

# 無線LANにおける装置間時刻同期と その応用に関する研究

永野 航太郎

# 目次

<b>第1章</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	研究背景	1
<b>第2章</b>	<b>無線ネットワークにおける時刻同期</b>	<b>5</b>
2.1	既存時刻同期手法と課題点	5
2.1.1	従来手法：RBS (Reference Broadcast Synchronization)	9
2.1.2	従来手法：RSP (Ratio-based Time Synchronization Protocol)	10
<b>第3章</b>	<b>時刻同期の高精度化と通信量削減手法</b>	<b>12</b>
3.1	時刻同期通信量の抑制と高精度化	12
3.1.1	AP/ノード時刻増分比算出	12
3.1.2	マスタへの時刻同期	14
3.1.3	通常最小二乗法による平均化処理とパケットエラーレート	15
3.1.4	提案手法による周波数オフセットへの追従	16
3.1.5	従来手法および提案手法における通信量	17
3.2	計算機シミュレーション	21
3.2.1	シミュレーション条件	21
3.2.2	シミュレーション結果	21
3.2.3	シミュレーションによる結果の検討	22
3.3	実機評価	25
3.3.1	実験条件	25
3.3.2	信号受信時刻の取得	26
3.3.3	実験結果：信号受信時刻補正	26
3.3.4	実験結果：タイムスタンプ補正	33
3.3.5	クロックオフセット推定精度の評価	38
3.3.6	実験結果の検討	42
3.4	取得パケット情報交換とプロトコルの一例	43
3.5	まとめ	44
<b>第4章</b>	<b>同期ネットワークにおける全二重 MIMO 無線通信方式</b>	<b>46</b>
4.1	協調 MIMO 概略と全二重無線通信	46

---

4.2	ヌルビームフォーミングによる自己干渉信号抑制 . . . . .	51
4.2.1	マルチユーザ協調 MIMO ネットワークの概要 . . . . .	51
4.2.2	アンテナマッピングウェイト行列によるヌルビームフォーミ ングと JT 協調 MIMO システムへの適用 . . . . .	54
4.3	IEEE 802.11 へのヌルビームフォーミング実装 . . . . .	57
4.3.1	ヌルビームフォーミングのためのアンテナマッピングウェイ ト行列と信号生成 . . . . .	58
4.3.2	レガシープリアンプル部へのアンテナマッピングウェイト 行列の適用手法の提案 . . . . .	60
4.4	実機実験による評価 . . . . .	62
4.4.1	ヌルビームフォーミングによる自己干渉抑制量評価 . . . . .	65
4.4.2	同期ずれによる自己干渉抑制量低下の評価 . . . . .	71
4.4.3	実機実験による結果の検討 . . . . .	72
4.5	まとめ . . . . .	72
<b>第 5 章</b>	<b>結論</b>	<b>74</b>
	<b>謝辞</b>	<b>76</b>
	<b>参考文献</b>	<b>77</b>
	<b>本論文に関する発表論文等</b>	<b>81</b>
	<b>その他研究業績</b>	<b>83</b>

---

# 目次

1.1	時刻同期の応用先と要求精度	3
1.2	各章の相互関係	4
2.1	ハードウェアアプローチによるクロック制御	6
2.2	ソフトウェア処理のみによる時刻オフセット推定	6
2.3	送信時刻型	7
2.4	送受信時刻型（遅延測定型）	7
2.5	受信時刻型	7
2.6	同期精度に関わる要因	8
2.7	RBSによる時刻同期（時刻オフセット推定）	10
2.8	RSPによる時刻同期	11
2.9	送受信時刻型（時刻比算出型）	11
3.1	スレーブ $s$ のマスタ SR への時刻同期	13
3.2	同期時点における同期誤差および周波数オフセット追従誤差	17
3.3	RBS および提案手法におけるパワーセービング期間の比較	19
3.4	RBS における同期処理および通信	20
3.5	提案手法における同期処理および通信	20
3.6	補正後各ローカル時刻 $t_l$ のマスタ時刻 $t_{SR}$ との差（シミュレーション）	23
3.7	平均化処理範囲対同期誤差（PER=0.02）	23
3.8	PER 対同期誤差（平均化範囲 5 s）	24
3.9	IEEE 802.11 (OFDM) 共通プリアンブル部フレームフォーマット	26
3.10	同期誤差 $e_{TSF_i}^{S1,SR}$ の評価	27
3.11	屋内実験の様子:信号受信時刻補正	28
3.12	PHY レベルスタンプ (STF) を用いた場合の SR, S1 間同期誤差	29
3.13	PHY レベルスタンプ (LTF) を用いた場合の SR, S1 間同期誤差	30
3.14	ドライバレベルスタンプを用いた場合の SR, S1 間同期誤差	31
3.15	補正後各ローカル時刻 $t_l$ のマスタ時刻 $t_{SR}$ との差（実験）	32
3.16	同期誤差 $e_{q_i}^{S1,SR}$ の評価	34
3.17	屋内実験の様子:センサタイムスタンプ時刻補正	35

3.18	PHY レベルスタンプ (STF) を用いた場合の SR,S1 間同期誤差 (センサ時刻)	36
3.19	PHY レベルスタンプ (LTF) を用いた場合の SR,S1 間同期誤差 (センサ時刻)	37
3.20	周波数オフセット推定誤差による 1ms 毎の同期追従誤差	39
3.21	検証用ノード (マスタ・スレーブ共通) 構成	40
3.22	PHY タイムスタンプ (LTF) からドライバタイムスタンプへの同期誤差	41
4.1	協調 MIMO システムにおける信号送信概念図	47
4.2	協調 MIMO システムにおける時刻同期	47
4.3	時間分割多重	48
4.4	周波数分割多重	48
4.5	空間分割多重	48
4.6	全二重無線通信機における自己干渉の抑制	51
4.7	必要とされる自己干渉抑制量	51
4.8	SISO-AP における全二重無線通信の概念図	52
4.9	MIMO システムにおけるアンテナアイソレーションの適用困難性	53
4.10	ダウンリンクマルチユーザ協調 MIMO ネットワーク通信の概念図	55
4.11	ネットワーク構成の一例	57
4.12	従来型レガシー部信号生成ブロック	61
4.13	ヌルビームフォーミング対応レガシー部信号生成ブロック	61
4.14	実装 Co-MIMO 構成図	63
4.15	実装 Co-MIMO システム	64
4.16	実験環境：機器配置	66
4.17	実験環境：屋内実験環境	67
4.18	実験結果：各アンテナ送受信信号電力 (VHT 部のみにウェイト適用, 同期なし)	68
4.19	実験結果：各アンテナ送受信信号電力 (VHT 部のみにウェイト適用, 同期あり)	69
4.20	実験結果：各アンテナ送受信信号電力 (パケット全体にウェイト適用, 同期あり)	70
4.21	周波数オフセット追従誤差對自己干渉抑制量低下量	71

# 表 目 次

2.1	時刻同期プロトコルの特徴 . . . . .	9
3.1	時刻同期プロトコル変数定義 . . . . .	14
3.2	従来手法と提案手法の比較 . . . . .	19
3.3	シミュレーション条件 . . . . .	22
3.4	使用機器 . . . . .	25
4.1	協調 MIMO 変数定義 . . . . .	54
4.2	システム概要 . . . . .	62
4.3	実験条件 . . . . .	62
4.4	各アンテナ中心間距離 $d_{\text{TX}_n, \text{RX}_m}$ (概算値) . . . . .	65

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

低消費電力かつ低廉な無線通信モジュールの普及により、今日、無線通信を利用する通信装置が種類を問わず幅広く利用されるようになった。

第一に、無線通信装置の普及に伴い、配置や配線等の制約が少ないという特徴を生かした無線大規模ネットワークの応用として、センサネットワークが、環境観測、産業、移動体測位、スマートグリッド等様々な分野で構築され活用されている。センサネットワークを構築する上でとりわけ重要な要素の一つが、センサが取得する情報と併せて記録される時刻情報である。種々のセンサが取得した情報の突合せや周波数解析等に正確な時刻情報が必要とされるためである。この正確な時刻情報取得のために、ネットワーク内におけるノード間の時刻同期を行う手法が提案されている。

情報通信量や要求される時刻同期精度は応用先により異なる。例えば、気温や湿度、日照等の気象情報の計測であれば、情報量も比較的小さく、要求される時刻同期精度は秒オーダである。一方、建築物の振動計測では高サンプリングレート、多計測ノードという条件に加えマイクロ秒オーダの時刻同期精度が要求される。さらに、工場プラント等の振動分析や、回転体測定などにおいてはさらに高い時刻同期精度が要求される場合もある。

第二に、無線通信モジュールの普及のもう一つの側面として、世帯が保有するスマートフォンやタブレット端末などの移動端末の保有数の著しい増加が挙げられる [1]。無線ローカルネットワークを構築する上では、代表的な規格の一つである IEEE 802.11 が規模や用途を問わず広く用いられている。無線端末数の増加や、それに伴うデータトラヒックの増加に対応するため、無線通信資源を有効利用するための技術への要求が高まっている。無線通信規格 IEEE 802.11ac では、AP からユーザへデータを送信するダウンリンク通信において、複数ユーザへの同時通信を可能としたダウンリンクマルチユーザ方式が標準化された。さらに、最新の無線 LAN 規格である IEEE 802.11ax/HEW (HEW : High Efficiency Wireless) では、より高密度な環境を想定した無線通信技術の標準化が進められており、ユーザから AP へデータを送信するアップリンク通信において、複数ユーザへの同時送信を可能とするアップリンクマルチユーザ技術が採択されている。一方、稠密環境下では、アクセスポイント (AP) の数は無線通信端末 (STA) の数と比較して少ない場

合が多い。したがって、数少ない AP に対して、多数の STA が一斉にアップリンクやダウンリンクの通信を要求することにより、ダウンリンクでは通信容量不足が原因で、アップリンクでは通信の衝突が頻繁に発生することで、通信が完了するのに要する時刻が長くなる問題が発生する。この問題に対応するため、通信速度および応答時間を改善することを目的として、同一周波数において同時に送受信を行う、無線における全二重通信に関する研究が行われている。全二重無線通信システム実装の大きな課題の一つは、自己干渉の抑制である。全二重無線通信は同じ端末が送信と受信を同一時刻、同一周波数で行うため、自身が送信した信号を、自身の受信アンテナで受信してしまう。この現象は自己干渉とよばれており、自己干渉よりも非常に小さな電力で受信する他端末からの所望信号のデコードを妨げる要因となるため、自己干渉のキャンセルは必須である。加えて、最終的な自己干渉の電力レベルはノイズフロア程度になるまでキャンセルすることが要求され、その値は 110 dB と非常に高く、全二重無線通信の実現を困難なものとしている。

また、現在さらなる高速化高効率化を目標に技術開発および標準化が進められている IEEE 802.11be/EHT (EHT: Extreme High Throughput) において、複数 AP を協調させダウンリンク通信を行う協調 MIMO に関する検討が進められている。全二重無線通信のための自己干渉抑制に用いられる主な既存手法は、アンテナ干渉キャンセル、RF 干渉キャンセル、デジタルベースバンド干渉キャンセル (デジタル干渉キャンセル) などのハードウェア的アプローチが主流である。このうち、アンテナ干渉キャンセルは、送受信アンテナを 1 本しかもたない SISO システムにおいては当該アンテナに対しサーキュレータ等の送受信アイソレータを適用することで容易に実現可能であるが、現在すでに広く利用されている MIMO システムにおいては、各アンテナの相互アイソレーションを確保することが困難である。全二重無線通信のための自己干渉抑制の一技術として、近年、移動通信や無線 LAN サービスで実用化されている MIMO 技術に関して、複数の基地局あるいは AP 間で連携しながら通信を行う協調 MIMO 技術を適用した空間分割によるマルチビームフォーミングが注目されている。協調 MIMO 技術におけるダウンストリーム信号送信方式には複数の種類が存在するが、どの方式においても基地局間の時刻同期は送信タイミングスケジューリングのための必須要素である。

したがって、現在、大規模センサネットワークや協調 MIMO システムなど幅広い分野において高精度な時刻同期が必要とされているといえる。図 1.1 は各応用分野において要求される時刻同期精度を表している。

時刻同期は大別して次のように分類できる。一つは、NTP (Network Time Protocol) ブロードキャストモードに代表される、マスタノード (以下マスタ) が自身の時刻タイムスタンプを送信し、各スレーブノード (以下スレーブ) がそのタイムスタンプにローカルクロックを同期する方法 (送信時刻型 [2]) である。もう一つは、IEEE 1588 PTP (Precision Time Protocol) に代表される、マスタ・スレーブ間におい



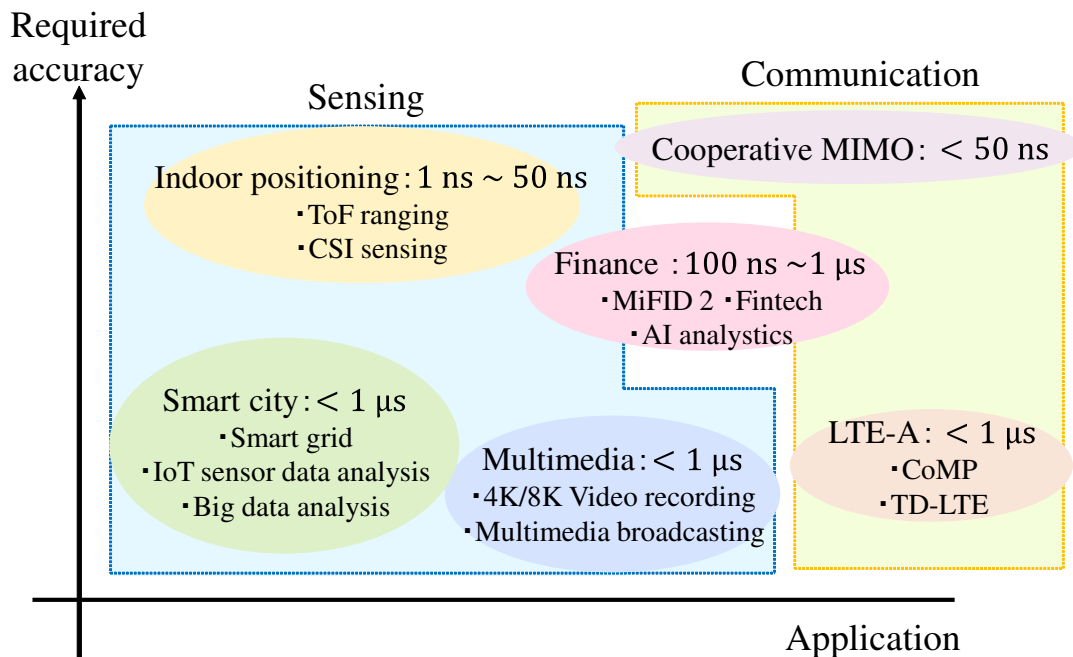


図 1.1: 時刻同期の応用先と要求精度

て送受信時刻情報をやりとりし、伝搬遅延等の影響を除去してより高精度な同期を実現する方法（送受信時刻型 [3,4]）である。最後は、RBS (Reference Broadcast Synchronization) として知られる、マスタ・スレーブの受信時刻情報から、マスタ・スレーブ間の時刻オフセットを推定する方法（受信時刻型 [5,6]）である。ここで、送信時刻型および送受信時刻型の時刻同期には、高精度な同期を行う上でマスタに専用のサーバを用意する必要がある。また、送受信時刻型および受信時刻型においては、各ノード間においてタイムスタンプ情報をやりとりするための通信が必要となり、センサネットワーク等の膨大なノードが参加するネットワークにおいてはトラヒック量増大が問題となる。センサネットワークにおいては、ノードの消費電力に係る要因として無線信号送受信処理が特に問題となるため、トラヒック・通信量の抑制が重要となる。さらに、独立した発振器をもつノード間にはクロック周波数のずれやその変動が生じるため、時刻同期においてはこの周波数オフセットに追従しなければならない。

本論文では、第一の課題に対応するため、各ノード内においてタイムスタンプ情報の平均化処理を実行し時刻オフセットを推定することで、通信量を削減しつつ、ソフトウェア処理による高精度な時刻同期を実現できることを示す。

さらに、第二の課題に対応するため、同期ネットワークの活用例である協調MIMO

システムにおける全二重無線通信の自己干渉抑制について、複数アンテナを利用する MIMO システムに対する適用が困難であるアンテナ干渉キャンセラの、ヌルビームフォーミングによる代替可能性について既存システムへの適用手法と共に評価する。

以下は本論文の構成である。1章では本論文における目的と位置づけについて述べる。2章では無線 LAN ネットワークにおける時刻同期の背景と既存手法の課題点等について述べる。3章では、2章既存手法の課題を受け、通信量削減手法についての提案と、その計算機シミュレーションおよび実機実験結果について示す。4章では高精度時刻同期の一応用である、協調 MIMO 技術とそれを利用した IEEE 802.11 における全二重無線通信のための自己干渉抑制技術の原理について述べ、3章で得られた時刻同期精度を基に自己干渉抑制量の評価と検討を行う。5章では、本論文の総括として、本論文で得られた結果をまとめた上で今後の課題等を検討する。図 1.2 は本論文の構成である。

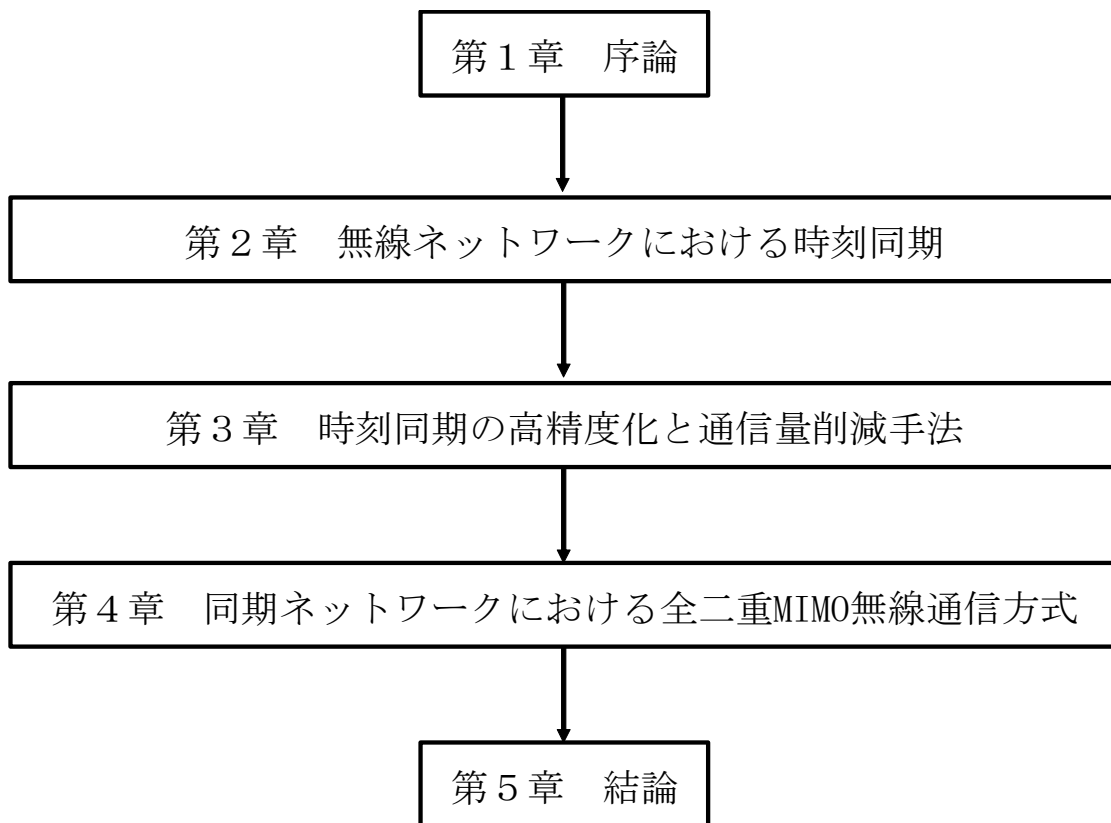


図 1.2: 各章の相互関係

## 第2章 無線ネットワークにおける時刻同期

### 2.1 既存時刻同期手法と課題点

ノード間の時刻同期による正確な時刻情報は、センサデータによる情報分析・解析のために極めて重要である。分散するセンサノードから収集したセンサデータ群を関連付けるために、時刻情報が用いられるからである。センシングには、計測ノードを分散して配置する必要があることから、ノード間は無線ネットワークによる接続が適しているが、ノード間の時刻情報を正確にあわせることが難しいという課題がある。近年注目を集めているスマートシティにおけるセンシング分野や、映像分野においてはサブマイクロ秒の時刻同期精度が要求されている。本論文では、IEEE 802.11 ネットワーク上での屋内環境等におけるセンシングを見据えて、サブマイクロ秒オーダのノード間時刻同期をソフトウェア処理により実現することを目標とする。既存手法 [6] の同期システムのように、マスタクロックの再現などによる高精度化を図るためには、図 2.1 に示す通り、各スレーブがもつ発振器に対するフィードバック等のハードウェアアプローチによる制御が必要となる。一方、RBS(Reference Broadcast Synchronization)やRSP(Ratio-based Time Synchronization Protocol)として、時刻情報(タイムスタンプ情報)から時刻オフセットを推定することで、ソフトウェアのみを用いることも可能な時刻同期手法が提案されている。本論文における提案手法も、タイムスタンプ情報により時刻オフセットや周波数オフセットを推定・補正する方式により、図 2.1 中の VCXO 制御等に係るハードウェアを図 2.2 のように不要としている。タイムスタンプ情報を用いる時刻同期は図 2.3 の送信時刻型、図 2.4 の送受信時刻型、図 2.5 の受信時刻型に大別される。ネットワーク内における時刻同期機能は、ネットワーク規模、アプリケーション領域に応じて種々の方法が提案、利用されてきた。IEEE 802.11 等の無線ネットワークの普及を受けて、無線通信環境下における高精度時刻同期手法の開発も盛んに行われている。特に、衛星信号の到達が困難である屋内環境においては、現在すでに広く普及している IEEE 802.11 を用いた時刻同期はコスト面・実装容易性において極めて有効である。無線ネットワーク環境下における時刻同期のための PTP の適用について、種々の提案がなされている [7-9] が、一般に高精度な同期を行う場合には特殊なハードウェアやミドルウェアが送信側受

信側共に要求される。また、タイムスタンプ情報を用いる同期方法は、図2.6に示すように、各レイヤで受ける処理ジッタによる送信・受信時刻情報の精度悪化や、伝播遅延の変動、特に無線通信において狭帯域の信号を使用する場合に顕著にあらわれる受信時刻情報の誤差等の影響を受け、同期精度が悪化する場合がある。

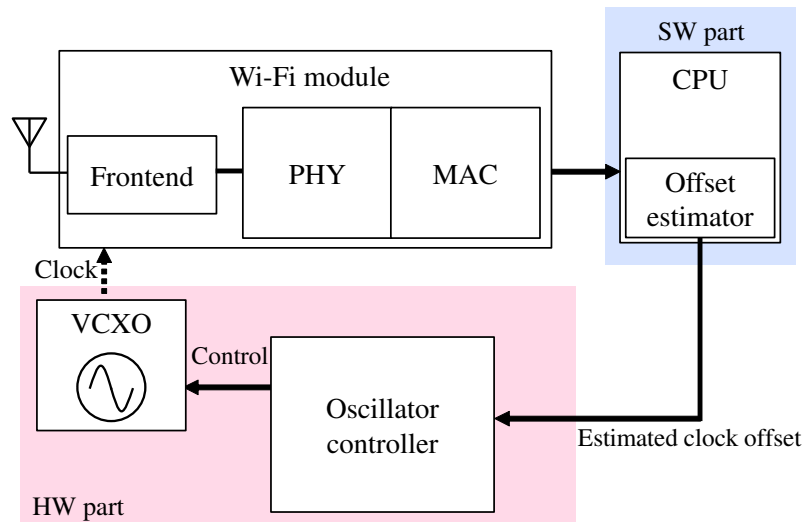


図 2.1: ハードウェアアプローチによるクロック制御

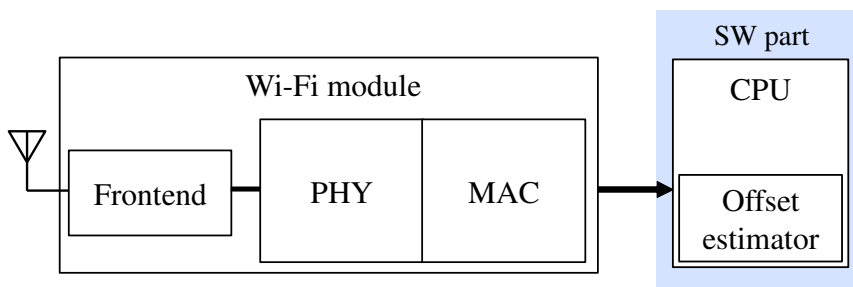


図 2.2: ソフトウェア処理のみによる時刻オフセット推定

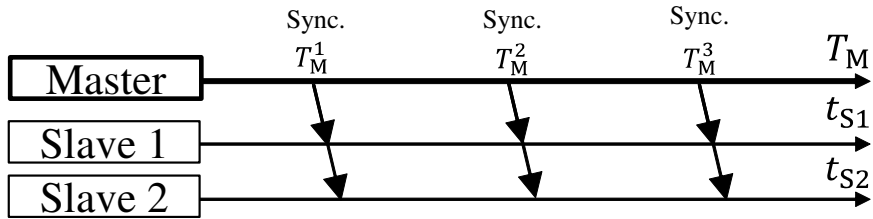


図 2.3: 送信時刻型

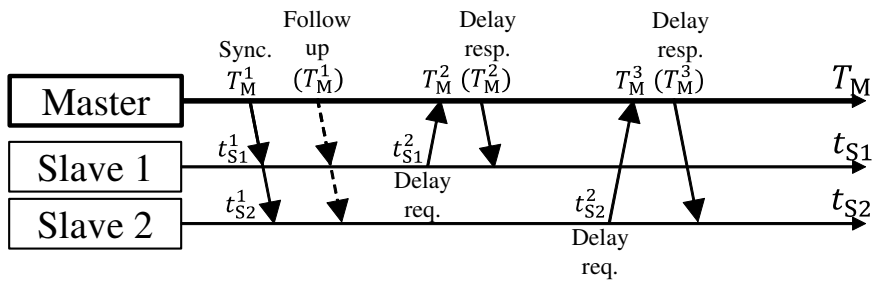


図 2.4: 送受信時刻型 (遅延測定型)

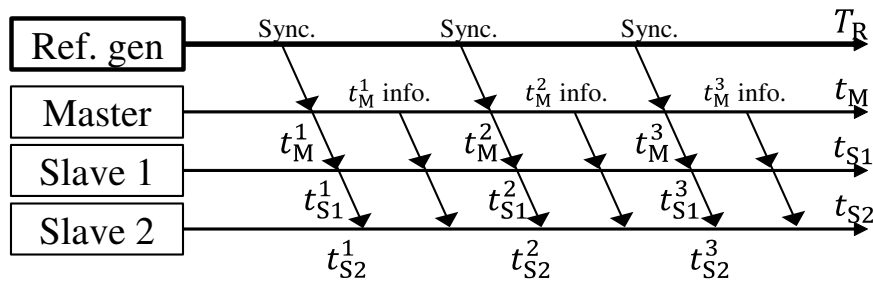


図 2.5: 受信時刻型

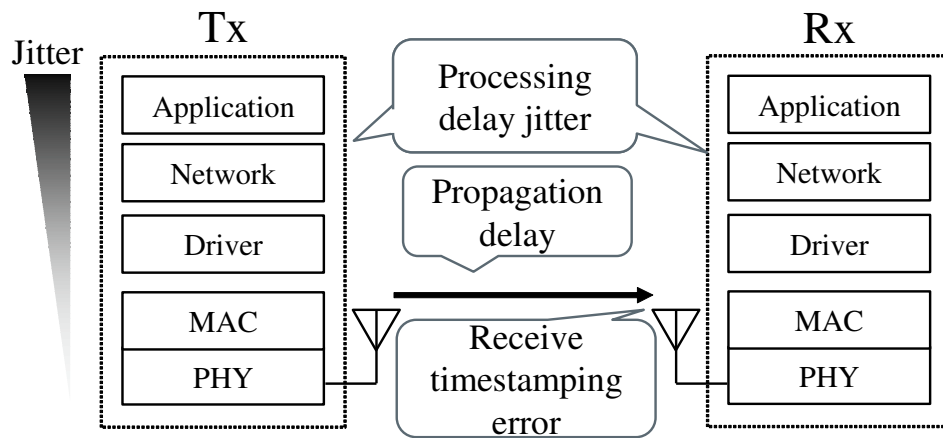


図 2.6: 同期精度に関わる要因

### 2.1.1 従来手法：RBS (Reference Broadcast Synchronization)

無線ネットワークでは、媒体アクセス制御層でのCSMA/CA機構による送信時刻の不確定な遅延が発生したり、図2.6中送信機側ジッタによって、送信時刻情報の誤差が生じたりするため、RBS(Reference Broadcast Synchronization)と呼ばれる送信時刻情報の不確実性を排除する受信ノード間時刻同期手法が提案されている [5]. 図2.7はRBSによる時刻同期の概念図である. ここでは、APが参照信号送信者としてふるまい、マスタおよび各スレーブは、IDとしてのTSF (Timing Synchronization Function)と、その受信時刻を記録してゆく. 次に、マスタは記録したTSFと受信時刻のテーブルを各スレーブに送信し、スレーブはTSFをキーとして各パケットのマスタと自身における受信時刻を比較することで、マスタと自身の時刻オフセットを推定する. ここで、TSFは受信時刻情報突合せのために用いられるのみであり、時刻同期に係る時刻情報としては機能しない. しかし、従来手法のRBSにおいては、少なくとも、マスタの全受信時刻情報を、全スレーブに送信する必要がある、大量の情報通信が必要となる点が課題である.

それぞれ独立したクロックを備えるノード間には、発振器が生成する周波数のずれが存在する. 特に発振器として広く用いられている水晶発振器においては、外乱により発振周波数ずれ量自体も変動する. このため、全ノードのクロックの同期状態を長期にわたり保持することは難しく、定期的なノード間同期を実行する必要がある. このクロックドリフトによる経時的な時刻ずれに対応するため、マスタと各スレーブはそれぞれ定期的な時刻同期が必要であるが、スレーブ数を  $N_u$ 、同期処理を  $N_c$  回行うとすると、PTPおよびRBSにおいて、それぞれ  $(2N_u + 2) \times N_c$ 、 $2 \times N_c$  回の通信が必要となる.

表 2.1: 時刻同期プロトコルの特徴

従来手法	通信量 (回数)	精度	その他
PTP [7-9]	$(2N_u + 2) \times N_c$	伝搬遅延を推定できるため高精度	マスタと全スレーブ間で通信が必要
RBS [5]	$2 \times N_c$	受信時刻情報精度のみに依存するため高精度	マスタの全受信時刻情報が必要
RSP [10]	$N_c + 1$	伝搬遅延等の影響を受けるため低い	伝搬遅延の他送信時刻情報の精度にも依存

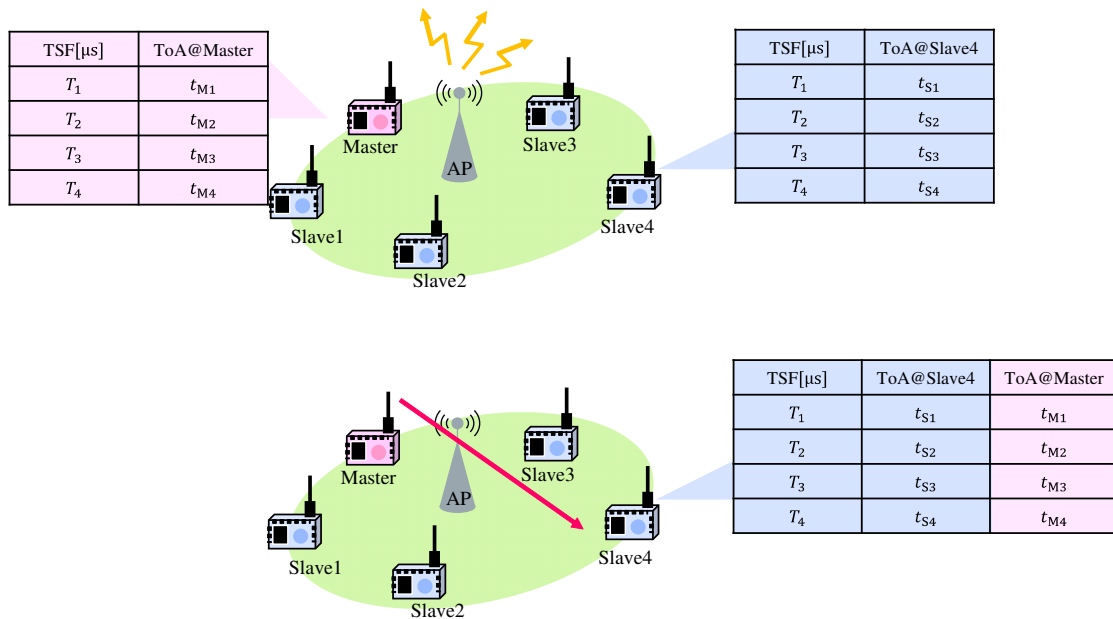


図 2.7: RBS による時刻同期 (時刻オフセット推定)

### 2.1.2 従来手法：RSP (Ratio-based Time Synchronization Protocol)

PTP および RBS についての通信量増大の課題を解決するため、信号送信時刻・受信時刻増分比を用いる時刻同期手法が、RSP (Ratio-based Time Synchronization Protocol) として提案されている [10]。図 2.8 は RSP による時刻同期の概念図である。図 2.9 のようにスレーブは、マスターが送信する信号の送信時刻情報と、その受信時刻を二点記録し、各時刻の増分より、マスタースレーブ間におけるクロック周波数オフセットと、初期定数オフセットを推定することで、マスターへの時刻同期を行う。従来手法の RSP においては、図 2.6 左部の送信機側時刻に同期を行うため、送信時刻情報と実際の信号送信時刻に誤差があれば時刻同期精度にも上記誤差による精度悪化が生じる。そのため、RSP 時刻同期においては、送受信機共に高精度時刻同期のために一般に高コストな時刻同期ハードウェアを実装したり、特殊なマスターを用意したりする必要があり、ソフトウェアベースの時刻同期は高精度化が困難であるという課題がある。各同期プロトコルの特徴を表 2.1 にまとめる。



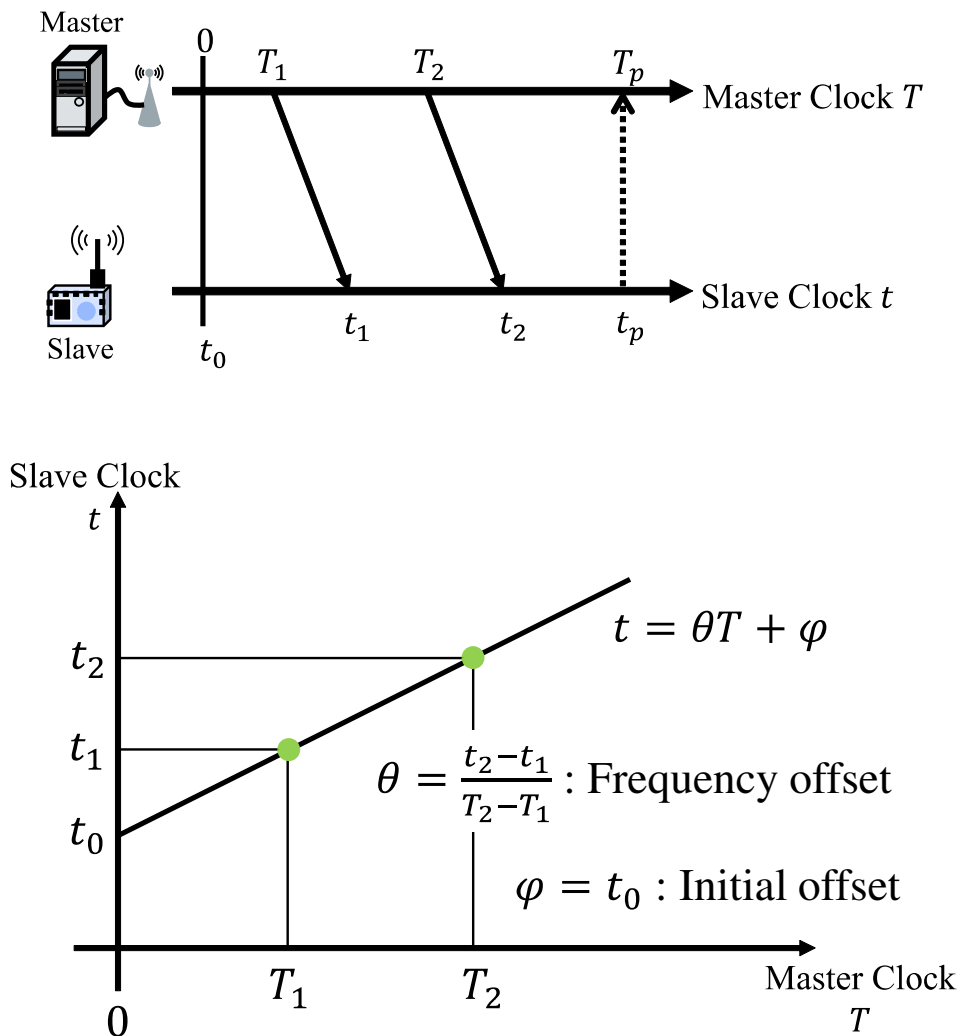


図 2.8: RSP による時刻同期

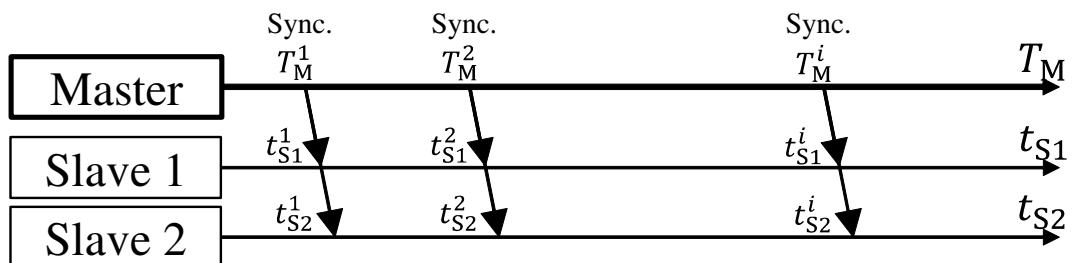


図 2.9: 送受信時刻型 (時刻比算出型)

## 第3章 時刻同期の高精度化と通信量削減手法

### 3.1 時刻同期通信量の抑制と高精度化

提案手法では、RBSにおける大量の通信を必要とする点と、RSPにおける同期精度の高精度化が困難である点を解決する。すなわち、通信量を抑制しつつRBSと同等の高精度な時刻同期をソフトウェア処理により実現する。IEEE 802.11規格において、AP (Access Point) が送出する管理フレームの一種であるビーコンパケットには、電源管理等のための時刻同期を行うためのTSF (Timing Synchronization Function) のタイムスタンプ値が含まれている。提案手法では、TSFの時刻情報をRSPにおける送信時刻情報として利用する。

想定するネットワークにおいて、全ノードはAPが送出するビーコンパケットのTSFタイムスタンプ値と信号受信時刻を記録できるものとする。APおよびマスタからのブロードキャスト信号が受信可能な範囲に全スレーブが配置されている必要がある。一般に、屋内環境等においては伝搬遅延は微小であるため考慮しない。

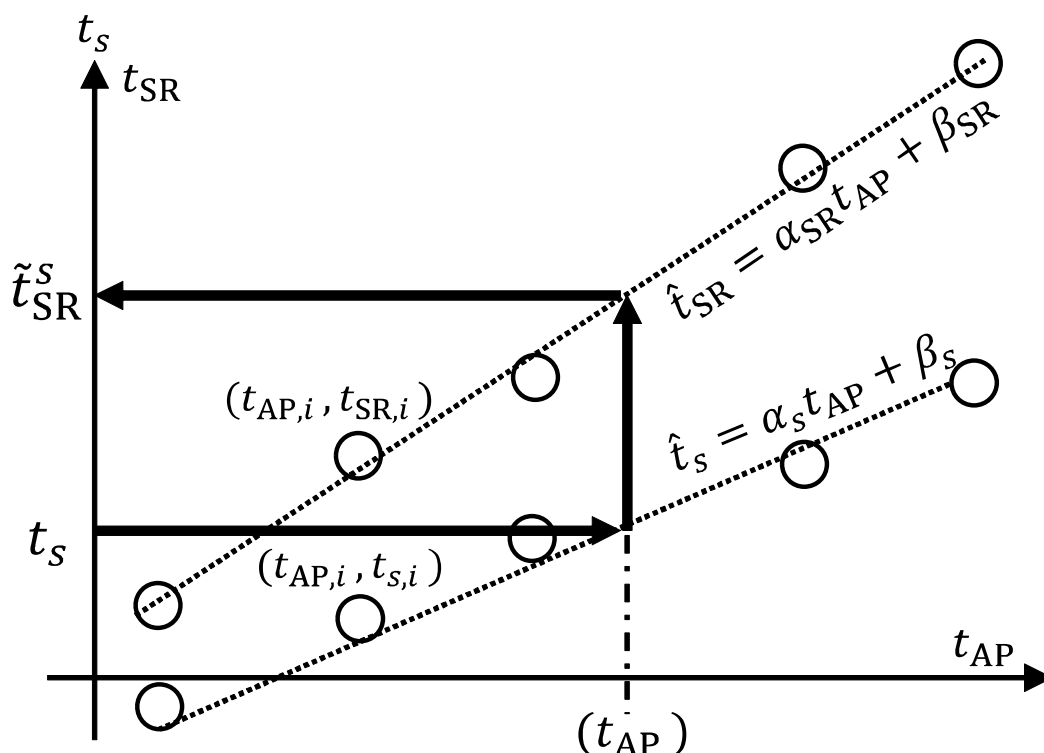
提案手法では、初めに全ノードがAP時刻即ちTSFタイムスタンプ値への補正を行う。次に、全ノードのうち時刻基準となるマスタが、自身のAP時刻に対するオフセット情報を各スレーブに送信し、各スレーブがマスタに対して時刻同期する。説明のために用いる各変数の定義を表3.1に示す。

#### 3.1.1 AP / ノード時刻増分比算出

初めに、各ノードがビーコンパケットにより通知される、AP時刻にあたるTSFタイムスタンプ値に対する時刻オフセットを算出する。

ノード  $n$  は、AP が送出した  $i$  番目のパケットにおけるTSFタイムスタンプ値  $t_{AP,i}$  と、信号受信時刻  $t_{n,i}$  を記録する。この処理を1サイクルとして、後述の平均化処理のために一定数、 $N$  回繰り返す。一定回数の時刻情報記録を完了すると、各ノードは、その区間内における、APのローカルクロック  $t_{AP}$  とノード  $n$  のローカルクロック  $t_n$  の関係を、通常最小二乗法 (OLS: Ordinary Least Squares) により一次回帰直線

$$\hat{t}_n = \alpha_n t_{AP} + \beta_n \quad (3.1)$$

図 3.1: スレーブ  $s$  のマスタ SR への時刻同期

として算出する．次に，各ノードが算出した AP のローカルクロックと各ノードのローカルクロックの関係 (式 (3.1)) より，ノード  $n$  は，自身のローカルクロックにおける時刻  $t_n$  を，各ノードが取得する独立変数である AP 時刻  $t_{AP}$  における推定値  $\tilde{t}_{AP}^n$  に

$$\tilde{t}_{AP}^n = \frac{t_n - \beta_n}{\alpha_n} \quad (3.2)$$

として変換する．これにより，全ノードにおけるローカル時刻情報が共通の時刻基準  $t_{AP}$  に同期することになる．実際に AP から送出される  $t_{AP}$  は当然離散値をとり，TSF タイムスタンプ値においては  $1 \mu\text{s}$  単位の値をもつが，ノード時刻  $t_n$  を AP 時刻  $t_{AP}$  に変換する際には，この時間分解能に制限されることはなく，その中間値をとってもよい．即ち，時刻情報の同期についての時間分解能は，各ノードが記録する受信時刻の時間分解能に依存する．

2.1 節で述べたとおり，各送信時刻情報，及び受信時刻情報はジッタによる誤差を含んでいる．特に，TSF タイムスタンプ値はジッタによる数  $\mu\text{s}$  の誤差を含むこともある [11]．そのため， $N$  個の測定値  $(t_{AP,i}, t_{n,i})$  ( $i = 1, 2, \dots, N$ ) を記録して一次回帰直線を算出することで，誤差を含む各測定値を平均化しジッタの精度への

表 3.1: 時刻同期プロトコル変数定義

$t_{AP}$	AP ローカル時刻
$t_n$	ノード $n$ ローカル時刻
$t_{AP,i}$	$i$ 番目パケットの AP 信号送信時刻 (TSF タイムスタンプ値)
$t_{n,i}$	$i$ 番目パケットのノード $n$ 信号受信時刻
$\alpha_n$	通常最小二乗法により算出した ノード $n$ の AP に対する周波数オフセット
$\beta_n$	通常最小二乗法により算出した ノード $n$ の AP に対する初期オフセット時刻
$\mathbf{p}_n$	ノード $n$ が受信したパケットの集合
$\mathbf{p}_T$	全ノードが受信したパケットの集合
$\bar{t}_{AP,n}$	$\mathbf{p}_n$ における全 $t_{AP,i}$ の平均値
$\bar{t}_n$	$\mathbf{p}_n$ における全 $t_{n,i}$ の平均値
$L_{pn}$	ノード $n$ が取得したパケットの数
$\hat{t}_n$	$t_n$ についての一次近似値
$\tilde{t}_{AP}^n$	ノード $n$ における仮想 AP ローカル時刻

影響を抑制する。

### 3.1.2 マスタへの時刻同期

前項処理で、各ノードは無線 LAN を構成する AP の TSF タイムスタンプ値時刻に同期するが、一般に、AP が持つ IEEE 802.11 モジュールを駆動するクロックを外部の参照用クロック源から供給することは難しく、また TSF タイムスタンプ値を絶対時刻情報とすることも困難である。ここで、参照用クロックにより駆動されるマスタを用意することで、各スレーブはマスタの高精度な時刻に同期することができ、絶対時刻に対する同期も可能となる。ネットワーク内のノードのうち一台を時刻基準（マスタ SR）とし、他のノード（スレーブ  $s$ ）はマスタのローカルクロックに時刻同期する。

全ノードについて、前項の通り AP のローカルクロック  $t_{AP}$  とマスタ SR 及びスレーブ  $s$  のローカルクロックの関係を算出する。次に、マスタ SR についての一次回帰直線  $\hat{t}_{SR} = \alpha_{SR}t_{AP} + \beta_{SR}$  における、 $\alpha_{SR}$  と  $\beta_{SR}$  を、全スレーブにブロードキャスト送信する。スレーブ  $s$  は、マスタ SR と自身における式 (3.1) の関係より、 $\tilde{t}_{AP}$

を消去し,

$$\tilde{t}_{\text{SR}}^s = \frac{\alpha_{\text{SR}}}{\alpha_s} (t_s - \beta_s) + \beta_{\text{SR}} \quad (3.3)$$

を得る. つまり, 図 3.1 のようにスレーブ  $s$  は, マスタ SR におけるローカル時刻として  $\tilde{t}_{\text{SR}}$  を推定することができる. 換言すれば, スレーブは AP 時刻  $t_{\text{AP}}$  ではなくマスタが保有する絶対時刻  $t_{\text{SR}}$  に時刻同期することができる.

### 3.1.3 通常最小二乗法による平均化処理とパケットエラーレート

通常最小二乗法による近似直線は, AP 時刻  $t_{\text{AP}}$  を独立変数, 各ノード時刻  $t_n$  を従属変数として算出する. 式 (3.1) において,  $\alpha_n, \beta_n$  はそれぞれ,

$$\alpha_n = \frac{\sum_{j \in \mathbf{p}_n} (t_{\text{AP},j} - \bar{t}_{\text{AP},n})(t_{n,j} - \bar{t}_n)}{\sum_{j \in \mathbf{p}_n} (t_{\text{AP},j} - \bar{t}_{\text{AP},n})^2} \quad (3.4)$$

$$\beta_n = \bar{t}_n - \alpha_n \bar{t}_{\text{AP},n} \quad (3.5)$$

である.  $\mathbf{p}_n$  はノード  $n$  が取得に成功したパケットの識別子の集合であり,  $\bar{t}_{\text{AP},n}, \bar{t}_n$  はそれぞれ  $\mathbf{p}_n$  における AP 送出 TSF タイムスタンプ値とノード  $n$  信号受信時刻の平均値  $\bar{t}_{\text{AP},n} = \frac{1}{L_{pn}} \sum_{j \in \mathbf{p}_n} t_{\text{AP},j}$ ,  $\bar{t}_n = \frac{1}{L_{pn}} \sum_{j \in \mathbf{p}_n} t_{n,j}$  であり,  $L_{pn}$  はノード  $n$  が取得に成功したパケットの数を意味する. 各ノードが算出する  $\hat{t}_n = \alpha_n t_{\text{AP}} + \beta_n$  において, 全ノードの  $\mathbf{p}_n$  の組が等しい, 即ち全ノードが全てのパケットを取得できている場合, 同一の説明変数  $t_{\text{AP}}$  に対するノード  $n$  の信号受信時刻である被説明変数  $t_n$  について通常最小二乗法による近似直線を算出することになる. つまり, ノード間同期精度は各ノードにおける信号受信時刻情報  $t_n$  の取得精度に依存する.

ここで, 受信失敗等の原因によるパケットロスが発生し,  $\mathbf{p}_n$  が各ノードで異なる場合には, 異なる説明変数  $t_{\text{AP},j}$  ( $j \in \mathbf{p}_n$ ) に対する近似直線を算出することとなる. つまり, ノード間同期精度は信号受信時刻  $t_n$  の精度のみならず, AP 送出 TSF タイムスタンプ値  $t_{\text{AP}}$  にも依存することとなる. 具体的には, 式 (3.3) において,  $\alpha_{\text{SR}}/\alpha_s$  が,

$$\frac{\alpha_{\text{SR}}}{\alpha_s} = \begin{cases} \frac{\frac{\sum_{j \in \mathbf{p}_{\text{SR}}} (t_{\text{AP},j} - \bar{t}_{\text{AP},\text{SR}})(t_{\text{SR},j} - \bar{t}_{\text{SR}})}{\sum_{j \in \mathbf{p}_{\text{SR}}} (t_{\text{AP},j} - \bar{t}_{\text{AP},\text{SR}})^2}}{\frac{\sum_{k \in \mathbf{p}_s} (t_{\text{AP},k} - \bar{t}_{\text{AP},s})(t_{s,k} - \bar{t}_s)}{\sum_{k \in \mathbf{p}_s} (t_{\text{AP},k} - \bar{t}_{\text{AP},s})^2}} & \text{for } (\mathbf{p}_{\text{SR}} \neq \mathbf{p}_s) \\ \frac{\sum_{j \in \mathbf{p}_{\text{T}}} (t_{\text{AP},j} - \bar{t}_{\text{AP},\text{SR}})(t_{\text{SR},j} - \bar{t}_{\text{SR}})}{\sum_{k \in \mathbf{p}_{\text{T}}} (t_{\text{AP},k} - \bar{t}_{\text{AP},s})(t_{s,k} - \bar{t}_s)} & \text{for } (\mathbf{p}_{\text{T}} = \mathbf{p}_{\text{SR}} = \mathbf{p}_s) \end{cases} \quad (3.6)$$

となるため、取得できたパケットの組が異なる場合 ( $\mathbf{p}_{\text{SR}} \neq \mathbf{p}_s$ ) には、誤差（分散）の大きな送信時刻情報  $t_{\text{AP},i}$  の影響を強く受けることとなる。一方、マスタ SR 及びスレーブ  $s$  の双方において取得できたパケット  $\mathbf{p}_T = \mathbf{p}_{\text{SR}} \cap \mathbf{p}_s$  を選択し  $\mathbf{p}_T = \mathbf{p}'_{\text{SR}} = \mathbf{p}'_k$  として、 $\mathbf{p}_T$  から近似直線を算出すれば、異なる説明変数を用いることによる精度低下が発生しないため、パケットロスによる同期精度低下を抑制できる。取得パケット情報の共有方法は種々考えられるが、ここではいくつかの例を付録に示している。パケットエラー率、 $t_{\text{AP}}$  及び  $t_n$  の精度が、ノード間同期精度へ与える影響を検討するために、次章でシミュレーションによる検証を行う。

### 3.1.4 提案手法による周波数オフセットへの追従

前節までに示した提案手法による一次回帰直線により、各スレーブはマスタに対する自身の周波数オフセットとして、 $\frac{\alpha_{\text{SR}}}{\alpha_s}$  を知ることができる。すなわち、マスタに対するスレーブ自身の発振器周波数オフセットを補正することが可能となる。上記  $\frac{\alpha_{\text{SR}}}{\alpha_s}$  は、マスタに対するスレーブの周波数オフセットの推定値であるため、ある時点で同期処理を実行したのちに時間経過により推定誤差による追従誤差が発生する。

図3.2は、同期処理時点におけるマスタとスレーブの同期誤差と、時間経過により周波数オフセット推定誤差の影響を受け同期誤差が変化していく様子の簡略図である。図中実線がマスタの時刻真値、破線がスレーブにおけるマスタ時刻の推定値である。同期点における同期誤差に加え、周波数オフセット  $\frac{\alpha_{\text{SR}}}{\alpha_s}$  推定誤差による同期誤差が傾きの違いとして時間経過により加算されることとなる。すなわち、同期誤差量自体が時間経過により変化することとなる。

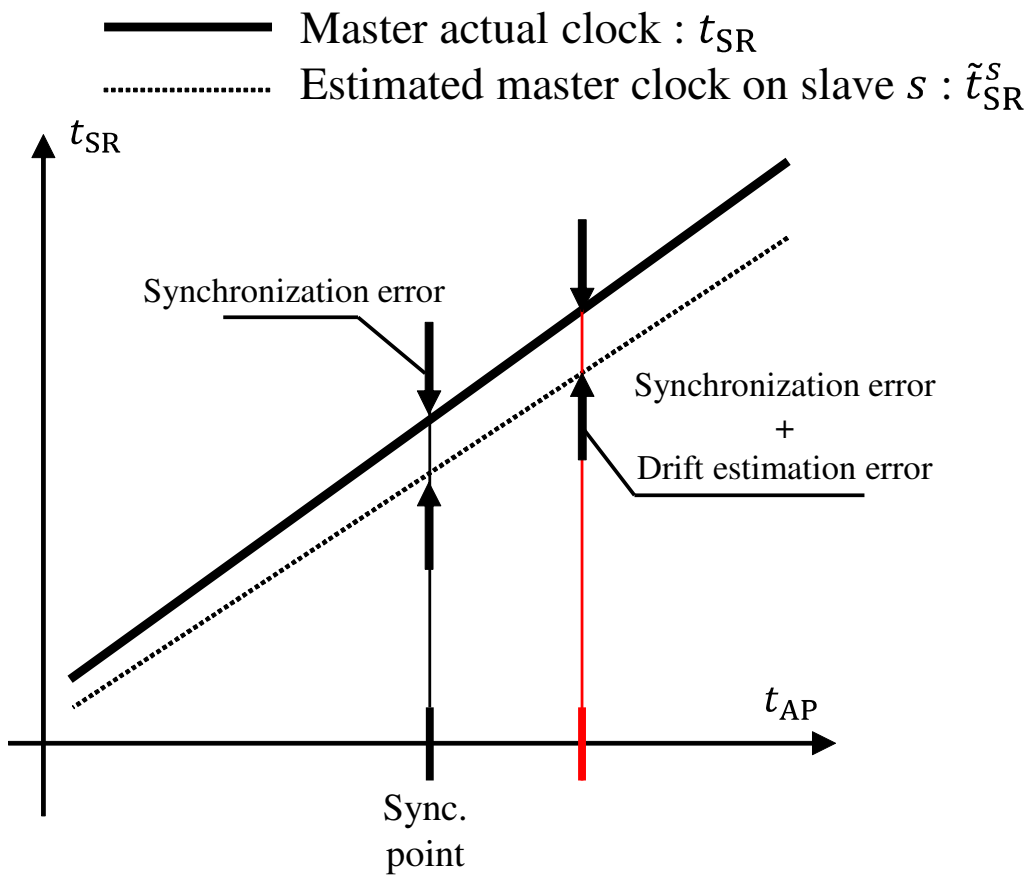


図 3.2: 同期時点における同期誤差および周波数オフセット追従誤差

### 3.1.5 従来手法および提案手法における通信量

表 3.2 において、例として平均化に用いる点数  $N_c$  を  $N_c = 100$ 、スレーブノード数  $N_u$  を  $N_u = 128$  とした時の、同期に必要な通信内容を比較している。ここで、ビーコンパケットは恒常的に AP から送出されるため必要数に算入していない。また、各受信時刻情報は 8 byte、TSF タイマカウンタ値は 8 byte [12] で表現される。

RBS では、マスタにおける  $N_c$  個の取得パケット情報すなわち TSF タイマカウンタ値と、信号受信時刻情報すべてを送信する必要があったが、提案手法においては TSF の AP 時刻情報を用いることで一つの  $\alpha_{SR}$ ,  $\beta_{SR}$  を送信するだけで同期が可能である。つまり、RBS において  $N_c$  パケット分の情報を必要としていたところ

を、提案手法では1回のオフセット情報ブロードキャストのみに削減できる。また、RSPにおいては信号送信者（ここではAP）の時刻情報にしか同期できない。しかし、提案手法においては任意のノードをマスタとすることができる。

IEEE 802.11規格において、各端末はビーコンのTIM(Traffic Indication Map)情報により自身宛てのデータの到着を知ることができるが、これにより、自身宛のデータがない場合にはビーコン受信時を除き送受信回路への電力供給を停止（スリープ）するパワーセーブ（PS）機能が利用可能である。具体的には、図3.3のように、RBSにおいて、マスタが各ビーコンを受信するごとにその受信時刻情報をスレーブに送信する場合、スレーブは全ビーコン周期ごとにマスタからの受信時刻情報を受信するために、上記スリープを行うことができない。提案手法においては、例として $N_c = 100$ の場合、マスタはビーコンの受信100回につき一度スレーブへ $\alpha$ ,  $\beta$ を送信するのみとなるため、スレーブはビーコン送信99回の周期をスリープ時間に充てることが可能となる。一方で、RBSでも、全時刻情報および取得パケット情報すなわちTSFタイマカウンタ値を一度にまとめて送信する手法を考えることも可能ではあるが、その場合には、各受信時刻情報8 byte, TSFタイマカウンタ値8 byteの $N_c = 100$ 点ぶん計1,600 byteのマスタ受信時刻情報を、全スレーブノード $N_u = 128$ に送信する必要がある。ここで提案手法では、前記計1,600 byteのマスタ受信時刻情報について、各8 byteの $\alpha$ ,  $\beta$ , 計16 byteにデータサイズを圧縮可能である。データサイズ圧縮およびそれに伴う無線信号の送信フレーム長の短縮は、マスタからスレーブに対する情報送信時のパケットエラーレート改善という観点からも、センサノードのような電力的制約の大きな応用においては極めて重要である。

一方、時刻同期についての、協調MIMOシステムのような応用例においては、前項で示した周波数オフセット追従誤差として数十ナノ秒程度の精度が要求される。このような応用では、周波数オフセット推定誤差や、クロックドリフトによる周波数オフセット量自体の変化に追従するために、ミリ秒オーダの間隔（Sync. interval）で時刻同期処理が実行されなければならない場合がある。

このように頻繁な同期が必要とされる場合には、図3.4のようにマスタがすべてのパケット情報と信号受信時刻情報を送信しなければならないRBS方式の通信量が特に問題となる。一方で、提案手法においては図3.5のように各平均化処理区間においてマスタが送信すべき情報が $\alpha$ ,  $\beta$ のみに抑制されるため、高精度な時刻同期状態および周波数オフセット追従状態を保持すべきアプリケーションにおける提案手法による時刻同期は特に有効である（これらの図では簡略化のためマスタからスレーブに情報を送信する場合のAPを経由するパスを省略している）。

また、本章では、IEEE 802.11ネットワークにおけるAPの標準動作として、定期的に送出されるビーコン信号とそのTSF値を利用する同期手法を提示したが、本提案手法における3.1.1項の参照信号パケットは、共通基準時刻となる信号送信時刻情報が含まれていれば任意のパケットが利用でき、当該信号送信時刻精度も前



項までに示した通り，信号受信時刻精度のような高精度は要求されない。

表 3.2: 従来手法と提案手法の比較

	RSP	RBS		提案手法
		分割送信	統合送信	
マスタ時刻への同期精度	10 $\mu$ s	50 ns		50 ns
PS (パワーセービング) 率	100%	0%	99%	99%
送信データ量	-	最大 204,800 byte		最大 2,048 byte

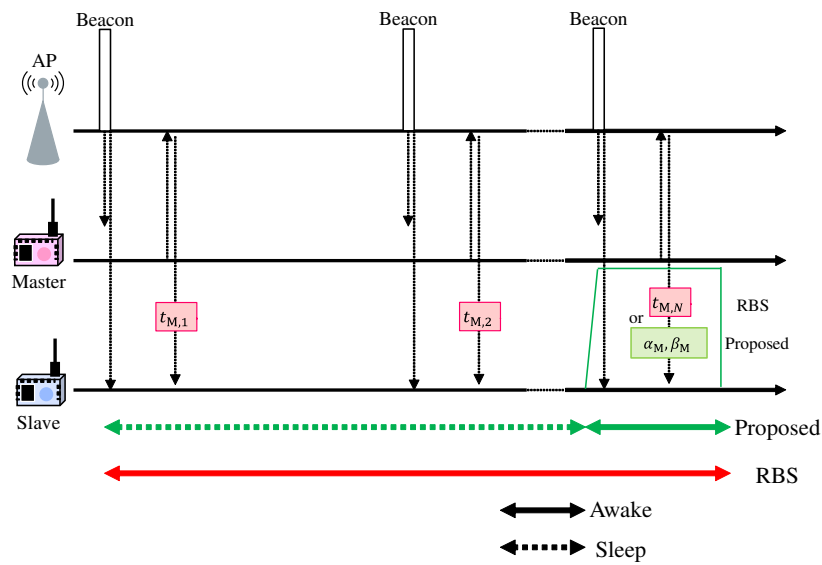


図 3.3: RBS および提案手法におけるパワーセービング期間の比較

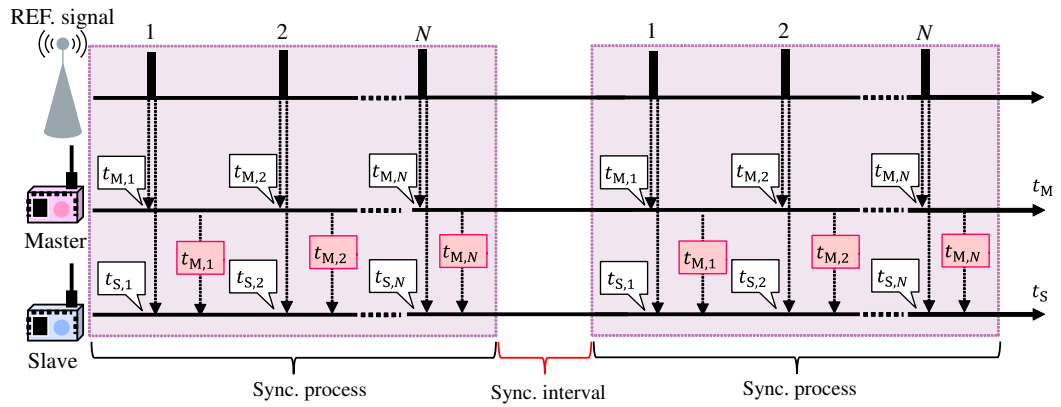


図 3.4: RBS における同期処理および通信

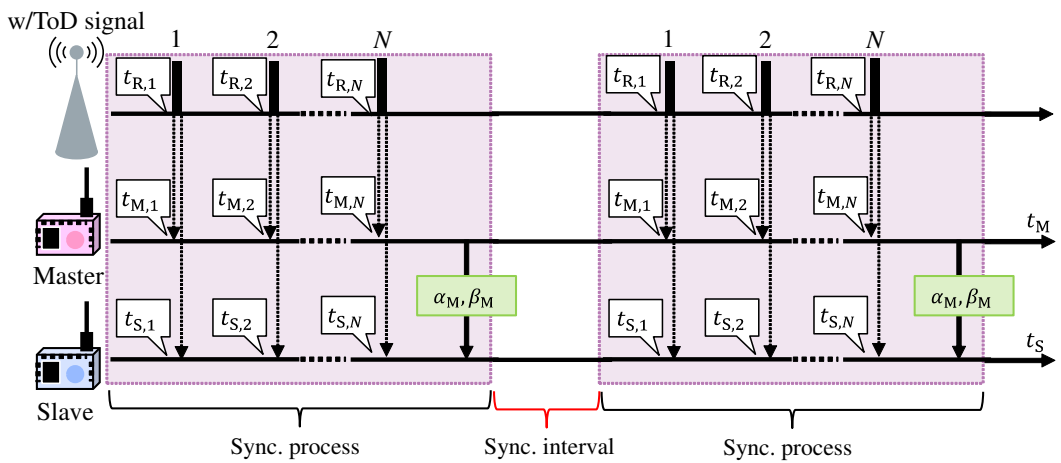


図 3.5: 提案手法における同期処理および通信

## 3.2 計算機シミュレーション

### 3.2.1 シミュレーション条件

本章では提案手法におけるノード間時刻同期誤差を，計算機シミュレーションにより検証する．APが1台，マスタSRが1台，スレーブS1が1台で構成されるネットワークを想定する．伝搬遅延は考慮しない．マスタおよびスレーブにおけるパケットロス独立してランダムに発生するものとする．APの信号送信時刻情報およびノードの信号受信時刻情報の誤差は，それぞれCSMA/CAのランダムバックオフ，受信機間の非同期サンプリングによる一様分布を仮定する．前章で述べた，精度変化の主な要因である信号送信時刻情報の最大誤差，パケットエラー率および時刻情報の平均化範囲を変化させ同期精度を評価する．全ノードの初期時刻オフセットについても，起動時刻の違いによるものであるため，一様分布を仮定して付加している．その他シミュレーション条件を表3.3に示す．

### 3.2.2 シミュレーション結果

図3.6は，マスタSRおよびスレーブS1ローカル時刻の，APローカル時刻(TSF)への補正後時刻 $\hat{t}_{AP}^{SR}$ ， $\hat{t}_{AP}^{S1}$ ，スレーブS1ローカル時刻の，マスタSRローカル時刻への補正後時刻 $\hat{t}_{SR}^{S1}$ ，および実測値 $t_{SR,i}$ ， $t_{S1,i}$ ， $t_{AP,i}$ の，基準時刻 $t_{SR}$ に対する差を表している(実測値は10s毎の点を表示)．ここで，マスタSRを基準としてAPクロックには+50ppm，スレーブS1クロックには-50ppmの誤差を付加している．図3.6の通りマスタSR時刻およびスレーブS1時刻をAP時刻に同期できていることが確認できる．また，前章で述べたように，APのTSFタイムスタンプを高精度な外部クロック源に駆動させることは困難であり，図3.6のように基準時刻に対してAP時刻が+50ppmの誤差を持つときには，100s経過する毎に基準時刻から5msの誤差を生じる．さらに，図3.6は，APローカル時刻及びスレーブS1ローカル時刻の，マスタSRローカル時刻に対する初期時刻オフセット分を減じて表示しているため，実際にはAP時刻へ同期する場合には周波数オフセットに加え初期時刻オフセット分も基準時刻からの時刻ずれ要因となる．

図3.7は，パケットエラー率0.02のときの各信号送信時刻最大誤差条件における平均化処理の範囲とマスタ・スレーブ間の同期誤差の関係を表している．

図3.8は，平均化処理範囲5sのときのパケットエラー率とマスタ・スレーブ間の同期誤差の関係である．

加えて，図3.7，3.8中破線で示しているのは，信号送信時刻情報精度が50 $\mu$ sのときに，近似直線算出に用いるパケットの組を揃えた場合の同期誤差である．

### 3.2.3 シミュレーションによる結果の検討

平均化処理範囲対同期誤差の結果を表す図 3.7 より、例えば平均化処理範囲 1.0 s の点においては、信号送信時刻情報が最大 50  $\mu\text{s}$  の誤差をもつ精度であるとしても、マスタ・スレーブ間は約 500 ns の精度で同期ができていることを示している。即ち平均化処理によりそれぞれの信号送信時刻精度よりもマスタ・スレーブ間の同期精度が高くなっていること、加えて平均化を行う範囲が長いほど同期精度が向上することが確認できる。これは、従来の RSP における 2 点の時刻情報の組より時刻オフセットを算出する方法と比較して、平均化処理範囲を指定し、3 以上の点を用いて通常最小二乗法による時刻オフセットを算出する提案手法が高精度な同期が行えることを示している。

また、パケットエラー率対同期誤差の結果である図 3.8 では、パケットエラー率が高い場合には前章で述べた理由により同期精度が悪化する一方、パケットエラーが発生しない状況においては、信号送信時刻精度に関係なく、約 15 ns の精度でマスタ・スレーブ間の同期が行えていることが確認できる。また、信号送信時刻情報の精度が高い場合には、パケットエラー率 0.1 以下の環境において、パケットエラーによるマスタ・スレーブ間の同期精度への影響が小さいことも確認できる。さらに、図 3.7, 3.8 中破線より、3.1.3 項で示した通り、全ノードが取得できたパケットから近似直線を算出すれば、パケットエラーが発生する場合においても、同期精度低下を大きく抑制できることが示されている。

表 3.3: シミュレーション条件

データ点数	各条件 100,000 点 (0.1s 毎に信号送信)
信号送信時刻 最大誤差	{0.05, 1.0, 10.0, 25.0, 50.0} $\mu\text{s}$
信号受信時刻 最大誤差	50 ns
初期オフセット時刻 最大誤差	100 s
パケットエラー率	{0, 0.02, 0.04, 0.06, 0.08, 0.10}
平均化範囲	{1.0, 2.5, 5.0, 10.0} s
AP クロック周波数	200.04 MHz
マスタクロック周波数	200.00 MHz
スレーブクロック周波数	199.96 MHz

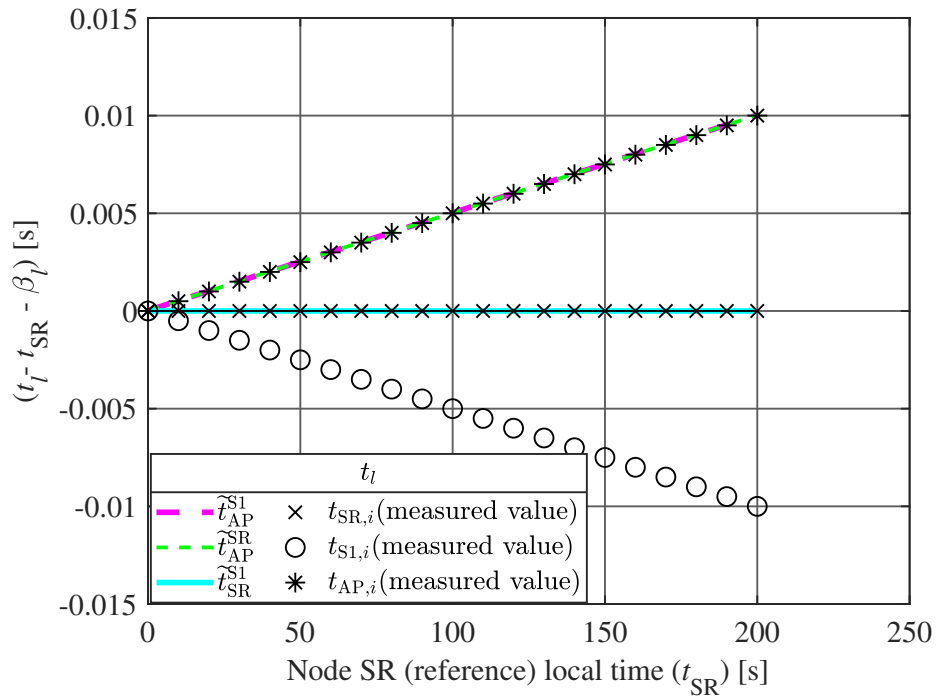


図 3.6: 補正後各ローカル時刻  $t_l$  のマスタ時刻  $t_{SR}$  との差 (シミュレーション)

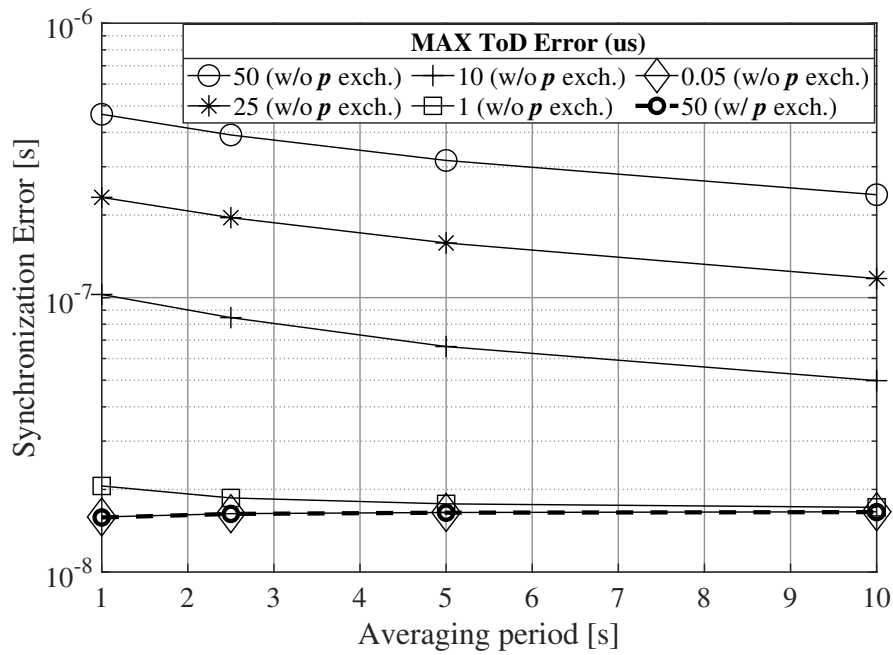


図 3.7: 平均化処理範囲対同期誤差 (PER=0.02)

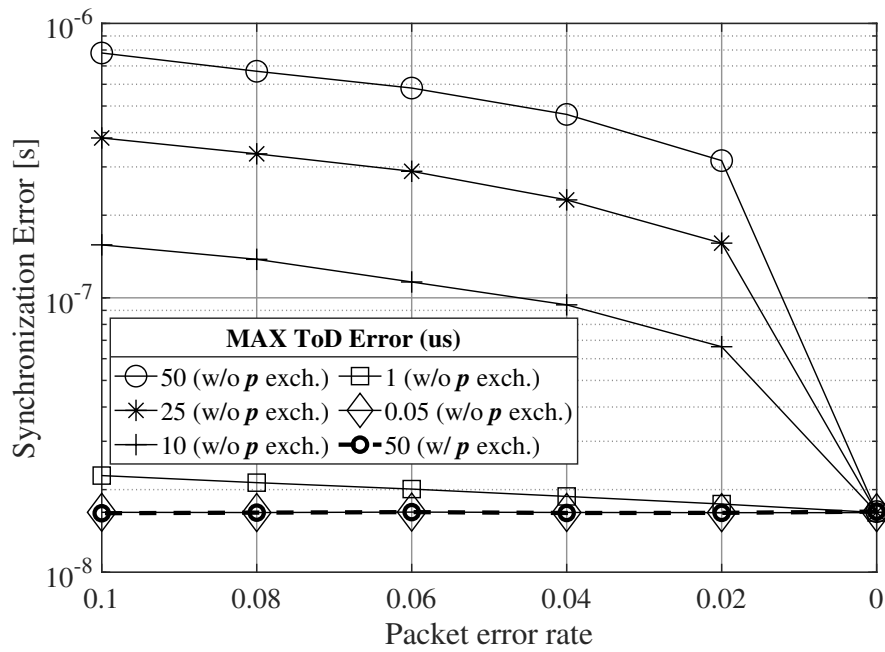


図 3.8: PER 対同期誤差 (平均化範囲 5 s)

## 3.3 実機評価

### 3.3.1 実験条件

提案手法におけるノード間の時刻同期誤差を、実験により検証する。APが1台、マスタSRが1台、スレーブS1が1台のネットワークを構築する。実験は屋内環境において行い、他機器からの干渉を受けないよう、他機器が使用していないチャネルを使用する。実験に使用した機器は表3.4の通りである。提案手法の実機評価におけるノードを構成するのは、FPGA (Field Programmable Gate Array) ボードとSDR (Software Defined Radio) 子ボードを接続した受信機 (マスタ・スレーブ) である。また、3.3.4節の実験において、信号生成器とFPGA ボードにより構成される、パルス生成器を使用する。これは、センサ入力の代替として、共通のタイミングで立ち上がるパルスを各ノードに有線接続で供給し、その時刻を基準として同期精度を評価するものである。ここでは、子細な情報収集のためノード構成に上記機器を利用したが、一般のIEEE 802.11に対応した機器においても提案手法は適用可能である。FPGA ボードの動作速度の制約上、ビーコン間隔を512 msに設定する。ビーコン間隔は、一般に100 msに設定される。ビーコン間隔が短い場合には、より高精度な同期が可能となる。また、信号受信時刻は図2.6中のPHYレイヤレベル及びドライバレベルにおいて取得し、同期精度がどのように変化するかもここで確認する。

表 3.4: 使用機器

装置	使用機器	備考
ノード	ZC706 (ザイリンクス) , ADRV9371-W/PCBZ (アナログデバイセス)	ノード VCXO:CVHD-950-122.880 (Crystek)
パルス生成器	ZC706 (ザイリンクス), SMIQ 06B Vector Signal Generator (ROHDE & SCHWARZ)	1 Hz 出力
AP	WZR-HP-AG300H (バッファロー)	チャネル:128Ch (fc=5640 MHz), 帯域幅:20 MHz, 規格:IEEE 802.11a, ビーコン間隔 512 ms

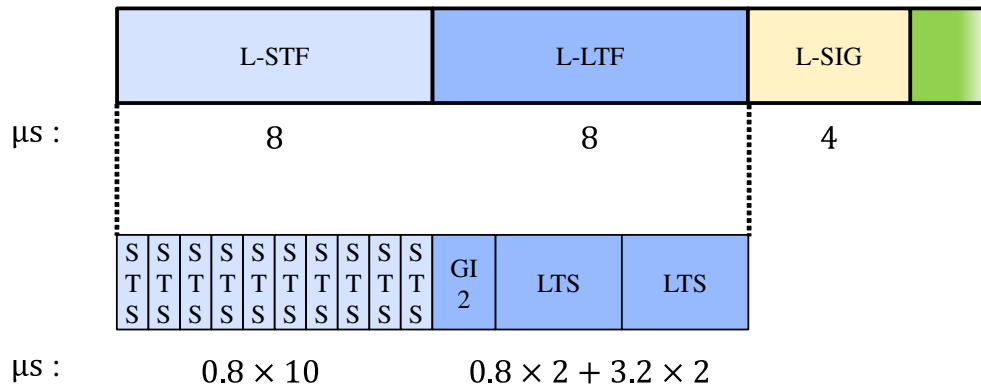


図 3.9: IEEE 802.11 (OFDM) 共通プリアンブル部フレームフォーマット

### 3.3.2 信号受信時刻の取得

IEEE 802.11 規格のうち OFDM 変調を用いる規格において、図 3.9 に示すパケットの先頭部の既知プリアンブル信号は、受信機におけるパケット検出、タイミング同期、周波数オフセット推定その他チャネル情報推定等のために利用される。このうち、L-STF (Legacy Short Training Field, 以下 STF) が、通常、タイミング同期すなわち受信時刻決定に用いられる。なぜならば、L-LTF (Legacy Long Training Field, 以下 LTF) 以降における周波数オフセット推定やチャネル推定処理等はタイミング同期を前提とした FFT 処理を必要とするからである。ここで、STF は  $0.8 \mu\text{s}$  の STS (Short Training Symbol) の 10 回の繰り返しで構成され、LTF はガードインターバルを除き  $3.2 \mu\text{s}$  の LTS (Long Training Symbol) の 2 回の繰り返しから構成される。一般にタイミング同期は受信信号と受信機が保持している既知のプリアンブル信号との自己相関および相互相関によりタイミング同期がなされるが [13, 14], 長い周期をもつ LTF のほうが雑音やマルチパスによる相互相関値の汚染に強く、高精度なタイミング同期が可能とされる [15, 16]。一方、上記事由により信号受信処理に係るタイミング同期には LTF を用いることが困難であるが、本論文における受信時刻情報取得のための処理は、信号受信処理と並列して実行することが可能であるため、LTF を用いた信号受信時刻を用いることも可能である。本検証においては PHY レベルタイムスタンプとして STF による信号受信時刻および LTF による信号受信時刻における同期精度比較も併せて行う。

### 3.3.3 実験結果：信号受信時刻補正

マスタ SR 及びスレーブ S1 が計測した  $i$  番目のパケットの信号送信時刻および信号受信時刻の測定点  $(t_{AP,TSF_i}, t_{SR,TSF_i})$ ,  $(t_{AP,TSF_i}, t_{S1,TSF_i})$  点において、測定点



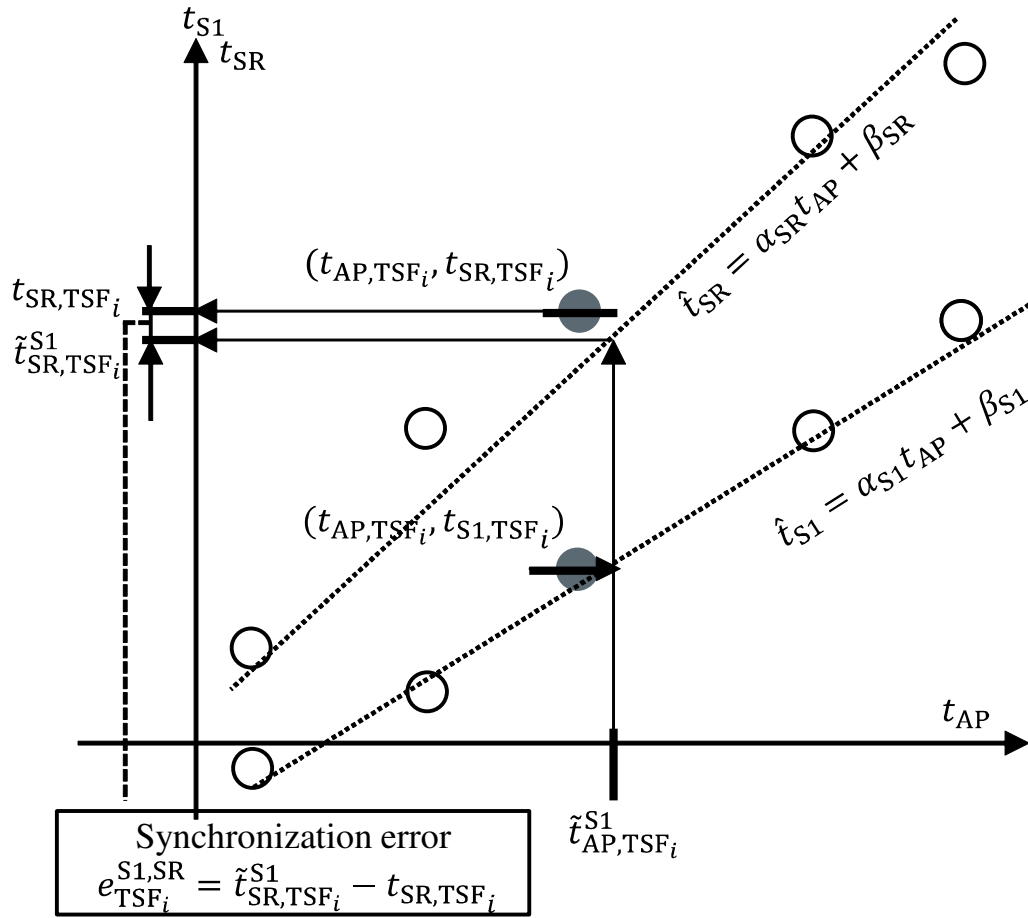


図 3.10: 同期誤差  $e_{TSF_i}^{S1,SR}$  の評価

前後  $d/2$  [s] の区間内にある測定値より算出した近似直線につき，図 3.10 のように，スレーブ S1 は，マスタ SR から取得した当該近似直線中の数値  $\alpha_{SR}$ ， $\beta_{SR}$  及び自身が算出した  $\alpha_{S1}$ ， $\beta_{S1}$  を用いて，式 (3.3) より，スレーブ S1 ローカルクロックタイムスタンプ  $t_{S1,TSF_i}$  からマスタクロック  $t_{SR}$  における相当値  $\tilde{t}_{SR,TSF_i}^{S1}$  に変換する。マスタ実測値  $t_{SR,TSF_i}$  と，スレーブ S1 における推定値  $\tilde{t}_{SR,TSF_i}^{S1}$  を比較する。マスタ及びスレーブの取得パッケージ情報共有について付録中 (I) に示す方法を利用した。

平均化範囲  $d = 5$  s としたときの同期誤差  $e_{TSF_i}^{S1,SR} = \tilde{t}_{SR,TSF_i}^{S1} - t_{SR,TSF_i}$  を取得した。ここでは，図 3.11 中の Node A をマスタ SR，Node B をスレーブ S1 とした。AP・マスタ間の距離は約 300 cm，AP・スレーブ間の距離は約 60 cm としている。信号受信時刻のタイムスタンプを STF および LTF を用いる場合の PHY レイヤレベルとドライバレベルで取得させた場合の同期誤差  $e_{TSF_i}^{S1,SR}$  ヒストグラムを図 3.12，3.13，3.14 に示す。PHY レイヤレベル (STF) でのタイムスタンプ取得では最大で 475 ns，PHY レイヤレベル (LTF) でのタイムスタンプ取得では最大で 150 ns，ドライバレ

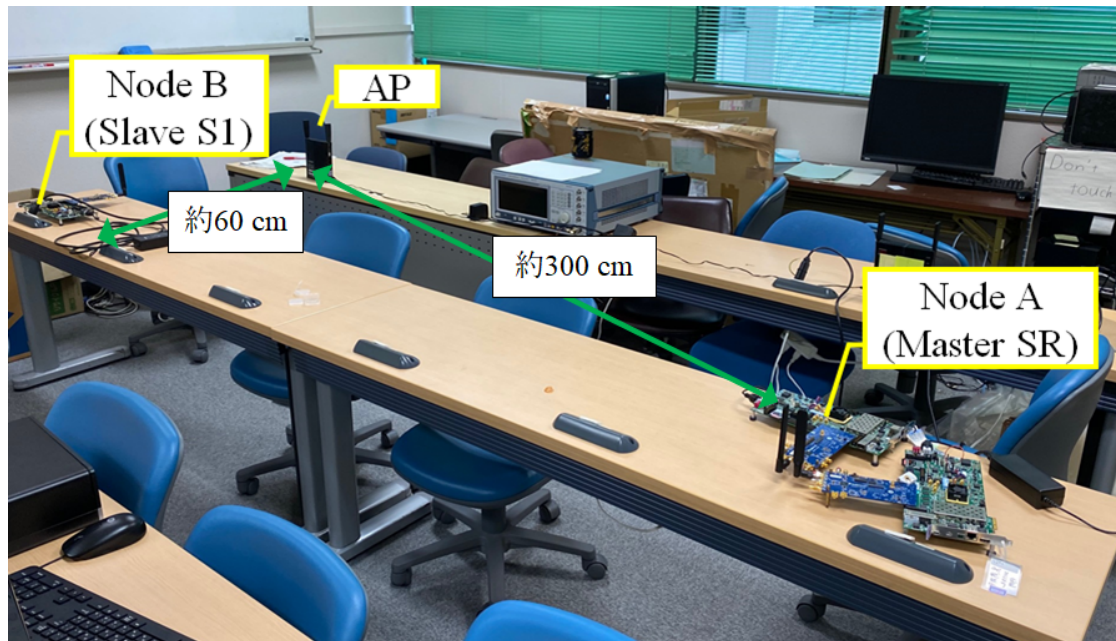


図 3.11: 屋内実験の様子:信号受信時刻補正

ベルでのタイムスタンプ取得では、最大で 1500 ns 以下の同期誤差でマスタ SR 時刻  $t_{SR}$  に対するノード間時刻同期が行えることを確認した。PHY レベルおよびドライバレベルにおける信号受信時刻精度に差が存在するため、同期誤差の差が生じている。前章シミュレーションと同様、図 3.15 に、マスタ SR およびスレーブ S1 ローカル時刻の、AP ローカル時刻 (TSF) への補正後時刻  $\hat{t}_{AP}^{SR}$ ,  $\hat{t}_{AP}^{S1}$ , スレーブ S1 ローカル時刻の、マスタ SR ローカル時刻への補正後時刻  $\hat{t}_{SR}^{S1}$ , および実測値  $t_{SR,i}$ ,  $t_{S1,i}$ ,  $t_{AP,i}$  の、基準時刻  $t_{SR}$  に対する差を示す (実測値は 10 s 毎の点を表示)。これらは、AP ローカル時刻及びスレーブ S1 ローカル時刻の、マスタ SR ローカル時刻に対する初期時刻オフセット分を減じて表示している。AP 時刻  $t_{AP}$  は、200 s 経過後に基準時刻  $t_{SR}$  より約 8 ms の誤差を生じている。シミュレーションにおける結果である図 3.6 と差異が生じた理由は、シミュレーションにおいて設定した周波数オフセット値と、実機における周波数オフセット値が異なることが要因である。

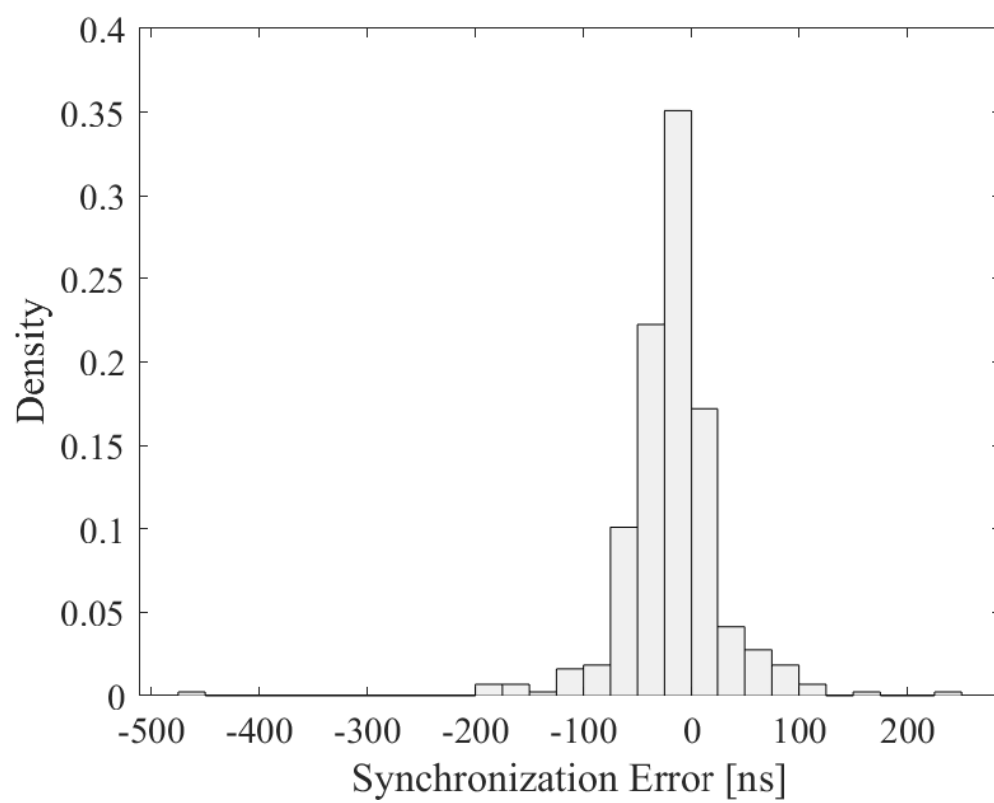


図 3.12: PHY レベルスタンプ (STF) を用いた場合の SR, S1 間同期誤差

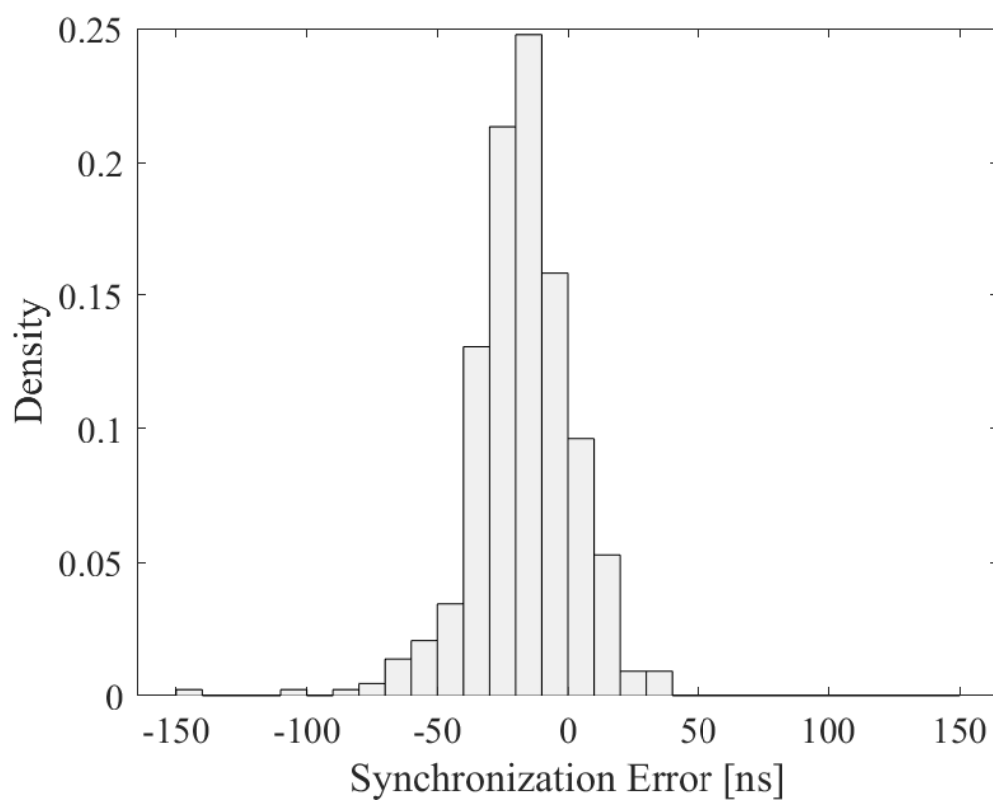


図 3.13: PHY レベルスタンプ (LTF) を用いた場合の SR, S1 間同期誤差

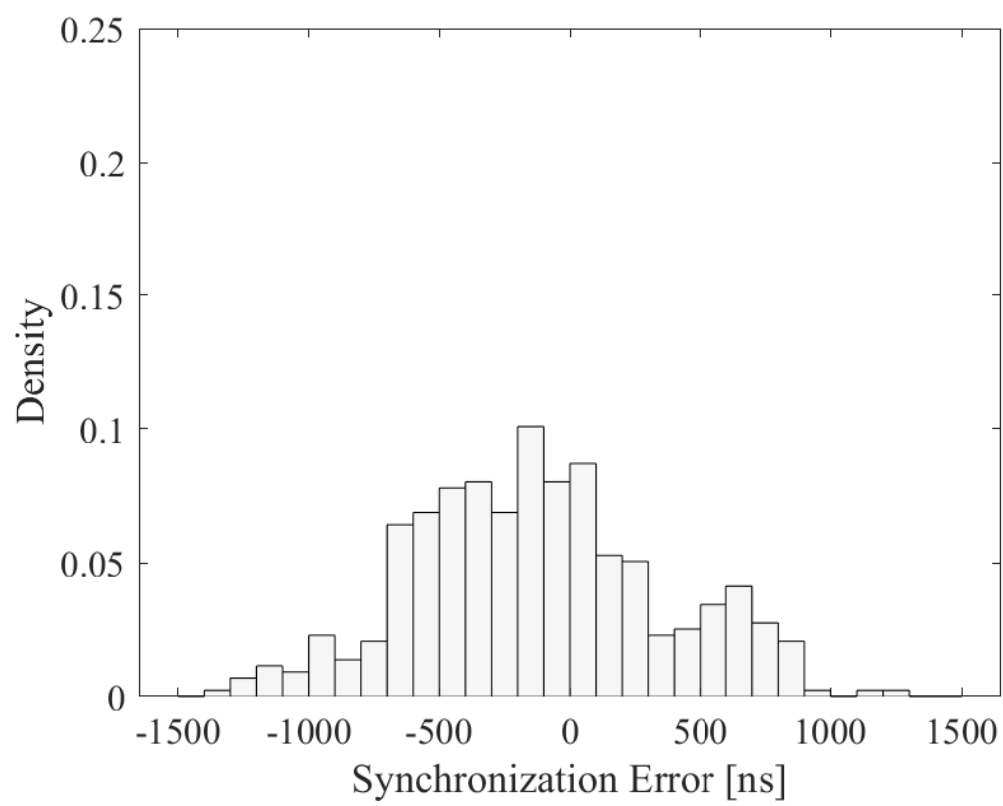


図 3.14: ドライブレベルスタンプを用いた場合の SR, S1 間同期誤差

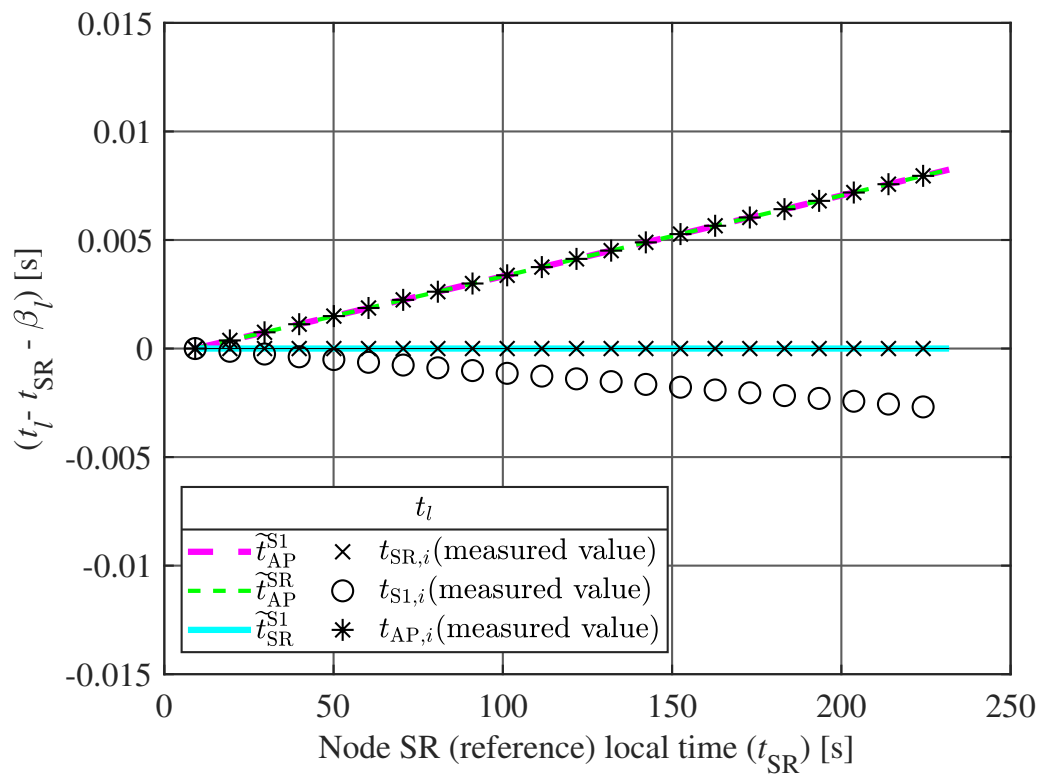


図 3.15: 補正後各ローカル時刻  $t_l$  のマスタ時刻  $t_{SR}$  との差 (実験)

### 3.3.4 実験結果：タイムスタンプ補正

スレーブ S1 が計測したパルス入力  $q_i$  の測定時刻  $t_{S1,q_i}$  において,  $t_{S1,q_i}$  の測定点前後  $d$  sec の区間内にある Wi-Fi ビーコン測定値より算出した, 式 (3.3) による推定値  $\hat{t}_{SR,q_i}^{S1}$  に変換する. 即ち, 前節の検証における, Wi-Fi 信号測定点における時刻補正を図 3.16 のようにスレーブ S1 の任意時刻  $t_{S1}$  で実行する.

図 3.17 のように, 同期精度評価用のパルス信号を各ノードへ同時に入力し, パルス信号の測定時刻をノード間で比較する. AP・マスタ間および AP・スレーブ間の距離は約 50 cm としている.

マスタ・スレーブ SR, S1 間における同一パルス入力  $q_i$  の測定時刻  $t_{SR,q_i}$ ,  $t_{S1,q_i}$  について, マスタにおけるパルス入力時刻  $t_{SR,q_i}$  とスレーブ S1 における推定値  $\hat{t}_{SR,q_i}^{S1}$  を比較する. 図 3.17 のようにノードと AP を配置して, 平均化範囲  $d = 5$  s としたときの同期誤差  $e_{q_i}^{S1,SR} = \hat{t}_{SR,q_i}^{S1} - t_{SR,q_i}$  を取得した. マスタ及びスレーブの取得パケット情報共有について付録中 (I) に示す方法を利用した. ここでは, 図 3.17 中の Node A をマスタ SR, Node B をスレーブ S1 とした. 信号受信時刻のタイムスタンプを PHY レイヤレベル (STF) および PHY レイヤレベル (LTF) で取得させた場合の同期誤差  $e_{q_i}^{S1,SR}$  ヒストグラムを図 3.18, 3.19 に示す. この場合, それぞれ最大誤差約 390 ns, 約 50 ns 程度の精度で同期可能であることを確認した.

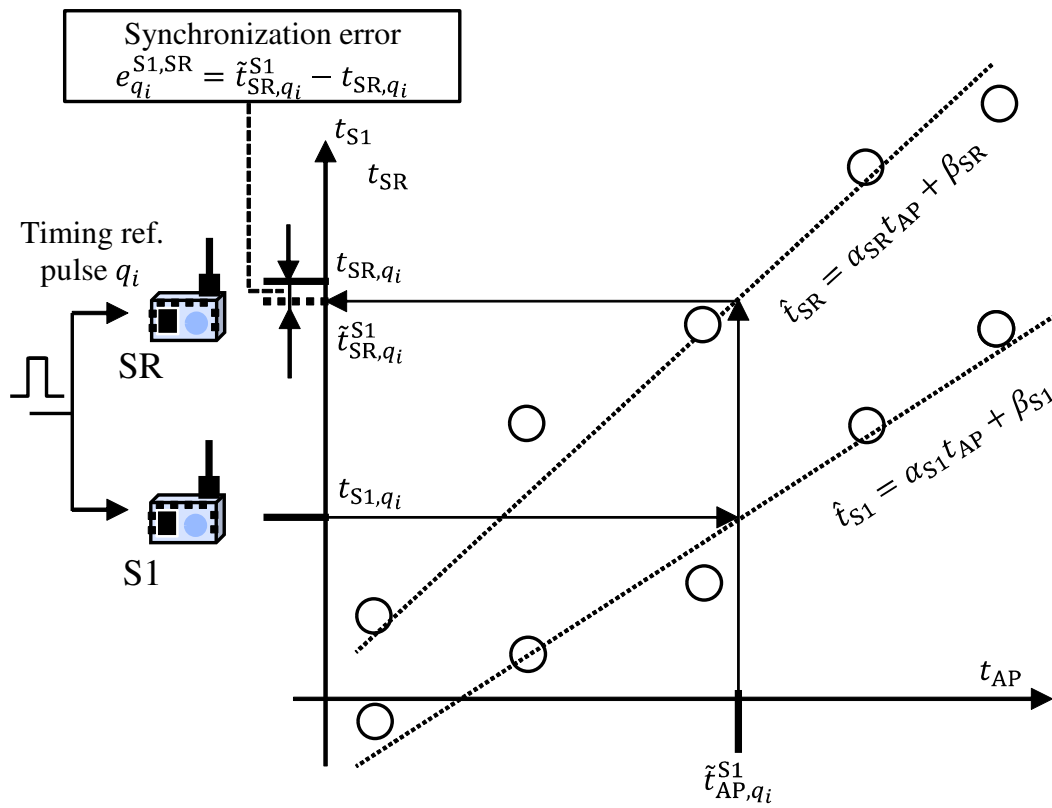


図 3.16: 同期誤差  $e_{q_i}^{S1,SR}$  の評価



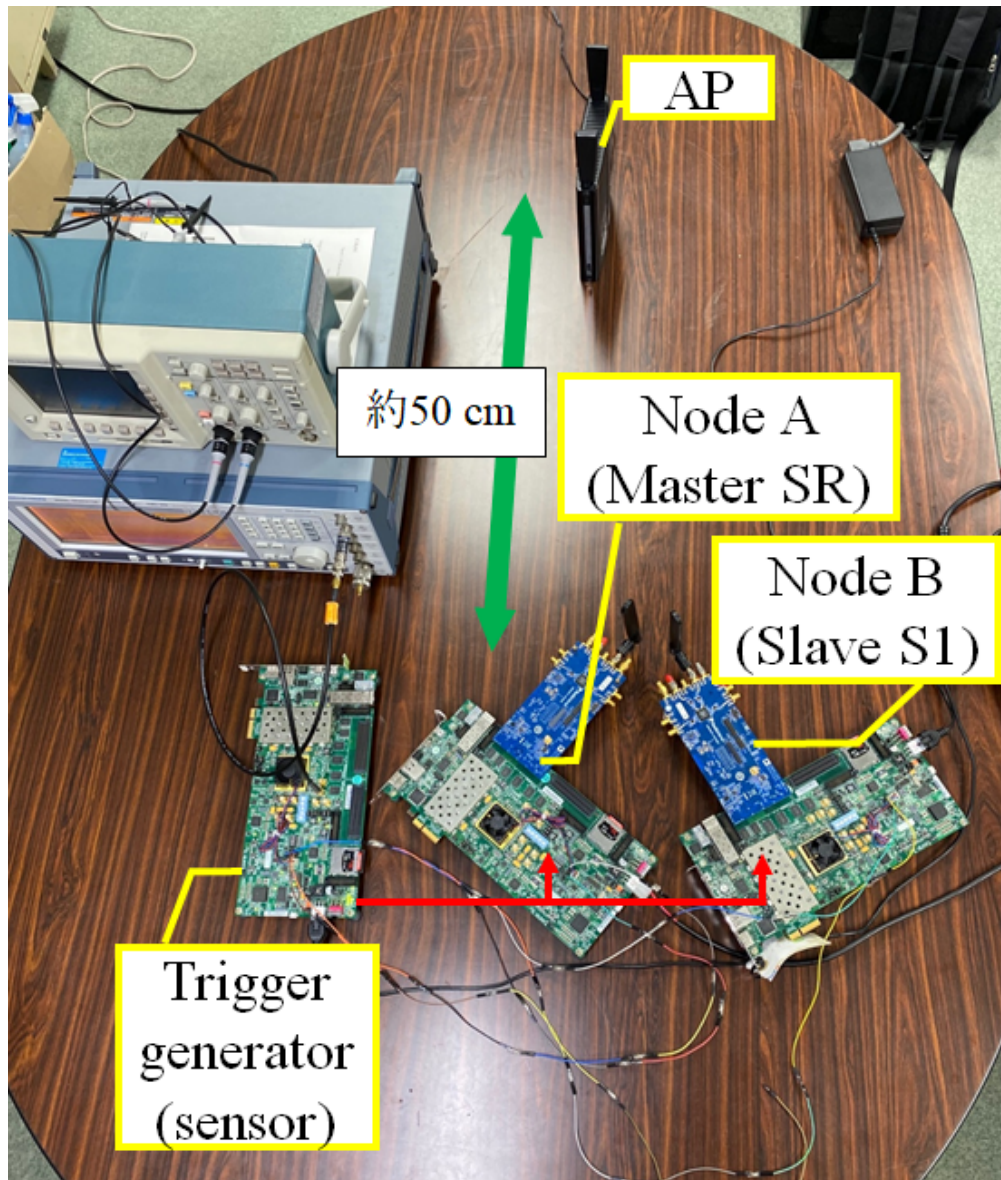


図 3.17: 屋内実験の様子:センサタイムスタンプ時刻補正

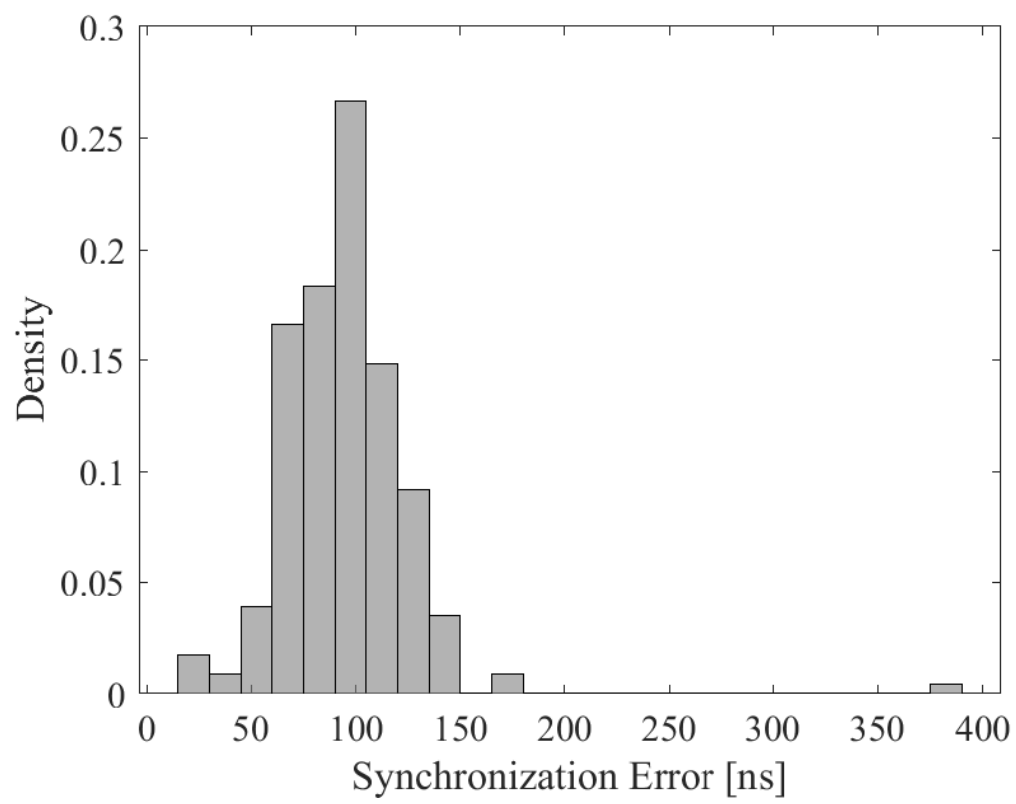


図 3.18: PHY レベルスタンプ (STF) を用いた場合の SR,S1 間同期誤差 (センサ時刻)

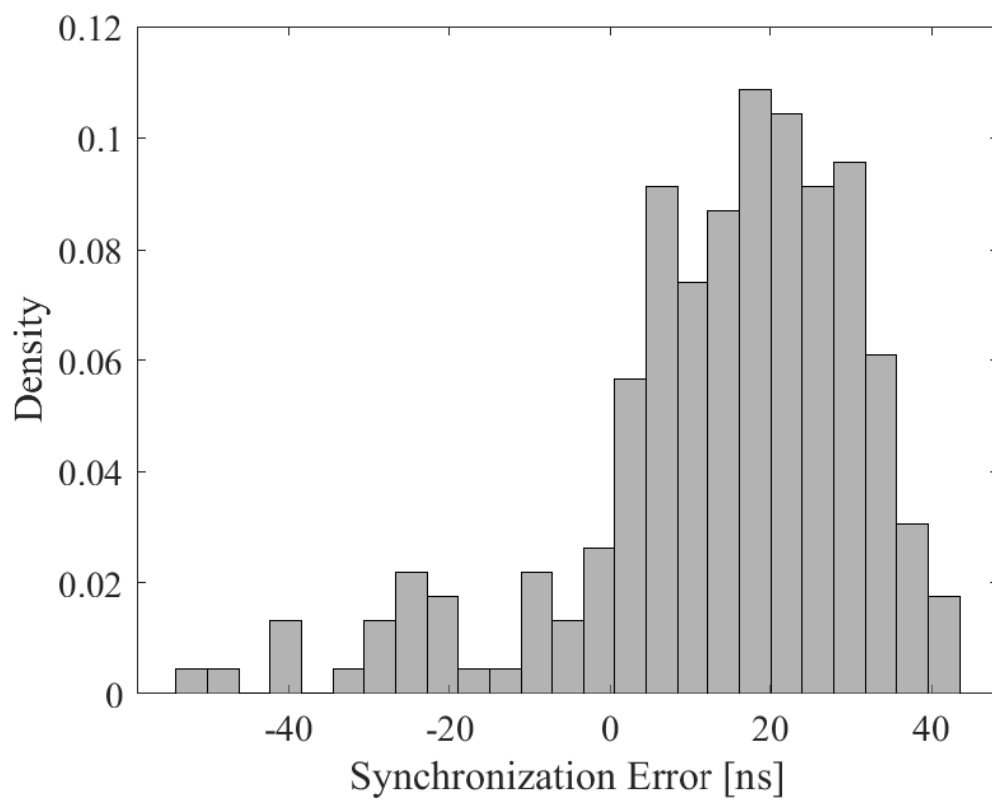


図 3.19: PHY レベルスタンプ (LTF) を用いた場合の SR,S1 間同期誤差 (センサ時刻)

### 3.3.5 クロックオフセット推定精度の評価

3.3.3 項および 3.3.4 項における評価対象は、同期時点における絶対的な同期誤差の評価である。一方、次章で述べるように、同期時点における同期誤差絶対量ではなく、時間経過後の周波数オフセット追従誤差による、同期時点の絶対同期誤差に対する相対誤差量が重要となるアプリケーションも存在する。そのため、3.3.3 項および 3.3.4 項に示した同期誤差に加えて、3.1.3 項の LTF による信号到着時刻を利用するデータおよび結果を利用しクロックオフセット推定精度を評価する。3.3.3 項の結果について、Drift estimation error, すなわち推定周波数オフセット  $\frac{\alpha_{SR}}{\alpha_s}$  を用いる場合の追従誤差  $\Delta e_{t_i}^{S1,SR}$  を確認する。

なお、 $\Delta e_{t_i}^{S1,SR} = \tilde{e}_{t_i+\Delta t}^{S1,SR} - e_{t_i}^{S1,SR}$  について、 $\tilde{e}_{t_i+\Delta t}^{S1,SR}$  および  $e_{t_i}^{S1,SR}$  は、それぞれ  $\tilde{e}_{t_i}^{S1,SR} = \tilde{t}_{SR,t_i+\Delta t}^{S1} - \hat{t}_{SR,t_i+\Delta t}$ 、 $e_{t_i}^{S1,SR} = \tilde{t}_{SR,t_i}^{S1} - t_{SR,t_i}$  である。

ここでは、 $\Delta t$  を 1 ms として、クロックオフセット推定誤差による 1 ミリ秒当たりの追従誤差を評価した。図 3.20 が、追従誤差  $\Delta e_{t_i}^{S1,SR}$  のヒストグラムである。追従誤差の平均値は 12.52 ns であり、次章協調 MIMO システムにおける基地局間同期は 1 ミリ秒当たり約 10 ナノ秒の精度で維持されることとなる。

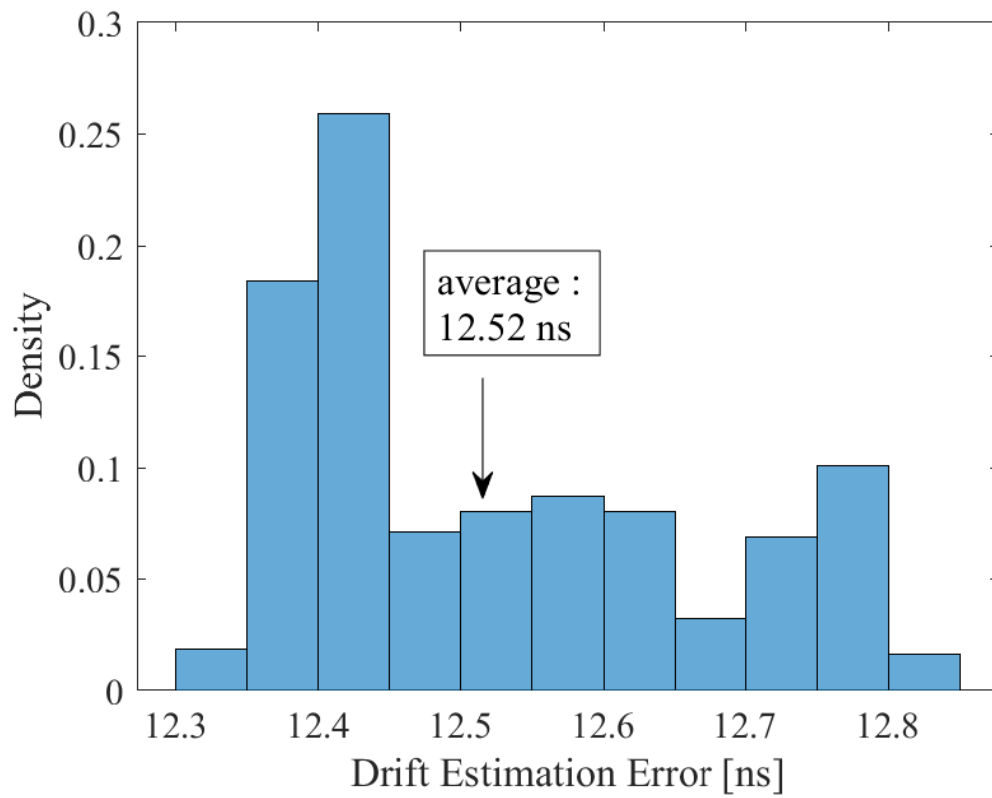


図 3.20: 周波数オフセット推定誤差による 1ms 毎の同期追従誤差

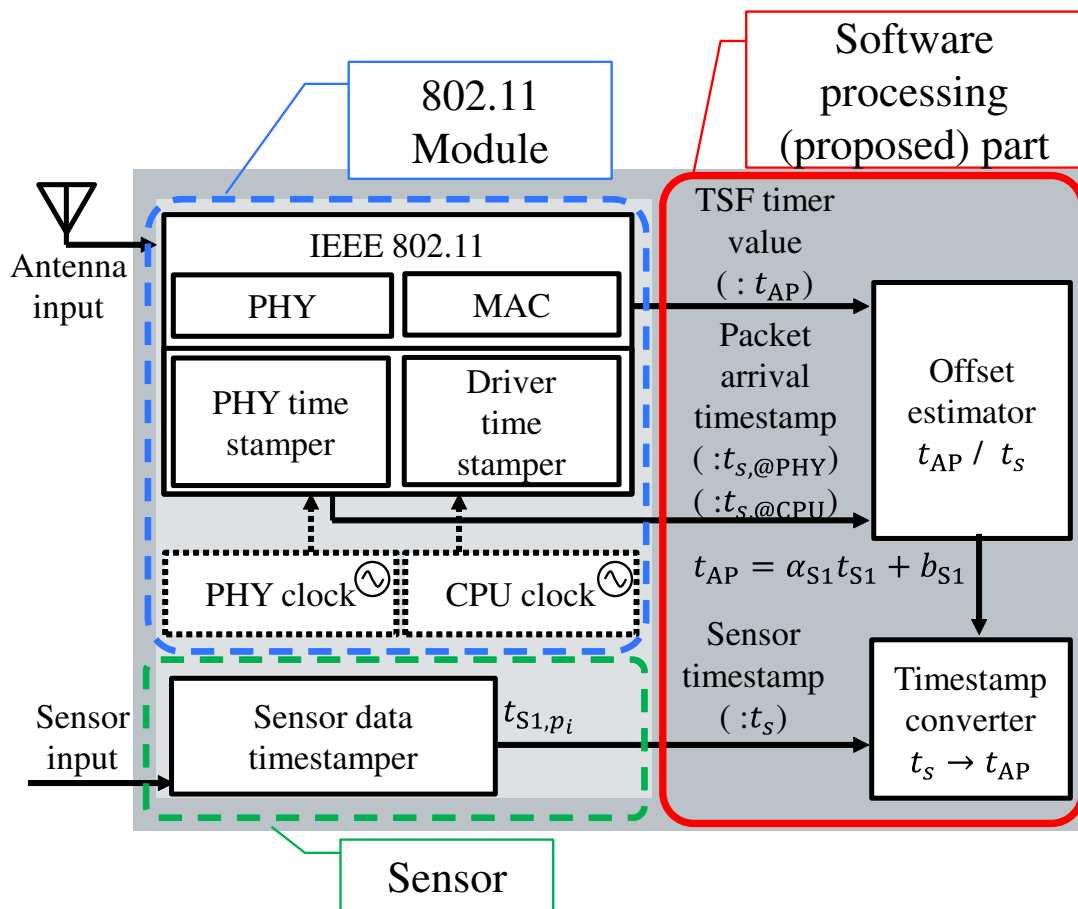


図 3.21: 検証用ノード (マスタ・スレーブ共通) 構成

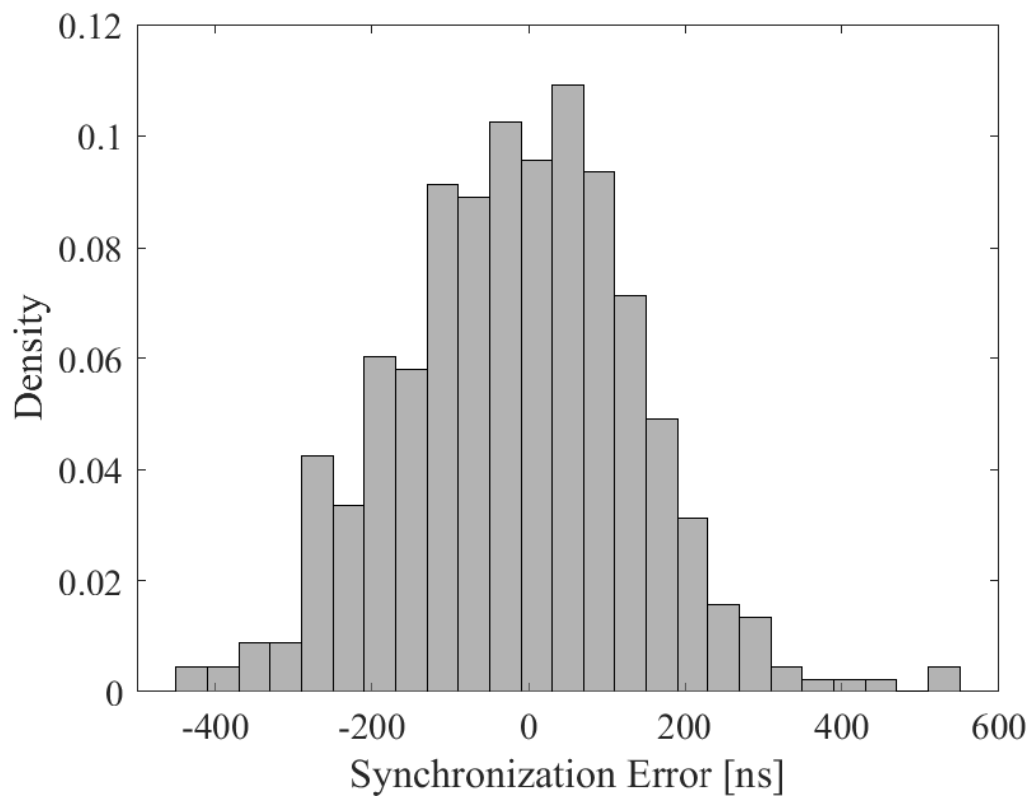


図 3.22: PHY タイムスタンプ (LTF) からドライバタイムスタンプへの同期誤差

### 3.3.6 実験結果の検討

上記実験の結果より、LTFを用いたPHYレイヤレベルの信号受信時刻情報を利用する場合には、提案手法により最大誤差約150ns程度の精度でマスタスレーブ間時刻同期が行えることが確認された。一方、3.3.4項タイムスタンプ補正の実験において、ドライバレベルでの信号受信時刻情報を用いて近似直線を算出した場合には、誤差量 $|e_{q_i}^{S1,SR}|$ 平均値が約20msとなった。これは、本実験で用いたセンサノードを構成するクロックについて、図3.21のように、二つの独立したクロック源を利用しているためである。一般にセンサノードは、Wi-Fiモジュールを駆動するクロックと、センサ入力を処理するマイコン(CPU)部を駆動するクロックは独立のクロック源をもつように構成される。ここで、例えば信号受信時刻のWi-Fiモジュールタイムスタンプと、マイコン(CPU)タイムスタンプ両方が取得できる場合、双方タイムスタンプについて提案手法の時刻同期処理を実行することで、マイコン(CPU)クロックにおけるセンサ入力タイムスタンプをWi-Fiモジュールクロックにおけるタイムスタンプに変換することが可能である。即ち、自身のWi-Fiモジュールクロックのタイムスタンプを経由することで、マイコン(CPU)クロックは任意の内部・外部クロックに同期することができる。本節検証のマスタSRにおけるPHYレイヤレベル(LTF)およびドライバレベルでの測定値 $(t_{AP,TSF_i}, t_{SR_{PHY},TSF_i})$ ,  $(t_{AP,TSF_i}, t_{SR_{CPU},TSF_i})$ を用いて、ドライバ(CPU)クロックタイムスタンプからPHYクロックタイムスタンプ(LTF)への時刻補正を行い、同期誤差 $e_{TSF_i}^{SR_{CPU},SR_{PHY}} = \hat{t}_{SR_{PHY},TSF_i}^{SR_{CPU}} - t_{SR_{PHY},TSF_i}$ を評価する。図3.22は $e_{TSF_i}^{SR_{CPU},SR_{PHY}}$ のヒストグラムであり、最大誤差約500nsの精度でノード内ローカルクロック間の時刻同期がおこなえていることを示している。一方、一般にはドライバレベルタイムスタンプおよびPHYレベルタイムスタンプのSTFを用いる場合とLTFを用いる場合の順に受信時刻情報取得精度が高くなるため、式3.6および上記の実機実験の誤差ヒストグラムより、提案手法による同期の精度は、信号受信時刻精度が支配的となるといえる。また、提案手法中の周波数オフセット推定によるマスタへの時刻追従について、3.3.5項では、1ミリ秒当たり約10ナノ秒の誤差精度でスレーブが同期状態を維持可能であることが示された。

ところで、IEEE 802.11 REVmcにおいて規定された、ToF (Time of Flight) 測定用の機能であるFTM (Fine Timing Measurement) のために、今後の市販のIEEE 802.11モジュールにおいても、高精度な下位レイヤタイムスタンプが取得可能な構成となると思われる。さらに、既存システムにおいてSTFを用いる低精度PHYレイヤレベルタイムスタンプしか取得できない場合においても、併せて取得されるLTF部受信信号やCSI (Channel State Information) 等を利用して、タイムスタンプを事後的に補正・高精度化する方法を適用する機構も考えられ[15]、ナノ秒級の同期精度が得られる場合には、信号飛行時間測定による測距方式の屋内測位なども可能となる。



### 3.4 取得パケット情報交換とプロトコルの一例

マスタ SR 及び各スレーブ  $s$  において、同一のパケット組から近似直線を算出するために、提案手法に加えて次の三つの方法をとることが考えられる。特に下記全パケット取得検出時同期方式は取得パケット情報交換に明示的な通信が不要であり、IEEE 802.11 においてはシーケンス番号等によるパケット識別も可能であるため有用である。

#### (I) 全パケット取得検出時同期方式

マスタ SR が、 $N$  個のパケットをロスなく取得したと検出した場合に、 $\alpha_{SR}$ ,  $\beta_{SR}$  を算出して、区間情報  $[p_{START}, p_{END}]$  と併せて全スレーブにブロードキャスト送信する。

スレーブ  $s$  は、 $[p_{START}, p_{END}]$  において全パケットが取得できていれば、自身も  $\alpha_s$ ,  $\beta_s$  を算出し、式 (3.3) よりマスタへの時刻同期を行う。具体的な例として、IEEE 802.11 において、ビーコンパケットにはビーコン間隔を示す Beacon Interval 情報が含まれている。即ち、受信した二つのパケットの間で、TSF タイマカウンタ値の増分が Beacon Interval が示す数値と大きく離れていれば、パケットを受信できなかったものと取り扱うことができる。

また、共通の平均化処理区間  $[p_{START}, p_{END}]$  のスパンを全ノードで事前に指定している場合には、区間情報を送る必要はない。

#### (II) スレーブ同期要求方式

マスタ SR と、スレーブ  $s$  において、両方で取得できたパケットの集合  $p_T$  を用いて計算を行う。

1. スレーブ  $s$  は、同期要求を行う際、マスタ SR に *sync request* フレームを送信する。ここで、*sync request* フレームには、スレーブ  $s$  が取得したパケットの集合  $p_s$  を含む。
2. マスタ SR は、マスタ SR とスレーブ  $s$  の両方で取得できたパケットの集合  $p_T = p_{SR} \cap p_s$  を算出する。
3. マスタ SR は、 $p_T$  について算出した  $\alpha_{SR}$ ,  $\beta_{SR}$  と併せ、*sync request* の応答として  $p_T$  をスレーブ  $s$  に送信する。
4. スレーブ  $s$  は、 $p_s' = p_T \cap p_s$  について  $\alpha_s$ ,  $\beta_s$  を算出し、式 (3.3) よりマスタ SR 時刻に同期する。

#### (III) 全ノード取得パケット $p_{ALL}$ 算出方式

スレーブ取得パケット情報  $p$  をマスタ SR が収集する機構を加える。

1. 一定の期間毎に、スレーブ  $s$  はマスタ SR に対して自身の取得成功パケット識別子の組  $\mathbf{p}_s$  をマスタに送信する。
2. マスタ SR は自身の  $\mathbf{p}_{SR}$  と、全スレーブ  $s (s = S1, S2, \dots, Sl)$  の  $\mathbf{p}_s$  より、全ノードが取得したパケットの情報  $\mathbf{p}_{ALL} = \mathbf{p}_{SR} \cap \mathbf{p}_{S1} \cap \mathbf{p}_{S2} \cap \dots \cap \mathbf{p}_{Sl}$  を算出する。
3. マスタ SR は、 $\mathbf{p}_{ALL}$  について算出した  $\alpha_{SR}$ ,  $\beta_{SR}$  と併せて、 $\mathbf{p}_{ALL}$  を全スレーブにブロードキャスト送信する。
4. スレーブ  $s$  は、 $\mathbf{p}_s' = \mathbf{p}_{ALL} \cap \mathbf{p}_s$  について  $\alpha_s$ ,  $\beta_s$  を算出し、式 (3.3) よりマスタ SR 時刻に同期する。

### 3.5 まとめ

本章では、従来の時刻情報交換方式と比較し通信量を削減しつつ、ソフトウェア処理による高精度な時刻同期を行う手法を提案し、その有効性について計算機上シミュレーションにより検証を行った。従来手法において平均化のため  $N$  パケットぶんの情報交換を必要としていたところを、提案手法においては、一つのオフセット情報へ削減可能とした。従来手法の RBS に対して、例えば平均化区間を 10 秒とする場合、標準的なビーコン間隔 100 ms の環境下では、同期に係る消費電力において、受信のための消費電力についてはパワーセービング機能により最大で 100 分の 1 程度、マスタの送信データ量については 100 分の 1 まで、提案手法により削減可能である。また、市販の無線 LAN アクセスポイントを用いた無線ネットワーク上において、提案手法によるサブマイクロ秒オーダーの時刻同期が行えることを実機実験により確認した。プリアンブル信号における相互相関値を用いる信号受信時刻の取得について、STF よりも周期の長い LTF を利用することで精度の高いタイムスタンプを取得できることを確認した。提案手法においては、マスタからの一度の近似直線情報ブロードキャストのみでサブマイクロ秒級の時刻同期が行えるが、さらに近似直線算出に用いるパケットの組を揃えることで、数十ナノ秒級の時刻同期も可能である。パケットの組を揃える操作についても、ビーコンパケットのシーケンス番号を利用し、パケットロスが生じていない時点で同期を行う等の方法の採用により、明示的なパケット交換を不要とできる。すなわち、提案手法では、IEEE 802.11 規格を利用する一般的な AP から送出されるビーコン信号における TSF 値や、シーケンス番号等を利用することで高精度な時刻同期を行うことができる。加えて、提案手法により、1 ミリ秒当たり約 10 ナノ秒の誤差精度で周波数オフセットへの追従が行えることを確認した。提案手法では、図 2.1 における VCXO のフィードバック制御等に係るハードウェアを実装することなく数十ナノ秒級の高精度時刻同期が実現でき、マスタスレーブ間の周波数オフセットも推定可能である。

---

パケットロス時の時刻同期精度低下抑制のための最適な近似直線算出方法，クロックドリフトスパンを考慮した平均化処理範囲の好適値の検討，受信時刻精度向上による同期精度向上等やそてに伴う屋内測位等の応用の拡張が今後の課題として挙げられる．

---

## 第4章 同期ネットワークにおける全二重MIMO無線通信方式

### 4.1 協調MIMO概略と全二重無線通信

近年、移動通信や無線LANサービスで実用化されているMIMO技術に関して、さらなる周波数利用効率や通信速度の向上等を目的として、複数の基地局やAP間で連携しながら通信を行う協調MIMO技術を適用する取り組みが進んでいる。図4.1のように、複数APを協調させ信号の送受信を行う協調MIMO技術においては、異なるAPが備えるアンテナより信号送信を行うため、AP群を協調させビームフォーミング送信等を行う際には、AP間の時刻同期が必須となる。一方、協調MIMOシステムにおけるビームフォーミングにおいて要求される時刻同期は、必ずしも絶対時刻の同期を意味するのではなく、図4.2に示すように、サウンディングのためのNDP送信時におけるAP間の時刻同期差と、ビームフォーミングが適用されたパケットの送信時におけるAP間の時刻同期差とのずれ量が重要となる。なぜならば、ビームフォーミング適用のためのウェイト行列は、サウンディング時のAP間時刻同期差量だけ送信タイミングにずれが生じたNDPが前提となり算出されるからである。つまり、NDP送信時とビームフォーミングパケット送信時の同期誤差の相対的な差が協調MIMOにおける時刻同期の要点の一つである。この同期誤差の相対的な差とはすなわち、前章3.1.3項および3.3.5において示した、スレーブのマスタに対する周波数オフセットの追従誤差である。

一方、周波数リソースを削減しながら高速・低遅延の通信を実現できる全二重無線通信技術への注目が高まっている[17,18]が、現在広く普及したAPインフラを活用し、アイドル状態のAPを利用可能な協調MIMOが、この全二重無線通信技術への適用例として考えられる。全二重無線通信は、図4.3のような時間分割多重や図4.4のような周波数分割多重と異なり、図4.5のように空間分割を利用する多重化手法である。すなわち、アクセスポイント及び移動端末は、全二重無線通信において同じ周波数と時間で送受信する。そのため、受信アンテナは非常に高いレベルの自己干渉(SI: Self Interference)信号を受信する。この自己干渉信号が、別の送信者から送信された目的の信号をデコードすることを困難とする。

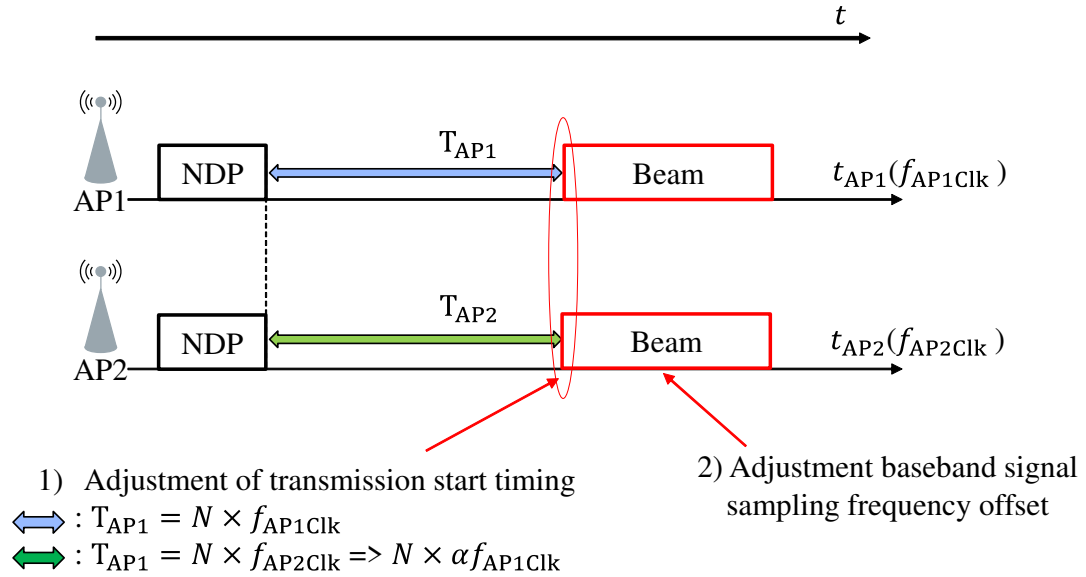


図 4.1: 協調 MIMO システムにおける信号送信概念図

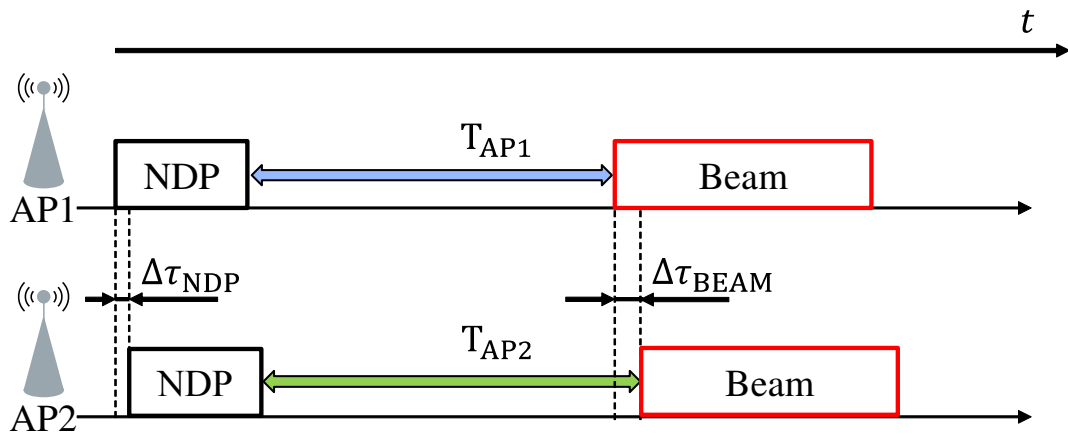


図 4.2: 協調 MIMO システムにおける時刻同期

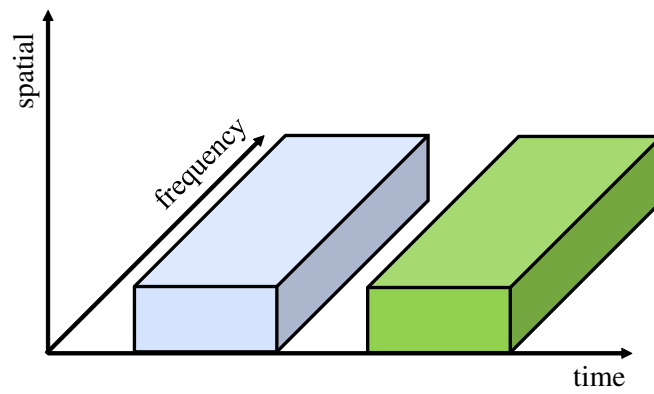


図 4.3: 時間分割多重

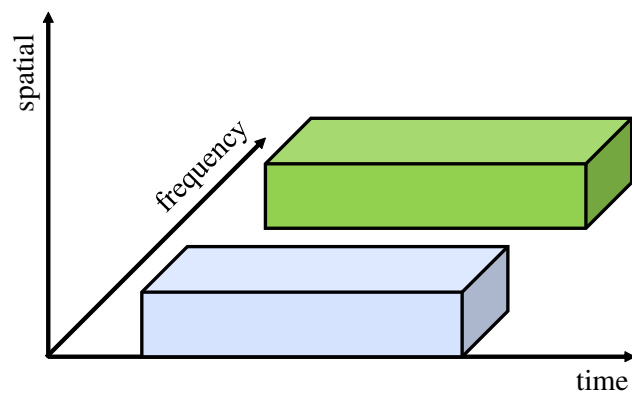


図 4.4: 周波数分割多重

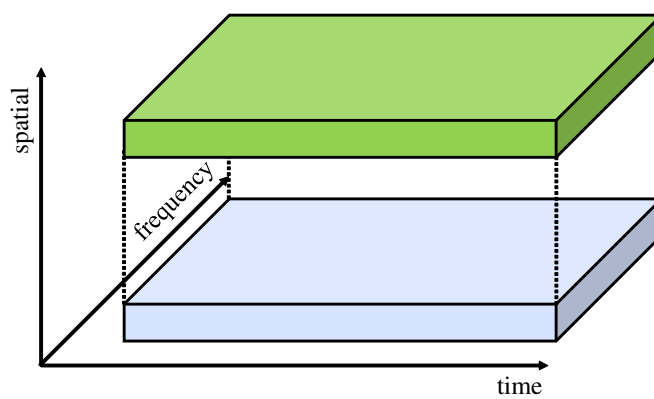


図 4.5: 空間分割多重

この問題に対処するため、図 4.6 のようにアンテナ干渉キャンセル、RF 干渉キャンセル、デジタルベースバンド干渉キャンセル（デジタル干渉キャンセル）などのハードウェアアプローチによる自己干渉を除去・抑制する方法が提案されている [19–21]。アンテナ干渉キャンセルでは送受信アンテナ間の伝播損失やサーキュレータとよばれる回路を用い、RF 干渉キャンセルやデジタル干渉キャンセルではそれぞれ自己の送信信号を減算する回路を用いて、それぞれ自己干渉信号の抑制を試みている。各手法に要求される自己干渉信号の抑制量は、送信電力、アナログ-デジタルコンバータ（ADC）の分解能、および目的の信号の最小受信電力レベルによって異なる。例として、送信電力が 20 dBm、ADC 分解能が 10 ビット、受信信号の最小受信電力レベルが -82 dBm であると仮定する。この場合、自己干渉信号電力を雑音電力と等しくするためには、図 4.7 に示すようにアンテナ干渉キャンセル、RF 干渉キャンセル、デジタル干渉キャンセルを組み合わせると計 110 dB の自己干渉抑制が必要となる [22,23]。これらの自己干渉抑制手法を適切に実装することで、図 4.8 のように AP はユーザ 1 へのダウンリンクパケット送信と同時に、同一周波数で、ユーザ 2 からのアップリンクパケットを受信することが可能となる。

アンテナ干渉キャンセルと RF 干渉キャンセルは、アナログ回路干渉キャンセルアプローチに分類される。アナログ回路による干渉抑制アプローチは、ADC 通過前のアナログ信号に対する抑制方式であるため、大きな干渉信号の抑制量を得られる点が代表的な利点である。一方、アンテナ干渉キャンセルと RF 干渉キャンセルによるアナログ回路アプローチ干渉キャンセルの使用に関する課題は、実装の規模やコストが大きくなる点であり、加えて、アンテナの数が増えると、それに比例して必要な RF キャンセラーの数が増加する。したがって、アナログ回路による実装を大規模な通信システムに拡張することは非常に困難であり、先行研究である [24] および [25] における実装や実証実験も一つのアンテナを用いる構成によるもののみとなっている。全二重通信を MIMO システムへ拡張することを考えた場合に、上記の自己干渉信号抑制各手法において、特に実装が困難となるものがアンテナ干渉キャンセルである。アンテナ干渉キャンセル機構は、高周波信号サーキュレータ等の電子回路をアイソレータとして用いることで実現される。このとき、1 本のみを送受信アンテナを利用する SISO システムにおいては、各アンテナに送受信アイソレータを適用することにより自己干渉が抑制可能であるが、複数のアンテナを利用する MIMO システムにおいては、各アンテナそれぞれの自己干渉を抑制しても、図 4.9 のように、隣り合う、あるいは近接した自身のアンテナの相互干渉は避けられない。

この課題に対応するため、[26–29] では、新しい自己干渉抑制方法として空間干渉キャンセルと呼ばれる手法の提案や実証が行われている。空間干渉キャンセルとは、マルチユーザ MIMO (MU-MIMO) におけるブロック対角化の応用的手法である。空間干渉キャンセルのためには MIMO 自由度 (DoF) の一部を、送信ストリーム割り当て分とは別に使用しなければならないため、限られたアンテナ数しか

保有できない単独の AP における空間干渉キャンセルの実行によるシステム全体の大幅なスループット等性能向上は期待できない。この課題につき、複数の AP を協調させる Co-MIMO システムにおいて空間干渉キャンセルを適用し、アイドル状態の AP を活用することで、DoF 低下に対応する手法が考えられる。Co-MIMO には、ジョイント送信 (Joint Transmission : JT) と協調ビームフォーミング (Cooperative Beamforming : CB) の 2 つの方法がある [30]。また、空間干渉キャンセルは上記のアンテナ干渉キャンセル、RF 干渉キャンセル、デジタルベースバンド干渉キャンセルと組み合わせて使用できる利点もある。そのため、空間干渉キャンセルは、MIMO システムにおいて特に実装が困難となるアンテナ干渉キャンセルの置き換えや、それ以降の RF 干渉キャンセルおよびデジタル干渉キャンセルの負担低減を可能とすると考えられる。一方、協調ビームフォーミングにおいては各 AP が空間干渉キャンセルのために DoF の一部を占有するため、単独の AP における場合と同様にシステム全体の DoF が低下してしまうケースがある。

この DoF の減少に対処するために、全二重無線通信の空間干渉キャンセル手法として協調 MIMO システムにおけるジョイント送信とビームフォーミングを適用することが提案されている [23]。協調ビームフォーミングでは、全協調 AP 群の DoF の一部を使用し、ヌル空間を受信アンテナに向けることで、ADC が通過する前に自己干渉を抑制できるためである。ジョイント送信においては、複数の AP が同期されており、複数の AP が一つの大きな AP として動作するかのように振る舞う。たとえば、二つの送信アンテナと二つの受信アンテナを備えた二つの AP があり、それらが連携して動作する場合、それらはそれぞれ四つの送受信アンテナを備えた一つの AP と看做することができる。提案手法では、アイドル状態の AP が連携して空間チャンネルの利用効率を向上させる。つまり、利用可能なアンテナの数が増えていると考えられるため、より高い DoF を達成できる。ジョイント送信においては、図 4.1 のように、送信タイミング等の同期や周波数オフセットへの追従が必要となる。論文 [23] では、ヌルビームフォーミングは IEEE 802.11n フレームの HT 部分にのみ適用されている。このヌルビームフォーミングに加えて、サーキュレータを使用してアンテナ干渉キャンセルを補助的に用い、最高で約 30 dB の自己干渉抑制量を達成している。しかし、上記の通りよりアンテナ数の多い MIMO システムにおいては、一般にサーキュレータ等のアンテナアイソレーションによる干渉抑制が困難となる。

本章では、MU-CoMIMO (マルチユーザ協調 MIMO) システムの構成の一例について述べ、IEEE 802.11 フレームのレガシープリアンプル部分にヌルビームフォーミングによる空間干渉キャンセルを適用する方法を提案する。また、本論文では約 20 dB の抑制を実現するアンテナ干渉キャンセルのヌルビームフォーミングへの置き換え可能性を評価するために、MIMO 通信システムにアンテナ干渉キャンセルを適用せずにヌルビームフォーミングによる SI キャンセル量を評価する。



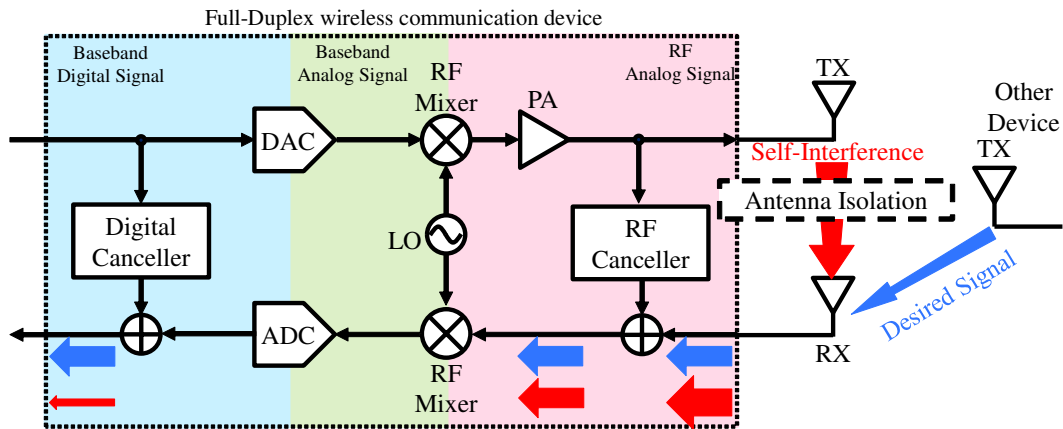


図 4.6: 全二重無線通信機における自己干渉の抑制

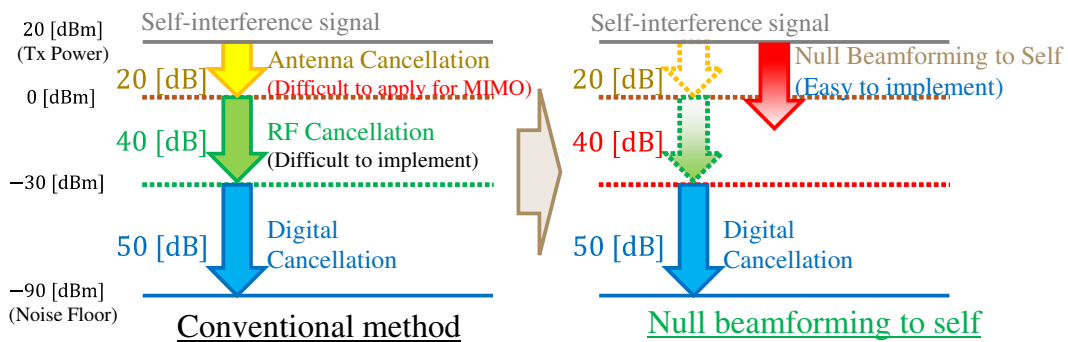


図 4.7: 必要とされる自己干渉抑制量

## 4.2 ヌルビームフォーミングによる自己干渉信号抑制

この節では、無線 LAN IEEE 802.11 標準におけるビームフォーミング、JT 協調 MIMO、およびヌルビームフォーミングを用いた自己干渉抑制の概要について述べる。表 4.1 は本章における代表的な変数定義である。

### 4.2.1 マルチユーザ協調 MIMO ネットワークの概要

本論文において、マルチユーザ協調 MIMO ネットワークは、AP が複数端末（ユーザ）とのダウンリンク通信を実行しつつ、少なくとも一台の端末からのアップリンク通信を受信できるネットワークであると定義する。図 4.10 はダウンリンクマルチユーザ協調 MIMO ネットワーク通信の概念図である。この図においては、AP#2 が他ユーザからのアップリンク通信を受信する役割を担う。

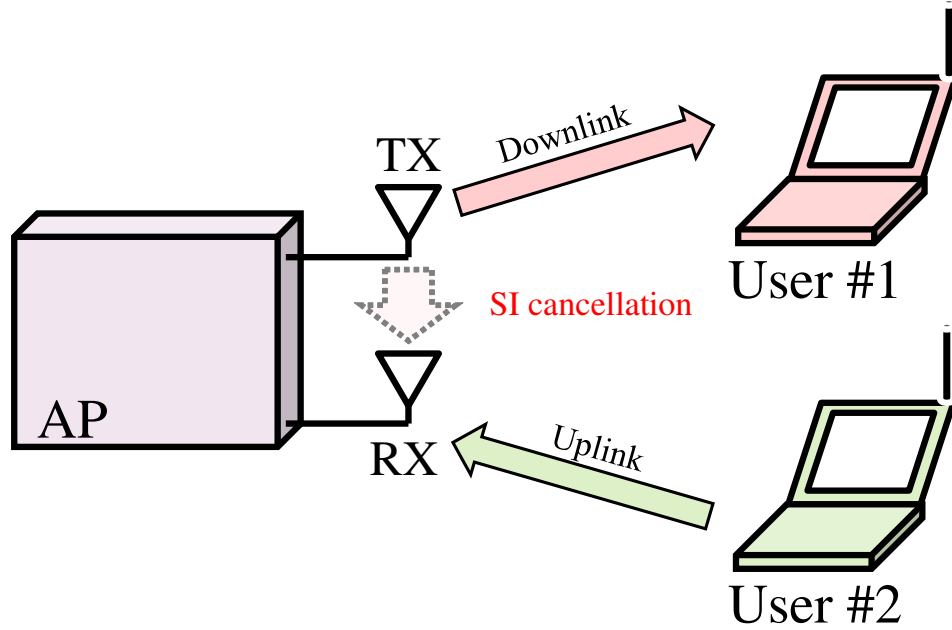


図 4.8: SISO-AP における全二重無線通信の概念図

ここでは、 $N_{\text{AP}}$  台の AP と、 $N_{\text{STA}}$  台の端末が存在する環境を想定する．すべての AP は、協調 MIMO システムとして、すべての STA へのダウンリンク送信を実行する．同時に、各 AP は自分自身にヌルビームフォーミングを適用することにより、各 AP は自己干渉を抑制することができる．本章では、AP と端末に対する添字をそれぞれ  $i, j$  で表す． $i$  番目の AP は  $N_i$  本の送信アンテナを備え、 $j$  番目の端末は  $M_j$  本の受信アンテナを備えている．全二重通信におけるアップリンク通信のための AP 群の受信アンテナの合計数を  $M_0$  とする．全送信アンテナの数を  $N_{\text{TOTAL}} = \sum_{i=1}^{N_{\text{AP}}} N_i$ 、全受信アンテナの数を  $M_{\text{TOTAL}} = \left( M_0 + \sum_{j=1}^{N_{\text{STA}}} M_j \right)$  と定義する． $j$  番目の端末に対する送信ストリーム数を  $N_{\text{SS}j}$  とする．このネットワークにおいて、端末  $j$  および AP の受信アンテナが受信する信号  $\mathbf{Y}_j$ 、 $\mathbf{Y}_0$  は、それぞれ

$$\mathbf{Y}_j = \sum_{i=1}^{N_{\text{AP}}} \mathbf{H}_{j,i} \sum_{l=1}^{N_{\text{STA}}} \mathbf{W}_{i,l} s_l + \mathbf{N}_j, \quad (4.1)$$

$$\mathbf{Y}_0 = \sum_{i=1}^{N_{\text{AP}}} \mathbf{G}_i \sum_{l=1}^{N_{\text{STA}}} \mathbf{W}_{i,l} s_l + \mathbf{N}_0, \quad (4.2)$$

となる．ここで、 $\mathbf{s}_j$  ( $N_{\text{SS}j} \times T_{\text{Symbol}}$ ) は  $j$  番目の端末への送信ストリーム、 $\mathbf{W}_{i,j}$  ( $N_i \times N_{\text{SS}j}$ ) は  $i$  番目の AP から  $j$  番目の端末への送信ストリームのアンテナマッピングウェイト行列、 $\mathbf{H}_{j,i}$  ( $M_j \times N_i$ ) は  $i$  番目の AP および  $j$  番目の端末間のダウンス

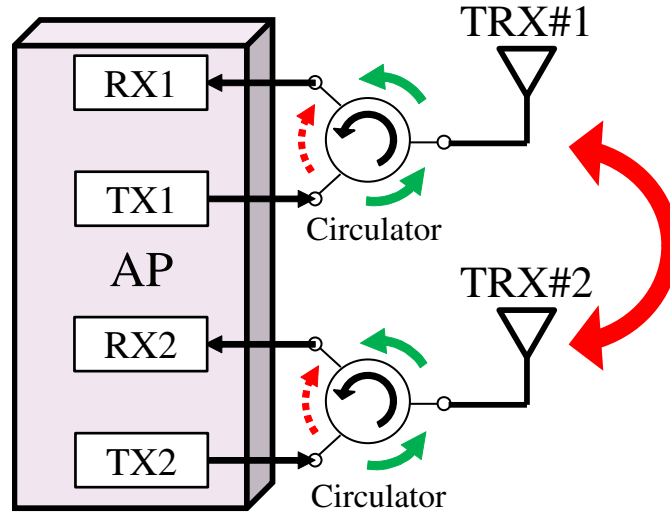


図 4.9: MIMO システムにおけるアンテナアイソレーションの適用困難性

トリーム通信におけるチャンネル行列,  $\mathbf{N}_j$  ( $M_j \times T_{\text{Symbol}}$ ) は  $j$  番目の端末における受信信号付加雑音,  $T_{\text{Symbol}}$  は送信 OFDM シンボル数を表す. また,  $\mathbf{G}_i$  ( $M_0 \times N_i$ ) は  $i$  番目の AP と AP 群の受信アンテナ間のチャンネル行列,  $\mathbf{N}_0$  ( $M_0 \times 1$ ) は AP 群の受信アンテナにおける受信信号付加雑音である.

チャンネル行列  $\mathbf{H}_{j,i}$ ,  $\mathbf{G}_i$  およびアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_{i,j}$  は,  $\mathbf{H}_j$ ,  $\mathbf{G}$  および  $\mathbf{W}_l$  は  $\mathbf{H}_j = [\mathbf{H}_{j,1} \ \mathbf{H}_{j,2} \ \cdots \ \mathbf{H}_{j,N_{\text{AP}}}]$ ,  $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \ \mathbf{G}_2 \ \cdots \ \mathbf{G}_{N_{\text{AP}}}]$ ,  $\mathbf{W}_l = [\mathbf{W}_{1,l}^T \ \mathbf{W}_{2,l}^T \ \cdots \ \mathbf{W}_{N_{\text{AP}},l}^T]^T$  として纏めて表現する. このとき, 式 (4.1) および (4.2) の受信信号  $\mathbf{Y}_j$  および  $\mathbf{Y}_0$  は,

$$\mathbf{Y}_j = \mathbf{H}_j \sum_{l=1}^{N_{\text{STA}}} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_j, \quad (4.3)$$

$$\mathbf{Y}_0 = \mathbf{G} \sum_{l=1}^{N_{\text{STA}}} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{N}_0, \quad (4.4)$$

と表される. ここで  $\mathbf{W}_j$  ( $N_{\text{TOTAL}} \times N_{\text{SS}j}$ ) は  $j$  番目の端末への送信ストリーム  $\mathbf{s}_j$  に対するアンテナマッピングウェイト行列であり,  $\mathbf{H}_j$  ( $M_j \times N_{\text{TOTAL}}$ ) は全 AP の送信アンテナから, 全端末および AP の受信アンテナへのチャンネル行列である.

マルチユーザダウンリンク通信および全二重通信を行うためには, 式 (4.3) および (4.4) において, ユーザ間干渉 (IUI: Inter-User Interference) および自己干渉 (SI) 項が 0 とならなければならない. すなわち, 以下の式を全ての  $j$  ( $j = 1, 2, \dots, N_{\text{STA}}$ )

表 4.1: 協調 MIMO 変数定義

$N_{AP}$	協調 MIMO ネットワークにおける AP の台数
$N_{STA}$	協調 MIMO ネットワークにおける端末の台数
$N_i$	$i$ 番目 AP の送信アンテナ数
$M_j$	$j$ 番目 STA の受信アンテナ数
$M_0$	AP 群のアップリンク通信受信アンテナ数
$N_{TOTAL}$	全送信アンテナ数総和
$M_{TOTAL}$	全受信アンテナ数総和
$\mathbf{Y}_j / \mathbf{Y}_0$	端末 $j$ / AP 群の受信アンテナ受信信号
$\mathbf{X}_i$	AP $i$ の送信アンテナ送信信号
$\mathbf{s}_j$	端末 $j$ への送信ストリーム
$\mathbf{W}_{i,j}$	AP $i$ から端末 $j$ への信号のアンテナマッピングウェイト行列
$\mathbf{H}_j$	AP $i$ から端末 $j$ へのチャンネル行列
$\mathbf{G}$	AP $i$ から AP 群受信アンテナへのチャンネル行列
$\mathbf{N}_j / \mathbf{N}_0$	端末 $j$ / AP 群の受信アンテナ受信信号付加雑音

について満足する必要がある.

$$\mathbf{H}_j \sum_{l=1, l \neq j}^{N_{STA}} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l = \mathbf{0} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{G} \sum_{l=1}^{N_{STA}} \mathbf{W}_l \mathbf{s}_l = \mathbf{0} \quad (4.6)$$

したがって, 式 (4.5) および (4.6) となるようなアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_l$  ( $l = 1, 2, \dots, N_{STA}$ ) を算出し決定することが必要である. このとき,  $\mathbf{H}_j \mathbf{W}_l = \mathbf{0}$  ( $j = 1, 2, \dots, N_{STA}$ ,  $j \neq l$ ) および  $\mathbf{G} \mathbf{W}_l = \mathbf{0}$  を満たす.

#### 4.2.2 アンテナマッピングウェイト行列によるヌルビームフォーミングと JT 協調 MIMO システムへの適用

この項では, 前項を踏まえ, AP が二台, 端末が二台で構成されるネットワークの場合において, JT 協調 MIMO におけるヌルビームフォーミングの手法について説明する. ネットワーク構成の簡略的構成図は図 4.11 の通りである. このとき, 式

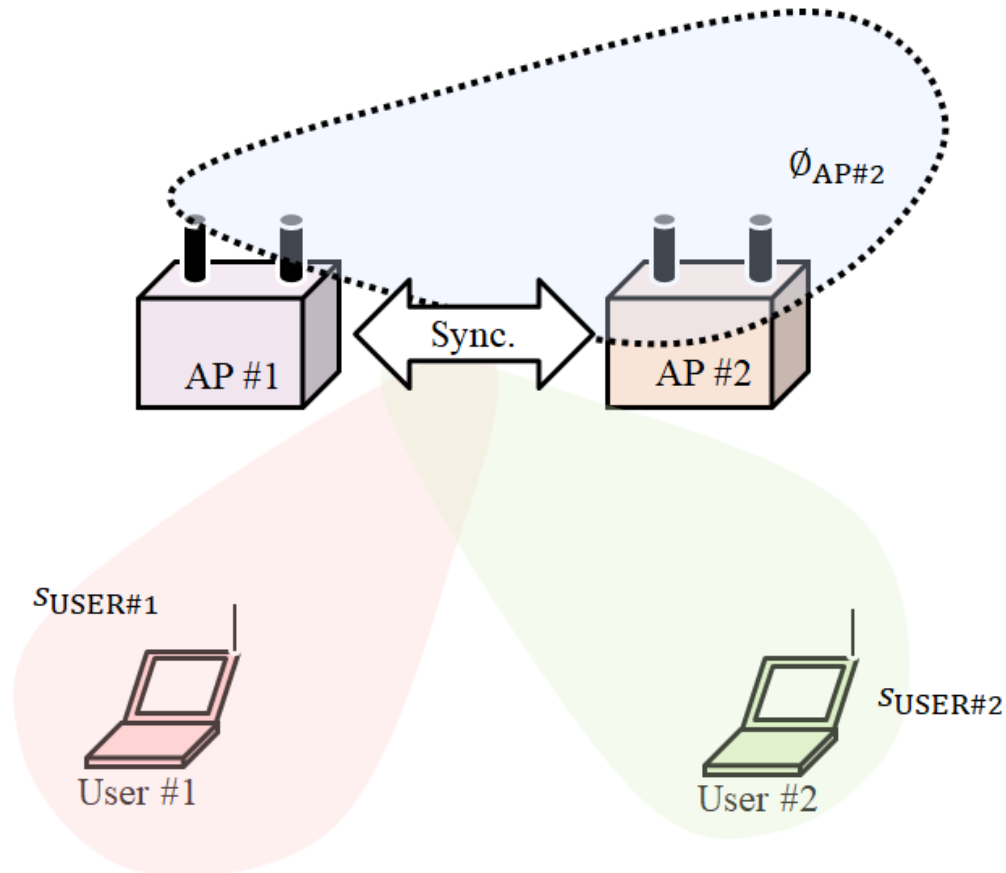


図 4.10: ダウンリンクマルチユーザ協調 MIMO ネットワーク通信の概念図

(4.3) および (4.4) より AP の受信信号  $\mathbf{Y}_0$ , および端末 1, 2 の受信信号  $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$  は,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 \mathbf{s}_1 & \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_2 \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_1 \mathbf{s}_1 & \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_2 \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{G} \mathbf{W}_1 \mathbf{s}_1 & \mathbf{G} \mathbf{W}_2 \mathbf{s}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{N}_2 \\ \mathbf{N}_0 \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

となる. 式 4.7 において  $\mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 \mathbf{s}_1$  および  $\mathbf{H}_2 \mathbf{W}_2 \mathbf{s}_2$  以外に係る項はすべて干渉信号成分となる. したがって, それらの干渉信号成分を 0 とする  $\mathbf{W}_1$  および  $\mathbf{W}_2$  を決定しなければならない. すなわち,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{W}_1 = \mathbf{0} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} \mathbf{W}_2 = \mathbf{0} \quad (4.9)$$

を満たす  $\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2$  である. 式 (4.8), (4.9) が満たされているとき, 干渉信号成分項が 0 となり, AP の受信信号  $\mathbf{Y}_0$ , および端末 1, 2 の受信信号  $\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$  は式 (4.7)

より,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \mathbf{Y}_2 \\ \mathbf{Y}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 \mathbf{s}_1 \\ \mathbf{H}_2 \mathbf{W}_2 \mathbf{s}_2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1 \\ \mathbf{N}_2 \\ \mathbf{N}_0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

となる.

ここでは上記アンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}$  の決定に特異値分解 (SVD: singular value decomposition) によるブロック対角化を利用する. 例として,  $\mathbf{W}_1$  は以下のように決定される.

式 (4.8) において,  $\begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix}$  に対し特異値分解を行うと,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H}_2 \\ \mathbf{G} \end{bmatrix} = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Sigma}_1 \mathbf{V}_1^H \quad (4.11)$$

$$= \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Delta}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{b1} & \mathbf{V}_{n1} \end{bmatrix}^H \quad (4.12)$$

$$= \mathbf{U}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{\Delta}_1 & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{b1}^H \\ \mathbf{V}_{n1}^H \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

となる. ここで,  $\mathbf{U}_1 ((M_{\text{TOTAL}} - M_1) \times (M_{\text{TOTAL}} - M_1))$  は  $(M_{\text{TOTAL}} - M_1)$  個の左特異ベクトルから成るユニタリ行列,  $\mathbf{V}_1 (N_{\text{TOTAL}} \times N_{\text{TOTAL}})$  は  $N_{\text{TOTAL}}$  個の右特異ベクトルから成るユニタリ行列,  $\mathbf{\Delta}_1 = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_{M_{\text{TOTAL}} - M_1})$  は対角成分に特異値を  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{M_{\text{TOTAL}} - M_1} \geq 0$  となるように持つ対角行列である. 式 (4.12) (4.13) 中の  $\mathbf{V}_1 (N_{\text{TOTAL}} \times N_{\text{TOTAL}})$  は, 特異値対角行列の  $\mathbf{\Delta}_1$  に対応する右特異ベクトルからなる行列であり,  $\mathbf{V}_{n1} (N_{\text{TOTAL}} \times M_1)$  は特異値対角行列の  $\mathbf{0}$  に対応する右特異ベクトルからなる行列である.

$\mathbf{W}_1$  は, この特異値対角行列の  $\mathbf{0}$  に対応する右特異ベクトルすなわちヌルベクトルからなる行列  $\mathbf{V}_{n1}$  を設定する ( $\mathbf{W}_1 = \mathbf{V}_{n1}$ ) ことで, 式 (4.8) の関係を満たす.  $\mathbf{W}_2$  についても同様に算出する. 全体のアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}$  は,  $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_2 \end{bmatrix}$  である.

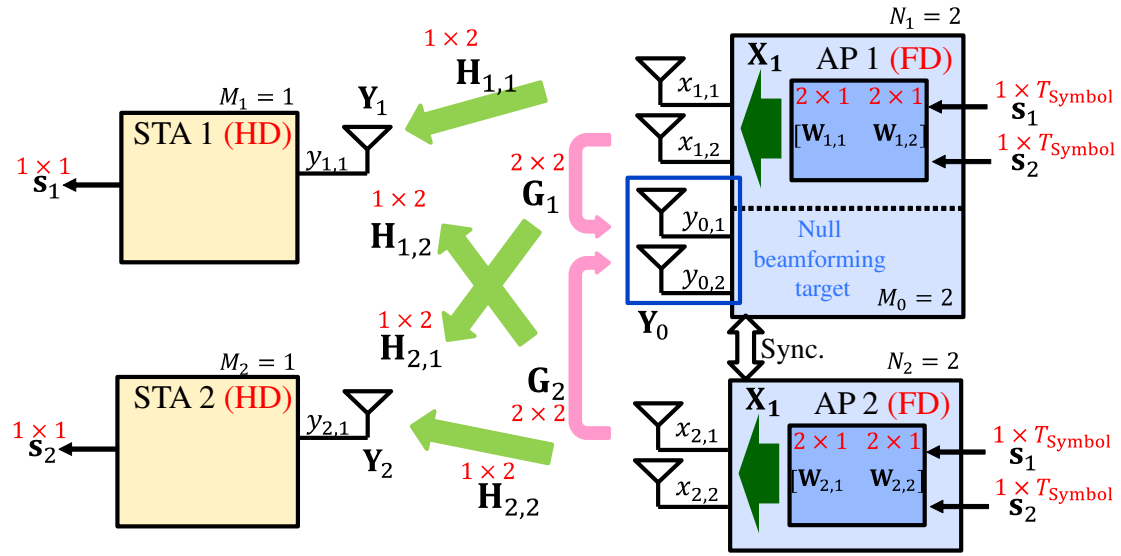


図 4.11: ネットワーク構成の一例

### 4.3 IEEE 802.11 へのヌルビームフォーミング実装

この節では、前節におけるヌルビームフォーミングの手法のより具体的な実施例として、提案手法を用いた信号生成方法を説明する．次に、アンテナマッピングウェイト行列を IEEE 802.11n / ac / ax フレームのレガシー部に適用しヌルビームフォーミングを行う方法を説明する．本論文では、例として IEEE 802.11ac 規格を取り上げるが、提案手法は IEEE 802.11n/ac/ax および IEEE 802.11be にも適用できる．前節の式 (4.7) ～ (4.13) に示すように、ヌルビームフォーミングを実行するアンテナマッピングウェイト行列算出のためには、チャンネル行列  $H_j$  と  $G$  が必要となる．そのため、AP はまずチャンネル行列推定のための信号を送信し、受信した信号からチャンネル行列を  $\hat{H}_j$  および  $\hat{G}$  として推定する．その後、式 (4.11) ～ (4.13) の通りヌルベクトルより構成されるアンテナマッピングウェイト行列を決定したうえで、AP は自己干渉を抑制しながら各端末にダウンリンク通信を行う．ここでは、説明のため例として IEEE 802.11ac 規格に準拠した信号を実装例として挙げる．この規格では、信号は  $N_{\text{subc}}$  のサブキャリアで OFDM 変調される．以下の説明においては各要素にサブキャリアインデックス  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, N_{\text{subc}}$ ) が割り当てられる．

### 4.3.1 ヌルビームフォーミングのためのアンテナマッピングウェイト行列と信号生成

推定チャネル行列  $\hat{\mathbf{G}}$  および  $\hat{\mathbf{H}}_j$  を用いてどのように信号を生成するかの仔細を述べる。AP 群から  $j$  番目の端末および AP の受信アンテナへのチャネルについての推定チャネル行列  $\hat{\mathbf{G}}$  および  $\hat{\mathbf{H}}_j$  を決定するために、AP 群はチャネル推定のためのパケットを送信する。ここで送信するパケットはプリコードされていないもので、ここでは例として NDP (null data packet) を用いるものとする。チャネル推定のためには、プリアンブル行列  $\mathbf{P}$  ( $\sum N \times \sum N$ ) を含む信号送信ストリームとして送信する。プリアンブル行列は送信側および受信側双方にて既知であるユニタリ行列の信号である。IEEE 802.11ac においては VHT-LTF 部がこの信号に該当する。チャネル推定のためのパケットはプリコードされておらずすなわちアンテナマッピングウェイト行列に単位行列が設定されているため、送信信号  $\mathbf{X}^{1st}$  は次のように表される：

$$\mathbf{X}^{1st} = \left[ \mathbf{X}_1^{1stT} \quad \mathbf{X}_2^{1stT} \quad \dots \quad \mathbf{X}_{N_{AP}}^{1stT} \right]^T \quad (4.14)$$

$$= \mathbf{C}\mathbf{P} \quad (4.15)$$

ここで、 $\mathbf{C}$  は非レガシー部の巡回シフトダイバーシチ (CSD: Cyclic Shift Diversity) 行列である。巡回シフトダイバーシチは送信アンテナ毎に同一のトレーニングシンボルを時間シフトして多重伝送しダイバーシチ利得を得るために用いられる。このとき、AP における受信信号  $\mathbf{Y}_0$  は、

$$\mathbf{Y}_0^{1st} = \mathbf{G}^{1st}\mathbf{X}^{1st} + \mathbf{N}_0^{1st} \quad (4.16)$$

$$= \mathbf{G}^{1st}\mathbf{C}\mathbf{P} + \mathbf{N}_0^{1st} \quad (4.17)$$

となり、推定チャネル行列  $\hat{\mathbf{G}}^{1st}$  は、

$$\hat{\mathbf{G}}^{1st} = \mathbf{Y}_0^{1st}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}^{-1} \quad (4.18)$$

$$= \mathbf{G}^{1st} + \mathbf{N}_0^{1st}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}^{-1} \quad (4.19)$$

$$= \mathbf{G}^{1st} + \Delta\mathbf{G}^{1st} \quad (4.20)$$

となる。 $\Delta\mathbf{G}^{1st} = \mathbf{N}_0^{1st}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{C}^{-1}$  は、真のチャネル行列  $\mathbf{G}^{1st}$  に対する推定チャネル行列  $\hat{\mathbf{G}}^{1st}$  の推定誤差である。 $j$  番目の端末における推定チャネル行列  $\hat{\mathbf{H}}_j^{1st}$  も同様にして得られる。

次に、上記で推定したチャネル  $\hat{\mathbf{G}}^{1st}$  および  $\hat{\mathbf{H}}_j^{1st}$  よりヌルビームフォーミングを適用する信号を生成する。式 (4.11) ~ (4.13) の通り各ヌルベクトル・行列  $\mathbf{V}_{nl}$  を算出し、 $\mathbf{W}_l^{2nd} = \mathbf{V}_{nl}$  としてヌルビームフォーミングを適用するパケットに対するアンテナマッピングウェイト行列を設定する。各端末への送信ストリームは、



$\mathbf{s}^{2nd} = \left[ \mathbf{s}_1^{2ndT} \quad \mathbf{s}_2^{2ndT} \quad \dots \quad \mathbf{s}_{N_{STA}}^{2ndT} \right]^T$  であらわされる。このとき、送信信号  $\mathbf{X}^{2nd}$  は次の式となる：

$$\mathbf{X}^{2nd} = \left[ \mathbf{X}_1^{2ndT} \quad \mathbf{X}_2^{2ndT} \quad \dots \quad \mathbf{X}_{N_{AP}}^{2ndT} \right]^T \quad (4.21)$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{n1}^T \\ \mathbf{V}_{n2}^T \\ \dots \\ \mathbf{V}_{nN_{STA}}^T \end{bmatrix} \mathbf{C}_S^{2nd} \quad (4.22)$$

$$= \hat{\mathbf{G}}^{1st} \mathbf{C}_S^{2nd} \quad (4.23)$$

チャンネルの状態は時変であるので、チャンネル推定時のチャンネル行列  $\mathbf{G}^{1st}$  と、ヌルビームフォーミング適用パケット送信時におけるチャンネル行列  $\mathbf{G}^{2nd}$  の差  $\Delta\mathbf{G}^{1 \rightarrow 2}$  が、 $\Delta\mathbf{G}^{1 \rightarrow 2} = \mathbf{G}^{2nd} - \mathbf{G}^{1st}$  として存在する。このとき AP の受信信号  $\mathbf{Y}_0^{2nd}$  は以下の式：

$$\mathbf{Y}_0^{2nd} = \mathbf{G}^{2nd} \mathbf{X}^{2nd} + \mathbf{N}_0^{2nd} \quad (4.24)$$

$$= \left( \hat{\mathbf{G}}^{1st} - \Delta\mathbf{G}^{1st} + \Delta\mathbf{G}^{1 \rightarrow 2} \right) \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} & \cdot \mathbf{V}_n \mathbf{C}^{2nd} \mathbf{s}_1 + \mathbf{N}_0^{2nd} \\ & = (\Delta\mathbf{G}^{1 \rightarrow 2} - \Delta\mathbf{G}^{1st}) \\ & \cdot \mathbf{V}_n \mathbf{C}^{2nd} \mathbf{s}^{2nd} + \mathbf{N}_0^{2nd}. \end{aligned} \quad (4.26)$$

となる。式 (4.26) 第一項は、チャンネル推定誤差およびチャンネルの時間変化により、自己干渉信号の残留が生じることを表している。言い換えれば、自己干渉の抑制量はチャンネル推定精度およびチャンネルの定常性に依存しているということである。ここで各サブキャリア  $k$  における干渉電力雑音電力比 (INR: interference-to-noise-ratio) は、

$$\text{INR} = \frac{\|(\Delta\mathbf{G}^{1 \rightarrow 2} - \Delta\mathbf{G}^{1st}) \mathbf{s}^{2nd}\|^2}{\|\mathbf{N}_0^{2nd}\|^2} \quad (4.27)$$

全サブキャリアにおける平均干渉電力雑音電力比は

$$\text{INR} = \frac{1}{N_{\text{subc}}} \sum_{k=1}^{N_{\text{subc}}} \text{INR} \quad (4.28)$$

となる。

### 4.3.2 レガシープリアンブル部へのアンテナマッピングウェイト行列の適用手法の提案

IEEE 802.11 標準において、IEEE 802.11n 以降のパケットでは、後方互換性維持のため、パケット前方にレガシープリアンブルとよばれる信号部が存在する。すなわち、IEEE 802.11n 以前の規格に準拠した装置が、IEEE 802.11n 以降の規格に準拠した信号の存在を検知するために、レガシープリアンブル部においては、アンテナマッピングウェイト行列が適用されない。IEEE 802.11n 規格パケットにおける HT-SIG 部や IEEE 802.11ac 規格パケットにおける VHT-SIG-A 部についても同様にアンテナマッピングウェイト行列が適用されない。したがって、従来の IEEE 802.11 規格においては、レガシープリアンブル部において上記のアンテナマッピングウェイト行列による自己干渉抑制が実行できない。ここでは、レガシープリアンブル部等にアンテナマッピングウェイト行列を適用する場合における従来規格との互換性を考慮した手法について説明する。以下、例として IEEE 802.11ac を取り上げる。レガシープリアンブル部および VHT-SIG-A 部（以下、レガシー部）の信号  $\mathbf{x}_{\text{LEG}}$  は以下のように定義される [12, 16]：

$$\mathbf{x}_{\text{LEG}} = \left[ \mathbf{x}_1^T \quad \mathbf{x}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{x}_{N_{\text{AP}}}^T \right]^T \quad (4.29)$$

$$= \mathbf{D}_{\text{LEG}} \mathbf{F}^{-1} \mathbf{P}_{\text{LEG}} \quad (4.30)$$

ここで、 $\mathbf{P}_{\text{LEG}}$  はデコードのための PHY 層処理とパケット情報の各サブキャリアアトーンパターンを意味している。 $\mathbf{D}_{\text{LEG}}$  はレガシー部に適用される時間領域 CSD 行列である。また、 $\mathbf{F}^{-1}$  は IFFT 行列である。前項 HT・VHT 部における CSD 行列  $\mathbf{C}$  とはシフト量等の違いがある。図 4.12 に示すように、従来のシステムにおいてはアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_l$  が適用されない。すなわち、式 4.23 を用いてヌルビームフォーミングを実行できない。この図 4.12 [12] は例として、 $N_{\text{SSTOTAL}} = \sum_j M_j = 2$  と  $N_{\text{TOTAL}} = 4$  の場合を示している。

ここで、レガシー部において HT・VHT 部と同様にアンテナマッピングウェイト行列を適用することを考える。前項において算出したアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_l$  を用いてヌルビームを AP の受信アンテナ  $\mathbf{Y}_0$  に向けるには、アンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_l$  の乗算の前に CSD シフトを適用する必要がある。したがって、図 4.13 の通り、最初に CSD シフトを適用し、次にアンテナマッピングウェイト行列  $\mathbf{W}_l$  を適用すればよい。ここで、CSD シフトは IFFT の前に適用するため、CSD 行列は  $\mathbf{C}_{\text{LEG}}$  で表している。 $\mathbf{C}_{\text{LEG}}$  は、 $\mathbf{D}_{\text{LEG}}$  の周波数領域表現である。また、前述の通り HT・VHT 部における  $\mathbf{C}$  とはシフト量が異なる。図 4.13 において、送信信号  $\mathbf{x}_{\text{LEG-P}}$  は、以下の式となる

$$\mathbf{x}_{\text{LEG}} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{W}_n \mathbf{C}_{\text{LEG}} \mathbf{P}_{\text{LEG}}. \quad (4.31)$$

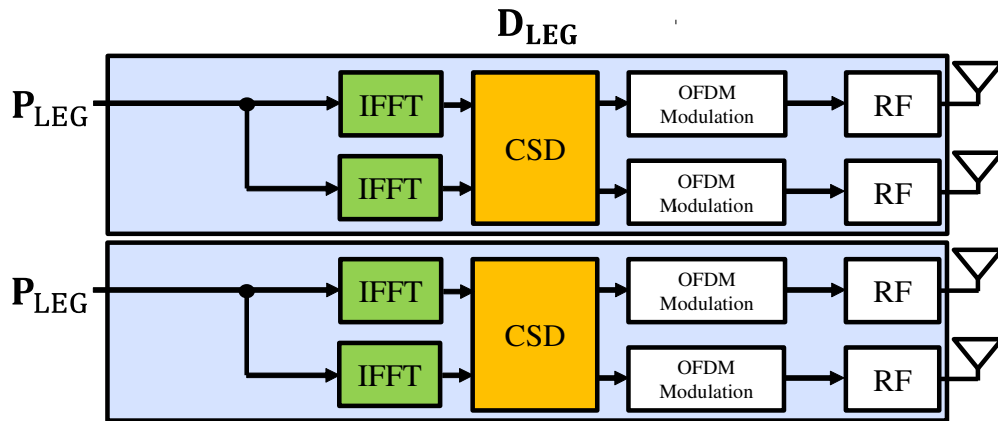


図 4.12: 従来型レガシー部信号生成ブロック

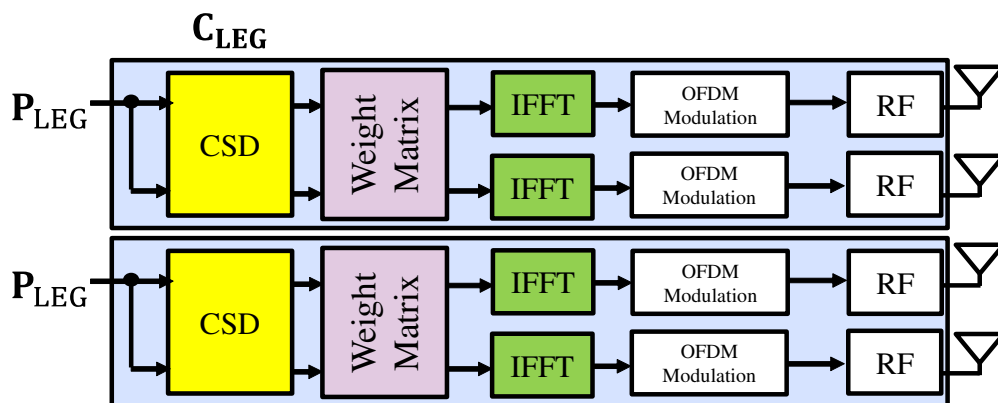


図 4.13: ヌルビームフォーミング対応レガシー部信号生成ブロック

## 4.4 実機実験による評価

上記システムの評価を行うため、FPGA (Field Programmable Gate Array) ボードと SDR(Software Defined Radio) カードを用いてシステムを構築し、二つの AP および一つのユーザから構成されるネットワークの場合における検証を行う。表 4.2, 図 4.14 および 4.15 は、それぞれ検証に用いるシステムの構成機器と構成概略図、およびその実装機器を表している。表 4.3 は本論文における実験条件である。本論文では、AP2 の受信アンテナをマルチユーザ協調 MIMO 通信における AP 群受信アンテナ (自己干渉抑制対象アンテナ)、AP1 の受信アンテナを信号受信者 (ユーザ) とする。AP1 および AP2 は図 4.16 に示すような配置とし、図 4.17 の屋内環境で実施する。各アンテナの距離は表 4.4 の通りである。

表 4.2: システム概要

Device	Model (Manufacturing Company)
FPGA Board	ZC706 (Xilinx, Inc.)
SDR Card	ADRV9371-W/PCBZ (Analog Devices, Inc.)
Antenna	DELTA6C/x/SMAM/S/S/11 (Siretta Ltd)
Signal Generator (SG)	SMIQ06B (Rohde & Schwarz USA, Inc.)

表 4.3: 実験条件

Parameter	Value	
	Channel Estimation	Null Beamforming to Self
Frame Format MCS	IEEE 802.11ac 0 (4stream, QPSK)	IEEE 802.11ac 4 (2stream, QPSK)
# of Transmit Antenna	4 (2 + 2)	
# of Receiving Antennas (Subject to SI cancellation)	4 (None)	4 (2)
Total Transmit Power	-12 dBm	-
Null Beamforming Target	-	AP 2 RX : $RX_{0,2,1}, RX_{0,2,2}$
Center Frequency	5640 MHz	
Channel Bandwidth	20 MHz	
Weight Matrix $W_l$	Identity Matrix $I$	$V_{nl}$

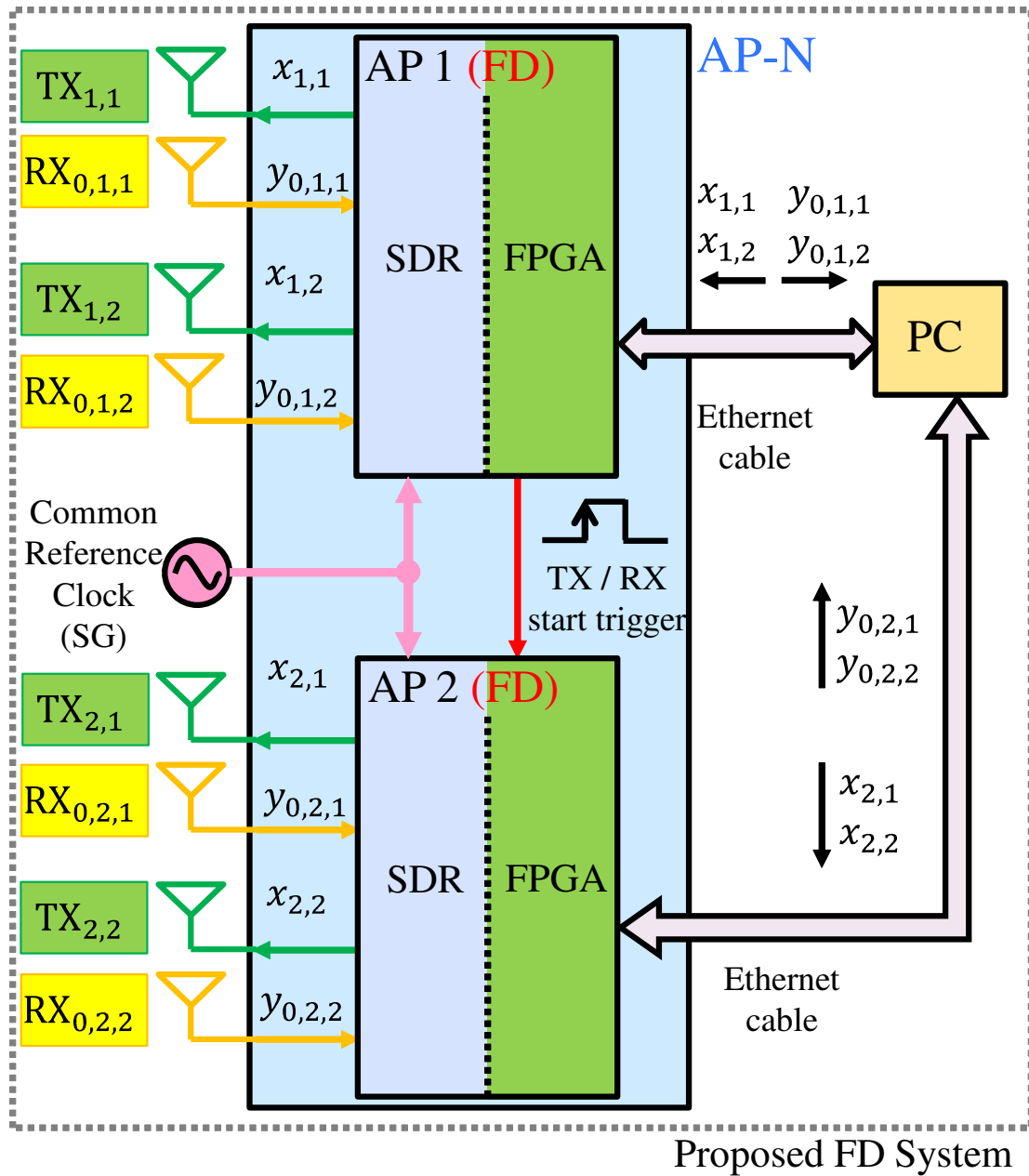


図 4.14: 実装 Co-MIMO 構成図

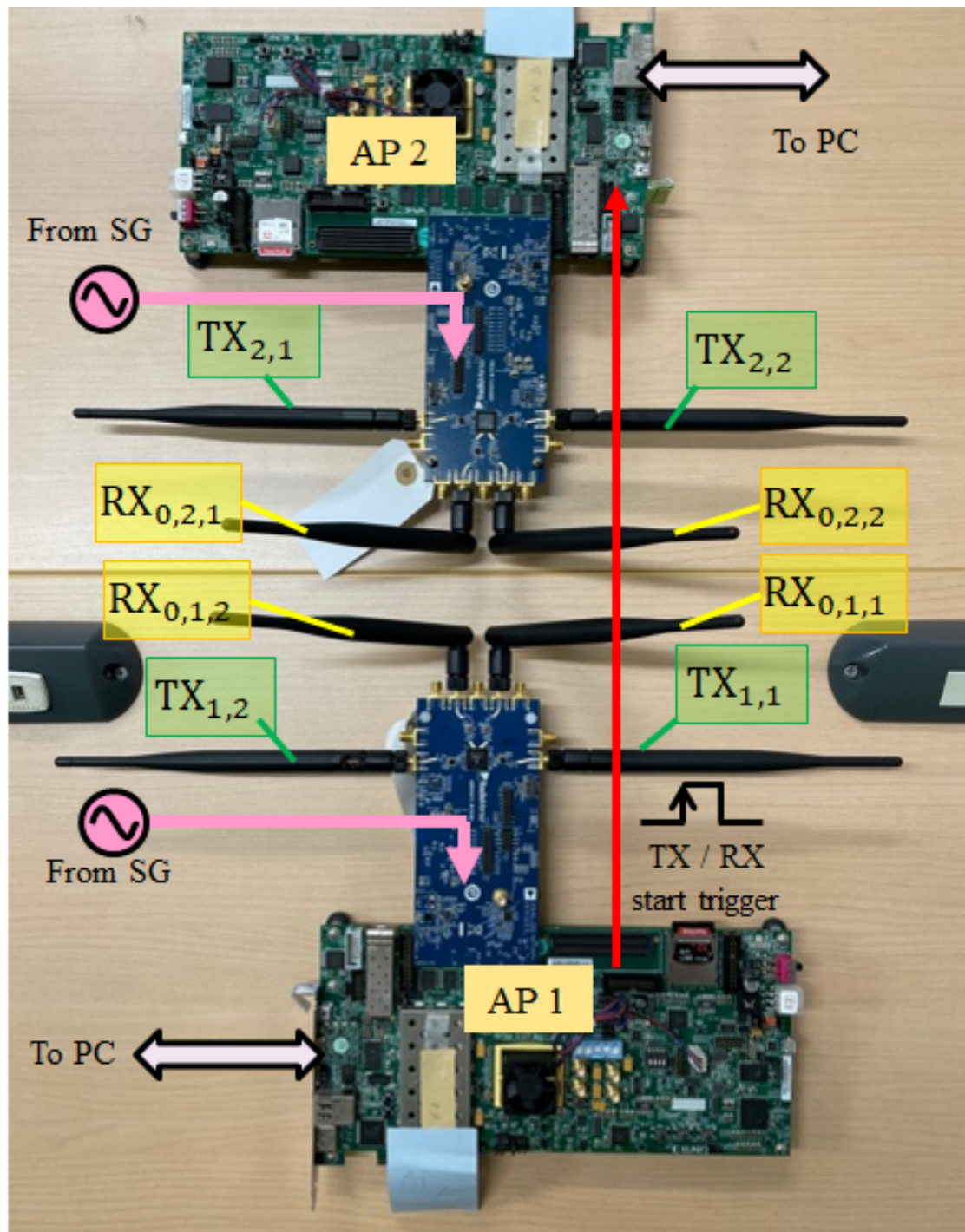


図 4.15: 実装 Co-MIMO システム

#### 4.4.1 ヌルビームフォーミングによる自己干渉抑制量評価

図4.14のシステムを利用して、ヌルビームフォーミングによる自己干渉抑制量の評価および提案システムによるレガシー部まで含めたパケット全体のヌルビームフォーミングの自己干渉抑制が可能であることを確認する。実験の結果として、各アンテナの送受信信号電力を図4.18, 図4.19, 図4.20に示す。図左列は送信電力を、右列は受信電力を表している。図4.18, 図4.19は、従来システムの通り、レガシー部にはアンテナマッピングウェイト行列の振幅のみを、VHT部には位相を含めたアンテナマッピングウェイト行列を適用したものである。即ち、レガシー部受信電力と、VHT部受信電力の差が自己干渉抑制量を表す。

同期が行えていないときには、図4.18のように、ジョイント送信が正しく行えないため、ヌルビームが向かず、結果として自己干渉抑制量も大きく下がる。図4.18の結果では、自己干渉抑制量が約5~10 dBとなっている。

一方、AP間において同期がなされている場合、図4.19のように、約20 dBの自己干渉抑制量を確認できる。さらに、図4.20は、提案手法によりパケット全体に対してアンテナマッピングウェイト行列を適用した場合の結果である。レガシー部も含めたパケット全体にわたり約18~19 dBの自己干渉抑制が行えている。さらに、APIの受信アンテナすなわちユーザ側において、提案手法が適用されたパケットの信号検出および受信、復調が可能であることも確認した。

表 4.4: 各アンテナ中心間距離  $d_{TX_n, RX_m}$  (概算値)

$d_{TX_n, RX_m}$	
$d_{TX_{1,1}, RX_{0,1,1}}$ $d_{TX_{1,2}, RX_{0,1,2}}$	10 cm
$d_{TX_{2,1}, RX_{0,2,1}}$ $d_{TX_{2,2}, RX_{0,2,2}}$	
$d_{TX_{1,1}, RX_{0,1,2}}$ $d_{TX_{1,2}, RX_{0,1,1}}$	20 cm
$d_{TX_{2,1}, RX_{0,2,2}}$ $d_{TX_{2,2}, RX_{0,2,1}}$	
$d_{TX_{2,1}, RX_{0,1,2}}$	25 cm
$d_{TX_{2,1}, RX_{0,1,1}}$	30 cm
$d_{TX_{1,1}, RX_{0,2,1}}$ $d_{TX_{1,2}, RX_{0,2,1}}$	40 cm
$d_{TX_{2,2}, RX_{0,1,1}}$ $d_{TX_{2,2}, RX_{0,1,2}}$	45 cm
$d_{TX_{1,1}, RX_{0,2,2}}$ $d_{TX_{1,2}, RX_{0,2,2}}$	50 cm

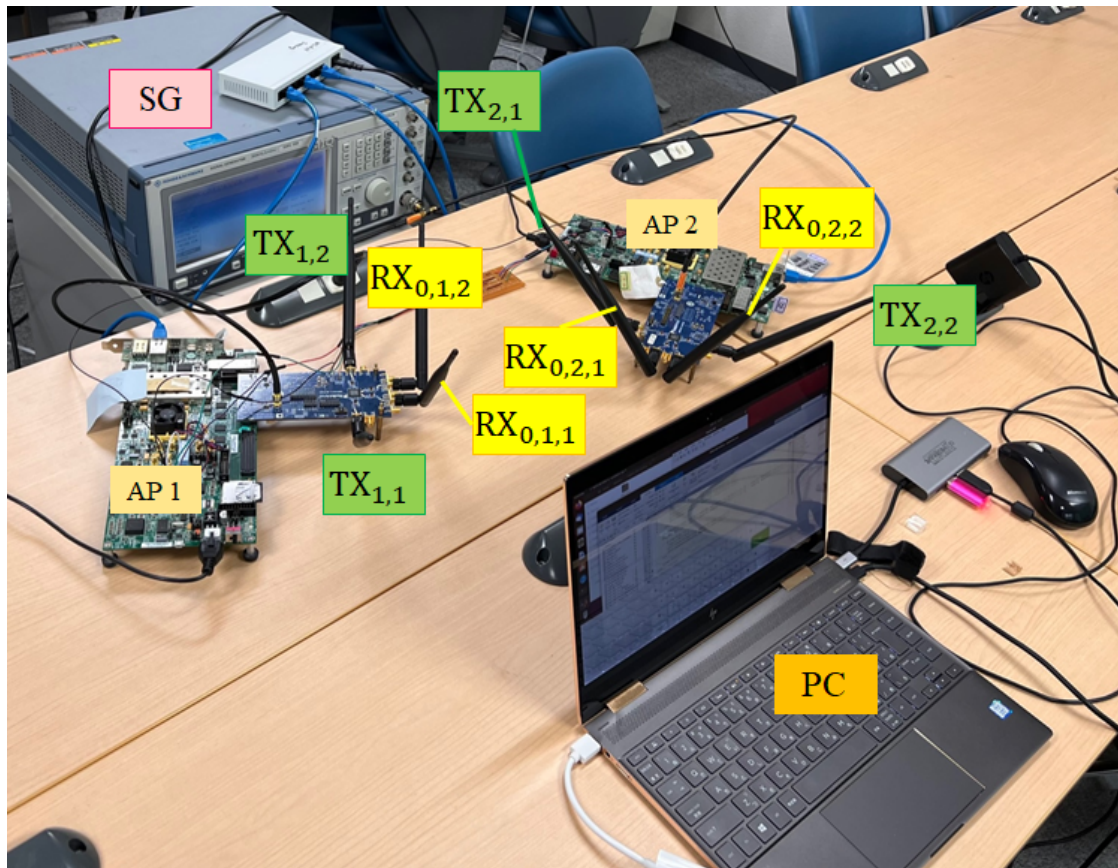


図 4.16: 実験環境：機器配置



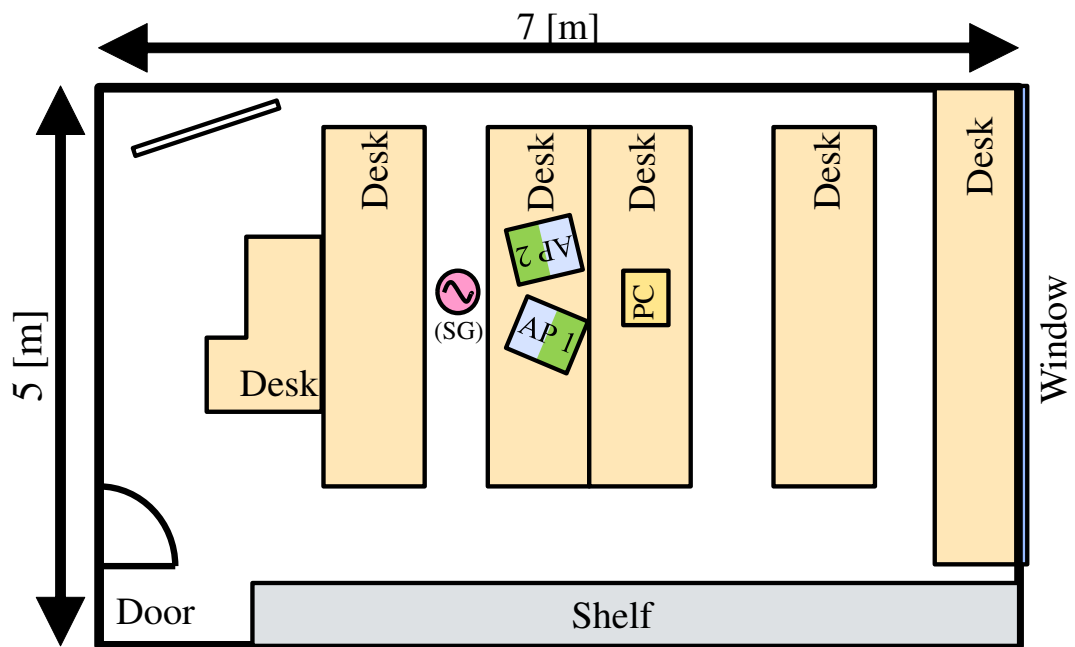


図 4.17: 実験環境：屋内実験環境

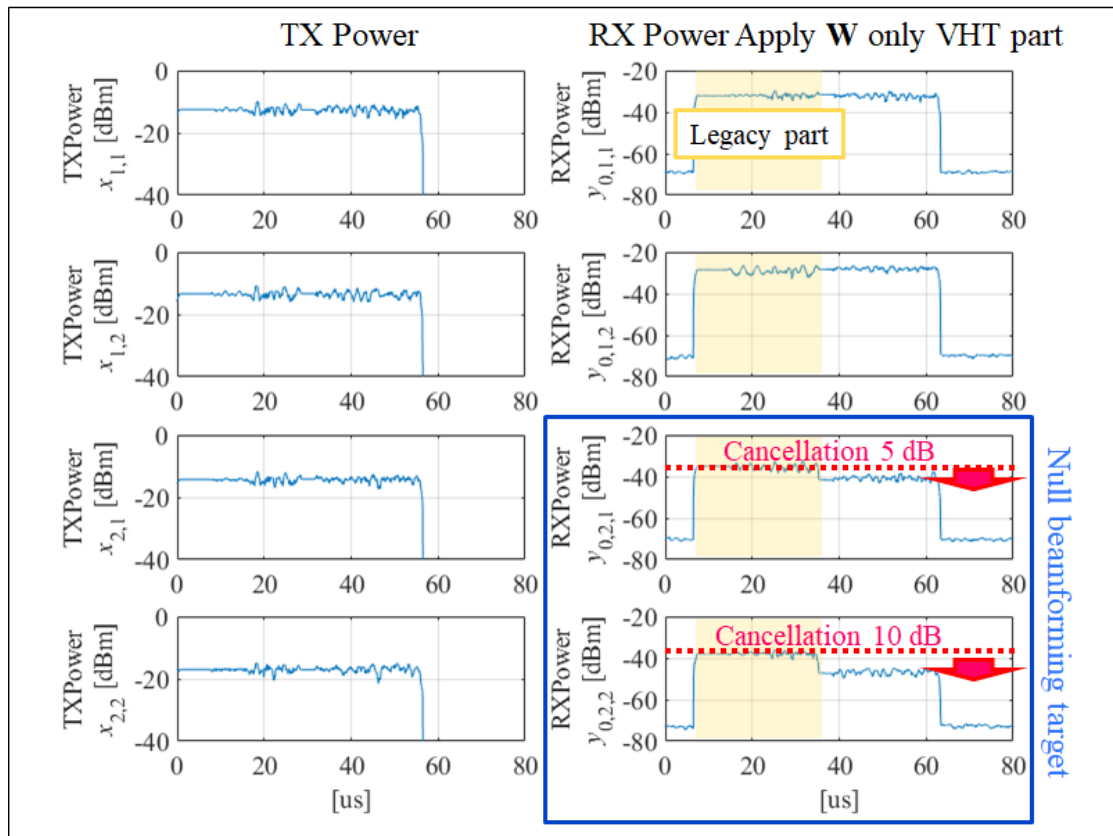


図 4.18: 実験結果：各アンテナ送受信信号電力（VHT 部のみにウェイト適用，同期なし）

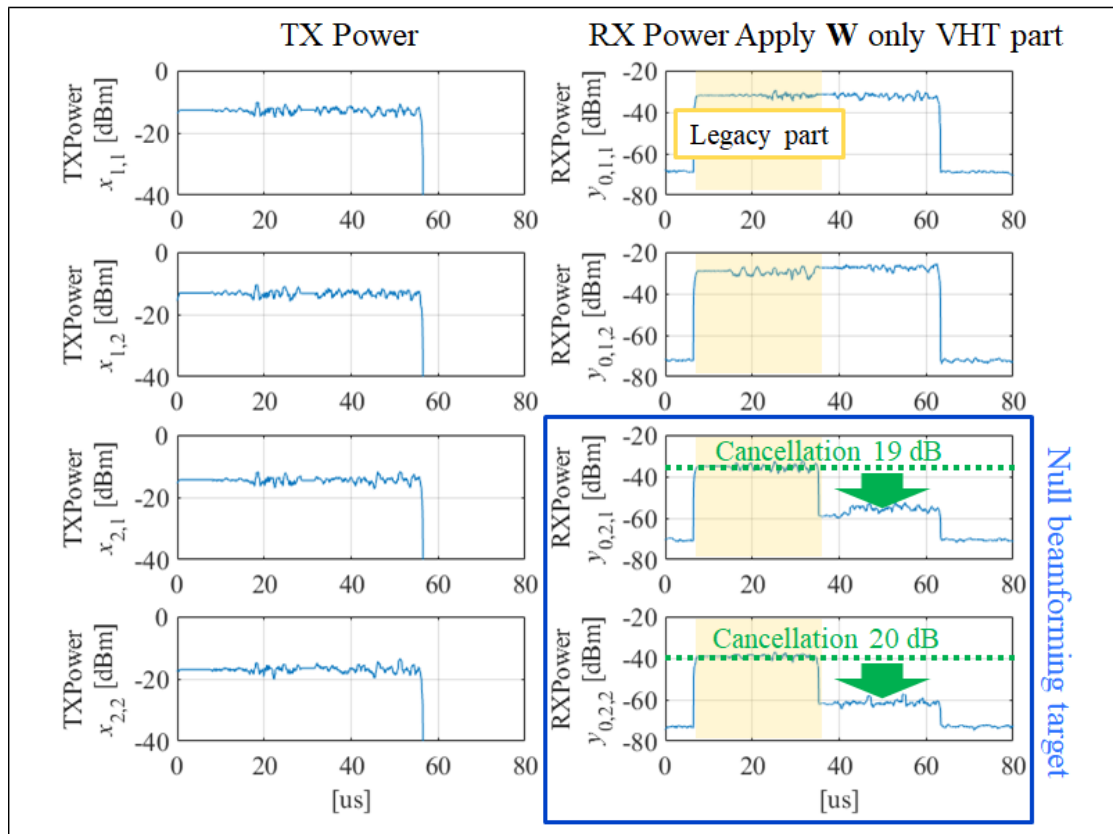


図 4.19: 実験結果：各アンテナ送受信信号電力（VHT 部のみにウェイト適用，同期あり）

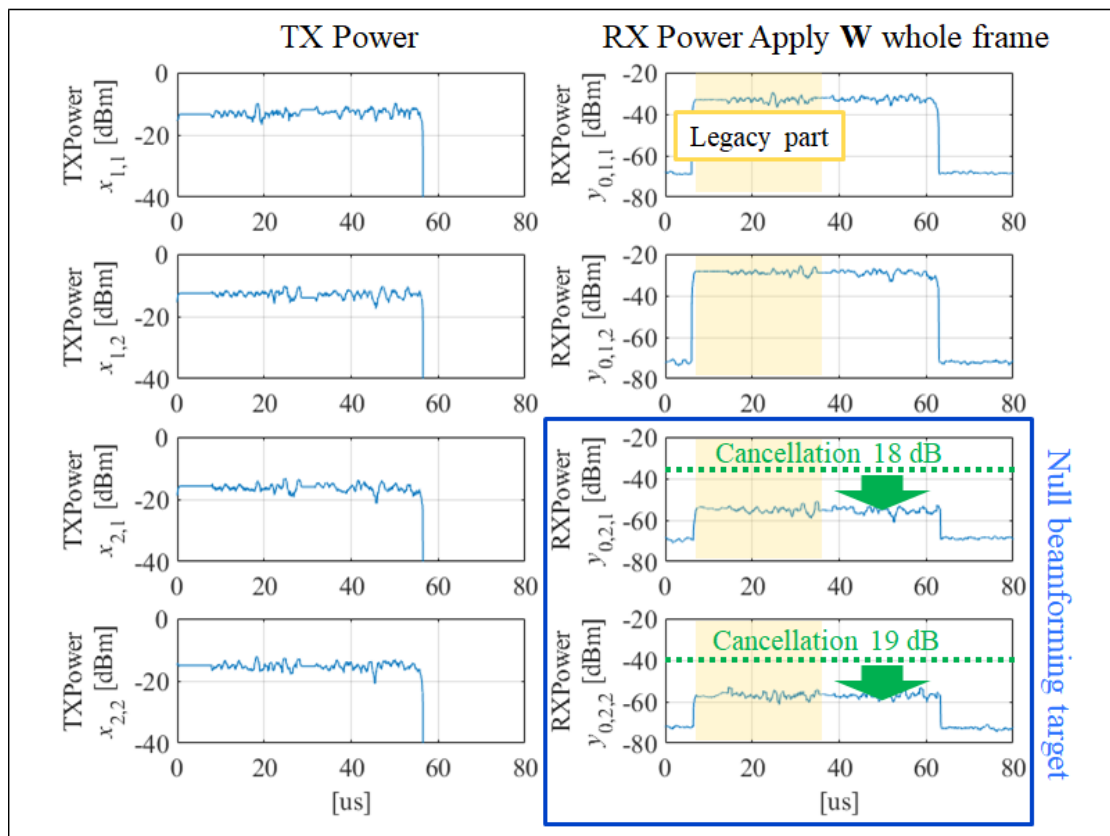


図 4.20: 実験結果：各アンテナ送受信信号電力（パケット全体にウェイト適用，同期あり）

#### 4.4.2 同期ずれによる自己干渉抑制量低下の評価

協調MIMOシステムのビームフォーミングにおいては4.1節で述べた通り、NDP送信時とビームフォーミングパケット送信時の同期誤差の相対差が変化しないこと、すなわち、NDP送信時に前章提案手法を利用して時刻同期を行う場合、提案手法における周波数オフセット推定値を用いてスレーブAP（本論文ではAP2）がマスタAP（本論文ではAP1）の周波数オフセットへ追従できていることが必要である。3.3.5項では1ミリ秒当たり追従誤差約10ナノ秒の精度で周波数オフセットへ追従可能であることが示された。ここでは、周波数オフセットに対する追従誤差として、ビームフォーミングパケット送信時の送信タイミングに誤差を付加し、自己干渉抑制量が低下することを確認する。図4.21は、上記周波数オフセット追従誤差對自己干渉抑制量低下量を示している。ここでは前項検証におけるヌルビームフォーミング対象アンテナRX<sub>0,2,2</sub>について、同期ずれ量が0であるときの自己干渉抑制量を基準としての結果を示している。つまり、追従誤差が10 nsであれば、自己干渉抑制量低下量が1 dB以内に抑えられることを表している。

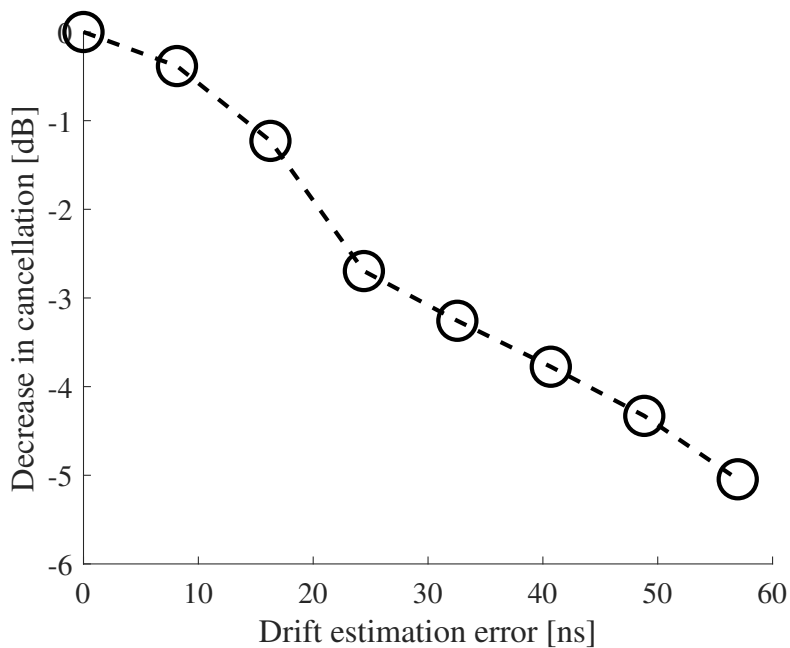


図 4.21: 周波数オフセット追従誤差對自己干渉抑制量低下量

### 4.4.3 実機実験による結果の検討

協調 MIMO システムにおける，全二重無線通信のための自己干渉抑制の各種アプローチのうち，MIMO システムに代表される複数アンテナを利用するシステムにおいて，各アンテナ間の干渉への対処が著しく困難であるアンテナ干渉キャンセルにつき要求される自己干渉抑制量である約 20 dB について，協調 MIMO システムのジョイント送信方式を利用するヌルビームフォーミングにより，AP 群の特定の受信アンテナに対して最大で約 20 dB の自己干渉抑制が可能となることを実装したシステムによる実機実験により確認し，前記アンテナ干渉キャンセル部の，提案手法による代替が可能であることを示した．一方，本検証において，ヌルビームフォーミングによる自己干渉抑制量は，各 AP 間の同期が行えていない場合において，自己干渉抑制量が約 5～10dB 程度まで低下することを確認した．

さらに，NDP 送信時とビームフォーミングパケット送信時における同期誤差の相対差，すなわち AP2 の AP1 に対する周波数オフセット追従誤差と，自己干渉抑制量の低下について，約 15 ns 以下の追従誤差であれば，4.4.1 項の結果と併せて約 20 dB の自己干渉抑制が可能であることが確認できる．3.3.5 項においては，提案手法により 1 ミリ秒当たり追従誤差約 10 ナノ秒の追従誤差精度が得られる結果が示されており，本環境では，NDP 送信とビームフォーミングパケット送信の間隔が 1 ミリ秒程度であれば，前章提案手法による時刻同期処理を利用して，アンテナ干渉キャンセルを代替し得る約 20 dB の自己干渉抑制が可能である．

## 4.5 まとめ

本章では，同期ネットワークの一応用である，協調 MIMO システムにおける全二重無線通信について，AP 側においてアップリンク通信を受信するために自己干渉抑制が必要であることと，自己干渉抑制手法の各アプローチにつき，とりわけアンテナ干渉キャンセルは MIMO システムへの適用が著しく困難であるという課題に対し，空間干渉キャンセル手法としてのヌルビームフォーミングの適用による代替手法を示した．また，従来 IEEE 802.11 標準準拠システムにおいては，パケットのレガシー部に対するアンテナマッピングウェイト行列の適用が不可能であるため，既存システムとの互換性が極力維持可能されるヌルビームフォーミング適用法について提案した．さらに，SDR および FPGA を利用した実機実験により，AP 間の時刻同期がなされない場合には協調 MIMO におけるジョイント送信が行えず，ヌルビームが対象アンテナに向かなくなり自己干渉抑制ができなくなることを確認し，協調 MIMO システムにおける時刻同期の必要性を示した．一方，AP 間の時刻同期がされている場合には，IEEE 802.11ac 規格準拠パケットにおいて最大で約 20 dB 程度の自己干渉抑制が可能であることを確認した．さらに，レガシープリアンプルについてのウェイト適用に係る提案手法により，パケット全体

---

に亘りヌルビームフォーミングを適用できることも併せて確認した。加えて、協調 MIMO システムにおける信号送信の時刻同期の概要と、前章で確認された同期誤差・追従誤差精度によって、協調 MIMO システムにおける全二重無線通信のためのヌルビームフォーミングが可能であることを示した。本論文では協調 MIMO システムの最低限構成として二つの AP を利用する検証を示したが、より多くの AP を利用した協調 MIMO システム AP 群の拡張や、[31] のような全二重無線通信のための上位層プロトコルの検討が今後の課題である。

---

## 第5章 結論

本論文では、アクセスポイントおよび接続端末数の増加する無線ネットワーク環境下において、低通信量かつ高精度な時刻同期を行う手法を示し、その有効性について計算機シミュレーションおよび実験により検証した。また、装置間時刻同期の応用として、端末数の増加に伴う周波数資源逼迫へ対応する全二重無線通信の実装可能性についての検討を行った。本論文で得られた成果を以下にまとめる。

第2章では、IEEE 802.11 無線 LAN ネットワークにおける時刻同期への要求と、既存時刻同期手法の概要および課題点について示した。

第3章では、既存手法の一である RSP および RBS をベースとした時刻同期手法について述べた。また、通常最小二乗法による近似直線算出において説明変数の組を同一にする、すなわち算出に用いる取得パケットの組を揃えること、および、信号送信時刻と比較して信号受信時刻の精度が、提案手法における同期精度へ大きく寄与する要素であることを、同期手法原理で説明し、計算機シミュレーションにより確認した。IEEE 802.11 ネットワークの実環境においては、前記取得パケット情報交換について、全パケット取得検出時同期方式として、算出パケットシーケンス番号等の事前取り決め等により、明示的な情報交換のための通信が不要な方式も示している。また、上記信号受信時刻情報取得について、現在における一般的実装である STF 相互相関値によるタイミング同期すなわち受信時刻の決定に加え、本論文における時刻同期システムにおいては LTF 相互相関値による受信時刻決定が利用できることを示し、受信時刻情報の高精度化が図れることを確認した。また、特に LTF 相互相関値を利用する場合においては、最大誤差約 150 ns のサブマイクロ秒級時刻同期が行えることを実験により確認した。さらに、提案手法により、1 ミリ秒当たり約 10 ナノ秒の誤差精度で周波数オフセットへの追従が行えることを確認した。従来手法の RBS に対して、提案手法の採用により、例えば平均化区間を 10 秒とする場合、標準的なビーコン間隔 100 ms の環境下では、同期に係る消費電力において、受信のための消費電力についてはパワーセービング機能により最大で 100 分の 1 程度、マスタの送信データ量については 100 分の 1 まで削減可能である。

第4章では、同期ネットワークの一応用である、協調 MIMO システムについて、ビームフォーミング等の AP 間協調動作のために時刻同期が必要であることを示し、とりわけマスタへの周波数オフセット追従誤差が重要な要素であることを示した。また、協調 MIMO システムにおける全二重無線通信について、自己干渉抑



制が必要であることと、自己干渉抑制手法の各アプローチにつき、とりわけアンテナ干渉キャンセルはMIMOシステムへの適用が著しく困難であるという課題に対し、空間干渉キャンセル手法としてのヌルビームフォーミングの適用による前記アンテナ干渉キャンセルシステムの代替可能性について述べ、実験によりその評価を行った。また、ヌルビームフォーミングの適用について、従来IEEE 802.11標準準拠システムにおいては、パケットのレガシー部に対するアンテナマッピングウェイト行列の適用が不可能であるため、既存システムとの互換性を極力維持可能なヌルビームフォーミング適用法について提案した。SDRおよびFPGAを用いた実機実験において、AP間の同期が行えていないときには、協調MIMOにおけるジョイント送信が行えず、ヌルビームが対象アンテナに向かなくなり自己干渉抑制ができないことを確認した。また、AP間が同期されている場合には、ヌルビームフォーミングによる最大自己干渉抑制量は約20 dBを確認し、上記アンテナ干渉キャンセルの代替可能性および協調MIMOシステムにおけるAP間の同期の必要性を示すことができた。また、提案手法により、パケット全体に亘りヌルビームフォーミングを適用できることも併せて確認した。さらに、周波数オフセット追従誤差對自己干渉抑制量低下量の評価を実機実験により確認し、第3章で述べた提案手法による時刻同期と周波数オフセット追従によって、協調MIMOシステムにおける全二重無線通信のためのヌルビームフォーミングによる自己干渉抑制が可能であることを示した。一方、本検証に用いたシステムでは、機材の制約上、規格および法令上許容される空中線電力を下回る送信電力で検証を行ったが、送信電力を増加させれば信号雑音比も改善されるため、より精度のよいチャンネル情報が取得でき、結果として自己干渉抑制量も本検証の結果より向上させることができる。

今後の課題は以下の通りである。まず、装置間時刻同期について、提案手法を適用する場合において同期誤差は信号受信時刻精度が支配的であることを示したが、この信号受信時刻取得精度の向上が挙げられる。特に、現在一般的に利用される、STFの自己・相互相関値と閾値を用いる手法に加え、既存システムにおいても取得可能な、CSI情報による受信時刻情報の補正は、ソフトウェアおよびファームウェアの改修による既存システムへの適用と実装も容易であると思われる。また、全二重無線通信について、本論文中で例示したAPが二つのネットワークのみならず、より多くのAPを協調させた大規模協調MIMOネットワークにおける検証や、現在の半二重通信を前提とした上位プロトコルの、全二重化のための変更と改善点の検討および構築が必要となる。

## 謝辞

本研究を行うにあたり、指導教員である九州工業大学大学院 情報工学研究院 情報・通信工学研究系 尾知 博 教授には、本研究を行う機会と環境を与えて頂くとともに、研究の方向性や進め方など様々なご指導を賜りました。心より感謝の意を表します。同研究系の黒崎 正行 准教授、レオナルドラナンテジュニア 助教ならびに長尾 勇平 客員 准教授には、研究の全体から詳細にわたり多大なる御力添えをして頂きました。心より深く感謝申し上げます。先生方には公私にわたるご指導やご助言をいただきました。改めてここに深く謝意を表します。九州工業大学大学院 情報工学研究院 知能情報工学研究系 碓崎 賢一 教授、九州工業大学大学院 情報工学研究院 情報・通信工学研究系 塚本 和也 准教授、ならびに近畿大学 産業理工学部 電気通信工学科 白土 浩 准教授には、本論文の審査を通して大変貴重な御意見、御指導を賜り、ここに厚く御礼申し上げます。

本研究の一部はJST, A-STEP, JPMJTM20S3 の助成を受けたものである。関係者各位に心より感謝申し上げます。

## 参考文献

- [1] Ministry of Internal Affairs and Communications, Japan, 令和3年版情報通信白書, Japanese Government, 2021.
- [2] Y. Tohzaka, T. Sakamoto, N. Deguchi, and Y. Doi, “A practical and cost-effective cyclic pulse synchronization system using ieee 802.11 wireless lan,” 2014 IEEE 25th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC), pp.2056–2060, 2014.
- [3] W. Chen, J. Sun, L. Zhang, X. Liu, and L. Hong, “An implementation of ieee 1588 protocol for ieee 802.11 wlan,” *Wireless Networks*, vol.21, no.6, pp.2069–2085, Aug. 2015.
- [4] A. Mahmood, G. Gaderer, H. Trsek, S. Schwalowsky, and N. Kerö, “Towards high accuracy in ieee 802.11 based clock synchronization using ptp,” 2011 IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication, pp.13–18, Sep. 2011.
- [5] G. Cena, S. Scanzio, A. Valenzano, and C. Zunino, “Implementation and evaluation of the reference broadcast infrastructure synchronization protocol,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol.11, no.3, pp.801–811, June 2015.
- [6] 雨海明博, “有線 LAN・無線 LAN 混在環境におけるサブマイクロ秒同期計測 (ユビキタス・センサネットワーク),” *電子情報通信学会技術研究報告: 信学技報*, vol.112, no.406, pp.9–14, Jan. 2013.
- [7] R. Exel, “Clock synchronization in ieee 802.11 wireless lans using physical layer timestamps,” 2012 IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control and Communication Proceedings, pp.1–6, Sep. 2012.
- [8] A. Mahmood, R. Exel, and T. Sauter, “Delay and jitter characterization for software-based clock synchronization over wlan using ptp,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol.10, no.2, pp.1198–1206, May. 2014.

- 
- [9] J. Kannisto, T. Vanhatupa, M. Hannikainen, and T.D. Hamalainen, "Software and hardware prototypes of the IEEE 1588 precision time protocol on wireless LAN," 2005 14th IEEE Workshop on Local Metropolitan Area Networks, pp.6pp.–6, 2005.
- [10] J. Sheu, W. Hu, and J.-C. Lin, "Ratio-based time synchronization protocol in wireless sensor networks," *Telecommunication Systems*, vol.39, pp.25–35, 2008.
- [11] K. Yano, E. Nii, K. Suzuki, and K. Yamamoto, "Timestamp synchronization of received frames among multiple wireless LAN nodes for robust access point coordination," 2021 23rd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), pp.265–270, 2021.
- [12] IEEE, "*IEEE Standard for Information technology-Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks-Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*," IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012), pp.1–3534, Dec. 2016.
- [13] R.A. Pacheco and D. Hatzinakos, "Analysis of a frame synchronization method using periodic preamble for OFDM based WLANs," 2004 IEEE 15th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (IEEE Cat. No.04TH8754), vol.3, pp.1911–1915Vol.3, 2004.
- [14] A. Fort, J.-W. Weijers, V. Derudder, W. Eberle, and A. Bourdoux, "A performance and complexity comparison of auto-correlation and cross-correlation for OFDM burst synchronization," 2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03)., vol.2, pp.II–341, 2003.
- [15] I. Kusunoki, K. Nagano, N. Sutisna, Y. Nagao, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, "Verification of symbol timing synchronization for Wi-Fi system," 2019 19th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT), pp.167–172, 2019.
- [16] E. Perahia and R. Stacey, *Next Generation Wireless LANs: 802.11n and 802.11ac*, 2nd edition, Cambridge University Press, 2013.
- [17] M.S. Amjad, H. Nawaz, K. Özsoy, O. Gürbüz, and I. Tekin, "A low-complexity full-duplex radio implementation with a single antenna," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.67, no.3, pp.2206–2218, 2018.
-

- [18] Z. Zhan, G. Villemaud, and J.-M. Gorce, "Design and evaluation of a wideband full-duplex ofdm system based on aasic," 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), pp.68–72, 2013.
- [19] D. Bharadia, E. McMillin, and S. Katti, "Full duplex radios," Proceedings of the ACM SIGCOMM 2013 Conference on SIGCOMM, pp.375–386, SIGCOMM '13, Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 2013. <https://doi.org/10.1145/2486001.2486033>
- [20] T. Zhang, A. Najafi, C. Su, and J.C. Rudell, "A 1.7-to-2.2ghz full-duplex transceiver system with gt;50db self-interference cancellation over 42mhz bandwidth," 2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), pp.314–315, 2017.
- [21] N. Reiskarimian, M.B. Dastjerdi, J. Zhou, and H. Krishnaswamy, "Highly-linear integrated magnetic-free circulator-receiver for full-duplex wireless," 2017 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), pp.316–317, 2017.
- [22] 猿渡俊介, 渡辺尚, "全二重無線通信の実用化に向けた課題と可能性," 電子情報通信学会誌, vol.101, no.4, pp.387–393, April 2018.
- [23] M. Kawano, Y. Nagao, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, "Cooperative mimo applied null beamforming to self in full-duplex wireless communication system and its implementation," 2021 23rd International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), pp.176–181, 2021.
- [24] J.I. Choi, M. Jain, K. Srinivasan, P. Levis, and S. Katti, "Achieving single channel, full duplex wireless communication," Proceedings of the Sixteenth Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, pp.1–12, MobiCom '10, Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 2010. <https://doi.org/10.1145/1859995.1859997>
- [25] M. Jain, J.I. Choi, T. Kim, D. Bharadia, S. Seth, K. Srinivasan, P. Levis, S. Katti, and P. Sinha, "Practical, real-time, full duplex wireless," Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, pp.301–312, MobiCom '11, Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 2011. <https://doi.org/10.1145/2030613.2030647>
- [26] T. Riihonen, S. Werner, and R. Wichman, "Mitigation of loopback self-interference in full-duplex mimo relays," IEEE Transactions on Signal Processing, vol.59, no.12, pp.5983–5993, 2011.
-

- 
- [27] Y. Hua, P. Liang, Y. Ma, A.C. Cirik, and Q. Gao, "A method for broadband full-duplex mimo radio," *IEEE Signal Processing Letters*, vol.19, no.12, pp.793–796, 2012.
- [28] M. Chung, M.S. Sim, D.K. Kim, and C.-B. Chae, "Compact full duplex mimo radios in d2d underlaid cellular networks: From system design to prototype results," *IEEE Access*, vol.5, pp.16601–16617, 2017.
- [29] B. Chun and H. Park, "A spatial-domain joint-nulling method of self-interference in full-duplex relays," *IEEE Communications Letters*, vol.16, no.4, pp.436–438, 2012.
- [30] G.C. Alexandropoulos, P. Ferrand, J.-m. Gorce, and C.B. Papadias, "Advanced coordinated beamforming for the downlink of future lte cellular networks," *IEEE Communications Magazine*, vol.54, no.7, pp.54–60, 2016.
- [31] M. Gan, Y. Guo, G. Tsodik, Y. Xin, X. Yang, E. Au, and O. Aboul-Magd, "Full duplex for next generation of 802.11," *2019 IEEE 30th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC Workshops)*, pp.1–6, 2019.
-

## 本論文に関する発表論文等

### 1. 学術論文 (査読あり)

- [ 1 ] 永野 航太郎, 長尾 勇平, 尾知 博, “無線 LAN におけるソフトウェア時刻同期と同期通信量削減手法,” 電子情報通信学会論文誌 B, Vol.J104-B, no.10, pp.772–782, Oct. 2021.

### 2. 国際会議論文 (査読あり)

- [ 1 ] K. Nagano, M. Kawano, Y. Nagao, and H. Ochi, “Expanded Null Beamforming for Full-Duplex MIMO Communication on IEEE 802.11,” 2021 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA), Real-Time Virtual Workshop, Sept. 2021.

**受賞: SISA Excellent Student Paper Award**

- [ 2 ] I. Kusunoki, K. Nagano, N. Sutisna, Y. Nagao, L. Lanante, M. Kurosaki, and H. Ochi, “Verification of Symbol Timing Synchronization for Wi-Fi System,” IEEE Int. Symp. Commun. Inf. Technol. (ISCIT), Ho Chi Minh, Vietnam, Sept. 2019.

### 3. 講演論文等 (査読なし)

- [ 1 ] 永野 航太郎, 長尾 勇平, 尾知 博, “協調 MIMO 伝送におけるヌルビームフォーミングを用いた全二重無線 LAN システム,” 革新的無線通信技術に関する横断的研究会 (MIKA), オンライン開催, 2021 年 10 月.
  - [ 2 ] 永野 航太郎, 楠 湧夢, 長尾 勇平, レオナルド ラナンテ, 黒崎 正行, 尾知 博, “ソフトウェア処理による装置間の高精度時刻オフセット推定手法,” 信学技報, vol.119, no.448, pp.341–346, 東京工業大学, 2020 年 3 月.
  - [ 3 ] 楠 湧夢, 永野 航太郎, ナナ ステイスナ, 長尾 勇平, ラナンテ レオナルド, 黒崎 正行, 尾知 博, “Wi-Fi 測位システムにおける ToA 測定の精度検証 ～ Wi-Fi 位置推定の高精度化に向けて ～,” 信学技報, vol.119, no.78, pp.5–10, 福江文化会館, 2019 年 6 月.
  - [ 4 ] K. Nagano, Y. Nagao, L. Lanante Jr, M. Kurosaki, H. Ochi, “Asynchronous Indoor Positioning System and Its FPGA Implementation,” Proceedings of 7th Japan-Korea Joint Workshop on Complex Communication Sciences (JKCCS’19), Korea PyeongChang, Jan. 2019.
  - [ 5 ] 楠 湧夢, 王 楠, 永野 航太郎, 田代 晃司, 長尾 勇平, レオナルド ラナンテ, 黒崎 正行, 尾知 博, “非同期型 Wi-Fi 位置推定システムの提案と FPGA 実装,” 革新的無線通信技術に関する横断的研究会 (MIKA), ハトヤホテル, 2018 年 9 月.  
**受賞: Poster Competition Award (Young department)**
-



## その他研究業績

### 1. 講演論文(査読なし)

- [ 1 ] 楠 湧夢, 川野 真裕, 永野 航太郎, ラナンテ レオナルド, 長尾 勇平, 黒崎 正行, 尾知 博, “Wi-Fi チャンネル情報を用いた人物検出システムの実装に関する一検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, オンライン, B-5-68, Sept. 2020.
- [ 2 ] 一色 良太郎, 楠 湧夢, 川野 真裕, 永野 航太郎, ラナンテ レオナルド, 長尾 勇平, 黒崎 正行, 尾知 博, “Wi-Fi センシングを用いた物体検出システムに関する一検討,” 電子情報通信学会九州支部学生会講演会, オンライン, B-31, Sept. 19th 2020.
- [ 3 ] 大隅 尚輝, 辻 康介, 一色 良太郎, 永野 航太郎, 長尾 勇平, ラナンテ レオナルド Jr, 黒崎 正行, 尾知 博, “無線LANセンシングにおける半教師あり学習を用いた自動ラベリング手法に関する一検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCC2021-38, オンライン, July. 2021.
- [ 4 ] 久保 恭介, 永野 航太郎, トラン・ティ・タオ・グエン, レオナルド・ラナンテ・ジュニア, 黒崎 正行, 尾知 博, “マルチユーザ通信のためのMIMOチャネルエミュレータの性能評価,” 九州工業大学重点プロジェクトセンター合同ワークショップ, 北九州国際会議場, Nov.7 2018.