

環境適応型ベースバンド無線 に関する研究

森本 勇樹

電気通信大学大学院情報理工学研究科
博士(工学)の学位申請論文

2015年3月



環境適応型ベースバンド無線 に関する研究

博士論文の審査委員

主査	唐沢	好男	教授
審査委員	山尾	泰	教授
審査委員	肖	鳳超	准教授
審査委員	和田	光司	准教授
審査委員	藤井	威生	教授

著作権所有者
森本 勇樹

2015

Study on Adaptive Baseband Radio

Yuki Morimoto

Abstract

In recent years, studies on cognitive radio, a promising solution to increase the efficiency of frequency resources usage, have become more and more attractive. The cognitive radio realizes a communication by adapting its transmission parameters to time-varying radio environments based on a sensing scheme. In order to achieve effective adaptive radio, it is necessary to control the parameters flexibility in time and frequency domains. Besides that, a software-defined radio technology is also very important to realize such functions through software programming.

In conventional radio communications schemes, on the other hand, radio communication signals transmitted from an antenna is up-converted from baseband signal to higher frequency band signal after all necessary signal processing has been done in the baseband stage. However, in the future, considering that the performance of D/A and A/D converters from the operation frequency viewpoint will increase year by year, we can expect that signals can be processed in radio frequency band, and transmitted directly from the antenna without up-converting operation. We called the wireless transmission scheme “Baseband Radio”. However, from a viewpoint of spectrum utilization occupying very large bandwidth, problem on coexistence of primary radio systems and the baseband radio system have to be considered carefully.

To overcome the problem of frequency utilization in baseband radio, the system must be adaptive, and we call this “adaptive baseband radio”. The adaptive baseband radio is a wireless system that inherits advantages of baseband radio (transmitting baseband signals), cognitive radio (reconfiguring operating frequency based on interaction with environment), and software radio (programming parameters by software).

In a previous research, although a fundamental experiment was performed to confirm the feasibility of baseband radio using a pair of coils with electro-magnetic coupling, actual performance when operating in wireless communication environment is not evaluated yet.

Moreover, suitable transmission scheme is not yet established. Therefore, a new transmission scheme matching to the baseband radio, frequency-domain packet communication, is proposed in this paper, and its performance is evaluated in an actual multipath environment using our reverberation chamber. In multipath environment, the results of experiments open a vista to realize very flexible communication, by changing the parameters of the OFDM baseband signal, such as carrier spacing and frequency band without changing the configuration of the communication system.

Another important matter inherent in the baseband radio is a non-linear problem of receiving system when entering very strong interference signal. Since the receiving system is waiting for transmission signal over very wide frequency range, damage of saturation by unexpected strong interference signal cannot be avoided at the front end of the receiver. As a result, the orthogonality of OFDM signal component is lost, causing the signal quality degradation. Therefore, it is necessary to cut off the interference signal by using an analog filter controlled adaptively. For this purpose, an adaptive filter is designed to solve nonlinear problem. The performance of proposed adaptive filter scheme is evaluated experimentally both on wired and wireless multipath environment in the reverberation chamber.

環境適応型 ベースバンド無線に関する研究

森本 勇樹

概 要

近年，周波数枯渇の問題解決策として，コグニティブ無線の研究が盛んになっている．コグニティブ無線は，電波利用状況や電波伝搬特性を認識することにより，最適なパラメータを自律的に判断して，時々刻々変化する環境に適応した通信を行うことである．環境適応通信を実現するためには，通信パラメータを柔軟に制御する必要があり，プログラミングによって様々な無線機の機能を実現するソフトウェア無線技術が重要な役割を担っている．

従来の無線通信は，低い周波数帯域で信号処理をし，高い周波数帯へ変調してから，アンテナより電波を送出して通信を行っている．将来的には，D/A 変換器や A/D 変換器などの処理性能が上がり，ベースバンド信号をそのままアンテナから送信するという時代が来ることも予想できる．この機能を実現する先駆的な研究として，ベースバンドの連続波形(アナログ波形)を実空間に放射する「無線ベースバンド伝送」が提案されている．しかし，超広帯域なスペクトルを連続的に占有するため，干渉対策や電波法的な面で応用上の問題がある．

無線ベースバンド伝送の問題を克服した方式として，環境適応型ベースバンド無線がある．ベースバンド無線とは，デジタル信号処理で得た信号を直接 D/A 変換器に送り出し，電波領域を含む高周波帯域信号そのものもベースバンド信号として扱う無線システムである．ベースバンド無線，ソフトウェア無線及びコグニティブ無線の技術が一体化したのが「環境適応型ベースバンド無線」である．

先行技術としての環境適応型ベースバンド無線の提案では，原理確認のため，コイルを用いた磁界結合による伝送実験を行っている．しかしながら，実際の電波環境(マ

マルチパス伝搬環境, 干渉波が存在する環境など)での実現評価や問題点の抽出, その対策技術にまで及んでいない. また, ベースバンド無線の特徴を生かした新しい通信方式の開拓も必要になっている.

さらに, ベースバンド無線では, バンドフリーの状態で広帯域な周波数空間を縦横に利用するため, 受信系でも広帯域で待ち受ける必要があるが, そのような待ち受けをしていると, 突発的に強い干渉波が待ち受け帯域内に入射する場面が起き, その際の受信系飽和 (非線形問題) による特性劣化が問題になる. このため, 受信フロントエンドでの干渉波抑圧が必要になる.

本論文では, 二つの問題をテーマとする. 一つは, 環境適応型ベースバンド無線に適した伝送方式の提案と, マルチパス環境での原理実証である. 二つ目は, 広帯域待ち受け受信に起因する, 強い干渉波の入力に伴う受信増幅器の非線形問題の解析と対策技術提案である.

第一の通信方式の提案では, 環境適応型ベースバンド無線の理想の姿として, 制御チャンネルを用いて周波数空間に任意にデータが配置でき, かつ, 環境変化にフレキシブルに対応する周波数領域パケット通信の概念を提示し, 電波暗室及び電波反射箱を用いたマルチパス環境で定量的評価を行い, 柔軟な情報伝送が可能であることを実証している.

また, 第二の提案の, 受信系の非線形問題と対策の研究では, 干渉周波数認識と抑圧法に, 環境適応性を採り入れた独自の方法 (ベースバンド無線の特徴を生かしたスペクトル制御法) を提案している. これについても, 電波反射箱を用いたマルチパス環境下での実証実験を行い, 問題の定量的評価と, 対策法の有効性を明らかにしている.

目次

第1章 序論	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 本論文の概要と構成.....	2
第2章 OFDM	7
2.1 ベースバンドOFDM信号.....	7
2.2 OFDM 信号の伝送と復調.....	10
2.3 マルチパス伝搬路.....	12
2.3.1 レイリーフェージング.....	13
2.3.2 遅延プロファイルと遅延スプレッド.....	15
2.4 マルチパス干渉による OFDM 信号の劣化.....	15
2.5 ガードインターバル.....	16
2.6 スキャタードパイロットを用いた伝送路推定方式.....	18
2.7 増幅器の非線形現象.....	19
2.7.1 増幅器の入出力特性.....	19
2.7.2 非線形特性の各ひずみ成分.....	21
2.8 結び.....	22
Appendix.....	23
第3章 コグニティブ無線	29
3.1 ソフトウェア無線.....	29
3.1.1 ソフトウェア無線の概要.....	29
3.1.2 サンプリング定理.....	30
3.1.3 A/D 変換のサンプリングの周波数帯と受信機構成.....	31
3.1.4 マルチバンド RF 受信回路の構成.....	33
3.2 コグニティブ無線.....	34
3.2.1 コグニティブ無線とは.....	34
3.2.2 ダイナミックスペクトルアクセス.....	34
3.2.3 TV ホワイトスペースを用いたコグニティブ無線.....	35
3.2.4 NC-OFDM.....	36
3.2.5 キャリアアグリゲーション.....	37
3.2.6 ヘテロジニアス型コグニティブ無線.....	39

3.3	結び	40
第4章	無線ベースバンド伝送	45
4.1	無線ベースバンド伝送とは	45
4.2	インパルス無線	47
4.3	UWB の動向	48
4.4	無線ベースバンド伝送の原理	49
4.5	実信号の伝送理論	50
4.5.1	時間領域表現	50
4.5.2	周波数領域表現	51
4.5.3	実信号と解析信号	51
4.6	超広帯域伝送の原理実証	52
4.6.1	BER の計算処理	52
4.6.2	解析手法の妥当性	52
4.6.3	アンテナの比帯域幅と伝送レート	55
4.7	結び	56
第5章	環境適応型ベースバンド無線	59
5.1	ベースバンド信号とは	59
5.1.1	ベースバンド無線の概念	59
5.1.2	ベースバンド信号の定義	60
5.1.3	送受信系の構成	61
5.2	複素ベースバンド信号の表現	63
5.3	環境適応通信とは	65
5.4	環境適応型ベースバンド無線に適した伝送信号	66
5.4.1	ベースバンド無線信号作成と受信の手順	67
5.4.2	TDD 方式	70
5.5	課題	71
5.6	結び	71
第6章	周波数領域パケット通信の提案と空間伝送評価	73
6.1	究極の環境適応通信：周波数領域パケット通信	73
6.2	周波数領域パケット通信の手順	75
6.3	送信等化处理	77
6.4	実験系構成	79

6.5	白色雑音の生成	80
6.6	広帯域アンテナの設計	81
6.7	有線接続実験	83
6.8	電波暗室での伝送実験	85
6.9	マルチパス環境を実現する電波反射箱での実験	88
6.9.1	電波反射箱の概要	88
6.9.2	電波反射箱内伝搬環境の統計的性質	91
6.9.3	周波数帯ランダム割り当て（送信電力制御なし）による伝送	93
6.9.4	周波数帯ランダム割り当て（送信電力制御有り）による伝送	95
6.10	課題	96
6.11	まとめ	97

第7章	環境適応型ベースバンド無線における受信系非線形問題とその解決法	99
7.1	非線形現象実験	99
7.1.1	実験構成と各パラメータ	99
7.1.2	実験結果	102
7.2	干渉波における環境適応動作	105
7.2.1	環境適応動作	106
7.2.2	バンドリジェクション適応フィルタ	106
7.2.3	干渉波の検知	108
7.3	干渉波における環境適応動作の有線実験	109
7.3.1	実験系構成及び手順	109
7.3.2	実験結果	111
7.4	干渉波における環境適応動作の電波反射箱での伝送実験	117
7.4.1	電波反射箱での実験系構成	117
7.4.2	電波反射箱の特性	119
7.4.3	実験結果	121
7.5	課題	127
7.6	まとめ	128

第8章	結論	131
------------	-----------	------------

目次

図 2.1	OFDM 信号の例	9
図 2.2	ガードインターバルの概念	17
図 2.3	遅延波と直接波	17
図 2.4	スカッタードパイロットシンボルの配置	18
図 2.5	増幅器の入出力特性の例	20
図 2.6	相互変調時に現れるスペクトル	20
図 3.1	理想的なソフトウェア無線機のイメージ	30
図 3.2	サンプリング方式と受信機構成	32
図 3.3	コグニティブ無線の分類	35
図 3.4	NC-OFDM 技術	36
図 3.5	LTE と LTE-A の帯域幅	38
図 4.1	変調信号伝送とベースバンド伝送	46
図 4.2	マンチェスター符号と周波数スペクトル	49
図 4.3	無線ベースバンド伝送の各部の信号	50
図 4.4	無線ベースバンド伝送実験系	53
図 4.5	無線ベースバンド伝送の送信及び受信波形	54
図 5.1	3つの無線の融合：環境適応通信	60
図 5.2	送受信系の構成	62
図 5.3	ベースバンド信号と変調信号の周波数スペクトル	64
図 5.4	周波数選択性伝送路と利用可能な周波数帯(イメージ図)	65
図 5.5	ベースバンド無線のイメージ	66
図 5.6	ベースバンド無線信号作成と受信の手順	69
図 5.7	TDD 方式の概念	70
図 6.1	環境適応型周波数領域パケット通信	74
図 6.2	周波数パケット通信における制御チャンネルとデータチャンネルの配置	76
図 6.3	送信電力制御のイメージ	77
図 6.4	位相補正制御のイメージ	78
図 6.5	実験系構成	79
図 6.6	実験に用いたアンテナの構成	81
図 6.7	アンテナの写真	82
図 6.8	アンテナの VSWR 特性	82

図 6.9	送信 1 ユニットの先頭 5 ブロック (キャリア間隔 100kHz).....	84
図 6.10	有線接続での実験結果.....	84
図 6.11	電波暗室での実験風景.....	86
図 6.12	電波暗室中の通信路の S_{21} 特性.....	86
図 6.13	電波暗室での測定された BER 特性.....	87
図 6.14	電波反射箱の実験風景.....	89
図 6.15	電波反射箱の中の吸収シートとアンテナの配置.....	89
図 6.16	電波反射箱中の通信路の S_{21} 特性.....	90
図 6.17	電波反射箱中の受信レベルの累積分布.....	91
図 6.18	1.0GHz ~ 1.2GHz 帯で測定した電波反射箱のインパルス応答.....	92
図 6.19	マルチパス環境での BER 特性 (送信電力制御なし)	94
図 6.20	帯域選択と送信電力制御を行なった場合のマルチパス環境での BER 特性 (QPSK).....	95
図 7.1	増幅器の入出力特性.....	100
図 7.2	非線形現象実験系の構成.....	100
図 7.3	非線形現象実験でのスペクトル表示.....	103
図 7.4	非線形現象実験での BER 特性.....	104
図 7.5	環境適応フィルタの動作.....	105
図 7.6	環境適応フィルタの構成.....	107
図 7.7	環境適応フィルタの特性の例.....	108
図 7.8	干渉波における環境適応動作の有線実験系構成.....	110
図 7.9	有線実験時スペクトル表示.....	112
図 7.10	有線実験時の BER 特性.....	113
図 7.11	有線実験でのフィルタ動作時におけるスペクトル(帯域移動前).....	114
図 7.12	有線実験でのフィルタ動作時における BER 特性 (帯域移動前).....	114
図 7.13	有線実験でのフィルタ動作時におけるスペクトル(帯域移動後)	115
図 7.14	有線実験でのフィルタ動作時における BER 特性 (帯域移動後).....	116
図 7.15	干渉波 A における適応動作の各段階での BER 特性.....	116
図 7.16	電波反射箱での干渉波における環境適応動作の実験系構成.....	117
図 7.17	電波反射箱の中の非線形実験系のアンテナの配置.....	118
図 7.18	1.0GHz ~ 2.0GHz 帯で測定した電波反射箱のインパルス応答(電波吸収材 0 枚).....	119
図 7.19	電波反射箱中の通信路の S_{21} 特性(電波吸収材 0 枚).....	120
図 7.20	電波反射箱中の受信レベルの累積分布(電波吸収材 0 枚).....	120
図 7.21	電波反射箱でのスペクトル表示.....	122
図 7.22	電波反射箱での BER 特性.....	123

図 7.23	電波反射箱でのフィルタ動作時におけるスペクトル(帯域移動前) ……	124
図 7.24	電波反射箱でのフィルタ動作時における BER 特性(帯域移動前) ……	124
図 7.25	電波反射箱でのフィルタ動作時におけるスペクトル(帯域移動後) ……	125
図 7.26	電波反射箱でのフィルタ動作時における BER 特性(帯域移動後) ……	126
図 7.27	電波反射箱での干渉波 A における適応動作の各段階での BER 特性 ……	126
図 7.28	新提案型ベースバンド無線の構成 ……	127

表目次

表 6.1	送信データの OFDM 信号のパラメータ	76
表 6.2	実験装置	80
表 7.1	OFDM 信号のパラメータ(非線形現象実験)	101
表 7.2	干渉波のパラメータ	101
表 7.3	有線実験での送信データのパラメータ	110
表 7.4	有線実験での各動作時の IBO 値	110
表 7.5	有線実験での各動作時の OBO 値	111
表 7.6	電波反射箱での環境適応フィルタの各動作時の IBO 値	118
表 7.7	電波反射箱での環境適応フィルタの各動作時の OBO 値	121

略語の定義

AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
A/D	Analog-Digital
BB	Base Band
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CA	carrier aggregation
CC	Component Carrier
CDF	Cumulative Distribution Function
CNR	Carrier to Noise Ratio
DSO	Digital Oscilloscope
DSA	Dynamic Spectrum Access
DS-CDMA	Direct Spread-Code Division Multiple Access
DSP	Digital Signal Processor
DSFBC	Differential Space-Frequency-Block Coding
D/A	Digital-Analog
GI	Guard Interval
IBO	Input Back-Off
ICI	Inter Carrier Interference
IDFT	Inverse discrete Fourier transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IF	Intermediate Frequency
ITU-R	International Telecommunication Union Radiocommunications Sector
IM	intermodulation
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial
ISI	Inter Symbol Interference
IP3	3rd Order Intercept Point
LAN	Local Area Network
LOS	Line Of Sight
LPF	Low Pass Filter
LTE	Long Term Evolution
LTE-A	LTE-Advanced
MB-OFDM	Multiband OFDM

MISO	Multiple Input Single Output
NLOS	Non-LOS
NC-OFDM	Non-Contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OBO	Output Back-Off
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDF	Probability Density Function
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
P1dB	1dBcompression point
RF	Radio Frequency
STBC	Space-Time Block Code
SNR	Signal to Noise Ratio
TDD	Time Division Duplex
UWB	Ultra Wide Band
WPAN	(Wireless Personal Area Network
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
VNA	Vector Network Analyzers

記号の定義

$\operatorname{Re}[\cdot]$	複素数の実部
$ \cdot $	絶対値
$N(m, \sigma^2)$	平均値 m , 分散 σ^2 のガウス分布
$\sum_i x_i$	x_i の総和
*	複素共役
e	自然対数の底(オイラー数)
π	円周率
j	虚数単位

第1章 序論

1.1 研究背景

近年では、ワイヤレス機器の増加に伴う周波数枯渇[1][2]の問題解決策として、コグニティブ無線の研究が盛んになっている [3]-[7]. コグニティブ無線は、電波利用状況や電波伝搬特性を認識することにより、その時間、空間、周波数の最適なパラメータを自律的に判断して、時々刻々変化する環境に適応した通信を行うことである. 以下これを環境適応通信と呼ぶ. 環境適応通信を実現するためには、通信パラメータを柔軟に制御する必要があり、プログラミングによって様々な無線機の機能を実現するソフトウェア無線技術[8]が重要な役割を担っている.

従来の無線通信は、低い周波数帯域で信号処理をし、高い周波数帯へ変調してから、アンテナより電波を送出して通信を行っている. 将来的には、D/A (Digital-Analog) 変換器や A/D (Analog-Digital) 変換器、さらには信号処理をする装置などの処理性能が上がり、高い周波数のままデジタル信号処理し、ベースバンド信号をそのままアンテナから送信するという時代が来ることも予想できる[9] - [13].

この機能を実現する先駆的な研究として、北川等はベースバンドの連続波形(アナログ波形)を実空間に放射する「無線ベースバンド伝送」の実験的研究を行い、伝送が現実的に可能であることを明らかにしている[14][15]. しかし、比帯域の意味で、超広帯域なスペクトルを連続的に占有するため、干渉対策や電波法的な面で応用上の問題がある.

無線ベースバンド伝送の問題を克服した方式として、環境適応型ベースバンド無線がある[16]. ベースバンド無線とは、電波環境認識によって、利用できる周波数帯に対応するブロック内の位置にデータを配置し、これに実数信号を出力する信号処理を施し、D/A 変換器を介してアンテナから送り出す. すなわち、デジタル信号処理で得た信号を RF(Radio Frequency) 帯にアップコンバートして送り出すのではなく、そのままアンテナから実信号として送り出すのが「ベースバンド無線」であり、無線ベース

バンド伝送の基本概念を生かし、制御の困難さ柔軟性を克服している。実現したい機能をプログラミングによって生成する「ソフトウェア無線」、そして、環境を認識して利用可能な周波数帯を自ら選択する「コグニティブ無線」、これらの概念にベースバンド無線に組み入れて、3つの無線を一体化したワイヤレスシステムが環境適応型ベースバンド無線である。

文献[16]では、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式によるベースバンド無線伝送方式を提示し、原理確認のため、コイルを用いた磁界結合による伝送実験を行っている。しかしながら、実際の電波環境(マルチパス伝搬環境、干渉波が存在する環境など)での実現評価や問題点の抽出、その対策技術にまで及んでいない。

さらに、環境適応型ベースバンド無線の構成は、ダイレクトRFサンプリング方式であり、D/A変換器やA/D変換器のサンプリング周波数のサンプリング定理に基づく周波数範囲内の全てが送受信されるため[17]、所望波以外の信号(干渉波)を広帯域で受信してしまい、干渉波レベルが、信号電力に比べて非常に強い場合には、受信系の増幅器に飽和現象が起き、非線形問題に弱い点がある。

特に本提案方式が採り入れているOFDMベースの伝送方式では、増幅器の線形性を逸脱するほどのピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が高い信号を入力した場合、信号波形の歪みとスペクトル広がりが生じてしまいOFDMの直交性が崩れ、信号品質劣化を引き起こすことになるため非線形問題の影響を受けやすいという問題がある[18]。

1.2 本論文の概要と構成

本論文は、周波数空間に任意にデータが配置でき、かつ、環境変化にフレキシブルに対応する周波数領域パケット通信の概念を提示し、その概念を実現する通信システムとして、デジタル信号処理で得た信号を直接D/A変換器に送り出し、電波領域を含む高周波帯域信号そのものもベースバンド信号として扱うベースバンド無線、ソフトウェア無線及びコグニティブ無線の技術が一体化した「環境適応型ベースバンド無線」の構築と具体的な伝送方式に関する研究をまとめている。

第一の提案として第6章では、環境適応型ベースバンド無線の理想の姿として、制御チャネルを用いた周波数領域パケット通信のイメージを提示し、電波暗室及び電波反射箱を用いたマルチパス環境で定量的評価を行い、周波数領域パケット通信に適し

た方式であることを実証している。

第二の提案として第7章では、環境適応型ベースバンド無線は広帯域で受信信号を待ち受けることから干渉波による非線形問題を提示し、解決策として環境適応フィルタを設計し、干渉波の検知から干渉波のフィルタリングまでの環境適応動作を提案している。この提案方式の有効性を有線実験及び電波反射箱での実伝送実験により、明らかにしている。

本論文は8章で構成されている。第1章は、研究の背景と目的を述べた序論である。

第2章は本研究を行う際に基本事項となるOFDMによる信号の伝送の原理について述べる。

第3章は本研究の究極の到達点に繋がるソフトウェア無線・コグニティブ無線技術の概要について述べている。

第4章は本研究の原点になるベースバンドの連続波形(アナログ波形)を実空間に放射する「無線ベースバンド伝送」の原理と超広帯域なスペクトルを連続的に占有するため、干渉対策や電波法的な面で応用上の問題があることを述べている。

第5章では無線ベースバンド伝送の問題点を克服した無線システムである環境適応型ベースバンド無線の概念を述べた後、環境に応じて周波数軸上にフレキシブルに信号を配置する周波数領域パケット通信を実現する送受信の信号処理について述べている。

第6章では周波数領域パケット通信を実証する環境適応型ベースバンド無線の評価システムの構築及び有線、電波暗室及び電波反射箱において1 GHz～2 GHzの広帯域を使用して原理を実験実証している。各実験系において、広帯域にランダムにデータ信号を配置して伝送実験を行い、BER(Bit Error Rate)測定結果から評価システムが正常であり周波数空間に任意にデータが配置でき、かつ、環境変化(周波数の利用状況)にフレキシブルに対応できる事を明らかにしている。レイリーフェージング環境下である電波反射箱では、帯域を選択及び固定し、送信電力制御を用いることで、通信システムの構成を変えずにOFDM信号のパラメータを環境に応じて適応し、環境適応性が求められる通信に対して極めて大きな有効性を有することを明らかにしている。

第7章では環境適応型ベースバンド無線の問題点である非線形問題について提示し、

広帯域の環境適応フィルタを設計し、その解決法である干渉波の検知から減衰までの環境適応動作を提案している。環境適応型ベースバンド無線の構成は、ダイレクト RF サンプリング方式であり、D/A 変換器や A/D 変換器のサンプリング周波数のサンプリング定理に基づく周波数範囲内の全てが送受信されるため、所望波以外の信号(干渉波)を広帯域で受信してしまい、干渉波レベルが、信号電力に比べて非常に強い場合には、受信系の増幅器に飽和現象が起き、非線形問題に弱い点がある。本論文では、その問題点を有線実験により明らかにしている。干渉波を減衰させる広帯域環境適応フィルタは遅延によるノッチ型フィルタの構成に移相器を加えることで、位相調整によるノッチの周波数の位置の調節が 1 GHz~2 GHz 可能なフィルタを設計している。環境適応動作は、送信する信号の周波数を自在に設定できるという環境適応型ベースバンド無線の送信側での環境適応性を活かし、強い干渉信号の検知およびその周波数の算出、干渉波の周波数に合わせた環境適応フィルタの動作、送信信号をフィルタの影響を受けない周波数帯域へと移動させる、というこの 3 つの手順を提案している。さらに、有線実験及び電波反射箱において各動作の BER 特性を測定し、環境適応フィルタの効果と干渉波に対する環境適応動作の有効性を原理実証している。

第 8 章では、本論文の結論と今後の課題を示している。

このように、周波数領域パケット通信による環境適応型ベースバンド無線は新規性と有効性が高く、コグニティブ無線を始めとした環境適応性が求められる無線通信システム構築への新たな有用性が提示されている。

参考文献

- [1] 総務省, 電波新産業創出戦略~電波政策懇談会報告書~, 2009年7月.
- [2] 総務省, 諮問第7号答申, 中長期における電波利用の展望と行政が果たすべき役割-電波ビジョン, 2003年7月.
- [3] J Mitola III and GQ Maguire Jr., "Cognitive radio making software radios more personal," IEEE Pers. Commun., vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [4] J. I. Mitola, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications," Proc. IEEE Int. Workshop Int. Conf. Mobile Multimed. Commun., pp.3-10, Nov. 1999.
- [5] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [6] J. Miller, "An overview of the U.S. and Japanese approaches to cognitive radio and SDR," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 12, pp. 3168-3173, Dec. 2006.
- [7] 三瓶政一, "コグニティブ無線の動向と展開," 信学通誌, no.5, pp. 13-18, Jun. 2008.
- [8] J. Mitola III, "Software radio architecture: A mathematical perspective", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 4, pp.514-538, Apr. 1999.
- [9] 小宮山牧児, "ATR 環境適応通信の研究内容の紹介," ATR Journ., vol. 23, pp. 7-10, 1996.
- [10] 岡田隆, 中村康久, "全デジタル化 256QAM 変調器の検討," 信学会全国大会(春季大会), p.427, 1989.
- [11] M. Kim, T. Moteki, K. Ichige, H. Arai, "Efficient heterodyne digital receiver with direct RF-to-digital conversion for software defined radio," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E92-A, no. 4, pp. 1056-1062, Apr. 2009.
- [12] バンダ ダリソー, 和田平, タ トアン タン, 谷藤正一, 亀田卓, 末松憲治, 高木直, 坪内和夫, "低サンプリング周波数を用いたダイレクト RF アンダーサンプリング受信方式," 信学技報, SR2013-11, May. 2013.
- [13] 加藤緑, 吉川志郎, 奥居民生, 渡辺哲也, 米田誠良, 鈴木健治, 鈴木龍太郎, "小型実験衛星用再構成通信機における RF 信号ダイレクト受信処理装置の試作評価," 信学技報, SAT 110(73), pp. 7-10, Jun. 2010.
- [14] J. Kitagawa, T. Taniguchi, Y. Karasawa, "Wireless baseband transmission experiments," IEICE Trans. Comm., vol. E89-B, no. 6, pp. 1815-1824, Dec. 2006.
- [15] 北川淳一, 谷口哲樹, 唐沢好男, "実信号解析を用いた無線ベースバンド伝送のマルチパス環境下での伝送特性," 信学論(C), vol. J89-C, no. 12, pp. 1066-1078, Dec. 2006.
- [16] 唐沢好男, 笹木亮平, 谷口哲樹, "環境適応型ベースバンド無線: 概念提案と機能実証実験," 信学論(B), vol. J91-B, no. 11, pp. 1359-1368, Nov. 2008.

- [17] Chen S.Y.-S, Nam-Seog Kim, Rabaey J.M, “Multi-mode sub-Nyquist rate digital-to-analog conversion for direct waveform synthesis,” Proc. IEEE Workshop Signal Process. Syst., pp. 112-117, Oct. 2008.
- [18] Dardari, V.Tralli and A Vaccari, “A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems,” IEEE Trans. Comm., vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, Oct. 2000.

第 2 章

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

後述する環境適応型ベースバンド無線の提案方式は OFDM をベースとしている。OFDM の直交関係からなる「周波数利用効率が低い」、「使用するサブキャリアを選ぶことができる」という性質が、本研究の最終的な目的である環境適応型無線ベースバンド無線を実現するにあたり、非常に適しているためである。

後に第 4 章でも述べるが、環境適応通信では伝送路の電波環境により、利用できる周波数が限られている場合を想定しているため、周波数利用効率は大切なファクタである。使用するサブキャリアを変更することで、利用可能周波数に合わせ、実際の利用周波数帯域を選択することができる。

本章では、OFDM 信号の概要と変復調の処理について述べる。また、論文に関連するレイリーフェージング環境と増幅器の非線形特性における影響についても述べる。

2.1 ベースバンド OFDM 信号

直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) とは、多数の搬送波をデジタル変調して多重化するマルチキャリア変調方式のひとつであり、複数の変調シンボルを同時に効率良く伝送するための変調方式である。マルチキャリア方式ということで、搬送波周波数の異なる複数のデジタル変調信号より構成される。そしてそれぞれの搬送波の間には直交関係がある。この搬送波間の直交関係は、次に示す正弦波の直交関係に基づいている[1]-[4]。

f_0 は基本周波数であり、OFDM 信号におけるキャリア間隔と呼ばれるパラメータである。ここで、 m, n は整数であり、 $T=1/f_0$ である。

$$\int_0^T \cos(2\pi m f_0 t) \cos(2\pi n f_0 t) dt = \begin{cases} \frac{T}{2} & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\int_0^T \sin(2\pi m f_0 t) \sin(2\pi n f_0 t) dt = \begin{cases} \frac{T}{2} & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\int_0^T \cos(2\pi m f_0 t) \sin(2\pi n f_0 t) dt = 0 \quad (2.3)$$

この直交関係について具体的に示す.

OFDM 信号の基本構成は, 搬送波周波数 $n f_0$, シンボル長 $T = 1/f_0$ のデジタル変調信号である. a_n, b_n は n 番目の搬送波を変調するための送信シンボルの同相成分及び直交成分であり, 1 シンボル分の信号は $a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t)$ のように表される.

そして, この信号を n の値を変えて同じタイミングで N 個加え合わせることで生成される信号を $s_B(t)$ とすると,

$$s_B(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t)\} \quad (2.4)$$

と表される.

式 (2.4) をベースバンド OFDM 信号と呼ぶ. 式 (2.4) より, このベースバンド OFDM 信号は N 組のデータシンボルを含んでいることが分かる.

$s_B(t)$ の生成される様子を図 2.1 に示す. 先にも述べたように, $s_B(t)$ は N 個のデジタル変調波の重ね合わせによって構成されていて, 図 2.1 のようにランダムに近い信号であるが, 式 (2.1), (2.2), (2.3) の直交関係を利用することにより, 元の送信シンボル a_n, b_n を正しく取り出すことができる.

送信データを複素数で $c_n = a_n + j b_n$ で表した場合は, 式(2.5)を得る.

$$s_B(t) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp(j2\pi f_0 t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi f_0 t) - b_n \sin(2\pi f_0 t)\} \quad (2.5)$$

このように、実数部(Re)をとれば式(2.4)が得られる。実際の処理では以下のように離散的に行われる。

シンボル長 T を N 分割し、サンプリング周期を $\Delta t = T/N$ とすれば、時刻 $t = k\Delta t$ (k は整数, $0 \leq n < N$) におけるサンプル値 $s_B(k\Delta t)$ は式(2.6)で表される。

$$s_B(k\Delta t) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp\left(\frac{j2\pi n k \Delta t}{N\Delta t}\right) = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \exp\left(\frac{j2\pi n k}{N}\right) \quad (2.6)$$

式(2.6)は複素数 c_n を逆離散フーリエ変換(inverse discrete Fourier transform, IDFT)した形となっている。従って、送信データを逆離散フーリエ変換し、その実部をとると式(2.4)の時刻 Δt 毎のサンプル値が得られる。以上のように、IDFT を用いて OFDM 信号を生成する場合、時間基準で必要なものは f_0 だけであり、異なった複数の周波数の正弦波を同時に生成する必要はない。

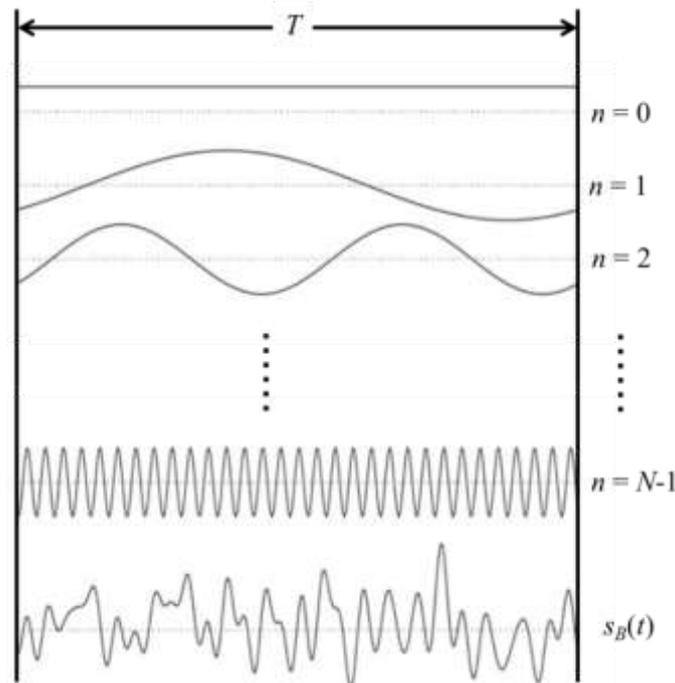


図 2.1 OFDM 信号の例

2.2 OFDM 信号の伝送と復調

式(2.6)のベースバンド OFDM 信号に搬送波帯域の基準となる搬送を掛け合わせ、必要の周波数帯域の信号に変換を行う。生成された OFDM 信号を搬送帯域 OFDM 信号と呼び、 $s(t)$ で表す。 f_c は搬送波帯域における基準とすると、 $s(t)$ は以下の式で表す[1]-[4].

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + nf_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(f_c + nf_0)t\}] \quad (2.7)$$

$s(t)$ は搬送波帯域であるので、一般的には高周波の信号である。受信機側で搬送波帯域で直接復調及び復号処理を行うのは計算処理が膨大になり、負担となる。したがって、通常はベースバンド信号にダウンコンバージョンし、復調処理が行われる。

式(2.7)の搬送帯域 OFDM 信号をダウンコンバージョンする場合は、基準となる搬送波の周波数 f_c と同じ正弦波を掛け合わせるにより行う[1]-[4].

$$\begin{aligned} & s(t) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(f_c + nf_0)t\} \cos(2\pi f_c t) - b_n \sin\{2\pi(f_c + nf_0)t\} \cos(2\pi f_c t)] \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t)\} \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{N-1} [a_n \cos\{2\pi(2f_c + nf_0)t\} - b_n \sin\{2\pi(2f_c + nf_0)t\}] \end{aligned} \quad (2.8)$$

式(2.8)の第 1 項はベースバンド OFDM 信号であり、2 項は $2f_c$ の周波数帯域の高周波成分である。高周波成分の信号は、ベースバンド OFDM 信号に比べて十分に高いので、低域通過フィルタ(LPF : Low Pass Filter)を用いて容易にベースバンド OFDM 信号のみに分離できる。

分離されたベースバンド OFDM 信号を $s_I(t)$ で表すと以下のようなになる。ただし 1/2 は自明であるので取り除く。

$$s_I(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{a_n \cos(2\pi n f_0 t) - b_n \sin(2\pi n f_0 t)\} \quad (2.9)$$

$s_I(t)$ を $1/(2Nf_0)$ のサンプル周期で1シンボル長にわたってサンプリングしたサンプル系列は以下のように表すことができる[1] [2].

$$\begin{aligned}
 s_I\left(\frac{k}{2Nf_0}\right) &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(a_n \cos \frac{\pi nk}{N} - b_n \sin \frac{\pi nk}{N} \right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(a_n \frac{e^{j\frac{\pi nk}{N}} + e^{-j\frac{\pi nk}{N}}}{2} - b_n \frac{e^{j\frac{\pi nk}{N}} - e^{-j\frac{\pi nk}{N}}}{2j} \right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{a_n + jb_n}{2} e^{j\frac{\pi nk}{N}} + \frac{a_n - jb_n}{2} e^{-j\frac{\pi nk}{N}} \right) \tag{2.10}
 \end{aligned}$$

ただし, $k=0, 1, 2, 3 \dots, 2N-1$ である. ここで, $2N$ 個のサンプル $s_I\{k/(2Nf_0)\}$ に対して以下のように $2N$ 点フーリエ変換を適用し, $z_l(l = 0, 1, 2, \dots, 2N-1)$ を求める.

$$z_l = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} \left(s_I\left(\frac{k}{2Nf_0}\right) \right) e^{-j\frac{2\pi kl}{2N}} \tag{2.11}$$

式(2.11)に式(2.10)を代入して以下のように変形する.

$$\begin{aligned}
 z_l &= \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^{2N-1} \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{a_n + jb_n}{2} e^{j\frac{\pi nk}{N}} + \frac{a_n - jb_n}{2} e^{-j\frac{\pi nk}{N}} \right) \right\} e^{-j\frac{2\pi kl}{2N}} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n + jb_n}{2} \sum_{k=0}^{2N-1} e^{j\frac{2\pi(n-l)k}{2N}} + \frac{1}{2N} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{a_n - jb_n}{2} \sum_{k=0}^{2N-1} e^{-j\frac{2\pi(n+l)k}{2N}} \tag{2.12}
 \end{aligned}$$

ここで以下の関係が成り立つ

$$\sum_{k=0}^{2N-1} e^{j \frac{2\pi(n-l)k}{2N}} = \begin{cases} 2N & (n-l=0, \pm 2N, \pm 4N) \\ 0 & (\text{その他の場合}) \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\sum_{k=0}^{2N-1} e^{j \frac{2\pi(n+l)k}{2N}} = \begin{cases} 2N & (n-l=0, \pm 2N, \pm 4N) \\ 0 & (\text{その他の場合}) \end{cases} \quad (2.14)$$

式(2.13), 式(2.14)の関係を式(2.12)に適用すると式(2.12)は以下のように表すことができる。

$$z_l = \begin{cases} a_o & (l=0) \\ \frac{a_l + jb_l}{2} & (0 < l < N) \end{cases} \quad (2.15)$$

以上の結果より, DFT を行った後の信号として $a_l + b_l = 2z_l (0 < l < N)$ が得られたことが分かる。

2.3 マルチパス伝搬路

屋外の市街地・郊外地における電波伝搬は, 移動局周辺の地形や建造物に反射・回折・散乱等を生じ, 多数の経路を通過して受信されることになる。この各経路を通過それぞれの電波を素波といい, 受信された多数の素波は, 時間・周波数・空間の関数として位相・振幅に変動が生じ, マルチパス環境と呼ばれる。

マルチパス環境の種類には, 送受信間が見通しの LOS (Line Of Sight) 環境で直接波にマルチパス波が加わり振幅分布が仲上・ライス分布でモデル化できる仲上・ライスフェージング環境, 非見通しである NLOS (None Line Of Sight) でマルチパス波だけが到来し, 振幅はレイリー分布に従い, 位相は一様分布となるレイリーフェージング環境の大きく 2 つの種類がある。

本論文ではレイリーフェージング環境を主に扱うため, 本項ではその統計的性質について説明する。

2.3.1 レイリーフェージング

雑音を無視すると、送信信号がマルチパス伝搬路を経由して受信される信号は、全ての素波の総和となり次式で表せる[5].

$$\begin{aligned}
 e(t) &= \operatorname{Re} \left[\sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \exp j(2\pi f_c t + \phi_n(t)) \right] \\
 &= \left\{ \sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \cos \phi_n(t) \right\} \cos(2\pi f_c t) - \left\{ \sum_{n=1}^{N(t)} r_n(t) \sin \phi_n(t) \right\} \sin(2\pi f_c t)
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

ただし

$$\phi_n(t) = \frac{2\pi \nu t \cos \theta_n}{\lambda} + \theta_{n0}$$

ここで、 $N(t)$ は時刻 t におけるマルチパスの素波の数、 $r_n(t)$ は素波の複素振幅、 f_c は搬送波周波数、 λ は搬送波の波長、 ϕ_{n0} は初期位相、 θ_n は移動方向を基準にした到来角度、 ν は移動速度、 $\operatorname{Re}[\]$ は複素数の実数部である。

式(2.16)の $\{ \}$ 内を $x(t)$ 、 $y(t)$ と置き換えると、

$$e(t) = x(t) \cos(2\pi f_c t) - y(t) \sin(2\pi f_c t) \tag{2.17a}$$

$$= r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \tag{2.17b}$$

と表される。ここで $x(t)$ 、 $y(t)$ と $r(t)$ 、 $\phi(t)$ には次式のような関係がある。

$$x(t) = r(t) \cos \phi(t) \tag{2.18}$$

$$y(t) = r(t) \sin \phi(t)$$

ここで、素波数 $N(t)$ が十分に大きいこと、到来角度 $\theta_n(t)$ のランダム性によって $\phi_n(t)$ も互いに無相関であることを考慮すると、中心極限定理により任意の時刻 t における $x(t)$ 、 $y(t)$ の確率密度関数 f_x 、 f_y は、平均値0、標準偏差 σ の正規分布 $N(0, \sigma^2)$ となる。 $x(t)$ と $y(t)$ の変動は独立のため、結合確率密度関数 $f_{xy}(x, y)$ は f_x と f_y の積になる。

$r(t)$ と $\phi(t)$ の結合確率密度関数 $f_{r\phi}(r, \phi)$ は

$$f_{r\phi}(r, \phi) = f_x(x) f_y(y) \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \phi} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \phi} \end{vmatrix} \quad (2.19)$$

であり、式(2.18)の関係より

$$f_{r\phi}(r, \phi) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.20)$$

となる。これより、振幅 r と位相 ϕ の確率密度関数 $f_r(r)$ 、 $f_\phi(\phi)$ は

$$f_r(r) = \int_0^{2\pi} f_{r\phi}(r, \phi) d\phi = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.21)$$

$$f_\phi(\phi) = \int_0^{2\pi} f_{r\phi}(r, \phi) dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2.22)$$

となる。式(2.21)はレイリー分布、式(2.22)は一様分布であり、このようなフェージングをレイリーフェージング、そしてそのような性質を持つ伝搬環境はレイリーフェージング環境と呼ばれる[5]。

レイリーフェージングの電力変動の分布 f_z は $z \propto r^2$ とした z の分布であり、以下のような指数分布で与えられる[5]。

$$f_z = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{z}{\Gamma}\right) \quad (2.23)$$

ここで、 Γ は z の平均値である。

2.3.2 遅延プロファイルと遅延スプレッド

次に遅延プロファイルと遅延スプレッドを求める。遅延プロファイルは伝達関数 $T(f)$ の逆フーリエ変換によって得られたインパルス応答 $h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f) \exp(j2\pi f\tau) df$ により式(2.24)のように定義される。伝達関数は測定により周波数特性として得られているので、測定周波数範囲を積分区間として各測定ポイントのインパルス応答を算出して電力平均することで遅延プロファイルを得ることができる[5]。

$$p(\tau) = \langle h^*(\tau) h(\tau) \rangle \quad (2.24)$$

ここで

τ : 遅延時間 $\langle \rangle$: 期待値

遅延スプレッドは式(2.25)から算出することができる。

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau^2 p(\tau) d\tau - \tau_m^2} \quad (2.25)$$

ここで

$$P_R = \int_0^{\infty} p(\tau) d\tau \quad (\text{平均電力})$$

$$\tau_m = \frac{1}{P_R} \int_0^{\infty} \tau p(\tau) d\tau \quad (\text{平均遅延})$$

2.4 マルチパス干渉による OFDM 信号の劣化

OFDM 信号の復号処理においては、マルチパスに遅延広がりがある状態で受信信号をそのまま復調してしまうと、マルチパスの影響による復調データの誤りが生じる。OFDM は理論的に実効的にシンボル周期を長くする方式であるので、マルチパス遅延に強い通信方式であるが、それだけではマルチパスフェージングの影響を完全に抑えることはできない[1]-[4]。

遅延の広がり、シンボル間の干渉 (Inter Symbol Interference: ISI) を生じる。

上記で説明したように、OFDM 方式では、各サブキャリア間の直交性を利用して復調を行うものであるため、マルチパス環境下で、その直交性も崩れてしまい、特定の周波数のサブキャリア上のシンボルから他の周波数のサブキャリアシンボルへの干渉が生じる。このような干渉をキャリア間干渉 (Inter Carrier Interference: ICI) と呼ぶ。

2.5 ガードインターバル

復調シンボルに ISI や ICI が生じると、データの誤り率が劣化してしまう。その対策として、OFDM 方式では送信機側でサイクリックプレフィックスと呼ばれるガードインターバル (Guard Interval: GI) を付加することによって対策を行う [1]-[4]。

ガードインターバルの概念を図 2.2 に示す。ガードインターバルとは図の影を付けた部分であり、OFDM シンボルの後半の一部と同じ信号を、OFDM シンボルの前半に接続したものである。図では後半の、 T_g の長さの部分の前に加えている。 T_g をガードインターバル長と呼ぶ。

ガードインターバル長は伝搬路におけるマルチパスの遅延波の最大遅延時間 τ よりも長く設定する。従って送信シンボルはガードインターバルが挿入された分だけ長くなり伝送効率は低下する。

OFDM 信号の生成原理から明らかなように、ガードインターバルの部分は連続的にそれに続く信号と接続される。これを個々のサブキャリア単位で考えると、すべてのキャリアは図の $(T_g + 1/f_0)$ の期間で連続した正弦波になる。したがって、復調の際に信号を標本化する場合、標本を切り出す範囲 $1/f_0$ がこの区間に含まれてさえいれば、キャリア間の直交性が維持される。標本の開始位置によって異なるのは、正弦波の位相のみなので、復調後のシンボルには、標本化を開始する位置に応じた位相回転が加わってくる。

遅延波が存在する環境においても、 $\tau > T_g$ であれば直接波と遅延波が加わった受信信号は連続的な搬送波と扱うことができ、上記と同様にキャリア間の直交性が維持される。しかし、遅延波の影響により復調されたシンボルは振幅の歪は存在する。

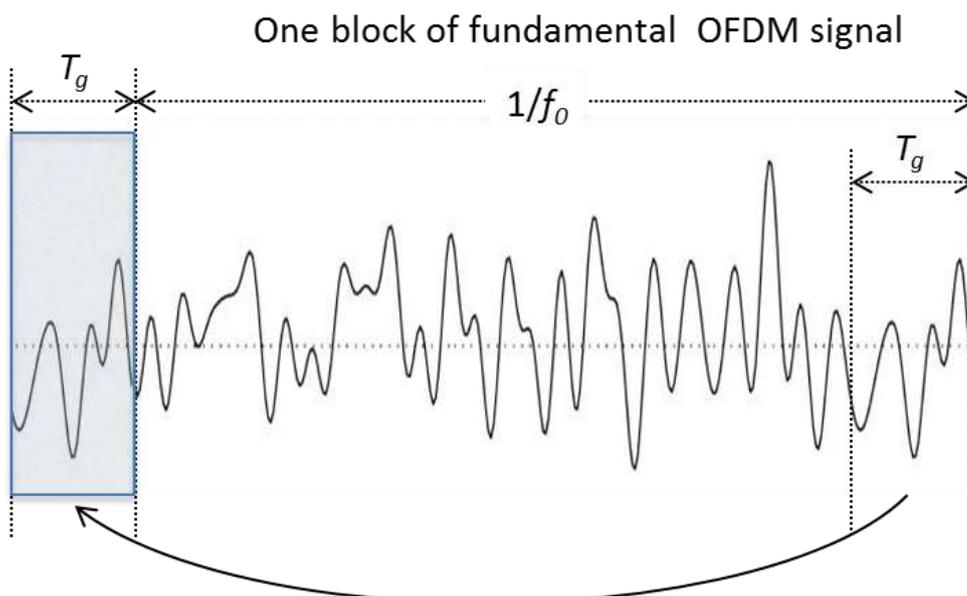


図 2.2 ガードインターバルの概念

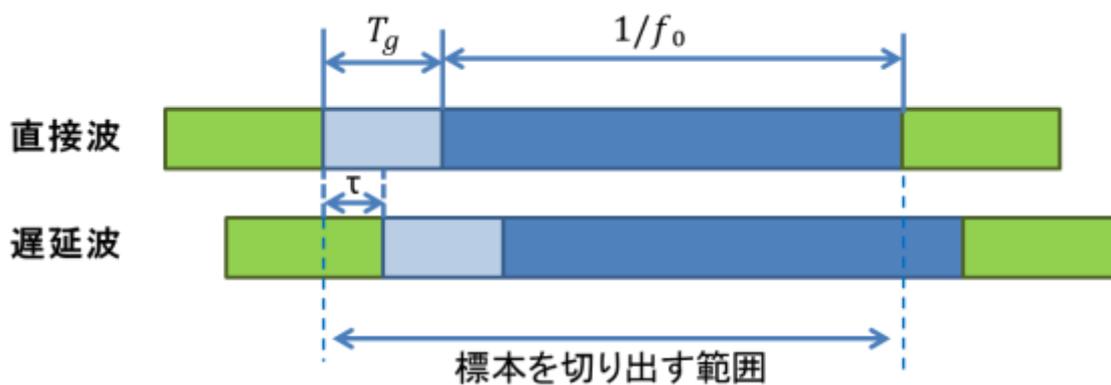


図 2.3 遅延波と直接波

2.6 スキャタードパイロットを用いた伝送路推定方式

伝送路推定の方法としては基準となる既知のパイロットシンボルを用いる方法とブラインド推定が在るが、パイロットシンボルを用いた方式の方が簡易な処理で伝送路を推定することが可能であり、信頼性も高いことから実システムでは多く採用されている[1]-[4].

OFDM 信号ではパイロットシンボルの挿入法として、地上デジタルテレビジョン放送で用いられているデータシンボルと一定間隔にパイロットシンボルを配置する方法と無線 LAN(Local Area Network)の標準方式である IEEE 802.11a で用いられているパケットのヘッダ部分にパイロット信号を伝送する方法がある. 前者の方法がスキャタードパイロットシンボル用いる方式であり、図 2.4 に示すような時間と周波数に一定間隔で配置される. データシンボルの搬送波の伝送路特性は両側のパイロットシンボルにより推定された伝送路特性を用いて、直線補間などの内挿アルゴリズムを用いて内挿される[1].

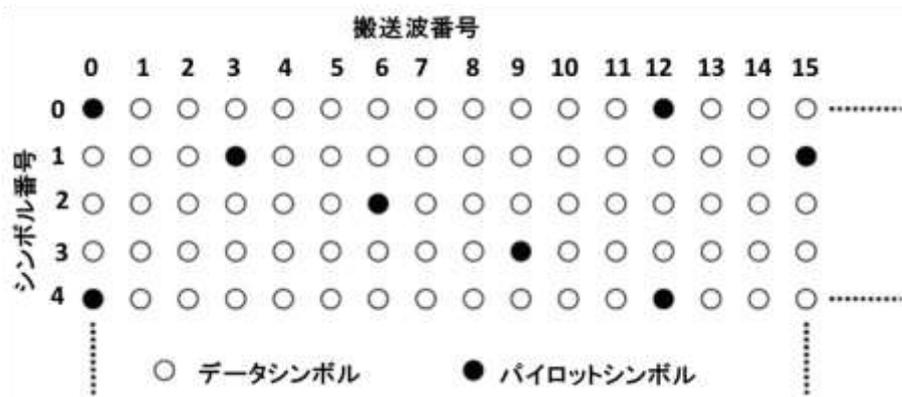


図 2.4 スキャタードパイロットシンボルの配置

2.7 増幅器の非線形現象による OFDM 信号の劣化

OFDM 変調信号の場合はマルチキャリア信号のため、強い信号が入射して非線形領域の動作になった場合には、サブキャリア間で、相互変調が生じる。OFDM の信号帯域内に発生し、伝送特性が劣化する。

2.7.1 増幅器の入出力特性

図 2.5 に増幅器の入力レベルに対する出力レベルの関係を示す。線形領域では、増幅器の出力レベルは入力が増加にしたがって、増幅器の利得が増加する。線形領域の利得よりも利得が 1dB 低下するポイントの出力レベルの P1dB(1dB compression point) を越えると、利得が急速に低下し、出力レベルは飽和に達する。P1dB よりも低い入出力レベルの領域が線形領域、高い入出力レベルの領域を非線形領域とする。

増幅器の非線形特性の程度を示す尺度として入力バックオフ(Input Back-Off : IBO)を用いる。入力バックオフは式(2.26)のように定義する。また、非線形領域を受信側で検知する際の尺度として式(2.27)に示す出力バックオフ(Output Back-Off : OBO)を用いる。これらの指標は、入出力バックオフが大きいほど非線形の影響が小さく、入出力バックオフが小さいほど影響が大きい事を示す[1][2]。

$$IBO(\text{Input Back - Off})[\text{dB}] = 10 \log \frac{\text{線形の領域の最大入力電力}}{\text{平均入力電力}} \quad (2.27)$$

$$OBO(\text{Output Back - Off})[\text{dB}] = 10 \log \frac{\text{線形の領域の最大出力電力}}{\text{平均出力電力}} \quad (2.28)$$

周波数 f_1, f_2 の 2 つの信号をアンプに入力すると、相互変調によって、周波数 $mf_1 + nf_2$ の信号が現れる($m+n$: 相互変調(intermodulation : IM) の次数)。図 2.6 に、相互変調によって生じるスペクトラムの概要を示す。

相互変調成分は 3 次の項が支配的になる。そこで、増幅器の相互変調の特性を表す指標として 3rd Order Intercept Point (IP3) が用いられる。IP3 は、入出力特性の直線と 3rd Order IM との交点である。IP3 は P1dB よりも 10 ~ 12dB 大きな値になる。

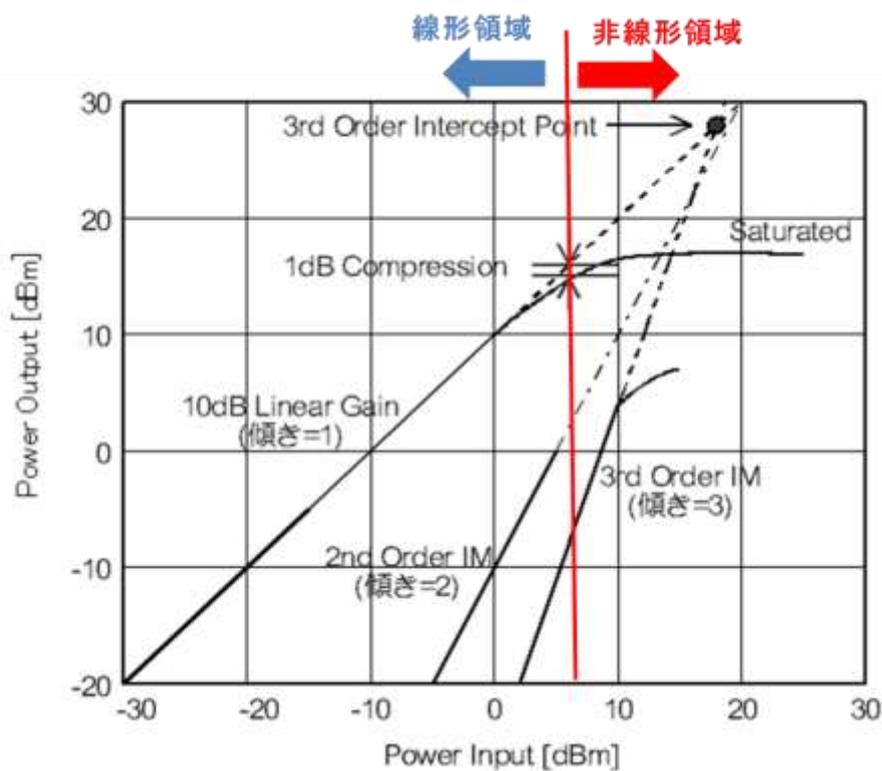


図 2.5 増幅器の入出力特性の例

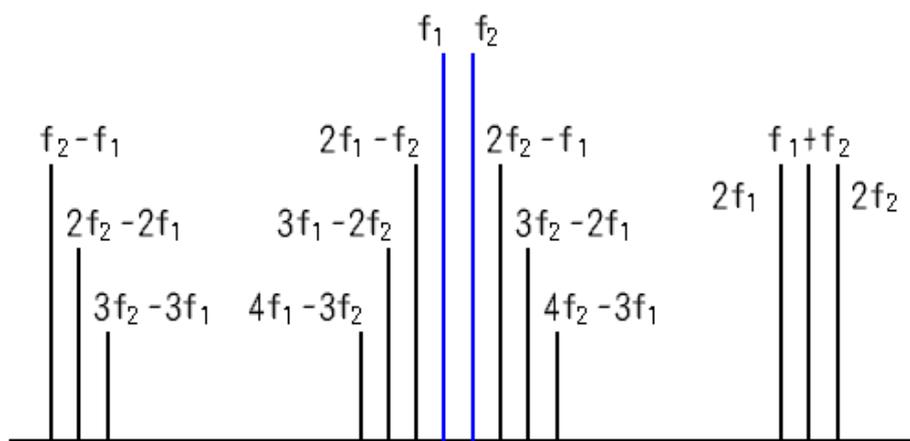


図 2.6 相互変調時に現れるスペクトル

2.7.2 非線形特性の各ひずみ成分

前節では歪みの影響の最も支配的な相互変調について述べたが、それも含めて各種歪み要因を述べる。

増幅器の非線形特性は、2 次及び 3 次の非線形ひずみ成分を考慮する。そのうち、2 次ひずみは直流付近及び送信信号の 2 倍の周波数付近に発生するので 3 次の非線形特性が所望波に対して影響を持つ。[2]

出力信号を $y(t)$ 、入力信号を $x(t)$ とすると、

$$y(t) = ax(t) + bx(t)^2 + cx(t)^3 \quad (2.29)$$

と表せる。ここで、 a は基本周波数(線形項)の係数、 c は 3 次の非線形項の係数とする。増幅器に入力される周波数の異なる任意の 2 つの信号を

$$x(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.30)$$

として、(2.29)式に代入し展開整理すると、各成分は以下の様に表せる[2].

(1) 直流成分

$$b/2 (A_1^2 + A_2^2) \quad (2.31)$$

(2) 基本項

$$a A_1 \cos \omega_1 t + a A_2 \cos \omega_2 t \quad (2.32)$$

(3) ゲイン圧縮歪

$$3/4c(A_1^3 \cos \omega_1 t + A_2^3 \cos \omega_2 t) \quad (2.33)$$

(4) 混変調

$$2/3 c (A_1 A_2^2 \cos \omega_1 t + A_1^2 A_2 \cos \omega_2 t) \quad (2.34)$$

(5) 相互変調

$$bA_1 A_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2) t + \cos(\omega_1 - \omega_2) t] \quad (2.35)$$

$$\begin{aligned} & 3/4 c [A_1^2 A_2 \{ \cos(2\omega_1 + \omega_2) t + \cos(2\omega_1 - \omega_2) t \} \\ & + A_1 A_2^2 \{ \cos(\omega_1 + 2\omega_2) t + \cos(\omega_1 - 2\omega_2) t \}] \end{aligned} \quad (2.36)$$

(6) 高調波

$$1/2 b (A_1^2 \cos 2\omega_1 t + A_2^2 \cos 2\omega_2 t) \quad (2.37)$$

$$1/4 c (A_1^3 \cos 3\omega_1 t + A_2^3 \cos 3\omega_2 t) \quad (2.38)$$

3次項による相互変調により、 $\omega_1 - 2\omega_2$ と $2\omega_1 - \omega_2$ の周波数成分が発生し所望波の周辺に出てくるために、スペクトルの広がりが生じて品質を劣化させる。

2.8 結び

本章では、環境適応型ベースバンド無線で用いられる OFDM 信号の概要と変復調の処理について述べた。また、マルチパス環境のレイリーフェージング環境についてとその対策法としてガードインターバルやスキッタードパイロット信号について述べた。最後に増幅器の非線形特性を説明し、マルチキャリア通信であり特にサブキャリアを密に取り扱う OFDM では非線形特性による相互変調の影響が問題になることを述べた。

Appendix

1 確率密度関数と確率分布関数

確率変数 X の変化範囲を $x_1 \leq X \leq x_2$ とし, X が微小区間 $x \sim x + dx$ に存在する確率が関数 $f(x)$ を用いて $f(x)dx$ と表されるとき, $f(x)$ を確率密度関数という. 一方, 確率分布関数 $F(x)$ は確率変数 X がある値 x を超えない確率を表す関数であり, 次式で表される [6]-[10].

$$F(x) = \int_{x_1}^x f(t) dt \quad (\text{A2.1})$$

確率分布のパラメータ(平均値・分散・標準偏差・中央値・最頻値)は, 以下のように定義される [6]-[10].

(1) 平均値(あるいは期待値)

$$m = \int_{x_1}^{x_2} x \cdot f(x) dx \quad (\text{A2.2})$$

(2) 分散

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{x_1}^{x_2} (x - m)^2 \cdot f(x) dx \\ &= \int_{x_1}^{x_2} x^2 \cdot f(x) dx - m^2 \end{aligned} \quad (\text{A2.3})$$

(3) 標準偏差

$$\sigma = \sqrt{\int_{x_1}^{x_2} (x - m)^2 \cdot f(x) dx} \quad (\text{A2.4})$$

(4) 中央値

$F(x) = 0.5$ となる x の値である.

(5) 最頻値

$f(x)$ が最大値をとるときの x の値である.

2 結合分布

2次元の確率密度関数を例に考える．確率変数 $X(x_1 \leq x \leq x_2)$ と確率変数 $Y(y_1 \leq y \leq y_2)$ がある実現値を同時にとる確率を，結合(または同時)確率密度関数 $f(x, y)$ という．このとき， $x \leq X$ かつ $y \leq Y$ となる確率は，次式の結合分布関数 $F(x, y)$ で表される[6]-[10]．

$$F(X, Y) = \int_{x_1}^X \int_{y_1}^Y f(x, y) dx dy \quad (\text{A2.5})$$

変数 x および y の平均値を m_x および m_y とすると，共分散 σ_{xy}^2 は次式で定義される[6]-[10]．

$$\sigma_{xy}^2 = \int_{x_1}^{x_2} \int_{y_1}^{y_2} (x - m_x)(y - m_y) \cdot f(x, y) dx dy \quad (\text{A2.6})$$

変数 x および y の標準偏差を σ_x および σ_y とすると， x および y の相関係数 $\rho_{x,y}$ は次式で与えられる[6]-[10]．

$$\rho_{x,y} = \frac{\sigma_{xy}^2}{\sigma_x \sigma_y} \quad (\text{A2.7})$$

$|\rho_{x,y}| \leq 1$ であり， $\rho_{x,y} = 0$ のとき x と y は無相関であるという．

3 変数変換

確率変数 X_1, X_2 の結合確率密度関数を

$$f(x_1, x_2) = P(x_1 < X_1 \leq x_1 + \Delta X, y_1 < Y_1 \leq y_1 + \Delta Y) \quad (\text{A2.8})$$

とおき，確率変数の変換を次の通り考える[6]-[10]．

$$y_1 = \phi_1(x_1, x_2) \quad (\text{A2.9})$$

$$y_2 = \phi_2(x_1, x_2) \quad (\text{A2.10})$$

なお， (x_1, x_2) と (y_1, y_2) との間に 1 対 1 の対応を与え， $\phi_1(x_1, x_2)$ および $\phi_2(x_1, x_2)$ は連続な 1 次偏導関数を有するものとする．このとき， $y_1 = \phi_1(x_1, x_2)$ および $y_2 = \phi_2(x_1, x_2)$ から得られる確率変数 Y_1 および Y_2 の確率密度関数を $g(y_1, y_2)$ とすれ

ば，次式が成り立つ[6]-[10].

$$g(y_1, y_2)dy_1dy_2 = f(x_1, x_2)|J|dx_1dx_2 \quad (\text{A2.11})$$

ここで，ヤコビアン行列式(Jacobian Determinant) J は，次式で与えられる.

$$J = \begin{vmatrix} \frac{\partial x_1}{\partial y_1} & \frac{\partial x_1}{\partial y_2} \\ \frac{\partial x_2}{\partial y_1} & \frac{\partial x_2}{\partial y_2} \end{vmatrix} \quad (\text{A2.12})$$

4 確率変数の和差積商の分布

2つの確率変数を X ， Y とするとき，これらの和・差・積・商を Z とすると， Z もまた確率変数となり，その分布は次のようになる[6]-[10].

(1) $Z = X + Y$ の分布

結合確率密度関数を $f(x, y)$ とするとき，和の確率密度関数を $g(z)$ は，

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f(z - y', y') dy' \quad (\text{A2.13})$$

と定義される．このとき平均値と分散は，次式で計算される．

$$m_z = m_x + m_y \quad (\text{A2.14})$$

$$\sigma_z^2 = \sigma_x^2 + \sigma_y^2 + 2\rho_{x,y}\sigma_x\sigma_y \quad (\text{A2.15})$$

この関係は， n 次元結合分布(確率変数を $x_i, i=1 \sim n$ とする)の場合にも容易に拡張でき，次式で与えられる．

$$m_z = \sum_{i=1}^n m_i \quad (\text{A2.16})$$

$$\sigma_z^2 = \sum_{i=1}^n \sigma_i^2 + 2 \sum_{i < j} \sigma_i \sigma_j \rho_{x_i, x_j} \quad (\text{A2.17})$$

確率変数 X ， Y が互いに独立のときは， X ， Y の確率密度関数を $f_1(x)$ ， $f_2(y)$ とす

れば,

$$\begin{aligned} g(z) &= \int_{x_1}^{x_2} f_1(x')f_2(z-x')dx' \\ &= \int_{x_1}^{x_2} f_1(z-x')f_2(x')dx' \end{aligned} \tag{A2.18}$$

となる.

(2) $Z = X - Y$ の分布

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f(z+y', y')dy' \tag{A2.19}$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1(z+y')f_2(y')dy' \tag{A2.20}$$

となる.

(3) $Z = X \cdot Y$ の分布

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f\left(y', \frac{z}{y'}\right) \frac{1}{|y'|} dy' \tag{A2.21}$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1\left(\frac{z}{y'}\right) f_2(y') \frac{1}{|y'|} dy' \tag{A2.22}$$

となる.

(4) $Z = X / Y$ の分布

$$\begin{aligned}
 g(z) &= \int_{y_1}^{y_2} f(z \cdot y', y') |y'| dy' \\
 &= \int_{y_1}^{y_2} f\left(y', \frac{y'}{z}\right) \frac{|y'|}{z^2} dy'
 \end{aligned}
 \tag{A2.23}$$

確率変数 X , Y が互いに独立のときは,

$$g(z) = \int_{y_1}^{y_2} f_1(y' \cdot z) f_2(y') |y'| dy'
 \tag{A2.24}$$

となる.

参考文献

- [1] 伊丹誠, わかりやすい OFDM 技術, オーム社, 2005.
- [2] 生岩量久, デジタル通信・放送の変復調技術, コロナ社, 2008.
- [3] 高畑文雄, デジタル無線通信入門, 培風館, 2002.
- [4] 佐藤拓郎, OFDM 技術の基礎から応用まで, リアライズ社, 1999.
- [5] 唐沢好男, デジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2004.
- [6] 宮沢政清, 確率と確率過程, 近代科学社, 1993.
- [7] M.Schwartz et al., Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill Book Company, 1965.
- [8] 薩摩順吉, 確率・統計(理工系の数学入門コース), 岩波書店, 1992.
- [9] 伊藤清, 確率論, 岩波書店, 1953.
- [10] 得丸英勝, 他編, 統計工学ハンドブック, 培風館, 1987.

第3章 コグニティブ無線

環境適応型通信には、環境を認識して最適な通信方式（周波数などのリソース割り当ても含む）を特定する知能の部分と、その特定された方式に適応変身する機能が求められる。前者はコグニティブ無線が、後者はソフトウェア無線が担う役割になる。この後者の機能を、ベースバンド無線の方式で実現しようとするのが、環境適応型ベースバンド無線である。

本章では本論文で述べている環境適応型無線通信実現のベースとなる技術であるソフトウェア無線とコグニティブ無線について述べる。

3.1 ソフトウェア無線

3.2 項で述べるコグニティブ無線[1]-[5]とは通信環境認知技術とも呼ばれ、電波環境を認識して周波数・時間ごとの使用効率を考慮し、利用可能な周波数帯を自ら選択し通信を行うというもので、実現手段としてソフトウェア無線技術の適用が期待されている。そこで、本項では、ソフトウェア無線のハードウェア構成と機能性について述べる。

3.1.1 ソフトウェア無線の概要

ソフトウェア無線とは、ソフトウェアの書き換えでシステム固有の無線仕様を必要に応じて変更することを可能とするものである[6]。すなわち、高周波増幅器、周波数変換機、A/D・D/A変換器、マルチバンドアンテナおよびデジタル信号処理部などのハードウェアを共通とし、プログラミングにより無線パラメータである変調方式、送受信周波数、帯域幅、伝送速度などが変更可能となる。簡単に言えば、A/D・D/A変換器を搭載したパソコンにアンテナがついたイメージである。理想的なソフトウェア無線のイメージを図3.1に示す[7]-[11]。

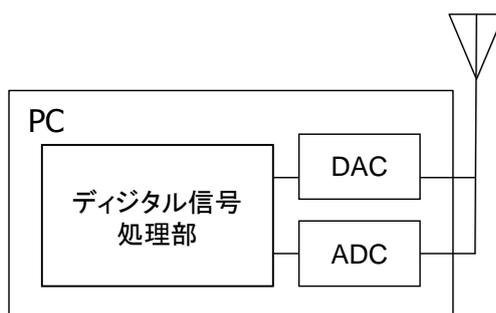


図 3.1 理想的なソフトウェア無線機のイメージ

3.1.2 サンプリング定理

ある連続時間信号 $x(t)$ をフーリエ変換し $X(\omega)$ とし、振幅スペクトル $A(\omega) = |X(\omega)|$ を持つとする。この信号が、

$$|X(\omega)| = 0 \quad \omega \geq \omega_m \tag{3.1}$$

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。

F_m [Hz] で帯域制限された信号 $x(t)$ は、サンプリング周波数 $F_{SAM} > 2F_m$ によるサンプル値により一意に決定される。この形は、少なくともサンプリ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。

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、

$$x(e^{j\omega T_{SAM}}) = \frac{1}{T_{SAM}} \sum_{r=-\infty}^{\infty} X(\omega - r\omega_{SAM}) \quad \omega_S \in \overline{M} \quad 2\pi F_{SAM} \tag{3.2}$$

となる. この式 (3.2) から言えることは,

- サンプルングすると, 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, サンプルング周波数 F_{SAM} が高いほど周期は長い.
- サンプル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, サンプル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ジング, あるいは折り返し歪みと呼ぶ. エリアジ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ルング周波数 $F_{SAM} = 2F_m$ 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.

3.1.3 A/D 変換のサンプルングの周波数帯と送受信機構成

受信機においてサンプルングを行う周波数帯として, RF 帯, IF (Intermediate Frequency) 帯, BB(Base Band) 帯の三つがある[12]. それぞれの構成を図 3.2 に示す.

RF サンプルングは, 無線周波数帯を直接 A/D 変換し, すべてデジタル処理するものである. 無線通信に用いられている周波数は数 GHz 以上であり, 超高速の A/D 変換器が必要となり, DSP(Digital Signal Processor) の演算処理量が莫大となる[12]-[17]. 第4章のベースバンド伝送および第5章の環境適応型ベースバンド無線についても RF サンプルングを用いている.

IF サンプルングは, RF 信号をいったんダウンコンバータで IF 帯に周波数変換してからサンプルングするものであり, 実績のあるスーパーヘテロダイン方式の受信機構成に適用可能である. しかし, BB サンプルングに比べれば高速なサンプルング速度を持つ A/D 変換器が必要であり, DSP の演算量も大きくなる.

BB サンプルングは, RF 信号をベースバンド(ゼロ IF) に落としサンプルングするも

のであり、低速な A/D 変換器で良く、DSP の演算量も少なくなる。しかし、アナログ段に対しては処理が多く、性能の要求条件も厳しくなる。また、システムの全帯域を一括に信号処理することができず、局部発信周波数をチャンネルごとにあわせる必要がある。

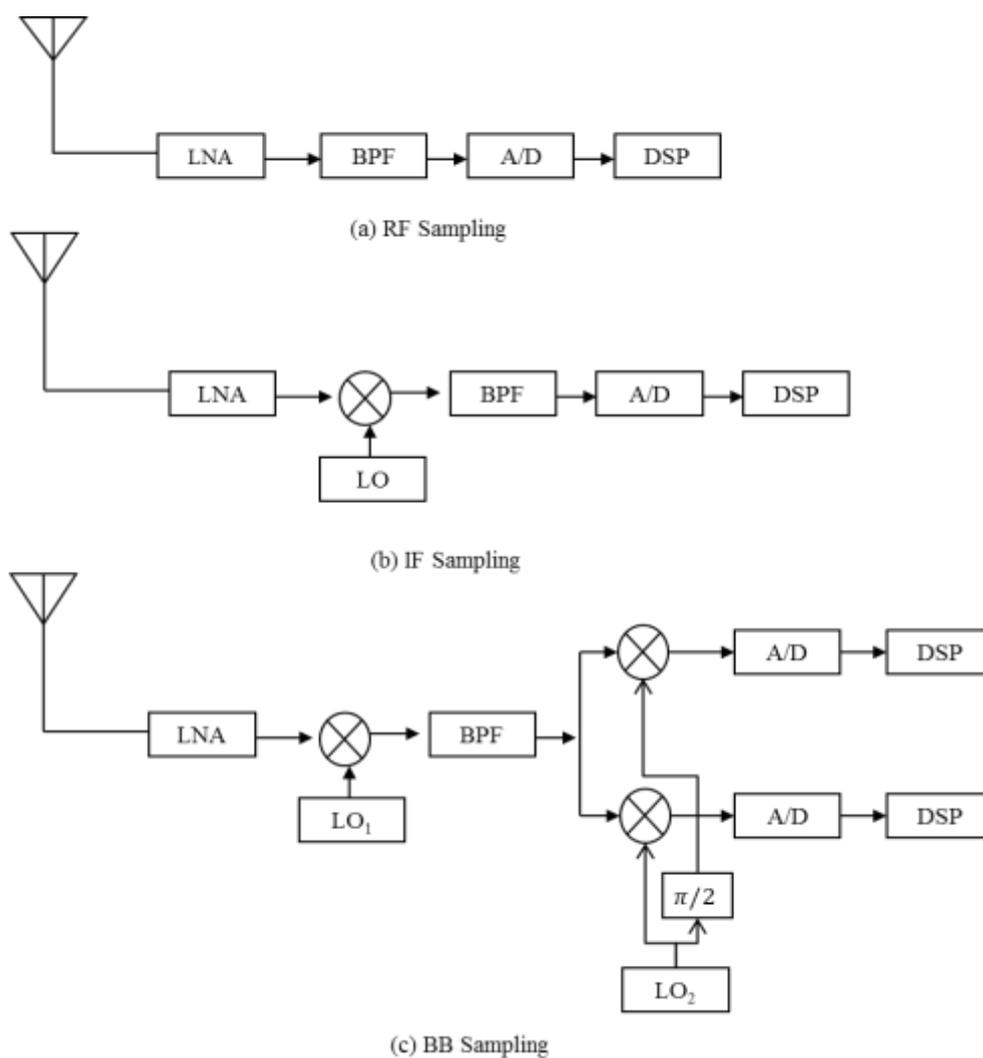


図 3.2 サンプルング方式と受信機構成

3.1.4 マルチバンド RF 受信回路の構成

コグニティブ無線を実現するには、広帯域での運用を考慮する必要がある。RF サンプリングでは、前項で述べたとおりハードウェアの性能面が大きな障壁となっており、現状では IF サンプリングと BB サンプリングを用いた送受信の構成の研究開発が進んでいる。

本項では、マルチバンド RF 受信器の構成について、以下の3つの方式について述べる[12].

(1) 切り替え方式

各周波数に対応する複数のアンプ、フィルタ、ミキサを並べて、運用する周波数に適宜切り替えて広帯域のマルチバンドの送受信を実現する[18].

(2) ダイレクトコンバージョン方式

ダイレクトコンバージョン方式は、BB サンプリング方式を用いて RF 信号を直接にベースバンド信号の IQ 成分までダウンコンバートする。このため原理的にはイメージが発生しない。しかし、局部発信機の周波数漏れが周波数変換器に再度入力される DC オフセットの問題点がある[19].

(3) スーパーヘテロダイン方式

各周波数の信号をまず IF 帯に落として、チャンネル選択を行い、それから検波を行う方式である。サンプリング方式としては、IF サンプリング方式と BB サンプリング方式を用いる[20].

3.2 コグニティブ無線

3.2.1 コグニティブ無線とは

近年では移動体通信市場でのモバイル通信機器の利用が拡大され、それに伴う電波資源の需要拡大により、電波資源の逼迫が各国の課題である。その解決案としてソフトウェア技術を活用したコグニティブ無線の実現が期待されている。

コグニティブ無線とは、周囲の電波利用環境をセンシング(以下、スペクトルセンシング)することにより、使用可能な周波数帯域を『認識』し、最適な通信のパラメータを選択する無線通信技術である。コグニティブ無線によって周波数帯域やタイム・スロットなどの無線リソースを適宜利用することにより、周波数の有効利用を図ることが可能である。

コグニティブ無線技術を用いたシステムをコグニティブ無線システムと呼び、国際電機通信連合・無線通信部門（International Telecommunication Union Radio communications Sector: ITU-R）では、①電波の利用状況、地理環境の情報、各国の法規制、オペレータ等が持つ通信運用のための方針に代表される各種ポリシー及びコグニティブ無線通信システム内の状況等の情報を取得する機能（Obtaining Knowledge）、②それを所定の目的を達成するための運用パラメータ及びプロトコルを決定し、ダイナミックかつ自律的に調整する機能（Decision and Adjustment）、③得られた結果から学習を行う機能（Learning）という三つの機能からなるシステムと定義されている[21]。

3.2.2 ダイナミックスペクトルアクセス

スペクトルセンシング[22][23]による帯域の利用状況の把握により、利用可能と判断された帯域を用いる「ダイナミックスペクトルアクセス（DSA:Dynamic Spectrum Access）」[24]-[31]がある。

スペクトルセンシングによる周波数の状況は以下の三つに分類される[32]-[33]。

- ・ホワイトスペース 完全に利用されていない帯域
- ・グレースペース 部分的に利用されている帯域
- ・ブラックスペース 干渉波や無線システムにより全て占有されている帯域

ダイナミックスペクトルアクセスは、ホワイトスペースとグレースペースを用いる。ホワイトスペースを用いる方式はオーバーレイ、グレースペースを用いる方式はアンダーレイ方式である[35]。

アンダーレイとは、図 3.3 (b) のように、既存のシステムに割り当てられた周波数帯に干渉を与えない低電力に広帯域で通信を行う方法である。アンダーレイに適した変調方式として UWB(Ultra Wide Band)を用いた方式が提案されている。しかし、低電力のため、近距離通信に限られ低速の伝送レートとなる。

オーバーレイとは、既存システムに割り当てられた周波数帯において「空間的」あるいは「時間的」に既存システムでは利用されていない周波数帯（ホワイトスペース）に高い信号レベルで通信を行う方式である。アンダーレイと比べて伝送レートが高く OFDM 方式が提案されている。

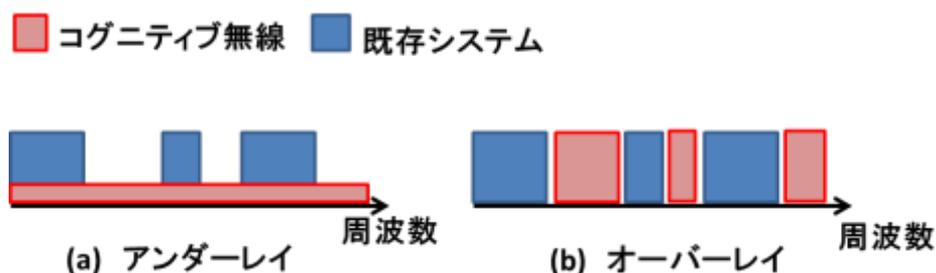


図 3.3 コグニティブ無線の分類

3.2.3 TV ホワイトスペースを用いたコグニティブ無線

上記で述べたダイナミックスペクトルアクセスのコグニティブ無線システムは近年 TV ホワイトスペースを利用する目的として開発されている[36]-[38]。

デジタルテレビ放送は 470M~710MHz の周波数帯域を帯域幅 6MHz の 40 チャンネルが割り当てられている。しかし、地域によっては使用されていないチャンネルもある。その未使用の空きチャンネルが TV ホワイトスペースである。

米国では 2008 年に TV ホワイトスペースを免許不要で利用が可能になり、コグニティブ無線である IEEE 802.22 がある[39]-[41]。日本では、2011 年に総務省が「ホワイ

トスペース特区」を創設することを決定し、同年7月に福島県南相馬市がホワイトスペースを使ってフルセグ/ワンセグで防災情報を提供する実証実験を許可され、送信局が開設されている [42]。また、LTE 技術を用いた移動通信システムも NICT（独立行政法人・情報通信研究機構）で開発されている。

3.2.4 NC-OFDM (Non-Contiguous Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

オーバレイ方式で周波数を有効活用できる方式として NC-OFDM 方式がある。図 3.4 に示すように NC-OFDM 方式はサブキャリアを PU 及び干渉波を避けて、ホワイトスペースに信号を離散的に配置し束ねて無線通信を行う方式である。配置しないサブキャリアはヌル値とする [43]-[46]。

これまでの NC-OFDM 研究では、5GHz 帯の連続する周波数帯域幅 30MHz の中で束ねた通信が実現されている。そして、広帯域離散 OFDM として周波数が 270MHz から 430MHz の範囲にある合計 2MHz をまとめた無線通信が実証されている [47]。

NC-OFDM により、ひとつひとつの空き周波数帯域幅は小さくても、多数の周波数帯を束ねることで、必要な周波数帯域を確保することが可能となる。

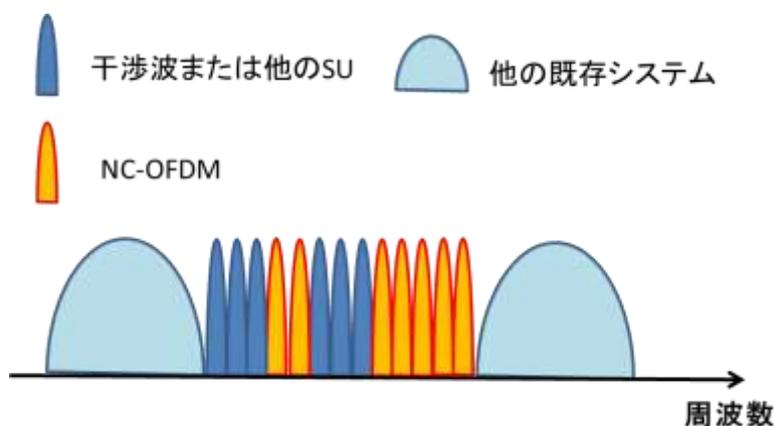


図 3.4 NC-OFDM 技術

3.2.5 キャリアアグリゲーション(carrier aggregation: CA)

離れた帯域の周波数を束ねて使用する技術としてキャリアアグリゲーションがある。

キャリアアグリゲーション技術は、あらかじめ定められている周波数帯に対して、無線リンクを束ねて利用することが可能である。これに対し、NC-OFDM 技術では幅広い周波数帯域幅の中で任意に利用する周波数帯を変更し、束ねられることが大きく異なる。

LTE は複数のシステム帯域幅(1.4, 3, 5, 10, 15, 20 [MHz])をサポートし最大 20MHz の帯域幅をサポートすることにより高ピークデータレートを達成している。LTE-A(LTE-Advanced)では、LTE と比較しさらなる高ピークデータレートが要求されており、広帯域化が必要とされ、図 3.5 に示すように LTE-A では、サポート可能な最大送信帯域幅が LTE の最大送信帯域幅である 20MHz から 100MHz へと拡張されている。

LTE-A では、LTE からのスムーズなシステムの移行が求められるため、LTE との後方互換性が求められる。この広帯域化と後方互換性を同時に実現する技術としてキャリアアグリゲーション(CA) が用いられる[48] -[51]。LTE-A では、コンポーネントキャリア(Component Carrier : CC) と呼ばれる基本周波数ブロックを周波数軸上に配置する。そして端末は CA を用いて、これらを複数束ねて通信を行うことで広帯域化を実現する。このとき一つのコンポーネントキャリアの帯域幅を LTE の最大帯域幅である 20MHz とすることで、後方互換性を実現できる。図 2.8 のように、LTE 端末はいずれか一つの CC を用いて通信を行い、LTE-A 端末は CA を用いて最大 5 つの CC を組み合わせて通信を行う。この CA 技術により、LTE-A システムで LTE 端末を収容でき、広帯域化と後方互換性を同時に実現できる。

また CA は次の 3 つの方式に分類される。3 つの方式は、通信事業者等に割られる周波数帯域(バンド)に対する CC の位置づけにより、それぞれの方式は異なる。

(1) Intra-band contiguous CA

同じ周波数バンド内の CC を用いて通信する方式である。バンド幅は 20MHz よりも大きく、CC は周波数軸上で連続している。連続する広帯域の周波数割当が行われる場合に適用される。

(2) Intra-band Non-contiguous CA

異なる周波数バンドの CC を複数用いて通信を行う方式であり、たとえば、2GHz 帯と 800MHz 帯の二つの CC を用いて通信を行う場合に適用される。この方式では、2つの CC を用いて通信を行うことによるスループットの向上に加えて、伝搬環境が異なる複数のキャリアを用いることによる通信の安定性の向上が実現できるかもしれないというメリットがある。

(3) Intra-band Non-contiguous CA

同じ周波数バンド内の CC を用いるが、周波数軸上で不連続な CC を用いて通信を行う方式である。周波数帯域の割当てが断片的である場合や、複数の事業者で共有する場合に適用される。

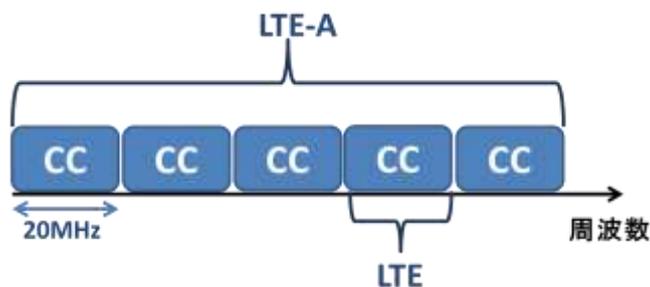


図 3.5 LTE と LTE-A の帯域幅

3.2.6 ヘテロジニアス型コグニティブ無線

キャリアアグリゲーションと同様に既存システム間の切り替えにより、動的にスペクトルを使用する技術として「ヘテロジニアス型コグニティブ無線技術」がある [52]-[54].

具体的には、複数の異なる無線通信システムが同時に存在する環境において、無線通信端末はいずれのシステムにも対応しており、利用者の要求及び周辺の通信環境に応じて最適な無線通信システムを選択し、所望の通信容量を確保し、所望の通信品質で伝送を行う。これらの異なる無線通信システム間のハンドオーバーも可能とし、様々な無線通信システムの使い分けにより、利用者の利便性向上にも貢献できる。また、既存の無線通信システムのみでは実現不可能な、高速、広帯域通信の要求がある場合には、複数の無線通信システムを同時利用し、一時的に高速、広帯域通信を提供することも可能とする。これにより、新しい広帯域無線通信システムを導入することなく高速、広帯域化が実現でき、周波数の利用効率の向上にもつながる。このような利用方法を実現するために、ヘテロジニアス型のスペクトラム・センシングでは、目的の無線通信システムの利用可能性を認識する必要がある。

3.3 結び

本章では本論文で述べている環境適応型無線通信実現のベースとなる技術であるソフトウェア無線とコグニティブ無線について述べた。

環境適応型ベースバンド無線は、ダイナミックスペクトルアクセスによるホワイトスペースを用いることを前提としている。さらに、NC-OFDMと同様に干渉波を避けて離散的にサブキャリアを配置することができる。本章では、前段階としてそれらの概要について説明した。

本研究では、周波数共有型コグニティブ無線の概念に基づき、空き周波数を検出できたとして、その結果に基づいて電波環境変化へのシステム適応変身機能を実現する。

参考文献

- [1] J Mitola III and GQ Maguire Jr., "Cognitive radio making software radios more personal," IEEE Pers. Commun., vol. 6, no. 4, pp. 13-18, Aug. 1999.
- [2] J. I. Mitola, "Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications," Proc. IEEE Int. Workshop Int. Conf. Mobile Multimed. Commun., pp.3-10, Nov. 1999.
- [3] S. Haykin, "Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [4] J. Miller, "An overview of the U.S. and Japanese approaches to cognitive radio and SDR," IEICE Trans. Commun., vol. E89-B, no. 12, pp. 3168-3173, Dec. 2006.
- [5] 三瓶政一, "コグニティブ無線の動向と展開," 信学通誌, no.5, pp. 13-18, Jun. 2008.
- [6] J. Mitola III, "Software radio architecture: A mathematical perspective", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 4, pp.514-538, Apr. 1999.
- [7] 小宮山牧児, "ATR 環境適応通信の研究内容の紹介," ATR Journ., vol. 23, pp. 7-10, 1996.
- [8] 岡田隆, 中村康久, "全デジタル化 256QAM 変調器の検討," 信学会全国大会(春季大会), p.427, 1989.
- [9] M. Kim, T. Moteki, K. Ichige, H. Arai, "Efficient heterodyne digital receiver with direct RF-to-digital conversion for software defined radio," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E92-A, no. 4, pp. 1056-1062, Apr. 2009.
- [10] バンダ ダリソー, 和田平, タトエン タン, 谷藤正一, 亀田卓, 末松憲治, 高木直, 坪内和夫, "低サンプリング周波数を用いたダイレクト RF アンダーサンプリング受信方式," 信学技報, SR2013-11, May. 2013.
- [11] 加藤緑, 吉川志郎, 奥居民生, 渡辺哲也, 米田誠良, 鈴木健治, 鈴木龍太郎, "小型実験衛星用再構成通信機における RF 信号ダイレクト受信処理装置の試作評価," 信学技報, SAT 110(73), pp. 7-10, Jun. 2010.
- [12] 中嶋信生, "無線技術とその応用 4 新世代ワイヤレス技術", 丸善, Nov. 2004.
- [13] R. H. Walden, "Analog-to-digital converter survey and analysis," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, no. 4, pp. 539-550, Apr. 1999.
- [14] P. B. Kenington and L. Astier, "Power Consumption of A/D Converters for Software Radio Applications," IEEE Trans. Vehicular Techn., vol. 49, pp. 643-650, Mar. 2000.
- [15] K. G. Merkel and A. L. Wilson, "A Survey of High Performance Analog-to-Digital Converters for Defense Space Applications," Proc. IEEE Aerospace Conf., vol. 5, pp. 2415-2427, Mar. 2003.
- [16] B. Murmann "A/D converter trends: Power dissipation, scaling and digitally assisted

- architectures,” Proc. 2008 IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC) , pp. 105 -112, Sep. 2008.
- [17] B. Muramann, “ADC Performance Survey 1997-2013.”
Available:<http://www.stanford.edu/~muramann/adcsurvey.html>
- [18] 原田博司, 石津健太郎, 長谷川幹雄, 飯草恭一, 船田龍平, 辻宏之, 黒田正博, “コグニティブワイヤレスシステムの実現に向けた研究開発” 信学技報, SR2006-74, pp.51-58, Mar. 2006.
- [19] 吉田弘, 大高章二, 加藤貴之, 鶴見博史, “ダイレクトコンバージョン方式を用いたソフトウェア無線機の試作” 信学技報, SR2000-09, pp.59-66, Apr. 2000.
- [20] 原田博司, 石津健太郎, 長谷川幹雄, 飯草恭一, 船田龍平, 辻宏之, 黒田正博, “共通周波数帯アップ・コンバージョンを利用したコグニティブ無線用マルチバンド周波数ダウンコンバージョン方式” 信学技報, SR2006-74, pp.51-58, Mar. 2006.
- [21] ITU-R, “ Definition of software defined radio (SDR) and cognitive radio system (CRS), ”Report ITU-R SM. 2152, Sep. 2009.
- [22] H. Uchiyama, K. Umebayashi, T. Fujii, F. Ono, K. Sakaguchi, Y. Kamiya and Y. Suzuki, “Study on Soft Decision Based Cooperative Sensing for Cognitive Radio Networks,” IEICE Trans. Commun ., vol. E91-B, no. 1, pp. 95-101, Jan. 2008.
- [23] K. Kashiki, M. Nohara, S. Imata and Y. Kishiki, “Location and Propagation Status Sensing of Interference Signals in Cognitive Radio,” IEICE Trans. Commun ., vol. E91-B, no. 1, pp. 77-84, Jan. 2008.
- [24] S. Sampei, S. Miyamoto and S. Ibi, “Spectrum Loading Type Dynamic Spectrum Allocation Technique for Cognitive Radio System,” Proc. of Second International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM '07) , Aug. 2007.
- [25] S. Haykin, “Cognitive Radio: Brain Empowered Wireless Communications,” IEEE J.Select. Areas in Communications, Vol. 23, No. 2, pp. 201-220, Feb. 2005.
- [26] Q. Zhao and B. M. Sadler, “A survey of dynamic spectrum access,” IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, no. 3, pp. 79-89, May. 2007.
- [27] D. Willkom, S. Machiraju, J. Bolot and A. Wolisz, “Primary User Behavior in Cellular Networks and Implications for Dynamic Spectrum Access,” IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 3, pp. 88-95, Mar. 2009.
- [28] C. Sun, H. N. Tran, Y. D. Alemseged and H. Harada, “IEEE P1900.6 Standard for Sensing Information Exchange of Cognitive Radio System,” Proc. of the 12th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC2009) , Sep. 2009.
- [29] FCC, “Notice of Proposed Rule Making: Unlicensed Operation in the TV Broadcast Bands,” ET Docket No. 04-186, May. 2004.

- [30] E. Visotsky, S. Kuffner and R. Peteron, “On Collaborative Detection of TV Transmissions in Support of Dynamic Spectrum Sharing,” Proc. of the IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN2005), pp. 338-345, Nov. 2005.
- [31] C. R. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S. J. Shellhammer and W. Caldwell, “IEEE 802.22: The First Cognitive Radio Wireless Regional Area Network Standard,” IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 1, pp. 130-138, Jan. 2009.
- [32] Federal Communications Commission, “FCC, ET Docket No. 03-222 Notice of proposed rulemaking and order,” Tech. Rep., Dec. 2003.
- [30] R. of Tandra et al., “What is a spectrum hole and what does it take to recognize one?,” Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 5, May. 2009.
- [33] Freeha Azmat, Junaid Imtiaz, Muhammad Hashim, “A Comparison of Frequency/Amplitude Modulation Scheme in Cognitive Radio Environment,” Proc. IEEE Int. Communication, Networks and Satellite (ComNetSat), pp. 127-132, Jul. 2012.
- [35] L.B.Le, E.Hossain, “Resource allocation for spectrum underlay in cognitive radio networks,” IEEE Transactions on Wireless Commun., vol. 7, no. 12, pp. 5306-5315, Dec. 2008.
- [36] 原田博司, 石津健太郎, 村上誉, “ホワイトスペースにおける新たなブロードバンドアクセスに向けた研究開発” 信学技報, SR2011-76, vol.111, no.261, Oct. 2011.
- [37] 原田博司, 村上誉, Y.D. Alemseged, C. Sun, T.Baykas, “海外における TV ホワイトスペース利用システムに関する検討状況,” 信学技報, SR2011-108, Mar. 2012.
- [38] 総務省ホワイトスペース推進会議, 「ホワイトスペース利用システムの運用調整の仕組み最終とりまとめ」, 2013年1月.
- [39] FCC, “Notice of Proposed Rule Making: Unlicensed Operation in the TV Broadcast Bands,” ET Docket No. 04-186, May. 2004.
- [40] E. Visotsky, S. Kuffner and R. Peteron, “On Collaborative Detection of TV Transmissions in Support of Dynamic Spectrum Sharing,” Proc. of the IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005), pp. 338-345, Nov. 2005.
- [41] C. R. Stevenson, G. Chouinard, Z. Lei, W. Hu, S. J. Shellhammer and W. Caldwell, “IEEE 802.22: The First Cognitive Radio Wireless Regional Area Network Standard,” IEEE Communications Magazine, Vol. 47, No. 1, pp. 130-138, Jan. 2009.
- [42] <http://www.soumu.go.jp/soutsu/tohoku/hodo/h2307-09/0715a1001.html> 東北総合通信局 報道資料 2011年7月15日
- [43] J. D. Poston and W. D. Horne, “Discontiguous OFDM considerations for dynamic spectrum access in idle TV channels,” Proc. of the IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005), vol. 1, pp. 607-610, Nov. 2005.
- [44] H. Tang, “Some physical layer issues of wide-band cognitive radio systems,” Proc. of the

- IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005) , vol. 1, pp. 151-159, Nov. 2005.
- [45] M. P. Wylie-Green, "Dynamic spectrum sensing by multiband OFDM radio for interference mitigation," Proc. of the IEEE Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks (DySPAN 2005) , pp. 619-625, Nov. 2005.
- [46] R. Rajbanshi, A. Wyglinski and G. Minden, "An efficient Implementation of NC-OFDM Transceivers for Cognitive Radios," Proceeding of First International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM) , Mykonos Island, pp. 1-5, Jun. 2006.
- [47] 高草木恵二, 長谷川晃朗, 柴田達雄, "広帯域離散 OFDM 技術の研究," 信学技報, SR2013-16, pp. 83-89, May. 2013.
- [48] 3GPP 36.814: Further advancements for E- UTRA physical layer aspects, v0.3.1, 2010.
- [49] R.Ratasuk, D. Tolli, A. Ghosh, "Carrier Aggregation in LTE Advanced," Proc.of Vehicular Technology Conference (VTC 2010 • Spring), pp.1-5, Jun . 2010.
- [50] Guangxiang Yuan, Xiang Zhang, Wenbo Wang, Yang Yang, "Carrier aggregation for LTE-advanced mobile communication systems," IEEE Communications Magazine, pp. 88-93, vol. 48, Feb. 2010.
- [51] 三木信彦, 岩村幹生, 岸山祥久, ウメシユアニール, 石井啓之, "LTE-Advanced における広帯域化を実現する Carrier Aggregation," NTT docomo テクニカル・ジャーナル, vol.18, no. 2, pp. 12-21, Jul. 2010.
- [52] G. Wu, M. Mizuno and P. J. M. Havinga, "MIRAI Architecture for Heterogeneous Network," IEEE Communications Magazine, vol. 40, no. 2, pp. 126-134, Feb. 2002.
- [53] M. Inoue, G. Wu, K. Mahmud, H. Murakami and M. Hasegawa, "Development of MIRAI System for Heterogeneous Wireless Networks," Proc. of the 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2002) , pp. 69-73, Sep. 2002.
- [54] M. Hasegawa, M. Inoue and H. Morikawa, "Service Mobility in MIRAI Architecture," Proc. of International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC 2005) , pp. 349-353, Sep. 2005.

第4章

無線ベースバンド伝送

本論文は、アンテナから放射される高周波数帯を含む全周波数帯をベースバンド信号とみなして一括デジタル信号処理する方式をベースバンド無線と呼び、第5章以降でその詳細をまとめる。本章では、その発想の原点となっている北川等が行った無線ベースバンド伝送[1][2]の概要をまとめる。

4.1 無線ベースバンド伝送とは

送信する情報量が多くなると、より高い周波数のキャリアを用いる必要が出てくる。しかし、周波数が高くなると、伝搬上の問題やデバイスの問題も生じてくる。そして伝送速度が Gbps のオーダーになると、情報そのものが高周波成分になってきて、正弦波に乗せるという操作を行わなくても空間を伝送させることができるのではないかという考えが出てくる[3]。これが無線ベースバンド伝送の概念である。図 4.1 はこのイメージである。同図(a)は情報がキャリアによって運ばれる変調信号、その究極は、波の一山一山に情報を乗せることである(同図(b))。それが、情報そのものをそのまま送る無線ベースバンド伝送である(同図(c))。これまでの無線伝送とは異なる新たな無線伝送方式であり、有線伝送で用いられているベースバンド伝送を無線伝送に適用したものともいえる。この技術が実用になると、有線伝送と無線伝送をシームレスに繋ぐことも可能となり、本質的に備わった高速伝送性を生かした大容量・高速無線伝送が実現できる。

ベースバンド伝送はベースバンド信号を直接に無線伝送するため広帯域を占有する問題点がある。同様に広帯域の無線システムとして UWB がある[4]-[7]。インパルス無線タイプの UWB は無線ベースバンド伝送方式とは発祥こそ異なるが、キャリアを用いないという点では共通している。

無線ベースバンド伝送の実証実験では、伝送信号波形に直流成分をもたないマンチェスター符号化などを用いることにより、この伝送方式が現実的に可能であることを明らかにしている。一方で、比帯域の意味で、超広帯域なスペクトルをもつこの伝

送方式は、干渉対策や法的面で、実用化には高いハードルが予想され、そのような問題が生じない特殊な環境での運用を余儀なくされるであろうという応用上の制約を持つ。

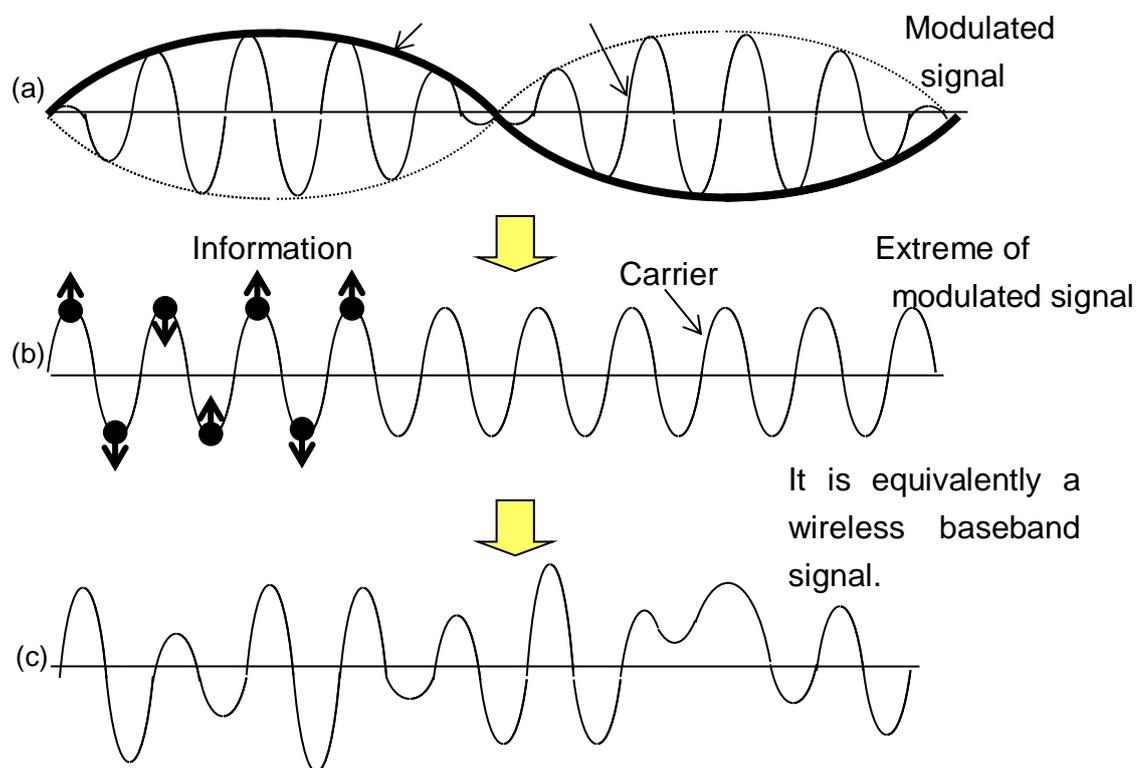


図 4.1 変調信号伝送とベースバンド伝送

4.2 インパルス無線

インパルス無線とは、数 10ps または数 ns のインパルスを情報として伝送する無線システムである[8]。インパルス列に情報を乗せるには、パルス位置変調—PPM(Pulse Position Modulation)、パルス位相変調—BPSK(Binary Phase Shift Keying)およびパルス振幅変調—PAM(Pulse Amplitude Modulation)の方法がある。また、変調を多値化すれば伝送速度を上げることができる[9][10]。なお、データが全て 0 または 1 の連続したデータだった場合、パルス列が等間隔になるために櫛の歯状の線スペクトル発生し、スペクトル電力密度が大きくなる。連続した同一のデータとならないように、データ系列を拡散系列で拡散する直接拡散スペクトル型インパルス無線が提案されている[11]。

近年では、広帯域が確保可能なミリ波帯の 70~80GHz 帯を活用して 10Gbits の伝送に成功し、実用化されている[12]-[14]。

インパルス無線はインパルス列をキャリアに乗せずにデータ伝送することがベースバンド伝送と同じであり非常に類似している。しかし、ベースバンド伝送はベースバンド信号を直接無線伝送に用いる無線システムであり、インパルス無線のようにインパルス列を変調するような変復調処理は行わない。従って、ベースバンド伝送は有線やデジタル信号処理デバイスから無線のデータ伝送にシームレスに取り扱うことができる。

4.3 UWB の動向

UWB技術は軍用ではスペクトル拡散による秘匿性と耐妨害性がメリットとして発展し、近年では低電力を用いる UWB 技術の応用で短距離の WPAN (Wireless Personal Area Network)として IEEE802.15.3a で標準化が進められていた。主要な提案は、Xtreme Spectrum 社が提案した DS-CDMA(Direct Spread-Code Division Multiple Access)方式[15]と intel 等の数社が提案した MB-OFDM(Multiband OFDM)方式[16]がある。

インパルス無線は広帯域を占有し、スペクトル制御の観点から標準化には採用されなかった。FCC 規定では周波数範囲を 3.1~10.6GHz に限定されている。しかし、この周波数帯は 802.11a 方式の無線 LAN が使用する 5GHz 帯を挟んでおり、3.1~4.9GHz の「ローバンド」と 5.8~10.6GHz の「ハイバンド」に分割されている。従って、周波数軸に対して連続的に広帯域にスペクトラムを占有するインパルス無線は最終的な候補とはならなかった。

その後、2006 年 1 月、ハワイで開催された IEEE802.15.3a 会合を最後に標準化委員会は解散している。

4.4 無線ベースバンド伝送の原理

情報を電圧波形として表しているベースバンド信号は、例えばそのパルス周期が T_0 であった場合、おおよそ $\pm 1/T_0$ Hz の範囲に周波数成分を持つ。いかなるアンテナからも直流信号を放出することはできないので、0 Hz 周波数付近の成分を生み出す連続同一符号（例えば、1, 1, 1, 1 といった）の発生を抑えなければならない。このため、直流成分を持たないように工夫された符号化がいくつかあり、図 4.2 に示すマンチェスター符号もその一つである。マンチェスター符号は2パルス ($2T_0$) で1ビットを送るので伝送レートは半分になるが、比帯域の大きいアンテナを選べば十分伝送可能な信号になる。キャリアを用いて情報を伝達する従来の無線システムでは、振幅と位相を持つ複素数で表される信号 (IQ 信号) を、キャリアの振幅と位相に乘せ、実数領域の信号としてアンテナに送り出すことができるが、無線ベースバンド通信ではキャリアを持たないので、送り出すベースバンド信号も実数領域の信号になる[1][17]。

図 4.2(c)のスペクトルからわかるように、たとえマンチェスター符号を用いてもその占有帯域幅は比帯域的な意味できわめて広い。これはすなわち、周囲に電波干渉を与えるシステムになり、周波数有効利用の観点から、実用性は困難である。

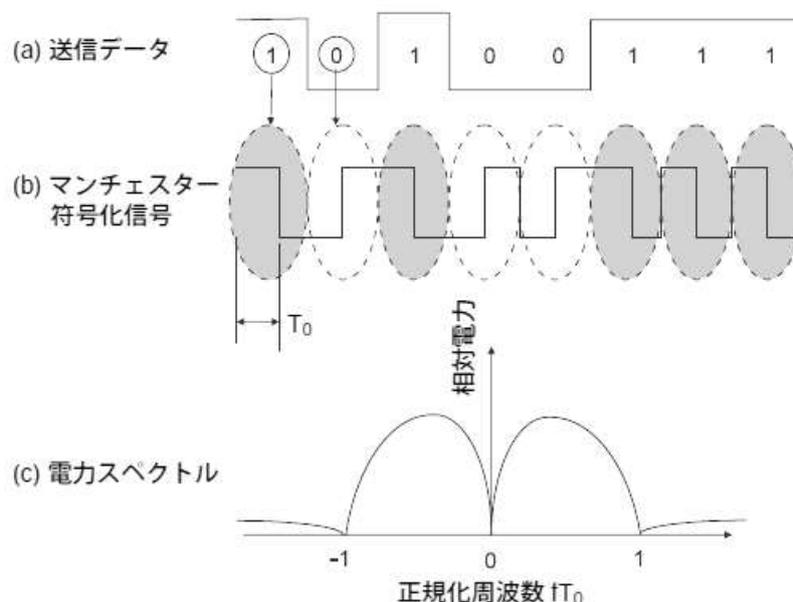


図 4.2 マンチェスター符号と周波数スペクトル
(直流分が生じていないことがわかる)

4.5 実信号の伝送理論

無線ベースバンド伝送における時間領域の信号表現と周波数領域の表現の関係を図4.3にまとめている。実数信号である時間領域信号は、フーリエ変換により正の周波数と負の周波数に共役の関係を持つ複素数信号として周波数領域で表現できる[1][17]。

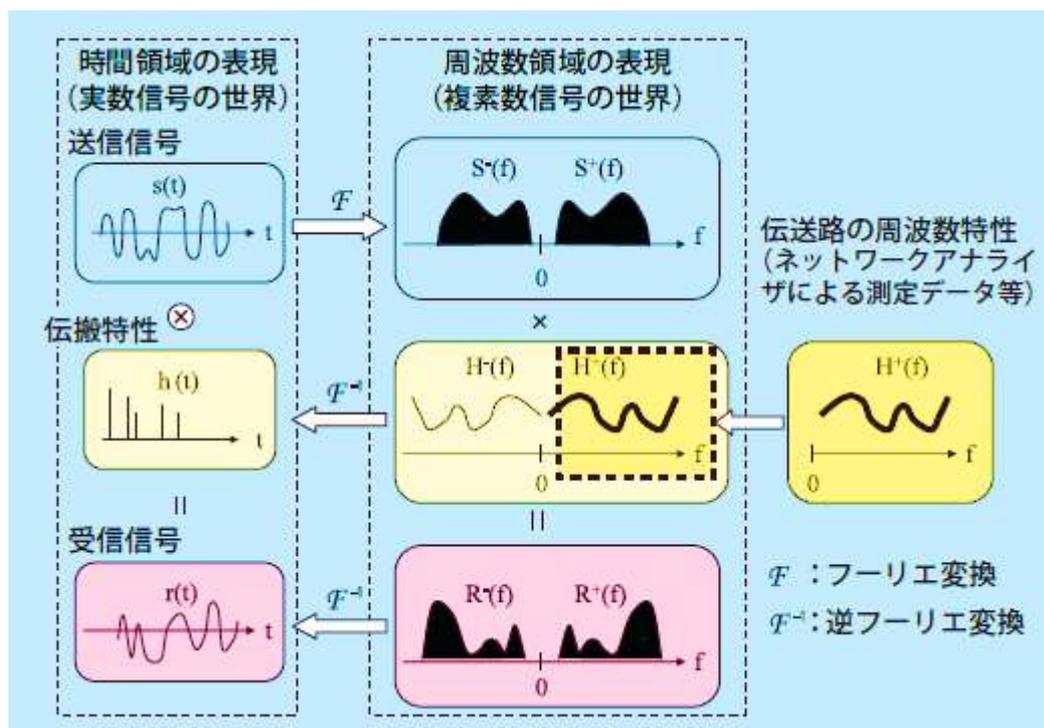


図4.3 無線ベースバンド伝送の各部の信号

4.5.1 時間領域表現

線形時不変システムにおける送受信信号の関係は、送信信号 $s(t)$ も、伝搬特性（インパルス応答特性） $h(t)$ も、雑音(加法性) $n(t)$ も、受信信号 $r(t)$ もすべて実数であり、次の関係式で結ばれる。

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)s(\tau)d\tau + n(t) = h(t) \otimes s(t) + n(t) \quad (4.1)$$

ここで τ は遅延, \otimes は畳み込み積分を表す(図4.3では熱雑音の付加を省いている)。

一方、伝搬特性は、例えば、ネットワークアナライザを用いて周波数特性を測定したとすると、周波数の関数として複素数（振幅と位相を持った信号）で求められる。

4.5.2 周波数領域表現

時間領域信号と同様にして周波数領域の場合について考えてみると、実数のベースバンド波形をそのまま伝送する場合には

$$\begin{aligned} R(f) &= H(f)S(f) + N(f) \\ &= \{H^+(f)S^+(f) + N^+(f)\} + \{H^-(f)S^-(f) + N^-(f)\} \end{aligned} \quad (4.2)$$

となる。ここで、 $R(f)$, $H(f)$, $S(f)$, $N(f)$ はそれぞれ $r(t)$, $h(t)$, $s(t)$, $n(t)$ のフーリエ変換後の成分を表し、添字の+と-はそれぞれ正の周波数成分と負の周波数成分を表している。正と負の周波数の概念は実信号のフーリエ変換を扱う場合は必ず考慮しなくてはならない。

4.5.3 実信号と解析信号

$r(t)$, $h(t)$, $s(t)$ と $R(f)$, $H(f)$, $S(f)$ をそれぞれ一般化して $x(t)$ と、 $X(f)$ として考える。 $x(t)$ は実信号であり、その解析信号を $a(t)$ とすると $a(t)$ は $x(t)$ のスペクトルの正の周波数部分を2倍にしたものからなる複素信号であり、その実部がもとの信号である実信号に等しいものとして定義される。すなわち、

$$a(t) = 2 \int_0^{\infty} X(f)e^{j2\pi ft} df = x(t) + j\hat{x}(t) \quad (4.3)$$

であり、

$$\text{Re}[a(t)] = x(t) \quad (4.4)$$

と表される。ここで、式(4.3)の右辺1番目の係数2は式(4.4)を満足させるためのものであり、式(4.3)の右辺は2番目第2項の \hat{x} はヒルベルト変換を表す。式(4)の $\text{Re}[\]$ は実部をとることを表している。実信号の場合、 $H^+(f)$ と $H^-(f)$ は複素共役の関係があり、どちらかの成分が求まれば片方も求めることができる。

4.6 超広帯域伝送の原理実証

無線ベースバンド伝送の原理実証は、BER 測定の機器構成から非常に困難である。そこで、チャネル特性(複素数)のみ VNA(Vector Network Analyzers)を使用して実測データを取得し、その他の処理は計算機上で行っている[1].

4.6.1 BER の計算処理

一般の無線通信シミュレーションと異なる点は、時間領域の信号を全て実数として取り扱う。データストリームはマンチェスター符号を用いる。

作成したデータストリームに対してFFTを行いVNAで取得したチャネル特性データと掛け合わせる。この際、VNA取得データの末尾にFFTされたデータストリーム(実信号)と除算できるように複素共役分を付け加える。

データストリームとチャネル特性を周波数領域で乗算したのに対してIFFTを行い、時間領域のデータに戻しこれを受信信号とする。この際にBER特性算出に必要な受信信号電力も求める。更に受信信号に対して理想的に同期がとれたものとして受信データを判別し、加法性白色ガウス雑音を加えて送信データとの比較を行いビット誤りを求める。

4.6.2 解析手法の妥当性

無線ベースバンド伝送の原理実証では、一般の無線通信で行われる完全な時間領域シミュレーションと異なり、VNAで測定した周波数領域のチャネル特性を用いてBER特性評価を行っている。そこで、解析手法の妥当性を証明しなければならない。文献[12]では、VNAで取得したチャネル特性と、計算機で生成された送信データをFFT後に周波数領域で乗算し、その後IFFTを行って得られた時間領域波形が、実際に信号発生器とオシロスコープを用いて直接時間領域で測定した波形と一致することで証明している。

図4.4はその実験系である。送信信号にはデジタル信号発生器を、受信機にはデジタルオシロスコープ(Digital Oscilloscope : DSO)を、また、送受信のアンテナには直径・高さともに約1 mのディスコーンアンテナを用いた。このアンテナは100MHz～

500MHz帯において VSWR (Voltage Standing Wave Ratio)が 2.0 以下となる広帯域性を有している。伝送実験は電波暗室内で行い，送受のアンテナを含めた伝送路の周波数特性はネットワークアナライザで測定した。図 4.5 は実際に伝送した送信信号と受信信号 (b: 実線) の波形を示している。パルス幅 2ns, 2パルスで1ビットの情報を運ぶので 250Mbps の伝送である。図の範囲では，マンチェスター符号化により “100010011010111” の情報を送っている。同図(b)の点線はネットワークアナライザで測定したチャンネルの周波数特性をコンピュータに取り込み，計算機内で伝送波形をシミュレーションした結果である。実線と点線の両受信波形が良く一致しているので，伝送路の特性だけ把握しておけば，実際のデータ伝送特性評価は，計算機内で行うことができることを示している。この後者の方法により，SNR(Signal to Noise Ratio)20dB で BER 10^{-3} の伝送特性が得られることを確認している[1]。

無線ベースバンド通信は，周波数 X GHz で動作する送受信装置で X Gbps オーダの通信を可能とすることに特徴がある。マルチパス環境には本質的に弱いのが，直接波とマルチパス波電力の比が 15dB 以上であれば，等化や誤り訂正技術を併用せず，BER が 10^{-4} 程度以下で伝送可能である[2]。

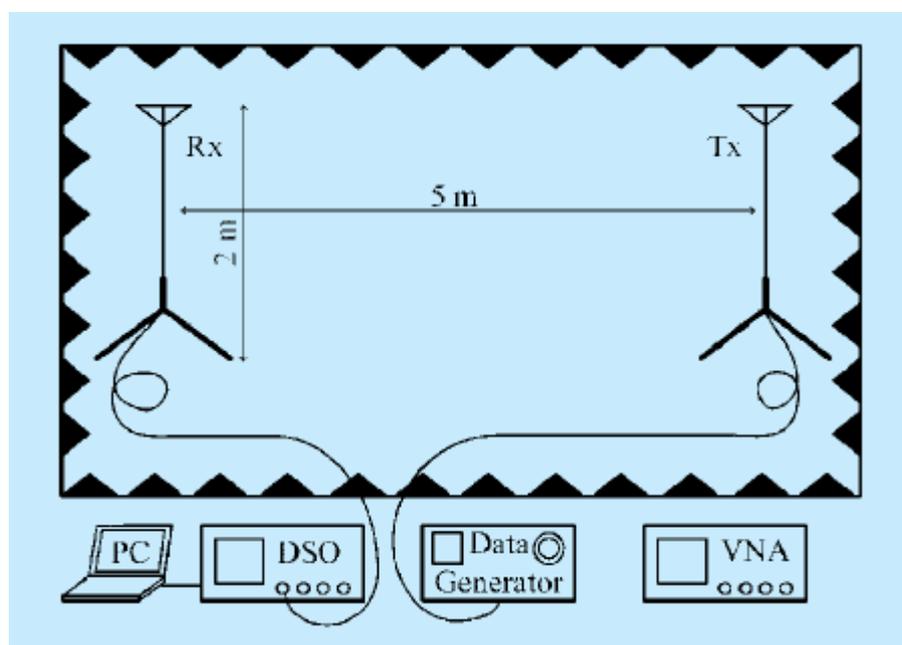
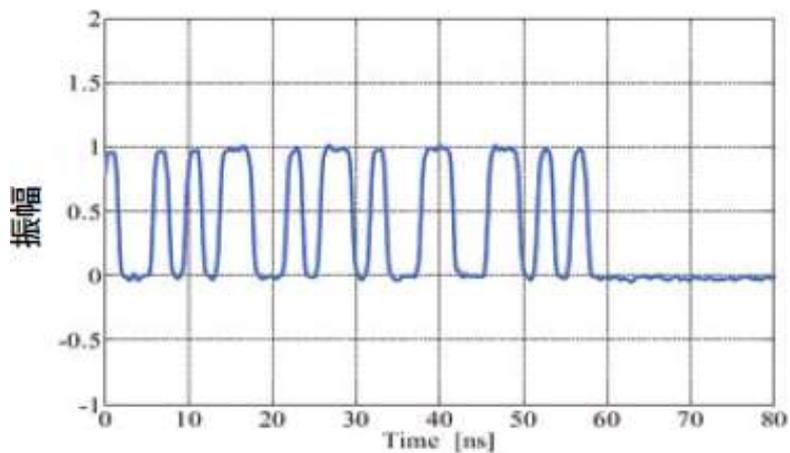
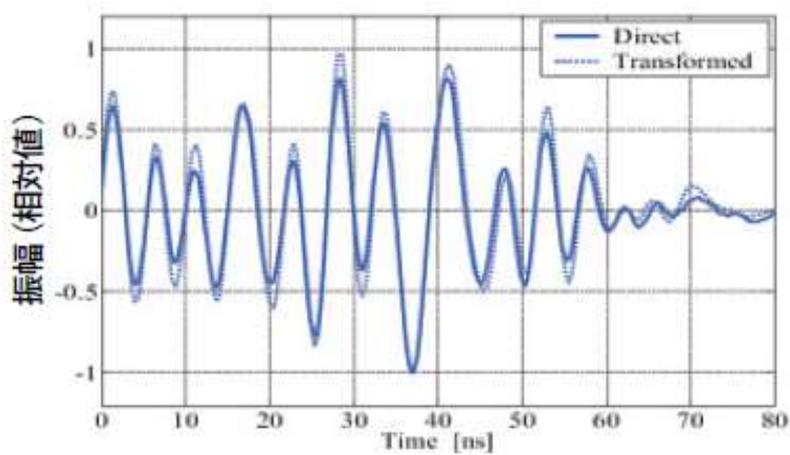


図 4.4 無線ベースバンド伝送実験系



(a) 送信波形



(b) 受信波形

図 4.5 無線ベースバンド伝送の送信及び受信波形

4.6.3 アンテナの比帯域幅と伝送レート

コンピュータシミュレーションにより、アンテナに求められる帯域幅は、パルス幅 T_0 の信号に対して、 $0.2/T_0 < f < 0.6/T_0$ であればよいことを確かめている[12]。このときのアンテナの比帯域幅（帯域幅／中心周波数）は 1.0 になる。

その後、通過帯域（VSWR < 2dB）が 1GHz～6GHz のディスコーンアンテナ（アンテナ直径、高さとも約 10cm）を新たに試作し、2.5Gbps の伝送を実現している（アンテナを含む実測チャネルの特性を取り入れた計算機シミュレーション実験[1]）。

以上の結果から、アンテナサイズと伝送速度の関係は以下で与えられる[1][17]。

アンテナサイズ	伝送レート
(1m) ²	→ 250 Mbps (実データ伝送で確認)
(10cm) ²	→ 2.5 Gbps (実チャネル特性データを用いたコンピュータシミュレーションで確認)
(1cm) ²	→ 25 Gbps (上記より推定)

4.7 結び

本章ではマンチェスター符号を用いた無線ベースバンド伝送の原理について述べた。そして、無線ベースバンド伝送もインパルス無線と同様に広帯域に占有してしまい他のシステムへ干渉してしまい周波数有効利用の観点から問題点があることを説明した。最後に、北川等が行った原理実証実験について説明し良好な BER 特性が得られた事を紹介した。次章では、この問題点を解決した環境適応型ベースバンド無線について紹介する。

参考文献

- [1] J. Kitagawa, T. Taniguchi, Y. Karasawa, “Wireless baseband transmission experiments,” IEICE Trans. Comm., vol. E89-B, no. 6, pp. 1815-1824, Dec. 2006.
- [2] 北川淳一, 谷口哲樹, 唐沢好男, “実信号解析を用いた無線ベースバンド伝送のマルチパス環境下での伝送特性,” 信学論(C), vol. J89-C, no. 12, pp. 1066-1078, Dec. 2006.
- [3] 小宮山牧児, “ATR 環境適応通信の研究内容の紹介,” ATR Journ., vol. 23, pp. 7-10, 1996.
- [4] G. R. Aiello and G. D. Rogerson, “Ultra-wideband wireless systems,” IEEE Microw. Mag., vol. 4, no. 2, pp. 36-47, Jun. 2003.
- [5] D. Porcino and W. Hirt, “Ultra-wideband radio technology: Potential and challenges ahead,” IEEE Commun. Mag., vol. 41, no. 7, pp. 66-74, Jul. 2003.
- [6] S. Roy, J.R. Foerster, V.S. Somayazulu, and D.G. Leeper, “Ultrawideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity,” Proc. IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 295-311, Feb. 2004.
- [7] R. J. Fontana, “Recent system applications of short-pulse ultra-wideband(UWB) technology,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no. 9, pp. 2087-2104, Sep. 2004.
- [8] M. Z. Win and R. A. Scholtz, “Impulse radio: How it works,” IEEE Commun.Lett., vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [9] 江島一樹, 梅林健太, 水谷克也, 河野隆二, “Impulse Radio(UWB)の多値化とマルチユーザ干渉除去方法の一検討,” 信学技法, SST2001-16, pp. 40-48, Apr. 2001.
- [10] F. Ramirez-Mireles, “Performance of ultrawideband SSMA using time hopping and M-ary PPM,” IEEE J.Select. Areas Commun., Vol. 19, no. 6, pp. 1186-1196, Jun. 2001.
- [11] J.R.Foerstar, “The performance of a direct –sequence spread ultra-wideband system in the multipath, narrowband interference, and multiuser interference,” IEEE Conf. Ultra Wideband Syst. Tech(UWBST), pp. 87-91, May. 2002.
- [12] 富士通研究所：毎秒 10 ギガビット超のミリ波帯通信用送信器を開発。
<http://pr.fujitsu.com/jp/news/2008/06/19-3.html>
- [13] 富士通研究所：世界初！インパルス無線方式で毎秒 10 ギガビット超のミリ波通信に成功。 <http://pr.fujitsu.com/jp/news/2009/06/11-1.html>
- [14] 富士通研究所：世界最高出力のミリ波 W 帯向け窒化ガリウム HEMT 送信用増幅器の開発に成功。 <http://pr.fujitsu.com/jp/news/2010/10/4-1.html>
- [15] M. Welborn, M. McLaughlin, and R. Kohao, “Merger # 2 Proposal DS-CDMA,” IEEE P802.15-03/030r0,” Dec. 2002.

[16] WiMedia Alliance, Inc., “Multiband OFDM physical layer specification,” Release 1.1, Jul. 2005.

[17] 唐沢好男, “無線ベースバンド通信：究極のワイヤレス情報通信をめざして,” 電興技報, no. 41, pp. ii-vii, Dec. 2007.

第5章

環境適応型ベースバンド無線

第4章で述べた無線ベースバンド伝送の問題点を克服した無線システムである環境適応型ベースバンド無線が提案されている[1]。環境適応型ベースバンド無線は、周波数軸上にフレキシブルに信号を配置することが可能であり、電波環境変化へのシステムの適応変身が容易に実現できる無線システムである。

本章では、環境適応型ベースバンド無線の概念を述べた後、環境適応通信を実現する送受信の信号処理について述べる。

5.1 ベースバンド無線とは

5.1.1 ベースバンド無線の概念

ベースバンド無線は、無線ベースバンド伝送の基本的概念を活かし、かつ、同方式の隘路となっているスペクトル利用の柔軟性を克服した、すなわち環境適応性に優れた方式である。本方式は、ミキサー機能をイメージする陽な意味での変調、すなわち、周波数のアップコンバージョン概念をもたず、送り出す電波が100%デジタル信号処理で作られている。処理速度の制約から、ベースバンド無線が現時点においてできる能力は限られているが、デジタル信号処理デバイスの進歩発展を前提にすれば、ソフトウェア無線・コグニティブ無線を具体的に実現する伝送技術になるであろうと期待できる。

これらの概念を一体化したワイヤレスシステムとしての、環境適応型ベースバンド無線である。このイメージを図5.1に示す。

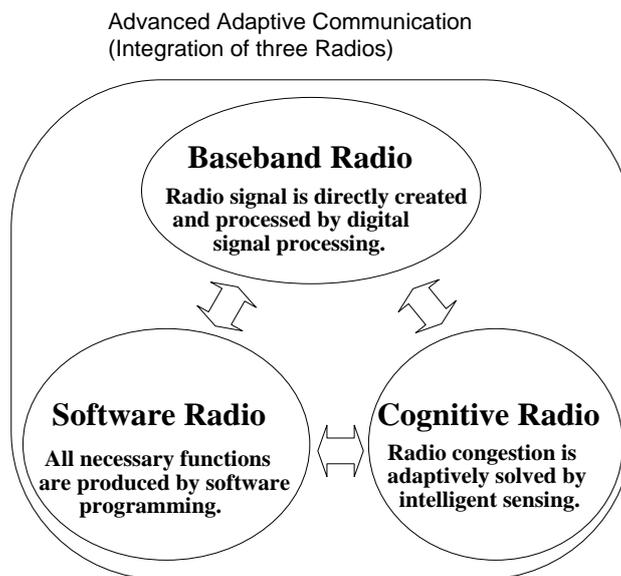


図 5.1 3つの無線の融合：環境適応通信

5.1.2 ベースバンド信号の定義

ベースバンド信号の定義として、まず、データストリーム(1, 0 信号)に対する、信号点(複素平面上)へのマッピング(QPSK 等)を「一次変調」、OFDM やスペクトル拡散を「二次変調」と呼ぶ。これらは、IQ 成分表示で表される複素信号である。ここでは、この二次変調信号までを「ベースバンド信号」と呼ぶ。

上記のベースバンド信号を、ミキサーを介して高周波に変換するために無変調信号を「キャリア」と呼ぶ。ゆえに、ベースバンド OFDM 信号のようなマルチキャリア変調信号は、信号全体がベースバンド信号であり、この項で定義している「キャリア」とは異なる。

上記で定義される「ベースバンド信号」を、D/A 変換器を介して、そのままアンテナから送り出す伝送方式を「ベースバンド無線」と呼ぶ。

5.1.3 送受信系の構成

図 5.2 は、種々の送信機構成を示している。同図(a)は、送信機の通常構成で、デジタル変調信号をアナログ高周波回路でアップコンバージョンしてアンテナから送り出す。同図(b)はオールデジタル無線として文献[2]で紹介されているが、デジタル信号処理でのアップコンバージョンの機能を有している。

同図(c)はビットストリーム、あるいはそれを符号化したデータストリーム（実数信号）をそのままアンテナから放射するベースバンド無線方式、同図(d)は、データストリームをベースバンドで変調し、これを実数信号に変換して、そのまま送り出すベースバンド無線方式である。

ここでは、(c)の構成を「ベースバンド無線（タイプ 1）」、(d)の構成をベースバンド無線（タイプ 2）」と呼ぶことにする。オールデジタル無線という意味では (c)、(d)の構成がそれに分類される。それゆえ、本論文での分類では、ベースバンド無線は、オールデジタル無線の一伝送方式の位置付けになる。電波がデジタル信号処理から直接に生まれるイメージである[1]。

UWB は図 5.2(c)に分類されるインパルス無線でスタートしたが、与干渉対策の必要性から、スペクトル制御に優れた MB-OFDM や DS-CDMA 技術を取り入れたシステムとなり、構成的には図 2(a)に分類される。同様に、ベースバンド無線（タイプ 1）に分類される無線ベースバンド伝送も、スペクトル制御の困難さでは、インパルス無線と共通する。

一方、ベースバンド無線（タイプ 2）は変復調機能の信号処理により任意のスペクトル配置を実現する機能を備え、ソフトウェア無線・コグニティブ無線の一つの理想形を示している。

環境適応型ベースバンド無線は、ベースバンド OFDM 変調により、必要な通信帯域に信号成分を生成し、その信号をそのまま、アンテナから放射する伝送方式、すなわち、環境適応性に優れたベースバンド無線（タイプ 2）である[1]。

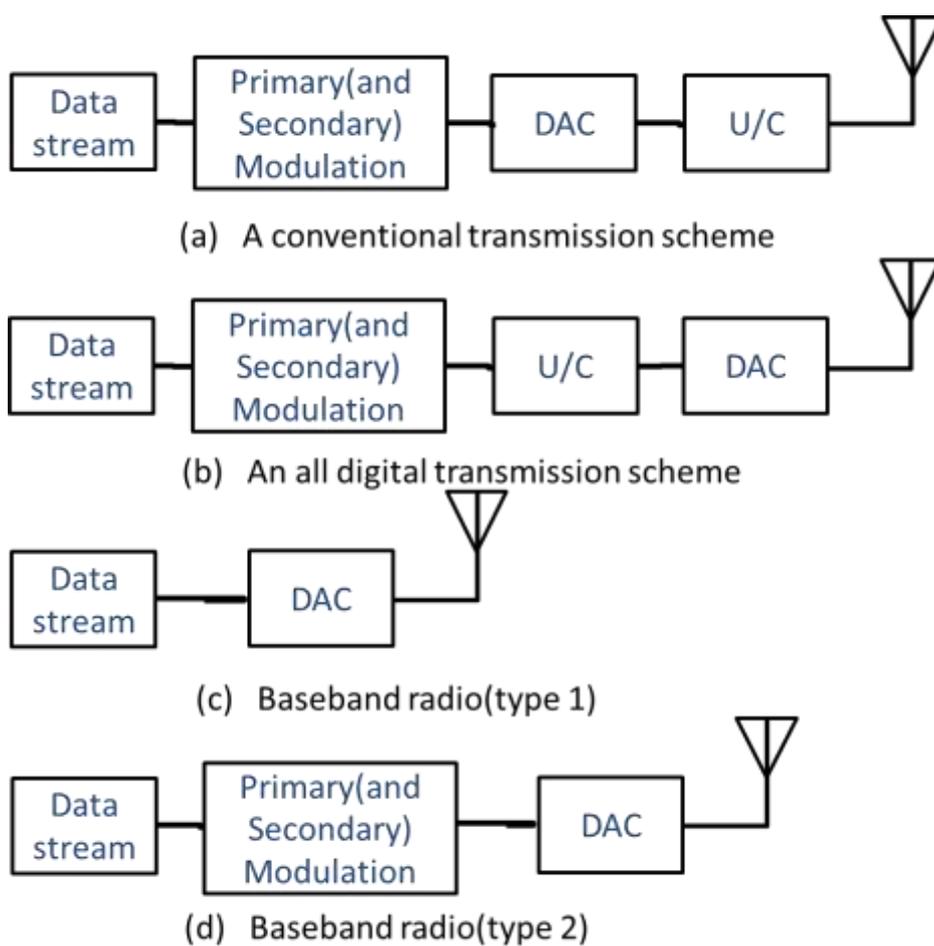


図 5.2 送受信系の構成

5.2 複素ベースバンド信号の表現

通常のワイヤレス通信は、搬送波により、IQ 信号の複素ベースバンド信号を伝送する。変調された高周波信号そのものは実数領域で表現される信号であるが、搬送波が位相基準を有するので、搬送波に乗っている信号は振幅・位相で表現できる。すなわち、複素ベースバンド信号をそのまま伝送していると解釈できる。スペクトル利用の観点からは、帯域幅 B の複素ベースバンド信号（帯域 $-B/2 \sim B/2$ に情報を有する）は、搬送波周波数 f_c を中心周波数とする帯域 B の帯域通過形信号（実数領域信号）として伝送されていることになる。

ベースバンド無線は陽な意味でのキャリアをもたないので、複素数であるベースバンド信号を伝送するイメージをつかみにくい。本論文では、物理的な伝送路、すなわち実数信号領域で表現される伝送路に、複素数で表現される信号を送りたい場合を対象とする。以下での説明のとおり、帯域 B の複素時間領域信号を、周波数 $B/2$ の搬送波 ($f_c=B/2$) に乗せて送れば、等価な意味で、複素数情報が伝送できることになる。ベースバンドでの帯域を2倍に広げて伝送する方式とも解釈できる。

送りたい時間領域信号(ベースバンド信号：複素数で表される信号)を $s_B(t)$ 、これを周波数 f_c の搬送波に乗せて伝送する高周波信号(帯域通過信号：実数で表される信号)を $s_{RF}(t)$ で表す。 $-B/2 \sim B/2$ に信号成分をもつベースバンド信号のスペクトルを図 5.3 (a) に、高周波に変換された伝送信号を同図 5.3 (b) にそれぞれ示す。伝送信号は、実数領域符号であるため、正の周波数成分と負の周波数成分が対となっている[3]。

ベースバンド信号を、I、Q 成分に分けて複素領域で以下のように表現する。

$$s_B(t) = s_{BI}(t) + j s_{BQ}(t) \quad (5.1)$$

これを、搬送波 f_c で伝送する場合には、

$$\begin{aligned} s_{RF}(t) &= \text{Re}\{ s_B(t) \exp(j2\pi f_c t) \} \\ &= s_{BI}(t) \cos(2\pi f_c t) - s_{BQ}(t) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (5.2)$$

となる。ベースバンド信号のうち I 成分はキャリア周波数 f_c の基準位相信号 $\cos(2\pi f_c t)$ により、Q 成分は直交位相信号 $\sin(2\pi f_c t)$ により運ばれていると解釈できる。複素ベ

ースバンド信号を送信するベースバンド無線方式といえども、この仕組みを超えるものではない。この伝送の極限が $f_c=B/2$ であり、これがベースバンド無線の本質になる。図 5.2 (c)はこのスペクトルを表している。しかし図 5.3 (c)の伝送波形は、周波数 $B/2$ のキャリアに変調を掛ける意識でなく、デジタル信号処理の結果として得られるベースバンド波形(ただし実数領域の時間変動波形)であるとも考えることができる。

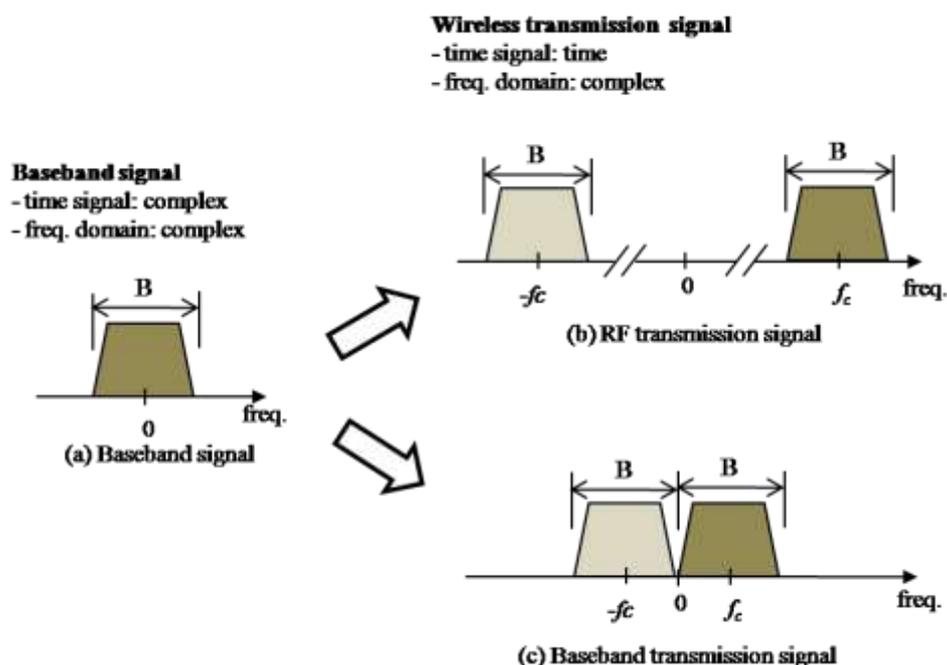


図 5.3 ベースバンド信号と変調信号の周波数スペクトル

5.3 環境適応通信とは

送受信アンテナ間の伝送路には周波数特性が存在する。その周波数特性によっては、信号の減衰が大きかったり、位相の変化が急激であったり、または外部からの干渉波の影響などにより、情報の伝送に適さない周波数帯がある。伝送の際、その周波数帯を用いると、情報が正しく伝送されず、誤りが生じてしまう。仮に速い伝送速度が出ていても、エラーが多くては良い通信とはいえない。そこで、伝送路環境が未知の場合、どの周波数帯を利用すると効率よく伝送が行えるのか、またはどの周波数帯が伝送には適さないのか、伝送路の利用に適・不適を知り、エラーがなく伝送速度の速い効率の良い通信を目指すというのが環境適応通信の概念である。

何らかへ環境認識手段により、利用可能周波数帯を時々刻々把握し、得られたと仮定するある時間・ある通信における伝送路の電波環境のイメージを図 5.4 に示す。ここでは帯域 A, B, C が利用可能周波数帯を表している。伝送路特性の劣化が大きく利用できない周波数帯を決めるしきい値は点線で示したレベルにある。また、他の通信からの干渉によって、利用できない周波数範囲も図に示したとおりである。

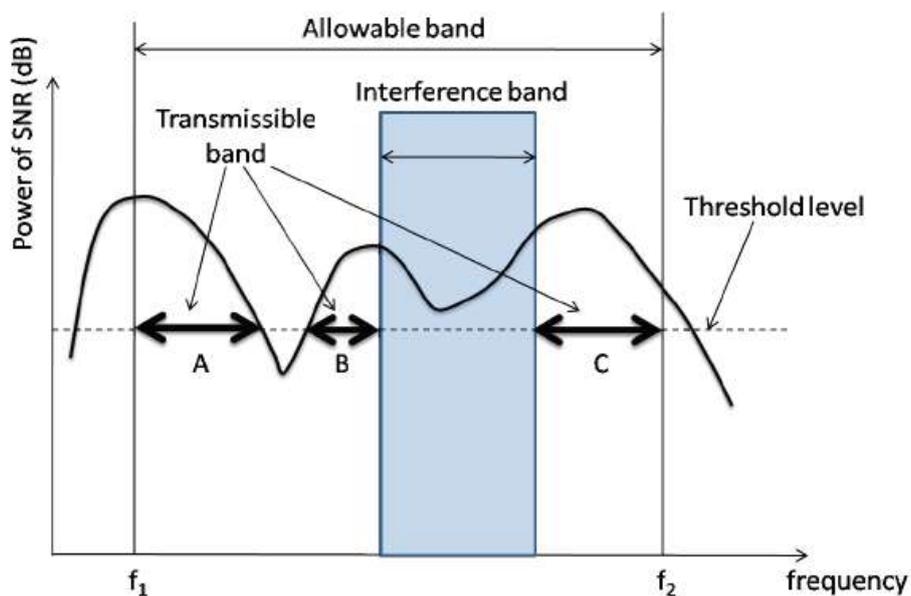


図 5.4 周波数選択性伝送路と利用可能な周波数帯(イメージ図)

5.4 環境適応型ベースバンド無線に適した伝送信号

環境適応型通信には、環境を認識して最適な通信方式（周波数などのリソース割り当ても含む）を特定する知能の部分と、その特定された方式に適応変身する機能が求められる。前者はコグニティブ無線が、後者はソフトウェア無線が担う役割になる。この後者の機能を、ベースバンド無線の方式で実現しようとするのが、環境適応型ベースバンド無線である。この方式では、高周波帯域の信号そのものをベースバンドのデジタル信号処理によって直接生成する。その結果として、あらゆるパラメータ値が柔軟かつ高速に変化できるので、電波環境変化へのシステムの適応変身が容易に実現できる。環境適応がベースバンド無線の基本概念は図 5.5 に示す。

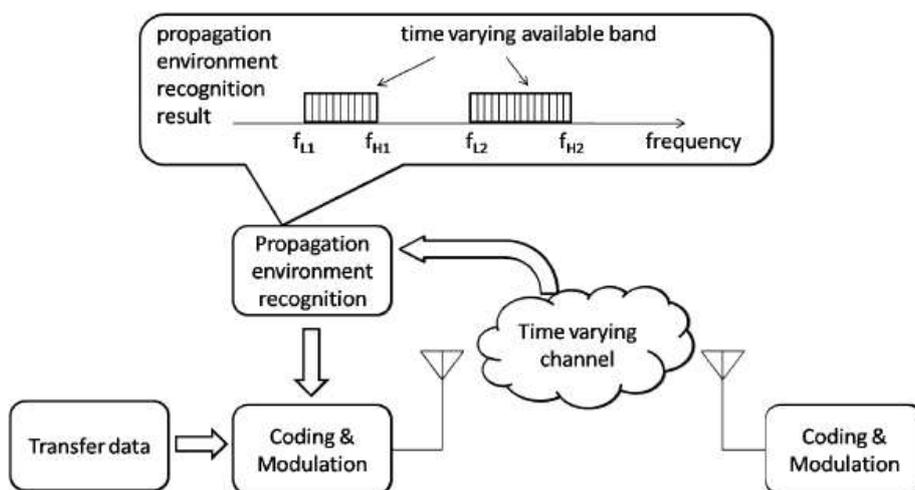


図 5.5 ベースバンド無線のイメージ

5.4.1 ベースバンド無線信号作成と受信の手順

本項では OFDM 方式によるベースバンド無線伝送方式の送信信号の作成方法について述べる。図 5.6 に提案方式の具体的手順を示し、以下、同図に沿って説明する。

ステップ 1: パイロット信号、あるいは何らかの手段により伝送路の電波環境（周波数特性）を把握し、図5.6上部のようなイメージで通信に利用可能な周波数帯を認識する。その結果、 $f_L \sim f_H$ が利用可能周波数帯域あるとする。なお、ここでは、連続した1つの帯域で説明するが、図5.3の様に、分離している複数の帯域であっても同じ様にできる。

ステップ 2: この通信で使用できる周波数帯域の上限を f_{max} とする。OFDM のサブチャネルの周波数間隔を Δf とする。サブチャネル数の最大数は、 $f_{max}/\Delta f$ となる。要素数 K_B を 1 ブロックとする。サブチャネル数の最大数が整数となるように設定し、 $K_B/2$ と置く (K_B は偶数)。したがって、データを配分可能なサブキャリアの数は $(f_H - f_L)/\Delta f$ となり、これを N とする。このとき、実数信号として伝送するためのエイリアシングを防ぐために、ブロックの右半分 ($K_B/2+1 \sim K_B$) は 0 データとなるようブロックを定める。

ステップ 3: 送信データに QPSK などの一次変調を施し、変調シンボル（入力データシンボル列）を得る。その入力データシンボル列の N シンボル分を取り出し、これを

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_N] \quad (5.3)$$

としている。

ステップ 4: ブロック長 K_B のディメンジョンを用意し、入力データシンボル列 \mathbf{s} を、得られた利用可能周波数の情報を基に利用できる周波数帯に対応する位置 ($K_L \sim K_H$) に配置する。それ以外の部分は 0 データ (=振幅値が 0) とする。このとき、実数信号として伝送するにあたりエイリアシングを防ぐために、用意したディメンジョンの後ろ半分以上(図の A_2 部分) は 0 データとなるようブロックを定める。 A_2 部分の長さは $A_2 \geq A_1$ でないと、送信信号のスペクトルにエイリアシングが生じ、本方式はうまく働かない。本論文では $A_1 = A_2$ として説明する。このデータ系列を次式のベクトル \mathbf{a} で表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{a} &= [a_1, a_2, a_3, \dots, a_{KB}] \\ &= [0, 0, 0, \dots, s_1, s_2, s_3, \dots, s_N, 0, 0, \dots, 0] \end{aligned} \quad (5.4)$$

ステップ 5: 以下の演算を行い、実数系列 \mathbf{b} を生成する.

$$\mathbf{b} = \text{Re}\{\text{IFFT}\{\mathbf{a}\}\} \quad (5.5)$$

ここで $\text{Re}\{\cdot\}$ は、複素数の実部を得る演算、 $\text{IFFT}\{\cdot\}$ は、数列に逆フーリエ変換を施す演算である。これらの演算により、時間領域の実数信号に変換する。

ステップ 6: この送信信号ブロック \mathbf{b} をアンテナからそのまま送出する。D/A 変換器のサンプルレート f_s は $f_s = 2f_{\max}$ に設定する ($A_2 = A_1$ のとき)、($A_2 > A_1$ では、 $f_s = \{(A_2 + A_1) = A_1\}f_{\max}$)。

データの切れ目を受信側で認識させるためには通常の OFDM で用いられるガードインターバル (サイクリックプレフィックス) を加えれば良い。

この送信ブロックデータの送出時間 T_B は、ガードインターバルが T_{GI} 時間分付加されている場合、 $T_B = (K_B = f_s) + T_{GI}$ となり、付加されていない場合、 $T_B = K_B = f_s$ となる。

ステップ 7: 伝送路を経て受信した信号 $\{\mathbf{c}\}$ から送信情報を復元する。受信部の A/D 変換のためのサンプルレートは、 $f_s > 2f_{\max}$ であれば、ステップ 6 の f_s と同じである必要はない。サイクリックプレフィックスの周期性を利用するなどの方法により、データブロック T_B 分を切り出し、これにフーリエ変換を施し \mathbf{d} を得る。

$$\mathbf{d} = \text{FFT}\{\mathbf{c}\} \quad (5.6)$$

このブロック \mathbf{d} のブロック \mathbf{a} に対応する部分 ($K_L \sim K_H$) に、送信したデータ系列 s が現れる。

以上の手順を時々刻々繰り返すことにより、電波環境が時間的に変化している状況でも効率よく通信が行える。この一連の手順から分かるように、送信信号は離散フーリエ変換をベースとしたデジタル信号処理のみで作成されており、「デジタル信号処理機+アンテナ」という、ソフトウェア無線機の理想に近いものになっている。デ

デジタル信号処理で得た信号を RF 帯にアップコンバートするのではなく、そのままアンテナから直接送り出すという点で、普通の OFDM とは異なる。

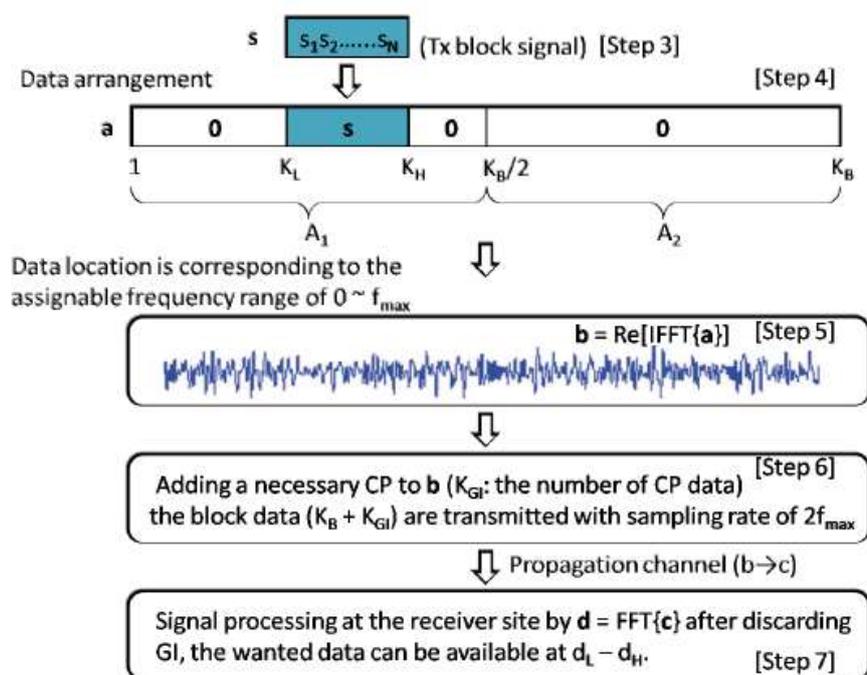


図 5.6 ベースバンド無線信号作成と受信の手順

5.4.2 TDD (Time Division Multiplexing) 方式

送信機から受信機への伝送路特性は、通常、受信機から送信機への伝送路特性と同一のものになる。本研究では、同一の伝送路を用いて交互に通信を行うことによって、送信機は、受信機から電波環境をフィードバックするのではなく、受信機から送信機へ送られた信号をもとに受信機から送信機への伝送路特性を認識し、その特性を用いて適応変調のパラメータを決定し、受信機へ送信を行うという、TDD方式における伝送を想定している。ここでTDD方式の概念を図5.7に示す。

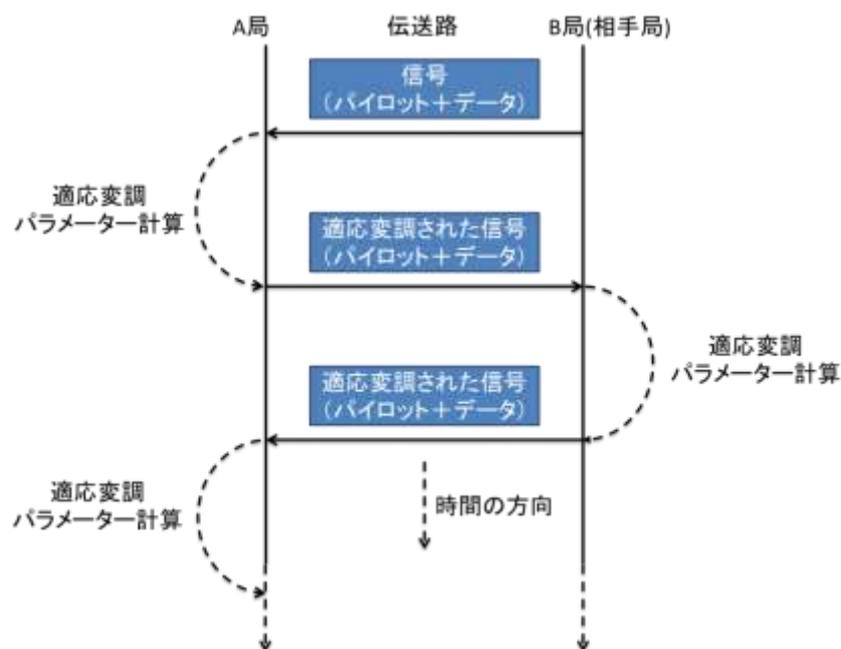


図 5.7 TDD 方式の概念

5.5 課題

文献[1]では、OFDM方式によるベースバンド無線伝送方式を提示し、原理確認のため、コイルを用いた磁界結合による伝送実験を行っている。しかしながら、実際の電波環境(マルチパス伝搬環境, 干渉波が存在する環境など)での実現評価や問題点の抽出, その対策技術にまで及んでいない。

さらに、環境適応型ベースバンド無線の構成は、ダイレクトRFサンプリング方式であり、D/A変換器やA/D変換器のサンプリング周波数のサンプリング定理に基づく周波数範囲内の全てが送受信されるため[4]、所望波以外の信号(干渉波)を広帯域で受信してしまい、干渉波レベルが、信号電力に比べて非常に強い場合には、受信系の増幅器に飽和現象が起き、非線形問題に弱い点がある。

5.6 結び

無線ベースバンド伝送の問題を克服した方式として、環境適応型ベースバンド無線について述べた。具体的には、環境適応通信に適したベースバンド信号の生成法について説明した。さらに課題として、伝送評価や非線形問題に対する対策が不十分であることを述べた。

参考文献

- [1] 唐沢好男, 笹木亮平, 谷口哲樹, “環境適応型ベースバンド無線：概念提案と機能実証実験,” 信学論(B), vol. J91-B, no. 11, pp. 1359-1368, Nov. 2008.
- [2] P.Cruz, N.B.Carvalho and K.A.Remly, “Designing and Testing Software-Defined Radios,” IEEE Microwave Mag, vol.11, no. 4, pp. 83-94, Jun. 2010.
- [3] Y. Karasawa, “Statistical Multipath Propagation Modeling for Broadband Wireless Systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E90-B, no. 3, pp. 468-484, Mar. 2007.
- [4] Chen S.Y.-S, Nam-Seog Kim, Rabaey J.M, “Multi-mode sub-Nyquist rate digital-to-analog conversion for direct waveform synthesis,” Proc. IEEE Workshop Signal Process. Syst., pp. 112-117, Oct. 2008.

第6章

周波数領域パケット通信の提案と空間伝送評価実験

本章では、環境適応型ベースバンド無線の理想の姿として、周波数領域パケット通信を提案する。また、広帯域アンテナを用いた実空間伝送を試み、電波暗室及び電波反射箱を用いたマルチパス環境での定量的な評価の結果を述べる。

6.1 究極の環境適応通信：周波数領域パケット通信

環境適応型通信には、環境を認識して最適な通信方式（周波数などのリソース割り当ても含む）を特定する知能の部分と、その特定された方式にフレキシブルに適応可能な機能が求められる。環境適応型ベースバンド無線では、周波数帯域や通信方式の制御をベースバンドでのデジタル信号処理によって実現する。その結果、あらゆるパラメータ値が柔軟かつ高速に変化できるので、電波環境変化へのシステムの適応制御機能が容易であり、極めてフレキシビリティの高い方式である。従って、環境適応型通信に適した通信システムである。

究極の環境適応通信とは、時間毎のブロック単位に周波数軸上のデータ配置（すなわち伝送帯域）や変調方式を変化させる通信方式である。環境適応型ベースバンド無線の伝送方式(OFDM ベースの伝送方式)に以下に述べる機能を付加することで究極の環境適応通信が可能となる。

図 6.1 のように、制御チャネルをあらかじめ定めた周波数帯に設ける。制御チャネルに、そのブロックでの送信形式の全情報（周波数帯域、サブキャリア間隔、変調方式など）を乗せる。データブロックは、図 6.1 のように、干渉波帯域の存在や、チャネルの周波数特性を考慮して、伝送効率の高い周波数帯（図の点線のレベルを超える周波数帯）にデータを配置する。受信側では、この制御チャネルの情報を読んで、受信信号を解読する。これを環境の変化に応じて適時変更してゆけば、理想の環境適応通信が実現できる。この伝送方式は、図 6.1 で直感的にイメージされるように、周波数

軸上で信号 D_A, D_B に分割して送信するため、周波数領域でのパケット通信とみなせる。ゆえにこの方式を周波数領域パケット通信と呼ぶ。

図 6.1 の信号 D_A, D_B を別々のユーザに届けたい場合は、制御チャンネル情報に行き先を書き込んでおくことで実現できる。このように、マルチユーザ通信にも、応用が可能である。また、制御チャンネル情報を暗号化しておけば、データ部分を読むための鍵が見つからないことになり、極めて秘匿性の高い通信も可能である。このような応用が、ベースバンド無線の特徴を生かした通信形態であると考えている。

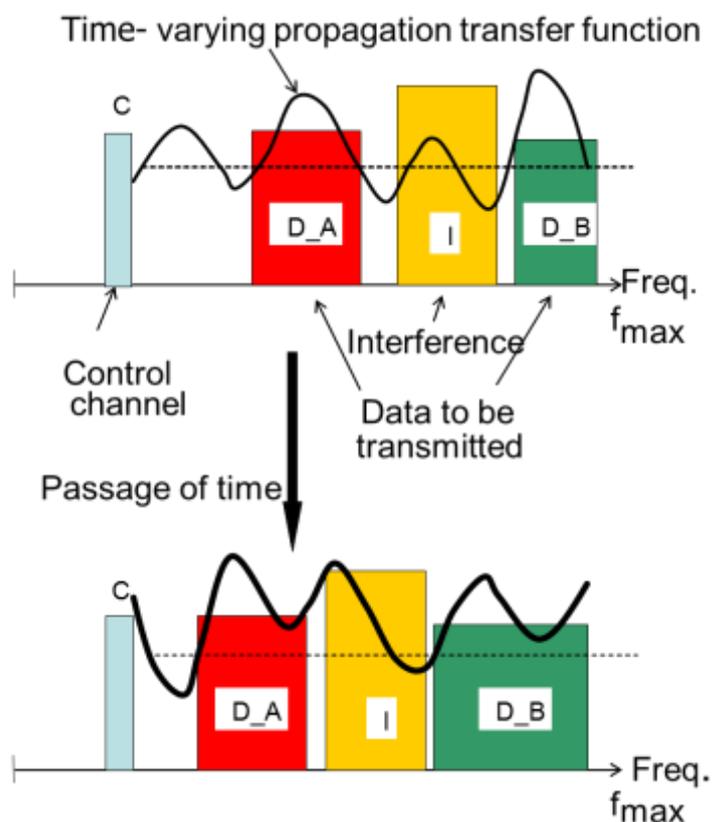


図 6.1 環境適応型周波数領域パケット通信

6.2 周波数領域パケット通信の手順

周波数領域パケット通信は、環境の変化を認識して、リアルタイムにブロック（周波数領域パケット信号）の構成を組み替えてゆくものである。しかし、次節に示す実験系の制約（特に高速フィードバック機能実現の困難さ）から、本論文では、時間的変化をしない環境で、ブロックごとにランダムな信号配置を行うことによって、提案方式の機能実証を行う。具体的には、以下の手順による。設定パラメータ値の詳細は表 6.1 に示す。

1) 制御信号チャネルの変調方式は、誤りが発生しないよう BPSK とし、かつ、受信側で雑音が入らないようにする(今回実験の特別処置)。制御信号には、使用帯域情報と変調方式の情報を入れる。

データチャネルは、サブキャリアの変調方式を QPSK と 16QAM の 2 種類とし、今回の伝送実験では、どちらか一つに固定とする。

2) データの割り当て周波数帯域を 1 GHz~1.4GHz とする。サブキャリア間隔を Δf とし、 $\Delta f = 100\text{kHz}$ と 10kHz の二つのケースとする。（以下、両方に共通する説明を $100\text{kHz}(10\text{kHz})$ のように、二つをまとめた書き方にする。）1 ブロックの時間長は $10\mu\text{s}$ ($100\mu\text{s}$) である。帯域内を $10\text{MHz}(1\text{MHz})$ のサブ帯域に分け、図 6.2 に示すように、一つのブロックでは、3つのサブ帯域にデータを乗せる。 $f_{\text{max}} = 2\text{GHz}$ で設定すると、1 ブロックは $f_{\text{max}} / \Delta f$ の要素数、すなわち、 $L = 4,000$ ($40,000$) となる。この中に、周波数に対応する位置に合計 $300(300)$ 個のデータが配置されることになる。

3) 受信側での復調のために、 $10\text{MHz}(1\text{MHz})$ のサブ帯域内に、 1MHz (100kHz) 間隔で、パイロット信号（スキッタードパイロット）を入れる。

4) マルチパス遅延に耐性を有するよう $L/10$ に対応する時間長、すなわち、 $1\mu\text{s}$ ($10\mu\text{s}$) のガードインターバルを付加する。

5) 乱数によって、ブロックごとに、データの周波数配置、すなわち、使用サブ帯域位置を変える。この配置情報は制御チャネルで送られるので、受信側では、ブロック単位で解読して復調する。（実際の通信では、環境の変化に対してデータ配置が変えられるが、ここでは、機能実証を目的として乱数によって強制的に変えている）。

6) 送信信号は、次節で示す任意信号発生器から送出するが、そのメモリの制約から 1、

000 (130) ブロックを，1つのブロック集合とする．これを，周期的に繰り返して，連続信号とする．

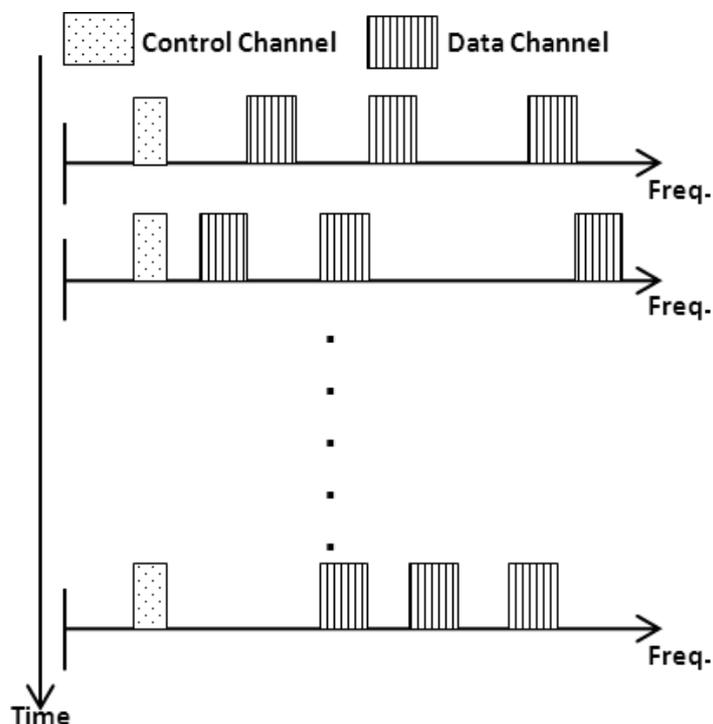


図 6.2 周波数パケット通信における制御チャンネルとデータチャンネルの配置

表 6.1 送信データの OFDM 信号のパラメータ

最大使用周波数 f_{max}		2 GHz
利用周波数帯域	有線実験	1 GHz - 2 GHz
	無線実験	1 GHz - 1.4 GHz
サンプリング周波数	D/A 変換器	4GHz
	A/D 変換器	6GHz
1 次変調方式		QPSK/16QAM
キャリア間隔		10 kHz , 100 kHz
利用周波数帯域幅(キャリア間隔 100kHz)	10MHz×3 帯域(30MHz)	
	(キャリア間隔 10kHz)	1MHz×3 帯域(3MHz)
1 ブロックデータ数 K_B (キャリア間隔 100kHz)		4000
	(キャリア間隔 10kHz)	40000
1 ユニットの送信ブロック数 (キャリア間隔 100kHz)		1000
	(キャリア間隔 10kHz)	130
1 ブロック送信データ数(100kHz/10kHz)		300
ガードインターバル長		$1/10 \times K_B$

6.3 送信等化処理

(1) 送信電力制御

周波数特性に適応させるもうひとつの対応として、次のものも想定している。図 6.3 (a) に示すように、得られた電波環境が、利用可能周波数のしきい値を超えていても、激しい振幅特性を示している場合、エラーが起きてしまうこともある。そこで、図 6.3 (b) に示すようなチャネル特性の逆特性を持つ信号を生成することで、その伝送路を通過すれば、受信された信号は比較的フラットなスペクトルとなり、復調の際もエラーが起りにくくなると考えられる(図 6.3 (c)). 高能率伝送のためには注水定理に基づく送信電力制御など様々な方法があるが、本論文では、受信特性が平坦化される Pre-distortion 方式を採用する。

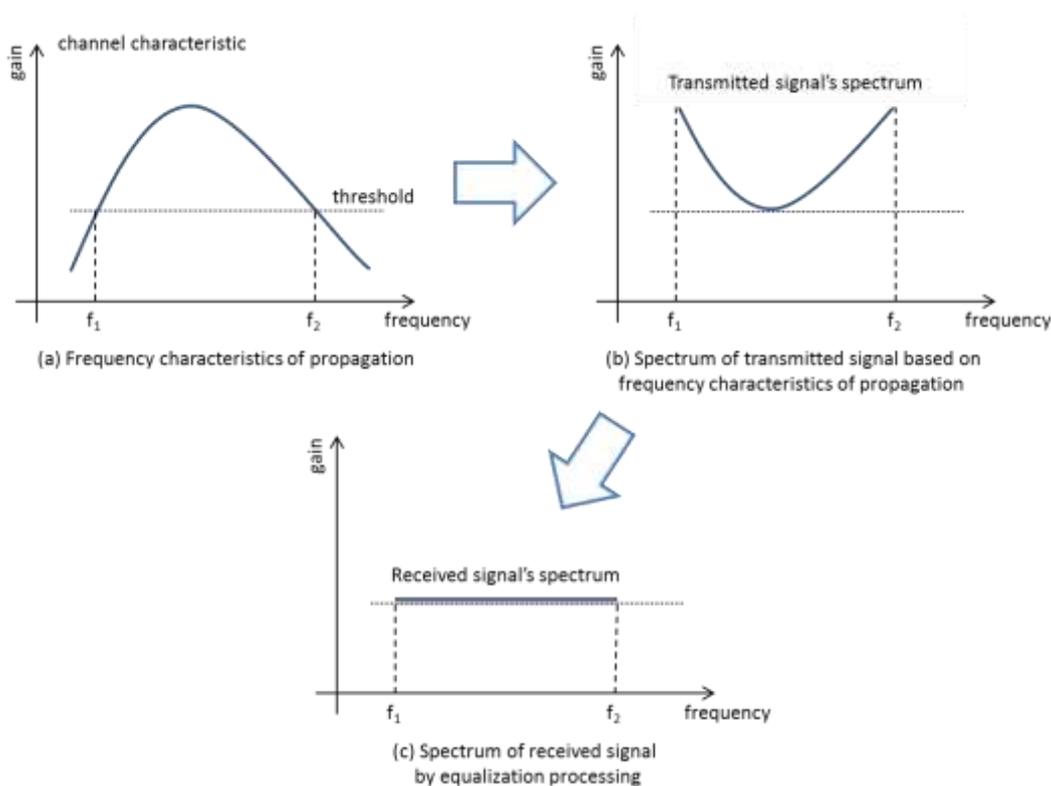


図6.3 送信電力制御のイメージ

(2) 位相補正制御

位相特性の説明として、コンスタレーションを用いる。コンスタレーションは QPSK 信号などに用いられる。横軸が実数信号，縦軸が虚数信号を用いて表す。

位相は、 \tan^{-1} (虚数/実数) である。したがって、コンスタレーションを用いることで視覚的に位相を確認できる。

QPSK 信号の場合、 $\pi/2$ 毎の範囲で信号を認識する。つまり、その範囲外になれば、エラービットになる。一例として、図 6.4 (a) のように伝搬チャンネルの特性によって、受信した QPSK シンボルは送信シンボルより α だけずれるとした。そこで、図 6.4 (b) に示すような得られた電波環境の逆特性($-\alpha$) を持つ信号が、その伝送路を通過すれば、受信された信号は図 6.4 (c) のように、 $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ の配置となり、復調の際もエラーが起こりにくくなると考えられる。

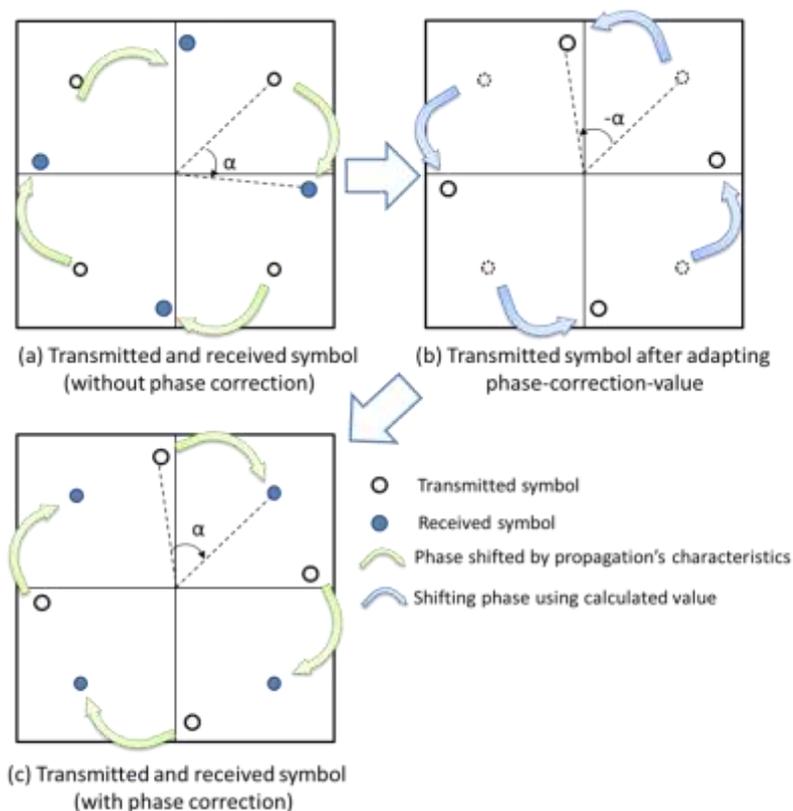


図 6.4 位相補正制御のイメージ

6.4 実験系構成

図 6.5 に示す実験構成は表 6.2 に示す実験装置から構成される。A/D 変換器は、USB ケーブルで、任意波形信号発生器(Arbitrary Waveform Generator : AWG)は GPIB ケーブルで PC と繋がっており、C++プログラミングにより遠隔制御されている。送信信号帯域は最大 2GHz とするので、AWG のサンプリング周波数を 4GHz に設定した。

PC で前述したパラメータ(表 6.1)のベースバンド OFDM 信号を生成し、実部を AWG を介して送信する。受信は、A/D 変換器で 6GHz のサンプリングを行いボード上のメモリに一旦貯え (66M サンプル分)、一括受信する。受信データを PC に戻し、復調・解析する。

測定は CNR(Carrier to Noise Ratio)をパラメータとして行うが、雑音は図 6.5 に示すように D/A 変換器(AWG)のもう一つのチャンネルで生成して所望の CNR 値となるよう ATT でレベルを調整して合成している。

上記の実験構成と送受信の手順により電波暗室及び電波反射箱[1]内において、電波伝送実験を行い BER 特性を計測した。

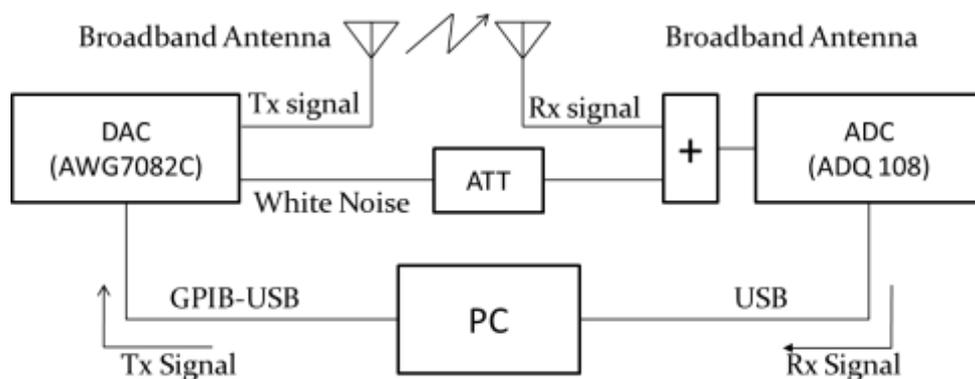


図 6.5 実験系構成

表 6.2 実験装置

Device	Manufacturer	Specification
Digital/Analog Converter (Arbitrary waveform generator)	Tektronix	Sampling Rate: up to 16GSps Resolution: 8bits
Analog/Digital Converter (ADQ108)	SP Devices	Sampling Rate: up to 6.4GSps Resolution: 8bits
Attenuator (BMA-35110)	Trilithic	
Amplifier (ZRL02150+)	Mini-Circuits	Frequency range: 950~2150MHz Gain: 25dB
Power Splitter (ZAPD-2-252-S+)	Mini-Circuits	Frequency range: 5-2500MHz
Oscilloscope (R&S RTO1002)	Rode & Schwartz	
Computer	Sony	
Broadband antenna	self-produced	Frequency range: 1GHz ~ 2GHz

6.5 白色雑音の生成

白色雑音は実験に使用する周波数帯域の全体において発生しているのであるが、ここでは 1000 ブロックの OFDM ベースバンド信号のブロック毎の異なる帯域のみにおいて生成する。その理由は、周波数帯域全体において白色雑音を生成する場合、D/A 変換の役割を果たす AWG の出力できる電力が限られるため、白色雑音の周波数当たりのエネルギーが極めて低くなってしまいうため、誤り率を導出することができない。その対策として、先に述べるように、システムの出力する OFDM ベースバンド信号のブロックに応じてそのブロックと同じ周波数帯域のみに白色雑音を生成する。従って、1000 ブロックの OFDM ベースバンド信号を生成することに応じて、1000 ブロックの白色雑音を生成し、AWG に転送し、通信の信号と同時に出力する。白色雑音生成方法は、OFDM ベースバンド信号の生成方法と同じ原理であり、ただし、デジタル変調でマッピングされたシンボルの代わりにガウス分布に従ったシンボルを配置することになる。

6.6 広帯域アンテナの設計と特性

本研究では、周波数リソースを柔軟に利用できる環境適応型ベースバンド無線を実現して、1GHz～2GHzの帯域（比帯域67%）における実空間伝送実験で定量的な評価を行う。実験を行うために、広帯域をフラットな利得でカバーする超広帯域アンテナが必要になる。そこで、文献[2]で提案している広帯域アンテナを使用帯域1GHz～2GHzに再設計して用いた。

提案された広帯域アンテナは使用帯域幅を向上させるために、平行伝送線路とダイポールを一体としている。アンテナの構成は図6.6、図6.7に示すように、接地部分、ダイポールと平行伝送線路という三つの部分からなる。本アンテナはガラス・エポキシ（FR4）基板（比誘電率4.5）で作成した。ダイポールのアームそれぞれは異なるアンテナ基板表面に配置され、伝送線路と接続することによって、伝送線路上の電流がアンバランスになることでアンテナは電磁エネルギーが放射又は吸収できるようになる。また、その配置も従来の半波長ダイポールアンテナより大きい帯域幅をもたせることができる。図6.8はアンテナのVSWRのシミュレーション値と測定値を示している。アンテナの帯域幅は1GHz～2GHzであり、VSWRが2以下である。

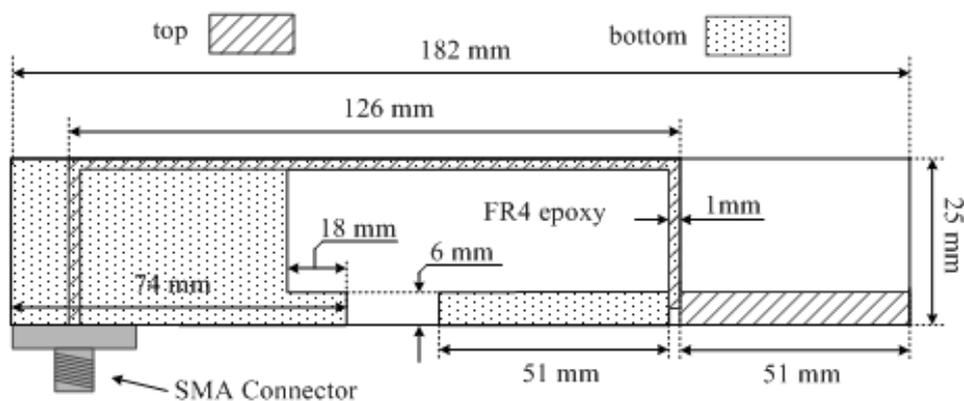
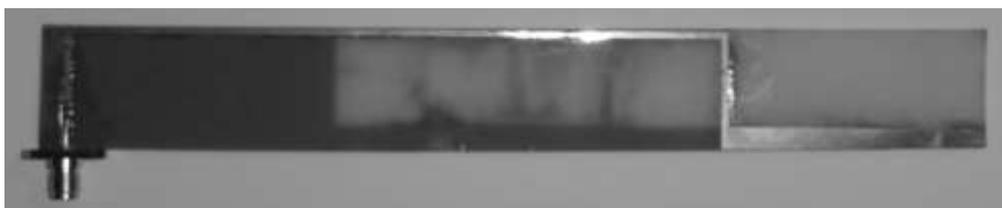
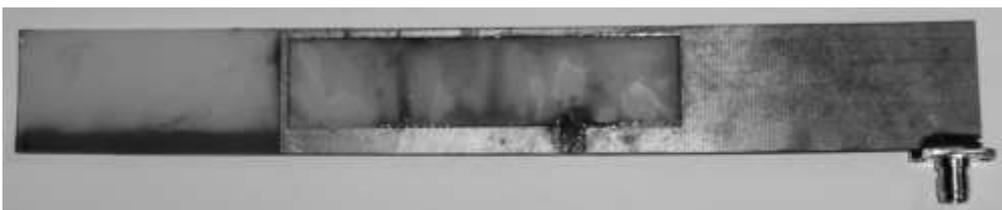


図 6.6 実験に用いたアンテナの構成



(a) top



(b) bottom

図 6.7 アンテナの写真

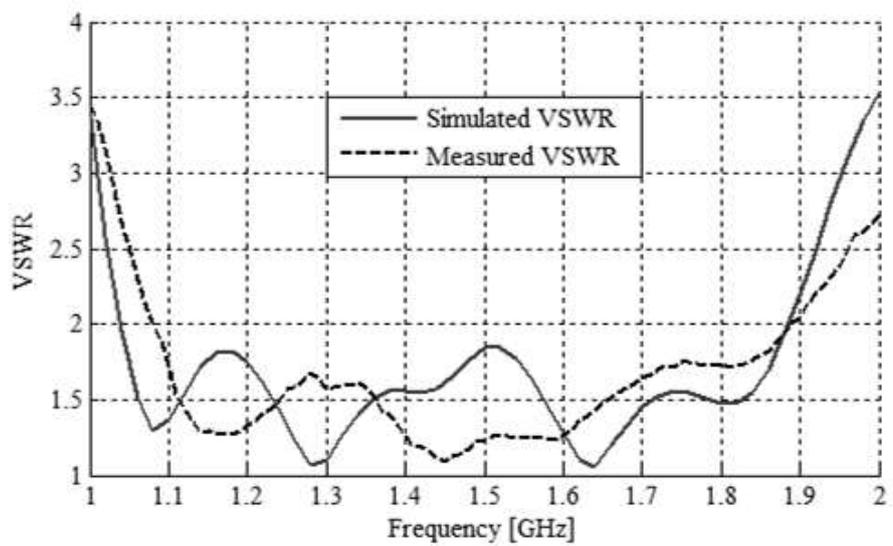


図 6.8 アンテナの VSWR 特性

6.7 有線接続実験

実空間伝送実験を行う前に、実験系の伝送システムの正常動作を確認する必要がある。そのため、先ず有線環境下で動作評価実験を行った。実験構成は図 6.5 と同等である。ただし、アンテナの代わりにケーブルで、D/A 変換機と A/D 変換機を直接に結んでいる。

評価に用いる送信信号のパラメータは表 6.1 に示す通り、キャリア間隔 100kHz、使用帯域は 1GHz~2GHz の帯域に設定し、帯域は 10MHz の 3 つの帯域をランダム選択し通信を行った。図 6.9 は、実際に送信する先頭 5 ブロックのデータをブロック毎にフーリエ変換したものである。使用帯域がランダムに作成されている様子が分かる。このように、使用帯域をランダムに 1000 ブロック作成し、評価実験を行った。なお、有線で周波数特性はフラットなので、パイロット信号による送信等価処理は行っていない。

図 6.10 は動作評価実験の結果を示す。図 6.10 からわかるように、サブキャリア変調方式 QPSK と 16QAM について、理論値とほぼ一致する BER 特性が得られたことから、伝送システム(周波数領域パケット通信を実現するソフトウェアプログラムおよび送受信系のハードウェア系)の動作は正常であることが示された。また、有線のような周波数特性がフラットな環境において周波数空間に任意にデータが配置でき、かつ、環境変化(周波数の利用状況)にフレキシブルに対応できる事が証明できた。

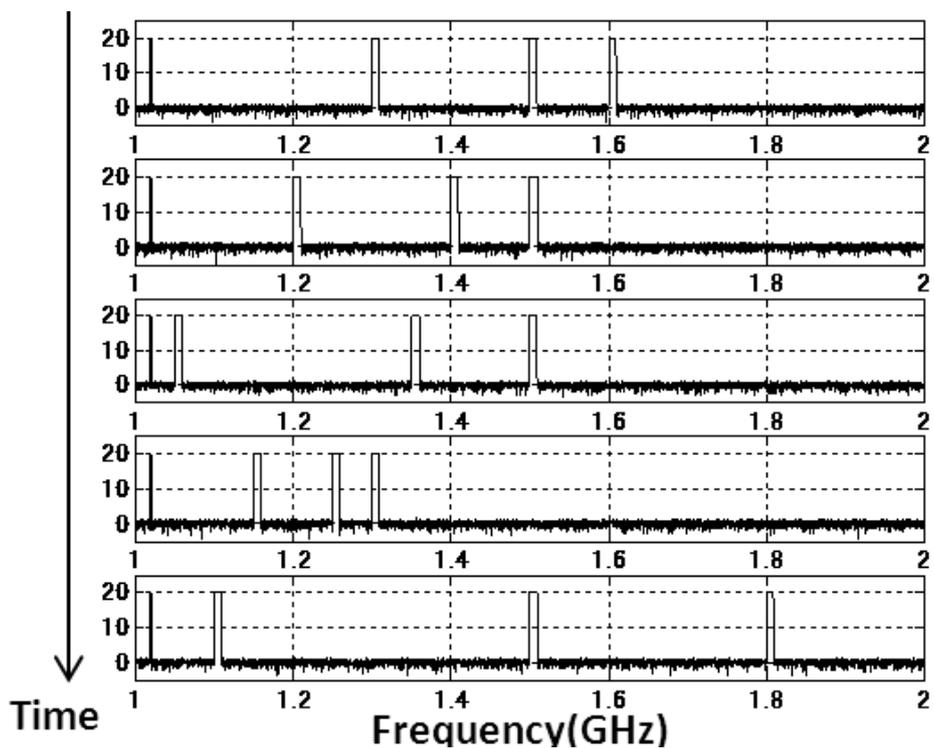


図 6.9 送信 1 ユニットの先頭 5 ブロック (キャリア間隔 100kHz)

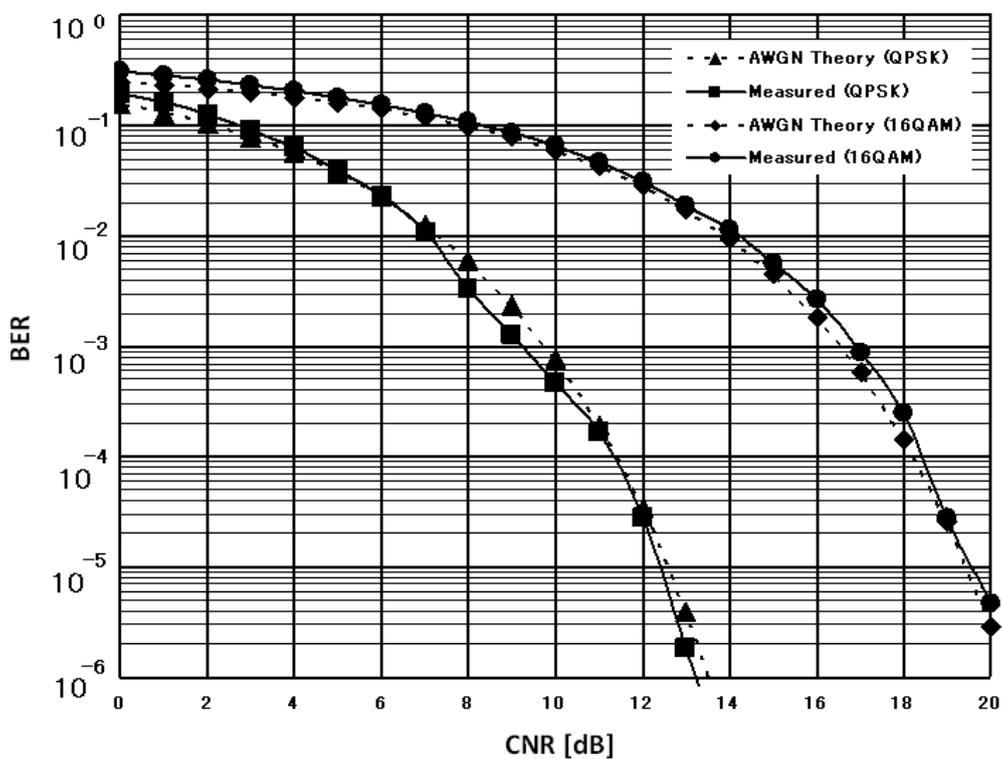


図 6.10 有線接続での実験結果

6.8 電波暗室での伝送実験

フェージングのない環境での空間伝送特性を調べるために電波暗室内での伝送実験を行なった。電波暗室内の実験風景を図 6.11 に、アンテナ対向のチャネル特性を図 6.12 に示す。電波暗室内のチャネル特性は、VNA で、アンテナ間の S_{21} 特性を測定した。アンテナ間隔は、1.5m である。この測定結果は、アンテナの特性と電波伝搬路の特性が加わった特性であるが、伝搬経路そのものは暗室内での見通しパスなので、この周波数特性はアンテナ特性のものである。

送信信号のパラメータは表 6.1 に示す様に、キャリア間隔 100kHz、使用帯域は 1GHz ~1.4GHz の帯域に設定し、10MHz の 3 つの帯域をランダム選択し通信を行った。なお、データ送信前にパイロット信号を送受信し、アンテナ間の伝搬特性の把握を行った。送信信号には、パイロット信号から算出した伝搬特性(振幅及び位相)から送信等価処理を行い送信信号とした。

結果は、図 6.13 に示す通り理論値とほぼ同等の BER 特性が得られた。CNR が大きい部分での理論値との 1dB の差は、送信等価処理によるものである。送信等価処理は、利得の高いチャネルに対し送信レベルを中央値に合わせて一定値にしているため、送信電力制御によって出力を抑圧している。しかし、白色雑音の出力レベルは利得の高いチャネルに合わせたため、1dB の差となる。図 6.10 より、10 MHz の帯域幅で、大部分が約 1dB のレベルの高低差となっている為に、理論値と 1dB の差が現れた。

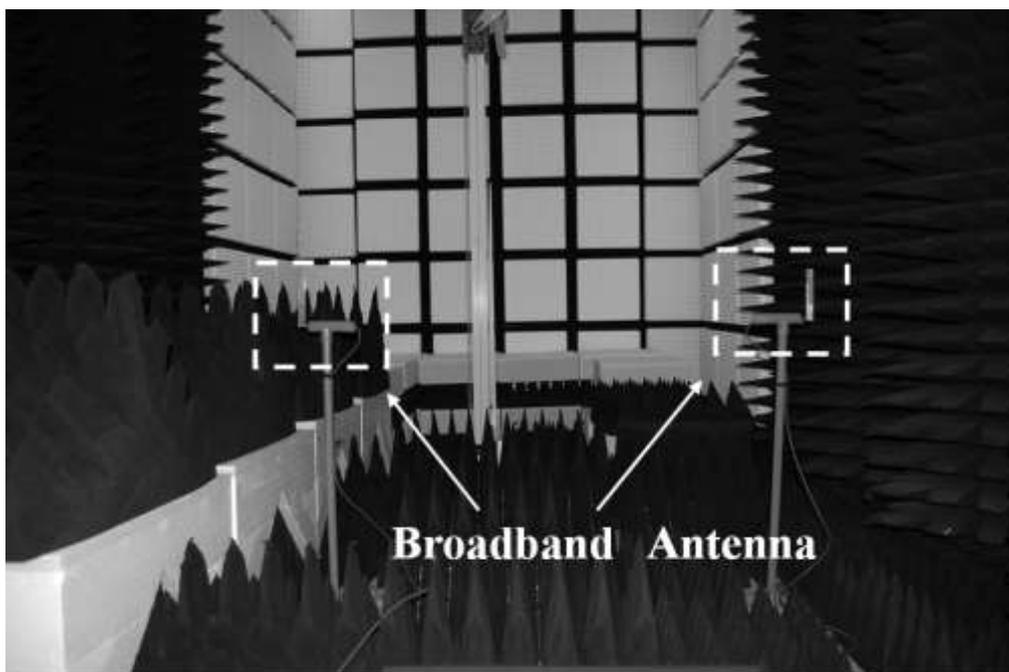


図 6.11 電波暗室での実験風景

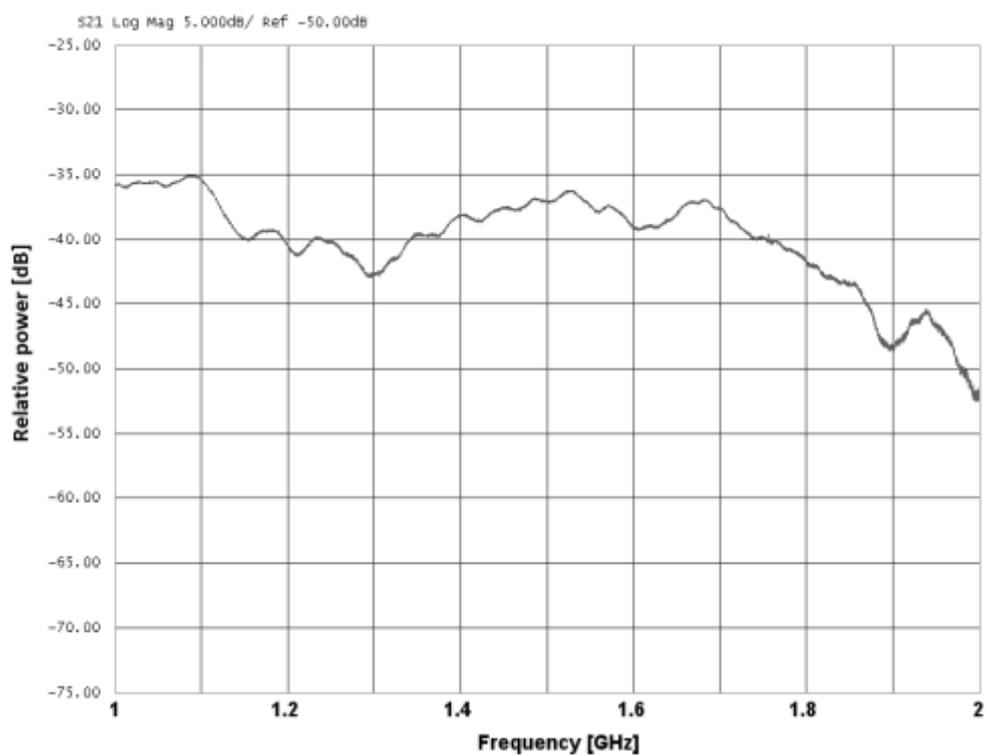


図 6.12 電波暗室中の通信路の S_{21} 特性

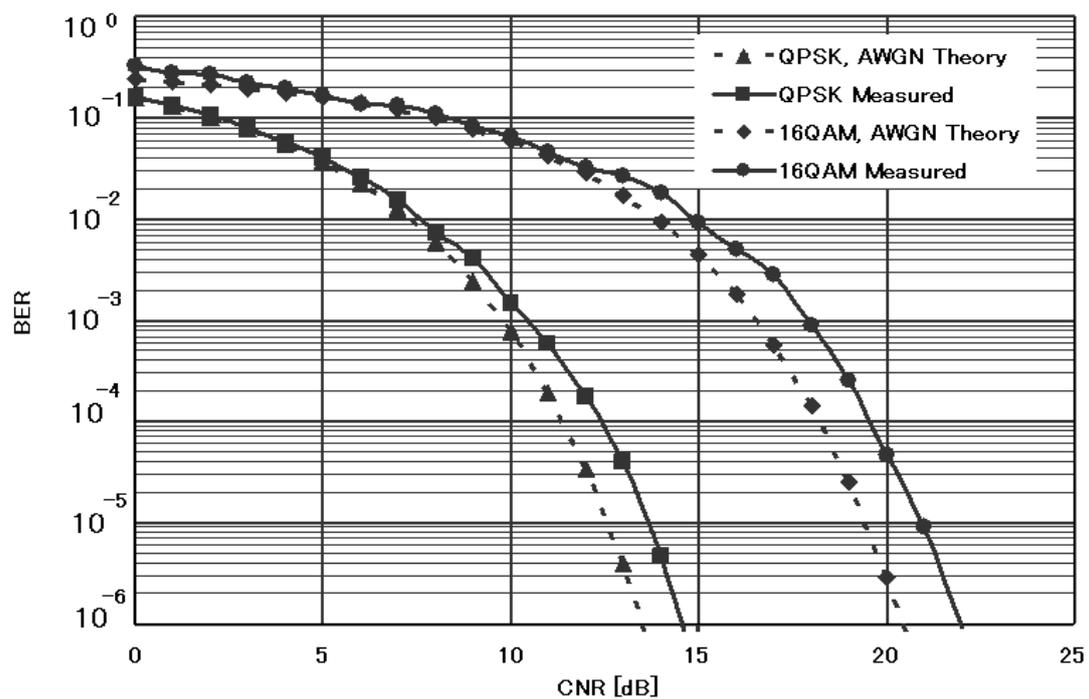


図 6.13 電波暗室での測定された BER 特性

6.9 マルチパス環境を実現する電波反射箱での実験

6.9.1 電波反射箱の概要

マルチパス環境での伝送特性の評価を行うため電波反射箱(reverberation chamber) [1]内のマルチパスリッチ環境で伝送評価を行った。

この電波反射箱の特徴を以下に示す。

- 1) 振幅の空間領域および周波数領域での確率分布がレイリー分布
- 2) 指数関数型の遅延プロファイルを有し, 遅延スプレッドの値は, 市街地並み (0.6 μ s) である。
- 3) 遅延スプレッドの値は, 電波反射箱の床面に適当なサイズの電波吸収シートを置き, そのサイズを変えることにより制御できる。
- 4) 到来角度分布が全立体角周囲一様になっていると推定できる。(電波吸収シートを床面に置いた場合は, 水平面で一様)

本実験では, 図 6.14, 図 6.15 に示すようにアンテナ間隔 1.4m の間の床に電波吸収シートを配置し, 遅延スプレッドが約 90nsec 程度になるように調整した。屋内環境での比較的遅延広がり大きい環境に相当する[3]。電波反射箱において測定されたアンテナを含む通信路の S_{21} 特性は図 6.16 となる。これらの図から, 電波反射箱の内部で周波数的にも空間的にもマルチパスによる激しいフェージングが発生していることがよく分かる。

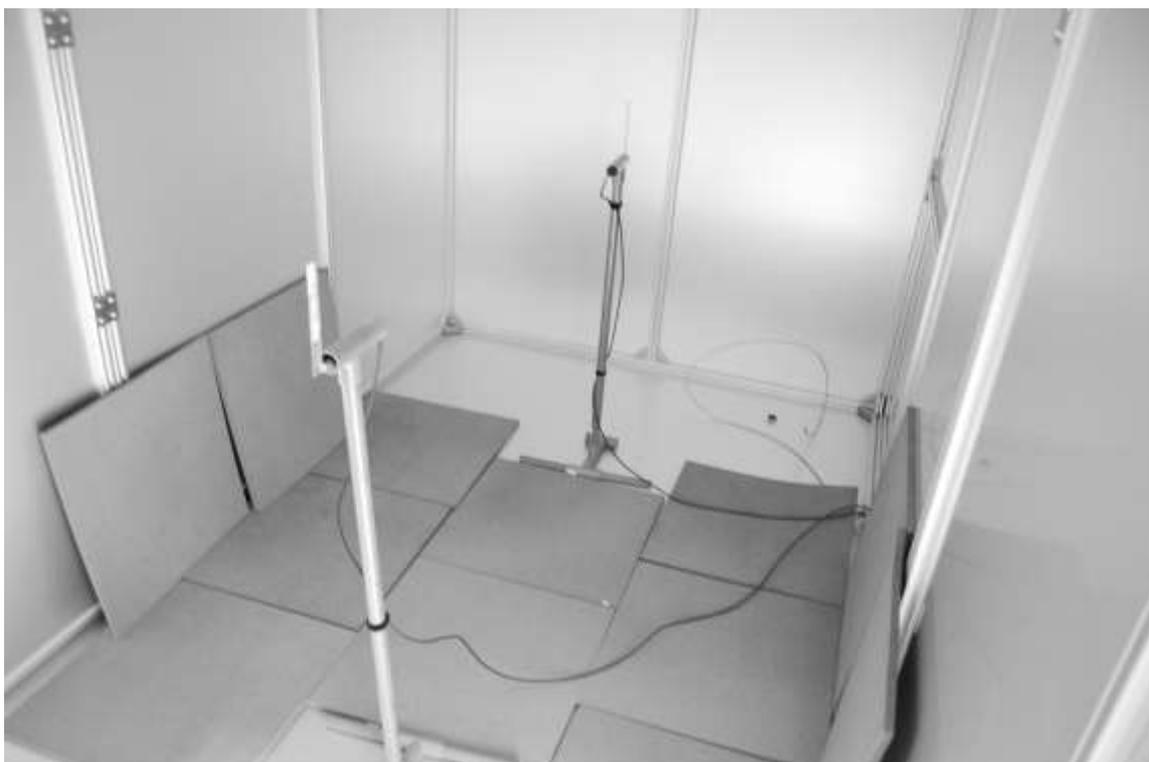


図 6.14 電波反射箱の実験風景

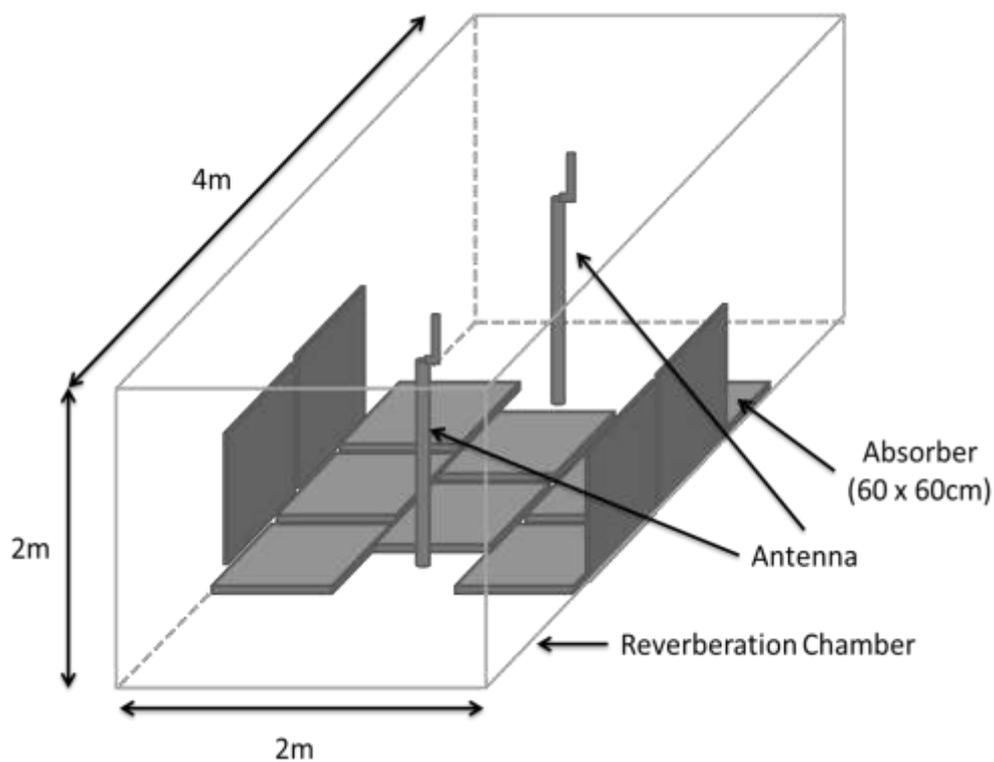


図 6.15 電波反射箱の中の吸収シートとアンテナの配置

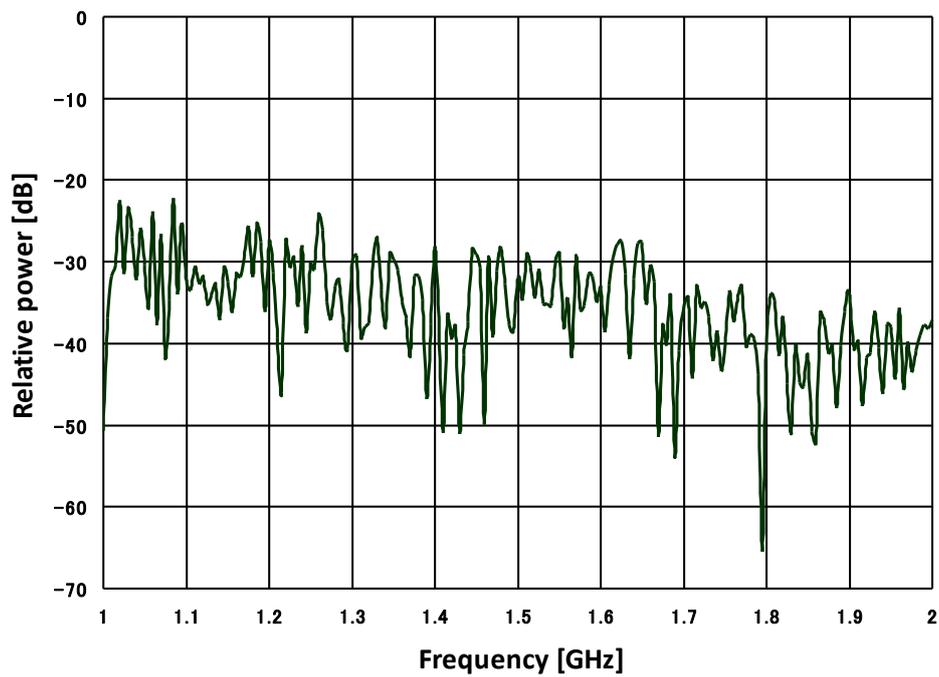


図 6.16 電波反射箱中の通信路の S₂₁ 特性

6.9.2 電波反射箱内伝搬環境の統計的性質

(1) 受信レベルの累積確率分布

S_{21} 特性から累積確率分布を導出した。導出した電波反射箱の周波数領域でのフェージングの振幅の累積確率分布を図 6.17 に示す。破線は算出した累積確率分布と同じ中央値を持つレイリー分布理論値の累積確率分布であり、受信振幅レベルの累積分布がレイリー分布の理論値に近いものとなっており、電波反射箱内のフェージングはレイリー分布とみなして良いことが分かる。

なお、送信アンテナと受信アンテナの設置条件は完全な見通しであり、仲上-ライス分布になることも考えられる。しかし、次項に示す遅延プロファイルからも明らかのように、個々の反射波の減衰が少なくマルチパス波のトータル電力レベルが非常に高いため、本反射箱では直接波の存在が無視できるレイリーフェージング環境になる。

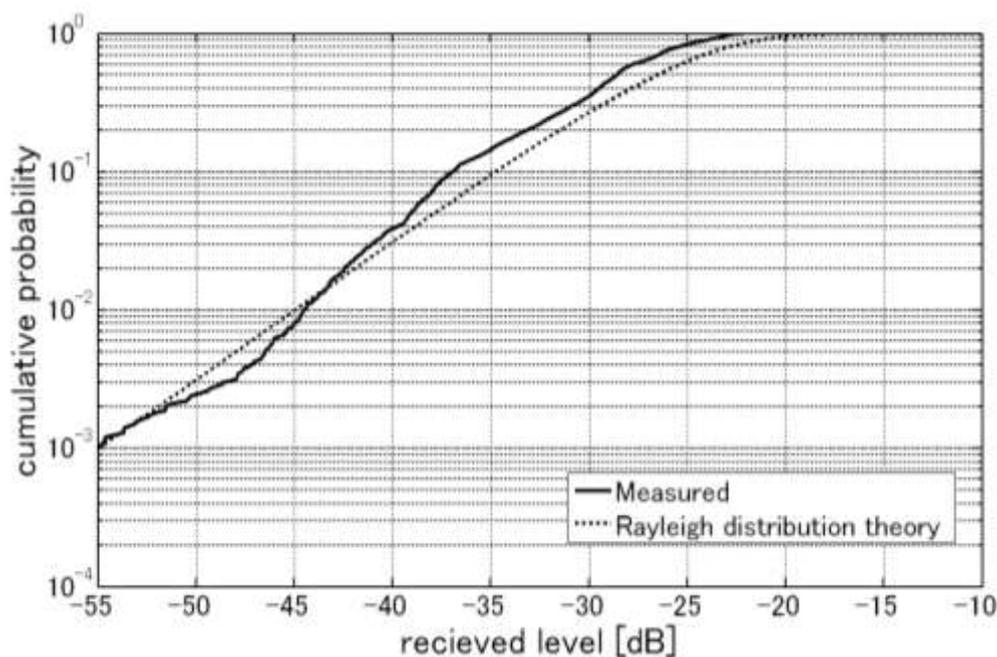


図 6.17 電波反射箱中の受信レベルの累積分布

(2) 遅延プロファイルと遅延スプレッド

S_{21} 特性からインパルス応答を導出した。図 6.18 は電波吸収シート配置後の遅延波のインパルス応答を表す。 S_{21} 特性から、測定周波数範囲を積分区間として各測定ポイントのインパルス応答を算出して電力平均することで遅延プロファイルを得ることができる。遅延スプレッドは式(2.25)から算出することができる。積分区間を $0 \leq \tau \leq 4 \mu\text{s}$ として計算した結果、周波数 1GHz~2GHz 間で約 90nsec であった。

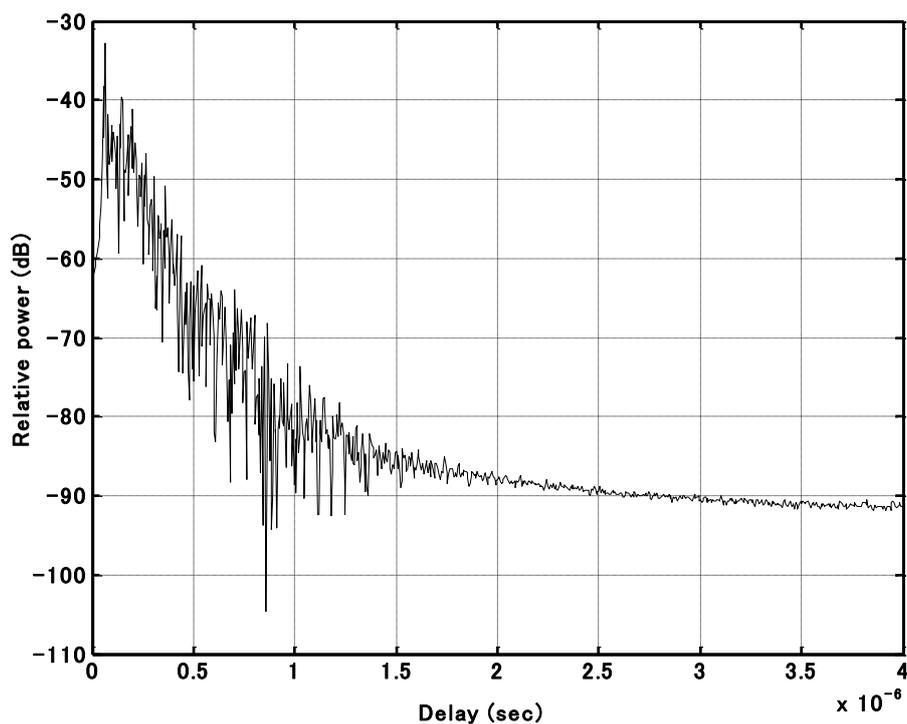
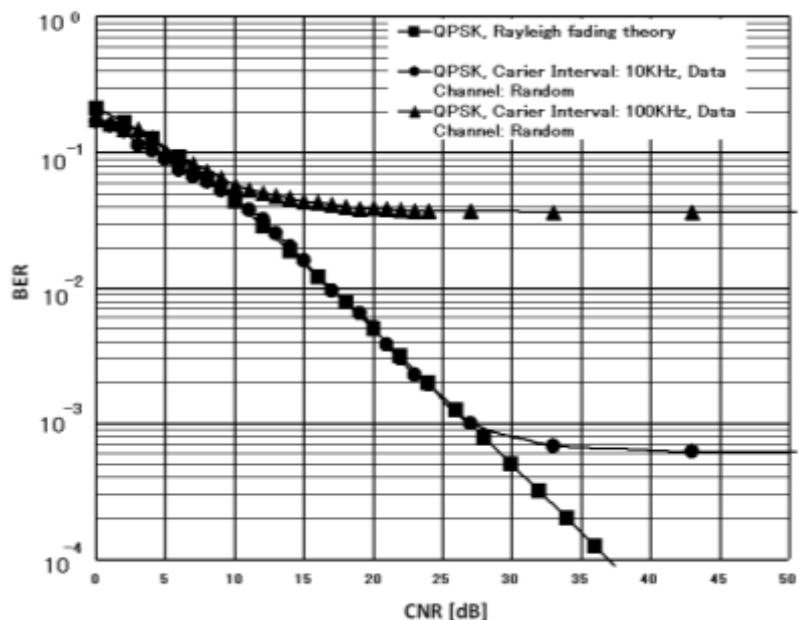


図 6.18 1.0GHz ~ 1.2GHz 帯で測定した電波反射箱のインパルス応答

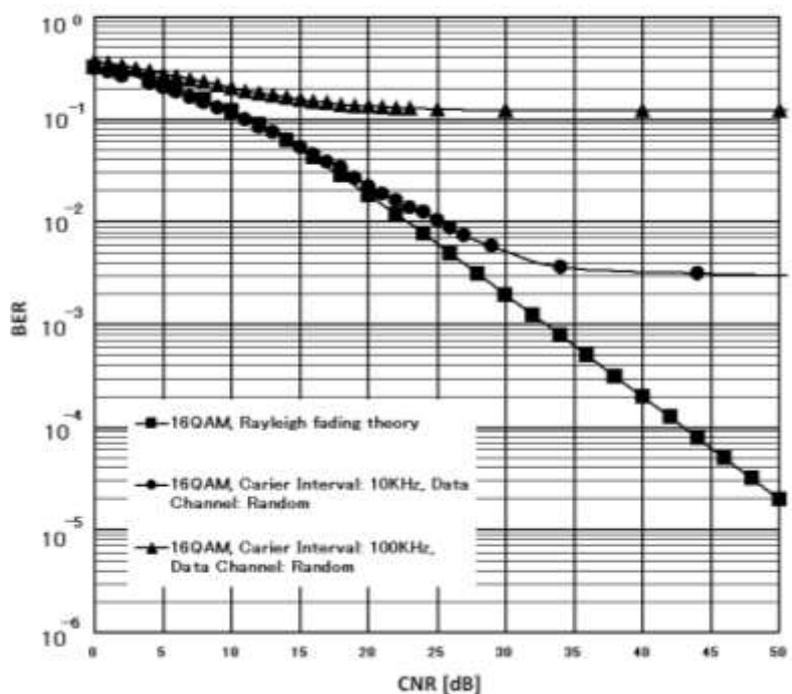
6.9.3 周波数帯ランダム割り当て（送信電力制御なし）による伝送

表 6.1 に示したパラメータの信号で使用帯域をランダムに伝送実験を行った。その結果を図 6.19((a)QPSK, (b)16QAM)に示す。両図より、測定された誤り率特性はエラーフロアになるまでの部分は理論値と一致している。ゆえに、ベースバンド無線方式を適用した周波数パケット通信は従来の通信と同等な誤り率特性が得ることができると考えられる。

なお、フロアが出ているのは遅延スプレッド $\sigma_\tau=90\text{ns}$ の環境で、スキッタードパイロットシンボルの周波数間隔を $\Delta f=100\text{kHz}$ に対して 1MHz , $\Delta f=10\text{kHz}$ に対して 100kHz としていて、かつ、この帯域内で、検波位相を一定とする簡易受信処理をしているためである。これは復調時の処理の問題であり、周波数領域パケット通信の原理確認と言う意味では、理論通りの動作であり伝送方法の妥当性が明らかになったと言える。



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 6.19 マルチパス環境での BER 特性 (送信電力制御なし)

6.9.4 周波数帯適応割り当て(送信電力制御有り)による伝送

環境適応型ベースバンド無線方式は従来の通信と異なり、環境に応じて適応変身が容易にできる。環境適応性に優れている事を実証するために、QPSK方式について、送信信号を適応配置(周波数特性の良い帯域の選択)し、かつ、バンド毎に受信レベルが一定となるように送信電力制御を行なった場合の伝送実験を行った。ここでは、事前にチャンネル特性を周波数1~1.4GHzについてパイロット信号により測定し、伝送特性の良いチャンネルを選択し、そこにデータ信号を配置し、かつ、受信側での受信電力が一定となるように送信電力制御を行なったものである。このようにすると、受信側には、レベル一定でかつ周波数特性の変化の小さい帯域が結果として選ばれるので、図6.19に見られたエラーフロアの影響も緩和されて、フェージングのない静特性の理論値に近づくことが期待でき、図6.20は実際にそうなっている。理論値とCNRで固定的なずれ(約4dB)があるのは利得の高いチャンネルに対し送信レベルを中央値に合わせて一定値にしているため、送信電力制御によって出力を抑圧していることによるものと考えられる。

本実験では、通信システムの構成を変えず、キャリア間隔や周波数帯域等のベースバンドOFDM信号のパラメータを変更することで、より良い通信結果になることを証明できた。ベースバンド無線はこのような環境適応性が求められる通信に対して極めて大きな有効性を有することが明らかになった。

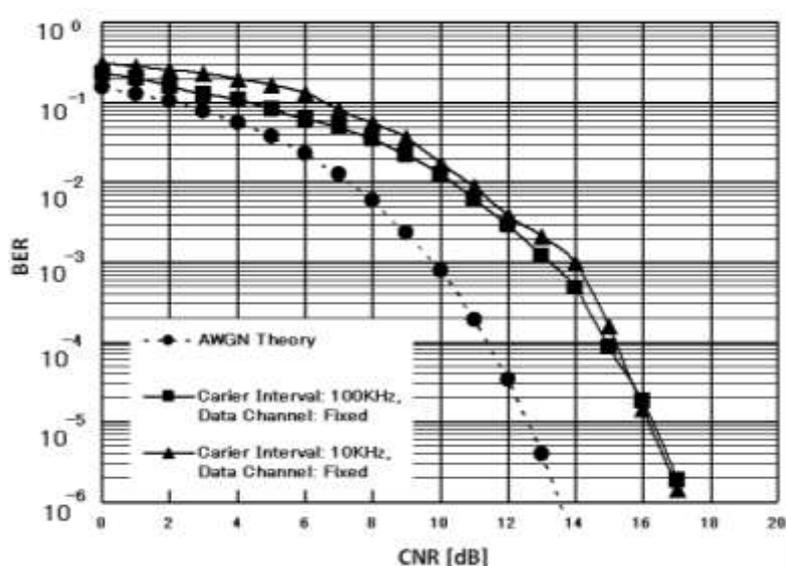


図 6.20 帯域選択と送信電力制御を行なった場合のマルチパス環境での BER 特性 (QPSK)

6.10 課題

本論文では、機能面から、その理想を追求したが、移動通信の GHz 帯電波に対するベースバンド通信では、クロック速度 10GHz クラスの A/D 変換器や D/A 変換器が必要になり、信号処理もこのスピードに追いつくものでないといけない。現時点での技術では、まだ困難であるが、この種の技術は日進月歩であることを考えると、10 年先、20 年先には、汎用的なデバイスによって、このレベルは十分達成可能であると期待してよいであろう。

デジタル信号処理の課題としては、環境適応型ベースバンド無線は、伝送信号自体は限られた帯域であるが、演算は高周波信号そのものを扱うので、無駄な演算がかなり含まれている。この信号処理の効率化が研究の課題になる。

また、マルチパス環境において周波数軸上でフレキシブルに適応可能な高信頼なシステムを実現するために、MISO(Multiple Input Single Output)構成での送信ダイバーシチ機能を取り入れ、伝送方式の複雑さを避けるためにパイロット信号を入れない通信方式(ブラインド信号処理方式)で、かつ、周波数選択性フェージング環境(マルチパス遅延環境)に耐性を有する差動 Space-Frequency-Block Coding (DSFBC)方式[4]-[7]を適用が有効である[8]。

6.11 まとめ

本章では、周波数領域パケット通信の概念を提示し、それに基づいたベースバンド無線、ソフトウェア無線及びコグニティブ無線の技術が一体化した「環境適応型ベースバンド無線」の概念構築と具体的な伝送方式の提案を行った。

環境適応型ベースバンド無線の評価システムを開発し、有線、電波暗室及び電波反射箱において 1GHz~2GHz の広帯域を使用して原理を実験実証した。有線実験では、送信等価処理を行わずに広帯域にランダムに信号を配置し、理論値通りの BER 特性が得られることを示した。

電波暗室の環境では、伝搬特性は、アンテナ間の特性そのものであるが周波数軸上で緩やかな特性であり、パイロットシンボルから算出した伝搬特性を用いて、送信等価処理を行い理論値通りの結果が得られることを示した。

電波反射箱では、送信等価処理(送信電力制御)を行った場合と行わなかった場合の2つの方法で評価した。送信電力制御を行わなかった場合は、レイリーフェージングの理論値と一致した。帯域を選択し固定し、送信電力制御を用いることで AWGN 環境下と同じ理論値が得られた。帯域を固定するという意味では、帯域をランダムに使用しフレキシビリティを評価した先の3つの方法とは異なるが、通信システムの構成を変えずに OFDM 信号のパラメータを環境に応じて適応し、レイリーフェージング環境下の理論値よりも良好な結果が得られたことから、環境適応性が求められる通信に対して極めて大きな有効性を有することが明らかになったと言える。

参考文献

- [1] Y. Karasawa, I. Oshima, F. Tamrin, Y. Sakamoto, R. Arif, and K. Sasaki, "Fundamental Propagation Characteristics of Stirrer-less Reverberation Chamber for MIMO-OTA Measurements," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E97-B, no. 10, pp. 2083-2092, Oct. 2014.
- [2] D. T. Le and Y. Karasawa, "A simple broadband antenna for MIMO applications in cognitive radio," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E95-B, no. 1, pp. 18-26, Jan. 2012.
- [3] 後藤尚久, 伊藤精彦, 中川正雄 (共編), アンテナ・無線ハンドブック, オーム社, 2006.
- [4] Yiu.S, Calin.D, Kaya.O, Kai Yang, "Distributed STBC-OFDM and distributed SFBC-OFDM for frequency-selective and time-varying channels," *IEEE 2012 Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 251-255, Apr. 2012.
- [5] Vien.Q.-T, Stewart.B.G, Nguyen.H.X, Gemikonakli. O, "Distributed space-time-frequency block code for cognitive wireless relay networks," *IET Commun.*, vol. 8, pp. 754-766, Mar. 2014.
- [6] Yang.W, Cai.Y, Zheng.B, "Distributed space-time-frequency coding for broadband wireless relay networks," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 1, pp. 15-21, Jan. 2012
- [7] J. Wu, H. Hu, and M Uysal, "High-rate distributed space-time-frequency coding for wireless cooperative networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 10, no. 2, pp. 614-625, Feb. 2011.
- [8] 中里仁, 森本勇樹, 唐沢好男, "差動 SFBC による環境適応型ベースバンド無線の提案と伝送特性評価," *信学技報*, RCS2014-148, Aug. 2014.

第7章

環境適応型ベースバンド無線における受信系非線形問題とその解決法

環境適応型ベースバンド無線は、D/A 変換器や A/D 変換器のサンプリング周波数のサンプリング定理に基づく周波数範囲内の全てが受信される。従って、所望波以外の信号(干渉波)を広帯域で受信してしまい[1]-[4]、干渉波レベルが、信号電力に比べて非常に強い場合には、受信系の増幅器に飽和現象が起き、結果として、信号成分に対する OFDM の直交性が崩れ、信号品質劣化を引き起こすことになる。これは、アナログ信号受信段階で食い止めなければいけないので、広帯域に動作する適応型の高周波フィルタが必要になる。本章では、非線形問題とその解決法について、適応フィルタを設計し、干渉波の検知からフィルタの動作について実験により定量的評価を行った。

7.1 非線形現象実験

環境適応型ベースバンド無線において、広帯域に強い干渉波を受信した場合、どの帯域であっても非線形現象が生じる。そこで、環境適応型ベースバンド無線における非線形現象と干渉波の周波数依存性を確認するために実験を行った。

7.1.1 実験構成と各パラメータ

図 7.1 に本稿で用いる増幅器の特性を示す。図の特性から入力レベルが -5dBm 以上になると 1.25GHz の入出力レベルは P1dB となり急激に飽和している。従って、 -5dBm を IBO の算出に用いる線形領域の最大入力電力値とする。

実験構成を図 7.2 に示す。送信信号のパラメータは表 7.1 に示す。干渉波は地上デジタル放送の規格である ISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial)を用いる。干渉波のパラメータは表 7.2 に示す。周波数の依存性を確認するために、干渉波は中心周波数 1.3GHz 、 1.4GHz 、 1.5GHz の 3 つの場合を実験した。

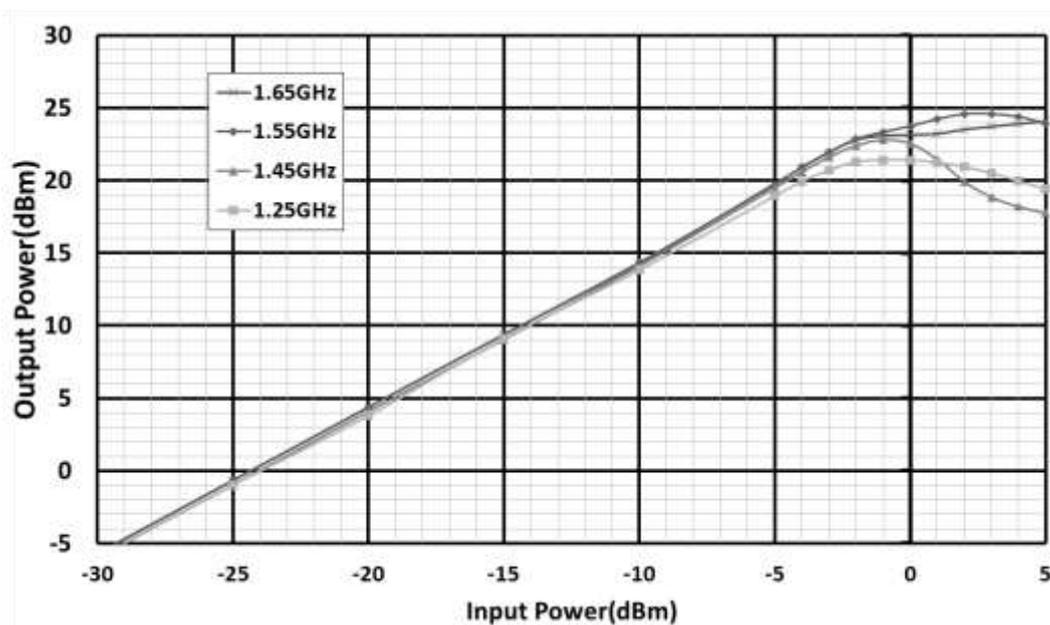


図 7.1 増幅器の入出力特性

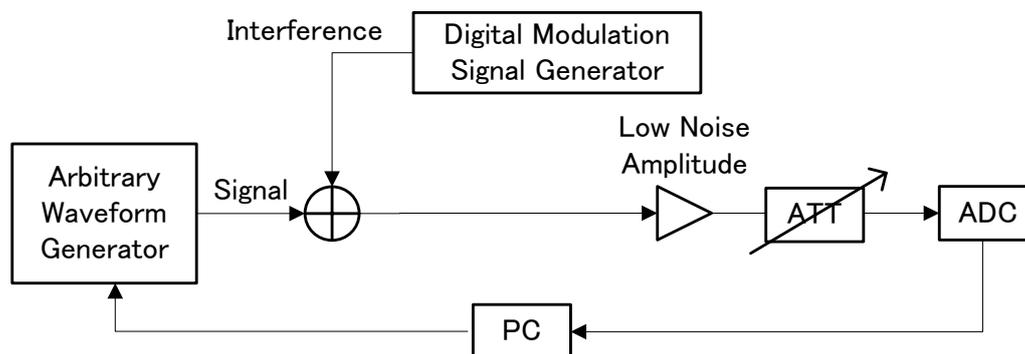


図 7.2 非線形現象実験系の構成

表 7.1 OFDM 信号のパラメータ(非線形現象実験)

最大使用周波数 f_{max}	2 GHz
利用周波数帯域	1.57 GHz – 1.58 GHz
サンプリング周波数 DAC	4GHz
ADC	7GHz
1次変調方式	QPSK
キャリア間隔	10 kHz
利用周波数帯域幅	10MHz × 1帯域(10MHz)
1ブロックデータ数 K_B	40000
1ユニットの送信ブロック数	25
1ブロック送信データ数	4000bit
ガードインターバル長	$1/20 \times K_B$

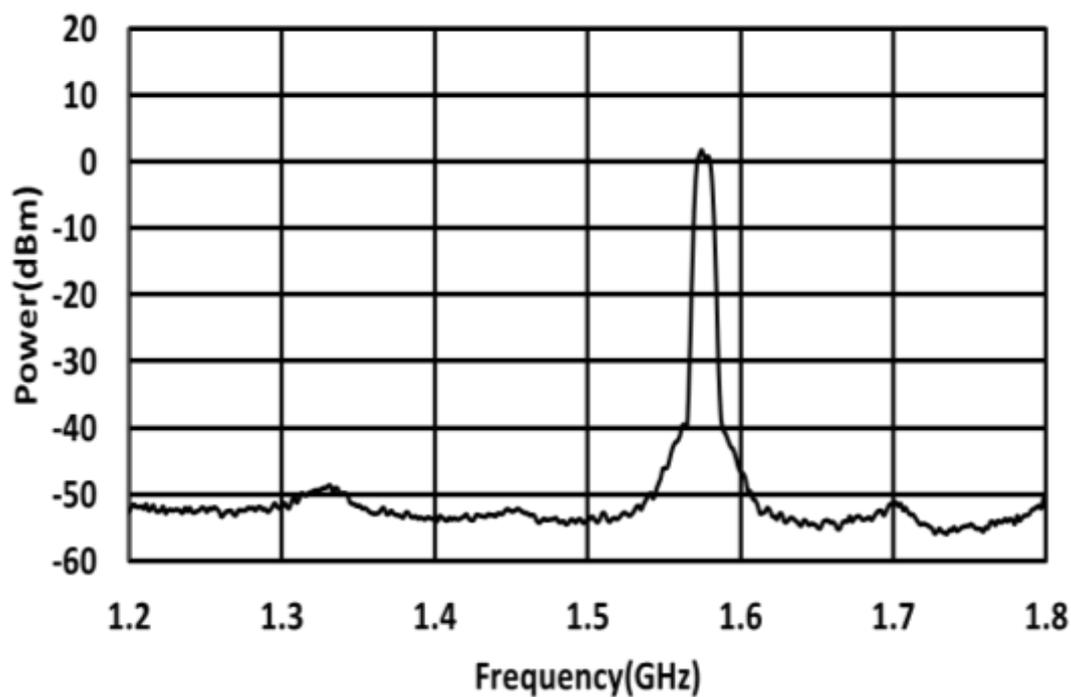
表 7.2 干渉波のパラメータ

ISDB-Tモード	Mode3
総キャリア数	5617
キャリア間隔	0.992kHz
シンボル数	204
シンボル長	1008 μ s
帯域幅	5.572 MHz
変調方式	QPSK(1セグメント)
	64QAM(12セグメント)

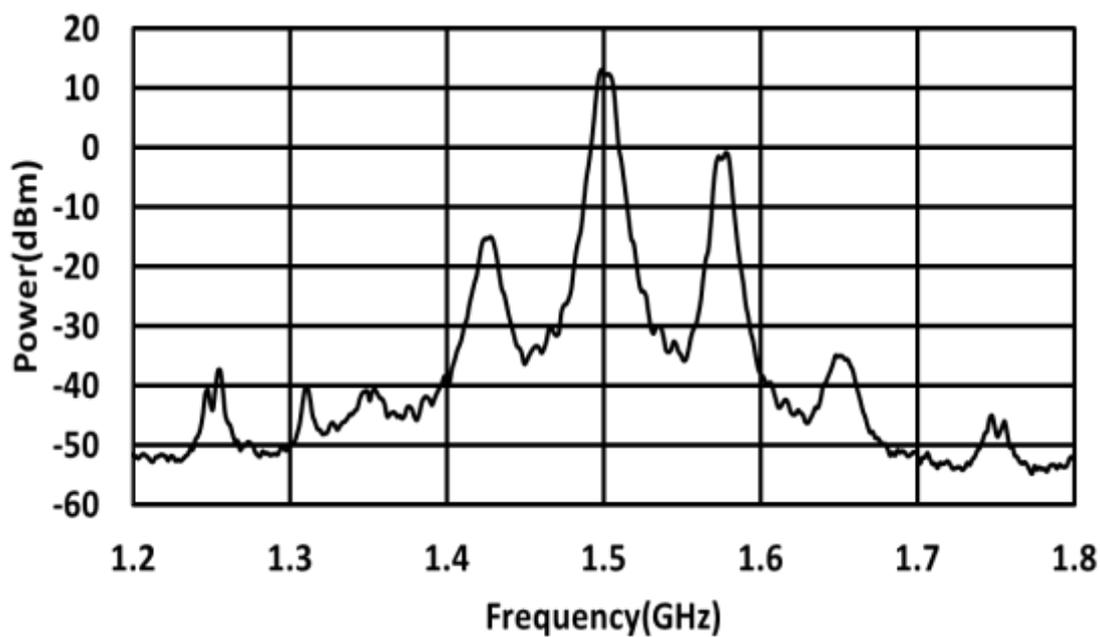
7.1.2 実験結果

図 7.3 に，線形領域と非線形領域の場合のスペクトル表示を示す．図 7.3(b)のスペクトルは干渉波及び所望波の帯域が広がり，1.43GHz 付近に所望波の折り返しが確認できる．各帯域の広がり，各帯域の OFDM のサブキャリアによる相互変調，1.43GHz のスペクトルは干渉波と所望波による相互変調によるものである．

図 7.4 の BER 特性から，各周波数の干渉波において同等の特性を示しており，OFDM 信号に対しては周波数の依存性は確認できなかった．従って，環境適応型ベースバンド無線での広帯域受信では，干渉波がどの周波数帯域に受信されても OFDM のサブキャリア間の相互変調によって信号が劣化してしまうと推測できる．



(a) 所望波のみ(1.57GHz-1.58GHz)



(b) 干渉波(1.4975GHz-1.5025GHz)

図 7.3 非線形現象実験でのスペクトル表示

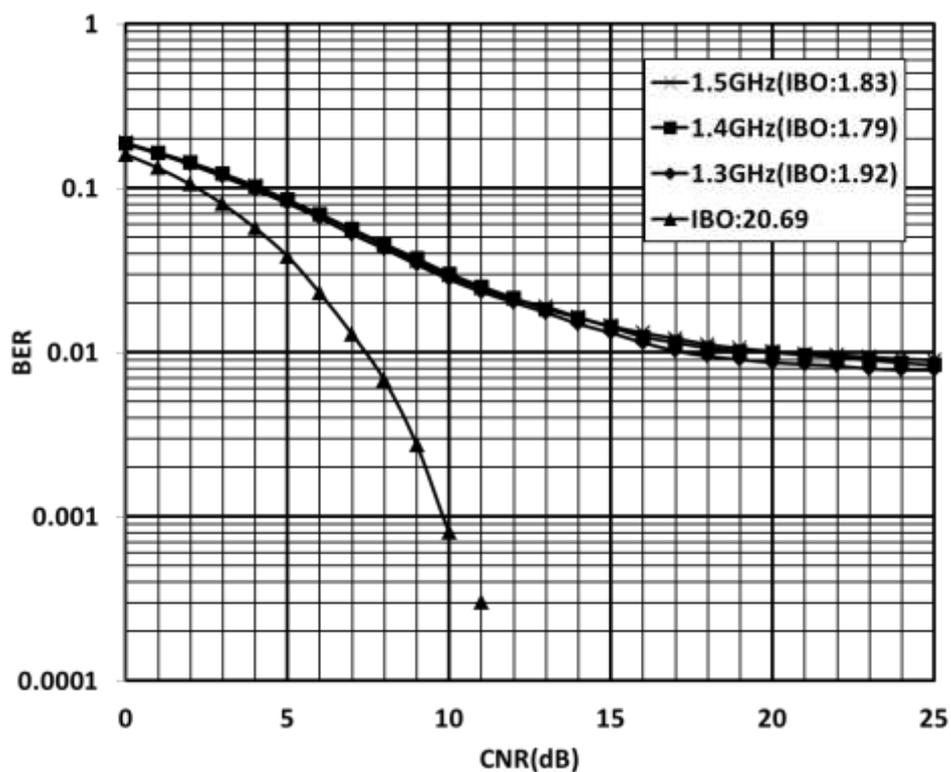


図 7.4 非線形現象実験での BER 特性

7.2 干渉波における環境適応動作

受信機に対して帯域内に強い信号が入射した場合、増幅器が持つ非線形特性によって飽和が起これ、信号の劣化が生じる。そこで、高周波帯アナログ信号段階で干渉波を抑圧するために、広帯域に対応できる簡易構造のアダプティブ・フィルタが必要になる。しかし、フィルタを使うことによってデータ信号にも影響を及ぼしてしまうので、ベースバンド無線の特徴である環境適応性を生かして、信号をフィルタの影響を受けない帯域へ移動させる。環境適応フィルタの適応動作イメージを図7.5に示す。

7.2.1 環境適応動作

干渉波に対して以下の手順で環境適応する。

1) 非線形領域の検知

A/Dに入力時に電圧から OBO の値を算出し、非線形領域の確認

2) 干渉波の検知

FFT 後、所望波のレベルを基準として、周波数軸で基準値レベル以上の干渉波の帯域を検知し任意の周波数幅に設定干渉波領域を決定

3) フィルタの動作

干渉波の中心帯域にノッチ型のフィルタの谷の部分を合わせる。

4) 所望波の周波数帯の変更

データ信号の帯域がフィルタの減衰の影響を受ける場合においては、送信側において使用帯域をフィルタの影響を受けない帯域に移動する。

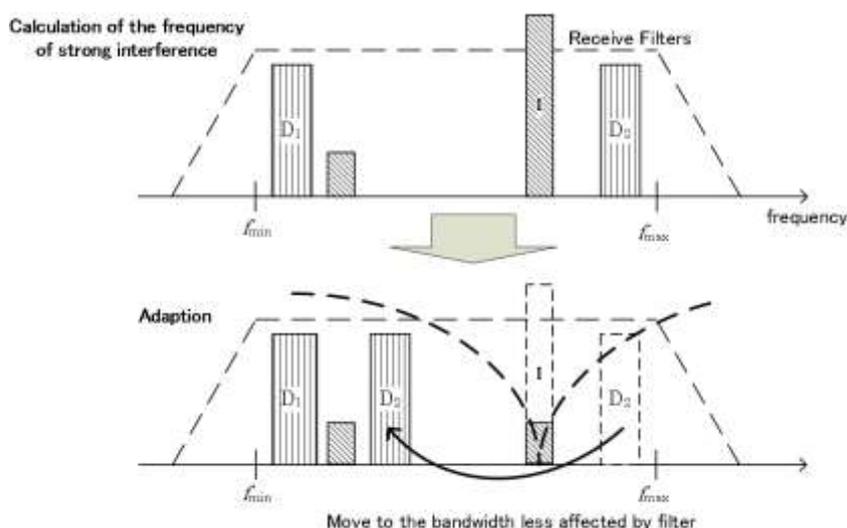


図 7.5 環境適応フィルタの動作

7.2.2 バンドリジェクション適応フィルタ(環境適応フィルタ)

本研究で用いるバンドリジェクション適応フィルタには、任意の周波数位置に、任意の帯域幅でヌルを持ち、かつ、それを自由に制御できる機能が求められる。このような理想的なフィルタは、実現が難しいため、それ自体が研究開発課題になっている [5].

ここでは、干渉波の抑圧に際して、ある程度の抑圧、すなわち、干渉波信号を非線形問題が発生しない程度に抑圧できればよく、深いヌル特性は要求されない。また、干渉信号の周波数にヌルを作る特性が、信号成分に影響を与える場合には、ベースバンド無線の特徴を生かして、他の周波数帯に信号成分を移し替えることができるので、フィルタ特性の形状についても、制約条件は少ない。このため、本論文では、図 7.6 に示す最も基本的で簡易な構成のノッチフィルタで検討する。ここで、遅延器の遅延量を $\Delta\tau$ 、移相器の移相量を、 $\Delta\phi$ とする。

フィルタのインパルス応答を $h(\tau)$ 、入出力信号を、それぞれ、 $x(t)$ 、 $y(t)$ とすると、フィルタ出力は、以下の式で表される。

$$y(t) = h(t) \otimes x(t) \quad (7.1)$$

ここで、 \otimes は畳み込み積分である。ベースバンド無線では、全て実数信号を取り扱っているため、 h 、 x 、 y 共に、実数信号であるが、実数信号表現でのインパルス応答表現は、式が複雑になるため、以下では、諸量が複素数で表現される等価低域通過系表現（複素ベースバンド表現）で説明する。 h 、 x 、 y の、等価低域通過系表現を h_B 、 x_B 、 y_B とすると、これらの関係は、(x)式と同様に、以下で表される。

$$y_B(t) = h_B(t) \otimes x_B(t) \quad (7.2)$$

適応フィルタのインパルス応答は

$$h_B(\tau) = b_1\delta(\tau) + b_2\delta(\tau - \Delta\tau)e^{j\Delta\phi} \quad (7.3)$$

ここで、 δ は、デルタ関数である。

フィルタの周波数特性を表す伝達関数 T はインパルス応答のフーリエ変換で求められ次式となる。

$$\begin{aligned}
 T_B(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} h_B(t) e^{-j2\pi f t} dt \\
 &= b_1 + b_2 e^{-j(2\pi f \Delta\tau - \Delta\phi)}
 \end{aligned}
 \tag{7.4}$$

$b_1 = b_2 = 1$ とすると、周波数特性の振幅は

$$|T_B(f)| = 2 \{1 + \cos(2\pi f \Delta\tau - \Delta\phi)\}
 \tag{7.5}$$

であるので、ヌル点は $1/\Delta\tau$ の周波数間隔で現れる。また、ヌル点の周波数を f_0 としていた場合には、移相量 $\Delta\phi$ は、 $\pi(2f_0\Delta\tau \pm 1)$ とすればよい。

実際の遅延器の遅延量や移相器の移相量は、周波数特性をもっているため、上記表現は非常に理想化したものであるが、本論文の検討には、これで十分なので、この表現式で考える。フィルタのヌルの間隔を変えたい場合には、すなわち、ヌルの帯域幅を変えたい場合には遅延量 $\Delta\tau$ を、ヌル位置を変えたい場合には、移相量 $\Delta\phi$ を制御すればよい。

実際に遅延量 $\Delta\tau$ は、ケーブル長で調整しヌル点の周波数間隔 0.56GHz のフィルタを作成した。図 7.7 に作成した環境適応フィルタの特性を示す。

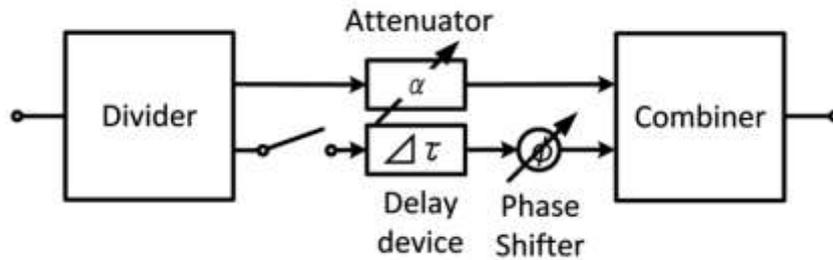
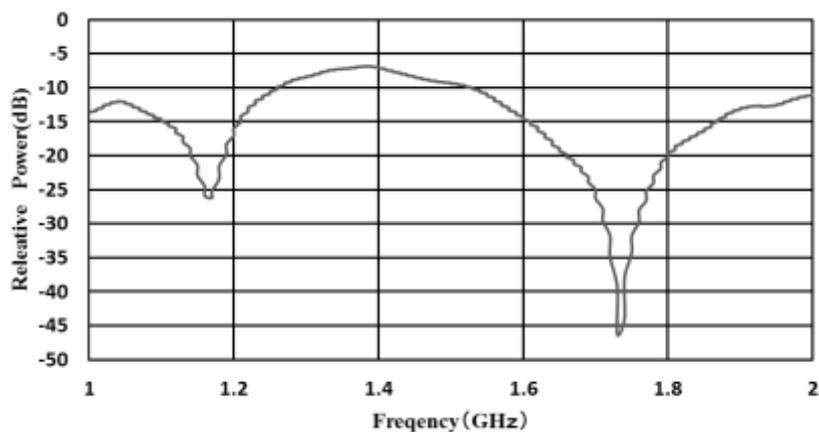
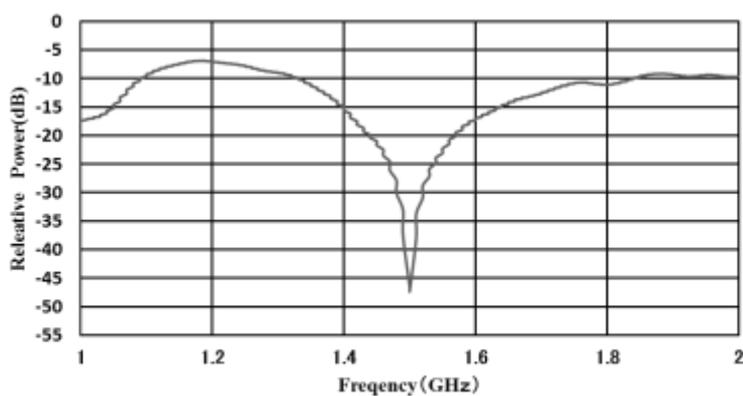


図 7.6 環境適応フィルタの構成



(a) ノッチ移動前



(b) ノッチ移動後

図 7.7 環境適応フィルタの特性の例

7.2.3 干渉波の検知

干渉波の検知について以下に手順を示す。

- 1) 受信時に 1block 毎の OBO を計算し、受信時に線形・非線形領域の判断を行う。
- 2) OBO が非線形領域である場合、FFT 後にサブキャリア毎の振幅スペクトルを計算する。
- 3) 所望波の振幅スペクトルの強度を閾値として、所望波以上のスペクトルをピックアップする。
- 4) ピックアップした周波数の内に一番大きい周波数に対してフィルタのノッチを合わせる。
- 5) 広帯域の干渉波の場合は、閾値以上の連続スペクトルの中心をフィルタのノッチの位置とする。

7.3 干渉波における環境適応動作の有線実験

強い干渉波に対する環境適応動作とその効果を実証するために、実空間実験の前に有線実験を行った。実空間ではマルチパスの影響も加わるので、環境適応動作と環境適応フィルタのみの評価を行うことができない。そこで、有線での周波数特性がフラットな環境で、強い干渉信号の検知およびその周波数の算出、干渉波の周波数に合わせた環境適応フィルタの動作、送信信号をフィルタの影響を受けない周波数帯域へと移動させる、というこの3つの環境適応動作のそれぞれの特性を評価する。

7.3.1 実験系構成及び手順

実験構成図 7.8 を用いて、機能実証実験を行った。パラメータの信号(表 7.3)を生成し、有線で伝送実験を行い BER 特性を計測した。同図に示す通り、PC で作成したベースバンド OFDM 信号の実部を任意波形信号発生器を介して送信し、A/D 変換器で受信し、受信データを PC に戻し、復調・解析する。送信信号帯域は最大 2GHz であるので、AWG のサンプリング周波数を 4GHz に設定した。A/D 変換器は 7GHz のサンプリングを行いボード上のメモリに一旦貯えた。A/D 変換器は、USB ケーブルで、AWG は LAN ケーブルで PC と繋がっており、C++プログラミングにより遠隔制御されている。

測定は CNR をパラメータとして行うが、白色雑音は PC 内で生成して所望の CNR 値となるようレベルを調整して合成している。なお、白色雑音のレベルは、フィルタ未動作時の干渉波の無い所望波のみの時に測定した信号レベルを用いる。

干渉波は、表 7.2 に示すパラメータを用いて DMSG から送信する。実験は、干渉なしの場合と干渉波を A~F に従って強度を弱めて実施した。表 7.4 に各動作時の IBO 値を示す。手順は 7.2.1 項の環境適応動作と同じである。

所望波として中心周波数 1.465GHz 及び 1.655GHz に帯域幅 10MHz のベースバンド OFDM 信号を生成し、中心周波数 1.5GHz に帯域幅 5MHz の強い干渉波を入射した。干渉波検知後、帯域を移動して使用帯域は中心周波数 1.215GHz 及び 1.25GHz となる。

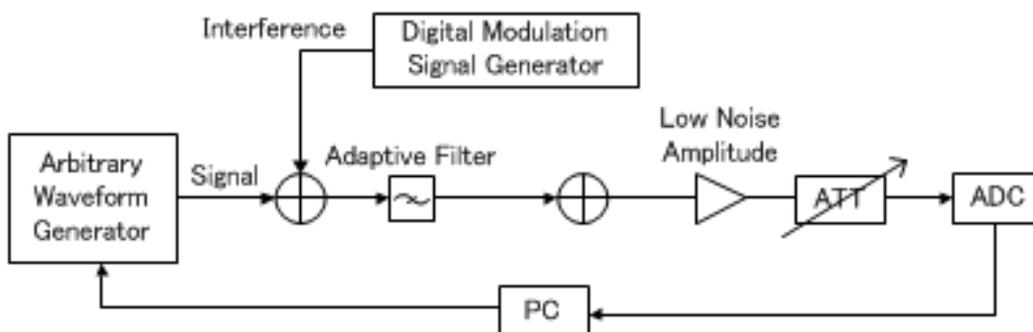


図 7.8 干渉波における環境適応動作の有線実験系構成

表 7.3 有線実験での送信データのパラメータ

最大使用周波数 f_{max}	2 GHz
利用周波数帯域 (移動前)	1.46 GHz – 1.47 GHz 1.65 GHz – 1.66 GHz
利用周波数帯域 (移動後)	1.21 GHz – 1.22 GHz 1.26 GHz – 1.27 GHz
サンプリング周波数 DAC	4GHz
ADC	7GHz
1次変調方式	QPSK
キャリア間隔	10 kHz
利用周波数帯域幅	10MHz × 2帯域(20MHz)
1ブロックデータ数 K_B	40000
1ユニットの送信ブロック数	25
1ブロック送信データ数	4000bit
ガードインターバル長	$1/20 \times K_B$

表 7.4 有線実験での各動作時の IBO 値

	フィルタ未動作時の IBO(dB)	フィルタ動作時の IBO(dB)	
		帯域移動前	帯域移動
干渉波なし	29.12	43.09	27.96
A	-0.67	38.50	27.54
B	0.38	38.87	27.65
C	1.62	39.20	27.25
D	2.60	39.61	27.44
E	3.08	40.44	27.55
F	3.97	40.42	27.72

7.3.2 実験結果

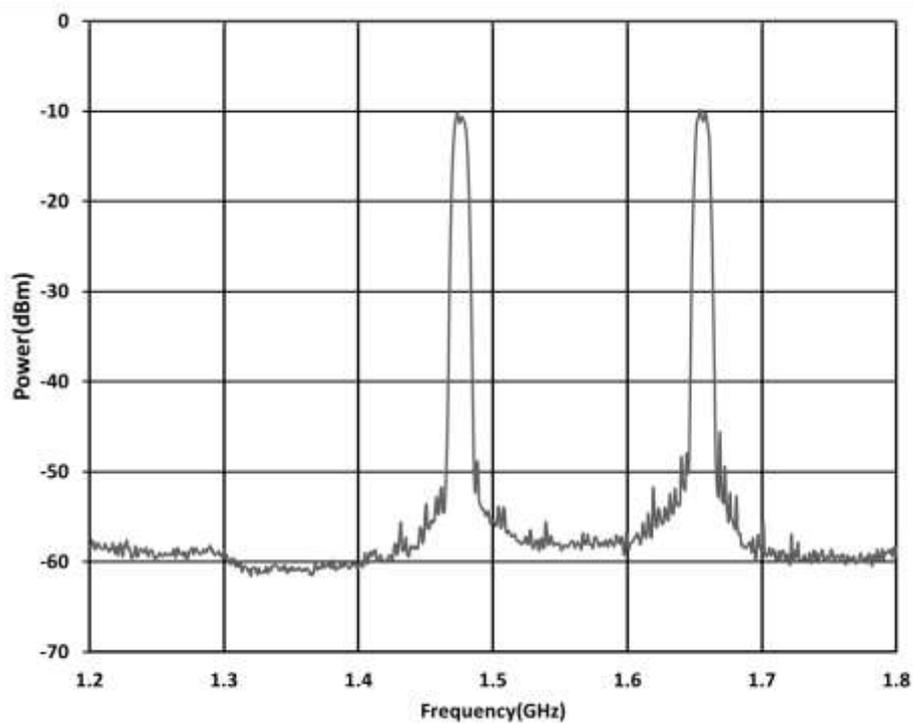
(1) フィルタ未動作時

スペクトラム表示の図 7.9 から希望信号と干渉波の帯域の前後に増幅器の非線形性による相互変調成分が確認できる。この相互変調成分が発生しているため、特性が急激に劣化したことが図 7.10 の BER 特性からわかる。

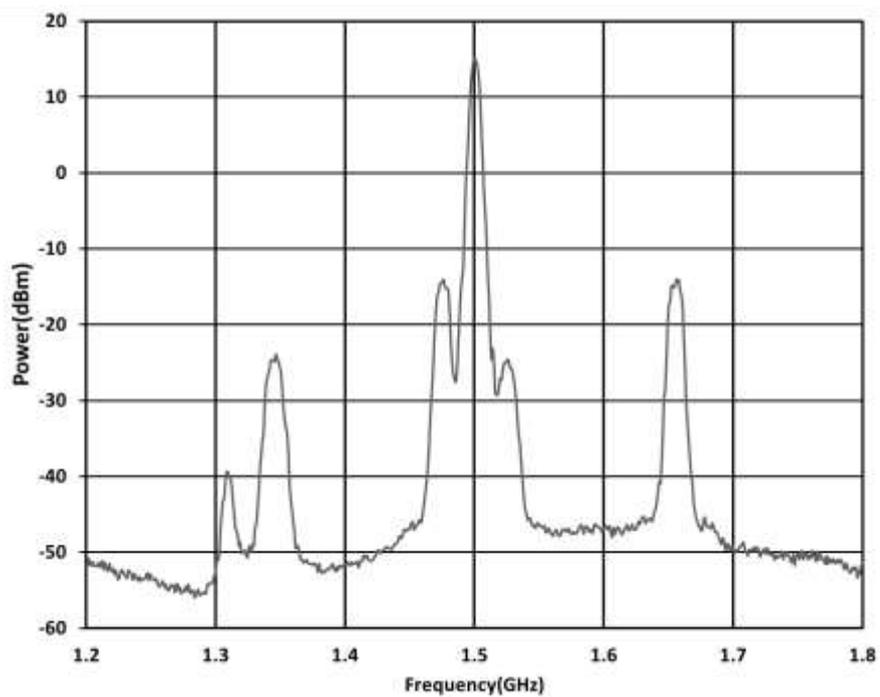
BER 特性は、A から F に従って特性が良くなっており、IBO の値と比例している。また、干渉波が流入時点で受信機側は OBO を測定し、非線形領域なのか判定する。受信時に測定した OBO の結果を表 7.5 に示す。

表 7.5 有線実験での各動作時の OBO 値

	フィルタ未動作時の OBO(dB)	フィルタ動作時の OBO(dB)	
		帯域移動前	帯域移動
干渉波なし	27.80	36.67	25.21
A	2.47	35.32	24.97
B	2.83	35.54	24.92
C	3.30	35.75	24.97
D	3.94	35.99	25.03
E	4.65	36.17	25.07
F	5.30	36.35	25.08



(a) 所望波のみ



(b) 飽和状態

図 7.9 有線実験時スペクトル

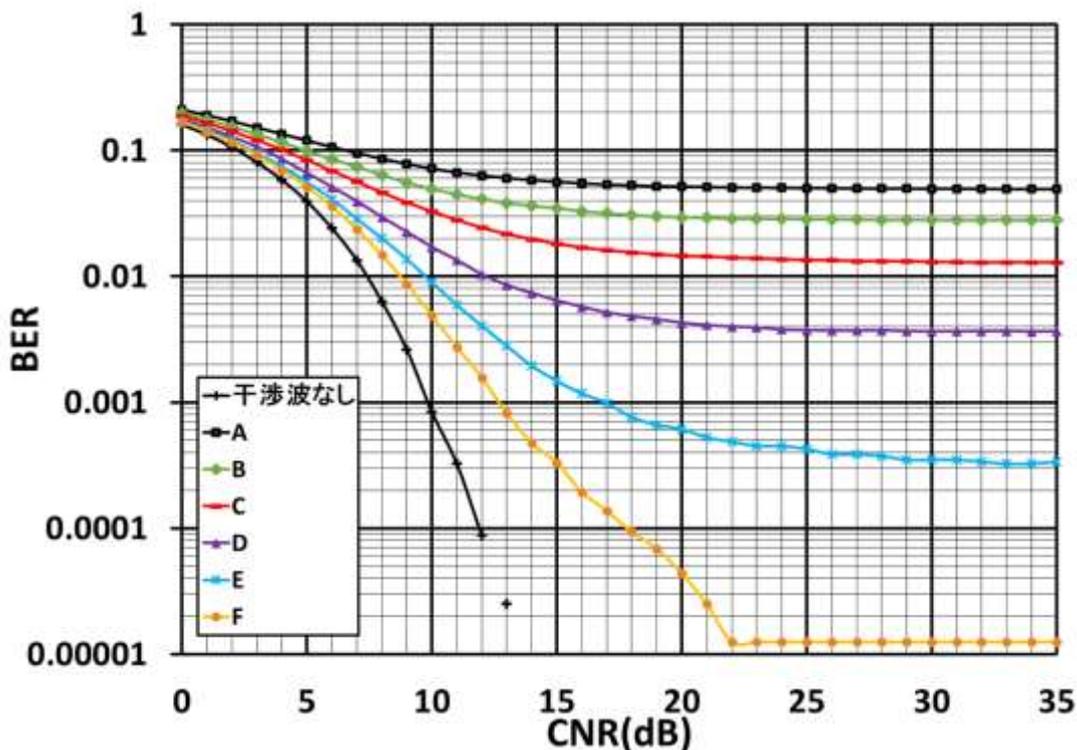


図 7.10 有線実験時の BER 特性

(2) フィルタ動作時

所望波の振幅レベル -15dBm を閾値として、干渉波を検知後に、環境適応フィルタを用いて干渉波を減衰させた。図 7.11 から、干渉波の信号が減衰しているのはノッチ型フィルタの周波数特性によるものであることがわかる。また、使用周波数の $1.46\text{--}1.47\text{GHz}$ の所望波は、フィルタの周波数特性に沿って斜めのカーブを描いており、信号のレベルが -10dB から -28dB となり、約 18dB も減衰している。

図 7.12 に示す BER 特性は理論値よりも右にずれており、 18dB 劣化している。これは、所望波がフィルタによる影響で減衰した値と BER 特性の劣化した値が一致していることからフィルタによる減衰によるものである。

IBO 値は $38\text{dB}\sim 42\text{dB}$ となり、非常に高い値であり増幅器の入出力特性は線形領域である。図 7.12 の BER 特性からも分かるようにフロアが無くなり、非線形現象の影響がないことが分かる。

以上から、干渉波の帯域にノッチフィルタを動かすことにより非線形現象の影響が無くなり、特性は少し改善されたことが分かる。

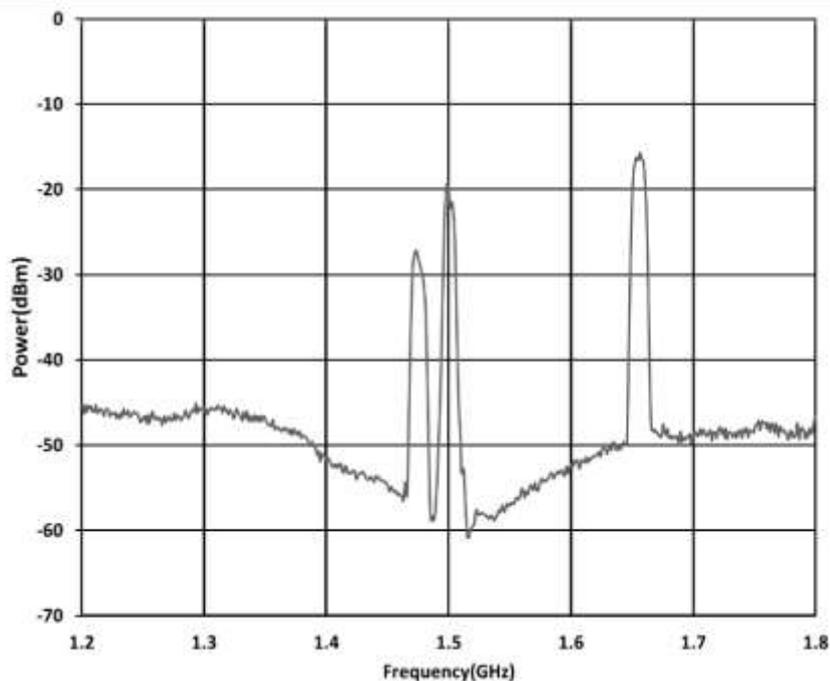


図 7.11 有線実験でのフィルタ動作時におけるスペクトル(帯域移動前)

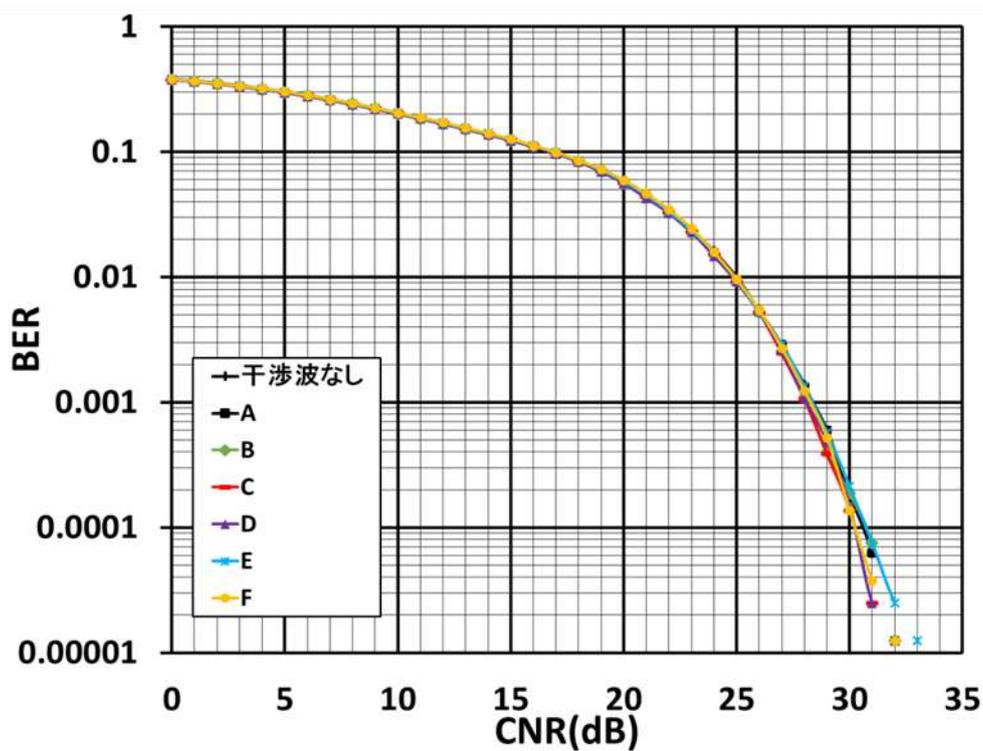


図 7.12 有線実験でのフィルタ動作時における BER 特性 (帯域移動前)

(3) フィルタ動作時(使用帯域移動)

環境適応性を用いて、希望信号をフィルタに影響されない周波数帯域へ移動させる。その様子を図 7.13 に示す。図 7.11 の帯域移動前は、所望波のスペクトルは約 -30dBm と約 -15dBm であったが、それぞれ約 -10dBm 付近まで上がっている。このスペクトル電力の値は図 7.9(a)の所望波の時とほぼ同じ値であり、フィルタの影響を受けていないことが分かる。

BER 特性は図 7.14 に示す通り強い干渉波環境でも理論値と同等の特性が得られ、フィルタによる希望信号の減衰を抑えられたことが確認できた。

最後に図 7.15 にまとめとして干渉波 A における有線実験での各環境適応動作の BER 特性を一つの図にまとめた。図 7.15 から分かる様に、強い干渉信号の検知およびその周波数の算出、干渉波の周波数に合わせた環境適応フィルタの動作、送信信号をフィルタの影響を受けない周波数帯域へと移動させる、というこの 3 つの環境適応動作の手順により良好な結果が得られた事が分かる。

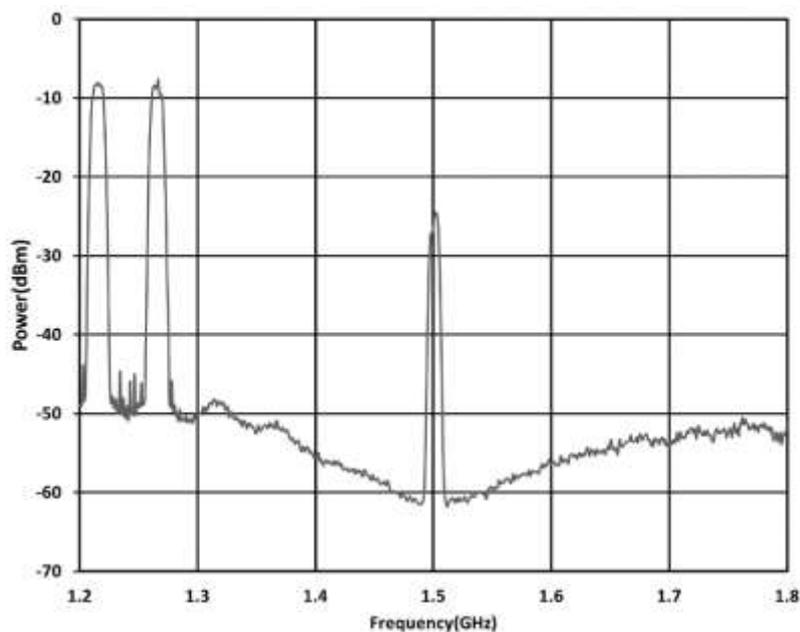


図 7.13 有線実験でのフィルタ動作時におけるスペクトル（帯域移動後）

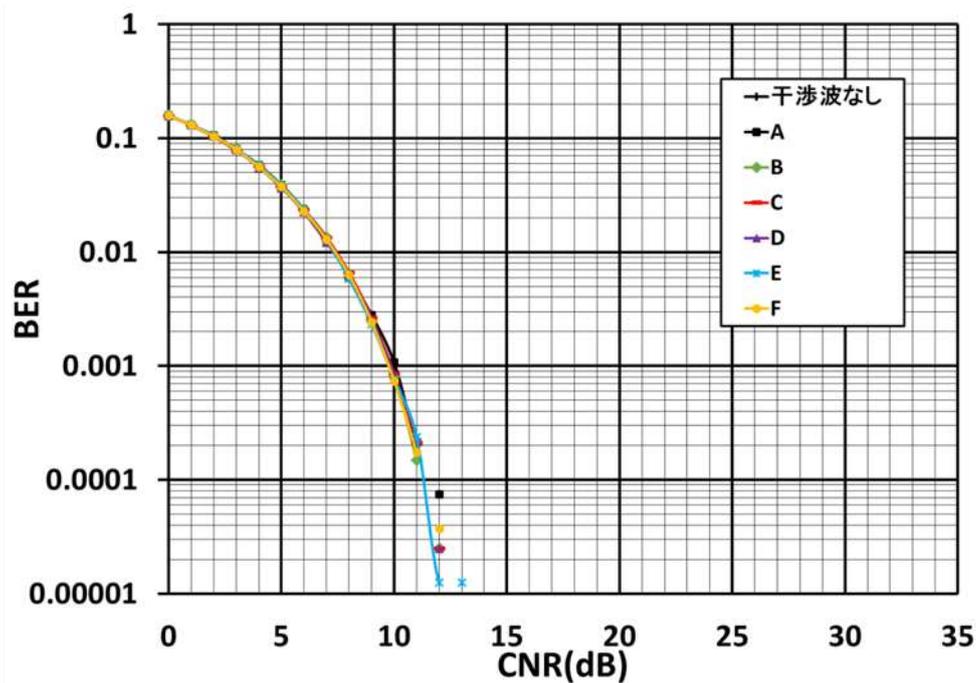


図 7.14 有線実験でのフィルタ動作時における BER 特性 (帯域移動後)

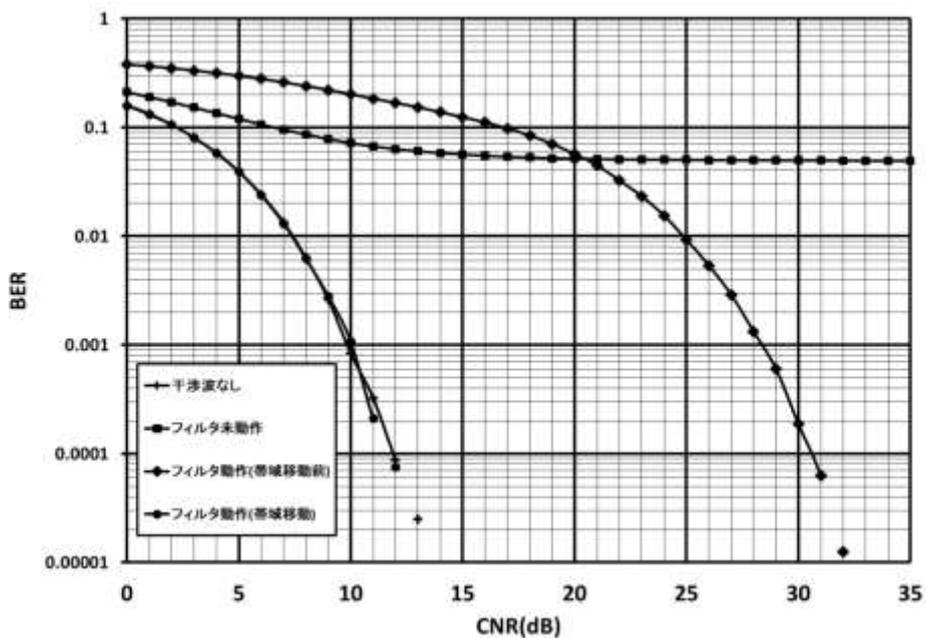


図 7.15 干渉波 A における適応動作の各段階での BER 特性

7.4 干渉波における環境適応動作の電波反射箱での伝送実験

環境適応型ベースバンド無線は、マルチパス環境等の実空間での伝送システムである。そこで、前項での有線実験の結果を踏まえて、本項ではマルチパス環境下での干渉波における環境適応動作の評価を行う。伝送実験はレイリーフェージング環境を実現するために電波反射箱内で行った。

7.4.1 電波反射箱での実験系の構成

実験構成を図 7.16, 図 7.17 に示す。実験構成は各信号発生器からフィルタ間のケーブルを広帯域アンテナに変更した以外は有線実験とほぼ同等である。異なるのは電波反射箱の実験では、環境適応フィルタによる減衰を補うために入口に LNA を 1 つ追加した。また、電波吸収材は 0 枚にして伝送実験を行った。

伝送評価で遅延スプレッドの影響により、BER 特性のフロアの値が上昇することが考えられる。本原理実証においては、マルチパス環境での干渉波に対する環境適応動作の原理実証であるため、フロアの発生は遅延スプレッドの影響ではなくて増幅器の非線形性による影響として評価したい。そこで、事前に伝搬特性(位相特性のみ)を知っているものとして受信時に各サブキャリアの伝搬特性による位相回転を補正した。

実験パラメータは、使用周波数帯域が帯域移動前が 1.28-1.33GHz, 移動後が 1.15-1.2GHz である。干渉波の中心周波数は 1.35GHz である。その他は表 7.1 と同じである。実験手順は有線実験と同じように行う。表 7.6 に各 IBO の値を示す。

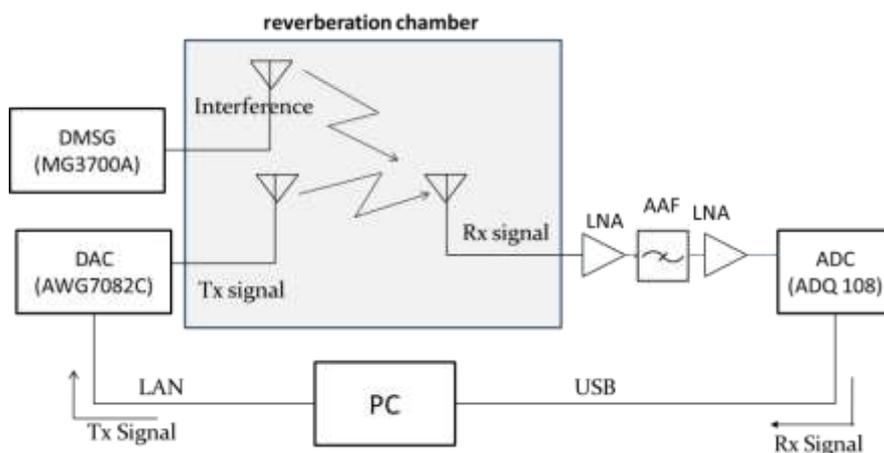


図 7.16 電波反射箱での干渉波における環境適応動作の実験系構成

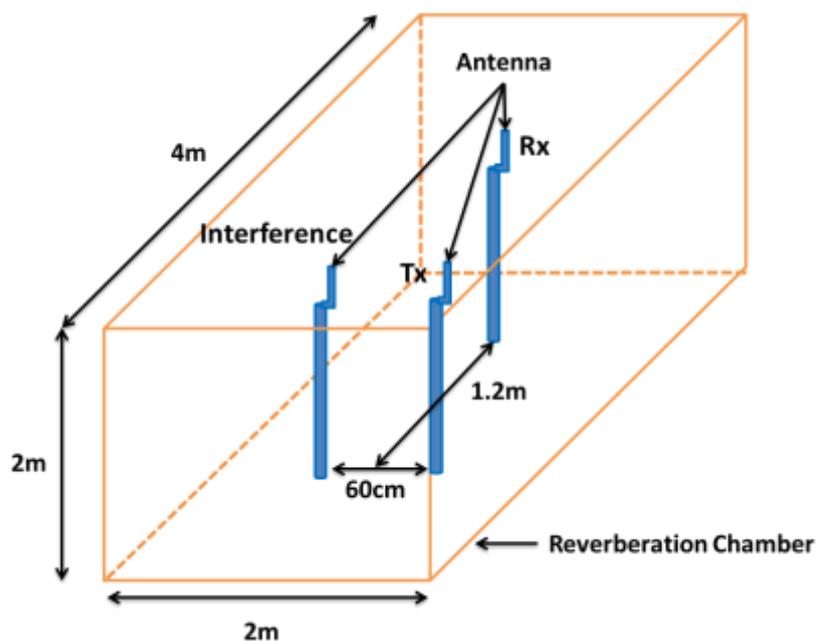


図 7.17 電波反射箱の中の非線形実験系のアンテナの配置

表 7.6 電波反射箱での環境適応フィルタの各動作時の IBO 値

	フィルタ未動作時の IBO(dB)	フィルタ動作時の IBO(dB)	
		帯域移動前	帯域移動
干渉波なし	17.95	33.95	16.63
A	3.39	32.47	16.42
B	5.45	33.23	16.49
C	6.24	33.23	16.55
D	8.05	33.24	16.50
E	9.15	33.43	16.50
F	9.91	33.66	16.53

7.4.2 電波反射箱の特性

電波反射箱の特性は、図 7.18~7.20 に示す。図 7.18 のインパルス応答から遅延スペクトルは $0.384\mu\text{s}$ であり、第 6 章での空間評価実験で用いた 13 枚の時よりも約 4 倍の長さである。電波反射箱において測定されたアンテナを含む通信路の S_{21} 特性は図 7.19 となる。 S_{21} 特性からインパルス応答及び累積確率分布を導出した。電波反射箱の周波数領域でのフェージングの振幅の累積確率分布を図 7.20 に示す。図 7.20 より、受信振幅レベルの累積分布がレイリー分布の理論値に近いものとなっており、電波反射箱内のフェージングはレイリー分布とみなして良いことが分かる。

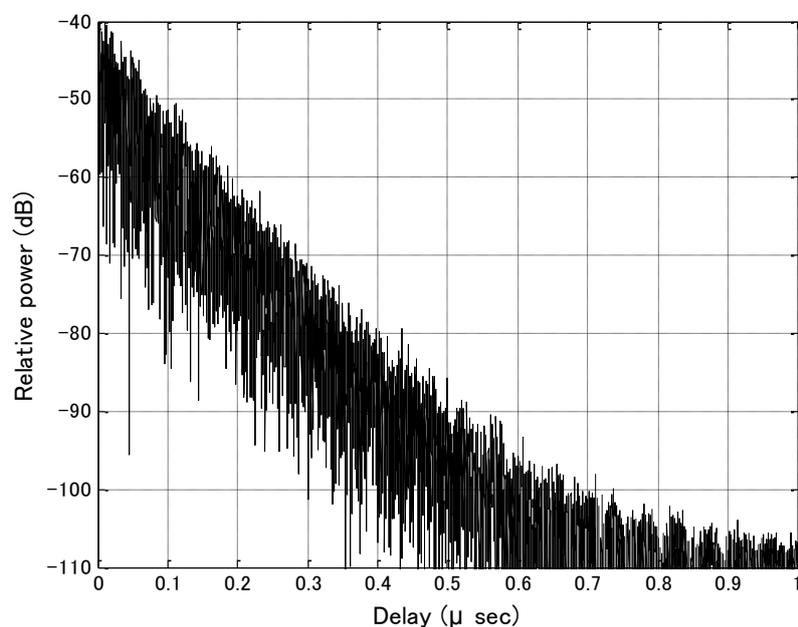


図 7.18 1.0GHz ~ 2.0GHz 帯で測定した電波反射箱のインパルス応答(電波吸収材 0 枚)

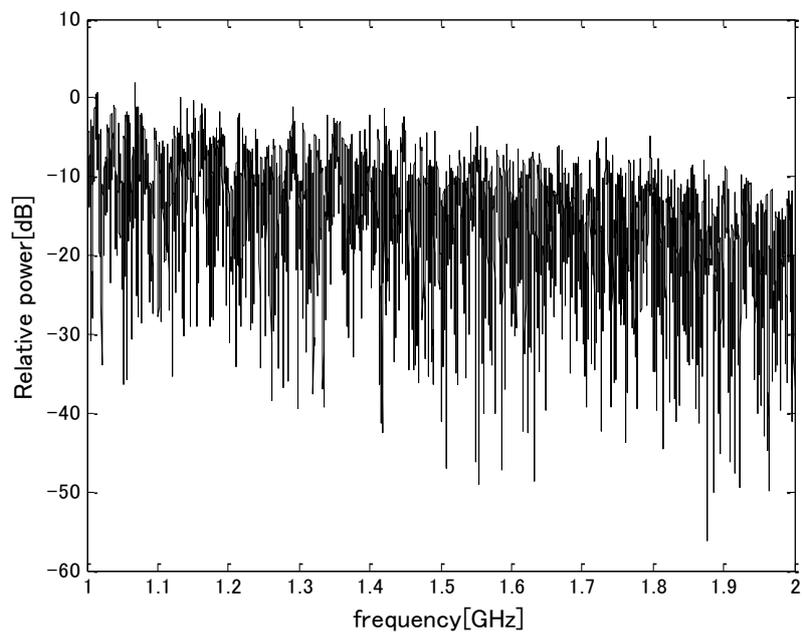


図 7.19 電波反射箱中の通信路の S_{21} 特性(電波吸収材 0 枚)

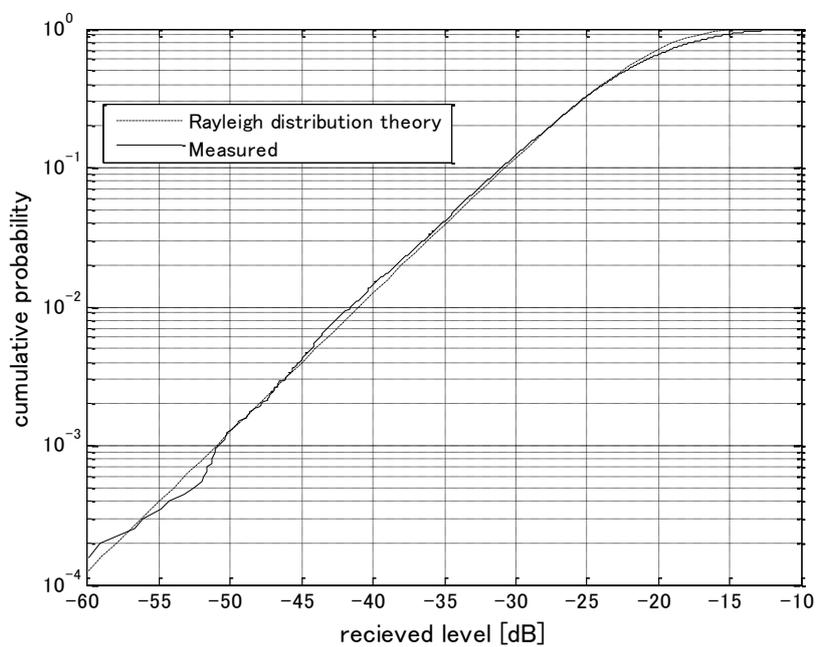


図 7.20 電波反射箱中の受信レベルの累積分布(電波吸収材 0 枚)

7.4.4 実験結果

(1) フィルタ未動作

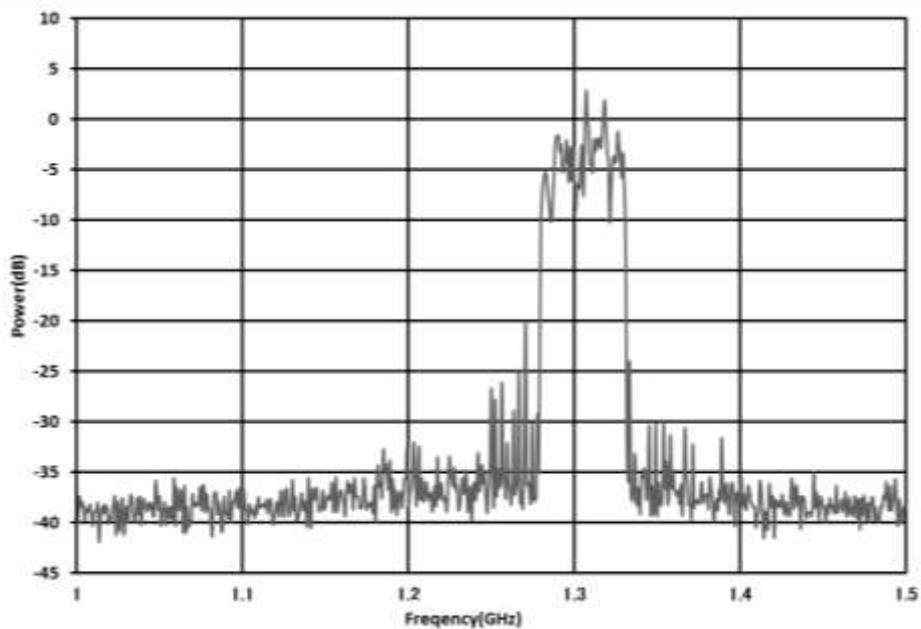
図 7.21(a)は干渉波が無い時のスペクトルである。相互変調や高調波は確認されない。図 7.21(b)は干渉波が受信された時のスペクトルである。図 7.21 から希望信号と干渉波の帯域の前後に増幅器の非線形性による相互変調成分が確認できる。

図 7.22 に示す実験結果の BER 特性は、干渉波が無い時の特性は、レイリーフェージング時の理論値と一致しており、非線形の影響が無いことが分かる。この相互変調成分が発生しているため、特性が急激に劣化したことが図 7.22 からわかる。

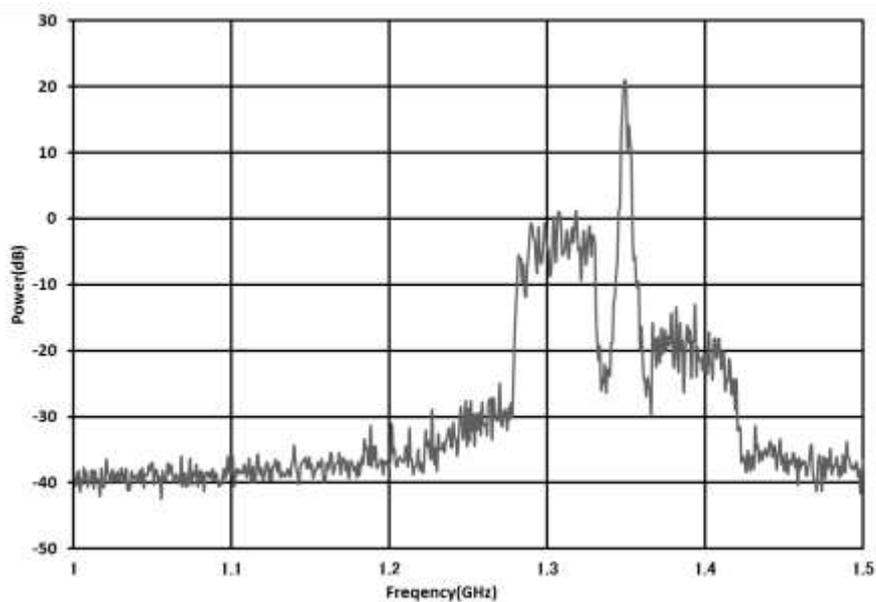
受信時に非線形領域の検知を行うために OBO の測定を行った。表 7.7 が測定結果である。OBO 値が 12 以下の時、FFT 実施後に所望波のレベル以上の周波数帯域を検知し、環境適応フィルタのノッチを合わせる中心周波数を算出した。

表 7.7 電波反射箱での環境適応フィルタの各動作時の OBO 値

	フィルタ未動作時の OBO(dB)	フィルタ動作時の OBO(dB)	
		帯域移動前	帯域移動
干渉波なし	17.80	31.54	15.21
A	4.66	31.29	15.69
B	6.01	31.31	15.71
C	6.78	31.43	15.69
D	8.45	31.46	15.68
E	9.43	31.48	15.65
F	10.31	31.54	15.69



(a) 所望波のみ



(b) 飽和状態

図 7.21 電波反射箱でのスペクトル

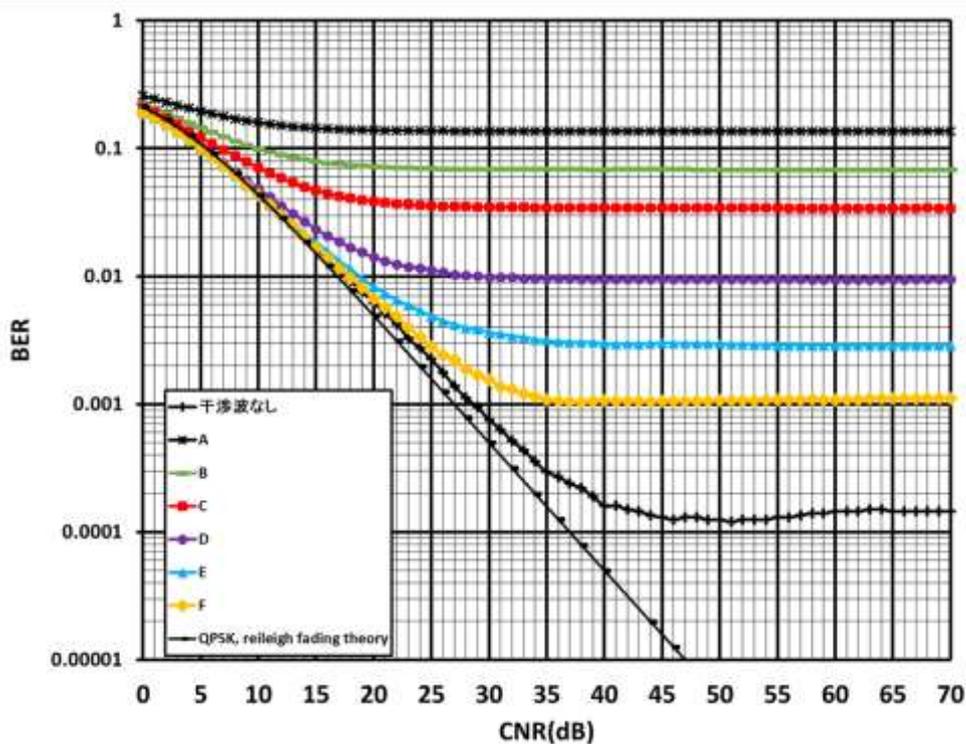


図 7.22 電波反射箱での BER 特性

(2) 環境適応フィルタ動作時(帯域移動前)

所望波の振幅スペクトルのレベルを閾値として、干渉波を検知後に、環境適応フィルタを用いて干渉波を減衰させた。図 7.23 から、有線実験時と同じように干渉波の信号が減衰している。また、希望信号がフィルタの周波数特性に沿って斜めのカーブを描いて減衰していることも信号の形から読み取れる。

図 7.24 に示す BER 特性は図 7.22 と比較して、フロアの位置が全て一致しており、非線形現象の影響が無くなっている。レイリーフェージングの理論値との 13dB の差は、図 7.23 に示すフィルタ動作時におけるスペクトルを見ると所望波の振幅スペクトルのレベルが -10~-15dB 付近に在り、図 7.21(a)に示す所望波の振幅スペクトルのレベルが 0~-5dB 付近であることから、環境適応フィルタの減衰による影響である。

以上から図 7.24 の BER 特性が示すように、有線実験時と同じように干渉波の帯域にノッチフィルタを動かすことにより特性は少し改善されたことが分かる。

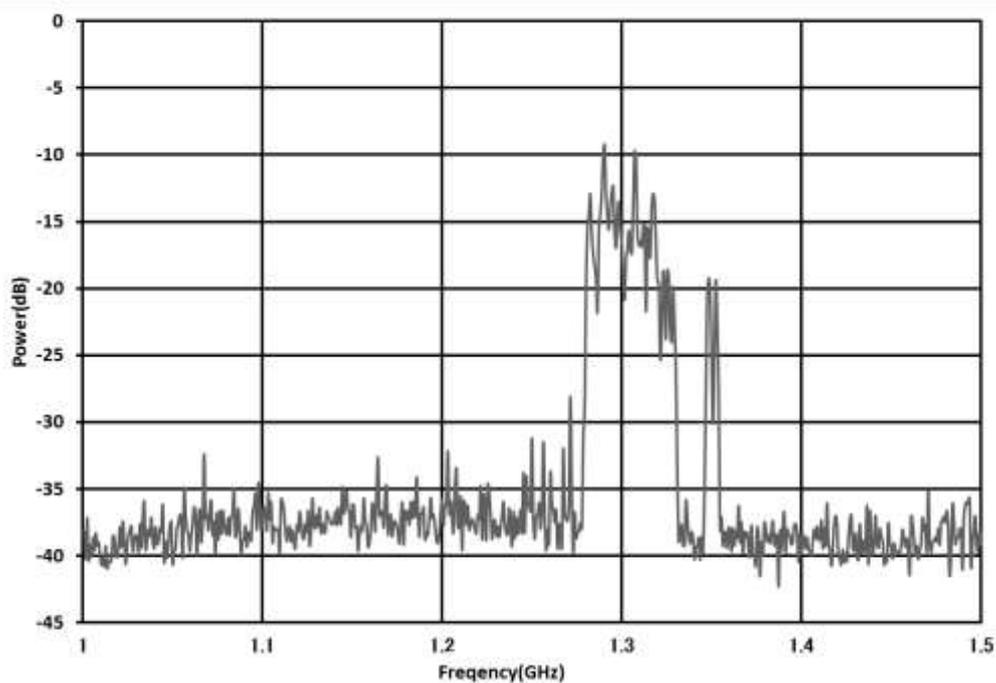


図 7.23 電波反射箱でのフィルタ動作時におけるスペクトル（帯域移動前）

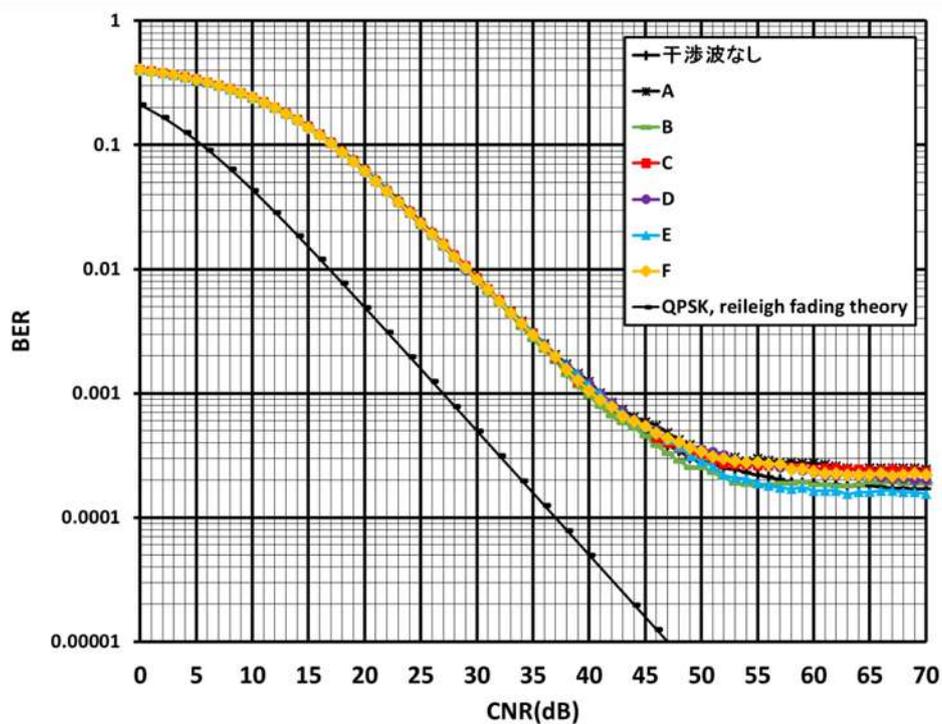


図 7.24 電波反射箱でのフィルタ動作時における BER 特性（帯域移動前）

(3) フィルタ動作時(帯域移動)

環境適応性を用いて、希望信号をフィルタに影響されない周波数帯域へ移動させる。その様子を図 7.25 に示した。図 7.23 の帯域移動前は、所望波のスペクトルは約-15dBm であったが、約-5dBm 付近まで上がっている。このスペクトル電力の値は図 7.21(a)の所望波の時とほぼ同じ値であり、フィルタの影響を受けていないことが分かる。

図 7.26 に希望信号の周波数帯域を移動後の BER 特性を示す。強い干渉波環境でも理論値と同じ傾きであり、BER 値 10^{-3} まで理論値と一致している。尚、フロアが出ているのは遅延スプレッドの影響であると考えられる。

最後に図 7.27 にまとめとして干渉波 A における電波反射箱での各環境適応動作の BER 特性を一つの図にまとめた。以上から、レイリーフェージング環境下においてもフィルタによる希望信号の減衰を抑えられたことが確認できた。また、図 7.27 から分かる様に、強い干渉信号の検知およびその周波数の算出、干渉波の周波数に合わせた環境適応フィルタの動作、送信信号をフィルタの影響を受けない周波数帯域へと移動させる、というこの 3 つの手順による新たな環境適応動作の効果が実証された。

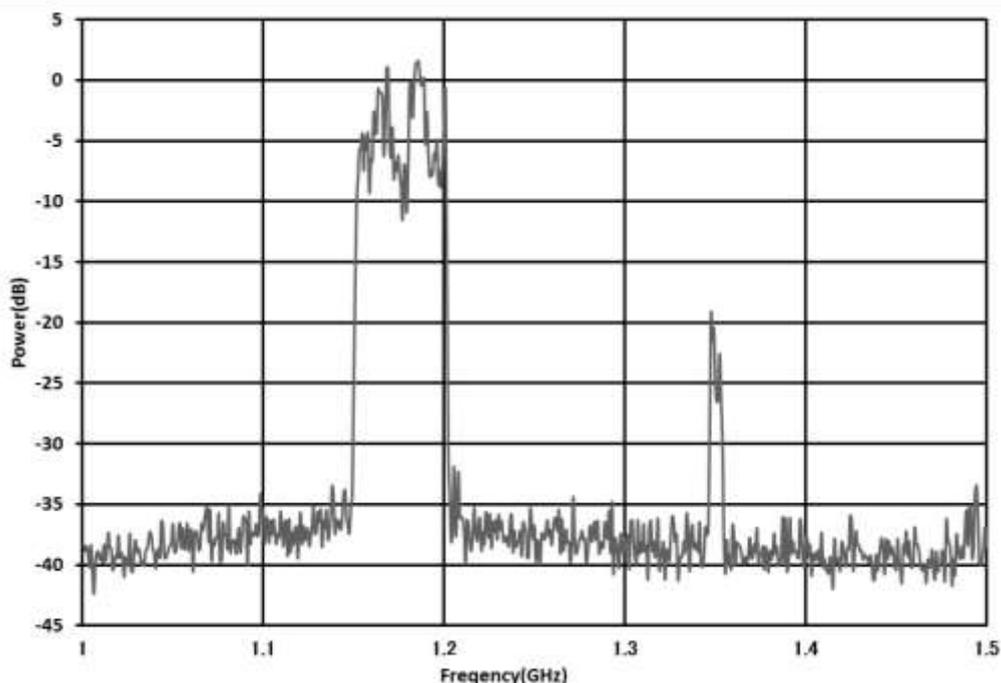


図 7.25 電波反射箱でのフィルタ動作時におけるスペクトル

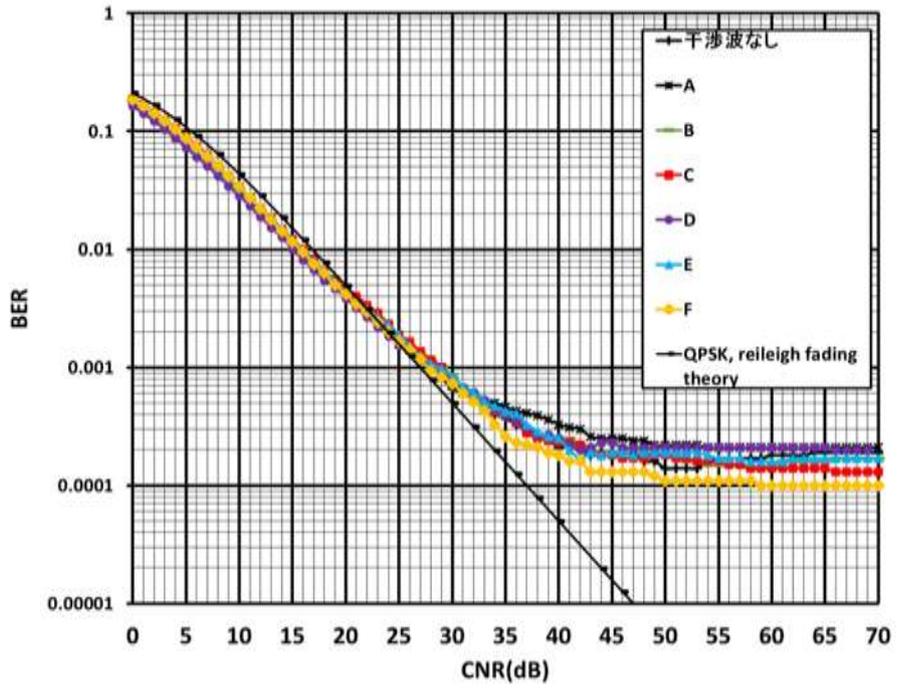


図 7.26 電波反射箱でのフィルタ動作時における BER 特性(帯域移動後)

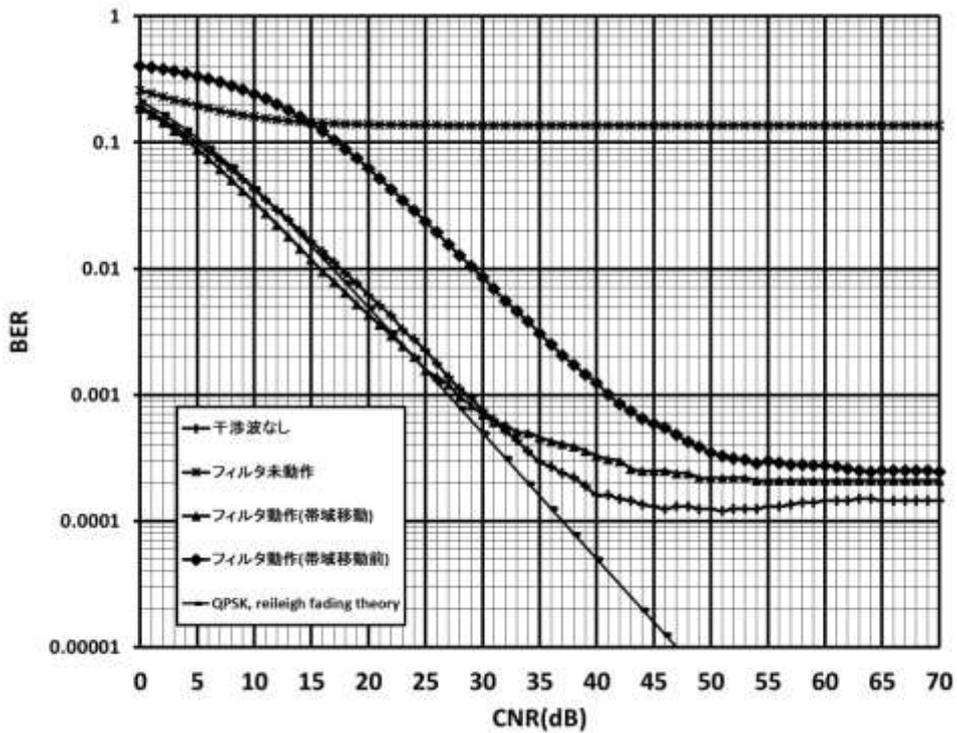


図 7.27 電波反射箱での干渉波 A における適応動作の各段階での BER 特性

7.5 課題

本論文で提案した環境適応動作は簡易的な検知法と構成のフィルタにより単一の強い干渉波に対して効果を示した。しかし、干渉波が低いレベルでも複数帯域に存在する場合は増幅器の合計入力電力が非線形に成ることも考えられる。今後は、広帯域に干渉波を検知し、複数の帯域の干渉波を減衰させるフィルタが必要であろう。

環境適応動作において、干渉波の検知から環境フィルタの動作、使用帯域の変更まで一括して伝送部の PC が行っている。しかし、図 7.28 に示すような構成で、フロントエンド部に簡易的なスペクトルセンシング部を設けることで、PC の処理量の負担を減により、環境適応性に優れたシステムとなると考えている。

スペクトルセンシング部（例えば FPGA 及び適応フィルタ）は、復調・復号処理を行わないため、簡易な処理によりリアルタイムで認識を行う。干渉波を検知後、適応フィルタの制御及び干渉波の情報をデータ伝送部（PC）に伝送する。データ伝送部は、スペクトルセンシング部から干渉波の情報を入手した場合、適時、使用帯域を変更する。スペクトルセンシング部を追加するメリットは、毎回行っていたセンシングの処理をフロントエンド部の DSP が行うことで、データ伝送部の処理容量が減る。データ伝送部の A/D 変換機は信号受信のためにオーバーサンプリングで、スペクトルセンシング部は2つの A/D 変換機を用いてアンダーサンプリングで簡易に推定する方法も提案されている[6]。今後、簡易的な構造及び信号処理が高速で行える低サンプリングでの信号処理技術が必要とされるであろう。

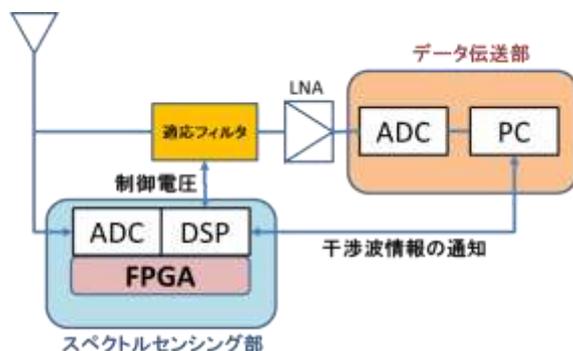


図 7.28 新提案型ベースバンド無線の構成

7.6 まとめ

本章では、環境適応型ベースバンド無線の干渉波による非線形問題を提示し、解決策として環境適応フィルタを設計し、干渉波の検知から干渉波のフィルタリングまでの環境適応動作を提案した。

原理実証としては、有線実験と電波反射箱において各動作の BER 特性を測定し評価を行った。結果、増幅器を飽和させる強い干渉信号であっても、検知および周波数を算出し環境適応フィルタにより干渉波を減衰させ理論値通りの BER 特性が得られた。以上から、環境適応フィルタの効果と干渉波に対する環境適応動作が原理実証された。

今後の課題としては、干渉波が低いレベルでも複数帯域に存在する場合は増幅器の合計入力電力が非線形に成ることも考えられる。今後は、広帯域に干渉波を検知し、複数の帯域の干渉波を減衰させるフィルタが必要である。

フロントエンド部に簡易的なスペクトルセンシング部を設けることで、信号処理部の処理量の負担を減により、環境適応性に優れたシステムとなると考えている。今後、スペクトルセンシング部は簡易的な構造及び信号処理が高速で行える低速サンプリングでの信号処理技術が必要とされるであろう。

参考文献

- [1] Dardari, V. Tralli and A. Vaccari, "A Theoretical Characterization of Nonlinear Distortion Effects in OFDM Systems," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 48, no. 10, pp. 1775-1764, Oct. 2000.
- [2] Y. Li, C.-C. Wu, A. Sangiovanni-Vincentelli and J. Rabaey, "Design and optimization of an MB-OFDM ultrawideband receiver front-end," *Proc. IEEE Circuits Syst. Commun. 4th Int. Conf.*, pp. 502-506, May. 2008.
- [3] D. Mahrof, E. A. M. Klumperink, J. C. Haartsen, and B. Nauta, "On the effect of spectral location of interferers on linearity requirements for wideband cognitive radio receivers," *Proc. DySPAN*, Apr. 2010.
- [4] J. Yang, R. Brodersen, and D. Tse, "Addressing the dynamic range problem in cognitive radios," *Proc. IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 5183-5188, Jun. 2007.
- [5] S. Haykin, "Putting the Radio in "Software-Defined Radio": Hardware Developments for Adaptable RF Systems," *Proc. IEEE*, vol. 102, pp. 307-320, Mar. 2014.
- [6] 久野伸晃, 森本勇樹, 唐沢好男, "アンダーサンプリングによる高周波電波環境認識," *ソサイエティ大会*, B-17-1, Sep. 2014.

第8章 結論

本研究では、周波数空間に任意にデータが配置でき、かつ、環境変化にフレキシブルに対応する周波数領域パケット通信の概念を提示し、その概念を実現する通信システムとして、デジタル信号処理で得た信号を直接 D/A 変換器に送り出し、電波領域を含む高周波帯域信号そのものもベースバンド信号として扱うベースバンド無線、ソフトウェア無線及びコグニティブ無線の技術が一体化した「環境適応型ベースバンド無線」の構築と具体的な伝送方式に関する研究をまとめている。

第2章から第3章は本研究を行う際に基本事項となる OFDM による信号の伝送の原理について、また本研究の究極の到達点に繋がるソフトウェア無線・コグニティブ無線技術の概要について述べている。

第4章は本研究の原点になるベースバンドの連続波形(アナログ波形)を実空間に放射する「無線ベースバンド伝送」の原理と超広帯域なスペクトルを連続的に占有するため、干渉対策や電波法的な面で応用上の問題があることを述べている。第5章では、無線ベースバンド伝送の問題点を克服した無線システムである環境適応型ベースバンド無線の概念を述べた。

本論文の第6章から第7章は本研究の成果を通して新たに明らかとなった内容について議論している。以下に本研究の成果を述べる。

本論文第6章では、環境適応型ベースバンド無線の理想の姿として、制御チャネルを用いた周波数領域パケット通信のイメージを提示し、電波暗室及び電波反射箱を用いたマルチパス環境で定量的評価を行い、周波数領域パケット通信に適した方式であることを実証している。

環境適応型ベースバンド無線の評価システムを開発し、有線、電波暗室及び電波反射箱において 1GHz~2GHz の広帯域を使用して原理を実験実証した。なお、各実験系

において、広帯域にランダムにデータ信号を配置して伝送実験を行った。

有線実験では、送信等価処理を行わずに広帯域にランダムに信号を配置し、理論値通りの BER 特性が得られた。

電波暗室の環境では、伝搬特性は、アンテナ間の特性そのものであるが周波数軸上で緩やかな特性であり、パイロットシンボルから算出した伝搬特性を用いて、送信等価処理を行い理論値通りの結果が得られた。

電波反射箱では、送信等価処理(送信電力制御)を行った場合と行わなかった場合の 2 つの方法で評価した。送信電力制御を行わなかった場合は、レイリーフェージングの理論値と一致した。帯域を選択し固定し、送信電力制御を用いることで AWGN 環境下と同じ理論値が得られた。帯域を固定するという意味では、帯域をランダムに使用しフレキシビリティを評価した先の 3 つの方法とは異なるが、通信システムの構成を変えずに OFDM 信号のパラメータを環境に応じて適応し、レイリーフェージング環境下の理論値よりも良好な結果が得られたことから、環境適応性が求められる通信に対して極めて大きな有効性を有することが明らかになったと言える。

以上から、各実験系において、広帯域にランダムにデータ信号を配置して伝送実験を行い、BER 測定結果から評価システムが正常であり周波数空間に任意にデータが配置でき、かつ、環境変化(周波数の利用状況)にフレキシブルに対応出来る事を明らかにしている。

本論文第 7 章では、環境適応型ベースバンド無線は広帯域で受信信号を待ち受けることから干渉波による非線形問題を提示し、解決策として環境適応フィルタを設計し、干渉波の検知から干渉波のフィルタリングまでの環境適応動作を提案している。この提案方式の有効性を有線実験及び電波反射箱での実伝送実験により、明らかにしている。

最初に有線実験において広帯域受信の非線形問題の BER 特性の劣化を明らかにし、周波数依存性がないことを示した。原理実証としては、有線実験及び電波反射箱において各動作の BER 特性を測定し、環境適応フィルタの効果と干渉波に対する環境適応動作の有効性を原理実証している。

以上のように環境適応型ベースバンド無線の特徴である広帯域でフレキシブルに制御できるという利点を周波数パケット通信により明らかにし、非線形問題について解決策を明らかにした。この通信システムをさらに発展させるためには、マルチパス環境において周波数軸上でフレキシブルに適応可能な高信頼なシステムを実現するために、MISO 構成での送信ダイバーシチ機能を取り入れ、DSFBC 方式の適用が有効である。

非線形問題に対する今後の課題としては、単一の干渉波に対する取扱いではなく複数の帯域の干渉波を減衰させるフィルタが必要である。また、本論文では干渉波の検知を環境適応動作の一連の流れとして、一つの処理部(PC)で行ったが、新たにフロントエンド部に簡易的なスペクトルセンシング部を設けることで、信号処理部の処理量の負担を減により、環境適応性に優れたシステムとなると考えている。今後、スペクトルセンシング部は簡易的な構造及び信号処理が高速で行える低サンプリングでの信号処理技術が必要とされるであろう。

関連論文の印刷公表の方法及び時期

I 誌上論文

- [1] 森本勇樹, Le Manh Tien, Le Dinh Thanh, 唐沢好男, "環境適応型ベースバンド無線の空間伝送評価実験," 信学論(C)、vol.J95-C, no.12, pp. 513-522, Dec. 2012.

II 国際会議論文

- [1] Yuki Morimoto, Manh Tien Le, Dinh Thanh Le, Y. Karasawa, "Experimental Validation of Adaptive Baseband Radio in Multipath Environment" Trisai 2012, UEC, Sep.18-19, 2012.

謝辞

本論文は、電気通信大学情報理工学研究科情報・通信工学専攻 唐沢好男教授の御指導のもとに、著者が電気通信大学情報理工学研究科博士後期課程在学中に行った研究成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり深甚なる御指導・御鞭撻を賜りました唐沢好男教授に衷心より謝恩の意を表します。

本論文をまとめるに際に種々の御指導並びに御助言を戴きました電気通信大学情報理工学研究科情報・通信工学専攻 山尾泰教授，同情報理工学研究科情報・通信工学専攻 肖鳳超准教授，同情報理工学研究科情報・通信工学専攻 和田光司准教授，同情報理工学研究科情報・通信工学専攻 藤井威生教授に深謝いたします。

本研究を進めるに際し，共に研究を進め，熱心な討論と有益な助言を頂きました電気通信大学情報理工学研究科唐沢研究室の皆様感謝致します。