九州大学学術情報リポジトリ
Kyushu University Institutional Repository

波長可変レーザを用いた高速周波数ホッピングによる300GHz帯高セキュリティ高速無線通信に関する研究

葉, 聖鴻

https://hdl.handle.net/2324/7443473

出版情報：Kyushu University, 2025, 博士（工学）, 課程博士
バージョン：
権利関係：

KYUSHU UNIVERSITY

博士論文 2025年度（令和7年度）

波長可変レーザを用いた高速周波数ホッピングによる300GHz帯高セキュリティ高速無線通信に関する研究

九州大学大学院

システム情報科学府
電気電子工学専攻

葉　聖鴻

葉　聖鴻

審査委員：

興　　雄司　教授　(主查)

牟田　　修　教授　(副查)

加藤　和利　教授　(副查)

目 次

第 1 章　緒言 **1**

1.1. テラヘルツ通信 2
1.2. テラヘルツ通信における脅威 3
1.2.1　妨害 4
1.2.2　盗聴 6
1.3. テラヘルツ物理層セキュリティの先行研究 7
1.3.1　空間領域に基づく手法 7
1.3.2　信号領域に基づく手法 10
1.4. 周波数ホッピング 13
1.5. 本論文の概略 16

第 2 章　原理 **19**

2.1. 序論 20
2.2. フォトミキサ 20
2.2.1　単一走行キャリアフォトダイオード（UTC-PD） 20
2.2.2　UTC-PD の超高速応答特性 20
2.3. フォトミキシング 21
2.4. 波長可変レーザ 22
2.4.1　熱光学効果とキャリアプラズマ効果に基づく波長可変レーザ 23
2.4.2　電気光学効果に基づく波長可変レーザ 25
2.4.3　RTF レーザの周波数切替メカニズム 26
2.5. テラヘルツ周波数ホッピング 29
2.6. 周波数ホッピングによる妨害防止 30
2.6.1　ビート妨害の原理 30

2.6.2 周波数ホッピングによるビート妨害防止の原理 31
2.6.3 追従型ジャマーの妨害原理 32
2.6.4 変調妨害の原理と対抗手法の原理 34
2.6.5 妨害の定量評価パラメーター 36
2.7. 周波数ホッピングによる盗聴防止 36
2.7.1 周波数ホッピングによる盗聴防止の原理 36
2.8. まとめ 40

第 3 章 高速テラヘルツ周波数ホッピングの実証 41
3.1. 序論 42
3.2. RTF レーザ二端子の光周波数特性 42
3.3. Phase 端子によるテラヘルツ周波数ホッピング 43
3.3.1 周波数ホッピング生成や観測実験システム 43
3.3.2 周波数ホッピング実験結果 44
3.3.3 通信システム 46
3.3.4 通信実験結果 47
3.4. Fine 端子によるテラヘルツ周波数ホッピング 48
3.4.1 周波数ホッピング生成や観測実験システム 48
3.4.2 実験結果 49
3.4.3 ホッピング速度の制限 52
3.4.4 通信システム 53
3.4.5 通信実験結果 54
3.5. まとめ 55

第 4 章 超高速周波数ホッピングによる妨害防止 57
4.1. 序論 58
4.2. ビート妨害の定量評価 58
4.2.1 ビート妨害評価システム 58
4.2.2 ビート妨害評価の結果 61
4.3. 対追従型妨害機の超高速周波数ホッピングに伴う OOK 通信 . . . 65

4.3.1 実験システム 65
4.3.2 実験結果 67
4.3.3 対追従型妨害機の効果 72
4.4. 変調妨害評価の結果 73
4.5. 自己コヒーレントによる対変調妨害の効果 76
4.6. まとめ 80

第 5 章 周波数ホッピングによる盗聴防止 82
5.1. 序論 83
5.2. 周波数ホッピングに伴う FSK 通信 83
5.2.1 実験システム 83
5.2.2 DAC 制御による 3 つキャリアチャンネルホッピングの実験結果 85
5.2.3 PPG 制御による 2 つキャリアチャンネルホッピングの実験結果 88
5.2.4 周波数ホッピングシステムに基づく FSK 通信の実験結果 . 91
5.2.5 システムの性能解析 92
5.2.6 秘匿性の検討 94
5.3. まとめ 95

第 6 章 結論 96
6.1. 達成項目 97
6.2. 将来の展望 98
6.3. 本論文に関連する業績 99
6.3.1 論文（5 件） 99
6.3.2 国際会議（2 件） 101
6.4. 本論文以外の業績 102
6.4.1 論文（3 件） 102
6.4.2 国際会議（5 件） 103

謝辞 105

参考文献 108

図 目 次

1.1 テラヘルツ帯. 2
1.2 テラヘルツ通信における脅威. (a) 室外妨害の例. (b) 室内妨害の例. (c) 室外盗聴の例. (d) 室内盗聴の例. 4
1.3 再構成可能インテリジェントサーフェスによる安全通信. 7
1.4 ビームフォーミングによる安全通信. 9
1.5 波面ホッピングによる安全通信. 10
1.6 環境適応型伝搬による安全通信. 11
1.7 人工雑音による安全通信. 12
1.8 周波数ホッピング. 14

2.1 フォトミキシングによるテラヘルツ波生成の模式図. 22
2.2 DFB レーザ共振器の模式図. 23
2.3 TLA チップの模式図. 24
2.4 DBR レーザ共振器の模式図. 24
2.5 RTF レーザのチップ写真. 25
2.6 DBR レーザ遅延線の模式図. 26
2.7 ラヘルツホッピング信号生成の模式図. 29
2.8 (a) 低データレートおよび (b) 高データレートにおけるビート妨害スペクトル. 31
2.9 (a) 狭帯域周波数ホッピングおよび (b) 広帯域周波数ホッピングによる対ビート妨害. 31
2.10 追従型妨害の例. 32
2.11 追従型ジャマーの模式図. 33

2.12 a) 変調妨害の原理と周波数ホッピングのみの不足．(b) 周波数ホッピング及び自己コヒーレントで変調妨害を対抗.. 34
2.13 周波数ホッピングによる盗聴防止の例. 37
2.14 (a) 送信機における周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号，(b) 正規受信機において同一のホッピングシーケンスによりデホッピングされた信号，(c) 固定 LO のような誤ったホッピングシーケンスを持つ不正な盗聴者に対して保護された信号. 39

3.1 RTF レーザ周波数特性測定系の構成. 42
3.2 Fine 電圧，Phase 電圧，および発振周波数の関係. 43
3.3 Phase 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング生成および測定の実験構成. 44
3.4 制御信号生成用システムの写真. 45
3.5 RTF レーザの Phase 電極への制御電圧. 46
3.6 (a) 観測された IF 信号，(b) IF 信号の STFT. 46
3.7 Phase 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング通信システムの構成と写真. 47
3.8 異なるチャネルにおける BER. 48
3.9 異なるチャネルにおけるアイダイアグラム. 48
3.10 Fine 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング生成および測定の実験構成. 49
3.11 RTF レーザの Fine 電極への制御電圧. 50
3.12 OSA で観測されたスペクトル. 50
3.13 (a) f_{THz1} の IF 波形．(b) f_{THz2} の IF 波形．(c) f_{THz3} の IF 波形．(d) f_{THz1} の IF 信号の STFT．(e) f_{THz2} の IF 信号の STFT．(f) f_{THz3} の IF 信号の STFT. 51

3.14 (a) f_{THz3} から f_{THz1} へのホッピング．(b) f_{THz1} から f_{THz3} へのホッピング．(c) f_{THz3} から f_{THz2} へのホッピング．(d) f_{THz2} から f_{THz1} へのホッピング．(e) f_{THz1} から f_{THz2} へのホッピング．(f) f_{THz2} から f_{THz3} へのホッピング． 52
3.15 (a) 制御電信号切替時間．(b) THz 遷移時間．(c) 遅延時間． 54
3.16 Fine 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング通信システムの構成． 55
3.17 (a) 異なる光電流下における 3 つのキャリア周波数の BER および平均 BER．(b) 3 つのキャリア周波数のアイダイアグラム． . . . 56

4.1 妨害効果評価システムの構成． 59
4.2 システムに使用された UTC-PD の周波数特性． 60
4.3 妨害効果評価の結果． 62
4.4 Mallory による 235 GHz での妨害下における，(a) 235 GHz，(b) 245 GHz，および (c) 255 GHz で動作する Alice のアイパターン． 63
4.5 対追従型妨害機の超高速周波数ホッピングに伴う OOK 通信システムの実験構成． 65
4.6 UTC-PD 1 および UTC-PD 2 の周波数応答に基づく周波数ホッピングキャリアチャネルの選定．(a) 235 GHz および 275 GHz の場合．(b) (a) に対応するアイダイアグラム．(c) 255 GHz および 295 GHz の場合．(d) (c) に対応するアイダイアグラム．(e) 275 GHz および 315 GHz の場合．(f) (e) に対応するアイダイアグラム． . . . 66
4.7 (a) LO 273 GHz および (c) LO 233 GHz における 37.5 Mhops/s ホッピングテラヘルツの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．(d) (c) の STFT 解析． 68
4.8 (a) LO 273 GHz および (c) LO 233 GHz における 75 Mhops/s ホッピングテラヘルツの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．(d) (c) の STFT 解析． 69
4.9 (a) 37.5 Mhops/s シームレステラヘルツ周波数ホッピングシステムの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析． 70

4.10 (a) 75 Mhops/s シームレステラヘルツ周波数ホッピングシステムの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析． 70
4.11 (a) リアルタイム FH/OOK システムの $BER_{Unjammed}$ およびアイパターン． 71
4.12 異なるホッピングレートにおけるリアルタイム FH/OOK システムの妨害効率．(a) 37.5 Mhops/s，(b) 75 Mhops/s． 71
4.13 (a) 散乱体が Alice と Bob の中間地点の場合のフォロワージャミング攻撃可能領域．(b) フォロワージャミングの攻撃可能領域の面積. 73
4.14 変調妨害評価及び対変調妨害の周波数ホッピング自己コヒーレントシステムの構成． 74
4.15 (a) 1 Gbit/s 通信における単一周波数妨害の妨害効率. (b) 1 Gbit/s 通信における 150 Mb/s 変調妨害の妨害効率． 74
4.16 (a) LD 1 および波長切り替え時の RTF レーザ 1 のスペクトル．(b) LD 2 および波長切り替え時の RTF レーザ 2 のスペクトル． . . . 76
4.17 (a) FMBD，(b) BPF，および (c) DET からの出力信号のスペクトル． 76
4.18 J/S 0 dB の変調妨害下における提案方式と従来方式の妨害効率 e_j の比較．(a) 実験 1 および (b) 実験 2 に対応する周波数条件． . . 78
4.19 (a) 変調妨害下における従来システムのアイダイアグラム．(b) 実験 1．(c) 実験 2． 79

5.1 テラヘルツ周波数ホッピング FSK システムの実験構成図． 84
5.2 (a) LO 周波数が (a1) 308 GHz，(a2) 268 GHz，および (a3) 228 GHz の場合のホッピング RF 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ LO 周波数条件下におけるホッピング RF 信号の STFT 解析． . . 85
5.3 (a) RF 周波数が (a1) 310 GHz，(a2) 270 GHz，および (a3) 230 GHz の場合のホッピング LO 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ RF 周波数条件下におけるホッピング LO 信号の STFT 解析． . . 86
5.4 (a) デホッピングされた IF 信号の時間領域波形．(b) デホッピングされた IF 信号の STFT 解析． 86

5.5 (a) LO 周波数が (a1) 308 GHz，および (a2) 268 GHz の場合のホッピング RF 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ LO 周波数条件下におけるホッピング RF 信号の STFT 解析． 89
5.6 (a) RF 周波数が (a1) 310 GHz，および (a2) 270 GHz の場合のホッピング LO 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ RF 周波数条件下におけるホッピング LO 信号の STFT 解析． 89
5.7 (a) デホッピングされた IF 信号の時間領域波形．(b) デホッピングされた IF 信号の STFT 解析． 90
5.8 RF が 270 GHz（変調あり），LO が 268 GHz に固定された場合の，0101 パターンにおける 2 値 FSK の実証．(a) 時間領域波形．(b) 時間領域波形の STFT 解析． 91
5.9 異なるキャリア周波数における BER 曲線およびアイパターン． . 92
5.10 15 分間マックスホールドで測定された IF パワースペクトル． . . 93

表 目 次

1.1 従来のテラヘルツ波数ホッピングシステムの性能比較 16

2.1 各波長可変レーザの比較 26

3.1 周波数ホッピング速度の律速要因一覧の一 53

4.1 周波数ホッピング速度の律速要因一覧の二 67

5.1 提案方式のテラヘルツ周波数ホッピングおよびFSKシステムのパラメータ 93

6.1 様々なテラヘルツ周波数ホッピングシステムの性能比較 98

第1章　緒言

1.1. テラヘルツ通信

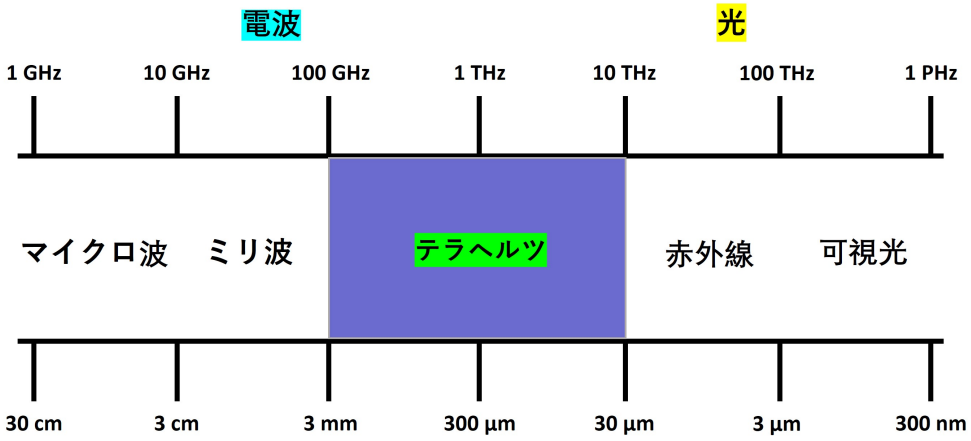


図 1.1: テラヘルツ帯.

図 1.1 が示すように，100 GHz から 10 THz に及ぶテラヘルツ（Terahertz, THz）帯は，広大な帯域幅リソースを有し，ミリ波に続く第 6 世代（Six-generation, 6G）通信における戦略的な重要技術であると見なされている [1–3]. 現在，テラヘルツ信号の生成手法は，エレクトロニクスベースとフォトニクスベースの手法に分類される. エレクトロニクスベースの手法は，周波数逓倍器チェーンを利用してマイクロ波信号をアップコンバートする. この手法は，高い出力電力を生成でき，屋外環境における長距離伝送での強力な大気吸収および水蒸気吸収によって引き起こされる障害を克服する [4]. 一方，フォトニクスベースの手法は，2 つの光信号を混合しテラヘルツ帯へダウンコンバートするものであり，位相雑音が低いという特徴があり，高次変調方式に適している [5]. さらに，フォトニクスベースの手法は，広く普及している光ファイバネットワークとシームレスに統合可能であり，低コストかつ迅速な展開を促進する [6, 7].

さらに、テラヘルツ波は波長が短く，対応する送受信機は高集積化と小型化の利点がある. 近年，無線通信向けのテラヘルツハードウェアは，高集積トランシーバフロントエンドやオンチップリンク [8–11]，高出力かつ超広帯域テラヘルツ光源 [12–15]，そして動的なビームおよび伝搬制御のための大口径プログラマブル構造 [16–18] を含む，より完成されたエコシステムへと進化している．これらの進

歩は，100 Gbit/s 領域およびそれを超える無線リンクを，単なる理論的予測から実験的な現実へと移行させている．リアルタイムテラヘルツ通信システムは，実用的な高解像度ビデオ伝送を通じて，テラヘルツ技術の強力な能力と有望な展望を実証してきた. 例えば，Kamiura らはオン・オフ・キーイング（On-off keying, OOK）変調を用いて，リアルタイム 4K ビデオ伝送を実証した [19].Webber らはさらに，同じく OOK 変調を採用してさらにリアルタイム 8K ビデオ伝送を実証した [20]. しかし，これら前述の伝送はセンチメートルレベルに限定され，実験室での検証段階に留まっていた. その後，Liu らは 16 直交振幅変調直交周波数分割多重（16 Quadrature amplitude modulation orthogonal frequency division multiplexing, 16QAM-OFDM）を用いて，8K ビデオ伝送距離を 1.26 km まで延長することに成功した [21]. このシステムは，大規模なスポーツイベントの放送に実際に適用された．これらの目覚ましい成果は，テラヘルツ技術を実用化へと移行させる波を開始する態勢を整えている.

国際的な標準化の取り組みもテラヘルツ技術に焦点を当てている. 例えば，主要な IEEE 標準の一つである IEEE 802.15.3 の主要な適用範囲は，100 GHz から 300 GHz のテラヘルツ動作仕様を含み始めている [22, 23].

しかしながら，テラヘルツ通信のデータ容量が増大するにつれて，テラヘルツチャネルが直面するセキュリティ上の課題もまた深刻化している. 特に，人工知能（AI）や量子コンピュータの発展に伴い，計算複雑性に基づく暗号方式で保護された通信リンクは脆弱になりつつある.

1.2. テラヘルツ通信における脅威

テラヘルツ波は一般的に，マイクロ波やミリ波と比較してセキュリティが強化されていると考えられている. この認識されているセキュリティ強化は，高い指向性や狭ビームなどの物理的特性に起因しており，これにより情報漏洩のリスクを大幅に低減する. しかしながら，いくつかの研究は，テラヘルツにおける潜在的な物理層セキュリティ上の脅威を明らかにしている.

本節では，テラヘルツ通信が直面する二つの主要な脅威，すなわち妨害と盗聴

を紹介する. そして，後続の節では，これら二つの脅威への対策としての有効性に焦点を当てながら，物理層セキュリティの先行研究を紹介する.

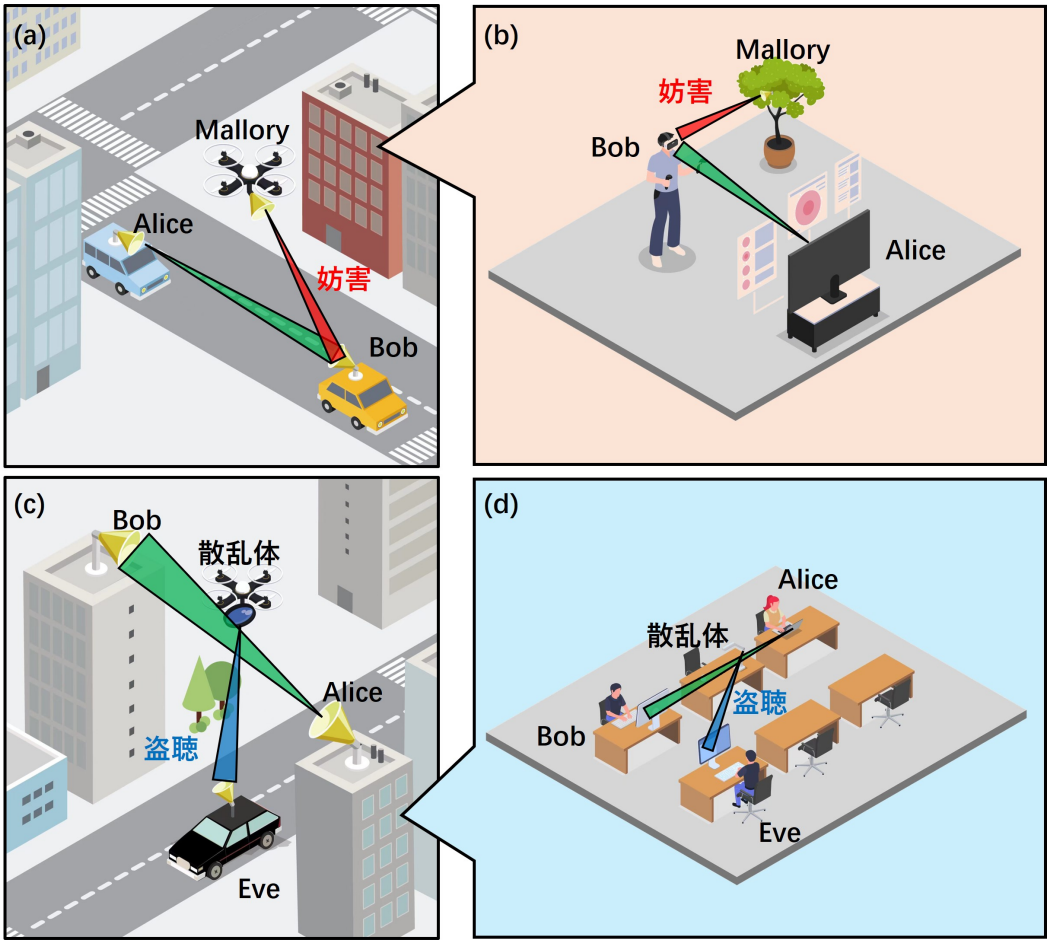


図 1.2: テラヘルツ通信における脅威. (a) 室外妨害の例. (b) 室内妨害の例. (c) 室外盗聴の例. (d) 室内盗聴の例.

1.2.1 妨害

まず，Shrestha らは，リンクの完全な破壊を目的とした妨害（jamming）として知られる脅威を指摘した．マルチユーザーシナリオに存在する干渉リスクとは異なり，妨害はより意図的である [24]．図 1.2(a) は，考えられる屋外妨害シナリオを示している．この場合，妨害機（Mallory）は通信車両間のテラヘルツ経路を

攻撃しない．代わりに，Mallory は Bob の受信アンテナを直接攻撃し，元の信号を圧倒するか，あるいは誤った信号を送信することで妨害を達成する．図 1.2(b) に示される屋内妨害シナリオも，重大な破壊的脅威をもたらす．この脅威は主に，正当なユーザーである Bob の受信器が露出した位置にいることによる．対照的に，Mallory は隠蔽された場所から操作し，自由にネットワークにアクセスまたは離脱できるため，攻撃は非常に脅威的である．

Priyadarshani らは，Mallory のタイミング特性と Alice および Bob との相互作用方法に基づいて，複数の可能な妨害機タイプを分類した．最初のタイプはプロアクティブ妨害機 (Proactive jammer) である [25]．この妨害機は，継続的に Bob を妨害するために高電力ノイズまたはスプーフィング情報を能動的に送信する．あるいは，連続的な妨害はかなりの電力を要するため，エネルギーを節約するために妨害送信をランダムに開始および停止する場合がある．プロアクティブ妨害機は通常，Alice と同じ周波数の妨害信号を送信することで成功する．これは超広帯域テラヘルツ帯で達成するのは困難に見える．しかし，ビート妨害（beat jamming）は，テラヘルツ非コヒーレント通信における妨害成功のために，はるかに広い周波数範囲を攻撃することができる．Mallory のビート妨害は，基本的なプロアクティブ・ジャマーと同じ単一トーンの妨害信号を放出するが，攻撃メカニズムは異なる．Nallappan らは，ビート妨害は，その信号と正当なキャリア周波数との周波数差がテラヘルツ非コヒーレント受信機の出力帯域幅未満である限り達成されることを指摘した [26]．この周波数の近接性により，ミキシングが発生し，不要なビート信号が生成され，リンクを妨害する．Shrestha らはまた，変調された情報を送信する変調妨害を達成できることも指摘した．これは，テラヘルツ非コヒーレント受信機によって，送信キャリア周波数が一致するかどうかに関係なく，変調された信号がベースバンドに残るためである．Priyadarshani らによって特定された別のタイプは追従型ジャマー（Follow-on jammer あるいは Following jammer）などの高度な妨害機である．追従型ジャマーは，チャネルを継続的に監視し，送信機が新しい周波数に切り替える際にそれに追従することができる．

テラヘルツ通信の高いデータレートは，極めて短い期間であっても，妨害による情報損失が甚大になることを意味する．これは，自動運転や遠隔手術など，テ

ラヘルツ通信をバックボーンとして利用する重要なアプリケーションに深刻な影響を与えるであろう．したがって，対妨害技術の開発は不可欠である．

1.2.2 盗聴

無線通信は不可避的に公共の自由空間に曝露されている．この曝露は，盗聴者（Eve）が信号を傍受する機会を提供する．Ma らは，高い指向性を持つビームでも盗聴に対する完全な保護を保証しないことを明らかにした [27]．Eve は，送信機と受信機の間に散乱体となる物体を配置し，放射を Eve の方向に散乱させることができる．図 1.2(c) に示される屋外シナリオでは，建物間のワイヤレスファイバ-テラヘルツブリッジリンクが長距離に及ぶ．散乱体を搭載したドローンがテラヘルツ経路に侵入し，Eve の位置に情報を誘導する可能性がある．図 1.2(d) に示される屋内状況では，金属製円筒パイプや方形平面金属反射板，マグカップ，魔法瓶，ラップトップなどの日常品に容易に置き換えられる．Doeker らは，オフィスシナリオにおいて，これら三種類の物体による盗聴能力を実用的に評価した [28]．魔法瓶は，物体が見通し内（Line-of-sight, LOS）に配置されているか，非見通し内（Non-LOS, NLOS）に配置されているかに関わらず，盗聴できることを実証した．Ma らはまた，金属製円筒パイプ，方形平面金属反射板，およびビームスプリッタを散乱体として使用する実験を実証した [27]．Taleb らはさらに，ガラス，石，プラスチックなど 50 種類の一般的な建材の散乱特性を研究した．この研究は盗聴用途を直接扱っていないものの，散乱体の選択肢の多様性と，高い盗聴リスクの可能性を明らかにした [29]．Li らは，金属波状表面（Metallic wavy surface, MWS）を利用するテラヘルツ NLOS 通信シナリオにおける盗聴脅威を特定した．MWS は入力テラヘルツ信号を複数の高強度ローブに散乱させる．一つのローブのみが Bob に向けられている間に，残りのローブは Eve に複数の悪用可能な高品質の盗聴ポイントを提供する [30]．この脅威は，MWS が壁紙，カーテン，壁の漆喰などの一般的な屋内材料によって隠蔽されている場合でも持続する [31]．この脆弱性は屋外環境にも及ぶ．Li らは降雨シナリオをシミュレーションし，送信経路上の雨滴も MWS に付着した雨滴も盗聴を防げないことを実証した．これら全ての研究は，テラヘルツ盗聴脅威が日常生活のあらゆる場所に存在することを

示唆している．したがって，物理層安全のための対盗聴技術は緊急の研究課題である．

1.3. テラヘルツ物理層セキュリティの先行研究

1.3.1 空間領域に基づく手法

伝送チャネルの空間的複雑性を増大させ，トポロジーレベルで物理層安全化を実現することはこれまでに述べた妨害と盗聴に対する有効なアプローチであり，近年，活発に研究されている．本節では，3 種類の空間領域に基づく手法を紹介する．

再構成可能インテリジェントサーフェス

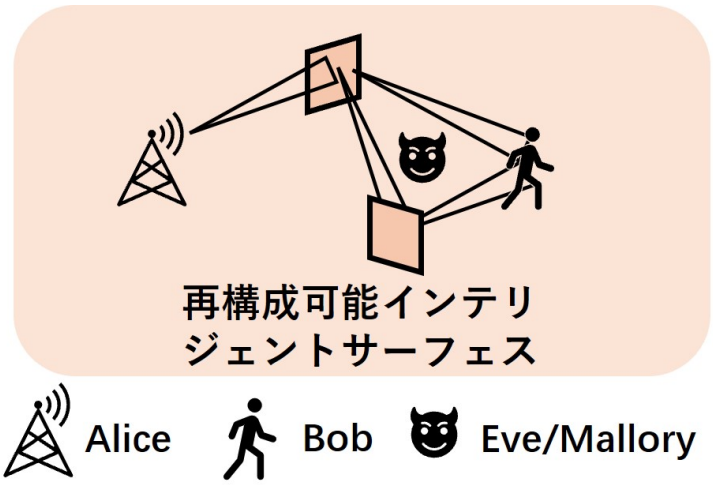


図 1.3: 再構成可能インテリジェントサーフェスによる安全通信.

従来のマイクロ波とミリ波システムと比較して，テラヘルツリンクは狭ビームと激しい経路損失により，本質的に高い空間的機密性と低い被傍受確率を有する．しかし，遮蔽に対する脆弱性はリンクの信頼性を損なうと同時に，反射経路やビーム制御信号における新たなセキュリティ脆弱性をもたらす．これらのリスクを軽減す

るために，図 1.3 に示した再構成可能インテリジェントサーフェス（Reconfigurable Intelligent Surfaces, RIS），あるいはインテリジェント反射面（Intelligent reflecting surfaces, IRS）が提案されている [32]．RIS 技術は伝搬環境をプログラムにより操作し，エネルギー集中，漏洩抑制，チャネルの非相関化，および反射経路の再構成を可能にすることで，セキュリティ機能の一部を暗号化ベースの後処理から物理層へ直接移行させる．テラヘルツ MISO（Multiple input single output）システムにおける物理層セキュリティを強化するために，離散的な RIS 位相制約下での同時最適化枠組みが開発された [33]．この手法では，ベースステーションのプリコーダと RIS 反射係数を交互に最適化することで秘匿レートを最大化する．シミュレーション結果によって，RIS 素子数の増加に伴い秘匿レートが単調に増加することを示している．近年では，この研究はより一般的なマルチユーザー MIMO（Multiple input multiple output）アーキテクチャへと拡張されている．特に，MIMO-NOMA（MIMO non-orthogonal multiple access）およびハイブリッドプリコーディングと RIS を統合し，空間多重化とセキュアなマルチクラスタ伝送を支援する手法が提案されている [34]．総電力および最小レート制約の下で，合計秘匿レートを最大化する交互最適化により，パッシブな RIS ビームフォーミングが効果的に盗聴を抑制することが実証された．さらに，UAV や非地上系ネットワーク（Non-terrestrial network, NTN），あるいは車両間通信（Vehicle to everything, V2X）といった動的な環境においても，RIS を用いたセキュリティ強化技術が活発に研究されており，高い移動性や大気乱流の影響下でのリンクの堅牢性と機密性の向上が図られている [35–37]．

ビームフォーミング

ビームフォーミング（Beamforming）は無線通信のセキュリティにおいて重要な役割を果たすが，その影響はテラヘルツ帯においてさらに増幅される．マイクロ波やミリ波と同様に，空間的な指向性を高めることで信号のエネルギー漏洩領域を圧縮し，受動的盗聴や能動的妨害の実現性を低下させる [38]．テラヘルツ帯においては，激しい拡散損失と分子吸収により，リンクは通常，極めて狭い見通し内成分のみを示す．これにより，有用な信号が非常に限られた角度領域に集中する

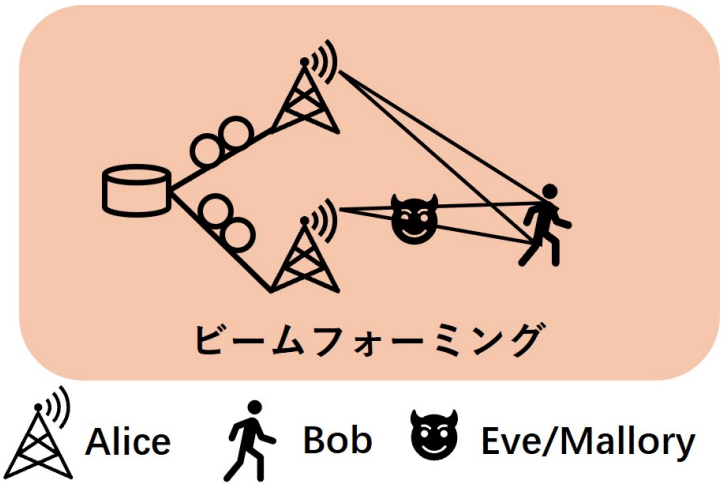


図 1.4: ビームフォーミングによる安全通信.

「空間的な回廊（spatial corridor）」効果が形成され，物理層セキュリティの観点から根本的な利点となる [39, 40]．現在のアレーサイズや集積レベルには制約があるものの，アンテナアレーによるデュアルビーム空間ミキシング実験（AND/XOR 論理演算など）により，図 1.4 に示した特定の空間的重複領域内でのみ復調が可能となる物理層暗号化スキームが既に実証されている [41–45]．これらの実験は，テラヘルツ通信が「空間選択的な復号ウィンドウ」を形成する能力を有し，本質的に空間的機密性に適していることを示唆している．将来的には，大規模アレーによる高精細なサイドローブ制御やマルチビーム合成が期待される．また，広帯域動作におけるビームスクイント（beam squint）などの周波数依存効果は，一般にはハードウェアの欠陥と見なされるが，セキュリティの観点からは意図しない方向への信号挙動の予測不可能性を高める要素として利用できる可能性がある [46]．さらに，テラヘルツリンクの極端な遮蔽感度は，RIS や環境形状を利用して正当な経路を強化しつつ盗聴経路を抑制する「経路シェーピング」の可能性も提示している [47]．

波面ホッピング

前述の RIS およびアンテナアレー技術の発展に伴い， テラヘルツ波面の制御能力は継続的に向上している．近接場（near field）において，送信アンテナアレー

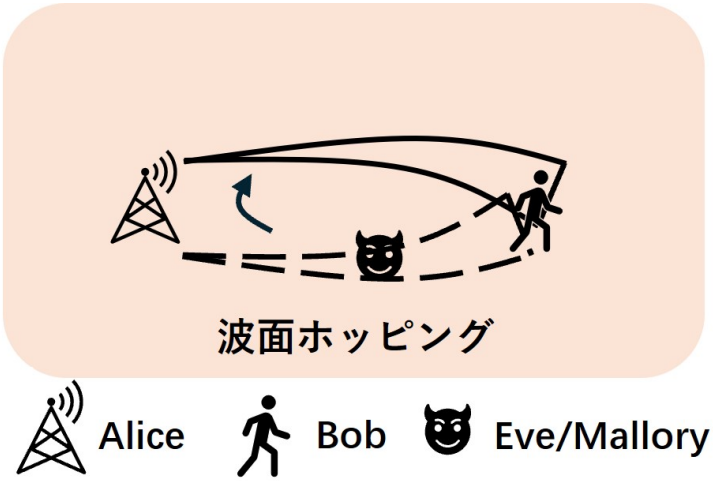


図 1.5: 波面ホッピングによる安全通信.

は単純な平面波の生成に留まらず，ベッセルビームのような非回折ビームや，エアリービームのような自己加速湾曲ビームなど，多様な複雑波面を構築可能である．図 1.5 に示すように，Petrov らはテラヘルツ波を異なる波面間で動的に切り替える波面ホッピング（Wavefront hopping）の概念を提案した [48]．物理層セキュリティの観点から，波面ホッピングは空間的な多様化に基づく強力なセキュリティメカニズムを提供する．セキュアなメッセージを K 個の異なる部分に分割し，送信機は K 個の異なる空間波面を順次ホッピングしながら各メッセージ部分を送信する．異なる波面は固有の空間エネルギー分布を持つため，単一地点の攻撃者がすべての波面において高電力領域に位置することは困難であり，完全なメッセージの傍受を阻止できる [49].

1.3.2 信号領域に基づく手法

本節では，前節で述べた空間領域に基づく手法とは異なり，空間的な複雑性を増大させない信号領域に基づく手法を紹介する．これらの手法は，より低い実装コストで高いセキュリティを実現可能である．特筆すべき点は，信号領域に基づく手法は空間領域に基づく手法と組み合わせることが期待でき，それにより多層的なセキュリティ保護を形成できることである．

環境適応型伝搬

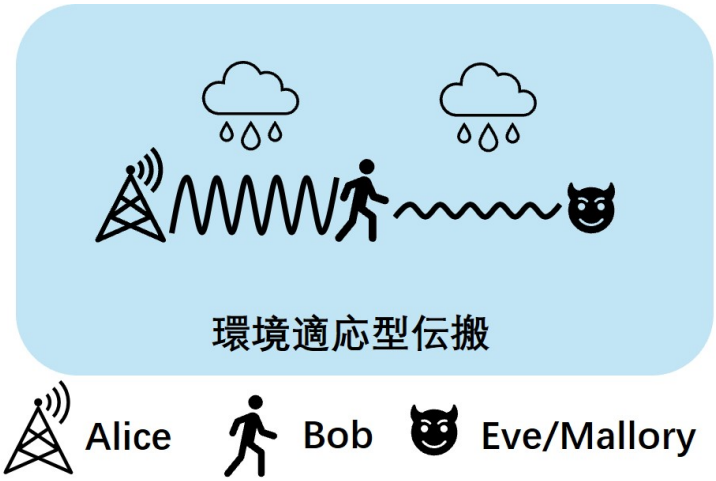


図 1.6: 環境適応型伝搬による安全通信.

環境適応型伝搬技術は，周波数および距離に強く依存するテラヘルツチャネル特有の分子吸収特性，特に水蒸気に起因する強力な減衰ピークを活用する [50]. 水蒸気吸収損失（Water vapor absorption loss, WVAL）は距離とともに指数関数的に増大し，自由空間伝搬損失（Free space path loss, FSPL）よりも急激に増加する．Alice はこの物理的特性を利用し，キャリア周波数を吸収ピーク上またはその近傍に調整する．この操作により，図 1.6 に示すように，近距離にいる Bob へのリンクを維持しつつ，遠方にいる Eve への信号を大幅に減衰させることが可能となり，信号の到達範囲を効果的に制限する．Gao らは，距離適応型吸収ピーク変調や距離適応型吸収ピークホッピングという 2 つの手法を実現した [51,52]．従来の通信システムでは回避される分子吸収ピークをあえて選択し，信頼性，電力，および隠密性の制約を満たすように電力割り当てなどを最適化する．この距離適応型吸収ピーク変調アプローチがランダムな周波数選択法と比較して，盗聴可能距離を約 60%短縮できることを数値的に実証した.



図 1.7: 人工雑音による安全通信.

人工雑音

人工雑音（Artificial noise, AN）は，図 1.7 に示すように，情報信号に慎重に設計された雑音信号を重畳する技術である．この雑音は，Bob においては無効化されるか影響が最小限になるよう設計される一方で，Eve に対しては重大な干渉として作用し，盗聴チャネルを劣化させる．従来の送信機ベースの AN（Tx-AN）は，Bob を保護するために多重アンテナビームフォーミングを頻繁に使用する．He らは，Eve がテラヘルツ経路上に散乱体を配置して信号を傍受する特定の脅威に対する Tx-AN の有効性を調査し，最適な電力割り当てを導出した [53]．しかし，Eve 自身が通信経路上に存在する場合，正当なチャネルと盗聴チャネルが高い相関を持つため，Tx-AN の効果は低下する．この課題に対処するため，Gao らは，Bob が AN を送信する受信機ベースの AN（Rx-AN）スキームを提案した [54]．これはチャネル相関の問題を回避できるが，通常は高価で複雑な自己干渉除去（Self-interference cancellation, SIC）ハードウェアを必要とする．そこで Gao らは，テラヘルツチャネル特有の「時間広がり効果（Time broadening effect, TBE）」を利用した SIC フリーの Rx-AN スキームを提案した [55]．周波数選択的な吸収により，テラヘルツパルスは伝搬に伴い時間領域で広がる性質を持つ．Bob において，自己干渉となる AN の経路は極めて短いため TBE は無視でき，AN パルスは鋭い形状を保つ．対照的に，Eve への AN 経路は長いため，AN パルスは著しく広

がり情報信号に干渉する．Bob は自身の鋭い AN パルスを時間的に回避して情報パルスを受信することで，SIC ハードウェアなしに自己干渉を除去できる．

1.4. 周波数ホッピング

上述の技術に加え，周波数ホッピング技術は極めて高い潜在能力を有しており，さらなる優位性を提供する．周波数ホッピングはノード数の増加を必要とせず，空間的な複雑性やネットワークの実装コストを増大させない．同様に，信号領域に基づく手法である複雑なアルゴリズム処理のための高性能なプロセッサも要求されない．したがって，迅速かつ低コストな展開という観点において，極めて大きな優位性を持つ．周波数ホッピングは，あらかじめ定められた周波数キャリアのホッピングコード全体でキャリア周波数を迅速かつ擬似ランダムに変更することにより，セキュアな通信を達成する [56]．Alice と Bob は同期を維持するために秘密のホッピングコードを共有するが，Eve や Mallory は次のホップ周波数キャリアを予測できない．これにより，強力な対盗聴および対妨害能力が提供される．

公開文献において周波数ホッピング技術への最初の言及が見られるのは，1903 年 3 月 17 日にニコラ・テスラ（Nikola Tesla）に付与された米国特許第 725,605 号，および無線通信の先駆者であるジョナサン・ゼネック（Jonathan Zenneck）が 1908 年に出版した著書『Wireless Telegraphy（無線電信）』である [57]．その後，1942 年には女優のヘディ・ラマー（Hedy Lamarr）と作曲家のジョージ・アンタイル（George Antheil）が，その「秘密通信システム（Secret Communication System）」により米国特許第 2,292,387 号を取得した．このシステムは初期の周波数ホッピング技術の先駆けであり，ピアノロールを使用して 88 の周波数を切り替えることで，敵による無線誘導魚雷の探知や妨害を困難にするものであった [58]．現在、5 GHz までの周波数ホッピング技術はすでに成熟しており，Bluetooth や WiFi で商業的に使用されている [59]．

しかしながら，テラヘルツ帯は広大な帯域幅範囲を有している．これにより，妨害機は膨大な周波数空間内で推測することを強いられ，周波数ホッピング技術によって提供されるセキュリティ強化はさらに重要となる．ここで，テラヘルツ帯で

周波数ホッピングを実装することは深刻な課題に直面している．エレクトロニクスベースの手法は，ホッピング範囲が数十 GHz に制限される周波数逓倍器によって制約される．対照的に，フォトミキシングの原理に基づくフォトニクスベースのテラヘルツ生成技術は，広帯域テラヘルツ周波数ホッピングを達成するための好ましいソリューションとなっている．これにより，理論上の周波数ホッピング範囲は数百 GHz に及ぶか，あるいはデュアルバンドを横断することも可能となる．

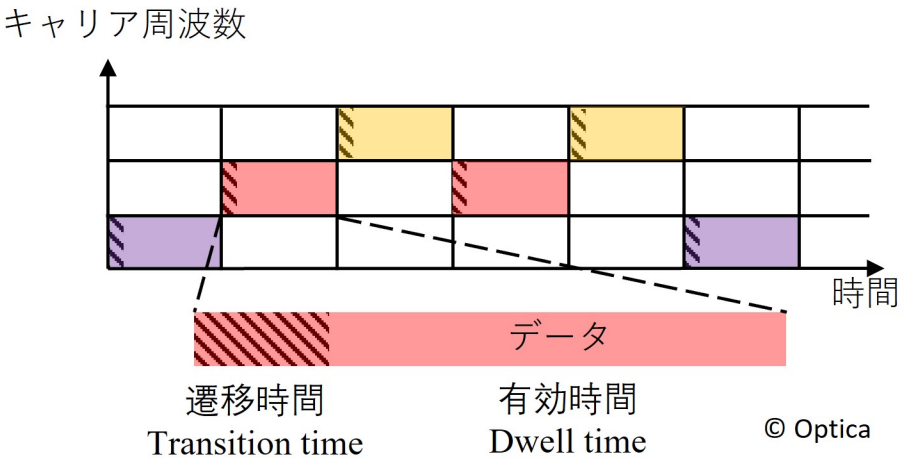


図 1.8: 周波数ホッピング.

フォトニクスベースの周波数ホッピング技術の中核的なボトルネックは，遷移時間（Transition time）として知られるレーザの波長チューニング速度である．図 1.8 に示すように，周波数切り替え中に通信を一時停止する必要があるが，遷移時間が長いと，データ送信に利用可能な有効時間（Dwell time）が圧迫され，その結果，通信効率が著しく低下する．一定の通信効率を維持するためには，遷移時間が長くなるとドウェル時間も長くならざるを得ず，ホッピングレートの低下につながり，周波数ホッピングシステムが単一キャリア周波数に長時間留まることになる．この期間中に盗聴または妨害が発生すると，大量の情報が継続的に漏洩または妨害されることになる．さらに，周波数ホッピングキャリアの数とホッピング間隔も重要な指標である．周波数ホッピングキャリアの数を増やすことで，周波数ホッピングシステムのランダム性と複雑性を高めることができる．広いホッピング間隔は，盗聴帯域からの最大限の分離を可能にする．非コヒーレント通信

においては，これにより拡大するビート妨害範囲から完全に逃れるのにも役立つ．

Nallappan らは波長可変分布帰還型レーザ（Distributed feedback laser diode, DFB レーザ）を用いたテラヘルツ周波数ホッピングの実装を先駆的に行った [26]．熱光学効果（Thermo-optic effect）に基づく DFB レーザのミリ秒レベルのチューニング速度に制約されるため，このスキームは最初にチャープスペクトラム拡散（Chirp spread spectrum, CSS）の一形態を採用している．CSS システムは，発振周波数を線形に掃引し，テラヘルツキャリア周波数をチューニングする．しかしながら，線形に掃引された信号は予測可能なパターンを持つため，隠蔽が難しく，予測も容易である．

Li らは波長可変分布帰還型レーザアレー（Tunable DFB laser array, TLA）を採用した [60]．このスキームは，TLA 内の個々の DFB レーザの注入電流を迅速に変更することにより波長切り替えを達成する．このシステムは，300 GHz 帯で 10 キャリアホッピングの実証に成功した．このアプローチは，より高い集積度と低コストを提供する．しかし，その基礎となる原理は依然として熱光学効果に依存しており，ホッピングレートはわずか 100 hops/s に制限される．

Yang らは，光注入同期（Optical injection locking, OIL）に基づくスキームを提案した [61, 62]．このスキームは，光周波数コム（Optical frequency comb, OFC）をマスターレーザとして使用し，安定した周波数基準のセットを提供する．スレーブ DFB レーザは電流を調整することによってチューニングされ，OFC からの特定のコムラインに同期する．そして，電流を調整してスレーブレーザを異なるコムラインに同期させることにより，周波数ホッピングが実現される．さらに，Yang らはさらに熱応答を加速するために「ターボパルス（Turbo pulse）」と名付けられたプリエンファシス電流制御信号を適用した．これにより，熱光学効果に基づく DFB レーザで 1000 hops/s の高速ホッピングレートを達成した．

表 1.1 に示されるように，フォトニクスベースのテラヘルツ周波数ホッピング技術は着実に進展している．しかしながら，実用的なセキュア 6G 通信システムへの適用に向けては，依然として解決すべき重要な課題が残されている．前述の先行研究はレーザの波長可変機構として主に熱光学効果に依存している．熱応答は本質的に低速（ミリ秒からマイクロ秒オーダー）であり，物理的な時定数によ

表 1.1: 従来のテラヘルツ波数ホッピングシステムの性能比較

Ref.	Year	周波数 (GHz)	FH 間隔 (GHz)	キャリア数	ホッピング速度 (hops/s)	通信方式
[26]	2022	110-170	Sweep	Sweep	Sweep	Per-carrier OOK
[60]	2024	288-331	8	10	100	Per-carrier OOK
[61]	2024	115-140	5	5	1000	Off-line OOK
[62]	2024	115-140	5	5	1000	Off-line QPSK

る制約を受ける．周波数を切り替える際，レーザの発振波長が次のターゲット周波数に安定するまでの遷移時間は，データ送信が不可能な「デッドタイム（Dead time）」となる．長い周波数遷移時間による通信効率の低下である．熱光学効果に基づくチューニングは遷移時間が長く，周波数切り替えを頻繁に行おうとすると，通信に使用できる有効時間が圧迫され，システム全体のスループットが著しく低下する．したがって，通信容量を維持しつつセキュリティを高めるためには，遷移時間を極限まで短縮する必要がある．Yang らは駆動電流の工夫により改善は図られているものの，到達可能なホッピングレートは数 k hops/s 程度に留まっている．ギガビット級の高速データ伝送が行われるテラヘルツ通信において，この速度では妨害信号からの回避や，高度な盗聴に対する秘匿性を確保するには不十分である．以上のことから，テラヘルツ周波数ホッピングの真のポテンシャルを引き出すためには，従来の熱光学効果の速度限界を打破し，ナノ秒オーダーでの高速かつランダムな周波数切り替えを可能にする新たなフォトニクス技術の確立が急務である．

1.5. 本論文の概略

第 1 章は，本論文に対する緒言である．本論文の主題であるテラヘルツ通信について，その重要性および直面する物理層セキュリティ上の脅威について述べる．加えて，テラヘルツ帯における他の物理層セキュリティ技術の先行研究を概説する．これらの議論を通じて，周波数ホッピング技術の優位性を明らかにするとともに，既存のテラヘルツ周波数ホッピング技術が抱える課題について分析を行う．また、本論文の構成と各章の概要をまとめる．本章における最新のテラヘルツ物理層セ

キュリティに関する研究動向調査および体系化の成果は，レビュー論文としてまとめ，現在 Photonics, volume 13, issue 1 (2025) DOI: 10.3390/photonics13010042 にて報告している．

第 2 章は，原理である．本論文の基盤となるフォトミキシングおよび波長可変レーザの動作原理，ならびに周波数ホッピングの基本原理とその安全性確保のメカニズムについて述べる．

第 3 章では，フォトミキシングと高速波長可変レーザ技術を融合させることで、テラヘルツ帯において世界トップクラスのナノ秒オーダーの高速周波数ホッピングが可能であることを実証した。これにより、次章以降で議論する物理層セキュリティ通信を実現するための、ハードウェア的な成立性を担保している。この研究成果については，Optical Fiber Communication Conference (OFC) W4A.3（2024）及び Optics Letters, volume 50, issue 9, pp. 3070–3073 (2025) にて報告している．また，一部の研究成果については，IEICE Trans. Electronics に現在査読中である．

第 4 章では，まず，前章で確立した高速周波数ホッピング技術を、300 GHz 帯における妨害現象を評価する．また，超高速周波数ホッピングおよびリアルタイム周波数ホッピング OOK 通信による対妨害システムの実現について述べる．この研究成果については，Journal of Lightwave Technology, Early Access, (2025), DOI: 10.1109/JLT.2025.3629379 にて報告している．さらに、自己コヒーレント手法を組み合わせることで、より高度な変調攻撃下でも通信品質を維持できることを示し、対妨害通信システムとしての価値を証明した。この研究成果については，Optics Letters, in press, (2025), DOI: 10.1364/OL.581788 にて報告している．

第 5 章では，周波数ホッピング技術をテラヘルツ通信におけるもう一個の脅威である盗聴の排除へと拡張する。具体的には、周波数ホッピング FSK 方式を新たに開発し、正規受信者以外には信号の復調を極めて困難にする秘匿化技術を提案した。この研究成果については，International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP) Th2.1（2024）及び Journal of Lightwave Technology, volume 43, issue 21, pp. 9901–9911 (2025) にて報告している．これにより、第 4 章の「対妨害」と本章の「対盗聴」の実証により、本論文の目標である「高セキュリティ・

高速無線通信」を完成させた。

第 6 章は結論である．本論文における研究成果を総括し，今後の展望について述べる．また，博士後期課程における研究業績を掲載する．

第2章　原理

2.1. 序論

本章では，本論文に関わる諸理論について詳述する．まず，フォトミキシングの理論および各種波長可変レーザの動作原理について述べる．次に，これら二つの技術を融合させ，テラヘルツ周波数ホッピングを実現する手法について論じる．加えて，テラヘルツ周波数ホッピングが対妨害および対盗聴において有効となる原理を説明する．

2.2. フォトミキサ

2.2.1 単一走行キャリアフォトダイオード（UTC-PD）

300 GHz 帯の超高速電気信号であるテラヘルツ波生成の鍵となるフォトミキサには、単一走行キャリアフォトダイオード（UTC-PD: Uni-Traveling-Carrier Photodiode）を用いている。

UTC-PD の基本構造は，p 型に高濃度ドープされた狭バンドギャップの光吸収層と，アンドープの広バンドギャップキャリア走行層から構成される．従来の高速フォトダイオードでは，光吸収層で発生した電子とホールの両方がドリフト輸送に関与するため，移動度の低い正孔の走行時間が素子全体の応答速度を制限する要因となっていた．[63]

2.2.2 UTC-PD の超高速応答特性

応答速度に対し，UTC-PD では吸収層を p 型とすることで，正孔を多数キャリアとして扱う点に最大の特徴がある．光励起によって発生した正孔は，多数キャリアによる誘電緩和時間という極めて短い時間内に応答するため，素子の外部応答には実質的に寄与しない．したがって，UTC-PD の応答時間は吸収層における電子の拡散時間 τ_a および走行層における電子のドリフト時間 τ_c によってのみ支配される．全応答時間 τ は次式のように記述される [64].

$$\tau = \sqrt{\tau_a^2 + \tau_c^2 + \tau_{RC}^2} \tag{2.1}$$

ここで，τ_{RC} は結線容量と負荷抵抗による RC 時間常数である．InGaAs 吸収層から注入された電子は，InP 走行層内で電子速度オーバーシュート効果を起こし，極めて高い速度で電極へ到達する．この物理的機序により，UTC-PD は pin-PD の限界を超える数百 GHz 帯での動作が可能となり，本研究が目的とする 300 GHz 帯での高速周波数ホッピング通信を実現するための物理的基盤となっている．

また、高周波領域における 3-dB 帯域幅 $f_{3\mathrm{dB}}$ は，これら合計応答時間の逆数に比例する．特にテラヘルツ波生成においては，RC 制限周波数 f_{RC} が支配的な要因となることが多く，次式で示される [64].

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R \cdot (\epsilon A/d)} \tag{2.2}$$

ここで，ϵ は半導体の誘電率，A は受光面積，d は空乏層の厚さである．本研究で使用する UTC-PD は，受光面積 A の縮小および走行層厚 d の最適化により，300 GHz 帯において十分な光電変換出力を確保している．

2.3. フォトミキシング

本研究では UTC-PD を用いたフォトミキシング技術を用いてテラヘルツ波を生成している．フォトミキシング技術とは異なる周波数の二光波をフォトミキサに入射することでその差周波数の電気信号を生成する技術である．図 2.1 にフォトミキシングによるテラヘルツ波生成の模式図を示す．まず左側の二つのレーザから出射される電界 E_{light1}，E_{light2} をそれぞれ

$$\begin{cases} E_{light1} = A_1 \exp\{j(2\pi f_1 + \phi_1)\} \\ E_{light2} = A_2 \exp\{j(2\pi f_2 + \phi_2)\}, \end{cases} \tag{2.3}$$

とする．なお (A_1, A_2) は振幅，(f_1, f_2) は周波数，(ϕ_1, ϕ_2) は初期位相を表す．これらの光波を光カプラ（Optical coupler，OC）により合波した後 UTC-PD に入

射すると, UTC-PD の二乗検波特性によりその出力パワー P は

$$\begin{aligned} P &\propto |E_{light1} + E_{light2}|^2 \\ &= {A_1}^2 + {A_2}^2 + 2A_1A_2\cos\{2\pi(f_1 - f_2)t + (\phi_1 - \phi_2)\}, \end{aligned} \tag{2.4}$$

となり，f_1 と f_2 の周波数差 $f_1 - f_2$ に対応したテラヘルツ波が生成される．レーザからの光波の周波数と位相を調整することで所望の周波数と位相をもつテラヘルツ波を生成することができる．

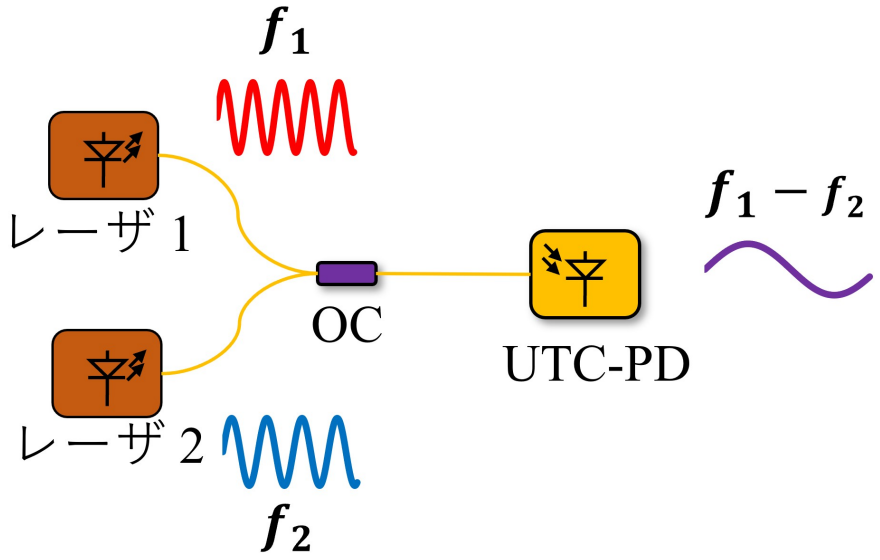


図 2.1: フォトミキシングによるテラヘルツ波生成の模式図.

2.4. 波長可変レーザ

波長可変レーザは，所定の帯域内で発振波長を制御可能な光源である．その波長可変メカニズムに基づき，波長可変レーザは熱光学効果型，キャリアプラズマ効果型，および電気光学効果型に大別される．本節では，代表的な波長可変レーザである DFB レーザ，分布反射型（DBR）レーザ，ならびに反射型トランスバーサルフィルタ（RTF）レーザを取り上げ，それぞれの構造的特徴について概説する．その上で，本研究で採用した波長可変レーザの選定理由とその根拠を明らかにする．

2.4.1 熱光学効果とキャリアプラズマ効果に基づく波長可変レーザ

DFB レーザは，共振器内部に回折格子を備えたシングルモードレーザであり，熱光学効果を利用して発振周波数を制御する．その構造を図 2.2 に示す．活性層とクラッド層の界面に形成された回折格子の周期，および活性層の屈折率によって発振周波数が一意に決定される．したがって，熱光学効果を介してこの屈折率を変調することで，周波数変化が可能となる．制御手法には主に温度制御と注入電流制御が用いられる．素子全体の温度を調整する温度制御では，周波数遷移に秒単位の時間を要する．対照的に，注入電流制御では電流変化に伴う活性層の局所的な温度上昇を利用するため，応答速度が向上し，数百ミリ秒以内での周波数切り替えが実現できる．

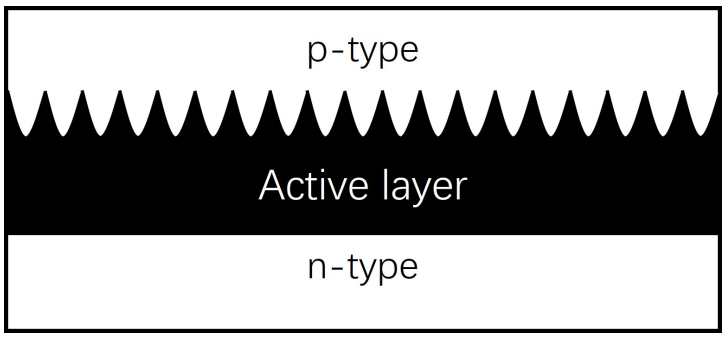


図 2.2: DFB レーザ共振器の模式図.

広帯域化を図るために複数の DFB レーザを集積したデバイスが TLA（Tunable DFB Laser Array）である [65]．図 2.3 に示すように，TLA は 12 個の DFB レーザ，導波路（WG），多モード干渉（MMI）カプラ，および半導体光増幅器（SOA）から構成される．各 DFB レーザは互いに異なる周波数帯域をカバーしており，駆動するレーザ素子を選択的に切り替えることで広範囲な周波数出力を得る．個々のレーザは約 400 GHz の同調範囲を持ち，12 個のアレー全体では最大 4.8 THz の周波数可変幅を有する．温度制御と注入電流制御を協調させる手法により，単一レーザ内での 400 GHz 遷移，および異なるレーザ間を跨ぐ 4.78 THz の遷移において，サブ秒オーダーのスイッチング速度が実現できる．

次，DBR レーザはファブリ・ペロー型レーザの活性層導波路を延長し，そこに

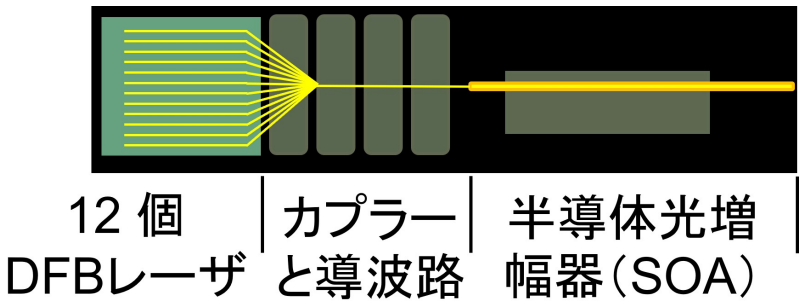


図 2.3: TLA チップの模式図.

回折格子構造を配置した構成を有する．図 2.4 に示す DBR 領域は，ブラッグ反射によって特定の周波数成分のみを選択的に活性層へフィードバックさせる機能を持ち，これにより高い単一モード性が維持される．発振周波数の切り替えは，DBR 領域への電流注入によって制御される．注入された電流はキャリアプラズマ効果を誘起し，DBR 領域の屈折率を変化させることで，共振波長の高速なシフトを実現する．

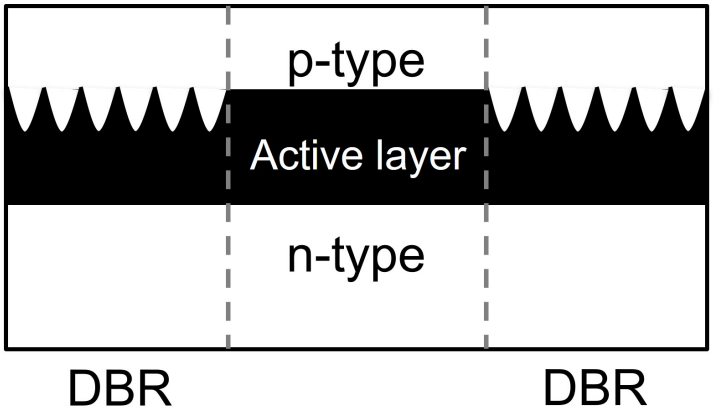


図 2.4: DBR レーザ共振器の模式図.

2.4.2 電気光学効果に基づく波長可変レーザ

本論文では，電気光学効果に基づく波長可変レーザとして，RTF レーザを採用した．RTF レーザは，共振器の幾何学的なフィルタ構造と電気光学効果を組み合わせることで発振周波数を制御する波長可変レーザである [66]．図 2.5 にそのチップ写真を示す．本デバイスは，活性層（Active layer, ACT）と遅延線（Delay lines）を多モード干渉（Multi-mode interference, MMI）カプラで結合した構成を持つ．図 2.6 が示すように，周波数選択は，Red，Blue，Fine，Phase と命名された 4 つの制御電極への電圧印加によって行われる．特筆すべきは，周波数制御部（電圧駆動）と利得生成部（電流注入）が電気的に分離されている点である．これにより，電流注入型の波長可変レーザで見られるような熱ドリフトの問題が抑制され，極めて高速な周波数切り替えが可能となる．性能面では，C バンド全域（1530-1565 nm）のカバー範囲，切り替え時消費電力 10 mW 未満，および 350 kHz の狭線幅を実現している [67, 68]．

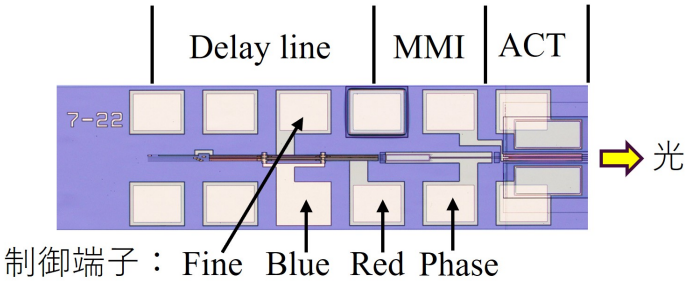


図 2.5: RTF レーザのチップ写真.

RTF レーザの最も顕著な利点は，極めて高速な周波数切り替え速度と制御の簡便性にある．既存の熱光学効果に基づく DFB レーザの場合，周波数遷移時間は温度制御方式で 1 s 以上，注入電流制御方式でも 200 ms 以内にとどまる [69]．また，キャリアプラズマ効果を利用する DBR レーザであっても，その時間は μs レベルである．これに対し，電気光学効果を採用した波長可変レーザは 50 ns 以内での切り替えが可能であり，特に RTF レーザにおいては 500 ps という超高速な波長遷移が実証されている．以上の理由から，RTF レーザは電圧制御による高速な周波数操作が可能な波長可変レーザであるといえる．したがって，本研究では光源

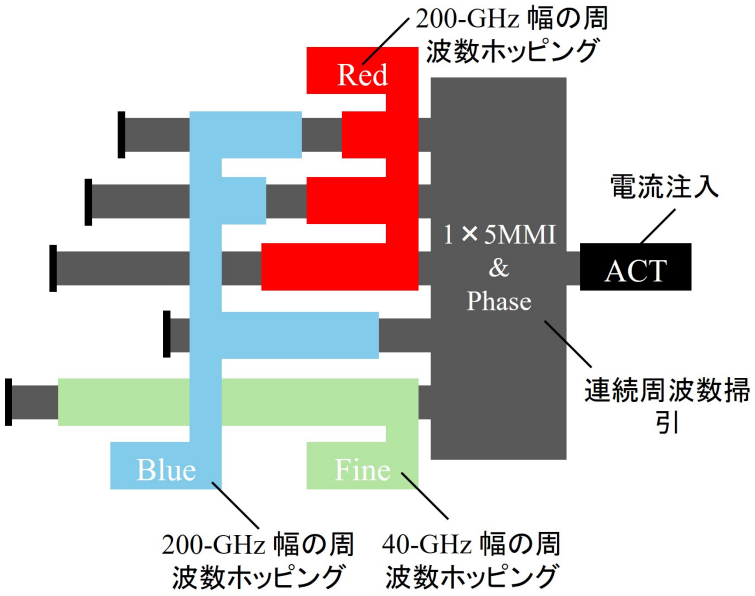


図 2.6: DBR レーザ遅延線の模式図.

として RTF レーザを採用した．表 2.1 に，各種波長可変レーザの変化原理およびスイッチング時間の比較を示す.

表 2.1: 各波長可変レーザの比較

レーザ	波長変化原理	波長切替時間
DFB レーザ	熱光学効果（外部温度制御）	$> 1s$
DFB レーザ	熱光学効果（注入電流制御）	$< 200ms$
DBR レーザ	キャリアプラズマ効果	$< 100\mu s$
RTF レーザ	電気光学効果	$< 50ns$

2.4.3 RTF レーザの周波数切替メカニズム

RTF レーザの高速な周波数切替は，熱光学効果ではなく，電子極化に基づく電気光学効果（EO 効果）を原理としている．印加電界 E に対する屈折率変化 Δn は，以下の一次および二次の電光効果の公式によって示めされる.

一次の電光効果であるポッケルス効果（Pockels effect）による屈折率変化は次

式で表される．

$$\Delta n_p = \frac{1}{2} n^3 r E \tag{2.5}$$

また，二次の電光効果であるカー効果（Kerr effect）による屈折率変化は次式で表される．

$$\Delta n_k = \frac{1}{2} n^3 s E^2 \tag{2.6}$$

さらに、$E = V/d$、全体的な屈折率変化は次式で表される．

$$\Delta n \propto rV + sV^2 \tag{2.7}$$

ここで，n は屈折率，r はポッケルス係数，s はカー係数，V は印加電圧，d は電界が印加される層の厚さである．これらの効果による屈折率変化 Δn に伴い，発振周波数の変化 Δf は近似的に次式のように決定される．

$$\Delta f \approx f_0 \cdot \frac{\Gamma \Delta n}{n_g} \tag{2.8}$$

ここで，Γ は光閉じ込め係数，n_g は群屈折率である．EO 効果は電子的な応答であるため，遷移時間はサブナノ秒からナノ秒オーダーと極めて短く，これが本研究における超高速周波数ホッピングを実現する物理的根拠となっている．以上、電圧印加で電子極化による屈折率変化、そして共振条件の瞬時変化の因果関係により，RTF レーザは Mhop/s レベルの周波数ホッピングをナノ秒オーダーの遷移時間で実行することが物理的に可能となっている．

また、RTF レーザの大幅波長可変特性は，コース（粗調）およびファイン（微調）のフィルタ特性によって決定される．前述の通り，RTF レーザは Red，Blue，Fine，および Phase と呼称される 4 つの制御電極を備えている．このうち，Red および Blue 電極はそれぞれ長波長側（レッドシフト）および短波長側（ブルーシフト）への波長遷移を担うコースチューニング用電極であり，Fine 電極はファインチューニング用である．これら 3 つの電極による制御時の波長変化率 $\Delta\lambda/\lambda_0$ は次式で与えられる [67, 68]．

$$\frac{\Delta\lambda_{\text{coarse}}}{\lambda_0} = \pm \frac{\Gamma \Delta n (2L_e)}{n_g d L_c}, \quad \frac{\Delta\lambda_{\text{fine}}}{\lambda_0} = \frac{\Gamma \Delta n (8L_e)}{n_g d L_f} \tag{2.9}$$

ここで，n_g は遅延線の群屈折率，Γ は多量子井戸（Multiple quantum well, MQW）における光閉じ込め係数である．L_e は単位電極長を表す．したがって，長い遅延線を採用することにより，電気光学効果による小さな屈折率変化（Δn）しか得られない場合であっても，実用的な波長可変範囲を確保することが可能となる．$L_e > 170$ μm の設計を用いて，一般的なエレクトロニクスにおいて実用的な出力電圧である 15 V 未満の絶対チューニング電圧で 35 nm の波長可変動作を実現可能となる．また，dL_c および dL_f は各 RTF 遅延線の光路長差であり，それぞれコースおよびファイン電極の周波数ホッピング間隔を決定するパラメータである．

Red および Blue 電極については，約 200 GHz 間隔の離散的な発振周波数ホッピング特性が確認された [67,68]．しかしながら，この周波数間隔は単一のテラヘルツバンド幅を大幅に超過するため，本論文における実験では使用していない．一方，Fine 電極においては約 40 GHz 間隔の離散的な周波数ホッピング特性が得られた [67,68]．この特性は単一のテラヘルツバンド内において複数のホッピングポイントを確保するのに適しているため，本論文では主にこの電極を採用した．なお，RTF レーザのチップ個体差や製造プロセスにおける遅延線の寸法誤差に起因して，実際の周波数ホッピング間隔にはわずかなばらつきが生じる点に留意する必要がある．残る Phase 電極は MMI カプラに直接電圧を印加する構造となっており，10 GHz 未満の範囲での連続的な発振周波数同調が可能である．本論文では，微細な周波数調整のためにこの Phase 電極も併せて利用した．

Fine 電極および Phase 電極の効果を重畳させることで実現される発振周波数同調特性は，次式で表される．

$$f_{RTF} \propto f_0 + \left\lfloor \frac{V_{Fine}}{V_0} \right\rfloor + V_{Phase} \tag{2.10}$$

ここで，f_0 は全ての制御電極がフローティング状態にある場合の RTF レーザの初期発振周波数である．V_{Fine} および V_{Phase} は，それぞれ Fine 電極および Phase 電極への印加電圧を表す．項 $\lfloor V_{Fine}/V_0 \rfloor$ は，Fine 電極による階段状の周波数変化を示している．ここで，V_0 は基準電圧であり，$\lfloor \cdot \rfloor$ は床関数であり，引数を超えない最大の整数への切り捨てを行う．一方で，Phase 電極は電圧制御による線形かつ連続的な周波数掃引を可能にする．

2.5. テラヘルツ周波数ホッピング

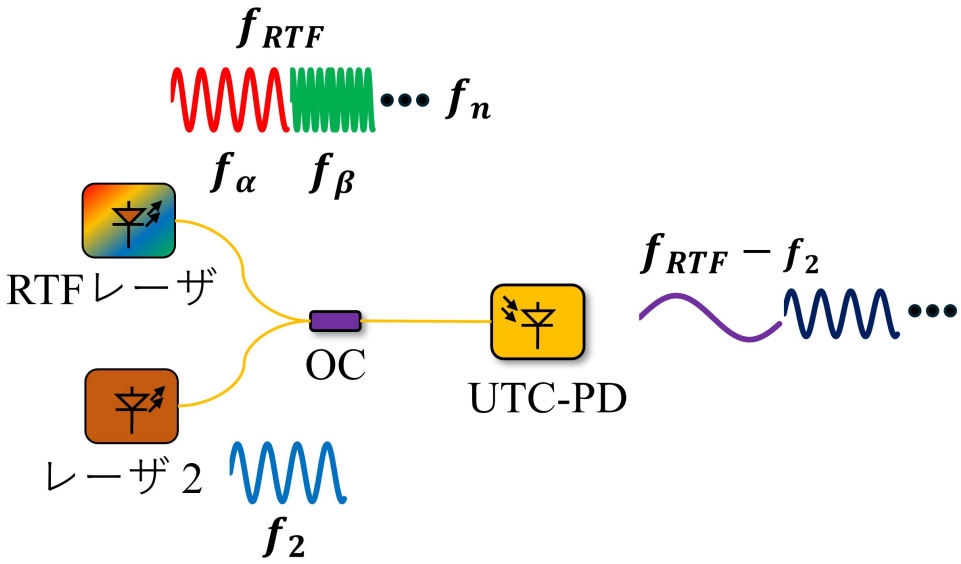


図 2.7: ラヘルツホッピング信号生成の模式図.

第 2.3 節で記述したフォトミキシング構成において，二つの光源のうち一方を RTF レーザに交換することで，テラヘルツ波の高速周波数同調が可能となる．ここで，RTF レーザおよび対となる固定波長レーザの電界 E_{RTF}，E_{light2} をそれぞれ次のように定義する．

$$\begin{cases} E_{RTF} = A_{RTF} \exp\{j[2\pi f_{RTF}(t)t + \phi_{RTF}]\} \\ E_{light2} = A_2 \exp\{j(2\pi f_2 + \phi_2)\}, \end{cases} \tag{2.11}$$

なお A_{RTF} は RTF レーザの振幅及び ϕ_{RTF} は RTF レーザの初期位相を表す．ここで，$f_{RTF}(t)$ は広帯域かつ離散的な多値周波数ホッピングパターンを表し，次のように定義される．

$$f_{RTF}(t) = \begin{cases} f_\alpha, & t_1 \le t < t_2 \\ f_\beta, & t_2 \le t < t_3 \\ \vdots & \\ f_n, & t_n \le t < t_{n+1}. \end{cases} \tag{2.12}$$

このアプローチにより，テラヘルツ周波数ホッピング発生機が構成される．テラヘルツ周波数ホッピング信号を生成するための UTC-PD の出力パワー $P_{FH}(t)$ は，前述の RTF レーザの電界 E_{RTF} および固定波長レーザの電界 E_{light2} を用いて次式のように表される．

$$\begin{aligned} P_{FH}(t) &\propto |E_{RTF} + E_{light2}|^2 \\ &\propto \cos\{2\pi[f_{RTF}(t) - f_{light2}]t + (\phi_{RTF} - \phi_{light2})\} \end{aligned} \tag{2.13}$$

その結果，図 2.7 が示すように，周波数 $(f_{RTF}(t) - f_{light2})$ を有するテラヘルツ周波数ホッピング信号の生成に成功したことになる．

2.6. 周波数ホッピングによる妨害防止

2.6.1 ビート妨害の原理

エネルギー消費が極めて高い高出力な全帯域カバレッジ型ジャミング攻撃と比較して，攻撃者にとってビート妨害（Beat jamming）は簡易かつ効率的である．ビート妨害への対策はセキュア通信システムの最優先課題である．本節では，ビート妨害の原理について述べる．

Alice が振幅 A_A および中心周波数 f_A を持つ変調信号を送信し，一方で Mallory が振幅 A_M および周波数 f_M の単一トーンテラヘルツ信号を用いて攻撃を行うと仮定する．これら二つのテラヘルツ信号は Bob において混合され二乗検波される．理想的な無雑音出力信号は次式となる．

$$U_B = |A_A u_A(t)\cos(2\pi f_A t + \phi_A) + A_M \cos(2\pi f_M t + \phi_M)|^2. \tag{2.14}$$

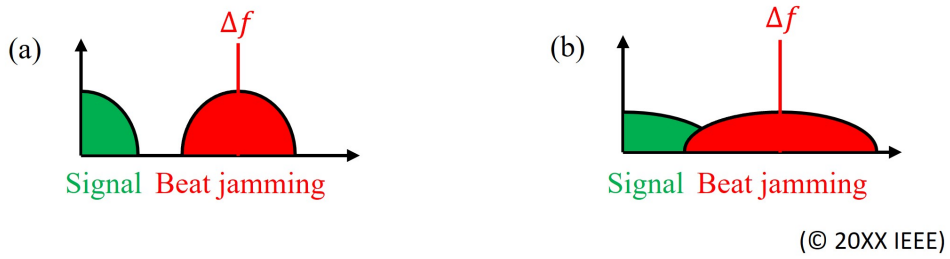


図 2.8: (a) 低データレートおよび (b) 高データレートにおけるビート妨害スペクトル．[70]

非コヒーレントシステムにおいて，位相情報 ϕ_A および ϕ_M，ならびに直流成分は無視できる．したがって，結果は以下のようになる．

$$U_B = \frac{A_A^2 u_A(t)^2}{2} + A_A A_M u_A(t)\cos(2\pi\Delta f t), \tag{2.15}$$

ここで，Δf は Alice と Mallory 間の周波数差 $f_A - f_M$ である．これは，図 2.8(a) に示すように，Bob において中心周波数 Δf を持ち，かつ $u_A(t)$ と同一の帯域幅を持つ信号が生成されることを意味する．

赤色のスペクトルはビート妨害成分 $A_A A_M u_A(t)\cos(2\pi\Delta f t)$ を表している．図 2.8(b) に示すように，変調信号の帯域幅が $\Delta f/2$ を超えると，Alice の信号スペクトルとビート妨害スペクトルが重複する．これは，高速通信システムほど脆弱であることを意味する．

2.6.2 周波数ホッピングによるビート妨害防止の原理

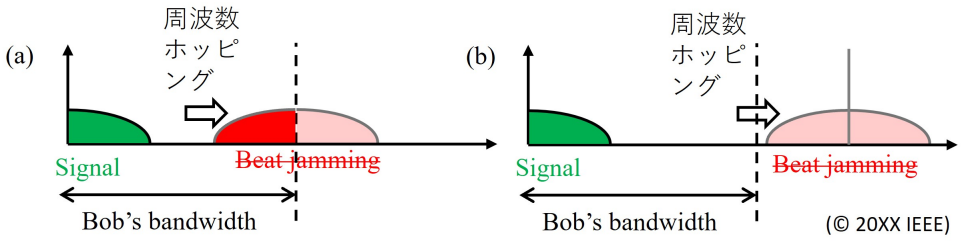


図 2.9: (a) 狭帯域周波数ホッピングおよび (b) 広帯域周波数ホッピングによる対ビート妨害．[70]

ビート妨害に対抗するために，Alice の周波数をシフトさせ，より大きな Δf を得ることで周波数ホッピング方式を実装できる．図 2.9(a) に示すように，狭い周波数ホップでは，ビート妨害スペクトルの一部しか Bob の帯域幅外へ移動しない場合がある．この場合，妨害は減衰されるものの，完全には除去されない．完全な抑制を達成するためには，図 2.9(b) に示すように，十分に広い周波数ホップが必要となる．これにより，ビート妨害スペクトル全体が Bob の帯域幅外となることが保証され，効果的なフィルタリングと元の信号の明瞭な復元が可能となる．

2.6.3 追従型ジャマーの妨害原理

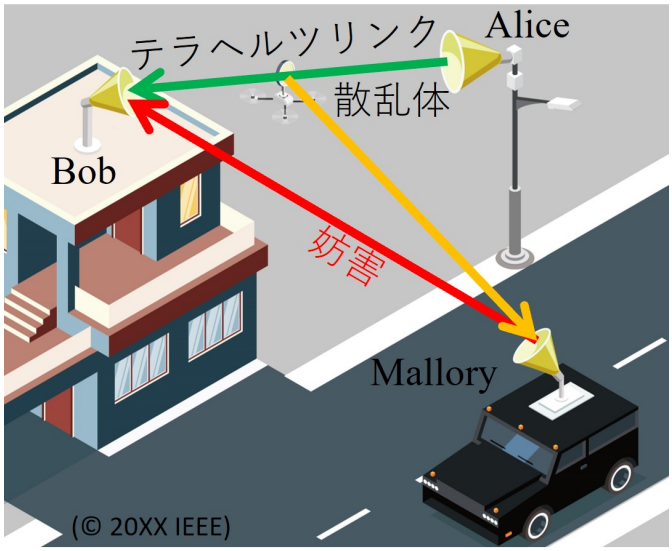


図 2.10: 追従型妨害の例．[70]

フォロワージャミング（Follower jamming あるいは Follow-on jamming）は，周波数ホッピングベースのセキュアシステムを標的として特別に設計された，極めて強力なジャミング攻撃の一形態である．図 2.10 が示した例のように，高指向性テラヘルツ通信において，Alice と Bob の間に配置された散乱体は，テラヘルツ信号をまず軸外に位置する Mallory へと誘導する．現在のキャリア周波数を特定すると直ちに，Mallory はフォロワージャミングを実行するために，対応するキャ

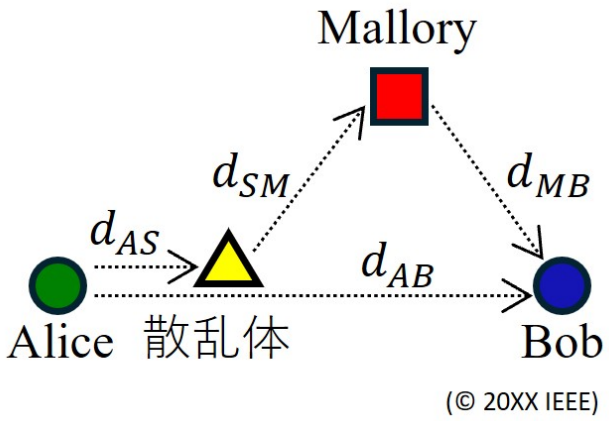


図 2.11: 追従型ジャマーの模式図. [70]

リアを Bob に向けて送信する．Mallory がこのような攻撃を効果的に開始できる位置の範囲は，ホッピングレート，あるいは等価的にドウェル時間 t_{Dwell} によって決定される．フォロワージャミングは，Mallory が Alice の信号を傍受し，同一周波数で再送信することで Bob を妨害しようとするリアクティブな攻撃戦略である．この攻撃の有効性は，システムのタイミングパラメータによって根本的に制約される．フォロワージャミングの成否は，フォロワージャミングループの伝搬遅延によって制限される．攻撃が有効であるためには，伝搬遅延は周波数ホッピングドウェル時間よりも短くなければならず，受信機が次の周波数にホップする前にフォロワージャミング信号が受信機に到達し妨害することを保証する必要がある．したがって，図 2.11 に示すように，Marroty の攻撃可能領域は以下の条件を満たす：

$$d_{AS} + d_{SM} + d_{MB} - d_{AB} < c \times t_{Dwell}, \tag{2.16}$$

ここで，d_{AS} は Alice から散乱体までの距離，d_{SM} は散乱体から Mallory までの距離，d_{MB} は Mallory から Bob までの距離，そして d_{AB} は図 2.11 に示す Alice から Bob への本来のテラヘルツリンク距離である．また，c は光速を表す．ホッピングレート，d_{AS} および d_{AB} が既知である場合，和 $d_{SM} + d_{MB}$ は t_{Dwell} 内の最大許容遅延によって決定される定数となる．この条件は，散乱体と Bob を 2 つの焦点とする楕円を形成する．ホッピングレートの増加に伴い，この楕円の面積は

縮小する．したがって，この楕円を見通し内の極めて狭い領域内にまで縮小し得る，超高速周波数ホッピング技術が必要とされる．

2.6.4 変調妨害の原理と対抗手法の原理

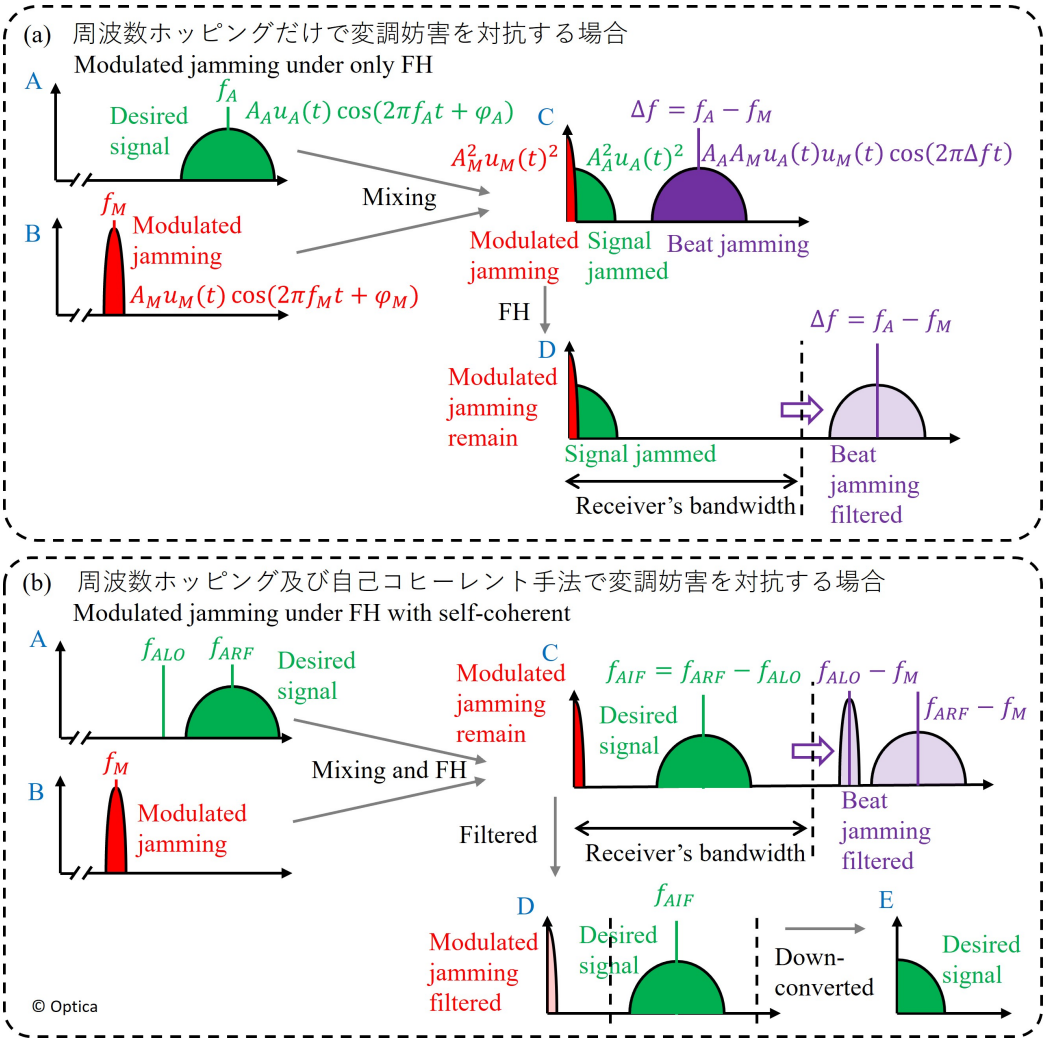


図 2.12: (a) 変調妨害の原理と周波数ホッピングのみの不足．(b) 周波数ホッピング及び自己コヒーレントで変調妨害を対抗．[71]

図 2.12 に，変調妨害下におけるスペクトル，および従来の周波数ホッピングと提案する改良対抗策を適用した後のスペクトルを示す．図 2.12(a)-A に示すよう

に，Alice はキャリア周波数 f_A において，振幅 A_A および位相 ϕ_A を持つ強度変調信号 $u_A(t)$ を送信する．一方，図 2.12(a)-B に示すように，Mallory はキャリア周波数 f_M において，振幅 A_M および位相 ϕ_M を持つ変調妨害信号 $u_M(t)$ を送信する．これらの信号は Bob において重畳され，二乗検波によって検出される．したがって，電力包絡線検波器 Bob からの出力電圧信号は次式となる．

$$\begin{aligned} U_B =& |A_A u_A(t)\cos(2\pi f_A t + \phi_A) \\ &+ A_M u_M(t)\cos(2\pi f_M t + \phi_M)|^2. \end{aligned} \tag{2.17}$$

テラヘルツ強度変調通信システムにおいて，位相情報 ϕ_A および ϕ_M は無視できるため，次式が得られる．

$$\begin{aligned} U_B =& \frac{A_A^2 u_A(t)^2}{2} + \frac{A_M^2 u_M(t)^2}{2} \\ &+ A_A A_M u_A(t) u_M(t)\cos(2\pi \Delta f t) \end{aligned} \tag{2.18}$$

ここで，$\Delta f = f_A - f_M$ である．第 3 項は，図 2.12(a)-C の紫色の成分で示される Δf におけるビート信号を表しており，スペクトルが分離しているにもかかわらずリンク品質を劣化させる．第 1 項および第 2 項は，それぞれ希望信号および変調妨害信号に対応しており，これらはベースバンドにおいて重複する．

図 2.12(a)-D は，ビート妨害に対する周波数ホッピングを示している．f_A を広範囲にホッピングさせることで Δf が増大し，ビート妨害は受信機の帯域外へ移動するため，回避される．しかしながら，変調妨害はベースバンドに残存し，依然として希望信号と重複しており，周波数ホッピングの限界を示している．

従来のテラヘルツ周波数ホッピングのセキュリティ上の限界を克服するために，本論文は自己コヒーレント方式を提案した．図 2.12(b)-A に示すように，Alice はキャリア周波数 f_{ARF} における変調 RF 信号と，f_{ALO} における無変調 LO を同時に送信する．Bob において，変調妨害信号との混合により，図 2.12(b)-C に示すようにキャリア周波数 $|f_{ARF} - f_M|$ および $|f_{ALO} - f_M|$ において 2 つのビート妨害成分が生成される．周波数ホッピングを適用することで，ビート妨害成分は受信機帯域外へ移動する．一方で，変調妨害はベースバンドに留まり，希望信号は

f_{AIF} へシフトされる．次に，図 2.12(b)-D に示すように，ベースバンドにある変調妨害はバンドパスフィルタによって除去される．最後に，図 2.12(b)-E に示すように，希望信号は包絡線検波によってダウンコンバートされ，ベースバンドへ戻る．その結果，セキュアな信号伝送が達成可能になる．

2.6.5 妨害の定量評価パラメーター

Shrestha らはまた，妨害脅威の深刻さを定量的に評価するためのパラメータである妨害効率（jamming efficiency，e_j） を次のように定義した [24]：

$$e_j = \frac{\log \mathrm{BER}_{\mathrm{Unjammed}} - \log \mathrm{BER}_{\mathrm{Jammed}}}{\log \mathrm{BER}_{\mathrm{Unjammed}} - \log \mathrm{BER}_{\mathrm{Limit}}}. \tag{2.19}$$

選択される $\mathrm{BER}_{\mathrm{Limit}}$ の値も，テスト対象システムの厳格さに基づいており，通常は前方誤り訂正（FEC）の限界である 10^{-3} に設定される，軟判定前方誤り訂正（SD-FEC）の限界である 2.2×10^{-2} に設定される場合もある．e_j の値が高いほど，Mallory からの攻撃がより効果的であることを示し，値が 1 の場合は，完全に破壊的な攻撃を意味する．

2.7. 周波数ホッピングによる盗聴防止

2.7.1 周波数ホッピングによる盗聴防止の原理

まず，非コヒーレントシステムにおいて盗聴の脅威を回避することは困難である．非コヒーレント通信における電力変化は情報そのものを表しており，これは盗聴者が単純なテラヘルツ電力検出器を用いることで容易に傍受可能であるためである．したがって，対盗聴セキュア通信を実現するためには，コヒーレント通信を採用する必要がある．本論文ではさらに，RTF レーザの多電極同調能力を活用した，低コストかつ高効率な FSK 通信システムを提案する．本システムは，RTF レーザの Fine 電極を用いて周波数ホッピング機能を実現し，Phase 電極を用いて周波数偏移変調（FSK）機能を実現する．事前に取り決められたホッピングシーケンスを知らず，任意の局発信号（LO）を使用する盗聴者は，正常なデホッピン

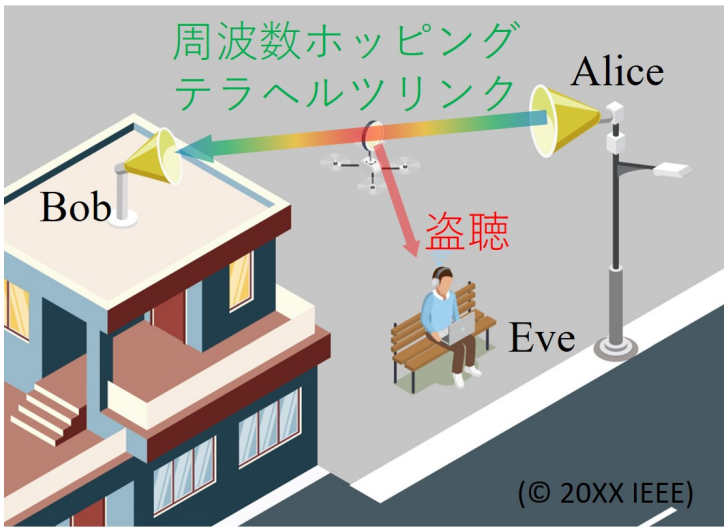


図 2.13: 周波数ホッピングによる盗聴防止の例．[72]

グを達成できない．その結果，図 2.13 がしめすように中間周波数信号（IF）は広帯域かつランダムな周波数ホッピングを受けることになり，送信された情報の解読は不可能となる．

ここで，周波数ホッピングしながら周波数偏移変調された RTF レーザおよび対となる固定波長レーザの電界 E_{RTF1}，E_{LD1} をそれぞれ次のように定義する．

$$\begin{cases} E_{RTF1} = A_{RTF1} \exp\{j[2\pi(f_{RTF1}(t) + \Delta f_{FSK}(t))t + \phi_{RTF1}]\} \\ E_{LD1} = A_{LD1} \exp\{j(2\pi f_{LD1} + \phi_{LD1})\}, \end{cases} \tag{2.20}$$

なお A_{RTF1} は RTF レーザの振幅及び ϕ_{RTF1} は RTF レーザの初期位相を表す．ここで，$f_{RTF1}(t)$ は広帯域かつ離散的な多値周波数ホッピングパターンを表し，次のように定義される．

$$f_{RTF1}(t) = \begin{cases} f_1, & t_1 \le t < t_2 \\ f_2, & t_2 \le t < t_3 \\ \vdots & \\ f_n, & t_n \le t < t_{n+1}. \end{cases} \tag{2.21}$$

そして $\Delta f_{FSK}(t)$ は周波数偏移変調成分．このアプローチにより，周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号発生機が構成される．UTC-PD

の出力パワー $P_{FHFSK}(t)$ は，前述の RTF レーザの電界 E_{RTF1} および固定波長レーザの電界 E_{LD1} を用いて次式のように表される．

$$\begin{aligned} P_{FHFSK}(t) &\propto |E_{RTF1} + E_{LD1}|^2 \\ &\propto \cos\{2\pi[f_{RTF1}(t) + \Delta f_{FSK}(t) - f_{LD1}]t + (\phi_{RTF1} - \phi_{LD1})\} \end{aligned} \tag{2.22}$$

その結果，周波数 $(f_{RTF1}(t) + \Delta f_{FSK}(t) - f_{LD1})$ を有する周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号が生成される．

受信機において，個別のレーザからの電界振幅 (A_{RTF2}, A_{LD2}) および位相 $(\psi_{RTF2}, \psi_{LD2})$ を持つ 2 つの光波は，次のように表される．

$$\begin{cases} E_{RTF2} = A_{RTF2} \exp\{j[2\pi(f_{RTF2}(t))t + \phi_{RTF2}]\} \\ E_{LD2} = A_{LD2} \exp\{j(2\pi f_{LD2} + \phi_{LD2})\} \end{cases} \tag{2.23}$$

ここで，$f_{RTF2}(t)$ は，送信機と受信機の双方が，同一の間隔およびシーケンスで同期した広帯域周波数ホッピングを行うことを示している．実際の FH 通信では，このホッピングシーケンスは通信開始前に送受信機間で事前に共有され，通信開始後は双方が同一のシーケンスに従ってキャリア周波数をホッピングさせる．したがって，周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号は，事前に共有されたホッピングシーケンスを持たない盗聴者から保護される．

図 2.14(c) に示すように，固定 LO によってダウンコンバートされた周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号はランダムに変動したままであり，復調することはできない．しかしながら，事前に共有されたホッピングシーケンスを利用可能な Bob にとっては，周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号を正常にデホッピングすることができる．

したがって，テラヘルツ信号をデホッピングするための周波数 $(f_{RTF2}(t) - f_0 - f_{LD2})$ を持つ LO 信号が，図 2.14(b) に示すように生成される．その対応する出力テラヘルツパワー $P_{LO}(t)$ は次のように表される．

$$\begin{aligned} P_{LO}(t) &\propto |E_{RTF2} + E_{LD2}|^2 \\ &\propto \cos\{2\pi[f_{RTF2}(t) - f_{LD2}]t + (\phi_{RTF2} - \phi_{LD2})\} \end{aligned} \tag{2.24}$$

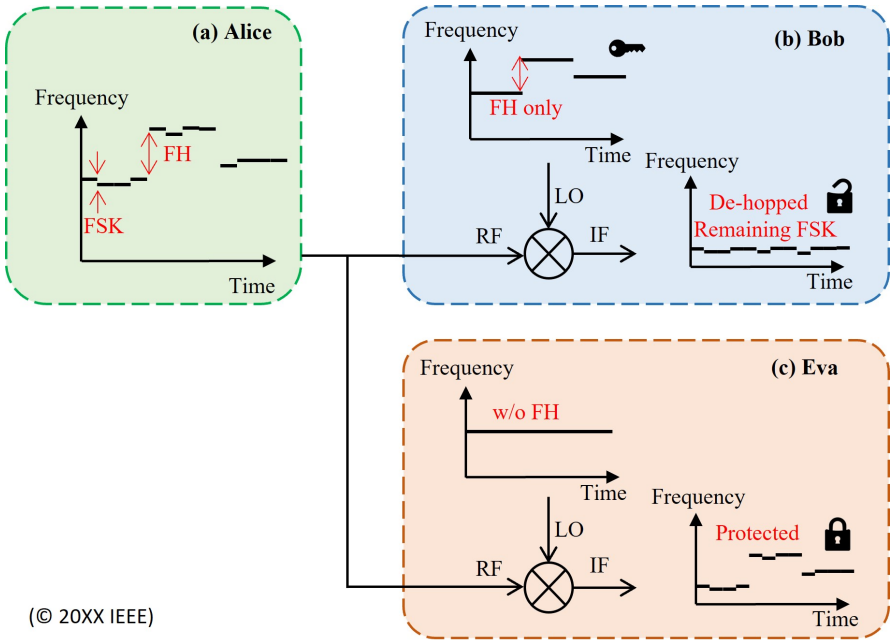


図 2.14: (a) 送信機における周波数ホッピングしながら周波数偏移変調されたテラヘルツ信号，(b) 正規受信機において同一のホッピングシーケンスによりデホッピングされた信号，(c) 固定 LO のような誤ったホッピングシーケンスを持つ不正な盗聴者に対して保護された信号．[72]

最終的に，ミキサを使用して RF 信号と同期ホッピングシーケンスを持つ LO 信号を混合し，それらの差周波数信号を IF 信号として生成する．ここで，受信機のテラヘルツ周波数と送信機が周波数偏移変調されていない時のテラヘルツ周波数の差 $(f_{RTF1}(t) - f_{LD1}) - (f_{RTF2}(t) - f_{LD2})$ は常に固定周波数オフセット f_0 である．したがって，IF 信号の周波数 $f_{IF}(t)$ は次のように表される．

$$\begin{aligned} f_{IF}(t) &= (f_{RTF1}(t) + \Delta f_{FSK}(t) - f_{LD1}) - (f_{RTF2}(t) - f_{LD2}) \\ &= (f_{RTF1}(t) - f_{LD1}) - (f_{RTF2}(t) - f_{LD2}) + \Delta f(t). \\ &= f_0 + \Delta f(t). \end{aligned} \tag{2.25}$$

したがって，f_{IF} は，図 2.14(b) の右側の周波数-時間図に示すように，固定周波数オフセット f_0 と，送信機からの FSK 変調項 $\Delta f_{FSK}(t)$ から構成される．提案する FH/FSK システムは周波数シフトのみに依存しているため，フォトミキシングによる位相変動 $(\phi_{RTF1} - \phi_{LD1}) - (\phi_{RTF2} - \phi_{LD2})$ は無視できる．

以上，この広帯域かつシーケンス暗号化された周波数ホッピングしながら周波数偏移変調の通信方式は，テラヘルツ通信リンクのセキュリティを確保する．

2.8. まとめ

本章では，本論文の根幹を成す二つの要素技術，すなわちフォトミキシングの原理および電気光学効果に基づく波長可変レーザのメカニズムについて概説した．続いて，これら二つの技術を融合し，テラヘルツ周波数ホッピングを実現する原理について述べた．さらに，周波数ホッピングを利用して妨害攻撃および盗聴攻撃からテラヘルツリンクを保護するセキュリティ原理についても解説した．以上の理論的検討により，次章以降の実証実験に向けた強固な理論的基盤が構築された．

第3章　高速テラヘルツ周波数ホッピングの実証

3.1. 序論

本章では，フォトミキシングによる高周波電波発生システムに波長可変レーザを統合し，テラヘルツ周波数の瞬時切り替えを実現するシステムについて述べる．具体的には，その実験構成および実機による実験結果について詳述する．また，各実験は異なる時期に実施されたため，システム構成において同一の機能を実現するために異なるデバイスが用いられている場合がある．これらの詳細についても具体的に述べる．

3.2. RTF レーザ二端子の光周波数特性

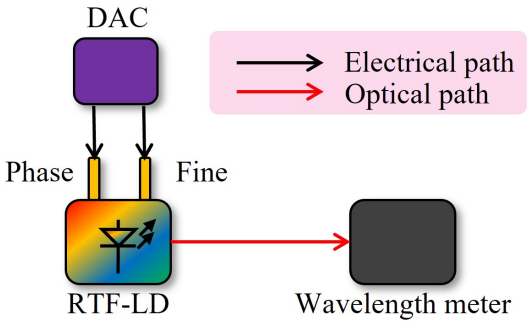


図 3.1: RTF レーザ周波数特性測定系の構成.

まず，図 3.1 に示す測定系を構築し，異なる印加電圧に対する RTF レーザの Fine 電極および Phase 電極の発振周波数特性を評価した．制御電圧信号は，2 つ出力があるデジタルアナログコンバータ（Digital-analog converter, DAC）により生成した．出力光の波長は波長計（Wavelength meter）を用いて測定した．得られた特性を図 3.2 に示す．Fine 電極は約 40 GHz 間隔で発振周波数を階段状に変化可能であるのに対し，Phase 電極は約 10 GHz の範囲内で連続的かつ無段階の変化が可能であることが確認された．

続いて，Phase 電極および Fine 電極をそれぞれ単独で用いて構築したテラヘルツ周波数ホッピングシステムについて述べる．ここでは，それぞれのホッピング

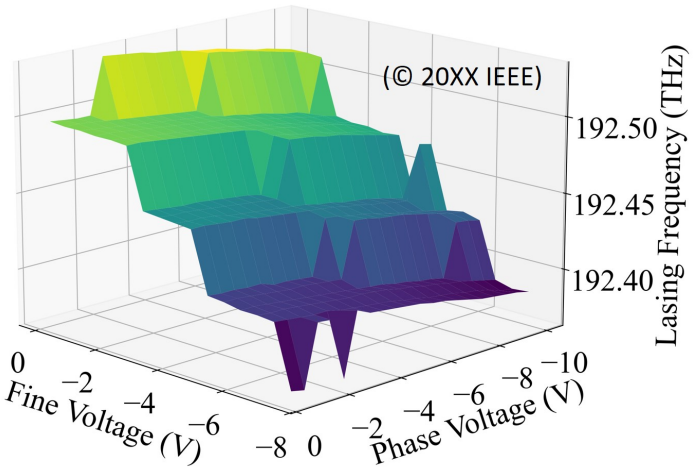


図 3.2: Fine 電圧，Phase 電圧，および発振周波数の関係．[72]

性能を検証するとともに，各ホッピングキャリアにおける通信性能の評価結果について詳述する．

3.3. Phase 端子によるテラヘルツ周波数ホッピング

3.3.1 周波数ホッピング生成や観測実験システム

図 3.3 に Phase 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピングシステムの構成を示す．高速な発振周波数切り替えのために，RTF レーザが使用される．DAC から Phase 電極への印加電圧と発振周波数との間の概ね線形な関係に基づき，階段状かつランダムなホッピング電圧信号を設計し制御電極に印加することで，RTF レーザの高速な周波数変化が可能となる．これにより，高速周波数ホッピングが実現される．DAC は FPGA（Field Programmable Gate Array）によって高速制御され，サンプリングレートは 150 MHz，電圧制御範囲は 10 V である．その構成を図 3.4 に示す．RTF レーザによって生成された FH 光波は，191.935 THz の固定波長レーザ（WFL）からの光波と合波され，UTC-PD に入射されることで，テラヘルツ周波数ホッピング信号が生成される．テラヘルツ周波数で直接リアルタイムデータ取得を行うことは現実的ではないため，信号はより低い周波数にダウ

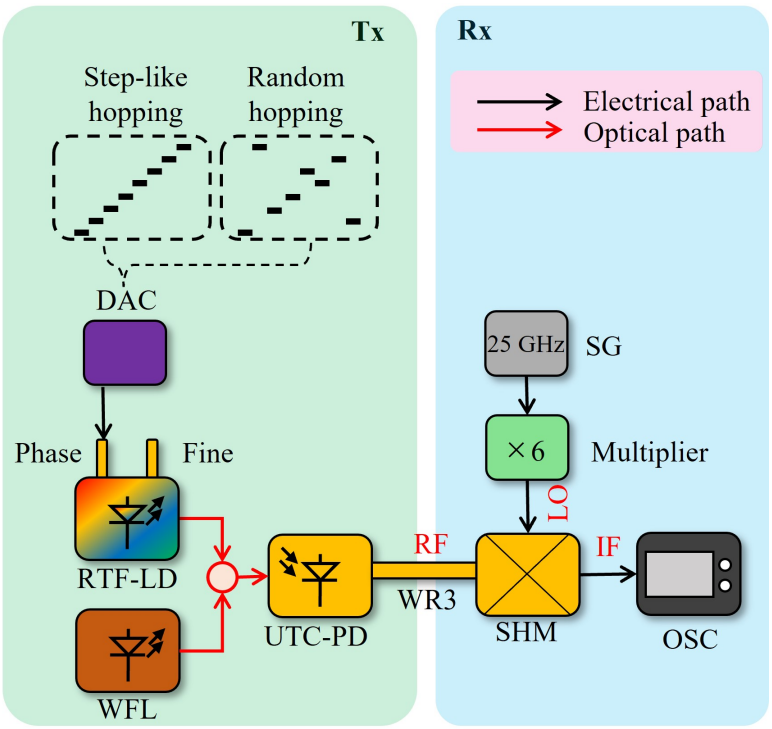


図 3.3: Phase 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング生成および測定の実験構成.

ンコンバートされ，そこで後続の測定が行われる．テラヘルツ周波数ホッピング信号はテラヘルツ導波管（WR3）を介して伝送され，局発信号（Local oscillator, LO）を用いたサブハーモニックミキサ（Sub-harmonic mixer, SHM）により中間周波数（Intermediate frequency, IF）信号へダウンコンバートされる．LO は信号発生器（Signal generator, SG）および逓倍器によって生成される．その結果，ダウンコンバートされた IF 信号はオシロスコープ（Oscilloscope, OSC）上に表示される．

3.3.2 周波数ホッピング実験結果

まず，システムの周波数ホッピング能力を評価するために，図 3.5 に示すように，DAC を用いて −10 V から −5 V の範囲で変動する 2 種類の 8 セグメント電圧制御信号を生成した．一方の信号は階段状であり，もう一方はランダムホッピング

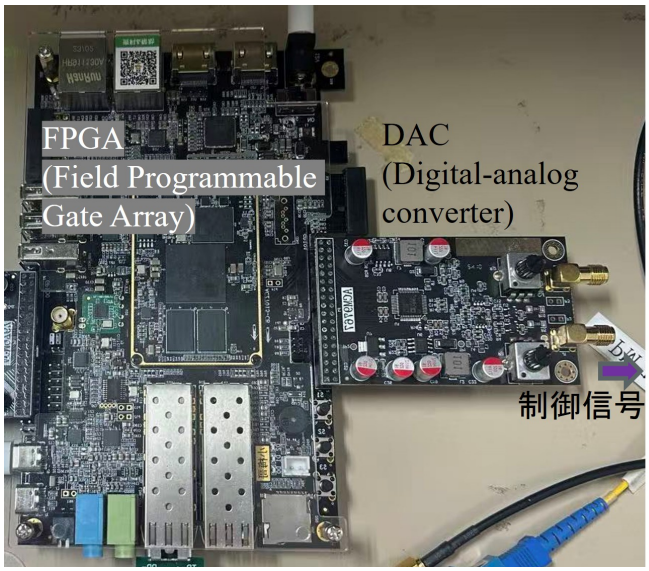


図 3.4: 制御信号生成用システムの写真.

信号である．制御信号を RTF-LD に印加することで，発振周波数は 192.235 THz から 192.240 THz の間で変化した．この変化範囲は，図 3.2 の静特性から観測された周波数変化範囲よりも狭い．この範囲の縮小は，本実験で使用した RTF-LD がパッケージに収容されていなかったため，ヒートシンクの熱容量が小さく，熱効果の影響を受けたことに起因する．そして，固定波長レーザは 191.935 THz に設定され，受信側は 150 GHz の局発信号を用いたサブハーモニックミキサにより図 3.6(a) に示した中間周波数信号へダウンコンバートされた．IF 信号に対して短時間フーリエ変換（Short-time Fourier transform, STFT）を適用した結果を図 3.6(b) に示す．テラヘルツ波は，制御電圧によって指示されるホッピングパターンに従い，5.5 GHz の周波数帯域幅内で 200 ns ごとにホッピングしている．さらに，最も離れたチャネル間の遷移速度であってもナノ秒スケールであり，DFB レーザに基づく従来のテラヘルツ周波数ホッピングシステムと比較して 3 桁の改善を示している．なお，周波数ごとの著しい電力差は，UTC-PD の周波数特性に起因するものである．

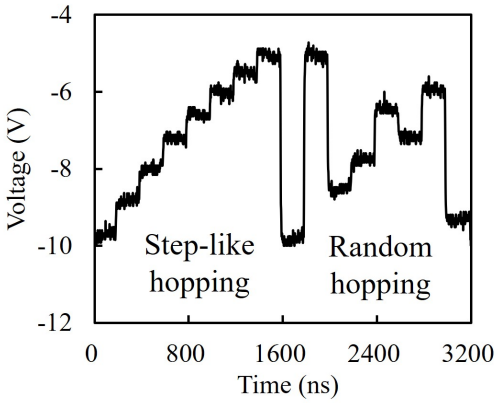


図 3.5: RTF レーザの Phase 電極への制御電圧.

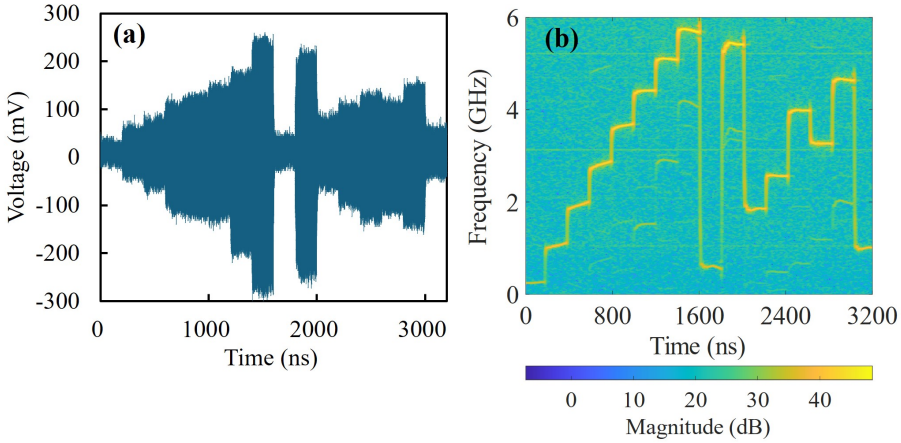


図 3.6: (a) 観測された IF 信号，(b) IF 信号の STFT.

3.3.3 通信システム

無線 THz FHSS 通信システムにおいて，図 3.7 に示すように，テラヘルツ波を変調するために，パルスパターン発生器（pulse pattern generator, PPG）を用いて 1 Gbit/s の擬似ランダムビット列（Pseudo random bit sequence 7, PRBS7）データを生成し，電気光学変調器（Electro-optic modulator, EOM）へ入力した．また，テラヘルツ信号は 0.5 m の無線伝送を経て受信された．データ復調のため

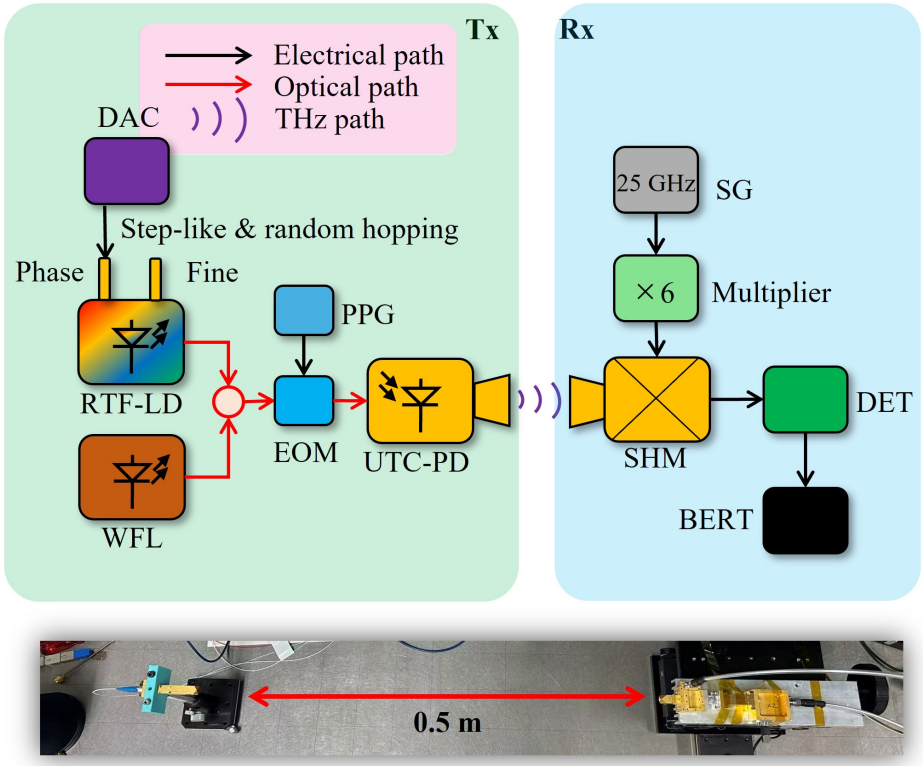


図 3.7: Phase 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング通信システムの構成と写真.

サブハーモニックミキサの後には包絡線検波器（Envelope detector, DET）を用いた．最後に，ビット誤り率測定器（Bit error rate tester, BERT）を用いて，全てのホッピングキャリアチャネルの BER を評価した．

3.3.4 通信実験結果

図 3.8 に，全キャリアチャネルの BER を示す．図 3.9 に，各周波数チャネルに対応するアイダイアグラムを示す．テラヘルツ周波数の増加に伴い送信電力が低下し，これによる信号対雑音比（Signal-noise ratio, SNR）の劣化が，BER の上昇を招いている．結果として，全体の BER は SD-FEC の限界値である 2.2×10^{-2} を下回っている．各ホッピングキャリアにおける通信性能を確認できた．

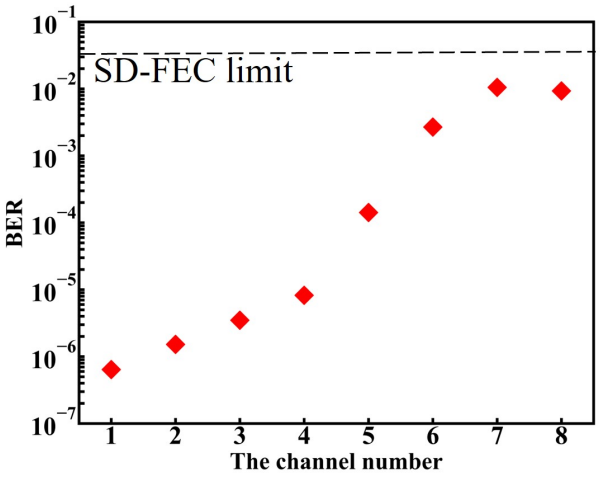


図 3.8: 異なるチャネルにおける BER.

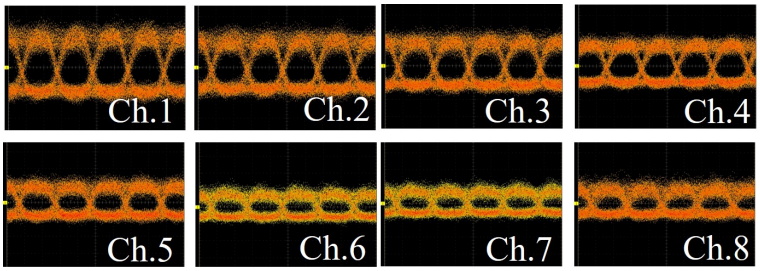


図 3.9: 異なるチャネルにおけるアイダイアグラム.

3.4. Fine 端子によるテラヘルツ周波数ホッピング

3.4.1 周波数ホッピング生成や観測実験システム

図 3.10 に，RTF レーザによって実現された広帯域かつ高速なテラヘルツ周波数ホッピングシステムおよび測定系を示す．発振のために RTF レーザの ACT 電極に 50 mA の電流を注入し，各電極は DAC によって制御される．3 つのテラヘルツキャリア周波数間でのランダムホッピングを実験的に検証するために，RTF レーザは 3 つの発振周波数間でホッピングするように制御された.

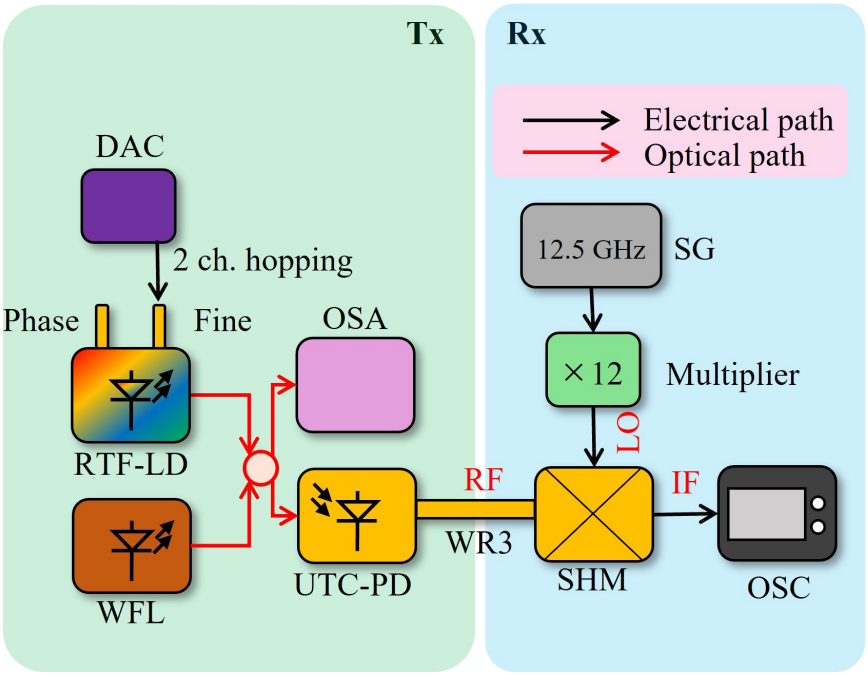


図 3.10: Fine 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング生成および測定の実験構成.

3.4.2 実験結果

Fine制御電圧を図 3.11 に示すように 200 ns ごとにホッピングさせ，{−2, −6.5, −2, −4.5, −6.5, −4. V のシーケンスに従うように制御した．この電圧シーケンスは発振周波数 f_1，f_2，および f_3 を生成する．次に，RTF レーザからの光は商用 DFB レーザから出力される 192.160 THz の固定波長レーザ光（f_0）と合波される．光カプラを介して光の 10%が光スペクトルアナライザ（Optical spectrum analyzer, OSA）に分岐される．図 3.12 に RTF-LD の高速周波数ホッピングの様子を示す．3 つの周波数が同時に観測されており，サイドモード抑圧比（Side mode suppression ratio, SMSR）は 30 dB を超えている．ここで，発振周波数 f_1 は 192.400 THz，f_2 は 192.440 THz，そして f_3 は 192.480 THz である．残りの 90%の光は再度増幅され，UTC-PD に入射され，周波数ホッピングするテラヘルツ波を生成する．UTC-PD でのフォトミキシングを通じて，システムは理論的にそれぞれ 240 GHz，280 GHz，および 320 GHz に対応する f_{THz1}，f_{THz2}，および f_{THz3} 間でテラヘルツ周波数ホッピングを実行する．ホッピングしたテラヘルツ波を測定するために，図 3.10 の右側に

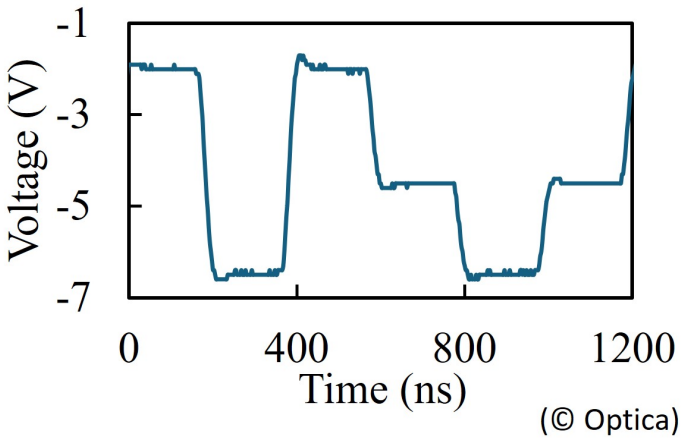


図 3.11: RTF レーザの Fine 電極への制御電圧．[73]

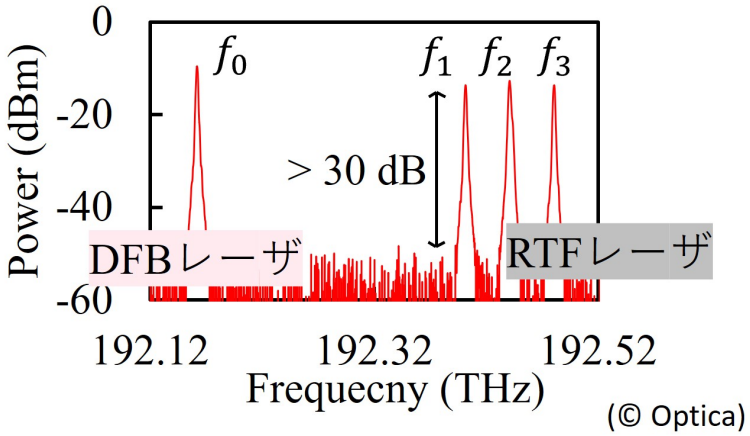


図 3.12: OSA で観測されたスペクトル．[73]

示すように，LO 信号を用いた SHM により，RF 信号を IF 信号にダウンコンバートした．LO 信号は信号発生器および逓倍器によって生成された．

その結果，図 3.13(a)-(c) にしめすように，ダウンコンバートされた IF 信号はオシロスコープ上に表示された．40 GHz のキャリア周波数間隔に対して OSC の帯域幅（6 GHz）が制限されているため，LO 信号を調整して各キャリア周波数を観測した．測定は，f_1 に対して 120 GHz（LO1），f_2 に対して 140.4 GHz（LO2），そして f_3 に対して 160.8 GHz（LO3）の 3 つの LO 周波数で実施された．オシ

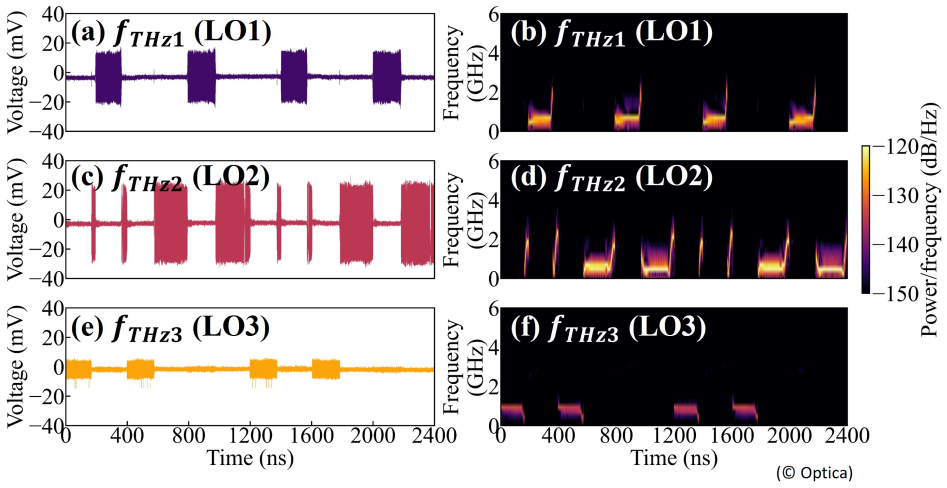


図 3.13: (a) f_{THz1} の IF 波形．(b) f_{THz2} の IF 波形．(c) f_{THz3} の IF 波形．(d) f_{THz1} の IF 信号の STFT．(e) f_{THz2} の IF 信号の STFT．(f) f_{THz3} の IF 信号の STFT．[73]

ロスコープの帯域幅内における信号の間欠的な出現は，各キャリア周波数が選択的にダウンコンバートされたことを裏付けている．f_3 において観測された比較的低い電力は，広帯域な J バンド内における UTC-PD の平坦ではない周波数特性に起因するものである．さらに，STFT 解析し，周波数-時間マップを生成した．図 3.13(d)-(f) に，それぞれ f_1，f_2，および f_3 に対するダウンコンバートされた IF 信号の STFT 結果を示す．周波数ホッピングがキャリアホッピングシーケンス $\{320, 240, 320, 280, 240, 280\}$ GHz に従っていることが観測され，3 つのキャリア周波数間における全てのホッピングの組み合わせが実証された．図 3.13(d)-(f) がしめすように，各キャリア周波数はドウェル時間内において 1 GHz 以内の変動で安定しており，信頼性の高い通信を保証している．

提案する超高速テラヘルツ周波数ホッピングシステムは，極めて短い遷移時間を達成し，ホッピング速度を向上させる．図 3.14 に，遷移時間を評価するために，全てのホッピングの組み合わせにおける IF 結果の比較を示す．図 3.14(b) に示すように，最も離れたキャリア周波数間（f_{THz1} から f_{THz3}）において，49 ns という最長の遷移が発生する．他の全ての周波数遷移も同様に 49 ns 以内に完了している．これにより，図 3.13 に示すように，200 ns のキャリア周波数滞留時間が可能となる．結果として，ホッピング速度は 5×10^6 hops/s に達し，これは従来の

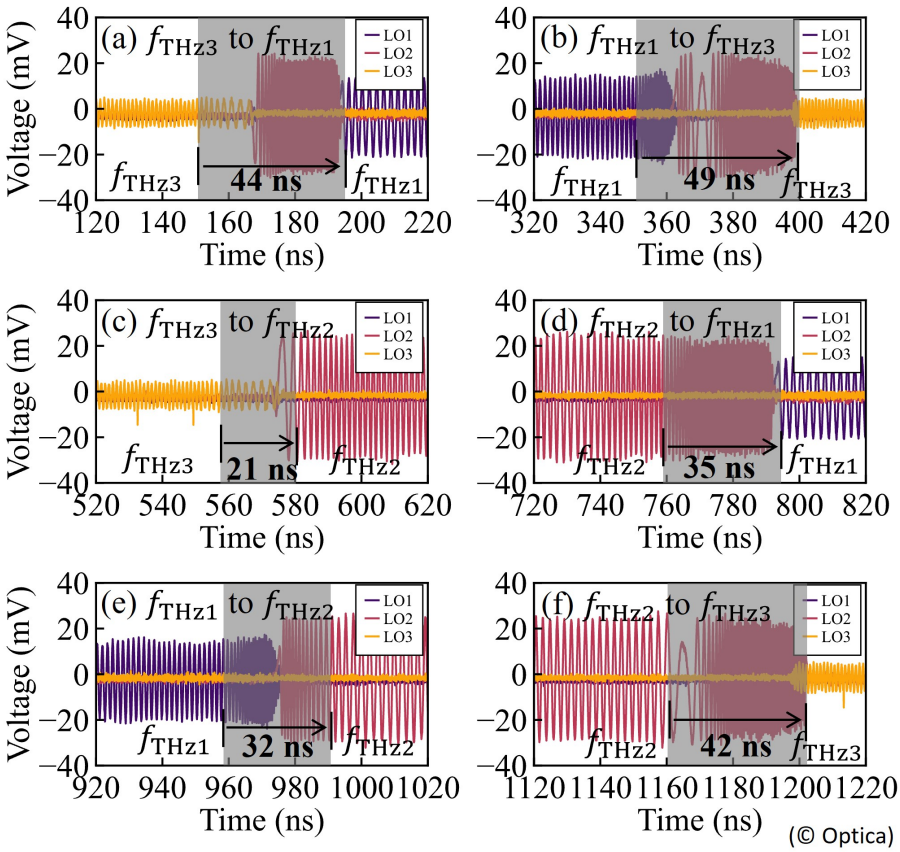


図 3.14: (a) f_{THz3} から f_{THz1} へのホッピング．(b) f_{THz1} から f_{THz3} へのホッピング．(c) f_{THz3} から f_{THz2} へのホッピング．(d) f_{THz2} から f_{THz1} へのホッピング．(e) f_{THz1} から f_{THz2} へのホッピング．(f) f_{THz2} から f_{THz3} へのホッピング．[73]

テラヘルツ周波数ホッピングシステムを 3 桁上回るものである．

3.4.3 ホッピング速度の制限

ここまでのシステムを構成する各要素の応答特性を表 3.1 に整理する．

表 3.1 より，UTC-PD の周波数帯域と RTF レーザの波長切替能力はピコ秒オーダーである．一方で，FPGA の処理周期や DAC のスルーレートといった駆動回路系の制約はナノ秒オーダーであり，これらがシステム全体の律速要因となっているを懸念される．

表 3.1: 周波数ホッピング速度の律速要因一覧の一

構成要素	物理・工学的制約	応答時間 (帯域)
UTC-PD	キャリア走行時間	$<$ 10 ps ($>$ 100 GHz) [64]
RTF レーザ	EO 効果による屈折率変化	$<$ 500 ps [66]
FPGA (ZYNQ7000)	トリガクロック	8 ns (125 MHz *) [74]
DAC (AD9767 評価ボード)	スルーレート	$>$ 20 ns [75]

* FPGA の最速クロックは 1 GHz だが、DAC AD9767 の出力アップデートレートは 125 MSample/s のため、トリガクロックを 125 MHz に設定した.

本研究では，実測されたホッピング遷移時間の支配的要因を明確にするため，図 3.15 に示すように，制御電信号の切替時間とテラヘルツ波の遷移時間を比較評価した.

その結果，図 3.15(a) の制御電信号切替時間と図 3.15(b) の遷移時間は極めて高い相関を示しており，その差分である図 3.15(c) の遅延時間は全ての遷移条件において 10 ns 以内であった．これは遷移時間全体の約 20%に過ぎず，残りの 80%は駆動回路系の制御電信号の立ち上がり/立ち下がり時間に依存していることを意味する.

本システムは，低コストかつ通信基站で広く普及している FPGA と DAC を組み合わせることで，50 ns 以内の遷移時間を実現しました．これに対し，従来のデザインである熱光学効果に基づくレーザでは，最速でも数百マイクロ秒を要します．さらに，本システムはより高速なプロセッサや DAC を採用することで，10 ns 以下の遷移時間へと到達することが可能です.

第 4.3 節では，より脅威的な攻撃シナリオに対応するため，高速な制御信号生成デバイスを用いてホッピングレートをさらに向上させた場合の結果について述べる.

3.4.4 通信システム

図 3.16 にテラヘルツ周波数ホッピング通信システムの構成を示す．PPG は，テラヘルツ強度変調のために 10 Gbit/s の PRBS7 データを EOM へ供給する．UTC-PD によって生成された変調テラヘルツ信号は，ホーンアンテナを介して 2 cm の

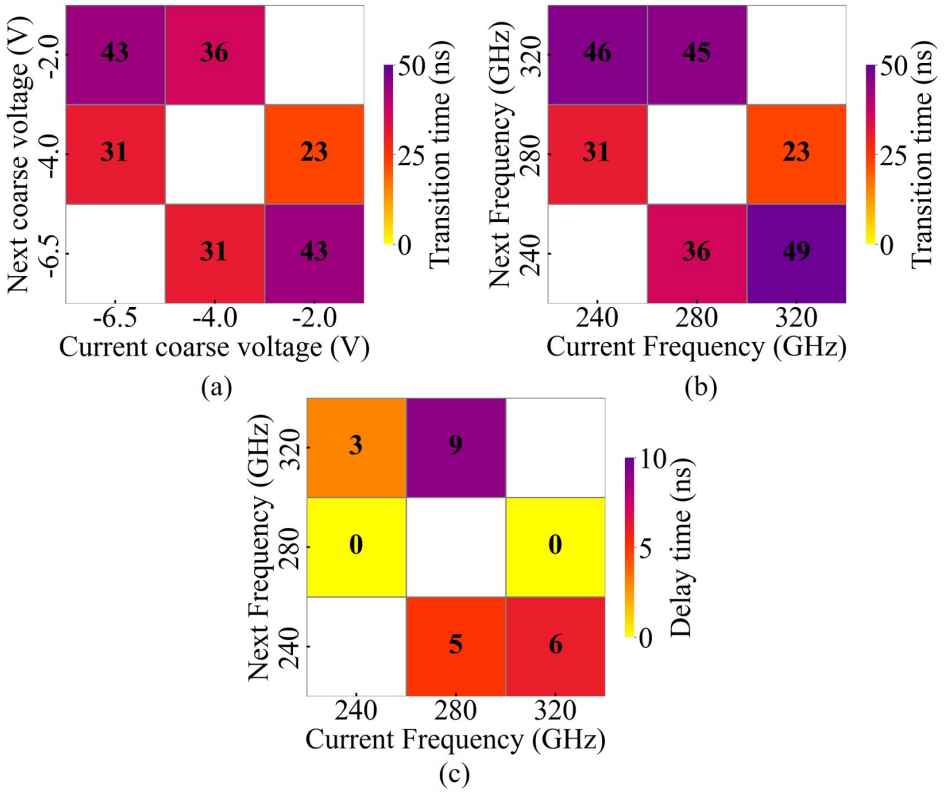


図 3.15: (a) 制御電信号切替時間. (b) THz 遷移時間. (c) 遅延時間.

距離を無線伝送され，FMBD (Fermi-level managed barrier diode) によって復調された．BERT は，テラヘルツ出力電力と直接相関する光電流条件を変化させながら，各キャリア周波数の性能を評価した．

3.4.5 通信実験結果

図 3.17(a) に示すように，光電流を 4 mA から 6 mA まで調整した場合，f_{THz3} は相対的に低い出力電力に起因して，他のキャリア周波数と比較して全体的に高い BER を示す．4.5 mA の中程度の光電流において，125 mV の同一判定閾値下で測定された f_{THz1}，f_{THz1}，および f_{THz3} の BER は，それぞれ 5×10^6，5×10^6，および 5×10^6 であった．各 BER は SD-FEC の限界値を下回っている．光電流の増加に伴い，各 BER と平均 BER である BER_{avg} は減少する．ここで，BER_{avg}

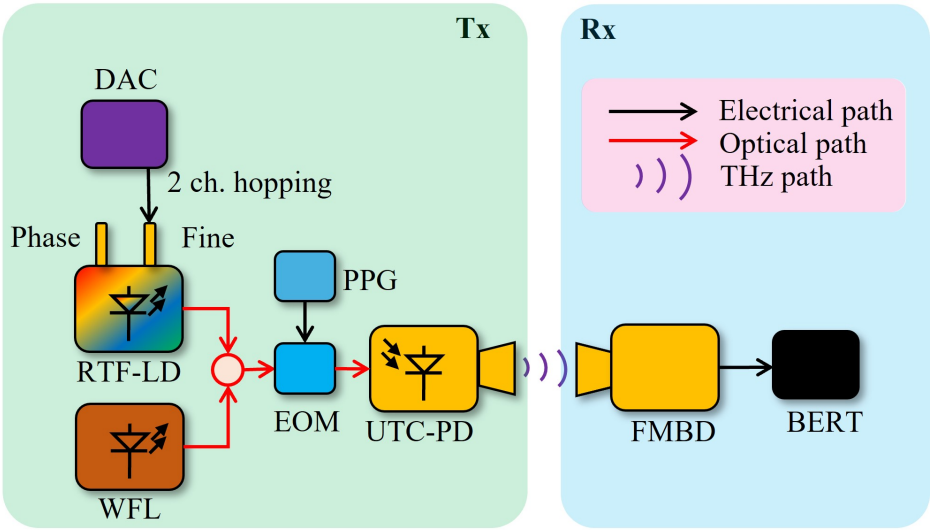


図 3.16: Fine 電極制御のテラヘルツ周波数ホッピング通信システムの構成.

は 3 つのキャリアの中で最も電力が低い f_{THz3} の BER によって支配されているが，4.5 mA の光電流条件において依然として SD-FEC 限界を下回る良好な通信品質を示している．図 3.17(b) に，4.5 mA の光電流における 3 つのキャリア周波数の明瞭なアイ開口を示す.

3.5. まとめ

本章では，Phase 電極および Fine 電極への印加電圧信号を個別に制御することで，異なる周波数ホッピング間隔を持つテラヘルツ周波数ホッピングを実現した．さらに，全てのテラヘルツキャリアチャネルにおいて正常な通信が可能であることを検証し，提案するテラヘルツ周波数ホッピングシステムの実現可能性および実用性を実証した.

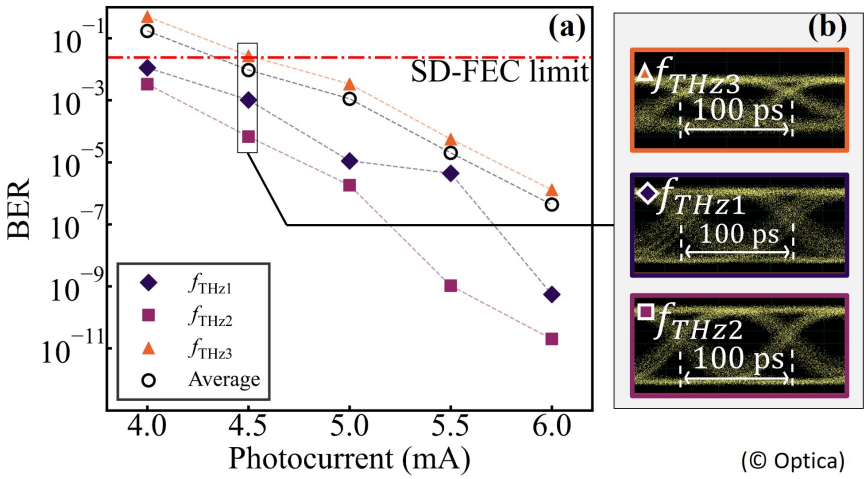


図 3.17: (a) 異なる光電流下における 3 つのキャリア周波数の BER および平均 BER．(b) 3 つのキャリア周波数のアイダイアグラム．[73]

第4章　超高速周波数ホッピングによる妨害防止

4.1. 序論

章 2 に述べたように，現在のテラヘルツ周波数ホッピング研究における 2 つの重大な課題がる．第一の課題は，狭いホッピング間隔に起因するものである．熱光学効果に基づく DFB レーザを用いた従来のテラヘルツ周波数ホッピングシステムは，可変範囲を最小化することでホッピング速度を優先しており，その結果，ホッピング間隔は約 5 GHz 程度の狭い範囲に留まっている [60,62]．このような狭い間隔は，ビート妨害からテラヘルツリンクを保護するには不十分である可能性がある．第二の課題は，特に複数のホッピング間隔にまたがるような広帯域ホッピングを実行する際の，遅いホッピングレートである．DFB レーザの熱光学波長変化メカニズムは低速であるため，より広いホッピング間隔を実現しようとすると遷移時間が著しく増大し，結果として全体的なホッピングレートが低下する [60,62]．章 2.6.3 に示すように，この遅いレートはシステムを追従型妨害機に対して脆弱にする．なぜなら，信号が次の周波数へホップして回避する前に，妨害機が周波数を検知し追随することが可能となるためである．追加に、強力な変調妨害に対し，RF および LO を同時送信する自己コヒーレント方式を提案した．原理実証実験を行い、通信品質を改善できることを実証した．

4.2. ビート妨害の定量評価

第一の課題を解決するためには，まずシステムを妨害攻撃から保護するために，どの程度の周波数ホッピング間隔が必要となるかを定量的に分析する必要がある．

4.2.1 ビート妨害評価システム

図 4.1(a) に妨害評価実験の構成を示す．図 4.1(a) 上部に示すように，2 つのレーザ（LD 1 および LD 2）により生成された 2 つの光波は，光カプラを用いて合波され，エルビウム添加光ファイバ増幅器（Erbium doped fiber amplifier, EDFA）により増幅された後，UTC-PD へ入力される．これら 2 つの光波は UTC-PD 1 においてフォトミキシングされ，それらの差周波数を持つテラヘルツ信号を生成す

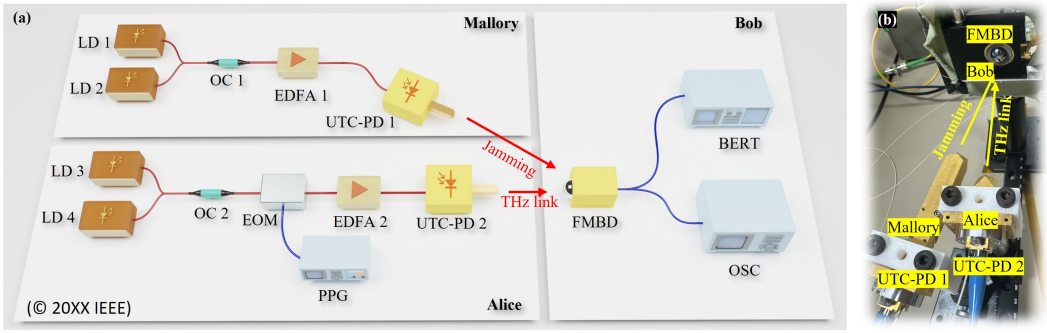


図 4.1: 妨害効果評価システムの構成．[70]

る．Mallory の妨害波として機能するこのテラヘルツ信号は，ホーンアンテナを介して側面から受信機へ送信される．また，図 4.1(a) 下部に示すように，Alice も同様の構成を有する．相違点は，LD 3 および LD 4 からの光信号が，EDFA による増幅前に EOM によって変調されることである．変調信号は PPG により生成される．結果として，UTC-PD 2 は変調テラヘルツ信号を生成し，これは妨害を受けるテラヘルツリンクとしてホーンアンテナを介して受信機へ送信される．Alice および Mallory からのテラヘルツ波の二乗検波を行う Bob として，FMBD を用いた．現実的な妨害シナリオを模擬するために，図 4.1(b) に示すように，Alice は Bob の中心軸上に距離 7 cm で配置し，一方で Mallory はこの軸に対して 10° のオフセット角を持ち，距離 6 cm の位置から送信するように配置した．しかしながら，FMBD 受信機は顕著な角度依存感度特性を示し，軸外方向からの受信時には信号損失が増大する．この影響を補償し，両方のテラヘルツ信号が等しい電力で FMBD に受信されることを保証するために，Mallory の送信機には Alice と比較してより高利得なホーンアンテナを搭載した．この構成により，妨害攻撃の有効性を評価するための公平なベースラインが確立された．

図 4.2 に，テラヘルツパワーメータを用いて光電流 5 mA，バイアス電圧 −1 V で測定した UTC-PD 1 および UTC-PD 2 の周波数応答を示す．同一ウェハ上で同一の設計パラメータにより作製されたこれら 2 つの UTC-PD は，極めて類似した周波数応答特性を示しており，これは公平な妨害評価において重要である．さらに，方法論上の重要な考慮事項として，実験システムの不均一な周波数応答が挙げられる．この不均一性は，UTC-PD の固有特性，ホーンアンテナの周波数依存

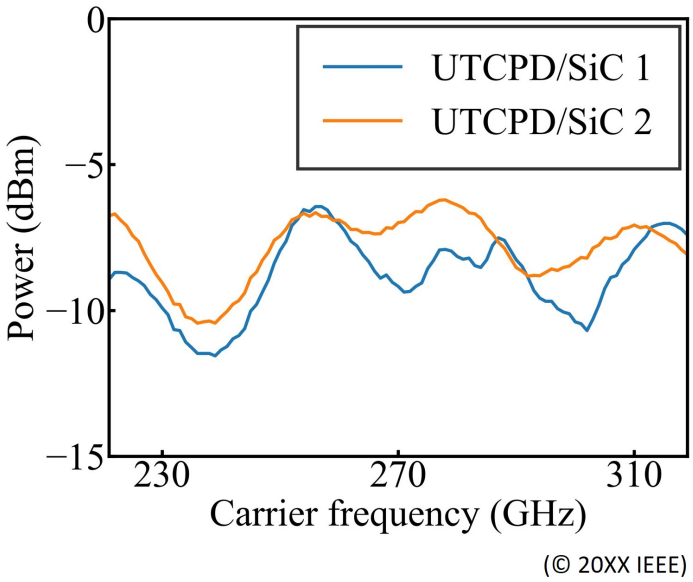


図 4.2: システムに使用された UTC-PD の周波数特性．[70]

利得，および FMBD の角度依存感度の複合的な影響に起因する．性能変動がシステムの固有周波数応答ではなく，純粋に妨害効果のみに起因することを保証するために，電力正規化手順を実施した．これには，Alice および Mallory 送信機の両方について，必要な EDFA 駆動電流の事前校正が含まれる．具体的には，各送信機について，235 から 275 GHz まで 5 GHz ステップの 9 つの離散周波数ポイントにおいて，FMBD から一定の 100 mV の出力を生成するために必要な EDFA 駆動電流を測定した．FMBD の仕様によれば，この電圧は 50 nW の一定受信テラヘルツ電力に相当する [76]．評価実験の間，各周波数の組み合わせに対して EDFA 駆動電流をこれらの事前校正値に設定することで，全ての測定において受信テラヘルツ電力の正規化を保証し，システムの固有周波数応答から妨害効果を効果的に分離した．最後に，FMBD の出力は，アイダイアグラム解析のためにオシロスコープで観測され，BER 評価および e_j 算出のために BERT によって測定された．

4.2.2 ビート妨害評価の結果

評価実験において，LD 1 および LD 3 は 193.000 THz に固定した．LD 2 および LD 4 は，光周波数差を変化させるために個別に制御され，これにより各 UTC-PD で生成されるテラヘルツ周波数を同調させた．まず，Alice のテラヘルツキャリア周波数を 235 GHz から 275 GHz まで 5 GHz ステップで変化させ，各周波数において $BER_{Unjammed}$ を測定した．このテラヘルツ周波数範囲は，図 4.2 に示すように，UTC-PD の周波数応答における平坦な 3 dB 領域に対応することから選択された．5 GHz の周波数ステップは，4 台の商用フリーランニングレーザの合成周波数不安定性（約 1 GHz）を 20%の許容範囲内に収めることを保証するために選択された．これにより，光注入電力を微調整することで，各周波数におけるテラヘルツ電力を均一化することも可能となる．次に，Bob を妨害するために，Mallory も 235 GHz から 275 GHz まで 5 GHz ステップで掃引した．Alice と Mallory の周波数の各組み合わせに対して測定された BER_{Jammed} に基づき，対応する e_j 値を算出した．妨害の有効性に対する主要なシステムパラメータの影響を調査するために，異なる条件下で一連の測定を繰り返した．具体的には，相対的な電力レベルの影響を分析するために，−3 dB および 0 dB の 2 つの妨害対元信号の電力比（J/S）を評価した．さらに，信号帯域幅の役割を検証するために，Alice の信号に対して 6.25 Gb/s および 3.125 Gb/s の 2 つの異なるデータレートを試験した．

図 4.3 にヒートマップとして可視化された妨害効率の結果は，周波数差 Δf，J/S，および信号データレート間の相互作用に関する包括的な視点を提供する．図 4.3(a) および図 4.3(b) は，J/S が −3 dB の条件下において，Alice のデータレートをそれぞれ 3.125 Gb/s および 6.25 Gb/s に設定した際の結果を示している．図 4.3(c) および図 4.3(d) は，J/S が 0 dB の条件下において，Alice のデータレートをそれぞれ 3.125 Gb/s および 6.25 Gb/s とした際の結果を示している．赤色の領域は高い e_j 値を示し，キャリアが深刻に妨害されていることを表す．一方，緑色の領域は低い e_j 値を示し，セキュアなキャリアであることを表す．緑色の領域は，リンクが妨害されていない安全な値を表している．e_j が増加するにつれて領域の色は徐々に暖色系へと変化するが，通信リンクは完全には遮断されていない．赤色は e_j が 1 であることを表し，この時点で BER は SD-FEC 閾値を上回り通信が

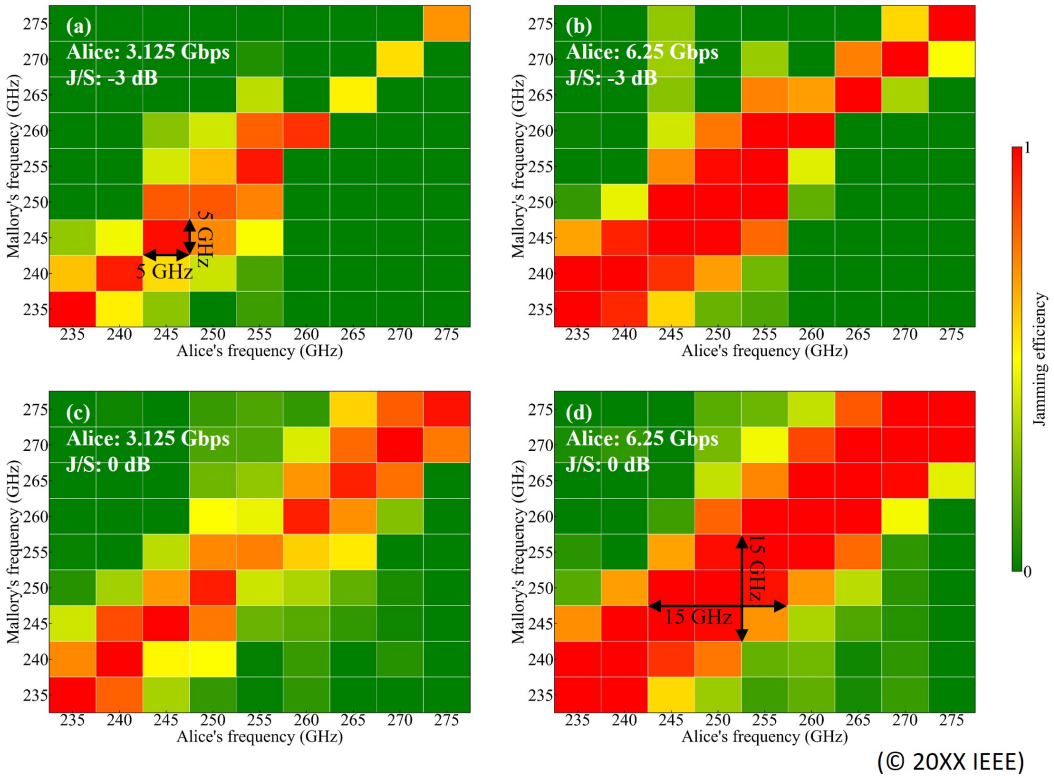


図 4.3: 妨害効果評価の結果．[70]

失敗するため，リンクは完全に妨害されたと見なされる．e_j の値が 1 を超えて増加すると，領域の色は暗赤色へと深まり，より深刻なレベルの遮断を示す．4 つのサブプロットすべてに共通する重要な観察事項は，主対角線に対するヒートマップの明確な対称性である．これは，妨害効率が周波数差 Δf の符号ではなく，その絶対値に依存していることを示している．予想通り，Δf がゼロとなるこの対角線に沿って最も深刻な影響が生じている．この同一周波数干渉シナリオでは，信号スペクトルと妨害スペクトルが完全に重複し，深赤色で示されるように妨害効率の値は 1 に近づき，完全な通信崩壊を意味する．

周波数ホッピングは直接的な対抗策であるが，その成否は，選択された Δf が有効な妨害ウィンドウ（Jamming window）を克服するのに十分な大きさであるかどうかに依存する．妨害ウィンドウは，スペクトルの重複が顕著であり，妨害効率 e_j が 1 となるような周波数オフセットの範囲を表す．核心的な課題は，この

妨害ウィンドウの幅が動的であり，より高い信号帯域幅およびより強力な J/S に伴って拡大することである．例えば，図 4.3(a) に示す 3.125 Gb/s 信号と −3 dB J/S を用いたベースラインのケースでは，5 GHz のホップにより妨害効率は大幅に低減し，オレンジ色および黄色の領域へと低下する．この場合，10 GHz のより広い FH が有効であることが判明しており，相互作用は緑色の領域へと移行し，妨害効率はゼロ付近まで低下して信頼性の高い通信が回復する．

一方で，Alice のデータレートを 6.25 Gb/s に増加させると，信号スペクトルが広がり，その結果としてこの妨害ウィンドウも拡大する．この効果は図 4.3(a) と 4.3(b) を比較すると明らかである．3.125 Gb/s 信号に対しては安全であった 10 GHz ホップが，6.25 Gb/s 信号に対してはもはや不十分となり，オレンジ色のゾーンに到達するためにはより大きな 15 GHz の周波数ホッピングが必要となる．J/S も同様の影響を与える．図 4.3(c) に示すように，3.125 Gb/s 信号に対して J/S を −3 dB から 0 dB に増加させると，高効率な妨害領域が拡大し，10 GHz ホップの効果は以前よりも低下する．これは，図 4.3(d) に提示される最も困難なシナリオ，すなわち 6.25 Gb/s の高データレートと 0 dB の高 J/S が組み合わさった場合に顕著となる．ここでは，赤色の妨害ウィンドウが最も広くなり，15 GHz の周波数ホップでさえ妨害効果を完全に抑制するには不十分となる．

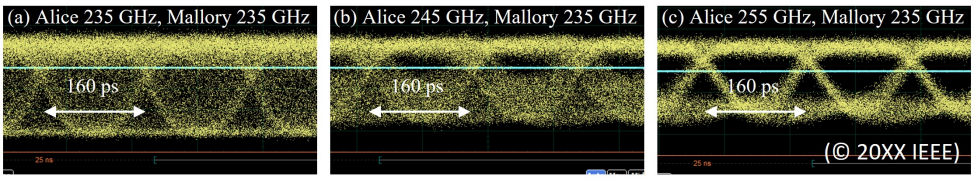


図 4.4: Mallory による 235 GHz での妨害下における，(a) 235 GHz，(b) 245 GHz，および (c) 255 GHz で動作する Alice のアイパターン．[70]

図 4.4 に，6.25 Gb/s 伝送中に Mallory が J/S 0 dB で 235 GHz において Bob を継続的に妨害した場合の代表的なアイパターンを示す．観測されるように，同一周波数干渉下ではアイは完全に閉じている．Alice が周波数を Mallory から遠ざけるようにホップさせるに従い，アイパターンは徐々に開き，セキュアな通信への回復を示している．また，S/N（信号対雑音比）も測定不能な状態から 8 dB，15 dB へと改善した．

先行研究において、Shrestha らは妨害信号の Bob への入射角 θ_M が増大するにつれ、受信電力が急激に減少することを報告している．具体的には、Bob の受信器におけるアンテナ放射パターンは 22° の場合は 0° 方向のピーク値と比較して約 17 dB 低下する [24]．一方で，Mallory が 0° 方向から直接攻撃を試みる場合、正規の通信チャネルを遮蔽することになるため，Bob は通信の中断を即座に検知し警告を発することが可能である．したがって、Mallory が側方から $J/S = 0$ dB に達するような等電力攻撃を行うことは、実環境においては極めて困難であると言える．

このような物理的制約を前提とした上で、本実験による評価は、信号の周波数重畳度が妨害効率に決定的な影響を与えることを証明している．ビート妨害下において妨害効率 e_j を 1 の下に回復するためには、周波数差 Δf とデータレート R の間に以下の関係が成立する必要がある．

$$|\Delta f| > R \tag{4.1}$$

さらに、受信器の帯域幅 B_{Rx} をも上回るものである．すなわち，

$$|\Delta f| > B_{Rx} \tag{4.2}$$

の関係を満たす周波数ホッピングを適用することで、任意のデータレートを持つ無線リンクにおいて、ビート妨害の影響を物理層で根本的に排除できることが示された．

これらの知見は，次世代通信システムの設計における重要なトレードオフを浮き彫りにしている．高いデータレートは望ましいものの，本質的に信号スペクトルを広げることになり，システムを妨害に対してより脆弱にする．したがって，これらの広帯域キャリアを保護するためには，ビート妨害スペクトルを Bob の電気的帯域幅の外側へ完全に移動させるような，超広帯域周波数ホッピングを含むより積極的な対妨害戦略が要求される．データレートが 50 Gb/s を超え，テラヘルツ受信機の帯域幅が 40 GHz に近づくにつれて，必要とされる周波数ホッピング間隔はますます厳格なものとなる [77–79].

4.3. 対追従型妨害機の超高速周波数ホッピングに伴う OOK 通信

高度なセキュリティを有する周波数ホッピングへのニーズが実証されたことを受け，本研究ではさらに，広帯域，シームレス，かつリアルタイムなテラヘルツ周波数ホッピング通信システムを実験的に実証する．そして，対追従型妨害の性能の分析も行った．

4.3.1 実験システム

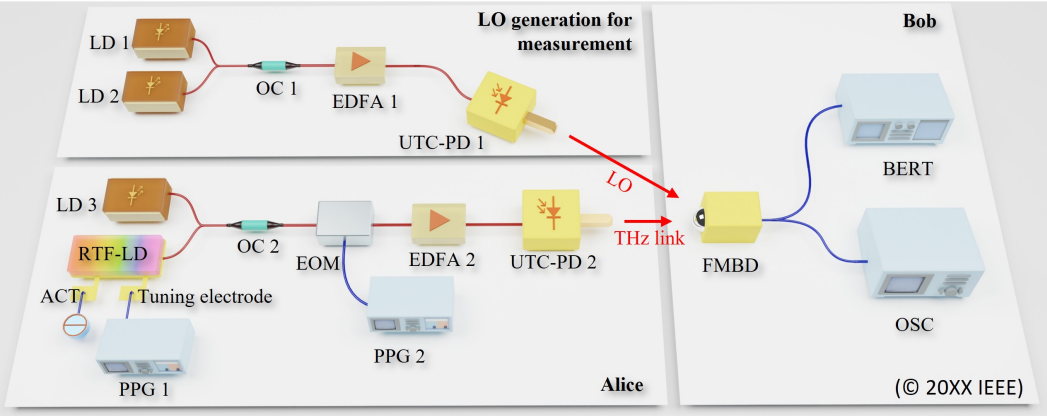


図 4.5: 対追従型妨害機の超高速周波数ホッピングに伴う OOK 通信システムの実験構成．[70]

実験構成を図 4.5 に示す．ここでは，前節で述べた妨害評価システムの左下に位置する LD 4 を，波長可変レーザとして RTF レーザに交換している．RTF レーザの温度は 25 °C に保たれ，発振させるために活性層電極へ 50 mA の電流が注入される．基礎検討において，我々は RTF レーザが 40 GHz という広帯域なホッピング間隔を有することを検証済みである．しかしながら，従来のスルーレートの低い制御電圧では，実用的かつシームレスなリアルタイム動作が制限されていた．加えて，UTC-PD の非平坦な周波数応答に起因して，異なる周波数間で深刻な電力不均衡が生じるという課題もあった．これらの課題を克服し，RTF レーザの性能を最大限に引き出すために，PPG 1 により生成された立ち上がり時間がわずか

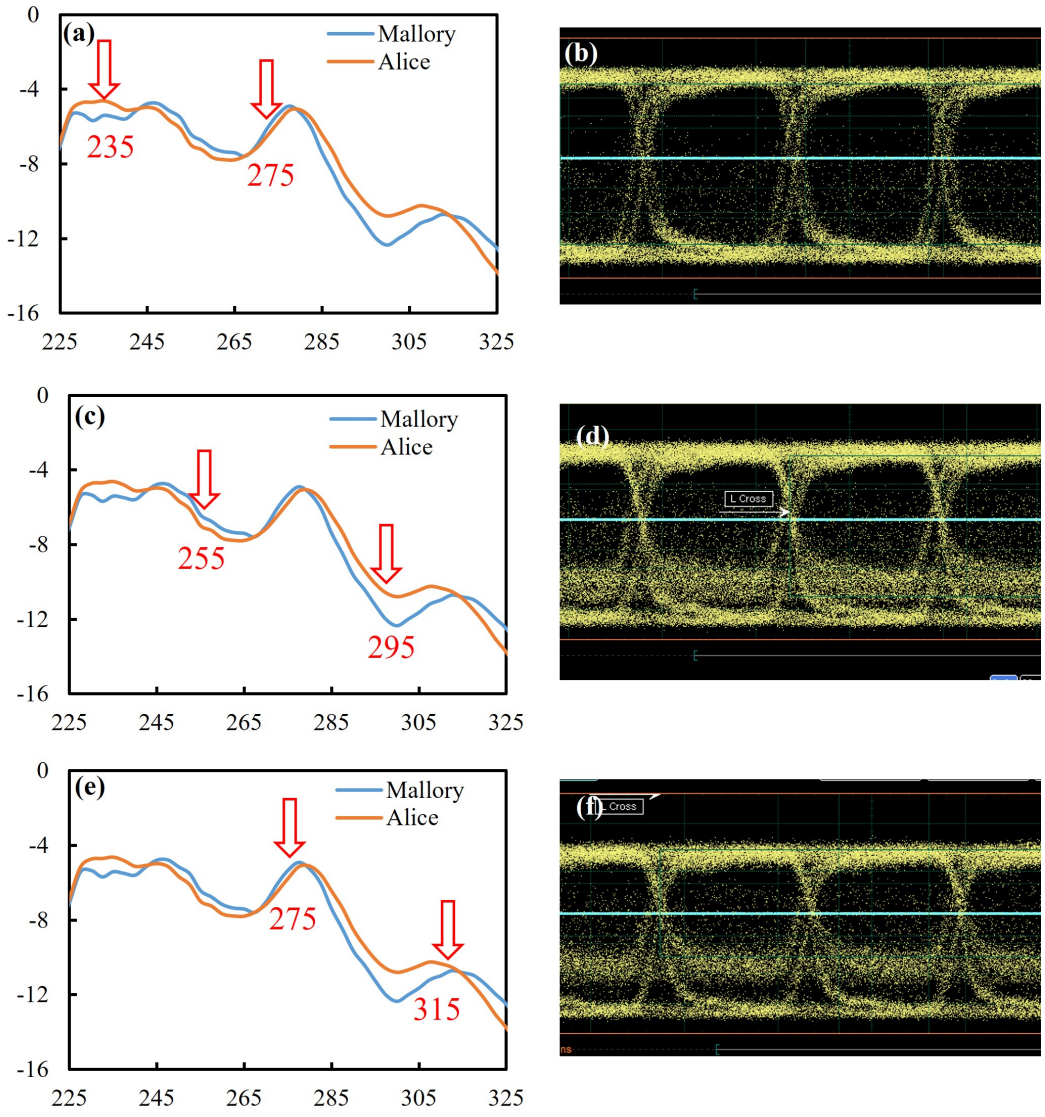


図 4.6: UTC-PD 1 および UTC-PD 2 の周波数応答に基づく周波数ホッピングキャリアチャネルの選定．(a) 235 GHz および 275 GHz の場合．(b) (a) に対応するアイダイアグラム．(c) 255 GHz および 295 GHz の場合．(d) (c) に対応するアイダイアグラム．(e) 275 GHz および 315 GHz の場合．(f) (e) に対応するアイダイアグラム．

数十ピコ秒の高速矩形電圧信号で同調電極を駆動し，RTF レーザの高速波長切り替えを実現した．

また，図 4.2 の UTC-PD 応答データに基づき，本実験では出力電力が均衡する

235 GHz および 275 GHz を選択した．図 4.6 に示すように，図 4.6(a) において出力電力がほぼ等しい 235 GHz および 275 GHz を選択した場合にのみ，OOK 変調時のアイダイアグラムは図 4.6(b) のようになる．ここでは，わずかな位相偏差を持つ 2 つのアイパターンが存在するものの，振幅はほぼ一致しており，全体としてほぼ完全に重畳している．S/N は 14 dB がある．対照的に，図 4.6(c) や (e) のような他の周波数の組み合わせを採用した場合，図 4.6(d) および (f) に示すようにアイダイアグラムに顕著な振幅差が生じ，S/N はそれぞれ 12 dB と 7 dB まで低減され，通信品質を著しく劣化させる．これにより，章 3 に述べた UTC-PD における周波数応答の非平坦性に起因する電力不均衡の問題を解消した．

次ホッピングレートについて，新たに PPG を用いたシステムを構成する各要素の応答特性を表 4.1 に整理する．

表 4.1: 周波数ホッピング速度の律速要因一覧の二

構成要素	物理・工学的制約	応答時間 (条件)
UTC-PD	キャリア走行時間	< 10 ps [64]
RTF レーザ	EO 効果による屈折率変化	< 500 ps ($10 \sim 90$ %) [66]
PPG (Advantest D3186)	スルーレート	< 30 ps ($20 \sim 80$ %) [80]
増幅器 (SHF 100 CP)	スルーレート	< 20 ps ($20 \sim 80$ %) [80]

表 3.1 より，UTC-PD の周波数帯域，RTF レーザの波長切替能力，および PPG の立ち上がり時間は，いずれもピコ秒オーダーである．ここで，PPG の出力振幅は最大でも 2 V 未満であり，RTF レーザの 2 チャネル切替を駆動するには不十分である．そのため，ピコ秒オーダーの増幅器を追加で使用した．上記システムによりシームレスな周波数ホッピングが見込まれている．

4.3.2 実験結果

超高速周波数ホッピング実験において，PPG 1 は -2 V と -4 V の間で交番する 37.5 MHz の矩形電圧波形を生成し，高速波長切り替えを駆動することで，超高速テラヘルツ周波数ホッピングを達成する．目標とする周波数ホッピングスパンが 40 GHz に達し，オシロスコープの帯域幅を超えるため，ここでは Mallory を測定用の周波数ホッピング信号をダウンコンバートするための LO 信号生成用に

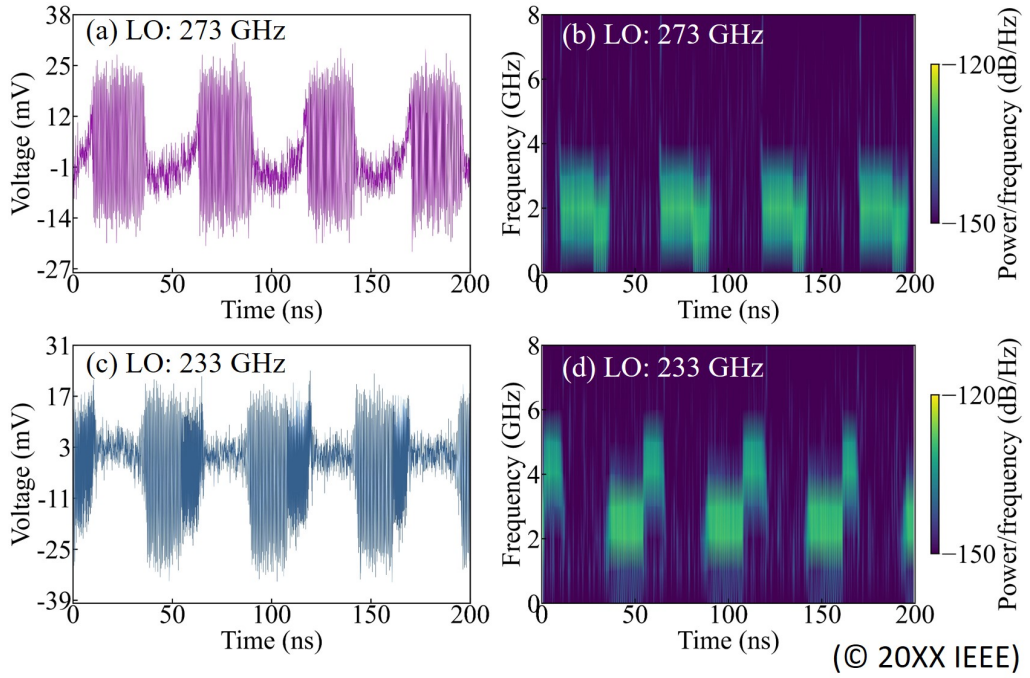


図 4.7: (a) LO 273 GHz および (c) LO 233 GHz における 37.5 Mhops/s ホッピングテラヘルツの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．(d) (c) の STFT 解析．[70]

転用した．この LO は FMBD 内で Alice の RF 信号と混合され，観測可能なオシロスコープ帯域幅内の IF 信号を生成する．なお，PPG 2 はオフにされている．ダウンコンバージョン用に 273 GHz の LO を生成するため LD 2 を 193.273 THz に設定した際の，時間領域波形を図 4.7(a) に示す．対応する STFT 結果を図 4.7(b) に示す．IF は 26.7 ns の間隔でホッピングしており，275 GHz の RF 信号が 37.5 Mhops/s のホッピングレートで交互に出現していることを示している．LO を 233 GHz に設定することで，もう一方の 235 GHz の RF 信号を観測した．得られた時間領域波形を図 4.7(c) に示す．IF は図 4.7(a) で消失していた領域に出現している．対応する STFT 結果を図 4.7(d) に示す．

次に，PPG 1 からの制御信号をさらに 2 倍の 75 MHz に増加させた．ダウンコンバートされた IF 波形を図 4.8(a) および図 4.8(c) に，対応する STFT 結果をそれぞれ図 4.8(b) および図 4.8(d) に示す．これらの結果は，235 GHz と 275 GHz 間での RF 信号の高速切り替えを実証している．

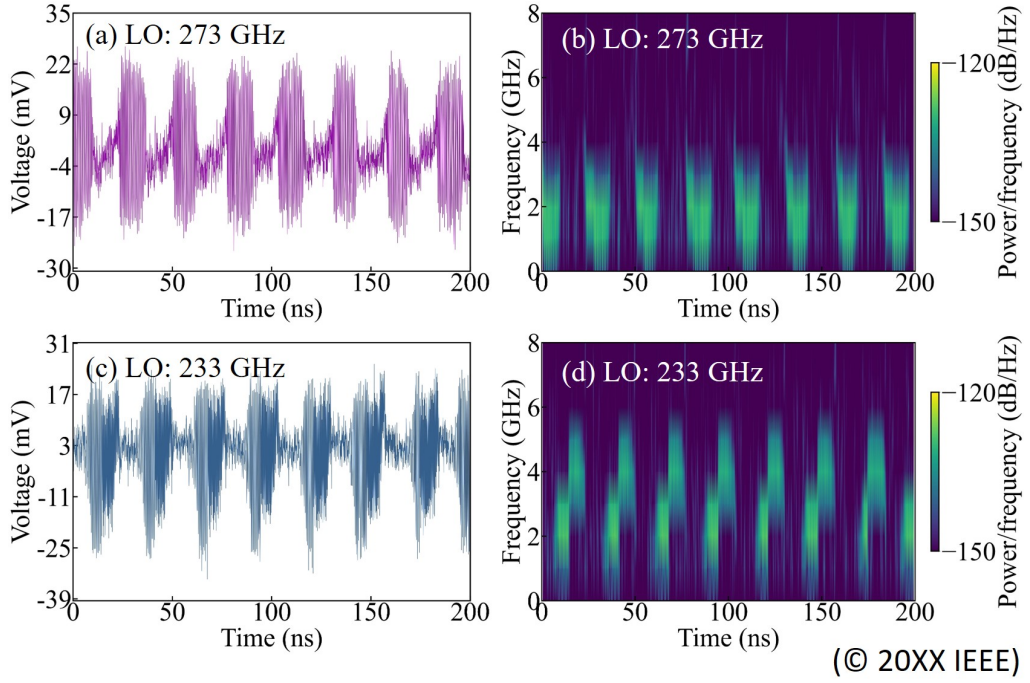


図 4.8: (a) LO 273 GHz および (c) LO 233 GHz における 75 Mhops/s ホッピングテラヘルツの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．(d) (c) の STFT 解析．[70]

図 4.7(a) と図 4.7(c) を重ね合わせることで，図 4.9(a) を得る．同様に，図 4.7(b) と図 4.7(d) を重ね合わせることで図 4.9(b) が得られる．電気光学効果に基づく RTF レーザの超高速周波数切り替えにより，37.5 Mhops/s においてシームレスな IF 遷移が観測され，途切れのないテラヘルツ周波数ホッピングが達成されたことを示している．75 Mhops/s における重ね合わせ結果を，図 4.10(a) および図 4.10(b) に示す．これらの結果は，各ホップ後にキャリア周波数が 3 GHz の範囲内で安定することを示しており，超高速ホッピング速度においても，40 GHz という広いホッピング範囲に対して信頼性の高い周波数精度が維持されていることを実証している．

シームレスな IF ホップは維持されており，途切れのない周波数ホッピング動作が確認された．さらに，75 Mhops/s の実験において，PPG および増幅器の立ち上がり時間の初期における電圧変動の影響で，40 GHz にわたるチャネル間ホッピングを誘発するには不十分であるものの，ホッピング後の中心周波数に対して約

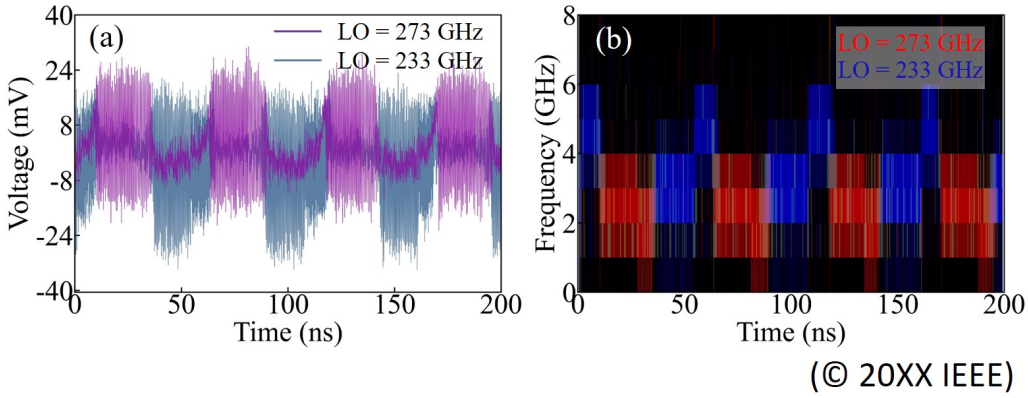


図 4.9: (a) 37.5 Mhops/s シームレステラヘルツ周波数ホッピングシステムの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．[70]

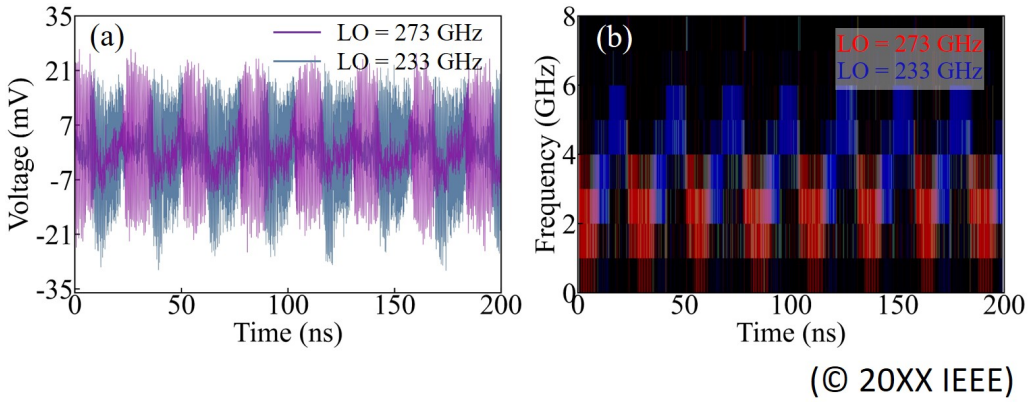


図 4.10: (a) 75 Mhops/s シームレステラヘルツ周波数ホッピングシステムの時間領域波形．(b) (a) の STFT 解析．[70]

2 GHz 程度の周波数ドリフトを引き起こし，これがホッピング周期の約半分 (6 ns) を占める要因となっていることが判明した．今後のホッピングレートのさらなる向上に向けては，より高速な PPG の使用に加えて，プリエンファシス（Pre-emphasis）機能を備えた信号生成系を導入することで，立ち上がり波形を急峻化させ，周波数遷移のさらなる高速化と安定化を図ることが有効であると考えられる．

次に，LO をオフにし，周波数ホッピング中の OOK 変調のために PPG 2 を有効にした．異なるホッピングレートとデータレートの 4 つの組み合わせのそれぞれについて，信頼性の高い妨害効率を得るために，235 GHz，245 GHz，および

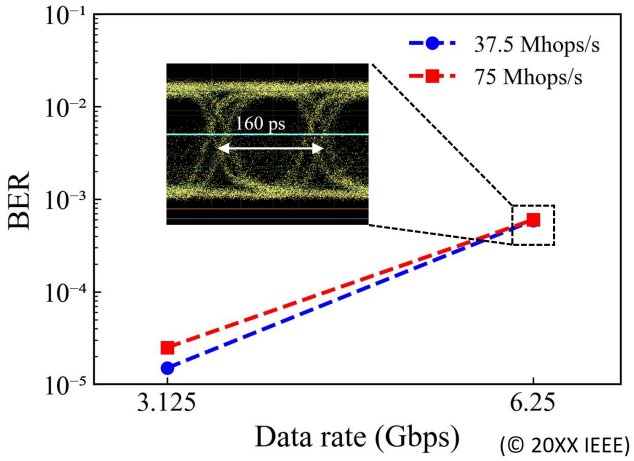


図 4.11: (a) リアルタイム FH/OOK システムの $BER_{Unjammed}$ およびアイパターン．[70]

255 GHz の 3 つの Mallory 周波数の各々において，10 回の $BER_{Unjammed}$ および BER_{Jammed} 測定を実施した．このようにして得られた，各条件における全 30 回の $BER_{Unjammed}$ 測定値の散布図と，星印で示されたその平均値を図 4.11 に示す．データレートの高速化に伴い $BER_{Unjammed}$ は全体的に増加するが，全ての値は SD-FEC 限界を下回っていることがわかる．図 4.11 の挿入図は，全測定中で最も高い $BER_{Unjammed}$ を示したケースの開いたアイダイアグラムを示している．

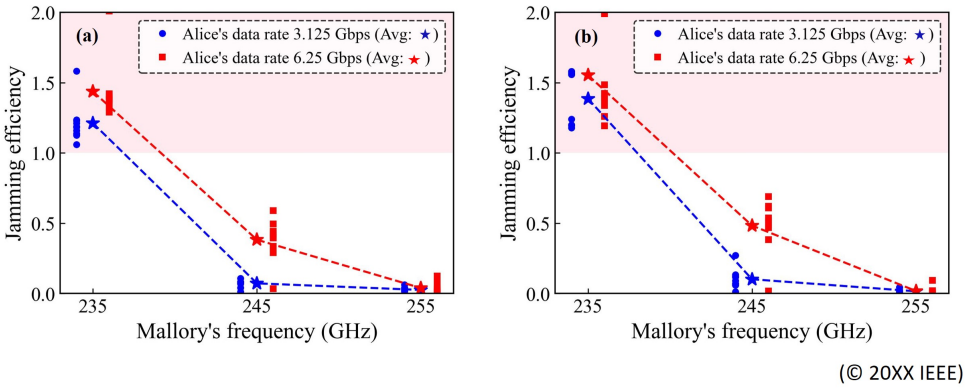


図 4.12: 異なるホッピングレートにおけるリアルタイム FH/OOK システムの妨害効率．(a) 37.5 Mhops/s，(b) 75 Mhops/s．[70]

続いて，図 4.12(a) および (b) に，それぞれ 37.5 Mhops/s および 75 Mhops/s

のホッピングレートにおける，各条件の全 10 回の e_j の散布図とその平均値（星印）を示す．Mallory が Alice のホッピング周波数の一つと重なる 235 GHz でテラヘルツ妨害信号を送信した場合，伝送の 50%が遮断され，その結果全ての e_j が 1 を超過する．Mallory の周波数を 245 GHz に設定した場合，部分的なスペクトル重複により 6.25 Gbps リンクの平均 e_j は約 0.5 まで低下し，一方で十分なスペクトル分離により 3.125 Gbps リンクの平均 e_j は 0.1 未満に低下する．最後に，Mallory の周波数を 255 GHz に設定した場合，妨害周波数は Alice の両方のホッピング周波数から 20 GHz 離れるため，ほぼ全ての e_j 値は 0 に低下する．全体的な妨害効率は主に Δf によって支配されていることが観察される．さらに，動的周波数ホッピングシステムにおいて，ある周波数が妨害された場合，ブロッキングフィードバックを用いて Alice に通知し，後続のホップでその周波数を破棄することが可能である点に留意することが重要である．この FH 技術は，リンク層ガードインターバルを導入して遷移時間において一時的に停止し，次の周波数開始時に位相情報をリセットすることで，コヒーレント通信システムにも拡張可能である．

4.3.3 対追従型妨害機の効果

提案する超高速周波数ホッピングシステムによるセキュリティ向上を定量化するために，様々な条件下における追従型妨害の攻撃可能領域の理論計算を行った．その結果を図 4.13 に示す．ここで，d_{AB} は 100 m と仮定する．比較対象とするホッピングレートは，本研究で達成された 75 Mhops/s，ならびに章 3.4 でのシステムが実現した 5 Mhops/s と先行研究 [62] が実現した 1000 hops/s である．

図 4.13(a) に示すケースでは，Alice が $(-50, 0)$，Bob が $(0, 50)$ に配置され，散乱体が Alice と Bob の中間地点に配置されたシナリオを描いている．ホッピングレートとセキュリティの直接的な関係として，高いホッピングレートは脆弱領域を劇的に縮小させる．図 4.13(a) と (b) に示すように，1000 hops/s の場合での攻撃可能領域をは 71 億 m^2 と広大であり，Alice の背後にまで広がる大きな楕円領域を形成するため，非見通し内攻撃さえも可能にする．対照的に，レートを 5 Mhops/s に増加させると，この領域はわずか桁違い 8465 m^2 に縮小する．これは

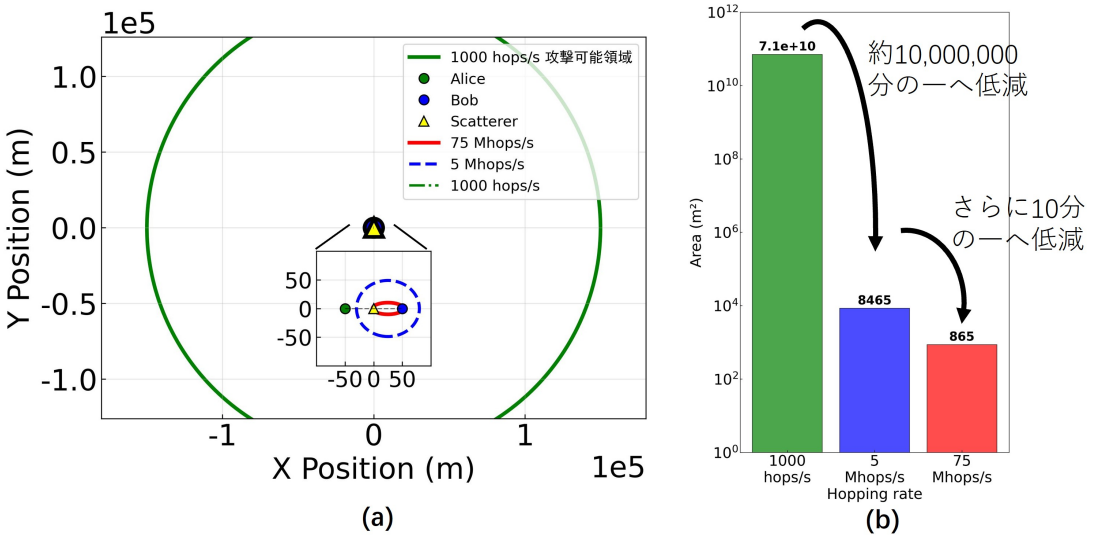


図 4.13: (a) 散乱体が Alice と Bob の中間地点の場合のフォロワージャミング攻撃可能領域．(b) フォロワージャミングの攻撃可能領域の面積．

約 1/10000000 への縮小する．さらに、レートを 75 Mhops/s に増加させると，この領域はわずか 865 m^2 に縮小であり，トータル 1 億分の一へ縮小であり、潜在的な Mallory の位置を，見通し内の直接パス周辺の非常に小さな領域へと効果的に限定する．この極端な比較は，テラヘルツ通信の物理層安全性向上における我々の超高速周波数ホッピングシステムの革新的な影響を強調している．

4.4. 変調妨害評価の結果

図 4.14 に，周波数ホッピングを導入した提案する自己コヒーレントテラヘルツ通信システムの構成を示す．本構成は，テラヘルツリンクにおける変調妨害の評価にも用いられる．上部の赤枠部分は Mallory（攻撃者）を表しており，2 つのレーザ（LD 3 および LD 4）を光カプラにより合波し，PPG によって駆動される EOM を用いて変調することで，変調妨害信号を生成する．PPG がオフの場合，妨害タイプは単一周波数（シングルトーン）妨害へと切り替えられる．次に，光信号は EDFA 1 によって増幅され，UTC-PD 1 によってテラヘルツ波へ変換された後，ホーンアンテナを介して Bob へ放射される．

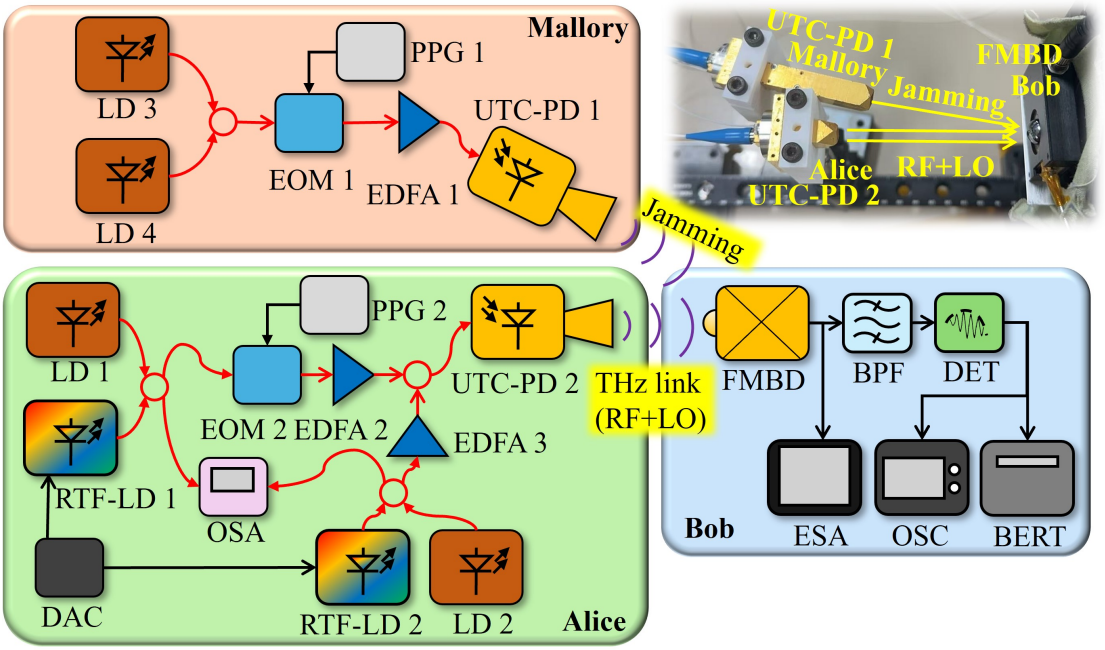


図 4.14: 変調妨害評価及び対変調妨害の周波数ホッピング自己コヒーレントシステムの構成. [71]

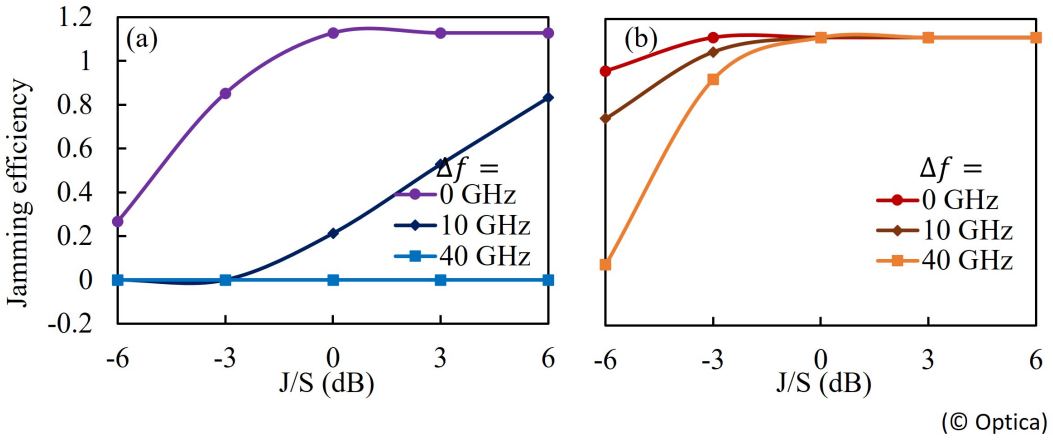


図 4.15: (a) 1 Gbit/s 通信における単一周波数妨害の妨害効率. (b) 1 Gbit/s 通信における 150 Mb/s 変調妨害の妨害効率. [71]

下部の緑枠部分は Alice を表しており，LD 1 および RTF レーザ 1 を用いた同様の構成により変調テラヘルツ信号を生成し，Mallory の妨害下において Bob へ送信する．ここでは，RTF レーザ 2 および LD 2 はオフにされている．Bob におい

て，Alice および Mallory から受信した信号は，FMBD 内で合成される．ここで，提案する自己コヒーレントシステムにおいて，無線伝送された RF および LO 信号に対する基本波ミキサとして FMBD を革新的に利用している．

攻撃者が正規のリンクと完全に整列していない現実的な妨害シナリオをモデル化するために，図 4.14 中の写真に示すように，Alice のホーンアンテナは軸上に配置し，Mallory のアンテナは軸外角度 10° の位置に配置した．この構成は，ドローンや車両に搭載された移動型の敵対者が，主要なビーム経路の外側から受信機のサイドローブを介して妨害信号を注入するという，現実的な脅威を模倣している．FMBD レンズの角度依存感度は軸外信号に対してより高い経路損失をもたらすため，受信電力を等価にするために Mallory には高利得なホーンアンテナを使用した．出力は，アイダイアグラム観測のためにオシロスコープで記録され，BER および e_j 評価のために BERT によって測定される．

本構成に基づき，異なる周波数ホッピング間隔における単一周波数妨害および変調妨害の e_j を測定した．さらに，一定の信号対妨害電力比（J/S）を維持するために，評価中は各周波数設定においてテラヘルツ出力電力を調整した．まず，RTF レーザ 1 および LD 1 をそれぞれ 192.698 THz および 192.423 THz に同調させて 275 GHz のキャリアを生成した．Mallory の全デバイスをオフにした状態で，このキャリアを 1 Gbit/s の PRBS7 で変調し，$BER_{Unjammed}$ を取得した．LD 3 および LD 4 はそれぞれ 193.000 THz および 193.235 THz に設定したが，Mallory の PPG はオフのまま維持し，235 GHz の単一周波数妨害を生成した．単一周波数妨害評価の後，PPG による 150 Mb/s PRBS7 変調を用いて変調妨害評価も実施した．J/S 比を制御するために Mallory の増幅器駆動電流を変化させ，かつ LD 3 を同調させることで Δf を変化させ，様々な状況下で BER_{Jammed} を測定し e_j を算出した．

図 4.15(a) に示すように，単一周波数妨害下では，Δf の増加に伴い e_j は急速に減少する．$\Delta f = 40$ GHz の場合，J/S が 6 dB であっても e_j はゼロまで低下する．対照的に，図 4.15(b) に示すように，変調妨害は全ての Δf 値において強力な影響を及ぼす．$\Delta f = 40$ GHz であっても，J/S が -3 dB の場合，e_j は 0.98 に達する．これらの比較結果は，広帯域周波数ホッピングは単一周波数妨害に対し

ては有効であるものの，変調妨害に対しては依然としてリンクを完全に遮断し得ることを実証している．

4.5. 自己コヒーレントによる対変調妨害の効果

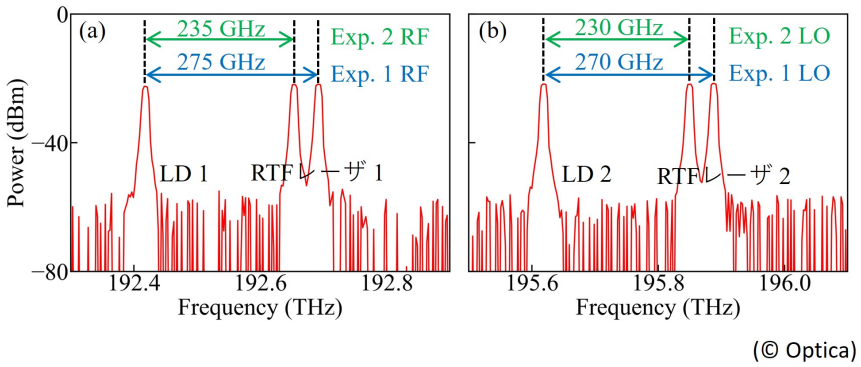


図 4.16: (a) LD 1 および波長切り替え時の RTF レーザ 1 のスペクトル．(b) LD 2 および波長切り替え時の RTF レーザ 2 のスペクトル．[71]

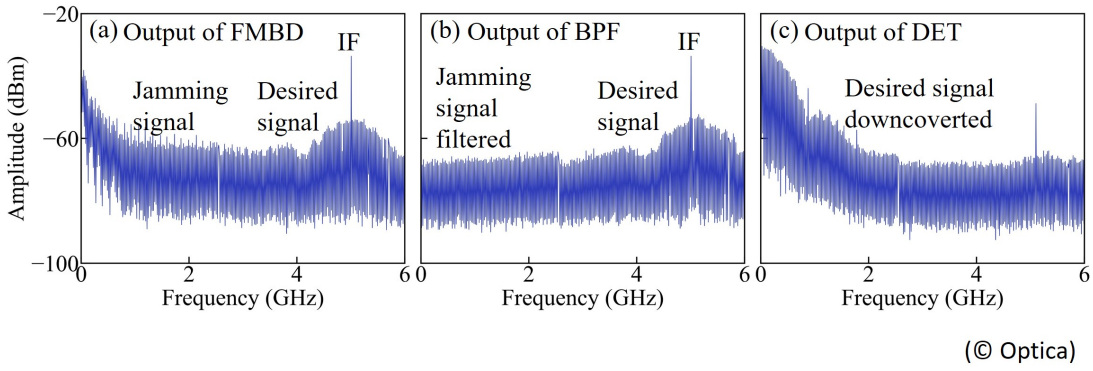


図 4.17: (a) FMBD，(b) BPF，および (c) DET からの出力信号のスペクトル． [71]

高価なコヒーレント受信機を使用することなく変調妨害に対抗するために，費用対効果の高い自己コヒーレント方式を提案する．図 4.14 において RTF レーザ 1 および LD 1 に加えて RTF レーザ 2 および LD 2 を有効にすると，Alice は RF のみならず LO も生成可能となる．各 RTF レーザは異なる同調ステップサイズを

持つ複数の同調電極を有する．RTF レーザ 1 および RTF レーザ 2 は，まず異なる電圧で Coarse 電極にバイアスされ，それぞれ 192.000 THz および 195.000 THz 領域に設定される．一方で，RF と LO の同期周波数ホッピングを保証するために，Fine 電極は D/A コンバータ（DAC）によって駆動される．最終的に，4 つの光波全てが EDFA によって増幅され，同一の UTC-PD 2 に結合される．この二つの UTC-PD の広帯域かつ平坦な周波数応答を特徴とする．この特性は，Alice が広帯域周波数ホッピングをサポートし，自己コヒーレント動作のために RF と LO の両方を送信することを可能にする基盤となる．

まずビート妨害を軽減するために，DAC により生成された周期 200 ns の 2 つの矩形制御電圧を両 RTF レーザの Fine 電極に印加し，高速発振周波数切り替えを可能にした．図 4.16 に示すように，OSA にて光スペクトルを監視した．ナノ秒レベルの周波数ホッピング周期は OSA のリフレッシュ時間よりも短いため，2 つのピークが同時に出現した．図 4.16(a) に示すように，40 GHz 間隔を持つ 192.658 THz と 192.698 THz 間での RTF レーザ 1 の周波数ホッピングは，192.423 THz の LD 1 とのフォトミキシングにより，235 GHz と 275 GHz 間でのテラヘルツ RF 周波数ホッピングに変換される．同様に，図 4.16(b) に示すように，195.854 THz と 195.894 THz 間での RTF レーザ 2 の周波数ホッピングは，195.624 THz の LD 2 とのフォトミキシングにより，230 GHz と 270 GHz 間でのテラヘルツ LO 周波数ホッピングに変換される．2 つの RTF レーザの最も近接した発振周波数は 2 THz 以上離れており，これは UTC-PD の帯域幅を十分に超えているため，不要なテラヘルツ波の生成は回避される．この戦略的な発振周波数計画により，限られた光-テラヘルツ変換電力は希望信号のみに費やされ，エネルギーの浪費が回避されることが保証される．

周波数ホッピングによるビート妨害回避原理は章 4.3 において確立されているため，本章の目的は，周波数ホッピングシステム上に構築された提案する自己コヒーレントアーキテクチャを検証することである．したがって，2 つの静的なキャリア周波数条件下で 2 つの原理実証実験を実施した．まず，150 Mb/s 変調信号による 235 GHz 妨害キャリアに対する耐性を評価した．RTF レーザ 1 および RTF レーザ 2 はそれぞれ 192.698 THz および 195.894 THz に設定された．これにより，

275 GHz の RF および 270 GHz の LO が生成された．主要なパラメータは表 1 の実験 1 に記載されている．

Bob において，受信信号は BERT およびオシロスコープによって評価され，スペクトル監視は電子スペクトルアナライザ（ESA）によって行われる．FMBD における RF と LO の混合は，5 GHz の IF を中心とする変調信号を生成した．また，図 4.17(a)（図 2.12(b)-C と同様）に示すように，ベースバンドに変調妨害成分も生成した．RF と妨害テラヘルツ波の混合により生成されたビート妨害は 40 GHz の中心周波数を持ち，これは FMBD の 20 GHz 帯域幅を超えているため除去された．周波数範囲 3.9〜9.5 GHz のバンドパスフィルタ（BPF）を使用することで，図 4.17(b)（図 2.12(b)-D と同様）に示すように，ベースバンド妨害成分は除去された．最後に，図 4.17(c)（図 2.12(b)-E と同様）に示すように，包絡線検波器（DET）を介して IF をベースバンドへダウンコンバートすることで，希望信号が復元された．

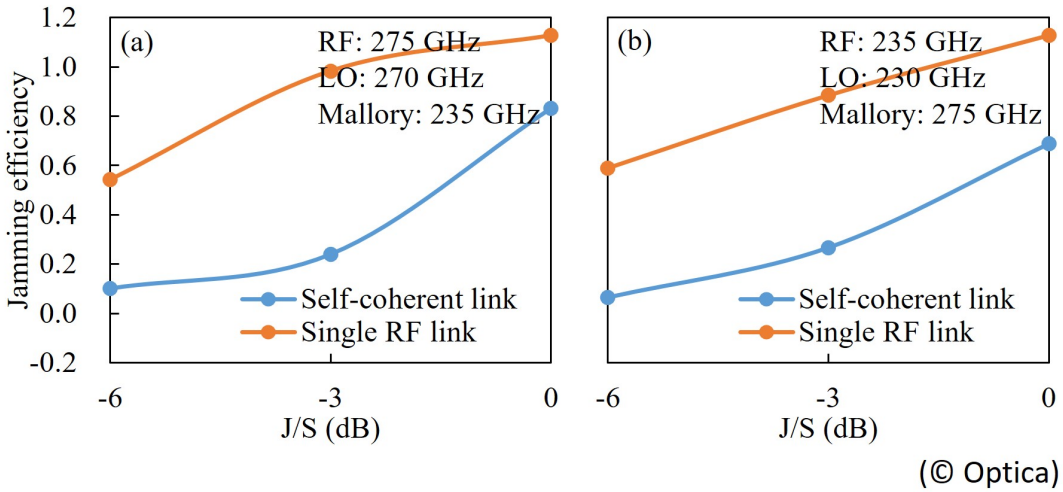
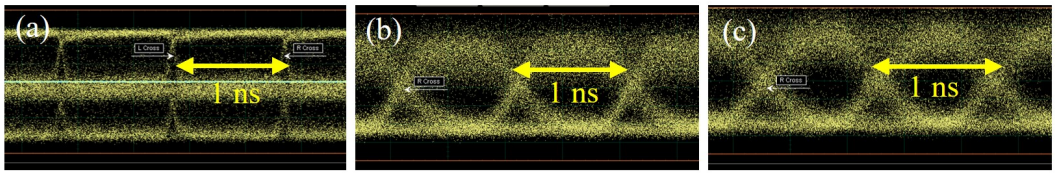


図 4.18: J/S 0 dB の変調妨害下における提案方式と従来方式の妨害効率 e_j の比較．(a) 実験 1 および (b) 実験 2 に対応する周波数条件．[71]

結果として，$BER_{Unjammed}$ は 2.40×10^{-7} と測定された．−6，−3，および 0 dB の妨害下における BER は，それぞれ 7.60×10^{-7}，3.70×10^{-6}，および 3.20×10^{-3} であった．これらは 0.10，0.24，および 0.83 の e_j 値に対応する．図 4.18(a) の



(© Optica)

図 4.19: (a) 変調妨害下における従来システムのアイダイアグラム．(b) 実験 1．(c) 実験 2． [71]

青線で示されるように，提案する自己コヒーレントリンクで達成された e_j は，オレンジ線で示される従来の単一 RF リンクのものよりも著しく低い．従来のシステムにおいて J/S 0 dB で 1 を超えていた e_j は 0.83 に低減され，これは変調妨害の十分な抑制を表し，信頼性の高い通信を保証する．図 4.19(a) および (b) の対応するアイダイアグラムは，信頼性の高いシンボル判定が不可能な完全に閉じたアイから，正確な検出が可能となる開いたアイへの移行を明確に示している．

次に，275 GHz 変調妨害信号に対する第 2 の対妨害実験のパラメータを表 1 の実験 2 にまとめる．この状況では，RTF レーザ 1 および RTF レーザ 2 はそれぞれ 192.658 THz および 195.854 THz に設定された．したがって，RF および LO はそれぞれ 235 GHz および 230 GHz へホップした．自己コヒーレント方式は，希望信号が 5 GHz IF に位置することを保証し，変調妨害を回避した．妨害なし，および J/S レベル -6，-3，0 dB の妨害ありの場合の測定 BER は，それぞれ 6.00×10^{-5}，8.80×10^{-5}，2.90×10^{-4}，および 3.50×10^{-3} であった．従来のシステムと比較した対応する e_j 値を図 4.18(b) に示す．J/S 0 dB においても，e_j は 1 から 0.69 へ低減され，セキュアで信頼性の高いリンクが可能となった．対応する開いたアイダイアグラムを図 4.19(c) に示す．

上記の 2 つの実験において，RF と LO の周波数間隔は 5 GHz に設定されたが，この値は極めて柔軟である．RTF レーザの発振周波数を変化させることで，IF を 10 GHz あるいはそれ以上に増加させることが可能である．これにより希望信号はベースバンドからさらに遠ざかり，システムはより広い変調帯域幅を持つ妨害信号を回避できるようになる．本実験では，データレートは包絡線検波器の 500 MHz 帯域幅によって制限された．より広帯域な包絡線検波器を用いればデータ

レートをさらに向上させることができ，それに伴いナイキストサンプリング定理を満たすためにIFも高くする必要がある．さらに，この機能により，事前に割り当てられた周波数ホッピングコードに従ってRFとLOの間隔および受信機の対応するBPFを更新することが可能となり，セキュリティを一層強化できる．

4.6. まとめ

本章では，テラヘルツ通信におけるセキュリティ脅威である妨害攻撃（Jamming）への対策として，超高速周波数ホッピング技術の有効性を多角的に検証した．

まず，ビート妨害に対する定量的な評価実験を行い，通信データレートやJ/Sに応じて，テラヘルツリンクを保護するために必要な周波数ホッピング間隔を明らかにした．実験結果は，信号帯域幅が増加するにつれて妨害ウィンドウが拡大するため，高速通信においてはスペクトルの重複を回避するためにより広帯域なホッピング間隔が不可欠であることを示した．

また，この要件を満たすシステムとして，RTFレーザの電気光学効果による高速波長制御能力を活用した，リアルタイムかつシームレスなテラヘルツ周波数ホッピング通信システムを構築した．本システムは，従来の熱光学効果に基づくシステムと比較して桁違いに高速な最大75 Mhops/sのホッピングレートと，40 GHzの広帯域なホッピングスパンを同時に達成した．実機評価により，超高速切り替え時においても安定したキャリア周波数生成と，エラーフリーに近いOOK通信が可能であることを実証した．

次に，深刻な脅威の一つである追従型妨害機に対するセキュリティ評価として，攻撃可能領域の理論計算を行った．解析の結果，提案する75 Mhops/sの超高速ホッピングは，従来の低速ホッピングシステムと比較して攻撃可能領域を1億分の一までに縮小させることが判明した．特に，散乱体が受信機近傍にある場合など，攻撃が容易なシナリオにおいても，攻撃可能な領域を無視できる程度まで限定できることを確認した．

最後に，従来の周波数ホッピングが変調妨害に対して脆弱であることを実験的に明らかにした．この課題に対し，RFおよびLOを同時送信する自己コヒーレン

ト方式を提案した．原理実証実験の結果，希望信号を IF 帯へシフトしベースバンドの妨害波を除去することで，J/S 比 0 dB の強力な変調妨害下においても通信品質を劇的に改善できることを実証した．

以上の結果から，提案するフォトニクスベースの超高速周波数ホッピング方式は，将来のテラヘルツ無線通信における強力かつ実用的な対妨害ソリューションとなることが示された．

第5章　周波数ホッピングによる盗聴防止

5.1. 序論

第 4 章では，周波数ホッピング技術が能動的な妨害攻撃に対して極めて有効な対策であることを実証した．本章では，物理層セキュリティにおけるもう一つの主要な脅威である，受動的な盗聴への対策について論じる．

テラヘルツ通信は高い指向性を有するため，本来的に盗聴が困難であるとされるが，壁面反射や物体による散乱を利用することで，正規の通信路外において信号が傍受されるリスクは依然として存在する．特に，第 4 章で用いた OOK のような振幅変調方式は，信号の有無が電力強度に直接反映されるため，単純な包絡線検波器を用いた盗聴に対して脆弱であるという課題がある．

この課題に対抗するため，本章では周波数ホッピングと周波数偏移変調（Frequency shift keying, FSK）を組み合わせたセキュア通信システムを提案する．FSK は定包絡線変調であるため，信号強度が常に一定であり，包絡線検波器を用いた盗聴者には単なる直流成分として観測される．これにより，周波数ホッピングパターンを知り得ない盗聴者による復調ができず，秘匿性を大幅に向上させることが可能となる．また、本研究の独自性として，RTF レーザの多電極制御構造を活用し，広帯域な周波数ホッピング（Fine 電極制御）と高速な FSK 変調（Phase 電極制御）を，外部変調器を使わずレーザ制御のみで同時に実現する点にある．これにより，システム構成を簡素化しつつ，高度なセキュリティ機能を実装することができる．

5.2. 周波数ホッピングに伴う FSK 通信

5.2.1 実験システム

まず，同期したホッピング RF および LO 信号の生成を実証する．RTF レーザ 1 および RTF レーザ 2 の Fine 電極は，同期したホッピングシーケンスを持つ 2 つのプログラマブル電圧源によって駆動される．ホッピング電圧シーケンスは $\{V_1, V_2, V_3\}$ に設定され，ホッピングレートは 5 MHz である．波長固定レーザからの固定波長光と合波することで，RTF レーザ 1 はホッピング RF 信号を生成する．これら

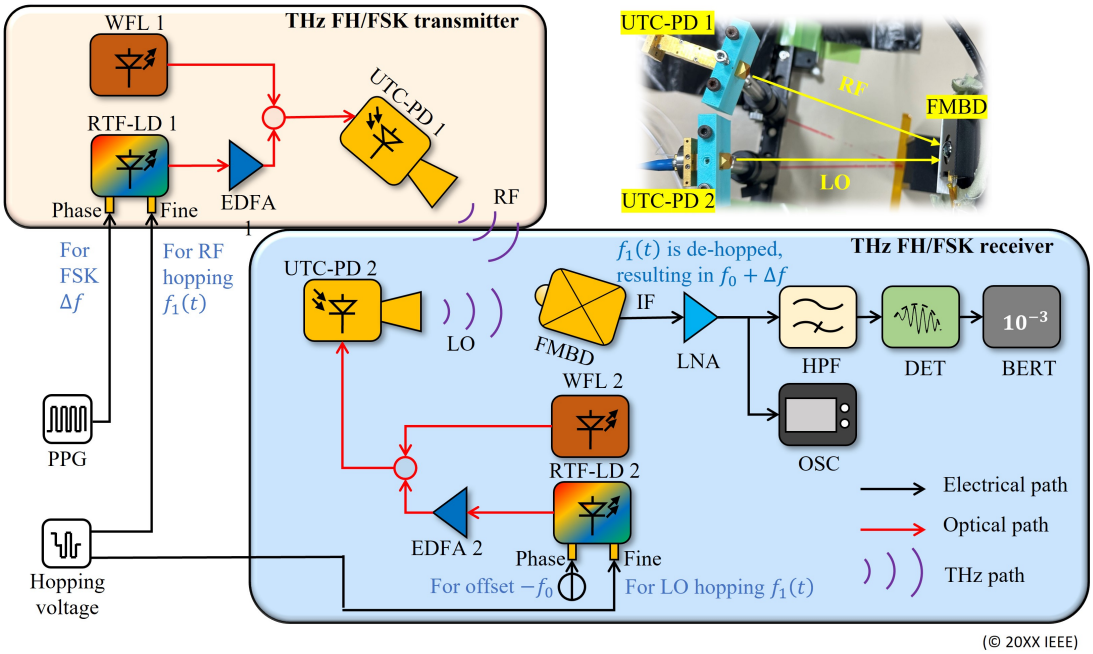


図 5.1: テラヘルツ周波数ホッピング FSK システムの実験構成図. [72]

の RF 周波数を数 GHz の IF へダウンコンバートするための LO 信号を生成するには，LO 周波数を RF 周波数よりも数 GHz 高く設定する必要がある．したがって，RTF レーザ 2 の Phase 電極は，RTF レーザ 1 に対して固定電圧オフセットでバイアスされる．300 GHz 帯のテラヘルツ信号は OSC の帯域幅を超過しているため，直接観測することはできない．これらを捕捉するために，SHM の LO 周波数を変化させ，各周波数成分を個別に OSC の観測可能範囲内へダウンコンバートした．

これからは，まず多段階擬似ランダム周波数ホッピングおよびデホッピングの有効性を検証する．次に，より高速な電圧制御器を用いることで，2 つのキャリア周波数間におけるナノ秒オーダーの超高速周波数ホッピング性能を実証する．さらに，通信の信頼性を評価するために FSK 通信を実施する．最後に，RTF レーザの周波数安定性を試験し，システム全体の性能に関する解析を行う．

5.2.2 DAC 制御による 3 つキャリアチャンネルホッピングの実験結果

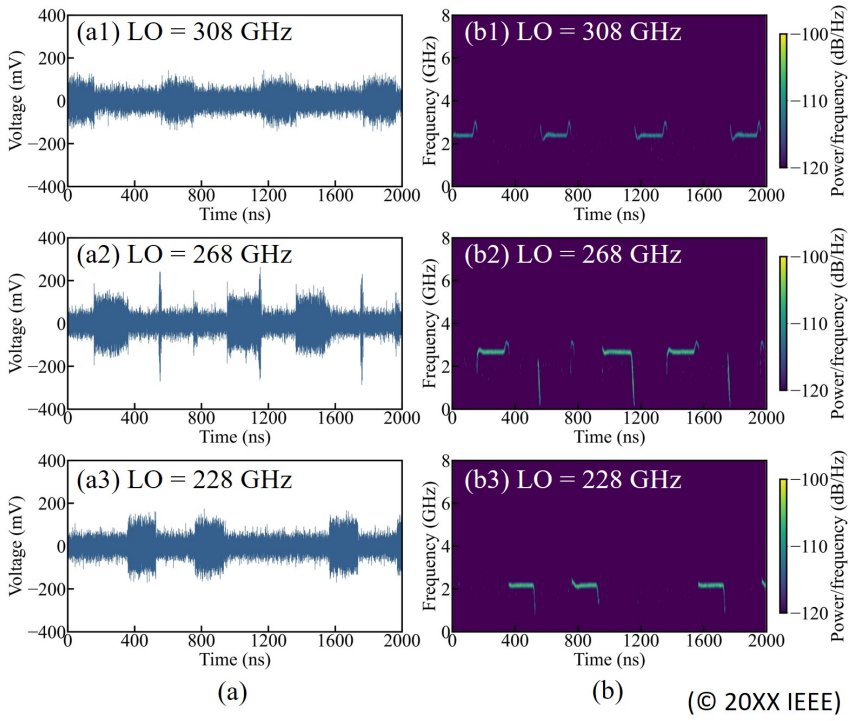


図 5.2: (a) LO 周波数が (a1) 308 GHz，(a2) 268 GHz，および (a3) 228 GHz の場合のホッピング RF 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ LO 周波数条件下におけるホッピング RF 信号の STFT 解析．[72]

送信テラヘルツ信号の周波数ホッピング性能を検証するために，FPGA を用いて DAC を制御し，ホッピング電圧源として使用した．各電圧値に持続時間が 200 ns である 3 段階の電圧シーケンス $\{-1, -4, -6, -1, -6, -4\}$ V を生成した．これを送信機側の RTF レーザ 1 の Fine 電極に印加し，$\{192.450, 192.410, 192.370, 192.450, 192.370, 192.410\}$ THz で急速に変化する発振周波数を生成した．Phase 電極は PPG に接続されているが，0 V に設定した．フォトミキシングのために，送信機の WFL は 192.140 THz に設定した．したがって，光ビートは理論的に $\{310, 270, 230, 310, 230, 270\}$ GHz の 3 段階のテラヘルツ周波数ホッピングシーケンスを生成する．

オシロスコープの帯域幅制限（8 GHz）のため，80 GHz にわたる 40 GHz 間隔

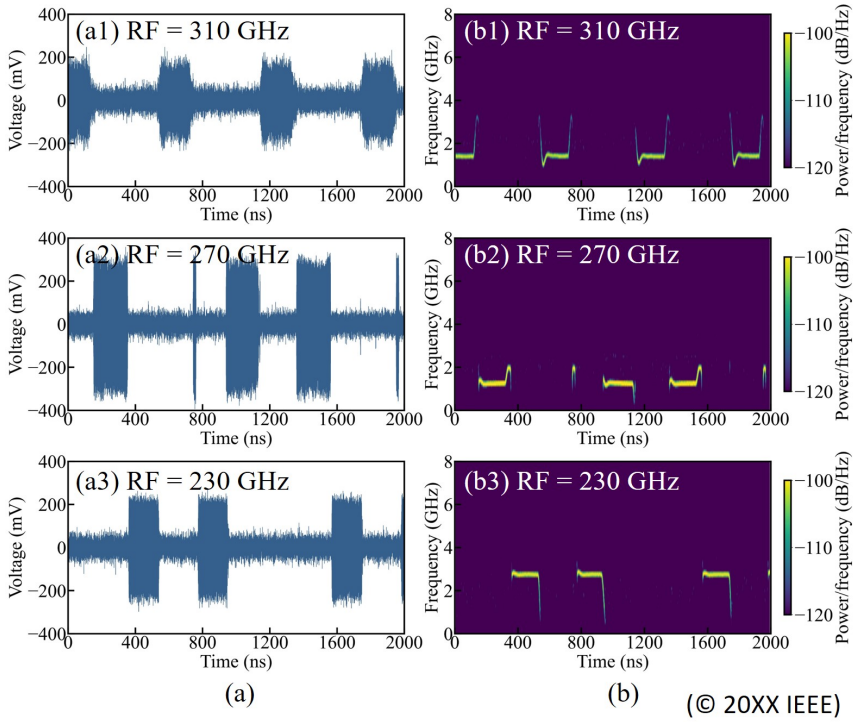


図 5.3: (a) RF 周波数が (a1) 310 GHz，(a2) 270 GHz，および (a3) 230 GHz の場合のホッピング LO 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ RF 周波数条件下におけるホッピング LO 信号の STFT 解析．[72]

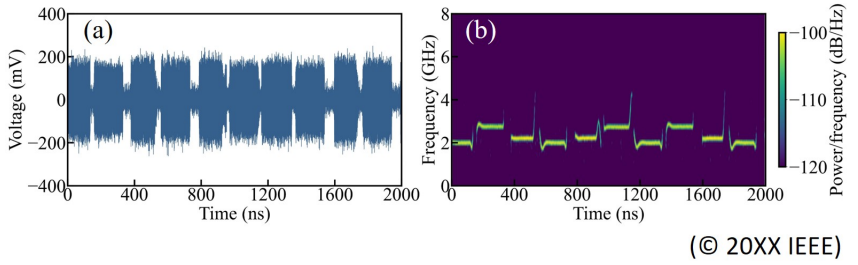


図 5.4: (a) デホッピングされた IF 信号の時間領域波形．(b) デホッピングされた IF 信号の STFT 解析．[72]

の 3 値周波数ホッピングを同時に観測することはできない．そのため，3 つの異なる LO 周波数を用いて，周波数ホッピングの RF 信号を個別にオシロスコープの帯域幅内へダウンコンバートして観測した．フォトミキシング構成によって異なる LO を設定するために，まず受信機の波長固定レーザの周波数を 192.140 THz

に固定した．次に，RTF レーザ 2 の Fine 電極に −1 V，Phase 電極に −2 V を印加し，192.448 THz で発振させた．これにより，UTC-PD 2 は 308 GHz の LO を生成し，これを用いて 310 GHz の RF 信号をダウンコンバートした．図 5.2(a1) に示す結果は，RF 信号が LO 近傍にある場合にのみ IF が出現することを示している．図 5.2(b1) に STFT の結果を示す．IF 周波数は 2 GHz で安定している．次に，受信機の RTF レーザの Fine 電圧を調整して LO を変更し，異なるキャリア周波数で RF を観測した．Fine 電圧を −4 V に設定すると，RTF レーザ 2 の発振周波数は 40 GHz 低下し，LO も 40 GHz 低下して 268 GHz となる．この LO は，図 5.2(a2) に示すように，270 GHz の RF 信号をダウンコンバートできる．STFT 結果を図 5.2(b2) に示す．最後のキャリア周波数については，RTF レーザ 2 の Fine 電圧を-6 V に調整して 228 GHz の LO を生成し観測を行った．波形結果および STFT 結果をそれぞれ図 5.2(a3) および図 5.2(b3) に示す．結論として，図 5.2 に示されるように，RF 信号の擬似ランダム周波数ホッピングが実証された．

次に，同様の手法を用いて，提案システムにおいて周波数ホッピングの LO が等間隔かつ超高速な周波数ホッピングを行うことを，3 つの異なる RF 信号で個別に駆動して観測した．特筆すべき点として，発振周波数オフセット f_0 に対応する −2 V の電圧を Phase 電極に印加しつつ，RF 測定時と同一の 3 段階ホッピング電圧を RTF レーザ 2 の Fine 電極に印加した．したがって，LO は理論的に $\{308, 268, 228, 308, 228, 268\}$ GHz を生成する．次に，RTF レーザ 1 の Fine 電圧を順次変更することで，230 GHz，270 GHz，および 310 GHz の RF 信号を生成し，これらを用いて異なる周波数の LO を個別にダウンコンバートした．図 5.3(a) は，LO がオシロスコープの帯域幅内にダウンコンバートされ，RF が LO に近い場合にのみ観測可能であることを示している．図 5.3(a1) から (a3) は，RF がそれぞれ 310 GHz，270 GHz，および 230 GHz である場合に対応する．図 5.3(b1) から (b3) に対応する STFT 結果を示す．これは，LO が異なるキャリア周波数にわたり安定した性能を示すことを実証している．

RF および LO の周波数ホッピング性能を確認した後，RTF レーザ 1 および RTF レーザ 2 の Fine 電圧を，FPGA および DAC からの 3 段階ホッピングシーケンスによって同時に制御した．この構成は，Alice と Bob が事前定義されたシーケンス

に従って同期周波数ホッピングを行い，一方で RTF レーザ 2 の Phase 電圧は固定オフセット電圧に維持されるという，実用的な周波数ホッピング通信の原理を検証するものである．その結果，図 5.4(a) に示すように，RF と LO が同時に混合され IF が生成される．図 5.4(b) に示すように，最終的な IF は目標とする f_0 の 2 GHz から最大誤差 1 GHz 以内で安定している．IF 誤差の主因は，RTF レーザ駆動回路基板の終端抵抗における高電圧変化によって誘起される，パッケージ化されていない RTF レーザチップ内の熱干渉である．この熱干渉は，将来の実装において適切なパッケージングと熱分離を行うことで効果的に軽減可能である．それにもかかわらず，現在の結果は，元の 80 GHz RF 帯域幅から一定の 2 GHz ベースバンド（1 GHz の変動内）へのデホッピングに成功したことを示しており，アナログデジタルコンバータやデジタルシグナルプロセッサを含む受信側の電子部品に対する帯域幅要件を大幅に低減することを実証している．

5.2.3 PPG 制御による 2 つキャリアチャンネルホッピングの実験結果

ホッピングキャリア周波数間の遷移期間中は IF 信号が消失し，データ伝送の一時的な中断が生じる．ホッピングレートはこの遷移時間に反比例するため，遷移時間が短いほど高速なホッピングレートが可能となる．現在のシステムにおいて，RTF レーザの波長切り替え速度は主に DAC のスルーレートによって制約されている．より高速な切り替えを実現し，短い遷移時間を検証するために，超高速ホッピング電圧源として PPG を導入し，Fine 電圧を生成した．

本節では，DAC を高スルーレートの高速 2 値変調 PPG に置き換えて Fine 電圧を生成し，RTF レーザによって実現される超高速遷移時間を検証した．

図 5.5(a1) および (a2) に示すように，LO を 308 GHz および 268 GHz に固定した場合，RF 波形がダウンコンバートされ観測された．これは，2 つの異なる値の間での周波数ホッピングを示している．さらに，図 5.5(b1) および (b2) に示される STFT 解析は，RF が 310 GHz と 269 GHz の間でホッピングしていることを示している．逆に，図 5.6(a1) および (a2) に示すように，RF を 310 GHz および

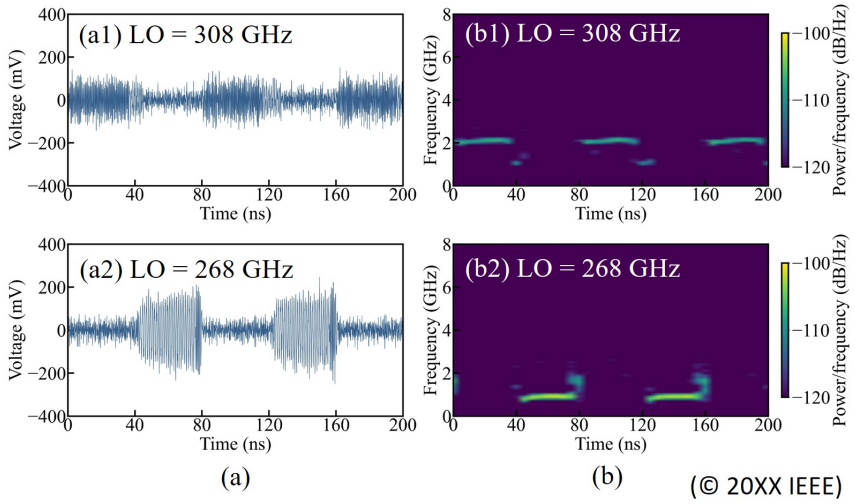


図 5.5: (a) LO 周波数が (a1) 308 GHz，および (a2) 268 GHz の場合のホッピング RF 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ LO 周波数条件下におけるホッピング RF 信号の STFT 解析．[72]

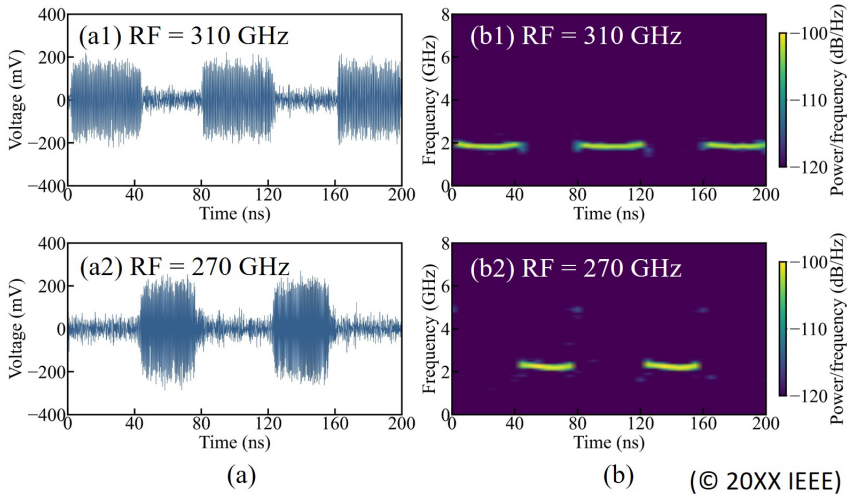


図 5.6: (a) RF 周波数が (a1) 310 GHz，および (a2) 270 GHz の場合のホッピング LO 信号の時間領域波形．(b) (a) と同じ RF 周波数条件下におけるホッピング LO 信号の STFT 解析．[72]

270 GHz に固定した状態で LO の波形を検証した．続く図 5.6(b1) および (b2) における STFT 結果は，LO が 308 GHz と 268 GHz の間でホッピングしていることを示している．その後，RF 周波数ホッピング信号は LO 周波数ホッピング信号によって正常にデホッピングされ，得られた IF を図 5.7(a) に示す．IF の STFT 結

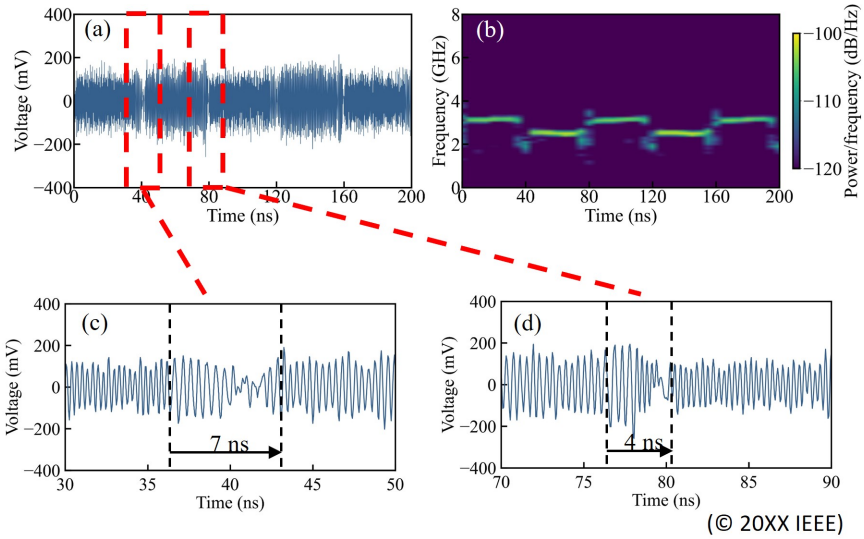


図 5.7: (a) デホッピングされた IF 信号の時間領域波形．(b) デホッピングされた IF 信号の STFT 解析．[72]

果を図 5.7(b) に示す．ここで，IF は 1 GHz 以内で安定している．

次に，超高速電圧源を使用した場合の遷移時間についてさらに解析を行った．図 5.7(a) における 30–50 ns の範囲を拡大することで図 5.7(c) を得る．ここでは，RF が 310 GHz から 270 GHz へホップしており，その遷移時間は 7 ns である．同様に，図 5.7(a) における 70–90 ns の範囲を拡大することで図 5.7(d) を得る．ここでは，RF が 270 GHz から 310 GHz へホップしており，その遷移時間は 4 ns である．このナノ秒レベルの超高速遷移時間は，EDFA の安定出力に影響を与えない．40 ns のキャリア周波数持続時間を持つ本周波数ホッピングシステムにおいて，ホッピングレートは 2.5×10^7 hops/s に達し，7 ns 未満の遷移時間は非通信率を 20%以下に抑える結果となる．データレートの損失が少ないこの高速ホッピングレートは，特定のキャリア周波数が予期せず盗聴された場合であっても，盗聴されるデータ量が最小限であることを保証する．

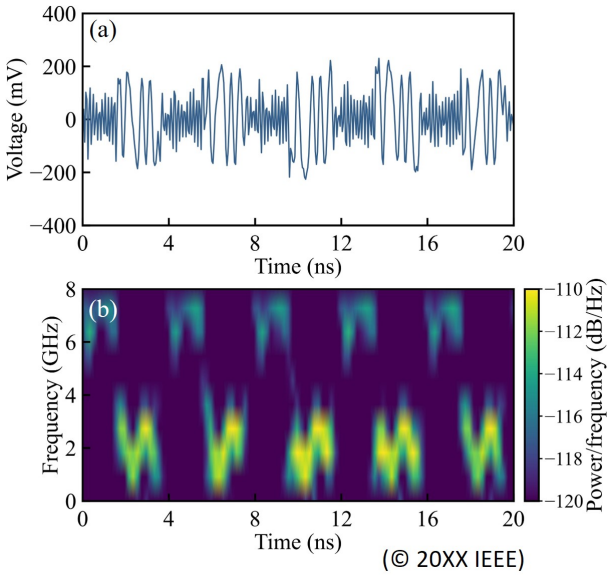


図 5.8: RF が 270 GHz（変調あり），LO が 268 GHz に固定された場合の，0101 パターンにおける 2 値 FSK の実証．(a) 時間領域波形．(b) 時間領域波形の STFT 解析．[72]

5.2.4 周波数ホッピングシステムに基づく FSK 通信の実験結果

提案するテラヘルツ周波数ホッピングシステムのもう一つの重要な利点は，外部変調器を必要としない直接変調能力にある．PPG を用いて 500 Mbit/s の 2 値 FSK 変調信号を生成し，これを RTF レーザ 1 の Phase 電極に印加した．まず，IF 波形を明確に観測するために，−1 V から −5 V の範囲の矩形波を生成し，0101 パターンを送信した．同時に，RTF レーザ 1 の Fine 電圧を制御して 270 GHz の RF を生成し，一方で RTF レーザ 2 の Fine 電圧を調整して 268 GHz の LO を生成した．得られた IF 波形を図 5.8(a) に，STFT 結果を図 5.8(b) に示す．IF シフト $\Delta f(t)$ が 2 GHz と 7 GHz の間で変動していることが観測され，272 GHz から 277 GHz の 2 値 FSK 変調テラヘルツ信号の生成に成功したことが確認された．ここで，5 GHz の周波数シフトは 40 GHz のキャリア周波数間隔において適切であり，将来的には多値 FSK を収容する余地が残されている．

この周波数シフト値に基づき，通信品質の検証を実施した．検証は，異なるキャリア周波数における 3 回の個別測定を通じて行われた．1 回目の測定では，310 GHz の RF 信号と 308 GHz の LO 信号をそれぞれ生成した．2 回目の測定は，270 GHz

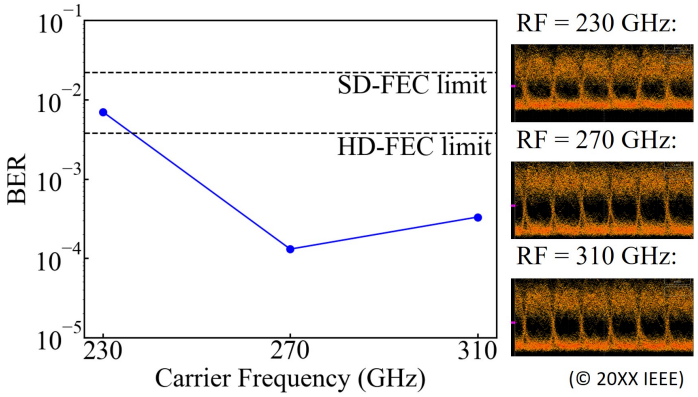


図 5.9: 異なるキャリア周波数における BER 曲線およびアイパターン．[72]

の RF 信号と 268 GHz の LO 信号を用いて実施した．3 回目の測定は，230 GHz の RF 信号と 228 GHz の LO 信号を用いて行った．全ての測定において，$\Delta f(t)$ を生成するために PPG からの PRBS7 信号を RTF レーザ 1 の Phase 電極に印加することで 5 GHz の周波数シフトを導入し，一方で RTF レーザ 2 の Phase 電圧は f_0 を生成するために -2 V に維持した．テラヘルツ信号はダウンコンバートされ，25 mV の判定閾値において，1 回目，2 回目，および 3 回目の測定に対し，それぞれ 7.0×10^{-3}，1.3×10^{-4}，および 3.3×10^{-4} の BER 値が得られた．対応する明瞭なアイパターンを図 5.9 に示す．UTC-PD/SiC の周波数-電力特性に起因して，230 GHz におけるアイパターンは比較的小さく，BER も相対的に劣っている．逆に，270 GHz の RF はより良好な伝送性能を示している．結果として，提案システムにおける BER_{FH} は $(7.0 \times 10^{-3} + 1.3 \times 10^{-4} + 3.3 \times 10^{-4})/3 \approx 2.5 \times 10^{-3}$ となり，これは SD-FEC の限界値を下回っている．

5.2.5 システムの性能解析

周波数ホッピングおよび FSK は，共に帯域幅リソースの正確な利用を必要とする．そうでない場合，不正確なデホッピングや BER の劣化を招く恐れがある．そこで，提案システムの周波数安定性に関する予備評価を実施した．周波数偏差の測定は，送受信機の両 RTF レーザの Fine および Phase 電圧を固定し，RF 信号と LO 信号の間隔を 3 GHz に設定した状態で行った．ESA のマックスホールド機能

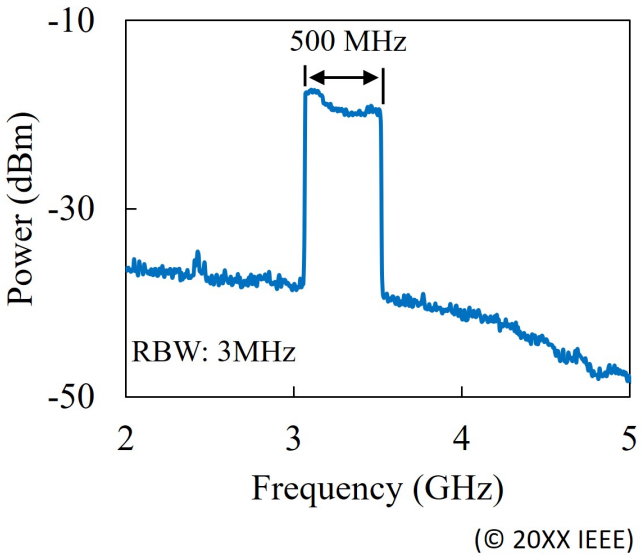


図 5.10: 15 分間マックスホールドで測定された IF パワースペクトル．[72]

を用い，15 分間にわたる IF 信号の周波数偏差を記録した．図 5.10 に示すように，周波数偏差の範囲は約 500 MHz であることが確認された．表 5.1 にまとめられた実験結果に基づくと，広帯域周波数ホッピング間隔は最大 40 GHz に達し，デホッピング後の 2 GHz の IF は 1 GHz 以内で安定している．各キャリア周波数において 2 値 FSK により誘起される周波数シフトは 5 GHz である．これらの広範囲な周波数変動シナリオにおいて，500 MHz の偏差は許容範囲内である．

表 5.1: 提案方式のテラヘルツ周波数ホッピングおよび FSK システムのパラメータ

パラメータ	値 (GHz)
キャリア周波数間隔	40
デホッピング後の IF 許容範囲	1
FSK 周波数偏移	5
RTF-LD ベース FH システムの IF 偏差	0.5

以上，本システムは実用アプリケーションにおいて複数の利点を提供する．LO の超高速ホッピング能力はリアルタイムデホッピングを可能にし，それにより受信機における電子信号処理デバイスへの帯域幅要件を大幅に緩和する．加えて，FSK 通信方式はテラヘルツ包絡線検波器による盗聴に対して免疫を持つためセキュリ

ティが強化されており，またレーザ線幅に対する要求もそれほど厳しくない．今後の改善に向けて，より高速なDETの開発に伴いデータレートの向上が期待される．高精度な電圧制御源を用いることで，RTFレーザのPhase電極の10 GHz同調範囲内でより精密なセグメンテーション（分割）が可能となり，これにより多値FSK変調によるデータレートの倍増が可能となる．特筆すべきもう一つの重要な利点は，システムの簡潔さである．周波数ホッピングおよびFSK機能の両方がRTFレーザのみによって達成され，強度変調器（IM）やデュアルドライブ・マッハツェンダー変調器（DD-MZM）などの外部変調器が不要となるため，システムのサイズと複雑さが低減される．

5.2.6 秘匿性の検討

本システムにおける物秘匿性を工学的な指標で定義するため，盗聴者が1秒間に処理しなければならないデータ量 P を用いて評価を行う．盗聴者がホッピングを追従できず，ハッキングチャネルでキャプチャした情報のBERを E，ホッピングする周波数の種類を N ，周波数切替レートを H，データレートを T とすると，情報理論の観点から，解読に必要なデータ量 P は次式のようにモデル化できる [81].

$$P = N^{\frac{H}{T}} \cdot \left(\frac{1}{1-E} \right) \cdot 0.01T \tag{5.1}$$

ここで，最先端の40 GHz帯テラヘルツ検出器を使用する場合，ホッピング範囲80 GHzの本システムにおける周波数の種類は $N = 2$ と見なされる．また，本研究で用いた他の実験パラメータ（$T = 0.5$ Gbit/s，$H = 75,000,000$ hops/s）および実測された盗聴者の誤り率 $E = 2.2 \times 10^{-2}$ を代入すると，盗聴者が1秒以内に解読・処理しなければならない理論的なデータ量 P は，約 $3.44 \times 10^{11,288,622}$ Gbitsと算出される．これは高性能コンピュータを用いたとしても解読不可能な膨大な量であり，物理層における圧倒的な秘匿性を裏付けている．

5.3. まとめ

本章では，物理層セキュリティを強化したテラヘルツ無線通信を実現するために，RTF レーザの高速波長可変特性を活用した周波数ホッピング FSK システムを提案し，その実証実験を行った．

まず，RTF レーザの Fine 電極を制御することで，40 GHz 間隔の 3 つのキャリア周波数（230 GHz，270 GHz，310 GHz）を用いた広帯域周波数ホッピングを実証した．受信側においても同期したホッピング LO 信号を生成することで，RF 信号をリアルタイムかつ安定して IF 帯域へデホッピングすることに成功した．次に，PPG を使うことで，キャリア周波数間の遷移時間を 7 ns 未満に短縮し，最大 2.5×10^7 hops/s の高速ホッピングレートを達成した．この高速な切り替え性能により，非通信時間を最小限に抑えつつ，盗聴者による追従を困難にすることが可能となった．

さらに，通信性能の評価として，RTF レーザの Phase 電極を用いた直接変調による 500 Mbit/s の 2 値 FSK 通信を実施した．外部変調器を一切使用しないシンプルな構成でありながら，測定された BER は約 2.5×10^{-3} であり，SD-FEC の限界値を下回る良好な通信品質を確認した．また，15 分間の長時間測定における IF 周波数偏差は約 500 MHz に留まり，システムの高い周波数安定性が示された．

以上の結果より，提案システムは受信機の電子回路への帯域幅要求を大幅に緩和しつつ，ハードウェアの複雑さを低減したセキュアなテラヘルツ通信を実現する有効な手段であることが示された．

第6章　結論

6.1. 達成項目

本論文において達成された項目を以下にまとめる．

第 3 章では，RTF レーザの高速波長可変能力を活用したフォトニクスベースのテラヘルツ周波数ホッピングシステムを提案し，その動作実証を行った．まず，RTF レーザの Phase 電極制御により，ナノ秒オーダーの遷移時間を持つ連続的な周波数ホッピングを実現し，1 Gbit/s の OOK 通信に成功した．次に，Fine 電極制御を用いることで，40 GHz 間隔という広帯域かつ離散的な周波数ホッピングを実証した．本構成では，5×10^6 hops/s という従来の DFB レーザ方式を 3 桁上回るホッピング速度を達成しつつ，10 Gbit/s の高速データ伝送において SD-FEC 限界を下回る良好な誤り率特性を確認した．これらの結果は，提案方式がテラヘルツ帯における広帯域かつ高速な周波数ホッピングを実現する有力な基盤技術であることを示している．

第 4 章では，テラヘルツ無線通信におけるセキュリティ脅威である妨害攻撃への対策として，超高速周波数ホッピング技術の有効性を検証した．まず，ビート妨害に対する耐性を定量的に評価し，高速通信信号を保護するためには信号帯域幅に応じた十分なホッピング周波数間隔が必要であることを明らかにした．また，RTF レーザを高速矩形波で駆動することで，システム史上最速となる 75 Mhops/s のホッピングレートと 40 GHz の広帯域動作を同時に達成し，エラーフリーに近い通信を実証した．次に，追従型妨害機に対する脆弱領域の解析を行い，提案する 75 Mhops/s の超高速ホッピングが，従来の低速システムと比較して攻撃可能な領域を劇的に一億分の一へ縮小させることを理論的に示した．最後に，強力な変調妨害を対抗するため、周波数ホッピング手法の上にさらに自己コヒーレントリンク手法を組み合わせを提案、そして達成した．以上より，本システムが物理層セキュリティを飛躍的に向上させる実用的な対妨害ソリューションであることが確認された．

第 5 章では，RTF レーザを用いた盗聴防止型テラヘルツ通信システムを提案し，その有効性を実験的に検証した．具体的には，40 GHz 間隔の広帯域において 7 ns 未満の遷移時間を有する 2.5×10^7 hops/s の高速周波数ホッピングと，受信側でのリアルタイム・デホッピングを達成し，受信機の帯域幅要件を大幅に緩和するこ

とに成功した．加えて，外部変調器を不要とする直接変調方式により 500 Mbit/s の FSK 通信を行い，SD-FEC 限界値を満たす誤り率特性を確認したことで，システムの簡素化と高いセキュリティ性の両立を実証した．

以上の成果の内，先行研究と共に表にまとめる．

表 6.1: 様々なテラヘルツ周波数ホッピングシステムの性能比較

Ref.	Year	周波数 (GHz)	FH 間隔 (GHz)	キャリア数	ホッピング速度 (hops/s)	通信方式
[26]	2022	110-170	Sweep	Sweep	Sweep	Per-carrier OOK
[60]	2024	288-331	8	10	100	Per-carrier OOK
[61]	2024	115-140	5	5	1 k	Off-line OOK
[62]	2024	115-140	5	5	1 k	Off-line QPSK
[82], 第 3 章	2024	301.0-305.5	0.6	8	20 M	–
[73], 第 3 章	2025	240-320	40	3	5 M	Per-carrier OOK
[72], 第 5 章	2025	230-310	40	3	5 M	Per-carrier FSK
[70], 第 4 章	2025	235-275	40	2	75 M	Real-time OOK

表 6.1 に，従来のフォトニクス周波数ホッピングシステムと本提案システムの性能比較を示す．従来システムは，ホッピング速度が kHz オーダーに留まるか，あるいは高速であっても周波数幅が数 GHz 程度と限定的であった．これに対し，本研究で開発したシステムは，RTF レーザの電気光学効果を活用することで，80 GHz という超広帯域な周波数領域において，世界最高水準である 75 Mhops/s の高速ホッピングを同時に達成している．これは，従来の熱光学効果技術的壁を打破したものであり，テラヘルツ帯における超高速かつ広帯域周波数ホッピング通信の新規性および有効性を数値指標によって証明している．

6.2. 将来の展望

本研究では，RTF レーザを用いたフォトニクスベースのテラヘルツ周波数ホッピングシステムを構築し，その超高速性，対妨害性能，およびシステムの実用性を実証した．しかし，Beyond 5G/6G 時代に求められる究極的なセキュリティと通信容量を実現するためには，さらなる技術的革新が必要である．今後の展望として，以下の 3 つの方向性を提示する．

第一に，コヒーレント検波技術の導入と注入同期による周波数安定化である．本論文の第 5 章では，FSK 通信を実現したが，受信感度および周波数利用効率の観点からはコヒーレント検波への移行が不可欠である．コヒーレント検波では位相情報を扱うため，レーザの線幅と周波数安定性が極めて重要となる．これに対し，光周波数コム等をマスター光源とした「注入同期技術」を RTF レーザに適用することで，ホッピング速度を維持しつつ，各ホッピング周波数の絶対精度と位相安定性を飛躍的に向上させることが可能となる．

第二に，全二重通信（Full-Duplex）化と社会実装に向けた標準化である．現在のシステムは半二重通信であるが，周波数利用効率を最大化するために，自己干渉キャンセル技術を導入した全二重通信モジュールの開発を進める．さらに，テラヘルツ帯増幅器を統合した長距離伝送試験や，実際の通信プロトコルへの実装を通じて，提案技術の堅牢性を検証する．これらの成果を通じて，テラヘルツ周波数ホッピング技術を Beyond 5G/6G における高セキュリティ無線通信の標準規格として提案し，社会実装へと繋げていく所存である．

第三に，カオスシーケンスを用いた物理層セキュリティの革新的向上である．第 4 章では超高速ホッピングによる対妨害性能を実証したが，ホッピングパターンには有限長のシーケンスを用いていた．原理的に予測可能な有限長のシーケンスに対し，カオス理論に基づく「カオスシーケンス」は，非周期的かつ初期値鋭敏性を有するため，盗聴者による次ホップ周波数の予測を計算量的に困難にする．テラヘルツ周波数ホッピングに適したカオス生成アルゴリズムを実装し，物理層におけるセキュリティレベルをさらに引き上げることが次の目標である．

6.3. 本論文に関連する業績

6.3.1 論文（5 件）

1. **Title**: Ultra-fast Photonic Frequency Hopping Driven by Reflection-type Transversal Filter Laser for Anti-jamming Terahertz Communications
   Journal: Optics Letters, vol. 50, no. 9 pp. 3070-3073
   Authors: Shenghong Ye, Naoto Masutomi, Bo Li, Yoshiki Kamiura, Ryota

Kaide, Ryo Doi, Yiqing Wang, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato
Date of Publication: April 30, 2025
DOI: https://doi.org/10.1364/OL.562583

2. **Title**: Photonic Frequency Hopping and De-hopping System by Ultra-fast Wavelength Tunable Laser for Secure Terahertz Wireless Communication
Journal: Journal of Lightwave Technology, vol. 43, no. 9. pp. 9901-9911
Authors: Shenghong Ye, Ryota Kaide, Yoshiki Kamiura, Naoto Masutomi, Bo Li, Yiqing Wang, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato
Date of Publication: 11 August 2025
DOI: https://doi.org/10.1109/JLT.2025.3597805

3. **Title**: Highly Secure Photonics-based Terahertz Frequency Hopping System for Jamming Avoidance with Ultra-fast Hopping-rate
Journal: Journal of Lightwave Technology, vol. 44, no. 2. pp. 558-566
Authors: Shenghong Ye, Ryota Kaide, Yoshiki Kamiura, Bo Li, Yiqing Wang, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato
Date of Publication: 05 November 2025
DOI: https://doi.org/10.1109/JLT.2025.3629379

4. **Title**: Self-coherent Photonic Terahertz Link at 300-GHz-band Against Modulated Jamming
Journal: Optics Letters, vol. 51, no. 2, pp. 281-284
Authors: Shenghong Ye, Yoshiki Kamiura, Bo Li, Ryota Kaide, Yiqing Wang, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato
Date of Publication: 05 January 2026
DOI: https://doi.org/10.1364/OL.581788

5. **Title**: Physical Layer Security Techniques for Terahertz Communications Above 100 GHz: A Review
   Journal: Photonics, vol. 13, no. 1, p. 42
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Yuya Mikami, Kazutoshi Kato
   Date of Publication: 31 December 2025
   DOI: https://doi.org/10.3390/photonics13010042

6.3.2 国際会議（2 件）

1. **Title**: Photonic Frequency Hopping Driven by High-Speed Wavelength Tunable Laser for Secure Terahertz-wave Communication
   Conference: 2024 Optical Fiber Communication Conference (OFC2024)
   Authors: Shenghong Ye, Naoto Masutomi, Bo Li, Ryo Matsumoto, Ryota Kaide, Haolan Tang, Yoshiki Kamiura, Ming Che,Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato

2. **Title**: Eavesdropping Avoid Terahertz-Wave Frequency Hopping Spread Spectrum FSK System Driven by Ultra-Fast Wavelength Tunable Laser
   Conference: 2024 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2024)
   Authors: Shenghong Ye, Naoto Matsutomi, Ryo Matsumoto, Ryota Kaide, Bo Li, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato

6.4. 本論文以外の業績

6.4.1 論文（3 件）

1. **Title**: Fast wavelength switching at tunable DFB laser array by current/temperature cooperative control
   Journal: IEEE Photonics Technology Letters, vol. 34, no. 1, pp. 51–54
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Takeshi Kuboki, Kazutoshi Kato
   Date of Publication: 23 December 2021
   DOI:https://doi.org/10.1109/LPT.2021.3137808

2. **Title**: Strategy of full-C-band fast wavelength switching and aging mitigation at tunable DFB laser array with current/temperature cooperative control
   Journal: Japanese Journal of Applied Physics, vol. 61, no. SK, p. SK1012
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Amalina Athira Ibrahim, Kazutoshi Kato
   Date of Publication: 16 June 2022
   DOI:https://doi.org/10.35848/1347-4065/ac6563

3. **Title**: Photonic Generation of Crossed-dual-chirp THz LFM Signal by Single Tunable Laser
   Journal: IEEE Photonics Technology Letters, vol. 37, no. 22 pp. 1269-1272
   Authors: Shenghong Ye, Yiqing Wang, Bo Li, Ryota Kaide, Ming Che, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato
   Date of Publication: 30 July 2025
   DOI:https://doi.org/10.1109/LPT.2025.3594261

6.4.2 国際会議（5 件）

1. **Title**: Demonstration of 2-ms High-Reliability Wavelength Switching at TLA with Current/Temperature Cooperative Control
   Conference: 25th Optoelectronics and Communications Conference (OECC2020)
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Takeshi Kuboki, Kazutoshi Kato

2. **Title**: Experimental Demonstration of Full-range High-speed High-reliability Wavelength Switching at DFB laser with Current/Temperature Cooperative control
   Conference: 26th Microoptics Conference (MOC2021)
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Kazutoshi Kato

3. **Title**: Full-C-band high-speed high-reliability wavelength switching at tunable DFB laser array with current/temperature cooperative control
   Conference: SPIE Photonics West 2022
   Authors: Shenghong Ye, Ming Che, Takeshi Kuboki, Kazutoshi Kato

4. **Title**: Cost-effective Single-laser-based Photomixing Architecture For Terahertz Intensity Modulation And Direct Detection
   Conference: 50th the International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz 2025)
   Authors: Shenghong Ye, Ryota Kaide, Naoto Masutomi, Yiqing Wang, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato

5. **Title**: Cost-effective Photonics-based THz Frequency-division Multiplexer by Electro-optically Tunable RTF Lasers
   Conference: 30th Microoptics Conference (MOC 2025)

Authors: Shenghong Ye, Yiqing Wang, Bo Li, Ryota Kaide, Yuya Mikami, Yuta Ueda, Kazutoshi Kato

謝辞

2019 年の秋，希望を胸に初めて福岡を訪れた当時の私は，この地と 7 年にも及ぶ深い縁を結ぶことになるとは想像もしておりませんでした．光陰矢の如く過ぎ去った日々を振り返り，この素晴らしい経験の締めくくりとして，これまで私を支え，導いてくださった全ての方々に深甚なる感謝の意を表します．

まず，指導教員である加藤和利教授に深く感謝いたします．2019 年から今日に至るまで，先生には多大なるご指導を賜りました．修士課程において私を学術研究の門へと導いてくださったのみならず，博士課程ではメーカーからアカデミアへと転身し研究に没頭できる理想的な研究環境を提供していただき，さらには世界各地で各国の研究者と交流する機会を与えてくださいました．研究における私の主体性を尊重し，常に自由と信頼を与えてくださる一方で，重要な時では力強く背中を押してくださいました．また，自らの知恵を活かして課題を解決するという先生の研究哲学は，今後の私の研究生活においても大きな力となるものです．

主査の興雄司教授と副査の牟田修教授には，心より感謝申し上げます．博士論文の審査および公聴会において，専門的な視点から多角的なアドバイスを賜りました．専門的な視点から多角的なアドバイスを賜りました．先生たちのご助言は私の研究の完成度を高める上で不可欠なものでした．

助教の三上裕也先生には，深く感謝いたします．日常の業務における寛容で親しみやすいお人柄に支えられる一方で，実験手順や論文の細部に対する厳格な姿勢に触れることで，常に正しい方向へと導かれました．また，折に触れていただいたモスバーガーの味は，研究の合間の素晴らしい思い出です．

特任助教の車明先生には，心より感謝いたします．留学生の大先輩として，豊富な経験に基づいた的確な助言を惜しみなく与えてくださいました．現在の研究テーマの端緒となる着想を授けてくださっただけでなく，常に気兼ねなく議論で

きる環境を作ってくださり，先生との対話を通じて研究に対する自信を深めることができました．

学術研究員の SSALI HUSSEIN 氏に感謝いたします．あなたの博士論文公聴会での「加藤先生のような教育者になりたい」という言葉が強く印象に残っています．高周波に関する私の疑問に対し，常に丁寧かつ明快に解説してくださるあなたの姿を見て，すでにその目標を達成されていると感じました．

秘書の深町伊久美様，本田彰子様に深く感謝いたします．研究費関連の事務手続きにおいて多大なご尽力をいただいたのみならず，研究室の日常に彩りと温かさを添えてくださり，学生一同に多くの幸福な瞬間を与えてくださいました．

また，NTT の上田悠太博士に深く感謝いたします．ご提供いただいた高性能な RTF レーザは，本論文を完成させる上での強固な礎となりました．

博士課程の同期である紙浦欣輝氏，ならびにレーザグループの後輩である李波氏，桝冨直人氏，貝出凌汰氏，王一清氏に感謝いたします．研究室で共に実験をした光景は深く心に刻まれており，実験における多大な協力に感謝します．

修士課程の同期である山本留央氏，松尾祐輝氏に感謝いたします．何でも語り合える二人との交流を通じて，私の日本語能力は飛躍的に向上し，日本での学生生活が非常に彩り豊かなものとなりました．加えて，研究室で共に汗を流し，笑い合ったすべての先輩，同期，そして後輩諸氏に厚く御礼申し上げます．

さらに，修士課程で知り合い，共に関東で就職し，そして共に九大の博士課程へと戻った向展毅氏に感謝いたします．人生の多くの岐路において互いに助け合い，各地を共に旅した経験は，幸せな学生時代の思い出として一生の宝物です．

私の彼女である陳玉彬さんに感謝いたします．遠く離れていても常に私を信じ，支え続けてくれたあなたは，私の最大の心の支えです．これから共に日本で歩んでいく日々を心から楽しみにしています．

最後になりますが，両親をはじめとする家族に深く感謝いたします．いかなる時も私を温かく見守り，支えてくれたおかげで，余計な心配をすることなく自由な発想で夢を追い続けることができました．

この素晴らしい旅路を共にしてくださったすべての方々に，改めて心より感謝申し上げます．

ありがとうございます.

葉　聖鴻

参考文献

[1] W. Jiang, Q. Zhou, J. He, M. A. Habibi, S. Melnyk, M. El-Absi, B. Han, M. Di Renzo, H. D. Schotten, F.-L. Luo, *et al.*, "Terahertz communications and sensing for 6g and beyond: A comprehensive review," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 26, no. 4, pp. 2326–2381, 2024.

[2] G. Ducournau and T. Nagatsuma, "Wireless communications in the thz range," *Fundamentals of Terahertz Devices and Applications*, pp. 479–510, 2021.

[3] P. T. Dat and K. Akahane, "Photonic technology for millimeter-wave and terahertz-wave communications in imt-2030 and beyond," *IEEE Communications Standards Magazine*, p. Early Access, 2025.

[4] S. Lee, S. Hara, T. Yoshida, S. Amakawa, R. Dong, A. Kasamatsu, J. Sato, and M. Fujishima, "An 80-gb/s 300-ghz-band single-chip cmos transceiver," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 12, pp. 3577–3588, 2019.

[5] J. Ding, J. Yu, W. Li, K. Wang, W. Zhou, J. Zhang, M. Zhu, T. Xie, J. Yu, and F. Zhao, "High-speed and long-distance photonics-aided terahertz wireless communication," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 11, pp. 3417–3423, 2023.

[6] J. Zhang, M. Zhu, B. Hua, M. Lei, Y. Cai, Y. Zou, W. Tong, J. Ding, L. Tian, L. Ma, *et al.*, "Real-time demonstration of 100 gbe thz-wireless and fiber seamless integration networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 4, pp. 1129–1138, 2022.

[7] P. T. Dat, A. Kanno, N. Yamamoto, and T. Kawanishi, "Seamless convergence of fiber and wireless systems for 5g and beyond networks," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 37, no. 2, pp. 592–605, 2019.

[8] T. Nagatsuma, W. Gao, Y. Kawamoto, T. Ohara, H. Ito, and T. Ishibashi, "Inp-based integrated circuits on sic/si substrates for terahertz communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 21, pp. 9765–9774, 2025.

[9] C. Liu, Z. Li, Y. Yamazaki, H. Herdian, C. Wang, A. Tian, J. Sakamaki, H. Nie, X. Fu, S. Kato, *et al.*, "A 640-gb/s 4 × 4-mimo d-band cmos transceiver chipset," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 60, no. 4, pp. 1132–1149, 2024.

[10] M. Che, K. Kondo, and K. Kato, "Generating and enhancing thz pulses via an antenna-coupled unitraveling-carrier photodiode array," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 13, no. 3, pp. 280–285, 2023.

[11] D. Ichikawa, W. Gao, N. H. Ngo, T. Ohara, M. Tanaka, S. Murakami, Y. Yamada, H. Yamane, Y. Nishida, M. Fujita, *et al.*, "Terahertz on-chip communications with hybrid electronic-photonic interconnects," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 15, no. 5, pp. 751–762, 2025.

[12] N. Chudpooti, B. Hong, R. Viratikul, F. Kheawprae, A. Boonpoonga, P. Janpugdee, W. Zhang, P. Akkaraekthalin, J. Oberhammer, and N. Somjit, "220–325 ghz all-photopolymer bragg horn antennas towards eco-friendly terahertz applications," *Scientific Reports*, vol. 15, no. 1, p. 27871, 2025.

[13] L. John, A. Tessmann, A. Leuther, P. Neininger, T. Merkle, and T. Zwick, "Broadband 300-ghz power amplifier mmics in ingaas mhemt technology," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 10, no. 3, pp. 309–320, 2020.

[14] M. Che, H. Kanaya, and K. Kato, "Optically controlled thz power tuning

based on interference at transmission line," *Optics Express*, vol. 29, no. 13, pp. 20034–20044, 2021.

[15] L. Li, T. Long, X. Yang, Z. Zhang, L. Wang, J. Wang, M. Wang, J. Lu, J. Yu, and B. Chen, "Modified uni-travelling-carrier photodiodes with 206 ghz bandwidth and 0.81 aw- 1 external responsivity," *Nature Photonics*, pp. 1–8, 2025.

[16] Y. Malevich, M. S. Ergoktas, G. Bakan, P. Steiner, and C. Kocabas, "Very-large-scale reconfigurable intelligent surfaces for dynamic control of terahertz and millimeter waves," *Nature Communications*, vol. 16, no. 1, p. 2907, 2025.

[17] I. Abdo, T. Jyo, A. Pander, H. Wakita, Y. Shiratori, M. Muto, H. Hamada, M. Nagatani, C. da Gomez, C. Wang, *et al.*, "300-ghz-band four-element cmos-inp hybrid phased-array transmitter with 36circ steering range," *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 887–890, 2023.

[18] Y. Malevich, M. S. Ergoktas, G. Bakan, P. Steiner, and C. Kocabas, "Very-large-scale reconfigurable intelligent surfaces for dynamic control of terahertz and millimeter waves," *Nature Communications*, vol. 16, no. 1, p. 2907, 2025.

[19] Y. Kamiura, R. Doi, H. Ssali, M. Che, Y. Mikami, and K. Kato, "300-ghz beam-steering wireless communication enabled by 4-array ingaas utc-pd on sic substrate and optical phased array," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 13, pp. 6050–6057, 2025.

[20] J. Webber, A. Oshiro, S. Iwamatsu, Y. Nishida, M. Fujita, and T. Nagatsuma, "48-gbit/s 8k video-transmission using resonant tunnelling diodes in 300-ghz band," *Electronics Letters*, vol. 57, no. 17, pp. 668–669, 2021.

[21] K. Liu, Y. Feng, C. Han, B. Chang, Z. Chen, Z. Xu, L. Li, B. Zhang, Y. Wang, and Q. Xu, "High-speed 0.22 thz communication system with 84 gbps for real-time uncompressed 8k video transmission of live events," *Nature Communications*, vol. 15, no. 1, p. 8037, 2024.

[22] "Ieee standard for wireless multimedia networks," *IEEE Std 802.15.3-2023 (Revision of IEEE Std 802.15.3-2016)*, pp. 1–684, 2024.

[23] V. Petrov, T. Kurner, and I. Hosako, "Ieee 802.15. 3d: First standardization efforts for sub-terahertz band communications toward 6g," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 11, pp. 28–33, 2020.

[24] R. Shrestha, H. Guerboukha, Z. Fang, E. Knightly, and D. M. Mittleman, "Jamming a terahertz wireless link," *Nature Communications*, vol. 13, no. 1, p. 3045, 2022.

[25] R. Priyadarshani, Y. Ata, M.-S. Alouini, *et al.*, "Jamming intrusions in extreme bandwidth communication: a comprehensive overview," *IEEE Open Journal of the Communications Society*, 2025.

[26] K. Nallappan and M. Skorobogatiy, "Photonics based frequency hopping spread spectrum system for secure terahertz communications," *Optics Express*, vol. 30, no. 15, pp. 27028–27047, 2022.

[27] J. Ma, R. Shrestha, J. Adelberg, C.-Y. Yeh, Z. Hossain, E. Knightly, J. M. Jornet, and D. M. Mittleman, "Security and eavesdropping in terahertz wireless links," *Nature*, vol. 563, no. 7729, pp. 89–93, 2018.

[28] T. Doeker, C. Herold, J. M. Eckhardt, and T. Kürner, "Eavesdropping measurements for applications in office environments at low thz frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 71, no. 6, pp. 2748–2757, 2023.

[29] F. Taleb, G. G. Hernandez-Cardoso, E. Castro-Camus, and M. Koch, "Transmission, reflection, and scattering characterization of building materials for indoor thz communications," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 13, no. 5, pp. 421–430, 2023.

[30] P. Li, J. Wang, L. Zhao, X. Gao, F. Song, H. Sun, and J. Ma, "Scattering and eavesdropping in terahertz wireless link by wavy surfaces," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 4, pp. 3590–3597, 2023.

[31] P. Li, W. Liu, J. Zhao, J. Cui, Y. Ge, Q. Niu, Y. Yang, X. Meng, H. Sun, and J. Ma, "Eavesdropping risk in terahertz channels by coverings on wavy surfaces," *Optics Express*, vol. 33, no. 23, pp. 48451–48465, 2025.

[32] J. Xu, C. Yuen, C. Huang, N. Ul Hassan, G. C. Alexandropoulos, M. Di Renzo, and M. Debbah, "Reconfiguring wireless environments via intelligent surfaces for 6g: Reflection, modulation, and security," *Science China Information Sciences*, vol. 66, no. 3, p. 130304, 2023.

[33] W. Chen, Z. Chen, X. Ma, Y. Chi, and Z. Li, "Secrecy rate optimization for intelligent reflecting surface aided multi-input-single-output terahertz communication," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 62, no. 8, pp. 2760–2765, 2020.

[34] J. Xu, Z. Zhu, Z. Chu, H. Niu, P. Xiao, and I. Lee, "Sum secrecy rate maximization for irs-aided multi-cluster mimo-noma terahertz systems," *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, vol. 18, pp. 4463–4474, 2023.

[35] D. Kim, S. Jeong, and J. Kang, "Energy-efficient secure offloading system designed via uav-mounted intelligent reflecting surface for resilience enhancement," *IEEE Internet of Things Journal*, vol. 11, no. 3, pp. 3768–3778, 2023.

[36] Y. Zhu, B. Mao, and N. Kato, "Intelligent reflecting surface in 6g vehicular communications: A survey," *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, vol. 3, pp. 266–277, 2022.

[37] J. Yuan, G. Chen, M. Wen, R. Tafazolli, and E. Panayirci, "Secure transmission for thz-empowered ris-assisted non-terrestrial networks," *IEEE transactions on vehicular technology*, vol. 72, no. 5, pp. 5989–6000, 2022.

[38] Y. Wu, A. Khisti, C. Xiao, G. Caire, K.-K. Wong, and X. Gao, "A survey of physical layer security techniques for 5g wireless networks and challenges ahead," *IEEE Journal on selected areas in communications*, vol. 36, no. 4, pp. 679–695, 2018.

[39] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, and C. Han, "Terahertz band: Next frontier for wireless communications," *Physical communication*, vol. 12, pp. 16–32, 2014.

[40] C. Han and I. F. Akyildiz, "Distance-aware multi-carrier (damc) modulation in terahertz band communication," in *2014 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 5461–5467, IEEE, 2014.

[41] K. Yamauchi and K. Kato, "Optical heterodyne and operation as emulation of physical layer security at wireless communication," *IEICE Electronics Express*, vol. 18, no. 4, pp. 20210008–20210008, 2021.

[42] K. Kato, "Photonics-assisted terahertz-wave beam steering and its application in secured wireless communication," *Photonics*, vol. 9, no. 1, p. 9, 2021.

[43] H. Chen, M. Che, N. Seiki, T. Shiramizu, T. Yano, Y. Mikami, Y. Ueda, and K. Kato, "Physically encrypted wireless transmission based on xor between two data in terahertz beams," *Electronics*, vol. 12, no. 12, p. 2629, 2023.

[44] M. Che, H. Chen, Y. Ueda, and K. Kato, "Secured thz communication in photonic microcell networks based on spatial wave mixing of steered beams," *Optical Switching and Networking*, vol. 54, p. 100773, 2024.

[45] Y. Kamiura, S. Iwamoto, Y. Mikami, and K. Kato, "Physical-layer encryption for terahertz wireless communication via logical and operation of dual beams," *Electronics*, vol. 14, no. 19, p. 3762, 2025.

[46] R. Méndez-Rial, C. Rusu, N. González-Prelcic, A. Alkhateeb, and R. W. Heath, "Hybrid mimo architectures for millimeter wave communications: Phase shifters or switches?," *IEEE access*, vol. 4, pp. 247–267, 2016.

[47] Q. Wu and R. Zhang, "Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network," *IEEE communications magazine*, vol. 58, no. 1, pp. 106–112, 2019.

[48] V. Petrov, H. Guerboukha, D. M. Mittleman, and A. Singh, "Wavefront hopping: An enabler for reliable and secure near field terahertz communications in 6g and beyond," *IEEE Wireless Communications*, vol. 31, no. 1, pp. 48–55, 2024.

[49] V. Petrov, H. Guerboukha, A. Singh, and J. M. Jornet, "Wavefront hopping for physical layer security in 6g and beyond near-field thz communications," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 73, no. 5, pp. 2996–3012, 2025.

[50] Z. Fang, H. Guerboukha, R. Shrestha, M. Hornbuckle, Y. Amarasinghe, and D. M. Mittleman, "Secure communication channels using atmosphere-limited line-of-sight terahertz links," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 12, no. 4, pp. 363–369, 2022.

[51] W. Gao, Y. Chen, C. Han, and Z. Chen, "Distance-adaptive absorption peak modulation (da-apm) for terahertz covert communications," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 20, no. 3, pp. 2064–2077, 2020.

[52] W. Gao, Y. Chen, C. Han, and Z. Chen, "Distance-adaptive absorption-peak hopping (da-aph) modulation for terahertz covert communications," in *2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1–6, IEEE, 2019.

[53] Y. He, L. Zhang, S. Liu, H. Zhang, and X. Yu, "Secure transmission of terahertz signals with multiple eavesdroppers," *Micromachines*, vol. 13, no. 8, p. 1300, 2022.

[54] W. Gao, C. Han, and Z. Chen, "Receiver artificial noise aided terahertz secure communications with eavesdropper in close proximity," in *GLOBECOM 2020-2020 IEEE Global Communications Conference*, pp. 1–6, IEEE, 2020.

[55] W. Gao, C. Han, and Z. Chen, "Dnn-powered sic-free receiver artificial noise aided terahertz secure communications with randomly distributed eavesdroppers," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 21, no. 1, pp. 563–576, 2021.

[56] Z. Li, L. Guan, C. Li, and A. Radwan, "A secure intelligent spectrum control strategy for future thz mobile heterogeneous networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 6, pp. 116–123, 2018.

[57] T. Rothman, "Random paths to frequency hopping," *American Scientist*, vol. 107, p. 46, Jan-Feb 2019. [Accessed: 27-Mar-2024].

[58] APS News Staff, "June 1941: Hedy Lamarr and George Antheil submit patent for radio frequency hopping," *APS News*, vol. 20, June 2011. This Month in Physics History.

[59] T. Chi and M. Chen, "A frequency hopping method for spatial rfid/wifi/bluetooth scheduling in agricultural iot," *Wireless Networks*, vol. 25, no. 2, pp. 805–817, 2019.

[60] B. Li, S. Ye, M. Che, H. Tang, N. Masutomi, Y. Mikami, and K. Kato, "Demonstration of thz frequency hopping in the 300 ghz band based on utc-pd and tunable dfb laser array," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 63, no. 4, p. 04SP86, 2024.

[61] Z. Yang, F. Yang, and J. Zhang, "Photonic-assisted thz wideband frequency hopping and secure communication based on optical injection locking," in *CLEO: Science and Innovations*, pp. JTu2A–68, Optica Publishing Group, 2024.

[62] Z. Yang, F. Yang, Z. Wen, H. Wang, Y. Liu, H. Jiang, F. Chen, Y. Liu, M. Li, and J. Zhang, "Ultra-wideband photonic frequency-hopping waveform generator enabled by optical injection locking for secure terahertz wireless communications," *Journal of Lightwave Technology*, 2024.

[63] T. Ishibashi, T. Furuta, H. Fushimi, S. Kodama, H. Ito, T. Nagatsuma, N. Shimizu, and Y. Miyamoto, "Inp/ingaas uni-traveling-carrier photodiodes," *IEICE transactions on electronics*, vol. 83, no. 6, pp. 938–949, 2000.

[64] Q. Chen, X. Zhang, M. S. Sharawi, and R. Kashyap, "Advances in high–speed, high–power photodiodes: from fundamentals to applications," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 8, p. 3410, 2024.

[65] H. Ishii, K. Kasaya, and H. Oohashi, "Spectral linewidth reduction in widely wavelength tunable dfb laser array," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 514–520, 2009.

[66] Y. Ueda, T. Shindo, S. Kanazawa, N. Fujiwara, and M. Ishikawa, "Electro-optically tunable laser with ultra-low tuning power dissipation and nanosecond-order wavelength switching for coherent networks," *Optica*, vol. 7, no. 8, pp. 1003–1006, 2020.

[67] Y. Saito, Y. Ueda, T. Shindo, S. Kanazawa, H. Matsuzaki, and M. Ishikawa, "Burst-tolerant tuning of reflection-type transversal filter laser with single active region," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 23–26, 2021.

[68] Y. Ueda, Y. Saito, T. Shindo, S. Kanazawa, W. Kobayashi, H. Matsuzaki, and M. Ishikawa, "Hitless wavelength switching of semiconductor optical amplifier-integrated reflection-type transversal filter laser with suppressed frequency error," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 41, no. 9, pp. 2765–2774, 2023.

[69] S. Ye, M. Che, T. Kuboki, and K. Kato, "Fast wavelength switching at tunable dfb laser array by current/temperature cooperative control," *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 34, no. 1, pp. 51–54, 2021.

[70] S. Ye, R. Kaide, Y. Kamiura, B. Li, Y. Wang, M. Che, Y. Mikami, Y. Ueda, and K. Kato, "Highly secure photonics-based terahertz frequency hopping

system for jamming avoidance with ultra-fast hopping-rate," *Journal of Lightwave Technology*, pp. 1–9, 2025.

[71] S. Ye, Y. Kamiura, B. Li, R. Kaide, Y. Wang, M. Che, Y. Mikami, Y. Ueda, *et al.*, "Self-coherent photonic terahertz link at 300-ghz-band against modulated jamming," *Optics Letters*, vol. 51, no. 2, 2025. in press.

[72] S. Ye, R. Kaide, Y. Kamiura, N. Masutomi, B. Li, Y. Wang, M. Che, Y. Mikami, Y. Ueda, and K. Kato, "Photonic frequency hopping and dehopping system by ultra-fast wavelength tunable laser for secure terahertz wireless communication," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 43, no. 21, pp. 9901–9911, 2025.

[73] S. Ye, N. Masutomi, B. Li, Y. Kamiura, R. Kaide, R. Doi, Y. Wang, M. Che, Y. Mikami, Y. Ueda, *et al.*, "Ultra-fast photonic frequency hopping driven by reflection-type transversal filter laser for anti-jamming terahertz communications," *Optics Letters*, vol. 50, no. 9, pp. 3070–3073, 2025.

[74] AMD (Xilinx), *Zynq-7000 SoC* **データシート**: **概要** *(DS190)*. San Jose, CA, USA, 2018. `https://docs.amd.com/v/u/ja-JP/ds190-Zynq-7000-Overview`.

[75] Analog Devices, Inc., *125 MSPS Dual TxDAC+ Digital-to-Analog Converters: AD9763/AD9765/AD9767 Datasheet*. Wilmington, MA, USA, 2011. `https://www.analog.com/en/products/ad9767.html`.

[76] H. Ito and T. Ishibashi, "Inp/ingaas fermi-level managed barrier diode for broadband and low-noise terahertz-wave detection," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 56, no. 1, p. 014101, 2016.

[77] T. Nagatsuma, S. Hisatake, M. Fujita, H. H. N. Pham, K. Tsuruda, S. Kuwano, and J. Terada, "Millimeter-wave and terahertz-wave applications enabled by photonics," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 1–12, 2015.

[78] J. Long, J. Tan, J. Yu, J. Liu, X. Yang, Y. Wei, K. Wang, W. Zhou, X. Zhao, J. Ding, *et al.*, "40-ghz bandwidth envelope detector used in 0.3-thz im/dd system for 4096-qam dsm signal transmission," *Optical Fiber Communication Conference*, pp. Th3F–2, 2024.

[79] Y. Kawamoto, W. Gao, T. Ishibashi, H. Ito, and T. Nagatsuma, "200-gbit/s sub-terahertz communications with i/q receiver based on fermi-level managed barrier diodes," *2024 49th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, pp. 1–2, 2024.

[80] A. Corporation, *D3186/3286* **パルス・パターン・ジェネレータ/エラー・ディテクタ データシート**. Tokyo, Japan, 2010. `https://www.advantest.com/ja/global-services/ps/electronic-measuring/pdf/pdf_Catalog_D3186_D3286_jp.pdf`.

[81] Q. C. Huang, Y. F. Chen, Y. C. Qi, W. Chen, N. H. Zhu, *et al.*, "A novel optical frequency-hopping scheme based on a flexible structure for secure optical communications," *IEEE photonics journal*, vol. 11, no. 1, pp. 1–7, 2019.

[82] S. Ye, N. Masutomi, B. Li, R. Matsumoto, R. Kaide, H. Tang, Y. Kamiura, M. Che, Y. Mikami, Y. Ueda, *et al.*, "Photonic frequency hopping driven by high-speed wavelength tunable laser for secure terahertz-wave communication," in *Optical Fiber Communication Conference*, pp. W4A–3, Optica Publishing Group, 2024.