

マルチキャリア変調を用いた
空間多重無線システムのための
伝搬路トラッキング技術

浅井 裕介

マルチキャリア変調を用いた
空間多重無線システムのための
伝搬路トラッキング技術

浅井 裕介

名古屋大学大学院工学研究科

2017年7月

目次

第 1 章	序論	1
1.1	背景	1
1.1.1	急増するモバイルトラフィック	1
1.1.2	モバイルデバイスで用いられる高速無線回線	1
1.2	無線 LAN アクセスの利用形態	3
1.3	公衆無線 LAN の利用状況	5
1.4	無線 LAN への割当周波数帯	6
1.5	本研究の目的	9
1.6	本研究の構成	10
第 2 章	IEEE 802.11 無線 LAN と 公衆環境への拡張	13
2.1	はじめに	13
2.2	IEEE 802.11 無線 LAN 規格	13
2.3	IEEE 802.11 無線 LAN におけるアクセス制御技術	14
2.4	IEEE 802.11 無線 LAN 標準における物理層高速化技術	16
2.4.1	物理層変調方式の変遷	16
2.4.2	変調方式の多値化	17
2.4.3	チャンネル幅拡大	18
2.4.4	空間多重伝送	18
2.4.5	サブフレーム集約	22
2.5	公衆環境における特性例	24
2.5.1	システムモデル	24
2.5.2	サブフレーム誤り率特性	26
2.6	伝搬路トラッキング技術が満たすべき要求条件	30

2.7	関連研究	32
2.8	本研究で提案する伝搬路トラッキング技術における 要求条件を満足するための手段	34
2.9	本章のまとめ	35
第3章	判定帰還形伝搬路トラッキング技術	37
3.1	はじめに	37
3.2	システムモデル	38
3.3	判定帰還形伝搬路トラッキング技術	38
3.3.1	OFDM シンボルブロックの定義	38
3.3.2	伝搬路推定・トラッキング部の構成	39
3.3.3	初期伝搬路推定行列の導出	40
3.3.4	伝搬路仮推定行列の導出	41
3.3.5	伝搬路仮推定値フィルタ	45
3.3.6	伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成	46
3.3.7	伝搬路推定行列の更新判定	49
3.3.8	判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述	52
3.4	特性評価	56
3.4.1	伝搬路仮推定行列を単体で用いる伝搬路トラッキングの特性	56
3.4.2	伝搬路仮推定フィルタのパラメータ最適化	60
3.4.3	伝搬路仮推定フィルタの効果	60
3.4.4	データサブフレーム誤り率特性	62
3.4.5	受信機の移動速度に対する耐性	62
3.4.6	演算量評価	65
3.5	第3章のまとめ	66
第4章	逐次合成判定帰還形 伝搬路トラッキング技術	69
4.1	はじめに	69
4.2	第3章の提案技術の課題	69
4.3	伝搬路トラッキング技術の改良	71
4.3.1	重み付け合成の改良	71
4.3.2	伝搬路推定行列の要素に対する重み係数の導出	72

4.3.3	逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術の アルゴリズム記述	76
4.4	特性評価	78
4.4.1	データサブフレーム誤り率特性	78
4.4.2	移動速度に対する耐性	78
4.4.3	所要 CNR 改善による高速伝送エリア拡大効果	80
4.4.4	演算量評価	81
4.5	第 4 章のまとめ	82
第 5 章	判定帰還形伝搬路トラッキング 技術の実験装置による特性評価	85
5.1	はじめに	85
5.2	実験装置の諸元	85
5.3	特性評価	88
5.3.1	実験装置と計算機シミュレーションとの間の特性差	88
5.3.2	伝搬路仮推定フィルタの閾値の最適化	90
5.3.3	受信機の移動速度に対する SFER 特性	90
5.3.4	回路規模評価	94
5.3.5	本章のまとめ	96
第 6 章	総括	97
6.1	本研究のまとめ	97
6.2	本研究の適用領域	99
6.3	今後の課題	99
	参考文献	101
	記号一覧	111
	謝辞	117
	業績一覧	119

目次

図 1.1	モバイルトラフィックの増加予測	2
図 1.2	セルラシステムと無線 LAN システムのシステムスループット比較	3
図 1.3	無線 LAN アクセスの利用形態	4
図 1.4	無線 LAN に対するマイクロ波帯周波数の割当と IEEE 802.11 標準規格完成時期の関係	7
図 2.1	無線媒体アクセス制御の一例 (DCF)	15
図 2.2	日本の 5GHz 帯において 802.11a/n/ac が利用可能なチャンネル	19
図 2.3	空間多重伝送における送受信信号の関係	20
図 2.4	サブフレーム集約の概要	23
図 2.5	送受信機の構成	25
図 2.6	遅延プロファイル	28
図 2.7	公衆環境における SFER 特性の例	28
図 3.1	送受信機の構成	39
図 3.2	伝搬推定・トラッキング部の構成	40
図 3.3	無線フレーム, 送信信号レプリカ, ブロックの関係	43
図 3.4	伝搬路推定値がブロック毎に更新される例	53
図 3.5	伝搬路仮推定行列を直接用いる伝搬路トラッキングの SFER 特性	57
図 3.6	伝搬路仮推定行列の要素に含まれる雑音電力の分布	59
図 3.7	伝搬路仮推定フィルタ閾値をパラメータとした SFER 特性	61
図 3.8	伝搬路仮推定値の重み付け合成および 伝搬路仮推定フィルタの効果	61
図 3.9	伝搬路トラッキング技術を用いた場合における CNR 対 SFER 特性	63
図 3.10	データサブフレーム位置毎の SFER 特性の例	63

図 3.11 移動速度に対する耐性	64
図 3.12 所要演算量 (OFDM シンボル毎に必要なとなる複素乗算器数) の比較	66
図 4.1 第 3 章の提案技術と本章の提案技術との比較	73
図 4.2 逐次合成判定帰還形トラッキング技術の SFER 特性 (受信機の移動速度: 4km/h)	79
図 4.3 逐次合成判定帰還形トラッキング技術の SFER 特性 (受信機の移動速度: 8km/h)	79
図 4.4 受信機移動速度に対する所要 CNR 特性	80
図 5.1 実験装置の送受信機の構成	86
図 5.2 実験装置の外観	88
図 5.3 実験結果とシミュレーション結果との SFER 特性比較	89
図 5.4 受信信号点の観測例	89
図 5.5 伝搬路仮推定フィルタ閾値をパラメータとした所要 SNR 特性	91
図 5.6 移動速度をパラメータとした場合の実験装置の SFER 特性	91
図 5.7 データサブフレーム位置毎の SFER 特性の一例	93
図 5.8 受信機の移動速度に対する所要 SNR 特性	93

表目次

表 2.1 シミュレーションパラメータ	27
表 2.2 既存の伝搬路トラッキング技術の公衆無線 LAN への適用性	33
表 3.1 判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述	54
表 4.1 逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述 ...	76
表 4.2 回線設計パラメータ	82
表 5.1 実験装置の主要諸元	87
表 5.2 実験装置の機能ブロック別回路規模	95

第1章 序論

1.1 背景

1.1.1 急増するモバイルトラフィック

スマートフォンやタブレットに代表されるモバイルデバイスは、処理能力の急速な進化および高いユーザビリティに伴い 2010 年代に利用者数が急増した。2021 年には、全世界において 60 億台を上回るモバイルデバイスが利用されると予測されている [1]。

モバイルデバイスにおいて利用されるアプリケーションは、外部ネットワークに配置されているサーバとのデータのやり取りを行うためのインターネット接続が必須である。また、モバイルデバイスとバックボーンネットワークとの間でやり取りされるトラフィック（以下、モバイルトラフィックと呼ぶ）は、高精細映像のストリーミング配信やソーシャルネットワークサービス（SNS）のコンテンツの送受信といったアプリケーションの利用拡大に伴い急激な増加を見せている。

世界の有料映像ストリーミング配信サービスの契約数は 2015 年時点で 2.8 億契約を超え、今後も年率 10% の増加傾向が継続する見通しである ([2], p.88)。加えて、映像ソースの高精細化（4K/8K 映像、例えば [3]）もモバイルトラフィックの増加要因となっている。また、モバイルデバイスを用いた SNS のアクティブユーザ数は 2017 年初頭に 25 億人を超え、世界の人口の 1/3 以上を占めている [4]。

モバイルデバイスのユーザ数の急増およびコンテンツの大容量化により、モバイルトラフィックは今後も増加が継続すると予測されている（図 1.1 [1]）。

1.1.2 モバイルデバイスで用いられる高速無線回線

モバイルデバイスはユーザが持ち歩くことを前提としているため、アクセス

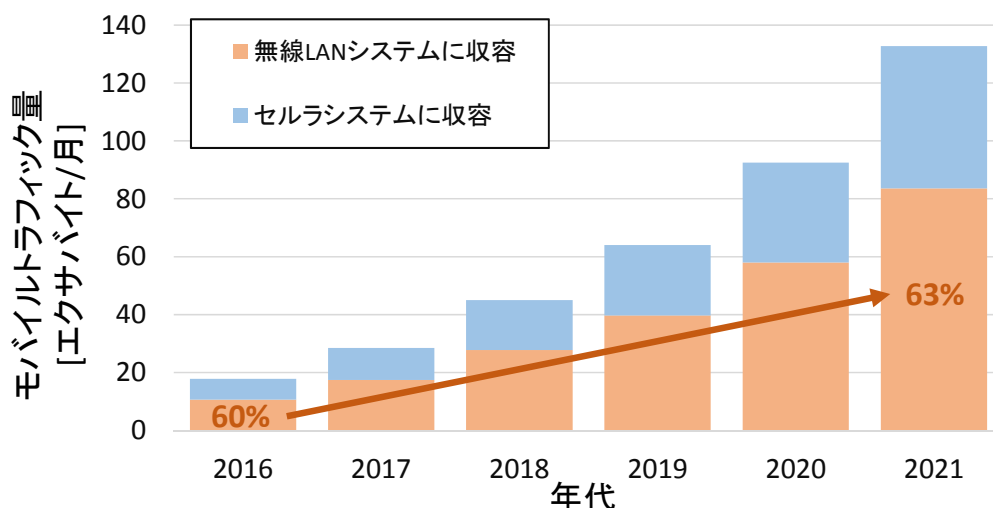


図 1.1 モバイルトラフィックの増加予測

(“Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016 – 2021”,
を元に作成)

回線には高速無線回線が用いられる。ユーザはモバイルデバイスに予め内蔵された無線モジュールを用いて接続を行う。現在広く利用されている高速無線回線として、セルラシステムの標準化団体 3GPP (The 3rd Generation Partnership Project, 第三代パートナーシッププロジェクト) [5]において規格化された LTE (Long Term Evolution) およびその後継規格である LTE-advanced が挙げられる。これに加えて、IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers, 米国電気電子協会) の 802.11 標準化部会 [6]で策定された規格に準拠する無線 LAN システムが広く用いられている。図 1.1 にはセルラシステムおよび無線 LAN それぞれのモバイルトラフィックを收容する割合が示されている。今後も無線 LAN は 6 割以上のモバイルトラフィックを收容し続けると予測されている。

セルラシステムと無線 LAN システムの伝送速度を図 1.2 に比較する。一般的に、無線 LAN システムはセルラシステムよりも相対的に小さなカバーエリアでスポット的サービスを提供する。そのため、これまで無線 LAN システムはセルラシステムのおよそ 10 倍の伝送速度を提供し続けてきた。

セルラシステムは基地局間のハンドオーバー機能等により、通信エリアを切れ目なく面的に展開することを特長としている。そのため、屋外のモバイル環境に

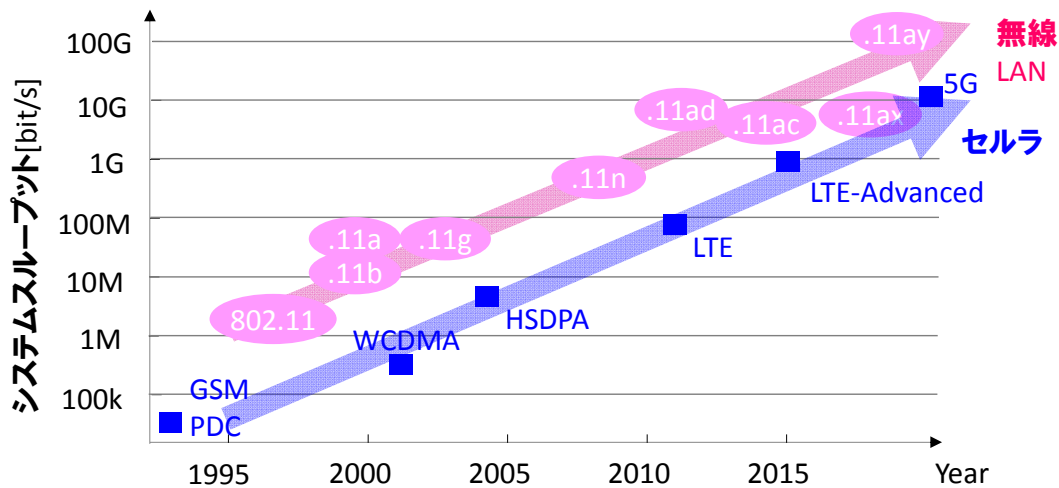


図 1.2 セルラシステムと無線 LAN システムのシステムスループット比較

において、一般的にはセルラシステムを利用する機会が多い。これに対して、無線 LAN 接続は屋内を中心としたスポットエリアでの展開が主流であった。セルラシステムよりも高速伝送を実現する無線 LAN が利用可能な状況において、これを積極的に活用することでユーザは快適にモバイルアプリケーションを利用することが可能となる。

1.2 無線 LAN アクセスの利用形態

無線 LAN は日常生活の様々な場面において用いられている。主要な 3 つの利用ケースとして、家庭、オフィス、公衆環境（屋内外の公共スペースにおける利用）が挙げられる [7]（図 1.3）。

家庭では、無線 LAN 基地局はコンシューマ向けの個人利用端末同士の接続、ならびに一般加入者向け光アクセス回線 (FTTH: Fiber To The Home) 等を経由したインターネット接続を行うための大容量無線アクセス回線として利用される。利用されるアプリケーションは、インターネットを経由した高精細映像のストリーミングサービスや、映像・画像・音楽等の大容量コンテンツのホームネットワーク内の共有といった高い伝送速度が求められるものが多い。その他、プリンタ、家電、監視カメラといった多種多様なネットワーク機器の無配線化を実現する。



図 1.3 無線 LAN アクセスの利用形態

オフィスでは、ノートパソコンに代表される業務用端末機器をイントラネットに接続するための無線アクセス回線として広く用いられている。これにより、オフィスフロアのフリーアドレス化や会議室における無配線化を実現する。また、無線 LAN 回線を経由したデスクトップ環境の遠隔操作や業務資料の共有、Web 会議への接続、遠隔協調作業、内線電話等のビジネスアプリケーションが広く用いられており、オフィス業務の効率改善に寄与している。

これら二つの利用ケースに加えて、屋内外の公共スペースにおいてモバイルデバイスをインターネットに接続する公衆環境における利用が存在する。IEEE 802.11 無線 LAN の標準化の黎明期(1990~2000年)において、無線 LAN システムは家庭・オフィスといった屋内環境での利用が前提とされていた。その後、無線 LAN 製品が安価かつ高速な無線アクセス回線を提供することが可能となったこと、および、ノートパソコンに代表される可搬形端末が無線 LAN 機能を内蔵するようになったことにより、公衆環境において無線 LAN を用いたインターネット接続サービス(一般的に「公衆無線 LAN」と呼ばれる)が広く普及した。

1.3 公衆無線 LAN の利用状況

公衆無線 LAN は、駅、空港、スポーツ競技場、ショッピングセンターなどの多くの人が集まる公衆環境において、セルラシステムよりも高速な無線アクセスを提供する。サービスが提供された当初（2002 年頃）は PDA (Personal Data Assistance) やノートパソコンを用いた接続が想定されていた [8]。その後、スマートフォン・タブレットの爆発的な普及に伴い、これらのデバイスを用いて利用される形態が主流となり、利用者が急増した。また、日本においては、訪日外国人の増加も公衆無線 LAN 利用者の増加の要因となっている [9]。公衆無線 LAN の利用者の増加傾向は今後も継続する見通しであり、2019 年度には 6,300 万人以上のユーザが公衆無線 LAN サービスを利用する見込みである [10]。この利用者の増加に伴うトラフィック増加に対応するために、2021 年には全世界で 5 億か所を超える公衆無線 LAN スポットが配備されると予測されている [1]。

セルラシステムでは、LTE/LTE-advanced の登場により実効伝送速度が 100Mbps を超えている状況である。しかしながら、通信キャリアが一般ユーザに対して提供している契約は「準定額制」である。これは、月や日を単位とする一定期間に通信可能なデータ量に上限が設定され、この上限を超過すると伝送帯域が著しく制限される契約形態である。通信データ量に制限を設けずユーザが無制限にネットワークを利用できるようにすると、トラフィックが膨大となりモバイルネットワークの運用コストが膨らみ事業が成り立たなくなる。準定額制の契約は、ユーザのネットワーク利用に制限を課すことで料金を低廉化させ、通信キャリアのビジネスを成立させるための施策である。

一方、公衆無線 LAN では、多くの事業者が定額制あるいは無料（携帯電話の契約にバンドルされている場合もある）のサービスを提供しており、一般的にはセルラシステムのような通信データ量の制限が課せられていない。無線 LAN は自律分散型のシステムであり、セルラシステムと比較してネットワークレイヤにおける制御システムが簡易である。また、スポットエリアにおける提供を前提としており、面的エリアを展開するセルラシステムと比較してユーザが利用する時間率が低い。さらに、複数の通信事業者に対して、共同運用する無線 LAN 基地局を卸売りする事業形態も存在する [11]。これらの要因により、ネットワークを低コストで提供することが可能である。通信キャリアはこのコストパフォーマンスの高

さに着目し、モバイルトラフィックの一部を、セルラシステムから公衆無線 LAN に收容する「トラフィックオフローディング (以下, 単に「オフローディング」と呼ぶ)」と呼ばれる運用を行っている [12]. オフローディングによりセルラシステムを経由するモバイルトラフィックが軽減され, ネットワーク全体の運用コストを低減することが可能となる. また, 一般ユーザにおいても, 自宅に無線 LAN の基地局を設置し, これを経由してブロードバンド回線に接続しモバイルトラフィックを送受信することで, セルラシステムの契約で制限されているデータ量の消費を抑制することができる.

オフローディング需要の高まりを受け, 無線 LAN とセルラシステムをシームレスに切り替えるネットワーク機能も拡充されている. 通信キャリアからは, セルラシステムの認証デバイスである sim カードを活用することで無線 LAN の認証 ID・パスワードの入力を省略する「sim 認証」が提供されている. また, 無線 LAN 機器の相互接続性を認証する業界団体である Wi-Fi Alliance [13]から, 接続情報を予め端末に記憶しておき, 端末が利用可能な基地局カバーするエリアに入った際に自動接続を行う Wi-Fi CERTIFIED Passpoint™ [14] [15]と呼ばれるネットワーク機能が提供されている. これらの機能により, モバイルデバイスを携行するユーザは, 自身が意識することなく利用環境に応じてセルラシステムと無線 LAN の双方を活用し, モバイルアプリケーションを快適に利用することができる.

公衆無線 LAN の利用は, ユーザ数およびトラフィックの増加と接続性の改善による利用機会拡大により, 今後も継続的に増加する見通しである.

1.4 無線 LAN への割当周波数帯

無線 LAN は, 元々 2.4GHz 帯の ISM (Industry, Scientific and Medical) 帯や赤外線を用いた運用を前提としていた [16]. 1997 年に米国で 5GHz 帯 (5.15-5.25GHz) が無線 LAN 向けに開放された [17]ことを契機に, 各国において 5GHz 帯を無線 LAN の周波数として利用する動きが活発化した. その後, 2003 年の世界無線会議 (WRC; World Radio Conference) において, 5.15-5.35GHz 帯および 5.47-5.725GHz 帯を世界共通で無線 LAN のための周波数として割り当てることが決議された [18]. これを受け, 各国の行政機関において当該周波数を無線 LAN に割り当てることが加速し, 日本においても電波法関連規則が改定され, 利用が可能となった. 図 1.4 に, 日本における年代ごとのマイクロ波帯無線 LAN の周波数割当と IEEE 802.11

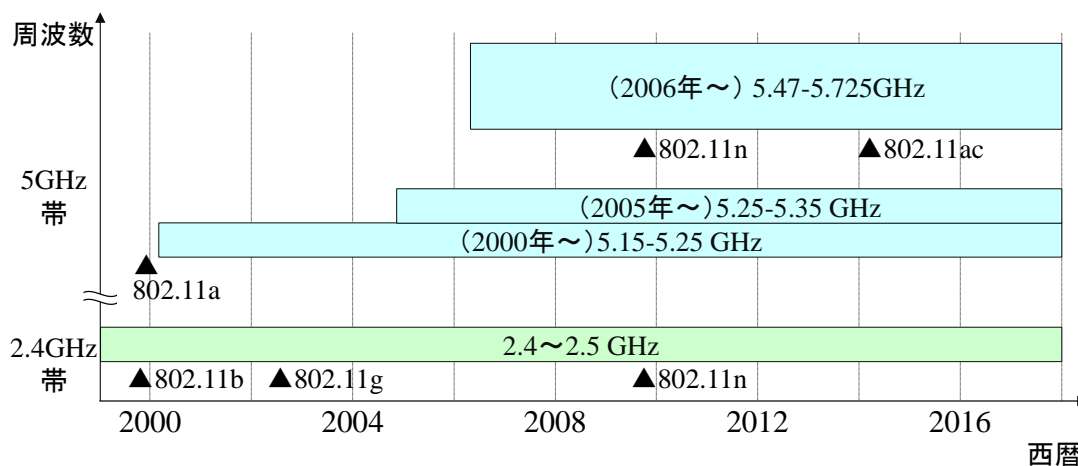


図 1.4 無線 LAN に対するマイクロ波帯周波数の割当と IEEE 802.11 標準規格完成時期の関係

無線 LAN 標準規格との完成時期の関係を示す [19].

公衆無線 LAN に用いられる周波数帯は、対応機器が広く普及している 2.4GHz 帯および 5GHz 帯である。各帯域において、無線 LAN の基本チャネル幅の 20MHz を用いた場合、双方の帯域の合計で 22 チャンネル (2.4GHz 帯: 3 チャンネル, 5GHz 帯: 19 チャンネル) が存在する。しかしながら、無線 LAN の周波数帯はセルラシステムのように特定の電気通信事業者に独占的に割り当てられるわけではない。当該周波数帯域に定められた電波法および付随する各種規則を遵守することを証明する「技術適合証明¹ [20]」を取得した機器を調達すれば誰でも利用できる「免許不要周波数帯」であるため、特定の事業者が独占的に利用できるわけではない。特に 2.4GHz 帯は、近距離無線規格 Bluetooth™ [21] に代表される無線 LAN 以外の通信機器や電子レンジ、医療機器等の多種多様な電子機器からの雑音が放射される、言わば「汚れた帯域」となっている。さらに、都市部における 2.4GHz 帯の利用については、既に公衆無線 LAN の基地局が乱立しており、システム容量の低下が深刻な問題となっていることが報告されている [22].

また、比較的干渉が少ないとされている 5GHz 帯は、多数のチャンネルが確保できるものの、全ての帯域において、無線 LAN よりも優先度の高い一次システムが

¹ 「技適」と略称で呼ばれることが多い。

存在する。そのため、共存のための条件が電波法規則（無線設備規則 [23]や総務省告示²等）によって以下の通り規定されている。

- 5.15-5.25GHz 帯(W52)
米国の Globalstar 社により運用されている低軌道衛星 [24]に過度の干渉を与え運用を妨げないように、利用場所が屋内に限定されている [25].
- 5.25-5.35GHz 帯(W53)
気象レーダに過度の干渉を与え運用を妨げないように、利用が屋内に限定されている。さらに、運用前・運用中において気象レーダが送信する電波を受信した場合には当該チャンネルの利用を停止する DFS（Dynamic Frequency Selection, 動的周波数選択）機能を持つことが義務付けられている [26].
- 5.47-5.725GHz 帯(W56)
屋外利用が可能であるが、屋外で運用される移動体レーダに対して干渉を与えないよう、W53 同様に DFS 機能を持つことが必須である。

したがって、一次システムが存在する環境や屋外においては、実際に利用可能となる無線リソースは限られる。

これに対して、国内では 2020 年を目処に無線 LAN への割り当て周波数を拡大する議論が行われている [27] [28]。しかし、割り当てに至るまでには共用検討による利害関係者の合意形成が必要であり、早期の規則改正は期待することができない。また、仮に規則改正に至ったとしても、モバイルトラフィックの増加率を上回る周波数幅が割り当てられるわけではない。

以上のことから、公衆無線 LAN サービスの利用者・トラフィックの増加が今後も続く一方、利用可能周波数が大幅に増加する見込みはないと考えられる。そのため、限られた周波数資源を有効活用すること、すなわち、高速な伝送速度を実現することが、今後の公衆無線 LAN の運用において極めて重要となる。

² 官報において公開される。

1.5 本研究の目的

1.1 節から 1.3 節で述べた通り、モバイルトラフィックの増加は今後も継続する見込みであるため、公衆環境における無線 LAN においては高速・大容量化が必要となっている。その一方で、1.4 節では、無線 LAN が利用できる周波数について、今後大幅な増加が見込めないことを述べた。

周波数帯域を拡大することなく伝送速度の拡大を行う手段として、無線 LAN を含めたマルチキャリア変調方式全般では、複数アンテナを用いて同一周波数上にデータ信号を多重し、受信機において伝搬路状態を推定した情報を用いて送信信号を検出する空間多重伝送が用いられる。

空間多重伝送では、受信信号処理において伝搬路状態の推定が必要となる。伝搬路の時間経過に伴う変動に起因する伝搬路状態の推定誤差は、受信特性の劣化要因となる。公衆環境では、移動することが前提となるモバイルデバイスが接続されるため、伝搬路の変動速度は、1.2 節で説明した従来の無線 LAN の利用ケースである家庭・オフィスと比較して相対的に大きくなる。さらに、空間多重伝送を用いる場合、良好な伝送特性を得るためには高い CNR (Carrier to Noise Ratio, 搬送波対雑音電力比) が必要となるため、伝搬路推定の誤差の影響は顕著となる。

そこで本研究では、無線 LAN システムに代表されるマルチキャリア変調システムに空間多重伝送を適用する場合における、伝搬路変動に起因する誤り率特性の劣化に着目して検討を行う。また、この問題の対策となる受信機における信号処理技術である「伝搬路トラッキング技術」について議論を行う。

はじめに、マルチキャリア変調を用いた無線 LAN に空間多重伝送を含む高速伝送技術を適用した場合について、誤り率特性を評価する。伝搬路変動による誤り率特性の劣化が顕著であることを明らかにし、これを解決すべき問題と位置づける。問題解決のための技術検討に先立ち、伝搬路トラッキング技術が満足しなければならない要求条件をシステム面・実装面・利用ケース面からの制約条件を考慮した上で定義する。また、既存技術ではこれらの要求条件を満足しないことを確認する。さらに、公衆環境の無線 LAN の利用ケースを想定した要求性能を定義する。

これらの要求条件・要求性能の議論をふまえて、伝搬路変動に追従する判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案する。提案技術では、受信機側で復号された

情報系列から送信信号のレプリカを再生することでパイロット信号を不要とすることで、要求条件である既存の無線フレームフォーマットとの適合性を満足する。また、信号処理をマルチキャリア変調信号のサブキャリア毎に行うことで、少ない演算量で実装可能としている。さらに、送信信号のレプリカから得られた伝搬路推定値に対して、推定精度を高める重み付け合成を適用し、要求条件の一つである伝搬路変動量等の外部パラメータを一切用いない伝搬路推定を実現している点が特長である。本提案技術について、計算機シミュレーション評価を行い、要求性能を満足することを明らかにする。

上述の判定帰還形伝搬路トラッキング技術に対して、信号処理を追加することで更なる特性改善を実現する逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術を併せて提案する。この技術は、判定帰還形伝搬路トラッキング技術で提案した重み付け合成処理を改良することで伝搬路推定の更新頻度を高める。また、未知の重み係数を演繹的に導出し、受信機において既知のパラメータのみで定義することで、演算量の増加が極めて少なくしている点が特長である。逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術が所要 CNR 特性を改善する効果を示すことを計算機シミュレーションにより明らかにする。また、この改善効果が高速伝送エリアの拡大を実現することを、回線設計パラメータを用いて計算し、その効果を明らかにする。

最後に、提案した判定帰還形伝搬路トラッキングについて、信号処理を FPGA (Field Programmable Gate Array) に実装した実験装置の構成を示すとともに伝送特性の評価を行う。実験装置の誤り率特性、端末の移動速度に対する耐性、信号処理を実装するための回路規模の評価を通じて、提案する判定帰還形伝搬路トラッキング技術のハードウェア実装におけるフェージビリティを確認する。

このように本研究では、無線 LAN を主要な対象システムと位置付け、マルチキャリア変調を用いる空間多重伝送における伝搬路変動による特性劣化の影響の明確化、これを解決する受信機側における信号処理技術である伝搬路トラッキング技術の提案、この技術のハードウェア実装におけるフェージビリティ確認を行うことを目的とする。

1.6 本研究の構成

本研究の第 2 章以降の構成は以下の通りである。

第 2 章では、マルチキャリア伝送を用いた無線 LAN の高速伝送技術を概説した

上で、公衆環境における高速伝送技術を活用した場合の特性例を示し、解決課題を明確化する。また、課題解決手段である伝搬路トラッキング技術にが満足すべき要求条件の定義を行うとともに、既存技術が適合しないことを確認する。さらに、目標性能の設定および本研究において提案する伝搬路トラッキング技術が各要求条件を満足するための手段を示す。

第3章では、本研究における提案である判定帰還形伝搬路トラッキング技術の詳細な説明および特性評価を行う。計算機シミュレーションおよび実験装置による評価より特性改善効果を確認し、提案する伝搬路トラッキング技術が要求条件および要求性能を満足することを示す。

第4章においては、第3章において提案した判定帰還型伝搬路トラッキング技術に残された課題を確認し、これを改良した逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案する。第4章の提案技術は、第3章の提案技術と比較して追加の信号処理が必要となるものの、所要 CNR を低減する効果があることを明らかにする。また、本技術の適用により、公衆環境における無線 LAN の高速伝送エリアの拡大が可能となることを、数値例を用いて確認する。

第5章においては、第3章において提案した判定帰還型伝搬路トラッキング技術の信号処理を FPGA に実装した実験装置を紹介する。実験装置とフェージングシミュレータを用いた特性評価結果を示し、伝搬路トラッキングが適切に効果を発揮する受信機の移動速度範囲において、実験装置が計算シミュレーションとほぼ同等の特性を実現することを示す。さらに提案する伝搬路トラッキング技術を FPGA に実装するために必要となる回路規模評価結果を示す。第3章、第4章の提案技術ともに送受信機全体の回路規模を大幅に増加することなく伝搬路トラッキング技術の実装が可能であることから、これらの提案技術のフィージビリティの高さを明らかにする。

最後に、第6章において、本研究のまとめを行うとともに、本技術の適用領域ならびに今後の展開、課題について議論を行い、統括する。

第2章 IEEE 802.11 無線 LAN と 公衆環境への拡張

2.1 はじめに

IEEE 802.11 規格 [29]は、公衆環境において用いられる無線 LAN の基地局および端末において、デファクト標準として広く利用されている。本章では、はじめに 802.11 規格のアクセス制御技術および高速化技術を概説する。次に、公衆環境において高速化技術を適用した場合の誤り率特性例を示す。伝搬路変動により通信品質が大きく低下する課題から、伝搬路トラッキング技術の必要性を確認する。この伝搬路トラッキング技術に対して、公衆環境への適用を想定し要求条件を整理する。そして、既存の伝搬路トラッキング技術を紹介し、要求条件に対して適合しないことを明らかにし、新たな伝搬路トラッキング技術が必要であることを示す。

2.2 IEEE 802.11 無線 LAN 規格

IEEE 802.11 無線 LAN は、IEEE-SA (IEEE – Standard Association, IEEE の標準化部門) 配下の 802.11 部会で標準規格の策定が行われている。IEEE 802.11 部会は 1990 年に設立され、1997 年に初期規格を策定した。その後、多数の追加規格 (Amendments) が策定され、高速化、高機能化が行われている。一般ユーザに広く知られている IEEE 802.11a/b/g/n/ac といった名称は、物理レイヤを高速化する追加規格の名称である。番号(802.11)以降のアルファベットの順番は、当該の追加規格の策定議論が行われるタスクグループ(TG, Task Group)が設立された年代の順番に対応する。なお、本節以降の章・節・図のタイトルを除く文中において、「IEEE 802.11」を単に「802.11」と略記する。

2.3 IEEE 802.11 無線 LAN におけるアクセス制御技術

802.11 無線 LAN は、単一の無線チャネルを上り・下りの区別なく複数の無線局間で時間による棲み分けで共有し、多元接続を実現する。この無線媒体アクセス制御 (MAC; Medium Access Control) 技術として、CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) [30]に基づく DCF (Distributed Coordination Function) [31]が用いられる。

図 2.1 に、1 台の基地局と 2 台の端末が DCF に基づき無線フレームを送信する例を示す。DCF において、各無線局 (基地局、あるいは端末) は送信に先立ち、チャネルの空き状態を確認するキャリアセンスを行い、チャネルが空いている場合に限り送信を行う。これにより、他の無線局の通信を妨害すること、および他の無線局から干渉を受けることを回避する。また、無線局は、キャリアセンスによりチャネルの空き状態を確認した際に、直ちに送信を行うのではなく、送信に先立ち待ち時間を設ける。この待ち時間は、固定時間³と乱数を元に設定されるバックオフ時間⁴から構成される。各端末は固定時間が経過した時刻を起点とし、保持するバックオフ時間を時刻経過に伴い減算し、これが 0 となった時点で送信を行う。この間においても、無線局は継続的にキャリアセンスを行う。バックオフ時間が 0 になる前に他の無線局が送信を開始したことを検出した場合、あるいはキャリアセンスにより干渉信号が観測された場合には、当該無線フレームの送信が終了するまで待機する。送信が行えなかった場合は、次回送信を試みる際には、バックオフ時間を再度乱数から設定し直すのではなく、前回送信が行えなかった時点における残存時間を継承する。この制御により、無線局間で送信タイミングがランダム化され、同時送信による衝突の確率が低減される。さらに、バックオフ時間の期待値を無線局間で同一とすることで、無線局同士の送信機会を均等とし、チャネル利用の公平性を実現している。

なお、802.11 無線 LAN では、無線局がそれぞれ自律分散動作で無線フレームの送信タイミングを決定しているため、無線フレームの衝突を完全に回避できる

³ DIFS(Distributed Inter Frame Space)と呼ばれる。802.11a/n/ac では $34\mu\text{s}$ となっている。

⁴ スロット時間(Slot Time)と呼ばれる時間を単位とした整数値で定義される。802.11a/n/ac におけるスロット時間は $9\mu\text{s}$ となっている。また、バックオフ時間は 0 から最大値(2 のべき乗から 1 を引いた値)の間の一様分布となる乱数で決定される。

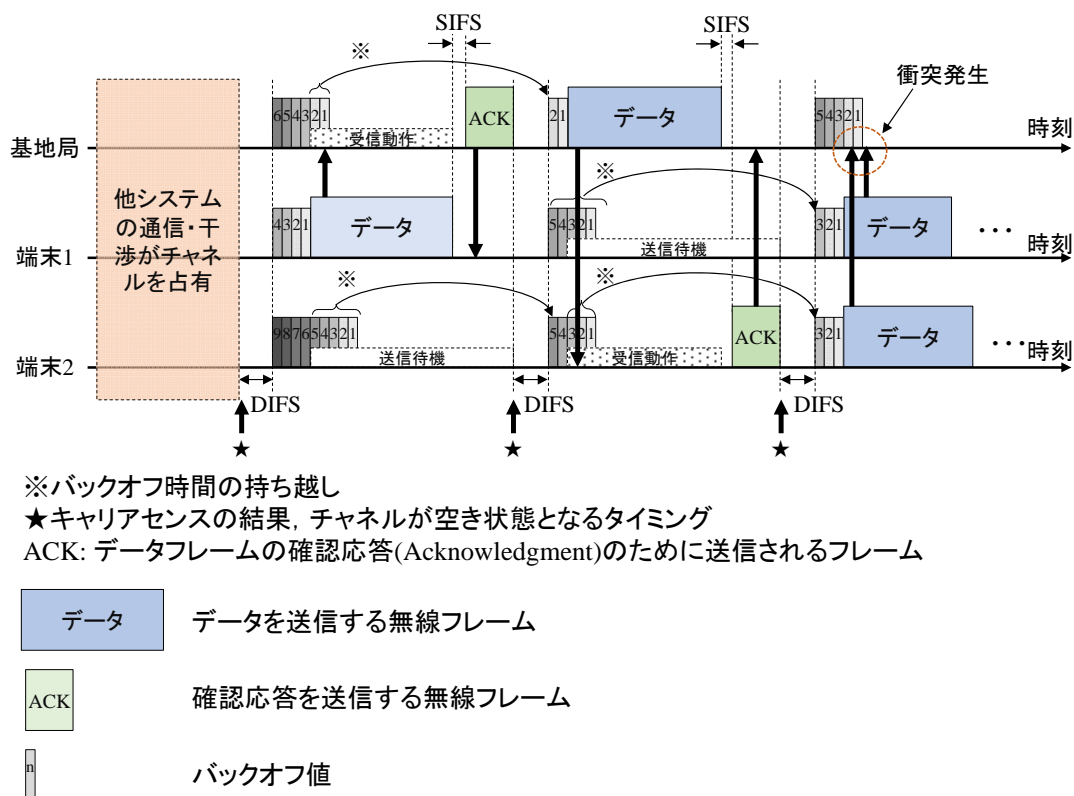


図 2.1 無線媒体アクセス制御の一例 (DCF)

わけではない。図 2.1 の例において、端末 1 の 2 回目のデータ送信開始と同時刻に、端末 2 のバックオフ値が 0 となりデータの送信を開始しており、衝突が発生している。時分割多重を用いる無線 LAN システムでは、ある無線局において送受信動作を同時並行で行うことがないため、無線フレームを送信する無線局は、無線フレーム送信後に ACK フレームが受信されないことをもって、宛先局に正しくデータが到達しなかったことを確認する。無線フレーム同士の衝突や雑音の影響により再送を行う場合には、無線リソースの利用効率を低下させたペナルティとして、再送回数が増加するたびに 2 のべき乗に比例してバックオフ時間の最大値を増加させなければならない。例えば、初回送信時のバックオフ時間の最大値が $31 (=2^5-1)$ であれば、1 回目の再送時には $63 (=2^6-1)$ を設定する。

DCF では、無線局は観測したキャリアセンス状態および自身が内部で保持するバックオフ値から無線フレームの送信タイミングを決定する。したがって、基地局および端末の双方において外部からの制御信号を用いることなく自律分散動作

が可能であり，簡易な構成となる．

DCF に基づく MAC 制御は，各無線局に対して無線リソースの利用を保証しないベストエフォートサービスである．これに対して，DCF を拡張した EDCA (Enhanced Distributed Channel Access) [32]と呼ばれるアプリケーションに応じた無線フレーム毎の優先制御方式が導入されている．EDCA は，リアルタイム性が求められるトラフィックに対して固定待ち時間およびバックオフ時間の期待値を低く設定することで，ベストエフォート型のトラフィックよりも送信にかかる平均待ち時間を減らす制御を行う．したがって，帯域保証型のアクセスではない．また，802.11 標準には，EDCA に加えて，帯域保証型の MAC 制御として基地局が各端末に制御フレームを用いて送信タイミングを指示するアクセス制御 PCF (Point Coordination Function) を用いた HCCA (Hybrid Coordination Channel Access) [33]が規定されている．しかし，他の無線局からの干渉が存在する環境では特性劣化が顕著となることが知られている [34]．そのため，同一周波数を他のユーザ・キャリアといった他のシステムと複数のシステムで共有することが前提となる公衆無線 LAN では，ほとんど利用されていない．

以上のことから，IEEE 802.11 のアクセス制御は実用上ベストエフォートサービスであり，データおよび制御情報のやり取りにおいてスループットや遅延に対する品質が保証されないことを前提としなければならない．

2.4 IEEE 802.11 無線 LAN 標準における物理層高速化技術

2.4.1 物理層変調方式の変遷

1997 年に策定された 802.11 の初期規格で，無線周波数帯が ISM 帯 (2.4GHz 帯) に限られていたため，高い干渉耐性を持つスペクトル拡散方式が用いられた⁵．その後，1.4 節で説明したとおり，干渉の少ない 5GHz 帯の周波数が無線 LAN に開放されたことを受け，802.11a において高速化を実現するマルチキャリア変調である OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [35]が導入された．OFDM 変

⁵ 周波数ホッピング (FH, Frequency Hopping) および直接拡散 (DS, Direct Sequence) を用いたスペクトル拡散 (SS, Spread Spectrum) 方式が規定された．

調は、サブキャリアと呼ばれる多数の狭帯域の信号を互いに直交する周波数配置にすることで信号の密度を高め、これにより高速伝送を実現している。また、ガードインターバル (GI: Guard Interval) と呼ばれる冗長信号を OFDM シンボル毎に付加することで、多重伝搬路 (マルチパス) 環境におけるシンボル間干渉の影響を除去し、高い伝送特性を実現する。802.11a で規定された OFDM に基づく信号フォーマットは、802.11n および 802.11ac においても基本パラメータが継承され拡張されている。

802.11a の後継規格である 802.11n および 802.11ac の物理層高速化技術として、変調方式の多値化、チャンネル幅拡大、空間多重伝送が挙げられる [36]。また、高速化技術を用いた場合において高い伝送効率を実現するサブフレーム集約技術が MAC 層において規定されている。次節以降において、これらの高速化技術を概説する。

なお、上記以外のシステム容量拡大技術として、802.11ac において基地局が複数の端末に対して送信ビームフォーミングを用いた空間多重伝送を行う下りリンクマルチユーザ MIMO (DL MU-MIMO; Downlink Multiuser Multiple-Input, Multiple Output) 技術 [19] [37] [38] が規定されている。DL MU-MIMO 技術は基地局あたりに収容されるユーザ数の増加に伴い、伝搬路状態のフィードバックによるオーバーヘッドが増加し伝送効率が低下する課題がある。そのため、多数の端末が収容される公衆無線 LAN には適さないと考えられ、本研究では利用を想定しない。

2.4.2 変調方式の多値化

802.11a および 802.11n において、サブキャリア変調方式として直交変調が用いられ、BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM の 4 種類が規定されている。また、802.11ac ではこれらに加えて 256QAM が追加されている。802.11 無線 LAN では、伝搬路状態に応じて最適なサブキャリア変調方式を無線フレーム毎に切り替える適応変調 [39] を規定している。また、簡易な実装とするために、サブキャリア変調方式は全サブキャリア共通としている⁶。したがって、サブキャリア毎に

⁶ 802.11n 規格において、空間多重信号間で異なる変調多値数を用いる規定 (unequal modulation) が行われたが、実装の複雑さがネックとなり製品が登場せず、802.11ac 規格では

変調方式や送信電力を制御する適応変調方式 [40]を用いることはできない。

2.4.3 チャンネル幅拡大

802.11aの標準化が行われていた1997年の時点において、5GHz帯全体で100MHz幅の周波数が割り当てられた。そのため、802.11aでは、隣り合う基地局間で異なる周波数を用いる面的な配置を考慮して、1チャンネルあたりの伝送帯域幅を20MHzに設定した [25]。その後、5GHz帯の無線LANへの割り当て周波数が拡大したことを受け (図 1.4)、802.11nでは伝送速度の高速化を目的として、チャンネル幅を802.11aの2倍の40MHzに拡大した。さらに、802.11acでは802.11nの4倍となる160MHzチャンネルまで規定され、20/40/80/160/80+80 MHz⁷の合計5種類のチャンネル幅を選択することができる。

図 2.2 に日本において利用可能な5GHz帯のチャンネル一覧を示す。伝送速度を拡張するためにチャンネル幅を拡大すると、重複することなく利用できるチャンネル数が減少することに注意しなければならない。例えば、伝送帯域として160MHzを用いる場合、あるエリアに160MHzチャンネルを設定した基地局を3台以上設けると、そのうち2つは同一チャンネルを設定しなければならない。同一チャンネルを複数のシステムで利用する場合、2.3節で説明したCSMA/CAに基づくアクセス制御に基づき基地局、端末間で無線リソースを共有する。その結果、単一无線局あたりのスループットは同一チャンネルに存在する無線局数の増加に伴い低下する。

2.4.4 空間多重伝送

送受信機に複数の送受信アンテナ配備することで、MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output, 複数入力・複数出力) 伝搬路が構成される。MIMO 伝搬路では、電波が反射、回折、透過の影響を受け、送受信アンテナの組み合わせごとに構成されるパス同士で互いに異なる伝搬路特性を持つ場合において、独立なパスが生成される [41] [42]。MIMO 伝搬路が高い伝送容量を持つことは、Shannon が確立

unequal modulation は規定されなかった。

⁷ 「80+80MHz チャンネル」とは、周波数軸上で連続しない2つの80MHzチャンネルを束ねて用いる伝送形態である [19]。連続した160MHzチャンネルを利用した場合と同じ伝送速度を実現する。

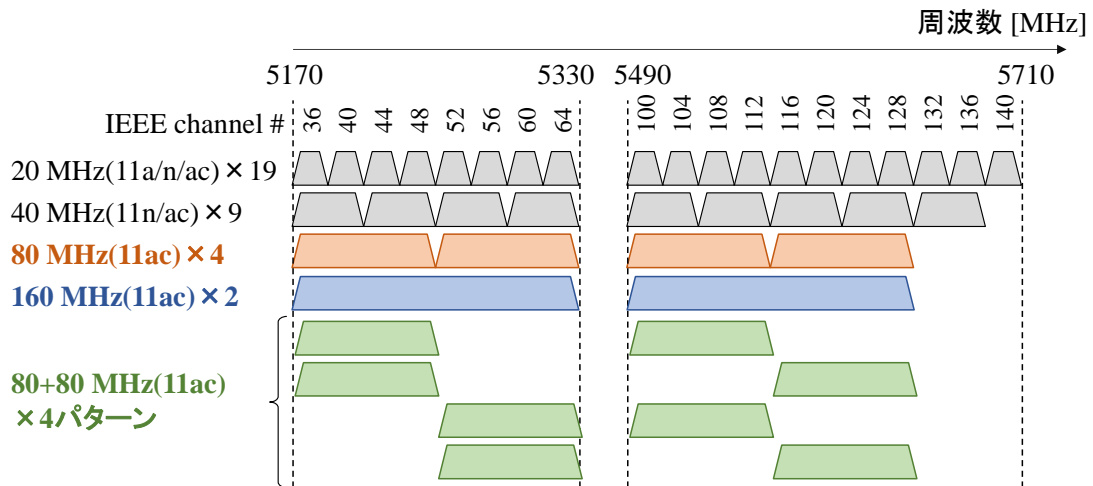


図 2.2 日本の 5GHz 帯において 802.11a/n/ac が利用可能なチャンネル

した通信路容量理論 [43]を拡張する形で示された [44]. その後, この高い伝送容量を活用するための伝送方式, 送受信機的设计について盛んに研究開発が行われ実用化が加速した. 現在では無線 LAN システム・セルラシステム共に伝送速度拡大, 高信頼化を実現するための必須技術となった [45].

空間多重伝送は MIMO 伝搬路を活用した利用形態の一つであり, 空間多重数と同数倍の伝送速度拡大を目的としている. 送信機に複数のアンテナを配備し, 送信アンテナから互いに独立な信号を同一時刻・同一周波数上に多重送信を行う. 受信機において, 複数アンテナを配備し伝搬路で空間多重された信号を受信し, 予め推定しておいた伝搬路状態を用いて, 送信信号を検出する.

802.11 規格では, 802.11n においてマルチキャリア変調である OFDM をベースとした空間多重伝送が規定された [46]. 受信機では, FFT (Fast Fourier Transform, 高速フーリエ変換) 処理が行われたサブキャリア毎の受信信号に対して, 送信信号検出のための信号処理を行う. サブキャリア毎の処理であるため, 信号処理が簡易となることが特徴である.

空間多重伝送における送受信信号の関係を図 2.3 に示す. 送信アンテナ本数, すなわち空間多重数を K , 受信アンテナ本数を M とする. データは無線フレームにより伝送されるものとする. 無線フレームあたりのデータ OFDM シンボル数を S とする. 無線フレームのデータ部分の先頭から s 番目の OFDM シンボル ($s = 1, 2, \dots, S$) の i 番目のサブキャリア ($i = 1, 2, \dots, I$; I は OFDM シンボルあたり

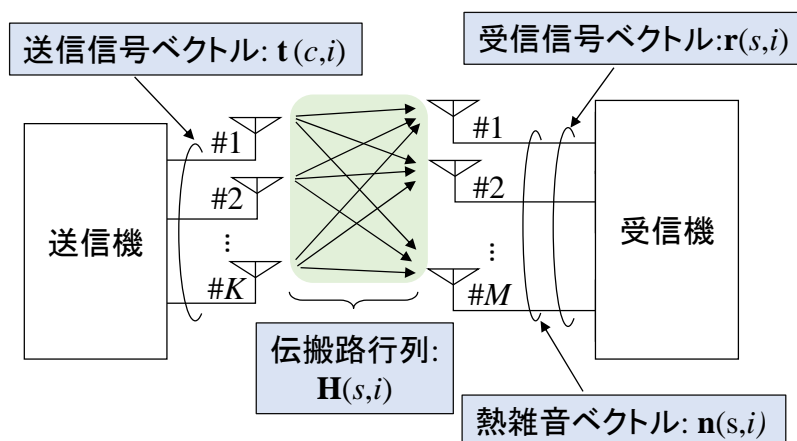


図 2.3 空間多重伝送における送受信信号の関係

のサブキャリア本数)において、 k 番目のアンテナ ($k = 1, 2, \dots, K$) で送信される送信信号を $t(s, i, k)$ 、 m 番目のアンテナ($m = 1, 2, \dots, M$)で受信される受信信号を $r(s, i, m)$ 、この受信信号に付加される雑音を $n(s, i, m)$ とすると、送信信号と受信信号との間の関係は、行列およびベクトル表記を用いて以下の式で表される。

$$\mathbf{r}(s, i) = \mathbf{H}(s, i)\mathbf{t}(s, i) + \mathbf{n}(s, i) \quad (2.1)$$

$$\mathbf{t}(s, i) = \begin{pmatrix} t(s, i, 1) \\ t(s, i, 2) \\ \vdots \\ t(s, i, K) \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

$$\mathbf{H}(s, i) = \begin{pmatrix} h(s, i, 1, 1) & h(s, i, 1, 2) & \cdots & h(s, i, 1, K) \\ h(s, i, 2, 1) & h(s, i, 2, 2) & \cdots & h(s, i, 2, K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(s, i, M, 1) & h(s, i, M, 2) & \cdots & h(s, i, M, K) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{r}(s, i) = \begin{pmatrix} r(s, i, 1) \\ r(s, i, 2) \\ \vdots \\ r(s, i, M) \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{n}(s, i) = \begin{pmatrix} n(s, i, 1) \\ n(s, i, 2) \\ \vdots \\ n(s, i, M) \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$\mathbf{t}(s, i)$ は K 行1列の送信信号ベクトル, $\mathbf{H}(s, i)$ は M 行 K 列の伝搬路行列, $\mathbf{r}(s, i)$ は M 行1列の受信信号ベクトル, $\mathbf{n}(s, i)$ は受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ に付加される M 行1列の雑音ベクトルである.

受信機では, 式(2.1)の関係を基に, 受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ から伝搬路行列 $\mathbf{H}(s, i)$ を用いて送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ を検出する. 最も簡易な送信信号検出方法は, 伝搬路行列 $\mathbf{H}(s, i)$ の逆行列あるいは疑似逆行列を受信信号に乗算することで, この影響をキャンセルする ZF (Zero-Forcing) 法 [47]である.

$$\mathbf{t}'(s, i) = (\mathbf{H}(s, i))^+ \mathbf{r}(s, i) = \mathbf{t}(s, i) + (\mathbf{H}(s, i))^+ \mathbf{n}(s, i) \quad (2.6)$$

ここで, $\mathbf{t}'(s, i)$ は送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ の受信機における推定結果である. $(\mathbf{H}(s, i))^+$ は伝搬路行列の逆行列 ($K = M$ の場合) あるいは擬似逆行列 ($K < M$ の場合) である⁸. 伝搬路行列の逆行列あるいは擬似逆行列が存在しない場合は, この計算を行うことはできない.

送信信号検出方法は様々な手法があるが, 演算量と特性の間にはトレードオフの関係がある [45][48]. 演算量が比較的少ない手法として, 上記の ZF 法や, これを改良して受信信号に含まれる雑音電力を考慮した最小平均二乗誤差 (MMSE: Minimum Mean Square Error) 法 [49]等の線形フィルタ法が挙げられる.

一方, 線形フィルタ法と比較してより良い誤り率特性が得られるのが非線形法である. 最も良好な誤り率特性を実現する非線形法は, 最尤検出 (MLD; Maximum Likelihood Detection) 法 [50]である. これは送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ の全ての組み合わせに対して, 伝搬路行列 $\mathbf{H}(s, i)$ を元に受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ の尤度を計算し, 最も尤度の高い送信信号パターンを選択する手法である. 雑音ベクトル $\mathbf{n}(s, i)$ の各要素の確率分布が, 平均 0 かつ分散が共通の値となる互いに独立なガウス分布に従う場合, MLD 法の演算は次式で表される.

⁸ $K > M$ となる場合は, 疑似逆行列が生成できないため, ZF を用いることができない.

$$\mathbf{t}'(s, i) = \arg \min_{\mathbf{t}'(s, i) \in \Omega} \|\mathbf{r}(s, i) - \mathbf{H}(s, i)\mathbf{t}'(s, i)\|_2 \quad (2.7)$$

ここで、 Ω は送信信号ベクトルの全ての候補からなる集合、 $\|\mathbf{X}\|_2$ は行列 \mathbf{X} のフロベニウスノルムを表す。送信信号の要素あたりの候補数を A とすると、集合 Ω には A^K 通りの送信信号ベクトルの候補が含まれる。したがって、送信信号あたりの候補数あるいは空間多重数の増加に伴い演算量が爆発的に増加する。例えば、送信信号あたりの候補数 A を64、空間多重数 K を3とした場合、262,144通り(=64³)もの尤度を計算しなければならない。この問題を解決するために、MLD法を改良し、尤度の計算の対象となる送信信号ベクトルの組み合わせを予め絞り込み、集合 Ω の組み合わせの一部のみとすることで演算量を削減しつつ、特性劣化が少ない手法が多数提案されている [51] [52]。

線形フィルタ法、非線形法を含めたいかなる手法を用いる場合においても、送信信号検出処理において伝搬路行列を参照しなければならない。したがって、これを精度良く推定することは、空間多重伝送の品質を確保するために極めて重要である [53]。

2.4.5 サブフレーム集約

本節では、2.4.2～2.4.4節において説明した物理層高速化技術を適用した場合において必須となる、MAC層の伝送効率改善技術であるサブフレーム集約について説明する。802.11標準は物理層およびMAC層を規定している。上位レイヤのプロトコルはTCP/IP (Transmission Control Protocol / Internet Protocol) が用いられることが多い。そのため、一般的に802.11のデータリンク層に入力されるデータ単位はIPパケット⁹となる。物理層の最大伝送速度が54Mbpsの802.11a/gでは、IPパケットが無線フレームのデータ単位となっていた。すなわち、送信機はIPパケットが入力されるたびにこれを無線フレームに格納し送信していた。その後、802.11nが規定され、物理層の伝送速度が最大600Mbpsに拡張された。物理層の高速化に伴い、802.11a/gにおけるIPパケット毎に無線フレームを送信する伝送形態を用いると、無線フレームのデータ部分に対するヘッダやフレームギャップといった

⁹ 厳密には、IPパケットの先頭にIEEE 802.2 (LLC: Logical Link Control) で規定されるLLCヘッダ (最大4バイト) が付加されたデータ単位である [12]。

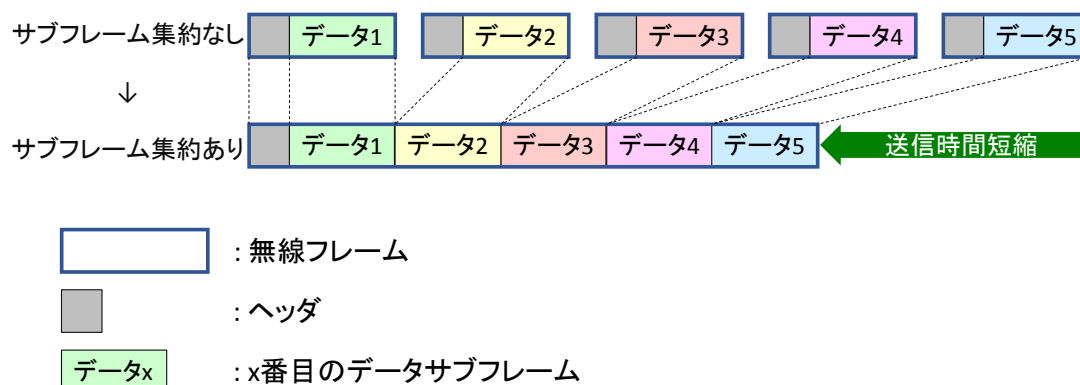


図 2.4 サブフレーム集約の概要

オーバヘッドが占める時間割合が高くなり、伝送効率が著しく低下する課題が生じた。これを解決するために、上位レイヤから入力されるデータ単位をデータサブフレームとして、これを連結したデータを無線フレームで送信する「サブフレーム集約 (Frame Aggregation)」が規定された [54]。

サブフレーム集約の概要を図 2.4 に示す。サブフレーム集約を用いない場合は、データサブフレーム毎にヘッダが付加され無線フレームとして送信される。802.11 の MAC プロトコルでは、無線フレームを連続的に送信する場合には、隣接する無線フレームの間に SIFS (Short Inter Frame Space) と呼ばれる時間ギャップを設ける必要がある [55] [56]。フレーム集約を用いない場合は、IP パケット毎に無線フレームを送信する必要があるため、無線フレームを送信する都度 SIFS 時間およびヘッダがオーバヘッドとなる。これに対して、サブフレーム集約を適用することで、単一の無線フレームに多数の IP パケットを格納することが可能となるため、無線フレーム間の SIFS やヘッダの数を削減することが可能となり、伝送効率が改善する [57]。また、サブフレーム集約を用いる場合は、伝送効率改善のために、複数のデータサブフレームに対する受信確認を単一の無線フレームで行う Block ACK フレーム [58] の利用が前提となっており、確認応答も高効率化されている。

サブフレーム集約を行うためには、送信機の入力の前段で複数の IP パケットをバッファリングする必要がある。そのため、遅延時間が増加する。この遅延時間はサブフレーム集約後のデータサイズに依存するが、数百 μs ~ 数 ms 程度となる。したがって、VoIP (Voice over IP) 伝送に代表される、最大遅延時間に対する要求条件が厳しいアプリケーションには適さない。一方、大容量の映像ストリーミング

については、受信側において受信情報系列をバッファリングすることが前提となる。また、SNS の大容量コンテンツについてはリアルタイム性が求められない。したがって、これらの公衆環境における主要なアプリケーションにおいては、遅延の影響はほとんどなく、伝送効率改善の観点からフレーム集約の利用が適している。

2.5 公衆環境における特性例

2.4 節で説明した 4 種類の高速化技術のうち、公衆環境での利用が適しているのは、多値変調、空間多重伝送、サブフレーム集約である。1.4 節で説明した通り、公衆無線 LAN は免許不要帯の運用である。公衆環境での運用であるが故に、多数のユーザ・システムが同一周波数帯に共存する環境での運用を想定しなければならない。公衆環境においてチャンネル幅拡大を用いると、他システムと重複することなく利用できるチャンネル数が減少し、同一チャンネルを用いる無線機の数が増加することで無線リソースの利用機会が低下し、伝送容量が低下する。高い伝送容量を確保するためには、同一チャンネルで運用される他ユーザ・システムをできる限り少なくする必要がある。したがって、公衆無線 LAN ではチャンネル幅の拡大よりもチャンネル数の確保を優先すべきであり、基本チャンネル幅の 20MHz を用いることが望ましい。

2.5.1 システムモデル

図 2.5 に送受信機の構成を示す。送信アンテナ本数を K 、受信アンテナ本数を M とする。本構成図は複素基底帯域信号を用いた等価低域系 [59] である。送信機に入力される送信情報系列は、無線フレームのペイロード部分に格納される、サブフレーム集約により連結された複数のデータサブフレームを構成する単一のビット系列である。

送信機は、送信情報系列から K 個の OFDM 信号系列を生成し、空間多重伝送を行う。送信情報系列は、畳み込み符号化器により符号化ビットに変換され、直並列変換により複数の符号化ビット列に分配される。符号化ビット列は OFDM シンボルあたりに送信される集合をブロックとしたブロックインタリーブが行われる。その後、符号化ビットは OFDM シンボルを構成する I 本のサブキャリアに

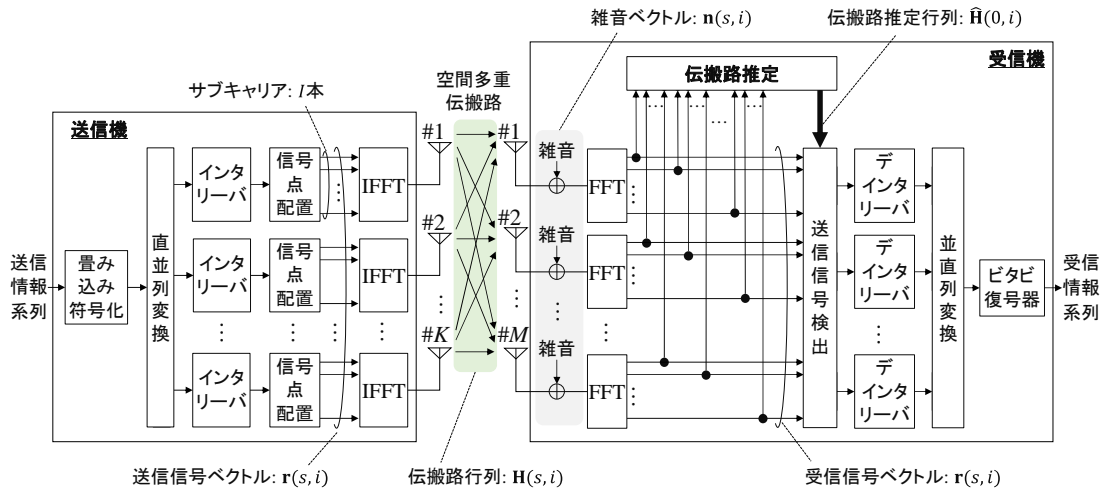


図 2.5 送受信機の構成

信号点として配置される。この周波数領域のサブキャリア信号は、 K 個の系列毎に高速逆フーリエ変換器 (IFFT: Inverse FFT) により時間領域の OFDM シンボル波形に変換される。各 OFDM シンボルの先頭にシンボル間干渉の影響を緩和するガードインターバルが付加され、無線フレームのデータ部分に対する時間波形が生成される。この OFDM シンボルの系列の先頭に伝搬路推定のためのプリアンブルを含むヘッダが付加され、無線フレームとして K 本の送信アンテナにより同一周波帯において空間多重送信される。

受信機では、 M 本のアンテナにより空間多重信号が受信される。受信信号の OFDM シンボル毎に含まれるガードインターバルが除去され、FFT により M 個の OFDM 信号系列が、OFDM シンボルを構成する I 個のサブキャリアからなる周波数領域の受信信号に変換される。伝搬路推定部は、受信信号系列におけるプリアンブルに対応する部分から、全サブキャリアの伝搬路の状態を、式(2.3)において定義されたサブキャリア毎の伝搬路行列 $\mathbf{H}(s, i)$ の形式で推定する。以降、これを伝搬路推定行列と呼ぶ。伝搬路推定において、本研究では [60]において提案された信号パターンを伝搬路推定用プリアンブルとして用いる。 s 番目の OFDM シンボル、 i 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列 (真の値) およびこれに対する伝搬路推定行列をそれぞれ $\mathbf{H}(s, i)$ および $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$ とする。また、プリアンブル部分の時刻を $s=0$ (0番目の OFDM シンボル) と定義して、プリアンブルにおける伝搬路行列および伝搬路推定行列 (以降、初期伝搬路推定行列と呼ぶ) をそれぞれ $\mathbf{H}(0, i)$ お

よび $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ とする。伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$ は M 行 K 列であるため、無線フレーム毎に $M \times K \times I$ 個の要素を導出する必要がある。送信信号検出部では、サブキャリア毎の受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ と、初期伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ を用いて、送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ を $\mathbf{t}'(s, i)$ として推定する。検出された送信信号ベクトル $\mathbf{t}'(s, i)$ は、伝搬路推定行列により重み付けが行われ [61]、符号化ビットに対応する尤度に変換される。送信側のインタリーバに対する逆の操作となるデインタリーバおよび並直列変換により単一の系列に変換された尤度は、ビタビ復号回路に入力され、送信情報系列に対応する受信情報系列として復号される。

なお、受信機における同期系（無線フレーム先頭の検出、OFDM シンボルタイミングの検出、搬送波周波数誤差、位相雑音、シンボルクロック誤差補正）については、既存技術 [62] [63]を活用することで補正が可能であるため、本研究では完全に動作するものとした。

2.5.2 サブフレーム誤り率特性

無線フレームに格納されるデータサブフレームの位置毎の誤り率 (SFER: Sub-Frame Error Rate) を計算機シミュレーションにより評価した。公衆環境を想定したシミュレーションパラメータを表 2.1 に示す。受信機の移動速度は、モバイルデバイスを携行するユーザの歩行速度を想定した。固定設置された基地局（送信機）が移動する端末（受信機）へデータを送信するダウンリンク通信を想定する。本評価で用いた送受信アンテナ間の平均遅延プロファイルを図 2.6 に示す。これはある 1 本の送信アンテナと 1 本の受信アンテナとの間の平均遅延プロファイルである。本評価では、すべての送受信アンテナの組み合わせで同一の平均遅延プロファイルを用いた。平均遅延プロファイルは共通であるが、瞬時の遅延プロファイルは互いに相関は無く、独立とした。

SFER 特性を図 2.7 に示す。無線フレーム後方に位置するデータサブフレームの SFER 特性が、前方のそれと比較して著しく劣化している結果となっている。この特性劣化は伝搬路の時変動に起因している。無線 LAN では、主に家庭内・オフィスにおける運用が想定されていたため、無線フレーム内の伝搬路の時変動は十分小さく特性に影響を与えないとされていた。そのため、伝搬路推定のための既知信号（プリアンブル）は無線フレーム内において先頭のヘッダにのみ存在する。受信機の伝搬路推定部では、プリアンブルに対応する受信信号を元に初期伝搬路

表 2.1 シミュレーションパラメータ

キャリア周波数	5.7GHz
占有帯域幅	20MHz
送信アンテナ本数 (K)	3
受信アンテナ本数 (M)	3
データサブキャリア本数(I)	48
OFDM シンボル長	4 μ s (0.8 μ s のガードインターバルを含む)
サブキャリア変調方式	64QAM
物理レイヤ伝送速度	162Mbit/s
誤り訂正符号・複合	畳み込み符号 (符号化率 3/4, 拘束長 7) 軟判定ビタビ復号
無線フレームフォーマット	8 個のデータサブフレームで構成 データサブフレームは 1500 バイトで構成
送信信号検出アルゴリズム	QRD-M MLD [64]
送受信アンテナ間の パスごとの伝搬モデル	指数減衰無相関レイリーフェージング 遅延分散 50 ns
伝搬路の時変動モデル	Jakes モデル [65]
受信機の移動速度	4km/h
プリアンブルと データシンボルの電力比 (α)	3

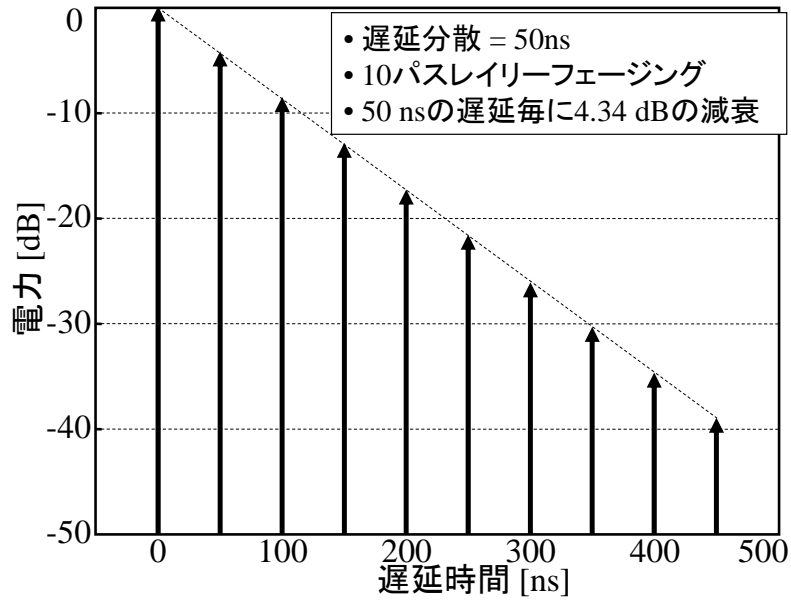


図 2.6 遅延プロファイル

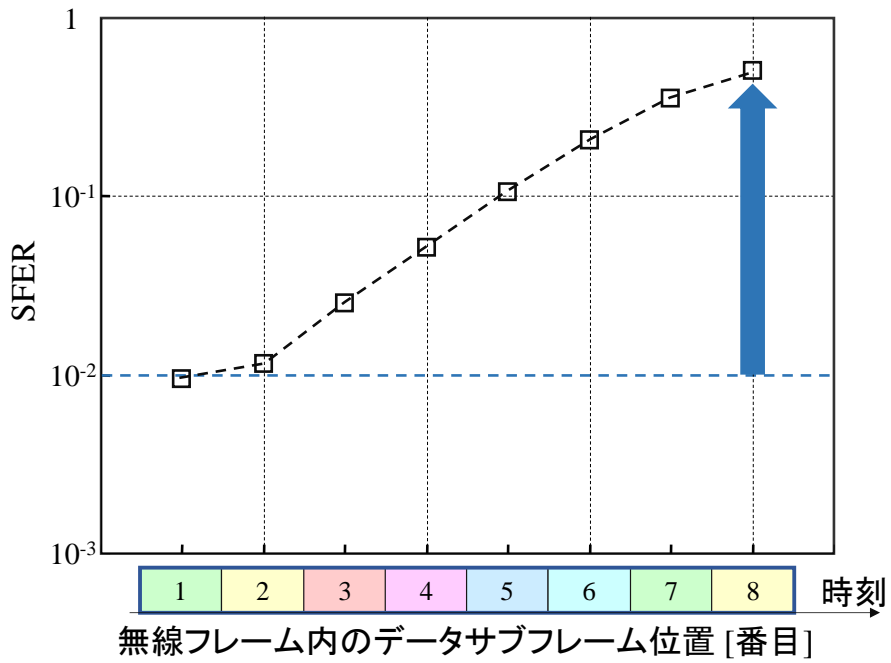


図 2.7 公衆環境における SFER 特性の例

推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ を導出する。送信信号検出部においては、これを無線フレーム先頭から末尾まで、すなわち 1 番目から S 番目の OFDM シンボルの受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ 全てに対して共通で用いるのが一般的である。この条件は、下式で表される。

$$\hat{\mathbf{H}}(s, i) = \hat{\mathbf{H}}(0, i), \quad \forall s; s = 1, 2, \dots, S \quad (2.8)$$

データサブフレームの位置が無線フレーム先頭から離れば離れるほど (s が大きくなればなるほど)、プリアンブルで導出した初期伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ と、伝搬路行列の真値 $\mathbf{H}(s, i)$ との乖離が大きくなり、送信信号検出の精度が低下する。なお、SFER の指標として本研究では、十分な伝送品質が得られる指標として、スループットの劣化量が 1% 以下となる $\text{SFER} = 10^{-2}$ を用いる。

図 2.7 は空間多重伝送およびサブフレーム集約を用いた場合の特性例であるが、これらの高速化技術を用いない OFDM 伝送の移動環境における評価として、802.11a を ITS (Intelligent Transport System; 高度道路交通システム) に利用することを想定した場合の検討結果が報告されている [66] [67] [68]。[66] では、無線フレーム長が長くなればなるほど、無線フレーム後方の伝搬路状態と初期伝搬路推定行列との乖離が大きくなり、ビット誤り率 (BER, Bit Error Rate) が劣化することが示されている。[67] [68] においては、逐次伝搬路推定を適用した場合の特性評価が行われており、送受信機の相対速度が 180km/h の高速移動環境においても良好なフレーム誤り率が実現可能であることが示されている。

一方、本節における評価においては、無線 LAN を公衆環境において高速大容量通信を行うことを想定している。上述の ITS 利用の評価において用いられていない、空間多重伝送・サブフレーム集約・多値の変調方式を適用することで、所要 CNR が相対的に高くなっていること、ならびに無線フレームが長いことから、伝搬路変動に対して脆弱な特性となっている。

図 2.7 の SFER 特性より、無線 LAN の公衆利用において高品質かつ高速な伝送を行うためには、移動速度が歩行速度であっても、従来プリアンブルにおいてのみ行われていた伝搬路推定を無線フレーム途中においても行い、伝搬路変動に追従するための「伝搬路トラッキング技術」が必要となることが分かる。

次節以降では、伝搬路トラッキング技術に必要な要求条件を整理する。また、既存の伝搬路トラッキング技術の概要を紹介し、いずれの技術も要求条件を

満足しないため、新たな技術が必要であることを示す。

2.6 伝搬路トラッキング技術が満たすべき要求条件

802.11 規格を用いた公衆無線 LAN における伝搬路トラッキング技術の要求条件は以下の5点に集約される。

- 要求条件①「802.11 規格との適合性を持つ」

802.11 無線 LAN は、規格準拠製品同士の相互接続性の高さが市場拡大の原動力となり、広く普及を遂げた。通信キャリアにとって、設置した基地局とユーザ端末の製造元が異なっても接続が担保されることは、幅広いユーザにサービスが提供可能でありメリットが大きい。この相互接続性を担保する観点から、端末が 802.11 規格に準拠していることは必須条件である。すなわち、802.11 規格で規定されている無線フレームフォーマットや、CSMA/CA に基づくベストエフォート型のアクセス制御方式を前提とし、これらを変更する必要がある技術は許容されない。

- 要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」

伝搬路トラッキング技術において、伝搬路環境の統計的性質を活用する手法が存在する。これを用いるためには、端末における観測情報を基地局にフィードバックを行うことや、基地局側で推定した統計的性質の情報を端末局に通知することが必要である。セルラシステムにおいては、制御信号の送受信のために専用の無線リソースを確保し、リアルタイムにフィードバック情報を取得することで伝搬路の統計的性質を把握することが可能である。一方、無線 LAN は 2.3 節で示した通り、ベストエフォート型のサービスである。また、単一の無線チャンネルを CSMA/CA に基づき共有しているため、制御情報をやり取りするための専用チャンネルが存在しない。したがって、伝搬路の統計的性質は用いないことを前提としなければならない。

- 要求条件③「受信機の処理遅延を増加させない」

図 2.1 に示される通り、802.11 規格の MAC 制御における DCF では、データの宛先となる無線局は、データサブフレームを格納した無線フレームを受

信した直後に、送り元の無線局に対して Block ACK フレームを返信しなければならない¹⁰。この無線フレーム内最後のデータサブフレームの末尾から Block ACK フレームまでのギャップは SIFS となる。802.11a/n/ac において、SIFS は 16 μ s と規定されており、これは 4 個の OFDM シンボルの時間に相当する。受信機では、受信信号処理を行い出力された復号情報系列に対してデータサブフレーム単位で誤り検出処理¹¹が行われ、正しく受信されたか否かを確認し ACK フレームの送信を判断する。したがって、伝搬路トラッキング技術を追加するにあたり、無線フレームを受信し終えてから受信情報系列が出力し終えるまでの処理遅延の増大は許容されない。

- **要求条件④「演算量が少ない」**

無線 LAN モジュールはモバイルデバイスへ予め実装される形態でユーザに提供されるため、許容される回路規模には制限がある。伝搬路トラッキング技術を導入することにより追加の演算が必要となるため、回路規模が増加することは避けられないが、導入しない場合と比較して著しく増加してはならない。

- **要求条件⑤「歩行速度の移動環境をサポートする」**

公衆環境において最も典型的な移動速度は、ユーザの歩行速度であると考えられる。ユーザの歩行速度に対する統計結果 [69]より、少なくとも典型的な端末の移動速度である 4km/h において、伝搬路変動の影響がない静止環境と同等の特性を実現しなければならない。

¹⁰ 802.11 規格では、上位プロトコルが再送を行わない UDP である場合や、データの再送を TCP レイヤの再送のみに委ねる場合において、ACK フレームおよび Block ACK フレームを送信しないポリシーや、送信遅延を許容するポリシーを用いることができる。しかし、これらのポリシーは通信品質の不安定化や伝送効率低下をまねくため、公衆無線 LAN においては一般的には用いられていない。

¹¹ データサブフレーム毎に付加される 32 ビットの CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号を用いて誤りの有無を確認する。

2.7 関連研究

マルチキャリア伝送を用いた空間多重伝送のための伝搬路トラッキング技術は、これまでに数多くの技術が提案されている。

[61][70][71]では、無線フレーム内の連続するデータシンボルに対して周期的に受信機側で既知となるパイロット信号を挿入し、これを用いて無線フレーム途中での伝搬路推定を行う。伝搬路の時変動速度に応じて適切なパイロット信号の挿入周期を設定することで、高い伝搬路追従性を実現することが可能である。

また、疎に配置されたパイロット信号により得られた伝搬路推定を元に、パイロット信号が存在しないデータ信号部分の伝搬路推定を時間・周波数軸方向に補間することで導出する 2D (2 Dimensional) - MMSE 技術 [72] [73]も提案されている。この技術は、先のパイロット信号挿入技術と比較して、伝搬路推定の補間によりパイロット信号の挿入率を少なくしていることが特長である。

高速移動環境に適用可能なカルマンフィルタ [74]を活用した技術も数多く提案されている [64] [75] [76] [77]。これらの技術では、伝搬路状態の推定と送信信号の検出を結合させた joint detection と呼ばれる信号処理を用いており、伝搬路状態を自己回帰 (AR, Auto-Regressive) モデルとみなし、伝搬路の持つ統計的性質を元に、過去の状態から現在の状態を推定する。

以上3種類の技術について、前節における公衆無線 LAN における要求条件に対する適合性を表 2.2 に評価した。全ての技術について、要求条件⑤「歩行速度程度の移動環境をサポートする」は満足するが、その他の要求条件については、満足しない項目が存在する。パイロット信号を用いる手法ならびに 2D-MMSE については、既存の無線 LAN のフレームフォーマットの変更が必須となるため、要求条件①「IEEE 802.11 規格との適合性を持つ」に適合しない。2D-MMSE では、これに加えて時間軸方向の伝搬路推定の補間処理による遅延が大きく、データサブフレームを受信した後 SIFS 時間後までに BlockACK フレームを返信する判断が行えない。よって、要求条件③「受信機の処理遅延を増加させない」を満たせない。カルマンフィルタを用いた手法は、伝搬路状態の確率分布や分散といったパラメータが必要であることと、繰り返し処理により処理遅延および演算量が膨大となることから、要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」、要求条件③「受信機の処理遅延を増加させない」、④「演算量が少ない」に適合しない。

表 2.2 既存の伝搬路トラッキング技術の公衆無線 LAN への適用性

要求条件→ ↓技術	①802.11 規格との適合性を持つ	②伝搬路の統計的性質を用いない	③受信機の処理遅延を増加させない	④演算量が少ない	⑤歩行速度の移動環境をサポートする
パイロット信号利用 [61] [70] [71]	× フレームフォーマットの信号形式変更が必要	△ パイロット信号挿入周期の切替に必要なだが、必須ではない	× 繰り返し演算による処理遅延大	× 伝搬路行列全体に対するフィルタ処理の演算量が膨大	○
2D-MMSE [72] [73]	× フレームフォーマットの信号形式変更が必要	△ パイロット信号挿入周期の切替に必要なだが、必須ではない	× 時間軸上の補間処理により処理遅延増大	○	○
カルマンフィルタ利用 [64] [75] [76] [77]	△ パイロット信号が不足するが、動作させることは可能	× カルマンフィルタを動作させるために必須	× 繰り返し演算による処理遅延大	× 伝搬路行列全体に対する処理、演算量膨大	○
凡例 ○: 適合 △: 制約条件はあるが、適合 ×: 不適合					

現在運用されている公衆無線 LAN において、多値の変調方式、空間多重伝送、サブフレーム集約を用いた高速伝送が利用できる環境は、端末が静止している状態に限定される。公衆無線 LAN の容量拡大に向けて、この高速伝送をユーザが移動している環境においても実現可能とするための伝搬路トラッキング技術が必要である。

2.8 本研究で提案する伝搬路トラッキング技術における 要求条件を満足するための手段

前節までの考察をふまえて、本研究で提案する伝搬路トラッキング技術では、以下の手段を用いて各要求条件を満足する。具体的な信号処理については、次章において詳細に説明を行う。

- 要求条件①「IEEE 802.11 規格との適合性を持つ」
受信機側で復調情報系列を再符号化・再変調して生成する送信信号レプリカを用いて伝搬路推定を行う。パイロット信号を用いないため、既存の無線フレームフォーマットを維持することを可能とする。
- 要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」
伝搬路推定行列の更新を、伝搬路トラッキング処理の持つ内部状態と送信信号レプリカのパターンのみで導出する信号処理とし、外部パラメータに依存しない形とすることで実現する。
- 要求条件③「受信機の処理遅延を増加させない」
伝搬路トラッキングの信号処理を送信信号推定と平行して動作させる形態を取ることで、送信信号推定からビタビ復号器までの信号処理の遅延量に影響を与えない構成とすることで実現する。
- 要求条件④「演算量が少ない」
伝搬路トラッキングのための信号処理を、サブキャリア毎に独立な行列演

算を行うことで実現する。

- 要求条件⑤「歩行速度の移動環境をサポートする」
計算機シミュレーション評価結果から満足していることを示す。

2.9 本章のまとめ

2.1 節から 2.4 節までにおいて、無線 LAN のデファクト標準である 802.11 規格の概要、アクセス制御技術、および高速化技術について概説を行った。また、2.5 節では、これらの高速化技術を公衆環境で適用した場合の特性例を示した。歩行速度の移動であっても、伝搬路変動の影響により無線フレーム後方の SFER 特性が大きく劣化することから、伝搬路トラッキング技術が必須であることを確認した。2.6 節においては、無線 LAN システムにおける伝搬路トラッキング技術に必要な要求条件を整理した。そして、2.7 節では、既存技術がこれらの条件を満足しないことから、無線 LAN に適した伝搬路トラッキング技術が必要であることを確認した。最後に、2.8 節において、第 3 章で提案する伝搬路トラッキング技術における、要求条件を満足する手段について概説した。

次章では、提案する伝搬路トラッキング技術の具体的な信号処理を説明するとともに、特性評価を行い、その有効性を確認する。

第3章 判定帰還形伝搬路トラッキング技術

3.1はじめに

前章において、公衆環境において無線 LAN 接続を行う場合、端末の移動に起因する伝搬路変動により SFER 特性が劣化することを確認した。この問題を解決するためには、伝搬路トラッキング技術が必要である。また、伝搬路トラッキング技術が満足すべき要求条件を整理するとともに、既存技術では全ての要求条件を満足できないことから、新たな技術が必要となっていることを示した。

本章では、公衆環境における無線 LAN 利用において、安定した高速通信を実現する判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案する。本章の構成は以下のとおりである。

前提となるシステムモデルを示した上で、提案技術の信号処理について数式を用いて説明する。受信情報系列から生成された送信信号レプリカ行列を用いて伝搬路行列を仮推定する。この仮推定された伝搬路行列に対して、受信情報系列に含まれる誤りに起因する推定誤差の影響を簡易な信号処理で除外する伝搬路仮推定フィルタを用いる。さらに、伝搬路行列の推定精度を高めるために、異なる時刻に導出された複数の仮推定値を、近似的な最大比合成に基づく重み付け合成を行う。重み付け合成結果が十分な推定精度となった時刻において、最新の伝搬路推定値としてこれを用いることで、伝搬路変動への追従性を実現する。以上の信号処理について、手順を追って詳細に説明する。

次に、提案技術の特性評価を計算機シミュレーションにより実施する。受信機の移動速度が歩行速度の場合において、伝搬路変動に追従することで無線フレーム後方のデータサブフレームの誤り率劣化を抑制し、要求特性を満足することを

確認する.

3.2 システムモデル

図 3.1 に本章で提案する伝搬路トラッキング技術の信号処理を含む送受信機の構成を示す. 送信機の構成は図 2.5 と同一である. 受信機において, 送信信号レプリカ生成機能および伝搬路推定部が伝搬路推定・トラッキング部に拡張されている点が図 2.5 からの変更点である. 送信信号レプリカ生成部は, 受信情報系列に対して符号化, 直並列変換, インタリーバ, 信号点配置を行い, OFDM シンボル毎, サブキャリア毎に, 送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ に対応する送信信号レプリカベクトル $\mathbf{t}_r(s, i)$ を導出する.

2.3 節において説明した通り, 802.11 無線 LAN では, 単一の無線チャネルを DCF に基づくアクセス制御により複数の無線局で共有し, 時間棲み分けにより無線フレームの送受信を行う. したがって, 無線局において送信動作と受信動作は時分割で行われ, 同時に動作することはない. この特徴に着目し, 受信動作中に動作を停止している送信機の当該機能(図 3.1 の送信機のブロック内で影が付いているブロック)を送信信号レプリカ生成に活用することで, 回路規模を増加させることなく送信信号レプリカ生成機能を実現することも可能である.

3.3 判定帰還形伝搬路トラッキング技術

3.3.1 OFDM シンボルブロックの定義

伝搬路推定・トラッキング部の詳細な説明に先立ち, はじめに時間単位「OFDM シンボルブロック」(以降, 単に「ブロック」と表記する)を定義する. 2.5.1 節における送受信信号ベクトルおよび伝搬路行列の定義を基に, プリアンブルである無線フレーム先頭(0 番目)の OFDM シンボルに続くデータシンボルを L 個ずつまとめた集合をブロックとする. s 番目 ($s = 1, 2, \dots, S$) の OFDM シンボルが属するブロックのインデックス b ($b = 1, 2, \dots, B$; B は無線フレームあたりのブロック数とする)は, 次式で導出される.

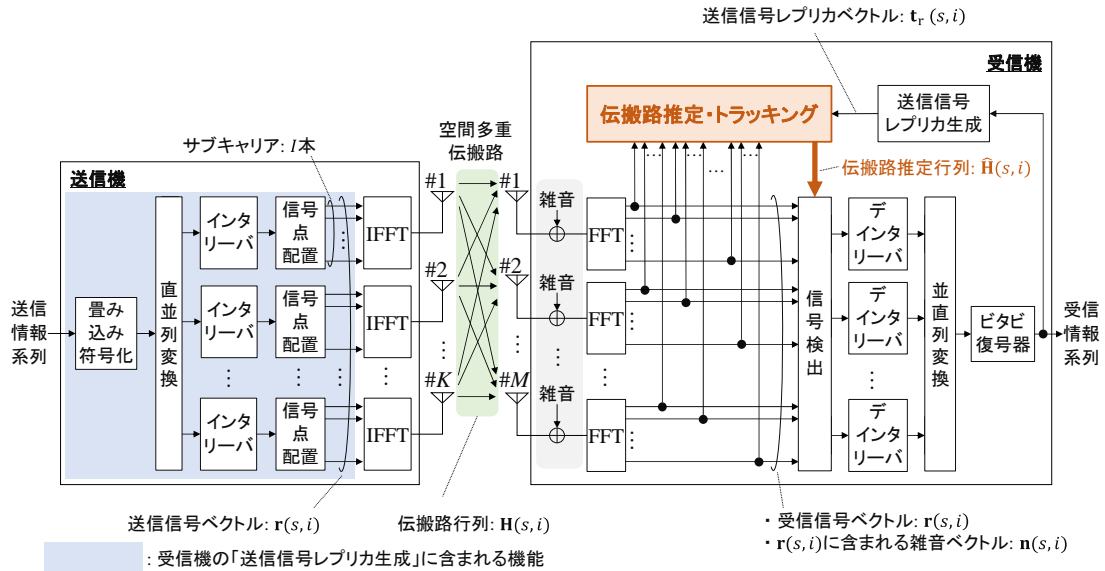


図 3.1 送受信機の構成

$$b = \lceil s/L \rceil \quad (3.1)$$

ここで、 $\lceil x \rceil$ は x 以上となる最小の整数を表す。

3.3.2 伝搬路推定・トラッキング部の構成

本研究で提案する判定帰還形伝搬路トラッキング技術を含む、伝搬路推定・トラッキング部の構成を図 3.2 に示す。伝搬路推定・トラッキング部は、受信信号ベクトルと、送信信号ベクトルに対応する送信信号レプリカベクトルを入力とし、伝搬路変動に追従した伝搬路推定行列を出力することを目的としている。また、伝搬路推定・トラッキング部への入力とは OFDM シンボル毎に行われる一方、内部の信号処理は、ブロック毎、すなわち K 個の OFDM シンボル時間毎に $i = 1, 2, \dots, I$ の各サブキャリアでそれぞれ独立に行われ、伝搬路推定行列が更新される。

判定帰還形伝搬路トラッキング技術の信号処理は、

- a. 初期伝搬路推定行列の導出
- b. 伝搬路仮推定行列の導出

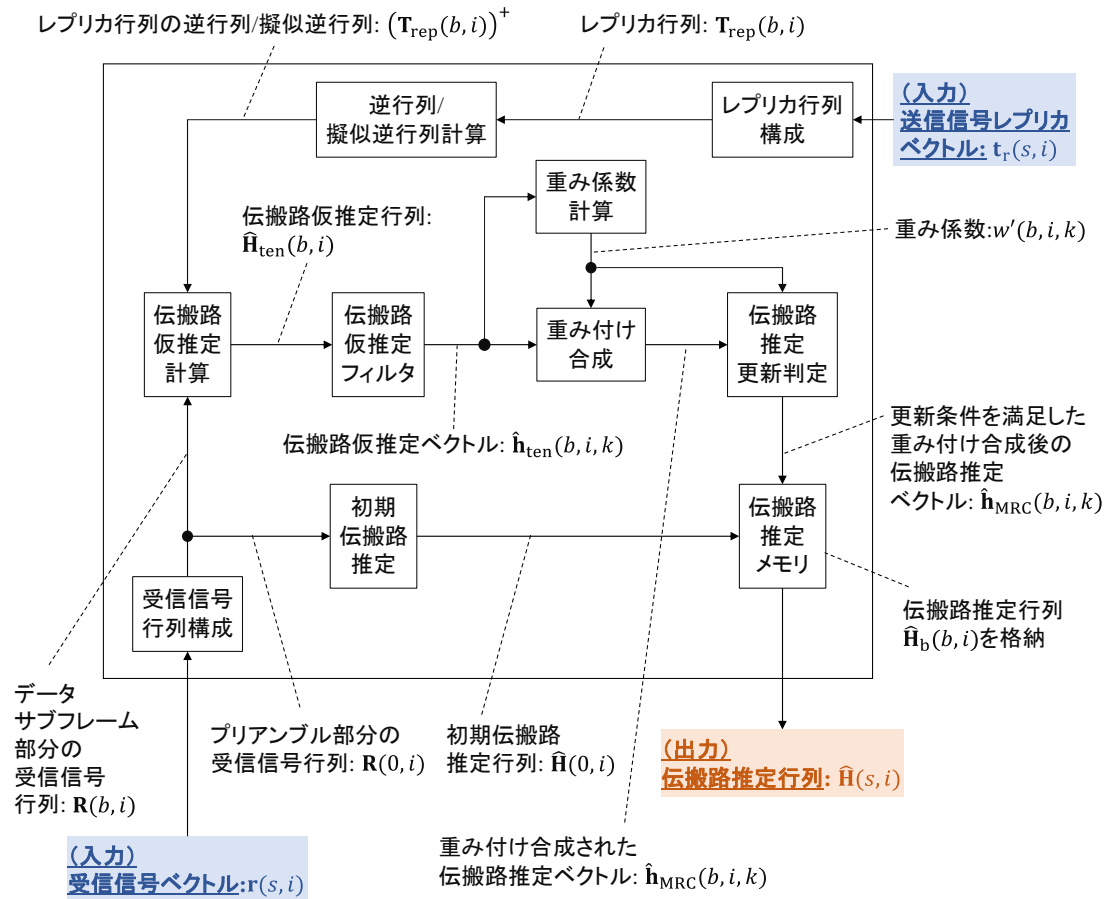


図 3.2 伝搬推定・トラッキング部の構成

- c. 伝搬路仮推定フィルタ
- d. 伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成
- e. 伝搬路推定行列の更新判定

により構成される. 次節以降において, それぞれの処理について詳細に説明する.

3.3.3 初期伝搬路推定行列の導出

伝搬路推定・トラッキング部に入力される受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ のうち, 無線フレーム先頭のプリアンブルに対応する部分は初期伝搬路推定部に入力される. これを用いて, 初期伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{h}}(0, i)$ が導出され, 伝搬路推定メモリ部に保持

される。この初期伝搬路推定行列は、無線フレーム先頭のプリアンブルに続くデータシンボルの先頭部分の送信信号検出において用いられる。

3.3.4 伝搬路仮推定行列の導出

本章で提案する判定帰還形伝搬路トラッキング技術では、受信機側で送信信号のレプリカを再生することで、パイロット信号を用いずに無線フレーム途中における伝搬路推定を行う。伝搬路推定・トラッキング部の外部に位置する送信信号レプリカ生成部において、受信情報系列に対して畳み込み符号化、インタリーブ、信号点配置処理を行うことで送信信号レプリカベクトル（以下、「レプリカベクトル」と略記する）が生成される。 s 番目の OFDM シンボル、 i 番目のサブキャリアで送信された送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ に対応するレプリカベクトル $\mathbf{t}_r(s, i)$ は次式で表される。

$$\mathbf{t}_r(s, i) = \begin{pmatrix} t_r(s, i, 1) \\ t_r(s, i, 2) \\ \vdots \\ t_r(s, i, K) \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$t_r(s, i, k)$ ($k = 1, 2, \dots, K$) は送信信号 $t(s, i, k)$ に対応するレプリカである。受信信号行列構成部では、送信信号レプリカ生成部から OFDM シンボル時刻毎に連続して入力されるレプリカベクトル $\mathbf{t}_r(s, i)$ を L 個連結することで、 b 番目のブロック、 i 番目のサブキャリアに対する送信信号レプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ （以下、「レプリカ行列」と略記する）を生成する。

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) &= (\mathbf{t}_r(L(b-1)+1, i) \quad \mathbf{t}_r(L(b-1)+2, i) \quad \cdots \quad \mathbf{t}_r(Lb, i)) \\ &= \begin{pmatrix} t_{\text{rep}}(b, i, 1, 1) & t_{\text{rep}}(b, i, 1, 2) & \cdots & t_{\text{rep}}(b, i, 1, L) \\ t_{\text{rep}}(b, i, 2, 1) & t_{\text{rep}}(b, i, 2, 2) & \cdots & t_{\text{rep}}(b, i, 2, L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{\text{rep}}(b, i, K, 1) & t_{\text{rep}}(b, i, K, 2) & \cdots & t_{\text{rep}}(b, i, K, L) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.3)$$

$t_{\text{rep}}(b, i, k, l)$ はレプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ の k 行 l 列 ($l = 1, 2, \dots, L$) の要素であり、 $t_r(s, i, k)$ との対応は次式で表される。

$$t_{\text{rep}}(b, i, k, l) = t_r(L(b-1) + l, i, k) \quad (3.4)$$

また、レプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ に対応する送信信号行列を $\mathbf{T}(b, i)$ とする。無線フレーム、送信信号レプリカ、ブロックの関係を図 3.3 に示す。

受信信号行列構成部において、OFDM シンボル時刻毎に入力される受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ を連続する L 個の時刻について連結することで、 b 番目のブロックにおける受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ を生成する。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(b, i) &= (\mathbf{r}(L(b-1) + 1, i) \quad \mathbf{r}(L(b-1) + 2, i) \quad \cdots \quad \mathbf{r}(Lb, i)) \\ &= \begin{pmatrix} r_b(b, i, 1, 1) & r_b(b, i, 1, 2) & \cdots & r_b(b, i, 1, L) \\ r_b(b, i, 2, 1) & r_b(b, i, 2, 2) & \cdots & r_b(b, i, 2, L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r_b(b, i, M, 1) & r_b(b, i, M, 2) & \cdots & r_b(b, i, M, L) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.5)$$

$r_b(b, i, m, l)$ は受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ の m 行 l 列の要素であり、受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ の m 行目の要素 $r(s, i, m)$ との間に以下の関係を持つ。

$$r_b(b, i, m, l) = r(L(b-1) + l, i, m) \quad (3.6)$$

提案技術では、逆行列/擬似逆行列計算部で導出されるレプリカ行列の逆行列 ($L = K$ の場合) あるいは擬似逆行列 ($L > K$ の場合) を、受信信号行列に乗算することで伝搬路行列を仮推定する。

はじめに、式(2.5)で定義される雑音ベクトル $\mathbf{n}(s, i)$ を L 個連結することにより得られる M 行 L 列の雑音ベクトル $\mathbf{N}(b, i)$ を定義する。

$$\begin{aligned} \mathbf{N}(b, i) &= (\mathbf{n}(L(b-1) + 1, i) \quad \mathbf{n}(L(b-1) + 2, i) \quad \cdots \quad \mathbf{n}(Lb, i)) \\ &= \begin{pmatrix} n_b(b, i, 1, 1) & n_b(b, i, 1, 2) & \cdots & n_b(b, i, 1, L) \\ n_b(b, i, 2, 1) & n_b(b, i, 2, 2) & \cdots & n_b(b, i, 2, L) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_b(b, i, M, 1) & n_b(b, i, M, 2) & \cdots & n_b(b, i, M, L) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.7)$$

$n_b(b, i, m, l)$ は雑音行列 $\mathbf{N}(b, i)$ の m 行 l 列の要素であり、雑音ベクトル $\mathbf{n}(s, i)$ の m 行目の要素 $n(s, i, m)$ との間に以下の関係を持つ。

$$n_b(b, i, m, l) = n(L(b-1) + l, i, m) \quad (3.8)$$

b 番目のブロックに含まれる OFDM シンボルの時刻 ($s = L(b-1) + 1$,

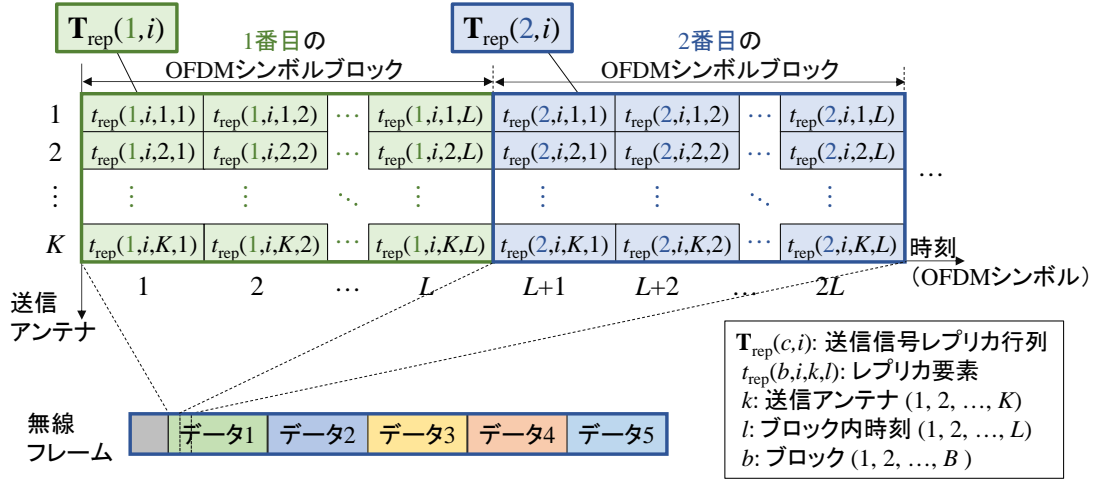


図 3.3 無線フレーム，送信信号レプリカ，ブロックの関係

$L(b-1)+2, \dots, Lb$ における伝搬路状態の変動は十分小さく，伝搬路行列は互いに等しいものとみなす．また， b 番目のブロックにおける伝搬路行列の代表値 $\mathbf{H}_b(b, i)$ を定義する(以降， $\mathbf{H}_b(b, i)$ を単に「伝搬路行列」と呼ぶ)．

$$\mathbf{H}(L(b-1)+1, i) \approx \mathbf{H}(L(b-1)+1, i) \approx \dots \approx \mathbf{H}(Lb, i) \equiv \mathbf{H}_b(b, i) \quad (3.9)$$

以上の定義を用いて， b 番目のブロック， i 番目のサブキャリアにおける，受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ ，伝搬路行列 $\mathbf{H}_b(b, i)$ ，送信信号行列 $\mathbf{T}(b, i)$ ，熱雑音行列 $\mathbf{N}(b, i)$ の関係は，式(2.1)を拡張して次式で表される．

$$\mathbf{R}(b, i) = \mathbf{H}_b(b, i)\mathbf{T}(b, i) + \mathbf{N}(b, i) \quad (3.10)$$

提案する伝搬路トラッキング技術では，送信信号行列 $\mathbf{T}(b, i)$ の代替としてレプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ を代入した場合においても，式(3.10)が成立するものとみなす．

$$\mathbf{R}(b, i) = \mathbf{H}_b(b, i)\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) + \mathbf{N}(b, i) \quad (3.11)$$

式(3.11)は，レプリカ行列に誤りが含まれない($\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) = \mathbf{T}(b, i)$)ことを仮定している．しかしながら，実際にはレプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ は受信情報系列の誤りの影響を受ける．この問題に対しては，3.3.5 節において定義する伝搬路仮推定値フィルタを用いることで対応する．

式(3.11)の受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ の右から，逆行列/擬似逆行列計算部において導出

されたレプリカ行列の逆行列 ($L = K$ の場合) あるいは擬似逆行列 ($L > K$ の場合) を乗算することにより, レプリカ行列の影響をキャンセルし, 伝搬路行列の仮推定を取得する. この演算は L 個の OFDM シンボルにつき 1 回行われる.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i) &= \mathbf{R}(b, i) \left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+ = \mathbf{H}_b(b, i) + \mathbf{N}(b, i) \left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+ \\ &= \begin{pmatrix} \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, 1) & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, 2) & \cdots & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, K) \\ \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, 1) & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, 2) & \cdots & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, 1) & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, 2) & \cdots & \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, K) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.12)$$

$\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ は伝搬路行列 $\mathbf{H}_b(b, i)$ の仮推定(伝搬路仮推定行列と呼ぶ), $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ は伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の m 行 k 列の要素(伝搬路仮推定値と呼ぶ)である. $\left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+$ は, $L = K$ の場合はレプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ の逆行列, $L > K$ の場合は擬似逆行列を表す. $\left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+$ が存在しない場合は, 式(3.12)の演算は行わない.

伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の導出において, ブロック毎に含まれる OFDM シンボル数 L (以降, 「ブロックのサイズ」と呼ぶ)は重要なパラメータとなる. ブロックのサイズ L を大きくすると, $\left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+$ を構成する要素の数が増えるため, 伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の推定精度は高くなる. その一方で, 伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ が取得できる頻度は低下する. 本研究では, 伝搬路変動への追従性を高める観点から, ブロックのサイズを空間多重数に設定し ($L = K$), 伝搬路仮推定行列の導出頻度を最大化する. また, $\left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i) \right)^+$ (レプリカ行列の逆行列あるいは擬似逆行列)を「レプリカ逆行列/擬似逆行列」と略記する.

伝搬路仮推定行列は伝搬路行列の推定値ではあるが, 以下の課題があるため十分な推定精度を持たず, 単体で伝搬路推定行列として用いることができない.

- ・ 課題 a. 受信情報系列の誤りの影響を受ける
- ・ 課題 b. 伝搬路仮推定行列自体の推定精度が低い
- ・ 課題 c. ブロック毎に伝搬路仮推定値の推定精度が変動する
- ・ 課題 d. レプリカ逆行列/擬似逆行列が存在しない場合, 伝搬路仮推定行列が導出できない

なお, ブロックのサイズ L を K より大きくした場合については, 課題 b 「伝搬路仮

推定行列の推定精度が低い」が改善されるもののその効果は十分ではなく、また、課題 a,c,d に対する解決とはならない。

提案技術では、課題 a の解決手段として、3.3.5 節で説明する「伝搬路仮推定フィルタ」を導入する。また、課題 b, c, d を解決するために、3.3.6 節で説明する伝搬路仮推定行列をベクトル毎に重み付け合成する手法を用いる。なお、伝搬路仮推定行列そのものを伝搬路推定行列として用いた場合の特性評価は 3.4.1 節において行われており、SFER 特性が全く改善しないことが示されている。

3.3.5 伝搬路仮推定値フィルタ

前節で確認した通り、伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の精度は、レプリカ行列に復号誤りが含まれる場合に推定精度が大幅に劣化する。この問題を解決するために、直前のブロックにおいて送信信号検出部で用いられた伝搬路推定行列と、現在のブロックで導出された伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ とを比較し、差分が大きい場合には誤りを含むものとみなして廃棄する「伝搬路仮推定フィルタ」を導入する。

いま、伝搬路推定メモリに格納されている伝搬路推定行列を $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ とする。

$$\hat{\mathbf{H}}_b(b, i) = \begin{pmatrix} \hat{h}_b(b, i, 1, 1) & \hat{h}_b(b, i, 1, 2) & \cdots & \hat{h}_b(b, i, 1, K) \\ \hat{h}_b(b, i, 2, 1) & \hat{h}_b(b, i, 2, 2) & \cdots & \hat{h}_b(b, i, 2, K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_b(b, i, M, 1) & \hat{h}_b(b, i, M, 2) & \cdots & \hat{h}_b(b, i, M, K) \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

$\hat{h}_b(b, i, m, k)$ は伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の m 行 k 列の要素であり、伝搬路推定値と呼ぶ。伝搬路仮推定フィルタでは、レプリカ行列から導出された伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ と、直前のブロックにおける伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b-1, i)$ との差分を求める。ここで、直前のブロックの伝搬路推定行列を参照しているが、これは、 b 番目のブロックにおける伝搬路仮推定フィルタが動作している時点において参照可能な最新の伝搬路推定行列は $b-1$ 番目のものとなるためである。

$$\begin{aligned} \Delta \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i) &= \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i) - \hat{\mathbf{H}}_b(b-1, i) \\ &= \begin{pmatrix} \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, 1) & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, 2) & \cdots & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 1, K) \\ \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, 1) & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, 2) & \cdots & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, 2, K) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, 1) & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, 2) & \cdots & \Delta \hat{h}_{\text{ten}}(b, i, M, K) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (3.14)$$

$\Delta\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ は差分行列 $\Delta\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の m 行 k 列の要素である。この誤差をスカラー量として表す指標として、電力に相当する全ての要素のユークリッド距離の自乗和を用いる手法が考えられる。しかし、サブキャリアあたり $2MK$ 個の乗算器が必要となる。提案技術では、演算量削減の観点から導出に乗算器が不要であるマンハッタン距離 [78] (複素数の実部と虚部の絶対値の和) を用いる。差分行列 $\Delta\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の要素毎にマンハッタン距離による大きさを求め列ベクトル毎の和 $E_{\text{man}}(b, i, k)$ を誤差指標として導出する。

$$E_{\text{man}}(b, i, k) = \sum_{m=1}^M (|\text{Re}[\Delta\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)]| + |\text{Im}[\Delta\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)]|) \quad (3.15)$$

$\text{Re}[x]$ および $\text{Im}[x]$ は、それぞれ複素数 x の実部および虚部を表す。提案技術では誤差指標を伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の列ベクトル (これを伝搬路仮推定ベクトルと呼び、以降 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, k)$ と記述する) 毎に導出している。これは、3.3.6 節で説明する伝搬路仮推定行列の重み付け合成が列ベクトル単位で行われることに適合させるためである。

伝搬路仮推定フィルタでは、誤差指標 $E_{\text{man}}(b, i, k)$ が既定の閾値 E_{th} を上回る場合は、誤差要因が伝搬路変動や雑音ではなく受信情報系列に含まれる復号誤りが原因であるとみなす。この場合、当該の伝搬路推定仮ベクトルを廃棄し、重み付け合成部に出力しない。閾値 E_{th} を下回る場合は、誤りの影響を受けていないとみなし、そのまま重み付け合成部に出力する。これにより、推定精度の高い伝搬路仮推定ベクトルのみを選別して後段に出力する。

誤差指標 $E_{\text{man}}(b, i, k)$ に対する閾値 E_{th} は、伝搬路変動量や雑音に起因する誤差は閾値を下回り、レプリカ行列の誤りに起因する誤差は閾値を上回る適切な値に設定すべきである。閾値 E_{th} の最適化は、3.4.2 節において計算機シミュレーション結果をふまえて考察する。

3.3.6 伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成

3.3.4 節において説明した通り、伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(c, i)$ はレプリカ逆行列/擬似逆行列により強調された雑音の影響を受け、単独では十分な推定精度を持たない確率が高い。提案法では、この問題を解決するために、複数の異なるブロック

で導出された伝搬路仮推定行列をベクトル毎に重み付け合成することで雑音の影響を緩和し、推定精度を向上する手法を用いる。

いま、式(3.12)における伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ に含まれる雑音項、すなわち行列の積 $\mathbf{N}(b, i) \left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)\right)^{\dagger}$ の m 行 k 列の要素を $n'_b(b, i, m, k)$ として、以下の式の通り展開する。

$$n'_b(b, i, m, k) = n_b(b, i, m, 1)t'_{\text{rep}}(b, i, 1, k) + n_b(b, i, m, 2)t'_{\text{rep}}(b, i, 2, k) + \dots + n_b(b, i, m, L)t'_{\text{rep}}(b, i, L, k) \quad (3.16)$$

$t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)$ は、レプリカ逆行列/擬似逆行列 $\left(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)\right)^{\dagger}$ の l 行 ($l = 1, 2, \dots, L$) k 列の要素である。受信機で付加される雑音 $n_b(b, i, m, k)$ は平均0、分散 σ^2 を持つ要素毎に独立なガウス雑音であるとする。雑音項 $n'_b(b, i, m, k)$ の分散、すなわち電力の期待値は次式で与えられる。

$$\text{Var}[n'_b(b, i, m, k)] = \sigma^2 \sum_{l=1}^L |t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)|^2 \quad (3.17)$$

提案技術では、式(3.17)で導出した雑音電力の期待値を用いて、近似的な最大比合成に基づく重み付け合成を行う。

伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ に対して、伝搬路の真の値の電力を信号電力に見立てた、近似的な信号対雑音電力比 (aSNR, approximated SNR) である $\text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ は以下の式で表される。

$$\text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k) = \frac{|h_b(b, i, m, k)|^2}{\text{Var}[n'_b(b, i, m, k)]} = \frac{|h_b(b, i, m, k)|^2}{\sigma^2 \sum_{l=1}^L |t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)|^2} \quad (3.18)$$

ここで、 $h_b(b, i, m, k)$ は伝搬路行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の m 行 k 列の要素の真値である。実際には、式(3.12)で導出される伝搬路仮推定値にはブロック内の伝搬路変動の影響が含まれるが、十分小さいものとみなしその影響を考慮していない。そのため、式(3.18)は厳密な SNR ではなく近似値である。また、レプリカ逆行列/擬似逆行列が存在しない場合は、伝搬路仮推定行列が存在しないため、 $\text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ は導出されない。

最大比合成の重み係数は、分子が「観測値に含まれる推定対象値に乘算される係数の複素共役」、分母が「観測値に含まれる雑音の電力期待値」で構成される分数で規定される [79]。式(3.12)により、「推定対象値（伝搬路行列の真の値

$h_b(b, i, m, k)$ に乗算される係数」は 1 となる。また、雑音電力期待値は、式(3.17)で与えられる。以上より、伝搬路仮推定値 $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ に対する重み係数 $w(b, i, m, k)$ は次式で表される。

$$w(b, i, m, k) = \frac{1}{\text{Var}[n'_b(b, i, m, k)]} = \frac{1}{\sigma^2 \sum_{l=1}^L |t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)|^2} \quad (3.19)$$

複数の異なるブロックにおいて導出された伝搬路仮推定値は、推定された過去のブロックと、現在のブロックとの間の時間差が個別の値を持つ。したがって、現在のブロックにおいて最大比合成を行う場合は、式(3.19)の重み係数を、時間経過に応じた推定誤差の影響を含める形に修正しなければならない。しかしながら、伝搬路トラッキングに対する要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」より、伝搬路の時変動速度を受信機側で参照することができない。提案技術では、伝搬路仮推定値各々が持つ固有の伝搬路変動量は考慮せず、式(3.19)の重み係数 $w(b, i, m, k)$ そのものを用いて合成を行う近似的アプローチを用いる。

いま、式(3.19)の右辺に着目すると、重み係数 $w(b, i, m, k)$ は行のインデックス m (受信アンテナ番号) に依存せず、同一の値を取ることが分かる。また、分母には共通項として雑音項 $n_b(b, i, m, k)$ の電力期待値 σ^2 が存在する。これらの特徴を用いて、重み係数 $w(b, i, m, k)$ を伝搬路仮推定ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, k)$ の要素間で共通の相対値 $w'(b, i, k)$ として再定義する。

$$w'(b, i, k) = \frac{1}{\sum_{l=1}^L |t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)|^2} \quad (3.20)$$

この重み係数 $w'(b, i, k)$ を用いて、伝搬路仮推定行列の列ベクトル毎に重み付け合成を行う。 b 番目のブロックにおける、 i 番目のサブキャリアの伝搬路仮推定行列の k 列目の列ベクトルに対する重み付け合成は次式で定義される。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k) &= \frac{\sum_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b (w'(b', i, k) \hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b', i, k))}{\sum_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b w'(b', i, k)} \\ &= \begin{pmatrix} \hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, 1, k) \\ \hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, 2, k) \\ \vdots \\ \hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, M, k) \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (3.21)$$

$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ は伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の k 番目の列ベクトルに対応する伝搬路仮推定ベクトルの合成結果（以降、伝搬路仮推定合成ベクトルと呼ぶ）、 $\hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, m, k)$ は伝搬路仮推定合成ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ の m 行目の成分、 $b_{\text{St}}(i, k)$ は伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の k 番目の列ベクトルにおいて前回更新が行われたブロックの次のブロック番号を表す．例えば、前回の更新が7番目のブロックにおいて行われたのであれば、8番目ブロック以降における $b_{\text{St}}(i, k)$ の値は8となる．また、無線フレーム先頭のプリアンブルにおける初期伝搬路推定行列の導出は、0番目のブロックにおいて行われたものとして扱う．すなわち、初期伝搬路推定行列の導出にあわせて、 $b_{\text{St}}(i, k)$ の初期値として1を設定する．

なお、式(3.21)で示した伝搬路仮推定ベクトルの合成は、近似を用いているため、伝搬路行列の各要素におけるブロック間の振幅変動が考慮されていない．実際には、時間経過に伴い推定時と合成時の伝搬路行列の真値そのものが変動する．したがって、これが誤差要因となり厳密な最大比合成とはならない．

3.3.7 伝搬路推定行列の更新判定

前節で示した伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成により、合成結果である伝搬路仮推定合成ベクトルは雑音の影響が軽減され推定精度が向上する．伝搬路推定更新判定部では、送信信号推定部における利用が可能となる推定精度が得られたタイミングで、伝搬路仮推定合成ベクトルにより、伝搬路推定・トラッキング部の伝搬路推定メモリに保持されている伝搬路推定行列の当該ベクトルを更新する．これにより、伝搬路変動に対する追従性を実現する．

伝搬路仮推定合成ベクトルによる更新条件を設定するためには、これが持つ推定精度を計算する必要がある．前節で説明した通り、提案法では近似的な最大比

合成を導入している. 提案技術では, 最大比合成の持つ『合成結果の SNR』は『合成要素の SNR の和』で導出される」特徴が, 合成前後の各 aSNR に対して近似的に成立するものとみなす. すなわち, 式(3.18)で定義される合成対象となる伝搬路仮推定値の aSNR の和により, 合成後の伝搬路推定値 $\hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, m, k)$ の推定精度である $\text{aSNR}_{\text{MRC}}(b, i, m, k)$ が導出されるものとみなす.

$$\begin{aligned} \text{aSNR}_{\text{MRC}}(b, i, m, k) &\approx \sum_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b \text{aSNR}_{\text{ten}}(b', i, m, k) \\ &\approx \frac{\text{Ave}[|h_b(b', i, m, k)|^2]_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b}{\sigma^2} \cdot \sum_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b w'(b', i, k) \end{aligned} \quad (3.22)$$

ここで, $\text{Ave}[x(y')]_{y'=y_{\min}}^{y_{\max}}$ は $x(y_{\min}), x(y_{\min} + 1), \dots, x(y_{\max})$ の平均値を表す. また, 合成期間中は伝搬路変動が十分緩やかであり, 伝搬路の真の値平均電力は, 伝搬路の真値の平均電力と等しいものと仮定しているため, 以下の近似式を用いた.

$$\begin{aligned} h_b(b_{\text{St}}(i, k), i, m, k) &\approx h_b(b_{\text{St}}(i, k) + 1, i, m, k) \approx h_b(b, i, m, k) \\ &\equiv \text{Ave}[|h_b(b', i, m, k)|^2]_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b \end{aligned} \quad (3.23)$$

伝搬路トラッキング技術の目的は, 無線フレーム先頭のプリアンプルを用いた初期伝搬路推定行列に相当する推定精度をフレーム末尾まで維持することにより, 伝搬路変動によるデータサブフレーム誤り率の劣化を回避することである. したがって, 伝搬路仮推定合成ベクトルの各要素の推定精度の目標値として, 初期伝搬路推定行列の当該ベクトルの推定精度を設定することが適当である. この方針に基づいた伝搬路仮推定合成ベクトル更新条件は, 以下の式で表される.

$$\begin{aligned} \text{aSNR}_{\text{MRC}}(b, i, m, k) &\geq \text{aSNR}_{\text{pre}}(b, i, m, k) \\ &\approx \alpha \frac{\text{Ave}[|h_b(b', i, m, k)|^2]_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (3.24)$$

ここで, α はデータシンボルに対するプリアンプルの電力比である. また, $\text{aSNR}_{\text{pre}}(b, i, m, k)$ は, 伝搬路仮推定合成ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ の合成対象区間

$(b' = b_{\text{st}}(i, k), \dots, b)$ の各ブロックにおいて、プリアンブルを用いて伝搬路推定を実施したと仮定した場合の平均 aSNR, $h_b(b, i, m, k)$ は伝搬路行列 $\mathbf{H}_b(b, i)$ の m 行 k 列の要素である。

式(3.24)に式(3.22), 式(3.20)を代入することにより, 更新条件は次式の通り相対値で表すことができる。

$$\sum_{b'=b_{\text{st}}(i,k)}^b w'(b, i, k) \geq \alpha \quad (3.25)$$

式(3.25)はレプリカ行列の逆行列の要素 $t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)$ と, プリアンブルとデータシンボルの電力比 α のみで定義される。これは伝搬路の変動速度等の外部パラメータを一切必要としないことを意味し, 要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」を満足する。また, 雑音電力の期待値 σ^2 が含まれておらず, これを推定する必要がない。さらに, この判定条件は伝搬路仮推定合成ベクトルの要素間で共通であるため, 伝搬路仮推定合成ベクトル毎に一回の計算となる。

伝搬路推定更新判定部では, ブロック毎, サブキャリア毎に, 伝搬路仮推定合成ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ が導出される都度, 式(3.25)の条件を満足するか否かを確認する。条件を満足する場合は, 伝搬路推定メモリに格納されている伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の当該列ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k)$ (以降, 伝搬路推定ベクトルと呼ぶ) を, 伝搬路仮推定合成ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ で更新する。式(3.25)の条件を満足しない場合は, 更新は行われず, 直前のブロックにおける伝搬路推定ベクトルを保持する。 b 番目のブロックにおける伝搬路推定ベクトルの更新は以下の式で表される。

$$\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k) = \begin{cases} \hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k), & \text{if Eq. (3.25) is met.} \\ \hat{\mathbf{h}}_b(b-1, i, k), & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (3.26)$$

伝搬路トラッキング部はブロック単位で動作を行う一方, 送信信号検出部は OFDM シンボル毎に動作する。送信信号検出部は, OFDM シンボル毎に伝搬路推定メモリ部に格納されている伝搬路推定行列を参照する。 s 番目の OFDM シンボルにおいて送信信号検出部において用いられる伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$ は, b 番目のブロックにおける伝搬路推定・トラッキング部の処理の後に伝搬路推定値メモリに格納されている伝搬路推定行列を $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ とすると, 下式で表される。

$$\hat{\mathbf{H}}(s, i) = \hat{\mathbf{H}}_b(\beta, i) \quad (3.27)$$

$$\beta = \begin{cases} \left\lfloor \frac{(s - \tau)}{L} \right\rfloor, & \text{if } s - \tau \geq 0. \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (3.28)$$

τ は、あるブロックの受信信号行列が生成されたタイミングを起点として、当該ブロックのレプリカ行列が生成され伝搬路推定・トラッキング部の処理が終了するまでの処理遅延時間を OFDM シンボル時間で正規化した値である。

図 3.4 に、提案技術において伝搬路仮推定値を重み付け合成することにより伝搬路推定値が更新される例を示す。本図において、伝搬路仮推定フィルタは省略している。受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ とレプリカ逆行列/擬似逆行列 $(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^+$ が出力される時間差が処理遅延時間 τ に相当する。また、2 番目のブロックではレプリカ行列の逆行列が存在しないため伝搬路仮推定が行われない。

3.3.8 判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述

表 3.1 に $\tau = 0$ の場合における本章で提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズムを記述する。

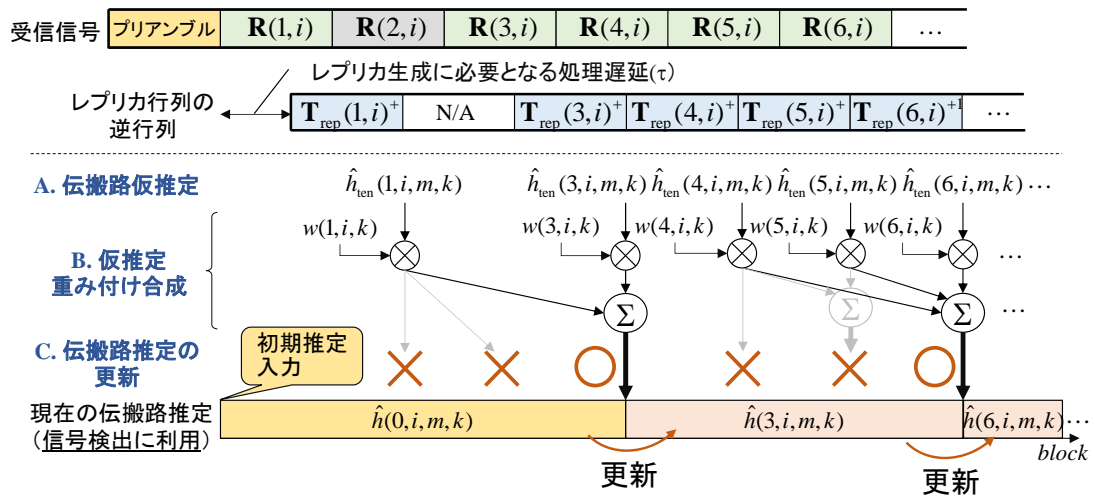


図 3.4 伝搬路推定値がブロック毎に更新される例

表 3.1 判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述

- Input: $\mathbf{t}_r(s, i), \mathbf{r}(s, i)$ / Output: $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$
 - Initial calculation (once per wireless frame)
- ```
for $i = 1 : I$
 calculate $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ from preamble
 for $k = 1 : K$
 $b_{st}(i, k) \leftarrow 1$ (initialize)
 end for
end for
```

(continued to the next page)

● Channel tracking calculation (once per OFDM symbol)

**for**  $s = 1 : S$

$$b = \lceil s/L \rceil - (3.1)$$

**if**  $\text{mod}(s, L) = 0$

**for**  $i = 1 : I$

**if**  $(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^+$  exists

$$\text{calculate } \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i) - (3.12)$$

**for**  $k = 1 : K$

$$\text{calculate } E_{\text{man}}(b, i, k) - (3.15)$$

**if**  $E_{\text{man}}(b, i, k) \geq E_{\text{th}}$

$$\text{calculate } w'(b, i, k) - (3.20)$$

$$\text{calculate } \hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k) - (3.21)$$

**else**

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k) \leftarrow 0$$

$$w'(b, i, k) \leftarrow 0$$

**end if**

$$\text{if } \sum_{b'=b_{\text{St}}(i,k)}^b w'(b, i, k) \geq \alpha - (3.25)$$

$$\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k) \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k) - (3.26)$$

$$b_{\text{St}}(i, k) \leftarrow b + 1$$

**end if**

**end for**

**end if**

**end for**

**end if**

**for**  $i = 1 : I$

$$\hat{\mathbf{H}}(s, i) \leftarrow \hat{\mathbf{H}}_b(b, i) - (3.27), (3.28)$$

**end for**

**end for**

## 3.4 特性評価

前節で提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術について、計算機シミュレーションによる特性評価を実施した。シミュレーション諸元、遅延プロファイルは第2章における評価と同様とし、表2.1および図2.5に示される。また、第2章における評価と同様に、固定設置された基地局（送信機）が移動する端末（受信機）に対してデータを送信する場合を想定する。

### 3.4.1 伝搬路仮推定行列を単体で用いる伝搬路トラッキングの特性

3.3.4節で述べたとおり、伝搬路トラッキングを簡易に実現する一手段として、伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ を、 $s$ 番目のOFDMシンボル、 $i$ 番目のサブキャリアにおいて送信信号検出部において用いられる伝搬路推定行列を $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$ そのものとする形態も想定される。そこで、以下の前提を用いてSFER特性を確認した。

伝搬路トラッキングを用いない場合は、2.5.2節と同様に、プリアンブルから導出した初期伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$ を無線フレームの全てのOFDMシンボルに対して用いる（式(2.8)）。一方、伝搬路トラッキングを用いる場合は、伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ により、伝搬路推定行列をブロック毎に更新する。また、レプリカ逆行列/擬似逆行列 $(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^{\dagger}$ が存在せず伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ が導出されなかった場合については、直前のOFDMシンボルにおける伝搬路仮推定行列を用いるものとする。

$$\hat{\mathbf{H}}(s, i) = \begin{cases} \hat{\mathbf{H}}(0, i), & \text{if } s = 0 \\ \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}\left(\left\lceil \frac{(s - \tau)}{L} \right\rceil, i\right), & \text{if } s > \tau \text{ and } (\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^{\dagger} \text{ exists} \\ \hat{\mathbf{H}}(s - 1, i), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.29)$$

SFER特性評価結果を図3.5に示す。伝搬路仮推定行列を直接利用する手法は、SFER特性の改善効果が全く得られないことが分かる。その理由は以下a.~d.の通りである。

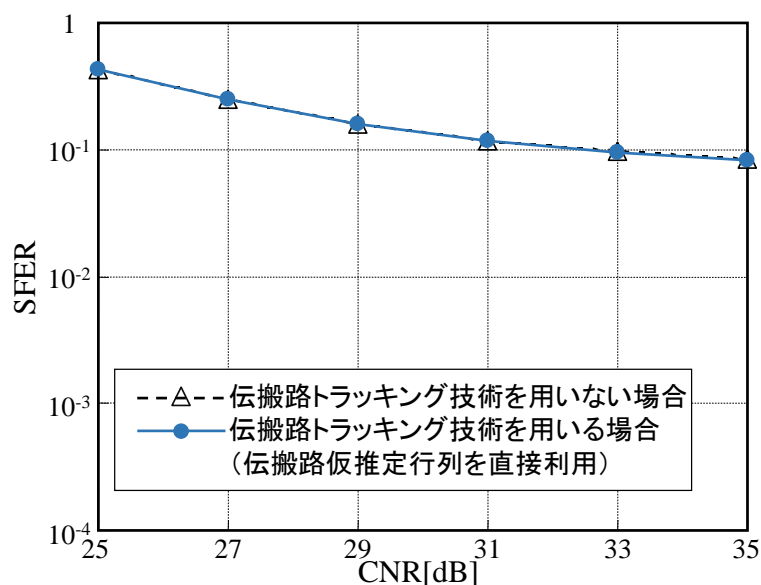


図 3.5 伝搬路仮推定行列を直接用いる伝搬路トラッキングの SFER 特性

#### a. レプリカ行列の誤りの影響を受ける

レプリカ行列は受信情報系列から再生されるため、受信情報系列の誤りの影響を受ける。無線フレーム前方に位置するデータサブフレームに対応する受信情報系列に誤りが発生すると、これを元に生成されたレプリカ行列を用いて導出された伝搬路仮推定行列の推定精度は著しく低下する。そして、この伝搬路仮推定行列の誤差が送信信号検出部の誤りを増大させ、さらにレプリカ行列に誤りが含まれ、伝搬路仮推定行列に大きな誤差が生じる……という形の誤り伝播が発生し、特に無線フレーム後方のサブフレーム誤り率特性が大きく劣化する。

この問題の解決策として、サブフレーム毎の誤り検出結果を用いてレプリカ行列の正否を確認することも考えられる。ところが、サブフレーム単位の極めて大きな処理遅延が発生する<sup>12</sup>ため、要求条件③「受信機の処理遅延を増加させない」を満足しない。処理遅延を増加させることなく、誤ったレプリカの影響を除外する手段が必要となる。

<sup>12</sup> 表 2.1 のパラメータを用いた場合、データサブフレームあたりの OFDM シンボル数は 19 個、所要時間は  $76\mu\text{s}$  である。これは SIFS ( $16\mu\text{s}$ ) の 4.75 倍である。

#### b. 伝搬路仮推定行列そのものの推定精度が低い

式(3.12)において、伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ にはレプリカ逆行列/擬似逆行列が乗算された雑音行列が含まれている。レプリカ行列の逆行列は雑音強調成分として作用する。レプリカ行列は復号ビット系列から生成されランダムパターンとなるため、レプリカ行列の逆行列により雑音が増幅される量は、レプリカ行列毎に変動する。

一例として、伝搬路仮推定値に含まれる雑音電力を、プリアンブルを用いて推定したと仮定した場合の伝搬路推定に含まれる雑音電力期待値で正規化した値の確率分布を図 3.6 に示す<sup>13</sup>。送信機のパラメータは表 2.1 と同一である。正規化された雑音電力期待値が 1 以下となる場合は、雑音強調が小さくプリアンブルよりも高い精度を持つ伝搬路推定値が得られることを意味する。その確率は 3.3%である。これは、96.7%の確率でレプリカを用いた伝搬路仮推定値はプリアンブルを用いた伝搬路推定値よりも精度が劣ることを意味する。この結果より、仮推定値そのものを伝搬路推定値として利用した場合、無線フレームの途中から伝搬路推定精度が劣化すると考えられる。

#### c. ブロック毎に伝搬路仮推定値の推定精度が変動する

図 3.6 に示される通り、伝搬路仮推定値に含まれる雑音電力は幅広い分布を持つ。したがって、伝搬路仮推定値の精度はレプリカ行列のランダム性によりブロック毎に大きく変動する。伝送品質を維持するためには、無線フレーム後方においてもプリアンブルを用いた伝搬路推定と同等以上の推定精度が必要となる。この推定精度を保証する手段として、高い推定精度を持つ伝搬路推定値のみを選別して用いる手法も考えられるが、図 3.6 よりその確率が極めて低いことは明白であり、伝搬路追従性が高められないと考えられる。

#### d. 伝搬路仮推定行列が導出できない事象が存在する

レプリカ行列が逆行列を持たないパターンとなる場合は、式(3.12)の伝搬路仮推定行列が導出できない。対策の一例としては、式(3.29)で示される通り、

<sup>13</sup> この場合のレプリカ行列のパターンは、 $64^{3 \times 3} = 18,014,398,509,481,984$ 通り（約 1.8 兆通り）存在する。全ての組み合わせについて計算が行えうことが不可能であったため、モンテカルロシミュレーションによる評価を実施した。

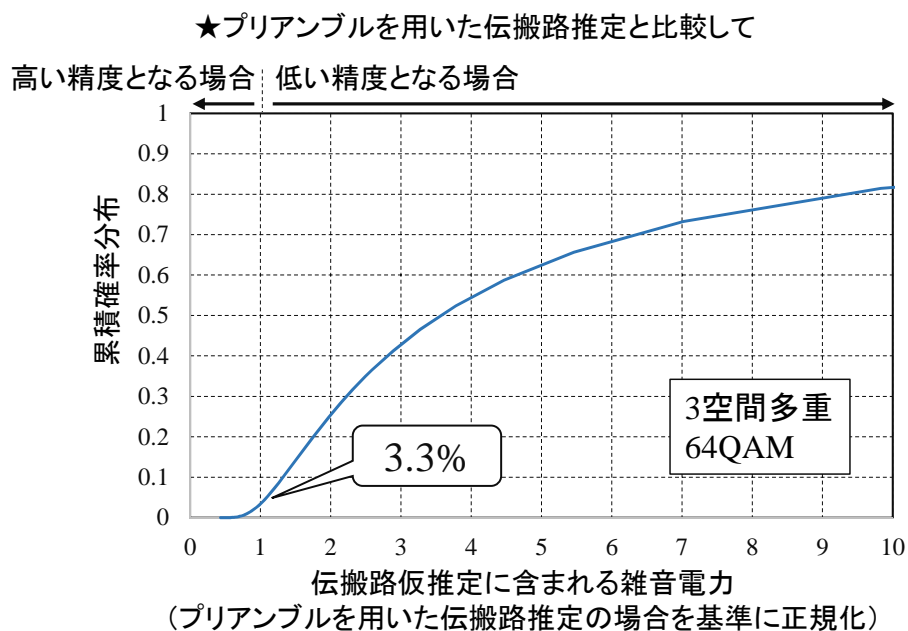


図 3.6 伝搬路仮推定行列の要素に含まれる雑音電力の分布

過去に推定された伝搬路推定行列を用いる手法が考えられる。なお、レプリカ逆行列/擬似逆行列が存在しない確率は空間多重数や変調多値数に依存する。送信情報系列がランダムビット列である場合、2 空間多重の 16QAM, 2 空間多重の 64QAM, 3 空間多重の 16QAM, 3 空間多重の 64QAM でそれぞれ 2.7%, 2.1%, 0.9%, 0.02%となる<sup>14</sup>。一方、プリアンブルやパイロット信号を用いた伝搬路推定においては常に同一の既知信号を送信するため、この問題は発生しない。

以上より、伝搬路仮推定行列そのものは十分な推定精度が得られず、伝搬路仮推定行列の合成による推定精度改善が必須であることを確認した。

<sup>14</sup> 図 3.6 における雑音電力分布の評価と同様に、3 空間多重の 16QAM および 64QAM の場合は、組み合わせ数が膨大となるため、全ての組み合わせを計算することができない。そのため、モンテカルロシミュレーションによる評価を行った。

### 3.4.2 伝搬路仮推定フィルタのパラメータ最適化

次に、伝搬路仮推定値フィルタのパラメータである閾値 $E_{th}$ の最適化を行う。閾値 $E_{th}$ は、要求条件②「伝搬路の統計的性質を用いない」および要求条件④「演算量が少ない」を順守する観点から、伝搬路状態、ブロック、サブキャリア等のパラメータに依存しない固定値を用いるものとした。

閾値 $E_{th}$ をパラメータとして、受信機の移動速度に対する SFER 評価を行った結果を図 3.7 に示す。本図では、CNR を 31dB とし、4 番目のデータサブフレームに対する誤り率をプロットした。 $E_{th}$ は伝搬路行列の要素あたりの平均電力で正規化した値である。 $E_{th}$ を 2 以下に設定することで、時速 8km/h 以下において良好な特性を示す。また、 $E_{th}$ を 0.25 に設定すると、移動速度 10km/h 以上の場合において特性劣化が見られる。一方、 $E_{th}$ を 4 以上に設定すると、低い移動速度における特性劣化が観測された。これらの結果より、 $E_{th} = 1$ を最適値とみなして設定した。

### 3.4.3 伝搬路仮推定フィルタの効果

伝搬路仮推定フィルタの効果を確認するために、以下の 4 つのケースについて、SEFER 特性を評価した (図 3.8)。

- ケース 1: 伝搬路トラッキングを利用しない場合
- ケース 2: 伝搬路仮推定行列そのものを利用する場合 (3.4.1 節の評価)
- ケース 3: 本章の提案技術を利用するが、伝搬路仮推定フィルタは用いない場合
- ケース 4: 本章の提案技術の要素を全て活用した場合

ケース 2 とケース 3,4 との間で著しい SFER 特性の差が確認される。これは、ケース 3 および 4 において複数のブロックで推定された伝搬路仮推定ベクトルを合成することで伝搬路推定行列の精度を高めていること、および、伝搬路推定行列の更新条件を適切に設定することで推定精度を担保していることに起因する。また、ケース 3 と 4 との特性差から、伝搬路推定フィルタの効果が確認される。伝搬路推定フィルタを用いないケース 3 においては、SEFER が  $10^{-3}$  を上回る領域において



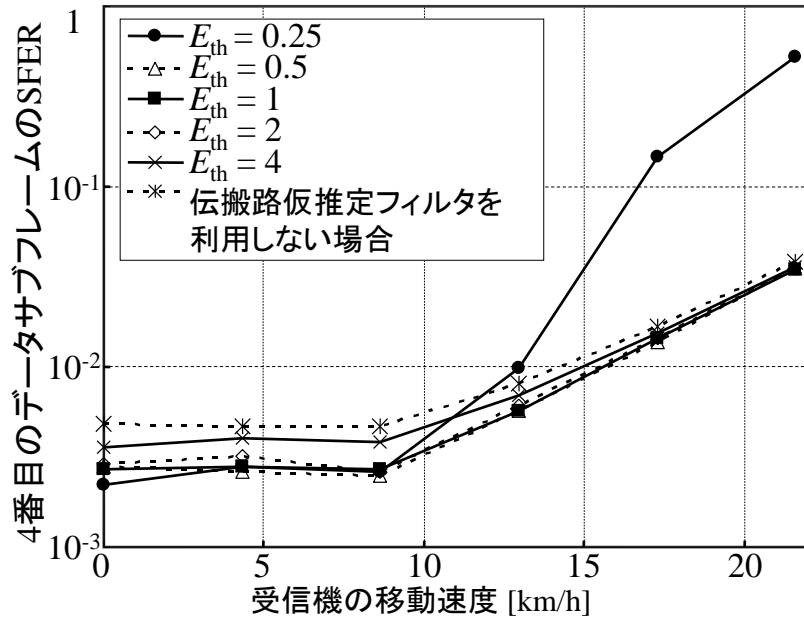


図 3.7 伝搬路仮推定フィルタ閾値をパラメータとした SFER 特性

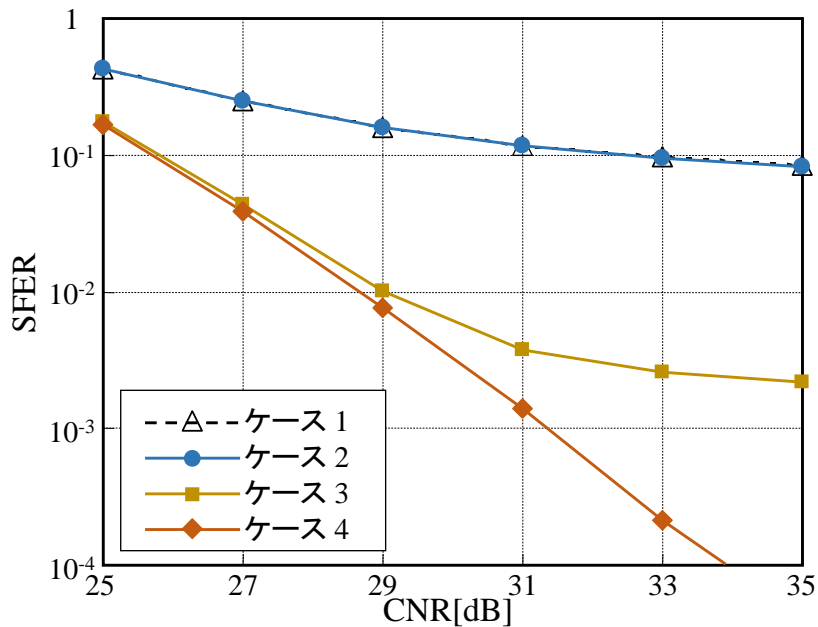


図 3.8 伝搬路仮推定値の重み付け合成および伝搬路仮推定フィルタの効果

誤り率のフロアが観測される。伝搬路仮推定ベクトルの合成の効果により、ケース 1 およびケース 2 と比較して SFER 特性は改善するものの、受信情報系列の誤りに起因するレプリカ行列の誤りが伝搬路推定精度を低下させ、フロアが発生する。一方、伝搬路推定フィルタを用いるケース 4 では、この SFER のフロアが解消される。伝搬路推定フィルタを用いることで、誤ったレプリカ行列により導出された伝搬路仮推定ベクトルを排除し、推定精度の高い伝搬路仮推定ベクトルのみを重み付け合成の対象としていることに起因している。ケース 4 では、SFER が  $10^{-3}$  以下の領域においても CNR の増加に対して両対数グラフ上で直線的に SFER が低下しており、フロアを解消している。

#### 3.4.4 データサブフレーム誤り率特性

本章の提案技術用いる場合と用いない場合における SFER 特性を受信機の移動速度をパラメータとして図 3.9 に比較する。受信機の移動速度が歩行速度 (4km/h) の場合において、提案技術を用いる場合の SFER 特性はほぼ劣化がない。一方、伝搬路トラッキングを用いない場合は、歩行速度より低速な移動速度である 2km/h の場合であっても、所要 CNR の劣化が顕著となる。本結果より、伝搬路トラッキング技術の適用が必須であることが分かる。

また、受信機の移動速度が歩行速度 (4km/h) の場合における無線フレーム内のデータサブフレーム位置ごとの誤り率特性を図 3.10 に示す。伝搬路トラッキングを用いない場合には、伝搬路変動により無線フレーム後方における SFER 特性が大幅に劣化している。提案技術を用いることにより、レプリカにより伝搬路推定行列を更新し伝搬路変動に追従し、SFER 特性を無線フレーム内で一定に維持することが可能であることが分かる。

#### 3.4.5 受信機の移動速度に対する耐性

本章の提案技術について、受信機の移動速度に対する耐性を図 3.11 に示す。横軸は受信機の移動速度、縦軸は静止状態 (移動速度 0km/h) の場合を基準とした場合の SFER= $10^{-2}$  を満足するための所要 CNR である。提案法の適用により、移動速度 4km/h における CNR 劣化量を 0.1dB 以下に抑制する。この結果より、提案技術が第 2 章で挙げた無線 LAN のための伝搬路トラッキング技術の要求性能である

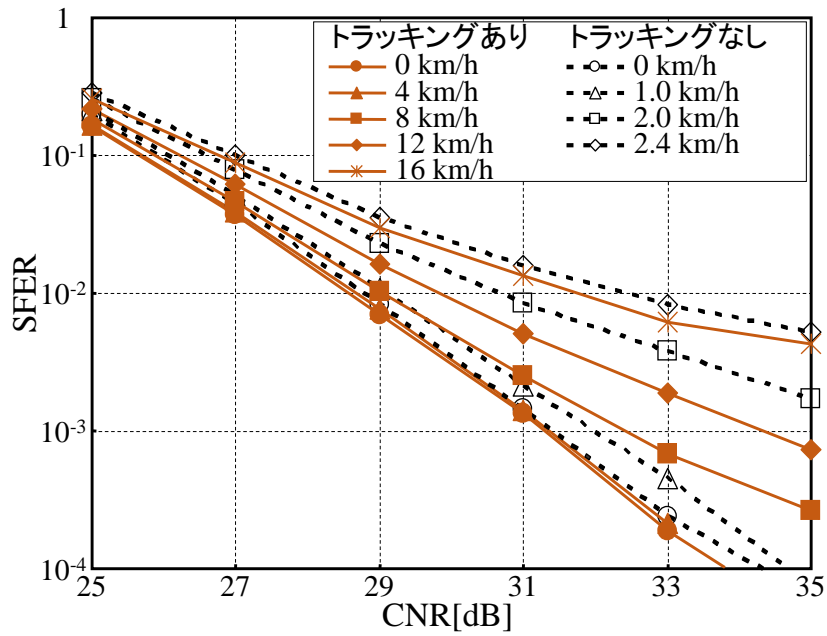


図 3.9 伝搬路トラッキング技術を用いた場合における CNR 対 SFER 特性

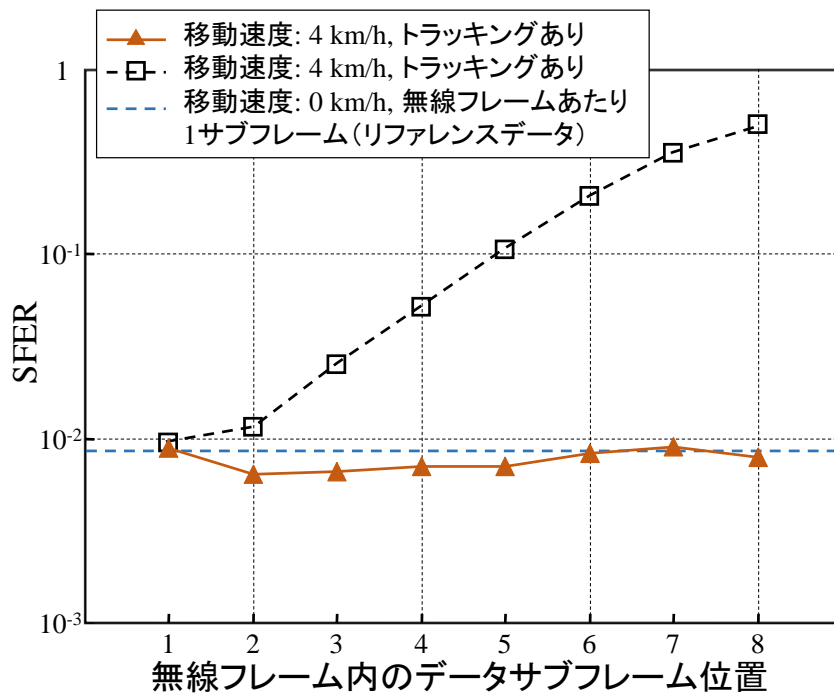


図 3.10 データサブフレーム位置毎の SFER 特性の例

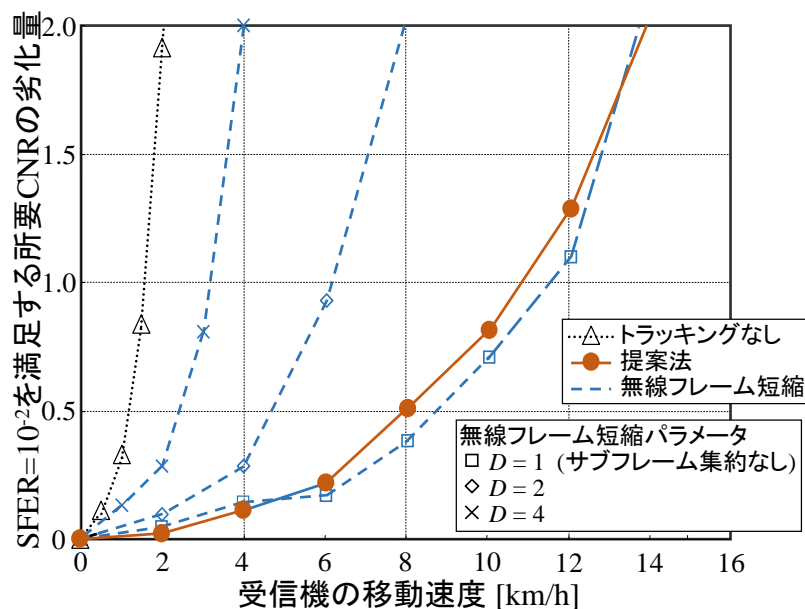


図 3.11 移動速度に対する耐性

⑤「歩行速度の移動環境をサポートする」を満足していることが確認された。

既存規格を遵守した上で伝搬路変動への耐性を高める手段としては、第2章で述べた通り、無線フレーム長あたりに格納されるデータサブフレーム数を削減する手法が挙げられる。本手法を用いるとヘッダやフレームギャップが増加し伝送効率の低下を招く。この無線フレームに含まれるデータサブフレーム数を削減する場合を本章の提案技術を用いない既存手法と位置付け、図3.11に併せてプロットした。無線フレーム短縮におけるパラメータ $D$ は、無線フレームあたりに含まれるデータサブフレームの数を表す。 $D \geq 2$ の場合において、移動速度4km/hにおける特性劣化が顕著となっている。したがって、良好な特性を得るためにはサブフレーム集約を用いないようにしなければならない。 $D = 1$ 、すなわちサブフレーム集約を行わない場合においては、提案法を上回る特性が得られることが分かる。しかしながら、この場合は、無線フレーム内に占めるデータシンボルの割合が低くなるため伝送効率が低下する。

サブフレーム集約を行う場合と行わない場合の伝送効率を比較する。各無線フレームには802.11nのヘッダが付加されるものとし、その時間長を802.11n規格に倣い $36 \mu\text{s}$ とする。また、サブフレーム集約を行わない場合は8個の無線フレーム

を連続送信することとする。802.11 プロトコルでは連続送信する無線フレームの間に SIFS を挿入する必要がある。また、無線フレームの連続送信を成立させるためには、これに先立ち連続送信に必要となる期間のチャネルの利用を予約する CTS-to-Self (Clear To Send-to-self) フレームの送信が必要となり<sup>15</sup>、その時間長を 28  $\mu\text{s}$  とする。無線フレームあたりのデータ部分の時間長は、サブフレーム集約を行い 8 個のデータサブフレームを 1 つの無線フレームに格納する場合と、サブフレーム集約を行わない場合について、それぞれ 596  $\mu\text{s}$ 、76  $\mu\text{s}$  である。以上述べたパラメータを元に所要伝送時間を計算すると、以下の結果となる。

- 伝搬路トラッキングおよびサブフレーム集約を利用する場合:  

$$36 \mu\text{s} + 596 \mu\text{s} = 632 \mu\text{s}$$
- 伝搬路トラッキングおよびサブフレーム集約を利用しない場合:  

$$28 \mu\text{s} + (16 \mu\text{s} + 36 \mu\text{s} + 76 \mu\text{s}) \times 8 = 1,052 \mu\text{s}$$

伝搬路トラッキングおよびサブフレーム集約を用いない場合は、用いる場合と比較して所要伝送時間が 1.7 倍に増加する。これは、伝送効率に換算すると 40% の低下に相当する。したがって、サブフレーム集約を利用しない公衆無線 LAN の運用は伝送容量を大幅に低下させてしまうことが分かる。サブフレーム集約を行うことで高い伝送効率を実現することが可能となるため、公衆環境において本章の提案技術を適用することは極めて有効である。

### 3.4.6 演算量評価

本章の提案技術演算量評価を、既存のカルマンフィルタを用いて繰り返し演算を行う伝搬路トラッキング技術 [64] を比較対象として評価を行った [80]。逆行列の導出には LU(Lower Upper)分解 [81] を用いることを想定し、評価指標は OFDM シンボル時間あたりに必要となる複素乗算回数とした。評価結果を図 3.12 に示す。

---

<sup>15</sup> 一般的には RTS(Request To Send)フレームを送信し、宛先局から CTS(Clear To Send)フレームを受信することでチャネルを予約しデータの連続送信を行う形態が用いられる。ここでは、RTS/CTS フレームの交換よりも伝送効率の高い CTS-to-Self フレームの送信を仮定した。

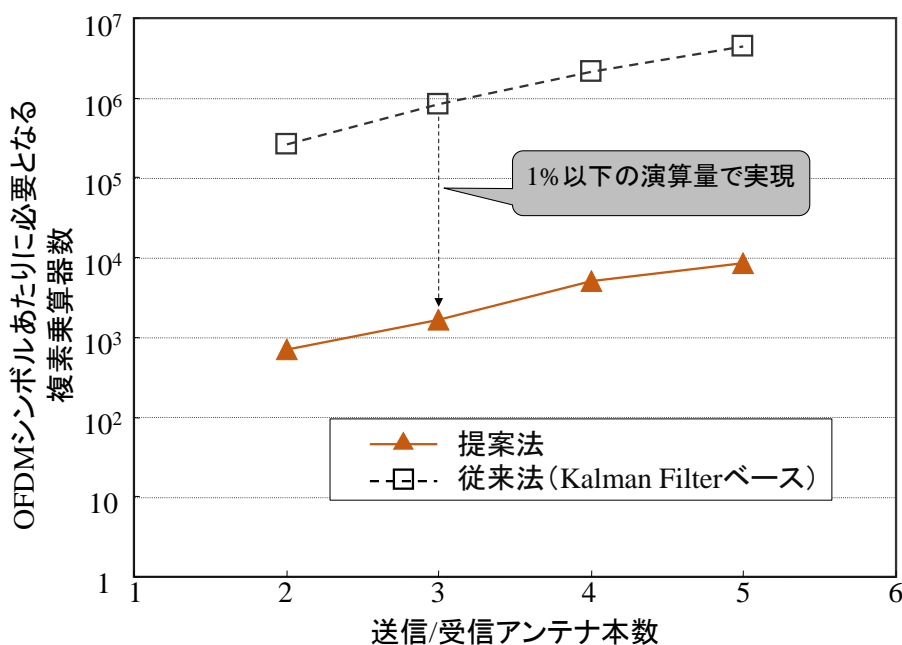


図 3.12 所要演算量（OFDM シンボル毎に必要となる複素乗算器数）の比較

従来技術においては、伝搬路全体を巨大な行列として扱いカルマンフィルタを OFDM シンボル毎に繰り返し行うことから演算量が膨大となる。一方、提案技術はサブキャリア毎の信号処理としているため行列サイズが小さく、逆行列演算に必要となる乗算回数を少なくしている。また、演算頻度をブロック毎としており、少ない演算量で要求条件を満足する移動速度に対する耐性を実現している。

本評価結果より、本章の提案技術は、2.6 節で挙げた無線 LAN のための伝搬路トラッキング技術の要求性能④「少ない演算量で実装可能」⑤「歩行速度における良好な特性」を満足することを示した。なお、回路規模については、第 5 章における FPGA を用いた実験装置においても所要ゲート数による評価を示し、フィージビリティの確認・議論を行う。

### 3.5 第 3 章のまとめ

本章では、ユーザが移動する公衆環境において無線 LAN 接続を利用する場合においても安定した高速伝送を実現するための判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案した。判定帰還形伝搬路トラッキング技術は、OFDM シンボルブロック毎

に動作し、以下の信号処理から構成される。

- 送信信号レプリカ行列を用いた伝搬路仮推定行列の導出
- 伝搬路仮推定行列を構成する伝搬路仮推定ベクトルに対するフィルタ
- 伝搬路仮推定ベクトルに対する重み付け合成
- 伝搬路仮推定合成ベクトルを用いた伝搬路推定値の更新

また、以下の特長を持ち、公衆無線 LAN への適用性を満足する。

① 802.11 無線 LAN 標準との互換性

送信信号レプリカ行列を用いることで、パイロット信号の挿入等の既存のフレームフォーマットの変更を不要としている。受信機側の信号処理の改良のみで実現可能であり、既存の 802.11 標準に適用が可能である。

② 伝搬路の統計的性質が不要

伝搬路仮推定行列の導出、伝搬路仮推定フィルタ、伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成、重み付け合成結果による伝搬路推定行列の更新、という 4 つのステップ全てにおいて、外部環境に依存するパラメータを一切用いていないため、この条件を満足する。

③ 受信機における処理遅延を増大させない

伝搬路トラッキング技術と送信信号の復調を並列処理とすることで、この条件を満足する。

3.4 節に特性評価結果を示し、④「少ない演算量で実装可能であること」および⑤「受信機の移動速度が歩行速度程度の場合における良好な特性」を実現することを確認した。

以上のことから、提案した無線 LAN のための判定帰還形伝搬路トラッキング技術の適用により、空間多重伝送のサブフレーム集約の双方を用いて高速伝送を行う場合において伝搬路変動による特性劣化を抑制し、公衆無線 LAN の高い収容力を実現することを明らかにした。

本章で提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術は、伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成を行い、所定の推定精度を満足したタイミングにおいて、合成結果により伝搬路推定行列を更新している。この操作では、複数の伝搬路仮推定ベクトルを合成するため、合成結果が送信信号検出において用いられる伝搬路推定ベクトルに反映されるまでの間に処理遅延が発生する。次章では、この演算遅延を短縮し伝搬路追従性能を高める改良技術の提案を行い、その特性改善効果を示す。



## 第4章 逐次合成判定帰還形

### 伝搬路トラッキング技術

#### 4.1はじめに

第3章において、判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案し、計算機シミュレーションによる特性評価を行った。これを適用することで公衆無線LANにおける伝搬路変動速度に対する追従性を実現することを確認した。本章では、第3章の提案技術における伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成および更新条件に対して、更なる特性改善の余地について考察を行う。そして、これを改良する「逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術」を提案する。

本章の提案技術では、直前のブロックにおける送信信号検出に用いられた伝搬路推定ベクトルと、現在のブロックにおいて導出された伝搬路仮推定ベクトルとを直接合成し、合成結果が得られる都度、この合成結果により伝搬路推定行列を更新する。これにより、第3章の提案技術と比較して伝搬路推定行列の更新頻度を高められ、伝搬路推定精度が改善する。

ブロック毎の逐次重み付け合成を行うためには、直前のブロックで用いた伝搬路推定値に対する重み係数が必要である。ところが、これを直接的に導出することが不可能な問題がある。本章では、はじめにこの問題を確認する。そして、これを解決する手段として、合成結果に必要な推定精度を設定した上で追加の仮定を加え演繹的手法で導出することで、複雑な演算や外部パラメータを用いることなく簡易に重み係数を設定する手法を提案する。

#### 4.2 第3章の提案技術の課題

第3章において提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術では、複数のプロ

ックにおいて導出された伝搬路仮推定ベクトルを、各々に含まれる雑音項の電力期待値の逆数を重み係数として重み付け合成する。合成結果である伝搬路仮推定合成ベクトルが、重み付け合成を行う区間においてプリアンブルを用いて伝搬路推定を行ったもの仮定した場合の推定精度を上回ったブロックにおいて、伝搬路仮推定合成ベクトルで当該の伝搬路推定ベクトルを更新する。これにより伝搬路変動に対する追従性を実現し、目標とした歩行速度における良好な SFER 特性を達成したが、以下の課題が残されている。

**a. 更新時に直前のブロックの伝搬路推定ベクトルが廃棄され、新しい伝搬路推定に反映されない**

式(3.21)に示される通り、伝搬路仮推定ベクトルの合成は伝搬路仮推定ベクトル「のみ」から構成される。また、更新条件（式(3.25)）を満足した場合における伝搬路推定ベクトルの更新処理（式(3.26)）において、直前のブロックにおける伝搬路推定ベクトルが伝搬路仮推定合成ベクトルで上書きされる。この操作により過去の伝搬路推定ベクトルは廃棄される。この過去の伝搬路推定ベクトルは、伝搬路の時変動に伴い信頼性が低下するものの、一つの推定結果であるため、伝搬路仮推定ベクトル同様にこれを合成することを可能とすれば、さらなる特性改善が実現可能となる。

**b. 伝搬路仮推定ベクトルは、合成結果に含まれ更新されるまで活用されない**

伝搬路仮推定ベクトルは、当該ブロックにおける伝搬路状態を推定した結果である。したがって、伝搬路の時変動に対する追従性を高める観点から、導出後直ちに伝搬路推定ベクトルに反映させるべきである。しかしながら、3.4.1 節における評価結果からもわかる通り、伝搬路仮推定ベクトル単独では十分な推定精度が得られず、SFER 特性が改善されないことが分かっている。

第 3 章の提案技術では、この問題を解決するために、雑音の影響を緩和するための複数ブロックにわたる伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成を行う。これにより、推定結果が反映されるまでに遅延が発生する。伝搬路仮推定ベクトルを速やかに伝搬路推定ベクトルに反映させる手段を用いれば、伝搬路の時変動に対する追従性がさらに改善することが可能となる。

本章では，上記二点の課題を解決するために，第3章の判定帰還形伝搬路トラッキング技術の改良を提案する．

### 4.3 伝搬路トラッキング技術の改良

前節で挙げた課題を踏まえ，伝搬路トラッキング技術の改良を提案する．改良にあたり，以下の方針を取るものとする．

- 無線 LAN への適合性を維持する観点から，
  - レプリカ行列を用いた伝搬路仮推定行列の導出
  - 伝搬路仮推定フィルタ

については，前章と同様の処理を用いるものとする．

- 前節で挙げた課題を解決する手段として，重み付け合成方法を改良する．
  - 伝搬路仮推定ベクトルに対する重み付け合成
  - 合成結果を用いた伝搬路推定値の更新

#### 4.3.1 重み付け合成の改良

はじめに，直前のブロックの伝搬路推定ベクトルと現在のブロックで導出した伝搬路仮推定ベクトルとを重み付け合成し，伝搬路推定を更新する手法を検討する．いま， $b-1$ 番目のブロックにおける伝搬路推定行列の要素 $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ と， $b$ 番目のブロックの伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ が，各々重み係数 $v(b, i, m, k)$ および $w(b, i, m, k)$ を用いて重み付け合成され，その結果を $b$ 番目のブロックにおける伝搬路推定行列の要素 $\hat{h}_b(b, i, m, k)$ として用いるものとする，その処理は下式で表される．

$$\hat{h}_b(b, i, m, k) = \frac{v(b, i, m, k)\hat{h}_b(b-1, i, m, k) + w(b, i, m, k)\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)}{v(b, i, m, k) + w(b, i, m, k)} \quad (4.1)$$

$w(b, i, m, k)$ は式(3.18)で定義される．レプリカ逆行列/擬似逆行列が存在せず，伝搬路仮推定値が導出されない場合については， $b-1$ 番目のブロックにおける伝搬路推定行列の要素 $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ が $b$ 番目のブロックに継承される．

$$\hat{h}_b(b, i, m, k) = \hat{h}_b(b - 1, i, m, k) \quad (4.2)$$

図 4.1 に、提案する重み付け合成および伝搬路推定値の更新について、第 3 章の提案技術との比較を行う。第 4 章の提案技術では、重み付け合成結果を導出するたびに合成結果により伝搬路推定値を更新する。これにより、伝搬路仮推定値が伝搬路推定値に即時で反映され、伝搬路追従性を高める効果を得ることが期待される。

#### 4.3.2 伝搬路推定行列の要素に対する重み係数の導出

式(4.1)の重み付け合成処理を実現するためには、直前のブロックの伝搬路推定値  $\hat{h}_b(b - 1, i, m, k)$  の重み係数  $v(b, i, m, k)$  を導出する必要がある。第 3 章の提案技術と同様に近似的な最大比合成を行う場合、重み係数  $v(b, i, m, k)$  の分子は伝搬路の真の値 ( $h_b(b - 1, i, m, k)$ )、分母は伝搬路推定値  $\hat{h}_b(b - 1, i, m, k)$  に含まれる雑音電力とする必要がある。この重み係数  $v(b, i, m, k)$  の分母の導出について考える。伝搬路推定値  $\hat{h}_b(b - 1, i, m, k)$  は、 $b - 1$  番目のブロックまでの伝搬路仮推定行列の要素と伝搬路推定行列の要素とが「再帰的に」重み付け合成された結果である。これに含まれる雑音電力を厳密に導出しようとした場合、伝搬路の変動速度や振幅・位相の確率密度分布といった情報が必要となる。これらの統計的情報を用いることは、要求条件②「伝搬路の統計情報が不要」に適合しない。したがって、伝搬路推定値正確な推定精度を導出することは実質的に不可能である。

この課題を解決するために、提案技術では、重み係数  $v(b, i, m, k)$  を直接的に導出するのではなく未知数として扱い、伝搬路推定値  $\hat{h}_b(b, i, m, k)$  が持つべき aSNR の値を仮定に基づき設定した上で、重み係数を演繹的に導出する手法を用いる。

伝搬路推定値  $\hat{h}_b(b, i, m, k)$  の aSNR の導出に先立ち、以下の仮定を導入する。

- a. 3.3.7 節における更新条件の導出の仮定（式(3.22)）と同様に、合成結果の aSNR は合成される要素の aSNR の和で導出されるものとする。
- b. 合成結果の aSNR の基準値を、第 3 章の提案技術における伝搬路仮推定値の合成結果（式(3.24)）に対する要求条件と同様に、プリアンプを用いたと仮定した場合の伝搬路推定値と同等以上であると設定する。

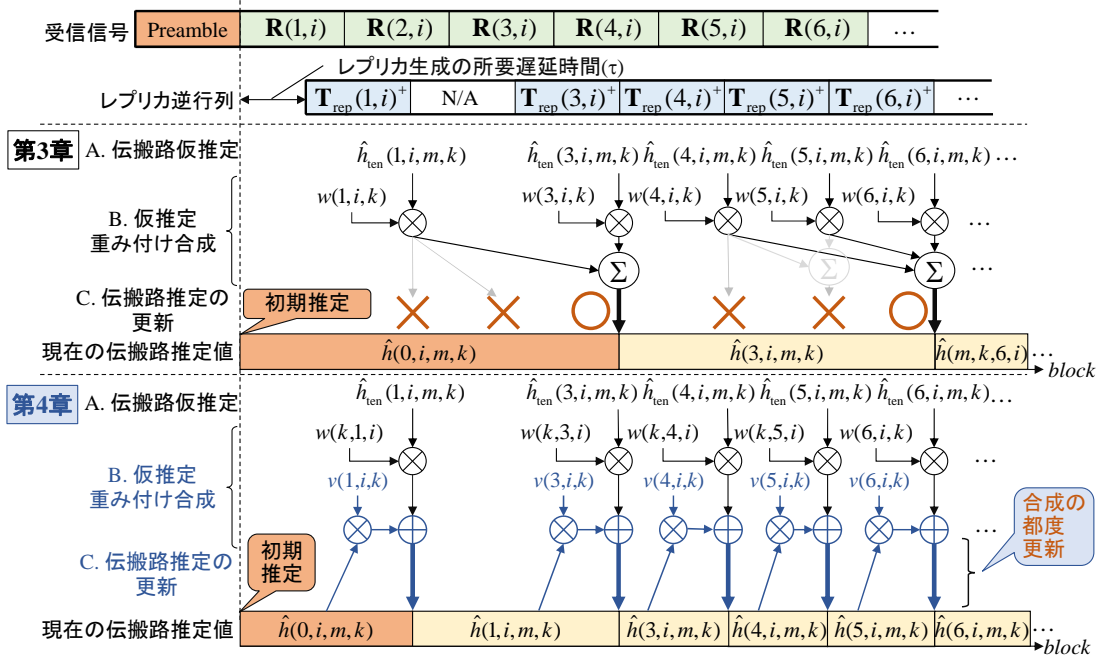


図 4.1 第 3 章の提案技術と本章の提案技術との比較

上記の仮定 a,b は以下の式で表される。

$$\begin{aligned}
 & \text{aSNR}_b(b-1, i, m, k) + \text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k) \\
 & \geq \frac{\alpha \cdot \text{Ave} \left[ \left| \hat{h}_b(b-1, i, m, k) \right|^2, \left| \hat{h}_b(b, i, m, k) \right|^2 \right]}{\sigma^2} \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

式(4.3)の左辺は、式(4.1)から導出された伝搬路推定行列の要素 $\hat{h}_b(b, i, m, k)$ の aSNR を示す。  $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$  は直前のブロックの伝搬路推定値 $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ の aSNR である。 また、  $\text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$  は伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ の aSNR であり、式(3.18)で表される。  $\text{Ave}[x, y]$  は要素  $x$  と  $y$  の平均値を示す。 式(4.3)の右辺は、直前のブロックおよび現在のブロックにおける当該の伝搬路の要素を、プリアンブルを用いて推定したと仮定した場合の aSNR の平均値を表している。

本節における目標は、式(4.3)において未知数である  $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$  を近似値として導出し、これを基に重み係数  $v(b, i, m, k)$  を設定することである。

式(4.3)は不等式であるため、このままでは  $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$  を決定することができない。そこで、以下の仮定を追加する。

- c. 伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ は現在のブロックの推定結果であり信頼度が高いと考えられるため、この aSNR を相対的に最大化させるものとする。これは、式(4.3)において等号成立条件を仮定することと等価である。
- d. 伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ の aSNR は、式(3.18)で示される通り、雑音強調項を構成するレプリカ逆行列/擬似逆行列のパターンに依存する。雑音強調項が極めて大きな値をとる場合、aSNR は0に漸近する。これをふまえて、重み係数 $w(b, i, m, k)$ の最悪値を0とみなし、この場合においても、式(4.3)が成立するものと仮定する。

仮定 c および d を式(4.3)に適用すると、次式に変形され、 $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$ を一意に決定することができる。

$$\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k) = \frac{\alpha \cdot \text{Ave} \left[ \left| \hat{h}_b(b-1, i, m, k) \right|^2, \left| \hat{h}_b(b, i, m, k) \right|^2 \right]}{\sigma^2} \quad (4.4)$$

さらに、 $b-1$ 番目と $b$ 番目のブロックの間の伝搬路変動は十分小さく、それぞれのブロックにおける伝搬路行列の要素の真の値は互いに等しいものと近似する。

$$\left| \hat{h}_b(b-1, i, m, k) \right|^2 \approx \left| \hat{h}_b(b, i, m, k) \right|^2 \quad (4.5)$$

式(4.5)を式(4.4)に代入することで、 $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$ は下式となる。

$$\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k) \approx \frac{\alpha \cdot \left| \hat{h}_b(b-1, i, m, k) \right|^2}{\sigma^2} \quad (4.6)$$

式(4.6)で表される直前のブロックにおける伝搬路推定値 $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ の aSNR から、重み係数 $v(b, i, m, k)$ を導出する。重み係数の分子は、推定の対象となる値 ( $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ ) に乗算される係数の複素共役を設定する。aSNR の分子と分母は電力を単位としている。係数 $\alpha$ は実数でありプリアンブルとデータシンボルの「電力比」である。したがって、重み係数 $v(b, i, m, k)$ は分子が振幅の次元である $\sqrt{\alpha}$ 、分母が印加される雑音電力期待値である $\sigma^2$ となり、次式で表される。

$$v(b, i, k, m) = \frac{\sqrt{\alpha}}{\sigma^2} \quad (4.7)$$

式(4.7)は定数となるため、同一の列の要素間で共通値となる。したがって、第3章の提案技術における重み係数と同様に、重み係数 $v(b, i, m, k)$ および $w(b, i, m, k)$ は、それぞれ $k$ 番目のベクトルのすべての要素で共通の相対値 $v'(b, i, k)$ および $w'(b, i, k)$ （式(3.20)と同一）として再定義することができる。

$$v'(b, i, k) = \sqrt{\alpha} \quad (4.8)$$

重み係数 $v'(b, i, k)$ は、プリアンブルのデータシンボルに対する電力比 $\alpha$ の平方根で表される。これは既知のパラメータであるため、導出の演算は不要である。また、 $w'(b, i, k)$ は式(3.20)に示される通り、レプリカ逆行列/擬似逆行列の要素のみで定義される。

式(4.1)の重み付け合成演算は、重み係数 $v'(b, i, k)$ および $w'(b, i, k)$ を用いることで、第3章の提案技術における重み付け合成の演算（式(3.21)）と同様に、列ベクトル毎の処理として再定義することができる。

$$\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k) = \frac{v'(b, i, k)\hat{\mathbf{h}}_b(b-1, i, k) + w'(b, i, k)\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, k)}{v'(b, i, k) + v'(b, i, k)} \quad (4.9)$$

また、レプリカ逆行列/擬似逆行列が導出されない場合の処理（式(4.2)）を、式(4.9)と同様に列ベクトル表記とすると次式で表される。

$$\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k) = \hat{\mathbf{h}}_b(b-1, i, k) \quad (4.10)$$

本章の提案技術では、式(4.9)による重み付け合成結果が導出されるたびに無条件にこれを用いて伝搬路推定値を更新する。第3章の提案技術と同様に、本章の提案技術では、伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成および伝搬路推定ベクトルの更新において外部パラメータを参照する必要がないため、要求条件②「伝搬路の統計情報が不要」に適合することを特長としている。

### 4.3.3 逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術の

#### アルゴリズム記述

3.3.8 節の表 3.1 と同様に,  $\tau = 0$  の場合における本章で提案した逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズムを表 4.1 に記述する.

表 4.1 逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術のアルゴリズム記述

- Input:  $\mathbf{t}_r(s, i), \mathbf{r}(s, i)$  / Output:  $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$
- Initial calculation (once per wireless frame)  
**for**  $i = 1 : I$   
    calculate  $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$  from preamble  
    **for**  $k = 1 : K$   
         $b_{st}(i, k) \leftarrow 1$  (initialize)  
    **end for**  
**end for**

(continued to the next page)



● Channel tracking calculation (every OFDM symbol of data subframe)

**for**  $s = 1 : S$

$$b = \lceil s/L \rceil - (3.1)$$

**if**  $\text{mod}(s, L) = 0$

**for**  $i = 1 : I$

**if**  $(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^+$  exists

$$\text{calculate } \hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i) - (3.12)$$

**for**  $k = 1 : K$

$$\text{calculate } E_{\text{man}}(b, i, k) - (3.15)$$

**if**  $E_{\text{man}}(b, i, k) \geq E_{\text{th}}$

$$\text{calculate } w'(b, i, k) - (3.20)$$

$$\text{calculate } \hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k) - (3.21)$$

$$\text{calculate } \hat{\mathbf{h}}_{\text{b}}(b, i, k) - (4.9)$$

**else**

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{b}}(b, i, k) \leftarrow \hat{\mathbf{h}}_{\text{b}}(b-1, i, k) - (4.10)$$

**end if**

**end for**

**end if**

**end for**

**end if**

**for**  $i = 1 : I$

$$\hat{\mathbf{H}}(s, i) \leftarrow \hat{\mathbf{H}}_{\text{b}}(b, i) - (3.27), (3.28)$$

**end for**

**end for**

## 4.4 特性評価

本章において提案した逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術について、SFER 特性および受信機の移動速度に対する耐性を評価した。シミュレーションパラメータは第 3 章における評価と同様に表 2.1 に記載のものを用い、固定設置された基地局（送信機）が移動する端末（受信機）に対してデータを送信するダウンリンク伝送を想定した。また、第 3 章の評価と同様に、ブロックを構成する OFDM シンボル数  $L$  は空間多重数  $K$  とした。

### 4.4.1 データサブフレーム誤り率特性

図 4.2 に受信機の移動速度が 4km/h の場合における CNR 対 SFER 特性を示す。受信機が静止状態（移動速度 0km/h）で伝搬路トラッキングを用いない場合の特性をベンチマークとしてプロットしている。3 章の提案技術と比較して、本章の提案技術は約 1.0dB の CNR 改善効果が得られる。これは、伝搬路仮推定値が得られる度にこれを直前のブロックにおける伝搬路推定値と重み付け合成することで、伝搬路推定値の時刻経過による推定精度低下を適切に補償する効果である。伝搬路変動が緩やかである場合は、伝搬路仮推定値の合成による推定精度改善効果により、合成された伝搬路推定値は、プリアンブルを用いた伝搬路推定値よりも高い推定精度を持つ。この効果により、従来方法や静止状態で伝搬路トラッキングを用いない場合との比較において、SFER 特性が全体的に改善している。

また、受信機の移動速度が 8km/h の場合の CNR 対 SFER 特性を図 4.3 に評価した。移動速度 8km/h は、無線 LAN が用いられる公衆環境におけるユーザの移動速度分布の最大値に相当する [69]。第 3 章の提案技術および本章の提案技術ともに、移動速度 4km/h の場合と比較して特性が劣化していることが確認される。本章の提案技術については、 $SFER=10^{-2}$  を満足する所要 CNR において、静止状態で伝搬路トラッキングを用いない場合と比較して 0.7dB の CNR 改善効果を実現する。

### 4.4.2 移動速度に対する耐性

移動速度に対する  $SFER=10^{-2}$  を達成する所要 CNR 特性を図 4.4 に示す。第 3 章の提案技術における移動速度 0km/h の場合の所要 CNR を基準特性とすると、

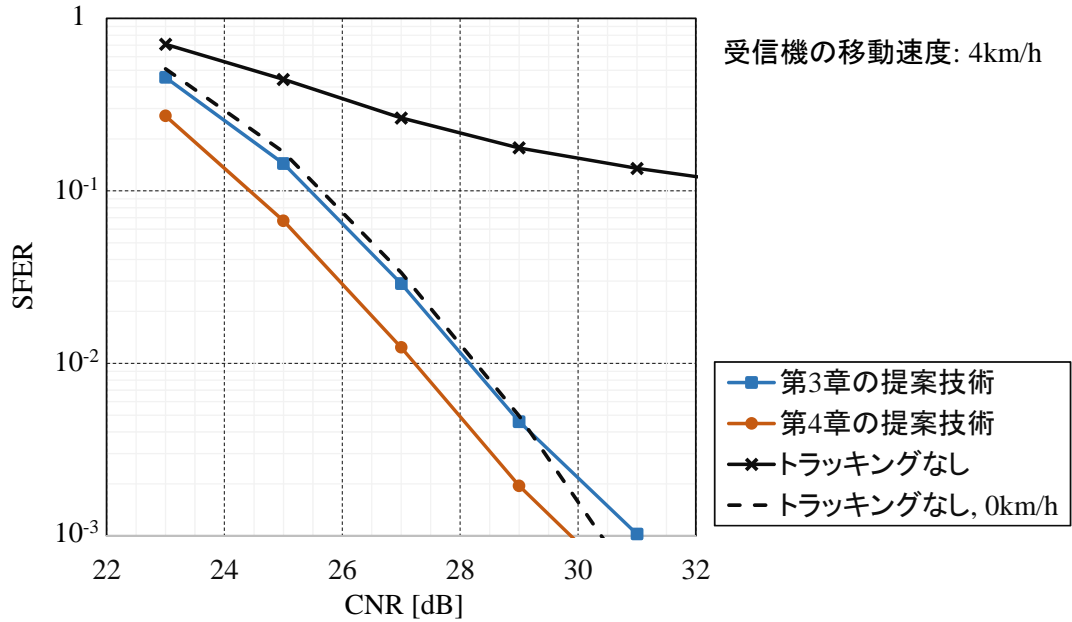


図 4.2 逐次合成判定帰還形トラッキング技術の SFER 特性  
(受信機の移動速度: 4km/h)

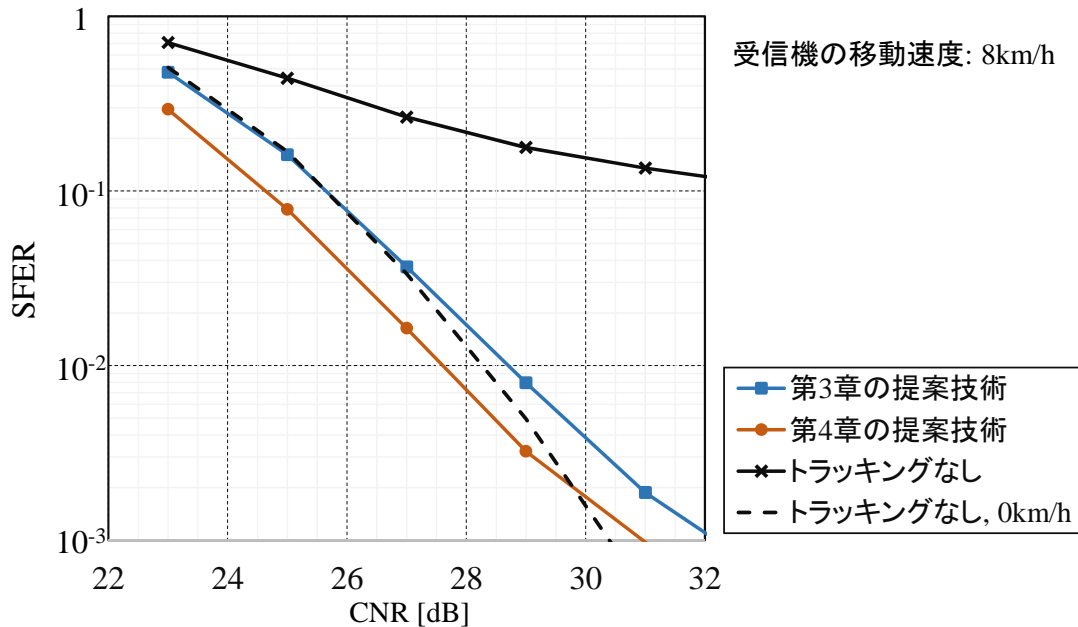


図 4.3 逐次合成判定帰還形トラッキング技術の SFER 特性  
(受信機の移動速度: 8km/h)

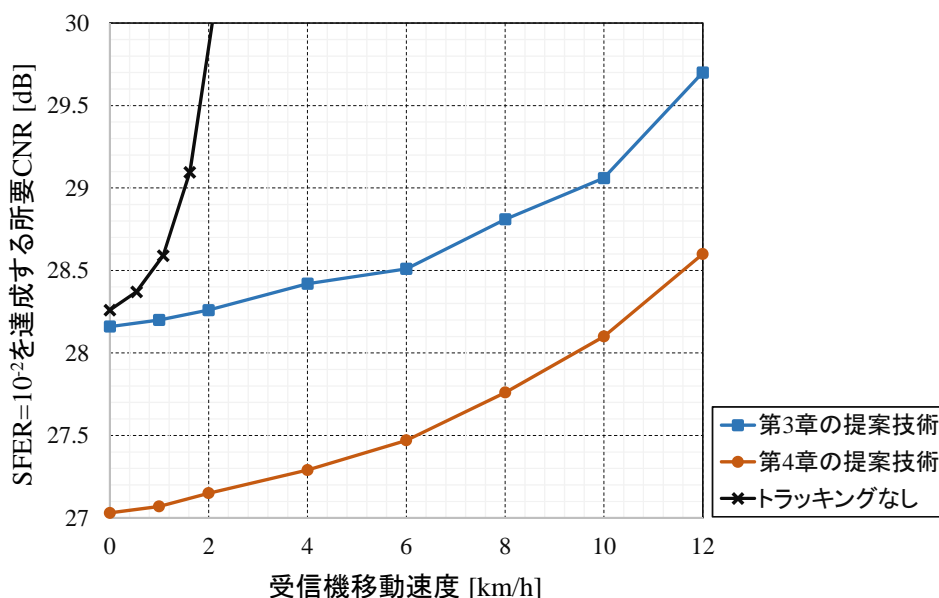


図 4.4 受信機移動速度に対する所要 CNR 特性

本章の提案技術は受信機の移動速度が 10.4km/h 以下の場合であれば、第 3 章の提案技術と同等あるいはそれ以上の品質を実現する。この結果より、本章の提案技術は、無線 LAN が用いられる公衆環境において想定されるユーザ移動速度 (8km/h 以下) をカバーしていると考えられる。また、第 3 章の提案技術に対して、移動速度によらず所要 CNR 特性を改善していることが分かる。

#### 4.4.3 所要 CNR 改善による高速伝送エリア拡大効果

図 4.4 における所要 CNR 特性の改善は、当該変調モードを用いることができる伝送距離を延伸できることを意味する。すなわち、本章の提案技術を適用することで、高速伝送モードを利用可能とするエリアを拡大する効果を生み出す。エリア拡大効果について、数値例を計算した。伝搬損失は IEEE 802.11n/ac 標準化において用いられた遅延分散 50ns の非見通しモデル [82]を用いた。この伝搬損失モデルは、ブレイクポイントと呼ばれる距離 (5m) までは自由空間伝搬相当の減衰係数 (=2) , ブレイクポイントを超える距離は非見通し伝搬に相当する減衰係数 (=3.5) を設定している。減衰定数とは、電波伝搬による電力の減衰量が、伝搬距離のべき乗に比例して減衰するモデルにおける「べき乗」の値である。本章では、シ

ャドウイングによる変動は考慮しないものとした。回線設計パラメータを表 4.2 に示す。許容伝搬損失の受信機の移動速度 4km/h の場合の所要 CNR から導出した。

伝搬損失から許容伝搬損失を満足する最大伝搬距離を求めると、第 3 章の提案技術は 14.4m、本章の提案技術は 15.08m となる。カバレッジエリアを基地局が中心となり半径が最大伝送距離である円の面積と定義すると、エリアは最大伝送距離の自乗に比例して拡大する。本数値例における第 4 章の提案技術を適用することによるエリア拡大効果は、10%と計算される。

#### 4.4.4 演算量評価

本章の提案技術と第 3 章の提案技術との間の違いは、直前のブロックの伝搬路推定値に重み係数を乗算し、伝搬路仮推定値と合成を行う処理にある(図 4.1, 式(3.21), 式(4.9))。第 3 章技術では、重み付け合成は伝搬路仮推定値のみが対象であったため、ブロック毎に全てのサブキャリアの伝搬路推定値の更新に対して複素乗算回数が 1 回増加する。これは、第 3 章技術全体の乗算回数に対して、空間多重数が 2 の場合は 14.8%、空間多重数が 3 の場合 9.6%の増加にとどまり、回路規模に与える影響は小さいものと考えられる。

表 4.2 回線設計パラメータ

|          |                                               |
|----------|-----------------------------------------------|
| キャリア周波数  | 5.7 GHz                                       |
| 送信電力     | 17 dBm                                        |
| 雑音指数     | 10 dB [83]                                    |
| 雑音帯域幅    | 16.6 MHz                                      |
| 雑音温度     | 300 K                                         |
| ボルツマン係数  | $1.38e-23$ k J/K                              |
| 伝搬損失モデル  | IEEE 802.11 TGn/ac モデル [82]                   |
| ブレイクポイント | 5m                                            |
| 減衰定数     | ブレイクポイント以下の距離の伝搬: 2<br>ブレイクポイントを超える距離の伝搬: 3.5 |
| 許容伝搬損失   | 第 3 章の提案技術: 76.58 dB<br>第 4 章の提案技術: 75.44 dB  |

## 4.5 第 4 章のまとめ

本章では、第 3 章において提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術のさらなる特性改善を実現する逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案した。本章の提案技術は、伝搬路仮推定値の重み付け合成演算を、直前のブロックにおける伝搬路推定値と現在のブロックにおける伝搬路仮推定値の二つを合成する形式に変更し、伝搬路推定値の更新頻度を高めている。また、直前のブロックにおける伝搬路推定値の重み係数が取得できない問題に対して、合成結果に求められる推定精度の要求条件を元に仮定を導入し、演繹的にこれを導出する手法を提案した。提案技術は、第 3 章の提案技術と同様に、無線 LAN 向けの要求条件を全て満足すると共に、所要 CNR 特性で 1.0dB の改善効果が得られることを計算機シミュレーションで確認した。また、重み付け合成演算の変更に伴う演算量の増加は全体の計算規模に対して十分小さいことを確認した。

以上より、本章の提案技術を公衆無線 LAN に適用することで、高速伝送エリアの拡大を実現することが可能になることを示した。第 3 章の提案技術と本章の提案技術との間には、演算量と SFER 特性にトレードオフの関係がある。実装可能

な回路規模や必要となる性能に応じて、どちらの技術を用いるかを選択すればよい。

次章では、第 3 章の提案技術の信号処理を FPGA に実装した実験装置の緒元および特性評価を示す。第 3 章の提案技術の回路規模の見積らびに 4.4.4 節において見積った本章の提案技術の回路規模の増加量の割合から、本章の提案技術についても現実的な回路規模で実装可能であることを示す。





## 第5章 判定帰還形伝搬路トラッキング 技術の実験装置による特性評価

### 5.1 はじめに

第3章および第4章において、第2章において問題提起・要求条件整理・目標性能設定を行ったマルチキャリア変調を用いた空間多重伝送を行う無線 LAN システムに適した伝搬路トラッキング技術を提案した。また、計算機シミュレーションによる特性評価から、提案技術の有効性を確認した。

本章では、第3章において提案し計算機シミュレーションにより特性評価を行った判定帰還型伝搬路トラッキング技術について、FPGA を用いて実装した実験装置の概要および特性評価を示す。実験特性および実際に実装された回路規模から、第3章および第4章の提案技術について、デジタル回路への実装においても適切に動作すること、ならびに、従来の無線 LAN の送受信機の回路規模を大幅に増加させない形での実装が可能となることを明らかにし、提案技術のフィージビリティを示す。

### 5.2 実験装置の諸元

図 5.1 に、本実験装置の送受信回路の構成を示す。空間多重数は 2 としており、一般化されたシステムモデル(図 3.1)における、空間多重数(送信アンテナ本数)  $K$ 、受信アンテナ本数  $M$  が共に 2 の場合の最も基本的な構成に相当する。受信機における送信信号検出部のアルゴリズムは、実装が最も簡易な ZF アルゴリズムを用いている。また、実験装置の外観を示す。送信側に 2 個、受信側に 3 個の複素基底帯域信号を用いた等価低域系(以下、ベースバンドと記述する)信号処理用 FPGA を具備している。

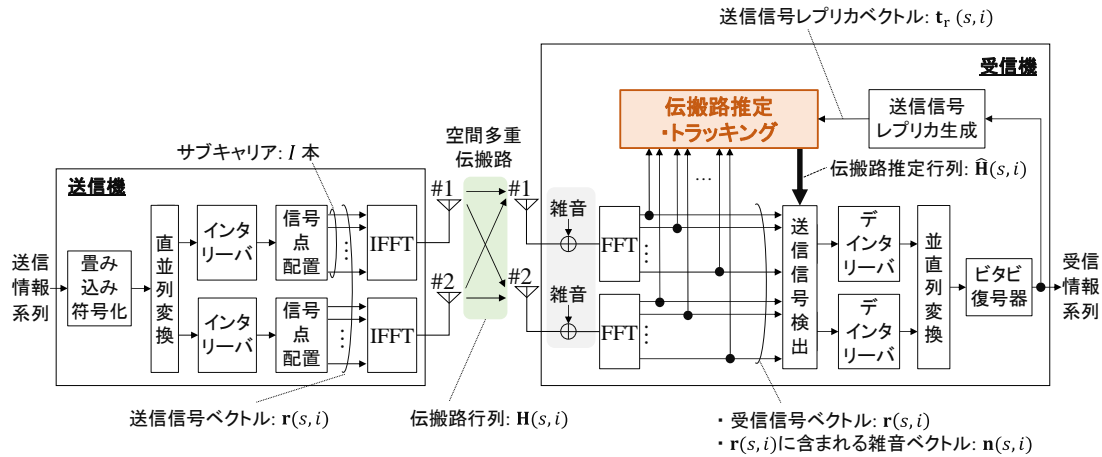


図 5.1 実験装置の送受信機の構成

実験装置の主要諸元を表 5.1 に示す。本実験装置は実スケールの 1/5 の速度で動作し、各パラメータは実スケールに換算した値である。

実験装置の外観を図 5.2 に示す。送信ベースバンド部および受信ベースバンド部は、それぞれ図 3.1 における送信機および受信機の機能を持つ。送信ベースバンド部には送信情報系列が入力され、デジタル信号処理により送信ベースバンド信号が生成される。この信号は、D/A (Digital to Analog) コンバータ・アップコンバータ、フィルタから構成される送信アナログ部により、中心周波数 400MHz の送信 RF 信号に変換される<sup>16</sup>。この送信 RF 信号は、時変動を持つ空間多重伝搬路が模擬するフェージングシミュレータ (ハードウェア) に入力され、受信 RF 信号として出力される。受信アナログ部はフィルタ、ダウンコンバータ、A/D (Analog to Digital) コンバータで構成され、受信 RF 信号を受信ベースバンド信号に変換する。受信ベースバンド回路は、空間多重された 2 系統の受信ベースバンドに対して受信信号処理を行い、受信情報系列を生成する。

<sup>16</sup> フェージングシミュレータの入力周波数に適合させるため、400MHz を選択した。

表 5.1 実験装置の主要諸元

|                                     |                                           |
|-------------------------------------|-------------------------------------------|
| スケールファクタ                            | 1/5                                       |
| 信号帯域幅                               | 20MHz                                     |
| 送受信アンテナ数 ( $K = M$ )                | 2                                         |
| データサブキャリア数 ( $I$ )                  | 48                                        |
| シンボルレート                             | 250k[symbol/s]                            |
| サブキャリア変調方式                          | 16QAM                                     |
| 誤り訂正符号化・復号                          | 畳み込み符号 (符号化率 1/2, 拘束長 7)<br>軟判定ビタビ復号      |
| 伝送速度                                | 72Mbit/s                                  |
| 無線フレーム構成                            | 8 個のデータサブフレームから構成<br>各データサブフレームは 1500byte |
| プリアンプルとデータシンボルの<br>電力比 ( $\alpha$ ) | 2                                         |
| 同期系                                 | カンニング                                     |
| 受信信号検出方法                            | Zero-Forcing                              |
| 伝搬路モデル                              | 指数減衰 12 波 Rayleigh フェージング                 |
| 各パスの遅延分散                            | 100ns (NLoS)                              |

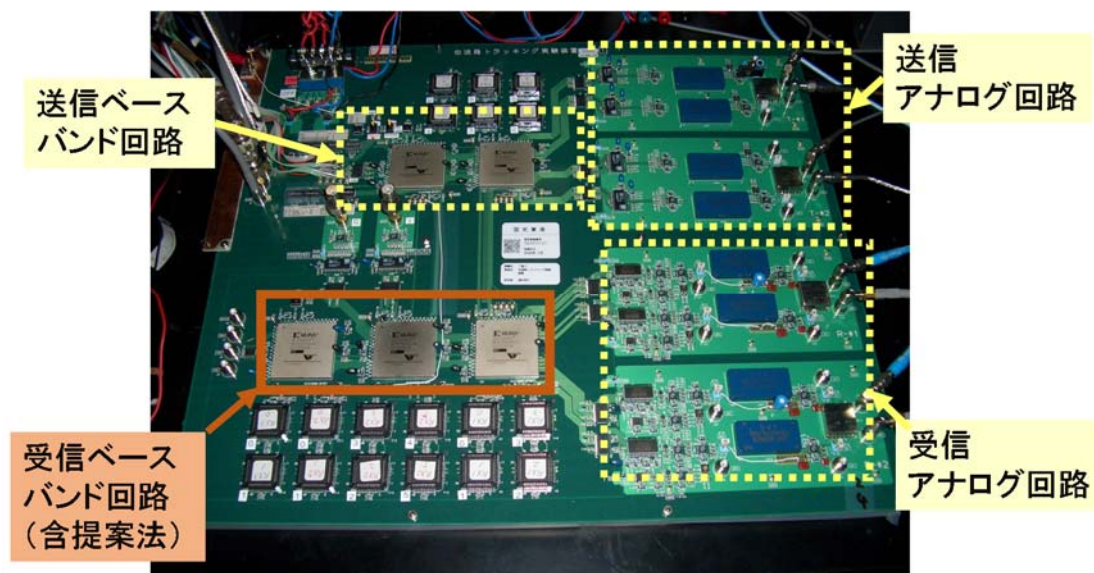


図 5.2 実験装置の外観

## 5.3 特性評価

### 5.3.1 実験装置と計算機シミュレーションとの間の特性差

はじめに、実験装置と計算機シミュレーションの特性差を確認した。無線フレームが1つのデータサブフレームのみを送信し、かつ伝搬路トラッキング技術を用いない場合についての SFER 特性を比較した (図 5.3)。SNR の増加に対する SFER 特性の改善効果 (グラフの傾き) がほぼ一致することから、本実験回路が適切に動作していることを確認した。実験結果とシミュレーション特性の間の SNR に差が生じているが、これは、測定誤差や実験装置におけるフェージングシミュレータで生成する伝搬路と計算機シミュレーション上で生成される伝搬路とが同一ではないことに起因していると考えられる。

また、判定帰還形伝搬路トラッキング技術を適用しない場合とした場合のそれぞれについて、各サブキャリアの信号点をデジタルオシロスコープで観測した結果を図 5.4 に示す。伝搬路トラッキング技術の適用により、信号検出精度が改善していることが視覚的に観測できる。

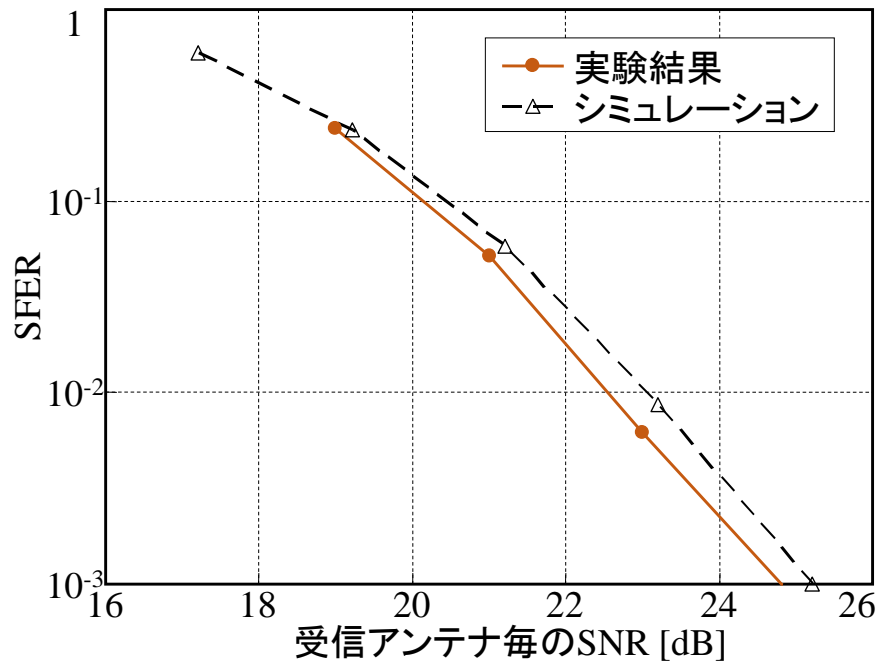
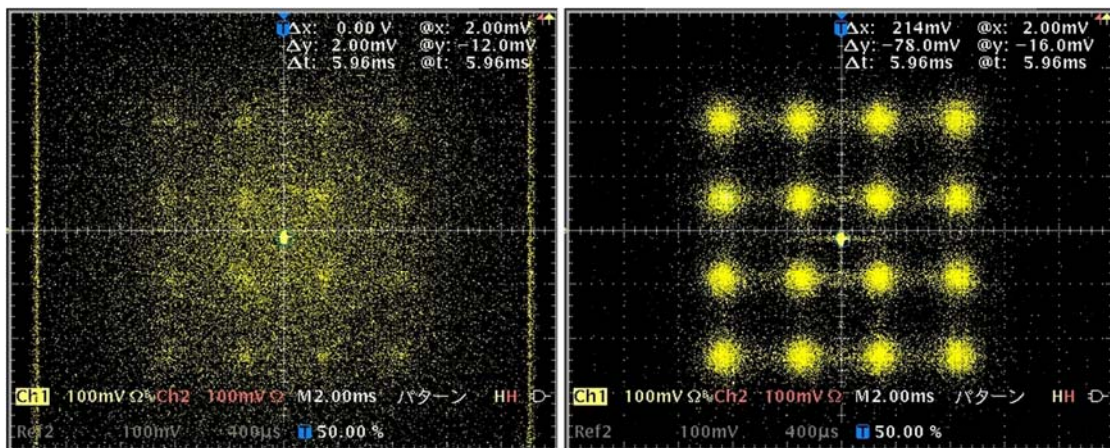


図 5.3 実験結果とシミュレーション結果との SFER 特性比較



伝搬路トラッキングなし

伝搬路トラッキング適用

図 5.4 受信信号点の観測例

### 5.3.2 伝搬路仮推定フィルタの閾値の最適化

伝搬路仮推定フィルタの閾値 $E_{th}$ を最適化するために、これをパラメータとして、無線フレーム内の4番目のデータサブフレームに対して $SFER = 10^{-2}$ を達成するための所要SNRを評価した(図5.5)。 $E_{th}$ は第3章と同様に、サブキャリアあたりの伝搬路値の平均電力で正規化された相対値を用いている。伝搬路仮推定フィルタを用いない場合( $E_{th} = \infty$ に相当)は、伝搬路仮推定値の更新頻度が高いことから、相対的に良好な特性を示す。しかしながら、受信機の移動速度が低い場合(15km/h以下の場合)において、伝搬路仮推定値フィルタを用いない場合と比較して特性劣化が生じている。これは、レプリカの誤りにより大きな誤差を持つ伝搬路仮推定値の影響であると考えられる。

以上の結果から、全体的に良好な特性を示す閾値として $E_{th} = 2$ を設定し、本節以降の評価において用いるものとする。

なお、第3章および本章の結果において、最適な伝搬路仮推定値フィルタの閾値 $E_{th}$ が異なる。これは、誤り訂正符号化率、空間多重数といった送信信号パラメータごとに、信号点間のユークリッド距離が異なることや、CNRに対するSFER特性が異なるためであると考えられる。802.11無線LANでは、これらの送信信号パラメータは無線フレーム毎に切り替えることを前提としており、ヘッダ部分に表示される。受信機側ではヘッダを読み取った上で受信信号処理を行う。したがって、受信機は予め送信信号パラメータ毎に最適な閾値 $E_{th}$ を保持しておき、無線フレームの受信の都度、最適値に切り替えることが可能である。これにより、受信機において伝搬路の統計的性質等の外部パラメータを用いず動作させることが可能である。

### 5.3.3 受信機の移動速度に対する SFER 特性

図5.6に受信機の移動速度をパラメータとしたSFER特性を示す。縦軸は1,2,4,8番目のデータサブフレームのSFERの平均値である。伝搬路トラッキング技術を用いない場合は、受信機の移動速度2.2km/h以上の場合において、伝搬路変動による影響が大きくなりSFER特性の顕著な劣化が観測される。一方、判定帰還形伝搬路トラッキング技術を適用した場合は、移動速度34.6km/hの場合においても、

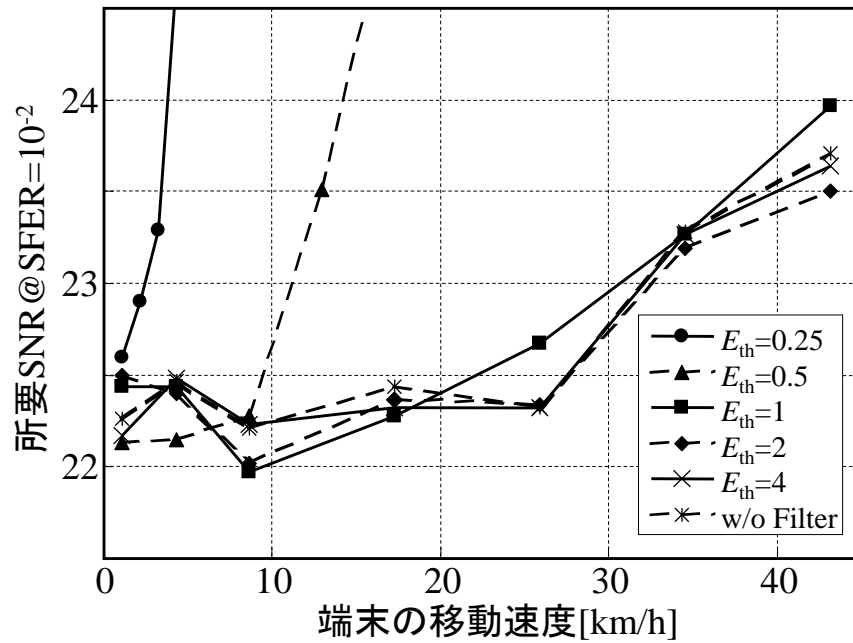


図 5.5 伝搬路仮推定フィルタ閾値をパラメータとした所要 SNR 特性

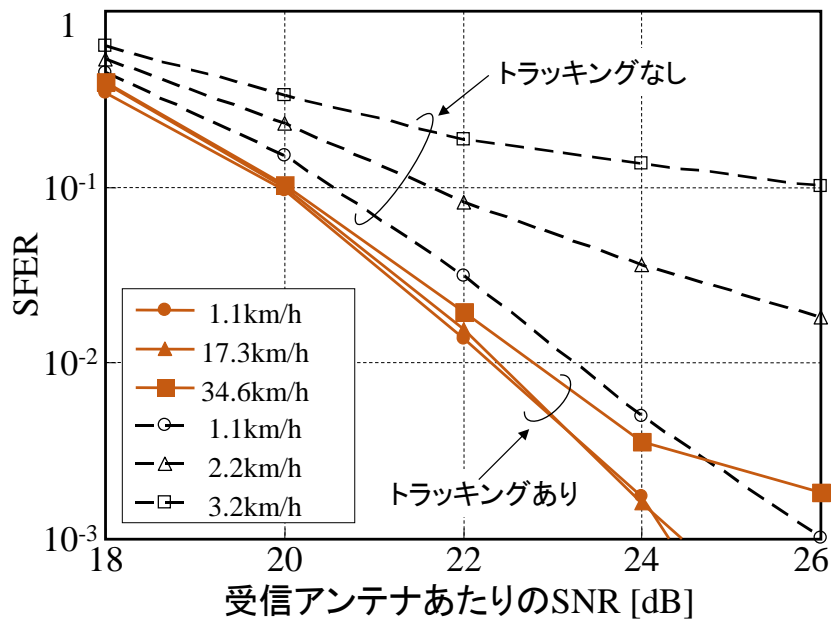


図 5.6 移動速度をパラメータとした場合の実験装置の SFER 特性

準静止環境（移動速度 1.1km/h）<sup>17</sup>とほぼ同等の品質の PER 特性が得られており、伝搬路に対する高い追従性を実現している。

データサブフレームの位置に対する SFER 特性を図 5.7 に示す。図 5.6 にも示される通り、伝搬路トラッキング技術を用いない場合は、歩行速度よりも低速な移動環境（移動速度 2.2km/h）であっても伝搬路の変動により無線フレーム後方のパケットにおける PER 特性が大幅に劣化する。提案した伝搬路トラッキング技術を適用することで、移動速度が高速（移動速度 17.3km/h）であっても無線フレーム後方の無線フレームに対しても伝搬路変動に対して追従し、高い伝送品質を実現していることを確認した。

受信機の移動速度に対して  $SFER=10^{-2}$  を満足する所要 SNR の特性評価を図 5.8 に示す。SFER は図 5.6 と同様に、無線フレーム内の 1,2,4,8 番目のデータサブフレームに対する SFER の平均値を用いた。本図において、測定結果とシミュレーション結果の間で、受信機の移動速度に対する特性の変動を確認する目的で、計算機シミュレーションによる評価結果を相対値として記載している。シミュレーション結果を、準静止環境の場合の実験装置の測定結果のポイントを基準点として揃え、所要 SNR の劣化量を元にプロットした。実際には測定に起因する SFER の特性差が存在するため、縦軸方向にグラフを並行移動させてこの影響を除外している。伝搬路トラッキング技術を用いない場合は、移動速度 10km/h を超える環境における特性劣化が顕著となる。また、伝搬路トラッキング技術を用いる場合において、所要 SNR の劣化量がほとんどない受信機の移動速度が低い領域（0～25km/h）においては、実験装置の結果とシミュレーション結果はよく一致し、適切に動作していることが分かる。この結果から、提案する伝搬路トラッキング技術が効果的に動作する領域において、送受信アナログ回路における量子化の影響は小さく、提案する伝搬路トラッキング技術のフェージビリティの高さを確認した。

一方、受信機の移動速度が高く所要 SNR の劣化がみられる領域においては、実験装置とシミュレーションの間で特性差が見られるようになる。所要 SNR の劣化量が 1dB 以下となる最大移動速度では、実験装置では 45km/h となるが、

---

<sup>17</sup>実験による特性評価はハードウェアベースのフェージングシミュレータを用いて実施した。時速 0km/h を設定すると、伝搬路が全く変動なくなり、特定の伝搬路に対する特性評価となり、有意な結果が得られない。これを避ける目的で、静止環境の代替として時速 1.1km/h の準静止環境について評価し、これを静止環境の代替のベンチマークとして用いた。



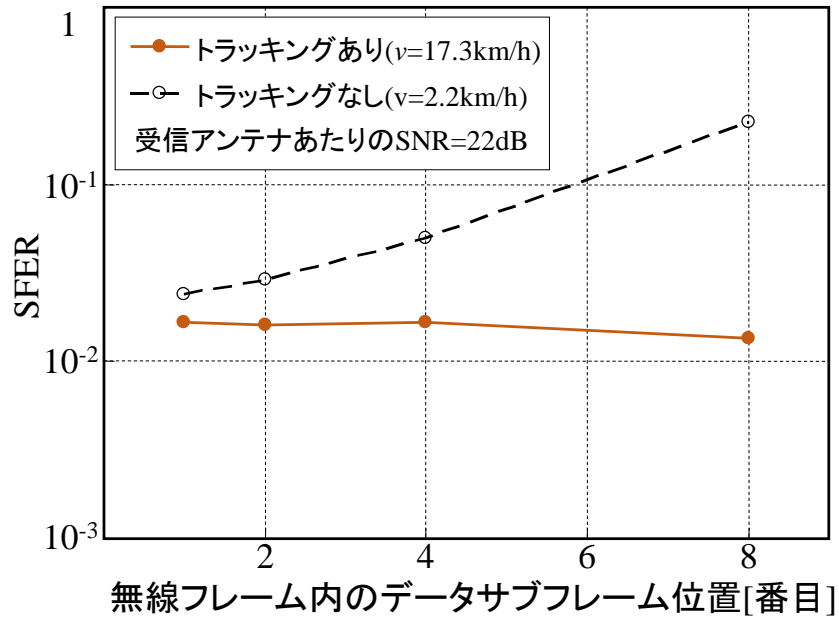


図 5.7 データサブフレーム位置毎の SFER 特性の一例

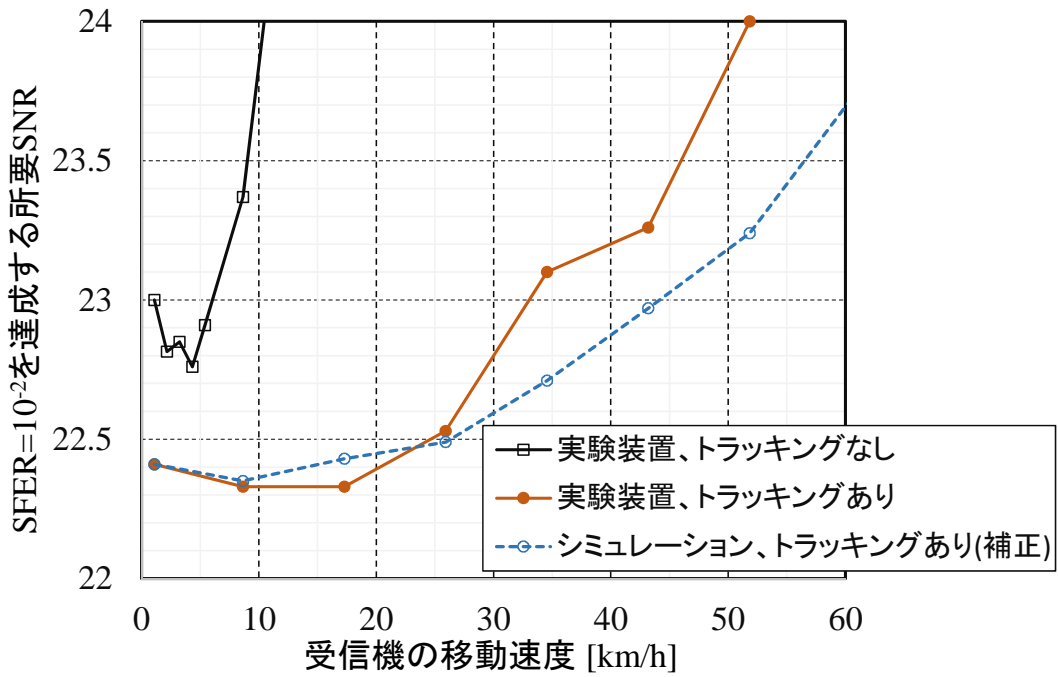


図 5.8 受信機の移動速度に対する所要 SNR 特性

シミュレーションでは 54km/h となる。伝搬路推定精度が低下することにより、信号検出における検出精度もまた低下し、それにより SFER が劣化する。伝搬路推定精度が低下する領域において、シミュレーション（浮動小数点演算）よりも、実験装置（量子化ビット数 12 の固定小数点演算）の方が、量子化誤差の影響により ZF アルゴリズムを用いた送信信号検出において伝搬路推定誤差の影響を顕著に受けるためであると考えられる。

### 5.3.4 回路規模評価

実験装置の送受信機の実装に要した回路規模について、機能ブロックごとに分類した結果を表 5.2 に示す。回路規模を示す指標として、所要の NAND ゲート数を用いた。送受信機全体の回路規模は 1,128.8 k ゲートである。そのうち、伝搬路トラッキング部は 395.1 k ゲートであり、全体の 35% を占有している。この結果から、伝搬路トラッキング技術の実装は無線 LAN 送受信機に対して現実的な回路規模増加で実装可能であると考えられる。

これに対して、既存のカルマンフィルタを用いた伝搬路トラッキング技術については、3.4.6 節における評価結果から、第 3 章の提案技術の 100 倍以上の複素乗算器が必要である。したがって、仮に本実験装置にこのトラッキング技術を実装することを想定すると、送受信機全体の 35 倍程度の回路規模が必要と見積もられる。

また、本評価結果をふまえて第 4 章において提案した逐次合成型伝搬路トラッキング技術の回路規模を見積もる。第 3 章の提案技術に対する第 4 章技術の複素乗算回数の増加量は、4.4.4 節に示した通り、2 空間多重の場合 14% に過ぎない。第 4 章の提案技術を実験装置に実装する場合、伝搬路トラッキング部の回路規模は全体の同様に実装する場合を想定すると、全体の 40% 程度の回路規模になると試算される。したがって、第 3 章の提案技術と同様に、第 4 章の提案技術についても、回路規模の観点において実装のフィージビリティが高いと考えられる。

表 5.2 実験装置の機能ブロック別回路規模

|     | FPGA<br>番号 | 機能ブロック                                                                                                                                                   | 必要<br>NAND<br>ゲート数<br>[k gate] | 最高<br>クロック<br>レート<br>[MHz] | 信号処理<br>ビット幅<br>[bit] |
|-----|------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------|----------------------------|-----------------------|
| 送信機 | 1          | <ul style="list-style-type: none"> <li>データスクランブラ</li> <li>畳み込み符号化器</li> <li>インタリーバ</li> <li>サブキャリア信号マッピング</li> <li>プリアンプル生成</li> </ul>                   | 31.1                           | 16                         | 12                    |
|     | 2          | <ul style="list-style-type: none"> <li>IFFT</li> <li>プリアンプル挿入</li> </ul>                                                                                 | 223.6                          | 8                          | 12                    |
| 受信機 | 3          | <ul style="list-style-type: none"> <li>受信信号プリアンプル平均化</li> <li>FFT</li> </ul>                                                                             | 186.0                          | 16                         | 12                    |
|     | 4          | <ul style="list-style-type: none"> <li>伝搬路推定</li> <li>空間多重信号点検出 (ZF)</li> <li>尤度計算</li> <li>デインタリーバ</li> <li>レプリカ生成</li> <li><u>伝搬路トラッキング</u></li> </ul> | 614.7                          | 16                         | 12                    |
|     | 5          | <ul style="list-style-type: none"> <li>ビタビ復号</li> </ul>                                                                                                  | 73.5                           | 16                         | 12                    |

### 5.3.5 本章のまとめ

第3章で提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術について、FPGAを用いたベースバンド信号処理回路およびアナログ回路を実装した実験装置を開発した。また、これを用いた伝送評価ならびに回路規模評価を行い、提案した伝搬路トラッキング技術のフェージビリティの高さを示した。

2空間多重、変調方式16QAM、符号化率 $R=1/2$ の場合における、受信機の移動速度に対する耐性を評価した。SNR劣化量1dB以下となる最高移動速度は45km/hとなり、計算機シミュレーションと比較して80%の移動速度となるものの、移動速度が低く良好な特性が得られる領域においてはほぼシミュレーションと同等となる良好な特性を確認した。

また、実験装置の回路規模をFPGAのゲート数を用いて評価した。2空間多重の場合において、回路全体に占める増加量は全体の35%にとどまる。第4章の提案技術についても、第3章の提案技術と比較して大幅な回路規模の増加は発生しないため、第3章、第4章の提案技術の双方について、現実的な回路規模で実装可能であることを確認した。

## 第6章 総括

### 6.1 本研究のまとめ

本研究では，マルチキャリア信号を用いた空間多重伝送システムにおける伝搬路変動を追従する伝搬路トラッキング技術を提案し，計算機シミュレーションおよび実験装置によりその特性を明らかにした。

第1章では，モバイルトラフィックの急増する将来の見通しを概説した。モバイルトラフィックを収容する高速無線回線としての無線LANの重要性を確認し，需要が急増する公衆環境での収容力を向上させる必要があることを示した。また，公衆環境において伝搬路変動が誤り率特性の劣化要因となることを説明し，この特性劣化の影響を明確化し要求条件および目標性能を整理した上で，誤り率特性を改善する伝搬路トラッキング技術を提案することを本研究の目標と位置づけた。

第2章では，無線LANのデファクト標準であるIEEE 802.11規格について，MAC層と物理層のそれぞれについて概説した。MAC層ではCSMA/CAに基づく自律分散型アクセスが用いられている。また，物理層の高速化技術として広く用いられている変調方式の多値化，チャンネル幅拡大，空間多重伝送，サブフレーム集約について説明した。さらに，これらの高速化技術を利用する場合において，伝搬路変動に起因するSFER特性の劣化が公衆無線LANにおける課題であることを計算機シミュレーション評価を基に示すことで，伝搬路変動を追従するトラッキング技術が必要となることを確認した。そして，無線LANシステムにおける伝搬路トラッキング技術の要求条件を整理すると共に，既存技術を確認した。いずれの既存技術においても，全ての要求条件を満足しておらず，新たな技術が必要であることを示した。また，本研究で提案する判定帰還形伝搬路トラッキング技術において，要求条件を達成するための基本方針を整理した。

第3章では，判定帰還形伝搬路トラッキング技術を提案した。受信機において送信信号レプリカ行列を再生することで無線フレーム内のパイロット信号の挿入

を不要とし、802.11 規格で定められているフレームフォーマットを変更することなく利用可能である点、信号処理に伝搬路変動量等の外部パラメータが不要である点、伝搬路トラッキング処理と受信信号の復調を並列処理することで処理遅延を増加させない点、少ない演算処理で実現可能である点を特徴としている。計算機シミュレーションにより SFER 特性を評価し、要求条件である受信機（端末）が歩行速度で移動する環境における良好な伝送特性を実現することを示し、提案技術の有効性を確認した。

第 4 章では、第 3 章で提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術における重み付け合成処理における課題を考察し、これを改良する逐次合成判定帰還型トラッキング技術を提案した。提案技術では、直前のブロックにおける伝搬路推定値と現在のブロックにおける伝搬路仮推定値とを重み付け合成し、これを現在のブロックに伝搬路推定値として用いる。また、この重み付け合成演算における、直前のブロックの伝搬路推定値に対する重み係数が直接的に導出できない問題に対して、要求条件を設定し、追加の仮定を適用することで重み係数を導出する演繹的手法を提案し、導出を可能とした。計算機シミュレーションによる SFER 特性改善効果を示し、第 3 章の提案技術と比較して所要 CNR 特性をさらに改善可能であることを明らかにした。これにより、公衆環境における無線 LAN の高速エリアの拡大が実現可能となる。

第 5 章では、第 3 章の提案技術を FPGA 回路に実装した実験装置の特性評価結果を示した。実験結果が計算機シミュレーション結果に符合すること、ならびに現実的な回路規模で実装可能であることを明らかにし、第 3 章の提案技術がハードウェア実装の実現性が高いことを確認した。また、第 4 章の提案技術の演算量についても考察を行い、第 3 章技術に対して少ない演算量の追加で実装可能であることから、同様に実装の実現性が高いことを示した。

以上、第 3 章および第 4 章の提案技術を用いることで、モバイルデバイスを保有するユーザが移動する公衆環境において、無線 LAN による安定した高速通信が実現可能となり、公衆無線 LAN ユーザの体感品質 (QoE: Quality of Experience) の改善およびセルラトラフィックのオフローディングによるネットワーク運用コスト (OPEX: OPeration EXpense) の削減が可能となる。

## 6.2 本研究の適用領域

本研究において提案した判定帰還形伝搬路トラッキング技術は、サブキャリア毎の簡易な信号処理であるため、空間多重伝送を用いるマルチキャリア伝送に広く適用可能である。以下に本技術の適用例を示す。

次世代無線 LAN 標準として現在規格策定が進められている 802.11ax において規定される見込み [84]のユーザ多重伝送技術、DL OFDMA (Downlink Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送および UL OFDMA (Uplink OFDMA) 伝送においても本技術が適用可能であると考えられる。802.11ax における OFDMA 伝送では、OFDM 信号を構成するサブキャリア群を複数のユーザにソースユニット (RU: Resource Unit) として割り当て、RU 毎に空間多重伝送を用いることが可能である。したがって、RU 毎に本研究提案技術を適用することが可能である。802.11ax の利用ケースである高密度・多ユーザ環境においても歩行速度程度の端末の移動が想定されるため、本研究提案技術を適用することで伝送品質を維持することが期待できる。

また、複数の端末から基地局に対して同時かつ同一周波数で無線フレームを空間多重伝送する UL MU-MIMO (Uplink Multiuser Multiple Input, Multiple Output) 伝送においても、基地局の受信信号処理において本技術が適用可能であることが示されている [85]。さらに、STBC (Space-Time Block Code, 時空間符号) [86]を用いた場合においても同様の信号処理が適用であることも報告されている [87]。これらの多様な伝送形態に対して単一の信号処理により適用可能である点も、本技術の特長の一つである。

さらに、マイクロ波帯無線 LAN 以外のシステムにおいても適用が可能である。IoT (Internet of Thing) [88]向け広域無線 LAN 標準 IEEE 802.11ah [89] [90]における空間多重伝送に対しての適用が可能である。802.11ah では、本研究においてターゲットとした 5GHz 帯よりも低い周波数帯 (1GHz 以下、日本では 920MHz 帯) を用いるため [91]、高速移動環境への対応を可能にすると考えられる。

## 6.3 今後の課題

本研究では、公衆無線 LAN の利用ケースにおいて、第 3 章および第 4 章におい

て提案した伝搬路トラッキング技術について、高速伝送を実現するパラメータセットによる特性評価を実施した。提案技術は、信号処理の適合性から IEEE 802.11 無線 LAN のみならず、空間多重伝送を用いたマルチキャリア伝送システムに全般に対して広く適用可能であると考えられる。一方で、公衆無線 LAN 以外の多様な伝送形態・利用ケースに対する適合性については明らかにされておらず、今後の評価が必要である。

また、IEEE 802.11 無線 LAN を含めたマルチキャリア変調を用いた無線通信システムでは、一般的に適用変調が用いられ、変調多値数・空間多重数・チャンネル幅といったパラメータを利用環境に応じて適宜切り替えることができる。一方、これらのパラメータの組み合わせによる多様な伝送形態やシステムが利用する周波数帯に対して、ブロックのサイズ  $L$  や伝搬路仮推定フィルタの閾値  $E_{th}$  といった伝搬路トラッキング技術の内部パラメータの最適化については、本研究では十分に行われていない。これらのパラメータの最適化を通じて本技術の適用領域が明確化されると考えられる。

さらに、第 4 章において提案した逐次合成判定帰還形伝搬路トラッキング技術では、伝搬路の統計的情報を受信機側で一切用いないことを前提として、直前のブロックの伝搬路推定値の精度を演繹的に導出した。これに対して、受信信号から伝搬路の統計的性質を推定することで、直前のブロックの伝搬路推定値の aSNR や重み係数を直接的に設定する手法も考えられる。この手法は追加の信号処理が必要とはなるが、合成した伝搬路推定値の推定精度を高められる可能性がある。

これらの評価・検討は現状行われておらず、今後の興味深い課題である。



## 参考文献

- [1] Cisco Systems Inc., "Cisco Visual Networking Index: Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016 - 2021,"  
<http://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/service-provider/visual-networking-index-vni/mobile-white-paper-c11-520862.pdf>, 2017 年 2 月,  
(2017 年 7 月 20 日確認) .
- [2] 総務省, “情報通信白書 平成 28 年版,” 2016 年.
- [3] NTT ぷらら, “ひかり TV4K,” <https://www.hikaritv.net/4k/>,  
(2017 年 7 月 20 日確認) .
- [4] we are social, “Digital in 2017: Global Overview,”  
<https://wearesocial.com/special-reports/digital-in-2017-global-overview>,  
(2017 年 7 月 20 日確認) .
- [5] The 3rd generation Partnership Project (3GPP), <http://www.3gpp.org/>,  
(2017 年 7 月 20 日確認) .
- [6] IEEE Project 802.11, <http://www.ieee802.org/11/>, (2017 年 7 月 20 日確認) .
- [7] 守倉正博, 久保田周治監修, “改訂三版 802.11 高速無線 LAN 教科書,”  
インプレス R&D, 2008 年.
- [8] インプレス, “NTT-BP、公衆無線 LAN サービス「無線 LAN 倶楽部」を  
12 月 21 日開始,”  
<http://internet.watch.impress.co.jp/www/article/2002/1210/nttbp.htm>,  
2002 年 12 月, (2017 年 7 月 20 日確認) .
- [9] 扇慎太郎, 東川玲, “無料公衆無線 LAN 環境整備の取り組み - 観光立国の  
推進に向けて利用手続きを簡素化・一元化,” 日経コミュニケーション,

2016年11月号, pp.54-61.

- [10] ICT 総研, “2016年 公衆無線 LAN サービス利用者動向調査,”  
<http://ictr.co.jp/report/20160913.html>, (2017年7月20日確認) .
- [11] NTTBP (NTT ブロードバンドプラットフォーム) ,  
“NTTBP が「共用 AP」で構築する公衆無線 LAN エリアの特長,”  
<http://www.ntt-bp.net/service/network/> (2017年7月20日確認) .
- [12] 永見健一, “スマートフォンのトラフィックオフロード計測と分析,”  
インテックテクニカルジャーナル, 第14号, 2014年.
- [13] Wi-Fi Alliance, <http://www.wi-fi.org/>, (2017年7月20日確認) .
- [14] Wi-Fi Alliance, “Wi-Fi CERTIFIED Passpoint, Wi-Fi(R)ホットスポットの利用  
環境を変革,” <http://www.wi-fi.org/ja/discover-wi-fi/wi-fi-certified-passpoint>,  
(2017年7月20日確認) .
- [15] “公衆無線 LAN がもっと楽で安全になる - Passpoint 対応の端末が続々,”  
日経 NETWORK, 2013年8月号, pp.14-15.
- [16] Matthew Gast 著, 渡辺尚, 小野良司監訳, “第2版 802.11 無線ネットワーク  
管理,” オライリー・ジャパン, 2006年.
- [17] Federal Communications Commission (FCC) of The United States of America,  
“THE FCC MAKES SPECTRUM AVAILABLE FOR NEW UNLICENSED  
EQUIPMENT; U-NII Devices Will Facilitate Access to the National Information  
Infrastructure (ET Docket No. 96-102),”  
[http://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering\\_Technology/News\\_Releases/1997/nret7002.txt](http://transition.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/News_Releases/1997/nret7002.txt), January 1997, (2017年7月20日確認) .
- [18] 総務省, “国際電気通信連合(ITU) 2003年世界無線通信会議 (WRC-03) の  
結果,”  
[http://warp.da.ndl.go.jp/info:ndljp/pid/283520/www.soumu.go.jp/s-news/2003/030707\\_2.html](http://warp.da.ndl.go.jp/info:ndljp/pid/283520/www.soumu.go.jp/s-news/2003/030707_2.html), 2003年7月, (2017年7月20日確認) .
- [19] 浅井裕介, 石原浩一, 村上友規, 工藤理一, 市川武男, 鷹取泰司, 溝口匡  
人, “超高速無線 LAN 規格 IEEE 802.11 の概要とマルチユーザ MIMO の実  
験的検証,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J97-B, No. 1, pp.1-18,

2014年1月.

- [20] 総務省電波利用ホームページ, “無線局機器に関する基準認証制度の概要,” <http://www.tele.soumu.go.jp/j/sys/equ/tech/index.htm>, (2017年7月20日確認) .
- [21] Bluetooth Special Interest Group (SIG), <https://www.bluetooth.com/>, (2017年7月20日確認) .
- [22] Katsuo Yunoki, Yasunao Misawa, “Understanding current situation of public wifi usage,” IEEE 802.11 WG document, doc.: IEEE 802.11-13/0523r2, May, 2013.
- [23] 総務省, “無線設備規則,” <http://law.e-gov.go.jp/htmldata/S25/S25F30901000018.html>, (2017年7月20日確認) .
- [24] Globalstar Inc., <https://www.globalstar.com/en/>, (2017年7月20日確認) .
- [25] 郵政省, “5GHz帯の周波数を利用する広帯域無線アクセスシステムの技術的条件,” 郵政省電気通信技術審議会諮問第99号, 1999年.
- [26] “「占有周波数帯幅20MHz以下の小電力データ通信システムの技術的条件等」,” 総務省情報通信審議会諮問第2014号.
- [27] 総務省, “2020年代に向けたワイヤレスブロードバンド戦略,” <http://www.kiai.gr.jp/jigyoku/h27/PDF/0626p1.pdf>, 2015年6月, (2017年7月20日確認) .
- [28] 総務省 情報通信審議会 5GHz帯無線LAN作業班, [http://www.soumu.go.jp/main\\_sosiki/joho\\_tsusin/policyreports/joho\\_tsusin/idou/5GHz.html](http://www.soumu.go.jp/main_sosiki/joho_tsusin/policyreports/joho_tsusin/idou/5GHz.html), (2017年7月20日確認) .
- [29] “IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012),” IEEE Standard Association, December 2016.
- [30] Leonard Kleinrock and Fouad A. Tobagi, “Packet Switching in Radio Channels: Part I--Carrier Sense Multiple-Access Modes and Their Throughput-Delay Characteristics,” IEEE Transactions on Communications, Vol.23, Issue.12, pp.1400-1416, December 1975.

- [31] Giuseppe Bianchi, “Performance Analysis of the IEEE 802.11 Distributed Coordination Function,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol.18, No.3, pp.535-547, March 2000.
- [32] Haitao Wu, Xin Wang, Qian Zhang, Xuemin Shen, “IEEE 802.11e Enhanced Distributed Channel Access (EDCA) Throughput Analysis,” *2006 IEEE International Conference on Communication*, pp.223-228, June 2006.
- [33] Stefan Mangold, Sunghyun Choi, Guido R. Hiertz, Ole Klein, Bernhard Walke, “Analysis of IEEE 802.11e for QoS support in wireless LANs,” *IEEE Wireless Communications*, Volume 10, Issue 6, pp.40-50, December 2003.
- [34] Robson Costa, Paulo Portugal, Francisco Vasques, Carlos Montez and Ricardo Moraes, “Limitations of the IEEE 802.11 DCF, PCF, EDCA and HCCA to handle real-time traffic,” *IEEE 13th International Conference on Industrial Informatics*, pp.931-936, July 2015.
- [35] Richard van Nee, Ramjee Prasad, “OFDM for Wireless Multimedia Communications,” *Artech House Inc.*, 2000.
- [36] 守倉正博監修, “そこが知りたい最新技術 高速無線 LAN802.11n 入門,” *インプレス R&D*, 2006 年.
- [37] 鷹取泰司, 西森健太郎, “次世代高速無線アクセスシステムへの下りリンクマルチユーザ MIMO 技術の適用,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol.J93-B, No.9, pp.1127-1139, 2010 年 9 月.
- [38] 西森健太郎, “マルチユーザ MIMO の基礎,” *コロナ社*, 2014 年.
- [39] 大槻信也, 三瓶政一, 森永規彦, “変調多値数可変適応変調方式の伝送特性,” *電子情報通信学会論文誌 B-II*, Vol. J78-B-II, No. 6, pp.435-444, 1995 年 6 月.
- [40] 吉識知明, 三瓶政一, 森永規彦, “高速データ伝送のためのマルチレベル送信電力制御を用いた OFDM 適応変調方式,” *電子情報通信学会論文誌 B*, Vol. J84-B, No. 7, pp. 1141-1150, 2001 年 7 月.
- [41] 唐沢好男, “デジタル移動通信の電波伝搬基礎,” *コロナ社*, 2003 年.

- [42] 岩井誠人, “移動通信における電波伝搬 - 無線通信シミュレーションのための基礎知識 -,” コロナ社, 2012 年.
- [43] Claude Elwood Shannon, “A mathematical theory of communication,” *The Bell Systems Technical Journal*, Volume 27, Issue 3, pp. 379-423, July 1948.
- [44] G. J. Foschini, M. J. Gans, “On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas,” *Wireless Personal Communications*, Springer, March 1998, Volume 6, Issue 3, pp 311-335, March 1998.
- [45] Yong Soo Cho, Jaekwon Kim Won Young Yang, and Chung G. Kang, “MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB,” John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd., 2010.
- [46] Matthew S. Gast, “802.11n - A Survival Guide,” O'REILLY, 2012.
- [47] Eldad Perahia and Robert Stacey, “Next Generation Wireless LANs - 802.11n and 802.11ac - Second Edition,” Cambridge University Press, 2013.
- [48] 浅井裕介, “大容量・高品質を実現する MIMO,” 電子情報通信学会総合大会, BT-3-3, 2009 年 3 月.
- [49] Hun Seok Kim, Weijun Zhu, Jatin Bhatia, Karim Mohammed, Anish Shah and Babak Daneshrad, “A Practical, Hardware Friendly MMSE Detector for MIMO-OFDM-Based Systems,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, Springer, 2008:267460, December 2008.
- [50] Richard van Nee, Allert van Zelst and Geert Awater, “Maximum Likelihood Decoding in a Space Division Multiplexing System,” *IEEE 51st Vehicular Technology Conference 2000 Spring*, pp.6-10, May 2000.
- [51] Kenichi Higuchi, Hiroyuki Kawai, Hidekazu Taoka, Noriyuki Maeda, Mamoru Sawahashi, “Adaptive Selection of Surviving Symbol Replica Candidates for Quasi-Maximum Likelihood Detection Using M-Algorithm with QR-Decomposition for OFDM MIMO Multiplexing,” *IEICE Transaction on Communication*, Vol.E92-B, No.4, pp.1258-1271, April 2009.
- [52] Wenjie JIANG, Yusuke ASAI and Shuji KUBOTA, “Tree Based Approximate

- Optimal Signal Detectors for MIMO Spatial Multiplexing Systems,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E92-B, No.2, pp. 544-558, February 2009.
- [53] C. Wang, Edward K. S. Au, Ross D. Murch, Wai Ho Mow, Roger S. Cheng and Vincent Lau, “On the Performance of the MIMO Zero-Forcing Receiver in the Presence of Channel Estimation Error,” IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 6, No. 3, pp. 805-810, March 2007.
- [54] Dionysios Skordoulis, Qiang Ni, Hsiao-hwa Chen, Adrian P. Stephens, Changwen Liu, Abbas Jamalipour, “IEEE 802.11n MAC frame aggregation mechanisms for next-generation high-throughput WLANs,” IEEE Wireless Communications, Volume 15, Issue 1, pp.41-47, February 2008.
- [55] Qiang Ni, “Performance Analysis and Enhancements for IEEE 802.11e Wireless Networks,” IEEE Network, Volume 19, Issue 4, pp.21-27, July 2005.
- [56] Rastin Pries, Dirk Staehle, Stefan Menth, Michael Menth, Phuoc Tran-Gia, “Impact of Best Effort Frame Bursting in IEEE 802.11 Networks,” IEEE 69th Vehicular Technology Conference 2009 Spring, June 2009.
- [57] Byung Soo Kim, Ho Young Hwang, and Dan Keun Sung, “Effect of Frame Aggregation on the Throughput Performance of IEEE 802.11n,” IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2008, pp.1740-1744, March 2008.
- [58] Ilenia Tinnirello, Sunghyun Choi, “Efficiency Analysis of Burst Transmissions with Block ACK in Contention-Based 802.11e WLANs,” IEEE International Conference on Communication, pp.3455-3460, May 2005.
- [59] 三瓶政一, デジタルワイヤレス伝送技術 : 基礎からシステム設計まで, ピアソンエデュケーション, 2002.
- [60] 浅井裕介, 姜聞杰, 内田大誠, 鬼沢武, 太田厚, 相河聡, “MIMO-OFDM方式におけるプリアンブル構成に関する一検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-5-14, 2004年9月.
- [61] Satoshi Kurosaki, Yusuke Asai, Takatoshi Sugiyama and Masahiro Umehira, “A SDM-COFDM Scheme Employing a Simple Feed-Forward Inter-Channel Interference Canceller for MIMO Based Broadband Wireless LANs,” IEICE

- Transaction on Communications, Vol. E86-B, No.1, pp.283-290, January 2003.
- [62] Yusuke Asai, Satoshi Kurosaki, Takatoshi Sugiyama and Masahiro Umehira, “Precise AFC scheme for performance improvement of SDM-COFDM,” 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC 2002-Fall), pp.1408-1412, September 2002.
- [63] Takeshi Onizawa, Takafumi Fujita, Yusuke Asai, Daisei Uchida, Atsushi Ohta, Satoru Aikawa, “A Synchronization Scheme for Packet Mode MIMO-OFDM Signals in Wireless LAN,” IEICE Transactions on Communications, Vol.E90-B, No.1, pp.92-104, January 2007.
- [64] K. J. Kim and J. Yue, “Joint channel estimation and data detection algorithms for MIMO-OFDM systems,” IEEE 36th Asilomar Conference on Signals, Syst. and Comput., pp.1857-1861, November 2002.
- [65] William C. Jakes, “Microwave Mobile Communications,” John Wiley & Sons Inc, 1975.
- [66] 船田龍平, 原田博司, 神尾享秀, 篠田庄司, 藤瀬雅行, “高速フェージング環境下における OFDM パケット無線伝送方式の振幅位相変動補償方式に関する一検討,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2000-21, 2000年5月.
- [67] 原田博司, 船田龍平, 安昌俊, 高橋賢, 澤田学, “逐次型伝搬路推定を用いた高速移動 OFDM パケット無線伝送システムー概要と基礎伝送結果ー,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2004-261, 2005年1月.
- [68] 澤田学, 小枝賢一, 杉浦泰伸, 佐々木邦彦, 原田博司, 船田龍平, “逐次型伝搬路推定を用いた高速移動 OFDM パケット無線伝送システムー高速移動実験結果ー,” 電子情報通信学会技術報告, RCS2004-262, 2005年1月.
- [69] 松本直司, 清田真也, 伊藤美穂, “街路空間特性と歩行速度の関係,” 日本建築学会計画系論文集, Vol.74(2009), No.640, pp.1371-1377, 2010年1月.
- [70] Tong Jun, Gong Yaohuan, Sun Shengxian, “An adaptive channel tracking method for MIMO-OFDM systems,” IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems, pp.354-358, June 2004. .
- [71] Yajie Chai, Feng Hu and Libiao Jin, “A Novel Time Interpolation Channel

Estimation for IEEE802.11ac System,” IEEE ICSESS 2015, pp. 722-725, November 2015.

- [72] Won Jun Hwang, Jun Hee Jang, and Hyung Jin Choi, “An Enhanced Channel Estimation Method for MU-MIMO based LTE-Advanced System,” IEEE 17th Asia-Pacific Conference on Communication (APCC), pp. 163-167, October 2011.
- [73] M. Meidlinger, Q. Wang, “Performance evaluation of LTE advanced downlink channel estimators,” IWSSIP2012, April 2012.
- [74] 足立修一, 丸田一郎, “カルマンフィルタの基礎,” 東京電機大学出版局, 2012年.
- [75] Dieter Schafhuber Gerald Matz, and Franz Hlawatsch, “Kalman tracking of time-varying channels in wireless MIMO-OFDM systems,” The 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.1261-1265, November 2003.
- [76] Hussein Hijazi and Laurent Ros, “Joint Data QR-Detection and Kalman Estimation for OFDM Time-Varying Rayleigh Channel Complex Gains,” IEEE Transactions on Communications, pp.170-178, Vol. 58, No. 1, January 2010.
- [77] Ruizhe Yang, Siyang Ye, Pengbo Si, Enchang Sun and Yanhua Zhang, “Iterative Channel Estimation and Detection for Fast Time-Varying MIMO-OFDM Channels,” The 16th IEEE Wireless Communication and Networking Conference (WCNC), pp. 229-234, March 2015.
- [78] National Institute of Standards and Technology, “Dictionary of Algorithms and Data Structures,” <https://xlinux.nist.gov/dads/HTML/manhattanDistance.html> (2017年7月20日確認) .
- [79] 斉藤洋一, デジタル無線通信の変復調, 社団法人電子情報通信学会, 1996年.
- [80] Yusuke Asai, Wenjie Jiang, Takeshi Onizawa, Satoru Aikawa, Daisei Uchida and Atsushi Ohta, “A Simplified Decision-Feedback Channel Tracking Scheme for MIMO-OFDM Systems,” IEEE 64th Vehicular Technology Conference, VTC 2006 Fall, September 2006.
- [81] G. H. Golub and C. F. Van Loan, “Matrix Computation - Third Edition,”



The Johns Hopkins University Press, 1996.

- [82] Vinko Erceg, “TGn Channel Models,” IEEE 802.11 WG document, doc.: IEEE 802.11-03/0940r4, May 2004.
- [83] Peter Loc and Minho Cheong, “TGac Functional Requirements and Evaluation Methodology Rev. 16,” IEEE 802.11 WG document, doc.: IEEE 802.11-09/0451r16, January 2011.
- [84] IEEE 802.11 Working Group, “IEEE P802.11ax/D1.0, Draft Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements,” IEEE Standard Association, November 2016.
- [85] 浅井裕介, 福園隼人, 溝口匡人, 片山正昭, “上りリンク MU-MIMO における伝搬路トラッキング技術の一検討,” 電子情報通信学会総合大会, B5-217, 2013 年 3 月.
- [86] S.M. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 16, Issue 8, pp.1451-1458, October 1998.
- [87] 浅井裕介, 姜聞杰, 鬼沢武, 相河聡, “MIMO-OFDM のための判定帰還形伝搬路トラッキング法: STBC への適用,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-53, 2006 年 3 月.
- [88] “DIAMOND Harvard Business Review - IoT の衝撃,” ダイヤモンド社, 2015 年 4 月.
- [89] “IEEE Std 802.11ah-2016,” IEEE Standard Association, March 2017.
- [90] Minyoung Park, “IEEE 802.11ah: Sub-1-GHz license-exempt operation for the internet of things,” IEEE Communications Magazine, Vol.53, Issue 9, pp.145-151, September 2015.
- [91] 森健一, 島田修作, “Iot/M2M を支える新規無線 LAN 規格 -IEEE 802.11ah-,” 電子情報通信学会 通信ソサイエティマガジン, No.38, 秋号, pp.92-99, 2016 年.



## 記号一覧

| 記号                                     | パラメータ                                                                                                               |
|----------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $A$                                    | 送信信号の要素あたりの候補数                                                                                                      |
| $\text{aSNR}_b(b-1, i, m, k)$          | 直前のブロックの伝搬路推定値 $\hat{h}_b(b-1, i, m, k)$ の推定精度の近似値 (aSNR)                                                           |
| $\text{aSNR}_{\text{MRC}}(b, i, m, k)$ | 重み付け合成された伝搬路推定値 $\hat{h}_{\text{MRC}}(b, i, m, k)$ の推定精度の近似値 (aSNR)                                                 |
| $\text{aSNR}_{\text{pre}}(b, i, m, k)$ | 伝搬路仮推定合成ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ の合成対象区間の各ブロックにおいて、プリアンプルを用いて伝搬路推定を実施したと仮定した場合の推定精度の近似値 (aSNR) |
| $\text{aSNR}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ | 伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ の推定精度の近似値 (aSNR)                                                         |
| $b$                                    | 無線フレーム内の OFDM シンボルブロック番号                                                                                            |
| $B$                                    | 無線フレームあたりに含まれる OFDM シンボルブロック数                                                                                       |
| $b_{\text{St}}(i, k)$                  | 伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$ の $k$ 番目の列ベクトルにおける前回更新が行われたブロックの次のブロック番号                                         |
| $D$                                    | 伝搬路トラッキング技術を用いない場合における無線フレームあたりに含まれるデータサブフレーム数                                                                      |
| $E_{\text{man}}(b, i, k)$              | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける差分行列 $\Delta\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の $k$ 列目ベクトルに対する誤差指標                 |
| $E_{\text{th}}$                        | 誤差指標 $E_{\text{man}}(b, i, k)$ に対する判定基準となる閾値                                                                        |

|                                          |                                                                                                                                 |
|------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\mathbf{H}(0, i)$                       | プリアンブル部分における <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列                                                                                        |
| $\hat{\mathbf{H}}(0, i)$                 | プリアンブル部分における <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列 $\mathbf{H}(0, i)$ の受信機側において導出された推定値（初期伝搬路推定行列）                                        |
| $\mathbf{H}(s, i)$                       | <i>s</i> 番目の OFDM シンボル, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列                                                                             |
| $\hat{\mathbf{H}}(s, i)$                 | <i>s</i> 番目の OFDM シンボル, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列 $\mathbf{H}(s, i)$ の推定値（伝搬路推定行列）                                            |
| $\mathbf{H}_b(b, i)$                     | <i>b</i> 番目のブロック, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列                                                                                   |
| $\hat{\mathbf{H}}_b(b, i)$               | <i>b</i> 番目のブロック, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路推定行列                                                                                 |
| $\hat{\mathbf{h}}_b(b, i, k)$            | <i>b</i> 番目のブロック, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路推定行列の <i>k</i> 番目の列の全要素で構成される列ベクトル（伝搬路推定ベクトル）                                        |
| $\hat{\mathbf{h}}_{\text{MRC}}(b, i, k)$ | <i>b</i> 番目のブロックにおける, <i>i</i> 番目のサブキャリア, <i>k</i> 列目の伝搬路仮推定ベクトルの重み付け合成結果                                                       |
| $h_b(b, i, m, k)$                        | 伝搬路行列 $\mathbf{H}_b(b, i)$ の <i>m</i> 行 <i>k</i> 列の要素                                                                           |
| $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$    | <i>b</i> 番目のブロック, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路行列 $\mathbf{H}_b(b, i)$ に対する伝搬路仮推定行列                                                 |
| $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, k)$ | <i>b</i> 番目のブロックシンボル, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の <i>k</i> 列目のベクトルに対する伝搬路仮推定ベクトル     |
| $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$       | <i>b</i> 番目のブロックシンボル, <i>i</i> 番目のサブキャリアにおける伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の <i>m</i> 行 <i>k</i> 列の要素である伝搬路仮推定値 |

|                    |                                                                              |
|--------------------|------------------------------------------------------------------------------|
| $i$                | OFDM シンボル内のサブキャリア番号                                                          |
| $I$                | OFDM シンボルあたりのサブキャリア数                                                         |
| $k$                | 送信アンテナ番号                                                                     |
| $K$                | 送信アンテナ本数 (空間多重数)                                                             |
| $L$                | OFDM シンボルブロックあたりの OFDM シンボル数(ブロックのサイズ)                                       |
| $m$                | 受信アンテナ番号                                                                     |
| $M$                | 受信アンテナ本数                                                                     |
| $\mathbf{N}(b, i)$ | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける雑音信号行列                                         |
| $n(s, i, k)$       | 受信信号 $r(s, i, k)$ に付加される雑音                                                   |
| $n_b(b, i, m, l)$  | 受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ の $m$ 行 $l$ 列の要素に含まれる雑音項                           |
| $n'_b(b, i, m, k)$ | 伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ に含まれる雑音項                          |
| $\mathbf{n}(s, i)$ | $s$ 番目の OFDM シンボル, $i$ 番目のサブキャリアにおける受信信号ベクトル $\mathbf{r}(s, i)$ に印加される雑音ベクトル |
| $\mathbf{R}(b, i)$ | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける受信信号行列                                         |
| $\mathbf{r}(s, i)$ | $s$ 番目の OFDM シンボル, $i$ 番目のサブキャリアにおける受信信号ベクトル                                 |
| $r(s, i, m)$       | $s$ 番目の OFDM シンボル, $i$ 番目のサブキャリアにおいて, $m$ 番目のアンテナで受信される受信信号                  |
| $r_b(b, i, m, k)$  | 受信信号行列 $\mathbf{R}(b, i)$ の $m$ 行 $k$ 列の要素                                   |
| $s$                | OFDM シンボル番号                                                                  |
| $S$                | 無線フレームに含まれるデータサブフレームの情報を格納する OFDM シンボル数                                      |

|                                             |                                                                                                                                                           |
|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\mathbf{T}(b, i)$                          | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける送信信号行列                                                                                                                      |
| $\mathbf{t}(s, i)$                          | $s$ 番目の OFDM シンボル, $i$ 番目のサブキャリアにおける送信信号ベクトル                                                                                                              |
| $\mathbf{t}'(s, i)$                         | 送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ の受信機における推定結果                                                                                                                  |
| $t(s, i, k)$                                | $s$ 番目の OFDM シンボル, $i$ 番目のサブキャリアにおいて, $k$ 番目のアンテナで送信される送信信号                                                                                               |
| $\mathbf{t}_r(s, i)$                        | 送信信号ベクトル $\mathbf{t}(s, i)$ に対応する送信信号レプリカベクトル                                                                                                             |
| $t_r(s, i, k)$                              | 送信信号 $t(s, i, k)$ に対応するレプリカ要素                                                                                                                             |
| $t_{\text{rep}}(b, i, k, l)$                | レプリカ行列 $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$ の $k$ 行 $l$ 列の要素                                                                                                   |
| $t'_{\text{rep}}(b, i, l, k)$               | レプリカ逆行列/擬似逆行列 $(\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i))^+$ の $l$ 行 $k$ 列の要素                                                                                        |
| $\mathbf{T}_{\text{rep}}(b, i)$             | 送信信号行列 $\mathbf{T}(b, i)$ に対応する送信信号レプリカ行列                                                                                                                 |
| $v(b, i, m, k)$                             | $b - 1$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける伝搬路推定値 $\hat{h}(b - 1, i, m, k)$ に対する重み係数                                                                               |
| $v'(b, i, k)$                               | 伝搬路推定ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_b(b - 1, i, k)$ に対する相対値で表される重み係数                                                                                              |
| $w(b, i, m, k)$                             | 伝搬路仮推定値 $\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ に対する重み係数                                                                                                       |
| $w'(b, i, k)$                               | 伝搬路仮推定ベクトル $\hat{\mathbf{h}}_{\text{ten}}(b, i, k)$ に対する相対値で表される重み係数                                                                                      |
| $\alpha$                                    | プリアンブルとデータシンボルの電力比                                                                                                                                        |
| $\beta$                                     | $s$ 番目の OFDM シンボルの送信信号検出処理において参照される伝搬路推定行列が導出されたブロック番号                                                                                                    |
| $\Delta\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアの伝搬路仮推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ と, $b - 1$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアの伝搬路推定行列 $\hat{\mathbf{H}}_b(b - 1, i)$ との差分行列 |

|                                          |                                                                                                 |
|------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $\Delta\hat{h}_{\text{ten}}(b, i, m, k)$ | $b$ 番目のブロック, $i$ 番目のサブキャリアにおける差分行列 $\Delta\hat{\mathbf{H}}_{\text{ten}}(b, i)$ の $m$ 行 $k$ 列の要素 |
| $\sigma^2$                               | 雑音項 $n(s, i, k)$ あたりの平均電力                                                                       |
| $\tau$                                   | 伝搬路トラッキング技術における, 伝搬路推定行列が更新されるまでの遅延時間                                                           |
| $\Omega$                                 | 送信信号ベクトル $\mathbf{t}_r(s, i)$ の取りうる全ての候補からなる集合                                                  |





## 謝辞

本研究を遂行するにあたり，多大なる御指導と御鞭撻をいただきました名古屋大学未来材料・システム研究所教授 片山正昭先生に謹んで感謝の意を表します。御多忙の中，日頃から研究内容に対して丁寧なご指導および御助言をいただき，常に暖かく見守って下さったことに心から御礼申し上げます。

また，本論文を御査読下さいました名古屋大学教養教育院教授 山里敬也先生には，本論文に対する貴重な御助言，御指導を賜り，また本研究の遂行にあたり御指導を賜り心より感謝致します。名古屋大学大学院工学研究科教授 佐藤健一先生には，本論文を懇切丁寧に御査読下さり，貴重なご助言を頂き深く感謝致します。大阪市立大学大学院工学研究科教授 林和則先生には，本論文を細部にわたり御査読下さり，多数の有益なご助言を頂き深く感謝致します。名古屋大学未来材料・システム研究所准教授 岡田啓先生には，本論文を御査読下さり貴重な御助言を頂き，また，研究の遂行にあたり多くの御助言を賜り，心より感謝致します。名古屋大学未来材料・システム研究所助教 小林健太郎先生には，本研究を行う上で多くの御指導および御助言を頂くとともに，研究を遂行するにあたり多くのご助力を賜り，厚く御礼申し上げます。

さらに，現在は退職なされました技術職員鬼頭良彦氏，また事務補助員石川愛子氏，白石栄里子氏をはじめ本研究の遂行を支えてくださいました片山研究室の諸氏に深く感謝致します。

本研究を進めるにあたり，NTT 研究所において研究の機会を与え下さり，その遂行を暖かく見守って下さいました元 NTT 未来ねっと研究所ワイヤレスシステムイノベーション研究部長 岡田一泰氏（現 NTT アドバンステクノロジー グローバル事業本部グローバル営業部門長），前同部長 上原一浩氏（現 岡山大学大学院自然科学研究科教授），同部長 吉野修一氏，元同部適応無線信号処理研究グループリーダ 杉山隆利氏（現 工学院大学大学院工学研究科教授），前同グループリーダ 中川匡夫氏（現 鳥取大学大学院工学研究科教授），同グループリーダ 芝宏礼

氏, 元 NTT アクセスサービスシステム研究所ワイヤレスアクセスプロジェクトリーダー 久保田周治氏 (現 芝浦工業大学大学院理工学研究科教授), 元同プロジェクトリーダー 風間宏志氏 (現 NTT テクノクロス部長), 前同研究所無線アクセスプロジェクトリーダー 溝口匡人氏 (現 NTT アドバンステクノロジー ネットワーク&ソフトウェア事業本部 ソフトウェア開発センタ ネットワークアクセス開発チームリーダー), 元同研究所ワイヤレスアクセスプロジェクト高速アクセスグループリーダー 相河聡氏 (現 兵庫県立大学大学院工学研究科教授) に心より感謝致します.

筆者が 1999 年に NTT 研究所に入社して以来, 日頃より懇切丁寧な御指導や御支援を頂きました太田厚氏, 鈴木康夫氏, 鬼沢武氏, 内田大誠氏, 山田渉氏, 姜聞杰氏, 増野淳氏, 福園隼人氏をはじめとする NTT 未来ねっと研究所ワイヤレスシステムイノベーション研究部, NTT アクセスサービスシステム研究所無線アクセスプロジェクト, 同研究所無線エントランスプロジェクトの諸氏に心より感謝致します.

また, 本研究における試作装置開発および実験評価において多大なる御支援を頂いた元 NTT アドバンステクノロジー アクセスネットワーク事業本部 無線システム事業ユニット 榎本清司氏に深く感謝致します.

最後に, これまで私を支えてくれた両親, 兄弟, そして妻 雅代, 長女 結, 次女 舞に心より感謝致します.

本研究は, 以上の方々の御協力・御支援のもとでまとめられたものです. 重ねて心より感謝致します.

## 業績一覧

(丸印は本論文に関係のある文献・発表を表している)

### I. 論文

| 論文題目                                                                                                             | 公表の方法及び時期                                                                    | 著者                                                                                  |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|
| ①. A Simple and Feasible Decision-Feedback Channel Tracking Scheme for MIMO-OFDM Systems                         | IEICE Transactions on Communications, Vol. E90-B, No.5, pp.1052-1060, (2007) | Yusuke Asai,<br>Wenjie Jiang,<br>Takeshi Onizawa,<br>Atsushi Ohta,<br>Satoru Aikawa |
| ②. Experimental Studies on a Decision-Feedback Channel Tracking Scheme Implemented in FPGA for MIMO-OFDM Systems | IEICE Transactions on Fundamentals, Vol.E90-A, No.11, pp.2423-2430, (2007)   | Yusuke Asai,<br>Wenjie Jiang,<br>Takeshi Onizawa                                    |
| ③. A Simple Channel Tracking Scheme Using Deductive Combining for MIMO-OFDM WLANs                                | IEICE Communications Express, Vol. 6, No. 7, pp. 429-434, (2017)             | Yusuke Asai,<br>Jun Mashino,<br>Takatoshi Sugiyama,<br>Masaaki Katayama             |

※IEICE: 電子情報通信学会

## II. 国際会議

| 論文題目                                                                            | 公表の方法及び時期                                                                                             | 著者                                                                                                    |
|---------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| ①. A Simplified Decision-Feedback Channel Tracking Scheme for MIMO-OFDM Systems | IEEE 64th Vehicular Technology Conference (VTC-2006 Fall), September 25-28, Montreal (Canada), (2006) | Yusuke Asai,<br>Wenjie Jiang,<br>Takeshi Onizawa,<br>Daisei Uchida,<br>Atsushi Ohta,<br>Satoru Aikawa |

※IEEE: 米国電気電子学会

## III. その他

| 論文題目                                     | 公表の方法及び時期                                   | 著者                                                  |
|------------------------------------------|---------------------------------------------|-----------------------------------------------------|
| ①. MIMO-OFDM のための簡略化されたブラインド伝搬路トラッキング方式  | 電子情報通信学会技術研究報告, CS-2004-183, pp.1-6, (2005) | 浅井 裕介,<br>内田 大誠,<br>姜 聞杰,<br>鬼沢 武,<br>太田 厚,<br>相河 聡 |
| ②. MIMO-OFDM のためのブラインド伝搬路トラッキング方式に関する一考察 | 電子情報通信学会総合大会, B-5-86, (2005)                | 浅井 裕介,<br>内田 大誠,<br>姜 聞杰,<br>鬼沢 武,<br>太田 厚,<br>相河 聡 |

|                                                                            |                                                                    |                                                                |
|----------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|
| <p>③. MIMO-OFDM のための<br/>判定帰還形伝搬路<br/>トラッキング法<br/>-STBC への適用-</p>          | <p>電子情報通信学会<br/>総合大会, B-5-53,<br/>(2006)</p>                       | <p>浅井 裕介,<br/>姜 聞杰,<br/>鬼沢 武,<br/>相河 聡,</p>                    |
| <p>④. 判定帰還形伝搬路<br/>トラッキング法を用いた<br/>MIMO-OFDM の実験的検討</p>                    | <p>電子情報通信学会<br/>ソサイエティ大会,<br/>B-5-53, (2006)</p>                   | <p>浅井 裕介,<br/>姜 聞杰,<br/>鬼沢 武,<br/>相河 聡,</p>                    |
| <p>⑤. MIMO-OFDM のための<br/>簡略化された判定帰還形<br/>伝搬路トラッキング法の<br/>実験的検討</p>         | <p>電子情報通信学会<br/>技術研究報告,<br/>RCS-2006-135,<br/>pp.13-18, (2006)</p> | <p>浅井 裕介,<br/>姜 聞杰,<br/>鬼沢 武,<br/>相河 聡</p>                     |
| <p>⑥. 有相関フェージング<br/>チャンネルにおける<br/>MIMO-OFDM 用<br/>伝搬路トラッキング法の<br/>特性評価</p> | <p>電子情報通信学会<br/>総合大会, B-5-135,<br/>(2008)</p>                      | <p>浅井 裕介,<br/>鬼沢 武,<br/>山田 涉,<br/>市川 武男<br/>溝口 匡人</p>          |
| <p>⑦. 伝達係数推定回路および<br/>伝達係数推定方法</p>                                         | <p>特許 第 4294595 号,<br/>(2009)</p>                                  | <p>浅井 裕介,<br/>太田 厚,<br/>内田 大誠,<br/>鬼沢 武,<br/>姜 聞杰<br/>相河 聡</p> |

|                                                      |                                      |                                     |
|------------------------------------------------------|--------------------------------------|-------------------------------------|
| ⑧. 上りリンク MU-MIMO における<br>伝搬路トラッキング技術の一検討             | 電子情報通信学会<br>総合大会,<br>B-5-217, (2013) | 浅井 裕介,<br>福園 隼人,<br>溝口 匡人,<br>片山 正昭 |
| ⑨. MIMO-OFDM 無線 LAN に<br>適した<br>逐次合成型伝搬路<br>トラッキング技術 | 電子情報通信学会<br>総合大会,<br>B-5-157, (2015) | 浅井 裕介,<br>増野 淳,<br>杉山 隆利,<br>片山 正昭  |

#### IV. 受賞歴

1. 電子情報通信学会, 学術奨励賞, 2004年3月
2. 電子情報通信学会 通信ソサイエティ, 活動功労賞(英文論文誌査読委員), 2006年9月
3. 電子情報通信学会 通信ソサイエティ, 活動功労賞(無線通信システム研究会の運営活動), 2009年9月
4. 電子情報通信学会 通信ソサイエティ, 活動功労賞(英文論文誌査読委員), 2009年9月
5. IEEE Standard Association, Outstanding contributions to the development of IEEE 802.11ac-2013, 2014年5月
6. 電子情報通信学会 通信ソサイエティ, チュートリアル論文賞, 2015年5月
7. 電子情報通信学会 通信ソサイエティ, 論文賞, 2017年5月

