

学位論文 博士（工学）

地上デジタル放送のための
適応アレー信号処理に関する研究

2012 年度

慶應義塾大学大学院理工学研究科

竹 内 知 明

主 論 文 要 旨

報告番号	乙 第	号	氏 名	竹内 知明
主 論 文 題 目 :				
地上デジタル放送のための適応アレー信号処理に関する研究				
(内容の要旨)				
<p>地上放送のデジタル化において、地上デジタル放送の電波を日本全国あまねく受信できるようにすることが重要である。我が国の逼迫した周波数事情や山地の多い複雑な地形、さらには電波の異常伝搬などに起因する同一チャネル干渉は解決すべき大きな課題の一つである。この問題を解決するために、本論文では送信および受信技術へ適応アレー信号処理技術を適用する。従来地上デジタル放送信号に含まれるスキッタードパイロットを利用した OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) アダプティブアレーが提案されているが、この方式では希望波と干渉波で、スキッタードパイロットの受信タイミングが一致する場合に干渉波を抑圧できない、という問題がある。そこで本論文では地上デジタル放送に適用可能なアダプティブアレーを提案し、計算機シミュレーションおよび野外実験の結果からその有効性を示す。</p> <p>第一章では本研究の背景と目的、および本論文の構成を示す。第二章では本論文に用いられる基礎事項および関連研究について述べる。</p> <p>第三章においては、MFN (Multi Frequency Network) 放送波中継局用アダプティブアレーを提案する。提案手法は合成、比較、選択に基づく最尤シンボル判定およびチャネル推定値を用いた QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 信号の位相識別を用いることにより判定指向型アルゴリズムを適用する際に問題となる軽減困難誤りを克服するものであり、スキッタードパイロットの受信タイミングが一致する場合でも干渉波を抑圧することができる。</p> <p>第四章では、同一チャネル干渉環境にある SFN (Single Frequency Network) 放送波中継局において送受アンテナ間回り込みと同一チャネル干渉の両方を同時にキャンセルする干渉キャンセラを提案する。</p> <p>第五章では、固定受信環境の受信機に应用することを想定し、簡易な構成で実現できるチャネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とするアダプティブアレーを提案する。時間領域のアダプティブアレーと周波数領域のチャネル等化器を併用することで低計算量で劣悪な受信環境に対する耐性を有することを示す。</p> <p>第六章では、Post-FFT アダプティブアレーに関して、重み係数の逆数を利用した係数最適化手法を提案する。一般に Post-FFT 型アダプティブアレーは、Pre-FFT 型と比較すると、特に干渉波の到来角度広がりが多い場合に干渉除去特性が良好であるが、SFN 環境など低 D/U のマルチパスに対する耐性に問題があった。提案手法による計算機シミュレーションや室内、野外実験を行い、提案法の有効性を確認した。</p> <p>最後に第七章で結論を述べ、本論文の成果を要約する。</p>				

SUMMARY OF Ph.D. DISSERTATION

School Integrated Design Engineering	Student Identification Number	SURNAME, First name TAKEUCHI, Tomoaki
<p>Title</p> <p>Research of Adaptive Array Signal Processing for Digital Terrestrial Broadcasting</p>		
<p>Abstract</p> <p>The aim of this paper is to expand digital terrestrial broadcasting coverage to all over the nation. In the process of digitization of terrestrial broadcasting, co-channel interference caused by complex mountainous terrain circumstances, tight frequency use and unusual propagation of radio waves is one of the serious problems. To overcome this problem, this paper considers the application of adaptive array signal processing to both transmission and reception side. So far, an adaptive array for scattered pilot OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system that can be applied to ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) had already proposed in the literature. However, a conventional system which use scattered pilot as a reference signal has a fatal problem to miss-capture the ISDB-T interference wave synchronized the scattered pilot reception timing with desired wave. This paper proposes an adaptive array that can be applied to ISDB-T signal reception.</p> <p>Chapter 1 describes the background, object and construction of this paper. In chapter 2, basic theories of ISDB-T systems, array signal processing and previous works are reviewed. In chapter 3, post-FFT adaptive array is proposed which can be applied to MFN (Multi Frequency Network) broadcast wave relay stations. The proposed system use a combine, compare and select operation based maximum likelihood symbol decision and the phase identification of QAM signals to overcome the irreducible symbol errors. Chapter 4 proposes an interference canceller for SFN (Single Frequency Network) broadcast wave relay stations utilizing an adaptive array and a feedback filter to cancel co-channel interference and coupling loop interference between re-transmitting and receiving antennas simultaneously. The proposed algorithm in chapter 5 uses time domain pre-FFT combiner and the frequency domain one-tap equalizer. To optimize the weights for time domain combiner, the re-modulated time domain signals with channel distortion are used as a reference signal. Furthermore, to improve the robustness of post-FFT adaptive array against low D/U multipath interference, chapter 6 propose the weight coefficients optimization algorithm for post-FFT adaptive array using the reciprocal numbers. Effectiveness of the proposed methods is confirmed through a computer simulation and or a laboratory and field experiments performed using prototype equipment. Finally, this paper is concluded in chapter 7.</p>		

目次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	関連研究の歴史	3
1.3	本研究の意義	6
1.4	本論文の構成	9
第 2 章	背景技術と関連研究	10
2.1	地上デジタル放送方式 ISDB-T	10
2.2	アレー信号処理	23
2.3	関連研究	29
2.4	既存技術の課題と本研究の効果	38
第 3 章	MFN 放送波中継局用 Post-FFT 型アダプティブアレー	41
3.1	本章の目的	41
3.2	MMSE アダプティブアレーの ISDB-T への応用	42
3.3	SP を参照信号とする重み制御とその問題点	43
3.4	最尤シンボル判定指向型重み制御	45
3.5	計算機シミュレーション	50
3.6	野外実験	55
3.7	むすび	61
第 4 章	SFN 放送波中継用干渉キャンセラ	63
4.1	本章の目的	63
4.2	SFN 放送波中継局用干渉キャンセラ	65
4.3	計算機シミュレーション	71
4.4	野外実験	77

4.5	むすび	83
第 5 章	チャンネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする Pre-FFT 型アダプティブアレー	84
5.1	本章の目的	84
5.2	再変調時間領域信号を参照信号とするアダプティブアレー	86
5.3	計算機シミュレーション	91
5.4	室内実験	100
5.5	野外実験	101
5.6	むすび	110
第 6 章	Post-FFT 型アダプティブアレーのマルチパス環境における干渉除去特性改善	111
6.1	本章の目的	111
6.2	Post-FFT 型アダプティブアレー	112
6.3	低 D/U マルチパス耐性改善手法	114
6.4	計算機シミュレーション	118
6.5	むすび	124
第 7 章	結論	125
	参考文献	128

目次

1.1	アダプティブアレーの研究の歴史	5
1.2	各章における提案手法の位置付け	8
2.1	OFDM 信号	12
2.2	OFDM の変復調の系統	13
2.3	I, Q 軸と複素データ	14
2.4	ガードインターバルとマルチパス	18
2.5	セグメント構造	20
2.6	放送波中継	21
2.7	送信局の置局	22
2.8	指向性制御による干渉波除去	24
2.9	アダプティブアレー	25
2.10	リニアアレーアンテナ	26
2.11	補助アンテナ方式における到来波とアンテナ設置位置	28
2.12	放送波中継局用等化判定装置	29
2.13	ダイバーシティ受信装置	30
2.14	ダイバーシティ受信装置 (時間領域処理)	31
2.15	SFN 放送波中継局用回り込みキャンセラ	31
2.16	サイドローブキャンセラ	32
2.17	時空間等化器	33
2.18	Post-FFT 型 OFDM アダプティブアレー	33
2.19	Pre-FFT 型 OFDM アダプティブアレー	34
2.20	ISDB-T 用アダプティブアレー	35
2.21	キャリア-シンボル空間におけるスキッタードパイロットシンボルの 配置	36

2.22	既存技術と本論文の提案手法との関連	40
3.1	MMSE アダプティブアレー	42
3.2	所望波と干渉波の SP 受信タイミング差 (δt)	44
3.3	ISDB-T 干渉環境における受信信号の遅延プロファイル	44
3.4	MMSE 演算のブロックダイアグラム	46
3.5	判定指向型重み制御アルゴリズム	47
3.6	判定指向型アルゴリズムにおける QAM 復調の位相識別	48
3.7	判定指向型アルゴリズムにおける合成-比較-選択に基づく最尤シンボ ル判定	49
3.8	計算機シミュレーション系統	50
3.9	計算機シミュレーションにおける到来信号モデル	51
3.10	誤り率の収束特性	53
3.11	受信信号の C/N に対する BER 特性	53
3.12	干渉波の D/U に対する MER 特性	54
3.13	SP 受信タイミング差に対する MER 特性	55
3.14	野外実験における送受信点の位置	56
3.15	野外実験系統	56
3.16	野外実験における受信アンテナ間隔と所望波および干渉波の空間相関係 数との関係	58
3.17	到来角度に対する素子間の到来距離の差 (素子間隔 2.0m)	58
3.18	受信信号の C/N に対する BER 特性	59
3.19	干渉波の D/U に対する MER および所要 C/N 特性 (δt : 2 シンボル)	60
3.20	干渉波の D/U に対する MER および所要 C/N 特性 (δt : 0 シンボル)	60
3.21	SP の受信タイミング差に対する MER および所要 C/N 特性	61
4.1	SFN 放送波中継局用干渉キャンセラ	67
4.2	計算機シミュレーション系統	72
4.3	SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル (δt : 2268 μ s)	74
4.4	SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル (δt : 10 μ s)	74
4.5	SFN 放送波中継時の受信信号の C/N に対する BER 特性	75

4.6	同一チャネル干渉の D/U に対する干渉除去特性	76
4.7	回り込み波の D/U に対する干渉除去特性	76
4.8	野外実験系統	78
4.9	上位局波のみを送信した場合の受信信号の C/N に対する BER 特性 . . .	79
4.10	SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル (δt : 2268 μ s)	80
4.11	SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル (δt : 0 μ s)	80
4.12	SFN 放送波中継時の受信信号の C/N に対する BER 特性	81
4.13	回り込み D/U に対する MER 特性	82
4.14	回り込み D/U に対する所要 C/N 特性	82
4.15	回り込み D/U に対する干渉除去後の同一チャネル干渉と回り込みによ る所要 C/N 劣化量の関係	83
5.1	Pre-FFT 型アダプティブアレー	87
5.2	計算機シミュレーション系統	92
5.3	SP 受信タイミング差に対する MER 特性	93
5.4	干渉波の D/U に対する MER 特性 (摂動による効果)	94
5.5	干渉波の D/U に対する所要 C/N 特性	95
5.6	干渉波の到来角度に対する所要 C/N 特性	95
5.7	マルチパスの D/U に対する所要 C/N 特性	96
5.8	マルチパスの遅延時間に対する所要 C/N 特性	97
5.9	マルチパスの到来角度に対する MER 特性	98
5.10	マルチパス環境における合成指向特性	98
5.11	劣悪な受信環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	99
5.12	3 素子アレーの受信信号の C/N に対する BER 特性	99
5.13	3 素子アレーの合成指向特性	99
5.14	室内実験系統	100
5.15	干渉波の D/U に対する所要 C/N 特性 (室内実験)	101
5.16	マルチパスの D/U に対する所要 C/N 特性 (室内実験)	101
5.17	野外実験を行った実験場所 (日立地区)	102
5.18	干渉除去前後の MER 特性	104

5.19	干渉除去前の信号のコンスタレーションおよび遅延プロファイル（測定地点 A 13 ch）	105
5.20	干渉除去後の信号のコンスタレーションおよび遅延プロファイル（測定地点 A 13 ch）	105
5.21	合成指向特性（測定地点 A 13 ch）	106
5.22	野外実験を行った実験場所（帯広地区）	106
5.23	干渉除去前後の MER 特性	107
5.24	受信信号の遅延プロファイル	108
5.25	到来角度に対する空間相関係数	108
5.26	GI 越えマルチパス除去後の信号の遅延プロファイル	109
6.1	マルチパスの有無と同一チャネル干渉の例	112
6.2	マルチパスがない場合の重み係数	113
6.3	マルチパスがある場合の重み係数	114
6.4	マルチパスがある場合の重み係数の逆数	114
6.5	提案する重み係数制御アルゴリズム	115
6.6	重み係数に対する逆数フィルタ	116
6.7	LPF の周波数特性	116
6.8	逆数補間を利用する合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定	117
6.9	計算機シミュレーション系統	118
6.10	AWGN 環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	120
6.11	同一チャネル干渉環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	120
6.12	マルチパス環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	121
6.13	マルチパス，同一チャネル干渉環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	122
6.14	劣悪な受信環境における受信信号の C/N に対する BER 特性	123
6.15	マルチパスの D/U に対する BER 特性	123
6.16	マルチパスの遅延時間に対する BER 特性	124

表目次

2.1	OFDM セグメントのパラメータ	21
3.1	伝送パラメータ	50
3.2	計算機シミュレーション諸元	51
3.3	野外実験を行った実験局の諸元	57
4.1	回り込み D/U に関する見積りの例	66
4.2	伝送パラメータ	72
4.3	計算機シミュレーション諸元	72
4.4	干渉キャンセラの設定値	73
4.5	野外実験を行った実験局の諸元	77
4.6	上位局波の送信出力減衰量と MER および所要 C/N 劣化量との関係	79
5.1	計算機シミュレーション諸元	92
5.2	送受信点の地理的關係（日立地区）	103
5.3	受信チャンネルごとの干渉除去前後の信号の受信可否	104
5.4	送受信点の地理的關係（帯広地区）	107
6.1	計算機シミュレーション諸元	119

略語

ATSC	Advanced Television Systems Committee
ATT	Attenuator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
B-CAS	BS Conditional Access
BER	Bit Error Rate
BS	Broadcasting Satellite
BST	Band Segmented Transmission
C/N	Carrier to Noise power ratio
CCI	Co-Channel Interference
CDMA	Code Division Multiple Access
CLI	Coupling Loop Interference
CMA	Constant Modulus Amplitude
CMP	Constrained Minimization of Power
D/U	Disired to Undesired power ratio
DAB	Digital Audio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DMB	Digital Multimedia Broadcasting
DoA	Direction of Arrival
DVB	Digital Video Broadcasting
FBF	Feedback Filter
FFF	Feed Forward Filter
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
GI	Guard Interval

HDTV	High Definition Television
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial
LMS	Least Mean Squared
LO	Local Frequency
LPF	Low Pass Filter
MER	Modulation Error Ratio
MFN	Multi Frequency Network
MLSE	Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	Minimum Mean Squared Error
MPEG	Moving Picture Experts Group
MPI	Multipath Interference
MSN	Maximum Signal to Noise power ratio
NTSC	National Television Systems Committee
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PA	Power Amplifier
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RLS	Recursive Least Squared
S/N	Signal to Noise power ratio
SFN	Single Frequency Network
SP	Scattered Pilot
STL	Studio to Transmitter Link
TMCC	Transmission and Multiplexing Configuration Control
TTL	Transmitter to Transmitter Link

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

2011 年 7 月に 44 都道府県におけるアナログテレビ放送が終了し、翌 2012 年 3 月 31 日の東北 3 県における停波により地上波テレビ放送は完全にデジタル放送へと移行した。完全デジタル化は放送事業者、放送機器メーカーを始めとする関係者の努力および受信者の協力により成し遂げられた事業であった。

テレビ放送は放送開始から、50 年以上が経過している。白黒放送から始まったテレビ放送はカラー化されたほか、衛星放送の開始、衛星および地上テレビ放送のデジタル化と、めざましい発展を遂げてきた。2000 年 12 月 1 日には、BS（衛星）デジタル放送が開始された。この時点での衛星放送は、MUSE ハイビジョン放送を含むアナログ放送 4 波とデジタル放送 4 波の計 8 波であった。アナログ衛星放送では 1 中継器 1 番組であるのに対して、BS デジタル放送では、MPEG-2 Video による圧縮符号化により、1 中継器でハイビジョン 2 番組が放送可能となった。また伝送制御信号を用いることにより、1 つの中継器を利用して複数の放送事業者が独立に番組を提供することが可能になり、多数の放送事業者が参画するメディアとなった。さらに、降雨減衰による放送遮断への対策としての階層化伝送、自動表示メッセージ、有料放送における個別制御と無料放送のコンテンツ保護を行う限定受信方式の B-CAS システム、放送波により受信機のバージョンアップを行うエンジニアリングサービスなどが実現された。

地上デジタルテレビジョン放送は、2003 年 12 月 1 日に東名阪で放送が開始され、2006 年には全国県庁所在地で開始された。その後、アナログ放送と同一のカバーエリアを確保すべく中継局の建設が進められた。2006 年 4 月からは、セグメント方式ならではの新しいサービス、移動体・携帯端末での受信に適した「ワンセグ」サービスが開始された。

ワンセグでは、より狭い帯域で限られた容量の動画像の放送を実現するため、MPEG-4 AVC/H.264 圧縮符号化が用いられている。

放送は、特にデジタル化により、質的転換が図られ、高画質・高音質化だけでなく、ニュースや天気予報などの情報をいつでも見ることのできるサービスや双方向性を利用したデータ放送も新たに可能となった。ワンセグ放送が開始されたことにより、屋外でも低画質ながらもテレビ放送サービスを楽しむことができるようになり、室内に置かれたテレビの前に座って視聴するという従来のものとは全く異なる受信形態が実現した。

地上デジタル放送の方式開発は、わが国の混雑した周波数状況を考慮して、SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) が可能でマルチパス妨害にも強い OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) の研究から開始された。さらにバスや自動車などの移動体受信のニーズに応えるため、セグメントと呼ばれる小ブロックに帯域を分割し伝送する方式が採用された。

OFDM は周波数利用効率に優れ、シンボルの先頭に付加されるガードインターバル (GI: Guard Interval) によりマルチパスに対して耐性があるという特徴を持つ。しかし、マルチパスの遅延時間が GI を越えると、シンボル間干渉およびキャリア間干渉が生じて受信特性が大きく劣化してしまうという問題がある。GI 越えマルチパスに対してはアダプティブアレーの適用が効果的な除去手法の一つと考えられる。

一方、多数の中継局を必要とするネットワークの建設では、その設備経費を削減することが課題となる。特に、SFN を行っている中継局に対し放送信号を配信する手法としては、配信専用の周波数により信号を分配する TTL (Transmitter to Transmitter Link) を利用するよりも、上位局の電波を受信する放送波中継が望ましい。このため、SFN 放送波中継の基本問題であった送信電波の回り込み対策技術について研究が行われ、一部のの中継局に導入された。

放送波中継は放送ネットワークを低廉に拡大する手段の一つであるが、中継局が見通しのよい山頂部に設置されることが多く、上位局波を受信する際に地理的に離れた場所にある上位局以外の送信局からの同一チャネル干渉を受ける可能性がある。同一チャネル干渉波には、所望波とは変調内容の異なる ISDB-T 波やマルチパス波、NTSC 変調されたアナログテレビ放送波に加え、前述の GI 越えマルチパス波などがある。

そこで、本論文では地上デジタル放送の放送波受信にアレー信号処理を適用することを考える。同一チャネル干渉を除去する様々なアダプティブアレーを提案し、計算機シミュレーションや試作装置を用いた室内、野外実験の結果からその有効性を示すこととする。放送波の受信においては、様々な場面で、同一チャネル干渉にさらされることが考えられる。一つは放送波中継局における上位局波の受信である。一般に中継局は見通しのよい山

頂部に設置されることが多く、地理的に離れた場所にある上位局以外の送信局からの電波をも受信する可能性がある。アナログテレビ放送においては、サービスエリアにおける受信機も含め、同一チャンネル干渉の対策として、オフセットキャリア方式が広く用いられており [1]、全国で約 43% の送信所が送信周波数のオフセットを行うことで、同一チャンネル干渉の問題を回避している [2]。またオフセット周波数は、3 局間の混信つまり干渉波 2 波を考慮し、10kHz とされている。もう一つはサービスエリアでの受信である。地形による遮蔽などにより所望局からの電波の受信電界強度が低下している地域において同一チャンネル干渉問題が顕在化する。また、SFN が破綻し、遅延時間が GI 長を越える遅延波も本質的に同一チャンネル干渉と考えることもできる。このように同一チャンネル干渉を被る場面は様々であり、これを除去して所望の信号を受信するための要求条件も様々である。本論文では、送信側および受信側、様々な場面で異なる要求条件に応じたアダプティブアレーを提案する。

1.2 関連研究の歴史

1.2.1 アダプティブアレー

アダプティブアレーの歴史は古く、妨害波の除去を目的とした最初のものは 1965 年 Howells によるサイドローブキャンセラ [3] であると言われている。これは、主となるアンテナの他に補助アンテナと呼ばれるアンテナによっても電波を受信し、主アンテナのサイドローブで受信した妨害波を補助アンテナで受信した信号を用いて生成するレプリカを減算することにより除去するものである。補助アンテナ受信信号に対する振幅および位相を適切に設定することは、換言すると合成指向特性において妨害波の到来方向にヌルを形成することである。

このようにアダプティブアレー [4-7] は複数の受信アンテナを配置し、それぞれの受信信号に異なる振幅、位相を持つ重み係数を与えた後に合成することで、所望の信号を取り出したり、不要な妨害波成分を除去したりするものである。重み係数の制御手法として様々な適応アルゴリズムが検討された。例えば、所望波の到来方向が既知であるということ为前提とし、その S/N を最大化する MSN (Minimum Signal to Noise power ratio) アダプティブアレー [8-11] がその一つである。MSN アダプティブアレーでは干渉波のみの相関行列が必要であるが、所望波が妨害波と比べ無視できる等の理由から所望波も含む受信信号の相関行列により近似することができる。また、Widrow らにより提案された、LMS アルゴリズムを用いる MMSE (Minimum Mean Squared Error) アダプティブア

レー [12] はアダプティブアレーを代表するものの一つである。

さらに、MMSE アダプティブアレー [13] の制御手法において重み係数に拘束条件を課し、合成信号の電力を最小化する CMP (Constrained Minimization of Power) アルゴリズム [14] が提案され、その後到来方向に関して拘束する DCMP (Directionally Constrained Minimization of Power) [15] へと発展した。DCMP アルゴリズム [16] も MSN アダプティブアレーと同様、所望波の到来方向が既知であることを前提としており、適用可能なシステムは限られる。また、所望波の到来方向として設定する値のわずかな誤差により、所望波が抑圧されてしまうという問題がある。この問題に対しては入力信号の相関行列に擬似雑音を加えることにより除去特性を鈍化させるタイムドアダプティブアレー [17] が提案されたが、所望波自身が相殺される問題を完全に解決するものではない。CMP アルゴリズムの特殊なものとしてはパワーインバージョンアダプティブアレー [18] がある。これは妨害波の波数がアレーの自由度と同数であり、かつ所望波電力が妨害波電力よりも小さい場合に適用できるものであり、予備知識として所望波の到来方向を必要としない。重み係数の一つを一定値に固定し、合成信号の電力を最小化するものであり、妨害波に埋もれた所望波を取り出すことができるため有用であるが、適用可能なシステムは限られる。

所望波に関する予備知識を必要としないアルゴリズムとしては、Treichler による CMA (Constant Modulus Algorithm) [19] がある。CMA アルゴリズム [20–25] は、周波数変調信号や位相変調信号など、信号の包絡線が一定である場合に適用できる。すなわち、アレー合成後の振幅が所望の値となるようにすればよい。

空間的な信号処理を行うアダプティブアレーに時間的な信号処理を組み合わせる手法は時空間等化器と呼ばれ、判定帰還型等化器と組み合わせるもの [26] や、MLSE (最尤系列推定: Maximum Likelihood Sequence Estimation) と組み合わせるもの [27] など、様々な手法が検討された [28–32]。

また、実際のシステムへの応用としては CDMA への応用例 [33–35] や、地上デジタル放送の放送方式である OFDM への適用例 [36–52] がある。OFDM のサブキャリアの一部を信号伝送に用いないバーチャルサブキャリア方式 [53] のものや、Pre-FFT 型 OFDM アダプティブアレー [54, 55] などがあり、ISDB-T 方式への適用例 [56] もある。[57] では、Pre-FFT 型と Post-FFT 型を組み合わせた複合型の OFDM アダプティブアレーが提案されている。[54, 58] ではガードインターバルと有効シンボル区間の末尾が同一波形であることを利用した Pre-FFT 型アダプティブアレーが提案されている。また、最大比合成を適用することにより C/N を最大化する手法 [37, 59, 60] は特に移動受信 [61–64] において有効な手法である。妨害波や干渉波の除去とは目的が異なるが、アダプティブア

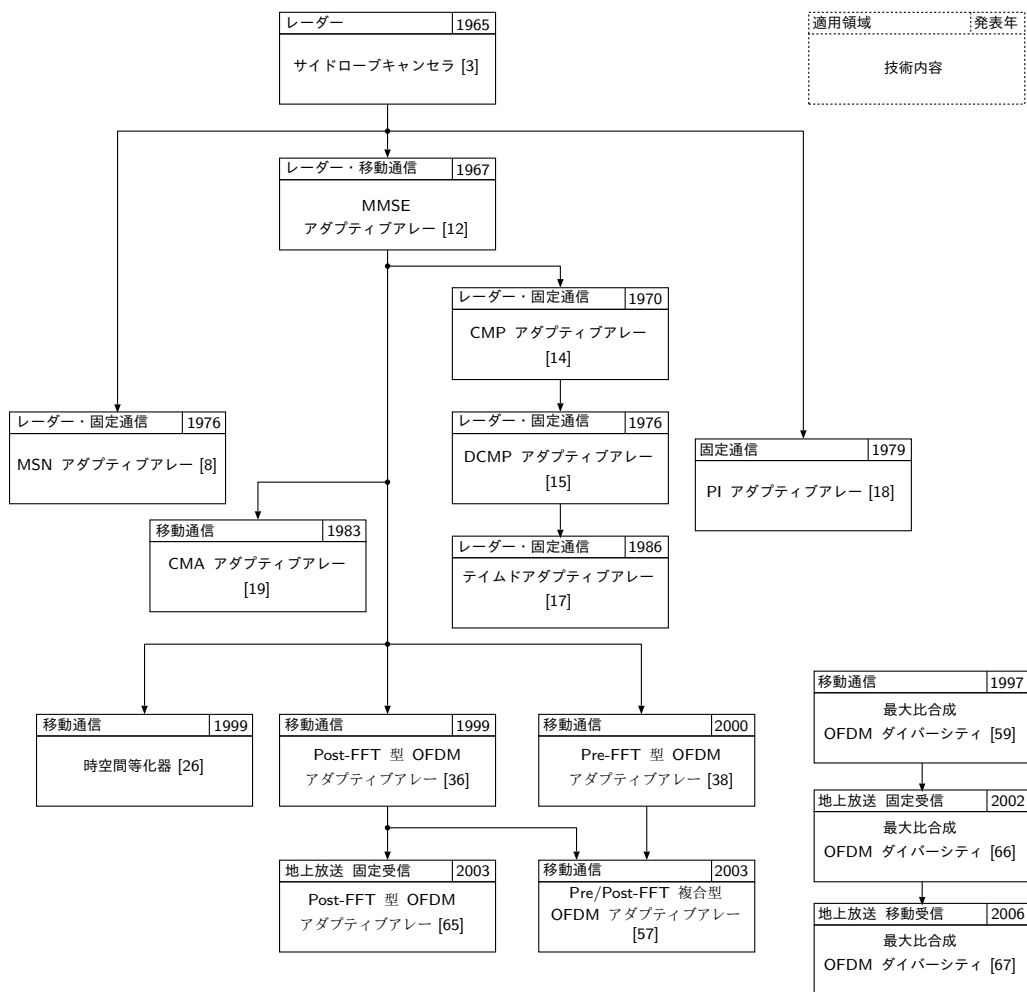


図 1.1 アダプティブアレーの研究の歴史

レーの一種であると考えられることもできる。

最後にアダプティブアレー研究の研究年表を図 1.1 にまとめる。

1.2.2 回り込みキャンセラ

SFN [68] を放送波中継で実現する際には送受アンテナ間結合による回り込みをキャンセルすることが必要となる場合がある。回り込みをキャンセルする方法としては、なんらかの方法で回り込みの伝搬路を推定し、適応フィルタによりレプリカを生成する手法が一般的である。回り込みキャンセラは、音声の分野におけるエコーキャンセラ [69] と本質的に同じである。すでに無線呼出方式（ページャ）の分野において実用化されてお

り [70, 71], CDMA への適用例 [72] もある.

地上デジタル放送の SFN 放送波中継用への適用例としては, IF 帯で動作する逐次適応フィルタを用いた OFDM 用中継装置 [73], OFDM 復調をせずに信号の白色性を利用する逐次適応型キャンセラ [74–76], 周波数領域処理を用いた地上デジタル放送用逐次適応型回り込みキャンセラ [77] などが挙げられる. また, [78, 79] ではアダプティブアレーを用いて回り込みをキャンセルする手法が提案されている. 前述の回り込みのレプリカを減じることによりキャンセルする手法としては [80–83] が挙げられ, すでに実用化されている [84].

また, 世界の地上デジタル放送方式における同様のシステムは中継システムも含め ”on-channel repeater” と呼ばれ, 例えばシングルキャリア変調方式を採用した ATSC 用のもの [85–87] が提案されている. この他, 日本の地上デジタル放送と同じ OFDM 方式用としては, DAB 用のもの [88], DVB-T 用のもの [89–91] などがある.

1.3 本研究の意義

地上デジタル放送は社会的な基盤をなすものであり, その電波は日本全国あまねく受信できるようにすることが求められる. その際, 放送波中継局での受信や一般家庭での受信において, 電波の異常伝搬や複雑な地形, 逼迫した周波数利用状況等に起因する同一チャネル干渉が問題となる. そこで, 本論文では放送事業者側の送信技術および視聴者側の受信技術へアレー信号処理技術を適用し, 同一チャネル干渉を除去する手法を考えることとする.

送信技術には放送波中継局における同一チャネル干渉除去が含まれる. 中継局には SFN と MFN (Multi Frequency Network) の二つがあり, 双方の中継局における同一チャネル干渉問題を解決する. MFN 中継局に適用可能な手法としてスキッターードパイロット方式の OFDM についてのアダプティブアレー [65] が提案されているが, この方式では重み係数を最適化する際に必要となる参照シンボルとしてスキッターードパイロットのみを用いているため, 所望波と干渉波でスキッターードパイロットの受信タイミングが一致する場合に干渉波を抑圧できない, という問題がある. スキッターードパイロットの送信タイミングは放送事業者によって管理されていないため, 中継局における受信タイミングが一致することを考える必要がある. 現実的には放送波を生成する変調器はルビジウム発振器などに同期して動作するため, 二つの異なる変調器から送信されるスキッターードパイロットの送信タイミングが大きく変わることはないが, 数日から数十日かけてこれらが一致する状況となることが確認されている. このような場合, 従来法では干渉波を抑

圧できないため、中継局において電波を受信し再送信を行ったとしても、受信側で復調不能となり、事実上の放送事故となってしまう。第3章での提案法は、パイロット信号だけでなくデータキャリアのシンボル判定値をも参照信号として用いる判定指向型の重み係数制御手法であり、判定指向型を適用する際の課題である軽減困難誤りを克服するために、合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定を用いている。これにより所望波と干渉波のスキッタードパイロットの受信タイミングが一致する場合でも良好な干渉除去特性が得られる。提案手法を適用することにより、同一チャンネル干渉環境にある MFN 中継局においても放送波中継を適用することができるようになり、信号配信のための専用周波数を用いる必要がなくなるとともに中継局の設備コストを低減することができる。

一方、SFN 放送波中継局は周波数の有効利用においては有利であるものの、送受アンテナ間結合による回り込みが不可避である。同一チャンネル干渉環境にある中継局において SFN 放送波中継を実現するためには、同一チャンネル干渉と送受アンテナ間回り込みの両方を同時にキャンセルすることが必要となる。これまでに SFN 放送波中継を実現するための回り込みキャンセラとして様々な手法 [80-82, 92] が提案されているが、同一チャンネル干渉環境にある放送波中継局においては用いることができなかった。そこで、本論文では同一チャンネル干渉環境にある放送波中継局において送受アンテナ間回り込みと同一チャンネル干渉の両方を同時にキャンセルする干渉キャンセラを提案する。計算機シミュレーションと試作装置を用いて実施した野外実験の結果から、FFF (Feed Forward Filter) および FBF (Feedback Filter) を適切に制御することで、同一チャンネル干渉環境にある中継局においても SFN 放送波中継を実現できることを確認した。提案手法を用いることにより、同一チャンネル干渉環境にある SFN 中継局においても放送波中継を適用できるようになり、信号配信のための専用周波数だけでなく中継局から再送信するための周波数も必要とせず、中継局の設備コストを低減することができる。

日本は山地の多い地形により、周波数利用状況は逼迫しており、一般の家庭においても同一チャンネル干渉は大きな問題である。アダプティブアレーを家庭へ応用することを考えるとコスト面が重要である。そこで、Post-FFT 型アダプティブアレーと比較して、計算量が大幅に少ない Pre-FFT 型のアダプティブアレーを提案する。地上デジタル放送の信号フォーマットへ適用可能な従来方式も提案されているが [93-96]、前述した所望波と干渉波のスキッタードパイロットの受信タイミングの問題が存在する。提案手法はマルチパスや電界強度が低いことにより受信環境が劣悪である場合においても良好な干渉除去特性が得られ、一般家庭向けに低コストでアダプティブアレーを提供することができる。

また、放送波中継用の干渉除去においては、送信側で用いるものであるため、再送信信号には高い品質が求められるとともに、もともとある程度の信頼度が確保されている中継

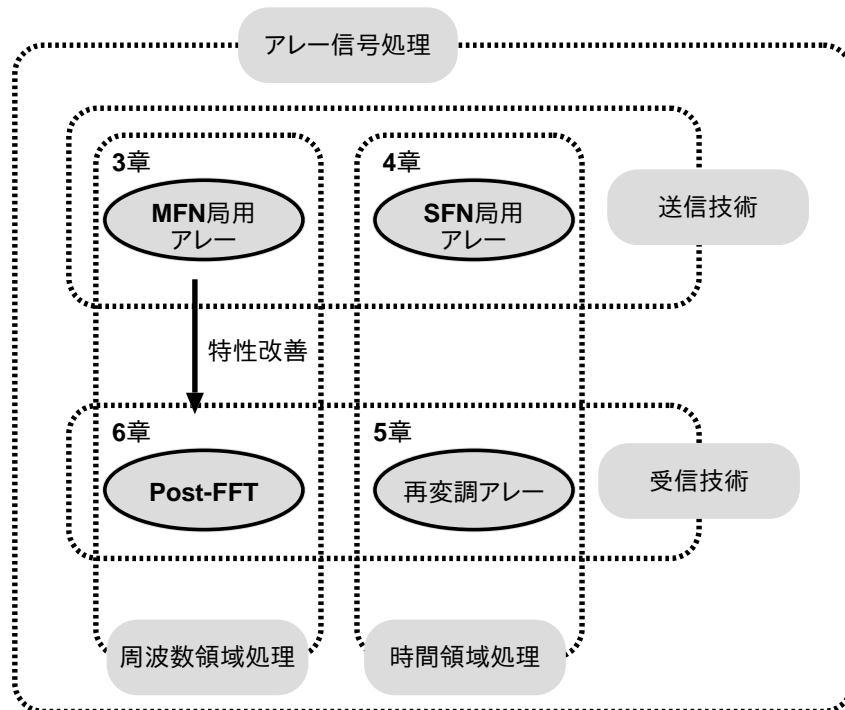


図 1.2 各章における提案手法の位置付け

回線に使用することを前提としている。第 3 章での提案手法は放送波中継用としては十分であるが、特に SFN のサービスエリアのような低 D/U のマルチパス環境では十分な干渉除去特性が得られないという問題がある。一般にサービスエリアにおける受信環境は放送波中継局におけるそれと比較するとより劣悪であると考えられる。Pre-FFT 型アダプティブアレーは Post-FFT 型と比較すると、計算量の面では有利であるものの、その分干渉除去特性は及ばない。そこで、第 3 章での提案手法に対し、低 D/U のマルチパス環境など、より劣悪な受信環境における耐性を改善する手法を提案する。

以上のように、本論文は放送波中継技術，すなわち送信技術および受信改善技術の両面から地上デジタル放送を全国あまねく普及させることに寄与することができる。図 1.2 に各章における提案手法の位置付けを示す。以下の章において、それぞれの提案法およびそれに対応する従来法を示し、計算機シミュレーションおよび試作装置を用いて実施した野外実験の結果から本論文の有効性を示すこととする。

1.4 本論文の構成

ここで本論文の残りの構成について記す。提案に先立ち、第 2 章で背景技術および関連研究について述べる。背景技術として第 2.1 節で地上デジタル放送の放送方式である ISDB-T および放送波中継技術について、第 2.2 節でアレー信号処理理論を述べる。

第 3 章からが本研究の主をなすものである。第 3 章は地上デジタル放送の MFN 放送波中継局における同一チャネル干渉除去のための Post-FFT 型アダプティブアレーを提案する。第 4 章は同一チャネル干渉環境にある放送波中継局において SFN 再送信を実現するための干渉キャンセラを示す。第 5 章では、家庭へ応用するために低計算量で実現可能な Pre-FFT 型アダプティブアレーを提案する。第 6 章は第 3 章で示した Post-FFT 型アダプティブアレーのマルチパス環境における特性改善手法を示す。最後に、第 7 章で全体の総括をし、本論文が構成される。

第 2 章

背景技術と関連研究

本章では，背景技術，関連研究およびその中で本研究がどのように位置付けられるかを述べる．まず，第 2.1 節で地上デジタル放送およびその放送方式である ISDB-T について述べる．続いて，第 2.2 節にてアレー信号処理の基礎理論について述べる．さらに，第 2.3 節で関連研究として地上デジタル放送の放送波中継用補償器，アダプティブアレーについて述べる．

2.1 地上デジタル放送方式 ISDB-T

本節では，地上デジタル放送の放送方式である ISDB-T について概説する．まず 2.1.1 節で ISDB-T が採用している変調方式である OFDM について述べ，その後 ISDB-T のシステムを 2.1.2 節に示す．また，放送ネットワークを構築する上で不可欠な放送波中継技術について 2.1.3 節で示す．

2.1.1 OFDM

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は複数の搬送波を用いてデジタルデータを伝送するマルチキャリアの変調方式である．シングルキャリアのデジタル変調方式との違いは，シンボル長が非常に長いという点にある．シンボル長を長くすると，伝送レートは低くなるが，低レートの変調波を帯域内に複数並べることで全体として高ビットレートを実現するものである．また，シンボルの先頭にガードインターバルと呼ばれる冗長信号を付加することにより，ビルの反射などによるマルチパス妨害に対する耐性を有するという特徴がある．

OFDM 信号

OFDM 信号は、複数のキャリアが周波数軸上のサンプル点で互いに無相関となる多重方式である。図 2.1 に示すように、キャリア 1 を基本波とし、その 2 倍、3 倍など整数倍の周波数でキャリアを配置すると、基本波の 1 周期の区間でどのキャリアも互いに直交関係になる。これらのキャリアの振幅や位相をそれぞれ変化させデジタル変調し、加えあわせた（周波数多重した）ものが OFDM 信号である。この OFDM 信号を基本波の 1 周期の区間でフーリエ変換することにより、それぞれのキャリアの振幅と位相の情報を知ることができる。

個々のキャリアのデジタル変調には、通常、QPSK や QAM などを使用し、変調方式が分かるように QPSK-OFDM, 64QAM-OFDM などと表現される。1 シンボルで伝送できる情報量と雑音に対する耐性とは相反関係にあるため、自動車などの移動受信のように妨害の激しい伝送路では QPSK-OFDM が用いられる。また、通常のテレビ受信のように、屋根に設置したアンテナで固定受信する場合には、限られた周波数帯域幅の中でできるだけ多くのデータを送信するため 16QAM-OFDM, 64QAM-OFDM 等の多値変調が用いられる。

OFDM の伝送シンボルは、有効シンボルとガードインターバルからなる。その信号と波形は図 2.1 のようにランダム雑音に似た波形となる。これを周波数領域で表現すると、平坦なスペクトルとなる。有効シンボル区間 T はフーリエ変換による復調が行われる区間であり、キャリア間隔 Δf の逆数と等しい関係になっている。

$$T = 1/\Delta f \quad (2.1)$$

例えば、キャリア間隔 $\Delta f=1$ kHz ならば、有効シンボル区間 $T=1$ ms となる。

また、ガードインターバルは有効シンボル区間の信号を周期拡張した信号区間である。有効シンボル区間の終端側を繰り返すことにより、ガードインターバル区間と有効シンボル区間とは連続波形となる。情報の伝送という観点では冗長な信号区間であるが、マルチパス（ゴースト）の影響を軽減するために設けられる。

OFDM の送信信号 $S(t)$ は、 n 番目のキャリアの送信データ（変調データ） c_n を

$$c_n = a_n + jb_n \quad (2.2)$$

とすると、

$$S(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi f_n t} \right]$$

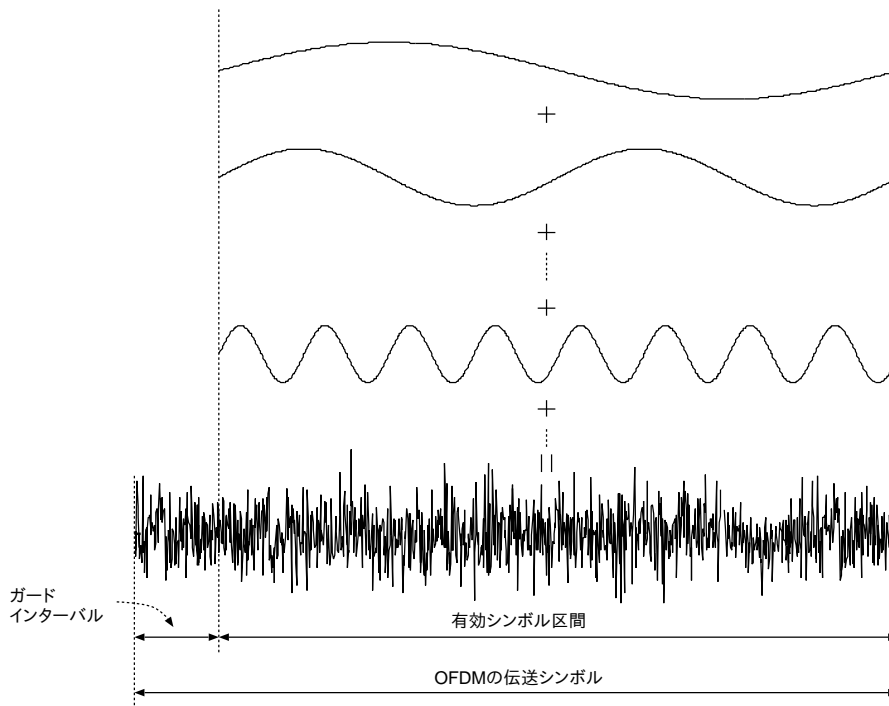


図 2.1 OFDM 信号

$$= \text{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi(n\Delta f)t} \right] \quad (2.3)$$

と表される。

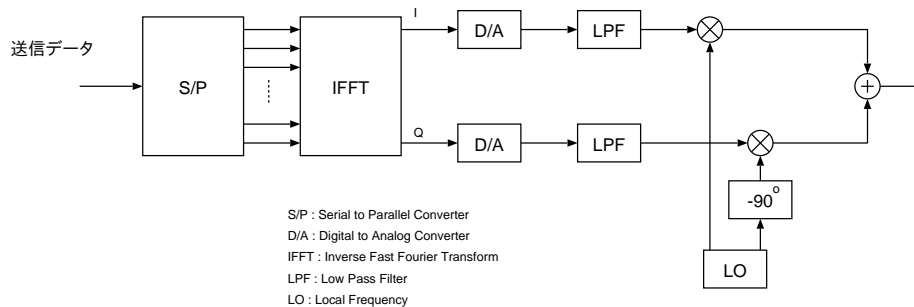
OFDM の各々のキャリアは、変調が低速であるためスペクトルの広がり小さく、それらの集まりである OFDM の伝送スペクトルは、矩形に近い形になる。占有帯域幅 B は、キャリア数 N が大きい（数百～）と、ほぼ、

$$B = N\Delta f \quad (2.4)$$

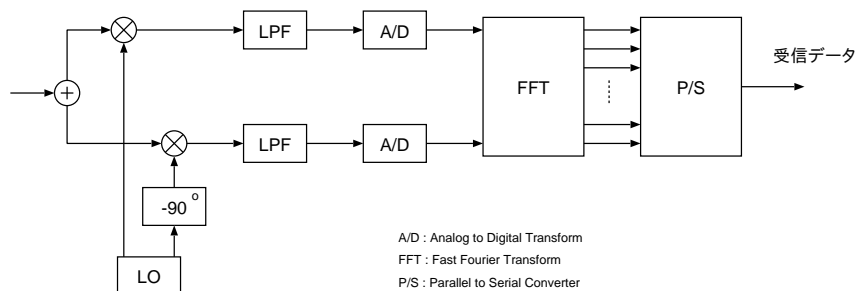
となる。

OFDM 変復調

OFDM の変復調については、離散逆フーリエ変換 (IDFT) と離散フーリエ変換 (DFT) によって、全キャリア一括して変復調が可能である。実際には逆高速フーリエ変換 (IFFT) および高速フーリエ変換 (FFT) が用いられるのが一般的である。変復調の系統を図 2.2 に示す。



(a) 変調



(b) 復調

図 2.2 OFDM の変復調の系統

変調器において、送信データは各キャリアへ複素データとして割り当てられる。QPSK-OFDM の場合、各キャリアの 1 伝送シンボルで送られる単位 2 ビットは、それぞれ 1 ビットずつ、I、Q データとして割り当てられる。I、Q データは、それぞれ複素数の実部、虚部に相当する。この周波数軸上の複素数データを各シンボルごとに 1 回、時間軸上へ IDFT することにより、時間軸上の信号波形が得られる。信号波形を D/A 変換した後、直交変調器で周波数変換することにより、図 2.1 のような OFDM 送信信号となる。

復調器においては、ベースバンドへ周波数変換した後、信号波形を DFT することにより、各搬送波の位相と振幅を求め、受信データを復調することができる。

次に、図 2.2 の変復調の系統にしたがって、信号の流れを見てみる。

IDFT の入力データ

変調器において、送信データはキャリア数分のブロックに分けられ、IDFT の入力データとなる。QPSK-OFDM の場合、OFDM の 1 伝送シンボルに対して、各キャリアに 2 ビットずつ割り当てられる。 n 番目のキャリアに割り当てられる 2 ビットが (01) である

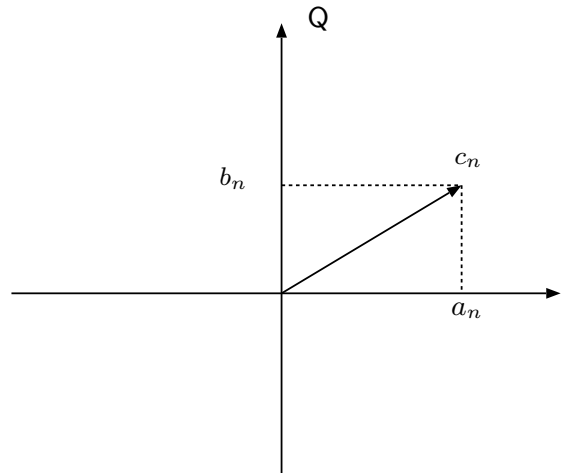


図 2.3 I, Q 軸と複素データ

とすると, QPSK の位相図では, I 軸が -1 , Q 軸が $+1$ である. これを図 2.3 のような複素数として表現すると,

$$\begin{aligned} c_n &= a_n + jb_n \\ &= -1 + j1 \end{aligned} \quad (2.5)$$

となる. この複素データ c_n が IDFT の入力データとなる. 例えば, 変調が 16QAM-OFDM の場合で, n 番目のキャリアに割り当てられる 4 ビットが (0010) なら,

$$\begin{aligned} c_n &= a_n + jb_n \\ &= 3 + j1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

となる.

IDFT

N 個の入力複素データ c_n に対する IDFT の出力 $S(k)$ は,

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi \frac{n}{N}k)} \quad (2.7)$$

となり, 図 2.2 のように, IDFT 出力は I 軸データとして $S(k)$ の実数部, Q 軸データとして $S(k)$ の虚数部を出力する. これらを, 有効シンボル区間 T の間に T/N 間隔でサン

プルするので、サンプル時刻 m

$$m = k \frac{T}{N} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, N-1) \quad (2.8)$$

に対し、

$$S(m) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi \frac{nm}{T}} \quad (2.9)$$

$$\operatorname{Re}(S(m)) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_n \cos\left(2\pi \frac{nm}{T}\right) - b_n \sin\left(2\pi \frac{nm}{T}\right) \right] \quad (2.10)$$

$$\operatorname{Im}(S(m)) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_n \sin\left(2\pi \frac{nm}{T}\right) + b_n \cos\left(2\pi \frac{nm}{T}\right) \right] \quad (2.11)$$

となる。これを D/A 変換し、ローパスフィルタを通過させると、OFDM のベースバンド信号 $S_b(t)$ として、

$$\begin{aligned} S_b(t) &= \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi \frac{nt}{T})} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$\operatorname{Re}(S_b(t)) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n \Delta f t) - b_n \sin(2\pi n \Delta f t)] \quad (2.13)$$

$$\operatorname{Im}(S_b(t)) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \sin(2\pi n \Delta f t) + b_n \cos(2\pi n \Delta f t)] \quad (2.14)$$

が得られる。ここで式 (2.9) と式 (2.12) の右辺にある c_n は、D/A 変換の不完全性やローパスフィルタの通過帯域における周波数特性等により厳密には同じではないが、両者の違いは十分に小さいため、ここでは同一の記号で表記する。

IF への周波数変換

OFDM 信号を伝送するために、ベースバンド信号から伝送周波数に周波数変換を行う。I 軸信号、Q 軸信号それぞれに周波数 f_0 の \cos 波、 $-\sin$ 波を乗算して直交変調することにより、OFDM の IF 信号 $S_{IF}(t)$ として、

$$S_{IF}(t) = \operatorname{Re}(S_b(t)) \cos(2\pi f_0 t) - \operatorname{Im}(S_b(t)) \sin(2\pi f_0 t)$$

$$\begin{aligned}
&= \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi n \Delta f t)} e^{j2\pi f_0 t} \right] \\
&= \operatorname{Re} \left[\sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi(f_0 + n \Delta f)t)} \right] \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi(f_0 + n \Delta f)t) - b_n \sin(2\pi(f_0 + n \Delta f)t)] \quad (2.15)
\end{aligned}$$

が得られる。

復調器のベースバンド変換

復調器では、まず OFDM 信号はベースバンド信号に周波数変換される。復調器側と同一ローカル周波数 f_0 の \cos 波、 $-\sin$ 波を乗算してローパスフィルタを通過させると、I 軸、Q 軸の信号はそれぞれ次のようになる。ここでは、送受信信号の位相ずれはないものとする。

$$r_I(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n \Delta f t) - b_n \sin(2\pi n \Delta f t)] \quad (2.16)$$

$$r_Q(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos(2\pi n \Delta f t) + b_n \sin(2\pi n \Delta f t)] \quad (2.17)$$

A/D 変換

式 (2.16), (2.17) を $t = k(T/N)$ でサンプリングする。ここではサンプリングの際の位相は変調側と同じとし、A/D 変換の不完全性やローパスフィルタの通過帯域における周波数特性等は十分に小さいものとする。

$$r_I(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_n \cos\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) - b_n \sin\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) \right] \quad (2.18)$$

$$r_Q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left[a_n \cos\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) + b_n \sin\left(2\pi \frac{n}{N} k\right) \right] \quad (2.19)$$

これらを合成し、複素数で表現すると次のようになる。

$$\begin{aligned}
r(k) &= r_I(k) + jr_Q(k) \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} (a_n + jb_n) e^{j(2\pi n N k)}
\end{aligned}$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(2\pi \frac{n}{N} k)} \quad (2.20)$$

DFT

有効シンボル区間 T の間の N 個の複素データ $r(k)$ について、DFT を行うと出力 r_n は以下のようになり送信データが求まる。

$$\begin{aligned} r_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j(2\pi \frac{k}{N} n)} \\ &= c_n \end{aligned} \quad (2.21)$$

ただし、実際には、受信信号のサンプル値は、信号伝送による送信信号と受信信号間の位相ずれ θ と、送受信間のサンプリング位相ずれ τ による位相回転 $\phi_n = 2\pi\tau/T$ が生じるので、DFT 入力は、

$$r(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j(\phi_n - \theta)} e^{j(2\pi \frac{n}{N} k)} \quad (2.22)$$

となり、DFT 出力 r_n は、次のように元の送信データが位相回転したものになる。

$$r_n = c_n e^{j(\phi_n - \theta)} \quad (2.23)$$

そこで、この位相回転の影響を除去するために、QPSK-OFDM では、差動 QPSK (DQPSK) を使用することがある。また、16QAM-OFDM, 64QAM-OFDM などでは、特定の伝送シンボルに、受信側で既知の参照シンボルを挿入して伝送する。受信側ではそれを利用して、DFT 出力データに対し、振幅の補正と同時に位相補正を行いデータの復調を行う。

ガードインターバルとマルチパス

ガードインターバルは OFDM 方式において、マルチパスによる劣化を軽減するために設けられている信号区間のことである。そこでまずガードインターバルがない場合のことを考える。マルチパス伝搬路を通過したデジタル変調信号を図 2.4 (a) に示す。上は受信信号の主となるデジタル変調信号を、下は遅延した信号である。受信信号は両者の合成信号となるため、デジタル変調信号がマルチパス妨害を受けると、前後の隣接シンボルが重なることによる歪みが生じる。これはシンボル間干渉と呼ばれ、復号誤りの大きな原因となる。キャリア数 N の OFDM では、同一ビットレートのシングルキャリアデジタル変調に比べ、シンボル周期（有効シンボル長）を N 倍に長くすることが可能であ

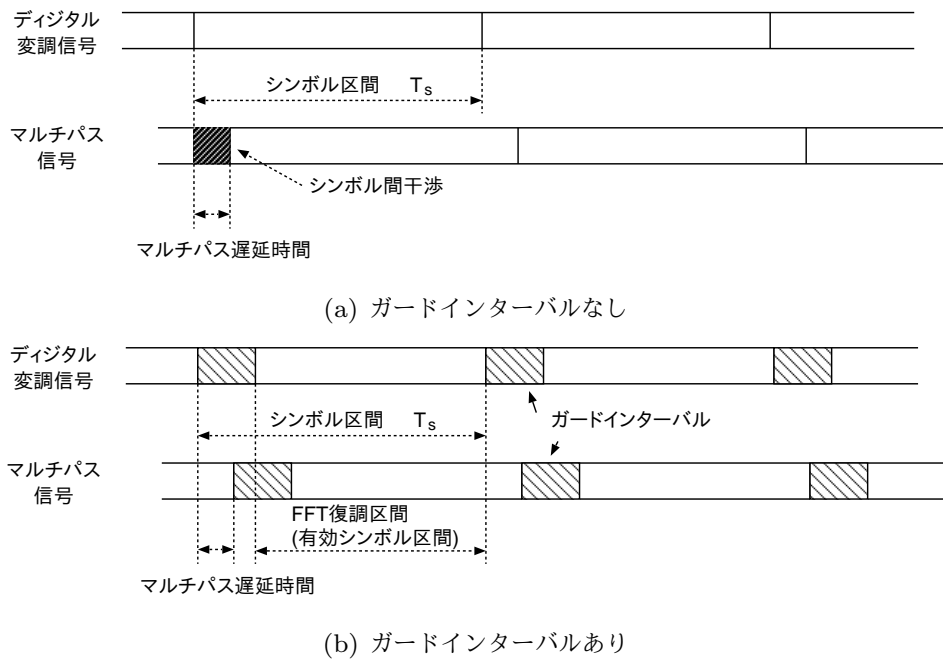


図 2.4 ガードインターバルとマルチパス

る。キャリア数 N を適当に選ぶことによって、地上の伝送で通常発生するマルチパスの遅延時間 ($0 \sim$ 数 $10 \mu\text{s}$) に対しても、OFDM の有効シンボル区間を十分大きくできるため、シンボル間干渉による影響は小さくなる。

また、OFDM はガードインターバルを付加することにより、隣接シンボルからの影響をさらに小さくすることが可能である。図 2.4 (b) にガードインターバルを付加する場合のマルチパス伝搬路を通過したデジタル変調信号を示す。(a) と同様、上は受信信号の主となるデジタル変調信号、下は遅延した信号である。隣接シンボルが重なっている区間がガードインターバル内であれば、DFT により復調される区間は、同一シンボルの信号が重なるだけである。

このとき、固定受信ではマルチパス妨害により受信信号はどのシンボルにおいても同じ振幅変動と同じ位相変動を受けるので、その変動分は復調時に参照シンボルを利用して補償することが可能である。また、差動復調 QPSK-OFDM などを使用する移動受信においても、位相変動は隣接するシンボル間ではほぼ同じなので、差動復調により位相変動分は補償される。このようにガードインターバルの導入により、隣接シンボルが重なる区間は復調に使用されないため、さらにマルチパスに強くなる。

2.1.2 ISDB-T

地上デジタル放送方式の開発にあたっては、以下のような要求条件が設定されている。

- HDTV (High Definition Television) サービスが可能
- 移動体向けサービスが可能
- 周波数有効利用
 - SFN が可能
- 他方式との相互運用性を確保
 - MPEG-2 準拠 (BS デジタル放送と共通化)
 - 共通の方式でテレビジョンと音声に対応
- 階層伝送や部分受信が可能

また、地上デジタル放送の導入には、我が国特有の周波数混雑状況を考慮する必要があった。逼迫した周波数帯においても、アナログ放送からデジタル放送へとスムーズに移行できるようにするための方法として、一つのチャンネルの帯域を複数の帯域に分割して、別々の周波数で伝送する帯域分割伝送一直交周波数分割多重方式が地上デジタル放送の開発当初に考案された。これは後に柔軟な階層伝送方式を実現する BST (Band Segmented Transmission) – OFDM へと発展した。この点が ISDB-T の最も大きな特徴である。1 ch 分に相当する 6 MHz の周波数帯域を 14 個のセグメントと呼ばれる周波数帯域に分割し、このうち 13 個を信号伝送に用いている。具体的には、図 2.5 に示すようにセグメント構造を取っている。このうち中央の 1 セグメントを携帯・移動受信向けに伝送する、いわゆる「ワンセグ」が実現された。

表 2.1 に地上デジタル放送の伝送パラメータ [98, 99] を示す。OFDM 信号のキャリアの数により 3 種類のモードがある。キャリアの数はモード 1 が 1405 本、モード 2 が 2809 本、モード 3 では 5617 本である。キャリアの数が少ないほど速度のより速い移動受信に強く、キャリアの数が多いため遅延時間の長いマルチパスに対応できるという特徴がある。

周波数有効利用のため、単一周波数、すなわち同じチャンネルで隣接する放送エリアをカバーする SFN を用いる場合、必ず遅延差のある同じ信号が受信機に届くため、マルチパスと同じ現象が生じる。モード 3 を使用すると、SFN を行う場合の送信エリアを広くとることができるため有利である。さらに、現在ではモード 3 でも移動受信に強くできる技術開発 [67] が進んだこともあり、現在の放送ではモード 3 が使用されている。信号の帯

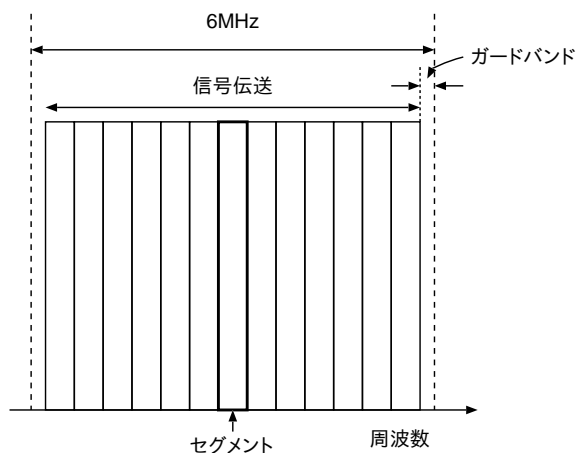


図 2.5 セグメント構造

域幅は 6 MHz の 13 / 14, すなわち 5.6 MHz である。

13 のセグメントは最大 3 つまでグルーピングすることができ、用途別の放送が可能である。具体的には、固定伝送向け放送、移動受信向け放送、携帯受信向け放送を同じチャンネルの中で 3 通りまで放送できる。これにより、一つのチャンネルで複数の番組を伝送する「マルチ編成」が実現された他、固定受信向けには伝送耐性は弱いものの伝送容量を大きくできるパラメータを、携帯移動受信向けには伝送容量は小さいものの伝送耐性の強いパラメータを個別に設定するなど柔軟な運用をすることができる。

2.1.3 放送波中継

地上波のデジタル化スケジュールは、周波数混雑地域のアナログ周波数変更対策の一部前倒しを含みながら 2006 年以降が想定された。このプロセスで最大の課題は、山間部を含めて全国に多数存在する小規模中継局のデジタル化である。2003 年時点で、NHK の場合、主要局 550 局で全国世帯数の 90% 以上をカバーするのに対し、残る 10% 弱の世帯数をカバーするために 2000 局近い小規模中継局が必要となると試算されていた。これらの中継局にマイクロ波回線で配信することは専用周波数の不足とコスト面から困難であることから、できる限り多数の中継局を放送波中継 [100] でネットワーク化することが重要になる。放送波中継とは、文字通り放送波を中継するものであり、図 2.6 に示すように、一般受信者向けに放送されている電波を中継局でも受信し、増幅した後に再送信する中継方法である。放送波中継を中継方式として採用している中継局を放送波中継局と呼ぶ。また、中継局はそれぞれ受信する電波を送信している送信局が決められており、上位局と呼

表 2.1 OFDM セグメントのパラメータ

モード		Mode 1	Mode 2	Mode 3
帯域幅		429 kHz (6 MHz / 14)		
キャリア間隔		4 kHz (250 / 63)	2 kHz (125 / 63)	1 kHz (125/126)
有効シンボル長		252 μ s	504 μ s	1008 μ s
キャリア数	総数	108	216	432
	データ	96	192	384
	パイロット	12	24	48
ガードインターバル比		1/4, 1/8, 1/16, 1/32		
ガードインターバル長		63 μ s, 31.5 μ s, 15.75 μ s, 7.875 μ s	126 μ s, 63 μ s, 31.5 μ s, 15.75 μ s	252 μ s, 126 μ s, 63 μ s, 31.5 μ s
シンボル数 / フレーム		204		
キャリア変調方式		DQPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM		
内符号		畳み込み符号 (1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		
外符号		RS (204, 188)		

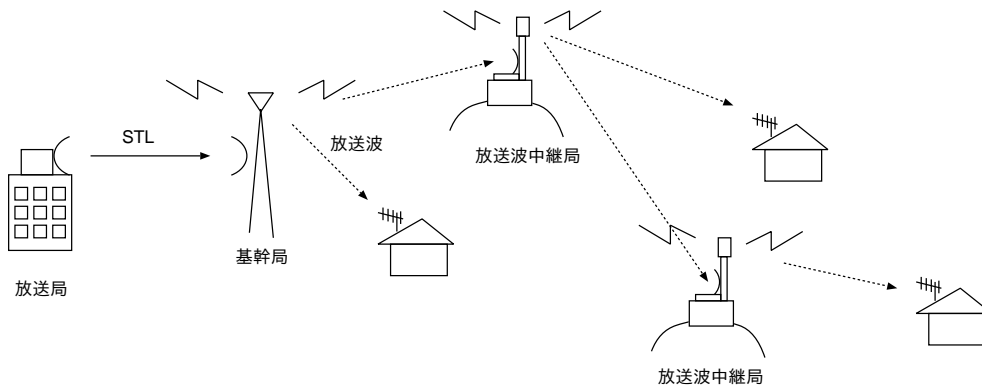


図 2.6 放送波中継

ばれる。上位局と中継局は親子関係に例えられ、親局、子局と呼ばれることもある。また放送波中継局自身が他の放送波中継局の上位局である場合もあり、この場合は多段中継という。

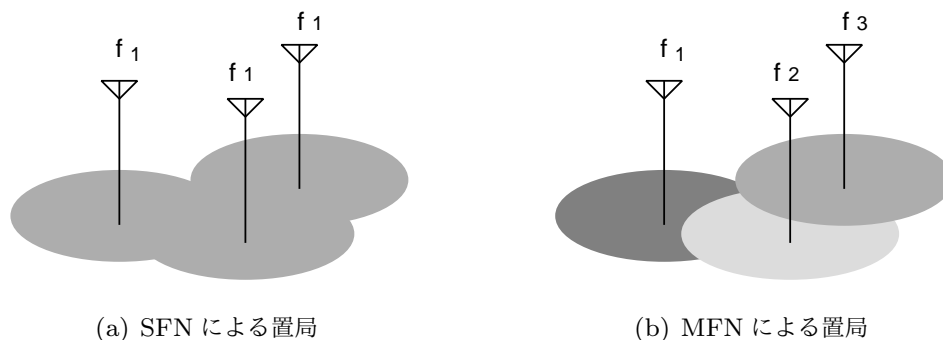


図 2.7 送信局の置局

2.1.4 送信局の置局

送信局の置局としては、図 2.7 に示すように、SFN (Single Frequency Network : 単一周波数ネットワーク) と MFN (Multi Frequency Network : 多周波数ネットワーク) がある。SFN では複数の送信局から同一の周波数で電波を送信する。この場合、周波数を有効に利用できるという利点がある。SFN によるネットワーク構築が現実的になったのは OFDM の有するマルチパス耐性によるものである。しかし、SFN で構築された放送波を受信する際には、全ての送信局からの電波の到来時間がガードインターバル長以内である、ということが必要となる。一方、(b) に示す MFN では、放送内容が同一であっても異なる送信局からは異なる周波数で放送するものであり、アナログ放送ではこの方式が用いられてきた。すなわち、放送のデジタル化によって SFN による放送ネットワークの構築が実現可能となり、放送用周波数の割り当てを減らし、他の用途へと転用されることとなった。

また、中継局の放送周波数自体についても十分な周波数はないので、中継局で周波数を変換して送信する従来手法に加え、受信した周波数でそのまま送信する放送波中継も必須になっている。これが可能になれば、SFN に放送波中継局を組み込むこともでき、周波数とコストの両面で効率良くネットワークを構築することができる。ただしこの場合、送信波が受信アンテナに回り込む妨害を十分に抑制することが前提である。

SFN あるいは MFN の放送波中継にこういった対策技術を適用するかは、受信環境の詳細な調査と将来の置局計画をも考慮した回線設計から決められる。いずれの対策技術にも共通して重要なことは、デジタル信号の伝送破綻、いわゆるクリフエフェクトを生じさせないことである。

2.2 アレー信号処理

本節では、アレー信号処理、特にアダプティブアレー [101] について概説する。アダプティブアレーとは、複数のアンテナによって構成されるアレーアンテナと、各々の素子の出力信号を適応的に合成する合成部、およびその際の重み付け用の係数を制御する制御系からなるアンテナシステムである。アダプティブの意味は電波環境に応じて適応的にその特質を変えることができる、という意味である。これにより物理アンテナでは実現困難な指向特性を実現したり、適応制御を行うことで、電波伝搬環境の時間的な変化に応じて最適な指向性を形成できるといった利点がある。

アダプティブアレーはもともと軍事用に開発されたものであり、その目的は敵からの妨害波を除去するというものであった。このような妨害波に対して、信号の到来方向が異なることを利用して、アンテナの指向特性を制御して除去することができる。その歴史は古く、1960年代に Widrow らにより MMSE (Minimum Mean Squared Error) アダプティブアレー [12] が提案されている。MMSE アダプティブアレーは所望波そのものを参照信号とし、アレー合成後の信号と参照信号との誤差信号を最小化するように指向性を制御するものである。事前知識として所望波そのものが必要であるという矛盾したアルゴリズムではあるが、プリアンブルやパイロット信号といった受信側でも既知の信号が含まれている場合や、アレー合成後の信号から参照信号を生成する場合などに適用することができる。この他にも指向性制御の規範としては、MSN (Maximum Signal to Noise power ratio) や CMP (Constrained Minimization of Power), CMA (Constant Modulus Algorithm) といったものがあり、必要となる事前知識や適用可能な条件などにより違いがある。MSN は出力信号の S/N を最大化するものであり、事前知識として所望波の到来方向が必要である。CMP は重み係数の振幅和を拘束条件としてアレー合成後の出力信号の電力を最小化するというものであり、事前知識は不要である。しかし不要波電力が所望波電力も大きく、また不要波数とアレーの自由度が等しいという条件でしか適用できない。CMP は所望波の包絡線が一定であることを前提とするアルゴリズムであり、同様に事前知識は不要と考えられる。一方で、別途位相誤差の補正を行う必要がある。また、不要波もまた包絡線が一定という特徴を持つ場合には、所望波と不要波を区別することができないという問題もある。

このように所望波や不要波に関する特徴、事前知識の有無など、アダプティブアレーを応用する際には状況に応じて、その制御アルゴリズムを適切に選ぶことが必要である。

複数のアンテナで受信した信号を適応的に合成する際、最も一般的に考えられるのが、

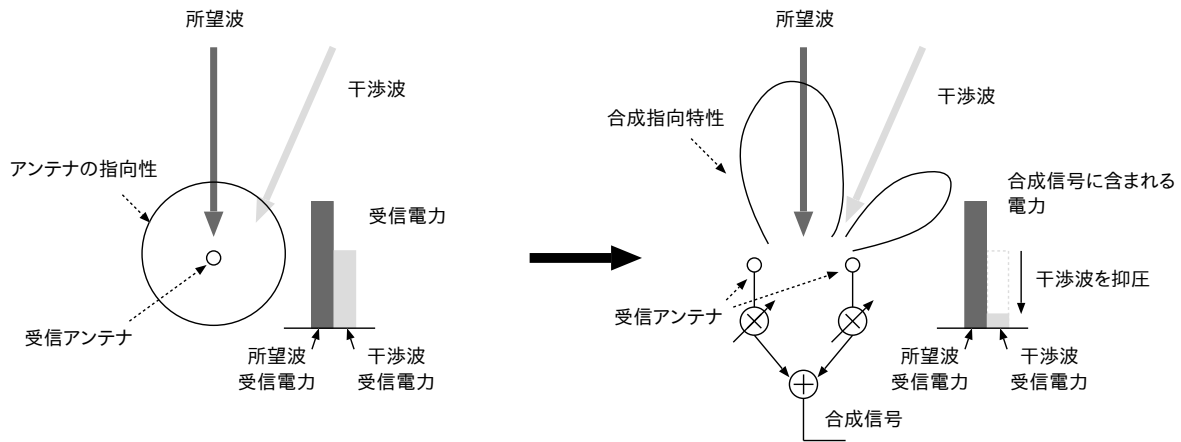


図 2.8 指向性制御による干渉波除去

鋭いビームを所望波の方向に向ける手法である。しかし、いくら鋭いビームであっても、サイドローブ（指向性パターンの主ビーム以外のビーム）との利得の差は有限であり、大電力の妨害波の影響を除去するには十分ではない。そこで考えられたのがヌル（指向性パターンの落ち込み点）の方向を操作する手法である。図 2.8 に示すようにヌル点では指向性利得がほとんど 0 に近いため、不要波の方向に向けることができれば、不要波をほとんど除去することが可能である。一般的にヌルは非常に狭く、所望波と妨害波の角度差がそれほど小さくしなければ、所望波の電力の損失を抑えつつ、十分に妨害波の影響を小さくできる。

アダプティブアレーはこの働きを自動的に行えるよう、信号処理のアルゴリズムとともに開発された技術である。また、復調処理とは独立して実装可能なこともあり、OFDM 方式とも相性が良い。

2.2.1 原理

複数のアンテナで構成されるアレーアンテナにおいて、各アンテナ出力に振幅・位相シフト（複素振幅の重み付け）を加え、合成するとアレーアンテナの指向性が変化する。アダプティブアレーは、ある制御アルゴリズムに基づいて各アンテナ出力のウェイトを決定し、周囲の状態の変化に適応しながら指向性を最適に制御するシステムである。

最も基本的なアダプティブアレーの構成図を図 2.9 に示す。各アンテナ入力は複素数である重み係数を乗じられた後に合成され、アレーの出力となる。この重み係数の制御は

- 各アンテナ入力

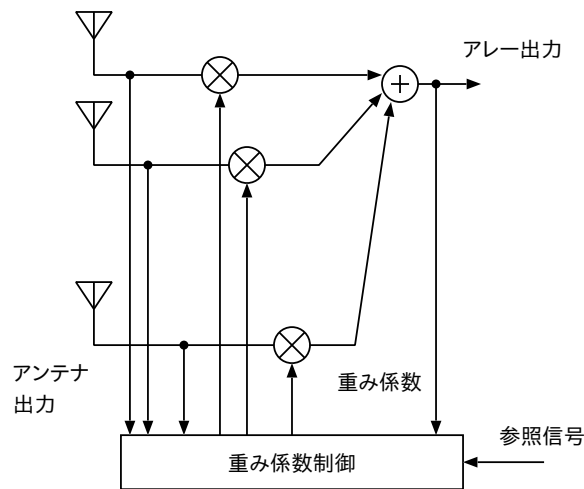


図 2.9 アダプティブアレー

- アレーの合成出力
- 所望信号に関する事前知識

という 3 つの情報によって行われる。所望信号に関する事前知識としては、

- 所望信号の波形
- 所望信号の統計量
- 所望信号のスペクトル
- 所望信号の到来方向

などがある。そして、これらの情報を元に、合成出力の品質を向上させるよう複素重み係数を決定することになる。

各アンテナの重み係数の制御アルゴリズムは、用いる事前知識や評価関数などによって種々に分類される。その中で最も一般的なアルゴリズムは、事前知識として所望信号の波形を、そして出力の評価関数として参照信号（所望信号）に対するアレー出力の誤差の自乗平均値を用いるものである。この場合、従来の適応等化器で用いられてきた LMS (Least Mean Square) や RLS (Recursive Least Squares) アルゴリズム [102,103] をそのまま適用することができる。

定性的に考えると、アレー出力の誤差の自乗平均値を最小にするように重み係数を制御していくと、理想的には不要波（干渉波など）の到来方向に指向性のヌルが向くことになる。アダプティブアレーが生成できる独立なヌルの数は（アンテナ素子数 - 1）個で表さ

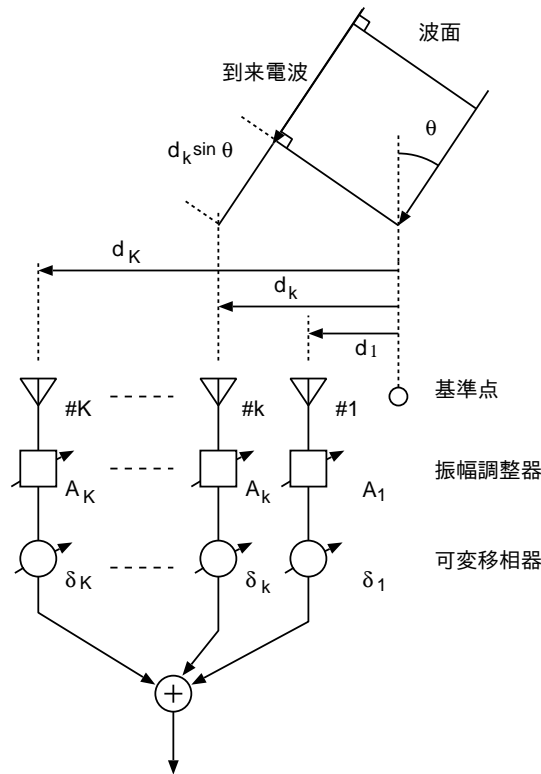


図 2.10 リニアアレーアンテナ

れ、これを自由度 (degrees of freedom) という。

2.2.2 アダプティブアレーの基本原理と解析モデル

アレーアンテナの基本特性

アレーアンテナを構成するためのアンテナ素子の配置法は直線状、平面状、曲面状などいろいろ考えられるが、ここではその基本原理を理解するために、2.10 に示す K 素子よりなるリニア (直線状) アレーを考える。

いま、電波 (平面波) がブロードサイドから測って角度 θ の方向から到来したとする。ベースライン上の基準点での受信信号を $E_0(t)$ と表し、各アンテナ素子の受信特性は等しいとすると、 k 番目のアンテナ素子に誘起する電圧は次式で与えられる。

$$E_k(t) = E_0(t - \tau_k) \quad (k = 1, 2, \dots, K) \quad (2.24)$$

$$\tau_k = \frac{d_k \sin \theta}{c} \quad (2.25)$$

ここで、 c は伝搬速度、 d_k および τ_k はそれぞれ基準点より測った k 番目の素子の位置お

よび伝搬遅延時間である．さらに，受信信号がアレー開口長 $|d_K - d_1|$ に対して十分狭帯域，すなわち

$$2\pi\Delta f \frac{|d_K - d_1|}{c} \ll 1 \quad (\Delta f : \text{受信信号の帯域幅}) \quad (2.26)$$

であれば，各アンテナ素子における受信電圧は基準点における受信電圧の位相遅れと考えることができ， f を搬送波周波数とすると $E_0(t - \tau_k) \simeq E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_k)$ とおくことができる．このとき式 (2.24) の第 k 素子の受信電圧は

$$E_k(t) = E_0(t) \exp(-j2\pi f \tau_k) \quad (2.27)$$

$$= E_0(t) \exp\left(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta\right) \quad (2.28)$$

$$= E_0(t) \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta\right) \quad (2.29)$$

と表される．ここで $\lambda = c/f$ は搬送波の波長である．

図 2.10 のように各素子の出力をそれぞれ振幅調整器（増幅器または減衰器）と可変移相器を経て加算すると，合成出力 $E_{sum}(t)$ は

$$E_{sum}(t) = E_0(t) \sum_{k=1}^K A_k \exp\left(-j2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta + j\delta_k\right) \quad (2.30)$$

$$= E_0(t) D(\theta, f) \quad (2.31)$$

$$D(\theta, f) = \sum_{k=1}^K A_k \exp\left\{-j \left(2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta - \delta_k\right)\right\} \quad (2.32)$$

となる．ここで， A_k ， δ_k はそれぞれ k 番目の素子に掛けられる重み（実数）と移相量である． $D(\theta, f)$ は，アレーアンテナの伝達関数を表し，アレー応答関数と呼ばれる． δ_k は受信信号の到来方向と素子の位置に応じて決められるが，ある角度 θ_0 方向から到来する信号（所望信号）を受信したい場合には，一般に，移相量を

$$\delta_k = 2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta_0 = \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin \theta_0 \quad (2.33)$$

と選ぶ．すなわち，所望信号に関して移相器の出力での位相が各チャネルに渡って揃うように定められる．よってそれらを合成すると信号が強め合うこととなる．これに対して，それ以外の方向では，各チャネルの出力の位相が一致せず，互いにある程度の相殺が行われる．このように，アレーアンテナを用いると所望信号に対する利得が上がる．ただし， d_k が大きい場合には，

$$2\pi f \frac{d_k}{c} \sin \theta_{gm} - \delta_k = 2m\pi \quad (m = \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (2.34)$$

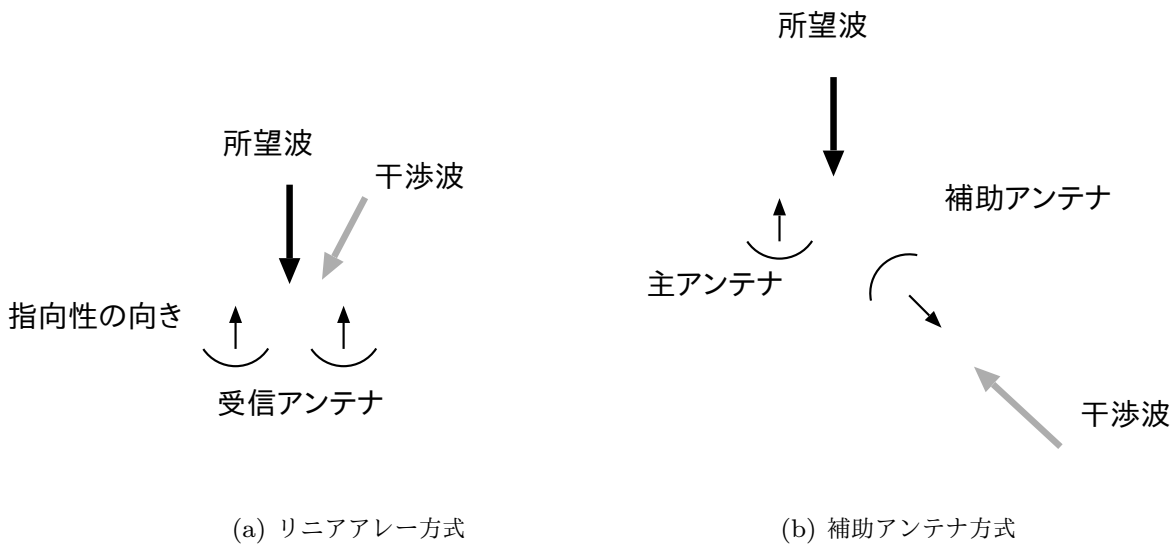


図 2.11 補助アンテナ方式における到来波とアンテナ設置位置

を満足するような角度 ($\theta_{gm} (\neq \theta_0)$) でも同相になって加算されるので、大きなアレー応答値を生ずる。これはグレーティングローブ (grating lobe) と呼ばれ、設計の段階で防止策が取られるのが普通である。

2.2.3 補助アンテナ方式

放送波中継では上位局方向が既知であり、受信アンテナに指向性アンテナを用いる。同一チャンネル干渉環境にある中継局において、主アンテナを所望波、補助アンテナを干渉波の到来方向に向けると、それぞれのアンテナの出力信号における干渉 D/U (Desired to Undsired power ratio : 所望波電力に対する不要波電力比) に大きな違いが生じ、特に干渉波の電界強度が大きい場合には、補助アンテナで干渉波成分を精度良く受信することができる。図 2.11 に各到来波とアンテナ設置位置の関係を示す。これにより、主アンテナでの受信に混入した干渉波成分を補助アンテナで受信した干渉波成分から生成するレプリカ信号によりキャンセルすることが可能である [104–112]。ブランチ間の干渉 D/U の違いを利用しているため、グレーティングローブの問題が生じず、アンテナ設置間隔を考慮する必要がない。また、補助アンテナは必ずしも高利得である必要はない。

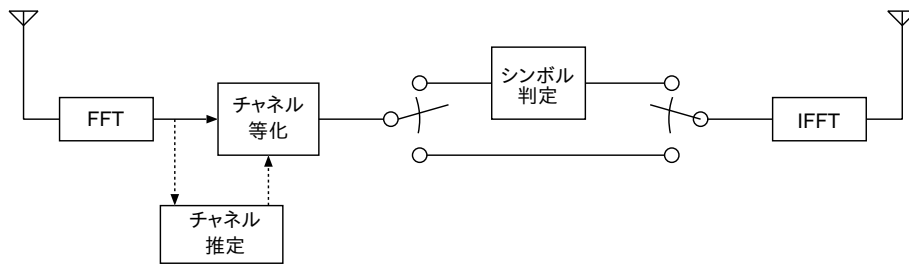


図 2.12 放送波中継局用等化判定装置

2.3 関連研究

2.3.1 等化判定装置

放送波中継では、上位局からの受信信号の特性劣化が下位局への送信信号に蓄積され、さらに信号特性を劣化させることが問題となる。等化判定装置 [113] は、この問題に対する解決策を与えるものである。その系統図を図 2.12 に示す。これは、再生中継の手法を地上デジタル放送の中継に適用したものであり、受信信号の周波数特性を等化機能により改善した後、信号に重畳したランダム雑音成分を判定機能により除去する構成である。受信信号の等化とは OFDM 信号の復調そのものであり、その構成は極めて基本的なものであるが、その効果は大きい。特に等化後の信号の品質が一定レベルを確保できていれば、判定機能により信号の劣化を事実上ゼロにまで改善することができる。

また、等化後の信号について、誤り訂正復号化を行った後に再符号化をする C/N リセット装置と呼ばれる手法も提案されている [114]。この場合、所要 C/N が確保されていれば、信号劣化は文字通りリセットされるため、劣化の蓄積を考える必要がなくなる。一方で、接続する誤り訂正符号の間には時間インターリーブ処理があるため、信号遅延が大きくなるため、使用の際には注意を要する。

2.3.2 ダイバーシティ受信

ダイバーシティ受信はアレー信号処理の応用であり、複数のアンテナで電波を受信し、これを適応的に合成するものである。合成する際には、合成後の C/N が最大となるような係数が用いられ、最大比合成と呼ばれている [62, 115]。周波数選択性フェージングに対して極めて有効であり、放送波中継用補償器 [116] だけでなく、移動受信用としても実用

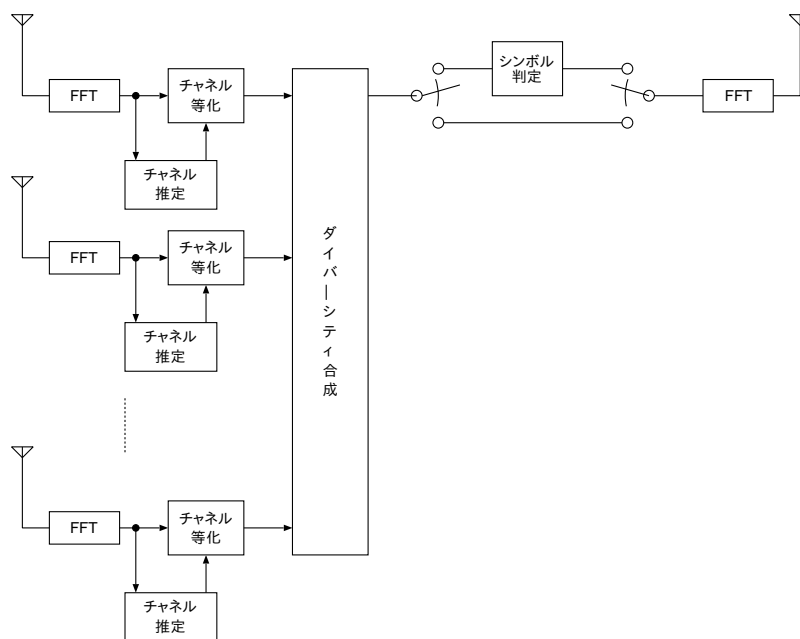


図 2.13 ダイバーシティ受信装置

化されている。

図 2.13 は、周波数領域で信号を処理するものであり、合成後にシンボル判定を行うことにより、さらに伝送信号の品質を改善することができる。一方、図 2.14 のように信号合成を時間領域で処理を行うこともできる。この場合、シンボル判定を用いることはできないが、装置遅延が短いという特徴がある。

2.3.3 回り込みキャンセラ

地上デジタル放送を実現する上での問題点の一つは、アナログ放送用にほとんどのチャンネルが割り当てられている状況の中で、デジタル放送用のチャンネルを新たに確保しなければならないことである。地上デジタル放送の伝送方式である OFDM はアナログ放送で複数の到来波がゴーストとして画面に現れるような、マルチパス妨害に対して強いという特性を有している。この特徴を積極的に利用して、複数の放送所から同じチャンネルで送信するのが SFN（単一周波数ネットワーク）[68] である。したがって、SFN でカバーするエリアが広いほど少ないチャンネルでデジタルの放送ネットワークを構築できる。

一方、アナログ放送の中継局は放送波中継が主であり、ほとんどの中継局は上位局の放送波を受け、それを別のチャンネルに周波数変換して放送している。しかし放送波中継に

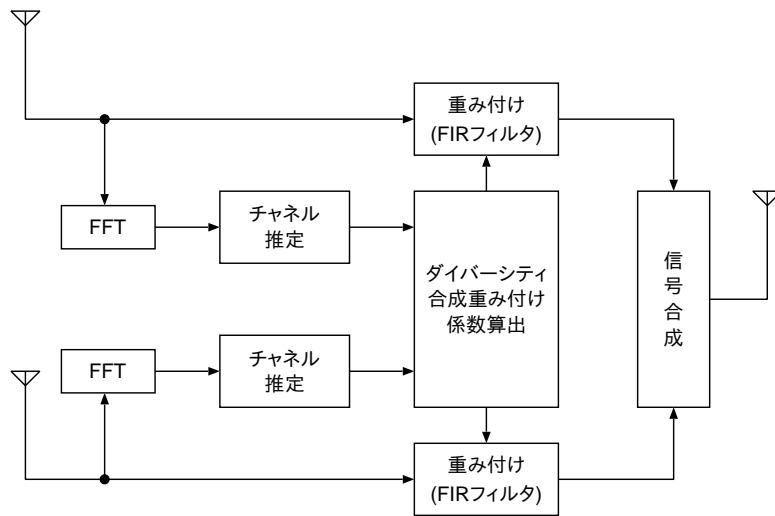


図 2.14 ダイバーシティ受信装置（時間領域処理）

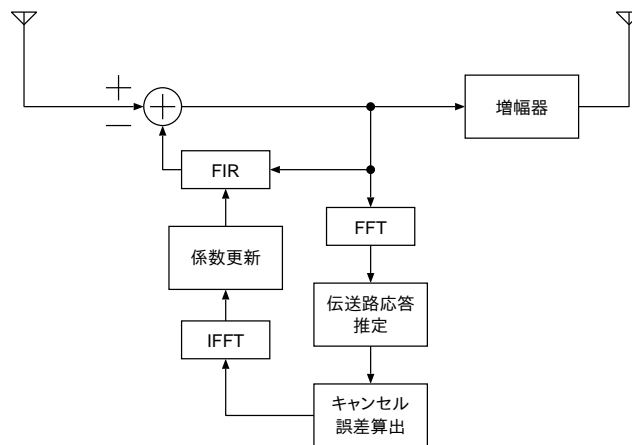


図 2.15 SFN 放送波中継局用回り込みキャンセラ

よる SFN の中継局では、上位局からの受信周波数と中継放送所の送信周波数が同じであるため、送信アンテナからの電波が自局の受信アンテナで受信されるという回り込み現象が発生する。この回り込み現象により伝送特性が劣化し、またループ発振することもある。回り込みによる劣化を防ぐには、空間的な電磁的分離により回り込み波を抑制することが考えられる。しかし、中継放送所の大半は送受信のアンテナが同じ場所にある非分離局であり、回り込み波の抑制には工夫が必要である。それには、非分離局のままで送受アンテナ間の電磁的分離を確保するか、あるいはある程度離れた場所にアンテナを建て直し、その上で中継放送機において回り込み波の回路的な抑制を図ることが考えられる。こ

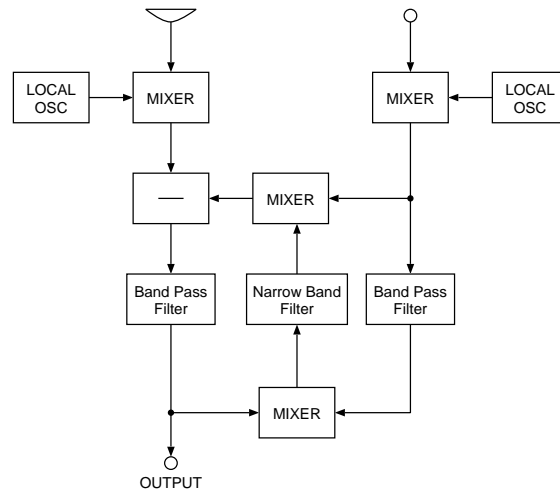


図 2.16 サイドローブキャンセラ

のため、回り込みと同じ特性の信号（回り込みの複製）を生成して打ち消す放送波中継用回り込みキャンセラが提案されている [80, 89]. 図 2.15 に回り込みキャンセラの構成を示す.

2.3.4 アダプティブアレー

Howell [3] によって考案されたサイドローブキャンセラの構成を図 2.16 に示す. これは高利得である主アンテナのサイドローブによって受信される干渉波を低利得の補助アンテナで受信した信号によって打ち消すものであった. その後, FFF (Feed Forward Filter) によってアダプティブアレーを構成するとともに, シンボル判定器と FBF (Feedback Filter) からなる判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) を組み合わせた時空間等化器 (図 2.17) が提案され詳細な解析と計算機シミュレーションによる評価が行われた [26]. アダプティブアレーによるビームフォーミングと DFE による遅延波の等化を組み合わせることによりミリ波を用いた室内マルチパス環境で, シングルキャリア変調方式において時空間等化器を用いることで OFDM 方式と同等の受信特性が得られることが示された.

一方, OFDM 信号にアダプティブアレーを適用したものとしては, [36] が挙げられる. [36] では図 2.18 に示すように, シンボル判定器あるいはリード・ソロモン復号器の出力を参照信号生成のために利用する判定指向型の Post-FFT 型アダプティブアレーが提案されている. しかし, キャリヤ変調方式として信号点の数が 4 つである QPSK が用

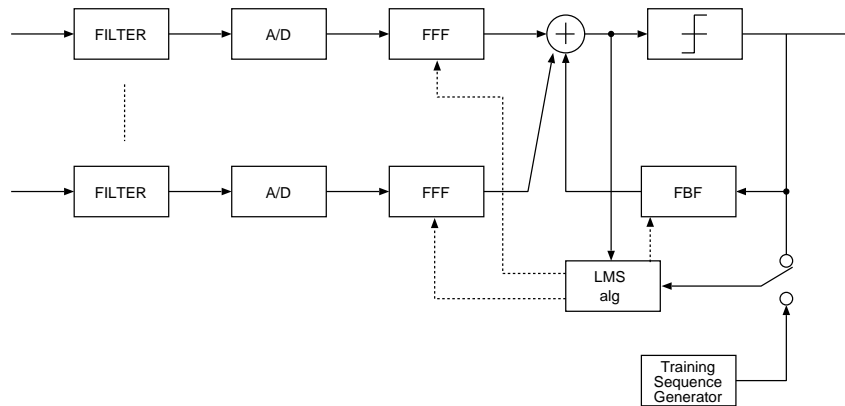


図 2.17 時空間等化器

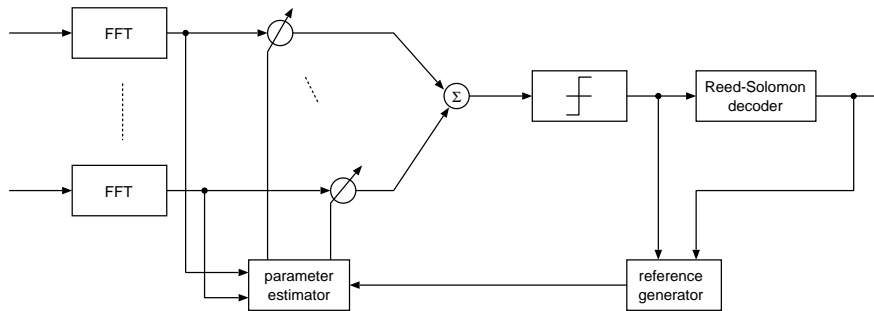


図 2.18 Post-FFT 型 OFDM アダプティブアレー

いられている他，トレーニングのためのシンボルを用いる必要がある．地上デジタル放送波にはトレーニングシンボルが含まれておらず，またキャリア変調方式も固定受信向けには QPSK と比較して 16 倍の信号点を持つ 64QAM が使用されているため，本論文の課題解決のためには十分ではない．また，地上デジタル放送の等化基準として伝送信号中に含まれる SP の受信タイミングが一致するなど，特殊な受信条件における動作の検証も行われていない．

また，OFDM 信号用の Pre-FFT 型アダプティブアレーとしては，図 2.19 に示す [93] が挙げられる．ここで図中の CHOP は信号からガードインターバル区間分を取り出す操作を示す．その後，初期値に関する検討 [94] や収束特性の改善 [95] が報告され，抑圧対象を遅延時間が GI 長以上のものに限定する手法 [96] へと発展した．しかし，これらの手法では，GI 区間と有効シンボルの末尾が同一波形であるという OFDM 信号の特徴を利用しているため，遅延波や変調方式が異なる干渉波の除去には有用であるが，干渉波が OFDM 信号であり，シンボル長および GI 比が所望波と同じであるとき，所望波と干渉

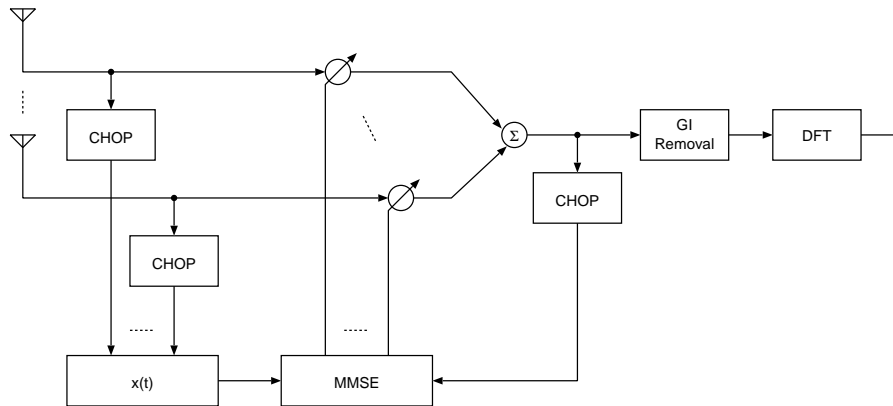


図 2.19 Pre-FFT 型 OFDM アダプティブアレー

波のシンボル同期位置が一致する場合に干渉を抑圧できないという問題がある。また、遅延時間が GI 内である長遅延マルチパスが受信される場合、GI 区間の信号がシンボル間干渉を受けるため、特性劣化が生じるという問題もある。

ISDB-T 用 Post-FFT 型アダプティブアレー

地上デジタル放送用に特化したアダプティブアレーとしては [65] があり、筆者らも計算機シミュレーションおよび室内、野外実験により詳細な評価を行った [117, 118]。その結果、SP を参照信号とする MMSE (Minimum Mean Squared Error) アダプティブアレーには、所望波と干渉波の SP 受信タイミングが一致する際に干渉波を除去することができないという重大な問題が明らかになった。[65] で示された SP を参照信号とする MMSE アダプティブアレーの持つ問題点の具体的な内容およびこれを解決するための提案手法は第 3 章で示すこととし、ここでは提案手法の基となる [65] で示された従来手法の詳細を示す。

アダプティブアレーを、地上デジタル放送の放送波中継に应用することを考える場合、その伝送帯域幅が約 5.6 MHz と広く、伝送路応答やサイドローブを含めた各受信アンテナの指向性が、OFDM 信号のサブキャリア周波数に依存して異なる特性を示すことから、OFDM 信号のサブキャリアごとに異なる指向性の制御が求められる。そこで、MMSE アダプティブアレーを用いた同一チャネル干渉除去技術を ISDB-T で採用されているスキャッタードパイロット OFDM 信号に適用し、OFDM 信号のサブキャリアごとに適応合成を行う手法が提案されている。この手法では、MMSE 規範を用いる際に必要となる所望波に関するリファレンスとして、OFDM 信号のキャリア-シンボル空間に挿入され

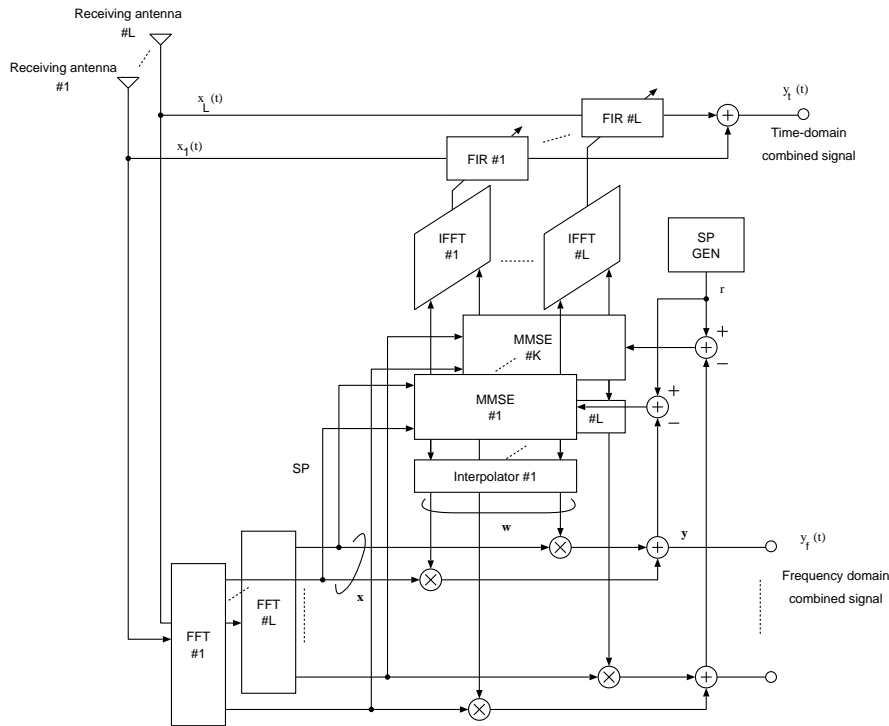


図 2.20 ISDB-T 用アダプティブアレー

ているスカッタードパイロット (SP : Scattered Pilot) [119] を用いる. SP を用いて重み係数を算出した後にサブキャリア方向に内挿補間することで全てのサブキャリアの重み係数を算出する. これにより相関性干渉波である GI 内のマルチパス波に対しては, 所望波とともにマルチパス波の到来方向にもビームを形成し, ダイバーシティ効果を実現する. 一方, GI を越えるマルチパス波, アナログテレビ放送波, 所望波とは変調内容の異なる OFDM 波, および方式の異なるデジタル放送波 (例えば, NTSC 方式の地上アナログ放送波や ATSC 方式の地上デジタル放送波) のような非相関性干渉波に対しては, 干渉波の到来方向に合成指向特性の零点, ノルを形成して干渉波を除去することができる.

動作規範と参照信号

ISDB-T 用アダプティブアレーの構成を図 2.20 に示す. ここで, 受信アンテナの数を L , OFDM サブキャリア数を K とする. 複数のアンテナから出力された受信 OFDM 信号は, FFT 処理によって周波数領域におけるキャリアシンボルに変換された後, OFDM 信号のサブキャリアごとに次式により重み付け合成される.

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{x} \quad (2.35)$$

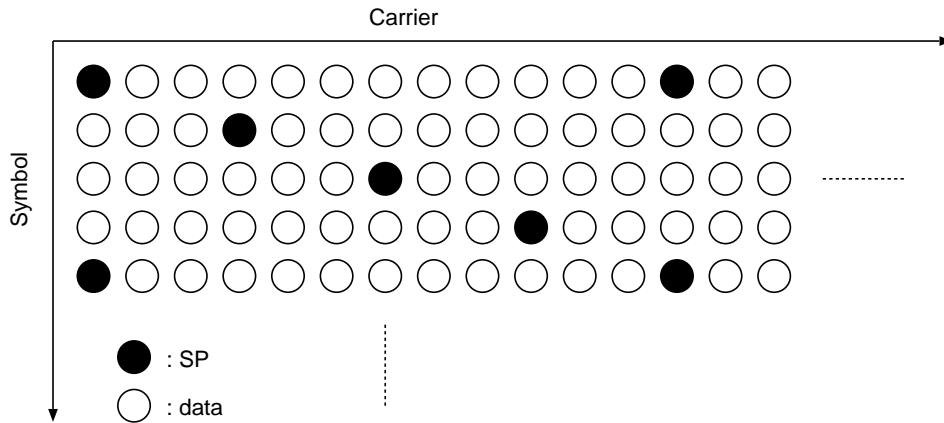


図 2.21 キャリヤ-シンボル空間におけるスキッタードパイロットシンボルの配置

ここで \mathbf{w} は、各サブキャリアにおける重み係数ベクトル、 \mathbf{x} は各サブキャリアにおけるキャリヤシンボルをその成分とする入力ベクトル、 y はアレー合成信号である。また上付きの H は複素共役転置を示す。重み係数を決定するために、次式で定義される評価関数を最小化する MMSE を用いる。

$$J = E \left[|r - y|^2 \right] \quad (2.36)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値演算を、 r は参照信号を示す。参照信号は所望波に関する予備知識であり、受信側で既知であることが必要である。

ISDB-T では、受信側の等化基準として SP と呼ばれるパイロット信号が図 2.21 に示すようにキャリヤ-シンボル空間に分散配置されている。シンボル番号を n 、サブキャリア番号を k としたとき、

$$k \bmod 12 = 3(n \bmod 4) \quad (2.37)$$

の関係を満たす。ただし mod は剰余を示す。また送信されるキャリヤシンボルは、

$$g(x) = x^{11} + x^9 + 1 \quad (2.38)$$

を生成多項式とする擬似ランダム信号によって BPSK 変調されており、振幅はデータキャリアの平均振幅の $4/3$ である [119]。このように SP は送信時の振幅と位相が既知であるため、所望波に関する参照信号として用いることができる。よって

$$k \bmod 3 = 0 \quad (2.39)$$

を満足するサブキャリアにおいては、4 OFDM シンボルごとに伝送される SP を用いて \mathbf{w} を求めることができる。よって重み係数はアレー合成後の SP である y と SP の

真値 r との誤差 e が最小となるように MMSE 規範に基づく RLS (Recursive Least Squares) [102,103,120] アルゴリズムにより, SP が存在するサブキャリアごとに決定することができる.

$$e(n) = r(n) - y(n) \quad (2.40)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-4) \mathbf{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \mathbf{x}^H(n) \mathbf{P}(n-4) \mathbf{x}(n)} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-4) + \mathbf{k}(n) e^*(n) \quad (2.42)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-4) - \lambda^{-1} \mathbf{k}(n) \mathbf{x}^H(n) \mathbf{P}(n-4) \quad (2.43)$$

ここで上付きの $*$ は複素共役を示す. また n は時刻, λ は忘却係数, \mathbf{P} は λ により指数重み付けされたアレー入力ベクトル \mathbf{x} の自己相関行列の逆行列, \mathbf{k} はゲインベクトルを示す. 式 (2.36) の評価関数を最小とする重み係数 \mathbf{w}_{opt} は次式で与えられ, ウィーナー解と呼ばれている [101,120].

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (2.44)$$

ここで \mathbf{R}_{xx} は \mathbf{x} の自己相関行列, \mathbf{r}_{xr} は \mathbf{x} と r との相互相関ベクトルである.

重み係数の内挿補間

参照信号の SP はサブキャリア方向に分散配置されている. よって, 式 (2.39) を満足しないサブキャリア番号では SP が存在しないため, 最適化アルゴリズムを適用できない. そのため, SP が伝送されるサブキャリア番号での最適重みをサブキャリア方向に内挿補間することによって, すべてのサブキャリアにおける重み係数を求める. 内挿補間の手法としては例えば直線内挿法を用いればよい. これは, 最適化アルゴリズムにより直接得られる重み係数を 1 次式で近似する方法であり, 次式によって求められる.

$$\mathbf{w}_{k+i} = \frac{1}{3} ((3-i) \mathbf{w}_k + i \mathbf{w}_{k+3}) \quad i = 1, 2 \quad (2.45)$$

直線内挿法は近似の精度が良好でない場合があるが, 計算量が少ないという利点がある.

以上のように, すべてのサブキャリアの重み係数を算出することで, 相関性干渉波である遅延時間が GI 長以内のマルチパス波に対しては, 所望波とともにマルチパス波の到来方向にもビームを形成し, ダイバーシティ効果を実現する. 一方, 遅延時間が GI 長を越えるマルチパス波, アナログテレビ放送波, 所望波とは変調内容の異なる OFDM 波, および方式の異なるデジタル放送波のような非相関性干渉波に対しては, 干渉波の到来方向に合成指向特性の零点, ノルを形成して干渉波を除去することができる.

時間領域における合成

式 (2.35) に示した周波数領域においてサブキャリアごとに重み付け合成は、次式に示す時間領域における処理によっても実現することができる。

$$y_t(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \otimes x_l(t) \quad (2.46)$$

$$h_l = \text{IFFT} [w_{0,l}^* w_{1,l}^* \cdots w_{k,l}^* \cdots w_{K-1,l}^*], \quad (l = 0, 1, \dots, L-1) \quad (2.47)$$

ここで \otimes は畳込み演算を示す。 $y_t(t)$ は時間領域のアレー合成信号 (中継局における再送信信号), $x_l(t)$ は時間領域における第 l 番目のアレー入力信号である。 $h_l(t)$ はその周波数応答が重み係数 w の第 l 成分の複素共役値である FIR フィルタのフィルタ係数であり、式 (2.47) により求められる。ここで $w_{k,l}$ はサブキャリア番号 k において第 l 番目のアレー入力に対する重み係数、上付きの $*$ は複素共役を示す。

2.4 既存技術の課題と本研究の効果

既存技術の課題と本研究の効果を以下に示す。

第 3 章 MFN 放送波中継局用 Post-FFT 型アダプティブアレー

目的	周波数領域処理で同一チャネル干渉を除去する。
既存技術	Post-FFT 型 MMSE アダプティブアレー [36,65]
既存技術の課題	キャリア変調方式が 64QAM と多値である場合にシンボル誤りが軽減困難となり、重み係数が最適値に収束しない。 SP 受信タイミングが一致したときに干渉を除去できない。
提案	合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定。 チャネル推定値に基づく QAM 復調における位相識別。
効果	SP 受信タイミングに依らず干渉が除去できる。

第 4 章 SFN 放送波中継用干渉キャンセラ

目的	時間領域処理で同一チャネル干渉と回り込みを同時に除去する。
既存技術	回り込みキャンセラ [80] 時空間等化器 [26]
既存技術の課題	同一チャネル干渉と回り込みを同時に除去することができない。
提案	FFF と FBF を縦属接続し、両者を同時に制御する。

効果 同一チャネル干渉と回り込みを同時に除去することにより，同一チャネル干渉環境にある SFN 中継局で放送波中継を実現できる．

第 5 章 チャネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする Pre-FFT 型アダプティブアレー

目的 時間領域処理で同一チャネル干渉を除去する．
既存技術 Pre-FFT 型 MMSE アダプティブアレー [54, 58].
既存技術の課題 シンボル同期位置，SP 受信タイミングが一致したときに干渉を除去できない．
提案 チャネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする重み係数制御手法．
参照信号に含まれる SP に対する摂動．
効果 シンボル同期位置，SP 受信タイミングに依らず干渉が除去できる．

第 6 章 Post-FFT 型アダプティブアレーのマルチパス環境における干渉除去特性改善

目的 劣悪な受信環境において同一チャネル干渉を除去する．
既存技術 第 3 章の提案手法．
既存技術の課題 低 D/U マルチパスに対する耐性．
提案 重み係数の逆数領域におけるフィルタ処理．
効果 干渉除去特性を損なうことなく，低 D/U マルチパスに対する耐性を改善することができる．

既存技術と本論文の提案手法とは図 2.22 に示すよう関連している．

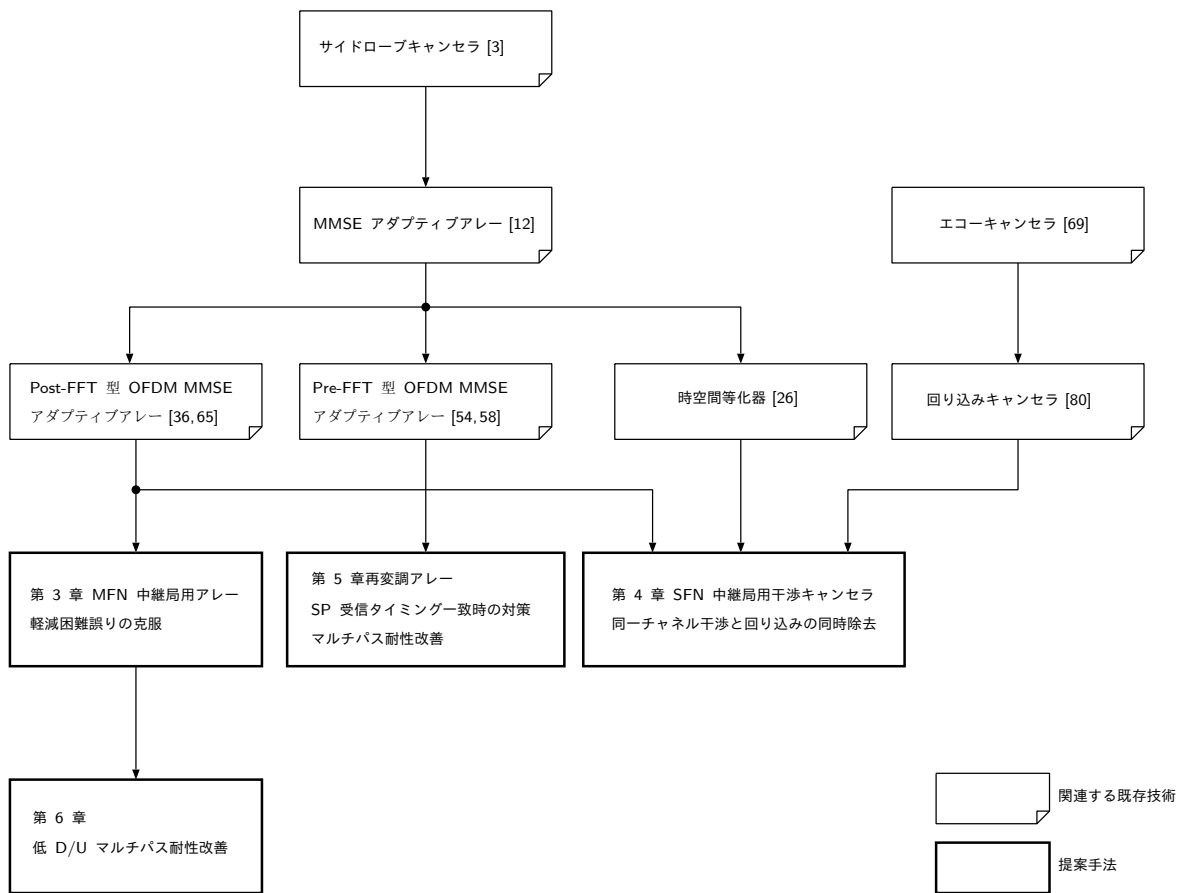


図 2.22 既存技術と本論文の提案手法との関連

第3章

MFN 放送波中継局用 Post-FFT 型 アダプティブアレー

本章では、MFN 放送波中継局で用いることを想定した同一チャンネル干渉除去手法を提案する。まず、従来のアダプティブアレーでは干渉除去性能が不十分であることを述べた後に、最尤判定指向型の重み係数制御アルゴリズムを提案する。計算機シミュレーションおよび試作装置を用いて実施した野外実験の結果から提案法の有効性を示す。

3.1 本章の目的

地上デジタル放送を全国に展開するためには数多くの中継局が必要であり、そのための設備コストの削減は大きな課題である。上位局からの放送波を受信、増幅した後、再送信する放送波中継は、信号配信のための専用回線設備や放送波以外の別の周波数を必要とせず、周波数の有効利用と設備コスト削減の観点から有利な信号配信手段である。しかし、山頂付近に設置することが多い放送波中継局の場合、遠方の送信局からの電波が上位局の電波の受信に混信し、干渉妨害が生じる場合がある。また、フェージング等の電波の異常伝搬により季節的に干渉波の影響が強くなる場合もある。こうした地上デジタル放送の放送波中継における同一チャンネル干渉対策として、MMSE (Minimum Mean-Squared Error) アダプティブアレー [36, 93, 121–123] の適用を検討する。しかし、日本の地上デジタル放送の放送方式である ISDB-T (Integrated Service Digital Broadcasting-Terrestrial) において受信側の等化基準としてキャリアシンボル空間に挿入されているスキャッタードパイロット (SP : Scattered Pilot) を参照信号とする従来の重み制御アルゴリズムには、SP の受信タイミングが所望波と一致、もしくは近接している ISDB-T 方式の干渉波を除

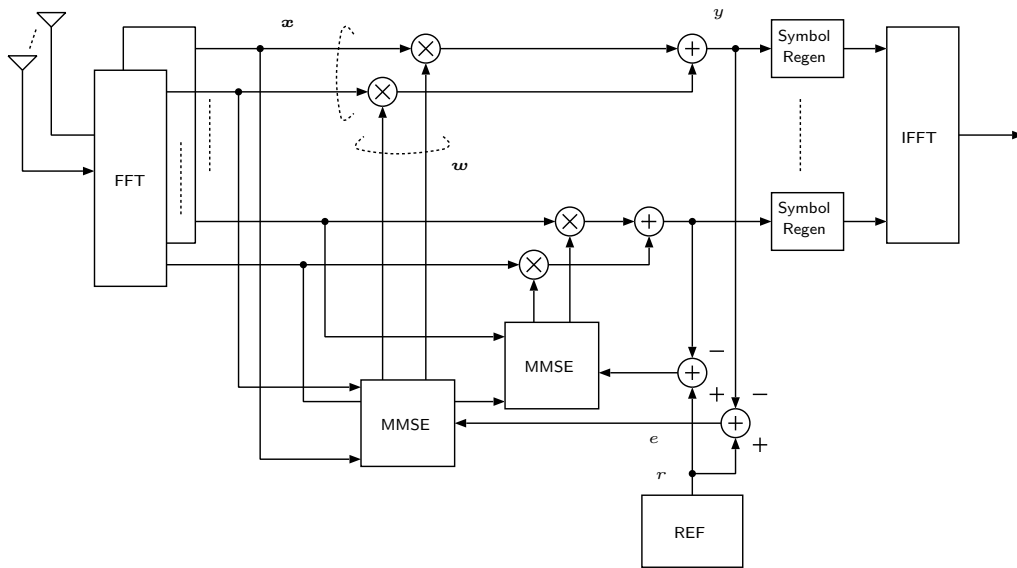


図 3.1 MMSE アダプティブアレー

去できないという問題があった．本章では，干渉波が ISDB-T 方式である場合に，所望波と干渉波の SP の受信タイミング差に関わらず干渉除去が可能な，ISDB-T 用アダプティブアレーの合成-比較-選択に基づく最尤判定指向型重み制御アルゴリズムを提案する．計算機シミュレーションおよび試作機を用いて実施した野外実験結果より，提案法の有効性と地上デジタル放送の放送波中継局に判定指向型アダプティブアレーが適用可能であることを示す．

3.2 MMSE アダプティブアレーの ISDB-T への応用

MMSE アダプティブアレーの構成を図 3.1 に示す．ISDB-T で採用している OFDM 方式へアダプティブアレーを適用する場合，時間領域でアレー合成を行う Pre-FFT 型，周波数領域でアレー合成を行う Post-FFT 型の二つが考えられるが，ここでは OFDM 信号のサブキャリアごとに異なる合成指向特性の形成が可能な Post-FFT 型の構成としている．Post-FFT 型の構成には，アレー合成信号に対してシンボル判定処理を行い，真値のキャリアシンボルを再生することで，アレー合成で除去できなかった干渉波成分や雑音成分を除去して再送信を行うことができるという利点がある [124, 125]．

アレーアンテナを構成する複数のアレー素子から出力される各受信信号は FFT 後の周波数領域において，次式のように OFDM のサブキャリアごとに重み付け合成される．

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{x} \quad (3.1)$$

ここで y はアレー合成信号， \mathbf{w} と \mathbf{x} はそれぞれ各サブキャリアにおける重みベクトルおよび受信信号のキャリアシンボルからなるアレー入力ベクトルである．また上付きの H は複素共役転置を示す．重みは，アレー合成信号 y と参照信号 r との誤差を用いて求める次式の評価関数 J が最小となるよう MMSE 規範に基づいて決定する．

$$J = E \left[|r - y|^2 \right] \quad (3.2)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値演算を示す．最小誤差を与える重み \mathbf{w}_{opt} は次式のウィーナー解で与えられる [101, 120]．

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (3.3)$$

ここで \mathbf{R}_{xx} は \mathbf{x} の自己相関行列， \mathbf{r}_{xr} は \mathbf{x} と r の相互相関ベクトルである．相関性干渉波である，遅延時間が GI 内のマルチパス波に対しては，所望波とともにマルチパス波の到来方向にもビームを形成し，同相合成することによりダイバーシティ効果を実現する．一方，遅延時間が GI を越えるマルチパス波や伝送データが異なる ISDB-T 波のような非相関性干渉波に対してはその到来方向に合成指向特性のヌルを形成して干渉波を除去する．

アダプティブアレーを放送波中継局に適用する場合，アレー合成により干渉を除去した後，IFFT により時間領域に変換し，GI を付加することで再送信信号を生成する．ここで，合成したキャリアシンボルをそのまま IFFT してもよいが，アレー合成信号をキャリアシンボルごとにシンボル再生を行うこともできる．

3.3 SP を参照信号とする重み制御とその問題点

3.3.1 SP 受信タイミングの影響

非相関性干渉波が受信される場合には，その到来方向に合成指向特性のヌルを形成してこれを除去する必要がある．しかし干渉波が所望波と同じ ISDB-T 波である場合，干渉波にも所望波と同様に参照信号が含まれる．SP は図 2.21 に示したように，4 シンボル周期で同一のサブキャリアにより伝送されるため，SP が伝送される 4 シンボル周期およびシンボルタイミングが所望波と干渉波で一致する場合，MMSE 演算に対する入力において，所望波と干渉波を区別することができなくなり，結果として非相関性干渉波であるにも関わらずビームを形成し，干渉波を積極的に受信してしまうことにもなる．

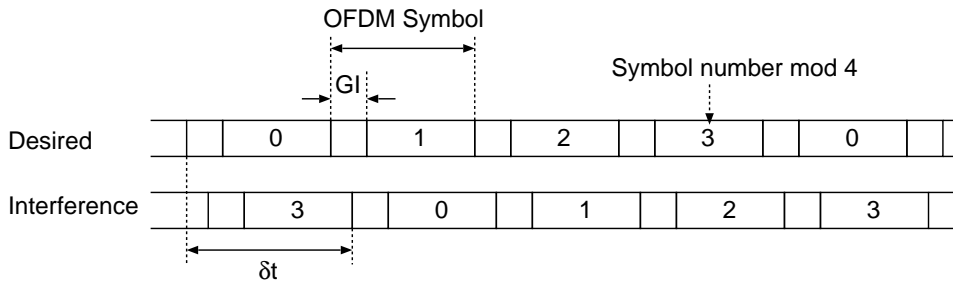


図 3.2 所望波と干渉波の SP 受信タイミング差 (δt)

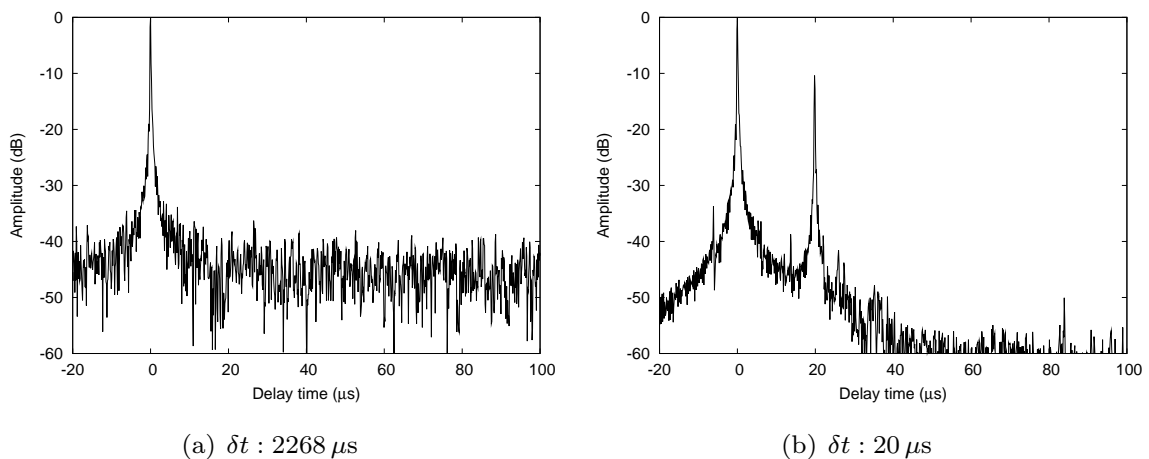


図 3.3 ISDB-T 干渉環境における受信信号の遅延プロファイル

所望波と干渉波の SP 受信タイミング差 (図 3.2, 以下, δt) の意味を明確にするために, $D/U=10$ dB, $\delta t = 2268 \mu s$ (2 シンボルに相当) および $20 \mu s$ の同一チャネル干渉環境における遅延プロファイルを図 3.3 に示す. ここで遅延プロファイルは 4 シンボル区間で得られる 3 サブキャリア間隔の受信 SP のみから求めたものであり, データシンボルは用いていない. どちらも同一チャネル干渉環境にあるが, 遅延プロファイルについては両者は大きく異なっていることがわかる. $\delta t = 2268 \mu s$ の場合 (図 3.3(a)), 所望波以外のピークは見られず, 約 -45 dB 程度のノイズフロアが見られる. 一般に SP を用いた遅延プロファイルの測定では所望波や所望波と相関のある遅延波が, sinc 関数として現れるのに対し, 雑音成分は時間軸上に一様分布し, 測定に利用した SP を伝送するサブキャリア数分の 1 のレベルのフロアとして表れる. 4 シンボル区間で伝送される SP の数は 1872 であり, 遅延プロファイルの S/N は受信信号の C/N よりも約 33 dB 大きく観測される. D/U が 10 dB である非相関性の同一チャネル干渉波によって C/N が約 10 dB に

なるとき、遅延プロファイルのノイズフロアが約 -45 dBになるのはこのことによる。一方、 $\delta t = 20 \mu\text{s}$ の場合（図 3.3(b)）、遅延時間が $20 \mu\text{s}$ の位置に -10 dB のピークが見られるが、(a) のようなノイズフロアは見られない。 δt が GI 長（例では $126 \mu\text{s}$ ）以内の場合、SP を伝送するシンボルおよびサブキャリアにおいて所望波と干渉波は同一のキャリアシンボルを伝送するため、同一チャンネル干渉は生じないためである。

このように、SP のみを観測すると、 δt が GI 長以内の ISDB-T 干渉波は所望波の遅延波、すなわち相関性干渉波に見える。MMSE 規範において、相関性干渉波は所望波と加算合成されるため、従来の SP を参照信号とする重み制御アルゴリズムを用いた場合、こうした干渉波を除去することができない。GI 比が $1/8$ のとき、有効シンボルと GI 区間を合わせた OFDM シンボル長に対する GI 区間の長さの比は $1/9$ である。また SP が同一サブキャリアで伝送される周期が 4 OFDM シンボルごとであるため、これらが一致する確率は $1/4$ である。よって二つの独立な ISDB-T 波のシンボル同期位置の差が GI 長以内であり、かつ SP が同一のサブキャリアによって伝送される 4 シンボル周期が一致する確率はこれら二つの積、すなわち $\frac{1}{4} \cdot \frac{1}{9} = \frac{1}{36}$ となる。

3.4 最尤シンボル判定指向型重み制御

所望波と干渉波の SP 受信タイミング差が GI 長以内である場合においても、SP 以外のデータシンボルは同一チャンネル干渉が生じていることから、参照信号としてアレー合成後の信号のシンボル判定値を利用すると、所望波と干渉波を区別することができる。SP 参照型と判定指向型の MMSE 演算のブロックダイアグラムを図 3.4 に示す。ここで SP については従来法と同様に既知の値を参照信号として用いるものとする。

しかし、一般に判定指向型はコンスタレーションのばらつきが小さい状態で用いるべきであり、所望波と干渉波の D/U が小さく厳しい受信環境においては、シンボル判定値の参照信号としての信頼性は低く、全サブキャリアの重みを最適解に収束させることは難しい。劣悪な受信環境で全てのサブキャリアに関する重みを最適解に収束させるためには、信頼性の高い参照信号が必要となる。正しいシンボル判定値が得られる確率が高ければ重みは最適解へ近づき、その結果、さらに正しいシンボル判定値が得られる確率が高くなる。しかし、正しいシンボル判定値が得られる確率が低いと、重みの最適化がなされずシンボル判定誤りの確率も下がらない。以上のことから図 3.5 のような重み制御アルゴリズムを構成した。なお、図では提案手法の特徴となるブロックを太線で示している。

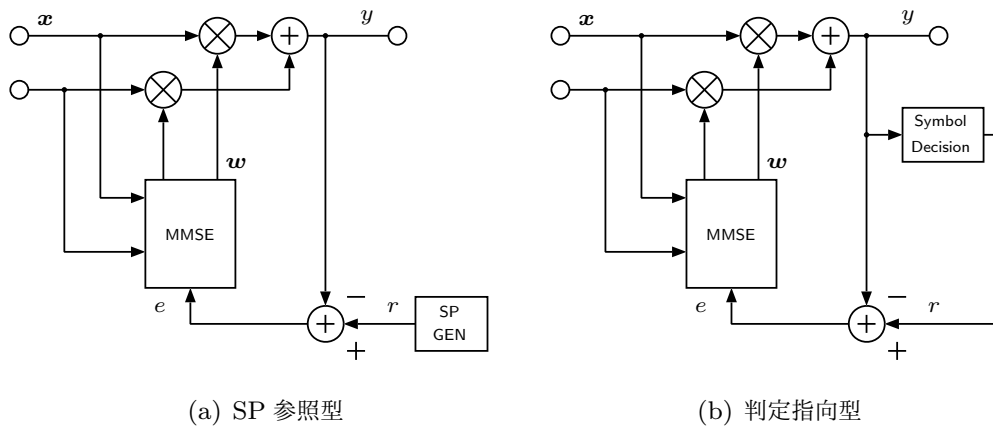


図 3.4 MMSE 演算のブロックダイアグラム

3.4.1 キャリヤ変調における位相不確定性

ISDB-T ではキャリヤ変調方式として QPSK, 16QAM, 64QAM のいずれかが用いられる。いずれのキャリヤ変調方式においても、変調後の送信シンボルの信号点は、 $n\pi/2$ の位相回転に対して回転対称となる。ただし n は任意の整数を示す。よってデータシンボルのみを伝送するサブキャリヤにおいてシンボル判定値を参照信号とする判定指向モードを用いた場合、重み \mathbf{w} とこれに $n\pi/2$ の位相回転を加えた重み $\exp(jn\pi/2)\mathbf{w}$ は同じ評価関数値を与える。よってこの場合の評価関数は、複数の重みに対して大域的最小値をもつことになり、送信シンボルが既知の場合あるいはシンボル判定において誤りがない場合においてのみ、 n を決定することができる [126]。

3.4.2 チャネル応答の合成を用いた位相識別

次に、位相に関するあいまいさを解決し、重みを最適解 ($n = 0$) へと導く位相識別 (Phase Identification) 方法を示す。

式 (3.1) の両辺を参照信号 r で割ると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} y \frac{1}{r} &= \mathbf{w}^H \mathbf{x} \frac{1}{r} \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{u} \equiv z \end{aligned} \quad (3.4)$$

ここで、 \mathbf{u} はチャネル応答ベクトルを示し、 \mathbf{u} のアレー合成信号を z とする。同様に式

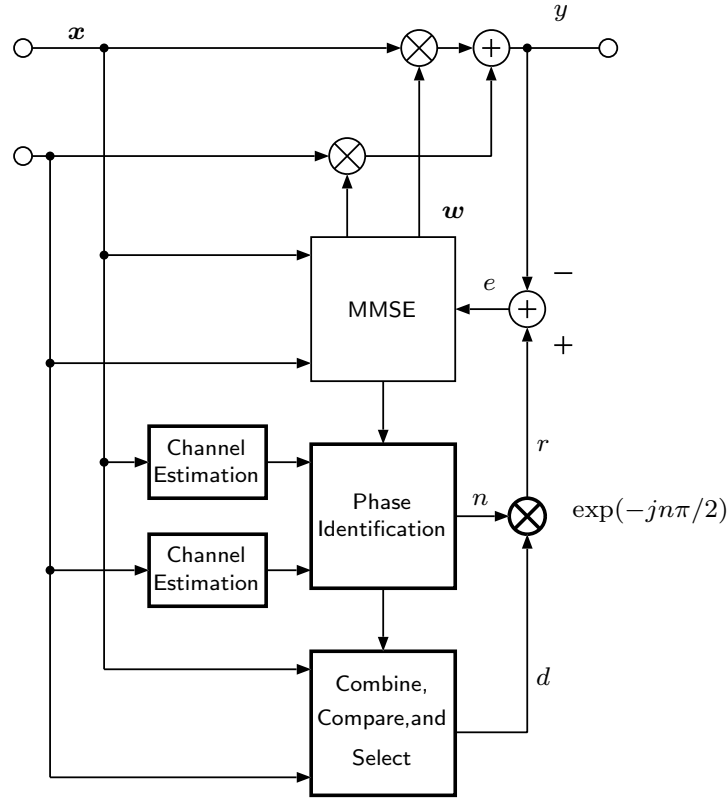


図 3.5 判定指向型重み制御アルゴリズム

(3.2) の両辺を参照信号 r で割ると次式が得られる.

$$J \frac{1}{r} = E \left[|1 - \mathbf{w}^H \mathbf{u}|^2 \right] \quad (3.5)$$

よって、キャリアシンボル \mathbf{x} を重み係数 \mathbf{w} を用いてアレー合成した結果である y と参照信号 r との間の誤差を最小化する, すなわち $y \rightarrow r$ とすることは, チャネル応答ベクトル \mathbf{u} を重み係数 \mathbf{w} を用いてアレー合成した信号 z が 1 となるように最適化することと等価である.

全サブキャリアにおけるチャネル応答ベクトル \mathbf{u} は, 振幅と位相が既知の送信シンボルである SP を用いて, シンボルおよびサブキャリア方向に内挿補間することで求めることができる. 本論文では, 上位局から中継局までの伝搬路は, 遅延拡がり GI 内であり, ゆるやかに変動する時変チャネルであると想定し, 内挿補間にキャリア方向は線形補間, シンボル方向は 0 次ホールドを用いた.

重みが評価関数の真の最小値に収束していない場合, \mathbf{u} のアレー合成信号 z には $\exp(jn\pi/2)$ の位相回転が加わる. よって次式のように, シンボル判定値に対して符号が

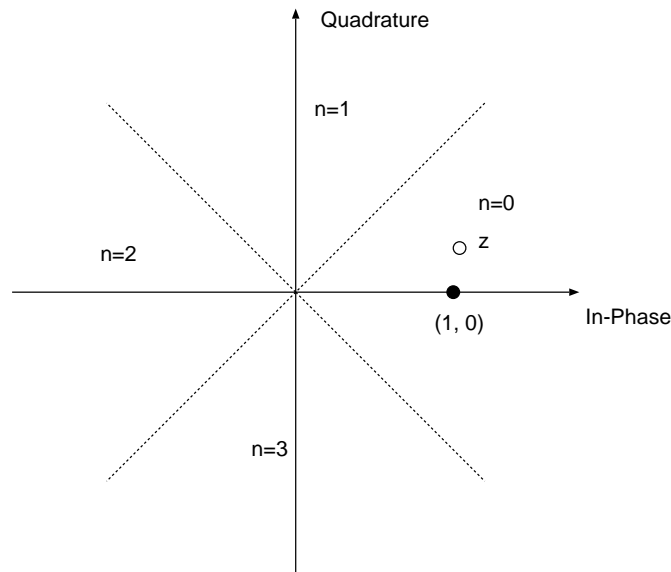


図 3.6 判定指向型アルゴリズムにおける QAM 復調の位相識別

逆の位相回転を加えることにより，真の最適解へ収束させる．

$$r = \exp(-jn\pi/2) \text{dec}(y) \quad (3.6)$$

ここで $\text{dec}(y)$ はシンボル判定の関数であり， y に最も近い送信信号を返す． n はチャネル応答値のアレー合成信号 z の位相から求められる．図 3.6 に示すように，複素平面上を 4 分割し， z の位置から n を決定する．

3.4.3 合成－比較－選択に基づく最尤シンボル判定

収束，あるいは収束過程にある隣接するサブキャリアの重みの最適解を，当該サブキャリアの重みの準最適解として利用することにより，収束特性を改善できる．以下では，図 3.7 に示す合成－比較－選択に基づく最尤シンボル判定を提案する．

前述の通り，OFDM 信号にアダプティブアレーを適用する場合，時間領域でアレー合成を行う Pre-FFT 型も考えられ，周波数特性が理想的であれば重みが 1 タップの場合でも干渉除去を行うことができる．つまり周波数領域においては全てのサブキャリアで最適重みが同一となる．よって重みは周波数方向に強い相関が存在すると考えられる．提案法はこの性質を利用することで全てのサブキャリアにおける重みを確実に高速に収束へと導く．

シンボル判定値を求める際に隣接するサブキャリアの重みを利用してアレー合成を行

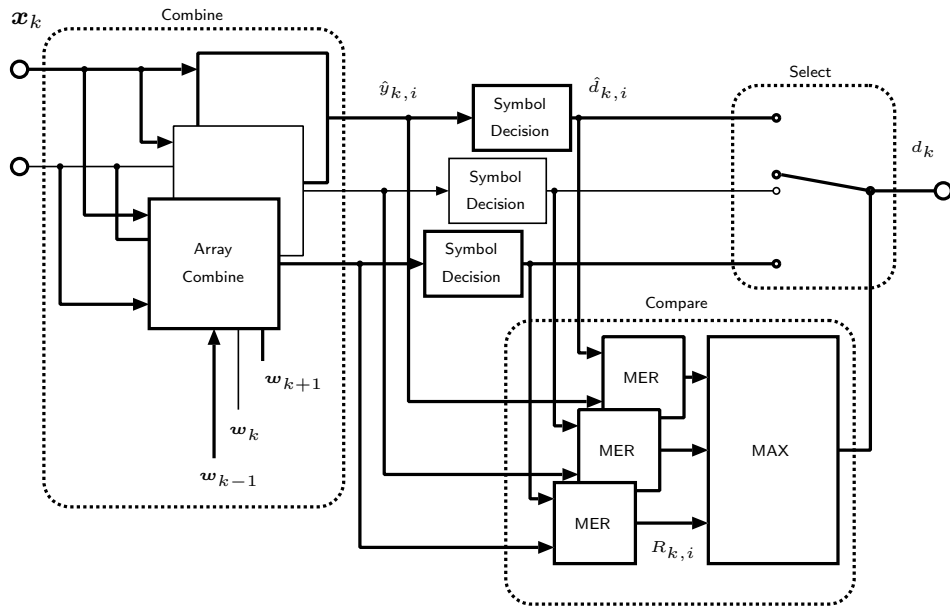


図 3.7 判定指向型アルゴリズムにおける合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定

い、変調誤差比 (MER : Modulation Error Ratio) [127] を確からしきとして、これが最も大きい合成値から得られるシンボル判定値を MMSE 演算で用いる参照信号とする。これにより、あるサブキャリアの重みが最適解に向かって収束し始めることをきっかけとして、その周辺のサブキャリアの重みも次々と収束へ向かわせることが可能となる。以下に詳細を示す。ただし、当該サブキャリアの番号は k とする。

合成：当該サブキャリアおよびこれに隣接するサブキャリアについての重みを用いて、アレー合成信号を生成する。

$$\hat{y}_{k,i} = \mathbf{w}_i^H \mathbf{x}_k \quad (3.7)$$

ここで、 $k-1 \leq i \leq k+1$ である。

比較：この複数のアレー合成信号 $\hat{y}_{k,i}$ のそれぞれに対して次式に示すシンボル判定を行い、判定値 $\hat{d}_{k,i}$ を生成する。

$$\hat{d}_{k,i} = \text{dec}(\hat{y}_{k,i}) \quad (3.8)$$

さらに次式を用いてそれぞれのアレー合成信号について MER $R_{k,i}$ を算出する。

$$R_{k,i} = \frac{|\hat{d}_{k,i}|^2}{|\hat{d}_{k,i} - \hat{y}_{k,i}|^2} \quad (3.9)$$

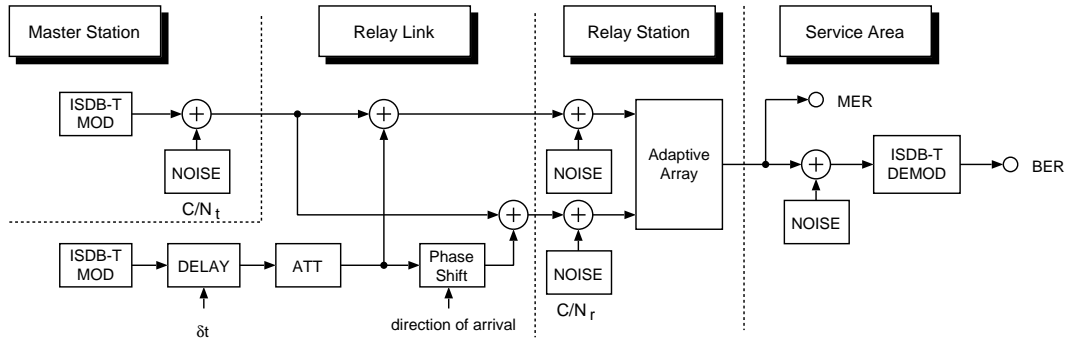


図 3.8 計算機シミュレーション系統

表 3.1 伝送パラメータ

ISDB-T モード	3
シンボル長 T_s	1008 μ s
GI 長 T_g	126 μ s
GI 比 T_g/T_s	1 / 8
キャリア変調	64QAM
符号化率	3 / 4

選択: $R_{k,i}$ を確からしきとし, これが最大となる i を j として, $\hat{d}_{k,j}$ をシンボル判定値 d_k とする.

$$d_k = \hat{d}_{k,j}, \quad j = \arg \max_i R_{k,i} \quad (3.10)$$

3.5 計算機シミュレーション

提案する ISDB-T 用判定指向型アダプティブアレーの特性を評価するため, 計算機シミュレーションを行った. シミュレーション系統を図 3.8 に, 伝送パラメータおよびシミュレーション条件をそれぞれ表 3.1, 3.2 に示す. また, アレー素子数を 2, 素子間隔は 3.19 波長とし, 図 3.9 に示すようにブロードサイド方向を 0 度としたとき, 所望波が 20 度方向から, 所望波とは伝送データが異なる ISDB-T 干渉波が 30 度方向から到来するものとした. これらの値は後述の野外実験と同じとなるよう設定している. また所望波送信時に加わるブランチ間で完全相関性の雑音, および受信部で加わるブランチ間で無相関の雑音を加えている. キャリヤとこれらの雑音との電力比をそれぞれ所望波 C/N_t , 受信

表 3.2 計算機シミュレーション諸元

アレー素子数	2
アレー素子間隔 d_s	3.19λ
最適化アルゴリズム	正規化 LMS
ステップサイズ	0.4
所望波 到来角度 θ_D	20 度
干渉波 到来角度 θ_U	30 度
D/U	10 dB
所望波 C/N_t	45 dB
受信 C/N_r	45 dB

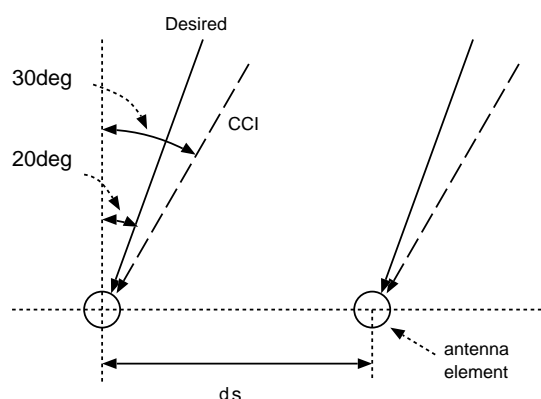


図 3.9 計算機シミュレーションにおける到来信号モデル

C/N_r とする．最適化アルゴリズムには，重みをその時点での評価関数（式 (3.2)）の勾配方向へ修正する正規化 LMS（Least Mean Square）[120] を用いた．

また，本論文ではアダプティブアレーを放送波中継局に適用すること，すなわち干渉除去した後，中継局から再送信し，さらに伝搬路を通りサービスエリアにおいて受信されるというモデルを想定している．このため，評価基準は中継局からの再送信信号に相当するアレー合成信号の MER および中継局から受信機までの伝搬路による劣化および受信機で加わる熱雑音に相当する雑音を付加した後の信号の内符号復号後のビット誤り率（BER：Bit Error Rate）を用いた．所要 C/N を求める際の基準の BER は外符号復号後に擬似エラーフリーとなる内符号復号後の $BER = 2 \times 10^{-4}$ とした．またアダプティブアレーによる干渉除去特性をキャンセル残差の観点から定量的に評価するため，アレー合成後の

シンボル再生は行っていない。

3.5.1 適応係数の決定方法

LMS アルゴリズムにおける適応係数（ステップサイズ） μ は次式を満たすとき，重み係数は最適値へと辿り着くことが保証される [101]。

$$0 \leq \mu \leq \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (3.11)$$

ここで， λ_{\max} は相関行列の最大固有値である．この収束条件を満たす範囲において，一般に適応係数は最適値への収束特性と収束後のミスアジャストメントによる定常誤差とのトレードオフを調整するものである．本論文においては，参照信号にシンボル判定誤りによる大きな誤差が含まれることや中継局における固定受信であること，放送波の送信側の設備への応用であることを考慮し，適応係数は小さな値とした．具体的には計算機シミュレーションや野外実験などを踏まえて，経験的に決定した。

3.5.2 収束特性

重み制御アルゴリズムの特性を比較するため，干渉波の D/U が 10 dB， δt が 2，0 シンボルのときの，中継局の再送信信号の BER の収束特性を求めた． δt が 0 シンボルのときは，所望波と干渉波で OFDM のシンボルタイミングと，SP が同一サブキャリアに割り当てられる 4 シンボルの周期がともに一致している状態となる．また，表 3.1 の伝送パラメータにおける所要 C/N は約 20 dB であり，干渉除去を行わなければ D/U 10 dB の干渉波により伝送破綻が生じる条件である．従来法である SP 参照型 (図 3.4 (a))，最尤シンボル判定および位相識別を用いない単純な判定指向型 (図 3.4 (b))，“decision-directed” と表記)，提案法 (図 3.5) のそれぞれを用いた場合の BER の収束特性を図 3.10 に示す．(a) の δt が 2 シンボルの場合，従来法と提案法はともに 100 回以下の係数更新で，干渉が抑圧されている．提案法の収束特性が従来法と比較して遅いのは，シンボル判定誤りが生じて，誤った参照信号により係数更新を行う場合があることによるものと考えられる．また，単純な判定指向型の場合，収束特性が非常に遅いことがわかる．一方，(b) の δt が 0 シンボルのときは，従来法および単純な判定指向型では所要の BER (2×10^{-4}) を満たしなかったのに対して，提案法では 100 回程度の更新で所要の BER が得られており，干渉が良好に抑圧されていることがわかる．以上の結果より，単純に判定指向型を適用するだけでは十分ではないと言える。

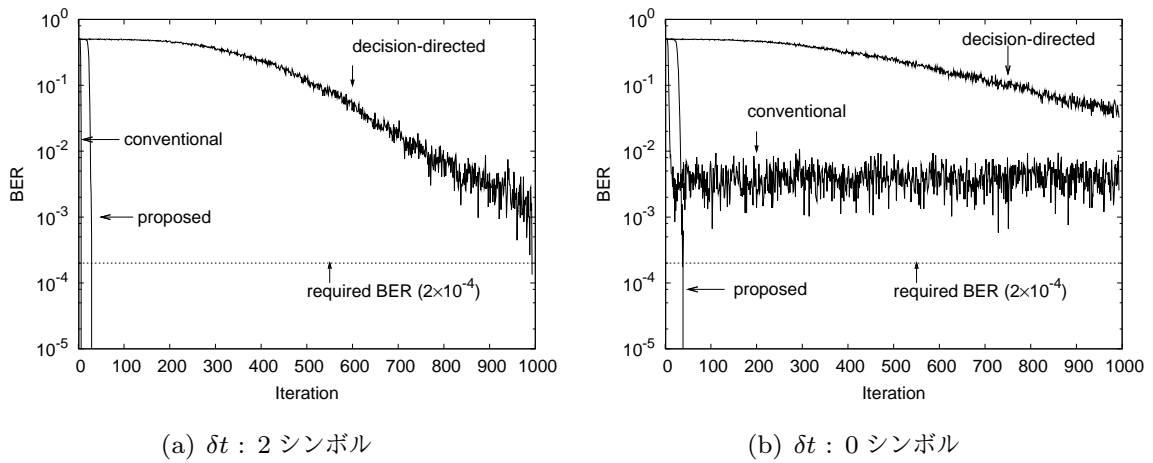


図 3.10 誤り率の収束特性

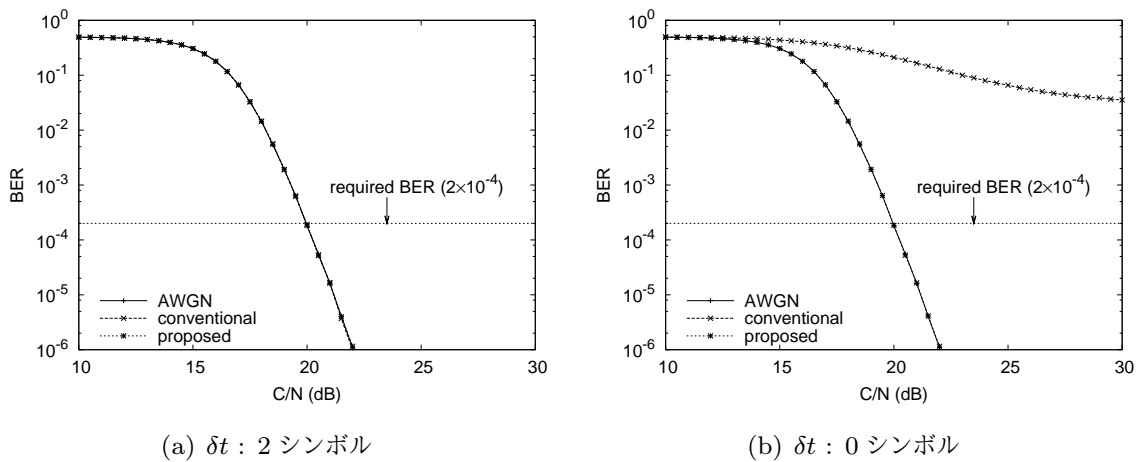


図 3.11 受信信号の C/N に対する BER 特性

3.5.3 C/N 対 BER 特性

干渉波の D/U が 10 dB, δt が 2, 0 シンボルのときの中継局の再送信信号の C/N 対 BER 特性を図 3.11 に示す. ここで, 横軸はサービスエリアの受信機における熱雑音の C/N を表している. また各サブキャリアに対する重みは十分に収束しているものとする. 同図 (a) に示す δt が 2 シンボルの場合, 従来法と提案法はともに干渉が抑圧されて, 干渉がない場合とほぼ一致する特性が得られている. 一方, (b) に示す δt が 0 シンボルの場合, 従来法では干渉が抑圧されず, 伝送破綻が生じている. これに対して, 提案法では,

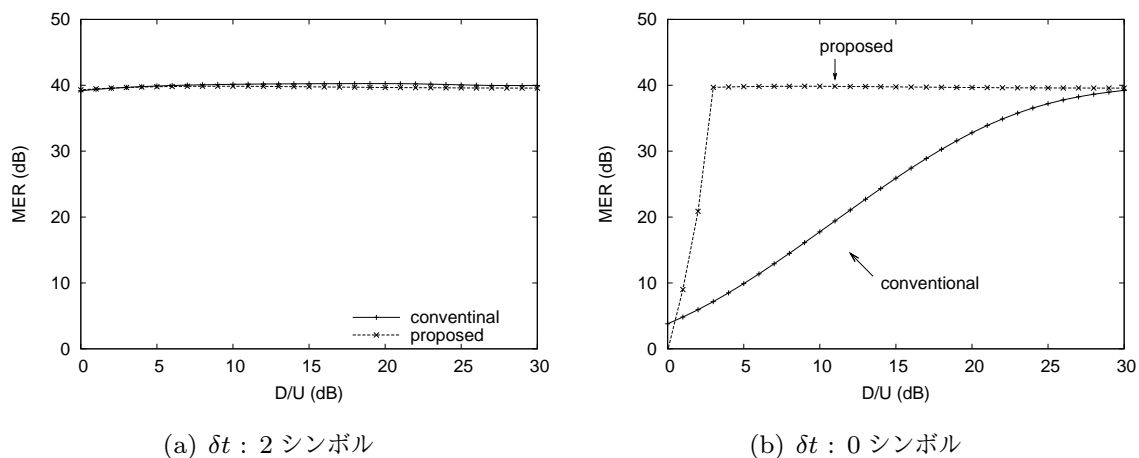


図 3.12 干渉波の D/U に対する MER 特性

(a) の場合と同様に，干渉が抑圧されて，ほぼ劣化のない放送波中継が実現できることがわかる。

3.5.4 D/U 対 MER 特性

干渉波の D/U に対する干渉除去後の信号の MER 特性を， δt が 2, 0 シンボルの場合について図 3.12 に示す．(a) に示す δt が 2 シンボルの場合，従来法，提案法ともに良好に干渉が抑圧されていることがわかる．一方，(b) に示す δt が 0 シンボルの場合，従来法では，干渉波の D/U と干渉除去後の MER がほぼ線形の関係にあり，干渉が効果的に除去できていないことがわかる．これは， δt が 0 シンボルの場合，従来法では所望波と干渉波が加算合成されることによると考えられる．一方，提案法では D/U が約 2 dB 程度より小さい場合に，干渉除去特性が大きく劣化している．これはシンボル判定誤りにより重みが最適解に収束していないことによる劣化と考えられる．

3.5.5 SP 受信タイミング差 (δt) 対 MER 特性

干渉波の D/U を 10 dB としたときの， δt に対する MER 特性を図 3.13 に示す．従来法では，4 シンボル間隔で，GI 長に相当する δt の時間幅において，干渉除去特性に劣化が生じている．特性劣化が生じている区間は横軸全体の 1/36 である．これは FFT 窓内において所望波と干渉波ともに SP が含まれているため，従来法では所望波と干渉波を区別することができないためであると考えられる．これに対して提案法では， δt に依らず

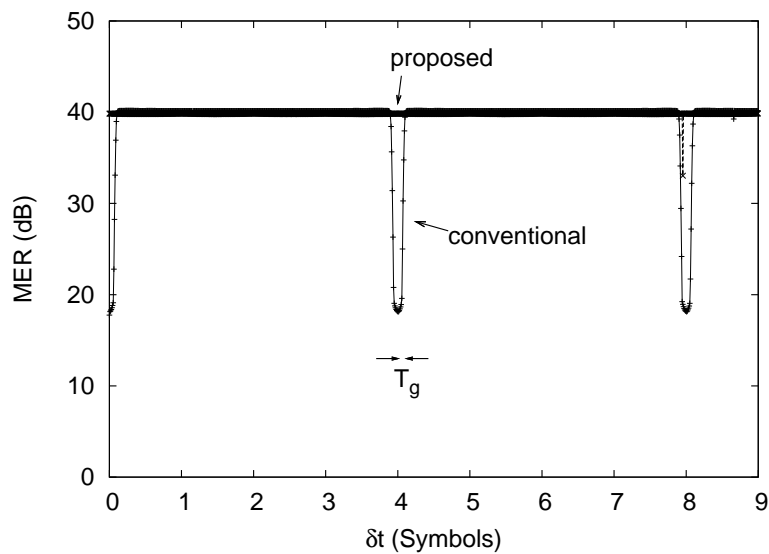


図 3.13 SP 受信タイミング差に対する MER 特性

良好に干渉が抑圧されていることがわかる。

3.6 野外実験

本節では、ISDB-T 用判定指向型アダプティブアレーの試作機（以下、干渉除去装置）を用いて行った野外実験の結果について述べる。なお、本実験は放送波中継局用の各種補償器に関する長期検証 [128, 129] を目的として設置したみやぎ実験局において、2005 年 7 月に実施した。

3.6.1 実験方法と測定項目

送受信点位置を図 3.14 に示す。涌谷局から所望波を UHF 14 チャンネル、最大送信出力 60 W で送信し、気仙沼局において受信した。また、同一チャンネル干渉波として東和米川局から涌谷局とは伝送データが異なる ISDB-T 波を送信出力 5W で送信した。気仙沼局における所望波と干渉波の到来角度差は約 10 度である。実験局の諸元を表 3.3、実験系統を図 3.15 に示す。涌谷局の送信変換の出力に可変減衰器を挿入して所望波の送信出力を調整することにより干渉波の D/U を設定した。D/U を調整すると、気仙沼局における所望波の受信電力が低下し、所望波の受信電力と受信部で加わる熱雑音の電力の比（以下、受信 C/N）も変化する。また涌谷局の変調器出力に遅延装置を挿入し、遅延時間を調

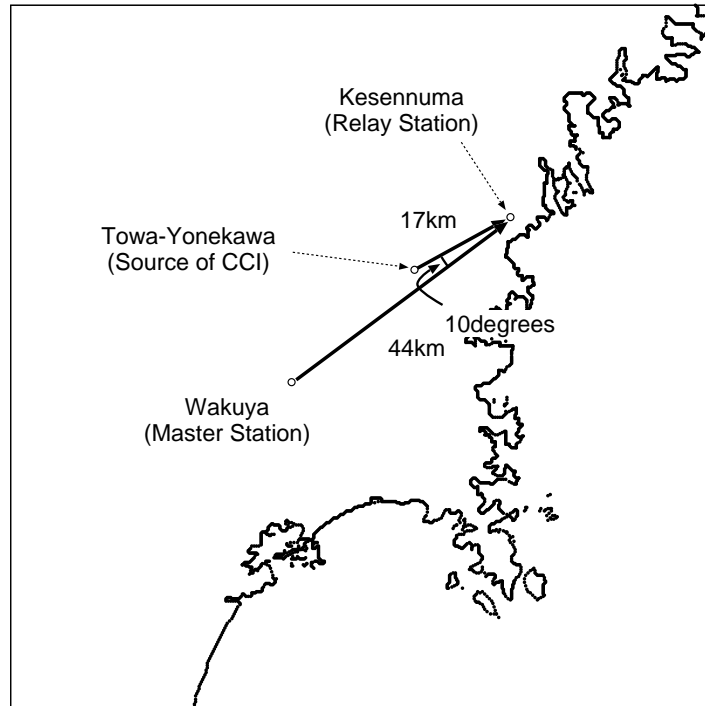


図 3.14 野外実験における送受信点の位置

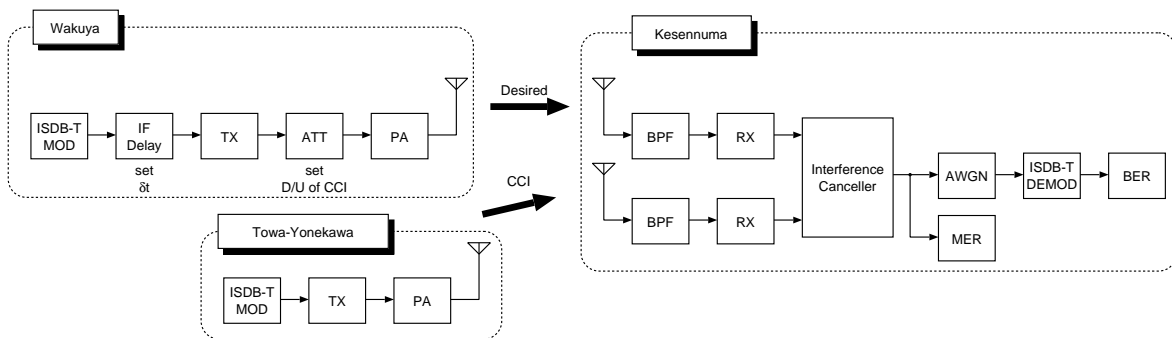


図 3.15 野外実験系統

整することで気仙沼局における所望波と干渉波の SP の受信タイミング差 δt を設定した。

単一アンテナで受信した信号および中継局の再送信信号に相当する干渉除去装置出力信号のそれぞれについて MER および BER を測定した。伝送パラメータは表 3.1 と同じとした。なお、干渉除去装置の重み制御アルゴリズムは従来法である SP 参照型および提案法である判定指向型の二つを用いた。

表 3.3 野外実験を行った実験局の諸元

局名	目的	アンテナ	最大 送信出力
涌谷	上位局	4 素子双ループ 2 段 1 面 (送信)	60 W
東和米川	干渉波 送信局	8 素子リング 1 段 1 面 (送信)	5 W
気仙沼	中継局	1.8 m ϕ グリッドパラボラ 2 基 (受信)	—

3.6.2 受信アレーアンテナの設置位置

受信アンテナは 1.8m ϕ のグリッドパラボラアンテナ 2 基を使用した。素子間隔は、合成指向特性のグレーティングローブが干渉波の到来方向と一致しないように考慮する必要があることから、以下のような検討を行った。

所望波と干渉波の到来角度をそれぞれ θ_D , θ_U とすると、空間相関係数 [130] は次式で定義される。

$$\beta = \frac{|g^H(\theta_D)g(\theta_U)|}{\sqrt{|g^H(\theta_D)g(\theta_D)||g^H(\theta_U)g(\theta_U)|}} \quad (3.12)$$

ここで $g(\theta)$ は到来角 θ についてのアレー伝搬ベクトルであり、素子数 L , 素子間隔 d および波長 λ を用いて次式で定義される。

$$g(\theta) = \left[1 \exp(j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta) \dots \exp(j\frac{2\pi d(L-1)}{\lambda} \sin \theta) \right]^T \quad (3.13)$$

空間相関係数は素子間隔および所望波と干渉波の到来角度差が干渉除去特性に及ぼす影響を定量的に表す指標であり、 $\beta = 0$ の場合、干渉波がない場合と同じ所望波の受信特性が得られ、また $\beta = 1$ の場合、干渉波を抑圧することはできない [131]。

気仙沼局における所望波と干渉波の到来角度差は約 10 度であり、また所望波の到来角度はアレーのブロードサイドから約 20 度の方向となる (図 3.9)。素子間隔を変えて求めた所望波の到来角度 ($\theta_D = 20$ 度) と干渉波の到来角度 ($\theta_U = 30$ 度) の間の空間相関係数を図 3.16 に示す。図より素子間隔約 1.8 m の時に空間相関係数が 0 となり、理論的に

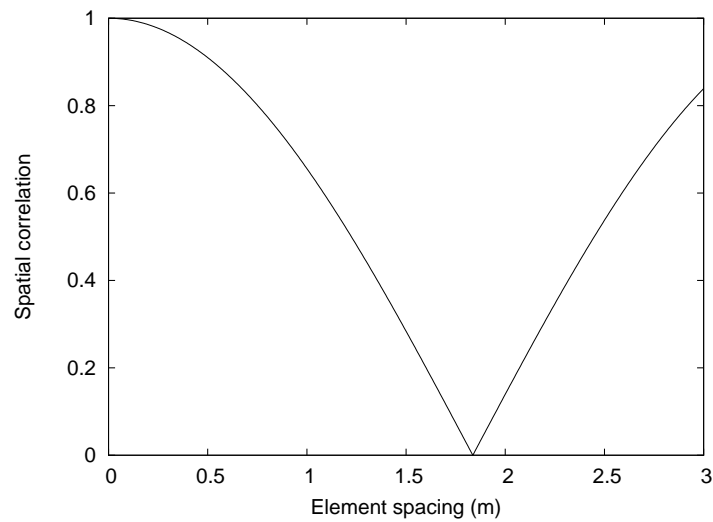


図 3.16 野外実験における受信アンテナ間隔と所望波および干渉波の空間相関係数との関係

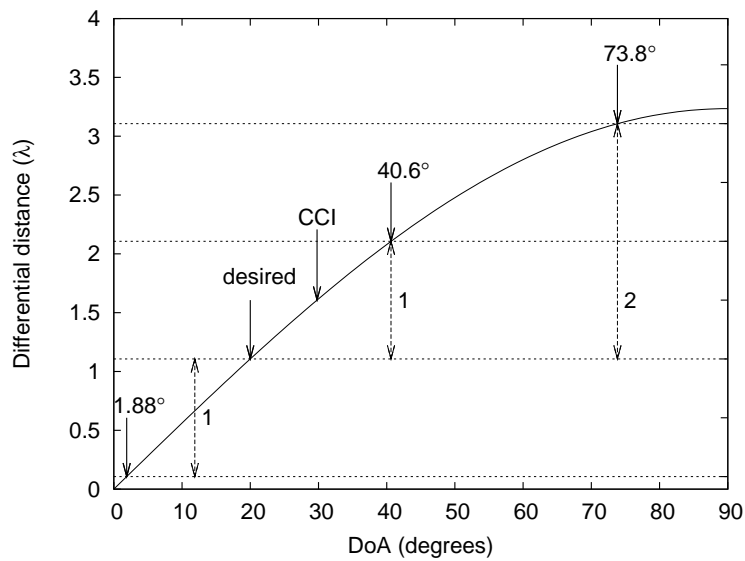


図 3.17 到来角度に対する素子間の到来距離の差（素子間隔 2.0 m）

は一様励振パターンにより干渉を完全に抑圧できる。しかし、素子間隔が 1.8 m の場合 2 基のアンテナが互いに重なってしまうため、素子間隔をやや広げて 2 m とした場合について検討した。素子間隔が 2 m の場合の、到来角度に対する素子間の到来距離の差を図 3.17 に示す。所望波との素子間の到来距離の差が波長の整数倍となる到来角度が所望波到来角度と同じアレー応答値となることから、所望波にメインビームを向けたとき、到来

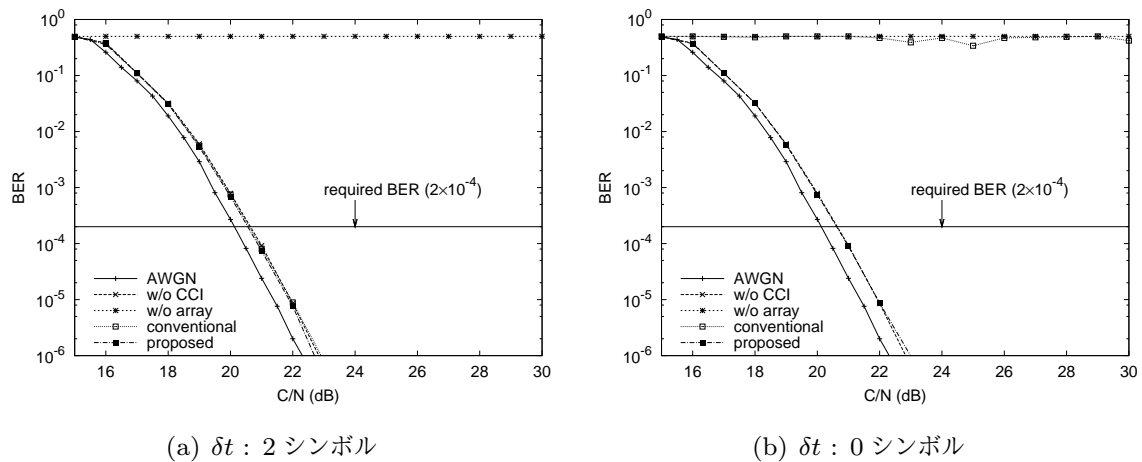


図 3.18 受信信号の C/N に対する BER 特性

角度が 1.88, 40.8, 73.8 度の方向にアレーのグレーティングローブが生じる。干渉波到来角度はグレーティングローブが生じる到来角度の間にあるため、干渉を除去可能な設置条件であると言える。

3.6.3 実験結果

C/N 対 BER 特性

涌谷局からの所望波送信出力を減力し、気仙沼局における所望波の受信電力を変えることにより同一チャネル干渉の D/U を 10 dB に設定し、干渉除去特性を測定した。 δt が 2, 0 シンボルのときの C/N 対 BER 特性を図 3.18 に示す。ただし、“w/o CCI” は D/U を設定するために、涌谷局の送信出力を減力し、東和米川局からの干渉波送信を停止した状態で測定した、単一アンテナでの受信特性を示す。また“w/o array” は、涌谷局の送信出力を減力し、かつ東和米川局から干渉波を送信した状態で測定した単一アンテナでの受信特性を示す。

(a) に示す δt が 2 シンボルの場合、従来法、提案法ともに、干渉除去後に、干渉波がない場合 (“w/o CCI”) と同等の特性が得られており、干渉波が抑圧されていることがわかる。干渉波が 1 波に対してアレー素子数が 2 であり、アレーの自由度が干渉波抑圧のために使われているため、ダイバーシティ利得は得られない。よってガウス雑音特性 (“AWGN”) からの劣化は D/U を設定するために、所望波送信電力を減力したことによる受信 C/N の劣化によるものと考えられる。一方、 δt が 0 シンボルの場合、従来法では干渉除去装置を用いない単一アンテナ受信の場合 (“w/o array”) と同様に伝送破綻が生

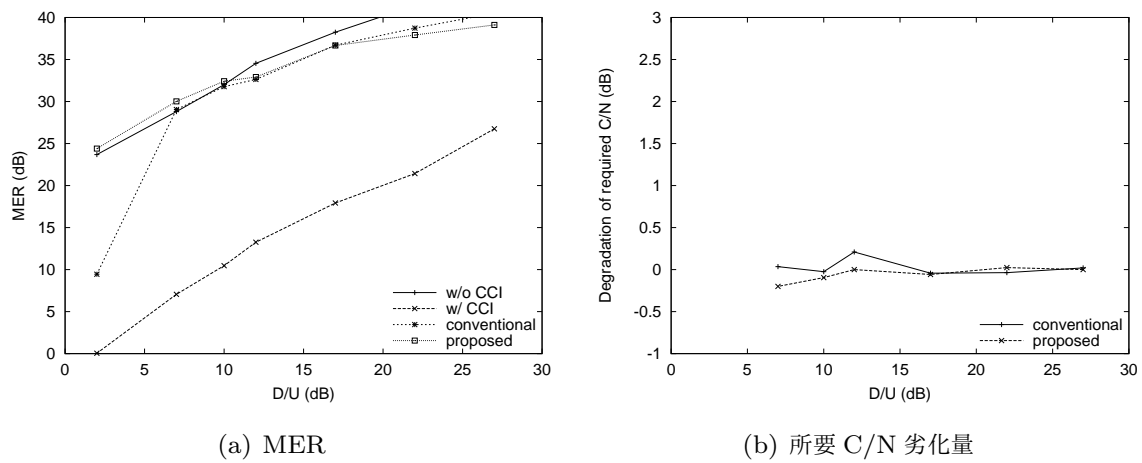


図 3.19 干渉波の D/U に対する MER および所要 C/N 特性 (δt : 2 シンボル)

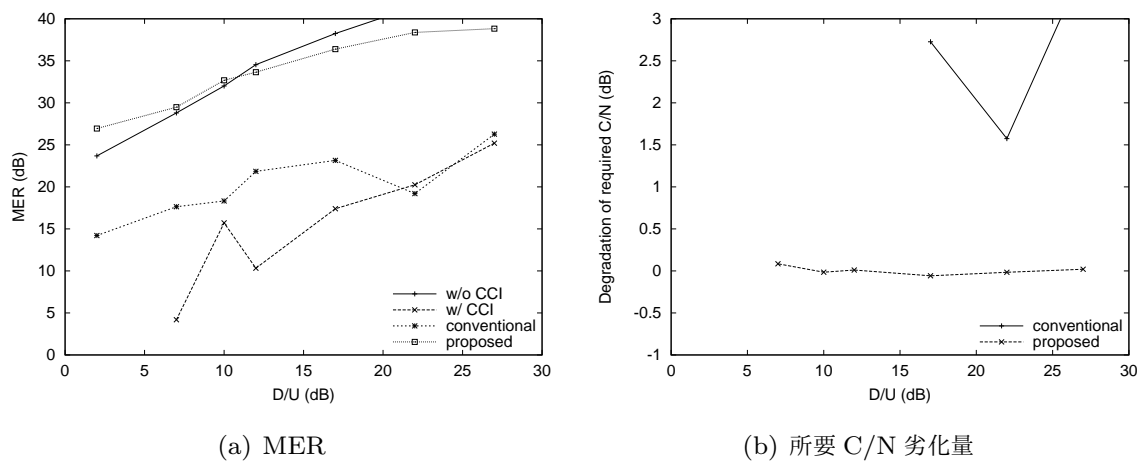


図 3.20 干渉波の D/U に対する MER および所要 C/N 特性 (δt : 0 シンボル)

じている。これに対し、提案法では δt が 2 シンボルのときと同様に干渉除去後に干渉波がない場合と同様の特性が得られた。

D/U 対 MER, 所要 C/N 特性

涌谷局からの所望波送信出力を調整して、同一チャネル干渉の D/U を変化させ、D/U に対する MER および所要 C/N 劣化量の測定を行った。結果をそれぞれ図 3.19, 3.20 に示す。ただし、D/U を変化させることによる受信 C/N の変化が干渉除去特性の評価に影響を及ぼさないようにするため、基準となる所要 C/N は同一チャネル干渉波がないとき、

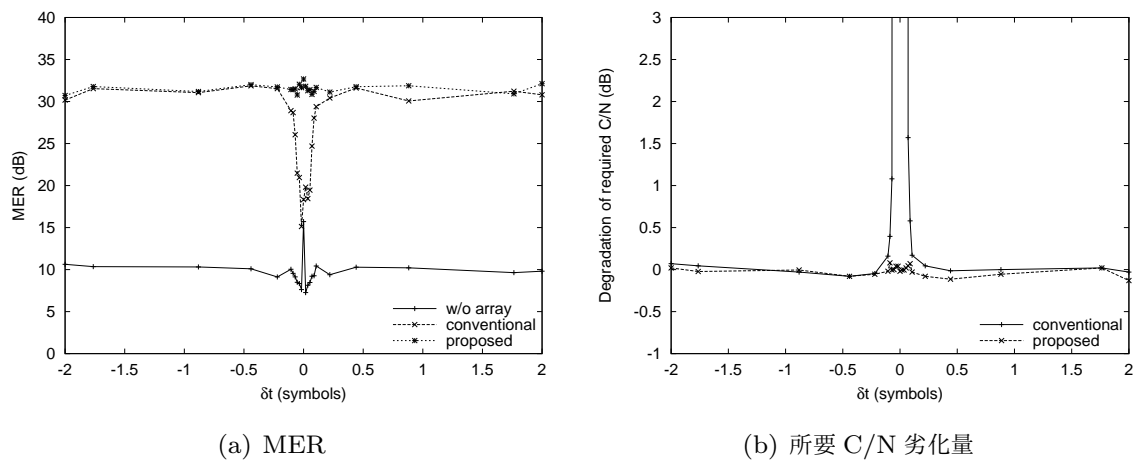


図 3.21 SP の受信タイミング差に対する MER および所要 C/N 特性

単一のアンテナで受信した場合に所要の BER が得られる C/N とした。

提案法では D/U が 6 dB 以上のときの所要 C/N の劣化は約 0.1 dB であった。一方、従来法では δt が 0 シンボルの場合、所要の BER を得るのに必要な干渉 D/U は 15 dB 以上であった。

SP 受信タイミング差 (δt) 対 MER 特性

同一チャネル干渉の D/U を 10 dB としたときの、 δt に対する MER および所要 C/N 劣化量の測定結果を図 3.21 に示す。なお δt は 4 シンボル周期であるため、 $-2T_s < \delta t < 2T_s$ の範囲とした。ただし、 T_s は伝送シンボル長を示す。

従来法の場合、 $|\delta t| < T_g/2$ において、干渉除去特性が大きく劣化していることがわかる。ただし T_g は GI 長を示す。なお特性劣化が生じている範囲が $\delta t = 0$ を中心に正負両方に生じているのは、干渉除去装置において有効シンボル区間を抽出する FFT ウィンドウを GI 側へ $T_g/2$ ずらしていることによる。一方、提案法においては、 δt に依らずほぼ一定の干渉除去特性が得られている。

3.7 むすび

地上デジタル放送の放送波中継における同一チャネル干渉対策として合成-比較-選択に基づく最尤判定指向型重み制御アルゴリズムを利用した OFDM アダプティブアレーを提案した。提案手法は隣接するサブキャリアの重みを用いた複数のアレー合成を行った後

に MER を確からしさとする最尤シンボル判定を行うとともにチャンネル推定値を利用した QAM 変調信号の位相不確定性を解消することで、全サブキャリアの最適重みを直接求めるものである。所望波との SP の受信タイミングが一致する ISDB-T 干渉波が除去可能であることを、計算機シミュレーションおよび試作機を使って実施した野外実験により確認し、提案法の有効性を示した。また、同一チャンネル干渉環境にある地上デジタル放送の中継局において、判定指向型 MMSE アダプティブアレーを用いることで放送波中継を実現することが可能であることを示した。

第4章

SFN 放送波中継用干渉キャンセラ

本章では，SFN 放送波中継局で用いることを想定した同一チャネル干渉除去手法を提案する．SFN 放送波中継局では遅延時間が十分に短いことが必要であることから，前章で提案した Post-FFT 型のアダプティブアレーを適用することができない．さらに，送受アンテナ間結合による回り込みを抑圧することが必要である．提案手法は時間領域でアレー信号処理を行う Pre-FFT 型のアダプティブアレーとフィードバックフィルタを縦続接続し，これらを同時に適応制御をするものである．計算機シミュレーションおよび試作装置を用いて実施した野外実験の結果から提案法の有効性を示す．

4.1 本章の目的

地上デジタル放送の中継局に放送信号を配信する手段の一つである放送波中継は，信号配信のための新たな周波数が不要で設備コストが小さいという利点がある反面，上位局と中継局の間の伝送路に信号の品質を劣化させる様々な干渉妨害が存在するため，その対策が必要となる．本章では，上位局波の受信に同一チャネルの干渉妨害および送受アンテナ間結合により生じる自局送信波の回り込み妨害が存在する SFN 放送波中継局において，両方の干渉妨害を同時に除去する干渉キャンセラを提案する．計算機シミュレーションおよび試作機を用いて実施した野外実験の結果より，提案法の有効性と同一チャネル干渉環境にある中継局においても SFN 放送波中継が実現できることを示す．

地上デジタル放送の放送方式である ISDB-T (Integrated Service Digital Broadcasting-Terrestrial) の特長の一つに，同一周波数による放送ネットワーク (SFN : Single Frequency Network) が構築できるという点が挙げられる．これは ISDB-T が採用している OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) の持つマルチパス耐性に

依るものである。シンボル間にガードインターバル (GI : Guard Interval) を付加することにより、遅延波によるシンボル間干渉の発生を抑えると同時に、GI 内の遅延拡がりを持つ伝送路の応答を推定するのに十分なパイロット信号がキャリア-シンボル空間に配置されている。このパイロット信号はスキッタードパイロット (SP : Scattered Pilot) と呼ばれる。

上位局の放送波を受信、増幅し、再送信することにより放送ネットワークを構築する放送波中継は、マイクロ波を用いる専用回線のような他の放送信号配信手段と比較して、信号配信のための新たな周波数を必要としないほか、コスト面でも有利である。しかし、上位局から中継局までの伝送路における伝送信号品質の劣化を考慮する必要がある。伝送信号品質を劣化させる要因としては、フェージングや遅延時間が GI 内外のマルチパス (MPI : Multipath Interference), 変調内容が所望波とは異なるデジタル放送波による同一チャネル干渉 (CCI : Co-Channel Interference) などが挙げられる。SFN 放送波中継局ではこれらに加えて、送受信が同一周波数であることに起因する送信アンテナから受信アンテナへの回り込み (CLI : Coupling Loop Interference) がある。送受アンテナ間の回り込みは伝送信号の品質を劣化させるだけでなく、回り込み電力が上位局波の受信電力よりも大きい場合には、中継装置の発振を引き起こすという問題がある。こうした放送波中継における伝送信号品質の劣化を補償する手段の一つとして、スペースダイバーシティ受信による波形等化 [59, 66, 124] が提案されている。また、回り込みの抑圧については、回り込みの伝搬路特性を推定し、生成するレプリカを逆相合成することでこれを抑圧する回り込みキャンセラ [132], OFDM 信号を復調をせずに信号の白色性を利用して回り込みを抑圧する逐次適応型キャンセラ [76, 133] や、CDMA セルラ用リピータへ適用した例 [134] や WCDMA へ適用した例 [135] などが報告されている。

フェージングによる受信 C/N の劣化や GI 内のマルチパスによる干渉に対しては、スペースダイバーシティ受信が有効であることが示されているが、遅延時間が GI 長を越えるマルチパスや非相関性干渉波を抑圧することはできない。一般に中継局の受信アンテナは見通しのよい場所に設置されることが多いため、地理的に離れた上位局以外の送信局からの電波を受信しやすいことを考慮する必要がある。こうした同一チャネル干渉の対策としてはアダプティブアレーによる干渉除去 [136] が広く用いられており、OFDM への応用も示されている [93, 121-123, 137]。第 3 章における提案手法もその一つである。

しかし、これまでに示されている放送波中継のための補償器は、いずれも個別の干渉妨害を想定しているため、複合的な干渉妨害が存在する中継局においては、これらの補償器を単純に接続しても必ずしも十分な改善効果が得られない。特に、回り込み電力が上位局波の受信電力よりも大きい場合には、回り込み波に同期したシンボルタイミングが再生さ

れたり、不要波である回り込み波ではなく所望波である上位局波が抑圧されたりすることによりシステムが不安定となることが考えられる。[138,139]には、SFN 放送波中継時の安定性に関する検討が行われているが、回り込みのみを対象としているものであるほか、回り込み D/U が正の場合に限られる。

そこで本章では、SFN 放送波中継局において上位局波を受信する際に混入するさまざまな干渉波を除去する干渉キャンセラを提案する。アダプティブアレーと FBF (Feedback Filter) を縦続接続し、双方を同時に適応制御することにより、同一チャネル干渉と送受アンテナ間結合による回り込みを同時に抑圧する。このとき最小自乗誤差規範における重みの最適解がアダプティブアレーおよび FBF を単独に動作させたときの最適解と一致することを示すとともに、計算機シミュレーションおよび試作機を用いて実施した野外実験の結果より、提案する干渉キャンセラの有効性を示す。

4.2 SFN 放送波中継局用干渉キャンセラ

4.2.1 要求条件

SFN 放送波中継局用干渉キャンセラに対する基本的な要求条件としては以下の 3 点が挙げられる。

1. 再送信信号の品質がよいこと

中継局から再送信される信号は、さらに伝搬路を通りサービスエリアで受信されたり、その中継局を上位局とする放送波中継局で受信されたりするため、可能な限り信号品質がよいことが求められる。筆者らは、回り込みおよび同一チャネル干渉による信号品質劣化がそれぞれ等価 C/N に換算して 35 dB, 合わせて 32 dB 程度が確保されることが必要と考えている。これを等価 C/N 劣化量に換算すると 0.2 dB 程度となる。

2. 上位局波よりも電力が大きい回り込みをキャンセルできること

中継局で発振が起こると、放送サービス自体が止まってしまうことになるため、発振を起こさないようにする必要がある。そこで SFN 放送波中継局における回り込み D/U について見積もった例を表 4.1 に示す。回り込みによる等価 C/N 劣化量がほぼ 0.1 dB 以下となる回り込み D/U は 20 dB である [140]。また、筆者らの測定 [141] によると回り込み結合量の時間率 50~99% の変動幅は 6.7 dB である。さらに、上位局波のフェージング損失として ARIB STD-31 [119] A3.2 「回線設計モデル」で想定されている 13.1 dB を用いると、フェージング変動時の回り込み

表 4.1 回り込み D/U に関する見積りの例

定常時の回り込み D/U (1)	20.0 dB
上位局波受信電力のフェージング損失 (2)	13.1 dB
回り込み結合量の変動 (3)	6.7 dB
フェージング変動時の回り込み D/U (1)-(2)-(3)	0.2 dB

D/U は 0.2 dB となる。よって、定常時の回り込み D/U が 20 dB よりも小さい中継局ではフェージング変動時に 0 dB を下回る、すなわち負となることも考えられ、そのような場合でも同一チャネル干渉を除去すると同時に回り込みもキャンセルし、放送サービスを継続することが必要である。

3. アレーの自由度を有効に利用すること

一般にアダプティブアレーには受信アンテナ数 -1 の自由度が存在するため、受信アンテナ数が多いほど良好な受信特性が見込めるが、受信アンテナの設置場所や装置のコストの観点からはより少ない受信アンテナ数で所望の効果を得ることが求められる。

4.2.2 干渉キャンセラの構成

提案する干渉キャンセラの構成を図 4.1 に示す。SFN の場合、サービスエリアにおける受信機への入力信号の遅延拡がり GI 長以内となることが必要であるため、上位局波に対する中継局からの再送信波の遅延時間は GI 長よりも短い必要がある。そのため、アレー合成部では本線系の信号処理を時間領域にて行い、素子数分の FFF (Feed Forward Filter) によって周波数適応型の重み付け処理を実現し、アレーアンテナの合成指向特性を適応制御することにより同一チャネル干渉を除去する。また、回り込み波はアレー合成部を通過し、OFDM 信号の帯域を通過帯域とする BPF (Band Pass Filter) と干渉キャンセラの出力信号が入力される ADF (Adaptive Filter) によって構成される FBF に入力される。FBF では ADF から出力される回り込み波のレプリカを逆相合成し、回り込み成分をキャンセルする。上位局波のマルチパスは、FFF によって処理できる遅延時間 (約 $8 \mu\text{s}$) までであれば、その到来方向にビームを形成し、上位局からの直接波 (上位局波) と同相合成する。遅延時間がこれを越え、GI 長以内の場合、FFF は通過し、マルチ

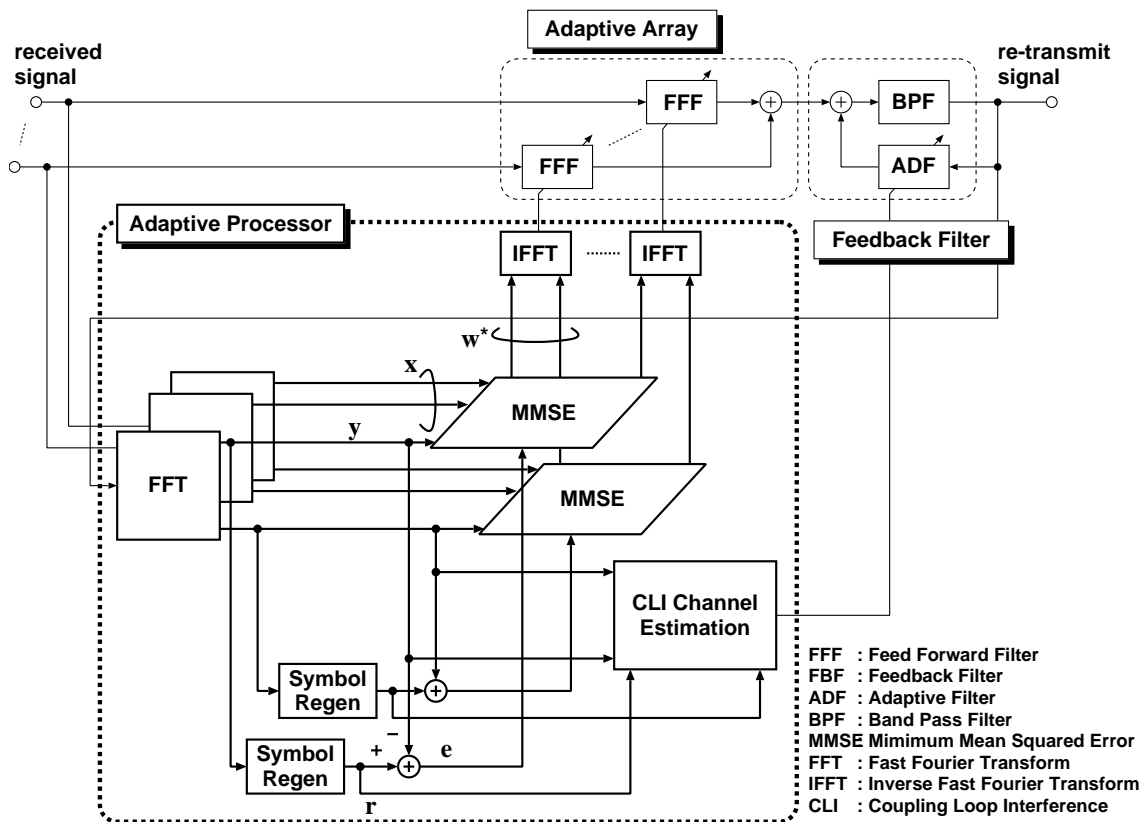


図 4.1 SFN 放送波中継局用干渉キャンセラ

パスの巡回応答成分が FBF により生成され、回り込みと同時にキャンセルされる。一方、遅延時間が GI 長を越えるマルチパスは干渉波相当となり、アレーにより除去される。

図 4.1 の構成において FFF と FBF を縦続接続し、これらを同時に適応制御する必要性は以下の二つである。まず第 1 点は要求条件として前述した、上位局波よりも電力が大きい回り込みをキャンセルするためである。FFF のみでも回り込みを抑圧することはできるが、これは回り込み D/U が正の場合（上位局波の方が回り込み波よりも電力が大きい場合）に限られる。負の場合にはフィルタ係数が発散してしまうため、発振が生じる。よって FBF の存在が不可欠である。第 2 点は、3 つめの要求条件として挙げた、アレーの自由度を有効に利用するためである。回り込み波は FBF によってキャンセルすることができるため、アダプティブアレーの自由度を使って回り込み波を除去することは望ましくない。すなわちアダプティブアレーは、FBF では除去できない同一チャンネル干渉波を除去し、回り込み波は FBF によってキャンセルすることがアレーの自由度を有効に用いることとなる。

4.2.3 動作規範

FFF の制御には、出力信号と参照信号との間の自乗誤差を最小とする MMSE 規範を用いる。参照信号として出力信号の再生キャリアシンボルを用い、判定指向型で動作させる。これは、3.3.1 節で述べた通り、所望波と干渉波の、SP が同一サブキャリアで伝送される 4 シンボル周期の差（以下、 δt ）が GI 長以内である場合、SP のみを観測しただけでは、干渉波が所望波の遅延波に見え、干渉波を除去することができないためである。よってデータキャリアを含む全てのサブキャリアをシンボル再生して参照信号とすることで干渉波を区別する。また、FBF に回り込みのレプリカを生成させるため、回り込み伝搬路特性を直接推定して、FBF を適応制御する [132]。

4.2.4 適応アルゴリズム

次に MMSE 規範に基づく重みの最適解を導出する。アレーを形成する各ブランチに対する重みを要素とするベクトルを \mathbf{w} 、フィードバックループに対する重みを w_b とし、キャリアシンボルからなるアレー入力ベクトルを \mathbf{x} とする。

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{L-1}]^T \quad (4.1)$$

$$\mathbf{x} = [x_0, x_1, \dots, x_{L-1}]^T \quad (4.2)$$

ここで L はアレー素子数を、上付きの T は転置を示す。このとき出力 y は次式で書ける。

$$\begin{aligned} y &= \mathbf{w}^H \mathbf{x} + w_b^* y \\ &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{x}}{1 - w_b^*} \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここで上付きの H および $*$ はそれぞれ複素共役転置、複素共役を示す。一方、誤差 e は出力信号 y と参照信号 r の差で与えられる。

$$e = r - \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{x}}{1 - w_b^*} \quad (4.4)$$

これを用い、最小化すべき評価関数 J を以下のように定める。

$$\begin{aligned} J &= E[|e|^2] \\ &= E\left[\left|r - \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{x}}{1 - w_b^*}\right|^2\right] \\ &= E[|r|^2] - \frac{\mathbf{w}^T \mathbf{r}_{xr}^*}{1 - w_b} - \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}}{1 - w_b^*} + \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{(1 - w_b^*)(1 - w_b)} \end{aligned} \quad (4.5)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値演算を示し, $\mathbf{r}_{xr} = E[\mathbf{x}r^*]$, $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ である. 式 (4.5) の評価関数を最小にする \mathbf{w} および w_b は次式を満足する.

$$\begin{aligned}\nabla_{\mathbf{w}} J &= -2 \frac{\mathbf{r}_{xr}}{1 - w_b^*} + 2 \frac{\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{(1 - w_b^*)(1 - w_b)} \\ &= 0\end{aligned}\tag{4.6}$$

$$\begin{aligned}\nabla_{w_b} J &= -2 \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}}{(1 - w_b^*)^2} + 2 \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{(1 - w_b^*)^2 (1 - w_b)} \\ &= 0\end{aligned}\tag{4.7}$$

ここで ∇ は微分演算子を示す. 式 (4.6), (4.7) よりそれぞれ次式を得る.

$$\mathbf{r}_{xr} = \frac{\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{1 - w_b}\tag{4.8}$$

$$\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{1 - w_b}\tag{4.9}$$

式 (4.8) と式 (4.9) は一次従属の関係にあるが, 式 (4.9) より,

$$1 - w_b = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}}\tag{4.10}$$

が得られる. これを式 (4.8) に代入すると, 次式が得られる.

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}} \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr}\tag{4.11}$$

式 (4.11) において, $\rho = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} / \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}$ は複素スカラであり, アレーの合成指向特性に関与しない. よって最適重み \mathbf{w}_{opt} は FBF を持たないアダプティブアレーの MMSE 規範における最適重み $\mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr}$ [120] の定数倍となる.

$$\mathbf{w}_{opt} = \rho \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr}\tag{4.12}$$

次に, 式 (4.12) を式 (4.10) に代入することにより, フィードバックループの最適重みは次式となる.

$$w_b = 1 - \rho\tag{4.13}$$

ここで,

$$\begin{aligned}\rho &= \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xr}} \\ &= \frac{\mathbf{w}^H E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H] \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H E[\mathbf{x}r^*]}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{E[\dot{y}\dot{y}^*]}{E[\dot{y}r^*]} \\
&\simeq E\left[\left(\frac{\dot{y}}{r}\right)^*\right]
\end{aligned} \tag{4.14}$$

であり、 ρ はアレー合成信号のチャネル応答の複素共役となる。ただし $\dot{y} = \mathbf{w}^H \mathbf{x}$ とした。ここで BPF の周波数特性が、OFDM 信号の帯域内でフラットであり帯域外成分のみを抑圧する理想的なフィルタと考える。このときアレー合成信号を入力とし、BPF と ADF で構成される FBF の周波数特性は

$$\begin{aligned}
H_{FBF} &= \frac{1}{1 - w_b^*} \\
&= \frac{1}{\rho^*} \\
&\simeq E\left[\frac{r}{\dot{y}}\right]
\end{aligned} \tag{4.15}$$

である。よって、この FBF はアレー合成信号 \dot{y} に対する逆フィルタとなり、FBF を単独で動作をさせたときと解が一致する。

4.2.5 最適化アルゴリズム

最適化アルゴリズムには次式で示される正規化 LMS を用いた。

$$\mathbf{W}(i+1) = \mathbf{W}(i) + \frac{\mu_f}{\mathbf{X}^H \mathbf{X}} \mathbf{X} e^* \tag{4.16}$$

ここで μ_f は $0 < \mu_f < 1$ を満たす適応係数を、 i は離散時刻を示す。また、 \mathbf{X} と \mathbf{W} はそれぞれ次式で表される $L+1$ 次元ベクトルである。

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}^T, y]^T \tag{4.17}$$

$$\mathbf{W} = [\mathbf{w}^T, w_b]^T \tag{4.18}$$

4.2.6 係数の変換

FFF

周波数領域における各ブランチに対する重みは式 (4.16) により求めることができる。これに対し、時間領域で信号処理を行う FFF は、OFDM の各サブキャリアにおけるそれぞれの重みの複素共役値を所望の周波数応答とする適応フィルタであると考えることがで

きる。そのため、次式に示すように式 (4.16) で求めた重みの複素共役値を IFFT により時間領域のインパルス応答に変換することによって、適応フィルタのフィルタ係数 $h_l(n)$ を求めることができる。

$$h_l(n) = \text{IFFT} [w_{0,l}^*, w_{1,l}^*, \dots, w_{K-1,l}^*] \quad (4.19)$$

ここで K は全サブキャリア数を示す。

FBF

FBF における ADF は回り込み伝搬路を実現すればよいことから、次式によってフィルタ係数の更新を行う [132]。

$$h(n, i+1) = h(n, i) + \mu_b \cdot \text{IFFT} \left[1 - \frac{r_0}{y_0}, 1 - \frac{r_1}{y_1}, \dots, 1 - \frac{r_{K-1}}{y_{K-1}} \right] \quad (4.20)$$

ここで μ_b は $0 < \mu_b < 1$ を満たす適応係数を示す。

4.2.7 適応係数の決定方法

適応係数 μ_f および μ_b は 3.5.1 節に示した通り収束条件が存在する。干渉キャンセラにおいては、FBF が存在することから、特に安定性に配慮する必要がある。一方で回り込みは上位局波や同一チャネル干渉と比較して時間変動は大きいと考えられる。具体的な値は計算機シミュレーションや野外実験などを通して経験的に決定した。具体的な値は次節に示す。

4.3 計算機シミュレーション

提案する干渉キャンセラの特性を評価するため、計算機シミュレーションを行った。シミュレーションシステムを図 4.2 に、伝送パラメータとシミュレーション条件をそれぞれ表 4.2, 4.3 に示す。また受信アンテナは前章の図 3.9 に示すように、2 素子のアレーアンテナを 3.3 波長間隔で配置し、ブロードサイドを 0 度としたとき、所望波の到来方向が 10 度、変調内容が異なる同一チャネル干渉波が 20 度の方向から到来するものとした。なお、これらの値は後述の野外実験と同じになるよう設定した。

また所望波の送信時に加わるブランチ間で完全な相関を有する雑音、および受信部で発生するブランチ間で無相関の雑音の両方を加えている。キャリアとこれらの雑音との電力比をそれぞれ所望波 C/N_t 、受信 C/N_r とする。また回り込み波は、それぞれのアレー

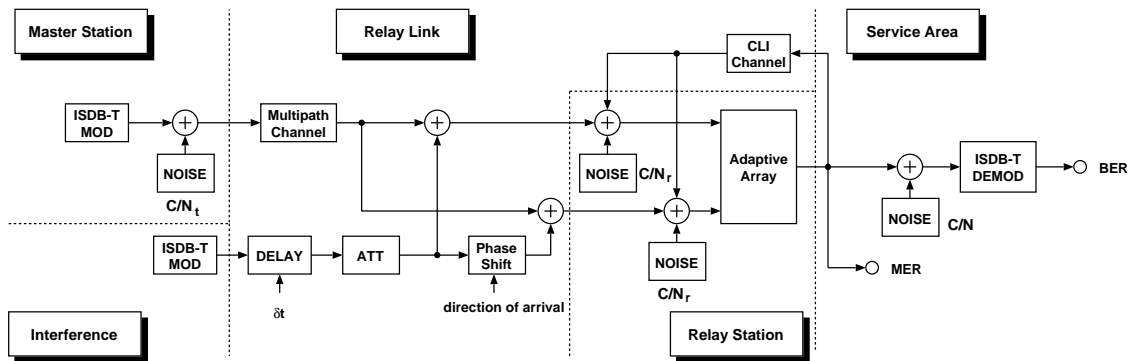


図 4.2 計算機シミュレーション系統

表 4.2 伝送パラメータ

ISDB-T モード	3
GI 比	1 / 8
キャリア変調	64QAM
符号化率	3 / 4

表 4.3 計算機シミュレーション諸元

アレー素子数	2
アレー素子間隔	3.3 波長
所望波 C/N_t	45 dB
受信部 C/N_r	45 dB

素子に対して同位相で加えた。干渉キャンセラのそれぞれのフィルタのフィルタ長および適応係数として設定した値を表 4.4 に示す。FFF と BPF のフィルタ長は、長くすると処理遅延も長くなってしまいうため、FFF は干渉除去、BPF は OFDM 信号の帯域を制限するという機能を果たすのに必要なフィルタ長（それぞれ 127、処理遅延合わせて約 $15.5 \mu\text{s}$ ）としている。一方、ADF のフィルタ長は、処理遅延とは無関係である。筆者らの検討 [141] によると、回り込み波は $91.2 \mu\text{s}$ 程度までキャンセルすると回り込みによる所要 C/N 劣化量が 0.1 dB 以下となることが分かっているため、これに必要十分な 1024（キャンセル可能な回り込み波の最大遅延時間 $126 \mu\text{s}$ ）とした。

中継局からの再送信信号に相当する干渉キャンセラの出力信号の変調誤差比

表 4.4 干渉キャンセラの設定値

適応係数 μ_f	0.2
適応係数 μ_b	0.4
FFF のフィルタ長	127
BPF のフィルタ長	127
ADF のフィルタ長	1024

(MER: Modulation Error Ratio) [127], および中継局からサービスエリアの受信機までの伝搬路における劣化と受信機で加わる熱雑音を想定した雑音を加えた後のビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) で干渉除去特性の評価を行った. 所要の BER は外符号復号後に擬似エラーフリーが得られる内符号復号後の $BER = 2 \times 10^{-4}$ とした.

4.3.1 SFN 放送波中継時の遅延プロファイル

上位局からの直接波の他に, 遅延時間が $1 \mu\text{s}$ で D/U が 6 dB のマルチパス, D/U が 10 dB の同一チャネル干渉, および D/U が -6 dB の回り込みが受信される条件下で SFN 放送波中継を行った場合の送受信信号の遅延プロファイルを, 同一チャネル干渉の δt が $2268 \mu\text{s}$ (2 シンボル, 所望波と干渉波がほぼ無相関) の場合と $10 \mu\text{s}$ (所望波と干渉波との SP 信号の相関が高い) の場合のそれぞれについて図 4.3, 4.4 に示す. 図 4.4 では干渉波を遅延プロファイル上で容易に識別できるように, δt を $10 \mu\text{s}$ とした. 干渉キャンセラを用いない場合, 回り込みの D/U が 0 dB 以下となると, 回り込み伝搬路も含めた中継局全体の伝達関数が不安定となり, 発振が生じ放送波中継自体を行うことができない. この条件下で, 干渉キャンセラは BPF と ADF で構成される FBF フィルタはフィルタ単体としては安定性を満足しなくなるものの, 回り込み伝搬路と ADF がバランスするように制御する. また, 表 4.2 の伝送パラメータにおける所要 C/N は約 20 dB であり, 同一チャネル干渉の D/U が 10 dB のときは, 回り込みがない場合でも干渉除去を行わないと, 伝送破綻が生じる.

遅延プロファイルは 4 シンボル区間の受信 SP を既知の送信 SP で除算し, これを IFFT して時間領域に変換することにより求めている. 図 4.3 に示す δt が $2268 \mu\text{s}$ の場合, 受信信号の遅延プロファイルには同一チャネル干渉によるノイズフロアの上昇と, 遅延時間が約 $18 \mu\text{s}$ の回り込み波によるピークが見られる.

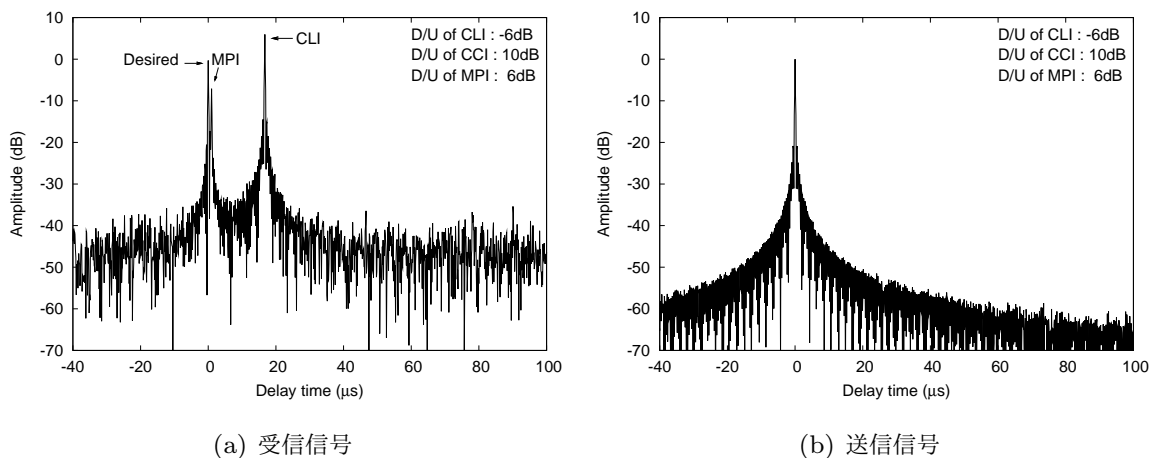


図 4.3 SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル ($\delta t : 2268 \mu s$)

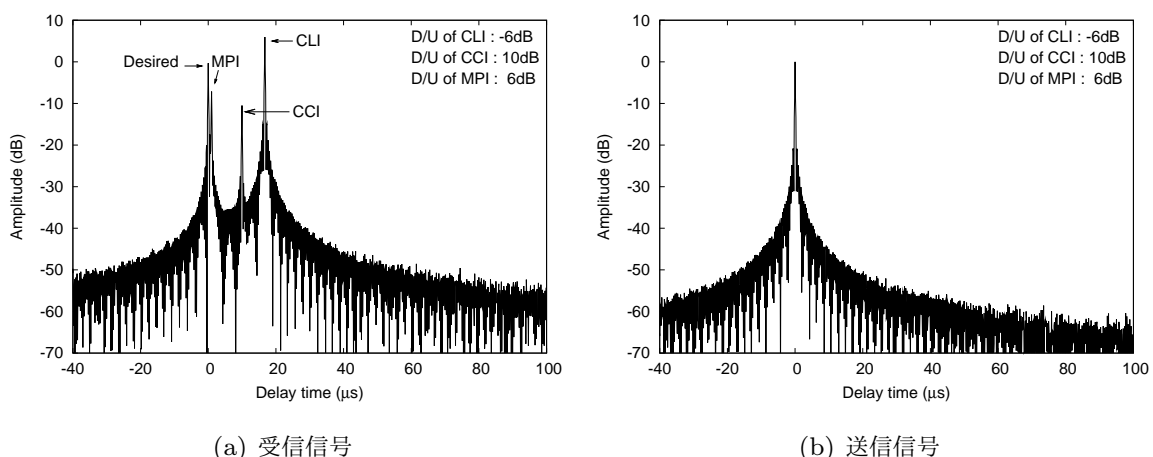


図 4.4 SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル ($\delta t : 10 \mu s$)

図 4.3 (b) に示す中継局からの再送信信号の遅延プロファイルにはマルチパス、同一チャンネル干渉、および回り込みは観測されず、干渉キャンセラによって除去されていることがわかる。一方、図 4.4 に示す δt が $10 \mu s$ の場合、(a) の受信信号の遅延プロファイル上には、干渉波が遅延時間 $10 \mu s$ 、相対振幅 -10 dB のピークとして観測されると同時に、 δt が $2268 \mu s$ の場合と比較して、ノイズフロアのレベルが低いことがわかる。これは、 δt が GI 長以内であるとき、SP を伝送するサブキャリアは、所望波、干渉波ともに同一のキャリアシンボルを伝送しており、干渉が生じないためである。この場合においても、 δt が $2268 \mu s$ の場合と同様に、出力信号は回り込みとマルチパス、および同一チャンネル干渉

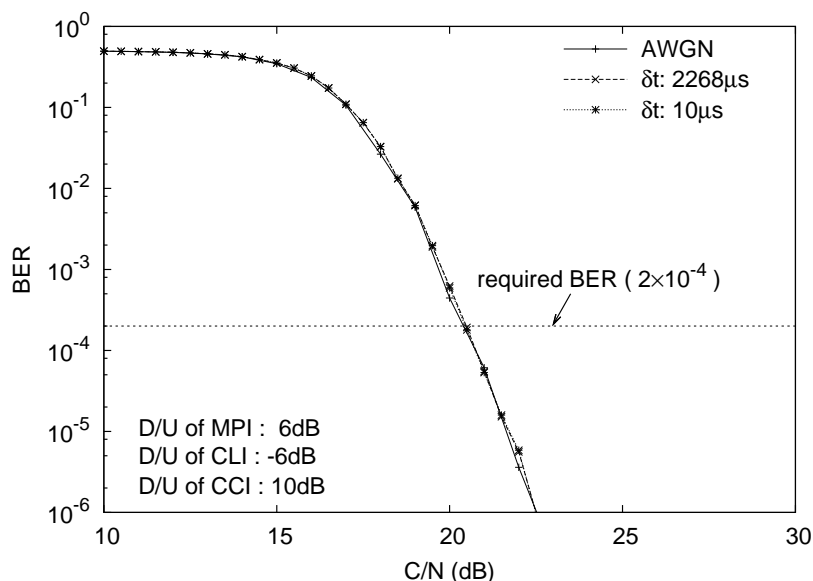


図 4.5 SFN 放送波中継時の受信信号の C/N に対する BER 特性

が抑圧されていることがわかる。

ここでは、波源が所望波源と同一チャネル干渉波源の二つであるため、アレーの素子数が 2 で、同一チャネル干渉と回り込みの除去および上位局波のマルチパスの等化の全てが実現できる。すなわち 2 素子アレーの持つ唯一の自由度は同一チャネル干渉除去のためのみに使われると考えられる。

4.3.2 C/N 対 BER 特性

このときの中継局からの再送信信号を受信する受信機における BER 特性を図 4.5 に示す。ここで、横軸はサービスエリアの受信機における熱雑音の C/N を、縦軸は内符号復号後のビット誤り率を表している。ガウス雑音特性（"AWGN" と表記）からの所要 C/N の劣化は約 0.1 dB であった。

4.3.3 D/U に対する干渉除去特性

同一チャネル干渉と回り込みの D/U に対する干渉除去特性をそれぞれ図 4.6, 4.7 に示す。ただし図 4.6 では回り込みの D/U を 0 dB, 図 4.7 では同一チャネル干渉の D/U を 10 dB としている。δt は 2268 μs (2 シンボル) および 0 μs (所望波と干渉波でシンボルタイミングと SP が同一サブキャリアで伝送される 4 シンボル周期が完全に一致する場

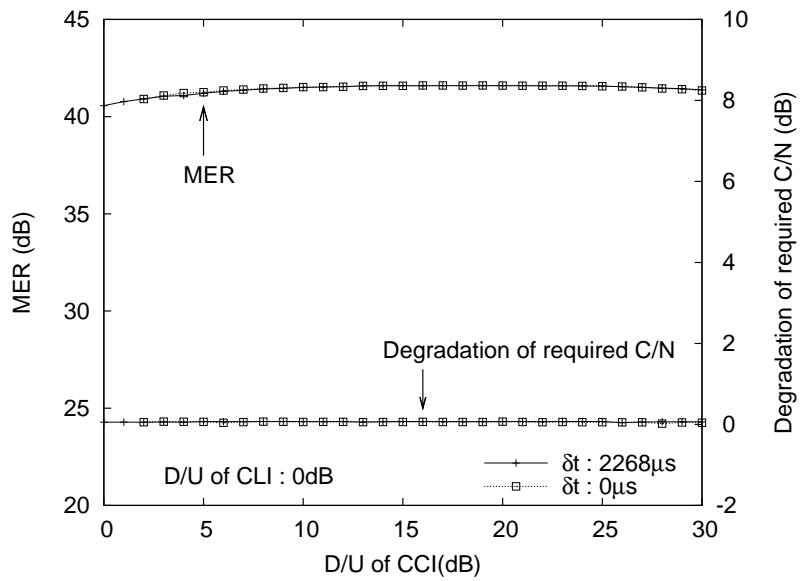


図 4.6 同一チャネル干渉の D/U に対する干渉除去特性

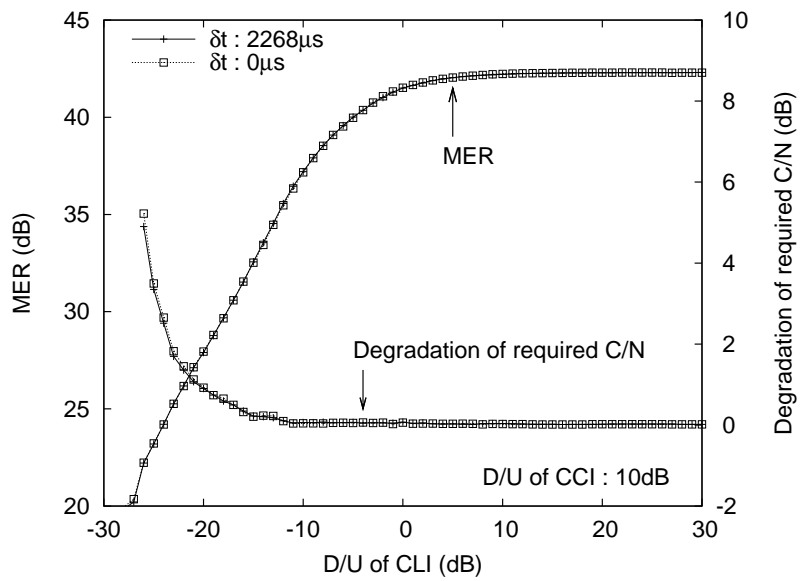


図 4.7 回り込み波の D/U に対する干渉除去特性

合) とした。回り込みの D/U が負の場合でも SFN 放送波中継が可能であることを示している。

表 4.5 野外実験を行った実験局の諸元

局名	目的		アンテナ	最大 送信出力
涌谷	上位局		4 素子双ループ 2 段 1 面	60 W
東和米川	干渉波送信局		8 素子リング 1 段 1 面	5 W
気仙沼	中継局	送信	4 素子ダイポール 3 段 3 面	10 W
		受信	1.8 m ϕ グリッドパラボラ 2 基	—

4.4 野外実験

ISDB-T 用干渉キャンセラの試作機を用いた野外実験を行った。なお本実験は放送波中継局用の各種補償器に関する長期検証 [128, 129] を目的として設置したみやぎ実験局において、2005 年 7 月に実施した。

4.4.1 実験方法

実験における送受信点は前章と同じである（図 3.14）。涌谷局から所望波を UHF 16 チャンネル、最大送信出力 60 W で送信した。また東和米川局から所望波とは変調内容が異なる ISDB-T 波を同一チャンネル干渉波として、送信出力 5W で送信した。気仙沼局ではこれらの送信波を受信し、干渉キャンセラにて伝送信号品質の劣化を改善した後、増幅し、最大送信出力 10 W で SFN 再送信した。気仙沼局における所望波と干渉波の到来角度差は約 10 度である。受信アンテナには送信アンテナと同一の鉄塔上に設置した 2 基の 1.8 m ϕ グリッドパラボラアンテナを使用し、設置間隔は 2 m (3.3 波長) とした。アレーのブロードサイド方向と所望波、干渉波の到来角度との関係は、それぞれ 10 度、20 度である。なお、前節で用いた到来信号モデル（図 3.9）はこれを模擬したものである。設置位置と設置間隔は、物理的制約のもと、アレー合成パターンのグレーティングローブのピークが干渉波の到来方向と一致しないこと、および送受アンテナ間結合量が小さくなる

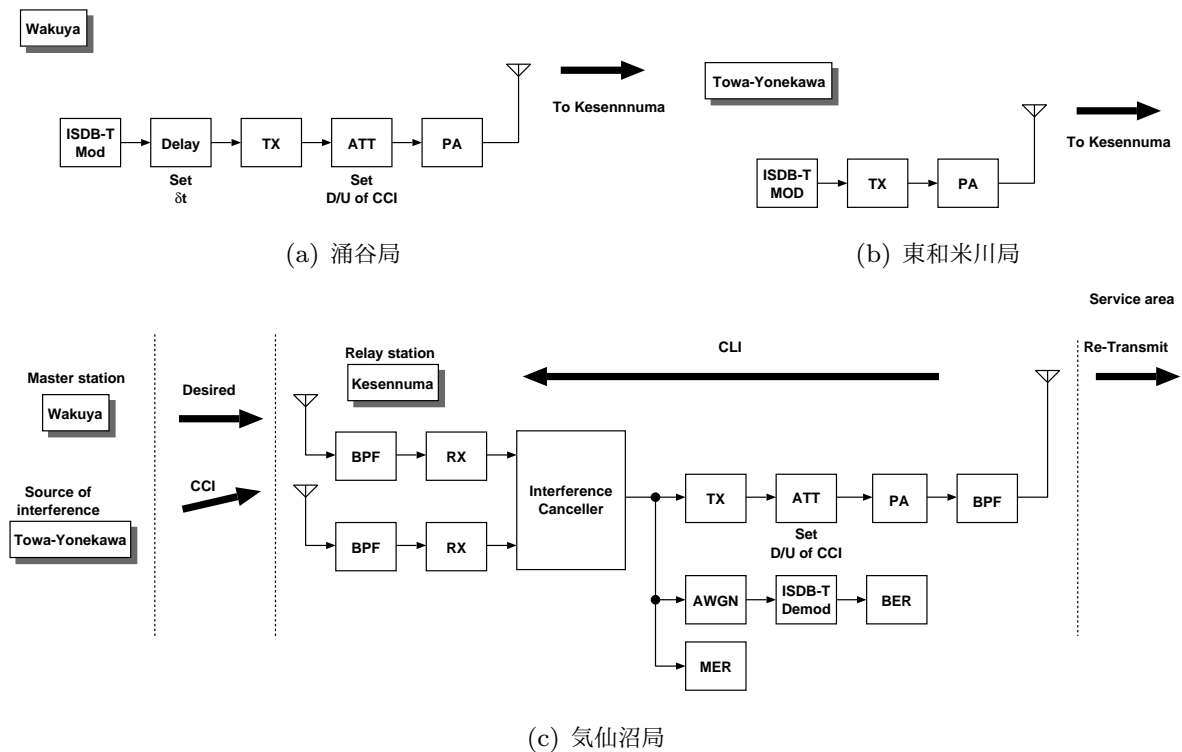


図 4.8 野外実験系統

ように考慮して決定した．2 m のアンテナ間隔の場合，電波の到来角度によって決まる空間相関係数 [130] が約 0.14 となり，グレーティングローブの影響をほとんど受けることがない．また，送受アンテナ間結合量は，設置場所によって 5 dB 程度の差があり，最終的な設置場所では 2 つの受信系統でそれぞれ -83.4 ， -85.9 dB であった．この値は送信アンテナと受信アンテナが同一鉄塔上に設置されている非分離局における回り込み結合量としては平均的な値である [141]．実験系統を図 4.8 に，実験局の諸元を表 4.5 に示す．

同一チャンネル干渉の D/U は，上位局において，送信変換の出力に減衰器を挿入し，送信出力を調整することで設定した．また，中継局における所望波と干渉波の SP の受信タイミング差 δt は，上位局の変調器の出力に遅延器を挿入し，遅延量を調整することで設定した．回り込みの D/U は中継局において，送信変換の出力に減衰器を挿入し，送信出力を調整することで設定した．

実験では中継局における，受信信号と再送信信号の C/N 対 BER 特性および MER 特性の測定を行った．伝送パラメータは計算機シミュレーションと同じ（表 4.2）とした．なお，干渉キャンセラのアレー素子数は 2 であり，自由度は 1 である．表 4.4 に示した設定値は計算機シミュレーションと同じ値である．

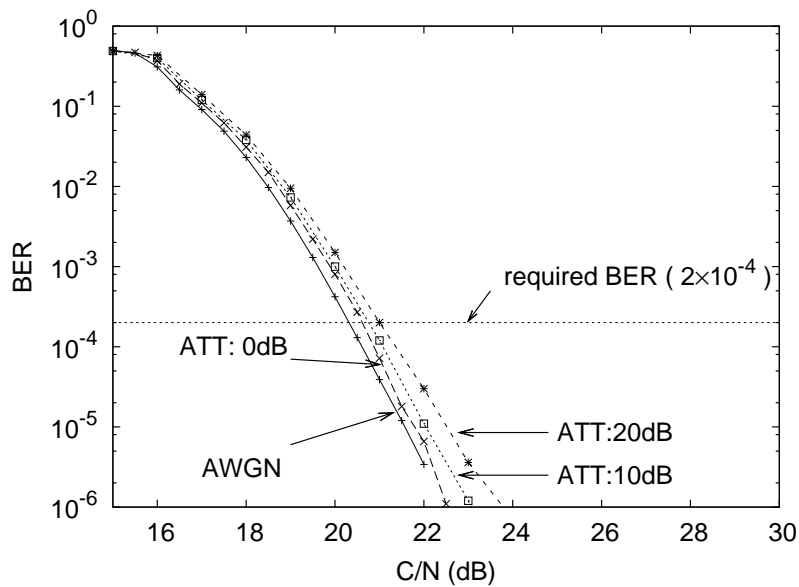


図 4.9 上位局波のみを送信した場合の受信信号の C/N に対する BER 特性

表 4.6 上位局波の送信出力減衰量と MER および所要 C/N 劣化量との関係

減衰量 (dB)	MER (dB)	所要 C/N 劣化量 (dB)
0	42.5	0.2
10	38.6	0.3
20	30.4	0.7

4.4.2 実験結果

上位局波の送信出力調整による影響

本実験では干渉波の送信出力を一定とし，上位局波の送信出力を調整することにより干渉波の D/U を設定した．まず，干渉波送信局，および中継局を停波し，上位局波のみを送信した．上位局の送信出力を変化させた場合の，中継局における単一受信アンテナ出力の BER 特性を図 4.9 に，MER およびガウス雑音特性（"AWGN" と表記）からの所要 C/N 劣化量を表 4.6 に示す．なお，ここでは干渉キャンセラは用いていない．送信出力を小さくすることにより，中継局における受信電力は低下する一方で，受信部において加わる白色雑音のレベルは変化しないため，C/N が劣化し，伝送特性に劣化が生じることがわかる．以下，所望波の受信電力と受信部において加わる熱雑音電力の比を受信 C/N

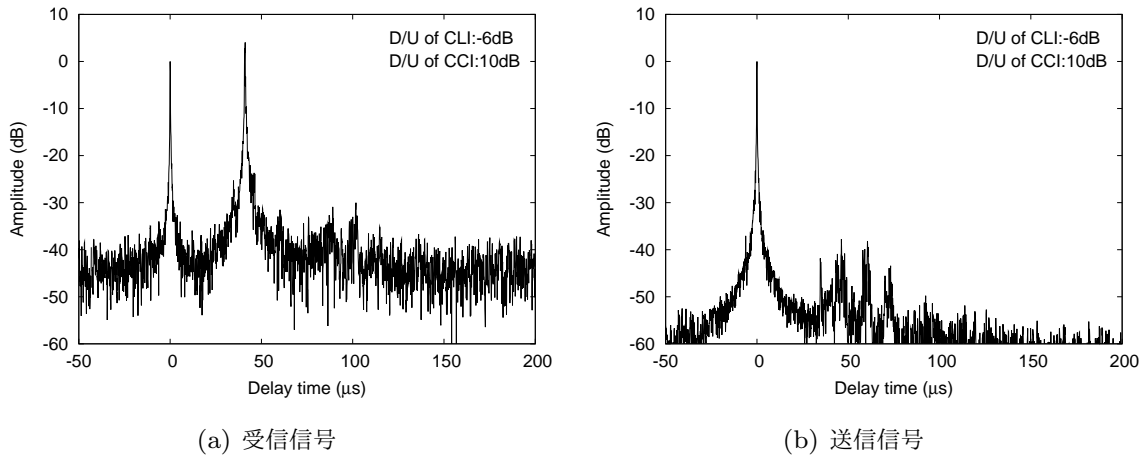


図 4.10 SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル ($\delta t : 2268 \mu\text{s}$)

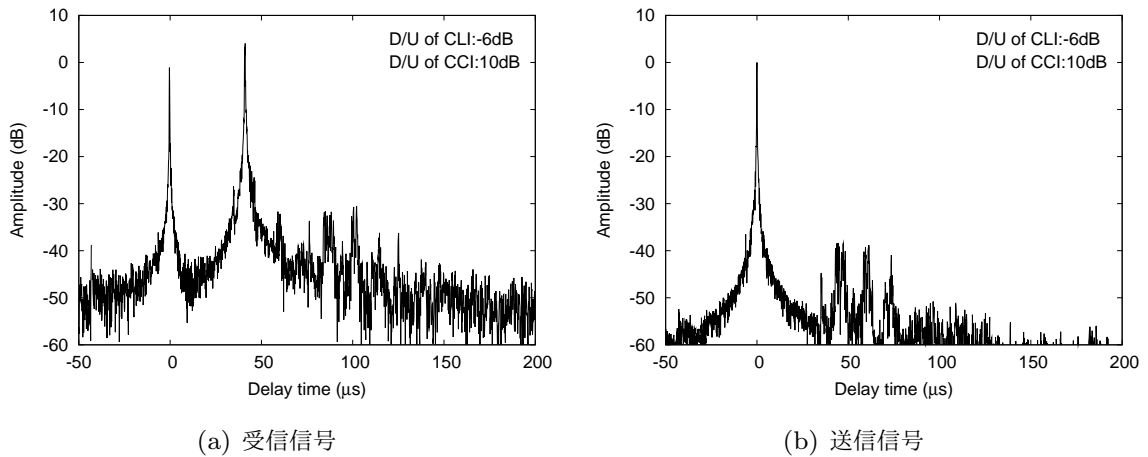


図 4.11 SFN 放送波中継時の受信信号および送信信号の遅延プロファイル ($\delta t : 0 \mu\text{s}$)

と呼ぶ。

本実験では干渉波数とアレーの自由度が一致するため、受信 C/N が干渉 D/U と比較して充分大きい場合、アレーの自由度は干渉除去に使われ、干渉キャンセラによって受信 C/N が改善されることはない。したがって図 4.9 に示した所望波のみを送信した場合の特性が再送信波の信号品質の上限となる。

SFN 放送波中継時の遅延プロファイル

中継局において同一チャネル干渉の D/U が 10 dB、回り込み D/U が -6 dB となる条件で SFN 放送波中継を行った。送受信信号の遅延プロファイルを、 δt が $2268 \mu\text{s}$ の場合と $0 \mu\text{s}$ の場合について、それぞれ図 4.10, 4.11 に示す。図 4.10 (a) に示す受信信号の遅

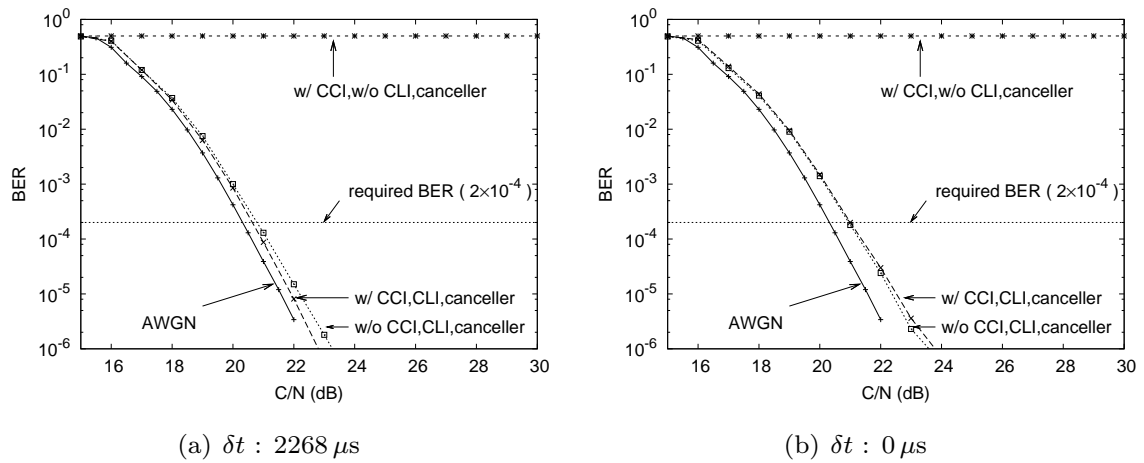


図 4.12 SFN 放送波中継時の受信信号の C/N に対する BER 特性

延プロファイルには同一チャネル干渉によるノイズフロアの上昇と、遅延時間が約 $40 \mu s$ の回り込みによるピークが見られるが、干渉キャンセラの出力信号（同図 (b)）では、同一チャネル干渉が除去されているのと同様に回り込みも 40 dB 以上抑圧されていることがわかる。

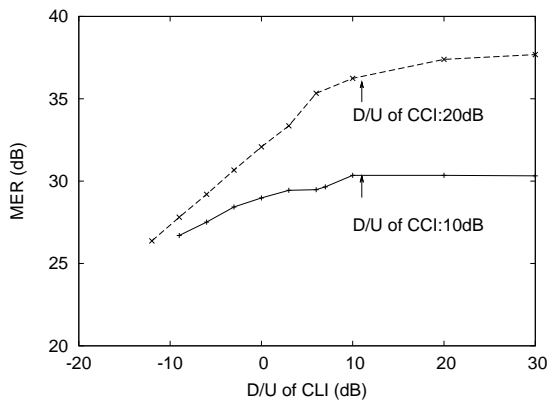
一方、図 4.11 (a) は、図 4.10 (a) と比較してノイズフロアのレベルが低いことがわかる。これは、 δt が $0 \mu s$ の場合、SP を伝送するサブキャリアにおいて同一チャネル干渉が生じないためである。この場合においても、 δt が $2268 \mu s$ のときと同様に、干渉キャンセラの出力信号は回り込みが 40 dB 以上抑圧されていることがわかる。

C/N 対 BER 特性

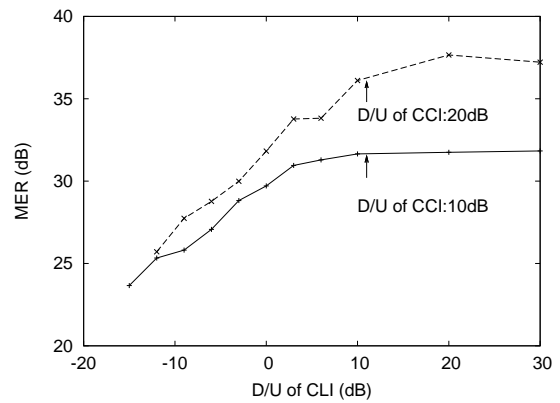
次に、中継局から再送信される干渉キャンセラの出力信号の C/N 対 BER 特性を図 4.12 に示す。ガウス雑音特性からの所要 C/N の劣化は約 1.0 dB であった。この所要 C/N 劣化の要因には、前述した受信電力の低下にともなう受信部熱雑音の影響の増加によるものも含まれる、と考えられる。同一チャネル干渉と回り込みのどちらも存在しない場合に、所望波のみを単一のアンテナで受信し、干渉キャンセラは用いない場合（“w/o CCI, CLI, canceller” と表記）を基準とした所要 C/N 劣化量は約 0.3 dB であった。

回り込み D/U に対する干渉除去特性

次に、干渉波の D/U を 10 および 20 dB とし、中継局からの再送信電力を変えることで変化させた回り込み D/U に対する干渉除去特性の測定を行った。干渉キャンセラ出力

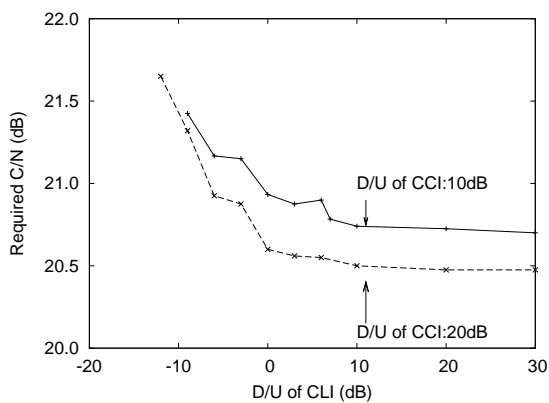


(a) $\delta t : 2268 \mu s$

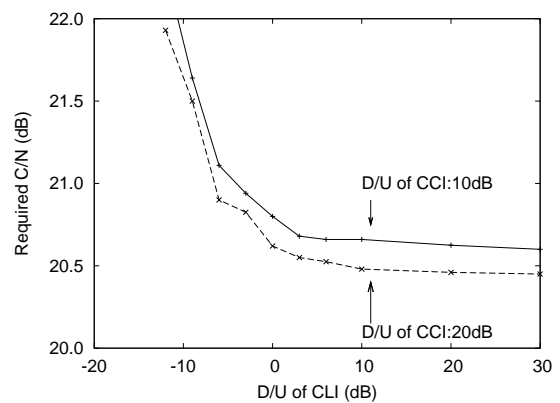


(b) $\delta t : 0 \mu s$

図 4.13 回り込み D/U に対する MER 特性



(a) $\delta t : 2268 \mu s$



(b) $\delta t : 0 \mu s$

図 4.14 回り込み D/U に対する所要 C/N 特性

信号の MER および所要 C/N をそれぞれ図 4.13, 4.14 に示す。

これらの結果には、同一チャネル干渉の D/U を設定するために上位局波送信出力を調整したことによる影響が含まれていると考えられる。干渉キャンセラによる同一チャネル干渉と回り込みのキャンセル特性を評価するため、SFN 放送波中継時の所要 C/N 劣化量から、受信 C/N の低下に起因する劣化分を差し引き、干渉除去後の同一チャネル干渉と回り込みの残留分による所要 C/N の劣化量を求めた。結果を図 4.15 に示す。回り込み D/U が 0 dB 以上のときは、同一チャネル干渉と回り込みによる所要 C/N 劣化量は 0.1 dB 程度であった。よって、同一チャネル干渉環境にある中継局においても、ほぼ劣化

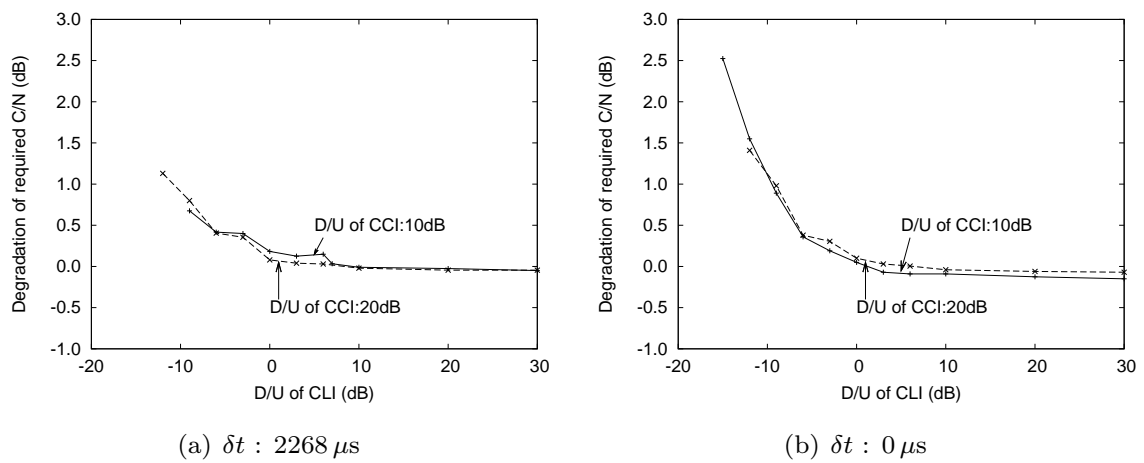


図 4.15 回り込み D/U に対する干渉除去後の同一チャネル干渉と回り込みによる所要 C/N 劣化量の関係

のない SFN 放送波中継を実現することが可能であると考えられる。

4.5 むすび

アダプティブアレーとフィードバックフィルタを縦続接続した構成による地上デジタル放送の SFN 放送波中継局用の干渉キャンセラを提案した。アレー合成による指向性制御によって同一チャネル干渉を除去すると同時にダイバーシティ合成を行い、またアレー合成で除去できない回り込み波を、フィードバックフィルタによって生成した回り込み波のレプリカを逆相合成することによってキャンセルする。計算機シミュレーションおよび試作装置を用いて実施した野外実験の結果より提案した干渉キャンセラの有効性と、同一チャネル干渉環境において SFN 放送波中継を実現できる可能性を示した。

第 5 章

チャンネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする Pre-FFT 型アダプティブアレー

本章では、一般家庭での受信にアダプティブアレーを応用することを目的として、第 3 章で示した Post-FFT 型と比較して少ない計算量で実現可能な Pre-FFT 型アダプティブアレーを提案する。提案手法では、シンボル判定値を用いて生成する再変調時間領域信号を参照信号とするとともに、周波数領域の 1 タップ等化器で等化可能なマルチパスによるチャンネル歪みを周波数領域の参照信号に乗算する。また再変調を行う際に SP に対して摂動を加えることで、SP の受信タイミングが一致した干渉波を除去できることを示す。GI 相関を利用する従来手法では SP の受信タイミングだけでなく、シンボルタイミングが一致する場合にも干渉が除去することができないため、本論文の目的を達成するためには充分ではないことを明らかにするとともに、提案手法はサービスエリアで想定される劣悪な受信環境に対して耐性を有することを計算機シミュレーションおよび野外実験の結果から示す。

5.1 本章の目的

地上デジタル放送は 2003 年 12 月に東京、名古屋、大阪の三大都市圏で放送が開始されて以降、順次放送エリアが拡大され、2011 年 7 月の完全デジタル化に向けて準備が進められてきた。多くの送信所が設置されたことで、電波の異常伝搬などにより、所望波と同じチャンネルで所望波とは異なる番組を放送している電波が遠方から到来して、同一チャ

ネルの干渉妨害を引き起こすことが考えられる。前章まででは放送波中継局の上位局波受信における同一チャンネル干渉除去手法を示したが、サービスエリアにおける家庭での固定受信向けに、より簡易な構成でかつ低 D/U マルチパス環境でも干渉除去効果を得ることができる技術が求められている。本章では、地上デジタル放送同士の干渉環境にある固定受信機に応用することを想定し、チャンネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とするアダプティブアレーを提案する。計算機シミュレーションの結果より提案手法の有効性を示すとともに実際の難視聴地区において試作装置を用いて実施した野外実験の結果について述べる。

地上デジタル放送 (ISDB-T : Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial) の送信所が多数設置されたことで、電波の異常伝搬などにより、所望波と同じチャンネルで所望波とは異なる番組を放送している電波が遠方より到来して、同一チャンネルの干渉妨害を引き起こすことが考えられる。こうした同一チャンネル干渉の対策として、アダプティブアレーを用いた干渉除去 [93, 101, 120–123, 136, 137] が効果的な手法として知られている。第 3, 4 章では地上デジタル放送の放送波中継局における上位局波受信に混入する同一チャンネルの干渉波の対策として、MMSE (Minimum Mean-Squared Error) アダプティブアレーを用いる同一チャンネル干渉除去手法を提案した。放送波中継用の干渉除去装置は送信側の設備であり、低計算量であることよりも高精度な干渉除去が求められる。このためアンテナ数分の FFT 処理部を必要とするものの、OFDM のサブキャリアごとに最適な合成指向特性が形成できる Post-FFT 型の構成を採用している。また、ある程度の信頼度が確保されている中継回線に使用することを前提としているため、極端に劣悪な受信環境には対応していない。特に SFN (Single Frequency Network) のサービスエリアのような低 D/U のマルチパス環境では十分な干渉除去特性が得られないという問題がある。放送波中継用では、サービスエリア内での受信マージンを確保するために、干渉除去後に所要のビット誤り率 (BER : Bit Error Ratio) が得られることは最低条件であり、干渉による伝送特性の劣化をいかに抑圧するかが重要になるのに対し、受信機用では干渉除去後に所要の BER が得られることが必要十分条件となる。このように放送波中継用と受信機用ではアダプティブアレーに対する要求条件は大きく異なっている。

一方、低計算量で実現できる OFDM アダプティブアレーとしては FFT の前に信号合成を行う Pre-FFT 型があり、遅延時間が GI (Guard Interval) 長を越えるマルチパス波を抑圧するためのアダプティブアレーとして [54, 58] などが示されている。また、[56, 96, 142] において固定受信のための OFDM アダプティブアレーが提案されている。これは遅延時間が GI を越えるマルチパスを抑圧することを想定しているもの、送

信元が異なる同一チャネル干渉に対しても有効である。

しかし地上デジタル放送同士の混信においては、所望波と干渉波がともに ISDB-T に準拠した信号であることを考える必要がある。[54,58] で提案されている手法は、GI と有効シンボル区間の末尾が同一であるという OFDM 信号の特徴を利用し、遅延時間が GI 長を越えるマルチパスの抑圧を目的としていることから、干渉波が所望波と同一方式で、シンボル長および GI 比が同じである場合には、干渉波を抑圧することができない場合がある。すなわち、所望波と干渉波のシンボルタイミングが一致する場合、それらを区別することができず、干渉波を抑圧することが課題となる。その他、パイロット信号を用いる手法 [143] を地上デジタル放送に適用した場合、SP (Scattered Pilot) 信号が同一サブキャリアで伝送される 4 シンボル周期が所望波と干渉波で一致したとき、双方に同じパイロット信号が含まれているため、干渉波を抑圧することができない。さらに固有ベクトルを用いる手法 [144] も提案されているが、所望波と干渉波が無相関であると仮定されており、地上デジタル放送同士の干渉において両者に含まれる SP 信号に相関がある場合には適用が困難となることが考えられる。

本章では、地上デジタル放送同士の同一チャネル干渉が存在する固定受信環境での放送波受信へ応用することを目的とし、チャネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする Pre-FFT 型アダプティブアレーを提案する。通常の OFDM 受信機と同じ周波数領域における 1 タップの等化器を併用し、低計算量で、劣悪な受信環境に対する耐性が得られることを計算機シミュレーションの結果より示すとともに、試作装置を用いて実施した野外実験の結果について述べる。

5.2 再変調時間領域信号を参照信号とするアダプティブアレー

家庭などの固定受信環境の受信機へ応用することを想定し、以下の 4 点を要求条件とした。

- (1) 低 D/U の干渉波に対して耐性を有すること
- (2) 低 D/U のマルチパス波に対して耐性を有すること
- (3) シンボルタイミングおよび 4 シンボル周期が一致した ISDB-T 干渉を抑圧できること
- (4) 低計算量であること

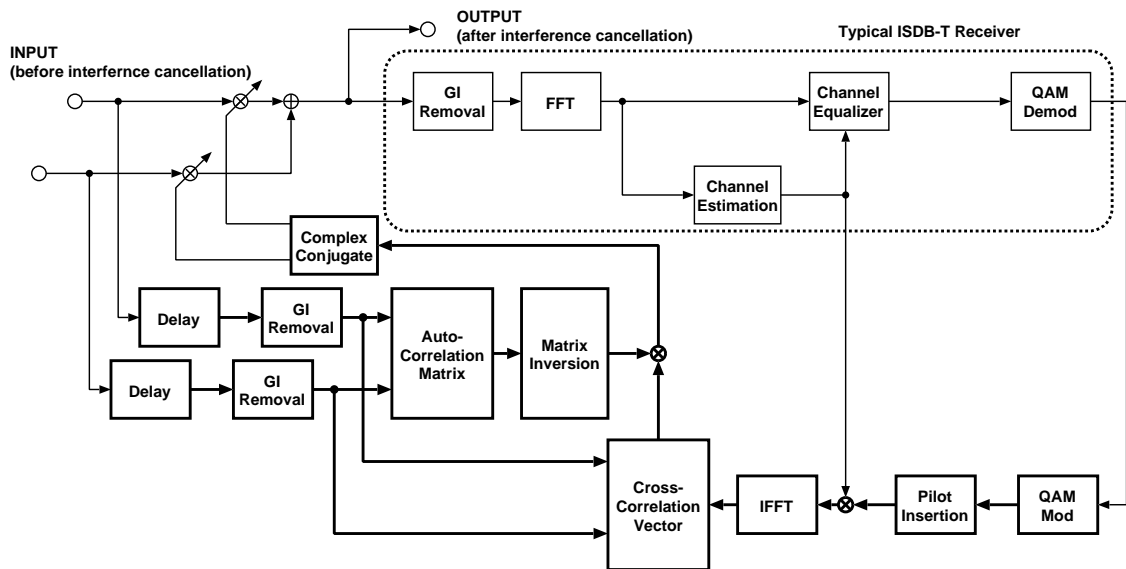


図 5.1 Pre-FFT 型アダプティブアレー

ここで 4 シンボル周期とは、ISDB-T において同一のサブキャリアに受信側の等化基準信号である SP (Scattered Pilot) が割り当てられるシンボル方向の周期である。同一チャネル干渉環境における所望波と干渉波の 4 シンボル周期のタイミング差を δt と表記する。これは SP の受信タイミングの差であり、またシンボル番号が 4 の定数倍となる OFDM シンボル間のタイミング差と言い換えることもできる。3.3.1 節で述べた通り、 δt が 0 になると、伝送シンボルのうち 1/12 を占める SP だけは所望波と干渉波で同一、それ以外のデータシンボルは異なるという状況となり、SP だけを観測すると所望波と干渉波を区別することができない。実際の放送では、二つの送信局で独立に変調を行う場合、これらが一致することもあり得るため、そのような特殊な条件においても干渉除去効果を得ることが必要である。なお、本章では到来波のうちレベルの大きいものを所望波とするものとし、干渉 D/U は正の場合のみを考える。

図 5.1 に提案するアダプティブアレーの構成を示す。時間領域でアレー合成を行う Pre-FFT 型とし、通常受信機と同じ周波数領域における Post-FFT 型の 1 タップのチャンネル等化器を併用する。アレーの動作規範は、チャンネル等化後のキャリアシンボルをシンボル判定し、IFFT により OFDM 再変調した時間領域信号を参照信号とする MMSE とした。また、シンボル判定後のキャリアシンボル (以下、再生キャリアシンボルと呼ぶ) に SP を用いて求めたチャンネル応答を乗算することにより、チャンネル等化器で等化可能なチャンネル歪みに対してアレーが不感となるよう、重み制御アルゴリズムを構成した。

5.2.1 アレー合成

複数のアンテナで受信した等価ベースバンド信号を,

$$\mathbf{x}(n) = [x_0(n), x_1(n), \dots, x_{L-1}(n)]^T \quad (5.1)$$

とする. ここで n は離散時間, L は受信アンテナ数を, 上付きの T は転置を示す. 重み係数ベクトルを

$$\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{L-1}]^T \quad (5.2)$$

とすると, アレー合成は次式により表される.

$$y(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(n) \quad (5.3)$$

ここで上付きの H は複素共役転置を, $y(n)$ はアレー合成信号を示す.

5.2.2 チャネル等化, シンボル再生

アレー合成信号から GI を除去した有効シンボル区間の信号に対して, DFT (FFT) 処理を行い周波数領域信号に変換する.

$$Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \exp(-2\pi jn(k - \frac{K-1}{2})/N) \quad (5.4)$$

ここで k は任意のサブキャリア番号を, N は FFT ポイント数を示す.

あらかじめ振幅と位相が決められている SP を S_{i_p, k_p} とすると, シンボル番号 i_p , サブキャリア番号 k_p の時間, 周波数におけるチャネル応答 U_{i_p, k_p} は次式で表される.

$$U_{i_p, k_p} = \frac{Y_{i_p, k_p}}{S_{i_p, k_p}} \quad (5.5)$$

これをシンボル方向, サブキャリア方向の順に内挿補間することで, 全サブキャリアにおけるチャネル応答 U_k が得られる. 本章では, 固定受信への適用を目的としていることから, 遅延広がりが GI 長以内で, 緩やかに変動する時変チャネルを想定し, 内挿補間としてキャリア方向は $1/3$ の帯域幅を持つフィルタを, シンボル方向は線形補間を用いた.

FFT 後のキャリアシンボル Y_k を OFDM 信号のサブキャリアごとにチャネル応答 U_k で除算することにより, チャネル等化を行う.

$$Z_k = \frac{Y_k}{U_k} \quad (5.6)$$

ここで Z_k はチャネル等化後のキャリアシンボルを示す。このとき、式 (5.6) は、

$$Z_k = T_k + \frac{N_k}{U_k} \quad (5.7)$$

と書換えることができる。ただし、 T_k は送信キャリアシンボル、 N_k は雑音成分および残留干渉波成分を示す。よって、 N_k が十分小さければ、

$$\begin{aligned} D_k &= \text{dec}(Z_k) \\ &= T_k \end{aligned} \quad (5.8)$$

となり、再生キャリアシンボルは送信シンボルと一致する。ここで dec は硬判定、再マッピングを表し、与えられたキャリアシンボルとのノルムが最も小さい送信キャリアシンボルを返す関数である。

5.2.3 SP の置き換え

式 (5.8) でシンボルを再生した後、SP には雑音成分が含まれているので、後述の参照信号の精度を良くするために既知シンボルに置き換える。

5.2.4 SP に対する摂動

シンボルタイミングおよび、SP が同一サブキャリアに挿入される 4 シンボル周期が、所望波と干渉波で完全に一致した場合 ($\delta t = 0$)、所望波と干渉波はともに同一の SP 信号を送信しており、SP を伝送するキャリアに着目すると、干渉信号成分が存在しないこととなる。よって後述の最小化すべき評価関数に局所的最小値が生じ、干渉波を除去することができなくなる。そこで、重み係数を最適化する際に局所的最小解から脱し、大域的最小解へ導くために、SP に対して摂動を加えることとした。これにより、SP を伝送しているキャリアについては所望波、干渉波ともに抑圧対象となり、両者を抑圧する方向に重み係数を修正するように作用し、その他のデータキャリアは干渉波を抑圧する方向に重み係数を修正するように作用するため、結果的に評価関数が大域的最小値を取る重み係数へと収束することを目的とするものである。具体的には、単純に置き換えるのではなく、以下のようにした。

$$\hat{D}_k = \begin{cases} \alpha S_k, & k \bmod 12 = 3 (i \bmod 4) \\ D_k, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.9)$$

$$\alpha = \begin{cases} \alpha', & \text{MER} < \text{th} \ \& \ (i \bmod m) = 0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5.10)$$

ここで、MER（変調誤差比：Modulation Error Ratio）はキャリアシンボルの送信シンボルの推定値としての確からしさを示し、言い換えるならば、干渉除去後の信号品質を示している。これがあらかじめ定めたしきい値 th を下回り、かつシンボル番号 i があらかじめ定めたシンボル間隔 m の整数倍であるとき、 S_k に定数 α' を乗じることにより、SP に摂動を加える。本章では適度な摂動を与えるため、実験的に $th = 19$ dB, $\alpha' = 1/2$, $m = 3$ とした。摂動の効果に関しては、後述の 5.3.2 節に示す。

5.2.5 OFDM 再変調

SP を既知の値 S_{k_p} に置き換えた再生キャリアシンボルを \hat{D}_k とする。これにチャンネル応答 U_k を乗算し、参照信号とする。

$$R_k = U_k \hat{D}_k \quad (5.11)$$

ここで、 R_k はチャンネル応答乗算後のキャリアシンボルを示し、参照信号の周波数領域表現である。ここでは、チャンネル歪みを含む再生信号を参照信号として用いることで、マルチパスを含む所望波が受信される環境において、まず、アレー合成によって干渉波を除去し、続いてマルチパスによるチャンネル歪みをチャンネル等化器によって等化することを意図している。

周波数領域の参照信号 R_k は、次式の IDFT (IFFT) 処理によって時間領域の参照信号 $r(n)$ に変換する。

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-(K-1)/2}^{(K-1)/2} R_k \exp(j2\pi kn/N) \quad (5.12)$$

ここで K は伝送に用いられる全サブキャリア数を示す。

5.2.6 重み係数の最適化

時間領域でのアレー合成に用いる重み係数は、アレー素子数分の等価ベースバンド信号からなる入力ベクトル $\mathbf{x}(n)$ を重み付け合成したアレー合成信号 $y(n)$ と参照信号 $r(n)$ との平均自乗誤差が最小となるよう、最適化することにより求める。ここで、入力信号の GI 区間はマルチパス等により所望波成分の直交性が崩れていることが考えられるため、重み係数の最適化には GI が除去された有効シンボル区間のみの等価ベースバンド信号を用いるものとした。

また、アレー入力ベクトル $\mathbf{x}(n)$ は、入力信号がアレー合成および上述の処理を経て参照信号 $r(n)$ が生成されるまでの演算に要する時間だけ遅らせる必要があるため、図 5.1 において GI 除去の前に遅延器を配置している。

最適化において最小化すべき評価関数である平均自乗誤差は、次式により定義される。

$$E \left[|e(n)|^2 \right] = E \left[|r(n) - y(n)|^2 \right] \quad (5.13)$$

ここで $E[\cdot]$ は期待値演算を示す。式 (5.13) の評価関数を最小化する重み係数 \mathbf{w}_{opt} は、

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xr} \quad (5.14)$$

により与えられる [120]。ここで \mathbf{R}_{xx} は $\mathbf{x}(t)$ の自己相関行列、 \mathbf{r}_{xr} は $\mathbf{x}(t)$ と $r(t)$ の相互相関ベクトルを示す。これらをシンボルごとに次式により更新する。

$$\mathbf{R}_{xx}(m) = \lambda \mathbf{R}_{xx}(m-1) + (1-\lambda) E \left[\mathbf{x}(n) \mathbf{x}^H(n) \right] \quad (5.15)$$

$$\mathbf{r}_{xr}(m) = \lambda \mathbf{r}_{xr}(m-1) + (1-\lambda) E \left[\mathbf{x}(n) r^*(n) \right] \quad (5.16)$$

ただし、上付きの * は複素共役を、 m は係数更新回数を示す。また λ は $0 \leq \lambda < 1$ を満たす適応係数であり、忘却係数と呼ばれる。よって、重み係数ベクトル \mathbf{w} は次式により求めることができる。

$$\mathbf{w}(m) = \mathbf{R}_{xx}^{-1}(m) \mathbf{r}_{xr}(m) \quad (5.17)$$

最適化すべき重み係数の数は Post-FFT 型の場合、サブキャリア数と受信アンテナ数の積 (KL) となるのに対し、Pre-FFT 型の場合、受信アンテナ数 (L) である。ISDB-T のモード 3 の場合、 $K = 5617$ であり、適応係数の最適化に要する計算量は大幅に小さくなる。

5.3 計算機シミュレーション

提案するアダプティブアレーの干渉除去特性を評価するため計算機シミュレーションを行った。シミュレーションシステムを図 5.2 に、諸元を表 5.1 に示す。ここでは干渉除去アルゴリズムを評価するため、同期は理想的なものとした。また、本章では固定受信への応用を考えているため、受信アンテナは、アレーのブロードサイドが所望波到来方向と一致するように半波長間隔で配置するものとし、 $\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{I}$ (単位行列)、 $\mathbf{r}_{xr} = [1, 1]^T$ を初期値として与え、合成指向特性の初期値が一様励振パターンとなるようにした。また、明記しない場合アレー素子数は 2 とし、忘却係数の値は 0.8 とした。

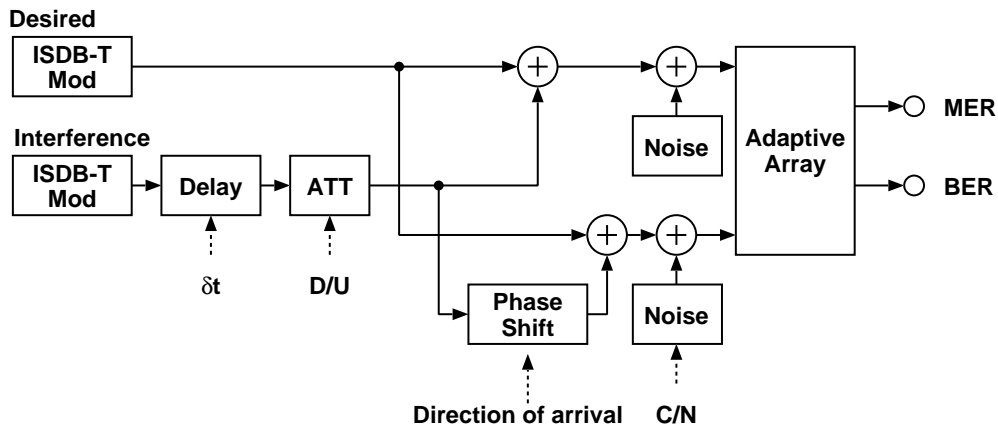


図 5.2 計算機シミュレーション系統

表 5.1 計算機シミュレーション諸元

ISDB-T モード	3
FFT ポイント数 N	8192
サブキャリア数 K	5617
有効シンボル長	1008 μs
GI 比	1/8
GI 長	126 μs
キャリア変調	64QAM
符号化率	3/4

5.3.1 SP 受信タイミング差に対する干渉除去特性

所望波と干渉波の SP 受信タイミング差 δt に対する干渉除去特性を図 5.3 に示す。ただし、C/N は 30 dB、干渉波の D/U は 10 dB、到来角度は 20 度とした。[96] で提案されている GI 相関を利用したアダプティブアレー（”従来法”と表記）および提案法の干渉除去特性をそれぞれ (a), (b) に示す。なお、ここでは所要の BER が得られない場合でも定量的な評価を行うため、MER を評価基準とした。(a) に関しては、ほとんどの場合、良好に干渉が除去されているが、所望波と干渉波のシンボルタイミングが一致したとき、すなわち δt がシンボル長の整数倍となるとき、干渉除去特性に劣化が生じている。これ

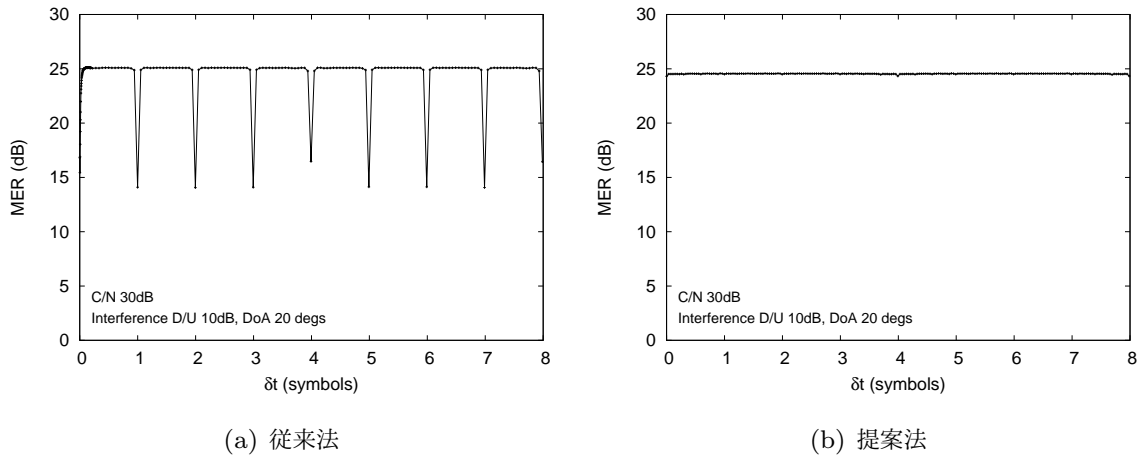


図 5.3 SP 受信タイミング差に対する MER 特性

は、GI と有効シンボル区間の末尾の時間位置が所望波と干渉波で一致すると、干渉波の存在が最小化する評価関数に現れないためと考えられる。ただし、[96] ではこのような受信環境を想定しているわけではなく、ここで想定している受信環境に関しては、シンボルタイミングが一致するという条件下で干渉除去効果が得られないことを示すのみである。よって放送事業者が異なるなど、所望波と干渉波の送信タイミングが管理されていない場合を考えると、本論文の目的である、所望波と干渉波が同一方式 (ISDB-T) であり所望波とは変調内容の異なる干渉波を抑圧するためには、従来法は充分ではないと言える。一方、提案法ではシンボルタイミングだけでなく、SP が同一サブキャリアで伝送される 4 シンボル周期が一致している場合でも、良好に干渉が除去されることがわかる。

5.3.2 SP に対する摂動が与える影響

SP 置き換えにおいて、式 (5.9), (5.10) の摂動の有無を変えて、干渉波の D/U に対する MER を求めた結果を図 5.4 に示す。ただし、C/N は 40 dB, 干渉波の到来角度は 20 度、所望波と干渉波の SP 受信タイミングは完全に一致しているものとした ($\delta t = 0$)。摂動なし (“w/o perturbation” と表記) は、式 (5.10) において、常に $\alpha = 1$ とした場合を示す。図 5.4 より、SP 受信タイミング差が一致し、また干渉 D/U が 10 dB より小さい場合、摂動を用いないと式 (5.8) のシンボル判定における誤りの影響により重み係数が最適値へ収束せず、干渉除去効果が得られていないことがわかる。一方、摂動を用いると、低 D/U の干渉環境においても重み係数が最適値へ収束し干渉を抑圧できることがわかる。

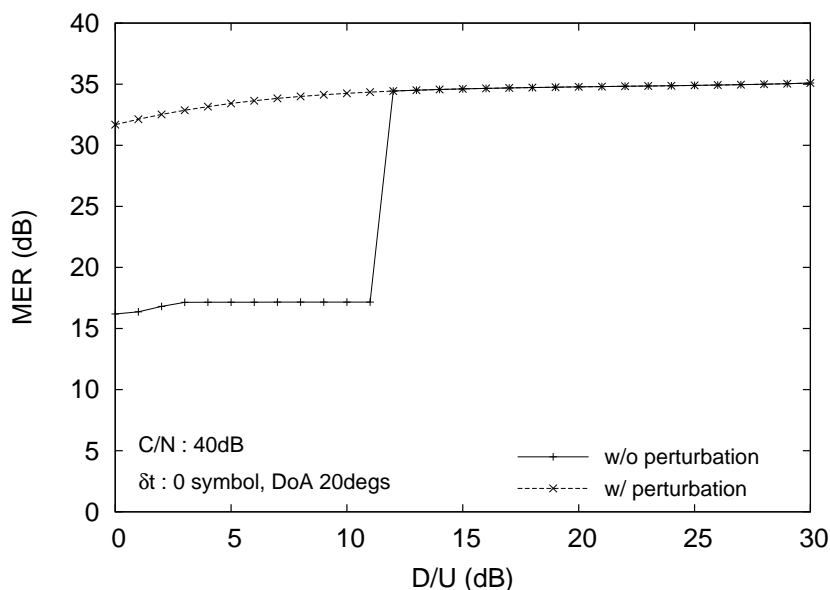


図 5.4 干渉波の D/U に対する MER 特性（摂動による効果）

5.3.3 干渉波の D/U に対する干渉除去特性

図 5.5 に干渉波の D/U と所要 C/N の関係を示す．ただし干渉波の到来角度は 50 度とした．なお，所要 C/N は外符号復号後に擬似エラーフリーが得られる内符号復号後の $BER = 2 \times 10^{-4}$ となる C/N とした．また， δt は所望波と干渉波に含まれる SP が完全に一致する 0 シンボルの場合と，ほぼ無相関となる 2 シンボルの場合とした．また，受信アンテナ数が 1 の場合および 2 系統の受信信号を単純合成した場合のガウス雑音環境における所要 C/N も合わせて示している．図 5.5 より，D/U が 0 dB 近くになっても，干渉が抑圧されており，低 D/U の干渉波に対する耐性を有することがわかる．また，D/U が大きくなるにつれて，ガウス雑音環境における 2 素子受信の所要 C/N (“2br AWGN”) に漸近しており，干渉除去効果とともに合成利得も得られていることがわかる．

5.3.4 到来角度に対する干渉除去特性

図 5.6 に干渉波の到来角度に対する所要 C/N を示す．ここで横軸の到来角度が小さいときは，アレーによる干渉除去効果を得るのが困難であることを示している．以下に示す空間相関係数 [130] は，素子間隔および所望波と干渉波の到来角度差が干渉除去特性に及

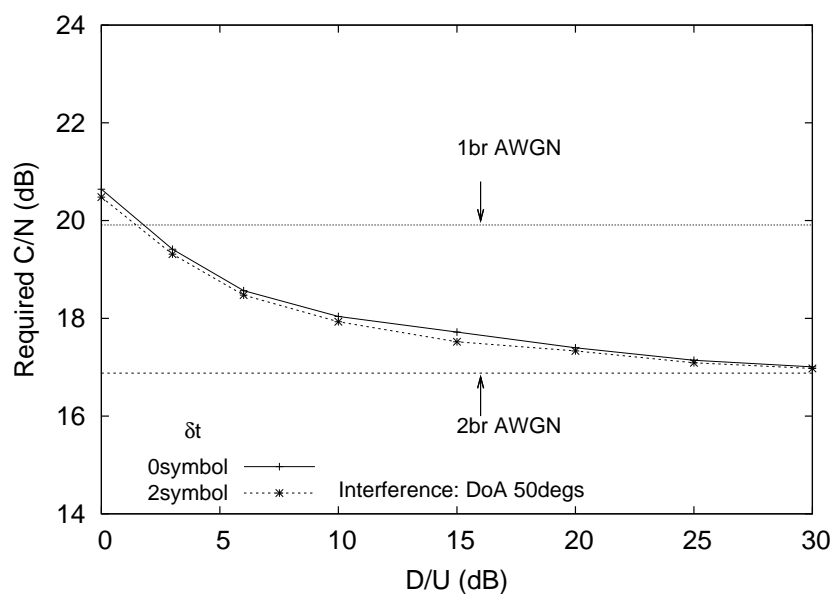


図 5.5 干渉波の D/U に対する所要 C/N 特性

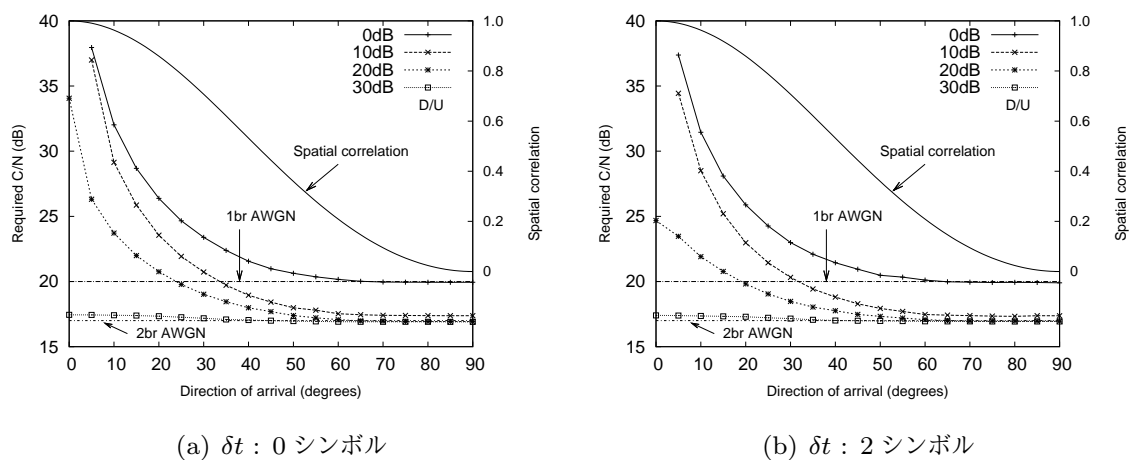


図 5.6 干渉波の到来角度に対する所要 C/N 特性

ぼす影響を定量的に表す指標であり、 $\beta = 0$ の場合、干渉波がない場合と同じ所望波の受信特性が得られ、また $\beta = 1$ の場合、干渉波を抑圧することはできない [131].

$$\beta = \frac{|g^H(\theta_D)g(\theta_U)|}{\sqrt{|g^H(\theta_D)g(\theta_D)||g^H(\theta_U)g(\theta_U)|}} \quad (5.18)$$

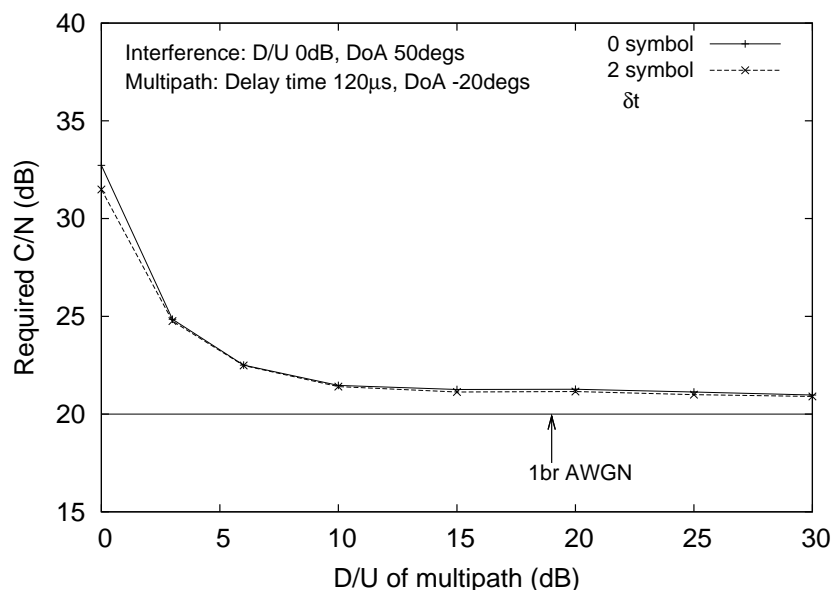


図 5.7 マルチパスの D/U に対する所要 C/N 特性

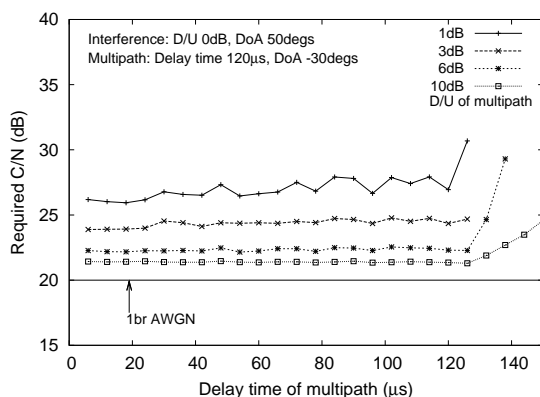
ここで θ_D , θ_U はそれぞれ所望波と干渉波の到来角度である．また， $\mathbf{g}(\theta)$ は到来角 θ に対するのアレー伝搬ベクトルであり，素子数 L ，素子間隔 d および波長 λ を用いて次式で定義される．

$$\mathbf{g}(\theta) = \left[1, \exp(j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta), \dots, \exp(j \frac{2\pi d(L-1)}{\lambda} \sin \theta) \right]^T \quad (5.19)$$

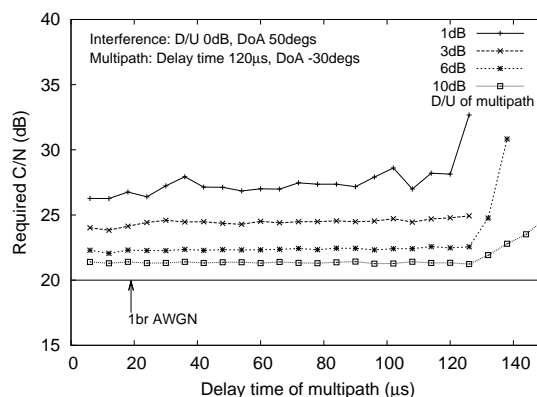
干渉 D/U が 0 dB の場合，到来角度差が大きくなるにつれてガウス雑音環境における 1 素子受信の所要 C/N (“1br AWGN”) に漸近している．所望波と干渉波の到来角度間の空間相関係数は $L = 2$, $d = 0.5\lambda$ の場合，到来角度が大きくなるにつれて小さくなり，90 度で 0 となる．よってアレーの自由度 1 を干渉除去のために用いるため，干渉は抑圧できても，合成利得は得られない．また到来角度が 5 度の場合，空間相関係数は 0.9906 と大きい，C/N が充分高ければ受信可能となることがわかる．

5.3.5 マルチパス環境における干渉除去特性

干渉波に加えて所望波のマルチパスが受信される環境における干渉除去特性を評価した．図 5.7 にマルチパスの D/U に対する所要 C/N を示す．ただし干渉波の D/U は 0 dB, 到来角度は 50 度で，マルチパス波の到来角度は -30 度，遅延時間は $120 \mu\text{s}$ とした．マルチパスによりチャネル応答のリップルが生じるため，一部のサブキャリアの C/N が



(a) $\delta t : 0$ シンボル



(b) $\delta t : 2$ シンボル

図 5.8 マルチパスの遅延時間に対する所要 C/N 特性

劣化し、D/U が小さくなるにつれて所要 C/N も大きくなるが、D/U が小さく、遅延時間が長いマルチパスが受信される環境においても干渉除去効果が得られることがわかる。

図 5.8 にマルチパスの遅延時間と所要 C/N の関係を示す。マルチパスの遅延時間が GI 長以内の場合、ほぼ一定の干渉除去特性が得られていることがわかる。遅延時間が GI 長 (126 μs) を越えると、シンボル間干渉およびキャリア間干渉が生じるため、マルチパス波が実質的に干渉波となり、計 2 波の干渉波に対して受信アンテナ数が 2 ではアレーの自由度が足りなくなるため干渉除去特性に劣化が生じる。

5.3.6 マルチパス環境における合成指向特性

遅延時間が GI 内であるマルチパスがアレーの合成指向特性へ及ぼす影響を評価した。マルチパス波の到来角度に対する干渉除去特性を図 5.9 に、マルチパス波の到来角度を -90 度から 90 度まで 10 度おきに変えたときの合成指向特性を図 5.10 に示す。ただし C/N は 30 dB、干渉波の D/U を 3 dB、到来角度を 50 度とし、また D/U が 3 dB、遅延時間が 120 μs のマルチパス波が到来するものとした。

図 5.9 より、マルチパスの到来角度によらず良好に干渉が除去されていることがわかる。ただし、マルチパスの到来角度が約 -10 ~ -20 度の場合を中心に、MER に若干の劣化が見られる。これは干渉波の到来角度である 50 度との空間相関係数が 0 近くとなる角度に相当する。すなわち、干渉波の到来方向に合成指向特性のヌルを形成すると、その到来角度との空間相関係数が小さい角度に対する指向特性が大きな利得をもつため、干渉波を抑圧するために生じたグレーティングローブにより所望波よりも大きな利得でマルチパ

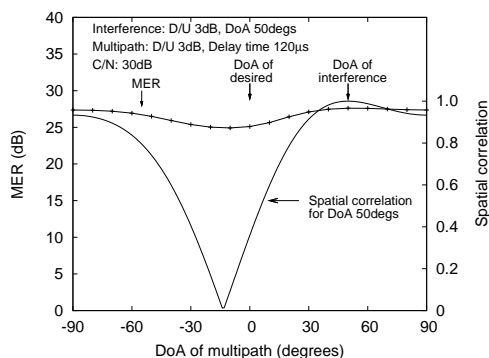


図 5.9 マルチパスの到来角度に対する MER 特性

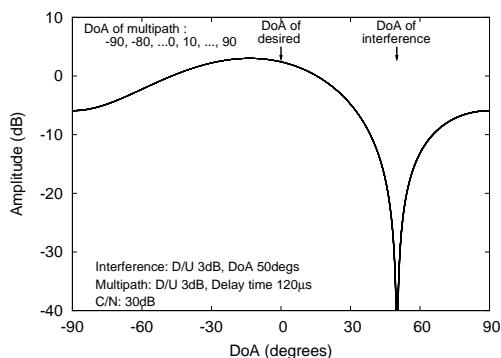


図 5.10 マルチパス環境における合成指向特性

ス波を受信し、MER が劣化したものと考えられる。

また、図 5.10 では ± 90 度の範囲を 10 度おきにマルチパスの到来角度を設定した 19 通りの場合についての合成指向特性をプロットしているが、それらを区別することはほとんどできない。すなわち、マルチパスがどの角度から到来しても、ほぼ同じ合成指向特性が形成されており、アレーの動作がマルチパスの到来角度の影響をほとんど受けず、干渉波を抑圧するための合成指向特性が形成されていることを意味する。これは、参照信号にマルチパスによるチャネル歪みを含めていることによると考えられる。

5.3.7 劣悪な受信環境における干渉除去特性

サービスエリアにおける劣悪な受信環境の例として、干渉波の D/U が 0 dB、到来角度が 50 度、マルチパス波の D/U が 0 dB、遅延時間が $120 \mu\text{s}$ 、到来角度が -20 度の場合の、受信 C/N に対する BER 特性を図 5.11 に示す。マルチパスにより所要 C/N は劣化するものの、劣悪な受信環境においても干渉波が抑圧されていることがわかる。

5.3.8 3 素子アレー

次に提案法は 3 素子以上の場合にも適用できることを示す。受信アンテナ数を 3、干渉波数を 2 とし、干渉波の到来角度をそれぞれ -40 度と 20 度としたときの BER 特性を図 5.12 に示す。ただし D/U はいずれも 0 dB とした。所要 C/N 劣化は約 3 dB であった。C/N が 30 dB のときの合成指向特性を図 5.13 に示す。2 波の到来角度方向に合成指向特性のヌルが形成されていることがわかる。また、所望波と一方の干渉波との到来角度差が 20 度と小さいことから、合成指向特性の最大値が所望波到来角度よりも負の角度側にず

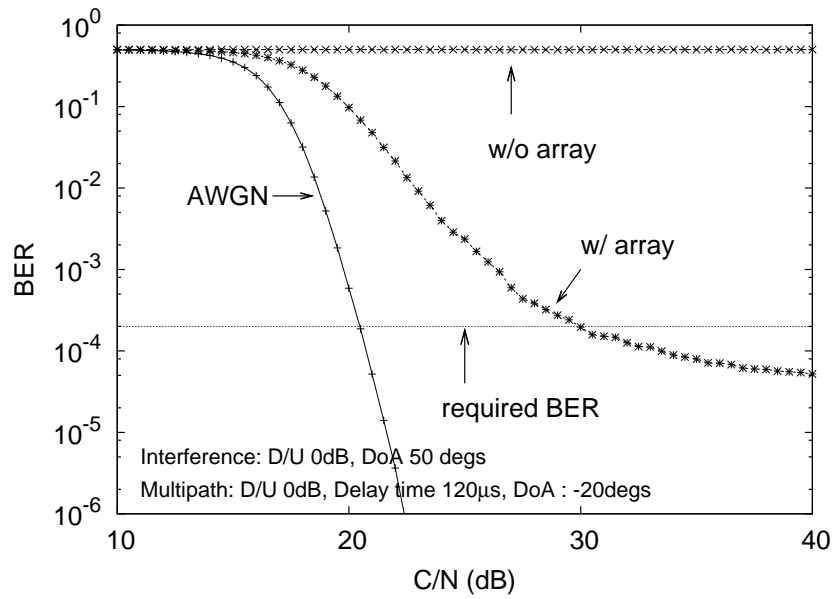


図 5.11 劣悪な受信環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

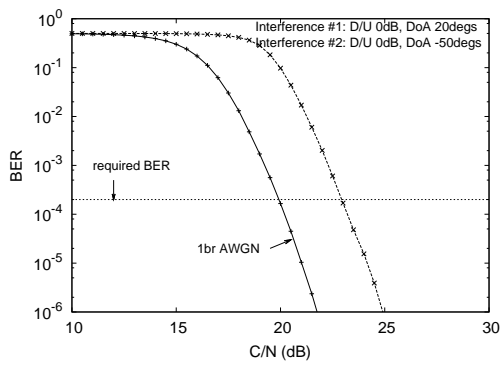


図 5.12 3 素子アレーの受信信号の C/N に対する BER 特性

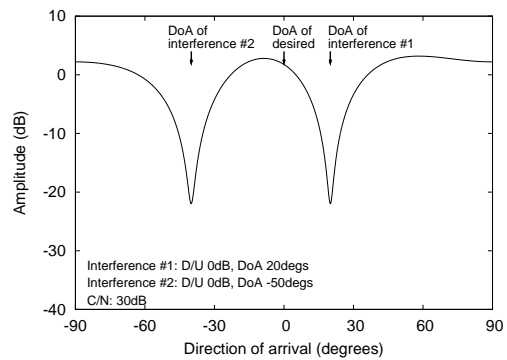


図 5.13 3 素子アレーの合成指向特性

れている。その他、干渉波のキャンセル残差により、所要 C/N に劣化が生じたと考えられる。

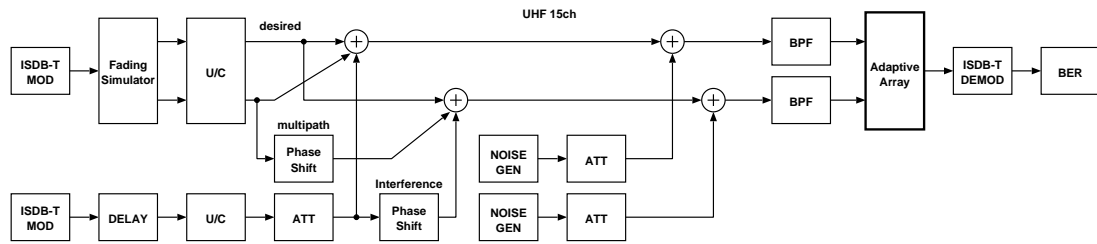


図 5.14 室内実験系統

5.4 室内実験

5.4.1 実験方法

提案手法の干渉除去特性を評価するため、試作装置を用いた室内実験を行った。実験系統を図 5.14 に示す。なお、D/U が大きくなってもシンボル同期位置が一致している場合、従来法では干渉波を抑圧することはできないので、ここでは、提案法のみ結果を示す。伝送パラメータは計算機シミュレーションと同じである。また、試作装置はアレー合成後の時間領域信号を出力し、通常受信機と組み合わせて使用する構成とした。以下、装置の入力信号（図 5.1 の”INPUT”）を干渉除去前の信号、装置の出力信号（同図，“OUTPUT”）を干渉除去後の信号と呼ぶ。干渉除去後の信号を一般受信機に入力して BER を測定した。試作装置では GI 相関を利用してシンボル、クロックおよび周波数同期を、また TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) 信号を復調することによりフレーム同期再生を行った。

5.4.2 実験結果

図 5.15 に干渉波の D/U に対する所要 C/N を計算機シミュレーションの結果と合わせて示す。ただし、干渉波の到来角度は 50 度とした。試作装置の出力信号を接続する受信機も含めた装置劣化が約 0.9 dB 程度見られるが、両者の特性は概ね一致していることがわかる。

図 5.16 に干渉波とマルチパスが受信される環境における干渉除去特性を示す。ただし干渉波の D/U は 6 dB, 到来角度は 50 度で、マルチパスの到来角度は -30 度、遅延時間は 110 μ s とした。両者の干渉除去特性はよく一致していることがわかる。

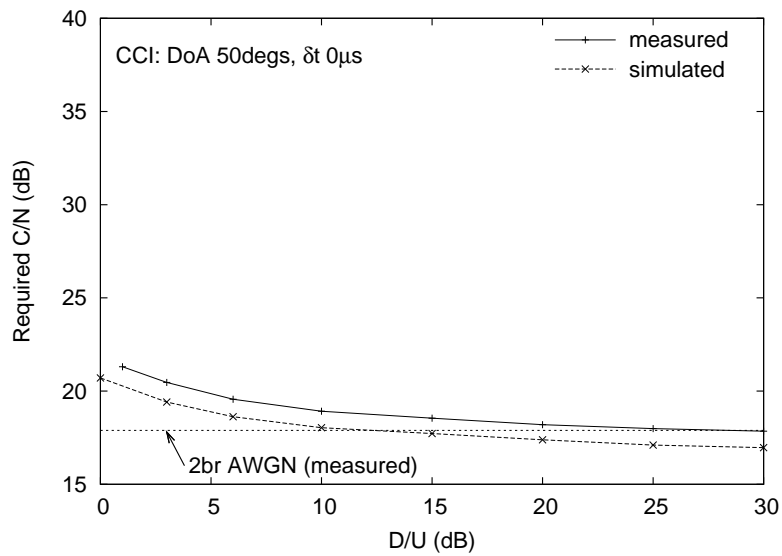


図 5.15 干渉波の D/U に対する所要 C/N 特性 (室内実験)

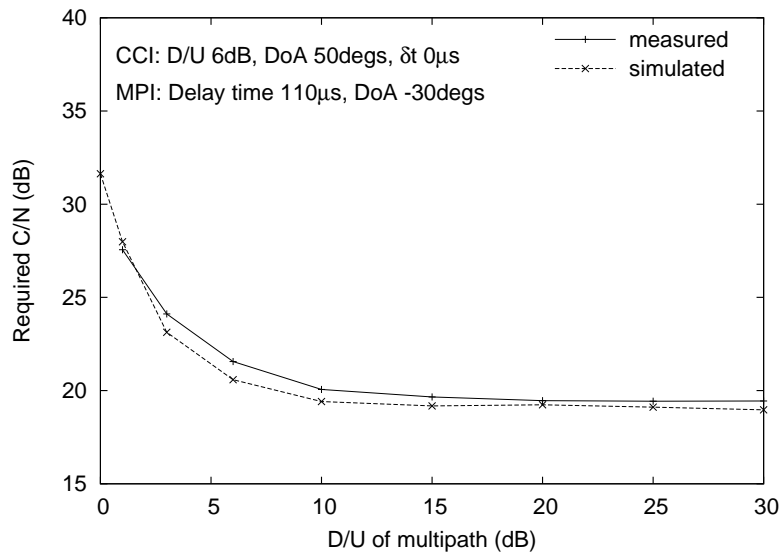


図 5.16 マルチパスの D/U に対する所要 C/N 特性 (室内実験)

5.5 野外実験

実際の電波伝搬環境における提案手法の干渉除去特性を評価するために、試作装置を用いた野外実験を行った。所望波と干渉波の同期位置が必ずしも一致する電波環境ではない

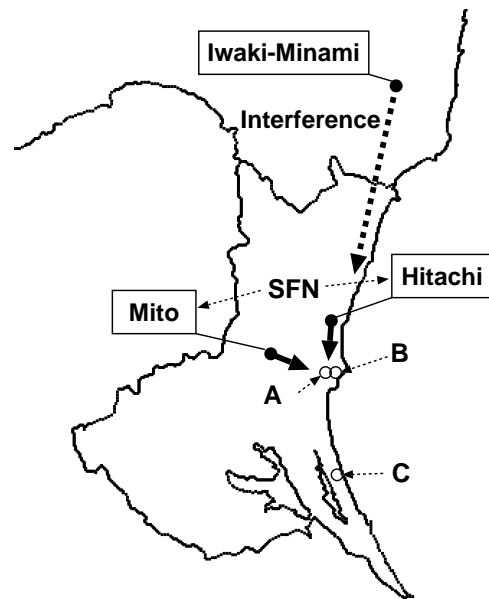


図 5.17 野外実験を行った実験場所（日立地区）

が，地上デジタル放送の受信不良が発生している地区において，2 基の 14 素子八木アンテナを使用して電波を受信し，干渉除去前後の MER と受信可否によって評価を行った．

5.5.1 日立地区における干渉除去実験

実験方法

実験場所を図 5.17 に示す．鹿島灘沿岸の一部の地区では基幹局である水戸局の放送波が地形により遮蔽されるため，水戸局と SFN の関係にある日立局を受信している．ところが 2008 年 10 月に隣県の福島県で異なる番組を放送するいわき南局が試験電波発射を開始したところ，日立局の 13 ch および 17 ch の受信に干渉による受信不良が発生した．このため緊急措置としていわき南局は送信電力を 20 W から 2 W へ減力した．今回の実験は，いわき南局が減力したにも関わらず水戸局，日立局ともに受信できない地点を選定して，2009 年 12 月に行った．送受信点間距離，受信点における北を基準とする送信点の方位，および所望局である日立局と水戸局，いわき南局との差を表 5.2 に示す．受信アンテナは所望局である日立局に向けて地上高 10 m で水平方向に並べて設置した．アンテナの間隔は，物理的な制約のもとで，所望局と干渉局の位置関係から決まる空間相関係数が小さくなるよう考慮し，0.8 m とした．

なお本小節の実験は，野外で取得した波形データを用いた室内再現実験である．野外で

表 5.2 送受信点の地理的關係（日立地区）

送信	受信			
		A	B	C
日立 (所望局)	距離 (km)	15.3	15.4	51.3
	方位 (度)	-1.9	-5.9	-0.9
水戸 (SFN 局)	距離 (km)	21.5	22.6	45.2
	方位 (度)	-77.9	-74.3	-27.5
	角度差 (度)	-77.9	-29.5	74.3
いわき南 (干渉局)	距離 (km)	72.7	72.5	107.9
	方位 (度)	13.2	12.4	8.7
	角度差 (度)	15.1	18.3	9.6

は放送波をアンテナで受信し、周波数変換したベースバンド信号を A/D 変換して記録した。その後、室内実験システムで、記録したデジタル信号を再生し、D/A 変換および周波数変換して試作装置に入力して実験、評価を行った。

実験結果

干渉除去前後の MER の測定結果を図 5.18 に、受信可否を表 5.3 に示す。なお、図 5.18 の MER 20 dB の線は正受信となる目安の値である。それぞれの実験場所で 3 ~ 12 dB 程度の MER の改善が得られ、一部受信不可であったチャンネルも干渉除去装置を用いることで受信可となった。

例として、測定地点 A における 13ch の干渉除去前後のコンスタレーションと遅延プロファイルをそれぞれ図 5.19, 5.20 に示す。図 5.19 の干渉除去前の受信信号には、干渉波によるコンスタレーションの散らばり、遅延プロファイルのノイズフロアの上昇に加え、日立局と SFN の関係にある水戸局からの放送波と考えられるマルチパス成分が見られる。一方、図 5.20 の干渉除去後の遅延プロファイルはノイズフロアが低いほかは図 5.19 と類似した波形であるが、コンスタレーションの散らばりは大幅に減少している。干渉除去前後で遅延時間が GI 長以内のマルチパス成分の大きさが異なっているのは、干渉を除去す

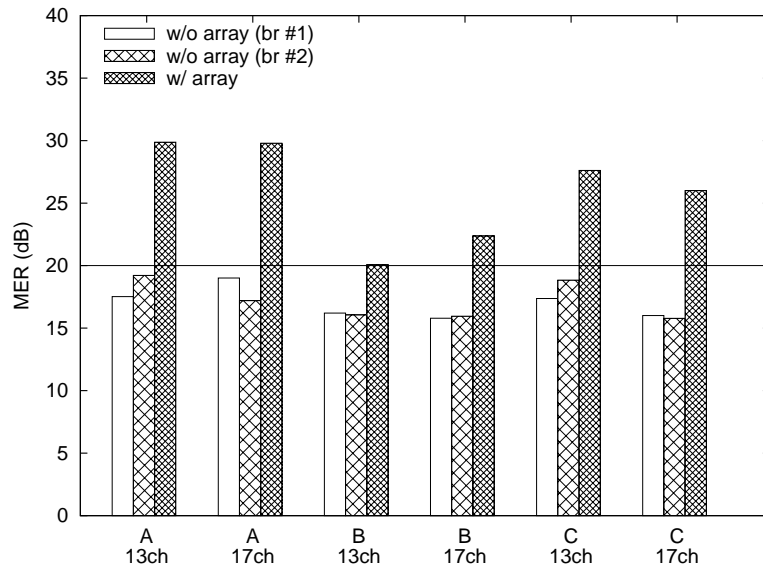


図 5.18 干渉除去前後の MER 特性

表 5.3 受信チャンネルごとの干渉除去前後の信号の受信可否

場所	A		B		C	
	13ch	15ch	13ch	15ch	13ch	15ch
干渉除去前 (Br1)	△	○	×	×	×	×
干渉除去前 (Br2)	○	×	○	×	×	×
干渉除去後	○	○	○	○	○	○

○：受信可，△：映像にブロックノイズあり，×：受信不可

るために形成される合成指向特性が所望波到来方向とマルチパスの到来方向とで必ずしも利得が同じにはならないためであり，時間領域のアレー合成で干渉波を抑圧し，マルチパスによる周波数特性の歪み成分はアレーを通過し周波数領域で等化されていると考えられる．図 5.21 に測定地点 A における 13ch の場合の合成指向特性を示す．干渉波源であるいわき南局方向の到来角度についての利得が落ち込んでいることがわかり，このため干渉波が抑圧されたものと考えられる．

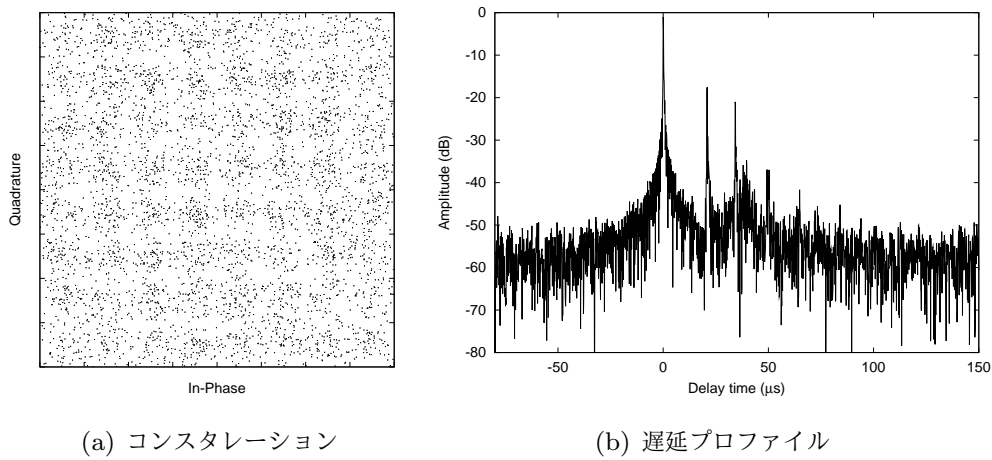


図 5.19 干渉除去前の信号のコンスタレーションおよび遅延プロファイル（測定地点 A 13 ch）

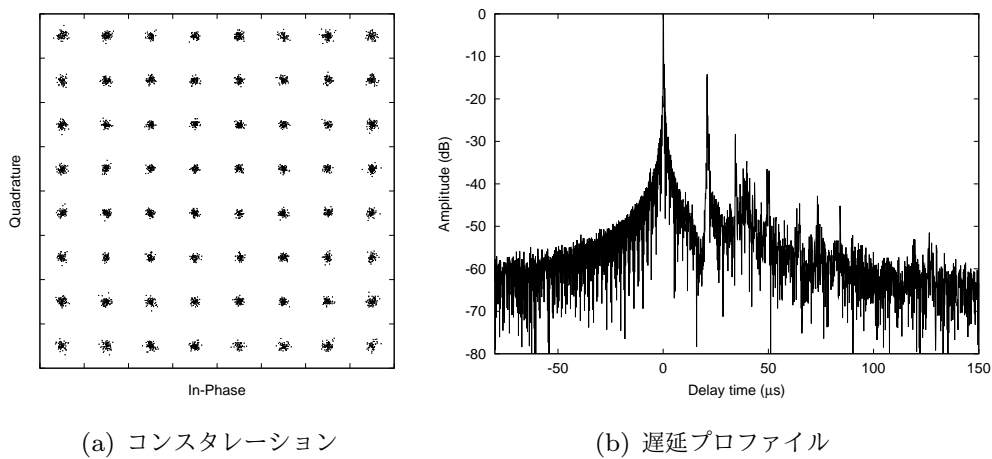


図 5.20 干渉除去後の信号のコンスタレーションおよび遅延プロファイル（測定地点 A 13 ch）

5.5.2 帯広地区における干渉除去実験

実験方法

実験場所を図 5.22 に、送受信点の地理的關係を表 5.4 に示す。帯広局からの電波を受信する際にまれに受信不良が発生しており、調査とともに試作装置の評価実験を行った。

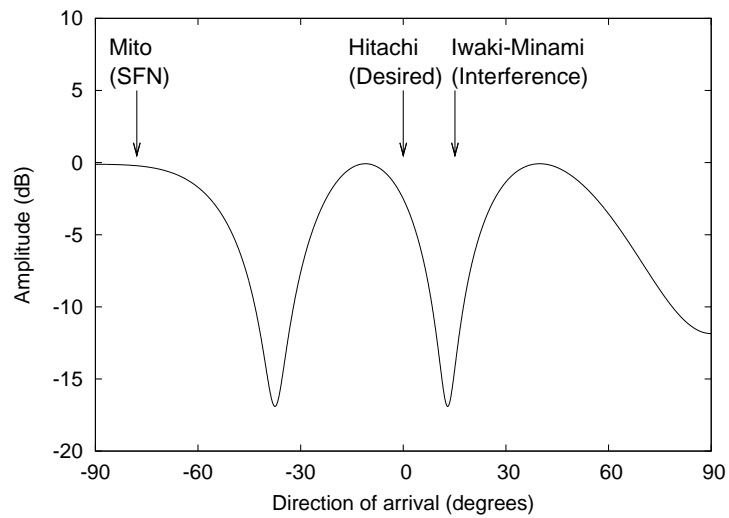


図 5.21 合成指向特性（測定地点 A 13 ch）

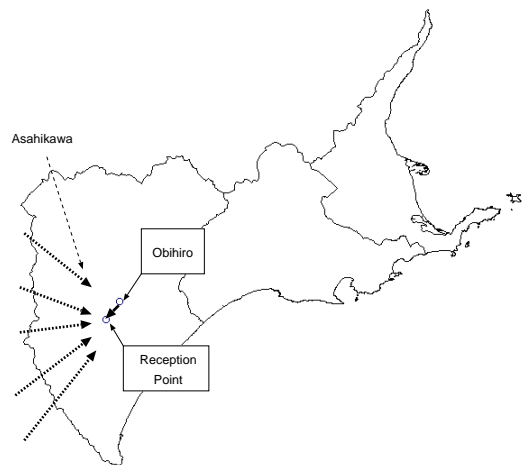


図 5.22 野外実験を行った実験場所（帯広地区）

実験結果

干渉除去前後の MER を図 5.23 に示す。事前の検討では、北西の方向にある、別の放送エリアの基幹局である旭川からの電波が到来して、干渉妨害となっているのではないかと予測があったため、受信アンテナの間隔は所望波と干渉波の到来角度差から決まる最適値である 1.1 m として電波を受信した。しかし図 5.23 に示す通り干渉除去装置による

表 5.4 送受信点の地理的關係（帯広地区）

送信	受信	
帯広 (所望局)	距離 (m)	12
	方位 (度)	37.4
旭川 (干渉局)	距離 (m)	119.1
	方位 (度)	-24.0
	角度差 (度)	-61.4

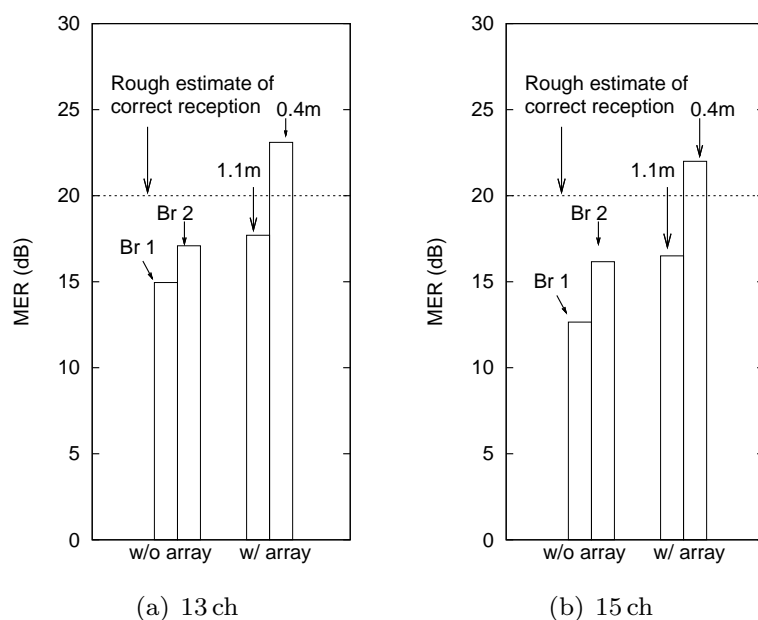


図 5.23 干渉除去前後の MER 特性

改善はほとんど得られず，干渉除去装置の使用に関わらず受信不可であった。

図 5.24 に 13 ch の受信信号の遅延プロファイルを示す．これによると GI 長を越える 150 ~ 300 μ s の長い遅延時間範囲においてマルチパス成分が見られ，これが受信不良の要因と考えられた．そこで受信アンテナの間隔を 0.4 m とし，再度評価を行ったところ，図 5.23 に示す通り，1.1 m の場合と比較して約 5.5 dB の MER の改善が得られ，受信可となった．

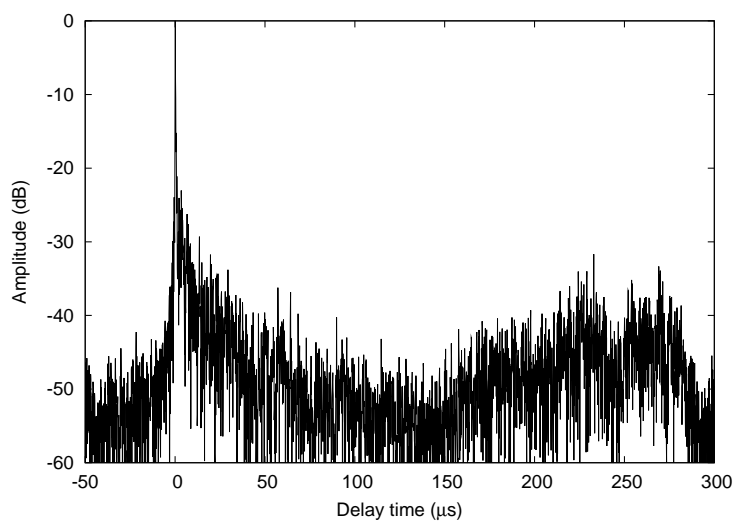


図 5.24 受信信号の遅延プロファイル

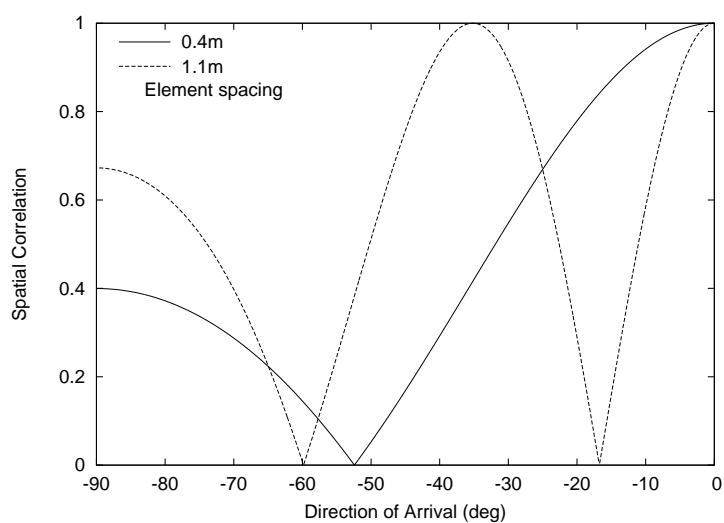


図 5.25 到来角度に対する空間相関係数

考察

アンテナの設置間隔を 1.1 m から 0.4 m へと狭くすることで受信可否に関わるほどの干渉除去効果が得られたことについて考える。

実験の対象チャンネルである 13 ch について、所望局方向にアレーのブロードサイドを向けたときの到来角度に対する空間相関係数を図 5.25 に示す。なお、空間相関係数は角

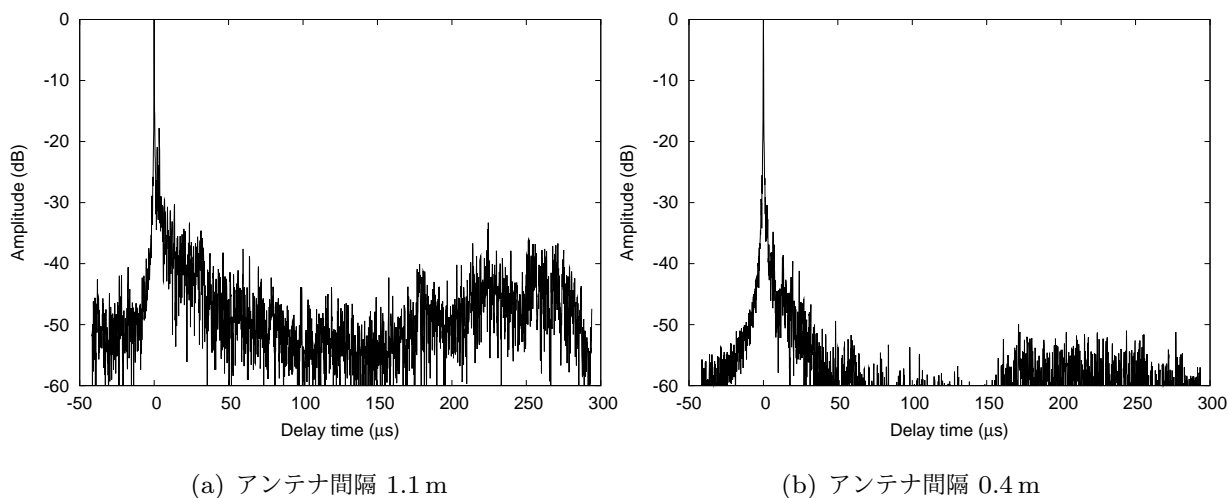


図 5.26 GI 越えマルチパス除去後の信号の遅延プロファイル

度に対して正負対称となるため、負の角度について示している。アンテナ間隔を 1.1 m とした場合、約 -35 度にグレーティングローブが現れ、 -18 度、および -60 度の方向がヌルとなる。なお、1.1 m という値は、当初同一チャンネル干渉源と考えていた旭川局の方向が、約 -60 度だったためである。

図 5.25 の空間相関係数からわかる通り、一般にアダプティブアレーの受信アンテナの間隔を広くすると到来角度方向の分解能が上がるため、所望波と干渉波の到来角度差が狭い場合に有効であるが、空間相関係数が大きい値となる到来角度がある。一方、アンテナ間隔を広くすると、より広範な到来角度範囲の空間相関係数が小さくなる。

図 5.24 の受信信号の遅延プロファイルから非常に長い遅延時間範囲に渡って、受信特性を劣化させる GI 越えマルチパス波が到来していることがわかる。遅延時間が異なるマルチパス成分が異なる反射点で反射して受信点に到来すると考えると、山岳反射による GI 越えマルチパス波の到来角度広がりも大きいと考えられる。よって、受信アンテナの設置間隔を狭くすることにより、GI 越えマルチパス波の到来方向に関する空間相関係数が小さくなり、干渉除去効果がより得られたと考えられる。図 5.26 に受信アンテナ間隔が 1.1 m, 0.4 m のそれぞれの場合の GI 越えマルチパス除去後の遅延プロファイルを示す。(a) の受信アンテナ間隔が 1.1 m の場合、図 5.24 に示した受信信号の遅延プロファイルに似た波形となっており、GI 越えマルチパスが抑圧できていないことがわかる。一方、(b) の受信アンテナ間隔が 0.4 m の場合、GI 長 ($126 \mu\text{s}$) を越える広い範囲の遅延時間についてのマルチパス成分が抑圧されていることがわかる。

5.6 むすび

本章では，地上デジタル放送の固定受信環境における干渉除去のためのアダプティブアレーを検討した．時間領域における Pre-FFT 型アレーと周波数領域における Post-FFT 型 1 タップのチャンネル等化器を併用し，チャンネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号として，アレーの合成係数を制御する手法を提案した．また計算機シミュレーションおよび野外実験結果により，劣悪な受信環境においても効果的に干渉を抑圧できることを示した．

第 6 章

Post-FFT 型アダプティブアレーの マルチパス環境における干渉除去特 性改善

本章では，第 3 章で提案した MFN 放送波中継局用の Post-FFT 型アダプティブアレーについて，特に低 D/U マルチパス環境における干渉除去特性の改善を図る．低 D/U マルチパス環境では，サブキャリアによっては所望波成分が大きく減衰するため，判定指向型アルゴリズムを用いると適切に重み係数を最適解へと導くことができず，特性劣化が生じていた．そこで本章では，重み係数の逆数をサブキャリア方向に並べた信号列が低周波成分しか持たないという特徴に着目し，重み係数を逆数の領域でフィルタ処理を施すとともに，最尤シンボル判定において逆数補間を行う，というものである．計算機シミュレーションの結果から，第 3 章で提案した Post-FFT 型アダプティブアレーと比較して低 D/U マルチパス環境における干渉除去特性を大幅に改善できることを示す．

6.1 本章の目的

地上デジタル放送は 2003 年 12 月に東京，名古屋，大阪の三大都市圏で放送が開始されて以降，2011 年 7 月の完全デジタル化に向けた取り組みが進められてきた．多くの送信所が設置されるにともない，電波の異常伝搬などにより予想もしないような遠方から，所望波と同じチャンネルで所望波とは異なる番組を放送している電波が到来して，同一チャンネルの干渉妨害を引き起こす可能性がある．この対策として，筆者らはこれまで Post-FFT 型アダプティブアレーを応用した放送波中継局用干渉除去装置や，家庭で用い

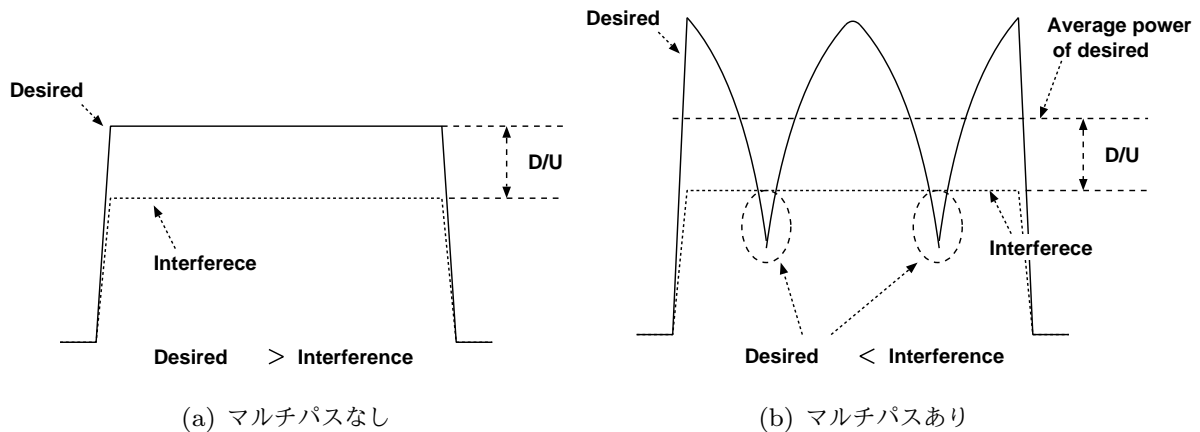


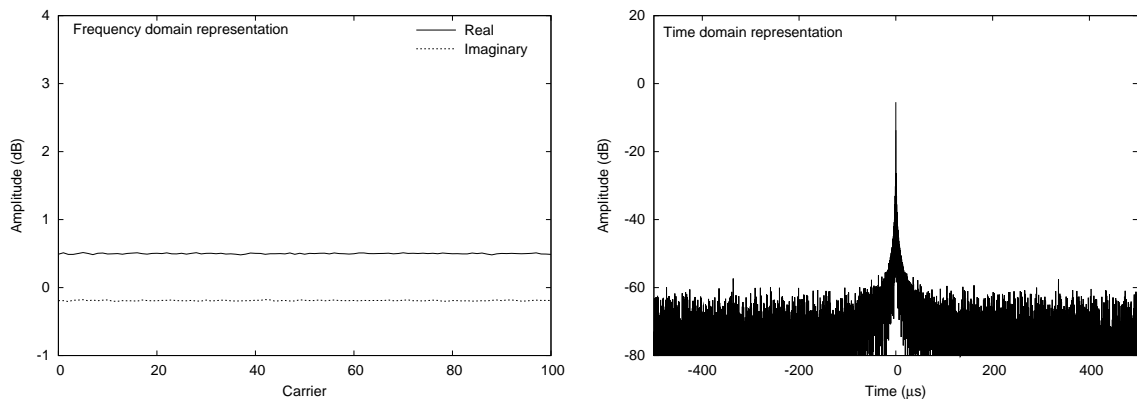
図 6.1 マルチパスの有無と同一チャネル干渉の例

るために、より簡易な構成である Pre-FFT 型のアダプティブアレーを応用した干渉除去装置の開発を行ってきた。Post-FFT 型アダプティブアレーは、Pre-FFT 型と比較すると、特に干渉波の到来角度広がりが多い場合に干渉除去特性が良好であるが、SFN 環境など低 D/U のマルチパスに対する耐性に問題があった。本章では、重み係数の逆数を利用した係数最適化手法を提案する。計算機シミュレーションの結果より、劣悪な受信環境においても効果的に干渉を抑圧できることを示す。

6.2 Post-FFT 型アダプティブアレー

6.2.1 同一チャネル干渉環境におけるマルチパスの影響

Post-FFT 型アダプティブアレーを用いた同一チャネル干渉除去においてマルチパスが与える影響について考える。図 6.1 は同一チャネル干渉環境におけるマルチパスの影響をスペクトルの観点から示した図である。(a) のマルチパスがない場合は、所望波と干渉波の受信電力比である干渉 D/U が正であれば、全てのサブキャリアにおいて、所望波電力が干渉波電力を上回る。これに対して、所望波の遅延波であるマルチパスが受信される場合、所望波は帯域内でリップルが生じ、特に所望波とマルチパスの受信電力比であるマルチパス D/U が小さいほどそのリップルは深くなる。図 6.1 (b) のように低 D/U のマルチパスが受信される場合、干渉 D/U が帯域全体で正であったとしても、所望波とマルチパス波の位相が逆相となる一部のサブキャリアでは、所望波成分が減衰するため干渉 D/U はより小さく、場合によっては負となる。よって干渉除去の観点においてより厳しい条件となるだけでなく、判定指向型重み制御アルゴリズムを適用する際に、所望波と干渉波を



(a) 周波数領域表現

(b) 時間領域表現

図 6.2 マルチパスがない場合の重み係数

区別することが困難となる。

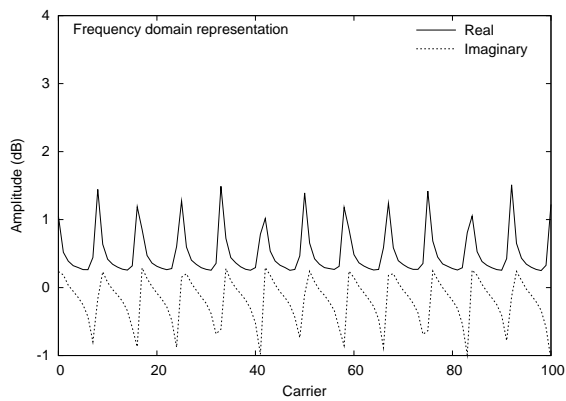
Pre-FFT 型の場合は帯域全体で重み係数の制御を行うので、この低 D/U マルチパスに対する耐性を有するのに対して、Post-FFT 型の場合、サブキャリアごとに重み係数制御を行うので、所望波成分が減衰するサブキャリアの重み係数が最適値へ収束せず、干渉除去特性に劣化が生じてしまう。

6.2.2 マルチパス、同一チャネル干渉受信環境における最適重み係数

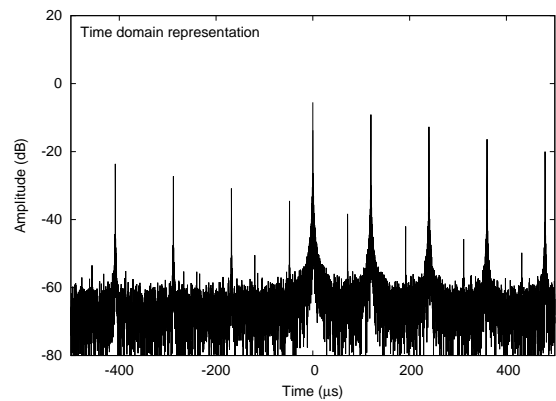
そこで、マルチパスの有無が重み係数に与える影響を確認するため、参照信号を既知として最適重み係数を求めた。干渉波の他、マルチパスの有無それぞれの場合の最適重み係数を図 6.2 および 6.3 に示す。なお、(a) に重み係数をサブキャリア方向に並べた周波数領域表現を、(b) にはこれを IFFT により変換した時間領域表現を示している。

図 6.2 のマルチパスがない場合の重み係数は周波数方向についてフラットである。この場合 Post-FFT 型と Pre-FFT 型アダプティブアレーは等価となる。これに対して図 6.3 のマルチパスありの場合の重み係数は周波数方向にリップルがあり、サブキャリアごとに異なる合成指向特性を形成することがわかる。また (b) の時間領域表現を見ると、マルチパスの遅延時間に相当する時間を先頭に巡回する成分が見られる。

一般に、Post-FFT 型アダプティブアレーにおける重み係数は干渉除去とマルチパスによる周波数特性歪みの補正を行うものである。よって図 6.3 の周波数領域表現におけるリップルは周波数特性歪みの補正を表していると考えられる。また、周波数特性歪みの補正は受信信号を周波数特性で除算することに相当する。そこで、図 6.3 に示したマルチパ

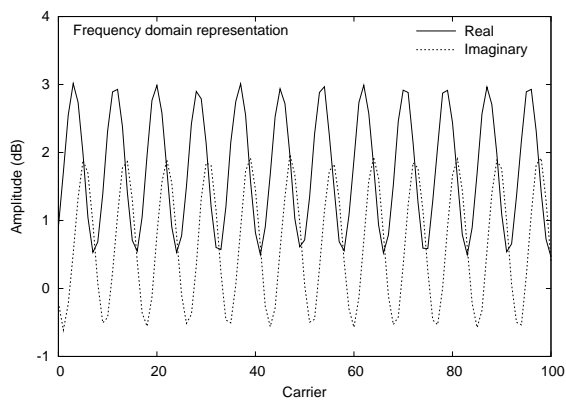


(a) 周波数領域表現

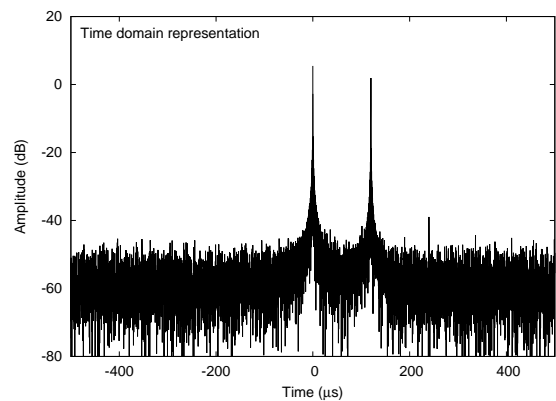


(b) 時間領域表現

図 6.3 マルチパスがある場合の重み係数



(a) 周波数領域表現



(b) 時間領域表現

図 6.4 マルチパスがある場合の重み係数の逆数

スありの場合の重み係数の逆数を取り、同様に周波数領域および時間領域で表現したものを図 6.4 に示す。図 6.3 と図 6.4 を比較すると、重み係数は逆数を取るにより、周波数方向に並べた信号が平滑化されると考えられる。

6.3 低 D/U マルチパス耐性改善手法

以上のことから、Post-FFT 型アダプティブアレーにおける低 D/U マルチパス耐性改善手法として図 6.5 に示す、重み係数に対する逆数フィルタおよび逆数補間を用いた参照信号の候補値算出を行う係数最適化アルゴリズムを提案する。

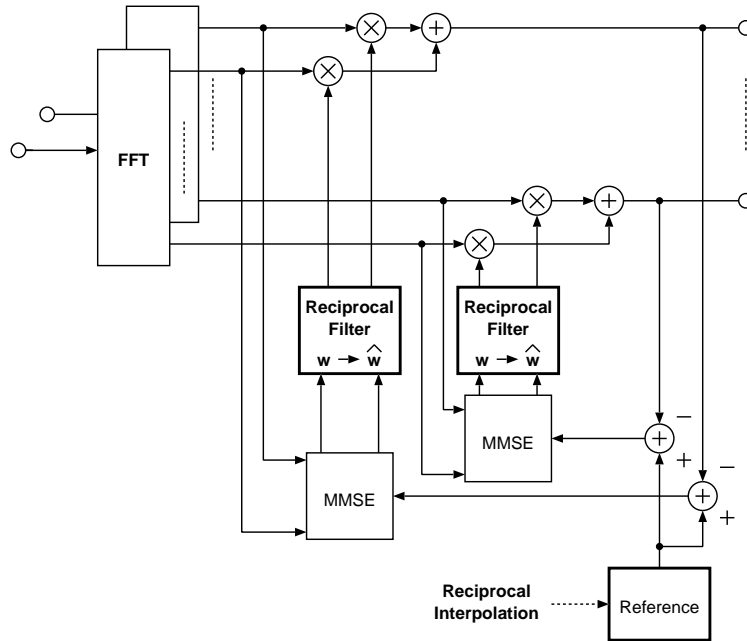


図 6.5 提案する重み係数制御アルゴリズム

6.3.1 重み係数に対する逆数フィルタ

時刻 n , サブキャリア番号 k , ブランチ番号 l における重み係数を $w_{k,l}(n)$ とし, それぞれの逆数からなるブランチ番号 l に関するベクトルを $\mathbf{v}_l(n)$ とする.

$$\mathbf{v}_l(n) = \left[\frac{1}{w_{0,l}(n)}, \frac{1}{w_{1,l}(n)}, \dots, \frac{1}{w_{K-1,l}(n)} \right]^T \quad (6.1)$$

ここで, T は転置を, K は全サブキャリア数を示す. 逆数を取ることでより平滑化されたベクトル $\mathbf{v}_l(n)$ に対して, LPF (Low Pass Filter) 処理を施す.

$$\tilde{\mathbf{v}}_l(n) = \text{LPF} [\mathbf{v}_l(n)] \quad (6.2)$$

これにより, 最適値に収束していないサブキャリアについての重み係数による不要な成分を除去する. さらに, 再度逆数を取ることで重み係数を求め直す. 以上を図で示すと, 図 6.6 のようになる.

$$\hat{w}_{k,l}(n) = \frac{1}{\tilde{v}_{k,l}(n)} \quad (6.3)$$

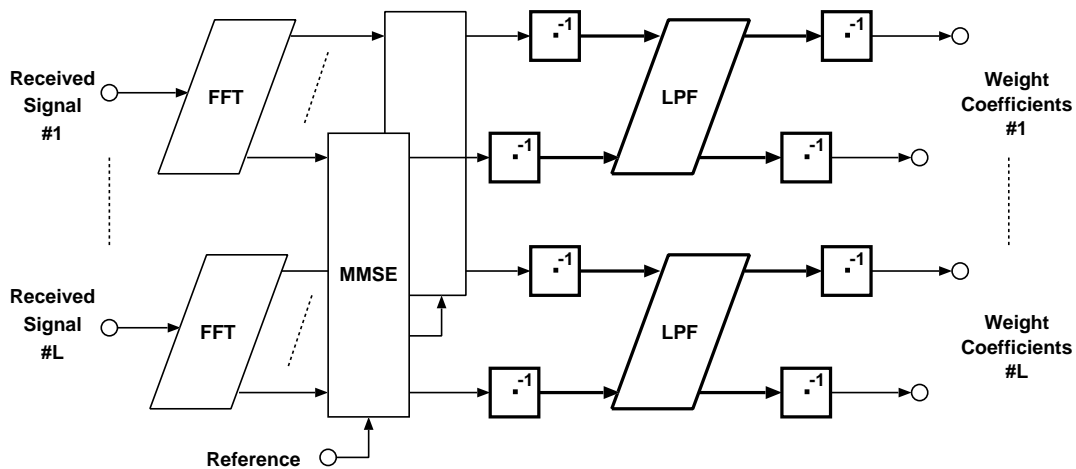


図 6.6 重み係数に対する逆数フィルタ

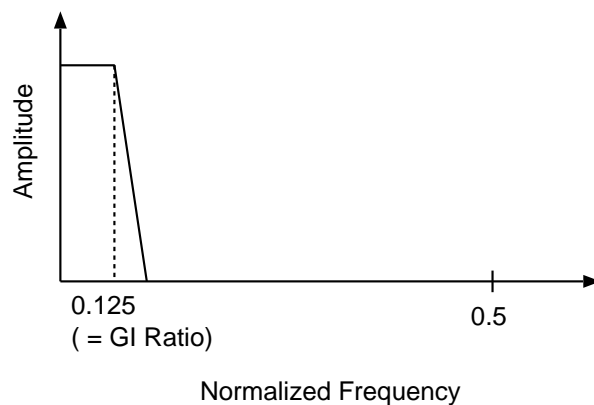


図 6.7 LPF の周波数特性

以上のような逆数フィルタ処理後の重み係数 $\hat{w}_{k,l}$ を用いて受信信号および参照信号に基づいて最適化を行う。

$$\mathbf{w}(n+1) = \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu \mathbf{x}(n)e^*(n) \quad (6.4)$$

ここで $e(n)$ は誤差信号を示す。

なお、重み係数における周波数特性歪み補正のための成分は、重み係数の逆数の時間領域表現におけるマルチパスの遅延時間と一致することから、LPF の周波数特性としては、図 6.7 に示すように、通過帯域端が正規化周波数で GI 比と同じである周波数特性とした。

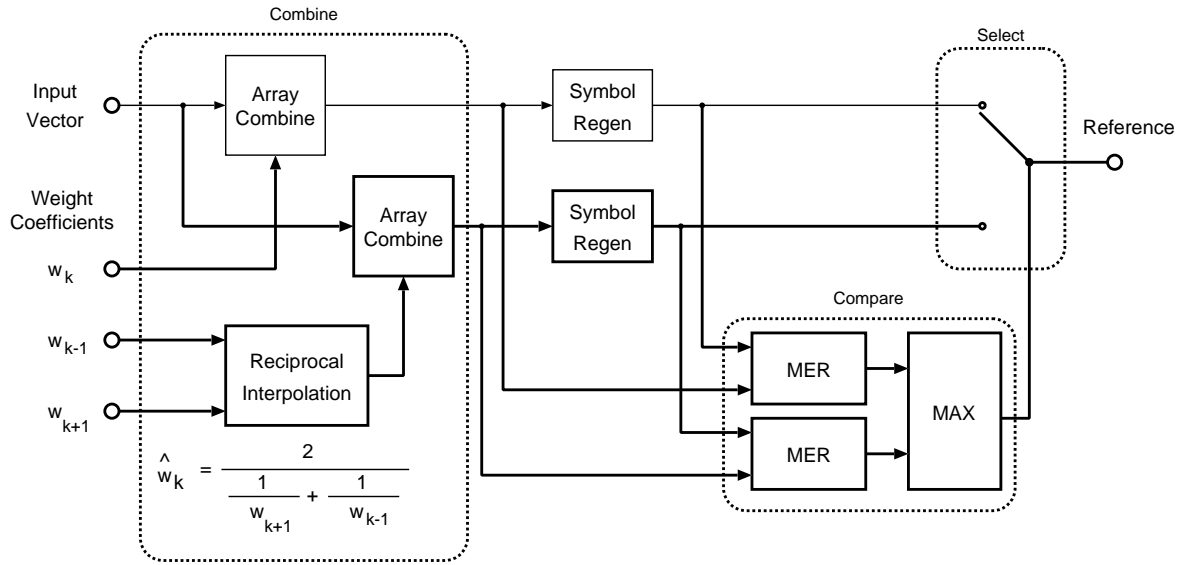


図 6.8 逆数補間を利用する合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定

6.3.2 逆数補間を用いた参照信号の候補値算出

第 3 章では、図 3.7 に示した合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定を提案した。これは参照信号としてシンボル判定値を生成する際に、当該サブキャリアおよび隣接するサブキャリアの合わせて 3 サブキャリアについての重み係数を用いてアレー合成を行い、これらのシンボル判定値のうち MER が最大であるものを選択するという方式である。第 3 章では隣接するサブキャリアにおける重み係数をそのまま用いて重み合成を行うようにしたが、これに逆数領域における補間を適用する。重み係数を逆数領域において補間すると以下のようなになる。

$$\begin{aligned}
 \tilde{w}_{l,k} &= \frac{2}{\frac{1}{\hat{w}_{l,k-1}} + \frac{1}{\hat{w}_{l,k+1}}} \\
 &= \frac{2 \hat{w}_{l,k-1} \cdot \hat{w}_{l,k+1}}{\hat{w}_{l,k-1} + \hat{w}_{l,k+1}}
 \end{aligned} \tag{6.5}$$

これを用いると、最尤シンボル判定アルゴリズムは以下のように修正される。

合成：当該サブキャリアおよびこれに隣接するサブキャリアを逆数補間した重みを用いて、アレー合成信号を生成する。

$$\hat{y}_{k,0} = \hat{w}_k^H \mathbf{x}_k \tag{6.6}$$

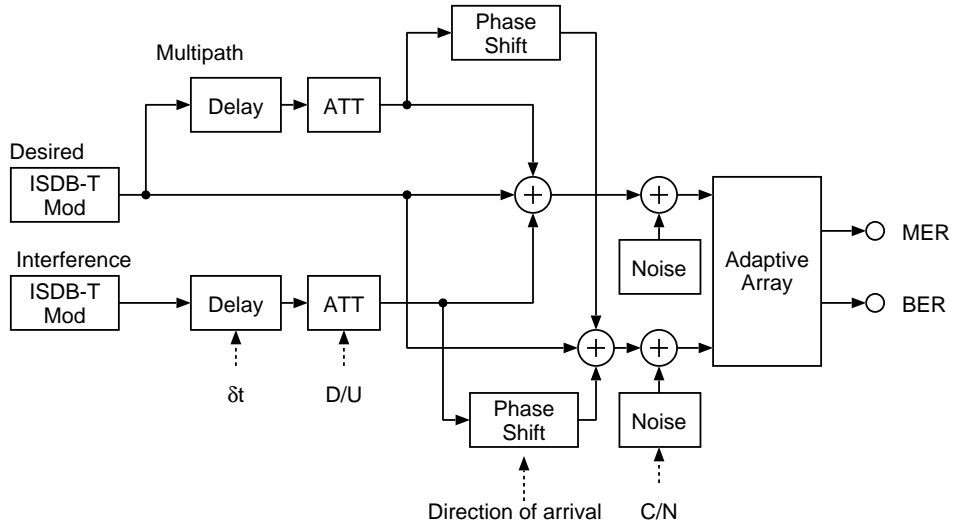


図 6.9 計算機シミュレーション系統

$$\hat{y}_{k,1} = \tilde{w}_k^H \mathbf{x}_k \quad (6.7)$$

比較：この二つのアレー合成信号 $\hat{y}_{k,i}$ のそれぞれに対して次式のシンボル判定を行い，判定値 $\hat{d}_{k,i}$ を生成する．

$$\hat{d}_{k,i} = \text{dec}(\hat{y}_{k,i}) \quad (6.8)$$

さらに次式によりそれぞれのアレー合成信号について MER $R_{k,i}$ を算出する．

$$R_{k,i} = \frac{|\hat{d}_{k,i}|^2}{|\hat{d}_{k,i} - \hat{y}_{k,i}|^2} \quad (6.9)$$

選択： $R_{k,i}$ を確からしさとし，これが最大となる i を j として， $\hat{d}_{k,j}$ をシンボル判定値 d_k とする．

$$d_k = \hat{d}_{k,j}, \quad j = \arg \max_i R_{k,i} \quad (6.10)$$

6.4 計算機シミュレーション

提案する Post-FFT 型アダプティブアレーの干渉除去特性を評価するため計算機シミュレーションを行った．シミュレーションの系統を図 6.9 に，諸元を表 6.1 に示す．受

表 6.1 計算機シミュレーション諸元

ISDB-T モード	3
FFT ポイント数 N	8192
サブキャリア数 K	5617
有効シンボル長	1008 μs
GI 比	1/8
GI 長	126 μs
キャリア変調	64QAM
符号化率	3/4

信アンテナは、アレーのブロードサイドが所望波到来方向と一致するように半波長間隔で配置するものとし、アレー素子数は 2 とした。式 (6.4) におけるステップサイズ μ は 0.2 とした。また本章における提案手法である逆数フィルタおよび逆数補間を用いる場合を提案法、ともに用いない場合を従来法とし、内符号復号後の BER により評価を行う。また、外符号復号後に擬似エラーフリーが得られる内符号復号後の BER (2×10^{-4}) を所要 BER とし、このときの C/N を所要 C/N と呼ぶ。

6.4.1 BER 特性

AWGN 環境

加法性ガウス雑音 (AWGN) 環境における BER 特性を図 6.10 に示す。なお、図では受信アンテナ数を 1 としアダプティブアレーを用いない場合 (以下、1 ブランチと呼ぶ) も合わせて示している ("w/o array (1branch)" と表記)。1 ブランチの場合と比較すると所要 C/N は約 3 dB 改善しており、アレーの持つ自由度により合成利得が得られていることがわかる。従来法と提案法に有意な差は認められなかった。

同一チャネル干渉環境

同一チャネル干渉環境における BER 特性を図 6.11 に示す。ただし干渉波の D/U は 6 dB、到来角度は 50 度とした。1 ブランチの場合には所要 BER を得ることができないが、アダプティブアレーを用いることで干渉波が抑圧されている。所要 C/N は、比較のため図中に示した AWGN 環境における 1 ブランチの場合のそれよりも約 2 dB 低い。これは、所望波と干渉波の到来角度によって決まる空間相関係数が約 0.36 と低い値となる受信環境であるため、干渉除去効果とともに合成利得も得られたと考えられる。また、従来法と

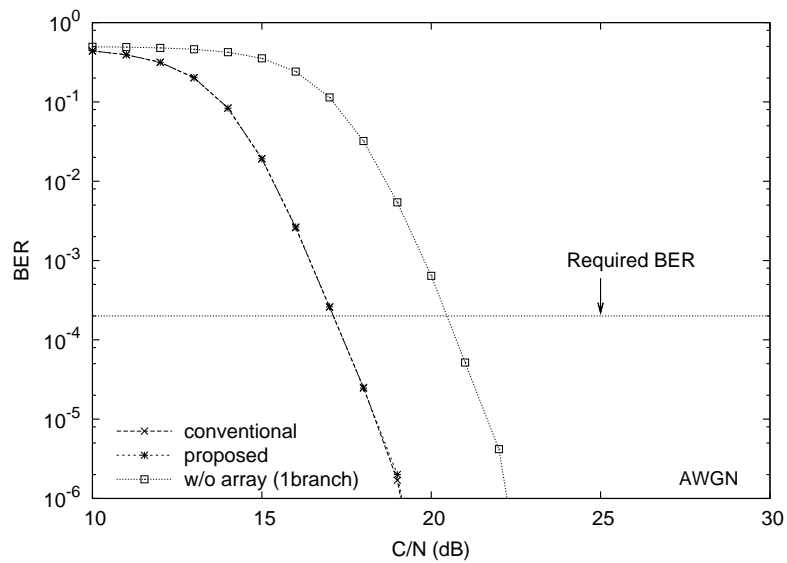


図 6.10 AWGN 環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

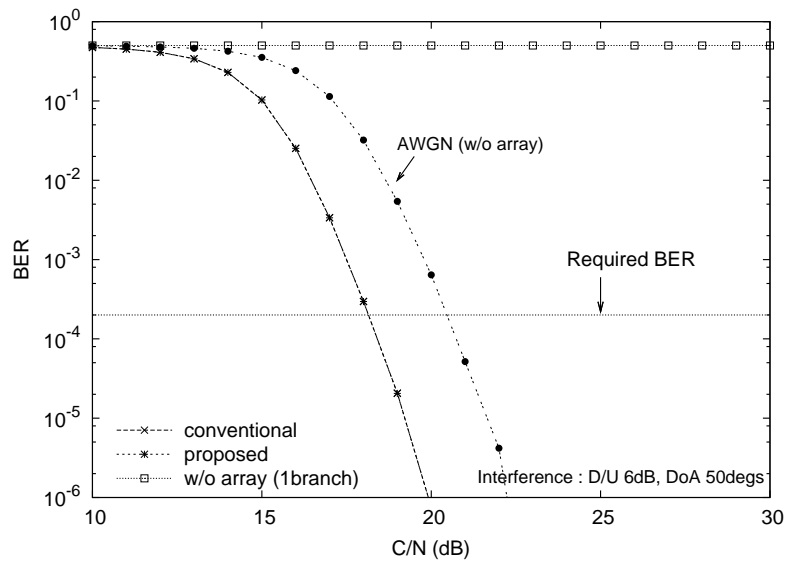


図 6.11 同一チャネル干渉環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

提案法に有意な差は認められなかった。

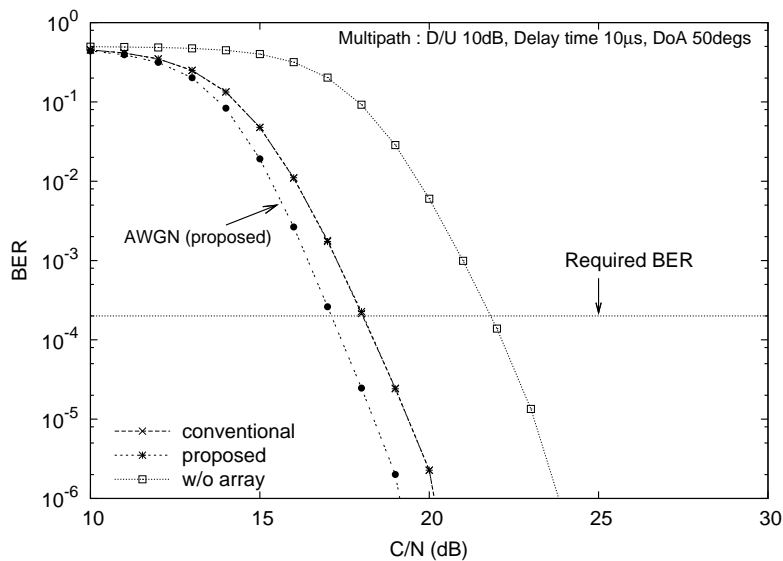


図 6.12 マルチパス環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

マルチパス環境

マルチパス環境における BER 特性を図 6.12 に示す．ただしマルチパスの D/U は 10 dB，遅延時間 $10\ \mu\text{s}$ ，到来角度 20 度とした．マルチパスによる周波数特性歪みにより，AWGN 環境と比較すると所要 C/N は 0.8 dB 程度劣化している．一方で 1 ブランチの場合との比較では約 3.5 dB の改善が得られている．AWGN 環境よりも改善量が大いのは，ブランチ間でマルチパスの位相が異なっていることによると考えられる．

マルチパス，同一チャネル干渉環境

マルチパスおよび同一チャネル干渉が受信される環境における BER 特性を図 6.13 に示す．条件は干渉波の D/U が 6 dB，到来角度 50 度，マルチパスの D/U が 10 dB，遅延時間が $10\ \mu\text{s}$ ，到来角度が 20 度である．前述の同一チャネル干渉環境と同様の傾向にあり，従来法と提案法に有意な差は見られない．

ここまでの評価では，従来法と提案法に有意な差は見られなかった．マルチパスの D/U が比較的大きく，遅延時間が短い場合には，従来法でも干渉除去効果や，2 ブランチのダイバーシティ合成による効果が得られており，また提案法において逆数フィルタ処理や逆数補間を導入したことによる特性劣化はないと考えられる．

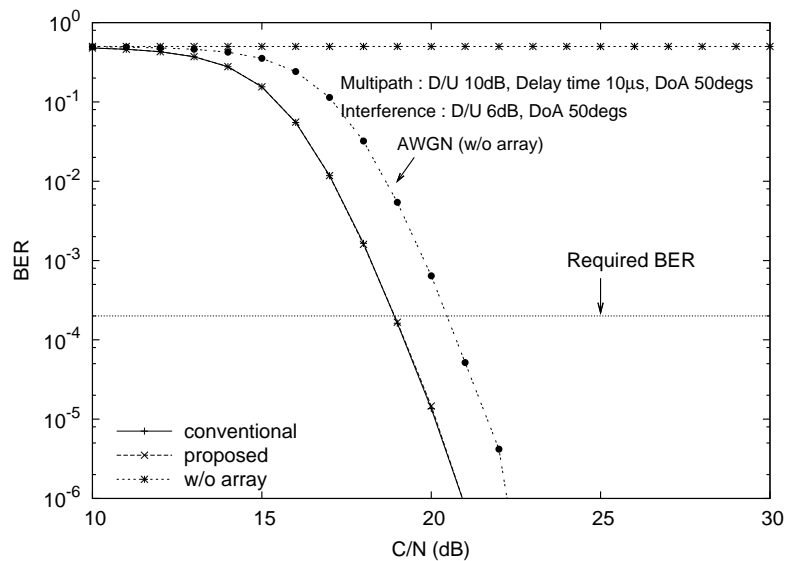


図 6.13 マルチパス，同一チャンネル干渉環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

低 D/U マルチパス，同一チャンネル干渉環境

次に，本章における課題である低 D/U マルチパスおよび同一チャンネル干渉環境における BER 特性を図 6.14 に示す．ここでは SFN を構築している二つの送信局からの電波が等電力で到来するサービスエリアにおいて，さらに異なる送信局からの干渉波も受信されることを想定し，干渉波の D/U が 6 dB，到来角度 50 度，マルチパスの D/U が 0 dB，遅延時間が $120\ \mu\text{s}$ ，到来角度が 20 度とした．従来法では，重み係数が最適値へと収束せず，C/N が高い条件でも所要の BER は得られなかった．一方，提案法ではマルチパスにより所要 C/N は劣化するものの，劣悪な受信環境においても干渉波が抑圧されていることがわかる．

6.4.2 マルチパス環境における干渉除去特性

マルチパスの D/U に対する BER 特性

図 6.15 にマルチパスの D/U に対する BER 特性を示す．ただし干渉波の D/U が 6 dB，到来角度は 50 度，マルチパスの遅延時間は $120\ \mu\text{s}$ ，到来角度は 20 度，受信 C/N は 30 dB とした．従来法ではマルチパスの D/U が 6 dB よりも小さくなると BER が急激に劣化しているのに対し，提案法ではマルチパスの D/U が 0 dB の場合でも所要 BER が得られている．

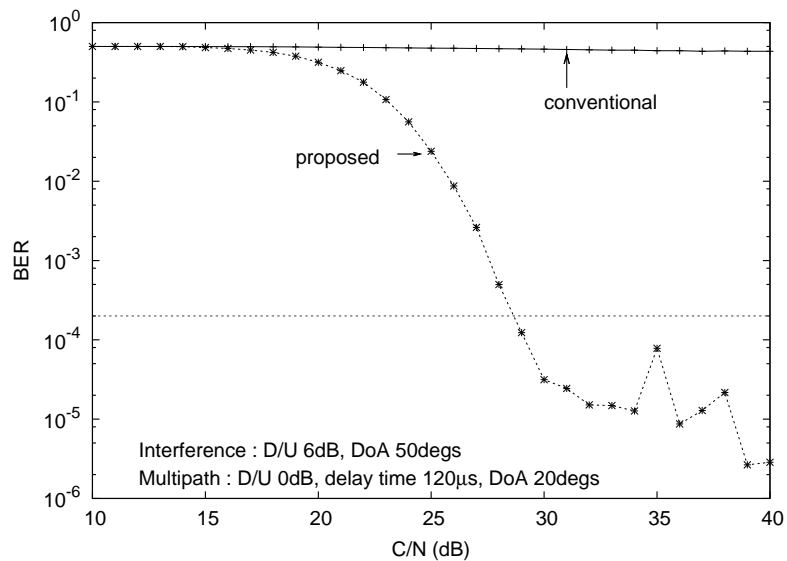


図 6.14 劣悪な受信環境における受信信号の C/N に対する BER 特性

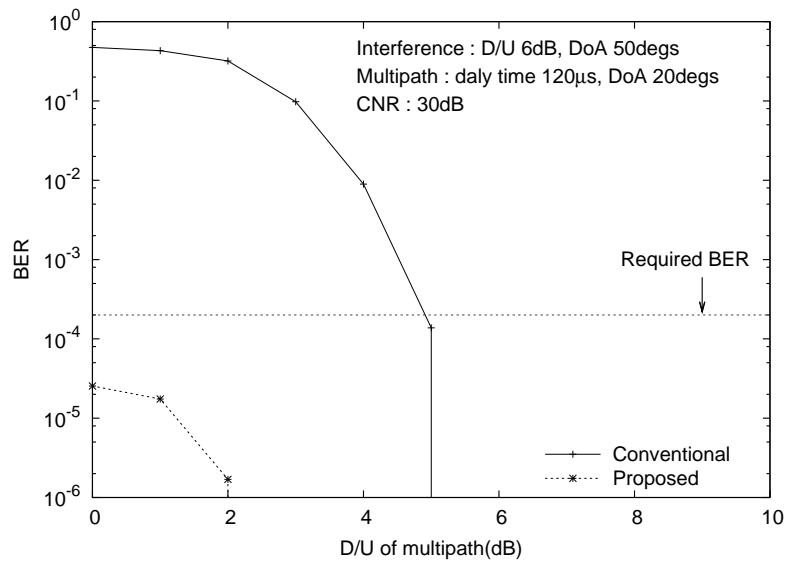


図 6.15 マルチパスの D/U に対する BER 特性

マルチパスの遅延時間に対する BER 特性

図 6.16 はマルチパスの遅延時間に対する BER 特性を示している。ただし干渉波の D/U が 6 dB、到来角度は 50 度、マルチパスの D/U は 0 dB、到来角度は 20 度、受信

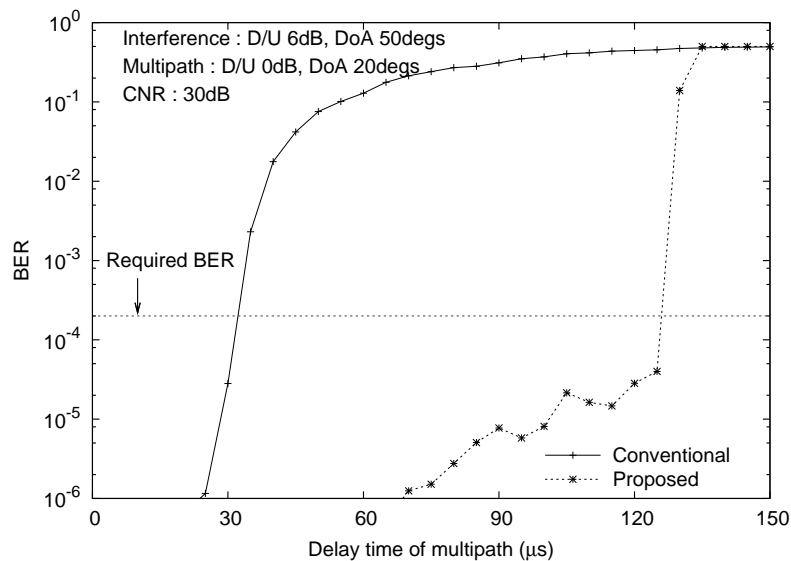


図 6.16 マルチパスの遅延時間に対する BER 特性

C/N は 30 dB とした。従来法ではマルチパスの遅延時間が $30 \mu\text{s}$ 以上のときに BER が急激に劣化している。これに対し，提案法ではマルチパスの遅延時間が GI 長 ($126 \mu\text{s}$) までは所要 BER が得られている。遅延時間が GI 長を越えると，特性が劣化しているが，これは GI 越えマルチパス波が実質的に干渉波となり，干渉波と GI 越えマルチパス波の計 2 波の干渉波に対して受信アンテナ数は 2 であるためアレーの自由度が足りなくなるため，と考えられる。

6.5 むすび

地上デジタル放送用 Post-FFT 型アダプティブアレーの重み係数制御において，係数の逆数を利用した係数最適化アルゴリズムを提案した。提案法は，従来法である最尤シンボル判定指向型最適化の繰り返し演算に，係数の逆数の領域における LPF 処理を組み込むことで，特に低 D/U のマルチパスにより所望波成分が減衰しているサブキャリアについての係数を最適値へと導くものである。計算機シミュレーションの結果より，特に SFN を構成している場合など，低 D/U マルチパス環境における干渉除去特性を改善できることを示した。

第7章

結論

本論文では、アレー信号処理を地上デジタル放送の放送波受信に適用する際の諸課題を克服する手法として、MFN および SFN 放送波中継局用の干渉除去アルゴリズム、一般家庭での受信用としてチャネル歪みを含む再変調時間領域信号を参照信号とする MMSE アダプティブアレー、Post-FFT 型アダプティブアレーの低 D/U マルチパス耐性改善アルゴリズムを提案した。本論文を俯瞰すると、第1章は序論であり、本論文の研究対象および全体としての目的を述べた。

第2章では、本論文の土台となる基礎理論を概説し、従来研究されてきた ISDB-T 用の適応等化器およびアダプティブアレーに関して述べた。2.1.1 節では、地上デジタル放送の放送方式である OFDM について概要を示した。2.1.2 節では ISDB-T 方式に固有の伝送パラメータやその特徴を示した。2.1.3 節では放送のネットワークを構築する手段の一つである放送波中継局について述べた。さらに、第2.2節はアレー信号処理の基礎理論と従来手法を概説した。

第3章以降は本論文の提案手法である。まず第3章では、MFN 中継局で用いることを想定した周波数領域処理型のアダプティブアレーを提案した。従来の ISDB-T 用アダプティブアレーは受信条件によっては干渉を除去することができないため、24 時間、365 日安定に動作することが求められる送信側の装置として用いるには十分ではなかった。本提案は受信側でも既知であるパイロット信号だけでなく、データキャリアのシンボル判定値をも参照信号として用いることにより、パイロット信号の受信タイミングが一致する条件においても干渉を除去することができる。さらにシンボル判定誤りの影響を軽減するために、合成-比較-選択に基づく最尤シンボル判定を用いた。これにより重み係数を最適化へと導くことができる。

第4章は、SFN 中継局で用いることを想定した時間領域処理型のアダプティブアレー

と送受アンテナ間回り込みをキャンセルする FBF とを縦続接続した干渉キャンセラを提案した。これにより同一チャンネル干渉環境にある中継局においても SFN 放送波中継が可能となり、周波数の有効利用を図ることができる。

第 5 章においては、家庭で用いることを想定した Pre-FFT 型のアダプティブアレーを提案した。これは簡易な信号処理および適応制御を採用することで、低計算量でありながら、劣悪な受信環境においても所要の誤り率を得ることができる干渉除去手法を提供するものである。

提案法の最後として、第 6 章では、第 3 章で提案した Post-FFT 型アダプティブアレーを基に、特に SFN を構築している場合のような低 D/U マルチパス環境における耐性を高める手法を提案した。提案手法は必要な計算量は多くなるものの、サービスエリアにおけるアダプティブアレーの適用範囲を大きく広げるものである。

結局のところ本論文において、主に以下の問題に解決を与えたと言える。

- MFN 放送波中継局における同一チャンネル干渉除去
- SFN 放送波中継局における同一チャンネル干渉と回り込みの除去
- 家庭向けに低コストで実現できる同一チャンネル干渉除去
- 劣悪な受信環境における同一チャンネル干渉除去

これらは、放送法第 15 条に定められている地上デジタル放送をあまねく日本全国において受信できるように、という日本放送協会に課せられた目的を達成するという動機から行われた。これにより、同一チャンネル干渉環境にある MFN, SFN 中継局における放送波中継が可能となり、放送のネットワークを構築する際のコストを削減することができる。一方、受信側においても計算量が異なる二つの干渉除去手法を提案した。一方は低コストで実現できる Pre-FFT 型であり、他方は劣悪な受信環境に対する耐性を有し、干渉除去特性も良好な Post-FFT 型である。それぞれの具体的な手法は異なるものの、目的としてはアレー信号処理により同一チャンネル干渉を除去するというものであり、計算機シミュレーションや試作装置を用いて実施した野外実験の結果から、その有効性を示すことができた。同一チャンネル干渉問題に対して、放送事業者が行う送信側の対策として、また一般の放送受信者が行う受信側の対策として用いることができる。

特に、第 3 章における提案手法は放送機器メーカーにより製品化され、NHK だけでなく民間放送事業者の放送設備にも導入された。本論文執筆時点においても日本の各地で動作し、放送の安定送出に寄与している。

2011 年 3 月 11 日に発生した東日本大震災は、放送による情報伝達の重要性が改めて

見直される契機となった。その後、2012年3月に被災3県においてアナログ放送が終了となり、日本の放送は完全デジタル化となった。一方で、地上デジタル放送にはUHF 53~62 ch を 52 ch 以下に移す再編りパックと呼ばれる業務が行われている。これとともに暫定的な措置として実施されている衛星セーフティーネットの終了に向けた難視聴解消のための中継局の設置と、受信環境改善のための周波数変更（改善りパック）が行われている。

近年のモバイルブロードバンドに対する需要の高まりなど、通信事業の有効性が広く認められているものの、ニュースやスポーツ中継など、同時、同報性という放送の持つ優位性は今後も揺るがないであろう。また東日本大震災を契機とし、災害発生時の情報を得る手段として放送が担う役割が改めて見直されている。本研究が未来の放送の礎となることを願って、筆を置くこととする。

参考文献

- [1] 高橋：“放送受信技術”，日本放送出版協会（昭 57）.
- [2] 日本放送協会，日本民間放送協会連盟：“1998 年全国テレビジョン・FM・ラジオ放送局一覧”（1998）.
- [3] P. Howells: “Intermediate frequency sidelobe canceller”, U.S.Patent No.3202990 (1965).
- [4] 小川，菊間：“アダプティブアンテナ理論の進展と今後の展望”，信学論，**J75-BII**, 11, pp. 721–732 (1992).
- [5] Y. Ogawa and T. Ohgane: “Adaptive antennas for future mobile radio”, IEICE Trans. Fundamentals, **E79-A**, 7, pp. 961–967 (1996).
- [6] Y. Ogawa and T. Ohgane: “Advances in adaptive antenna technologies in Japan”, IEICE Trans. Commun., **E84-B**, 7, pp. 1704–1712 (2001).
- [7] N. Kikuma and M. Fujimoto: “Adaptive antennas”, IEICE Trans. Commun, **E86-B**, 3, pp. 968–979 (2003).
- [8] S. Applebaum: “Adaptive arrays”, IEEE Trans. Antennas Propag., **24**, 5, pp. 585 – 598 (1976).
- [9] M. Ohmiya, Y. Ogawa and K. Itoh: “Steady-state performance of the Howells-Applebaum adaptive array in a communication system”, IEICE Trans., **J65-B**, 4, pp. 499–500 (1982).
- [10] K. Ohmiya, Y. Ogawa and K. Itoh: “Effects of desired signal arrival angle errors on the steady-state performance of a Howells-Applebaum adaptive array”, IEICE Trans., **J66-B**, 4, pp. 477–484 (1983).
- [11] M. Ueno, K. Kawabata and T. Morooka: “A systolic array architecture for the Applebaum-Howells array”, IEEE Trans. Antennas Propag., **AP-38**, 8, pp. 1310–1313 (1990).

- [12] B. Widrow, P. Manteu, L. Griffiths and B. Goode: “Adaptive antenna systems”, Proc. IEEE, **55**, 12, pp. 2143–2158 (1967).
- [13] H. Koga and M. Taroumaru: “A simple and fast converging algorithm for MMSE adaptive array antenna”, IEICE Trans. Commun., **E83-B**, 8, pp. 1671–1677 (2000).
- [14] O.L.Frost, III: “An algorithm for linearly constrained adaptive array processing”, Proc. IEEE, **60**, 8, pp. 926–935 (1972).
- [15] K. Takao, M. Fujita and T. Nishi: “An adaptive antenna array under directional constraint”, IEEE Trans. Antennas Propag., **AP-24**, 5, pp. 662–669 (1976).
- [16] H. Kasami, S. Obayashi and H. Shoki: “A modified DCMP algorithm for SDMA receiver in base station of broadband fixed wireless access systems”, IEICE Trans. Commun., **E84-B**, 7, pp. 1774–1780 (2001).
- [17] K. Takao and N. Kikuma: “Tamed adaptive antenna array”, IEEE Trans. Antennas Propag., **AP-34**, 3, pp. 388–394 (1986).
- [18] R. Compton: “The power-inversion adaptive array: Concept and performance”, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., **AES-15**, 6, pp. 803–814 (1979).
- [19] J. Treichler and B. Agee: “A new approach to multipath correction of constant modulus signals”, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process., **31**, 2, pp. 459–472 (1983).
- [20] B. G. Agee: “The least-squares CMA: a new technique for rapid correction of constant modulus signal”, Proc. IEEE ICASSP, pp. 953–956 (1986).
- [21] N. Kikuma, M. Fujimoto and N. Inagaki: “Rapid and stable optimization of CMA adaptive array by Marquardt method”, Proc. IEEE AP-S Symposium, **4**, pp. 102–105 (1991).
- [22] M. Fujimoto, N. Kikuma and N. Inagaki: “Performance of CMA adaptive array optimized by Marquardt method for suppressing multipath waves”, Scripta Technica Inc., Electron. Commun. in Japan, Part 1, **75**, 9, pp. 89–100 (1992).
- [23] T. Sekiguchi and Y. Karasawa: “CMA adaptive array antennas using analysis and synthesis filter banks”, IEICE Trans. fundamentals, **E81-A**, 8, pp. 1570–1577 (1998).
- [24] 張, 楊, 唐沢: “多重波環境における帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの特性”, 信学論, **J82-B**, 1, pp. 97–108 (1999).
- [25] E. Moriyama, Y. Kamio, K. Hamaguchi and H. Furukawa: “A CMA adaptive

- array antenna system with a single receiver using time-division multiplexing”, IEICE Trans. Commun., **E84-B**, 6, pp. 1637–1646 (2001).
- [26] M. Chiani and A. Zanella: “Spatial and temporal equalization for broadband wireless indoor networks at millimeter waves”, IEEE J. Sel. Areas Commun., **17**, 10, pp. 1725–1734 (1999).
- [27] 戸田, 相原, 神尾: “アダプティブアンテナと MLSE を用いた時空等化器のフィールド受信特性”, 信学技報 SST2000-121 (2001).
- [28] 市川, 富塚, 尾保手, 鹿子嶋: “多重波環境で動作する時空間等化 MMSE アダプティブアレーアンテナ”, 信学技報 SST2000-88, pp. 1–8 (2001).
- [29] 三木, 浅井, 富里, 松本: “ビーム/ヌル同時ステアリング方式を用いた時空等化器の受信特性”, 信学技報 CS2000-2 (2000).
- [30] 林, 原: “60GHz 帯無線 LAN システムにおける時空間等化方法の検討”, 信学技報 SST2000-119 (2001).
- [31] 阿部, 松本: “周波数選択性 MIMO チャネルにおける時空ターボ等化器”, 信学技報 SST2000-122, pp. 75–80 (2001).
- [32] 戸田, 相原, 神尾: “アダプティブアンテナと MLSE を用いた時空等化器のフィールド受信特性”, 信学技報 SST2000-121, pp. 69–73 (2001).
- [33] Y. Song, H. Kwon and B. Min: “Computationally efficient smart antennas for CDMA wireless communications”, IEEE Trans. Veh. Technol., **50**, 6, pp. 1613–1628 (2001).
- [34] B. Allen and M. Beach: “On the analysis of switched-beam antennas for the W-CDMA downlink”, IEEE Trans. Veh. Technol., **53**, 3, pp. 569–578 (2004).
- [35] O. Nakamura, S. Takaoka, E. Kudoh and F. Adachi: “Frequency-domain adaptive antenna array for multi-code MC-CDMA”, IEICE Trans. Commun., **E90-B**, 4, pp. 918–925 (2007).
- [36] Y. Li and N. Sollenberger: “Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference”, IEEE Trans. Commun., **47**, 2, pp. 217–229 (1999).
- [37] S. Kapoor, D. Marchok and Y.-F. Huang: “Adaptive interference suppression in multiuser wireless OFDM systems using antenna arrays”, IEEE Trans. Signal Process., **47**, 12, pp. 3381–3391 (1999).
- [38] C. K. Kim, K. Lee and Y. S. Cho: “Adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with antenna arrays”, IEEE Trans. Consum. Electron., **46**, 4, pp. 1052–1058 (2000).

- [39] K.-K. Wong, R.-K. Cheng, K. Letaief and R. Murch: “Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system”, *IEEE Trans. Commun.*, **49**, 1, pp. 195 –206 (2001).
- [40] J. Li, K. Ben Letaief and Z. Cao: “Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **2**, 1, pp. 41 – 49 (2003).
- [41] Y.-F. Chen and C.-S. Wang: “Adaptive antenna arrays for interference cancellation in OFDM communication systems with virtual carriers”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **56**, 4, pp. 1837 –1844 (2007).
- [42] A. Alastalo and M. Kahola: “Smart-antenna operation for indoor wireless local-area networks using OFDM”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **2**, 2, pp. 392 – 399 (2003).
- [43] Y. Liu and Y. Yang: “Efficient adaptive array receiver for OFDM based wireless local area networks (WLAN)”, *IEEE Trans. Consum. Electron.*, **50**, 4, pp. 1101 – 1106 (2004).
- [44] H. Zhang and Y. Li: “Clustered OFDM with adaptive antenna arrays for interference suppression”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **3**, 6, pp. 2189 – 2197 (2004).
- [45] S. Hara, S. Hane and Y. Hara: “Simple -steering OFDM adaptive array antenna for Doppler-shifted signal suppression”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **54**, 1, pp. 91 – 99 (2005).
- [46] D. Schafhuber and G. Matz: “MMSE and adaptive prediction of time-varying channels for OFDM systems”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, **4**, 2, pp. 593 – 602 (2005).
- [47] N. Jacobsen, G. Barriac and U. Madhow: “Noncoherent eigenbeamforming and interference suppression for outdoor OFDM systems”, *IEEE Trans. Commun.*, **56**, 6, pp. 915 –924 (2008).
- [48] H. Matsuoka and Y. Sun: “Subcarrier clustering in adaptive array antenna for OFDM systems in the presence of co-channel interference”, *IEICE Trans. Electron*, **E87-C**, 9, pp. 1477–1484 (2004).
- [49] P. S. Wijesena, T. Taniguchi and Y. Karasawa: “Adaptive algorithm based on accumulated signal processing for fast fading channels with application to OFDM mobile radio”, *IEICE Trans. Commun*, **E88-B**, 2, pp. 568–574 (2005).

- [50] P. S. Wijesena and Y. Karasawa: “Beam-space adaptive array antenna for suppressing the doppler spread in OFDM mobile reception”, *IEICE Trans. Commun.*, **E87-B**, 1, pp. 20–28 (2004).
- [51] H. Suzuki, R. C. Kizilirmak and Y. Sanada: “Interference suppression in OFDM-antenna array with time shifted sampling”, *IEICE Trans. Fundamentals*, **E92-A**, 11, pp. 2945–2948 (2005).
- [52] Q.-A. Vu and Y. Karasawa: “An ISI suppressing method for SIMO-OFDM system utilizing the characteristic of the ETP-OFDM model”, *IEICE Trans. Commun.*, **1**, 268-276 (2005).
- [53] Y. Jia and S. Hara: “Improvement on virtual subcarrier assignment (VISA) for spatial filtering of OFDM signals: Multiple subcarrier puncturing”, *IEICE Trans. Commun.*, **E88-B**, 6, pp. 2516–2524 (2005).
- [54] M. Budsabathon, S. Hane, Y. Hara and S. Hara: “On a novel pre-FFT OFDM adaptive antenna array for delayed signal suppression”, *IEICE Trans. Commun.*, **E86-B**, 6, pp. 1936–1945 (2003).
- [55] M. Budsabathon, Y. Hara and S. Hara: “Optimum beamforming for pre-FFT OFDM adaptive antenna array”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **53**, 4, pp. 945–955 (2004).
- [56] D. H. Pham, T. Tabata, H. Asato, S. Hori and T. Wada: “Joint hardware-software implementation of adaptive array antenna for ISDB-T reception”, *IEICE Trans. Commun.*, **E89-B**, 12, pp. 3215–3224 (2006).
- [57] 山本, 藤井, 鈴木: “Pre-and post FFT 複合型制御による OFDM アダプティブアレーの検討”, *映情学技報 ROFT2003-32*, pp. 17–20 (2003).
- [58] M. Yoshida: “Adaptive pre-FFT equalizer with high-precision channel estimator for ISI channels”, *IEICE Trans. Commun.*, **E92-A**, 11, pp. 2669–2678 (2009).
- [59] 濱住, 伊藤, 宮沢: “広帯域信号移動受信用帯域分割型ダイバーシチ合成受信方式の特性”, *信学論*, **J80-B-II**, 6, pp. 466–474 (1997).
- [60] Q.-A. Vu, C. Vanmany, A. Bajracharya and Y. Karasawa: “An approximation method for evaluating SIMO-OFDM MRC system in multipath environment where delay profile exceeds the guard interval”, *IEICE Trans. Commun.*, **E95-B**, 1, pp. 77–86 (2012).
- [61] T. Tabata, H. Asato, H. Dang, M. Fujimoto, N. Kikuma, S. Hori and T. Wada: “Experimental study of adaptive array antenna system for ISDB-T high speed

- mobile reception” (2007).
- [62] J. Imai, M. Fujimoto, T. Shibata, N. Itoh, N. Suzuki and K. Mizutani: “Experimental results of diversity reception for terrestrial digital broadcasting”, *IEICE Trans. Commun.*, **E85-B**, 11, pp. 2527–2530 (2002).
 - [63] D. H. Pham, J. Gao, T. Tabata, H. Asato, S. Hori and T. Wada: “Implementation of joint pre-FFT adaptive array antenna and post-FFT space diversity combining for mobile ISDB-T receiver”, *IEICE Trans. Commun.*, **E91-B**, 1, pp. 127–138 (2008).
 - [64] Y.-C. Yu, M. Okada and H. Yamamoto: “Dipole array antenna assisted doppler spread compensator with MRC diversity for ISDB-T receiver”, *IEICE Trans. Commun.*, **E90-B**, 5, pp. 1214–1221 (2007).
 - [65] 木村, 濱住, 渋谷: “地上デジタル放送用 OFDM アダプティブアレーの検討”, *映情学技報 ROFT2003-46*, **27**, 17, pp. 25–28 (2003).
 - [66] 中原, 濱住, 渋谷, 佐々木: “スペースダイバシティを用いた地上デジタル放送の放送波中継の検討”, *映情学技報 BCS2001-11*, **25**, 31, pp. 7–12 (2001).
 - [67] N. Itoh and K. Tsuchida: “HDTV mobile reception in automobiles”, *Proceedings of the IEEE*, **94**, 1, pp. 274–280 (2006).
 - [68] A. Mattsson: “Single frequency networks in DTV”, *IEEE Trans. Broadcast.*, **51**, 4, pp. 413 – 422 (2005).
 - [69] J. Dixon and W. Chen: “The implementation of an adaptive echo canceller for high-speed digital data transmission”, *IEEE ICASSP.*, **3**, 1597–1600 (1991).
 - [70] 伊藤, 恵比根: “適応干渉キャンセラを用いた無線呼出し用ブースタ”, *信学技報 RCS*, **99**, 271, pp. 1–8 (1999).
 - [71] 鈴木, 恵比根: “無線呼出方式用開空間ブースタ装置の構成と特性”, *信学総大*, **1996**, 1, p. 428 (1996).
 - [72] 前山, 井上, 上村, 大和: “干渉抑圧機能を搭載した CDMA 用リピータ装置の開発”, *信学技報 MoMuC*, **101**, 686, pp. 65–70 (2002).
 - [73] 荒関, 樋口, 平井: “IF 帯で動作する逐次適応フィルタを用いた OFDM 用中継装置”, *映情学誌*, **56**, 2, pp. 229–236 (2002).
 - [74] 荒関, 栃内, 北島: “ISDB-T 放送波中継用逐次適応型キャンセラの特性改善”, *映情学技報*, **27**, 45, pp. 11–14 (2003).
 - [75] 荒関, 栃内, 北島: “地上デジタル放送波中継用逐次適応バイアス補正型干渉キャンセラ”, *信学誌 B*, **87**, 10, pp. 1815–1824 (2004).

- [76] 荒関：“地上デジタル放送用適応型回り込みキャンセラの基本検討”，映情学誌，**56**，2，pp. 290–296 (2002).
- [77] 荒関：“周波数領域処理を用いた地上デジタル放送用逐次適応型回り込みキャンセラ”，映情学誌，**56**，8，pp. 1342–1348 (2002).
- [78] 米澤，山崎，石津，千葉：“地上波デジタル放送 SFN 方式における中継局回り込み波除去”，映情学技報，**23**，73，pp. 11–16 (1999).
- [79] 米澤，千葉，長野，児山：“地上波デジタル放送 SFN 方式用回り込み波除去アンテナ”，信学技報. A・P，**99**，210，pp. 71–76 (1999).
- [80] 今村，濱住，渋谷，佐々木：“地上デジタル放送 SFN における放送波中継用回り込みキャンセラの基礎検討”，映情学誌，**54**，11，pp. 1568–1575 (2000).
- [81] 鈴木，林，國枝，四方，河合，小松，檜島：“羽咋中継局における回り込みキャンセラを用いた SFN 中継実験”，映情学技報，**26**，59，pp. 25–28 (2002).
- [82] 河合，國枝，四方，林，鈴木，小松，檜島：“姫路中継局における回り込みキャンセラを用いた SFN 中継実験”，映情学技報，**27**，24，pp. 17–20 (2003).
- [83] 岡，酒井，林：“適応フィルタを用いた地上デジタル放送向け回り込みキャンセラの実現”，信学技報 VLD，**106**，114，pp. 37–41 (2006).
- [84] 今村，竹内，横畑，成清，濱住，渋谷，石井，安藤，江口：“長良デジタル中継局における回り込みキャンセラの動作検証”，信学技報 EMCJ-2005-142，pp. 27–31 (2006).
- [85] Y.-T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo, H. M. Kim, S. W. Kim and J. S. Seo: “A design of equalization digital on-channel repeater for single frequency network ATSC system”, IEEE Trans. Broadcast., **53**, 1, pp. 23–37 (2007).
- [86] K. Salehian, M. Guillet, B. Caron and A. Kennedy: “On-channel repeater for digital television broadcasting service”, IEEE Trans. Broadcast., **48**, 2, pp. 97–102 (2002).
- [87] S. W. Kim, Y. T. Lee, S. I. Park, H. M. Eum, J. H. Seo and H. M. Kim: “Equalization digital on-channel repeater in the single frequency networks”, IEEE Trans. Broadcast., **52**, 2, pp. 137–146 (2006).
- [88] A. Wiewiorka and P. Moss: “Digital on-channel repeater for DAB”, BBC R&D White Paper 120 (2005).
- [89] K. M. Nasr, J. P. Cosmas, M. Bard and J. Gledhill: “Performance of an echo canceller and channel estimator for on-channel repeaters in DVB-T/H networks”, IEEE Trans. Broadcast., **53**, 3, pp. 609–617 (2007).
- [90] D. Lee, M. Choi and S. Choi: “Channel estimation and interference cancellation

- of feedback interference for DOCR in DVB-T system”, *IEEE Trans. Broadcast.*, **58**, 1, pp. 87–97 (2012).
- [91] P. Moss and A. Wiewiorka: “Techniques for high-performance DAB and DVB-T on-channel repeaters”, *BBC R&D White Paper* 204 (2012).
- [92] 荒関: “地上デジタル放送用適応型回り込みキャンセラの基本検討”, *映情学誌*, **56**, 2, pp. 290–296 (2002).
- [93] 堀, 菊間, 稲垣: “OFDM におけるガード区間を利用した MMSE アダプティブアレー”, *信学論*, **J85-B**, 9, pp. 1608–1615 (2002).
- [94] 堀, 菊間, 稲垣: “OFDM 用ガード期間 MMSE アダプティブアレーにおける最適化アルゴリズムの初期値に関する検討”, *信学論*, **J88-B**, 9, pp. 1821–1824 (2005).
- [95] 堀, 菊間, 稲垣: “OFDM 用ガード期間 MMSE アダプティブアレーの収束特性の改善”, *信学論*, **J80-B**, 6, pp. 1035–1039 (2003).
- [96] 堀, 菊間, 稲垣: “ガード区間を超える到来波のみを抑圧する固定受信のための OFDM 用 MMSE アダプティブアレー”, *信学論*, **J86-B**, 9, pp. 1934–1940 (2003).
- [97] S. Weinstein and P. Ebert: “Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform”, *IEEE Trans. Commun.*, **19**, 5, pp. 628–634 (1971).
- [98] H. Asami and M. Sasaki: “Outline of ISDB systems”, *Proceedings of the IEEE*, **94**, 1, pp. 248–250 (2006).
- [99] M. Takada and M. Saito: “Transmission system for ISDB-T”, *Proceedings of the IEEE*, **94**, 1, pp. 251–256 (2006).
- [100] K. Shibuya: “Broadcast-wave relay technology for digital terrestrial television broadcasting”, *Proceedings of the IEEE*, **94**, 1, pp. 269–273 (2006).
- [101] 菊間: “アレーアンテナによる適応信号処理”, 科学技術出版 (1998).
- [102] J. M. Cioffi and T. Kailath: “Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering”, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, **ASSP-32**, 2, pp. 304–337 (1984).
- [103] J. M. Cioffi: “The fast adaptive ROTOR’s RLS algorithm”, *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, **38**, 4, pp. 631–653 (1990).
- [104] T. Kirimoto, Y. Harasawa and A. Shimada: “A multiple sidelobe canceller switching over auxiliary antennas arranged in triangular order”, *IEICE Trans. Commun.*, **E77-B**, 4, pp. 519–525 (1994).
- [105] Y.-H. Choi: “Efficient generalized sidelobe canceller for partially adaptive beam-

- forming”, IEICE Trans. Commun., **B87-B**, 3, pp. 735–741 (2004).
- [106] 渡辺, 松江, 村瀬: “干渉抽出型補償器”, 信学論, **J74-B-II**, 9, pp. 469–478 (1991).
- [107] 原沢, 桐本: “補助アンテナ数切換え型グラムシュミット SLC”, 信学論, **J75-B-II**, 11, pp. 826–834 (1992).
- [108] 平田, 桐本, 立花, 真野: “干渉波抑圧性能の入射方向依存性を最小化する MSLC の補助アンテナ配置方法”, 信学論, **J78-B-II**, 11, pp. 708–716 (1995).
- [109] 宝珠山, 杉山: “ブロッキング行列にリーク適応フィルタを用いた一般化サイドローブキャンセラ”, 信学論, **J79-A**, 9, pp. 1516–1524 (1996).
- [110] 平田, 堀田, 川相, 真野, 別段: “グラムシュミット処理とタップドディレイラインを用いたマルチサイドローブキャンセラ”, 信学論, **J81-B-II**, 1, pp. 29–37 (1998).
- [111] 平田, 関口, 藤坂: “SLC 型の前処理を行うアダプティブアレーアンテナ”, 信学論, **J84-B**, 3, pp. 534–543 (2001).
- [112] 平田, 関口, 宮下, 牧野: “広い補助アンテナ間隔を要するサイドローブキャンセラの補助アンテナ配置方法”, 信学論, **J87-B**, 9, pp. 1266–1276 (2004).
- [113] 安藤, 神原, 中原: “地上デジタル放送用等化判定中継装置の室内実験”, 映情学年大 (2003). 19-8.
- [114] 石田, 佐藤, 東: “CN リセット装置の開発とフィールド実験”, 映情学技報, **27**, 62, pp. 9–12 (2003).
- [115] T. Tabata, S. Hori, N. Kikuma, T. Wada, M. Fujimoto and H. Asato: “Experimental study of adaptive array antenna system for ISDB-T mobile reception”, Proc. ISAP (2009).
- [116] 安藤, 神原, 中原, 阿良田: “地上デジタル放送用ダイバーシティ受信型中継装置の室内伝送実験”, 映情学年大 (2002). 23-4.
- [117] 竹内, 成清, 安藤, 濱住, 渋谷: “ISDB-T 用アダプティブアレーの開発 — フィールドにおける同一チャンネル干渉除去実験 —”, 映情学誌, **61**, 1, pp. 67–75 (2007).
- [118] 竹内, 木村, 濱住, 渋谷: “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 —”, 映情学誌, **60**, 1, pp. 66–75 (2006).
- [119] “地上デジタルテレビジョン放送の伝送方式”, 電波産業会標準規格 ARIB STD-31 参考資料 (2001).
- [120] S.Haykin: “Adaptive Filter Theory”, Prentice-Hall (1996).
- [121] T. Fujii and M. Nakagawa: “Unicast and broadcast packet sharing method for OFDM multi-base station system with array antenna on mobile terminal”, IEICE Trans. Commun., **E85-B**, 2, pp. 514–522 (2002).

- [122] 羽根, 原, 原: “OFDM アダプティブアレーアンテナを用いた到来波の選択的受信法に関する検討”, 信学技報 A・P2001-69, pp. 35–41 (2001).
- [123] 今井, 小川, 大鐘: “OFDM 通信系におけるアダプティブアレーに関する検討”, 信学技報 A・P2001-115, pp. 15–21 (2001).
- [124] 中原, 濱住, 渋谷, 阿良田: “地上デジタル放送の放送波中継におけるスペースダイバシティ受信の適用”, 映情学技報 BCS2001-26, **25**, 50, pp. 13–18 (2001).
- [125] 竹内, 渋谷: “地上デジタル放送の判定再生中継における伝送特性”, 信学技報 EMCJ2005-141, **105**, 643, pp. 21–25 (2005).
- [126] A. Tarighat, R. C. J. Hsu, A. H. Sayed and B. Jalali: “Digital adaptive phase noise reduction in coherent optical links”, *J. Lightw. Technol.*, **24**, 3, pp. 1269–1276 (2006).
- [127] “ETR 290: Measurement guidelines for DVB systems”, ETSI Technical Report (1997).
- [128] 横畑, 成清, 竹内, 今村, 濱住, 渋谷, 成尾, 倉島, 石井: “みやぎ実験局における SFN 放送波 2 段中継実験”, 信学技報 EMCJ-2005-137, pp. 1–4 (2006).
- [129] 成清, 横畑, 竹内, 今村, 濱住, 渋谷, 成尾, 倉島, 石井: “みやぎ実験局における同一チャンネル干渉除去実験”, 信学技報 EMCJ-2005-138, pp. 5–8 (2006).
- [130] H.C.Lin: “Spatial correlations in adaptive arrays”, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, **30**, 2, pp. 212–223 (1982).
- [131] 高田, 太郎丸: “MMSE 合成によるアダプティブアレーと空間ダイバーシティの等価性 – 干渉除去と電力合成の観点からみた伝搬モデルに関する考察 –”, 信学技報 A・P97-210, pp. 65–72 (1998).
- [132] 今村, 濱住, 渋谷, 佐々木: “地上デジタル放送 SFN における放送波中継用回り込みキャンセラの基礎検討”, 映情学誌, **54**, 11, pp. 1568–1575 (2000).
- [133] 荒関, 栃内, 北島: “地上デジタル放送中継局用適応等化の時変系伝送路への適用”, 映情学誌, **57**, 12, pp. 1740–1747 (2003).
- [134] 前山, 井上: “回り込み干渉抑圧機能を搭載した CDMA セルラ用リピータの開発”, 信学論, **J87-B**, 9, pp. 1194–1202 (2004).
- [135] M. Lee, B. Keum, Y. S. Shim and H. S. Lee: “An interference cancellation scheme for mobile communication radio repeaters”, *IEICE Trans. Commun.*, **E92-B**, 5, pp. 1778–1785 (2009).
- [136] J. Litva and T. K.-Y. Lo: “Digital Beamforming in Wireless Communications”, Artech House (1996).

- [137] Y. G. Li and N. R. Sollenberger: “Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference”, *IEEE Trans. Commun.*, **47**, 2, pp. 217–229 (1999).
- [138] 孫, 佐野: “回り込み干渉をもつ OFDM 系 SFN 中継伝達特性の同定”, *信学論*, **J88-A**, 9, pp. 1045–1054 (2005).
- [139] 孫, 佐野: “OFDM 系 SFN 中継における回り込みの適応キャンセリング”, *信学論*, **J89-A**, 10, pp. 801–813 (2006).
- [140] 三木: “地上デジタルテレビジョン放送の伝送特性と放送波中継 SFN の回り込み波に関する一検討”, *映情学誌*, **54**, 4, pp. 609–614 (2000).
- [141] 竹内, 今村, 濱住, 渋谷: “回り込み波の変動と遅延拡がり”, *映情学誌*, **58**, 7, pp. 957–965 (2004).
- [142] K. Yano, M. Taromaru and M. Ueba: “Performance of pre-FFT type MMSE adaptive array antenna with iterative weight update in presence of sporadic intra-symbol interference”, *IEICE Trans. Commun.*, **E92-B**, 5, pp. 1852–1859 (2009).
- [143] C. K. Kim: “Pre-FFT adaptive beamforming algorithm for OFDM systems with array antenna”, *IEICE Trans. Commun.*, **E86-B**, 3, pp. 1144–1148 (2003).
- [144] S. H. Q. T. Tran, Y. Jia, M. Budsabathon and Y. Hara: “A pre-FFT OFDM adaptive array antenna with eigenvector combining”, *IEICE Trans. Commun.*, **E89-B**, 8, pp. 2180–2188 (2006).

謝辞

本論文をまとめるにあたり，終始懇切なる御指導と御鞭撻を賜った慶應義塾大学工学部 池原雅章教授に心から感謝いたします。また本論文の作成にあたっては，慶應義塾大学工学部 浜田望教授，大槻知明教授，眞田幸俊教授に懇切なる御教示を賜ったことを，深く感謝いたします。

本研究は日本放送協会放送技術研究所において機会を与えられ実施したものである。本研究の機会を与えて頂いた三宅誠元所長，榎並和雅元所長，谷岡健吉元所長，久保田啓一元所長（現，技師長），藤沢秀一所長に感謝いたします。河口正人元主幹（現，NHK エンジニアリングサービス 理事長），黒田徹副所長には，研究の節目において適切なお助言を頂いたことに感謝申し上げます。佐々木誠元主幹，野本俊裕元主幹，正源和義元主幹，藤田欣裕元主幹，伊藤泰宏部長には研究の機会を与えて頂くとともに，研究の方向性について御指導，御鞭撻を賜ったことに感謝いたします。

渋谷一彦主任研究員，齊藤正典主任研究員，濱住啓之主任研究員には，研究の進め方や論文のとりまとめについて御助言を頂くとともに暖かいご助言を，居相直彦副部長には日頃から適切なるご助言と業務上のご配慮を頂きましたことに深謝いたします。今村浩一郎チーフエンジニアには研究全般から論文のとりまとめまで，終始有益な議論および多大な御指導を頂きました。岡野正寛チーフエンジニア，安藤嘉高チーフエンジニア，横畑和典チーフエンジニア，山崎雷太専任エンジニア，成清善一研究員には適切なお助言と，実験にあたりご協力を頂きました。心より感謝申し上げます。

最後に本研究の遂行にあたり，ご協力を頂いた放送技術研究所放送ネットワーク研究部の関係諸氏に謝意を表します。