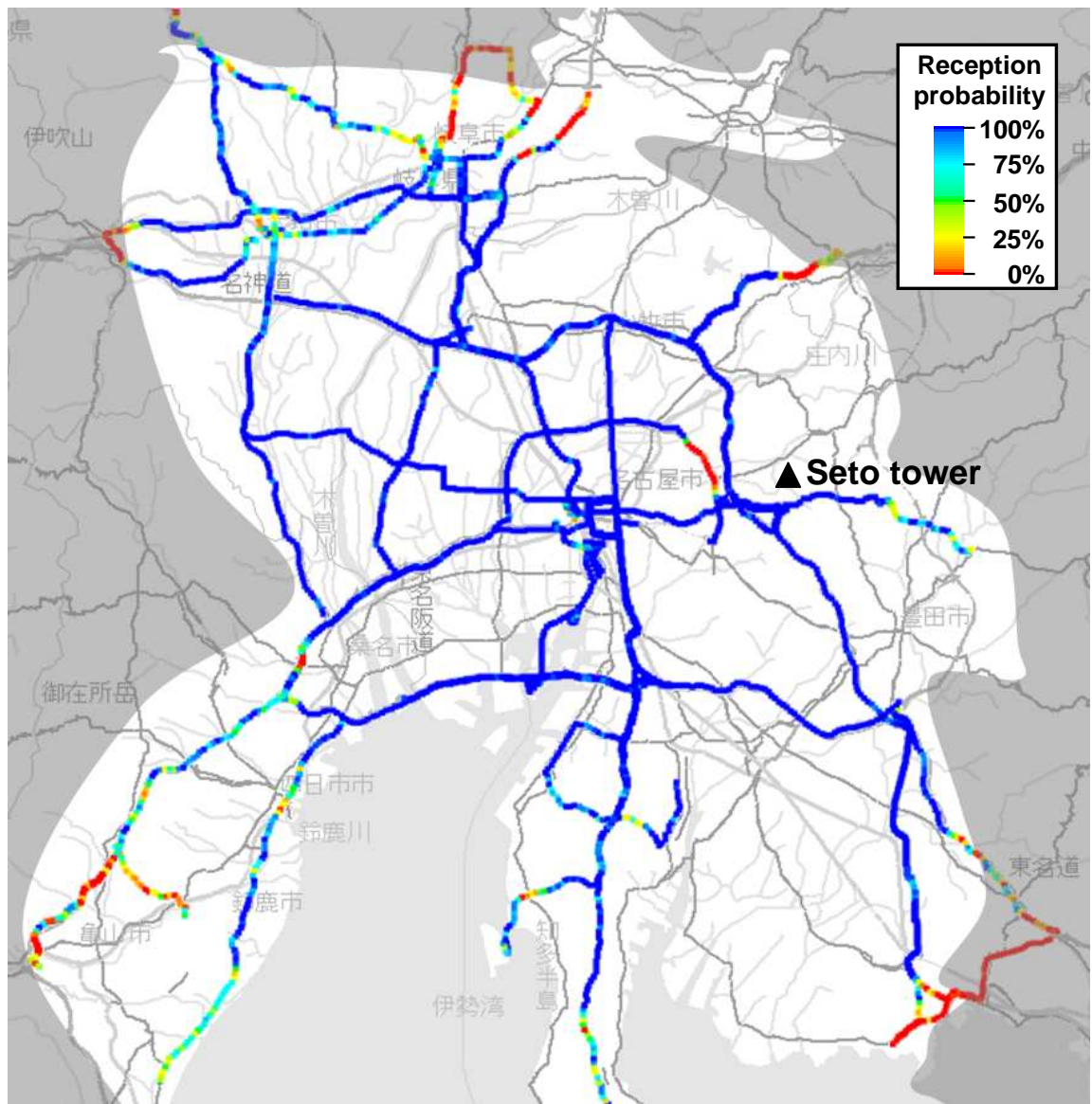


図 30 フィールド実験システムの概略

表 3 送信パラメータ

Mode	3
Center frequency	527.143MHz (22ch)
Transmission power	3kW
Height of antenna	245m
Location of antenna	Seto city



©2009 ZENRIN CO., LTD. (Z09KC第062号)

図 31 名古屋市周辺での移動受信結果

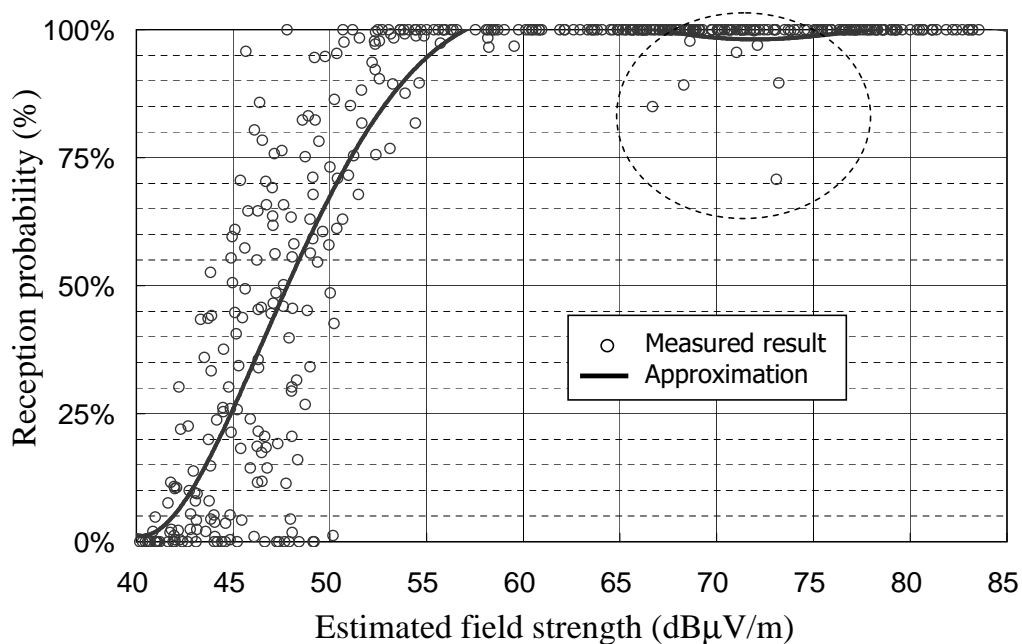


図 32 電界強度対受信率の関係

更に、走行中に取得した受信率及び電界強度測定値から、電界強度対受信率の関係を調査した結果を図32に示す。提案するアダプティブ受信を用いると、高速走行時であっても電界強度 $54\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$ 以上であれば受信率90%以上となり、安定的な移動受信が実現できることが分かった。

3.6 本章のまとめ

本章では、地上デジタル放送に適したアダプティブ受信方式を提案した。提案方式は最大比合成法を応用したものであり、その特徴は基準信号として合成信号を用いて、各アンテナ素子の重み係数を算出する点にある。これによって、電波が激しく変動する移動受信環境下でも、重み係数算出制御が安定して動作可能となる。更に、1チャンネルの帯域をデジタルフィルタで約2MHzの部分帯域三つに分割し、より狭い部分帯域で重み係数を制御して合成する帯域3分割合成方式を

採用しており，マルチパス環境下でも正確なアンテナ指向性制御を実現できる．提案方式について，デジタル回路化してFPGA上に実装し，室内及び屋外実験においてその有効性を検証した．特に名古屋地区周辺の移動受信実験においては，総務省が公表している瀬戸送信局の固定受信可能エリア内で，ほぼ安定した移動受信が可能であることを実証した．このことから，移動受信の課題である低受信電力とフェージングの問題を解決できたと考えられる．

ただし，図32の点線内のように，比較的受信電力が強い状況においても，受信特性が劣化する状況が見られる．これは，高速移動受信時に発生する多重ドップラーシフトによる特性劣化と考えられる．アダプティブ受信はアンテナ指向性を制御することにより多重ドップラーシフトの影響を軽減することは可能であるが，十分ではないといえる．そこで，更なる高速移動受信を想定する場合は，多重ドップラーシフトへの対策をより強化する必要があると考えられる．

4. ドップラーシフト補償技術による高速移動受信技術

4.1 本章の概要

現在放送されている日本のデジタル放送の移動受信は、3章で説明したアダプティブ受信技術によって、安定的に受信できることが分かった。しかし、日本の高速道路の制限速度は時速 100km であるのに対して、諸外国の高速道路ではそれ以上の速度で自動車の走行が可能である。また、新幹線など自動車よりもはるかに高速で走行する移動体もある。時速 100km を超える移動受信環境下では、アダプティブ受信技術のみで安定的な受信を実現するのは難しいと考えられる。また、名古屋地区での地上デジタル放送は現在、500MHz 帯の無線周波数を使って放送されているが、地域によっては 700MHz 付近の周波数帯でも放送される可能性がある。同一の車速であっても、無線周波数が高くなれば移動受信時に発生するドップラーシフトの量も多くなり、安定受信がより困難な状況になる。

このように、更なる高速走行であっても、また更に高い無線周波数であっても、地上デジタル放送の安定的な移動受信を実現するためには、アダプティブ受信に加えて、ドップラーシフトの影響を更に軽減する技術の導入が必要と考えられる。そこで、移動方向に配置した複数のアンテナを使って地面に対して静止した複数地点の受信信号を推定することでドップラーシフトの発生そのものを抑圧し、その結果を使ってアンテナ指向性を制御するという従来にはないアイデアに着目したドップラーシフト補償型アダプティブ受信方式を提案する。本章ではまず、4.2 節において、ドップラーシフト補償技術の概略を説明する。次に 4.3 節ではドップラーシフト補償技術とアダプティブ受信技術との融合方式について簡単に説明した後、4.4 節でハードウェア構成を、4.5 節で室内シミュレーションの評価結果をまとめる。

4.2 ドップラーシフト補償技術の概要

地上デジタル放送の移動受信時における特性劣化要因として、2.2.2 節で述べたドップラーシフトが挙げられる。ドップラーシフトは、自動車の移動によって

受信点が移動するために発生する。したがって、移動中の受信信号から地面に対して静止した地点の受信信号を推定できれば、ドップラーシフトの発生を防ぐことが可能になると考えられる。提案しているドップラーシフト補償技術は、移動方向に配置した複数のアンテナを使って地面に対して静止した受信点の信号を推定してドップラーシフトの発生そのものを抑圧する技術である。図 33(a) に 2 素子アレーアンテナを使ったドップラーシフト補償技術のイメージを示す。これは、自動車の移動方向に 0.5 波長未満の間隔でアンテナ 1, 2 を近接配置し、その間に位置する地点 R での受信信号を推定し、その受信点を自動車の速度と同じ速度で後方に移動させる動作を示している。アンテナ 1, 2 の間に存在する受信点の信号は、アンテナ 1, 2 のそれぞれの受信信号に対し簡易な信号処理を施すことで推定することができる。一般に、使用するアンテナ本数を増やすほど、より大きなドップラーシフトを補償できるが、自動車で行ける可能な速度で生じるドップラーシフトを補償するのであれば、2 素子で十分であることを既に確認している [40]。そこで本論文では、以下 2 素子のシステムで議論する。

以下に仮想静止受信点 R における受信信号の推定方法の一例を示す。時刻 t において、アンテナ 1, 2 の受信信号をそれぞれ $x_1(t)$, $x_2(t)$ とする。アンテナ 1, 2 間の仮想受信点 R の受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ は次に示す空間的な一次内挿処理で推定することができる。

$$x_{\text{est}}(t) = \frac{d(t)}{D} x_1(t) + \left\{ 1 - \frac{d(t)}{D} \right\} x_2(t) \quad (78)$$

ただし、アンテナ 1, 2 間の距離を D [m], アンテナ 2 と R の距離を $d(t)$ [m] とする。そして、仮想受信点 R を地面に対して静止させるために、 $d(t)$ は車速 v [m/s] で後方へ移動させる。

ここで、仮想受信点 R の位置と受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ の時間波形との関係を整理する。図 33(b) は、受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ の OFDM シンボルの時間波形を示している。前述のとおり、ガードインタバルとシンボル末尾は同一波形である。ガードインタバル区間及び有効シンボル区間の時間長をそれぞれ T_g , T_s [s] とする。 T_g , T_s の間には、次の関係が成り立つ [1]。

$$T_g = \frac{1}{8} T_s \quad (79)$$

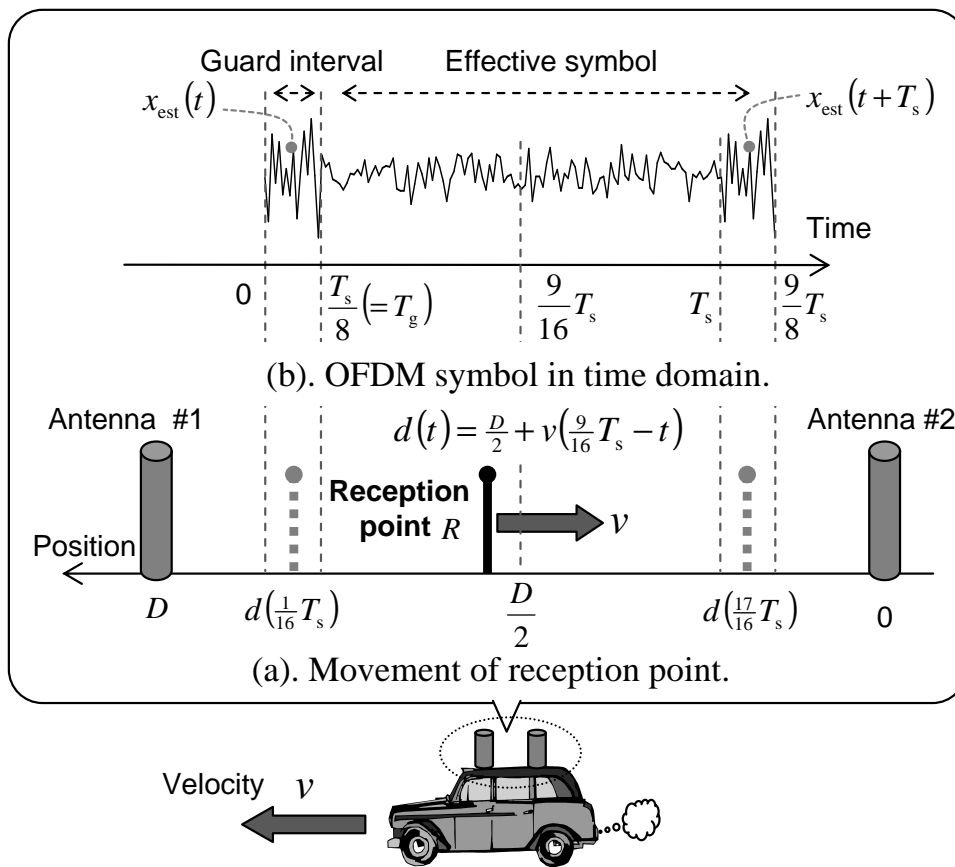


図 33 ドップラーシフト補償処理の概念

今回、仮想受信点 R は、アンテナ 1 と 2 の中点付近を移動させることとした。時刻 t における仮想受信点 R の位置 $d(t)$ は、

$$\begin{aligned} d(t) &= \frac{D}{2} + v \left(\frac{9}{16} T_s - t \right) \\ &= \frac{D}{2} + f_d \lambda \left(\frac{9}{16} T_s - t \right) \end{aligned} \quad (80)$$

と表される。ただし、 f_d [Hz] は最大ドップラー周波数、 λ [m] は波長を表す。OFDM シンボルの中央を受信する際の仮想受信点 R の位置は、

$$d \left(\frac{9}{16} T_s \right) = \frac{D}{2} \quad (81)$$

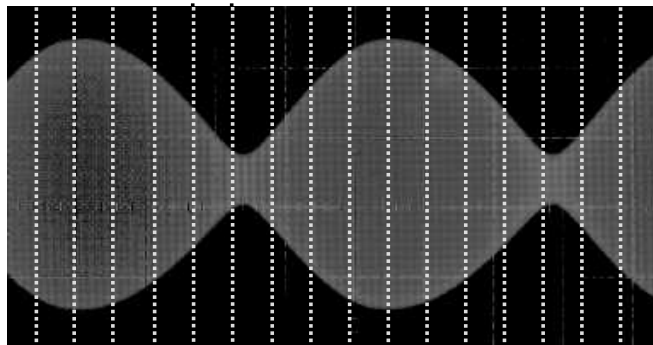
となり、常にアンテナ 1 と 2 の中点に存在する。仮想受信点 R の移動範囲は、式 (80) から速度 v または最大ドップラー周波数 f_d に依存することが分かる。本論文では、ドップラーシフト補償処理でのアンテナ間隔は $D = 0.1\lambda$ を想定している。規格化ドップラー周波数 $f_d T_s = 0.1$ の場合、仮想受信点 R は、ガードインタバル区間中央を受信する際に $d(T_s/16) = D$ でアンテナ 1 の位置に存在し、シンボル末尾では $d(17T_s/16) = 0$ でアンテナ 2 の位置に存在する。 $f_d T_s > 0.1$ となると、仮想受信点 R の位置がアンテナ 1, 2 の間に収まらなくなるため、2 アンテナシステムではドップラーシフト補償が困難になる。そこで、本方式での適用範囲は、 $0 \leq f_d T_s \leq 0.1$ とする。なお、 $f_d T_s = 0.1$ は、地上デジタル放送で用いられる搬送波周波数 700MHz を仮定すると、時速約 150km の移動速度に相当する。

そして最後に、次のシンボルのガードインタバル区間の先頭で仮想受信点 R を $d(0)$ に戻す。

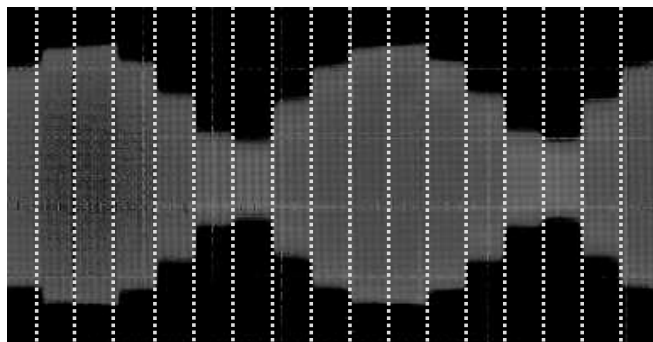
図 34 に、ドップラーシフト補償効果の一例を示す。ドップラー周波数の異なる二つの正弦波が同時に受信される多重ドップラーシフト環境では、図 34(a) のようにドップラー周波数の差に応じた振幅変動が発生する。ここで、仮に図中の点線内をシンボル周期として、ドップラーシフト補償処理を適用した結果を図 34(b) に示す。ドップラーシフトが補償された結果、シンボル周期内の振幅変動が抑圧されていることが分かる。

次に、ドップラーシフト補償処理による特性改善効果を確認するために計算機シミュレーションを実施した。シミュレーション条件を表 4 に示す。受信電波は

Symbol duration



(a). ドップラーシフト補償処理適用前



(b). ドップラーシフト補償処理適用後

図 34 ドップラーシフト補償効果の一例

表 4 シミュレーション条件

Bandwidth	5.572MHz
Carrier spacing	0.992kHz
Number of carriers	5,617
Carrier modulation	64QAM
Effective symbol duration: T_s	1.008ms
Guard interval: T_g	$126\mu s (T_s/8)$
Antenna spacing: D	0.1λ
Channel model	Equal gain two-ray Rayleigh fading
Arrival directions	Uniform distribution
Delay	$2\mu s$
Noise type	AWGN

地上デジタル放送 ISDB-T のモード 3 とした。伝搬路モデルは、ランダムな方向より等電力で 2 波が到来する高速レイリーフェージングとし、2 波の遅延時間差は $2\mu s$ とした。シミュレーションで用いたドップラーシフト補償処理部の概略構成を図 35 に示す。アレーアンテナの素子数は 2 とし、素子間隔は 0.1 波長とした。まず、それぞれのアンテナでの受信信号を直交復調部 (Quadrature demodulator) において BB 信号に変換する。その後、ドップラーシフト補償部 (Doppler shift compensator) において空間内挿処理を行い、静止地点での受信信号を推定する。このとき、車速情報は既知であるとしたが、自動車の車速パルスから計算する方法や速度推定アルゴリズム [41, 42] を用いることで容易に取得できる。最後に、OFDM 復調器において、データを復号する。

シミュレーション結果を図 36 に示す。1 素子受信 (Single) とドップラーシフト補償 (Doppler) のそれぞれについて、規格化ドップラー周波数 $f_d T_s = 0, 0.01, 0.05, 0.1$ の条件での特性をプロットしている。横軸は 1 ビット当りの信号対雑音電力比 E_b/N_0 を、縦軸はビット誤り率 (Bit Error Rate: BER) を示す。破線で示す 1 素子

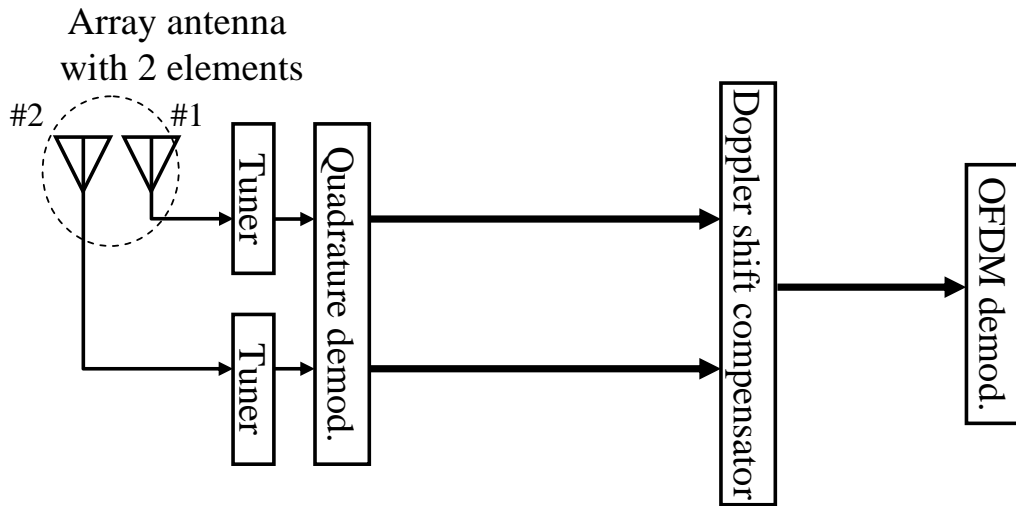


図 35 ドップラーシフト補償処理のシミュレーション環境の概略

受信の結果は、 $f_d T_s$ が大きくなるに従い、特性が大幅に劣化している。 $f_d T_s = 0.01$ で 10^{-3} にエラーフロアが現れることが分かる。また、 $f_d T_s = 0.05, 0.1$ では E_b/N_0 によらずBERがほぼ一定になっており、 E_b/N_0 の改善度よりもドップラーシフトによる特性劣化が支配的であるといえる。一方、実線で示すドップラーシフト補償の場合は、 $f_d T_s$ が大きくなると若干の特性劣化が見られるが、 $E_b/N_0 = 30\text{dB}$ 以下の比較的劣悪な環境下では静止も移動もほぼ同等の特性であり、静止時の1素子受信よりも良好な結果が得られることが分かる。

また、欧州のDAB (Digital Audio Broadcasting)[43]の移動受信にドップラーシフト補償技術を適用し、改善効果を確認した例が報告されている[44]。

4.3 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信技術の融合

本節では、前述のドップラーシフト補償技術とアダプティブ受信技術との融合方式の概略を示す。4アンテナを使った場合の融合方式の概略構成を図37に示す。前述のドップラーシフト補償は、使用するアンテナを 0.5λ 未満の間隔で近接配置する必要がある。一方、空間的なダイバーシチ効果を得るためには、アンテナ

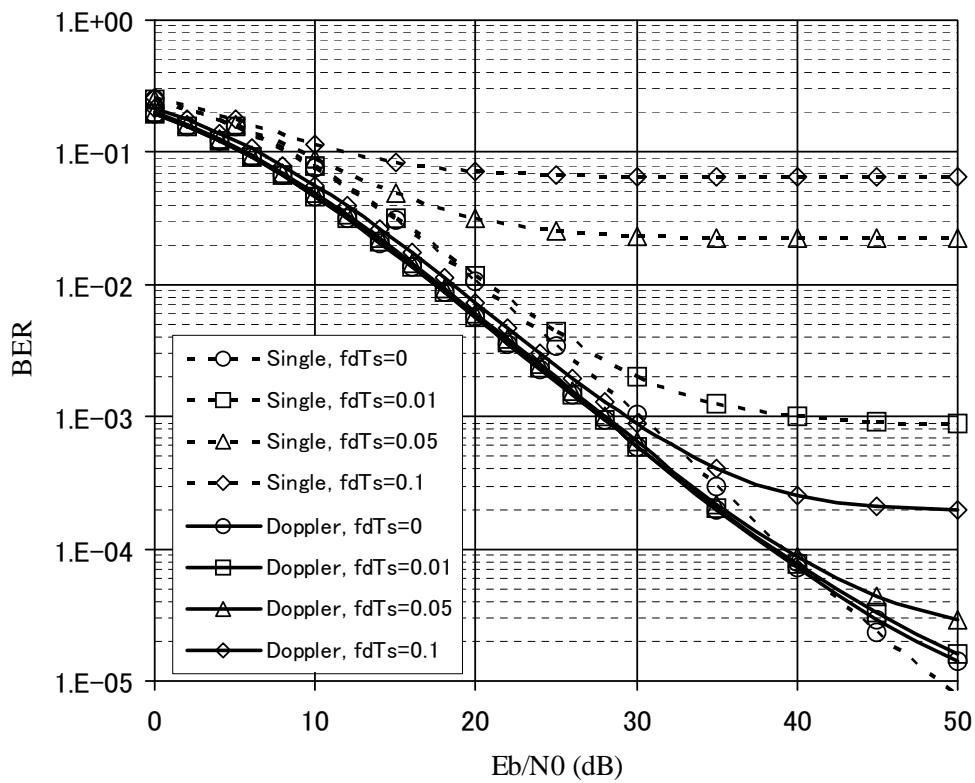


図 36 移動受信環境におけるドップラーシフト補償の効果

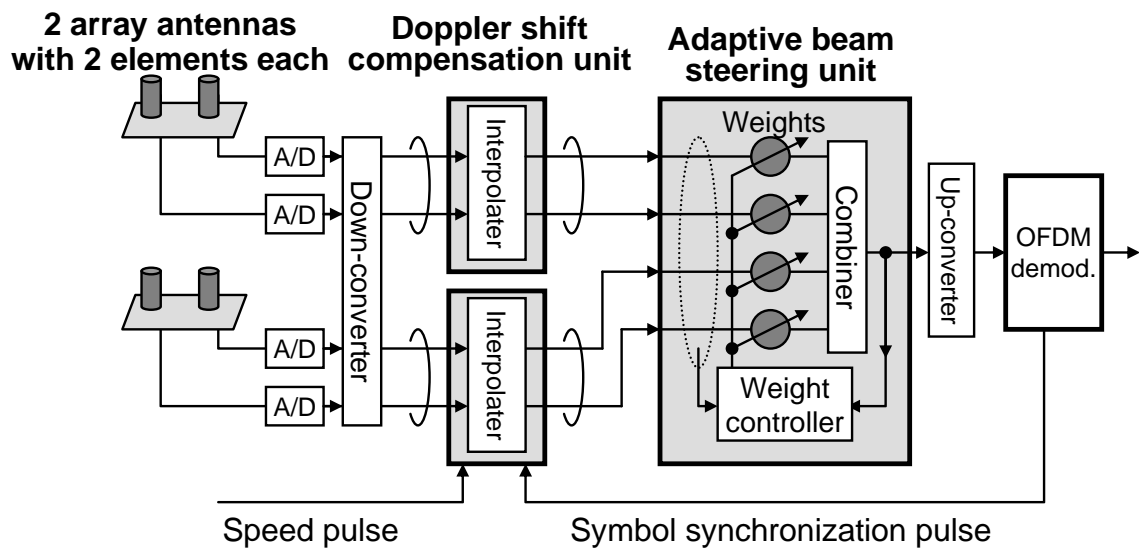


図 37 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合方式の概略構成

はできるだけ離して配置した方が望ましい。これらの相反する要求に応えるために、使用するアンテナは2素子アレーアンテナ2組の構成とした。それぞれのアレーアンテナごとに、2アンテナ間でのドップラーシフト補償処理を行い、地面に対して静止した受信点を2種類出力する。図 38 に2箇所の静止受信点の移動範囲を示す。一つ目の静止受信点はアンテナ1の位置から、二つ目はアンテナ1, 2の中央位置からそれぞれ後方に移動させる。ドップラーシフト補償時に必要となる車速は、車速パルスから求める。また、OFDM復調器からシンボル同期パルスをフィードバックすることによって、シンボルの先頭のガードインタバル区間で受信点を前方へ移動させる。このように2組のアレーアンテナから出力される計4種類の静止受信信号は、アダプティブ受信ユニットで1本に合成された後、OFDM復調器へ入力される。

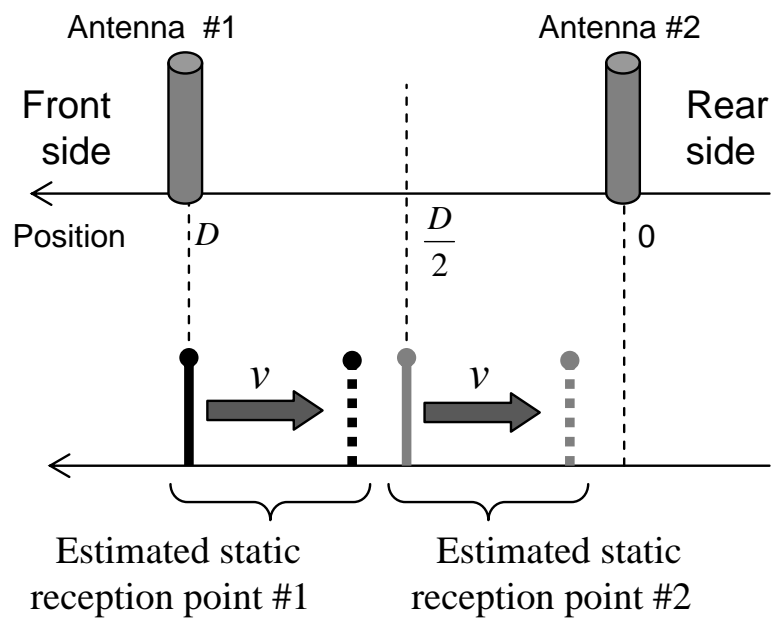


図 38 2 箇所の静止受信点の移動範囲

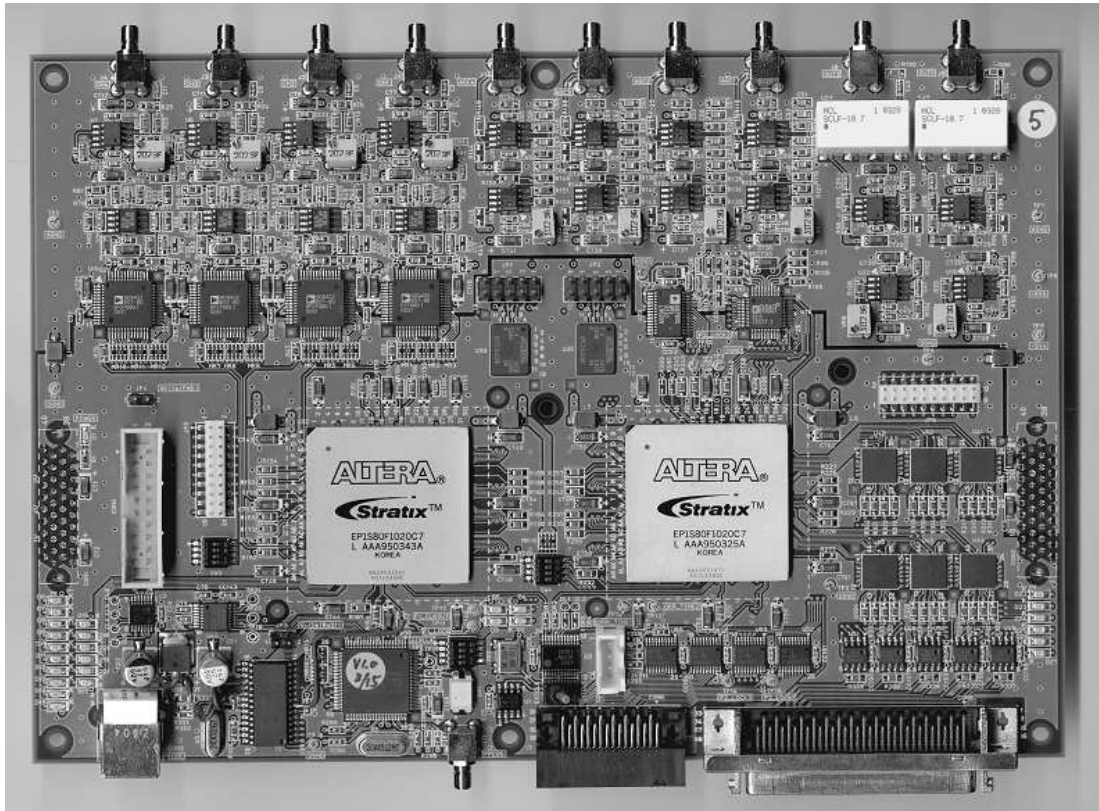


図 39 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合システムのハードウェア外観

4.4 ハードウェア構成

図 37 に示す構成の融合アルゴリズムを FPGA ボードに実装し評価した。開発した FPGA ボードの外観を図 39 に示す。ボード上には ALTERA 社製の FPGA の Stratix (EP1S80F1020C7) が 2 個搭載されており、ドップラーシフト補償処理とアダプティブ受信処理をそれぞれの FPGA 上に実装した。FPGA に実装した回路のブロック構成を図 40 に示す。

次に、各ブロックの回路規模を表 5, 6 にそれぞれ示す。FPGA1 には、ドップラーシフト補償処理を実装した。論理セルの使用率は約 5%、メモリ使用率は約 3%、内蔵乗算器の使用率は約 9% といずれのハードウェア資源も余裕がある。な

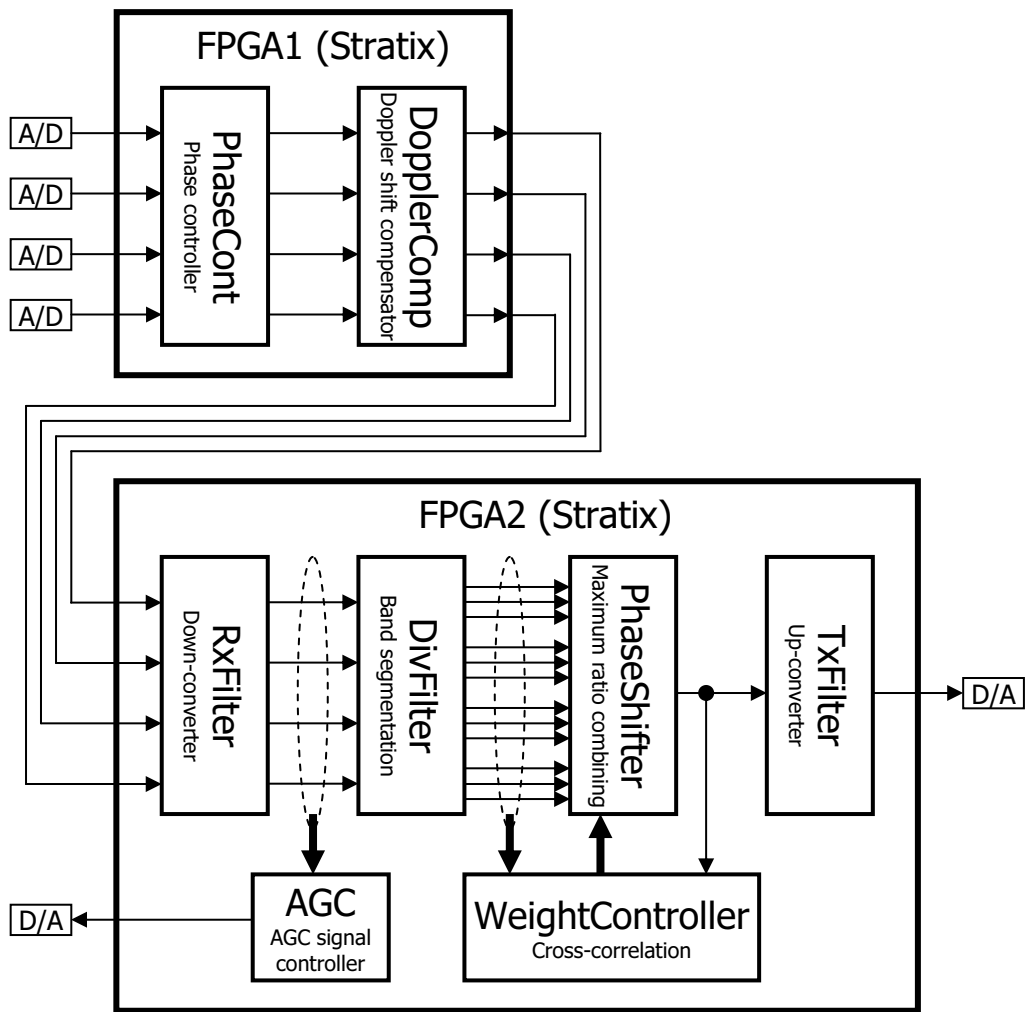


図 40 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信との融合システムのブロック構成

お、ドップラーシフト補償処理の前の位相制御回路 (PhaseCont) は、アンテナ素子間に生じる位相差を手動で補正するための制御回路である。一方、FPGA2にはアダプティブ受信処理を実装した。論理セルの使用率は約 96%、メモリ使用率は約 5%、内蔵乗算器使用率は 100% であった。このように、ドップラーシフト補償回路の回路規模はアダプティブ受信処理に対してかなり小さく、融合による回路規模増加はわずかである。

4.5 室内実験結果

さて、本節では融合方式の有効性を検証するため、3章と同様の図 25 の多重ドップラーシフト環境を室内で再現し、各方式の評価を実施した。電波の到来方向は3章と同様前後から1波ずつ到来するとしたが、今回はより厳しい条件で評価するために、前後の電波の強度比を 3dB、遅延時間差を 0 とした。

評価した方式の概略構成を図 41 に示す。図 41(a)-(e) は、1 素子受信 (Single)、サブキャリア合成 (Post-FFT)、ドップラーシフト補償のみ (Doppler)、アダプティブ受信のみ (Adaptive) 及び提案するドップラーシフト補償とアダプティブ受信の融合方式 (Proposed) をそれぞれ示す。

評価結果を図 42 に示す。グラフは図 26 と同様、横軸にドップラー周波数を、縦軸に受信率を示している。ドップラーシフト補償のみの場合は、ドップラーシフト補償で一地点の受信信号を推定し、その信号を使って OFDM 復調処理をしたときの結果であるが、1 素子受信に比べて特性が改善されていることが分かる。更に、提案する融合方式では、アダプティブ受信のみの場合と比較して、受信特性が大幅に改善されていることが分かる。約 80Hz のドップラー周波数まで安定して受信ができているが、これは 500MHz の放送波を受信する場合に時速約 160km に相当する速度である。このように、室内実験において、融合方式が多重ドップラーシフト環境下で非常に有効に働くことが明らかになった。

表 5 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信の融合システムにおける FPGA1 の回路規模

Block name	Logic cells	Memory bits	DSP elements
DopplerComp	1,486	42,692	16
PhaseCont	1,616	0	0
others	520	212,992	0
Total	3,622	255,684	16

表 6 ドップラーシフト補償とアダプティブ受信の融合システムにおける FPGA2 の回路規模

Block name	Logic cells	Memory bits	DSP elements
RxFilter	16,039	0	48
DivFilter	3,288	576	32
PhaseShifter	5,093	432	12
WeightController	27,329	296,192	30
TxFILTER	13,031	1,536	22
AGC	6,157	40,960	32
others	5,151	8,192	0
Total	76,088	347,888	176

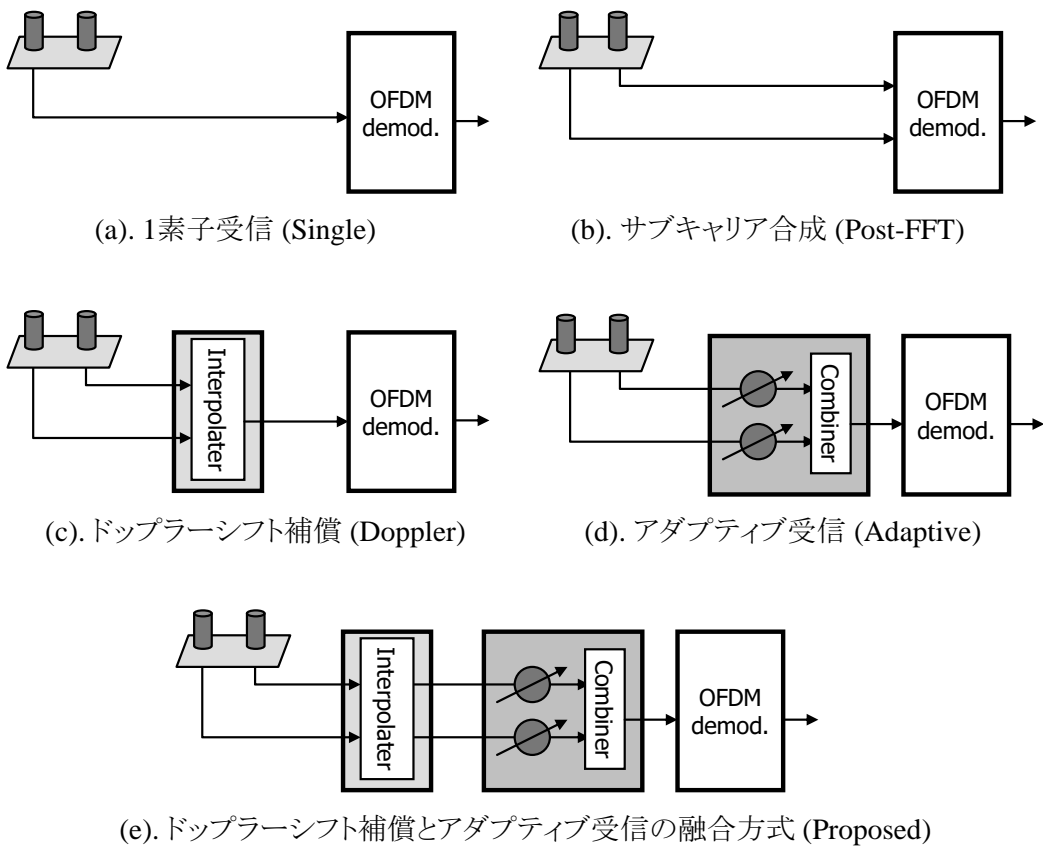


図 41 比較評価した方式の概略構成

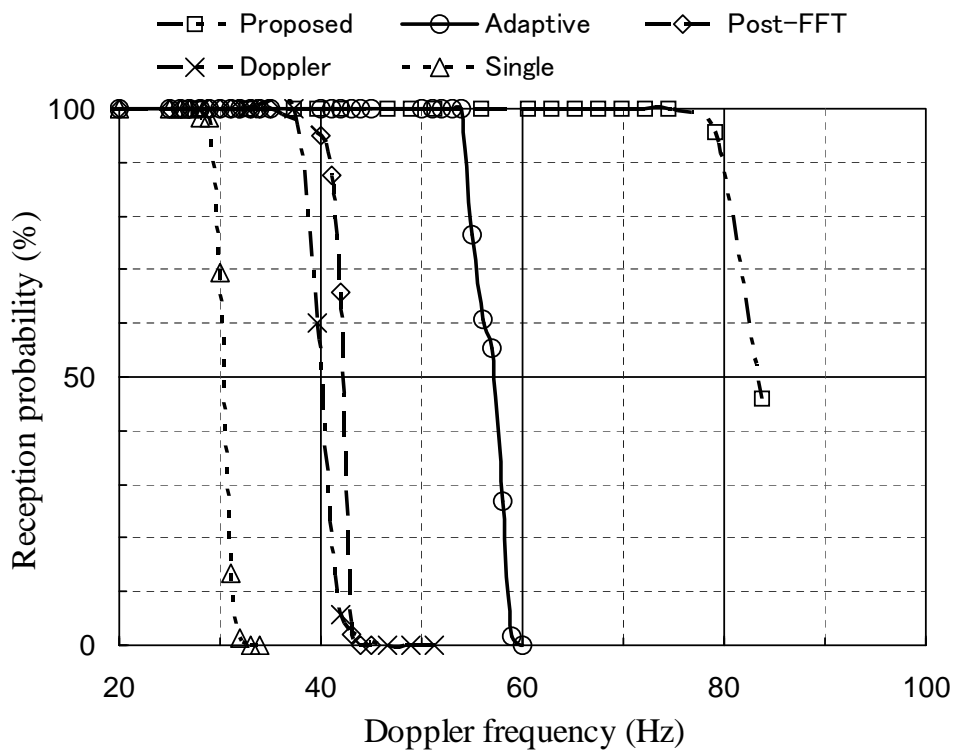


図 42 多重ドップラーシフト環境下での融合方式の評価結果

4.6 本章のまとめ

本章では、高速移動受信特性の改善策として、新しい多重ドップラーシフト補償方式について述べた。ドップラーシフトは、静止受信の際には発生せず、移動に伴って発生する。そこで、提案するドップラーシフト補償方式は、自動車の移動方向に並べて配置した複数のアンテナを使って、地面に対して静止した受信点の信号を推定するものである。計算機シミュレーションにおいて、規格化ドップラー周波数0.1以下のドップラーシフトをほぼ補償可能であることを示した。これによって、移動受信におけるドップラーシフトの問題を解決できる見通しを得た。

更に、ドップラーシフト補償技術とアダプティブ受信技術を有機的に統合した新しい受信方式を提案した。ドップラーシフト補償技術で推定した静止受信点の信号を使って、アダプティブ受信によりアンテナ指向性を制御する方式である。融合方式を実装したハードウェアを用いて室内実験を実施した結果、融合方式は両技術の改善効果が加算され、高速移動受信特性が飛躍的に改善されることを明らかにした。以上のことから、両技術を融合した本提案方式によって、地上デジタル放送を自動車で移動受信する際の課題、つまり低受信電力とフェージング、ドップラーシフトの課題を総合的に解決することが可能となった。

5. ドップラーシフト補償方式における位相誤差補償技術

5.1 本章の概要

日本の地上デジタル放送である ISDB-T[1] は、マルチキャリア伝送方式の一種である OFDM を採用している。OFDM は、複数の狭帯域デジタル変調波を多数の直交するサブキャリア (搬送波) を使って周波数多重し並列伝送することにより、マルチパス環境下での周波数選択性フェージングの影響を軽減する方式である。しかし、その一方でサブキャリアの周波数間隔が狭いことから、移動受信環境においてはドップラーシフトによってサブキャリア間干渉が発生し、受信特性が大幅に劣化することが知られている。したがって、地上デジタル放送を高速移動体で安定して受信するためには、ドップラーシフトより生じるサブキャリア間干渉の影響を軽減する技術の導入が必要となる。

既に 4 章で述べたように、移動方向に配置した複数アンテナを用いて地面に対して静止した受信信号を推定することでドップラーシフトの発生そのものを抑圧し、その結果を用いてアンテナ指向性制御を行う方式を提案、開発している [16, 45, 46]。提案しているドップラーシフト補償方式は、移動方向に配置した複数アンテナの受信信号を使って、静止地点での受信信号を推定する。アレーアンテナが並ぶ直線上の任意の地点の受信信号は、各アンテナの受信信号を空間的に内挿することによって求めることができる。そして、推定する受信地点を自動車と同じ速度で逐次後方に移動させることによって、静止地点での受信信号の推定が可能となる。理想的な環境下でのシミュレーションにおいて、提案するドップラーシフト補償方式はドップラーシフトによるキャリア間干渉に対して大きな改善効果があることを既に確認している [40]。

しかし、提案方式を実際のハードウェア上に実現しようとするとき、新たな問題が発生する。アンテナで受信した RF 信号は一般に BB 信号に変換されてから、内挿処理部に入力されて静止受信点の信号推定が行われる。シミュレーションでは、アンテナ直後の受信 RF 信号におけるアンテナ素子間の位相関係 (位相差) がそのまま保たれて BB 信号に変換されることを仮定している。しかし、実際のハードウェアではアンテナ直後の受信 RF 信号から BB 信号を生成するまでの過程に

において、様々な要因により信号の位相が変化するため、必ずしも受信 RF 信号と BB 信号との間でアンテナ素子間の位相差が保持されるとは限らない。その要因としては、チューナや AFC 回路での周波数変換処理後の位相変化、アンテナから受信機までのケーブル長の差などが挙げられる。このアンテナ素子間位相誤差が、受信 RF 信号から BB 信号に変換されるまでの過程で付加されると、内挿処理によるドップラーシフト補償の誤差が大きくなり、特性劣化を引き起こすことになる。

本章で想定するアンテナ素子間の位相誤差は、チューナ内部の位相同期回路 (Phase Locked Loop: PLL) の動作に起因するものである。PLL はいったん同期すれば、アンテナ素子間の位相誤差は変わらず一定と見なすことができる。しかし、受信チャンネルを切り換えると、その位相条件は変化する。更に、個々の製品ごとに異なる条件となるため、あらかじめ調整することは困難であり、自動的に位相誤差を補正する回路を内蔵することが望ましいと考えられる。

アダプティブアレーアンテナの分野において、現在までに様々なアンテナ校正手法が提案されている。例えば、到来方向が既知である波源を使って校正を行う手法 [47] や、通信装置内部のあるアンテナの送信信号を他のアンテナの受信部へフィードバックして校正を行う方法 [48] などが提案されている。しかし、前者については自動車では電波到来方向が時々刻々と変動すること、後者については通常の受信機には送信機能が備わっていないことから、いずれも地上デジタル放送用のアンテナ校正には不向きである。また、地上デジタル放送波の受信中において、アンテナ素子間の位相差の平均値を求めて校正する方法が考えられるが、ここでのアンテナ素子間位相差の平均値には電波到来方向によって決まるアンテナ素子間の経路差と位相誤差が含まれるため、やはり到来方向が既知でなければ正確な校正が実現できない。地上デジタル放送の車載受信機に実装するアンテナ校正方法は電波到来方向が不明であっても実現可能で、更に校正中も放送波の受信・復調が可能であることが望まれている。

そこで、本章では通常の地上デジタル放送を受信しながらアンテナ素子間位相誤差を自動的に補正することで、位相誤差に起因する特性劣化を補償する方法を提案する。OFDM 伝送方式では遅延波への耐性を高めるためにガードインタバ

ルが設けられており、各シンボルの先頭にシンボル末尾の波形のコピーが付加される。この同一波形に相当する部分のタイミングを揃えて複素相関演算した結果をガード相関値と呼ぶこととする。提案方式ではまず、ドップラーシフト補償処理後の信号のガード相関値を求める。このガード相関の位相角からアンテナ素子間位相誤差を検出する。そして、ここで得られたアンテナ素子間位相誤差が0になるように、アンテナ素子間の位相差を補正する。提案方式の有効性を確認するため計算機シミュレーションを行った結果、提案方式がアンテナ素子間の位相誤差による劣化を除去可能であることを明らかにする。

本章では、5.2節でドップラーシフト補償時におけるアンテナ素子間位相誤差の影響について述べる。5.3、5.4節では、アンテナ素子間位相誤差を自動補正する方式の提案と、シミュレーションでの評価結果を示す。地上デジタル放送の受信チューナでは安価な水晶発信器を用いて周波数変換を行うため、通常は受信後のBB信号に周波数オフセットが残留するが、AFC回路によって除去することができる。そこで、5.3節ではAFC回路の後でドップラーシフト補償処理を行うシステムを想定し、周波数オフセットが存在しない条件でアンテナ素子間位相誤差を補正する方式を示す。また、市販の受信機の前段にドップラーシフト補償処理を後付けする場合は、ドップラーシフト補償処理後にAFC回路が存在するシステムが想定される。そこで、5.4節ではドップラーシフト補償処理において周波数オフセットが残留する条件で、アンテナ素子間位相誤差を補正する手法を示す。

5.2 ドップラーシフト補償処理におけるアンテナ素子間位相誤差の影響

本節ではまず、ドップラーシフト補償処理において、アンテナ素子間の位相誤差が特性にどのような影響を与えるかをシミュレーションで評価した。アンテナ素子間位相誤差とは、到来波のアンテナ経路差を除いたアンテナ素子間の位相差のことである。シミュレーション条件を表7に示す。受信電波は地上デジタル放送ISDB-Tのモード3[1]とした。伝搬路モデルは、2波が等電力で到来する高速レイリーフェージングとした。2波の到来方向はシンボル内では一定である

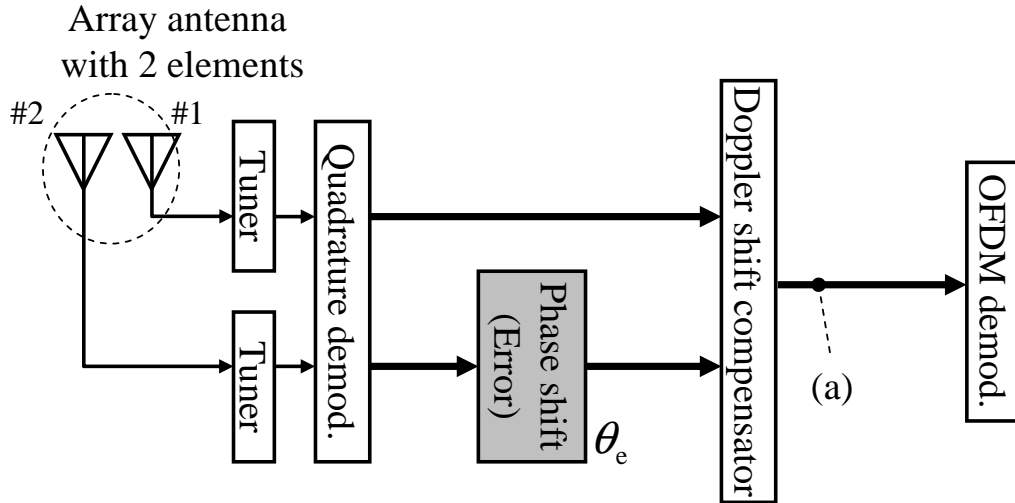


図 43 ドップラーシフト補償処理のシミュレーション環境の概略

が、1シンボルごとにランダムに変化するモデルとした。規格化ドップラー周波数 $f_d T_s = 0.001, 0.01, 0.03, 0.05, 0.1$ とした。到来する2波の遅延時間差は $2\mu\text{s}$ とした。受信状態の良好な条件でアンテナ素子間位相誤差の影響を明確化するために、ビット当りの電力密度対雑音電力密度比 E_b/N_0 は 30dB とした。シミュレーションで用いたドップラーシフト補償処理部の概略構成を図43に示す。2素子のアレーアンテナは無指向性で、アンテナ1が車両前方に、アンテナ2が後方に配置されていると想定した。まず、それぞれのアンテナでの受信信号を直交復調部においてBB信号に変換する。アンテナ2のBB信号を移相器 (Phase shifter) に入力し、アンテナ素子間位相誤差 θ_e を再現する。その後、ドップラーシフト補償部において空間内挿処理を行い、静止地点での受信信号を推定する。ドップラーシフト補償処理には車速情報が必要になるが、本論文ではこれを既知と仮定する。最後に、OFDM復調器において、データを復号する。なお、本シミュレーションでは周波数オフセットを0と仮定した。

図44にシミュレーション結果を示す。図44は、横軸がアンテナ素子間の位相誤差 θ_e を、縦軸がビタビ復号前のBERを示している。規格化ドップラー周波数

表 7 シミュレーション条件

Bandwidth	5.572MHz
Carrier spacing	0.992kHz
Number of carriers	5,617
Carrier modulation	64QAM
Effective symbol duration: T_s	1.008ms
Guard interval: T_g	$126\mu s (T_s/8)$
Antenna spacing: D	0.1λ
Channel model	Equal gain two-ray Rayleigh fading
Arrival directions	Uniform distribution
Delay	$2\mu s$
Simulation period	500 symbols
Noise type	AWGN
E_b/N_0	30dB

$f_d T_s$ がいずれの条件においても、アンテナ素子間位相誤差がない場合は 10^{-3} 程度の BER となっているが、ビタビ復号後の BER は 2×10^{-4} 以下となるためリードソロモン復号後に疑似エラーフリーとなり、地上デジタル放送を良好に受信可能である。また、いずれの条件でもアンテナ素子間位相誤差が大きくなると、BER が劣化する傾向が見られる。また、特性劣化の程度は、ドップラー周波数が大きくなるほど顕著に現れていることが分かる。この結果から、アンテナ素子間位相誤差を補正しなければ、ドップラーシフト補償の効果が十分に得られなくなることは明確である。

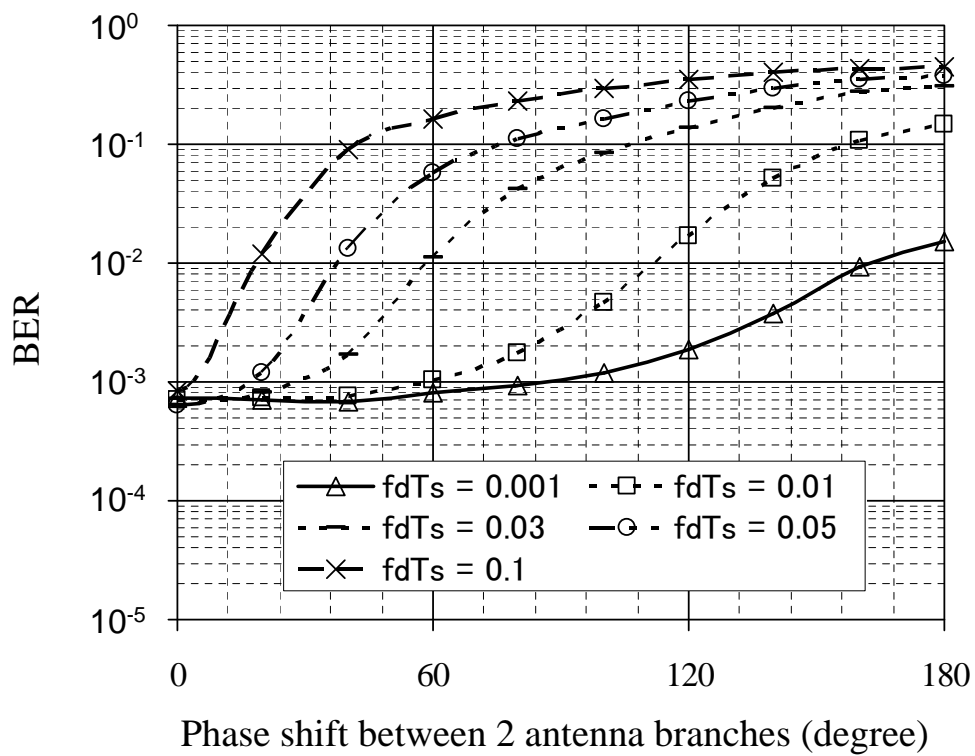


図 44 ドップラーシフト補償におけるアンテナ素子間位相誤差の影響

5.3 アンテナ素子間の位相誤差の自動補正技術

本節では、AFC回路の後でドップラーシフト補償処理を行うシステムを想定し、周波数オフセットが存在しない条件でアンテナ素子間位相誤差を補正する方式を検討した。

5.3.1 アンテナ素子間位相誤差の検出方法

前述のとおり、OFDM伝送方式では遅延波への耐性を高めるためにガードインタバル区間が設けられており、各シンボルの先頭にシンボル末尾の波形のコピーが付加される。この同一波形に相当する部分のタイミングを揃えて複素相関演算した結果をガード相関値と呼ぶ。以下、図33(b)を参照して、ガード相関値を定義する。

n 番目のOFDMシンボルのBB信号において、ガードインタバル区間の先頭の時刻を $t = 0$ とすると、ドップラーシフト補償後の信号 $x_{\text{est}}(t)$ のガード相関値 $c(n)$ は次式で定義される。

$$c(n) = \frac{1}{T_g} \int_0^{T_g} x_{\text{est}}(t) x_{\text{est}}^*(t + T_s) dt \quad (82)$$

もし送受信機間の基準信号の差異による周波数オフセットがない場合にドップラーシフト補償処理がドップラーシフトを十分にキャンセルできたとすると、ガードインタバルとシンボル末尾は同一波形となる。つまり、

$$x_{\text{est}}(t) = x_{\text{est}}(t + T_s) \quad (83)$$

が成り立つ。一方、アンテナ素子間位相誤差によりドップラーシフト補償精度が劣化しドップラーシフトを除去できなかった場合は、シンボル内で位相回転が生じるため両者の波形に違いが生じる。これらはガード相関値によって定量的に表現できると考えられる。

そこで、図43のシミュレーション環境で任意のアンテナ素子間位相誤差を再現し、図中(a)のドップラーシフト補償後のガード相関値との関連を調査した。シミュレーション条件は表7と同様である。アンテナ素子間位相誤差とドップラー

シフト補償後ガード相関の平均位相角との関係を図 45 に示す. グラフの横軸はアンテナ 2 に付加した位相誤差 θ_e を示す. また, 縦軸は 500 シンボル分のドップラーシフト補償後ガード相関の平均位相角を示す. n 番目のシンボルのドップラーシフト補償後ガード相関 $c(n)$ の位相角 $\theta_c(n)$, N シンボルで平均化した位相角 $\bar{\theta}_c(N)$ をそれぞれ示す.

$$\theta_c(n) = \arg\{c(n)\} \quad (84)$$

$$\bar{\theta}_c(N) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \theta_c(n) \quad (85)$$

ここで, $\arg\{x\}$ は, x の偏角を表す. また, N は 500 とした.

いずれの条件でもアンテナ素子間位相誤差が大きくなるにつれて, ドップラーシフト補償後ガード相関の位相角が大きくなる傾向が見られる. アンテナ素子間位相誤差とドップラーシフト補償後のガード相関の位相は逆相になっている. 規格化ドップラー周波数 $f_d T_s$ が大きくなるにつれて, アンテナ素子間位相誤差に対するドップラーシフト補償後のガード相関の平均位相角の絶対値が大きくなることが分かる. 今回想定する $0 \leq f_d T_s \leq 0.1$ の条件においてドップラーシフト補償後ガード相関の平均位相角の絶対値は, アンテナ 2 に付加した位相誤差の絶対値よりも必ず小さくなる. 以上をまとめると, 次式の条件が成り立つ.

$$\text{sgn}(\theta_e) \neq \text{sgn}\{\bar{\theta}_c(N)\} \quad (86)$$

$$|\bar{\theta}_c(N)| \leq |\theta_e| \quad (87)$$

ただし, $\text{sgn}(x)$ は符号関数であり, x の符号を示す. 図 45 及び式 (86), (87) から, ドップラーシフト補償後ガード相関値の位相分だけアンテナ素子間の位相差を補正することによって, アンテナ素子間位相誤差を徐々に 0 に近づけるようなフィードバック制御が実現可能であるとの見通しを得た.

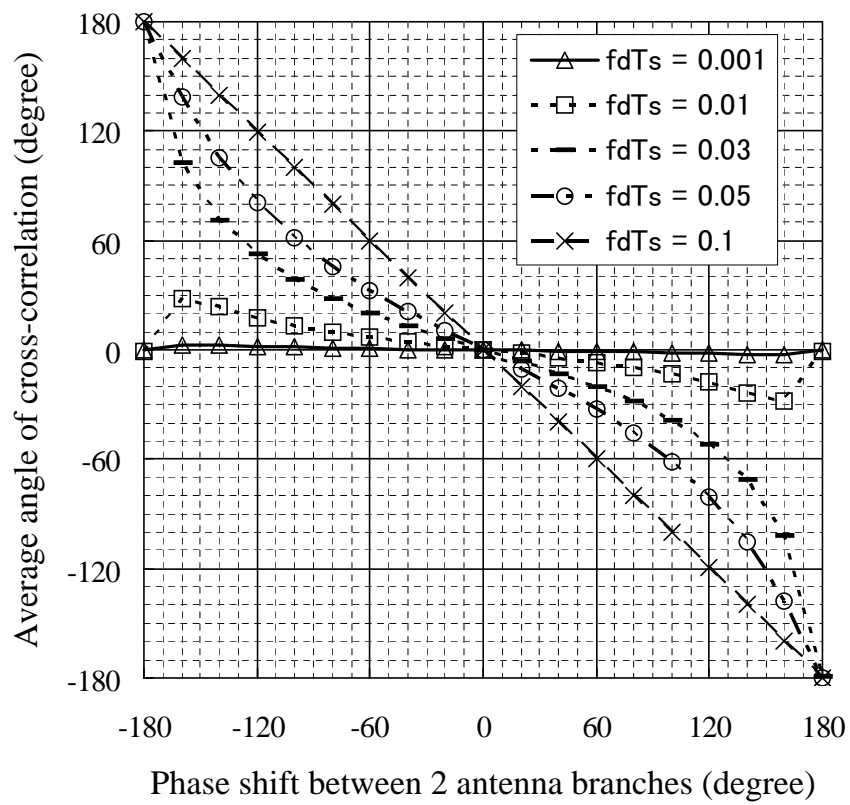


図 45 アンテナ素子間位相誤差とガード相関の平均位相角の関係

5.3.2 アンテナ素子間位相誤差とドップラーシフト補償後ガード相関の解析的検証

前節の検討結果について，図 33 を用いて解析的に検証する．アンテナ素子間位相誤差 θ_e が存在する場合，仮想受信点 R の受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ は，

$$x_{\text{est}}(t) = \beta(t)x_1(t) + \{1 - \beta(t)\} x_2(t)e^{j\theta_e} \quad (88)$$

$$\beta(t) = \frac{d(t)}{D} \quad (89)$$

と表現できる．ガード相関は式 (82) で定義したが，ここでは議論を簡単にするためにガードインタバル区間中央 ($t_1 = T_s/16$) とシンボル末尾 ($t_2 = 17T_s/16$) との複素乗算の期待値を計算することとした．

$$\begin{aligned} & E [x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)] \\ &= \beta(t_1)\beta(t_2)E [x_1(t_1)x_1^*(t_2)] \\ & \quad + \{1 - \beta(t_1)\} \{1 - \beta(t_2)\} E [x_2(t_1)x_2^*(t_2)] \\ & \quad + \beta(t_1) \{1 - \beta(t_2)\} E [x_1(t_1)x_2^*(t_2)] e^{-j\theta_e} \\ & \quad + \{1 - \beta(t_1)\} \beta(t_2)E [x_2(t_1)x_1^*(t_2)] e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (90)$$

また，仮想受信点 R の移動範囲は，アンテナ 1, 2 の中点に対して左右対称であることから，

$$\beta(t_1) = 1 - \beta(t_2) \quad (91)$$

$$\beta(t_2) = 1 - \beta(t_1) \quad (92)$$

が成り立つ．フェージングの時間及び空間相関は第一種ベッセル関数 $J_0(x)$ で表現できる [49] ことから，式 (90) を以下のように変形する．

$$\begin{aligned} & E [x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)] \\ &= 2\beta(t_1)\beta(t_2)J_0(2\pi f_d T_s) \\ & \quad + \beta^2(t_1)J_0\left(2\pi\left(f_d T_s + \frac{D}{\lambda}\right)\right) e^{-j\theta_e} \\ & \quad + \beta^2(t_2)J_0\left(2\pi\left(f_d T_s - \frac{D}{\lambda}\right)\right) e^{j\theta_e} \end{aligned} \quad (93)$$

更に, $D = 0.1\lambda$ であることから,

$$\begin{aligned}
& E[x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)] \\
&= 2\beta(t_1)\beta(t_2)J_0(2\pi f_d T_s) \\
&\quad + \beta^2(t_1)J_0(2\pi(f_d T_s + 0.1))e^{-j\theta_e} \\
&\quad + \beta^2(t_2)J_0(2\pi(f_d T_s - 0.1))e^{j\theta_e} \tag{94}
\end{aligned}$$

$$\beta(t_1) = \frac{d(t_1)}{D} = \frac{1}{2} + 5f_d T_s \tag{95}$$

$$\beta(t_2) = \frac{d(t_2)}{D} = \frac{1}{2} - 5f_d T_s \tag{96}$$

となる. 式(94)-(96)の解析式は, 規格化ドップラー周波数 $f_d T_s$ とアンテナ素子間位相誤差 θ_e をパラメータとする関数である. ここで, 式(94)の位相角を θ_s とする.

$$\theta_s = \arg\{E[x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)]\} \tag{97}$$

θ_s は, ガードインタバル区間とシンボル末尾との位相差, つまりシンボル内位相差を示している. $f_d T_s$ と θ_e に対するシンボル内位相差 θ_s の関係を図46に示す. 横軸はアンテナ素子間位相誤差 θ_e を, 縦軸は θ_s を表す. $f_d T_s$ がいずれの条件でも, 図45のシミュレーション結果と同等の結果が得られていることが分かる.

まず, $f_d T_s = 0.1$ の場合について, 考察する. 式(95), (96)より $\beta(t_1) = 1$, $\beta(t_2) = 0$ となるので, 式(94)は第2項のみとなる. したがって, その位相角 θ_s は,

$$\theta_s = \arg\{J_0(0.4\pi)e^{-j\theta_e}\} = -\theta_e \tag{98}$$

となり, アンテナ素子間位相誤差に比例する. この条件では, ドップラーシフト補償後の受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ は, ガードインタバル区間中央 ($t_1 = T_s/16$) でアンテナ1の受信信号となり, シンボル末尾 ($t_2 = 17T_s/16$) ではアンテナ2の受信信号となるため, その間の位相差は図43でアンテナ2に付加した位相誤差 θ_e と等しくなる. また式(82), (97)はいずれも, シンボル末尾の位相を基準としたときのガードインタバル区間の位相を求めているため, アンテナ素子間位相誤差 θ_e はドップラーシフト補償後のガード相関位相角 $\theta_c(n)$ やシンボル内の位相差 θ_s に対

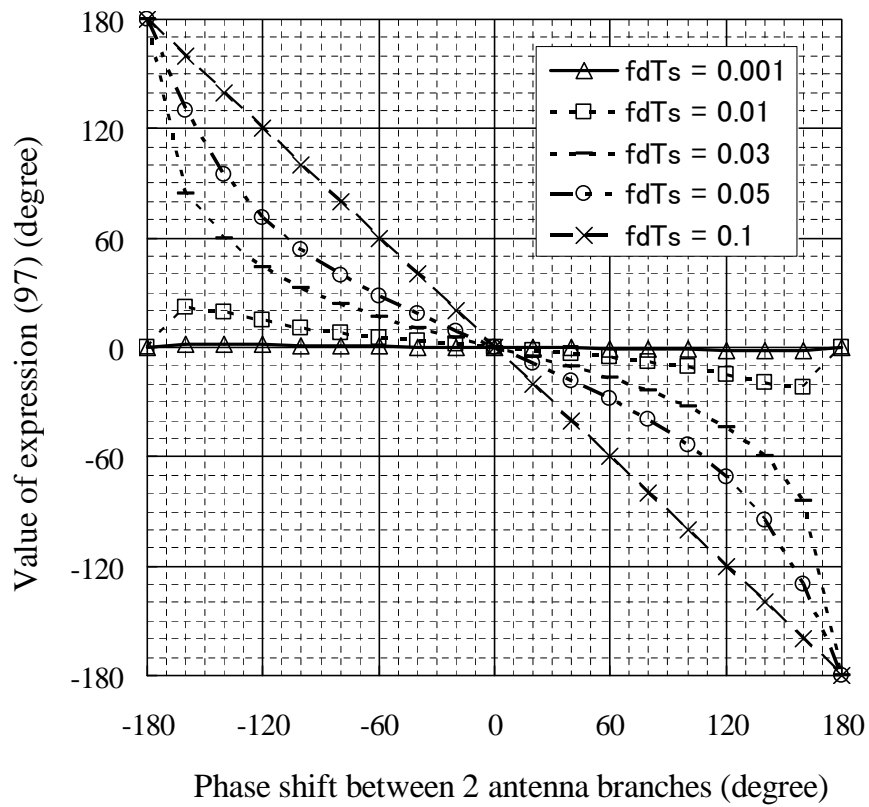


図 46 アンテナ素子間位相誤差とガード相関位相角との関係解析式の結果

して必ず逆相になる．したがって，この条件では，シンボル内の位相差 θ_s の分だけアンテナ素子間の位相を調整すれば，位相誤差が補正できる．

次に， $0 \leq f_d T_s < 0.1$ の場合について考察する．この条件では

$$0 < \beta(t_2) < \beta(t_1) < 1 \quad (99)$$

が成立し，仮想受信点 R がアンテナ1，2の間に常に存在する． $f_d T_s$ が十分に小さい場合，仮想受信点 R はアンテナ1とアンテナ2の midpoint 付近に常に位置する．したがって仮想受信点 R の受信信号 $x_{\text{est}}(t)$ はアンテナ1，2の受信信号の割合がシンボル内で大きく変化しないため，アンテナ素子間位相誤差の影響が小さくなる． $f_d T_s$ が十分に小さい条件を仮定すると， $\beta(t_1) = \beta(t_2) = 1/2$ となり，式(94)は以下のように近似できる．

$$\begin{aligned} & E [x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)] \\ \approx & \frac{J_0(\delta)}{2} + \frac{J_0(\delta + 0.2\pi)e^{-j\theta_e}}{4} + \frac{J_0(\delta - 0.2\pi)e^{j\theta_e}}{4} \\ = & \frac{J_0(\delta)}{2} + \frac{J_0(\delta + 0.2\pi) + J_0(\delta - 0.2\pi)}{4} \cos \theta_e \\ & + \frac{-J_0(\delta + 0.2\pi) + J_0(\delta - 0.2\pi)}{4} j \sin \theta_e \end{aligned} \quad (100)$$

ただし， $\delta = 2\pi f_d T_s$ である． δ が十分に小さい場合は，式(100)の3行目に示す実数部は正数となる．一方，4行目の虚数部は，限りなく0に近い値をとる．したがって，式(97)で定義したシンボル内の位相差 θ_s は，アンテナ素子間位相誤差 θ_e に対して，

$$|\theta_s| < |\theta_e| \quad (101)$$

の関係が成り立つ．ただし， $|x|$ は， x の絶対値を表す．アンテナ素子間位相誤差が存在する場合，シンボル内の位相差 θ_s は0以外の値となるので， θ_s を0に近づけるフィードバック制御を導入することで，アンテナ素子間位相誤差を除去することができる． $f_d T_s$ が小さいほど， θ_s が0に収束するまでに時間を要するが，アンテナ素子間位相誤差に対する特性劣化度合いも小さいので，大きな問題にはならないと考えられる．また，アンテナ素子間位相誤差 θ_e が ± 180 度の場合，シン

ボル内の位相差 θ_s は 0 度となっている．式 (94) に， $\theta_e = 180$ 度を代入すると，

$$\begin{aligned}
 & E [x_{\text{est}}(t_1)x_{\text{est}}^*(t_2)] \\
 &= 2\beta(t_1)\beta(t_2)J_0(2\pi f_d T_s) \\
 &\quad - \beta^2(t_1)J_0(2\pi(f_d T_s + 0.1)) \\
 &\quad - \beta^2(t_2)J_0(2\pi(f_d T_s - 0.1)) \tag{102}
 \end{aligned}$$

となり，実数部のみとなるので， θ_s は 0 度か 180 度のいずれかになる．式 (102) を用いて計算したところ， $0 \leq f_d T_s \leq 0.025$ では $\theta_s = 0$ 度となり， $0.025 < f_d T_s \leq 0.1$ では $\theta_s = 180$ 度となることが分かった．

5.3.3 ドップラーシフト補償後のガード相関値を利用したアンテナ素子間位相誤差補正回路

5.3.1, 5.3.2 節では，ドップラーシフト補償後のガード相関の平均位相角とアンテナ素子間位相誤差の関係を明らかにした．そこで，ドップラーシフト補償後のガード相関を計算し，その位相角の分だけ補正を行う構成を検討した．概略を図 47 に示す．アンテナ素子間位相誤差補正回路では，まず式 (82) により n 番目のシンボルのドップラーシフト補償後のガード相関値 $c(n)$ を計算し，式 (84) で位相角 $\theta_c(n)$ を求める．次に，アンテナ素子間の補正位相角を更新する． $(n-1)$ 番目のシンボルで求めた補正位相角を $\theta(n-1)$ とすると， n 番目のシンボルで更新される補正位相角 $\theta(n)$ は，

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \theta_c(n) \tag{103}$$

となる．ただし，補正位相角の初期値 $\theta(0)$ は 0 であるとする．最後に，更新された補正位相角に対応する大きさ 1 の複素ベクトル $w_c(n)$ を次式で求める．

$$w_c(n) = e^{j\theta(n)} \tag{104}$$

式 (104) の複素ベクトルをドップラーシフト補償前の方のアンテナ素子に乗じることによって，2 本のアンテナ素子間の位相差を調整する．これを繰り返す

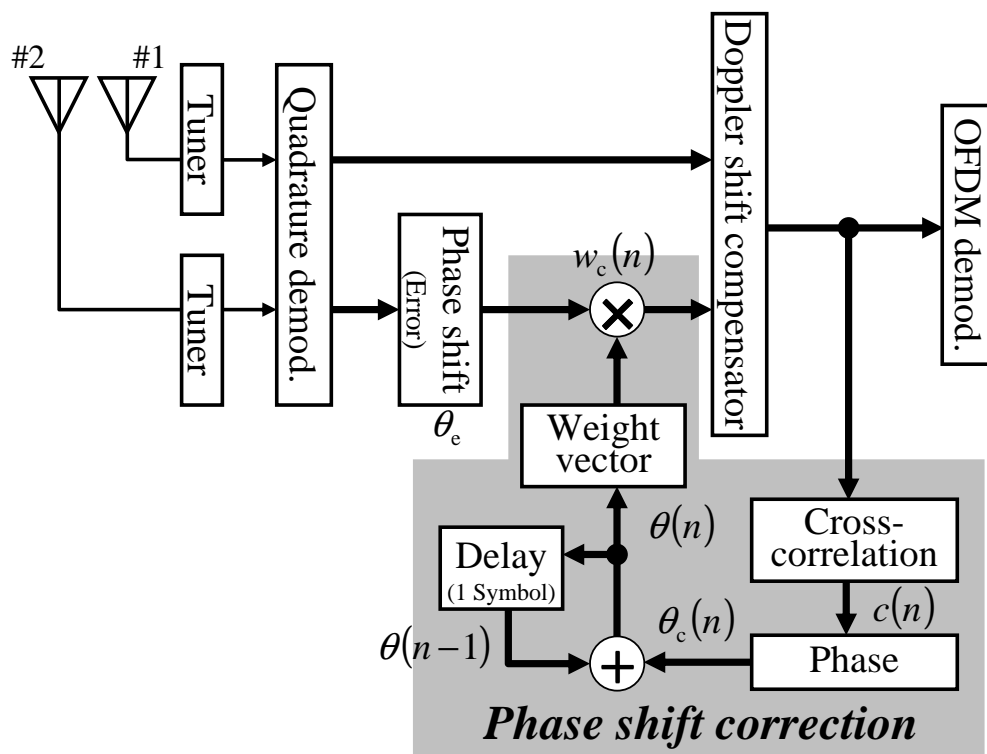


図 47 ドップラーシフト補償後のガード相関値を用いたアンテナ素子間位相誤差の自動補正回路

と、アンテナ素子間位相誤差 θ_e と補正位相角 $\theta(n)$ の和 (残留位相誤差) $\theta_e + \theta(n)$ が 0 に近づき、アンテナ素子間の位相誤差が補正される。

ここで、残留位相誤差の収束性について述べる。図 48 は、遅延時間差を $2\mu\text{s}$ 、アンテナ素子間位相誤差 θ_e を 180 度としたときの残留位相誤差の収束性について、シミュレーションで評価した結果である。横軸は平均化処理を始めてからのシンボル数を、縦軸は残留位相誤差をそれぞれ示す。最大ドップラー周波数 $f_d T_s$ が小さくなるほど、残留位相誤差の収束に多くの受信シンボルを必要とすることが分かる。これは、図 45 において、 $f_d T_s$ が小さくなるほど、アンテナ素子間位相誤差に対するドップラーシフト補償後ガード相関位相角の傾きが緩やかになることに起因する。最も収束の遅い $f_d T_s = 0.001$ では、残留位相誤差の収束に 500 シンボル程度を要することが分かった。

更に、 $f_d T_s = 0.01$ において、遅延時間差に対する収束性をシミュレーションで評価した結果を図 49 に示す。遅延時間差が $2\mu\text{s}$ 及び $64\mu\text{s}$ の結果を対比して示している。遅延時間差が大きくなると、残留位相誤差に若干の変動が見られるものの、その収束性は遅延時間差にかかわらず同程度である。このことから、遅延時間差の大きい環境においても、アンテナ素子間位相誤差の自動補正が有効に機能することが期待できる。

5.3.4 シミュレーション結果

検討したアンテナ素子間位相誤差補正回路の動作を確認するため、表 7 の条件でシミュレーションを実施した。シミュレーション結果を図 50 に示す。式 (103) の補正位相角 $\theta(n)$ が十分に収束した後の特性を評価するために、シミュレーションは 1,000 シンボル分実行するが、BER 計算には後半の 500 シンボルの結果を用いた。いずれのドップラー周波数においても、アンテナ素子間位相誤差の大小にかかわらずほぼ同一の結果が得られていることが分かる。また、電波到来方向がランダムでなく、特定の方向から長時間到来するような場合にドップラーシフトに偏りが生じるが、そのような条件においてもドップラーシフト補償処理部でドップラーシフトの変動がキャンセルされドップラーシフト補償後のガード相関にアンテナ素子間位相誤差の影響だけが検出されるため、提案方式が適用可能で

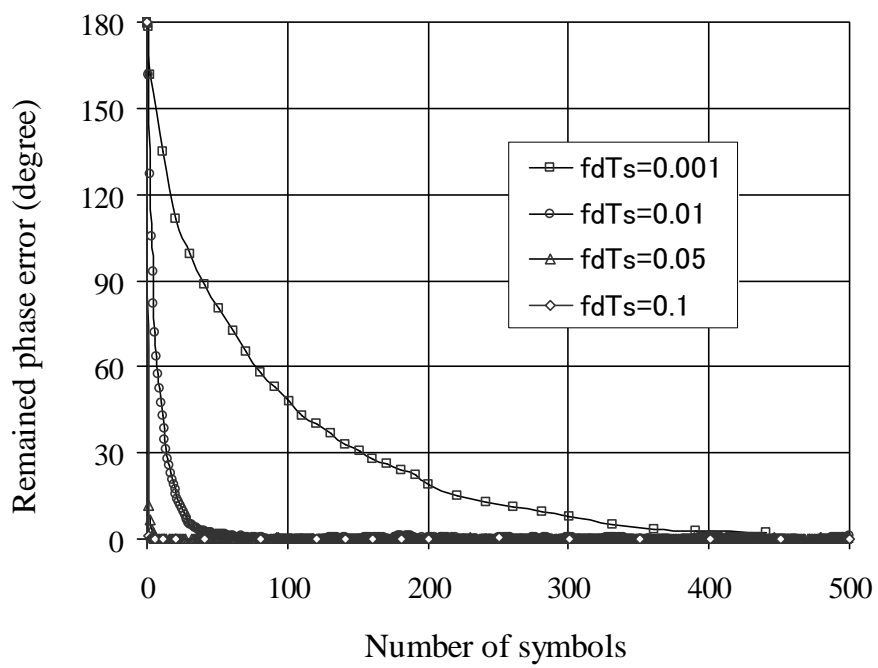


図 48 残留位相誤差の収束性 (遅延時間差 $2\mu s$)

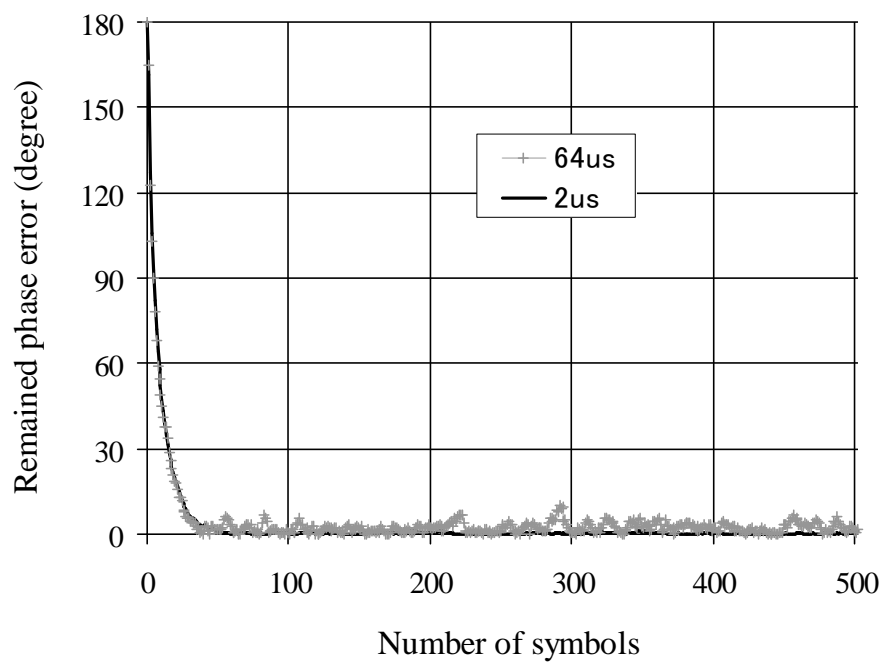


図 49 残留位相誤差の収束性 ($f_d T_s = 0.01$)

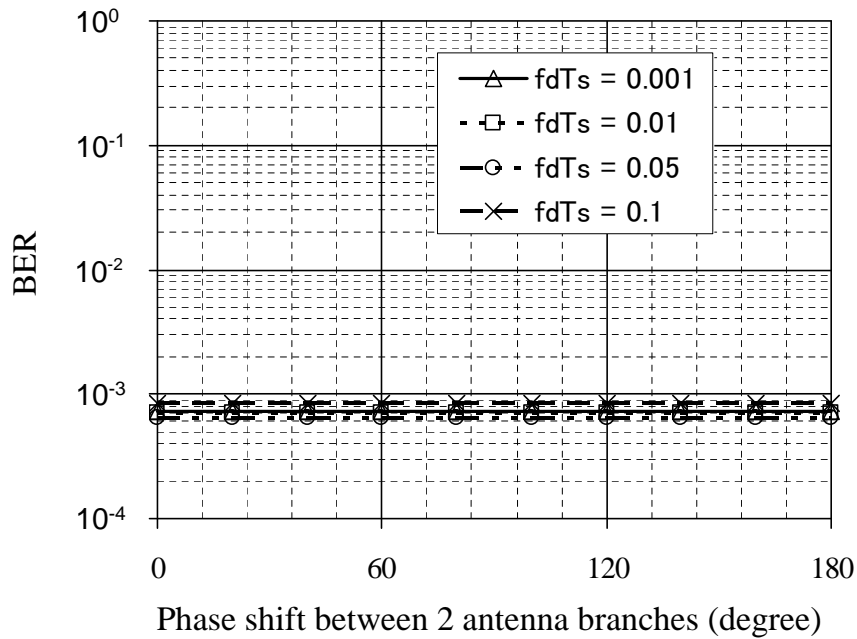


図 50 アンテナ素子間位相誤差の補正処理を適用した際の結果

ある。以上のことから、本方式の有効性が確認できたと考えられる。

5.4 周波数オフセットがある場合のアンテナ素子間位相誤差補正回路

市販の地上デジタル放送受信機の前段にドップラーシフト補償処理を後付けする場合は、ドップラーシフト補償処理後に AFC 回路が存在するシステムが想定される。そこで、本節では、ドップラーシフト補償処理において周波数オフセットが残留する条件で、アンテナ素子間位相誤差を補正する方法を検討した。

5.4.1 ドップラーシフト補償処理後のガード相関値

まず、周波数オフセットが存在する場合において、5.3.1 節と同様にアンテナ素子間位相誤差とドップラーシフト補償後のガード相関値との関連を調査した。図

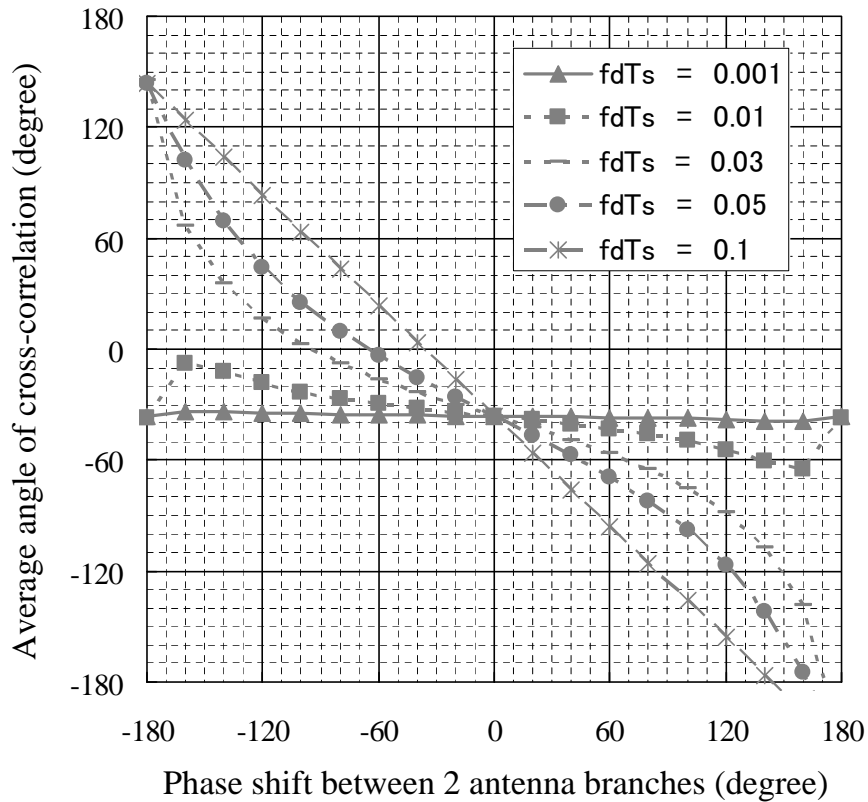


図 51 アンテナ素子間位相誤差とガード相関の平均位相角の関係 (周波数オフセット 100Hz)

43 のシミュレーション環境において，ドップラーシフト補償前のそれぞれのアンテナ素子に 100Hz の周波数オフセットを付加して，5.3.1 節と同様の評価を実施した．結果を図 51 に示す．

図 45 の周波数オフセットのない場合と比較すると，図 51 の周波数オフセット 100Hz の場合は，ドップラーシフト補償後ガード相関の平均位相角が約 36 度シフトしていることが分かる．この 36 度の位相回転は，100Hz の周波数オフセットによって 1 シンボルの有効シンボル区間 T_s 内で生じる位相回転である．つまり，周波数オフセットが存在する場合，ドップラーシフト補償後ガード相関の平均位相角は，アンテナ素子間位相誤差の影響だけでなく周波数オフセット成分が付加

されることが明らかになった。したがって、周波数オフセットが存在する条件下で図 47 の位相誤差補正回路を使用した場合、アンテナ素子間位相誤差だけでなく周波数オフセットの分まで位相補正されてしまい、受信特性が劣化する。

5.4.2 周波数オフセットの簡易検出方法

前節では、ドップラーシフト補償後ガード相関の位相角には、周波数オフセットによる位相回転とアンテナ素子間位相誤差の影響の両方が現れることを明らかにした。もし、何らかの方法で周波数オフセットによるシンボル内位相回転を検出し、それをドップラーシフト補償後のガード相関位相角から差し引くことができれば、アンテナ素子間位相誤差を正確に補正できる。そこで、周波数オフセットの簡易検出方法として、各アンテナ素子のドップラーシフト補償前ガード相関値に着目した [50]。

ドップラーシフト補償前の各アンテナ素子のガード相関に対して位相変動を与える要因として、周波数オフセットとドップラーシフトが挙げられる。周波数オフセットは時間的な変動がほとんどなく一定である。ドップラーシフトは移動速度によって周波数シフト量が、電波の到来方向によって周波数シフト方向がそれぞれ時々刻々と変化する。自動車は列車や飛行機などの他の移動体とは異なり、交通信号での停車などで速度が 0 になる時間割合が高いこと (ドップラーシフトが 0 になる割合が高いこと)、進行方向が頻繁に変化すること (ドップラーシフトの方向が頻繁に変わること) などの特徴があることから、車載受信機の起動直後からドップラーシフト補償前のガード相関位相角を計算して長時間にわたり平均化することにより、周波数オフセットのみを検出可能と考えられる

5.4.3 周波数オフセットに対応したアンテナ素子間位相誤差自動補正回路

そこで、図 52 に示すようにドップラーシフト補償前後のガード相関値からアンテナ素子間位相誤差成分のみを抽出して補正する回路を考案した。まず、式 (84) を用いて、 n 番目のシンボルにおけるドップラーシフト補償後のガード相関位相角 $\theta_c(n)$ を求める。同様にして一方の素子 (アンテナ 2) のドップラーシフト補償

前のガード相関位相角 $\theta_b(n)$ を求めた後、平滑化係数 α を使って過去の値との間で平均化を行う。ドップラーシフト補償前ガード相関の平均位相角 $\bar{\theta}_b(n)$ は次式で求められる。

$$\bar{\theta}_b(n) = \begin{cases} \theta_b(0) & (n = 0) \\ \alpha\theta_b(n) + (1 - \alpha)\bar{\theta}_b(n - 1) & (n > 0) \end{cases} \quad (105)$$

ここで、表7の条件で $f_d T_s = 0.1$ 、周波数オフセット 100Hz とし、ドップラーシフト補償前ガード相関の平均位相角 $\bar{\theta}_b(n)$ を時系列でまとめたものを図53に示す。平滑化係数 $\alpha = 0.1, 0.01$ のときの結果を示しており、横軸は平均化処理を始めてからのシンボル数を、縦軸はガード相関位相角の平均化処理結果を示している。 $\alpha = 0.1$ では、平均化処理後の位相角が -36 度を中心に ± 5 度の範囲内で激しく変動していることが分かる。一方、 $\alpha = 0.01$ では、平均化を始めた直後からドップラーシフト補償前ガード相関の位相角変動が収束していることが分かる。これらの結果から、平滑化係数を $\alpha = 0.01$ と設定することにより、安定して周波数オフセット量を算出できることが分かる。また、 $\alpha = 0.01$ の結果は平均化処理直後から収束していることから、平均化処理の過渡状態で制御ループに悪影響を与える可能性は低いと考えられる。

次に、ドップラーシフト補償後のガード相関位相角 $\theta_c(n)$ からドップラーシフト補償前ガード相関の平均位相角 $\bar{\theta}_b(n)$ を差し引いたアンテナ素子間の残留位相誤差 $\theta'_c(n)$ は、

$$\theta'_c(n) = \theta_c(n) - \bar{\theta}_b(n) \quad (106)$$

となる。

最後に、 $\theta'_c(n)$ を式(103)の $\theta_c(n)$ に代入して補正位相角 $\theta(n)$ を、式(104)で位相補正ベクトル $w_c(n)$ をそれぞれ計算し、 $w_c(n)$ を一方のアンテナ素子に乗じることによって位相誤差補正を実現する。

以上のような提案アンテナ素子間位相誤差自動補正回路により、ドップラーシフト補償後の信号には周波数オフセットのみが残るが、その後の AFC 回路により、その残留周波数オフセットの補正が行われて OFDM 復調器に入力される。

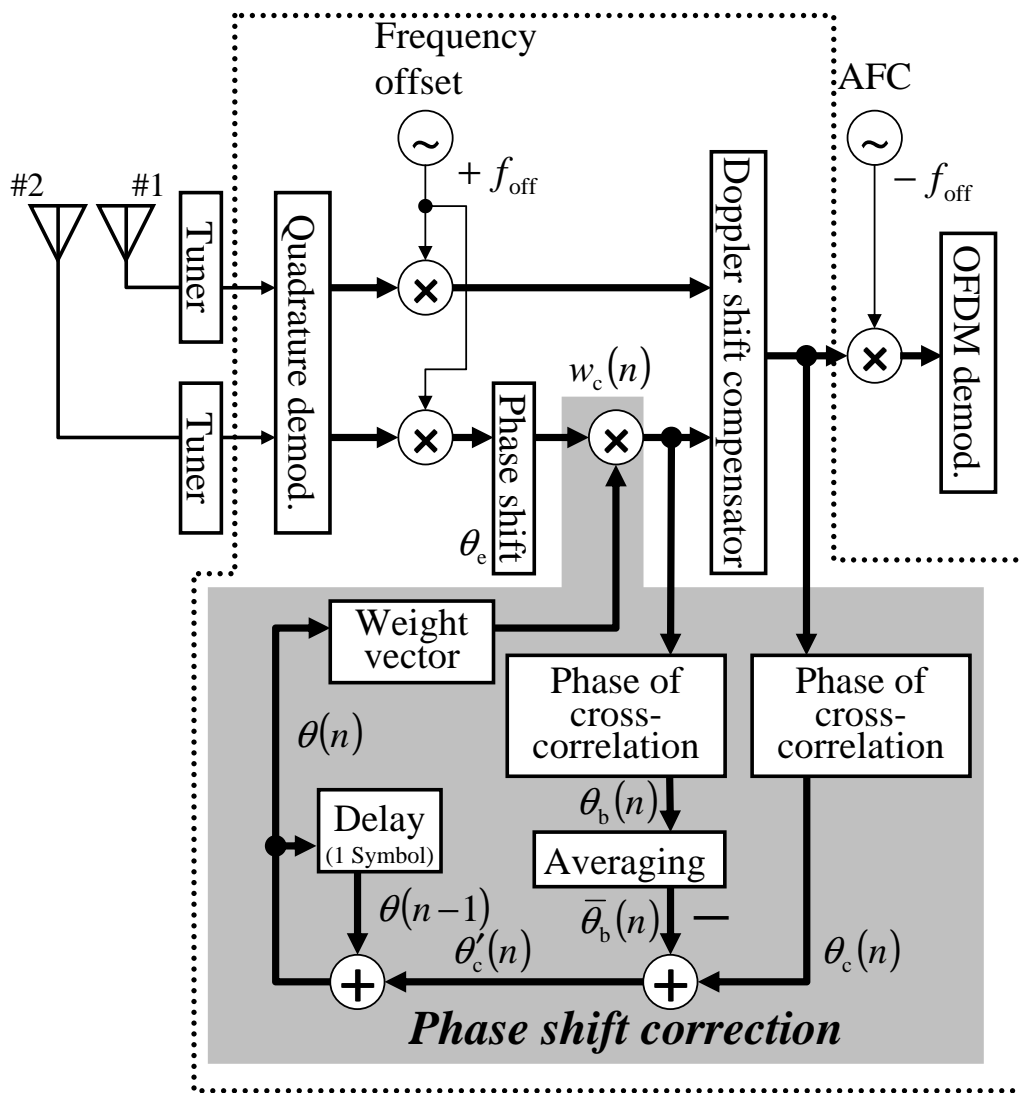


図 52 周波数オフセットを考慮したアンテナ素子間位相誤差の自動補正回路

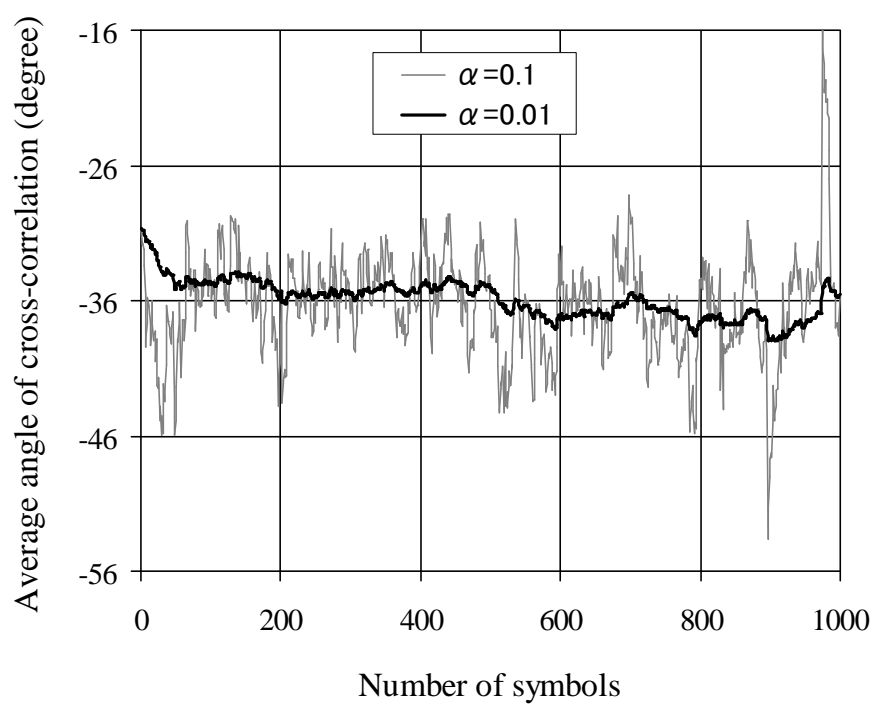


図 53 ドップラーシフト補償前ガード相関位相角の平均化処理結果

5.4.4 シミュレーション結果

考案方式の有効性を検証するために、表7の条件でシミュレーションを実施した。アンテナ素子間位相誤差補正部において、ドップラーシフト補償前ガード相関位相角の平均化パラメータ α を0.01とした。本シミュレーションでは1,000シンボル分実行するが、BER計算は後半の500シンボルの結果を平均した。以上の条件において、考案したアンテナ素子間位相誤差補正回路を動作させて、100Hzの周波数オフセット f_{off} が存在する場合のアンテナ素子間位相誤差に対するBER特性を評価した。

シミュレーション結果を図54に示す。いずれの条件においてもアンテナ素子間位相誤差にかかわらず良好な特性が得られており、図50の周波数オフセットのない場合の結果と同一であることが分かる。なお、周波数オフセット f_{off} を更に増やし最大100kHzまで変化させても、図54と同様の特性が得られることを確認している。つまり、OFDMの有効シンボル長は約1msであるが、その期間内に位相を360度以上変化させるような周波数オフセットが付加されても、アンテナ素子間位相誤差が正確に補正可能である。

以上の結果から、周波数オフセットが存在する環境においても、受信信号のドップラーシフトが平均的に0と見なせる条件であれば、今回の考案方式によりアンテナ素子間位相誤差が補正できることが確認できた。

5.5 本章のまとめ

本章では、ドップラーシフト補償処理の前に付加されたアンテナ素子間位相誤差によって、ドップラーシフト補償処理の特性が大きく劣化する現象を明らかにし、この問題を解決する方法としてドップラーシフト補償後のガード相関を用いたアンテナ素子間位相誤差補償方式を考案した。2波高速レイリーフェージング環境下でシミュレーションを実施した結果、今回の提案方式により、任意のアンテナ素子間位相誤差に対して補正できることを確認した。これによって、ドップラーシフト補償方式をハードウェア化する際の課題を解決できたと考えられる。

また、今回は2素子のアレーアンテナを使用する場合を対象にして、アンテナ

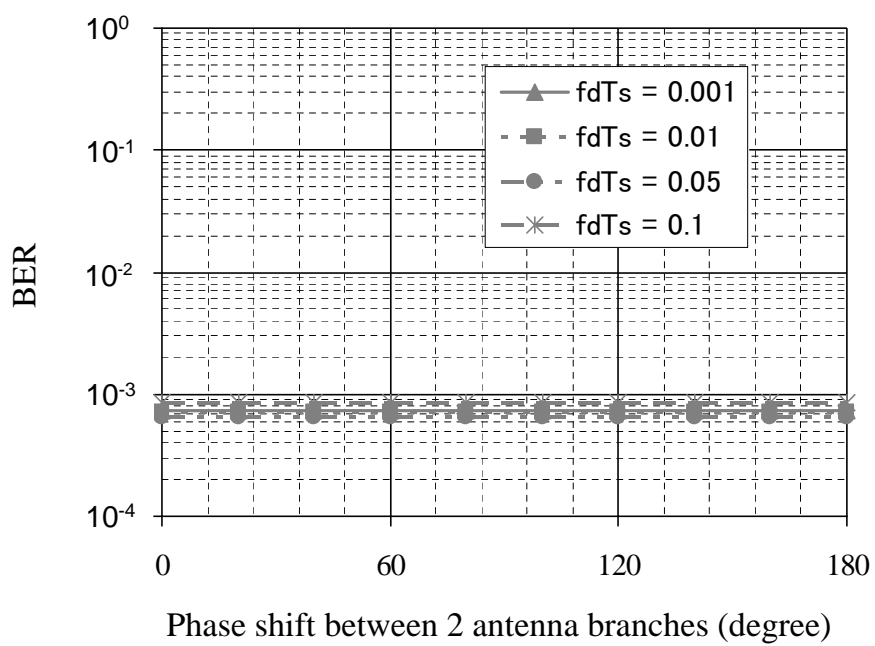


図 54 周波数オフセットを考慮したアンテナ素子間位相誤差の補正処理を適用した際の結果

素子間の位相誤差補償方式を検討した。2素子の場合は、比較的簡易な方法で位相誤差の補償が可能であることを示した。3素子以上のアンテナ素子を使用する場合、今回提案した位相誤差補正回路をアンテナ素子数に応じて追加し独立に動作させる構成では最適な状態に収束しないことは明らかである。今後は位相誤差補正回路を協調制御する方法を検討していきたい。

6. 結論

日本における地上デジタル放送は2003年に三大都市圏で、2006年からは全国でサービスが開始された。日本の方式はISDB-Tと呼ばれ、1チャンネル帯域内で高画質・高精細な家庭向けハイビジョン放送と携帯端末向けのワンセグ放送が同時に伝送されることが特徴である。自動車においては、ワンセグ放送よりもハイビジョン放送を受信するニーズが高く、また技術的な壁も高い。そこで、本研究では、移動中の自動車内において、家庭向けのハイビジョン放送を安定的に受信する技術・システムの実現を目標とし、検討を進めてきた。

1章及び2章では、まず日本の地上デジタル放送ISDB-Tの概要と移動受信における課題を述べた。家庭での固定受信に比べて、移動受信時の特性が劣化する要因は、(1)低受信電力、(2)マルチパス歪み、そして(3)電波変動(フェージング、ドップラーシフト)である。これらの要因をすべて解決しなければ、家庭向けのハイビジョン放送を移動中の自動車で安定的に受信することはできない。これらの課題への解決策として、アダプティブアレー技術と、ドップラーシフト補償技術が挙げられる。2章の後半では、これらの従来技術について概説し、地上デジタル放送への適用課題を述べた。従来のアダプティブアレー技術は、主にレーダ用として考案されたアルゴリズムに端を発しており、所望波の到来方向や受信点への到来波数、所望波の波形などが受信側で既知でなければならず、自動車での地上デジタル放送の移動受信に適用することは困難であった。また、ドップラーシフト補償技術は様々な方式が従来から検討されてきたが、信号固有の情報を用いるために地上デジタル放送への適用が困難であるものや、アンテナ指向性を制御する方法で改善効果が不十分であるものなど、地上デジタル放送に適用可能で効果の高い方法が存在しなかった。

そこでまず、3章では、地上デジタル放送の移動受信に適したアダプティブ受信システムを検討した。アダプティブビームステアリングの一方式である最大比合成を応用し、簡易な構成で実現可能なアンテナ指向性制御方式を提案した。最大比合成は最も強い所望波の方向にアンテナの指向性を制御する方式であり、不要波の影響を相対的に小さくすることができる。したがって、自動車における上記(1)の低受信電力と、(2)のマルチパス歪みの問題を解決することができた。更

に、提案するアダプティブ受信方式では、簡易な計算により重み係数を算出可能であり、その結果、アンテナ指向性の高速制御が可能となった。そこで、上記(3)の電波変動、特にフェージングの問題を解決することができた。名古屋地区におけるフィールド実験の結果から、家庭での固定受信エリアとほぼ同等の範囲で、ハイビジョン放送の移動受信が可能であることを明らかにした。ただ、提案するアダプティブ受信のみでは上記(3)のドップラーシフト対策は不十分であり、高速移動受信時の特性に課題が残されていた。

そこで、4章では、従来にはない新しいアイデアに基づいたドップラーシフト補償技術を検討した。これは、アレーアンテナを用いて移動しながら静止受信信号を推定することで、ドップラーシフトの発生そのものを抑圧するものである。計算機シミュレーションにより、規格化ドップラー周波数 $f_d T_s$ が0.1以下であれば、ドップラーシフトの影響をほぼ抑圧でき、上記(3)のドップラーシフト問題の解決の目処がついた。次に、ドップラーシフト補償処理後の信号を使ってアンテナ指向性を制御するという新しいアダプティブ受信方式を提案した。これにより、3章で述べたアダプティブ受信による受信エリア拡大効果と、ドップラーシフト補償による高速移動受信特性改善効果が融合され、上記三つの課題をすべて解決することが可能になった。多重ドップラーシフト環境を室内で再現して評価した結果、時速160km相当の速度で移動受信しても安定的に受信可能であることを明らかにした。

3, 4章では、アダプティブ受信技術とドップラーシフト補償技術の融合によって、自動車での移動受信時の問題を総合的に解決できることを示した。次のステップとして、受信システムをハードウェア化・製品化する際に生じる課題を解決する必要がある。製品化の際に唯一問題になるのは、アンテナ素子間の位相誤差である。アンテナ素子間に位相誤差が生じると、ドップラーシフト補償の精度が劣化し、4章で示した改善効果が得られなくなることを明らかにした。5章では、この問題を取り上げ、実際の放送波を受信しながらアンテナ素子間の位相誤差を自動補正する手法を検討した。具体的には、OFDMシンボルの先頭に付加されたガードインタバル区間とシンボル末尾との演算によりシンボル内の位相変動を検出し、その結果からアンテナ素子間位相誤差を自動的に検出・補正する方式を提

案した． 計算機シミュレーションで評価した結果， $f_d T_s$ が 0.1 以下であれば， 位相誤差を完全に検出・補正できることを明らかにした． これによって， 製品化に向けた障壁を取り除くことができた．

以上のように， 本研究では， 移動中の自動車でハイビジョン放送を安定的に受信することを目標として， アダプティブ受信技術とドップラーシフト補償技術， そして両者の融合技術を提案し， 移動受信時の課題を総合的に解決可能であることを室内外の実験を通じて明らかにすることができた． 本論文で提案した方式はいずれも， 信号固有の情報を必要としない信号処理で実現できる． したがって， 地上デジタル放送以外の通信メディアへの適用も容易であり， 本研究成果が大いに役立つものと期待される．

謝辞

はじめに、本研究を遂行するにあたり、常に有益な御助言と細部に渡る御指導をいただくとともに、本論文を御精査いただきました奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科・教授 岡田実先生，及び同研究科・助教 齋藤将人先生に厚く御礼申し上げます。また、本論文をまとめるにあたり、数々の貴重な御意見や御指導をいただきました奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科・教授 杉本謙二先生，同研究科・准教授 原孝雄先生，及び同研究科・助教 宮本龍介先生に深く感謝致します。

本研究の多くの部分は、私が株式会社豊田中央研究所にて実施したものであり、多くの方の御指導や御支援をいただきました。まず、私が株式会社豊田中央研究所に入社して以来、直接の上司として常に親身になって御指導，御鞭撻をいただきました同社安全・情報システム研究部・部長 伊藤修朗主監に厚く御礼申し上げます。本研究の機会を与えていただきました株式会社豊田中央研究所 西川訓利取締役，同社安全・情報システム研究部 ITS 第1研究室・室長 寺本英二主任研究員，エレクトロニクス研究部電波デバイス・システム研究室・室長 佐藤和夫主席研究員に心より感謝致します。更に、本研究の遂行にあたり、有意義な御指導や多大な御協力をいただきました株式会社豊田中央研究所 原田知育主任研究員，柴田伝幸主任研究員，鈴木徳祥主任研究員，今井純志研究員，伊藤健二研究員，及び福井大学工学部情報・メディア工学科・准教授 藤元美俊先生に深く感謝致します。また、本研究の遂行を支えていただきました株式会社豊田中央研究所 田所幸浩副研究員，高梨昌樹副研究員に感謝致します。

最後に、私の研究活動を暖かく見守り、常に心の支えになってくれた妻つばさと、これまで育ててくれた父哲次，母玲子，そして弟修司，妹陽子に深く感謝致します。

参考文献

- [1] 地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式標準規格. 電波産業会 ARIB STD-B31, 2001.
- [2] ATSC Digital Television Standard (A/53) Revision E, with Amendments No.1 and 2. Advanced television systems committee doc.a/53e, Dec. 2005.
- [3] Digital Video Broadcasting (DVB) for terrestrial television. ETSI standard EN 300 744 Vol.1.4.1, Jan. 2001.
- [4] R.W.Chang and R.A.Gibby. A theoretical study of performance of an orthogonal multiplexing data transmission scheme. *IEEE Trans.Commun.*, Vol. COM-16, No. 24, pp. 529–540, 1968.
- [5] 宇倉正博, 久保田周治 (監修). 改訂三版 802.11 高速無線 LAN 教科書. インプレス R & D, 2008.
- [6] W.Chen and S.Cai. Ad hoc peer-to-peer network architecture for vehicle safety communications. *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 43, No. 4, pp. 100–107, 2005.
- [7] 関馨. ITS における VSC(Vehicular Safety Communication) の動向. 情報処理学会研究報告, Vol. 2005, No. 113, pp. 165–172, 2005.
- [8] 服部武, 藤岡雅宣 (編著). ワイヤレス・ブロードバンド HSPA+/LTE/SAE 教科書. インプレス R & D, 2009.
- [9] 菊間信良. アレーアンテナによる適応信号処理. 科学技術出版, 1998.
- [10] 菊間信良. アダプティブアンテナ技術. オーム社, 2003.
- [11] 横田知好, 山本和弘, 神野純一, 木村滋, 加藤治人, 佐田昌博, 近義起, 橘薫. PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局装置の開発. 電子情報通信学会ソサイエティ大会, pp. B-5-74, Sep. 1998.

- [12] 平成 11 年度高度道路交通システム (ITS) 実現のための情報通信技術の研究開発プロジェクト研究開発報告書. 通信・放送機構, Mar. 2000.
- [13] 竹内知明, 木村智, 濱住啓之, 渋谷一彦. ISDB-T 用アダプティブアレーの開発-MMSE アダプティブアレーの放送波中継への応用-. 映像情報メディア学会誌, Vol. 60, No. 1, pp. 66-75, 2006.
- [14] 伊藤健二, 三田勝史, 伊藤修朗. 高速走行時における地上デジタル放送移動受信の品質測定. 映像情報メディア学会誌, Vol. 59, No. 1, pp. 111-114, 2005.
- [15] K.Sanda, T.Shibata, N.Itoh, K.Ito, N.Suzuki, and J.Imai. Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique. In *Proc. IEEE International Conference on Consumer Electronics(ICCE 2006)*, pp. 465-466, Las Vegas, USA, Jan. 2006.
- [16] K.Sanda, N.Itoh, N.Suzuki, J.Imai, and K.Ito. Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, Vol. 52, No. 2, pp. 327-335, May 2006.
- [17] 三田勝史, 伊藤修朗, 岡田実, 齋藤将人. 地上デジタル放送移動受信のためのドップラー補償方式におけるアンテナブランチ間位相誤差補正処理に関する検討. 第 23 回信号処理シンポジウム 講演論文集, pp. 322-327, Nov. 2008.
- [18] 三田勝史, 伊藤修朗, 齋藤将人, 岡田実. 地上デジタル放送移動受信用ドップラーシフト補償方式におけるアンテナブランチ間位相誤差補正処理に関する検討. 電子情報通信学会論文誌 B, Vol. J93-B, No. 3, pp. 486-497, Mar. 2010.
- [19] 斉藤洋一. デジタル無線通信の変復調. コロナ社, 1996.
- [20] 佐藤拓朗. OFDM 技術の基礎から応用まで. リアライズ社, 1999.
- [21] 森下巖, 小畑秀文. 信号処理. (社)計測自動制御学会, 1982.
- [22] B.Widrow, et al. Adaptive antenna systems. *Proc. IEEE*, Vol. 55, No. 12, pp. 2143-2159, Dec. 1967.

- [23] R.L.Riegler and R.T.Compton, Jr. An adaptive array for interference rejection. *Proc. IEEE*, Vol. 61, No. 6, pp. 748–758, Jun. 1973.
- [24] R.T.Compton, Jr. An adaptive array in a spread-spectrum communication system. *Proc. IEEE*, Vol. 66, No. 3, pp. 289–298, Mar. 1978.
- [25] L.E.Brennan and I.S.Reed. Theory of adaptive rader. *IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst.*, Vol. AES-9, No. 2, pp. 237–252, Mar. 1973.
- [26] S.P.Applebaum. Adaptive arrays. *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, Vol. AP-24, No. 5, pp. 585–598, Sep. 1976.
- [27] O.L.Frost, III. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing. *Proc. IEEE*, Vol. 60, No. 8, pp. 926–935, Aug. 1972.
- [28] K.Takao, M.Fujita, and T.Nishi. An adaptive antenna array under directional constraint. *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, Vol. AP-24, No. 5, pp. 662–669, Sep. 1976.
- [29] R.T.Compton, Jr. The power inversion adaptive array: Concept and performance. *IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst.*, Vol. AES-15, No. 6, pp. 803–814, Nov. 1979.
- [30] J.R.Treichler and B.G.Agee. A new approach to multipath correction of constant modulus signals. *IEEE Trans.*, Vol. ASSP-31, No. 2, pp. 459–472, Apr. 1983.
- [31] 浅原隆, 小島年春, 三宅真. 直接波がドップラーシフトしたライスフェージング環境に適した周波数オフセット補償方式. 電子情報通信学会論文誌B, Vol. 84-B, No. 7, pp. 1265–1275, Jul. 2001.
- [32] 西川徹, 原嘉孝, 原晋介. ドップラーシフトを抑圧する OFDM アダプティブアレー. 電子情報通信学会技術報告, Vol. RCS2000-223, pp. 57–62, Mar. 2001.

- [33] 藤元美俊, 今井純志, 伊藤修朗, 柴田伝幸, 三田勝史, 伊藤健二. 地上デジタル放送指向性制御受信に関する一検討. 電子情報通信学会ソサイエティ大会, pp. B-5-70, Sep. 2002.
- [34] 柴田伝幸, 三田勝史, 伊藤修朗, 藤元美俊, 今井純志, 伊藤健二. 指向性制御による地上デジタル放送移動受信特性の改善方法の検討. 情報処理学会高度交通システム研究会, Vol. 2002-ITS-11, pp. 77-82, Nov. 2002.
- [35] 三田勝史, 柴田伝幸, 伊藤修朗, 伊藤健二, 藤元美俊, 今井純志. 地上デジタル放送におけるアダプティブ受信方式の簡略化に関する検討. 第17回デジタル信号処理シンポジウム, pp. B4-4, Nov. 2002.
- [36] 鈴木徳祥, 今井純志, 三田勝史, 伊藤健二, 伊藤修朗. 固有ベクトルビーム形成の際の計算量削減に関する検討. 第27回情報理論とその応用シンポジウム (SITA2004), pp. 199-202, Dec. 2004.
- [37] 地上デジタルテレビ放送方式の高度化に関する研究開発 (2003年度委託研究開発成果報告書). 情報通信研究機構, 2004.
- [38] S.Sakaguchi, M.Hori, H.Asato, K.Morimoto, S.Murakami, T.Wada, K.Sanda, and N.Itoh. An adaptive array direction control LSI for mobile digital HDTV receivers. In *Proc. IEEE International Conference on Consumer Electronics(ICCE 2005)*, pp. 299-300, Las Vegas, USA, Jan. 2005.
- [39] H.Iizuka, T.Watanabe, K.Sato, and K.Nishikawa. Modified H-shaped antenna for automotive digital terrestrial reception. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 53, No. 8, Aug. 2005.
- [40] 岡田実, 高柳英晃, 山本平一. アレーアンテナを用いた伝搬路時変動による地上波デジタル放送の高速移動受信特性改善効果. 映像情報メディア学会誌, Vol. 56, No. 2, pp. 237-244, Nov. 2001.
- [41] 長井則和, 岡田実, 山本平一. アレーアンテナを用いた地上波デジタルテレビ放送の高速伝搬路時変動補償方式における移動速度推定. 電子情報通信学

- 会技術報告, Vol. MoMuC2002-83, pp. 17–22, Jan. 2003.
- [42] 長井則和, 高柳英晃, 齋藤将人, 岡田実, 山本平一. アレーアンテナにより移動体の移動速度を推定しドップラースプレッドを補償する地上デジタル放送受信機. 電子情報通信学会論文誌, Vol. J88-B, No. 4, pp. 741–750, 2005.
- [43] Digital Audio Broadcasting (DAB). ETSI standard EN 300 401, 2nd Edition, May 1997.
- [44] A.M.Benani, A.Carr, and M.Quenneville. Improving performance of an L-band digital radio broadcast system. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, pp. 78–85, Mar. 2009.
- [45] 長井則和, 岡田実, 山本平一. 空間内挿を適用した DFT 前合成ダイバーシチによる OFDM 高速移動受信特性改善効果. 電子情報通信学会技術報告, Vol. RSC2002-158, pp. 71–76, Aug. 2002.
- [46] Y.Yu, M.Okada, and H.Yamamoto. Dipole array antenna assisted Doppler spread compensator with MRC diversity for ISDB-T receiver. *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 5, pp. 1214–1221, May 2007.
- [47] 千葉建治郎, 山田寛喜, 山口芳雄. 既知波源を用いたアンテナアレイ校正の実験的検証. 電子情報通信学会技術報告, Vol. AP2002-41, pp. 7–12, Jul. 2002.
- [48] 西森健太郎, 長敬三, 鷹取泰司, 堀俊和. TDD システム用アダプティブアレーのリアルタイム校正法の検討. 電子情報通信学会技術報告, Vol. AP99-3, pp. 17–22, Apr. 1999.
- [49] 奥村善久, 進士昌明. 移動通信の基礎. コロナ社, 1986.
- [50] M.Okada, S.Hara, S.Komaki, and N.Morinaga. Optimum synchronization of orthogonal multi-carrier modulated signals. In *Proc. PIMRC'96*, pp. 863–867, Oct. 1996.

付録

A. 変数一覧

変数名	意味
j	虚数単位
$x_{\text{BB}}(t)$	時刻 t における OFDM の送信 BB 信号
$s(n)$	n 番目の送信シンボル
T_s	有効シンボル区間長 [s]
T_g	ガードインタバル区間長 [s]
N_s	FFT ポイント数, または有効シンボル区間のサンプル数
$s_I(n)$	n 番目の送信シンボル $s(n)$ の実数成分
$s_Q(n)$	n 番目の送信シンボル $s(n)$ の虚数成分
t_s	サンプリング周期 [s]
f_l	局部発信器の周波数 [Hz]
$x_{\text{RF}}(t)$	時刻 t における OFDM の無線周波数信号
$x'_{\text{BB}}(t)$	時刻 t における OFDM の受信 BB 信号
$s'(n)$	n 番目の受信シンボル
f_c	中心周波数, 搬送波周波数 [Hz]
v	車速 [m/s]
Δt	微小時間 [s]
Δd	送信局方向の移動距離 [m]
θ_i	i 番目の素波の到来角 (水平角)
f_{di}	i 番目の素波のドップラー周波数 [Hz]
λ	波長 [m]
c	光速 [m/s]
f_d	最大ドップラー周波数 [Hz]
f_i	i 番目の素波の受信周波数 [Hz]
$x_k(t)$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の受信 (BB) 信号

変数名	意味
w_k	k 番目のアンテナ素子の重み係数
$\mathbf{X}(t)$	時刻 t における受信信号ベクトル
$\mathbf{W}(t)$	時刻 t における重み係数ベクトル
$y(t)$	時刻 t における合成 (BB) 信号
P_{out}	合成信号電力
R_{xx}	$\mathbf{X}(t)$ の自己相関行列
$E_0(t)$	時刻 t における位相基準点での受信信号
$E_k(t)$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の受信信号
d_k	位相基準点から k 番目のアンテナ素子までの距離 [m]
θ	電波の到来方向
$D(\theta, f_c)$	アレーアンテナの伝達関数
A_k	k 番目のアンテナ素子の重み係数 w_k の振幅値
δ_k	k 番目のアンテナ素子の重み係数 w_k の位相
$e(t)$	時刻 t における誤差信号
$r(t)$	時刻 t における参照信号
\mathbf{r}_{xr}	参照信号 $r(t)$ と受信信号ベクトル $\mathbf{X}(t)$ との相関ベクトル
\mathbf{W}_{opt}	最適な重み係数ベクトル
$\mathbf{S}(t)$	時刻 t における所望波成分ベクトル
$\mathbf{U}(t)$	時刻 t における妨害波成分ベクトル
$\mathbf{N}(t)$	時刻 t における熱雑音成分ベクトル
P_{Sout}	合成信号における所望波電力
P_{Uout}	合成信号における妨害波電力
P_{Nout}	合成信号における熱雑音電力
$y_s(t)$	時刻 t における合成信号における所望波成分
$y_u(t)$	時刻 t における合成信号における不要波成分
$y_n(t)$	時刻 t における合成信号における熱雑音成分
$n_k(t)$	時刻 t における熱雑音信号

変数名	意味
R_{ss}	所望波成分の相関行列
R_{uu}	不要波成分の相関行列
P_n	素子当りの熱雑音電力
R_{nn}	不要成分 (不要波及び熱雑音) の相関行列
I	単位行列
\mathbf{V}_s	所望波の方向ベクトル
$\bar{\mathbf{S}}$	メインローブの方向を決めるステアリングベクトル
$a_i(t)$	時刻 t における i 番目の素波の振幅値
ϕ_i	i 番目の素波の到来角 (天頂角)
$y_i(t)$	時刻 t における i 番目の素波の合成信号
$\Phi_k(\theta_i, \phi_i, f_i)$	k 番目のアンテナ素子における i 番目の素波の位相
C	拘束行列
\mathbf{H}	拘束応答ベクトル
$Q(\mathbf{W})$	定包絡線法における評価関数
$r_{x_k y}$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の受信信号 $x_k(t)$ と合成信号 $y(t)$ との相関係数
$x_{Ik}(t)$	時刻 t における受信信号 $x_k(t)$ の実数成分
$x_{Qk}(t)$	時刻 t における受信信号 $x_k(t)$ の虚数成分
$ \bar{x}_k $	k 番目のアンテナ素子の平均振幅値
REF	AGC 目標値
e_{AMP}	最大振幅値と AGC 目標値 REF との誤差信号
$fc_1(i)$	基本ローパスフィルタ (Mid-band) の i 番目のフィルタ係数
N_f	基本ローパスフィルタのタップ数
$x_{Mk}(t)$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の Mid-band の受信 BB 信号
$x_{Lk}(t)$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の Low-band の受信 BB 信号
$x_{Hk}(t)$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の High-band の受信 BB 信号

変数名	意味
$r'_{x_k y}$	時刻 t における k 番目のアンテナ素子の受信信号 $x_k(t)$ と合成信号 $y(t)$ との正規化相関係数
α	平滑化係数
$y_L(t)$	時刻 t における Low-band の合成信号
$y_M(t)$	時刻 t における Mid-band の合成信号
$y_H(t)$	時刻 t における High-band の合成信号
$x_{\text{est}}(t)$	時刻 t における 2 アンテナ素子間の仮想受信点 R の信号, またはドップラーシフト補償後の信号
$d(t)$	時刻 t における車両後方に設置するアンテナ (# 2) と仮想受信点 R との距離 [m]
D	2 アンテナ素子間の距離 [m]
$f_d T_s$	規格化ドップラー周波数
E_b/N_0	1 ビット当りの信号対雑音電力比
θ_e	2 アンテナ素子間の位相誤差
$c(n)$	n 番目の OFDM シンボルにおけるガード相関値
$\theta_c(n)$	n 番目の OFDM シンボルのドップラーシフト補償後ガード相関 $c(n)$ の位相角
$\bar{\theta}_c(N)$	$\theta_c(n)$ を N シンボルで平均化した位相角
$\beta(t)$	時刻 t における内挿係数
θ_s	1 シンボル内の位相回転角, またはシンボル内位相差
$\theta(n)$	n 番目の OFDM シンボルにおける補正位相角
$w_c(n)$	n 番目の OFDM シンボルにおける補正位相係数
$\theta_b(n)$	n 番目の OFDM シンボルのドップラーシフト補償前ガード相関の位相角
$\bar{\theta}_b(n)$	n 番目の OFDM シンボルのドップラーシフト補償前ガード相関の平均位相角
$\theta'_c(n)$	n 番目の OFDM シンボルの残留位相誤差

B. 略語一覧

略語	正式名称	日本語表記・意味
AFC	Automatic Frequency Control	自動周波数制御 (回路)
AGC	Automatic Gain Control	自動利得制御 (回路)
ATSC	Advanced Television Systems Committee	米国の地上デジタル放送方式
AWGN	Additive White Gaussian Noise	白色ガウス性雑音
A/D	Analog to Digital (converter)	アナログ・デジタル (変換器)
BB	Base Band	ベースバンド
BER	Bit Error Rate	ビット誤り率
BST-OFDM	Band Segmented Transmission OFDM	帯域分割伝送 OFDM
CMA	Constant Modulus Algorithm	定包絡線法
CMP	Constrained Minimization of Power	拘束付出力電力最小化法
DAB	Digital Audio Broadcasting	デジタル音声放送
DCMP	Directionally CMP	方向拘束付出力電力最小化法
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	差動四位相偏移変調
DSRC	Dedicated Short Range Communication	専用狭域通信
DSP	Digital Signal Processor	デジタル信号処理に特化したマイクロプロセッサ
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial	欧州の地上デジタル放送方式
D/A	Digital to Analog (converter)	デジタル・アナログ (変換器)

略語	正式名称	日本語表記・意味
D/U	Desired to Undesired wave power ratio	所望波対不要波電力比
FFT	Fast Fourier Transform	高速フーリエ変換
FPGA	Field Programmable Gate Array	プログラム可能な論理集積回路
GI	Guard Interval	ガードインタバル
GPS	Global Positioning System	全地球測位システム
HDTV	High Definition TeleVision	ハイビジョン放送
IF	Intermediate Frequency	中間周波数帯
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial	日本の地上デジタル放送方式
IT	Information Technology	情報技術
ITS	Intelligent Transport Systems	高度交通システム
LAN	Local Area Network	構内通信網
LMS	Least Mean Square	最小平均二乗
LPF	Low Pass Filter	低域通過フィルタ
LSI	Large Scale Integration	大規模集積回路
MMSE	Minimum Mean Square Error	最小二乗誤差法
MPEG	Moving Picture Experts Group	映像・音声圧縮方式の一つ
MRC	Maximum Ratio Combining	最大比合成法
MSN	Maximum Signal to Noise power ratio	最大 S/N 法
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	直交周波数分割多重
PHS	Personal Handy-phone System	簡易型携帯電話
PIAA	Power Inversion Adaptive Array	パワーインバージョン法
PLL	Phase Locked Loop	位相同期回路
P/S	Parallel to Serial (converter)	パラレル・シリアル (変換器)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	直交振幅変調

略語	正式名称	日本語表記・意味
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	四位相偏移変調
RF	Radio Frequency	無線周波数帯
RLS	Recursive Least Square	逐次最小二乗
ROM	Read Only Memory	読み出し専用記憶装置
S/I	Signal to Interference power ratio	信号対干渉電力比
S/IN	Signal to Interference and Noise power ratio	信号対干渉雑音電力比
S/N	Signal to Noise power ratio	信号対雑音電力比
S/P	Serial to Parallel (converter)	シリアル・パラレル (変換器)

C. 研究業績

C.1 査読付学術論文

1. K.Sanda, N.Itoh, N.Suzuki, J.Imai, and K.Ito, "Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique," IEEE Transaction on Consumer Electronics, Vol.52, No.2, pp.327-335, May 2006.
2. 三田勝史, 伊藤修朗, 齋藤将人, 岡田実, "地上デジタル放送移動受信用ドップラーシフト補償方式におけるアンテナブランチ間位相誤差補正処理に関する検討", 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J93-B, No.3, pp.486-497, 2010年3月.

C.2 査読付国際会議発表

1. K.Sanda, T.Shibata, N.Itoh, K.Ito, N.Suzuki, and J.Imai, "Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique," International Conference on Consumer Electronics (ICCE2006), pp.465-466, Las Vegas, USA, Jan., 2006.

C.3 関連研究発表

1. 藤元美俊, 今井純志, 伊藤修朗, 柴田伝幸, 三田勝史, 伊藤健二, "地上デジタル放送指向性制御受信に関する一検討", 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-70, 2002年9月.
2. 三田勝史, 柴田伝幸, 伊藤修朗, 伊藤健二, 藤元美俊, 今井純志, "地上デジタル放送におけるアダプティブ受信方式の簡略化に関する検討", 第17回デジタル信号処理シンポジウム, B4-4, 2002年11月.

3. 柴田伝幸, 三田勝史, 伊藤修朗, 藤元美俊, 今井純志, 伊藤健二, “指向性制御による地上デジタル放送移動受信特性の改善方法の検討”, 情報処理学会高度交通システム研究会, No.2002-ITS-11, pp.77-82, 2002年11月.
4. 今井純志, 藤元美俊, 伊藤修朗, 柴田伝幸, 三田勝史, “指向性制御による地上デジタル放送の移動受信実験”, 電子情報通信学会無線通信システム研究会, RCS2002-212, pp.31-34, 2003年1月.
5. J.Imai, N.Itoh, T.Shibata, N.Suzuki, K.Sanda, and K.Ito, ”Experimental results of mobile reception with diversity techniques for ISDB-T,” 8th Int. OFDM-Workshop, Hamburg, Germany, Sep., 2003.
6. 三田勝史, 柴田伝幸, 伊藤修朗, 今井純志, 鈴木徳祥, 伊藤健二, “地上デジタル放送の移動受信における指向性制御方式に関する検討”, 情報処理学会高度交通システム研究会, No.2003-ITS-15, pp.91-95, 2003年11月.
7. T.Shibata, N.Itoh, K.Sanda, N.Suzuki, J.Imai, and K.Ito, ”Receiving HDTV on automobile,” 11th World Congress on ITS, Nagoya, Oct., 2004.
8. 鈴木徳祥, 今井純志, 三田勝史, 伊藤健二, 伊藤修朗, “固有ベクトルビーム形成の際の計算量削減に関する検討”, 第27回情報理論とその応用シンポジウム (SITA2004), pp.199-202, 2004年12月.
9. 伊藤健二, 三田勝史, 伊藤修朗, “高速走行時における地上デジタル放送移動受信の品質測定”, 映像情報メディア学会誌, Vol.59, No.1, 2005年1月.
10. S.Sakaguchi, M.Hori, H.Asato, K.Morimoto, S.Murakami, T.Wada, K.Sanda, and N.Itoh, ”An adaptive array direction control LSI for mobile digital HDTV receivers,” International Conference on Consumer Electronics (ICCE2005), pp.299 - 300, Las Vegas, USA, Jan., 2005.
11. 鈴木徳祥, 今井純志, 三田勝史, 伊藤健二, 伊藤修朗, “固有ベクトルによる適応マルチビームフォーミングの計算量削減”, 電子情報通信学会2005年総合大会, B-1-274, 2005年3月.

12. 三田勝史, 伊藤修朗, 岡田実, 齋藤将人, “地上デジタル放送移動受信のためのドップラー補償方式におけるアンテナブランチ間位相誤差補正処理に関する検討”, 第23回信号処理シンポジウム講演論文集, pp.322-327, 2008年11月.

C.4 受賞歴

1. ”2006 Chester Sall Award for the First Place Transaction Paper Award,” IEEE Consumer Electronics Society.

C.5 特許

登録済み特許

1. “アダプティブ受信装置”, 特許第 4003548 号.
2. “ダイバーシチ受信装置”, 特許第 4200723 号.
3. “ダイバーシチ受信装置”, 特許第 4134730 号.
4. “マルチキャリア復調方法及びマルチキャリア復調装置”, 特許第 4175220 号.
5. “マルチキャリア受信におけるシンボル内時間変動補償方法, マルチキャリア受信装置のシンボル内時間変動補償”, 特許第 4254510 号.
6. “複数のアンテナを有する受信装置及び複数アンテナの受信信号の増幅方法”, 特許第 4241307 号.

公開特許

1. “ダイバーシチ受信装置”, 特開 2005-117341.

2. “ 振幅の時間変動補償方法及び装置，ダイバーシチ受信における振幅の時間変動補償方法及び装置，マルチキャリアダイバーシチ受信におけるシンボル内時間変動補償方法及び装置 ”，特開 2005-333455.
3. “ ダイバーシチ受信方法及びダイバーシチ受信装置 ”，特開 2006-261814.
4. “ ダイバーシチ受信装置 ”，特開 2006-253865.
5. “ 移動体における受信方法及び受信装置 ”，特開 2006-261813.
6. “ ダイバーシチ受信装置 ”，特開 2006-287889.
7. “ ダイバーシチ受信方法及びダイバーシチ受信装置 ”，特開 2006-261815.
8. “ OFDM 伝送方式における受信方法及び受信装置 ”，特開 2008-228113.
9. “ OFDM 伝送方式における受信装置の C/N 比演算方法及びその機能を有した受信装置 ”，特開 2008-228112.
10. “ OFDM 受信装置 ”，特開 2009-44404.
11. “ ダイバーシチ受信装置 ”，特開 2009-16921.
12. “ ダイバーシチ受信装置 ”，特開 2009-246576.