

周波数有効利用のための周波数多重化変復調技術の研究

**Study on Spectral Multiplied Modulation Technologies
for Spectral Efficiency**

太田 現一郎

目次

第1章 序論	1
参考文献	
第2章 研究の背景と基本コンセプト	5
2-1 無線通信における広義の周波数利用効率の定義	5
2-2 変復調方式における周波数利用効率	6
2-3 変復調系における Shannon 限界	7
2-3-1 Shannon-Hartley の法則	7
2-3-2 SSB 化の効果	9
2-3-3 多値化の利点と欠点	9
2-4 変復調の方式分類	9
2-5 本研究で対象とする変復調方式分野と目標とする周波数利用効率	11
2-5-1 対象とする研究要素	11
2-5-2 本研究の対象方式	12
(1) SSB-QPSK 方式	13
(2) 2重化 OFDM	13
参考文献	
第3章 SSB-QPSK 変復調方式	16
3-1 SSB 型変調方式の歴史	16
3-1-1 SSB 化 BPSK 方式 Weaver 型 (S.Singh, K.Renner, S.C.Gupta;1973 年)	19
3-1-2 SSB 化 BPSK 方式 Hilbert 変換型 (猪飼和則;1989 年)	20
3-1-3 SSB-QPSK 方式 (S.A.Mujtaba;1998 年)	24
3-1-4 RZ-SSB 方式(大黒, 大館;2001 年)	25
3-1-5 QPSK-SSB方式(生田ほか;2001年)	27
3-1-6 過去の研究のまとめ	31

3-2 直交 SSB 型 QPSK 方式の変調理論	33
3-2-1 本方式のコンセプト	33
3-2-2 本方式の理論	34
3-3 直交 SSB 型 QPSK 方式の復調理論	36
3-4 直交 SSB-QPSK 方式の誤り率	39
3-4-1 AWGN 環境下での誤り率理論値	39
3-5 計算機シミュレーションによる方式検証	44
3-5-1 スペクトル特性	46
3-5-2 コンスタレーション特性	46
3-5-3 アイパターン特性	46
3-5-4 AWGN 環境下の BER 特性	50
3-5-5 Fading 環境下の BER 特性	51
3-6 SSB 要素の多重化組合せ全体の検証	52
3-7 まとめ	54
参考文献	
Appendix 3-1 位相平面上における Hilbert 変換の理解	56
Appendix 3-2 同期系についての考察	58
Appendix 3-3 SSB 方式における雑音評価	60
第 4 章 直交 SSB 型-QPSK 変調方式の実証実験	65
4-1 実証実験目的	65
4-1-1 変復調の方式検証として不可欠な要素	65
4-2 実験方法と手段	65
4-2-1 実験方法	65
4-2-2 実験手段	65
4-2-3 実証装置制作方法とシステム諸元	65

4-3 各部の構成	66
4-3-1 SSB-QPSK 変調部	66
4-3-2 SSB-QPSK 復調部	67
4-3-3 Hilbert フィルタ部	68
4-4 実験結果	75
4-4-1 周波数スペクトル特性	75
4-4-2 アイパターン特性	76
4-4-3 コンスタレーション特性	77
4-4-4 AWGN 環境下のビット誤り率特性	79
4-4-5 フェージング環境下のビット誤り率特性	81
4-5 まとめ	85
参考文献	
第 5 章 OFDM 多重化の研究	86
5-1 周波数直交性と OFDM の原理	87
5-2 基本コンセプト	89
5-3 OFDM 多重化の基礎検証	90
5-3-1 OFDM と Sinc 関数	90
5-3-2 Sinc 関数とナイキスト残留対称原理	90
5-4 OFDM の 2 重化に必要な直交性の探求	99
5-4-1 同一速度の 2 系統の OFDM 波の重畳	99
5-4-2 異なる速度による OFDM 波の重畳	104
5-4-2-1 Vieta の定理の応用によるサブキャリア合成	104
5-5 OFDM 波における SSB 要素と SSB 直交多重の応用の可能性について	109
5-6 まとめ	111
参考文献	

第 6 章 無線 LAN における OFDM 変復調方式の研究	113
6-1 概要	113
6-2 5GHz 帯無線 LAN に関する OFDM 方式研究	115
6-2-1 OFDM 受信における検波方式の同期検波と遅延検波の比較研究	115
6-2-2 Pilot キャリア本数の最適化	120
6-2-3 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較	123
6-2-4 ガードインターバル長の最適化	124
6-2-5 チャンネル推定用のプリアンブル(preamble)の構造の改善	128
6-2-6 パンクチャ誤り訂正性能向上のためのプリアンブルにおける tail bit の構造改善	131
6-2-7 シンボル同期性能向上のためのプリアンブル部の符号の改善	135
6-2-8 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の研究	141
6-3 まとめ 5GHz 無線 LAN のための OFDM 変復調方式研究	143
Appendix 6-1 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN 標準化に行った寄与文書ならびに関係発表	144
Appendix 6-2 ETSI/BRANHiperLAN2 への寄与文書 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における OFDM 方式のフレーム構造の改善に関する提案	147
Appendix 6-3 5GHz 無線 LAN 各国標準化と過程	161
Appendix 6-4 電気通信技術審議会(現情報通信審議会)に関する技術研究	172
第 7 章 OFDM 方式 5GHz 帯無線 LAN の屋外利用研究	215
7-1 標準仕様無線 LAN システムの屋内伝搬特性の検証	215
7-1-1 システム諸元	215
7-1-2 伝搬特性測定環境	218
7-1-3 測定結果	219
7-1-4 まとめ	221
7-2 標準仕様無線 LAN システムの高速移動性に関する研究 (特急いしづちにおける列車インターネット実験)	222
7-2-1 理論特性の事前確認	222
7-2-1-1 理論的移動速度	222

7-2-1-2 フェージング環境に関する検討	223
7-2-1-3 ドプラーシフトに関する検討	223
7-2-1-4 ハンドオーバーに関する検討	225
7-2-2 予備実験(1) 高速道路における無線通信	226
7-2-3 予備実験(2) 混雑車両内における無線通信	229
7-2-4 5.03GHz 帯における回線設計	229
7-2-5 実験結果(高速移動性についての検証)	231
7-2-6 25GHz 帯無線 LAN システムによる実験	232
7-2-6-1 実験目的およびシステム	232
7-2-6-2 25GHz 帯無線 LAN による実験結果	235
7-2-7 まとめ	235
7-3 標準仕様無線 LAN システムの高精細度動画伝送における仕様性能確認に関する研究 屋外における高速ストリーム情報伝送および OFDM 無線 LAN の上りリンク高速性の検証 (救急医療実証実験)	237
7-3-1 上りリンクの仕様上の伝送速度	237
7-3-2 実証実験システム構成	237
7-3-3 予備実験 低遅延ストリーミングの無線伝送 (無線による遠隔対戦ゲーム実験)	238
7-3-4 実験結果	239
7-3-5 まとめ	242
参考文献	
第 8 章 まとめ	247
謝辞	
学術実績	251

第1章 序論

IT 化の急速な普及とブロードバンド・コンテンツビジネスの普及に伴い、ネットワークのシームレス化やユビキタス化が叫ばれる中、欧米に端を発した高速無線 LAN システムの確立に、著者はシステム開発をする傍ら、1996 年に開始された 5GHz 帯無線 LAN システム国際標準化に参画し、標準仕様策定に向けての寄与文書の提案や国内標準化会議におけるワーキング議長を務めた。

仕様は日欧米の間で基本部分が統一され、変調方式、帯域幅、伝送速度、共存ルールなどの国際標準化が達成された。著者は 5GHz 帯無線 LAN を OFDM を国際標準とする中で、変復調パラメータおよびフレームフォーマットなどの通信方式に寄与文書を上げ、高速伝送性と高安定性の確立に貢献した。

国内における法整備に関しては、より広い周波数帯の確保のための電気通信技術審議会/情報通信審議会での 4 次に亘る検討に参画し、寄与文書を提出しシステムの統一化と、高速化につなげた。

しかし、著者はこれらの活動を通じて、周波数資源の枯渇を切実に感じ、周波数利用効率向上を目指す多角的な研究の必要性を唱えると共に、欧米に先んじて着手すべきことがわが国の通信事業界として重要であると説き、変復調技術による周波数利用効率向上の研究を開始した。

本研究は周波数利用効率向上を変復調技術の進歩で実現するための基本研究である。

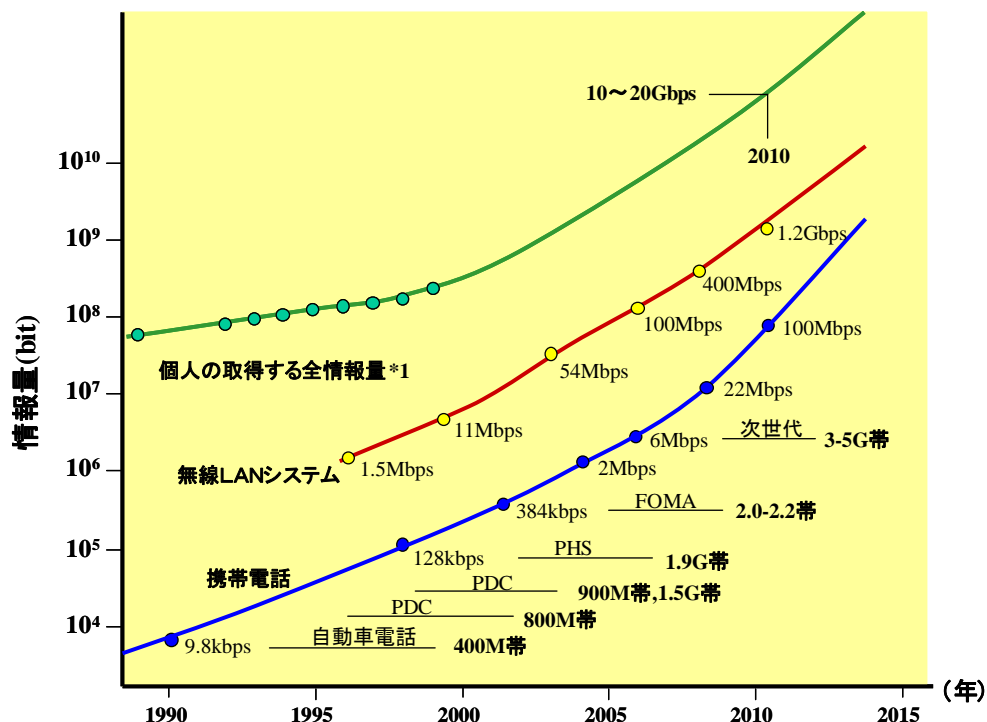


図 1-1 個人の情報消費量の推移 [2] と無線システムに課せられた伝送速度

無線の世界では、猛烈な進歩と普及が進んでいる。個人が年間に享受する情報量は 1999 年ですでに 5.49×10^{16} ビット(bit)であり、平均 145Mbps で受け取っていることになる。過去 10 年で 5 倍に拡大しているが、今後の 10 年ではマルチメディア時代が本格化するため 10 倍に拡大すると見ると、2010 年の個人

が必要な情報量は平均 1Gbps～2Gbpsであると想定される[1]。この膨大な情報を得るために、人々は有線系のみならず多種多様の無線化された情報取得手段を利用することになる。無線がその 10%を支えるとしても、すべての個人に平均 100Mbpsの情報通信手段を提供しなければならない。この値は、すでにITU-Rの場において、2010 年前後に実現する次世代移動通信の伝送速度を、高速移動時に 100Mbpsとし、低速移動時に 1Gbpsとする指針となっている[2]。

現在の情報伝送量 100Mbps は、新聞、TV、ラジオ、書籍などを含んでの値であるので、現状の携帯電話や無線 LAN に要求される伝送速度は 10Mbps と見ることが妥当と考える。しかし、2010 年には電子技術によるマルチメディア時代が確立されると考えることが妥当であり、現代のほとんどの情報メディアは電子化されよう。とすれば、あやゆる場面で周波数の不足が問題になるのは明らかである。すでに現在においても周波数配分の再配置などが急務であり開始されている。現在の周波数需要に対して2桁以上を必要とする次世代に向けては、周波数の再分配だけではなく、早期に周波数利用効率の改善に向けて多角的な取り組みが必要である。

現在、周波数利用効率の向上を図るために研究されている主たる対象は、MIMO(multi-input multi-output)に代表されるように無線伝搬空間の分野での技術向上である。他方、変復調技術などのベースバンド系の研究はほとんど皆無といえる。

MIMO が対象とする自由空間とりわけ屋外環境の空間で安定した無線通信路を確保することは様々な困難がある。加えて端末が高速で移動するような状況ではなおさらである。多値化は更に困難を極める。

すなわち、人類は多角的に周波数利用効率の改善に取り組む必要がある。それは周波数利用効率の改善を信号が安定した世界である機器回路系すなわち変復調もしくはベースバンドでの改良を意味する。本研究は、この中の変復調において周波数利用効率の改善を進める方法について述べる。

本論文は7章より構成される。以降、第2章は、従来の学問研究と比較しながら本研究が新しく切り開いた学問領域について述べる。第3章から第5章は、SSB直交化変復調方式の多重化方式研究に関して、基礎研究および発展研究および実証研究について述べる。第6章はU-NII 5GHz無線LANの国際標準化に際して行った研究成果について述べる。各章の概要は以下の通りである。

第2章では、周波数利用効率向上への道筋を述べる。はじめに周波数利用効率向上に果たす変復調技術の役割を明らかにする。その上で、Shannon-Hartleyの法則における帯域幅当りの伝送速度の限界に変復調技術が余地を残していることを示す。さらに同法則には周波数多重化に関する評価指標を含まない点を明らかにし、OFDMなどの周波数多重化技術は同法則にとらわれずに利用できることを述べる。かくして変復調技術による究極の周波数利用効率が4bit/s/Hzであることを演繹し、OFDM変調の2重化により達成されるべきことを述べる。

第3章では、第2章で唱えたOFDM変調の2重化を実現する上で、OFDM自体を構成しているSSB周波数多重部の理論的証明が必要であることを述べる。この証明を行う上で、この部分がSSB多重化変調と呼べるものであり、すでに発表がされていたMujtaba氏のSSB-QPSK変調方式の延長上にあることから同名を冠しつつ、過去にない変調方式として取り上げる。本SSB-QPSK変調方式はSSB化された狭

帯域化変調を位相軸，周波数軸上で直交多重するというコンセプトを持つ SSB 研究上の新たな変調方式であることを述べる。過去の SSB 多重化研究には，1973 年 S.Singh 氏らの Weaver 型 SSB による LSB-USB 縦続配置方式や 1998 年 S.A.Mujtaba 氏による SSB-QPSK 方式による縦続配置方式がある。これらの方式は，USB(上側帯波:upper sideband)に変調した信号と LSB(下側帯波:lower sideband)に変調した第 2 の信号を周波数上に並べるもので，周波数上の多重化を図ったものではないことを示す。その上で本方式の変調系と復調系の理論を述べる。変調は位相実軸上の SSB と位相虚軸上の SSB とを，それぞれの持つ帯域が重なるように周波数移動させて多重化することを述べる。2 信号の多重化ならびに復調には，ナイキスト残留対称原理が根本にあることを述べる。すなわち2つの SSB の搬送波周波数間隔はナイキスト周波数に等しく置かれることを述べる。受信側では各 SSB の持つ搬送波周波数に合わせて復調することを示す。2bit 信号の伝送に必要な周波数帯域幅は直交変調に比して半減するので，周波数利用効率すなわち bit/s/Hz の値は多値化しない基底状態で 2 となることを述べる。本方式がロールオフ率の値に左右されることはないことも述べる。計算機シミュレーションにより本方式のスペクトル特性，受信コンスタレーション特性，受信アイパターン特性，AWGN 環境下(additive white gaussian noise)の誤り率特性，フェージング環境下の誤り率特性を求める。

第 4 章「直交 SSB 型-QPSK 変調方式の実証実験」では，第 3 章に示した方式を実証するべくシステム設計を行う。実際にハードウェア化の上での課題と対処について述べた後に，システムを評価する。システム設計に先立ちハードウェアの実装負荷の軽減のために Hilbert 変換器のステップサイズの適正化を検証する。Hilbert 変換のステップ数の実用的段数を明らかにする。さらに受信方式として従来の SSB に用いられていたダブルブランチと呼ばれる方式から Hilbert 変換器を用いないシングルブランチ方式を用いて再検証し，実証システムを制作して評価する。以上の結果を用いて FPGA により変調系および復調系を收容する。AWGN 環境下のビット誤り率特性およびフェージング環境下のビット誤り率特性を測定し理論特性と比較する。

第 5 章「2 重化 OFDM の研究」では，OFDM 方式を多重化する方法について述べる。この研究の目的は第 2 章で述べたように変調方式による周波数利用効率の限界が，OFDM の 2 重化であると捉え，現行の OFDM の持つ 2bit/s/Hz の周波数利用効率を 2 倍の 4bit/s/Hz に近づけることである。現在のところでは OFDM の 2 重化はまだ達成されていないことを示し，この限界に挑戦するためのアプローチが，OFDM 変調を 2 次変調と捉えて 1 次変調である直交変調と 2 次変調である OFDM の両面からなされるべきであることを述べる。OFDM 多重化にはシンボル信号のナイキスト成型が有効であることを述べる。さらに 2 重化した OFDM を復調可能にする一つの手段として，2 重 FFT で復調が可能となるような変調方法が有効であることを示し，この目的に適した一次変調における直交信号の在り方を述べる。その中で Hilbert 変換関係にある直交信号系が有効であることを述べる。最後に残った直交性の要件として隣接シンボルとの符号間干渉の対策について述べる。その対策にはパーシャルレスポンス技術の利用や近年話題となっている OFDM-OQAM 方式や IOTA 方式の利用が有効であることを述べる。

第 6 章「無線 LAN における OFDM 変復調方式の研究」では，世界初の無線 LAN 専用周波数帯である

5GHz 帯での国際統一規格の確立を目指し、国内標準化の運営 WG の主査を務めながら行った OFDM 方式無線 LAN に関する通信品質向上と公衆系利用への機能強化のための OFDM パラメータの最適化等に関する研究を示す。寄与文書と提案活動経緯については同章 Appendix の中に示す。

第 7 章「OFDM 方式 5GHz 帯無線 LAN の屋外利用研究」では、時代の要請である通信のブロードバンド化やマルチメディア化を支えるためにセルラ系を補完するべき立場の無線 LAN に屋外での利用に大きな要請があることを踏まえ、主として屋内用に機能性能を整備した OFDM 方式 5GHz 帯無線 LAN が屋外での利用に際して既存の仕様の再検証を行った。室内での検証を土台に、高速移動体との通信や低遅延リアルタイムのストリーミング情報の配信などを通じて、屋外利用に向けての既存仕様と新たな機能についての検証結果を示す。

第 8 章「結言」では、上記の各章で述べられた技術の要点、さらに主要な成果を要約し本論文をまとめる。

[参考文献]

- [1] 林紘一郎, “電子情報通信産業(Information and Communications Industry),” 電子情報通信学会, pp.128, 2002.
- [2] ITU-R, “SG8A/9B,” Geneva meeting, December 4, 2003.

第2章 研究の背景と基本コンセプト

周波数利用効率の定義と、これに変復調方式がもたらす寄与度を示し、さらに変復調方式の向上に余地を持つと想定される物理量を明らかにする。この結果に基づき、提案する方式の可能性を訴求する元とした従来分析を示す。はじめに通信方式の周波数利用効率向上の定義を示し、つぎに変復調方式の周波数利用効率向上を可能にする物理量について分析し、この結果から周波数直交性を利用する OFDM から見た SSB 変調の周波数軸上での多重化について述べる。

2-1 無線通信における広義の周波数利用効率の定義

(1) 周波数利用効率(spectral efficiency)の定義[1][2]を明らかにする。

電波を用いて通信を行う場合に、送信機が発射した電波は少なくともその近傍での通信相手以外の他者の同様な使用を制限する。逆に誰かが先に同じ電波を使ったとすれば、その電波により自らは妨害を受けることになる。このように電波利用は他の電波利用者に排他的であり、周波数ならびに時空間上のある領域(スペクトル空間とも呼ぶ)を占有するといってもよい。この見地に立って、無線通信における電波使用に関する効率(周波数利用効率)を次のように定義する。

$$[\text{周波数利用率}] = \frac{[\text{行われた通信の量}]}{[\text{使用したスペクトル空間の大きさ}]} \quad (2-1)$$

[使用するスペクトル空間の大きさ]は、空間の独立な各次元の積(体積)として、
[使用する周波数帯域幅]×[占有する物理空間の大きさ]×[使用する時間(時刻と時間長)]
と考えることができる。

(2) 移動通信の周波数利用効率:電波は、送信アンテナから離れるに従い、距離の累乗に逆比例して減衰し、遠方ほど雑音に埋もれていく。したがって、同一周波数の電波も十分距離が離れた場所では他者が使用することができる。移動通信の多くは、地上での2次元ないし3次元的な電波利用を行っている。移動する行動範囲(すなわち他への干渉が無視できない範囲)を占有エリアと呼ぶと、無線ゾーン(通信できる領域)よりも一般に大きい。

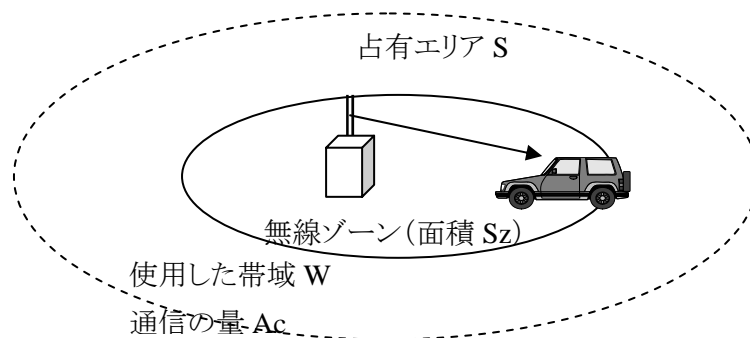


図 2-1 移動通信における無線ゾーンと占有エリア

図中の占有エリア S の中では互いに有害な干渉を起こすため、同一周波数の他の電波使用を拒絶しな

なければならない。このとき、与えられた周波数帯域幅を W 、時間 t 内に運ばれた通信の量を Ac とすると、前述の定義から周波数利用率は、

$$\eta = \frac{Ac}{WSt} \quad (2-2)$$

となる。分母の周波数帯域、物理的エリア、時間の3要素の積 WSt は使用したスペクトル空間の大きさに相当する。具体的に無線チャンネルのセパレーション f_s 、無線チャンネル当たりの呼量 Ac 、占有エリア S が無線ゾーン S_z に対する拡大する比率を N とすると、

$$\eta = \frac{A_c}{f_s N S_z} \quad (2-3)$$

このことから、周波数利用効率を高めるためのパラメータとその方向は次のようになる。

周波数チャンネルセパレーションを狭小化する	($f_s \rightarrow$ 小)
無線ゾーンの面積を狭小化する	($S_z \rightarrow$ 小)
占有エリアを拡大しない	($N \rightarrow$ 小)
チャンネルが常に使われるようにする	($Ac \rightarrow 1$)

2-2 変復調方式における周波数利用効率

上記の式(2-2)において、変復調の伝送効率が作用する変数はチャンネルセパレーション f_s である。周波数利用効率から見れば、チャンネルセパレーション f_s は狭いことが望ましい。変復調をデジタル方式に限定し、その代表例として PSK M 値伝送系で f_s を定義すると次式となる。

$$f_s = \frac{Kfb}{\log_2 M} + 2\Delta f \quad (2-4)$$

fb : 伝送情報速度

Δf : ガードバンド

K : 変調系による特有の伝送効率

このとき、ロールオフ率 $\alpha=0$ で $K=1$

$\alpha=0.5$ で $K=1.5$

$\alpha=1.0$ で $K=2.0$

となる。

しかし、目標とすべきは、チャンネルセパレーション f_s 上に如何に高速の伝送速度 fb を実現できる変調方式であるかである。

式(2-3)を変形し、 $Ef=(伝送速度 fb)/(チャンネルセパレーション f_s)$ として定義すると、

$$Ef = \frac{fb}{f_s} \leq \frac{fb}{f_s - 2\Delta f} = \frac{\log_2 M}{K} \quad (2-5)$$

つぎに QAM(PAM)方式について検証する。

Proakis による PAM と PSK の比を表 2-1 に示す[8]。

表 2-1. QAM の PSK に対する SNR 優位性

多値数とビット換算		QAM の PSK に対する SNR 利得	具体的変調方式
M 値	ビット換算	$10\log_{10}R_M$	
8	3	1.65	8QAM vs 8PSK
16	4	4.20	16QAM vs 16PSK
32	5	7.02	32QAM vs 32PSK
64	6	9.95	64QAM vs 64PSK

すなわち、信号間距離を大きく取れる QAM 方式は、PSK よりも良好な SNR 特性を示す。ただし、包絡線変動の大きいことが与えるアナログ系の課題は大きい。

2-3 変復調系における Shannon 限界

2-3-1 Shannon-Hartley の法則

情報伝送の限界を確認するために、Shannon-Hartley の法則を確認する。

Claude E. Shannon が 1949 年に示した第5定理によれば[2][3][4][5][6][7]、

$$W_1 \log_2 \frac{\bar{Q}}{N_1} \leq R \leq W_1 \log_2 \frac{Q}{N_1} \quad (2-6)$$

ただし、 W_1 : 信号電力が乗る帯域幅

Q, \bar{Q} : 情報源電力および情報源エントロピー電力

R : 秒当りのビット伝送速度

N_1 : 復調における最大許容平均自乗誤差

もし、伝送路容量 C に対して情報伝送速度 R が低いか等しい場合には N_1 で測られる忠実度を持つ送信が可能となる。

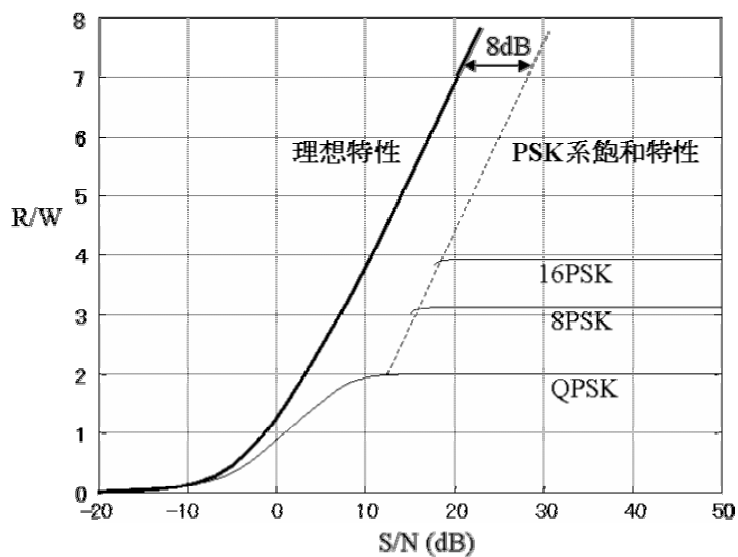


図 2-2 Shannon-Hartley の法則による伝送効率の限界
(条件: 誤り率 10^{-5})

情報源が白色雑音を発生する場合には $\bar{Q} = Q$ となり、

$$R = W_1 \log_2 \frac{Q}{N_1} \quad (2-7)$$

$$W_1 \log_2 \frac{Q}{N_1} \leq W \log_2 \frac{P + N}{N} \quad (2-8)$$

伝送の上限を示す通信路容量 C はここから次式で定義される。

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{ビット/秒} \quad (2-9)$$

この式はShannon-Hartleyの法則として知られる。この特性は誤り率をパラメータにして曲線化できる。誤り率を 10^{-5} とした場合のPSK変調方式の特性を図 2-2 に示す。また、図 2-3 にPSKに加え、QAMを併せた特性を示す。なお、両図ともOFDMにおける周波数直交性による周波数利用効率の向上は対象外である。(図 2-3 はベースバンドにおける伝送量対帯域幅比を示すもので、周波数直交性を論じるためには少なくとも正負周波数領域に拡大する必要がある。もしも同図でOFDMによる効率向上を加味すると、たとえば 64QAMの持つ 6.5bit/s/Hzの2倍の 13bit/s/Hzを布陣しなければならないが、その値は図中のShannon-Hartleyの法則による限界 10bit/s/Hzを超えることになる。) なお同図から見てもPCMの性能は前述のとおり、多値数 4 以上ではQAMよりも劣る。

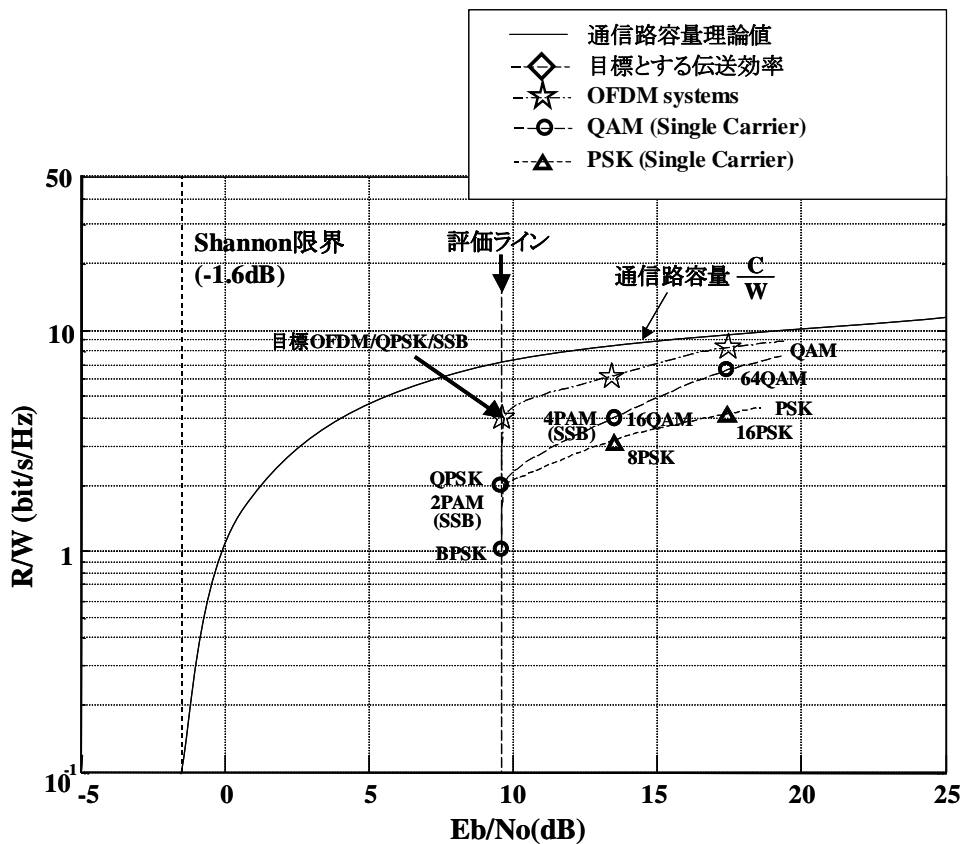


図 2-3 Shannon 限界と通信路容量(限界)から見た本研究の究極目標位置(◇印)
(条件:誤り率 10^{-5} , ○:シングルキャリア, △:OFDM, ◇:著者の最終目標)

2-3-2 SSB 化の効果

Proakis や Lathi によれば PAM 信号を伝送する帯域幅効率の高い方式は SSB であるとされている。以下にこれを示す[8][9]。SSB においても伝送に必要な通信路帯域幅は、およそ $1/2T$ で与えられる。 $T = k/R = (\log_2 M)/R$ であるから、周波数利用効率は次式で表される。したがって SSB は DSB としての PSK に比べ、帯域幅効率は2倍となる。

$$\frac{R}{W} = \log_2 M \quad : \text{DSB-SC/QAM} \quad (2-10)$$

$$\frac{R}{W} = 2 \log_2 M \quad : \text{SSB-SC/PAM} \quad (2-11)$$

ここで M は位相平面上の信号点数である。

QAM には、PAM 変調された2つの直交搬送波がある。伝送速度は PAM の2倍となる。しかし、QAM 信号は両側帯信号により伝送しなければならない。したがって、変調された帯域通過信号の帯域幅を基準とすると、QAM と PAM は同一の帯域幅効率を有することになる。ここで、SSB においては PAM としていることが、直交変調を施していないことを示している。

2-3-3 多値化の利点と欠点

多値数 M を増すことにより、同じ情報速度で狭帯域化して伝送することができる。他方、この多値数の増加は復調する際の識別余裕が減少し、干渉に対する耐力を低下させる。すなわち同じ誤り率を達成する上での信号対雑音比 E_b/N_0 が増大する。本研究は基本的な変調方式の素質を比較検討しなければならない。また究極の利用用途に高速移動通信を目指している。したがって、現段階では多値化への検討は行わないものとする。すなわち、図 2-3 における $E_b/N_0=9\text{dB}$ ライン上での向上を追及するものとする。

2-4 変復調の方式分類

変調方式の研究における流れは次の6つに大別できると考える[10][11][12][13][14][15]。さらに、無線系に影響度の大きい包絡線の形態から見た分類を、表2-2に示す。

(1) 多次元変調(multi-dimensional modulation)

この中に Monica 等の4次元シグナリング(four-dimensional signaling)なども含まれる[16]。符号化もこの範疇に入ると考える。

(2) 周波数多重化

代表的なものが OFDM である。

(3) 位相多重化

直交変調であり、位相0と位相90度に独立の情報を載せる。QPSK や4QAM がある。広い意味でパルス位置変調(PPM)もこの範疇に入ると考える。効率は高くない。

(4) 多値化(振幅多値化)

多値化ともいう。代表的なものが16QAM, 64QAM, 256QAM, 1024QAM である。

(5) 単側帯波化(SSB 化)

周波数多重化の逆の細分化による効率向上. 上側波帯(USB)と下側波帯(LSB)がある.

(6) 変調複合化

CDMA や OFDM のように, 一次変調に直交位相変調を用い, 二次変調に直交位相変調やフーリエ変換による周波数多重化変調を施すもの.

表2-2 デジタル変調方式の分類[2][3]

各種の 高速化, 高周波数利用効率化, 能率化, の方法		基本方式				
		非定包絡線系	準定包絡線系			定包絡線系
		角度変調				
		ASK 系	PSK 系		MSK 系	FSK 系
多値化 (振幅)	非多値化	•QASK	•BPSK •QPSK •OK-QPSK	•相関 PSK	•TFM •GMSK	•FSK •SFSK
	多値化	•16QAM •64QAM •256QAM	•8PSK			
単側帯波化			•SSB-BPSK •SSB-QPSK			
複合化			•DS-SS			•RZ-SSB
		•APK(Amplitude & Phase Mod.) •適応変調型 OFDM •OFDM-CDMA				
波形成型	PR 化 (partial response)	•QPR	•PR-SSB			
符号化		•CDM •倍直交変調 •超直交変調 •4次元シグナリング				

変復調方式はデジタル技術により, ASK, PSK, QAM, CDMA, そして OFDM などが開発された. それらの基本の一つである PSK の周波数利用効率を示す. なお伝搬路は, ガウス性白色雑音のみの無記憶通信路としている. 表 2-3 中の M の値は直交変調により位相平面上に生成されるコンスタレーション(星座状の)の信号点数を指す. 位相平面上に形成されるので, M 値直交方式では $M > 4$ は多値化が施されている. また倍直交とは, パーシャルレスポンス技術等の符号化技術を加えて多重化を施しているもので, 変復調系の誤り率は M 値直交と同一である. 周波数利用効率は, 前節で示したように, この他のパラメータとして他の通信との共存や干渉回避の要素, ならびに回線接続や伝搬路等化に必要なフレームのヘッダによる伝送効率値などを加味したものである.

こうした総合的な観点から見た場合の周波数利用効率は, 現在 Beglieri の示すところによれば, IS-95 の周波数利用効率は 0.95 bit/s/Hz であり, PDC(Personal Digital Cellular)は 1.68 bit/s/Hz である[4].

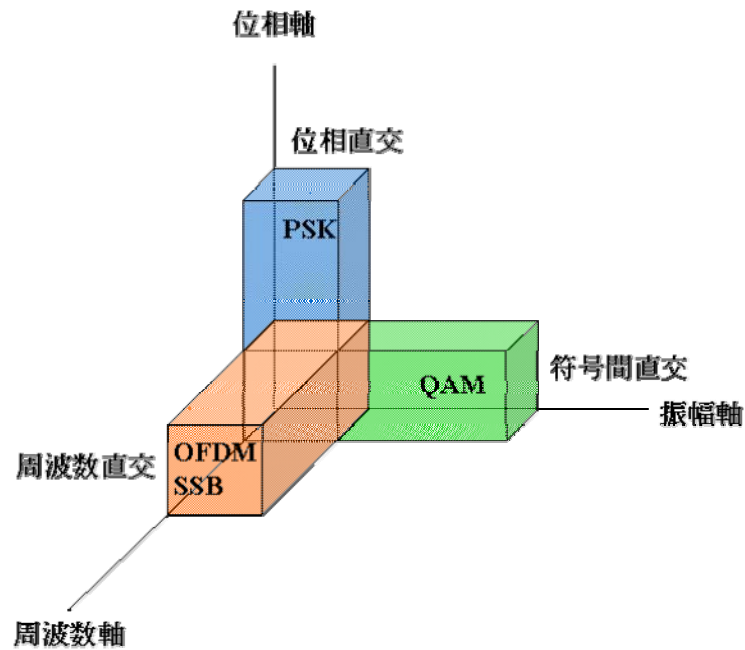


図 2-4 信号間直交性を確保できる物理量(軸)と代表的変調方式

表 2-3 誤り率 P_b が 10^{-5} における E_b/N_0 と周波数(帯域幅)利用効率^[1]

Table.1 E_b/N_0 and Spectral Efficiency at the point of bit error rate is 10^{-5} .

方式	M 値		E_b/N_0 (dB)	帯域幅効率 (bps/Hz)	
M 値直交	2	1(bit)	12.60	1	$\frac{2 \log_2 M}{M}$
	4	2(bits)	9.60	1	
	8	3(bits)	8.35	1.5	
	16	4(bits)	7.36	2	
	64	6(bits)	6.0	3	
M 値倍直交	2	1(bit)	9.56	2	$\frac{4 \log_2 M}{M}$
	4	2(bits)		2	
	8	3(bits)	8.12	3	
	16	4(bits)	7.36	4	
	64	6(bits)	5.93	6	

図 2-3 は、ビット誤り率を E_b/N_0 をパラメータにして BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM の特性を示したものである。BPSK と QPSK は多値化していないので、信号点間の距離が最も離れている。したがって最も少ない情報エネルギーで雑音に対抗することができることを示している。また、フェージング環境下での誤り率特性においても多値化しない状態が最もよい。

2-5 本研究で対象とする変復調方式分野と目標とする周波数利用効率

2-5-1 対象とする研究要素

前節までの検討から研究対象を次のように絞り込む。

- ① 多値化を施さない基本的な変調方式を対象とする。

- ② Shannon-Hartley の法則による周波数利用効率上限値は、誤り率点および $E_b/N_0=9\text{dB}$ 点にては SSB 化が有力な候補である。これにより利用率を 4bit/s/Hz としても、法則の上限までの余地は 4bit 相当残されており、実現性が高いと判断できる。
- ③ OFDM などの周波数直交性による利用率向上は、Shannon-Hartley の法則による制限を受けないと判断できる。
- ④ 誤り訂正技術や符号化による利得は、Shannon-Hartley の法則の基本部分ではないので、対象外とすべきである。
- ⑤ 特性比較はつねに図 2-2 に示した E_b/N_0 に対するビット誤り率特性として行うものとする。

こうした観点で最も周波数利用効率の高い変復調方式は、現在のところ QPSK 変調を一次変調とする OFDM 変調であり、周波数利用効率は 2bit/s/Hz である。本研究の究極の目標を、OFDM 方式の持つ 2bit/s/Hz の値を一次変調技術で達成するか、OFDM 変調技術を加味して 4bit/s/Hz 化することに置く。以上の結果を第 2-4 表にまとめる。

表 2-4 本研究の目標とする方法と指標

	方法		目標指標	
	利用率向上策	具体的方法	個別目標指標	総合目標指標
変調方式	チャンネル狭帯域化	SSB 化	効率 2 倍	無線周波数帯にて 4bit/s/Hz
	周波数直交多重化	OFDM 化	効率 2 倍	

2-5-2 本研究の対象方式

表 2-4 に基づき、周波数利用効率向上の方策を SSB 化と OFDM 化に置き、つぎの 2 方式の研究を行う。具体的内容は第 3 章、第 4 章、第 5 章にて述べる。

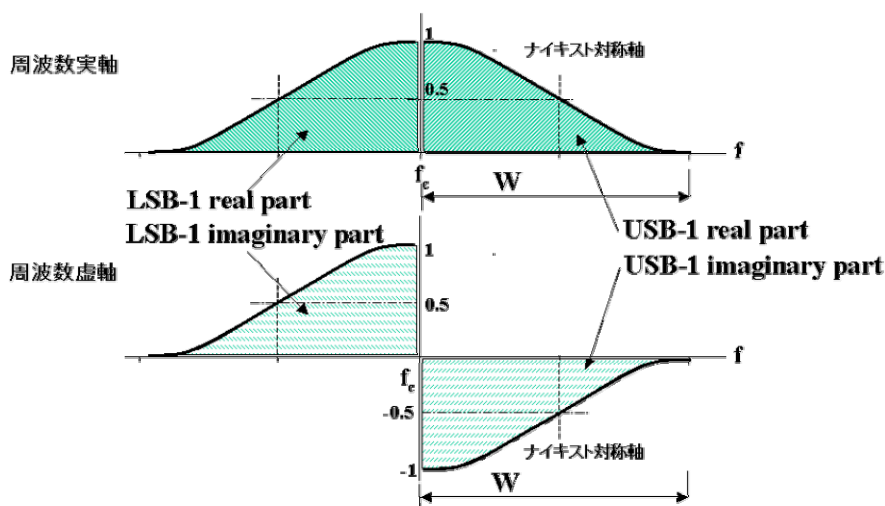


図 2-5 搬送波周波数を柱にまとわりつく 4 種の SSB エLEMENT (実軸上の USB, LSB, および虚軸上の USB, LSB)

(1) SSB-QPSK 方式

デジタル SSB は位相直交変調の BPSK を単側波帯化したものである。他方 BPSK は位相空間上では 2 重化され QPSK が実現している。さらに OFDM はあたかも SSB の LSB(Lower side band)と USB(Upper side band)が重なり合っている状態を示唆している。この2つから、QPSK に相当する SSB 方式が実現可能であると考えた。

(2) 2 重化 OFDM

OFDM ではデータ信号は何等の成形を施さない矩形パルスであり、周波数利用効率は最低といつてよい。他方、位相変調においては Nyquist 残留定理に基づく波形成形により周波数利用効率は格段に高い。OFDM の基となるデータ信号に Nyquist 成形信号を用いることにより物理的な周波数利用上の余裕(自由度)が必ず得られ、利用効率は最大で2倍向上するものと考えた。

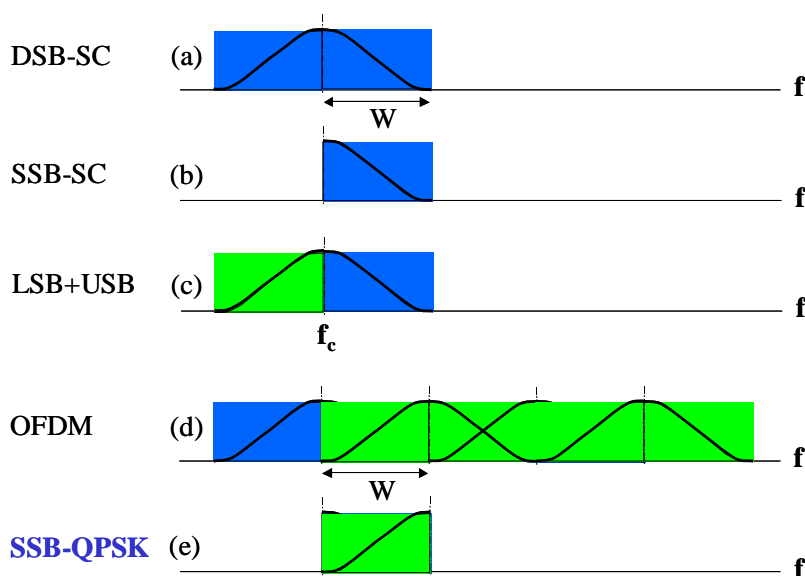


図 2-6 SSB 技術による周波数利用効率向上のアプローチ(1)

- (a) DSB(double side band)のスペクトル
- (b) (a)の DSB を SSB 化(USB)した場合のスペクトル
- (c) OFDM におけるスペクトル配置
- (d) (c)の OFDM の基本区間における SSB から見た直交配置

図 2-6 は本研究におけるスペクトルの見方を示すものである。図 2-6(a)は BPSK などに見られる一般の両側帯波を持つ DSB-SC である。これに対して同図(b)は同一の伝送速度を持つ SSB(この図では USB(Upper SideBand))を示したものである。図 2-6(a)が持つ周波数帯域内には、同図(b)に示す 1/2 の帯域を持つ SSB 信号が同図(c)に示すように 2 本配置できる。したがって同図(a)と同図(c)を比較すると、同図(c)は 2 倍の伝送速度を持つことが分かる。図 2-6(d)は OFDM 波を同図(a)の持つシンボル速度と同一の伝送速度のサブキャリアをインターリーブさせているものである。これにより OFDM 波はサブキャリアが DSB-SC でありながらシングルキャリアに比較すると 2 倍の伝送速度が得られる。ここで、SSB としてこのサ

ブキャリアを見ると、図 2-6(e)のように切り取ることができる。すなわち、USB と LSB を同一周波数域内に2個配置したものと見ることができる。こうした理解に立っても、この部分だけで2倍の伝送速度が得られることが分かる。

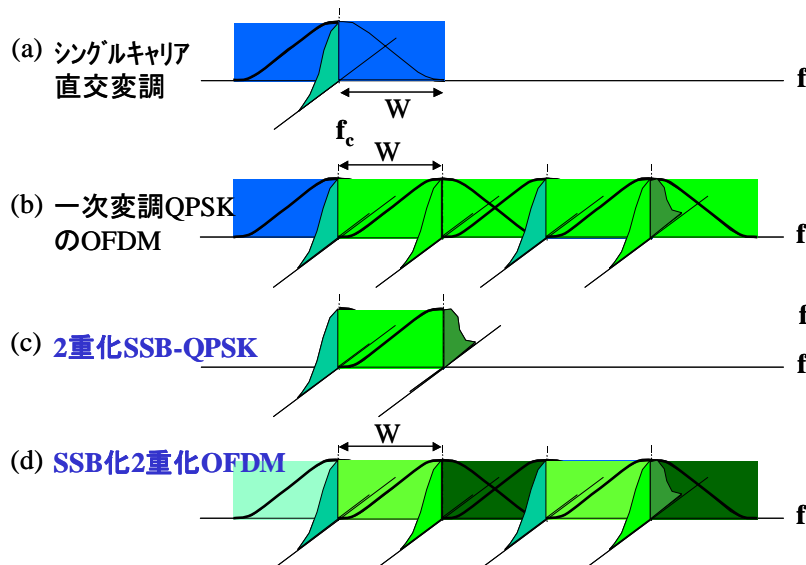


図 2-7 SSB 技術による周波数利用効率向上のアプローチ(2)

- (a) DSB(double side band)に直交変調を施した場合
- (b) (a)の DSB(直交変調)を OFDM 化したもの
- (c) 直交変調成分を SSB 化した OFDM のスペクトル要素
- (d) (c)の OFDM 要素に基づく OFDM

図 2-7 は、OFDM 信号は一次変調段階ですでに直交変調を施されているので、虚数周波数空間を実周波数軸に直交させて描くと同図(b)のように描ける。すなわちサブキャリア1本分は同図(a)に示すように BPSK の2倍の伝送速度が達成できるものである。ここで、虚数周波数軸は敢えて実周波数軸に直交させて描いているために、サブキャリア毎に別個の虚数軸があるように見えるが、実際はこれら複数本の虚数周波数軸は1本である。実周波数軸と虚数周波数軸と電力軸とは3次元空間を形成するので正しくは周波数軸を中心に回転させながら描く必要があるが、どのサブキャリア間が直交するかが見えにくくなるので敢えて図 2-7(b)のように描いたものである。図 2-6(e)において SSB 要素を切り出したものが図 2-7(c)である。この周波数区間に SSB 要素が4種類存在する。この4種類に独立の情報を搬送させることが可能となれば図 2-7(d)のような OFDM が形成できる。この状態が実現できれば現在の OFDM の伝送速度の2倍である 4bit/s/Hz が得られる。図 2-7(d)の実現に向けては、まず図 2-6(e)に示した SSB 要素の同一周波数上での多重化が可能であるかどうかを明らかにしなければならない。この課題の解決を3章にて SSB-QPSK と名付ける変調方式の実現性の証明として扱う。さらに5章にて OFDM 多重化に向けてのアプローチの一端を述べる。

[参考文献]

- [1] 進士昌明編, 安達文幸ほか著, “移動通信,” 丸善株, pp.32-35, 1989.
- [2] 斉藤洋一, “デジタル無線通信の変復調,” 電子情報通信学会, pp.7, 1996.
- [3] John D. Oetting, “A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio,” IEEE Trans. on

Communications, Vol. COM-27, No.12, December 1979.

- [4] V.K.Bhargava et., 塚本賢一他訳, “最新デジタル衛星通信,” ジャテック出版, pp.279, May 1986.
- [5] Ezio Biglieri, “Digital transmission in the 21st century: conflating modulation and coding,” Communications Magazine, IEEE, Volume: 40 Issue: 5, pp. 128 -137, May 2002.
- [6] Claude E. Shannon, “Communication in the Presence of Noise,” Proceedings of the IRE, vol.37, no.1, pp. 10-21, Jan. 1949.
- [7] 国沢清典, 梅垣寿春, “情報理論の進歩, -エントロピー理論の発展,” 岩波書店 現代科学選書, pp.86-96, November 1965.
- [8] John. G. Proakis, “Digital Communications,” McGraw-Hill, Inc. pp.285, 1983.
- [9] B. P. Lathi (ラシィ)著, 山中惣之助, 宇佐美興一共訳, “通信方式, 情報伝送の基礎,” マグロウヒル・ブック, pp.276-290, September 1977.
- [10] David Middleton, “Introduction to Statistical Communication Theory,” Peninsula Publishing, pp.206-332, 1987.
- [11] 今井秀樹, “情報理論,” 昭晃堂, pp.7-90, February 1984.
- [12] 荒木庸夫, “図説通信方式,” 工学図書株, pp.34-55, December 1985.
- [13] 植松友彦, “現代シャノン理論,” 培風館, pp.19-20, 1998.
- [14] 中川正雄, 真壁利明, “確率過程,” 培風館, pp.174, April 2002.

第3章 SSB-QPSK 変復調方式

2章に述べたように OFDM 変調の多重化をアプローチする上での基礎理論として、OFDM のサブキャリア間の重なり合いにおける SSB 要素の周波数軸上の重畳が直交していることを証明する必要がある。この証明を進めるにあたり、この部分を SSB-QPSK 変調方式と名付けてこれまでにない変調方式の研究として扱う。

デジタル無線通信の基本であるデジタル位相変調(BPSK)やデジタル直交変調(QPSK)は、両側帯波搬送波抑圧(Double Sideband Suppressed Carrier : DSB-SC)変調を基本としている。周波数利用効率を理論的に向上する基本的な考え方に、この両側帯波搬送波抑圧変調を単側帯波搬送波抑圧(Single Sideband Suppressed Carrier : SSB-SC)変調化すればよいとの考え方が旧来よりあった。しかし、これまでに位相空間に SSB 波を直交配置することが可能であるとの考えはなかった。この理由は、同一搬送波帯上に2重に配置することが不可能であるとの考えと、実空間上に複素空間を生成することは不可能であると考えられていたことによる。

本研究では、デジタル変調における位相空間は、基本サンプリング時刻から $\pi/2$ だけ遅延した位置が虚数軸位置であることを唱え、SSB 方式においても直交変調が可能であることを理論的に示すと同時に、実証実験装置を制作し、基本特性を把握して実証した。

以下、SSB 変調方式の歴史ならびに過去の研究についての調査検討の後、本方式の理論を述べる。

3-1 SSB 型変調方式の歴史

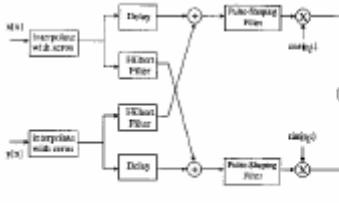
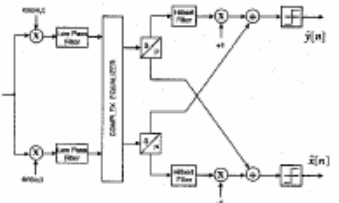
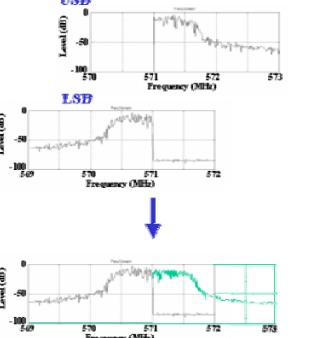
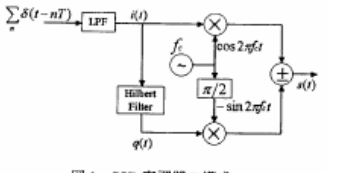
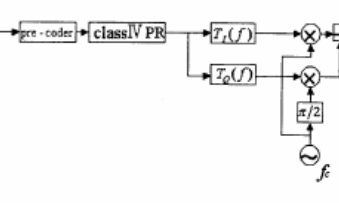
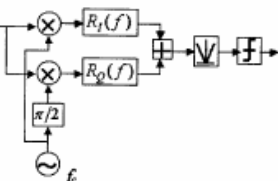
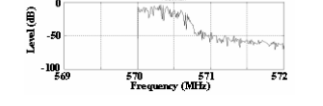
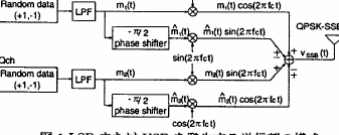
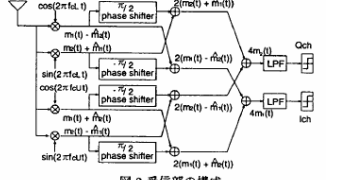
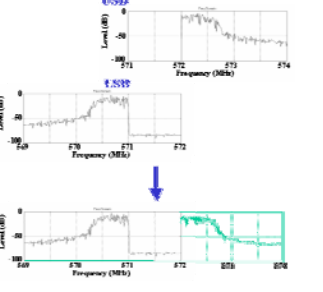
SSB 変調方式は受信系のキャリア再生に工夫を要する以外は、伝搬環境の変化にも強いことが知られる。SSB 変調方式がアナログ無線として誕生したのは 1915 年であった[1]。1923 年には AT&T により 57kHz 帯で大西洋横断の無線実験が行われた。1930 年代に普及した短波帯で SSB 通信はさらに発展した。SSB 変調を実現する数種の方式が誕生し、1956 年に発表された D.K.Weaver の変調方式は解析関数化を2段の正弦波/余弦波変調で容易に実現した。

デジタル信号処理の理論が発達して、Fourier 変換や Hilbert 変換や FIR フィルタで容易に実現できるようになり、デジタル通信分野への応用が 1965 年前後に始まった。

本研究の目標である SSB 信号を同一帯域内にて直交多重する分野に関する過去の学術文献は、1998 年の IEEE, Globecom に発表された Mujtaba 氏[2][3]の SSB-QPSK 方式である。ただし、特許等の文献によれば、1989 年にわが国において猪飼和則氏の出願[4]により全く同等の方式が考案され、1990 年に特許公開されている。

また 2001 年から継続的に発表されている生田氏[6][7]、山崎氏[8]～[11]らの文献では、Mujtaba 氏の方式を周波数多重する方法が示されている。周波数スペクトルの見地から次表に整理する。また、SSB の分野で多くの論文を出されている大黒氏の RZ-SSB 方式[14][15]も併記して比較する。以下にスペクトル的観点での各 SSB 方式の比較を行う。

表 3-1. 従来の SSB 方式の比較

	変調系	復調系	送信スペクトル
<p>猪飼;変調方式[4] 1989. Mujtaba;SSB-QPSK [2][3] 1998.9</p>	 <p>Fig. 3. SSB-QPSK Transmitter</p>	 <p>Fig. 4. Double-branch Receiver for SSB-QPSK</p>	
<p>猪飼;変調方式[4] 1989. 山崎, 斉藤; SSB 化 PSK 変調方式の基礎検討, 2001.4 [8]~[11]</p>	 <p>図 1 SSB 変調器の構成</p>  <p>図 9 信号伝送</p>	$T_i(f) = j \operatorname{sgn}(f) \sqrt{ H_i(f) }$ $= j \operatorname{sgn}(f) \sqrt{2T \sin 2\pi ft}$ $T_Q(f) = -j \operatorname{sgn}(f) T_i(f)$ $= \sqrt{2T \sin 2\pi ft}$ 	
<p>生田, 高畑; QPSK 信号の SSB 伝送に関する検討, 2001.3, [6][7]</p>	 <p>図 1 LSB または USB を発生する送信部の構成</p>	 <p>図 2 受信部の構成</p>	

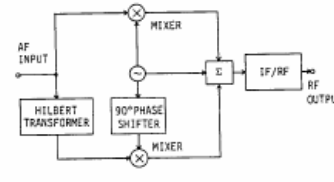
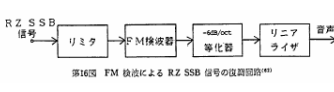
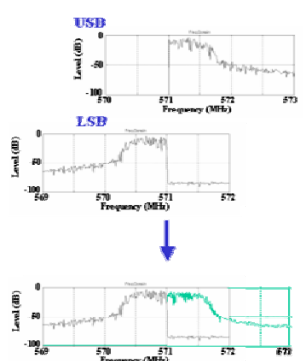
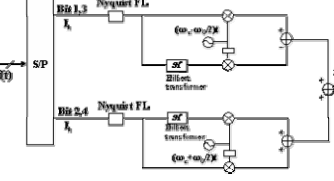
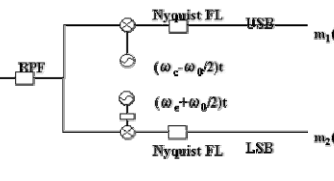
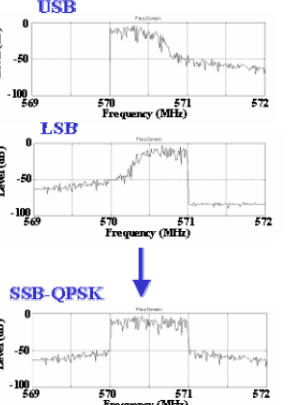
<p>大黒; RZ-SSB, 1999 [14][15]</p>	 <p>Fig. 1 Configuration of RZ SSB transmitter with phase shift method.</p>	 <p>第16回 FM 放送による RZ-SSB 信号の復調回路**</p>	 <p>(ステレオでは LSB と USB を利用，搬送波周波数は同一.)</p>
<p>本研究 SSB-QPS K</p>			

表 3-1 で明らかなように、各方式を周波数スペクトルで比較すると、従来の研究はいずれも SSB 要素すなわち LSB または USB を隣接させるものであり、前章最後に示したような、本研究におけるスペクトル上の多重化を図った事例はない。

過去の SSB の系統的系譜を図 3-1-1 に示す[15]。主な分類要素は搬送波の付加形態である。過去において搬送波信号を除去した場合の周波数同期(同調)は大きな技術的課題であった。このため、完全に除去するのではなく、低減させた搬送波信号を付加することが図られた。(抑圧搬送波あるいは残留搬送波の分類になる。)

しかし、現在はデジタル通信技術すなわち記憶型信号処理が可能となったことと、高精度の周波数シンセサイザが実現されたために、通信区間を定長のフレームで区切り、先頭部に同期専用の領域を設けることで、搬送波信号を並送させなくても確実な周波数同期を達成することができている。

したがって、今後の SSB 通信では搬送波の処理が大きな技術課題になることはないと考えられる。この系譜でも明らかなように、過去に SSB を周波数多重した方式はできていないが、本研究の位置づけを同一帯域内多重化という項目で付加している。

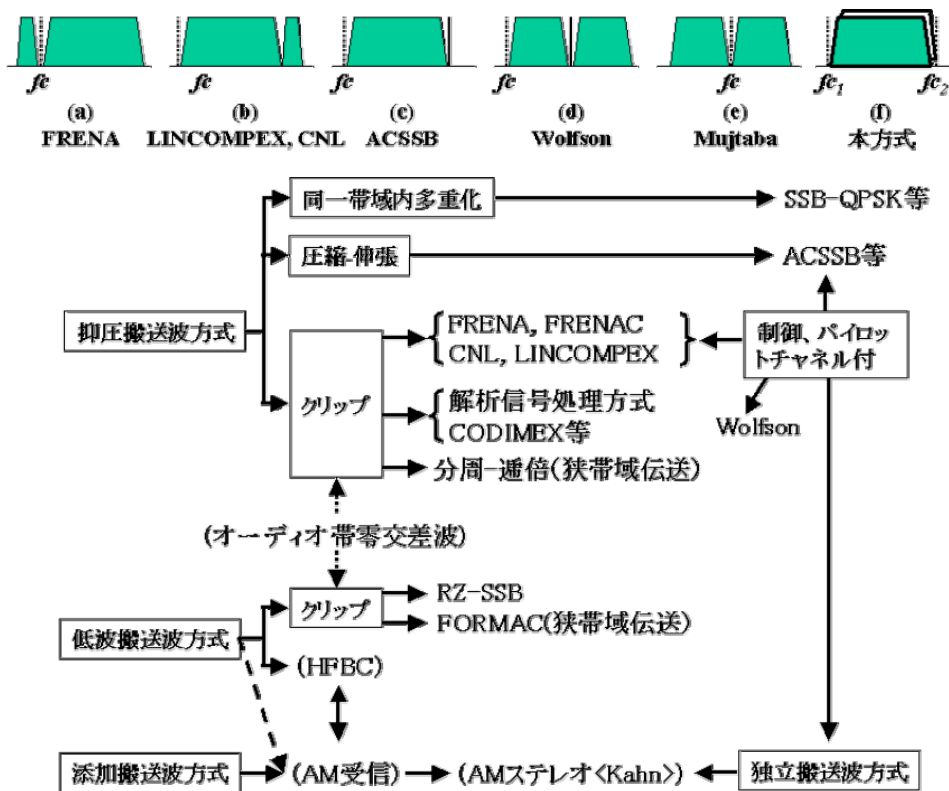


図 3-1-1 各種 SSB 通信方式の系譜[15]

過去の SSB 研究の代表的事例を以下に示す. 順に説明する.

SSB 化 BPSK 方式 Weaver 型 (S.Singh, K.Renner, S.C.Gupta; 1973 年)

SSB 化 BPSK 方式 Hilbert 変換型 (猪飼和則; 1989 年)

SSB-QPSK 方式 (S.A.Mujtaba; 1998 年)

RZ-SSB 方式 (大黒, 大館; 2001 年)

QPSK-SSB 方式 (生田ほか; 2001 年)

3-1-1 SSB 化 BPSK 方式 Weaver 型 (S.Singh, K.Renner, S.C.Gupta; 1973 年)

図 3-1-2 は 1973 年に S.Singh らにより発表された Weaver 型 SSB 変復調方式による 2-tone 型のデジタル通信である. USB(upper sideband)と LSB(lower sideband)に一定振幅の異なるトーン信号を載せることで 2bit に相当する情報を DSB 帯域で送った例である.

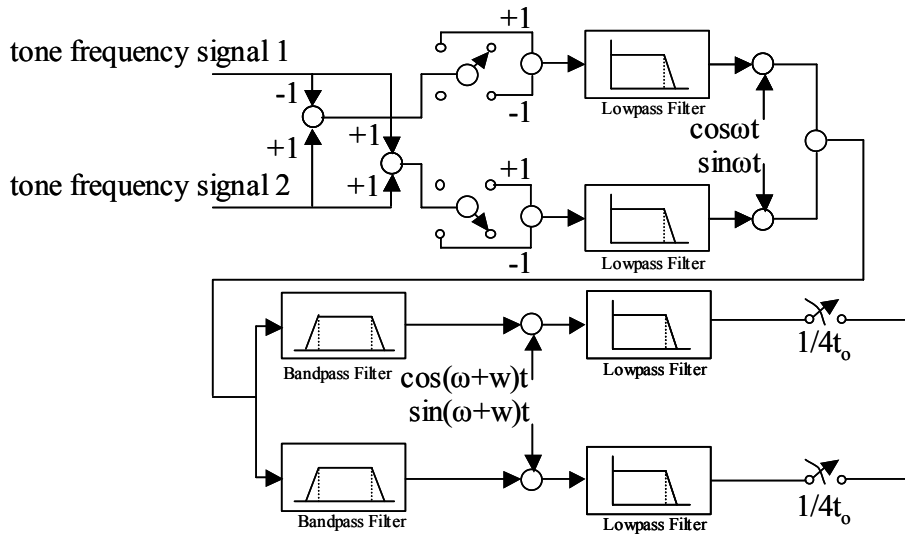


図 3-1-2 S.Singh, K.Renner, S.C.Gupta による Digital Single-Sideband Modulation [1973]

図 3-1-2 を一般的な表現で等価回路記述したものを図 3-1-3 に示す. 信号 s_1 がLSBに, 信号 s_2 がUSBとして搬送される. LSBとUSBは同一の搬送波周波数で変調されるので, SSBとして重なるものではない.

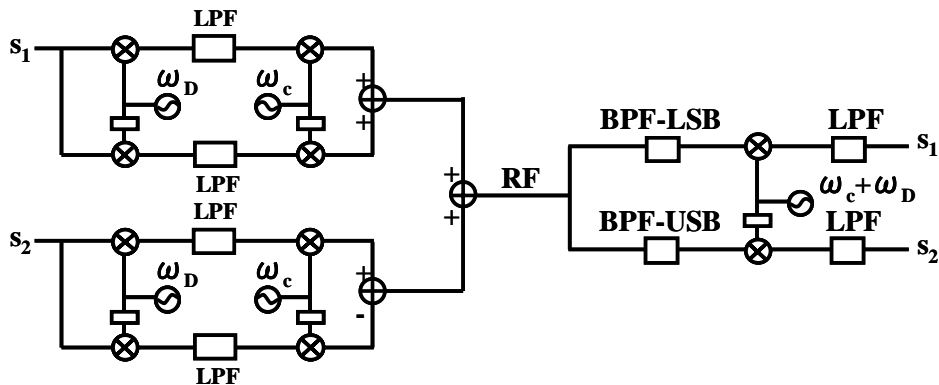


図 3-1-3 S.Singh, K.Renner, S.C.Gupta による Digital Single-Sideband Modulation (図 3-1-2 図示)の等価回路

3-1-2 SSB 化 BPSK 方式 Hilbert 変換型 (猪飼和則;1989 年)

図 3-1-4 は 1989 年に猪飼和則氏により出願された Hilbert 型 SSB 変復調方式による LSB+USB 型のデジタル SSB 変調方式である. この内容は, 1990 年 8 月に公開されている. (日本国特許庁 特許出願公開 公開公報(A) 平 2-215242 公開日 1990 年 8 月 28 日)[4]

2つのチャンネルから2進符号{0}または{1}を受け, {1}を受けた場合にシンボル周波数の 1/2 の周波数で

$$j\text{sign}(\sin \omega T)\sqrt{|\sin \omega T|}$$

の周波数-振幅特性の波形整形された信号(基本パルス)を発生する. これにより出力は

$$-j\text{sign}(\sin \omega T)\sqrt{|\sin \omega T|} \quad (\omega < 0)$$

$$j\text{sign}(\sin \omega T)\sqrt{|\sin \omega T|} \quad (\omega \geq 0)$$

となる. これらの信号を Hilbert 変換器を通したものとで SSB 変調される.

受信側においても $\sqrt{|\sin \omega T|}$ のフィルタ特性を受けて復調される. その出力をサンプリングして $\{-1\}$, $\{0\}$, $\{1\}$ の 3 値の変形デュオバイナリ信号を検出して, チャンネル1とチャンネル2の2進符号に復調する.

復調装置において, 直交検波回路が $\cos \omega_c t$ を乗算するとともに上記変調

$$S_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{a_n P(t-nT) - b_n P_n(t-nT)\} \quad (1)$$

$$S_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \{b_n P(t-nT) - a_n P_n(t-nT)\} \quad (2)$$

$$P(t) = -\frac{T}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{T} t}{t^2 - T^2} \cos \frac{\pi}{T} t \quad (3)$$

$$P_n(t) = -\frac{T}{\pi} \frac{\sin \frac{\pi}{T} t}{t^2 - T^2} \sin \frac{\pi}{T} t \quad (4)$$

となる. ここで上式(3)の周波数-振幅特性 $P(t)$ は図 3-1-5 第5図に示すような特性となり, 信号波形 $S_1(t)$ は図 3-1-5 第6図に示すような波形となる. また, 上式(4)の周波数-振幅特性 $P_n(t)$ は図 3-1-5 第7図に示すような特性となり, 信号 $S_2(t)$ は図 3-1-5 第8図に示すような波形となる. ここで, 図 3-1-5 第6図に示す信号波形と, 従来例の図 3-1-5 第13図の信号波形を比較すると, 式 $P(t)$ の信号は, 帯域幅が 2 倍であるが, 通常のパーシャルレスポンス伝送における信号のサンプル値と一致していることが明確であり, また式 $P_n(t)$ の振幅は, サンプル時刻で「0」である.

第 9 図

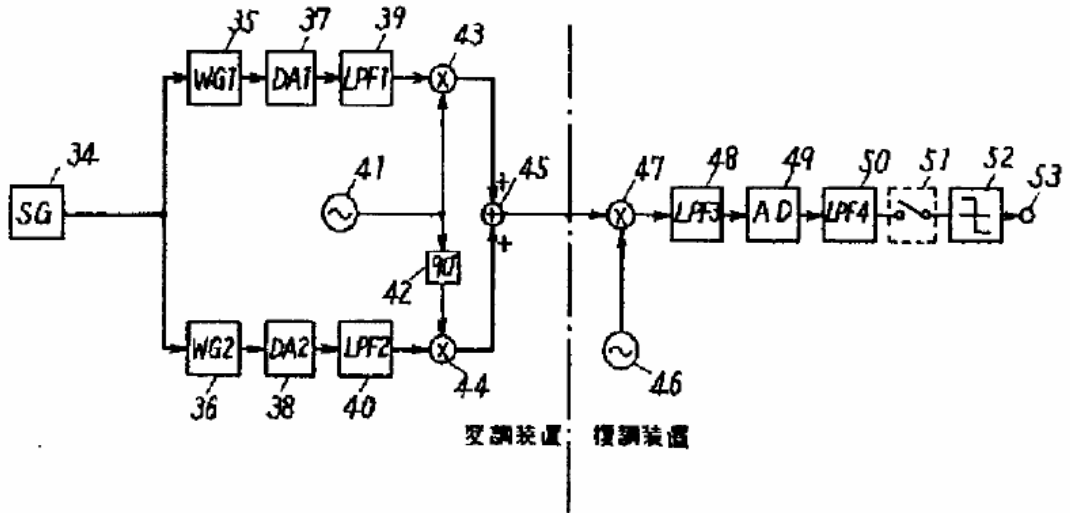
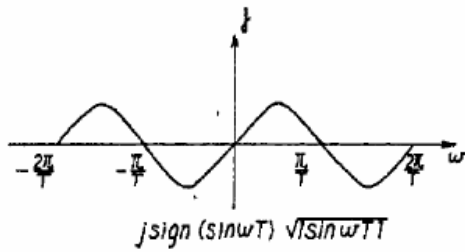
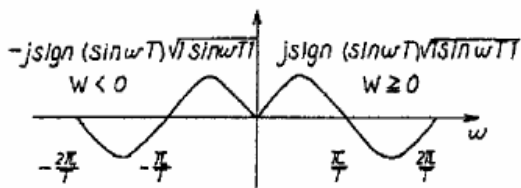


図 3-1-4 1990 年公開の猪飼氏出願のパーシャルレスポンス型 SSB 変調器(図は LSB 出力)

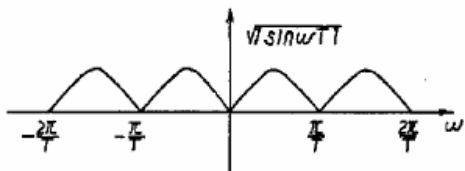
第 2 図



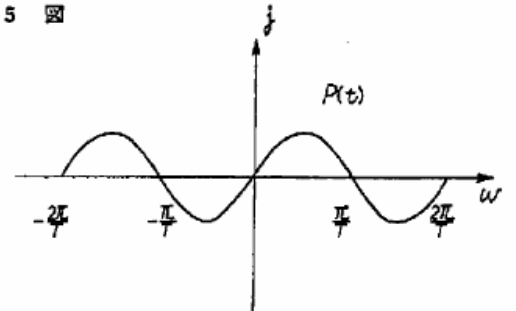
第 3 図



第 4 図



第 5 図



第 6 図

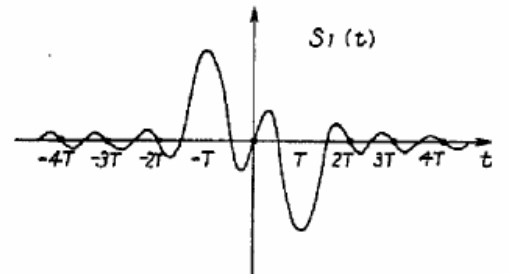


図 3-1-5 1990 年公開の猪飼氏出願のパーシャルレスポンス型 SSB 変調器の信号生成図
(第2図:スペクトル奇対称成分, 第3図:スペクトル偶対称成分, 第4図:スペクトル絶対値化,
第5図:正弦波型奇対称スペクトル, 第6図:第5図に基づくパーシャルレスポンス波形)

したがって、通常のパーシャルレスポンス伝送において波形整形された信号に搬送波信号の余弦波 $\cos(\pi/T)$ を乗じた信号を用い、この余弦波 $\cos(\pi/T)$ が乗じられた信号は、サンプル時点では

$$\left| \cos\left(\frac{\pi}{T}t\right) \right| = 1 \quad (5)$$

であるので、パーシャルレスポンス伝送によりサンプル信号の振幅を伝送することができる。また、上記信号のヒルベルト変換は、通常のパーシャルレスポンス伝送における波形整形信号に正弦波 $\sin(\pi/T)$ を乗じることにより得られ、この正弦波 $\sin(\pi/T)$ が乗じられた信号は、サンプル時点では

$$\left| \sin\left(\frac{\pi}{T}t\right) \right| = 0 \quad (6)$$

であるので、2つのチャンネルのパーシャルレスポンス信号を直交多重化して SSB 伝送することができる。また、受信側では、正弦波 $\sin(\pi/T)$ を乗じたヒルベルト変換のパルス列が各チャンネルのデータに混入するが、符号間干渉により誤りは発生しないので、帯域幅は従来例に比べて2倍になるが、通常の DSB 伝送と同一の伝送帯域で2つのチャンネルのデータを伝送することができ、周波数を効率的に利用することができる。

第 1 図

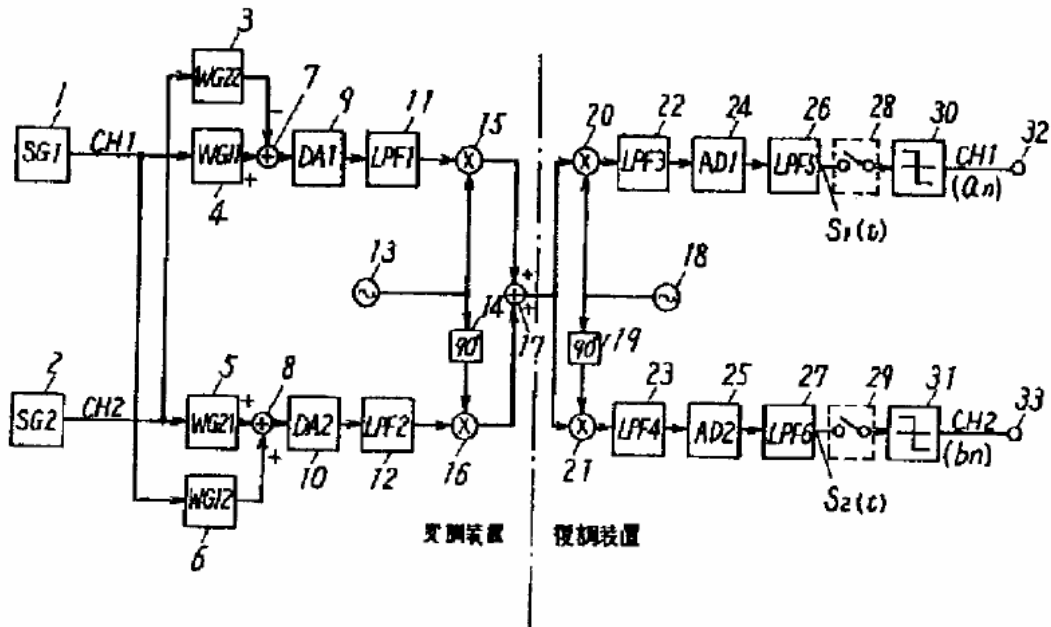


図 3-1-6 1990 年公開の猪飼氏出願のパーシャルレスポンス型 SSB 変調器
(同一搬送波周波数を有する USB と LSB による並列型 SSB)

3-1-3 SSB-QPSK 方式 (S.A.Mujtaba; 1998 年)

デジタル直交変調を SSB において試みたのは 1998 年の S.A.Mujtaba であるとされる。この方式は通常の QPSK と同じ帯域幅と伝送速度を持つ。すなわち周波数利用効率を目的としたものではない。両側波帯にわたって情報伝送を委ねる通常の QPSK がこうむるフェージング等の劣化要因を低減するために I 軸と Q 軸をそれぞれ別個の側帯波に載せることを図ったものである。しかし、この方式は前節 3-1-2 に示した猪飼氏の方式と同一であることが明らかである。Mujtaba 氏の“SSB-QPSK”方式は、“QPSK”と称しているが、全く同一の前述の猪飼方式でも BPSK であることを明らかにしていることから、“QPSK”は正しくないと考える。

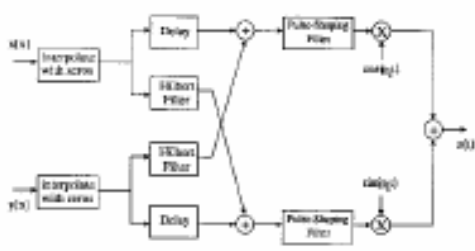


Fig. 3: SSB-QPSK Transmitter

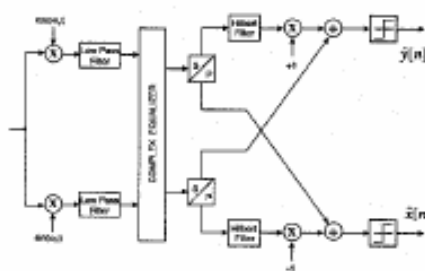


Fig. 4: Double-branch Receiver for SSB-QPSK

変調部

復調部

図3-1-7 S.A.MujtabaのSSB化QPSK[2]

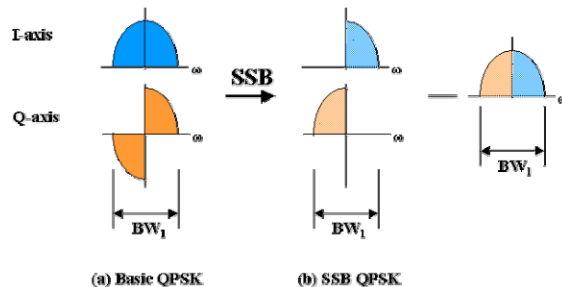


図 3-1-8 S.A.Mujtaba の方式のスペクトルによる原理

図 3-1-7 の報告によれば、"While the theoretical spectral efficiency of the new scheme, SSB-QPSK, is identical to that of QPSK or SSB (i.e. 2 bps/Hz), it is shown that for a Rayleigh-fading mobile radio channel, SSB-QPSK is more robust to equalization imperfections than either QPSK or SSB. Additionally, it is shown that the envelope variation of SSB-QPSK is about 6dB less than that for QPSK." すなわち、SSB-QPSK は理論的には QPSK や SSB と等しい周波数利用効率をもちながら(例:2bps/Hz)、レイリーフェージング路では QPSK や SSB よりも等化不完全性に対して耐性がある。さらに SSB-QPSK の包絡線変化は QPSK よりも 6dB 少ないことが示されている、とある。

なお本稿の方式の名称は、この Mujtaba 氏の提言(命名)に由来する。ただし Mujtaba 氏の方式は上記のとおり単に USB と LSB を重ね合わせたものであるのに対して、本稿の方式は真に位相軸上で直交した I 軸信号と Q 軸信号の SSB を周波数軸上で多重化を図ったものであり、

SSB-QPSK なる名称がよりふさわしいとの考えに至ったものである。図 3-1-8 に SSB-QPSK の名称の原典の Mujtaba 氏の論文の Abstract を示す。

Abstract — A novel modulation scheme for transmitting QPSK as a single sideband (SSB) signal is presented. While the theoretical spectral efficiency of the new scheme, SSB-QPSK, is identical to that of QPSK or SSB (i.e. 2 bps/Hz), it is shown that for a Rayleigh-fading mobile radio channel, SSB-QPSK is more robust to equalization imperfections than either QPSK or SSB. Additionally, it is shown that the envelope variation of SSB-QPSK is about 6dB less than that for QPSK. For a flat Rayleigh fading channel with a one-tap equalizer, it is found that SSB-QPSK is more robust to equalizer phase errors than either QPSK or SSB. Performance in a frequency-selective Rayleigh-fading channel is evaluated with a linear equalizer, in which case it is found that if the equalizer fails to remove all the ISI, the residual ISI (and hence the BER as $E_b/N_0 \rightarrow \infty$) is lower for SSB-QPSK compared to QPSK.

図 3-1-9 SSB-QPSK の名称の原典

3-1-4 RZ-SSB 方式(大黒, 大館;2001 年)

本稿の文献[14][15]に掲載の RZ-SSB 方式は、原点は SSB 化 FM にある。すなわち SSB 変調の過程で、変調信号情報が角度情報となって搬送波信号の中に取り込まれるので、振幅情報を敢えて伝えなくとも済むことを利用したものである。角度情報の代わりに周波数偏移として取り込んだものが SSB 化 FM である。Clipped SSB の1種とされる[14]。

これらは、リミッタを用いた安定な受信が可能となると評価されている。とくに RZ-SSB 方式は新たなアナログ通信として NHK(日本放送協会)においても新たな実験を進めている方式として特筆すべきものとして SSB 技術の履歴の一つに不可欠であると考え列挙した。

今後、アナログ通信からデジタル通信への展開も期待される。

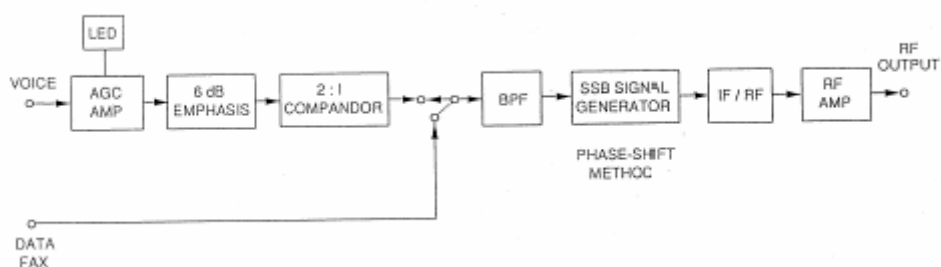


図 3-1-10 RZ-SSB 方式の変調部

この方式は、情報信号を搬送波を抑圧した SSB に乗せ、その SSB とは異なる搬送波成分をパイ

ロット信号として付加する. 原理は Logan の定理に基づく帯域制限信号の零点に含まれる情報を解析信号法を用いて伝送するものである. 帯域制限された信号 $x(t)$ が与えられたとき,

$|x(t)| < 1, 0 \leq \lambda < \beta$, ただし β は搬送波の角周波数, なる条件が満たされれば, 全搬送波下側

波帯信号 $s(t)$ は,

$$s(t) = \text{Re}\{[1 + x(t) - j\hat{x}(t)] \exp(j\beta t)\}$$

で示される.

ただし, $\hat{x}(t) = H[x(t)]$ はヒルベルト変換を示す.

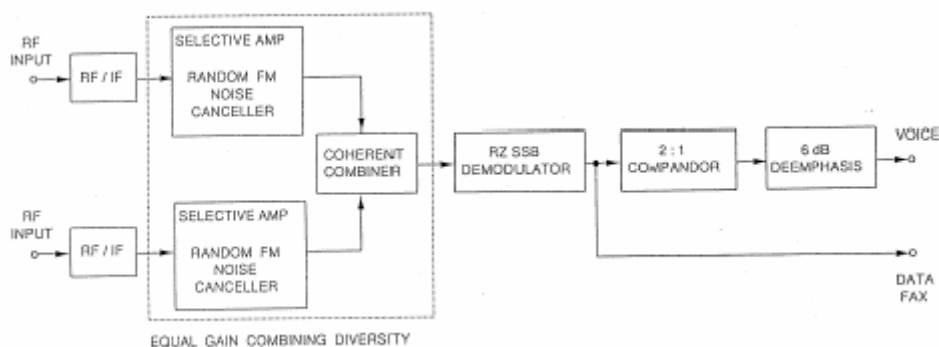


図 3-1-11 RZ-SSB 方式の復調部

受信側では, SSB とパイロット信号を別々に受信して, SSB を復調する. 受信機は等利得ダイバーシティを行い同期加算される. $s(t)$ の全情報は実零点(Real Zero)に含まれ, 振幅には含まれない. すなわち, 2つの全搬送波下側波帯信号 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ の実零点のすべてが一致すれば,

$$s_1(t) = A s_2(t), A = \text{定数}$$

が成り立つ.

TECHNOLOGY	RZ SSB	ACSSB	TTIB
END-TO-END AF RESPONSE [Hz]	300 - 3100	150 - 2700	300 - 3000
RF CHANNEL OCCUPANCY [Hz]	300, 300, 3100, 300, 5000	900, 2700, 400, 3900, 5900	500, 1350, 400, 1350, 510, 5000
AFFILIATION	NTT	SEA / AEROTRON	BRISTOL UNIV.

図 3-1-12 RZ-SSB 方式のスペクトル特性

変調指数を $m(0 < m < 1)$ とすると RZ-SSB 信号は次式で与えられる.

$$s(t) = Ac\{[1 + mx(t)] \cos \omega_c t + m\hat{x}(t)\} \sin \omega_c t$$

ここで、 Ac と $\omega_c (= 2\pi f_c)$ はそれぞれ搬送波の振幅と角周波数を表す。

搬送波の不要な周波数検波による RZ-SSB 信号の復調回路を図 3-1-11 に示す。同図のリニアライザは m に関する高次歪を除去する。このとき、復調信号出力は次式で与えられる。

$$u(t) = m\hat{x}(t) + O(m^4)$$

ここで $O(m^4)$ は、 m^4 の order の微小量であることを示す。

$x(t)$ が音声信号の場合は、聴感上 $x(t)$ と $\hat{x}(t)$ とを識別できないので、 $\hat{x}(t)$ をそのまま使える。パルス系列を伝送する場合には受信系に Hilbert 変換器を用いる必要がある。その周波数スペクトルを図 3-1-12 に示す。SSB 搬送波と近傍に置かれたパイロット信号とから成る。RZ 信号を FM 検波したときの情報信号の平均 SNR は、AM 系における情報信号の平均 SNR と同じである。

3-1-5 QPSK-SSB方式(生田ほか;2001年)

図 3-1-13 に示す本文[4]の図1によれば、送信スペクトルは一つの帯域すなわち USB もしくは LSB に I 信号も Q 信号も重ねて収容されると考える。図 3-1-13 自体では USB と LSB は各 1 波であり、前述の Mujtaba 氏の方式と同様に解析される。この場合の周波数利用効率は QPSK 変調方式を用いた場合と等しくローフオフファクタ $\alpha = 0$ において 2bit/s/Hz となる。文中には図 3-1-13 の回路を周波数を変えて多重化する趣旨の記述と数式が述べられている。文献の中では周波数の設定条件について述べられていない。

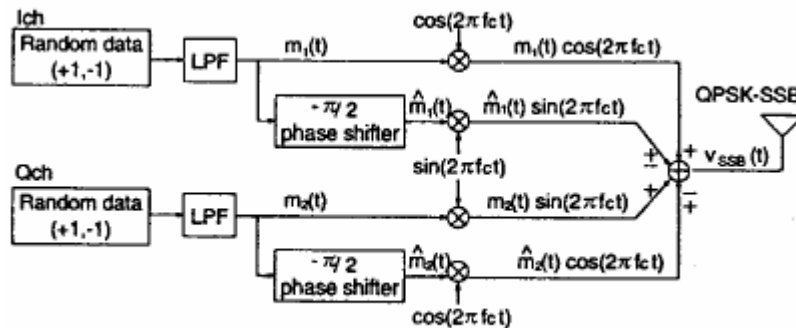


図 1 LSB または USB を発生する送信部の構成

図 3-1-13 2001 年発表の生田氏の 2 搬送波型 SSB 変調器

同文献の記述には以下のことが示されている。

周波数が異なる LSB (下側帯波) 信号と USB (上側帯波) 信号を生成する方法を提案する。Ich 成分を $m_1(t)$ 、Qch 成分を $m_2(t)$ とすると、出力信号である LSB 信号 $v_{ssbL}(t)$ 、USB 信号 $v_{ssbU}(t)$ は次式で与えられる。

$$v_{ssbL}(t) = [m_1(t) - \hat{m}_2(t)] \cos 2\pi f_{cL} t + [m_2(t) + \hat{m}_1(t)] \sin 2\pi f_{cL} t \quad (1)$$

$$v_{ssbU}(t) = [m_1(t) + \hat{m}_2(t)] \cos 2\pi f_{cU} t + [m_2(t) - \hat{m}_1(t)] \sin 2\pi f_{cU} t \quad (2)$$

この記述は図 3-1-13 に示した変調回路を2基設けて、それぞれに搬送波周波数 f_{cL} と f_{cU} を与えるものである。ただし、図 3-1-13 の合成器(加減算)に記述の符号は複号同順で上下を別々にそれぞれの変調回路に当てはめる。これにより送信出力には式(1)と式(2)により2種類のUSBと2種類のLSBが発生する。

受信系ではこの4種の信号をすべて受信するべく、図 3-1-14 に示される4種の SSB 受信機が設けられている。2種類の搬送波周波数の規定は示されていない。ここで搬送波周波数が十分に離れている場合には、これら4種類の信号が独立となり、4種類の受信機と6種類の加算器から成る4元連立方程式で解くことができる。すなわち受信系の8種のブランチから合成された4種の出力は、図 3-1-14 の回路図上に示されたような $2(m_1(t) - \hat{m}_2(t))$ 、 $2(m_1(t) + \hat{m}_2(t))$ 、 $2(m_2(t) - \hat{m}_1(t))$ 、 $2(m_2(t) + \hat{m}_1(t))$ の形で各情報を持つ。

搬送波周波数 f_{cL} と f_{cU} が十分に離れている場合すなわちSSB要素が重なり合わない場合においては、 $2(m_1(t) - \hat{m}_2(t))$ 、 $2(m_1(t) + \hat{m}_2(t))$ 、 $2(m_2(t) - \hat{m}_1(t))$ 、 $2(m_2(t) + \hat{m}_1(t))$ のHilbert変換されている項はシンボル時刻でのサンプリングにおいて実数として現れることはなく、前者2つの合成、後者2つの合成によりそれぞれ $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ を抽出することができる。

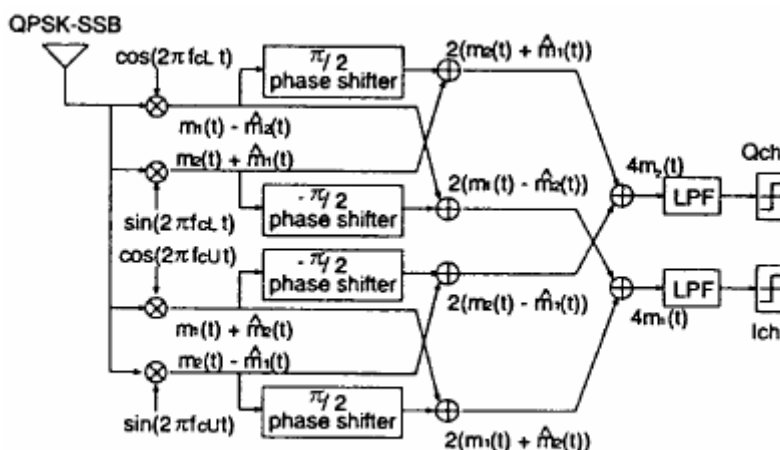


図 2 受信部の構成

図 3-1-14 生田氏の QPSK-SSB 復調器

著者はこの方式を用いて、式(1)と式(2)における搬送波周波数 f_{cL} と f_{cU} を、SSB要素が周波数上で重畳するように設定した場合を検証した。式(1)と式(2)は変形すると、式(3-1-5-1)と式(3-1-5-2)に示すように解析信号の形で表せる。

$$\begin{aligned}
 v_{ssbL}(t) &= m_1(t) \cos 2\pi f_{cL} t + \hat{m}_1(t) \sin 2\pi f_{cL} t - \hat{m}_2(t) \cos 2\pi f_{cL} t + m_2(t) \sin 2\pi f_{cL} t \\
 &= \frac{1}{2} \{ f_- e^{j\omega_L t} + f_+ e^{-j\omega_L t} \} + j \frac{1}{2} \{ -g_- e^{j\omega_L t} + g_+ e^{-j\omega_L t} \} \quad (3-1-5-1)
 \end{aligned}$$

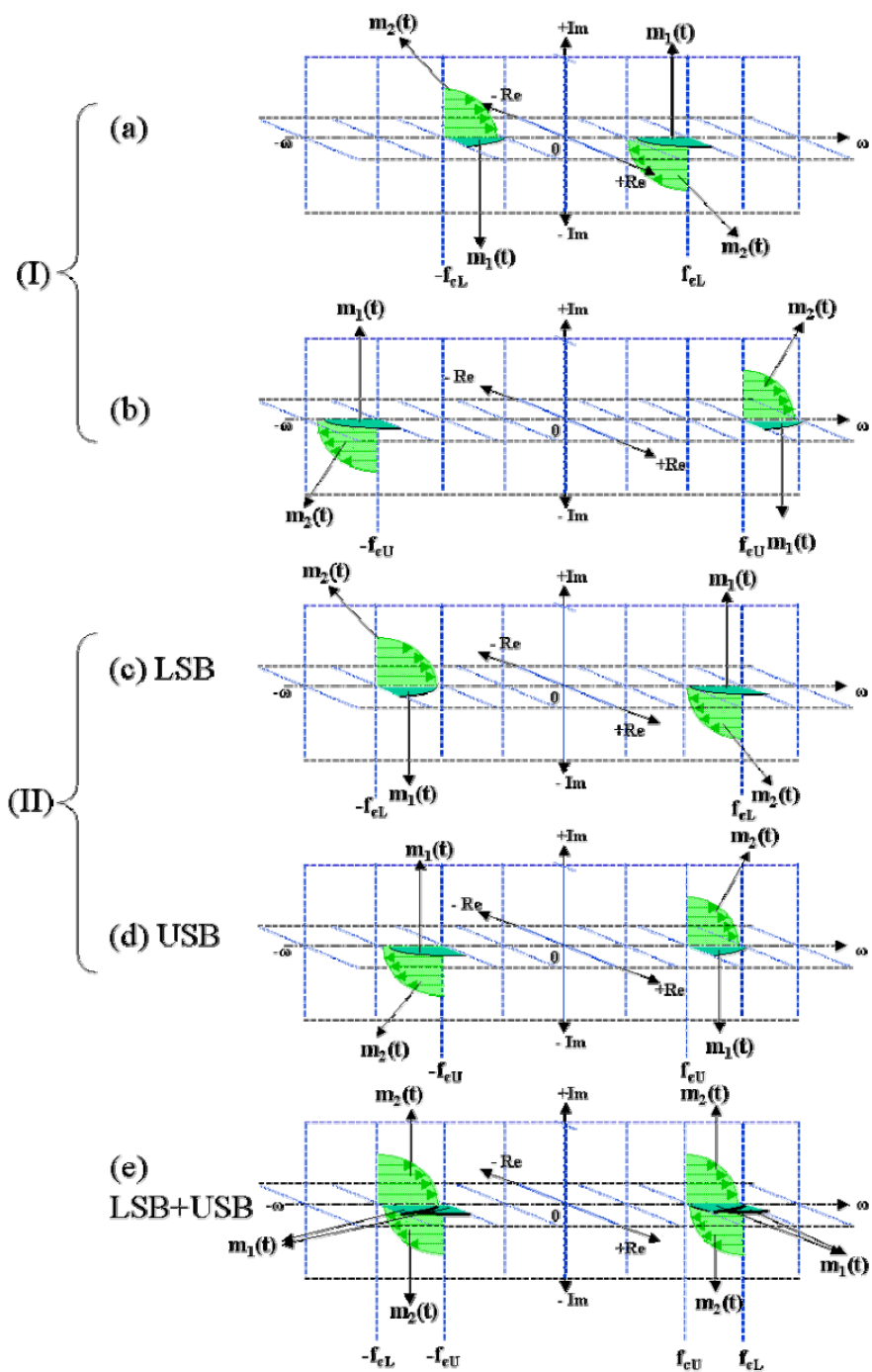


図 3-1-15 式(3-1-5-1)(3-1-5-2)によるSSB 多重伝送のスペクトル解析

- (I) (a): 搬送波 f_{cL} , f_{cL-} に付随する側帯波
- (b): 搬送波 f_{cU} , f_{cLU-} に付随する側帯波
- (II) (c): 周波数多重を図るために搬送波 f_{cL} , f_{cL-} を移動した状態
- (d): 周波数多重を図るために搬送波 f_{cU} , f_{cLU-} を移動した状態
- (e): (c) と (d) を重ねたもの

$$\begin{aligned}
 v_{ssbL}(t) &= m_1(t) \cos 2\pi f_{cU} t - \hat{m}_1(t) \sin 2\pi f_{cU} t + \hat{m}_2(t) \cos 2\pi f_{cU} t + m_2(t) \sin 2\pi f_{cU} t \\
 &= \frac{1}{2} \{f_+ e^{j\omega_v t} + f_- e^{-j\omega_v t}\} + j \frac{1}{2} \{g_+ e^{j\omega_v t} - g_- e^{-j\omega_v t}\}
 \end{aligned}
 \tag{3-1-5-2}$$

この式からスペクトル図を描くと図 3-1-15 のようになる。

式中のサフィックスの、UをUpper, LをLowerと解釈すると図 3-1-15(I)の状態となる。少なくとも文献中にU,Lの説明はない。周波数多重を図った場合に対応させるために、Uと表記されている搬送波周波数 f_{cU} とLと表記されている搬送波周波数 f_{cL} を図 3-1-15(II)のように逆に置く。また、その周波数間隔を本方式に合わせてシンボル周波数とする。こうして周波数配置した2つを重ねると図 3-1-15(e)となる。この図から分かることは、信号 m_1 が実周波数軸上でUSBとLSBとなって重なる。同時に信号 m_2 が虚周波数軸上でUSBとLSBとなって重なって存在する。これら4波は、互いに強い符号間干渉を持つと考えられ、独立に受信側に届くことは困難と考える。

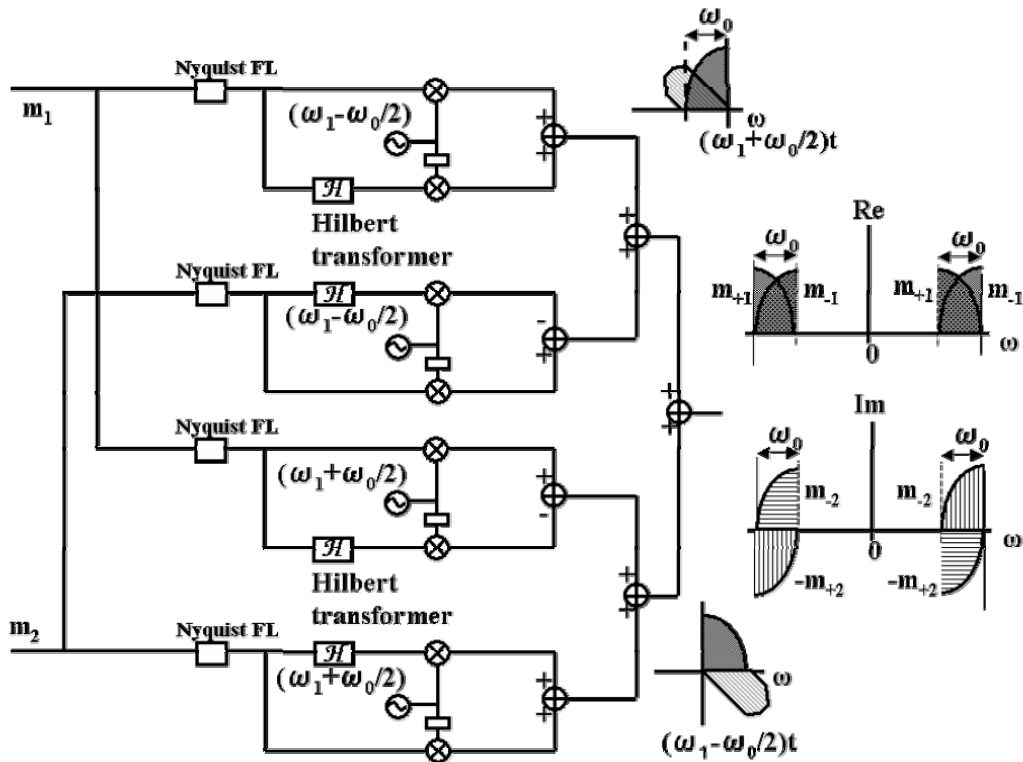


図 3-1-16 式(3-1-5-1)(3-1-5-2)による2搬送波 4 波型 SSB 変調器

著者はこの章の後半で作成したシミュレーションプログラムを転用して、図 3-1-16 に示した変調回路と図 3-1-14 の復調回路の通信品質をシミュレーション検証した。

その結果、送信系の4種類のブランチの信号で、第2ブランチと第3ブランチ間の符号間干渉はゼロであるが、第2ブランチと第4ブランチ、ならびに第3ブランチと第1ブランチの間の符号間干渉によるビット誤り率はそれぞれ0.25となった。また第2ブランチと第4ブランチ、第3ブランチ

と第1ブランチの間の符号間干渉によるビット誤り率はそれぞれ0.166となった。総合的なビット誤り率は0.082となり、BPSKにおける $E_b/N_0=0\text{dB}$ における誤り率に相当する。すなわち、希望波に対して対等となるほどの干渉量が存在することを示している。

参考のために確認のために行った計算機シミュレーションによるアイパターン結果を図3-1-17に示す。

この方式は、SSBのUSBとLSBを重ねることが困難であり、所望の通信品質を得るためにはUSBとLSBの搬送波周波数の間隔をシンボル周波数の2倍以上隔離する必要がある。

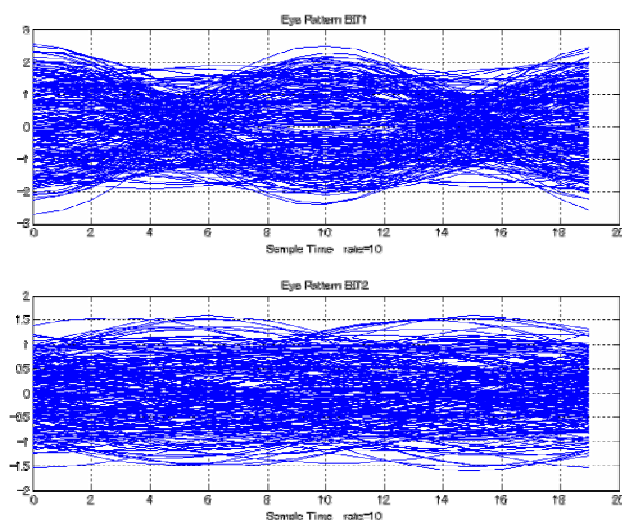


図3-1-17 式(3-1-5-1)(3-1-5-2)によるSSB多重伝送における受信出力のアイパターン
($E_b/N_0=1000$ の環境にて $BER=0.082$)
(上側: m_1 , 下側: m_2)

3-1-6 過去の研究のまとめ

以上、SSB多重化において、同一帯域内に配置することを実現できた従来例は、皆無といえる。その理由は、多重した信号の分離抽出に周波数直交性が利用されていないため、SSBでのBPSK変調やQPSKが持つBER性能(対 E_b/N_0)が得られなかったためと言える。表3-2に、SSB要素による多重化の組合せを示したスペクトル配置を示す。本節に示した過去の研究の記述からは、少なくとも実軸同士あるいは虚軸同士のSSBペアは、受信後に大きな干渉を発生することが知られる。また、同一方向のSSBペア(例えば実軸上のLSBと虚軸上のLSB)も大きな干渉となることが語られている。これらの組合せの中で、相互に干渉を与えずに共存できるものを採用した方式がSSB-QPSKである。

次節にて、本研究がはじめて周波数直交性を適用することにより同一帯域内にLSBとUSBを配置することを可能にしたSSB-QPSK方式の内容を示す。また、元となる表3-2のすべての組合せについて、次節における計算機シミュレーションを利用して誤り率特性を明らかにする。

表 3-2 SSB 要素による多重化の組合せを示したスペクトル(入力信号は偶関数とする)

帯域	組合せ	Data 源	周波数(位相)軸とスペクトル配置	
			実軸	虚軸
DSB 帯域 DSB//DSB	基本 (Sinc 信号 は偶関数な ので虚軸成 分は発生し ない)	Data-1		
		Data-2		
DSB 帯域 USB+LSB	(a) 実 USB 実 LSB	Data-1		
		Data-2		
	(b) 実 USB 虚 LSB	Data-1		
		Data-2		
SSB 帯域	(c) 実 USB 虚 USB	Data-1		
		Data-2		
	(d) 実 USB 実 LSB+Δf	Data-1		
		Data-2		
	(e) 実 USB 虚 LSB+Δf	Data-1		
Data-2				
備考	Δf はシンボル周波数に等しく設定			

3-2 直交 SSB 型 QPSK 方式の変調理論

3-2-1 本方式のコンセプト

提案方式は 2 基の SSB 変調器から成る. 図 3-2-1 に, 本研究の変調方式の概念を示した. 図 3-2-1 (a)は従来の基本的な QPSK 方式による I 軸と Q 軸のスペクトルを示したものである. この従来の QPSK の持つ伝送速度を 2 倍に向上させるためには周波数帯域幅を 2 倍にしなければならない. それでは周波数利用効率は改善されない. 本研究では I 軸信号と Q 軸信号を SSB 化させることによりそれぞれの側帯波幅を元の側帯波の 2 倍である全周波数帯域幅 BW_1 に拡張し, さらに同一周波数上に多重化することにより, 2 倍の伝送速度を可能にしながら与えられた周波数帯域幅のまま通信を実現するものである.

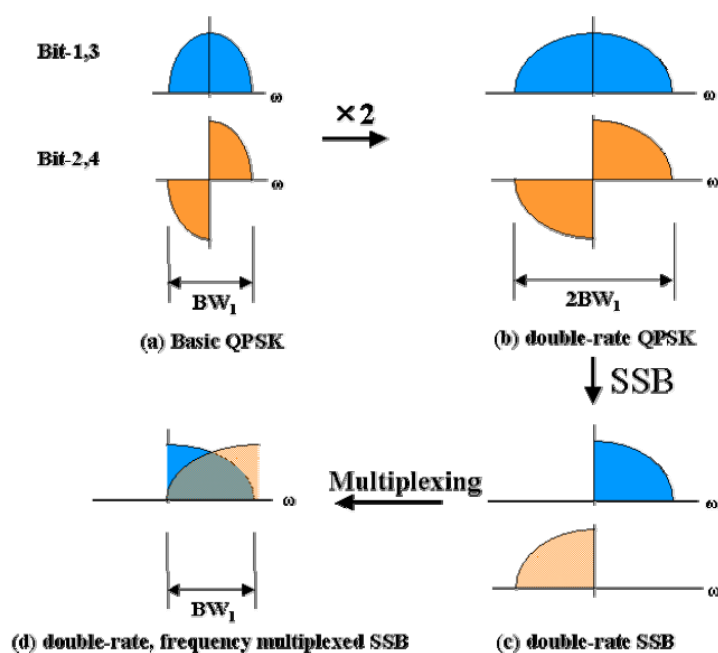


図 3-2-1 提案方式 SSB-QPSK のコンセプト

SSB 化を図るために I 軸信号と Q 軸信号のそれぞれのヒルベルト変換成分を生成し直交変調する. Mujtaba 氏の研究によれば, 既発表論文[2]に示したように, "While the theoretical spectral efficiency of the new scheme, SSB-QPSK, is identical to that of QPSK or SSB (i.e. 2 bps/Hz), it is shown that for a Rayleigh-fading mobile radio channel, SSB-QPSK is more robust to equalization imperfections than either QPSK or SSB. Additionally, it is shown that the envelope variation of SSB-QPSK is about 6dB less than that for QPSK." すなわち, SSB-QPSK は理論的には QPSK や SSB と等しい周波数利用効率をもちながら(例: 2bps/Hz), レイリーフェージング路では QPSK や SSB よりも等化不完全性に対して耐性がある. さらに SSB-QPSK の包絡線変化は QPSK よりも 6dB 少ないことが示されている. 本研究では, 周波数利用効率の向上が目的であり工夫が必要である. すなわち帯域幅を両側波帯の 1/2 にするべく, USB と LSB を重ね合わせる必要がある.

3-2-2 本方式の理論

改めて本方式のスペクトル構成を図 3-2-2 に示す. 図中(a)は QPSK (例としてロールオフファクタを $\alpha=1$ としている) の両側帯波を示している. これは下側帯波 LSB と上側帯波 USB から成る. QPSK の 2 軸の変調をそれぞれ異なる SSB 波にする. すなわち一方 (bit-1) を USB とし (図(b)), 他方 (bit-2) を LSB とする (図(c)). この両者を周波数軸上で重畳させるために, ここでは LSB 側をナイキスト周波数だけ周波数移動した状態を図(d)に示した.

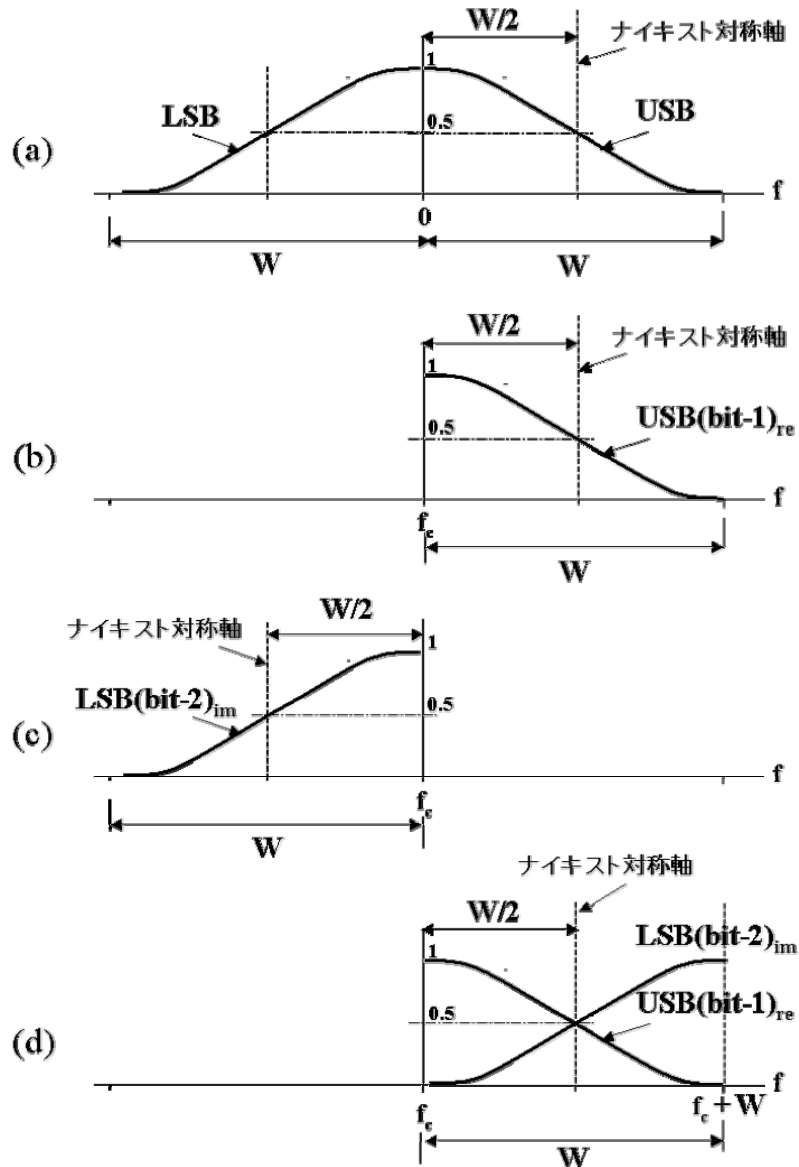


図 3-2-2 本方式(直交 SSB 型 QPSK 方式)の基本概念説明図

- (a) ナイキスト特性を保有する標準的 BPSK 信号のベースバンドスペクトル
- (b) 搬送波周波数 f_c を持ち位相実軸上に置いた bit-1 の USB スペクトル
- (c) 搬送波周波数 f_c を持ち位相虚軸上に置いた bit-2 の LSB スペクトル
- (d) (c)図の LSB を周波数移動して(b)図の USB に重畳させたもの(本方式)

変調部の構成を図3-2-3に示す. QPSK ($\alpha=1$)の2倍の伝送速度を実現するため, 2倍の速度を持つI軸信号 I_k とQ軸信号 Q_k をそれぞれLSBとUSBにする. LSBには搬送波周波数として $\omega_1 - \omega_0/2$ を与え, USBには $\omega_1 + \omega_0/2$ を与える. ここで ω_0 はシンボル周期 T から $\omega_0 = \frac{\pi}{T}$ として定まるシンボル周波数, ω_1 は搬送波中心周波数である.

直交SSB-QPSK変調の2入力を I_k と Q_k ($I_k = u(t)$, $Q_k = v(t)$),とするとき, それらを解析関数(analytic function) $f_+(t), f_-(t), g_+(t), g_-(t)$ で表現すると,

$$\begin{aligned} f_+(t) &= u(t) + j\hat{u}(t), \\ f_-(t) &= u(t) - j\hat{u}(t), \\ g_+(t) &= v(t) + j\hat{v}(t), \\ g_-(t) &= v(t) - j\hat{v}(t), \end{aligned} \tag{3-2-1}$$

ここで $\hat{u}(t)$ と $\hat{v}(t)$ は $u(t)$ と $v(t)$ のヒルベルト変換(Hilbert transform) である.

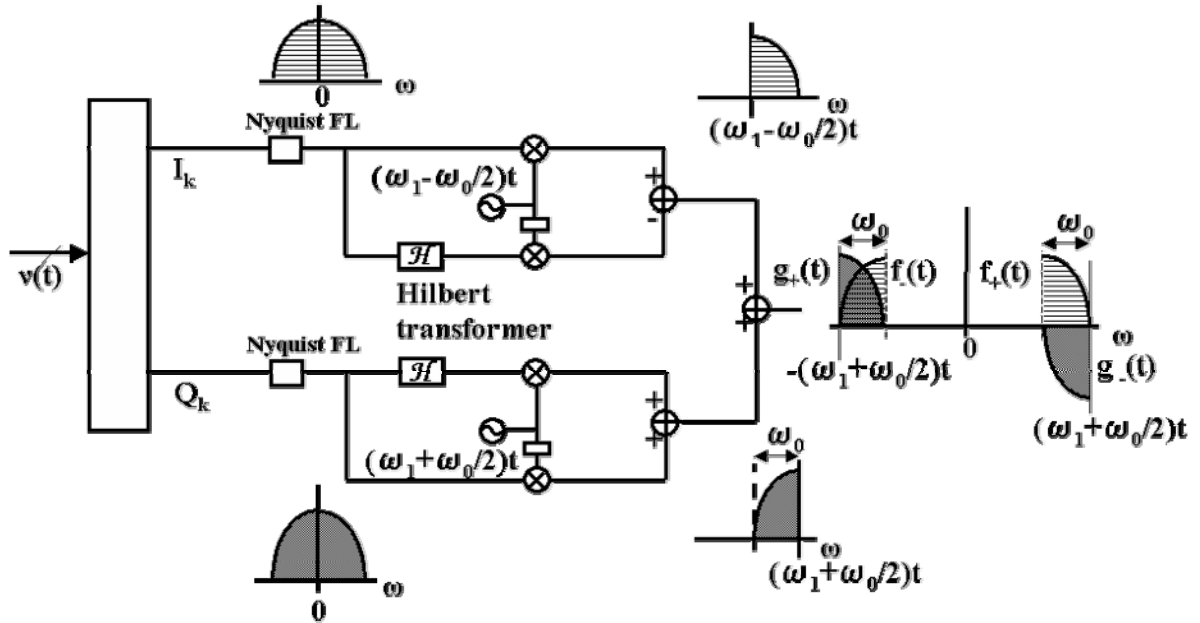


図 3-2-3 本研究の SSB-QPSK 変調器

図 3-2-3 の SSB-QPSK の各々搬送周波数 $\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}$ と $\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}$ で直交化した SSB 変調信号は図 3-2-2 に従えば下式となる. この式は, 正の搬送周波数 $\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}$ に I 軸側の USB 要素 $f_+(t)$ を載せ, 負の搬送周波数 $-(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})$ に I 軸側の LSB 要素 $f_-(t)$ を載せたものと, 正の搬送周波数 $\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}$ に Q 軸側の LSB 要素 $g_-(t)$ を載せ, 負の搬送周波数 $-(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})$ に Q 軸側の USB 要素 $g_+(t)$ を載せたものであることを示している.

$$\begin{aligned}
S_{SSB-QPSK}(t) &= \frac{1}{2} \{f_+(t)e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + f_-(t)e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} \\
&\quad - j\frac{1}{2} \{g_-(t)e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - g_+(t)e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t}\}. \tag{3-2-2}
\end{aligned}$$

これを実数形式で記述するために展開すると,

$$\begin{aligned}
S_{SSB-QPSK}(t) &= \frac{1}{2} \{I_k(t) + jH[I_k(t)]\} \{\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + j\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&\quad + \frac{1}{2} \{I_k(t) - jH[I_k(t)]\} \{\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - j\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&\quad - j\frac{1}{2} \{Q_k(t) - jH[Q_k(t)]\} \{\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + j\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&\quad + j\frac{1}{2} \{Q_k(t) + jH[Q_k(t)]\} \{\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - j\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&= \{I_k(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[I_k(t)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&\quad + \{H[Q_k(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + Q_k(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \tag{3-2-3}
\end{aligned}$$

または

$$\begin{aligned}
&= \{u(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - \hat{u}(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \\
&\quad + \{\hat{v}(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + v(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \tag{3-2-3'}
\end{aligned}$$

となる.

式(3-2-3)は図 3-2-3 に示す本研究の SSB-QPSK 変調器の各ブロックとの一致を明解に示している. すなわち, 図 3-2-2 のスペクトル配置に基づいて記述した式(3-2-2)から回路図(図 3-2-3)の構成を意味する式(3-2-3)が演繹できることを示している. この 2 式が本方式の変調系の理論を表すものである.

3-3 直交 SSB 型 QPSK 方式の復調理論

SSB 信号は同期的に復調できる. たとえば USB 信号と $\cos \omega_c t$ との乗算はそのスペクトルを $\pm \omega_c$ 移動したものになる. この信号を低域フィルタに通すと必要なベースバンド信号が得られる. これは LSB 信号についても同様である. SSB 信号の時間領域表現を求めるために, 信号 $f(t)$ の解析信号(前包絡線ともいう. pre-envelope)の概念を使う.

図 3-3-1 は本方式の復調器ブロック図である. SSB 方式においては送られてきた信号が側帯波であっても周波数検波段においては両側波が理論的に再生される. すなわち, USB 信号を検波する下側搬送波周波数による検波では, 次式のように数式処理される.

$$\begin{aligned}
& S_{SSB-QPSK}(t) \times \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
&= \frac{1}{4} \{f_+(t)e^{j(2\omega_1 - \omega_0)t} + f_-(t)e^{-j(2\omega_1 - \omega_0)t} + f_+(t) + f_-(t)\} \\
&\quad - j\frac{1}{4} \{g_-(t)e^{j2\omega_1 t} + g_+(t)e^{-j2\omega_1 t} + g_-(t)e^{j\omega_0 t} - g_+(t)e^{-j\omega_0 t}\} \tag{3-3-1}
\end{aligned}$$

この出力には不要な高域周波数成分が含まれているので低域通過フィルタ LPF (Low Pass Filter) で除去する. この結果は式(3-3-2)に示す.

$$\begin{aligned}
& [S_{SSB-QPSK}(t) \times 2 \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t]_{LPF} \\
&= \frac{1}{4} \{f_+(t) + f_-(t)\} - j\frac{1}{4} \{g_-(t)e^{j\omega_0 t} - g_+(t)e^{-j\omega_0 t}\} \\
&= \frac{1}{2} \{u(t) + v(t) \sin \omega_0 t + \hat{v}(t) \cos \omega_0 t\} \tag{3-3-2}
\end{aligned}$$

この結果は, USB 成分の $u(t)$ と, LSB 成分の $v(t)$ が混在することになるが, 不要となる $v(t)$ はシンボル周波数の正弦波を伴っている成分と Hilbert 変換された信号となっており式(3-3-3)で示される.

$$u(t) = (-1)^n \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}, \quad v(t) = (-1)^m \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}, \tag{3-3-3}$$

ここで n, m はシンボルの示す極性に対応する整数である.

$$\begin{aligned}
& [S_{SSB-QPSK}(t) \times \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t]_{LPF} \\
&= \frac{1}{2} \{u(t) + (-1)^m \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \times \sin \omega_0 t + (-1)^m \frac{1 - \cos \omega_0 t}{\omega_0 t} \times \cos \omega_0 t\} \tag{3-3-4}
\end{aligned}$$

信号 $u(t)$ を抽出するためのシンボル検出タイミング $t=0, \pi, n\pi$ ではつねにゼロとなる.

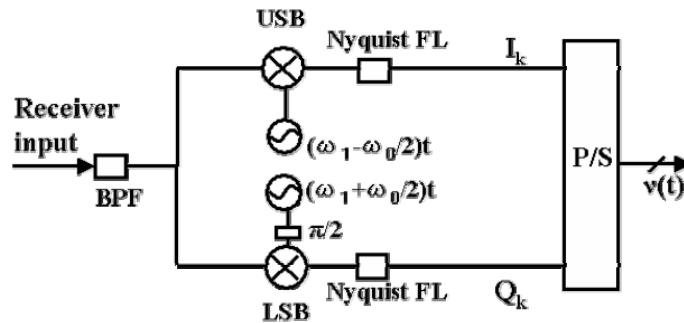


図 3-3-1 SSB-QPSK 復調器 (demodulator)

$$\begin{aligned}
& [S_{SSB-QPSK}(t) \times \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t]_{LPF}^{t=0} = \frac{1}{2} u(t) \\
&= \frac{1}{2} u(t) \tag{3-3-5}
\end{aligned}$$

こうして I 軸信号すなわち USB 波に変調されて送られた $u(t)$ が復調再生される.

このことを図 3-3-1 を用いて図解すると, 本方式は, 表 3-1-1 に示した(d)が基本である. しかし(d)

の組合せでは符号間干渉が発生する. このため, 干渉側の信号にシンボル周波数の cosine 波と sine 波を乗算することにより, 図 3-3-2 に例えるように強制的に null 点を形成させたものである.

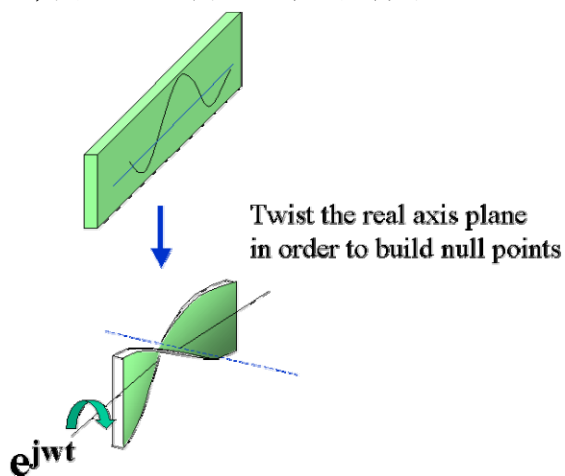


図 3-3-2 シンボル周期 T の中点に null 点を形成させる概念図

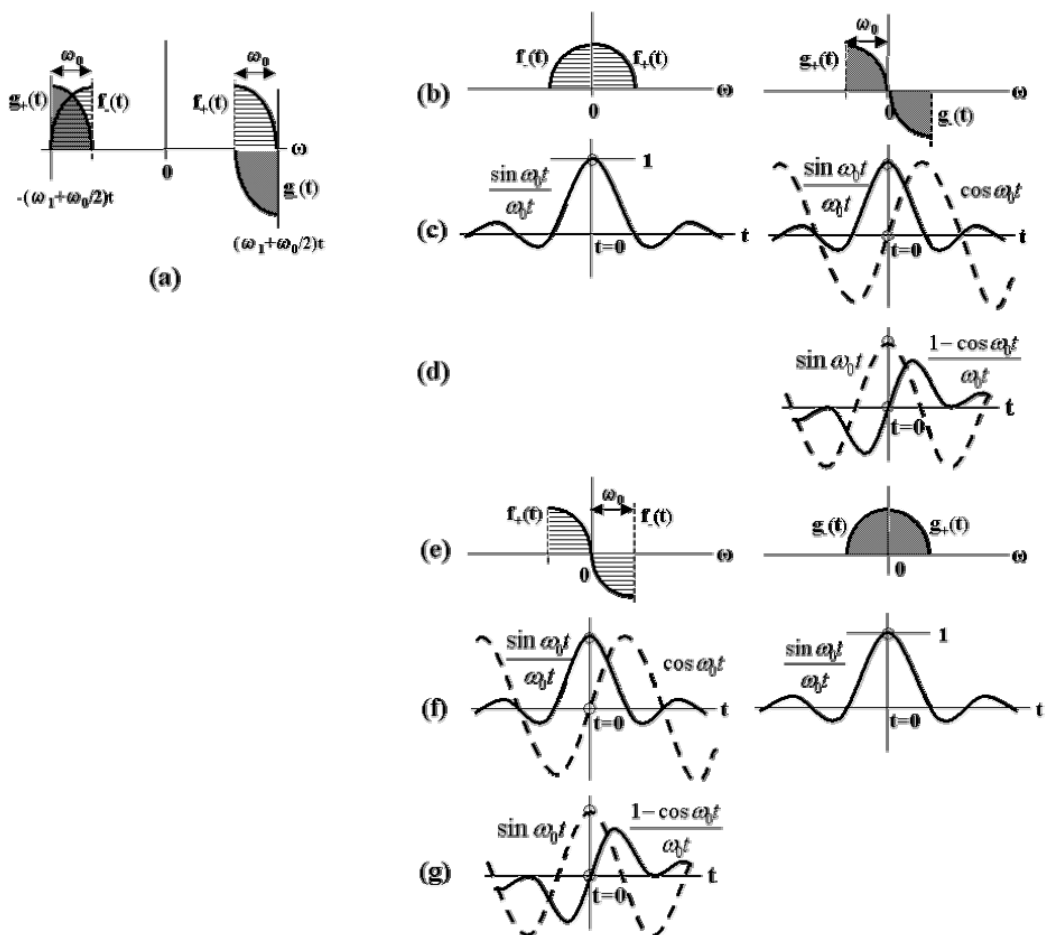


図 3-3-3 SSB-QPSK 信号に対する図 3-3-1 の受信機による復調

LSBとして変調された信号 $v(t)$ についても, 上側搬送波周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ の正弦波信号で検波

することにより, $u(t)$ の抽出過程と同様の結果を得られる. 不要な周波数成分を LPF で除去することにより式(3-3-6)に示す信号を得る.

$$\begin{aligned}
 & [S_{LSB-de\ modulator}(t)]_{LPF} \\
 &= \frac{1}{4j} \{-f_+(t)e^{-j\omega_0 t} + f_-(t)e^{j\omega_0 t}\} + \frac{1}{4} \{g_-(t) + g_+(t)\} \\
 &= \frac{1}{2} \{v(t) + u(t)\sin \omega_0 t + \hat{u}(t)\cos \omega_0 t\} \\
 &= \frac{1}{2} v(t) \quad (\text{when } t=0)
 \end{aligned} \tag{3-3-6}$$

こうして LSB として送られた $v(t)$ も復調される.

以上から受信システムにより多重化された信号はすべて分離抽出できることが証明された.

3-4 直交 SSB-QPSK 方式の誤り率

本変調方式の誤り率の理論式を, つぎの既存の 3 つの観点から求める.

- ① PSK 変調を DSB-SC とし, Single Carrier Modulation を SSB-SC とした場合の誤り率の等価性
- ② QPSK の持つ位相空間における直交多重性
- ③ OFDM の持つ周波数軸上での直交多重性

すなわち, 一般に SSB 変調の誤り率は, その元となる DSB(double side band)変調と等しい. これは DSB 変調そのものが, SSB 信号を両側波帯に対称に配置したとみなせるからである. DSB 変調は両側波帯を有するから bit エネルギーは 2 倍となる. したがって, 同じ E_b/N_0 を得るための包絡線振幅は SSB 変調の場合の $1/\sqrt{2}$ でよい. これまでの SSB 変調では位相軸上で直交を扱うものが見出せないが, DSB 変調では位相軸上で直交させたものが QPSK である. この点に着眼すれば, 位相軸上で直交させた DSB 変調を SSB 化させたものが本方式とみなせる.

ただし, 正確には USB と LSB の搬送波周波数はシンボル周波数だけオフセットさせて多重化する. この周波数配置で 2 つの SSB を DSB にするならばすなわち OFDM の隣接し合う 2 本のサブキャリアによる通信と全く等しいことが分かる. つまり本方式の誤り率特性の導出には OFDM 方式の持つ周波数直交性の理論が必要である.

3-4-1 AWGN 環境下での誤り率理論値

- ① SK 変調を DSB-SC とし, Single Carrier Modulation を SSB-SC とした場合の誤り率の等価性
- まず, 位相軸上の直交を施さない場合の SSB 変調の誤り率を, 等しい特性である DSB 変調 (BPSK) に見る. 雑音の電力スペクトル密度 (PSD: power spectral density) $S_n(\omega)$ を規定する. 理想狭帯域フィルタにガウス雑音を通した場合の出力電力は, すなわち 2 乗平均値となる. フィルタの帯域幅を Δf とするとガウス雑音の PSD はフィルタ出力電力を $2\Delta f$ で割ったものとなる [17]. 雑音を PSD から等価パルスに換算した場合の振幅を C_n とすると,

$$\frac{\pi C_n^2}{2} = (2\pi\Delta f) S_n(\omega) \quad \text{すなわち } C_n^2 = 4S_n(\omega)\Delta f \quad \text{で表される.} \tag{3-3-7}$$

雑音の PSD が周波数に関して一定である白色雑音 (white noise) に規定した場合に帯域幅 B の

理想フィルタに通した場合のベースバンド出力雑音電力を N_0 とすると

$$N_0 = 2 \int_0^B S_n(\omega) df = 2 \left(\frac{N}{2} \right) B = NB \quad (3-3-8)$$

すなわち正負の周波数軸上で $S_n(\omega) = N/2$ で規定される白色雑音は、ベースバンドにおいては単位帯域当りの電力は N となる。

DSB-SC における復調器は全干渉電力 $N_{0(DSB-SC)}$ はベースバンド帯域幅を B とした場合に搬送周波数領域では占有帯域 $2B$ となるために受信されるチャネル雑音電力は $2NB$ となる。

すなわち、 $N_{0(DSB-SC)} = 2NB$ となる。

信号を $m(t) \cos \omega_c t$ で搬送するとすれば、受信信号電力 S_{DSC-SC} は、

$$S_{DSC-SC} = \frac{1}{2} m^2(t) \quad (3-3-9)$$

となる。したがって、

$$\frac{S_0}{N_0} \Big|_{DSB-SC} = \frac{S_{DSC-SC}}{N_{0(DSB-SC)}} = \frac{m^2(t)}{2NB} \quad (3-3-10)$$

となる。

他方、SSB-SC においては側波帯の一方が除去される。この結果、電力は $1/2$ になる。したがって、

受信信号電力 S_{SSC-SC} は、

$$S_{SSC-SC} = \frac{1}{4} m^2(t) \quad (3-3-11)$$

となる。

SSB-SC における雑音電力 $N_{0(SSB-SC)}$ はベースバンド帯域幅を B とした場合に搬送周波数領域でも占有帯域 B となるために受信されるチャネル雑音電力は NB となる。

すなわち、 $N_{0(SSB-SC)} = NB$ となる。 (3-3-12)

したがって、SSB-SC における信号対雑音特性は、

$$\frac{S_0}{N_0} \Big|_{SSB-SC} = \frac{S_{SSC-SC}}{N_{0(SSB-SC)}} = \frac{m^2(t)}{2NB} \quad (3-3-13)$$

となり、

DSB-SC と SSB-SC の信号対雑音特性は同一となる。

BPSK の誤り率は次式で示される。

$$P_{BER}^{BPSK/c} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{CNR}}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{E_b/N_o}}) \quad (3-3-14)$$

$$\text{ただし, } \operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-u^2) du \quad (3-3-15)$$

γ_{CNR} は整合フィルタ出力における CNR
ここで $\gamma_{CNR} \gg 1$ とした場合は下式で近似できる.

$$P_{BER}^{BPSK/c} = \frac{1}{2\sqrt{\pi\gamma_{CNR}}} \exp(-\gamma_{CNR}) \quad (3-3-16)$$

② PSK の持つ位相空間における直交多重性

SSB 変調と DSB 変調の誤り率が、位相軸上での直交を施しても同一というのであれば本方式の誤り率は QPSK の誤り率である次式[17]と同一になる.

$$P_{BER}^{QPSK/c} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{E_b/N_o}}) \quad (3-3-17)$$

$$\text{ただし, } \gamma_{CNR} = \frac{A^2}{2N} = (\gamma_{SNR}) \quad (3-3-18)$$

さて、BPSK, QPSK において、包絡線振幅を δ とすると、搬送波帯における信号電力 P_c は $P_c = \delta^2 / 2$ を有する信号 $s(t)$ として次式で表される.

$$s(t) = \delta \cos(2\pi f_c t + \phi) = \delta \cos \phi \cdot \cos 2\pi f_c t - \delta \sin \phi \cdot \sin 2\pi f_c t \quad (3-3-19)$$

$$\text{ここで, } \phi = \begin{cases} 0, \pi & : \text{BPSK} \\ \pm \frac{\pi}{4}, \pm \frac{3\pi}{4} & : \text{QPSK} \end{cases} \quad \text{である.} \quad (3-3-20)$$

$s(t)$ を同調検波すると同相チャンネルには $\delta \cos \phi$ 、直交チャンネルには $\delta \sin \phi$ が得られる.

したがって搬送波電力を等しくすると、ベースバンド帯における信号電力は BPSK と QPSK の間で 3dB の違いを生じる.

$$P_s = \delta^2 \cos^2 \phi = \begin{cases} \delta^2 & : \text{BPSK} \\ \frac{\delta^2}{2} & : \text{QPSK} \end{cases} \quad (\text{QPSK は同相チャンネルのみを考慮}) \quad (3-3-21)$$

一方、搬送波帯における雑音は

$n(t) = x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t$ と表され、信号と同様に同期検波により同相成分 $x(t)$ と直交成分 $y(t)$ に変換される.

ベースバンド帯の雑音電力を

$E[x^2(t)] = E[y^2(t)] = \delta^2$ とすれば、搬送波帯における雑音電力は次式で与えられる.

$$P_n = E[n^2(t)] = \frac{1}{2} E[x^2(t)] + \frac{1}{2} E[y^2(t)] = \delta^2 \quad (3-3-22)$$

以上から、CNR と SNR の関係は QPSK では等しく、BPSK では 3dB の差が生じる.

$$CNR_{(BPSK)} = \frac{1}{2} SNR_{(BPSK)} = \delta^2 / 2\sigma^2 \quad (3-3-23)$$

$$CNR_{(QPSK)} = SNR_{(QPSK)} = \delta^2 / 2\sigma^2 \quad (3-3-24)$$

これらをビット誤り率に換算する. CNR と E_b/N_0 の関係を示す.

$$CNR_{(BPSK)} = \frac{C}{N} = \frac{CT / B_n T}{N / B_n} = \frac{kE_b}{N_0} \frac{1}{B_n T} \quad (3-3-25)$$

ただし, T はシンボル周期, k は 1 シンボル当りの情報量(ビット), B_n は受信フィルタの等価雑音帯域幅である. これにより,

$$\frac{E_b}{N_0} = CNR - 10 \log k + 10 \log B_n T \quad (dB) \quad (3-3-26)$$

となる. 受信フィルタを整合フィルタとすれば $B_n T = 1$ が成立する.

$$\frac{E_b}{N_0} = CNR - 10 \log k \quad (dB) \quad (3-3-27)$$

BPSK では $k=1$, QPSK では $k=2$ となり 3dB の差が発生するが, BPSK の CNR と QPSK の CNR では 3dB の差があるので, E_b/N_0 としては同一となる. [17]

なお, 16QAM の誤り率は次式で示される.

$$P_{BER}^{16QAM/c} \approx \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{2}{5} E_b / N_0} \quad (3-3-28)$$

③ OFDM の持つ周波数軸上での直交多重性

前述のように本方式は位相軸上での直交ではなく周波数軸上での直交である.

直交多重型SSBは OFDM の重なり合うサブキャリア 2 本分に相当するとも考えられる. この考えにそって周波数直交多重すなわち OFDM 方式の誤り率で検証する.

OFDM による QPSK では同期検波においては誤り率が下式で示される[13].

$$P_{BER}^{OFDM/QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (3-3-29)$$

前述のMujtabaの報告によれば, "While the theoretical spectral efficiency of the new scheme, SSB-QPSK, is identical to that of QPSK or SSB (i.e. 2 bps/Hz), it is shown that for a Rayleigh-fading mobile radio channel, SSB-QPSK is more robust to equalization imperfections than either QPSK or SSB. Additionally, it is shown that the envelope variation of SSB-QPSK is about 6dB less than that for QPSK." すなわち, SSB-QPSKは理論的にはQPSKやSSBと等しい周波数利用効率をもちながら(例: 2bps/Hz), レイリーフェージング路ではQPSKやSSBよりも等化不完全性に対して耐性がある. さらにSSB-QPSKの包絡線変化はQPSKよりも6dB少ないことが示されている, とある.

直交SSB-QPSK方式の誤り率は, 2基のBPSKもしくはQPSKと同等と判断できる[17]. したがって

ビット誤り率は次式で示される。

$$P_{BER}^{QPSK/c} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{CNR}}{2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\gamma_{E_b/N_o}}\right), \quad (3-3-30)$$

ここで、 $P_{BER}^{QPSK/c}$ は QPSK を同期検波した場合のビット誤り率を示し、 $\operatorname{erfc}()$ は誤り補関数を、 γ_{CNR} は搬送波対雑音の電力比を、 γ_{E_b/N_o} はビット当たりのエネルギー対 1Hz 幅当りの雑音を示すものである。

3-5 計算機シミュレーションによる方式検証

システム構成を図3-2-3に示した送信系と図3-3-1に示した受信系としてMatlabを用いた計算機シミュレーションを行った。

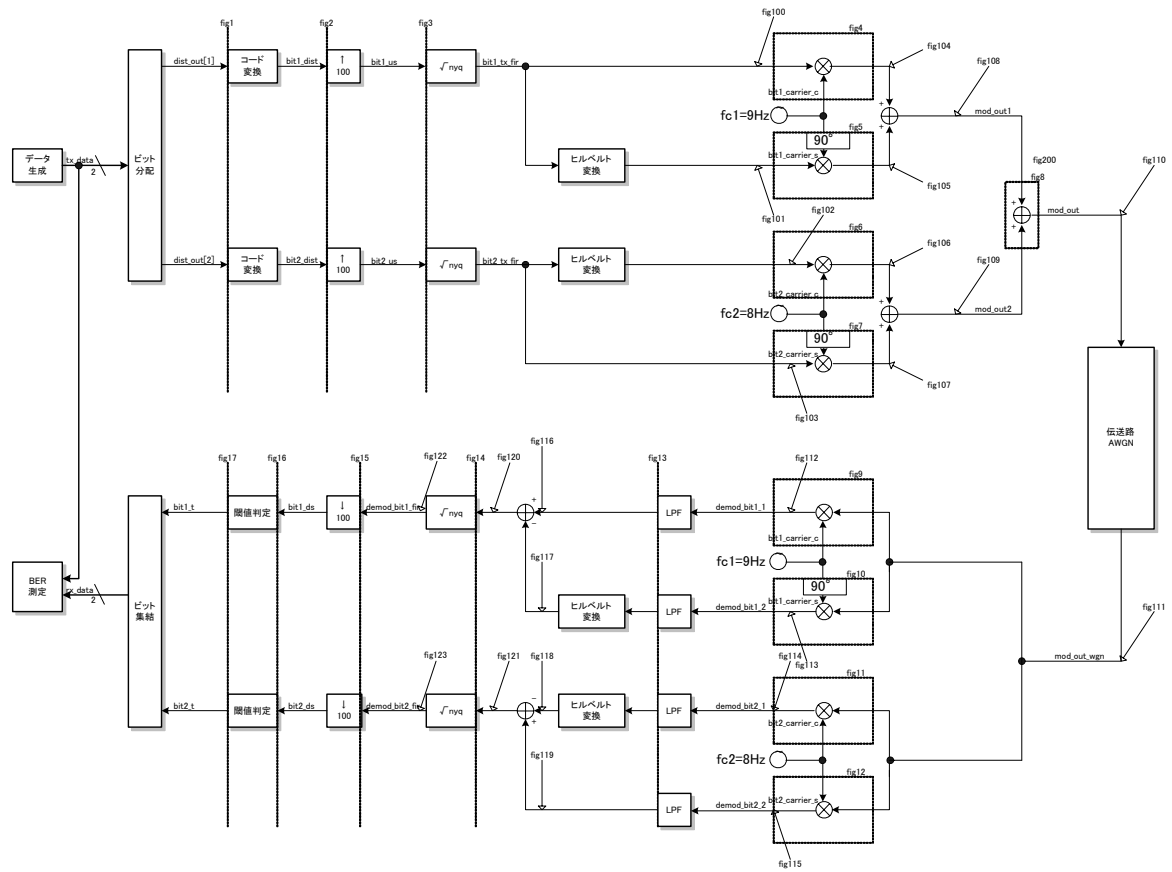


図3-5-1 計算機シミュレーションのための全系および信号観測点

シミュレーション条件は以下のように設定する。基本となるシンボル周期を1(Hz)とし、サンプリング周波数を100倍に設定する。搬送波周波数におけるオーバサンプリング次数を4とした場合にサンプリングにエイリアスを発生しないようにするための搬送波周波数は50の1/4以下となる。LSBとUSBとの搬送波周波数間隔を1とし、各搬送波周波数が整数値となることが望ましいことから、搬送波周波数は図3-5-1に示すように8Hz(USB側)と9Hz(LSB側)とする。これらの数値に基づき、他のパラメータを表3-3のように設定する。

表3-3 計算機シミュレーション 設定条件

項目および単位	変数名	設定値
シンボル周期 (sec)	T	1
ロールオフ率	alpha	0.5
ナイキストフィルタ長(遅延量)	delay	9T
フィルタ用サンプリングレート (Hz)	f_rate	100 (Hz)

信号処理用サンプリングレート(Hz)	rate=f_rate	(=100Hz)
LSB側変調系サンプリングレート	mod_fs1=rate	(=100Hz)
LSB側キャリア周波数(Hz)	mod_fc1	9
USB側変調系サンプリングレート	mod_fs2=rate	(=100Hz)
USB側キャリア周波数 (Hz)	mod_fc2	8
信号/白色ガウス雑音(dB)	sn	0~1000
ビット判定閾値	thresh	0
スペクトラム移動平均数	ave_num	16

図3-5-3は、この条件で設定したシミュレーションによるSSB-QPSK波の時間軸信号波とスペクトルを示したものである。シンボル周期を1(sec)とした場合にオーバーサンプリング次数100の場合のスペクトル配置を示している(図中(b))。フィルタ等の4倍オーバーサンプリングが折り返しに重ならず、エイリアスを防いでいる状況を見ることができる。

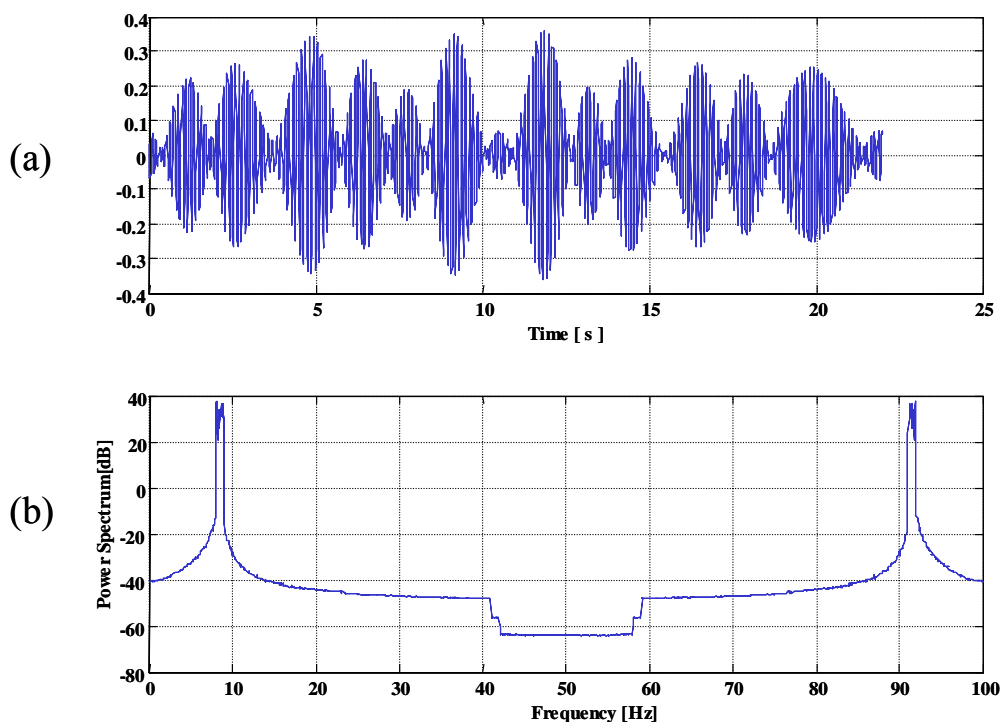


図3-5-3 オーバサンプリング次数を100とした場合の搬送波の時間軸波形とスペクトル

(a) 40シンボルから生成されるSSB-QPSK変調波時間軸波形

(b) (a)の信号のスペクトル(50Hzを対称軸に折り返される)

計算機シミュレーションに用いたMATLABの設定環境を表3-4に示す。

MATLAB: Ver6.5(Release13)を使用。

表 3-4 動作環境

項目	設定値	推奨条件
PC アーキテクチャ	x86	x86
CPU	Intel Pentium M (Pentium IV)	Intel Pentium,Pentium Pro,Pentium II , III,IV, Xenon または AMD Athlon,Athlon XP
メモリ (RAM)	512MB	128MB 以上 (256MB 以上推奨)
OS	Microsoft Windows XP	Microsoft Windows98,WindowsMe, WindowsNT4.0 (Service Pack 5 Y2K 対 応以降), Windows2000,WindowsXP

以下, シミュレーションの結果を示す.

3-5-1 スペクトル特性

本研究の主眼は周波数利用効率の改善にある. したがって第一に確認すべきことは帯域幅が確実に目的を満たすか否かにある.

図3-5-3はI-Q軸の一方を構成するSSB出力で, 図3-5-4は下側波帯(LSB)である. -3dB帯域幅が0.5Hzであることが分かる. -50dB減衰までの帯域幅は1Hzに抑えられる. 図3-5-5はI,QそれぞれからのUSBとLSBを同一の帯域に重ねたもので1Hzの帯域に入っていることが確認できる.

3-5-2 コンスタレーション特性

図3-5-6に受信後のI軸とQ軸出力から成るコンスタレーション特性を示す. 何らの符号化も施していないので, 通常のQPSKと同様のコンスタレーションが示される. すなわち原点付近をも頻繁に通過するので, 電力の平均対ピークの比は大きい. この課題は, オフセットQPSK化することで, 一般のオフセットQPSKが持つ原点を通らない動線軌跡にすることが可能である.

3-5-3 アイパターン特性

本方式のアイパターン特性を図3-5-7から図3-5-9に示す. それぞれ, AWGN環境下におけるEb/No=0dB, 20dB, ∞(10,000dB)の設定で行ったシミュレーション結果である. ロールオフ率 $\alpha = 0.5$ で行った.

図3-5-9では開口率はほとんどゼロである. このときビット誤り率は0.082であった. 図3-5-8においては開口率は90%であり, Eb/No=20dBとの対応がとれている. ビット誤り率は 10^{-9} 以下である. 図3-5-9にEb/No=10000dBにふさわしく開口率は約100%である. ビット誤り率の測定には超長時間を要する. 少なくとも10時間の測定では, 誤りは0であった.

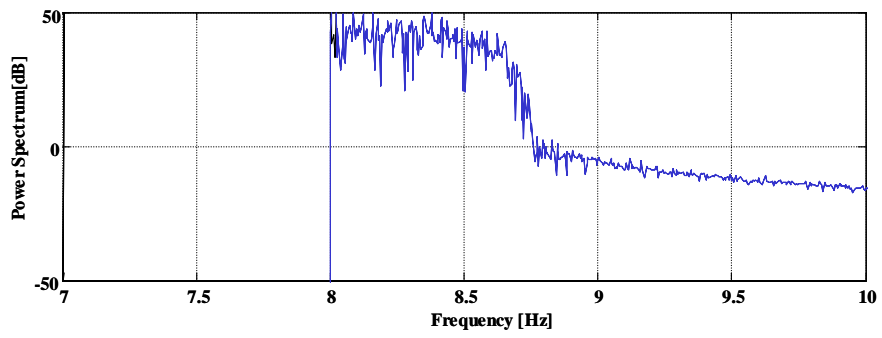


図 3-5-3 SSB-QPSK 方式の USB のスペクトル

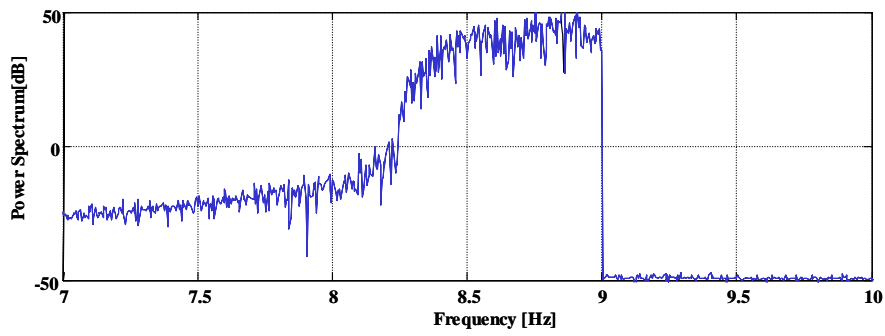


図 3-5-4 SSB-QPSK 方式の LSB のスペクトル

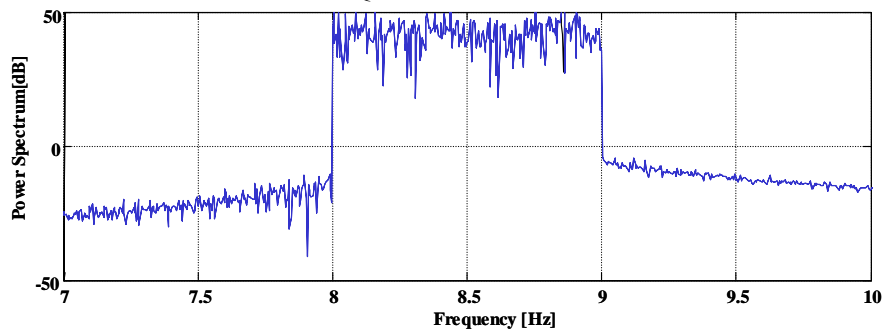
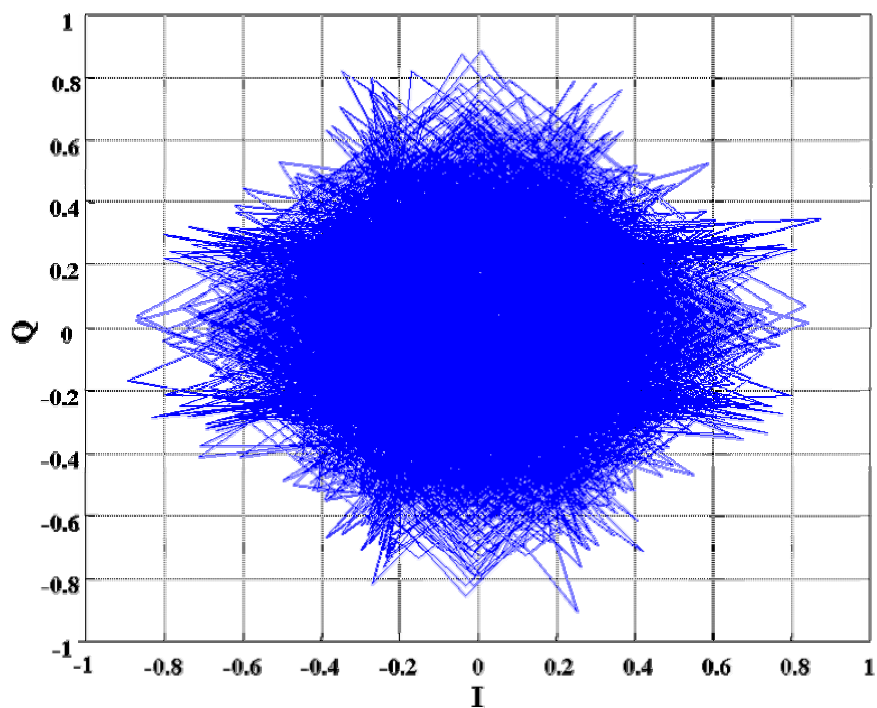
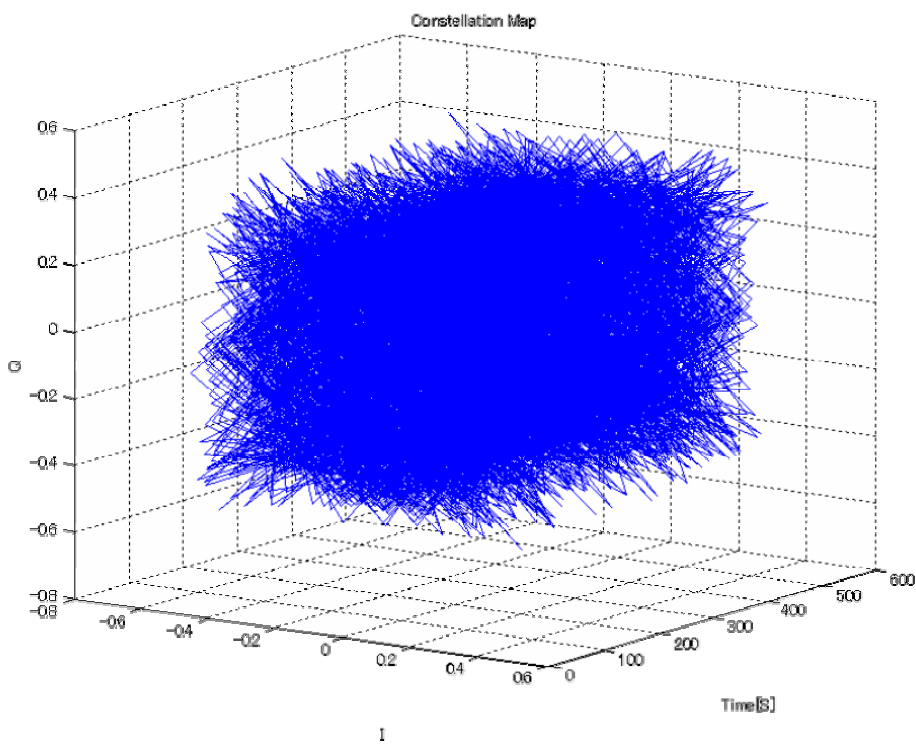


図 3-5-5 SSB-QPSK 方式の合成後のスペクトル



(a) I-Q コンスタレーション図(時間軸方向に多重化)



(b) I-Q コンスタレーション図(時間軸を用いた3次元表現)

図3-5-6 直交SSB-QPSK方式のコンスタレーション図シミュレーション結果
(条件:ロールオフ率 $\alpha=0.5$, $E_b/N_0=\infty$)

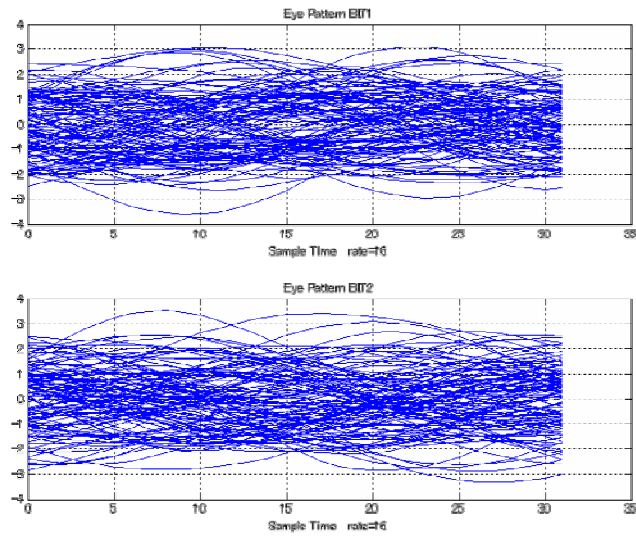


図 3-5-7 受信アイパターンのシミュレーション結果
 $E_b/N_0=0\text{dB}$ における受信アイパターン
 (上:I 軸信号(USB), 下:Q 軸信号(LSB))

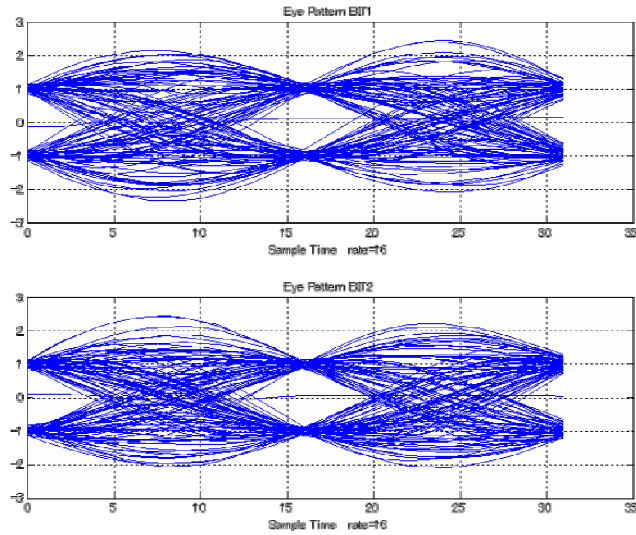


図 3-5-8 受信アイパターンのシミュレーション結果
 $E_b/N_0=20\text{dB}$ における受信アイパターン
 (上:I 軸信号, 下:Q 軸信号)

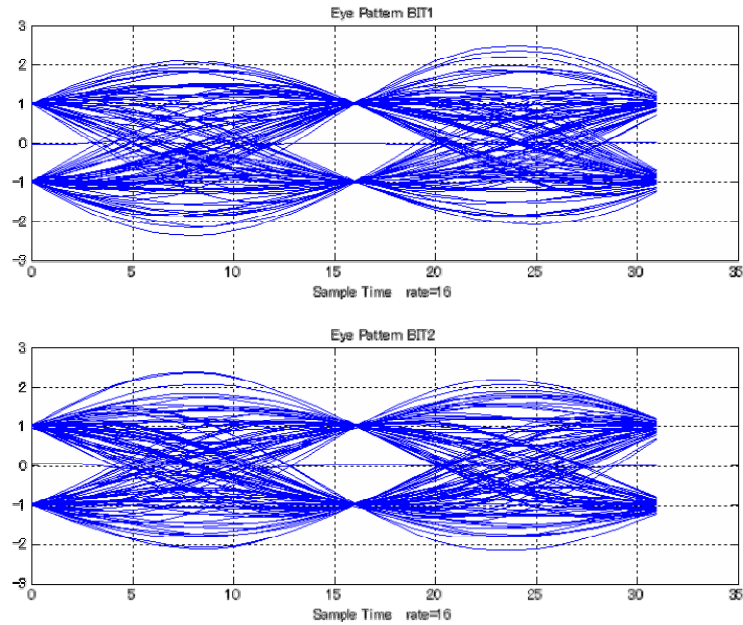


図 3-5-9 受信アイパターンのシミュレーション結果
 $E_b/N_0=10000\text{dB}$ における受信アイパターン
 (上:I 軸信号(USB), 下:Q 軸信号(LSB))

3-5-4 AWGN 環境下の BER 特性

提案方式の通信品質が 16QAM より優れていることが周波数利用効率改善の大前提となる。表 3-5 に AWGN 環境下でのビット誤り率特性(BER)検証のためのシミュレーション条件を示す。ここで搬送波周波数は、次章での実証実験で用いる実際の数値に整合させるために 6.25MHz および 12.5MHz とし、シンボルレートは 6.25Mbps とする。

表 3-5 AWGN 環境下における BER 検証のための諸元

Modulation type	SSB-QPSK
Frequency band	6.25MHz-12.5MHz
Channel bandwidth	6.25MHz
Carrier frequencies	USB: 6.25MHz LSB:12.5MHz
Symbol rate	6.25Mbps
Nyquist filter: roll-off factor	$\alpha=0.5$, FIR filter: # of steps:33
Hilbert filter: # of steps	251

図 3-5-10 は AWGN 環境下での BER 対 Eb/No のシミュレーション結果である。

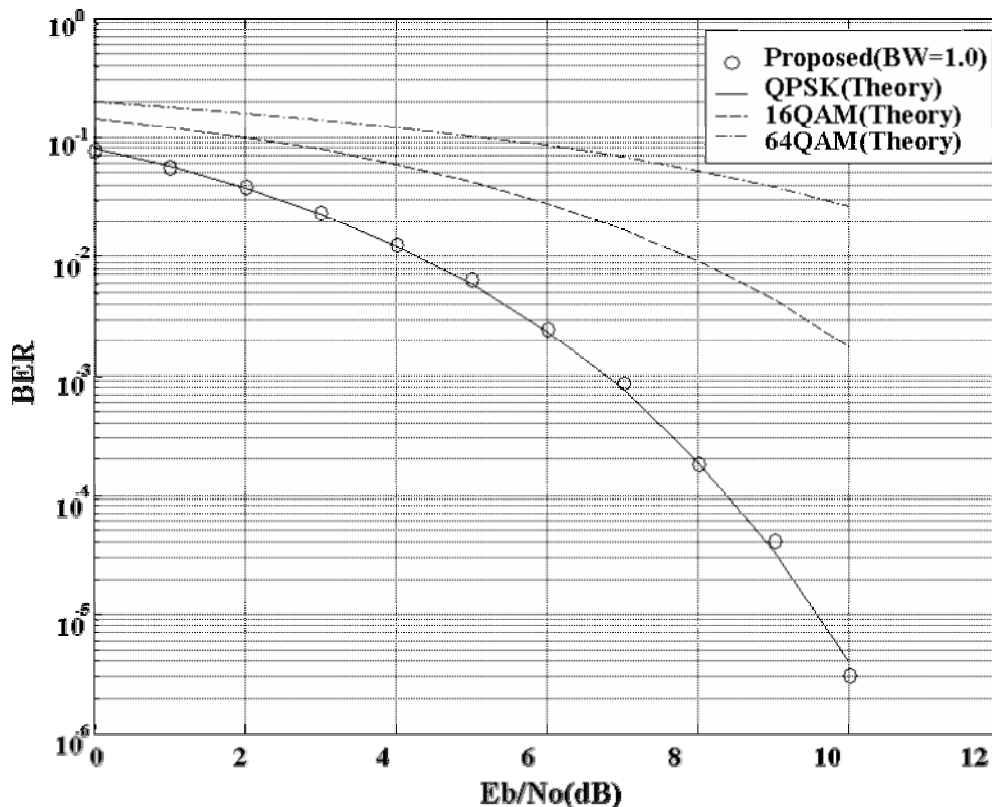


図 3-5-10 AWGN 環境下のビット誤り率特性 (対 Eb/No)

図 3-5-10 によれば、提案の Orthogonal SSB-QPSK 方式の AWGN 環境下のビット誤り率特性は 10^{-6} 点での Eb/No 値は BPSK および QPSK の持つ約 10dB の値となることを確認できる。

3-5-5 Fading 環境下の BER 特性

提案方式の移動通信としての能力を検証するためにはフェージング環境下におけるビット誤り率特性の把握が必要である。

表 3-6. フェージング環境下における BER 検証のための諸元

Modulation type	SSB-QPSK
Frequency band	6.25MHz-12.5MHz
Channel band width	6.25MHz
Carrier frequencies	USB: 6.25MHz LSB: 12.5MHz
Symbol rate	6.25Mbps
Nyquist filter: roll-off factor	$\alpha=0.5$, FIR filter: # of steps:33
Hilbert filter:	251

# of steps	
------------	--

図 3-5-11 によれば, 提案のOrthogonal SSB-QPSK方式のAWGN環境下のビット誤り率特性は 10^{-6} 点でのEb/No値はBPSKおよびQPSKの持つ 10dBの値となることを検証できた.

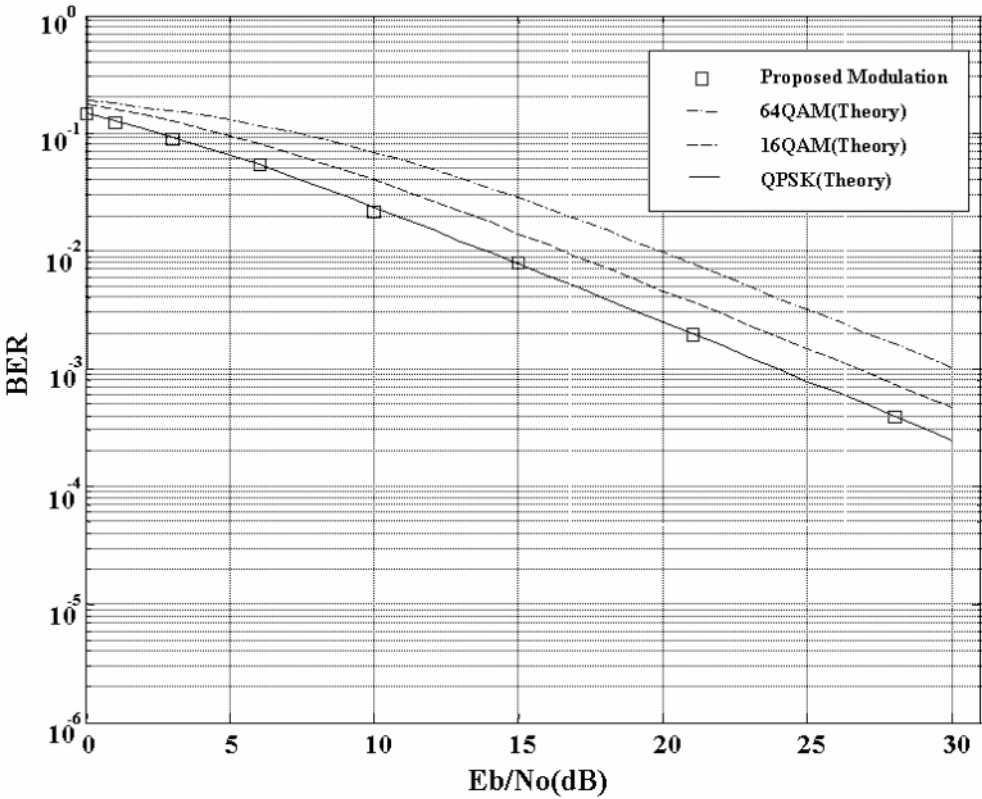


図 3-5-11 フェージング環境下のビット誤り率特性(対 Eb/No)

3-6 SSB 要素の多重化組合せ全体の検証

SSB-QPSK 方式の検証に制作した Matlab プログラム (Appendix 参照) を利用して, 表 3-7 に示した SSB 要素の多重化の組合せのすべてについて誤り率を調べる. 搬送波を中心に実軸および虚軸に SSB 要素を配置したもの, およびシンボル周波数の間隔を置いて2本の搬送波に SSB 要素を配置したものについての全ての組合せについて誤り率を計算機シミュレーションで算出した. 結果を表 3-7 に示す.

表 3-7 SSB 要素による多重化の組合せを示したスペクトル(入力信号は偶関数とする)

帯域	組合せ	Data 源	周波数(位相)軸とスペクトル配置		無雑音での誤り率 BER
			実軸	虚軸	
DSB 帯域 DSB//DSB	基本 (Sinc 信号は偶関数なので虚軸成分は発生しない)	Data-1			この2波の多重は完全干渉 BER=0.5
		Data-2			
DSB 帯域 USB+LSB	(a) 実 USB 実 LSB	Data-1			符号間干渉 BER=0.5
	Data-2				
DSB 帯域 USB+LSB	(b) 実 USB 虚 LSB	Data-1			直交
	Data-2				
SSB 帯域	(c) 実 USB 虚 USB	Data-1			符号間干渉 BER=0.5
		Data-2			
	(d) 実 USB 実 LSB+Δf	Data-1			符号間干渉 BER=0.25
		Data-2			
	(e) 実 USB 虚 LSB+Δf	Data-1			直交
Data-2					
備考	Δf はシンボル周波数に等しく設定				

3-7 まとめ

第2章ではOFDM変調の2重化を実現する上で、OFDM自体を構成しているSSB周波数多重部の理論的証明が必要であることを明らかにした。本章では、この部分がSSB多重化変調と呼べるものであり、すでに発表がされていたMujtaba氏のSSB-QPSK変調方式の延長上にあることから同名を冠しつつ、過去にない変調方式として取り上げた。過去の研究発表を調べ、それらの中ではSSB要素を周波数上で多重化を図ったものではないことを示した。その上で本方式の変調系と復調系の理論を述べた。変調は位相実軸上のSSBと位相虚軸上のSSBとを、それぞれの持つ帯域が重なるように周波数移動させて多重化することを述べた。2信号の多重化ならびに復調には、ナイキスト残留対称原理が根本にあることを述べた。すなわち2つのSSBの搬送波周波数間隔はナイキスト周波数に等しく置かれることを述べた。受信側では各SSBの持つ搬送波周波数に合わせて復調することを示した。2bit信号の伝送に必要な周波数帯域幅は直交変調に比して半減するので、周波数利用効率すなわちbit/s/Hzの値は多値化しない基底状態で2となることを明らかにした。本方式がロールオフ率の値に左右されることはないことも示した。計算機シミュレーションにより本方式のスペクトル特性、受信コンスタレーション特性、受信アイパターン特性、AWGN環境下(additive white gaussian noise)の誤り率特性、フェージング環境下の誤り率特性を得て、周波数帯域幅の確認を行いナイキスト周波数の幅の中に本SSB-QPSK変調が収容されていることを確認した。周波数占有帯域幅(もしくはチャンネル配置間隔周波数幅)に対する伝送効率(狭義の周波数利用効率)は2bit/s/Hzであることが明らかとなった。またビット誤り率特性は 10^{-6} 点でのEb/No値はBPSKおよびQPSKの持つ約10dBの値となることを検証できた。以上から、所期の目的であったOFDM自体を構成しているSSB周波数多重部の周波数直交性を理論的に証明できたと考える。次章では本SSB-QPSK変調方式の実証実験を行い理論の裏づけをする。

[参考文献]

- [1] J.E.Mazo, & J.Salz, "Spectral Properties of Single-Sideband Angle Modulation," IEEE Trans. Commun., Vol.16, No.1, pp.52-62, February 1968.
- [2] Syed Aon Mujtaba, "A Novel Scheme for Transmitting QPSK as a Single-Sideband Signal," IEEE Globalcomm. pp.592-597, 1998.
- [3] Syed Aon Mujtaba, "Performance Analysis of Coded SSB-QPSK in Mobile Radio Channels," IEEE Globalcomm. pp.112-117, 1998.
- [4] 猪飼和則,"変調方式," 日本国特許庁 特許出願公開 公開公報(A) 平 2-215242 公開日 August 8, 1990.
- [5] "PRML 信号処理技術," トリケップス叢書(TR)4, pp.78, 120, September 2, 1996.
- [6] 生田大輔, 高畑文雄, "BPSK 信号の SSB 伝送に関する検討," 2001 信学総大, B-5-177, March 2001.
- [7] 生田大輔, 高畑文雄, "QPSK 信号の SSB 伝送に関する検討," 2001 信学総大, B-5-176, March 2001.

- [8] 山崎高広, 斉藤洋一, “SSB 化 PSK 変調方式の基礎検討,” 信学技報, RCS2001-12, April 2001.
- [9] 斎藤朋彰, 前原文明, 高畑文雄, “BPSK-SSB 方式における周波数非選択性フェージング補償に関する検討,” 2002 信学総大, B-5-92, March 2002.
- [10] 山崎高広, 斉藤洋一, “MLSE を用いたクラスIVパーシャルレスポンス SSB の復調法,” 2002 信学総大, B-5-93, March 2002.
- [11] Y.Saito, T.Yamasaki, and F.Takahata, “A new method of demodulating digital SSB signals,” IEICE Trans. Commun., vol.E85-B, No.10, pp.2255-2262, October 2002.
- [12] 山崎高広, 斉藤洋一, “パイロットキャリアを用いたクラスIV PR SSB 同期検波方式の検討,” 2003 信学総大, B-5-151, March 2003.
- [13] 山崎高広, 斉藤洋一, “パーシャルレスポンス符号化デジタル SSB 信号の MLSE 復調特性,” 電子情報通信学会論文誌, vol. J87-B, No.4, pp.493-502, April 2004.
- [14] Keisuke Suwa, and Kazuhiro Daikoku, “Evaluation of RZ SSB Receivers employing an improved linearizer,” IEEE transaction of Communications, pp.498-504, 1987.
- [15] 鈴木誠史, 吉谷清澄, “通信方式としての SSB の変遷,” 通信総合研究所季報, Vol.34 No.171, pp.83-99, June 1988.
- [16] Stefan L. Hahn, “Hilbert Transforms in Signal Processing,” Artech House, pp.243-284, 1996.
- [17] B.P.Lathi 著, 山中惣之助, 宇佐美興一共訳, “詳解デジタル・アナログ通信方式,” HBJ 出版局, pp.111, 228-243, March 1985.
- [18] 太田, 上杉, 佐藤, 富永, “直交型 SSB-QPSK 変調方式の一検討,” 信学ソ大 2003 年, B5-206, September 2003.
- [19] G.Ohta, M.Uesugi, T.Sato, & H.Tominaga, “A Consideration on a Modem for High Efficiency of Frequency Use,” Proc. WPMC'03, WA13-5, October 2003.
- [20] 太田, 上杉, 佐藤, 富永, “周波数利用効率のための新変復調方式の一検討,” 信学技報, RCS2003-11, pp.189-194, November 2003.
- [21] G.Ohta, M.Uesugi, T.Sato, & H.Tominaga, “A Consideration on Digital Modulation on SSB for High Spectral Efficiency ,” Proc. IEICE APSITT2003 Conference, pp.397-402, November 2003.
- [22] 太田, 上杉, 佐藤, 富永, “周波数利用効率のための OFDM 変調多重化の一検討,” 信学技報, Vol.104, No.258, RCS2004-136, pp.1-6, August 2004.
- [23] G.Ohta, M.Uesugi, T.Sato, & H.Tominaga, “ Study of Orthogonal SSB Modulation Method,” IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E87-A, No.10, pp.2676-2683, October 2004.
- [24] 太田, 【招待講演】 “周波数利用効率向上に向けた新たな変復調方式の研究,” 日本学術会議 URSI 電波研連C分科会 第19期 第4回公開研究会, November 2004.

Appendix 3-1 位相平面上におけるHilbert変換の理解

本研究における Hilbert 変換の作用を位相平面上で次のように理解する。

まず, SSB 信号の基本である phasor について図 A3-1 に示す. Phasor は周波数軸上の解析信号 (analytic signal) で, 或る周波数から正負の一方のみに存在する信号を指す. cosine 波や sine 波は単一周波数の正負の phasor から成り立つ.

$$\cos \omega_1 t = \frac{1}{2} e^{j\omega_1 t} + \frac{1}{2} e^{-j\omega_1 t} \quad \sin \omega_1 t = -\frac{1}{2} e^{j\omega_1 t} \times e^{j\frac{\pi}{2}} + \frac{1}{2} e^{-j\omega_1 t} \times e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (\text{A3-1})$$

ここで, $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$ である.

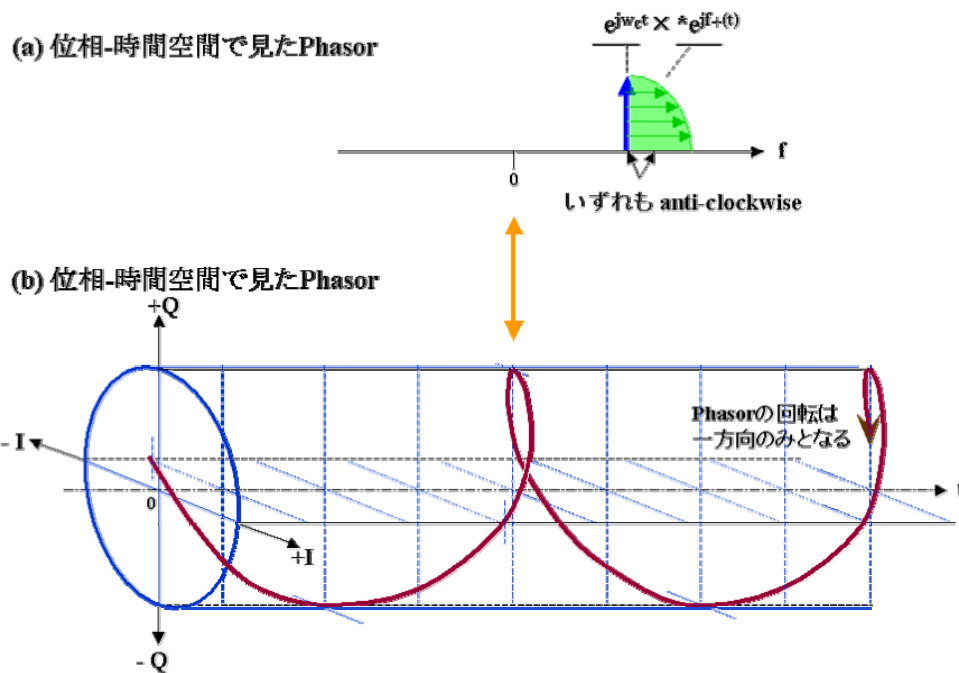


図 A3-1 解析信号の基本要素である Phasor の振る舞い

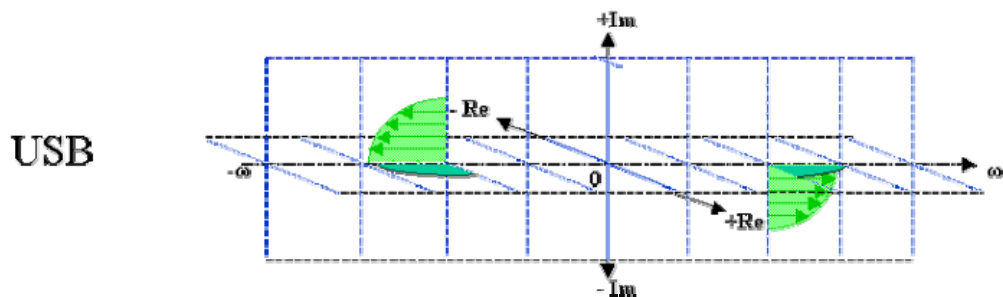


図 A3-2 USB 波の複素スペクトル図

図 A3-1 に示した USB 波を搬送波周波数 ω_c として記述すると,

$$USB(\omega_c) = f_+(t)e^{j\omega_c t} + f_-(t)e^{-j\omega_c t} = u(t) \cos \omega_c t - j\hat{u}(t) \sin \omega_c t \quad \text{となる。} \quad (\text{A3-2})$$

ここで、 $u(t)$ は変調される信号源、 $\hat{u}(t)$ はその Hilbert 変換、 $f_+(t)$ 、 $f_-(t)$ は $u(t)$ と $\hat{u}(t)$ から $f_+(t) = u(t) + j\hat{u}(t)$ 、 $f_-(t) = u(t) - j\hat{u}(t)$ として生成される解析信号である。正の周波数領域に置いた場合は $f_+(t)$ 、 $f_-(t)$ はそれぞれ USB、LSB を示す。負の周波数領域に置いた場合は、逆の対応となる。

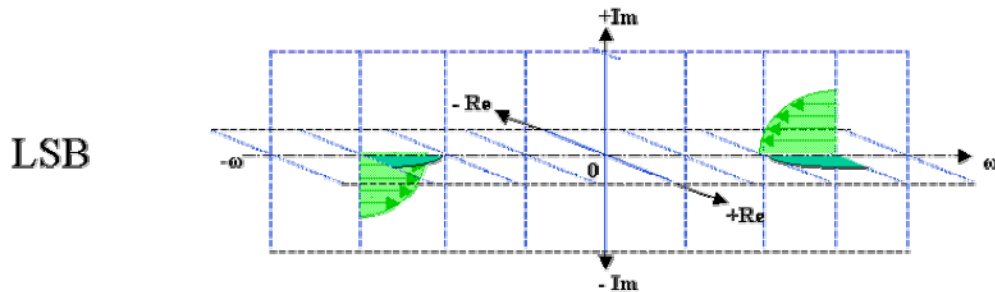
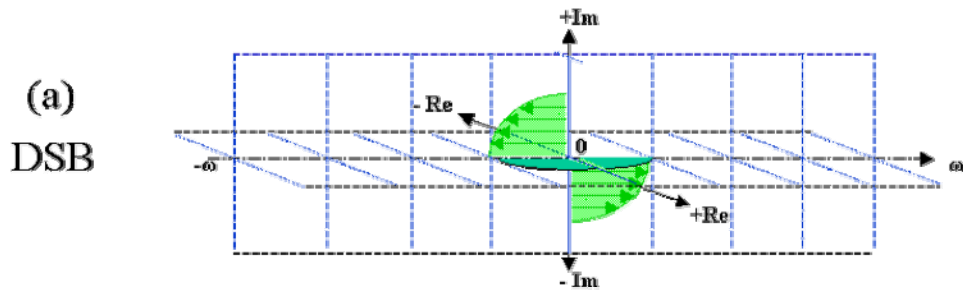
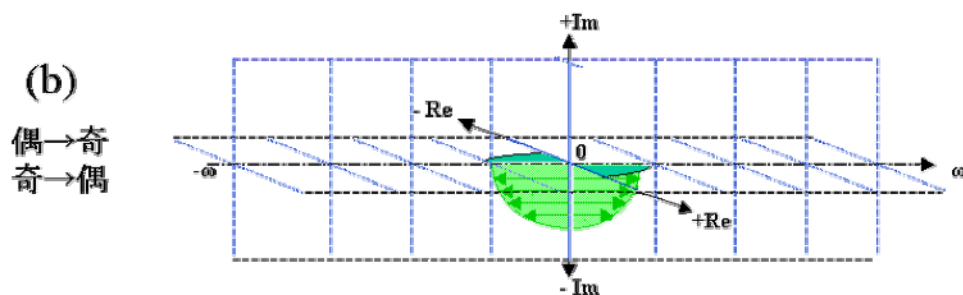


図 A3-3 LSB 波の複素スペクトル図

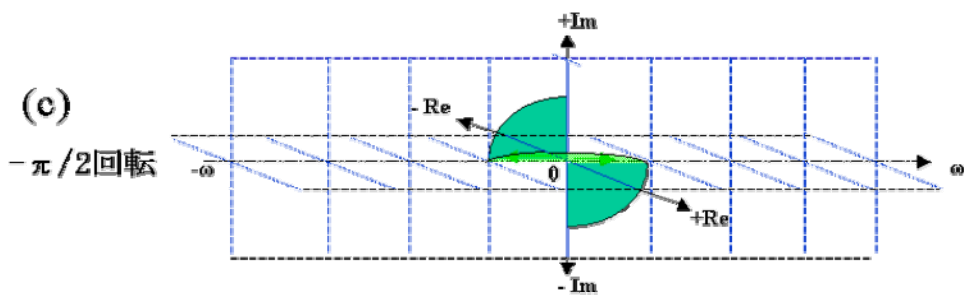
図 A3-4 に SSB 変調に必要な Hilbert 変換について、その概念を図 A3-1 に基づく複素スペクトル空間で示す。



両側帯波のスペクトル配置
(偶対称成分が実軸面に、奇対称成分が虚軸面に配置される)



Hilbert 変換の第1段階
(偶対称成分は奇対称に、奇対称成分は偶対称に変換される)



Hilbert 変換の第2段階

(全体を $\pi/2$ だけ時計方向に回転する. 実軸成分→虚軸へ, 虚軸成分→実軸へ)

図 A3-4 Hilbert 変換の位相面(複素周波数空間)上での作用の概念

SSB 化は搬送されるべき情報 $u(t)$ が元々持っている周波数スペクトル上での偶対称となる成分と、奇対称となる成分から、周波数正方向のスペクトルだけを持つ成分(上側帯波:USB)または負方向のスペクトルだけを持つ成分(下側帯波:LSB)を生成することである。

ここで USB または LSB を生成するには、元の情報信号 $u(t)$ を構成している偶対称成分を奇対称化し、奇対称成分を偶対称化した新たな信号 $\hat{u}(t)$ を作り、元の $u(t)$ と合成することで可能になる。

この偶対称→奇対称、奇対称→偶対称の変換機能を持つのが Hilbert 変換である。ただし、Hilbert 変換の基本的な機能は、元の信号 $u(t)$ に対して虚数単位 j を乗算する、すなわちすべての周波数成分に対して位相空間内で $-\pi/2$ だけ位相回転を加えるものである。つまり Hilbert 変換を施したままでは、周波数実軸にある偶対称スペクトルに対して奇対称化されたスペクトルは虚軸上に生成されるために、そのままでは加算合成ができないことを予め認識しなければならない。SSB 変調においては、再度虚軸→実軸、実軸→虚軸の位相回転機能を直交変調を施すことで実現している。

さて、Hilbert 変換は全ての周波数成分に対して位相空間内で $-\pi/2$ だけ位相回転を加えるものであることを述べたが、これは、正の周波数領域では周波数を減らす方向(位相平面では時計回りに働き、負の周波数領域では周波数を増加させる方向(位相平面では反時計回りに働くことになる。

図 A3-4 では、これらの機能を段階を加えて処理する考えを示している。図 A3-4(a)は元の信号の持つスペクトルである。図 A3-4 (b)は、位相空間での実軸成分(偶対称成分)を同じく実軸上で奇対称化する。同時に虚軸成分(奇対称成分)を同じく虚軸上で偶対称化する。このとき、双方とも正の周波数領域側のスペクトルは元の状態を保持させておく。すなわち、負の周波数領域のスペクトルのみを極性反転させる。最後に図 A3-4 (c)に示すように、図 A3-4 (b)で極性反転を施したスペクトル全体を位相平面上で時計回りに $-\pi/2$ だけ位相回転を加える。こうして Hilbert 変換がなされる。

Appendix 3-2 同期系についての考察

SSB 通信は搬送波信号を抑制するために受信側での周波数同期に苦慮してきた歴史は有名

である。

本方式も SSB 通信の流れの上であり、この点に関する質問を多々受ける。しかし、現在はデジタル通信の時代であり、通信は **memory-less communication** ではなくなった。

CDMA 通信における符号多重は情報蓄積型通信の最先端を示すものであり、同期機能もまた記憶デバイスを用いたデジタル技術を利用できる。すなわち、ほとんどのデジタル通信が採っているデータフレーム化を施す。このフレームには **preamble** と呼ぶヘッダが付加される。このヘッダの付加は情報伝送効率を若干低下させるものであるが、十分に無視できるものである。図 A3-5 は、本方式が一つの利用分野に捉えている無線 LAN における国際標準におけるフレーム構造である。この無線 LAN はアナログ的な同期が困難な OFDM(orthogonal frequency division multiplex)方式であるが、2msec のフレームに 4 μ sec の preamble を付加して、1ppm の同期精度を確立している。

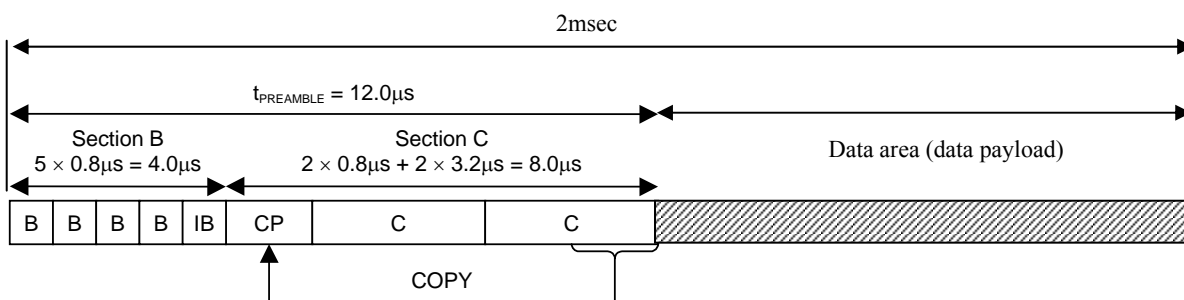


図 A3-5 無線 LAN に見るフレーム構造とヘッダ(preamble)部

(5GHz 帯無線 LAN ETSI/BRAN HiperLAN2, ARIB STD-T70<HiSWANa>より)

本方式にても、この preamble 部を設けて、搬送波周波数の CW 波を挿入し、受信系の同期確立にあてがう。さらにデータ伝送期間にも受信検波後の両側波帯化した信号成分により、同期維持を行うことが可能である。

Appendix 3-3 SSB方式における雑音評価

[受信系における”double branch”と”single branch”のビット誤り率の E_b/N_0 上での 3dB の劣化]問題

1998 年に IEEE Global Comm に発表された Mujtaba 氏の論文にも出来る”double branch”から”single branch”(直交復調プラス Hilbert 変換後の合成: Mujtaba 氏らはこれを”Double branch”と称している. これに対して Hilbert 系を設けない受信方式は”Single branch”と呼んでいる)の間に, E_b/N_0 上での 3dB の劣化があるはずであり, 基本的なことであるとの議論がある.

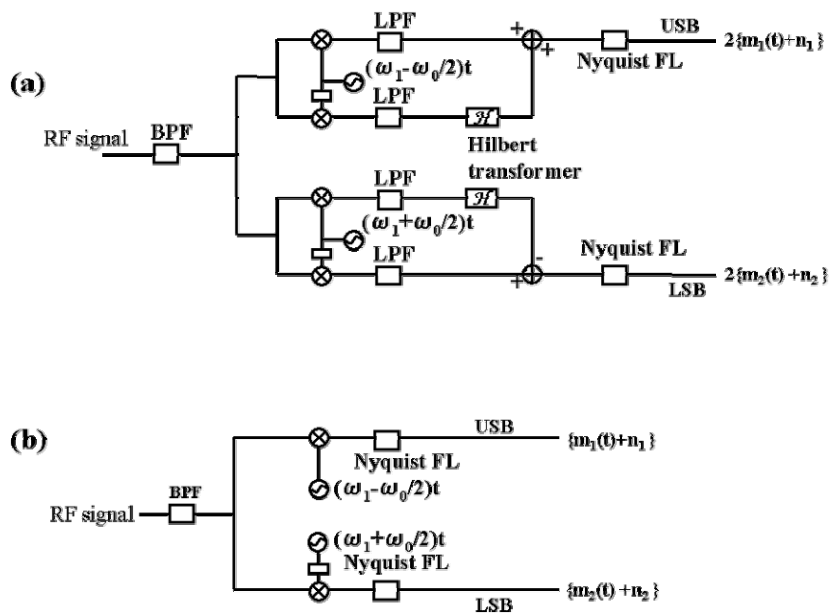


図 A3-6 SSB 復調における“double branch”方式と”single branch”方式

(a) double branch 方式

(b) single branch 方式

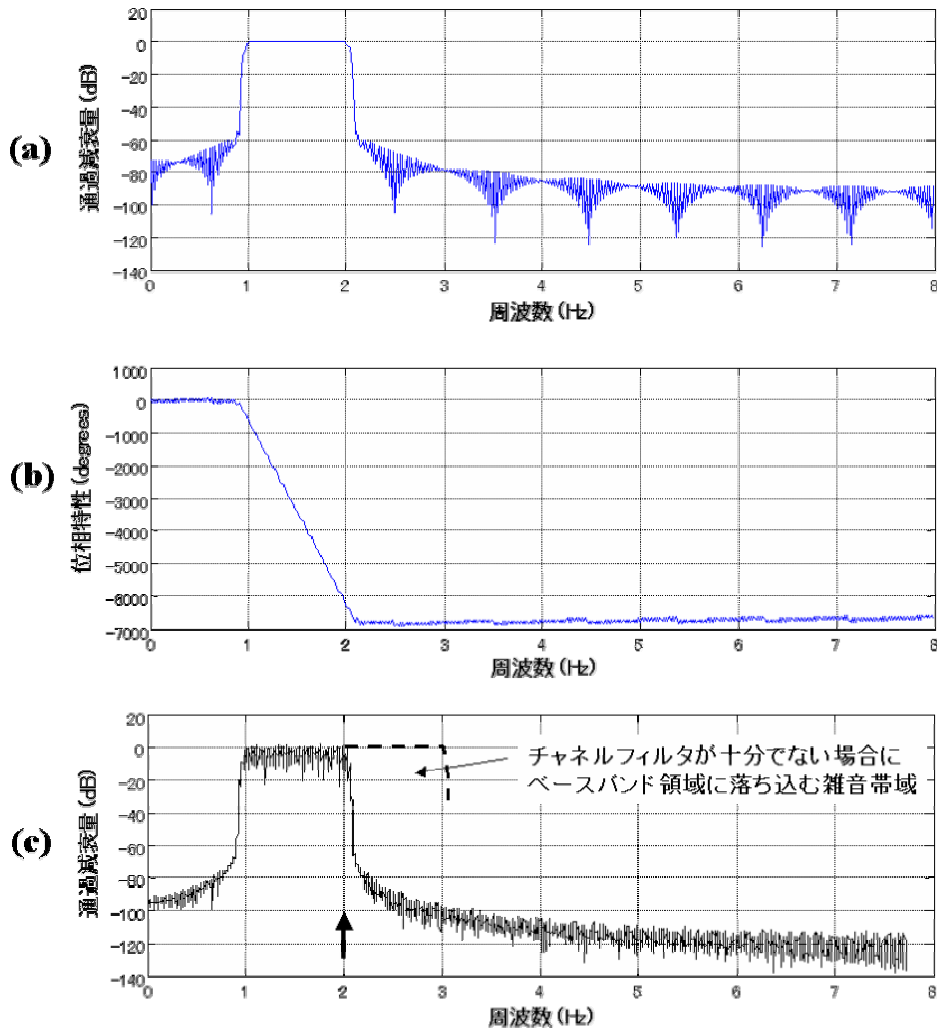


図 A3-7. SSB システムの検証のための AWGN の帯域規定

しかし、基本的な土台として、BPSK に匹敵する BER 特性を持つ方式は、上記の表現での”single branch”方式であることは明白である。すなわち、信号の帯域と、雑音の帯域が、それぞれ完全に BPSK の 1/2 であること、ならびに搬送波周波数の cosine 波で同期検波することにより DSB 波すなわち BPSK のベースバンド信号に復元されることから明らかである。

この土台に立って、さらに本稿と査読者や Mujtaba 氏の論じている SSB の直交帯域は同一ではないことと、”double branch”から”single branch”にすることによる E_b/N_0 上での 3dB の劣化が発生することと比帯域(帯域幅対搬送波周波数)の値により”double branch”における cos 軸上の雑音と sin 軸上の雑音信号の相関値が 0 ではなくなることを説明し、 E_b/N_0 の差が 3dB に至らないことを明らかにする。

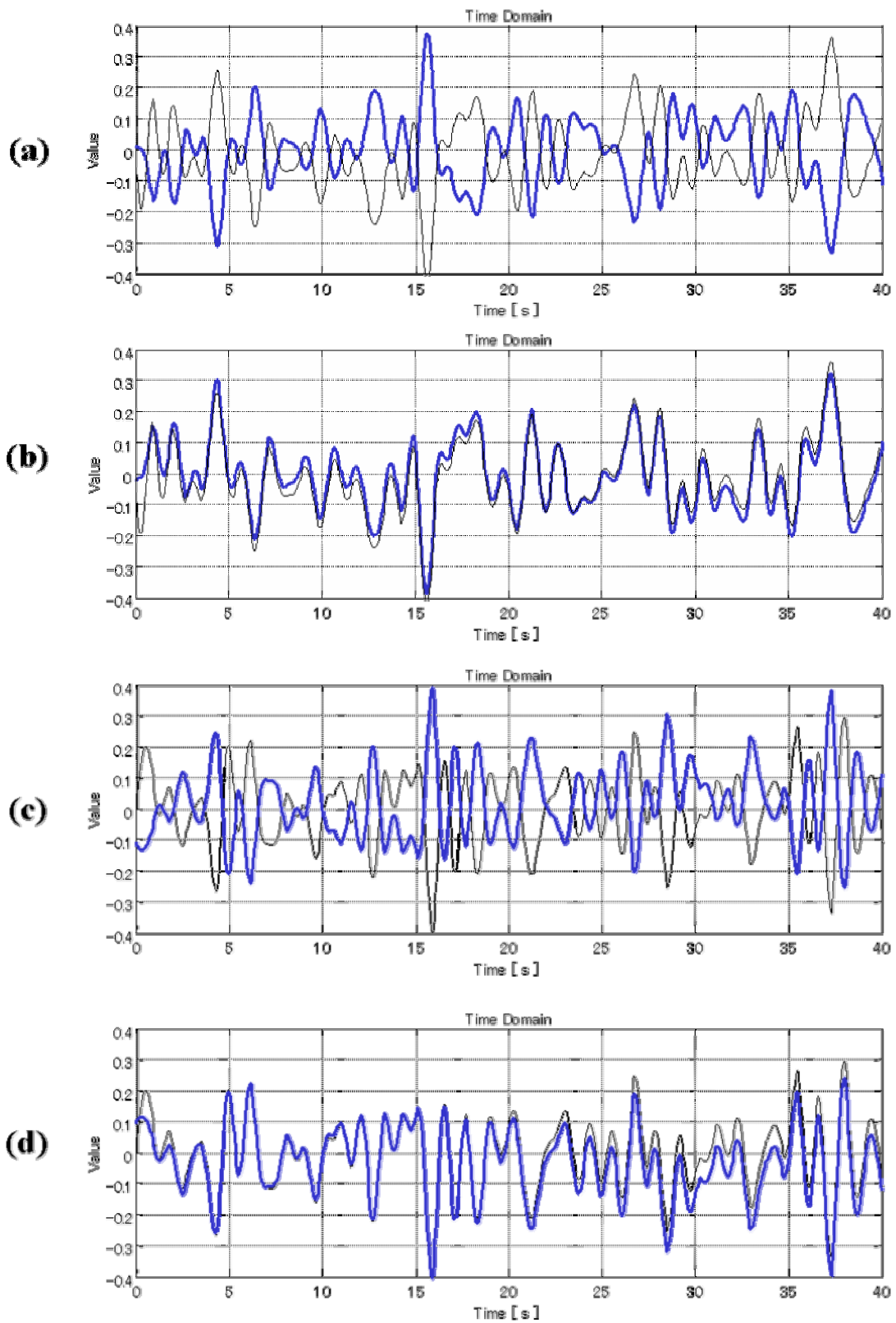


図 A3-8. SSB チャンネル幅に相当する AWGN を加えた場合の直交出力における雑音の相関性

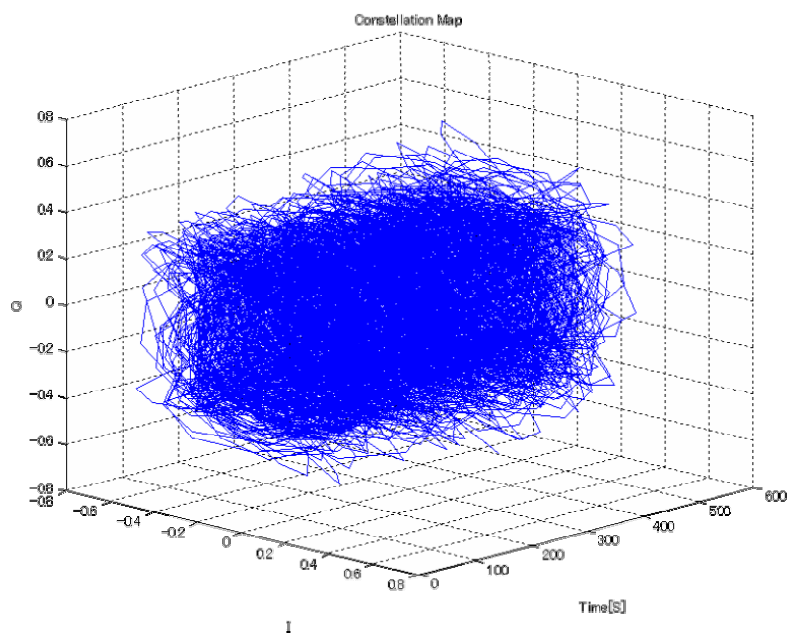


図 A3-9. double branch の USB と LSB から抽出した雑音のコンスタレーション結果
(水平方向:実軸, 垂直方法:虚軸, 奥行方向:時間軸)

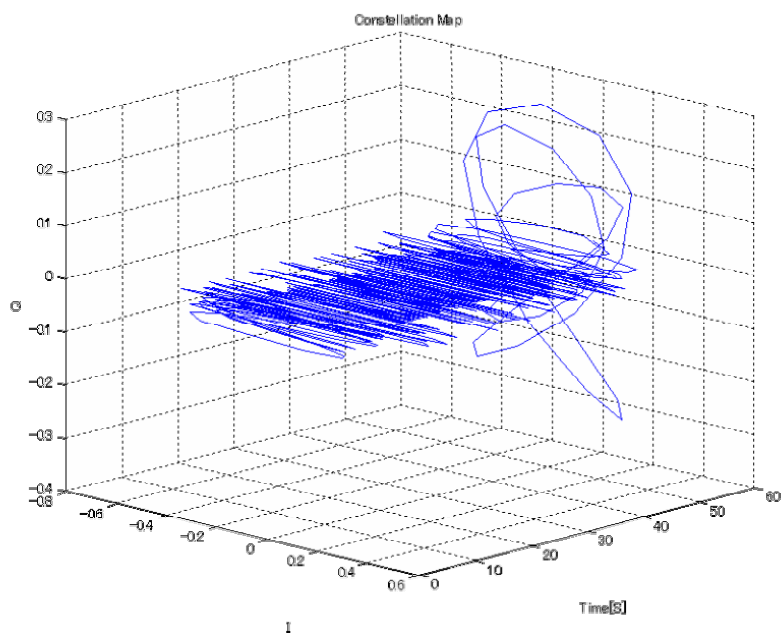


図 A3-10. double branch の USB から抽出した雑音のコンスタレーション結果
(水平方向:実軸, 垂直方法:虚軸, 奥行方向:時間軸)

図 A3-10 に USB と LSB から抽出された雑音を I-Q 面上のコンスタレーションとして奥行き方向に時間経過を示しながら表示したものを示す。

USB と LSB の雑音は I-Q 平面上で完全にランダムな渦を巻いており, 確実に独立であることが分

かる. 他方, 図 A3-10 は USB からの信号を同平面上に示したものである. USB 受信系の二つの雑音は完全に極性が反転し, かつ形状は対称で, I 軸面内に収まっている. このことから, いわゆるダブルブランチ受信において雑音が合成される際に 3dB 加算であるということは誤りであり, 6dB 加算である(振幅加算)ことが正しいと言える.

本研究の実証実験においては, シングルブランチ方式の受信とし, 実装負荷の軽減を図る.

$$\text{片側電力スペクトル } S(\omega) = \frac{U^2}{2} \delta(\omega - \omega_0), \quad 0 < \omega < \infty \quad (\text{A3-2})$$

を持つ帯域制限された白色ノイズに対するごく短い相関時間においては, 相関は

$$\Gamma_{\xi}(\tau) = \int_{\omega_0 - \Delta\omega/2}^{\omega_0 + \Delta\omega/2} A \cos \omega \tau d\omega = A \Delta\omega \cos \omega_0 \tau \frac{\sin \tau \Delta\omega / 2}{\tau \Delta\omega / 2} \quad (\text{A3-3})$$

で与えられる[5]. このことをふまえて, ”double branch”における雑音出力を考える.

“double branch”の出力における雑音は, 非 Hilbert 変換系からの復調雑音と Hilbert 変換系からの復調雑音とはどちらも周波数軸上で偶対称となり, 相互の相関がゼロであるとするならば(比帯域が高の場合)合成雑音はベクトル和となる. すなわち,

$$N_{out} = (N_r^2 + 2N_r N_q \cos \alpha + N_q^2)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A3-4})$$

における $\alpha = \pi/2$ となるので $\sqrt{2}$ 倍になる.

ここで $\cos \alpha$ は, 上記の自己相関関数とみなせるので, 比帯域が低い場合には限りなく1に近づく. 以上から, 本稿の方式における”double branch”から”single branch”の Eb/No の差は, 比帯域を考慮してに 3dB の差を与えていない.

参考文献

- [1] Syed Aon Mujtaba, ”A Novel Scheme for Transmitting QPSK as a Single-Sideband Signal,” IEEE Globalcomm. pp.592-597, 1998.
- [2] Syed Aon Mujtaba, ”Performance Analysis of Coded SSB-QPSK in Mobile Radio Channels,” IEEE Globalcomm. pp.112-117, 1998.
- [3] 生田大輔, 高畑文雄, “BPSK 信号の SSB 伝送に関する検討,” 2001 信学総大, B-5-177, March 2001.
- [4] 生田大輔, 高畑文雄, “QPSK 信号の SSB 伝送に関する検討,” 2001 信学総大, B-5-176, March 2001.
- [5] A.アンブロジォ著, 高木相/越後宏訳, “電子ノイズ,” 啓学出版, pp.69

第4章 直交 SSB 型-QPSK 変調方式の実証実験

SSB の周波数多重化が可能であるとの本方式の基本理論の正しさと機能性能の把握を実際に実証装置を制作して実証を行う。

実証装置のデバイスはプログラムが可能な FPGA (field programmable gate array) を用い、パラメータや構成の比較変更を容易にする。

4-1 実証実験目的

実証実験の目的は、基本理論の検証であるが、目的を細部まで規定して、不確定要素を排除する必要がある。

4-1-1 変復調の方式検証として不可欠な要素

周波数スペクトル特性: SSB 信号であることの検証と直交多重の確認

伝送速度: 周波数利用効率の検証の基本データ

E_b/N_0 に対する誤り率特性: 変調方式の性能比較の基本指標

評価環境: AWGN 環境下およびフェージング環境下

補足観測資料: アイパターン, コンスタレーション

4-2 実験方法と手段

実装置を制作する上で、実現方法と手段を明確にする。

また、方法と手段が、検証の限界や課題を持つことは予め明らかにする必要がある。

4-2-1 実験方法

装置構成は、変復調の基本を検証するために、PN 発生部、変調部、伝送部、復調部、ビット誤り率測定部、およびフェージング環境生成部から構成するものとする。

4-2-2 実験手段

装置は、3 章の理論検証に用いた Matlab シミュレーションプログラムとの整合を取り易くするために、デジタル信号処理を中心とする[1]。アナログ部はデジタル-アナログ変換およびアナログフィルタにより構成する。

デジタル部は FPGA(field programmable gate array)により構築し、検証目的によるブロックの作り変えを可能にする。

ビット誤り率計測や、スペクトル解析、アイパターン測定、コンスタレーション測定は、通信機器用の汎用計測器を用いる。

4-2-3 実証装置制作方法とシステム諸元

実証装置の完成度を高くし制作期間を短縮するために、FPGA は汎用 PC (personal computer) の PCI バスにより制御可能な市販 FPGA ボードを利用する。

PC および FPGA の動作可能なクロック速度は、外部への取り出しや変調系装置と復調系装置間の伝送系の構築を容易にするために 100MHz とした。

これにより、デジタル-アナログ変換器およびアナログ-デジタル変換器のクロック速度は 50MHz とし、オーバサンプリングを 4 とすると、実験システムの搬送波周波数は 12.5MHz とする。

これを上側搬送波周波数として定めた装置全体の諸元を表 4-1 に示す。Hilbert 変換器は 251 段、Nyquist フィルタは 33 段の FIR 型フィルタとした。クロック速度 50MHz で帯域幅 6.25MHz の直交 SSB-QPSK 波を生成した。帯域幅 6.25MHz での伝送速度は 12.5Mbps である。ナイキストフィルタのロールオフ率は 0.5 とした。

表 4-1 実証実験装置の諸元

Modulation type	SSB-QPSK
Frequency band	6.25MHz-12.5MHz
Channel band width	6.25MHz
Carrier frequencies	USB: 6.25MHz LSB:12.5MHz
Symbol rate	6.25Mbps
Nyquist filter: roll-off factor	$\alpha=0.5$, FIR filter: # of steps:33
Hilbert filter: # of taps	251

4-3 各部の構成

4-3-1 直交 SSB-QPSK 変調部

図 4-1 に FPGA により構成する直交 SSB-QPSK 変調部のブロック図を示す。外部のビット誤り率測定器から制御信号を受ける BER Counter I/F を内臓し、この制御信号により制御される PN 信号発生器 (PN generator) を 2 基内臓する。一方は PN10 段で、他方は PN11 段として独立性を保つ。これらの 2 信号は RZ (return zero) 信号なので、NRZ (non-return zero) 信号化のための符号化 (coding) を施す。さらにナイキストフィルタで成型するために 100MHz クロックに対応させて 8 倍オーバサンプリングする。ナイキストフィルタはルートナイキスト特性とし、ロールオフ率は 0.5 とし、FIR33 段で構成した。次に SSB 変調を行うために、ヒルベルト変換器を通す。ヒルベルト変換器は 501 段 251 タップとした。これはビット誤り率を 10^{-6} 以下まで測定するためである。実用化においては、前述のとおり 41 タップ程度で済む。

ヒルベルト変換器での遅延量に相当する遅延器 (遅延量 250step) を持つ非ヒルベルト処理側との間で搬送波周波数による直交変調が行われ、その 2 つの出力を合成することで単側帯波化が行われる。

2 種類の単側帯波をさらに合成した出力が直交 SSB-QPSK 変調出力 (MOD out) となる。この出力は 12 ビット・デジタル-アナログ変換器に供給されてアナログ信号となる。

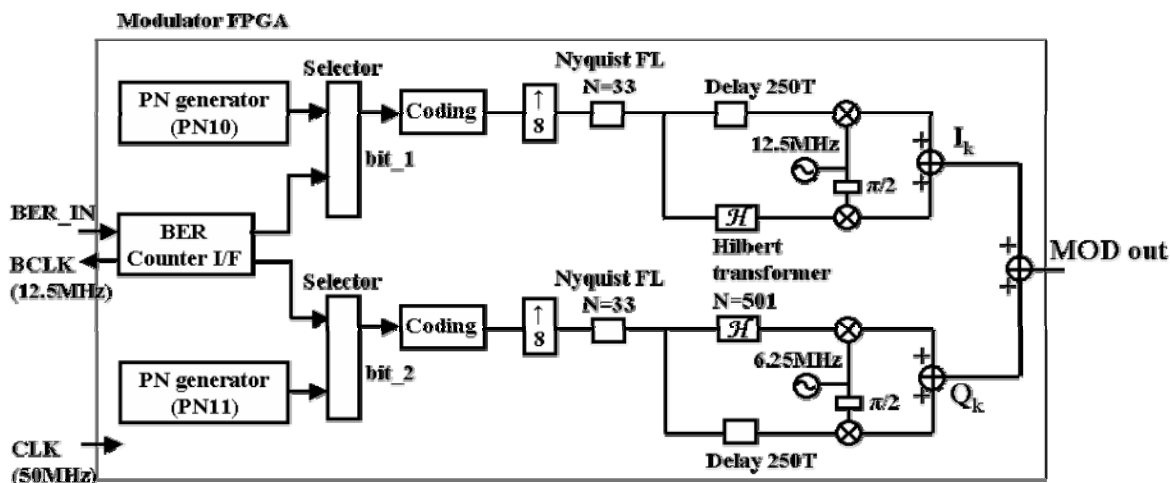


図 4-1. 直交 SSB-QPSK 変調部 FPGA の構成

4-3-2 直交 SSB-QPSK 復調部

図 4-2 に FPGA により構成する直交 SSB-QPSK 復調部のブロック図を示す。

外部のビット誤り率測定器から制御信号を受ける BER Counter I/F を内臓し、この制御信号により制御される PN 信号発生器 (PN generator) を 2 基内臓する。一方は PN10 段で、他方は PN11 段として独立性を保つ。これらの 2 信号は RZ (return zero) 信号なので、NRZ (non-return zero) 信号化のための符号化 (coding) を施す。さらにナイキストフィルタで成型するために 100MHz クロックに対応させて 8 倍オーバーサンプリングする。ナイキストフィルタはルートナイキスト特性とし、FIR33 段で構成する。次に SSB 変調を行うために、ヒルベルト変換器を通す。ヒルベルト変換器は 501 段 251 タップとした。これはビット誤り率を 10^{-6} 以下まで測定するためである。実用化においては、前述のとおり 41 タップ程度で済む。

ヒルベルト変換器での遅延量に相当する遅延器 (遅延量 250step) を持つ非ヒルベルト処理側との間で搬送波周波数による直交変調が行われ、その 2 つの出力を合成することで単側帯波化が行われる。

2 種類の単側帯波をさらに合成した出力が直交 SSB-QPSK 変調出力 (MOD out) となる。この出力は 12 ビット・デジタル-アナログ変換器に供給されてアナログ信号となる。

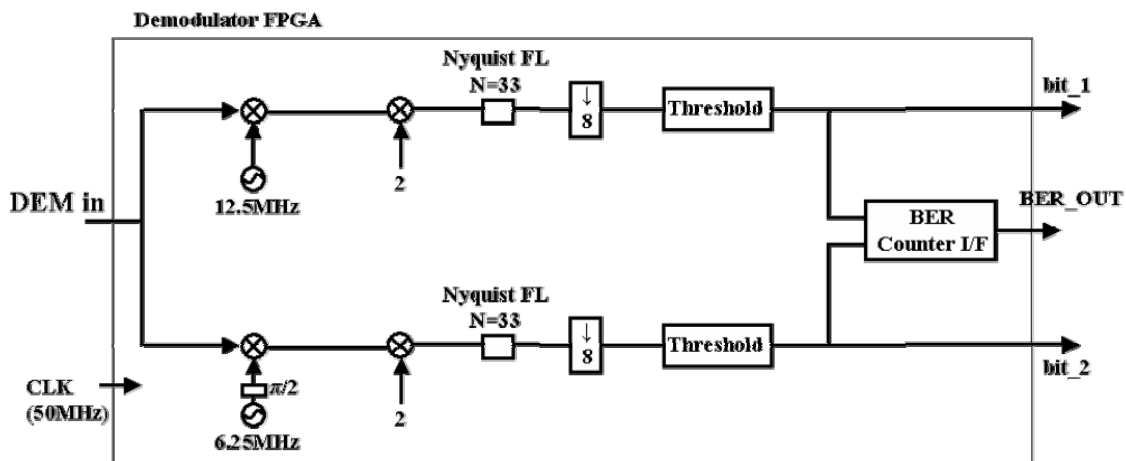


図 4-2 直交 SSB-QPSK 復調部 FPGA の構成

4-3-3 Hilbert フィルタ部

図 4-3 に FIR 型のデジタル Hilbert フィルタのブロック図を示す。

まず Hilbert フィルタの実装負荷を検討するために計算機シミュレーションによりタップ数を 17, 41, 101, 501 タップに選び, それぞれについてビット誤り率を求める. タップ数 17, 41, 101 の場合のタップ係数を表 4-2, 表 4-3, 表 4-4 に示す.

それぞれの場合についてまずスペクトラム特性を検証する. 図 4-4 にこれら4例についての計算機シミュレーションによる特性図を示す. いずれも LSB としての特性であり, 搬送波周波数はスペクトルの上側(図中の右側)の端にある. この場合ではいずれも 5.001GHz 点である. 同図(a)は 1001 段の場合を示したもので, 搬送波周波数部分の急峻な切れが見られる. 電力ピークレベルから 20dB までの間の傾斜は帯域幅の 1~2% である. 同図(b)は 101 段の場合を示したもので, 搬送波周波数部分の切れはそれほど劣化していないが, 40dB 減衰までを見ると幅が広がっている. 1001 段の場合には帯域幅の 5% 以下であるが, 101 段では 20% 近くに広がる. 同図(c)は 41 段の場合を示している. 20dB 減衰までは 101 段の場合と変わりなく見えるが, 40dB 減衰点までを見ると, 帯域幅と等しいスペクトルの広がりが見える.

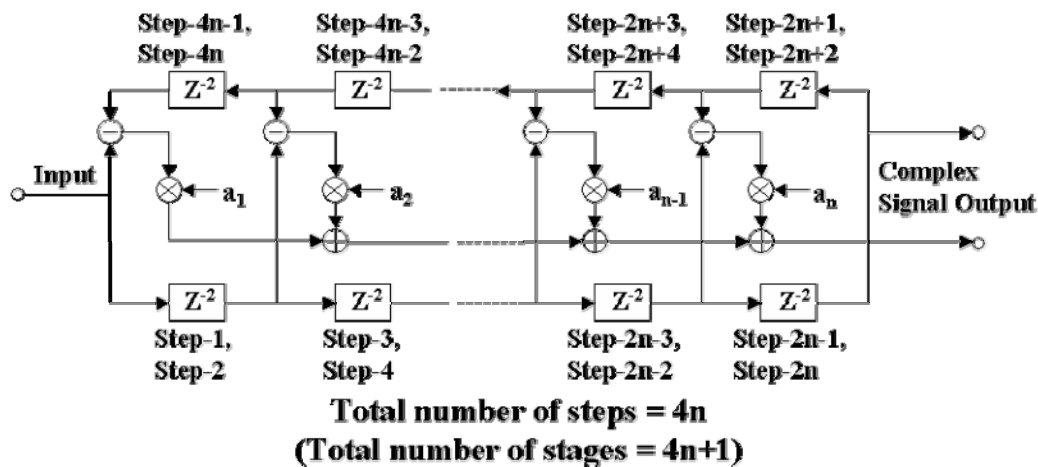


図 4-3 Hilbert 変換部 FPGA の構成

表 4-2 FIR 型 Hilbert フィルタのタップ係数例(タップ数 17)

Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies
1	-4.7021210e-16	7	1.5673737e-16	13	1.8286026e-16
2	-1.0910332e-1	8	-6.3247577e-1	14	1.0795097e-1
3	1.5673737e-16	9	0.0000000e+0	15	-1.5673737e-16
4	-1.0795097e-1	10	6.3247577e-1	16	1.0910332e-1
5	-1.8286026e-16	11	-1.5673737e-16	17	4.7021210e-16
6	-2.0003509e-1	12	2.0003509e-1		

表 4-3 FIR 型 Hilbert フィルタのタップ係数例(タップ数 41)

Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies
1	-2.3829177e-16	8	-4.0970450e-2	15	-2.1662888e-16
2	-7.3813987e-2	9	2.5995466e-16	16	-1.2407198e-1
3	2.8161755e-16	10	-5.0957285e-2	17	6.4988665e-17
4	-2.7569167e-2	11	-7.1487531e-16	18	-2.1016507e-1
5	1.2997733e-16	12	-6.4994758e-2	19	-1.2997733e-16
6	-3.3444487e-2	13	3.2494332e-16	20	-6.3590680e-1
7	1.2997733e-16	14	-8.6379560e-2	21	0.0000000e+0

22 以降は 41 まで 41-n (n:Step 位置)の値の逆符号値を取る。

表 4-4 FIR 型 Hilbert フィルタのタップ係数例(タップ数 101)

Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies	Step	Coefficiencies
1	-2.9371445e-14	18	-1.6079284e-2	35	-4.9245536e-16
2	-6.2523843e-2	19	1.6180676e-15	36	-4.0908853e-2
3	2.3567507e-14	20	-1.7483866e-2	37	1.7587691e-15
4	-9.2847059e-3	21	2.8140306e-16	38	-4.7639931e-2
5	-3.5175383e-15	22	-1.9093562e-2	39	-1.2663138e-15
6	-1.0020431e-2	23	7.0350766e-17	40	-5.6731401e-2
7	3.3416614e-15	24	-2.0917245e-2	41	1.5828922e-15
8	-1.0823208e-2	25	-1.4070153e-15	42	-6.9820930e-2
9	-1.8291199e-15	26	-2.3005804e-2	43	-3.5175383e-17
10	-1.1689806e-2	27	3.7285906e-15	44	-9.0210698e-2
11	4.4672736e-15	28	-2.5377473e-2	45	-4.2210460e-16

12	-1.2648232e-2	29	6.6833228e-16	46	-1.2680326e-1
13	-1.6180676e-15	30	-2.8130297e-2	47	8.7938457e-16
14	-1.3670301e-2	31	-2.2160491e-15	48	-2.1190719e-1
15	-7.0350766e-16	32	-3.1628801e-2	49	1.0552615e-16
16	-1.4815446e-2	33	1.9698214e-15	50	-6.3651849e-1
17	5.6280613e-16	34	-3.5708359e-2	51	0.0000000e+0

52 以降は 101 まで 101-n (n:Step 位置)の値の逆符号値を取る。

同図(d)は 17 段の場合を示している。搬送波周波数付近では一見急峻な切れが見えるものの、その外側に 3dB 減衰に達するほどの帯域残留が見られる。さらに 40dB 減衰までを見ると、41 段の場合のスペクトル広がりさらになだらかになり、フィルタとはいえない状態となる。

この4種の Hilbert 変換器を用いた場合のフェージング環境下でのビット誤り率特性を図 4-5 に示す。図中、最も下に位置する線は QPSK の特性である。また最も上に位置する線は 64QAM の特性であり、その下側に位置する線が 16QAM である。

図中、1001 段の Hilbert 変換器は、QPSK 特性に完全に重なっている。101 段の場合は 0.5dB 以内の劣化に留まっている。41 段の場合ですら、QPSK 理論特性からの劣化は 1dB 程度である。QPSK 特性から 16QAM 特性までの間隙はおよそ 3.5dB であるから、Hilbert 変換器の段数は 41 段(タップ数では 21)以上あればほぼ QPSK の特性を確保できるといえる。17 段の場合においても劣化は 2dB 程度に留まっており、16QAM の特性までの中間にあることから、17 段でも利用価値がないとはいえない。

以上の結果を踏まえた上で、実証実験においては、他の劣化作用を把握できるように、この部分だけで大きな劣化をつくることを避け、段数は 501 段とした。

図 4-6 は入力信号を発生させる PN(擬似ランダム)信号発生器である。段数は 11 段である。この回路はビット誤り率測定器へ PN 信号出力(PN_OUT)とクロック信号(CLK)を提供する。

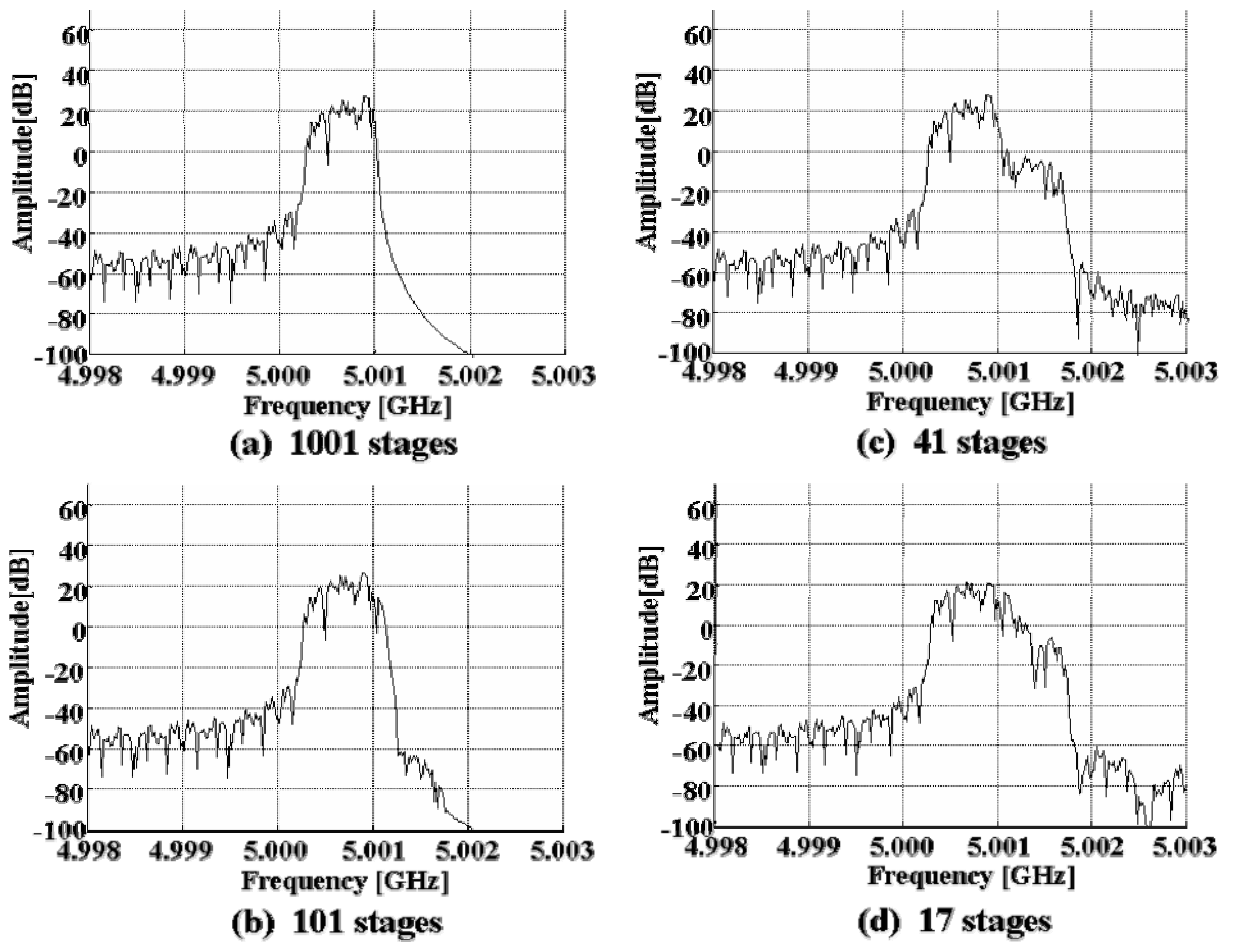


図 4-4 FIR 型 Hilbert 変換器のタップ数を変えた場合の周波数スペクトルの比較

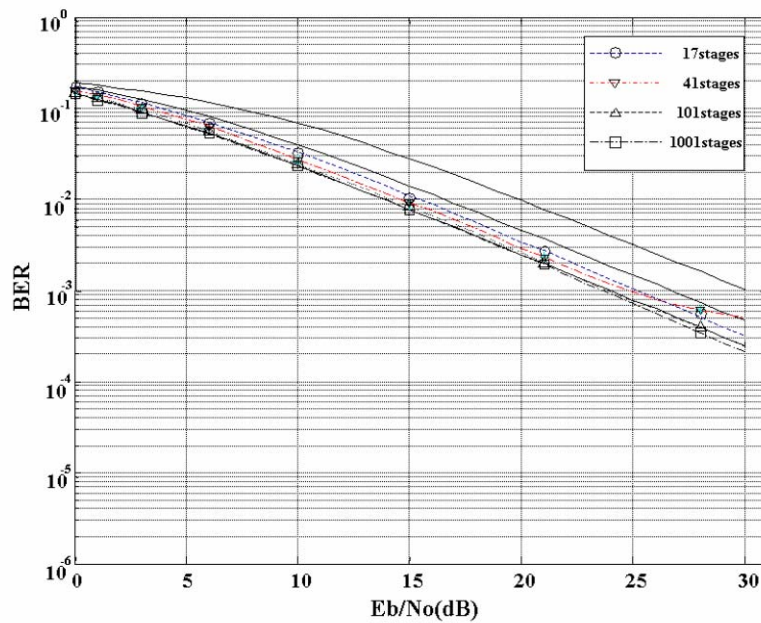


図 4-5 Hilbert 変換器におけるステップサイズとビット誤り率特性との関係

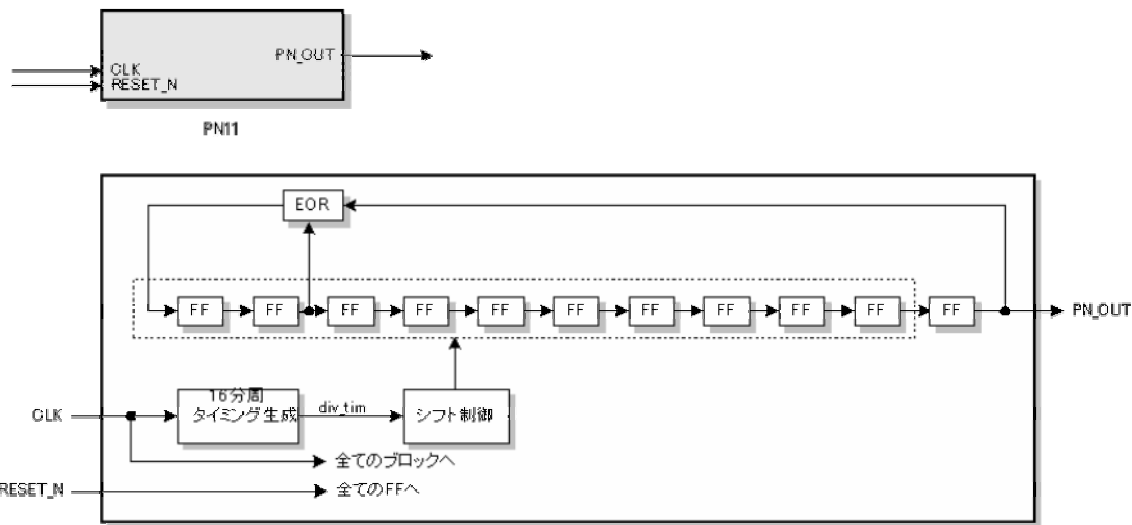


図 4-6 PN 発生部 FPGA の構成(PN11 段)

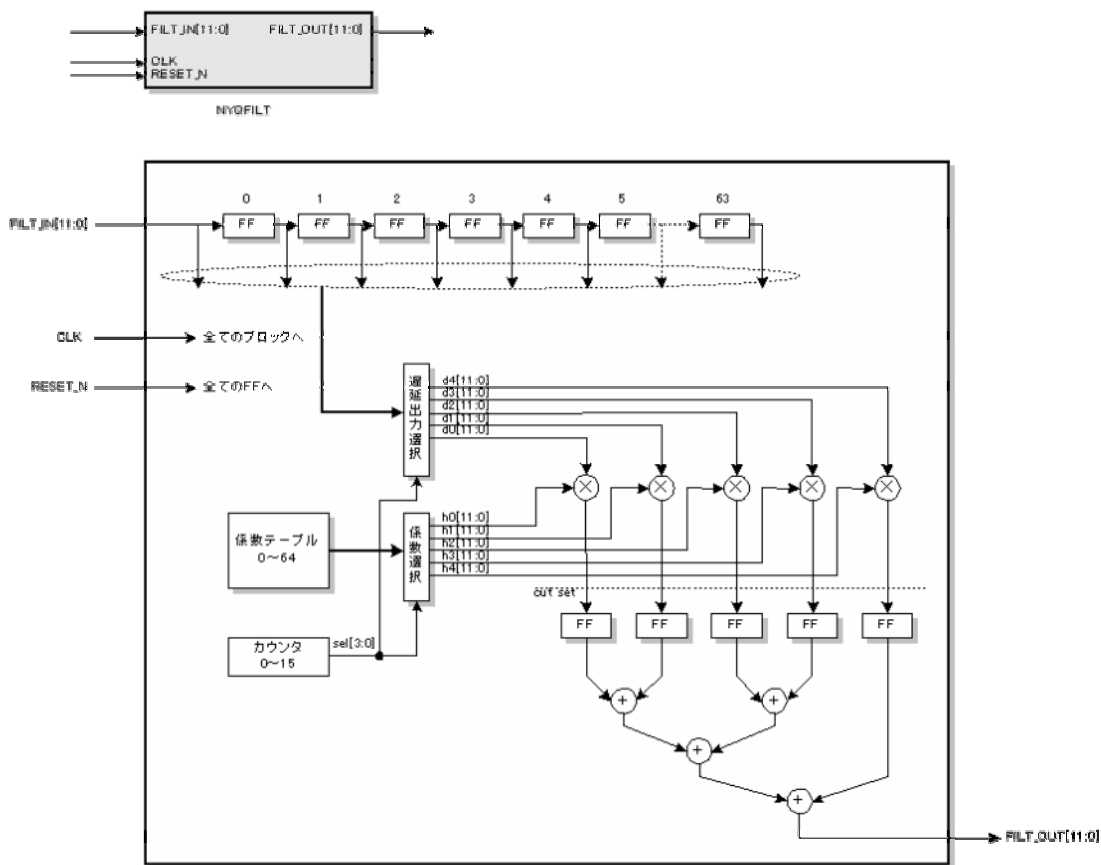


図 4-7 Nyquist フィルタ部 FPGA の構成(FIR 33 段)

図 4-7 はルートロールオフナイキストフィルタを示した. 64 ステップ (33段) の FIR 型としている. 係数テーブルを内蔵しそれぞれのタップに乗算する.

図 4-8 は, 前述の Hilbert 変換器を示す. タップ係数は上下で絶対値が同じなので, 図のように予め差を取ることで, 乗算器を半減できる.

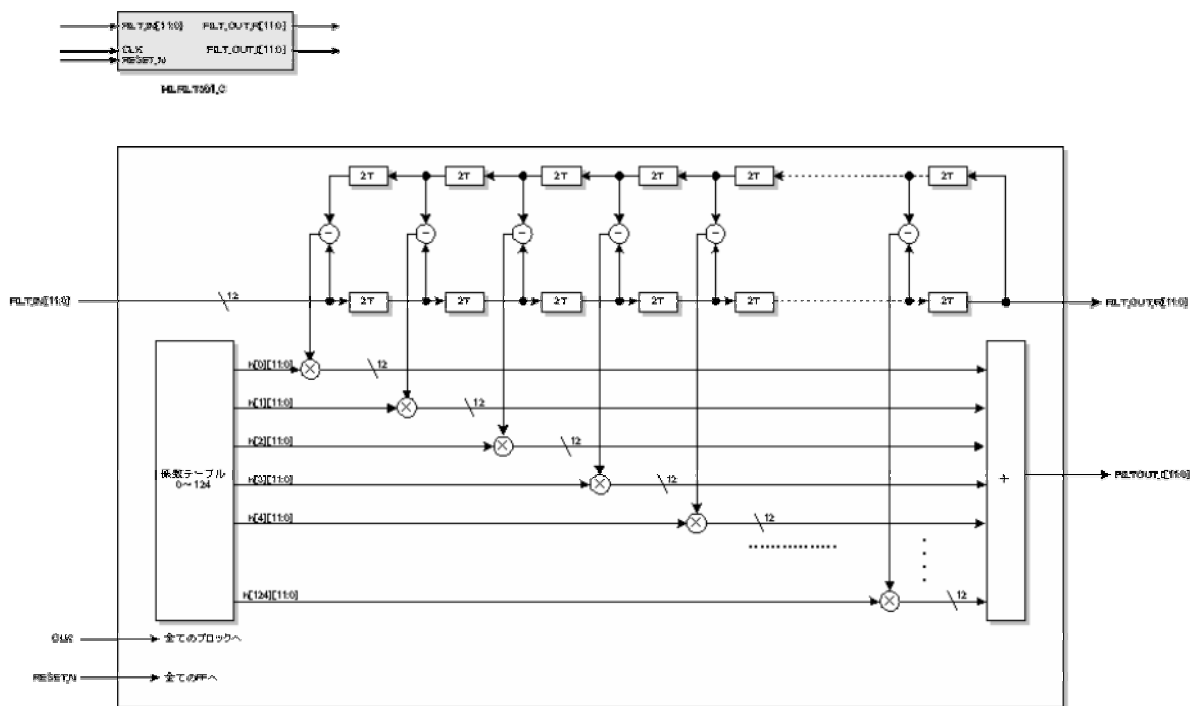


図 4-8 Hilbert 変換部 FPGA の構成

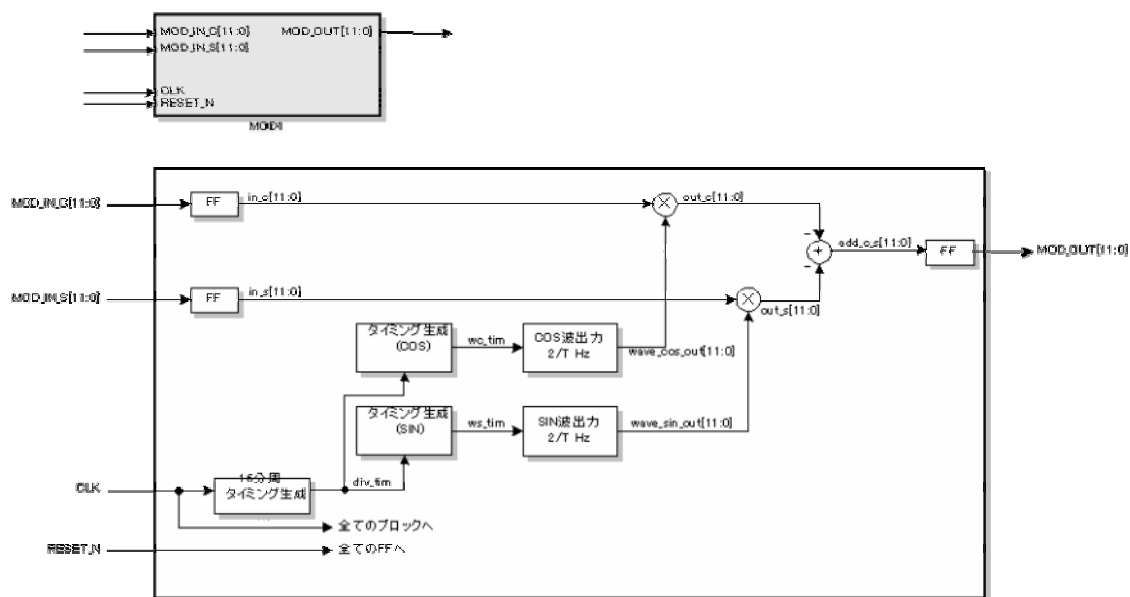


図 4-9 直交変調部 FPGA の構成

図 4-9 は直交変調部である。余弦波および正弦波の値をテーブルとして内蔵し、タイミングに応じて引き出して I, Q 各信号に乗算している。

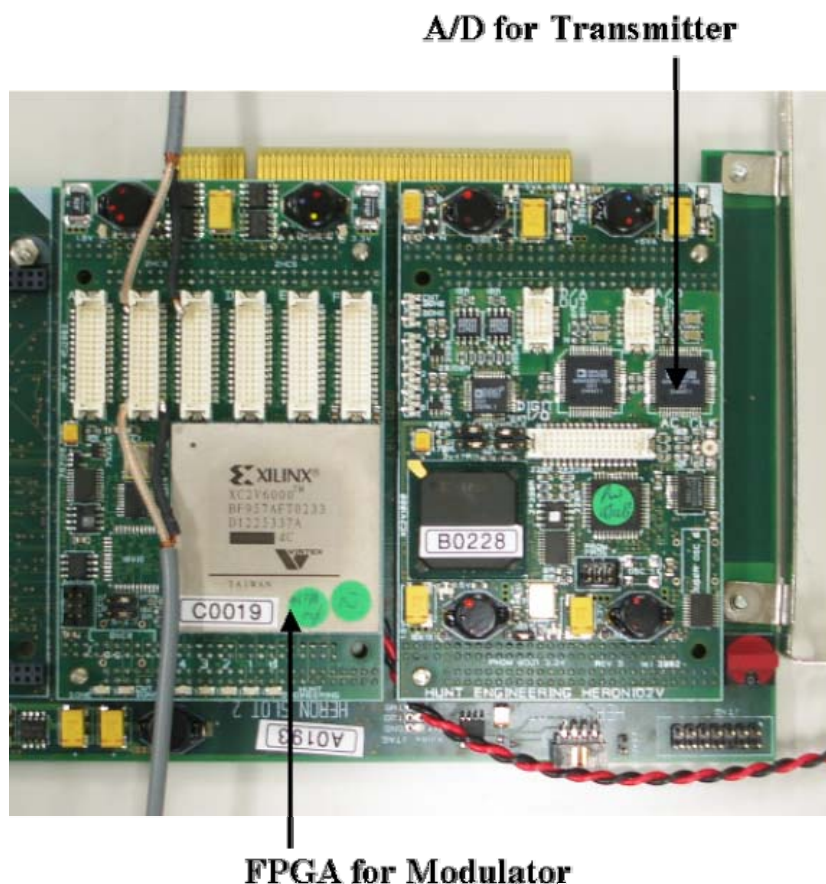


図 4-10 実証実験装置の FPGA による変調部

以上の各ブロックは図 4-10 に示す FPGA ボードに收容される。このボードはデスクトップ型 PC のカードスロットに挿入可能なものである。これにより、適宜、PC から制御を加えられ、あるいは FPGA の書き換えを可能にしている。同図左側が FPGA 用のサブボードで、右側が A/D ボードである。これらのサブボードはその向こう側に見える固定用ボードに結合される。サブボード群を載せた固定用ボードはデスクトップ型 PC の PCI バススロットに挿入されて全体が收容される。

図 4-11 にフェージングシミュレータを除く実験系の全貌を示す。デスクトップ型 PC のカードスロットに FPGA ボードを收容したものをそれぞれ変調系と復調系に用意し、3m の距離に置き、間に可変減衰器、雑音発生器、などを挿入している。ケーブルはすべて RG-58U を用い、高周波コネクタは SMA とした。測定器としてはデジタルオシロスコープ、ロジックアナライザ、スペクトラムアナライザ、誤り率計、高周波電力計、ユニバーサルカウンタなど。

雑音発生器と伝送系の結合には方向性結合器を用いて双方に反射の発生を防いでいる。また、デジタルオシロスコープによる信号観測は、 $470\ \Omega$ の固定抵抗とRG-58Uケーブルとから成るプロービング手段を設けてデジタルオシロスコープの信号入力部に内在する浮遊容量による反射を防いでいる。線路におけるVSWRは1.2以下を確保できる。その他、トロンボーン型可変長線路を用いて、カニング同期の限界まで位相合わせを可能にした。図4-11のPC上に置かれたものは、FPGA冷却用のファンと設置用の金網である。FPGAは約2Wの電力を消費しているため、冷却しない場合には論理回路のスレショルドが変化して、ビット誤り率に大きな影響を与えることが観測されたためである。

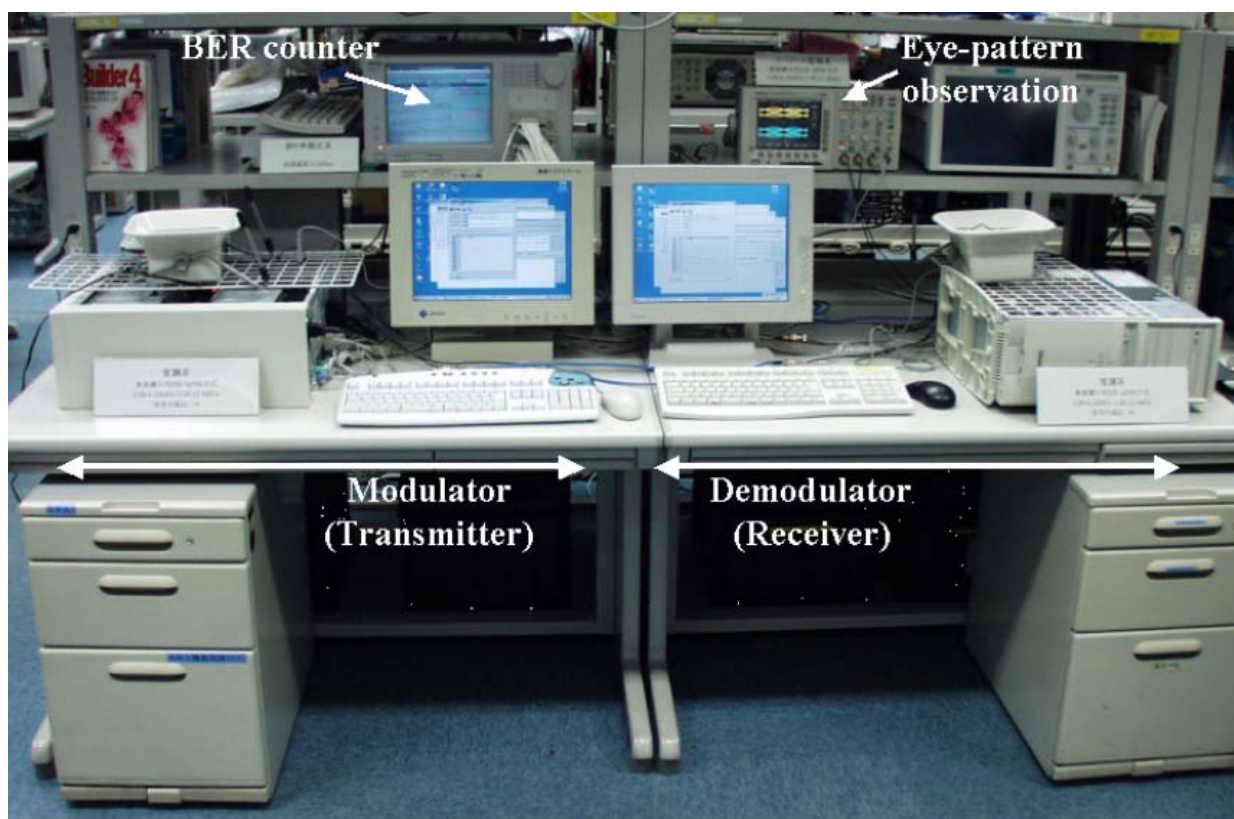


図 4-11 実証実験装置の全貌
(左側:変調系, 右側:復調系)

4-4 実験結果

4-4-1 周波数スペクトル特性

図4-12に周波数スペクトルを示す。本方式が両側にSSBのシャープなエッジを持つ特徴のある周波数スペクトル特性を持つことを、第一に確認しなくてはならない。図4-12は、期待とおりのスペクトルが得られたことを示している。ピーク部(上部平坦部から30dBの減衰部分まで)20kHz程度のシャープな傾斜部が得られている。図中、6.25MHzはUSB用の搬送波周波数で、12.5MHzはLSB用の搬送波周波数に相当する。帯域幅は6.25MHzでデータ伝送速度12.5Mbps(I軸とQ軸のデータ速度の合計)の1/2であるから、周波数利用効率は2bit/s/Hzが達成できていることを示すものである。

4-4-2 アイパターン特性

図 4-13 に復調後のアイパターンを示す。上側が USB で送られたデータで、下側が LSB で送られたデータを示している。同図には約-20dB の雑音が重畳した状態のアイパターンが示されている。これは、FPGA ボードにおける D/A 後あるいは A/D 間のアナログ信号部へデジタル信号ノイズが混入していることも一因である。デジタル信号ノイズの混入量は、装置の校正により測定されている。この状態をそのまま E_b/N_0 が 20dB であるとするのは、雑音の性質が AWGN とは異なるために正しさを欠くところであるが、スペクトルアナライザで雑音を観測した結果、同期性は高くなく、ランダム雑音とみなせると判断したために E_b/N_0 としての雑音扱いは可能と判断している。

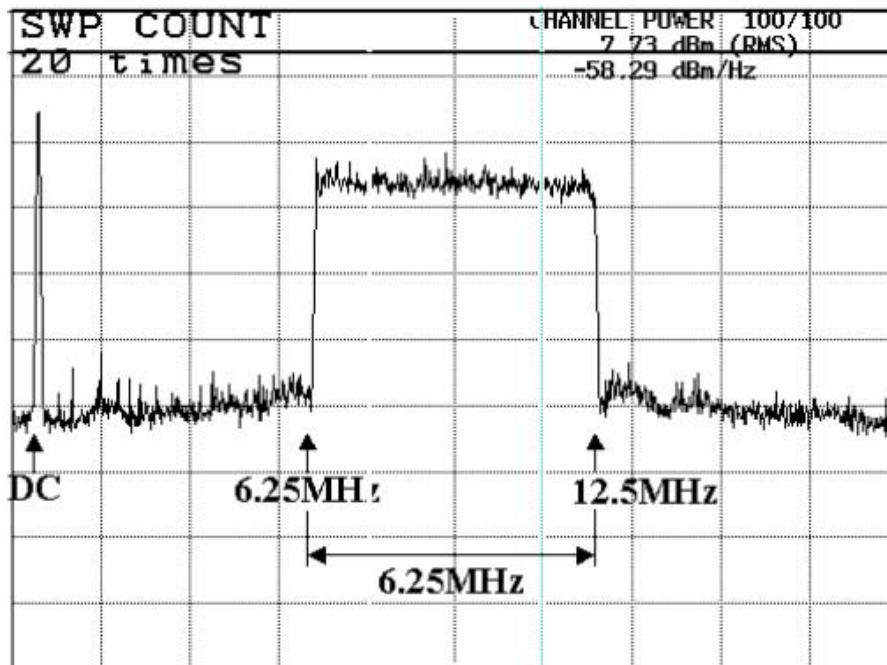


図 4-12 変調部出力の周波数スペクトル
(Vertical:10dB/div. Horizontal:2MHz/div.)

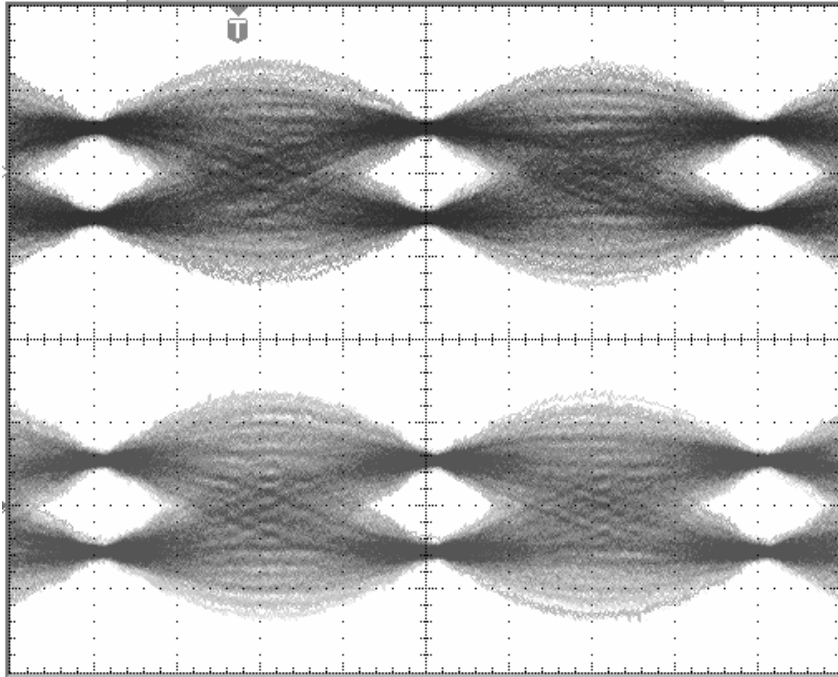


図 4-13 復調後の Eye-pattern(E_b/N_0 :20dB)

上: I-axis (USB part)

下: Q-axis (LSB part)

(Vertical:500mV/div., Horizontal:40nsec/div.)

$E_b/N_0=20\text{dB}$ として前節の図 3-5-7 と照合すると十分に一致していることが分かる. NRZ の binary 信号のナイキスト波形であることが分かる.

なお, トレース上の細かな波動(0.1division 程度)は, 測定に用いたデジタルオシロスコープのデジタルノイズによるものである.

4-4-3 コンスタレーション特性

4-4-2 に示したアイパターンのリサーチ表示により, コンスタレーション特性を見ることができ. 図 4-14 にシンボル数 10 のコンスタレーションを, 図 4-15 にシンボル数 500 の重ね書きのコンスタレーションを示す.

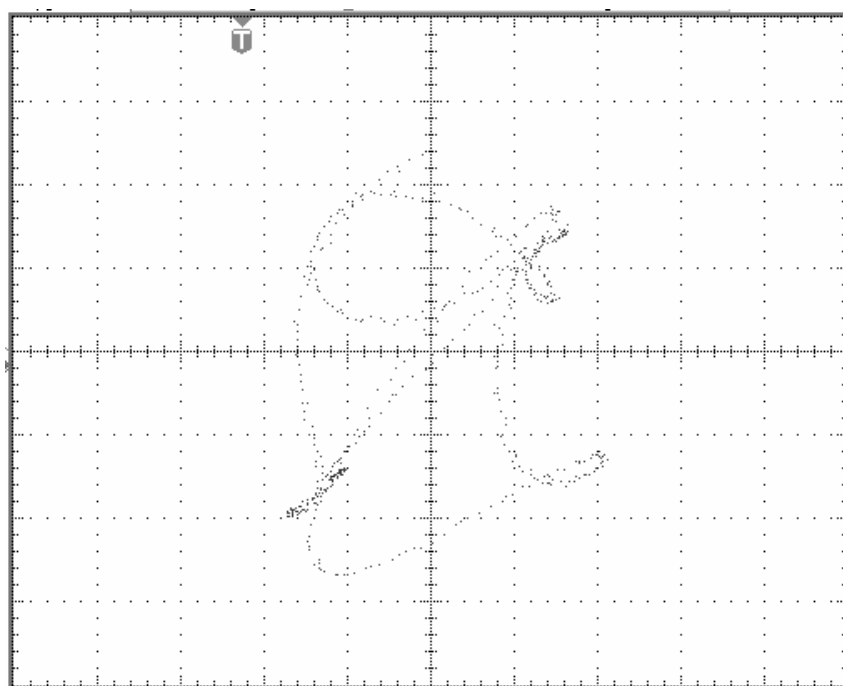


図 4-14 復調後の Eye-pattern(E_b/N_0 :20dB) (シンボル数:10)
(Vertical:500mV/div., Horizontal:40nsec/div.)

図 4-14 からは、ひとつひとつの軌跡が分かる。ロールオフ率は 0.5 であるので、識別点付近での変化が大きいことが見えている。また、オフセット化はしていないので、中心を通る軌跡も見える。なお、アナログオシロスコープではないので、濃い軌跡部分が緩やかな速度変化をしているということにはならない。デジタルオシロスコープの多くは、同一点で止まったとしてもデータ上は1点で記録されるために経過を示す情報が欠落する。

図 4-15 はシンボル数 500 のトレースを重畳したものであり、コンスタレーションとしての全貌が分かる。

この結果と図 3-5-5(a)に示したシミュレーション結果とを対比すると、シミュレーションでは緩やかな丸みが消えている。これはシミュレーションではダウンサンプリングを施した後のデータであるために緩やかなカーブを描けないためと考えられる。

図 4-15 からは、かなり対称性のよい特性が判断できる。なお、この測定においても、前述のとおり E_b/N_0 は 20dB として観測している。このため、軌跡の一つ一つの明瞭性は欠けるものとなっている。

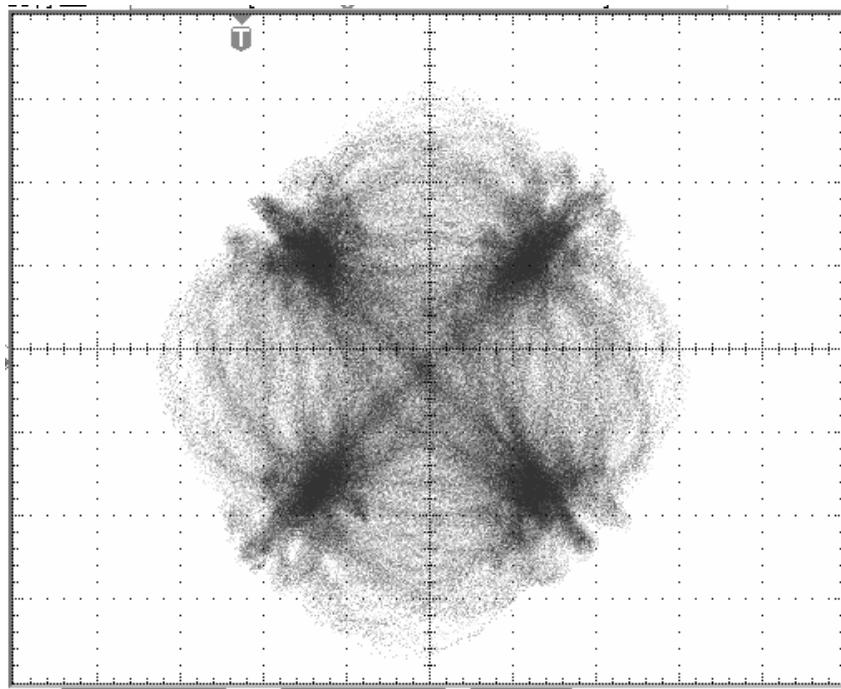


図 4-15 復調後の Eye-pattern(E_b/N_0 :20dB)(シンボル数:500)
(Vertical:500mV/div., Horizontal:40nsec/div.)

4-4-4 AWGN 環境下のビット誤り率特性

図 4-15 に AWGN 環境下でのビット誤り率を測定する系全体を示す。変調側 FPGA(SSB-QPSK Modulator)内部で発生した 23 段の擬似ランダムパルス信号 PRBS を用いて、外部のビット誤り率測定器 (Error Counter) で誤り率を計測する。ガウス性白色雑音 (AWGN) を雑音発生器から得て、伝送信号に方向性結合器により加える。その出力を帯域制限する外部フィルタに通して後、復調系(SSB-QPSK Demodulator)に入れる。なお、広範囲に E_b/N_0 を変えてのビット誤り率測定には、装置出力では不足になる領域が発生するために、広帯域増幅器を外部に用いている。このことは雑音側にも言えるため、雑音側にも広帯域増幅器を接続している。広帯域増幅器による信号の歪みはないものとして扱った。

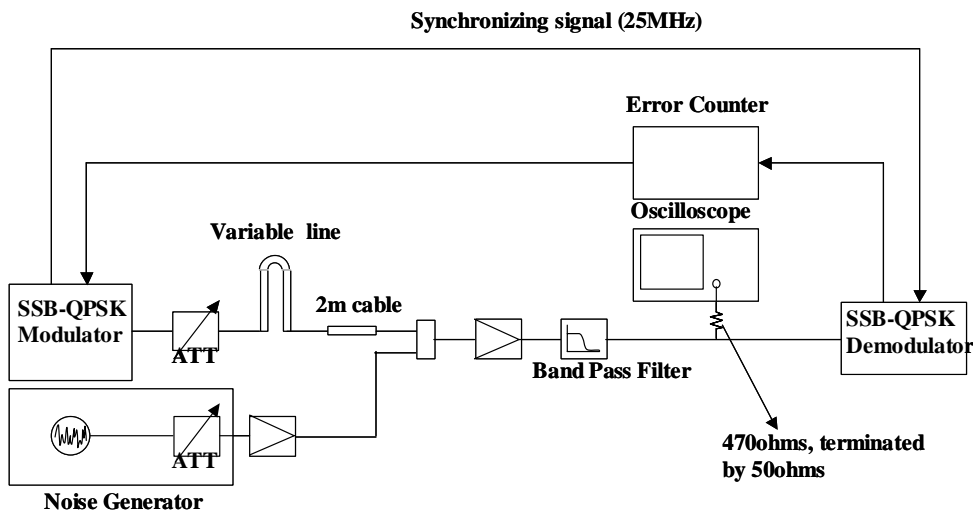


図 4-16 AWGN 環境設定

図 4-17 に AWGN 環境下でのビット誤り率特性の測定結果を示す。
 S/N の 0~15dB までの誤り率を測定した結果, QPSK からの劣化は 0.5dB 以内であった. 誤り率を測定した結果, QPSK からの劣化は 0.5dB 以内であった。
 これにより, 本方式は実時間空間でも理論通りの動作が得られ, さらに周波数利用効率 2bit/s/Hz の通信を達成でき, AWGN 環境下においても一般のデジタル直交変調方式に対抗できるものであることが明らかとなったといえる。

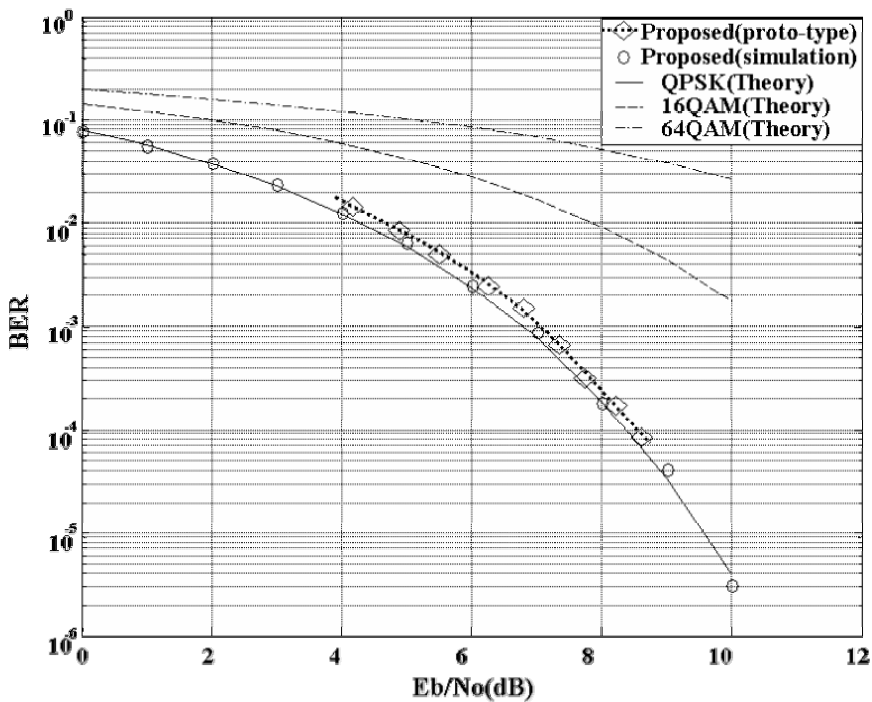


図 4-17 実証実験装置の Bit 誤り率特性(AWGN 環境下)

図 4-18 は $E_b/N_0=20\text{dB}$ の状況下での誤り率測定の一場面を示すものである。

$E_b/N_0=20\text{dB}$ 点での理論的誤り率は 10^{-11} 以下となり、情報伝送速度 12.5Mbps では 22 時間以上の観測を要する。このような長時間の誤り率測定は一般環境では不可能である。図 4-18 は、6時間経過後の誤り率計の表示を示すもので、この段階で 10^{-11} 台に達し誤り率表示が依然ゼロを確保していることを示している。

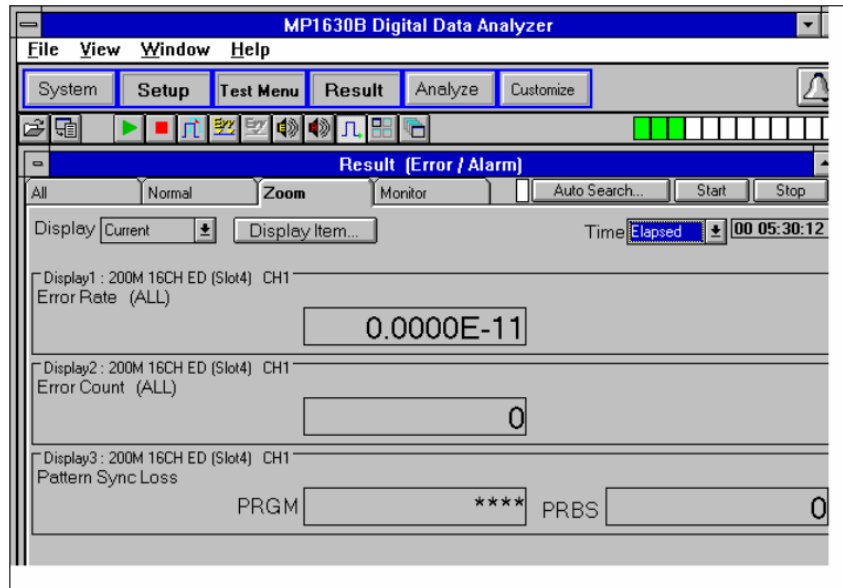


図 4-18 実証実験装置のビット誤り率特性(AWGN)

4-4-5 フェージング環境下のビット誤り率特性

図 4-19 に低速フェージング環境下におけるビット誤り率特性の測定環境を示す。図 4-16 に示した AWGN 環境からの違いはフェージングシミュレータを新たに挿入した点である。

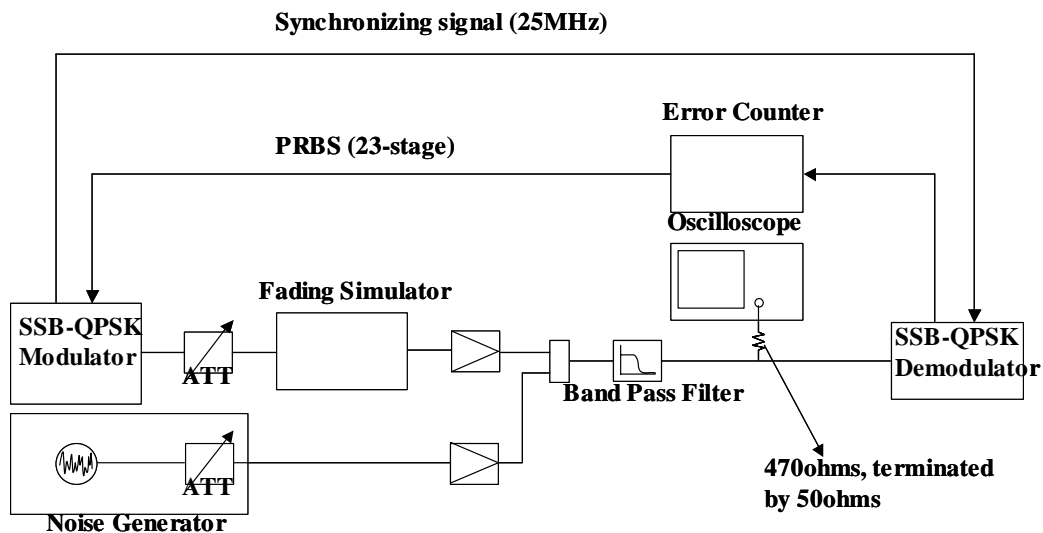


図 4-19 フェージング環境下におけるビット誤り率特性の測定系

フェージングシミュレータには Elektrobit 社の PROP Sim+モデルを用いた。(図 4-20 参照)
この装置は、送信波を受けた後に一旦高速サンプリングでデジタル化して直交検波する。こ
うして得られたI軸、Q軸のそれぞれの成分にフェージング効果を加える。フェージングは複素
乗算の形となるので、直交変調に形態となる。その出力を元の周波数に戻してフェージングシ
ミュレータの出力とするものである。

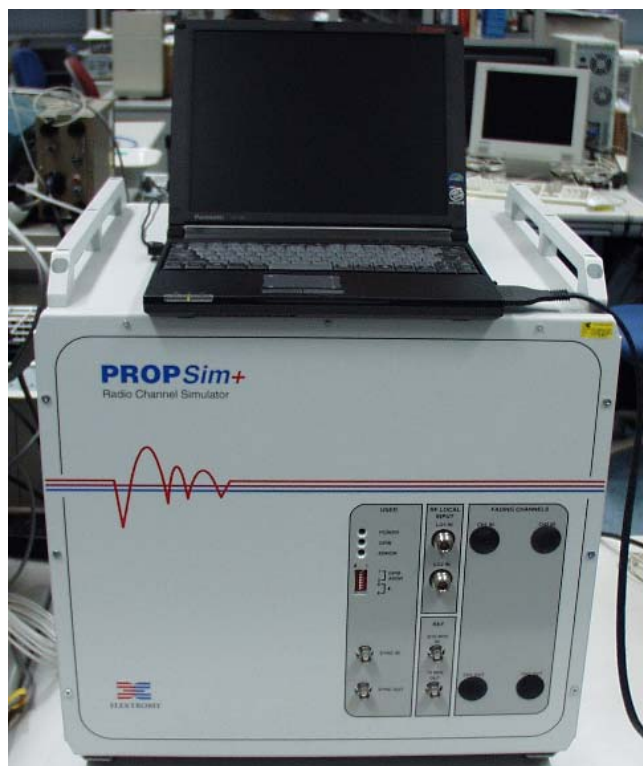


図 4-20 フェージングシミュレータ装置(Elektrobit 社 PROP Sim+)

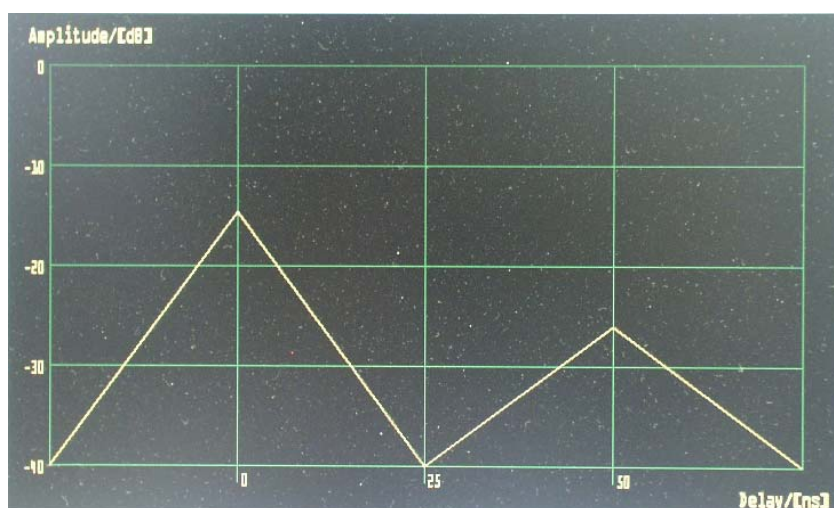


図 4-21 フェージングシミュレータ装置のフェージング条件設定画面
(2 パスレイリー, 遅延時間 50nsec, 遅延波強度-10dB)

図 4-20 のフェージングシミュレータのフェージング条件の設定には同器に接続した PC を用いる。この PC により図 4-21 に示されるようなフェージング動作画面が表示される。同図は 2 パスレイリーの状況を示しており、左の三角形は主波を、右の三角形は遅延波を示している。横軸は遅延時間を示し、同図の場合は遅延波が 50ns であることが示されている。縦軸は電力レベルを示し、同図では 10dB の差に達した瞬間が示されている。双方の電力はフェージング速度により変化するものである。

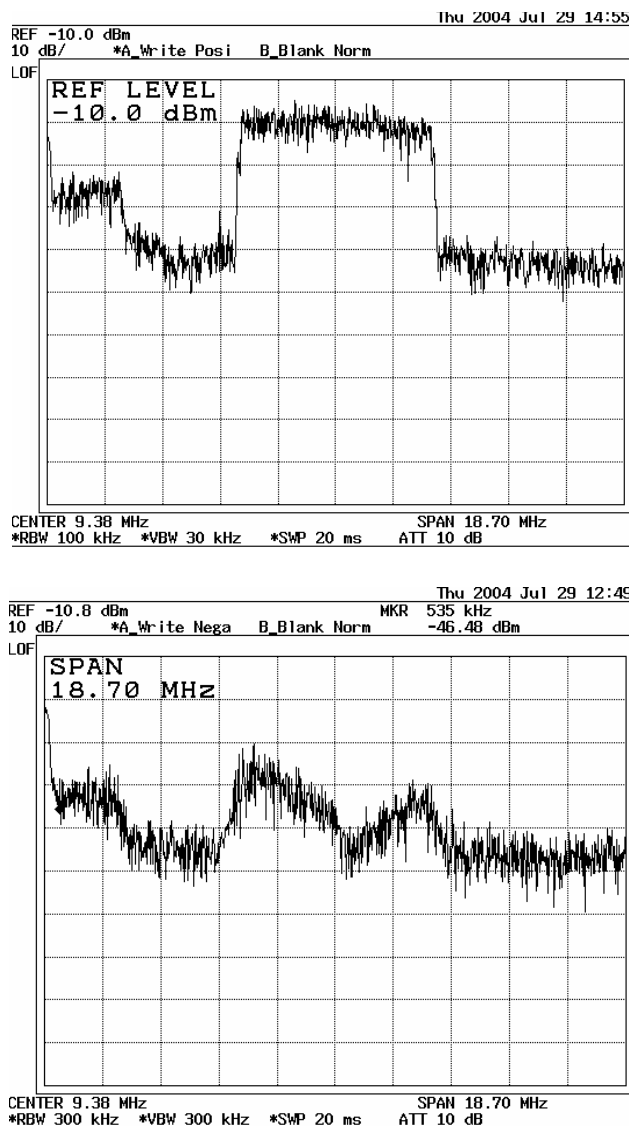


図 4-22 フェージングシミュレータ装置のフェージングによるスペクトル歪み状況
 (2 パスレイリー, 遅延時間 50nsec)
 (上:遅延波強度:-20dB)
 (下:遅延波強度:-10dB)

図 4-20 に示したフェージングシミュレータにより与えられるフェージング作用を図 4-22 に示す。同図(上)は遅延波の強度が主波に対して 20dB 低い状態でのフェージング結果を示したものであり、SSB-QPSK 方式の持つ特有の方形の周波数スペクトルは維持されている。つぎに遅

延波の強度が-10dB のレベルまで高くなった場合を同図(下)に示す. 方形スペクトルは中央部に周波数選択性フェージングの影響を受けていることが明瞭に分かる.

表 4-3 フェージング環境下におけるビット誤り率特性測定の設定条件

項目	設定条件
Band width	6.25MHz
Transmission rate	12.5Mbps LSB: 6.25Mbps USB: 6.25Mbps
Fading path #	2-path Rayleigh
Doppler's effect (fd)	0.1Hz
τ/T (τ :reflecting delay)	0.02
Synchronization	ideal coherent detection

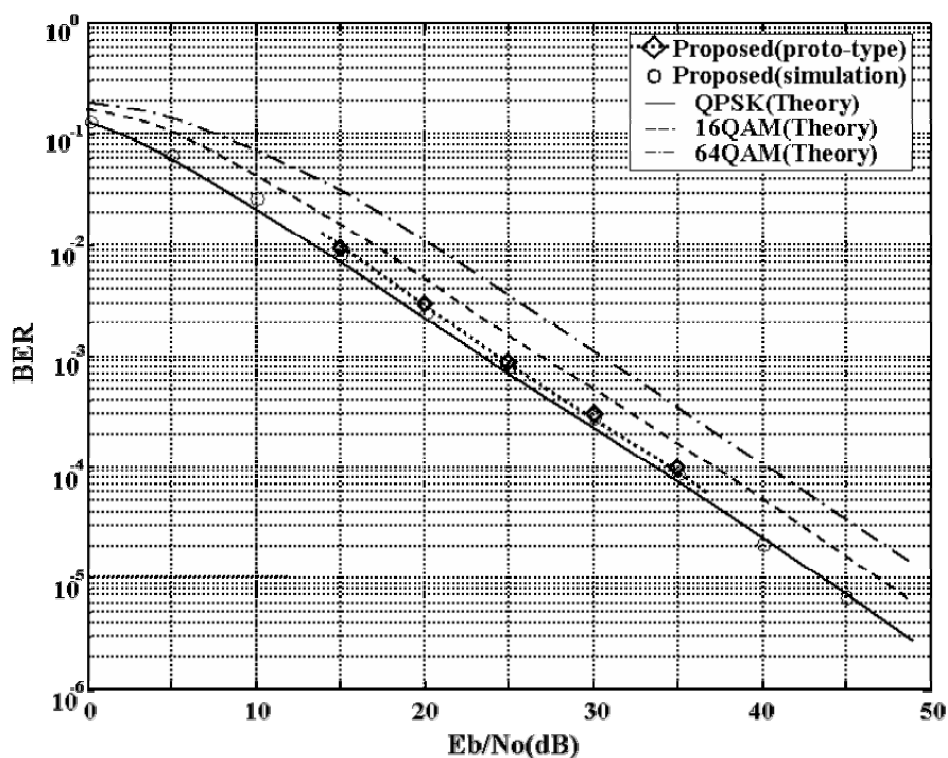


図 4-23 実証実験装置の Bit 誤り率特性(Fading 環境下)

以上のフェージング環境下でのビット誤り率特性の測定結果を図 4-23 に示す. S/N の 0~15dB までの誤り率を測定した結果, QPSK からの劣化は 0.5dB 以内であった. 誤り率を測定した結果, 通常の直交変調の QPSK の特性値からの劣化は 0.5dB 以内であった.

4-5 まとめ

第3章に示した方式を実証するべくシステム設計を行った。実際にハードウェア化する上での課題と対処について述べ、システムを評価した。システム設計に先立ちハードウェアの実装負荷の軽減のために Hilbert 変換器のステップサイズの適正化を図る。Hilbert 変換のステップ数は40段以上(タップ数では20以上)であれば、 E_b/N_0 に対するビット誤り率特性の理想値からの劣化は0.5dB以内となることを計算機シミュレーションにより明らかにした。さらに受信方式として従来のSSBに用いられていたダブルブランチと呼ばれる方式から Hilbert 変換器を用いないシングルブランチ方式を検証し、実証システムに用いた。すなわち、SSB方式における受信系での Hilbert 変換の不要性、ならびに Hilbert 変換器に対する要求性能と実装負荷の軽減が可能であることを示した。これらを踏まえハードウェア600万ゲートのFPGAにより変調系および復調系を収容することを可能にした。AWGN環境下のビット誤り率特性は、理論値から0.5dB以内の劣化と、同じくフェージング環境下のビット誤り率特性は理論値から1dB以内の劣化であることを明らかにした。

以上から3章に示した直交SSB-QPSK方式すなわち、OFDM変調におけるサブキャリアの重なり部分である位相実軸上のSSB要素と、位相虚軸上のSSB要素を、ナイキスト周波数間隔で同一周波数帯上に多重化できることが、理論的にも実際にも証明されたと考える。

参考文献

[1] Hiroshi Harada, and Ramjee Prasad, "Simulation and Software radio," Artech House, 2002, pp.79, 1999.

第5章 OFDM 多重化の研究

この研究の目的は変調方式による周波数利用効率の限界が、Shannon-Hartley の法則による伝送効率の上限により定まっているが、この法則の中では周波数直交性による効率向上を制限する要素はない。

したがって、前章で確認ができた SSB 要素の多重化に、周波数直交性を発揮できる OFDM 技術を加えることにより、現在の周波数利用効率である 2bit/s/Hz の 2 倍の 4bit/s/Hz を目指す研究を行う。

基本的な OFDM による更なる多重化を検討し、ナイキスト残留対称原理や Vieta の定理などを応用して周波数軸上の直交性の可能性を探る。

OFDM の基本研究の歴史を以下に示す。

OFDM 基本概念の発案 1950 年代発表

Chang, R., "Synthesis of Band limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," BSTJ(Bell System Technical Journal), vol.45, pp.1775-1796, Aug.1966[1].OFDM 理論検討終了 1960 年代後半

Chang, R. and Gibby, R., "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-16, no.4, pp.529-540., Aug. 1968[2].OFDM 基本特許 1966 年 11 月 14 日

出願 1970 年 1 月 6 日成立 米国特許 No.3,488,445

Robert W. Chang,

Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System

(Bell Telephone Laboratories) [3].OFDM/受信に DFT(discrete Fourier transform)を利

用する方式提案→受信機構成が楽に

1970 年代

Weinstein,S. and Ebert, P., "Data Transmission by Frequency-division Multiplexing Using the Discrete K-Fourier Transform," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-19, no.5, pp.628-634,Oct.1971[4].

OFDM をデジタル移動通信へ利用する方式提案

1980 年代

Cimini, Jr, L., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-33, no.7, pp.665-675, July 1985.[5]

これまでに研究において、OFDM をさらに多重化する事例は見当たらない。

なお、次ページに、周波数直交性と OFDM の原理について述べる。これは本章 5-3-3 節で SSB との組合せのアプローチに用いるものである。

5-1 周波数直交性と OFDM の原理[6]

すべての原点である OFDM の周波数直交性について、原理と証明を行う。いま、 k 本($k \geq n$, k は 2 以上の整数, n は自然数とする)のサブキャリアを持つ OFDM 波があるとき、

n 番目のサブキャリアの中心周波数: f_n
 伝送される複素ベースバンド信号: $z_n(a_n + jb_n)$ とすれば、
 変調波帯域信号は $S_n(t) = \text{Re}[z_n \exp(j2\pi f_n t)]$ として表される。

n と $n+1$ 番目のサブキャリアが直交するための条件:
 $S_n(t)$ と $S_{n+1}(t)$ の相互相関が 0 となること

隣接するサブキャリア間の周波数間隔: Δf
 z_n のシンボル長: T とすると、

相互相関 $E[S_n(t)S_{n+1}(t)]$ は次式となる。

$$\begin{aligned} E[S_n(t)S_{n+1}(t)] &= \int_0^T S_n(t)S_{n+1}(t)dt \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T [\text{Re}[z_n z_{n+1} \exp\{j2\pi(f_n + \Delta f)t\}] + \text{Re}[z_n^* z_{n+1} \exp(j2\pi \Delta f t)]] dt \quad (5-1-1) \\ &= \frac{1}{2} \int_0^T \{(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \cos 2\pi \Delta f t - (a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) \sin 2\pi \Delta f t\} dt \end{aligned}$$

この式の展開の詳細: 被積分関数は次のように展開できる。

$$\begin{aligned} S_n(t) \cdot S_{n+1}(t) &= \text{Re}[z_n e^{j2\pi f_n t}] \text{Re}[z_{n+1} e^{j2\pi f_{n+1} t}] \\ &= \text{Re}[z_n e^{j2\pi f_n t}] \text{Re}[z_{n+1} e^{j2\pi(f_n + \Delta f)t}] \\ &= \frac{1}{2} \{ [z_n e^{j2\pi f_n t}] + [z_n e^{j2\pi f_n t}]^* \} \frac{1}{2} \{ [z_{n+1} e^{j2\pi(f_n + \Delta f)t}] + [z_{n+1} e^{j2\pi(f_n + \Delta f)t}]^* \} \\ &= \frac{z_n e^{j2\pi f_n t} + z_n^* e^{-j2\pi f_n t}}{2} \frac{z_{n+1} e^{j2\pi(f_n + \Delta f)t} + z_{n+1}^* e^{-j2\pi(f_n + \Delta f)t}}{2} \\ &= \frac{1}{4} \{ z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t} + z_n z_{n+1}^* e^{j2\pi(-\Delta f)t} + z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t} + z_n^* z_{n+1}^* e^{-j2\pi(2f_n + \Delta f)t} \} \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \frac{z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t} + z_n^* z_{n+1}^* e^{-j2\pi(2f_n + \Delta f)t}}{2} + \frac{z_n z_{n+1}^* e^{j2\pi(-\Delta f)t} + z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}}{2} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \left\{ \frac{z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t} + [z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t}]^*}{2} + \frac{[z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}]^* + z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}}{2} \right\} \\
&= \frac{1}{2} \operatorname{Re}[z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t}] + \frac{1}{2} \operatorname{Re}[z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}]
\end{aligned} \tag{5-1-2}$$

この式は次のように近似できる。

$$\begin{aligned}
&\approx \frac{1}{2} \operatorname{Re}[z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}] \\
&= \frac{1}{2} \{(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \cos 2\pi \Delta f t - (a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) \sin 2\pi \Delta f t\}
\end{aligned} \tag{5-1-3}$$

したがって相互相関は、

$$\begin{aligned}
&E[S_n(t)S_{n+1}(t)] \\
&= \int_0^T S_n(t)S_{n+1}(t)dt \\
&= \frac{1}{2} \int_0^T \operatorname{Re}[z_n z_{n+1} e^{j2\pi(2f_n + \Delta f)t}] dt + \frac{1}{2} \int_0^T \operatorname{Re}[z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}] dt \\
&\approx \frac{1}{2} \int_0^T \operatorname{Re}[z_n^* z_{n+1} e^{-j2\pi(-\Delta f)t}] dt \\
&= \frac{1}{2} \int_0^T \{(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \cos 2\pi \Delta f t - (a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) \sin 2\pi \Delta f t\} dt \\
&= -\frac{1}{4\pi \Delta f} [(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \sin 2\pi \Delta f t]_0^T - \frac{1}{4\pi \Delta f} [(a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) \cos 2\pi \Delta f t]_0^T \\
&= -\frac{1}{4\pi \Delta f} \{(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \sin 2\pi \Delta f T + (a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) \cos 2\pi \Delta f T - (a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n)\}
\end{aligned} \tag{5-1-4}$$

と表せる。

上式が0になるためには、

$$(a_n a_{n+1} + b_n b_{n+1}) \sin 2\pi \Delta f T = 0, \quad \text{and}$$

$$(a_n b_{n+1} - a_{n+1} b_n) (\cos 2\pi \Delta f T - 1) = 0$$

この式を満たす条件は、

$$\sin 2\pi \Delta f T = 0, \quad \text{and}$$

$$\cos 2\pi \Delta f T = 1$$

すなわち、

$$2\pi \Delta f T = 2\pi k, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad \text{となる。}$$

以上から、 $\Delta f = k/T$ ($k = 1, 2, \dots$) であればよいこととなる。

すなわち最小の正規化サブチャネル間隔は $\Delta f = \frac{1}{T}$ となる。このチャネル間隔を有するマルチキャリアを、

とくに直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と呼ぶ。

5-2 基本コンセプト

OFDM を多重化する方法は、

(1) OFDM の異なる幅のキャリアを重畳させる形態、

もしくは全帯域をカバーするシングルキャリアを重畳 (図5-2-1)

(2) OFDM キャリアをそのまま2重に重畳させる形態 (図5-2-2)

の2通りを挙げる。これら2通りの形態のいずれに可能性があるかを以降で追求する。

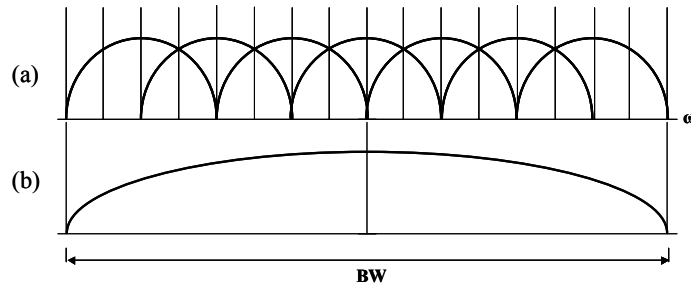


図5-2-1 OFDM を2重化する第2のスペクトル配置
(全チャンネル幅のシングルキャリアの重畳)

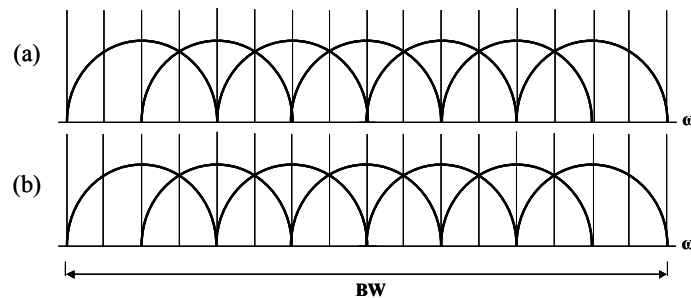


図5-2-2 OFDM を2重化する第1のスペクトル配置
(等チャンネル幅多重化)

OFDM 信号は受信側で FFT 処理されて復調される。上記図5-2-1と図5-2-2に示した両方式が受信系で復調できるためにも FFT 手法が必須であると考ええる。

次式の展開で、多重化されるそれぞれの信号に必要な条件(直交性)を示す。

$$\begin{aligned}
 S(\omega, t) &= \int_{t_1=-\infty}^{\infty} s(\omega, t) e^{j\omega t} dt = \int_{t_1=-\infty}^{\infty} \int_{t_2=-\infty}^{\infty} s_1(\omega_1, t_1) \cdot s_2(\omega_2, t_2) dt_1 dt_2 \\
 &= \int_{t_1=-\infty}^{\infty} s_1(\omega_1, t_1) dt_1 \int_{t_2=-\infty}^{\infty} s_2(\omega_2, t_2) dt_2 = S_1(\omega_1, t_1) \cdot S_2(\omega_2, t_2) \quad (5-2-3)
 \end{aligned}$$

ここで、 $S(\omega, t)$ は $s(\omega, t)$ のフーリエ変換、 $S_1(\omega, t)$ は $s_1(\omega, t)$ のフーリエ変換、 $S_2(\omega, t)$ は $s_2(\omega, t)$ のフーリエ変換を示す。

式(5-2-3)が成り立つためには、

$$s(\omega, t) = s_1(\omega, t) \cdot s_2(\omega, t)$$

であるばかりではなく、

$$\left. \begin{aligned} \omega &= \omega_1 \cdot \omega_2 \\ t &= t_1 \cdot t_2 \\ s(\omega, t) &= s_1(\omega_1, t_1) \cdot s_2(\omega_2, t_2) \end{aligned} \right\} (5-2-4)$$

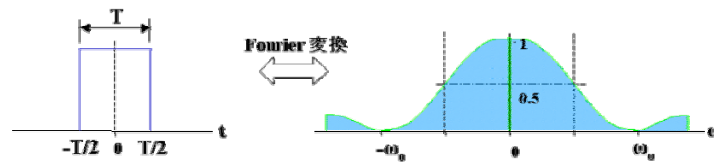
が成り立つ必要がある。すなわち、変数分離が可能であることが必要である。[14]

5-3 OFDM 多重化の基礎検証

5-3-1 OFDM と Sinc 関数

OFDM 通信方式では、入力パルス波を無成型のまま用いる。このため周波数スペクトルは Sinc 関数の形状となる。この関数は厳密には無限に続く。(図5-3-1. a 図参照) 実際にはパルスの立ち上がり立下り特性が有限の時間を持つので、早い段階で収束する。すなわち、この方形のパルスはスペクトルの使い方としては大変に贅沢なものとなっている。これが周波数直交性をもたらす一つの要素となっている。

(a) パルス型シンボルと Sinc型スペクトル



(b) OFDMのスペクトル配置(模式図)

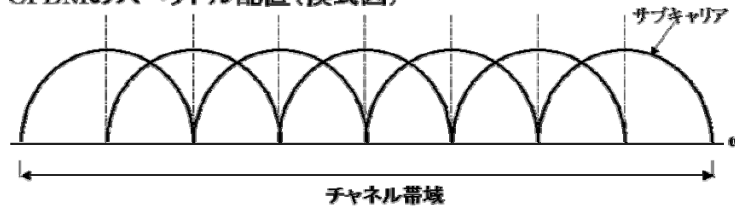


図 5-3-1 パルス信号と周波数直交性
(OFDM の原理)

5-3-2 Sinc 関数とナイキスト残留対称原理

他方、図5-3-2は、パルス形状を周波数領域側においたナイキスト理論に基づくナイキスト波を示している。ナイキスト波は前章でも述べたとおり、ナイキスト残留対称原理に基づくパルス成型波で、ナイキスト残留対称軸で0.5の値を取り、この軸を中心に上下の周波数軸でのスペクトル形状が奇対称となるものである。ナイキスト波は様々な利用がされている。

(1) PSK 変調や PAM 変調においてはナイキスト波により帯域幅の狭小化が行われる。

-----図5-3-2(f)

(2) 前章ではナイキスト残留対称軸を SSB 多重化の中心軸に用いている。

-----図5-3-2(f)

(3) 時間軸信号は Sinc 関数波となり、符号間干渉を確実に排除できる。

-----図5-3-2(d)

(4) SSB に Sinc 関数を用いた場合には Hilbert 変換を受けても有限振幅の変換信号を提供できる。

(4)を補足説明すると、図5-3-2(a)に示した方形パルス波を Hilbert 変換すると、図5-3-2(b)に示すような、不連続信号となる。この信号は実際には生成することができない。

こうしたナイキスト波の特長は、ガウシアンフィルタ並みのエネルギー効率の高い性質から出ていると考える。これが周波数利用効率の向上に結びつくものであるかどうかを、基本確認事項と設定し計算機シミュレーションを行う。

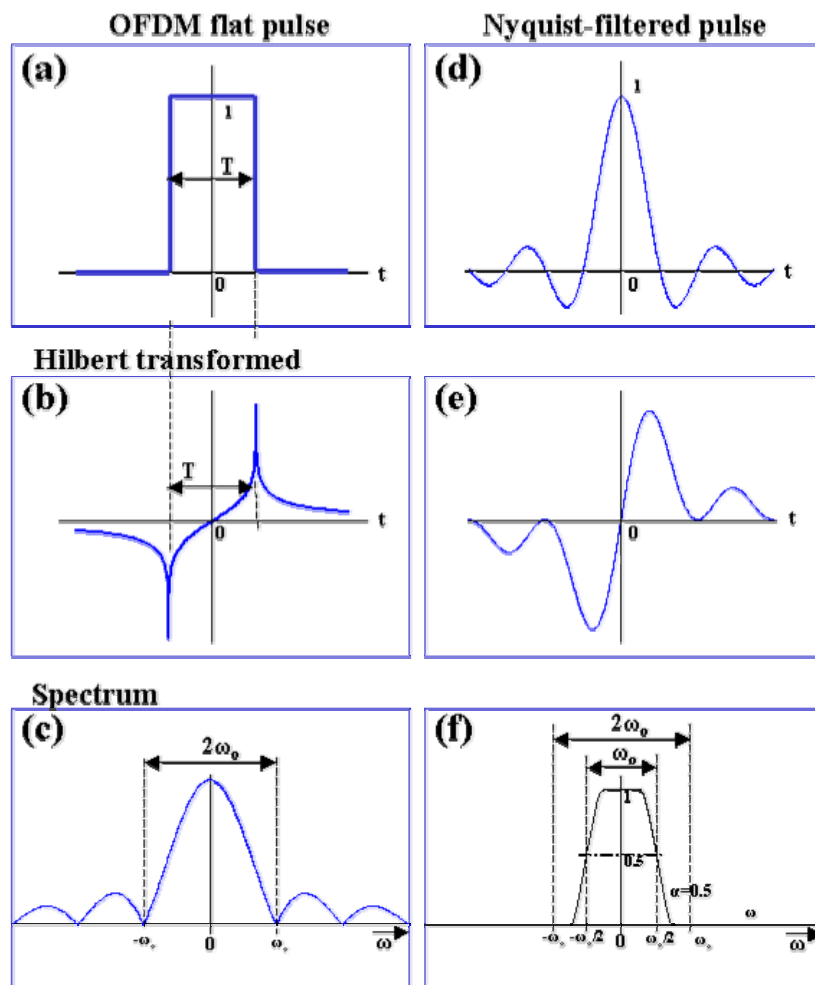


図 5-3-2 OFDM に用いられる平坦なパルス波と Nyquist 成形を加えた場合の比較

ヒルベルト変換を考慮しなければならない理由は、SSB 分野に限らない。直交変調には入力パルスの加え方に2種類ある。図 5-3-4 に(a)直接に加える場合と、(b)一方をシンボル周期 T の $1/2$ だけ遅延させた場合を示した。特殊ではあるが、搬送波周波数をシンボル周波数(ナイキスト周波数) ω_0 と同じに捉えた場合を示す。

偶関数であるナイキスト波を Hilbert 変換により奇関数にしたものは、直交する。

ナイキスト波を $\frac{\sin \omega_o t}{\omega_o t}$ で示すと ($\omega_o = 0.5\omega_t$), その Hilbert 変換出力対は下式で表される.

$$\frac{\sin \omega_o t}{\omega_o t} \xrightarrow{H} \frac{\sin^2 \frac{\omega_o t}{2}}{\frac{\omega_o t}{2}} = \frac{1 - \cos \omega_o t}{\omega_o t} \quad (5-3-1)$$

つぎに示す3種の直交変調で, Q 軸信号側にヒルベルト変換効果が生じることに注目する.

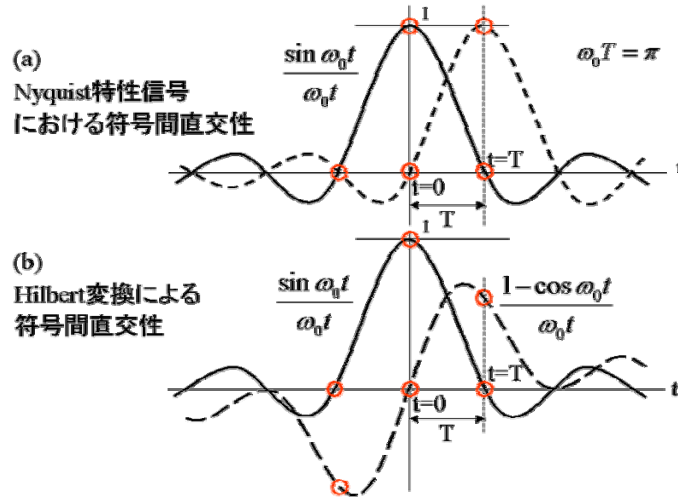


図5-3-3 ナイキスト特性信号における符号間直交性とそのヒルベルト変換信号との符号間直交性

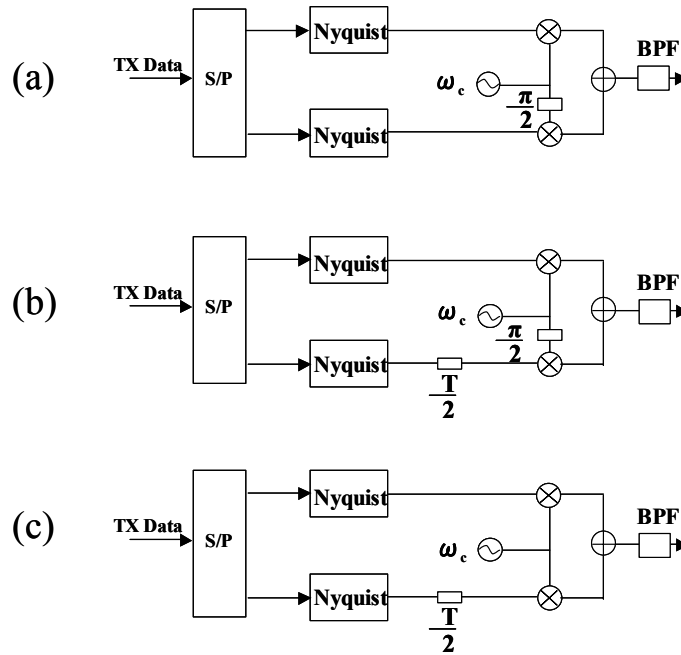


図 5-3-4 直交変調における3種類の形態

(1) 遅延のない直交変調: 図 5-3-4 (a)

2 系統のナイキスト信号を, 一方を cosine 波で, 他方を sine 波で変調するとき, 出力は直交する. 今, 変調用搬送波周波数を, ナイキスト周波数(角周波数) ω_o に等しくすると,

I 軸側すなわち cosine 波による変調は,

$$\frac{\sin \omega_o t}{\omega_o t} \times \cos \omega_o t = \frac{\sin 2\omega_o t}{2\omega_o t} \quad (5-3-2)$$

となり,

Q 軸側すなわち sine 波による変調は,

$$\frac{\sin \omega_o t}{\omega_o t} \times \sin \omega_o t = \frac{\sin^2 \omega_o t}{\omega_o t} = \frac{1 - \cos 2\omega_o t}{2\omega_o t} \quad (5-3-3)$$

となる. 式(2)と式(3)の関係は, 式(5-3-1)の示す Hilbert 関係にあることが分かる.

T/2 の遅延を施した直交変調: 図 5-3-4 (b)

つぎに Q 軸信号にシンボル周期 T の 1/2 の遅延を施す場合を考える. これは I 軸信号に cosine 波を乗算するタイミングは双方のピークが一致していることを考えた場合に, Q 軸信号に sine 波を乗算する場合に sine 波のピークに Q 軸信号のピークを一致させることが得策とする方法である.

この場合の Q 軸出力は,

$$\begin{aligned} \frac{\sin \omega_o(t - \frac{T}{2})}{\omega_o(t - \frac{T}{2})} \times \sin \omega_o t &= \frac{\sin \omega_o(t - \frac{T}{2})}{\omega_o(t - \frac{T}{2})} \times \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2}) \\ &= \frac{\sin(\omega_o t - \frac{\pi}{2})}{(\omega_o t - \frac{\pi}{2})} \times \cos(\omega_o t - \frac{\pi}{2}) = \frac{\sin 2(\omega_o t - \frac{\pi}{2})}{2(\omega_o t - \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (5-3-4)$$

となり, シンボル周期 T/2 のナイキスト波となることが分かる.

式(5-3-4)の信号すなわち Q 軸出力と式(5-3-3)の信号すなわち図 5-3-4(b)における I 軸出力は時間軸上で直交する.

遅延を持つナイキスト波の同相での変調: 図 5-3-4 (c)

図 5-3-4(c)に示すように搬送波を cosine 位相でナイキスト波に乗算する場合に, シンボル周期 T の 1/2 の遅延を施した側の出力を数式で表すと以下のとおりとなる.

$$\frac{\sin \omega_o(t - \frac{T}{2})}{\omega_o(t - \frac{T}{2})} \times \cos \omega_o t = \frac{\sin \omega_o(t - \frac{T}{2})}{\omega_o(t - \frac{T}{2})} \times \{-\sin(\omega_o t - \frac{\pi}{2})\}$$

$$= -\frac{\sin(\omega_o t - \frac{\pi}{2})}{(\omega_o t - \frac{\pi}{2})} \times \sin(\omega_o t - \frac{\pi}{2}) = -\frac{1 - \cos 2(\omega_o t - \frac{\pi}{2})}{2(\omega_o t - \frac{\pi}{2})} \quad (5-3-5)$$

式(5-3-5)は、明らかにナイキスト波の Hilbert 変換出力であることが分かる。

以上から得られた 式(5-3-2), (5-3-3), (5-3-4), (5-3-5)に示されたシンボル周期 $T/2$ のナイキスト波およびその Hilbert 変換波を図 5-3-5 に示す。

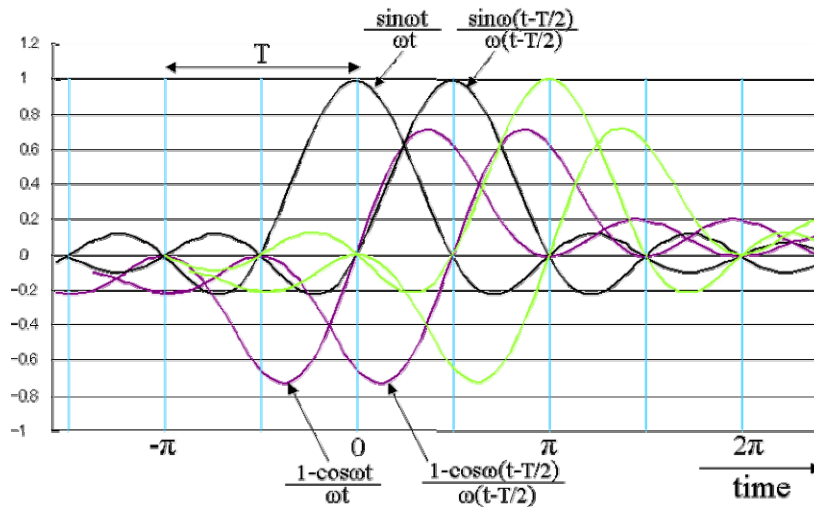


図5-3-5 シンボル周期 T 期間に収容される4種の直交信号群

図 5-3-5 から直交性を整理すると、
ナイキスト波は、

$$r(t) = \frac{\sin \frac{\omega_t}{2} t}{\frac{\omega_t}{2} t} \quad (5-3-6)$$

で示され、時刻 $t+nT$ (n :整数, T :シンボル周期)に頂点を持つナイキスト波は、

$$r(t - nT) = \frac{\sin \frac{\omega_t}{2} (t - nT)}{\frac{\omega_t}{2} (t - nT)} \quad (5-3-7)$$

で示される。式(5-3-6)と式(5-3-7)の關係のナイキスト波は直交する。

なお、ロールオフ率 α を考慮した場合のナイキスト波は、

$$r(t) = \frac{\sin \frac{\omega_t}{2} t}{\frac{\omega_t}{2} t} \cdot \frac{\cos \frac{\alpha}{T} t}{1 - (\frac{2\alpha}{T} t)^2} \quad (0 \leq \alpha \leq 1) \quad (5-3-8)$$

で示される。

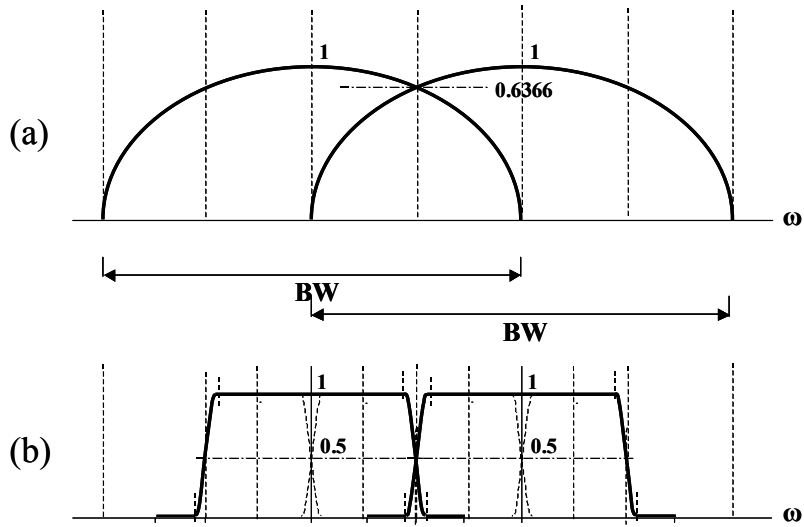


図 5-3-6 サブキャリアのナイキスト波化(ロールオフ率は任意)
 (a) 一般の OFDM におけるサブキャリア2波
 (b) ナイキスト波2波による重ね合わせ

このナイキスト波化した OFDM シンボルによりスペクトル上に配置した形態を図5-2-7および図5-1-10に示す。前者は全帯域のナイキスト波1波(シングルキャリア)で構成し2重化する方法で、後者は等帯域のナイキスト波で構成し2重化する方法である。

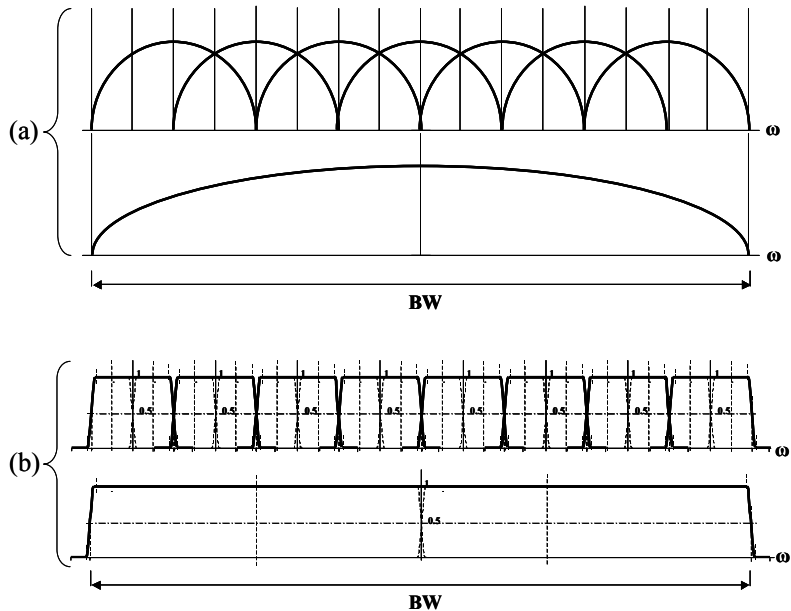


図5-3-7 OFDM を全帯域のナイキスト波1波で構成し2重化するスペクトル配置
 (a) 従来 OFDM による2重化
 (b) ナイキスト波による2重化

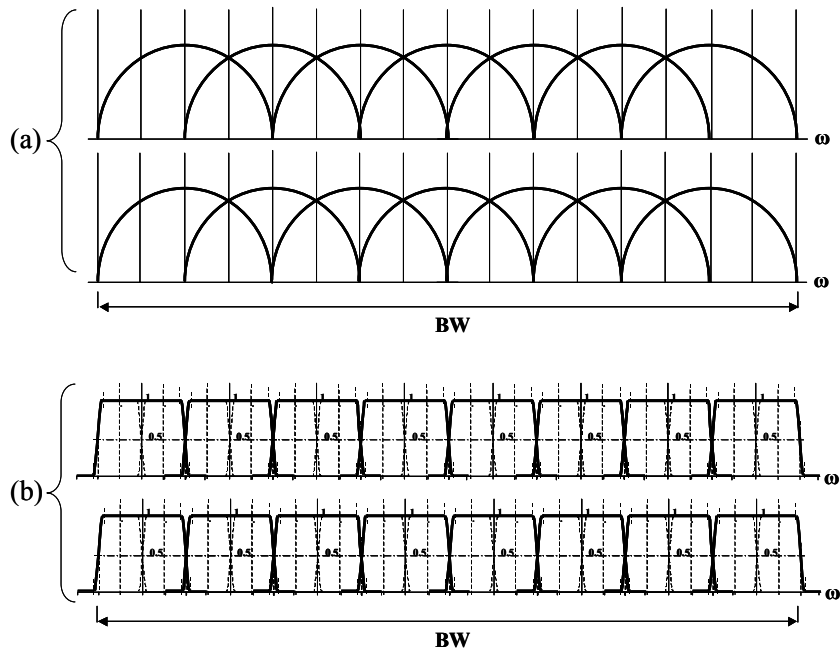


図5-3-8 OFDM を等帯域のナイキスト波で構成し2重化するスペクトル配置

(a) 従来 OFDM による2重化

(b) ナイキスト波による2重化

これら2つの形態について、誤り率を調べる。

図5-3-7に相当する変調回路を図5-3-9に示す。図5-3-8に相当する変調回路は図5-2-10に示す。

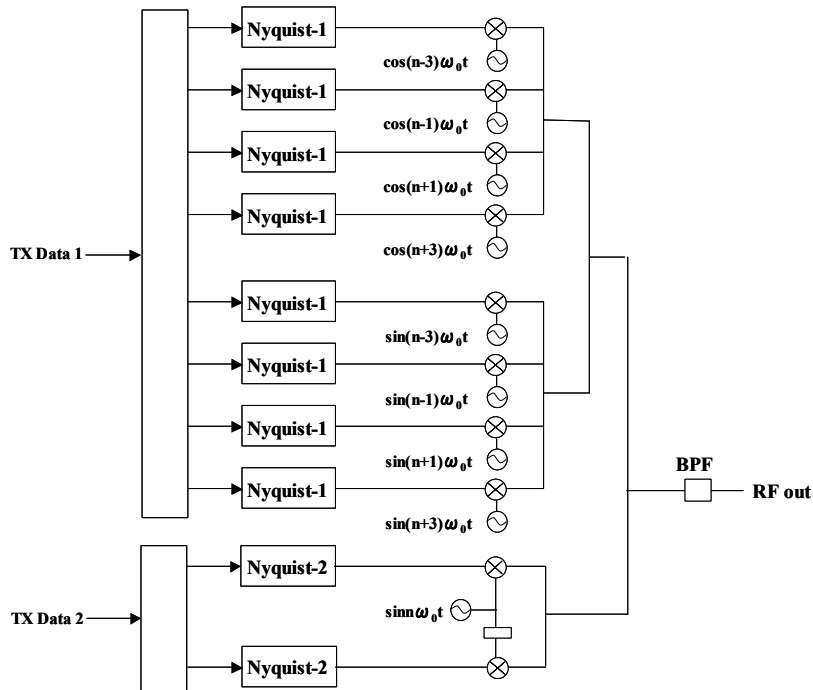


図5-3-9 OFDM を全帯域のナイキスト波1波で構成し2重化する方法

図5-3-9においては、2系統の送信データ(TX Data 1および TX Data 2)は、同期性を確保した*ナイキスト特性化を(ルートロールオフナイキストフィルタ)施した後、一方(TX Data 1側)は OFDM 変調を施し、他方(TX Data 2側)は与えられた帯域を1波で覆うシングルキャリアとしての直交変調を施す。

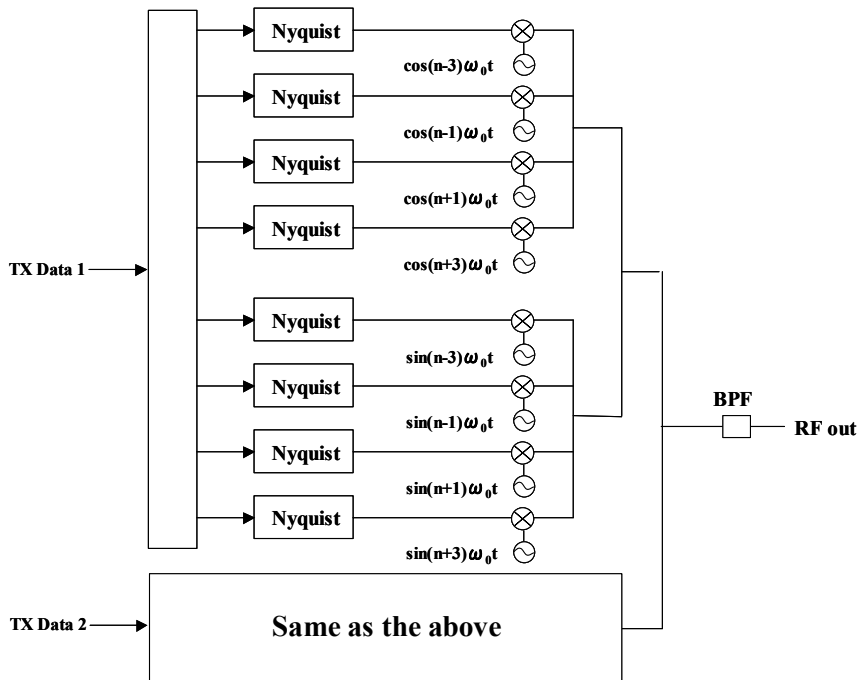


図5-3-10 OFDM を等帯域のナイキスト波で構成し2重化する方法

図5-3-10において、2系統の送信データ(TX Data 1および TX Data 2)は、ナイキスト特性化され、それぞれ等間隔に配置した搬送波周波数で直交変調される。

以上を用いて、つぎの手順でナイキスト特性化による効果を評価する。

- (1) 1重の OFDM としてのビット誤り率特性
- (2) 2重化した場合の OFDM のビット誤り率特性

図5-3-11に OFDM をナイキスト波で構成した場合の比較結果を示す。同図(a)は従来の OFDM 方式であり、 E_b/N_0 軸上でビット電力を増強してもほとんどビット誤り率が改善されないことが分かる。これは OFDM は FFT 処理により複合できるものであり、単純な受信方法では隣接チャネル波の干渉により復調できないからである。

他方、同図(b)に示したナイキスト特性化した OFDM においては、ビット電力の増強によりビット誤り率は確実に改善されることが分かる。隣接波1波の場合でも両端に隣接波を置いた場合でも確実に改善されている。 $E_b/N_0=0\text{dB}$ におけるビット誤り率は約0.2であるが、 $E_b/N_0=10\text{dB}$ におけるビット誤り率は約0.02に改善される。

これにより、少なくともナイキスト特性化によりサブキャリアの干渉性は明確に改善されることが分かる。

図5-3-12は OFDM 全帯域を1波のシングルキャリア波で覆った場合の比較を示したものである。

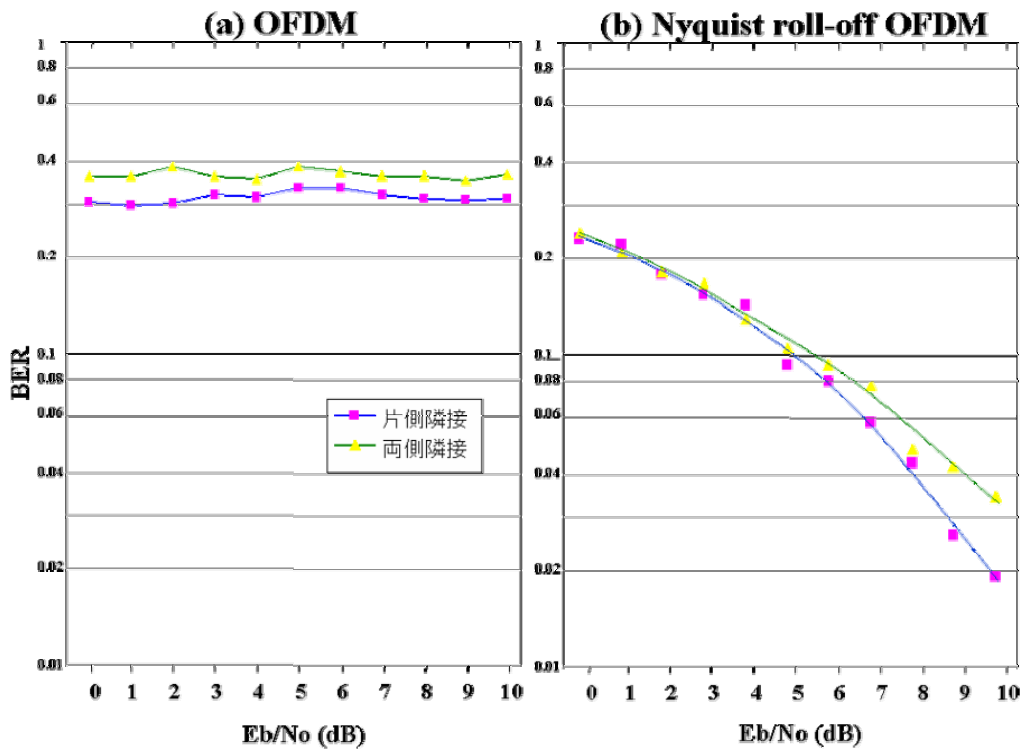


図5-3-11 OFDM と等帯域のナイキスト波で構成したものの比較

(a) 従来型の OFDM

(b) ナイキスト波 OFDM

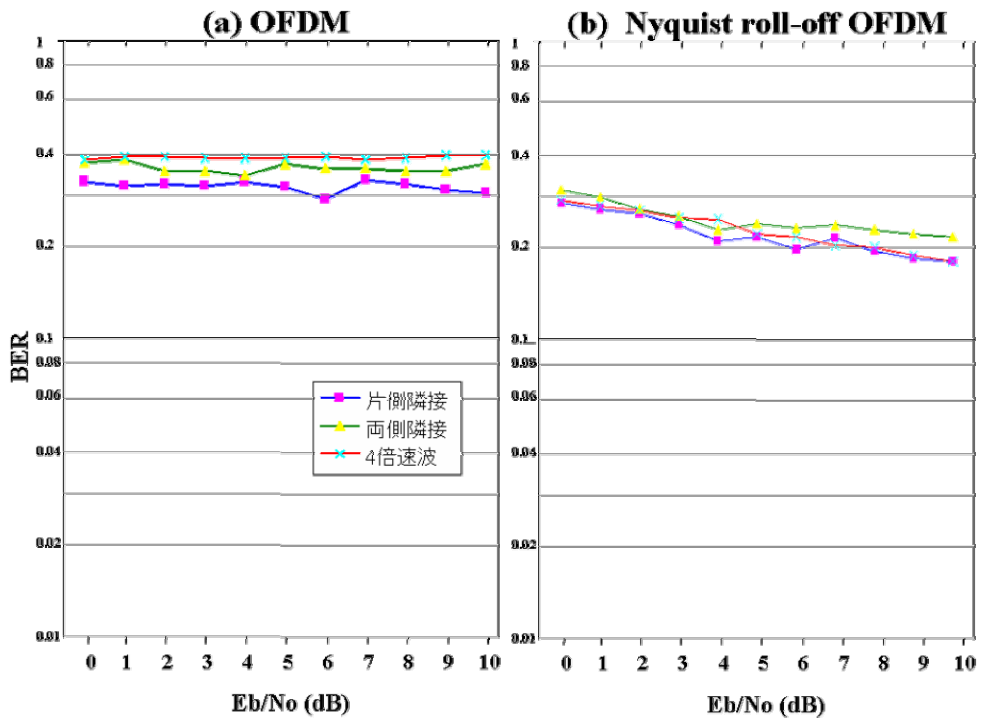


図5-3-12 OFDM を全帯域のナイキスト波1波で構成し2重化するスペクトル配置

(a) 従来 OFDM による2重化

(b) ナイキスト波による2重化

同図(a)は従来の OFDM 方式であり, Eb/No 軸上でビット電力を増強してもほとんどビット誤り率が改善されないことが分かる。

他方, 同図(b)に示したナイキスト特性化した OFDM においては, ビット電力の増強によりビット誤り率は図5-3-11(b)に比べると改善の度合いが少ないが, 明確に改善の効果があることが分かる。Eb/No=0dB におけるビット誤り率は約0.3であるが, Eb/No=10dB におけるビット誤り率は約0.2に改善される。

これはナイキスト特性化が干渉性改善に有効であることを示すものである。

OFDM の復調は FFT 処理によるものであり, このような単純な受信方法では復調できないことは明らかであるが, ナイキスト特性化による隣接波との干渉性の軽減効果は伝送効率向上への足掛かりを提供するものである。

この OFDM を全帯域のナイキスト波1波で構成し2重化するスペクトル配置による方法については, 次節(5-4-2)にてさらに詳しく研究する。また文中で<同期性のあるシングルキャリア波>と述べた内容についても同節にて詳しく述べる。

5-4 OFDM の 2 重化に必要な直交性の探求

前節に示したように, OFDM 波を多重する方法には, 同一の OFDM 波を重畳する方法と, 同一帯域のシングルキャリア波を重畳する方法とがある。

それぞれの, 周波数軸上から見た直交性の検証を行う。

5-4-1 同一速度の 2 系統の OFDM 波の重畳

図 5-4-1 に同一速度の 2 系統の OFDM 波を重畳する方式の変調系のブロック図を示す。

それぞれの要素間の信号直交性をそれぞれのシンボル長で積分して検証する。

ここで提案方式の合成方法による2倍速の信号が元の信号と直交することについて述べる。

2信号間の直交性の検証には, 相互相関性で行える。式(5-4-1)はこれを示すもので,

$$\int_0^T \left\{ A \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos m \omega_0 t \times A \frac{\sin 2\omega_0 t}{2\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos(m+n)\omega_0 t \right\} dt \quad (5-4-1)$$

, ここで m, n : 整数。

図5-4-2に提案方式のための復調系のコンセプトを示す。通常の OFDM が用いるのと同様に, 本方式でも FFT と DFFT を変復調に必要であることが容易に考えられる。本方式では FFT の出力に複数の速度の信号が含まれる。したがってこの複数速度の信号の分離のための FFT 処理とマトリックスを用いる。マトリックス内にはロールオフフィルタ機能が包含される。マトリックスにおける多元連立方程式の根として各信号が復元される。

復調の理論

受信における分離について数式で解説する。一例として次節で用いる図 5-4-3 を例に, 数式を立てる。

受信回路は図 5-4-2 による。図 5-4-3(a)の高域サブキャリアと(b)の I 軸信号は次式で表せる。

$$(a) \quad s_{a-l}(t) = A_{a-l} \frac{\sin \frac{\omega_0}{2} t}{\frac{\omega_0}{2} t} \sigma_0(t) \cos(\omega_c + k\omega_0)t \quad (5-4-2)$$

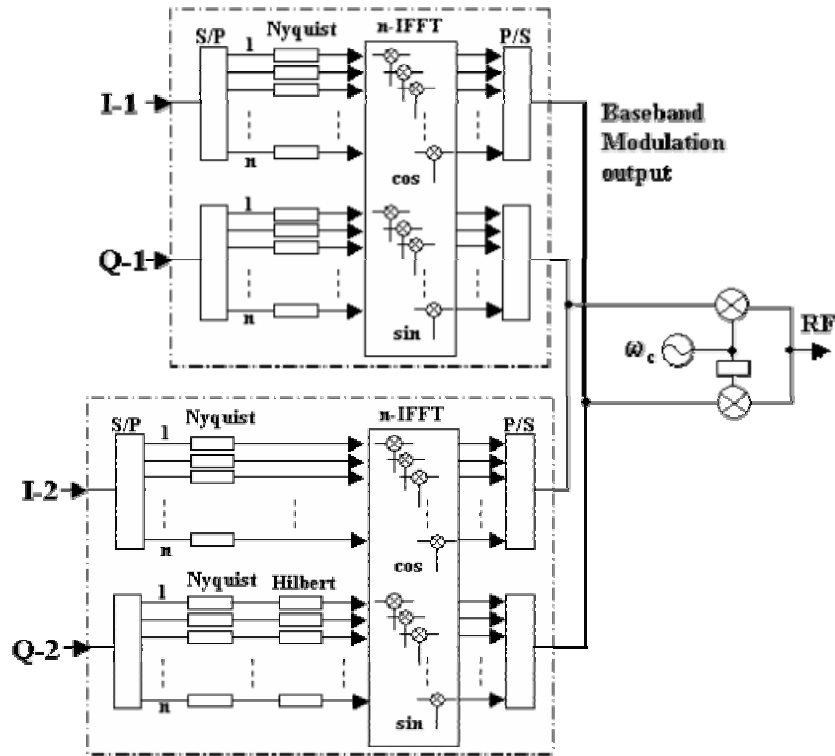


図 5-4-1 OFDM 多重化の変調系ブロック図
(Hilbert 変換器は方式の検証の中で外すケースを含む)

復調系のコンセプト

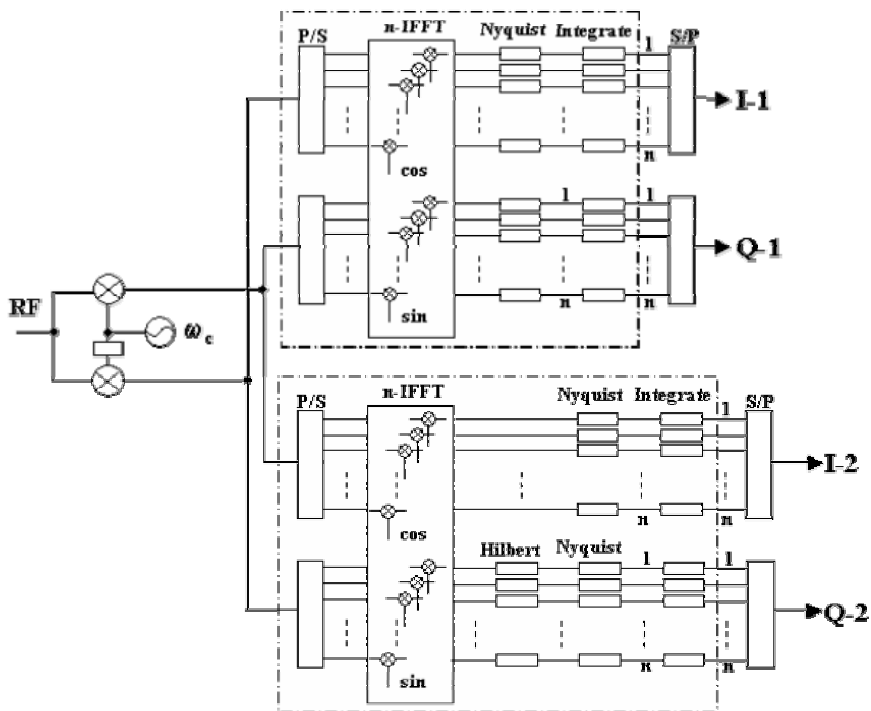


図 5-4-2 等速度 OFDM 波多重方式の受信(復調)系のコンセプト

$$(b) s_{a-l}(t) = A_{a-l} \frac{\sin \frac{\omega_0}{2} t}{\frac{\omega_0}{2} t} \sigma_0(t) \cos(\omega_c + m\omega_0)t \quad (5-4-3)$$

ここで A_{a-l}, A_{b-l} は各シンボルの極性を表す。

これらを合成した信号を受信して図 5-4-3 の信号を取り出すために $\cos(\omega_c + k\omega_0)t$ で検波し Nyquist フィルタを通すと低域フィルタ効果により, 図 5-4-3 の信号を中心としたものとなる。さらにシンボル周期期間で積分することにより, 自シンボルとして十分な振幅を得る。

以上の回路構成に基づき, 多重化されるサブキャリア間の周波数直交性を確認する。

以下に直交性確認のための相互相関式を示す。

$$\begin{aligned} COR(I1 \otimes I2) &= \int_0^T \left\{ A_{I-1} \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos k\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right. \\ &\times \left. A_{I-2} \frac{1 - \cos 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos m\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right\} dt \end{aligned} \quad (5-4-4)$$

$$\begin{aligned} COR(I1 \otimes Q2) &= \int_0^T \left\{ A_{I-1} \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos k\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right. \\ &\times \left. A_{Q-2} \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \sin m\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right\} dt \end{aligned} \quad (5-4-5)$$

$$\begin{aligned} COR(Q1 \otimes I2) &= \int_0^T \left\{ A_{Q-1} \frac{1 - \cos 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \sin k\omega_0 t \times \sin \omega_c t \right. \\ &\times \left. A_{I-2} \frac{1 - \cos 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos m\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right\} dt \end{aligned} \quad (5-4-6)$$

$$\begin{aligned} COR(Q1 \otimes Q2) &= \int_0^T \left\{ A_{Q-1} \frac{1 - \cos 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \sin k\omega_0 t \times \sin \omega_c t \right. \\ &\times \left. A_{Q-2} \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \sigma_0(t) \sin m\omega_0 t \times \cos \omega_c t \right\} dt \end{aligned} \quad (5-4-7)$$

ここで $COR(Q1 \otimes Q2)$ は相互相関を, ω_0 はシンボル周波数を, ω_c は無線搬送波周波数を, $\sigma_0(t)$ は Nyquist roll-off factor を示す。相互相関の演算結果から, 相互相関値がゼロになることを示す組合せを表 5-3-1 に示す。直交性が確認できたすべての場合を, 第1系と第2系のマトリクス of 形にまとめた。縦軸および横軸に第1, 第2の OFDM 波のサブキャリアを置く。第2列は縦軸側(第1の OFDM 波)の搬送波周波数を変調関数の形 \cos または \sin で示しながら配置してある。第3列および第5列は横軸側(第2の OFDM 波)の搬送波周波数を同じく \cos または \sin で示している。

表によれば, 大きく2つの組合せができる。

一つは, 第1系も第2系も, その I 軸と Q 軸のベースバンド信号が非 Hilbert 変換の関係にあるものと, 他は, 一つの系が非 Hilbert 変換の関係で他の系が Hilbert 変換の関係にあるものである。

これにより, ナイキスト成型したベースバンド信号による OFDM の多重化の可能性があると判断できる。

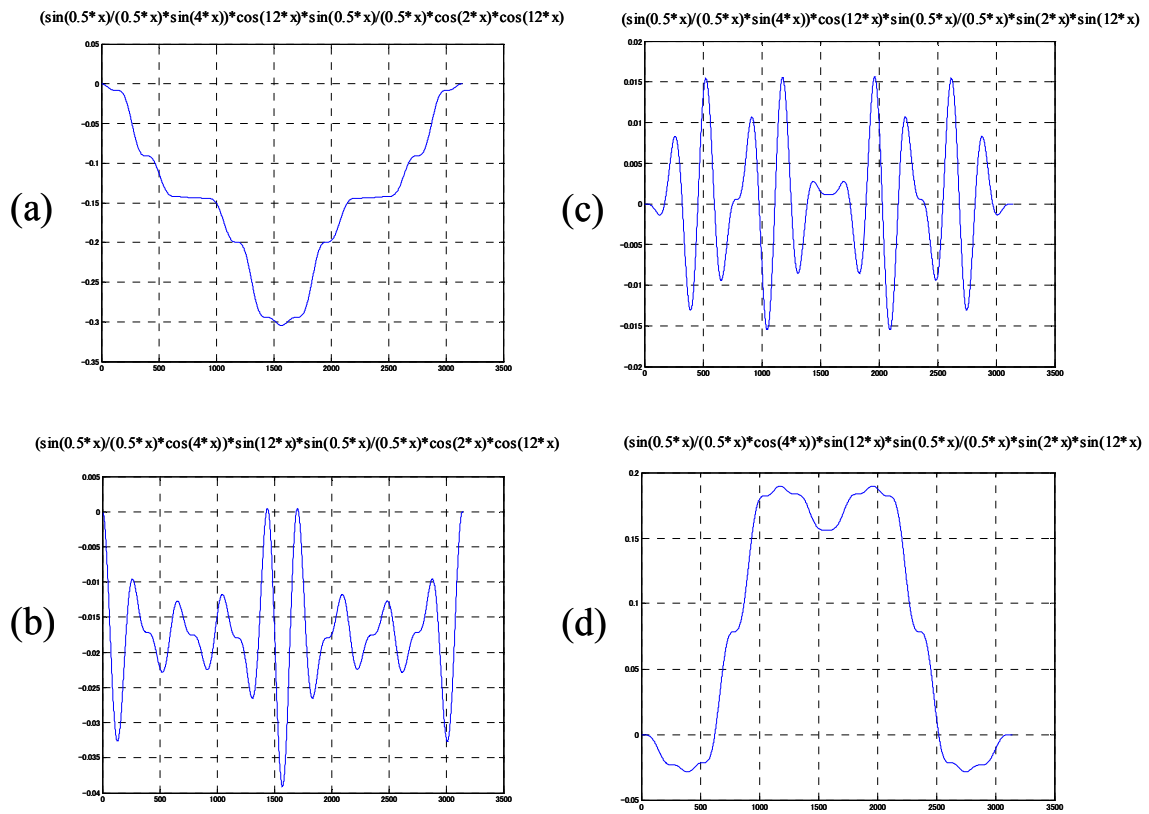


図 5-4-3 同一速度の OFDM 波の重畳における周波数直交性の確認

- (a) 1 系 Q 軸と 2 系 I 軸の合成後, 搬送波 cos で変調する場合
- (b) 1 系 I 軸と 2 系 I 軸の合成後, 搬送波 cos で変調する場合
- (c) 1 系 Q 軸と 2 系 Q 軸の合成後, 搬送波 sin で変調する場合
- (d) 1 系 I 軸と 2 系 Q 軸の合成後, 搬送波 sin で変調する場合

		OFDM第1系 ベースバンド信号		OFDM第2系 ベースバンド信号			
		第1系 IFFTキャリア	第1系 搬送波	I		Q	
				$\sin \frac{\omega_0 t}{2}$	第2系 搬送波	$\sin \frac{\omega_0 t}{2}$	第2系 搬送波
		$\frac{\omega_0 t}{2}$		$\frac{\omega_0 t}{2}$		$\frac{\omega_0 t}{2}$	
非Hilbertペア	$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
Hilbertペア	$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$
	$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	$\cos m\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	$\sin m\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$

非Hilbertペア

表 5-4-1 同一速度の OFDM 波の重畳における周波数直交性の確認

5-4-2 異なる速度による OFDM 波の重畳

つぎに異なる速度による OFDM 波を2波、重畳する方法を検証する。この場合に、帯域幅を合わせる必要があることと、ナイキスト残留対称原理による帯域端での性質を同一にすることが必要と考える。このため、次に示す Vieta の定理を用いて幅の広いキャリアの生成を行う。

5-4-2-1 Vieta の定理の応用によるサブキャリア合成

異なる速度による OFDM 波同士が直交するための必要条件は、ナイキスト波であることと、同一のロールオフカーブ(絶対幅)を持つことである。理由と作り方を以下に示す。

まず、同一のロールオフカーブを保ちながら異なる帯域幅のサブキャリアを生成する方法を以下に示す。いま、2波を合成する公式は Vieta の公式または三角関数の加法定理として知られる。

$$\cos(n-1)\omega_0 t + \cos(n+1)\omega_0 t = 2 \cos \omega_0 t \cos n\omega_0 t \quad (5-4-8)$$

ここで n は整数、 ω_0 は共通の周波数要素である。

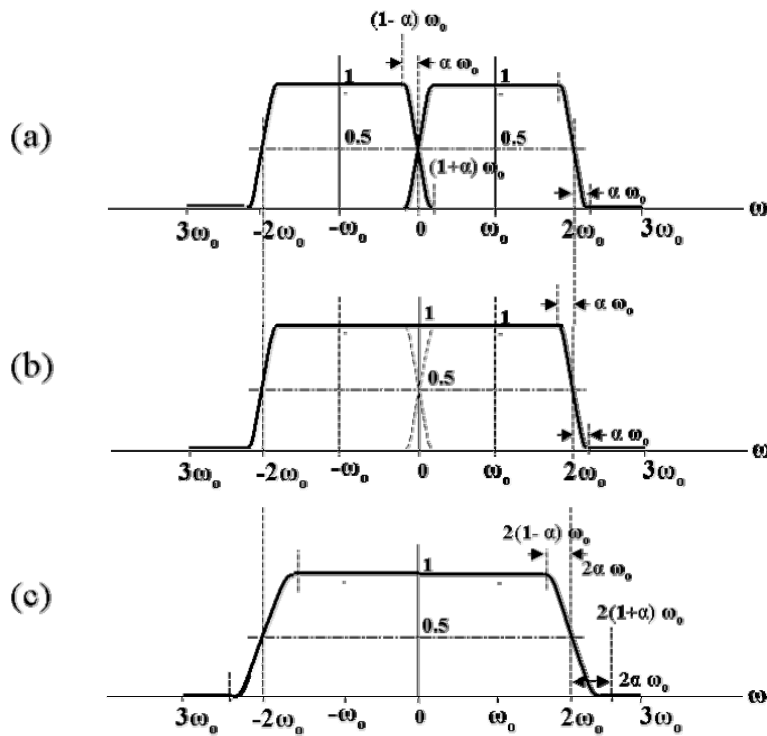


図 5-4-4 ナイキスト波の重ね合わせ(任意のロールオフ率)

- (a) ふちの重なり合う2つのナイキスト波
- (b) 2つのナイキスト波の合成結果
- (c) 従来の方法で生成した2倍帯域のナイキスト波

この式は2波が合成されると、その中間周波数の波が共通の周波数要素で変調されている様を示す。

この式を応用してナイキスト特性を持つハーモニック波を形成する新たな式(5-4-9)を提起した。この式を用いて式(5-4-10)を得る。

$$s_{Nyquist-4B}(t) = A \frac{\sin 0.25\omega_0 t}{0.25\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos 0.25(n-1)\omega_0 t$$

$$+ A \frac{\sin 0.25\omega_0 t}{0.25\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos 0.25(n+1)\omega_0 t \quad (5-4-9)$$

$$= 2A \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \left\{ \frac{\omega_0}{\pi} \frac{\cos 0.5\alpha\omega_0 t}{1 - \left(\frac{\alpha\omega_0 t}{\pi}\right)^2} \right\} \cos 0.5n\omega_0 t \quad (5-4-10)$$

$$\sigma_0(t) = \frac{\omega_0}{2\pi} \left[\frac{1}{1 - \left(\frac{\alpha\omega_0 t}{\pi}\right)^2} \right] \quad (5-4-11)$$

ここで α はロールオフ率を表し、 $\sigma_0(t)$ はロールオフ特性を表す関数(式 5-4-11)を示す。式(5-4-10)は元のナイキスト波のロールオフ特性関数があるまま合成波のロールオフ特性になることを示す。

他方、同一のロールオフ率を有する2倍速のナイキスト波 S_2 は式(5-4-12)のようになる。

$$S_2 = 2A \frac{\sin 0.5\omega_0 t}{0.5\omega_0 t} \left\{ \frac{1}{2\pi} \frac{\omega_0}{1 - \left(\frac{\alpha\omega_0 t}{\pi}\right)^2} \right\} \cos 0.5n\omega_0 t \quad (5-4-12)$$

この違いを図 5-4-5 に示す。ここで提案方式の合成方法による2倍速の信号が元の信号と直交することについて述べる。

2信号間の直交性の検証には、相互相関性で行える。式(5-4-12)はこれを示すものである。

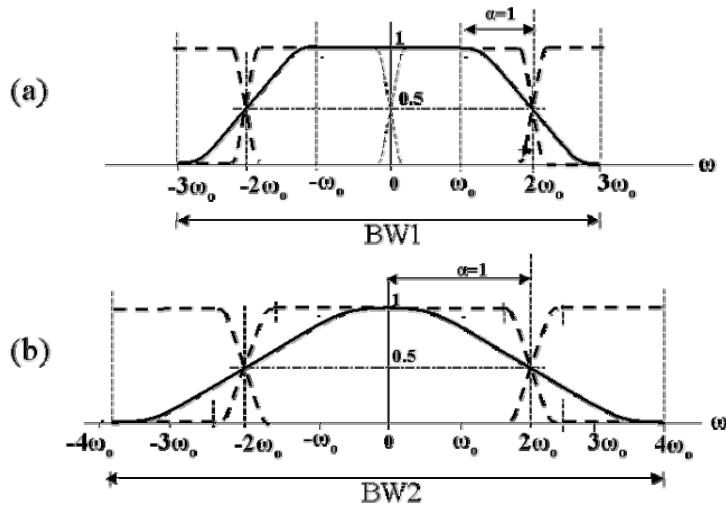


図 5-4-5 ナイキスト 2 波を合成した新たなナイキスト波帯域(a)と倍速のナイキスト波の帯域(b)の比較

$$\int_0^T \left\{ A \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos m\omega_0 t \times A \frac{\sin 2\omega_0 t}{2\omega_0 t} \sigma_0(t) \cos(m+n)\omega_0 t \right\} dt \quad (5-4-13)$$

, ここで m, n : 整数.

この式を用いて、表 5-4-1 の形式に従って、それぞれの組合せで直交性を確認する。

図 5-4-6 は、これらの組合せの中で、直交性が確認できたものを積分範囲をパラメータにしてグラフ化したものである。積分区間がシンボル時間の整数倍において、積分値がゼロになること、すなわち直交性が存在することを認識できる。

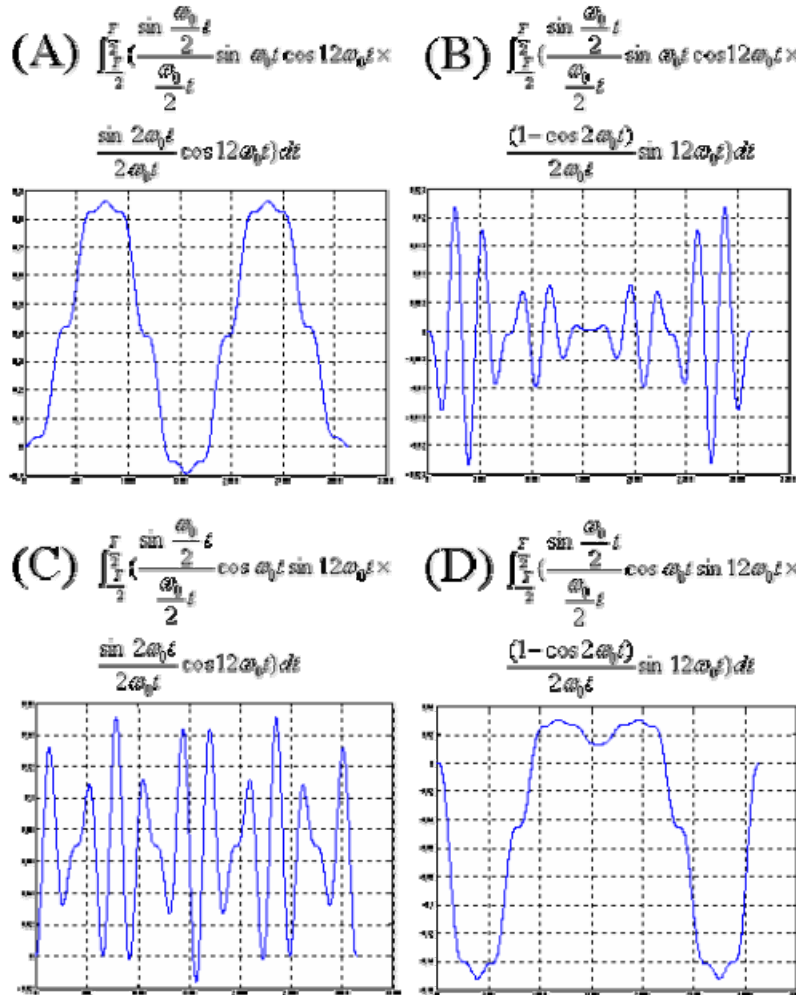


図 5-4-6 直交性確認のための相互相関積分結果

- (a) 第1系 I 軸と第2系 I 軸の場合
- (b) 第1系 I 軸と第2系 Q 軸の場合
- (c) 第1系 Q 軸と第2系 I 軸の場合
- (d) 第1系 Q 軸と第2系 Q 軸の場合

相互相関の演算結果から、相互相関値がゼロになることを示すすべての組合せを表 5-3-2 に示す。直交性が確認できたすべての場合を、縦軸および横軸に第1, 第2の OFDM 波のサブキャリアを置く。第2列は縦軸側(第1の OFDM 波)の搬送波周波数を変調関数の形 \cos または \sin で示しながら配置してある。第3列および第5列は横軸側(第2の OFDM 波)の搬送波周波数を同じく \cos または \sin で示している。表 5-4-2 によれば、大きく2つの組合せができる。表 5-4-1 と異なる。一つは、第1系も第2系も、その I 軸と Q 軸のベースバンド信号が双方とも Hilbert 変換の関係にあるものと、他は、一つの系が非 Hilbert 変換の関係で他の系が Hilbert 変換の関係にあるものである。これにより、ナイキスト成型したベースバンド信

号による OFDM と、同一の帯域を持つナイキスト成型波の多重化の可能性があると判断できる。

	OFDM第1系 ベースバンド信号		OFDM第2系 ベースバンド信号			
	第1系 IFFTキャリア	第1系 搬送波	I		Q	
			$\frac{\sin 2\omega_0 t}{2\omega_0 t}$	第2系 搬送波	$\frac{1 - \cos 2\omega_0 t}{2\omega_0 t}$	第2系 搬送波
$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\cos k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$
$\frac{1 - \cos \frac{\omega_0 t}{2}}{\frac{\omega_0 t}{2}}$	$\sin k\omega_0 t$	$\sin 12\omega_0 t$	1	$\cos 12\omega_0 t$	1	$\sin 12\omega_0 t$

表5-4-2 OFDM 波と同等の帯域を有するシングルキャリア波の重畳における周波数直交性の確認

これらの組合せによる OFDM 波2波もしくは OFDM はと帯域幅を等しくするシングルキャリア波の重畳が周波数直交性の上からは可能であることを明らかにした。ただし、このままでは隣接シンボルとのシンボル間干渉を完全に防げない。図5-4-7に $\pi/2$ 毎の位相差で並べた独立の4信号の例を示す。これらが、どのように干渉するかを原理的に示したものを図5-4-8に示す。それぞれの信号の極性を変えた場合に各位相点で振幅情報が大きく減衰する点がある。表5-4-3にそのすべての場合を示す。

これによれば、基本振幅を1として与えた場合に、干渉により0.274にまで減衰する場合が発生する。この結果、ビット誤り率は 10^{-1} 台より高くなる。QPSKにおける $E_b/N_0=0\text{dB}$ の場合にビット誤り率は0.082であることから見ても、信号電力以上の干渉を受けることになる。

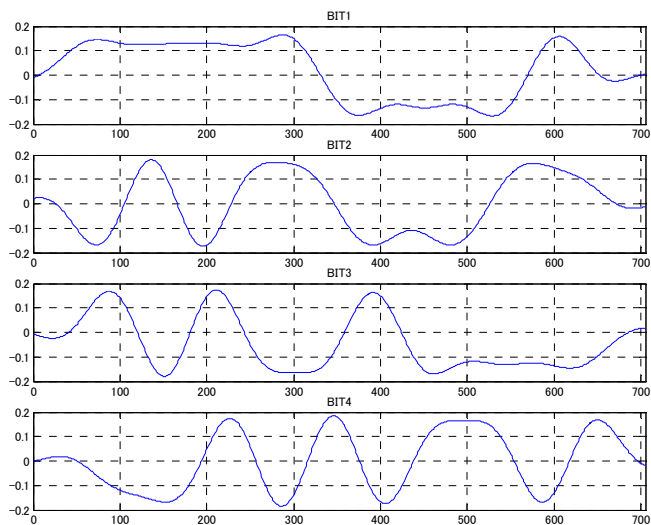


図5-4-7 $\pi/2$ 毎の位相差で並べた独立の4信号の例

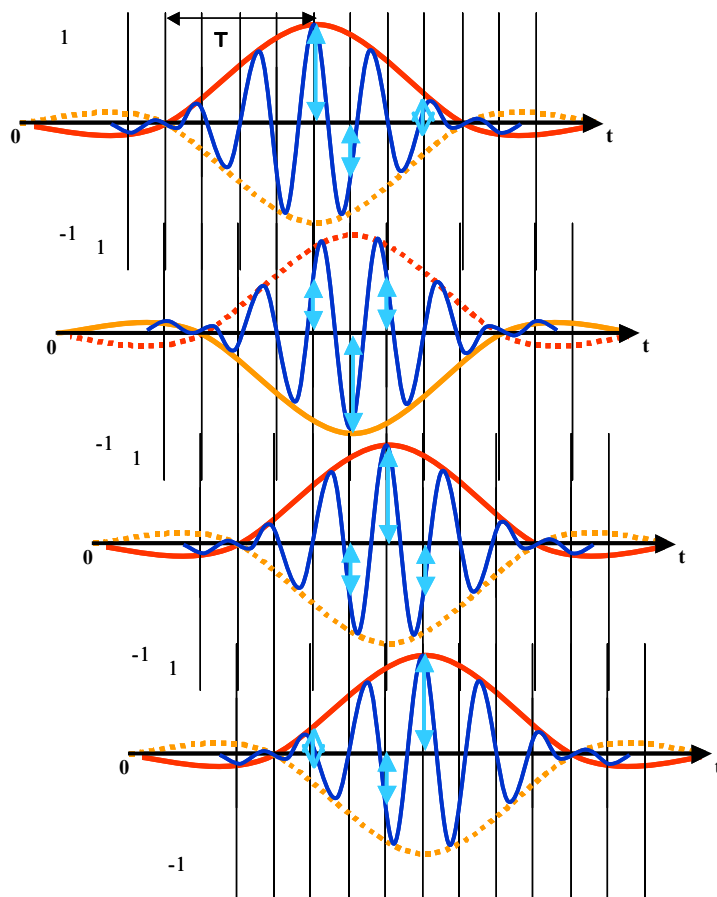


図5-4-8 位相多重波のシンボル干渉

このシンボル間干渉を抑える対策には、前章 SSB-QPSK の研究において得た単側波帯成分による直交性やパーシャルレスポンス波成型技術を活用する必要がある。

全てが+1	0	T/4	T/2	3T/4
Bit-1	1	-0.637	0	0.212
Bit-2	-0.637	1	-0.637	0
Bit-3	0	-0.637	1	-0.637
Bit-4	0.212	0	-0.637	1
加算結果	0.575	-0.274	-0.274	0.575

交互に-1	0	T/4	T/2	3T/4
Bit-1	1	-0.637	0	0.212
Bit-2	0.637	-1	0.637	0
Bit-3	0	-0.637	1	-0.637
Bit-4	-0.212	0	0.637	-1
加算結果	1.425	-2.274	2.274	-1.425

1つが-1	0	T/4	T/2	3T/4
Bit-1	1	-0.637	0	0.212
Bit-2	-0.637	1	-0.637	0
Bit-3	0	0.637	-1	0.637
Bit-4	0.212	0	-0.637	1
加算結果	0.575	1	-2.274	1.849

隣接2つが-1	0	T/4	T/2	3T/4
Bit-1	1	-0.637	0	0.212
Bit-2	0.637	-1	0.637	0
Bit-3	0	0.637	-1	0.637
Bit-4	0.212	0	-0.637	1
加算結果	1.849	-1	-1	1.849

表5-4-3 $\pi/2$ の差で加算した場合のシンボル間干渉

5-5 OFDM 波における SSB 要素と SSB 直交多重の応用の可能性について

前章にて SSB 要素を同一周波数帯にて多重できることを明らかにした。これにより、OFDM のサブキャリア波が周波数インターリーブできることの SSB 側からの証明もできたと考える。

そこで更に進めて、OFDM のサブキャリア波を SSB としての見地から更なるデータ多重化が可能であるかを式の上で探求する。

本章はじめに示した OFDM の周波数直交性の証明の式(5-1-1)を再度挙げる。

すべての原点である OFDM の周波数直交性について、原理と証明を行う。いま、 k 本($k \geq n$, k は 2 以上の整数、 n は自然数とする)のサブキャリアを持つ OFDM 波があるとき、

n 番目のサブキャリアの中心周波数: f_n

伝送される複素ベースバンド信号: $z_n(a_n + jb_n)$

変調波帯域信号は $S_n(t) = \text{Re}[z_n \exp(j2\pi f_n t)]$

とすれば、

として表される。

$$\begin{aligned}
 S_n(t) &= \text{Re}[z_n e^{j2\pi f_n t}] \\
 &= \frac{z_n e^{j2\pi f_n t} + z_n^* e^{-j2\pi f_n t}}{2}
 \end{aligned}$$

(5-5-1)

この式と SSB の式は形式がよく似ている。すなわち、

$$\begin{aligned}
S_n(t)_{SSB} &= 2 \frac{f_+ e^{j2\pi f_n t} + f_- e^{-j2\pi f_n t}}{2} \\
&= 2 \frac{(z + jH[z])e^{j2\pi f_n t} + (z - jH[z])e^{-j2\pi f_n t}}{2} \\
&= 2 \left\{ z \frac{e^{j2\pi f_n t} + e^{-j2\pi f_n t}}{2} + jH[z] \frac{e^{j2\pi f_n t} - e^{-j2\pi f_n t}}{2} \right\} \\
&= 2 \{ z \cos(2\pi f_c t) - H[z] \sin(2\pi f_c t) \}
\end{aligned}$$

(5-5-2)

式(5-5-1)と式(5-5-2)との比較において、複素数として与えられている通常の情報信号を、解析信号 (Analytic signal)として与えることで SSB 化が図れることが分かる。

他方、式(5-5-1)を展開すると同一の情報を持つ2つの SSB 波すなわち LSB と USB の式に導ける。そこには、3章で達成した SSB の同一帯域上での多重化の可能性を応用できると考える。

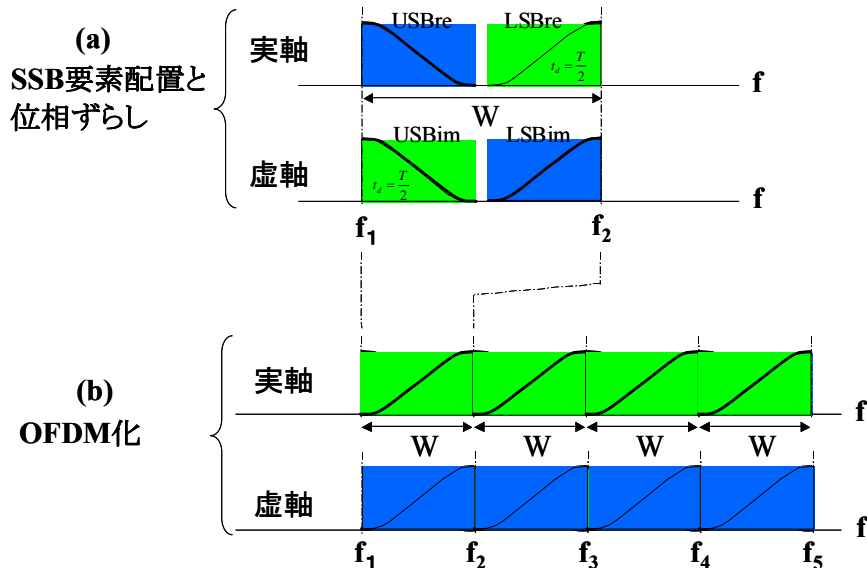


図5-4-9 シンボル間干渉対処のための OFDM 化における SSB 要素配置案
(青色部:遅延なし 緑色部:シンボル周期の1/2の遅延を付加)

図5-4-9は、3章の SSB 要素の直交性と4章での OFDM サブキャリア間の位相配置の検討結果から構成した SSB 化 OFDM の構成案である。図中の緑色の部分はシンボル周期の1/2の遅延を施してシンボル間の ISI を低減している。この形態は、たとえば1980年代の Alard 氏らの研究における OFDM/OQAM(Orthogonal QAM)や IOTA(Isotropic Orthogonal Transform Algorithm)などでも OFDM のガードインターバルの除去を目的として ISI の低減を図る方法の中でも見られる考え方である[7][8]。なお OFDM/OQAM や IOTA においてはナイキスト信号ではなくガウシアンパルス波とガウス型スペクトルを利用するなどの考えが見られる。これらは本研究においても十分に検討する必要がある。また、ここまでは符号化による信号処理を加えず、無線系としての変調方式に限定した検討を行ってきた。隣接シンボルとの符号間干渉は、シンボル時刻のみ

の処理に終わらないことを示している。したがって、周波数帯域幅を同じくする複数のベースバンド信号の組合せによる時間軸上での信号処理も考慮することは許されると考える。この典型的な処理は第3章のSSB変調の過去の研究にも見られたパーシャルレスポンス技術[9]によるFIR的処理である。パーシャルレスポンス波は基本的には帯域制限されたナイキスト波の組合せによる合成波技術である。帯域制限された信号の加減算では、基本的に帯域を超える信号は発生しないと考えられる。したがって周波数利用効率の観点からも有用な技術である。さらに以上に属さない多次元変調の試みが幾つか見られる[10][11][12][13]。これらの点に着眼して、時間軸上の符号間直交性の確保を今後の研究とする。

5-6 まとめ

変調方式による周波数利用効率の限界が、OFDMの2重化であると捉え、現行のOFDMの持つ2bit/s/Hzの周波数利用効率を2倍の4bit/s/Hzに近づけることである。現在のところではOFDMの2重化はまだ達成されていないことを示し、この限界に挑戦するためのアプローチが、OFDM変調を2次変調と捉えて1次変調である直交変調と2次変調であるOFDMの両面からなされるべきであることを示した。

また、OFDMのサブキャリアを構成するDSB波とSSB要素の比較において、前者は複素数として与えられている通常の情報信号を、後者は解析信号(Aalytic signal)として与えることでSSB化が図れることが分かる。さらにDSB信号は当然のことであるが、式の展開により同一の情報を持つ2つのSSB波すなわちLSBとUSBの式が導ける。そこには、3章で達成したSSBの同一帯域上での多重化の可能性を応用できると考える。さらにOFDM多重化にはシンボル信号のナイキスト成型が有効であることを示した。さらに2重化したOFDMの復調には2重FFTが有効であることを示し、そのための1次変調における直交信号の在り方を明らかにした。その中でHilbert変換関係にある直交信号系が有効であることを述べた。OFDM波多重化をした場合に周波数スペクトルの形状は重なるものであるべきと考え、ナイキストロールオフ特性カーブが速度の異なるOFDM信号同士でも重なるようにVietaの定理を用いて基底速度のナイキスト波から合成する方法を考案した。最後に残った直交性の課題として隣接シンボルとの符号間干渉の対策が必要で、その対策には直交変調時に一方にシンボル時間の1/2の遅延を施すことが有望と見みている。この考え方はOFDM-OQAMやIOTAにも通じる。またパーシャルレスポンス技術の利用が有効であることを述べた。

参考文献

- [1] Chang, R., "Synthesis of Band limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission," BSTJ(Bell System Technical Journal), vol.45, pp.1775-1796, Aug.1966
- [2] Chang, R. and Gibby, R., "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-16, no.4, pp.529-540., Aug. 1966.
- [3] 米国特許 No.3,488,445 Robert W. Chang, "Orthogonal Frequency Multiplex Data Transmission System," Bell Telephone Laboratories 1966年11月14日出願 1970年1月6日成立
- [4] Weinstein, S. and Ebert, P., "Data Transmission by Frequency-division Multiplexing Using the Discrete K-Fourier Transform," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-19, no.5, pp.628-634, October 1971.
- [5] Cimini, Jr, L., "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-33, no.7, pp.665-675, July

1985.

- [6] 齊藤洋一, “デジタル無線通信の変復調,” 電子情報通信学会編, pp.203, 1996.
- [7] B. Hirosaki, “An orthogonally multiplexed QAM system using the Discrete Fourier Transform,” IEEE Transactions on Communications, vol. COM-29, No.7, July 1981.
- [8] B. Le Floch, M. Alard, C.Berrou, “Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex,” Proceedings of the IEEE, vol.83, No.6, June 1995.
- [9] 新井清, “PRML 信号処理技術,” トリケップス, pp.81-126, September 1996.
- [10] Y. Okunev, "Phase and Phase-Difference Modulation in Digital Communications," Artech House, 1997.
- [11] K. Ohuchi, H. Habuchi, "Bi-Orthogonal Modulation System Using Two Different Inner Sequences Hilbert," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E84-A, No.12, pp.2976-2982, December 2001.
- [12] D. Saha, T.G.Birdsall, "Quadrature-Quadrature Phase Shift Keying," IEEE Trans. Commun., Vol.37, No.5, p.437-448, May 1989.
- [13] M. Visintin, E. Biglieri, V. Castellani, "Four-Dimensional Signaling for Band limited Channels," IEEE Trans. Commun., Vol.42, No.2/3/4, pp.403-409, Feb./Mar./April 1994.
- [14] H.P.スウ著, 佐藤平八訳, “フーリエ解析,” 森北出版, pp.236-255, 1979.
- [15] G. Ohta, M. Uesugi, T. Sato, & H. Tominaga, “A Consideration on a Modem for High Efficiency of Frequency Use,” IEEE WPMC'03, WA13-5, Yokosuka Japan, October 2003.
- [16] 太田, 上杉, 佐藤, 富永, “周波数利用効率のための新たな変調方式の検討,” IEICE RCS 研究会 RCS2003-35(2003-11), pp189-194, 2003.
- [17] 太田, 上杉, 佐藤, 富永, “OFDM の多重化における一検討,” IEICE RCS 研究会 RCS2004-136(2004-08), pp.1-6, August 2004.

第6章 無線 LAN における OFDM 変復調方式の研究

本章では、前章に示した変調方式の研究を開始する発端となった、5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN システムに関して著者の行った OFDM 変復調方式研究と標準化寄与について述べる。

6-1 概要

無線 LAN システムの 5GHz 帯システムは、いわゆる米国のスーパー・ハイウェイ構想の無線版として Apple Computer 社や AT&T 社の請願を受けて 1996 年 5 月に NII/SUPERNet として米国 FCC の周波数割り当て案が示された[1]。このシステムは、それまでの無線 LAN が ISM 帯でのみ許され、他システムとの混在により被っていた被干渉を根本的に解決する初の専用バンドを与えられて誕生したものである。米国、欧州、日本はこの機を捉えてそれぞれの思惑の仕様作りを目指した。しかし第3世代移動通信システムの誕生に見られるように標準の国際統一化がもたらす効果と必然性は、今後の無線システムにとっても重要な要件である。著者らは、日米欧各国の標準化[2][3][4]の協調を図るべく、通信方式ならびにパラメータの最適化など根本的な研究を行った。5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN の変復調を中心とする物理層に関して行った以下の研究について述べる。

- (1) OFDM 受信における検波方式の同期検波と遅延検波の比較
- (2) Pilot キャリア本数の最適化
- (3) 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較
- (4) ガードインターバル長の最適化
- (5) チャネル推定用のプリアンブル(preamble)の構造の改善
- (6) パンクチャ誤り訂正力向上のためのプリアンブルにおける tail bit の構造改善
- (7) シンボル同期特性向上のためのプリアンブル部の符号改善
- (8) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の付加に関する研究

この研究成果は寄与文書として投じ、その多くは各国標準(日本:MMAC, 米国:IEEE802.11WGa, 欧州:ETSI EP BRAN/HiperLAN2)に共通して寄与した。図 6-1-1 に著者が関わった無線 LAN システムの標準化を年代別に順を追って示す。米国 FCC の示した U-NII(unlicensed national information infrastructure)は 5GHz 帯に合計 350MHz の帯域を割り当てるものであった。

欧州においても、それまでの無線 LAN 規格であった Hiperlan (High Performance Radio LAN) の普及頓挫の反省に立ち、ETSI EP BRAN (European Telecommunication Standard Institute ETSI-Project Broadband Radio Access Networks)委員会を設けて、多様なネットワークに対応可能な HiperLAN2 の立ち上げを行った。この両者の大きな違いは、前者が point-to-point を基本とするのに対して、後者は時分割による point-to-multipoint を目指したことであった。

わが国においては 1997 年初頭に社団法人電波産業会(ARIB:Association of Radio Industries and Businesses)内に設けられた MMAC により IEEE802.11 方式の無線 LAN の検討ワーキングと欧州 HiperLAN2 方式の無線 LAN の検討ワーキングとを併設して規格作りが開始された。

1998 年 10 月に、各標準化において通信の柱である変調方式の選定が議論されていた。わが国では著者が提案した OFDM 方式ならびに同期検波方式に NTT の賛同を得て、MMAC の仕様とすることが決

議され、欧州 ETSI EP BRAN に提案し、同意を得た。この結果を得て、日欧共同で米国 IEEE802.11 委員会へ共同でリエゾン文書を送り、賛同を促し、1999 年 1 月、日欧米は共同で OFDM 変調方式を選択し基本仕様を同一とすることが決定された。著者らはこれを受けて OFDM 変調方式について行ってきた同期検波方式を始めとする 8 件の研究結果を、寄与文書として提出し、標準仕様[5][6][7][8]へ寄与した。

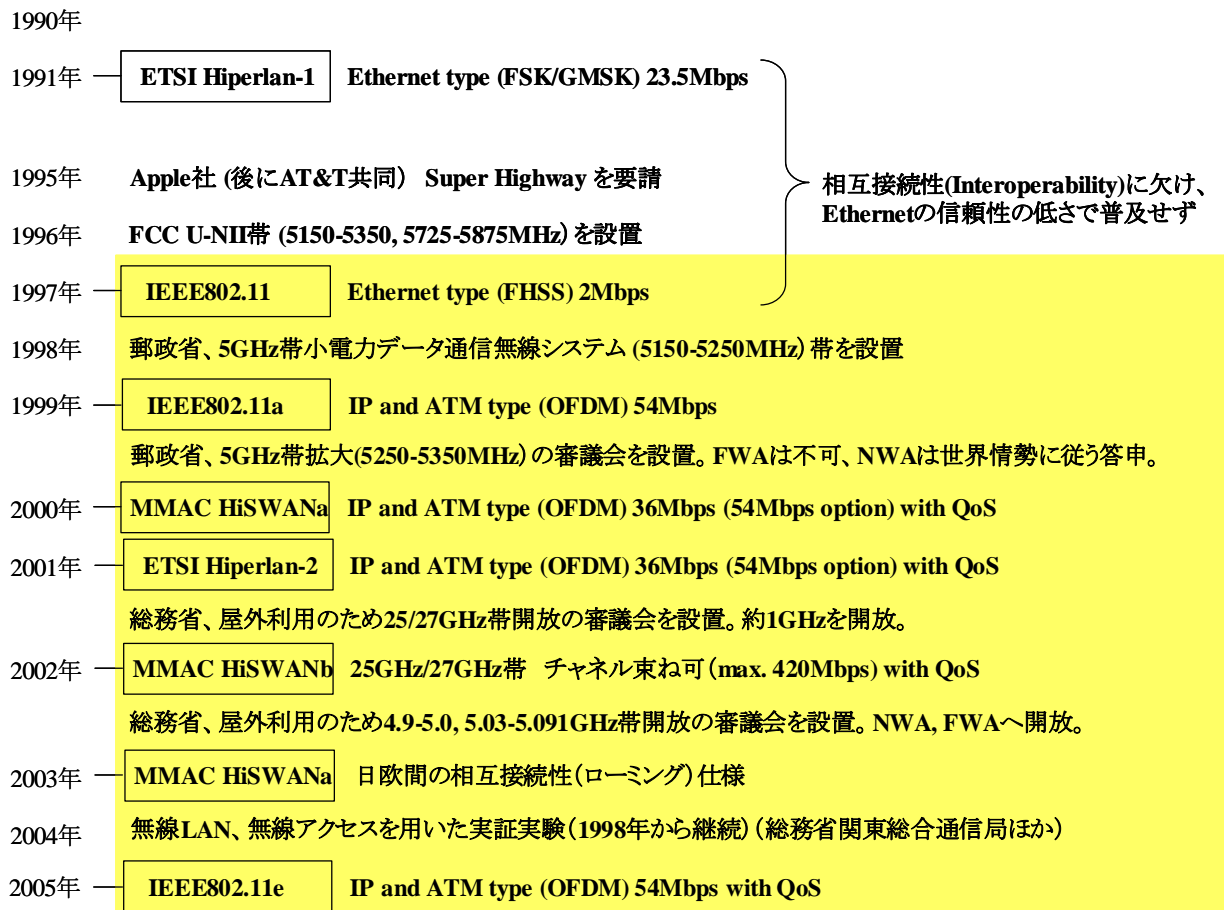


図 6-1-1 無線 LAN システムの標準化と著者の関わりを示す図
(□枠が標準化仕様審議関係)

6-2 5GHz 帯無線 LAN に関する OFDM 方式研究

5GHz 帯無線 LAN に関して行った OFDM 方式の研究内容を示す。OFDM 方式において受信側に同期検波方式を用い、同期検波方式を支えるためのパイロットキャリアの挿入と、挿入本数と挿入位置の最適化、同期検波方式を用いることにより得られる通信品質の向上により OFDM 一次変調の多値化における 8PSK と 16QAM の比較選択、シンボル同期ならびにフレーム同期のためのプリアンプルの最適化、誤り訂正機能を備えた短縮化技術であるパンクチャにおける性能向上のための tail bit の挿入、および無線 LAN 中継機能を備える Ad Hoc 機能の研究について示す。

6-2-1 OFDM 受信における検波方式の同期検波と遅延検波の比較研究

6-2-1-1 研究課題

当初の無線 LAN の方式は、日米欧間では不統一であった。次第に欧州が主張する OFDM 化が主流となり、まず日欧が OFDM 化を標準化し、双方が IEEE802.11 委員会に対して OFDM に統一するようにリクエストを送った。その結果、無線 LAN の変調方式は OFDM に統一がなされた。しかし、機器の簡素化をもくろむ結果、当初は米国を中心に検波方式は遅延検波とされた。しかし、遅延検波方式では OFDM の適応変調上位の 64QAM モードにおける伝送品質を十分に保障できない。専用帯域が確保される高速無線 LAN は、自営系ならびに公衆系の両面においてブロードバンド伝送性能を安定かつ確固たるものにする必要があると判断し、同期検波方式の標準仕様化を推進するべく優位性を理論的に明確にする。また同期検波の導入に際しての実装負荷軽減や機能発揮のためのフレームフォーマットについて研究する。

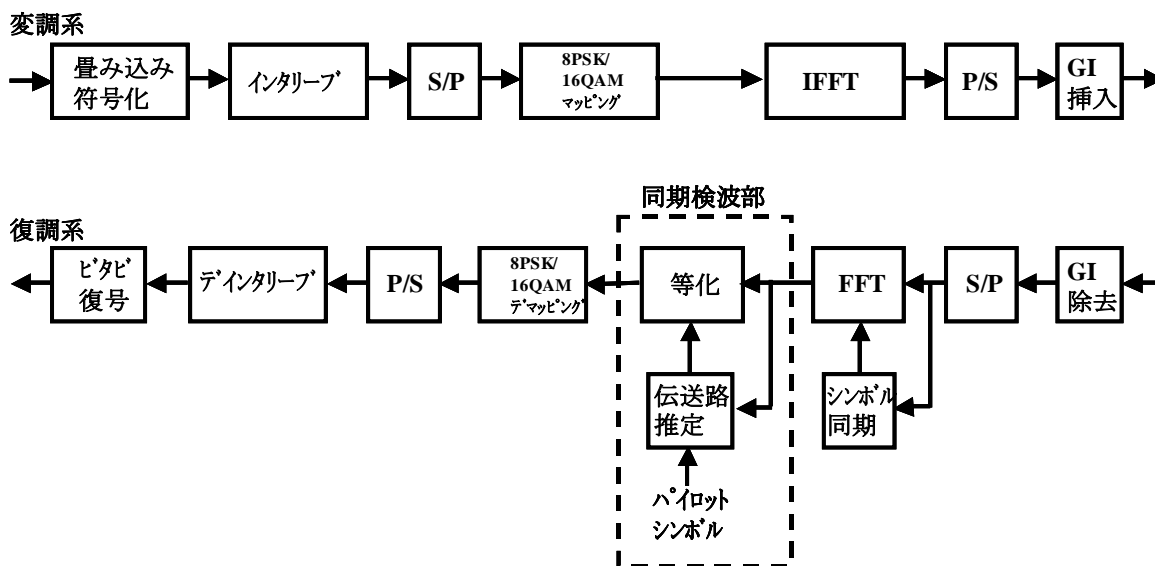


図 6-2-1 標準化用 OFDM システムと同期検波方式化を図るブロック修正案
(パイロットシンボルを用いた伝搬路推定と等化ならびにデマッピング部を装備)

6-2-1-2 方式評価

図 6-2-1 に同期検波方式を実現する OFDM 系統図を示す。受信系(下段)に、シンボル同期部を備え、FFT 部とデインターリーブ部の間に同期検波部を設ける。性能評価を計算機シミュレーションで行う。表 6-2-1 に計算機シミュレーションに用いるシステムの諸元を示す。

表 6-2-1 同期検波/遅延検波 特性比較のためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) 情報搬送キャリア:48 パイロットキャリア:4 ガードインターバル:800ns
FFT サンプリングレート	20MHz
有効シンボル長	3.2 μ s
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	(1). 8PSK(R=2/3) (2).16QAM(R=1/2)
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデルおよび D モデル
誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする 時間誤差:ないものとする 位相雑音:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする

システムのパラメータとして、有効シンボル長、誤り訂正については、ETSI/BRAN で決定の仕様を用いた。伝搬環境は ETSI/BRAN が設定した5種類の遅延波モデルの中で、

- 広い室内用 (150ns) の C モデルと、
- 短距離屋外用 (250ns) の E モデルとを用いた。

図 6-2-2 および図 6-2-3 にそれぞれのモデルの遅延状態を示す。

とくにほとんどの利用形態が集中すると考えられるモデル C について、周波数選択性フェージング特性を計算機シミュレーションした。図 6-2-4 は、シミュレーション結果の1例を示すもので、5.2GHz を中心周波数とする OFDM 波で、電波到来方向に1波長以上離れた2本の受信アンテナにおける周波数選択性フェージングの作用の違いを見ることができる。

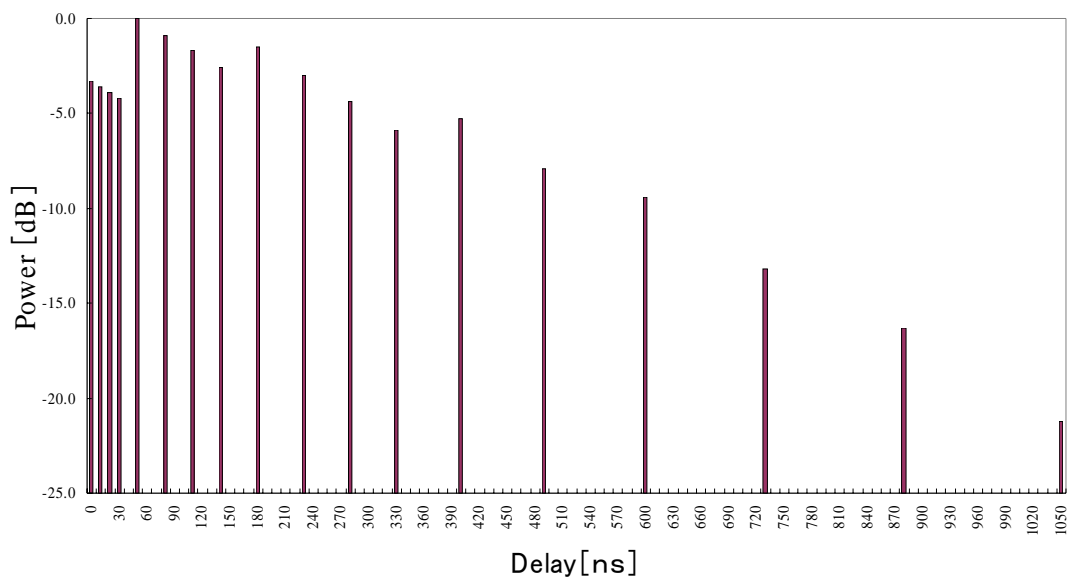


図7.2-3 Model C (150ns)

図 6-2-2 ETSI BRAN 設定の遅延波モデル C (150ns)

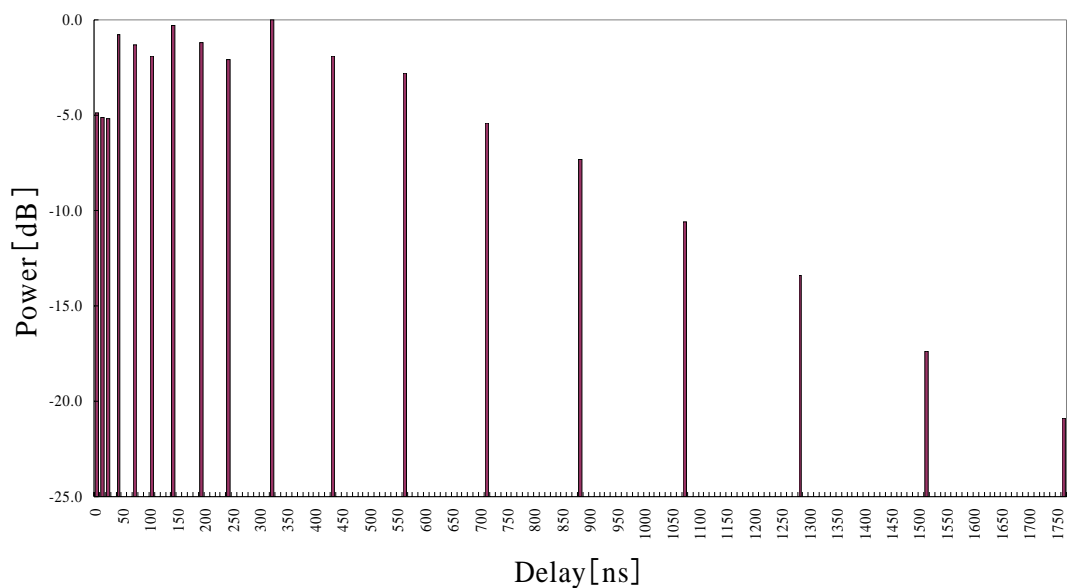


図7.2-5 Model E (250ns)

図 6-2-3 ETSI BRAN 設定の遅延波モデル E (250ns)

周波数選択性フェージングによる山と谷は、1～2MHz 間隔で発生しており、2本のアンテナは、とくに深いフェージングの谷をお互いに避けることができている。OFDM においてもダイバーシチ受信が有効であることを示したものと言える。

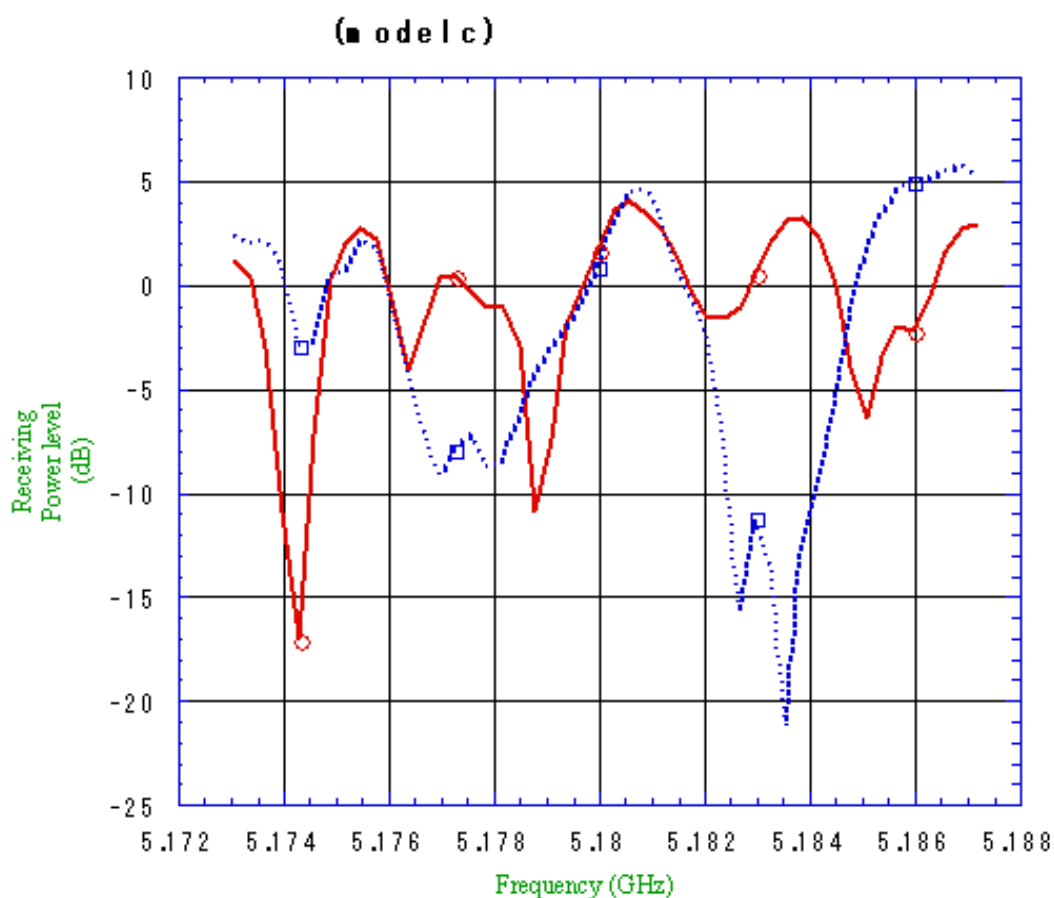


図 6-2-4 ETSI BRAN 設定の遅延波モデル C (150ns)でのフェージング作用例

以上の条件を用いて同期検波と遅延検波との性能比較を行った結果を、図 6-2-4、図 6-2-5 に示す。図 6-2-5 では遅延波モデル C による評価結果を、図 6-2-6 では遅延波モデル E による評価結果を示す。

(1) 遅延波モデル C(150ns)における評価結果:図 6-2-5

3ビット搬送可能な 8PSKにおいて、同期検波 8PSKと遅延検波D8PSKとの差はパケット誤り率 10^{-2} 点で Eb/No軸上で約 2dBであることが分かる。さらに 4ビット搬送可能な 16QAMを同期検波で用いた場合は、D8PSKに匹敵する性能が得られることが分かる。

(2) 遅延波モデル E(250ns)における評価結果:図 6-2-6

フェージングの影響がより高いことの影響を読むことができる。すなわち、3ビット搬送可能な 8PSKにおいて、同期検波 8PSKと遅延検波D8PSKとの差はパケット誤り率 10^{-2} 点でEb/No軸上で約 4.5dBであることが分かる。また、Eb/Noの高い領域でも遅延検波方式はフロアを引く傾向にあることが見えるが、同期検波方式においては少なくとも 10^{-3} 点付近までは受信電力の増加に伴う誤り率改善性能が期待できる。さらに 4ビット搬送可能な 16QAMを同期検波で用いた場合は、D8PSKに 0.5dB以内の劣化で匹敵する性能が得られることが分かる。

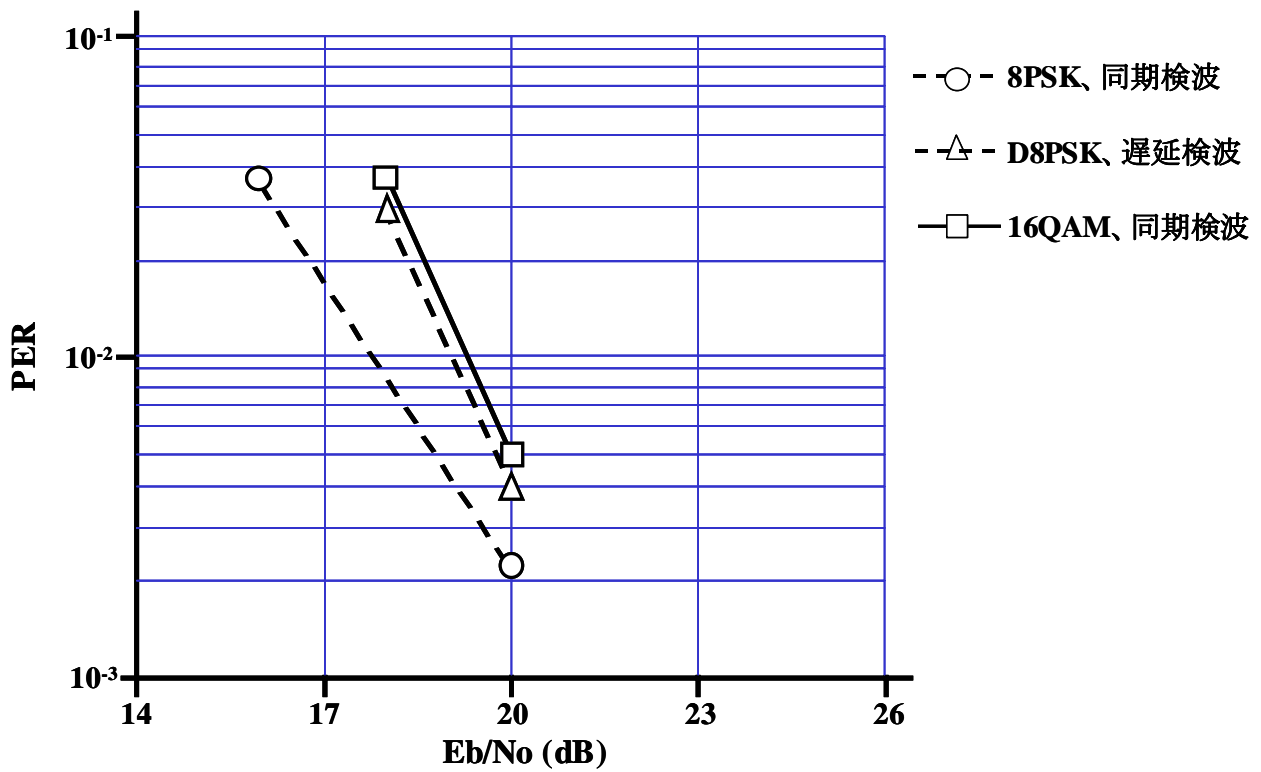


図 6-2-5 無線 LAN 用 OFDM における同期検波と遅延検波の性能比較(評価用環境モデル C)

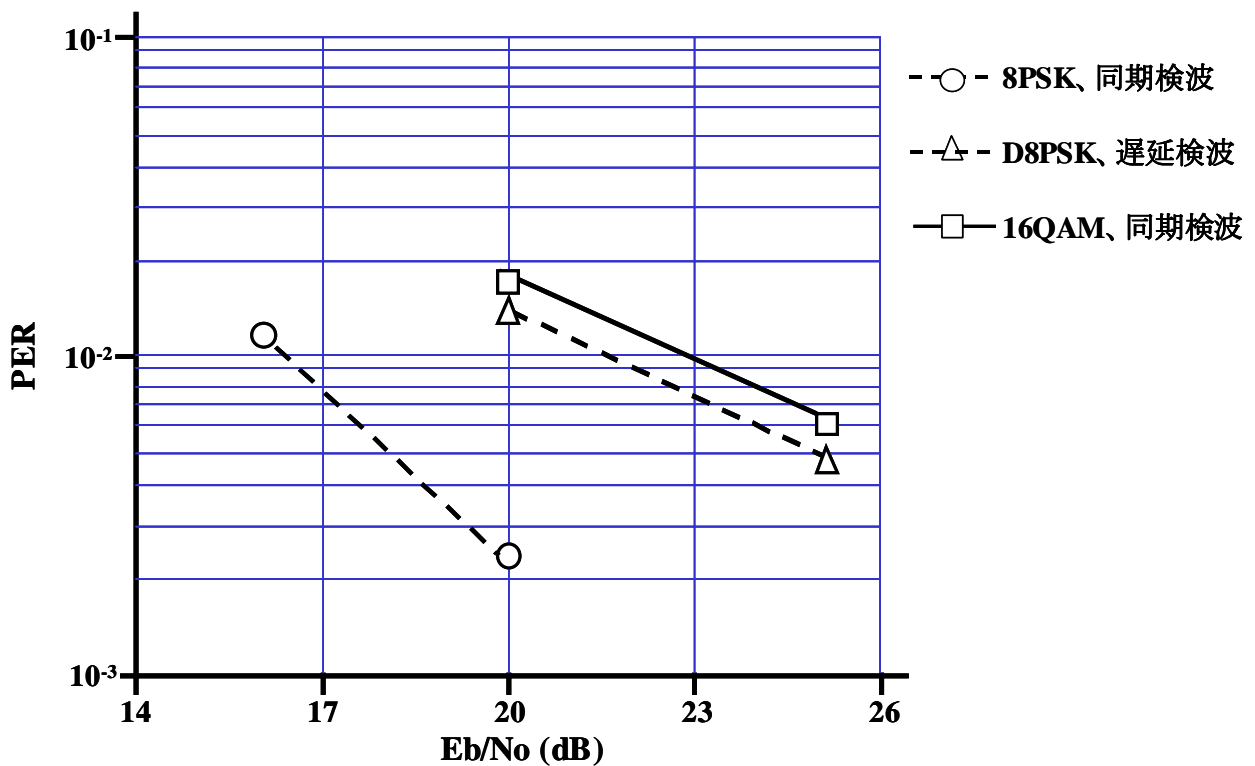


図 6-2-6 無線 LAN 用 OFDM における同期検波と遅延検波の性能比較(評価用環境モデル E)

6-2-1-3 まとめ

以上から、同期検波方式は、遅延検波方式に比較して誤り率の改善と受信感度の向上が期待できるだけでなく、高受信電力の条件下での誤り率フロアの発生を低誤り率領域に抑え込むことができる。したがって、同期検波方式は、多値化をさらに強化する 64QAM における伝送におけるフロアの低減に大きくつながり、準静止環境下での高速伝送の確立に不可欠といえる。ハードウェアの増加は遅延検波方式に比べ、約 10kゲート程度である。本研究成果は 1998 年の MMAC 標準化に寄与し採用された[1]。同期検波方式は、パイロットキャリアの挿入を必要とする。パイロットキャリアの本数ならびに挿入位置についての検討ならびに提案を続ておこなった。

参考文献

[1] 1998 年 11 月 17 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書
(文書番号:マ高無 24-4, マ 5A8-4)

6-2-2 Pilot キャリア本数の最適化

6-2-2-1 研究課題 6-2-1 において OFDM 通信の検波方式を同期検波化したことを受け、同期検波方式を支えるためのパイロットキャリアの挿入ならびに本数と挿入位置について最適化の研究を行った。

6-2-2-2 方式評価 BRAN モデルの位相雑音を加え、パイロットキャリアによる補償性能について計算機シミュレーションを行った。サブキャリア数はデータ用 48 本を加え、パイロットキャリア挿入を 3 本, 4 本, 5 本の場合について検討した。

性能評価を計算機シミュレーションで行う。表 6-2-2 にシミュレーション用システムの諸元を示す。

表 6-2-2 パイロットキャリア本数による同期検波特性比較のためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) データ用キャリア:48 ガードインターバル:800ns
パイロットキャリア	3, 4, 5
FFT サンプリングレート	20MHz
有効シンボル長	3.2 μ s
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	8PSK(R=2/3)
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデル
位相雑音	BRAN モデル
伝送路推定	パイロットシンボル 2 シンボルを用いて伝送路推定

誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする 時間誤差:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする

無線物理層パラメータは、基本的に同期検波評価用の表 6-2-1 と同一である。ただし、

- (a) 一次変調には 8PSK のみを用い、問題点が 8PSK と 16QAM の選択に及ぶことを排除した。
- (b) パイロットキャリアによる同期性能の評価に不可欠である位相雑音は BRAN モデルを用いた。
- (c) 伝搬路推定にはパイロットシンボルを2シンボル用いた。

伝搬環境は ETSI/BRAN が設定した5種類の遅延波モデルの中で、広い室内用(150ns)の C モデルを用いた。図 6-2-2 および図 6-2-3 にそれぞれのモデルの遅延状態を示す。

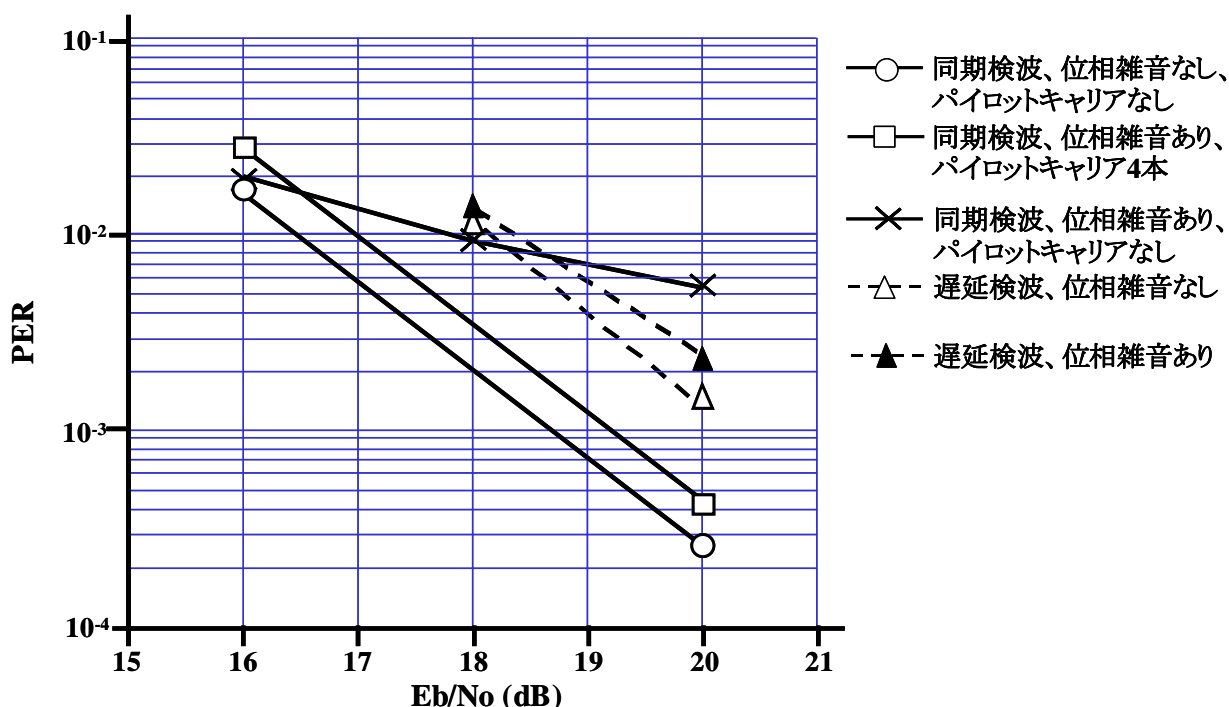


図 6-2-7 無線 LAN 用 OFDM におけるパイロットキャリア本数の性能比較(評価用環境モデル C)

(1) 同期検波の基本的性能の評価結果を図 6-2-7 に示す。

- ・同期検波方式でパイロットキャリアを装備しない場合とする場合の比較、ならびに
- ・同期検波方式と遅延検波方式の基本比較を位相雑音の有無での比較を行った。

はじめに同期検波方式でパイロットキャリアを装備しない場合(同図○, ×)は、位相雑音の有無に関わらず $E_b/N_0=16\text{dB}$ 付近ではパケット誤り率が概ね 10^{-2} で差がないのに対して、位相雑音が存在すると、 E_b/N_0 を高めた場合にパイロットキャリアが無い(○印)とほとんど誤り率が改善されない。他方パイロットキャリアを挿入した方(×印)は E_b/N_0 の増大に伴い誤り率の確実な改善が見られる。

位相雑音の有無の違いによる同期検波方式の誤り率特性の差は、同図○印(位相雑音なし)と□印(位相雑音あり)に見られるとおり、 E_b/N_0 にて約 0.5dB にとどまっている。

つぎに、これを同期検波と遅延検波とで比較すると、遅延検波では位相雑音の有無による特性の差はほとんど見られない(△印と▲印)ものの、遅延検波よりも同期検波の方が E_b/N_0 上で 2.5dB 以上も良好である。

(2) 同期検波におけるパイロットキャリア本数の評価結果を図 6-2-8 に示す。

パイロットキャリアが3本の場合は、4本および5本にした場合に比較して特性が E_b/N_0 上で約 1dB 劣化する。4本と5本の間には差はほとんど見られない。

なお、3本、4本、5本の場合すべてについて、フロアを引く傾向は見られない。

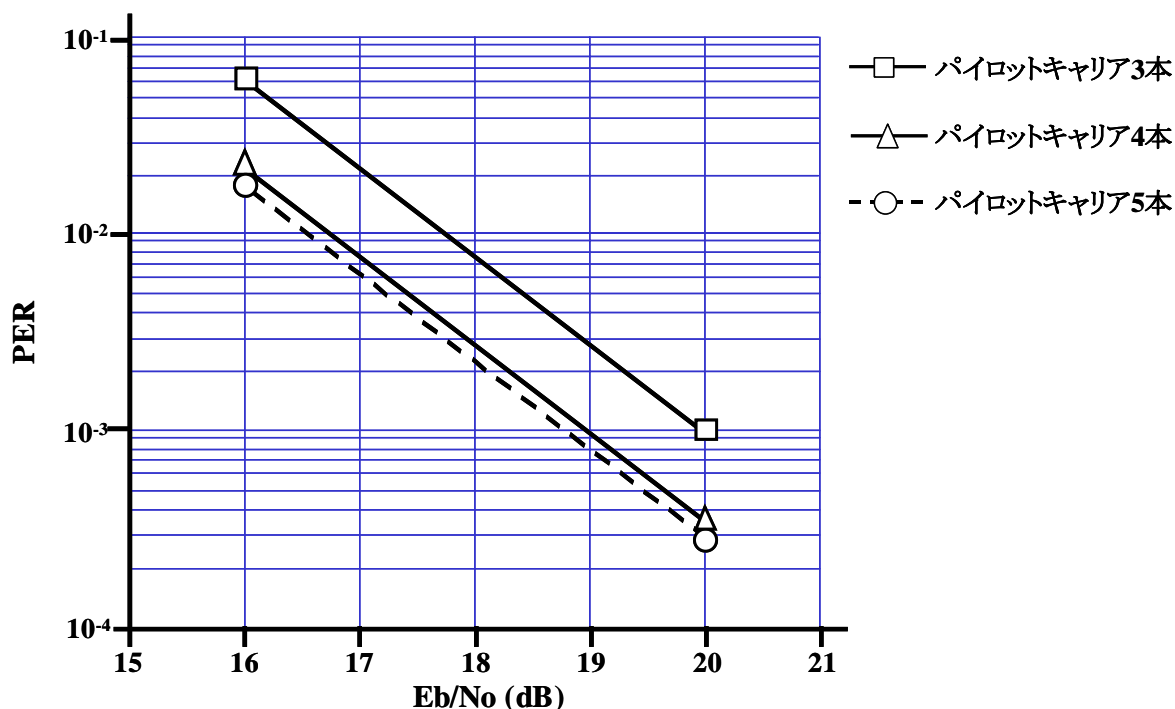


図 6-2-8 無線 LAN 用 OFDM におけるパイロットキャリア本数と同期検波および遅延検波の差

6-2-2-3 まとめ以上から、パイロットキャリアの挿入が不可欠であること、ならびにパイロットキャリアの本数は4本で十分で、それ以上に増やすことは効果が少ないことが分かる。すなわち、パイロットキャリアの本数は4本が最適であるとの結論を得た。

この研究の内容は、1998年のMMAC標準化に寄与し採用された[1]。さらに、これらを通じて、同期検波方式においては、一次変調の多値化においては8PSKと16QAMが誤り率特性に差を持たないことが明らかになりつつあった。

参考文献

[1] 1998年11月27日MMAC高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書
(文書番号:マ高無25-4, マ5A9-4)

6-2-3 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較

6-2-3-1 研究課題

前節の研究の成果として、OFDM 受信での検波方式を遅延検波から同期検波として周波数同期や位相同期性能の向上を図った場合に、OFDM の一次変調としての変調多値化に、どの変調方式を選ぶことが最適化を再検討する必要がある。

6-2-3-2 方式評価

とくに QPSK の上位に、これまでの標準化が設定した 8PSK は、信号点距離から見ると 16QAM とあまり差がなく、同期検波方式の採用により、さらに差が縮まる。そこで、振幅情報を必要としないが情報ビット数が 3 である 8PSK 方式と、振幅情報を必要とはするが情報ビット数を 4 に増やすことができる 16QAM 方式との同期検波化による BER を比較する。

表 6-2-3 にこの評価を行う計算機シミュレーションのためのシステム諸元を示す。

表 6-2-3 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM 比較のためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) 情報搬送キャリア:48 パイロットキャリア:4 ガードインターバル:800ns
FFT サンプリングレート	20MHz
有効シンボル長	3.2 μ s
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	8PSK(R=2/3), 16QAM
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデル
位相雑音	BRAN モデル
伝送路推定	パイロットシンボル2シンボルを用いて伝送路推定
誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする 時間誤差:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする

図 6-2-9 に評価用環境モデルC(遅延 150ns)におけるOFDM一次変調 8PSKと 16QAMの packets 誤り率特性の計算機シミュレーション結果を示す。これによれば誤り率 10^{-2} 点で、遅延検波によるD8PSKと同期検波による 16QAMのEb/No上の差は 0.5dB以下であることが分かる。また、遅延検波によるD8PSKと同期検波での 8PSKとの誤り率特性差は、同じく誤り率 10^{-2} 点で約 2dBであることが分かる。この結果、同期検波方式の優位性は再度確認でき、一次変調として遅延検波によるD8PSKと同期検波による

16QAMとをほぼ同一誤り率特性と捉えることができる。

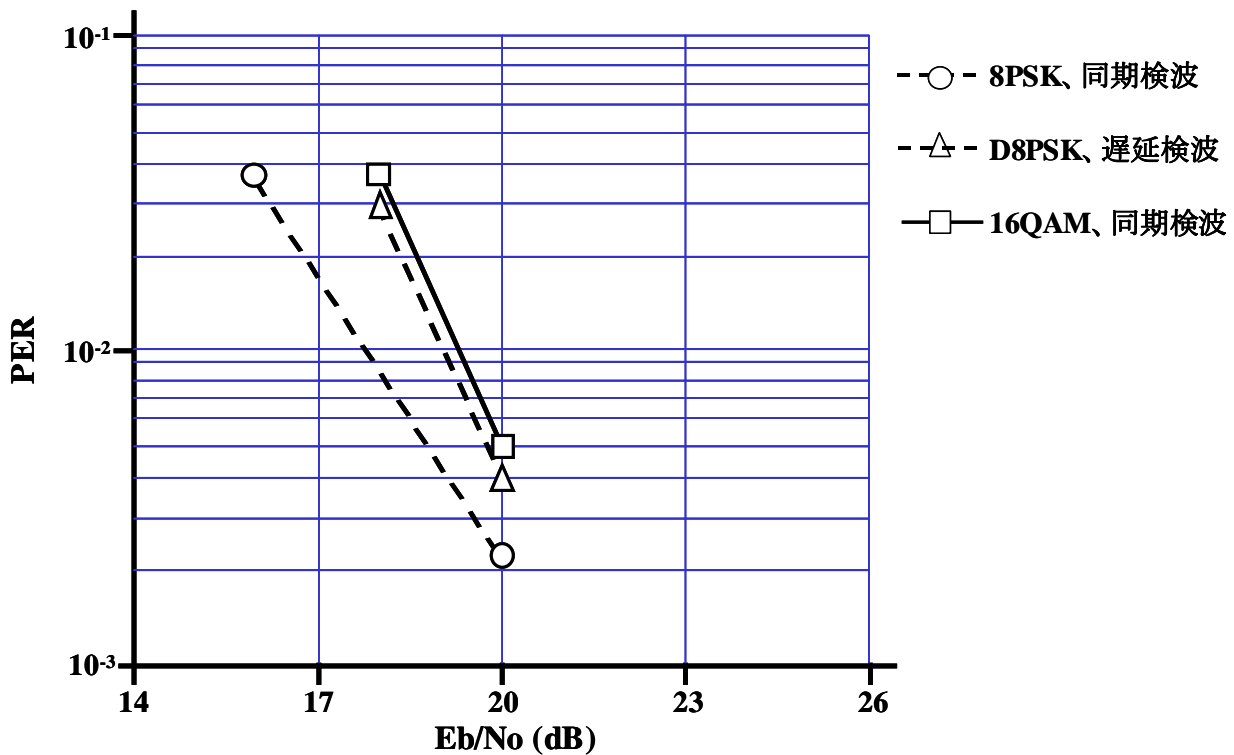


図 6-2-9 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較検討
(評価用環境モデル C)

6-2-3-3 まとめ

OFDM の一次変調における多値化は、同期検波方式の採用時には 8PSK を標準とするよりも、16QAM とすることが周波数利用効率向上に結びつくと判断する。本研究の内容は 1999 年に MMAC 標準化に寄与し採用された[1]。すなわち同期検波方式の採用によりそれまでの多値化モードである 8PSK よりも、16QAM とすることが周波数利用効率向上に有効であるとして、多値化のモードを 8PSK から 16QAM に変更する提案を行い、採択された。

参考文献

[1] 1999 年 2 月 5 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書(文書番号:マ高無 29-4, マ 5A13-4)

6-2-4 ガードインターバル長の最適化

6-2-4-1 研究課題

ガードインターバルの長さについての評価を行い、それまでの標準化の設定長である 750nsec と、わずかな伸張を施した 800nsec にすることによる通信品質向上を、ガードインターバル長伸張による伝送効率

低下を考慮した上での総合的比較を行う。

6-2-4-2 方式評価

それまでの標準化の設定したガードバンド長は 750ns であり、この値は表 6-2-4 の OFDM パラメータを見るとシンボル周期 T の 16 倍(表 6-2-4 ではサイクリックプレフィクス区間長に等しい)の 800ns に対してわずかに 50ns だけ短くしたものとなっている。サンプリングクロックは 50ns であるので 750ns 幅を作り出す上で困難性は無いが、サンプリングクロック 15 本分のインターバルを管理することは実装上で面倒な部分がある。そこで著者はガードバンド長をサンプリングクロック 16 個分の 800ns にした場合の情報伝送量低下と、通信品質向上の度合いを計算機シミュレーションにて比較した。

表 6-2-4 OFDM パラメータ

パラメータ	数値	
	GI=750ns	GI=800ns
サンプリング周波数 $f_s = 1/T$	20 MHz	20 MHz
有効シンボル区間 T_U	$65 \times T$ 3.25 μ s	$64 \times T$ 3.2 μ s
サイクリックプレフィクス区間 T_{CP}	$15 \times T$ 0.75 μ s	$16 \times T$ 0.8 μ s
シンボル区間 T_S	$80 \times T$ 4.0 μ s($T_U + T_{CP}$)	

表 6-2-4 から、ガードバンド長 800ns 化は 50ns 分をデータ伝送区間から削減することになり、データ区間は 3,200ns となる。すなわち、この変更によるデータ伝送効率の低下は約 1.5% である。

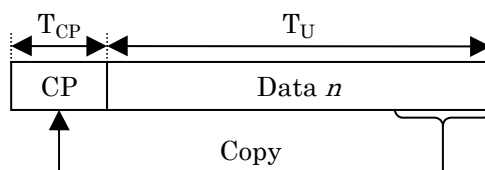


図 6-2-10 . OFDM シンボル

この2つの場合の通信品質をを計算機シミュレーションにより求める。シミュレーションのためのシステム諸元を表 6-2-4 に示す。

表 6-2-4 ガードインターバル長最適化検討のためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) 情報搬送キャリア:48 パイロットキャリア:4
ガードインターバル(GI)	750ns, 800ns

FFT サンプリングレート	26.7MHz (GI=750ns) , 20MHz (GI=800ns)
有効シンボル長	2.4 μ s (GI=750ns) , 3.2 μ s (GI=800ns)
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	8PSK(R=2/3)
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデルおよび E モデル
位相雑音	BRAN モデル
伝送路推定	パイロットシンボル2シンボルを用いて伝送路推定
誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする 時間誤差:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする

計算機シミュレーションの結果を図 6-2-10 と図 6-2-11 に示す。

(1) ガードインターバル長 750ns の場合: 図 6-2-10

モデルCでは良好な同期検波方式が、モデルEではパケットエラー率 10^{-2} 付近でフロアを引き始める。同時に同期検波方式よりも遅延検波方式の特性が上回る。すなわち同期検波方式を採用する利点が失われる。

(2) ガードインターバル長 800ns の場合: 図 6-2-11

モデルC, モデルEともに同期検波方式は良好なパケットエラー特性を示す。フロアを引き始める点が、 10^{-3} 付近まで低減される。また同期検波方式が遅延検波方式の特性よりも劣化することはない。

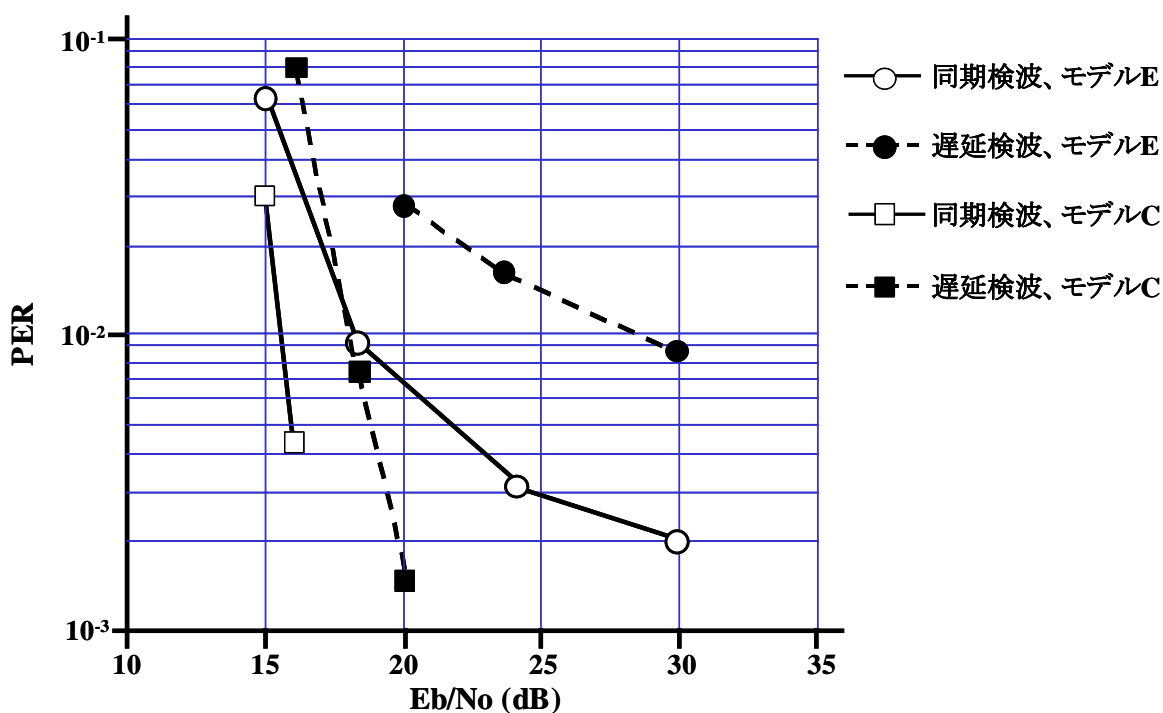


図 6-2-10 無線 LAN 用 OFDM におけるガードインターバル 750ns の性能(評価用環境モデル C, E)

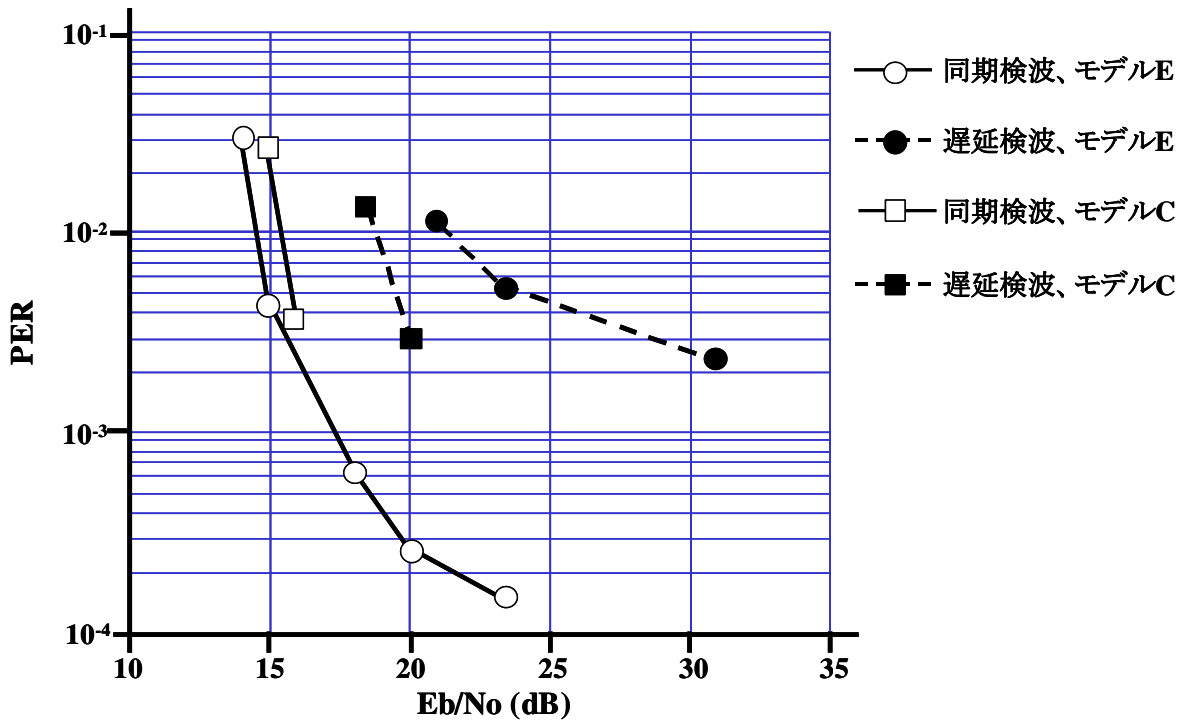


図 6-2-11 無線 LAN 用 OFDM におけるガードインターバル 800ns の性能(評価用環境モデル C, E)

この結果から判断すると、信号電力対雑音比が 18dB 以上の良好な環境においては、ガードインターバル長 800ns の場合にデータ誤りが数千回に 1 回程度で済むのに対して、ガードインターバル長 750ns の場合は数百回に 1 回程度発生することになる。このため、ガードインターバル長 750ns の方がデータ伝送率は 1.5% 高いにも拘わらず誤りの発生が同程度となるために、総合的な伝送効率はガードインターバル長 800ns の方が優れる。

以上から、ガードインターバル長は 750ns よりも 800ns とすることが総合的に伝送効率を高めると考える。

6-2-4-3 まとめ

ガードインターバル長は 750ns と 800ns とを比較した場合に、800ns の場合はデータ伝送区間が 1.5% 減少するにも拘わらず、Eb/No が 18dB 以上ではパケット誤り率が 750ns の場合の 10^{-3} 台から 10^{-4} 台になることが明らかになった。したがって総合的なデータ伝送効率はガードインターバル長 800ns とすることが望ましいとの結論を得た。この研究内容は、1998 年の MMAC 標準化に寄与し採用された[1]。

参考文献

- [1] 1998 年 10 月 30 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書
(文書番号: マ高無 23-2, マ 5A7-2)

6-2-5 チャンネル推定用のプリアンブル(preamble)の構造の改善

6-2-5-1 研究課題

プリアンブルは、AGC 用、AFC 用、シンボル同期用、チャンネル推定用の各シンボルから構成される。BRAN および IEEE802.11 ではシンボル同期用シンボルでシンボル同期を獲得した後に、チャンネル推定用シンボルでチャンネル推定を行う構成となっている。シンボル同期用シンボルは 16T または 32T で検討されているが、高精度なシンボル同期を行うために必要に応じてチャンネル推定用の 64T でもシンボル同期を行う方法を検討する。

フレームに収容するビットならびにシンボルは次の 7 種である。

- 1 情報ビット(送信側)
- 2 スクランブルビット
- 3 符号化ビット
- 4 インタリーブビット
- 5 サブキャリアシンボル
- 6 複素ベースバンド OFDM シンボル
- 7 PHY バースト

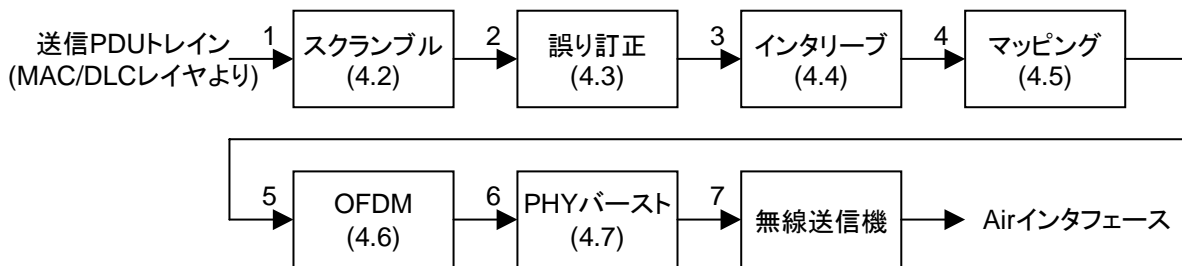


図 6-2-5 送信系の構成

6-2-5-2 方式評価

チャンネル推定用シンボルの構成は、BRAN および MMAC では図 6-2-13 に示す構成が検討されている。64T の同一のパイロットシンボルを連続配置し、その前に 32T の拡張シンボルを挿入するものである。図 6-2-12 にシンボル同期タイミング抽出部の一例を示す。64T 遅延させた信号との相関結果が最大となるタイミングを検出することでシンボル同期を獲得する。ここで、マルチパス環境下では、後方の相関電力が大きくなるため、後方へのシンボル同期誤差が大きくなる。後方へのシンボル同期誤差を低減するために図 6-2-12 に示すように、パイロットシンボルの後方に null 信号を挿入する。

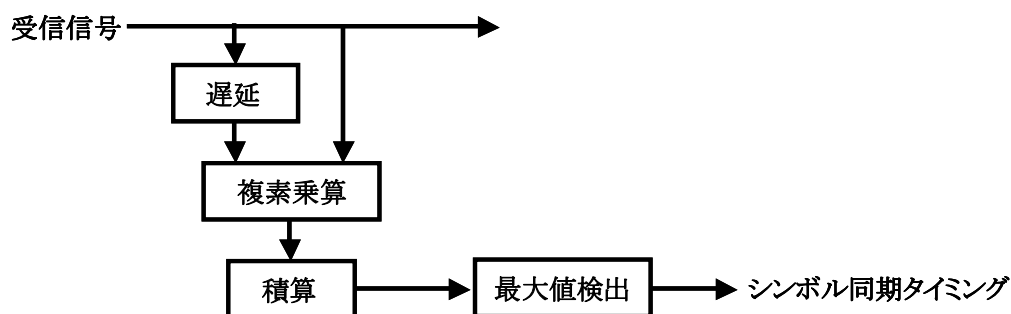


図 6-2-12 シンボル同期タイミング抽出部

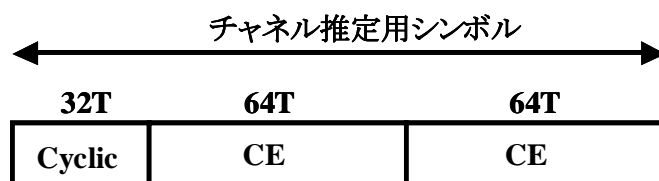


図 6-2-13 現行のチャンネル推定用シンボルの構成

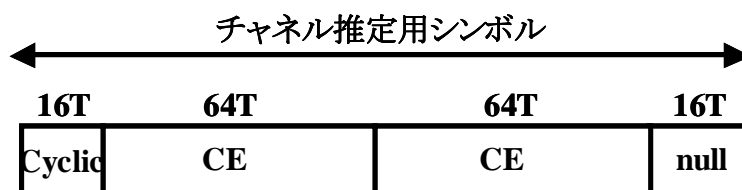


図 6-2-14 チャンネル推定用シンボルの改善案

表 6-2-5 チャンネル推定用の 64T でもシンボル同期を行うためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) 情報搬送キャリア:48 パイロットキャリア:4 ガードインターバル:800ns
FFT サンプリングレート	20MHz
有効シンボル長	3.2 μ s
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	D8PSK(R=2/3)
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデル
位相雑音	BRAN モデル
伝送路推定	パイロットシンボル2シンボルを用いて伝送路推定
誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする

	時間誤差:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする

図 6-2-15 に計算機シミュレーションを行った結果を示す。チャンネル推定用シンボルの前後のシンボルはランダムとした。この結果によれば、図 6-2-12 の構成は、図 6-2-13 の現行のシンボル構成よりも E_b/N_0 上で約 1dB の改善が得られると共に、カンニング同期による PER 特性にほぼ等しい性能となり、理想に近い性能が得られることが分かる。

6-2-5-3 まとめ

シンボル同期用シンボルは 16T または 32T で検討されているが、高精度なシンボル同期を行うために必要に応じてチャンネル推定用の 64T でもシンボル同期を行う方法が有効であることを明らかにした。さらに 32T のシンボル同期用シンボル区間をプリアンプル部後部に 16T を分割配置することで、理想に近い同期性能の向上を得た。この研究成果は 1999 年の MMAC 標準化に寄与し採用された[1]。

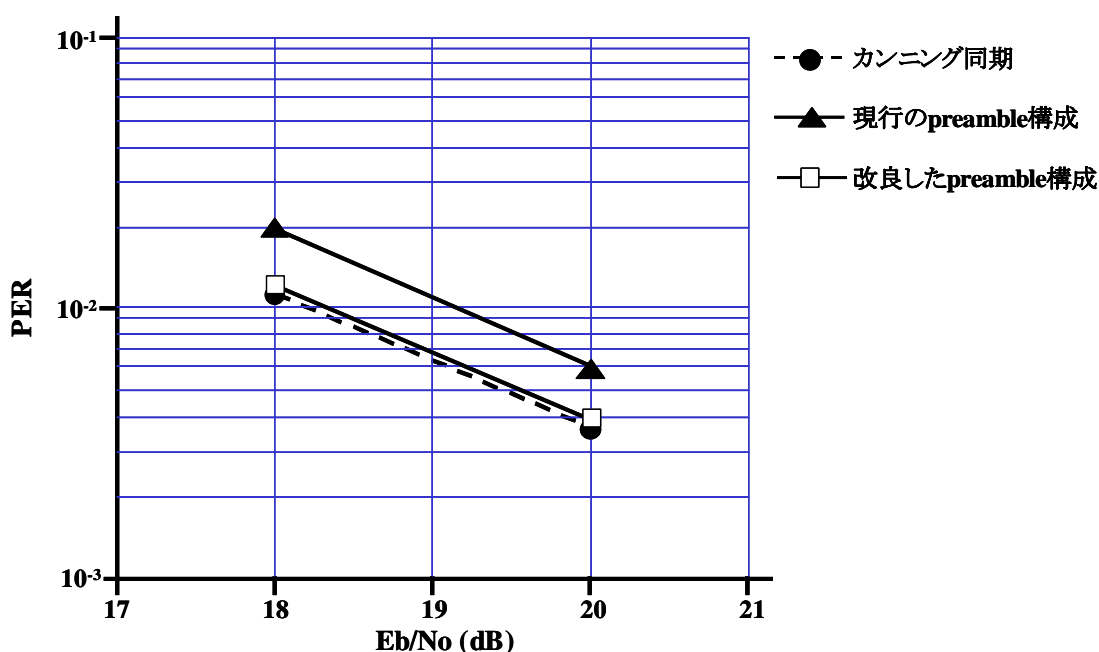


図 6-2-15 チャンネル推定用シンボルの方式の比較

参考文献

- [1] 1999 年 2 月 5 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書 (文書番号:マ高無 29-4, マ 5A13-4)

6-2-6 パンクチャ誤り訂正性能向上のためのプリアンブルにおける tail bit の構造改善

6-2-6-1 研究課題

ETSI EP BRAN で提案されている tail bit 挿入時の処理について改善を加える。

6-2-6-2 方式評価

BRAN 方式では First punctured pattern を(11111110)の 8 ビット周期としていた。このパターンを平行信号の Encoder 出力に当てはめると、すべて Qch 側が消去されることになる。この場合、Ich 側、Qch 側が不均衡になるため、First punctured の出力をさらに並べ替える必要がある。

そこで、9 ビットおよび 73 ビット周期とすることにより、消去されるビットは Ich、Qch に均等に配分されるため、First punctured の出力をそのまま用いることができると判断する。この方法はさらに回路規模の軽量化が期待できる。

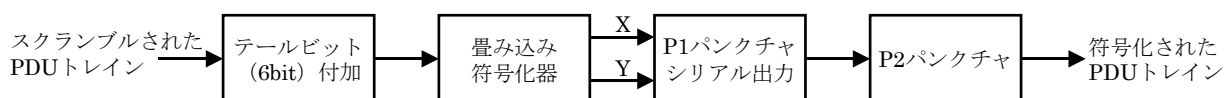


図 6-2-16 FEC 符号化ブロック

Tail bit 処理方法の特性比較の方法: Tail bit 処理の方法によるパケットエラー特性の比較を行う。

方法1:連続する複数 PDU をまとめて tail 6 ビットを付加し、符号化率 1/2 の畳み込み符号化後、先頭の PDU のみに First punctured を行う。

方法2:PDU 毎に tail 6 ビットを付加し、符号化率 1/2 の畳み込み符号化後、PDU 毎に First punctured を行う。

表 6-2-6 物理チャネルの種類と大きさ

物理チャネル	方向	PHY モード	長さ [オクテット]	備考
BCH	DL	BPSK かつ符号化率 1/2	15	セクタ毎かつ MAC フレーム毎に送信される。
FCH	DL	BPSK かつ符号化率 1/2	27 の倍数	スケジューリングされたデータを含むセクタ毎かつ MAC フレーム毎に送信される。
SCH	DL/UL	FCCH で設定	9	PHY モードはコネクション毎に設定され、リンクアダプテーションが適用される。
LCH	DL/UL	FCCH で設定	54	PHY モードはコネクション毎に設定され、リンクアダプテーションが適用される。
ACH	DL	BPSK かつ符号化率 1/2	9	セクタ毎かつ MAC フレーム毎に送信される。
RCH	UL	BPSK かつ符号化率 1/2	9	コンテンツンベースのアクセス方式が用いられる。

Broadcast CHannel (BCH)

Frame CHannel (FCH)

Access Feedback CHannel (ACH)

Long transport CHannel (LCH)
 Short transport CHannel (SCH)
 Random CHannel (RCH)

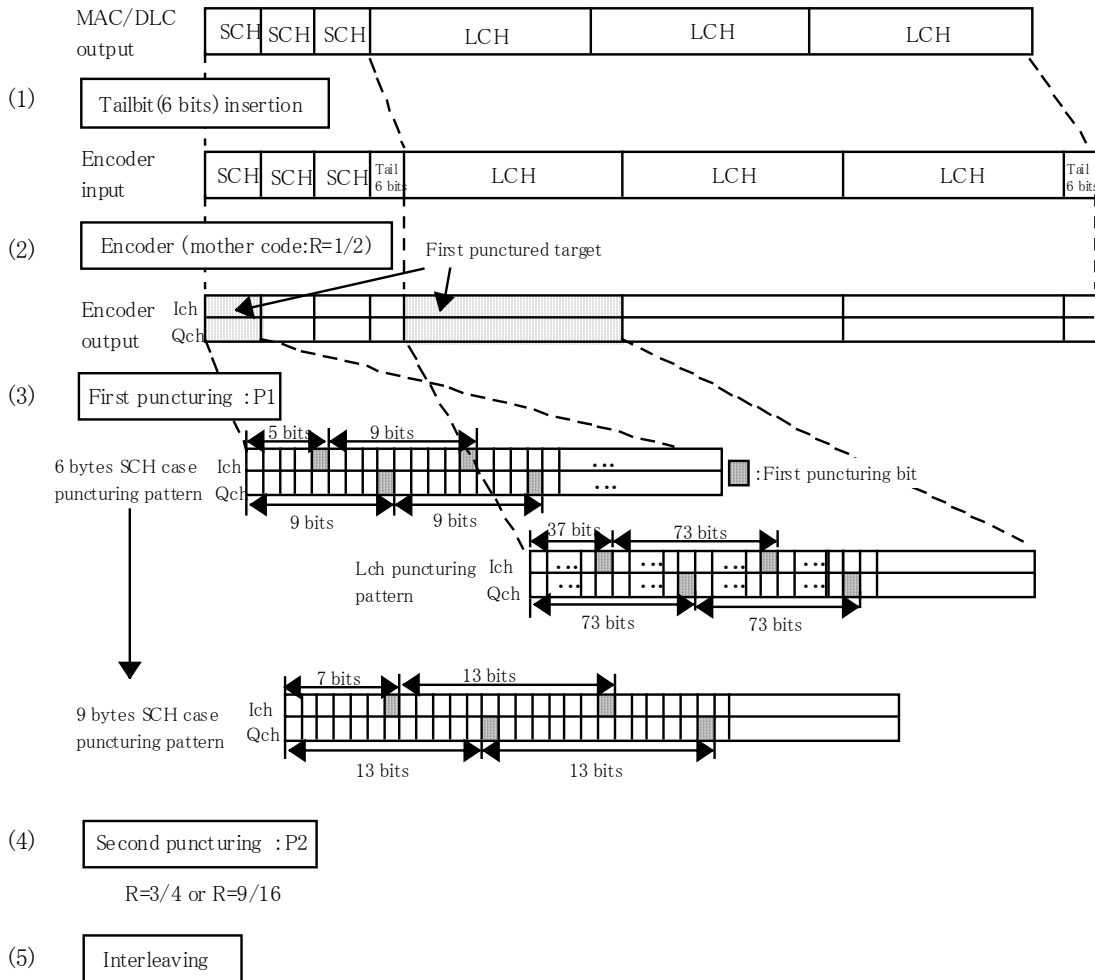


図 6-2-16 送信部符号化手順

送信部の符号化の手順について図 6-2-16 に送信部符号化手順を示す。

- ① 符号化率 1/2 の畳み込み符号化の前に、連続する Sch, Lch の PDU の最後に 6 ビットのテールビットを付加する。
- ② 符号化率 1/2 お畳み込み符号化を行う。以降、Ich: $g_0=133_8$, Qch: $g_1=171_8$ とする。(□₈は8進数)
- ③ 畳み込み符号化後、First punctured として付加したテールビットに相当する 12 ビットを、連続する PDU の先頭の PDU より消去する。このとき、消去するビットの位置は PDU サイズが Sch 6byte ならば 9 ビット周期で、Lch 54byte ならば 73 ビット周期とする。(なお、Sch が 9byte になった場合、13 ビット周期とする。)ただし、畳み込み符号化後の信号は、Ich, Qch 各 1 ビットの平行信号であるため、それぞれのビット消去周期の先頭は Ich 側とする。

④ First punctured された信号を, 符号化率 $R=1/2$ の場合はそのまま, 符号化率 $R=3/4$ または $9/16$ の場合は, それぞれ誤り訂正方式にあわせて Second punctured 符号化を行う。

⑤ Second punctured 符号化された信号をインターリーブする。

方法1と方法2の比較のためのシミュレーション条件を示す。

表 6-2-6 Tail bit 処理方法の特性比較のためのシステム諸元

項目	設定値
OFDM パラメータ	サブキャリア本数:64(ガードバンド分:12) 情報搬送キャリア:48 パイロットキャリア:4
ガードインターバル	750ns, 800ns
FFT サンプリングレート	20MHz
有効シンボル長	3.2 μ s
マッピング	OFDM シンボル内インターリーブ
誤り訂正	畳み込み/軟判定ビタビ(K=7)
一次変調	16QAM(R=3/4)
遅延波モデル	ETSI/BRAN 設定の C モデル
位相雑音	BRAN モデル
伝送路推定	パイロットシンボル2シンボルを用いて伝送路推定
誤差要因	残留周波数誤差:ないものとする 時間誤差:ないものとする
アンプの非線形性	ないものとする
PDU サイズ	54byte
連続 PDU 数	4
First punctured 周期	73ビット

シミュレーション結果を図 6-2-17 に示す。方式2はtail用のFirst punctured をしない場合に比べてパケット誤り率 10^{-2} 点でEb/No軸上約 1.5dB劣化するが, 方式1では劣化がわずかである。

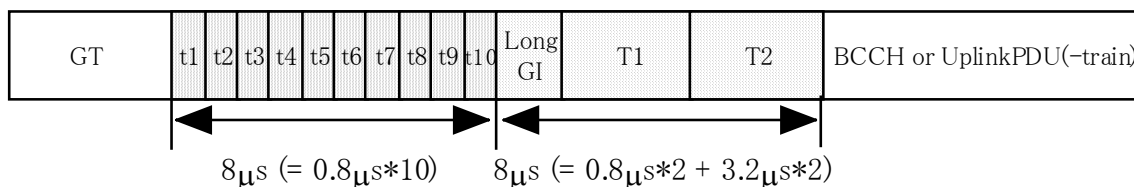


図 6-2-18 プリアンブルフォーマット

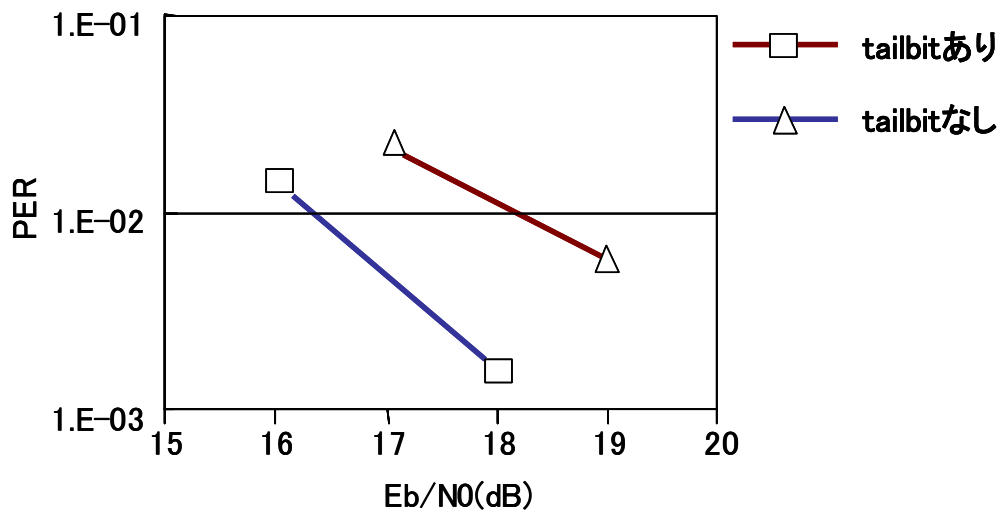


図 6-2-17 フレーム後部の tail bit (6bit)の必要性を訴求したシミュレーション結果 (16QAM モード, パケットサイズ:64byte)

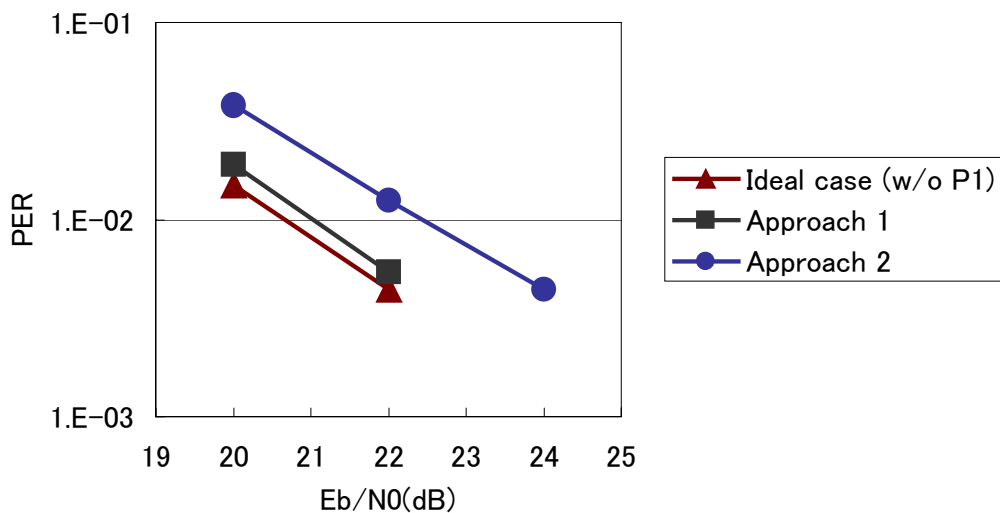


図 6-2-18 tail bit (6bit)処理方法による PER 特性比較

6-2-6-3 まとめ

以上から, 方式1すなわち連続する複数 PDU をまとめて tail 6 ビットを付加し, 符号化率 1/2 の畳み込み符号化後, 先頭の PDU のみに First punctured を行う方法で tail ビット挿入時の処理方法を行うことが望ましいと結論できる. この研究内容は 1999 年の MMAC 標準化に寄与し採用された[1].

参考文献

- [1] 1999 年 3 月 19 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書 (文書番号:マ高無 32-5, マ 5A16-5)

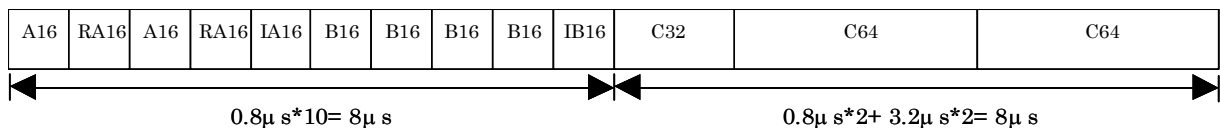
6-2-7 シンボル同期性能向上のためのプリアンブル部の符号の改善

6-2-7-1 研究課題

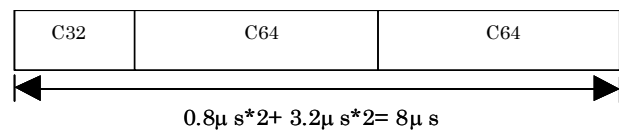
これまでに MMAC におけるプリアンブルフォーマットとして、IEEE802.11 をベースとしたものの採用が仮決定されている。しかし IEEE802.11 と ETSI BRAN の方式の差を十分に考慮する必要があり、ETSI BRAN 方式に適したプリアンブルフォーマットについて検討する。

6-2-7-2 方式評価

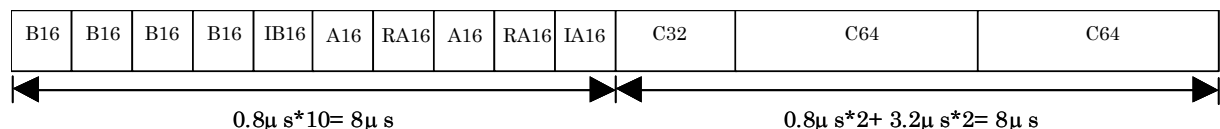
検討するプリアンブルフォーマットとして、図 6-2-19 の構成を挙げる。従来の方式では、図中の Short-preamble が”A”または”B”のみで構成されている。本方式では”BCCH preamble format”については BRAN と同一とし、上り信号については Short preamble の A 領域と B 領域を入れ替える。(BRAN では $B16 \cdot 9 + IB$)



(a) BCCH プリアンブルフォーマット



(b) ダウンリンク プリアンブルフォーマット



(c) アップリンク プリアンブルフォーマット

図 6-2-19 プリアンブルフォーマット改善策

- ・ A-field は、 $\pm 2, \pm 6, \pm 10, \pm 14, \pm 18, \pm 22$ の 12 サブキャリアを用い、そのパターンは以下に示すとおりである。(BRAN#14 にて審議される予定のパターン A, 寄与文書[1]参照)

$$A_{26, \dots, 26} = \sqrt{2} \cdot \{0, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0\}$$

- ・ B-field は、 $\pm 4, \pm 8, \pm 12, \pm 16, \pm 20, \pm 24$ の 12 サブキャリアを用い、そのパターンは以下に示すとおりである。(IEEE802.11 に提案され、IEEE および BRAN 間で調整作業中のパターン B: 参考文献[1][2]参照)

$$B_{26, \dots, 26} = \sqrt{2} \cdot \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 0\}$$

0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0}

- C-field のパターンは以下のとおりである。(IEEE802.11 のドラフト[3]および BRAN 仕様と同一)

$C_{26,\dots,26}=\{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1\}$

評価および考察

(1) 対象とするプリアンブルフォーマットおよびシミュレーションパラメータ

各種プリアンブルフォーマットの比較検討対象として下記4項目を挙げる。

- ① AA: 10周期分すべて A-field(これまでの MMAC 仮決定案, IEEE と同一)
- ② BA: 前半5周期を B-field, 後半 5 周期を A-field
- ③ BA-null: 前半5周期を B-field, 後半 5 周期を A-field とし, C-field の先頭に null(16T)を挿入。
- ④ BA-IA: 前半 5 周期を B-field, 後半 5 周期を A-field とし, それぞれの最終周期の位相を 180° 反転する(現 BRAN 案の BCCH プリアンブルパターンと同等)

シミュレーションパラメータ:

- 一次変調方式: BPSK, R=1/2
- パケット長(BCCH): 12byte
- 通信路モデル: BRAN モデル C
- MAC フレーム間隔: 2ms

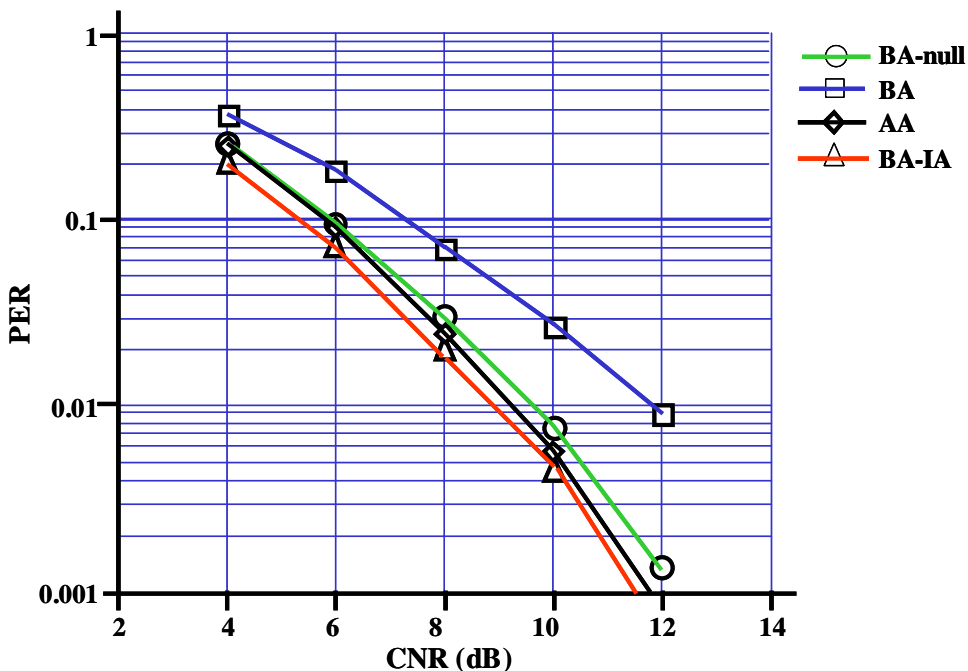


図 6-2-20. 各種プリアンブルに対する PER 特性

(2) 相互相関を用いた場合の評価結果

図 6-2-18 に相互相関を用いた方式により周波数誤差が 0kHz, AFC が完全であると仮定した場合のペケットエラー特性を, 図 6-2-19 に相互相関を用いた方式による AGC の引き込みを理想的とした場合のタイミング確率を示した. ただし, 図 6-2-18 は検出開始ポイントが前半 5 周期の終了直後とし, 後半 5 周期分を用いてピーク検出を行っている. また, BA-IA の場合のみ, 相関値は 32T の長さで計算している. 図 6-2-19 における最適タイミングが 240 である.

- ① 図 6-2-18 から, ピーク検出を開始するポイントが理想的に与えられる場合は, AA は良好な特性を示すが, 現実には AGC 引き込みを所要時間のジッタを考慮する必要がある. 図 6-2-19 にて示されるように, AA の場合は 16T だけ遅れたタイミングにおいて高い確率でピークが検出されており, 実際の AGC 引き込み所要時間ジッタを考慮すると, AA は大きなペケットエラーを招くと考えられる. したがって, Short preamble 部は, 前半と後半に分け, 前半部で粗検波(Coarse det)を行い, 後半部で精検波(Fine det)を行うことが好ましい. (Auto-Correlation の場合も同じ)
- ② 前半部で, Coarse det を行い, 後半部で Fine det を行う場合, 前半部の Coarse det の特性により, Fine det の特性が影響される. そのため, タイミング特性を改善する方法として, それぞれの最終周期のみを符号反転する(IA)方法(BRAN 案)と次の信号の選択に null シンボルを入れる方法が考えられる. 図 6-2-19 から, 周波数誤差がない場合, null を入れたパターンと IA にしたパターンでは, IA にした方が特性がよいことがわかる. これは周波数誤差がなければ, IA の位相反転効果が十分生かされるためであると考えられる. しかし, 周波数誤差を考慮に入れた場合, ($\pm 5\text{ppm}$ として 50kHz, CNR=8dB)

$$\text{IA: PER} = 6.13 \times 10^{-2}$$

$$\text{BA-null: PER} = 1.76 \times 10^{-2}$$

となり, 特性は逆転して null シンボルを入れた場合の方がよい.

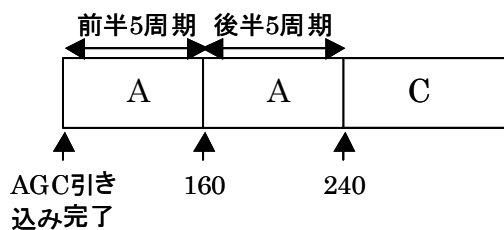


図 6-2-21 AGC の引き込み完了を理想的とした場合のピーク検出タイミング

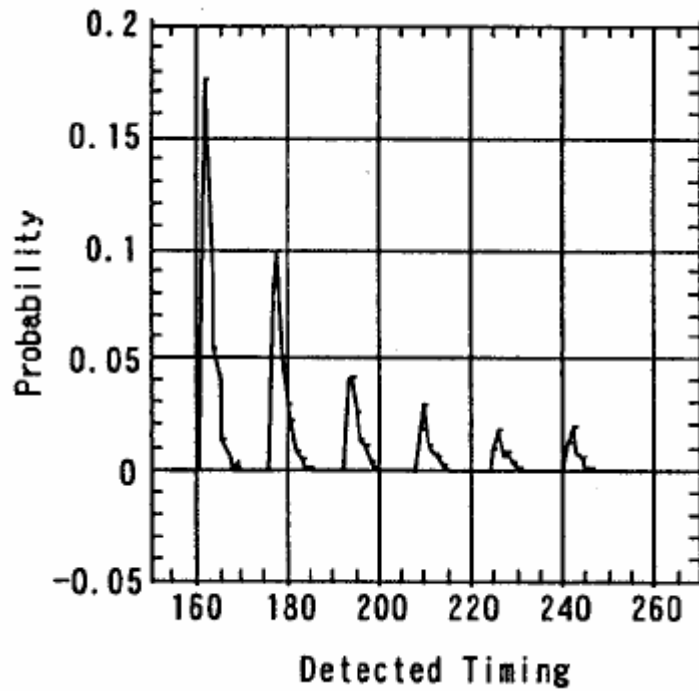


図 6-2-22 AGC の引き込み完了を理想的とした場合のピーク検出タイミングおよびその検出確率 (AA の場合, C/N=8dB)

(3) 自己相関 (Auto-Correlation) を用いた場合の評価結果

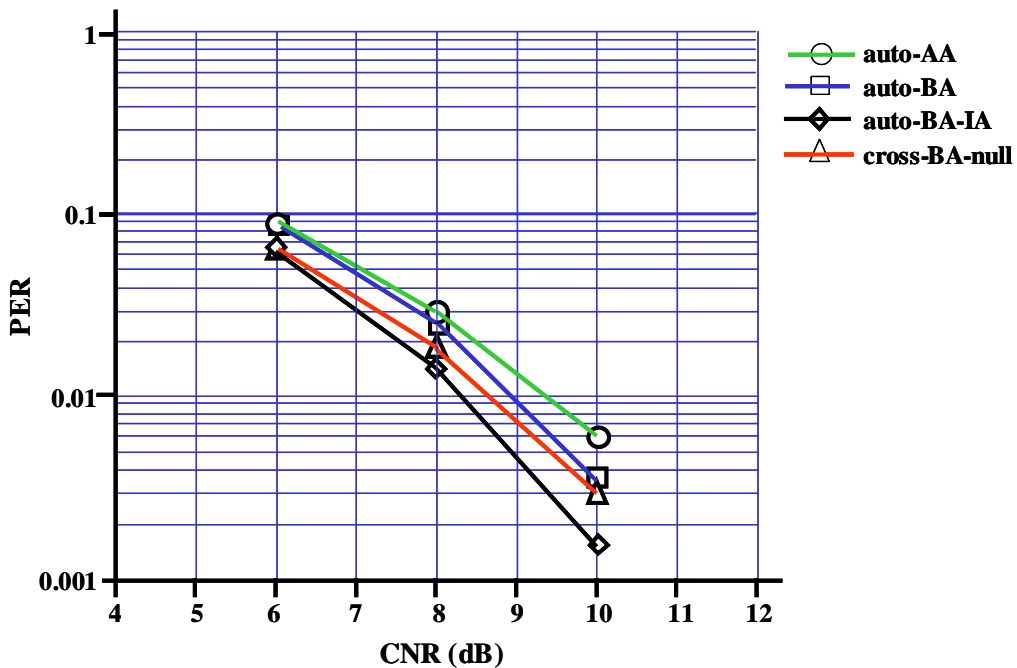


図 6-2-23 自己相関方式での PER 特性

図 6-2-23 に自己相関方式について、周波数誤差が 50kHz, AFC が完全であると仮定した場合の PER 特性を示す。また、比較のため、同条件で評価した null シンボルを入れた相互相関方式をプロットした。

なお、図 6-2-22 のピーク検出開始ポイントも、図 6-2-21 の場合と同様に理想的なもの(前半 5 周期の終了直後)とし、後半 5 周期分を用いてピーク検出を行っている。さらに図 6-2-24 に、前半の B-field で Coarse det を行い、後半の A-field で Fine det を行った場合の PER 特性を示す。

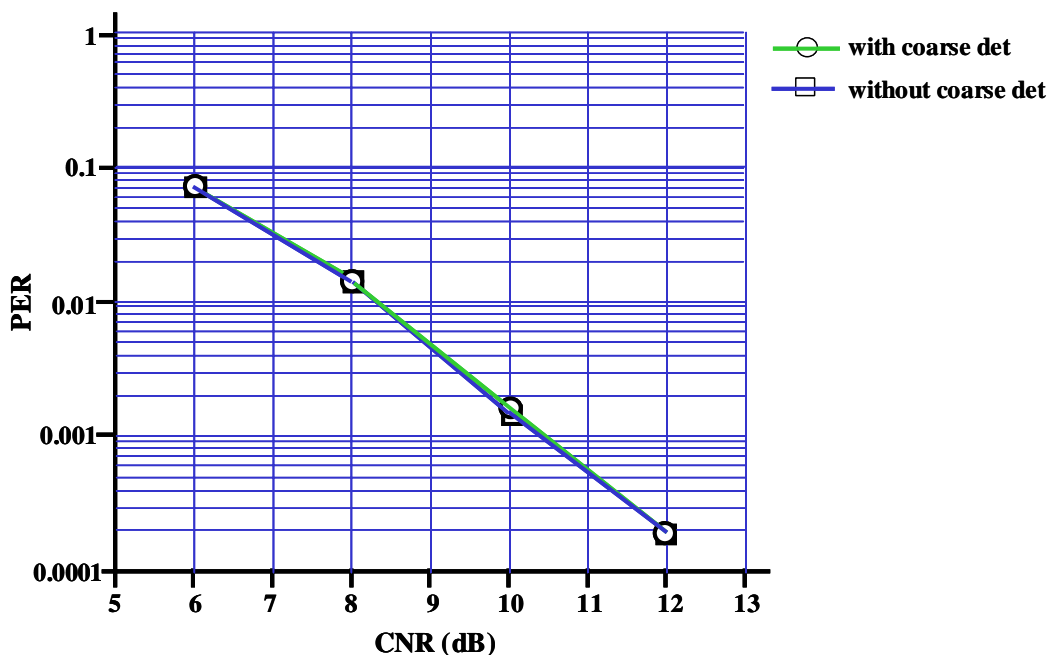


図 6-2-24 Coarse det を付加した場合の PER 特性

- ① 自己相関の場合も、前節①で述べたように、AA パターンの場合、AGC の引き込みタイミングのジッタ等により、ピーク検出開始のトリガが正確に決まらず、大幅な PER 特性の劣化が予想される。
- ② Fig.6-2-24 より、自己相関方式の場合、最終周期のみ符号反転する、BA-IA パターンが、最も良好な特性を示した。
- ③ Fig.6-2-24 より、前半の B-field で Coarse det を行い、後半の A-field で Fine det を行うことにより、Fig.6-2-22 における BA-IA の結果(理想的な Fine det 開始タイミングを与えた場合)と同等の結果が得られることが分かる。

(4) BA-IA パターンを用いた場合に留意すべき事項

- ・ A-IA (反転) の不連続性による帯域外スペクトラム特性の劣化:

BA-IA パターンを用いたときの問題点として、前回の寄与文書において指摘した、位相不連続性に起因する帯域外スペクトルの問題が挙げられる。図 6-2-25 に非線形性を持つアンプの出力でのスペクトラムを示す。IBO は 5dB, smoothing length は 4 サンプル, FFT length は 2240 point としている。GI ではスムージングを必ず適用するものとし、A-IA 間でのスムージングを適用する場合と、適用しない場合について比較している。非線形性のあるアンプ出力での、隣接チャネル漏洩電力の差は 1.8dB 程度である。

- ・ A-IA (反転) の不連続性のための周波数誤差検出特性の劣化:

BA-IA パターンを用いた場合の問題として、最後の IA シンボルは A の遅延波が IA に干渉するため周波数誤差検出特性を劣化させる要因となる。しかし、DSA を用いるシステムの場合、C 領域を用いた

AFC の適用が可能であり、C 領域における再調整を考慮すると問題としないと考えられる。

しかし、本事項は、CSMA を用いる IEEE802.11 の場合、許容されるプロセッシング遅延が厳しく、C 領域における AFC が適用できないため、重要な考慮すべき事項となる。

6-2-7-3 まとめ

以上の結果を総合すると、自己相関方式を前提に、かつ BA-IA パターンを適用することにより、パケットエラー特性を向上させることが可能である。なお、(相関値)ピーク検出手段の実装方法は、ベンダに任される事項であるが、自己相関方式は相互相関方式に比較して、小規模な回路構成により実現される点も評価されるべきと考えられる。この研究内容は 1999 年の MMAC 標準化に寄与し採用された[1]。

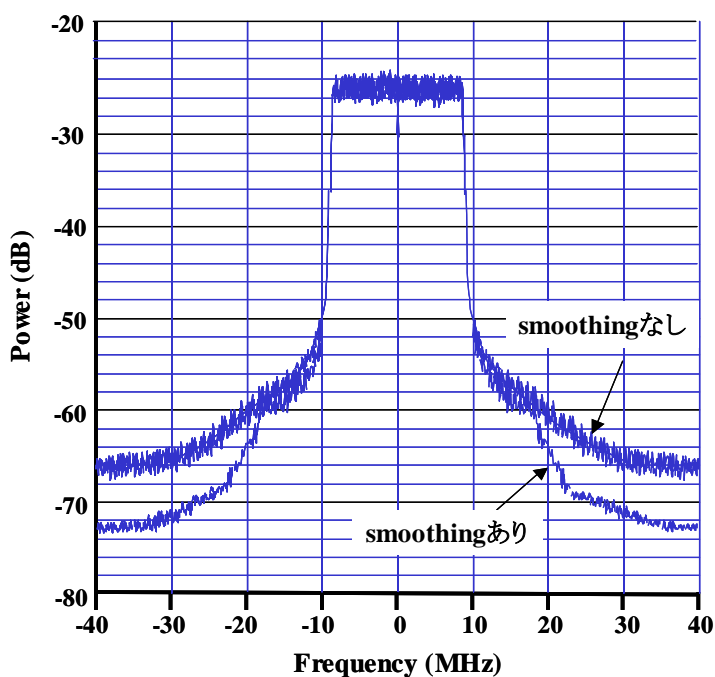


図 6-2-25 非線形性を持つアンプを用いた場合のスペクトラム例

参考文献

[1] 1999 年 6 月 25 日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書
(文書番号:マ高無 36-7, マ 5A20-7)

6-2-8 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の研究

6-2-8-1 研究課題

MMAC の中で討議されている 5GHz 無線 LAN は、主にパーソナルユースの IEEE802.11a 系と公衆サービス用を目的とした HiperLAN2 系の HiSWANa がある。この中で公衆系は、公衆網との接続が不可欠であるが、セルラ系ほどの収容数を持たないであろう無線アクセスとしては、場合によって基地局個別に専用の回線を引くことができないことが想定されると考えた。このような場合、すなわちユーザ数が少ない場合には、その状況を活かして、基地局間で回線の無線中継を行うことが有力な打開策であろうと発案し、無線中継を行う場合の課題について予め考察した。

その結果、伝送速度が半減することに加え、伝送遅延が発生することが大きな問題であると認識した。

6-2-8-2 方式評価

固定長 2ms のフレームを持ち、128 スロットをユーザに割り当てる方式の HiSWANa においては、中継機能を持たせる場合にも、このフレームを持つことが大きな助けとなる。このフレームを下りリンクと上りリンクに均等に割り当てることで、中継における伝送速度は最大となる。このとき、伝送速度は 1/2 になる。伝送遅延については、可能なかぎり同一フレーム内で中継機能を完了させることが伝送遅延を最小にする最も望ましい方法であると判断した。

図 6-2-27 はフレーム内のスロットを基地局と移動局に割り当てるまでの動作を示している。この中で、可能なかぎり伝送遅延を低くする配慮をしている。

同図 a は、移動機が中継機に気付かず、フレーム同期が取れていない場合を示している。このとき、移動機は中継機からのデータ部分の通信を受信して、この周波数帯に通信を行っている機器があることを認知する。このため中継機は、同期捕獲のため中継機のヘッダを受信するべく受信モードに入る。

移動機が中継機のフレームのヘッダを捕獲して、フレームの同期に成功すると、移動機は中継機と同期したフレームの生成が可能となる。

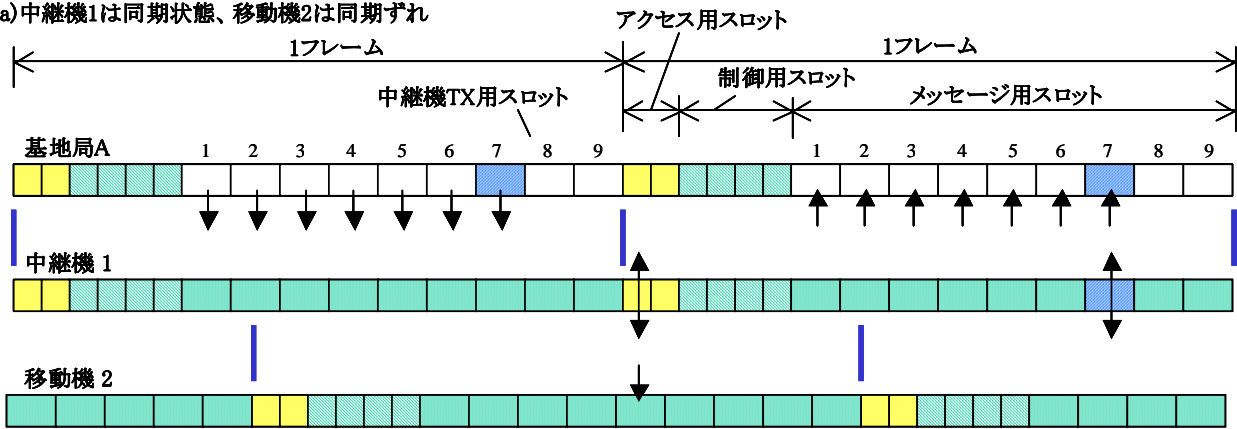
同図 b は、この状態を示したもので、移動機は通信要求を中継機のフレームのヘッダ期間に送る。中継機は移動機の通信要求を受けて移動機に通信スロットの位置を通知する。同時に中継機は基地局との間で中継に必要な帯域のスロットを確立する。

6-2-8-3 まとめ

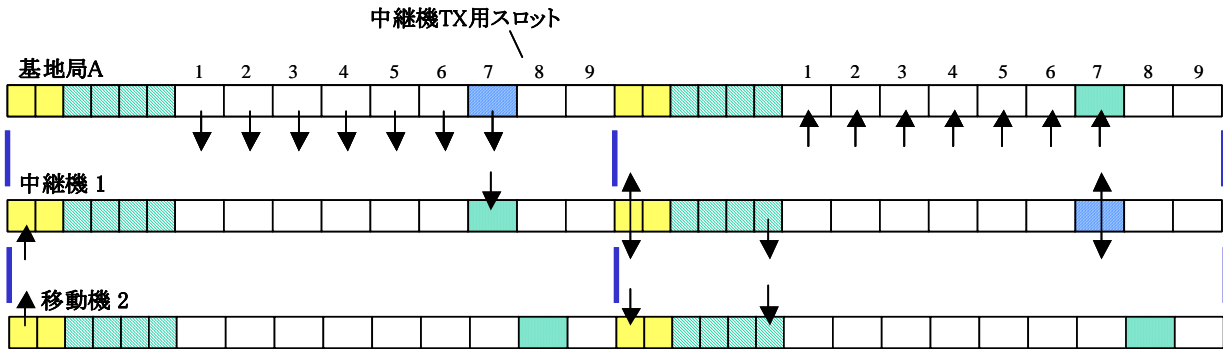
同図 c が示すように基地局と移動機は中継機を経由して通信を行うことが可能となる。このとき、中継機から見て基地局に割り当てるスロットの位置と移動機に割り当てるスロットの位置の相互関係が下りリンクと上りリンクの両方で同じであるとしたら、そのいずれかは同一フレーム内での転送が可能となり、他のリンクでは不可能となる。しかし、固定長フレームを有する HiSWANa においては、必ず次のフレームに予約をすることが可能であるために、遅延の量は最大でも 1 フレーム(2ms)で収めることができる。

↓ 下り (DOWN LINK) 送信状態
 ↑ 上り (UP LINK) 受信状態

(a) 中継機1は同期状態、移動機2は同期ずれ



(b) 中継機1に移動機2が同期、基地局から指定されたチャネルを中継機1が移動機2に指示



(c) 中継開始

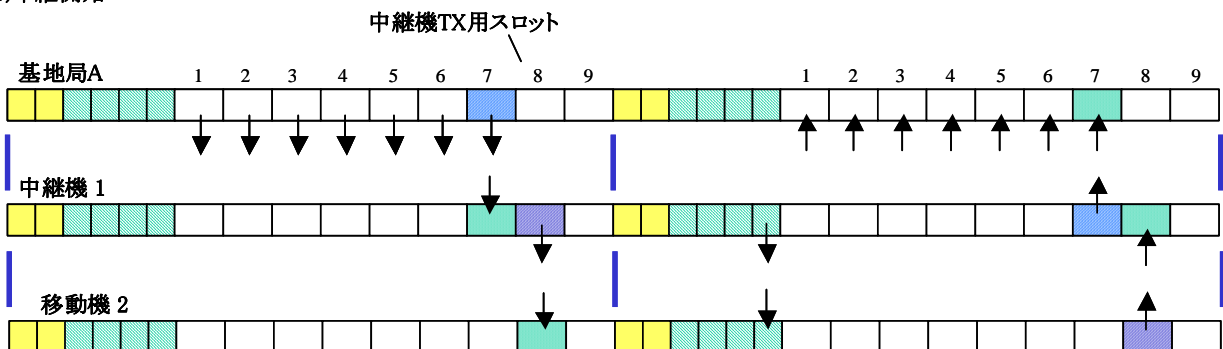


図 6-2-27 Ad Hoc のためのフレーム構成例

参考文献

- [1] 1998年10月15日 MMAC 高速無線アクセス部会合同作業班への寄与文書
 (文書番号: マ高無 22-8, マ 5A6-8)

6-3 まとめ 5GHz 無線 LAN のための OFDM 変復調方式研究

OFDM 方式を用いた無線 LAN における OFDM 主要パラメータに関する 8 項目の研究を行った。

(1) OFDM 受信における検波方式の同期検波と遅延検波の比較においては、適応変調において 16QAM を用いるために BRAN モデル C, E において同期検波方式により安定した誤り率特性が得られることを示し、16QAM の実用性を確かなものにできることを明らかにした。

(2) Pilot キャリア本数の最適化に関しては、3 本～5 本のキャリア数の中で、通信品質(誤り率)の改善が 3 本から 4 本までは明確に見られるが 4 本と 5 本では差が得られなくなることを明らかにし、4 本が最適であるとの結論を得た。また、パイロットキャリアの配置は上下等間隔で対称とすることが実装面の検討から望ましいとした。

(3) 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較を行った結果、遅延検波方式において得られる 8PSK の誤り率と同期検波方式において得られる 16QAM の誤り率がほぼ匹敵することを明らかにし、適応変調における推奨されるべき変調方式を、伝送効率の高い 16QAM とすることが望ましいとの結論を得た。

(4) ガードインターバル長の最適化は、この時点の標準化案である 750ns と、わずかな伸張を行った 800ns の間で比較して行い、800ns にすることにより通信品質の向上がガードバンドの伸張の比率をはるかに超える効果、すなわち、誤り率がフロアを呈する領域が 1 桁向上することを明らかにした。

(5) チャンネル推定用のプリアンプルの構造は Cyclic 部に 32T を配した従来の構造から、短遅延波環境においては、Cyclic 部を 16T として他の 16T 部をパイロットシンボル 128T の後に null として配することにより、同一長でありながらシンボル同期誤差を約 1dB 改善できることを明らかにした。

(6) プリアンプルにおける tail bit の構造については、欧州案で First Punctured パターンを 8 ビット周期としたための I, Q での不均衡性について、9 ビット周期化し tail bit を挿入することで I, Q 間の均衡を保ち誤り率が Eb/No で 2dB 以上の改善となることを明らかにした。

(7) プリアンプル部の符号改善については、BCCH(broadcast channel)プリアンプルのサブキャリア位相を最後尾だけ極性を反転することでフレームタイミング検出のための相関演算に切れのよいピークを得られることを明らかにした。

(8) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の付加について下りリンクと上りリンクにおける中継遅延を低減するためのフレーム内スロット配置について望ましい方法を明らかにした。

これらの成果により、OFDM 方式の無線 LAN として適応変調に対して高い通信品質を確立できるものと考えられる。さらに Ad Hoc 機能の付加は、無線 LAN を、より Nomadic(自由に動き回れる)通信をより広い範囲に拡大可能となると考える。

また、これらは、本節 Appendix 6-1 に示すとおり、日欧米の 5GHz 帯無線 LAN 標準化に寄与文書として提案し、ほぼ全数が標準に盛り込まれた。

Appendix 6-1

5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN 標準化に行った寄与文書ならびに関係発表

6-2 節にて述べた研究成果は、表 6-4 に示す無線 LAN 標準化に寄与文書として提案し、採択された。また直後の電子情報通信学会全国大会(総合大会, ソサイエティ大会)において発表した。概要をまとめる。

(1) 同期検波方式は、まずわが国で採択され、続いて欧州に提案され、日欧共同のリエゾン文書となって米国 IEEE802.11 委員会へ国際統一規格化を促した。結果、すべての方式において同期検波方式が採用された。

(2) Pilot キャリアは 4 本が妥当との決議を得るとともに、Pilot キャリアを 4 本備えるサブキャリア配置を加え、同期検波を国内仕様とするとともに欧米への提案を行う決議がされた。

(3) OFDM 一次変調の多値モードにおいて 8PSK と 16QAM のいずれを標準にするかについては、5GHz 帯無線 LAN が、より高速伝送を目指すという役割から判断して 16QAM を標準とする提案を行い、日欧米ともに採用された。

(4) ガードインターバルの長さは、それまでの長さが 750nsec であったところを 800nsec にすることによる通信品質向上の大きさを明らかにし、国内仕様とすることが決議された。この結果は欧米標準化へリエゾン文書で統合化を呼びかけることとなり、採択された。なお、アプリケーションによっては、1/2 の 400ns にすることも可とする option も採択された。いずれにしても 750ns を基本とする仕様は削除された。

(5) チャンネル推定部のプリアンブルを 32T から 16T に変え、16T を後部に null 期間として充てることにより、高精度なシンボル同期を行うために必要に応じてチャンネル推定用の 64T でもシンボル同期を行うことによる通信品質向上の大きさを明らかにし、国内仕様の一つとすることが決議された。この結果は欧米標準化へリエゾン文書で統合化を呼びかけることとなり、採択された。

(6) パンクチャにおける tail ビット挿入時の処理方法を、連続する複数 PDU をまとめて tail 6 ビットを付加し、符号化率 1/2 の畳み込み符号化後、先頭の PDU のみに First punctured を行う方式とすることを国内仕様とするとともに欧米への提案を行う決議がされた。

(7) BCCH プリアンブルのパターンの本方式(BA-IA パターン)を国内仕様とするとともに欧州方式である Hiperlan との区別をこれを以って行い、わが国における電波行政にシステムパラメータ(チャンネル周波数、送信スペクトル等の国内法から来る規制)への対応を行う旨、欧米に連絡を行う決議がされた。

(8) 5GHz 帯無線 LAN に中継機能(Ad-Hoc 機能)を仕様化することを提案した。

提案は前向きに受けられて、ソニー株式会社からの委員の賛同提案を加えて標準にオプション機能として付加された。その後、IEEE802.11a系においても同種のAd-Hoc機能が付加された。

以上の寄与の標準化における採択状況について表 A6-1 に示す。

表 A6-1 著者の研究項目および寄書提案先と採否結果, ならびに関連学会報告ほか

研究項目	提案先 標準化組織	採 否	寄与文書名	学会発表	特許
1. OFDM 受信における同期検波の優位性(対遅延検波)	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○ ○	マ高無 24-4 マ 5A5-12 PLN1109a	信学全大 1999 年 3 月 B-5-250(石川, 須藤, 太田)	
2. OFDM 同期検波に必要なパイロットキャリア構造	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○ ○	マ高無 25-4 マ 5A5-12 PLN1109a	信学論誌 B Vol. J82-B No.3 1999 年 3 月, (今村他)	
3. OFDM 適応変調における 16QAM の優位性(対 8PSK)	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○ ○	マ高無 29-4 マ 5A5-12 PLN1109a		
4. OFDM におけるガードインタバル長の最適化	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○ ○	マ高無 23-2 マ 5A5-12 PLN1109a		
5. OFDM 用プリアンブル部フレーム構造の改善	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○	マ高無 29-4		
6. OFDM 用パンクチャ部の tail ビット挿入の最適化	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○	マ高無 32-5 HL13NTT1A		
7. OFDM 用プリアンブル部のシンボル配置の最適化	MMAC(日) ETSI EP BRAN(欧) IEEE802.11(米)	○ ○	マ高無 26-7 HL13NTT1A	信学全大 1999 年 3 月 B-5-250(信太, 須藤, 石川, 太田)	
8. OFDM 用無線 LAN システムへの AdHoc 通信機能付加	MMAC(日)	○	マ高無 22-8		特開 2000-31895 (太田)
9. 5.15-5.25GHz 帯無線アクセスのための変調方式の規定方法の研究	郵政省電気通信技術審議会	○	諮問第 99 号		
10. 5.25-5.35GHz 帯無線アクセスの設置のための既	郵政省電気通信技術審議会	○	諮問第 99 号	信学ソ大 2000 年 9 月 B-5-314(太田, 石川)	特開 2000-138966

	存システムとの干渉量推定の研究					(太田)
11.	25 および 27GHz 帯無線アクセスに関する変調方式とチャンネルバンドリングの研究	郵政省電気通信技術審議会	○	諮問第 号	信学全大 2003 年 3 月 B-5-218(太田, 石川)	特願 (太田)
12.	4.9-5.091GHz 帯無線アクセスにおけるチャンネル幅割り当てに関する研究	総務省情報通信審議会	○	諮問第 2004 号		
13.	5GHz 帯無線アクセスを用いた高速移動体通信研究	総務省四国総合通信局	○	地域における広帯域移動通信に関する調査研究会報告書	信 学 技 報 NS2003-88(2003-07) (太田ほか)	
14.	5GHz 帯無線アクセスを用いた高画質移動体通信研究	総務省関東総合通信局	○	列車インターネットに関する調査研究報告書	信学全大 2000 年 3 月 B-5-299(太田ほか)	

Appendix 6-2

欧州標準化 ETSI/BRANHiperLAN2 への寄与文書 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における OFDM 方式の同期検波化, 16QAM 標準化, フレーム構造の改善等に関する提案 および
 米国標準化 IEEE802.11 TG-A への提案資料 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における OFDM 方式の同期検波化, 16QAM 標準化等に関する提案

1999 年 4 月 13-16 日 ETSI/BRANHiperLAN2 への寄与文書
 (文書番号:ETSI EP BRAN#13;HL13NTT1A)

日本の標準化組織 MMAC において採択された上記 6-3-1 から 6-3-7 までの仕様は, 日欧米の国際統一標準化を目指し, 欧州 ETSI EP BRAN ならびに IEEE802.11a 委員会へリエゾン文書による統一化提案, または国内委員の連名提案となった。

以下に示すものは, 欧州 ETSI EP BRAN の HiperLAN type2 へ NTT と当社(著者)の共同提案とした寄与文書である。

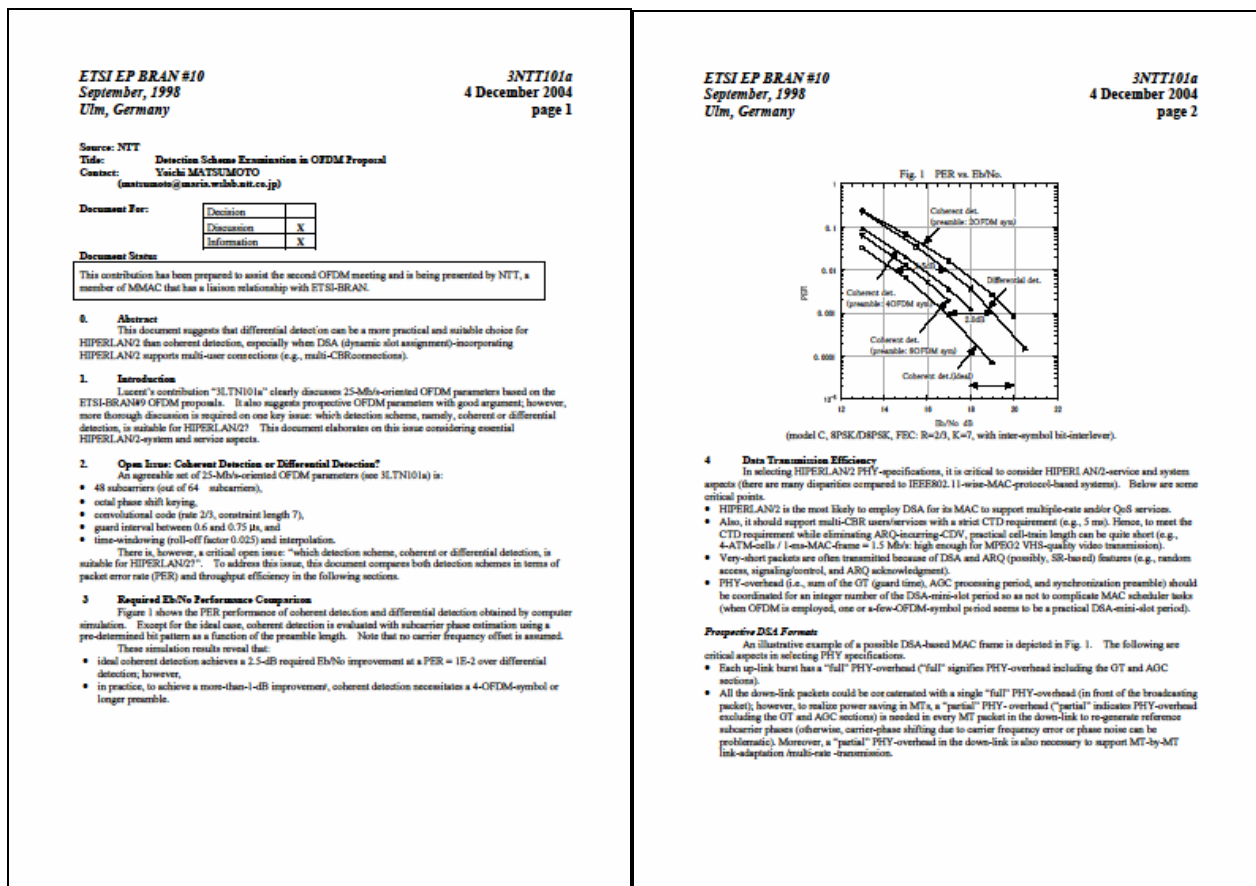


図 A6-2-1 1998 年 9 月 日 ETSI/BRANHiperLAN2 への寄与文書
 (文書番号:ETSI EP BRAN#10;3NTT101a)

(左ページ:同期検波の提案趣意書ならびに構成案 右ページ:遅延検波と同期検波の性能比較)

Source: NTT and Matsushita(MCI) (on behalf of MMAC-PC)
Contact: Yoichi MATSUMOTO (Matsumoto.Yoichi@nslab.ntt.co.jp)
Gen-ichiro OHTA (Gen-ichiro.Ohta@yrp.mci.mel.co.jp)
Title: Convolutional Code Termination and Preamble Formats
Agenda item: PHY-WG
Document for:

Decision	X
Discussion	X
Information	X

Decision/action requested

This contribution has been prepared to assist the 13th ETSI-BRAN meeting and is presented by NTT and Matsushita, a member of MMAC that has a liaison relationship with ETSI-BRAN.

Abstract:

This contribution describes (1) a convolutional code termination scheme and (2) preamble formats for the purpose of promoting BRAN-MMAC harmonization.

1. Introduction

Several essential decisions have been made at recent MMAC meetings. To promote BRAN-MMAC harmonization, this contribution describes (1) the specified convolutional code termination scheme and (2) preamble formats which are supposed to be featured in the first version of MMAC specifications.

2. Convolutional Code Termination

Convolutional code termination has been being discussed at BRAN and MMAC as a crucial item [1]-[4]. This section describes a MMAC-specifying convolutional code termination scheme which can be viewed as a modified version of the proposed scheme in [1].

2.1 Operating Principle of Convolutional Code Termination

Operating principle is illustrated in Fig. 1.

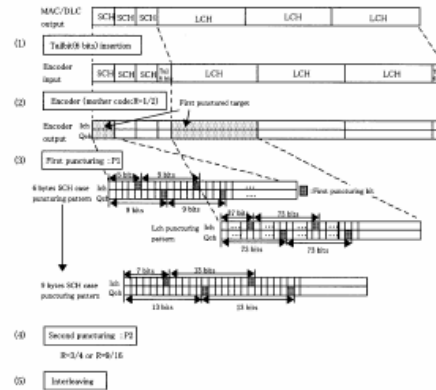


Fig. 1 Processing on Transmitting side.

● Processing on the transmitting side:

- (1) Before R=1/2 convolutional coding (the mother code), add 6 bits (tail bits) to the end of a SCH-PDU train or LCH-PDU train. Note that, when a SCH train and LCH train are concatenated as shown in Fig. 1, 6 bit tail is added to both of SCH train and LCH train.
- (2) Apply R=1/2 convolutional coding (let us define Ich : $g_1=133_2$ and Qch : $g_2=171_2$).
- (3) After the convolutional coding, apply first puncturing (P1) to the first PDU in the PDU train in order to reduce 12 bits yielded as a result of adding the tail bits. In this case, the rules shown in Fig. 1-(3) are applied according to the PDU length (i.e., 54-byte LCH, 6-byte SCH or 9-byte SCH). It should be stated that first puncturing is always applied to Ich.
- (4) When the original rate is R=3/4 or 9/16, apply second puncturing (P2) to the first-punctured bit series.
- (5) Finally, apply interleaving to the second punctured bit series.

● Processing on the receiving side:

図 A6-2-2 1999年4月13-16日 ETSI/BRANHiperLAN2 への寄与文書 (page 1,2)
(文書番号:ETSI EP BRAN#13;HL13NTT1A)
(左ページ:同期検波等の提案表紙 右ページ:Training bit 等の提案)

The receiver basically operates in the reversed order of the transmitting side: namely, insert dummy bits in the punctured bit positions, and feed the obtained bit series to the Viterbi decoder.

2.2 What is improved compared to the scheme described in [1]?

Contribution [1] proposed using a first punctured pattern (11111110: 8 bit period). When that pattern is applied to the convolutional encoder outputs, encoded bits in Qch are always punctured; consequently, resulting performance can be degraded because of unequal distribution of punctured bits to Ich and Qch.

On the other hand, the proposed scheme improves this by using the above-mentioned puncturing patterns.

2.3 Performance Evaluation

In verification process, we compared performance of the following approaches:

- Approach 1: Convolutional code termination per SCH or LCH-PDU train of an identical MT (the scheme specified at MMAC) after R=1/2 convolutional coding, the first puncturing was applied only to the first PDU.
- Approach 2: Convolutional code termination per single PDU: after R=1/2 convolutional coding, the first puncturing was applied to each PDU.

Simulation parameters used are:

- PDU size: 54 bytes
- Number of successive PDU: 4
- First puncturing period: 73 bits
- PHY mode: 16QAM, R = 3/4
- Radio channel: model C (rms delay profile: 150 ns)

Simulation results are shown in Fig. 2. They reveal that Approach 1 incurs no significant degradation from the ideal case, achieving a 1.5 dB required C/N improvement compared at a PER of 1 %.

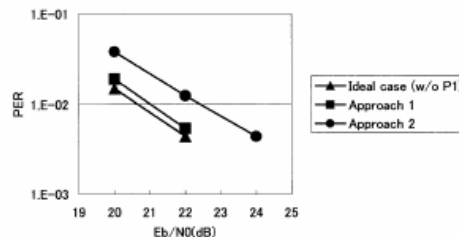


Fig. 2 PER performance of proposed scheme.

3. Preamble Formats

3.1 Preamble Formats Harmonized With IEEE802.11

IEEE802.11 and MMAC agreed on using the same preamble format given in Fig. 3, which is referred to as the long preamble (or full preamble) hereafter. In DSA-based systems, the long preamble is used in the beginning of each MAC frame (in front of BCCH) and in sending all uplink bursts.

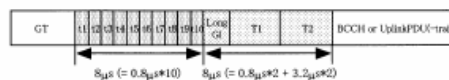


Fig. 3 Long preamble format.

Furthermore, MMAC decided to use the short preamble (or partial preamble) shown in Fig. 4 which is inserted between adjacent two PDU trains in the downlink.

図 A6-2-3 1999 年 4 月 13-16 日 ETSI/BRANHyperLAN2 への寄与文書 (page 3,4)

(文書番号:ETSI EP BRAN#13;HL13NTT1A)

(左ページ:同期検波等の検証条件 右ページ:同期検波と遅延検波の性能比較(Fig.2)ほか)

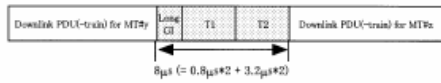


Fig. 4 Short preamble format.

There can be several modified versions to improve timing and frequency synchronization; however, the followings should be addressed:

- the above-described preambles are rather simple to implement,
- they have integer multiples the OFDM symbol (i.e., 4μs) which makes scheduler task easier,
- identifying the beginning of MAC frame is readily achieved by setting different pre-determined bit patterns to yield the short symbol (e.g., 3 sets of bit patterns for IEEE802.11, BRAN/MMAC uplink, and BRAN/MMAC downlink), and
- several companies in IEEE802.11 and MMAC have independently confirmed that the IEEE802.11-MMAC long preamble is sufficiently acceptable for obtaining satisfactory PER performance in practice (also, see the following section).

3.2 Performance Verification Example

Using a simple timing and frequency synchronization scheme, PER performance with the above-described long preamble format was evaluated assuming the following simulation parameters:

- PDU size: 12 bytes (considering current BCCH assumption),
- PHY mode: BPSK, R = 1/2,
- Radio channel: model C (rms delay profile: 150 ns) and E (rms delay profile: 250 ns),
- five short symbols from the beginning are assumed to be used for AGC, and
- the last 6 bits of the PDU is used as tail bits to simplify simulation.

Note that the synchronization scheme employed for this simulation was assumed to use the five short symbols (remaining after AGC processing) for coarse timing and frequency synchronization. The long symbol section is then used for fine synchronization.

Simulation results are shown in Fig. 5. Although 2-dB degradation at a PER of 1% occurred, it can be said that it is tolerable in practice. It should also be pointed out that frequency synchronization error can contribute to entire PER degradation in a larger degree than timing synchronization error.

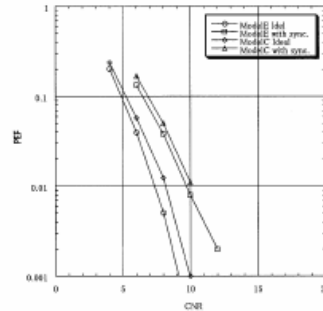


Fig. 5 PER performance with IEEE802.11-MMAC long preamble (BPSK, R = 1/2).

4. Conclusion

This contribution described a convolutional code termination scheme specified at MMAC. The scheme can be seen as a modified version of the proposal in [1]. To enhance BRAN-MMAC harmonization and accelerate our standardization process, it is proposed that BRAN consider adapting the same scheme.

Also, as stated in the liaison letter from MMAC-PC, BRAN is welcomed to employ the preamble format which IEEE802.11 and MMAC specified considering global harmonization.

References:

- [1] HL12.5ER12a, Termination of Convolutional Code in HIPERLAN2
- [2] MMAC document, 29-2, (Feb. 5. 1999), Matsushita
- [3] MMAC document, 30-2, (Feb. 19. 1999), CRL
- [4] MMAC document, 31-4, (March. 5. 1999), Matsushita
- [5] MMAC document, 32-5, (March. 19. 1999), NTT, Matsushita

図 A6-2-4 1999 年 4 月 13-16 日 ETSI/BRANHyperLAN2 への寄与文書 (page 5,6)

(文書番号:ETSI EP BRAN#13;HL13NTT1A)

(左ページ:Preamble 等の比較検証条件 右ページ:Preamble 等の比較検証結果(同期ありなし))

ETSI EP BRAN
Stockholm, Sweden
April, 13-16, 1999

HL13NTT1A

Page 151

Source: NTT and Matsushita(MCUK) (on behalf of MMAC-PC)

Contact: Yoichi MATSUMOTO (Matsumoto.Yoichi@nslab.ntt.co.jp)

Gen-ichiro OHTA (Gen-ichiro.Ohta@yvp.mci.mei.co.jp)

Title: Convolutional Code Termination and Preamble Formats

Agenda item: PHY-WG

Document for:

Decision	X
Discussion	X
Information	X

I.

II. Decision/action requested

This contribution has been prepared to assist the 13 th ETSI-BRAN meeting and is presented by NTT, a member of MMAC that has a liaison relationship with ETSI-BRAN.
--

Abstract:

This contribution describes (1) a convolutional code termination scheme and (2) preamble formats for the purpose of promoting BRAN-MMAC harmonization.

1. Introduction

Several essential decisions have been made at recent MMAC meetings. To promote BRAN-MMAC harmonization, this contribution describes (1) the specified convolutional code termination scheme and (2) preamble formats which are supposed to be featured in the first version of MMAC specifications.

2. Convolutional Code Termination

Convolutional code termination has been being discussed at BRAN and MMAC as a crucial item [1]. . .-[4]. This section describes a MMAC-specifying convolutional code termination scheme which can be viewed as a modified version of the proposed scheme in [1]. . .

2.1 Operating Principle of Convolutional Code Termination

Operating principle is illustrated in Fig. 1.

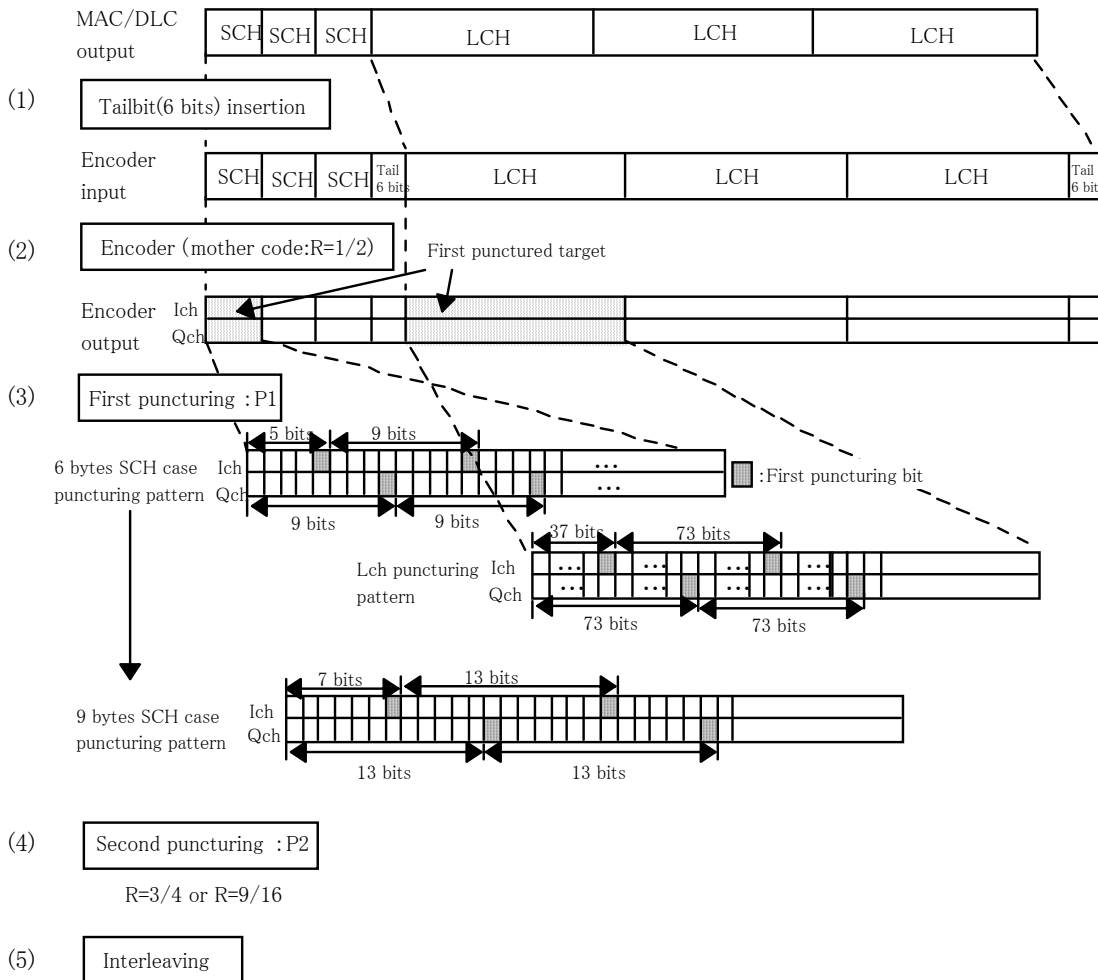


Fig. 1 Processing on Transmitting side.

- Processing on the transmitting side:

(1) Before R=1/2 convolutional coding (the mother code), add 6 bits (tail bits) to the end of a SCH-PDU train or LCH-PDU train. Note that, when a SCH train and LCH train are concatenated as shown in Fig. 1, 6 bit tail is added to both of SCH train and LCH train.

(2) Apply R=1/2 convolutional coding (let us define I_{ch} : $g_0=133_8$ and Q_{ch} : $g_1=171_8$).

(3) After the convolutional coding, apply first puncturing (P1) to the first PDU in the PDU train in order to reduce 12 bits yielded as a result of adding the tail bits. In this case, the rules shown in Fig. 1-(3) are applied according to the PDU length (i.e., 54-byte LCH, 6-byte SCH or 9-byte

SCH). It should be stated that first puncturing is always applied to Ich.

(4) When the original rate is $R=3/4$ or $9/16$, apply second puncturing (P2) to the first-punctured bit series.

(5) Finally, apply interleaving to the second punctured bit series.

- Processing on the receiving side:

The receiver basically operates in the reversed order of the transmitting side: namely, insert dummy bits in the punctured bit positions, and feed the obtained bit series to the Viterbi decoder.

2.2 What is improved compared to the scheme described in [1]. . ?

Contribution [1]. . proposed using a first punctured pattern (11111110: 8 bit period). When that pattern is applied to the convolutional encoder outputs, encoded bits in Qch are always punctured; consequently, resulting performance can be degraded because of unequal distribution of punctured bits to Ich and Qch.

On the other hand, the proposed scheme improves this by using the above-mentioned puncturing patterns.

2.3 Performance Evaluation

In verification process, we compared performance of the following approaches:

- Approach 1: Convolutional code termination per SCH or LCH-PDU train of an identical MT (the scheme specified at MMAC): after $R=1/2$ convolutional coding, the first puncturing was applied only to the first PDU.

- Approach 2: Convolutional code termination per single PDU: after $R=1/2$ convolutional coding, the first puncturing was applied to each PDU.

Simulation parameters used are:

- PDU size: 54 bytes
- Number of successive PDU: 4
- First puncturing period: 73 bits
- PHY mode: 16QAM, $R = 3/4$
- Radio channel: model C (rms delay profile: 150 ns)

Simulation results are shown in Fig. 2. They reveal that Approach 1 incurs no significant degradation from the ideal case, achieving a 1.5 dB required C/N improvement compared at a PER of 1 %.

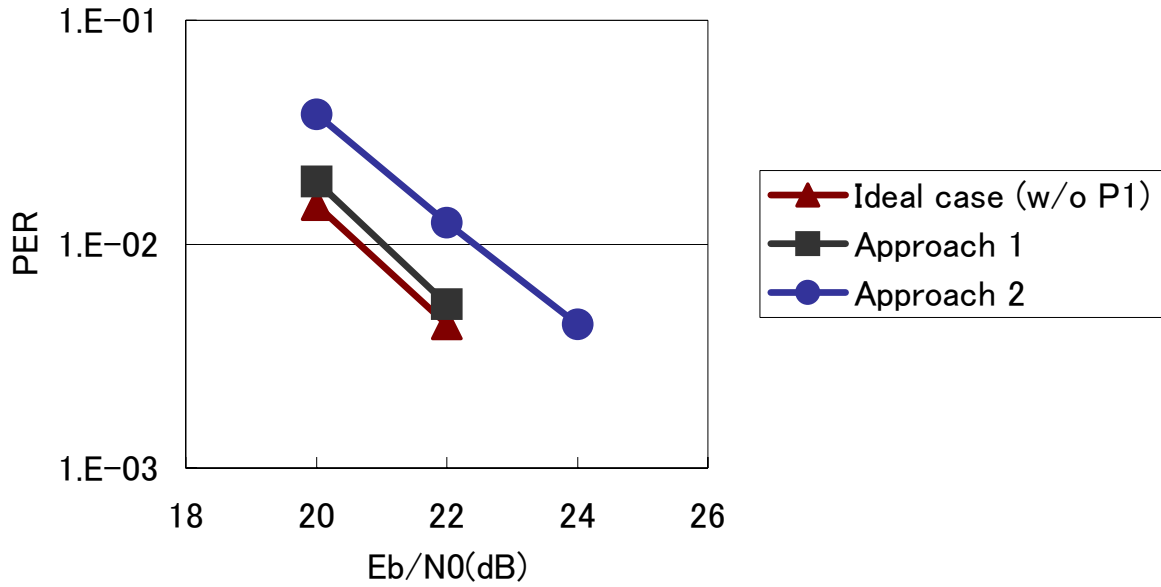


Fig. 2 PER performance of proposed scheme.

3. Preamble Formats

3.1 Preamble Formats Harmonized With IEEE802.11

IEEE802.11 and MMAC agreed on using the same preamble format given in Fig. 3, which is referred to as the long preamble (or full preamble) hereafter. In DSA-based systems, the long preamble is used in the beginning of each MAC frame (in front of BCCH) and in sending all uplink bursts.

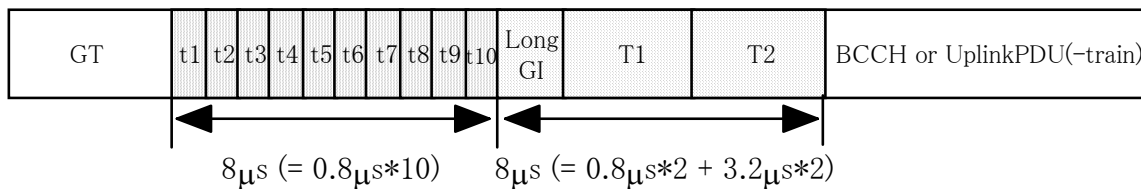


Fig. 3 Long preamble format.

Furthermore, MMAC decided to use the short preamble (or partial preamble) shown in Fig.4 which is inserted between adjacent two PDU trains in the downlink.

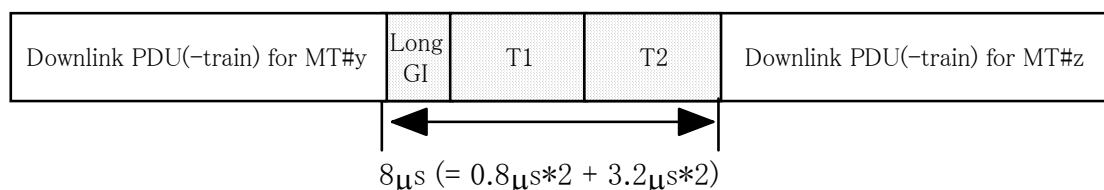


Fig. 4 Short preamble format.

There can be several modified versions to improve timing and frequency synchronization; however, the followings should be addressed:

- the above-described preambles are rather simple to implement,
- they have integer multiples the OFDM symbol (i.e., 4 s) which makes scheduler task easier,
- identifying the beginning of MAC frame is readily achieved by setting different pre-determined bit patterns to yield the short symbol (e.g., 3 sets of bit patterns for IEEE802.11, BRAN/MMAC uplink, and BRAN/MMAC downlink), and
- several companies in IEEE802.11 and MMAC have independently confirmed that the IEEE802.11-MMAC long preamble is sufficiently acceptable for obtaining satisfactory PER performance in practice (also, see the following section).

3.2 Performance Verification Example

Using a simple timing and frequency synchronization scheme, PER performance with the above-described long preamble format was evaluated assuming the following simulation parameters:

- PDU size: 12 bytes (considering current BCCH assumption),
- PHY mode: BPSK, $R = 1/2$,
- Radio channel: model C (rms delay profile: 150 ns) and E (rms delay profile: 250 ns),
- five short symbols from the beginning are assumed to be used for AGC, and the last 6 bits of the PDU is used as tail bits to simplify simulation.

Note that the synchronization scheme employed for this simulation was assumed to use the five short symbols (remaining after AGC processing) for coarse timing and frequency synchronization. The long symbol section is then used for fine synchronization.

Simulation results are shown in Fig. 5. Although 2-dB degradation at a PER of 1 % occurred, it can be said that it is tolerable in practice. It should also be pointed out that

frequency synchronization error can contribute to entire PER degradation in a larger degree than timing synchronization error.

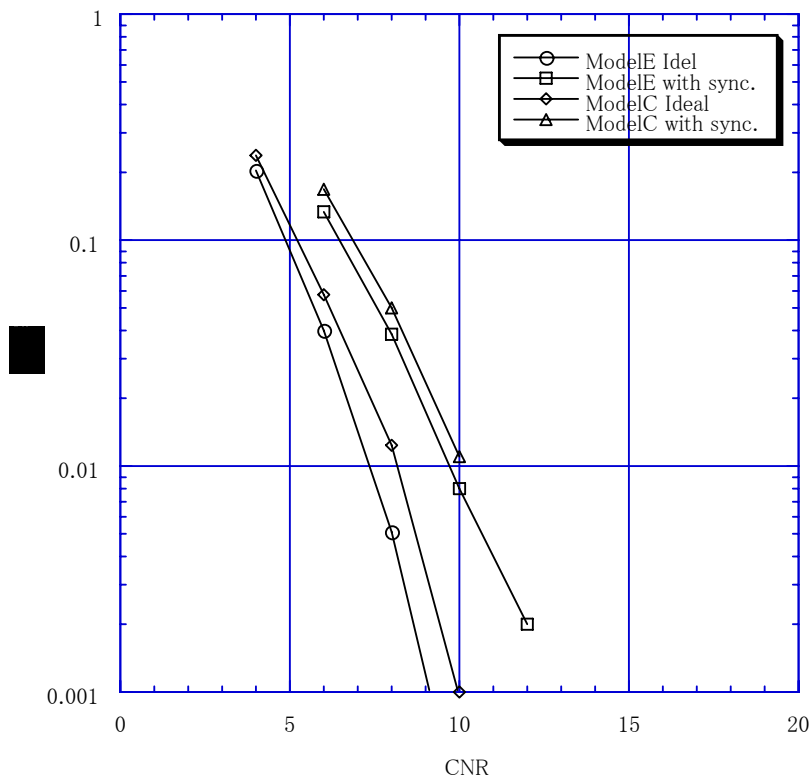


Fig. 5 PER performance with IEEE802.11-MMAC long preamble (BPSK, R = 1/2).

4. Conclusion

This contribution described a convolutional code termination scheme specified at MMAC. The scheme can be seen as a modified version of the proposal in [1]. . . To enhance BRAN-MMAC harmonization and accelerate our standardization process, it is proposed that BRAN consider adapting the same scheme.

Also, as stated in the liaison letter from MMAC-PC, BRAN is welcomed to employ the preamble format which IEEE802.11 and MMAC specified considering global harmonization.

III. References:

- [1] HL12.5ER12a, Termination of Convolutional Code in HIPERLAN2
- [2] MMAC document, 29-2, (Feb.5.1999) , Matsushita
- [3] MMAC document, 30-2, (Feb.19.1999) , CRL
- [4] MMAC document, 31-4, (March.5.1999) , Matsushita
- MMAC document, 32-5, (March.19.1999) , NTT, Matsushita

さらに 2000 年 10 月に完成したわが国の 5GHz 帯 OFDM 型無線 LAN 標準 ARIB STD T-70 を示す。

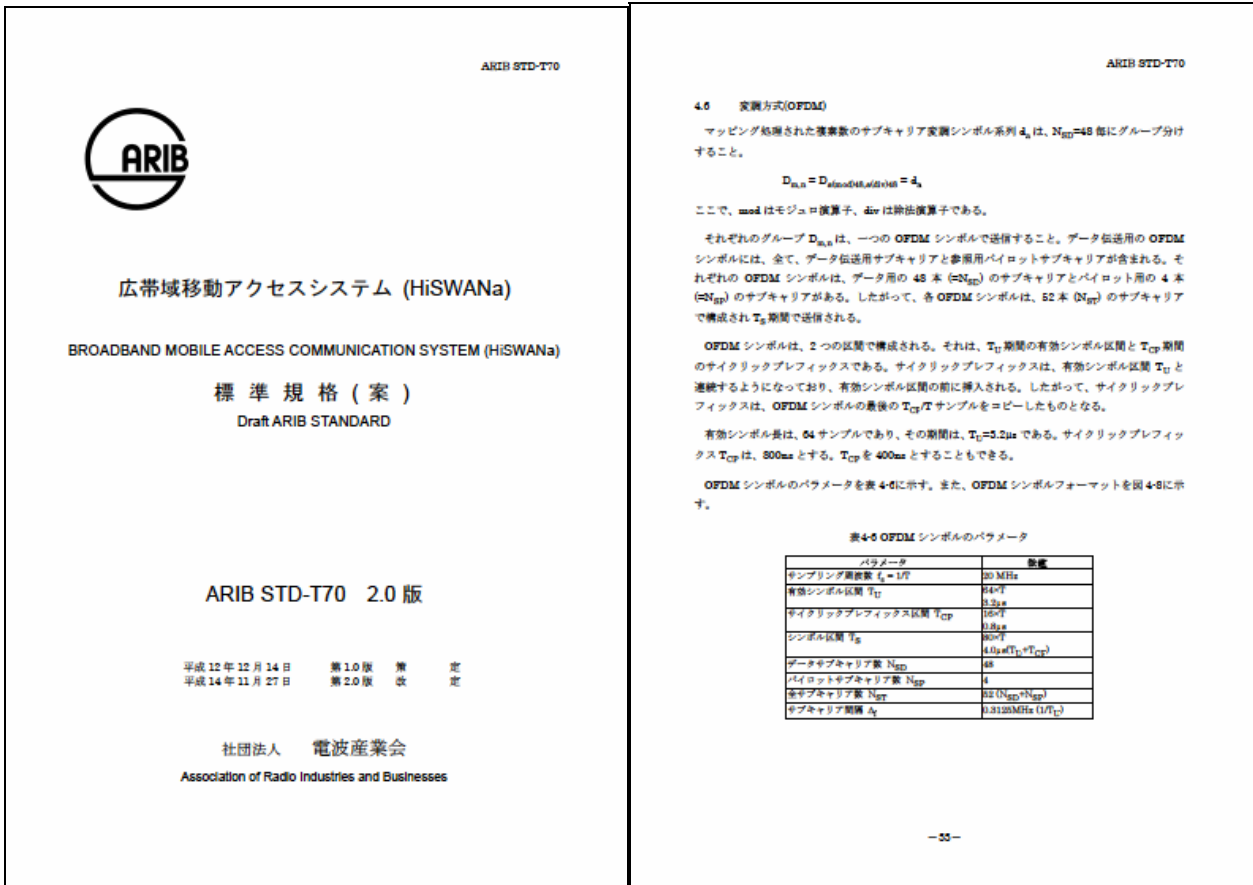


図 A6-2-5 日本の無線 LAN 標準規格
ARIB STD-T70

本節 6-4-1~6-4-8 の提案はすべて盛り込まれている。

つぎに、これらの提案を米国 IEEE802.11 TG-A に提案した資料を示す。これはわが国の標準化団体 MMAC の決議として米国への提案がなされたもので、NTT 守倉氏が代表で提案発表をされたものである。

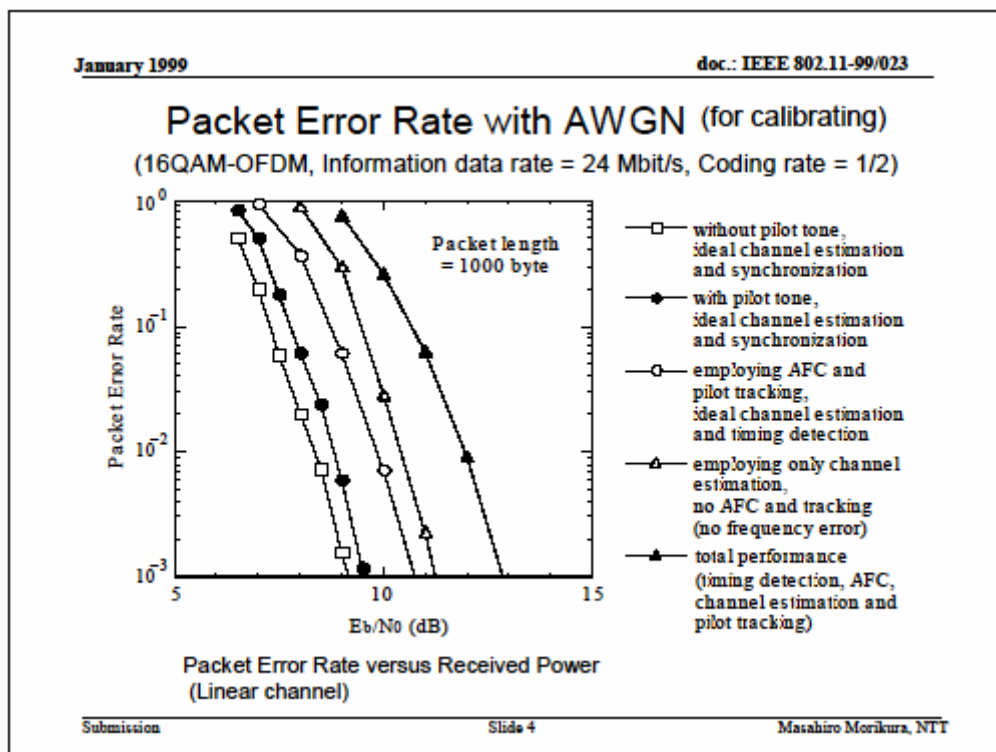


図 A6-2-7 NTT 委員により IEEE802.11a 委員会へ日本案を提案した発表ドキュメント (同期検波を採用し、これに伴い 8PSK を廃止し、16QAM を標準に加える提案)

Appendix 6-3 5GHz 無線 LAN 各国標準化と過程

各国における無線 LAN 標準の設立と経過の概要を述べる。

A6-3-1 米国における U-NII 帯の設立

無線 LAN システムの 5GHz 帯システムは、いわゆる米国のスーパー・ハイウェイ構想の無線版として Apple Computer 社(その後 Apple 社, 東芝などの共同体として)の請願を受けて 1996 年 5 月に NII/SUPERNet として米国 FCC の周波数割り当て案が示された[1].

それ以前の無線 LAN は ISM バンドの一つである 2.4GHz 帯の乱立したシステムしか無かった。この頃のシステムの最高伝送速度は 2Mbps であった。またそれまでの無線 LAN システムの向上を請願してきた WINForum の掲げる「狭域・高速・デジタル通信」の考え方からは大きくかけ離れたもので、スーパー・ハイウェイ構想の促進を図るための国家的通信機構(Unlicensed National Information Infrastructure)の位置づけがなされた。

無線版スーパー・ハイウェイ構想は不特定システムの共存により通信の安定性を欠く ISM 帯ではなく、無線 LAN, 無線アクセスのために専用に割り当てたバンドの確立を目指すものであった[2].

FCC の示した U-NII(unlicensed national information infrastructure)は 5GHz 帯に合計 350MHz の帯域を割り当てるものであった。

表 A6-2 米国 FCC の示した勧告 U-NII band Part15 subpart E (1996 年)

項目	米国 5GHz 帯無線 LAN システム			備考
FCC 文書	U-NII band FCC Part15 subpart E			請願 1995 年 Apple Computer 社ほか
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5725～5875MHz	
送信電力	50mW	250mW	1W	
利用範囲	屋内のみ	屋内および屋外	屋内または屋外	
免許	免許不要	免許不要	免許不要	
既存システム	衛星通信, レーダー	レーダー	FSS Uplinks (5850～5875MHz) ISM 帯利用機器 (5725～5850MHz) アマチュア無線 (5650～5925MHz)	共存ルールの原則 Listen and Talk

A6-3-2 IEEE802.11 委員会

これを受けて IEEE802.11 委員会は Ethernet 方式の LAN プロトコル IEEE802.3(1983 年規格制定)を基盤とする無線 LAN システムの仕様作成を開始した。IEEE802 は、元々は有線系の方式である Ethernet の規格体系作りを行う場であった。そのプロトコルを作成する IEEE802.3 委員会の一部で開始された無線化の検討が母体である。IEEE802 の誕生順に数字が決定されたため、11 番目の委員会として

IEEE802.11 と命名された。

時系列上は、2.4GHz 帯の ISM バンド用の無線 LAN の創設が先にあり、2Mbps の方式 IEEE802.11 が確立した。その後、伝送速度向上を図るために様々な変調方式の検討がなされた結果、スペクトル拡散技術を用いた周波数利用方法の改善を施され、最高伝送速度 11Mbps の IEEE802.11b が誕生した。

5GHz 帯無線 LAN 規格は 802.11TG-A において標準化が進められ、1999 年 9 月に完成し、IEEE802.11a と命名された。伝送速度は最大 54Mbps であり、通信プロトコルをすべて同一にした 2.4GHz 帯へ新たな標準の IEEE802.11g を制定した。

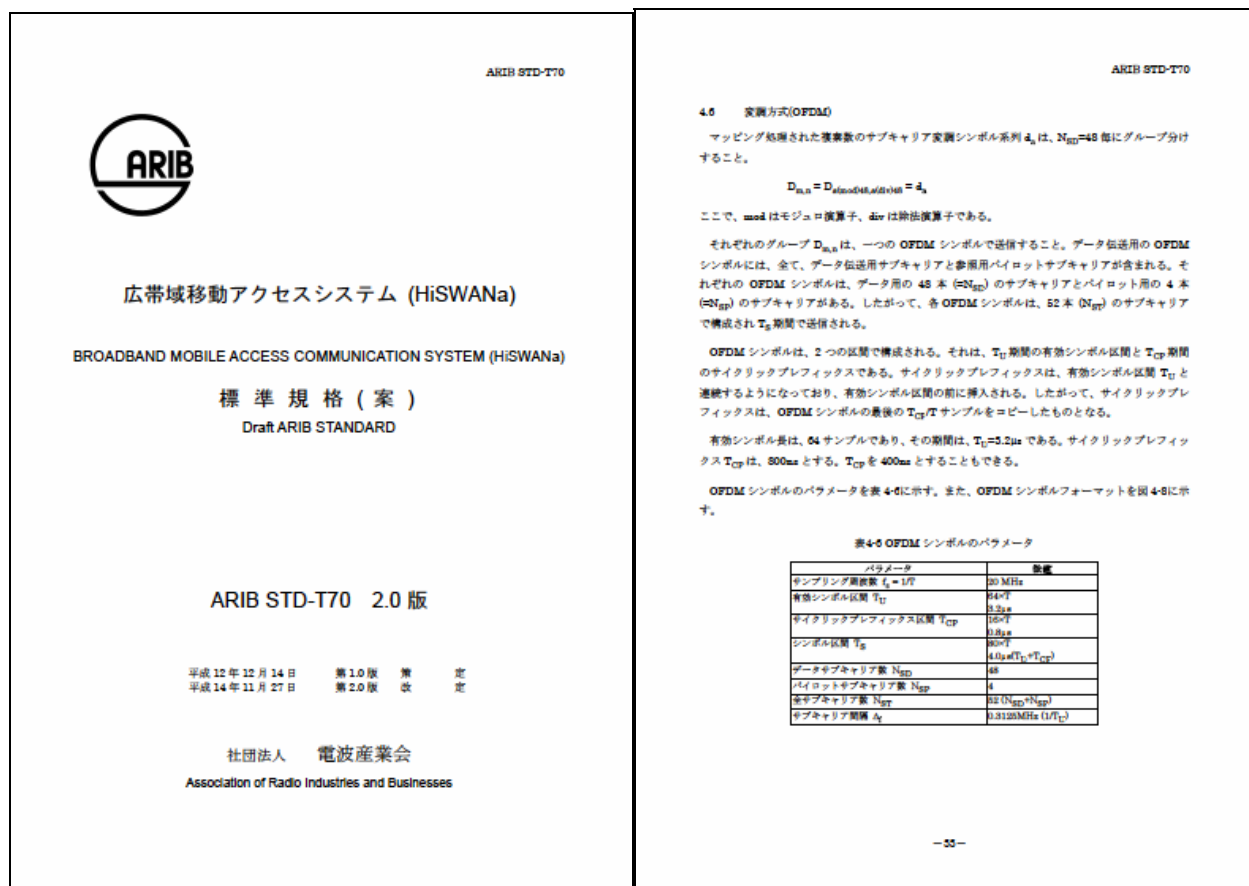


図 A6-3-1 著者らが策定した 5GHz 帯無線 LAN システムの ARIB 標準 STD-T70



Parameter	Value
Channel Spacing (and System Clock)	20MHz
FFT Length	64
# Subcarriers	52
# Data Carriers	48
# Pilot Carriers	4
Modulation Scheme on Subcarriers	Various (from BPSK to 16QAM, optionally 64QAM)
Channel Coding	Convolutional Code, constraint length 7
Guard Interval Length	800ns (optionally 400ns)
Interleaving	Per OFDM Symbol

図 A6-3-2 著者らが開発した 5GHz 帯無線 LAN カードと仕様
(ARIB STD-T70 / HiSWANa)

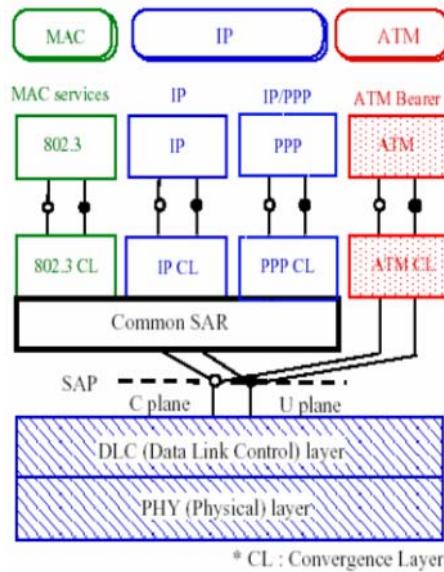


図 A6-3-3 5GHz 帯無線 LAN システムのレイヤ構造
(ETSI EP BRAN/HiperLAN2 および MMAC/HiSWANa)

A6-3-3 欧州における ETSI EP BRAN 委員会

(European Telecommunications Standards Institute, E Project, Broadband Radio Access Network)

(ETSI: 1987 年 6 月に EC 委員会から発表された「電気通信サービスおよび機器のための共同市場形成についてのグリーンペーパー」等が発端となり, 欧州郵政機構(CEPT: Committee of European Post and Telecommunications) の支援を受けながら 1988 年 3 月に設立された自主的団体)

他方、欧州 ETSI においてもそれまでの無線 LAN 規格であった Hiperlan (High Performance Radio LAN) の普及頓挫の反省に立ち、ETSI EP BRAN 委員会を設けて、多様なネットワークに対応可能な HiperLAN2 の立ち上げを行った。この両者の大きな違いは、前者が point-to-point を基本とするのに対して、後者は時分割による point-to-multipoint を目指したことであった。

A6-3-4 日本における MMAC 推進協議会

(Multi-media Mobile Access Communications Promotion Council)

わが国においては 1997 年初頭に社団法人電波産業会(ARIB:Association of Radio Industries and Businesses)内に設けられた MMAC により IEEE802.11 方式の無線 LAN の検討ワーキングと欧州 HiperLAN2 方式の無線 LAN の検討ワーキングとを併設して規格作りが開始された。

この2つの方式の違いは、IEEE802.11 方式が主として物理層(PHY:physical layer)のみの簡潔な構造を仕様化するものに対して、欧州方式 BRAN/HiperLAN2 はあらゆるネットワークに接続できるように上位層までを仕様化するものであったことである。(図 6-1-8 および図 6-1-10 参照)

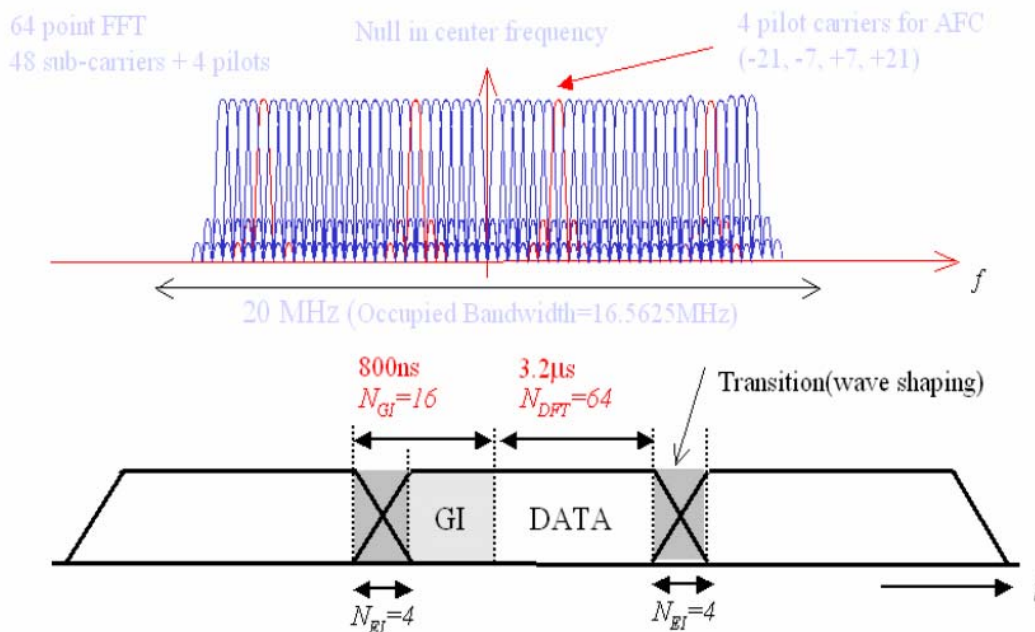


図 A6-3-3 日欧米が統一的に変調方式として採択した OFDM 方式

その後、日欧米は、さらなる相互乗り入れ(interworking)性を追求し、まず日欧の間でローミング仕様が策定された。(2002 年)

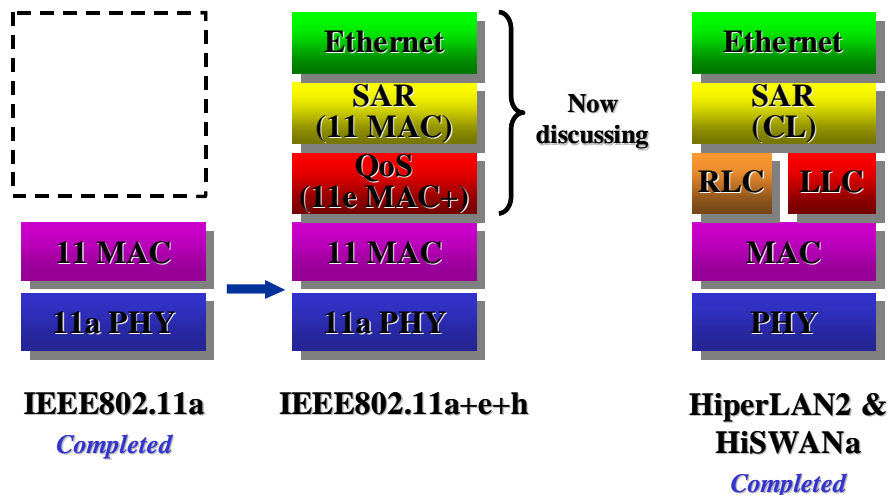


図 A6-3-4 無線 LAN システムにおけるレイヤー構造

A6-3-5 標準の国際統一化 5GSG の設立

他方、アクセス方式においては、米国 IEEE802.11 が推し進める CSMA/CA(Carrier Sensing Multiple Access / Collision Avoidance)を柱とする P to P 型と、日欧が進める TDMA 型とが競合していた。これらを統一するべく Microsoft 社と Compaq 社の協力を得て、5GWIAG(5GHz Wireless Interworking Acceleration Group)が結成され、各標準化組織の中に 5GSG(5GHz Global Standard Group)が誕生した。

さらに、当時すでに携帯電話に無線 LAN 機能を内蔵ないし外部接続することが開始されていたことを受けて、第3世代セルラシステム(IMT2000 および UMTS)との相互接続性の検討が開始された。現在、IEEE802.11 TG-R として継続されている。

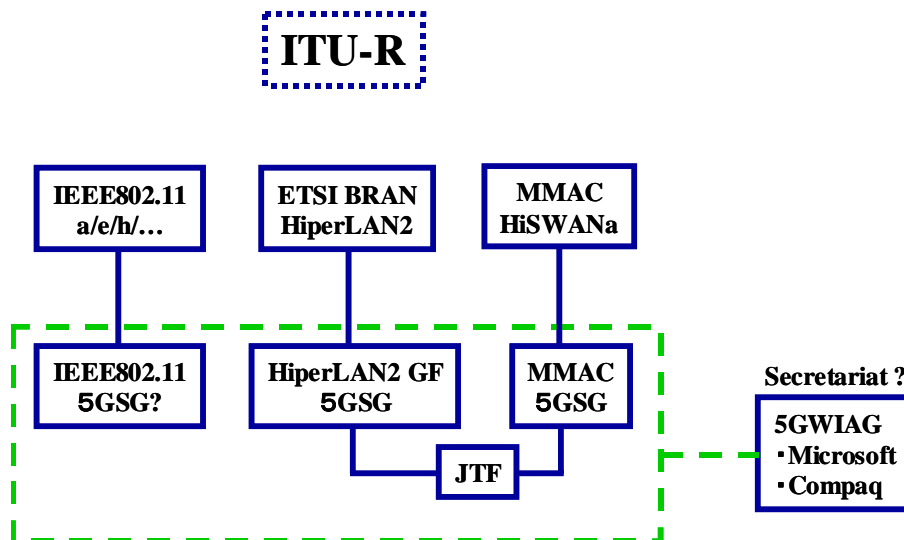


図 A6-3-6 無線 LAN 標準国際統一のための 5GSG の設立

標準化は IEEE802.11 TG-A が 1999 年 9 月に完了し、製品化が開始された。ETSI EP BRAN で進められていた HiperLAN2 は 2000 年末に完了したが、市場原理により実装負荷が軽く安価な IEEE802.11a 製品が世界を席卷した。わが国でも欧州系仕様を盛り込んだ MMAC HiSWANa(High Speed Wireless Access Network type-A)は、完全な IEEE802.11a を受けた MMAC Ethernet の先行普及の前に NTT など一部での継続的研究に留まった。

しかし、公共性を謳った HiperLAN2 や HiSWANa の出現は IEEE802.11 委員会でも必要性が叫ばれ、IEEE802.11 TG-E の設立につながり、IEEE802.11a の単純な P-to-P 型通信の弊害を TDMA 型にすることで克服する方式が検討された。これはほぼ HiSWANa と同等の構成となり、同等の機能性能となる。この規格は 2005 年 2 月に完成される。

2003 年、国際電気通信連合(ITU)の無線通信部門(ITU-R)が主催する世界無線通信会議 WRC'03 にて 2010 年における無線通信の指標が示された。高速移動環境において 100Mbps 以上、低速移動環境において 1Gbps 以上の伝送速度が目標となった。これを受けて IEEE802 部門では、802.11 系を高速化する TG-N や 802.15 委員会にて UWB(ultra wide band)の検討が推進されている。

A6-3-6 著者の寄与文書

6 章にて述べた各研究の寄与文書を以下に示す。それぞれのつながりおよび位置づけを図 6-3-1 に示す。

- (1) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における検波方式の同期検波化
- (2) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における OFDM 方式の Pilot キャリア本数の最適化
- (3) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN 一次変調多値化における 8PSK から 16QAM への変更に関する研究
- (4) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN におけるガードインターバル長の最適化
- (5) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN におけるチャンネル推定用の preamble の構造改善
- (6) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における OFDM 方式の tail bit の構造改善
- (7) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における preamble 部の符号改善
- (8) 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の付加に関する研究

これらは、5GHz 帯無線 LAN が国際的(日欧米)に OFDM 変調に統一されたことを受けて、OFDM の基本機能およびパラメータに関して研究し寄与文書とし、そのほとんどが国際統一標準に盛り込まれた。各研究のつながりおよび位置づけを図 6-3-1 に示す。

OFDM変調方式による国際統一が達成

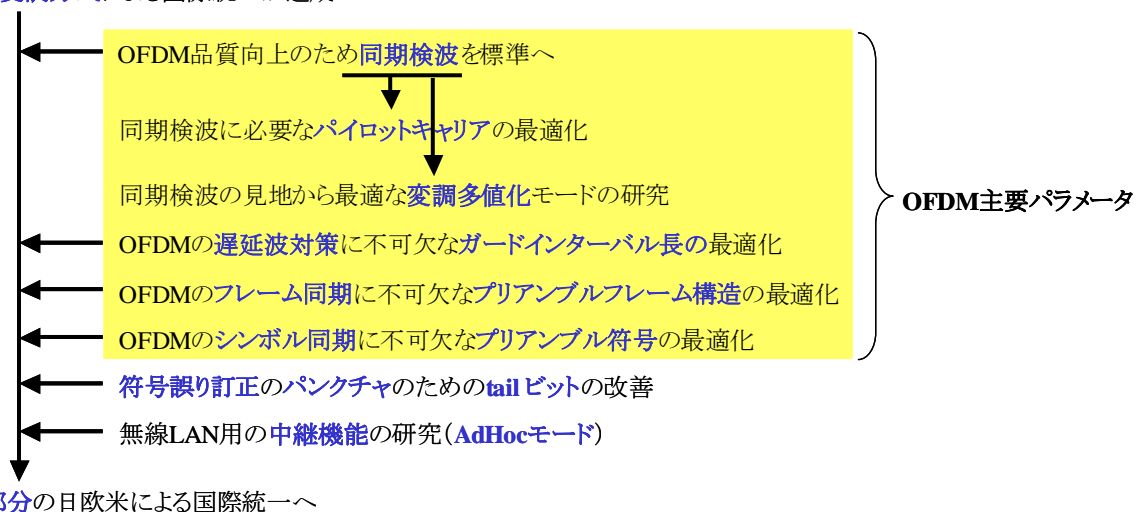


図 A6-3-7 本研究の標準化における項目の位置づけ

表 A6-3-2 5GHz 帯無線 LAN システムの標準化と著者の研究対象 (著者の担当分野と研究位置を黄 ■ で示す)

	標準化と関連作業区分					
	電技審委員会	標準化				実証実験
	著者の研究と 寄書分野	レイヤと分担 研究班リーダー: 太田				総務省総合通信局 調査研究会 および MMAC
著者の担当範囲と 研究および寄書分野 (共同研究者: 石川, 須藤, 今村)		上位レイヤ担当者 (共同研究者: 荒牧, 白崎, 平野)				
周波数帯と 利用可能範囲		物理層 (PHY)	データリンク制御 (DLC)	メディアアクセス制 御 (MAC)	網接続(NET) および APL	
4.9-5.091GHz 屋内外	・NWA と FWA の共存方法	(5.15-5.25GHz 帯システムと同 一)	(5.15-5.25GHz 帯システムと同 一)	(5.15-5.25GHz 帯システムと同 一)	(5.15-5.25GHz 帯システムと同 一)	・高速移動体通信 ・高精度動画伝送
5.15-5.25GHz 屋内	・変調方式	OFDM 化 ・同期検波 ・パイロット波 ・GI 長 ・ダイバシティ	・プリアンブルフォー マット ・プリアンブル極性 ・パンクチャ	・アソシエーション ・セキュリティ ・SAR	・ハンドオーバ ・ローミング	・MMAC 実証実験
5.25-5.35GHz 屋内外	・既存システム (ISM 帯)との共存 方法	(標準化はこれ から設置され る)	(標準化はこれ から設置され る)	(標準化はこれ から設置され る)	(標準化はこれ から設置され る)	
25GHz,27GHz	・伝送速度向	(5.15-5.25GHz	(5.15-5.25GHz	(5.15-5.25GHz	(5.15-5.25GHz	・高速無線伝送

屋内外	上方法(チャネル バンドリング化と 共存方法)	帯システムと同 一)	帯システムと同 一)	帯システムと同 一)	帯システムと同 一)	
-----	-------------------------------	---------------	---------------	---------------	---------------	--

著者は MMAC 設立時から主に公衆系移動アクセスシステムの確立を目指した高速無線アクセス部会高速無線アクセス作業班と ATM 特別作業班の委員を務めた。

標準仕様の検討過程においては、日米欧の協調を図るべく、主に欧州機構 (EC) の通信標準化機構である ETSI (European Telecommunication Standard Institute) の BRAN (broadband radio access networks) プロジェクト会合に委員として参加し提案活動を行った。

2000 年度からは高速無線アクセス作業班と ATM 特別作業班を統合し高速無線アクセス委員会が発足し、5GHz 帯の規格を用いた 25GHz 帯無線 LAN システムの確立を目指した。本申請者は同委員会の運営作業班の主査を務めながら、わが国の意見を BRAN に対して反映した。

著者が関わったわが国の無線 LAN 標準は以下のとおりである。

- (1) 5GHz 帯無線 LAN: 広帯域移動アクセスシステム<HiSWANa> ARIB STD-T70
- (2) 5GHz 帯無線 LAN: 無線イーサネットシステム<IEEE802.11a> ARIB STD-T71
- (3) 25GHz 帯無線 LAN: 広帯域無線アクセスシステム<HiSWANb> ARIB STD-T83

A6-3-6 関連する電気通信技術審議会/情報通信審議会

公共通信ならびに無線システムについては、総務省 (旧郵政省) の審議会にて諮問ならびに答申が行われ、電波法等の関連法令省令の発布となる。

無線 LAN システムを中心に、著者が関連する研究を行い参画し提案等を行った審議会を示す。

- (1) 電気通信技術審議会諮問第 99 号 (1998 年 4 月 21 日付諮問, 1999 年 9 月 27 日答申)
5.15～5.25GHz 帯の小電力データ通信システム
- (2) 電気通信技術審議会諮問第 108 号 (1999 年 10 月 25 日付諮問, 2000 年 10 月 23 日答申)
5.25～5.35GHz 帯の屋外利用無線アクセスシステム
- (3) 情報通信審議会諮問第 99 号 (2001 年 5 月 28 日付諮問, 2001 年 9 月 25 日答申)
準ミリ波帯を使用する広帯域移動アクセスシステム
- (4) 情報通信審議会諮問第 2004 号 (2001 年 10 月 22 日付諮問, 2002 年 5 月 7 日答申)
4.9～5.0 および 5.03～5.091GHz 帯無線アクセスシステム
- (5) 情報通信審議会諮問第 2014 号 (2003 年 10 月 29 日付諮問, 2004 年 11 月 29 日答申)
5.15～5.35 および 5.47～5.725GHz 帯の小電力データ通信システム

これらの中で著者が行った研究と提案については、Appendix 4 に示す。

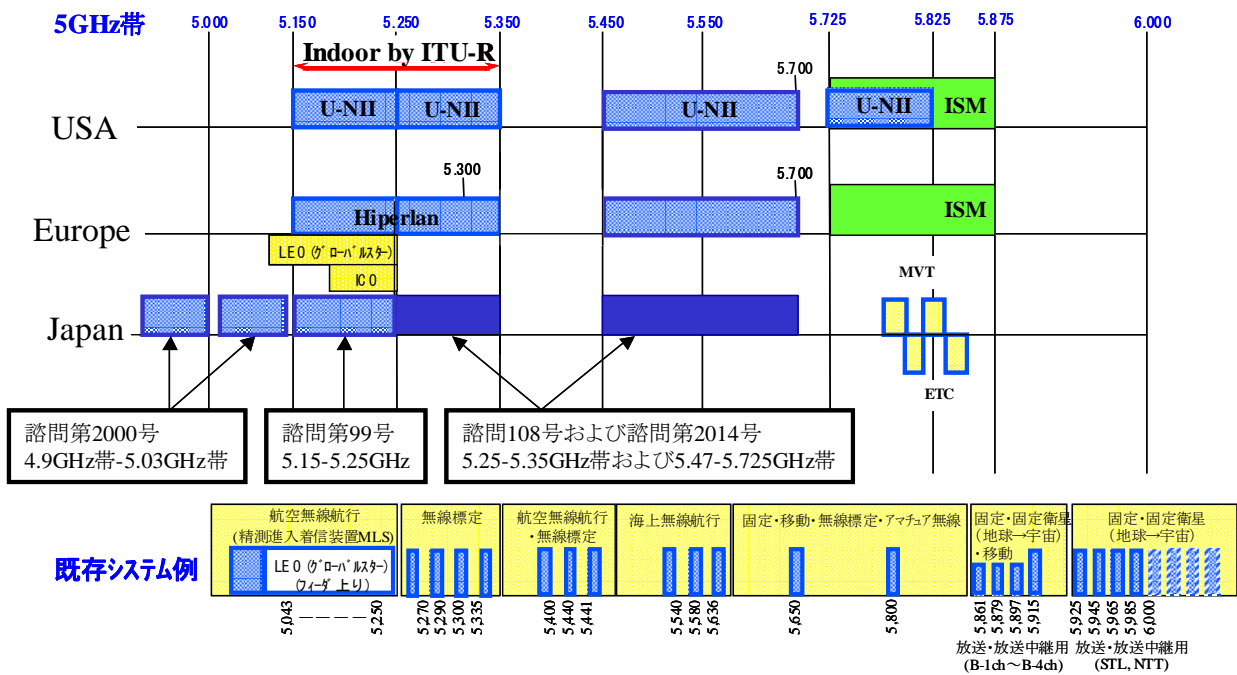


図 A6-3-8. 5GHz 帯無線 LAN 法制化に関する電気通信技術審議会/情報通信審議会の諮問

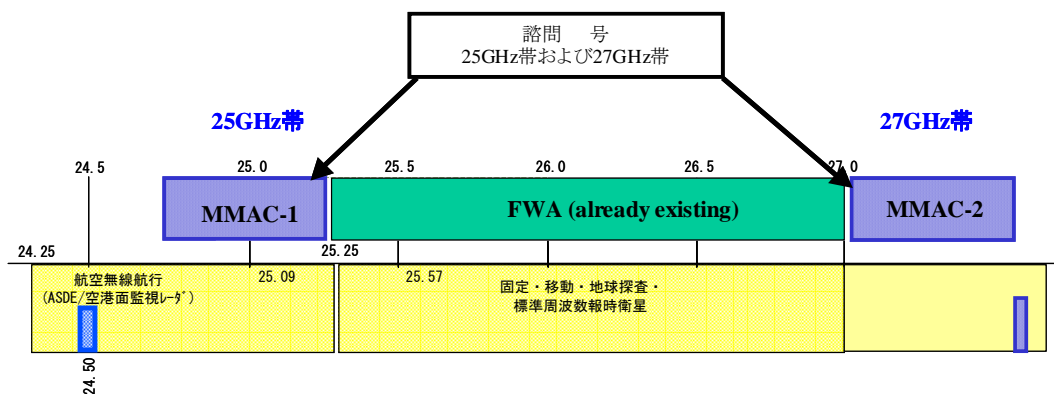


図 A6-3-9 25GHz 帯無線 LAN 法制化に関する電気通信技術審議会/情報通信審議会の諮問
この節の最後として、5GHz 帯無線 LAN の現在の各国の状況を一覧表(表 A6-3-3)に示す。

表 A6-3-3 日米欧ならびに ITU-R において設定された無線 LAN システム規格[3]

周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
米国 FCC	U-NII	U-NII	U-NII	U-NII
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
送信電力	50mW	250mW	250mW	1W
利用範囲	屋内のみ	屋内および屋外	屋内または屋外	屋内または屋外
条件		DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
免許	免許不要	免許不要	免許不要	免許不要
			(2003年11月追加)	
欧州 CEPT *1	Decision (99)23	Decision (99)23	Decision (99)23	ISM
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
送信電力	200mW	200mW	1W	25mW
利用範囲 *1	屋内のみ	屋内のみ	屋内または屋外	
条件 *2	DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
免許	免許不要	免許不要	免許不要	免許不要
日本 MICT				
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	
送信電力	200mW	250mW	1W	
利用範囲	屋内のみ	原則屋内	屋内または屋外	
免許	免許不要	免許不要	DFS&TPC 必須	
WRC-03 決議 229				
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	
送信電力	200mW	200mW	1W	
利用範囲	屋内のみ	原則屋内のみ	屋外利用可	
条件		DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
利用用途制限	勧告 ITU-R M.1450 記載の無線 LAN を含む無線アクセスシステム			

*1 ERC/DEC/(99)23

*2 ETSI EN301 893 V1.2.3

参考文献

[1] FCC 96-193, "Unlicensed NII/SuperNet," May 6, 1996.

[2] マルチメディア移動アクセス(MMAC)推進協議会, 高速無線アクセス委員会

(<http://www.arib.or.jp/mmac/>)

[3] IEEE802.11 TGa

[4] ERC/DEC/(99)23

[5] IEEE Std 802.11a-1999 (<http://grouper.ieee.org/groups/802/>)

STANDARD [FOR] Information Technology Telecommunications and information exchange between systems – Local and Metropolitan networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. (1999-09)

[6] ETSI EP BRAN standard, ETSI TS 101 475 (2000-04)

“Broadband Radio Access Networks (BRAN);HIPERLAN Type 2 Technical Specification, Physical (PHY) Layer” (<http://www.etsi.org>)

[7] 広帯域移動アクセスシステム ARIB STD-T70<HiSWANa>, 電波産業会, 2000.

[8] 無線イーサネットシステム ARIB STD-T71<IEEE802.11a>,電波産業会, 2000.

用語

PAR: Project Authorization Request (<http://standards.ieee.org/guides/par/>)

Appendix 6-4. 電気通信技術審議会(現情報通信審議会)に関する技術研究

A6-4-1. 関連する電気通信技術審議会/情報通信審議会

公共通信ならびに無線システムについては、総務省(旧郵政省)の審議会にて諮問ならびに答申が行われ、電波法等の関連法令省令の発布となる。

無線 LAN システムを中心に、著者が関連する研究を行い参画し提案等を行った審議会を示す。

1. 電気通信技術審議会諮問第 99 号 (1998 年 4 月 21 日付諮問, 1999 年 9 月 27 日答申)
5.15~5.25GHz 帯の小電力データ通信システム
2. 電気通信技術審議会諮問第 108 号 (1999 年 10 月 25 日付諮問, 2000 年 10 月 23 日答申)
5.25~5.35GHz 帯の屋外利用無線アクセスシステム
3. 情報通信審議会諮問第 99 号 (2001 年 5 月 28 日付諮問, 2001 年 9 月 25 日答申)
準ミリ波帯を使用する広帯域移動アクセスシステム
4. 情報通信審議会諮問第 2004 号 (2001 年 10 月 22 日付諮問, 2002 年 5 月 7 日答申)
4.9~5.0 および 5.03~5.091GHz 帯無線アクセスシステム
5. 情報通信審議会諮問第 2014 号 (2003 年 10 月 29 日付諮問, 2004 年 11 月 29 日答申)
5.15~5.35 および 5.47~5.725GHz 帯の小電力データ通信システム

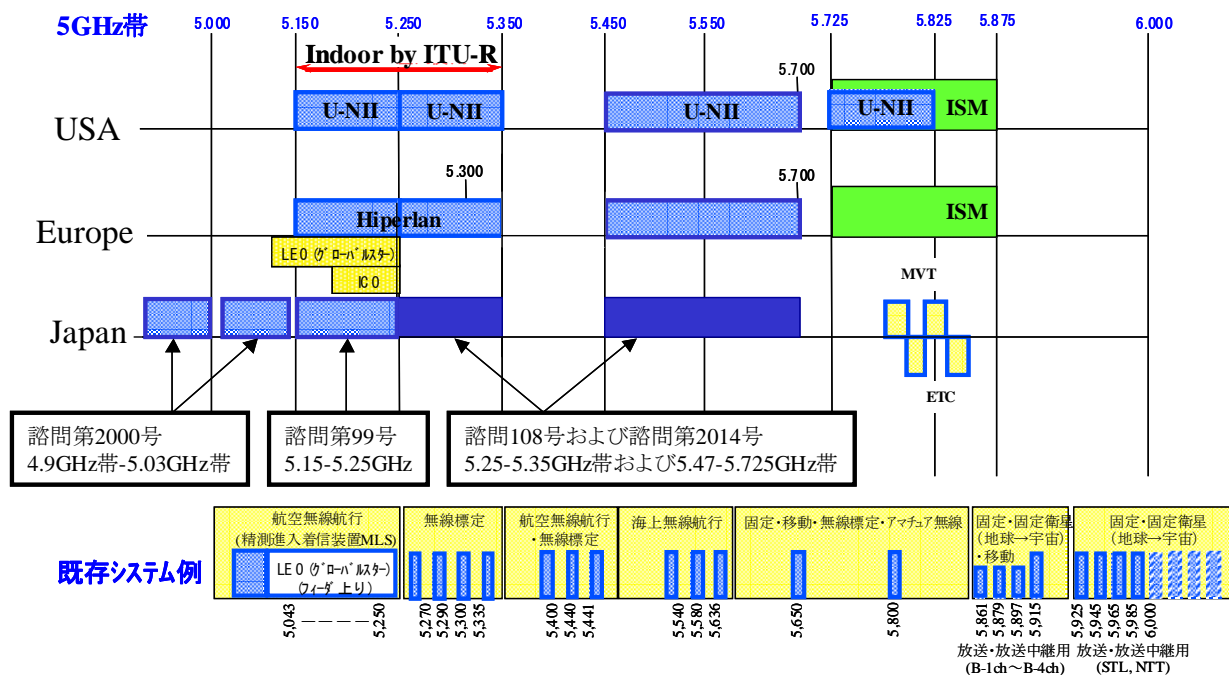


図 A6-1-12. 5GHz 帯無線 LAN 法制化に関する電気通信技術審議会/情報通信審議会の諮問

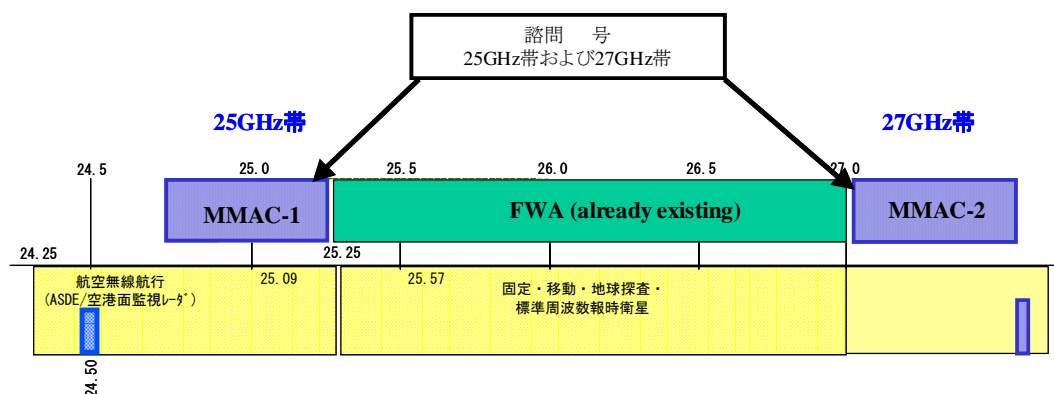


図 A6-1-13 . 25GHz 帯無線 LAN 法制化に関する電気通信技術審議会/情報通信審議会の諮問

これらの諮問に対する答申の中で行った研究は以下の通りである。次節からその概要について述べる。

1. 無線アクセスシステムからの衛星等既存システムへの干渉量を管理可能にする変調方式の規定方法に関する研究 電気通信技術審議会諮問第 99 号 5.15～5.25GHz 帯の小電力データ通信システム (1998 年 4 月 21 日付諮問, 1999 年 9 月 27 日答申)
2. 無線アクセスシステムと ISM 帯既存システムとの間の予干渉ならびに被干渉に関する調査研究 電気通信技術審議会諮問第 108 号 5.25～5.35GHz 帯の屋外利用無線アクセスシステム (1999 年 10 月 25 日付諮問, 2000 年 10 月 23 日答申)
3. 無線アクセスシステムの伝送速度高度化のための変調方式ならびにセル配置の研究 情報通信審議会諮問第 99 号 準ミリ波帯を使用する広帯域移動アクセスシステム (2001 年 5 月 28 日付諮問, 2001 年 9 月 25 日答申)
4. 移動無線アクセスシステムと固定無線アクセスシステムの共存のための周波数チャネル割り当てに関する研究 情報通信審議会諮問第 2004 号 4.9～5.0 および 5.03～5.091GHz 帯無線アクセスシステム (2001 年 10 月 22 日付諮問, 2002 年 5 月 7 日答申)

表 A6-4 に各国最新の 5GHz 帯無線 LAN の状況を示す。

表 A6-4-1 日米欧ならびに ITU-R において設定された無線 LAN システム規格[3]

周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
米国 FCC	U-NII	U-NII	U-NII	U-NII
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
送信電力	50mW	250mW	250mW	1W
利用範囲	屋内のみ	屋内および屋外	屋内または屋外	屋内または屋外
条件		DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
免許	免許不要	免許不要	免許不要	免許不要
			(2003年11月追加)	
欧州 CEPT *1	Decision (99)23	Decision (99)23	Decision (99)23	ISM
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	5725～5875MHz
送信電力	200mW	200mW	1W	25mW
利用範囲 *1	屋内のみ	屋内のみ	屋内または屋外	
条件 *2	DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
免許	免許不要	免許不要	免許不要	免許不要
日本 MICT				
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	
送信電力	200mW	250mW	1W	
利用範囲	屋内のみ	原則屋内	屋内または屋外	
免許	免許不要	免許不要	DFS&TPC 必須	
WRC-03 決議 229				
周波数域	5150～5250MHz	5250～5350MHz	5470～5725MHz	
送信電力	200mW	200mW	1W	
利用範囲	屋内のみ	原則屋内のみ	屋外利用可	
条件		DFS&TPC 必須	DFS&TPC 必須	
利用用途制限	勧告 ITU-R M.1450 記載の無線 LAN を含む無線アクセスシステム			

*1 ERC/DEC/(99)23

*2 ETSI EN301 893 V1.2.3

A6-4-2. 無線アクセスシステムからの衛星等既存システムへの干渉量を管理可能にする変調方式の規定方法に関する研究

6-4-2-1. 研究課題

- 5GHz 帯移動アクセス(NWA)は米欧が主導権をもって国際協調を推進中であったが、1998 年 10 月以前は各種の変調方式が提案されていた。
- さらにこの帯域では Global Star や ICO などの衛星通信に割り当てられていたため、これらのシステムに対して干渉となる電力の総量規制が議論されていた。5.15～5.25GHz 帯は ICO,Globalstar 等の移動体衛星システムのフィーダリンク(Uplink)として利用が予定されており、共存条件のため ITU-R において検討が進められている。現状における共存条件として、無線 LAN に対して屋内利用を中心とし、各端末の送信電力を 10mW(eirp)/MHz 以下に制限した上でスペクトラムの平坦性等が要求されている。
- 米国ではこの帯域を U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure)として免許不要とすることを前提としており、日本においても免許不要を可能にする根拠作りが必要であった。

6-4-2-2 方式評価

- 衛星への干渉量を制限するために、帯域当りの電力が規定できる変調方式に限定、もしくは規定できない変調方式での電力を総量規制するための変調方式の分類と規制量を提案。
- 免許不要とする基準を小電力通信機器にとり、10mW を基準とし、帯域当りの電力が全帯域に亘りほぼ平坦である変調方式については、各 1MHz 当り 10mW を送信できるものとした。
- 背景には 5GHz 帯無線 LAN の変調方式を国際統一するべく、欧州および国内においては当社ならびに NTT が推す OFDM 方式をもって衛星への干渉量規制の国際統一を図る必要があった。
- 同時にこの新たな帯域が真に高速伝送通信に用いられるように、下限の伝送速度を 10Mbps とし、20Mbps の伝送速度を達成する機能を持つものに各 1MHz 当り 10mW を送信できるものとした。
- 具体的には、マルチキャリア方式(OFDM)と周波数拡散方式は 10mW/MHz とし、その他のすべての変調方式を総量で 10mW とした。

諮問の対象となっている 5030～5091MHz の帯域は図 A6-4-1 に示すように、非静止移動衛星システムと隣接している。

表 A6-4-1 5GHz 帯付近の国際的周波数配分

周波数 (MHz)	第一地域 (1)	第二地域 (2)	第三地域 (3)
4990-5000	固定 移動（航空移動を除く） 電波天文 宇宙研究（受動）		
5000-5150	航空無線航行		

5150-5250	航空無線航行 固定衛星（地球から宇宙）
5250-5255	地球探査衛星（能動） 無線標定 宇宙研究
5255-5350	地球探査衛星（能動） 無線標定 宇宙研究（能動）

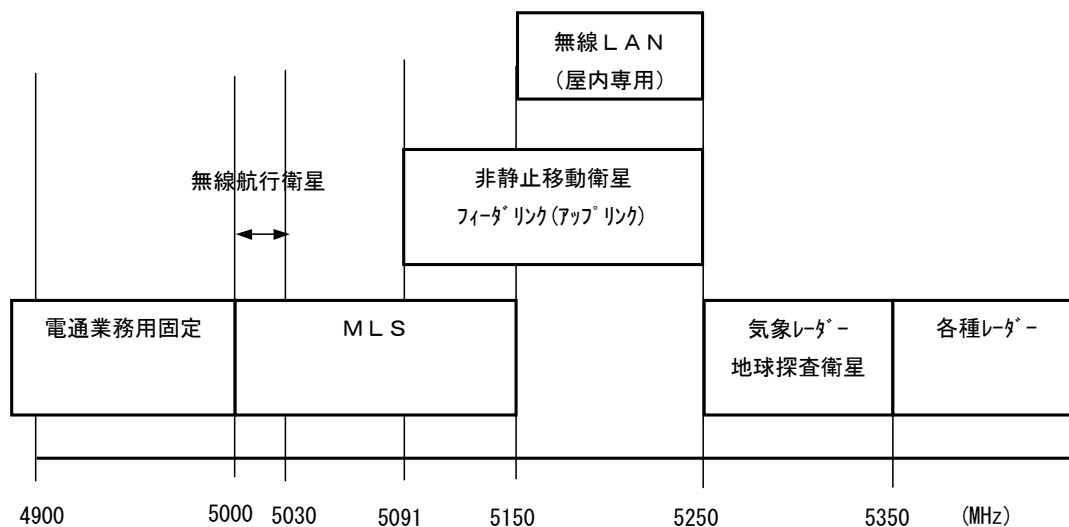


図 A6-4-1 5.15～5.25GHz 帯付近の衛星系を中心とする周波数配分

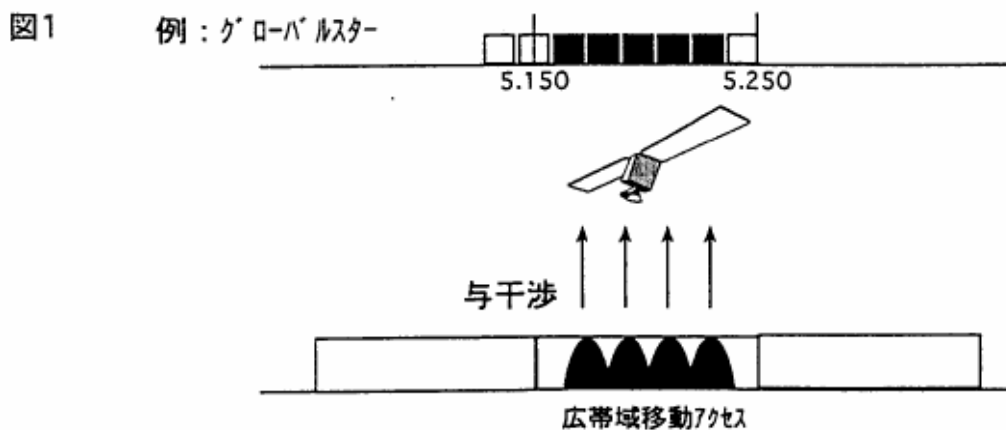


図 A6-4-2 衛星に対する干渉量の周波数上の平坦性に関する規定を示す図

表 A6-4-2. 5.2GHz 付近にリンクを有する衛星のシステム諸元

項目	ICO	GLOBALSTAR	記事
----	-----	------------	----

衛星局	軌道長半径 (距離 Km)	10,390	1,414	円軌道離心率 0
	軌道傾斜角 (rad)	$\pi/4$	$(52/180)\pi$	
	基準時刻昇公点赤経 (rad)	π	—	
	軌道周期 (分)	360	114	
	周波数 (GHz)	5.15~5.25	5.091~5.25	
	伝送方式	TDMA	CDMA	
	変調方式	$\pi/4$ QPSK	QPSK	
	アンテナ利得 (dBi)	10	5.2	円偏波
	フィーダー損失 (dB)	0	2.9	
	周波数帯域幅 (MHz)	0.2	16.5	
	システム等価熱雑音 (K)	400	549.5	

5.091-5.25 GHz の周波数帯は、世界的に固定衛星業務 (NGSO-MSS フィーダリンク) に割り当てられている。この帯域にはすでに、Globalstar 等で運用されている。このため、MSS フィーダリンク と無線 LAN との周波数共用条件について、これまで ITU-R 場で WP(Working Party) が設けられ検討が行われてきた。

本周波数共用課題については、MSS フィーダリンクに対する許容干渉評価法及びその基準値について固定衛星業務を担当する WP4A が審議し、無線 LAN の運用条件及び技術的パラメータについて無線 LAN を担当する WP8A-9B の合同会合である JRG8A-9B がそれぞれ審議を行った。それぞれの審議結果を以下に示す。

(1) WP4A における審議結果

1999 年 4 月に行われた WP4A 会合では、干渉評価法は $\Delta T_s/T_s$ 、許容雑音増加分の規定値は 3% とした新勧告案が作成された。また、MSS フィーダの保護のため衛星軌道上での PFD 制限値に関する新勧告案が作成され、規定値 (GS: -124dBW/MHz/m² or ICO: -141BW/MHz/m²) が設けられた。なお、以上の新勧告案は、同年 5 月の SG4 会合で勧告案として採択された。

(2) JRG8A-9B における審議結果

JRG8A-9B では、1999 年 7 月、5150-5250MHz 帯の無線 LAN の運用条件について、EIRP 200mW (EIRP 密度 10mW/MHz) 以下、屋内使用を骨子とする勧告案を作成した。

2.1 諸外国における 5GHz 帯周波数の割当て状況

2.1.1 米国における状況

米国では、1997 年 1 月、屋内及び屋外において免許不要で利用できる無線アクセス (U-NII: Unlicensed National Information Infrastructure) 用周波数として、5.15-5.35GHz と 5.725-5.825GHz の合計 300MHz が FCC (Federal Communication Commission) によって割当てられた。周波数の割当てに当たっては、特に、帯域がマルチメディア通信を実現するに十分であること、既に周波数が割り当てられている 1 次業務の軍事レーダや航空無線航行、MSS などに干渉を与えないことの 2 点が考慮された。特に、航空無線航行 (MLS) に関しては米国において実際に MLS が運用されている為、5.15GHz 帯以下での運用は許可されるべきではないとの結論となった。なお、U-NII に対する規定は 1998 年 6 月に改定され 5.725-5.825GHz は 23dBi の指向性アンテナを用いた P-P (ポイント-ポイント) 固定通信にも割当てられ

た。

(3) ITU-R の共用条件に基づく我が国の最大許容稼働台数の算出

ここでは, JRG8A-9B Task5 での無線 LAN に対する許容台数算出法を踏まえて, 日本におけるパラメータ値に基づき算出した広帯域移動アクセスシステムの許容最大稼働台数を表 3.1 に示す。

表 3.1 我が国における許容最大稼働台数

	許容稼働台数(万台)	備考
対 ICO	11,114	許容雑音増加分:3%
対 Globalstar	1,185	Active Ratio:1% 平均建物遮蔽損失:13dB

共用条件としては平均建物遮蔽損失である 13dB を考慮して帯域外漏洩電力やスプリアス電力について以下のように規定する。

図2

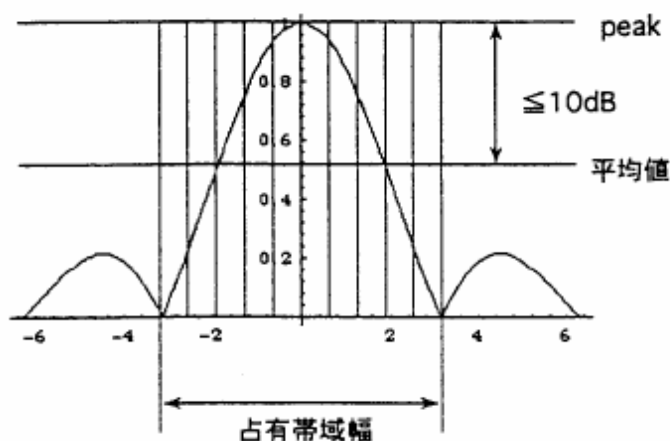


図 A6-4-3. 変調方式のスペクトル特性と平坦性の規定

(A),(B),(D)は OFDM 方式

(C)はシングルキャリアではあるが周波数拡散に利用した場合に適用 (CDMA は急峻な帯域フィルタを用いるために, 見掛け上, 中央部の平坦部分の占める割合が広がる。)

以上から, 以下の規定を設けることが妥当と判断する。

<変調方式の定義>

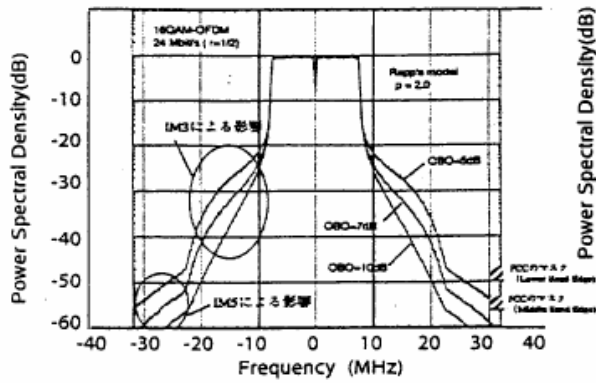
1. OFDM 方式

伝送データを分散させて複数のキャリアを各々変調し, それらを占有周波数帯内に均等かつ直交する周波数配置に多重して伝送を行う方式. なお, 「直交する周波数配置」とは, キャリア周波数の間隔がガードインターバルを除くシンボル長の逆数に等しい, 稠密な周波数配置を指す。

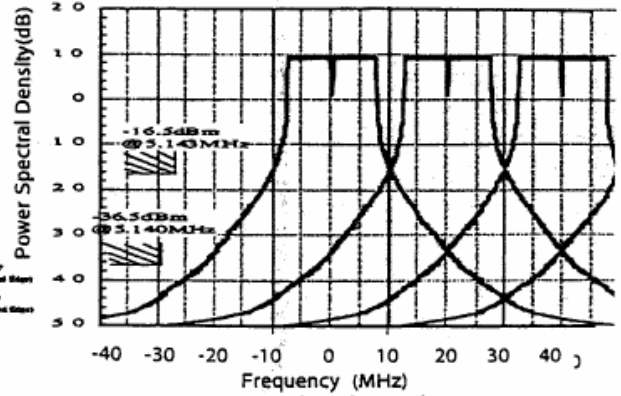
2. PSK-VP 方式

伝送データにより位相変調された信号のシンボル毎に, チャープ信号を拡散信号として掛け合わせ, スペクトルを拡散して伝送を行う方式。

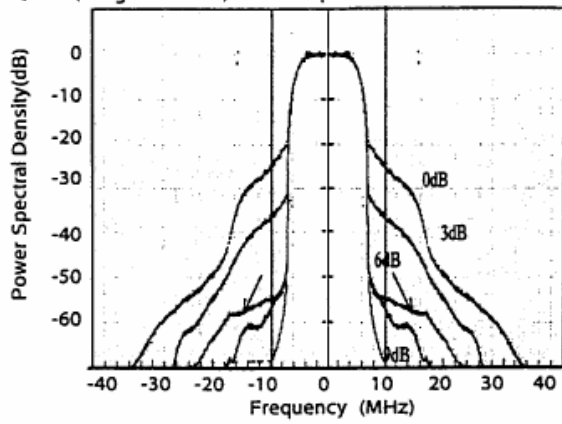
(A) 8PSK-OFDM 20.0Mbps



(B) Channel Allocation (8PSK-OFDM 20.0Mbps)



(C) OQPSK(Single Carrier) 28.1Mbps



(D) BDMA/OFDM 28.1Mbps

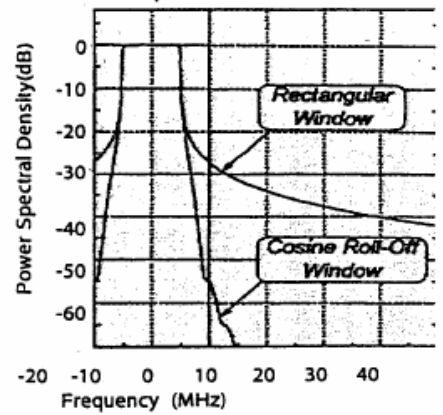


図 A6-4-5. ほぼ帯域内に平坦であると判断できる変調方式の図示

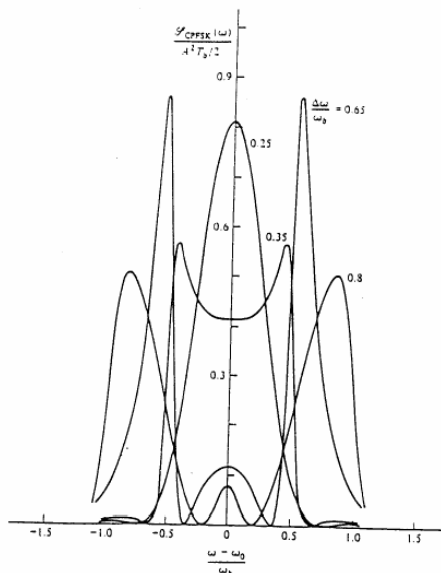


図 5.5-3 連続位相FSK波形のパワースペクトル。

(F) FSK のスペクトル

図 A6-4-6.. 推奨すべき変調方式を選定するためのスペクトル比較

<MHz 当たりの送信電力規定>

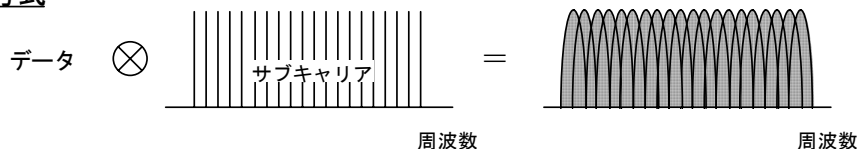
1. OFDM 方式

複数のキャリアを分散された伝送データで各々変調し、占有周波数帯の全体に均等かつ直交稠密に重ね合せて配置するため、送信スペクトルは、常に占有周波数帯幅全体に一様に分布する。従って、1MHz 当たり 1 本以上のキャリア数の条件のもとでは、MHz 当たりの電力規定を適用することが適切である。ただし、占有周波数帯幅が 1MHz に満たない場合は、占有周波数帯内の総電力による規定を適用する。

2. PSK-VP 方式

データのシンボル毎に、占有帯域の端から端へ周波数掃引するチャープ信号による拡散変調が施されるので、送信スペクトルは、常に占有周波数帯幅全体に一様に分布する。従って、MHz 当たりの電力規定を適用することが適切である。ただし、占有周波数帯幅が 1MHz に満たない場合は、占有周波数帯内の総電力による規定を適用する。

OFDM方式



PSK-VP方式

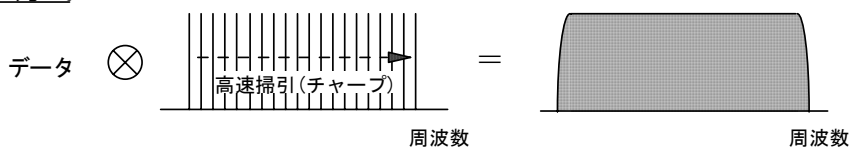


図 A6-4-7. MHz 当たりの電力が平坦である変調方式

FSK は変調率によってはスペクトルが平坦になる場合があるが、変調効率の低下が大きい。このため、一般的には図のように極端な先鋭性が呈されると判断し、推奨する変調方式に含めないこととした。

表 A6-4-2 わが国および国際的周波数配分 (5000~6000MHz 帯)

出典: 郵政省電気通信局: 日本国周波数配分表国際電気通信連合憲章に規定する無線通信規則 (RR) 第S5条に定める国際周波数分配表

青地部分: 移動通信を認める帯域, 黄地部分: 固定通信に認めた帯域

赤地部分: 本研究の対象帯域.

成果

この結果は、電気通信技術審議会答申書の第7章に記載する無線設備の技術的条件に反映され、付録 [Appendix-6-4-1] に示すような表現にすることが決議された。

参考文献

[1] 電気通信技術審議会諮問第99号<5.15~5.25GHz帯の小電力データ通信無線システム委員会>
(1998年4月21日付諮問, 1999年9月27日答申)

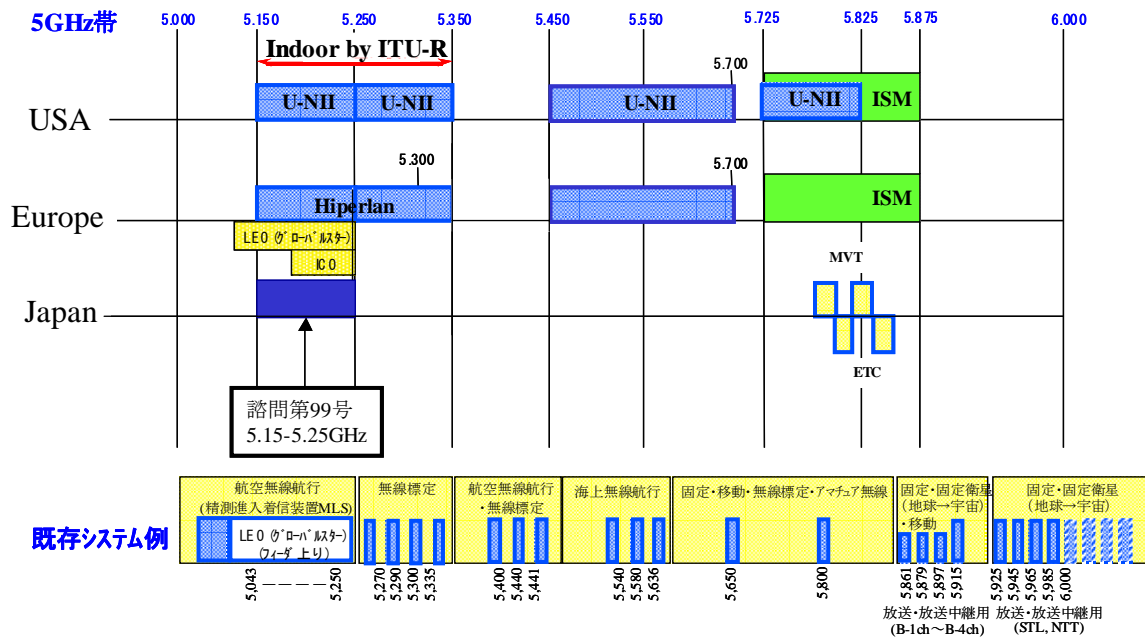


図 A6-4-8. 諮問第99号の対象とした帯域(紺色部分)

A6-4-3 広帯域移動アクセスシステムとISM帯既存システムとの間の予干渉ならびに被干渉に関する調査研究

6-4-3-1 研究課題

無線 LAN システムおよび無線アクセスシステムに屋外利用を可能とする新たなバンド(5.25GHz～5.35GHz 帯域)の設置に向けて既存システムとの共存方法を調査する必要がある。

5.25GHz～5.35GHz 帯域は各種レーダーが運用中。5.15GHz～5.25GHz の範囲で規定された局ばかりでなく、ISM帯については、4WEIRPも考慮する。

6-4-3-2. 研究内容

ISM バンド(5.725～5.875GHz)の既存システムである ETC(electronic toll control: 通行料自動収受システム)、および DSRC(dedicated short range communication systems)と MVT(mobile video telecommunication: 無線映像遠隔監視システム)について無線アクセスシステムを配置した場合の相互の予干渉と被干渉を明らかにした。

(1) ETC: 有料道路自動料金収受システム

<路側から車両へ> 5.795 または 5.805GHz, 占有帯域幅 8MHz

<車両から路側へ> 5.835 または 5.845GHz, 占有帯域幅 8MHz

(2) MVT: マイクロ波狭帯域デジタル画像伝送システム

5.770-5.790GHz または 5.810-8.830GHz, 占有帯域幅 6MHz

研究手順をつぎのとおり定め、以降、順次それぞれの内容を述べる。

- ① 既存システムと広帯域無線アクセスシステム間の干渉量見積もりの評価方法の設定
- ② 評価に用いるモデルの設定
- ③ モデルに基づく計算機シミュレーション
- ④ 評価まとめ

6-4-3-3. 干渉量見積もり評価法

評価はシステム間の距離対干渉量で行い、評価形態は次の2種で行う。図 A6-4-23 参照
<評価形態>

- (1) 1:1 の対向状態での距離対干渉量(一次元配置)
- (2) 既存システムを中心にした場合のアクセス局群との干渉量マップ(二次元配置)

(1)は理論計算式により算出し、(2)はシステムシミュレータを用いて行う。
また、(2)は可能なかぎり既存システムを実在のモデルで行う。

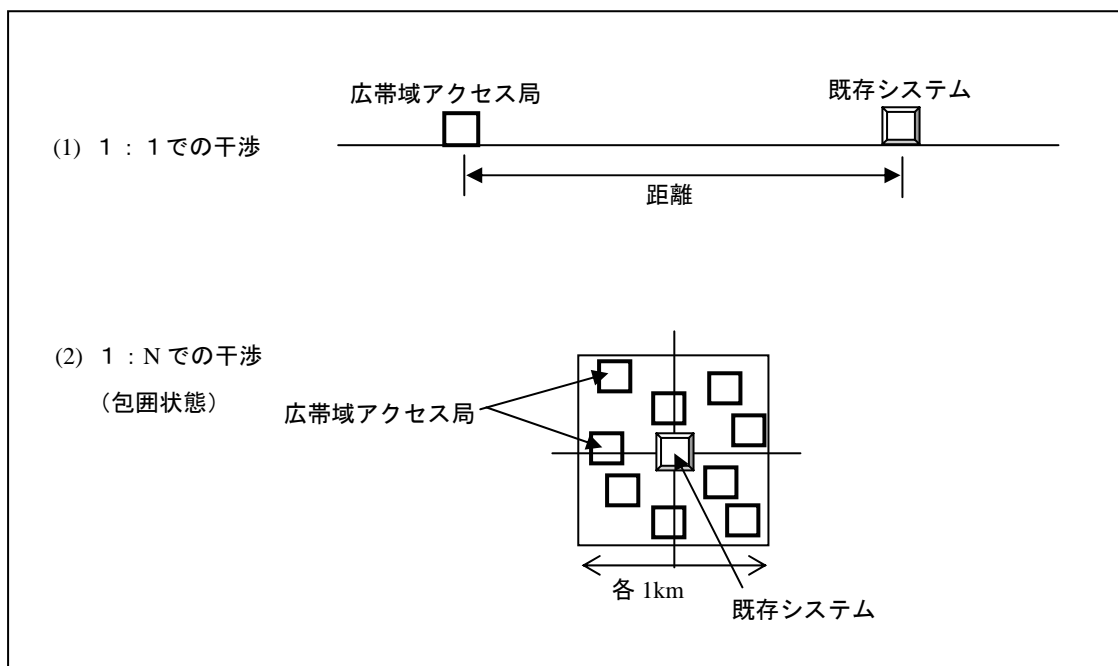


図 A6-4-23. 広帯域アクセス局と既存システムの配置条件

<評価手順>

- ・広帯域アクセス局を条件にしたがって配置し、既存システムの局は1局のみ設置する。
- ・広帯域アクセス局1局と既存システム局の間で、一方から送信される干渉波が、他方で受信されるレベルを求める。(U波受信レベル)。すべての広帯域アクセス局についてU波受信レベルを求める。
- ・被干渉と与干渉は送信受信の立場を入れ替え、かつ帯域幅補正を加味することにより算出の共通化を図る。(スペクトル補正)
- ・既存システム局付近を中心とし、50mメッシュで20x20(1km四方)のエリアとする。
- ・1メッシュ毎に、「屋内に1局」の条件でアクセス局を配置する。
- ・伝搬損失モデルは自由空間損失+回折損失とする。
- ・建物データを設置及び見通し・回折点解析に利用する。
- ・建物透過損失は含めない
- ・伝搬損失をシミュレーション出力とする。
- ・アクセス局のアンテナは送受ともにオムニアンテナとする。
- ・アクセス局アンテナ高:<評価状態1>では既存システムと同じ高さとし、<評価状態2>ではアクセス局を複数の建物屋内に設置するので「アクセス局が設置された建物の階数の範囲でランダムな高さ」(シミュレーションプログラムで自動的に設定される)とする。

6-4-3-4. 技術パラメータ

技術パラメータの設定のためには評価モデルが必要となる。

以下、各既存システムにおける評価モデルの設定と理由を述べる。

(1) 電波伝搬モデルの設定

広帯域アクセスと既存システム間で生じる干渉波の伝搬損失の計算モデルとして、(1)1:1の対向状態での距離対干渉量の算出においては自由空間伝播損失式[1]を使用する。広帯域アクセスはオフィス、ホームともに都市近郊部の人口密度ならびに建物密度が高い環境での使用が多いと想定しており、建物などによる反射波・回折波を考慮した奥村・秦式が実際に即したものとなると考えるが、距離の判定に関してはワーストケースを見ることを基本とすべく自由空間伝播損失式で検討する。

他方、実際の都市部でのシステムシミュレータによる干渉計算においては建物による回折損失も見込むこととする。

<自由空間伝播損失式>

$$L = 10\log_{10}(4\pi d/\lambda)^2 \text{-----}[1]$$

ただし、

d=伝播距離(m)

λ=波長(m)

(2) 評価モデルの設定

評価形態(2)のためにETCシステムおよびMVTシステムの具体的モデルを設定する。

ア ETCシステムの評価モデル

現在、ETCシステムが設置されあるいは設置が予定されている料金所を対象に、アクセス局がオフィスを中心とする都心部あるいはホームユースを中心とするベッドタウン、高層マンションなどに付随すると考え、これらが隣接するような料金所を選考した。

- (a)都心の高層のオフィスが密集している地域---首都高速道路高樹町料金所(港区西麻布)
 - (b)都心の低層の建物が密集している地域-----首都高速道路錦糸町料金所(墨田区錦糸町)
 - (c)都心の複数種の道路の集中する地域-----首都高速道路大井料金所(品川区東大井)
 - (d)近郊の住居の点在する地域-----首都高速道路永福料金所(杉並区高井戸)
- 実際の状況は図 A6-4-24～図 A6-4-28 に示す。



図 A6-4-25. 首都高速道路高樹町料金所 北行き入路



図 A6-4-26. 首都高速道路錦糸町料金所(左側ゲートが ETC)



図 A6-4-27. 首都高速道路大井料金所(両側ゲートが ETC)



図 A6-4-28. 首都高速道路高井戸料金所(料金所下り出路付近)

イ MVT システムの評価モデル

MVTシステムには特殊業務用途、一般業務用途、民生用途が検討されているが、現在制度化されている MVT システムは特殊業務用途であり特殊業務用途は1次業務であるので、シミュレーションの対象も特殊業務用途とする。これにより干渉評価においてワーストケースで検討することの条件は満たされると考える。

特殊業務用途は、鉄道、消防、道路、警察等官公庁・自治体が主体である。使用形態には「固定環境（長距離）」と「移動環境（中距離）」とがあるが、大半が移動型を想定している（表 4.1.2.2-6 参照）。シミュレーション条件においても移動型を対象とする。固定型は具体的事例のない現時点では検討対象から除外する。

評価モデルには MVT システムの設立の原点である災害復旧や緊急通信に焦点を置き、大規模な交通機関における天災（地震風水害ならびに付随して生起する火災など）を想定し、救助のための監視映像伝送を行う場合を設定する。具体的には首都圏をモデルとし、鉄道対象を首都圏の中心の東京駅（千代田区丸の内）に設定、最寄りの東京消防庁（千代田区大手町）を救助の主体に設定する。2点間の距離は1キロメートル以内であり、シミュレーション規模（1キロメートル四方）に収容可能である。



図 A6-4-29. 東京消防庁（左：東京消防庁，右手奥が東京駅方向）



図 A6-4-30. JR 東京駅丸の内側（写真の左端奥に東京消防庁がある）

ウ DSRC システムの評価モデル

DSRC システムは、道路に設置された無線設備およびその他の装置（以下「路側機」という）と、車両に搭載された車載機およびその他の装置（以下「端末機器」という）により構成され、路側機と端末機器の間を双方向に無線通信を行うことにより実現される駐車場、荷物配送センター、ガソリンスタンド、コンビニエ

ンスストア等での利用を想定している。ここでは駐車場管理型システムをモデルにアクセス局との間の相互の干渉について検証することとする。

具体的な場所は、首都圏中心部の高層オフィス街の屋外駐車場とし、一例として実在の官庁街駐車場（東京都千代田区霞ヶ関）に設定する。現在は DSRC の実在システムが存在していないので、アンテナ等は ETC システムのものをそのまま適用する。



図 A6-4-31. 首都圏部駐車場例(千代田区霞ヶ関付近)

6-4-3-6 システムパラメータの設定

システム別の入力パラメータは無線局位置(経緯度)、システム諸元のほか、アンテナ指向特性、アンテナ高などである。

ア ETC システムの技術パラメータ

開発が進められている ETC システムにおいては、同一周波数内での車線を異にする通信からの被干渉許容受信電力しきい値が設けられている。すなわち、ETC システム内においても、与干渉基準、被干渉基準を明確に定めているので、本検討はその基準をもとに広帯域移動アクセスシステムとの間の干渉検討を行う。また、ARIB 標準規格における ETC システム(ARIB STD-T55)においては、システム設置環境などの諸条件の画一化が困難であるので緩やかな内容となっている。本検討では、この内容に沿うものの、具体的にシステム推奨値が示されている日本道路公団の発行による ETC システム設置基準(ETC-A98200P, ETC-B98200P)(1998/3)も参照する。

有料道路における自動料金収受システムの無線設備の技術的条件の審議が、電気通信技術審議会ワイヤレスカードシステム委員会で平成 8～9 年度に行われた。諮問第 76 号「ワイヤレスカードシステムの無線設備の技術的条件」の審議であり、平成 9 年 3 月に答申されている。答申の一般的条件としては、表 A6-4-5 に示す内容になっている。

表 A6-4-5 ワイヤレスカードシステムの無線設備の一般的条件

項目	条件
----	----

無線周波数帯	5.8GHz 帯
キャリア周波数間隔／送受信周波数間隔	10MHz／40MHz
変調方式／変調速度	ASK 方式／1Mbps (Manchester 符号化後 2Mbaud)
通信方式	単向, 半複信, 又は複信で時分割多重
空中線電力	車載機:10mW 以下, 路側機:300mW 以下

これらシステムの標準化は、「有料道路自動料金収受システム」ARIB STD-T55(1.0 版)

として, ARIB で標準規格が平成 9 年 11 月 27 日に策定され, 平成 11 年 2 月 2 日に 1.1 版として改定されている. 表 A6-4-6 に, 有料道路自動料金収受システム(ETC)の規格として示す. また, 「有料道路自動料金収集システム陸上移動局の接続性に拘わる検査項目・試験項目」ARIB TR-T8(1.0 版)として, ARIB で技術資料が平成 10 年 7 月 21 日に策定され, 平成 11 年 2 月 2 日に 1.1 版として改定されている.

表 A6-4-6 有料道路自動料金収受システム(ETC)の規格

	項目	規格／諸元	備考
1	無線通信距離	クラス 1:10m 以下 クラス 2:10m 越え 30m 以下	
2	無線設備	搬送周波数帯の発信器を有する方式	
3	無線周波数帯	5.8MHz 帯	ISM バンド 参考: 5.8GHz 帯 ISM バンド 5,725-5,875GHz
4	チャンネル数	ダウンリンク:2(D1,D2) アップリンク:2(U1,U2)	
5	空中線電力	基地局(class1):10mW 以下 基地局(class2):300mW 以下 移動局:10mW 以下	クラス 1 の基地局は, 10mW 以下
	受信感度	基地局(class1):-65dBm 以下 基地局(class2):-75dBm 以下 移動局:-60dBm 以下	
6	変調方式	ASK(バイフェーズ符号化)	
7	伝送速度	1024kbps	
8	キャリア周波数間隔	10MHz	キャリア周波数は 4 D1:5,795MHz D2:5,805MHz U1:5,835MHz U2:5,845MHz (D1-U1, D2-U2 が対)
9	送受信周波数間隔	40MHz	

10	無線アクセス方式	TDMA-FDD	TDMA 多重は 8 以下
11	通信形態	ポイントツーポイント又は ポイントツーマルチポイント	
12	通信制御方式	同期式アダプティブスロットイドアロハ半二重通信方式または全二重通信方式	
13	通信フレーム構成	スロット制御, データ転送およびリンク接続 各スロットのフィールド長は 100 オクテッド固定	
14	プロトコル	ISO7498:1994 に準拠する 3 層構造 レイヤ 1(L1):物理媒体層 レイヤ 2(L2):データリンク層 レイヤ 7(L7):アプリケーションインターフェイス層	L2 は更に, LLC と MAC に分割 L7 はサービスプリミティブも規定

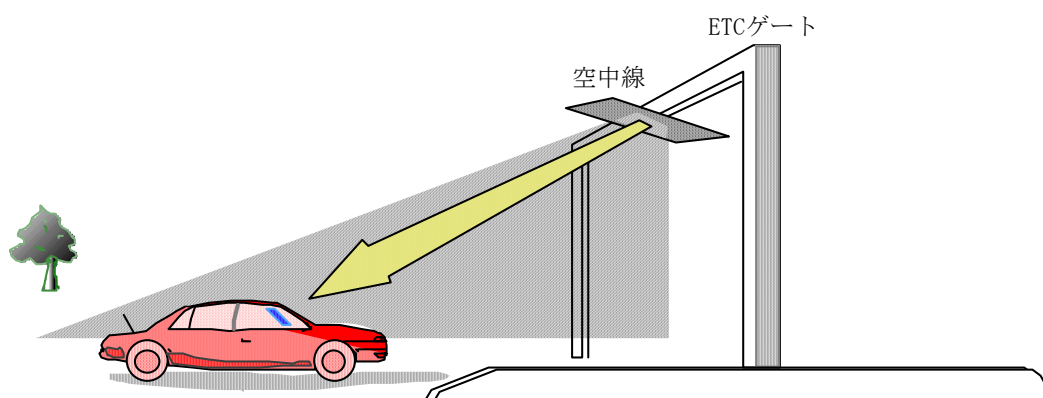


図 6-4-32 ETC における通信のリンク

一つの ETC 基地局が隣接 ETC システムに干渉を与えないように基地局アンテナの指向性は明確に規定している。(図 A6-4-19 参照)

また, ETC システムにおいては伝搬損失は自由空間損失として扱うことが妥当としている. 理論式は下のものを用いている.

$$\text{伝搬損失} = 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 \quad (d:\text{距離(m)}, \lambda:\text{波長(m)})$$

次に, 広帯域移動アクセスシステム側の条件は次の通りとする.

- アンテナ高差はゼロとする. ETC 側は基地局 6m, 車載機 1m であり, 広帯域移動アクセスシステムと 10m 以上の差はなく, 検討する水平距離が大きい範囲においては影響がないと考えられる. むしろ, 道路境のフェンスなどによる影響の方が大きい.
- 送信電力 e.i.r.p は 10mW/MHz で扱う.

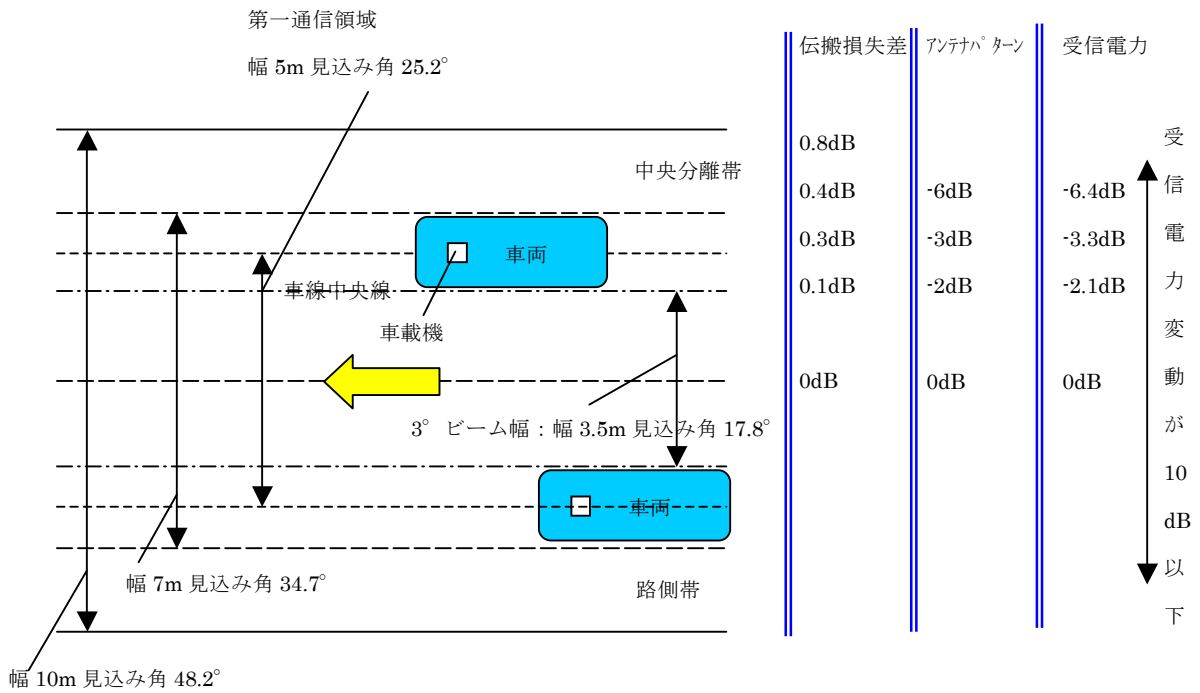


図 A6-4-33 ETC システムの料金所における無線規定

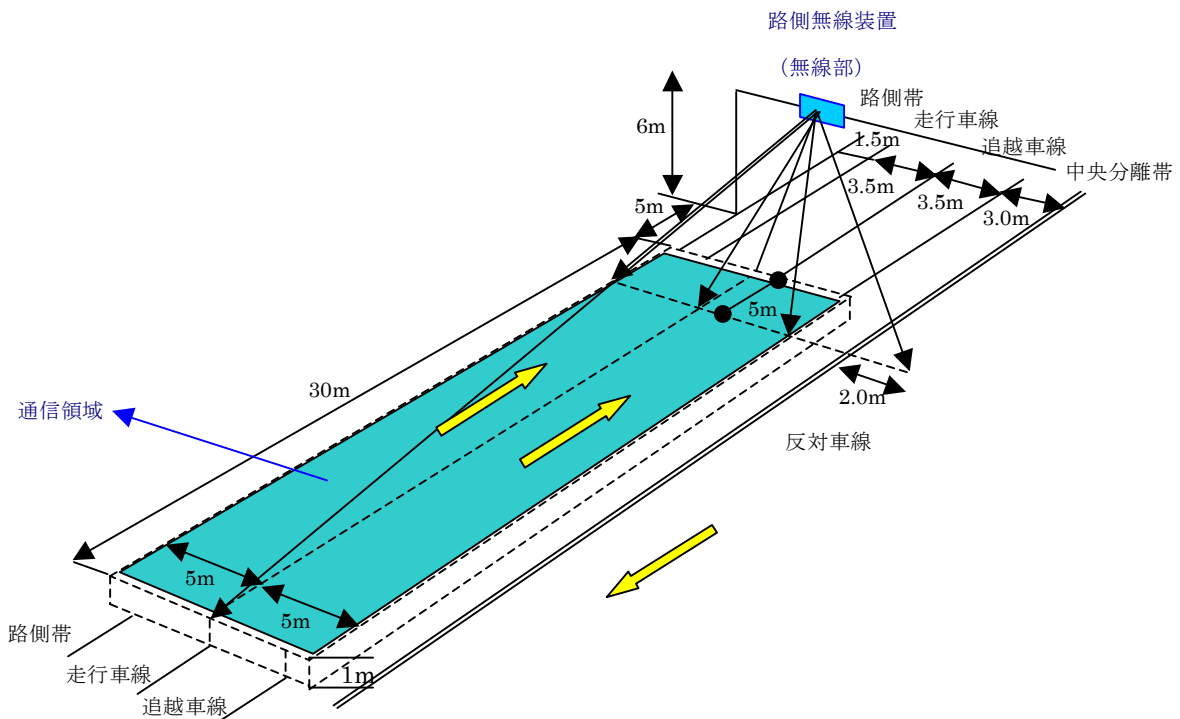


図 A6-4-35 ETC システムのアンテナ規定(クラス 2)

車載機の受信しきい値までのマージンは約 5dB, 基地局におけるマージンは 0.8dB である。

イ MVT(マイクロ波帯画像伝送)システムのシステムパラメータ

開発が進められている MVT システムにおいては、MVT システム内においても、与干渉基準、被干渉基準を明確に定めているので、本検討はその基準をもとに広帯域アクセスとの間の干渉検討を行う。

具体的には、社団法人電波産業会「マイクロ波帯における小電力デジタル画像伝送システムに関する調査検討会」の報告書(「マイクロ波を使用する狭帯域デジタル画像伝送技術に関する調査検討報告書」(1999年3月))に報告されている他システムとの干渉検討内容に照らして検討する。

MVT システムの法整備について:無線通信分野での情報通信速度の高速化及び画像情報の圧縮技術等で、画像の無線伝送を支える基本的な技術は確実に進展しつつある。一般ユーザが手軽に利用できる利便性の高い画像伝送が可能な無線システムの要望が高くなっている。このため、平成8年度から4年計画で、この種のシステムの調査検討の為に、マイクロ波帯における小電力画像伝送システム調査検討会が ARIB に設置された。

アンテナの構成と距離:

- ①移動型システム 無指向性アンテナ
民生用 500m, 一般業務用 500m, 特殊業務用 1km まで
- ②固定型システム 利得 13dBi までの(一部 20dBi)指向性アンテナ
民生用 3km, 一般業務用 5km, 特殊業務用 10km まで

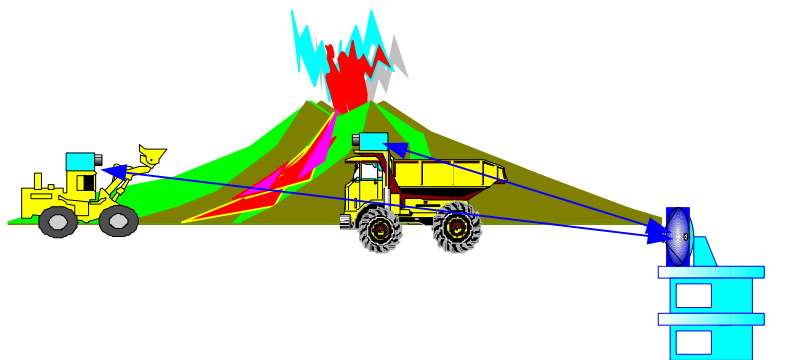


図 6-4-37 <MVT 利用イメージ> 災害現場での状況報告など

表 A6-4-10 固定型及び移動型で、要求条件

要求項目	要求性能
運用形態	固定, 半固定, 移動
伝送距離	短距離:1km 以下, 中距離:5km 程度, 長距離:10km 以下
通信方式	単向及び単向の組み合わせによる双方向又は同報通信等
伝達情報	動画像, 静止画像, 制御データ, 又は多重伝送
所要チャンネル数	最大30CH

混信・妨害対策	キャリアセンス等の簡易な方法で混信対策
その他	時間制限無し, 周波数 6GHz 以下

本検討は、一般に移動体通信が広範囲なサービスエリアをカバーするのに対して、小電力の範囲で実用化できるシステムを検討する事にある。このようなシステムとしては、マイクロ波帯の特性を生かして、周波数利用効率が高く、デジタル変調方式を適用したシステムが適当と考えられた。システムの技術的条件の検討結果を纏めて、システムの主要諸元(案)を表 A6-17 に示す。

表 A6-4-11 システムの主要諸元(案)

分類	民生用途	一般業務用途	特殊業務用途
用途の概念	民生用として画像, 音声, 制御等のデジタルデータを伝送することを目的とする用途	業務用として画像, 音声, 制御等のデジタルデータを伝送することを目的とする用途	特殊業務用として画像, 音声, 制御等のデジタルデータを伝送することを目的とする用途
用途の例	家庭内, 屋内外レジャー, スポーツ等	各産業界, 自治体, サービス産業等	消防, 警察, 鉄道, 道路, 建設, 等
無線局の免許手続き	不要	不要	免許申請必要
使用周波数	5.8GHz 帯	5.8GHz 帯	5.8GHz 帯あるいは ※MHz 帯
チャンネル間隔	6MHz 以下	6MHz 以下	6MHz 以下
隣接チャンネル間隔	6MHz 以下あるいは 12MHz 以下	6MHz 以下あるいは 12MHz 以下	6MHz 以下あるいは 12MHz 以下
サービスエリア目標	固定型 : 3km 移動型 : 500m	固定型 : 5km 移動型 : 500m	固定型 : 10km 移動型 : 1km
所要チャンネル数	※CH	※CH	※CH
同時使用チャンネル数	※CH	※CH	※CH
所要周波数帯域幅	※MHz 以下 (CH×6MHz 以下)		
伝送内容	デジタルデータ [画像, 音声, 制御等]		
通信方式	単向, 同報, 単信, 複信, 半複信		
変調方式	規定なし (情報変調方式及び拡散変調方式とも)		
空中線電力	10mW/MHz 以下 (50mW 程度以下)	10mW/MHz 以下 (50mW 程度以下)	60mW/MHz 以下 (300mW 程度以下)
送信アンテナ利得	13dBi 以下	13dBi 以下	20dBi 以下
EIRP	200mW/MHz 以下 (1W 程度以下)	200mW/MHz 以下 (1W 程度以下)	6W/MHz 以下 (30W 程度以下)
占有周波数帯域幅	6MHz 以下		
所要伝送品質	BER : 1×10^{-5} 以上		

双方向通信方式	TDD (周波数配分により FDD も考えられる)		
クセス方式	規定なし		
受信感度	規定なし		
キャリアセンス	有	無/有	無/有
空中線の取付	アンテナと筐体 一隊構造	アンテナと筐体一体構 造, あるいはアンテナと筐 体分離可能	アンテナと筐体 分離可能
画像コーデック等との インタフェース	規定なし (ビットストリーム等に適当な I/F)		

※印は、来年度最終検討する内容

以上から広帯域無線アクセスとの間の干渉を検証するための MVT 側の条件を以下のとおりとした。

- MVT 局の中心周波数は 5,812.5MHz とする。なお、この周波数を中心とするようには広帯域アクセスは配置されない(整数による 20MHz 配置)と考えるが、最悪条件でのシミュレーションが必要であることから、中心周波数を合わせる。
 - 周波数帯域幅: 5MHz とする。
 - MVT 側アンテナは指向性アンテナとする。具体的には八木型アンテナとする。
アンテナパターン、利得等は別紙参照。干渉シミュレーションソフトでは、アンテナを最大利得と、指向性減衰のパラメータで求める。前者は単一の値であり、後者は角度と相対利得の組合せを水平、垂直別にそれぞれ-180~+180[deg]の範囲で指定する。中間の角度については補間される。
 - MVT 局のアンテナは、屋上相当の高さに設置するが、本検討では八木型アンテナを用いるので支柱である程度の高さに持ち上げて使用されることを想定。
- 報告書 (ARIB / マイクロ波を使用する狭帯域デジタル画像伝送技術に関する調査検討報告書) における伝送試験のデータに基づき、八木型アンテナ高を屋上から 2m とする。
- 伝搬損失 + 指向性の値を出力する。
 - MVT 局は東京消防庁 (受信局) 及び東京駅 (送信局) の屋上に設置する。
 - それ以外は ETC と同等とする。

表 A6-4-12 MVT 特殊業務用途まシステム諸元例

項目		技術検討パラメータ	実証試験の一例	備考
周波数帯		5.8GHz	5.8GHz	
変調方式		4 相 SR-chirp PSK	4 相 SR-chirp PSK	耐マルチパス方式
情報伝送速度		1.0Mbps	1.0Mbps	
無線伝送速度	fb	1.2Mbps	1.2Mbps	
SS 拡散後の 実効帯域幅	Bt	5MHz	5MHz	
送信電力	Pt	+30dBm	+24.8dBm	+23dBm/MHz

総電力		1W	300mW	+200mW/MHz
送信アンテナ利得	Gt	14.8dBi	6dBi	試験例:コリニアアンテナを想定
給電線損失	Lt	0dB	2dB	
EIRP	EIRP	+44.8dBm 30Weirp	+28.8dBm 753mWeirp	Max:+37.8dBm/MHz Max:6W/MHz
サービス距離	d	3km	1km	
伝搬損	L	117.7dB	107.7dB	
受信アンテナレベル	Pr_ant	-72.5dBm	-78.9dBm	受信アンテナ入力端におけるレベル
受信アンテナ利得	Gr	12dBi	10dBi	試験例:八木アンテナを想定
給電線損失 Lr	Lr	2dB	2dB	
受信レベル	Pr	-62.5dBm	-70.9dBm	受信 RF 部入力レベル
等価雑音帯域幅	B	5.0MHz	5.0MHz	
雑音電力	KTB	-107dBm	-107dBm	KTB=-174+67=-107
受信機雑音指数	F	5dB	5dB	
所要 C/N	C/N	8dB	8dB	(静特性:BER<1x10-5)
フェージングマージン	Mfd	12dB	12dB	フェージング環境:BER<1x10-5

注:・フェージング環境の所要 C/N は, シミュレーションによる.

・自由空間伝搬損(2乗特性)と実証試験結果とシミュレーションによる3乗特性(約 500m 以上)を適用し, 距離対受信レベル特性から受信マージンを求めたものを図 A6-4-28 に示す.

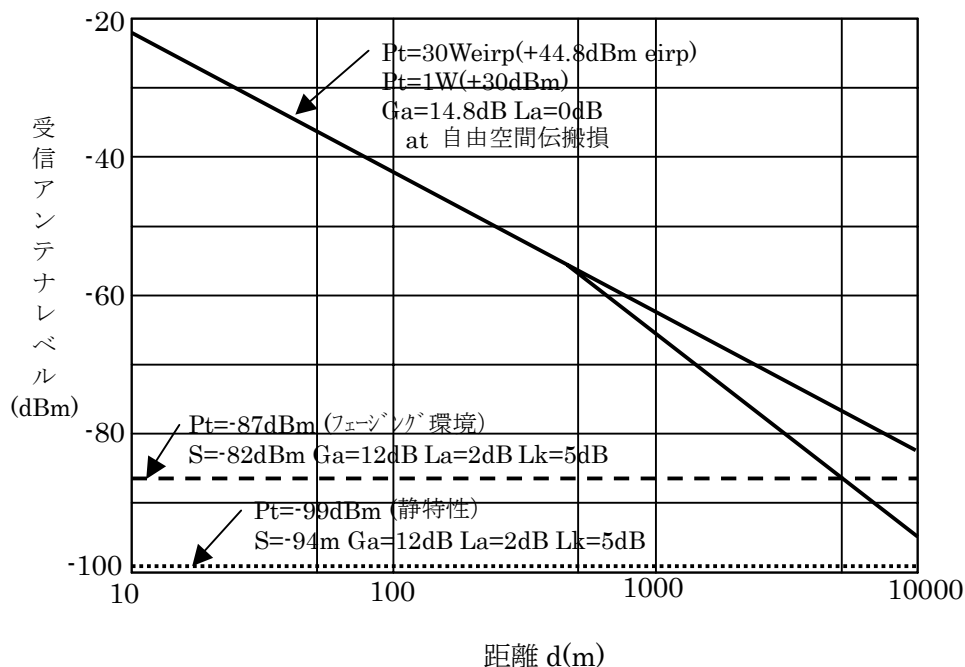


図 A6-4-38. MVT 距離対受信レベル

アンテナ種別:八木宇田型アンテナ

指向特性を図 A6-4-29 に示す。

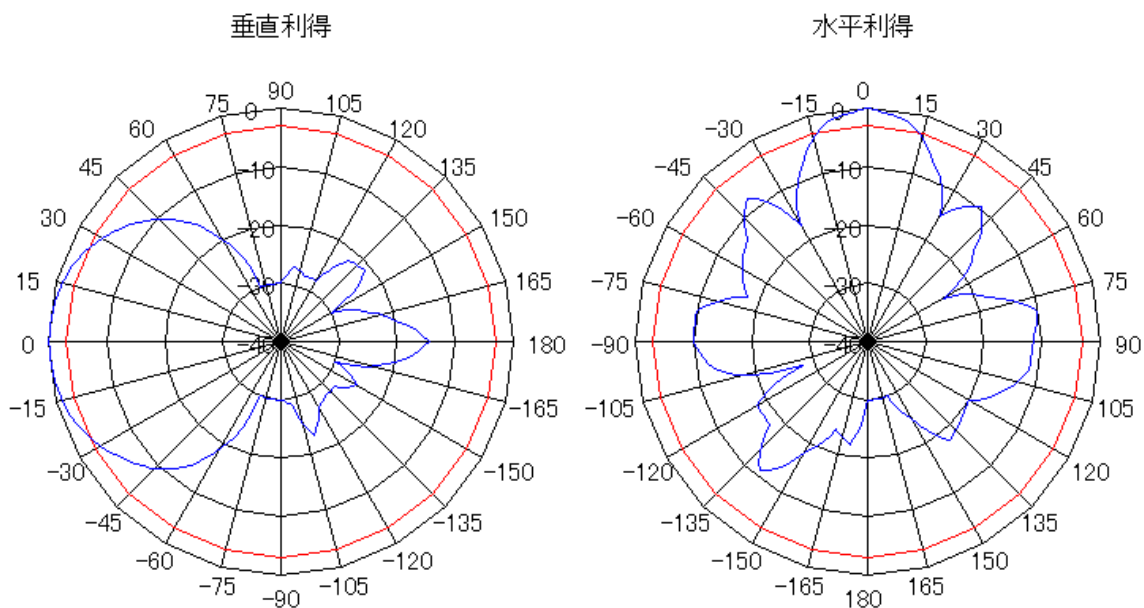


図 A6-4-39. MVT 用八木アンテナの指向性特性

① 広帯域アクセスから MVT システムに与える与干渉

$$\text{与干渉量} = 10\text{dBm(eirp)} + 10\log(\text{帯域幅})(\text{dB}) + (\text{MVT 端末局アンテナ利得} \\ + \text{給電線損失}) + \text{固定劣化要因} - 10\log(4\pi d/\lambda)^2$$

MVT システム側への干渉の影響は、MVT 帯域幅 5MHz での与干渉量が端末局に対して -97.7dBm を上回ると生ずる可能性がある。

② MVT システムから広帯域アクセスに与える与干渉

$$\text{MVT 与干渉量} = 44.8\text{dBm(eirp)} + (\text{MVT 基地局給電線損失} + \text{固定劣化要因}) \\ + (\text{広帯域アクセスアンテナ指向性}) - 10\log(4\pi d/\lambda)^2$$

この値が広帯域アクセス側の最小受信感度 -80 dBm を上回ると信号劣化を生ずる可能性がある。

ウ DSRCシステムの技術パラメータ

開発が進められている DSRC 駐車場管理システムが想定している運用環境を示す。(出典:平成 12 年 10 月電気通信技術審議会 DSRC システム委員会報告書)

走行速度 【入出場時】通常制限速度:8km/h, 最高:20km/h

【駐車場内】通常制限速度:8km/h, 最高:20km/h

【駐車場ます】停止状態(0km/h)

無線通信ゾーン【入出場時】6m×4m

【誘導用】6m×6m

【情報提供用】14m×18m

① 広帯域移動アクセスシステムから ETC システムに与える与干渉

$$\text{与干渉量} = 17\text{dBm(eirp)} - 20 - 10\log(4\pi d/\lambda)^2 < -75\text{dBm(eirp)}$$

$$\therefore 10\log(4\pi d/\lambda)^2 > 72\text{dBm} \text{ (減衰に必要な伝搬距離を求める式になる)}$$

図 A6-4-40 から、17m の距離内に接近すると干渉による信号劣化が生ずる可能性がある。

② ETC システムから広帯域移動アクセスシステムに与える与干渉

$$\text{ETC 与干渉量} = 32.8\text{dBm (eirp)} - 20 - 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 < -80\text{dBm (eirp)}$$

$$\therefore 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 > 92\text{dBm (減衰に必要な伝搬距離を求める式)}$$

図 A6-4-40 から、179m の距離内に接近すると干渉による信号劣化が生ずる可能性がある。

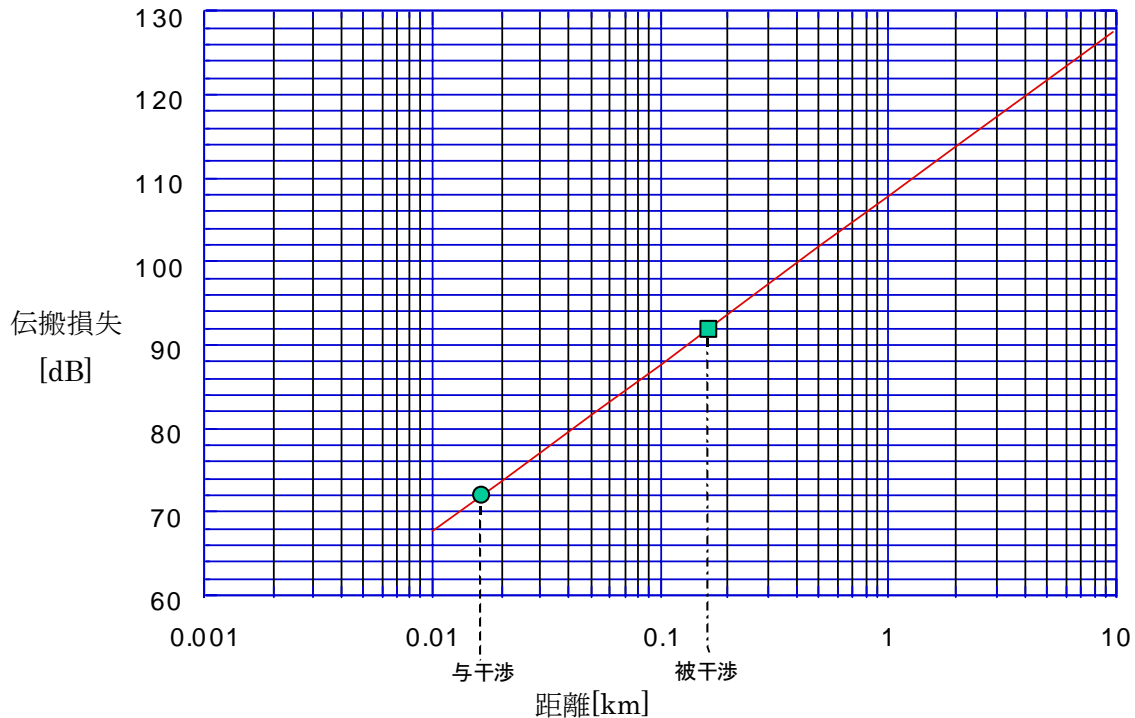


図 A6-4-40. ETC に対するアクセス系の干渉 (1:1)

イ MVT システム

前項に示した干渉量の式を用いて、1 対 1 の環境での干渉許容距離を求めると以下の関係式が成り立つ。

① 広帯域移動アクセスシステムから MVT システム端末局に与える与干渉

$$\text{与干渉量} = 17\text{dBm (eirp)} - 9 + 13 - 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 < -97.7\text{dBm (eirp)}$$

$$\therefore 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 > 118.7\text{dBm (減衰に必要な伝搬距離を求める式になる)}$$

図 A6-4-41 から、3.5km の距離内に接近すると干渉による信号劣化を生ずる可能性がある。

② MVT 基地局から広帯域移動アクセスシステムに与える与干渉

$$\text{MVT 与干渉量} = 44.8\text{dBm (eirp)} - 9 - 0 - 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 < -80\text{dBm (eirp)}$$

$$\therefore 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 > 115.8\text{dBm (減衰に必要な伝搬距離を求める式)}$$

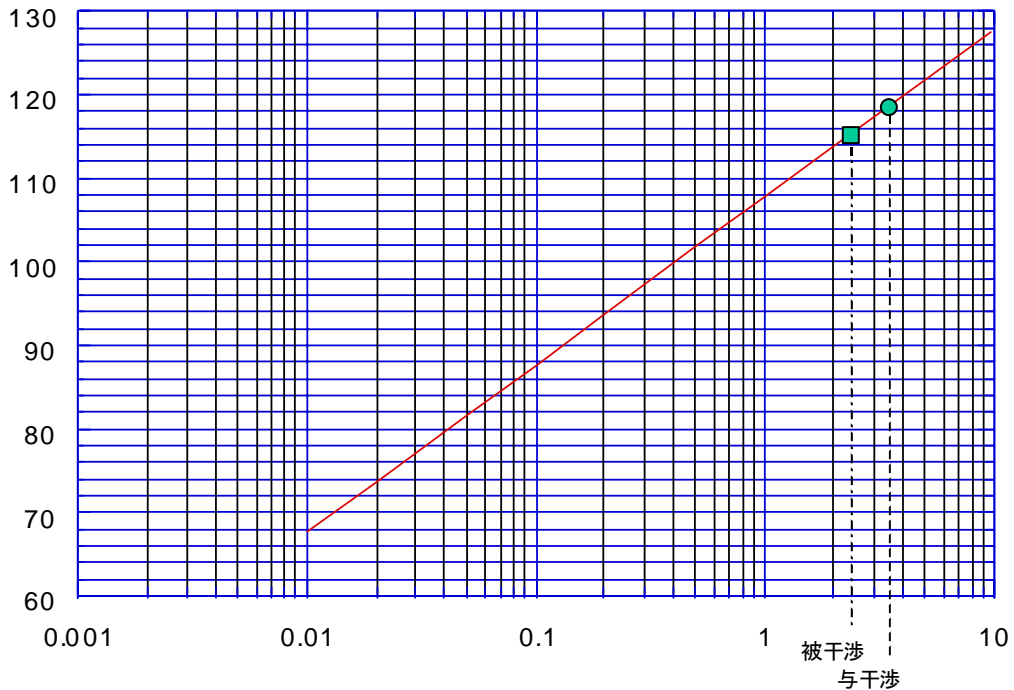


図 A6-4-41. MVT に対するアクセス系の干渉(1:1)

- ・ワーストケースを求めて検討モデルを設定し、相互の干渉検討を行った結果、広帯域移動アクセスシステムと MVT システムとの共存は、距離の設定を明確にすることで可能であると考えられる。
- ・MVT システムの設置基準は利用の多様性ならびに設置環境の特殊性を考慮できるようにしてあるために、細部まで規定していない。
- ・MVT システムは現在も審議が継続されているため、最終規格は未定である。したがって、審議等が終了し標準化が完了した際に、再度の干渉評価を検討する必要がある。

ウ DSRC システム

前項に示した干渉量の式を用いて、1 対 1 の環境での干渉許容距離を求めると以下の関係式が成り立つ。

① 広帯域移動アクセスシステムから DSRC システムに与える与干渉

$$\text{与干渉量} = 17\text{dBm(eirp)} - 20 - 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 < -99\text{dBm(eirp)}$$

$$\therefore 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 > 96\text{dBm (減衰に必要な伝搬距離を求める式になる)}$$

図 A6-4-42 から、400m の距離内に接近すると干渉による信号劣化が生ずる可能性がある。

② DSRC システムから広帯域移動アクセスシステムに与える与干渉

$$\text{DSRC 与干渉量} = 14.0\text{dBm (eirp)} - 20 - 10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 < -80\text{dBm(eirp)}$$

∴ $10 \log (4 \pi d / \lambda)^2 > 74\text{dBm}$ (減衰に必要な伝搬距離を求める式)

図 A6-4-42 から, 20m の距離内に接近すると干渉による信号劣化が生ずる可能性がある.

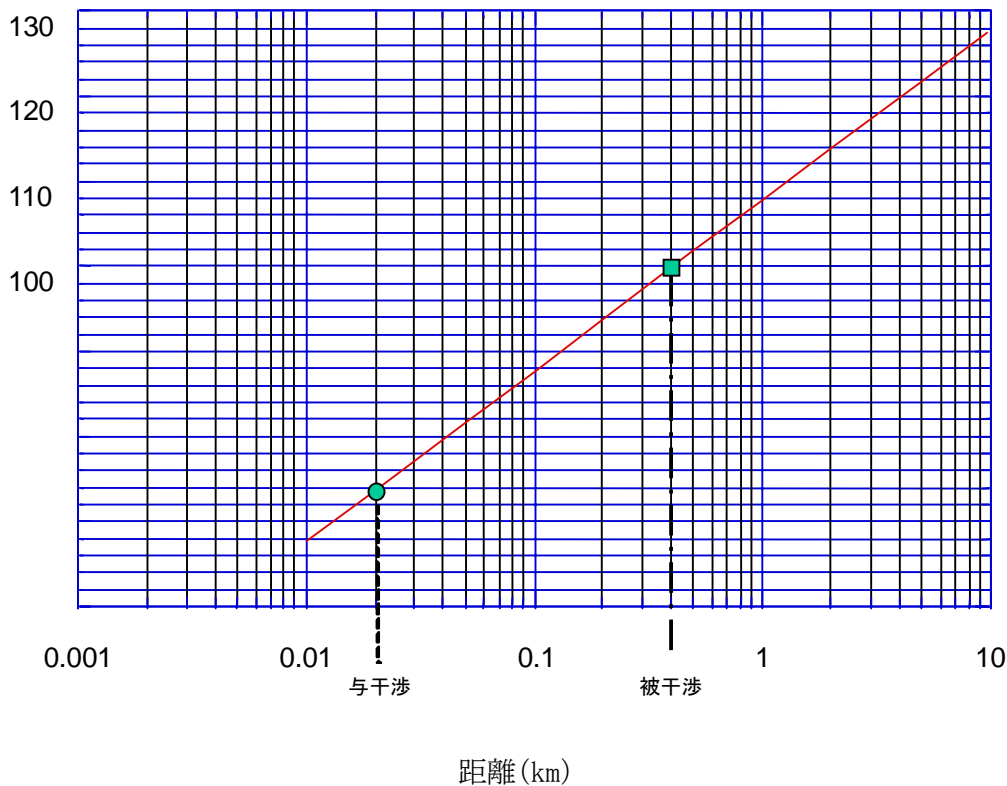


図 A6-4-42. DSRC に対するアクセス系の干渉 (1:1)

(2) 評価形態 2 における干渉計算

実在または想定され得る現場をモデルに設定して, 広帯域アクセスとの間の干渉についてシミュレーション評価を行う. 既存システムを中心に 1km 四方の中における広帯域アクセス局おのおのとの間の干渉量を計算する.

表 A6-4-15. 干渉計算のためのパラメータ設定

<与干渉>

ア ETC システム

ETC システム側の干渉許容値は, $-109.8\text{dBm} \sim -99.8\text{dBm}$ である.

シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算するため, 与干渉値は広帯域アクセス側の帯域幅 18MHz と ETC 側受信帯域幅 5MHz との間の差 5.56dB をシミュレーション結果より減じる. したがって, 後載のカラー干渉図における干渉許容値は, $-104.24 \sim -94.24\text{dBm}$ とすることとする. また, 広帯域アクセスの電力は 200mW とするので, シミュレーションでは 1W を 0dB としていることとの差 7dB を減じる.

(a) 首都高速高樹町料金所

図 A6-4-44 に結果を示す. 上記干渉許容限界を超える広帯域アクセス局はピンク($-80 \sim -100\text{dBm}$), 朱

(-60~-80dBm), 赤(~-60dBm)で表現される. 図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 13 となっている. このうちの 2 局は周辺部にあるが, ビルの高さに依存する. ビルの壁による透過は考慮しない. またビルなどに対する分解能は 50m であるため, 料金所近傍にある高層ビルが遠方を遮蔽する配置であっても, 50m 四方マス内に存在するビルの平均値で扱うため個々のビルが直接に遮断を支配することは困難なので, 遠方に高いビルがあれば干渉する結果が出ている.

この料金所に対する総与干渉電力は, -90.91dBm である. 一方, アクセス局は通信距離 100mでの 8 周波数繰り返し配置とした場合に, 同一周波数局数の軽減は 9.03dB となる.

以上から DSRC 路側局に対するアクセス局による総与干渉電力は, -99.94dBm となる.

(b)首都高速錦糸町料金所

図 A6-4-45 に結果を示す. 図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 22 となっている. このケースにおいては周辺部には干渉許容値を超える広帯域アクセス局は見当たらない. これは高樹町に比べ, ビルの高さが平均的に低いことの結果と考える.

この料金所に対する総与干渉電力は, -88.55dBm である. 一方, アクセス局は通信距離 100mでの 8 周波数繰り返し配置とした場合に, 同一周波数局数の軽減は 9.03dB となる.

以上から DSRC 路側局に対するアクセス局による総与干渉電力は, -97.58dBm となる.

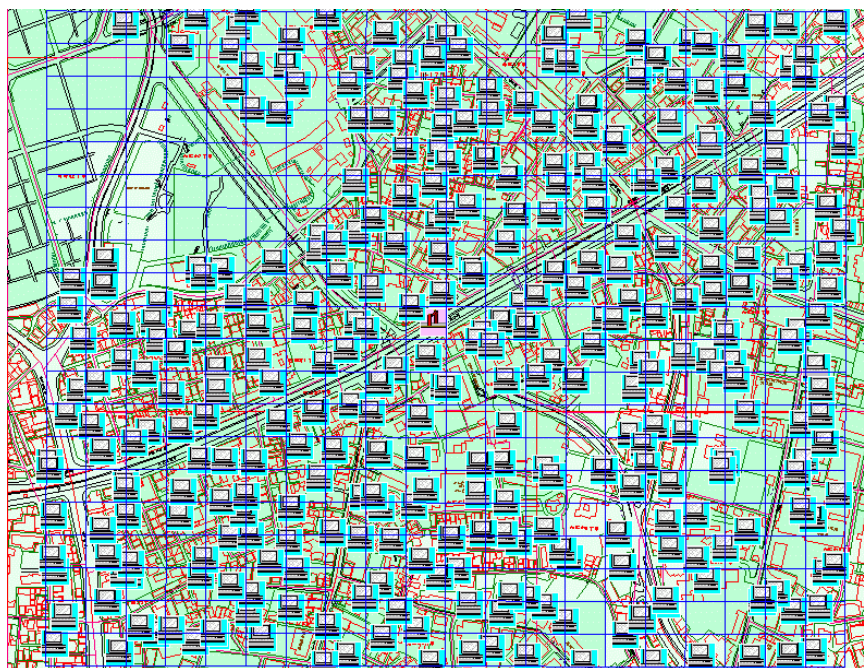


図 A6-4-43. 首都高速道路高樹町料金所周辺でのアクセス局の配置モデル
<中央の朱色マークは ETC 基地局アンテナを模擬>

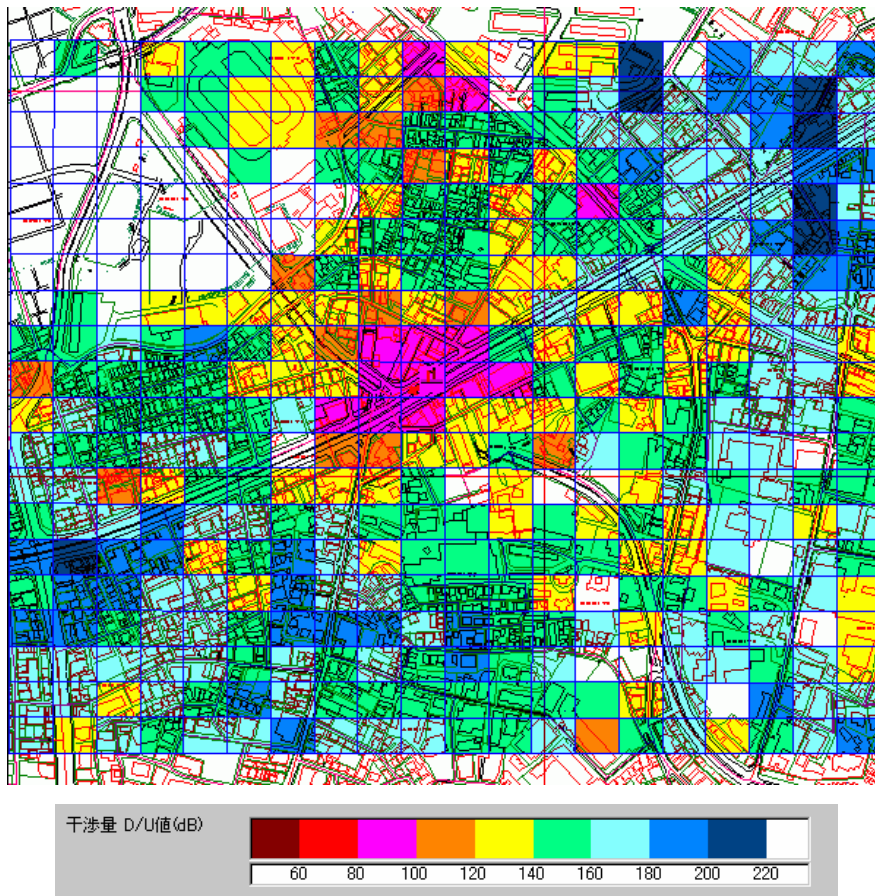


図 A6-4-44. 首都高速道路高樹町料金所周辺のアクセス局との干渉量
 <シミュレーション結果>

(c)首都高速湾岸大井料金所

図 A6-4-46 に結果を示す。図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 12 となっている。現場の写真からも分かるように、これらのビルはすべて高層アパート群である。これらのビルに遮蔽されたかのように後背の地域では干渉量が非常に低くなっているが、前述のようにピンクに示された高層ビルによる遮蔽効果は考慮していないので、これらの地域では高い建物がない(広帯域アクセス局の高さが低い)ことを示すものと判断する。

この料金所に対する総与干渉電力は、 -96.85dBm である。一方、アクセス局は通信距離 100m での 8 周波数繰り返し配置とした場合に、同一周波数局数の軽減は 9.03dB となる。

以上から DSRC 路側局に対するアクセス局による総与干渉電力は、 -105.88dBm となる。

(d)首都高速永福料金所

図 A6-4-47 に結果を示す。図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 21 となっている。錦糸町、大井と同様に周辺部には干渉許容量を超える局は見当たらない。これはこの地域が郊外であり田園が残る低層建物のみであることと考える。ただし、遮蔽性を考慮はしないものの遠方まで均一に伝搬できる状況であることが見られる。このことから、干渉電力の合計は次に示すように他を上回る結果となった。今後、さらに検討する。

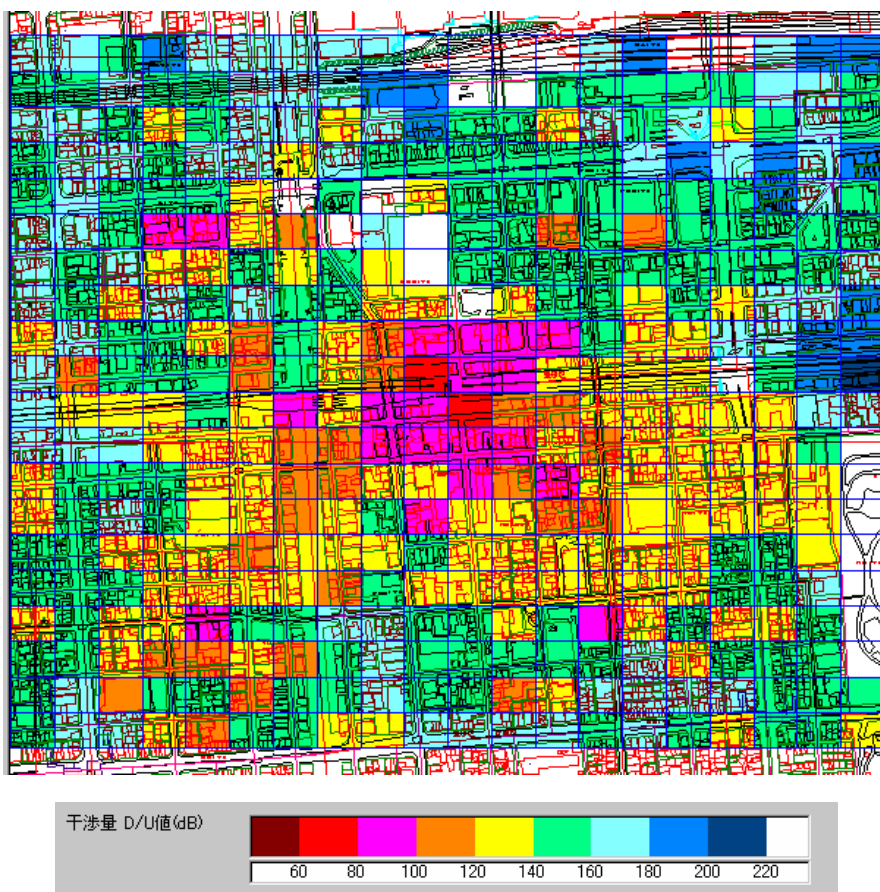


図 A6-4-45. 首都高速道路錦糸町料金所周辺のアクセス局との干渉量

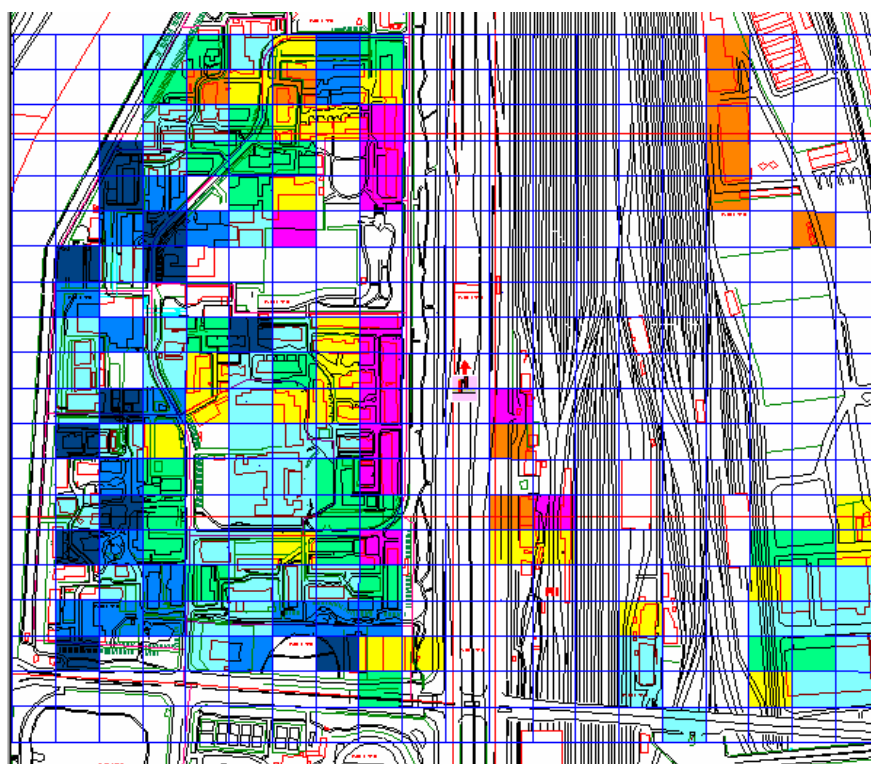


図 A6-4-46. 首都高速道路大井料金所周辺のアクセス局との干渉量

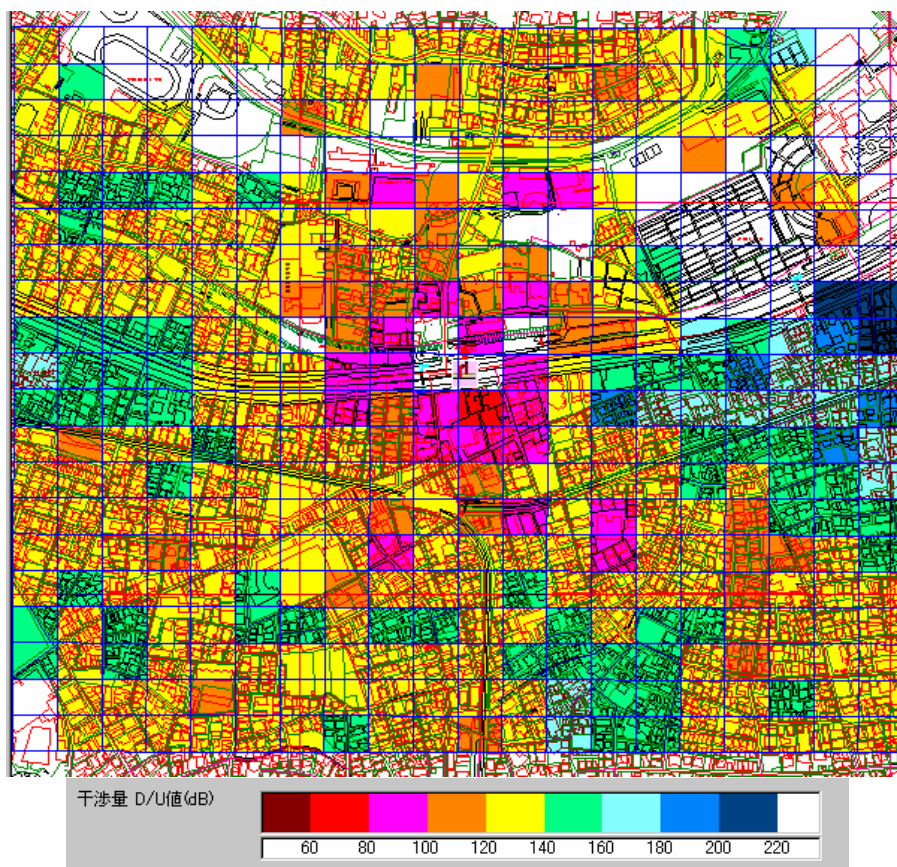


図 A6-4-47. 首都高速道路永福料金所周辺のアクセス局との干渉量

この料金所に対する総与干渉電力は、 -89.47dBm である。一方、アクセス局は通信距離 100mでの 8 周波数繰り返し配置とした場合に、同一周波数局数の軽減は 9.03dB となる。

以上から ETC 本線予告局に対するアクセス局による総与干渉電力は、 -98.50dBm となる。

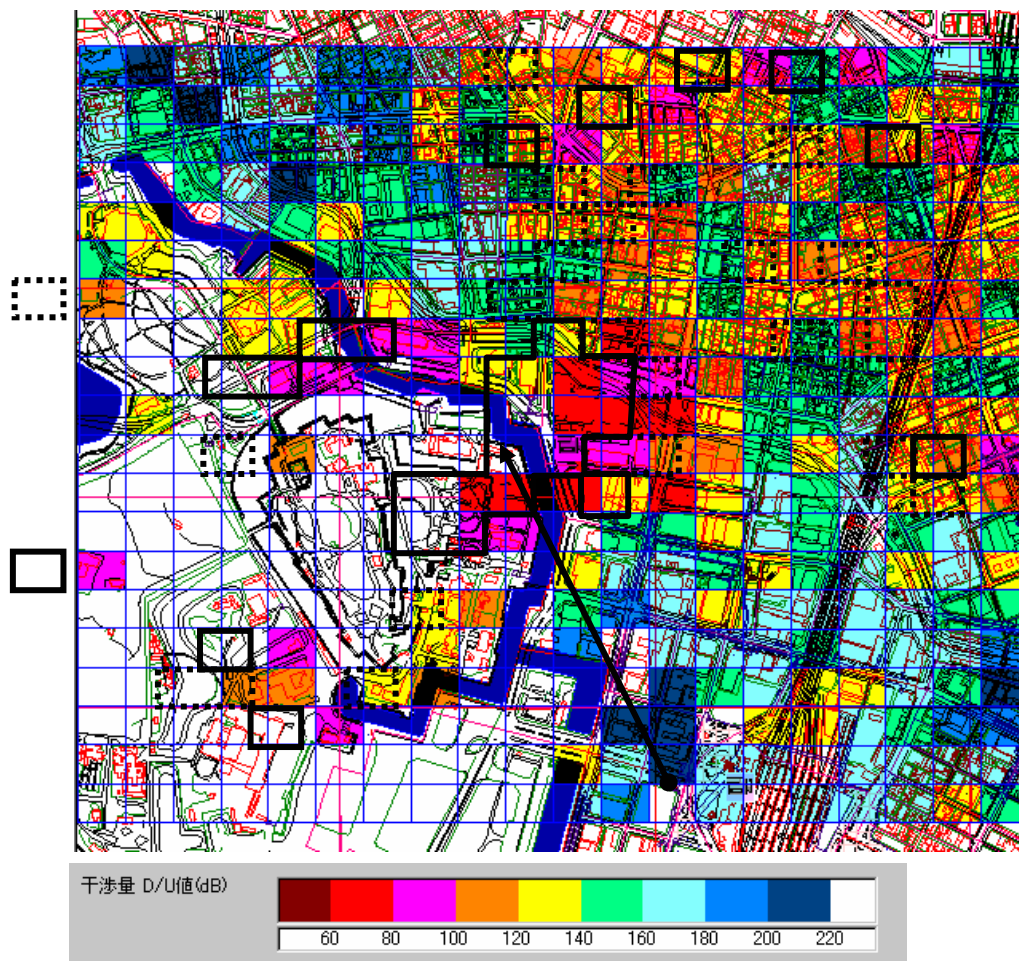
イ MVT システム

MVT システム側の干渉許容値は、 -111.8dBm ～ -101.8dBm である。

シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算するため、与干渉値は広帯域アクセス側の帯域幅 18MHz と MVT 側受信帯域幅 5MHz との間の差 5.56dB をシミュレーション結果より減じる。したがって、図 A6-4-48 のカラー干渉図における干渉許容値は、 -106.24 ～ -96.24dBm とすることとする。また、広帯域アクセスの電力は 200mW とするので、シミュレーションでは 1W を 0dB としていることとの差 7dB を減じる。図 A6-4-48 に結果を示す。上記干渉許容限界を超える広帯域アクセス局はピンク(-80 ～ -100dBm)、朱(-60 ～ -80dBm)、赤($\sim -60\text{dBm}$)で表現される。図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 28 となっている。このうちの 5 局は周辺部でかつ MVT 受信局の八木アンテナの指向性のない方向からのものである(北東部)。これはこの地域が大手町から日本橋にかけての高層オフィス街であることに起因するものと考察する。写真に見る状況からも妥当と考える。しかし、指向性下にある皇居前の大きな空間において干渉が少ないというシミュレーション結果は今後再考を要する。

消防庁 MVT 受信局に対する総与干渉電力は、 -92.57dBm である。一方、アクセス局は通信距離 100 mでの 8 周波数繰り返し配置とした場合に、同一周波数局数の軽減は 9.03dB となる。

以上から MVT 基地局に対するアクセス局による総与干渉電力は、-101.60dBm となる。



干渉量表示色一覧(単位 dB)

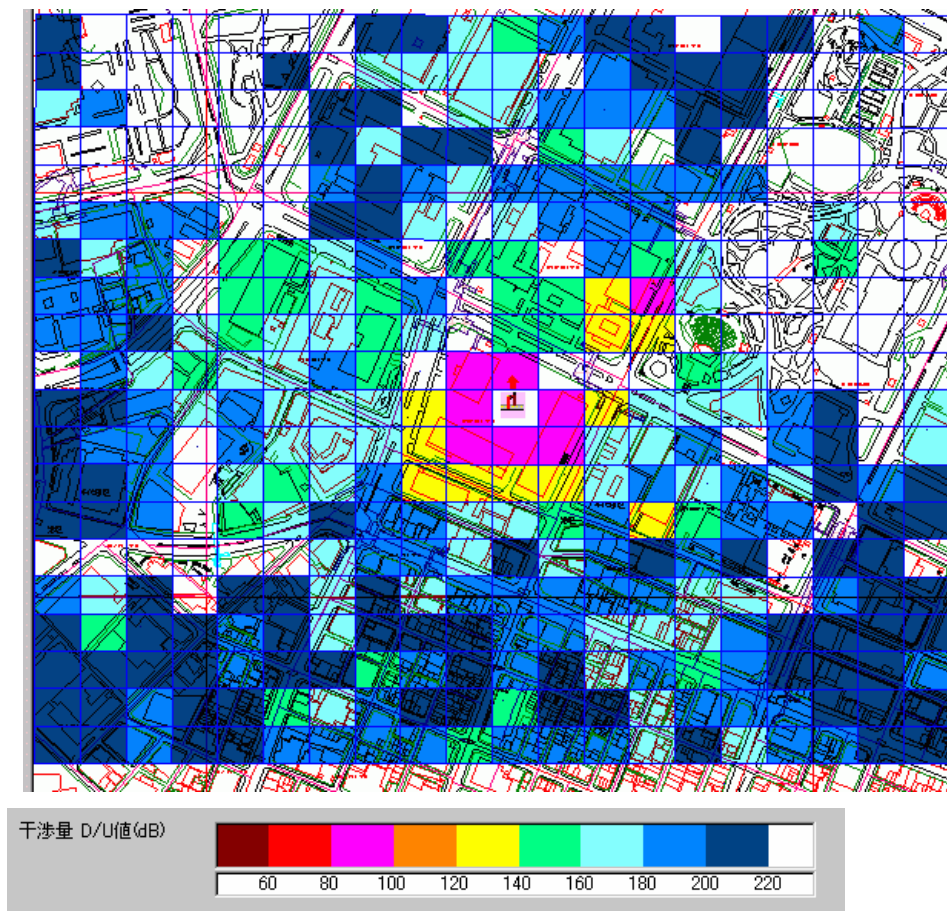
図 A6-4-48. MVT に対するアクセス局の干渉量シミュレーション結果

ウ DSRC システム

DSRC システム側の干渉許容値は、-111.8dBm~-101.8dBm である。

シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算するため、与干渉値は広帯域アクセス側の帯域幅 18MHz と DSRC 側受信帯域幅 4.4MHz との間の差 6.11dB をシミュレーション結果より減じる。したがって、後載のカラー干渉図における干渉許容値は、-106.24~-96.24dBm とすることとする。また、広帯域アクセスの電力は 200mW とするので、シミュレーションでは 1W を 0dB としていることとの差 7dB を減じる。図 A6-4-49 に結果を示す。

上記干渉許容限界を超える広帯域アクセス局はピンク(-80~-100dBm)で表現される。図の範囲(1km 四方)での与干渉局は 7 となっている。そのすべては、DSRC 局に隣接する



干渉量表示色一覧(単位 dB)

図 A6-4-49. DSRC に対するアクセス局の干渉量シミュレーション結果

ビルのアクセス局であり、距離は20m以内である。さらに、アクセス局は通信距離100mでの8周波数繰り返し配置とした場合に、同一周波数局数の軽減は9.03dBとなる。

以上から DSRC 路側局に対するアクセス局による総与干渉電力は、-101.86dBmとなる。

以上、与干渉を表にまとめる。

表 A6-4-17. 既存システムへのアクセス局からの与干渉値シミュレーション結果

既存システム	ETC				MVT	DSRC (駐車場)
	許容干渉値	-75dBm				-97.7dBm
場所	高樹町	錦糸町	大井	永福町	大手町	霞ヶ関
許容干渉値 超過局数	13	22	12	21	28	7
総与干渉 電力	-99.94dBm	-97.58dBm	-105.88dBm	-98.50dBm	-101.60dBm	-101.86dBm

<被干渉>

アクセス局干渉許容限界は-80dBm である。

以下、既存システムからの干渉をシミュレーション結果により考察する。

ア ETC システム

ETC システム側の送信出力(e.i.r.p)は, 32.8dBm である。シミュレーションでは 1W を 0dB としていることとの差 2.8dB を加算する。また, シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算しているが, アクセス局側の帯域幅が広いので, ETC システムからの干渉に対しては精算不要である。

(a)首都高速高樹町料金所

図 A6-4-44 に結果を示す。アクセス局干渉許容限界は-80dBm である。400 マスの中から干渉量の上位の局は, $x=10,y=9:-81.82\text{dB}$, $x=9,y=9:-80.41\text{dB}$, $x=9,y=10:-85.12\text{dB}$ となっている。x は水平方向の座標で中央が 10, y は垂直方向の座標で中央が 10 である。既存システム局は中央に設置しており, 干渉は $x=10,y=10$ のマスが最大となる。また, この周辺に最大級の被干渉局が生じる。ここで, 電力値の精算を行うと, $x=10,y=9:-79.02\text{dB}$, $x=9,y=9:-77.61\text{dB}$, $x=9,y=10:-82.32\text{dB}$ となる。干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局は2局となる。

(b)首都高速錦糸町料金所

図 A6-4-45 に結果を示す。干渉量の上位の局は, $x=8,y=9:-83.32\text{dB}$, $x=8,y=10:-85.82\text{dB}$, $x=9,y=10:-83.15\text{dB}$, $x=10,y=9:-80.33\text{dB}$, $x=10,y=10:-79.98\text{dB}$, $x=11,y=10:-83.60\text{dB}$ となっている。ここで, 電力値の精算を行うと, $x=8,y=9:-80.52\text{dB}$, $x=8,y=10:-83.02\text{dB}$, $x=9,y=10:-80.35\text{dB}$, $x=10,y=9:-77.53\text{dB}$, $x=10,y=10:-77.18\text{dB}$, $x=11,y=10:-80.80\text{dB}$ となる。干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局はかろうじて2局である。

(c)首都高速湾岸大井料金所

図 A6-4-46 に結果を示す。干渉量の上位の局は, $x=8,y=8:-88.58\text{dB}$, $x=9,y=8:-87.99\text{dB}$, $x=10,y=11:-86.27\text{dB}$ となっている。ここで, 電力値の精算を行うと, $x=8,y=8:-85.78\text{dB}$, $x=9,y=8:-85.19\text{dB}$, $x=10,y=11:-83.47\text{dB}$ となる。干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局は発生しない。現場の写真からも分かるように, これらの地域では道路近傍以外に高い建物がなく, シミュレーションの結果は当然といえる。

(d)首都高速永福料金所

図 A6-4-47 に結果を示す。干渉量の上位の局は, $x=8,y=10:-83.98\text{dB}$, $x=10,y=9:-82.04\text{dB}$ となっている。ここで, 電力値の精算を行うと, $x=8,y=10:-81.18\text{dB}$, $x=10,y=9:-79.24\text{dB}$ となる。干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局は1局となる。

イ MVT システム

MVTシステム側の送信出力(e.i.r.p)は、23.0dBmである。シミュレーションでは1Wを0dBとしていることとの差7dBを減じる。また、シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算しているが、アクセス局側の帯域幅が広いので、ETCシステムからの干渉に対しては精算不要である。

図 A6-4-48 に結果を示す。干渉量の上位の局は、x=9,y=10:-91.19dB, x=11,y=10:-80.03dB となっている。電力値の精算は不要なので、上記干渉量で判断し、干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局はないと考える。

ウ DSRC システム

DSRCシステム側の送信出力(e.i.r.p)は、14.0dBmである。シミュレーションでは1Wを0dBとしていることとの差16dBを減じる。また、シミュレーションにおいては帯域幅を同じとして計算しているが、アクセス局側の帯域幅が広いので、ETCシステムからの干渉に対しては精算不要である。

図 A6-4-49 に結果を示す。干渉量の上位の局は、x=9,y=9:-83.59dB, x=9,y=10:-82.58dB, x=10,y=9:-82.87dB, x=10,y=11:-84.83dB, x=11,y=11:-85.94dB となっている。ここで、電力値の精算を行うと、x=9,y=9:-99.59dB, x=9,y=10:-98.58dB, x=10,y=9:-98.87dB, x=10,y=11:-100.83dB, x=11,y=11:-101.94dB となる。干渉許容値-80dBm を超える干渉を被っているアクセス局はない。以上、被干渉を表にまとめる。

表 A6-4-18 既存システムからアクセス局が受ける被干渉量シミュレーション結果

(アクセス局干渉許容値限界は-80dBm)

既存システム	ETC				MVT	DSRC (駐車場)
既存システム送信出力	32.8dBm				23.0dBm	14.0dBm
場所	高樹町	錦糸町	大井	永福町	大手町	霞ヶ関
最大被干渉電力	-77.61dBm	-77.18dBm	-83.47dBm	-79.24dBm	-80.03dBm	-98.58dBm
干渉許容値を 超す局数	2	2	0	1	0	0

被干渉については、近傍の建物に所在するアクセス局に干渉許容限界付近の干渉が発生する。

6-4-2-5. まとめ

- ・ ワorstケースを求めて検討モデルを設定し、1対1での干渉評価、複数のアクセス局の散在する中心部に既存システムが存在する場合についての2種類の形態について、シミュレーションツールを用いて相互の干渉検討を行った。
- ・ 検討の結果、広帯域移動アクセスシステムとISM帯既存システムとの共存は、距離の設定が不可欠と考えられる。

- ・ また、MVT システムや DSRC システムについては、今後に実現するものとして対処すべきであり、これらの設置基準は今後につまべき点を勘案すべきである。
- ・ さらに、実際の環境ごとに個別に対処すべき場合もあると考える必要がある。

電気通信技術審議会諮問第 99 号<5.25～5.35GHz 帯の小電力データ通信無線システム委員会>
(1998 年 4 月 21 日付諮問, 1999 年 9 月 27 日答申)

広帯域移動アクセスシステム(無線 LAN および無線アクセス)の屋外利用を可能にするバンド新設のための既存システム(ISM バンド既存システム)との予干渉ならびに被干渉の検討調査報告 (ISM バンド調査分科会マ調 11・3-7(2002 年 3 月 8 日))

A6-4-4. 25GHz 帯における無線アクセスシステムの伝送速度高度化のための変調方式ならびにセル配置の研究

【研究目的】

20MHz のチャンネル幅による国際協調に沿う変調方式の規定と伝送速度高度化のための周波数チャンネルバンドリング化

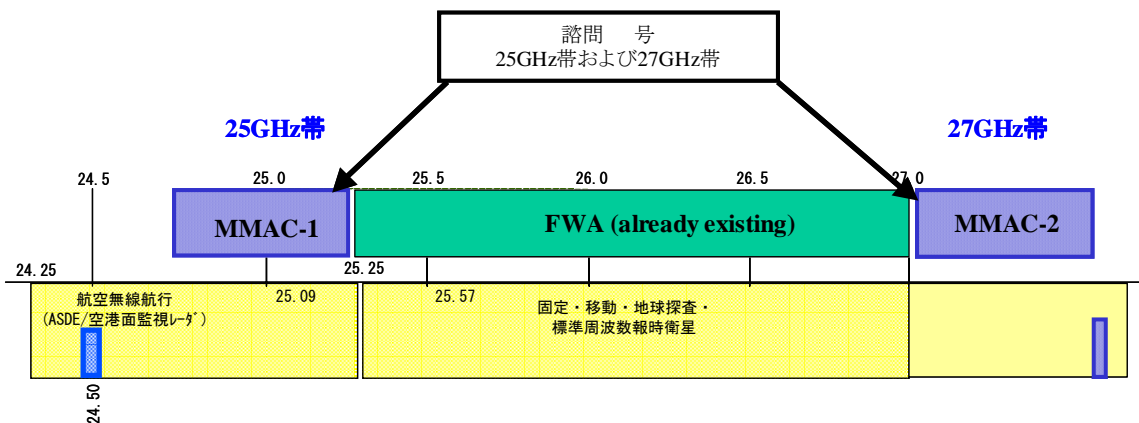


図 A6-4-50. 無線 LAN の屋外利用を可能とするバンドの新設(25GHz, 27GHz)

6-4-3-1 研究手順

- ・ この周波数帯の需要を予測する。
- ・ その需要を収容するための配分の方法を立案する。
- ・ 需要に沿った標準のあり方を明確にする。

この手順に沿い、はじめに周波数需要を予測する。

6-4-3-2. 周波数需要予測

パーソナルエリアにおいて使用されるシステムの所要周波数帯域幅の導出については、様々利用形態のうち、代表的な利用環境や利用形態を検討し、普及率や見通し率等の指標により、所要周波数帯域幅を導出する。

- ① パーソナルエリアにおいて使用されるシステムとして、ホーム/パーソナルユース、オフィスユース、ファクトリーユースが上げられている。
- ② また、一方で、アプリケーションからみたネットワークとして、イーサネットのようなベストエフォート型のデータ伝送と、動画像ストリームのようなIsochronous伝送がアプリケーションとして考えられている。
- ③ オフィスや工場内においては、企業単位で設置される可能性が高く、同一構内等に設置する場合においても、周波数の管理やコントロールが可能である。

以上をまとめたものが表1である。◎は項目に最も該当し、×は該当しないものを表す。

表A6-4-19 利用環境及び利用形態別の周波数チャンネル必要性の比較

利用環境	利用形態		周波数共用上での利用者相互調整の容易性	周波数チャンネル数のワー stakes候補性
	バースト型	Isochronous (連続使用)		
家庭	△	◎	×	◎
オフィス	◎	×	△	△
工場	◎	×	○	△

オフィスや工場での利用はバースト型通信が主で、かつ周波数チャンネルの利用上の調整も可能である場合が多く必要チャンネル条件は緩やかと考える。一方、家庭での利用はIsochronous型通信が主で、かつ近隣との周波数チャンネルの調整も困難と考えられる。そのため、パーソナルエリアにおいて使用されるシステムの所要周波数帯域幅の検討においては、家庭で使用されるIsochronousのシステムをモデルとし、所要周波数帯域幅を検討する。

利用アプリケーションのイメージ

2005年頃において、人々は高画質の画像を自分の空間すなわち自宅リビングでゆったりと享受することとなる。壁面には数10インチの高精細度のディスプレイが設置されており、このディスプレイに表示される映像や情報はそれぞれのシステムから無線で接続されされているものと考えられる。

現在すでにかかなりの普及が進んでいる40インチクラスのディスプレイできめ細かい画像で楽しむことを基にすると、伝送速度は100Mbit/s前後である。

また、鑑賞と並行してコンテンツソースからコンテンツサーバーに高品位の動画像送るような、高速画像情報を複数本同時に送る場合には、オプションとして100Mbit/sよりも高速なパケット伝送が発生する場合もある。

<条件設定>

- ① 伝送速度: 動画像伝送を中心としたアプリケーションとして、DVD/HDTVレベルの画像、さらには画

像と同時にデータを送るマルチメディアアプリケーションを想定し、平均100Mbit/sとする。

- ②1ユーザが利用する周波数量:平均60MHzとする。20MHzあたり36Mbit/sの伝送が可能な一次変調方式16QAMを用い、60MHzとすることによって108Mbit/sの伝送速度を実現するものとする。
- ③さらに高速な400Mbit/s程度のデータ伝送を行うため、1ユーザ当たり120MHzの周波数量を使用するユーザが情報機器系で10%、AV機器系で20%混在すると仮定する。(平均15%)また、出力は15dB以上低いものとする。
- ④必要となるトラヒックについては、個人が家庭で生活する時間をテレビ視聴時間等のデータなどから推計する。
- ⑤アンテナ:相互に無指向性とする。
- ⑥見通し確率:一戸建て住宅については30%、マンション等の共同住宅については50%とする。共同住宅においては、隣棟における干渉のみ検討する。
- ⑦システムは世帯を単位に普及するものとし、普及率は20%と仮定する。
- ⑧必要チャンネルの確率分布は、ユーザの行為者率を独立した事象として確率計算する。

<検討方法>

- ① 住環境:1戸建て住宅、マンション等の共同住宅の場合に分けて検討する。
- ② 家庭における生活パターンを調査の上、トラヒックを推定する。
以上から、家庭における必要チャンネル数を算出する。

最繁時のユーザ数 <利用環境と周波数セル配置>

(1)1戸建て住宅と長屋住宅

1戸建て住宅、長屋住宅の敷地面積は、平成10年度住宅・統計土地調査を基準に計算。但し、道路、共用スペースを考慮し、統計値の1.2倍を占有面積とする。

所要C/Iを25.5dB(16QAM, R=3/4に相当)とし、ガラスによる減衰を2軒分合計して6.5dBとすると、ガラスの減衰を除く空間減衰量として、25.5-6.5=19dBが必要となる。

家庭内での通信距離を6mと仮定した場合、19dBの空間減衰量を見込める距離は2乗則によると53.5mとなり、それ以上遠方に設置されたシステムからの影響は検討対象に含めなくてもよい。一方、帯域を広く使うシステムでは、17.6dB電力が低いことから、必要な距離は、7.1mとなる。半径53.5mの場合、干渉エリアは、8987m²で、半径7.1mの場合、干渉エリアは159m²となる。

これをもとに普及率20%、最繁時の視聴行為率を用いてエリア内の必要チャンネル数を計算する。

表A6-4-20 1戸建て、長屋住宅の敷地面積とユーザ数(平成10年度住宅・統計土地調査)

<普及率20%>			
敷地面積	平均面積	軒数	ユーザ数
～49m ²	48 m ²	188	38
50-74	74.4	120	24
75-99	104.4	86	17

100-149	150	60	12
150-199	210	43	9
200-299	300	30	6
300-499	480	19	4
500～	720	13	3

図1 エリア内のユーザ数確率分布(～50 m²)

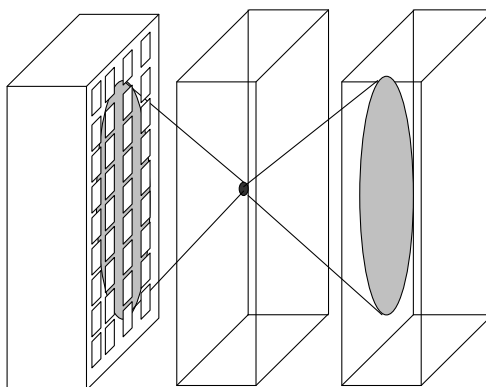
上記値を基準に、使用ユーザ数の確率を各々算出する。

表A6-4-21 1戸建て、長屋住宅における行為者率50%時のユーザ収容に必要なチャンネル数

<普及率20%>									
敷地面積	平均面積	軒数	ユーザ数	99%		95%		90%	
				ユーザ数	チャンネル数	ユーザ数	チャンネル数	ユーザ数	チャンネル数
～49m ²	48	187	37	25	7.5	23	6.9	22	6.6
50～74	74.4	121	24	17	5.1	16	4.8	15	4.5
75～99	104.4	86	17	13	3.9	12	3.6	11	3.3
100～149	150	60	12	9.5	2.85	8.5	2.55	8	2.4

(2) マンション

マンションを中心とする共同住宅では、準ミリ波帯の周波数ではコンクリート壁は遮蔽と考えられるので、隣接した建て屋のみ考える。



図A6-4-55. マンションのモデル

この場合の干渉元としてはどれだけの規模の共同住宅であるかに依存することから、本検討では、世帯数をパラメータにして必要なチャンネル数を推定する。

表A6-4-22. 高層住宅における行為者率50%時のユーザ収容に必要なチャネル数

世帯数	ユーザ総数	99%		95%		90%	
		ユーザ数	チャネル数	ユーザ数	チャネル数	ユーザ数	チャネル数
100	20	15	7.5	13.5	6.75	12.5	6.25
50	10	8	4	7	3.5	6.5	3.25
20	4	4	2	3.5	1.75	3	1.5

3. 必要周波数帯域の検討

一戸建て住宅、マンション等の集合住宅のそれぞれの場合についてのユーザ数及び周波数の繰り返し利用率に対応する見通し率により、所要周波数帯域幅を導出する。

ア) 一戸建て住宅

①100Mbit/sシステムのユーザのみの場合

25世帯がそれぞれ60MHzの周波数を使用し、システム間の見通し率を30%とした場合450MHzの周波数数量が必要となる。

②100Mbit/sシステムのユーザのうち15%程度のユーザが400Mbit/s程度の速度のシステムを使用する場合

400Mbit/s程度の速度のシステムのユーザ数は概ね1程度である。24世帯においてそれぞれ60MHzの周波数を使用し、1世帯において120MHzの周波数を用いる場合、システム間の見通し率を30%とすると468MHzの周波数数量が必要となる。

イ) マンション等の共同住宅

15世帯がそれぞれ60MHzの周波数を使用し、システム間の見通し率を50%とした場合、450MHzの周波数数量が必要となる。なお、100Mbit/sシステムのユーザのうち15%程度のユーザが400Mbit/s程度の速度のシステムを使用する場合については、システムの影響範囲や一般的な共同住宅の棟間間隔からみて、所要周波数数量を増加させる要因にはならないものと考えられる。

従って、パーソナルエリアにおいて使用されるシステムは当面、470MHz程度の周波数数量が必要である。

また、本算出は、普及率を20%とし、また、そのうちの15%程度のユーザがより高速なシステムを使用するものとして行ったものであるが、将来的な普及率の増大に対応するためには、アダプティブアレイアンテナや符号化技術、多値化技術等の進展による周波数利用効率の向上が望まれる。

まとめ

ブロードバンド通信の需要から予測した結果、25GHz帯および27GHz帯には少なくとも1ユーザが100Mbpsを享受できるだけの帯域幅を必要とすることが明らかとなった。

また、利用方法としては、公衆系とパーソナルユースがあり、これらを混在することは望ましくなく、また公衆系ではチャネル数を多く必要とすること、パーソナルユースでは伝送速度の高さを必要とすることなどから、以下の方向を結論とした。

1. 公衆系：20MHz帯域を基本として、最大3チャンネルを束ねて利用することを可とする。
2. パーソナルユース：20MHz帯域を基本として、最大6チャンネルを束ねて利用することを可とする。

なお、25GHzおよび27GHzは、それぞれに約500MHzの帯域を有しており、上記の利用別に帯域を分けることも可能である。

ただし、周波数帯別に変調方式などを異にする利用の方法は、周波数利用効率を低下させることとなり、また、普及の速度を弱める原因ともなるので、好ましくない。

できる限り、現在すでに標準化が終了している低い帯域の無線LANの標準に沿うことが望ましい。

参考文献

本研究成果は電気通信技術審議会2001年5月28日諮問の「準ミリ波帯を使用する広帯域移動アクセスシステム」の既存システム(ISMバンド既存システム)との予干渉ならびに被干渉の検討調査報告 (ISMバンド調査分科会マ調11・3-7(2002年3月8日))に20MHzのチャンネル幅による国際協調に沿う変調方式の規定と伝送速度高度化のための周波数チャンネルバンドリング化に関する提案(2002年3月8日)として反映され採択された。

Appendix 6-4-4 情報通信審議会諮問第99号<準ミリ波帯を使用する広帯域移動アクセスシステム委員会>(2001年5月28日付諮問, 2001年9月25日答申)における技術的条件等の記載事項

A6-4-5. 移動無線アクセスシステムと固定無線アクセスシステムの共存のための周波数チャンネル割り当てに関する研究

6-2-1- 研究課題無線アクセス(FWA)は5MHz幅および10MHz幅での多チャンネル化を要望, 移動アクセス(NWA)は5GHz帯無線LAN国際標準である20MHz幅でのチャンネル配置を要望し歩み寄りに困難が見られた。

4.9GHz~5.0GHz および 5.03GHz~5.091GHz における屋外利用を可とする無線アクセス, 移動アクセスの共存帯域の設置・5MHz幅, 10MHz幅, 20MHz幅の異なるチャンネル幅を持つシステムの共存ルールを設ける。

6-2-1- 方式評価無線アクセスは5MHzシステムが稼動すれば5MHzを共有する10MHzシステムの稼動率は50%に落ちるだけであるが, 移動アクセスである20MHzシステムは帯域内に一つでも5MHzシステムが稼動すれば稼動率は50%となる。解決策として, ナローバンドを低域側から配置するものとし, その上で各システムの実効チャンネル数と配置のケース全体求める。

その配置を図A6-4-62に示す。

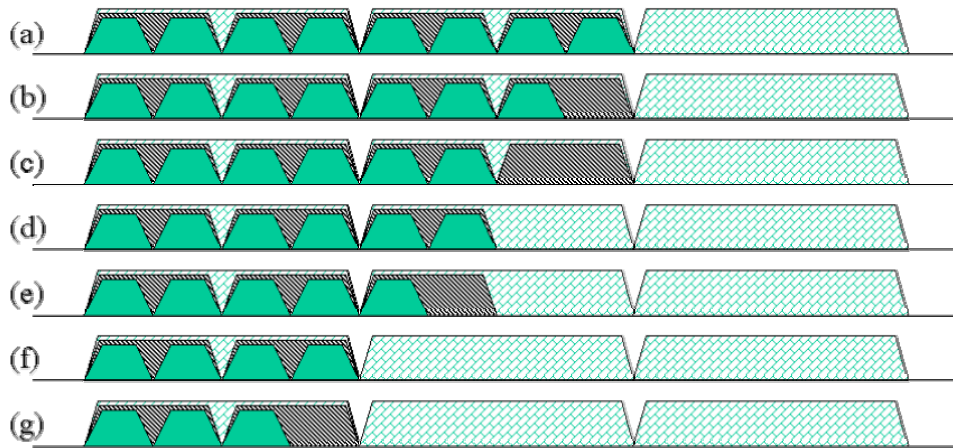


図 A6-4-62 各システムの配置組合せ

各システムの実効チャンネル数の算出式は、5MHz システムのチャンネル数を CH_{5MHz} 、10MHz システムのチャンネル数を CH_{10MHz} 、20MHz システムのチャンネル数を CH_{20MHz} とすると、

$$\# \text{ of } CH_{5MHz} = BW_x / 5MHz - \frac{2}{3} CH_{10MHz} - \frac{4}{3} CH_{20MHz}$$

$$\# \text{ of } CH_{10MHz} = BW_y / 10MHz - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{3} + \frac{2}{3} \right) CH_{5MHz} - \frac{2}{3} CH_{20MHz}$$

$$\# \text{ of } CH_{20MHz} = BW_z / 20MHz - \frac{1}{3} CH_{5MHz} - \frac{1}{3} CH_{10MHz}$$

となる。

この結果を表 A6-24 に一覧で示す。

表 A6-24 図 A6-4-62 の各号に対応した無線アクセスと移動アクセスの稼働チャンネル数比較

CH 配置	個別稼働チャンネル数算出			無線アクセス	移動アクセス
	20MHz 幅システム	10MHz 幅	5MHz 幅	5M+10M	20M
(a)	$1/16+1/16+1=1.125$	$5/8$	$1+1/4$	1.875	1.125
(b)	$1/16+1/13+1=1.139$	0.695	1.163	1.858	1.139
(c)	$1/16+1/6+1=1.229$	$1/3$	$23/24$	1.292	1.229
(d)	$1/16+1/4+1=1.313$	$5/16$	$13/16$	1.125	1.313
(e)	$1/16+1/3+1=1.396$	0.646	0.758	1.604	1.396
(f)	$1/16+1+1=2.063$	$5/16$	$5/8$	0.938	2.063
(g)	$1/13+1+1=2.077$	$5/13$	$7/13$	0.923	2.077

6-2-1- まとめ無線アクセスと移動アクセスの稼働率がほぼ等しくなるのは配置(d)である。すなわち、無線アクセス側は全帯域の低域側 1/2 に配置し、移動アクセス側は全帯域に配置する。移動アクセス側から見てチャンネル配置数が3チャンネル(全60MHz)であれば、無線アクセス側は低域側の30MHzを使用する

ことができ、10MHz 幅のシステムは 3 チャンネルを、5MHz 幅のシステムは 6 チャンネルを得られる。
 全 80MHz であれば、移動アクセス側は 4 チャンネルとなり、無線アクセス側は 10MHz 幅のシステムが同じく 4 チャンネルとなり、5MHz 幅のシステムは 8 チャンネルとなる。

参考文献以上の内容は下記の審議会に提案し、討議の末、無線アクセス側と移動アクセス側が対等のチャンネル配置として別表 A6-4-8(図 A6-46-4)に示すような配置が採択された。これは表 A6-24 のチャンネル配置(d)に相当するものである。

情報通信審議会諮問第 2004 号<5GHz 帯無線アクセスシステム委員会>(2001 年 10 月 22 日付諮問, 2002 年 5 月 7 日答申)5MHz 幅, 10MHz 幅, 20MHz 幅の異なるチャンネル幅を持つシステムの共存ルールに関する提案(2002 年 3 月 8 日)

別表 6-3-8 5GHz 帯無線アクセスシステムの陸上移動局の周波数表

<u>占有周波数帯幅が 9.5MHz を超え 19.7MHz 以下の無線設備</u>	<u>4920MHz</u>	<u>4940MHz</u>	<u>4960MHz</u>	<u>4980MHz</u>	<u>5040MHz</u>
	<u>5060MHz</u>	<u>5080MHz</u>			
<u>占有周波数帯幅が 4.5MHz を超え 9.5MHz 以下の無線設備</u>	<u>4915MHz</u>	<u>4920MHz</u>	<u>4925MHz</u>	<u>4935MHz</u>	<u>4940MHz</u>
	<u>4945MHz</u>	<u>5035MHz</u>	<u>5040MHz</u>	<u>5045MHz</u>	<u>5055MHz</u>
<u>占有周波数帯幅が 4.5MHz 以下の無線設備</u>	<u>4912.5MHz</u>	<u>4917.5MHz</u>	<u>4922.5MHz</u>	<u>4927.5MHz</u>	
	<u>4932.5MHz</u>	<u>4937.5MHz</u>	<u>4942.5MHz</u>	<u>4947.5MHz</u>	
	<u>5032.5MHz</u>	<u>5037.5MHz</u>	<u>5042.5MHz</u>	<u>5047.5MHz</u>	
	<u>5052.5MHz</u>	<u>5057.5MHz</u>			

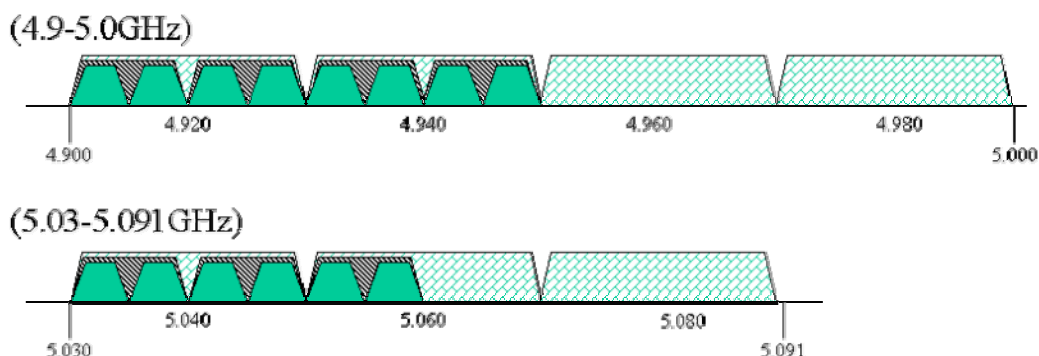


図 A6-46-4 電気通信技術審議会答申に適用されたチャンネル配置

第7章 OFDM方式5GHz帯無線LANの屋外利用研究

2010年には携帯電話(セルラ)も最高1Gbpsの通信を可能にするべく国際標準機関ITU-Rにて指針が出された。この高速の技術は現在の無線LANの持つOFDM技術で支えるべきと考えられる。5GHz帯無線LAN(IEEE802.11a, ETSI BRAN HiperLAN2, MMAC-HiSWANa)[1][2][3][4][5]はオフィスや家庭での利用で研究されているが、屋外でも利用可能かどうかは今後を決める大きな要素である。第4世代移動通信の基礎研究として、著者の関わってきたこのOFDM型無線LANを用いて屋外利用の実証実験を行った。実験内容はつぎの3種とした。

- (1) 屋内伝搬特性
- (2) 高速移動体に対する伝送特性
- (3) 高速移動体に対する低遅延リアルタイム伝送特性

セルラ系をカバーする高速移動性と、セルラ系に不得意な上りリンクの高速伝送能力を実際の利用現場で検証した。国際的に共通仕様とされるOFDM無線LANシステムを用いて、セルラ系をカバーする高速移動性と、セルラ系に不得意な上りリンクの高速伝送能力を実際の利用現場で検証した。

7-1 標準仕様無線LANシステムの屋内伝搬特性の検証

はじめに無線LANの所期の目的である屋内使用での特性検証を行った。屋内使用の典型としてオフィス環境を取り上げた。他の利用環境には無線ホットスポットや家庭内が考えられるが、伝送距離の点からはオフィスが最も広く遠いケースと考えられ、これを取り上げた。

7-1-1 システム諸元

検証に用いるシステムはARIB STD T-70 <HiSWANa>とした。また、屋外での評価と対比できるように、周波数は屋外使用が可能な5.03~5.091GHz帯とする必要があり、この帯域は免許制となっていることから実験局免許を取得した。無線諸元は表7-1-1の通りである。送信出力は法制上は最大250mW(無線設備規則第49条の20「小電力データ通信システムの無線局の無線設備」による)であるが、市販の高周波用デバイスを利用して通常の無線LAN並みの10mWとした。

表7-1-1 無線システム諸元

	項目	仕様	仕様書 ARIB STD T-70	実測値
1	周波数	5,040MHz, 5,060MHz 及び 5,080MHz	3.2(3)イ	5,040MHz, 5,060MHz 及び 5,080MHz
2	変調方式	OFDM	3.3(1)	OFDM

3	送信電力	50mW/MHz 以下, 最大 250mW 以下	3.3(2)	10mW 100mWe.i.r.p (10dBi アンテナ時)
4	帯域幅	18MHz 以下	3.3(11)	16.5MHz
5	伝送速度	10Mbps 以上	3.3(6)	最高 21Mbps

図 7-1-1 に用いた無線 LAN のカード型端末を, 図 7-1-2 に無線 LAN 基地局を示す. それぞれの無線システム諸元は表 7-1-1 に示した通りである. 図 7-1-3 に基地局用アンテナを示す. 図から分かるように無線基地局はアンテナダイバーシチ機能を備えている. この機能は, アンテナ, 受信系, 送信系をそれぞれ 2 系統備えており, 2 本のアンテナから受信したそれぞれの受信電力の大きさを比較してアンテナを選択すると共に, その選択したアンテナから送信を行うものである. ただし, シングルキャリアの通信システムと異なり, 複数のサブキャリアを持つ OFDM は, サブキャリア毎にアンテナを選択できる. これにより周波数選択性フェージングによるサブキャリアの消滅を最大限に防いでいる.



図 7-1-1 5GHz 無線 LAN 端末



図 7-1-2 5GHz 無線 LAN 基地局

OFDM 仕様は国際統一標準に準拠したもので, 表 7-1-2 に OFDM シンボルのパラメータ一覧を示す. サブキャリア本数はデータキャリア 48 本, パイロットキャリア 4 本, キャリア配置数 64 本, ガードインターバルは 800ns の長遅延モデル対応である.

表 7-1-2 OFDM シンボルのパラメータ

パラメータ	数値
サンプリング周波数 $f_s = 1/T$	20MHz
有効シンボル区間 T_U	$64 \times T$ $3.2 \mu s$
サイクリックプリフィックス区間 T_{CP}	$16 \times T$ $0.8 \mu s$
シンボル区間 T_S	$80 \times T$

	4.0 μ s(
データサブキャリア数 N_{SD}	48
パイロットサブキャリア数 N_{SP}	4
全サブキャリア数 N_{ST}	52 ($N_{SD}+N_{SP}$)
サブキャリア間隔 f	0.3125MHz ($1/T_U$)
ガードインターバル GI	800ns

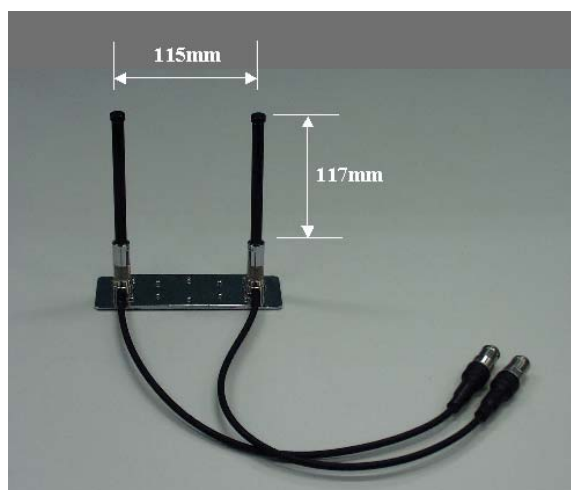


図 7-1-3 5GHz 無線 LAN 基地局用アンテナ(無指向性 ダイバーシティ)

表 7-1-3 にサブキャリアに対する変調(一次変調)の変調方式と、これに対応する伝送速度、およびそれぞれの所要受信レベルを示す。変調多値数が低いモードほど、少ない電力で受信が可能である。BPSK と 64QAM の間にはおよそ 17dB の開きがあり、電力にして 50 倍である。単純な計算では、伝達距離の比は約 7 倍となる。すなわち、64QAM が到達する距離を 1 とすると、16QAM(9/16)では 2.2 倍、QPSK(1/2)では 4.4 倍、BPSK では 7 倍となる。

表 7-1-3 サブキャリア変調方式・符号化率に対する最小受信感度

PHY モード		伝送速度 (Mbit/s)	最小受信感度 (dBm)
サブキャリア変調方式	符号化率		
BPSK	1/2	6	-85
BPSK	3/4	9	-83
QPSK	1/2	12	-81
QPSK	3/4	18	-79
16QAM	9/16	27	-75
16QAM	3/4	36	-73
64QAM*option	3/4	54	-68

ここで送信電力 P_{out} を 10mWとした場合の 5GHz帯の理論的到達距離 L_{th} を算出する。いまサブキャリア変調方式を符号化率 1/2 の QPSK とすると、最小受信感度 P_{rec} は -81dBm であるから、

$$L_{th} = \frac{\lambda}{4\pi} [\exp\{\frac{1}{10}(P_{out} - P_{rec} + G_{Atx} + G_{Arec})\}]^{\frac{1}{2}}$$

ここで、

5.04GHz の波長 $\lambda = 3 \times 10^8 / (5.04 \times 10^9)$ (m),

送受各アンテナ利得 $G_{Atx} = G_{Arec} = 2.2$ (dBi)

を適用すると、理論的到達距離 L_{th} は

$$L_{th} = 110.84(m) \quad \text{となる.}$$

これにより、16QAM(9/16)では 0.5 倍の 50.42m、同期確立に必用な BPSK は 1.59 倍の 176.34m となる。

すなわち、最大距離 50m 程度のオフィスでは 10mW 出力での無線 LAN により 16QAM(9/16) の 27Mbps 伝送が期待できることとなる。ただし、上りリンクと下りリンクを対等に行っている場合は一方の伝送速度は 13Mbps 程度となろう。今回用いた実証用のシステムも、上下リンクの配分を対等としている。

7-1-2 伝搬特性測定環境

図 7-1-4 に屋内伝搬特性を測定するための屋内環境モデルを示す。奥行き約 24m、差し渡し約 70m、高さ約 3m のオフィス空間で測定を行った。



図 7-1-4 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN の屋内伝搬特性測定現場
(手前奥に基地局を設置)

図 7-1-5 に測定点の格子と基地局の位置を示す。基地局は同図左端の赤○に設置した。移

動端末を持ち、フロア全体を移動しながら、端末側で伝送速度を測定した。測定箇所は図の6m格子の位置で行った。図中、灰色で着色された部分は立ち入ることのできないエリア(空調設備や電波暗室)である。なお、オフィス内には約40%の人員(約50名)が作業をしている状況とした。このうち、約5%の人(約4名)が平均的に歩行状態にある。壁面は一方はガラス窓と円形柱(鉄製)で、他方は高さ1,800mmの事務用キャビネット列(鉄製)である。天井は防火用石膏ボード、床はクロスの上げ床(骨格はアルミダイキャスト)である。

7-1-4 測定結果

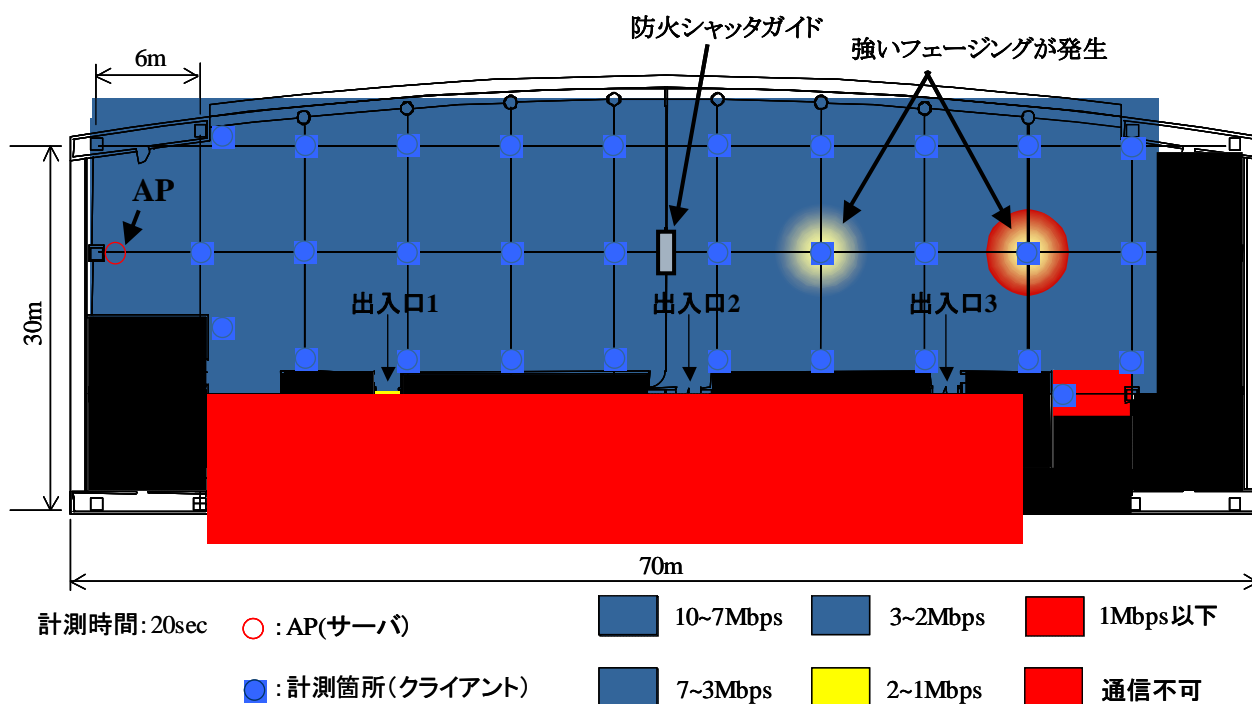


図 7-1-5 5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN の屋内伝搬特性測定例

測定は格子点に相当する各事務机(高さ650mm)の机上で行った。各机は高さ1,200mmのパーティションで囲われている。パーティションは内部に金属フレームを持っているために5GHzの電波は透過する際に減衰する。したがって主たる伝搬は天井もしくは壁面からの反射波でなされると考えられる。図7-1-5に各測定点で得られた伝送速度を色で表示した。通信不可能の場所は赤で示した。3箇所の出入口から外側は通路であり、通路とオフィスの間はコンクリート製の壁や1,800mm高の鉄製キャビネット列で仕切られている。このため、出入口1近傍以外では通路での通信が全く不可能となっている。オフィスの中においては、差し渡し70m近いエリアすべてでほぼ7~10Mbpsの伝送がしっかりと得られている。ただし、図7-1-6に示す中央の鉄製防火シャッターガイド(幅309mm、厚み140mm)によるものと



図 7-1-6 屋内伝搬試験にて伝搬に支障を与えたと推定される防火シャッタガイド
(幅:309mm 厚み 140mm, 鉄製)

思われる不感エリアと高感度エリアの発生が確認された。直接波もしくは天井での反射波の伝達が阻害され、壁面による反射波のみにより伝送された結果のフェージングであると推察される。濃い青色部分は伝送速度が 13Mbps に近いものとなっており、赤色部分はほとんど通信が不通となった。このような場所では、端末側のアンテナを指向性を持つものに変えることが有効と考える。基地局側はダイバーシティアンテナを用いているが、約 50m の距離にありダイバーシティアンテナから見て左右対称の位置となっていることから、基地局側のダイバーシティは効果が薄いとも考えられる。

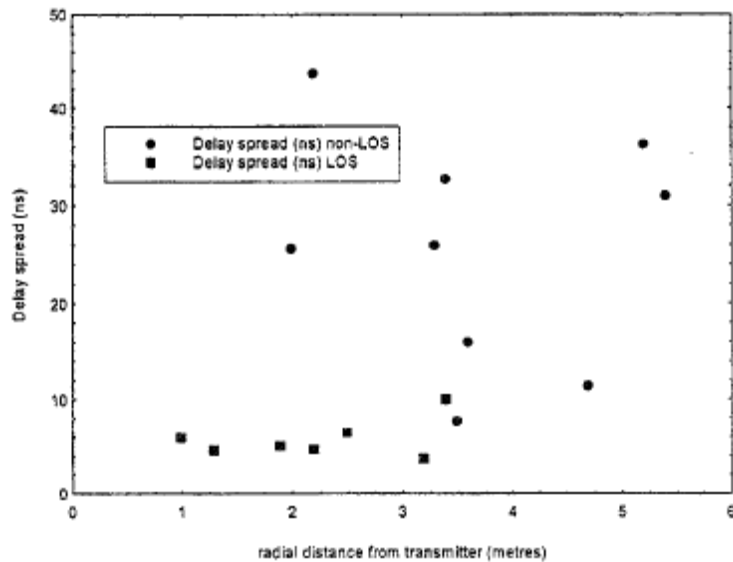


Fig.6-1-7 5GHz 帯における事務所内での遅延スプレッド (LOS:■と non-LOS:●)

Fig.6-1-7 は見通し通信 (LOS: Line on Sight) と非見通し通信 (non-LOS) との比較をした

J.T.E.McDonnell 氏らの研究である[6]. およそ 6m の奥行きのおフィス内での LOS が■で、non-LOS が●で示されており、遅延スプレッドが LOS では 10ns 以下に収まっているのに対して、non-LOS ではわずか 2m の距離だけ離れた点でも 40ns を超す遅延が発生することが分かる. また, Fig.6-1-8 は同じく J.T.E.McDonnell 氏らの研究であり, LOS 通信での RDS(RMS delay spread: 実効平均遅延スプレッド)特性を同じく 6m×7m のオフィスにて検証したものである[7]. 基地局は X 軸方向 5.8m, Y 軸方向-4.28m の位置に置かれている. 基地局直下では RDS は小さいが, 距離の増加とともに急激に RDS は増加するが, 約 5m 以上ではほぼ均一の RDS になることが分かる. 著者の実測での値もオフィス内で非常に均一であった. なお, 測定格子を 6m としたために, Fig.6-1-8 にて測定されている基地局近傍半径 5m 以内のエリアの急激な反射波環境の変化は把握できていない. しかし, 6m 以上離れたエリアでは Fig.6-1-8 と同様の安定した状態となることが観測できた. なお, 人の歩行による影響は, ほとんど観測されなかった.

7-1-5 まとめ

5GHz 帯無線 LAN は, 送信電力 10mW, 無指向性アンテナを用いた場合に, 屋内の見通しエリアにおいては 70m 近くまで, かなり安定して 7~10Mbps の伝送速度が得られることが分かった. これにより, LAN ケーブルの無線接続が十分に可能であることがいえる. 通信は上りと下りに伝送速度を当分に配分した状態で測定したために, 7~10Mbps は, QPSK(1/2)から 16QAM(9/16)のモードにあると考えられる.

なお, 直接波が遮られた場合には強いフェージング作用が発生することも確認された. このような場合は, 端末側に指向性の高いアンテナを用いることが望ましいと判断した.

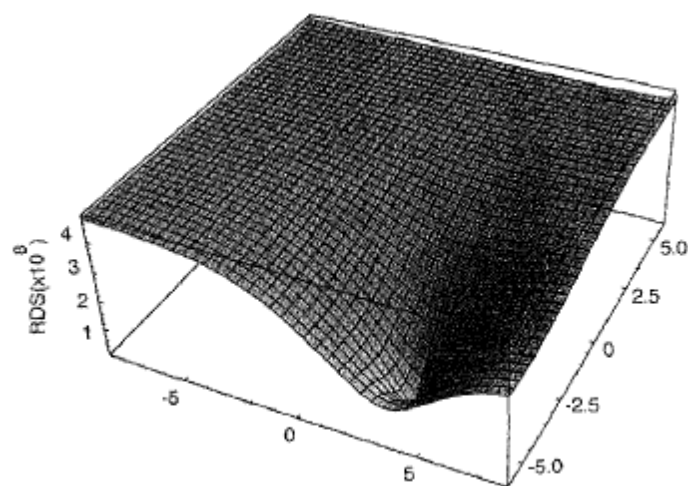


Fig.6-1-8 5GHz 帯における事務所内における RDS(RMS delay spread) のシミュレーション結果 (5.2GHz, 基地局位置(x,y)=(5.8, -4.28))

7-2 標準仕様無線 LAN システムの高速移動性に関する研究

つぎに携帯電話(セルラ)系が果たしている機能をカバーするために、高速移動性の確認を行った。高速移動体に対する無線伝送能力を把握するために、高速鉄道車両を利用した。2003年1月にJR四国予讃線において特急いしづちに標準無線 LAN システムを搭載し、走行中に駅舎に設置した基地局からのインターネット回線を受信する実験を行った。これは総務省四国総合通信局 2002 年度研究会の「列車インターネット」実験の一環として行われた[9]～[20]。

7-2-1 理論特性の事前確認

7-2-1-1 理論的移動速度

5GHz 帯無線 LAN(IEEE802.11a, ETSI BRAN HiperLAN2, MMAC-HiSWANa)[1][2][3]は OFDM を共通の無線レイヤに持つなど、国際的に仕様を共通化している。準静止を目的にしたこれらの無線 LAN の高速移動体への対応能力の理論限界を

- ・フェージング環境への対応性
- ・高速ドップラーシフトへの対応性
- ・ハンドオーバー機能

について予め検証する。



図 7-2-1 5GHz 帯 OFDM 型無線 LAN の高速移動体への利用可能性を実証した四国 JR「列車インターネット公開実験」(総務省四国総合通信局 2002 年度研究会)
(写真は予讃線多度津駅付近/座席右端は著者)

7-2-1-2 フェージング環境に関する検討

図 1 に OFDM 方式無線 LAN 標準化の評価基準(C)として定められた市街地屋外遅延波モデルにおいて、2本のダイバーシチアンテナそれぞれの受信状況を示した例であるが、どちらも 2MHz 置きに山谷が生じている。

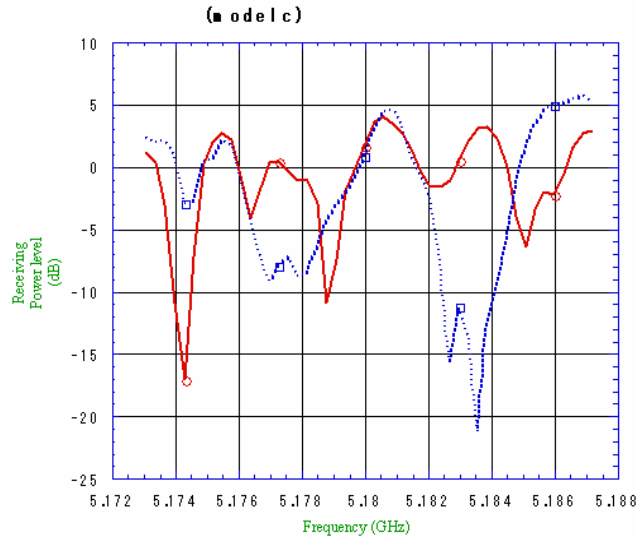


図 7-2-2 5GHz 帯のマルチパスフェージング例 (Model-C)

5GHz 帯 OFDM 型無線 LAN は一般にはシングルキャリア並みの等化器を必要としない。フェージングへの対処は遅延波(反射波)を低減することが基本と考え、図 7-1-5 に見られるように送受とも 10dBi ホーンアンテナを採用した。

7-2-1-3 ドプラーシフトに関する検討

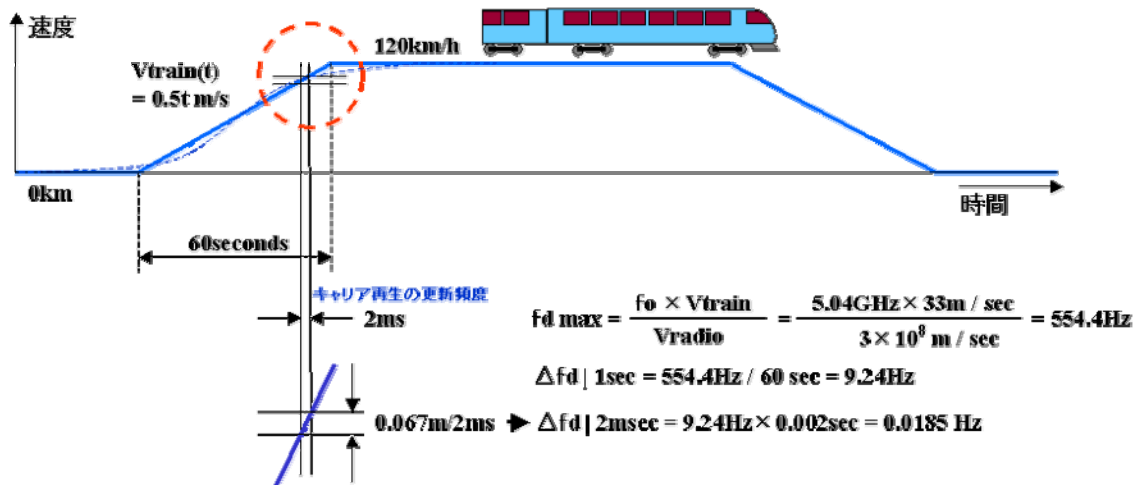


図 7-2-3 列車におけるドップラーシフトの影響の検証

図 7-2-3 は列車が速度を約 120km/h まで2分で加速する状態を示したものである。無線 LAN 側のキャリア再生の更新サイクルは 2ms なので、5GHz がうけるドップラーシフトの影響は 0.0185Hz となる。他方 OFDM サブキャリアは 312.5kHz でありドップラーシフトによる位相ずれは 0.0013 度となる。ちなみに 0.1ppm のシンセサイザの周波数精度は 504Hz であり、ドップラーシフトは問題とならないことが分かる。



図 7-2-4 特急<いしづち>に設置した実験システムの一部
(中央が 5GHz 無線 LAN 用のホーンアンテナ)

図 7-2-5 に実験に使用した 5GHz 帯無線 LAN システムを示す。長距離伝送を可能にするためにホーン型アンテナを利用する。E.I.R.P.は基地局、車載(移動)局ともに 100mW となる。表 7-2-1.に無線系の仕様を示す。公衆サービス向けの仕様の ARIB STD T-70 を用いた。通信は 2ms の定長のフレームで行われ、128 に分割されたスロットをユーザに割り当てる形式のものである。

表 7-2-1 実験に使用した 5.03GHz 帯無線 LAN システムの無線系仕様

	項目	仕様	仕様書 ARIB STD T-70	実測値
1	周波数	5,040MHz, 5,060MHz 及び 5,080MHz	3.2(3)イ	5,040MHz, 5,060MHz 及び 5,080MHz
2	変調方式	OFDM	3.3(1)	OFDM
3	送信電力	10mW/MHz 以下, 最大 200mW 以下	3.3(2)	10mW 100mWe.i.r.p (10dBi アンテナ時)
4	帯域幅	18MHz 以下	3.3(11)	17-1MHz
5	伝送速度	10Mbps 以上	3.3(6)	最高 21Mbps



図 7-2-5 実験に使用した 5.03GHz 帯屋外用無線 LAN システム
 (左:基地局 右:車載(移動)局, いずれもアンテナは 10dBi ホーン型)
 (松下通信工業株式会社製)

7-2-1-4 ハンドオーバーに関する検討

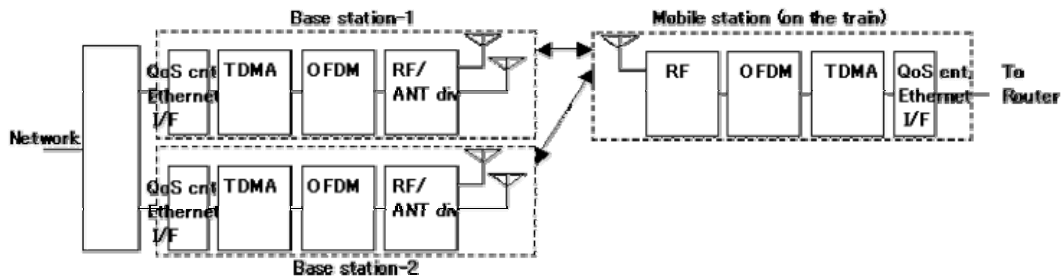


図 7-2-6 システム構成(左:地上側, 右:列車側)

図 7-2-7 に列車と地上との無線 LAN システムを示す。地上に基地局を 2 台配置し、その間を基地局ハンドオーバーさせる。

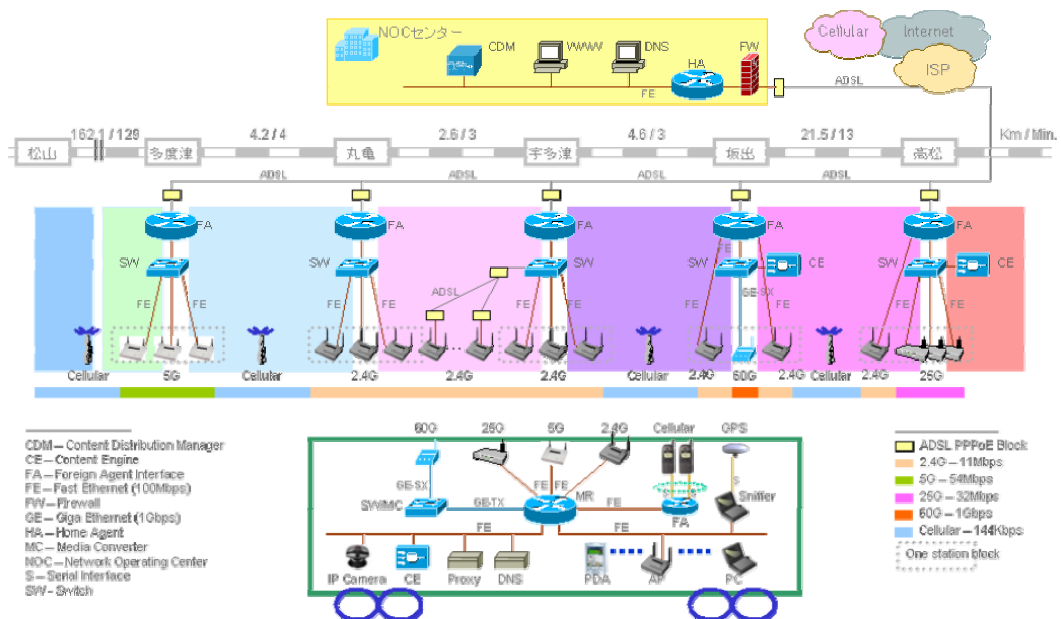


図 7-2-7 列車インターネット実証実験のシステム図

また、それぞれの基地局はダイバーシチアンテナを持つためダイバーシチハンドオーバを機能させる。基地局間ハンドオーバは列車側端末により行われる。なお列車には他の無線 LAN やセルラも設置して補完したが、これらの切替はモバイル IP により管理されたモバイルサーバーの交換機機能が果たした。使用したモバイル IP 環境とモバイルルーターは Cisco Systems 社製の Cisco IOS Mobile Networks (ルータ制御ソフトウェア)で RFC3220 に準拠したものである。

7-2-2. 予備実験(1) 高速道路における無線通信

高速移動体における無線通信の予備実験として、高速道路において車車間および路車間の通信を行った。

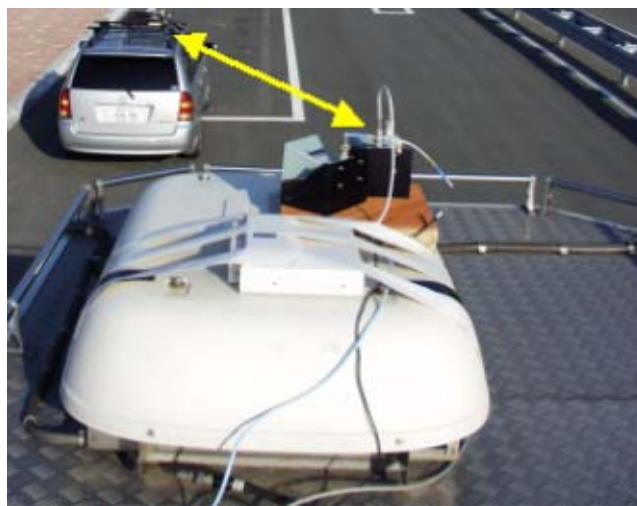


図 7-2-8 車車間通信による高速移動体間の通信実験

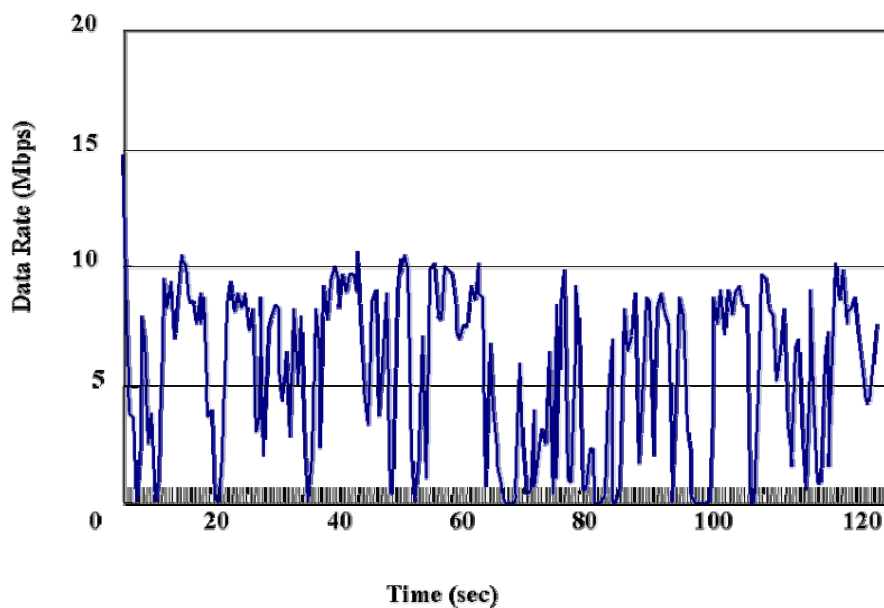


図 7-2-9 車車間通信実験における受信された伝送速度例

図 7-2-8 は車車間通信の実験状況を示すもので、2台の実験車両にそれぞれアンテナを向かい合わせて設置し、約 100m の距離を保って走行しながら通信品質を確認した。図 7-2-9 は車車間通信における通信速度の測定結果を示したもので、横軸は時間軸である。通信速度は安定せず、ピークでは約 10Mbps となるが、ゼロになることが頻繁に起きる。これは、走路上の反射物からのドップラー周波数が正負の両方の成分を持つためと考える。このため、シンセサイザが判断を誤ることが多く、大きな周波数誤差による通信品質の劣化につながっていると考える。

図 7-2-10 は、一方を固定させた場合すなわち路車間通信の伝送試験を示す。

この結果は図 7-2-11 に示すようにスタート時点は 12Mbps を超す伝送速度であり、徐々に距離が増すにつれて減り距離 300m では 3Mbps 前後になるがその後 800m までは 3Mbps を保つことが確認できた。これは 5GHz 無線 LAN に装備された適応変調が、はじめに 16QAM など高能率のモードにあるが、伝送品質の低下と共に QPSK など低速度ではあるが堅牢なモードに切り替わることを示している。

図 7-2-10 に北氏ほかの長距離伝送での同様の実験報告を示す[8]。同図は伝送速度ではなく受信電力を元に距離をパラメータにした測定をしたものである。距離 100m から 800m までの間の受信電力の減少は、10dB～15dB であることが分かる。この図からも 100m 地点において受信電力-73dBm として



図 7-2-10 路車間通信で伝送速度の測定(横須賀三浦縦貫道)

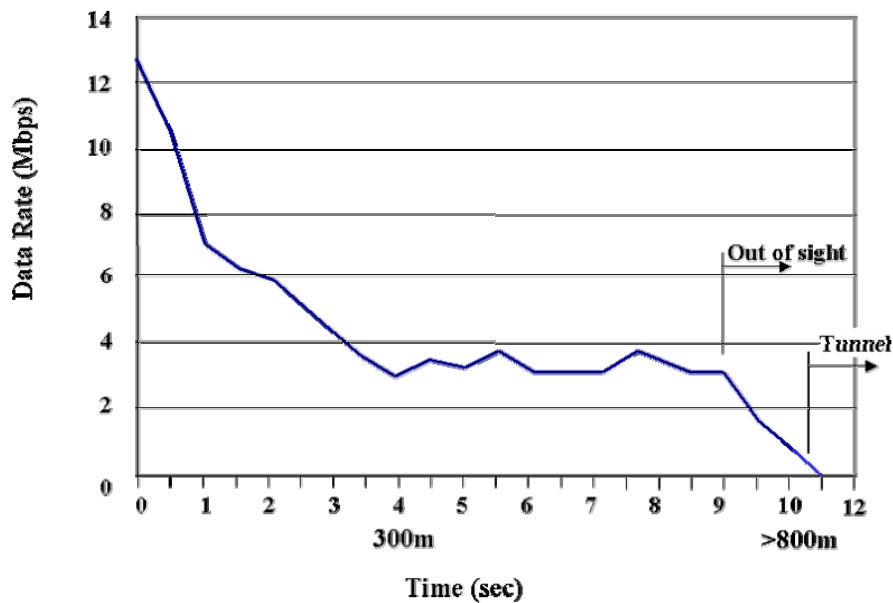


図 7-2-11 路車間通信における受信された伝送速度測定結果
(横軸は時刻測定時刻であるが, 距離に対応しているとの判断)

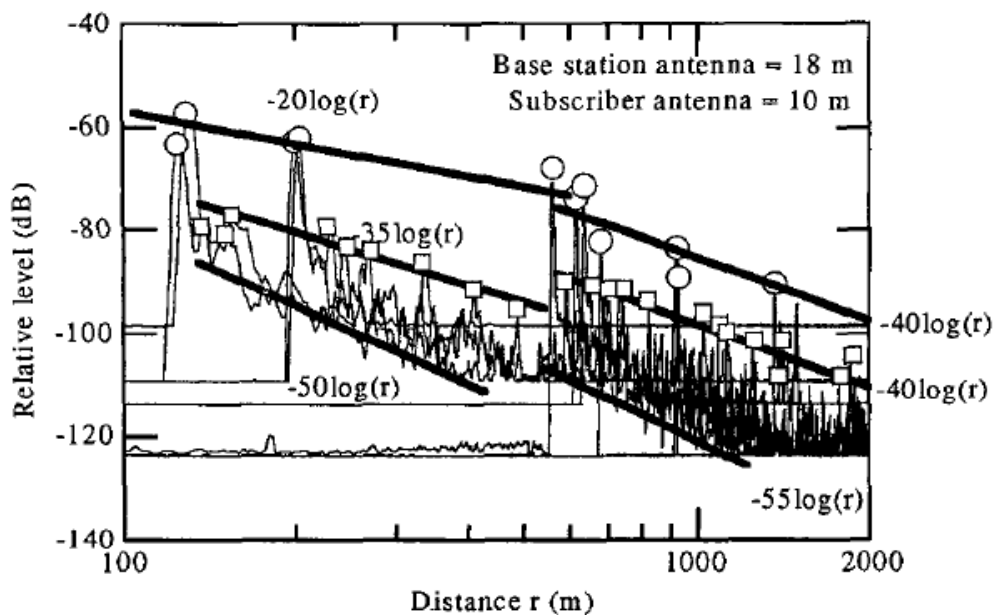


図 7-2-12 5GHz 帯における屋外での伝送速度実測例 [8]
(○は直接波, □は反射波と分析されている)

16QAM(9/16)により上り下り各 13Mbps 程度の伝送速度が得られ, 800m 地点にて受信電力 -85dBm として BPSK(1/2)により上り下り各 3Mbps 程度の伝送速度となることと符合する. この予備実験により, 路車間通信においては, 送信電力 10mW と 10dBi の送受各指向性アンテナの構成によるシステムでは, 伝送距離と伝送速度は, 距離 800m で総合 6Mbps の能力を期待

できると判断した。

7-2-3 予備実験(2) 混雑車両内における無線通信

つぎに、第2の予備実験として、混雑した列車内で無線 LAN 電波が隅々まで到達するかどうかの確認を行った。図 7-2-12 にバスを借りて列車内が満員の状況を作り出して無線 LAN の伝搬特性を把握した。同図左は列車内部に乗客がいない空車の場合の伝搬特性を示している。青は誤り率が高く、赤は誤り率が低い席であることを示している。基地局は運転席脇(図下側)に置かれており、青と赤が交互に発生していることが分かる。これに対して満員の状態(同図右)では、運転席側の客席は青が発生していない。赤の発生も少ない。赤と青はフェージングの山谷が作られていることを示しており、この実験結果から判断すれば、空車時よりもむしろ満員状態の方が、フェージングが抑えられて、好ましい状況を作り出すとも考えられ、満員列車が無線 LAN を使えない状態にすることは少ないと見られる。



図 7-2-12 予備実験その2 列車内が満員の状況での無線 LAN の伝搬特性把握

7-2-4 5.03GHz 帯における回線設計

・目的:5.03GHz 帯屋外利用環境における実現可能なサービス形態を検討するために回線設計を行い伝達距離等の予測を行う。

7-2-4-1 設計条件

システムの用途として高速移動する鉄道車両と地上との間のブロードバンドモバイル通信とする。

このため基地局および車載局側ともに高利得のホーンアンテナを用いる。伝搬距離は数 100 mを対象とするので伝搬路における減衰量は、純粋な自由空間での減衰量として、降雨減衰などは考慮しないものとする。

表 7-2-2 に回線設計の結果を示す。機器は基本的に前節 7.1 にて用いたものと同一のものであるが、長距離伝送を可能にするために、送受信とも利得 10dBi のホーンアンテナを用いた。また、特急列車のフロントガラスは冬季の降雪や着霜を防止するための熱線入り強化ガラスが用いられていた。事前の透過試験により、5GHz 帯でのガラス透過減衰量は約 2dB であることが分かった。

表 7-2-2 高速鉄道車両への無線伝送を試みるための回線設計

項目	方式	設定値	設定理由/条件/限界
アンテナ利得	ホーン	10 dBi	半値角 30 度.
無線回線貫通でのアンテナ利得積 [G _p]	Max.ホーン	20 dBi	送受ともアンテナ利得 10dBi
受信 NF[NF]		5 dB	5GHz 帯デバイスの実力値から.
熱雑音[N]		-101.7 dBm	雑音帯域幅=16.25MHz
総雑音量 [N _{TOTAL}]		-96.7 dBm	N+NF
送信電力 [P _{OUT}]		10mW	電波法による上限値 P _{max} =250mW
放射電力 [E.IR.P.]		120mW	
所要 C/N (16QAM:R=3/4) (QPSK:R=1/2)		(21.3 dB) (12.2 dB)	モデムの所要 C/N に高速移動環境によるドップラー、フェージング等へのマージン 7dB を加算. モデム所要 C/N: 16QAM(=14.3dB) QPSK (=5.2dB)
列車運転席窓ガラス 透過伝搬減衰[L _g]		約 4dB	風防のための複合ガラス:2dB(入射 45 度) 霜融解用 3mm ピッチ電熱網:2dB

列車での実験場所は、ほぼ 1km 先から駅ホームまでの間を 2 基の基地局で通信を確保。基地局の持つダイバーシチ合成のための各 2 基の 10dBi ホーンアンテナを、高速ハンドオーバーとするため線路上に配置した。さらに列車側アンテナと指向性が同一方向となりリンクしない領

域に対して、Fig.7-2-13(右)に示すホーム安全確認用ミラー(アルミ蒸着鏡)を反射鏡として用い伝搬路を確保することを試みた。結果は直接波と同等の通信品質が得られた。

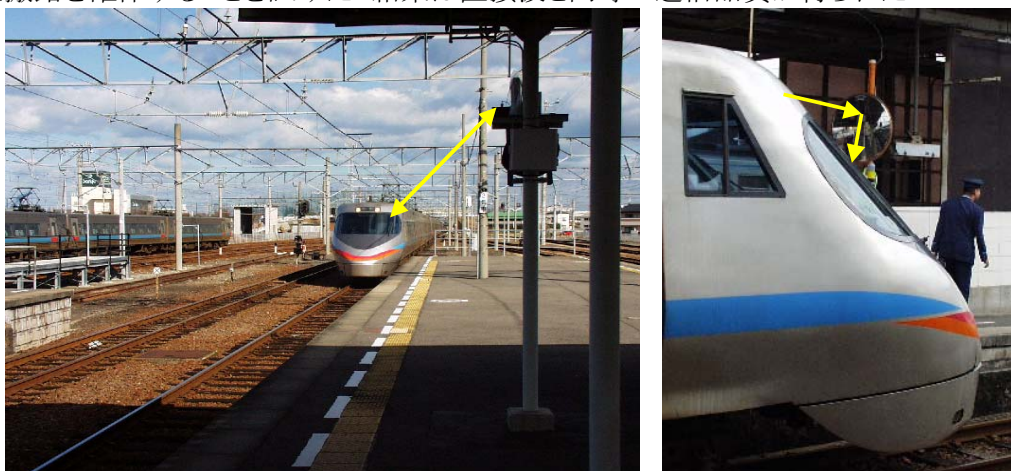


図 7-2-13 実験環境
(左:JR 四国多度津駅構内)
(右:反射波生成に試用したホーム監視用ミラー)

7-2-5 実験結果(高速移動性についての検証)

図 7-2-15 に示すように 800m エリアまで、かつ 95km/時の速度で、2Mbps 以上の通信を達成した。列車の走行中と停車時のそれぞれの状態での通信状況を統合して図 7-1-14 に示す。これらをまとめると、

- ・伝送速度:距離 800m, 95km/時にて 2Mbps 以上
- ・ハンドオーバー速度:異なる基地局間で約 1 秒
- ・エリア拡大に反射物利用が有効(交通用ミラーなど)
- ・情報伝送速度:ダイバーシティなしで 13.5Mbps

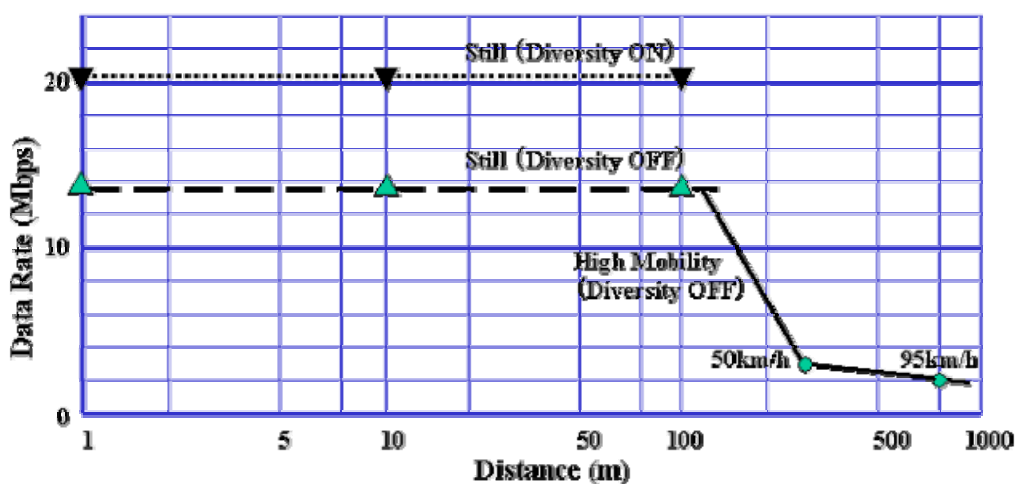


図 7-2-14 移動速度および伝送距離と情報伝送速度

であった。この数値は送信電力が 10mW におけるものであり、法定上限の 250mW まで強化することにより距離は 1～3km にすることが可能であり、あるいは高速走行時の伝送速度を 5 倍の 10Mbps とすることが可能である。以上から OFDM 型無線 LAN は高速移動体でも利用できると確信に至った。

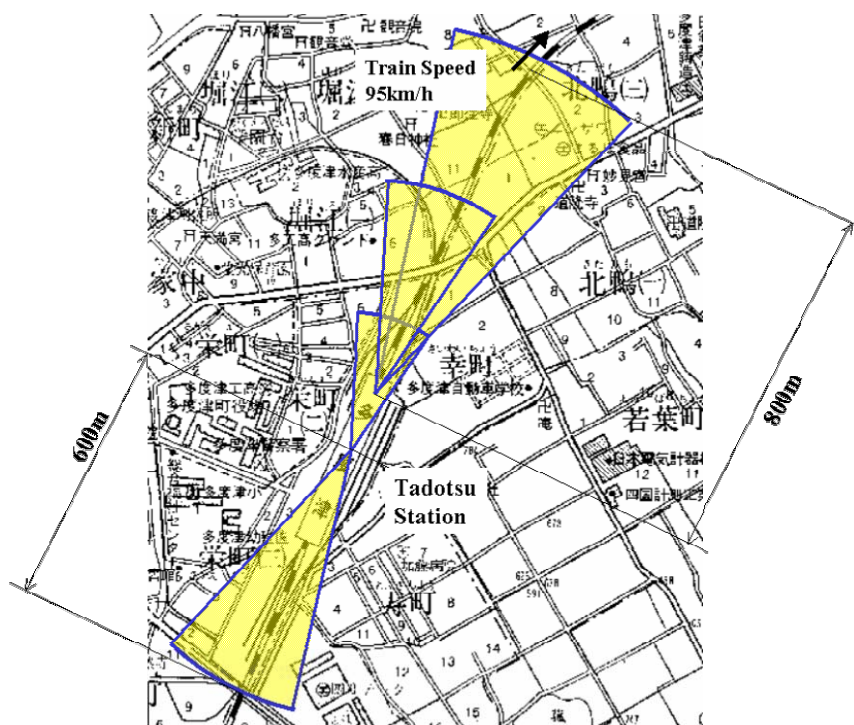


図 7-2-15 四国多度津駅管内での通信確保エリア

7-2-6 25GHz 帯無線 LAN システムによる実験

7-2-6-1 実験目的およびシステム

この実験では、移動体としての通信の他に、無線 LAN の設置が許可された 25GHz 帯の実験も行った。25GHz の電波は指向性が強く、距離減衰も大きい。また反射波はあまり期待できない。しかし、この特徴によりセルを大きく離さなくても同一周波数の利用が可能となる。また許可された周波数チャンネルを束ねて利用しても余り隣接ユーザに迷惑を掛けることが少ないと考えられている。列車インターネット実験では、移動中の列車に配信するのではなく、駅ホームに停車発車する間の準静止状態で超高速伝送のデータ伝送を目的とした。使用したシステムは OFDM 型の標準無線 LAN < ARIB STD T-83 > である。

図 7-2-16 に 25GHz 帯無線 LAN 装置を示す。高松駅と丸亀駅に基地局を設置した。

表 7-2-3 25GHz 帯 OFDM 型無線 LAN の無線系仕様 < ARIB STD T-83 >

項目	仕様	仕様書	実測値	
1	周波数	25.13GHz,	3.2(3)イ	25.13GHz,

		25.15GHz 及び 25.17GHz		25.15GHz 及び 25.17GHz
2	変調方式	OFDM	3.3(1)	OFDM
3	送信電力	10mW/MHz 以下, 最大 200mW 以下	3.3(2)	4mW 40mWe.i.r.p (10dBi アンテナ時)
4	帯域幅	18MHz 以下	3.3(11)	17-1MHz
5	伝送速度	10Mbps 以上	3.3(6)	最高 21Mbps



図 7-2-16 四国高松駅および丸亀駅に設置の 25GHz 帯無線 LAN 基地局(左)と
車載(移動)局(右)(松下通信工業株式会社製)

この 25GHz 帯無線 LAN は法令により周波数チャネルを束ねて最大 420Mbps までの高速伝送を可能にするものである。ただし、実験に用いた装置には束ねるシステムが組み込まれていないので、最大 36Mbps であった。実験の目的は、駅に停車中の列車に情報の高速ダウンロードを行えるかどうかを確認することであった。列車の停車時間は約 30 秒であったため、同期処理やアソシエーションなどに時間を要すると、データ伝送に使える時間が少なくなる。このため、25GHz ではあるが、完全に停車する前から電波を受信し始めたら即刻同期処理が開始されることを確認しなければならない。



図 7-2-17 丸亀駅に設置の 25GHz 帯無線 LAN 基地局(右)と車載局アンテナ(矢印先)
(列車側アンテナと基地局アンテナの距離は 10m)



図 7-2-18 丸亀駅構内に設置の 25GHz 帯無線 LAN 基地局を設置中の著者
(予讃線下り方向, 線路面から 3.5m の高さに設置)

7-2-7 25GHz 帯無線 LAN による実験結果

今回の実験では、停車位置の約 10m 手前から同期捕獲が開始され、約 10 秒でデータ伝送が開始された。列車は停車までの 10m を約 5 秒掛かるので、停車時のデータ伝送は約 25 秒間、可能であることが分かった。この 25 秒間に送られるデータは約 500Mbit であった。これにより、東京大手町の産経新聞社からインターネットで特別に配信された電子新聞を四国特急車内で読むことができた。基地局を2つ設けた理由は、刻々変化する社会のニュース内容に呼応して、電子新聞の内容を改版することに列車内での受信も追従できるかを確認することにあつた。この機能を達成するためには、電子新聞のデータを始めから送りなおしすることを防がなければならない。変更点だけを送るシステムが必要となる。このために産経新聞社側にオンデマンドストリーミング配信サーバ「Streaming Fountain(ストリーミング・ファウンテン)」*1 のという通信管理ソフトを組み込んだ。これにより実験は成功した。

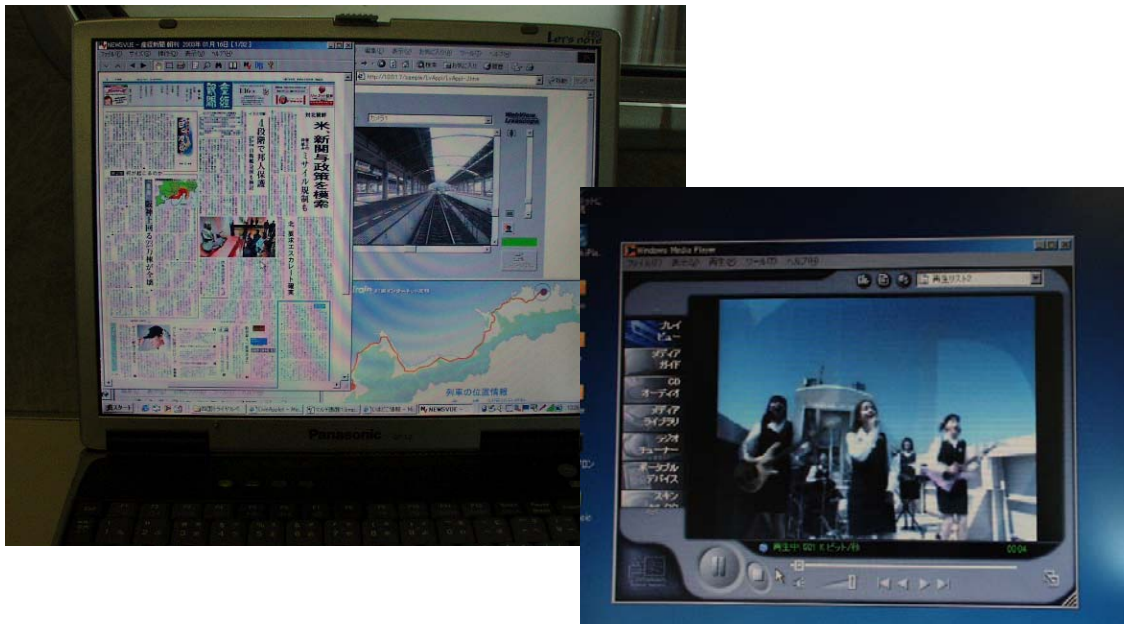


図 7-2-19 走行中の特急いしづち列車内でのインターネット実験模様

(左:受信した東京大手町産経新聞社から送られた電子新聞

(右:高松市内の高校サイトから送られている動画)

*1: 株式会社野村総合研究所(NRI)が販売する米国デジタル・ファウンテン(DFI)が開発したオンデマンドストリーミング配信サーバ「Streaming Fountain(ストリーミング・ファウンテン)」。

7-2-8 まとめ

モバイルマルチメディア社会実現のため次世代移動通信に要請されるブロードバンド通信は、無線 LAN 技術で高速伝送化を図ったセルラとなると考えられる。無線 LAN 系にとってはとくに屋外利用の能力が可否を決める。著者らはセルラ系をカバーする高速移動性と、セルラ

系に不得意な上りリンクの高速伝送能力を実際の利用現場で検証した。無線 LAN には QoS の確立がされた 5GHz 帯 OFDM 型高速無線 LAN<HiSWAN/ARIB STD-T70>を用いた。高速移動体としては JR 特急<四国いしづち>を利用、速度約 100km 距離 800m までの通信を確認した。また、列車がホームに停車し再度発車する間の準静止での間に超高速伝送が可能か否かを 25GHz 帯 OFDM 型高速無線 LAN<HiSWAN/ARIB STD-T83>を用いて行った。列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

産経新聞 (平 14. 12. 21)

四国新聞 (平 14. 12. 21)

列車内で常時ネット

四国鉄道通信は、干渉の少ない「5GHz」帯の無線 LAN を採用し、列車の中で常時インターネットに接続できるようにする。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

特急で公開実験開始

移動体通信と無線 LAN を組み合わせた通信は、列車に活用できる。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

徳島新聞 (平 14. 12. 18)

列車内でネット実験

移動体通信と無線 LAN を組み合わせた通信は、列車に活用できる。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

多様な通信 境目なく運用

列車の中でインターネットに接続し、緊要な情報を調べたり、メールを送ったりできる。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

列車の中でもネット快適

列車の中でインターネットに接続し、緊要な情報を調べたり、メールを送ったりできる。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

産経新聞 (平 14. 12. 21)

列車内で快適ネット

無線 LAN を利用し、快適なネット環境を確保する。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

列車内で「Wi-Fi」実験

無線 LAN を利用し、快適なネット環境を確保する。乗客は、列車がホームに停車する約 5 秒前から同期確立動作が開始され、約 30 秒の停車時間の間に 500Mbit のデータを伝送することができた。

図 7-2-20 公開実験の様を報道する各社の新聞

7-3 高精細度動画伝送における仕様性能確認に関する研究

屋外における高速ストリーム情報伝送および OFDM 無線 LAN の上りリンク高速性の検証 (救急医療実証実験)

次にセルラ系に不得意な上りリンクでの高速伝送試験を行った。救急医療現場でのニーズに応じて実験した。また、双方向性を活かして病院内の医師から救急車内へリアルタイムに指示を出し、これに従って心電図や超音波診断を行うことの確認を行った。このため上り下りとも低遅延でストリーミング通信が可能であることが要求された。

7-3-1 上りリンクの仕様上の伝送速度

5GHz 無線 LAN は BPSK, QPSK, 16QAM, (64QAM/option) を適応的に切り替えて伝搬環境に対応した通信を確保できる。(表 7-3-3 参照)

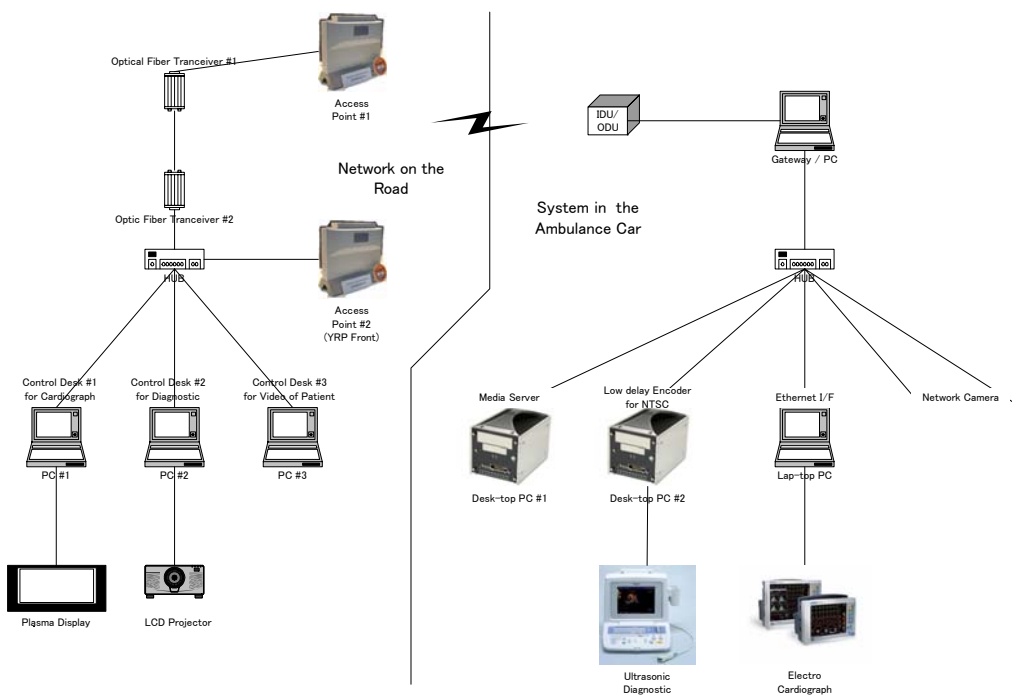


図 7-3-1 救急医療実証実験のためのシステム
(左:街路～医療機関間ネットワーク, 右:救急車内装置)

7-3-2 実証実験システム構成

図 7-1-21 に実験システムを示す。実証実験には YRP(横須賀リサーチパーク)ワイヤレステストベッドを利用した(図 7-3-2 参照)。街路上に設置した基地局2基はファイバー網にて医療機関にインターネット接続される。救急車内には心電図計や超音波診断装置に加え、患者容態撮影用カメラ、事故現場ならびに走行中の道路状況のモニタ用カメラを搭載した。これらの情報はリアルタイムで医療機関に伝送するために遅延 0.3 秒以下の低遅延符号化を開発した。

上りリンクに必要な伝送速度は約 10Mbps となった。送信電力は 10mW であるため、YRP 実験コース

上の約 300m 置きに基地局を配置した。(図 7-3-2 参照)



図 7-3-2 YRP テストベッド全体地図(左)と現場状況(右)

7-3-3 予備実験 低遅延ストリーミングの無線伝送

ここでも予備実験が必要であった。すなわち、医師と救急車の交信がリアルタイムにかつストリーミング通信で行えることを確認することである。

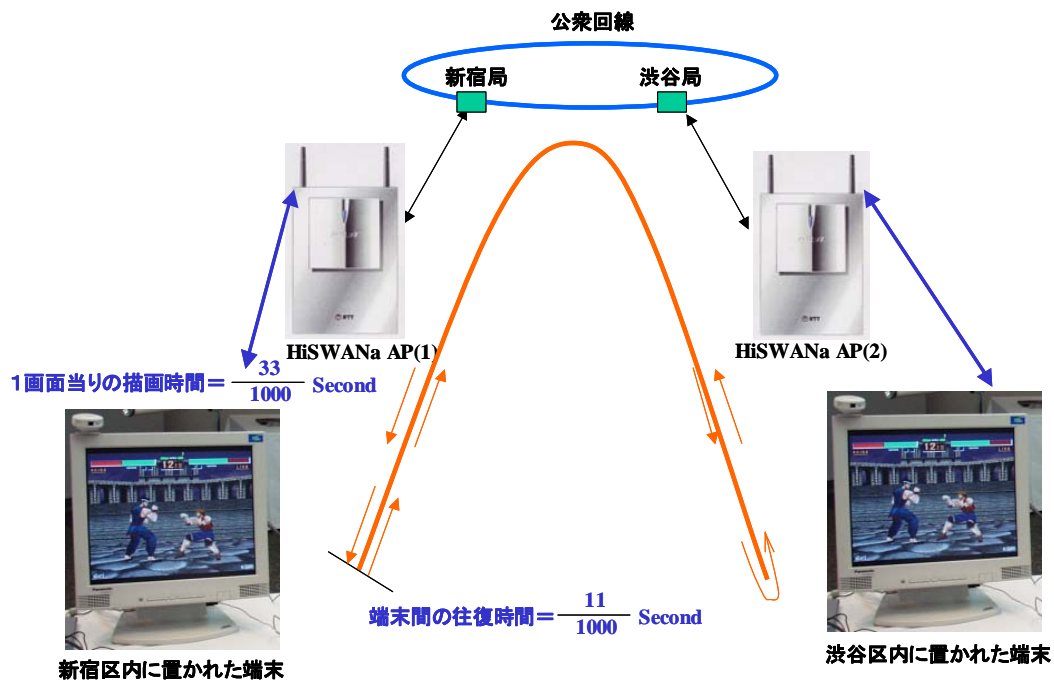
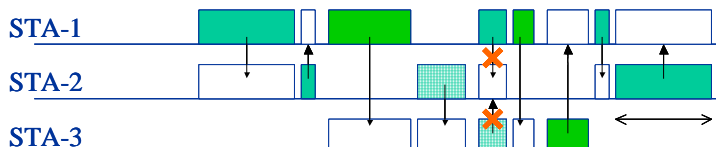


図 7-3-3 救急医療に先立つ予備実験(通信のリアルタイム性の検証)

著者らは、インターネット回線を利用して遊ぶことのできる対戦型ゲームソフトを利用して、現実面の問題を確認した。図 7-3-3 はセガ社の対戦ゲームを東京新宿と渋谷に置き、双方は公衆回線との間に 5GHz 無線 LAN を挿入して対戦を試みた。

結果は、通信系での往復に掛かる時間はわずか 11ms であった。このため 30ms で1フレームを描く対戦ゲームでは、遅延は全く感じられない良好な結果となった。

• IEEE802.11a: 分散制御型



• HiperLAN2: 集中制御型、QoS保障型

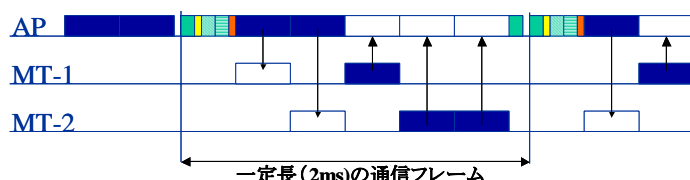


図 7-3-4 通信のリアルタイム性とストリーミング性を維持できる HiSWAN(HiperLAN2)の通信フレーム

7-3-4 実験結果

図 7-3-9 に模擬医療機関に届いた救急医療情報の受信状況を示す。これらはリアルタイム(ストリーミング)映像として臨席の医師に届き、医師による診断がなされると同時に医療処置の指示や超音波診断装置のプロブ操作方法などを救急車内の救急救命士へ回線で送られた。超音波診断装置の利用は、内出血部位を的確に把握でき、その早期の把握が患者を搬送すべき適切な医療機関先の選択と決定が可能になる。これにより、今日頻発している搬送先での医療機関のミスマッチ発覚と再度の搬送という事態に至る患者死亡という結果を低減できる。また患者容態観察用カメラは、病院側の医師から撮影箇所やズームアップが無線を通じて制御でき、適切な観察像を送り返させることができた。これにより容態の変化や怪我の部位と症状の大小などをこれまでの電話連絡による情報よりも的確にかつ把握でき、かつ医師の欲しい映像を遠隔操作で見ることができた。同時に患者搬送先にもこの医療情報や映像を伝えることが可能となり、救急救命率の向上に大いに役立つことが実証できた。

救急医療における超音波診断装置の必要性は、かねてから指摘されていたが、この機器の使用に際しては医療行為として扱われているために一般の救急隊員は操作することが許されていない。このため、この種の機器は通信により情報を伝送する要求もされないまま今日に到っており、いまだアナログ方式であり、通信用インターフェースは皆無の状況であった。超音波診断装置は、ドップラー型といわれる最新のタイプでは、血流の方向も診断できるために、内出血により滞留した血液も判定できる。これらはカラー画像として表示されるために、伝送帯域は最大 10Mbps にもなる。



図 7-3-5 救急医療に必要性が迫られている医療機器
(左:12誘導心電図計, 右:ドップラー型超音波診断装置 提供:フクダ電子株式会社)



図 7-3-6 超音波診断装置の NTSC 画像を処理する低遅延画像符号化システム V-Box
(符号化遅延時間<0.3 秒 提供:沖電気株式会社)

実験では、超音波診断装置からの NTSC 画像を、沖電気製の低遅延画像符号化器により平均速度 3Mbps の画像情報に換え、IP ネットワーク上に乗せた。さらにまた、医師との対話のリアルタイム性を確保するために、医師側の要請で 0.3 秒以内の遅延時間を超音波診断装置のみならず、IP カメラ、心電図計情報、音声通信のすべてに確保した。



図 7-3-7 実験に用いた救急車における機器搭載状況と患者収容状況

遠隔操作型IPビデオカメラにより
病院側から方向やズームなどの
操作が行える



救急車天井に
装着した
IPビデオカメラ



図 7-3-8 患者の容態を監視する遠隔操作可能な IP カメラ

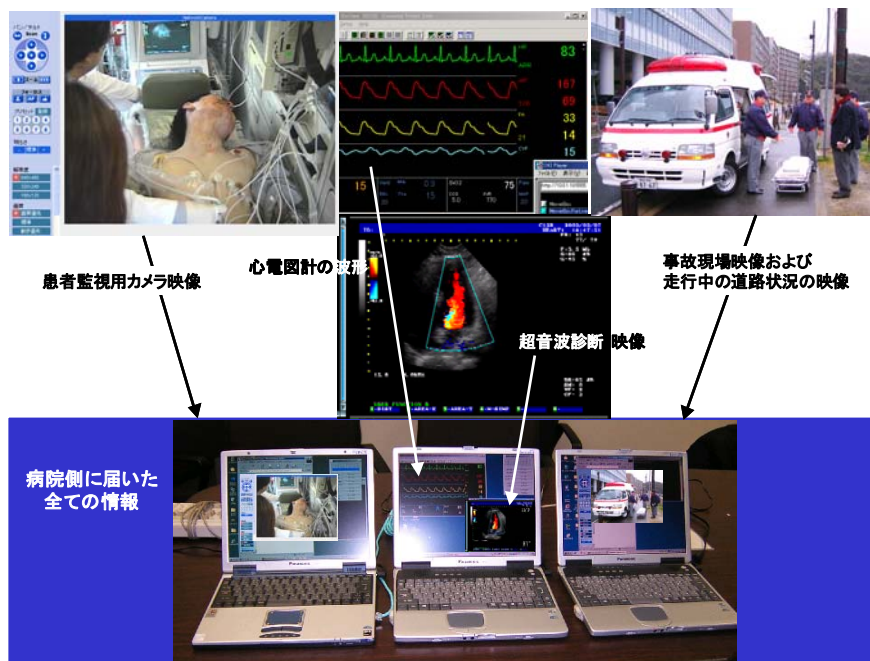


図 7-3-9 4種の医療情報をリアルタイムに受ける医療機関側のモニタ

7-3-5 まとめ

上り回線に高速伝送が必要で、同時に低遅延かつリアルタイムストリーミング情報伝送の必要な現場として公共救急医療を取り上げ、医療情報を主とする無線リンクを構築し、約 10Mbps の上りリンクにより複数のリアルタイム画像を医療機関に伝送した。



図 7-3-10. NHK テレビニュース番組「おはようニッポン」による実験取材(中継放送)

心電図や超音波診断画面に加え、患者の症状画像、事故現場ならびに走行中の道路画像を走行中の救急車からリアルタイムで医療機関に伝送し約 10Mbps の無線リンクの確保を実現した。これらの成果から次世代に求められる 100Mbps 伝送は、無線 LAN 系の OFDM 技術により補強可能であるとの確信を得た。今回の送信電力は、法定限度の 1/10 程度の 100mWe.i.r.p. であるので実用に際しては電力強化することにより伝送距離を約 3 倍の 1~2km に、あるいは伝送速度を 10Mbps に向上できると考える。

7-4. 章まとめ

以上により、わが国において標準規格となった 5GHz 帯無線 LAN の仕様性能は、屋内における利便性が明らかになった。さらに屋外においても十分に利用価値の高いものであることを実証できたと考える。今後の屋外利用可能帯域の拡大に向けて、実用性のあるシステム仕様であると判断する。

セルラ系をカバーする高速移動性と、セルラ系に不得意な上りリンクの高速伝送能力を実際の利用現場で検証した。無線 LAN には QoS の確立がされた 5GHz 帯 OFDM 型高速無線 LAN <HiSWAN/ARIB STD-T70>を用いた。以下に実験の結果をまとめる。

7-4-1 結果

(1) 基本特性の確認として、屋内での伝搬特性を把握した。送信電力 10mW で無指向性アンテナを用いた場合に、差し渡し約 70m のオフィスにおいては、端に設置した基地局から、場所に関わらず 7～10Mbps の伝送速度が得られた。伝送速度が受信電力の増減により適応的に一次変調の多値数を制御される状況も確認できた。オフィスの外側である通路においては、ほとんど通信が不可能であった。またオフィス内でも、直接波が遮断され反射波のみで伝送が行われる状況では、強いフェージング作用が発生し、場合によっては伝送が遮断される場合があることを確認した。その打開には端末側に指向性アンテナを用いることが有効であると判断した。指向性アンテナの採用は、関係する無線設備規則の規定から外れるものではなく、十分に対応が可能である。

(2) 高速移動体としては JR 特急<四国いしづち>を利用、速度約 100km/h、距離 800m までの通信を確認した。伝送速度は距離 800m にて約 2Mbps を達成した。無線 LAN の課題ではないが、インターネット網におけるハンドオーバーシステムを構築する上で、モバイルルーターが必要であった。また、すでに送ったデータを2重に送らなくて済むようなハンドオーバー時のデータ伝送管理システムが必要であった。

(3) 上り回線に高速伝送が必要で、同時に低遅延かつリアルタイムストリーミング情報伝送の必要な現場として公共救急医療を取り上げ、医療情報を主とする無線リンクを構築し、約 10Mbps の上りリンクにより複数のリアルタイム画像を医療機関に伝送した。心電図や超音波診断画面に加え、患者の症状画像、事故現場ならびに走行中の道路画像を走行中の救急車からリアルタイムで医療機関に伝送し上り約 10Mbps の無線リンクの確保を実現した。これらの成果から次世代に求められる 100Mbps 伝送は、無線 LAN 系の OFDM 技術により補強可能であるとの確信を得た。今回の送信電力は、法定限度の 1/10 程度の 100mWe.i.r.p.であるので実用に際しては電力強化することにより伝送距離を約 3 倍の 1～2km に、あるいは伝送速度を 10Mbps に向上できると考える。

7-4-2 屋外利用に際して更なる改良を行うべき点

(1) 初期同期の確立が近距離でしか行えない点の改良がある。現仕様においては、ブロードキャストされる初期同期期間の送信電力が低いために、アソシエーション確立後のデータ伝送期間に比べて、サービスエリアが 1/3 以下になっている。このため初期同期期間の送信電力を規定限界まで高める必要があると考える。

(2) ハンドオーバー機能については、集中制御型の ARIB STD T-70<HiSWANa>はすでに標準仕様の中に規定された機能が実際にも十分に対応できることが分かった。しかし分散制御型の ARIB STD T-71

<IEEE802.11a>は、一度捕獲した局から離脱する機能がなく、かなり受信電力が低下して、しかもハンドオーバ先の局からの電力が十分な大きさになってもハンドオーバをしないことを確認した。この対策としては現在新たなMAC(Media Access Control)仕様として誕生が待たれるIEEE802.11eによる分散制御機能に期待したい。

(3) 今後、セルラ系通信へ無線LAN技術を導入する研究が強まると考えられることから、セルラ系としての機能性能例えばモバイルIPへの対応などについてもさらに検証を進める必要がある。

参考文献

[1] IEEE Std 802.11a-1999 (<http://grouper.ieee.org/groups/802/>)

STANDARD [FOR] Information Technology Telecommunications and information exchange between systems – Local and Metropolitan networks – Specific requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. (1999-09)

[2] ETSI EP BRAN standard, ETSI TS 101 475 (2000-04)

“Broadband Radio Access Networks (BRAN);HIPERLAN Type 2 Technical Specification, Physical (PHY) Layer” (<http://www.etsi.org>)

[3] ETSI EP BRAN standard, ETSI TS 101 761-2 (2000-04)

“Broadband Radio Access Networks (BRAN);HIPERLAN Type 2 Technical Specification, Data Link Control (DLC) Layer, Part 2 Radio Link Control Protocol Basic Functions” (<http://www.etsi.org>)

[4] ARIB STANDARD, 広帯域移動アクセスシステム(HiSWANa)ARIB STD T-70 v3.0 (2000.12) (<http://www.arib.or.jp/>)

[5] マルチメディア移動アクセス(MMAC)推進協議会, 高速無線アクセス委員会 (<http://www.arib.or.jp/mmac/>)

[6] J.T.E.McDonnell, T.P.Spiller and T.A.Wilkinson, “RMS delay spread in indoor LOS environments at 5.2GHz,” ELECTRONICS LETTERS 28th May 1998 vol.34 No.11

[7] J.T.Edward McDonnell, T.P.Spiller, and T.A.Wilkinson, “Characterization of the Spatial Distribution of RMS Delay Spread in Indoor LOS Wireless Environments at 5.2GHz,” Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 1998. The Ninth IEEE International Symposium on , Volume: 2 , 8-11 Sept. 1998 Pages:621 - 624 vol.2

[8] Naoki KITA, Shuta UWANO, and Akio SATO, “New multipath propagation model of high-speed wireless access system for residential area using 5-GHz band,” Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th, Volume: 3, 7-11 Oct. 2001 Pages:1621 - 1625 vol.3

[9]. <http://www.e-train.com>

[10].太田, 斎藤, 寺村允安, 北條博史, 國政和清, "5GHz 帯屋外無線LANの高速移動体利用の一検討",信学総大 B-5-223, 2003年3月

[11].太田, 荒牧, 白崎良昌, 石川, 斎藤, "MMAC-HiSWANにおける公衆システム用途の一検討",信学ソ大 B-5-134, 2000年9月

[12].“地域における広帯域移動通信に関する調査研究会報告書”, 総務省関東総合通信局, 2003年3月

- [13]. "列車インターネットに関する調査研究報告書", 総務省四国総合通信局, 2003年3月
- [14]. 太田, "無線LAN技術の標準化動向と公衆系アプリケーションのアプローチ", 信学北陸支部研究会, 2000年2月
- [15]. 太田, "無線LAN技術の標準化動向と公衆系アプリケーションのアプローチ" 電気四学会関西支部専門講習会, 2002年11月
- [16]. 太田, "無線LAN技術の標準化動向と公衆系アプリケーションのアプローチ", 新世代モバイル/モバイルITフォーラム, 総務省, 2002年5月22日
- [17]. G.Ohta, "A YRP Trial for mobile newspaper systems adopting the broadband WLAN; MMAC/HiSWAN based on ETSI BRAN/HiperLAN2", 2nd Workshop on Asia-Pacific Next Generation Mobile Communication '02, in Singapore, Bangkok, and Kuala Lumpur; February 2002.
- [18]. 太田, 鎌田史隆, 寺村允安, 北條博史, "[招待論文]5GHz帯屋外無線LANの高速移動アプリケーションの実証実験ー高速鉄道ならびに救急医療現場での検証ー", 電子情報通信学会 NS/RCS 研究会, 2003年7月17日
- [19]. G.Ohta, et. "Trials for Applications of 5GHz W-LAN: Outdoor band onto High Mobility Mobiles", IEEE WPMC'03, 312, Yokosuka Japan, October 22, 2003.
- [20]. G.Ohta, et. "5GHz W-LAN Verification for Public Mobile Applications", IEEE CCNC2004, A6-01, Las Vegas, U.S.A. January 8, 2004.

8章 まとめ

益々加速される情報通信のブロードバンド化に対応し、著者は U-NII 対応の高速無線 LAN システムの開発ならびに国際標準化に参画し 5GHz 帯 U-NII 無線 LAN システムは、それまでの無線 LAN が置かれていた ISM 帯での他システムとの共存による通信の信頼性の劣化を根本的に解決する初の専用バンドとなるため、米欧日はこの機を捉えてそれぞれの思惑の仕様作りを目指した。これに対して、第3世代移動通信における国際標準化の果たした役割を認識した著者らは、米欧日相互の国際協調を成し遂げるべく、各国の理解が得られる手順を踏んで、各国の標準化に国際協調を目指す通信方式ならびにパラメータの最適化など根本的な寄与文書を投げ、各国標準に共通して採用されるに至った。(日本:MMAC, 米国:IEEE802.11TGa, 欧州:ETSI EP BRAN/HIPERLAN Type2)

世の中は更なるブロードバンド化を目指しており、ITU-R の指針にも盛り込まれた準静止環境下 1Gbps、高速移動時 100Mbps の通信を目指す第4世代移動通信システムの誕生を 2010 年に期待しているが、周波数資源の枯渇も明白である。これに対処するべく空間多重など MIMO 技術の研究開発が無線 LAN システムを先頭に行われ、一部は標準化が進められている(IEEE802.11TGn など)中で、著者は、周波数資源問題の解決を原点に立ち戻り考え、世の中が専ら MIMO 伝送に特化する動きに警鐘と新たな視点を提起するべく、変復調方式の見直しと効率向上の研究を開始した。(変調方式に関する周波数利用効率は、現在、QPSK 変調を一次変調とする OFDM 変調が 2bit/s/Hz の最高値を成し遂げている。)

本研究では、OFDM の土台である周波数直交性と、位相空間での Hilbert 変換対が持つ Nyquist 残留対称原理に基づく直交性が、更なる多重化に不可欠な直交性要素であると判断し、これまで成し遂げられていなかった SSB 信号を同一帯域内で多重化することに挑戦し達成した。

過去の SSB 研究では、1998 年に S.A.Mujtaba 氏による SSB-QPSK 方式がある。この方式は、USB(上側帯波)に変調した信号と LSB(下側帯波)に変調した第2の信号を同一搬送波に載せるもので、USB と LSB の間に位相面の直交性を持たせることができることに気付いていない。また 2001 年の生田氏らによる QPSK-SSB 方式は、位相実軸上の USB と LSB と、位相虚軸上の USB と LSB を混合して用いており、復調側での相互の干渉が避けられず予め変調入力信号をパーシャルレスポンス化し復調側においてもパーシャルレスポンス復号器を要するものとなっていて、位相空間上の直交性の理解が未発達であった。

本研究は(1).前述の Mujtaba 氏の研究を基に Hilbert 変換の基本的性質と Nyquist 残留対称原理による直交性が、実数空間でも実現可能であることを示し、(2).Hilbert 変換により生成される虚軸成分を主とする新たな SSB を提起し、(3).実軸上に生成した SSB 信号と虚軸側に生成した SSB 信号とを周波数軸上で多重化することにより、SSB の単側帯波幅の上に多重化することを可能ならしめた。復調に際しては SSB の一般的受信方法で容易に達成できることを示した。さらにこれらの理論を検証するべく実証装置を制作し理論の正しさを確認した。

第 2 章では、周波数利用効率向上への道筋を明らかにした。はじめに周波数利用効率の定義に触れ、その向上に果たす変復調技術の役割を明らかにした。その上で、Shannon-Hartley の法則における帯域幅当りの伝送速度の限界にまだ変復調技術が余地を残していることを明らかにした。さらに同法則には

周波数多重化に関する評価指標を含まない点を明らかにし、OFDMなどの周波数多重化技術は同法則にとらわれずに利用できることを述べた。かくして変復調技術による究極の周波数利用効率が 4bit/s/Hz であることを演繹し、OFDM 変調の 2 重化により達成されるべきと述べた。

第 3 章では、第 2 章で唱えた OFDM 変調の 2 重化を実現する上で、OFDM 自体を構成している SSB 周波数多重部の理論的証明が必要であることを述べた。この証明を行う上で、この部分が SSB 多重化変調と呼べるものであり、すでに発表がされていた Mujtaba 氏の SSB-QPSK 変調方式の延長上にあることから同名を冠しつつ、過去にない変調方式として取り上げた。本 SSB-QPSK 変調方式は SSB 化された狭帯域化変調を位相軸、周波数軸上で直交多重するというコンセプトを持つ SSB 研究上の新たな変調方式であることを述べた。過去の SSB 多重化研究には、1973 年 S.Singh 氏らの Weaver 型 SSB による LSB-USB 縦続配置方式や 1998 年 S.A.Mujtaba 氏による SSB-QPSK 方式による縦続配置方式がある。これらの方式は、USB(上側帯波:upper sideband)に変調した信号と LSB(下側帯波:lower sideband)に変調した第 2 の信号を周波数上に並べるもので、周波数上の多重化を図ったものではないことを示した。その上で本方式の変調系と復調系の理論を述べた。変調は位相実軸上の SSB と位相虚軸上の SSB とを、それぞれの持つ帯域が重なるように周波数移動させて多重化することを述べた。2 信号の多重化ならびに復調には、ナイキスト残留対称原理が根本にあることを述べた。すなわち 2 つの SSB の搬送波周波数間隔はナイキスト周波数に等しく置かれることを述べた。受信側では各 SSB の持つ搬送波周波数に合わせて復調することを示した。2bit 信号の伝送に必要な周波数帯域幅は直交変調に比して半減するので、周波数利用効率すなわち bit/s/Hz の値は多値化しない基底状態で 2 となることを明らかにした。本方式がロールオフ率の値に左右されることはないことも示した。計算機シミュレーションにより本方式のスペクトル特性、受信コンスタレーション特性、受信アイパターン特性、AWGN 環境下(additive white gaussian noise)の誤り率特性、フェージング環境下の誤り率特性を得て、両側波帯通信である PSK 変調と同等の性能が得られたことを示した。

第 4 章「直交 SSB 型-QPSK 変調方式の実証実験」では、第 3 章に示した方式を実証するべくシステム設計を行った。実際にハードウェア化する上での課題と対処について述べ、システムを評価した。システム設計に先立ちハードウェアの実装負荷の軽減のために Hilbert 変換器のステップサイズの適正化を図る。Hilbert 変換のステップ数は 40 段以上(タップ数では 20 以上)であれば、Eb/No に対するビット誤り率特性の理想値からの劣化は 0.5dB 以内となることを計算機シミュレーションにより明らかにした。さらに受信方式として従来の SSB に用いられていたダブルブランチと呼ばれる方式から Hilbert 変換器を用いないシングルブランチ方式を検証し、実証システムに用いる。以上の結果からハードウェア 600 万ゲートの FPGA により変調系および復調系を収容することを可能にした。AWGN 環境下のビット誤り率特性は、理論値から 0.5dB 以内の劣化と、同じくフェージング環境下のビット誤り率特性は理論値から 1dB 以内の劣化であることを明らかにした。

第 5 章「2 重化 OFDM の研究」では、OFDM 方式を多重化する方法について述べた。この研究の目的は第 2 章で述べたように変調方式による周波数利用効率の限界が、OFDM の 2 重化であると捉え、現行の

OFDM の持つ 2bit/s/Hz の周波数利用効率を 2 倍の 4bit/s/Hz に近づけることである。現在のところでは OFDM の 2 重化はまだ達成されていないことを示し、この限界に挑戦するためのアプローチが、OFDM 変調を2次変調と捉えて1次変調である直交変調と2次変調である OFDM の両面からなされるべきであることを示した。OFDM 多重化にはシンボル信号のナイキスト成型が有効であることを示した。さらに2重化した OFDM の復調には2重 FFT が有効であることを示し、そのための一次変調における直交信号の在り方を明らかにした。その中で Hilbert 変換関係にある直交信号系が有効であることを述べた。最後に残った直交性の要件として隣接シンボルとの符号間干渉の対策が必要で、その対策にはパーシャルレスポンス技術ならびに OFDM-OQAM 変調方式の利用が有効であることを述べた。

第6章「無線 LAN における OFDM 変復調方式の研究」では、世界初の無線 LAN 専用周波数帯である 5GHz 帯での国際統一規格の確立を目指し、無線 LAN システムの標準国際統一化のための OFDM 変復調方式の基本パラメータの最適化に関する研究について述べた。主な内容は以下のとおりである。

- OFDM 受信における検波方式の同期検波と遅延検波の比較
- Pilot キャリア本数の最適化
- 一次変調多値化における 8PSK と 16QAM の比較
- ガードインターバル長の最適化
- チャンネル推定用のプリアンプルの構造の改善
- プリアンプルにおける tail bit の構造改善
- プリアンプル部の符号改善

•5GHz 帯 OFDM 方式無線 LAN における Ad Hoc 機能(無線中継)の付加に関する研究
である。これらは国内標準化に採択され、ほとんどは欧米標準化へ日本案として提案され採択された。また、法整備に向けての電気通信技術審議会における調査研究において以下の研究を行い答申書に盛り込まれた経緯を同章 Appendix に付した。

- 5.15-5.25GHz 帯無線アクセスのための変調方式の規定方法の研究
- 5.25-5.35GHz 帯無線アクセスの設置のための既存システムとの干渉量推定の研究
- 25 および 27GHz 帯無線アクセスに関する変調方式とチャンネルバンドリングの研究
- 4.9-5.091GHz 帯無線アクセスにおけるチャンネル幅割り当てに関する研究

第7章では、以上の経過を経て完成した無線 LAN システムの規格を実証検証する研究を総務省各総合通信局の委託のもとに行い、とくに屋外への発展を目指す無線 LAN の高速移動時の伝送品質や、急速に高まる高精細度動画の伝送について以下の実証実験を行い、所期の目的を達した。

- 5GHz 帯無線アクセスを用いた高速移動体通信研究
- 5GHz 帯無線アクセスを用いた高画質移動体通信研究

昨年 11 月に答申のあった 5GHz 帯無線 LAN の大幅な周波数拡張計画に、これらの研究は少なからず貢献したと考える。

なお、著者の担当(主査ならびに提案)により完成した国内無線 LAN 標準規格を以下に示す。

5GHz 帯無線 LAN: 広帯域移動アクセスシステム<HiSWANa> ARIB STD-T70

5GHz 帯無線 LAN: 無線イーサネットシステム<IEEE802.11a> ARIB STD-T71

25GHz 帯無線 LAN: 広帯域無線アクセスシステム<HiSWANb> ARIB STD-T83

今後ますます無線 LAN の標準化はさらなる高速伝送に向けて推進される。今までの研究成果を踏まえて、第4世代移動通信の研究開発がさらなる周波数利用効率向上を目指して MIMO(multi-input multi-output)などの空間多重化技術についても注力してゆく。

謝辞

本研究をまとめるにあたり、研究指導していただいた早稲田大学国際情報通信研究科、富永英雄教授、研究を進める上でご相談いただいた佐藤拓朗教授、嶋本教授、および電子情報通信学会および専門研究委員会においてご検討いただいた九州大学、赤岩教授、東京工業大学、鈴木博教授、また研究を進めるにあたり支援をいただいたパナソニックモバイルコミュニケーションズ(株)R&D センターの 加藤修 所長、上杉充 GM 殿に深く感謝いたします。さらに U-NII 5GHz 帯無線 LAN 標準化に際してわが国の標準作成にご指導戴きました NTT 未来ねっと研究所梅比良正弘研究部長、ならびに国際標準化への寄与文書化や提案方法等に多大なご指導を戴きました松本洋一氏(元 NTT ワイヤレス研究所主任研究員)に厚く御礼を申し上げます。

学術実績

研究業績(○印は本論文関連の主論文)

種類別	題名	発表・発行年月	発表・発行掲載誌名	連名者
1.論文				
1-1 学会論文誌				
1) ○	Study of Orthogonal SSB Modulation Method	2004年10月	IEICE transactions. Fundamentals, Vol.E87-A, No.10 Oct., 2004	上杉 充, 佐藤拓朗, 富永英義
1-2 国際学会発表論文				
1) ○	A YRP Trial for mobile newspaper systems adopting the broadband WLAN; MMAC/HiSWAN based on ETSI BRAN/HIPERLAN Type2.	2002年2月	2 nd Workshop on Asia-Pacific Next Generation Mobile Communication '02, in Singapore, Bangkok, and Kuala Lumpur.	Kamada, Teramura, Hojo
2) ○	<Invited Lecture> A YRP Trial for mobile newspaper systems adopting the broadband WLAN; MMAC/HiSWAN based on ETSI BRAN/HIPERLAN Type2.	2002年9月	2 nd Workshop on Asia-Pacific Next Generation Mobile Communication '02, in Vietnam	Kamada, Teramura, Hojo
3) ○	Characteristics of Propagation and Antennas for WLAN System in Indoor Environment	2002年11月	IEICE APMC2002	Hiroyuki Uno, Hiroshi Saito
4) ○	A Planar Sector Antenna Suitable for WLAN Card Terminal	2003年9月	2003 14 th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications pp.2176-2179	Hiroyuki Uno Yutaka Saito, HiroshiHaruki, YoshioKoyanagi, Kiyoshi Egawa
5) ○	A Consideration on a Modem for High Efficiency of Frequency Use	2003年10月	IEEE WPMC'03, WA13-5, Yokosuka Japan	M.Uesugi, T.Sato, H.Tominaga
5) ○	Trials for Applications of 5GHz W-LAN: Outdoor band onto High	2003年10月	IEEE WPMC'03, 312, Yokosuka Japan	Kamada, Teramura, Hojo

	Mobility Mobiles			
6) ○	A Planar Sector Antenna Suitable for WLAN Card Terminal	2003 年 10 月	IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology	Hiroyuki Uno Yutaka Saito, Hiroshi Haruki, YoshioKoyanagi, Kiyoshi Egawa
7) ○	A Consideration on Digital Modulation on SSB for High Spectral Efficiency	2003 年 11 月	IEEE/IEICE APSITT2003 Conference, pp.397-402	M.Uesugi, T. Sato, H. Tominaga
8) ○	A Planar Sector Antenna Suitable for WLAN Card Terminal	2003 年 11 月	Asia-Pacific Microwave Conference pp.1156 – 1159	Hiroyuki Uno, Yutaka Saito, Hiroshi Haruki, YoshioKoyanagi, Kiyoshi Egawa
9) ○	5GHz W-LAN Verification for Public Mobile Applications	2004 年 1 月	IEEE CCNC2004, A6-01, Las Vegas, U.S.A.	Kamada, Teramura, Hojo
10) ○	A Planar Loop Sector Antenna for WLAN Card Terminal	2004 年 6 月	IEEE Antennas and Propagation Society pp.1971 – 1974	Hiroyuki Uno, Yutaka Saito, YoshioKoyanagi, Kiyoshi Egawa
11) ○	<Invited Lecture> Outdoor Trials for Broadband Wireless LAN/Access looking forward to 4th generation cellular systems.	2004 年 6 月	IWWAN04, Finland	
12) ○	<Invited Lecture> What is 4G? People's living culture in 2010 can not be same as presence.	2004 年 6 月	NETS Technology Programme in Finland	
13) ○	A Planar Six-Sector Antenna using Loop Antenna with Detour Elements for WLAN Card Terminal	2004 年 8 月	International Symposium on Antennas and Propagation pp.909 – 912	Hiroyuki Uno, Yutaka Saito, YoshioKoyanagi, Kiyoshi Egawa
1-3 機関誌論文				
1)	200MHz オシロスコープの開発	1975 年 10 月	松下電器技術広報 Matsushita Technical Journal (National	馬場末雄, 野村英雄, 加藤幸彦,

			Technical Report)	小杉健一
2) ○	ATM ワイヤレスアクセス<AWA>システム	1998 年 12 月	松下電器技術広報 Matsushita Technical Journal (National Technical Report) Vol.44 No6 (Dec. 1998)	石川公彦, 信太和夫, 荒牧 隆, 池田 光, 斉藤 昭
3) ○	“第4世代移動通信:高速無線 LAN の高速移動通信性能の検証, -高速鉄道ならびに救急医療現場における 5GHz 無線 LAN の実証実験-	2004 年 4 月	松下電器技術広報 Matsushita Technical Journal (National Technical Report) Vol.50 No.2 (Dec. 1998)	今井友裕, 岩田綾子, 池田 光, 斉藤 昭, 中村 徹
1-4 標準規格				
1)	日本電子機械工業会規格<電子計測器用語規格 EIAJ TT-5006> 1999 年通産省工業技術院へ答申の後 JIS C 1002「計測機器の用語」および, JIS Z 8103「計測技術の用語」改定	1998 年 8 月	電子計測器・制御システム標準化委員会, 社団法人日本電子機械工業会	前期主査 太田現一郎 後期主査 古賀泉
2) ○	5GHz 帯無線 LAN: 広帯域移動アクセスシステム<HiSWANa> ARIB STD-T70v0	2000 年 12 月	社団法人電波産業会	WG 主査 梅比良正弘
3) ○	5GHz 帯無線 LAN: 広帯域移動アクセスシステム<HiSWANa> ARIB STD-T70v2(欧州無線 LAN 方式とのローミング規格収容)	2002 年 11 月	社団法人電波産業会	運営主査 太田現一郎 システム主査 加々見修
4) ○	5GHz 帯無線 LAN: 広帯域移動アクセスシステム<HiSWANa> ARIB STD-T70v3(屋外利用可能周波数と追加ならびに仕様の追加)	2004 年 5 月	社団法人電波産業会	運営主査 太田現一郎 システム主査 加々見修
5) ○	25GHz 帯無線 LAN: 広帯域無線アクセスシステム<HiSWANb> ARIB STD-T83>	2002 年 11 月	社団法人電波産業会	運営主査 太田現一郎 システム主査 加々見修
1-5 公的研究報告書				
	報告書名および担当章節	年月	報告元	組織構成
1) ○	マイクロ波帯構内通信等における周波数共用技術に関する調査検討報告	1999 年 3 月	電波産業会 (総務省電気通信技術)	主査 笹瀬 巖

	書, 第2章2節 欧州の状況(ETSI Project BRAN)		審議会委託調査)	委員 17 名
2) ○	マイクロ波帯構内通信等における周波 数共用技術に関する調査検討報告 書, 第2章3節 5GHz 帯システムの標準 化動向 第4章他方式通信システムとの干渉評 価 1 節 ISM 帯システム(ETC および MVT)	2000 年 3 月	電波産業会 (総務省電気通信技術 審議会委託調査)	主査 濱井龍明 委員 14 名
3) ○	地域における広帯域移動通信に関す る調査研究会報告書, 第3章救急医 療現場(病院外)における無線通信シ ステムの適合性	2003 年 3 月	2002 年度総務省関東 総合通信局研究会報告	座長 竹内良平 委員 20 名
4) ○	列車インターネットに関する調査研究 報告書, 第3章 5GHz および 25GHz 無線 LAN	2003 年 3 月	2002 年度総務省四国 総合通信局研究会報告	座長 生越重章 委員 8 名 (編集)

2. 講演

2-1 日本学術会議 URSI 電波研連C分科会

1) ○	<招待講演>周波数利用効率向上に 向けた新たな変復調方式の研究	2004 年 11 月	第19期 第4回公開研 究会	
---------	------------------------------------	----------------	-------------------	--

2-2 学会研究会報告

1)	複素係数フィルタを用いた準ダイレクト コンバージョン受信方式の一検討	1997 年 2 月	IEICE RCS 研究会 RCS96-193(1997-02)	猪飼和則 須藤浩章 佐々木富士夫
2)	WLAN 用ビームチルト小型平面ひし 形アンテナ	2003 年 3 月	IEICE アンテナ・伝播 研究会 A・P2002- 161(2003-03)	・宇野 博之, 斎藤 裕, 長谷川 誠, 春木 宏志, 江川 潔
3) ○	<招待論文>5GHz 帯屋外無線 LAN の 高速移動アプリケーションの実証実験	2003 年 7 月	IEICE NS 研究会 NS2003-66(2003-07)	鎌田史隆 寺村允安 北條博史
4)	周波数利用効率のための新たな変調	2003 年 11	IEICE RCS 研究会	上杉 充

○	方式の検討	月	RCS2003-35(2003-11), pp.	佐藤拓朗 富永英義
5) ○	OFDM の多重化における一検討	2004 年 8 月	IEICE RCS 研究会 RCS2004-136(2004-08), pp.1-6.	上杉 充 佐藤拓朗 富永英義
2-3 学会支部講演				
1) ○	<招待講演>無線LAN技術の標準 化動向と公衆系アプリケーションの アプローチ	2000 年 2 月	通信学会北陸支部主催	
2) ○	<招待講演>無線 LAN 技術の標準 化動向と公衆系アプリケーションの アプローチ	2002 年 11 月	電気四学会関西支部 専門講習会	鎌田史隆, 寺村允安 北條博史
2-4 公的講演				
1) ○	<招待講演>無線LAN技術の標準 化動向と公衆系アプリケーションの アプローチ	2001 年 5 月	総務省主催電波の日新 世代モバイル/モバイル IT フォーラム	
2) ○	<招待講演>第3世代移動通信 過 去から未来へ 第4世代への橋渡し	2004 年 6 月	総務省関東総合通信局 세미나	
2-5 学会全国大会				
	筆頭著者および題名	年月	論文誌, セッション名	連名者
1)	局発周波数相補オフセット型ダイレクト コンバージョンに関する一検討	1995 年 3 月	信学全大. B-447	須藤浩章 佐々木富士夫
2)	負周波数領域の特性を利用したベー スバンドにおける隣接波除去に関する 一検討	1996 年 3 月	信学全大. B-445	須藤浩章 佐々木富士夫
3)	複素係数フィルタによるダイレクトコンバ ージョンに関する一検討	1996 年 9 月	信学全大. B-367	須藤浩章 佐々木富士夫
4)	広帯域 CDMA 用デジタル直交変調 器に関する一検討	1996 年 9 月	信学全大. B-367,	・菅原 須藤浩章 永瀬 卓
5)	複素係数フィルタ群によるマルチバンド 受信の一検討	1997 年 3 月	信学全大. B-5-148,	須藤浩章 佐々木富士夫
6) ○	ATM ワイヤレスアクセス(AWA)試作装 置の開発	1998 年 3 月	信学全大. B-5-278,	・石川公彦 相河聡(NTT)
7) ○	AWA 方式用フレーム同期回路構成法	1998 年 3 月	信学全大. B-5-286	・信太和夫 平松勝彦 中山雄二(NTT)

8) ○	AWA 方式用誤り訂正回路構成法	1998 年 3 月	信学全大. B-5-287	・吉川博之 平松勝彦 相河聡(NTT)
9) ○	AWA 方式における ARQ 制御回路の構成と特性	1998 年 3 月	信学全大. B-5-288	・白崎良昌 石川公彦, 太田厚(NTT)
10) ○	MMAC システムにおける OFDM 用送信ダイバーシチに関する一検討	1999 年 3 月	信学全大. SB-3-5	・須藤浩章 石川公彦
11) ○	MMAC システムにおけるダイバーシチ受信時の OFDM シンボル同期に関する一検討	1999 年 3 月	信学全大. SB-3-6	・吉川博之 須藤浩章
12) ○	MMAC システムにおける OFDM シンボル同期に関する一検討	1999 年 3 月	信学全大. B-5-248	・白崎良昌 須藤浩章 石川公彦
13) ○	MMAC システムにおける OFDM 用周波数同期に関する一検討	1999 年 3 月	信学全大. B-5-249	・信太和夫 須藤浩章,
14) ○	MMAC システムにおける OFDM 同期検波方式の検討	1999 年 3 月	信学全大. B-5-250	・石川公彦 須藤浩章 中原 田中
15) ○	MMAC/OFDM における時間フィルタを用いた伝搬路推定の一検討	1999 年 3 月	信学全大. B-5-251	・今村大地 須藤浩章 石川公彦
16) ○	MMAC システムにおけるセルストリーム再生方式の一検討	1999 年 3 月	信学全大. B-5-252	・荒牧隆 白崎良昌, 石川公彦
17) ○	MMAC システムにおける OFDM 用残留位相誤差補償に関する一検討	1999 年 9 月	信学全大. B-5-144	・今村大地 須藤浩章 石川公彦
18) ○	MMAC システムにおける OFDM 用周波数同期に関する一検討	1999 年 9 月	信学全大. B-5-145	・信太和夫 須藤浩章
19) ○	MMAC システムにおける OFDM シンボル同期に関する一検討-その 2-	1999 年 9 月	信学全大. B-5-146	・白崎良昌 須藤浩章 石川公彦
20) ○	MMAC システムにおける OFDM 用送信ダイバーシチに関する一検討-その 2-	1999 年 9 月	信学全大. B-5-147	・須藤浩章 石川公彦

21) ○	MMAC システムにおけるダイバーシチ受信時の OFDM シンボル同期に関する一検討-その 2-	1999 年 9 月	信学全大. B-5-148	・吉川博之 須藤浩章
22) ○	MMAC システムにおける OFDM 用軟判定方式の一検討	1999 年 9 月	信学全大. B-5-149	・石川公彦 須藤浩章
23) ○	MMAC システムにおける OFDM 用シンボル同期に関する一検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-290	・白崎良昌 須藤浩章 石川公彦
24) ○	MMAC システムにおけるフレーム同期保持方法の一検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-292	・信太和夫 須藤浩章
25) ○	MMAC システムにおける OFDM 用タイミング誤差低減に関する一検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-293	・吉川博之 須藤浩章
26) ○	MMAC システムにおける上り・下りリンク識別方法の検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-294	・石川公彦 須藤浩章
27) ○	MMAC システムにおける OFDM 用適応伝搬路推定に関する検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-295	・今村大地 須藤浩章 石川公彦
28) ○	MMAC システムにおける OFDM の特性改善に関する一検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-296	・須藤浩章 石川公彦
29) ○	MMAC システムにおけるネットワーク設置方法に関する考察	2000 年 3 月	信学全大. B-5-298	・荒牧隆 白崎良昌 石川公彦
30) ○	MMAC 方式における画像符号化の方式選択に関する一検討	2000 年 3 月	信学全大. B-5-299	・斎藤昭
31) ○	MMAC-HiSWAN における公衆システム用途の一検討	2000 年 9 月	信学ソ大. B-5-134	石川公彦
32) ○	MMAC-HiSWAN における OFDM 用 AFC 回路構成に関する一検討	2000 年 9 月	信学全大. B-5-129	・吉川博之 須藤浩章, 信太和夫
33) ○	MMAC-HiSWAN における OFDM 用適応変調に関する一検討	2000 年 9 月	信学全大. B-5-130	・須藤浩章 石川公彦
34) ○	MMAC-HiSWAN における OFDM 用適応伝搬路推定に関する検討 2	2000 年 9 月	信学全大. B-5-131	・今村大地 須藤浩章 石川公彦
35) ○	MMAC-HiSWAN におけるシステム識別に関する考察	2000 年 9 月	信学全大. B-5-132	・荒牧隆 白崎良昌, 石川公彦

36) ○	MMAC-HiSWAN における公衆システム用途の一検討	2000 年 9 月	信学全大. B-5-133	平野純 荒牧 隆 石川公彦
37) ○	MMAC-HiSWANb における高速 CBR/GBR 用変調方式の一検討	2001 年 3 月	信学全大. B-5-218	石川公彦
38) ○	MMAC-HiSWANa におけるフレーム同期保持方式の一検討(その 2)	2001 年 3 月	信学全大. B-5-219	・信太和夫 須藤浩章 望月伸晃(NTT)
39) ○	MMAC-HiSWANa における OFDM 用 AGC に関する一検討	2001 年 3 月	信学全大. B-5-220	・今村大地 須藤浩章 石川公彦 太田厚(NTT)
40) ○	MMAC-HiSWANb における OFDM 用伝搬路推定に関する一検討	2001 年 3 月	信学全大. B-5-221	須藤浩章 石川公彦
41) ○	MMAC-HiSWANa システム試作装置の開発	2001 年 3 月	信学全大. B-5-222	石川公彦 加々見修(NTT)
42) ○	MMAC-HiSWAN における他システムとの共存に関する考察	2001 年 3 月	信学全大. B-5-223	荒牧隆 平野 純 石川公彦
43) ○	MMAC-HiSWAN 方式の屋内デジタル伝送シミュレーション	2001 年 3 月	信学全大. B-5-224	平野純 荒牧 隆 石川公彦
44) ○	MMAC-HiSWANa における OFDM 用 AFC に関する一検討	2001 年 9 月	信学全大. B-5-170	須藤浩章 石川公彦 望月伸晃(NTT)
45) ○	MMAC-HiSWANa における OFDM 用適応伝搬路推定実験	2001 年 9 月	信学全大. B-5-171	今村大地 須藤浩章 石川公彦 加々見修(NTT)
46) ○	MMAC-HiSWANa システム伝搬実験	2001 年 9 月	信学全大. B-5-172	石川公彦 白崎良昌 今村大地 平野 純
47) ○	5GHz 帯屋内電波伝搬特性の基礎検討	2002 年 3 月	信学全大. B-1-40	宇野博之 西木戸 齋藤裕 春木宏志

48) ○	5GHz 帯屋外無線 LAN の高速移動体 利用の一検討	2003 年 3 月	信学総大 B-5-223,	斎藤 昭, 寺村允安, 北條博史, 國政和清
49) ○	SSB 化 QPSK 変調方式の一検討	2003 年 9 月	信学ソ大 B-5-206	上杉 充 佐藤拓朗 富永英義
50) ○	SSB 化 QPSK 変調方式の一検討(その 2)	2004 年 3 月	信学全大 A-5-22	上杉 充 佐藤拓朗 富永英義
51) ○	SSB-QPSK 変調方式の実用化検証	2004 年 9 月	信学ソ大 B-5-129	上杉 充 佐藤拓朗 富永英義

3. その他

3-1 学会活動/全国大会一般セッション座長

	セッション名	年月	大会名	
1) ○	B-5.無線通信システム B(5-237~5-247) 無線ネット, スケジューリング, など	1999 年 3 月	1999 年信学全大	
2) ○	B-5.無線通信システム B(5-177~5-188) ワイヤレスアクセス:ローミング, スケジュー ーリング, トラヒックフロー, SDM	2001 年 9 月	2001 年信学ソ大	
3) ○	B-5 無線通信システム B(5-254~262) ワイヤレスアクセス:5G 帯スループット, ア ドホック, アクセス制御, 2.4GLAN	2002 年 3 月	2002 年信学全大	
4) ○	B-5 無線通信システム B(5-169~176) ワイヤレスアクセス:無線 LAN 高速化, セ ル容量, マルチホップ, 動的帯域割当, 送信電力制御などワークのルーティン グ, ARQ, ハンドオーバ, スケジ	2002 年 9 月	2002 年信学ソ大	
5) ○	B-5 無線通信システム B(5-250~260) 大容量 FWA, チャネル割り当て, 自律分 散制御, セキュリティ, 準ミリ波伝搬特性	2003 年 3 月	2003 年信学全大	
6) ○	B-5 無線通信システム B(5-153~161) ワイヤレスアクセス:QoS, アクセス制御, ラストホップ, 衛星 FWA, 準ミリ波 FWA, 準ミリ波樹木損失	2003 年 9 月	2003 年信学ソ大	
7) ○	B-5 無線通信システム B(5-221~228)	2004 年 3 月	2004 年信学全大	

○	ワイヤレスアクセス:QoS, Dualバンド無線 LAN, ハイブリッド無線 LAN, 測位システム, 同期捕捉, 伝搬路推定			
8) ○	B-5 無線通信システム B(5-118~126) ワイヤレスアクセス:アドホックネットワーク, ルーティング検出, 622Mbps システム	2004 年 9 月	2004 年信学ソ大	
9) ○	B-5 無線通信システム B-5(3/22) ワイヤレスアクセス:無線 LAN 高速化, FWA, ほか	2005 年 3 月	2005 年信学全大	

3-2 出願特許

	出願日等	名称	内容	連名者
1)	特願昭 50-126647 1975.10.20 特開昭 52-50269 1977.04.22	自動掃引制御回路	自走掃引時にトリガ発生による起動掃引への切り替え方法	
2)	特願昭 51-4329 1976.01.17 特開昭 52-88077 1977.07.22 特公平 2-8274 1990.02.23 特許第 1713272 号 1992.11.27	多現象オシロスコープ	同期用信号入力についても波形観測を可能にする方法	
3)	特願昭 52-4319 1977.01.17 特開昭 53-89479 1978.08.07 特公昭 60-18942 1985.05.13 特許第 1295351 号 1985.12.26	トリガパルス発生回路	バイステープルマルチバイブレータによるトリガパルス発生回路の構成方法	
4)	特願昭 52-54897 1977.05.12 特開昭 53-139555 1978.12.05 特公昭 61-31920 1986.07.23 特許第 1364486 号 1987.02.09	プローブ装置	分圧率の識別を可能にしたプロービング装置	野村英雄
5)	特願昭 53-59226 1978.05.17 特開昭 54-150176 1979.11.26 特公平 2-29991 1990.07.03	信号抽出演算装置	同期信号源からの波形特徴によるフィルタリング演算方法	
6)	特願昭 54-43243 1979.04.09 特開昭 55-136440 1980.10.24 特公昭 63-49338 1988.10.04 特許第 1500713 号 1989.06.28	陰極線管	進行波型陰極線管の偏向電極間に挿入して分布定数線路化するためのコイルの構造	
7)	特願昭 56-142715 1981.09.09 特開昭 58-43616 1983.03.14 特公平 1-41061 1989.09.01 特許第 1556700 号 1990.04.23	掃引信号発生回路	超高速掃引を可能にする受動型積分素子による掃引信号発生回路	

8)	特願昭 56-144511 特開昭 58-45570 特公昭 61-31425 特許第 1364647 号	1981.09.11 1983.03.16 1986.07.19 1987.02.09	掃引信号発生器	超高速掃引の上で実現される遅延掃引機能の実現	
9)	特願昭 56-144513 特開昭 58-46716 特公平 1-33054 特許第 1549747 号	1981.09.11 1983.03.18 1989.07.11 1990.03.09	同期回路		
10)	特願昭 60-103015 特開昭 61-260524 特公平 2-28207 特許第 1604463 号	1985.05.15 1986.11.18 1990.06.22 1991.04.22	電気信号切換器		
11)	特願昭 60-296713 特開昭 62-156566 特公平 5-40869 特許第 1831171 号	1985.12.27 1987.07.11 1993.06.21 1994.03.15	同期回路	ナノ秒以下の超高速パルス観測を可能にするための同期ジッター低減方法	加藤幸彦
12)	特願昭 60-296714 特開昭 62-156567 特公平 5-40870 特許第 1831172 号	1985.12.27 1987.07.11 1993.06.21 1994.03.15	同期回路	ナノ秒以下の超高速パルス観測を可能にするためのホールドオフ部ジッターの低減方法	加藤幸彦
13)	特願昭 61-296910 特開昭 63-149571 特公平 6-25779 特許第 1898994 号	1986.12.12 1988.06.22 1994.04.06 1995.01.23	同期回路	ナノ秒以下の超高速パルス観測を可能にするための遅延同期ジッター低減方法	加藤幸彦
14)	特願昭 62-6629 特開昭 63-173979	1987.01.14 1988.07.18	校正表示装置		
15)	特願昭 62-148542 特開昭 63-311174 特公平 6-103321	1987.06.15 1988.12.19 1994.12.14	オシロスコープ		
16)	特願平 1-283570 特開平 3-144374 特公平 8-7239 特許第 2095016 号	1989.10.31 1991.06.19 1996.01.29 1996.10.02	文字表示装置		
17)	特願平 1-283571 特開平 3-144375 特公平 6-70649 特許第 1943282 号	1989.10.31 1991.06.19 1994.09.07 1995.06.23	オシロスコープ		

18)	特願平 2-202117 特開平 4-86124 特許第 2579042 号	1990.07.30 1992.03.18 1996.11.07	サンプルホールド回路		
19)	特願平 2-202118 特開平 4-86125 特許第 2786320 号	1990.07.30 1992.03.18 1998.05.29	サンプルホールド回路		
20)	特願平 2-212525 特開平 4-94202	1990.08.09 1992.03.26	広帯域増幅器		
21)	特願平 2-328610 特開平 4-196704	1990.11.27 1992.07.16	増幅回路		
22) ○	特願平 3-175358 特開平 5-22137	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器	ギガヘルツ級のパルス観測を可能にするアナログ・デジタル変換器のための比較器の配置方法	
23) ○	特願平 3-175359 特開平 5-22138 特許第 2704325 号	1991.07.16 1993.01.29 1997.10.09	アナログ・デジタル変換器		
24) ○	特願平 3-175360 特開平 5-22139	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器		
25) ○	特願平 3-175361 特開平 5-22140	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器		
26) ○	特願平 3-175362 特開平 5-22141	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器		
27) ○	特願平 3-175363 特開平 5-22142	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器		
28) ○	特願平 3-175364 特開平 5-22143 特許第 2772727 号	1991.07.16 1993.01.29 1998.04.24	アナログ・デジタル変換器		
29) ○	特願平 3-175365 特開平 5-22144	1991.07.16 1993.01.29	アナログ・デジタル変換器		
30)	特願平 3-275165 特開平 5-126860	1991.10.23 1993.05.21	トリガ信号発生装置		
31)	特願平 3-293484 特開平 5-126859	1991.11.08 1993.05.21	オシロスコープ		
32)	特願平 3-293485 特開平 5-126855 特許第 2876499 号	1991.11.08 1993.05.21 1999.01.22	オシロスコープ		
33)	特願平 3-293486	1991.11.08	オシロスコープ		

	特開平 5-126856	1993.05.21			
34)	特願平 3-293489	1991.11.08	オシロスコープ		
	特開平 5-126858	1993.05.21			
35)	特願平 4-251004	1992.09.21	信号波形表示装置		
	特開平 6-102290	1994.04.15			
36)	特願平 5-351973	1993.12.29	復調装置		
○	特開平 7-202968	1995.08.04			
37)	特願平 5-351976	1993.12.29	変調装置		
○	特開平 7-202962	1995.08.04			
38)	特願平 7-240345	1995.09.19	ダイレクトコンバージョン受		
○	特開平 9-83595	1997.03.28	信機		
39)	特願平 7-313159	1995.11.30	受信回路		
○	特開平 9-181782	1997.07.11			
	特許第 3231235 号	2001.09.14			
40)	特願平 7-327336	1995.12.15	ダイレクトコンバージョン受		
○	特開平 9-168037	1997.06.24	信機		
41)	特願平 8-94678	1996.03.26	スペクトラム拡散方式携帯		永瀬卓
○	特開平 9-261167	1997.10.03	電話装置		
	特許第 3325769 号	2002.07.05			
42)	特願平 8-95891	1996.03.27	受信装置		
○	特開平 9-266452	1997.10.07			
43)	特願平 8-119555	1996.04.18	CCD回路とそれを用いた		
○	特開平 9-283744	1997.10.31	信号演算回路		
44)	特願平 8-146465	1996.05.17	移動通信機器		
○	特開平 9-307131	1997.11.28			
45)	特願平 8-185298	1996.06.27	ダイレクトコンバージョン受		
○	特開平 10-22860	1998.01.23	信機		
46)	特願平 8-185299	1996.06.27	ダイレクトコンバージョン受		
○	特開平 10-22859	1998.01.23	信機		
	特許第 3504071 号	2003.12.19			
47)	特願平 8-185300	1996.06.27	ダイレクトコンバージョン受		
○	特開平 10-22861	1998.01.23	信機		
	特許第 3506562 号	2003.12.26			
48)	特願平 8-356748	1996.12.27	受信回路		
○	特開平 10-190538	1998.07.21			
49)	特願平 9-28271	1997.01.29	受信装置		
○	特開平 10-215200	1998.08.11			

50)	特願平 9-137424	1997.05.13	受信装置		
○	特開平 10-313260	1998.11.24			
51)	特願平 10-308914	1998.10.29	電子新聞通信システムに用		
○	特開 2000-138966	2000.05.16	いる基地局装置及び移動 局装置		
52)	特願平 10-316700	1998.11.06	OFDM送受信装置及びそ		
○	特開 2000-151547	2000.05.30	の方法		
53)	特願平 10-316712	1998.11.06	通信端末装置及びその通		
○	特開 2000-31895	2000.01.28	信方法		
54)	特願 2000-72714	2000.03.15	通信装置及び通信装置用		
○	特開 2001-267944	2001.09.28	の記録媒体若しくは方法		
55)	特願 2001-24523	2001.01.31	無線通信システム及び方位		
○	特開 2002-232338	2002.08.16	決定方法		
56)	特願 2001-131278	2001.04.27	無線送信装置及び無線通		
○	特開 2002-330467	2002.11.15	信方法		
57)	特願 2001-238504	1995.11.30	受信回路		
○	特開 2002-111772	2002.04.12			
58)	特願 2002-123239	2002.03.19	無線通信システム及び無線		
○	特開 2003-284156	2003.10.03	通信基地局並びに無線通 信端末		
59)	特願 2002-374832	2002.12.25	アンテナ装置		
○	特開 2004-208040	2004.07.22			
60)	特願 2003-2487	2003.01.08	変調方法及び変調装置		
○	特開 2004-215182	2004.07.29			
61)	特願 2003-22369	2003.01.30	アンテナ装置		宇野博之 斉藤裕 江川 潔
○	特開 2004-266333	2004.09.24			
62)	特願 2003-41492	2003.02.19	アンテナ装置		宇野博之 斉藤裕 江川 潔
○	特開 2004-266367	2004.09.24			
63)	実願昭 50-157648	1975.11.19	同期回路装置		
	実開昭 52-69961	1977.05.24			
64)	実願昭 50-161812	1975.11.28	掃引信号発生装置		
	実開昭 52-73655	1977.06.02			
	実公昭 57-54342	1982.11.25			
	実登第 1499251 号	1983.07.27			
65)	実願昭 50-161813	1975.11.28	掃引信号発生装置		

	実開昭 52-73656	1977.06.02			
	実公昭 57-54343	1982.11.25			
	実登第 1499252 号	1983.07.27			
66)	実願昭 50-161815	1975.11.28	掃引信号発生装置		
	実開昭 52-73657	1977.06.02			
	実公昭 57-54344	1982.11.25			
	実登第 1499253 号	1983.07.27			
67)	実願昭 53-22967	1973.05.21	オシロスコープの掃引装置		
	実開昭 53-131379	1978.10.18			
68)	実願昭 53-87372	1978.06.23	オシロスコープ		
	実開昭 55-5326	1980.01.14			
	実公昭 58-22138	1983.05.11			
	実登第 1843137 号	1990.12.12			
69)	実願昭 54-112945	1974.06.27	サンプリング装置		
	実開昭 55-14900	1980.01.30			