

学位論文[博士(工学)]

THz帯無線通信システムにおける  
伝搬路モデル化  
Channel model for THz band wireless  
communication system



東京農工大学 大学院工学府  
電気電子工学専攻

辻村 和寛



**指導教官**

梅林 健太 教授

---

**副査**

宇野亨 教授

田中聡久 教授

有馬卓司 准教授

鈴木健仁 准教授

---

予備審査日 2021 年 11 月 12 日

本審査日 2022 年 2 月 3 日



# 要旨

ヘルスマonitoringなどへの適用が検討されている無線ナノセンサネットワークや、第6世代以降の移動通信システムにおいて、0.1 ~ 10 THz の THz 帯無線通信システムが検討されている。THz 帯はナノセンサネットワークに用いられるナノデバイスの持つナノアンテナに適した周波数帯であることが理由の一つである。またこれまでの無線通信システムの発展により、さらに高い伝送レートが要求されており、THz 帯による高速伝送が期待されている。しかし THz 帯伝搬路では水蒸気分子の分子吸収による損失が顕著である。また THz 帯の周波数領域における電波伝搬特性として、これまでに THz 帯伝搬の周波数領域におけるモデルとして透過率の検討は深くされてきた。通信方式の評価及び解析を行うためには、THz 帯伝搬路の時間領域におけるモデル化が必要である。これまでの研究では、透過率に線形位相を前提としてインパルス応答を導出してきた。しかし、線形位相から求めたインパルス応答は因果律を満たしておらず、実際のインパルス応答とは異なる結果となる。そこで本研究では、因果律を満たすインパルス応答の位相特性を導出する方法を提案した。実験結果との比較により提案の導出法が妥当であることを示した。また、ナノデバイスは無線通信に利用できる電力が非常に少ない。そこで目標とするコヒーレンス帯域幅が確保されている周波数帯における電力損失の特徴を示した。この結果は THz 帯無線通信において適切な帯域の選択において重要な情報である。さらに無線ナノセンサネットワークにおける信号検出方式の提案を行った。ナノデバイスでは消費エネルギーを抑えた無線通信方式が必要とされるため On-Off-Keying (OOK) 変調を想定する。OOK 変調では“1” High bit (HB) ではパルスを送信し、“0” Low bit (LB) では何も送信しないことで送信エネルギーの消費を抑える変調方式である。さらに固定長符号を、HB の数 (符号重み) を減らした可変長符号に変換することで OOK 変調を用いた WNSN における送信エネルギーを低減させることができる。符号重みを減らすだけでなく可変長にすることで固定長と比較して伝送速度を向上させる符号として Energy efficient prefix code (EPC) を送信符号として用いることが従来の研究で提案されている。EPC は符号内における各ビットの番地によって HB の生起確率が異なる。受信機では比較的簡易な検出方法である電力検出によってシンボルの検出を行う。本研究では各ビットの番地における HB の生起確率を考慮して閾値を設定する電力検出方式を提案した。提案した信号検出方式について THz 帯伝搬路において性能評価を行い、HB の生起確率を考慮しない信号検出方式との比較を行っ

た. この比較結果において提案した信号検出方式が高い伝送速度と電力効率を示しており, WNSNに適した信号検出方式であることを示している. 本論文は THz 帯における伝搬路モデルと信号検出について述べており, THz 帯無線通信システムの評価・設計開発において有益であると考え.



# Abstraction

THz wireless communication is a reasonable option for wireless nanosensor network (WNSN) applied to health monitoring and other applications, and for mobile communication systems in the 6th generation and beyond. One of reason is that THz band is suitable for nanodevice with carbon nanotube antenna in WNSN. In addition, higher throughput communication systems are required so huge wide band communication in THz band is expected. WNSN is attractive technique in medical fields. Nanoantenna in nanodevice has oscillation frequency from 0.1 to 10 THz, so WNSN use THz wireless communication system. THz channel has significant loss by molecular absorption. There are a lot of research for transmittance as frequency domain channel model in THz band. In order to analysis of wireless communication system, it is necessary to derive channel model for time domain. In previous research, they give linear phase to transmittance and then get an impulse response. However, the impulse response with linear phase has symmetric response in time domain so it cannot satisfy with the causality. This research studies in the phase information which can satisfy with the causality. Experimental THz band measurements valid our approach, since analytical result agrees well. The coherence bandwidth is found for both of entire THz band and sub bands. And we calculate power loss which keep constraint coherent bandwidth. These results show significant variation as a function of frequency and useful for selection of proper frequency. We investigate a signal detection technique for WNSN in THz band. Due to a limitation of battery size in nanosensor terminal, on-off-keying (OOK) modulation with an energy efficient prefix code is promising approach for achieving energy efficient communications. In this OOK pulse modulation, if it is logical one, pulse signal is transmitted. Otherwise any pulse signal is not transmitted and this indicates logical zero. In addition, energy detector (ED) is employed for symbol detection since it is simple technique. For a further enhancement of the energy efficient communication based on OOK modulation with the prefix code, we propose an adaptive threshold setting in the ED. We evaluated the proposed threshold setting in THz channel in which an effect of molecular absorption is considered. The numerical evaluation show the advantages of the proposed threshold setting.





# 目次

要旨	i
Abstraction	iii
<b>第1章 序論</b>	<b>1</b>
1.1 研究背景	1
1.2 THz 帯電波伝搬路における課題	3
1.3 WNSN に適した無線通信方式の課題	3
1.4 本論文の目的と構成	4
<b>第2章 無線通信システムにおける伝搬路モデル</b>	<b>7</b>
2.1 見通し内における電波伝搬	7
2.2 結言	9
<b>第3章 THz 帯伝搬路モデル</b>	<b>11</b>
3.1 緒言	11
3.1.1 Notations	11
3.2 THz 帯伝搬路における伝搬損失	12
3.2.1 周波数領域における伝搬路モデル	12
3.3 THz 帯伝搬路における位相変動	15
3.3.1 従来手法による位相の導出 (FFB)	15
3.3.2 因果律を満たすインパルス応答 (FFB)	16
3.3.3 因果律を満たすインパルス応答 (LFB)	18
3.4 最小位相についての解釈	18
3.4.1 複素屈折率の実数部と虚数部の関係性	18
3.4.2 周波数応答と複素屈折率の関係性	19
3.5 計算機シミュレーションによる解析	20
3.5.1 因果律を満たすインパルス応答	21
3.5.2 実測値と理論値の比較	21

3.5.3	マルチパスにおけるインパルス応答 . . . . .	26
3.5.4	コヒーレンス帯域幅 . . . . .	27
3.5.5	電力損失 . . . . .	35
3.6	結言 . . . . .	39
<b>第 4 章</b>	<b>伝搬路モデルに基づく THz 帯無線通信方式の設計</b>	<b>41</b>
4.1	緒言 . . . . .	41
4.2	システムモデル . . . . .	41
4.3	通信路符号 . . . . .	43
4.3.1	Energy-efficient Prefix Code . . . . .	43
4.4	電力検出 . . . . .	46
4.4.1	適応型閾値の設計 . . . . .	46
4.5	計算機シミュレーションによる評価 . . . . .	49
4.5.1	平均パケット誤り率 . . . . .	49
4.5.2	電力効率 . . . . .	51
4.5.3	スループット . . . . .	51
4.6	結言 . . . . .	52
<b>第 5 章</b>	<b>結論</b>	<b>53</b>
	<b>謝辞</b>	<b>55</b>
	<b>参考文献</b>	<b>55</b>

# 目次

1.1	デバイスモデル . . . . .	2
1.2	本論文でモデル化した THz 帯伝搬路. . . . .	5
2.1	見通し内伝搬路 . . . . .	8
2.2	伝搬路のパワースペクトルと送信信号との関係性. . . . .	9
3.1	拡散損失と分子吸収による伝搬損失. 距離 $z = 1$ cm–100 cm, 気圧 $p = 1010$ hPa, RH = 69.6% and 気温 $T = 298.55$ K. . . . .	14
3.2	THz 帯伝搬路の概要図 (a) THz 帯全帯域モデル (b) 帯域制限モデル.[© 2018 IEEE] . . . . .	16
3.3	(a) 透過率 $ H(f, z) ^2$ . (b) 従来手法によるインパルス応答 $h_{\text{FFB,linear}}(\tau, z)$ , 遅延時間 $\tau$ の関数. 距離 $z = 10$ cm, 気圧 $p = 1010$ hPa, RH = 69.6%, 気温 $T = 298.55$ K.[© 2018 IEEE] . . . . .	17
3.4	(a) $z = 10$ cm における位相周波数特性 $-\theta(f, z)$ . (b) $z = 10$ cm における因果律を満たすインパルス応答 $h_{\text{FFB}}(\tau + \tau_p, z)$ . . . . .	20
3.5	テラヘルツ時間領域分光器の構成図.[© 2018 IEEE] . . . . .	21
3.6	RH = 52% における実測パルスと受信パルスの理論値の比較, (b) 送信信号 (RH 6%) と受信信号 (RH 52%) のパワースペクトル. 距離 $z = 62.5$ cm, 気温 $T = 295.15$ K, 気圧 $p = 1015.9$ hPa. . . . .	23
3.7	(a) 周波数選択性の高い受信パルスの理論値を比較, (b) 受信信号 (RH 52%) のパワースペクトル. 距離 $z = 62.5$ cm, 気温 $T = 295.15$ K, 気圧 $p = 1015.9$ hPa. . . . .	23
3.8	帯域幅 2.2 THz, 中心周波数 1.5 THz におけるガウシアンパルス. [© 2018 IEEE] . . . . .	24
3.9	線形位相から得られた受信パルス. RH = 52%, 距離 $z_1 = 62.5$ cm, 気温 $T = 295.15$ K, 気圧 $p = 1015.9$ hPa. [© 2018 IEEE] . . . . .	24
3.10	最小位相から得られた受信パルス. RH = 52%, 距離 $z_1 = 62.5$ cm, 気温 $T = 295.15$ K, 気圧 $p = 1015.9$ hPa. [© 2018 IEEE] . . . . .	25

3.11	直接波と反射波の二経路のマルチパスモデル ( $M = 2$ ). [© 2018 IEEE] . . .	26
3.12	$z_1 = 10$ cm におけるインパルス応答.[© 2018 IEEE] . . . . .	27
3.13	$z_1 = 80$ cm におけるインパルス応答.[© 2018 IEEE] . . . . .	27
3.14	FFB モデルにおけるコヒーレンス帯域幅 ( $z_1 = 1-100$ cm).[© 2018 IEEE] .	29
3.15	距離 $z_1 = 2, 10,$ and $80$ cm における $1/A_{abs}$ (3–3.4 THz).[© 2018 IEEE] .	29
3.16	LFB モデルにおける帯域幅 $B = 0.05$ THz 時のコヒーレンス帯域幅 (10 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	31
3.17	LFB モデルにおける帯域幅 $B = 0.3$ THz 時のコヒーレンス帯域幅 (10 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	31
3.18	LFB モデルにおける帯域幅 $B = 0.05$ THz 時のコヒーレンス帯域幅 (80 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	32
3.19	LFB モデルにおける帯域幅 $B = 0.3$ THz 時のコヒーレンス帯域幅 (80 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	32
3.20	(a) 10 cm におけるコヒーレンス帯域幅 (帯域幅 0.05 THz–0.3 THz). (b) $f_c = 1.975$ THz における $h_{LFB}$ のパワースペクトル ( $B = 0.15$ THz と $0.3$ THz).	33
3.21	$z_1 = 10$ cm における反射電力スペクトル w/o spreading loss.[© 2018 IEEE]	34
3.22	$z_1 = 80$ cm における反射電力スペクトル w/o spreading loss.[© 2018 IEEE]	34
3.23	見通し内伝搬路における帯域幅 $B = 0.05$ THz に対する電力損失 (1–100 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	35
3.24	見通し内伝搬路における帯域幅 $B = 0.3$ THz に対する電力損失 (1–100 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	36
3.25	帯域幅 $B = 0.05$ THz 時の電力損失 (a) 距離 10 cm, (b) 距離 95 cm. . . .	37
3.26	帯域幅 $B = 0.1$ THz 時の電力損失 (a) 距離 10 cm, (b) 距離 95 cm. . . .	37
3.27	マルチパス伝搬路における帯域幅 $B = 0.05$ THz に対する電力損失 (1–100 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	38
3.28	マルチパス伝搬路における帯域幅 $B = 0.3$ THz に対する電力損失 (1–100 cm).[© 2018 IEEE] . . . . .	38
3.29	BER v.s. 電力損失 ( $B = 0.05$ THz, 10 cm). . . . .	39
4.1	ナノセンサ無線通信システム概要. . . . .	42
4.2	パルス OOK 変調信号. . . . .	42
4.3	符号長 $m = 3$ の二元符号バイナリーツリー. . . . .	44
4.4	BTWD アルゴリズムのフローチャート. . . . .	45
4.5	受信機概要図. . . . .	46
4.6	適応型閾値設計フローチャート. . . . .	48

4.7	シンボル間隔に対する平均パケット誤り率. . . . .	50
4.8	多値数に対する平均パケット誤り率. [© 2021 IEICE] . . . . .	50
4.9	多値数に対する電力効率.[© 2021 IEICE] . . . . .	51
4.10	多値数に対するスループット.[© 2021 IEICE] . . . . .	52



# 表 目 次

3.1	本論文で用いられる主要なパラメータ . . . . .	12
3.2	EKSPLA T-spec spectrometer 仕様 . . . . .	22
4.1	EPC 符号のビットの番地における “1” の生起確率 . . . . .	47



# 第1章 序論

## 1.1 研究背景

ミリ波帯 (30-300GHz) を用いた第5世代移動通信システム (5G) [2,3] が注目を集めるなど, 高データレートを達成する無線通信システムへの需要が高まっている. これまでの第4世代移動通信システムではデータレートは1ギガビット/秒 (Gbps) であり, 5Gでは10Gbpsを達成することができる [2-4]. 拡張現実/仮想現実 (AR/VR) を用いたショッピングモール等のサービスや自動運転システムなど, 今後もさらに高いデータレート (Tbps) が必要とされる [5-7]. このような高データレートが要求される無線通信システムにおいて, テラヘルツ帯 (THz 帯) の活用が注目されている [8-11]. ここで THz 帯は 0.1-10THz の周波数帯を指しているが, 特に 1THz 以上の周波数帯においては他の無線通信システムによる占有はない [12]. また THz 帯電波を放射する電子部品の技術の発展により 2THz 以下における電波の放射や, 100 $\mu$ W-1mW までの高い電力で放射も可能となっている [13]. 以上のような状況から, THz 帯を用いた無線通信システムの研究や開発が着目され来ている.

しかし THz 帯においては伝搬損失が大きいため, 無線通信システムにおける適用範囲は 10m 未満の短距離となる [1]. 伝搬損失において THz 帯特有の損失が大気による分子吸収損失である. 分子吸収損失は大気中の分子と THz 帯の電磁波による共鳴等によって引き起こされるため, 周波数に依存した損失となる [14]. このような THz 帯特有の減衰の影響が少ない帯域において, これまでにも 240GHz 帯の無線局 [15] や室内データ転送端末 [16-19], 車対 X(V2X) 通信 [20,21] などの検討が行われている. しかしより高い周波数帯も含めて THz 帯を利用する場合には, 減衰がより多くの周波数で起こるため, 分子吸収による信号波形の歪を考慮して設計する必要がある.

本研究では短距離の無線通信システムとしてナノデバイス間の無線通信である Wireless Nanosensor Networks(WNSN) に着目する. ナノデバイスを用いたアプリケーションとして植物や人間のヘルスケアモニタリングや化学物質検知などが挙げられる [22]. ナノデバイスは数百ナノメートルからマイクロメートル単位であるため, 単体でのセンシング領域は限られてしまう. そこでデバイス間で無線通信を行うことでセンシング領域が拡大し, アプリケーションの適用先を広げることができる. WNSN において提案されているデバイス間の無線通信として, 電磁波を用いた無線通信と分子を用いた無線通信がある. 分子通信

では分子一つ一つに情報を載せて伝達する，ミツバチが仲間に警告を知らせる際にフェロモンを用いている．さらなる分子通信の詳細は [23, 24] で述べられている．しかし，一般的には分子通信は電磁波を用いた通信よりもデータレートが遅くなってしまう．これら二つの通信の内，本研究では電磁波を用いた通信システムに着目する．

ナノデバイスは Carbon Nanotubes(CNTs) や Graphene Nanoribbons(GNRs) によって大部分が構成されるデバイスであり，図 1.1 のようになっている．ナノデバイスの各ユニッ

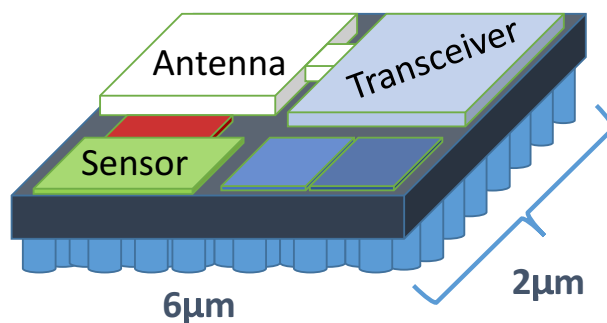


図 1.1: デバイスモデル

トについては研究段階であるが，以下ではセンシング，バッテリー，アンテナについて述べる [22]．センシングユニットとしては，グラフェンを材料とした CNT による電界効果トランジスタ (FET) がセンサ能力が注目されている [22]．外力が加わることによる FET の on/off が切り替わる閾値が変化することを利用した物理センサ，グラフェンが吸収する分子によって伝導率が変化することによる電子的特性の変化を利用した化学センサ，さらに化学センサを応用し，ウイルス等を吸収することによる電子的特性変化を検出するセンサ等が研究されている [25, 26]．

バッテリーユニットとして，リチウムから製造されたナノバッテリーが例として挙げられるが，非常にバッテリー容量が小さく周期的に充電しなければならない [27]．これを克服するために，酸化亜鉛ナノワイヤに外力を加わえて発電する自己発電式のナノバッテリーが考えられており，ナノワイヤに CNT を用いて効率的に発電を行うことも検討されている [28]．

ナノデバイスに搭載されるアンテナは従来の銅などの金属素材を用いると発信周波数が数百 THz となり，信号処理部に要求されるスイッチング速度が速過ぎるため現実的ではない．一方で，グラフェンを用いたカーボンナノチューブ (CNT) アンテナ [29] やパッチアンテナ [30] は，ナノデバイスに装着可能なサイズにおいて数 THz と比較的現実的な周波数の THz 帯での利用が可能となる [1]．この THz 帯においてはグラフェンを用いた送受信

機 [31] や変調器 [32] がこれまでも提案されている。

THz 帯の電磁波を用いた WNSN における課題として、伝搬路モデル化と通信方式、通信プロトコルの三つが課題として挙げられる [22]。これまでも伝搬路モデル化 [1, 14, 33–35] と通信方式 [22, 34, 36–39]、通信プロトコル [40, 41] はさまざまなアプローチで研究されてきている。

本論文では主に THz 帯電波伝搬路のモデル化と WNSN に適した無線通信方式についての課題と提案について述べている。電波伝搬路についての主な検討項目は見通し内伝搬路である。また WNSN に適した無線通信方式については受信機における符号検出方式について主に検討している。

## 1.2 THz 帯電波伝搬路における課題

これまでの無線通信システムでは極超短波帯 (UHF 帯: 300 MHz–3 GHz) 等の THz 帯と比べて非常に低い周波数帯が用いられてきた。また、UHF 帯や 5G における伝搬路のモデル化も数多く行われている [4, 42–47]。しかし THz 帯では UHF 帯とは異なり、大気中に存在する分子による分子吸収の影響を考慮しなければならない [1, 14, 22]。また分子吸収は THz 帯の電波が大気中の分子の運動エネルギーとして吸収されることと考えられている [14, 48]。また分子同士の衝突等により、共振周波数周辺においても分子吸収が生じる [14, 49]。分子吸収は大気中の分子の密度、種類にも依存するため、気温や気圧、相対湿度にも依存する。さらに分子吸収による減衰は THz 帯における複数の周波数帯において発生する。実測データは the high-resolution transmission molecular absorption database (HITRAN) によってデータベース化されている [50, 51]。[1, 14, 33] により THz 帯の電磁波に対しては水蒸気分子による影響が支配的であることが示されている。

THz 帯無線通信では屋内外や WNSN の人体内における運用では、障害物や天候、体内における電力減衰も考慮する必要がある。屋外における通信では雨や雪などの環境では水滴による電力減衰 [52–54] が課題である。また伝搬路中に存在する障害物による反射・透過・回折の影響による電力減衰や伝搬遅延による干渉も課題となる [55–61]。体内における THz 帯の伝搬では脂肪や水分、ヘモグロビンによる吸収だけでなく、細胞等による散乱によっても減衰するため課題となる [62–66]。

## 1.3 WNSN に適した無線通信方式の課題

ナノデバイスに搭載されるバッテリー容量は非常に少ないため無線通信に消費できるエネルギーは限られている。そこで WNSN において数ピコ秒のパルスを用いた OOK 変調が検討

されている [22, 34]. OOK 変調では符号 “1” (High Bit: HB) であればパルス信号を送信し、符号 “0” (Low bit: LB) であればパルス送信しない. THz 帯のパルス信号をグラフェンを素材としたキャパシタやチューブを用いて放射することができるため [29–31, 67], WNSN においてはパルス信号による OOK 変調が有力な方式である. さらに [27, 68] では振動によるエネルギー補給とエネルギー管理を行うことでエネルギー枯渇問題に取り組んでいる. しかしパルス放射に消費されるエネルギーを補給するためには長い時間必要となる. より低消費エネルギーで固定長の符号を送信する方法が [36–38] にて提案されている. また可変長の符号送信方法として [39] では On-Off Keying(OOK 変調) のためのエネルギー効率のよい接頭符号語 (EPC) が提案されている. EPC は、符号語の平均 HB 数を減らすことで、1 ビットあたりのエネルギー消費量を削減している. HB の生起確率が各ビットに依存しているため、生起確率に応じた信号検出の設計が必要となる.

## 1.4 本論文の目的と構成

THz 帯電波を用いた次世代の無線通信システムにおいて伝搬路のモデルは送受信信号の関係性の把握や性能評価において必要である. また低消費エネルギーかつ信頼性の高い通信方式の提案は、WNSN の実現において重要である. そこで本論文では主に THz 帯電波伝搬路のモデル化と WNSN に適した無線通信方式についての提案を行っている. 具体的には二つの通りである.

- THz 帯電波伝搬路のモデル化では、主に分子吸収が顕著である見通し内伝搬路の線形システム伝達関数によるモデル化を行っている.
- WNSN に適した無線通信方式では、低消費エネルギーな符号である EPC に対する信号検出法の提案を行う.

本論文は本章を含む 5 章で構成されている.

2 章では従来の UHF 帯における伝搬路モデルについて述べる. 従来の無線通信システムにおいて送受信信号を線形システム伝達関数における入出力関係で示すとともに、伝搬路のモデル化について概要を説明している. さらに伝搬路モデルを用いた通信システム性能評価・設計について述べている.

3 章にて THz 帯伝搬路のモデル化について述べる. 本章は研究業績論文 [69, 70][© 2017 IEEE], [71][© 2018 IEEE], [72][© 2019 IEEE] を基に説明する. 分子吸収の影響を大きく受ける伝搬路の線形システム伝達関数によるモデル化について説明している. 図 1.2 は本章においてモデル化した伝搬路についてのフローチャートとなっている. 大気中における分子吸収の減衰を考慮した伝搬路における直接波と反射波を本論文ではモデル化してい

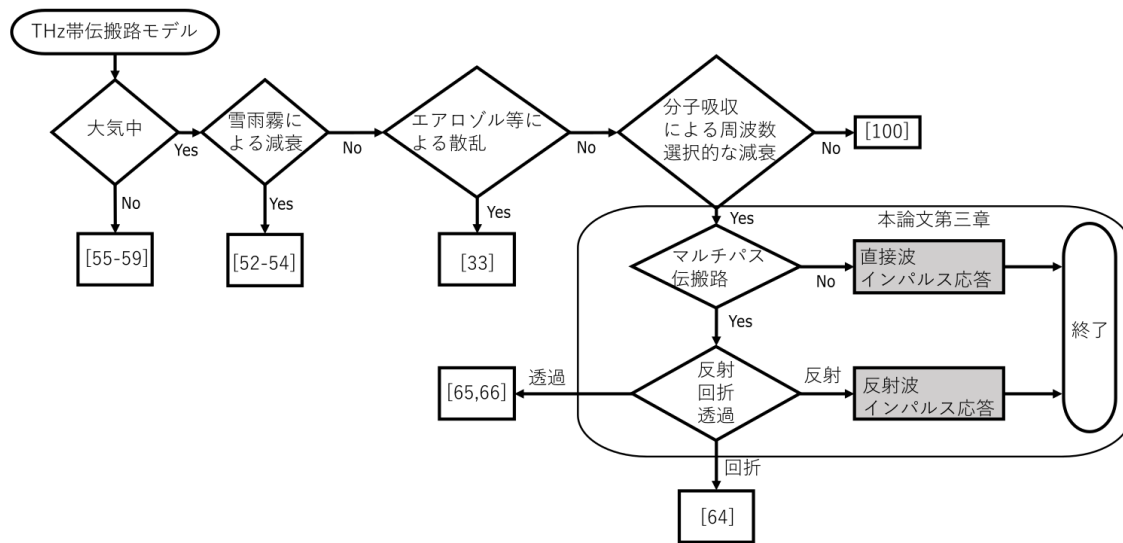


図 1.2: 本論文でモデル化した THz 帯伝搬路.

る。従来は周波数応答における位相項に物理的距離に応じた位相回転量のみを与えている。周波数選択的に歪が生じる伝搬路において従来手法を用いると、信号到達前に応答が生じてしまい因果律を満足しない。そこで位相項に最小位相を与えることで、因果律を満たすインパルス応答を導出することを提案する。また最小位相についての解釈を物質の屈折率と吸収係数の観点から述べる。本章では計算機シミュレーションと実測結果を用いて提案手法の有効性・妥当性を検証している。また伝搬路の歪と電力損失の特徴を計算機シミュレーションによって明らかにした。

4章にて低消費エネルギーな符号である EPC に対する信号検出法について述べる。本章は研究業績論文 [73][© 2021 IEICE] を基に説明する。WNSN において簡易な電力検出が有力な信号検出方式である [22]。EPC による符号化から電力検出を用いた信号検出までの WNSN における通信システムの概要を説明する。次にエネルギー効率の高い符号語である EPC について説明し、符号語内において HB の生起確率が符号語内のビットの番地に依存していることを示す。そこで HB の生起確率に応じて更新する電力検出の閾値を提案する。本章では計算機シミュレーションにおいて提案手法が WNSN において有効であることを示した。

5章では本論文の結論として研究内容をまとめ、今後の展望についても述べる。



## 第2章 無線通信システムにおける伝搬路モデル

本章では一般的な無線通信システムにおける伝搬路モデルについて述べる。最初に見通し内における電波伝搬について説明し、次に送信波と受信波の関係性が線形システムで表せることを示す。また線形システムによるモデル化が伝搬路の評価や送受信機設計において有用であることを述べる。

### 2.1 見通し内における電波伝搬

自由空間の遠方界領域において、正弦波  $\cos(2\pi ft)$  を送信信号とした時、受信波は式 (2.1) のように示すことができる。

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha(\theta, \phi, f)\cos(2\pi f(t - z_1/c))}{z_1}, \quad (2.1)$$

$\alpha$  は送信アンテナと受信アンテナのアンテナパターンの積であり、 $\theta, \phi$  はそれぞれ水平角度と垂直角度である。また  $f, c, z_1$  は搬送波周波数と光速、伝搬距離である。次に図 2.1 のような見通し内伝搬路を想定する。受信波は直接波と遅延波の足し合わせで示すことができるため、式 (2.2) となる。

$$E_r(f, t) = \frac{\alpha\cos(2\pi f(t - z_1/c))}{z_1} - \rho\frac{\alpha\cos(2\pi f(t - z_2/c))}{z_2}, \quad (2.2)$$

$\rho$  は反射による減衰項である。簡潔なモデル化のため、直接波と遅延波のアンテナパターンは同一であるとし、また  $\rho$  も定数とした。この時式 (2.2) は次式のように変形できる。

$$E_r(f, t) = \int \sum_{i=1}^2 a_i \delta\left(\tau - \frac{z_i}{c}\right) \cos(2\pi f(t - \tau)) d\tau. \quad (2.3)$$

$a_1 = \alpha/z_1, a_2 = \alpha/z_2 \exp(\pi)$  は伝搬による振幅と位相の変動を示している。式 (2.3) から送信波と受信波の関係性は線形システム伝達関数で表せる。無線通信システムにおいてはこのインパルス応答が伝搬路の特性を表している。

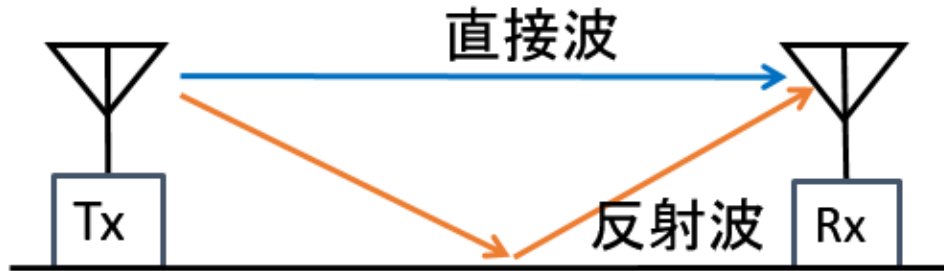


図 2.1: 見通し内伝搬路

インパルス応答より得られる電力遅延プロファイルによって伝搬路の統計的性質の表現も行われている。この電力遅延プロファイルにおいて遅延波の遅延時間や電力を表現する指標として遅延広がり  $\tau_{rms}$  がよく用いられる [4, 43, 44]。この遅延広がり  $\tau_{rms}$  は次式のように電力遅延プロファイルの標準偏差によって定義されている。

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int (\tau - \tau_m)^2 |h(\tau, z)|^2 d\tau}{\int |h(\tau, z)|^2 d\tau}}, \quad (2.4)$$

ここで  $h$  はインパルス応答であり、 $\tau_m$  は平均遅延時間である。

$$\tau_m = \frac{\int \tau |h(\tau, z)|^2 d\tau}{\int |h(\tau, z)|^2 d\tau}.$$

これまで [74, 75] において電力遅延プロファイルの実測や遅延広がりの評価が行われてきた。

また伝搬路の周波数応答からも送信信号が受ける影響を知ることができる。図 2.2 は複数の遅延波が存在する環境における伝搬路のパワースペクトルと送信信号との関係性を示している。周波数に対する伝搬路の電力変動をパワースペクトルを黒線で示している。また図 2.2(a) に広帯域信号を緑線で示し、(b) に狭帯域信号を青線で示した。伝搬路の電力変動は複数の遅延波の足し合わせによって強めあいと弱めあいが起こり、送信信号の振幅と位相を変動させることを示している。このような複数の遅延波による変動する伝搬環境はフェージング環境と呼ばれている。また遅延波による歪の少ない帯域幅はコヒーレンス帯域幅  $W^{Coh}$  であり、 $W^{Coh} = 1/\tau_{rms}$  で定義される [4, 43]。図 2.2(a) ではコヒーレンス帯域幅と比較して信号帯域幅が大きく、広帯域信号による高速なデータレートを可能とするが、遅延波によるシンボル間干渉が通信の信頼性を大きく劣化させる。このような信号帯域幅内における大きい変動は周波数選択性フェージングとされている。また図 2.2(b) ではコヒーレンス帯域幅と比較して信号帯域幅は小さいため、シンボル間干渉は小さいがデータレートが低下する。フェージング環境における無線通信システムの評価は [76, 77] にて



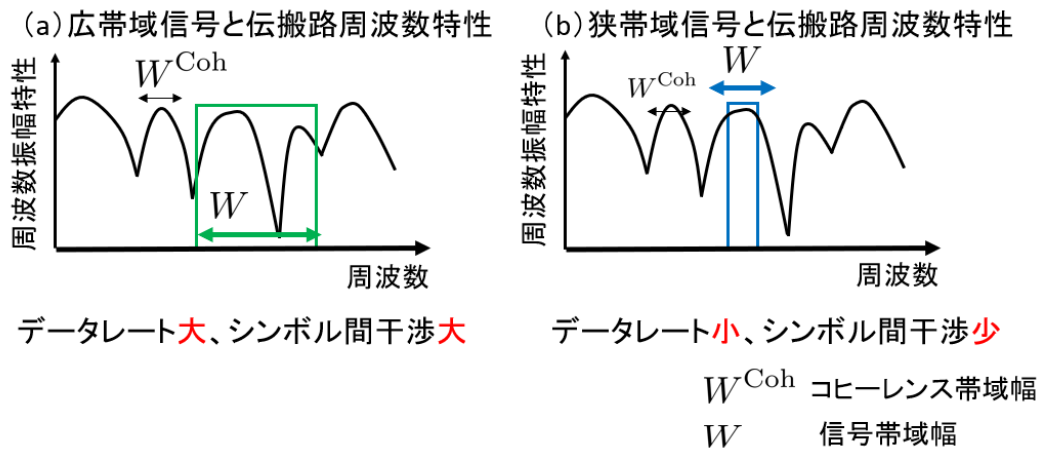


図 2.2: 伝搬路のパワースペクトルと送信信号との関係性.

行われており, [76] ではインパルス応答を用いた評価を行い, 軽減困難なエラーフロアがシンボル間干渉によって引き起こされることが示されている.

フェージング環境における歪の少ない伝送には, コヒーレンス帯域幅の評価やシンボル長設計, 等化器などの無線システムの設計が必要とされ, これは線形システム伝達関数でモデル化された伝搬路を基に行われる [4, 43, 44].

## 2.2 結言

本章では従来の無線通信システムの伝搬路のモデル化として送信信号と受信信号の関係性を線形システムによって示した. また伝搬路モデルが遅延波の統計的性質を与える事を示した. さらに伝搬路のモデル化が無線通信システムにおける性能評価や無線通信システム設計において有用であることを示した.



## 第3章 THz帯伝搬路モデル

### 3.1 緒言

本論文では時間領域における伝搬路のモデル化として、透過率を用いて因果律を満たす時間インパルス応答の導出を行う。透過率では拡散損失と分子吸収を考慮する。[33,34]で行われてきた線形位相シフトを用いた従来の手法とは異なり、位相を Hilbert 変換を用いて導出し、因果律を満たすインパルス応答 *causal impulse response* を求める。同様のアプローチは分光学の分野においても用いられている [78]。具体的には、反射波の位相項を振幅項から Hilbert 変換を用いて求めている。本論文の新しい知見は、THz 帯無線通信のための因果律を満たすインパルス応答を求めるために Hilbert 変換を用いたことである。また実測データと比較することによりインパルス応答の妥当性を示した。

加えて、帯域制限した伝搬路について任意の中心周波数におけるコヒーレンス帯域幅を評価した。ここでは送受信機両方にバンドパスフィルタを設置することにより帯域を制限した。THz 帯におけるコヒーレンス帯域幅は分子吸収の影響が支配的である。また、分子吸収がおこる周波数はほとんど決定論的に決まる [14]。一方で、UHF 帯におけるフェージングによる受信電力の落ち込みが起きる周波数は無作為に変動してしまう。従って、コヒーレンス帯域幅は与えられたマルチパス伝搬路毎に変化してしまうため一意に決定することはない。

さらに、帯域制限した伝搬路における電力損失を計算した。ここでは目標とするコヒーレンス帯域幅を超えることができる帯域についてのみ電力損失を計算した。この電力損失はナノデバイスの THz 帯における無線通信方式を設計する上で有益である。

#### 3.1.1 Notations

表 3.1 に本論文で用いる主要なパラメータを記載する。

表 3.1: 本論文で用いられる主要なパラメータ

Quantity	Symbol	Unit
Absorption coefficient	$k_a$	$\text{cm}^{-1}$
Distance	$z$	cm
Frequency	$f$	Hz
Pressure	$p$	hPa
Temperature	$T$	K
Speed of light	$c$	$2.99792458 \times 10^{10}$ cm/s

## 3.2 THz 帯伝搬路における伝搬損失

送受信機間の距離  $z$  cm を伝搬する THz 帯の電波の伝搬路についてモデル化を行う。送受信機間の伝搬路は見通し内伝搬路を想定し、直接波と反射波について本論文ではモデル化する。また送受信機は無指向性アンテナを用いるとし、アンテナの特性は考慮しない。THz 帯伝搬路のモデル化の際には拡散損失と分子吸収損失を考慮する。

### 3.2.1 周波数領域における伝搬路モデル

#### 直接波モデル

周波数領域におけるモデルとして受信電力と送信電力の比率である透過率を示す [14]。これは線形システム伝達関数における周波数応答の絶対値に相当する [33,34]。送受信機間の距離を  $z$  cm とした時、透過率  $|H(f, z)|^2$  は以下のように書ける。

$$|H(f, z)|^2 = \frac{P(f, z)}{P(f, z=0)}, \quad (3.1)$$

ここで  $f$  と  $P(f, z=0)$ ,  $P(f, z)$ ,  $H(f, z)$  はそれぞれ周波数と送信電力, 受信電力, 周波数応答である。透過率によって伝搬損失は [1] より次式で表わせる。

$$\text{Path loss [dB]} = -10\log_{10}(|H(f, z)|^2). \quad (3.2)$$

式 (3.1) の透過率は電力から計算されるため、振幅情報しか持っておらず位相情報を失っている。透過率  $|H(f, z)|^2$  は拡散損失と分子吸収損失より、次式のように書ける [1]。

$$|H(f, z)|^2 = [A_{abs}(f, z) \times A_{spread}(z)]^{-1}, \quad (3.3)$$

ここで  $A_{spread}(z)$  と  $A_{abs}(f, z)$  はそれぞれ拡散損失と分子吸収損失である。また自由空間における拡散損失  $A_{spread}(z)$  は  $4\pi z^2$  である。分子吸収損失  $A_{abs}(f, z)$  では吸収線による損失  $A_{la}(f, z)$  と連続吸収による損失  $A_{ca}(f, z)$  の二つを考慮しなければならない [14]。分子吸収損失  $A_{abs}(f, z)$  は以下のように定式化される。

$$A_{abs}(f, z) = A_{la}(f, z) \times A_{ca}(f, z). \quad (3.4)$$

$A_{la}(f, z)$  と  $A_{ca}(f, z)$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned} A_{la}(f, z) &= \exp\left(\sum_i k_{la}^i(f) z\right) \\ A_{ca}(f, z) &= \exp\left(\sum_j k_{ca}^j(f) z\right), \end{aligned} \quad (3.5)$$

$i$  と  $j$  はそれぞれ分子の種類を示す指数と連続吸収の要因の種類を示す指数であり、 $k_{la}$  と  $k_{ca}$  はそれぞれ吸収係数と連続吸収である。吸収係数と連続吸収係数は *am model* [14] を用いて計算した。*am model* は HITRAN [51] から得た情報を用いて計算している。

図 3.1 は拡散損失と分子吸収損失による伝搬損失を示しており、距離と周波数を変数とする。この図は次のパラメータに従う：距離  $z = 1\text{--}100$  cm, 気圧  $p = 1010$  hPa, 湿度  $RH = 69.6\%$ , 気温  $T = 298.55$  K。電力損失の最大値を 80 dB に設定し、分子吸収による損失と拡散損失を比較しやすくしている。

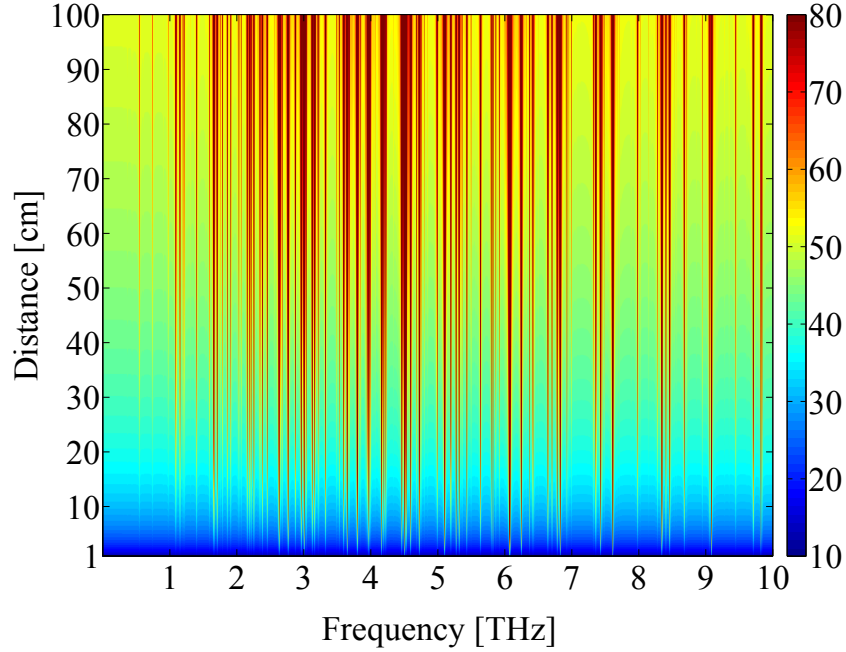


図 3.1: 拡散損失と分子吸収による伝搬損失. 距離  $z = 1 \text{ cm} - 100 \text{ cm}$ , 気圧  $p = 1010 \text{ hPa}$ ,  $\text{RH} = 69.6\%$  and 気温  $T = 298.55 \text{ K}$ .

### 反射波モデル

THz 帯電波は波長が従来の周波数帯と比較して短くなるため、反射する場合には反射体の表面粗さに影響を受ける。反射体表面の凸凹によって各反射点からの反射波が足し合わされることによる強めあい弱めあいや、散乱による電力減衰が主な影響となる [79]。THz 帯における表面粗さによる影響については実測も含めて多数検討されてきた [55–58, 80–86]。本論文では屋内における反射を想定しており、反射経路における電力スペクトル  $|H_{m,\text{refl}}(f, z_m)|^2$  は次式で示される [55–58]。

$$|H_{m,\text{refl}}(f, z_m)|^2 = |H_{m,\text{los}}(f, z_m) \cdot R(f)|^2, \quad (3.6)$$

ここでは  $H_{m,\text{los}}(f, z_m)$  と  $R(f)$  は  $m$  番目の直接波の周波数応答と反射係数である。キルヒホッフ理論に従い、粗い表面での反射係数  $R(f)$  は以下のように表わせる。

$$R(f) = \gamma_{\text{TE}}(f) \cdot \rho(f), \quad (3.7)$$

$\gamma_{\text{TE}}(f)$  は電磁波の入射面に平行な成分に対する平滑な反射体表面における反射係数を示しており、 $\rho(f)$  はレイリー粗さ係数を示す。一般性を失うことなく、入射面に垂直な成分に

対しても同様にして求められる。平滑な反射体表面における反射係数は以下に示すとおりである。

$$\gamma_{\text{TE}}(f) = \frac{n_i \cos \theta_m - n_t \sqrt{1 - \left(\frac{n_i}{n_t} \sin \theta_m\right)^2}}{n_i \cos \theta_m + n_t \sqrt{1 - \left(\frac{n_i}{n_t} \sin \theta_m\right)^2}}, \quad (3.8)$$

大気の屈折率と反射体の屈折率、 $m$  番目の経路の入射角はそれぞれ  $n_i$  と  $n_t$ 、 $\theta_m$  とする [87]。反射体の屈折率  $n_t$  は周波数依存している。レイリー粗さ係数  $\rho(f)$  は次式で示される。

$$\rho(f) = \exp\left(-\frac{8\pi \cdot f^2 \cdot \sigma^2 \cdot \cos^2 \theta_m}{c^2}\right). \quad (3.9)$$

反射体の表面粗さは標準偏差  $\sigma$  のガウス分布に従うとしており、これは多くの室内環境に設置されている反射体について有効である [88]。

### 3.3 THz 帯伝搬路における位相変動

THz 帯伝搬路においても遅延波の特徴の評価・解析を行うためには、2章で示したような時間領域におけるモデル化（具体的にはインパルス応答）が必要である。前章までの伝搬損失モデルは振幅の受ける変動についてのモデル化であった、そこで本章では位相の受ける変動のモデル化について説明する。さらに時間領域におけるモデル化としてインパルス応答を導出する。3.3.1章において従来の位相導出法を示し、3.3.2において提案する位相の導出法について説明する。また伝搬路の帯域について図 3.2 に示すように、二つのモデルを検討した。一つ目は図 3.2(a) のように THz 帯の電波伝搬でのみ特徴付けられる、これを THz 帯全帯域モデル (FFB) とする。二つ目は図 3.2(b) のように送受信機両方にルートコサインロールオフフィルタを設けて帯域制限をしており、これを帯域制限モデル (LFB) とする。

#### 3.3.1 従来手法による位相の導出 (FFB)

本章では FFB モデルにおいて [33, 34] で示されている従来の位相導出とインパルス応答導出について述べる。従来の位相導出では電波の進んだ物理的経路長  $z$  に応じた位相回転量として、次式のような線形位相シフトを与えている。

$$\phi(f, z) = -2\pi f z / c. \quad (3.10)$$

この時、周波数応答  $H_{\text{linear}}(f, z)$  は次式で与えられる。

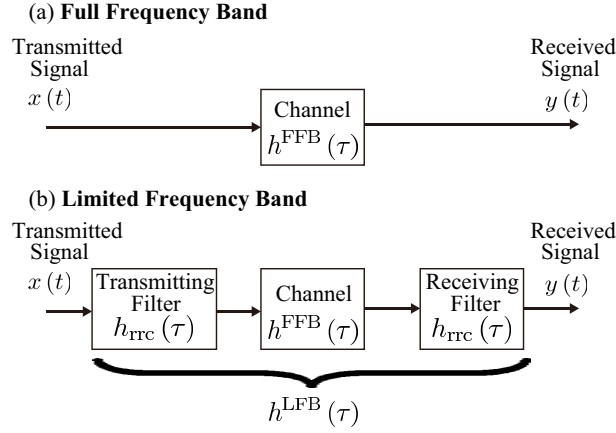


図 3.2: THz 帯伝搬路の概要図 (a) THz 帯全帯域モデル (b) 帯域制限モデル.[© 2018 IEEE]

$$H_{\text{linear}}(f, z) = |H(f, z)| \exp(j\phi(f, z)), \quad (3.11)$$

$|H(f, z)|$  は透過率の平方根であり, 式 (3.3) より求められる. インパルス応答  $h_{\text{FFB,linear}}(\tau, z)$  は周波数応答より求められる.

$$h_{\text{FFB,linear}}(\tau, z) = \mathcal{F}^{-1} [H_{\text{linear}}(f, z)], \quad (3.12)$$

$\mathcal{F}^{-1} [\cdot]$  はフーリエ逆変換を示す.

図 3.3 (a) は, 式 (3.3) から算出される THz 帯における透過率を示しており, 周波数の関数である. この図で用いられたパラメータは次の通りである. 距離  $z = 10$  cm, 気圧  $p = 1010$  hPa, 相対湿度 RH = 69.6%, 気温  $T = 298.55$  K. 図 3.3 (b) にて, 式 (3.11)–式 (3.12) から求まる, 線形位相シフトを用いたインパルス応答を示している. 線形位相シフトから導出されたインパルス応答の問題点として,  $\tau = 0.33356$  nsec を中心に左右対称に応答が存在している. このインパルス応答が, 受信波の到来時刻以前にも応答を示してしまう要因となる. 従って, 実環境にそった正しい受信波を計算するためには, 因果律を満たすインパルス応答の位相項を用いなければならない.

### 3.3.2 因果律を満たすインパルス応答 (FFB)

ここでは FFB モデルについて因果律を満たすインパルス応答は以下の式を満たす.

$$h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z) = \begin{cases} h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z) & \tau \geq \tau_p \\ 0 & \tau < \tau_p, \end{cases} \quad (3.13)$$



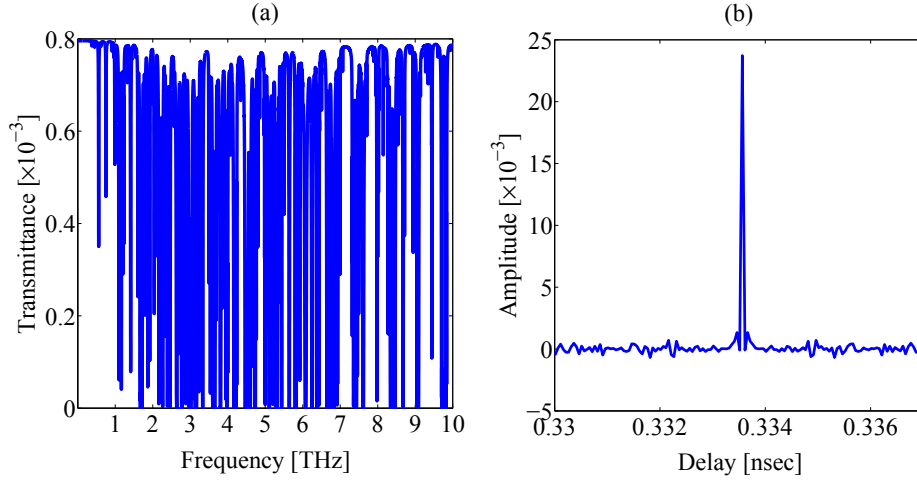


図 3.3: (a) 透過率  $|H(f, z)|^2$ . (b) 従来手法によるインパルス応答  $h_{\text{FFB,linear}}(\tau, z)$ , 遅延時間  $\tau$  の関数. 距離  $z = 10$  cm, 気圧  $p = 1010$  hPa, RH = 69.6%, 気温  $T = 298.55$  K. [© 2018 IEEE]

ここで  $\tau_p$  は伝搬遅延時間である.  $h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z)$  の周波数応答はフーリエ変換より与えられる.

$$\begin{aligned} H(f, z) &= \int_{\tau_p}^{\infty} h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\ &= e^{-j2\pi f\tau_p} \int_0^{\infty} h_{\text{FFB,causal}}(\tau + \tau_p, z) e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$H'(f, z) = \int_0^{\infty} h_{\text{FFB,causal}}(\tau + \tau_p, z) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.15)$$

$H'(f, z)$  を式 (3.15) によって定義すると, 周波数応答  $H(f, z)$  は次式で書き表わせる.

$$H(f, z) = e^{-j2\pi f\tau_p} H'(f, z). \quad (3.16)$$

$\exp[-\alpha(f, z)]$ ,  $\theta(f, z)$  はそれぞれ  $H'(f, z)$  の振幅項と位相項とする. 従って, 振幅項と位相項はそれぞれ  $\exp[-\alpha(f, z)] = |H'(f, z)| = |H(f, z)|$  と  $\theta(f, z) = \arg(H'(f, z))$  と書ける. この時,  $H'(f, z)$  は  $\alpha(f, z)$  と  $\theta(f, z)$  を用いて表わせる.

$$H'(f, z) = \exp[-\alpha(f, z) + j\theta(f, z)]. \quad (3.17)$$

$h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z)$  は因果律を満たすので,  $\alpha(f, z)$  と  $\theta(f, z)$  は Hilbert 変換対である [78, 89]. 従って,  $\theta(f, z)$  は  $\alpha(f, z)$  の Hilbert 変換で与えられる.

$$\theta(f, z) = -\frac{1}{\pi} \text{PV} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha(f', z)}{f' - f} df', \quad (3.18)$$

ここで PV はコーシーの主値を示す [90].  $|H(f, z)|$  が与えられた時, 式 (3.16)–式 (3.18) より,  $H(f, z)$  は導ける. 因果律を満たすインパルス応答は周波数応答をフーリエ逆変換することで得られる.

$$h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z) = \mathcal{F}^{-1}[H(f, z)]. \quad (3.19)$$

以上より, 因果律を満たすインパルス応答は次の手順で導ける. 初めに, 式 (3.3) から  $\alpha(f, z)$  を求め, 式 (3.18) へ代入し  $\theta(f, z)$  を求める. 最後に, 式 (3.17) より式 (3.16) の周波数応答  $H(f, z)$  を求め, 式 (3.19) よりインパルス応答  $h_{\text{FFB,causal}}(\tau, z)$  を求める.

### 3.3.3 因果律を満たすインパルス応答 (LFB)

LFB モデルにおいて,  $h_{\text{LFB}}(\tau, z)$  は  $h_{\text{FFB}}(\tau, z)$  と BPF の  $h_{rc}(\tau, f_c)$  を用いて表わされる.

$$h_{\text{LFB}}(\tau, z, f_c) = \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{FFB,causal}}(\tau', z) h_{rc}(\tau - \tau', f_c) d\tau'. \quad (3.20)$$

また BPF としてルートレイズドコサインフィルタを送受信機両方に設けている. この時, BPF の  $h_{rc}(\tau, f_c)$  は次式で与えられる [43].

$$h_{rc}(\tau, f_c) = 2\pi^2 B_o \text{sinc}(2\pi B_o \tau) \frac{\cos(2a\pi B_o \tau)}{\pi^2 - (4a\pi B_o \tau)^2} \times \cos(2\pi f_c \tau), \quad (3.21)$$

ここで,  $B_o = (\pi B)/(2\pi + 4.853a)$ ,  $a$  はローloff係数,  $B$  は要求される伝送帯域幅, また  $f_c$  は中心周波数である. LFB モデルでは  $f_c$  と  $B$  が着目する周波数帯を決定する. 実際には, フィルタの時間応答が因果律を満たすように, 応答を切り取り, 遅らせなければならない [91–93]. 従って, 切り取ったフィルタの時間応答の先頭を時刻 0 とした.

## 3.4 最小位相についての解釈

光学の分野においては電磁波の伝搬は主に複素屈折率を用いて表現されている [78, 94, 95]. そこで本章では 3.3 章で求めた最小位相と複素屈折率の関係についての解釈を示す.

### 3.4.1 複素屈折率の実数部と虚数部の関係性

大気中に存在する水蒸気分子, 二酸化炭素分子やメタンなどは電氣的に中性であるが, THz 帯の電波が入射する事により電氣的な傾きが生じる. そのため分子内の電子は電界の高い方に, 陽子は電界の低い方へと寄っていき双極子モーメントが発生する, また入射電波が時間

的に変動する場合, 電子と陽子がバネ運動のように近づいたり離れたりする. 電子と陽子のバネ運動により双極子モーメントが振動するため, 分子からは入射波と同じ周波数の散乱波が放射される [95, 96]. 大気中を伝搬していく透過波は, アンテナから放射された電磁波に分子からの散乱波が足されることにより線形位相に加えて位相ずれが発生する. この位相ずれの割合を示したパラメータを屈折率と呼び, 複素屈折率の実数部  $n(\omega)$  に当たる [95–97]. ここで角周波数  $\omega = 2\pi f$  である. また, 入射エネルギーがバネ運動の運動エネルギーに変換されてしまうため伝搬していくエネルギーは減衰してしまう. 減衰の割合を示したパラメータを消失係数と呼び, 複素屈折率の虚数部  $\kappa(\omega)$  に当たる. 分子内の電子と陽子のバネ運動には分子固有の共振周波数が存在しており, 共振周波数と同じ振動数の電磁波を他の周波数と比べて強く吸収する [14, 98]. そのため複素屈折率は周波数によって変化する. 複素屈折率の実数部  $n(\omega)$  と虚数部  $\kappa(\omega)$  は Kramers-Kronig 関係式より Hilbert 変換対で示せる [78, 95].

$$\begin{aligned} n(\omega) - 1 &= \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\kappa(\omega')}{\omega - \omega'} d\omega' \\ \kappa(\omega) &= -\frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{n(\omega') - 1}{\omega - \omega'} d\omega' \end{aligned} \quad (3.22)$$

### 3.4.2 周波数応答と複素屈折率の関係性

$z = 0$  における電波を  $E(z = 0, \omega, t) = E_0 e^{j\omega t}$  とすると, 透過波は以下のように書ける.

$$E(z, \omega, t) = E_0 e^{j[\omega t - (n - j\kappa)\omega z/c]} \quad (3.23)$$

上記の式より透過率は以下のように求めることができる.

$$\begin{aligned} P(z = 0, \omega, t) &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu_0}} |E(z = 0, \omega, t)|^2 \\ P(z, \omega, t) &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu_0}} |E(z, \omega, t)|^2 \\ \frac{P(z, \omega, t)}{P(0, \omega, t)} &= \frac{|E_0 e^{j[\omega t - n\omega z/c]}|^2}{|E_0 e^{j\omega t}|^2} \exp(-2\kappa\omega z/c) \\ &= \exp(-2\kappa\omega z/c) \end{aligned} \quad (3.24)$$

[95] より, 吸収係数と消失係数の関係は以下のように示せる.

$$k(\omega) = \frac{2\kappa(\omega)\omega}{c} = 2\alpha(\omega, z) \quad (3.25)$$

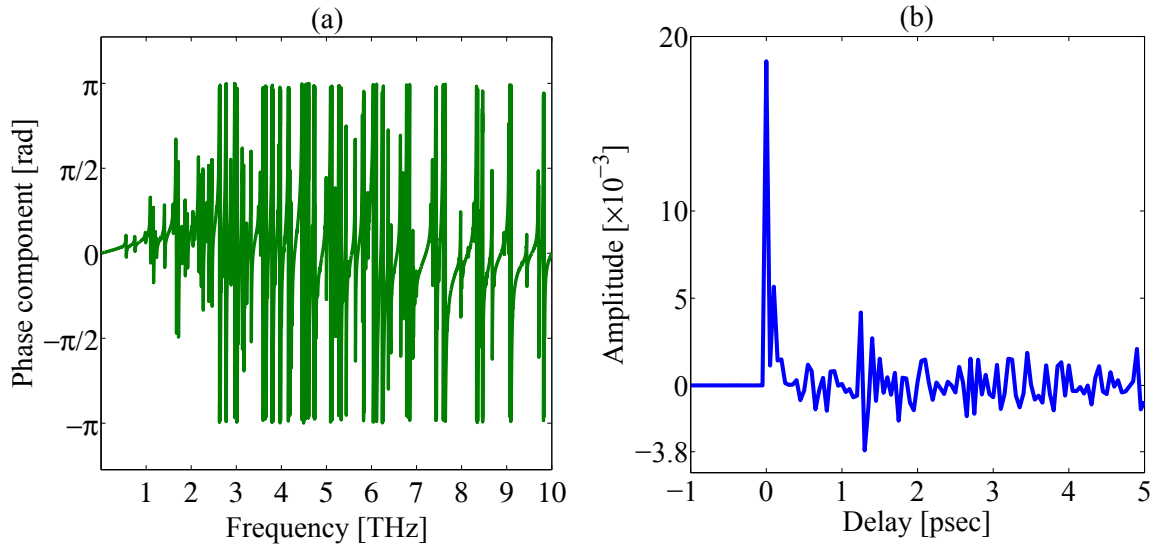


図 3.4: (a)  $z = 10$  cm における位相周波数特性  $-\theta(f, z)$ . (b)  $z = 10$  cm における因果律を満たすインパルス応答  $h_{\text{FFB}}(\tau + \tau_p, z)$ .

上記の関係式と式 (3.22) より次式が導ける.

$$\begin{aligned}
 \theta(\omega, z) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha(\omega', z)}{(\omega - \omega')} d\omega' \\
 &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{k(\omega')}{2} z \frac{1}{(\omega - \omega')} d\omega' \\
 &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\kappa(\omega') \omega'}{(\omega - \omega') c} z d\omega' \\
 &= \frac{(n(\omega) - 1) \omega}{c} z
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

上式より, 位相情報  $\theta(\omega, z)$  が複素屈折率の実数部  $n(\omega)$  を用いて示すことができる時, 周波数応答の  $\alpha(\omega, z)$  と  $\theta(\omega, z)$  は Hilbert 変換対であることが示された. 以上のことから, Hilbert 変換により導出される位相は媒質の複素屈折率の実部を反映していると解釈できる.

### 3.5 計算機シミュレーションによる解析

本章では提案したインパルス応答の妥当性と, LFB モデルにおけるコヒーレンス帯域幅さらに電力損失について示す.

特に変更を示さない限り, 計算機シミュレーションで用いる環境パラメータは次の通り

である。気圧  $p = 1010$  hPa, RH = 69.6%, 気温  $T = 298.55$  K. フィルタ  $h_{rc}$  のロールオフ係数  $a = 1$  である。

### 3.5.1 因果律を満たすインパルス応答

図 3.4 (a) は周波数応答の位相  $-\theta(f, z)$  を周波数の関数で示している。位相  $-\theta(f, z)$  は非線形であることが確認できる。

図 3.4 (b) は因果律を満たすインパルス応答を遅延時間  $\tau$  の関数で示している。 $\tau < 0$  sec において  $h_{\text{FFB,causal}}(\tau + \tau_p, z) = 0$  となることから、因果律が満たされていることが確認できる。

### 3.5.2 実測値と理論値の比較

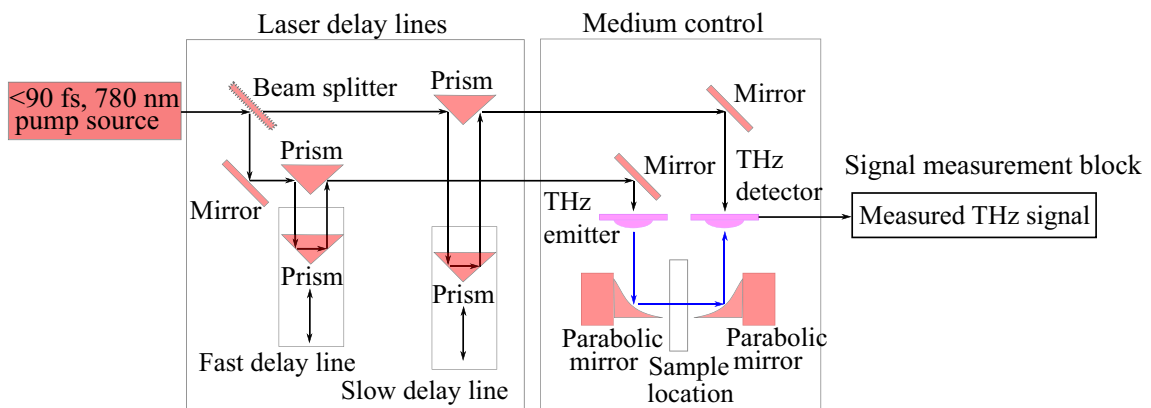


図 3.5: テラヘルツ時間領域分光器の構成図.[© 2018 IEEE]

因果律を満たすインパルス応答の妥当性を示すために、実測データを用いた。テラヘルツ時間領域分光技術を取り入れた測定器である、Teravil/EKSPLA T-spec spectrometer で測定を行った。Teravil/EKSPLA T-spec spectrometer の仕様は表 3.2 に示している。

表 3.2: EKSPLA T-spec spectrometer 仕様

Spectral range	0.1-3.5THz
SNR	>60dB (at 0.4THz) >50dB (at 1.0THz) >30dB (at 2.0THz)
Collimation	off axis mirrors
Spectral resolution	<10GHz (fast scan mode) <2.5GHz (fast scan + slow scan mode)

テラヘルツ時間領域分光器は図 3.5 で示されるように光源, レーザー遅延線, 伝搬媒質制御部, 信号検出部で構成されている. 放射部と検出部の間におけるサンプル設置部におけるビーム幅の直径は約 2cm である. 伝搬媒質制御部において THz パルスを伝搬させる媒質を選択する, 見通し内伝搬路の信号を検出するためサンプル設置部には何も置かない. 二つの相対湿度において測定を行っており, 一つは 52% であり, もう一つは 6% である. インパルス応答 ( $h_{\text{FFB,causal}}$  もしくは  $h_{\text{FFB,linear}}$ ) に畳み込む送信信号として相対湿度 6% 時の実測パルスを用いた. 測定環境は次のとおりである: 距離  $z = 62.5$  cm, 気温  $T = 295.15$  K, 気圧  $p = 1015.9$  hPa. 因果律を満たすインパルス応答  $h_{\text{FFB,causal}}$  は式 (3.3) と式 (3.18), 式 (3.19) から求まる. 線形位相シフトを用いたインパルス応答  $h_{\text{FFB,linear}}$  は式 (3.3) と式 (3.11), 式 (3.12) から求まる.

図 3.6(a) は二つのインパルス応答から計算される受信パルスの理論値と RH 52% の実測パルスを比較している. 実測パルスとパルスの理論値 ( $h_{\text{FFB,causal}}$ ) がパルスの理論値 ( $h_{\text{FFB,linear}}$ ) と比較しても非常によく一致していることから,  $h_{\text{FFB,causal}}$  は妥当であると言える.

一方で, パルスの理論値 ( $h_{\text{FFB,linear}}$ ) とパルスの理論値 ( $h_{\text{FFB,causal}}$ ) の差はさほど大きくみられない. この理由は伝搬路の周波数特性にあり, 周波数特性として受信信号のパワースペクトルを図 3.6(b) に示す. 図 3.6(b) のパワースペクトルの RH 6% は送信信号のスペクトルに相当し, 一方で RH 52% は受信信号のスペクトルに相当する. 周波数選択性の影響が信号のメインピークにさほど現れていない. そのためパルスの理論値 ( $h_{\text{linear}}$ ) とパルスの理論値 ( $h_{\text{causal}}$ ) の差は図 3.6(a) においてさほど現れていない.

図 3.7 では, より周波数選択性の影響を受ける場合において, 式 (3.12) と式 (3.19) で導出したインパルス応答における受信信号の比較を行う. 今回用いた測定器では, 図 3.6(b) と異なる帯域にパルスを送信することができない. 実測値を用いた受信信号の比較を行えないため, 理論値を用いて受信信号の比較を行う. そこで送信信号  $x(t)$  にガウシアンパル

スを二回微分したガウシアンダブルレットパルスを用いており、次式によって表せる [99].

$$x(t) = \frac{2}{\sigma_2} \left(1 - \frac{2t^2}{\sigma^2}\right) e^{-(t/\sigma)^2} \quad (3.27)$$

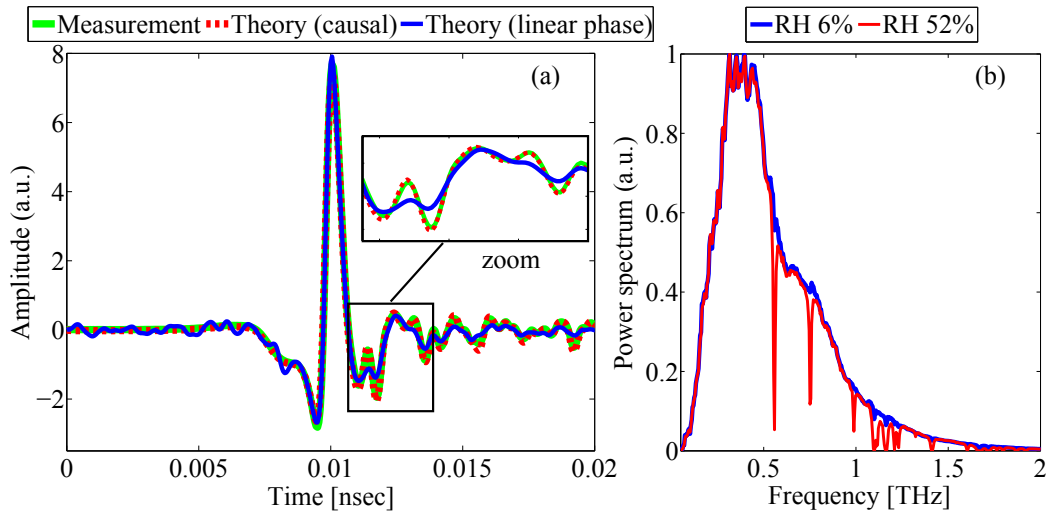


図 3.6: RH = 52% における実測パルスと受信パルスの理論値の比較, (b) 送信信号 (RH 6%) と受信信号 (RH 52%) のパワースペクトル. 距離  $z = 62.5$  cm, 気温  $T = 295.15$  K, 気圧  $p = 1015.9$  hPa.

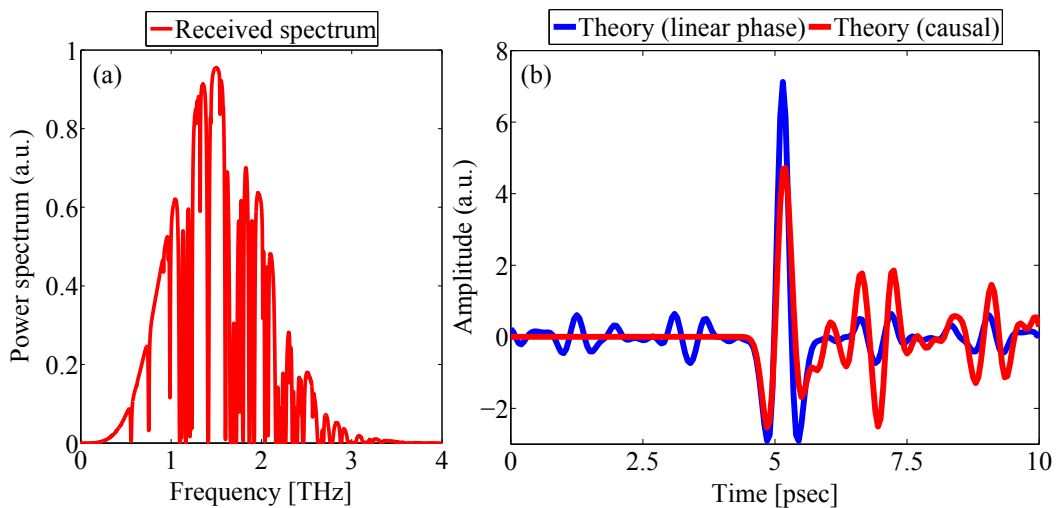


図 3.7: (a) 周波数選択性の高い受信パルスの理論値を比較, (b) 受信信号 (RH 52%) のパワースペクトル. 距離  $z = 62.5$  cm, 気温  $T = 295.15$  K, 気圧  $p = 1015.9$  hPa.

ここで  $\sigma = 1/(\pi f_c)$ , 中心周波数  $f_c = 1.5$  THz とする.

受信信号のパワースペクトルを, 図 3.7 (a) で示す. 図 3.7 (a) において周波数選択性が顕著に現れていることが確認できる.

図 3.7 (b) は  $h_{\text{linear}}$  と  $h_{\text{causal}}$  をそれぞれ用いて導出した受信信号の理論値を示している. 二つのパルスの差が先ほどの例よりも増加していることが確認できる.

電力検出による無線通信方式において最小位相の必要性を評価する. 具体的には, 図 3.7 で示されている受信波において遅延波が隣接するシンボルに与える影響を評価した. 図 3.8 に示されるようなガウシアンパルスを送信パルスとし, 通信方式は On-Off keying 変調を用いる.

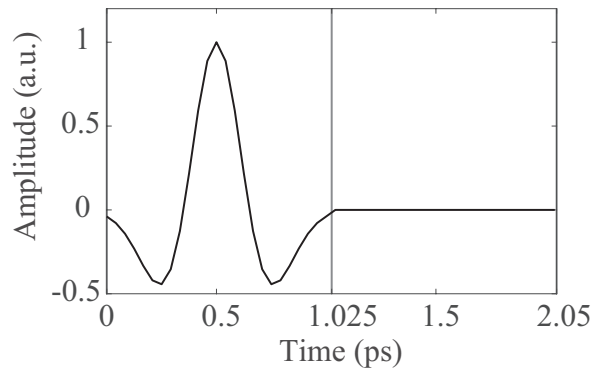


図 3.8: 帯域幅 2.2 THz, 中心周波数 1.5 THz におけるガウシアンパルス. [© 2018 IEEE]

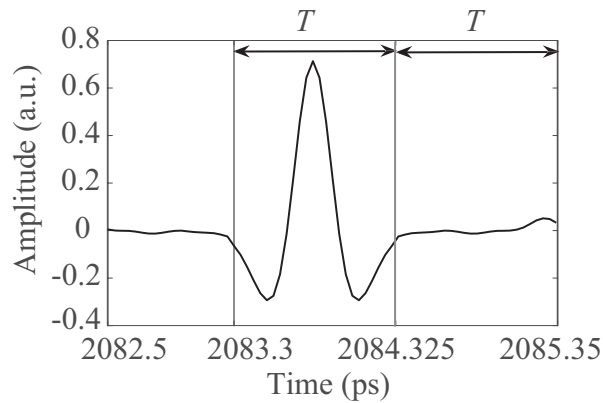


図 3.9: 線形位相から得られた受信パルス. RH = 52%, 距離  $z_1 = 62.5$  cm, 気温  $T = 295.15$  K, 気圧  $p = 1015.9$  hPa. [© 2018 IEEE]



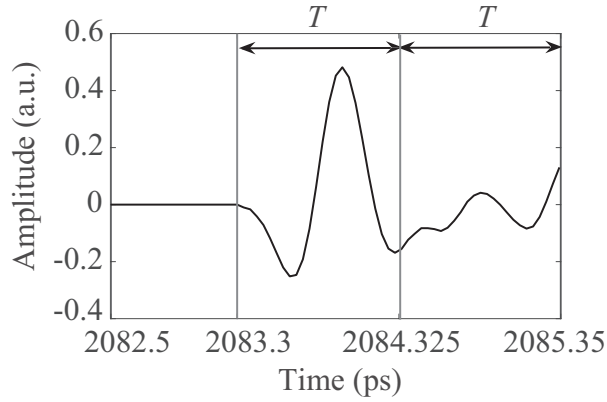


図 3.10: 最小位相から得られた受信パルス. RH = 52%, 距離  $z_1 = 62.5$  cm, 気温  $T = 295.15$  K, 気圧  $p = 1015.9$  hPa. [© 2018 IEEE]

線形位相によって算出された受信パルスと最小位相によって算出された受信パルスを図 3.9 と 3.10 において示している. 受信機において電力検出区間は  $T = 1.025$  ps とし, これは送信パルスのパルス区間と同一である. 受信パルスの到達時間は  $\tau_m = 2083.3$  ps とすると, シンボル検出に用いられる電力  $E_{\text{main}}$  は以下の式で表わせる.

$$E_{\text{main}} = \int_{\tau_m}^{\tau_m+T} |y(t)|^2 dt. \quad (3.28)$$

隣接するシンボルに漏れる電力は以下の式で示す.

$$E_{\text{leak}} = \int_{\tau_m+T}^{\tau_m+2T} |y(t)|^2 dt. \quad (3.29)$$

この隣接するシンボルに漏れる電力はシンボル間での干渉を引き起こすため, インパルス応答による評価が必要とされる.  $E_{\text{main}}$  と  $E_{\text{leak}}$  の電力比率 main power to leak power ratio (MLR) が誤り訂正符号や等価器において重要なパラメータとなる. 最小位相を用いた受信信号の MLR は 23.78 dB に対して線形位相を用いた受信パルスは 9.61 dB となり, 最小位相の有効性を示している.

### 3.5.3 マルチパスにおけるインパルス応答

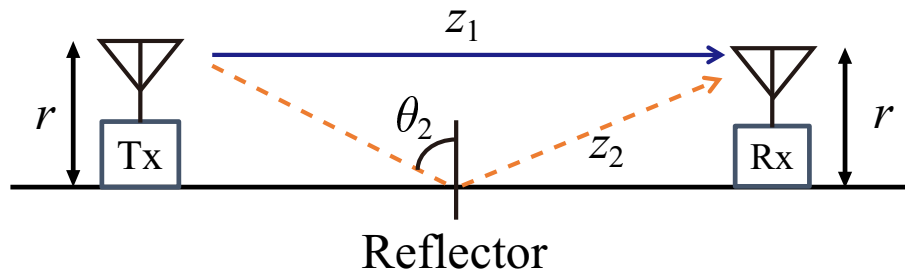


図 3.11: 直接波と反射波の二経路のマルチパスモデル ( $M = 2$ ). [© 2018 IEEE]

図 3.11 において直接波（実線）と反射波（点線）の二経路のマルチパスを示している。送信アンテナと受信アンテナの高さと直接波の経路長，反射波の経路長はそれぞれ  $r$  と  $z_1$ ,  $z_2$  とする。反射体に対する入射角は  $\theta_m$  とする。反射体は石膏を想定しており屈折率  $n_t$  は 2.24 とする，これは [55, 56, 100] を参考に設定した。また反射体の表面粗さの標準偏差は  $\sigma = 0.0088$  cm とする。マルチパス環境において各パラメータは以下の通りである:  $n_i = 1$  と  $r = 1$  cm,  $z_1 = 1 - 100$  cm.

図 3.12 と 3.13 は  $z_1 = 10$  cm と  $z_1 = 80$  cm それぞれにおけるインパルス応答を示している。relative time = 0 は直接波の到来時刻を基準とした相対的な時間であり，6.6 ps と 0.8 ps は反射波の相対的な到来時間であり  $\tau_2 - \tau_1$  で示される。直接波の経路長  $z_1$  が延びると，直接波の経路長  $z_1$  と反射波の経路長  $z_2$  の経路差は小さくなるため， $z_1 = 10$  cm と比較して  $z_1 = 80$  cm の方が反射波の相対的な到来時間が短い。直接波の経路長が長くなると同時に拡散損失と分子吸収は大きくなり，反射波の経路も同様である。しかし  $z_1 = 80$  cm では経路差が  $z_1 = 10$  cm と比較して小さいため，反射波の影響は  $z_1 = 10$  cm よりも大きくなっている。

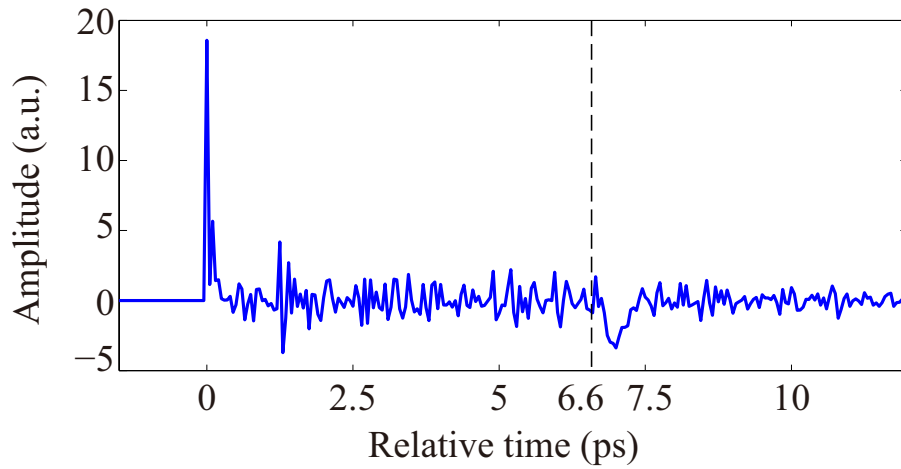


図 3.12:  $z_1 = 10$  cm におけるインパルス応答.[© 2018 IEEE]

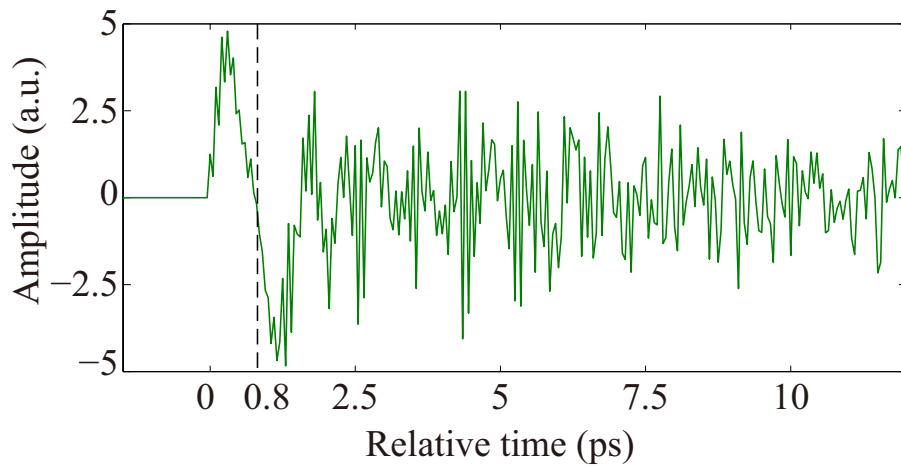


図 3.13:  $z_1 = 80$  cm におけるインパルス応答.[© 2018 IEEE]

### 3.5.4 コヒーレンス帯域幅

本章では、FFB モデルと LFB モデルそれぞれについてコヒーレンス帯域幅を算出している。一般的に、伝搬路のコヒーレンス帯域幅  $W^{\text{Coh}}$  は二乗平均平方根 (rms) 遅延広がり の逆数で与えられる [4, 43].

$$W^{\text{Coh}} = 1/\tau_{\text{rms}}. \quad (3.30)$$

rms 遅延広がり  $\tau_{rms}$  は次式で定義される [4, 43].

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int (\tau - \tau_m)^2 |h(\tau, z)|^2 d\tau}{\int |h(\tau, z)|^2 d\tau}}, \quad (3.31)$$

ここで  $h$  はインパルス応答であり,  $\tau_m$  は平均遅延時間である [4, 43].

$$\tau_m = \frac{\int \tau |h(\tau, z)|^2 d\tau}{\int |h(\tau, z)|^2 d\tau}.$$

UHF 帯では, 送受信機間に障害物が存在すると送信信号が障害物に反射するため, マルチパス伝搬路となる. この時, 反射波はそれぞれ異なる伝搬路を通り受信機へと到達する. そのため, それぞれのパスは異なる遅延量をもち, これらの遅延量により位相変化も異なる. 異なる位相変化は周波数応答において強めあいもしくは弱めあいを引き起こす. 従って, ほぼフラットな帯域幅を示す, コヒーレンス帯域幅はそれぞれのパスの遅延時間により決まる. 遅延時間は無作為のため, UHF 帯における LFB モデルのコヒーレンス帯域幅はランダムである [101].

一方で, THz 帯域において透過率は分子吸収によって決まる, これは次のパラメータに依存する: 気圧, 気温, 相対湿度, 送受信機間距離. 地球上の特定の高度の大気気圧はほぼ一定である. この時, 分子吸収により落ち込む周波数はほとんど決まっている. (図 3.1 参照) 従って LFB モデルの各中心周波数では, コヒーレンス帯域幅は距離が与えられた際にはほぼ一定である. また THz 帯におけるマルチパス環境である場合には決定論的な伝搬路と無作為的な伝搬路が混在している. 複雑なマルチパス環境の中で歪みの少ない伝搬路の情報はナノデバイスを用いた無線通信の設計に有益である. THz 帯伝搬路における, FFB と LFB モデルについてコヒーレンス帯域幅を評価する.

### コヒーレンス帯域幅 (FFB)

図 3.14 では FFB モデルに対するコヒーレンス帯域幅を示している. 見通し内伝搬路におけるコヒーレンス帯域幅  $W_{\text{FFB,los}}^{\text{Coh}}(z_1)$  は円マーカー付きの実線, マルチパスにおけるコヒーレンス帯域幅  $W_{\text{FFB,multi}}^{\text{Coh}}(z_1)$  は実線である. また破線で示されているのは分子吸収を考慮しなかった時のマルチパスにおけるコヒーレンス帯域幅  $W_{\text{FFB,multi}}^{\text{Coh}}(z_1)$  である. コヒーレンス帯域幅を計算する際には, インパルス応答のピーク値から -30 dB より小さい応答は考慮しない. 同様の手法は [102] においても行われている. 図 3.14 より  $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  は距離が長くなるにつれ, 狭くなっていくことが確認できる. また分子吸収による影響が支配的であることが確認できる.

この  $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  の特性の理由は伝搬路の周波数特性にあり, 図 3.15 距離  $z = 2 \text{ cm}$  と  $10 \text{ cm}$ ,  $80 \text{ cm}$  における透過率で示される. Beer-Lambert 則に従い, 分子吸収損失は距離を変数

として指数関数的に増加していく．そのため  $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  は距離の増加に伴い，狭くなっていく．  
 図 3.15 では距離に伴い，分子吸収損失が増加し，周波数選択性が高くなることが確認できる．  
 さらに，フラットな帯域幅は周波数にも依存することが確認できる．

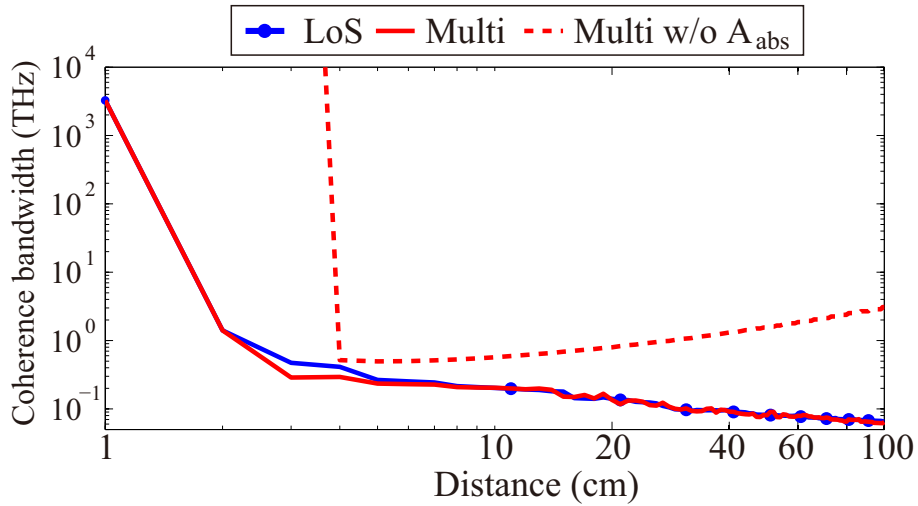


図 3.14: FFB モデルにおけるコヒーレンス帯域幅 ( $z_1 = 1-100$  cm). [© 2018 IEEE]

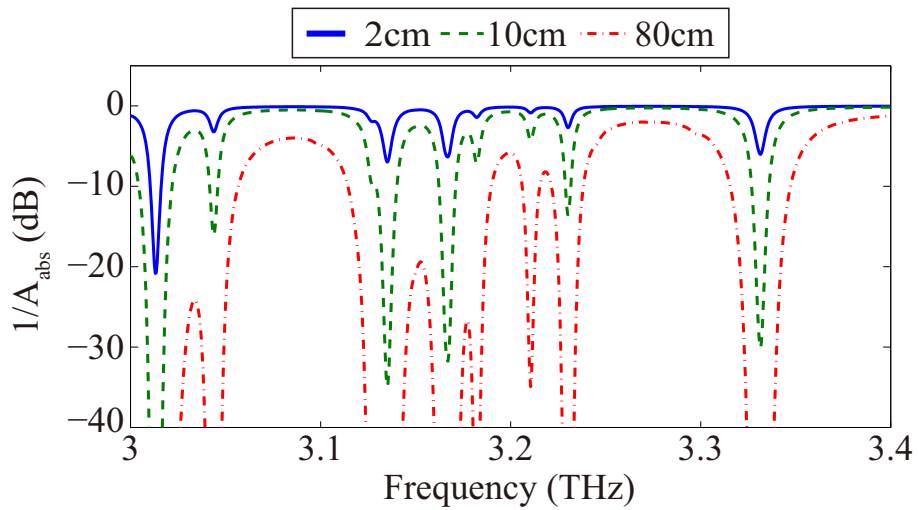


図 3.15: 距離  $z_1 = 2, 10,$  and  $80$  cm における  $1/A_{\text{abs}}$  (3–3.4 THz). [© 2018 IEEE]

## コヒーレンス帯域幅 (LFB)

図 3.16–3.19 では、中心周波数  $f_c$  を変数として  $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  を示している。帯域幅は  $B = 0.05$  THz と  $B = 0.3$  THz の二種類である。図 3.18 と 3.19 ではマルチパスを考慮した時の  $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  を示している。この時、BPF のコヒーレンス帯域幅  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  (伝搬路は考慮せず BPF のみから計算される) はそれぞれ 0.0983 THz と 0.19651 THz, 0.5895 THz であり、図中では赤破線で示されている。距離  $z$  は 10 cm と 80 cm である。また、10 cm と 80 cm における FFB モデルのコヒーレンス帯域幅  $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  も示されている。

まず初めに見通し内伝搬路とマルチパス伝搬路の両方から見て取れる特性を示す。分子吸収の周波数選択性により、 $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  が  $f_c$  によって顕著に変化することが見て取れる。BPF の帯域幅を広くするにつれて  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  付近に到達することができる帯域が少なくなっている。

BPF の帯域幅  $B$  が  $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  を制限しているため、 $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  の上界は  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  付近となる。また  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  は伝送帯域にのみ決定づけられるため、 $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  とは独立である。そのため図 3.16 のように  $W_{\text{FFB}}^{\text{Coh}}$  よりも  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  が小さくもなり、また図 3.17 のように大きくもなる。

Fig. 3.17 では次のことが示される。2 THz <  $f_c$  < 7 THz,  $z = 80$  cm では、 $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  は常に 0.2 THz よりも小さい。その一方で、 $f_c = 7.1$  THz と  $f_c = 7.8$  THz では  $W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}$  は 0.4 THz 以上を獲得できる。特に  $f_c = 7.1$  では  $z = 80$  cm でもコヒーレンス帯域幅は上限である  $W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  付近の値となっている。

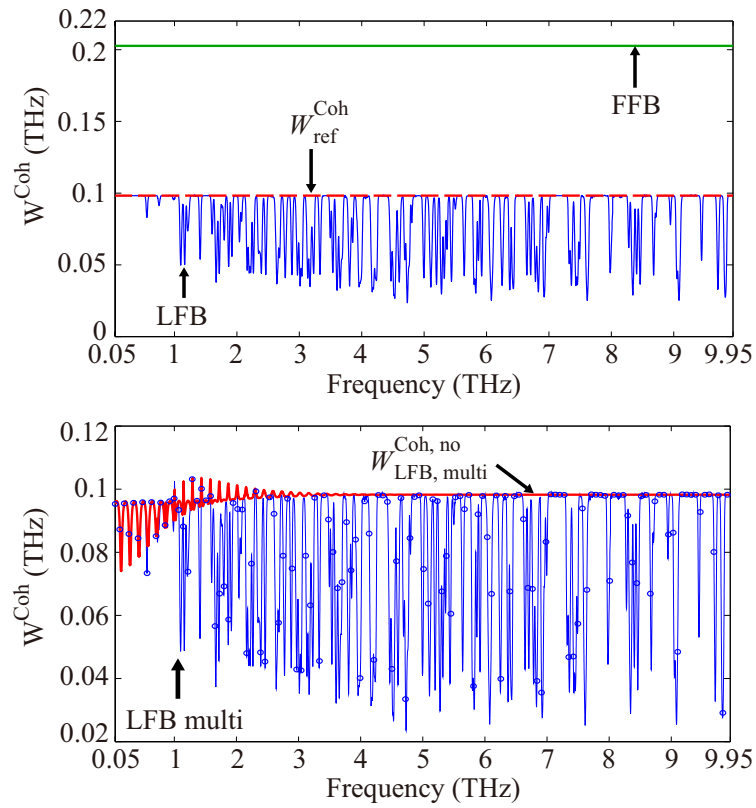


図 3.16: LFB モデルにおける帯域幅  $B = 0.05$  THz 時のコヒーレンス帯域幅 (10 cm). [© 2018 IEEE]

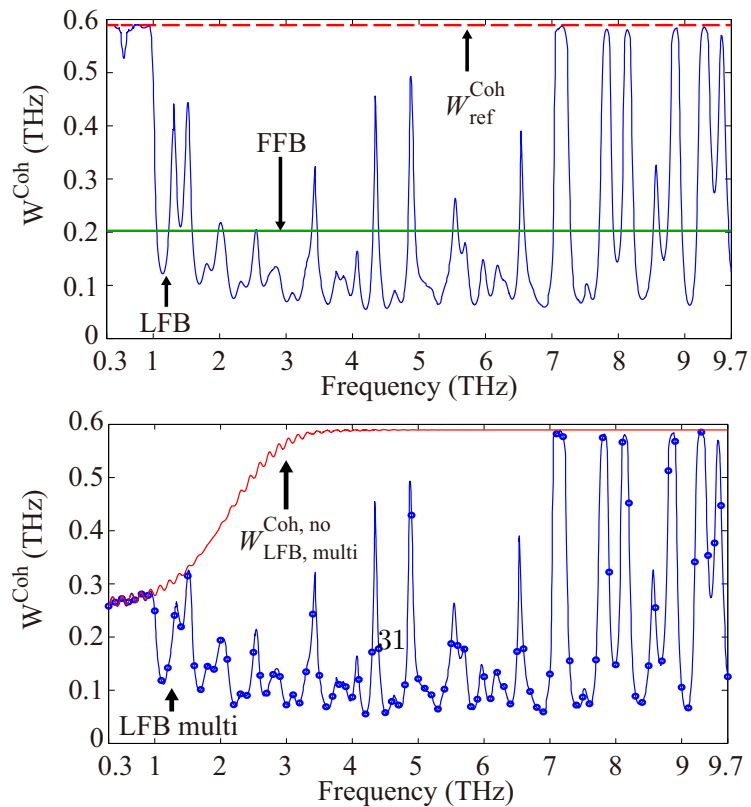


図 3.17: LFB モデルにおける帯域幅  $B = 0.3$  THz 時のコヒーレンス帯域幅 (10 cm). [© 2018 IEEE]

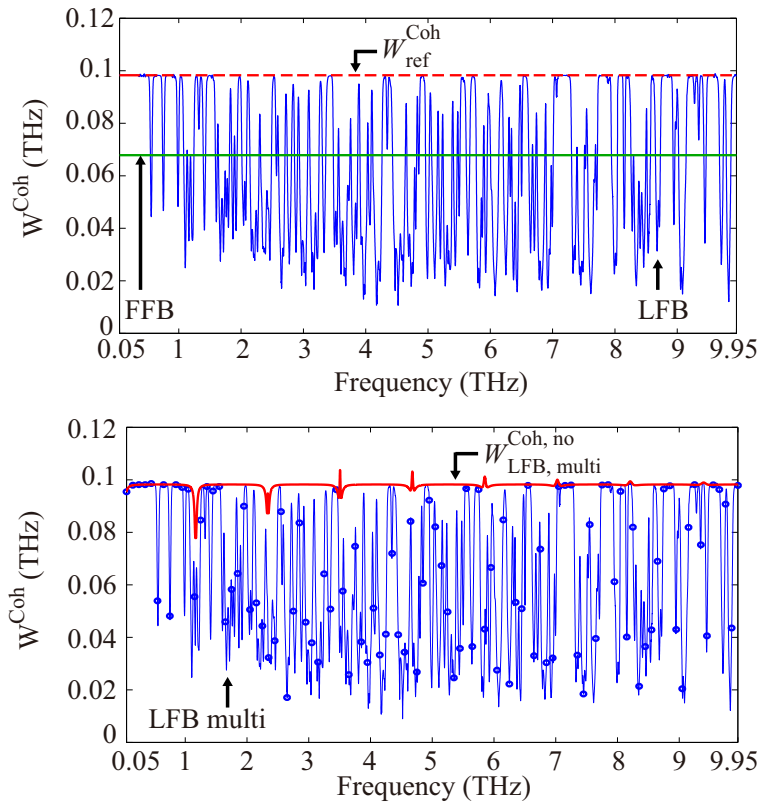


図 3.18: LFB モデルにおける帯域幅  $B = 0.05$  THz 時のコヒーレンス帯域幅 (80 cm). [© 2018 IEEE]

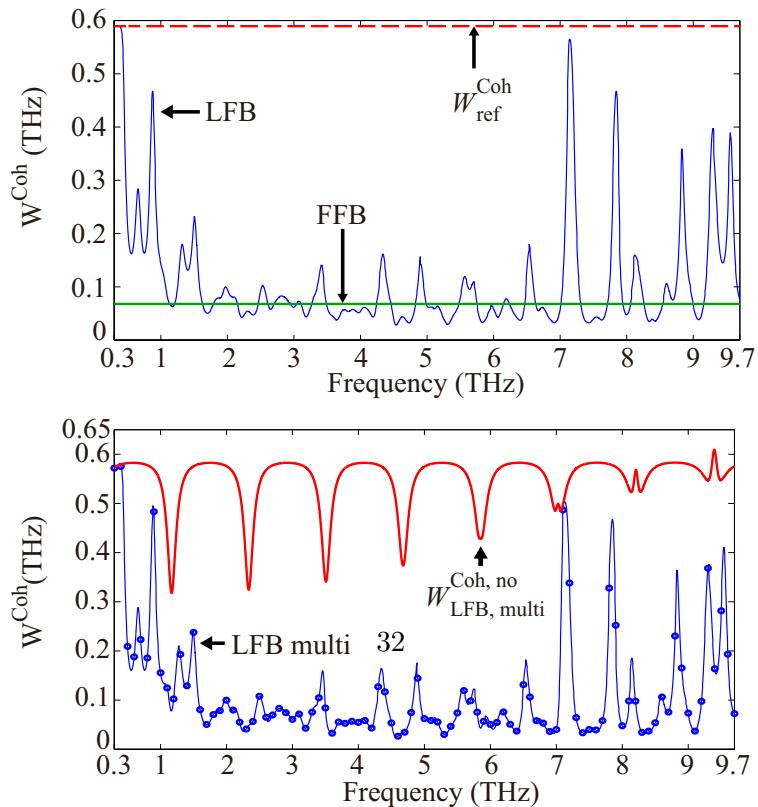


図 3.19: LFB モデルにおける帯域幅  $B = 0.3$  THz 時のコヒーレンス帯域幅 (80 cm). [© 2018 IEEE]



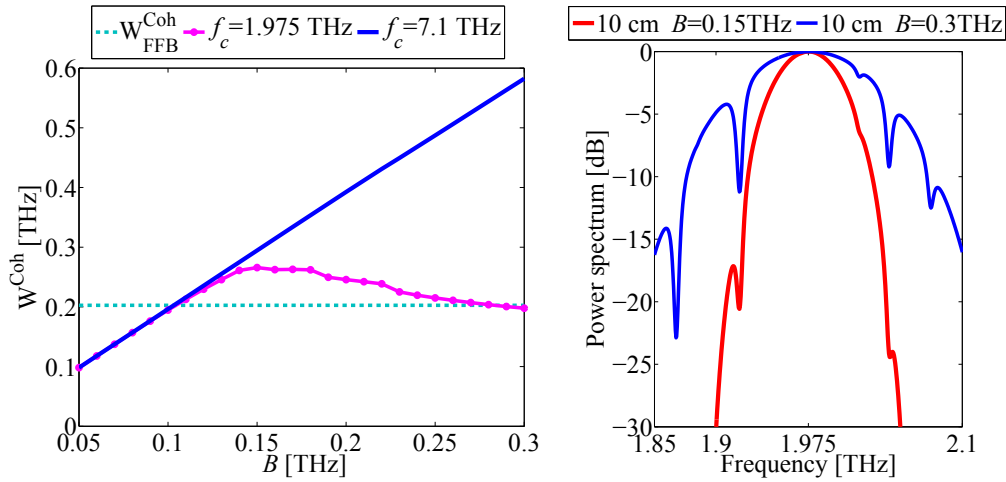


図 3.20: (a) 10 cm におけるコヒーレンス帯域幅 (帯域幅 0.05 THz–0.3 THz). (b)  $f_c = 1.975$  THz における  $h_{LFB}$  のパワースペクトル ( $B = 0.15$  THz と 0.3 THz).

図 3.20 (a) は、BPF の帯域幅を変数とし、二つの中心周波数 1.975 THz と 7.1 THz について  $W_{LFB}^{Coh}$  を示している。  $W_{LFB}^{Coh}$  は帯域幅  $B$  と中心周波数  $f_c$  に依存していることが確認できる。

振幅周波数特性が広帯域にわたってフラットな帯域である  $f_c = 7.1$  THz の時、  $W_{LFB}^{Coh}$  は線形的に増加する (図 3.1 と図 3.17 参照)。しかしながら  $f_c = 1.975$  THz の  $W_{LFB}^{Coh}$  は  $B < 0.15$  THz の領域で増加し、さらに帯域幅が広がると 0.1978 THz まで徐々に小さくなる。  $B = 0.15$  THz の時に  $W_{LFB}^{Coh}$  は最大となる。

$f_c = 1.975$  THz における  $W_{LFB}^{Coh}$  の特性は伝搬路の周波数特性が原因であり、受信信号のパワースペクトルを図 3.20 (b) に示す。図 3.20 (b) では  $f_c = 1.975$  THz とし、帯域幅は  $B = 0.15$  THz と 0.3 THz である。  $B = 0.3$  THz のように帯域幅  $B$  が広がると、分子吸収による周波数選択性が現れ始める。これがコヒーレンス帯域幅を狭くしている原因である。

次にマルチパスフェージングが支配的な周波数帯に着目する。図 3.16 and 3.17 において 1 THz 以下では分子吸収による電力減衰の影響はほとんどないためマルチパスフェージングが顕著となっている。従って、  $W_{LFB, multi}^{Coh}$  は  $W_{LFB, multi}^{Coh, no}$  とほとんど一致する。  $W_{LFB, multi}^{Coh, no}$  はマルチパスフェージングのみを考慮した時のコヒーレンス帯域幅である。図 3.21 は距離  $z_1 = 10$  cm の時の反射波の電力スペクトルを示している。マルチパスフェージングの影響が顕著に表れている 1 THz 以下の帯域に反射波電力のピークが存在している。

さらに分子吸収とマルチパスフェージングの影響が共に存在している 1 THz 以上の帯域について図 3.18 と 3.19 で示す。図 3.22 は距離  $z_1 = 80$  cm の時の反射波の電力スペクトルを

示しており, THz 帯全帯域において反射波が影響を与えていることが見て取れる. しかし  $W_{\text{LFB, multi}}^{\text{Coh, no}}$  のノッチの周期が  $W_{\text{LFB, LoS}}^{\text{Coh}}$  よりも長いいため, 距離 80 cm においても  $W_{\text{LFB, los}}^{\text{Coh}}$  とほぼ同等の  $W_{\text{LFB, multi}}^{\text{Coh}}$  を取ることができる帯域を確認できる.

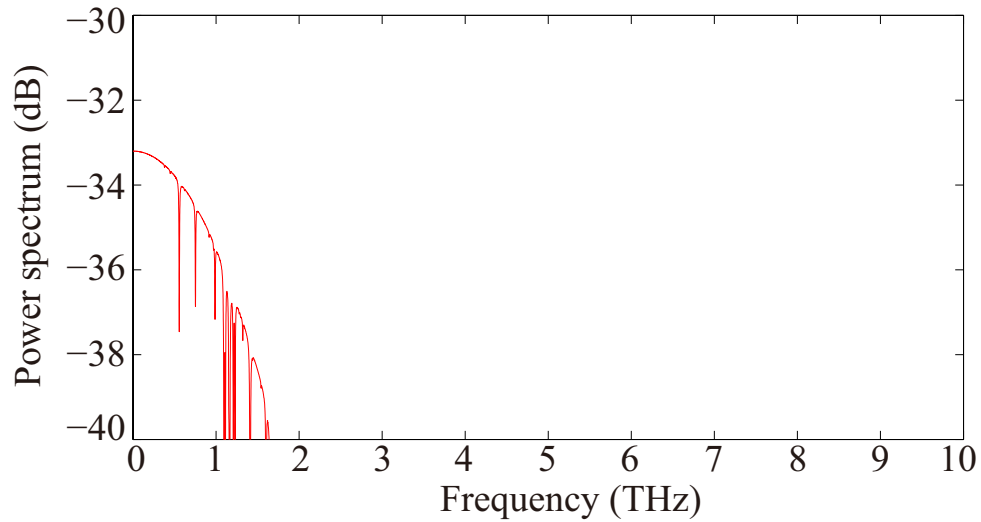


図 3.21:  $z_1 = 10$  cm における反射電力スペクトル w/o spreading loss. [© 2018 IEEE]

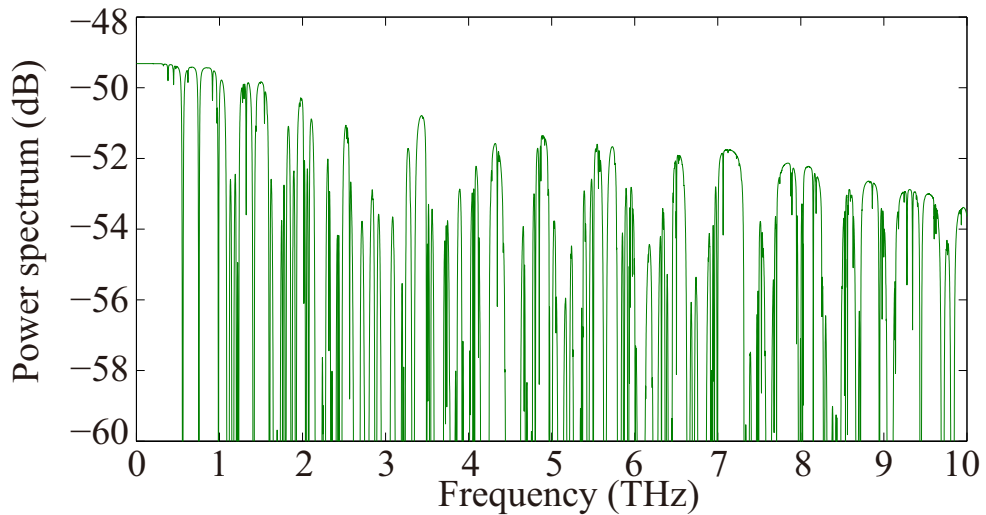


図 3.22:  $z_1 = 80$  cm における反射電力スペクトル w/o spreading loss. [© 2018 IEEE]

### 3.5.5 電力損失

本章では, LFB モデルについて電力損失を求めている.. ここでは LFB モデルにおいて, インパルスを送信信号として入力することを想定する.

電力損失  $\Phi(z, f_c, B)$  は次のように定義する.

$$\Phi(z, f_c, B) = \begin{cases} P_{\text{loss}}(z, f_c, B) & \left( \begin{array}{l} W_{\text{LFB}}^{\text{Coh}}(z, f_c, B) \geq W_{\text{target}}^{\text{Coh}}(B) \\ \& P_{\text{loss}}(z, f_c, B) \leq P_{\text{loss}}^{\text{target}} \end{array} \right), \\ 0 & (\text{otherwise}), \end{cases} \quad (3.32)$$

$W_{\text{target}}^{\text{Coh}}(B)$  は目標コヒーレンス帯域幅であり,  $0.9W_{\text{ref}}^{\text{Coh}}(B)$  としても一般性を失うことはない. また,  $P_{\text{loss}}^{\text{target}}$  は目標とする電力損失であり, 60 dB としても一般性を失うことはない.  $\Phi(z, f_c, B)$  は電力損失を示しており, 距離  $z$  と中心周波数  $f_c$ , 帯域幅  $B$  を変数とした関数となっている. また  $\Phi(z, f_c, B) = 0$  となるのはコヒーレンス帯域幅が  $W_{\text{target}}^{\text{Coh}}(B)$  に到達しなかったとき, もしくは電力損失が  $P_{\text{loss}}^{\text{target}}$  を超えてしまった時, またその両方の時である. 一方で,  $\Phi(z, f_c, B) > 0$  は  $W_{\text{target}}^{\text{Coh}}(B)$  と  $P_{\text{loss}}^{\text{target}}$  を両方同時に満たしているときである.

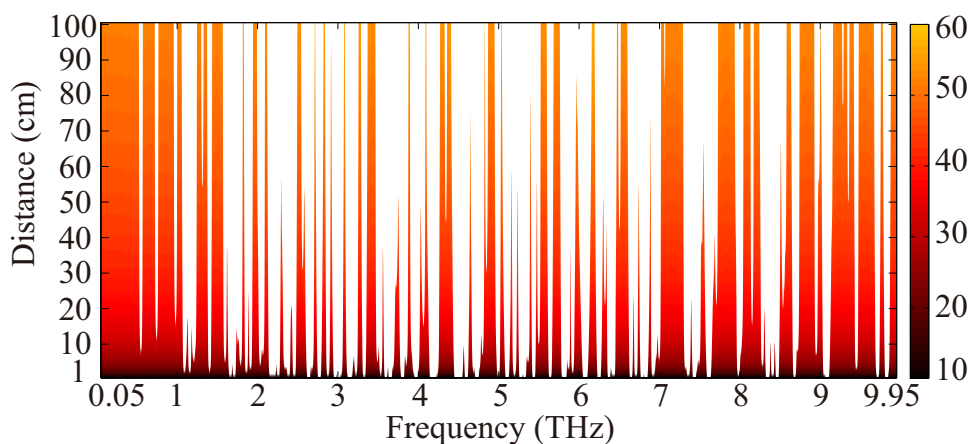


図 3.23: 見通し内伝搬路における帯域幅  $B = 0.05$  THz に対する電力損失 (1–100 cm). [© 2018 IEEE]

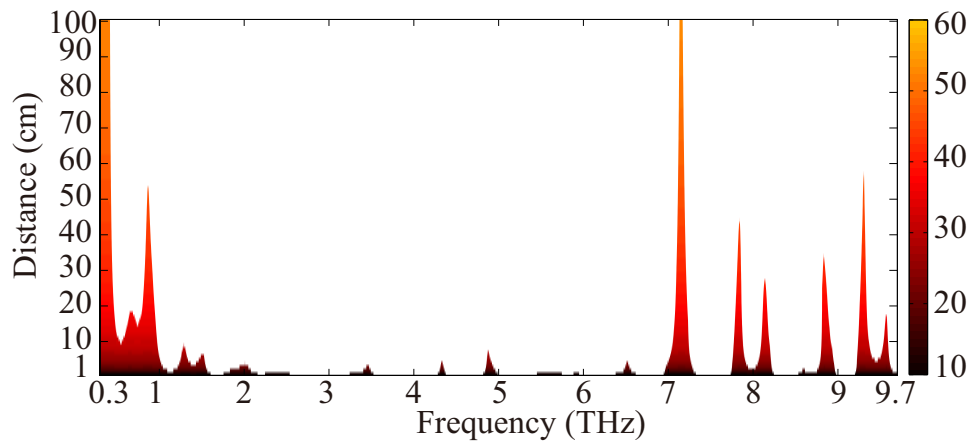


図 3.24: 見通し内伝搬路における帯域幅  $B = 0.3$  THz に対する電力損失 (1–100 cm). [© 2018 IEEE]

図 3.23–3.24 では帯域幅がそれぞれ  $B = 0.05$  THz と  $B = 0.3$  THz の時の電力損失を示している。この時、目標とするコヒーレンス帯域幅はそれぞれ  $0.0884$  THz と  $0.5306$  THz である。

図 3.23–3.24 では色付けされている領域は電力損失  $P_{\text{loss}}$  [dB] を示しており、距離と中心周波数の関数となっている。一方で、 $\Phi(z, f_c, B) = 0$  は白塗りの領域となっている。

電力損失  $P_{\text{Loss}}$  が中心周波数に依存していることが確認できる。図 3.23–3.24 では、 $\Phi(z, f_c, B) \neq 0$  となり、条件に適合する帯域 (適合帯域とする) は帯域幅  $B$  が広くなるにつれて、少なくなっていくことが顕著に見てとれる。さらに距離が長くなっても、適合帯域は徐々に少なくなっていく。これは 3.5.4 章で示されるように、分子吸収損失による影響である。

図 3.23–3.24 では、色付けされている電力損失  $P_{\text{loss}}$  は周波数方向に対する変化を確認することは難しい。

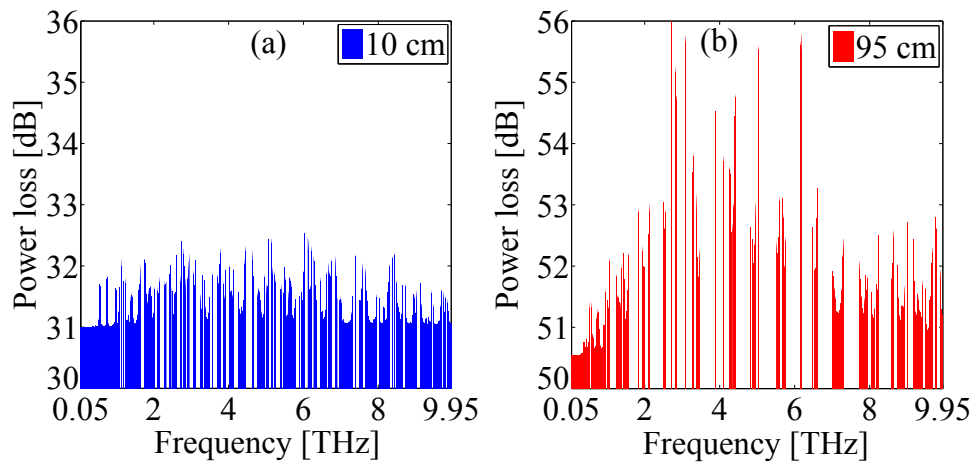


図 3.25: 帯域幅  $B = 0.05$  THz 時の電力損失 (a) 距離 10 cm, (b) 距離 95 cm.

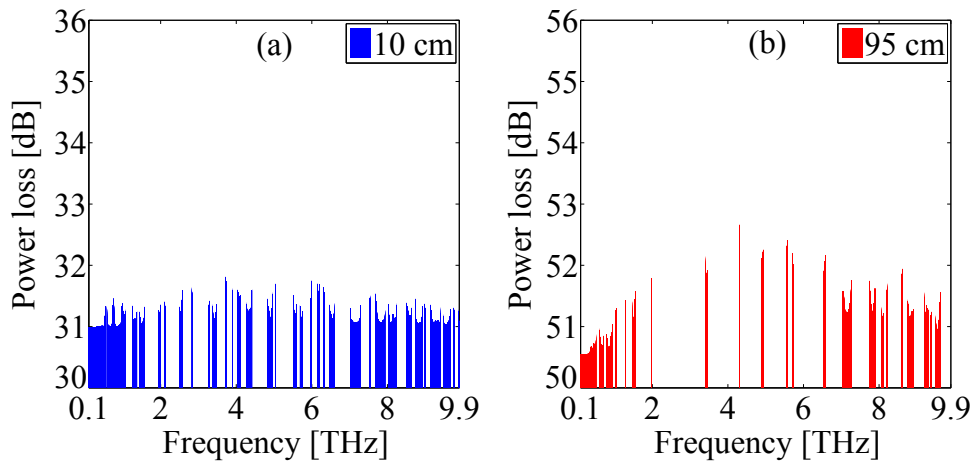


図 3.26: 帯域幅  $B = 0.1$  THz 時の電力損失 (a) 距離 10 cm, (b) 距離 95 cm.

周波数依存性を示すため、特定の距離 (a)10 cm と (b)95 cm を与えた時の電力損失を図 3.25 と図 3.26 に示す。図 3.25 と図 3.26 では、帯域幅  $B$  はそれぞれ 0.05 THz と 0.1 THz である。

図 3.25 では分子吸収の影響により、距離  $z$  が長くなると電力損失の分散が大きくなる。図 3.22 において、距離  $z = 80$  cm のように距離が長くなることにより電力損失の分散が大きくなる特性を示している。これは図 3.26 でも確認できる。

帯域幅  $B$  が広くなると、電力損失の分散が小さくなるのが図 3.25 (b) と図 3.26 (b) の  $z = 95$  cm で示される.. これは帯域幅  $B$  が広くなると目標コヒーレンス帯域幅を満たす帯域が少なくなることが起因している。具体的には、帯域幅  $B$  が広くなると電力損失の大き

い帯域では目標コヒーレンス帯域幅を満たすことができなくなり、電力損失が小さい帯域のみが適合帯域となるため図 3.26 (b) では分散が小さくなる。

マルチパス伝搬路における電力損失の結果を図 3.27 と 3.28 に示す、帯域幅はそれぞれ 0.05THz と 0.3THz である。目標コヒーレンス帯域幅と色付けされている電力損失は見通し内伝搬路と同一の基準である。マルチパスフェージングにより適応帯域は見通し内伝搬路と比較して少なくなっている。

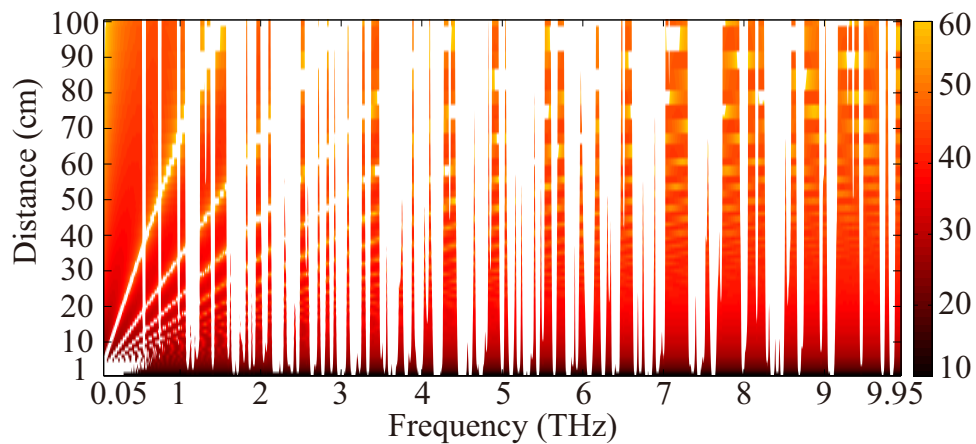


図 3.27: マルチパス伝搬路における帯域幅  $B = 0.05$  THz に対する電力損失 (1–100 cm). [© 2018 IEEE]

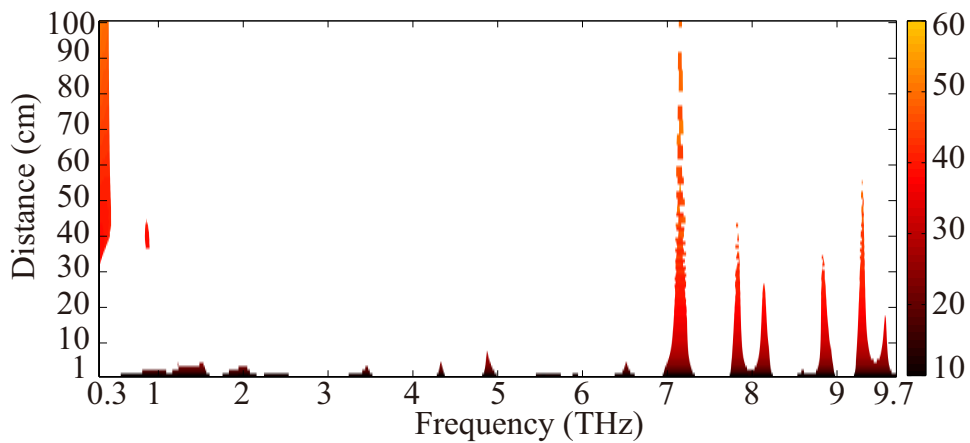


図 3.28: マルチパス伝搬路における帯域幅  $B = 0.3$  THz に対する電力損失 (1–100 cm). [© 2018 IEEE]

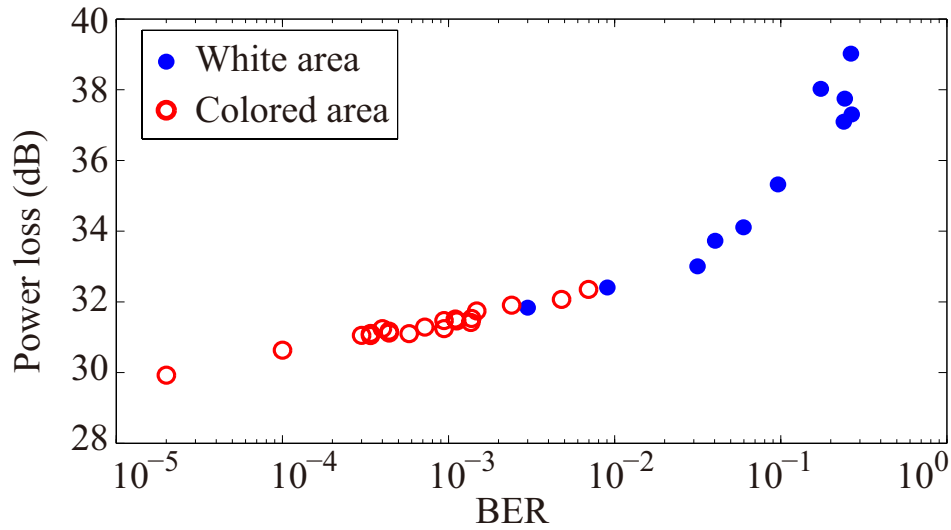


図 3.29: BER v.s. 電力損失 ( $B = 0.05$  THz, 10 cm).

図 3.29 では bit error rate (BER) に対応する, 電力損失を示している. また送受信機間距離は 10 cm とする. BER の計算では送信信号電力対雑音電力比を 36 dB とし, 中心周波数 0.1 THz–9.9 THz とした帯域幅  $B_p = 0.05$  THz の信号を送信信号として用いる [99].

$$x(t) = e^{-(t/\sigma)^2}, \quad (3.33)$$

式 (3.33) において,  $\sigma = \sqrt{2 \log 10} / (\pi B_p)$  としている. また, 受信機では UWB で一般的に用いられる, 電力検出法によりビット判定を行う [103]. Colored area と White area は図 3.27 において電力損失を色付けされている帯域と白塗りになっている帯域を示している. Colored area の BER は電力損失が低いため, 受信 SNR が確保できるため  $10^{-4}$  付近の低い BER に集中している. 図 3.29 より通信に利用する帯域を選択する際に, 図 3.27 が有益であることが確認できる.

### 3.6 結言

本章では, 時間領域における THz 帯伝搬路モデルとして, 因果律を満たしたインパルス応答を導出した. ナノデバイスを用いた無線通信に着目しているため, 通信距離は 100 cm 以下を想定している. 振幅周波数特性のみが考慮されている透過率から位相周波数特性を Hilbert 変換を用いて導出した. 計算機シミュレーションでは導出したインパルス応答が因果律を満たすことを示した. さらに実測パルスを用いて, 提案した手法が妥当であることを示した.

LFB と FFB 両モデルにおいて、THz 帯伝搬路のコヒーレンス帯域幅を求めた。UHF 帯とは異なり、分子吸収に大きく依存する THz 帯では、コヒーレンス帯域幅がほとんど変動することはない。またコヒーレンス帯域幅が周波数に大きく依存することが計算機シミュレーションにより示された。さらに目標コヒーレンス帯域幅を達成する帯域における電力損失も示した。ナノデバイスを用いた無線通信の設計において適切な帯域を選定する際に、電力損失は有益である。



## 第4章 伝搬路モデルに基づく THz 帯無線通信方式の設計

### 4.1 緒言

前の章までは THz 帯伝搬路の特徴に着目してきた。伝搬路モデルは THz 帯無線通信の通信方式の設計において非常に有益な情報となる。本章ではナノセンサ間での THz 帯における無線通信に着目する。ナノセンサに搭載されるバッテリーは非常に小さく、無線通信に利用できる電力は限られている。そこで無線通信で消費される電力を抑えるためにパルス OOK 変調が用いられている。パルス OOK 変調とは“1”の時にはパルスを送信し、“0”の時には何も送らない通信方式である。また送信符号において符号長をシンボルごとに変化させ、“1”を送る回数を減らす符号設計も行われている。そこで本研究では可変長符号に適した復号方式の設計を検討した。

### 4.2 システムモデル

本研究では THz 帯において支配的である分子吸収の影響下での無線通信の特性に着目するため、見通し内伝搬路における直接波を用いた通信を想定する。送受信機間の伝搬距離は 5cm であり、見通し内伝搬路において拡散損失と分子吸収を伝搬損失として考慮する。またアンテナの特性はここでは考慮しない。

想定する無線通信システムの概要を図 4.1 に示す。ここで  $x(t)$ ,  $y(t)$  はそれぞれ送信信号と受信信号である。

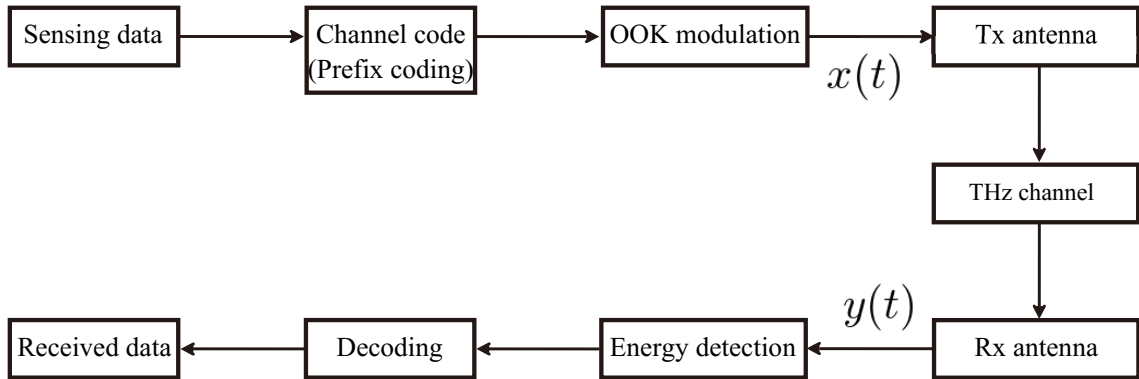


図 4.1: ナノセンサ無線通信システム概要.

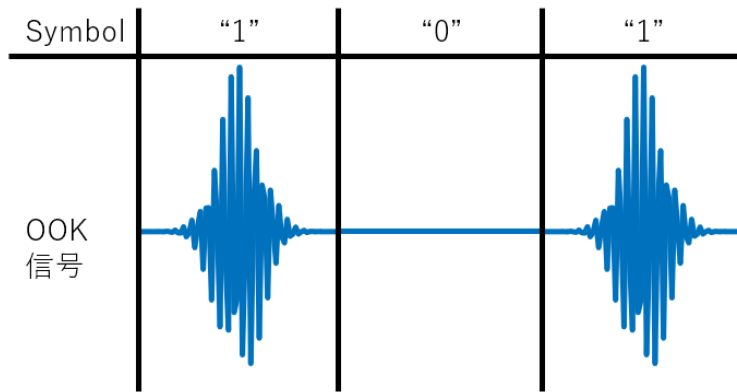


図 4.2: パルス OOK 変調信号.

送信機では図 4.2 に示すようなパルス OOK 変調を用いており，“1”の時に送信するパルスはガウシアンパルスとし以下の式で表される.

$$x(t) = e^{-(t/\sigma)^2} \cos(2\pi f_c t) \quad (4.1)$$

ここで  $\sigma = \frac{10}{3}\pi B$  であり,  $B, f_c$  は帯域幅と中心周波数である. 受信機ではシンボル “1” と “0” を電力検出によって判定している. そこでシンボル判定の際に用いられる受信電力に対する閾値の設計が重要となる. また時間  $t$  における受信信号  $y(t)$  はインパルス応答  $h(\tau, z)$  と送信信号  $x(t)$  による畳み込み積分の次式で表わせる.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, z)x(t - \tau)d\tau + w(t). \quad (4.2)$$

ここで  $w(t)$  は加法性白色ガウス雑音 (AWGN) である。

WNSN では広帯域のパルスを用いるため分子吸収の影響を受け遅延波が発生する。そのためシンボル間隔の設計においては遅延波と雑音の影響を考慮する必要がある。本論文では最小の平均パケット誤り率を達成するシンボル間隔をシミュレーションにより算出した。

### 4.3 通信路符号

WNSN ではOOK 変調を前提に低消費エネルギーを実現する固定長符号が設計されてきた [37, 104–106]。また固定長符号と比較して平均符号重みを抑制することにより消費エネルギーを低減させる符号として可変長符号 [39] が提案されている。送信機における情報の送信電力を抑えるため、可変長符号を通信路符号として用いる。また送信機では複数の符号語を用いて送信パケットを作成して、パケット通信を行う [107]。この章ではナノセンサ間の無線通信のための通信路符号で用いられる可変長符号の説明を行う。[39] で提案されているアルゴリズムではバイナリーツリーで表される符号長  $m$  の二元符号を基に可変長符号を生成している。本論文ではこの可変長符号を Energy-efficient Prefix Code (EPC) と呼ぶ。

#### 4.3.1 Energy-efficient Prefix Code

EPC における平均的な“1”のシンボル数（平均符号重み）を低減させると同時に平均的な符号長（平均符号長さ）が増加してしまうため、無線通信システムから要求される平均符号長  $\Gamma$  を基に符号設計が行われる。EPC のシンボルの総数  $M (= 2^m)$  のうち  $i$  番目のシンボルに対する符号語を  $c_i$  とすると符号語の長さとして  $l_i$ 、 $w_i$  として表される。平均符号長と平均符号重みはそれぞれ  $\bar{l}$ 、 $\bar{w}$  とする。

$$\bar{l} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M l_k. \quad (4.3)$$

$$\bar{w} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M w_k. \quad (4.4)$$

また EPC は以下の条件式を満たさなければならない。

$$\bar{l} \leq \Gamma. \quad (4.5)$$

この時  $\Gamma = \frac{m}{T_{s,p}}$  であり、 $T_{s,p}$  はそれぞれパルス時間幅と要求スループットである。

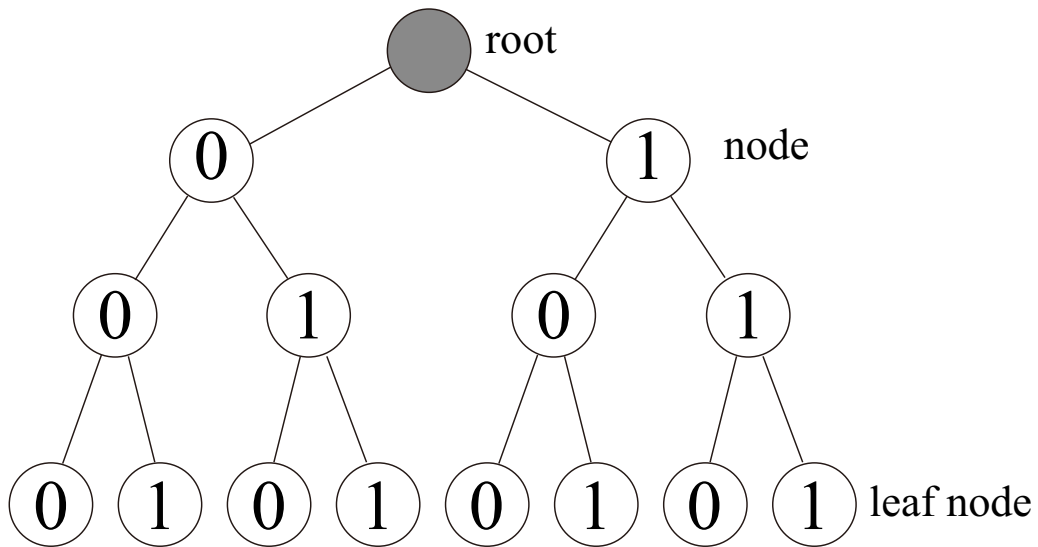


図 4.3: 符号長  $m = 3$  の二元符号バイナリツリー.

EPC を生成するアルゴリズムを説明する前にバイナリツリーについて説明を行う. バイナリツリーとは図 4.3 に示されるように “0”, “1” のノードを用いて表される木符号であり, 図 4.3 では符号長  $m = 3$  の二元符号 [000 001 010 011 100 101 110 111] が示されている.

### The Binary Tree based on Weight Decrease Algorithm

[39] で提案されている The Binary Tree based on Weight Decrease Algorithm (BTWD) についてここでは説明する. BTWD アルゴリズムではバイナリツリーの先端の子ノードを持っていないノード (leaf node: A) を切り離し, 別のノード (leaf node: B) を拡張することで EPC を生成する. BTWD アルゴリズムのフローチャートを図 4.4 に示す.

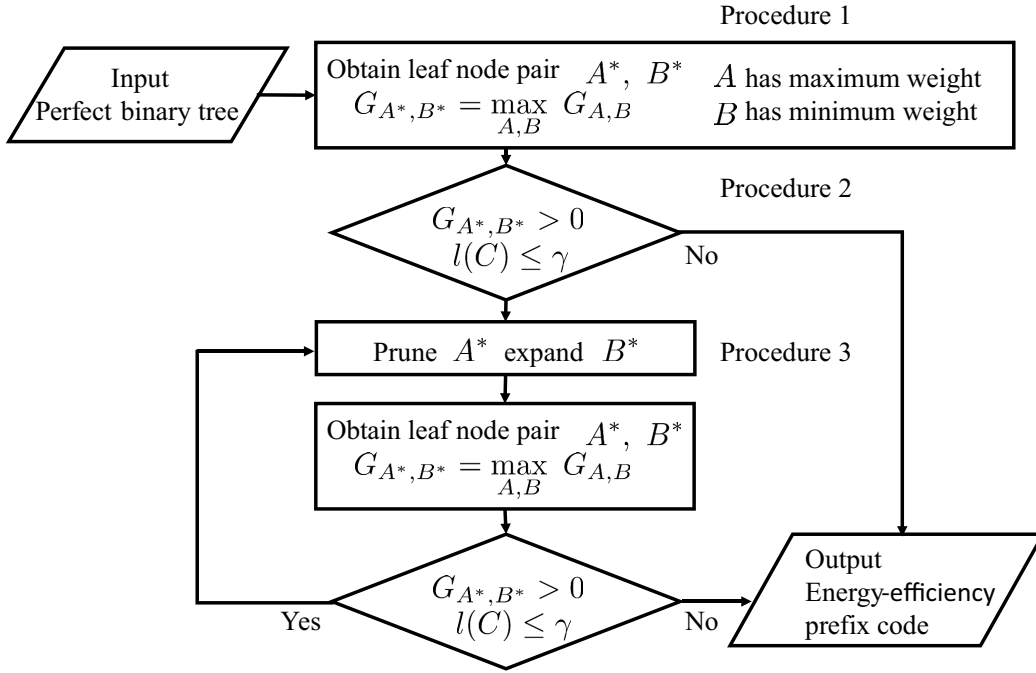


図 4.4: BTWD アルゴリズムのフローチャート.

$G_{A,B}^{(W)}$  は PEO を行うための基準であり、この基準は PEO において減らすことのできる符号重みを示している。この BTWD アルゴリズムのフローチャートの説明を処理順に行う。

### Procedure 1: leaf node の選択

leaf node  $A, B$  に対し  $G_{A,B}^{(W)}$  を計算し、最大の  $G_{A,B}^{(W)}$  となる leaf node  $A, B$  の組み合わせを  $A^*, B^*$  とする。  $G_{A,B}^{(W)}$  は以下の計算式で表される。

$$G_{A,B}^{(W)} = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & (W_A - W_B - 1 \leq 0) \\ \frac{W_A - W_B - 1}{D_A - D_B + 1} & (W_A - W_B - 1 > 0, A' = \text{leaf node}) \\ \frac{W_A - W_B - 1}{D_A - D_B + 1} & (W_A - W_B - 1 > 0, A' \neq \text{leaf node}) \end{array} \right\}. \quad (4.6)$$

ここで  $W_A, W_B$  はそれぞれ leaf node  $A, B$  によって表される符号語の重さであり、また  $D_A, D_B$  はそれぞれ leaf node  $A, B$  によって表される符号語の長さである。また  $A$  と  $B$  はそれぞれ符号中で最大の符号語重みを持つ leaf node と最小の符号語重みを持つ leaf node である。

## Procedure 2: アルゴリズム継続の確認

$G_{A^*,B^*}^{(W)} = 0$ であれば、BTWD アルゴリズムによって平均符号重みを減らすことはできないため終了する。 $G_{A^*,B^*}^{(W)} > 0$ でありかつ無線システムの要求する  $\bar{l} \leq \Gamma$  を満たしている場合のみアルゴリズムを継続する。

## Procedure 3: PEO

Procedure 1 で選択された  $A^*, B^*$  に対し切り離しと拡張を行う。切り離しと拡張処理 (Pruning and Expanding Operation (PEO)) において leaf node を切り離す際には次のような規則が存在する: 切り離す leaf node の親ノードから出ているもう一つのノード (brother node:  $A'$ ) が leaf node であった場合、その bro. node も同時に切り離す。

## 4.4 電力検出

ナノセンサの受信機は一般的な受信機の構造が想定されており、その概要図を図 4.5 に示す [22, 103, 108]。ナノセンサにおける信号検出器では振幅情報のみが検出される [34]、そこで受信機では電力検出によってシンボルの検出が行われる。

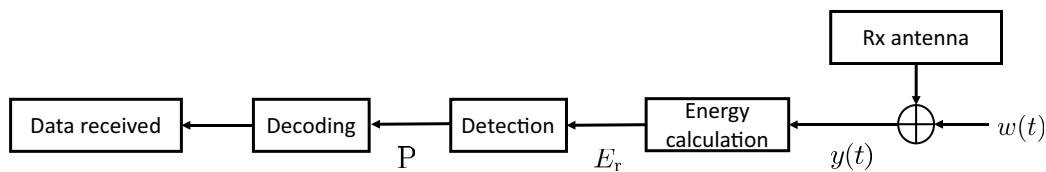


図 4.5: 受信機概要図.

### 4.4.1 適応型閾値の設計

図 4.5 にある Detection の処理において受信電力に基づいて閾値を用いてシンボル “0”, “1” を検出している。受信シンボル  $n$  bit 目に対する受信電力  $E_r$  は以下の式に示される。

$$E_r[n] = \int_{1+(n-1)T}^{nT} |y(t)|^2 dt \quad (4.7)$$

ここで  $T$  はパルス時間幅とする。受信電力  $E_r$  を変数にとる “0” と “1” の確率密度関数 (Probability density function (PDF))  $p_0, p_1$  は “0” と “1” の生起確率  $P_{occ}^0, P_{occ}^1$  によって変化する。固定長二元符号の場合 “0” と “1” の生起確率は 50% だが、EPC 符号の場合生起

確率がビットの番地  $m$  によって変化する．例として8シンボルを表現する EPC 符号は以下の表 4.4.1 に示す．このため EPC 符号を送信符号として用いた場合 “0” と “1” の平均ビッ

表 4.1: EPC 符号のビットの番地における “1” の生起確率

$m$	1	2	3	4	5	6	7
$c_1$	0	0	0	0	0	0	0
$c_2$	0	0	0	0	0	0	1
$c_3$	0	0	0	0	0	1	
$c_4$	0	0	0	0	1		
$c_5$	0	0	0	1			
$c_6$	0	0	1				
$c_7$	0	1					
$c_8$	1						
$Pr_b(m)$ [%]	13	14	17	20	25	33	50

ト誤り率を最小にする閾値が変化する．“0” と “1” のビット誤り率  $P_{\text{err}0}^{\text{bit}}$ ,  $P_{\text{err}1}^{\text{bit}}$  は以下の式で表される．

$$P_{\text{err}0}^{\text{bit}} = \int_{\infty}^{Th} p_0(Y) dY, \quad (4.8)$$

$$P_{\text{err}1}^{\text{bit}} = \int_{Th}^0 p_1(Y) dY \quad (4.9)$$

式 4.9 における  $Th$  が閾値である．“0” と “1” の確率密度関数は次のとおりである [109]．

$$p_0(Y) = \frac{Y^{\frac{\nu}{2}-1}}{2^{\frac{\nu}{2}} \Gamma(\frac{\nu}{2})} \exp[-\frac{1}{2}(Y)] \cdot P_{\text{occ}}^0, \quad (4.10)$$

$$p_1(Y) = \frac{Y^{\frac{\nu}{2}-1} \exp[-\frac{1}{2}(Y + \delta)]}{2^{\frac{\nu}{2}}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\frac{\delta Y}{4})^k}{k! \Gamma(\frac{\nu}{2} + k)} \cdot P_{\text{occ}}^1 \quad (4.11)$$

ここで  $Y$  と  $\nu = 2T/dT$ ,  $\delta = \sum n = 1_{\nu} \left( \frac{\mu_n}{\sigma_n} \right)^2$  はそれぞれ電力値と自由度，非心度とする．EPC 符号を用いる無線通信システムにおいて適応型閾値は生起確率  $P_{\text{occ}}^0$ ,  $P_{\text{occ}}^1$  が符号語内のビット番地で変化することに着目した．

図 4.6 に適応型閾値の設計のフローチャートを示す．

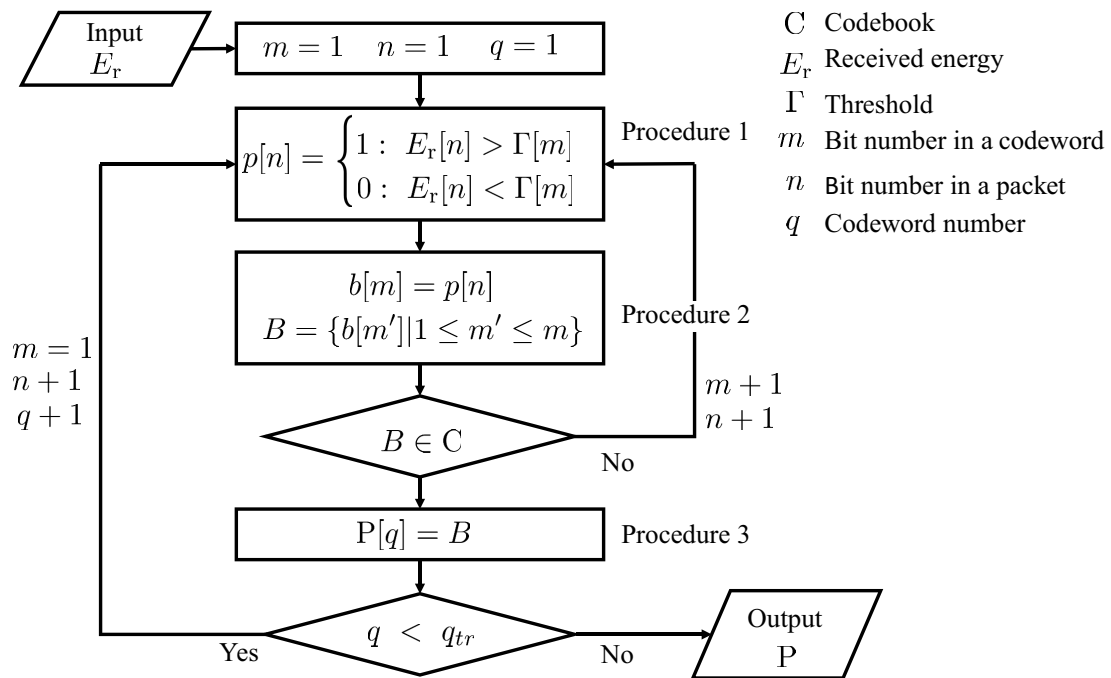


図 4.6: 適応型閾値設計フローチャート.

### Procedure 1: シンボルの検出

受信電力を基に閾値によってシンボルを検出する。検出されたシンボルを  $p[n]$  に格納する。

### Procedure 2: 符号語候補を作成

符号のビット番地  $m'|1, 2, \dots, m$  におけるシンボル  $b[m']$  を用いて符号語候補  $B$  を作成する

### Procedure 3: 符号語候補を確認

符号語候補  $B$  が EPC 符号  $C$  に存在する場合には  $P[q]$  に格納する。ここで  $q$  はパケット内における符号語の番号である。符号語候補  $B$  が EPC 符号  $C$  に存在しない場合には Procedure 1 の処理から再度行う。さらに  $q$  が送信符号語数  $q_{tr}$  と同一となった場合には検出されたパケットを出力する。



適応的に閾値を設計することにより、各ビットごとのビット誤り率が最小となるように設計し通信品質の向上を検討している。

## 4.5 計算機シミュレーションによる評価

本章では4.4において設計した適応型閾値の特性評価を行い、従来の“0”、“1”の生起確率に依存しない固定閾値との性能比較を行った。THz帯伝搬路において支配的な分子吸収影響下での特性を評価するため、見通し内伝搬路を想定する。計算機シミュレーションで用いる環境パラメータは次に示す通りである。気圧  $p = 1010$  hPa, RH = 69.6%, 気温  $T = 298.55$  K. また送信パルス信号のパラメータは次の通りである。帯域幅  $B = 1$  THz と中心周波数  $f_c = 7$  THz, パルス時間幅は 3.55ps である。

### 4.5.1 平均パケット誤り率

受信 Signal-to-Noise-Ratio (SNR) は 0dB とし 1 パケットにおける符号語数は 20 とした。また二元符号の多値数  $m$  は 3 – 7bit である。平均パケット誤り率は無作為に作成した  $N_{pck} = 6000$  パケットのパケット誤り率の平均を計算した。

$$P_{\text{ave}}^{\text{pck}} = \sum_{n_{pck}=1}^{N_{pck}} P_{\text{err}}^{\text{pck}}(n_{pck})/N_{pck}, \quad (4.12)$$

$n_{pck}$  個目のパケット誤り率  $P_{\text{err}}^{\text{pck}}(n_{pck})$  は以下の式で表すことができる。

$$P_{\text{err}}^{\text{pck}}(n_{pck}) = 1 - \prod_{n=1}^N P_{\text{corr}}^{\text{bit}}[n], \quad (4.13)$$

$P_{\text{corr}}^{\text{bit}}[n] = 1 - P_{\text{err}}^{\text{bit}}[n]$  はパケット内の  $n$ bit 目におけるビット正答率である。

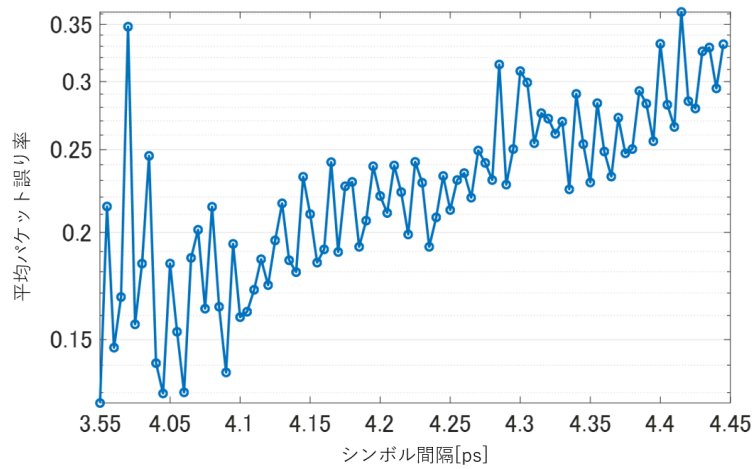


図 4.7: シンボル間隔に対する平均パケット誤り率.

図 4.7 では、シンボル間隔の設計のためシンボル間隔に対する平均パケット誤り率を算出した。電力検出では適応型閾値を用いており、変調多値数は 3 とした。最小の平均パケット誤り率から、本論文ではシンボル間隔は 3.55ps とした。

次に図 4.8 は THz 帯における平均パケット誤り率を示している。赤い実線は適応型閾値、青い実線は固定閾値を用いた際の誤り率である。

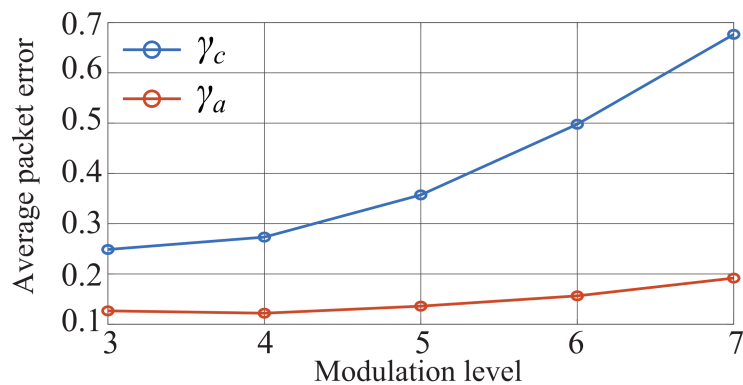


図 4.8: 多値数に対する平均パケット誤り率. [© 2021 IEICE]

変調多値数を大きくすると平均パケット誤り率の差は大きくなり多値数 7 において約 3 倍以上誤り率が異なっている。適応型閾値を用いた場合、同数のパケットを送った際の復号可能パケット数が多いことを示すことから伝送成功率が顕著に大きいことに相当する。

### 4.5.2 電力効率

1ジュール当たりの送信成功したビット数を電力効率として定義し，適応型閾値が消費電力に対して有効であることを示す．電力効率は以下の式で表わすことが出来る [39,110].

$$\epsilon = \frac{\sum_i N_{bit}^i \cdot P_{correct}^i}{\sum_i N_1^i \cdot E_1} \quad (4.14)$$

図 4.9 に電力効率の結果を示す．赤い実線は適応型閾値，青い実線は固定閾値を用いた際の電力効率である．

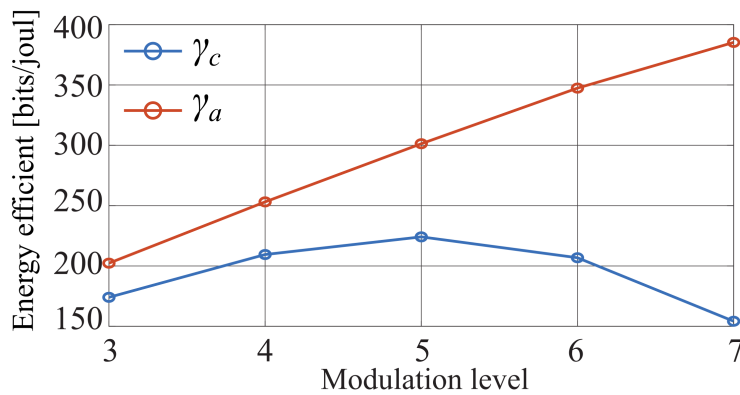


図 4.9: 多値数に対する電力効率.[© 2021 IEICE]

変調多値数を大きくすると電力効率の差は大きくなり多値数7において約2.5倍近く異なっている．また多値数を大きくすると固定閾値の場合パケット正答率の減衰が大きいいため，多値数5ビット以降電力効率が低下してしまう．以上の結果は適応型閾値が消費電力を抑えることが出来ることを示している．

### 4.5.3 スループット

1秒当たりの送信成功したビット数をスループットとして定義し，適応型閾値の伝送速度の向上に有効であることを示している．スループットは以下の式で表わすことが出来る．

$$\eta = \frac{\sum_i N_{bit}^i \cdot P_{correct}^i}{\sum_i N_1^i \cdot T_s} \quad (4.15)$$

図 4.10 にスループットの結果を示す．赤い実線は適応型閾値，青い実線は固定閾値を用いた際のスループットである．

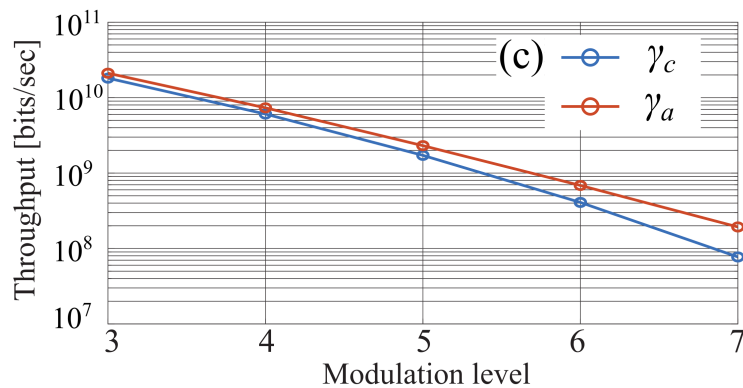


図 4.10: 多値数に対するスループット.[© 2021 IEICE]

変調多値数を大きくするとスループットの差は大きくなり多値数7において約2.5倍近く異なっている。以上の結果は適応型閾値が非常に高い伝送速度を実現できることを示している。

## 4.6 結言

本章では、ナノセンサ間での EPC 符号を用いた無線通信システムにおける復号方式の設計を行った。ナノセンサを用いた無線通信に着目しているため伝搬距離を 5 cm とし、また THz 帯特有の分子吸収の影響を考慮した見通し内伝搬路を想定している。EPC 符号の“0”と“1”の生起確率がビット番地によって変化することから、閾値をビット番地に適応的に変化させて設計した。計算機シミュレーションでは適応型閾値がナノセンサ間無線通信システムに対して有効的であることを示した。変調多値数を大きくしていくと適応型閾値が伝送速度と電力効率が向上することが示された。

## 第5章 結論

5G, 6G と将来の無線通信においてさらなる大容量化が求められていることから THz 帯における無線通信の実現は, 無線通信分野において大きなインパクトを与えることが期待できる. 特に, 数百 Gbps 以上の無線通信を実現するには THz 帯での無線通信が有効な選択肢の一つである. THz 帯では, これまでの無線通信が検討されてきた帯域とは大きく異なり分子吸収の影響を多大に受けることが分かっている. そこで, THz 帯において無線通信を実現するには, 伝搬特性を明らかにすることと, 適切な伝搬路のモデルを明らかにすることが求められている. 本論文では, まず THz 帯における適切な伝搬路のモデルを明らかにし, モデルを用いた網羅的な THz 帯伝搬路の検証によりその特性を明らかにすることに成功した. これにより, 将来の超高速無線通信の検討や設計に対して大きな貢献をしている. また THz 帯伝搬路モデルと伝搬特性を用いて WNSN に適した低消費エネルギーかつ信頼性の高い通信方式を示した. 以下に各々の章についてまとめる.

3章では THz 帯伝搬路のモデル化について述べた. 分子吸収による周波数選択的な電力減衰が THz 帯の周波数にわたって存在しており, 広帯域の信号をひずませる要因となる. そこで THz 帯電波伝搬路の線形システム伝達関数によるモデル化を説明した. モデル化する際, 周波数応答の位相項に最小位相を与えることで, 因果律を満たすインパルス応答の導出を提案した. さらに最小位相と分子吸収損失が物質の屈折率と吸収係数の関係に相当することから, 提案手法について理論的な解釈について説明した. 計算機シミュレーションと実測結果が非常によく一致していることから妥当性と有効性が示されている. さらにコヒーレンス帯域幅と電力損失を用いて伝搬路を評価した. 分子吸収によりコヒーレンス帯域幅が周波数に依存して大きく変化している. またコヒーレンス帯域幅と電力損失を用いた電力損失マップより, 高データレートかつ信頼性の高い通信システムの実現において帯域選択が有効であることを示した.

4章にて EPC に対する信号検出法について述べた. WNSN における通信システムの概要として, EPC による符号化から電力検出を用いた信号検出を説明した. 次にエネルギー効率の高い符号語である EPC について符号生成アルゴリズムを説明した. さらに生成された EPC の符号語内において HB の生起確率が符号語内のビットの番地によって大きく異なることを示した. また3章で導出した伝搬路モデルを用いることで受信電力の確率密度関数を算出し, 符号語内のビットの番地毎に最小誤り率となる閾値を導ける. そこで HB

の生起確率に対して適応的な電力検出の閾値を提案した。計算機シミュレーションによって提案手法によってパケット誤り率を低減できていることが確認できる。また電力効率と伝送速度が向上するため WNSN に有効な信号検出方式であることを示した。

最後に今後の展望について述べる。本論文では見通し内伝搬路かつ反射体も簡易的な物体を想定して評価・解析を行った。THz 帯における電力損失を考慮すると屋内における 10m 以内の短距離無線通信が応用先として有力である。反射物の表面の粗さや屈折率、吸収係数の影響を反射波が受けるため、家具や壁など様々な障害物が存在する屋内環境の伝搬路モデルは重要な課題である。また WNSN を様々な化学物質が存在するような特殊な環境（例えば有毒ガス環境や人体内など）に設置する場合、通常の大気とは大きく THz 帯電波の伝搬媒質が異なる。このような特殊環境における伝搬路モデルも非常に興味深い課題である。また本論文では WNSN に適した変調方式として簡易な OOK 変調を用いた。しかしより高度な信号処理を行える無線機（スマートホンやノート PC など）による次世代無線通信システムも THz 帯無線通信システムの応用先として考えられている。このような次世代無線通信システムにおける振幅や位相に対する変調方式の検討や位相補償技術も将来的な課題と考えられる。

## 謝辞

本研究を進めるに当たり, お世話になった方々に深く感謝いたします。本研究の過程で終始適切なお指導, ご助言を承りました梅林健太教授に謹んで厚くお礼申し上げます。I would like to give thanks to the people who supported me at the Centre for Wireless Communications at the University of Oulu. I am very grateful to Joonas Kokkonen and Janne Lehtomäki for their great support in my research projects and experiments. I would also like to tell Oskari Tervo and Nuutti Tervo, who taught me about their culture through sauna and fishing when I visited CWC, that let's do it again. さらに, 研究室の皆様には研究全般のアドバイス, ご協力を頂きありがとうございました。また研究活動を支えていただいた私の両親と妻, 我が子には心より感謝いたします。





## 参考文献

- [1] J. M. Jornet, I. F. Akyildiz, Channel modeling and capacity analysis for electromagnetic wireless nanonetworks in the terahertz band, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 10 (10) (2011) 3211–3221.
- [2] C. Seker, M. T. Güneser, T. Ozturk, A review of millimeter wave communication for 5g, in: 2018 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT), 2018, pp. 1–5.
- [3] M. Agiwal, A. Roy, N. Saxena, Next generation 5g wireless networks: A comprehensive survey, *IEEE Communications Surveys Tutorials* 18 (3) (2016) 1617–1655.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [5] S. Cherry, Edholm’s law of bandwidth, *IEEE Spectrum* 41 (7) (2004) 58–60.
- [6] R. Li, Towards a new internet for the year 2030 and beyond, in: Proc. 3rd Annu. ITU IMT-2020/5G Workshop Demo Day, 2018, pp. 1–21.
- [7] C. Cisco, Global mobile data traffic forecast update, 2017–2022, Cisco white paper.
- [8] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, C. Han, Terahertz band: Next frontier for wireless communications, *Physical Communication* 12 (2014) 16–32.
- [9] S. Dang, O. Amin, B. Shihada, M.-S. Alouini, What should 6g be?, *Nature Electronics* 3 (1) (2020) 20–29.
- [10] H.-J. Song, T. Nagatsuma, Present and future of terahertz communications, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 1 (1) (2011) 256–263. doi: [10.1109/TTHZ.2011.2159552](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2011.2159552).
- [11] K. L. Matti Latva-aho, Key drivers and research challenges for 6g ubiquitous wireless intelligence (white paper),, in: 6G Flagship research program, University of Oulu, Finland, 2019.

- [12] FINAL ACTS WRC-12, ITU, 2012.
- [13] K. Sengupta, T. Nagatsuma, D. M. Mittleman, Terahertz integrated electronic and hybrid electronic-photonic systems, *Nature Electronics* 1 (12) (2018) 622–635.
- [14] S. Paine, The am atmospheric model, SMA Technical Memo 152, Smithsonian Astrophysical Observatory (Feb 2012).
- [15] I. Kallfass, F. Boes, T. Messinger, J. Antes, A. Inam, U. Lewark, A. Tessmann, R. Henneberger, 64 gbit/s transmission over 850 m fixed wireless link at 240 ghz carrier frequency, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 36 (2) (2015) 221–233.
- [16] H.-J. Song, H. Hamada, M. Yaita, Prototype of kiosk data downloading system at 300 ghz: Design, technical feasibility, and results, *IEEE Communications Magazine* 56 (6) (2018) 130–136. doi:10.1109/MCOM.2018.1000939.
- [17] S. Ju, Y. Xing, O. Kanhere, T. S. Rappaport, Millimeter wave and sub-terahertz spatial statistical channel model for an indoor office building, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 39 (6) (2021) 1561–1575. doi:10.1109/JSAC.2021.3071844.
- [18] S. Priebe, M. Jacob, T. Kürner, Calibrated broadband ray tracing for the simulation of wave propagation in mm and sub-mm wave indoor communication channels, in: *European Wireless 2012; 18th European Wireless Conference 2012*, 2012, pp. 1–10.
- [19] S. Priebe, M. Jacob, C. Jastrow, T. Kleine-Ostmann, T. Schrader, T. Kürner, A comparison of indoor channel measurements and ray tracing simulations at 300 ghz, in: *35th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2010, pp. 1–2. doi:10.1109/ICIMW.2010.5612330.
- [20] Terahertz communication for vehicular networks, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 66 (7) (2017) 5617–5625. doi:10.1109/TVT.2017.2712878.
- [21] M. Noor-A-Rahim, Z. Liu, H. Lee, M. O. Khyam, J. He, D. Pesch, K. Moessner, W. Saad, H. V. Poor, 6g for vehicle-to-everything (v2x) communications: Enabling technologies, challenges, and opportunities (2020). arXiv:2012.07753.
- [22] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, Electromagnetic wireless nanosensor networks, *Nano Communication Networks* 1 (1) (2010) 3–19.

- [23] S. Hiyama, Y. Moritani, Molecular communication: Harnessing biochemical materials to engineer biomimetic communication systems, *Nano Communication Networks* 1 (1) (2010) 20–30.
- [24] I. F. Akyildiz, F. Brunetti, C. Blázquez, Nanonetworks: A new communication paradigm, *Computer Networks: The International Journal of Computer and Telecommunications Networking* 52 (12).
- [25] C. Hierold, A. Jungen, C. Stampfer, T. Helbling, Nano electromechanical sensors based on carbon nanotubes, *Sensors and Actuators A: Physical* 136 (1) (2007) 51–61, 25th Anniversary of Sensors and Actuators A: Physical.
- [26] C. R. Yonzon, D. A. Stuart, X. Zhang, A. D. McFarland, C. L. Haynes, R. P. Van Duyne, Towards advanced chemical and biological nanosensors-an overview, *Talanta* 67 (3) (2005) 438–448, nanoscience and Nanotechnology.
- [27] J. M. Jornet, I. F. Akyildiz, Joint energy harvesting and communication analysis for perpetual wireless nanosensor networks in the terahertz band, *IEEE Transactions on Nanotechnology* 11 (3) (2012) 570–580.
- [28] F. Vullum, D. Teeters, A. Nytén, J. Thomas, Characterization of lithium nanobatteries and lithium battery nanoelectrode arrays that benefit from nanostructure and molecular self-assembly, *Solid State Ionics* 177 (26) (2006) 2833–2838, *Solid State Ionics 15: Proceedings of the 15th International Conference on Solid State Ionics, Part II*.
- [29] P. J. Burke, S. Li, Z. Yu, Quantitative theory of nanowire and nanotube antenna performance, *IEEE Transaction on Nanotechnology* 5 (4) (2006) 314–334.
- [30] I. Llatser, C. Kremers, A. Cabellos-Aparicio, J. M. Jornet, E. Alarcon, D. N. Chigrin, Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation, *Photonics and Nanostructures - Fundamentals and Applications* 10 (4) (2012) 353–358.
- [31] J. M. Jornet, I. F. Akyildiz, Graphene-based plasmonic nano-transceiver for terahertz band communication, in: *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 492–496. doi:10.1109/EuCAP.2014.6901799.

- [32] P. K. Singh, G. Aizin, N. Thawdar, M. Medley, J. M. Jornet, Graphene-based plasmonic phase modulator for terahertz-band communication, in: 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1–5. [doi:10.1109/EuCAP.2016.7481218](https://doi.org/10.1109/EuCAP.2016.7481218).
- [33] J. Kokkonen, J. Lehtomäki, K. Umebayashi, M. Juntti, Frequency and time domain channel models for nanonetworks in terahertz band, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 63 (2) (2015) 678–691.
- [34] J. M. Jornet, I. F. Akyildiz, Femtosecond-long pulse-based modulation for terahertz band communication in nanonetworks, *IEEE Transactions on Communications* 62 (5) (2014) 1742–1754.
- [35] Y. Yang, M. Mandehgar, D. R. Grischkowsky, Understanding THz pulse propagation in the atmosphere, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 2 (4) (2012) 406–415.
- [36] J. M. Jornet, I. F. Akyildiz, Low-weight channel coding for interference mitigation in electromagnetic nanonetworks in the terahertz band, in: 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC), 2011, pp. 1–6. [doi:10.1109/icc.2011.5962987](https://doi.org/10.1109/icc.2011.5962987).
- [37] M. Kocaoglu, O. B. Akan, Minimum energy channel codes for nanoscale wireless communications, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 12 (4) (2013) 1492–1500. [doi:10.1109/TWC.2013.022113.2190](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.022113.2190).
- [38] Y. Prakash, S. Gupta, Energy efficient source coding and modulation for wireless applications, in: 2003 IEEE Wireless Communications and Networking, 2003. WCNC 2003., Vol. 1, 2003, pp. 212–217 vol.1. [doi:10.1109/WCNC.2003.1200347](https://doi.org/10.1109/WCNC.2003.1200347).
- [39] K. Chi, Y. hua Zhu, X. Jiang, V. C. Leung, Energy-efficient prefix-free codes for wireless nano-sensor networks using ook modulation, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 13 (5) (2014) 2670–2682.
- [40] M. Pierobon, J. M. Jornet, N. Akkari, S. Almasri, I. F. Akyildiz, A routing framework for energy harvesting wireless nanosensor networks in the terahertz band, *Wireless Networks* 20 (5) (2014) 1169–1183.

- [41] S. Mohrehkesh, M. C. Weigle, S. K. Das, Drih-mac: A distributed receiver-initiated harvesting-aware mac for nanonetworks, *IEEE Transactions on Molecular, Biological and Multi-Scale Communications* 1 (1) (2015) 97–110. doi:  
[10.1109/TMBMC.2015.2465519](https://doi.org/10.1109/TMBMC.2015.2465519).
- [42] B. Sklar, Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: Characterization, *IEEE Communications Magazine* 35 (7) (1997) 90–100.
- [43] B. Sklar, *Digital Communications: Fundamentals and Applications*, 2nd Edition, Prentice Hall, 2001.
- [44] J. Proakis, M. Salehi, *Digital Communications*, 5th edition, McGraw-Hill Higher Education, 2008.
- [45] C.-X. Wang, J. Bian, J. Sun, W. Zhang, M. Zhang, A survey of 5g channel measurements and models, *IEEE Communications Surveys Tutorials* 20 (4) (2018) 3142–3168. doi:  
[10.1109/COMST.2018.2862141](https://doi.org/10.1109/COMST.2018.2862141).
- [46] I. A. Hemadeh, K. Satyanarayana, M. El-Hajjar, L. Hanzo, Millimeter-wave communications: Physical channel models, design considerations, antenna constructions, and link-budget, *IEEE Communications Surveys Tutorials* 20 (2) (2018) 870–913. doi:  
[10.1109/COMST.2017.2783541](https://doi.org/10.1109/COMST.2017.2783541).
- [47] T. S. Rappaport, G. R. MacCartney, M. K. Samimi, S. Sun, Wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models for future wireless communication system design, *IEEE Transactions on Communications* 63 (9) (2015) 3029–3056. doi:  
[10.1109/TCOMM.2015.2434384](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2015.2434384).
- [48] R. M. Goody, Y. L. Yung, *Atmospheric Radiation: Theoretical Basis*, 2nd edition, Oxford University Press, 1989.
- [49] V. H. Payne, E. J. Mlawer, K. E. Cady-Pereira, J.-L. Moncet, Water vapor continuum absorption in the microwave, *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing* 49 (6) (2011) 2194–2208. doi:  
[10.1109/TGRS.2010.2091416](https://doi.org/10.1109/TGRS.2010.2091416).
- [50] L. S. Rothman, D. Jacquemart, A. Barbe, et al., The HITRAN 2004 molecular spectroscopic database, *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer* 96 (2005) 139–204.

- [51] L. S. Rothman, I. E. Gordon, A. Barbe, et al., The HITRAN 2008 molecular spectroscopic database, *Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer* 110 (9–10) (2009) 533–572.
- [52] J. Ma, J. Adelberg, R. Shrestha, L. Moeller, D. M. Mittleman, The effect of snow on a terahertz wireless data link, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves* 39 (6) (2018) 505–508.
- [53] A. Rogalski, F. Sizov, Terahertz detectors and focal plane arrays, *Opto-Electronics Review* 19 (3) (2011) 346–404. doi:10.2478/s11772-011-0033-3.
- [54] E.-B. Moon, T.-I. Jeon, D. R. Grischkowsky, Long-path thz-tds atmospheric measurements between buildings, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 5 (5) (2015) 742–750. doi:10.1109/TTHZ.2015.2443491.
- [55] R. Piesiewicz, J. Schoebel, M. Koch, T. Kürner, Propagation measurements and modeling for future indoor communication systems at thz frequencies, *Proc. Wave Propagation in Communication, Microwave Systems and Navigation (WFMN 2007)*.
- [56] R. Piesiewicz, C. Jansen, D. Mittleman, T. Kleine-Ostmann, M. Koch, T. Kürner, Scattering analysis for the modeling of thz communication systems, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 55 (11) (2007) 3002–3009. doi:10.1109/TAP.2007.908559.
- [57] S. Priebe, M. Jacob, C. Jansen, T. Kürner, Non-specular scattering modeling for thz propagation simulations, in: *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1–5.
- [58] J. Ma, R. Shrestha, L. Moeller, D. M. Mittleman, Channel characteristics for terahertz wireless communications, in: *Conference on Lasers and Electro-Optics, Optical Society of America*, 2018, p. STu3D.2. doi:10.1364/CLEO\_SI.2018.STu3D.2.
- [59] J. Kokkonen, P. Rintanen, J. Lehtomäki, M. Juntti, Diffraction effects in terahertz band - measurements and analysis, in: *2016 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, 2016, pp. 1–6. doi:10.1109/GLOCOM.2016.7841734.
- [60] J. Kokkonen, J. Lehtomäki, V. Petrov, D. Moltchanov, M. Juntti, Frequency domain penetration loss in the terahertz band, in: *2016 Global Symposium on*

Millimeter Waves (GSMM) ESA Workshop on Millimetre-Wave Technology and Applications, 2016, pp. 1–4. [doi:10.1109/GSMM.2016.7500309](https://doi.org/10.1109/GSMM.2016.7500309).

- [61] J. Kokkonen, J. Lehtomäki, M. Juntti, Measurements on penetration loss in terahertz band, in: 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp. 1–5. [doi:10.1109/EuCAP.2016.7481176](https://doi.org/10.1109/EuCAP.2016.7481176).
- [62] H. Elayan, R. M. Shubair, J. M. Jornet, P. Johari, Terahertz channel model and link budget analysis for intrabody nanoscale communication, *IEEE Transactions on NanoBioscience* 16 (6) (2017) 491–503. [doi:10.1109/TNB.2017.2718967](https://doi.org/10.1109/TNB.2017.2718967).
- [63] K. Yang, A. Pellegrini, M. O. Munoz, A. Brizzi, A. Alomainy, Y. Hao, Numerical analysis and characterization of thz propagation channel for body-centric nano-communications, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 5 (3) (2015) 419–426. [doi:10.1109/TTHZ.2015.2419823](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2015.2419823).
- [64] Q. H. Abbasi, H. El Sallabi, N. Chopra, K. Yang, K. A. Qaraqe, A. Alomainy, Terahertz channel characterization inside the human skin for nano-scale body-centric networks, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 6 (3) (2016) 427–434. [doi:10.1109/TTHZ.2016.2542213](https://doi.org/10.1109/TTHZ.2016.2542213).
- [65] H. Elayan, C. Stefanini, R. M. Shubair, J. M. Jornet, End-to-end noise model for intra-body terahertz nanoscale communication, *IEEE Transactions on NanoBioscience* 17 (4) (2018) 464–473. [doi:10.1109/TNB.2018.2869124](https://doi.org/10.1109/TNB.2018.2869124).
- [66] A. M. Vegni, V. Loscri, Analysis of the chirality effects on the capacity of wireless communication systems in the thz band, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 16 (12) (2017) 7848–7858. [doi:10.1109/TWC.2017.2754259](https://doi.org/10.1109/TWC.2017.2754259).
- [67] M. Rosenau da Costa, O. Kibis, M. Portnoi, Carbon nanotubes as a basis for terahertz emitters and detectors, *Microelectronics Journal* 40 (4) (2009) 776–778, european Nano Systems (ENS 2007) International Conference on Superlattices, Nanostructures and Nanodevices (ICSNN 2008).
- [68] S. Xu, B. J. Hansen, Z. L. Wang, Piezoelectric nanowire enabled power source for driving wireless microelectronic, *Nature Communications* 1 (7) (2010) 1–5.

- [69] K. Tsujimura, K. Umebayashi, J. Kokkoniemi, J. Lehtomäki, A study on channel model for thz band, in: 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP), 2016, pp. 872–873.
- [70] K. Tsujimura, K. Umebayashi, J. Kokkoniemi, J. Lehtomäki, Y. Suzuki, A causal channel model for thz band, *IEEE Transaction on THz science and technology* 8 (1) (2018) 52–62.
- [71] K. Tsujimura, K. Umebayashi, J. Kokkoniemi, J. Lehtomäki, A study on impulse response model of reflected path for thz band, in: 2018 Asia-Pacific Signal and Information Processing Association Annual Summit and Conference (APSIPA ASC), 2018, pp. 794–798. [doi:10.23919/APSIPA.2018.8659776](https://doi.org/10.23919/APSIPA.2018.8659776).
- [72] K. Tsujimura, K. Umebayashi, J. Kokkoniemi, J. Lehtomäki, Time domain channel model for the thz band, in: 2019 16th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 2019, pp. 446–449. [doi:10.1109/ISWCS.2019.8877200](https://doi.org/10.1109/ISWCS.2019.8877200).
- [73] K. Tsujimura, K. Umebayashi, N. Zorba, Adaptive threshold setting for oof modulation with a prefix code in thz band, *IEICE Communications Express* advpub. [doi:10.1587/comex.2021XBL0195](https://doi.org/10.1587/comex.2021XBL0195).
- [74] J. Fuhl, J.-P. Rossi, E. Bonek, High-resolution 3-d direction-of-arrival determination for urban mobile radio, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 45 (4) (1997) 672–682. [doi:10.1109/8.564093](https://doi.org/10.1109/8.564093).
- [75] J. Lee, K.-W. Kim, M.-D. Kim, J.-J. Park, Y. K. Yoon, Y. J. Chong, Measurement-based millimeter-wave angular and delay dispersion characteristics of outdoor-to-indoor propagation for 5g millimeter-wave systems, *IEEE Access* 7 (2019) 150492–150504. [doi:10.1109/ACCESS.2019.2947704](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2947704).
- [76] J. C.-I. Chuang, The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* 5 (5) (1987) 879–889.
- [77] Y. Karasawa, T. Kuroda, H. Iwai, The equivalent transmission-path model—a tool for analyzing error floor characteristics due to intersymbol interference in nakagami-rice fading environments, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* 46 (1) (1997) 194–202.



- [78] H. Kuzmany, *Solid-State Spectroscopy*, Springer, 1998.
- [79] P. Beckmann, A. Spizzichino, *The scattering of electromagnetic waves from rough surfaces*, Artech House, Norwood, MA, United States, 1987.
- [80] F. Sheikh, Y. Gao, T. Kaiser, A study of diffuse scattering in massive mimo channels at terahertz frequencies, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 68 (2) (2020) 997–1008. doi:10.1109/TAP.2019.2944536.
- [81] A. Moldovan, M. A. Ruder, I. F. Akyildiz, W. H. Gerstacker, Los and nlos channel modeling for terahertz wireless communication with scattered rays, in: *2014 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, 2014, pp. 388–392. doi:10.1109/GLOCOMW.2014.7063462.
- [82] A. Bystrov, E. Hoare, M. Gashinova, T.-Y. Tran, M. Cherniakov, Low terahertz signal backscattering from rough surfaces, in: *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, 2019, pp. 1000–1003. doi:10.23919/EuMC.2019.8910750.
- [83] A. Bystrov, E. Hoare, M. Gashinova, M. Cherniakov, T.-Y. Tran, Experimental study of rough surface backscattering for low terahertz automotive radar, in: *2019 20th International Radar Symposium (IRS)*, 2019, pp. 1–7. doi:10.23919/IRS.2019.8768126.
- [84] A. Jagannathan, A. J. Gatesman, R. H. Giles, Characterization of roughness parameters of metallic surfaces using terahertz reflection spectra, *Opt. Lett.* 34 (13) (2009) 1927–1929. doi:10.1364/OL.34.001927.
- [85] B. B. Yang, M. P. Kirley, J. H. Booske, Theoretical and empirical evaluation of surface roughness effects on conductivity in the terahertz regime, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 4 (3) (2014) 368–375. doi:10.1109/TTHZ.2014.2310121.
- [86] M. Herrmann, C. Wiegand, J. Jonuscheit, R. Beigang, The influence of surface roughness on thz reflection measurements, in: *2009 34th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 2009, pp. 1–2. doi:10.1109/ICIMW.2009.5324726.
- [87] S. J. Adams, *Electromagnetic theory*, McGraw-Hill BookCompany, 1941.

- [88] C. Jansen, et al., Diffuse scattering from rough surfaces in thz communication channels, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 1 (2) (2011) 462–472.
- [89] A. Papoulis, *The Fourier Integral and its Applications*, McGraw-Hill Book Company, 1962.
- [90] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Tables of integrals Series and Products*, 7th Edition, Academic Press, 1992.
- [91] M. Frerking, *Digital Signal Processing in Communications Systems*, Springer US, 1994.
- [92] J. Watkinson, *Convergence in Broadcast and Communications Media*, 1st Edition, Focal Press, 2001.
- [93] A. Grami, *Introduction to Digital Communications*, 1st Edition, Academic Press, 2015.
- [94] M. Born, E. Wolf, *Principles of optics: electromagnetic theory of propagation, interference and diffraction of light*, Elsevier, 2013.
- [95] F. Wooten, *Optical properties of solids*, Academic press, 2013.
- [96] 小林浩一, 光の物理-光はなぜ屈折, 反射, 散乱するのか-, 東京大学出版会, 2003.
- [97] 江馬一弘, 光物理学の基礎: 物質中の光の振る舞い, 光学ライブラリー, 朝倉書店, 2010.
- [98] R. P. Feynman, R. B. Leighton, M. Sands, *The Feynman Lectures on Physics, Volume I : Mainly Mechanics, Radiation, and Heat*, Addison Wesley, 1963.
- [99] M. Ghavami, L. Michael, R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering*, New York: Wiley, 2004.
- [100] C. Han, A. O. Bicen, I. F. Akyildiz, Multi ray channel modeling and wideband characterization for wireless communications in the terahertz band, *IEEE Transactions on Wireless Communications* 14 (5) (2015) 2402–2412.
- [101] D. Tse, P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.

- [102] S. S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. W. Rice, W. Turin, V. Tarokh, Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel, *IEEE Transactions on Communications* 52 (10) (2004) 1786–1796.
- [103] K. Witrisal, et al., Noncoherent ultra-wideband systems, *IEEE Signal Processing Magazine* 26 (4) (2009) 48–66.
- [104] M. Kocaoglu, O. B. Akan, Minimum energy coding for wireless nanosensor networks, in: *2012 Proceedings IEEE INFOCOM*, 2012, pp. 2826–2830.
- [105] K. Chi, Y. hua Zhu, X. Jiang, X. zhong Tian, Energy optimal coding for wireless nanosensor networks, in: *2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, 2013, pp. 998–1002. doi:10.1109/WCNC.2013.6554700.
- [106] C. Erin, H. H. Asada, Energy optimal codes for wireless communications, *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control (Cat. No.99CH36304)* 5 (1999) 4446–4453 vol.5.
- [107] L. Huang, W. Wanliang, S. Shigen, Energy-efficient coding for electromagnetic nanonetworks in the terahertz band, *Ad Hoc Networks* 40 (2016) 15–25.
- [108] J. Kokkonen, J. Lehtomäki, M. Juntti, Energy detection in thz nanonetworks in scattering environment, in: *Proceedings of the Second Annual International Conference on Nanoscale Computing and Communication, NANOCOM' 15*, Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 2015. doi:10.1145/2800795.2800818.
- [109] S. M. Kay, *Fundamentals of statistical signal processing, volume II: Detection Theory*, Prentice Hall PTR, 1998.
- [110] Y. Sankarasubramaniam, I. Akyildiz, S. McLaughlin, Energy efficiency based packet size optimization in wireless sensor networks, in: *Proceedings of the First IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications*, 2003., 2003, pp. 1–8. doi:10.1109/SNPA.2003.1203351.



# 研究業績

## 論文誌 査読有

- [1] Kazuhiro Tsujimura, Kenta Umebayashi, Joonas Kokkonen, Janne Lehtomäki, and Yasuo Suzuki, “A Causal Channel model for THz band” IEEE Transaction on THz science and technology, vol. 8, no. 1, pp 52-62, Jan. 2018.
- [2] Kazuhiro Tsujimura, Kenta Umebayashi, and Nizar Zorba, “Adaptive threshold setting for OOK modulation with a prefix code in THz band” IEICE Communications Express, IEICE Communication Express., Dec. 2021. DOI: 10.1587/comex.2021XBL0195.

## 国際会議 査読有

- [1] Kazuhiro Tsujimura, Kenta Umebayashi, Joonas Kokkonen and Janne Lehtomäki, “A Study on Channel Model for THz Band,” ISAP 2016, Okinawa, Japan, Oct., 2016.
- [2] Kazuhiro Tsujimura, Kenta Umebayashi, Joonas Kokkonen and Janne Lehtomäki, “A study on impulse response model of reflected path for THz band,” APSIPA ASC 2018, Hawaii, USA, Nov., 2018.
- [3] Kazuhiro Tsujimura, Kenta Umebayashi, Joonas Kokkonen and Janne Lehtomäki, “Time Domain Channel Model for the THz Band,” 2019 16th International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), 2019, pp. 446-449

## 国内会議

- [1] 辻村和寛, 梅林健太, 鈴木康夫 “無線ナノセンサーネットワークにおける THz 帯電波伝搬路のモデル化の一検討” 電子情報通信学会技術報告, Feb. 2016.

- [2] 辻村和寛, 梅林健太, Joonas Kokkonen, Janne Lehtomäki “因果律を満たす THz 帯チャンネルモデルの一検討” in Proceeding, the 2017 IEICE 総合大会, Mar. 2017.