

高分子ファイバー／液晶複合体の電気的特性評価と
それを用いたテラヘルツ波制御デバイスに関する研究

防衛大学校理工学研究科後期課程

電子情報工学系専攻 エレクトロニクス工学教育研究分野

ラン チョン ギア

令和5年12月

目次

第 1 章	序論	1
1.1	研究背景.....	1
1.1.1	近年の通信環境と次世代無線の課題.....	1
1.1.2	フェーズド・アレー・アンテナとリフレクト・アレー.....	2
1.1.3	液晶装荷テラヘルツ波制御デバイス.....	5
1.2	先行研究.....	8
1.3	研究の位置づけ.....	11
1.4	研究目的と本論文の構成.....	13
第 2 章	各種測定系	15
2.1	まえがき.....	15
2.2	複素誘電率測定系.....	15
2.3	テラヘルツ分光システム.....	18
2.4	ベクトルネットワークアナライザを用いたテラヘルツ波測定系.....	20
2.4.1	自由空間と導波管 S パラメータ法を用いた測定.....	20
2.4.2	アンテナ放射パターン及び反射パターンの測定.....	21
2.5	まとめ.....	24
第 3 章	高分子ファイバーの作製と複合体の特性評価	25
3.1	まえがき.....	25
3.2	高分子ファイバーの概要と作製.....	25
3.2.1	高分子ファイバーの概要.....	25
3.2.2	電界紡糸法.....	27
3.2.3	高分子ファイバーの作製.....	28
3.2.4	高分子ファイバーの密度.....	33
3.3	低周波における複合体の電気特性.....	35
3.4	液晶材料と各種複合体のテラヘルツ波特性.....	40
3.5	まとめ.....	41
第 4 章	高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波 可変移相器	43
4.1	まえがき.....	43
4.2	線路型構造と NRD ガイド.....	43
4.3	NRDガイドの構造内の電界分布解析.....	46

4.4	NRDガイド型液晶装荷テラヘルツ波移相器.....	50
4.4.1	構造設計.....	50
4.4.2	自由空間法による特性評価.....	50
4.5	矩形導波管／NRD ガイド変換器.....	53
4.6	複合体を用いた 100 GHz 帯可変移相器の特性評価.....	55
4.6.1	100 GHz 帯変換器.....	55
4.6.2	導波管法による特性評価の結果.....	58
4.7	複合体を用いた350 GHz帯可変移相器の特性評価.....	62
4.7.1	350 GHz 帯変換器.....	62
4.7.2	導波管法による特性評価の結果.....	66
4.8	まとめ.....	69
第 5 章	高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波 フェーズド・アレー・アンテナ	70
5.1	まえがき.....	70
5.2	フェーズド・アレー・アンテナの構造設計.....	70
5.2.1	分配器.....	70
5.2.2	アンテナ素子.....	75
5.3	フェーズド・アレー・アンテナの放射特性評価.....	78
5.4	今後の展望.....	86
5.5	まとめ.....	87
第 6 章	高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波 リフレクト・アレー	88
6.1	まえがき.....	88
6.2	単位セルの設計.....	88
6.3	リフレクト・アレーの作製と反射特性評価.....	97
6.4	今後の展望.....	102
6.5	まとめ.....	103
第 7 章	結論	104
	謝 辞	106
	参考文献	107
	研究業績	120

第1章 序論

1.1 研究の背景

1.1.1 近年の通信環境と次世代無線の課題

スマートフォンの普及や無線 LAN 接続を前提とした PC 環境が拡大する中、大容量かつ高速通信可能な無線伝送への要求が高まっている。一方、無線通信の伝送技術は年々進展しており、通信に利用する周波数帯が拡大し、未開拓周波数領域と言われるテラヘルツ波の利用も検討されている[1-6]。テラヘルツ波は一般に 100 GHz から 10 THz までの周波数帯とされており、マイクロ波・ミリ波より高周波であるため、通信に利用した場合、10 Gbps を越える超高速無線通信の実現につながると考えられる。日本でも、平成 23 年～27 年の間に日本電信電話株式会社、富士通株式会社及び国立研究開発法人情報通信研究機構等により、テラヘルツ波デバイス基盤技術の研究開発が実施され、300 GHz 帯のテラヘルツ波を用いて 20-40 Gbps 級の超高速伝送を可能にする無線通信の基盤技術が確立されている[7]。

一方、携帯端末通信用の周波数帯域は世代の発展につれて拡大し続けている。現在運用している第 5 世代移動通信システム (5G) において国内では現状 28 GHz までの周波数帯域を利用しており、その利用範囲は 52.5 GHz までの拡張が見込まれている。また、5G エボリューション (EVO) では 52.5~90 GHz、第 6 世代では 90~300 GHz が新たな周波帯の候補として検討されている[8]。

電力 P_t [W] が無指向性の送信アンテナから外側に向かって一様に放射されると考えたとき、アンテナから距離 r [m] 離れた球面上の単位面積当たりの電力量 (電力密度) S [W/m²] は式 (1.1) で表される。

$$S = \frac{P_t}{4\pi r^2} \quad (1.1)$$

無指向性の受信アンテナの実効面積を A_r [m²] とし、 $A_r = \lambda^2/4\pi$ の関係[9]を使用すると、受信電力 P_r [W] は式 (1.2) で表すことができる。この式はフリスの伝達公式として知られている[9]。

$$P_r = A_r S = \frac{\lambda^2}{4\pi} \frac{P_t}{4\pi r^2} = \frac{P_t}{\left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2} \quad (1.2)$$

また、式 (1.2) より、自由空間伝搬損失 L_p は式 (1.3) で表される。

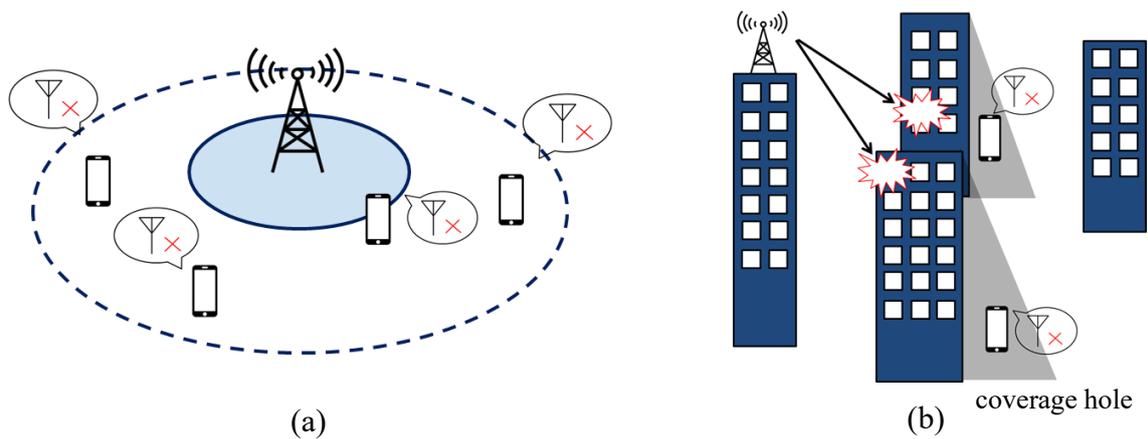


図 1.1 (a) 自由空間伝搬損失による通信範囲の縮小、(b) 強い直進性によるカバレッジホール発生イメージ

$$L_p = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi r}{\lambda}\right)^2 = \left(\frac{4\pi r f}{c}\right)^2 \quad (1.3)$$

ここで、 c は真空中の光速であり、 λ [m]は自由空間における電波の波長である。この式より、自由空間伝搬損失は電波の周波数の 2 乗に比例することが分かる。図 1.1(a)(b)に示すように、高周波を使用する際には、自由空間伝搬損失及び強い直進性に起因する 2 つの大きな課題がある。第一の課題として、高周波帯では自由空間伝搬損失が急増するため、カバーエリアが狭くなることが挙げられる。また、第二の課題として、高周波電磁波は直進性が強い性質を持つため、建物や樹木といった遮蔽物の影響により電波が急激に減衰し通信できないエリア（カバレッジホール）が発生する問題がある。これらの改善策として、新たな基地局やリピーターの追加などの方法が挙げられるが、設置費用と時間が膨大になるため、迅速かつ安価で解消できる手法が非常に重要であると考えられる。

1.1.2 フェーズド・アレー・アンテナとリフレクト・アレー

1.1.1 項で述べた第一の課題を解決するため、フェーズド・アレー・アンテナ（Phased Array Antenna : PAA）[10~18]の利用が提案されており、近年大変注目を集めている。その改善法イメージを図 1.2 に示す。PAA は複数のアンテナを並列に配置し、それらの出力を位相を考慮して合成することにより利得向上とビームの制御を図っている。図 1.3(a)は一般のアレー・アンテナ（Array Antenna : AA）を示しており、図 1.3(b)は各アンテナに移相器を付加した PAA を示している。図 1.3(b)に示したように、構造内の各移相器の位相を調整することでビームの方向を制御することができ、一つの PAA で複数方向への送信が可能になる。

通信、レーダー、航空宇宙、医療イメージングなど幅広い分野で利用されている [19]。このアンテナは電波ビームを二次元に走査可能であるため、機械的回転機構が不要となり、信頼性の向上や小型・軽量化を期待できる。PAA は、その名の通り、移相器の制御による位相走査 (phase scanning) 方式であり、電子的なビーム走査の主流になっている。従来はビーム走査方式として周波数走査 (frequency scanning) 方式 [20-22] を採用した。これは周波数を変化させることで各アンテナ素子の位相を疑似的に変化させてビームを操作するものである。ビームの指向については比較的自由度が小さかった。これに対して PAA は位相を用いて制御を行っている。各アンテナ素子に移相器を接続し、移相量を制御することでビーム走査を行っている。移相器によって移相量を任意に設定できることから、周波数走査と比較し自由度が極めて大きい。

各素子間の距離は d であり、ビームの方向は正面から角度 θ だけずれた時、ア

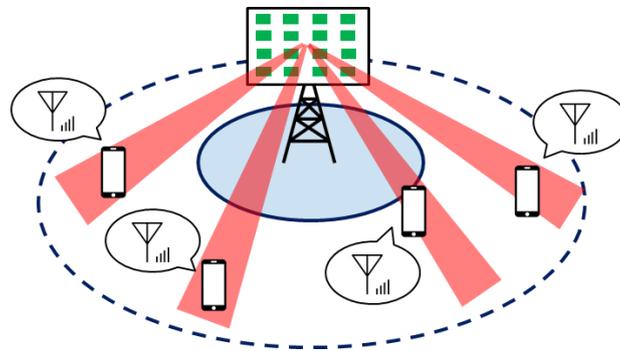


図 1.2 フェーズド・アレー・アンテナによる通信エリアの拡大のイメージ

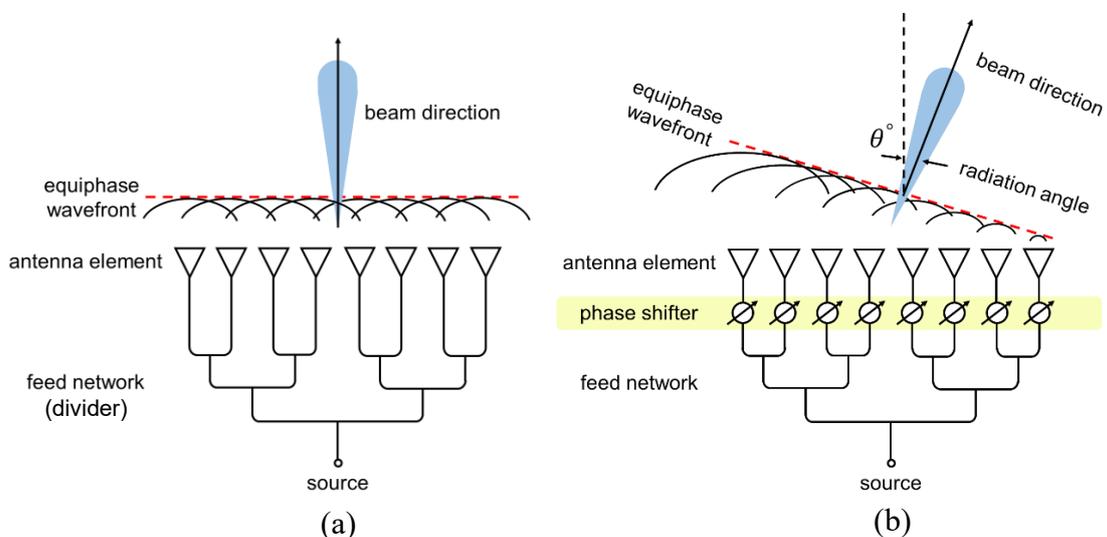


図 1.3 (a) 一般のアレー・アンテナ、(b) フェーズド・アレー・アンテナの基本構造と出力ビーム方向

アンテナ素子間の位相差 $\Delta\varphi$ と走査角度 θ の関係は以下の式のように示すことができる[23]。

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin \theta}{\lambda} \quad (1.4)$$

素子の間隔が電波の半波長であれば、上の式を簡略化できる。

$$\Delta\varphi = \pi \sin \theta \quad (1.5)$$

一方、特定の方向に電波を反射させることが可能なリフレクト・アレー (Reflectarray : RA) [24-33]が通信範囲の拡大に最も有効な手法として研究が盛んに行われている。図 1.4 に示すように、ビル等の遮蔽物により発生するカバレッジホールは、他の伝播路の送信波を RA によって反射することで解消することができる。RA は、伝統的なパラボラアンテナやホーンアンテナと同様に高指向性を持ちながら、特定の方向に電波をビームフォーミングできるため、通信の範囲と効率の向上が可能である。また、平面構造であるため、場所を取らず、比較的容易に設置できる。衛星又は地上通信やレーダーシステムなどの幅広いアプリケーションで利用されており、特に指向性ビームフォーミングが必要な場面で重要な役割を果たしている。

金属板と RA との比較を図 1.5 に示す。金属板の場合では、入射角と反射角が反射面に対して等しく正反射する。一方、RA の場合は反射面に複数の反射素子 (単位セル又はユニットセル) が同間隔に配置し、それらの寸法などの調整により特定の周波数で電波を放射することができる。また、各単位セルの反射位相を

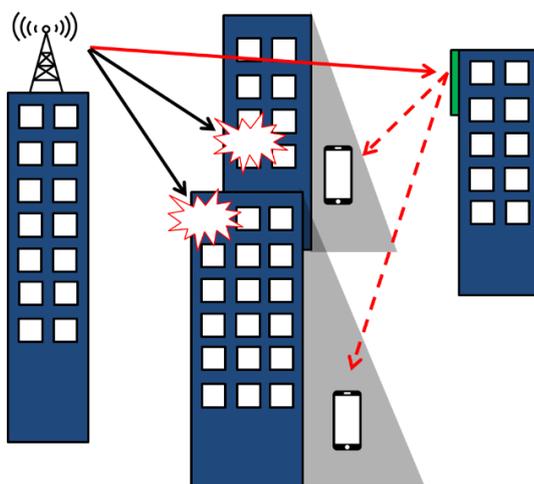


図 1.4 リフレクト・アレーによる通信エリアの拡大のイメージ

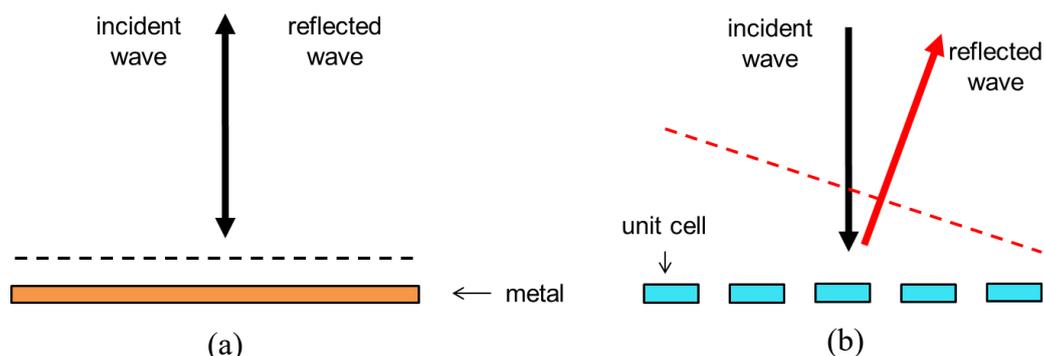


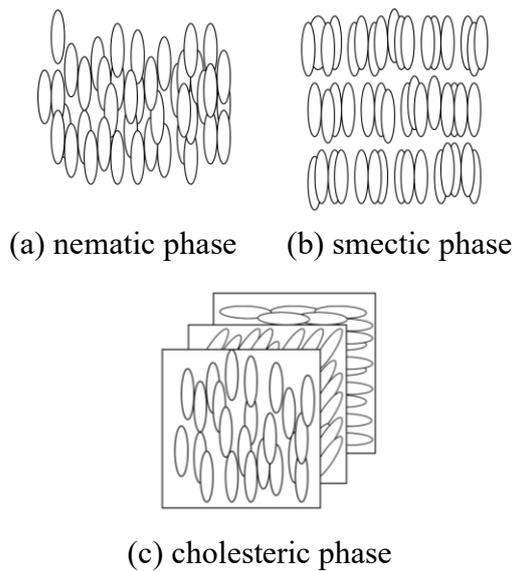
図 1.5 (a) 金属板と(b) リフレクト・アレーの反射特性の比較

個別に調整することにより、反射面上で電波が干渉し、所望のビーム方向に形成される。このビームは特定の方向に向かって反射され、受信または送信先と通信するのに利用される。素子間の位相差 $\Delta\phi$ と走査角度 θ の関係は PAA と同様に式 (1.1) により示すことができる。

1.1.3 液晶装荷テラヘルツ波制御デバイス

液晶 (Liquid Crystal : LC) はこれまでディスプレイや光シャッターなどの光学用途に広く応用されている[34~38]。大きな誘電異方性を有しており、テラヘルツ波領域においても同様の特性を示す[39-43]ことから近年注目されている。電界に対する応答性が良いため、液晶を用いることにより高性能なテラヘルツ波デバイスが実現できると考えられる。

液晶は液体の性質である流動性を持ち、かつ結晶の有する光学的異方性を示す物質で、結晶と液体の中間の性質を示す。低分子及び高分子材料で液晶性を示すことが知られており、硬直な π 骨格と柔軟な長鎖アルキル基を組合せた構造を持っているものが多い[44-46]。液晶分子の π 骨格は平面状のものもあるが、多くの場合において細長い棒状の分子であり、分極しやすい原子団を有している。アルキル基の鎖長を変えることで液晶温度を制御することが可能で、室温付近で液晶相を示す物質がより実用的である。液晶分子の配向性の種類により、液晶相はネマティック相、スメクティック相、コレステリック相に大まかに分類される。ネマティック液晶は図 1.6(a)のように、分子の長軸方向は揃っているが、位置の規則性がないものを言う。スメクティック液晶は図 1.6(b)のように分子が1次元的重心秩序を持ち、分子の長軸方向が揃った層状構造を持つものを指し、層構造に対する分子の傾き、傾きの層間相関、層内の秩序の度合いなどによりさらに細かく分類される。一方、コレステリック液晶は液晶を構成する分子が不斉



(a) nematic phase (b) smectic phase

(c) cholesteric phase

図 1.6 各状態における分子の構造

炭素を持ち、図 1.6(c)のように分子間の相互作用にねじれを発生させ螺旋構造をとる。同一の物質であっても温度や電圧などの条件を変えると分子配列が変化する 경우가多く、一つの物質がネマティック相、スメクティック相、コレステリック相など様々な相状態を呈することがある。

液晶は屈折率異方性を持っている[47]。液晶分子の長軸方向の屈折率を異常光屈折率 n_e 、短軸方向の屈折率を常光屈折率 n_o とする。また、テラヘルツ波の偏波面と液晶分子の角度 θ の関係を図 1.7 に示す。このとき、テラヘルツ偏波に対する液晶の屈折率（以降は液晶の屈折率と省略）は、テラヘルツ波の偏波方向と液晶分子のなす角 θ により変化する。屈折率 $n(\theta)$ とチルト角 θ の関係を式 (1.6) に示す[48]。

$$n(\theta) = \frac{n_o \times n_e}{\sqrt{n_o^2 \times \cos^2\theta + n_e^2 \times \sin^2\theta}} \quad (1.6)$$

図 1.8(a)において $\theta=0^\circ$ のとき、液晶の屈折率は異常光屈折率 n_e である。一方、 $\theta=90^\circ$ の時の液晶分子とテラヘルツ波の関係を図 1.8(b) に示す。この場合、液晶の屈折率は常光屈折率 n_o である。外部から低周波電界が印加されると、低周波電界に対する液晶の誘電異方性が正である場合は、液晶分子は電界方向に沿って再配向し、液晶の屈折率が変化するため、電界の印加前後で液晶に透過したテラヘルツ波の位相が変化する。これは液晶装荷テラヘルツ波移相器の原理である。液晶によるテラヘルツ波の位相変化の発生原理を図 1.9 の概要図に示す。位相変化量とその最大値は次の式 (1.7) と式 (1.8) で計算される。

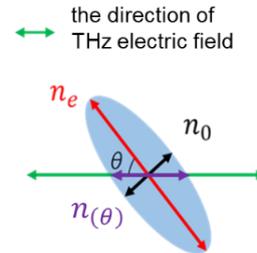


図 1.7 液晶分子とテラヘルツ波の関係

$$\Delta\varphi_{(V)} = \varphi_{(0)} - \varphi_{(V)} = \frac{2\pi fl}{c} [n_{(0)} - n_{(V)}] \quad (1.7)$$

$$\Delta\varphi_{max} = \frac{2\pi fl}{c} \Delta n \quad (1.8)$$

$\Delta\varphi_{(V)}$ 、 $\Delta\varphi_{max}$ 、 $\varphi_{(0)}$ 、 $\varphi_{(V)}$ 、 $n_{(0)}$ 、 $n_{(V)}$ 、 Δn 、 f 、 l 、 c はそれぞれ位相変化量、位相変化量の最大値、電圧無印加時と印加時のテラヘルツ波の位相、電圧無印加時と印加時の液晶の屈折率、液晶の屈折率異方性、テラヘルツ波の周波数、伝搬線路長、光速である。以上の式より、位相変化量 $\Delta\varphi$ は液晶材料特有の屈折率に大きく依存し、印加電圧により変調することが可能である。

ここで、PAAの移相器とRAの単位セルに液晶を導入すると、図1.10のように外部電圧を加えることによって誘電率を変化させ透過/反射位相を調整することができ、様々な方向に電波を制御できる。

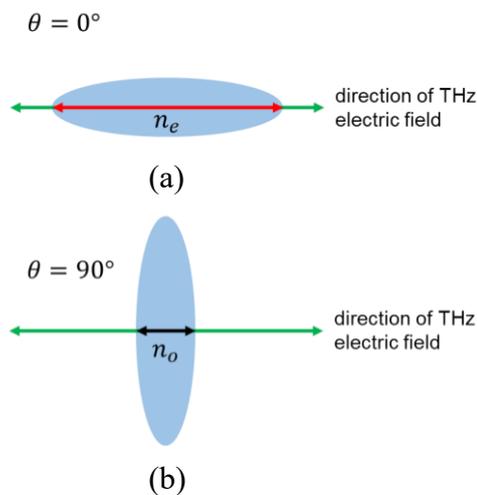


図 1.8 液晶分子とテラヘルツ波の関係
(a) $\theta=0^\circ$ 、(b) $\theta=90^\circ$

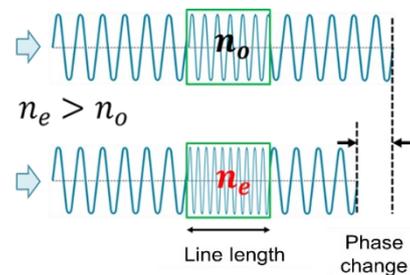


図 1.9 液晶によるテラヘルツ波の位相変化の発生原理

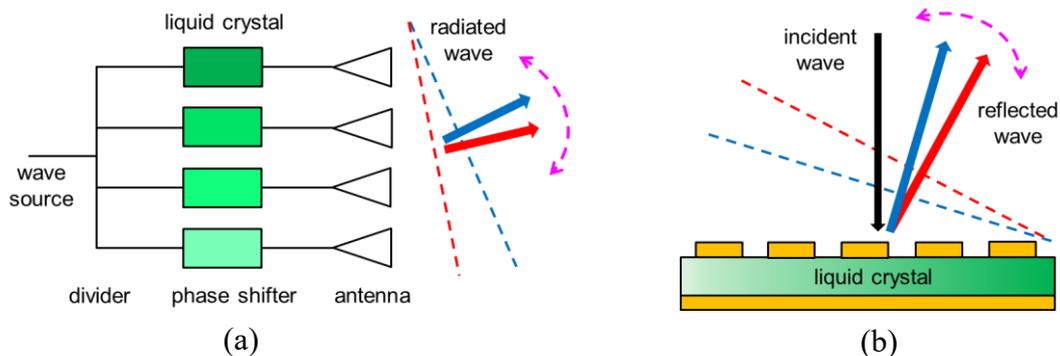


図 1.10 液晶を用いた (a) フェーズド・アレー・アンテナと (b) リフレクト・アレーの概要

1.2 先行研究

1.1.2 項で説明したように、高周波の伝搬損失による通信エリアの縮小に対し、特定の方向に電波を集中させ長距離伝送を可能にする PAA が有効な手法として検討されている。PAA では、複数のアンテナ素子を等間隔に配置し、それぞれの位相を調整することで出力波のビーム方向を制御できる。その位相変調を行う素子は移相器と呼ばれる。これまでには、様々な材料と素子構造をベースにしたテラヘルツ波移相器が報告されており、代表的なものを表 1.1 にまとめる。

表 1.1 様々な材料を用いたテラヘルツ波移相器の比較

文献	種類	位相変化	損失	連続性	応答速度	GHz
[49]	PIN ダイオード	270°	8.6dB	×	ns	120
[50]	MEMS	36°	3.3dB	○	μs	100
[51]	CMOS	95°	5.5dB	○	ns~μs	100
[52]	強誘電体	126°	3.9dB	○	ns~μs	100
[53]	メタマテリアル	100°	2.8dB	○	ns	170
[54]	LC	310°	2.1dB	○	>100 s	100
[55]		315°	N/A			350

この中で、PIN ダイオードを用いた移相器[49]は大きな位相変化と短い応答時間を有するが、損失が大きく位相の連続性に欠ける。微小な電気機械システム (MEMS) [50]、相補型金属酸化膜半導体 (CMOS) [51]、強誘電体[52]及びメタマテリアル[53]を用いた移相器は連続性と応答速度に優れているが、位相変化量はいずれも 130° に達せず十分な値とは言えない。一方、液晶材料を用いた移相器[54,55]は連続性を有し他の材料に比べ大きな位相変化、低い損失の特性を示す。しかし、最大な欠点は立ち下がり応答時間である。ディスプレイなどの光学用途とは異なり、テラヘルツ波移相器には数 100 μm から 数 mm の非常に厚い液晶層が使用されるため、立ち下がり応答時間は 100 s を超え、応用上の致命的な問題点となる。これに対する改善策が必要と考えられる。

LC を用いた PAA についてはマイクロ波からミリ波までの周波帯で多くの研究が報告され[56-63]、その概要を表 1.2 にまとめる。ビームパターンを構成する際の切り替える時間について議論を行う報告が非常に少なく、議論を行っていない報告では 100 μm 以上の単体ネマティック液晶層を使用し、通常の配向膜の効果により液晶分子を元の状態へ帰還させるため、数 10~数 100 s の切り替え

表 1.2 様々な PAA の比較

文献	種類 (厚さ)	利得	走査範囲	切替時間	GHz
[56]	LC (100 μm)	5.9 dBi	50°	N/A	17.5
[57]	LC (20 μm)	4.5 dBi	80°	< 1 s	28.4
[58]	LC (45 μm)	N/A	40°	On: 42 ms Off: N/A	32
[59]	LC (200 μm)	6.7 dBi	45°	N/A	35
[60]	LC (100 μm)	7.8 dBi	20°	N/A	60
[61]	LC (700 μm)	13.0 dBi 15.0 dBi	60°	On: 17 s Off: N/A	50 75
[62]	LC (1.2 mm)	11.5 dBi N/A	40°	N/A	85 100
[63]	LC (1.2 mm)	14.0 dBi N/A	20°	N/A	90 95
[64]	CMOS	6.0 dBi	50°	μs	90
[52]	強誘電体	9.7 dBi	20°	μs	100

時間と推測できる。CMOS[64]、強誘電体[52]を用いたミリ波・テラヘルツ波 PAA の特性も併せて示す。これらは応答時間が μs 台と非常に高速であるが、利得と走査範囲が液晶に比べ多少劣化することが分かる。また、全体を見ると、10 dBi 以上のアンテナ利得、60°以上の走査範囲と 1s 未満の切り替え時間という 3 つの条件を満たす PAA はまだ報告されていない。

一方、THz 波の強い直進性により発生するカバレッジホールに対し、他の伝播路の送信波を反射させ目的端末に届ける RA は有効な改善法として近年注目を集めている。様々な種類の RA と反射方向の制御手法が報告され、その概要を表 1.3 にまとめる。最初に報告された金属のみを用いた構造[65]は、各金属ブロックの高さを調整することにより、高い反射率を持ちながら、垂直入射に対し斜め方向の反射を実現できた。しかし、この RA 構造は初期設計の角度にしか反射できず、THz 波領域に適用する場合、金属ブロックのサイズが非常に小さいため作製が困難である。一方、波長より小さな金属と誘電体の小片を組み合わせたメタマテリアルを用いた RA 構造が多く報告されている。エッチング技術の進歩により、非常に小さなサイズや任意のサイズの金属パターンを加工することが可能になった。調整した金属パターン[66] 及び PIN ダイオード[67]を備えた構造は、マイクロ波・ミリ波波帯域において報告が多く、高い実現可能性を示す。しかし、金属のみの構造と同様に、それらの RA の反射方向は固定されている。ここで、反射角を連続的に変えるには、金属小片の部分に MEMS[68]や強誘電体[69]など可変な成分を追加する、又は誘電体部分の誘電率を調整することで単位

表 1.3 様々な種類の RA と反射方向の制御手法

技術		概要図	利点と欠点
金属のみ	高さの調整[65]		<ul style="list-style-type: none"> ✓ 反射率が高い × THz 波の周波数では作製難易度が高い × 反射方向が固定
メタマテリアル	金属小片の調整	形状の調整[66]	<ul style="list-style-type: none"> ✓ 報告が多く実現性が高い × 連続な反射方向の制御が困難
		PIN ダイオード[67]	
	MEMS[68]	<ul style="list-style-type: none"> ✓ 連続な反射方向 × 報告が非常に少ない 	
	強誘電体[69]		
誘電体基板の調整	距離の調整[70]		<ul style="list-style-type: none"> ✓ 反射方向が制御可能 × 安価・小型でない × THz 波では、グラウンド基板を動かすには精密な加工が必要
	液晶[71-75]		<ul style="list-style-type: none"> ✓ 連続な反射方向 ✓ 電気制御 ✓ 安価・小型 × 長い応答時間

セルの反射位相を連続な変調を行うことが有効な手法である。報告[70]の RA 構造には、機械を使用してグラウンド基板の位置を調整し、単位セル内の実効誘電率を変調する原理が使用される。THz 波といった波長が非常に短い電波の場合では、その距離の制御精度やグラウンドの小ささなどが大きな課題である。また、液晶の電気特性を利用し、外部電界により液晶分子の配向方向を変化させ、偏波方向における誘電体を変調する手法がある[71-75]。液晶を用いた THz 波 RA は連続な反射方向、電気制御、安価・小型などの利点を有するが、前述したように応答速度が遅く、この問題点を改善することが非常に重要であると考えられる。

表 1.4 様々な RA の比較

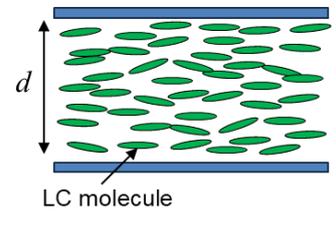
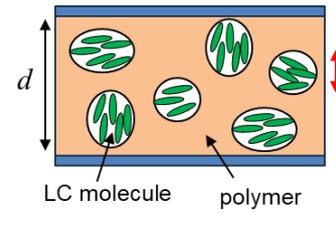
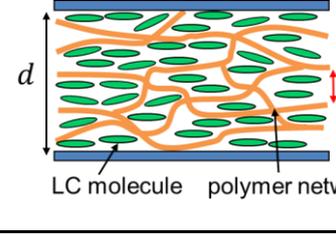
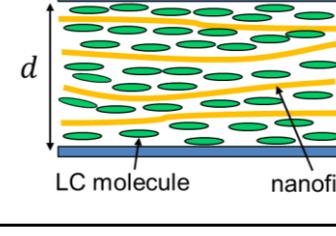
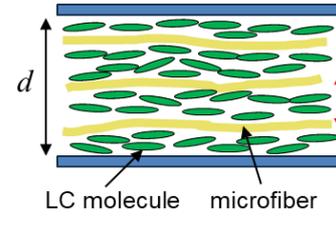
文献	種類 (厚さ)	反射位相	走査範囲	切替時間	GHz
[68]	MEMS	240°	70° 48°	μs	24.4 35.5
[69]	強誘電体	240°	25°	μs	32
[71]	LC (100 μm)	213°	14°	N/A	38.3
[72]	LC (50 μm)	300°	35°	N/A	77.2
[73]	LC (50 μm)	582°	40°	N/A	77
[74]	LC (50 μm)	270°	12°	N/A	78
[75]	LC (75 μm)	320°	55°	2 s	100

様々な RA とその特性を表 1.4 にまとめる。MEMS[68]、強誘電体[69]を利用した RA は応答時間と走査範囲に優れているが、30 GHz 以上の RA に関する報告は非常に少ない。一方、液晶を用いた RA は、これまでには主に 77 GHz 帯向けに設計されており、ビームパターンの切り替え時間については PAA と同様、ほとんどの文献で議論されていない。100 GHz 帯液晶装荷 RA[75]には、切り替え時間が 2 s と報告され、十分な応答速度とは言えないため、さらなる改善が必要と考えられる。

1.3 研究の位置づけ

1.1 節と 1.2 節で説明したように、液晶を用いることにより、シンプルな構造でテラヘルツ波を連続的に制御可能な PAA と RA を実現できる。しかし、それらの応答速度が非常に長く応用上の大きな問題点となる。代表的な改善法として、高分子分散型液晶 (PDLC) [76-80]、高分子安定化液晶 (PSLC) [81-89]と高分子ファイバー／液晶複合体 (NF/LC) [90,91]が挙げられる。その概要を表 1.5 にまとめる。それらは、共通の改善原理を有し、厚い液晶層に高分子ネットワークなどを導入することにより多数の薄い層に分離させる。立ち下がり応答時間は全体の液晶層ではなく分離した薄い液晶層の厚さに依存するため、大幅な短縮効果を得られる。PDLC では、導入した高分子の量が多く (30 wt%以上)、液晶材料と違って高分子材料の誘電異方性が小さいため、複合体全体の誘電異方性が大きく低下する。PSLC の構造では、その高分子の量が 10 wt%以下となり、誘電異方性への影響を減少することが可能である。しかし、各 LC 分子は高分子

表 1.5 厚い液晶層に対する様々な改善法の比較

	イメージ	応答 時間	誘電異 方性	閾値 電圧	不透明基板 への対応性
液晶単体		×	○	○	○*
高分子 分散型 液晶 (PDLC)		○	×	×	×
高分子 安定化 液晶 (PSLC)		○	△	×	×
高分子フ ァイバー ／液晶 複合体		△	△	△	○
	 (本研究)	-	-	-	

* 配向膜が必要

ネットワークから大きな配向規制力を受けるため、厚いデバイスには非常に高い電圧が要求される。数 $10\ \mu\text{m}$ 程度のセルで数 $10\ \text{V}$ の閾値電圧を示し[84,85,88]、テラヘルツ波デバイスなど $1\ \text{mm}$ 程度の液晶層を使用する場合の閾値電圧は

1000 V 以上と推測できる。また、PDLC と PSLC の場合は UV 光を使用し高分子ネットワークを形成することが一般的であり、その照射過程を確立するため、透明な基板の使用が必須条件となる。しかし、高周波においては導波管や誘電体など不透明な基板を用いた伝送線路が広く使用されるため、応用が困難である。一方、高分子ファイバー／液晶複合体は PSLC の高い閾値電圧の低減に有効な改善法[90,91]と知られており、各ファイバーは配向規制力を有するため様々なデバイス構造に適用できる。しかし、表 1.5 に示すように応答時間の短縮能力が劣化する。また、テラヘルツ波用途など非常に厚いデバイスへ応用する際には、閾値電圧が数 10 倍に増加するため、さらなる検討が必要と考えられる。以上のことから、応答時間の改善効果を有しながら高い誘電異方性と低い閾値電圧を示す不透明の基板に応用可能な手法が必要である。本研究では、1 μm 以上の直径を持つ高分子ファイバー（マイクロファイバー）により、前述の課題に対し改善を図る。

1.4 研究目的と本論文の構成

1.2 と 1.3 節で述べたように、液晶を用いたテラヘルツ波 PAA と RA は広い範囲で連続的に電波のビーム方向を制御できるが、応答時間が長く実際の通信システムへの応用が困難である。一方、応答時間の短縮効果、高い誘電異方性、低い閾値電圧と不透明の基板への対応性をすべて満たす改善法が必要であることが分かる。そこで、本研究は主に 2 つの目的をもって行われる。第一の目的として、前述した条件をすべて満たす最適な高分子ファイバー／液晶複合体を達成する。第二の目的は高速応答・高性能なテラヘルツ波 PAA と RA を実現することである。表 1.6 に本研究の液晶装荷 PAA と RA の設計目標を示す。ここでは、PAA の利得と RA のレーダー反射断面積（Radar Cross-Section : RCS）値をそれぞれ 10 dBi と -10 dBsm とした。これまでの RA は主に一次放射器との組み合わせ

表 1.6 本研究の液晶装荷 PAA と RA の設計目標

	PAA	RA
利得／RCS 値	10 dBi	-10 dBsm
走査範囲	80°	
応答時間	数 10 ms ~ 数 100 ms	

せ (Reflectarray Antenna : RAA) で報告され、アンテナとして評価されている。他の報告においても RCS 値についての検討がされていないため、本研究では RA の反射強度に関する設計目標は、著者の主観により設定される。詳細は 2.3.2 項で説明する。走査範囲をこれまでに報告されていた最大値の 80° とし、応答時間の設計目標は数 10 ms ~ 数 100 ms であり、全体 1 s 以内とする。

本研究では、高速応答・高性能なテラヘルツ波制御デバイスを実現するために、高分子ファイバー／液晶複合体の特性評価とそれを用いた各種デバイスについて検討した。本論文は 7 章から構成されており、その構成内容を図 1.11 に示す。まず、第 1 章は序論として、本論文の研究背景と研究課題を述べたのち、研究課題に対して解決案を示し、研究目的と全体構成を示す。第 2 章は本研究で利用した各種測定系の概要と原理について説明する。第 3 章では、高分子ファイバーの作製条件を確立し、液晶との複合体を最適化するため、誘電特性、テラヘルツ波特性、応答時間など様々な特性評価を行う。第 4、5、6 章では、第 3 章で検討した最適な複合体を用いたテラヘルツ波可変移相器、フェーズド・アレー・アンテナ、リフレクト・アレーを試作しその特性評価を行った結果について説明する。最後に、第 7 章では本研究で得られた成果をまとめ、結論を述べる。

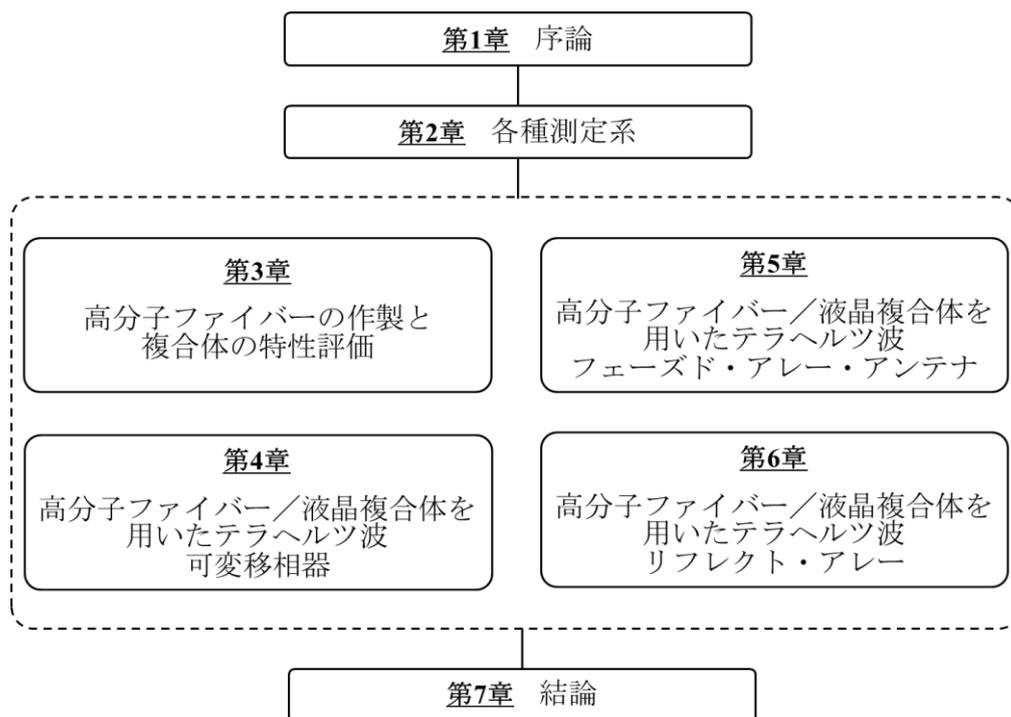


図 1.11 本論文の構成

第2章 各種測定系

2.1 まえがき

第1章では、本研究に至った背景や研究の目的など基礎的な部分についての説明を行った。本章では、本研究で用いた各種測定系の概要と原理について説明する。

2.2 複素誘電率測定系

複素誘電率測定系を図2.1に示す。マルチファンクションジェネレータ (NF, WF1948) により周波数 10 kHz の誘電率測定用電圧 (正弦波、ピーク幅 5 mVpp) と周波数 1 kHz の液晶駆動用電圧 (振幅変調波) を発振し、パワーアンプ (NF, HSA4051) で 100 倍に増幅させ、LC セルに印加した。ここで、LC セルのインピーダンスは直列に接続した 50 Ω の抵抗よりも非常に大きいため、この駆動電圧は LC セルに全て印加されると見なすことができる。この電圧により、LC の配向方向を制御する。LC 分子の配向方向が変化することによって、LC の誘電率が変化し、セルの静電容量が変化する。LC セルと直列に接続した抵抗の電圧の振幅と位相がロックインアンプ (NF, LI5655) で検出され、その結果よりセルの静電容量及び LC の誘電率を得ることができる。本研究では、LC と各種複合素子の誘電率と応答時間を測定するため、LC セルに最大 80 V の電圧を印加した。図2.2に示すように、LC セルに駆動電圧を印加してから誘電率の変化量が最大値の 90% に達するまでの要する時間を立ち上がり応答時間とし、駆動電圧を除去してから誘電率の変化量が 10%に戻るまでに要する時間を立ち下がり応答時間と定義する。

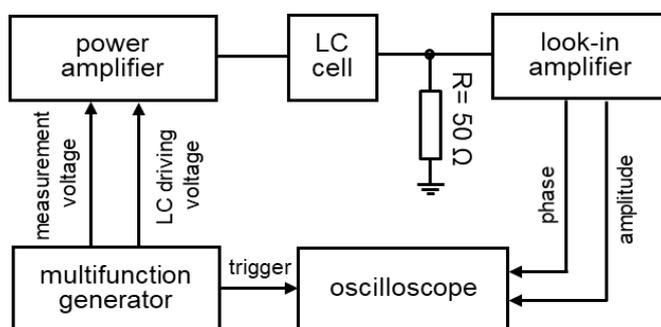


図 2.1 複素誘電率測定系

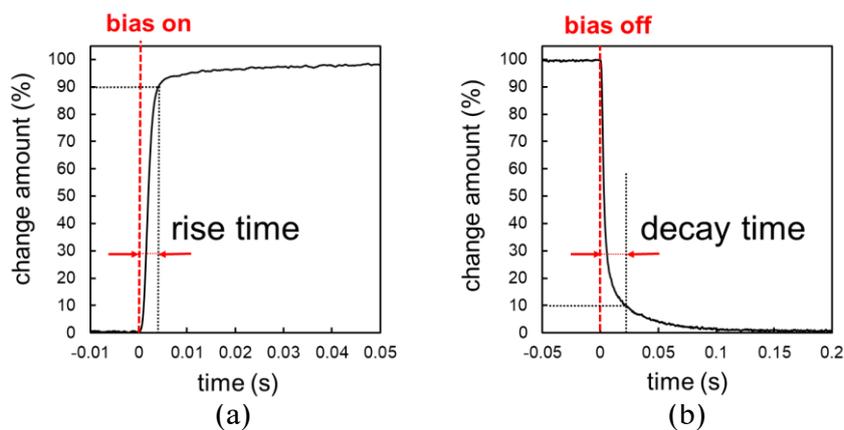


図 2.2 (a) 立ち上がり応答時間、(b) 立ち下がり応答時間の定義

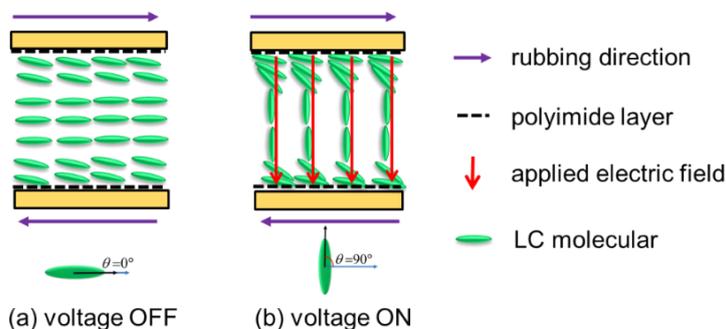


図 2.3 ITO ガラスセルにおける液晶の電圧に対する応答

ここでは、本測定用の酸化インジウムスズ (Indium Tin Oxide : ITO) ガラスセルについて説明する。ITO ガラスは表面に透明な金属酸化膜である ITO のコーティングがされており、導電性を有する透明導電膜付ガラスの一種である。一般的に、ガラスは抵抗値が高く電流が流れないが、透明導電膜を形成することで、低い比抵抗と高い透過率を付与することができる。ITO ガラスの液晶と接する両界面にはポリイミド配向膜 (JSR, AL1254) をスピコート法により形成し、ラビング装置 (EHC, RM-50) を用いてラビング処理を施した。

ITO ガラスセル内部の液晶の配向方向及び印加電圧に対する液晶分子の動きの概要を図 2.3 に示す。駆動電圧を印加しない時、ネマティック液晶分子は上下の ITO ガラス基板のラビング方向に配向する。本研究ではラビング方向の上下基板で反平行となるアンチパラレル配向としセルを作製した。駆動電圧を印加すると図 2.3(b)に示すように、電圧を印加しない時に基板の規制力により基板と平行な方向に配向した液晶分子はセル中央部分より徐々に起き上がる。十分な電圧を印加すると液晶分子は基板と垂直な方向に配向する。また、電圧を除去すると基板の配向規制力により基板界面付近から初期配向状態に戻る。

具体的なセルの作成手順を以下に示す。図 2.4 に示したように、セル作製にあたり、横縦 20 × 20 mm 程度の ITO ガラス基板をカットし、LC 層の厚さを決める ITO 電極間のスペーサとして使用するポリエチレンテレフタレート(PET)フィルムを縦 10 mm × 横 2 mm を準備しておく。なお、本実験で使用した PET フィルムの厚さは 50 μm である。カットしたガラス基板の ITO 電極の上にフォトレジスト膜（東京応化、OFPR-800LB）を塗布し、溶媒を蒸発させるため 30 分間 85°C で基板を加熱した。露光と現像を行った後、塩酸に約 3 分入れてエッチングを行った。この時、基板の中央に所望の電極パターンができ上がる。アセトン及びエタノールの混合液で超音波洗浄した後、ガラス基板の表面に配向用ポリイミド（JSR, AL1254）を 1000 rpm で 5 秒間、3000 rpm で 30 秒間、スピンドコータ（共和理研、K359S1）により塗布し、溶媒を加熱により飛ばした後ラビング装置（EHC, RM-50）を用いてラビング処理を行った。このラビング処理によっ

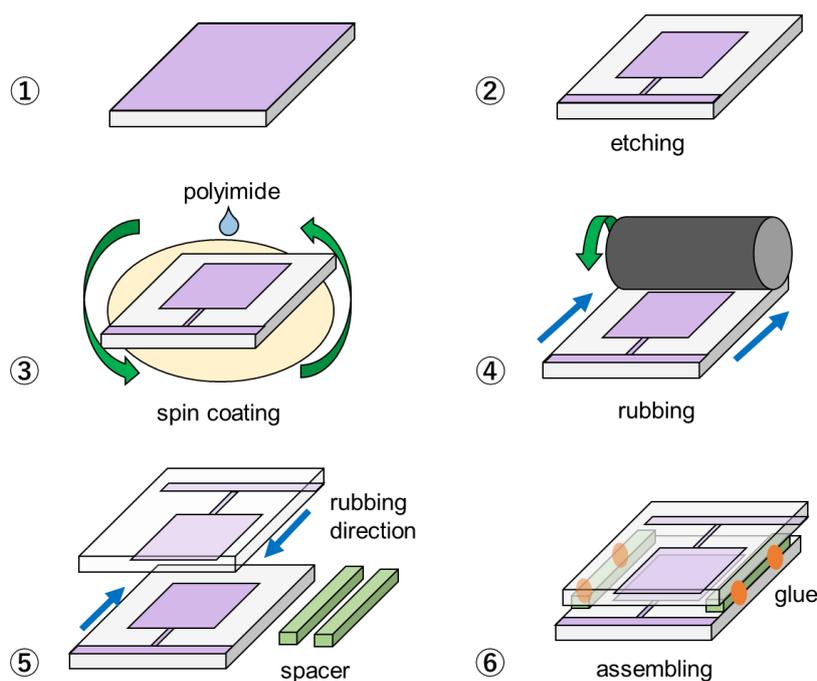


図 2.4 液晶セルの作製手順（液晶を注入する前）



図 2.5 作製した ITO ガラスセル

て、LC 分子がラビング方向に対して平行となる。配向処理を行った ITO ガラスを、それぞれ ITO 部分を重ねて、準備した PET フィルムを挟み込み、光硬化剤 (E.H.C、LCB-610) を用いて上下のガラス基板を固定し、セル本体を作製した。最後に、各液晶材料を注入し、セルを完成させた。完成したセルの外見を図 2.5 に示す。

2.3 テラヘルツ分光システム

本実験で使用したテラヘルツ分光システム (Advantest、TSA7500) の概要を図 2.6 に示す。フェムト秒パルスファイバーレーザーと光伝導アンテナによって発生された THz パルス波は被測定試料に入射され、透過したテラヘルツパルス波の応答が計測される。THz パルス波をサンプルに入射させ、サンプルを透過した後の THz パルス波の波形を時間分解計測し、その波形をフーリエ変換することにより周波数ごとの振幅と位相を得るテラヘルツ時間領域分光法 (THz-TDS 法) と呼ばれる分光法である。THz-TDS を用いて得られた振幅と位相を解析することにより、サンプルの誘電率や屈折率の周波数依存性を調べることができ、フェムト秒時間スケールの物質のダイナミックな応答も追跡できる。また光学定数や誘電率や屈折率などの物質の複素パラメーターが簡単に計測することができる。図 2.7 に液晶分子の長軸と短軸方向における測定方法を示す。はじめにバックグラウンドを測定する。この後、作製した LC セルをステージ上に置く。照射するテラヘルツ波の電界方向に対してセル内の液晶の配向方向を長軸と短軸を合わせて測定する。また、長軸を測定した後に LC セルを 90° 転回して短軸を測定する。

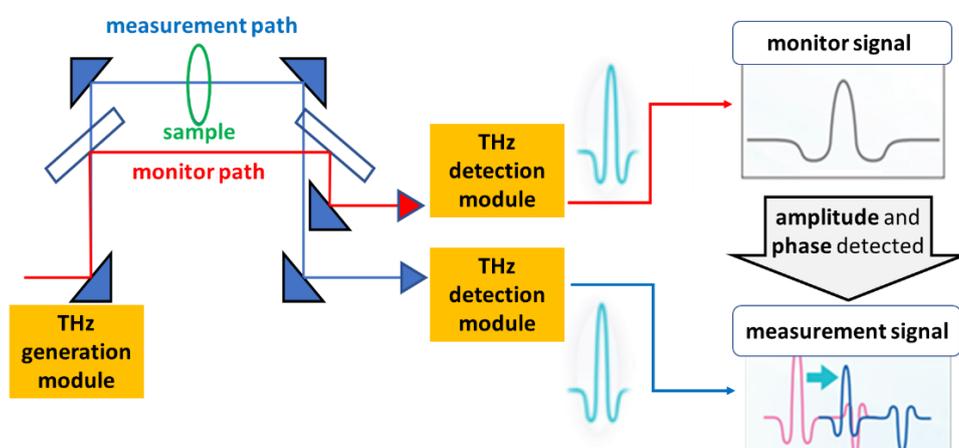
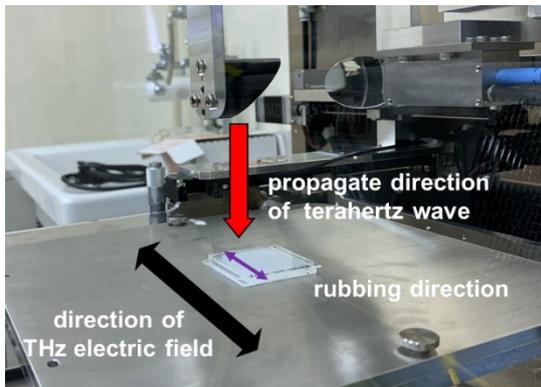
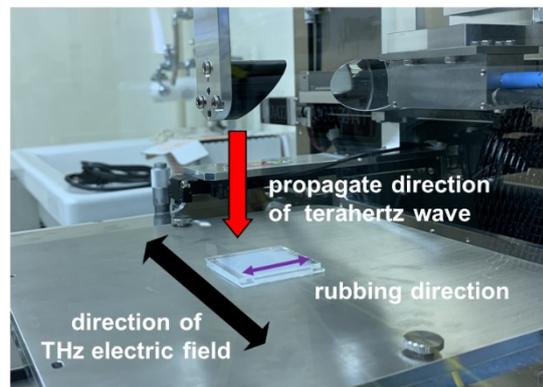


図 2.6 テラヘルツ分光システムの概要



(a)



(b)

図 2.7 (a) 長軸方向と(b) 短軸方向の測定

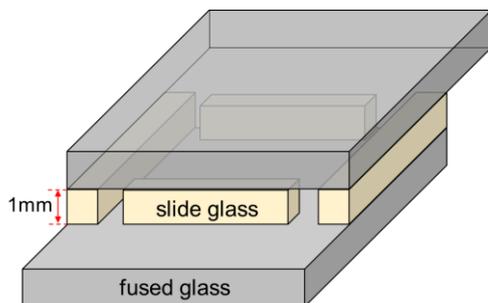


図 2.8 石英ガラスセルの構造



図 2.9 作製した石英ガラスセル

液晶材料のテラヘルツ波領域における特性を測定するために、液晶を注入するセルが必要である。本研究では低損失な石英ガラスを基板材料として使用した。石英ガラスセルの構造を図 2.8 に示す。ITO ガラスセルと同様に石英ガラスの液晶と接する両界面にはポリイミド配向膜 (JSR、AL1254) をスピニング法により形成し、ラビング処理を施した。その後、石英ガラス基板の間にスペーサーとしてスライドガラスを挟み込み、接着した。セル作製にあたり、横縦 35 mm × 35 mm 程度の石英ガラス基板をカットし、スライドガラスを 28 mm × 2 mm にカットして準備しておく。なお、本実験で使用したスライドガラスの厚さは 1 mm である。配向処理を行った 2 枚の石英ガラスを、それぞれラビング処理した部分を重ねて、所望の厚さ及び大きさのスライドガラスを 4 辺に挟み込み、光硬化剤 (E.H.C, LCB-610) を用いて紫外線露光装置で 10 分間紫外線を照射し、上下ガラス基板を固定した。最後に、液晶を注入し、セルを完成させた。実際に作製した石英ガラスセルの外見を図 2.9 に示す。

2.4 ベクトルネットワークアナライザを用いたテラヘルツ波測定系

2.4.1 自由空間と導波管 S パラメータ法を用いた測定

実際のデバイスへの応用を考えた際、損失特性が非常に重要なパラメータである。本研究では、Sパラメータ法により、各種のデバイスの特性を評価する。入射電磁波の強度に対する透過強度又は反射強度の比を表す透過係数 S_{21} と反射係数 S_{11} を測定する。VNAによる測定においてそれぞれの損失特性は次の式より計算される[92]。

$$S_{21} = 20 \log \left(\frac{\text{伝送波電圧}}{\text{入射波電圧}} \right) \quad (2.1)$$

$$S_{11} = 20 \log \left(\frac{\text{反射波電圧}}{\text{入射波電圧}} \right) \quad (2.2)$$

ここで、 S_{21} の絶対値が小さいほどデバイスの透過率が高いことを表し、反射損失 S_{11} の絶対値が小さいほど反射率が高いことを表す。測定対象物中の吸収がない場合には、理論上 S_{21} と S_{11} の和はゼロである。

ミリ波・テラヘルツ波帯における測定法は、容量法[93]、共振器法[94]及び S パラメータ法の 3 つに分類でき、その中でも自由空間 S パラメータ法[95]は、測定系のシンプルさと迅速に行えることにより、損失特性や移相特性（誘電率）などの測定に広く利用されている。自由空間 S パラメータ法は、アンテナによって空間に放射した電波を被測定物 (DUT) に照射し、ベクトルネットワークアナライザ (VNA) や周波数逡倍器などの周波数を変化することにより、広い帯域に切れ間なく測定できる。しかし、アンテナに比べ十分に小さいデバイスなど、被測定物の構造により損失測定が困難な場合もある。一方、導波管 S パラメータ法[96]では、電波は導波管内に伝搬され直接被測定物に通過するため、高精度の損失特性の評価に優れている。しかし、被測定デバイスは導波管と異なる構造を有する場合、変換器の作製が必要となる。

図 2.10 に THz 波移相器の動作確認をするための自由空間 S パラメータ法を用いた測定系を示す。VNA (Keysight、N5222B) に接続した周波数拡張モジュール (Virginia Diodes Inc.、Extender WR2.2) により 325 GHz ~ 500 GHz のテラヘルツ波を発生させる。図 2.10 に示すように、テラヘルツ波は送信用ホーンアンテナによって空気中に放射され、移相器を通過した後に受信用ホーンアンテナにより受信される。受信後の信号を入射信号と比較することにより、透過係数 S_{21} の

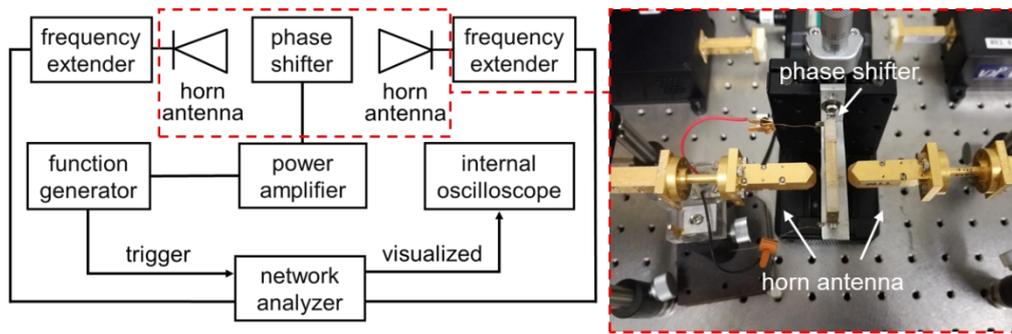


図 2.10 自由空間 S パラメータ法を用いた測定系の概要

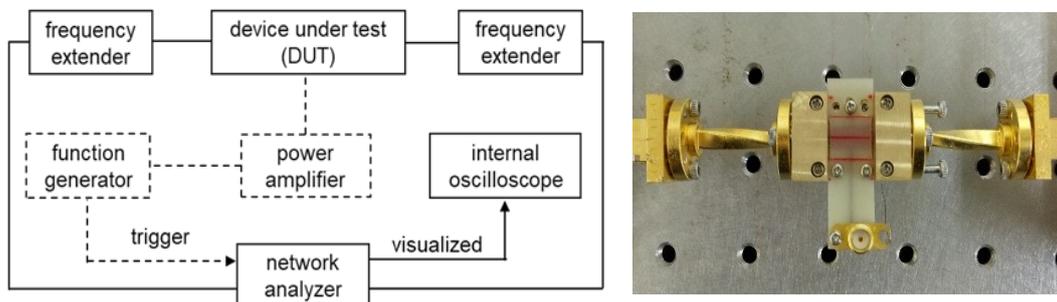


図 2.11 導波管 S パラメータ法を用いた測定系の概要

位相が計算され、VNA に表示される。S21 の位相の結果から移相器の応答時間を得ることができる。また、液晶駆動用電圧については、発振器 (NF、WF1968) で生成しパワーアンプ (Matsusada、HJOPS-1B20) により高電圧に増幅した。本測定では、最大 1000 V までの電圧を使用した。

一方、PAA の構成要素となる分配器、変換器、移相器などの損失特性を評価するため、図 2.11 のように導波管 S パラメータ法を用いた測定系を設計した。本測定系では、WR2.2 遜倍器に加えて、WR10+ 遜倍器を導入し 67 GHz~115 GHz のテラヘルツ波を発生させる。テラヘルツ波は、導波管内に伝搬し被測定デバイス (DUT) を透過した後、導波管を通じて受信器に導かれる。前述した自由空間 S パラメータ法と同様、反射/透過信号と入射信号を比較することで、反射係数 S11/透過係数 S21 を得られる。移相器の応答時間は、測定された S21 の位相変化から特定する。

2.4.2 アンテナ放射パターン及び反射パターンの測定

PAA の放射特性を測定するために、図 2.12 に示すように VNA と組み合わせた電波暗室を使用し、遠方界での放射パターンを測定する。遠方界条件は以下の式 (2.3) により特定することができる[97]。

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.3)$$

ここでは、 D は被測定アンテナの最大寸法であり、 λ は測定電波の波長である。実際に作製した PAA の開口断面は約 $1.4 \text{ mm} \times 10.4 \text{ mm}$ であるため、 100 GHz における測定は受信アンテナ (Rx) までの距離 R は 72 mm 以上が必要である。ここでは、AA と PAA 測定の前に、標準ホーン アンテナを使用してテスト実験を行い、測定系の妥当性を確認した。ホーンアンテナの断面は $13 \text{ mm} \times 26 \text{ mm}$ であるため、WR10+ ($67 \sim 115 \text{ GHz}$) の全範囲での遠方界条件は約 520 mm の測定距離となる。本測定では、固定した受信ホーンから 600 mm の距離に被測定アンテナ (AUT) を設定した。また、反射や外部の影響などを最小限に抑えるため、測定系の周囲に高周波吸収体を配置した。2.3.1 項で詳述した設定と同様に、VNA と周波数通倍器は THz 波を生成し、反射/透過信号を測定する。AUT は電動回転ステージに取り付けられ、 $-90^\circ \sim +90^\circ$ の範囲において 0.1° のステップで回転される。ここで、 0° の方向は、Rx の開口面の法線ベクトルにより定義する。そのとき、AUT から放射した信号の強度は各角度で測定され、VNA のオシロスコープ機能によりプロットされ、AUT の放射パターンが得られる。一方、アンテナ利得は、マイクロ波やミリ波で広く採用されている比較法を用いて計算した。これには、基準として Rx と同じタイプのホーンアンテナを利用し、同じ 600 mm の距離に配置し受信強度を測定した。AUT から放射し受信した信号の強度を基準アンテナの受信強度と比較することで、AUT の利得が得られる。また、PAA のビームパターンの切り替え時間は受信信号の強度によって定義する。正面から特定の方向にビームを切り替えるスイッチオン時間は受信強度が最大値の 90% に達するまでにかかる時間と定義し、特定の方向から正面に戻るスイッチオフ時間は受信強度がその最大値の 10% を下回ったときに読み取られる。

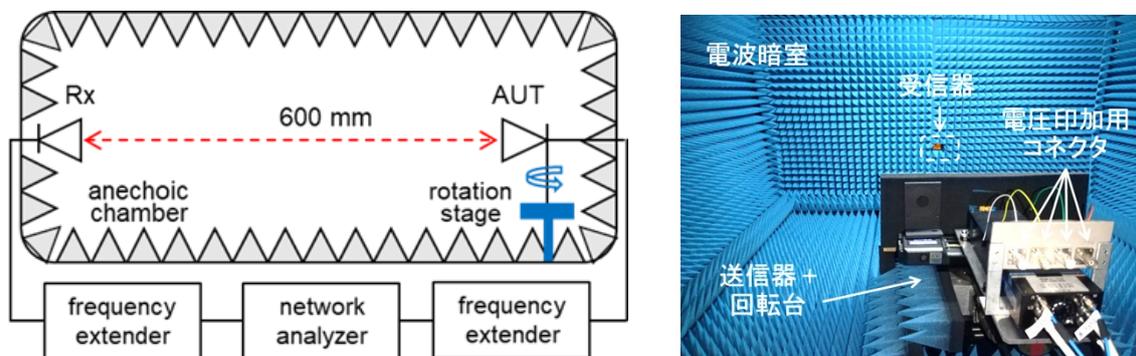


図 2.12 PAA の放射特性評価に使用した測定系

一方、電波の反射度合を評価する方法として、レーダ断面積（Radar Cross Section、RCS）が用いられている[98,99]。散乱物が電波を照射されたときに特定の方向に反射する断面積を表し、平方メートル[dBsm]の単位で表される。RCS 値が大きいほど、物体は高い反射率を有し、より効果的に検出される傾向がある。RCS 測定は主にモノスタティックとバイスタティックに分類できるが、本研究では入射方向と違う方向への反射を測定するため、バイスタティック RCS により評価を行う。モノスタティック RCS とバイスタティック RCS の概要を図 2.13 に示す。本研究で使用した測定系は送信ホーンアンテナが被測定物（RA など）から十分に遠く離れる場所（600 mm）で固定し、受信アンテナから一定の距離で円軌道を描く系である。作製した RA の面積は 20 mm×20 mm であるため、式 (2.3) より 100 GHz における測定の遠方界条件は 267 mm 以上となる。本研究で受信アンテナを RA から 300 mm の距離に設置する。また、RA の RCS 値は、PAA と同様、比較法を用いて算出した。基準として RA と同じ寸法の金属板を利用し、同じ場所に配置し受信強度を測定した。AUT から放射し受信した信号の強度を基準アンテナの受信強度と比較することで、AUT の利得を得ることができる。ここでは、平面散乱物の面積を A とすると、RCS 値 δ は以下の式 (2.4) より表される[100]。

$$\delta = 10 \log \left(\frac{4\pi A^2}{\lambda^2} \right) \quad (2.4)$$

基準とした金属板の面積は 20 mm×20 mm であるため、式 (2.4) より 100 GHz における RCS 値は-6.5 dBsm となる。

本研究で使用したバイスタティック RCS 測定系の概要を図 2.14 に示す。送信アンテナから放射される電波は十分に離れた場所に配置した目標に平面波として入射する。目標からの反射波を受信アンテナの回転角度ごとに受信し、RCS 値が既知の金属板と比較することで、RCS パターンを得ることができる。本測定系では、図 2.14 に示すように受信アンテナの手前の空間と被測定物の横に制約があり、入射方向から見て-10°～+10°と±85°～±90°の範囲が測定できない。



図 2.13 (a)モノスタティック RCS と(b)バイスタティック RCS 測定の概要

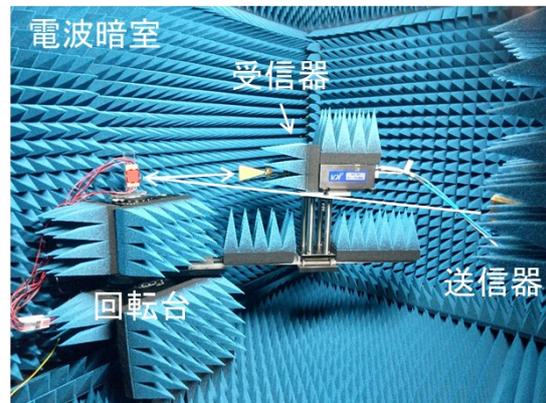
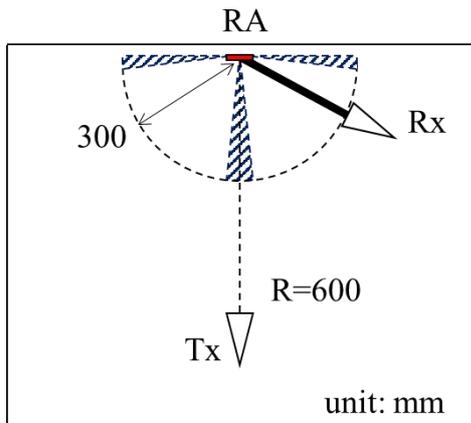


図 2.14 RA の放射特性評価に使用した測定系

2.5 まとめ

本章では、複素誘電率測定系、テラヘルツ分光システム、VNA を用いたテラヘルツ波測定系の概要と原理について説明を行った。以降、説明した測定系を用いて各種実験を行う。

第3章 高分子ファイバーの作製と複合体の特性評価

3.1 まえがき

本章では、まず、高分子ファイバーの概要と本研究で使用したファイバー作製法であるエレクトロスピニング法について説明する。印加電圧、溶液濃度などのパラメータを変更したときのファイバーを観察し、最適な作成条件を模索する。その後、各種の高分子ファイバーと液晶との複合体の誘電特性、応答特性及びテラヘルツ波における諸特性を評価する。

3.2 高分子ファイバーの概要と作製

3.2.1 高分子ファイバーの概要

高分子ファイバー (Polymer Fiber) は、高分子化合物から作られる繊維で、我々の日常生活に広く使用されている素材である。これらのファイバーは、繊維産業、ファッション、医療、自動車産業、建築など、様々な分野で使用されており、その多様な特性により、幅広い用途に適している。高い引張強度、軽量性、化学的安定性などの特性を有する。本研究では、ナノファイバー (Nanofiber : NF) とマイクロファイバー (Microfiber : MF) の2種について検討する。それぞれの概要を次のように述べる。

NFは直径が1~数100 nm、長さが直径の100倍以上のファイバー状物質と定義され、生物医学分野[101-106]からエネルギー関連デバイス[107-112]まで広く使用されている。繊維径を超極細(ナノオーダー)にすると、抗菌性等の通常の太さの繊維に存在しない新しい機能が出現する。また、同じ重さの毛髪に比べNFは100から1万倍の表面積を持つことから、超表面積効果が得られる。そして、内部の高分子鎖がまっすぐに並ぶ超分子配列効果があることが特徴に挙げられる。また、繊維自体の表面積が大きいため、化学反応や電気反応などを利用する燃料電池の効率の上昇にも期待ができる[113-115]。

一方、MFは直径が1~数 μm の繊維であり、合成繊維の一種として知られている。耐摩耗性、柔軟性、撥水・吸水性などの特性により、MFは家庭用品、産業、アパレルなど様々な分野で利用される。MFを用いたレーザー、共振器やセンサーに関する報告もある[116-118]。家庭用品に用いられるMFは、ポリアミドとポリエステル合成繊維であり、耐久性と吸収性に優れるため、他のタイプの布よ

り多くの汚れを吸着する。また、その柔らかさから、タオル等にも利用されている。本研究では、NFと同様にMFの表面規制力による効果的なLC分子の配向制御が期待されている。

ネマティック液晶の場合、印加電圧を除去したときの立ち下がり時間 τ_d は式(3.1)で表すことができる[119]。

$$\tau_d = \frac{\eta d^2}{K\pi^2} \quad (3.1)$$

ここで、 d 、 η 、 K はそれぞれ液晶層厚、液晶材料の粘度、弾性定数である。式(3.1)より、立ち下がり時間はLC材料の特有な係数以外、LC層厚にのみ依存する。具体的に、LC層厚の2乗に比例することが分かる。それは液晶層厚を n 倍に厚くすると立ち下がり時間が n^2 倍に長くなることを意味する。図3.1(a)に高分子ファイバー／液晶複合体のイメージを示す。複合体の構造内では高分子ファイバーが配向規制力を用い、周りのLC分子を配向させる役割を果たす。このことより、図3.1(b)のように実効的なLC層厚がセル電極の距離ではなく高分子ファイバーの間隔となるため、厚い液晶層の応答時間の高速化が期待できる。

通常、ネマティック液晶に駆動電圧を印加した際、分子が電圧に対して応答を始める閾値電圧 V_c は式(3.2)で与えられる[120]。

$$V_c = \pi \sqrt{\frac{K}{\epsilon_0 \Delta \epsilon}} \quad (3.2)$$

ここで、 ϵ_0 は真空中の誘電率、 $\Delta \epsilon$ は液晶の誘電異方性である。この式から閾値電圧はLC層の厚さに依存せず一定であることが分かる。したがって、通常、ネマティック液晶を用いた場合ではセルの厚さを増加させても閾値電圧は増加し

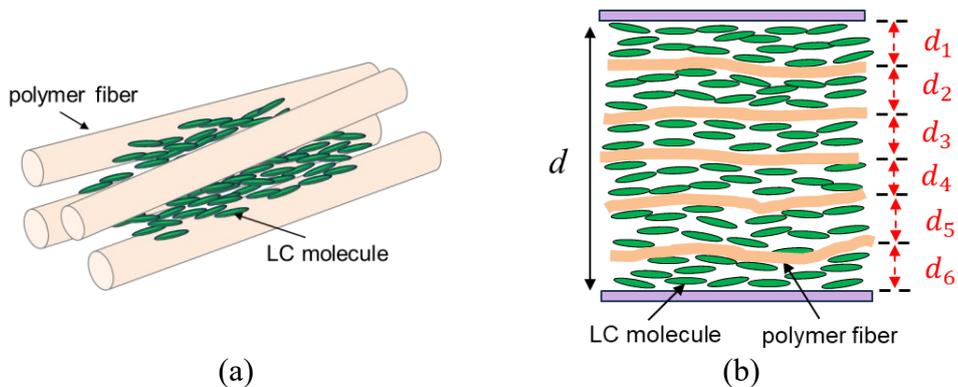


図 3.1 (a)高分子ファイバー／液晶複合体のイメージ及び
(b)複合体を用いたセルの断面図

ない。しかし、高分子ファイバーを用いた場合には高分子ファイバーが界面として動作するため、高分子ファイバー間隔ごとに閾値電圧が必要となり、複合体全体での閾値電圧が増加することによって駆動電圧も増加する。このことより、複合体の駆動電圧の低減には、高分子ファイバーの表面積や体積を減少することが有効であると考えられる。

3.2.2 電界紡糸法

NF、MF を作製する方法には代表的なものとして、引き延ばし法 (Drawing) [121]、鋳型合成法 (Template Synthesis) [122]、相分離法 (Phase Separation) [123]、自己組織化法 (Self-Assembly) [124]及び電界紡糸法 (Electrospinning) [125-128] が知られている。その中で、様々な素材からファイバーの配向と寸法を制御できるのが電界紡糸法である。本研究ではこの作製法を用いて高分子ファイバーを作製する。ノズルから押し出されたポリマー液滴を電界引力により延ばされ、ファイバーになる。しかし、高電界を印加する必要があり、長時間での作製が不安定であるというようなデメリットがある。電界紡糸法を行う際に注意しなければならない点は以下のようなようになる[129]。

- ポリマー溶液を作製するため、ファイバー材料ごとに専用溶媒が必要である。
- コレクターに到着するまで溶媒が完全に揮発するように、十分なノズル・コレクターの距離及び短時間で蒸発できる溶媒が必要である。
- 金属ノズルの先端からポリマー液滴を引き出せるように、十分に高い印加電圧が必要である。

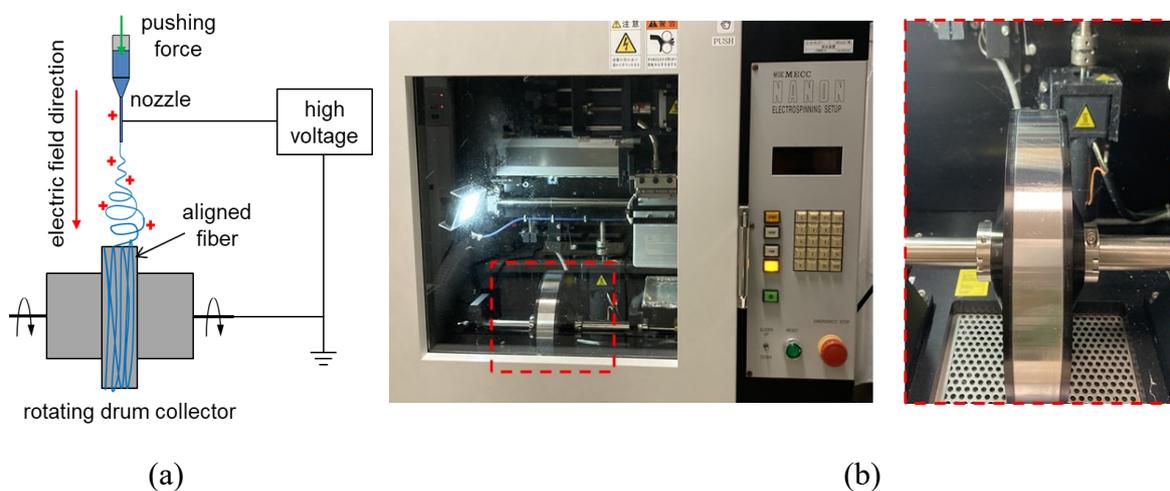


図 3.2 本研究で使用した紡糸装置の(a)概要図と(b)外見

電界紡糸装置（MECC、NANON-03）の概要と外観を図 3.2 に示す。この装置は高電圧源、シリンジ、金属ノズルとアースされたコレクターから構成される。シリンジチューブにあるファイバー溶液が押し出されながら金属ノズルに高電圧を印加することにより、ファイバー溶液中に電荷を誘起させる。金属ノズルとコレクター間の印加高電圧の電気引力がナノファイバー溶液の滴の表面張力を上回り、金属ノズル先から流体ジェットがアースされたコレクターに向け噴射される。その際、流体ジェット中の溶媒は徐々に揮発し、ジェットサイズから減少し、コレクターに到達するときにはファイバーが得られる。ここでは、停止したコレクターを使用する場合はランダムな方向に形成するファイバーを得られる。ファイバーの配向性を向上するため、図 3.2(a)に示すようにコレクターを高速回転させる方法などが挙げられる。このとき、ファイバーをコレクターの回転方向に沿って配向させることができる。また、紡糸時間を調整することにより所望の厚さのシート状ファイバーが得られる。

3.2.3 高分子ファイバーの作製

高分子材料として本研究ではポリアクリロニトリル（Polyacrylonitrile : PAN）を使用した。PAN は一般的に繊維や合成ゴムの原料などに使用されている有機高分子の一種で、特徴として耐薬品性、保香性、薬品性分の低吸着性等がある。この PAN を溶液として扱うために、溶媒にジメチルホルムアミド（Dimethylformamide : DMF）を用いた。DMF は有機合成用の溶媒、触媒、ガス吸引剤等で使用されている。それぞれの構造式を図 3.3(a)、(b)に示す。本研究では、図 3.4 に示したように PAN と DMF をそれぞれ試料ビンに適量入れ、攪拌子を用いて 80 °C、800 rpm で完全に溶けるまで攪拌した。

濃度が異なるポリマー溶液で電界紡糸を行う際、ポリマー濃度が低い場合は内部のポリマーの絡まりが少なく、ポリマーJetのストレッチングへの抵



図 3.3 高分子ファイバーの材料の構造式

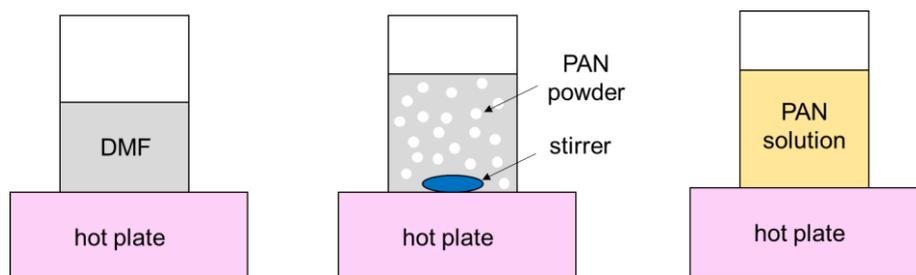


図 3.4 高分子ファイバー溶液の調整過程

抗力が弱くなり、結果的に細いファイバーが形成される。一方、ポリマー濃度が高い方が溶液内のポリマーの絡まりが多く存在し、ポリマージェットが飛んでいる間のストレッチングを妨害しようとする抵抗が大きくなる。このことを利用して太いファイバーの作製が可能と考えられる。ここで、高電圧を印加すると高分子鎖の絡み合いの阻害により、ファイバーが切れる可能性がある。

ここでは、高分子ファイバーの作製について 2 つの重要なパラメーターに着目した。1 つ目はポリマー溶液の濃度である。高分子材料は溶液中で絡み合った状態で存在し、ポリマージェットがコレクターに向かって飛行する際に電界引力により引き伸ばされる。ポリマー濃度が高くなると、より多くの絡み合いが生じ、延伸が妨げられる。この特性を利用しファイバー径を太くさせることが可能と考えられる。2 つ目のパラメータは紡糸電圧であり、その不適切な値は作製時に失敗を引き起こす可能性がある。ポリマー溶液に対し適当な紡糸電圧を確認するため、様々な紡糸電圧下における濃度が高い 14 wt% の形成したファイバー様子を光学顕微鏡により観察した。その結果を図 3.5 に示す。10 kV の場合では不十分な電界引力が押し出し速度に追いつけずノズル先に蓄積したポリマー溶液がそのままコレクターに落ちるため、図 3.5(a) の状態のようになる。ファイバーシート内の自由空間体積が大幅に減少し、LC 分子の空間が縮小するため、複合体の誘電異方性が大幅に低下することが予想される。13 kV の電圧下ではファイバーが良好な状態で形成された。一方、15 kV と 18 kV の場合は PAN の粒が確認された。紡糸電圧が高すぎると、非常に強い引っ張る力によってファイバーが切れ、溶媒も十分に揮発できなかったため、図 3.5(c) と (d) のようにポリマーの絡みが混在する状態となった。この状態では、ファイバーの配向は大きく乱され、10 kV の場合と同様に複合体の誘電異方性が大幅に低下することが予想される。これらの結果より、濃度の高いファイバー溶液を使用する際、適切な紡糸電圧を設定する必要があることが分かる。

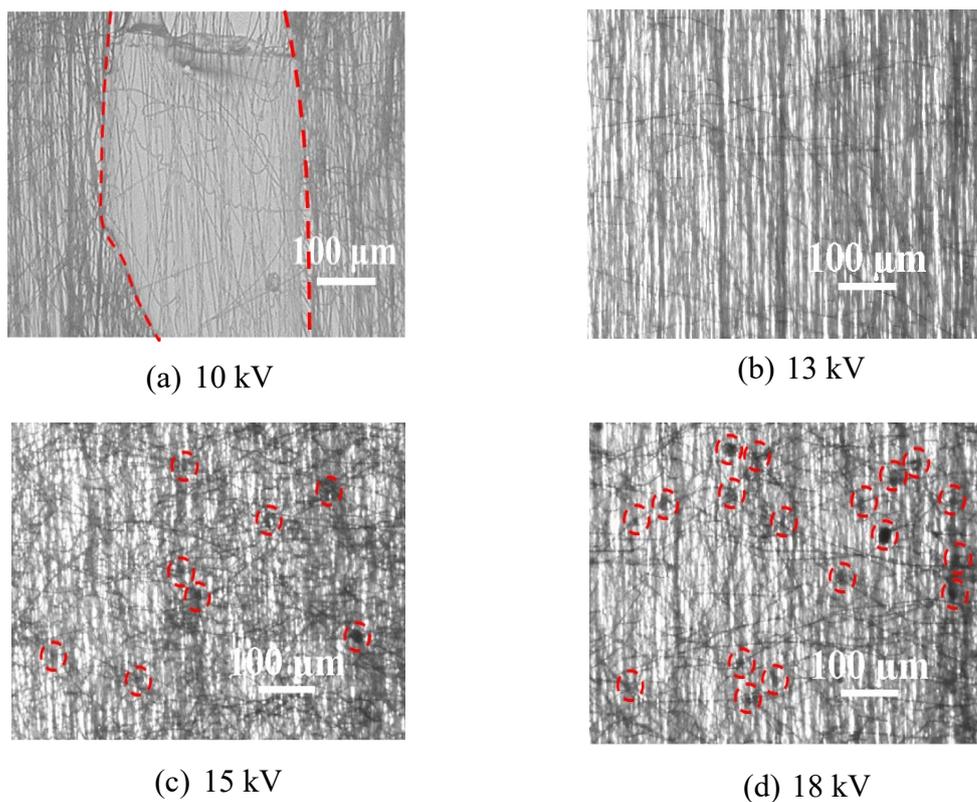


図 3.5 様々な紡糸電圧における 14wt%の形成したファイバーの様子

表 3.1 ファイバー作製の設定条件と形成された状態の詳細

溶液濃度 (wt%)	8	10	12	14	16
紡糸電圧 (kV)	22	19.5	15	13	11.5
紡糸時間 (min)	60	47	44	42	40
平均直径 (μm)	0.38	0.57	1.08	1.41	3.21
形成状態	繊維	繊維	繊維	繊維	網目

本研究では、8、10、12、14、16 wt%のポリマー溶液を作製し、適切な紡糸電圧を考慮するとともに高分子ファイバーの作製を試みた。ここで、検討を行ったポリマー濃度が16 wt%以下となっているのは18 wt%以上ではファイバー材料のPAN粉が完全に溶解できなかったためである。回転速度を1200 rpm、溶液の押し出し速度を1.0 ml/hとした。紡糸時間はファイバーシートの厚さが約50 μm になるようにそれぞれ調整した。以降、各ファイバーのことをそのポリマー濃度で表す。本研究でファイバー作製の設定したパラメータ及び各溶液濃度ごとの形成状態を表3.1にまとめる。形成された繊維の形態は走査型電子顕微鏡

(KEYENCE、VE-8000) により観察した。また、平均ファイバー径は、各ファイバーシート上の任意の 5 箇所から約 100 本の平均をとることで算出した。

ポリマー溶液中の絡みに対抗するには、高い溶液濃度ほど高い電圧を印加しなければならないと誤解しがちであるが、実験結果はその逆、より低い電圧が使用されることを明らかにした。そして、高い溶液濃度と低い紡糸電圧を使用することで、必ずしも太いファイバーが形成されるわけではない。太いファイバーは側面積が大きいいため、ファイバー周囲に付着する溶媒 DMF の量が多く、完全に蒸発するまでの時間が細いファイバーの場合より長くなる。各溶液濃度ごとの形成した状態を図 3.6 に示す。濃度が 8~14 wt% の生成物はファイバー状に形成

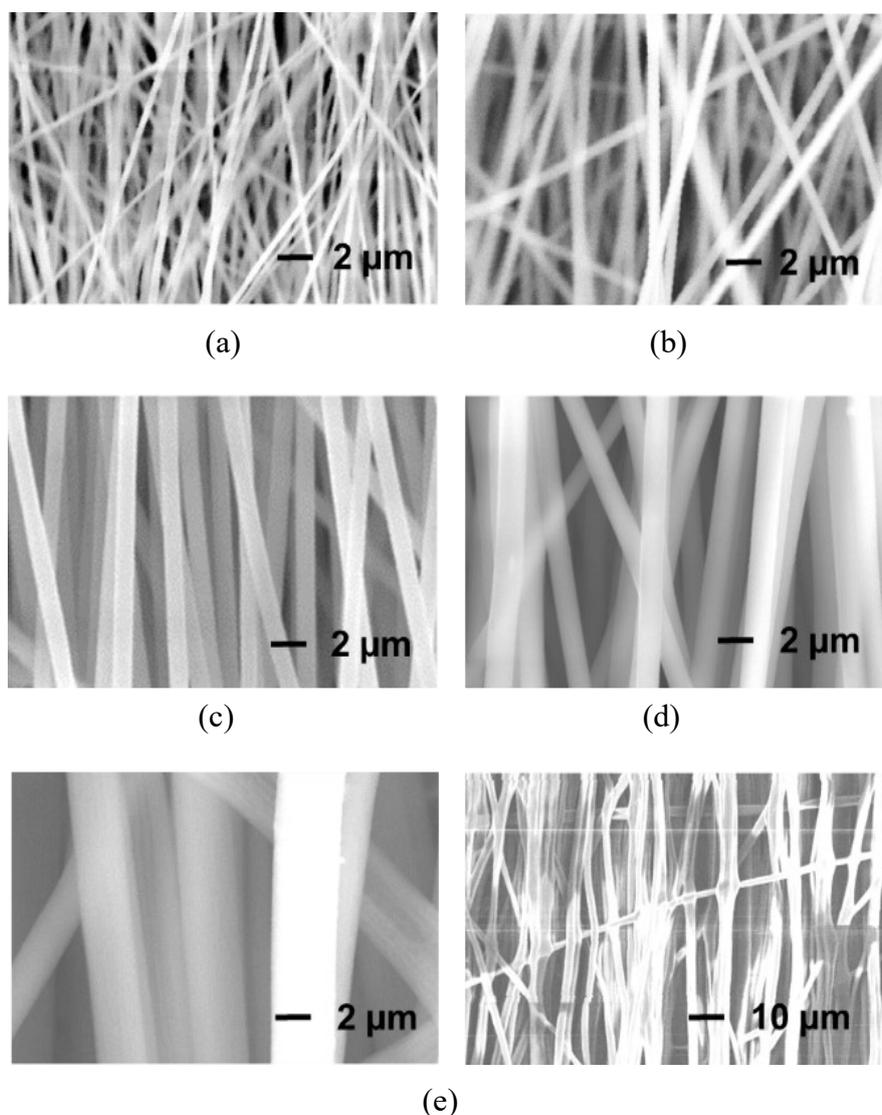
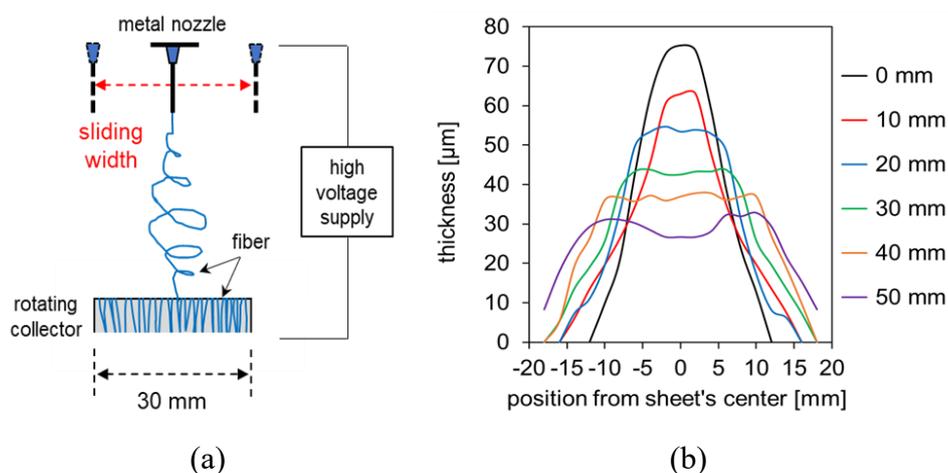


図 3.6 各サンプルの SEM 観察像 (a) 8 wt%, (b) 10 wt%, (c) 12 wt%, (d) 14 wt%, (e) 16 wt%

され、濃度の増加とともにより太いファイバーが形成される。それに対して、16 wt%の場合ではファイバー同士がくっついたり離れたりする網目のような状態である。これは、形成された 16 wt%のファイバーが非常に太いため、溶媒がコレクターに到達する前に完全に蒸発できなかったことに起因すると考えられる。本研究では、濃度が 14 wt%の PAN 溶液により、約 1.41 μm の最も太い MF の作製に成功した。

ファイバー密度と THz 波特性の測定のため、幅が広いのシート状ファイバーが必要である。本研究ではコレクターの中央に対し、ノズルを左右対称的に移動させながら電界紡糸を行った。例として、溶液濃度 14 wt%を用い、紡糸時間 60 分とした。コレクター幅 30mm に対しノズルを固定した場合と 10 mm、20 mm、30 mm、40 mm スライドした場合の厚さ分布を図 3.7 に示す。スライド幅 40 mm では 20 mm 以上の最も幅が広いファイバーシートを得られることから、これ以降の実験ではスライド幅を 40 mm として紡糸を行った。



(c)

図 3.7 (a) 作製の概要、(b) 各サンプルにおける厚さの分布と (c) 実際に作製したサンプル スライド幅が 0 mm (左)、40 mm (右)

3.2.4 高分子ファイバーの密度

液晶を注入する前の複合素子（積層後のファイバーシート）は図 3.8(a)に示すようにファイバーと空気が含まれる。このシート構造内のすべてのファイバーを図 3.8(b)のように隙間なく圧縮した高さ h' の物体とみなす。実際の複合素子では LC を注入することにより空気の部分が液晶となり、高分子ファイバー／液晶複合体となる。これより、ポリマー体積の少ない構造が、複合体の誘電異方性を高めるといふ課題に対する有効な解決策となる可能性があることを意味する。高分子ファイバーの体積比 R_v は次の式から導出される。

$$R_v = \frac{h'}{h} \quad (3.3)$$

$$h' = \frac{V_f}{S_f} = \frac{m}{DS_f} \quad (3.4)$$

ここで、 h はセル厚またはファイバーシートの厚さ（約 $50 \mu\text{m}$ ）、 V_f 、 S_f 、 m 、 D はそれぞれファイバーシートの体積、底面積、質量、PAN 材料の比重 (1.184 g/cm^3) である。ファイバーシートの面積と重量はそれぞれデジタル顕微鏡（HIROX、KH1300）と電子天秤（METTLER TOLEDO、AG245）により測定した。本測定では、コレクター上の任意の 5 箇所からサンプルをとり、その平均値を計算することにより体積比 R_v を求めた。

また、すべてのファイバーが平行に配向すると考えたとき、1 辺が $10 \mu\text{m}$ の立方空間内にあるファイバーの本数は次の式 (3.5) ように求めることができる。

$$\frac{V_f}{V_1} = \frac{10^3 R_v}{10 \frac{\pi d^2}{4}} = \frac{400 R_v}{\pi d^2} \quad (3.5)$$

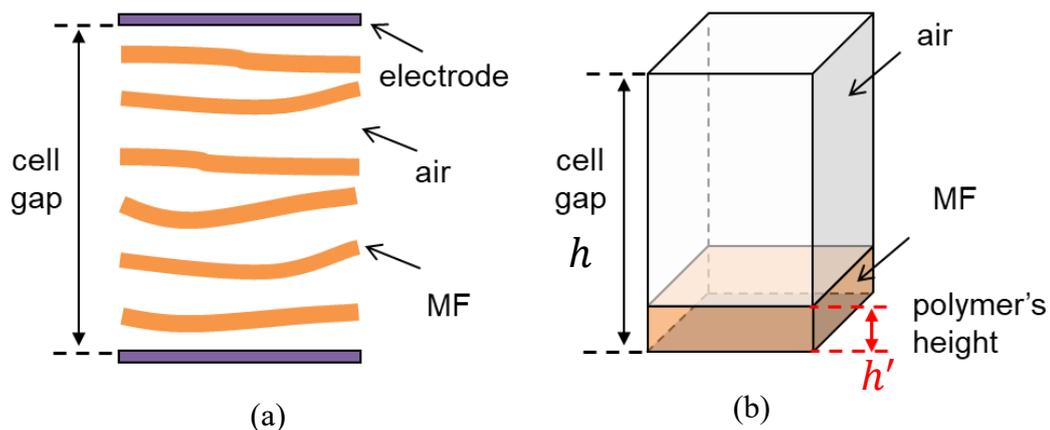


図 3.8 (a) 複合素子の断面図と(b) 構造内の圧縮したファイバーの量

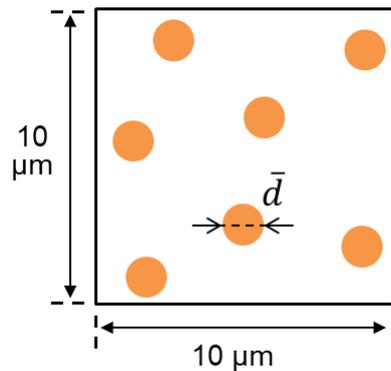


図 3.9 高分子ファイバーの分布状態のイメージ

表 3.2 各ファイバーの体積比と密度

溶液濃度 (wt%)	8	10	12	14	16
体積比 (%)	16.1	14.4	12.9	11.6	14.2
ファイバー密度 (本/1000 μm^3)	142	56	14	7	2

ここで、 V_1 はファイバー1本の体積であり、 d は平均ファイバー径である。表 3.2 に各ファイバーの体積比と密度を示す。基本的に濃度が増加するにつれて、ファイバーの体積比と密度が減少する。すなわち、繊維密度が低下した。溶液濃度 8 wt% で作製したファイバーでは、体積比が約 16.1%、密度が 142 本/1000 μm^3 であるのに対し、14 wt% では体積比が約 11.6%、密度が 7 本/1000 μm^3 に減少した。一方、16 wt% の場合では、ファイバー体積比が 14 wt% の値を上回る。これは、残存する溶媒 DMF と網目状態によって生じる結果と考えられる。紡糸の過程に、ファイバーは連続的に引き出され、ドラムコレクターの回転方向に従って配向される。新しいファイバー層が連続して形成され、前のファイバー層の上に積み重ねられる。そのため、ファイバーが太い場合の層間の距離は、細いファイバーの場合より広くなり、同じ厚さにおいても層数は少なくなる。また、ファイバー径の変化量が溶液濃度の変化量を大きく上回る。具体的に、8 wt% の溶液に比べ、14 wt% では PAN 高分子の量が 1.75 倍多くなるが、平均ファイバー径が 3.7 倍程度太くなる。太いファイバーが形成される際にノズル先端から同時に引き出される本数が減少し、各層のファイバー数が減少することが分かる。以上の結果より、溶液濃度を調整することでファイバーの体積を下げることができ、複合体の誘電異方性を高める効果が期待できると考えられる。

3.3 低周波における複合体の電気特性

本節では、各ファイバーと液晶との複合体の誘電異方性、閾値電圧、応答時間の変化傾向について説明する。各セルの厚さを $50\ \mu\text{m}$ とし、液晶材料として RDP-A3123 と SL004 (DIC) の 2 種を使用した。以降、RDP-A3123 のことを 3123、SL004 のことを 004 と省略する。各複合体の誘電異方性は複素誘電率測定系を用いて測定を行った。LC 分子は駆動電圧に反応し、対応する誘電率を示す。誘電異方性は、各値を最小値から差し引くことで定義する。図 3.10 に各ファイバーと 3123 の誘電異方性の電圧依存性を示す。ここでは、3123 単体の測定結果も併せて示し比較を行った。3123 単体では、印加電圧が約 $0.7\ \text{V}$ で LC 分子が立ち上がり始め、誘電率が変化した。また、印加電圧が $10\ \text{V}$ 以上になると誘電異方性がほぼ飽和値に達することが分かる。一方、複合体の場合では、LC 単体に比べ誘電異方性が減少し、閾値電圧は増加することが確認できる。 $14\ \text{wt\%/3123}$ は最も大きな誘電異方性を有し、3123 単体に比べ 82.7% となり、 $12\ \text{wt\%/3123}$ とは 17.3% の差がある。 $16\ \text{wt\%/3123}$ の場合は最も太いファイバー径を有するにもか

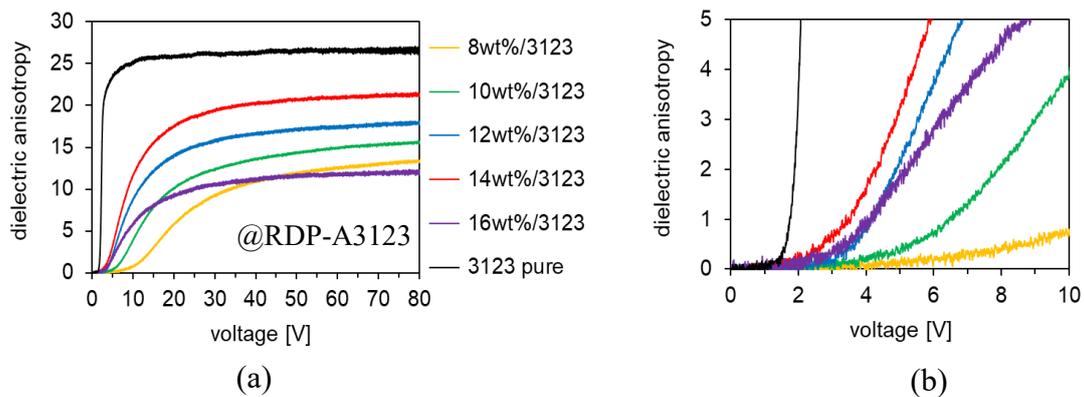


図 3.10 各複合素子 (3123) の (a) 誘電異方性の電圧依存性と (b) 拡大図

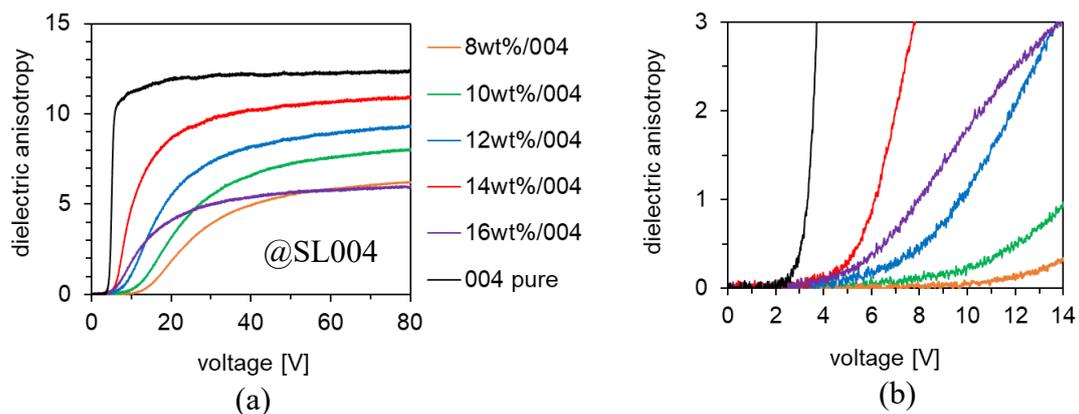


図 3.11 各複合素子 (004) の (a) 誘電異方性の電圧依存性と (b) 拡大図

表 3.3 2種の液晶単体と各複合体の閾値電圧

	pure LC	16 wt%	14 wt%	12 wt%	10 wt%	8 wt%
RDP-A3123	0.7	1.5	1.5	2.2	3.0	4.0
SL004	2.0	2.5	3.0	4.5	7.0	10.0

かわらず、誘電異方性が最も小さい値を示す。この結果については、前述したファイバ一体積比と網目構造による LC 分子の配向状態が大きく乱されることに起因すると考えられる。図 3.11(a)に示す 004 液晶との複合体の測定結果も同様の傾向を表し、14 wt%/LC は最も大きな誘電異方性を有することが確認できる。表 3.3 に様々な複合体の閾値電圧をまとめる。LC 層に高分子ファイバーを導入することにより、LC 層が各ファイバーの間隔ごとに小さな LC 層として分けられる。それらの液晶層ごとに閾値電圧が必要であり、結果的には複合素子全体の閾値電圧がファイバー層の数に依存することになる。そのため、複合素子の閾値電圧が単体 LC より高くなる。図 3.10(b)と 3.11(b)の拡大図は、ファイバー径が増加するにつれて最小動作電圧または閾値電圧が減少し、16 wt%/LC は LC 単体に最も近い値を示す。これらの結果は、ファイバーの体積比の減少によって定性的に説明できる。円柱の体積 V と側面積 S には次の関係がある。

$$V = \frac{\pi d^2}{4} l = \frac{1}{4} d(\pi dl) = \frac{1}{4} dS \quad (3.3)$$

ここで、 d はファイバー径、 l は円柱の高さである。この関係式は、ファイバー径が大きくなると、液晶分子と相互作用する側面積が減少することを示している。すべての複合体が同じ体積のファイバーを有すると考えたとき、ファイバー径が細いほど側面積が大きくなるため、閾値電圧が増加する。この結果より、太いファイバーは閾値電圧の低減に有効な手法であることが分かる。しかし、16 wt% の場合では網目構造が複合体の誘電異方性を大きく低減させるため、以降 16 wt% について検討を行わないことにする。

例として、14 wt%/3123 を使用した様々な複合素子の誘電率異方性の電圧依存性を図 3.12 に示す。作製と評価の便宜上、50 μm の倍数となる厚さを用いた。LC 単体を備えた 50 μm 素子の結果も併せて示す。すべての素子は同じのファイバー密度を有するにもかかわらず、厚いデバイスにはより高い閾値電圧を示す。この結果は、液晶分子の配向面として機能するファイバー層の数が増加するにつれて、より高い電圧が必要になることから理解できる。図 3.12(b)の拡大図よ

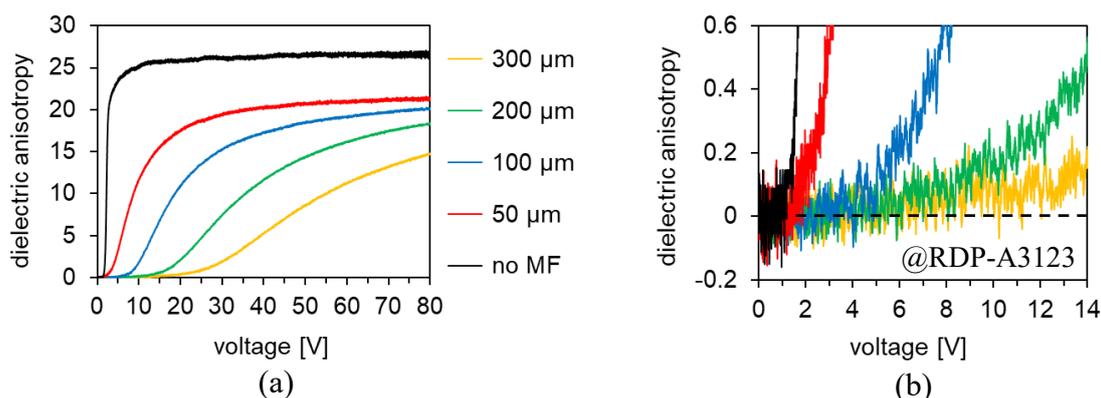


図 3.12 様々な厚さを有する複合素子 (3123) の (a) 誘電異方性と (b) 拡大図

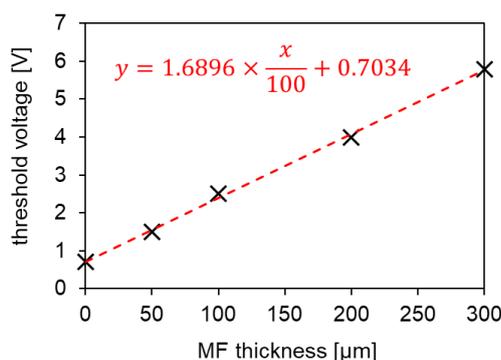


図 3.13 複合体 (3123) の閾値電圧と 14 wt% MF の厚さとの関係

り、デバイスの厚さが 50、100、200、および 300 μm の閾値電圧は、それぞれ約 1.5、2.5、4.0、と 6.0 V であり、MF シートの数が 1、2、4、と 6 に相当する。LC 単体の場合、閾値電圧はデバイスの厚さに依存せず、3123 の場合は約 0.7 V である。MF シートの総厚さと閾値電圧の関係を図 3.13 に示す。厚さ 100 μm の 14 wt% MF シートを追加して使用したとき、3123 との複合体の閾値電圧が 1.7 V 増加することが分かる。

3123 単体とその複合体の電界に対する応答時間の印加電界依存性を図 3.14 に示す。同様に、004 単体とその複合体の電界に対する応答時間の印加電界依存性を図 3.15 に示す。まず、図 3.14(a)と図 3.15(a)の結果から分かるように、いずれのデバイスにおいても電界強度が増加するにつれて、立ち上がり時間が減少する。その減少量は、複合材料中のファイバーまたは液晶材料の種類によって異なるが、すべては同様の傾向を示す。また、低電界においては、液晶単体も含むすべてのデバイスは 1s 程度の立ち上がり時間を示す。LC 分子の立ち上がり時間 τ_r は次の式で表すことができる[130]。

$$\tau_r = \frac{\eta}{\epsilon_0 \Delta \epsilon (E^2 - E_c^2)} \quad (3.4)$$

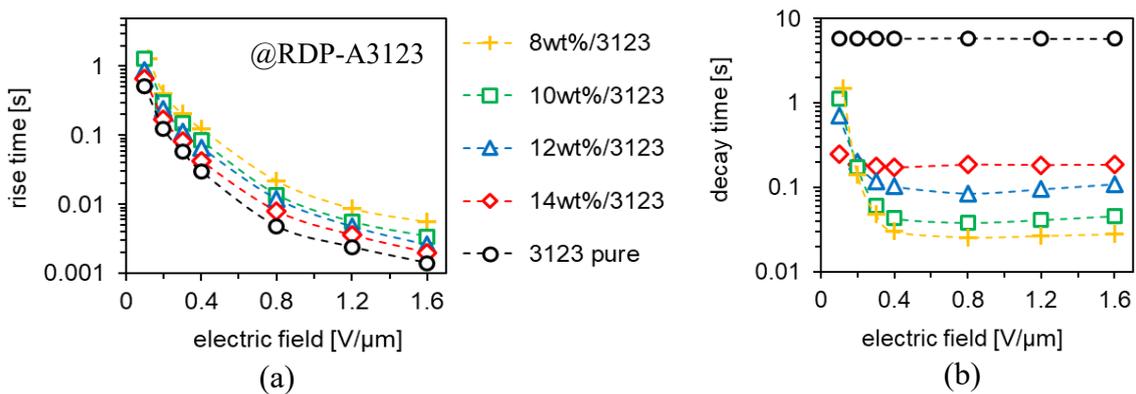


図 3.14 様々な複合体 (3123) の (a) 立ち上がり時間と (b) 立ち下がり時間

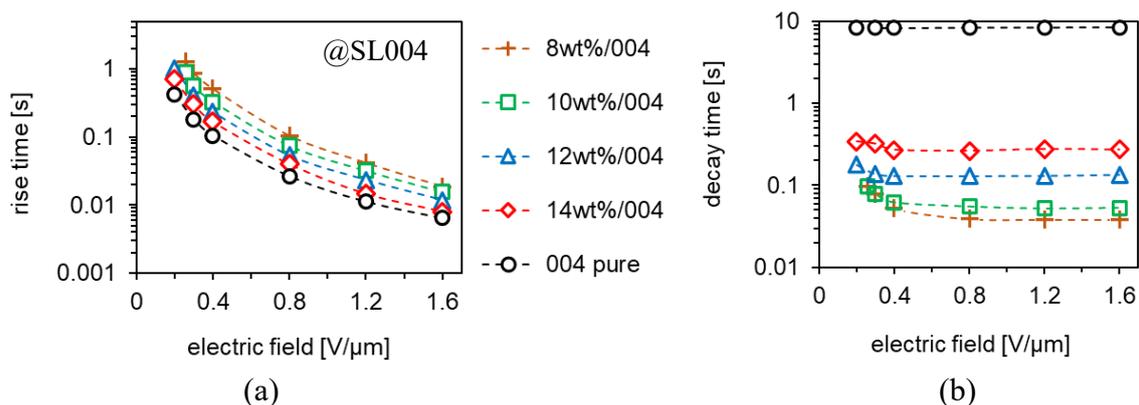


図 3.15 様々な複合体 (004) の (a) 立ち上がり時間と (b) 立ち下がり時間

ここで、 ϵ_0 、 η 、 $\Delta\epsilon$ 、 E 、 E_c はそれぞれ真空誘電率、粘度、LC の誘電異方性、印加電界、閾値電界である。式 (3.4) より、立ち上がり時間が誘電異方性に反比例することが分かる。すなわち、誘電異方性の高い材料は短い立ち上がり時間を示すことを意味する。14 wt%の複合体が LC 単体と最も近い誘電異方性を有するため、同じ電界においては LC 単体と最も近い立ち上がり時間を示すことが分かる。また、同じ電界下でも、細いファイバーを含む複合体の方が長い値を示す。この違いの原因は誘電異方性の減少に起因すると考えられる。

一方、厚い液晶層にファイバーを導入すると、LC 層がファイバー層間の距離と同様の厚さのサブレイヤーに分割されたため、立ち下がり時間が大幅に短縮した。14 wt%/3123 と 14 wt%/004 の立ち下がり時間はそれぞれ約 190 ms と 270 ms であるのに対して、12 wt%/3123 と 12 wt%/004 の場合はそれぞれ約 100 ms と 130 ms である。図 3.16 に立ち下がり時間と平均ファイバー径の関係を示す。高分子ファイバーの直径が太いほど、立ち下がり時間が長くなり、3123 と 004 液晶材料の差が大きくなることが分かる。複合体を用いた場合、立ち下がり時間は 3.2.1 項で説明したようにファイバー層同士の平均距離の 2 乗に比例するため、

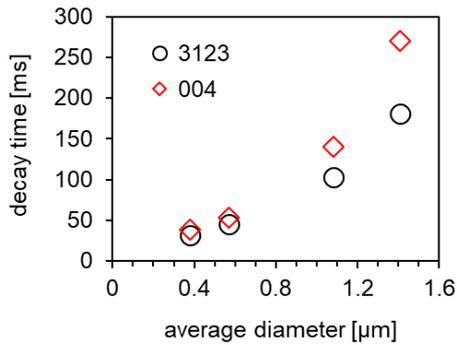


図 3.16 立ち下がり時間とファイバー径との関係

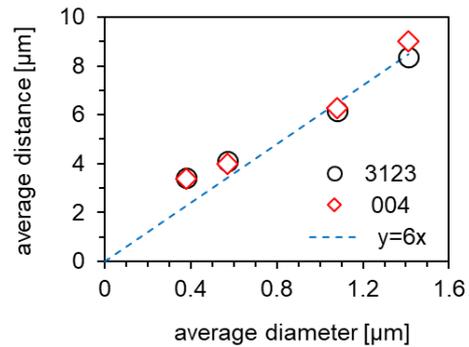


図 3.17 ファイバー径とその平均距離との関係

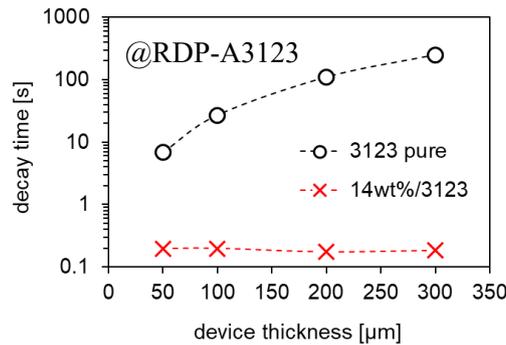
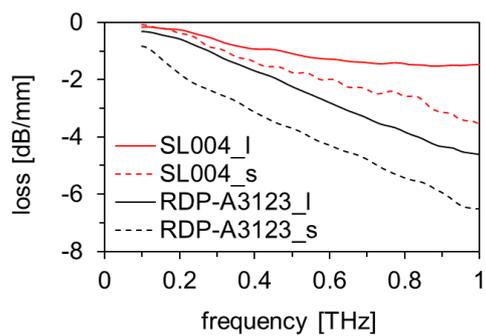


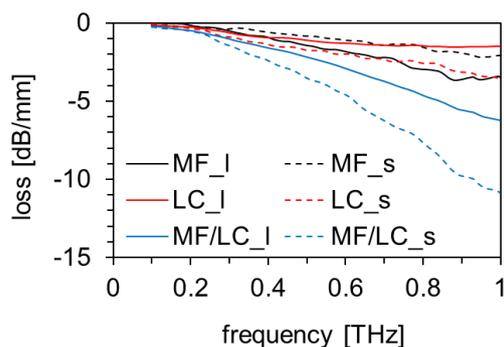
図 3.18 LC 単体と複合体の立ち下がり時間の比較

その距離はファイバー径の影響を大きく受けていることが予想される。ここで、立ち下がり時間と液晶層厚との関係を表す式 (3.1) を用いて各液晶単体の結果と比較することにより、各複合体構造内のファイバー層の平均距離を得ることができる。その平均距離と平均ファイバー径との関係を図 3.17 に示す。3123 と 004 の結果が良く一致し、いずれも同様の傾向を示す。また、近似直線をとった結果、ファイバーの平均距離はその平均直径の約 6 倍であることが分かる。ファイバーが細いほど各ファイバー層の距離が狭くなり、応答時間が短縮する結果となる。これは複合体の特性を制御するのに重要な結果であると考えられる。

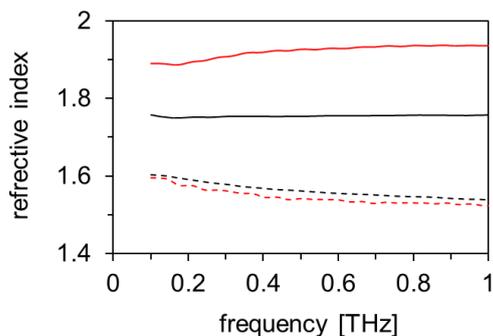
14 wt%/3123 による厚いデバイスの立ち下がり時間の短縮効果を図 3.18 に示す。LC 単体の場合、立ち下がり時間が 200 μm の厚さで 100 s 以上に急増し、300 μm では約 250 s に達する。一方、14 wt%/3123 を使用するすべてのデバイスは、ほぼ 200 ms で同様の時間を維持する。以上の結果より、14 wt% MF は応答時間の短縮能力に優れ、最も大きな誘電異方性と低い閾値電圧を示すため、以降の実験では、比較の目的を除き、基本的に 14 wt% MF のみを使用することにする。その際、14 wt% MF のことを MF と省略する。



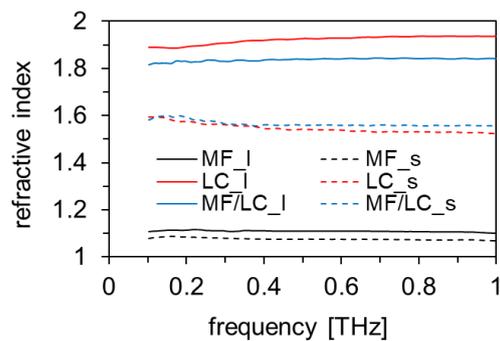
(a)



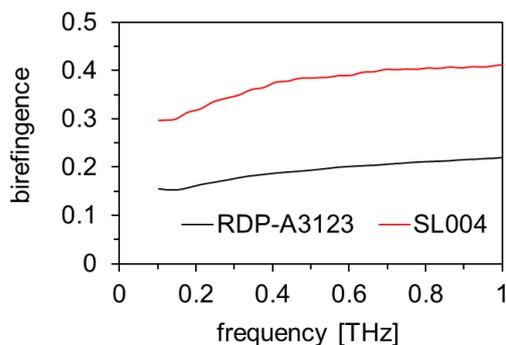
(a)



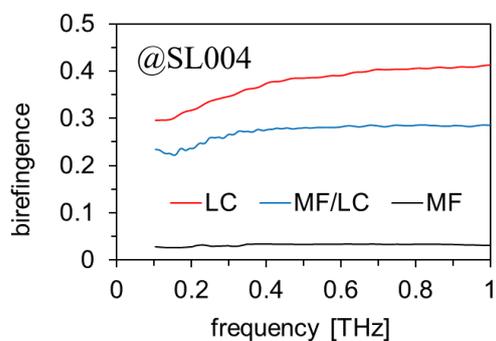
(b)



(b)



(c)



(c)

図 3.19 THz 波における 3123 と 004 の(a)損失、(b)屈折率、(c)複屈折

図 3.20 THz 波における MF と MF/004 の(a)損失、(b)屈折率、(c)複屈折

3.4 液晶材料と各種複合体のテラヘルツ波特性

本測定では、前項の 2 種の液晶 3123 と 004 を用いる。これらの LC は DIC 株式会社によって製造されており、特に 004 は近年開発した新しいネマチック LC である。図 3.19 に示すテラヘルツ時間領域分光法 (THz-TDS) システムによる測定結果から、004 は 3123 と比べ、長軸と短軸において損失が大幅に低いことが分かる。そして、0.3 を超える実質的に大きな複屈折を示す。移相器の用途では、液晶分子の屈折率が長軸の値から短軸の値に完全に移行するときに最大位相変化を得られるため、これらの特性は非常に重要である。

100 GHz~1 THz の周波帯における MF/004 複合体とシート状 MF の透過損失と屈折率を図 3.20 に示す。比較のため、004 単体の結果も同じグラフに合わせて示す。すべてのサンプルは短軸または長軸に関係なく、100 GHz~300 GHz の周波数範囲で低損失を示すことが分かる。単体状態と複合状態の間に差がほぼ観察されていない。しかし、300 GHz を超える周波数では損失が急増し、2 つの軸間の差異が大きくなる。この結果は、PAN の分子構造内にあるシアノ (CN) 基の THz 放射線吸収特性に起因すると考えられる。300 GHz 以上で動作するデバイスの場合、この問題に対処することが不可欠である。一方、MF は 100 GHz から 1 THz までの全測定範囲にわたって約 0.03 の小さな複屈折を示すことが明らかとなった。MF/LC の複屈折は LC 単体と比べ減少する。その原因は、複合体中の LC 材料の割合が単体状態で 100%であるのに対し、約 90%程度である。また、100 GHz では、LC と MF/LC の複屈折はそれぞれ約 0.295 と 0.235 (LC の約 79.7%) であり、MF/LC も大きな THz 複屈折を有することが分かる。

3.5 まとめ

本章では、電界紡糸法による各種の高分子ファイバーの作製条件、寸法の調整、密度について議論した。13 kV の紡糸電圧下で濃度 14 wt%の PAN ポリマー溶液から、平均直径 1.4 μm 、体積比 11.6%の最も厚い MF を作製することに成功した。測定結果により、14 wt%/004 の複合体は、004 単体の優れている誘電特性を最大限に維持しながら、立ち下がり時間の大幅な短縮効果を有する。具体的に、これらの特性は、90%近くの大きな誘電率異方性、約 80%の大きな複屈折 (100GHz)、低い閾値電圧と 270 ms 程度の短い立ち下がり時間である。先行研究と比べた結果を表 3.4 にまとめる。ここでは、それぞれ研究の液晶単体の結果に対するパーセントに変換し比較を行う。なお、004 と 14wt%/004 の結果を使用

表 3.4 本研究と先行研究との比較

	平均直径 (μm)	誘電異方性 (1 kHz)	閾値電圧 (50 μm)	応答時間 (50 μm , 40 V)		複屈折 (400 GHz)
				rise	decay	
先行研究 [91]	0.89	68.4%	575%	120%	1.4%	47.8%
本研究	1.41	87.8%	150%	115%	5.1%	77.4%

する。誘電異方性を約 19.4%、複屈折を約 29.6%改善でき、閾値電圧を大幅に低減できた。立ち下がり時間が増加するが、十分な短縮効果を得られている。以上の結果より、本章では、太い直径の MF を利用することにより、高分子ファイバー／液晶複合体を最適化できたと言える。

第4章 高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波可変移相器

4.1 まえがき

第1章で述べたように、超高速テラヘルツ (THz) 無線通信を実現するため、複数方向の送信に対応できるフェーズドアレイアンテナ (PAA) が必要であり、それらの構造内に使用する可変移相器の要求が高まっている。一方、ネマティック液晶 (NLC) は電界などへの応答性が高く THz 波領域においても大きな誘電異方性を示すことから、近年 THz 波デバイスへの応用が期待されている。しかし、光学用途とは異なり、高周波デバイスの構造には数 100 μm 以上の厚い LC 層が使用されるため、立ち下がり応答時間が 100 s を超えるという致命的な問題につながる。第4章では、第3章で紹介した配向マイクロファイバー (MF) を用いて高速応答の THz 波可変移相器の実現を試みる。

4.2 線路型構造と NRD ガイド

移相器には主に2種類があり、透過型と線路型である。それぞれの概要を図4.1に示す。透過型移相器の構造では、THz 波の透過距離は液晶層の厚さと同じのため、大きな位相変化を得るには、厚い液晶層が要求され、高分子ファイバーを導入した場合は非常に高い電圧が必要となる。一方、線路型移相器の場合は THz 波の透過距離とデバイスの厚さをそれぞれ調整できるため、位相変化と印加電圧の両条件を達成できる。図4.2に様々な伝送線路を示す。この中、マイクロストリップ線路やコプレーナ線路といったマイクロ波で一般的に用いられる伝送線路は、THz 波のような高い周波数領域では伝送損失が大きい[131]。一方、矩形導波管と非放射型誘電体導波路 (NRD ガイド) がミリ波・THz 波領域において低損失であることが知られている[132]。矩形導波管は金属壁内に電磁波を

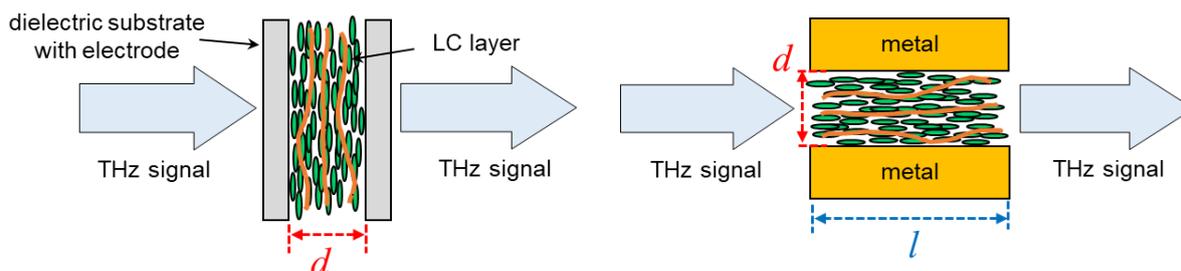


図4.1 透過型（左）と線路型（右）移相器の概要

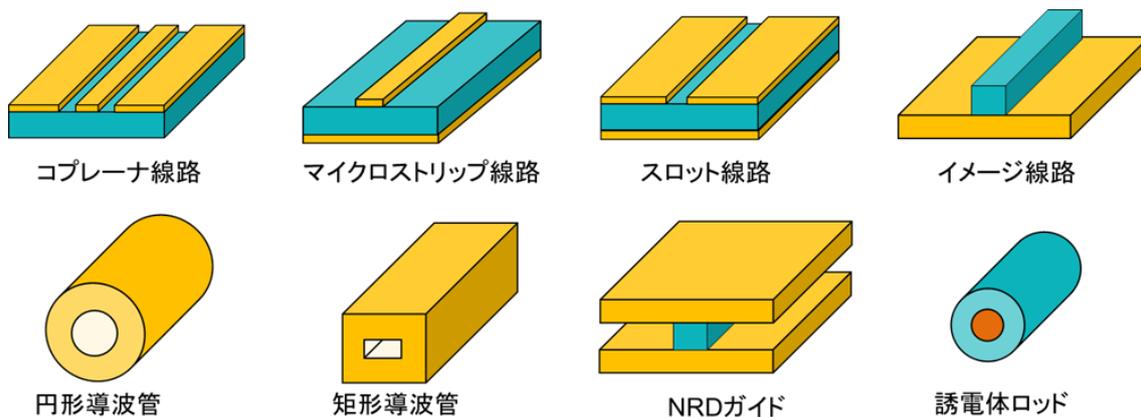


図 4.2 代表的な伝送線路

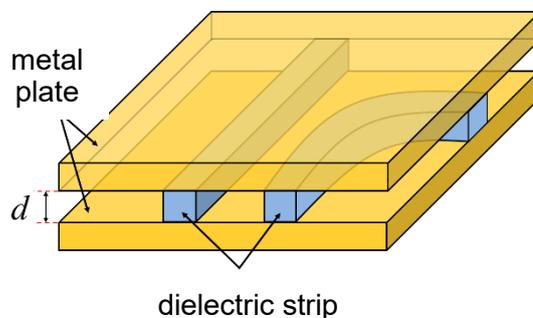


図 4.3 NRD ガイドの基本構造

閉じ込める構造のため、液晶分子を制御する外部電圧の設計が困難である。本研究では、液晶装荷移相器の構造に NRD ガイドを用いることにした。

誘電体を用いた線路は古くから提案され、研究が行われている。これは、高周波領域において、プリント基板に比べて格段に低損失を示すからである。しかし、誘電体線路には、線路の曲がりや不連続部分では不要な放射波が発生するという欠点があった。その欠点を解消した誘電体線路に NRD ガイドがある。この誘電体線路は、線路の曲がりや不連続部分で放射波が発生しないことから、「非放射型誘電体導波路」と呼ばれ、その英訳である Non-Radiative Dielectric Waveguide の頭文字をとり、NRD ガイドと呼ばれている[133]。このガイドは 1981 年に米山等により報告され、研究が行われている[134]。図 4.3 に NRD ガイドの基本構造を示す。NRD ガイドは 2 枚の金属板の間に誘電体を挟んだ構造となっており、その金属板の間隔が条件を満たすことにより電磁波が存在できる部分とできない部分を作り出すことができる。

NRD ガイドに存在できるモードは TE (Transverse Electric) モード、LSE (Longitudinal Sectional Electric) モード及び LSM (Logitudinal Sectional Magnetic)

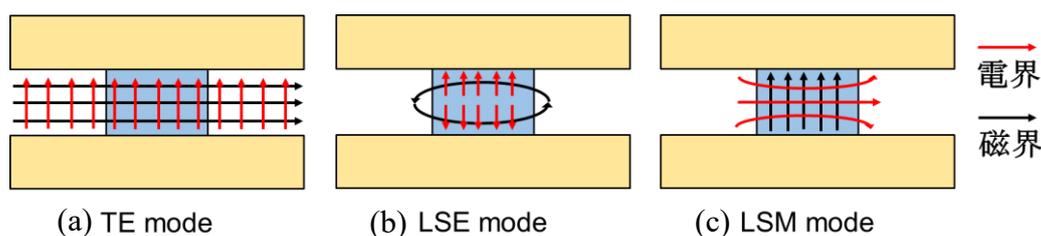


図 4.4 NRD ガイドに存在できる 3 つのモード

モードの 3 種類があり、それぞれを図 4.4(a)、(b)、(c) に示す。図 4.4(a) に示す TE モードは、電界は導体板に垂直であり、非放射性的特性を有しておらず誘電体側面から放射する。図 4.4(b) に示す LSE モードでは、非放射性的特性を有するが、電界が導体板側に集中し、低損失の条件を満たさないため、NRD ガイドには望ましくないモードとなっている。一方、LSM モードでは、電界が導体板に対し平行であり、誘電体の中心部に電界が集中するため、NRD ガイドの動作モードとして機能する[135]。また、湾曲部又は不連続部においては、曲率半径や角度などにより LSM モードと LSE モードの変換が発生することもある[136,137]。

2 枚の金属板の間に波長 λ の電磁波を伝搬させた場合、金属板間の距離 d と波長 λ が

$$d < \lambda/2 \quad (4.1)$$

のとき、遮断効果により電磁波が金属板間に存在できない。

このとき、金属板間に誘電率 ϵ_r の誘電体を挿入して、電磁波を伝搬させた場合、この誘電体を透過する電波の波長 λ_{ϵ_r} は、誘電体の波長短縮効果により、

$$\lambda_{\epsilon_r} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \lambda \quad (4.2)$$

で表すことができる。ここでは、 $\epsilon_r > 1$ のため、自由空間を伝搬する電磁波の波長と誘電体中を伝搬する電磁波の波長の関係は

$$\lambda_{\epsilon_r} < \lambda \quad (4.3)$$

となる。このとき、誘電体中を伝搬する電磁波が

$$d > \lambda_{\epsilon_r}/2 \quad (4.4)$$

であった場合、誘電体部分を伝搬する。このとき、自由空間中を伝搬する電磁波の波長と誘電体中を伝搬する電磁波の波長が以下の関係になった場合、

$$\lambda_{\epsilon_r}/2 < d < \lambda/2 \quad (4.5)$$

自由空間中は電磁波が遮断され、誘電体中のみ伝搬する。これが NRD ガイドの原理である。図 4.5 に NRD ガイドとして動作する周波数と金属板間の距離の

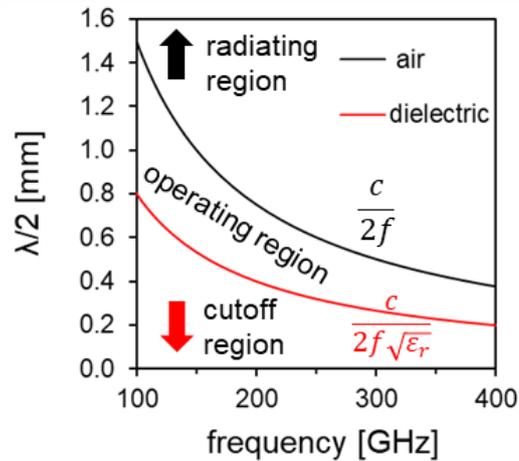


図 4.5 NRD ガイドの動作範囲

関係を示す。縦軸はデバイスを伝搬させる電磁波の半波長を示し、横軸は電磁波の周波数を示す。このとき、誘電体の誘電率は3.0としている。この図から、NRDガイドとして機能する範囲は黒い線と赤い線に囲まれる部分であることが分かる。

4.3 NRD ガイドの構造内の電界分布解析

例として 350 GHz における直線線路と湾曲線路の電磁界シミュレーションの結果を図 4.6 に示す。電界強度は図に示した通り、赤が強く青が弱いことを示している。空気部分における電界分布は青色で表示され、電界強度がゼロであることが分かる。また、湾曲線路にもかかわらず誘電体部分と空気部分の境界の近傍には電界がほぼ存在せず又は極めて微弱のため存在していないと見なすことが

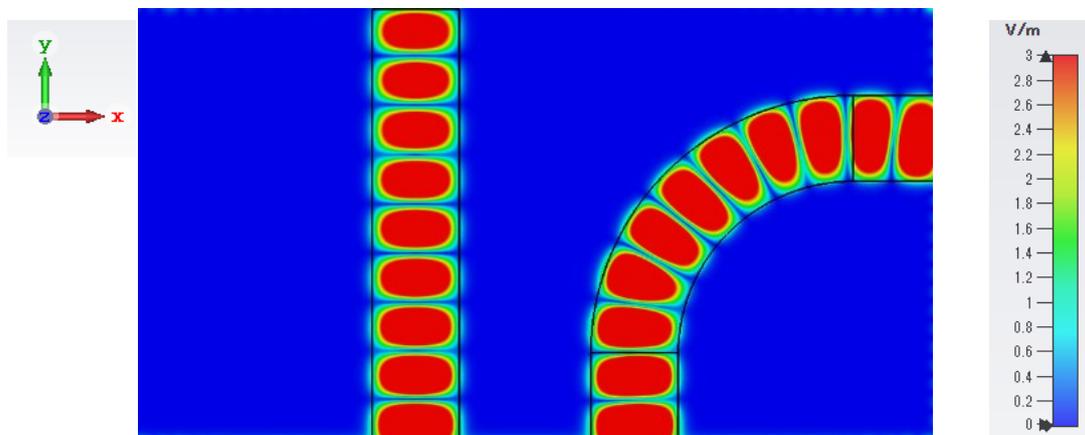


図 4.6 伝搬方向における直線線路と湾曲線路の電界分布

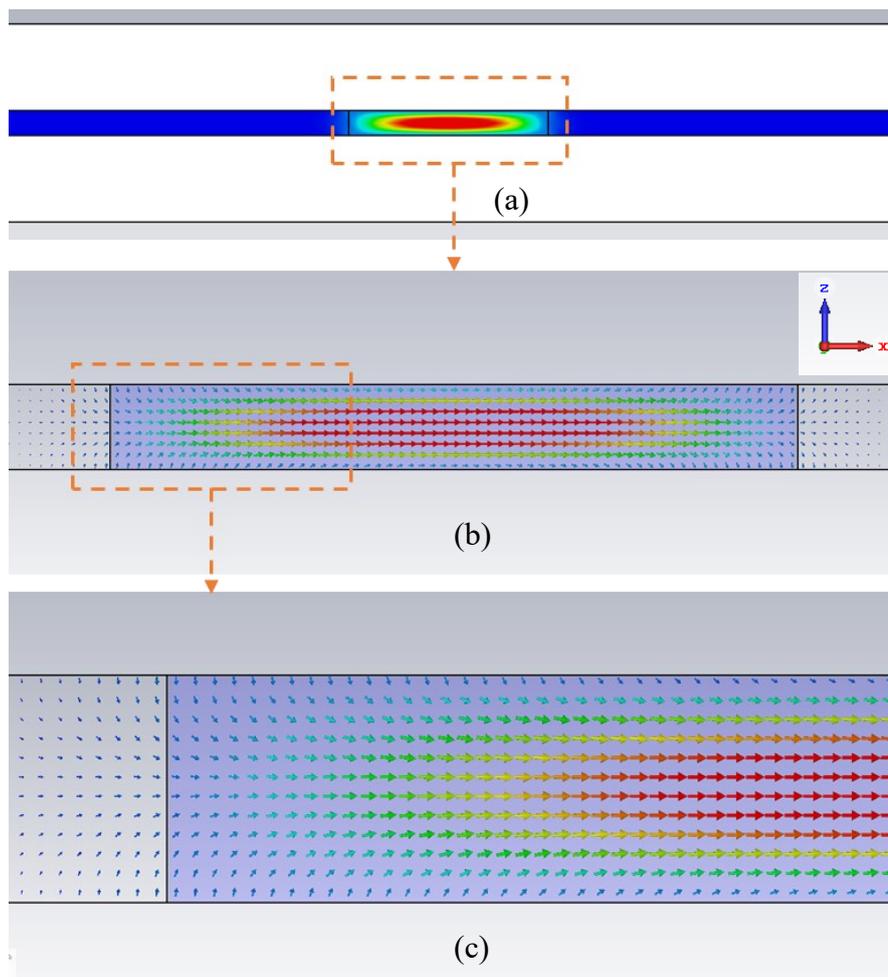


図 4.7 伝搬方向と垂直する断面における電界分布
(a)色で表示される全体図、(b)(c)矢印で表示される拡大図

できる。誘電体部分から空気の部分に電磁波が漏れないことから、遮断効果及び非放射性が確認できた。図 4.7 は、NRD ガイド断面における電界分布を示している。拡大図 4.7(b)と(c)に示したように、中心部の電界が最も強く、金属板へ近づくにつれて電界が減少する。さらに金属板近傍の電界がほぼゼロになることが分かる。また、拡大図 4.2(b)と(c)より、電界方向が金属板と平行する LSM モードであることが確認でき、NRD ガイドの構造内に電磁波が閉じ込められていることが観察される。また、誘電体部分から自由空間の部分への漏れ電界がほぼなく、THz 波領域における NRD ガイドの遮断効果及び非放射性的も確認できた。体積 V の誘電体における電磁波のエネルギー W は以下の式で表される。

$$W = W_E + W_H = 2W_E = \oint_V \epsilon E^2 dV \quad (4.6)$$

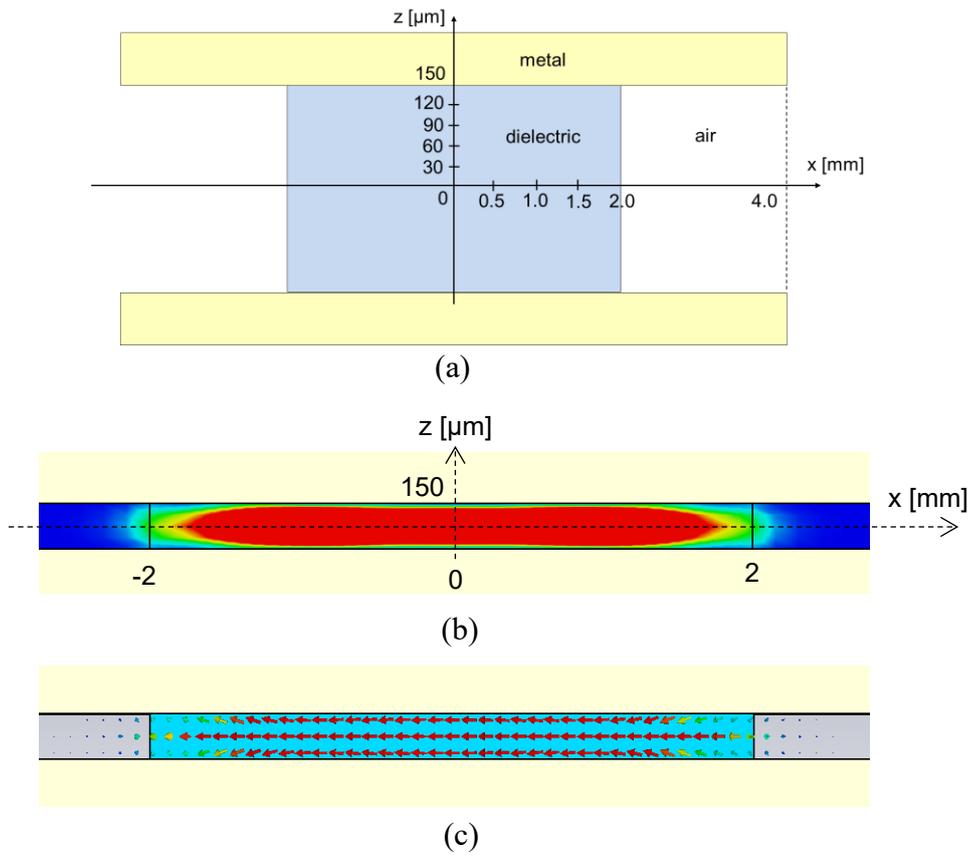


図 4.8 (a) 移相器の断面図と断面における電界分布の拡大図
(b)色表示又は(c)矢印表示

ここで、 W_E 、 W_H 、 E 、 ε はそれぞれ電界のエネルギー、磁界のエネルギー、THz 波の電界強度、誘電体の誘電率である。この式より、誘電体が同一の場合、 ε は一定であり、電磁波のエネルギー W は電界強度 E の 2 乗に比例することが分かる。全体に対する該当部分におけるエネルギーの割合をエネルギー比 α と定義すると、エネルギー比 α は電界強度 E の 2 乗の割合を計算した結果から得られることが式 (4.6) より分かる。NRD ガイドの断面図とその電界分布を図 4.8 に示す。図 4.8(a)、(b)より、テラヘルツ波の伝搬モードが LSM モードであり、電界が上下方向及び左右方向で対称に分布することが分かる。以降は x 軸と z 軸の正方向のみを解析する。高さ $d=300 \mu\text{m}$ のとき、 x 軸及び z 軸におけるエネルギー比の位置依存性を幅 0.5 mm 及び高さ $30 \mu\text{m}$ の間隔ごとに計算した結果を図 4.9(b)、(c)に示す。 x 軸と z 軸においては、中央の部分はエネルギー比が最も高く、中央から離れると小さくなる。また、空気の部分には THz 波がほぼ存在しないことが分かる。

エネルギー比 α と厚さ比 d'/d との関係について検討していく。ここでは、 d' は

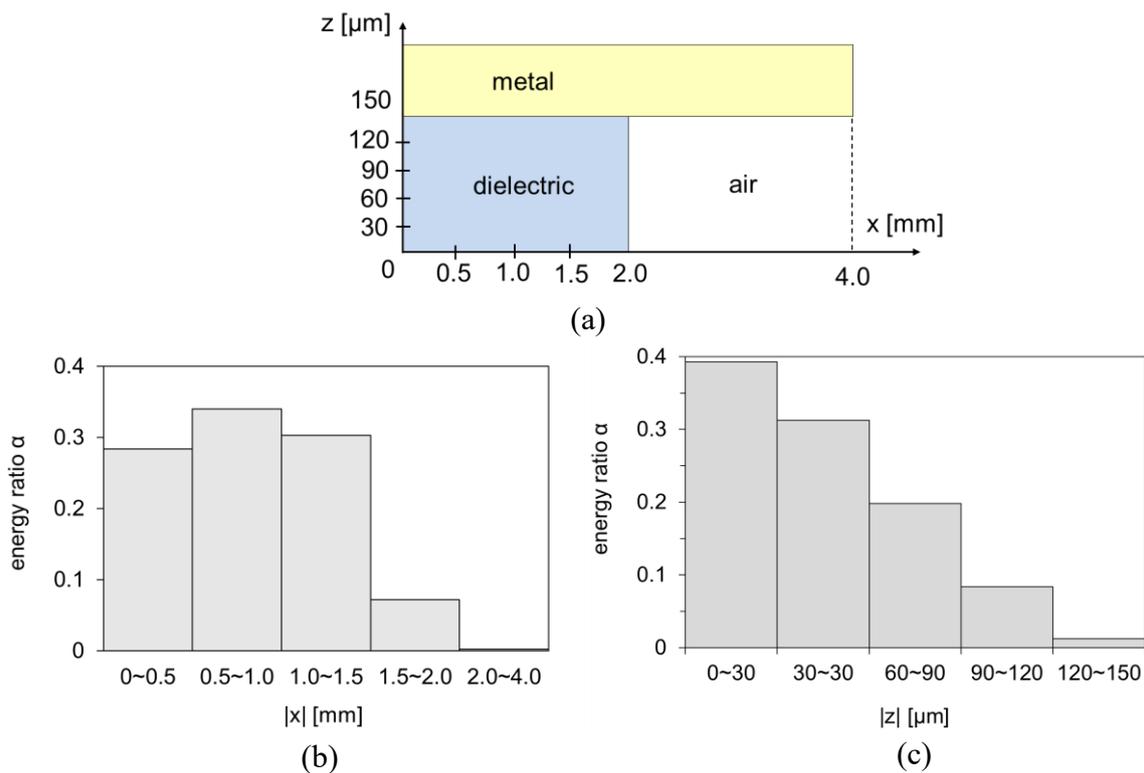


図 4.9 (a) 解析領域の断面図、(b) x 軸又は(c) z 軸におけるエネルギー比の位置依存性

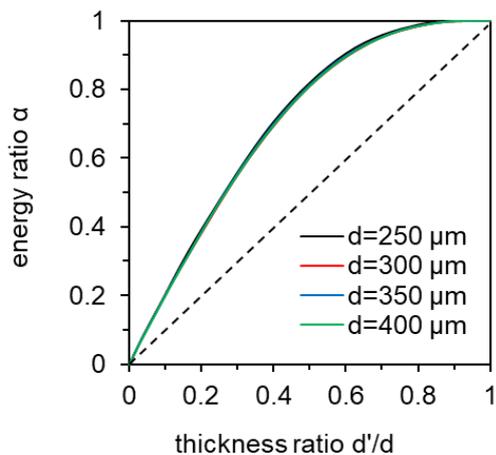


図 4.10 エネルギー比と厚さ比の関係

中央から上下対称な部分の厚さとする。図 4.10 にその関係を示す。その関係はエネルギー分布が誘電体の全体で一様であれば黒い点線の形になるが、図 4.10 から分かるように実際は曲線である。また、エネルギー比 α の厚さ比 d'/d 依存性は誘電体の厚さに依存せずほぼ同じ形を示す。厚さ比 d'/d が 0.6 以上になるとエネルギー比 α が 0.9 以上になり、厚さ比 d'/d が 0.85 以上の場合にはほぼ全体のエネルギーが集まることが分かる。

4.4 NRD ガイド型液晶装荷テラヘルツ波移相器

4.4.1 構造設計

本研究では、THz 波の偏波方向に沿って液晶分子を配向させる。これにより、電圧無印加時には THz 波の電界成分の方向は液晶分子の長軸方向と平行となり、THz 波は液晶分子の異常光屈折率を感じるようになる。一方、駆動電圧を印加すると液晶分子が駆動電界の方向に沿って再配向し、THz 波は液晶分子の長軸方向と直交し、異常光屈折率から常光屈折率を感じるようになるため、駆動電圧の印加前後で THz 偏波に対し液晶の屈折率が変化し、位相変化を得ることができる。すなわち、デバイスは THz 波移相器として機能する。

本研究の THz 波移相器は NRD ガイドの構造を用いるため、2 枚の金属基板の間隔を NRD ガイドとして動作する適切な範囲に保つ必要がある。例として、350 GHz において、金属板間の距離を 300 μm とし、スペーサ部分に PTFE ($\epsilon=2.05$ 、 $\tan\delta=0.002$) を用いた。ここで、NRD ガイドの遮断効果により、THz 波は PTFE スペーサ部分に存在できない。液晶分子の初期配向の方向が THz 波の電界成分方向と同じになるように、配向膜塗布及びラビングプロセスを行う。複合体装荷移相器の場合は合計 300 μm の高分子ファイバー (12 wt%と 14 wt%) を導入する。構造及び作製方法は ITO ガラスセルと同様である。デバイスの全体構造と断面図を図 4.11 に示す。液晶部分の幅を 4 mm、線路長を 5 mm とした。

4.4.2 自由空間法による特性評価

3 種の移相器を用意し、それぞれの移相器の特性評価を第 2 章で説明した自由空間 S パラメータ法を用いて行う。また、本実験の主な目的は各移相器の動作確認であるため、立ち下がり時間の短い RDP-A3123 を使用した。図 4.12 に LC 単体と 2 種類の MF/LC 複合体を用いたテラヘルツ波移相器の応答特性の測定結

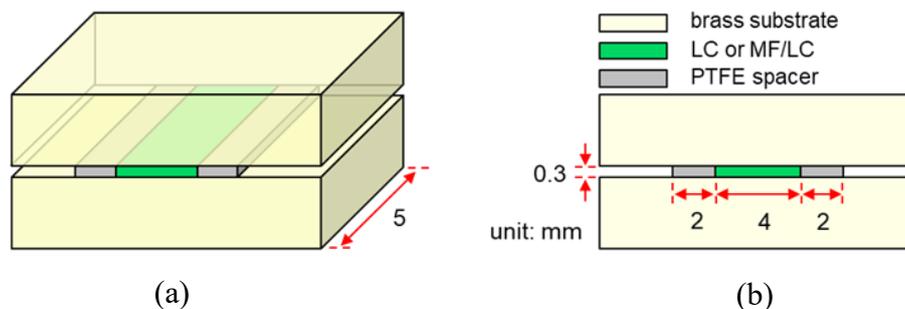


図 4.11 液晶装荷 NRD ガイド型 THz 波移相器の構造 (a)全体構造、(b)断面図

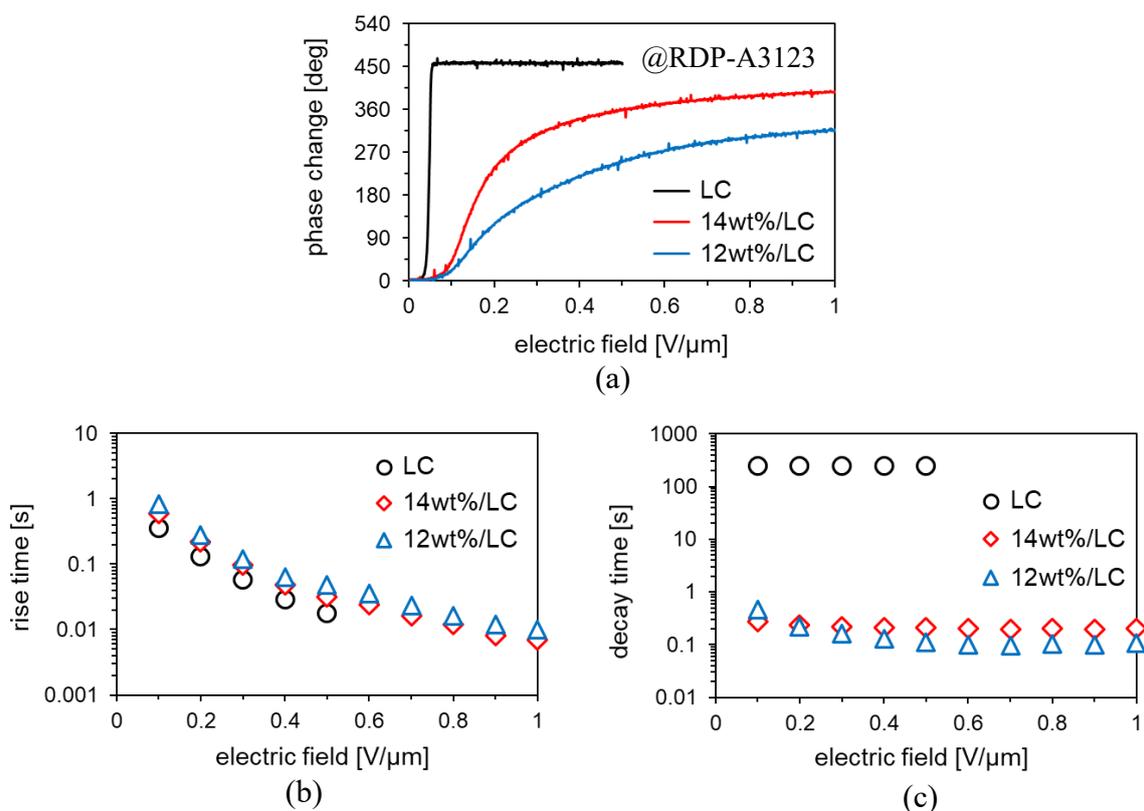


図 4.12 様々な液晶装荷 NRD ガイド型 THz 波移相器の
(a)位相変化、(b)立ち上がり時間、(c)立ち下がり時間

果を示す。まず、LC 単体 (3123) 装荷移相器の位相変化は、比較的低電界でその最大値の約 450° に達する。14 wt%/3123 では、印加電圧の増加に応じて相変化が増加し、約 $0.5 \text{ V}/\mu\text{m}$ で 360° に達し、 $1 \text{ V}/\mu\text{m}$ で約 400° でピークに達する。12 wt%/3123 の位相変化も同様、徐々に増加するが、傾きは 14 wt%/3123 と比べ小さくなり、 $1 \text{ V}/\mu\text{m}$ においては約 320° を示す。ここでは、位相変化は誘電率の変化と同じ傾向を表すことが観察される。これは、誘電率が液晶分子の配向状態を反映することから理解できる。一方、立ち上がり時間のわずかな増加の代わりに、立ち下がり時間は 3123 単体の約 250 s から、14 wt%/3123 の場合は約 200 ms、12 wt%/3123 の場合は約 100 ms に短縮される。12 wt%/3123 は応答時間の短縮効果に優れるが、 360° の位相変化を達成できない。

PAA に使用する可変移相器では、大きな位相変化と小さな位相変化が同様に重要である。小さな位相変化を得るには、それに対応する液晶分子の小さな動きが必要である。その簡易性から、低電界を印加する方法が検討されるが、致命的な問題に直面する。それは、第 3 章で説明したように、低電界の条件下では立ち

上がり時間と立ち下がり時間の両方が増加するという問題である。そして、厚い液晶層を備えたデバイスでは、多くの高分子ファイバーを使用する必要となる。その結果、閾値電界が何倍にも増加し、立ち上がり時間がさらに長くなる可能性がある。ここでは、小さな位相を直接作る代わりに、 360° を超える位相を作って代用できる。例えば、 10° と 370° の位相は実質的に同じであるが、 10° の場合に比べ 370° の位相での応答時間が何倍も短くなる。その名前が示すように、この方法には 360° を超える最大位相変化が必須条件である。したがって、複屈折が小さい場合、伝送線路を延長しなければならない。そのため、小さな伝送損失、大きな位相変化、短い応答時間という3つの条件を満たすには、大きな複屈折の材料の使用が最も有効な手法であることが分かる。

3123 単体、14 wt%/3123、と 12 wt%/3123 装荷移相器の最大位相変化量は、それぞれ約 450° 、 400° 、と 320° であり、14 wt%/3123 が 3123 単体の約 88.9%を示す。14 wt%MF の導入による THz 複屈折への影響が少ないことが分かる。また、14 wt%/3123 は 12 wt%/3123 と比べ、同じ位相変化を得るために必要な電圧が低く、その差は大きな位相で大きくなり、印加電圧の低減につながることを示す。これは駆動電圧の問題を解決する鍵にもなると考えられる。MF をさらに太くすると、複合体の複屈折をさらに向上できるが、様々な工夫が必要である。第3章で説明したように、溶液濃度が高くなると残存する溶媒の割合が増加し、最終に網目状態に形成される可能性が高くなる。蒸発速度がより速い他の溶媒が役立つと考えられるが、基本的に劇毒物であることが多いため、製造プロセスの危険性が高まる。以上の検討により、PAN 材料の高分子ファイバーは 14 wt% MF が最も良い状態であり、MF と線路型の NRD ガイド構造を使用することで、高速応答かつ大きな位相変化を有する可変移相器を実現できることが分かる。

自由空間Sパラメータ法を用いて迅速に特性評価を行うことができるが、図 4.13に示すように移相器の損失特性の評価が困難である。送受信ホーンアンテナ

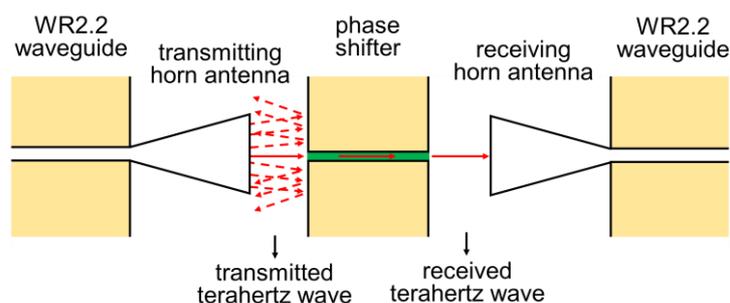


図 4.13 ホーンアンテナを使用した場合のイメージ (側面図)

を使用した場合は、電波はホーンアンテナの出口から多少広がって伝搬する。また、ホーンアンテナの出口の断面（約 6.0×6.0 mm）と比べ移相器の誘電体部分の面積（ 0.3×4.0 mm）が非常に小さいため、アンテナから移相器に入射された量を測定できない。正確な損失測定のため、THz波の送受信に用いる矩形導波管と移相器のNRDガイドを変換する変換器が必要であると考えられる。

4.5 矩形導波管／NRD ガイド変換器

導波管はマイクロ波やミリ波などの高周波数帯域において伝送線路として用いられている。利点として、電波は導波管の壁で限られた空間を伝搬し、電波のエネルギーが外部に逃げ出すことがなく、減衰を非常に小さくすることができる。一般的に導波管の断面形状は矩形または円形の2種があるが、矩形導波管が最も広く作用されている。矩形導波管とNRDガイドの変換については過去の研究により報告されている[138]。その概要と原理を簡単に説明する。

矩形導波管とNRDガイドの変換を行う際、変換部のモード変換とインピーダンス変換を同時に考慮しなければならない。しかし、LSMモードとTEモードが非常に似ているため、変換部の形状を調整することで同時に両方を変換することが可能である。一般に2種類のインピーダンス整合が挙げられ、それらを図4.14に示す。図4.14(a)は段階インピーダンス整合であり、中間タップなどによく利用されている。この方法は利点として作製過程が比較的簡単であるが、特定の周波数にのみ対応している。図4.14(a)においては以下の関係が成り立つ。

$$Z_1 < Z_{(l)} < Z_2 \quad (4.7)$$

$$l = \frac{1}{4} \lambda \quad (4.8)$$

このとき $Z_{(l)}$ は以下の式を満たす。

$$Z_{(l)} = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (4.9)$$

最も一般的に使用されている変換器として1/4波長中間タップがある。名前が示すように、これらの変換器の長さは、波長の4分の1またはその倍数となる。一方、図4.14(b)は連続インピーダンス整合を示しており、一般には複雑な構造を持っているが、広い周波数帯域に対応できる。図4.15には理想的な連続インピーダンス整合の変換構造を示している。A面は空気で満たされた矩形導波管

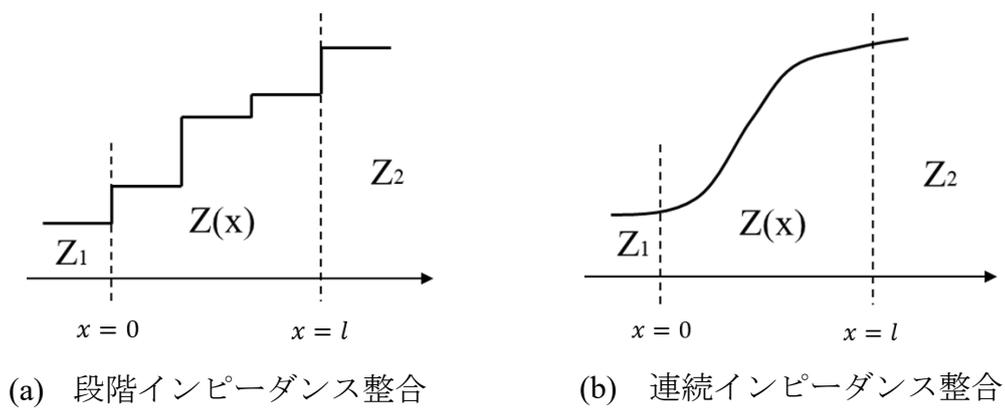


図 4.14 2 種類のインピーダンス整合

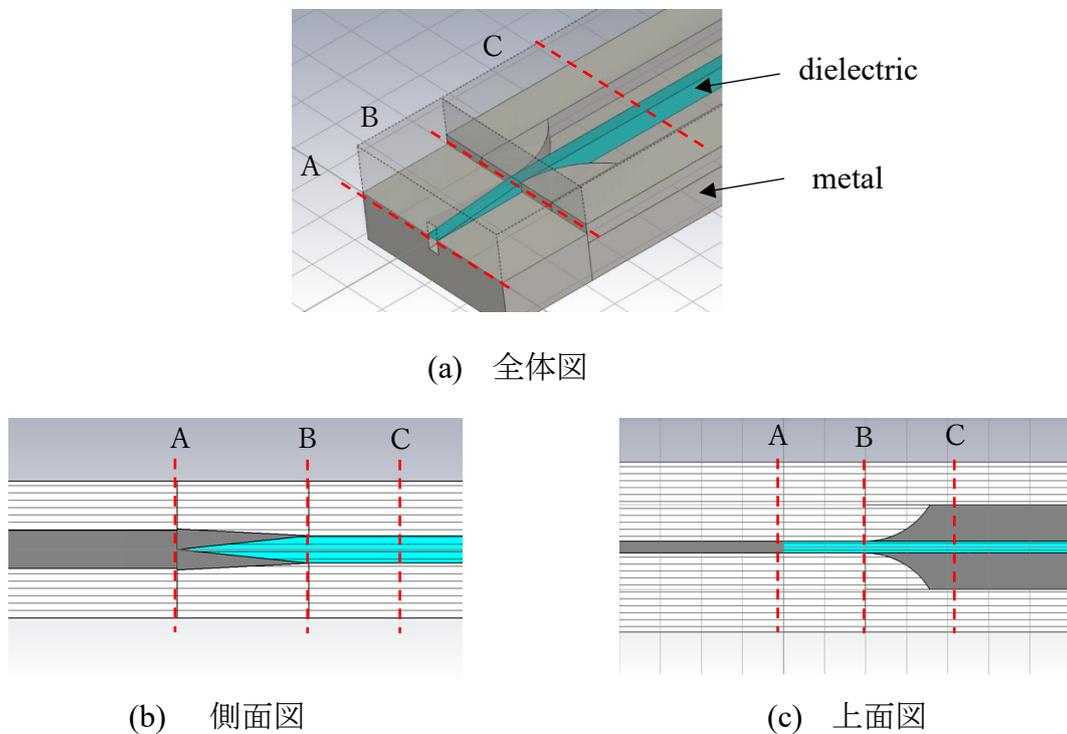


図 4.15 導波管/NRD ガイド変換器の理想的な変換構造

から、高さが低く誘電体で満たされた方形導波管への変換である。図 4.15(b)に示したように、導波管の高さを徐々に減少しながら誘電体の高さを 0 から徐々に増加する。B 面は、高さが低くなった矩形導波管と NRD ガイドの変換である。誘電体は一定の幅を持ち、両側の空気部分だけ徐々に増加させる。空気部分の幅が十分に大きい場合、導波管は NRD ガイドとして扱うことができる (C 面)。このような設計手順によって、インピーダンス整合が行われる。ここでは、基本モードのみが伝搬し、高次モードは誘電体の設計寸法により抑制できる。一方、伝

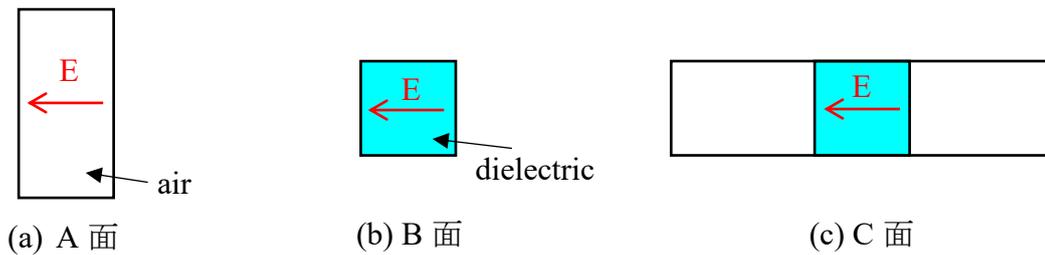


図 4.16 方形導波管から NRD ガイドへの変換中の断面図

搬モードは、図 4.16 のように変換される。初めに励起される導波管の TE モードから誘電体で満たされた導波管の LSE モードに変換される。このモードは、成分が TE モードと類似しているため、TE モードとみなすことができる。次に誘電体ストリップと金属壁の距離を徐々に増加させることにより、LSM モードが導かれる。

4.6 複合体を用いた 100 GHz 帯可変移相器の特性評価

4.6.1 100 GHz 帯変換器

前述したように、移相器の構造として NRD ガイドを使用する。そのため、波源の矩形導波管から NRD ガイドへの単純かつ低損失の変換器が必要となる。高密度ポリエチレン (HDPE、 $\epsilon=2.3$ 、 $\tan\delta=0.0035$) は高周波領域での損失を最小限に抑えられるため、NRD 構造の誘電体材料として採用される。また、約 330°C で溶融するポリテトラフルオロエチレン (PTFE、 $\epsilon=2.05$ 、 $\tan\delta=0.002$) と比べ、HDPE は同様の損失を示しながら、約 180°C の比較的低い溶融温度を有する。この特性により、HDPE は熱溶解積層方式 3D プリンターの要件をより効果的に満たすことができる。これは、低コストの PAA を作製する重要な要素である。

前項で概説した変換原理はかなり複雑であるが、2つの基本的な段階に分けることができる。第一段階では、空気が充填された矩形導波管を、NRD ガイドと同じ高さの誘電体が充填された導波管に変換する。第二段階では、誘電体ストリップの両側にある空気の割合を徐々に増加させ、NRD ガイドへ変換する。

本研究で使用した変換構造の例とそのシミュレーション結果をそれぞれ図 4.17 に示す。電界分布の結果により、矩形導波管の TE モードから NRD ガイドの LSM モードに漏洩波の発生することなく変換されている。図 4.18 に示すように、2、4、6 mm などのさまざまな長さのテーパを使用した場合、反射係数 S11 が多少変化するが、平均値がほぼ一定である。一方、透過係数 S21 のシミ

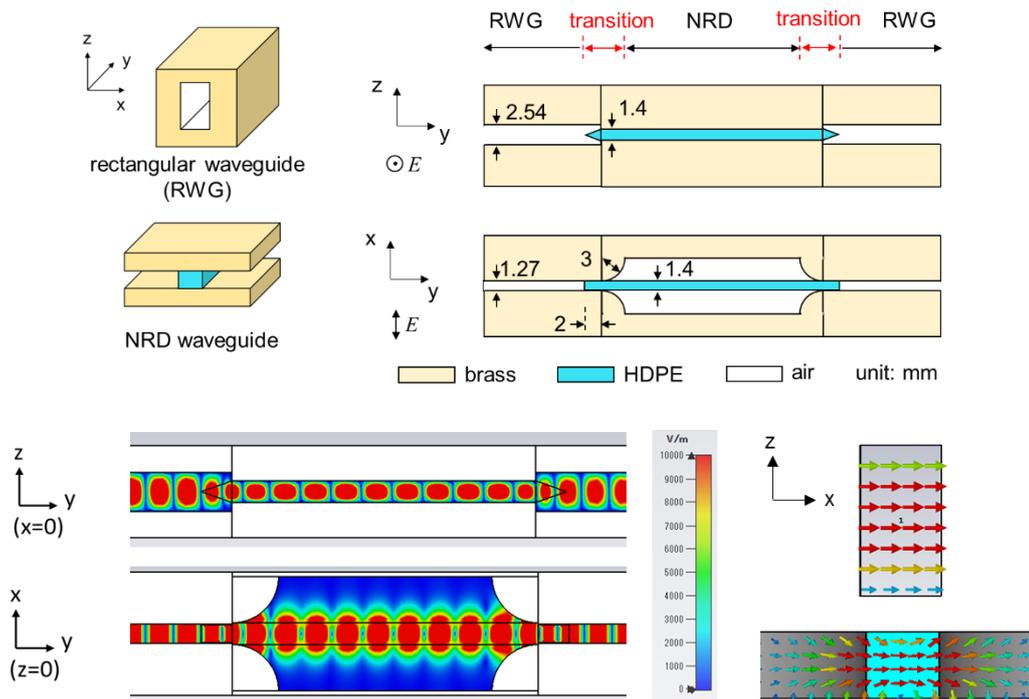


図 4.17 変換構造の例とそのシミュレーション結果

シミュレーション結果は、テーパ長が 2 mm で最も低くなり、次には 4 mm、6 mm の結果である。透過損失をさらに減少するには、2 mm より短いテーパを使用することが有効であると考えられるが、低誤差でより短いテーパを作製することは困難である。そのため、本研究では、最短のテーパ長は 2 mm に設定される。

次に、今のテーパ部の形状が最適であるかの検証を行った。現在のテーパ部の断面は二等辺三角形であるが、これを直角三角形に変更し、同様にテーパ部を 2、4、6 mm と変化させてシミュレーションを実施した。この検証の結果は図 4.18(b) であり、先ほど検証を行ったテーパ長を変化させた時の結果と似通ったものになった。また、テーパ部を 90° 回転させて E 面、H 面で電波の放射方向を変化させた時の S11、S21 を比較した。結果として、双方ほぼ差はなく、この構造はある程度の柔軟性を持つことが分かった。これらの結果は興味深い結論につながる。それは、第一段階の指定された形状が満たされる限り、誘電体テーパの形状が変化しても変換特性へ影響することはほぼない。

NRD ガイドの高さを現在設計の 1.4 mm から 1.3 mm、1.2 mm に変化させた場合の影響を調べた。これらの変動は作製過程での誤差から引き起こされる可能性があるため、変換能力への影響を調査する必要がある。比較した結果を図

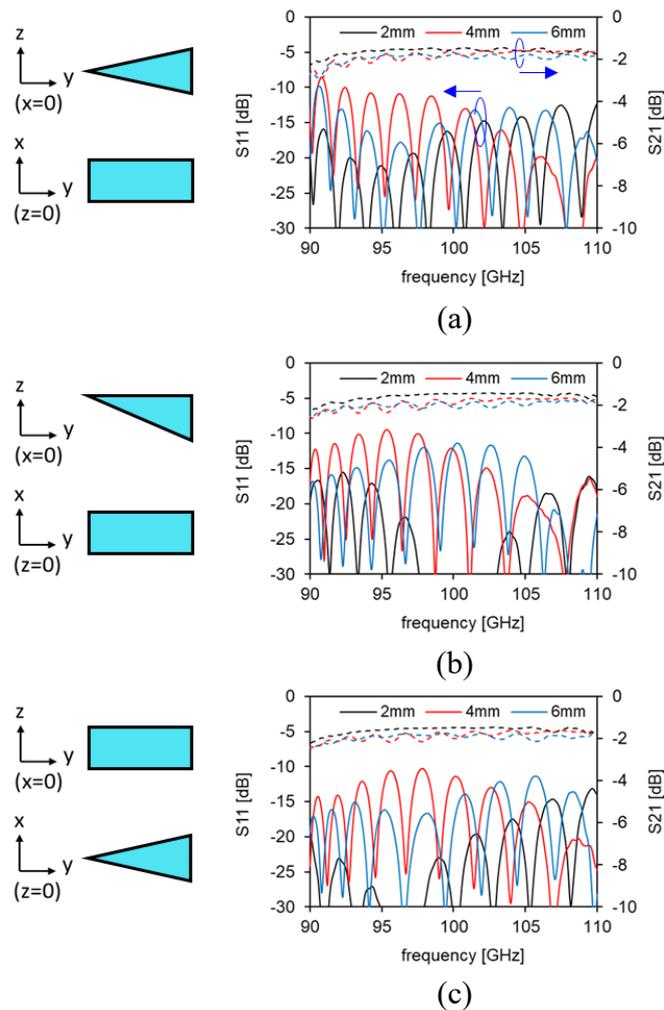


図 4.18 変換部分の形状を変化したときの変換特性
 (a)通常の形状、(b)非対称形状、(c)テーパ面の変更 (H⇒E)

4.19 に示す。反射係数 S_{11} と透過係数 S_{21} の結果により、NRD ガイドの誘電体ストリップの高さを減らすと、変換器の動作周波数がより高い周波数にシフトすることが分かる。しかし、この研究で使用される 100 GHz の周波数では NRD ガイドの高さの 0.1 mm 未満のわずかな誤差が変換能力に実質的な影響を及ぼさない。

NRD ガイドの線路長が 10 mm、20 mm の構造を用いてそれぞれ変換特性を測定した結果を図 4.20 に示した。反射係数 S_{11} はいずれのデバイスにおいても、シミュレーション (点線)、実験結果 (実線) とともに -15 dB 程度となった。デバイスの長さによって反射係数がほぼ変化しなかったのは、port 1 から変換器内部で反射し、port 1 に戻ってきたものであり、変換器の長さは関係ないからである。

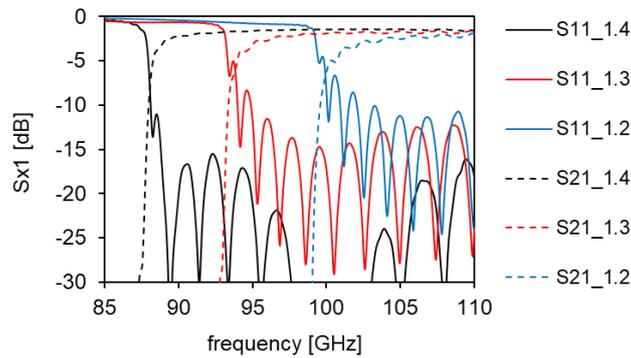


図 4.19 NRD ガイドの高さを変化したときの変換特性

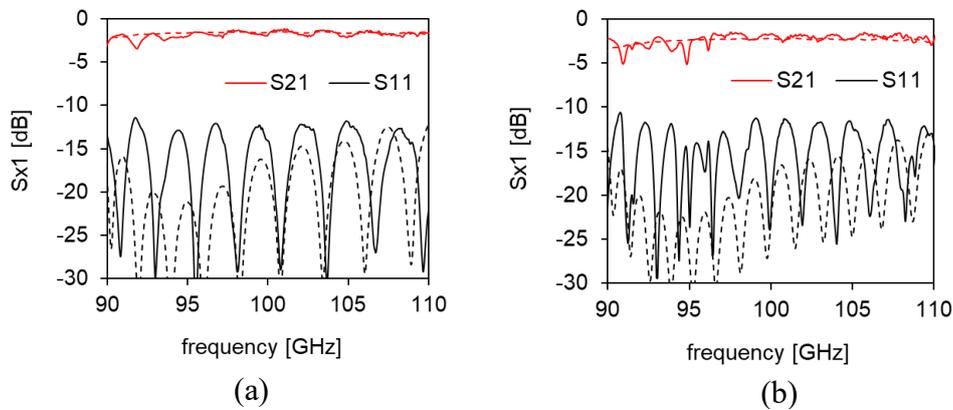


図 4.20 NRD ガイドの線路長が(a)10 mm と(b)20 mm したときの実験結果
破線：シミュレーション結果、実線：測定結果

一方、透過係数 S_{21} は 10 mm においては約 -1.56 dB、20 mm においては -2.16 dB となり、どちらもシミュレーション結果とほぼ一致する。透過損失は線路の長さによって変化していることが分かる。1 つの変換器と 1 mm 当たりの線路の透過損失をそれぞれ a, b [dB] とすると、以下の連立方程式が成り立つ。

$$\begin{cases} 2a + 10b = 1.56 \\ 2a + 20b = 2.16 \end{cases} \quad (4.10)$$

この式を計算した結果、1 つの変換器と 1 mm 当たりの線路長の透過損失はそれぞれ約 0.48 dB、0.06 dB である。

4.6.2 導波管法による特性評価の結果

図 4.17 に示す NRD ガイドの中央誘電体 (HDPE) 部分を LC に置き換えることにより、液晶装荷移相器を実現できる。図 4.20 に、特性評価を目的として設計された 2 つの変換器を含む 100 GHz 帯 MF/LC 装荷移相器の構造を示している。これらの変換器は、送信器からの入射波と受信器への出力波を導く役割を

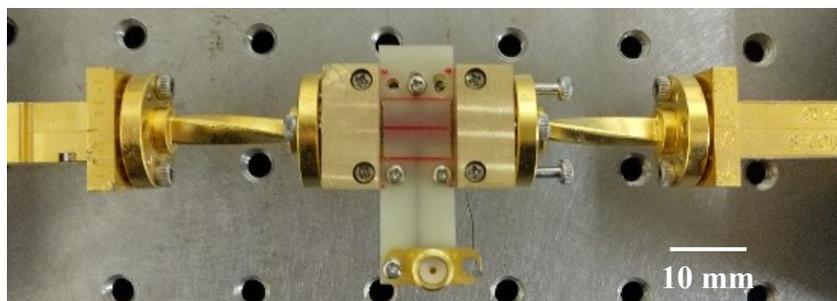
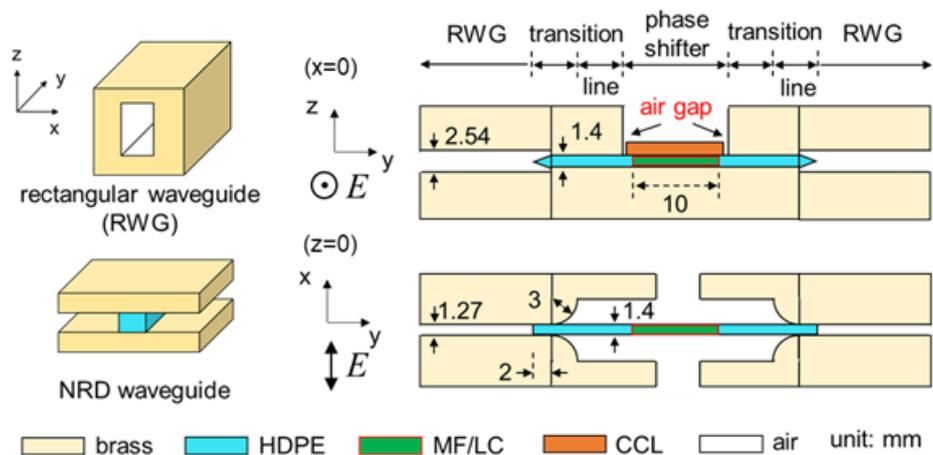


図 4.20 100GHz 帯液晶装荷移相器の断面構造と実際に作製したデバイス

果たし、矩形導波管に直接接続される。PAA の構造では、移相器の入力側には一番目の変換器のみが必要であり、二番目の変換器はアンテナで置き換えられ、位相を変調した電波を自由空間に放射する。液晶層の厚さを 1 mm、その長さを 10 mm と設計した。また、厚い LC (SL004) 層の応答を高速化するため、総厚 1 mm の 14wt% MF シートを導入した。第 3 章で述べたように、MF の導入により、厚い LC 層が数 μm 程度の多数の薄い層に分離される。外部電界を除去したとき、液晶分子は隣接する MF からの配向規制力を受け、元の配向状態に戻る。厚い液晶層全体ではなく、薄い層内で独立して応答するため、立ち下がり時間の大幅な短縮効果を得られる。ここで、MF の配向方向はテラヘルツ波の偏光方向と一致しており、LC 分子が初期状態で異常光屈折率 (n_e) を示す。9 μm 厚の銅箔を備えた銅張積層板 (Copper Clad Laminate、CCL) は、NRD 構造の上部金属プレートとして機能し、移相器の電極としても機能する。上下の電極間に電圧を印加すると、電界の方向に応じて液晶分子の配向が変化し、THz 偏波に対し常光屈折率 (n_o) を示す。電圧を印加する前後で THz 波に位相差が生じ、デバイスは移相器として動作する。また、短絡を防ぐために、移相器の両端に約 0.5 mm

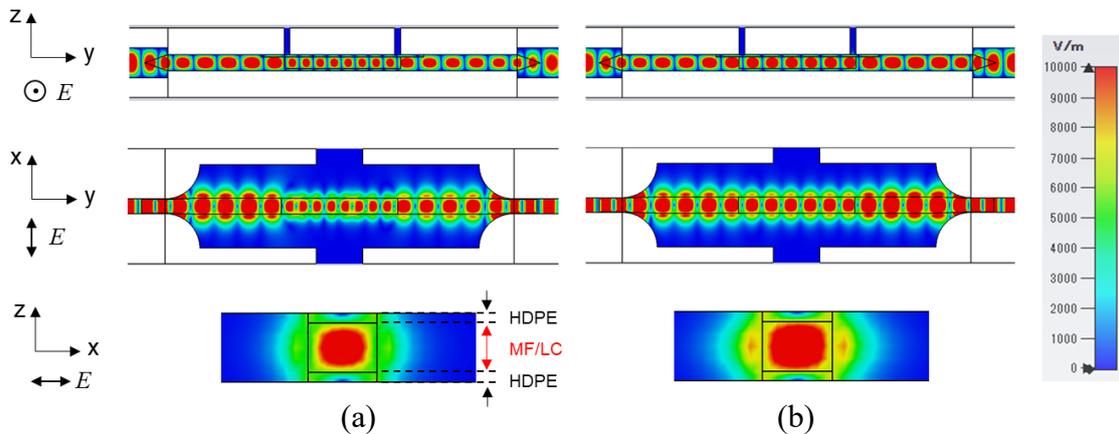


図 4.21 100GHz 帯液晶装荷移相器のシミュレーション結果
(a) n_e のとき、(b) n_o のとき

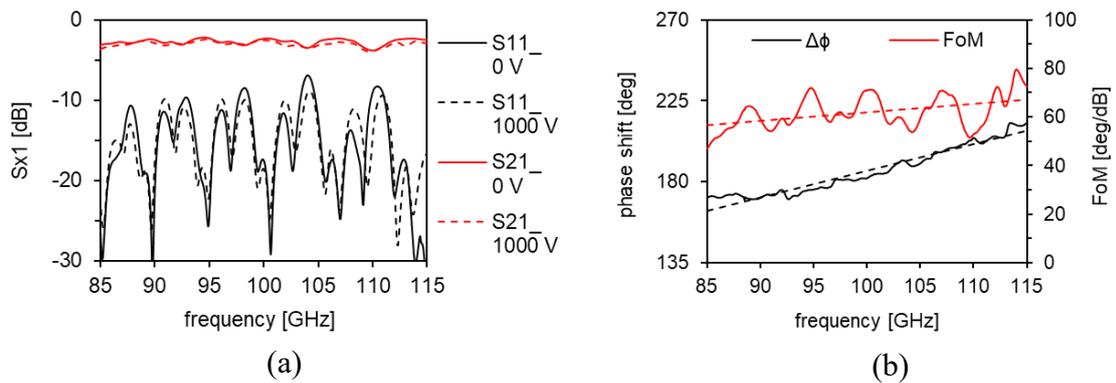


図 4.22 100GHz 帯液晶装荷移相器の (a) 損失特性、(b) 移相特性
実線：測定値、破線：平均値

幅のエアギャップを設けた。図 4.17 に示すシミュレーション結果と同様に、移相器の構造では漏れ波はほぼ観察されていない (図 4.21)。そして、NRD ガイドの特性として、THz 波はほぼ MF/LC 層の中心に集中することが分かる。

図 4.22 に、MF/LC を用いた移相器の損失と移相特性の測定結果を示す。損失特性に関しては、反射係数 S_{11} が平均-15 dB を示し、デバイス全体の透過係数 S_{21} は約-4.23 dB である。いずれも周波数にほぼ依存しない。4.5.1 項で説明したように、2 つの変換器 ($0.48 \text{ dB} \times 2$) と 10 mm HDPE 延長線 ($0.06 \text{ dB} \times 10$) の損失は、1.56 dB である。そのため、移相器自体の透過損失は、10 mm の線路長で約 2.67 dB と計算される。THz-TDS システムで得られた MF/LC の損失は約 0.25 dB/mm であり、10 mm の線路長で約 2.50 dB に相当する。0.17dB の差は、CCL 表面や RWG との接合部などに発生した損失と考えられる。また、電圧印加時

と無印加時の透過損失はわずかな変動しかしない。これらの結果は、THz-TDS システムで得られた結果とよく一致しており、MF/LC 複合体の損失が小さく長軸と短軸の差も小さいことを示している。実験結果によると、透過損失は 2 つの状態間で約 0.3 dB しか変化しない。これは、アンテナ素子間の位相差を実装する際に、PAA の効果的な動作を保証するための重要な特性である。図 4.22(b) に位相変化と性能指数 (Figure of Merit : FoM) を周波数の関数として示す。ここで、FoM は位相変化と透過損失の比と定義される。位相変化は周波数の増加とともに増加し、100 GHz においては印加電圧 1000 V で約 182°に達する。一方、計算された FoM は 100 GHz 帯域で約 68.1 deg/dB の最大値を示し、MEMS[50] (10.9 deg/dB)、CMOS[51] (17.3 deg/dB)、および強誘電体[52] (32.3 deg/dB) の結果と比べ遥かに大きな値を示すことが分かる。また、グラフより、位相変化と FoM はまだ達成可能な最大値に達しておらず、LC 単体を使用した他の研究と比較してわずかな劣化しか示していない一方で、後で説明するように立ち上がり時間が高速である。測定結果に基づく、実際の PAA では、0 ~ 360°の全帯域位相を達成するには、現在の線路長が 2 倍 (20 mm) の移相器が必要である。そのとき、移相器の損失は約 5.34 dB となり、低損失を特長とするポリエチレン (PE) の MF やより高い複屈折と低損失の新しい LC 材料などの利用により、改善される可能性がある。

一方、図 4.23 に示すように、位相変化は徐々に増加し、電圧強度の調整により制御できることが分かる。立ち上がり時間は電圧の大きさに依存し、電圧強度が高いほど短くなり、電圧が低下するにつれて徐々に長くなる。この結果は、第 3 章で説明したように単体状態であるか複合状態であるかに関係なく、ネマティ

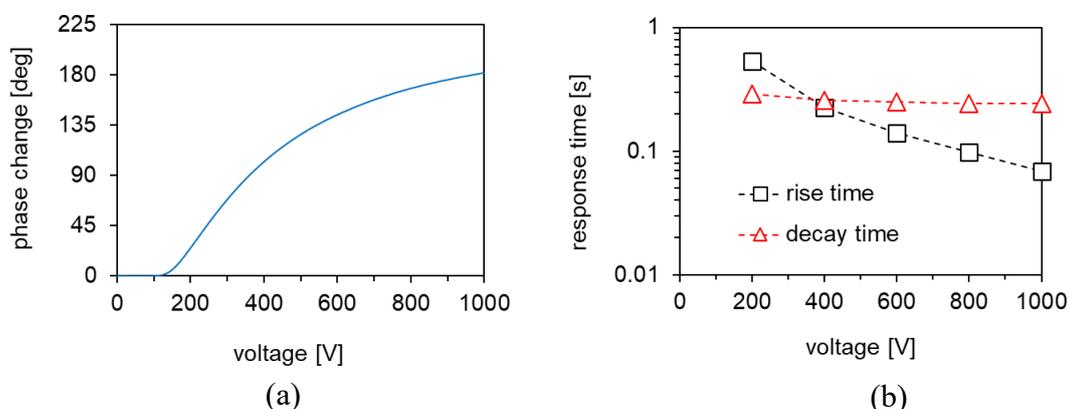


図 4.23 100GHz 帯液晶装荷移相器の測定結果
(a) 位相変化、(b) 応答時間

ック液晶の基本的な特性である。それに対し、立ち下がり時間は電圧強度にほぼ依存しない。MF を利用することにより、立ち下がり時間は、同じ厚さの LC 単体の約 35 分から約 240 ms まで大幅に短縮される。表 4.1 に LC を用いた様々な 100 GHz 帯可変移相器と本研究のデバイスとの比較を示す。本研究で提案した移相器は、良好な移相特性と迅速な応答を示していることが分かる。

表 4.1 様々な 100 GHz 帯 LC 装荷可変移相器と本研究のデバイスとの比較

文献	種類 (厚さ)	FoM (deg/dB)	位相変化 (deg/mm)	応答時間 (s)		立ち下がり応答の 制御方法
				Rise	Decay	
[139]	LC (0.1 mm)	62	17.6	1.5	2.1	電圧の印加
[140]	LC (0.6 mm)	85	13.5	N/A		電圧の印加
[141]	LC (1.0 mm)	115	13.8	2.0	2.5	電圧の印加
[142]	LC (0.6 mm)	42	4.6	N/A	>100	配向膜
[62]	LC (1.2 mm)	130	22.0	17.0	>100	配向膜
本研究	MF/LC (1.0 mm)	68	18.2	<1.0	0.24	高分子ファイバー

4.7 複合体を用いた 350 GHz 帯可変移相器の特性評価

4.7.1 350 GHz 帯変換器

第 1 章で述べたように、第 6 世代無線通信に最大 300 GHz までの周波帯の利用が見込まれており、将来的にはさらに拡張される可能性がある。そのため、本章の後半では、より高い周波帯の 350 GHz に着目し、この周波帯で効率よく動作する液晶装荷可変移相器の実現を試みる。100 GHz 帯移相器と同様、特性評価を行うため、矩形導波管と NRD ガイドの変換器を作製しなければならない。

350 GHz 帯の電波を伝搬する WR2.2 導波管の出口幅は 0.28 mm と非常に小さく、100 GHz 帯で使用した変換構造をそのまま応用することができないため、本研究では 100 GHz 帯変換構造とは異なり電波の E 面（電界成分を含む平面）においてテーパ状の変換部を用いる。これについては図 4.18(c)のシミュレーション結果で検証した。テーパ面の変更が変換能力にほぼ影響を及ぼさないことが分かる。本研究では、図 4.24(a)の金属壁、図 4.24(b)のエアギャップの変換構造を提案する。誘電体テーパ部分の長さを 4 mm、最大幅を 1 mm とした。また、誘電体の高さを 0.4 mm とし、この値は導波管の高さ（0.56 mm）に近いので、前

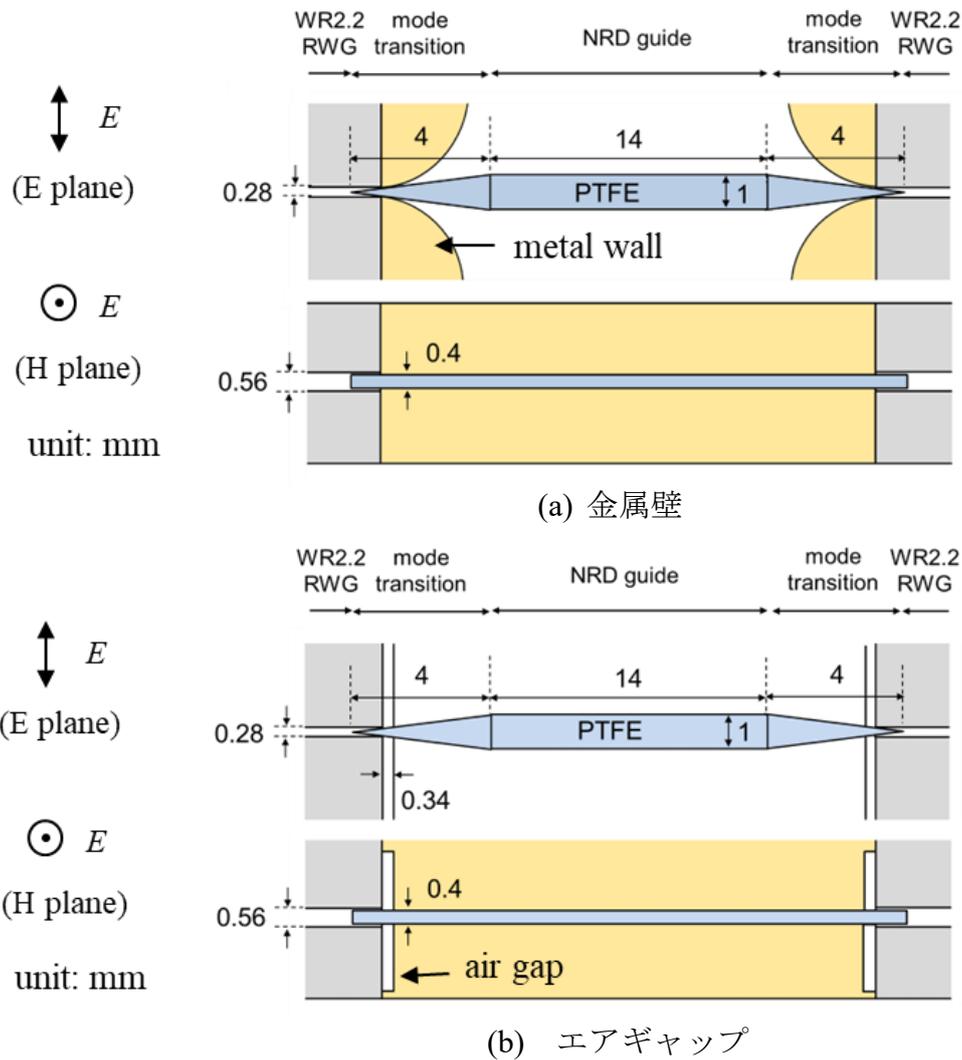
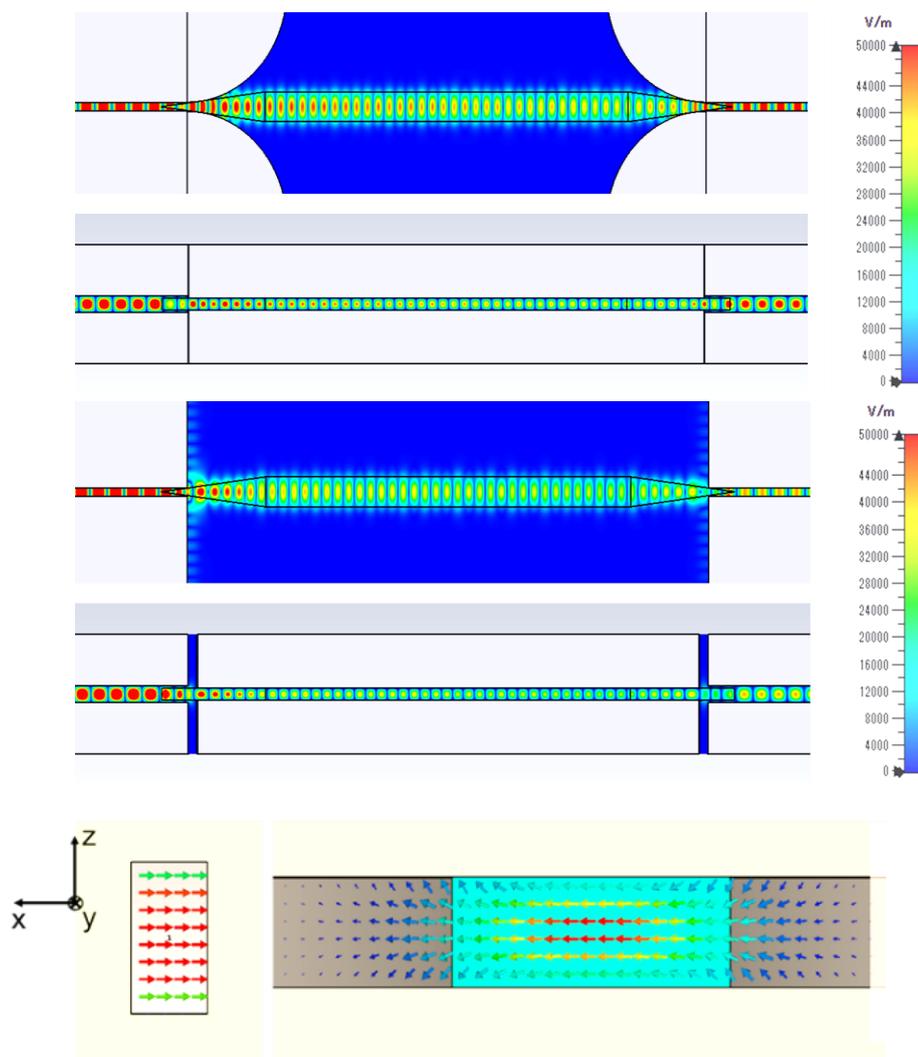


図 4.24 導波管/NRD ガイド変換構造の断面図

節で説明した A-B 面間の導波管の高さを減少させる変換は省略可能となる。また、誘電体材料として低コストで低損失な PTFE ($\epsilon=2.05$ 、 $\tan\delta=0.002$)、NRD ガイドの基板及び変換部分は 100 GHz 帯変換器と同様に切削加工しやすい合金の真鍮（黄銅 65/35）を用いた。空気ギャップの構造は段階インピーダンス整合の原理を利用し、特定周波数の 350 GHz に応用するため、隙間を 0.34 mm とし、インピーダンス整合を行った。図 4.25 に示したシミュレーションの電界分布結果より、両構造とも導波管の TE モードから NRD ガイドの LSM モードに変換できていることが分かる。金属壁を用いた変換器ではほぼ漏れ波が観察されておらず、モード変換がスムーズに行われている。一方、エアギャップを用いた変換構造では、エアギャップの部分から少量の漏れ波が観察されている。また、図 4.26(a)と(b)にそれぞれ金属壁とエアギャップを用いた変換構造の損失特性を示



(a) 導波管

(b) NRD ガイド

図 4.25 シミュレーションの電界分布結果

す。実線が透過係数 S_{21} 、点線が反射係数の結果を示している。図 4.26(a)において、金属壁同士の間隔が 0.3 mm のシミュレーション結果を黒線で、その間隔が 0.5 mm の結果を青線で表示する。図 4.26 (a) から分かるように、実験結果（赤線）は設計目標とした黒線と大きく離れ、青線の結果と近い値を示す。金属壁を用いた構造は作製難易度が高く、デバイスが正常に動作するには高精度の加工が必要であることが分かる。一方、ギャップを用いた構造では反射係数 S_{11} と透過係数 S_{21} とともにシミュレーション結果とほぼ一致する。これについてはエアギャップ部分の作成難易度は比較的的低く、微小な誤差による影響が少ないため、ほぼ設計通りの特性を得られたと考えられる。

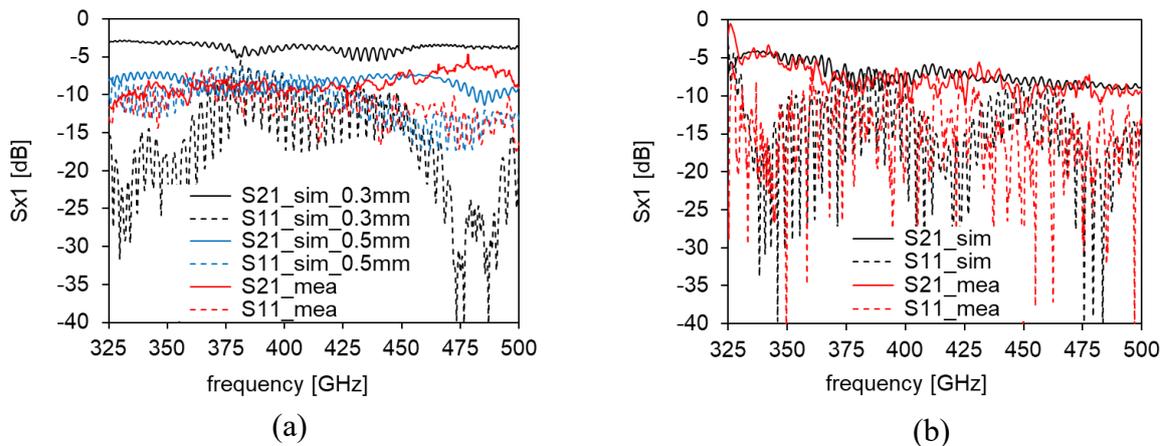


図 4.26 (a)金属壁と(b)エアギャップを用いた変換構造の損失特性

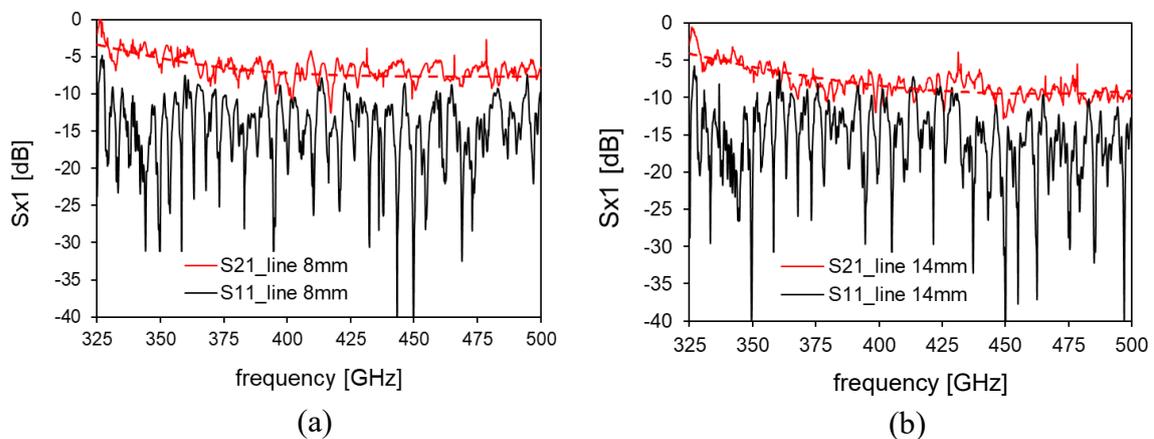


図 4.27 線路長(a) 8 mm と(b) 14 mm の損失特性

赤い破線：S21 の平均線

移相器の特性評価を正確に行うため、本研究では作製難易度のより低いエアギャップ変換構造を採用する。変換器の損失測定については 100 GHz 帯で行った手法を用いて行う。変換部分を維持しながら線路の長さを変化させ、その差分をとることにより計算する。ここではNRDガイドの線路長を 8 mm と 14 mm とした。その実験結果を図 4.27 に示す。線路が 14 mm のときの方が透過係数 S21 が小さく、線路長の変化により透過損失の差が発生していることが分かる。2つの変換器を含む全体デバイスの透過係数は線路長 8 mm の時が約-5.0 dB、線路長 14 mm の時が約-6.5 dB である。ここで一個の変換器と 1 mm の線路あたりの透過損失をそれぞれ a, b [dB] とすると、以下の連立方程式が成り立つ。

$$\begin{cases} 2a + 8b = 5.0 \\ 2a + 14b = 6.5 \end{cases} \quad (4.11)$$

この式を計算した結果、1つの変換器と 1 mm 当たりの線路長の透過損失はそれ

ぞれ、約 1.50 dB、0.25 dB である。モード変換自体は小さなテーパ角度及び長い変換部の方が効率よく行われていると考えられるが、変換部の長さの増加とともに誘電体材料の損失が大きくなる。変換損失を低減させるため、誘電体幅を減少することが挙げられるが、高精密な加工が必要となる。本研究では、特性評価の正確さと作製の難易度を考慮し、誘電体部分の幅を 1 mm とした。

4.7.2 導波管法による特性評価の結果

350 GHz 帯移相器の提案構造を図 4.28 に示す。図 4.29 は実際に作製したデバイスである。LC が漏れ出さないように左右を PTFE のスペーサーで固定した。LC 材料の屈折率は一般には長軸方向より短軸方向のほうが小さく、PTFE の屈折率 ($n=1.45$) に近い値をとることが多い。LC の屈折率が短軸方向 n_o となった場合は THz 波の漏れが発生する可能性が高いと考えられる。そのため、LC 層の厚さを 0.4 mm とし、スペーサーの厚さを 0.2 mm に小さくした。スペーサーの厚さを変更した理由は、NRD ガイドの遮断効果によって THz 波がスペーサー部分に存在できず、液晶部分から漏れることなく伝搬されるためである。本研究では LC 材料として大きな複屈折率を示す SL004 を使用した。移相器の線路長を

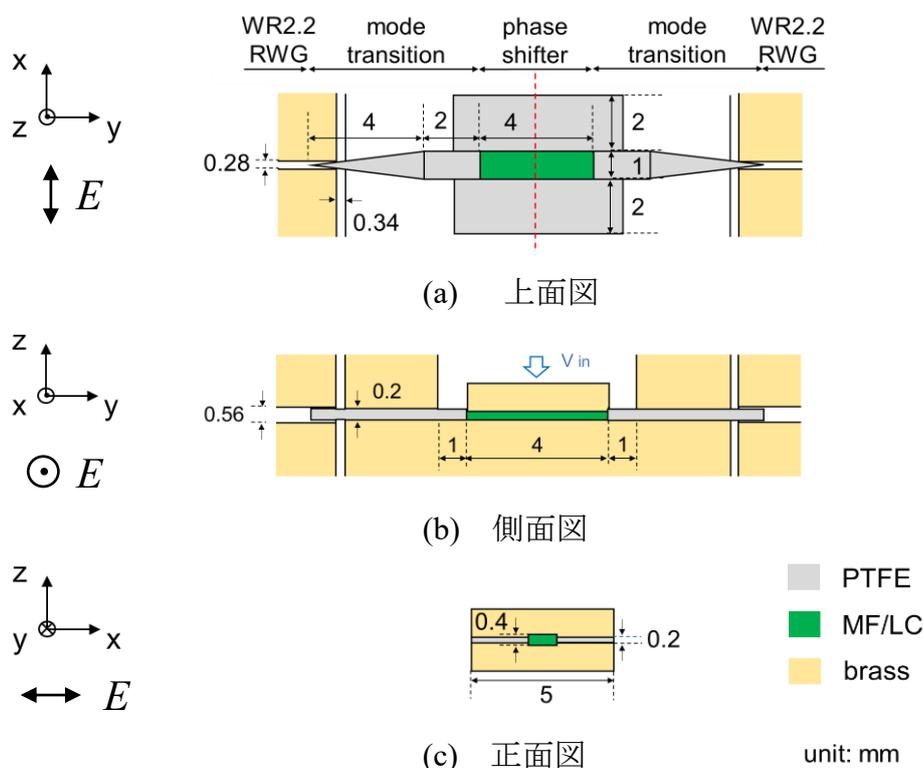
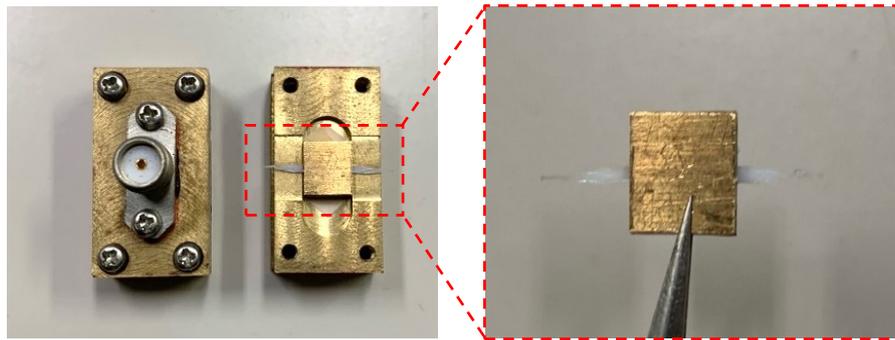


図 4.28 変換構造を用いた液晶 THz 波移相器の提案構造



(a) 実際のデバイス (b) 移相器と変換部分の拡大図

図 4.29 実験に作製したデバイス

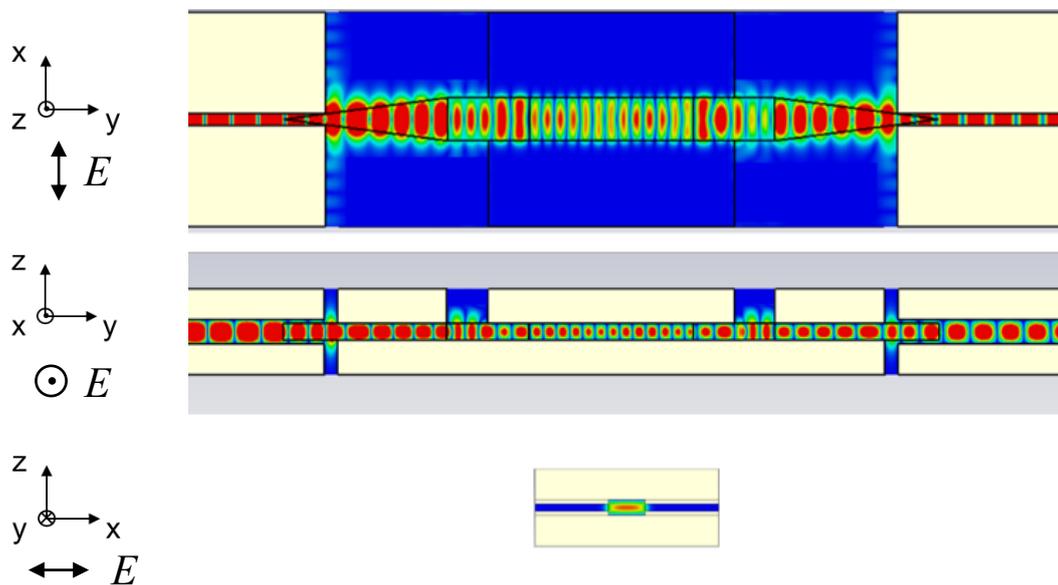


図 4.30 提案した 350GHz 帯移相器のシミュレーション結果

4 mm と設計した。また、厚い LC 層で応答時間が数 100 s 程度で非常に長い
ため、それを高速化するために配向 MF を導入した。図 4.30 に提案した移相器の
シミュレーション結果を示す。電界強度は図に示した通り赤が強く青が弱いこ
とを示している。PTFE スペーサー部分における電界分布は青色で表示され、電
界強度がゼロであることが分かる。移相器の LC 部分からスペーサー部分に電磁
波が漏れないことから、遮断効果が確認できた。また、エアギャップの部分から
少量の漏れ波が観察され、デバイス全体の損失に影響を与える可能性がある
と考えられる。これについてはさらなる検討が必要である。

14 wt%/004 複合体を用いた移相器の損失特性を図 4.31 に示す。図 4.31 (a) に
示す損失の周波数依存性の結果より、350 GHz 帯周辺では-15 dB 以下の反射係

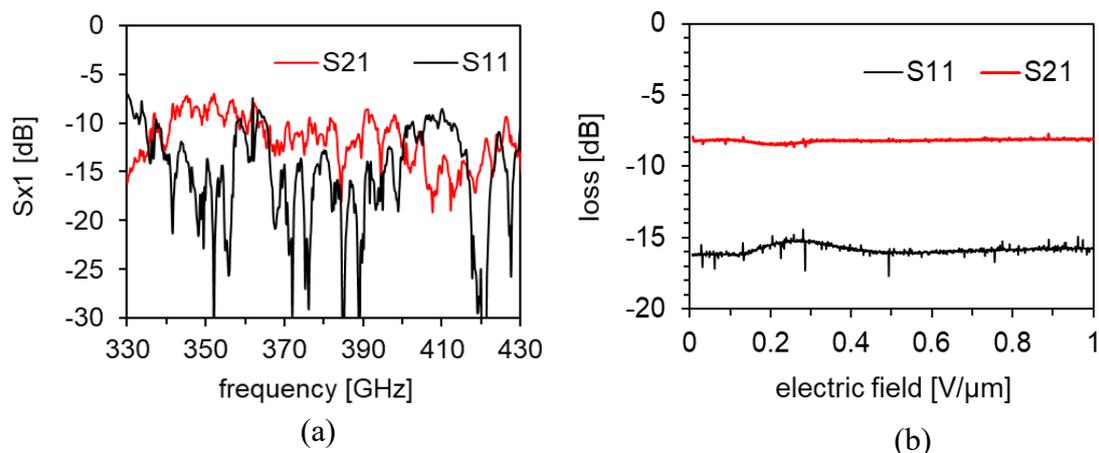


図 4.31 実際に作成した移相器の(a)損失の周波数依存性、
(b) 350GHz における損失の電界強度依存性

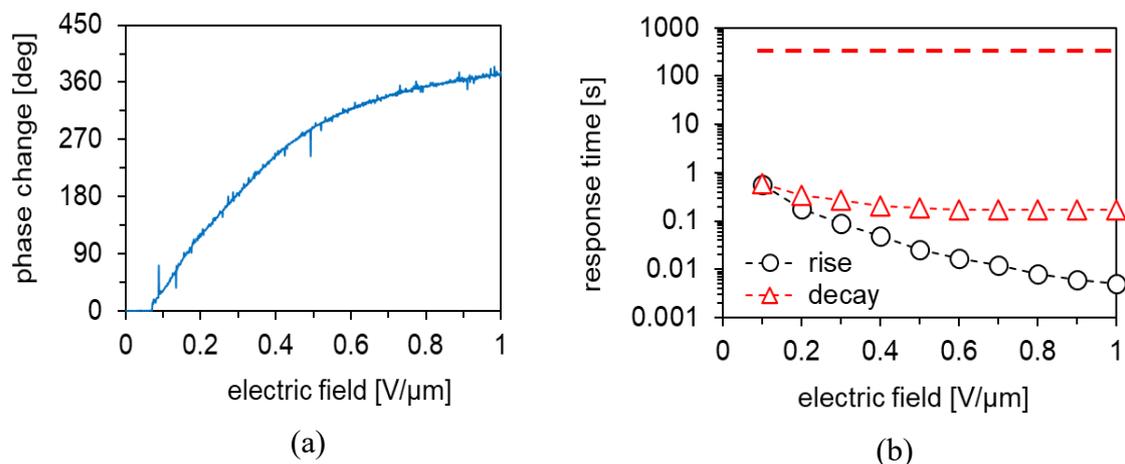


図 4.32 実際に作成した移相器の(a) 移相特性、(b) 応答時間

数 S11 を示しており、透過係数 S21 は 350 GHz 帯で最大値を達し周波数の増加とともに減少する。これらの結果は変換器の損失の傾向とよく一致することが分かる。

一方、350GHz においては、デバイス全体の透過損失は変換損失 (1.5 dB × 2) と線路 4mm の損失 (0.25 dB × 4) を含めて約 7.8 ~ 8.4 dB の値を示す。この結果より、移相器自体の損失は線路 4 mm で最大 4.4 dB であることが分かる。図 4.32 に移相器の位相変化と応答時間の電界強度依存性を示す。位相変化量は印加電界の増加に応じて増加し、約 0.8 V/μm では 360° が得られる。立ち上がり応答時間は印加電界の強度に依存し、十分な電界の条件下では数 10 ms 程度まで短くなり、応用上問題がないと考えられる。一方、立ち下がり応答時間は配向 MF の導入により、同じ厚さの 004 単体の約 500 s から約 230 ms まで大幅に短縮させることができた。以上の結果より、350 GHz 帯で動作する高速応答の 360° THz

波可変移相器の実現に成功した。表 4.2 に様々なテラヘルツ波可変移相器と本研究のデバイスとの比較を示す。本研究で提案した 350 GHz 帯可変移相器は、連続的かつ大きな位相変化と高速応答を示していることが分かる。

表 4.2 様々な THz 波可変移相器と本研究のデバイスとの比較

文献	種類 (厚さ)	位相 変化	最大 損失	応答時間		GHz
				Rise	Decay	
[143]	GaAs diode	180°	8.2 dB	ns		225.5
[144]	CMOS	353°	17 dB	ns~ μ s		300
[145]	MEMS	145°	1.8 dB	μ s		550
[146]	LC (50 μ m)	250°	32.6 dB	N/A		330
[147]	LC (550 μ m)	140°	4.4 dB	N/A		1000
[148]	LC (1.8 mm)	376°	2.2 dB	N/A		1000
[149]	LC (550 μ m)	112°	5.2 dB	7 s	106 s	1200
[150]	LC (600 μ m)	120°	5.3 dB	26 s	126 s	1200
本研究	MF/LC (400 μ m)	380°	4.4 dB	<1.0 s	0.23 s	350

4.8 まとめ

本章では、シミュレーションによってテラヘルツ波の電界成分を観察し、その電界分布解析を行った。テラヘルツ波の電界成分の強度より、電界が NRD ガイドの誘電体の中心部に集中することが確認でき、誘電体内におけるエネルギー比と厚さ比との関係が明らかとなった。また、100 GHz 帯と 350 GHz 帯の変換構造を設計・作製・特性評価を行った。100 GHz 帯と 350 GHz 帯変換器、それぞれの透過損失は約 0.5 dB と 1.5 dB である。その変換構造を用いてそれぞれの周波帯における移相器を作製し、特性評価を行った。高分子ファイバーを導入することにより、連続的かつ大きな位相変化と短い応答時間を有する可変移相器を実現できた。

第5章 高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波 フェーズド・アレー・アンテナ

5.1 まえがき

第1章で述べたように、フェーズド・アレー・アンテナ (PAA) はテラヘルツ無線通信の通信範囲のエリア拡大に有効な手法として知られており、近年大変注目を集めている。PAA の構造内に複数のアンテナ素子を並列に配置し、それらの出力を位相を考慮して合成することにより利得向上とビームの制御を図っている。第4章では、高分子ファイバーを導入することにより、連続的な位相変化と短い応答時間などの特性を有するテラヘルツ波可変移相器を実現している。本章ではその移相器を用いて液晶装荷 PAA の構造設計を行い、その特性評価を行う。

5.2 フェーズド・アレー・アンテナの構造設計

PAA の構造は主に4つの要素から構成されている。

- ① 分配器：波源を多くの同様の部分に分割する要素
- ② 変換器：必要に応じて移相器の構造に合わせて波形を変更する要素
- ③ 移相器：電波の位相調整を行う要素
- ④ アンテナ：位相変調を行った電波を自由空間に放射する要素

5.2.1 分配器

数 10 GHz 以上の周波数では、電波はマイクロ波に広く使用されているプリント基板ではなく矩形導波管などを通じて伝送される。導波管の利点としては、金属壁によって制限された空間内に電磁波を閉じ込め、漏れ波などを防ぐことができる。その結果、電波のエネルギーは閉じ込められ、損失が最小限に抑えられる。導波管の主な断面形状は、長方形と円形の2種類があるが、製造と伝搬モード制御の容易さから長方形断面を持つ矩形導波管がより一般的に使用される。本研究では、優れた機械加工性、良好な導電性、手頃な価格、および市場での入手可能性を理由に、黄銅 (65/35) を金属材料として選定した。金属加工は、3軸 XYZ ステージを備え、コンピュータに接続された卓上 CNC フライス盤 (Prospec、PSF240) を使用して行った。

先行研究では、伝搬モードに高次モードを利用したシンプルかつ効率的な光

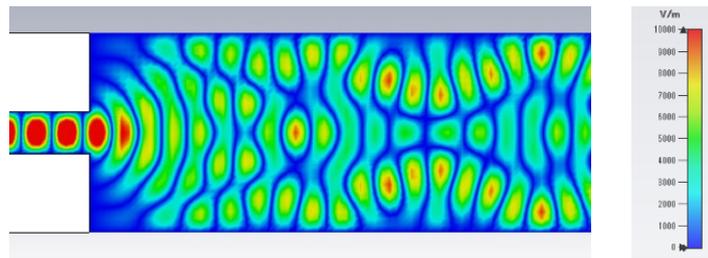


図 5.1 標準導波管の幅を広げた時の電界分布

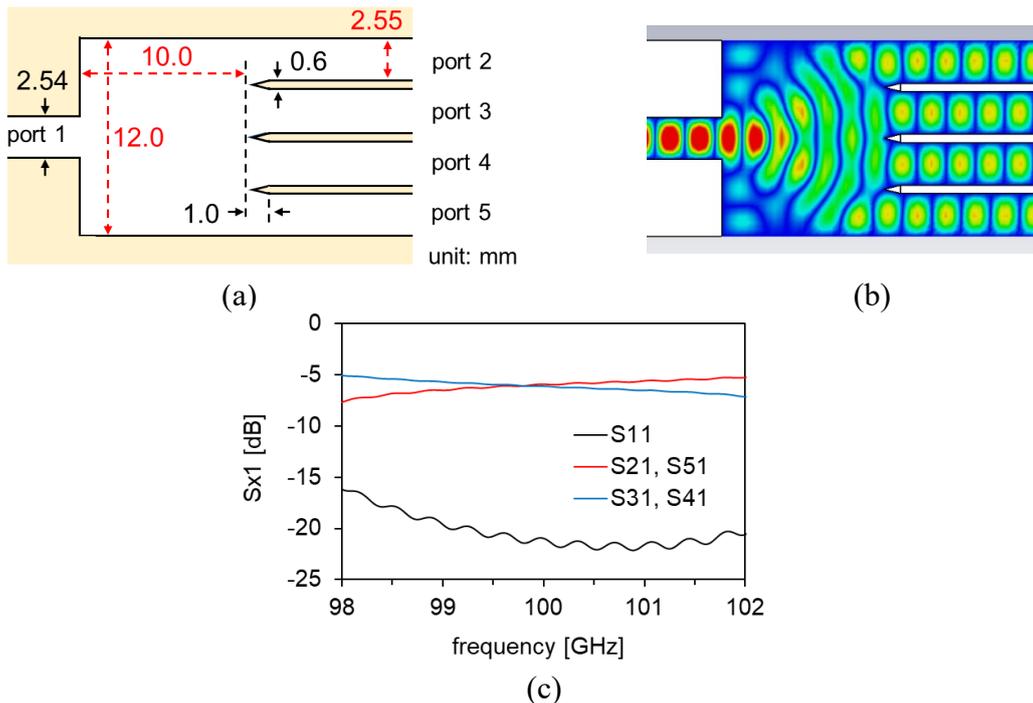


図 5.2 (a)100 GHz 4 分配器の提案構造、(b)電界分布と (c)分配特性のシミュレーション結果

学分配構造が報告されている[151]。図 5.1 に標準導波管の幅を広げたときの電界分布のシミュレーション結果を示す。当初 TE_{10} モードであったが、電界が導波管の幅に広がり、高次モードへ変換し、この設計構造では順番に TE_{40} 、 TE_{30} 、 TE_{20} が出てくる。つまり、構造の調整により、所望の分配器が実現できると考えられる。ここで、図 5.2(a)のような構造を提案し、標準導波管の幅を広げ、基本モード TE_{10} から高次モード TE_{40} モードに変換し、その先に金属壁を設けることで電波を 4 つのルートへ導く。図 5.2(b)と (c)に示すシミュレーション結果より、100 GHz 周辺で波源がほぼ等しい強度 (-6.0 dB) で 4 つのポートに分配されていることが分かる。ここでは、ポート 2 と 5、3 と 4 が同じ結果を示すため省略する。一方、反射係数 S_{11} は 100 GHz 周辺で -15dB 以下の小さな値を示す。

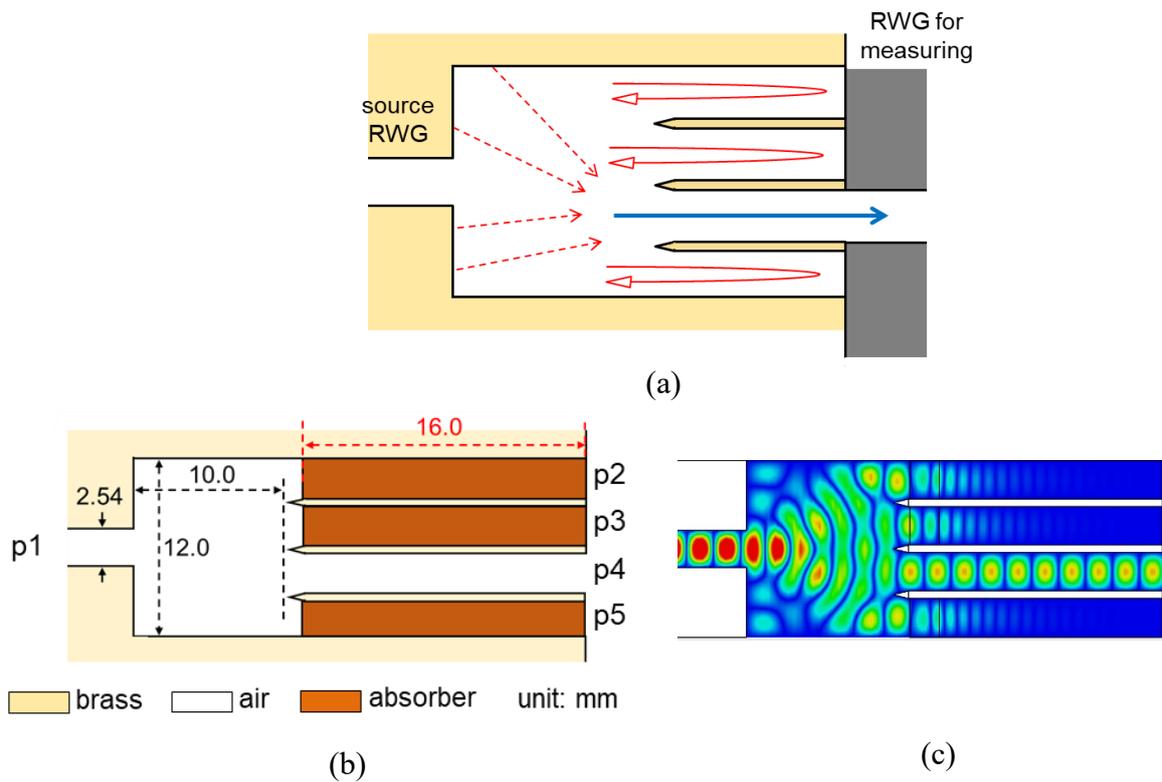


図 5.3 測定時に起きる問題の(a)イメージ、(b)改善法と(c)シミュレーション結果

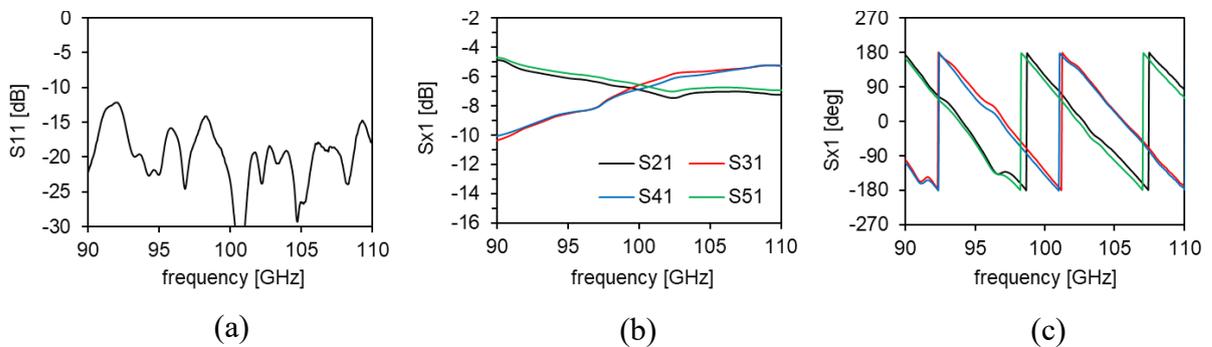


図 5.4 分配器の(a)反射係数、(b)透過係数、(c)各ポートの位相

提案した分配構造では 4 つの出力ポートの間隔が非常に狭いため、各ポートの特性を測定する際、受信側の導波管の金属部分により他のポート内に反射波が発生し分配構造内の電界分布を乱す可能性がある。そのイメージを図 5.3(a)に示す。そのため、図 5.3(b)のように被測定ポート以外のポートに損失の大きなシリコーンゴム ($\tan\delta=0.17$) を導入し、不要な透過・反射波を除去する。図 5.4 にこの方法を用いて測定した結果を示す。入力ポート 1 での反射係数は約 -20 dB であり、分配後のポート 2 と 5、ポート 3 と 4 はほぼ同じ透過係数を示すことが分かる。100 GHz 周辺では 4 つのポートともに -6.3 dB の結果となり、分配損失が

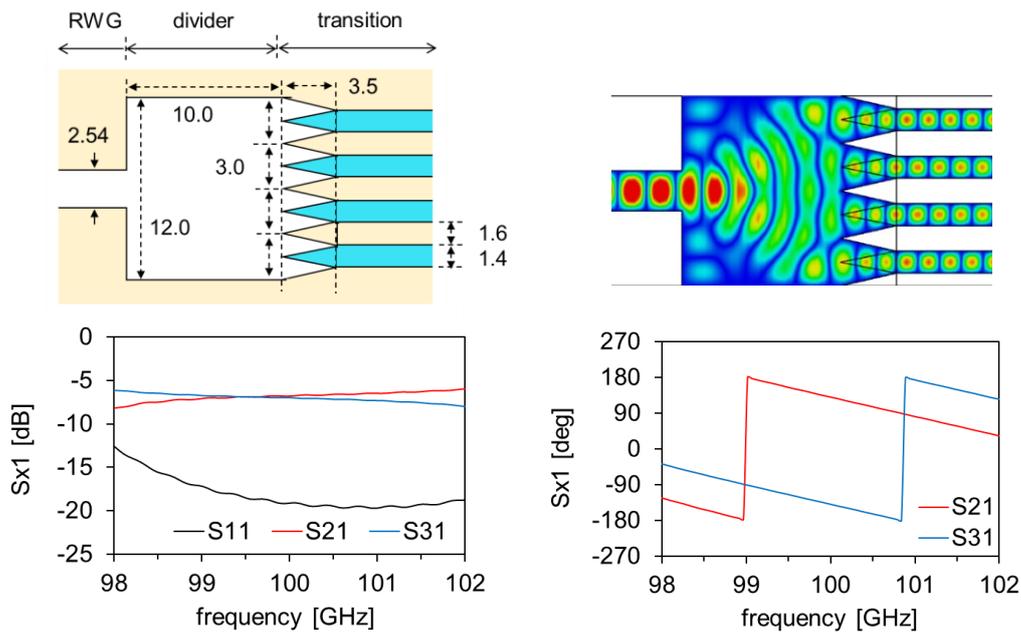


図 5.5 分配器と変換器を組み合わせた構造、とそのシミュレーション結果

約-0.3 dB の非常に良い 100 GHz 帯 4 分配器を実現できたと考えられる。ここでは、元の設計にいくつかの変更を加えることで、中心周波数または分配器に割り当てられたポートの数を自由に操作できる。本研究で提案した構造は柔軟性、シンプルさ、コンパクトさ、高性能を有し、高周波用途において非常に魅力的であると考えられる。一方、図 5.4(c)に示すように、分配後の各ポート間に位相差が生じる。PAA 構造には位相変調を行う移相器が常に存在するため、これは大きな問題ではない。本研究では、その問題を解決できるより簡単な方法を提案する。ここで、分配構造と第 3 章で検討した変換構造を組み合わせると、図 5.5 に示す構造ができる。NRD ガイドの誘電体部分の高さが 1.4 mm となるように、図 5.2(a)の金属壁の幅を 0.5 mm から 1.6 mm に厚くした。シミュレーション結果より、当初波源の矩形導波路から 4 つの NRD ガイドに分配したことが分かる。図 5.4 の測定結果と同様、各ポートの出力には位相差がある。具体的に、外側のポート (2 と 5) の位相は中央側のポート (3 と 4) の位相より遅れている。ここで、変換器のテーパ長を調整するというシンプルかつ効果的な解決策を提案する。HDPE は 100 GHz 帯域で低損失であるため、ポート 3 と 4 の誘電体テーパを長くすると、これらのポートでの挿入損失には大きな影響を与えることなく電波の位相を遅らせることができる。その結果を図 5.6 に示す。さらに、図 5.7 に示すように、金属壁の厚さを調整し、NRD 導波路周期が 3 mm から 2 mm に減少する。これにより、アレイアンテナ (AA) とフェーズドアレーアンテナ (PAA)

のアンテナ周期となる。以降、区別しやすくするため、それぞれ 3mm AA と 2mm AA（または 3mm PAA と 2mm PAA）という略称で示す。

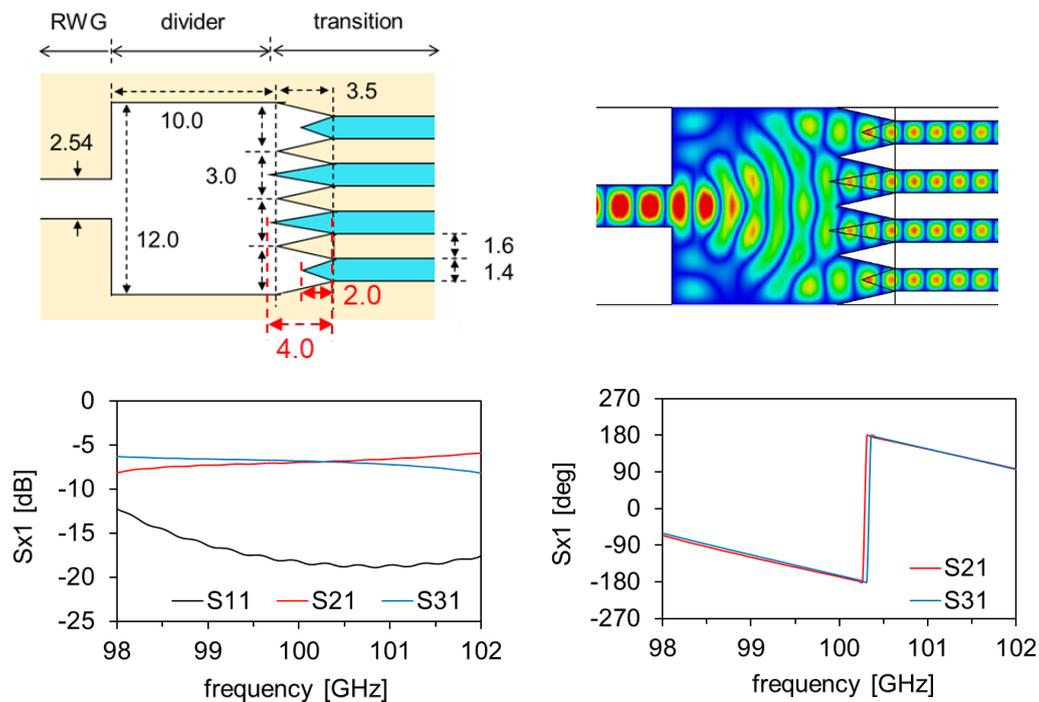


図 5.6 変換器のテーパ長を調整した構造とそのシミュレーション結果 (分配ポートの周期が 3 mm)

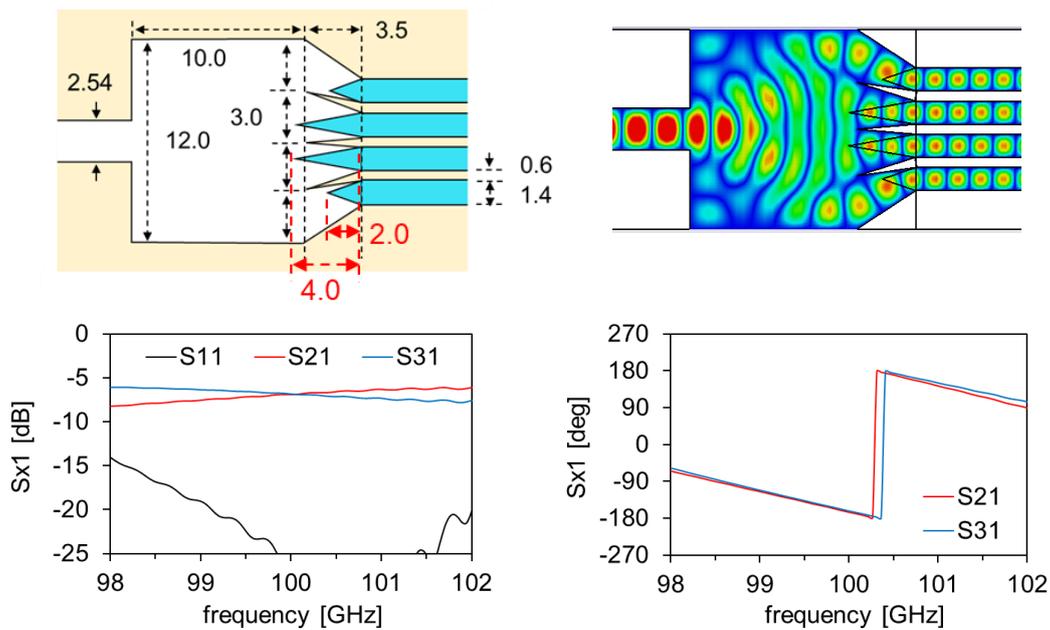


図 5.7 変換器のテーパ長を調整した構造とそのシミュレーション結果 (分配ポートの周期が 2 mm)

5.2.2 アンテナ素子

本研究のアンテナ構造にピラミッド型誘電体ロッドを使用し、NRD ガイドとの適合性が良好なため、モード変換などが不要である。誘電体ロッドアンテナ (Dielectric Rod Antenna : DRA) は、誘電体材料内で共振を誘発する特性でよく知られており、特定の周波数帯域で波源から自由空間への電磁エネルギーの効率的な結合を促進する[152-154]。図 5.8 には、放射特性を評価する実験で使用されたピラミッド型 DRA の構造を示す。この研究では、各アンテナ構造に一つの変換器を採用し、アンテナの長さを 2、4、6、8 mm で変化させ、その特性の変化を観察する。図 5.9 (a) のシミュレーション結果は、構造がアンテナを含むか否か (変換器のみ)、さらにアンテナの長さに関係なく、反射係数がほぼ変化しない。これは、DRA と NRD ガイド間の接合面での反射が小さいことを示している。具体的には、DRA がある場合とない場合の差として計算された DRA 自体の反射係数を図 5.9 (b) に示す。85~115 GHz の周波数帯では、アンテナの長さ

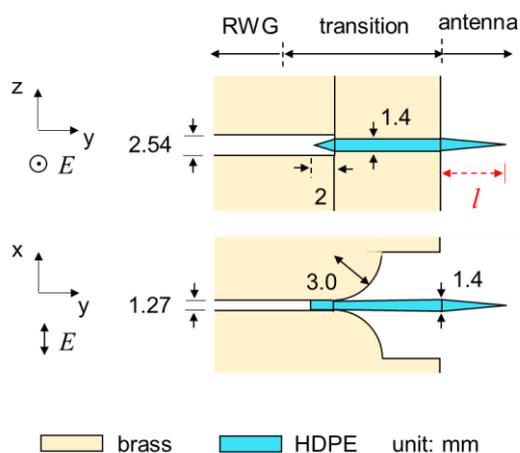


図 5.8 放射特性を評価する実験で使用されたピラミッド型 DRA の構造

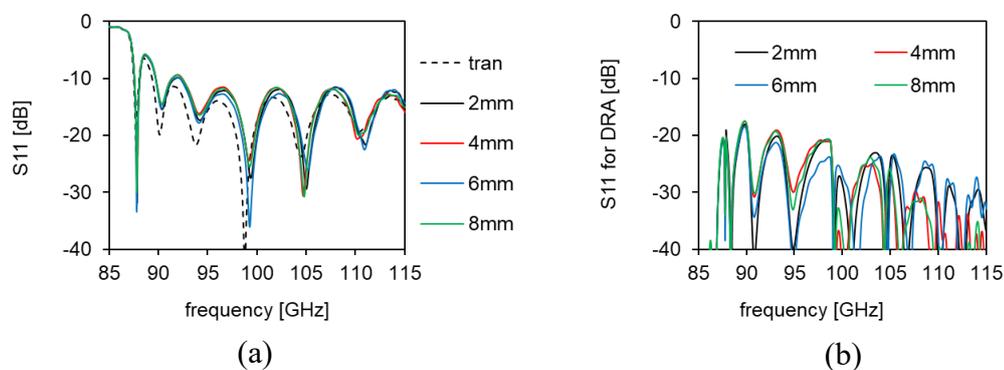


図 5.9 (a)様々な長さの DRA を用いるデバイスと(b)DRA 自体の反射係数

表 5.1 様々な長さの DRA のシミュレーション結果

Length	Gain (dBi)		Beam width (deg)	
	H	E	H	E
2 mm	9.8	9.8	71.8	47.3
4 mm	10.7	10.7	63.2	51.3
6 mm	12.5	12.5	51.7	47.8
8 mm	13.3	13.3	40.1	40.8

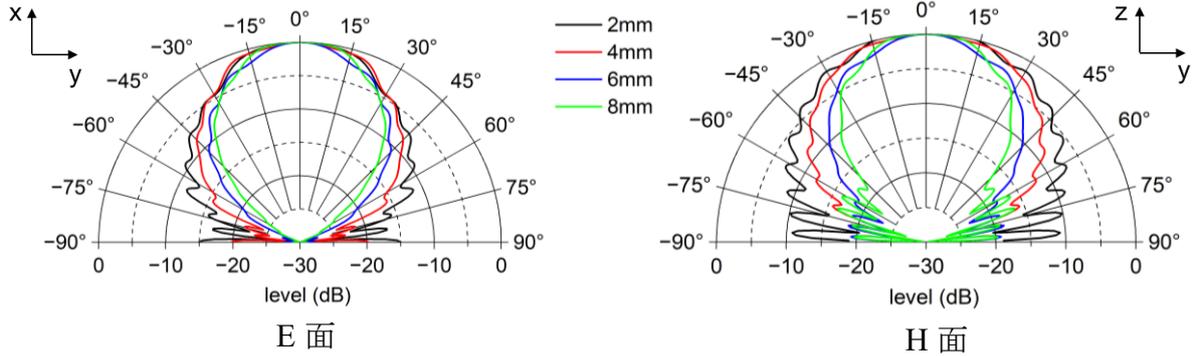


図 5.9(c) E 面と H 面における様々な長さの DRA の放射パターン

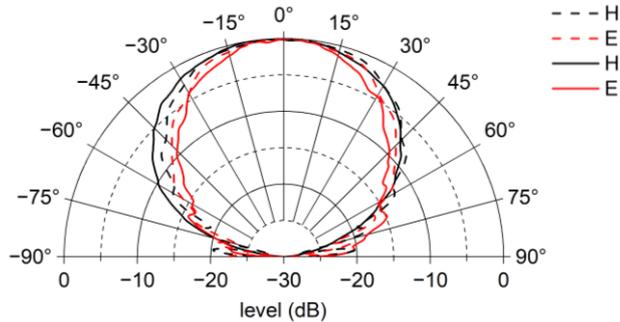


図 5.10 長さ 4mm DRA の放射パターンの測定結果（実線）とシミュレーション結果（点線）との比較

関係なく反射損失が -20 dB 以下の同様結果を示す。E 面と H 面における様々な DRA のアンテナパターンのシミュレーション結果を図 5.9(c) に示す。両面ともにアンテナが長くなるとアンテナ利得が徐々に上昇し、ビーム幅が狭くなることが分かる。各 DRA の放射特性を表 5.1 にまとめる。DRA の入口側の断面が $1.4 \text{ mm} \times 1.4 \text{ mm}$ とかなり小型のため、過度に長いアンテナを正確に製造することが困難である。また、狭いビームは干渉・結合するのが困難になるため、PAA の合成波に影響を及ぼす。本研究では、作製難易度、アンテナ利得とビーム幅を考慮して、低い作製難易度、 10 dBi 以上のゲインと 60° 程度のビーム幅という良いバランスをとる 4 mm の長さを選定した。図 5.10 は長さ 4 mm の 1 素子ア

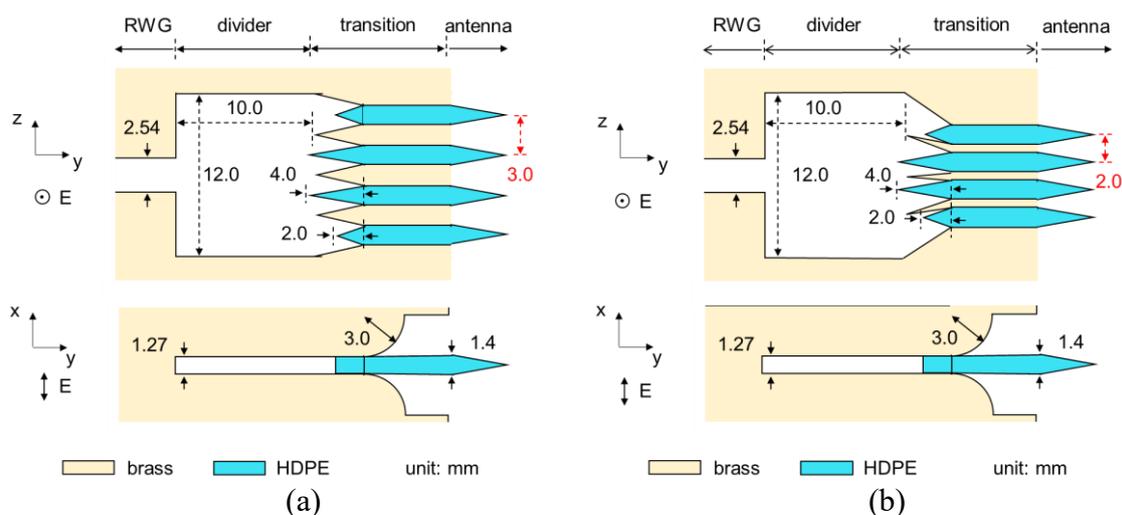


図 5.11 アンテナ間隔が(a) 3mm と(b)2mm の 4 素子 AA の構造

表 5.2 1 素子アンテナ、3mm AA、2mm AA の放射特性

	1 素子		3mm AA		2mm AA	
	利得 (dBi)	ビーム幅 (deg)	利得 (dBi)	ビーム幅 (deg)	利得 (dBi)	ビーム幅 (deg)
Sim_H	10.7	63.2	17.2	12.8	15.2	18.6
Mea_H	10.4	66.0	17.0	12.5	15.7	18.3
Sim_E	10.7	51.3	17.2	48.5	15.2	51.2
Mea_E	10.3	48.0	16.7	51.6	15.8	50.8

アンテナの放射パターンの測定結果である。多少の誤差が観察されているが、シミュレーション結果（点線）と概ね一致することが分かる。

図 5.6 と 5.7 の分配構造とアンテナ素子を組み合わせると、100 GHz 帯 4 素子 AA の構造をでき、それらを図 5.11 に示す。波源を 4 分配し NRD に変換した後、移相器を介さずに直接アンテナに接続する。2 つの分配構造に応じて、アンテナ素子間隔がそれぞれ 3 mm と 2 mm の 4 素子 AA を作製し、放射特性の測定を行った。この実験の主な目的は、分配器／変換器／アンテナの組み合わせの動作確認と測定系の精度を評価することである。測定結果とそのまとめを図 5.12、5.13 と表 5.2 に示す。比較結果より、各 AA は 100 GHz 帯で -15 dB 以下の反射係数と 1.5 以下の電圧定在波比（Voltage Stand Wave Ratio : VSWR）を示す。また、いずれもほぼ正面に電波を放射し、アンテナパターンと利得の両方で、実験による測定値がシミュレーション結果とよく一致していることが分かる。各 AA は正常に動作し、利得のシミュレーション結果に対する測定結果の誤差は 5% 未満であり、作製および測定系の高い信頼性が実証されている。アンテナ素子の数を 1 か

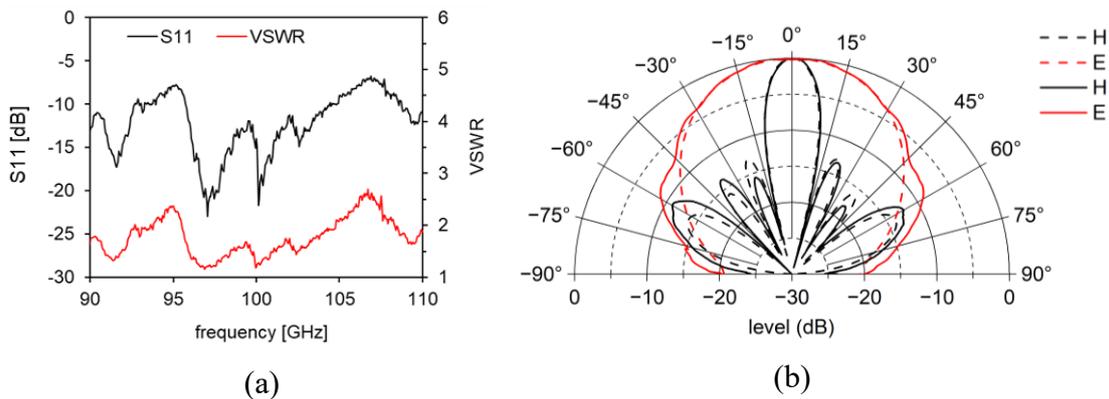


図 5.12 3mm AA の(a)反射特性と(b)放射パターン

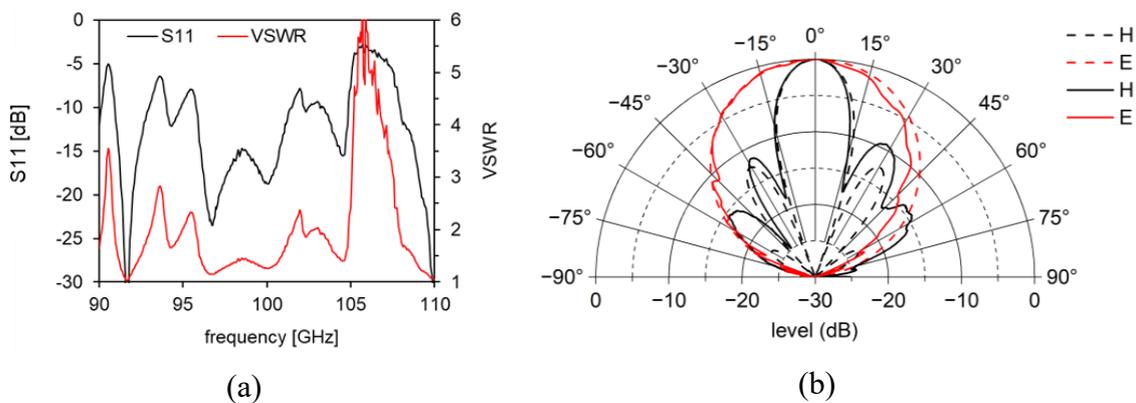


図 5.13 2mm AA の(a)反射特性と(b)放射パターン

ら 4 に増やすと、アンテナ利得が約 10.4 dBi から 16.8 dBi (+6.4 dBi) に増加し、ビーム幅が約 66.0°から 12.5°に減少する。2 mm AA の場合、利得は 15.4 dBi(+5.0 dBi) に増加し、ビーム幅は 18.3°に減少する。測定結果から、PAA の各構成要素が効率よく機能していることが分かる。

5.3 フェーズド・アレー・アンテナの放射特性評価

電磁界シミュレーションソフト (CST) のアレー機能を用いて、4 つのアンテナ素子それぞれの位相を設定し、それらのパターンを組み合わせることにより PAA の特性を推測する解析を行った。図 5.14 の結果が示すように、2mm PAA と比べ 3mm PAA の方が高い利得と狭いビーム幅を示す。しかし、走査範囲がより狭くなることが分かる。また、走査角度の増加とともにサイドローブの強度も増加し、アンテナ素子間の位相差が 180°に近づくと、出力波はほぼ同じ強度の 2 つのビームに分岐し、メインローブと第一サイドローブからなるマルチビーム状態を形成する。理論上では、3mm PAA で最大走査範囲は-28.0°~+28.0°の

56.0°であるのに対して、2mm PAA では-42.4° ~ +42.4°の 84.8°である。ここで、設計目標をクリアする可能性のある構造は 2mm PAA のみであることが分かる。しかし、放射特性の確認と比較のため、両構造を用いて測定を行う。

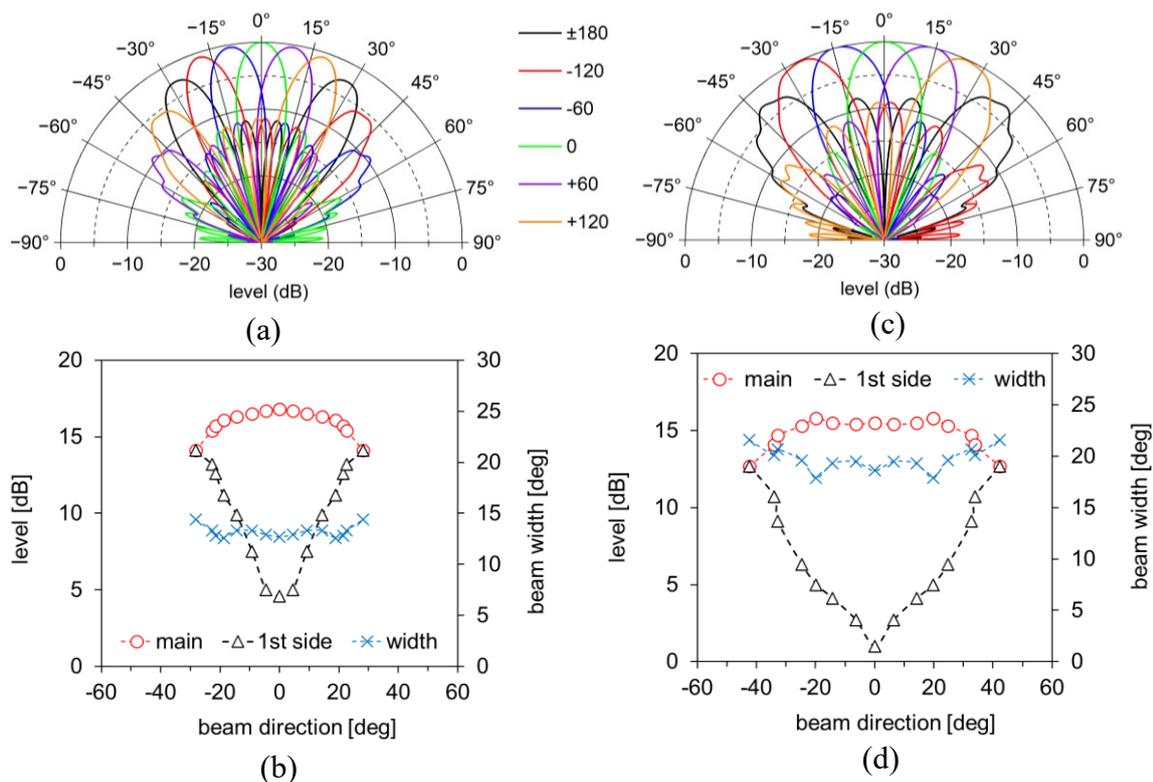


図 5.14 (a)(b)3mm PAA と(c)(d)2mm PAA の放射特性のシミュレーション結果

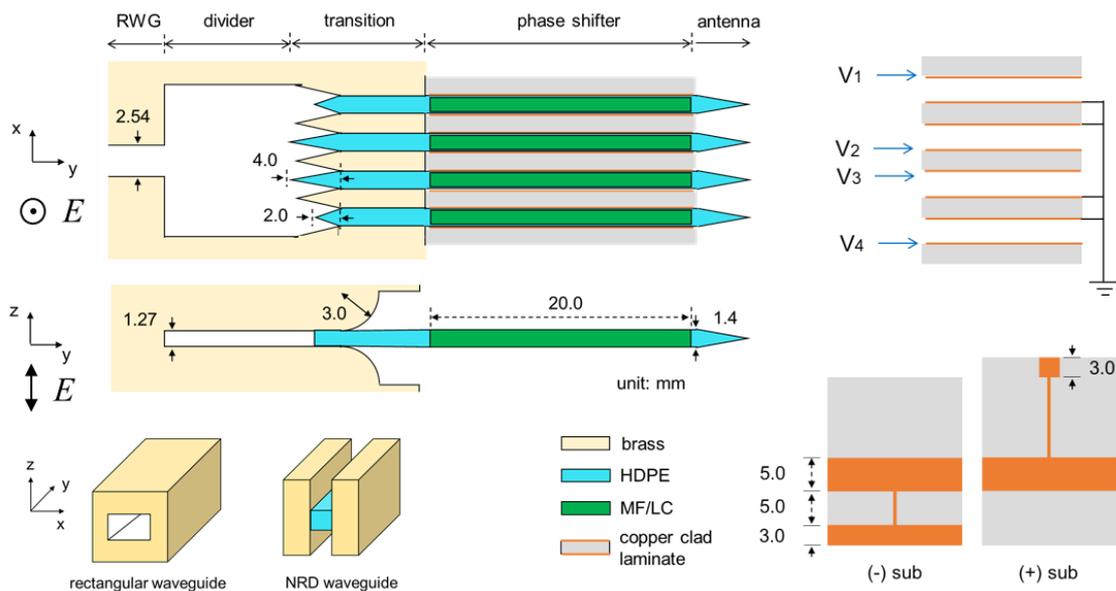


図 5.15 MF/LC 複合体を使用した 100 GHz 帯 PAA の構造 (3mm PAA)

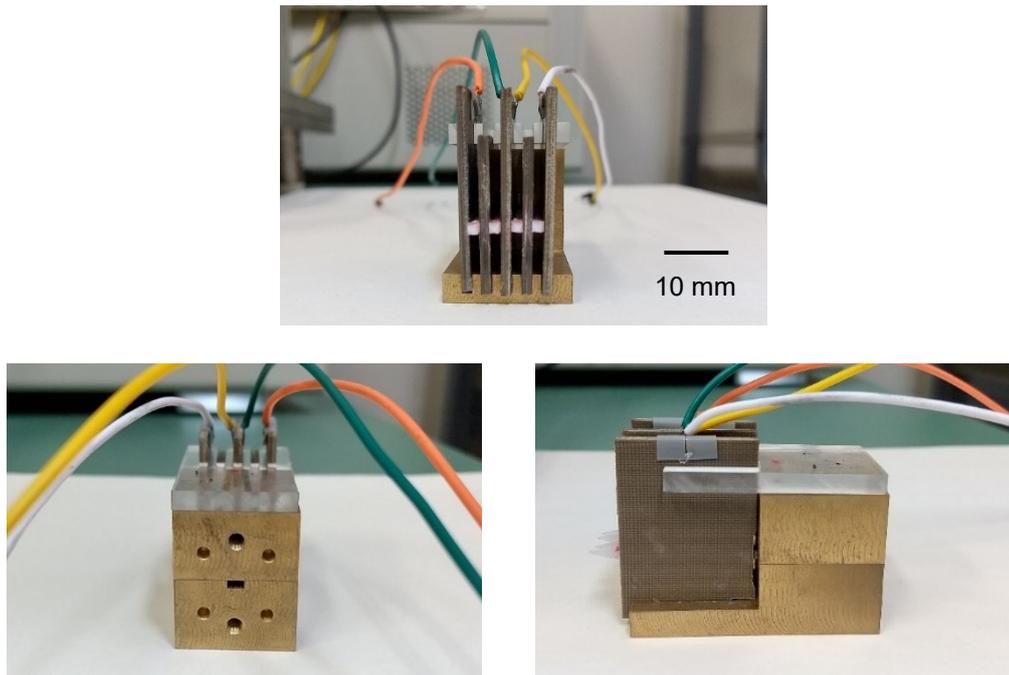


図 5.16 実際に作製した PAA の外見 (3mm PAA)

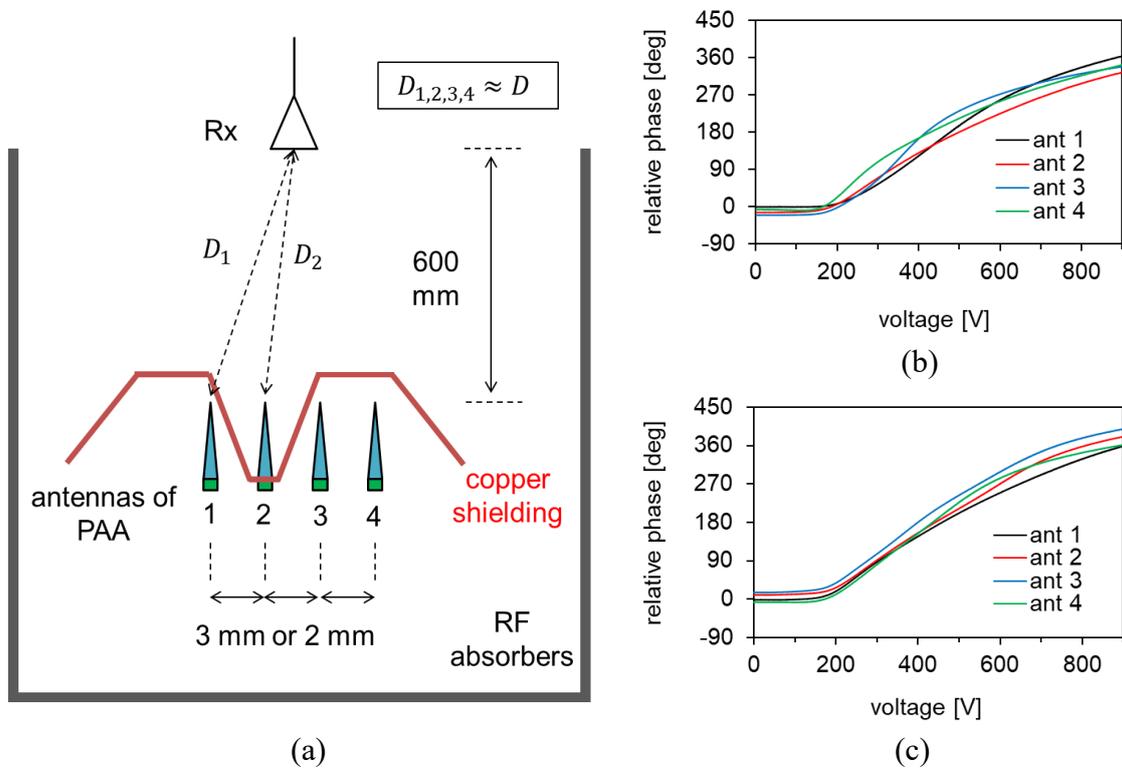


図 5.17 (a) 各アンテナ素子から放射された電波の位相の測定法、
(b)3mm PAA と(c)2mm PAA の測定結果

MF/LC 複合体を用いた 100 GHz 帯 PAA の代表的な構造と実際に作製したものを図 5.15 と図 5.16 に示す。左から右へ、波源 (RWG)、分配器 (4x RWG)、変換器 (RWG-NRD)、移相器 (NRD)、そしてアンテナ (DRA) である。前述したように、アンテナ間隔がそれぞれ 3 mm と 2 mm の 2 つの PAA 構造を設計した。厚さ 9 μm の銅箔を備えた両面銅張積層板 (日本ピラー、NPC-F260A) は NRD ガイド構造の金属板の役割を果たしながら移相器の電極として機能する。MF/LC 層の厚さは第 3 章で説明したように 1.0 mm としたが、 360° までの位相変化を得るためその線路長を 20 mm に延長した。

各アンテナ素子から放射された電波の位相を測定し、印加電圧の関数として図 5.17 に示す。ここでは、1 番のアンテナの初期位相を基準として位相を正規化している。正確な位相の結果を得るため、図 5.17(a)に示すように、被測定アンテナ以外の先に銅箔により正面への放射波が遮蔽され、周りの電波吸収体によって除去される。ここでは、各アンテナ素子から受信アンテナまでの距離はアンテナ周期より十分に大きいため、各アンテナから放射される電波の伝搬距離が全て同じと見なすことができる。図 5.17(b)と(c)に示すように、すべての位相は同様の形状を示し、電圧強度の変化に応じて $0\sim 360^\circ$ の範囲内で調整できる。ただし、作製工程上で発生した誤差によりアンテナ素子間には数度 (最大 15°) の位相差が存在することも測定結果から分かるが、変換器のテーパ長を調整する方法で、アンテナ素子の初期位相の校正に成功したと言える。一方、図に示すように、大きな位相を得るため、高電圧が使用される。ここでは、THz 波移相器が LC 単体又は複合体の材料を使用しているかに関係なく、最大性能で動作するには数 100 V の電圧が必要であることに注意する必要がある。第 1 章で説明したように、高周波デバイスは光学デバイスに使用される液晶の数 100 倍の厚さを使用する。式 (3.4) により、液晶分子の立ち上がり時間は電界強度に依存するため、光学デバイスと同程度の応答時間を達成するには高電圧が使用される。または、先行研究で報告したように、数 s ~ 数 10 s の長い立ち上がり時間で妥協する必要がある[62,139,141,155-157]。ここでは、短い応答時間を維持しながら電圧条件を下げる方法として、移相器の線路長を延長することなどが挙げられる。しかし、この方法では移相器の伝送損失が増加し、アンテナ利得を低下させる。本研究は、PAA のコンパクトな構造と高利得を達成することを目的としているため、移相器の線路長には 20 mm の長さを選択した。

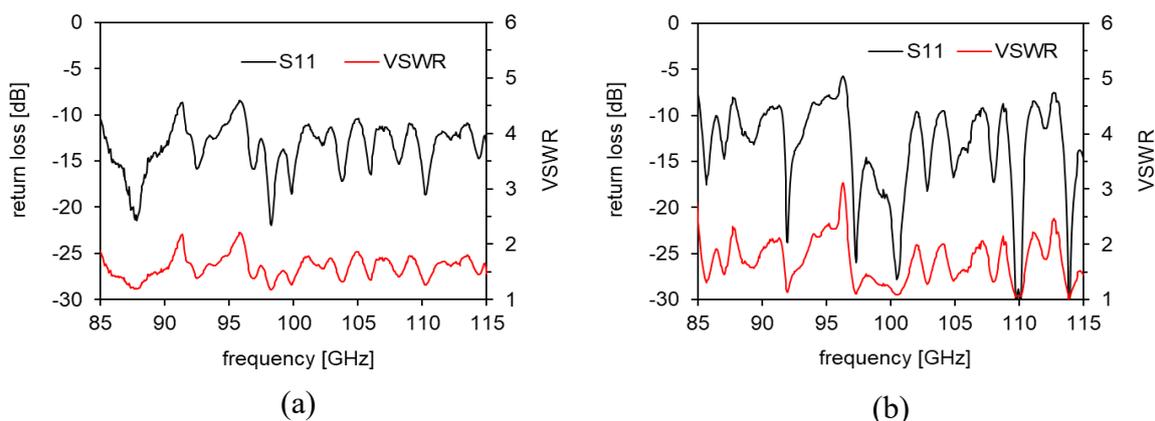


図 5.18 (a)3mm PAA と(b)2mm PAA の反射係数と VSWR 係数の測定結果

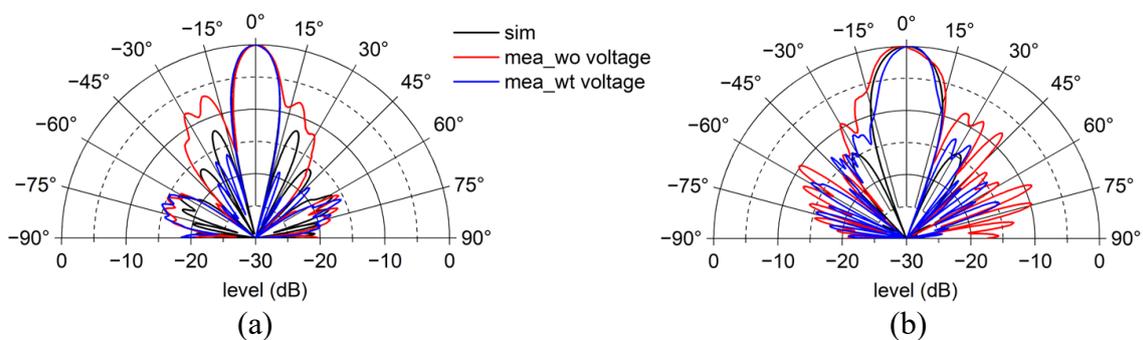


図 5.19 無調整時と電圧による調整時の(a)3mm PAA と(b)2mm PAA の初期放射パターン

図 5.18 に示す反射係数と VSWR 係数の測定結果より、両方の PAA は 100 GHz 帯で -15 dB 程度の反射係数と 1.5 以下の VSWR 係数を示し、良い放射性能を示している。図 5.19 では、無調整時（赤線）とアンテナ素子間の位相差を完全にゼロにするために電圧を印加した時（青線）の初期放射パターンを示す。比較のため、シミュレーション結果（黒線）も併せて表示する。いずれの測定結果においても、電波のビームがほぼ正面方向を向いており、 0° 方向から最大 0.6° の誤差を示している。また、電圧を使用して得られたパターン結果では、サイドローブのレベルが改善される。これは、位相差が減少することによって、合成波の不具合が低下しシミュレーション結果に近づくためである。一方、2 つの PAA の正面方向の利得は、3mm PAA で 12.1 dBi、2mm PAA で 10.6 dBi と計算され、いずれも 10 dBi 以上の高利得を示す。5.2 節で説明した 4 素子アレーアンテナと比較すると、3mm PAA では 4.9 dBi、2mm PAA では 5.1 dBi の利得の低下が観察される。これらの減少量は、第 4 章で説明した移相器の推測した透過損失に近い値である。そのため、移相器の透過損失を最小限に抑えることが、LC 装荷 PAA

の利得を高める効果的な方法であると考えられる。

表 5.3、表 5.4 と図 5.20 は、各アンテナ素子の目標位相と各移相器の電圧設定および対応する測定パターンの結果をそれぞれ示している。本研究では、端にある移相器の位相変調を行わず、それ以外の 3 つの移相器に電圧を印加し位相差を作る。図 5.20 に示すように、電圧調整によりアンテナ素子間に位相差を生じさせることで、出力波を目標方向へ向けることに成功した。本測定では、 $\pm 180^\circ$ 、 $\pm 150^\circ$ 、 $\pm 120^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$ 、 $\pm 60^\circ$ 、 $\pm 30^\circ$ 、 0° の典型的な位相差で実験を行ったが、移相器での電圧調整により、 $-180^\circ \sim +180^\circ$ の範囲の任意の位相差を作成でき、範囲内での連続的かつ高精度の走査が容易にできる。3mm PAA により、 $-26.8^\circ \sim +27.4^\circ$

表 5.3 3mm PAA の各アンテナの目標位相と各移相器の電圧設定

$\Delta\phi$	1		2		3		4	
	$\phi 1$	V1	$\phi 2$	V2	$\phi 3$	V3	$\phi 4$	V4
-150	80	340	290	775	140	375	-10	0
-120	350	849	230	613	110	346	-10	0
-90	260	605	170	479	80	316	-10	0
-60	170	464	110	366	50	281	-10	0
-30	80	340	50	271	20	239	-10	0
0	0	0	0	185	0	204	0	166
30	0	0	30	240	60	294	90	276
60	0	0	60	286	120	356	180	430
90	0	0	90	332	180	419	270	644
120	0	0	120	382	240	518	0	166
150	0	0	150	438	300	690	90	276
180	0	0	180	500	0	204	180	429

表 5.4 2mm PAA の各アンテナの目標位相と各移相器の電圧設定

$\Delta\phi$	1		2		3		4	
	$\phi 1$	V1	$\phi 2$	V2	$\phi 3$	V3	$\phi 4$	V4
-150	80	290	290	634	140	347	-10	0
-120	350	866	230	531	110	306	-10	0
-90	260	624	170	424	80	263	-10	0
-60	170	440	110	328	50	219	-10	0
-30	80	290	50	240	20	140	-10	0
0	15	195	15	164	15	0	15	208
30	0	0	30	206	60	234	90	312
60	0	0	60	254	120	320	180	435
90	0	0	90	298	180	400	270	571
120	0	0	120	343	240	494	0	173
150	0	0	150	391	300	603	90	312
180	15	195	195	471	15	0	195	457

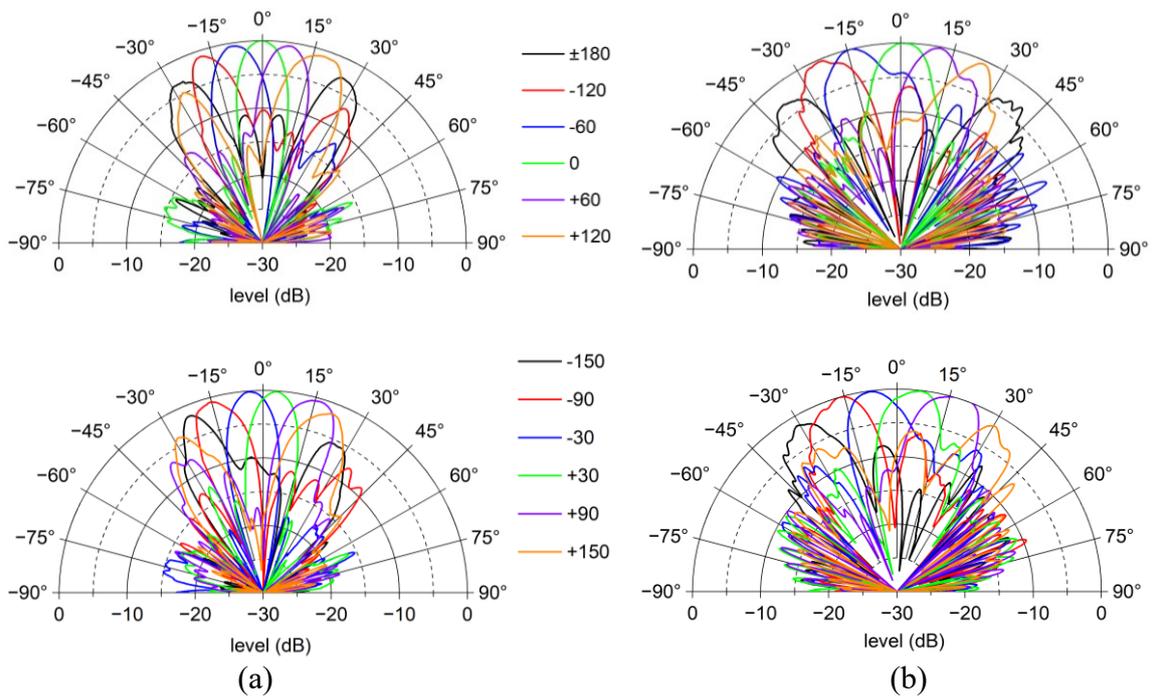


図 5.19 電圧調整によるビーム走査を行った例(a)3mm PAA と(b)2mm PAA

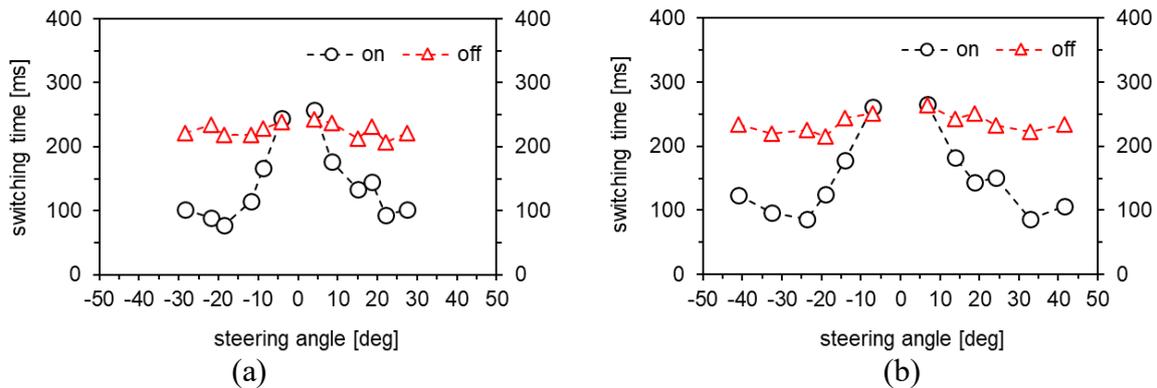


図 5.20 ビームパターンの切り替え時間と走査角との関係
(a)3mm PAA と(b)2mm PAA

の走査角が可能になり、 54.2° の走査範囲が得られる。一方、2mm PAA では $-40.9^\circ \sim +41.6^\circ$ の走査角が可能で、走査範囲は 82.5° である。これらの結果は、シミュレーション結果とほぼ一致し、2mm PAA では 80° の設計目標が達成した。

最後に、PAA の重要な要素であるビームパターンの切り替え時間について検討していく。第 2 章で簡単に説明したように、PAA の切り替え時間は、正面から特定の方向に切り替える時間（スイッチオン、ON）と特定方向から正面に戻る時間（スイッチオフ、OFF）という 2 つの重要な要素を通じて評価される。図 5.20 に示すビームパターンの切り替え時間と走査角との関係より、走査角が

小さいほど ON 時間が長くなる傾向にあり、全体として 80~260 ms の範囲内であることが分かる。この結果については、ON 時間は移相器の立ち上がり時間に依存し、印加電圧の大きさに応じて変化することから理解できる。本実験では、走査角が小さい場合、低電圧を使用して調整するため、ON 時間が長くなる。このことより、高電圧を用いて小さい位相差を作ることで、短い ON 時間で小さな走査角を得られる。例えば、アンテナ素子に 0°、30°、60°、90° の位相を調整する代わりに、270°、300°、330°、360° の位相を使用することができる。この方法では、LC 材料の特性に応じて、数 10 ms 又はそれより短い ON 時間を得られる。一般には、高周波用途向けに製造された LC 材料は大きな複屈折と高い粘度を示すため、複屈折が小さく粘度が低いディスプレイなどの光学用途で使用される LC 材料と比べ応答時間が大幅に長くなる。一方、OFF 時間は、異なる走査角に設定した場合でも、ほぼ一定の値をとる。OFF 時間が移相器の立ち下がり時間に依存し、高分子ファイバーから大きな影響を受ける。測定結果に示すように、LC 単体を使用した場合の数 10 分程度であるのに対し、約 230 ms まで高速な応答を実現できた。

表 5.5 は、本研究で提案した PAA と、先行研究で報告された PAA との比較を示している。NRD ガイド構造と MF/LC 複合体の組み合わせを利用することで、高利得・広走査角・高速応答の 100 GHz 帯 THz 波 PAA の実現に成功した。この

表 5.5 液晶を用いた様々な PAA の比較

文献	種類 (厚さ)	利得	走査範囲	切替時間	GHz
[56]	LC (100 μm)	5.9 dBi	50°	N/A	17.5
[57]	LC (20 μm)	4.5 dBi	80°	< 1 s	28.4
[58]	LC (45 μm)	N/A	40°	On: 42 ms Off: N/A	32
[59]	LC (200 μm)	6.7 dBi	45°	N/A	35
[60]	LC (100 μm)	7.8 dBi	20°	N/A	60
[61]	LC (700 μm)	13.0 dBi 15.0 dBi	60°	On: 17 s Off: N/A	50 75
[62]	LC (1.2 mm)	11.5 dBi N/A	40°	N/A	85 100
[63]	LC (1.2 mm)	14.0 dBi N/A	20°	N/A	90 95
[64]	CMOS	6.0 dBi	50°	μs	90
[52]	強誘電体	9.7 dBi	20°	μs	100
本研究	MF/LC (1.0 mm)	10.6 dBi	82°	On: 80-260ms Off: 230 ms	100

PAA は、シンプルな設計、低コスト、優れた性能を有する。具体的に、10.6 dBi の高利得、80°以上の広い範囲にわたる連続な走査機能、および数 10 ms ~ 260 ms 未満の短いビーム切り替え時間を示す。これらの切り替え時間は、PIN ダイオード、MEMS、強誘電体などの他の材料によって達成される ns や μ s のレベルには達しないが、静的デバイスなどには実用可能な数値である。よって、本研究の PAA は次世代の無線通信やステアリングデバイスなどへの応用が十分に期待できると考えられる。

5.4 今後の展望

PAA の放射特性を強化するには、ビーム幅を狭くしながら利得を増加すること、および走査範囲を拡大することという 2 つの主要な問題を考慮する必要がある。最初の問題は、PAA 構造内のアンテナ素子の数を増やすことで解決できる。表 5.6 と図 5.21 は、2mm PAA の構造にアンテナ素子の数を増やしたときのシミュレーション結果である。アンテナの数を増やすとアレーの利得が向上し、ビーム幅が狭くなることから分かる。具体的には、利得とビーム幅は、アンテナ 4 素子構造（図 5.21 赤線）の 15.4 dBi / 19.8°から、アンテナ 8 素子の場合（青線）は 18.3 dBi / 9.4°、アンテナ 16 素子の場合（緑線）は 21.3 dBi / 4.7°まで大幅に改善される。5.2.1 項で説明した単純な分配と変換構造を使用すると、より多くのアンテナを備えた PAA を設計・作製することが比較的容易にできる。

表 5.6 アンテナ素子の数を増加したときの放射特性の変化

素子の数	利得 (dBi)	ビーム幅 (deg)
1	10.7	63.2
4	15.5	18.6
8	18.3	9.4
16	21.3	4.7

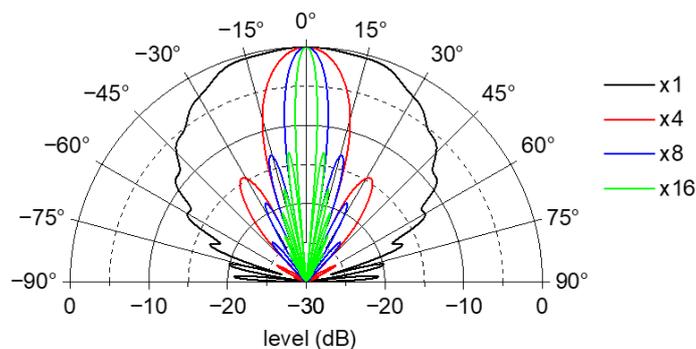


図 5.21 アンテナ素子の数を増加したときのビーム幅の変化

一方、走査範囲の拡大に関する問題は、PAA 構造のアンテナ素子の周期を短くすることで解決できる。変換器、移相器、およびアンテナの幅を狭くすることが必要である。図 4.19 に示された結果のように、100 GHz における変換構造の最小幅は 1.2 mm である。したがって、それらの間のギャップが 0.3 mm まで減少することを条件として、アンテナ周期を 1.5 mm に設計できる。理論上では、この調整により走査角が最大 $\pm 52.2^\circ$ まで拡大され、 104.4° の走査範囲が可能となる。この設計は技術的には実現可能であるが、多大な工夫が必要となるため、コスト効率が悪くなる。その課題は、移相器の電極基板としての剛性条件を満たさず、変形しやすい厚さ 0.3 mm の両面銅張積層板を採用する必要があることから生じる。銅層をコーティングした石英ガラスなどが代替品として使用できるが、一般市場での入手が困難であり、通常の銅張積層板より遥かに高額であることが予想される。一方、NRD ガイドの動作原理から誘電率の大きな誘電体材料を使用することでその幅を減少することができる。しかし、液晶材料の誘電率は一般には 2.5~3.5 の間の値を示し、HDPE の 2.3 とほぼ近いため、これ以上減少することが困難である。最も有効的な対策として高誘電率の誘電体を使用し、液晶層を減少しながら線路を延長することなどが考えられる。これを実現するにはさらなる検討が必要である。

5.5 まとめ

本章では 100 GHz 帯分配構造、アンテナ素子の放射特性、および 100GHz 帯 LC 装荷 PAA の設計・特性評価について説明した。この PAA は 4 分配器、RWG-NRD 変換器、MF/LC 装荷可変移相器、および誘電体ロードアンテナで構成される。放射特性に関しては、11 dBi 近くの高利得と 80° を超える連続な走査範囲を備えた PAA の実現に成功した。さらに、ビームパターンの切り替え時間については、ON と OFF 時間は両方とも 80~260 ms の範囲内に収まる。提案した PAA は、シンプルな構造、低コスト、優れた性能により、5G EVO や 6G などの超高速通信のカバレッジ拡大と普及に貢献することが期待できる。

第6章 高分子ファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波 リフレクト・アレー

6.1 まえがき

第1章で説明したように、特定の方向に電波を反射させることが可能なリフレクト・アレー (Reflectarray : RA) が通信範囲の拡大に最も有効な手法として研究が盛んに行われている。ビル等の遮蔽により発生するカバレッジホールは、他の伝播路の送信波を RA によって反射することで解消することができる。現在、多く報告されている RA はプリント基板上に周期的に電極を配置したため、製造が比較的容易でコスト効率が高く、薄型・軽量である[158]。ここで、液晶 (Liquid Crystal : LC) を RA 構造の誘電体基板材料として使用することで、電気的かつ連続的なビーム走査という利点をもたらす。本章では、100 GHz 帯で動作する RA の設計を行い、高分子ファイバーの使用により高速応答の実現を図る。

6.2 単位セルの設計

本研究では、正方形パッチの単位セルを取り上げ、RA の基本特性について検討する。実際には、アンテナ分野では様々な形状の単位セルが報告されている[159]。より複雑な構造を用いることで、RA に様々な特性をもたらす可能性があるが、THz 周波帯では単位セルのサイズがマイクロ波やミリ波の周波帯でのアンテナよりも遥かに小さくなり、製造過程中的誤差を抑制することが非常に重要である。そのため、対称性を持ちながら製造が比較的簡単な構造が望ましい。また、RA 構造には LC を用いるため、単位セルを LC 駆動用の電極として利用可能であるという要素にも着目する。

本研究の単位セル構造の解析モデルを図 6.1 に示す。本研究では、電磁界シミュレーター (CST Studio Suite) を用いて解析を行う。一般的な RA 構造では、紙やガラスなどの基材に樹脂を含浸させたシートを積層し、加圧加熱処理して得られた基板の両面に銅箔を施した銅張積層板 (Copper Clad Laminate : CCL) を用いることが多い。図 6.1(a)と(b)に示すように、単位セルに2枚の片面 CCL から構成される反転 MSL を使い、その間に液晶層を挟み込む構造を設計する。ここでは、上の積層板の銅箔部分は精密なエッチング処理によりパターンを形成し、液晶分子の配向を制御する電極として使用する。一方、下の積層板の銅箔部分はグラウンド (GND) として使用されるため、前処理などの必要がなく、その下にあ

誘電体基板の部分は実質的に RA の動作に影響しないため、解析モデルの構造から省略する。銅箔の厚さが $9\ \mu\text{m}$ であり、誘電体基板の材料 ($\epsilon=2.8, \tan\delta=0.005$) は PAA の移相器構造に使用される CCL と同様なものである。また、液晶層の誘電率を $2.5\sim 3.5$ の範囲とする。この設定値は第 3 章で示した THz-TDS システムによって測定した液晶単体 (DIC、SL004) の結果に基づいている。単位セルのサイズを $100\ \text{GHz}$ の電波の半波長である $1.5\ \text{mm}$ とし、中心部に一辺の長さが l の正方形パッチを配置する。液晶部分の誘電率を 3.0 の中心値とし、 $100\ \text{GHz}$ 帯で動作する RA に最適な単位セルの構造を模索する。図 6.2 に示すように、解析モデルに電波を入射し、その反射特性の評価を行う。解析モデルの上面 (+z 軸

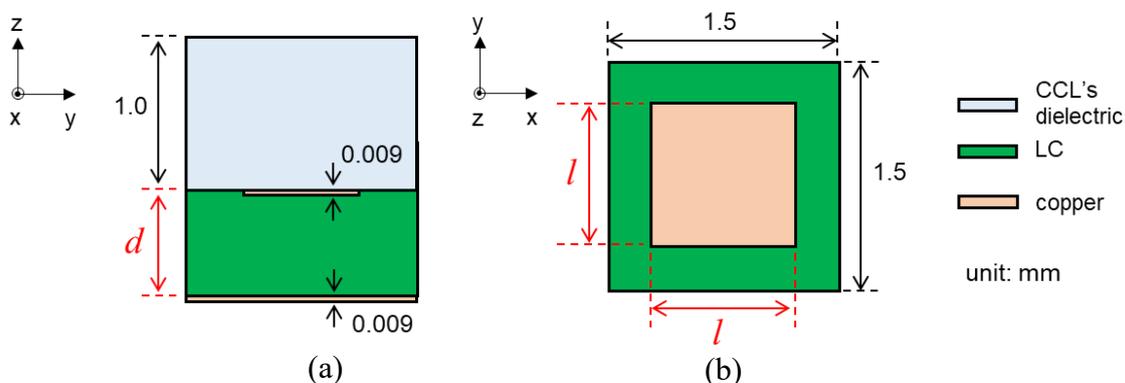


図 6.1 単位セルの設計構造の例 (a) 側面図および (b) 上面図

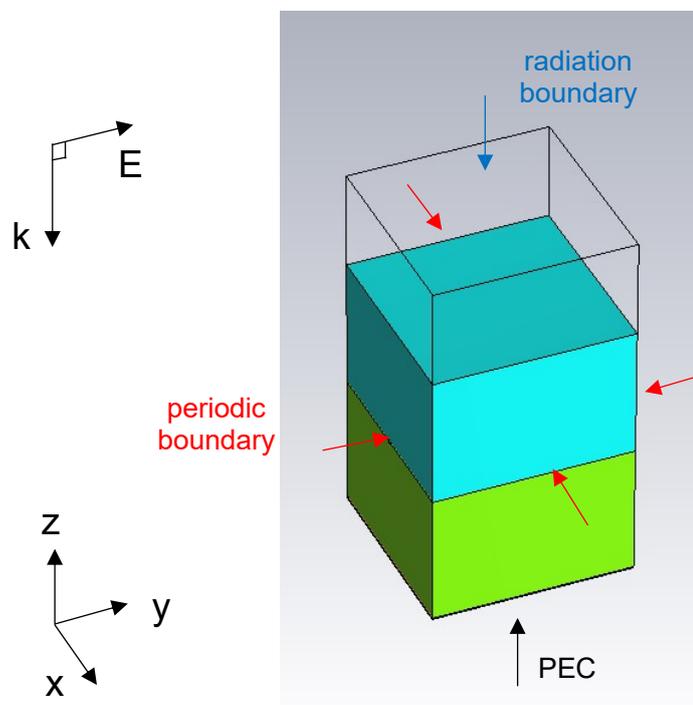


図 6.2 $100\ \text{GHz}$ 帯 RA 用単位セルの解析モデルに設定した境界条件

方向)を放射境界条件(Radiation Boundary)に設定し、 $-z$ 軸方向へ進行する平面波(TE₀₀モード)を入射する。また、解析モデルの側面($\pm x$ 軸方向及び $\pm y$ 軸方向)を周期境界条件(Periodic Boundary)、下面($-z$ 軸方向)を完全導体(Perfect Electric Conductor : PEC)としている。

まず、LC層の厚さを0.9 mmと固定し、パッチの長さを変更したときの反射特性について検討する。このLC層の厚さは100 GHz電波のLC層中の半波長($1.5/\sqrt{3.0}$)である。ここで、1.4 mm以上の長さは1.5 mmの周期に近く、その長さが0.2 mm以下に減少されると電極の面積が小さすぎて液晶層全体を制御することが困難であるため、1.4 mm以上と0.2 mm以下の長さについて検討を行わない。図6.3のシミュレーション結果に示すように、RAはパッチアンテナと同様、特定の周波帯に近づくと反射係数が減少し、共振周波数 f_0 において減衰量が最大値に達する。低周波側から順番に発生した共振周波数を第1、第2、第3などを名付けて、それらとパッチの長さとの関係を図6.4に示す。図6.4から分かるように、共振周波数 f_0 はパッチの長さに依存し、基本的にパッチが小さくなると高周波側に移動する。すなわち、パッチのサイズを変化させることで共

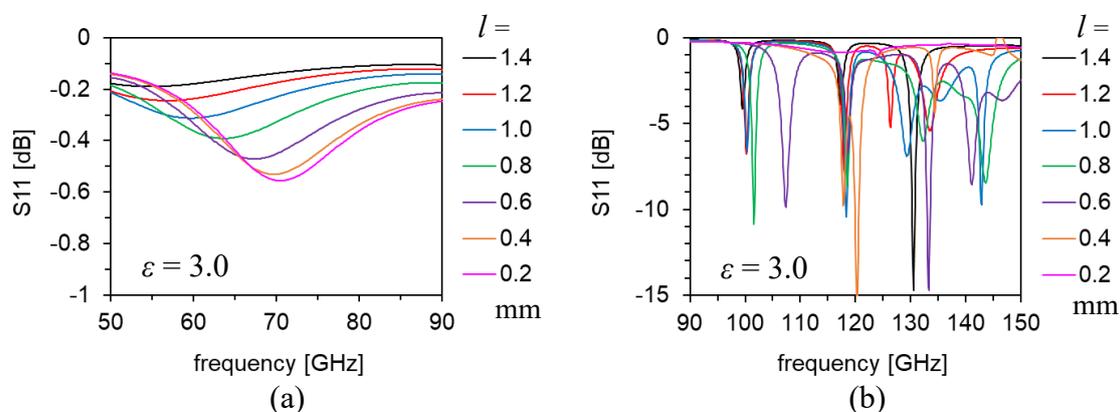


図 6.3 液晶層の厚さ d を 0.9 mm と固定し、パッチの長さ l を変更したときの反射係数 (a) 50 ~ 90 GHz、(b) 90 ~ 150 GHz

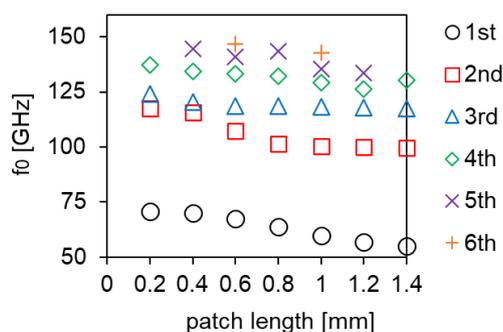


図 6.4 共振周波数とパッチの長さとの関係

共振周波数が変化し、制御できることが分かる。次に、パッチの長さを固定し、LC層の厚さを変更したときの反射特性について検討する。様々な液晶層の厚さを用いた RA 構造の反射係数を図 6.5 に示す。ここでは、パッチパターンの面積が単位セルの面積の半分となるように、パッチの長さを 1.1 mm ($1.5/\sqrt{2}$) とした。また、図 6.5 の結果より各 LC 層厚ごとに共振周波数を特定し図 6.6 のようにまとめる。LC 層が薄いほど共振周波数が高くなり第 1 共振周波数が 75 GHz 、第 2 共振周波数が 125 GHz に近づく。一方、 0.9 mm 周辺の LC 層厚を用いた構造では第 1 共振周波数が 60 GHz 程度であり、第 2 共振周波数が 100 GHz に近い。

前述した結果を考慮し 100 GHz 周辺において共振が発生するように各 LC 層厚ごとにパッチサイズの調整を行う。例として、LC 層厚が 0.1 mm 、 0.6 mm 、 1.0 mm のときの結果をそれぞれ図 6.7(a)、(b)、(c)に示す。LC 層厚が 0.1 mm と 1.0 mm の場合では、パッチの長さを 1.1 mm からそれぞれ 0.69 mm と 0.67 mm に減少することにより、 100 GHz 付近に共振が確認されている。一方、LC 層厚が 0.6 mm の場合では、図 6.7(b)に示すようにパッチの長さを変化しても 100 GHz 付近に共振が発生しない。様々な LC 層厚における調整した結果を図 6.8 に示す。

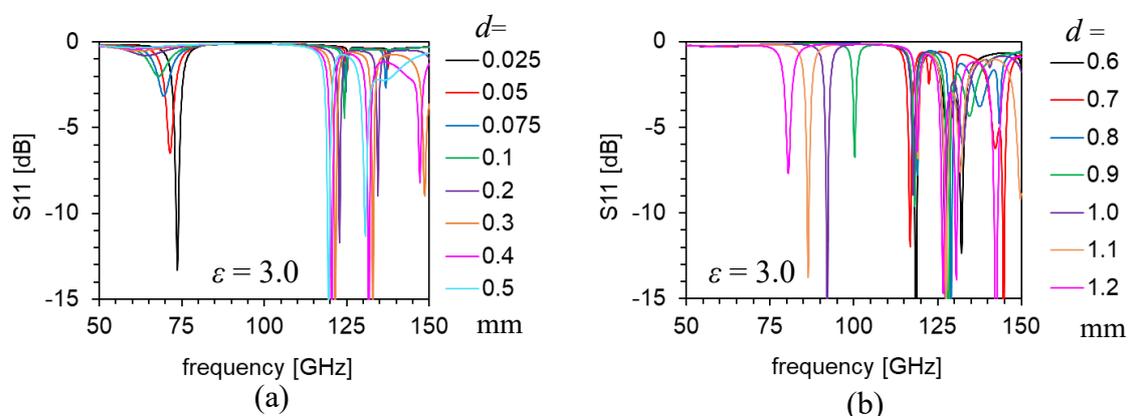


図 6.5 パッチの長さ l を 1.1 mm と固定し、液晶層の厚さ d を変更したときの反射係数 (a) $d = 25 \mu\text{m} \sim 0.5 \text{ mm}$ 、(b) $d = 0.6 \sim 1.2 \text{ mm}$

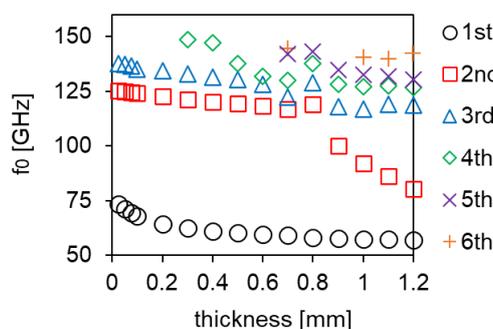


図 6.6 共振周波数と LC 層の厚さとの関係

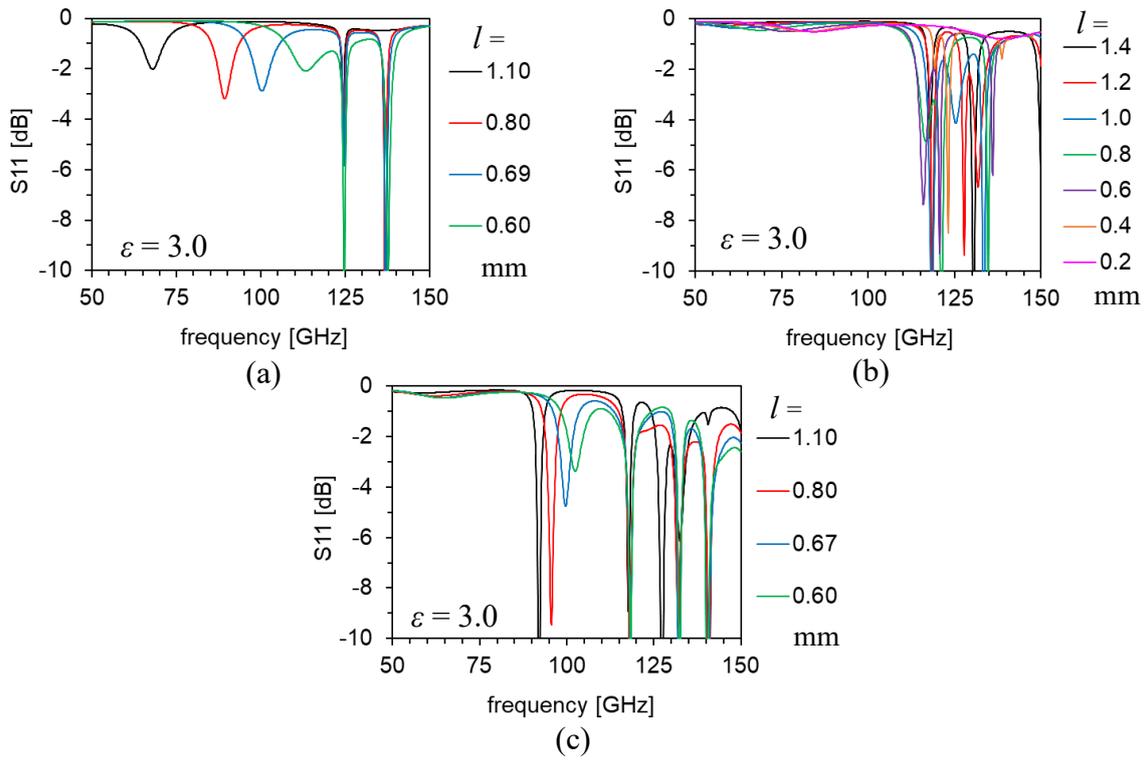


図 6.7 液晶層の厚さ d を(a) 0.1 mm、(b) 0.6 mm、(c) 1.0 mm とし、様々なパッチの長さ l を変更したときの反射係数

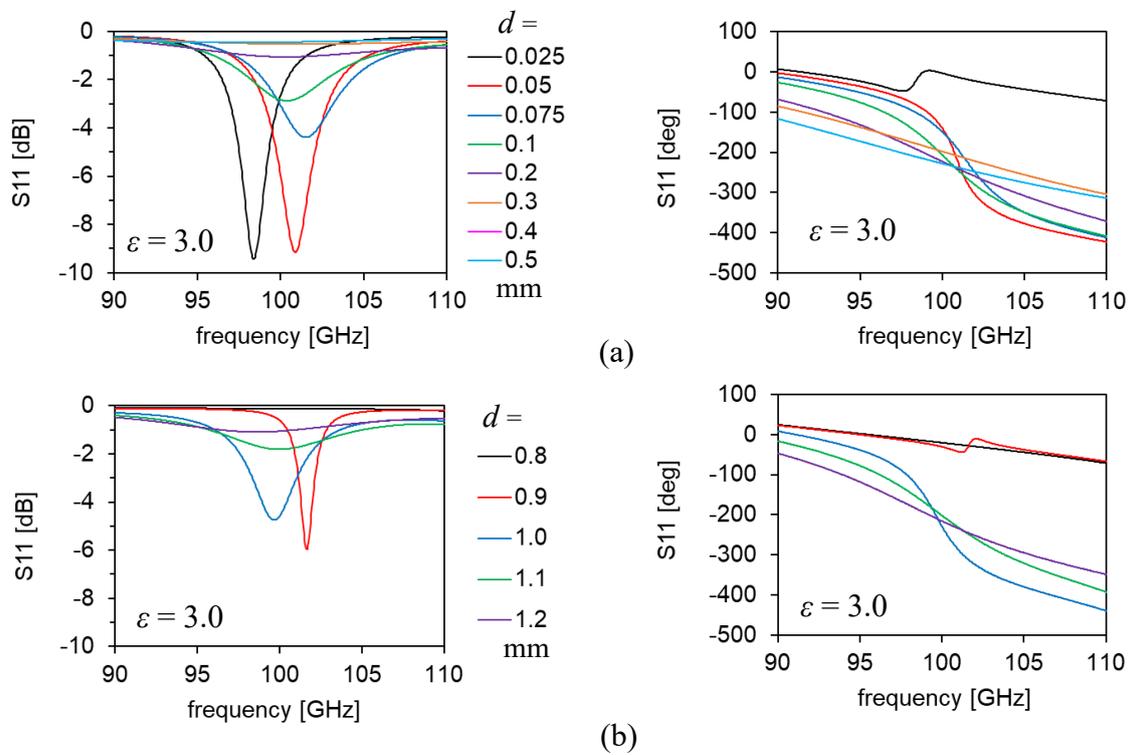


図 6.8 様々な LC 層厚において f_0 が 100GHz 付近になるようにパッチサイズを調整したときの S11 (a) $d = 25 \mu\text{m} \sim 0.4 \text{ mm}$ 、(b) $d = 0.8 \sim 1.2 \text{ mm}$

ここで、右側と左側の結果はそれぞれ反射係数の強度と位相である。図 6.8 の結果より、100GHz 付近に共振が観察され、 $50\ \mu\text{m}$ と $1.0\ \text{mm}$ 周辺の LC 層厚においては位相が大きな傾きを示す。また、図 6.9 のまとめた結果より、 $25\ \mu\text{m} \sim 0.4\ \text{mm}$ と $0.8 \sim 1.2\ \text{mm}$ それぞれの範囲では、パッチの長さは LC 層厚の増加とともに減少することが分かる。LC 層厚が $0.4 \sim 0.8\ \text{mm}$ の場合ではパッチの長さが $0.2\ \text{mm}$ 以下となる又は共振が発生しないため、実際のデバイスに適していない。 $0.1\ \text{mm}$ の LC 層厚を用いた構造における液晶部分の誘電率を変化させたときの反射係数を図 6.10 に示す。誘電率の小さい場合は位相の波形が高周波側へ移動し、同じ周波数においても誘電率の変化に応じて位相が変化する。誘電率が 2.5 から 3.5 になったとき、位相差が最大値に達しその最大変化量を各 LC 層厚ごとに計算し図 6.11 にまとめる。その際、最大損失も併せて示す。図 6.11(a)の結果より、LC 層厚が $50\ \mu\text{m}$ と $1\ \text{mm}$ 周辺で最も大きな位相変化を得られる。また、LC 層厚が $25\ \mu\text{m}$ と $0.9\ \text{mm}$ の場合を除き、最大損失は基本的に位相変化量と同じ傾向を示すことが分かる。以降の検討では、最も大きな位相変化量を有する $50\ \mu\text{m}$ と $1\ \text{mm}$ の LC 層厚がを用いた構造のみを使用しそれぞれ patch_50 μm 、patch_1 mm と名付ける。

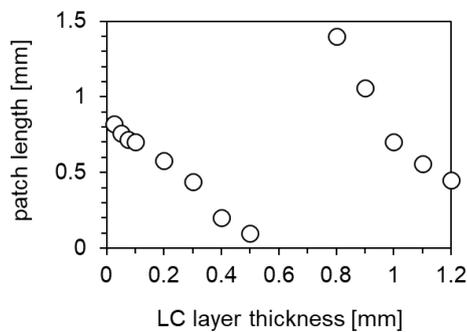


図 6.9 パッチの長さ と LC 層厚との関係

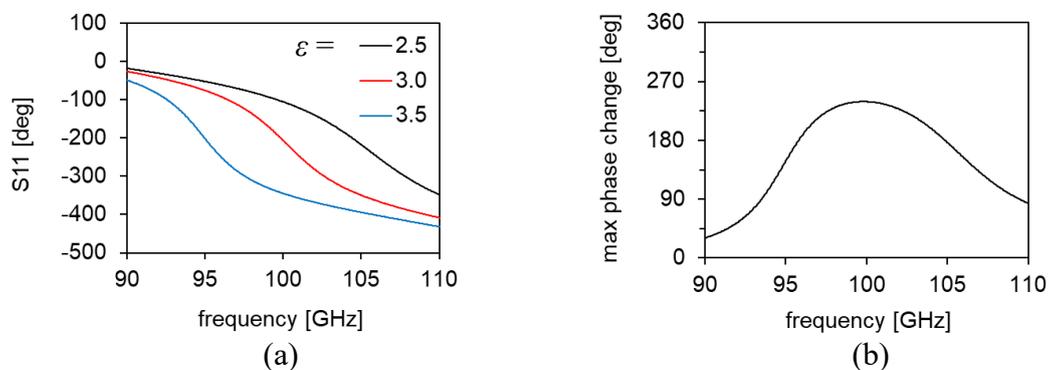


図 6.10 $0.1\ \text{mm}$ の LC 層厚を用いた構造における液晶部分の誘電率を変化させたときの (a) 反射係数の位相、(b)最大位相変化量

図 6.9 の結果より、patch_50 μ m 構造では最適なパッチの長さが約 0.76 mm であり、patch_1mm の構造では約 0.67 mm であることが分かる。しかし、1 mm といった非常に厚い単体液晶の層を用いると立ち下がり応答時間が数 10 分となり実際のデバイスへの応用が困難である。そこで、patch_1mm 構造の液晶部分に高分子ファイバー／液晶複合体 (MF/LC) を導入することを提案する。LC 単体と異なり、MF/LC の誘電率は 2.5~3.3 であるため、2.9 の中心誘電率を用いてパツ

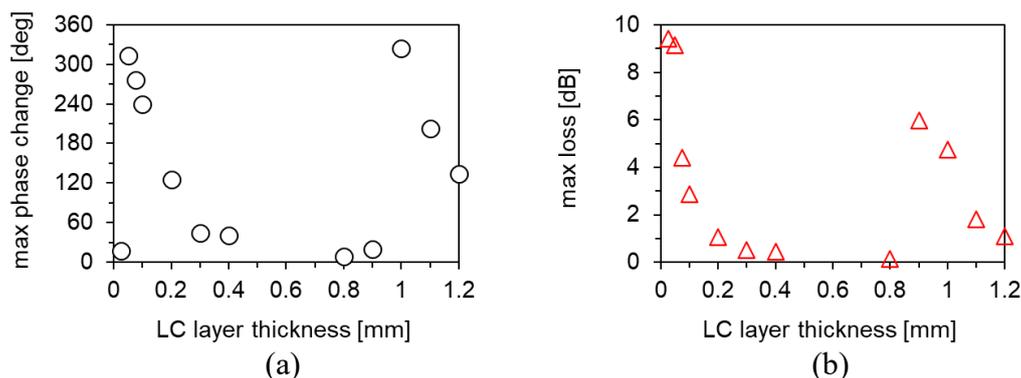


図 6.11 様々な LC 層厚を用いた 100 GHz 帯 RA の
(a) 最大位相変化量と(b) 最大損失

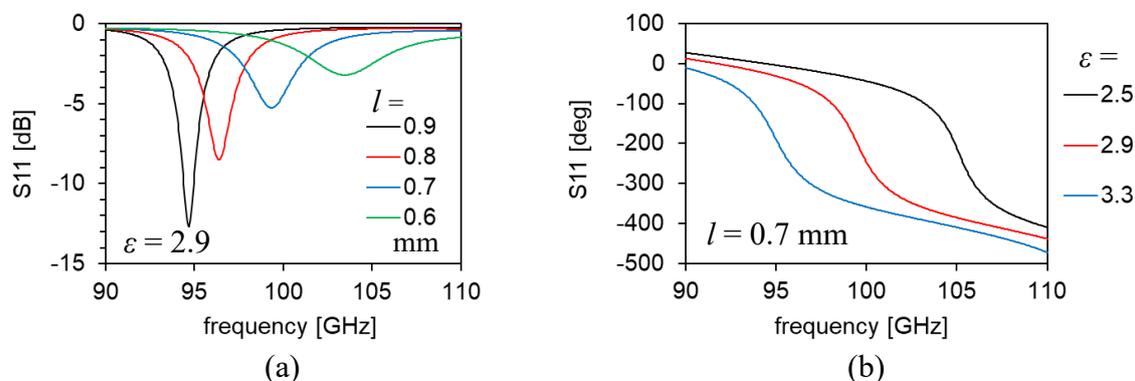


図 6.12 patch_1mm の(a)パッチサイズと(b)MF/LC の誘電率を変更したときの反射係数 S11

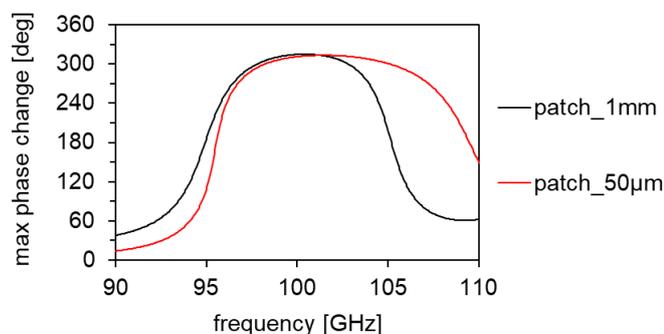


図 6.13 1mm 構造と 50 μ m 構造における液晶部分の誘電率を変更したときの最大位相変化量の周波数依存性

チサイズを再設計する必要がある。図 6.7 と図 6.10 に示した設計法を使用しその結果を図 6.12 に示す。patch_1mm 構造では、最適なパッチの長さが約 0.70 mm であり、最大損失が 6 dB 程度であることが分かる。図 6.13 に示す最大変化量の周波数依存性より、両構造ともに 100 GHz において約 315°を示し、patch_50 μ m の構造ではより広い周波帯にわたって大きな位相変化を得られる。

2 つの単位セル構造における THz 波の電界分布のシミュレーション結果を図 6.14 に表す。電界の方向と分布状態を確認するため、矢印と色表示の両方を示す。矢印表示の電界分布の結果より、patch_1mm 構造内の THz 波は入射波と同じ方向に振動し、patch_50 μ m 構造の場合では、入射波と垂直方向に振動する。また、図 6.14(b)(c)より、THz 波が patch_1mm 構造で液晶層全体に存在するのに対して、patch_50 μ m 構造ではパッチ周辺にのみ集中することが観察される。これらのことは RA に非常に重要な特性をもたらす。1.1.3 項で説明したように、THz 波が感じる液晶材料の誘電率は THz 波の偏波方向と液晶分子のなす角 θ により変化する。図 6.15 は電圧無印加および印加時における液晶分子の配向状態のイメージである。yz 面内に THz 偏波を入射したと考える。patch_1mm の場合は初期 THz 偏波に対し液晶分子が長軸方向の誘電率を示し、電圧が印加されると THz 波の偏波方向となす角 θ が 0°から 90°となり短軸方向の誘電率の値へ変化する。

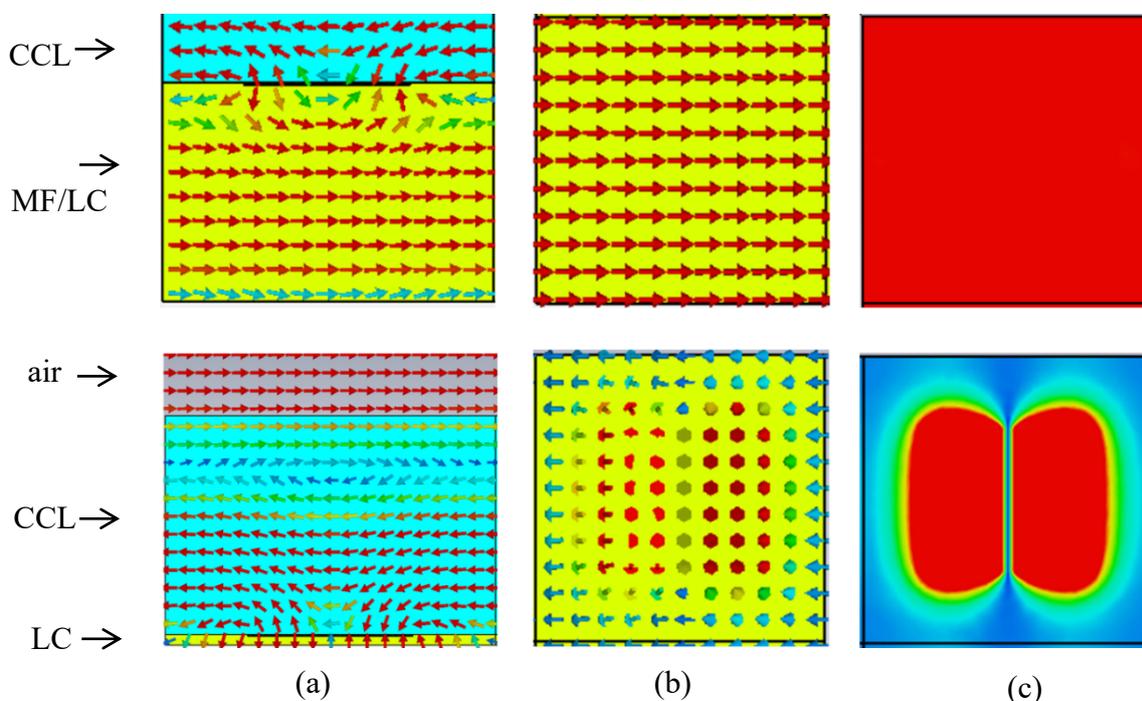


図 6.14 (a)側面、(b)(c)液晶層真ん中の上面における THz 波の電界分布
上 : patch_1mm、下 : patch_50 μ m

一方、patch_50 μm の場合では初期 THz 偏波に対し液晶分子が垂直に配向するため短軸方向の誘電率を示し、電圧印加時には長軸方向の値を示す。また、z 軸を中心に入射波の偏波方向を 90°回転したとき (xz 面) の変化について検討する。そのとき、patch_1mm の場合は初期 THz 波の偏波方向となす角 θ が 90°であるため、液晶分子が短軸方向の誘電率を示し、電圧を印加印加しても誘電率の変化が発生しない。一方、patch_50 μm の場合では前述のように誘電率が変化する。このことより、patch_1mm 構造を用いる RA は水平偏波 (H 偏波) と垂直偏波 (V 偏波) のどちらかにしか対応できないのに対し、patch_50 μm を用いる RA は両偏波に対応可能であることが分かる。

本研究では反射素子に接続された細い配線を介して制御電圧が印加される。様々な配線の幅による反射特性への影響を検討した結果を図 6.16 に示す。配線幅が 50 μm 以下に細くすると、RA の反射特性がほぼ変化しないことが分かる。

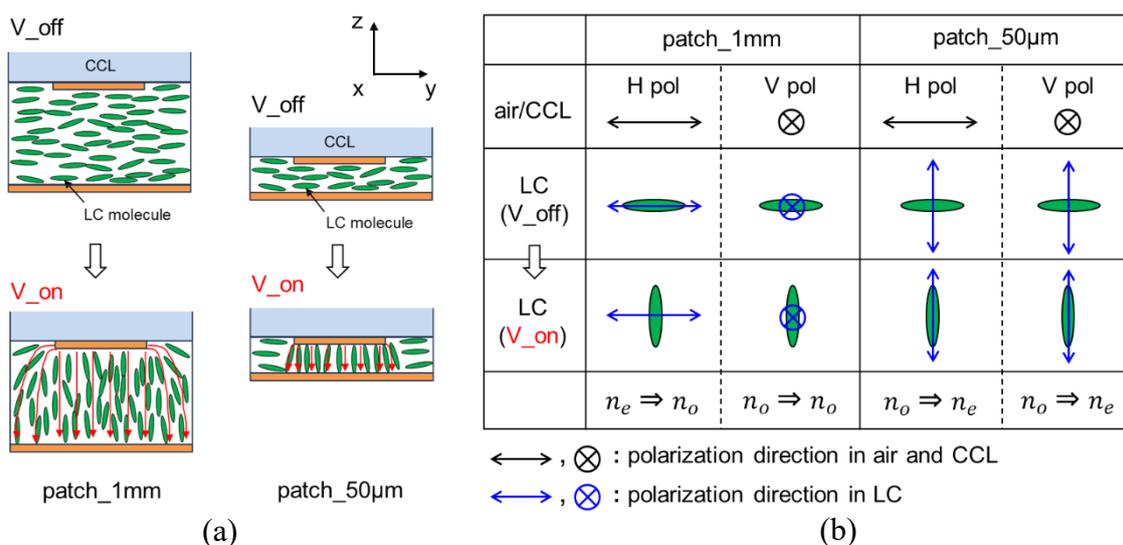


図 6.15 (a)各 RA 構造における電圧無印加・印加時の LC 分子の配向状態と(b) H・V 偏波に対する屈折率 (誘電率) の変化 (イメージ)

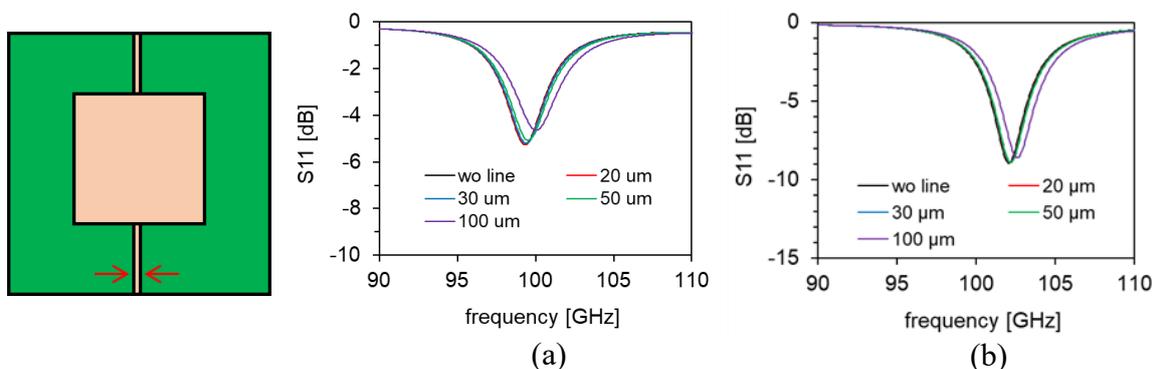


図 6.16 配線の幅による反射特性への影響 (a) patch_1mm、(b) patch_50 μm

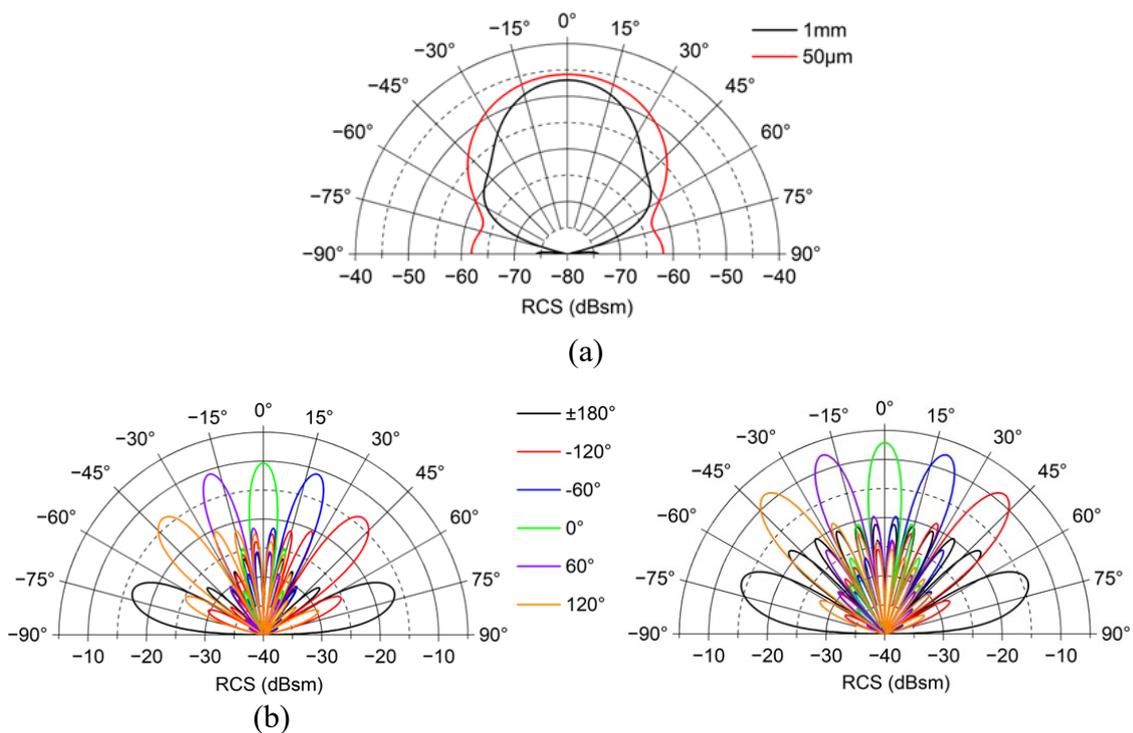


図 6.17 (a)各単位セルの RCS 特性、(b) patch_1mm と(c) patch_50μm RA の
 様々 RCS パターンのシミュレーション結果

配線幅を含んだ各単位セルの RCS パターンをシミュレーションにより求め、アレー化機能を用いることでそれぞれのアレー構造 (12 x 12) の様々な RCS パターンを観察した。その結果を図 6.17 に示す。本解析では、全ての単位セルが同じ損失を有し 0~360°の全範囲が可能であるとした。主な目的は RA の動作および走査を行うときの特性変化を確認することである。patch_50μm に比べ patch_1mm の方が狭いビーム幅を有する。単位セル間に位相差を設定すると反射方向が変化し、走査角度が大きいほどビーム幅が広くなり強度が減少する。また、最大走査角を行うときの RCS 値は正面の値と比べ約 6 dBsm 減少する。

6.3 リフレクト・アレーの作製と反射特性評価

6.2 節で選定した 2 つのパッチ構造を用いて RA を試作する。パターンの作製には精密な作図が可能な AUTO CAD ソフトと高精度なマスクレス露光装置 (NEOARK、PALET) を使用した。作製したサンプルをマイクروسコープにより誤差の確認と評価を行った。実際に作製した 2 つのパッチ構造の外見と拡大画像を図 6.18 に示す。パッチ素子の一行ごとに一本の配線を設計し、その幅を 20 μm とした。patch_1mm の長さ 0.70 mm に対し平均 0.686 mm、patch_50μm の長さ

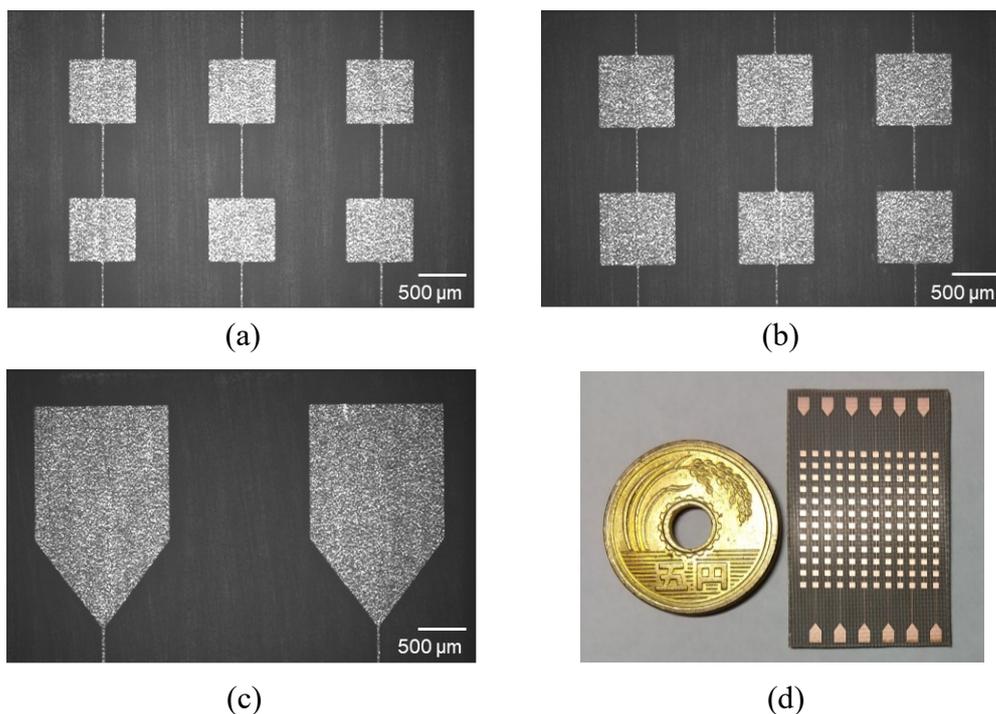


図 6.18 (a) patch_1mm と(b) patch_50µm の作製した様子、(c) 外部電圧とつながる電極、(d) パッチアレーの外見

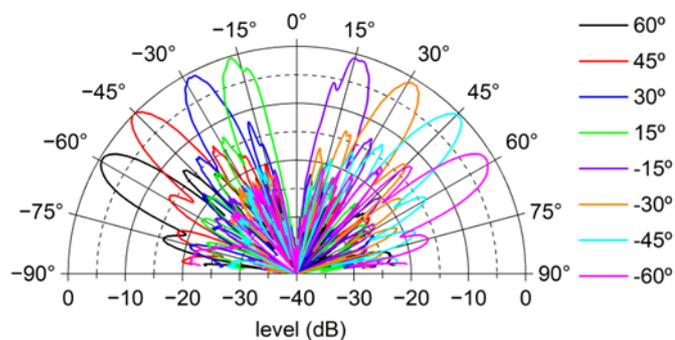


図 6.19 様々な入射角に対する銅板の反射特性の測定結果

0.76 mm に対し平均 0.773 mm、配線幅の 20 µm に対しそれぞれ平均 23.8 µm、22.6 µm であり、設計との誤差が 5% 程度のパターン作製に成功した。patch_1mm 構造に高分子ファイバー／液晶複合体を導入し、patch_50µm 構造にポリイミド配向膜を施し液晶単体を注入した。以降それぞれを MF/LC RA と LC RA と略名する。まず、測定系の妥当性を確認するため、同じサイズの銅板を作製しその反射特性を測定する。図 6.19 に示す測定結果より、全ての入射角に対し反対側に電波の正反射が観察され、測定系の妥当性が確認できた。

MF/LC RA と LC RA の反射位相変化の印加電圧依存性を図 6.20 に示す。いずれの場合においても電圧強度の調整に応じて変化する。MF/LC RA 構造の各パ

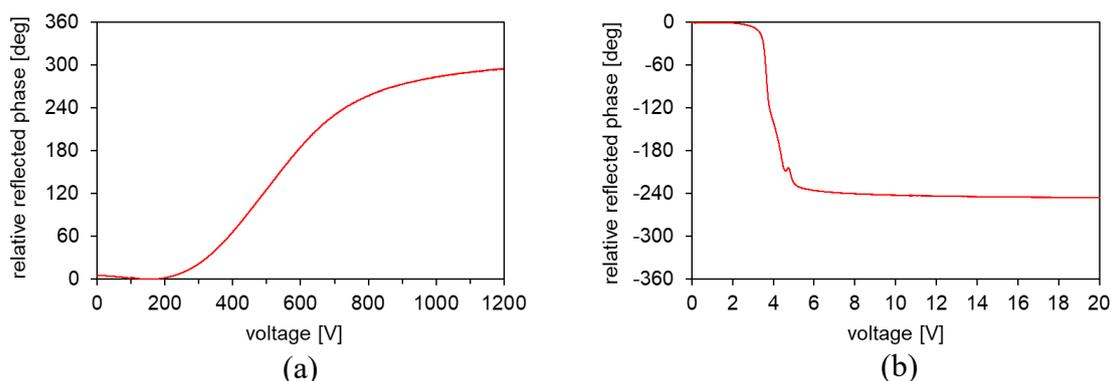


図 6.20 (a) MF/LC RA と (b) LC RA の反射位相変化の印加電圧依存性

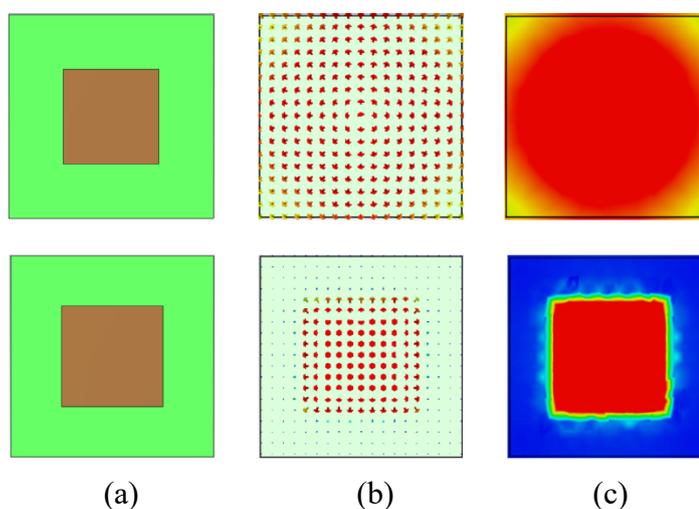


図 6.21 (a)電極の大きさ、(b)矢印と(c)色表示の液晶層真ん中の低周波の電界分布 上：patch_1mm、下：patch_50 μ m

ツチに電圧を印加すると、図 6.15 に示すように LC 分子の屈折率は長軸の値 (n_e) から短軸の値 (n_o) に変化する。一方、LCRA の場合では屈折率は n_o から n_e に変化する、反対方向を示すため、2 つの構造における位相変化の符号は逆となる。MF/LC RA は 294° の大きな位相変化を示し、まだ飽和状態に達していないため、さらに高電圧を印加することで、位相変化の向上が可能である。しかし、グラフに示すように、1000 V 程度の高電圧が使用される。一方、LCRA では、数 V 程度で飽和状態に達し、低電圧で位相制御を行えるが、最大 243° が得られ、シミュレーション結果の約 313° から大きく離れた。表 6.1 内の最大位相変化の値は単位セルの構造内に注入する液晶分子がすべて外部電界に反応することを前提で解析を行った結果である。しかし、図 6.21 に示す液晶分子駆動用低周波電界のシミュレーション結果より、patch_1mm とは異なり、patch_50 μ m の構造では低周波電界がほぼ電極の真下部分にしか存在せず、電圧がかかった時はその部分

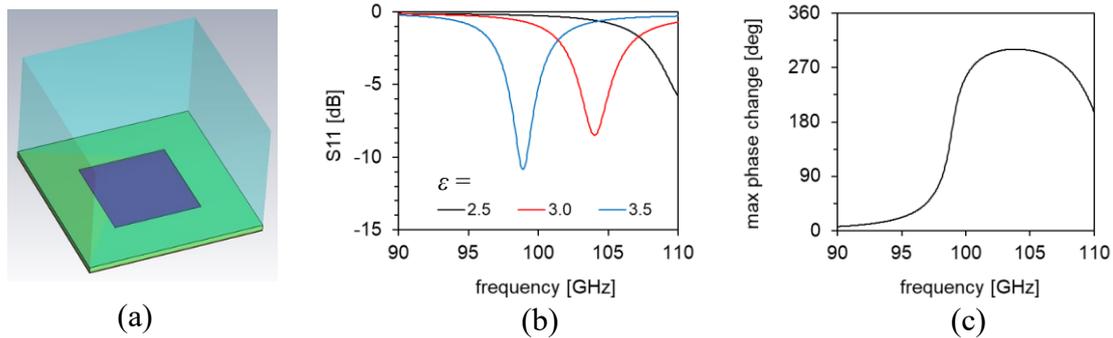


図 6.22 (a)解析モデル、誘電率を変化したときの(b)損失と (c)最大位相変化の周波数依存性

表 6.2 ビーム走査を行った際の電圧設定

$\Delta\phi$		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
30	ϕ	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
	V												×
60	ϕ	0	60	120	180	240	300	0	60	120	180	240	300
	V	0	355	488	592	730	1200	100	355	506	609	766	1200
90	ϕ	0	90	180	270	10	90	180	270	0	90	180	270
	V	0	457	609	963	0	457	609	963	0	457	609	963
120	ϕ	0	120	240	0	120	240	0	120	240	0	120	240
	V	0	506	766	0	506	766	0	506	766	0	506	766
150	ϕ	0	150	300	90	240	30	180	330	120	270	60	210
	V								×				
180	ϕ	0	180	10	180	0	180	0	180	0	180	0	180
	V	0	609	0	609	0	609	0	609	0	609	0	609

の液晶分子が反応する。図 6.22(a)に示すように電極の真下部分の誘電率を変化し、残りの部分の誘電率を固定し、解析を行う。図 6.22(b)(c)の結果から分かるように、設計した中心周波数の 100 GHz から全体の波形が高周波側へ移動し、最大位相変化が約 260°と測定結果と近い値を示す。LC RA の構造については 6.2 節のように再設計する必要がある。また、LC RA の位相は 1~2 V 程度の非常に狭い範囲で変化し、その制御電圧は閾値電圧と近いため、立ち上がり時間が長いことが予想される。

ビーム走査を行った例として、180°、±120°、±90° と ±60° の位相差を設定したときの電圧設定と RCS パターンの測定結果を表 6.2 と図 6.23 に示す。ここでは、RA の RCS 値は金属板の RCS 値 (-6.5 dBsm) と反射強度と比較することで算出

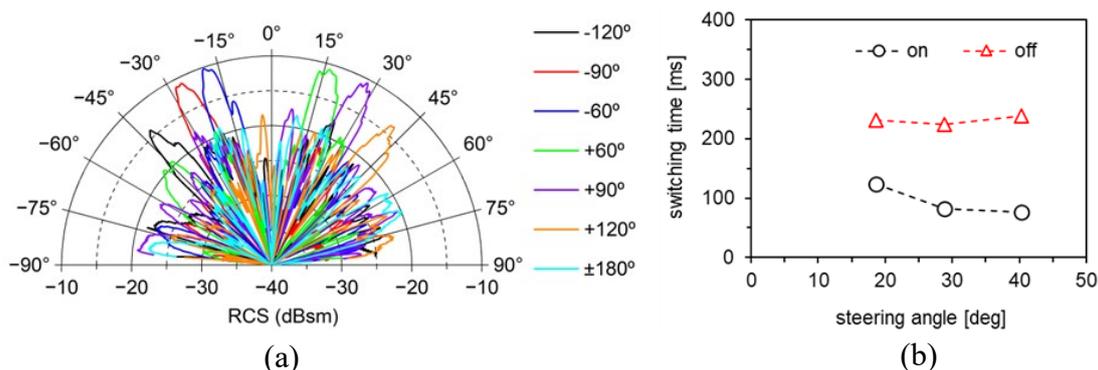


図 6.23 MF/LC RA の(a) RCS 特性と(b)ビームパターンの切り替え時間

表 6.3 様々な RA の比較

文献	種類 (厚さ)	反射位相	走査範囲	切替時間	GHz
[68]	MEMS	240°	70° 48°	μs	24.4 35.5
[70]	強誘電体	240°	25°	μs	32
[71]	LC (100 μm)	213°	14°	N/A	38.3
[72]	LC (50 μm)	300°	35°	N/A	77.2
[73]	LC (50 μm)	582°	40°	N/A	77
[74]	LC (50 μm)	270°	12°	N/A	78
[75]	LC (75 μm)	320°	55°	2 s	100
本研究	MF/LC (1 mm)	294°	80°	< 230 ms	100

される。また、機材の制限および位相変化の不十分という問題があるため、位相差 $\pm 30^\circ$ と $\pm 150^\circ$ の設定は実施できない。 $\pm 120^\circ$ 、 $\pm 90^\circ$ と $\pm 60^\circ$ を設定したとき、それぞれに対し反射ビームを確認でき、走査角が大きいかほど強度が減少することが分かる。最大 RCS 値は約 -10.5 dBsm であり設計目標の -10 dBsm をほぼクリアできた。一方、 180° の場合では反射ビームの強度が大きく減衰しデバイスは反射板として機能しなかった。本研究では -41.2° から $+40.4^\circ$ の広い走査範囲で連続的に反射ビームの制御を実現した。また、ビームパターンの切り替え時間について PAA と同様の測定・評価法を用いた。図 6.23(b)に示すように、ON の切り替え時間は数 10～数 100 ms 程度を示し、OFF の切り替え時間は約 230 ms となり MF の改善効果を確認できた。表 6.3 に様々な RA の比較結果を示す。本研究で提案した RA は 80° 以上の広い走査範囲かつ高速応答という優れた特性を有し、さらなる改善により実用的なデバイスへの応用が期待できると考える。

6.4 今後の展望

RA の特性を向上させるため、3つの課題を解決する必要がある。それは MF/LC RA の電圧低減、位相変化の増加、両偏波（H・V 偏波）への対応性である。現段階での問題点を整理すると、patch_1mm RA は作製難易度が比較的 low 大きな位相変化を有するが、偏波の片方にしか対応できず複合体層の厚さにより高電圧が必要である。一方、patch_50 μm RA は両偏波に対応でき低電圧で動作するが、位相変化する電圧範囲が狭く応答時間が長い。図 6.24 に再設計した patch_50 μm RA の損失特性と位相変化を示す。約 290° の最大位相変化が得られるが、十分な値とは言えないため、さらなる検討が必要である。ここでは、patch_50 μm の構造に MF/LC を導入することで駆動電圧の低減と制御範囲、両偏波への対応性および応答時間を解決できる。しかし、複合体を代用することにより、最大位相変化が減少することが予想される。先行研究では、RA の反射位相を改善する方法が報告されている。それは従来の構造の上に一層また二層のパッチアレーを追加する複層化 [160,161] 又はパッチパターンを変えて多重共鳴を発生させる方法 [73,162] である。それぞれのイメージを図 6.25 に示す。多重共鳴を用いることにより、360° を超える位相変化を得ることが可能となるが、構造の対称性を失い

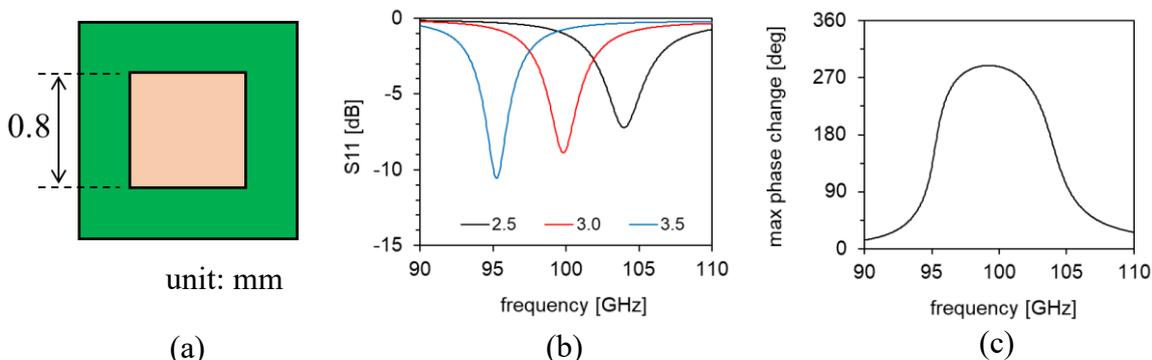


図 6.24 (a)再設計した構造、誘電率を変化したときの(b)損失と (c)最大位相変化の周波数依存性

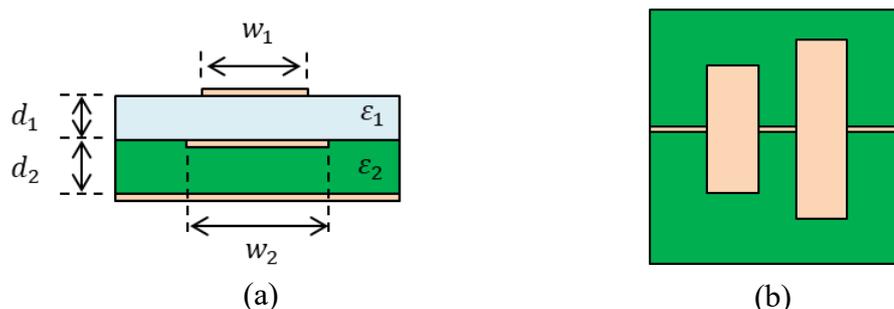


図 6.25 (a)複層化、(b) 多重共鳴を用いる改善法のイメージ

両偏波へ対応できなくなる可能性がある。一方、複層化を用いた方法は主にマイクロ波領域で報告され、THz 波などの高周波帯での報告が非常に少ないため、さらなる検討が必要である。

6.5 まとめ

本章では 100 GHz 帯で動作する液晶装荷 RA を設計・作製し、その特性評価を行った結果について説明した。単位セル構造として正方形パッチのパターンを使用し様々な液晶層の厚さを用い検討を行った。シミュレーション結果より、液晶層の厚さが 1 mm と 50 μm 周辺では約 315° の最も大きな反射位相が得られる。本研究の RA は、144 個 (12x12) の単位セルで構成され、1.5 mm の周期で配置される。50 μm 構造には液晶単体、1 mm 構造には高分子ファイバー／液晶複合体を用いた。液晶分子制御用電圧を印加するため幅 20 μm の配線を設計した。RA の反射位相の電圧依存性を測定した結果、1 mm 構造では最大 294°、50 μm 構造では約 243° を得られた。大きな位相変化を有する 1 mm 構造を用いてビーム走査を行った。本研究では、230 ms 以下の切り替え時間で-41.2° から+40.4° の広い走査範囲で連続的に反射ビームの制御を実現した。

第7章 結論

本研究では、電界紡糸条件を検討することによりマイクロファイバーを作製し、高分子ファイバー／液晶複合体の電気的特性とテラヘルツ波特性の最適化を行った。また、テラヘルツ波を用いた次世代無線の実現に向けて、液晶装荷可変移相器、フェーズド・アレー・アンテナ、リフレクト・アレーを設計及び試作し、その特性評価を行った。

本研究で得られた成果を下記のようにまとめる。

- (1) ファイバー材料に粉状ポリアクリロニトリル (PAN) を用い、ファイバーを電界紡糸 (エレクトロスピンニング) 法により作製した。溶液濃度が 8、10、12、14 wt% の PAN 溶液で紡糸を行った場合はほぼ平行なファイバー状が得られた。その平均ファイバー径はそれぞれ 0.4、0.6、1.1、1.4 μm であり、濃度の増加とともに太くなった。一方、濃度 16 wt% の場合では網目状のような状態に形成された。また、溶液濃度の増加とともにファイバーの体積比が減少することが分かった。各種ファイバーとネマティック液晶との厚さ 50 μm 複合素子を作製し、それぞれの電気特性を明らかにした。平均直径 1.41 μm のマイクロファイバーと液晶との複合体 (MF/LC) は LC 単体に比べ約 87.8% といった大きな誘電異方性を示し、複合素子の中で最も低い閾値電圧を有することが分かった。外部電界に対する応答時間については、MF の導入により立ち上がり応答時間が少し増加する代わりに、LC 単体の約 8.3 s に対し約 270 ms まで大きな立ち下がり応答時間の短縮効果が得られた。また、THz 波分光システムにより測定した結果、100 GHz において MF/LC は LC 単体に比べ同じ程度の損失を示しており、約 80% の大きな複屈折を有することが分かった。
- (2) MF/LC を用いたテラヘルツ波制御デバイスとして、移相器、PAA と RA の 3 種を作製しそれぞれの特性評価を行った。まず、MF/LC 装荷 100 GHz 帯及び 350 GHz 帯テラヘルツ波移相器の構造設計を行い、作製したデバイスの特性を実験により明らかにした。移相器の構造に低損失な非放射性誘電体線路 (NRD ガイド) を用いた。シミュレーション結果により、テラヘルツ波はほぼ移相器の中心に集中することが分かった。100 GHz 帯移相器では 1.0 mm、350 GHz 帯移相器では 0.4 mm の MF/LC 層を使用した。損失特性

と移相特性を測定した結果、100 GHz 帯移相器は約 0.3 dB/mm の挿入損失と 180° までの連続的な位相変化を有し、350 GHz 帯移相器は約 1.1 dB/mm の挿入損失と 360° まで連続的な位相変化を有する。また、提案した 2 つの移相器は 240 ms 程度の立ち下がり応答時間を示し、同じ厚さの LC 単体素子に比べ大幅な応答時間の改善を実現した。

- (3) この移相器を用い、100 GHz 帯 MF/LC 装荷 4 素子 PAA を作製し、その特性評価を行った。各 PAA は分配器・変換器・移相器・アンテナ素子の順で構成されるが、アンテナ素子の間隔が 3 mm または 2 mm となるように 2 つの分配構造を設計した。実験結果により、素子間隔が 3 mm の PAA は約 12.8° のビーム幅と約 12.1 dBi の高利得を示しており、印加電圧によってアンテナ素子間の位相差を調整することでビームを -26.8° ~ +27.4° まで振ることが可能である。一方、素子間隔が 2 mm の場合では、ビーム幅が約 19.6° と大きくなり、利得が約 10.6 dBi に減少するが、-40.9° ~ +41.6° のより広い走査範囲が得られる。放射ビームを正面から特定方向に切り替える時間 (ON) は電界強度に依存し全体として 80 ~ 260 ms の範囲内である。一方、特定方向から正面に戻る時間 (OFF) は MF の改善効果により約 230 ms まで高速化できた。
- (4) 100 GHz 帯 MF/LC 装荷 RA を作製し、その特性評価を行った。本研究の RA は、一辺が約 0.7 mm の正方形パッチを持つ 144 個 (12 × 12) の単位セルで構成され、1.5 mm の周期で配置される。また、液晶分子制御用電圧を印加するため幅 20 μm の配線を設計した。シミュレーション結果より、約 315° までの反射位相変化量が可能であるが、実際に作製した RA の測定結果では最大 294° が得られた。PAA と同様に印加電圧によって単位セル間の位相差をつけることで反射ビームを振ることができた。本研究では、-41.2° ~ +40.4° の広い走査範囲で連続的に反射ビームの制御を実現した。また、ON の切り替え時間は数 10 ~ 数 100 ms 程度を示し、OFF の切り替え時間は約 230 ms となり MF の改善効果を確認できた。

以上の結果より、高分子ファイバー／液晶複合体は THz 波デバイスなど厚い液晶層を有するデバイスの応答時間改善に有効であることを確認するとともに、次世代無線通信のエリア拡大へ必要な PAA や RA など THz 波制御デバイスが実現できた。本研究で得られた成果は液晶のテラヘルツ波応用の観点から大変有意義であると考えられる。

謝 辞

本研究は、防衛大学校 森武洋教授のご指導の下、取り組んだものであります。本科 4 学年の時から 6 年間ご指導していただきましたが、この間大変貴重な経験をさせていただき、幅広い分野にわたって多くの有益なご助言、今後の職務に当たって大変参考となる御意見をいただきましたこと、衷心より誠に感謝申し上げます。また、研究者としての思考や人生観などの精神的な面においても良い研鑽ができたと感じております。活発な御討論を頂くとともに、貴重なアドバイスを賜りました同研究室の井上曜准教授に厚く御礼申し上げます。

本論文をまとめる際に、ご指導とご助言を賜りました防衛大学校 中野俊樹教授、立木隆教授、道下尚文教授、大阪大学 尾崎雅則教授に心から感謝申し上げます。また、本研究を遂行するにあたり、防衛大学校 立木隆教授には走査型電子顕微鏡の測定装置、森下久教授には電磁界シミュレーターを快く使用させていただきましたこと、深く感謝申し上げます。

筆者の在学期間中、日常生活において多大なる御協力を頂きました鹿田 建普 2 等陸尉、笠間 健士郎 2 等空尉に感謝致します。また、森下・道下研究室の研究科学生の皆さんをはじめ、多くの方々から多大なご支援をいただけたことにより本研究を進めることができたものと、心から深く御礼申し上げます。

参考文献

- [1] 斗内正吉, 「テラヘルツ波技術の現状と展望」, 応用物理学会誌, Vol. 75, No. 2, pp. 160-170, 2006.
- [2] M. Tonouchi, “Cutting-edge terahertz technology”, *Nature Photonics*, Vol. 1, No. 2, pp. 97-105, 2007.
- [3] 深澤良一, 「分析・センシングのためのテラヘルツ波技術」, pp. 9-11, 日刊工業新聞社, 2013.
- [4] 大森豊明, 「テラヘルツテクノロジー～発生・計測・応用技術・展望～」, pp. 21-27, エヌ・ティー・エス, 2005.
- [5] K. Kawase, “Terahertz imaging for drug detection and large-scale integrated circuit inspection”, *Optics & Photonics News*, Vol. 15, No. 10, pp. 34-39, 2004.
- [6] 笠松 章史, 寶迫 巖, 「テラヘルツ波無線通信の研究開発動向」, 電子情報通信学会通信ソサイエティマガジン, Vol. 12, No. 3, pp. 176-182, 2018.
- [7] 加々見修, 「テラヘルツ波デバイス基盤技術の研究開発」, 電波資源拡大のための研究開発, 第9回成果発表会, 2016.
- [8] NTTdocomo, white paper “5G Evolution and 6G”, pp. 4-12, 2022.
- [9] H. T. Friis, “A note on a simple transmission formula”, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers and Waves and Electronics*, pp. 254-256, 1946.
- [10] E. Brookner, “Phased arrays and radars - past, present and future”, *Microwave Journal*, Vol. 49, No. 1, pp. 24-46, 2006.
- [11] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, “Theory and analysis of phased array antennas”, pp. 5-8, John Wiley & Sons Inc., 1972.
- [12] G. A. Hampson and A. B. Smolders, “A fast and accurate scheme for calibration of active phased-array antennas”, *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, Vol. 2, pp. 1040-1043, 1999.
- [13] 田端隆伸, 菊間信良, 堀智, 安里博一, 和田知久, 「車載用地上デジタル放送受信のためのアダプティブアレーアンテナシステムの実験的研究」, 電子情報通信学会技術研究報告, Vol. 108, No. 148, pp. 195-200, 2008.
- [14] D. Loffler, W. Wiesbeck, M. Eube, K. Schad, and E. Ohnmacht, “Low cost conformal phased array antenna using high integrated SiGe- technology”, *IEEE A&P International Symposium*, pp. 334-337, 2001.
- [15] K. Y. Kapusuz, Y. Sen, M. Bulut, I. Karadede and U. Oguz, “Low-profile scalable phased array antenna at Ku-band for mobile satellite communications”, 2016 *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*,

- pp. 1-4, 2016.
- [16] G. Yang, J. Li, D. Wei and R. Xu, “Study on wide-angle scanning linear phased array antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 66, No. 1, pp. 450-455, 2018.
 - [17] Z. Tang and Y. Dong, “A Ka-band antenna array based on wide-beamwidth magnetoelectric dipole”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 21, No. 3, pp. 501-505, 2022.
 - [18] G. Yang, Y. Zhang, and S. Zhang, “Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System”, *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation*, Vol. 2, pp. 203-212, 2021.
 - [19] L. Baggen, S. Holzwarth, M. Boettcher, and M. Eube, “Advances in Phased Array Technology”, *2006 European Radar Conference*, pp. 88-91, 2006.
 - [20] K. L. Klohn, R. E. Horn, H. Jacobs, and E. Freibergs, “Silicon waveguide frequency scanning linear array antenna”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 26, No. 10, pp. 764-773, 1978.
 - [21] M. Salarkaleji, M. A. Ali and C. T. M. Wu, “Two-dimensional full-hemisphere frequency scanning array based on metamaterial leaky wave antennas and feed networks”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1-4, 2016.
 - [22] Y. J. Cheng, W. Hong, and K. Wu, “Millimeter-wave half mode substrate integrated waveguide frequency scanning antenna with quadri-polarization”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 58, No. 6, pp. 1848-1855, 2010.
 - [23] P. Delos, B. Broughton, and J. Kraft, “Phased array antenna patterns—Part 1: Linear array beam characteristics and array factor”, *Analog Dialogue*, Vol. 54, No. 2, pp. 1-9, 2020.
 - [24] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, “Reflect array antennas: theory, designs, and applications”, pp. 207-208, John Wiley & Sons, 2018.
 - [25] Q. Wang, Z.H. Shao, Z.X. Fang, S. Feng, Y.J. Cheng, and P.K. Li, “Low cost single layer dualband dual linear polarization reflect array”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1-3, 2015.
 - [26] S. W. Qu, Q. Y Cheng, M. Y. Xia, and X.Y. Zhang, “Single-layer dual-band reflect array with single linear polarization”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 62, No. 1, pp. 199-205, 2014.
 - [27] Y. Chen, L. Chen, H. Wang, X.-T. Gu, and X.-W. Shi, “Dual-band crossed-dipole reflectarray with dual-band frequency selective surface”, *IEEE Antennas Wireless Propagation Letter*, Vol. 12, pp. 1157-1160, 2013.

- [28] 丸山珠美, 古野辰男, 上林真司, 李龍, 陳強, 袁巧微, 澤谷邦男, 「偏波独立・二周波共用クロスダイポールリフレクトアレー」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-71, 2009.
- [29] A. Tayebi, J. Tang, P. R. Paladhi, L. Udpa, S. S. Udpa, and E. J. Rothwell, “Dynamic beam shaping using a dual-band electronically tunable reflectarray antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.*, Vol. 63, No. 10, pp. 4534-4539, 2015.
- [30] S. Costanzo, F. Venneri, and G. D. Massa, “A single layer dual band/dual polarized reflectarray cell for 5G”, *Proceeding 13th Euro Conference Antennas Propagation*, pp. 1-4, 2019.
- [31] 丸山 珠美, 「マッシュルーム構造とダイポールアレーを用いた 2 周波共用リフレクトアレー」, 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-1-66, 2014.
- [32] 松野宏美, 伊藤智史, 林高弘, 「反射方向を制御可能なメタサーフェス反射板の一検討」, *信学技術*, Vol. 119, No.228, pp.101-106, 2019.
- [33] N.F. Kiyani and M. Hajian, “Design, analysis and measurements of reflectarray using variable length microstrip patch antennas at Ka-band”, *IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1-5, 2007.
- [34] Y. Koike, A. Mochizuki, and K. Yoshikawa, “Phase transition-type liquid-crystal projection display”, *Displays*, Vol. 10, No. 2, pp. 93-99, 1989.
- [35] M. Schadt, “Field-effect liquid-crystal displays and liquid-crystal materials: key technologies of the 1990s”, *Displays*, Vol. 13, No. 1, pp. 11-34, 1992.
- [36] H. Fujikake, H. Sato, and T. Murashige, “Polymer-stabilized ferroelectric liquid crystal for flexible displays”, *Displays*, Vol. 25, No. 1, pp. 3-8, 2004.
- [37] F. Leenhouts, S. M. Kelly, and A. Villiger, “Novel ferroelectric smectic C liquid crystal mixtures for display applications”, *Displays*, Vol. 11, No. 1, pp. 41-45, 1990.
- [38] S. Kubota, “Ergonomic requirements for reflective liquid-crystal displays”, *Displays*, Vol. 19, No. 3, pp. 121-125, 1998.
- [39] H. Park, E. P. J. Parrott, F. Fan, M. Lim, H. Han, V. G. Chigrinov, and E. P. M. Pherson, “Evaluating liquid crystal properties for use in terahertz devices”, *Optic Express*, Vol. 20, No. 11, pp. 11899-11905, 2012.
- [40] N. Vieweg, M. K. Shakfa, B. Scherger, M. Mikulics, and M. Koch, “THz properties of nematic liquid crystals”, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, Vol. 31, pp. 1312-1320, 2010.
- [41] R. Wilk, N. Vieweg, O. Kopschinski, T. Hasek, and M. Koch, “THz spectroscopy

- of liquid crystals from the CB family”, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, Vol. 30, pp. 1139-1143, 2009.
- [42] T. Nose, S. Sato, K. Mizuno, J. Bae, and T. Nozokido, “Refractive index of nematic liquid crystals in the submillimeter wave region”, *Applied Optics*, Vol. 36, No. 25, pp. 6383-6387, 1997.
- [43] U. Chodorow, J. Parka, and O. Chojnowska, “Liquid crystal materials in THz technologies”, *Photonic Letter of Poland*, Vol. 4, No. 3, pp. 112-114, 2012.
- [44] W.H.de Jeu (著), 石井力, 小林駿介 (翻訳), 「液晶の物性」, pp. 1-5, 共立出版, 1991.
- [45] 吉野勝美, 尾崎雅則, 「液晶とディスプレイ応用の基礎」, pp. 41-43, コロナ社, 1994.
- [46] 中田一郎, 堀文一, 向尾昭夫, 「液晶入門」, pp. 249-254, 幸書房, 1992.
- [47] 折原宏, 「液晶の物理」, pp. 50-59, 内田老鶴圃, 2004.
- [48] 液晶便覧編集委員会, 「液晶便覧」, pp. 107-109, 丸善株式会社, 2000.
- [49] D. Ouattara, C. Durand, S. Bourdel, F. Paillardet, L. Vincent, J. Corsi, and P. Ferrari, “120GHz 2-bit reflection-type phase shifter based on PIN diodes switched-lines”, *Electronic Letter*, Vol. 59, No. 10, pp. 1-3, 2023.
- [50] D. Psychogiou, Y. Li, J. Hesselbarth, S. Kuhne, D. Peroulis, C. Hierold, and C. Hafner, “W-band tunable reflective type phase shifter based on waveguide-mounted RF MEMS”, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 55, No. 3, pp. 465-468, 2013.
- [51] J. J. P. Venter and T. Stander, “W-band capacitively loaded slow-wave transmission line phase shifter in 130nm CMOS”, 2017 IEEE AFRICON, pp. 555-558, 2017.
- [52] J. Liu, S. Chen, H. Huang, K. Xiao, and X. Chen, “Silicon-based on-chip four-channel phased-array radar transmitter with ferroelectric thin film at 100 GHz”, *The Journal of Engineering*, Vol. 2019, No. 19, pp. 6231-6234, 2019.
- [53] G. M. Zampa, A. Sonara, D. Mencarelli, L. Pierantoni, H. J. Christopher, Z. Cao, R. A. Hadi, M. C. F. Chang, and M. Kaynak, “Characterization of a D-band electric-inductive-capacitive metamaterial-based transmission line phase shifter”, 2023 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium, pp. 721-723, 2023.
- [54] M. Jost, C. Weickhmann, S. Strunck, A. Gabler, C. Fritzsich, O. H. Karabey, and R. Jakoby, “Liquid crystal based low-loss phase shifter for W-band frequencies”, *Electronics Letters*, Vol. 49, No. 23, pp. 1460-1462, 2013.
- [55] V. B. Bui, Y. Inoue, and H. Moritake, “NRD waveguide-type terahertz phase shifter using nematic liquid crystal”, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 58,

- No. 2, pp. 022001-1~8, 2019.
- [56] O. H. Karabey, A. Gaebler, S. Strunck, and R. Jakoby, "A 2-D electronically steered phased-array antenna with 2x2 elements in LC display technology", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 5, pp. 1297-1306, 2012.
 - [57] D. Wang, E. Polat, H. Tesmer, R. Jakoby, and H. Maune, "A compact and fast 1×4 continuously steerable endfire phased-array antenna based on liquid crystal", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 20, No. 10, pp. 1859-1862, 2021.
 - [58] J. E. Nobles, K. Smiley, D. B. Baques, E. Economou, J. Herman, I. Harward, A. Glushchenko, R. E. Camley, and Z. Celinski, "Eight-element liquid crystal based 32 GHz phased array antenna with improved time response", *Engineering Research Express*, Vol. 3, No. 4, pp. 045033-1~21, 2021.
 - [59] X. Y. Li, D. Jiang, J. Liu and M. S. Tong, "A Ka-band multilayer beaming-scanning antenna using liquid crystals", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 21, No. 1, pp. 44-48, 2022.
 - [60] S. M. Obeidat and M. H. Bataineh, "60 GHz beam-steering antenna array using liquid crystal phase shifter", *6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, pp. 149-152, 2019.
 - [61] R. Reese, M. Jost, E. Polat, H. Tesmer, J. Strobl, C. Schuster, M. Nickel, R. Jakoby, and H. Maune, "A millimeter-wave beam-steering lens antenna with reconfigurable aperture using liquid crystal", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 67, No. 8, pp. 5313-5324, 2019.
 - [62] R. Reese, E. Polat, H. Tesmer, J. Strobl, C. Schuster, M. Nickel, A. B. Granja, R. Jakoby, and H. Maune, "Liquid crystal based dielectric waveguide phase shifters for phased arrays at W-band", *IEEE Access*, Vol. 7, pp. 127032–127041, 2019.
 - [63] E. Polat, R. Reese, H. Tesmer, M. Nickel, R. Jakoby, and H. Maune, "Fully dielectric phased array for beamsteering using liquid crystal technology at W-band", *14th European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, 2020.
 - [64] A. Vahdati, A. Lamminen, M. Varonen, J. Saily, M. Lahti, K. Kautio, M. Lahdes, D. Parveg, D. Karaca, and K. A. I. Halonen, "90 GHz CMOS phased-array transmitter integrated on LTCC", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 65, No. 12, pp. 6363-6371, 2017.
 - [65] R. Deng, F. Yang, S. Xu and M. Li, "A 100-GHz metal-only reflectarray for high-gain antenna applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol.

- 15, pp. 178-181, 2016.
- [66] L. Wang, H. Hagiwara, Y. Rikuta, T. Kobayashi, H. Matsuno, T. Hayashi, S. Ito, and M. Nakano, “Design and analysis of dual-polarized reflectarray with low sidelobe level for wireless communication applications”, *IEICE Communications Express*, Vol.9, No.9, pp. 421–425, 2020.
 - [67] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, and O. Hashimoto, “60-GHz electronically reconfigurable large reflectarray using single-bit phase shifters”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 59, No. 7, pp. 2524-2531, 2011.
 - [68] C. Guclu, J. Perruisseau-Carrier, and O. Civi, “Proof of concept of a dual-band circularly-polarized RF MEMS beam-switching reflectarray,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 60, No. 11, pp. 5451–5455, Nov. 2012.
 - [69] K. K. Karnati, M. E. Trampler and X. Gong, “A monolithically bst-integrated Ka-band beamsteerable reflectarray antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 65, No. 1, pp. 159-166, 2017
 - [70] 陸田裕子, 木村雄樹, 丸山央, 萩原弘樹, 「メタサーフェス反射板における水平と垂直方向の散乱パターンの可変制御に関する実験的検討」, 信学技報, AMT2023-02, 2023.
 - [71] X. Li, H. Sato, Y. Shibata, T. Ishinabe, H. Fujikake, and Q. Chen, “Liquid crystal based reflectarray for reconfigurable intelligent surface applications”, *IEICE Communications Express*, Vol. 12, No. 6, pp. 265-270, 2023.
 - [72] R. Marin, A. Moessinger, F. Goelden, S. Mueller, and R. Jakoby, “77 GHz reconfigurable reflectarray with nematic liquid crystal”, *2nd European Conference on Antennas and Propagation*, pp. 1-5, 2007.
 - [73] S. Bildik, S. Dieter, C. Fritsch, M. Frei, C. Fischer, W. Menzel, and R. Jakoby, “Reconfigurable liquid crystal reflectarray with extended tunable phase range”, *8th European Radar Conference*, pp. 404-407, 2011.
 - [74] S. Bildik, S. Dieter, C. Fritsch, W. Menzel, and R. Jakoby, “Reconfigurable folded reflectarray antenna based upon liquid crystal technology”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No. 1, pp. 122-132, 2015.
 - [75] G. P. Palomino, M. Barba, J. A. Encinar, R. Cahill, R. Dickie, P. Baine, and M. Bain, “Design and demonstration of an electronically scanned reflectarray antenna at 100 ghz using multiresonant cells based on liquid crystals”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 63, No. 8, pp. 3722-3727, 2015.
 - [76] M. J. Sansone, G. Khanarian, T. M. Leslie, M. Stiller, J. Altman, and P. Elizondo, “Large Kerr effects in transparent encapsulated liquid crystals”, *Journal of*

- Applied Physics, Vol. 67, No. 9, pp. 4253-4259, 1990.
- [77] S. Matsumoto, M. Houlbert, T. Hayashi, K. Kubodera, “Fine droplets of liquid crystals in a transparent polymer and their response to an electric field”, *Journal of Applied Physics*, Vol. 67, No. 9, pp. 1044-1046, 1996.
- [78] S. Aya, K. V. Le, F. Araoka, K. Ishikawa, and H. Takezoe, “Nanosize-Induced Optically Isotropic Nematic Phase”, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 50, No. 5R, pp. 051703-1~5, 2011.
- [79] W. K. Choi, S. L. Hou, J. Y. Chen, G. D. J. Su, Y. M. Li, “Fast-response & polarization-independent optical shutter using nano-PDLC inside a Fabry-Perot cavity”, *Molecular Crystals and Liquid Crystals*, Vol. 612, No. 1, pp. 232-237, 2015.
- [80] L. Zhou, Z. He, C. Han, L. Zhang, and H. Yang, “Switchable anti-peeping film for liquid crystal displays from polymer dispersed liquid crystals”, *Liquid Crystals*, Vol.46, No. 5, pp. 718-724, 2019.
- [81] K. Altmann, M. Reuter, K. Garbat, M. Koch, R. Dabrowski, and I. Dierking, “Polymer stabilized liquid crystal phase shifter for terahertz waves”, *Optics Express*, Vol. 21, No. 10, pp. 12395-12400, 2013.
- [82] Z. Ge, S. Gauza, M. Jiao, H. Xianyu, and S. T. Wu, “Electro-optics of polymer-stabilized blue phase liquid crystal displays”, *Applied Physics Letters*, Vol. 94, No. 10, pp. 101104-1~6, 2009.
- [83] Y. C. Yang and D. K. Yang, “Electro-optic Kerr effect in polymer-stabilized isotropic liquid crystals” , *Applied Physics Letters*, Vol. 98, No. 2, pp. 023502-1~5, 2011.
- [84] T. Nguyen, S. Umeno, H. Higuchi, H. Kikuchi, and H. Moritake, “Improvement of decay time in nematic liquid crystal loaded coplanar waveguide type microwave phase shifter by polymer stabilizing method”, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 53, No. 1S, pp. 01AE08-1~6, 2014.
- [85] Z. Xiangjie, L. Cangli, D. Jiazhu, Z. Jiancheng, Z. Dayong, and L. Yongquan, “Morphology effect on the light scattering and dynamic response of polymer network liquid crystal phase modulator”, *Optics Express*, *Optics Express*, Vol. 22, No. 12, pp. 14757-14768, 2014.
- [86] Y. Inoue, H. Kubo, T. Shikada, and H. Moritake, “Ideal polymer-LC composite structure for terahertz phase shifters”, *Macromolecular Materials and Engineering*, Vol. 304, No. 4, pp. 1800766-1~8, 2019.
- [87] I. Dierking, “Polymer network–stabilized liquid crystals”, *Advanced Materials*, Vol. 12, No. 3, pp. 167-181, 2000.

- [88] A. S. Sonin and N. A. Churochkina, “Liquid crystals stabilized by polymer networks”, *Polymer Science Series A*, Vol. 55, No. 6, pp. 453-482, 2013.
- [89] M. Pande, P. K. Tripathi, A. K. Misra, S. Manohar, R. Manohar, and S. Singh, “Dielectric and electro-optical properties of polymer-stabilized liquid crystal system”, *Applied Physics A*, Vol. 122, pp. 217-1~9 (2016).
- [90] Toan Quoc Duong, 尾崎良太郎, 井上曜, 森武洋, 「ネマティック液晶／ナノファイバー複合素子の電氣的・光学的特性」, *電気学会論文誌 A*, Vol. 136, No. 11, pp. 704-709, 2016.
- [91] T. Q. Duong, H. Kobayashi, Y. Inoue, and H. Moritake, “Improved response time of thick liquid crystal device by using electrospun nanofiber”, *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 56, No. 6, pp. 061701-1~7, 2017.
- [92] 岩崎俊, 「電磁波計測—ネットワークアナライザとアンテナ」, pp.72-73, コロナ社, 2007.
- [93] W. J. K. Raymond, C. K. Chakrabarty, Go. C. Hock, and A. B. Ghani, “Complex permittivity measurement using capacitance method from 300kHz to 50MHz”, *Measurement*, Vol.46, No.10, pp. 3796-3801, 2013.
- [94] J. S. Yu, “A resonance method for measurement of large dielectric constant with small loss”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 17, No. 9, pp. 724-726, 1969.
- [95] G. L. Friedsam and E. M. Biebl, “A broadband free-space dielectric properties measurement system at millimeter wavelengths”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 46, No. 2, pp. 515-518, 1997.
- [96] J. M. Jarem, J. B. Johnson, and W. S. Albritton, “Measuring the permittivity and permeability of a sample at Ka band using a partially filled waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 43, No. 12, pp. 2654-2667, 1995.
- [97] 石井 望, 「アンテナ基本測定法」, pp. 33-35, コロナ社, 2011.
- [98] G. T. Ruck, “Radar Cross Section Handbook - Volume 1”, pp.7-9, Peninsula Publishing, 2002.
- [99] E. F. Knott, “Radar Cross Section Measurements”, pp.1-26, SciTech Publishing Inc., 2006.
- [100] L. Sevgi, Z. Rafiq, and I. Majid, “Radar cross section (RCS) measurements,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 55, No. 6, pp. 277-291, 2013.
- [101] T. J. Sill and H. A. V. Recum, “Electrospinning: Applications in drug delivery and tissue engineering”, *Biomaterials*, Vol. 29, No. 13, pp. 1989-2006, 2008.
- [102] E. D. Bolanda, B. D. Colemana, C. P. Barnes, D. G. Simpsonb, G. E. Wnekc, and

- G. L. Bowlina, "Electrospinning polydioxanone for biomedical applications", *Acta Biomaterialia*, Vol. 1, No. 1, pp. 115-123, 2005.
- [103] K. Y. Lee, L. Jeong, Y. O. Kang, S. J. Lee, and W. H. Park, "Electrospinning of polysaccharides for regenerative medicine", *Advanced Drug Delivery Reviews*, Vol. 61, No. 12, pp. 1020-1032, 2009.
- [104] P. N. Shah, R.L.Manthe, S. T. Lopina, and Y. H. Yun, "Electrospinning of L-tyrosine polyurethanes for potential biomedical applications", *Polymer*, Vol. 50, No. 10, pp. 2281-2289, 2009.
- [105] R. Nirmala, R. Navamathavan, H. S. Kang, M. H. E. Newehy, and H. Y. Kim, "Preparation of polyamide-6/chitosan composite nanofibers by a single solvent system via electrospinning for biomedical applications", *Colloids and Surfaces B: Biointerfaces*, Vol. 83, No. 1, pp. 173-178, 2011.
- [106] S. Agarwal, J. H. Wendorff, and A. Greiner, "Use of electrospinning technique for biomedical applications", *Polymer*, Vol. 49, No. 26, pp. 5603-5621, 2008.
- [107] Z. Dong, S. J. Kennedy, and Y. Wu, "Electrospinning materials for energy-related applications and devices", *Journal of Power Sources*, Vol. 196, No. 11, pp. 4886-4904, 2011.
- [108] H. K. Raut, A. S. Nair, S. S. Dinachali, V. A. Ganesh, T. M. Walsh, and S. Ramakrishna, "Porous SiO₂ anti-reflective coatings on large-area substrates by electrospinning and their application to solar modules", *Solar Energy Materials and Solar Cells*, Vol. 11, pp. 9-15, 2013.
- [109] L. Wang, C. X. Ding, L. C. Zhang, H. W. Xu, D. W. Zhang, T. Cheng, and C. H. Chen, "A novel carbon-silicon composite nanofiber prepared via electrospinning as anode material for high energy-density lithium ion batteries", *Journal of Power Sources*, Vol. 195, No. 11, pp. 5052-5056, 2010.
- [110] X. Li, C. Gao, J. Wang, B. Lu, W. Chen, J. Song, S. Zhang, Z. Zhang, X. Pan, and E. Xie, "TiO₂ films with rich bulk oxygen vacancies prepared by electrospinning for dye-sensitized solar cells", *Journal of Power Sources*, Vol. 214, pp. 244-250, 2012.
- [111] M. M. H. Sadrabadi, I. Shabani, M. Soleimani, and H. Moaddel, "Novel nanofiber-based triple-layer proton exchange membranes for fuel cell applications", *Journal of Power Sources*, Vol. 196, pp. 4599-4603, 2011.
- [112] S. R. Sivakkumar, J. S. Oh, and D. W. Kim, "Polyaniline nanofibres as a cathode material for rechargeable lithium-polymer cells assembled with gel polymer electrolyte", *Journal of Power Sources*, Vol. 163, No. 1, pp. 573-577, 2006.
- [113] K. Lee, J. Zhang, H. Wang, "Progress in the synthesis of carbon nanotube and

- nanofiber supported Pt electrocatalysts for PEM fuel cell catalysis”, *Journal of Applied Electrochemistry*, Vol. 36, No. 6, pp. 507–522, 2006.
- [114] W. Zhang and P. N. Pintauro, “High-performance nanofiber fuel cell electrodes”, *ChemSusChem*, Vol. 4, No. 12, pp. 1753-1757, 2011.
- [115] S. Molla and V. Compan, “Polyvinyl alcohol nanofiber reinforced Nafion membranes for fuel cell applications”, *Journal of Membrane Science*, Vol. 372, No. 12, pp. 191-200, 2011.
- [116] A. Sulaiman, S. W. Harun, F. Ahmad, S. F. Norizan, and H. Ahmad, “Electrically tunable microfiber knot resonator based erbium-doped fiber laser”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vol. 48, No. 4, pp. 443-446, 2012.
- [117] N. Irawati, N. M. Isa, A. F. Mohamed, H. A. Rahman, S. W. Harun, and H. Ahmad, “Optical microfiber sensing of adulterated honey”, *IEEE Sensors Journal*, Vol. 17, No. 17, pp. 5510-5514, 2017.
- [118] Y. Jung, G. S. Murugan, G. Brambilla and D. J. Richardson, “Embedded optical microfiber coil resonator with enhanced high-Q”, *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 22, No. 22, pp. 1638-1640, 2010.
- [119] 液晶便覧編集委員会, 「液晶便覧」, p.87, 丸善株式会社, 2000.
- [120] 折原宏, 「液晶の物理」, p.50,59, 内田老鶴圃, 2004.
- [121] T. Ondarcuhu and C. Joachim, “Drawing a single nanofibre over hundreds of microns”, *Europhysics Letters*, Vol. 42, No. 2, pp. 215-220, 1998.
- [122] S. L. Tao and T. A. Desai, “Aligned arrays of biodegradable poly (epsilon-caprolactone) nanowires and nanofibers by template synthesis”, *Nano Letters*, Vol. 7, No. 6, pp. 1463-1468, 2007.
- [123] R. Zhang and P.X. Ma, “Poly(alpha-hydroxyl acids)/ hydroxyapatite porous composites for bone-tissue engineering - I. Preparation and morphology”, *Journal of Biomedical Materials Research*, Vol. 44, No. 4, pp. 446-455, 1999.
- [124] J. D. Hartgerink, E. Beniash, S. I. Stupp, “Self-assembly and mineralization of peptide-amphiphile nanofibers”, *Science*, Vol. 294, No. 5547, pp.1684-1688, 2001.
- [125] P. K. Baumgarten, “Electrostatic spinning of acrylic microfibers”, *Journal of Colloid and Interface Science*, Vol. 36, No. 1, pp. 71-79, 1971.
- [126] J. Doshi and D. H. Reneker, “Electrospinning process and applications of electrospun fibers”, *Journal of Electrostatics*, Vol. 35, No. 2-3, pp. 151-160, 1995.
- [127] A. L. Yarin, S. Koombhongse, and D. H. Reneker, “Bending instability in electrospinning of nanofibers”, *Journal of Applied Physics*, Vol. 89, No. 5, pp. 3018-3026, 2001.
- [128] S. B. Warner, A. Buer, M. Grimler, S. C. Ugbohue, G. C. Rutledge, M. Y. Shin, “A

- Fundamental Investigation of the Formation and Properties of Electrospun Fibers”, National Textile Center Annual Report, M98-D01, 1999.
- [129] S. Ramakrishna, K. Fujihara, W. E. Teo, T. C. Lim, and Z. Ma, “An introduction to electrospinning and nanofibers”, pp. 14-16, World Scientific, Singapore, 2005.
- [130] 液晶便覧編集委員会, 「液晶便覧」, p. 477, 丸善株式会社, 2000.
- [131] T. Itoh and J. Rivera, “A comparative study of millimeter-wave transmission lines”, *Infrared and Millimeter Waves*, Vol. 9, No. 2, pp. 95-132, 1983.
- [132] F. Kuroki, H. Ohta, and T. Yoneyama, “Transmission Characteristics of NRD Guide as a Transmission Medium in THz Frequency Band”, 2005 Joint 30th International Conference on Infrared and Millimeter Waves and 13th International Conference on Terahertz Electronics, pp. 331-332, 2005.
- [133] 米山務, 「NRD ガイド : 新しいミリ波へのアプローチ」, 電気学会誌, Vol.116, No.1, pp.20-23, 1996.
- [134] T. Yoneyama and S. Nishida, “Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.29, No.11, pp.1188-1192, 1981.
- [135] 米山務, 「NRD ガイドによる 60GHz 帯 1.5Gbps データ送受信機の技術」, RF ワールド, No.11, pp. 85-98, CQ 出版社, 2010.
- [136] T. Yoneyama, H. Tamaki, and S. Nishida, “Analysis and measurements of nonradiative dielectric waveguide bends”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 34, No. 8, pp. 876-882, 1986.
- [137] 米山務, 「非放射性誘電体線路を用いたミリ波集積回路」, 電気情報通信学会論文誌 C, Vol.J73-C-1, No.3, pp.87-94, 1990.
- [138] J. A. G. Malherbe, J. H. Cloete, and I. E. Losch, “A Transition from rectangular to nonradiating dielectric waveguide”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 33, No. 6, pp. 539-543, 1985.
- [139] S. Mueller, F. Goelden, P. Scheele, M. Wittek, C. Hock, and R. Jakoby, “Passive phase shifter for W-band applications using liquid crystals”, 2006 European Microwave Conference, Manchester, pp. 306-309, 2006.
- [140] E. Polat, R. Reese, M. Jost, M. Nickel, C. Schuster, R. Jakoby, and H. Maune, “Liquid crystal phase shifter based on nonradiative dielectric waveguide topology at W-band”, 2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 184-187, 2019.
- [141] M. Jost, C. Weickhmann, S. Strunck, A. Gaebler, W. Hu, T. Franke, A. E. Prasetiadi, O. H. Karabey, and R. Jakoby, “Electrically biased W-band phase shifter based on liquid crystal”, 39th International Conference on Infrared,

- Millimeter, and Terahertz waves, pp. 1-2, 2014.
- [142] M. Jost, R. Reese, C. Weickhmann, C. Schuster, O. H. Karabey, H. Maune, and R. Jakoby, "Tunable dielectric delay line phase shifter based on liquid crystal technology for a SPDT in a radiometer calibration scheme at 100 GHz", IEEE MTT-S IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1-4, 2016.
- [143] H. Zhao, H. Liang, S. Liang, S. Gong, and Y. Zhang, "A terahertz 180° continuous phase shifter based on GaAs diode", 46th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz), pp. 1-2, 2021.
- [144] Z. Iskandar, A. Siligaris, J. L. Alvarez, E. Pistono, and P. Ferrari, "A 270 to 300 GHz LO-Path Phase Shifting Architecture for Sub-mm-wave Phased Arrays", 48th European Microwave Conference (EuMC), pp. 804-806, 2018.
- [145] S. Rahiminejad, M. A. D. Pino, T. J. Reck, A. Peralta, R. Lin, C. J. Kubiak, and G. Chattopadhyay, "A low-loss silicon MEMS phase shifter operating in the 550-GHz Band", IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology, Vol. 11, No. 5, pp. 477-485, 2021.
- [146] Y. Takeda, W. Withayachumnankul, and Y. Monnai, "Study of microstrip-based terahertz phase shifter using liquid crystal", 44th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), pp. 1-2, 2019.
- [147] C. S. Yang, C. Kuo, C. C. Tang, J. C. Chen, R. P. Pan, and C. L. Pan, "Liquid crystal terahertz quarter-wave plate using chemical vapor deposited graphene electrodes", IEEE Photonics Journal, Vol. 7, No. 6, pp. 1-8, 2015.
- [148] H. Y. Wu, C. F. Hsieh, T. T. Tang, R. P. Pan, and C. L. Pan, "Electrically tunable room-temperature 2 pi liquid crystal terahertz phase shifter", IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 18, No. 14, pp. 1488-1490, 2006.
- [149] A. K. Sahoo, Y. Lin, C. Yang, O. Wada, C. L. Yen, and C. L. Pan, "Electrically tunable dual-layer twisted nematic liquid crystal THz phase shifters with intermediate composite polymer thin film", Optics Material Express, Vol. 12, No. 12, pp. 4733-4754, 2022.
- [150] A. K. Sahoo, C. S. Yang, C. L. Yen, H. C. Lin, Y. J. Wang, Y. H. Lin, O. Wada, C. L. Pan, "Liquid Crystal Based Terahertz Phase Shifter with Bi-Layer Structure", 43rd International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz), pp. 1-2, 2018.
- [151] L. B. Soldano and E. C. M. Pennings, "Optical multi-mode interference devices based on self-imaging: principles and applications", Journal of Lightwave Technology, Vol. 13, No. 4, pp. 615-627, 1995.
- [152] S. Kobayashi, R. Mittra and R. Lampe, "Dielectric tapered rod antennas for

- millimeter-wave applications”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 30, No. 1, pp. 54-58, 1982.
- [153] T. Yoneyama, “Millimeter-wave transmitter and receiver using the nonradiative dielectric waveguide”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1083-1086, 1989.
- [154] Y. Kawahara, H. Sawada, and T. Yoneyama, “High-speed BPSK modulator and demodulator for 60GHz band by using NRD-guide”, *IEICE Technical Report*, Vol. 108, No. 452, pp. 105-110, 2009.
- [155] C. F. Hsieh, R. P. Pan, T. T. Tang, H. L. Chen, and C. L. Pan, “Voltage-controlled liquid-crystal terahertz phase shifter and quarter-wave plate”, *Optics Letters*, Vol. 31, No. 8, pp. 1112-1114, 2006.
- [156] M. Koeberle, M. Hoefle, A. Gaebler, A. Penirschke and R. Jakoby, “Liquid crystal phase shifter for Terahertz frequencies with quasi-orthogonal electrical bias field”, *International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, p. 1, 2011.
- [157] A. K. Sahoo, C. S. Yang, O. Wada and C. L. Pan, “Twisted Nematic Liquid Crystal Based Terahertz Phase Shifter With Crossed Indium Tin Oxide Finger Type Electrodes”, *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, Vol. 9, No. 4, pp. 399-408, 2019.
- [158] M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, and M. R. Kamarudin, “A review of wideband reflectarray antennas for 5G communication systems”, *IEEE Access*, Vol. 5, pp. 17803-17815, 2017.
- [159] R. Garg, “*Microstrip Antenna Design Handbook*”, pp.8-16, Artech House Inc., London, 2001.
- [160] J. A. Encinar, “Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 49, No. 10, pp. 1403-1410, 2001.
- [161] 竹村大幹, 佐藤弘康, 村上耀一, 柴田陽生, 石鍋隆宏, 藤掛英夫, 陳強, 「2層パッチ素子を用いた液晶リフレクトアレーの設計」, *信学技報*, Vol. 119, No. 228, pp. 65-67, 2019.
- [162] J. Yang, S. Gao, P. Wang, Z. Yin, H. Lu, W. Lai, Y. Li, and G. Deng, “Design and experimental verification of a liquid crystal-based terahertz phase shifter for reconfigurable reflectarrays”, *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, Vol. 41, pp. 665–674, 2020.

研究業績

学術論文

1. Trong Nghia Lang, Van Bao Bui, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Response improvement of liquid crystal-loaded NRD waveguide type terahertz variable phase shifter”, Crystals, Vol. 10, No. 307, pp. 1-16, 2020.
2. Lang Trong Nghia, 井上 曜, 森武 洋, “液晶装荷 NRD ガイド型テラヘルツ波移相器の電界分布解析と応答改善”, 電気学会論文誌 A, Vol. 141, No. 4, pp. 220-225 (2021).
3. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Optimization of the electrospun-aligned microfiber composite with liquid crystal for terahertz wave variable phase shifters”, Japanese Journal of Applied Physics, Vol. 61, No. 7, pp. 071002-1~9 (2022).
4. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Continuously reconfigurable 100-GHz band phased array antenna with improved response time using a microfiber/liquid crystal composite”, Japanese Journal of Applied Physics (投稿中)
5. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Electronically reconfigurable 100-GHz band reflectarray for wireless communication based on microfiber/liquid crystal composite”, IEICE Communications Express (投稿準備中)

国際会議

1. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Liquid crystal based NRD waveguide type terahertz phase shifter”, The 11th International Symposium on Organic Molecular Electronics, Student oral-5, Aichi, Japan, August 2020.
2. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “High-performance liquid-crystal-loaded terahertz wave variable phase shifter with non-radiative dielectric waveguide structure”, 19th Optics of Liquid Crystals Conference, P18, Okinawa, Japan, September 2021.
3. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Electrically controlled 2π terahertz wave phase shifter using aligned microfiber/ liquid crystal composite”, 28th International Liquid Crystal Conference, PF304, Lisbon, Portugal, July 2022.
4. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Structural design and response characteristics of 100 GHz band liquid crystal variable phase shifter using electrospun-aligned microfiber”, Satellite Work Shop, A12, Okinawa, Japan, September 2022.
5. Trong Nghia Lang, Yo Inoue, and Hiroshi Moritake, “Electrical properties of aligned polyacrylonitrile microfibers/liquid crystal composite and its application to terahertz wave phase shifter”, The 9th International Symposium on Organic and Inorganic Electronic Materials and Related Nanotechnologies, PC-1, Ishikawa, Japan, June 2023.

国内学会

1. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“液晶装荷 NRD ガイド型テラヘルツ波可変移相器の応答改善”, 2019 年日本液晶学会討論会, PA44, 2019 年 9 月.
2. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向ナノファイバー／液晶複合体装荷 NRD ガイド型テラヘルツ波可変移相器の応答改善”、第 67 回応用物理学会春季学術講演会、15a-A408-4、2020 年 3 月.
3. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“液晶装荷 NRD ガイド型テラヘルツ波移相器の電界分布解析と応答改善”、令和 2 年電気学会 A 部門大会、1-D-p2-1、2020 年 9 月.
4. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向ナノファイバー／ネマティック液晶複合体を用いた NRD ガイド型テラヘルツ可変移相器の特性評価”、2020 年日本液晶学会オンライン研究会、PE10、2020 年 10 月.
5. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“テラヘルツ可変移相器に用いる配向ナノファイバー／液晶複合体”、第 30 回日本 MRS 年次大会、L-09-008、2020 年 12 月.
6. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“テラヘルツ波フェーズドアレイアンテナに用いる液晶可変移相器”、第 68 回応用物理学会春季学術講演会、17p-Z24-2、2021 年 3 月.
7. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“矩形導波管と接続可能な NRD ガイド型液晶装荷テラヘルツ波移相器”、令和 3 年電気学会 A 部門大会、2-D-p2-2、2021 年 9 月.
8. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“液晶装荷テラヘルツ波移相器用 325～500 GHz 帯矩形導波管／NRD ガイド・H ガイド変換器の設計と伝送特性解析”、第 82 回応用物理学会秋季学術講演会、12p-N207-16、2021 年 9 月.
9. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“矩形導波管／NRD ガイド変換部を有する液晶テラヘルツ波可変移相器の設計とその特性評価”、2021 年日本液晶学会討論会、PD13、2021 年 9 月.
10. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“テラヘルツ波移相器に用いる液晶と電界紡糸ナノ／マイクロファイバー複合体の最適化”、第 31 回日本 MRS 年次大会、I-O14-005、2021 年 12 月.
11. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“テラヘルツ波可変移相器の応用に向けた配向マイクロファイバー／液晶複合体の応答特性”、第 69 回応用物理学会春季学術講演会、22a-E307-10、2022 年 3 月.
12. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“液晶装荷 NRD ガイド型テラヘルツ波可変移相器の設計と特性評価”、沖縄ナノ力学研究会、PM03、2022 年 3 月.
13. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“エレクトロスピンニング法による配向マイクロファイバーの作製とそのテラヘルツ波液晶移相器への応用”、令和 4 年電気学会 A 部門大会、2-D-p2-2、2022 年 9 月.
14. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“テラヘルツ波領域における配向マイクロファイバー／液晶複合体の特性評価”、第 83 回応用物理学会秋季学術講演会、23p-C105-9、2022 年 9 月.

15. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向マイクロファイバー／ネマティック液晶複合体のテラヘルツ波特性とそれを用いた可変移相器の評価”、2022 年日本液晶学会討論会、2CO2、2022 年 9 月。
16. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向マイクロファイバー／液晶複合体を用いた 100GHz 帯可変移相器の特性評価”、第 69 回応用物理学会春季学術講演会、22a-E307-10、2023 年 3 月。
17. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向マイクロファイバー／液晶複合素子の誘電特性と 350GHz 帯テラヘルツ波可変移相器”、誘電・絶縁材料研究会、DEI-23-062、2023 年 7 月。
18. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向マイクロファイバー／液晶複合体を用いたテラヘルツ波フェーズドアレーアンテナの特性評価”、2023 年日本液晶学会討論会、3AO9、2023 年 9 月。
19. Lang Trong Nghia、井上 曜、森武 洋、“配向マイクロファイバー／液晶複合体装荷ミリ波フェーズドアレーアンテナの特性評価”、第 84 回応用物理学会秋季学術講演会、20p-D902-10、2023 年 9 月。

受賞

The 11th International Symposium on Organic Molecular Electronics (ISOME 2020),
Best student presentation award.