

トータルレコーディング技術を用いた
地上デジタル放送波の
精密伝搬測定法と
伝搬劣化対策に関する研究

竹本 淳

電気通信大学電気通信学研究科
博士（工学）の学位申請論文

2010 年 3 月

トータルレコーディング技術を用いた
地上デジタル放送波の
精密伝搬測定法と
伝搬劣化対策に関する研究

博士論文審査委員会

主査	唐沢好男	教授
委員	橋本 猛	教授
委員	桐本哲郎	教授
委員	中嶋信生	教授
委員	藤井威生	准教授

著作権所有者

竹本 淳

2010

Abstract

In this thesis, firstly, in Chapters 2-5, we present the “Total Recording Method” that records the Digital Terrestrial TV (DTV) radio wave signal before demodulation. This method has a merit that Total Recording system is able to capture the Low intermediate frequency (Low IF) signal without degrading the quality of reception signal by using ADC and DAC. Therefore, this is a promising method for evaluating various wireless propagation characteristics and analyzing diversity effects through off-line signal processing. DTV signals of the multiple TV stations are transmitted over contiguously arranged frequency bands. We need to filter the received signal by BPF to avoid the aliasing as sampling the signal. Typically, in practice, an undesired signal remains in the output of BPF. To reduce the data transfer rate in recording, it is admitted to overlap the undesired signal of the desired signal and harmonic signal by choosing proper recording parameters such as the sampling frequency and local oscillator frequency. As previously described, we call the scheme “Critical Sampling” which is very important for the realization of a practical recording system based on personal computers. To apply the Total Recording method, how to determine the optimal values of the parameters such as the sampling frequency and local oscillator frequency is discussed in Chapter 4. With the Total Recording method, we can realize efficient recording without losing CNR.

Secondly, in Chapters 6-8, we indicate that the estimation and evaluation method of a propagation environment and analyzing method of diversity reception based on the total recording method. For the purpose of outdoor reception of the DTV signals and evaluation of propagation characteristics under a severe fading condition, it is necessary to understand the propagation characteristics such as MER (Modulation Error Ratio) with high resolution in time and frequency domains and DOA (Direction of Arrival) estimation. In Chapter 6, we propose a novel measurement method based on obtaining the correlation of the two signals, the high SNR signal as the Reference signal and the Target signal to be analyzed. To assume frequency flat fading and get sufficient information volume for analysis, an OFDM signal was segmented into the unit of frequency domain (72[kHz]) and time domain (18.1[ms]). By taking correlation between the Measurement signal and the Reference signal, we obtained high resolution propagation analysis output by the unit of 72[kHz] x 18.1[ms]. In Chapter 7, we propose a scheme of getting Directions of Arrival and Delay Time over DTV. The scheme uses the correlation between the Reference and Target signals as a “Virtual Array”. To obtain the arrival wave number / angle and the spectrum, estimation algorithms such as MUSIC can be applied. In fact, two reflection waves were observed in sufficient accuracy (angular resolution: about 1[deg], delay time resolution: within 20[ns]). In Chapter 8, we suggest a PreFFT Maximal-Ratio Combining Diversity scheme for Mobile Reception of DTV Signal based on “Radio Signal Processing”. Before demodulating, the signal is separated into multiple bands for the calculation of the combining weights. “Radio Signal Processing” means signal processing directly in a low IF stage without conversion to baseband signal. We indicate the improvement of 2-branch and 4-branch diversity combining quantitatively. In the case of a single antenna, the area reception rate is close to 20%. However, we confirmed the increase of the rate, up to 40% in 2-branch diversity and up to 50% in 4-branch diversity.

We have proposed the promising scheme for analyzing propagation characteristics of the DTV based on the Total Recorder. The Total Recorder will make a set of experiment and analysis more practical and easier.

要旨

地上アナログ放送から地上デジタル放送への完全移行まで 500 日を切り、アナログ放送と同等の受信環境の維持が重要となっている。移動体等での受信の場合には、アンテナ設置高が低いこと及び周囲の伝搬環境が刻々と変化するため、安定した受信が望みにくい。また、固定受信であっても、室内アンテナによる受信においては、室内条件（窓・家具の配置、家屋の材質等）により送信局方向が見通しとなる保証が無く、劣悪な伝搬環境となることが多い。このため、伝搬環境の不安定な環境に耐性のある受信手法の構築はもちろん、定量的かつ精密な伝搬環境の取得手段が望まれている。

本論文では、第一に、第 2 章～第 5 章にて、無線通信解析において多様性のある使用用途を実現する、“トータルレコーディング”と呼ばれる変調波収録システムについて述べる。トータルレコーダの実運用においては、BPF (Band Pass Filter) が理想ではないために所望波スペクトラム近傍に不要成分が残留する。このような入力信号においても低サンプリングレートでの収録を実現するクリティカルサンプリングについて併せて説明する。本レコーダの構成について述べると共に、収録することによる信号品位の劣化が見られないことを示すため、実際に製作したトータルレコーダにより実収録を行った。受信所望波には隣接チャンネルに不要波が残留するため、クリティカルサンプリングを適用できる条件であった。このため、第 4 章に示す条件式により導出されるサンプリング周波数・局部発振周波数により収録を行ったところ、直接復調する場合と同等の品位にて実際のシミュレーション利用に十分な数時間の収録を可能とした。

第二に、トータルレコーダをベースとした伝搬環境推定及びダイバーシチ手法を述べる。ターゲットは番組放送中の実放送波であり、伝送内容が未知の信号であることである。本論文での伝搬環境推定手法においては、測定される被測定信号に加え、高品質信号を基準信号として収録する点が重要である。第 6 章では、伝送特性の精密測定法について述べる。受信 OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 信号を時間軸・周波数軸方向のブロックごとに区切り、被測定信号・基準信号間の位相・振幅を比較することで、従来の測定器に比べ、時間軸・周波数軸方向に高精密な出力結果が得られる測定法を提案する。実際に、周波数領域 ($\Delta f = 72[\text{kHz}]$) 及び時間領域 ($\Delta t = 18.1[\text{ms}]$) のグループをひとつの単位として処理を行い、周波数軸並びに時間軸方向に精密な出力結果を得た。第 7 章での到来方向・遅延時間推定では、被測定アンテナ素子・基準信号アンテナ素子間の相関を求め、これらを“バーチャルアレー”とすることで任意のアルゴリズム（本論文では MUSIC (Multiple Signal Classification 法) 法を採用したが、これに限らない) を適用することで、放送波のように伝送内容が未知の場合であっても到来方向・遅延時間の推定を実現した。実際の解析において、それぞれ 2 波ずつ、予想値通りに高精度 (角度 1°]程度、遅延 $20[\text{ns}]$ 以内) で反射波の観測を確認した。また、第 8 章においては、帯域分割型電波信号処理ダイバーシチ技術について説明する。これは、従来とは異なり受信 OFDM 信号を Low IF (Low Intermediate Frequency) 信号の状態において複数の帯域に分割し、分割された各々の帯域に関しウェイトを求め最大比合成するものである。単一アンテナでは 20% 程度のエリアでしか可能でないが、2 素子のダイバーシチではそのエリアが 40%に、4 素子のダイバーシチを行えば 50%程度まで広げられることが確認された。

このように、トータルレコーディング技術を基盤とした新たな測定・解析手法により、地上デジタル放送を始めとした無線通信技術解析への新たな有用策が提示された。

目次

第1章	序論	1
第2章	地上デジタル放送の基本技術	4
2.1	地上デジタル放送の現状	4
2.1.1	海外での地上デジタル放送の現状	4
2.1.2	日本での地上デジタル放送の現状	5
2.2	ISDB-T 方式	7
2.2.1	ISDB-T 方式の概要	7
2.2.2	地上デジタル放送の移動受信の現状	7
2.3	OFDM	8
2.3.1	OFDM の原理	8
2.3.2	OFDM の特徴	10
2.3.3	OFDM の送受信	11
2.3.4	マルチパスとフェージング	11
2.3.5	ガードインターバル	12
2.3.6	時間インタリーブ	12
2.3.7	周波数インタリーブ	13
2.4	サンプリング定理	13
2.4.1	帯域制限信号	13
2.4.2	サンプリング定理	13
2.4.3	エリアシング	14
第3章	トータルレコーディングシステムの概要	15
3.1	トータルレコーダの概要	15
3.2	所望波受信システム	16
3.3	所望波収録システム	17
3.4	超高速 DAC/ADC	19
3.5	汎用品使用の留意点：UHF ブースタ・BPF	20
第4章	クリティカルサンプリング	21
4.1	クリティカルサンプリングの目的	21
4.2	クリティカルサンプリングの具体的適用方法	21

4.2.1	クリティカルサンプリングのパラメータ設定	21
4.2.2	Type1：所望波片側に他放送波が存在する場合	22
4.2.3	Type2：両側隣接チャンネルにて放送波が存在する場合	25
4.2.4	所望波選定の考え方	27
4.3	収録システムの実例	28
4.3.1	固定受信信号の高品質収録系	28
4.3.2	低品質信号複数ブランチ同時収録系	29
4.4	主観評価パラメータ	30
第5章	トータルレコーダにおける収録信号品位の評価	32
5.1	所望波収録信号品質	32
5.1.1	UHF 帯域の使用状況と受信所望波	32
5.1.2	帯域制限信号	34
5.1.3	Low IF 信号	35
5.1.4	信号取り込みとトータルレコーダ出力品質	36
5.1.5	クリティカルサンプリング収録の妥当性の検討	38
5.2	収録信号と妥当性	40
5.2.1	ADC 電圧レンジと収録品質	40
5.2.2	効率	41
5.3	パソコン技術の進化とトータルレコーダ高速化	42
5.3.1	PC-AT 互換機とその特徴	42
5.3.2	トータルレコーダの高速化とパソコン技術	43
5.3.3	収録時間	46
第6章	トータルレコーディング技術に基づく地上デジタルテレビジョン放送 信号伝送特性の精密測定法	47
6.1	本手法が求められる背景	47
6.2	測定原理	48
6.3	解析領域と評価項目	51
6.4	測定系の基本構成	52
6.5	測定形に求められる周波数安定条件	53
6.6	信号処理の詳細	54
6.6.1	同時刻シンボルの探索	54
6.6.2	MER 値の算出	55
6.7	実証実験	57
6.7.1	測定環境	57

6.7.2	測定結果	57
第7章 トータルレコーディング技術に基づく地上デジタル放送マルチパス波の到来方向・遅延時間の高分解能測定法		
7.1	本手法が求められる背景	60
7.2	測定原理	61
7.2.1	到来方向の推定手法	61
7.2.2	遅延時間の推定方法	64
7.3	実証実験	66
7.3.1	受信環境と受信波緒元	66
7.3.2	データ取得の実際	68
7.3.3	信号処理の概要	69
7.4	測定結果	70
7.4.1	遅延時間	70
7.4.2	到来角度	71
7.4.3	反射源の特定	72
第8章 地上デジタル放送の移動体受信における電波信号処理型最大比合成ダイバーシチ		
8.1	本手法が求められる背景	74
8.2	地上デジタル放送波のフィールドデータ収録	75
8.2.1	地上デジタル放送波の諸元	75
8.2.2	フィールドデータ収録	75
8.3	復調前帯域分割型最大比合成ダイバーシチ	79
8.3.1	ベースバンド信号処理による最大比合成ダイバーシチ	79
8.3.2	電波信号処理による最大比合成ダイバーシチ	82
8.4	実測データに基づくダイバーシチ効果の評価と考察	83
第9章 結論		
付録 トータルレコーダシステム構築の実際		
A	基本構成パーツ選定の指針	90
A.1	構成パーツ選定の最低基準	90
A.2	CPU の選択	91
A.3	バスコントローラを選択	91

A.4	HDD の選択	92
A.5	メモリの選択	93
A.6	オペレーティングシステムの選択	94
A.7	フィールド収録時の留意点	95
B	システム構築の実際	96
B.1	システムケース製作	97
B.2	基本構成	99
B.3	本システムの動作チェック	102
参考文献		104
論文リスト		108
謝辞		110
著者略歴		111

第1章 序論

日本国内の地上デジタルテレビジョン放送は、2003年のISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 方式によるサービス開始以降、空中線電力の増力・中継局の置局が実施され、着実にサービスエリアが拡大しほぼ日本全土で受信が可能となった[1]。地上デジタル放送対応の受信機の普及が進み、通常のハイビジョン画質での固定受信及び部分受信（ワンセグ）については支障なく受信が可能である。また、デジタル放送においては、アナログ放送では伝搬障害の影響を受けるために受信が困難な地域であっても、ISDB-T方式がベースとしているOFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) の特徴により直接の受信が可能となるケースも見られるが[2]、この判断には空間の受信波品質の詳細な把握が求められる。一方、アナログテレビジョン放送の停波・終了まで2年を切っており、各アンテナメーカーより発売される、簡易な受信手法である室内アンテナのラインナップが豊富となっているが[3]、より安定した受信のためには、部屋内の伝搬環境の詳細な確認が必要である。また、自動車といった高速な移動体での移動受信は、カーナビゲーションシステムに代表されるようにアナログ放送時代からのニーズである。地上デジタル放送の場合、固定受信向け（12セグメント）対応の受信機があるが復調後に合成を行うダイバーシチ受信機であり回路構成が複雑になるという問題点がある[4]。

また、実際にフィールド実験を行う場合、屋外でリアルタイムに解析評価に必要なパラメータを取得する必要がある他、地上デジタル放送においては、固定受信向けハイビジョン放送・ワンセグ等と伝送パラメータが異なるサービスが複数存在しているために、収集が必要となるパラメータが膨大なものになってしまう。固定向け放送の移動受信に関連するものには、シミュレーションシステムによるもの[5]、実際にフィールド環境で実験を行うものが多い。前者に関しては、あくまでコンピュータによる計算シミュレーションであり、これにより得られる結果は、与えられた伝搬モデルに依存したものとなる。また後者についてであるが、例えば、ダイバーシチ受信のアンテナブランチ数についてNHK技研がフィールド実験を行っている。ここでは、単位時間内にエラーが発生した場合を『エラー発生』と定義し、受信した信号のエラーをリアルタイムに解析することで結果を導出している。この方法は、目的とするデータを直接に得る方法であり、有効性が高いが、リアルタイムの処理になるため、誤り発生の微視的な解析が難しい[6]-[9]。

従って上記の方法の短所を解消し、移動体受信信号の劣化の定量的な把握と劣化対策を行う場合、フィールド環境で放送波の電波形式を保持したまま記録し、オフライン状態で詳細に解析する方法が望ましい。この方法の場合、リアルタイムで実行する必要がある作業は、解析評価用のサンプルとして必要となる実放送波の収録のみである。解析については、収録サンプルにオフラインで処理を加えることで実施できる。実放送波を利用したシ

ミュレーションであるため、CNR (Carrier to Noise Ratio) ・MER (Modulation Error Ratio) ・BER (Bit Error Rate) といった定量的パラメータの確認はもちろん、出力結果をテレビ受像機に放送映像として出力することが可能となる。このため、従来の定量的パラメータに依る分析に加え、予め評価方法を明確に定義する必要はあるが“テレビ放送として、どう映っているか”という主観的解析が可能となる。このため、結果の導出過程のバリエーションが増え、ユーザの要求に応じた解析ができる。

上述のオフラインでの地上デジタル放送の移動体受信解析を支援する目的で、前半部分では、実際に受信される変調波の電波形式を崩すことなく信号品位を維持した記録・再生が可能であるトータルレコーダの技術を述べる。この方法では、ソースである所望波収録のみフィールド環境で実施すれば良く、時々刻々変化するBERやCNR・MERの定量的な解析に加え、実際の放送映像としての定性的主観的評価も可能である。具体的には、濾波された所望波をLow IF (Low Intermediate Frequency) 信号に変換し、この信号をADC (Analog Digital Converter) により高速にパソコン搭載のHDDへ転送する。シミュレーション等を実施する場合は、この収録信号に対しソフトウェア的に処理を加える。Low IF信号であるDAC (Digital Analog Converter) 出力を本来の放送帯域であるUHF帯域アップコンバートを行い、この信号を測定器に入力することで必要なパラメータを得ることができる。また、トータルレコーダの製作についても述べる。

後半では、トータルレコーダの特徴を生かした解析評価手法について述べる。地上デジタル放送に採用されているOFDMでは、遅延環境での耐性を高めるためにシンボルの一部をコピーするガードインターバル (サイクリックプレフィックス) が導入されている[10]。従って、ガードインターバル適用後の1シンボルには同じ情報を持つ部分が存在するため、その相関を導出することで、各シンボルを分離すること及び受信信号の時刻を特定することが可能となる。第7章では、時間軸及び周波数軸方向に高分解能な伝送特性測定法を説明する。実際の解析は放送中の地上デジタル放送波単独ではなく、送信所が見通しとなる位置に設置したアンテナで受信した高品質信号と、測定したい被測定信号との相関から導出する。受信した時系列のOFDM信号に対し、出力伝送特性が安定し周波数特性がフラットとなるよう、周波数・時間軸方向に十分小さいブロック単位に分割、被測定信号と基準信号双方のコンスタレーションを比較し、MER並びに位相回転等のパラメータを得るものである。第8章においては、マルチパス環境における到来波の到来方向及び遅延時間の高分解能測定法について述べる。トータルレコーダを用いた収録時には、基準信号と被測定信号の1:1での収録をアレー素子数分繰り返す。この基準信号と被測定信号の相関を求め、この出力結果をバーチャルアレーとする。このバーチャルアレーに対し任意のアルゴリズムを適用し、到来方向・遅延時間推定を実現する。本論文ではMUSIC (Multiple Signal Classification法) 法を用いているが、本論文のポイントは“バーチャルアレー導出”にあり、MUSIC法のみに限定するものではない。帯域分割型復調前ダイバーシチについて第9章で説明する。地上デジタル放送の移動体受信下では、1チャンネル6MHzでは周波数選択

性フェージングを生じていることから、帯域分割型のダイバーシチが求められる。本手法では復調前に処理を行うため、復調後に処理を行いブランチ数だけチューナが必要となる従来手法に比べ、チューナが1個でよいというメリットがある。また、処理の効率化を図るため、ベースバンド変換を行わず収録したLow IF (Low Intermediate Frequency) 信号に直接処理を行う“電波信号処理”を提案する。

これら受信側での解析で完結するこれらの手法が、地上デジタルテレビ放送の移動体受信時の特性評価に有用な測定手段であることを述べる。

第2章 地上デジタル放送の基本技術

2.1 地上デジタル放送の現状

2.1.1 海外での地上デジタル放送の現状

日本では 2003 年 12 月 1 日より ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 方式による地上デジタル放送が開始されている。一方、諸外国ではそれ以前からサービスが展開されており、大きくアメリカ方式の ATSC (Advanced Television Systems Committee) 方式・ヨーロッパ方式の DVB (Digital Video Broadcasting) 方式・日本方式の ISDB-T 方式が主流である。

アメリカ合衆国では、1987 年に FCC (Federal Communications Commission : 連邦通信委員会) が、次世代テレビ (ATV : Advanced TV) についての諮問を行ったことが最初である。後に、民間の技術委員会 ATSC により規格文書化され、1996 年に FCC によって ATSC 方式として制定された。ATSC 方式は、シングルキャリアである 8VSB (Vestigial Sideband) 方式を採用している。そのため、マルチキャリアである OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) 方式に比べ、移動体受信などの面で不利との指摘がある。なお、受信機の普及・デジタル放送への移行は遅々として進んでおらず、当初予定から度重なる延期が為され、2009 年 6 月 12 日に完全移行した。

ヨーロッパでは、1993 年、政府・放送事業者・機器製造事業者で構成される団体 DVB が設立され、地上放送に限らず、衛星・CATV 等のデジタル放送方式の策定を行った。地上放送の規格は DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 方式として策定されている。ヨーロッパ各国では周波数が逼迫しているため、親局と中継局で同じ周波数 (チャンネル) を用いる SFN (Single Frequency Network : 単一周波数ネットワーク) を行う必要があることから、マルチキャリア変調である OFDM が採用されている。また、地域性を重視して、国毎に柔軟な運用を行っており、その開始時期及び完全移行時期は異なる。

その他の諸外国では、オーストラリアでは 2001 年に DVB-T 方式による放送を開始、韓国でも同じく 2001 年に、固定受信を目的に ATSC 方式による放送を実施しているが、日本方式におけるワンセグに対応する移動体での受信に関しては ATSC 方式では困難であるため、ヨーロッパのデジタルラジオ方式を拡張した、OFDM 変調である T-DMB (Terrestrial-Digital Multimedia Broadcasting) 方式により行われている。また、南アメリカに位置するブラジルでは、ISDB-T 方式・DVB-T 方式・ATSC 方式との比較実験を通じ、技術的に優位であった ISDB-T 方式をベースとし、映像圧縮方式を H.264 とした

SBTVD-T (Sistema Brasileiro de Televisao Digital-Terrestre) 方式でのサービス開始が 2006 年に決定され、2009 年には同じく南アメリカ諸国のペルー・アルゼンチン・チリ・ベネズエラ（ペルーが 4 月，アルゼンチンが 8 月，他は 9 月）において日本方式の採用が決定した。2008 年に放送開始した中華人民共和国のように，上述の 3 大方式以外の独自方式を開発している国もある。

2.1.2 日本での地上デジタル放送の現状

日本では、2003 年 12 月 1 日午前 11 時に、東京・大阪・名古屋の 3 地域で ISDB-T 方式による本放送が開始された。地上デジタル放送では、UHF 帯を使用して放送を行うと定められている。一方、国土の隅々まで隈なくテレビ放送を届けるため、UHF 帯を割り当てられたアナログ放送の送信所・中継所が非常に多いのが現状である。そのため、アナログ放送だけでテレビ放送用に割り当てられた周波数が逼迫する事態が発生していた。

表 2.1 : ITU-R 勧告での地上デジタル放送方式の概要[11]

	System A (ATV : 米国)	System B (DVB-T : 欧州)	System C (ISDB-T : 日本)
映像符号化方式	MPEG-2 Video		
音声符号化方式	Dolby AC3	MPEG-2 Audio(BC)	MPEG-2 Audio AAC
多重化方式	MPEG-2 systems		
帯域幅	5.38[MHz](-3[dB])	7.61[MHz]	5.6[MHz]
キャリア数	1	1705/6817	1405/2809/5617
変調方式	8 値 VSB	OFDM QPSK/16QAM/64QAM/ MR 16QAM/ MR 64QAM	OFDM DQPSK/QPSK/ 16QAM/64QAM
誤り訂正内符号 (符号化率)	トレリス符号化 (2/3)	パンクチャド畳み込み (1/2,2/3,3/4,5/6,7/8)	パンクチャド畳み込み (1/2,2/3,3/4,5/6,7/8)
外符号	RS(207,187)	RS(204,188)	RS(204,188)
情報レート	19.39[Mbps]	最大 31.67[Mbps]	最大 23.2[Mbps]
備考	NTSC 波との周波数 共用を考慮した VSB データフレー ム採用	キャリア数は SFN 構成 要否により選択	キャリア数は SFN 構 成要否または移動体受 信可否により選択
勧告番号	BT,1306 BT,1206		

そこで、地上デジタル放送の周波数を確保するために、アナログ放送の周波数を移動させる必要があった。これがアナログ周波数変更（アナアナ変換）である。現在、全ての地域でこの作業が終了しており、首都圏地区においては、2005年9月より段階的に空中線電力出力の増力が行われ、2005年12月1日よりサービスエリアが最大となるフルパワー化が完了した。なお、現時点でのサービスエリアカバー率は9割以上であり、その普及率は6割を超えている。2011年7月に地上デジタル放送に完全移行する予定である。

地上デジタル放送では、アナログ放送では考えられなかった放送サービスが実現している。HDTV（High Definition TV：ハイビジョン放送）、CDに匹敵する高音質・5.1チャンネルサラウンド放送、知りたいときにいつでも情報を取り出せるデータ放送などが主なサービスである。さらには、SDTV（Standard Definition TV）による複数番組編成、電子番組ガイド（EPG：Electronic Program Guide）の他、文字多重放送に標準で対応している。アナログ放送では、受動的な視聴に終わっていたが、地上デジタル放送では、ユーザー側が使いこなすことで、自分が目的とする情報が手にできる情報端末としての使用も可能となる。また、屋外における携帯端末向け放送（ワンセグ：1セグメント放送）の視聴、自動車等の移動体における固定受信向けHDTV放送の移動受信も可能となっているが、この点については次節で述べる。

表 2.2：ISDB-T の主な特徴

特徴	説明
マルチキャリア変調（OFDM）の採用	複数のキャリアを使用することで1シンボル長を長くすることができ、マルチパス妨害による周波数特性のひずみの影響に対応できる。OFDMでは、複数のキャリアの変復調をIFFT/FFTにより高速に行うことができる。
ガードインターバル	シンボル間に緩衝時間（ガードインターバル）を設けることで、マルチパス妨害に対処できる。
周波数・時間インターリーブ	マルチパス妨害・インパルス雑音・フェージング妨害への耐性。
SFN（Single Frequency Network）	ガードインターバルを長くすることで、同じ周波数で中継を行うことが可能。周波数の有効活用につながる。
OFDMセグメントの採用と階層伝送	ひとつの帯域を分割することで、部分的に変調方式・誤り訂正符号化率を変える階層伝送が可能となる。また、1セグメントのみを受信する部分受信（地上デジタル音声放送互換）も可能である。
互換・共用性	映像・音声符号化方式、多重化方式の統一により、ISDB方式間の互換・共用性がある。複数の放送を1台の受信機で受信可能。

表 2.1 に、日本の ISDB-T 方式を含めた各地域の放送方式を記した。音声符号化・映像符号化・多重化方式については、各方式とも大きな違いは見られない。しかし、伝送方法については各国で放送環境が異なるため、表のような複数の方式となっている。無線利用の地上デジタル放送の方式は、ITU-R (International Telecommunication Union-Radiocommunication Sector: 国際電気通信連合無線通信部門) により勧告がなされている。

2.2 ISDB-T 方式

2.2.1 ISDB-T 方式の概要

ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial) 方式は、上で述べた方式の内、最も我が国の放送事情に即した方式となっている。映像・音声符号化方式・多重化方法を統一したことにより、ISDB 方式のひとつである BS デジタル放送・地上デジタル音声放送との互換・共用性が保たれている。情報伝送方式に OFDM を採用し、ガードインターバル・周波数／時間インターリーブを適用したことで、マルチパス・フェーディング・キャリア干渉などといった伝送路環境に対して耐妨害・耐干渉性が得られた。また、ガードインターバルを長くすることで SFN による周波数の有効活用が可能となっている。ISDB-T 方式の主な特徴を、表 2.2 にまとめた。

ISDB-T 方式で特に特徴なのは、テレビジョン帯域幅 1 チャンネル分 6MHz を 14 等分した OFDM ブロック (OFDM セグメント) を基本とし、それを 13 個連ねてひとつの放送信号を構成する点である。この、OFDM セグメント毎に伝送パラメータを設定することができ、最大 3 階層の階層伝送が可能である。そのため、固定受信向け放送を行いながら、携帯端末向け放送を行えるなど、多様な受信場面を想定した柔軟な運用が可能となっている [12][13]。

2.2.2 地上デジタル放送の移動受信の現状

地上デジタル放送の移動受信については以下に述べる 2 通りの方法がある。1 つ目として、“ワンセグ” という呼称の下で 2006 年 4 月 1 日にサービスが開始された、携帯電話・移動体端末向けの 1 セグメント部分受信サービス (以下、ワンセグ) である。先に述べた通り、ISDB-T 方式では 13 セグメントを最大 3 つに分割し、それぞれについて変調方式が異なる階層伝送が可能である。ワンセグでは、13 個存在するセグメントの内、中央に位置するセグメント 1 個を使用し、劣悪な伝搬環境においても復調可能となるよう、所要 CNR の低い QPSK を用いている。サービスのターゲットとしては、正式名称にある通り携帯電話・移

動体端末における簡易動画の閲覧が想定されており、現在では携帯電話のみならず、カーナビゲーションシステム・パソコン用簡易受信機といったように幅広い利用シーンが挙げられる。ただし、映像の解像度は QVGA (Quarter Video Graphics Array) と SDTV 画質の 4 分の 1 の画素数であること、テレビ放送とデータ放送等の同時表示、インターネットへの接続による放送と通信の融合を実現しているなど、テレビ番組の閲覧目的よりも情報ツールとしての位置付けとなっている。

一方、固定受信向け（本来移動受信を想定していない）HDTV の移動受信に対するニーズも根強い。しかしながら、以下の節に述べるように OFDM の特徴として、大きくマルチパス環境におけるフェージングへの耐性が上がられる一方、移動受信で問題となるドップラー広がりに対しての耐性はさほど大きくないことが挙げられる。実際に 2005 年には、幾つかの電機メーカーから固定受信向け放送の移動受信専用受信機が発表・発売されている。筆者において、この受信機を使用し、テストコース（三鷹通り [調布市] ～東八道路 [三鷹市・府中市] ～鎌倉街道 [府中市・多摩市] ～尾根幹線 [多摩市・稲城市]）を走行したところ、固定受信の場合でサービスエリアとなっている地域であっても正常に受信できない地域が多かった。また、2010 年現在においても HDTV 移動受信対応受信機のラインナップは、著しい普及が進むワンセグに比べて少なく、最新の研究においても、サービスエリアが狭小となる問題が報告されており、更なる受信改善のためには今後の研究に依る部分が多い[14]。

2.3 OFDM

2.3.1 OFDM の原理

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : 直交周波数分割多重) は、送りたい情報を複数の搬送波に分けて送信する FDM (Frequency Division Multiplexing : 周波数分割多重) の特殊な場合と考えることができる。OFDM が非直交である従来の FDM と異なる点は、FDM の場合、十分にキャリアの間隔を広げないと正確に情報を分離することができないのに対し、OFDM では、各サブバンド間で直交性を持たせることでこれらのオーバーラップが許容されるため、周波数利用効率が FDM に比べ格段に良いと言える。

周波数間隔 Δf が、ガードインターバルを含まない実効シンボル時間 T_s の逆数の整数倍の場合、任意のサブキャリアに注目すると、注目したサブキャリアに関しては他のサブキャリアの周波数成分が零となる。即ち、DFT (Discrete Fourier Transform : 離散フーリエ変換) 行うことで任意のサブキャリアの情報を取り出すことが可能となる。OFDM の原理としては、送信側では IFFT (Inverse Fast Fourier Transform : 逆高速フーリエ変換) で変調を行い、受信側では FFT (Fast Fourier Transform : 高速フーリエ変換) による復調を

行う．

ここまでで述べたことを数式で表現する．三角関数の直交性は， m, n を整数と置くと，

$$\int_0^{1/\Delta f} a \cdot \sin(2\pi m \Delta f t) \times b \cdot \sin(2\pi n \Delta f t) dt = \begin{cases} 0 & \dots (n \neq m) \\ \pi ab & \dots (n = m) \end{cases} \quad \dots (2.1)$$

と表現することができる．式 (2.1) より，三角関数の周波数がそれぞれ異なり，かつその差が基本波の整数倍の場合は ab の値によらず積分値が 0 となり，2 つの波が干渉しないことが言える．また，シンボル期間 T_s と置いたとき，周波数間隔 Δf がシンボル時間 T_s の逆数の整数倍となる場合には，各波が直交関係となる．実際に送信されるベースバンド OFDM 信号はこれらの波を重ね合わせたものとなる．

$$x(t) = \sum_k \{a_k \cdot \cos(2\pi f_k t) + b_k \cdot \sin(2\pi f_k t)\} \quad \dots (2.2)$$

ここで， k はある任意のキャリア番号である．従って，任意のキャリアの周波数は $f_k = k\Delta f$ となる．また， a_k は送信シンボルの同相成分（実数部）， b_k は送信シンボルの直交成分（虚数部）である．送信する全ての正弦波の数を N ，シンボル期間 T_s を N 等分とすると，サンプリング間隔は $\Delta T = \frac{T_s}{N}$ となる．各サンプル点 $t = n\Delta T$ での信号振幅は， $d_k = a_k - jb_k$ とした場合，以下のように複素表現で与えられる．

$$x(n\Delta T) = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ d_k \cdot e^{j \frac{2\pi mk}{N}} \right\} \quad \dots (2.3)$$

式 (2.3) は複素数系列 $\{d_k\}$ についての離散逆フーリエ変換 (IDFT) となっている．即ち，送信データの離散逆フーリエ変換を行うことで OFDM 波が得られることが分かる．

復調についても直交性を用いる．受信信号に対し，あるサブキャリアに着目すると，搬送波である，情報を取り出したいサブキャリアの余弦波を掛けた上で，シンボル期間で積分を行えばよい．

$$\int_0^{T_s} x(t) \cdot \cos(2\pi f_i t) dt = \pi a_i \quad \dots (2.4)$$

また，復調されるデータは，

$$d_k = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ x(n\Delta T) \cdot e^{\frac{-j2\pi nk}{N}} \right\} \quad \dots (2.5)$$

と表されることから、離散フーリエ変換により OFDM の復調が可能であることが分かる [10].

2.3.2 OFDM の特徴

OFDM には以下に提示する利点があり、地上デジタル放送のみならず昨今登場する新たな通信規格に広く採用されている [10].

まず、シングルキャリア方式とは異なり、サブキャリアを複数配置することにより、各信号伝送を狭帯域化していることから、マルチパスによるフェージング環境下での伝送に強い点が挙げられる。シングルキャリア伝送の場合で、帯域が広いために周波数選択性フェージングとなる場合であっても、OFDM においては複数のサブキャリアを密に配置する方式であるため、伝搬環境による周波数変動が各キャリア帯域幅に対して大きな変動である場合は、フラットフェージングとして取り扱うことが可能である。各サブキャリアのスペクトラムを密に配置する方式であることから、周波数利用効率はシングルキャリア方式と同等である。また、運用上の特徴としてガードインターバルの導入及びキャリアホールの設定が挙げられる。OFDM シンボルはそのシンボル時間を大きくとっている他、マルチパス環境への耐性を高めるため、シンボル期間の内の後ろ一部分を切り取り、前半部分に貼付するインターバルの導入が可能である。ガードインターバルを付与したシンボルから有効シンボル長を切り取ることにより、直交性が維持される。また、実際の空中波には、干渉源となり得る他システムによるスペクトラムが存在する場合があるが、OFDM 変調時にキャリアホールを設定し、この部分に情報を割り当てない運用が可能である。

欠点としては、次に掲げる点が挙げられる。マルチキャリア変調であるため、増幅器を始めとした伝送路の非直線性の影響を大いに受けやすく、相互変調の発生が起りやすいという問題がある。また、前節に示したように OFDM 送受信機においては、フーリエ変換・逆フーリエ変換が必要である他、直交性を維持するためには周波数安定度の向上が求められハードウェアが複雑化する。特に近年は、移動端末向けの OFDM 受信用半導体素子の開発が盛んであるが、素子の製作コスト、形状及び消費電力を小さく抑えること、歪み並びに不要波への対策が課題となっている [15]-[21]。また、上述で挙げた利点を享受するにはまとまったサブキャリア数が要求されるため、音声のような低レートのデータを伝送するには不向きである。

2.3.3 OFDM の送受信

図 2.2 に、OFDM の送受信回路を示す。IFFT で変調し、FFT で復調することが基本である。送信側では、元データからサブキャリア数のデータを切り取り、直並列変換したのに対し IFFT を行う。その出力を並直列変換し DA 変換したものを LPF に通し、ベースバンド信号を得る。これをキャリアに乗せ、BPF により不要な成分を除去した上で送信される。

受信側では、送信側と逆の操作を行う。RF (Radio Frequency) 信号をベースバンド領域に戻し、これに AD 変換及び直並列変換を施す。そして FFT を行い、その出力を直列に戻すことで、送信されたデータと同じ内容のデータが復調されることになる。

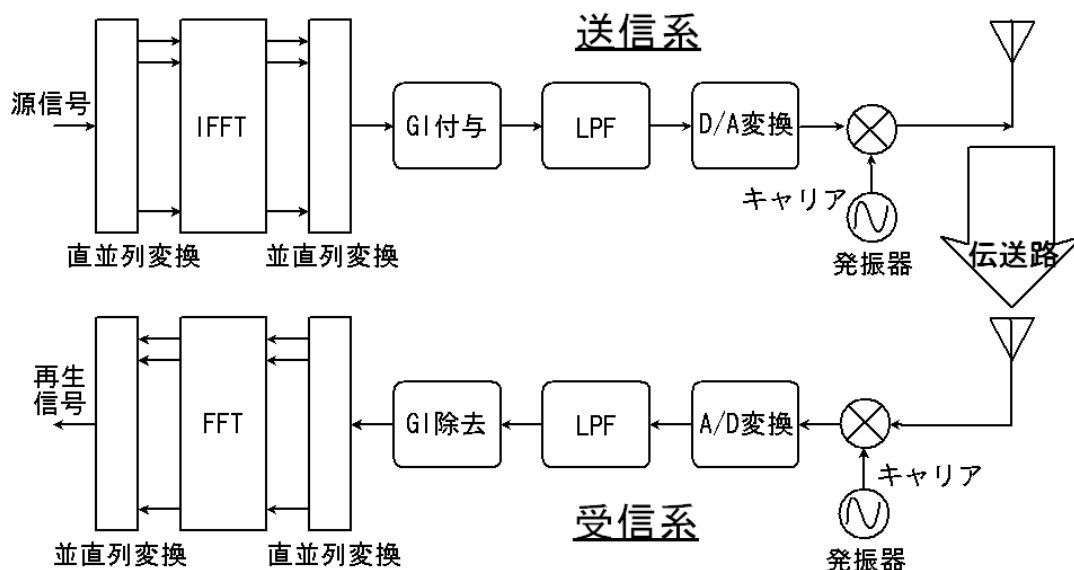


図 2.1 : OFDM 送受信回路

2.3.4 マルチパスとフェージング

実際の電波伝搬空間には無数の建造物が存在する。そのため直接波に加え、複数の遅延波を受信することになる。アナログ放送の場合、その影響は二重映り（ゴースト）としてテレビ視聴に深刻な影響を及ぼす。また、映像の垂直ブランキング期間内にゴーストキャンセル基準信号（GCR (Ghost Cancel Reference) 信号）を入れ、この信号の歪がなくなるように等化用ディジタルフィルタの係数を調整することによるゴーストリダクションチ

ューナも利用されているが、完全に除去することは難しい。移動体受信では、受信点周囲の環境が著しく変化するため、これに対し、それぞれの遅延波の到達方向・信号の強さも常に変化していくことになる。OFDM では、マルチパス環境に対しガードインターバルを導入して対応した。

また、フェージング環境も問題となる。テレビ放送の固定受信では、気象条件及び地理的条件により発生するフェージングが、特に遠距離受信を行う場合に問題となる。アナログ放送ではシングルキャリアを採用しており、フェージングが発生すると除々に受信が不能となる。場合によっては、それと共にフェージングの影響を受けていない同じ周波数の異なる放送局が混信することもある。移動体受信においては、上で述べたマルチパス環境に加え、受信点が移動することによるドップラー効果のために直交性が保たれなくなる。

また、遅延がある環境下では特定のサブキャリアの振幅が小さくなることがある。即ち、特定のサブキャリアの情報を復調できないことにつながりかねないが、OFDM では情報の送信順序を入れ替えるインタリーブと誤り訂正符号により対応している。

2.3.5 ガードインターバル

OFDM では、遅延時間が長い遅延波が加わることにより、あるシンボルに異なるシンボル情報が干渉するシンボル間干渉が発生する。そこで、予め遅延時間が分かっている場合は、時間軸に対してガードインターバルを付加する。具体的には、遅延に対応し得る時間分だけシンボル長を長くし、遅延が発生しても正常に復調できるようにするものである。

付加するガードインターバルは、ガードインターバルが付加されるシンボルの後端と同じ情報を持っている。これをシンボルの前端に付加する。そのため、サイクリックプレフィックスと呼ぶこともある。従って、OFDM 伝送シンボルから、本来のシンボル時間分の情報を任意の位置で切り取っても直交性が維持される。そのため、シンボル間干渉がガードインターバル内で発生すれば、ガードインターバル長分のデータを捨て本来のシンボル長でFFTを行うことで、遅延の影響なく復調が可能となる。

2.3.6 時間インタリーブ

インタリーブは、誤り系列をランダムにして誤り訂正能力を十分に発揮させる技術である。移動体通信のように、誤りがバースト的に発生する場合に効果的である。一般的には、送信しようとする時系列データをそのまま送信せず、時間軸方向にランダムに送信する方法が採られる。これが時間インタリーブである。この方法では、時間により発生するフェージングに対処することが可能になる。

しかし、時間軸方向にデータを操作しており、デインタリーブにも同じ時間が掛かることから、伝送するデータが音声の場合のように、リアルタイム性が要求され許される遅延時間が短い場合には不向きである。

2.3.7 周波数インタリーブ

ISDB-T 方式で採用されている OFDM で特徴的なのは、時間インタリーブの他に周波数インタリーブを併用した点である。これは周波数軸方向にデータを分散させ、マルチパス環境などで発生するフェージングに対しての耐性を高めている。

2.4 サンプルング定理

コンピュータでは直接アナログ波形を扱うことはできない。そこで、受信系ではアナログ波形に対しサンプルングを行い、デジタルデータとして取り込むことになる。AD 変換により得られるアナログ信号の品質は、サンプルング定理により決定される。

2.4.1 帯域制限信号

あるアナログ信号 $x(t)$ が、スペクトル振幅 $A(\omega) = |X(\omega)|$ を持つとする。この信号が、

$$|X(\omega)| = 0 \quad \omega \geq \omega_m \quad \dots (2.6)$$

を満たす場合、角周波数 $\omega_m = 2\pi F_m$ 、若しくは周波数 F_m で帯域制限されているといわれる。

2.4.2 サンプルング定理

F_m [Hz] で帯域制限された信号 $x(t)$ は、サンプルング周波数 $F_{SAM} > 2F_m$ によるサンプル値により一意に決定される。この形は、少なくともサンプルング周波数を帯域制限された信号の上限周波数の 2 倍とすることで、アナログ信号の情報を欠くことなくデジタル信号として取り込むことができることを示している。

$F_{SAM} > 2F_m$ の場合、 F_{SAM} が大きい程、アパーチャ歪みに対する耐性が強くなる。一方、

$F_{SAM} < 2F_m$ となる場合においてはエリアシングを生じる.

2.4.3 エリアシング

サンプリング定理により, サンプリング周波数 $F_{SAM} = \frac{1}{T_{SAM}}$ でアナログ信号を取り込む場合を考える. アナログ信号 $x(t)$ の周波数スペクトラム $X(\omega)$ と離散時間信号 $x(nT_{SAM})$ の周波数スペクトラムは,

$$x(e^{j\omega T_{SAM}}) = \frac{1}{T_{SAM}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X(\omega - r\omega_{SAM}) \quad \omega_{SAM} = 2\pi F_{SAM} \quad \cdots (2.7)$$

となる. この式 (2.7) から言えることは,

- サンプリングすると, アナログ信号のスペクトラムが周期的に並ぶ.
- スペクトラムの周期は, $\omega_{SAM} = 2\pi F_{SAM}$ であり, サンプリング周波数 F_{SAM} が高いほど周期は長い.
- サンプリング周波数が低いと, スペクトラムが重なる場合がある.

この, サンプリング周波数が低いことによるスペクトラムの重なりをエリアシング, あるいは折り返し歪みと呼ぶ. エリアシングが発生した場合, 元のアナログ信号の情報が失われていることになる.

スペクトラムが重なる限界のサンプリング周波数 $F_{SAM} = 2F_m$ をナイキスト周波数, その逆数 $T_{SAM} = \frac{1}{F_{SAM}}$ をナイキスト間隔と呼ぶ.

第3章 トータルレコーディングシステムの概要

収録済み所望波データをベースとするシミュレーションを実行するには，実放送波を受信し，かつこれを劣化させることなく収録が可能な記録システムが必要である．本研究では，Low IF 信号に変換した受信信号を収録しているが，このときに受信信号に対し手を加えず，電波形式を崩すことなくそのまま収録している点で，この記録システム全体を『トータルレコーダ (Total Recorder : TR)』と呼び，記録行為を『トータルレコーディング』と呼ぶ．この章では，まず一般的内容と構成について触れる[22][23]．

3.1 トータルレコーダの概要

トータルレコーダは，変調波を記録する変調波レコーダである．本レコーダのベースとなる記録部分には，パソコン (PC/AT 互換機) を採用した．これに ADC・DAC を装着することで，実放送波の収録及び再生が可能となる．収録する実放送波 (所望波) として NHK 総合 (UHFch27) を採用した．放送開始当初は，所望波上側隣接チャンネル (UHFch28) の放送大学学園の地上デジタル放送波が存在せず，所望波直近に局部発振周波数を選定できたため，後述するクリティカルサンプリングの適用において理想的条件であった．

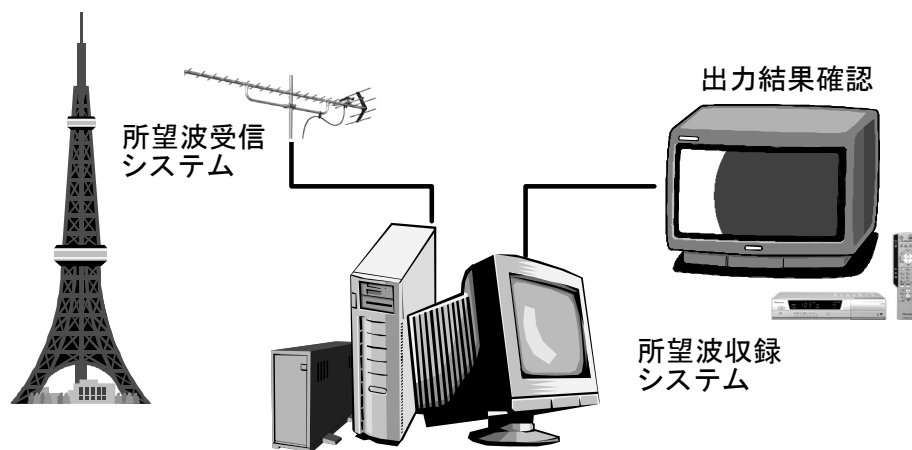


図 3.1 : トータルレコーダ俯瞰図

まずデータ収録側について述べる．記録したい放送信号 (所望波) を受信し，BPF により帯域制限を行う．ここで，2.4 節で述べたサンプリング定理に即して収録を行うが，効率化を図るため，第 4 章で述べる，帯域制限後の信号スペクトラムの特徴を利用するクリティカルサンプリングの方法により導出される局部発振周波数及びサンプリング周波数を利

用して、Low IF 変換及び信号のサンプリングを行った。本研究では、アレーアンテナによる到来方向・遅延時間推定並びに伝送環境の高分解能解析を目的とした被測定信号と基準信号の同時収録を想定しており、複数入力を持つ ADC を採用した。

データ再生側に関しては、DAC から収録した Low IF 信号を出力し、必要に応じてこの信号を放送帯域である UHF 帯にアップコンバートした。尚、本論文付録に述べた通り、トータルレコーディングの実現にはパソコン技術の進化が不可欠であった。我々は 2004 年時点でトータルレコーディング技術を確立させ、変調波の長時間記録を実現しているが、世界的にも同様の動きがある。2006 年には参考文献[24]の発表がなされている他、現在においては大手計測器メーカより同様のシステムの開発・販売[25][26]が行われている。

3.2 所望波受信システム

受信アンテナとして、20 素子パラスタック型八木宇田アンテナを使用した。このアンテナを西 2 号館屋上（8 階建て：地上高約 30[m]）に設置した。これを、受信の妨げとなる他のアンテナ類や構造物を避けて屋上の東端に設置した。受信点からは送信点である東京タワーを直視することができ、周囲には電気通信大学以外の高層建築物は見当たらないことから、顕著なマルチパス環境ではなく直接波が卓越して受信できることが予想される。

表 3.1：屋上受信システム・使用機器（関係分）

機器名	型番	メーカ名	摘要
UHF アンテナ	LSL20	マスプロ電工	20 素子超高性能・家庭用
ノッチフィルタ	UDN-131	八木アンテナ	UHFch14・16 減衰



図 3.2：受信点より望む東京タワー

アンテナで直接受信した場合、所望波である NHK 総合 (UHFch27) の他、同じ東京タワーより送信されている地上アナログ放送である、東京メトロポリタンテレビジョン (UHFch14)、放送大学学園 (UHFch16) が強く受信される。これら不要なアナログ放送によるアンプの飽和を避けるため、UHFch14・16 の電圧レベルを低減させるノッチフィルタ (ch14 を 2[dB], ch16 を 8[dB] 減衰) を設置した。

図 3.2 は、夜間に受信点から望んだ送信点である。図 3.2 中の楕円内に示す赤い針状のタワーが東京タワーである。タワーの上から半分以上が見えていること、東京タワーの地上デジタル放送送信部は地上高 260[m] であることから、地上デジタル放送の送信部分は目視でき、直接波が受信できることになる。

3.3 所望波収録システム

本研究では、受信点で受けた信号を長さ 100[m] 程度の同軸ケーブル S5C-FB で室内に引き込んでいる。従って、同軸ケーブルによる電圧レベルの減衰は発生しており、これを補うために UHF ブースタ (小信号増幅器) で信号の増幅 (1 段目) を行った。前節で述べた屋上受信システムからは、所望波を含め受信される全ての放送チャンネルが伝送される。このため、所望波のみに帯域制限するため BPF を使用した。使用している ADC の入力レベルの電圧レンジは $-200[\text{mV}] \sim +200[\text{mV}]$ であるため、このレンジを満たすよう UHF ブースタを 3 段 (上で述べた 1 段を含む) 使用し、信号の飽和・歪みに注意しながら電圧レベルの増幅を行った。信号発生器からの局部発振信号を掛け合わせ、Low IF 信号を得た。

データ収録を行うパソコンは、後ほど詳しく述べるが、内部でデータ溢れの発生がないよう十二分に配慮した設計となっている。大容量ハードディスク装置を RAID0 (Redundant Arrays of Inexpensive-Zero : ストライピング) で運用し、長時間の連続記録が可能となっている。ADC 並びに DAC は、汎用バスである PCI (Peripheral Component Interconnect) バスないし PCI-X (Peripheral Component Interconnect-X) バスに接続されている。



図 3.3 : 収録側実験システム全景

表 3.2 : 実験室研究システム (1 ブランチ) の一例

機器名	型番	メーカー名	摘要
スペクトラムアナライザ	MS2651A	アンリツ	
シンセサイズド信号発生器	MG3642A	アンリツ	
デジタル変調信号発生器	MG3670C	アンリツ	
ダブルバランスドミキサ	M69CC	アールアンドケー	
コンピューター式		東洋制御システム	下記表 3.3 参照
ADC	MI4032	Spectrum GmbH	
DAC	MI6021	Spectrum GmbH	
UHF ブースタ	VUT30BC	マスプロ電工	1・2 段目
UHF ブースタ	UB33S	マスプロ電工	3 段目
BPF	BPU-27F-2	DX アンテナ	
プログラマブル減衰器	MN63A	アンリツ	3 段目入力調整用
シグナルレベルメータ	LF985	リーダー電子	CNR・BER 測定
地上デジタルチューナ	TU-MHD500	松下電器産業	
HDTV モニタ	KV-28DX650	ソニー	

表 3.3 : トータルレコーダ記録部本体・主なスペック

項目		ベンダ	摘要
OS	Windows XP (SP2)	Microsoft	
CPU	Intel Pentium 4 Extreme Edition (3.73GHz)	Intel	
マザーボード	P5WD2-Premium	ASUS	Intel 955X 採用
メモリ	DDR2-533 : 1GHz×2		
ハードディスク	1TB	Maxtor	250GB×4 RAID0 運用

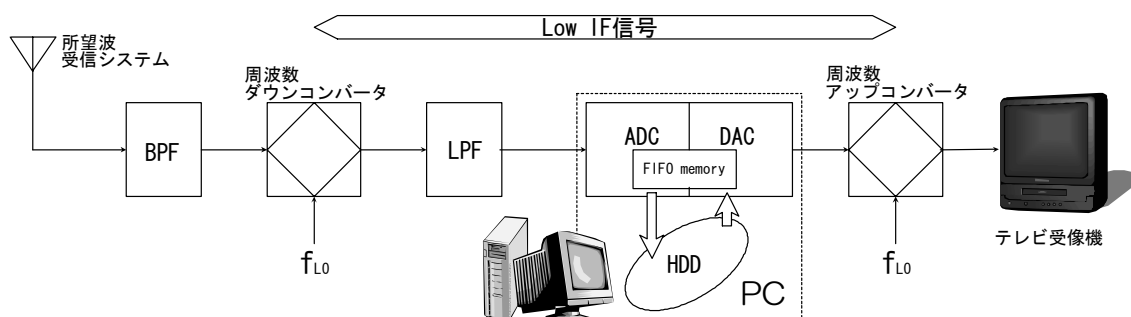


図 3.4 : トータルレコーダ・基本構成図

DAC から出力された Low IF 信号は、デジタル IQ 変調信号発生器により放送帯域に変換する。本研究では、基本的にリアルタイムに放送されている放送波の影響を避けるため、本来の放送チャンネル (UHFch27) とは異なり、アナログ放送・デジタル放送共に放送がないことを確認済みである UHFch62 を変換先の物理チャンネルとして採用した。従って、定量的パラメータによる評価はもちろん、主観評価による判定も可能である。

3.4 超高速 ADC/DAC

実験を行うに当たり、ある程度の時間に渡り連続記録ができることが望ましい。また、0～6[MHz]付近に分布する Low IF 信号の電波形式を、崩すことなくそのまま取り込む必要があり、単純計算で 1 ブランチ収録時には 12[MHz]サンプリング、2 ブランチ収録時には 24[MHz]サンプリングに対応できる必要がある。従って、本研究では余裕を持たせ、最高サンプルレートが上記値に比べ十分に高い ADC・DAC を採用した。ボード内蔵メモリは FIFO (First-In First-Out : 先入れ先出し) 方式である。このため、パソコンへの転送がスムーズに行われボード上のメモリ溢れが発生しない限り、連続転送が可能である。PCI バス接続の場合は仕様上、理論値で最高 133[MB/s]の転送レートが限界である。条件にもよる

が、実際にはこの半分程度の値が実効的転送レートであると知られており、収録ブランチ数が増加する場合においては、転送レートが不足するため連続収録が困難である。PCI-X バス接続の場合は、条件にもよるが最大で 1066[MB/s]の転送レートが得られるため、拡張バスが要因となる連続収録の停止は発生しない。

3.5 汎用品適用の留意点：UHF ブースタ・BPF

信頼性の向上及び構築に掛かる時間の削減を目的として、実験システムの一部に主に家庭用として販売されている汎用品を使用した。これらの製品は、家庭内において普通にテレビ放送を視聴することを意図して設計されており、一部の機器では製造メーカーの意図しない使用方法を採った部分がある。ここではこの点について説明する。

本研究では、UHF ブースタを ADC に必要な信号レベルを確保するための『小信号電圧増幅器』として使用した。一般には、弱電界地域であらゆるチャンネルについてきれいなテレビ映像を得るために使用する機器であるが、本研究では所望波である NHK 総合 (UHFch27) のみが増幅できれば良く、多チャンネル伝送を行う必要はない。

また、必要のない多チャンネル伝送を高レベルで行うと、増幅器の非線形性により、所望波スペクトラムに対して収録に関係のない他チャンネルに起因する雑音が混入する。そのため、所望波の電圧レベルを大きく増幅させる箇所については、不要な他チャンネルの信号を遮断する意味を含め BPF を挿入し、雑音の原因となる信号の歪みを極力抑えた。

電圧レベルに関して、家庭やオフィスなどの一般的な条件で放送を視聴する場合は、過大入力による混変調を避けるため、通常は 1 段のみの使用で十分な値が得られる。しかし本研究においては、使用する ADC の電圧レベルに合わせ、より大きい信号レベルを確保するため、UHF ブースタを全体で 3 段使用した。ADC の電圧レンジは $\pm 200[\text{mV}]$ までであるが、OFDM の性質上瞬間的なピーク値が観測されることを考慮し、出力電圧レベルを $90[\text{dB}\mu\text{V}]$ ($=32[\text{mV}]$) と設定した。

第4章 クリティカルサンプリング

4.1 クリティカルサンプリングの目的

一般に標本化によるデータ収録を行う場合、2.4 節に述べたサンプリング定理を満たすサンプリング周波数を選定することで波形収録が可能となる。当然であるが、より高いサンプリング周波数を選定することで、元のアナログ信号の品質を維持したままの収録ができる。本研究の場合、使用した BPF の特性が理想的ではないこと、一般的に地上デジタル放送においては複数の放送局が隣接した連続チャンネルを使用していることから、収録したい所望波以外に、スペクトラム軸上の隣接した部分に、BPF で遮断しきれなかった本来必要としない成分（これを不要波成分と置く）が残留する。通常、この不要波成分を含めた帯域を収録すべき帯域と見なし、最低限、この帯域の 2 倍のサンプリング周波数を用いることで、収録が可能である。

しかしながら、我々は不要波成分には全く関心がなく、標本化によりこの部分のデータが欠落し、再現できなかったとしても何ら問題はない。従って、意図的に不要波部分の情報を欠落させながらも、所望波の情報を全く欠落させることなく標本化する手法を採った。この時、サンプリング周波数の調整はもちろん、局部発振周波数を適切に設定することで、結果的に効率の良いデータ収録が可能となる。この、所望波に隣接して不要波成分が存在する場合においても、極力サンプリング周波数を抑え高品質の出力信号が得られるサンプリング手法をクリティカルサンプリングと呼ぶ[22]。

4.2 クリティカルサンプリングの具体的適用手法

4.2.1 クリティカルサンプリングのパラメータ設定

クリティカルサンプリングにおいては、サンプリング周波数及び局部発振周波数の算出に当たり、収録すべき所望波の BPF 出力スペクトラムの各種パラメータを確実に導出することが重要である。本節では、このパラメータの定義について述べる。

所望波に隣接したチャンネルのスペクトラムの状況に応じて、3 つの場合が考えられる。まず【Type0】として、所望波の上下隣接チャンネルに他局の放送波が存在しない、即ち所望波のみが卓越して受信できる場合を考える。これは、ある 1 放送局のみが送信している状態や ISDB-T 方式に準拠した信号発生器からの信号を収録する場面に代表される。

【Type1】は、周波数軸上に連続して放送波が存在する状況で所望波がその端に位置する場

合である。【Type2】は、周波数軸上に連続して放送波が存在する状況で所望波の両サイドの隣接チャンネルに放送波が存在する場合となる。クリティカルサンプリングの適用が有効であるのは、所望波の片側隣接チャンネルにて他放送が送信されている場合【Type1】、両側隣接チャンネルにて放送波が存在する場合【Type2】である。【Type0】に関しては、不要波成分が存在しないため、必然的にクリティカルサンプリングではない従来のサンプリング手法に則った取り扱いで良い。

BPF 通過後の帯域制限された所望波スペクトラムを考える。このとき、所望波の中心周波数を f_c 、その帯域を W_{TV} 、信号の品質を維持するために必要な信号の SN 比（干渉波も広い意味での雑音と見なす）を G_0 、周波数軸上で不要波成分の振幅が所望波の振幅に対して G_0 下がった点と所望波スペクトラムの端点間の帯域を不要波帯域とおき、 W_{NON} で表す。以後、これらのパラメータを BPF 通過後のスペクトラムに対して導入する。本節では、Low IF 信号への変換並びに収録に当たって重要なパラメータである、局部発振周波数 f_{LO} ・サンプリング周波数 f_{SAM} の導出方法について述べる。最終的に、前節で述べたパラメータが代入でき、上記の収録パラメータを一意に導くことの可能な導出式を導く。

4.2.2 Type1：所望波片側に他放送波が存在する場合

地上デジタル放送においては、前述の通り、複数の放送局が隣接した連続チャンネルを使用して伝送されている。この際、クリティカルサンプリングの考え方から、不要波帯域 W_{NON} の帯域幅を極力抑えることが可能であれば、サンプリング周波数を抑え、収録・再生時のデータ発生量を低減させることができる。これより、所望波スペクトラムの片側にての放送が行われておらず、一方の側のみにて他局のスペクトラムが存在するような条件の放送チャンネルを所望波とすべきである。ここでは、例として周波数軸上で所望波上端が空きチャンネル、一方の下端に放送波が存在する場合についてのクリティカルサンプリングのパラメータ導出手法を以下に示す。

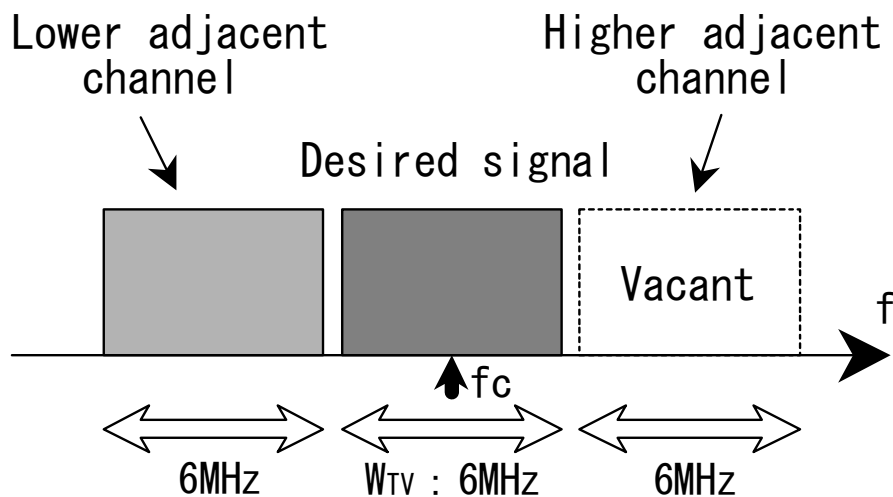
Low IF 信号への変換並びに収録に当たって重要なパラメータは、局部発振周波数 f_{LO} ・サンプリング周波数 f_{SAM} である。局部発振信号に関して、あるサンプリング周波数で標本化を行った場合に、不要波成分により発生する折り返し成分並びに高調波成分と所望波スペクトラムとが重なる部分を極小とする局部発振周波数を選定することで、信号品質を維持した状態で収録が可能となる。具体的には、これが達成可能な局部発振周波数は（4.1）式で表される。

$$f_{LO} = \begin{cases} f_C - \frac{W_{TV} + W_{NON}}{2} \\ or \quad f_C + \frac{1}{2}W_{TV} \end{cases} \quad \dots (4.1)$$

このときの不要波成分を含めた収録すべき所望波帯域は，上で述べた不要波成分同士の重なりを考慮すると $W_{TV} + \frac{1}{2}W_{NON}$ であることから，ナイキスト定理を満たした状態で Low IF 信号が収録可能であるサンプリング周波数（クリティカルサンプリング周波数）は（4.2）式で求められる．

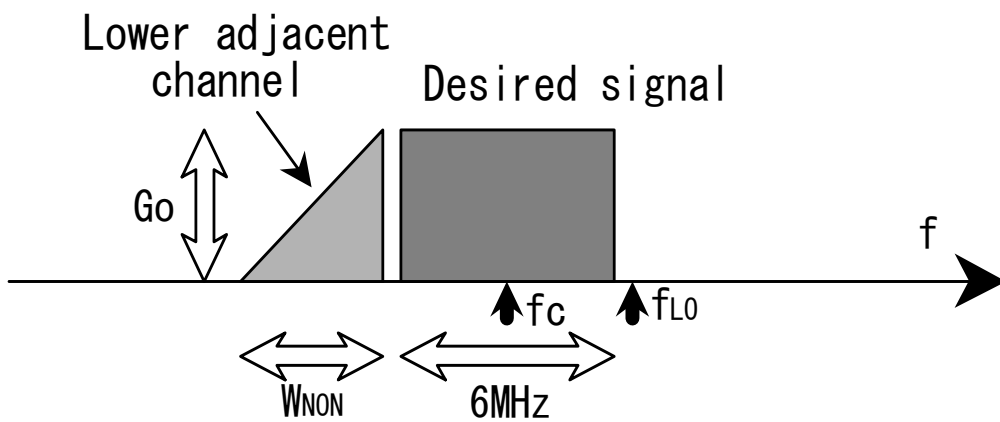
$$f_{SAM} = 2 \left[W_{TV} + \frac{1}{2}W_{NON} \right] \quad \dots (4.2)$$

（4.1）式に基づき Low IF 信号に変換されたスペクトラムを図 4.1(c)，標本化を行ったものを図 4.1(d)に示す．これらの図から，本節で述べたクリティカルサンプリングによる方法を用いず，2.4 節に示した所望波成分と不要波成分を全て合わせた帯域から求まるサンプリング周波数で標本化した場合と比べ，スペクトラムが密に配置されており，極限までの効率化が図られていることが分かる．また，この方法では，テレビ放送の帯域は 1 チャンネル当たり 6MHz であるので，帯域制限後の不要波帯域 W_{NON} さえ測定できれば，局部発振周波数及びサンプリング周波数が導出できる．遮断特性が急峻ではないフィルタの使用時に有用である．

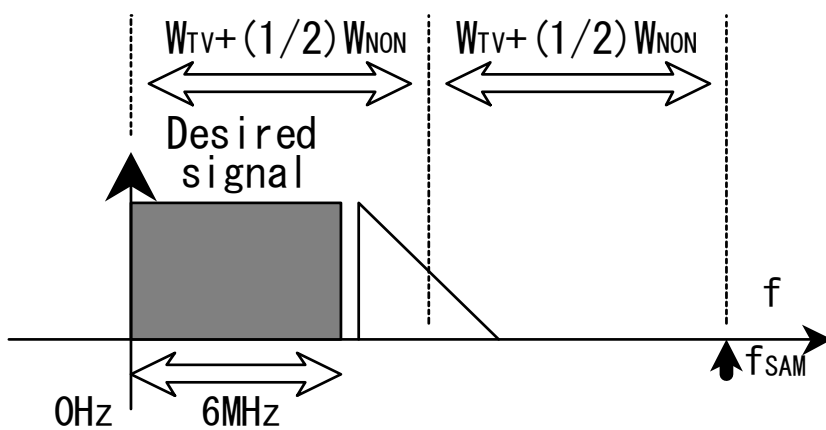


(a)：所望波近傍の RF スペクトラム

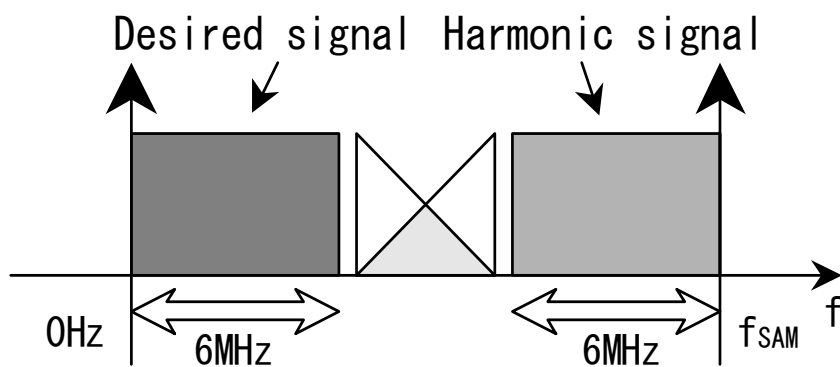
図 4.1：隣接チャンネルが片側のみの場合の標本化遷移図



(b) : BPF 通過後の所望波スペクトラム



(c) : 所望波 Low IF 信号



(d) : 標本化された Low IF 信号

図 4.1 : 隣接チャンネルが片側のみの場合の標本化遷移図 (続き)

4.2.3 Type2：両側隣接チャンネルにて放送波が存在する場合

クリティカルサンプリングの考え方は、標本化の際の不要波成分スペクトラム同士を重ねることでサンプリング周波数を低くする点にある。従って、所望波の上下隣接チャンネル共に他局の放送が行われている場合においてもクリティカルサンプリングが適用可能である。但し、この場合は不要波成分の帯域幅が Type1 と比べて広がるために、収録の際のサンプリング周波数並びにデータ発生量は大きくなる。

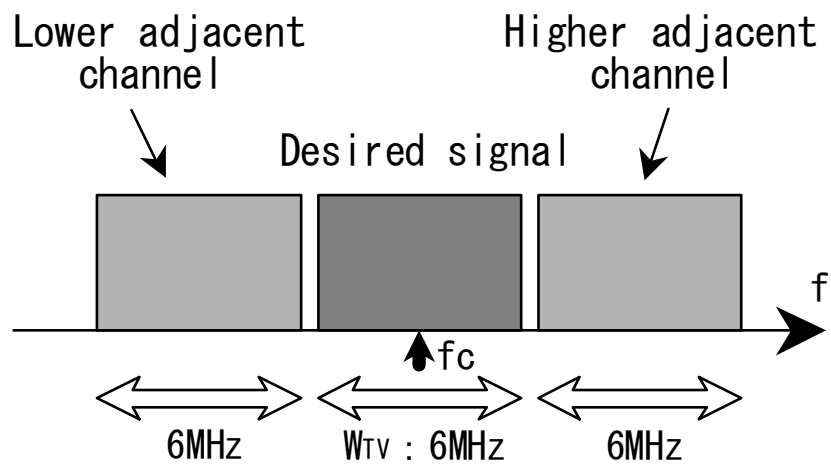
具体的には、これが達成可能な局部発振周波数は (4.3) 式で表される。

$$f_{Lo} = f_c \pm \frac{W_{TV} + W_{NON}}{2} \quad \cdots (4.3)$$

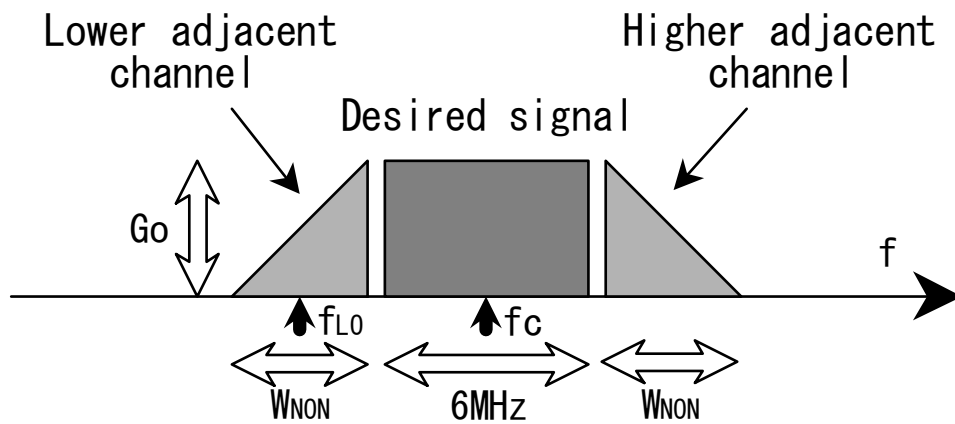
このときの不要波成分を含めた収録すべき所望波帯域は、上で述べた不要波成分同士の重なりを考慮すると $W_{TV} + W_{NON}$ であることから、ナイキスト定理を満たした状態で Low IF 信号が収録可能であるサンプリング周波数（クリティカルサンプリング周波数）は (4.4) 式で求められる。

$$f_{SAM} = 2(W_{TV} + W_{NON}) \quad \cdots (4.4)$$

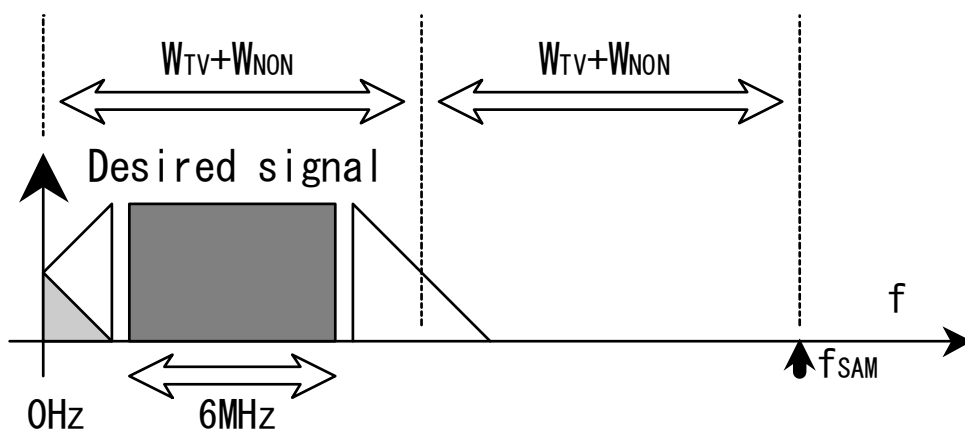
ここで設定したパラメータにより Low IF 信号に変換されたスペクトラムを図 4.2(c)、標本化を行ったものを図 4.2(d)に示す。これらの図から、単純に所望波成分と不要波成分を全て合わせた帯域から求まるサンプリング周波数で標本化した場合と比べ、スペクトラムが密に配置されており、効率化が図られていることが分かる。



(a) : 放送波スペクトラム

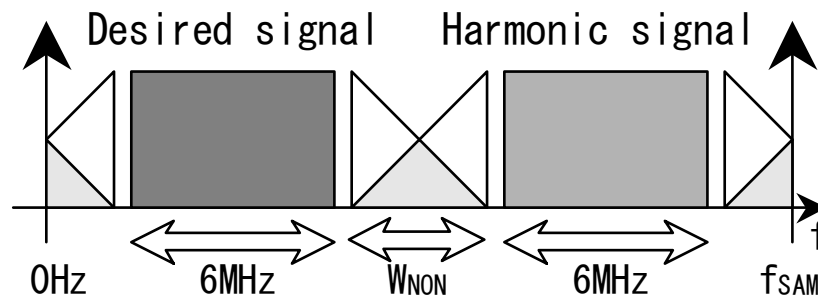


(b) : BPF 通過後のスペクトラム



(c) : Low IF 信号スペクトラム

図 4.2 : 隣接チャンネルが両側の場合の標本化遷移図



(d) : 標本化後の信号スペクトラム

図 4.2 : 隣接チャンネルが両側の場合の標本化遷移図 (続き)

4.2.4 所望波選定の考え方

東京タワーより送信されている関東地区の地上デジタルテレビ放送のスペクトラムは、クリティカルサンプリング検証時点においては UHFch28 を割り当てられていた放送大学学園の放送サービスが実施されておらず、これを除いた UHFch20～ch27 まで隣接して伝送されていた。所望波チャンネルの切り出しに、非理想フィルタを使用する場合、隣接チャンネル成分が不要波成分 w_{NON} として残留する。従って、測定受信波を選定するに当たっては、フィルタの遮断特性によらずスペクトラムの一方が急峻となるといった点で、特に放送チャンネルのスペクトラム群両端に位置している NHK 総合テレビ (UHFch27) が適していた。東京メトロポリタンテレビ (UHFch20) もチャンネル配列の観点から、クリティカルサンプリングの条件【Type1】に合致するが、同局は都域放送であり空中線電力が他局に比べ抑えられていることから、受信状態の良い NHK 総合を所望波とした。

この所望波について、上隣接チャンネル (UHFch28) には放送がないが、下隣接チャンネル (UHFch26) においては NHK 教育が放送を行っている。従って、使用した BPF が理想ではないことを考慮すると、スペクトラム左側 (周波数が低い側) については、隣接チャンネル (NHK 教育テレビ: UHFch26) の成分が ($w_{NON}=4[\text{MHz}]$) 程度残留する。一方、スペクトラム右側 (周波数が高い側) に関しては、放送波が存在しないため、スペクトラムが急峻に減衰しており、不要波成分は存在しない。例えば、UHFch26 で送信されている NHK 教育テレビのように所望波両端に不要波帯域が存在する場合にも、クリティカルサンプリングによるデータ収録が可能であるが、本研究のように所望波片側隣接チャンネルが空きの場合に比べ、不要波成分の帯域が広がるためにサンプリング周波数が高くなることが避けられず、効率面で不利である。

表 4.1：関東地区における送信チャンネルと放送局

物理チャンネル	中心周波数[MHz]	放送局
UHFch20	515.142857	東京メトロポリタンテレビ
UHFch21	521.142857	フジテレビ
UHFch22	527.142857	TBS（東京放送）テレビ
UHFch23	533.142857	テレビ東京
UHFch24	539.142857	テレビ朝日
UHFch25	545.142857	日本テレビ
UHFch26	551.142857	NHK 教育テレビ
UHFch27	557.142857	MHK 総合テレビ
UHFch28	563.142857	放送大学学園（下記脚注参照）

4.3 収録システムの実例

4.3.1 固定受信信号の高品質収録系

3.3 節に示した固定受信システムで受信した地上デジタル放送波を、トータルレコーダを用い、電波形式を何ら崩すことなく品質を維持した状態で記録するシステムである。ここでは、各種信号処理用サンプル試料の作成（例えば、相関導出用基準信号）を目的として、実放送波をリアルタイムに受信した場合と同等の環境を、オフライン環境においてデータ収録・再生という形で再現する。このために、トータルレコーダの持つ性能を最大限に発揮できるよう、地上デジタル放送波の収録に最適化されている必要がある。

放送波の品質が維持されているかどうかの判断基準は、定量的パラメータである CNR・BER に加え、テレビ映像による主観評価である。具体的な方法であるが、各パラメータに関し、アンテナ直下のものと収録データの再生出力のものとを比較すれば良い。まずアンテナからの信号を直接復調し、“信号の良さ”を代表するパラメータとして、この状態の CNR・BER を確認した。次いで、実際にトータルレコーダでの収録を行った。収録データの再生をし、これを復調すると共に、アナライザを用いた CNR・BER の確認を行った。CNR・BER の数値の開き具合により信号品質の差異の有無を判断した。これに併せて、直接受信時とトータルレコーダ収録データ再生時のテレビ映像の差異から、主観的な判断も行った。

トータルレコーダの性能判断は、収録データを解析することで得られたヒストグラム及び累積分布を元に、使用した ADC の緒元を参照し、判断した。

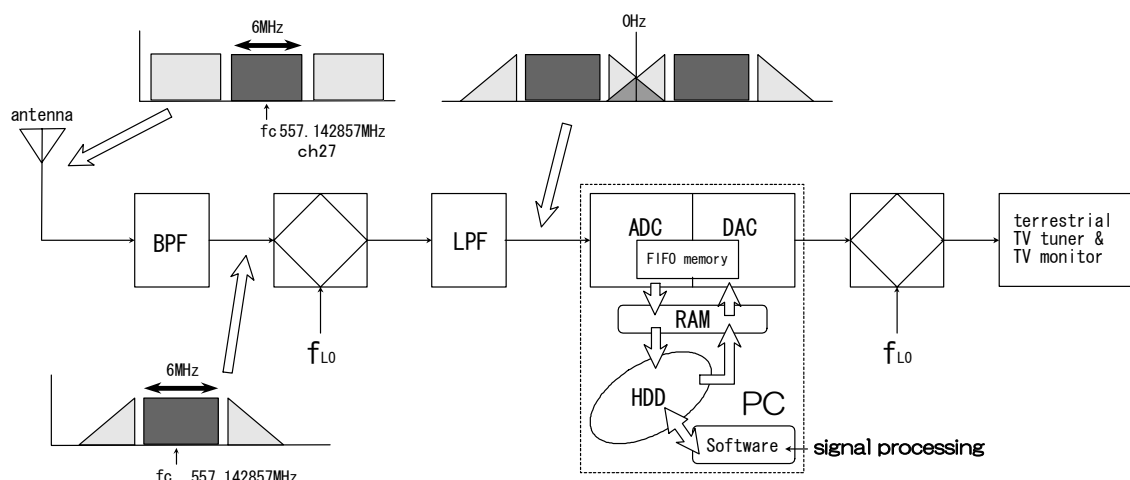


図 4.4：固定受信系の収録系ダイアグラム

4.3.2 低品質信号複数ブランチ同時収録系

前節で述べたシステムが、トータルレコーディングシステムの基本形である。これを拡張し、複数ブランチ同時収録を実現すると共に低品質信号の収録に対応させることで、アレーアンテナ各素子の信号収録が必須である到来方向推定のように、1 ブランチ収録システム以上に幅広い研究テーマの遂行が実現できる。

具体例として、トータルレコーダを自動車に据え付け、フィールド環境で実際に移動しながら、受信した 2 ブランチ・ダイバーシチシステムからの放送波収録が挙げられる。この場合、前節とは異なる点として、自動車が走行する移動体環境の影響を受けた、低 CNR となる劣化した信号を記録することが挙げられる。言い換えると、記録する信号には伝搬環境の情報が含まれており、この情報を劣化させることなく記録できる必要がある。従って、この系においては、各ブランチからの信号を忠実に記録できるか、また、パソコン内部での高速転送が要求される、複数ブランチの信号を同時に記録した場合でも、途切れることなく安定して連続記録できるかどうかを確認した。

本研究で用いた車載用ダイバーシチ合成対応受像機には、画面表示として CNR・BER の数値を表示させる機能がある。フィールド環境において直接復調した結果と、収録したデータを再生した場合の出力結果とを、オフライン環境で比較できるようにするため、自動車に HDD 内蔵 DVD レコーダを装備した。DVD レコーダにこの車載用ダイバーシチ合成対応受像機から出力した受信映像を記録した場合、復調された映像と共に、CNR・BER の数値が保存されていることになり、リアルタイムでの信号解析が不要で、後日、定量的評価はもちろん、復調映像による主観的評価が可能となる。

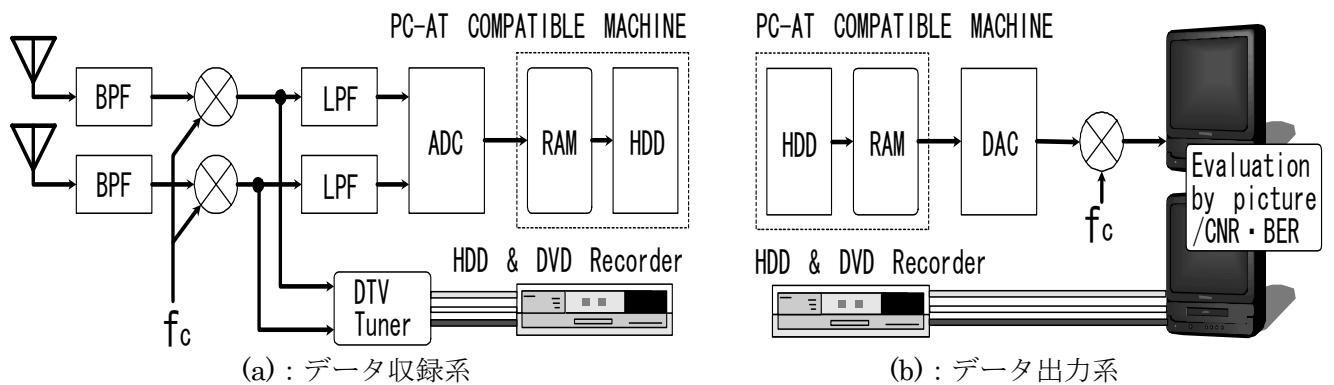


図 4.5 : 複数ブランチ同時収録系ダイアグラム

4.4 主観評価パラメータ

実際にテレビ放送を視聴するユーザの関心としては、“どれだけ映像に乱れがなくテレビが見えるか”といった定性的部分であろう．また，トータルレコーダでは実放送波を収録することから，処理出力を受像機に入力することで，テレビの映像・音声といった主観評価が可能であるという特長を持つ．そこで，本研究では，評価パラメータとして **CNR** 並びに **BER** といった定量的パラメータの他，必要に応じて，正常に映像等が出力されるかといった定性的・主観的評価である映像評価を採用した．**CNR** については，使用した地上デジタルチューナに装備されている復調信号の **CNR** 表示機能を利用，以降 **CNR** の記述はこの数値である．**BER** については，放送内容本体である B 階層のものについて測定を行い，リード・ソロモン復号前の値を記した．映像評価方法としては，映像・音声が全く出力されないものについて×，映像・音声が何らかの状態で出力される場合でも番組内容が判別不能の場合を△，内容は判別できるものの映像・音声に劣化が見られるものを○，劣化なく完全に再生されるものを◎と定義する．具体的な判定基準並びに，判定時の定量的目安を次の表 4.2 に示す．

表 4.2：主観評価時の判定基準並びに定量的目安

項目	判断基準		定量的目安
◎	番組の内容が 把握できる	固定受信と同様， 映像・音声共に乱れない	CNR：20dB 以上 エラーフリー
○		時折，映像または音声に乱れはある が，番組理解の妨げにならない	CNR：18dB～20dB 程度 エラーあり
△	番組の内容を 把握できない	映像または音声の乱れがひどく，番組 理解の妨げになる	CNR：10dB 台半ば エラーあり
×		復調できない，または映像・音声为正 常に出力できない	CNR：～10dB 台前半 エラーあり／復調不能

第5章 トータルレコーダにおける収録信号品位の評価

5.1 所望波信号品質

5.1.1 UHF 帯域の使用状況と受信所望波

首都圏地区の地上デジタル放送は、東京都港区芝に位置する東京タワーが親局である。送信用空中線は 2L3 素子型空中線を 300 基使用、地上高約 260[m] の位置（参考：アナログ放送は 250[m]～333[m] の位置に空中線を設置）の塔体外周に円筒状に取り付けられている。

現在、送信点からは NHK（NHK 総合・NHK 教育）が 2 波、在京キー局（フジテレビ・TBS テレビ・テレビ東京・テレビ朝日・日本テレビ）が 5 波、並びに都域局（東京メトロポリタンテレビ）が 1 波、公共放送（放送大学学園）が 1 波、計 9 波が送信されている。地上デジタル放送においては、複数局が隣接したチャンネルを使用して、間隔を空けることなく密に伝送されている。送信出力は、2003 年の放送開始時点では NHK 総合が 300[W]、NHK 教育及び民間放送局は 15.5[W] であったが、2005 年 9 月以降、段階的に空中線電力の増力が行われた。2005 年 12 月以降は、空中線電力のフルパワー運用化が完了しているために、NHK 総合・NHK 教育及び民間放送局共に 10kW（東京都域局である東京メトロポリタンテレビは 3[kW]）運用となっている。送信アンテナの利得を考慮した場合の最大実効輻射電力は、47[kW]（東京メトロポリタンテレビは 5[kW]）となっている。受信点で受信される受信スペクトラムの様子を以下の図 5.1 に示す。双方の図の違いは、上述の放送大学学園のスペクトラムの有無、即ち、適用すべきトータルレコーディングの手法【Type1】（図 5.1(a)）か【Type2】（図 5.1(b)）かの違いである。いずれの場合においても、帯域内の受信スペクトラムの周波数特性はほぼフラットであることが確認できる。

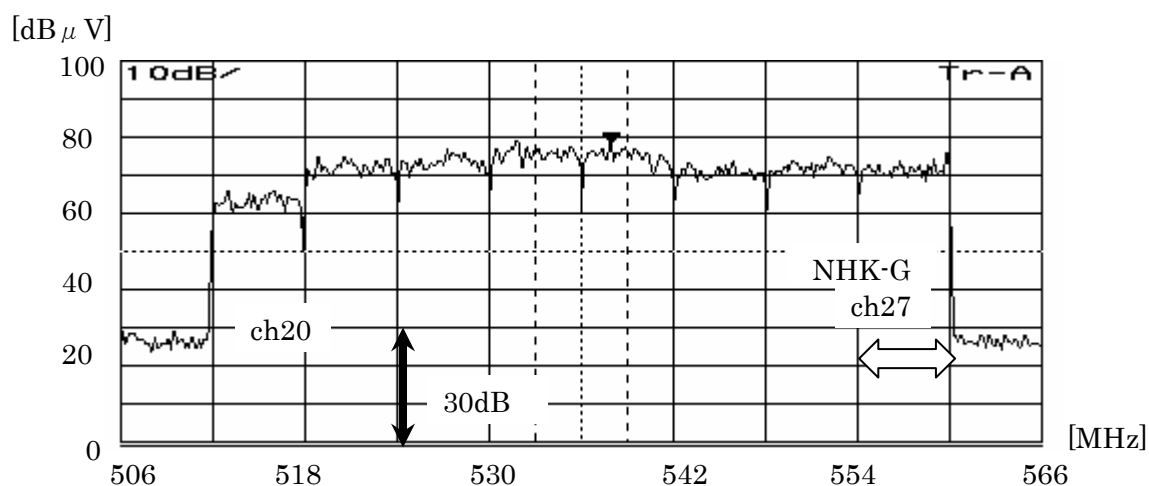
2005 年 12 月現在のサービスエリアについて、フルパワー運用となったために NHK 総合及び NHK 教育・民間放送局（東京メトロポリタンテレビを除く）全てが東京都・神奈川県・千葉県・埼玉県・群馬県・栃木県・茨城県の主要地域で受信が可能となった。従って、受信点（東京都調布市調布ヶ丘）においても、全て局の受信が可能となった。本研究では、第 4 章で述べたクリティカルサンプリングに適している、受信スペクトラム群の端に位置する NHK 総合を対象としたシステムを構築した。表 5.1 に所望波の伝送パラメータを記載した。この所望波のように、畳み込み符号の符号化率が 3/4、キャリア変調が 64QAM の場合、所要 CNR は 20.1[dB] である[11]。

表 5.1 : NHK 総合（芝送信所）伝送パラメータ

使用 チャンネル	チャンネル番号	ch27
	帯域幅	5.6[MHz] (ISDB-T 方式)
	中心周波数	557.142857[MHz]
出力電力		10[kW] (最大実効 48[kW])
送信所		東京都港区
水準点標高／アンテナ地上高		26.79[m] (経緯度原点) ／約 260[m]
経緯度の目安		北緯 35 度 39 分 30 秒・東経 139 度 44 分 43 秒 (世界測地系)
伝送モード		Mode3
階層 A	変調方式	QPSK
	符号化率	1/2
階層 B	変調方式	64QAM
	符号化率	3/4
ガードインターバル比		1/8

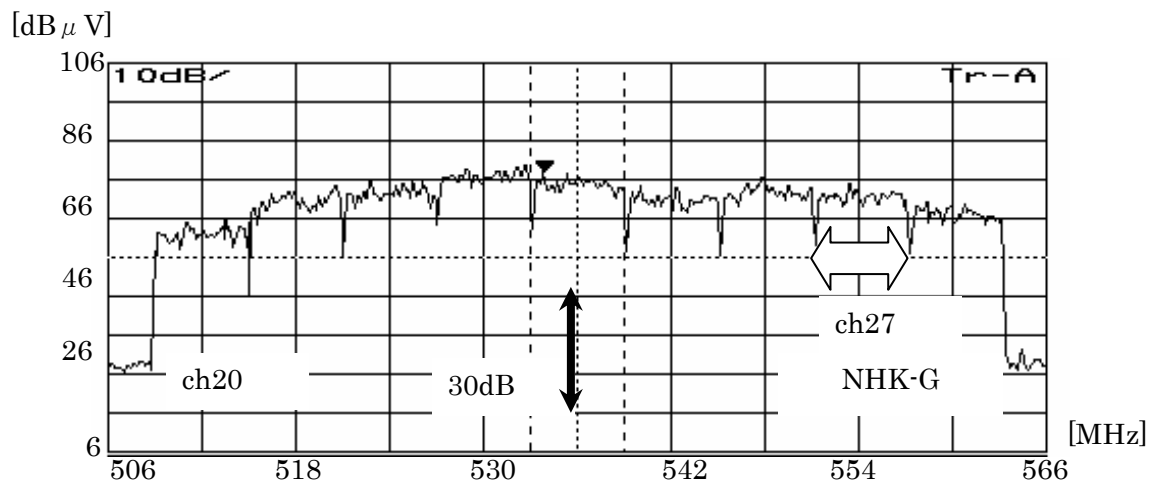
表 5.2 : 受信点の情報

位置	東京都調布市
経緯度の目安	北緯 35 度 39 分 25 秒・東経 139 度 35 分 28 秒 (世界測地系)
高さの目安	8 階建て建造物：屋上東側
最寄りの水準点標高	37.8[m]



(a) : 受信 RF 信号 (2006 年 12 月以前の【Type1】対応のもの)

図 5.1 : 受信 RF 信号のスペクトラム



(b) : 受信 RF 信号（現状の【Type2】対応のもの）

図 5.1 : 受信 RF 信号のスペクトラム（続き）

5.1.2 帯域制限信号

表 5.3 : 所望波近傍の受信状態

受信局	受信チャンネル	CNR[dB]	BER
NHK 教育	UHFch26	-	-
NHK 総合（所望波）	UHFch27	47	0*e+0

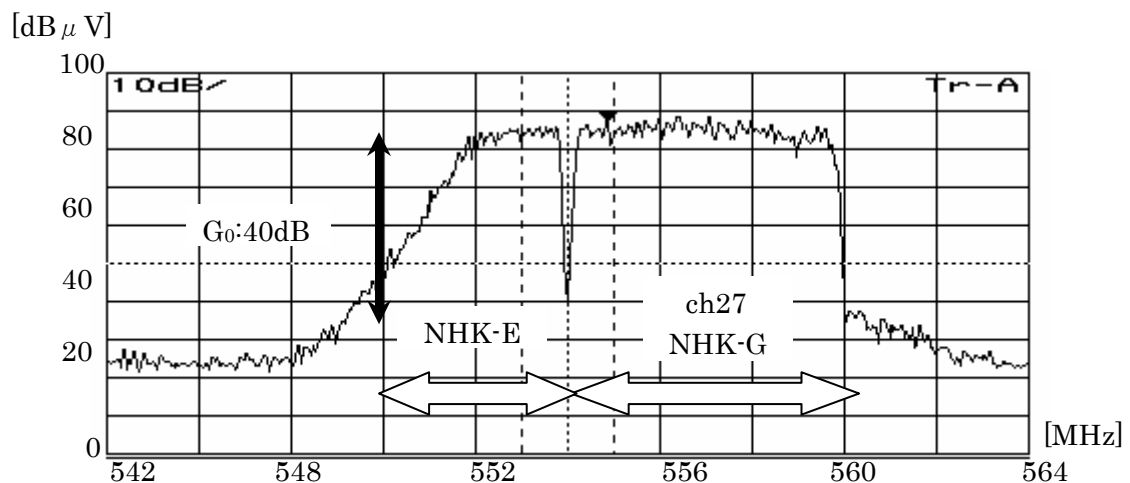


図 5.2 : BPF 通過後のスペクトラム

本節では、後に行うトータルレコーディングの再生出力評価の対照比較用データとして、

帯域制限を施した所望波 RF 信号を直接復調した場合の CNR・BER を計測する．

前節にも述べたように，地上デジタル放送においては隣接したチャンネルを用いた伝送が行われている．所望波近傍についても同様であり，所望波である NHK 総合テレビ（UHFch27）の下側隣接チャンネルである UHFch26 を使用して，NHK 教育テレビの信号が送信されている．本研究においてはオフラインデータ解析を目的とした，特定のチャンネルの収録を想定している．不要な成分が残留した場合，サンプリング周波数が高くなりデータ量が増加することから，所望波ではない NHK 教育テレビの成分の残留は極力避けたい．従って，所望波のみを得るため BPF を使用し帯域制限を施した．

帯域制限後のスペクトラムを確認すると，周波数軸上で所望波上側には放送チャンネルがないが，所望波スペクトラム下端から 4[MHz]に渡って不要成分が残留することが分かった．この信号をそのままテレビ受像機に出力したところ，所望波である NHK 総合テレビが所要 CNR（20.1[dB]）を上回る CNR47[dB]で受信できた．なお，これについて表 5.3 に，所望波とその隣接チャンネルを復調した場合における CNR・BER のデータを示す．以後，このデータを，収録した所望波 RF 信号の品質を代表する基準的かつ定量的数値として扱った．

5.1.3 Low IF 信号

表 5.4：局部発振周波数と評価パラメータ（収録なし）

《UHFch27⇒Low IF⇒UHFch62》

	局部発振周波数[MHz]	所望波 CNR[dB]	BER	復調可否
所 望 波 ・ 上 側	560.142857	46	0*e+0	◎
	560.342857	47	0*e+0	◎
	560.642857	47	0*e+0	◎
	561.142857	47	0*e+0	◎
	561.642857	47	0*e+0	◎
	562.142857	47	0*e+0	◎

前節で示した所望波信号を Low IF 信号へ変換した．所望波であるテレビ放送帯域 w_{TV} は 6[MHz]，中心周波数 f_c は 557.142857[MHz]，前節に示したように $G_0=40$ [dB]とおいたときの不要波帯域 w_{NON} は 4[MHz]である．これらのパラメータの値を第 4 章に記した第 (4.1) 式に代入すると，

$$f_{Lo} = f_c + \frac{1}{2} w_{TV} = 560.342857[MHz]$$

であるから、局部発振周波数は 560.142857[MHz]と求まる。

後のサンプリング周波数を低くするためには、局部発振周波数を上で導出した周波数である 560.142857[MHz]に近づける必要がある。ただ、この値は計算上の値であり、後の収録品質を最大とする目的で、この周波数近傍において局部発振周波数の微調整を行った。ここでは、変換した Low IF 信号の収録は行わず、そのまま UHF 帯域にアップコンバートした。(4.1) 式で得られた局部発振周波数に最も近く、かつ得られる CNR が最大となるものを、以後次節以降で収録に用いる局部発振周波数に採用した。表 5.4 は、このときの局部発振周波数と CNR・BER をまとめたものである。この表から分かるように、560.342857[MHz]が要求を満たす局部発振周波数である。

5.1.4 信号取り込みとトータルレコーダ出力品質

表 5.5：収録実行時のサンプリング周波数と評価パラメータ

《局部発振周波数：560.342857[MHz]・UHFch27⇒ADC・DAC⇒UHFch62》

サンプリング周波数[MHz]	G_0 [dB]	所望波 CNR[dB]	BER	復調可否
12	0	7	e-2	×
14	15	19	e-3	△
15	25	32	0*e+0	◎
16	35	45	0*e+0	◎
18	60	45	0*e+0	◎
20	60	47	0*e+0	◎
24	60	47	0*e+0	◎

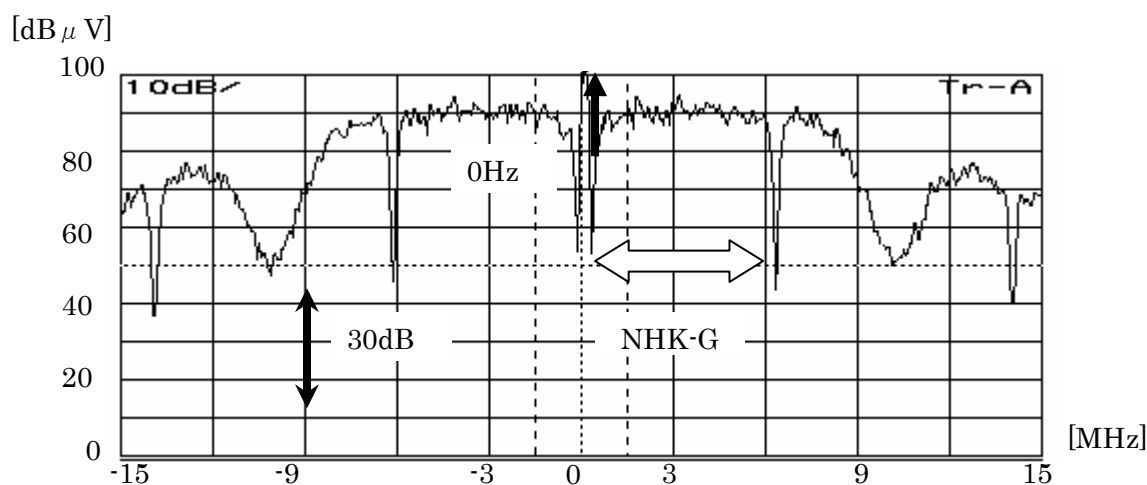


図 5.3：トータルレコーダ出力（Low IF 信号）スペクトラム 《20MHz サンプリング時》

5.1.2 節以降において、試作した受信系では $W_{NON} = 4[\text{MHz}]$ が、高品質を保つ最小幅であることを述べた。このときのクリティカルサンプリング周波数は、式 (4.2) に代入することで、

$$f_{SAM} = 2 \left(W_{TV} + \frac{W_{NON}}{2} \right) = 16[\text{Msps}]$$

となり、16[MHz]と導出される。但し、この周波数はナイキスト定理を最低限満たすものでしかなく、より品質の良い収録を行いたい場合は当然のことながらより高いサンプリング周波数を採用する必要がある。従って、本節では、この周波数を近傍に、5.1.2 節に示した所望波 RF 信号を直接復調した場合の CNR・BER と同一の値が得られるサンプリング周波数まで可変させた。

このときの結果が表 5.5 である。ナイキスト条件を遥かに下回る、サンプリング周波数が 12MHz・14MHz については、エラーが多く主観的にも番組内容を判別できなかった。ただ、同じくナイキスト条件を若干下回る、サンプリング周波数 15[MHz]の場合は、所要 CNR を上回る 25[dB]での復調が可能であった。この時、主観的に問題はなかった。ナイキスト条件を満たす、サンプリング周波数が 16[MHz]以上である場合には、すべての場合について、BER が 0 であり、主観評価で問題になることもなかった。サンプリング周波数 16[MHz]の場合については、CNR が 45[dB]となっており、 $G_0 = 40[\text{dB}]$ とおいた設計条件を満たしている。また、所望波自身と雑音レベル（若しくは標本化により発生する高調波）の振幅の差 G_0 が、18[MHz]サンプリング時においては 60[dB]程度であるため、 G_0 の値からサンプリング周波数が 18[MHz]以上の場合には所望波スペクトラムに影響を及ぼすことなく収録できることが示唆される。実際、さらにサンプリング周波数が高い 20[MHz]及び 24[MHz]については CNR=47[dB]、BER=0 となり、前節に示した収録を行わず Low IF 信号を RF 信号に変換した場合の信号品質を完全に維持できていることが分かった。

従って、これまでの内容から、設計条件である G_0 が、実際に収録した場合の CNR と比較して同様の傾向を示していることから、4 章で述べたクリティカルサンプリングの方法は妥当なものといえる。図 5.3 に 20[MHz]サンプリングを行った場合の DAC 出力における所望波スペクトラムを示す。図 5.2 と比べて、特段の波形歪みが生じておらず、スペクトラムの上からも問題ないことが分かる。クリティカルサンプリングにより放送波の品質を維持したまま 50[dB]弱の CNR 記録が可能と判断できる。

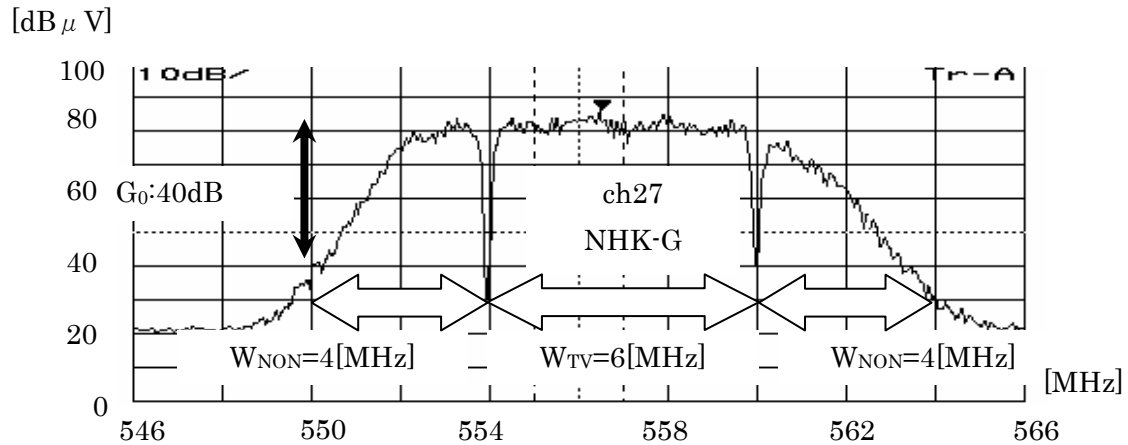


図 5.4 : BPF 通過後のスペクトラム

同図から、所望波の隣接上下チャンネルに他局のテレビ放送によるスペクトラムが存在するケースになっている。図 5.4 は帯域制限後の所望波スペクトラムであり、 $G_0=40[\text{dB}]$ とした場合、同図より $W_{TV}=6[\text{MHz}]$ 、 $W_{NON}=4[\text{MHz}]$ となるため、クリティカルサンプリングの条件を満たす必要最低限のサンプリング周波数は $f_{SAM}=20[\text{MHz}]$ 、局部発振周波数に関しては $f_{LO}=551.142857[\text{MHz}]$ または $562.142857[\text{MHz}]$ と導出できる。

5.1.5 クリティカルサンプリング収録の妥当性の検討

トータルレコーディングシステムの特長として、変調波の電波形式を崩すことなく記録しているため、伝搬環境の測定において、定量的評価のみならず復調映像・音声による定性的評価が可能であることは、前章に述べた通りである。そこで本節では、クリティカルサンプリング収録適用時の収録品位の検討を行うに当たり、コンスタレーションの理想位置からのばらつきを表す MER (Modulation Error Ratio) を主たる評価パラメータとし、これに、BER 及び放送 TS (Transport Stream) に含まれる TOT (Time Offset Table) を加えた 3 パラメータを用いた。MER の特徴に測定範囲が広いことが挙げられ、MER を用いることで信号品位が著しく良好または不良な場合であっても評価が可能である。また、MER 値は CNR 値と良い近似関係にあり両者の換算も可能であるので、伝搬パラメータのひとつであるレベル変動の解析にも直接利用できる。一方、MER ではテレビ放送としての再生が可能であるかの判定が困難であるため、この観点においては一定の評価指標が存在する BER が有用である。また、定性的部分の評価は、復調後の放送 TS に含まれる SI 情報の一種で、テレビ受像機の内蔵時計の時刻管理に用いられる TOT により、客観的に判定できると考えられる。前者 2 種は、トータルレコーダ再生出力を測定器 (ISDB-T アナライザ) により取得、後者に関しては、収録時点の放送時刻 (信号再生時点の時刻ではない) が受信

機の画面表示に正確に表示されるか否かにより判定を行った。なお、本節の目的では市販の MER 測定器が利用できるが、本論文が目的とする時間及び周波数領域の高分解能な測定には使用できないので、第 8 章の測定法提案に至っている。

表 5.6 は、前節で導出されたクリティカルサンプリング周波数近傍の複数のサンプリング周波数で収録したものの再生信号品位を、64QAM で変調された実際の放送コンテンツが伝送される B 階層について、上記 3 パラメータに関してまとめたものである。同表③より、入力信号の MER 品質が 35[dB]程度で、適切な f_{SAM} を選べば、トータルレコーディングによる品質劣化は発生していない。また、20[MHz]以上のサンプリングにより、目的とする収録が可能であることがわかる。また、バンドパスフィルタをより急峻なものにして（例えば SAW (Surface Acoustic Wave) フィルタのような）受信を行えば、 W_{NON} が小さくなるので、サンプリングレートをより小さくすることが可能である。尚、本論文で想定している測定範囲は CNR で 40[dB]～0[dB]である。オートゲインコントローラは装備していないが、ADC のレンジを満たすように、トータルレコーダの入力前段に設けたプリアンプの利得を手動で調整している。さらに、ADC・DAC の分解能が 14[bit]であり、IF 変換のみで収録を行わなかった場合（表 5.6③）と、クリティカルサンプリングにより適切な f_{SAM} を選定して収録を行った場合（表 5.6⑥～⑨）の MER 値の誤差は高々 0.5[dB]となっており、十分受信信号に忠実な収録ができていることを確認している。

表 5.6 : B 階層の信号品位パラメータ値

【B 階層 : 12 セグメント】		MER[dB]	BER	TOT
①受信アンテナ直下		42.7	0.0E+0	○
②帯域制限後の RF 信号		42.3	0.0E+0	○
③※		35.4	0.0E+0	○
収録	④ $f_{SAM}=16$ [MHz]	-1.0	7.8E-2	×
	⑤ $f_{SAM}=18$ [MHz]	23.1	8.2E-4	○
	⑥ $f_{SAM}=20$ [MHz]	35.9	0.0E+0	○
	⑦ $f_{SAM}=22$ [MHz]	35.4	0.0E+0	○
	⑧ $f_{SAM}=24$ [MHz]	35.6	0.0E+0	○
	⑨ $f_{SAM}=35$ [MHz]	35.9	0.0E+0	○

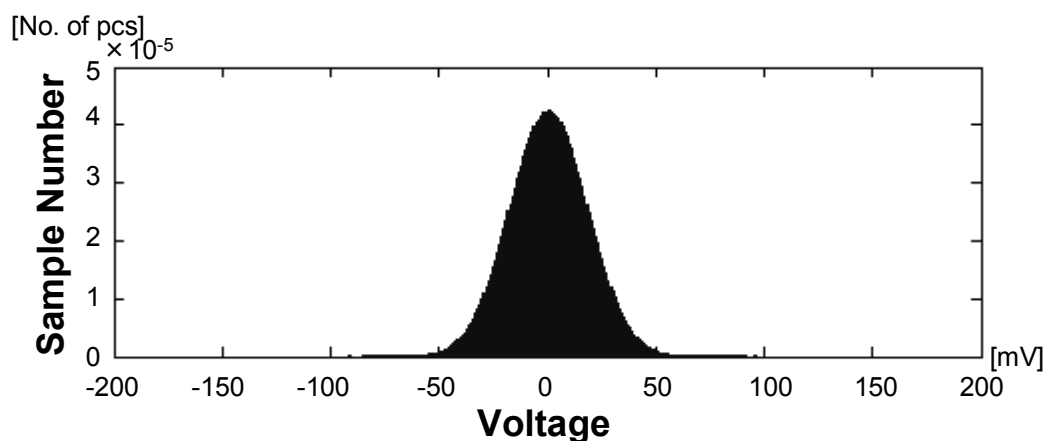
③※：帯域制限後の信号を一旦 IF 帯に変換し、再度 RF 帯に変換した信号

5.2 収録信号品質維持の検討

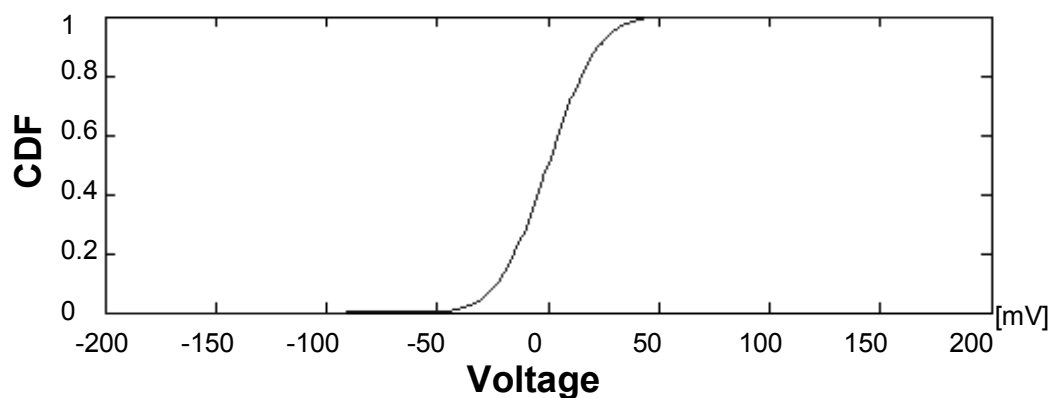
5.2.1 ADC 電圧レンジと収録品質の統計的確認

前節では、CNR・BER の値の比較から、トータルレコーディングを行った信号についても放送波の品質が維持されていることが分かった。本節では、ADC の分解能の面から、前節の結果が妥当なものであることを示すと共に、収録されたデータが高精度に記録されていることを、収録データのヒストグラム並びに累積分布を求め、確認した。

図 5.5(a)に収録信号電圧 (Low IF 信号) のヒストグラム、図 5.5(b)に累積分布を示す。本研究で使用した ADC の電圧レンジは $+200[\text{mV}] \sim -200[\text{mV}]$ であり、この範囲に対して分解能が 14[bit]割り当てられている。まず、図 5.5(a)を確認すると、サンプル値の分布は正規分布形であり、絶対値で $100[\text{mV}]$ 以上のデータが存在しないことが分かった。図 5.5(b)の累積分布のグラフ形状からも、絶対値で $100[\text{mV}]$ 以上のデータが存在しないことが確認できた。従って、ADC の電圧レンジである $\pm 200[\text{mV}]$ の 2 分の 1 である $\pm 100[\text{mV}]$ の範囲内にデータが収まっているため、14[bit]から 1[bit]の桁落ちが発生し、分解能 13[bit]相当での収録が行われていることが分かった。このことから、ソース信号のデータを欠くことなく収録できており、本論文で提案している地上デジタル放送の受信波を収録可能なレコーダとして最適化されていることが確認できた。



(a) : AD 変換された所望波データのヒストグラム



(b) : AD 変換された所望波データの累積分布

図 5.5 : AD 変換信号の統計的確認

5.2.2 必要分解能の検討

前節では、収録したバイナリデータから、ADC の性能をフルに使用したといえる 13[bit] 収録が可能であることを示した。一方、トータルレコーディング出力における定量的パラメータの数値が同じで、品質的にも同等と見なせる場合については、より低い分解能で収録できればデータ量が削減でき、効率化が図れる。ここでは、実際の変調波信号を収録した場合について、出力結果を劣化させることなくバイナリファイルの容量をいかに小さくできるかという観点から、分解能と対応する受信状態から効率を検討するために分解能を 1[bit] ずつ小さくしたときの復調性能を求めた。

本研究で使った ADC の分解能は 14[bit] 固定である。一般に 1[bit] の桁落ちは 6[dB] の減衰と等価である。このため、ADC 入力側に減衰機を設置し、入力信号を初期状態から 6[dB] (即ち 1[bit] 相当分) ずつ減衰させることで、1[bit] ずつ桁が小さいバイナリデータを生成

した．分解能と CNR，復調状態との関係を示したものが表 5.7 である．

表 5.7：分解能と復調可否（Low IF 信号の増幅なし）

減衰量[dB]	分解能[bit]	CNR[dB]	BER	復調可否
0	13	48	0*e+0	◎
-6	12	48	0*e+0	◎
-12	11	40	0*e+0	◎
-18	10	30	0*e+0	◎
-24	9	24	0*e+0	◎
-30	8	17	e-2	△
-36	7	11	e-2	×

分解能が 13[bit]～9[bit]相当時（減衰量－24[dB]まで）に関しては，BER が 0 であると共に，主観的評価においても何ら問題はなかった．特に，分解能が 12[bit]～13[bit]の場合に関しては CNR が 48[dB]得られ，放送 RF 信号と同等の CNR が維持できていることが分かった．分解能 7[bit]及び 8[bit]については，番組内容が判別できない等，主観的評価が×～△であり，エラーも大きい．ただ，これは単純にレベル不足の可能性があるため，DAC 出力段の電圧レベルを調整しての確認を行った．分解能 8[bit]相当時（減衰量－30[dB]）については，端子電圧レベルを数[dB]アップした場合は CNR が 19[dB]（BER：e－3）となり，正常に復調されるようになった．しかし，端子電圧レベルをさらに上げててもこれ以上の改善は見られなかった．分解能 7[bit]相当時（減衰量－36[dB]）のときは信号レベルを大きくしても，CNR が復調可能な所要 CNR を満たさず，全く復調されなかった．従って，これらの場合について，単純にレベル不足が問題ではないことが明らかである．

これらから分かる通り，実質的な分解能が 8[bit]となる，減衰量－30[dB]のときがしきい値であると確認できた．なお，このときの CNR は 19[dB]であった．先に述べた通り，地上デジタル放送が正常に受信可能となる所要 CNR は，本研究で用いた信号の場合 20.1[dB]と求められている．従って，テレビ放送としてクリアな映像・音声を得られるという意味で正常に復調されるためには，分解能が 8[bit]以上必要であり，放送波の波形を崩すことなく記録できるという意味においては，概ね 12～11[bit]必要であることが確認できた．

5.3 パソコン技術の進化とトータルレコーダ高速化

5.3.1 PC/AT 互換機とその特徴

PC/AT 互換機の歴史は，IBM が 1981 年に発表した IBM PC にまで遡ることができる．

この IBM PC の大きな特徴として、“オープン・アーキテクチャ”が挙げられる。即ち、ハードウェア的部分、ソフトウェア的部分を含めた仕様が公開されていたことである。このため、PC/AT 互換機を製造するパソコンメーカーが現れると共に、多くのパーツベンダにより最新のパーツが潤沢に供給された。今日では、特定の企業に限られることのない“デファクトスタンダード”となっている。このため、現在までに様々な業界団体等が各種規格を提唱し、それらが採り入れられて今日に至っている。

コンピュータとしては、PC/AT 互換機以外にも、Macintosh 等の異なるアーキテクチャを持つカテゴリの製品もあるが、本研究では、以下の理由により PC/AT 互換機を選定した。

● 最新技術の導入が容易

PC/AT 互換機の場合、規格に準拠したパーツを製造するベンダが多いことが特徴である。従って、ユーザ側で任意のパーツを自在に組み込むことが可能である。また、仕様が公開されていない他アーキテクチャとは異なり、次世代規格の策定の動きが顕著であり、最新規格のパーツを使用することも容易である。このため、本研究の場合、ADC ボード・DAC ボードの選択肢が広い点と共に、最新のパソコンパーツを用いて、それら AD・DA 拡張ボードからの高速データ転送を満たすパソコンを製作することが可能という点から、PC/AT 互換機を採用した。

5.3.2 トータルレコーダの高速化とパソコン技術

一般にパソコン上において、高速かつ大容量データ転送を行う場合は、“転送レート”を高速に維持することが重要となる。大きく問題となるのは、第 1 に収録データを蓄積するハードディスク装置そのものの能力及びマザーボードとハードディスク装置間の転送レート、第 2 としてパソコンの内外及びパソコン内部におけるインタフェース間のデータ転送を司るチップセットの能力問題が挙げられる。

一般にハードディスク装置に書き込まれるデータの耐性並びに転送レートの向上手段として RAID 技術が知られている。トータルレコーダにおいては、データの堅牢性以上にスループット向上が必要なため、複数のハードディスク装置へ分散させてデータを転送する RAID0 (ストライピング) が有効である (第 1 の問題点への対処方法)。本研究で用いたパソコンでは、1 台の HDD に対し 50[MB/s]での転送が可能である。本論文で提唱するトータルレコーダでは 4 台の HDD で RAID0 を構成しており、転送レートは 200[MB/s]を越える。近年は物理的にディスクを記録媒体とする HDD に加え、半導体メモリに記録を行う SSD (Solid State Disc) が登場している。従来の HDD ではディスクの内周・外周で転送レートが著しく異なる場合があり、長時間収録の際に収録が停止する要因となっていた。SSD ではこのようなことが発生せず転送レートがフラットであること、単体で数

100[MB/s]を越えるレートが得られる。RAID0 運用で 600[MB/s]を越える転送レートが得られる。一方、コンピュータ自体のパフォーマンスを左右するのがチップセットである。最新のチップセットにおいては全体的に各インタフェース上での劇的な転送レートの向上が図られている（第 2 の問題点への対処方法）。パソコン内部の転送レートは 2[GB/s]を超える（理論値）。従って、取り込んだデータをパソコン内で溢れさせることなく高速データ転送が可能となった。よって、これらの要素から、パソコン側にはデータ溢れを引き起こす要因は存在しない。

使用した ADC・DAC ボードは PCI バス接続（転送レート理論値：133[MB/s]）または PCI-X バス接続（転送レート理論値：533[MB/s]）である。5.1.4 節より、放送波の品質を維持した記録が可能なサンプリング周波数は 20[MHz]であったが、この場合の転送レートは 40[MB/s]（20MHz サンプリング 1 ブランチ収録時）である。ここまでの内容を総合すると、現時点でのパソコン連続収録記録の実力は 1 パソコン 5 ブランチ（サンプリング周波数 20MHz・PCI-X バス接続時）が限界と結論される[22]。

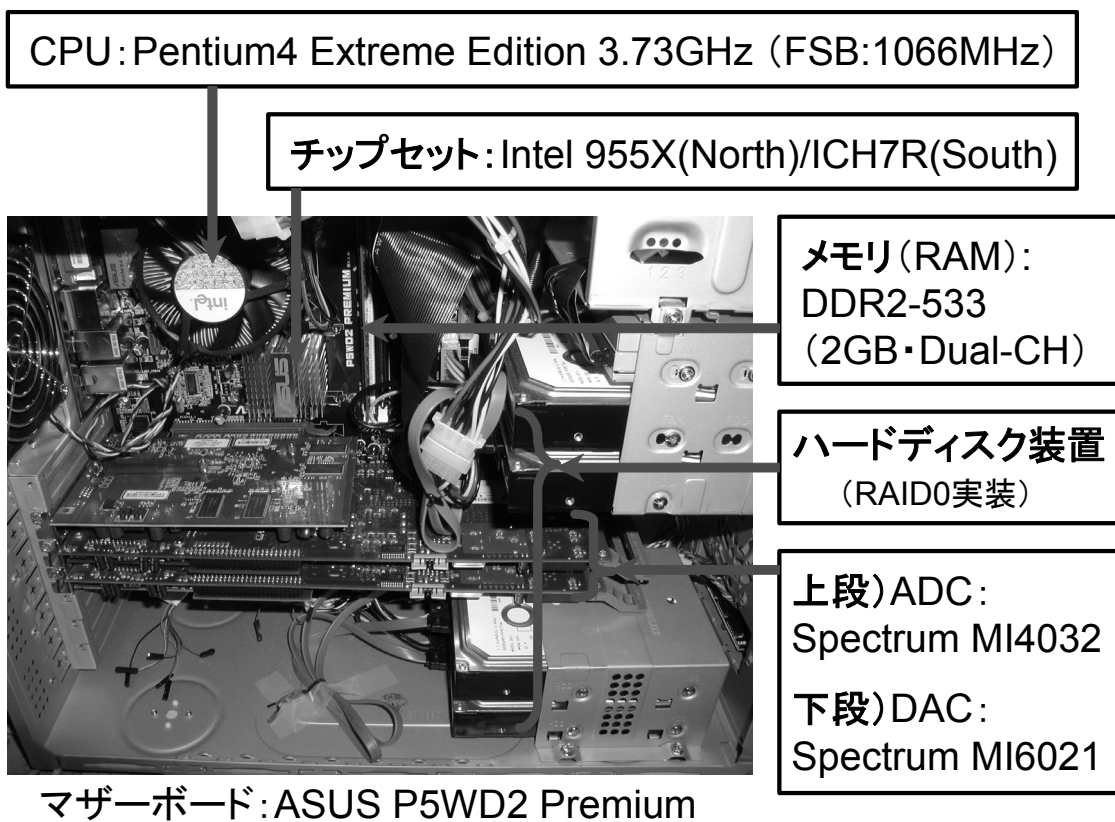


図 5.6 : 本研究で使用したパソコン構成の一例

表 5.8 : 使用パソコン・詳細スペック一例

製品名	型番	製造メーカ	個数	適用
マザーボード	P5WD2 Premium	ASUS	1	チップセット 955X
CPU	Pentium4 Extreme Edition 3.73GHz	Intel	1	FSB1066MHz
メモリ	DDR2-533		1GB*2	デュアルチャンネル駆動
HDD	DiamondMax10 (6B250S0)	Maxtor	250GB *4 個	SATA 接続 RAID0 運用
ケース	H600D-400SV12	AOpen	1	
ADC	MI4032	Spectrum GmbH	1	PCI 接続
DAC	MI6021	Spectrum GmbH	1	PCI 接続

5.3.3 収録時間

トータルレコーダの転送レート評価を行うために、実際に複数ブランチ収録を行い、その収録時間を測定した。具体的には、固定受信システムからの信号を 4 分配し、ブランチ数ごとに収録を行う。この各々について、テレビ放送 1 チャンネル ($w_{TV}=6[\text{MHz}]$) 収録を想定した 20[MHz]サンプリングを行い、収録時間を測定した。測定時のソースとしては実放送波を用い、収録ツールには ADC 添付の既製のアプリケーション (Spectrum 社製 SBench5.2) を使用した。

転送レートの細い PCI バス接続の場合について、測定時間とファイル容量をまとめたものが表 5.9 である。PCI バスの転送レートの最大値は 133[MB/s]であるが、この実効的な値はこの半分程度であることが知られている。1 系統のみ収録の場合はこの実効的な値を下回っており、計算上から連続収録可能であることが容易に分かる。一方、2 系統同時収録での収録時間は 1 時間弱となった。これは、ほぼ連続で転送されているものの、発生データのレートが PCI バスの転送レートの実効的な値をいくらか上回っており、この発生データ量とシステムの実行転送レートの差を、ADC に搭載されている FIFO メモリが吸収する状況での収録であったと思われる。なお、3 ブランチ収録、4 ブランチ収録については、収録開始後、即データ溢れが発生し、収録はできなかった。4 ブランチの場合は、転送レートが PCI バスの理論最高値を越えること、3 ブランチの場合についても同様に実効的転送レートを超えており、転送レート容量が高いバス (例えば、PCI-X バス・PCI-Express (Peripheral Component Interconnect-Express) バス) による接続の検討を要する。

尚、PCI-X バス接続の場合は、前節に述べた 4 ブランチ収録にてディスクを使い切る記録を確認しており、アレーアンテナ収録を目的とした複数ブランチ収録に十分耐え得る能力を有していることが分かった。

表 5.9 : 入力系統数と収録時間 (20[MHz]サンプリング・PCI バス接続時)

ブランチ	転送レート[MByte/s]	収録時間	ファイル容量
1	35	226[min]	ディスク空き容量 0 のため停止
2	70	58[min]	259[GB]

第6章 トータルレコーディング技術に基づく 地上デジタルテレビジョン放送信号伝送特性の 精密測定法

6.1 本手法が求められる背景

地上デジタル放送のサービスが、一般家庭向けには高品質画像の12セグメント放送として、携帯電話端末には画質を落としたワンセグメント放送として始まっている。また、マルチパス遅延の影響に強いOFDMの特徴を活かして、移動体受信への展開も始まっている。しかしながら、移動体において高品質映像を受信したい場合は、伝搬劣化が激しいためダイバーシチ受信が必須であることは自明になっているが、アンテナの必要数や取り付け位置、あるいはダイバーシチ合成法については、未だ、明確な結論が出ておらず、種々の機関で研究が進められている[8][9][27][28][29]。また、移動受信の受信可否を判定するにはフィールド実験によりBER等のパラメータを直接収集するのが有用であるが、収集間隔が開いてしまうと、その測定結果が大雑把なものになってしまう危険がある[30]。

本研究では、地上デジタル放送の受信において、受信信号を中間周波数に変換した状態で、すなわち電波形式を保持したままの状態、そのままアナログ・デジタル(AD)変換してパソコンのハードディスク装置(HDD)に記録するトータルレコーディングの技術を開発している[23]。移動体受信特性評価のためには、フィールド測定が必須であり、アンテナ単体での受信、ダイバーシチ合成受信、12セグ受信、ワンセグ受信など数多くの測定項目がある上に、伝搬環境も多種多様で、これらを網羅しようとする、その測定量は膨大なものになる。また、従来の測定器ではリアルタイム性は高いものの、データ取得が数秒間隔の間欠的なものになってしまうことから、この間の移動距離が長くなる。このため、この取得データに反映されない重篤な伝搬環境の存在が否定できない他、この時間内的高速フェージングが平均化されてしまう。その一方、トータルレコーディングは、その測定を一回で済ませ、あらゆるデータ解析はオフラインで実行できるので、極めて効率的な測定法としての特徴を持つ。

しかしながら、周囲建物や壁などによって大きな遮蔽を受けやすい屋内受信環境、あるいは、電界強度の変動幅が大きい移動体受信環境では、低CNRとなる状態が頻繁に発生するが、そのような状態においては、受信系の同期確立ができなくなり、信頼性の高い測定が困難になる。これは、基準信号を受信機内部に所有していれば解決できるが、実放送波を利用する測定では、それが望めない。また、受信信号をFFT復調したものに対し、硬判定を行ったものを被測定信号、デインタリーブを施し誤り訂正符号を適用したものを参照信号としてキャリア毎BERを導出する手法が発表されているが[31]、正確な参照信号を得

るためには誤り訂正が正常に機能する程度の受信品質が要求される。

そこで、本論文では、新しい測定法として、極めて劣悪な伝搬環境下でも適用できることを目的として、高品質信号（基準信号）と被測定信号を異なる場所で同時刻にトータルレコーディングし、基準信号を位相基準として信号再生を行う高機能伝搬特性測定法を提案する。また、実放送波を用いた実験による原理実証を行い、時間領域・周波数領域で高分解能を有する精密測定手法として有効であることを明らかにする。

6.2 測定原理

本章では地上デジタル放送波の信号形式（OFDM 変調，ISDB-T 方式）を利用した新しい伝搬特性測定原理を述べる。ISDB-T の基本仕様は表 6.1 の通りである（本論文に関連する部分のみを抜粋）。この測定法の実現には、第 3 章で述べたトータルレコーディングの技術がベースとなっている。図 6.1 は提案する測定法の基本構成の概念図である。送信局が見通しにある地点において高利得アンテナで放送波を受信し、これを基準信号（TR1）とする。一方、同時刻に測定したい環境（屋内、または移動体）で同様に受信する（TR2 または TR3）。独立に取得されたデータであっても、周波数変換のための局部発振周波数やアナログ・デジタル変換（ADC）のクロックを精度の良いものとすれば、両信号でコヒーレンスが期待できるので、TR1 信号を位相基準として、TR2 や TR3 の信号のオフライン解析による精密測定が原理的には可能である。これは、図 1 の屋内環境（TR2）であっても、移動受信環境（TR3）であっても、その違いを問題にしない。

表 6.1 : ISDB-T 方式伝送パラメータ (本論文関係分)

映像符号化方式		MPEG-2 Video
音声符号化方式		MPEG-2 Audio AAC
多重化方式		MPEG-2 systems
帯域幅		5.6[MHz]
伝送モード		Mode3
キャリア数		5617
シンボル長		1.008[ms]
ガードインターバル長		126.000[μs]
ガードインターバル比		1/8
変調方式		OFDM
階層 A	変調方式	QPSK
	符号化率	1/2
	情報レート	312.06[kbps]
階層 B	変調方式	64QAM
	符号化率	3/4
	情報レート	16.821[Mbps]
誤り訂正内符号		パンクチャド畳み込み
外符号		RS(204,188)

図 6.2 は信号解析の手順を示している. この一連の信号処理は, 複数のサブキャリアで構成される周波数帯域幅 (Δf) と複数のシンボルで構成される時間幅 (Δt) で囲まれる領域 (以下では, これをグループと呼んでいる) 単位での電波の振幅・位相や MER 値 (Modulation Error Ratio) を求める前段信号処理 (Pre-processing) 部分と, この情報から目的とする伝搬特性や伝送特性の統計的性質を求める解析処理 (Statistical analysis) 部分より成る. 測定法という意味では前段信号処理までが確認できれば, 手段の原理実証ができたことになるので, 本論文ではここまで (=図中の点線で囲った部分) をまとめる.

この測定法の有効性を確認するためには,

- ① 独立に取得した 2 系列データ中の OFDM シンボルの同時刻特定ができるかどうか?
- ② 独立な信号発生器 (周波数変換用局部発振器, ADC 用クロック発生器) で取得した 2 つの信号間でコヒーレンスが保たれているかどうか?
- ③ 基準局の位相を基準とした精度の良い復調ができるかどうか?

である. 本論文では, 東京タワーからの実放送波を用いて上記の技術要素を実証する.

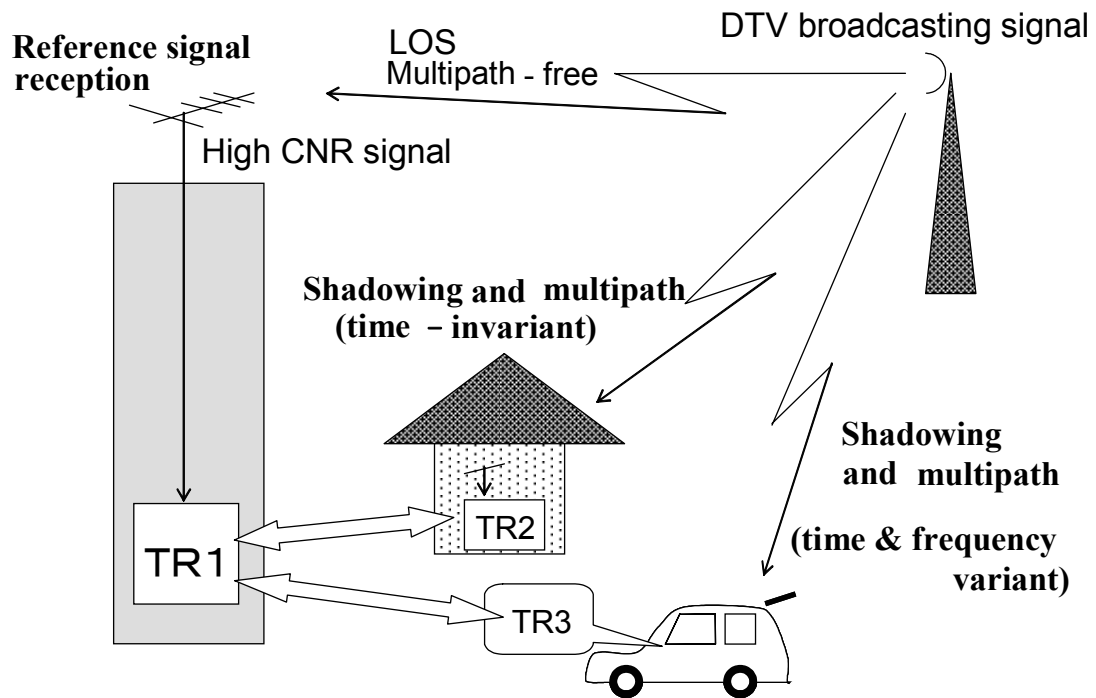


図 6.1 : 提案測定法の基本構成 (概念図)

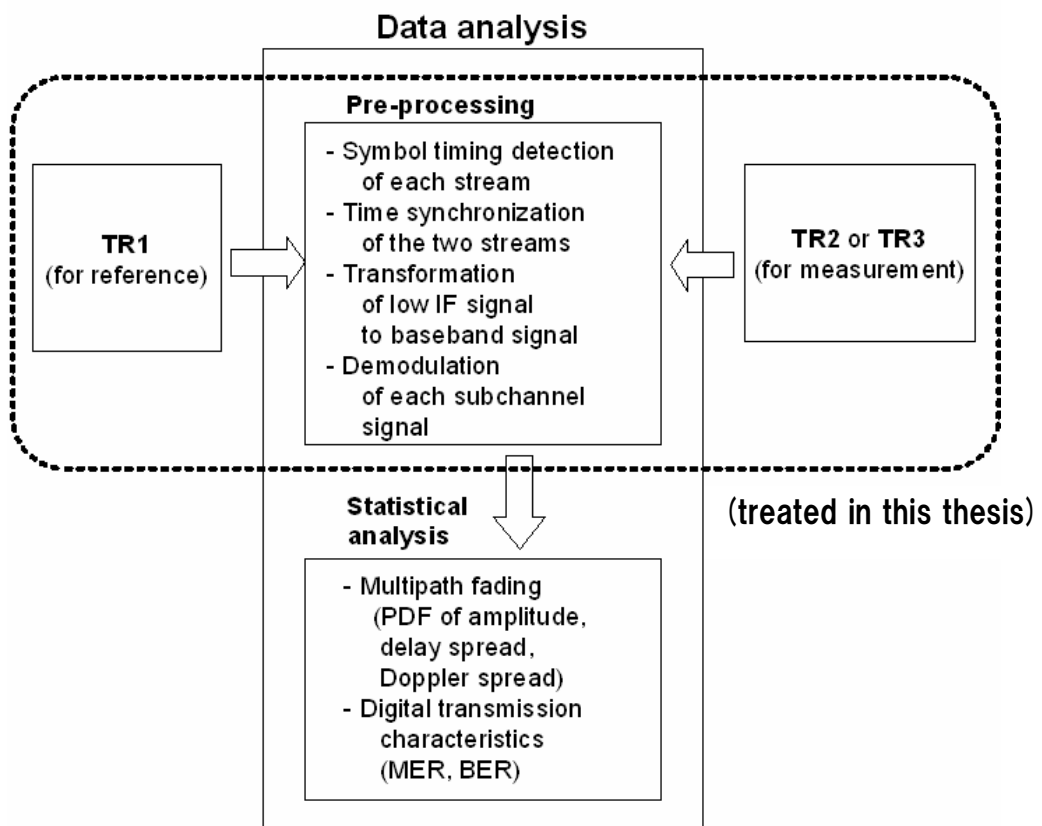


図 6.2 : 信号解析手順の概念

6.3 解析領域と評価項目

本測定では、周波数選択性フェージングで、かつ、時間的に変動があるマルチパス環境を想定し、周波数領域 Δf 、時間領域 Δt 毎での伝送特性を求める。 Δf と Δt を小さくすると領域分解能は上がるが、そこに含まれるデータ数が少なくなるので、伝送特性自体が安定しなくなる。逆に、 Δf や Δt を大きくして領域を広くすると、領域内で伝搬特性がフラットでなくなってしまう。ここでは、予備的な検討の意味で、周波数領域を 78 分割 ($\Delta f=72[\text{kHz}]$, サブキャリア数 72), 時間領域では 16 シンボル分 ($\Delta t=18.1\text{ms}$) をひとつの領域 (グループ) とした。図 6.3 はこの関係を表している。一つのグループには、1152 個の信号点があり、96 個のパイロット信号が含まれる。

伝送特性の評価には、BER (ビット誤り率), CNR (搬送波対雑音電力比), MER (変調誤差比) などが用いられるが、CNR と近似的な関係があり、デジタル変調信号の品質評価に有用な MER を解析対象とする。本論文における地上デジタル放送の所要 CNR は 20.1[dB]である。従って想定している測定範囲は、高 CNR 環境である 40[dB]台から、移動受信等の劣化した伝搬環境下において受信システムの適用により正常な受信が実現可能と考えられる MER : 10[dB]台以上である。また本測定法は、高品質信号により、振幅・位相基準や信号点位置が既知のコヒーレント検波に相当するため、0[dB]程度までは正しい動作が期待できる。

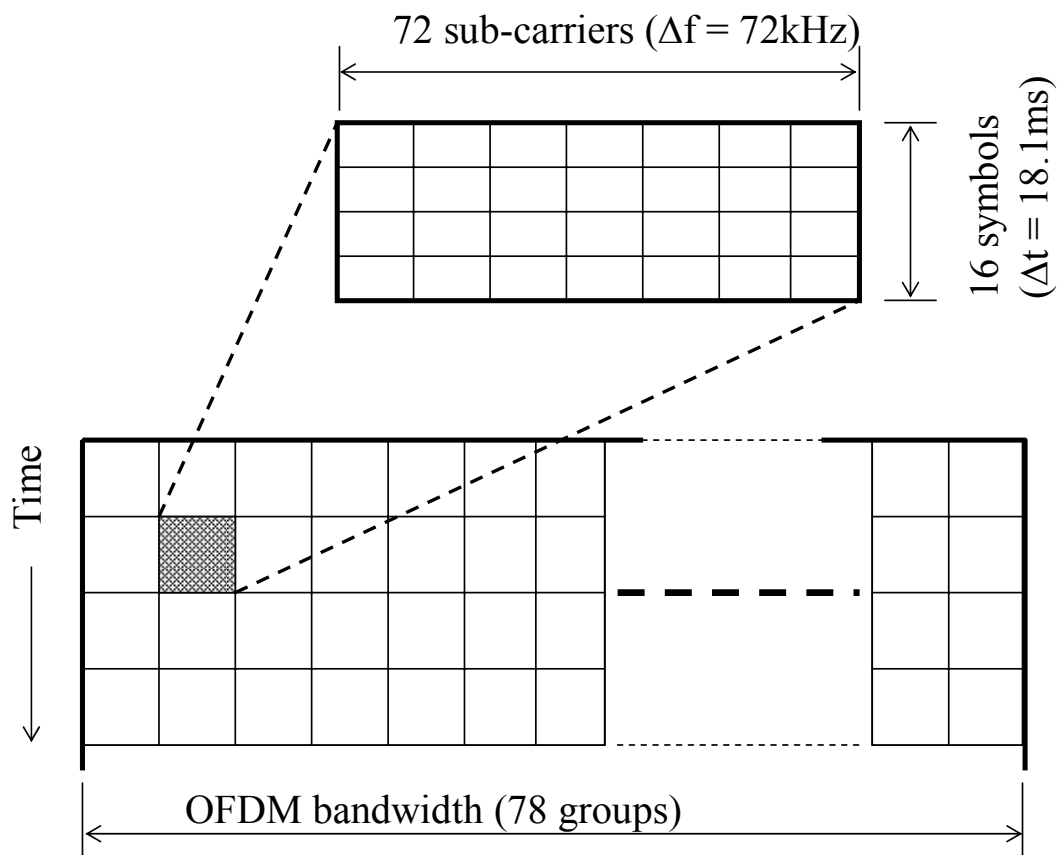


図 6.3 : 周波数および時間領域でのグループ分け

6.4 測定系の基本構成

移動体受信時のように、低 CNR 信号を含む場合には、受信信号の信号点が雑音によって大きく変化するので、正しいシンボル判定ができなくなり、結果として正確な MER 値の計算ができなくなる。そこで、2 台のトータルレコーディングシステム (TR) を用いて高品質信号と測定信号を同時に別々の場所で収録し、高品質信号を信号点の基準とすることで測定信号の受信特性測定を行う。図 6.4 は図 6.1 のコンセプトを実現する具体的な構成を示している。2 箇所独立にトータルレコーディングされたそれぞれの信号のシンボルの切り出しを行い、二つの系列のシンボル同士で相関演算を行って、同時刻のシンボルを見つける。以下それぞれに FFT による復調を行い、基準信号の信号点を基準に測定信号の MER 値を計算する。これらの演算の詳細については、6.6 節で述べる。

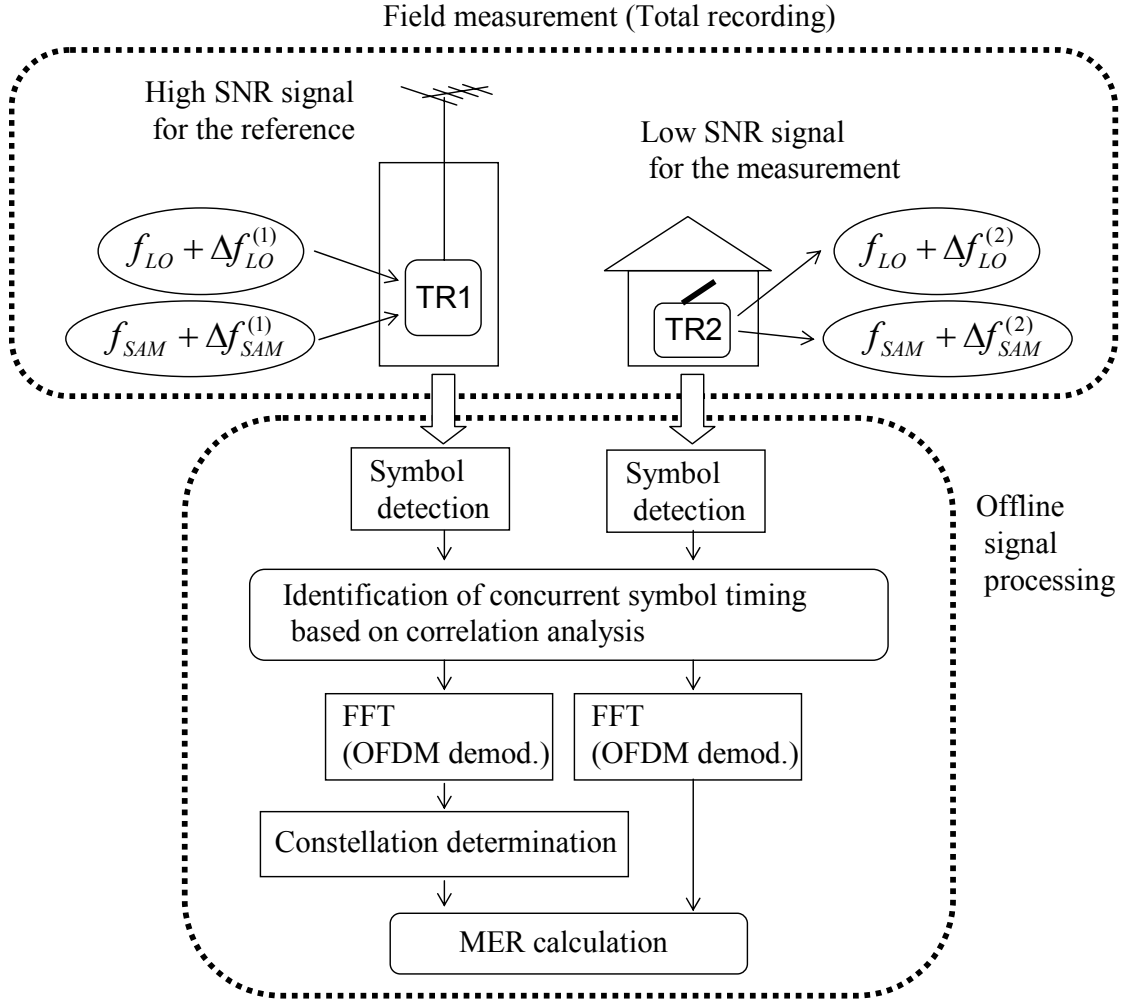


図 6.4 : 本測定系の構成

6.5 測定系に求められる周波数安定条件

非同期の収録系（図 6.4 の TR1, TR2）でトータルレコーディングするので，両者の周波数コヒーレンスを保つため，局部発振周波数と，アナログ・ディジタル変換のサンプリング周波数に高精度が要求される．双方に発生する周波数誤差を，局部発振周波数については， $\Delta f_{LO}^{(1)}$ ， $\Delta f_{LO}^{(2)}$ とする．また，サンプリング周波数については， $\Delta f_{SAM}^{(1)}$ ， $\Delta f_{SAM}^{(2)}$ とする．TR1 と TR2 全体の誤差 Δf_{LO} ， Δf_{SAM} はそれぞれ二つの差となる．

Δf_{LO} については，この影響がキャリア間干渉（ICI）として現れるので，この影響が問題にならない条件，

$$\Delta f_{LO} \ll B/K \quad \dots (6.1)$$

が要求される．ここで， B は信号帯域幅（5.6[MHz]）， K はサブキャリア数（5617）である．通常 B/K の 1/100 以下（位相誤差 4°以下）が望ましいので，この場合には， Δf_{Lo} は約 10[Hz]以下，が上式での要求条件になる．さらに，測定領域内（16 シンボル分）で安定であるためには，1[Hz]以下の安定度が求められる．周波数精度としては， $f_{Lo}=550$ [MHz]とすると， 10^{-9} オーダである．筆者らはこの測定に 10^{-8} 程度の市販の標準信号発生器を用いており，この精度には達しないため，取り込んだ信号に対する周波数の補正演算が必要になる（具体的な方法は後述）．

ADC のサンプリング周波数誤差 Δf_{SAM} については，

$$\Delta f_{SAM} \ll f_{SAM} / K \quad \dots (6.2)$$

が要求条件となる．周波数誤差の影響が最も大きく出る端のサブキャリア $f=6$ [MHz]に対して，「サブキャリア周波数のずれ／サブキャリア周波数間隔」が 1%に相当する $\Delta f_{SAM} / f_{SAM} = 1/(100K)$ とすると，サンプリング周波数精度は 10^{-6} のオーダになる．本実験では，AD 変換のクロック信号はファンクションジェネレータからのパルスを外部入力していて，安定度は 10^{-7} のオーダなので，サンプリング周波数については，特に補正の必要はないと結論できる．

6.6 信号処理の詳細

6.6.1 同時刻シンボルの探索

OFDM 信号では，ガードインターバル部とシンボルの後半部との相関が高いことを利用し，シンボルごとの切り出しができる．同時刻のシンボルを見つける必要があるが，この探索には両信号のシンボルごとの相関計算から行う．

収録した両信号に対してシンボルの切り出しを行い，高品質信号のある時間のシンボルに対する測定信号の相関値を求めた結果を図 6.5 に示す．相関が確実に導出できるのであれば，計算時間を短くできる方が有用であることから，相関導出に用いる帯域は計算時間とのトレードオフとなる．そこで，計算時間を抑えながらも確実に相関が求められる帯域幅として各信号の中心 400[kHz]を選定した．この図から約 1,100 シンボルずれた位置に同一シンボルがあることが確認できる．

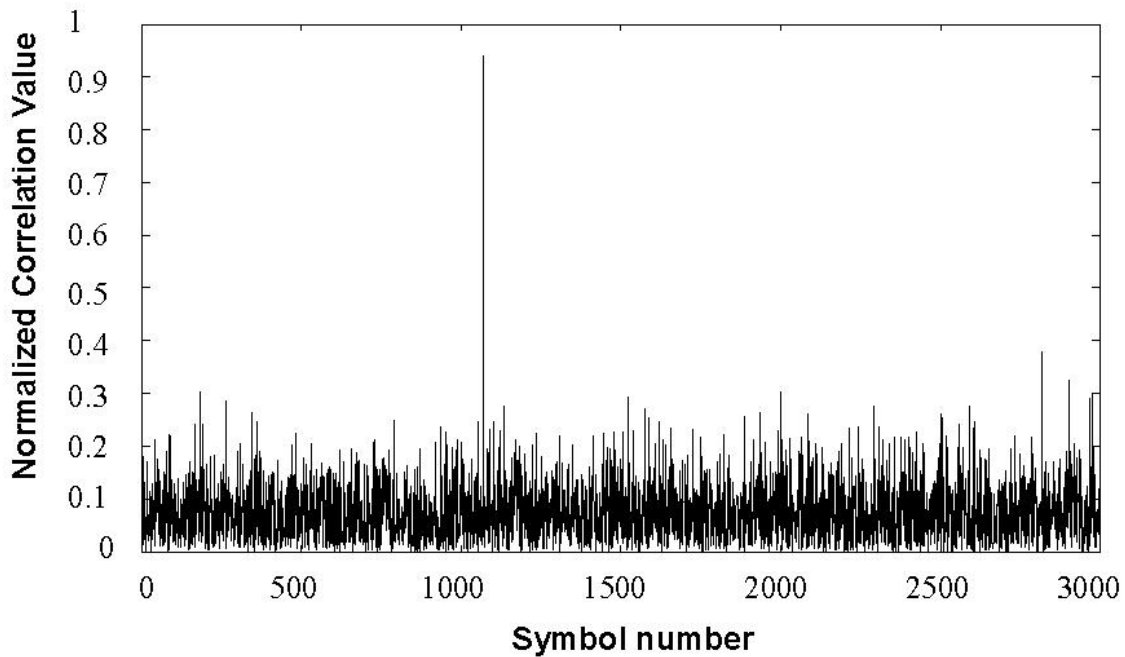


図 6.5 : 2 つの信号のシンボル相関計算による
同時刻シンボル探索とその結果

6.6.2 MER 値の算出

まず、静止地点で予備測定を行い、2 つの系列それぞれについて一旦 OFDM 復調 (FFT 演算) を行う。パイロットシンボルが存在する特定の (= ある一つの) 周波数スロットの信号点の位相回転の時間的推移を見る。本解析では、4.1 節にあるように周波数領域 ($\Delta f = 72[\text{kHz}]$) $\times$ 時間領域 ($\Delta t = 18.1[\text{ms}]$) のグループをひとつの単位として処理する。従って、この各々のグループ単位に対して位相回転の時間変化補正を行う。具体的には、測定中の静止地点において、18.1[msec] 内で位相回転が無視できるように伝搬環境変化への補正を行うことで、局部発振器の周波数誤差 ($\Delta f_{LO}^{(1)}$, $\Delta f_{LO}^{(2)}$) 補正ができたことになる。以下の解析では、このようにして周波数補正を行った後の信号を取り扱う。

MER 値算出の一連の手順を図 6.6 に示す。まず、それぞれの信号に対して FFT 演算を行い、信号点配置 (コンスタレーション) を求める。パイロット信号は、高いレベルにあって信号点位置が決まっているため、基準信号と測定信号に関してそれぞれの平均位置を決めることができる。この値から、図 6.6 の通り、基準信号・被測定信号の両コンスタレーションの振幅比 r と位相差 ϕ が容易に算出される。ブロック内にパイロット信号は 96 個存在することから、この平均値も十分な精度で求められる。

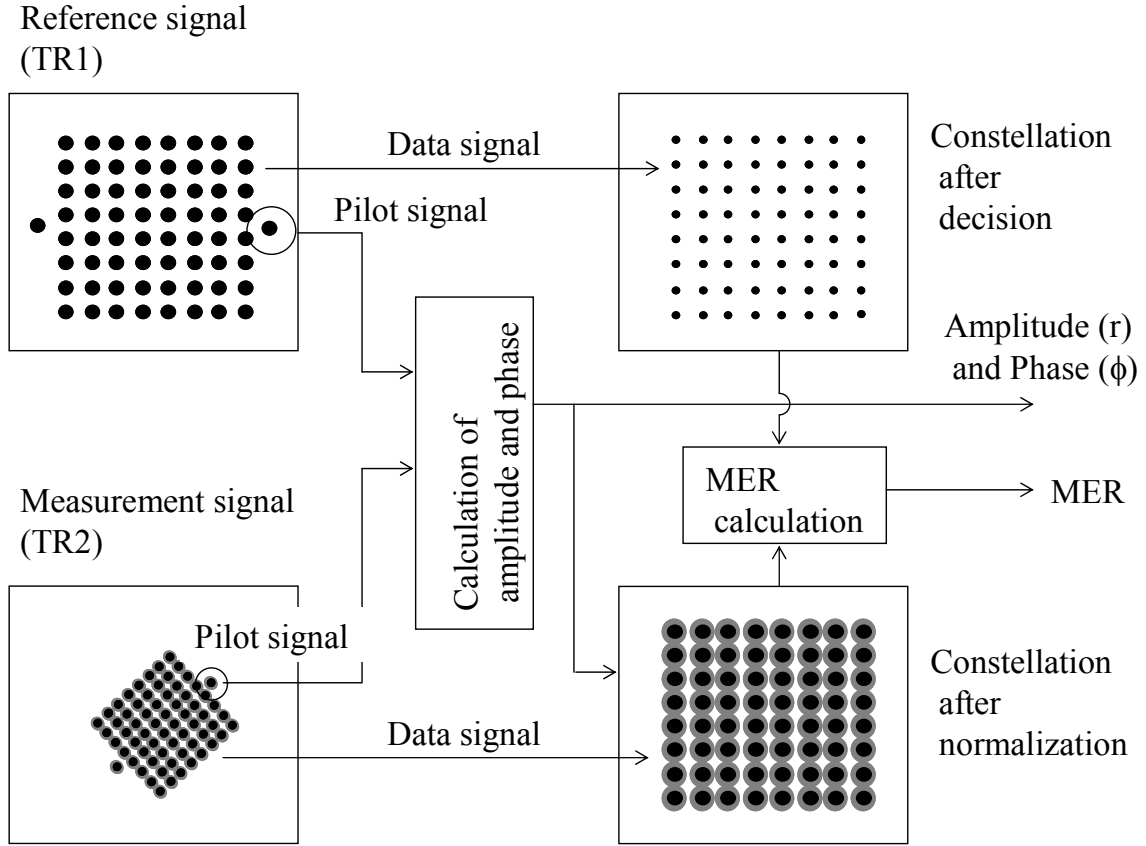


図 6.6 : MER 値算出の手順

$$r = \left\langle \left| \frac{p_{meas}}{p_{ref}} \right| \right\rangle, \quad \phi = \left\langle \arg \left(\frac{p_{meas}}{p_{ref}} \right) \right\rangle \quad \dots (6.3a,b)$$

ここで、 p_{ref} 、 p_{meas} は、ブロック内に含まれる基準信号と測定信号の個々のパイロット信号の複素振幅、 $\langle \rangle$ はその平均値を表す。6.3 節で述べたように、今回の周波数・時間領域グループ内には、96 個のパイロットがあるので、上記の平均操作 $\langle \rangle$ はこの回数になる。

基準信号は SNR が高く、誤りのない信号であるので、信号点を判定してコンスタレーションを作り直し、雑音の影響を完全に除去する。測定信号 s_{meas} に対しては、上記の r で補正して、振幅と位相を基準信号に合わせる。このようにして作り出された二つのコンスタレーションから MER 値を計算する。具体的には、基準信号の信号点 s_{ref} から、測定信号の信号点のずれを求め、これから、以下の式にしたがって MER 値を求める。

$$MER = \frac{\left\langle \left| s_{ref} - s_{meas,mod} \right|^2 \right\rangle}{\left\langle \left| s_{ref} \right|^2 \right\rangle} \quad \cdots (6.4)$$

$$s_{meas,mod} \equiv \frac{e^{-j\phi}}{r} s_{meas}$$

信号点が確定しているので、ビット誤りも同時に求めることができる。また、コンスタレーションの補正に用いる r は、電波伝搬特性そのものである。このようにして、伝搬特性、BER、MER が、周波数および時間領域の高分解能で求めることができる。本論文ではその結果の提示には、MER 値のみに着目する。

6.7 実証実験

6.7.1 測定環境

提案した測定系の有効性を実証するため、2 台の TR を用いて同時刻に信号の収録を行った。高品質信号として、3.2 節で述べた、東京タワーが見通し環境である 8 階建てビルの屋上に設置した八木字田アンテナで受信した放送波を用い、測定信号として、今回は周囲に建造物が林立し、直接波が届かない 2 階建てビルの 1 階の部屋に設置した屋内用のアンテナで固定受信した放送波を用いる。この測定信号は、TV チューナーに入力しても復調は不可能であった。なお、2 つの地点は直線距離で約 400[m]離れた位置になっている。

6.7.2 測定結果

図6.7は、基準信号 ((a) 信号点判定前)、及び、測定信号 ((b): MER値: 20.4[dB]; 正常受信困難) のコンスタレーション例を示している。測定信号(b)は劣悪な伝搬環境の影響を受け、コンスタレーションの散らばりが確認できる。一方、高品質信号においてはすべての点がシンボル判定範囲のほぼ中央に位置していることから、この高品質信号を一旦シンボル判定し、対応する測定信号から誤差ベクトルを求めることが可能である。これをグループに属するすべての信号点からMERを算出する。

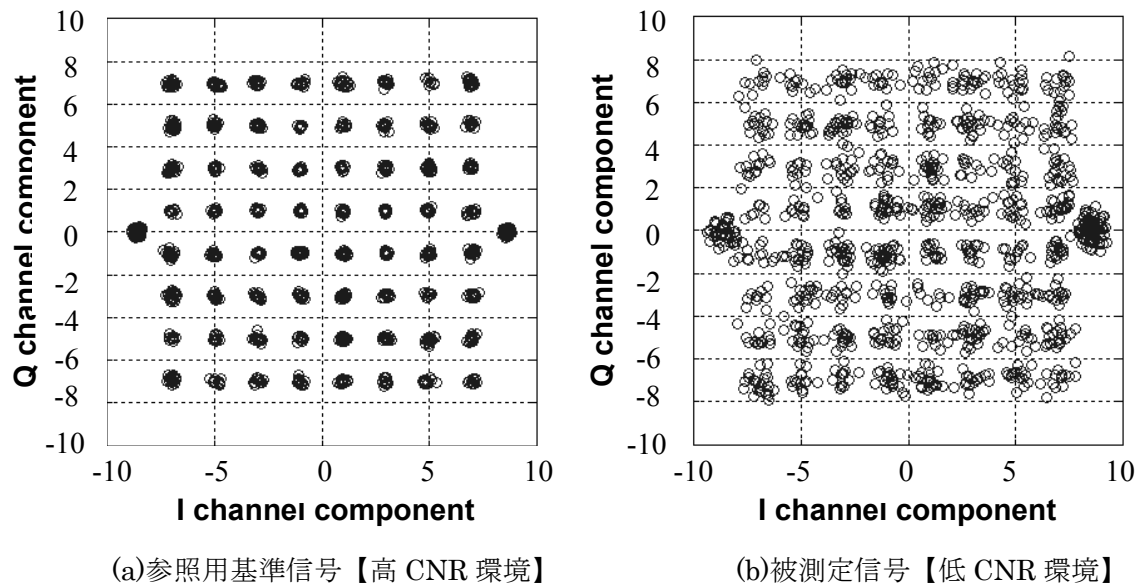


図6.7：基準信号(a)と測定信号(b)の
コンスタレーション

この測定信号に対しグループを時間方向に 100 グループ（約 1.8 秒）まで増やし、所望波全帯域に対して MER を測定した結果を図 6.8 に示す。横軸と縦軸はそれぞれグループ分けされた周波数軸と時間軸に対応する。従来の市販測定器では測定ができなかった 18.1[ms]ごとという極めて高い時間分解能で MER の測定が実現できている。図 6.8 の例は、TR2 を固定した場所においているので、時間的な変化はほとんどないが、測定自体は 18.1[ms]ごとにできているので、時間的な変化に対しても高分解能で特性評価ができる機能が実現できている。

MER 値は CNR と理論的に一対一の対応があるが、10[dB]～40[dB]レンジでは、両者はよい線形関係にあることが知られている。図 6.9 は図 6.8 について、受信信号の周波数スペクトル（座標軸：左）と MER（座標軸：右）を示している。図より、周波数スペクトルと MER の変化がよく対応しており、本測定評価が妥当であることが確認できる。

[18.1ms/group]

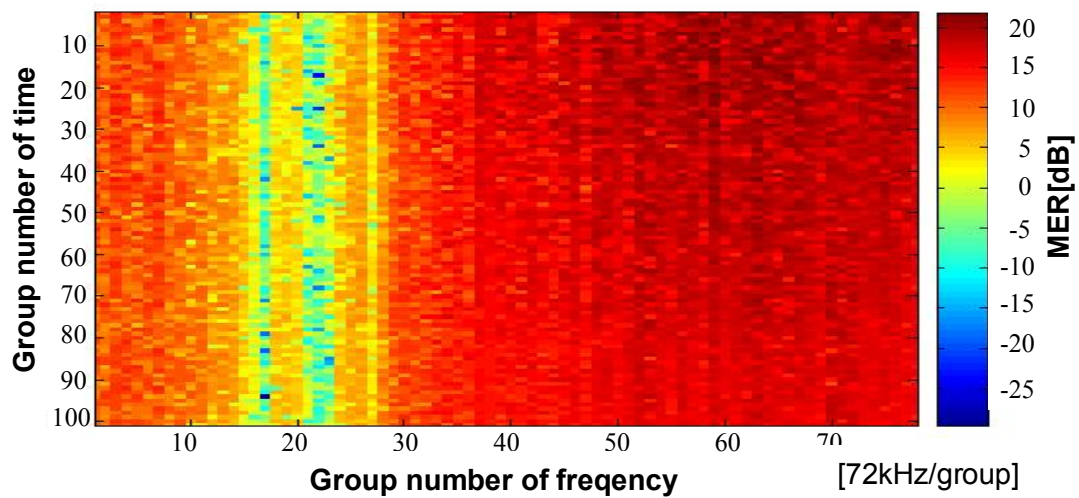


図 6.8 : MER の測定結果

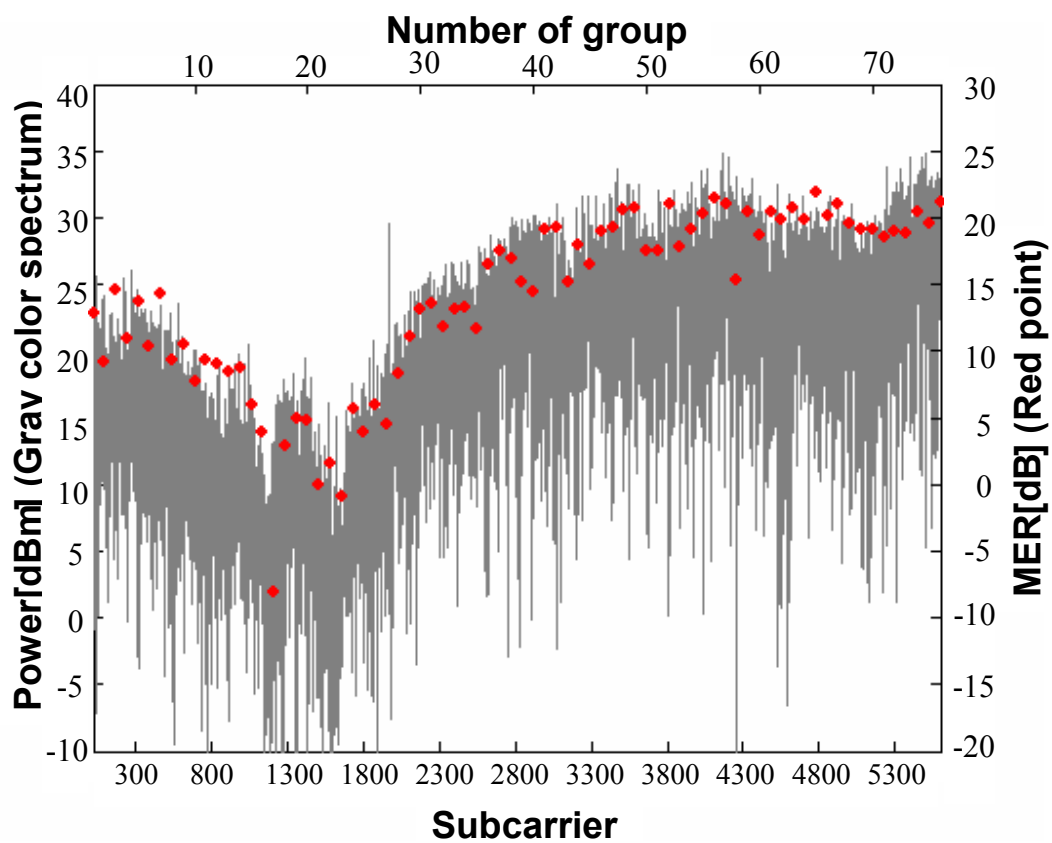


図 6.9 : MER とスペクトルの比較

第 7 章 トータルレコーディング技術に基づく 地上デジタル放送マルチパス波の 到来方向・遅延時間の高分解能測定法

7.1 本手法が求められる背景

地上デジタル放送の普及の進展に伴い、固定向けハイビジョン放送の室内受信への需要が高まっている。この場合、アンテナ設置高が屋上などの屋外受信に比べ絶対的に低くなってしまうこと、障害物あるいは窓越しでの受信となるために直接波が見通せないことから、弱電界かつマルチパスの影響が無視できない。そこで、アンテナメーカ各社では受信改善を目的に屋外設置用アンテナと同等の性能を持つ室内アンテナの開発が行われているものの、必ずしも安定した受信ができるとは限らないのが現状である。また、直接パラメータ取得を行うフィールド実験が有用[7][8][27][28][29][32]であるが、測定項目・伝搬環境共に多種多様であり、全てを網羅したデータ収集は困難を極める。この現状からも、信頼性の高い受信システムを構築するためには、伝搬環境の把握、特に到来方向や遅延時間の把握が重要である。このため、実際のフィールド実験により被測定環境における到来方向及び遅延時間を具体的に得ることが行われている。しかしながら、導出アルゴリズムには MUSIC 法等の分解能の高い物が用いられているものの、位相基準を得るためには、一般に信号源が既知なものでなければならず、フィールド実験における被測定範囲は屋内環境に限定されてしまう問題がある[33]-[36]。従って、必ずしも実験者側で信号内容が既知とはいえない実放送波を利用する高分解能推定には、有用かつ簡便な手法が確立されていない。

本論文では、時間的変動のないマルチパス環境においてトータルレコーディング技術による到来方向及び遅延時間推定の精密測定法について述べる。トータルレコーディング技術とは、第 3 章に述べた通り変調波の収録手法のことである。電波伝搬評価を行うに当たりトータルレコーダを用いることで、従来であれば多種多様かつ膨大な測定量が求められる評価解析を 1 回で済ませ、あらゆるデータ解析はオフラインで実行できるので、極めて効率的な測定法としての特徴をもつ。到来方向推定に当たり、アレーアンテナ受信による空間信号処理では、各素子アンテナの受信信号を同時刻に収録しなければならないが、提案手法においては、各素子毎に基準信号である高品質信号と併せての収録を繰り返すことでアレー素子全ての成分を時間をずらして収録できる。基準信号と被測定信号から構成される相関行列からバーチャルアレーを導出し、そこから到来波数と到来方向を導出する。遅延時間推定に関しては、送信側から既知の広帯域信号（例えば、PN 符号や複数の周波数による試験信号）を送信してもらう必要があるが、本論文では、地上デジタル放送波の広帯域な OFDM 信号について、直接波のみが受信できる基準地点と目的とする環境での 2 系

統の信号をサンプルとするトータルレコーダにより丸ごと収録し、受信側で収録サンプル信号を複数の狭帯域成分に分割し周波数アレーを得る．この周波数アレーを到来方向推定の場合と同様に処理することで遅延時間が算出される．また、実放送波を用いた実験による原理実証を行い、測定手法として有効であることを明らかにする．

7.2 測定原理

7.2.1 到来方向の推定手法

MUSIC 法等の到来角度高分解能推定法においては、入射する波がお互いにインコヒーレントな波である場合は、 M 素子のアレーアンテナに対して、最大 $M-1$ 波の到来波のある環境までは推定できる．送信源を同じにする狭帯域信号のマルチパス波のようにお互いにコヒーレントな信号の場合には、空間移動平均の方法を取り入れることにより、最大 $(M-1)/2$ (M が奇数の場合) 波の到来方向が推定できる．本論文では、低域通過フィルタ (LPF) によって抽出する狭帯域信号を扱い、かつ、送信源を同じにするマルチパス波の到来方向の推定を目的にするので、空間平均操作が必要になる後者のケースになる．

アレーアンテナを十分な数だけ用意できていれば、それらの出力を同時に収録することで、従来の MUSIC 法等の手法がそのまま適用できる[37][38]．しかしながら、本測定の最終目的では、広帯域の信号を収録して、到来方法と遅延時間の 2 次元測定を想定していること、それらの広帯域信号を多数のチャンネルで同時記録することは、パソコンレベルの収録装置では性能面で不足していること、複数の受信系を準備するのは構成の複雑さと装置コストの点で問題があることなどの点より、本論文では、測定信号に対して 1 本のアンテナで実効的に複数のアンテナでの測定と等価な方法（バーチャルアレーアンテナ測定）を提案する．

1 本のアンテナで空間分解能をあげた識別をするためには、合成開口レーダの例のように、常に受信側において送信信号が既知である必要がある．今回の測定では、放送波を利用するため、受信側において送信信号を事前に知る術がない．そこで、放送波の直接波成分のみが高 CNR で受信できる見通しの良い地点にアンテナを置き、この受信信号と測定したい信号（被測定信号）を同時に収録することにより、前者が基準信号となって、被測定信号の振幅位相特性を把握できることになるので[39]、本論文では、この方法を提案する．図 7.1 に本提案手法の概念図を示す．

この測定法は i) 一つのアンテナを移動して使うので、素子アンテナの特性にばらつきがないこと、ii) 一つのアンテナを移動して使うので、素子間でのカップリングがないこと、など、高分解能推定法で問題となる誤差要因が少なくなっていることが特長になる．また、先にも述べたが、iii) 一系統の測定なので、構成が簡易であることもメリットである．一方、

iv) 測定時間中，マルチパス環境に時間変化がないこと，v) 測定時間中，送信局から送信信号が安定して出力されていることが，本測定法が成立する前提条件になる．

到来方向推定で重要となるのは，アレーブランチ信号間の相関行列，及び，この相関行列の固有値・固有ベクトルから導かれる空間スペクトラムである．本論文では，空間スペクトラムの導出に部分空間法的一种である MUSIC 法を採用する．本論文で提案する測定法は高分解能推定手法として MUSIC 法の適用に限定するものではなく，その前段の相関行列を簡易に求める方法に特徴を持つ．

ここで提案する手法では，基準信号（高品質な固定受信信号）と被測定信号（ここではアレーアンテナ素子の信号）との相関を利用する．本手法では，空間上の測定点の数が多い場合であっても，従来のように複数アレー受信信号の一括した収録の必要はないという簡便さが特徴である．基準信号の条件として，CNR40[dB]以上の信号であること，周波数特性が所望波の全帯域に渡ってフラット（ ± 1 [dB]）であること，遅延プロファイルに特異なピークが顕著に観測されないことが望ましい．本論文では，その応用として室内伝搬環境の把握を想定しており，上記の条件を満たす基準信号を被測定信号と同一サイトにて収録できる場面は多くない．従って，基準信号受信用アンテナは被測定信号受信用アンテナとは別の場所である見通し環境となる建物屋上への設置が望ましい．

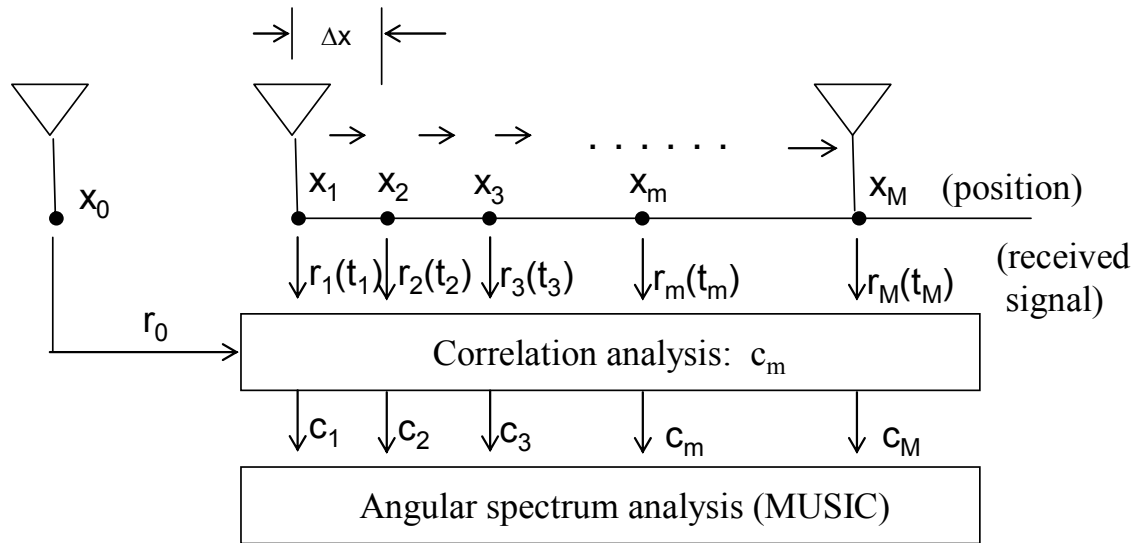


図 7.1：提案手法の概念図（到来角度）

従来手法におけるアレーアンテナの信号データ取得は，ある時刻 t において，同時に全てのアレー素子の信号を収録する必要がある．アレー素子数を M 本とすると，狭帯域信号 $s(t)$ のマルチパス環境下でのアレーの受信信号ベクトル $\mathbf{r}(t)$ は以下のように書ける．

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{a}s(t) + \mathbf{n}(t) \quad \dots (7.1)$$

ここで、 $\mathbf{a}$ はチャネル応答ベクトル、 $\mathbf{n}(t)$ は雑音成分ベクトルである。この $\mathbf{r}, \mathbf{a}, \mathbf{n}$ のアレー素子 m ($m=1,2,\dots,M$) に対応する要素を r_m, a_m, n_m と表記する。相関行列 $\mathbf{R}$ は次のように書ける。

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{r}(t) \mathbf{r}^H(t) \rangle = P_s \mathbf{A} + P_n \mathbf{I} \quad \dots (7.2)$$

ここで、上付文字 H は複素共役転置、 $\mathbf{I}$ は $M \times M$ の単位行列を示し、 $\mathbf{A}, P_s, P_n$ は次式で定義される。

$$\mathbf{A} = \mathbf{a} \mathbf{a}^H \quad \dots (7.3a)$$

$$P_s = \langle |s(t)|^2 \rangle \quad \dots (7.3b)$$

$$P_n = \langle |\mathbf{n}_m(t)|^2 \rangle \quad (m=1,\dots,M) \quad \dots (7.3c)$$

一方、本論文で提唱する手法の特徴として、アレーアンテナを構成する素子とは別に、基準信号として用いる高品質信号受信用のアンテナを設ける（図 7.1 中では、 x_0 の位置に設置しているアンテナ）ことが挙げられる。アレーアンテナを構成する各素子と、基準信号受信アンテナで受信される信号は、周波数変換部の局部発振周波数及びアナログ・デジタル変換時のサンプリング周波数を基準信号と被測定信号受信で共通にすれば、双方のコヒーレンスが保たれる。このことから、基準信号受信アンテナ（位置： x_0 ）と被測定信号（位置： x_m ）を同時に、各アレー素子毎に時間をずらして収録を繰り返せば良い。

この測定系では、それぞれの地点での測定時間が異なるので、地点 x_m の測定時間の時間変数を t_m とする。基準信号 r_0 と被測定信号 r_m との相関演算を次式で行う。信号成分及び雑音成分については、上述の理由により時間変数を t_m とする必要がある。本来であれば、 a_0 並びに a_m に関しても同様に時間変数を適用すべきではあるが、3.1 節で述べた条件 iv) により、マルチパス環境に変動がない静的な環境を想定しており、時間軸方向の変化を示さないことから、時間変数を導入する必要はない。従って、 a_0, a_m を係数として扱う。

$$\begin{aligned} c_m &= \langle r_m(t_m) r_0^*(t_m) \rangle \\ &= \langle \{a_m s(t_m) + n_m(t_m)\} \{a_0^* s^*(t_m) + n_0^*(t_m)\} \rangle \\ &= a_m a_0^* P_s \end{aligned} \quad \dots (7.4)$$

これより，相関行列 $\mathbf{C}$ は次式で記述できる．

$$\mathbf{C} \equiv \mathbf{c}\mathbf{c}^H \quad \cdots (7.5)$$

$$\mathbf{c} \equiv [c_1, c_2, \dots, c_m, \dots, c_M]^T \quad \cdots (7.6)$$

(7.2) 式と (7.5) 式を比較すると，信号成分の相関行列 $\mathbf{A}$ の係数が定数倍だけ変わっていること，(7.4) 式では十分な時間の平均操作を行うことによって，雑音成分の存在が無視できることが分かる．MUSIC 法等では，信号成分の相関行列 $\mathbf{A}$ を固有値解析により信号部分空間と雑音成分空間に分離して求める方法であるため， $\mathbf{A}$ を共通とする 2 つの方法は，到来方向を求めるという観点からは等価であると結論できる．

本論文においては，波源が同一であるマルチパス環境を想定しており，アレーアンテナで受信される到来波はコヒーレントである．このため，相関行列の階数が到来波数に比べ小さくなってしまうため，この補正のために空間平均法を用いる．空間平均法による処理済の相関行列から固有値・固有ベクトルが導出できる．固有値のうち，雑音電力よりも大きいものが信号部分空間の固有値であり，この個数と到来波数とが一致する．

7.2.2 遅延時間の推定手法

遅延時間の測定には，周波数アレーが有用であるが，このためには一般的に，送信側でアレーを構成する複数の周波数帯の信号を予め用意する必要がある．本論文では，地上デジタル放送で採用されている OFDM 信号が持つ，周波数軸方向にサブキャリアが密に配置されていること，周波数特性がフラットであるという特徴に着目し，放送用に送信されている信号帯域を，複数の狭帯域成分に分割することで，周波数アレー k ($k=1,2,\dots,K$) を得る．この信号処理ダイアグラムを図 7.2 に示す．

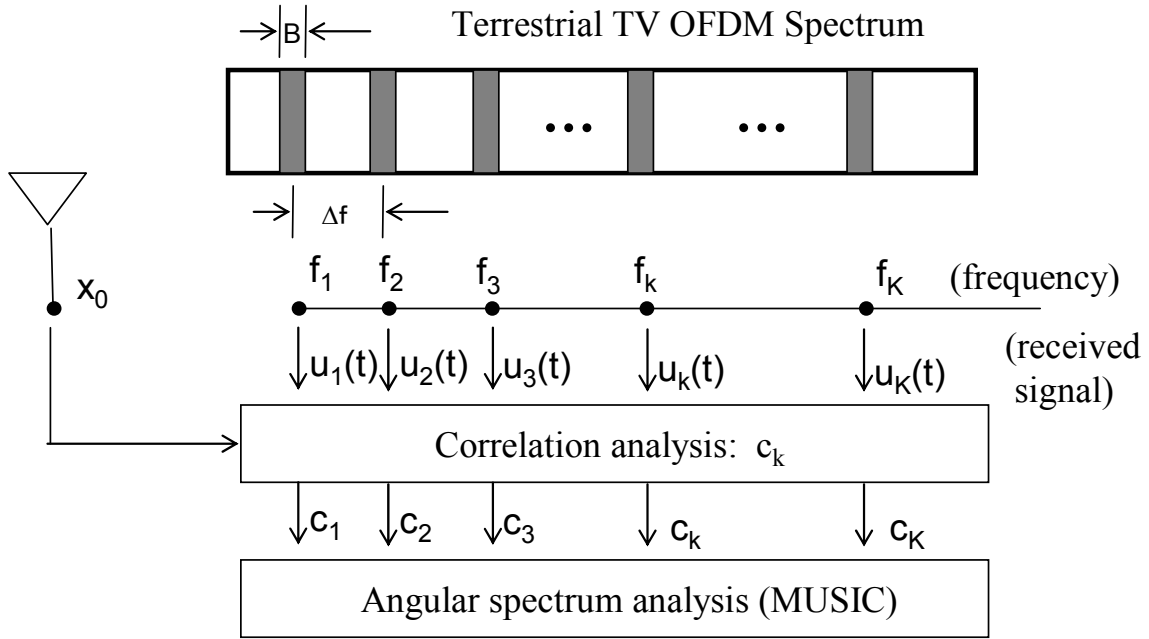


図 7.2 : 提案手法の概念図 (遅延時間)

周波数領域アレーの k 番目の受信狭帯域信号を $u_k(t)$ とすると,

$$u_k(t) = a_k s_k(t) + n_k(t) \quad \dots (7.7)$$

となる. ここで, s_k 及び n_k は k 番目の帯域信号成分及び雑音成分である. また, a_k は周波数 f_k におけるチャネル特性 (複素振幅) である. 一方, 基準となる直接波受信信号は次式で表される.

$$u_k^{(ref)}(t) = a_0 s_k(t) + n_k^{(ref)}(t) \quad \dots (7.8)$$

a_0 は直接波に対するチャネル特性で全帯域 ($k=1, \dots, K$) に渡って一定である.

基準信号及び測定信号のそれぞれの周波数アレー出力を得るためには, K 個のサンプルを得るように周波数 Δf ごとに狭帯域 BPF で切り出せば良い. このようにして得られた基準信号と測定信号との間で帯域信号ごとに相関演算を行うと次式を得る.

$$\begin{aligned} c_k &= \langle u_k(t) u_k^{(ref)*}(t) \rangle \\ &= a_k a_0 \langle |s_k(t)|^2 \rangle \propto a_k \end{aligned} \quad \dots (7.9)$$

周波数アレーの相関行列は次式で表される．

$$\mathbf{C}_{freq} = \mathbf{c}_{freq} \mathbf{c}_{freq}^H \propto \begin{bmatrix} a_1 a_1^* & \cdots & a_K a_1^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_K a_1^* & \cdots & a_K a_K^* \end{bmatrix} \quad \cdots (7.10)$$

$$\mathbf{c}_{freq} \equiv [c_1, c_2, \dots, c_k, \dots, c_K]^T \quad \cdots (7.11)$$

この相関行列から固有値・固有ベクトルを求めて，例えば MUSIC 法等による遅延時間の高分解能推定を行う手法は，従来手法が適用できる．この方法が妥当であることの原理確認は，直接波信号のレプリカを複数作成し，これに遅延を加えて合成した信号のシミュレーション実験により行われている[39]．

7.3 実証実験

7.3.1 受信環境と受信波緒元

本論文では，受信所望波として東京タワー（東京都港区）から送信されている NHK 総合テレビ（物理チャンネル：UHFch27・中心周波数：557.142857[MHz]）を使用した．受信点は東京都調布市（電気通信大学構内）で，送受信点間はおおよそ 20[km]程度である．測定は東京タワーからの直接波が受信できる 8 階建てのビルの屋上で行った．

参照用とする基準信号には信号品質の劣化の無いことが要求されるため，直接波が卓越して受信できるよう，20 素子パラスタック型八木宇田アンテナを用いた．図 7.3 は基準信号受信用アンテナ及び送信点方向を俯瞰したものである．図中，○で示した部分が東京タワーであり肉眼での視認が可能であることから，見通し環境であるといえる．この際，前節にて述べた基準信号の要件を満たす見通しがあれば，必ずしも大掛かりな受信アンテナは必要ではない．一方，アレーアンテナ素子である被測定信号受信用アンテナには測定環境の情報（本研究の場合，到来波数の解析を行うのでマルチパス環境であることが望ましい）が含まれる必要があることから，無指向性ターンスタイルアンテナを使用した．図 7.4 はトータルレコーディングシステムを用いたサンプル信号の受信・収録の様子である．この図中，後方が被測定信号受信用アンテナである．測定箇所は高層建築物の屋上であるが，コンクリート製フェンス及び金属製サッシに囲まれているため，トータルレコーダで受信・記録される受信点近傍の伝搬環境の信号にこれらの影響が含まれるのを避けるために，1.2[m]の台上に設置した．

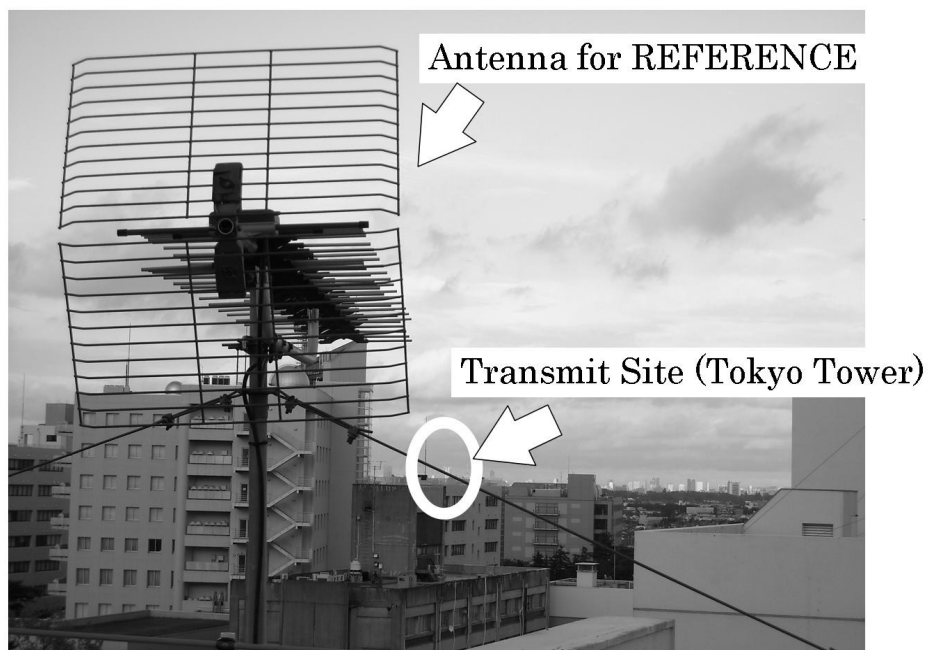


図 7.3 : 基準信号受信用アンテナ

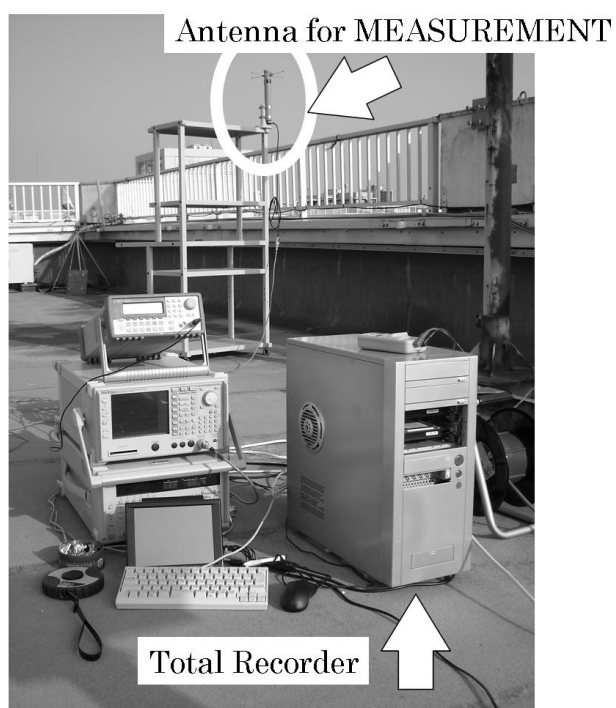


図 7.4 : 被測定信号受信アンテナとトータルレコーダ部

7.3.2 データ取得

図 7.1 で示した提案手法の概念図を, 実際の信号収録を考慮しブロックダイアグラムに描き起こしたものが図 7.5 である. 受信所望波は $557.142857[\text{MHz}]$ (中心周波数) であるため, アレー素子間隔 Δx はこの半波長である $0.3[\text{m}]$ とした. また, アレー素子数に関しては収録信号に空間平均法を適用することを考慮し, $M=11$ (直接波方向とほぼ直角となる直線上) とした. アレー素子の信号 (被測定信号) に関しては, 全てのブランチの一括収録ではなく, アンテナ位置 x_1 の次は $x_2 \cdots$ といった具合に, 全てのブランチ (位置: $x_1, \cdots, x_M$) について収録を行う. 各位置で受信した信号を Low IF 信号に変換し, これをトータルレコーダで収録する. 局部発振周波数は $551.142857[\text{MHz}]$, サンプルング周波数は $25[\text{MHz}]$ を採用した. 収録時間は, 各位置毎に 1 分である. このとき, 基準信号受信用アンテナの信号も, 被測定信号と併せて収録する.

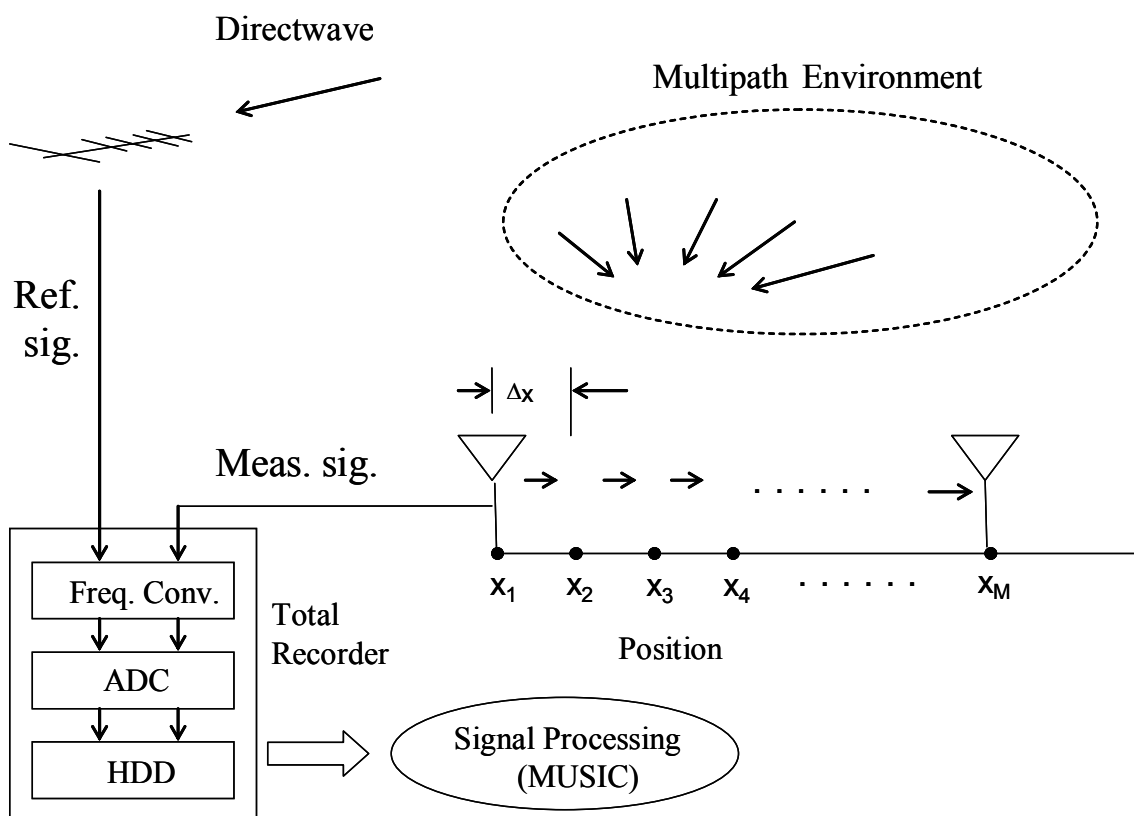


図 7.5 : 提案手法のダイアグラム

7.3.3 信号処理の手法

本節では、第 7.2 節で述べた提案手法の原理を実現する具体的手法について説明する。

到来方向推定の場合、必要な一連のデータの取得方法は前章に述べた通り、時刻 t_m 毎にアレー素子を位置 x_M に置いて、被測定信号と基準信号とを同時に取得した。この受信信号をベースバンド変換し、中心部分の数百[kHz]（ワンセグ帯域の一部）を切り取った。このデータを r_m （被測定信号）・ r_0 （基準信号）とすると、(7.4) 式及び (7.5) 式より相関行列 $\mathbf{C}$ が算出できる。本論文でのアレー素子数 $M=11$ であるから、この行列は 11×11 となる。

本論文では、マルチパス環境下の地上デジタル放送の受信波をソースとしており、その波源は東京タワー1点であるために、到来波はコヒーレントである。従って、上で求めた相関行列 $\mathbf{C}$ ではランクが小さくなってしまい、このままでは固有値・固有ベクトルが正常に導出することができない。そこで、このランクを上げるために、全アレー素子数 $M (=11)$ をサブアレーに分割する手法である空間平均法を適用する。受信所望波は送信出力の大きいテレビ放送波であること、受信点周囲に若干の高層建築物が位置するという環境から、到来波は 4 本程度であると仮定すると、サブアレー数は 5（サブアレー素子数 $N=6$ ）と設定できる。相関行列 $\mathbf{C}$ を構成する要素から、サブアレーによりつくられる行列の移動平均を求めたものが相関行列 $\mathbf{C}_{SSP}$ である。ここから固有値・固有ベクトルを導出した。

これらの固有ベクトルの内、雑音電力 P_n に比べ十分に値が大きい信号部分空間による固有値が信号固有値であり、その個数は到来波数 L と一致する。この一方、その大きさが雑音電力と一致する固有値が雑音固有値であり、これに対応する固有ベクトルから空間スペクトラム（本論文の場合は MUSIC 法）を導出することで、到来波の到来角度が求まる。

遅延時間の推定に関しても、第 7.2.2 節から分かるように、到来方向推定の手法とほぼ同一の信号処理手順による測定が可能である。前章に記した通り、被測定信号及び基準信号双方について、地上デジタル放送 1 チャンネル分の帯域（6[MHz]）を同時刻に収録する。次いで、この信号に対してベースバンド変換を施す。周波数アレーを構成するために、 $\Delta f=300[\text{kHz}]$ ごとに帯域 $B=100[\text{kHz}]$ で信号を抜き出す。これにより、テレビ 1 チャンネル分の帯域の 15 等分、即ち 15 個の周波数アレーが得られる。このように処理された被測定・基準双方のデータから、7.2.2 節 (7.8) (7.11) 式にある相関行列が得られる。周波数領域の相関行列も、空間相関行列を求めた場合と同じように移動平均を行い、最終的には 7×7 の行列を得た。

7.4 測定結果

7.4.1 到来角度

図 7.6 は，到来角度に関する空間スペクトラムである．本論文では，送信点～受信点を結ぶ直線を基準 ($0[^\circ]$) に，時計回り方向からの到来波を正とおき，反時計回り方向を負とおく．尚，MUSIC 法の特性上，動作原理として到来波方向にヌルをつくるアンテナパターンに相当することになり，スペクトラム強度がそのまま電力値を現すものではない．

前節までに述べた手法を適用し，その固有値を導出したところ，11.2, 3.08, 1.41, 0.496, 0.261, 0.078 という 6 個の値を得た．値が十分小さい 2 個を雑音空間とし，値の大きな残り 4 個の固有値より到来角度スペクトラムを導出した．

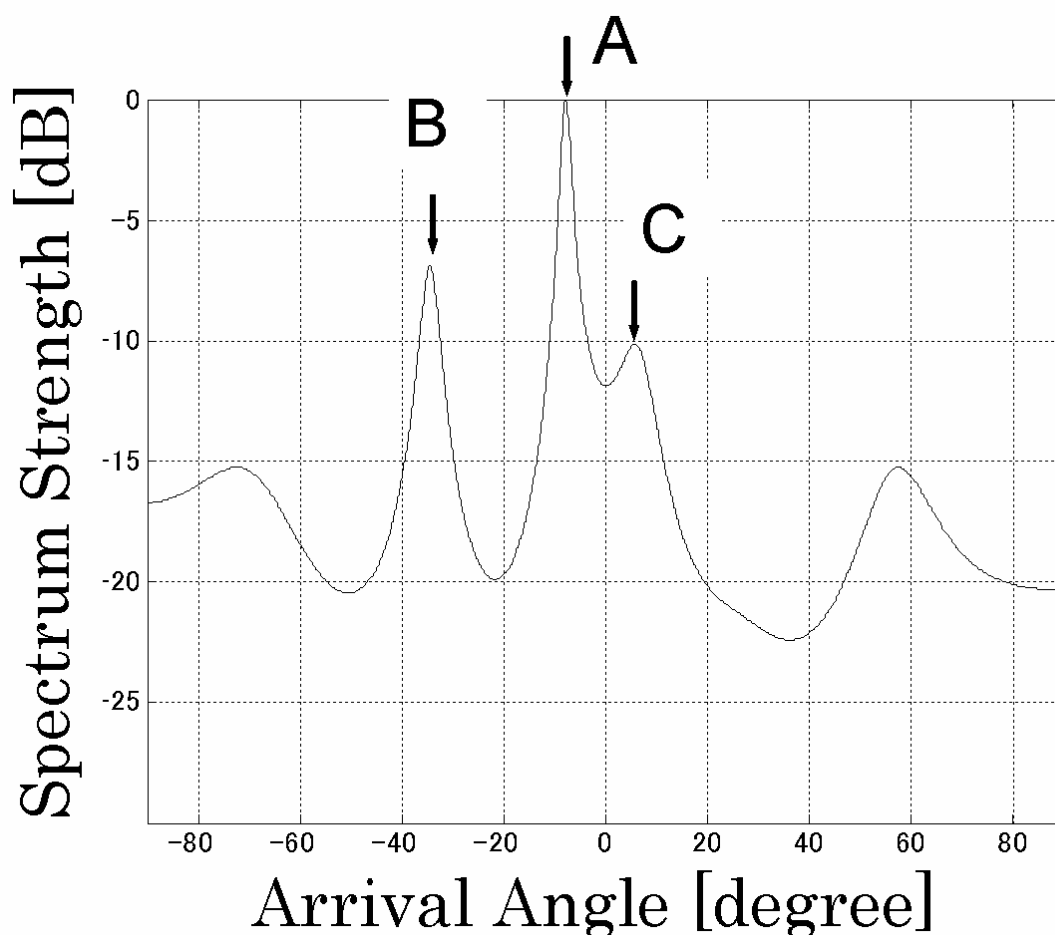


図 7.6 : 実測到来角度特性

図 7.6 においては合計 3 個のピークが確認できる．このうち，同図中最も大きなスペクト

ラムのピーク (A) は直接波である。反時計回り方向に $7.9[^\circ]$ の角度を観測しているが、これは 7.3.2 節で述べたアンテナアレーを目視にて直接波の波面とおおよそ平行になるように設置したことに起因する。アレー列に垂直な直線と受信点から実際の送信点方向を結ぶ直線との角度差を求めたところ、約 $8[^\circ]$ であることが確認されており、誤差は $1[^\circ]$ 以内である。また、 $-34.5[^\circ]$ 及び $5.7[^\circ]$ (それぞれピーク (B) (C) とする) の到来角度のスペクトラムが本論文で提唱する手法により推定されたマルチパス波である。今回設置したアンテナアレーは 1 アレーのみであるため、鏡像成分の出現に留意する必要がある、このスペクトラムを発生させ得る到来波は、送信点～受信点を結ぶ直線を基準に、反時計回り方向に $-145.5[^\circ]$ 及び $174.3[^\circ]$ (それぞれピーク (B) (C) に対応) 方向である。受信アンテナ (八木宇田アンテナ) を回転させ、波数並びに到来方向を確認したところ、直接波である $0[^\circ]$ の他に、おおよそ $+170[^\circ]$ (図 7 では A から $+10[^\circ]$ に現れる：ピーク C 付近) 及び $+210[^\circ]$ (A から $-30[^\circ]$ に現れる：ピーク B 付近) の 2 波であることが分かっており、図 7 の結果が妥当なものであることが確認された。尚、B・C に関しては、角度的に広がりのある構造物が視認され、複数のマルチパス波がクラスター状に到来してきている可能性があるが、本測定ではこの確認まではできていない。

7.4.2 遅延時間

遅延時間推定に関する空間スペクトラムを図 7.7 に示す。同図より、最も強いピーク (ピーク (a)) が $-0.186[\mu\text{s}]$ 、これとは別のピーク (ピーク (b) (c)) がそれぞれ $0.290[\mu\text{s}]$ 並びに $1.39[\mu\text{s}]$ と観測された。また、直接波のスペクトラムとマルチパス波のスペクトラムの計 3 本のピークが見られることから、測定された受信波の本数に関して、前節の到来方向推定の結果と相違ないことが確認できた。

ピーク (a) は直接波のスペクトラムである。時間軸上負の領域上に存在しているように見えるが、これは、参照信号受信アンテナと被測定信号受信アンテナとの間に距離差とケーブル長差があったためである。

本手法の精度であるが、パソコン内部にて遅延波を作成した場合の評価では、高精度 (差が検知できない) で一致している [40]。また、基準信号受信アンテナ～被測定信号受信アンテナ間についての自由空間における距離差 (到来波方向成分) が $8[\text{m}]$ であること、同じく同軸ケーブル (波長短縮率 : 0.8) の距離差 $47[\text{m}]$ について自由空間での等価的な距離を求めると $58.75[\text{m}]$ であり、これらの差 ($58.75 - 8 = 50.75[\text{m}]$) より $-0.169[\mu\text{s}]$ の遅延となる。これは実際の遅延時間 $-0.186[\mu\text{s}]$ と $20[\text{ns}]$ 以内の精度で一致する。ピーク (b) (c) はマルチパス波のものである。上述のケーブル経路差を考慮した直接波とマルチパス波との実際の遅延時間差は、それぞれ $0.476[\mu\text{s}]$ 及び $1.57[\mu\text{s}]$ である。これより、遅延距離は $143[\text{m}]$ 並びに $471[\text{m}]$ と導出された。

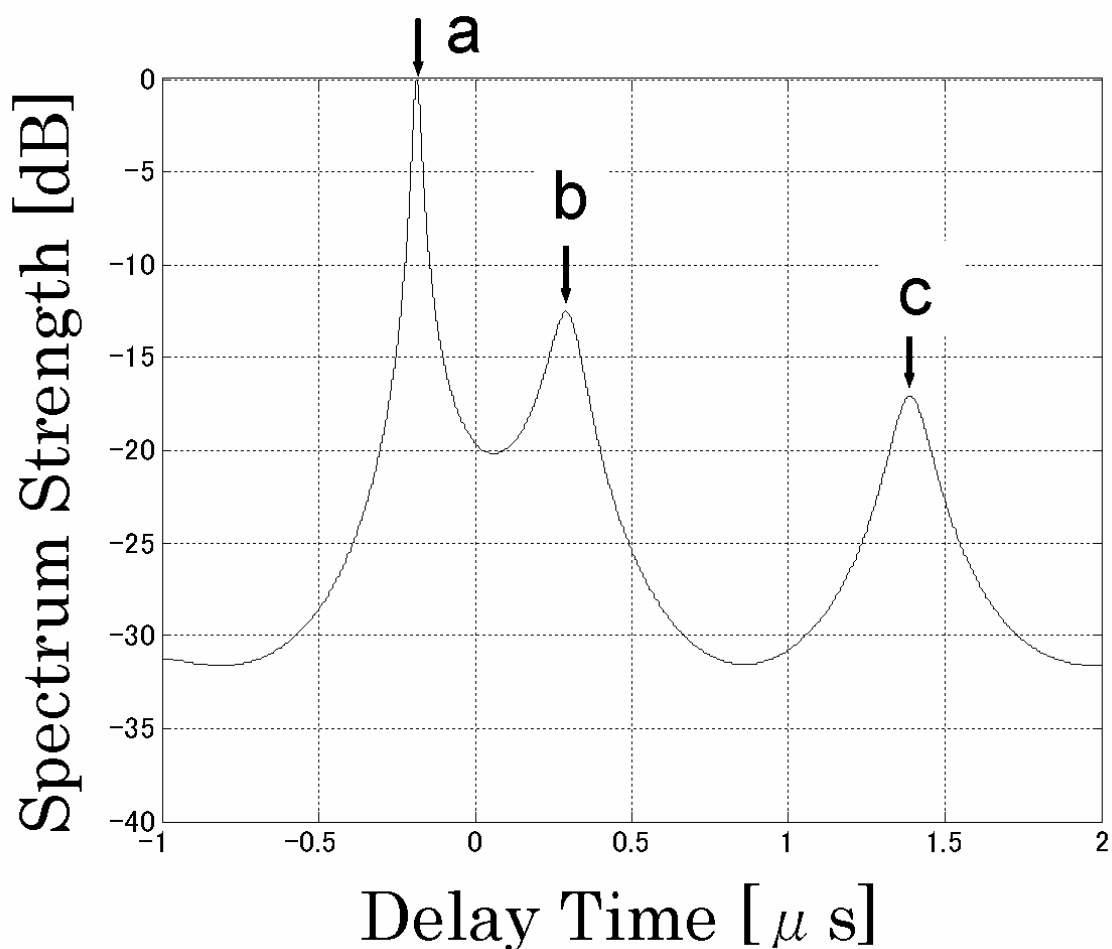


図 7.7 : 実測遅延特性

7.4.3 反射源の特定

本論文にて提唱する手法においては、実際の放送波をサンプル信号として使用していること、到来方向及び遅延時間が高精度に導出可能であることから、その実空間における反射源の具体的な特定が可能である。

例えば、実信号の解析により得られたマルチパス波が 1 回反射であるならば、送信点・受信点が焦点となる楕円の円周上に反射源が存在する。観測されたマルチパス波の反射源が、受信点近傍に存在すると考えられる場合、受信点を焦点とする放物線に近似して取り扱うことが可能である。

上述の通り、到来角度の結果と併せて調べることで反射源の特定が可能であるが、その具体的な反射位置（遅延 (a, b, c) と角度 (A, B, C) の対応付けなど）については、

もう少し詳細な解析が必要である。ただし，7.4.1 節並びに 7.4.2 節にて述べた通り，自明の解である直接波の到来角度と遅延量が予想値通りに高精度（角度 $1[^\circ]$ 程度，遅延 $20[\text{ns}]$ 以内）で測定されており，本論文が目的としている測定手段の妥当性と有効性については，このデータで明らかになったと言って良いであろう。

第 8 章 地上デジタル放送の移動体受信における 電波信号処理型最大比合成ダイバーシチ

8.1 本手法が求められる背景

地上デジタル放送のサービスが、一般家庭向けには高品質画像の 12 セグメント放送として、携帯電話端末には画質を落としたワンセグメント放送として始まっている。また、マルチパス遅延の影響に強い OFDM の特徴を生かして、移動体受信への展開も始まっている。しかしながら、移動体において高品質映像を受信したい場合は、伝搬劣化が激しいためダイバーシチ受信が必須であることは自明になっているが、アンテナの必要数や取り付け位置、あるいはダイバーシチ合成法については、いまだ、明確な結論が出ておらず、種々の機関で研究が進められている[9][41]-[43]。

トータルレコーダ[48]を基盤とした解析評価手法として、前章までにおいて高品質信号を基準信号とする伝搬環境の精密測定法・到来角度及び遅延時間高分解能測定法について述べたが、同様にアダプティブアレーやダイバーシチ合成評価もアレーによるトータルレコーディングができていれば、オフラインでの定量的評価が可能になる。通常、アレー信号処理はベースバンド信号を用いて行われるが、中間周波数 (IF) 段階で取り込まれた信号を IF 段階のままで簡易に処理できれば、信号処理の効率化が期待できる。このように、ベースバンド信号に変換することなく、収録した IF 信号に対しそのまま直接信号処理を施すという意味で、電波のままの信号を処理して電波のままの状態で高品質な信号を得る方法をここでは電波信号処理と呼ぶ。図 8.1 はこのイメージである。この段階での適応信号処理では、ブラインド信号処理タイプのアルゴリズム実装が適しており、今回、具体的に提案する最大比合成受信もその一つである。地上デジタル放送の移動体受信では、信号が OFDM 変調であり、1 放送波の帯域内 (6[MHz]) で電波環境が周波数選択性になっているので、良好なダイバーシチ受信を行うためには帯域分割型の信号処理が必要になる。これまで実用化されているデジタル放送のダイバーシチ受信では、アンテナブランチごとにチューナを介して復調したサブチャネル単位での信号処理、すなわち、復調後ダイバーシチ方式になっている。これに対して、上述の電波信号処理は復調前ダイバーシチ合成であり、復調回路 (チューナ) が 1 系統でよいという特徴をもつ。本論文では、地上デジタル放送波のアレー受信に適用できる電波信号処理型ダイバーシチ受信方式 (帯域分割型最大比合成受信方式) を提案する。また、フィールド実験で得た実測信号 (トータルレコーディング信号) を用いて、電波信号処理による帯域分割型最大比合成が、ベースバンドでの信号処理に比較して、性能的に同等で、かつ、簡易に実現できることを示す。

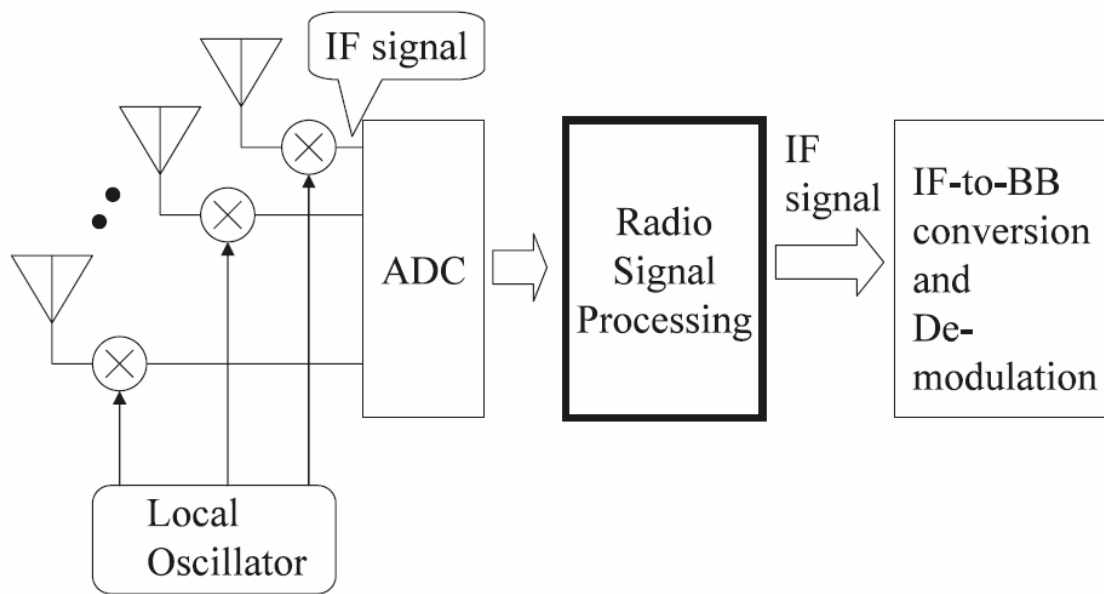


図 8.1：電波信号処理の概念

8.2 地上デジタル放送波のフィールドデータ収録

8.2.1 地上デジタル放送波の諸元

日本の地上デジタル放送は、現在 UHF 帯の電波に対して、6[MHz]間隔で複数局が運用されている。電波形式は ISDB-T として標準化され、OFDM 変調方式が採用されている。帯域 5.572MHz の OFDM 信号は 13 分割でセグメント化され、そのうち 12 セグメントを用いて高精細映像（ハイビジョン画像）信号が、1 セグメントを用いて低精細映像（ワンセグ画像）信号が伝送されている。サブチャネル数、サブチャネルでの変調方式、ガードインターバル長は種々に設定できるような仕様になっているが、現在の放送波は、実効シンボル長 $T_s=1.008[\text{ms}]$ 、ガードインターバル長 $T_{GI}=126[\mu\text{s}]$ であり、サブキャリア数は 5,616 本である。サブキャリアに対する変調方式は、12 セグメント放送が 64QAM、1 セグメント放送が QPSK である。誤り訂正符号等更に詳細な情報は第 2 章及び文献[49]にまとめられている。

8.2.2 フィールドデータ収録

ワンボックスタイプの自動車の屋根に 4 本の水平面無指向性水平偏波アンテナ（ターン

スタイルアンテナ) を図 8.2 のように配置し (アンテナ 1, 2 の間隔 : 75[cm] (1.3 波長), アンテナ 1, 3 の間隔 : 170[cm] (2.9 波長)), 東京タワーから送信される地上デジタル放送波を受信した. 受信電波は, ch27 (中心周波数 : 557.142857[MHz]) の NHK 総合とした. 前後に他局の放送波があるので, ch27 帯域通過フィルタ (BPF) で切り出し, これを中心周波数 5[MHz] の中間周波数信号 (Low IF 信号) に変換し, 14[bit] の 4 チャンネル ADC により, 20[MHz] サンプリングを行い, パソコンの HDD に直接に記録した. HDD は 1[TB] の容量をもち, 4 ブランチ信号に対して 1 時間半以上の連続記録が可能である[48]. 図 8.3 に信号と周波数の関係をまとめている.

測定は, 東京タワーから約 20[km] の距離にある電通大 (東京都調布市) を起点として, 北側に位置する東八道路を西向きに走行し東芝府中工場付近までの約 10[km] のコースである[48]. 走行スピードは, 周囲の車に合わせて, 30~60[km/h] 程度であった. 事前に行った見通し環境で高利得アンテナを用いた測定によって, 本受信系が CNR にして 45[dB] 以上の高品質信号に対して劣化のない受信が可能であることを確認している. 実際の移動受信環境は, CNR 換算で 30[dB]~測定不能の 0[dB] 以下まで幅広く分布している (統計データは 4. で提示). 図 4 は, Low IF での記録の後, デジタルフィルタ (BPF) で信号部分を整形した受信スペクトルの例で (a) は周波数領域での変動周期が長い (=遅延スプレッドが小さい) 例, (b) は短い例 (=遅延スプレッドが大きい) 例である. 以後の解析では, このようにして切り出したデータを用いる.

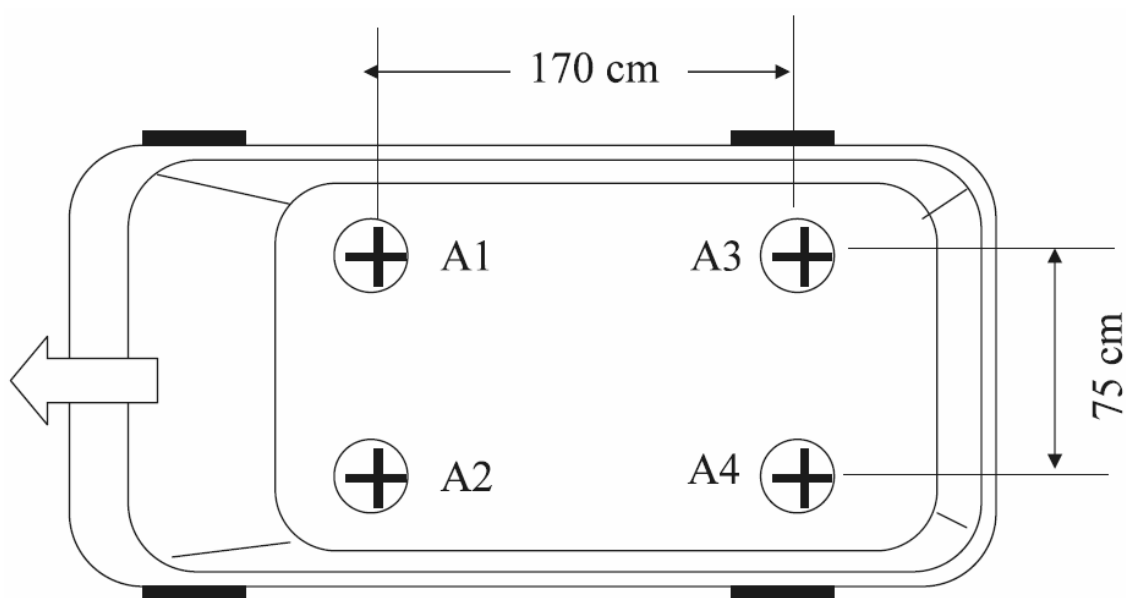


図 8.2 : フィールド実験におけるアンテナ配置

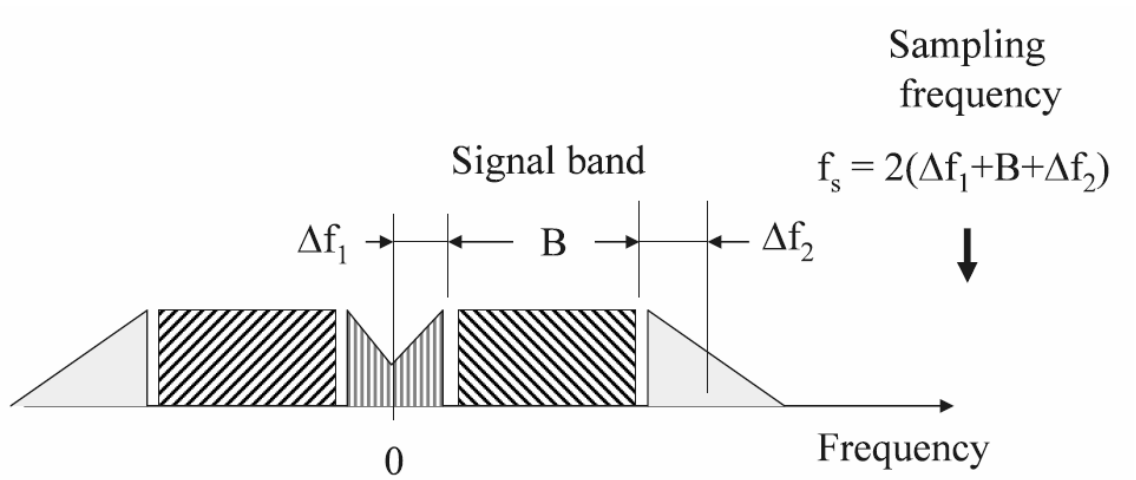
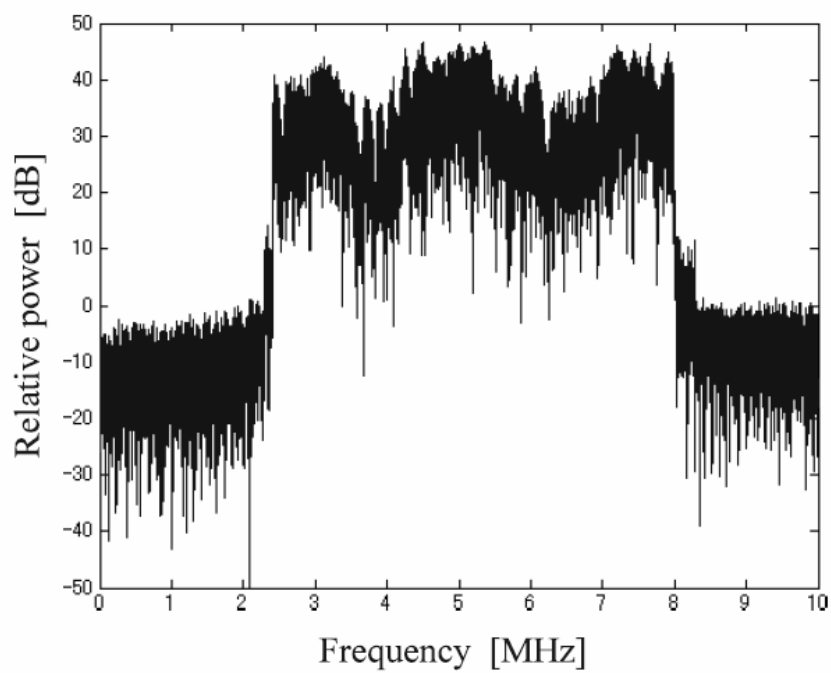
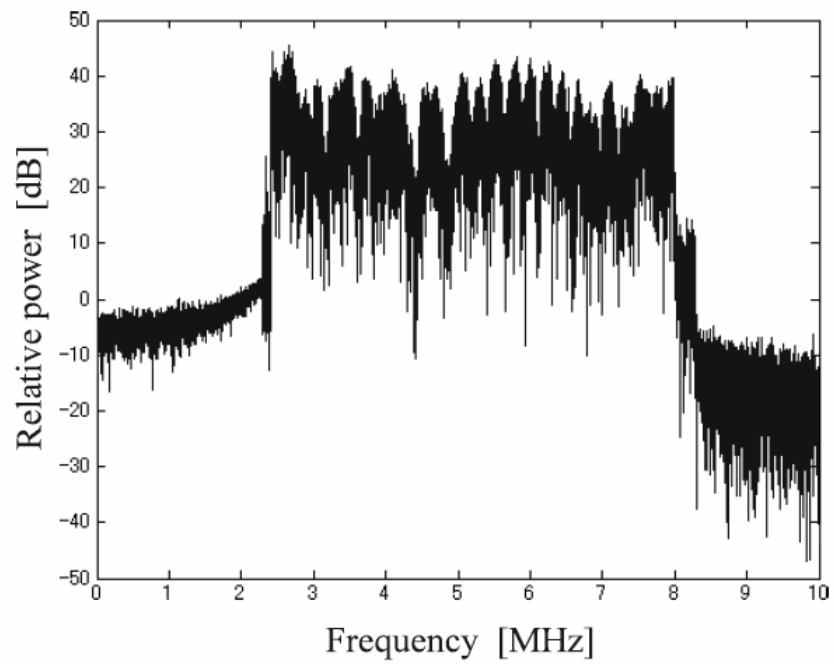


図 8.3 : Low IF 信号のスペクトラム



(a) : 実スペクトラム (遅延スプレッドが短い場合)

図 8.4 : 受信信号の実スペクトラム



(b) : スペクトラム (遅延スプレッドが長い場合)

図 8.4 : 受信信号の実スペクトラム (続き)

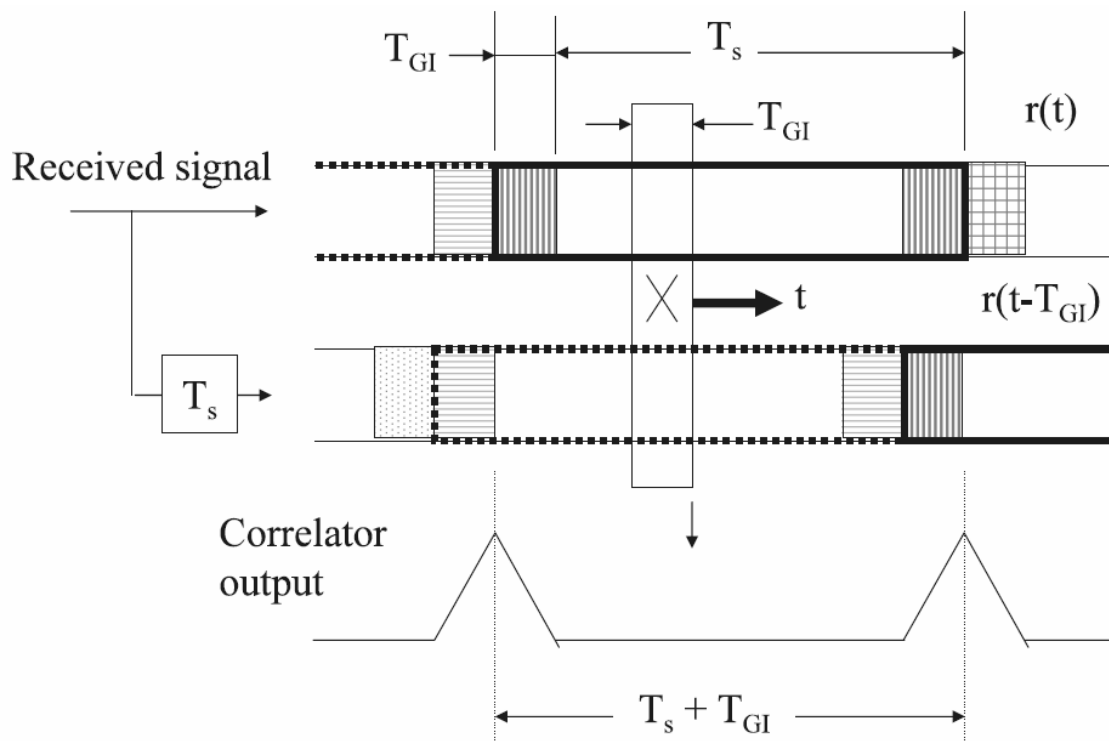


図 8.5 : ガードインターバルの周期性を利用した OFDM シンボルの切り出し

8.3 復調前帯域分割型最大比合成ダイバーシチ

8.3.1 ベースバンド信号処理による最大比合成ダイバーシチ

OFDM アダプティブアレーの基本構成は、復調後にサブチャネル単位でアンテナブランチを合成する方法[41][50]と復調前に合成する方法[51][52][53][55]に分けられる。後者には更に、復調前処理を空間信号処理のみで行う方法と、ある程度の帯域分割を行って帯域ごとの合成処理した後に復調を行う方法（文献[53]では分割数 3）がある。また、固有ベクトルを用いたマルチビームを形成し、この複数ビームに対して帯域別に合成する方法も提案されている[44][45][47][54]。復調後にサブチャネルごとにアンテナ合成を行う方法は性能的にはベストであるが、復調器（チューナ）がアンテナごとに必要であるなど、構成が複雑になる。一方、復調前にアンテナ出力を合成する方法（[43]・[47][53][54][55]である）は、構成や信号処理が簡易になる分、性能面に状況に応じた低下が生じる。本論文の提案方式は、復調前信号処理に分類される方式でありながら、帯域分割数を十分なものとして信号処理を行い、かつその際、分割した帯域内の複数信号で相関行列の平均化を行うことにより、OFDM の 1 シンボルごとに合成ウェイトを決定する点に新規性がある。

本論文は電波信号処理（IF 帯での信号処理）による帯域分割型最大比合成ダイバーシチを提案手法とするものであるが、その動作原理の確認や性能比較の基準として、ベースバンド信号処理による帯域分割型最大比合成ダイバーシチの構成を先に示す。

帯域分割型信号処理を行うために、時間領域で連続的に受信される信号を OFDM シンボル単位（ $T_s + T_{GI}$ ）で切り出してブロックデータとする。この切り出しタイミングは、サイクリックプレフィックスの性質を使い、時間 T_s だけ遅延させた信号との相関演算によるピーク検出で行う（図 8.5）。このようにして連続受信信号を OFDM シンボル単位で切り出したブロック信号をそのままフーリエ変換（FFT）する。図 8.3 に示すように、信号帯域幅（B）の 2 倍以上の周波数でオーバーサンプリングされており、FFT 出力には信号成分を含まない帯域が存在するので、そのうちの信号成分がある帯域信号のみを用いる。

実際の移動受信の伝搬環境では、図 8.4 に見られるように遅延の広がりによる帯域内での周波数選択性フェージングとなるが、その相関帯域幅は FFT の周波数分解能（ $=1/(T_s + T_{GI})$ ）に比べて十分大きなものとなる。レイリーフェージングの場合、例えば遅延スプレッド 2[μs]に対して相関帯域幅（周波数相関係数が 0.5 となる周波数幅）は 80[kHz]と算定されるが、FFT での分解能は、デジタル放送仕様では約 1[kHz]であり、相関帯域幅と分解能との比が十分大きいとの仮定が成立している（ただし、 $T_{GI} + T_s$ を基本周期としているので、OFDM のサブチャネル信号が FFT 出力にそのまま対応しているわけではない）。そこで、5.6[MHz]帯域の信号（=20[MHz]サンプリングでは FFT 出力 6,400 データ分）を相関帯域幅よりは十分小さい適当な帯域幅 ΔB で分割し、 M 個のグループ（サブ帯

域)に分ける．グループ内のデータ数 Q は $6400/M$ である．周波数選択性のため合成重みは周波数特性をもつが，各グループでは周波数特性のない重み $\mathbf{w}(m)$ ($m=1,2,\dots,M$) とする．このようなグルーピングを行うと各グループは $6400/M$ 個の FFT 出力 (メンバ) をもつことになる．最大比合成であるので，グループ m の重みの決定は，アンテナ間の信号の相関行列 $\mathbf{R}(m)$ の最大固有値 $\lambda_{\max}(m)$ に属する固有ベクトル $\mathbf{e}_{\max}(m)$ を用いることができる．このとき，相関行列の各要素を得る平均操作はグループ内のメンバの平均を使うことができる (後述の式 (8.3))．このようにすると，OFDM の 1 シンボルの情報に対して全合成重みが決定できるので，通常のスキャタードパイロット信号を用いて合成する方法 (複数シンボルの情報を用いて重み決定をする方法) より，原理的な意味で高速な追従が可能になる．

図 8.6 は，この手順を図式化したもので，図 8.7 は，その手順中のグループ化とグループ単位での処理の部分を表している．以下，この部分の演算を数式で説明する．図 8.6 で太字斜線で表した FFT 後の信号成分データを $\mathbf{x}(1) \sim \mathbf{x}(QM)$ とする． M は帯域分割数， Q はサブ帯域内のデータ数である．ここでベクトル $\mathbf{x}$ はアンテナ素子 (素子数 N) の FFT 後の信号領域の成分 (図 8.6 の斜線を施した部分) を要素として

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) x_2(k) \dots x_N(k)]^T \quad \dots (8.1)$$

で表される．ここで，上添字 T は転置を表す．ブロック m の相関行列 $\mathbf{R}(m)$ は

$$\mathbf{R}(m) = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q \mathbf{x}\{(m-1)Q+i\} \mathbf{x}^H \{(m-1)Q+i\} \quad \dots (8.2)$$

($m=1,2,\dots,M$)

となる．ここで，上添字 H は複素共役転置を表す．この相関行列の最大固有値を $\lambda_{\max}(m)$ ，その固有ベクトルを $\mathbf{e}_{\max}(m)$ とすると，合成重み $\mathbf{w}(m)$ は

$$\mathbf{w}(m) = (|e_1(m)| / e_1(m)) \mathbf{e}_{\max}(m) \quad \dots (8.3)$$

となる．ここで， e_1 は固有ベクトルの第 1 番目の要素である．相関行列から固有値解析によって重みを求めるとグループ間での位相不確定性 (あるいは位相不連続性) が生じてしまう．この位相不確定性を避けるために，アンテナ重みベクトルの基準アンテナ (ここでは，アンテナ 1 を指定) での重みが常に実数になるよう位相調整を行う．式 (8.3) 右辺のベクトルにかかる係数はこの位相調整を行うものである．合成信号 y は

$$y\{(m-1)Q+q\} = w^H(m)x\{(m-1)Q+q\} \quad \dots (8.4)$$

$$(q=1,2,\dots,Q)$$

となる．帯域外の周波数成分についてはすべての値を 0 とおき，このブロックデータを IFFT することにより，最大比合成されたベースバンド信号が得られる．この処理を切り出した OFDM シンボルごとに行う．

以下に述べる合成信号の品質評価では，実放送波信号を用いて，チューナに具備されている復調後の CNR で評価する．このため，このあと，このベースバンド信号をパソコン内で Low IF 信号に変換し，これを DA 変換でアナログ信号に戻し，更にアップコンバータを介しテレビチューナで受信可能な RF 帯信号に戻す．

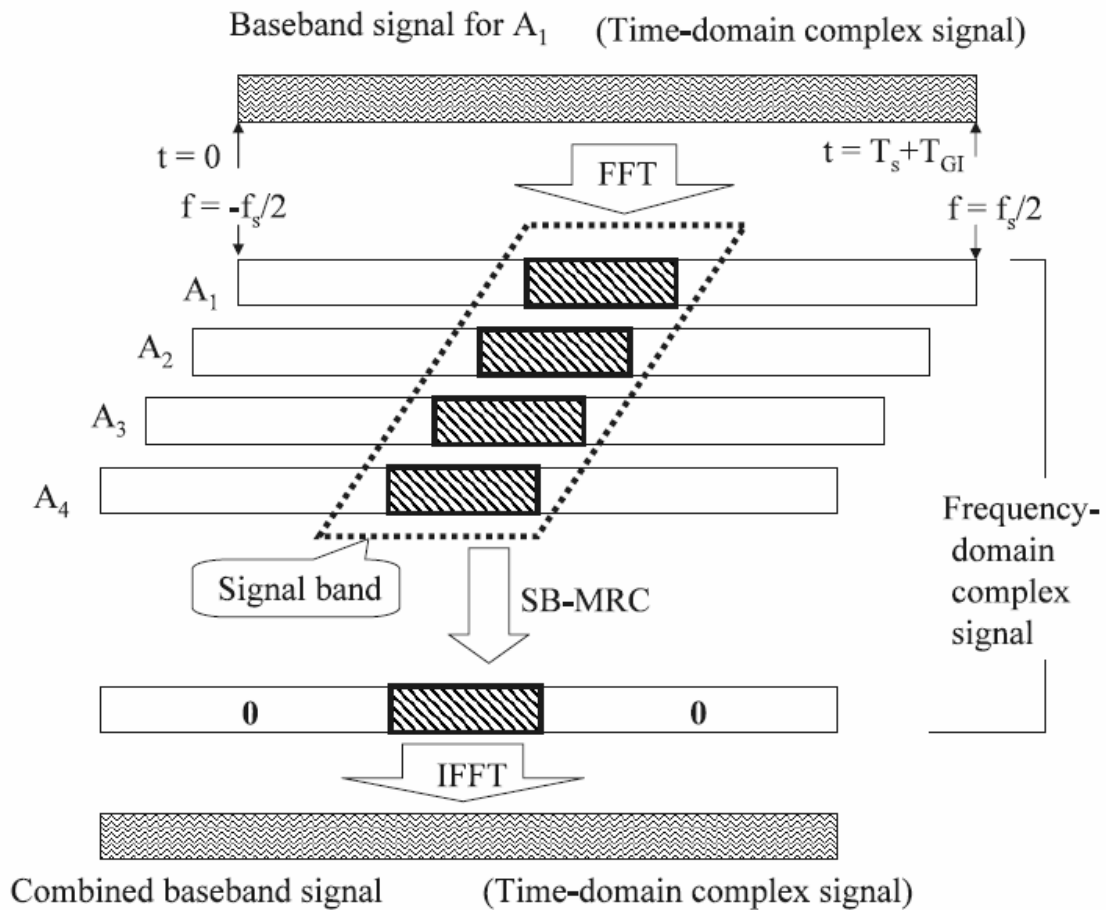


図 8.6：帯域分割型最大比合成ダイバーシチの信号処理

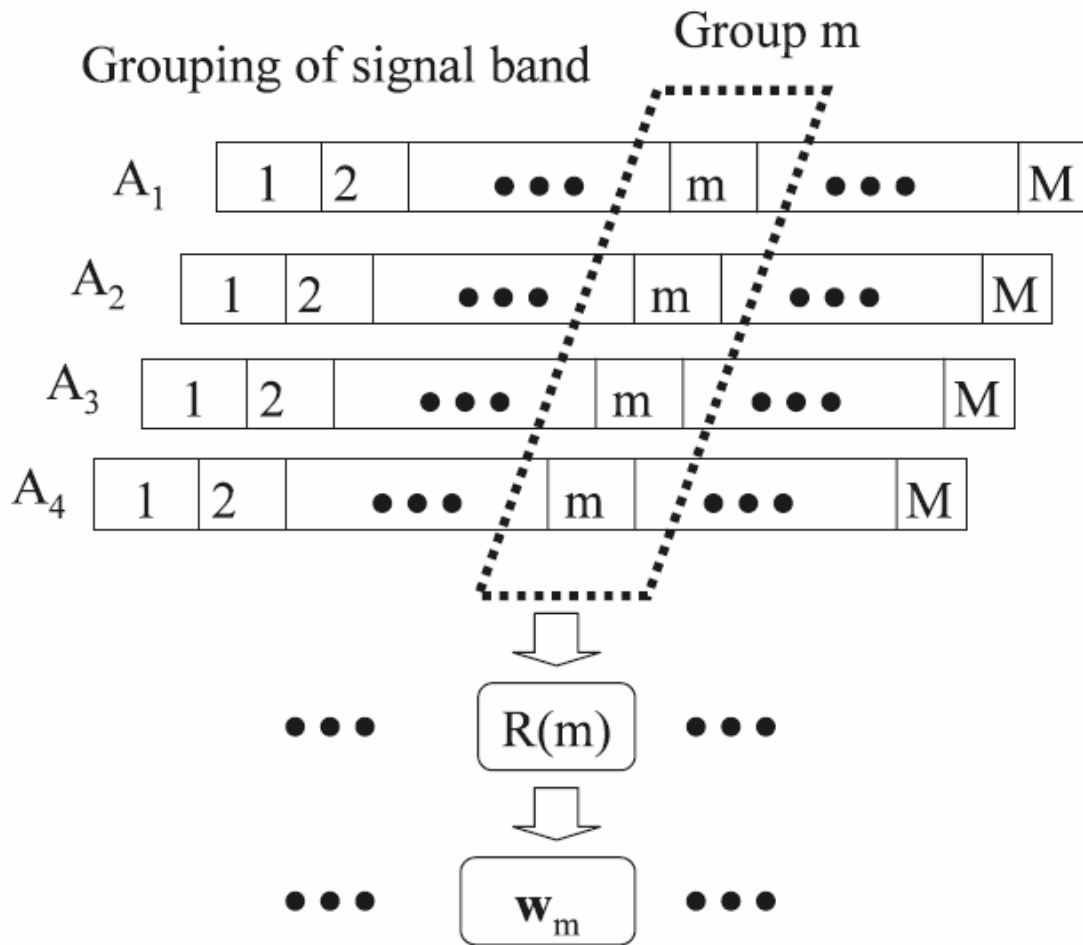


図 8.7：帯域内信号のグルーピングと MRC の重み決定

8.3.2 電波信号処理による最大比合成ダイバーシチ

ここでは、Low IF 信号として ADC を介して取り込んだ実数領域信号の信号処理を述べる。信号処理の流れを図 8.8 に示す。前節のベースバンド信号処理と共通する部分が多いが、ここではその違いがある部分について詳しく述べる。

GI の周期性を利用するシンボルの切出しは、この処理を IF 帯で行うことを除いてベースバンドで行ったことと原理は同じである。ブロック化された信号（実数信号）を IFFT 処理すると図 8.8 のような正負の周波数領域に、複素数で表される信号が得られる。以下の処理では、このうちの正側の帯域信号 $S^+(f)$ のみを用いる。帯域分割のグルーピングと重みの決定方法は基本的に同じである。違いは、 $S^+(f)$ 信号に対して求めた重み $w^+(m)$ を用いて合成した信号の複素共役信号を図 8.8 で示しているように周波数を正負反転して、負側の信号周波数帯にコピーする操作である。信号が存在しない周波数領域の成分をすべて 0 とし

て、周波数領域での1シンボル分のブロックデータを作成する。このブロックデータのIFFT処理を行うと、得られる信号は、入力信号と同じLow IF信号、すなわち、実数領域の信号になる。なお、コピーする代わりに負の周波数成分を0とおき、このブロックデータのIFFT処理を行い、その実数成分を使用することでも、目的とする信号が得られる。この説明から分かるように、入出力信号形式が複素数信号であるか、実数信号であるかを除き、信号処理そのものはベースバンド信号処理も電波信号処理も、本質的に同じである。

本論文では、受信信号の特性を評価するのに、ベースバンドの信号処理の節で述べたとおり、市販チューナによる復調とCNR表示を利用するため、この信号を高周波信号にアップコンバートしてテレビチューナに入力する。Low IF段階で取り入れた信号の最大比合成処理を、ベースバンドへ変換して行うという手間を省いたことが特徴になる。

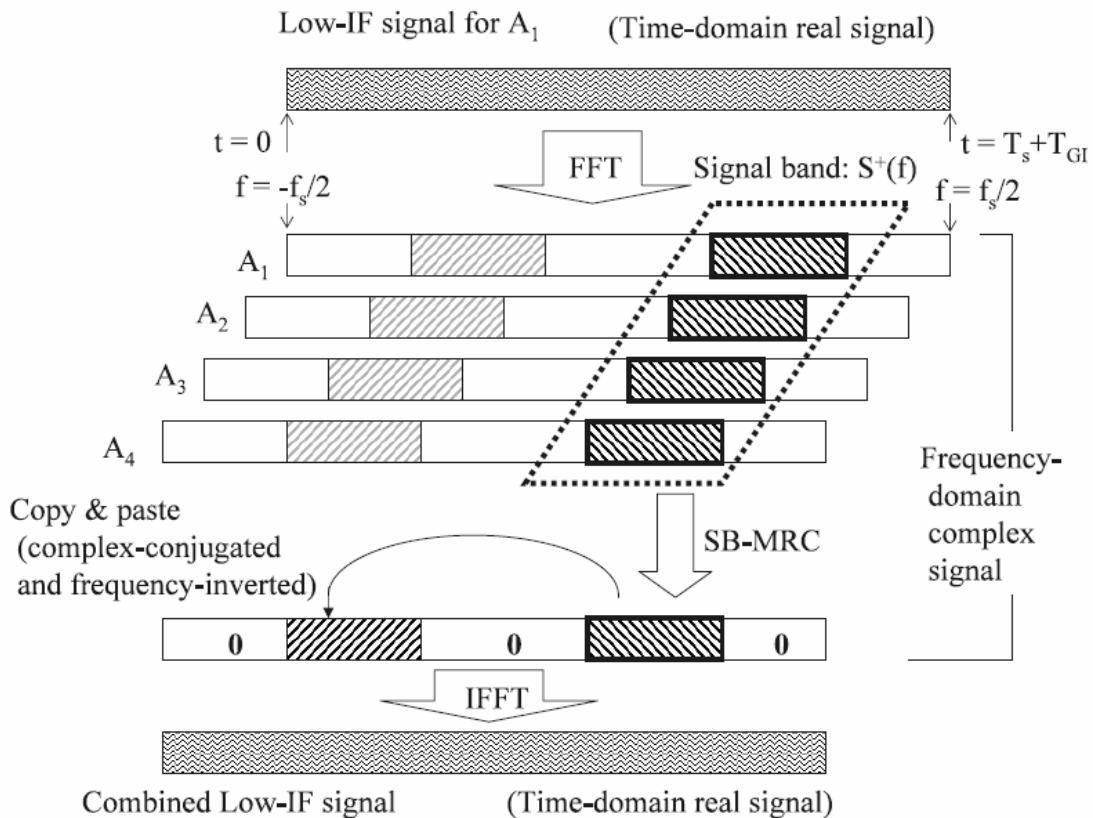


図 8.8 : 電波信号処理による帯域分割型最大比合成ダイバーシチの信号処理

8.4 実測データに基づくダイバーシチ効果の評価と考察

ベースバンド信号処理と電波信号処理 (Low IF 帯での信号処理) によるダイバーシチ合成性能は、本論文が提案する構成で、かつ、サンプリングレートが同じであれば、原理上

同じ性能になるはずである。そこで、ベースバンド信号処理による合成結果を示した後に、電波信号処理における結果を示し、両者が性能的に同一であることを確認する。なお、受信品質は一般民生用チューナに具備されている CNR 出力値を用いるが、パソコンへの自動読取りができないため、CNR 表示のある出力映像をいったん DVD に記録し、これをコマ送り機能を用いて 3 秒ごとに人が読み取る方法をとっている。表示される CNR 値は、全帯域について 1 秒程度の積分値であり、整数値で表示されるので、種々の方式で同時刻の性能を比較する際には 3 秒以内の時間ずれが生じている。このことによる CNR 値の変化はたかだか 1[dB]であることを確認している。

図 8.9 は、アンテナ 1 とアンテナ 2 の 2 ブランチ合成ダイバーシチを、帯域分割数（グループ数 M ）をパラメータに帯域分割型最大比合成を行った結果の CNR 分布のメジアン値（累積確率 0.5）に対して、アンテナ 2 を基準とした CNR 増加量をグループ数に対して示している。分割グループ数 1 とは最大比合成のみ適用した 2 ブランチダイバーシチである。図より、グループ数 20 から 100 付近で改善の最適値があることが分かる。グループ数が小さいと、遅延が大きい環境における周波数選択性フェージング改善の感度が鈍ること、グループ数が大きくなると周波数特性変化に対する感度が上がるものの、相関行列を得るためのメンバ数が少なくなり、相関行列が安定しなくなり、このことが劣化要因となる。このケースでは、信号帯域幅にある FFT 出力ポイントは約 6,400 であるが、 $M=100$ では、メンバ数 64、 $M=800$ では 8 個である。図では、20 分割に最良点が認められるが、実際には、より、厳しい遅延広がりがあることを想定して、100 分割（帯域幅 $\Delta B=56[\text{kHz}]$ 、対域内ポイント数 64）を以下の解析では採用する。なお、ここで示したデータは、送信局（東京タワー）から 20~30[km] 西方にある市街地及び郊外地の平均的な環境での一例であり、最適分割数に関する一般的な議論には、より広範な環境でのデータによる評価が必要である。

図 8.10 は、4 本の素子アンテナごとの CNR の累積分布、及び 2 ブランチ合成（A1 と A2 の合成）と 4 ブランチ合成（A1~A4 の合成）のそれぞれの CNR の累積分布を、ベースバンド信号処理で行った結果について示している。図より、各ブランチの CNR には若干のばらつきがあるが、最も CNR の低いブランチ（ブランチ 2）を比較基準にして、累積確率の 50% 値で、2 ブランチ合成で 4.5[dB]、4 ブランチ合成で 7.3[dB] の効果が得られていることが分かる。地上デジタル放送はその信号形式から、CNR が 20[dB] 以上でほぼ正常受信（=乱れのない映像）になることが知られており、本出力信号の復調後の映像評価でもそれを確認している。同図より、東京タワーから 20[km] 付近にある調布市界限では、移動受信においては高品質映像（12 セグメントのハイビジョン映像）は、単一アンテナでは 20% 程度のエリアでしか可能でないが、2 素子のダイバーシチを行えば、そのエリアが 40% に、また、4 素子のダイバーシチを行えば 50% 程度まで広げられることが分かる。尚、単一ブランチ・ダイバーシチ適用後の累積分布のグラフの傾きがほぼ同一となっているが、実際のフィールド環境で収録したデータを用いているため、受信電力の変動が著しいこと、例りフェージング環境が一定ではないことが要因として挙げられる。

図 8.11 は、ベースバンド信号処理と電波信号処理（Low IF 対信号のままの処理）で行った 2 ブランチ合成（A1 と A2 の合成）と 4 ブランチ合成（A1～A4 の合成）のそれぞれの CNR の累積分布を比較して示している．同図より，両者が極めてよく一致しており，電波信号処理の原理的妥当性が確認できたといえる．なお，完全に一致せず，最大 1[dB]程度の差が見られるのは，前述のとおり，二つの出力信号の CNR の読取りの同時性に 3 秒以内の誤差を有するためである．

本論文では，ベースバンド信号に対する信号処理と電波信号処理を比較して示し，性能には同等であることを述べた．両方式の比較においては，一方に優位性や実用性があるという二者択一的なものではなく，例えば，Low IF 信号で DA 変換された信号（あるいはそのようにして蓄えられた信号）に対しては，そのままの信号が使える電波信号処理が有効であり，ベースバンド信号が入力信号となるシステムでは，当然ベースバンド信号処理で何も問題はない．夫々の信号形式に適した効率的な信号処理があることを示したものであり，IF 帯のままでも十分な信号処理ができること，すなわち信号処理に対して選択の幅を広げたことに，本論文の特徴がある．

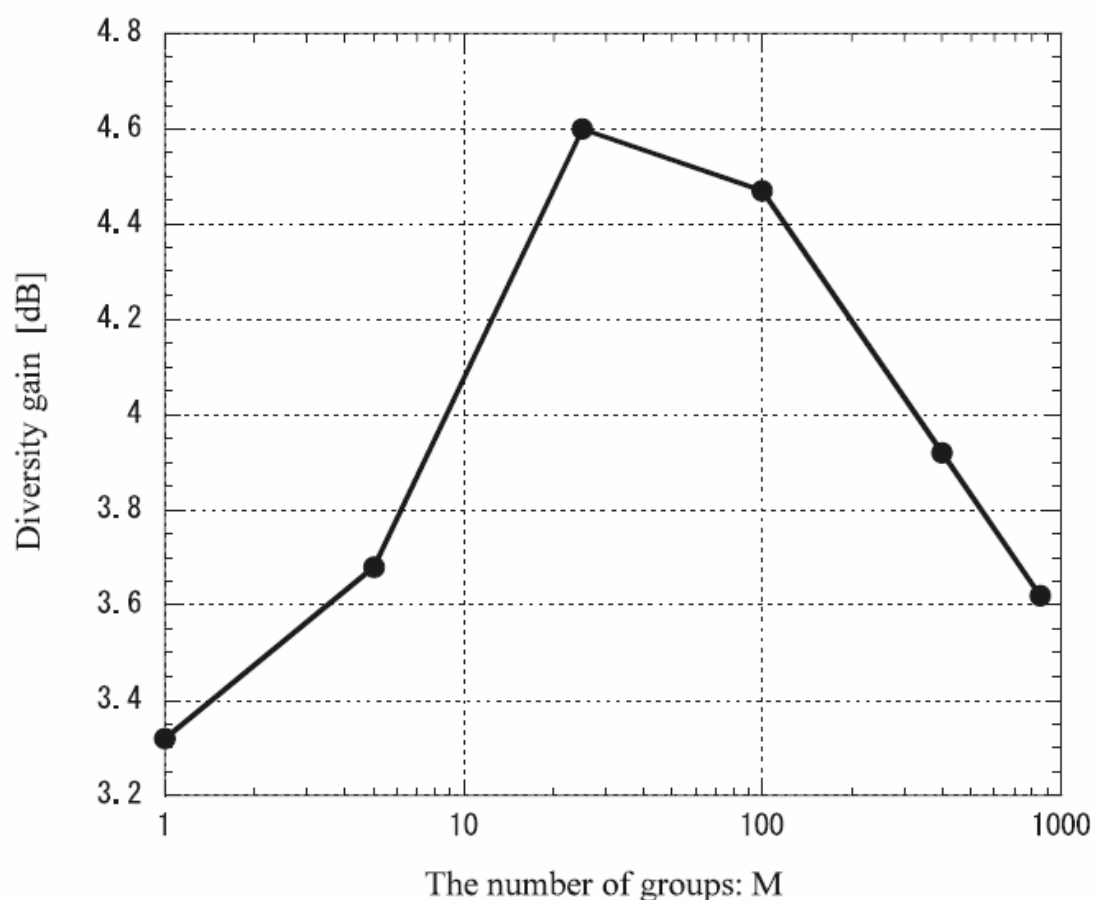


図 8.9 : ダイバーシチ効果の帯域分割数依存性

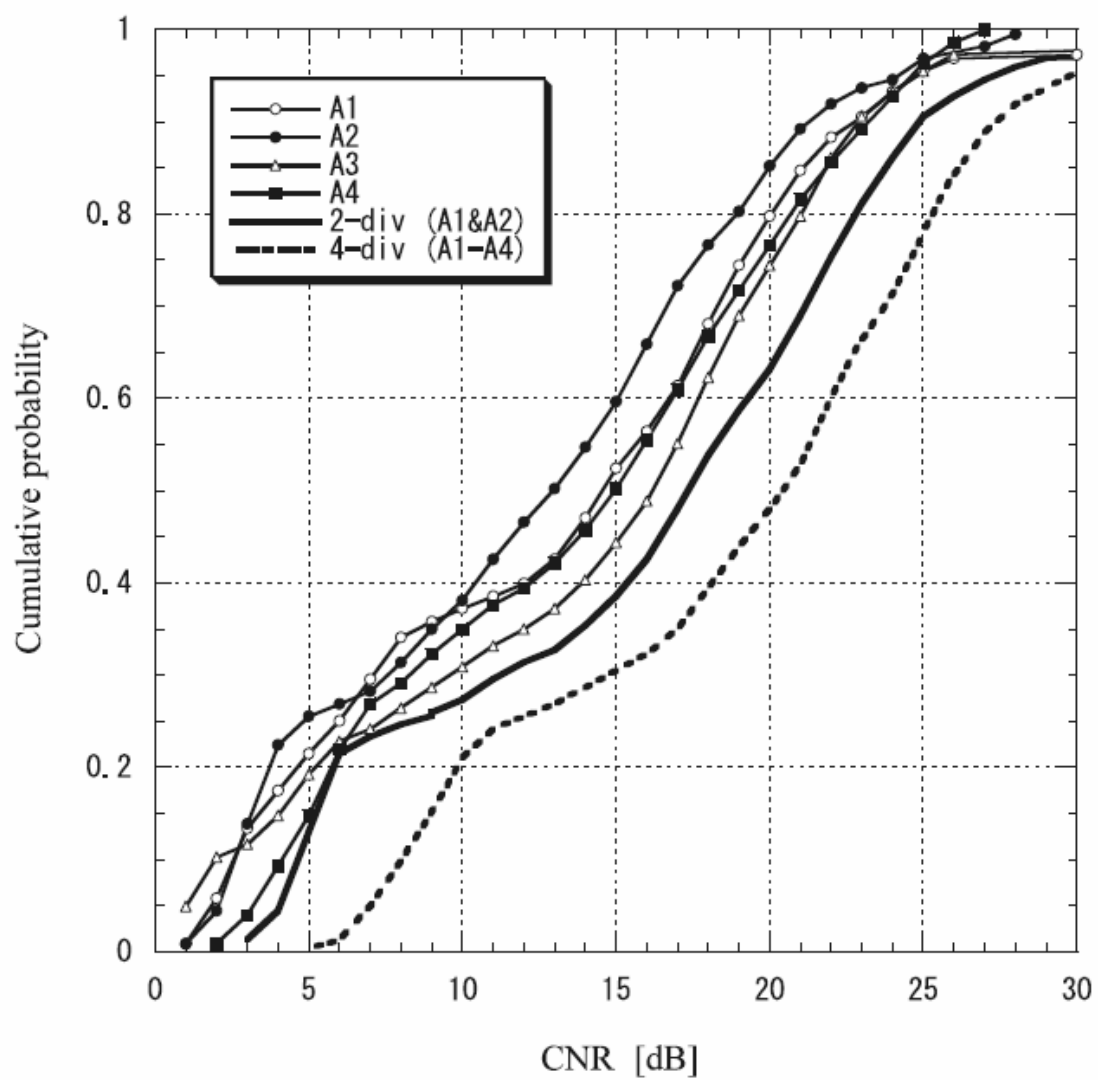


図 8.10 : 各素子の CNR 特性とダイバーシチ合成結果

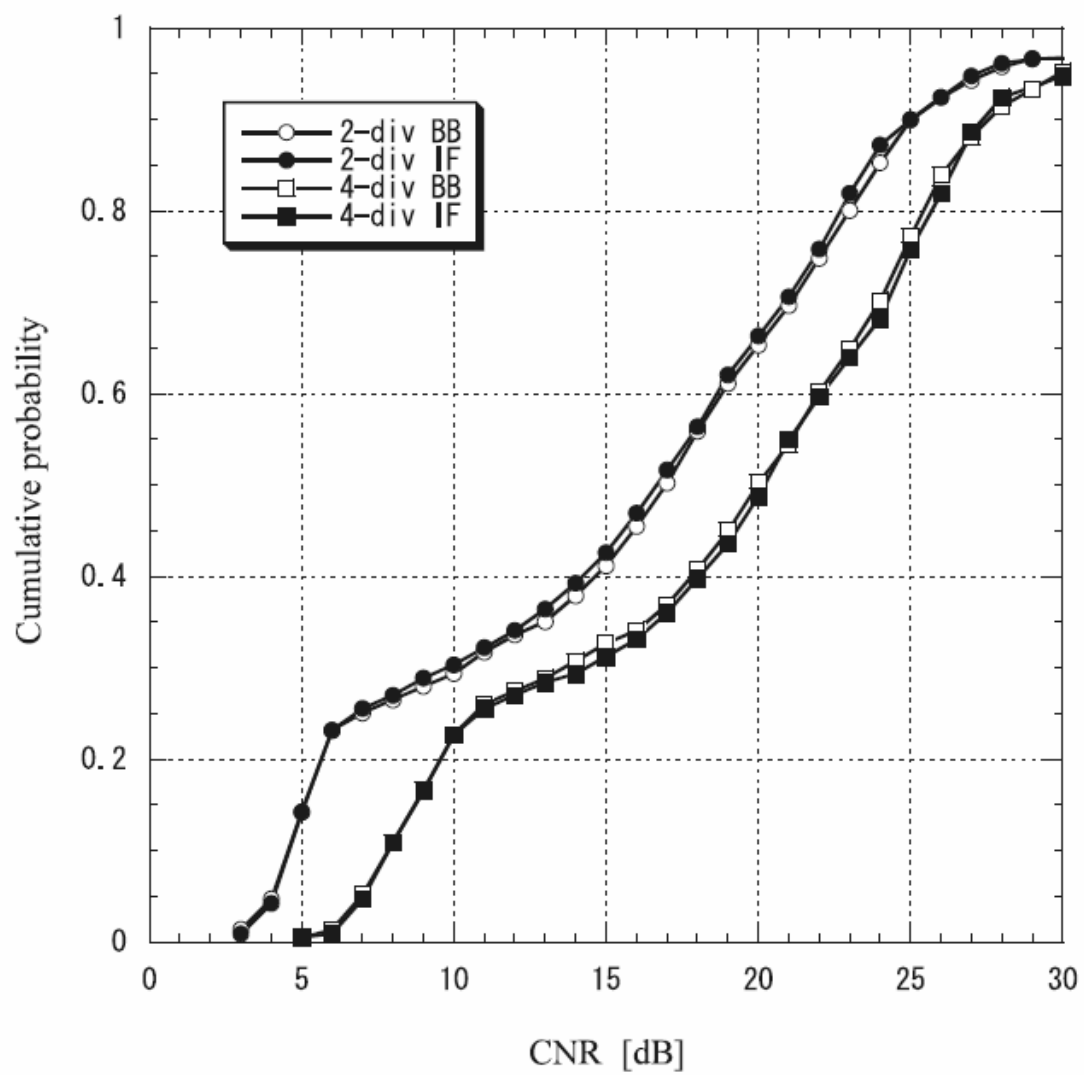


図 8.11 : 二つの信号処理によるダイバーシチ効果の比較

第9章 結論

本論文の前半部分ではトータルレコーディング技術について述べた。放送波の解析に限らず無線通信全般の研究開発を遂行するにおいては、その性質上一般的にリアルタイムでの解析・評価を強いられる。しかしながら電波環境をそのまま丸ごと収録が可能であれば、伝搬環境をアーカイブ保存することが可能となり、従来であればリアルタイムでのデータ取得を求められた解析項目であってもオフライン環境での解析が可能となる他、アーカイブ保存ならではの研究開発テーマの具現化を実現する。また、トータルレコーディング技術のベースとなっているのがクリティカルサンプリングである。地上デジタル放送は隣接した連続チャンネルを用いて伝送されており、BPFの遮断特性が急峻であるといった理想的な環境ではない場合、遮断し切れていない不要波成分が残留する。サンプリング周波数並びに局部発振周波数を適宜調整し、高調波と基本波のスペクトラム上の重複を不要波成分に関してのみ認めることで、必要な所望波成分の品質を維持しつつデータ量を低減するものである。本論文では、実際に第3章に提示した諸元によってトータルレコーダを製作し、収録信号に大きな劣化が無く実用となることを示した。また、第7章では実際の運用を大いに考慮したシステムの構築を前提にシステム構築の実際について述べた。ここで実際に製作したシステムは、トータルレコーダの製品化の際の試作機として構築したものである。

後半部分においては、トータルレコーダを基盤とした地上デジタル放送波の信号解析について述べた。被測定信号は番組放送中の実放送波であり、伝送内容が規定の信号ではない。そこで本論文での伝搬環境推定手法においては、測定を望む被測定信号（例えば、室内の受信信号のように低品質信号）に加え、コンスタレーションのシンボル点が一意に得られる高品質信号を基準信号として収録する点が特異である。この際、独立したアンテナで受信した2つの信号間の時刻を特定するには、地上デジタル放送で採用されているガードインターバルを利用し、その相関を導出することで可能となる。

第6章では、地上デジタル放送の精密測定法について述べた。受信信号の高精密な測定を行うために、受信OFDM信号を時間軸・周波数軸方向のブロックごとに区切り、被測定信号・基準信号間の位相・振幅を比較した。時間軸・周波数軸双方でMERを測定したところ、従来の測定器に比べて高精密な、時間軸方向に18[ms]、周波数軸方向に72[kHz]単位での検出に成功した。また、パワースペクトラムとMERとの傾向が一致することから、この手法が実際に正常に機能しているのを確認した。第7章においては、到来方向・遅延時間の推定について述べた。被測定アンテナ素子・基準信号アンテナ素子間の収録をアレー素子数分繰り返し、オフラインにて被測定信号・基準信号双方の相関を求め、これらを“バーチャルアレー”とし、任意のアルゴリズム（本論文ではMUSIC法を採用したが、これに限らない）を適用すればよい。実際に本手法を適用したところ、到来方向スペクトラム・遅延時間ス

ペクトラム双方のピーク本数が一致しており、本手法の妥当性が確認できた。第8章では、帯域分割型電波信号処理ダイバーシチ技術について説明した。本論文では、従来とは異なり受信OFDM信号をLow IF信号の状態において複数の帯域に分割し、分割された各々の帯域に関しウェイトを求め最大比合成するものである。ダイバーシチが必要とされる環境においては、地上デジタル放送1チャンネル全体では周波数選択性フェージングとなっている。実際のデータ切り出しは、周波数軸方向には周波数選択性とはならないような狭帯域に、時間軸方向にはOFDMシンボル単位のブロックで切り出す。実際にこのアルゴリズムを適用し、CNRの累積密度関数を導出したところ、アンテナ単体の場合に比べ合成後の方が受信率が向上していることを確認できた。

付録 トータルレコーダシステム構築の詳細

A 基本構成パーツ選定の指針

A.1 構成パーツ選定の最低基準

トータルレコーディングシステムを構築可能な最小基準を表付録.1 に示す。ここで示す内容は、安定した連続収録（目安として 20[MHz]サンプリング 4 ブランチ収録で 1 時間以上）を実現するしきい値である。時系列上、この基準を満たすシステムを PC/AT 互換機により構成が可能となるのは 2005 年前後以降である。パソコン技術の進化は今尚目覚ましいものがあるが、この時期の変化点として、マザーボード上でのシリアル伝送への移行及び HDD の高密度化による高速化が挙げられる。現在では、特に意識しなくとも下記基準をもれなく満たすことから、誰しもがトータルレコーディング技術をベースとしたソフトウェア無線[56][57]に関する研究テーマの遂行が可能な時代が到来した。

表付録.1：最小スペック時の基本構成パーツ

	要求仕様	摘要
CPU	駆動クロック 2GHz 以上	モバイル用不可・デュアルコア CPU 推奨
バスコントローラ (チップセット)	● Serial 伝送が可能 ● ノースブリッジ～ サウスブリッジ間の転送が高速 ● Serial-ATA オンボード ● Serial-ATA RAID0 対応	---
メモリ	DDR2-553 規格 またはそれ以上：1GB	◆ JEDEC 準拠品を推奨 ◆ デュアルチャンネル駆動推奨 ◆ Vista インストール時は 2GB
HDD	● 16MB キャッシュ ● 7200 回転またはそれ以上	◆ SSD (Solid State Disk) が望ましい
Serial-ATA	SATA または SATA2 規格	チップセット標準搭載のもの
PCI	---	他拡張ボードを使用しないこと

A.2 CPU の選択

Low IF 信号データの出力を実行した場合の CPU の使用率は非常に低く、本システムにおきましては重要なデバイスには位置付けられるものではない。重要なのは、以下にも挙げるように HDD 周辺とメモリの駆動周波数である。特に、ハイパフォーマンス向けの高クロック製品は必要なく、適切な製品を選択頂ければ十分である。

最近では、1 個の CPU パッケージに複数の実行コアを内蔵した『マルチコア CPU』が普及している。特に 2 個の実行コアを内蔵した“デュアルコア CPU”が主流であり、AMD 製 CPU の場合は“Athlon x2”“Athlon FX”といったブランド、Intel 製 CPU については“Intel Core Duo”“PentiumD”の名称で販売されている。単純にデータ転送のみを考慮する場合は、表付録.1 に示しましたスペックで対応できるが、データ転送以外のジョブが存在する実際の運用を想定する必要がある。不意のデータ転送停止を避ける目的で、デュアルコア CPU も大変有効な選択肢となる。特に、HDD を使用したシステム環境下においては、別アプリケーションの動作によるデータ転送の遮断を避けるため、デュアルコア CPU とデュアルコア対応の OS の併用が望ましい。

なお、モバイル向け CPU を選択しないよう十分に注意が必要である。この種の製品のほとんどには、アイドル時の消費電力を低減する目的で駆動周波数を自動的に落とす機能が実装されている（例として、Intel Core Duo には拡張版 Intel SpeedStep テクノロジー[58]を搭載）ため、実際の動作時には公称値通りの動作クロックが得られない場合がほとんどであり、システムのパフォーマンスが低下する場合がある。

システム全体の消費電力を考える場合、その大部分を占めるのが CPU による消費電力である。この指標として TDP (Thermal Design Power : 熱設計電力) が挙げられる。これはあくまで CPU の全ての回路がフル駆動となった場合に想定される最大放熱量を表すものであり、直接消費電力を示したものではない。当然、ほとんど駆動しない状態であるアイドル時であったり CPU の全ての性能を使い切らない場合は、TDP で示される発熱量に達することはない。しかし、最大放熱量を表す尺度であることから、消費電力を類推するものとして、複数の CPU の消費電力を比較する参考となり得る尺度である。

A.3 バスコントローラを選択

PC/AT 互換機においてパフォーマンスに大きく影響するのがバスコントローラである。別名チップセットとも呼ばれ、その名の通りバスの管理を行っており、データ転送の効率を左右するデバイスである。確認しなければならない点として、第一に『ノースブリッジ～サウスブリッジ間のデータ転送が高速』であることが挙げられる。

本システムの場合、収録データは、サウスブリッジ側に接続されている PCI バスまたは PCI-X バスからノースブリッジ側に接続されているメモリに転送され、次いでサウスブリッジ側に戻した上で HDD に書き込まれる。データ再生の場合は、これと逆の経路でデータが転送される。即ち、ノースブリッジ～サウスブリッジ間を双方向でデータ転送が行われている。このため、ノースブリッジ～サウスブリッジ間のデータ転送が高速でなければ、この部分がボトルネックとなってしまう、安定したデータ転送はできない。近年のチップセットにおいては、Intel Hub アーキテクチャ（Intel 製チップセットの場合）・HyperTransport テクノロジー（AMD 製 CPU 搭載システムの場合）に代表されるように、ノースブリッジ～サウスブリッジ間のデータ転送レートが、最低で数 GB/s 程度確保[59]されており、転送レートの心配は何ら必要ない。しかしながら、旧世代のチップセットに関しては、ノースブリッジ～サウスブリッジ間が PCI バス接続（133[MB/s]）となっている場合があり、専用バス接続の場合であっても転送レートが数百[MB/s]程度でしかなく、本目的を達成し得る十二分な転送レートは得られない。

第二に、バスコントローラがネイティブに Serial-ATA（Serial Advanced Technology Attachment）に対応しており、かつ PCI バスに HDD 記録目的のデータを流さないよう、バスコントローラにより提供されるオンボード RAID0 が可能であることが重要である。

A.4 HDD の選択

HDD におけるボトルネックは、実際の媒体記録レートが低いことが挙げられる。Serial-ATA2 規格の登場により、インタフェース上の転送レートが飛躍的に向上しているが、結果的にこの要因のため、データの記録再生時における“待ち時間”が発生している。この待ちを見かけ上解消する手段が、HDD 基板上のキャッシュメモリである。また、データ再生の場合は、媒体記録レートの低さがデータ連続再生の可否に直結するため、RAID0 を構築するメンバーディスクの台数及び実効データ転送レートも大きなキーフアクターとなる。上述の理由から、Serial-ATA2 方式の HDD に固執する必要はなく、従来の Serial-ATA 方式でも十分であるといえる。

HDD の場合は既成の規格を満たすよう設計されており、CPU・バスコントローラのように製造ベンダの設計思想が大きく入り込む余地はないため、特定の製造ベンダの製品に固執する必要はない。ただ、製造ベンダにより、発熱の大小といった仕様表に現れない部分での差異は存在するため、同一スペックかつ複数製造ベンダの製品を比較検討する必要がある。

2007 年第 2 四半期には、SSD（Solid State Disk）と呼ばれる、形状並びにデータ転送バスレベルの互換性が保持され、半導体メモリを記憶媒体とした製品が発表された。この製品の特徴は、従来の HDD に比べ消費電力が低く抑えられていること、記憶媒体へのアク

セス時間が非常に短いことが挙げられる。このため、SSDを採用したシステムにおいては、データ転送の確実性が向上していると同時に発熱が低く抑えられているため、システム全体の信頼性が向上すると期待できる。

A.5 メモリの選択

メモリの駆動周波数の変更は、データ転送のパフォーマンスに直結するため、その駆動周波数を向上させることでより高速にデータ転送が可能となる。上記の表で示した“DDR (Double Data Rate) 2-553 規格”のメモリモジュールに関してであるが、現在は、より高速にデータ転送が可能な DDR3 規格のメモリモジュールが一般的であり、メモリが要因となるボトルネックは解消された。

前節で述べた通り、現行バスコントローラのノースブリッジ～サウスブリッジ間の転送レートが数[GB/s]～10 数[GB/s]程度であること、DDR2-SDRAM (Synchronous Dynamic Random Access Memory)・DDR3-SDRAM の転送レートがこの値に肉迫していることを考慮すると、上記の仕様のメモリを使用することにより、データ転送レートの面におきましてバランスの取れた Low IF 再生システムの構築が実現できる。転送レートへの不安がある場合には、同容量・同タイミング駆動が可能なメモリの 2 枚挿しを行い、デュアルチャンネル駆動とすることで、データ転送帯域を向上させることも可能である。

また、コンピュータの安定性に直結するのがメモリの品質である。DDR 及び DDR2 系のチップを搭載するメモリモジュールを使用する場合で安定動作を望む場合には、『JEDEC (Joint Electron Device Engineering Councils) 準拠』のメモリモジュールを使用するよう努める必要がある。JEDEC 準拠ではないメモリを使用してもシステムを起動させることは可能であるが、メモリモジュールに品質のばらつき並びに粗悪なメモリチップ・モジュール基板を使用したものが存在するため、消費電力が大きい(メモリチップの発熱が酷い)、使用中に予期せぬ再起動が掛かる、システムが安定しない、データ転送レートが低い等の不具合を発生させる原因となる。特に、Athlon64 (Socket AM2)を使用したシステムの場合、CPU が直接メモリアクセスを行うため、ほんの些細なメモリモジュールの品質の違いがシステムの安定性へ大きく影響する。このため、JEDEC 準拠であるメモリモジュールを使用した場合であっても、1 枚挿しでは問題なかったシステムが、デュアルチャンネル駆動を目的として 2 枚挿しを行った途端に起動できなくなるケースも確認されている。従って、Athlon64 を使用したシステムを構築する場合は、事前にシステムボードのマニュアルを手取るなどして適切なメモリをインストールするよう留意する必要がある。

A.6 オペレーティングシステムの選択

トータルレコーディングシステムでは、標準的な PC/AT 互換機としては最新世代のアーキテクチャ（例：RAID0（ストライピング）・Serial-ATA 接続 HDD・デュアルコア CPU 等）を必須とする。また、取り扱うデータサイズが巨大であり、ギガバイト（GB）オーダーのファイルが作成可能であるファイルシステムを装備したオペレーティングシステムでなければならない。従って、デバイスドライバのアップデート等のメンテナンスを考慮すると、広く普及している Windows XP が適当であるといえる。

Windows XP がサポートするファイルシステムは、“FAT（File Allocation Table）32”及び“NTFS（NT File System）”である。FAT32 は Windows 95 OSR2 以降でサポートされているファイルシステムである。最大 2[TB]までのボリュームの作成が可能であるが、1 ファイルサイズが 4[GB]までという制限がある。尚、Windows 2000 以降の OS ではこのファイルシステムによる 32[GB]以上のボリュームの作成ができない。NTFS は Windows 2000 以降（NTFS バージョン 5）でサポートされているファイルシステムである。理論上 16[EB]（推奨：～2[TB]）までのボリュームが作成可能であるが、現時点ではほぼ無限サイズのボリュームが作成できると考えて問題はない。1 ファイル当たりのサイズはボリュームの上限と一致しており、ディスクの容量をフルに使いきったデータ収集並びに作成が可能となる。

Windows XP には、Professional Edition と Home Edition があるが、本システムの根幹部分に影響を及ぼす相違点は“ダイナミックディスク”“マルチプロセッサへの対応”が挙げられる。1 台のディスク内に複数のパーティションを作成する場合においては、従来、OS が起動可能なプライマリパーティションに対して、拡張パーティション・論理ドライブを設定するベーシックディスクとして扱ったが、Professional Edition のみが採用する“ダイナミックディスク機能”では、従来の各パーティションを『ボリューム』と呼び、あたかも 1 台のディスクに複数台のディスクが内蔵されているかのように取り扱いが可能になっている。このため、ダイナミックディスクとして扱っている場合は、複数のボリュームに対してソフトウェア RAID の運用が可能である。ただ、これは Windows により提供されるソフトウェア RAID 機能であり、本文書で述べているチップセット（バスコントローラ）が提供する RAID とは異なるものである。このため、本システム運用においては、パーティションを分割する場合の利便性を除けばダイナミックディスクへの対応は特に必要ない。また、Home Edition ではサポートされている CPU 数は 1 個であるが、Professional Edition においては最大 2 個まで対応可能である。尚、この場合の個数とはあくまで CPU パッケージ数のことであり、物理パッケージが 1 個であるデュアルコア CPU を Home Edition で使用することは可能である。従って、本レコーダの用途に限定する場合は Windows XP の種類は特に問われない。

一方、Windows XP のバージョンについては十二分な注意が必要である。サービスパック未適用の Windows XP においては、48bitLBA (Logical Block Addressing) に対応しておらず、必然的に Big Drive 未対応となることから、ディスク容量は約 137[GB]までしか認識されない。このため、物理的にこれを超える容量のディスクを構成した場合であっても正常に認識されず、動作不具合の原因となりますので注意が必要である。Windows XP Service Pack1 以降の場合は、標準で 48bitLBA に対応しているため、特に操作等を行うことなく自動で全容量が認識される (Big Drive 対応)。Windows 2000 の場合は、SP3 以降で Big Drive 対応となる。

A.7 フィールド収録の際の留意点

トータルレコーダをフィールド環境で使用する場合は、3.3 節で述べた実験室収録システムの電源容量を満たす電源装置が必要である。トータルレコーダを用いる本研究の場合、フィールド環境においてはサンプル収録ができれば良く、復調再生系は必要ないため、必要となる機器類は表付録.2 の通りとなり、削減が可能である。これらの機器を同時に動作させる場合、必要となる電力は概ね 500[W] (交流 100[V]・5[A]) であると測定された。

自動車において商用電源 (AC100[V]) を得る場合、直流 12[V] (トラックを除く普通車の場合) バッテリーにインバータを接続することが一般的である。自動車に積載されているバッテリーは、本来エンジン始動を目的としているものであり、電装品の使用を意図しているものではない。トータルレコーディングシステムを構成する機器においては、特に測定器類で大電力を必要とするものがあり、フィールド走行中の不慮の事故防止の観点から、シガーソケット等からの電源供給を原則禁止とし、独立したトータルレコーダ専用バッテリーを用意した。このバッテリーに最大 2000[W]の電力が供給可能な正弦波インバータ (アーガス社製 : S-2000W ; 交流 100[V]) を使用し、直流から正弦波交流電源を得た。なお、直接収録に関与しない機器で消費電力が小さいものに関しては、専用バッテリーの持続時間維持の観点からシガーソケットに接続したインバータから電源を得た。

本研究では、バッテリー 1 台当たり 1 時間駆動を想定した。インバータでの損失を 0 と仮定すると、直流 12[V]の電源から 500[W]の電力を取り出すためには 41.7[A]の電流が流れることになる。使用したバッテリーは 5 時間率容量が 72[Ah]であるので、放電終止 (直流 10.5[V]) まで、この場合連続して 1 時間半以上の期間、電源を供給可能であるといえる。

表付録.2：電源ごとのダイバーシチ・フィールド収録システムにおける使用機器一例

機器名	型番	メーカー名	摘要
正弦波インバータ (専用バッテリーより)	S-2000W	アーガス	正弦波 (55Hz) 出力 電力容量 2000W
自動車用バッテリー	TR-65B24R(L)	ジーエスユアサバッテリー	5 時間率容量 : 72Ah
シンセサイズド 信号発生器	MG3642A	アンリツ	1 台/各ブランチ
コンピューター式		東洋制御システム	Windows XP(SP2)
ADC	MI4032	Spectrum GmbH	
UHF ブースタ	VUT30BC	マスプロ電工	2 段/各ブランチ
UHF ブースタ	UB33S	マスプロ電工	
矩形波インバータ (シガーソケットより)	CA-301	ユピテル工業	矩形波 (55Hz) 出力 電力容量 300W
SDTV モニタ	LC-20C5	シャープ	
HDD 内蔵 DVD レコーダ	RD-XS35	東芝	リアルタイム復調 比較用映像保存
(シガーソケットより)			
2 ブランチダイバー シチ合成対応受像機	TU-DTV100	松下電器産業	リアルタイム復調
ダイバーシチアンテナ	TY-CA200DT	松下電器産業	2 ブランチ
ダブルバランスドミキサ	M69CC	アールアンドケー	1 個/各ブランチ
BPF	BPU-27F-2	DX アンテナ	

B システム構築の実際

本章ではプロトタイプシステムの構築例を説明する。ここでは、システムの発熱を抑える観点及びシステムを構成するパーツの入手のし易さ、市場における製品余命を可能な限り延ばすといった観点から、Athlon64 (Athlon64 3800+ : 駆動周波数 2.4[GHz]) 採用システムを実際に構築し、これを紹介する。

B.1 システムケースの製作

タカチ電機工業から発売されている汎用筐体，MOY 型ハンド取手付システムケース：MOY-149-43-45□（□には，筐体カラーの色仕様番号が入る）をベースとしたプロトタイプケースを製作した．このケースの選定に当たっては，フルサイズ PCI ボードが装着できる（条件①）こと，内蔵される HDD・CPU の冷却効率が高く設計できる（条件②：詳細は後述）ことを重視している．これまで我々は，汎用の ATX 仕様のコンピュータケースに一式を収めたトータルレコーダを各種展示会等に出展しているが，決して空調が十分な環境であったとはいえない会場が多く，研究室環境では確認されないような不安定な状況（HDD を握ることが出来ない程熱い，Low IF 信号の出力が安定しない等）が多発しているのが現状であった．これにより，結果的に運用離脱状態のシステムが発生しているため，この反省を踏まえ，内部の冷却が十二分に行えるケースの試作を行った．

表付録.3：製作したケースの緒元

緒元		備考
使用可能 CPU	Athlon64 シリーズ	Pentium 系も可能（下部注参照）
取付可能マザーボード	MicroATX タイプ	
取り付け可能 HDD	3 台（最大）	3.5 インチ対応
使用電源	FrexATX 規格用	AOpen 社製：FSP-300-60SV 専用
光学ドライブ	12.7[mm]スリム	
フロッピードライブ	12.7[mm]スリム	

【注1】 物理的に Intel Pentium シリーズのヒートシンクが収納可能．但し，Pentium においては要求される冷却能力がシビアであるため強くお勧めしない．やむを得ず Pentium 系の CPU を使用する場合は，ケースファンに十分に配慮が必要である．

● 冷却方式

本システムにおいては，熱を発生させる要素である HDD を複数台導入することとなるため，専用のシステムケースの製作が望ましい．やむを得ず ATX 規格のパソコンケースをお使いになる場合には，複数の HDD の隣接設置をせず，大型のケースファンを追加するなど，ケース内部のエアフローを十分に考慮する必要がある．

今回製作したケースは，特に HDD 及び CPU の冷却に重点を置いた“2 層構造”となっており，1 層部分にマザーボードと電源ユニット，2 層部分に HDD（最大 3 台）を据え付ける構造となっている（光学ドライブ・フロッピーディスクドライブについては，天板直付け固定）．ケース筐体内部の冷却は，排気用大型ファンを複数個取り付けることによる空

冷である。基本的にファン類は、ファン径が大きいほど回転数が小さい場合であっても大きな風量が得られる。このため、方針として、スペースの許す限り径の大きなファンを取り付けた。

前面パネルには、9[cm]ファンを 2 個装着した。向かって左側のファンは、2 層部分の HDD・光学ドライブはもちろんであるが、特に CPU・チップセット（特にノースブリッジ）の冷却に重点を置いたものである。本システムで採用した CPU である Athlon64 のリテールヒートシンクからは、前面パネル方向・背面パネル方向の 2 方向へのエアフローが顕著となっている。このため、これを妨げることのないよう、冷却の主となるファンは“排気”とした。前面向かって右側のファンは、主に 2 層部分の HDD・光学ドライブの冷却を考慮したものである。前面 2 箇所のファン付近に HDD を配置することで、2 台の HDD の冷却を図る構造となっている。背面パネルには、6[cm]ファンを 2 台、5[cm]ファンを 1 台装着した。6[cm]ファンはマザーボードの I/O パネル上部に取り付けるが、これも排気ファンである。このファン付近に残る 1 台の HDD を取り付けた。電源ユニット上部に吸気用の 5[cm]ファンを取り付け、空気が HDD・光学ドライブ・CPU ヒートシンクを隈なく包み込み、上述のファンから排気することで、組み込みシステムの冷却を実現している。

B.2 基本構成

前節までに述べた基本構成パーツ選定基準に準拠し、1 ブランチでの Low IF 収録・再生が問題なく実行できるシステムを構成した。構成緒元を以下の表に示す。

表付録.4：基本仕様

		概要
最大収録周波数		0[MHz]～30[MHz]
最大サンプリング周波数		60[MHz]
最大収録時間		Approx 90[min]
ヒートアップ時間		30[min]～60[min]
使用	電源電圧	AC115/230[V] 50/60[Hz]
電源	消費電力(最大／定格)	130[W]/180[W]
		起動時に最大値

【注1】 ディスク容量 750GB の内、100GB はシステム領域。1GB=1000MB として換算。

表付録.5：トータルレコーディングシステム：デバイス一覧

		メーカー	型番	概要
DA コンバータ		Spectrum	MI6021	【注 1】
使用システムボード		ASUS	M2NPV-VM	Micro-ATX Form
チップ セット	ノースブリッジ	nVIDIA	GeForce6150	グラフィック統合型
	サウスブリッジ	nVIDIA	nForce430	
ハードディスクドライブ		Seagate	ST3250620NS	【注 2】
CPU		AMD	Athlon64 3800+	【注 3】
メモリ			DDR2-667:1GB	AENEON チップ搭載
電源ユニット		Aopen	FSP300-60SV	定格出力 300W
光学ドライブ		Panasonic	UJ-846	
フロッピードライブ		ミツミ電機	D353F3	

【注1】 内部で PCI 接続する。ブラケットは取り外す必要がある。

【注2】 16[MB]キャッシュ内蔵，7200[rpm]回転，250[GB]。Serial-ATA 3[Gbps]モードで運用。当該ディスクを 3 台使用し，nForce430 による RAID0（ストライピング：バッファサイズ 128[kB]）を設定。

【注3】 TDP が 65[W]のものを使用。駆動周波数は 2.4[GHz]。なお，FSB（フロントサイドバス）は，2000[MT/sec]（1[GHz]駆動）。

表付録.6：トータルレコーディングシステム内部接続端子

	ポート数／内使用数	摘要
PCI Express ×16	1/0	
PCI Express ×1	1/0	
PCI	2/1	DA コンバータが使用
Serial-ATA	4/3	3 台の HDD による RAID0 設定
IDE	2/1	セカンダリ（マスタ）に光学ドライブを接続
FDD	1/1	

表付録.7：トータルレコーディングシステム対外接続端子

	個数	摘要
PS/2	2	キーボード・マウス：各 1
VGA（アナログ RGB）	1	D-Sub 15 ピン
DVI-D	1	アナログ出力不能（DVI-I 出力ではない）
Ethernet	1	1000Base-T・100Base-TX・10Base-T 対応
USB	4	USB2.0 対応
IEEE1394	1	
プリンタ（パラレルポート）	1	
Line OUT（サウンド）	1	
Line IN（サウンド）	1	
Microphone（サウンド）	1	

➤ 本構成の特徴

◆ 低発熱・低消費電力システムの構築

昨今の高速化した PC/AT 互換機においては、CPU の消費電力の肥大化が問題となっている。製品にもよるが消費電力が 100[W] を超えるものもあり、この大部分が熱として空間へ放出されている。トータルレコーダを苛酷な環境で使用するには、出来る限りのコンパクト化が必要であることと併せ、より消費電力の低い CPU を採用する必要がある。モバイル向け CPU も確かに消費電力は低いですが、前述の拡張版 Intel SpeedStep テクノロジーに代表されるように、動作周波数を下げることで低消費電力化を図るケースがほとんどである。

一方、本件の Athlon64 の場合は、採用しているアーキテクチャの関係上格段に効率が良いことから、得られるパフォーマンスに比べ消費電力が低く、ひいては発熱が抑えられるといった特長がある。



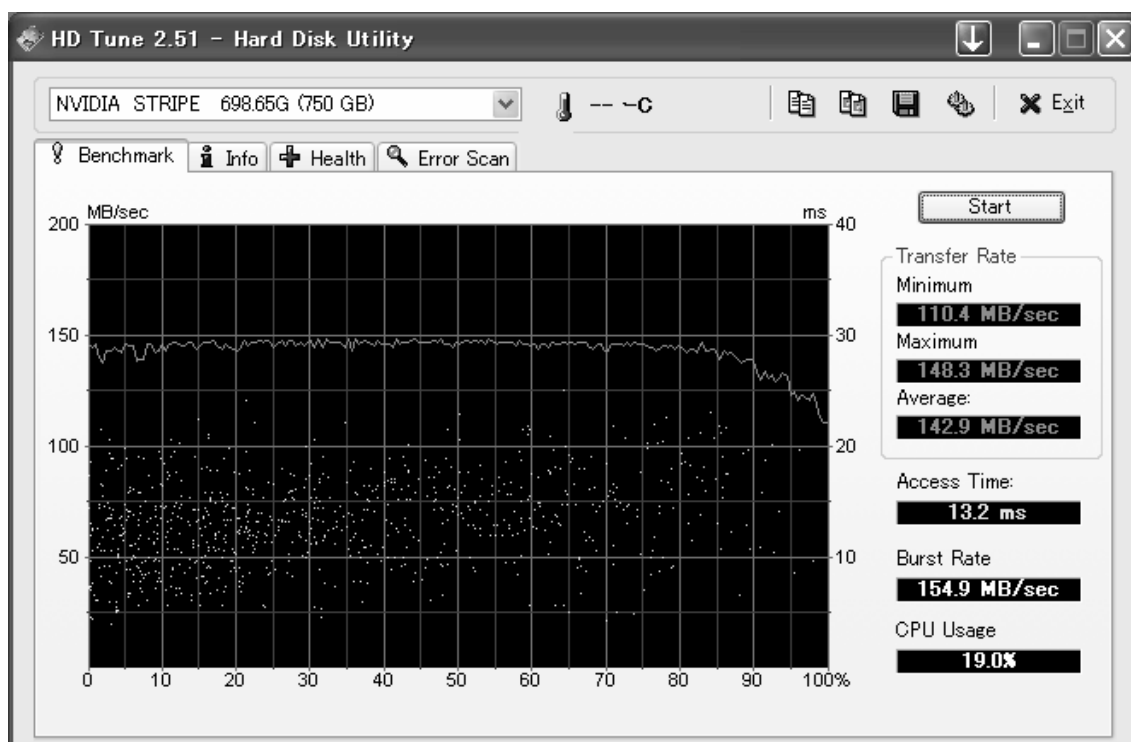
図付録.1：プロトタイプ機・概観



図付録.2：プロトタイプ機・内部

B.3 本システムの動作チェック

システムの組み上げ後、ベンチマークツールを用い、HDD のデータ転送レートの確認を行った。この確認は、フリーソフトである HD Tune（無償版）を用いて行った[60]。本装置におけるボトルネックは HDD の転送レートであり、これを解消するために RAID0（ストライピング）を実施しているが、RAID 構築時のパラメータ設定により得られるパフォーマンスが異なる。このため、実際に幾つかの設定パターンを試し、最もパフォーマンスの良いものを探し出さねばならない。



図付録.3: 転送レート例 (Read 時・250[GB]×3 台で RAID0 運用・Striping Block: 128[kB])

✦ 本装置の RAID パラメータ設定と結果

このデータはあくまで構築したシステムにおける参考値である。実際にシステム構築時に実際に複数の設定パターンを試し、最もパフォーマンスの高いものを確認しなければならない。また、他システムで有効であったパラメータ設定が、実際に構築しようとするシステムで有効とは限らない。

- **RAID** コントローラ:チップセット **nVIDIA nFORCE430** に内蔵(ソフトウェア **RAID**)
- **RAID** のレベル: **RAID0** (ストライピング)
- ストライピングブロック: **128[kB]**

表付録.8: ベンチ結果例 (Read 時・250[GB]×3 台で RAID0 運用・Striping Block: 128[kB])

HD Tune : NVIDIA STRIPE 698.65G Benchmark	
転送レート (最大値)	148.3[MB/sec]
転送レート (最小値)	110.4[MB/sec]
転送レート (平均)	142.9[MB/sec]
アクセスタイム	13.2[ms]
バーストレート	154.9[MB/sec]
CPU 使用率	19.0[%]

参考文献

- [1] http://www.soumu.go.jp/soutsu/kinki/new/2009/090716_01.html
- [2] http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/whatsnew/digital-broad/pdf/guidebook.pdf
- [3] http://www.yagi-antenna.co.jp/news/2009_06_02.html
- [4] 関隆史, 杉本雅彦, “地上デジタルTV放送のダイバーシチ受信による性能改善,” 映像情報メディア学会技術報告, Vol.25, No.34, pp.1-6, May.2001
- [5] <http://kakube.rcc.ne.jp/>
- [6] 土田健一, 居相直彦, 高田政幸, 木村智, 森山繁樹, 佐々木誠, “地上デジタル音声放送の移動受信特性,” 映像情報メディア学会技術報告, Vol.24, No.19, pp.25-30, Feb.2000
- [7] 土田健一, 中原俊二, “地上デジタル放送の移動体受信,” 映像情報メディア学会誌, Vol.58, No.5, pp.618-620, May.2004
- [8] 高田政幸, 木村智, 森山繁樹, “地上デジタル放送 ISDB-T の移動受信特性,” NHK 技研 R&D, No.70, pp.26-33, Nov.2001
- [9] 土田健一, 岡野正寛, 土田政幸, “4 ブランチダイバーシティ受信による地上デジタルHDTV 移動受信エリア,” 映像情報メディア学会技術報告, BCT2005-79, Vol.29, No.44, pp.25-28, Jul.2005
- [10] 塩見正, 羽鳥光俊 (共編), ウェーブサミット講座 デジタル放送, オーム社, 1998
- [11] 山田幸 (監修), 社団法人映像情報メディア学会 (編), デジタル放送ハンドブック, オーム社, 2003
- [12] Masayuki Takada, and Masafumi Saito, “Transmission System for ISDB-T,” Proceedings of the IEEE, Vol.94, No.1, pp.251-256, Jan.2006
- [13] M. Uehara, M. Takada, and T. Kuroda, “Transmission Scheme for the Terrestrial ISDB System,” IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol.45, No.1, pp.101-106, Feb.1999
- [14] Chan Yeob Yeun, “Mobile TV Technologies,” Information and Communications Technology, 2007. ICICT 2007. ITI 5th International Conference, pp.2-9, Dec.2007
- [15] Yi-Ti Huang, C. M. Yang, S. C. Huang, H. L. Pan, and T. C. Hung, “A 1.2V 67mW 4mm² Mobile ISDB-T Tuner in 0.13 μ m CMOS,” Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, 2009. ISSCC 2009. IEEE International, pp.124-125, Feb.2009
- [16] Sadashi KAGEYAMA, Ippei KANNO, Hirokazu KITAMURA, Takehiro KAMADA and Hideji TAKAMI, “Development of an ISDB-T “front-end” module for use in handheld terminals,” Consumer Communications and Networking Conference, 2004. CCNC 2004. First IEEE, pp.676-677, Jan.2004
- [17] Kamata T, Okui K, Tanaka K, Go C, Motoyama N, Matsuoka T, and Taniguchi K, “528mW zero-IF full-segment ISDB-T CMOS Tuner with 10th-order channel filters,” VLSI Circuits, 2009 Symposium, pp.276-277, Jun.2009
- [18] Takamatsu Y, Fujimoto R, Yasuda T, Sekine T, Hirakawa T, Ishii M, Hayashi M, and Itoh N, “A tunable low-noise amplifier for digital TV applications,” Solid-State Circuits Conference, 2009. A-SSCC 2009. IEEE Asian, pp.273-276, Nov. 2009
- [19] Soo-hwan Kim, Minoru Okada, Takao Hara, and Masato Saito, “A Study on the Adaptive RF Front-End for Low Power Consumption ISDB-T Receiver,” Military Communications Conference, 2007. MILCOM 2007. IEEE, pp.1-6, Oct.2007
- [20] Charles W. Rhodes, “Third Order Distortion in Digital Receiver Front-Ends as the Dominant Interference Mechanism above 470 MHz,” Proceedings of the 7th International Caribbean

- Conference on Devices, Circuits and Systems, pp.1-4, Apr.28-30, 2008
- [21]Jiehan Zhou, Zhonghong Ou, Rautiainen M, Koskela T, and Ylianttila M, "Digital Television for Mobile Devices," Multimedia, IEEE Volume 16, Issue 1, pp.60-71, Jan.-March.2009
- [22]竹本淳, P. S. Wijesena, 唐沢好男, "地上デジタル放送波のトータルレコーディングにおけるクリティカルサンプリング," 信学ソ大, B-5-127, 2005.9
- [23]竹本淳, P. S. Wijesena, 神田明彦, 唐沢好男, "地上デジタルTV放送波のトータルレコーディング—パソコン収録の現時点での実力を探る—," 映像情報メディア学会技術報告, BCT2005-124, Vol.29, No.57, pp.1-4, 2005.10
- [24]Butler L, "PXI Based RF Record/Playback System," Systems Readiness Technology Conference, IEEE, pp.168-171, Sep.2006
- [25]<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/6426>
- [26]<http://sine.ni.com/cs/app/doc/p/id/cs-716>
- [27]M. Fujimoto, K. Nishikawa, T. Shibata, N. Kikuma, and N. Inagaki, "A novel adaptive array utilizing frequency characteristics of multi-carrier signals," IECE Trans. Commun., Vol. E83-B, No. 2, pp.371-379, 2000
- [28]K. Sanda, N. Itoh, N. Suzuki, J. Imai, and K. Ito, "Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique," IEEE Trans. Consumer Electronics, Vol.52, No.2, pp.327-335, 2006
- [29]神田明彦, 竹本淳, P. S. Wijesena, 谷口哲樹, 唐沢好男, "地上デジタル放送の移動体受信における電波信号処理型最大比合成ダイバーシチ", 信学論 C, Volume J90-C, No.12, pp.933-941, 2007.12
- [30]土田健一, 高橋浩一郎, 森山繁樹, 磯部忠, 国分秀樹, "地上デジタル放送の携帯移動受信～受信エリアに関する検討～," 映像情報メディア学会技術報告, Vol.26, No.53, pp.37-40, Jul.2002
- [31]神原浩平, 阿良田洋雄, "地上デジタル放送波のキャリア毎ビット誤り率判定," 信学総体, A-5-32, 2005.3
- [32]Franck Nivole, Christian Brousseau, Stéphane Avrillon, Dominique Lemur, and Louis Bertel, "Estimation of Direction of Arrival (DoA) of DVB - T Signals in Mobile Receiving Configuration," MTA Review XIX, 2 (2009)
- [33]Yasar Kurdi, and Leandro de Haro, "DOA Measurements on Indoor Channel Based on MUSIC and MDL Processing," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, pp.1-4, Jul.2008
- [34]O Akhdar, Carsenat D, Decroze C, and Monediere T, "A simple technique for angle of arrival measurement," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, pp.1-4, Jul.2008
- [35]O. Akhdar, D. Carsenat, C. Decroze, M. Mouhamadou, and T. Monediere, "Direction of Arrival Measurements for Outdoor-to-Indoor Channel Characterization," Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference, pp.2280-2282, Mar.2009
- [36]Vu V Y, Braga A J, Huyart B, and Begaud X, "Joint TOA/DOA measurements for spatio-temporal characteristics of 2.4 GHz indoor propagation channel," Wireless Technology, 2005. The European Conference, pp.47-50, Oct.2005
- [37]堀田浩之, 手嶋正雄, 天野隆, "到来波の到来方位角および到来仰角推定に関する一検討," 信学技報, AP2005-31, Vol.105, No.126, pp.7-12, 2005
- [38]光山和彦, 鴨田浩和, 岩崎徹, 杉之下文康, 池田哲臣, "OFDM 受信波の到来方向推定," 信学総大, B-1-235, Mar.2004
- [39]竹本淳, 田村祐介, 唐沢好男, "トータルレコーディング技術に基づく地上デジタルテ

- レビジョン放送信号伝送特性の精密測定法,” 信学論 C, Vol.J91-C, No.12, pp.753-763, 2008.
- [40]高橋宏和, 竹本淳, 谷口哲樹, 唐沢好男,” トータルレコーダを用いた地上デジタル放送波のマルチパス遅延時間測定法,” 信学ソ大, B-1-21, Sep.2008
- [41]浜住啓之, 伊藤泰宏, 宮沢寛,” 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—OFDM 移動受信における特性改善例,” 信学論 (B-II), Vol.J80-B-II, No.6, pp.466-474, Jun.1997.
- [42]N.Itoh and K.Tsuchida,”HDTV mobile reception in automobiles,”Proc. IEEE, Vol.94, No.1, pp.274-280, 2006
- [43]松岡秀浩, 笠見英男, 鶴田誠, 庄木祐樹, 三瓶政一, ” 地上デジタル移動受信のための時間・周波数領域複合処理型スマートアンテナの検討,” 信学技報, AP2005-171, 2006
- [44]Dang Hai Pham, and Wada T, “Application of array antenna for a high-speed ISDB-T reception,” Communications and Electronics, 2008. ICCE 2008. Second International Conference, pp.351-354, Jun.2008
- [45]Tabata T, Asato H, Dang Hai Pham, Fujimoto M, Kikuma N, Hori S, and Wada T, “Experimental Study of Adaptive Array Antenna System for ISDB-T High Speed Mobile Reception,” Antennas and Propagation International Symposium, 2007 IEEE, pp.1697-1700, Jun.2007
- [46]Kojiya T, Wada T, Iida T, Kita Y, Suyama A, Sakaguchi S, Asato H, Mizutani H, and Shimizu A, “Evaluation of Diversity Combining Systems for Mobile Reception in Digital Terrestrial Television Broadcasting,” Consumer Electronics, 2009. ICCE '09. Digest of Technical Papers International Conference, pp.1-2, Jan.2009
- [47]Wada T, Iida T, Mizutani H, Sakaguchi S, Murakami S, and Shimizu A, “A 2/4/8 antennas configurable diversity OFDM receiver for mobile HDTV Application,” VLSI Circuits, 2008 IEEE Symposium, pp.108-109, Jun.2008
- [48]竹本淳, 神田明彦, P.S. Wijesena, 唐沢好男, ” 地上デジタルテレビジョン放送の移動体受信特性評価用トータルレコーディングシステム,” 信学技報, AP2005-180, 2006
- [49]伊藤泰宏, ” 地上ディジタル放送技術,” 信学誌, Vol.87, No.7, pp. 583-588, Jul.2004
- [50]Y.G. Li and N.R. Sollenberger,”Adaptive antenna arrays for OFDM system with cochannel interference,”IEEE Trans. Commun., Vol.47, No.2, pp.217-229, 1999
- [51]M. Fujimoto, K. Nishikawa, T. Shibata, N. Kikuma, and N. Inagaki,”A novel adaptive array utilizing frequency characteristics of multi-carrier signals,”IEICE Trans. Commun., Vol.E83-B, No.2, pp.371-379, Feb.2000
- [52]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., Vol.E86-B, No.6, pp.1936-1945, June 2003
- [53]K. Sanda, N. Itoh, N. Suzuki, J. Imai, and K. Ito,”Adaptive beam steering reception system for ISDB-T based on pre-FFT diversity technique,”IEEE Trans. Consum. Electron., Vol.52, No.2, pp.327-335, 2006
- [54]S. Hara, Q.T. Tran, Y. Jia, M. Budsabathon, and Y.Hara,”A pre-FFT OFDM adaptive array antenna with eigenvector combining,”IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.8, pp.2180-2188, Aug.2006
- [55]高山一男, 近石幸一, 田中寿夫, 合原秀法, “地上デジタルテレビ放送受信機の開発,” 富士通テン技法, 第 47 号, pp.43-51, Jun.2006
- [56]鈴木康夫, 荒木純道,”ソフトウェア無線機とその国内における開発の現状,”信学論 B, Vol.J84-B, No.7, pp.1120-1131, Jul.2001

- [57]久保田周治, 上原一浩, 中津川征士, 白戸裕史, 水野秀樹,” ソフトウェア無線の動向,”
情報処理学会研究報告. SLDM, [システム LSI 設計技術], 2001(2) , pp.41-48, Oct.2001
- [58]<http://www.intel.co.jp/jp/support/processors/sb/CS-028855.htm>
- [59]http://www.intel.co.jp/Assets/Image/diagram/X58_blockdiagram.gif
- [60]<http://www.hdtune.com/>

論文リスト

● 著者が主著となっている論文誌論文

- [1] 竹本 淳, 田村祐介, 唐沢好男, “トータルレコーディング技術に基づく地上デジタルテレビジョン放送信号伝送特性の精密測定法,” 信学論 C, マイクロ波論文 (大学発) 特集, Vol.J91-C, No.12, pp.753-763, 2008.12
- [2] 竹本 淳, 高橋宏和, 唐沢好男, “トータルレコーディング技術に基づく地上デジタル放送マルチパス波の到来方向・遅延時間高分解能測定法,” 信学論 B, Vol.J92-B, No.9, pp.1381-1389, 2009.09

● 著者が主著となっている研究会技術報告

- [3] 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 唐沢好男, “地上デジタルテレビジョン放送波のトータルレコーディング,” 信学技報, RCS2004-25, pp.7-12, 2004.04
- [4] 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 唐沢好男, “デジタル放送波のトータルレコーディングと移動体受信特性評価シミュレータ,” 電波科学研究連絡委員会 F 分科会 / 第 487 回 URSI-F 分科会資料
- [5] 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 神田明彦, 唐沢好男, “地上デジタル TV 放送波のトータルレコーディング パソコン収録の現時点での実力を探る,” 映像情報メディア学会技術報告, BCT2005-124, Vol.29, No.57, pp.1-4, 2005.10
- [6] 竹本 淳, 神田明彦, Pubudu S. Wijesena, 唐沢好男, “地上デジタルテレビジョン放送の移動体受信特性評価用トータルレコーディングシステム,” 信学技報, AP2005-180, pp.49-54, 2006.03
- [7] 竹本 淳, 神田明彦, 田村祐介, 唐沢好男, “地上デジタル放送波のトータルレコーディングと移動体受信システム,” 信学技報, SR2006-27, pp.93-100, 2006.07
- [8] 竹本 淳, 神田明彦, 田村祐介, 唐沢好男, “地上デジタル放送波収録トータルレコーダの試作と電波信号処理アダプティブアレー,” 信学技報, SR2007-27, pp.39-46, 2007.07
- [9] 竹本 淳, 高橋宏和, 唐沢好男, “トータルレコーディング技術に基づく地上デジタル放送マルチパス波の到来方向・遅延時間高分解能測定法,” 信学技報, AP2008-164, pp.85-90, 2009.01

● 著者が主著となっている全国大会論文

- [10] 竹本 淳, プブドゥ S. ウィジェセーナ, 唐沢好男, “地上デジタル放送波のトータルレコーディングにおけるクリティカルサンプリング,” 信学ソ大, B-5-127

■ 著者が共著となっている論文誌論文

- [11] 神田明彦, 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 谷口哲樹, 唐沢好男, “地上デジタル放送の移動体受信における電波信号処理型最大比合成ダイバーシチ,” 信学論 C, Vol.J90-C No.12, pp.933-941, 2007.12
- [12] Y. Karasawa, T. Kumagai, A. Takemoto, T. Fujii, K. Ito, N. Suzuki, "Experiment on Synchronous Timing Signal Detection from ISDB-T Terrestrial Digital TV Signal with Application to Autonomous Distributed ITS-IVC Network," IEICE Trans. Commun., Vol. E92-B, No.1, pp.296-305, 2009.

■ 著者が共著となっている研究会技術報告

- [13] ウィジェセーナ プブドゥ, 竹本 淳, 唐沢好男, “地上デジタル放送波のトータルレコーディングによる移動体受信特性評価シミュレータ,” 信学技報, AP2004-179, RCS2004-200, pp.1-4, 2004.10
- [14] プブドゥ ウィジェセーナ, 竹本 淳, 唐沢好男, “地上デジタルテレビの移動受信指向性素子アダプティブアレー,” 信学技報, AP2005-60, pp.131-136, 2005.07
- [15] ウィジェセーナ プブドゥ, 竹本 淳, 神田明彦, 唐沢好男, “実放送波を用いた地上デジタル TV 放送移動体受信評価シミュレータとその応用,” 映像情報メディア学会技術報告, BCT2005-125, Vol.29, No.57, pp.5-8, 2005.10
- [16] 神田明彦, 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 唐沢好男, “地上デジタル TV 放送波のトータルレコーディングによる実環境移動体受信特性測定,” 信学技報, AP2005-181, pp.55-59, 2006.03
- [17] 唐沢好男, 竹本 淳, 神田明彦, Pubudu S. Wijesena, 谷口哲樹, “電波信号処理アダプティブアレー地上デジタル放送の移動体受信における帯域分割型最大比合成ダイバーシチを例として,” 信学技報, AP2007-33, pp.13-18, 2007.06

■ 著者が共著となっている全国大会論文

- [18] プブドゥ ウィジェセーナ, 竹本 淳, 唐沢好男, “地上デジタルテレビの移動受信シミュレーターを用いたドップラー変動による受信劣化評価,” 信学ソ大, B-5-62, 2004.09
- [19] プブドゥ ウィジェセーナ, 竹本 淳, 唐沢好男, “OFDM 復調前帯域分割信号処理型アダプティブアレー,” 信学ソ大, B-5-33, 2005.09
- [20] 神田明彦, 竹本 淳, Pubudu S. Wijesena, 唐沢好男, “地上デジタル放送移動体受信における復調前帯域分割型ダイバーシチ合成,” 信学ソ大, B-1-195, 2006.09
- [21] 田村祐介, 竹本 淳, 唐沢好男, “トータルレコーダを用いた地上デジタル放送移動体受信特性測定法,” 信学総大, B-1-24, 2008.03
- [22] 高橋宏和, 竹本 淳, 谷口哲樹, 唐沢好男, “トータルレコーダを用いた地上デジタル放送波のマルチパス遅延時間測定法,” 信学ソ大, B-1-21, 2008.09

謝辞

私は研究室に配属されて以降、一貫して、本論文にて述べた一連の地上デジタル放送の受信品位向上に関する研究に従事すると共に、この研究解析を容易に実現する、変調波収録手法であるトータルレコーディング技術についての構築を進めてきた。前者の研究成果から、到来方向・遅延時間の推定、時間軸・周波数軸方向に高分解能な信号品質解析手法のように、伝送内容が既知とは限らない地上デジタル放送の伝搬環境の柔軟かつ定量的な把握を実現すると共に、収録した変調波（Low IF 信号）に対しベースバンド変換を施さずそのまま信号処理を行う電波信号処理を導入、復調前帯域分割型ダイバーシチ技術を提唱し、劣悪な伝搬環境下での受信率の向上を見た。また、後者のトータルレコーディング技術は一般的なパソコンを基礎としており、コストパフォーマンスとその有用性を評価され、現在では地上デジタル放送の研究ツールとしてのみならず、研究室内の他の研究テーマ、更には、外部の研究機関等にての無線通信一般の研究ツールとして、研究ツールの域を超えた製品化がなされる等、当初の意図を超え幅広く活用されるまでに至っている。

ここまで大きな成果が得られたのは、私自身の力のみによるものではなく、相応の環境という下地が準備されていたからに他ならない。特に、私に上述のテーマによる研究遂行の場を提供頂いた唐沢好男先生並びに谷口哲樹先生、研究データの整理等をお手伝い頂き、同じ釜の飯を食い公私共々お世話になった地上デジタル放送研究グループのメンバーである、神田明彦氏・田村祐介氏・高橋宏和氏には厚く感謝する。また、私の博士後期課程進学を黙って見守って頂き、経済面精神面にて支えて下さった父母の力も大きい。更には、研究室のメンバーその他幅広く多岐に渡る方々のお力添えもあった。このように、非常に多くの皆様のご支援が得られて本日に至ったことを深謝し、謝辞としたい。

著者略歴

竹本 淳

平成 16 年電気通信大学電気通信学部電子工学科卒。平成 18 年同大大学院電気通信学研究科電子工学専攻博士前期課程修了。平成 22 年同大大学院電気通信学研究科電子工学専攻博士後期課程修了。在学中は、一貫して地上デジタル放送の移動体受信に関する研究に従事。

【所属学会】 電子情報通信学会