

# 修士学位論文

## 題目

ミリ波 W 帯および D 帯

アンテナ電極電気光学変調器に関する研究

## 指導教員

村田 博司 教授

## 報告者

児玉 将太郎

令和 4 年 2 月 1 日(修了年度 令和 3 年度)

三重大学大学院工学研究科電気電子工学専攻

高周波フォトンクス研究室

あらまし

近年、各国でミリ波を用いた第 5 世代(5G)無線通信システムのサービスが開始されている。5G 通信によって、高速で大容量な通信、低遅延化、多数端末の同時接続などが可能になる。また、ミリ波を用いたイメージング技術も注目を集めており、ミリ波応用技術の研究開発が進んでいる。今後は、さらに使用される周波数帯が上がり、Beyond 5G、6G といった 100GHz 超での通信の実現も期待されている。一方、ミリ波は自由空間やケーブルにおける伝搬損失が大きいという欠点がある。この解決策として、ミリ波無線信号を光信号に変換して伝搬する Radio over Fiber (RoF)技術が有用である。そこで、Beyond5G に向けた W 帯(75~110 GHz)、D 帯(110~170 GHz)での無線-光信号を直接変換するアンテナ電極電気光学変調器の開発が求められている。

これまでに、本研究室では、電気光学結晶にマイクロストリップパッチアンテナと定在波共振線路電極を結合させた「アンテナ電極電気光学変調器」の研究開発を進めてきた。このデバイスは、無線-光信号の直接変換が可能、外部電源が不要、アンテナをアレイ状に配置することで高周波の信号合成回路が不要といった利点を持っている。

本学位論文では、W 帯、D 帯で動作する新しいアンテナ電極電気光学変調器に関する研究成果について述べる。

まず、W 帯で動作するアンテナ電極 8 素子のアンテナ電極電気光学変調器を用いて、実際に W 帯無線-光信号変換を行い、W 帯無線信号受信・光変調による明瞭な光変調サイドバンドを確認した。無線-光信号変換の周波数特性を評価した結果、約 4 GHz の 3dB 帯域を得ることができた。そして、このデバイスを用いた FMCW 信号変換実験も行い、77GHz 帯 FMCW 信号を IF 信号に変換することに成功した。これより W 帯レーダーの受信機やアンテナ構成への応用が期待できる。さらに、D 帯については、120GHz におけるアンテナ電極電気光学変調器の設計・解析を行った。このデバイスでは LiNbO<sub>3</sub> を従来より薄膜化することで、100 GHz 超での変調を可能にした。また平面アンテナと定在波共振電極の共振周波数、インピーダンス整合、Q 値の調整によって、入力・受信された無線信号に対して最大 130 倍の電界増強を確認した。この結果より、120GHz 帯における変調が可能であると考えられる。

# 目次

1. 序論
2. 理論
  - 2.1 アンテナ電極電気光学変調器の構造
  - 2.2 アンテナ電極電気光学変調器の動作原理
  - 2.3 LiNbO<sub>3</sub>の屈折率の波長依存性
  - 2.4 導波モードにおける分散特性
  - 2.5 電気光学効果
3. 解析と設計
  - 3.1 解析方法
  - 3.2 W帯(78GHz)アンテナ電極電気光学変調器の解析
    - 3.2.1 定在波共振線路電極の設計・解析
    - 3.2.2 マイクロストリップパッチアンテナの設計・解析
    - 3.2.3 アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析
  - 3.3 D帯(120GHz)アンテナ電極電気光学変調器の解析
    - 3.3.1 定在波共振線路電極の設計・解析
    - 3.3.2 マイクロストリップパッチアンテナの設計・解析
    - 3.3.3 アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析
4. アンテナ電極電気光学変調器の作製
  - 4.1 導波路作製
  - 4.2 マスク作製
5. 動作実験
  - 5.1 W帯光変調周波数特性
  - 5.2 W帯FMCW信号変換実験
6. 結論

謝辞

参考文献

研究発表一覧

## 1. 序論

近年、ミリ波を利用した第5世代(5G)通信システムが世界各国で開始されている。5Gによる通信の特徴として、高速通信、大容量化、多数端末の同時接続、低遅延の通信が可能といったものが挙げられる。これにより自動運転技術、IoT化の導入がより身近なものになる。今後さらに周波数帯が上がり、Beyond 5G、6Gといった次々世代、100GHz超での通信の実現も期待されている。周波数帯の上昇によって、さらなる広帯域を確保することが容易になる。(図1)

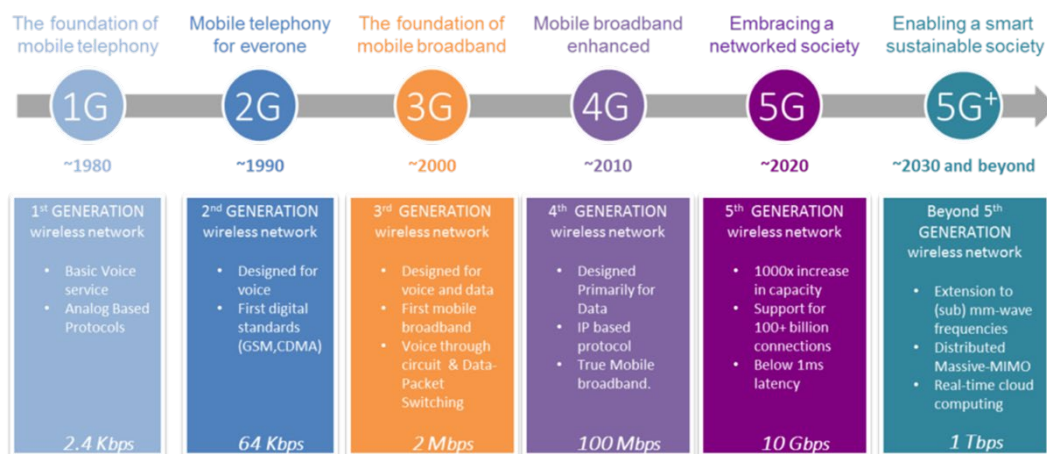


図1. 移動体通信システムの推移

しかし、ミリ波は自由空間伝搬やケーブル伝搬において伝搬損失が大きいという欠点がある。そこでミリ波無線を光ファイバーネットワークと有機的に結合させた Radio-Over-Fiber(RoF)技術(図2)が伝搬損失、結合、誘導の減少に有効である。そのため、ミリ波無線信号を光信号に変換するデバイスが求められている。

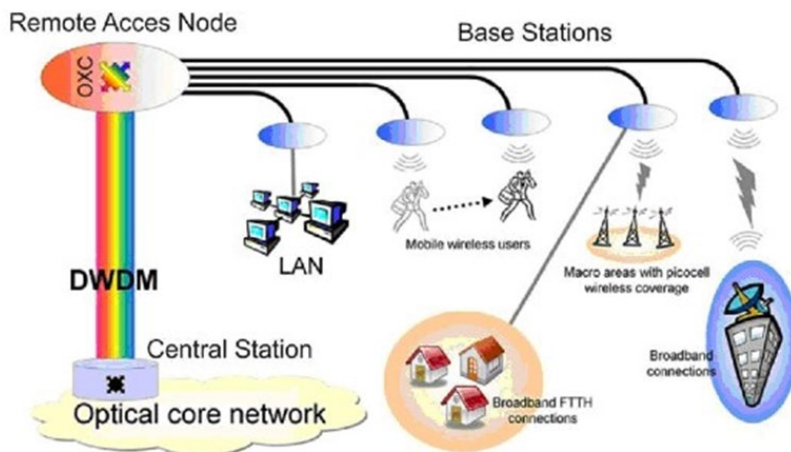


図2. Radio-Over-Fiber (ROF) System

これまでに、本研究室では、電気光学結晶を用いて平面アンテナと共振型線路電極を結合させたアンテナ電極をアレイ状に配置、無線信号を無給電で直接光信号に変換することができるパッシブなアンテナ電極電気光学変調器の研究を進めてきた<sup>[1]</sup>。これまでには 10~80GHz 帯で動作するアンテナ電極電気光学変調器の試作・実証実験に成功している。そのため、本論文では、W 帯(76~110GHz)及び D 帯(110~170GHz)でのアンテナ電極電気光学変調器に関する研究を目的としている。

## 2. 理論

### 2.1 アンテナ電極電気光学変調器の構造

図 3.1 にアンテナ電極電気光学変調器の構造を、図 3.2 に断面図を示す。図 3.1 のアンテナ電極は2つで1対としてアレイ状に並べる。アンテナ電極の間隔は設計周波数から計算される波長の1周期の間隔にすることで無線-光信号変換の効率を向上している。図 3.2 より上から LiNbO<sub>3</sub>、光導波路、マイクロストリップパッチアンテナと定在波共振線路電極を組み合わせたアンテナ電極、低誘電率の基板(フッ素樹脂基板)を配置した構成である。

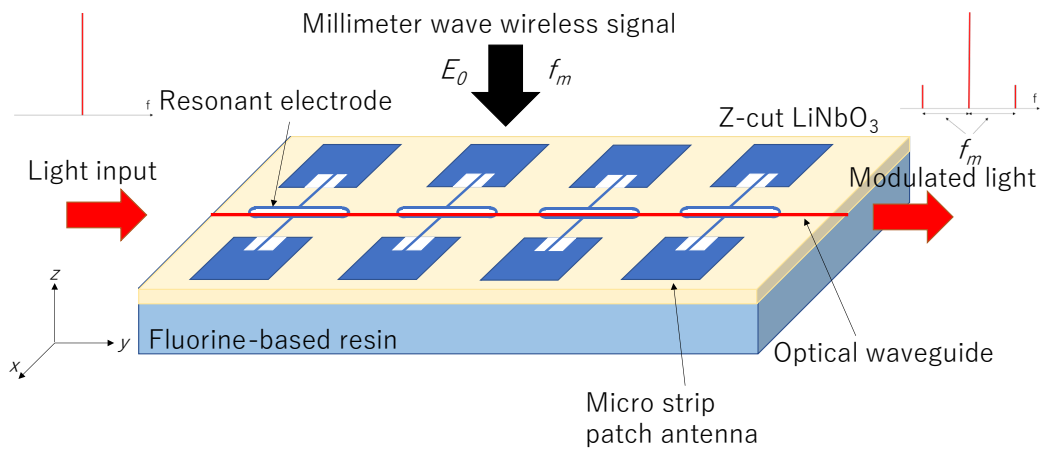


図 3.1. アンテナ電極電気光学変調器の構造

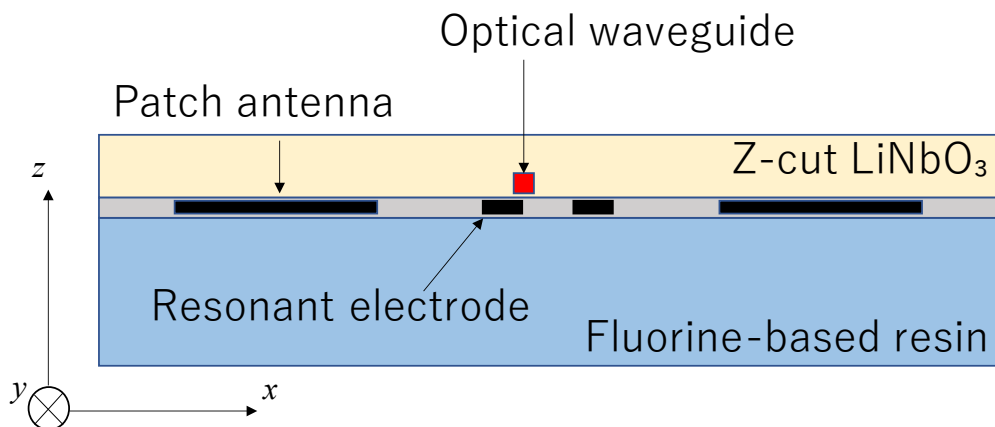


図 3.2. アンテナ電極電気光学変調器の断面

## 2.2 アンテナ電極電気光学変調器の動作原理

動作原理は、アンテナ電極の上部よりデバイスの設計周波数に対応した無線信号を照射すると、パッチアンテナ部分が無線信号を受信し、定在波共振電極部分にマイクロストリップラインを通して給電され、定在波が発生し、共振電極沿いに電界が発生する。光波を光導波路に入力すると、無線信号を照射した状態では、電気光学効果によって光波が定在波電界に応じた屈折率変化によって、位相変調される。

## 2.3 LiNbO<sub>3</sub>の屈折率の波長分散

媒質中での光の分散について、波長と媒体の屈折率を表す関係式としてセルマイヤーの分散式が挙げられる。

$$n^2 - 1 = \frac{A\lambda^2}{(\lambda^2 - B)} + \frac{C\lambda^2}{(\lambda^2 - D)} + \frac{E\lambda^2}{(\lambda^2 - F)} \dots (1)$$

( $n$ は屈折率、 $\lambda$ は波長[ $\mu\text{m}$ ])

LiNbO<sub>3</sub>の(1)式のA~Fの各係数は表1の定数を用いた。

表 1: LiNbO<sub>3</sub>のセルマイヤー係数

	A	B	C	D	E	F
$n_o$	2.9804	0.02047	0.5981	0.0666	8.9543	416.08
$n_e$	2.6734	0.01764	1.229	0.05914	12.614	474.6

( $n_o$ :正常光線での屈折率、 $n_e$ :異常光線での屈折率)

(1)式から求められる屈折率の波長分散のグラフを図4に示す。

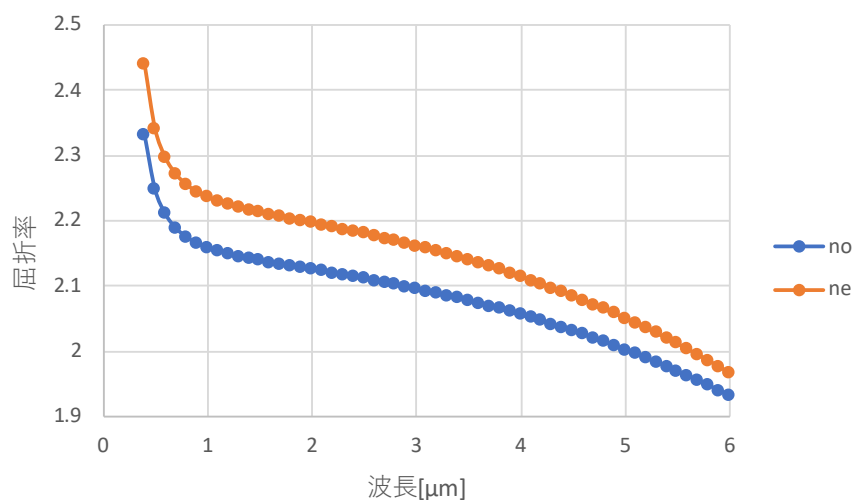


図 4. LiNbO<sub>3</sub>の屈折率の波長依存性

本研究において入力した光の波長は  $1550[\text{nm}] = 1.55[\mu\text{m}]$  で、正常光線であったので適応するセルマイヤー係数は  $n_0$  のものである。(1)式に以上の数値を代入し計算すると、屈折率は  $n_0 = 2.138$  であった。

## 2.4 導波モードにおける分散特性

図 3.2 と同様の 3 層平面導波路について考える。

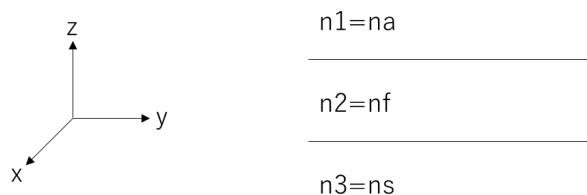


図 5. 3 層平面導波路

まず TM、TE モード両方の特性方程式(固有値方程式)についての導出をする。  
マクスウェル方程式より

$$\begin{cases} \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu_0\mathbf{H} \\ \nabla \times \mathbf{H} = j\epsilon\epsilon_0\mathbf{E} \end{cases} \dots(2)$$

(2)式を計算すると各成分は以下のようなになる。

$$j\beta E_y = -j\omega\mu_0 H_x \dots(2-a)$$

$$-\frac{dE_z}{dx} - j\beta E_x = -j\omega\mu_0 H_y \dots(2-b)$$

$$\frac{dE_y}{dx} = -j\omega\mu_0 H_z \dots(2-c)$$

$$j\beta H_y = j\omega\epsilon_0 n^2 E_x \dots(2-d)$$

$$-\frac{dH_z}{dx} - j\beta H_x = -j\omega\epsilon_0 n^2 E_y \dots(2-e)$$

$$\frac{dH_y}{dx} = j\omega\epsilon_0 n^2 E_z \dots(2-f)$$

(I) TE モードについて

$H_y = E_x = E_z = 0$  でありこれらを(2-a)~(2-f)に代入すると

$$\begin{cases} H_x = -\frac{\beta}{\omega\mu_0} E_y \dots(3-a) \\ H_z = \frac{j}{\omega\mu_0} \frac{dE_y}{dx} \dots(3-b) \end{cases}$$

が得られる。

(2-e)式に(3-a),(3-b)式を代入し、 $H_x, H_z$ を消し  $E_y$  だけの式にすると



$$(k^2 n^2 - \beta^2)E_y + \frac{\partial^2 E_y}{\partial x^2} = 0 \quad \cdots(4)$$

上式を解くと

$$E_y = A e^{j(\sqrt{k^2 n^2 - \beta^2})x} + B e^{-j(\sqrt{k^2 n^2 - \beta^2})x} \quad \text{が得られる。}$$

ここから  $x \rightarrow \pm \infty$  で 0 に近づく解  $E_y(x)$  は導波層とクラッド層の接面を  $x=0$  とすると

$$E_y(x) = \begin{cases} E_a \exp\{-\gamma_a(x-T)\} & (T \leq x) \\ E_f \cos\{\kappa_f(x-T) + \Phi_a\} & (0 \leq x \leq T) \\ E_s \exp(\gamma_s x) & (x \leq 0) \end{cases}$$

$$\kappa_f = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{n_f^2 - N^2}, \quad \gamma_a = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{N^2 - 1}, \quad \gamma_s = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{N^2 - n_s^2}$$

ここで、 $x=0, T$  での境界条件( $E_y$ 、 $\partial E_y/\partial x$ の連続性)より

(i)  $x=T$  のとき

$$E_y = \begin{cases} E_a \\ E_f \cos \Phi_a \end{cases} \quad \frac{\partial E_y}{\partial x} = \begin{cases} -\gamma_a E_a \\ -\kappa_f E_f \sin \Phi_a \end{cases}$$

$$\Rightarrow E_a = E_f \cos \Phi_a \quad \Rightarrow -\gamma_a E_a = -\kappa_f E_f \sin \Phi_a$$

右式を左式で割ると

$$\frac{-\gamma_a E_a}{E_a} = \frac{-\kappa_f E_f \sin \Phi_a}{E_f \cos \Phi_a}$$

$$\Phi_a = \tan^{-1}\left(\frac{\gamma_a}{\kappa_f}\right) \quad \cdots(5)$$

(ii)  $x=0$  のとき

$$E_y = \begin{cases} E_f \cos(\Phi_a - \kappa_f T) \\ E_s \end{cases} \quad \frac{\partial E_y}{\partial x} = \begin{cases} -\kappa_f E_f \sin(\Phi_a - \kappa_f T) \\ \gamma_s E_s \end{cases}$$

$$E_f \cos(\Phi_a - \kappa_f T) \Rightarrow E_s \quad \Rightarrow -\kappa_f E_f \sin(\Phi_a - \kappa_f T) = \gamma_s E_s$$

$(\Phi_a - \kappa_f T) = -\Phi_s$  と置き右式を左式で割ると

$$\frac{-\kappa_f E_f \sin \Phi_s}{E_f \cos \Phi_s} = \frac{\gamma_s E_s}{E_s}$$

$$\Phi_s = \tan^{-1}\left(\frac{\gamma_s}{\kappa_f}\right) \quad \cdots(6)$$

(5),(6)式より

$$\kappa_f T - \Phi_a - \Phi_s = m\pi \quad (m=0,1,2,3,\dots) \quad \cdots(7)$$

(II) TM モードについて

$E_y = H_x = H_z = 0$  なので TE モードと同様に

$$n^2 \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{n^2} \frac{\partial H_y}{\partial x} \right) + (k^2 n^2 - \beta^2) H_y = 0 \quad \cdots(8)$$

$X \rightarrow \pm \infty$  で 0 に近づく  $H_y(x)$  は

$$H_y(x) = \begin{cases} H_a \exp\{-\gamma_a(x-T)\} & (T \leq x) \\ H_f \cos\{\kappa_f(x-T) + \Phi_a\} & (0 \leq x \leq T) \cdots(9) \\ H_s \exp(\gamma_s x) & (x \leq 0) \end{cases}$$

と書ける。

境界条件( $H_y$  と  $\frac{1}{n_i^2} \frac{\partial H_y}{\partial x}$  の連続性)より

(i)  $x=T$  のとき

$$H_y = \begin{cases} H_a \\ H_f \cos \Phi_a \end{cases} \quad \frac{1}{n_i^2} \frac{\partial H_y}{\partial x} = \begin{cases} -\frac{1}{n_a^2} \gamma_a H_a \\ -\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin \Phi_a \end{cases}$$

$$\Rightarrow H_a = H_f \cos \Phi_a \quad \Rightarrow -\frac{1}{n_a^2} \gamma_a H_a = -\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin \Phi_a$$

右式を左式で割ると

$$\frac{-\frac{1}{n_a^2} \gamma_a H_a}{H_a} = \frac{-\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin \Phi_a}{H_f \cos \Phi_a}$$

$$\Phi_a = \tan^{-1} \left\{ \frac{\gamma_a}{\kappa_f} \left( \frac{n_f}{n_a} \right)^2 \right\} \cdots(10)$$

(ii)  $x=0$  のとき

$$H_y = \begin{cases} H_f \cos(\Phi_a - \kappa_f T) \\ H_s \end{cases} \quad ; \quad \frac{1}{n_i^2} \frac{\partial H_y}{\partial x} = \begin{cases} -\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin(\Phi_a - \kappa_f T) \\ \frac{1}{n_s^2} \gamma_s H_s \end{cases}$$

$$H_f \cos(\Phi_a - \kappa_f T) = H_s \quad \Rightarrow -\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin(\Phi_a - \kappa_f T) = \frac{1}{n_s^2} \gamma_s H_s$$

$(\Phi_a - \kappa_f T) = -\Phi_s$  と置き右式を左式で割ると

$$\frac{-\frac{1}{n_f^2} \kappa_f H_f \sin \Phi_s}{H_f \cos \Phi_s} = \frac{\frac{1}{n_s^2} \gamma_s H_s}{H_s}$$

$$\Phi_s = \tan^{-1} \left\{ \frac{\gamma_s}{\kappa_f} \left( \frac{n_f}{n_s} \right)^2 \right\} \cdots(11)$$

(10),(11)式より

$$\kappa_f T - \Phi_a - \Phi_s = m\pi \quad (m=0,1,2,3,\dots) \cdots(12)$$

(7),(12)がそれぞれTE,TMモードにおける特性方程式である。

アンテナ電極電気光学変調器において各屈折率は、空気屈折率の $n_1=1$ 、LiNbO<sub>3</sub>の $n_2=2.14$ 、フッ素の $n_3=1.4$ であり、TE・TMモードにおける分散曲線は図6,7に示す。

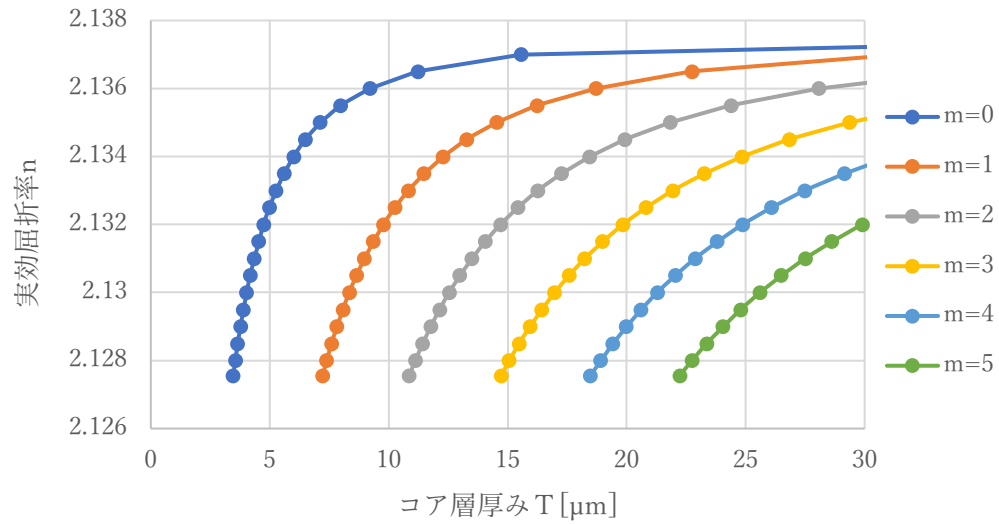


図6. TEモードにおける分散曲線

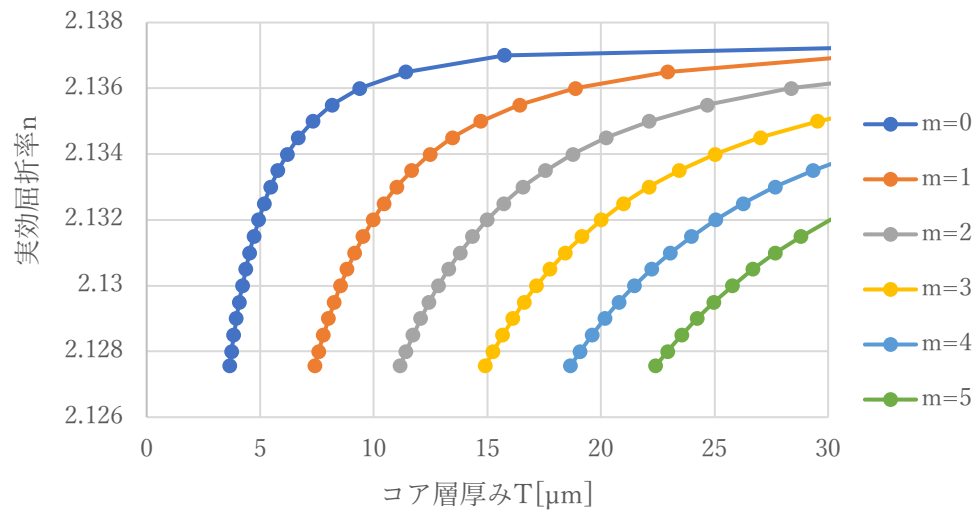


図7. TMモードにおける分散曲線

## 2.5 電気光学効果

このアンテナ電極電気光学変調器は電気光学効果を利用したデバイスであり、電気光学効果は結晶に電界を印加した際に屈折率が変化する現象である。屈折率が電界の強度の1次の関数で変化するポッケルス効果と、電界の強度の2次の関数で変化するカー効果が存在する。ポッケルス効果はカー効果と異なり、圧電性のある点対称でない結晶に電圧を交差させて起きる現象である。本研究でのアンテナ電極では、ポッケルス効果を利用している。ポッケルス効果における屈折率変化 $\Delta n$ は(13)式

$$\Delta n_i = \frac{1}{2} n^3 r_{33} E_j \quad \dots(13)$$

である。ここで電界はE、主軸方向の屈折率をn、電気光学係数が $r_{33}$ である。LiNbO<sub>3</sub>に電圧を印加することで、屈折率変化が生じ、LiNbO<sub>3</sub>に入力した光が変調されて出力される。このポッケルス効果は、(13)式から分かるように、電気信号に比例して屈折率変化が起きるため、光位相変調に有用で、高速動作や広波長帯域、安定性、信頼性などの特徴がある。

### 3. 設計と解析

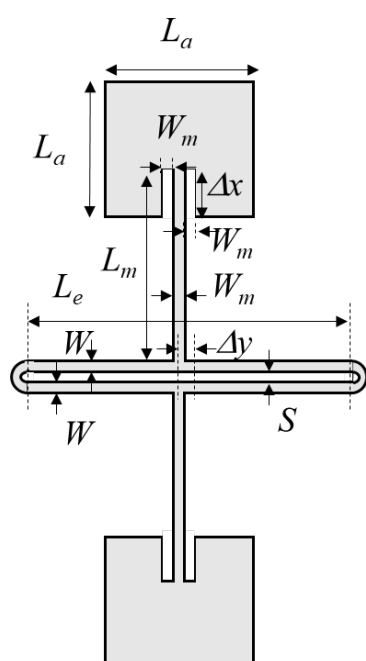
#### 3.1 設計・解析方法

解析には3次元電磁界シミュレータ HFSS を用いた。アンテナ電極電気光学変調器はマイクロストリップパッチアンテナと定在波共振線路電極を結合した構造になっており、それぞれ分割して設計周波数を設定し、インピーダンス整合するように設計・解析を行う。その後結合しアンテナ電極電気光学変調器として解析し整合条件を調整する。

#### 3.2 W帯(79GHz)アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析

先行研究によって設計されている79GHzアンテナ電極を図8に示し、解析パラメータを表2に示す。

表2. 79GHzアンテナ電極の解析パラメータ



基板構造	
LiNbO <sub>3</sub> 結晶厚	30μm
z-cut LiNbO <sub>3</sub> 比誘電率 ( $\epsilon_{rx}, \epsilon_{ry}, \epsilon_{rz}$ )	(43,43,28)
バッファ層厚	0.2μm
Alパッチアンテナ/電極厚	1μm
光学接着剤層厚	1.2μm
フッ素樹脂基板厚	100μm
アンテナ結合電極	
パッチアンテナ長: La	536μm
共振電極長: Le	921μm
供給位置: Δx	182μm
供給位置: Δy	118μm
共振電極幅: W	30μm
共振電極間隔: S	30μm
マイクロストリップライン幅: Wm	40μm
マイクロストリップライン長: Lm	900μm

図8. 79GHzアンテナ電極

### 3.2.1. 定在波共振線路電極の設計・解析

設計された定在波共振線路電極の解析結果を以下に示す。

図9に解析モデル、図10は $S_{11}$ パラメータ(反射係数)、図11は電界分布である。図10より共振周波数は79GHzでピークを確認、その際 $S_{11}$ パラメータ(反射係数)は-15dBであった。図11より79GHzで1波長共振しており、定在波が立っていることが確認できる。詳しい解析方法とデータ分析に関しては、3.3.1.で説明する。

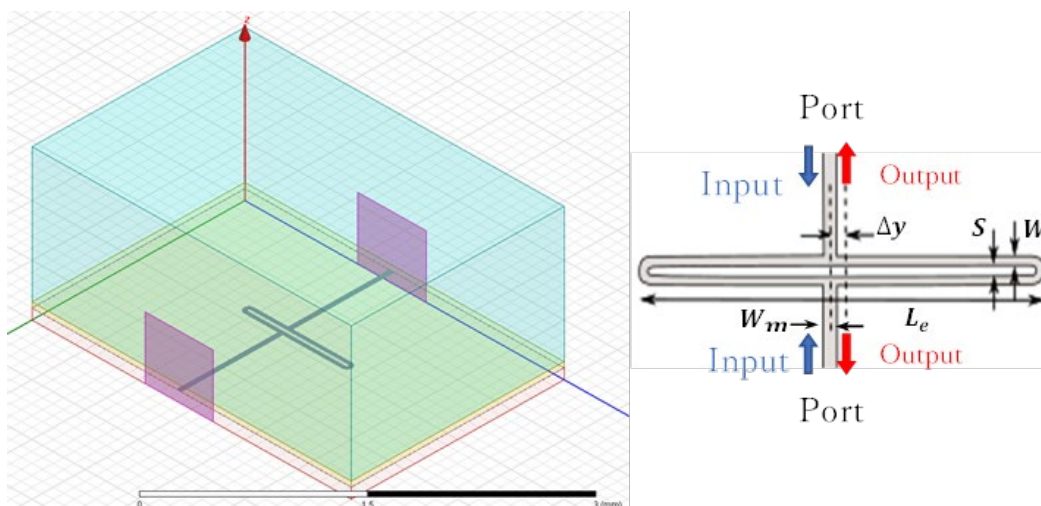


図9. 79 GHz 定在波共振線路電極の解析モデル

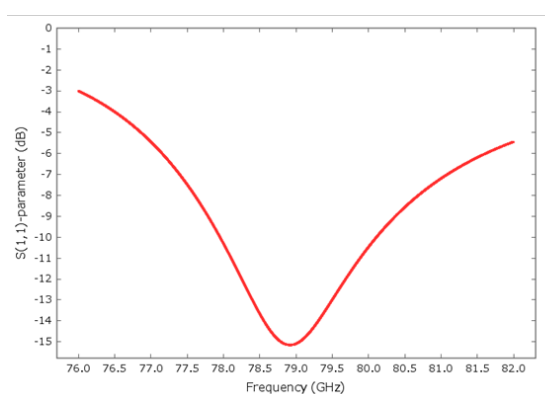


図10.  $S_{11}$ パラメータ(反射係数)

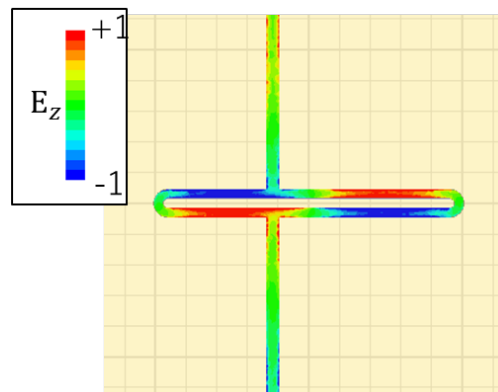


図11. 電界分布

### 3.2.2. マイクロストリップパッチアンテナの設計・解析

設計されたマイクロストリップパッチアンテナの解析結果を以下に示す。

図 12 に解析モデル、図 13 は  $S_{11}$  パラメータ(反射係数)、図 14 は電界分布である。図 13 より共振周波数は 79GHz でピークを確認、 $S_{11}$  パラメータ(反射係数)は -40dB である。図 14 より 79GHz で半波長共振しており、定在波が立っていることを確認できる。詳しい解析方法とデータ分析に関しては、3.3.2.で説明する。

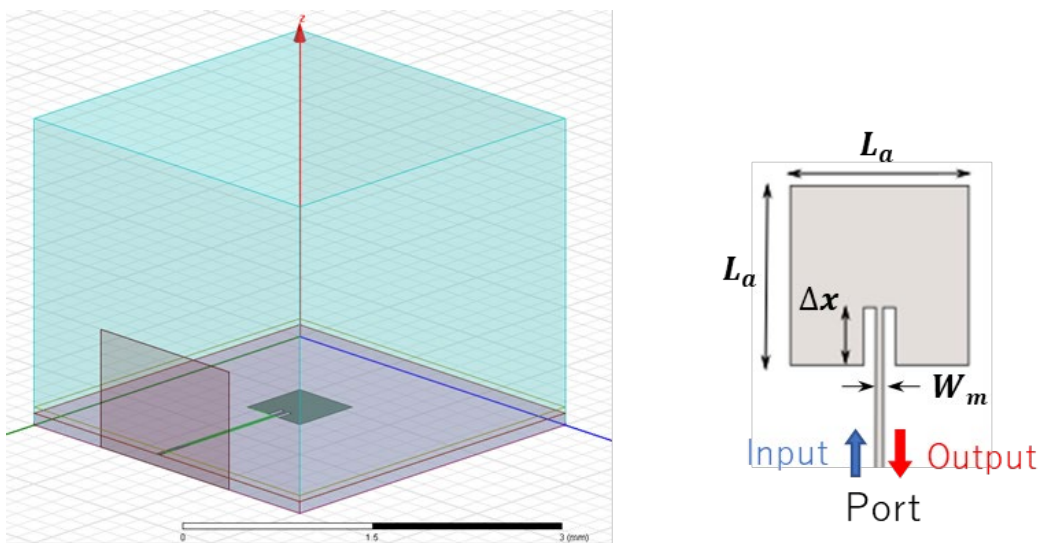


図 12. 79 GHz マイクロストリップパッチアンテナの解析モデル

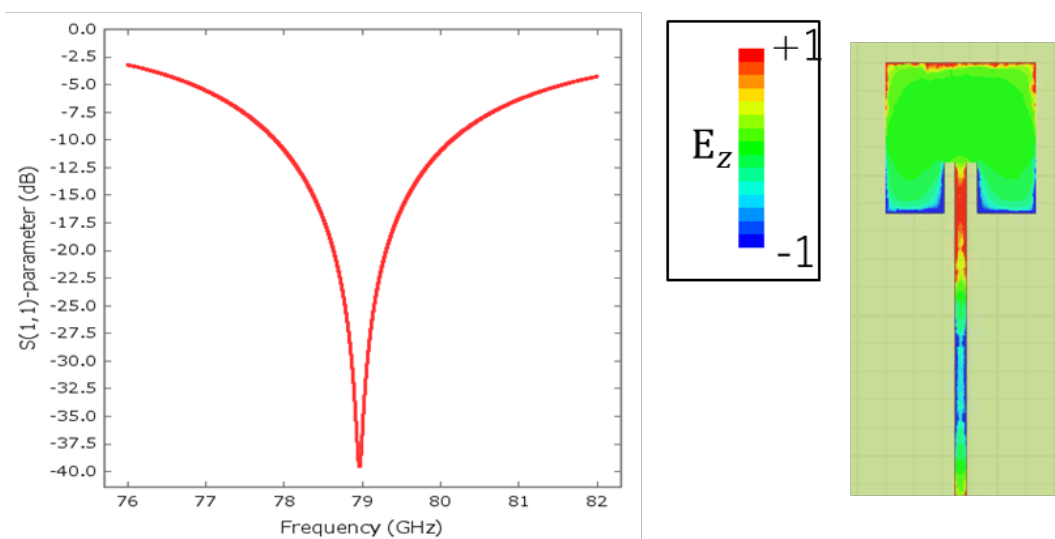


図 13.  $S_{11}$  パラメータ(反射係数)

図 14. 電界分布

### 3.2.3. アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析

設計されたアンテナ電極電気光学変調器の解析結果を以下に示す。

図 15 に解析モデル、図 16 にアンテナ電極に振幅 1 V/m、周波数 79GHz の無線信号を照射した時の定在波共振線路電極上の表面電界、図 17 はその際の電界分布である。図 16 より照射無線信号に対して、導波路上において最大で 180 倍増強された定在波電界を得た。図 17 よりパッチアンテナ上で半波長共振を、定在波共振電極上で 1 波長共振を確認した。詳しい解析方法とデータ分析に関しては、3.3.3.で説明する。

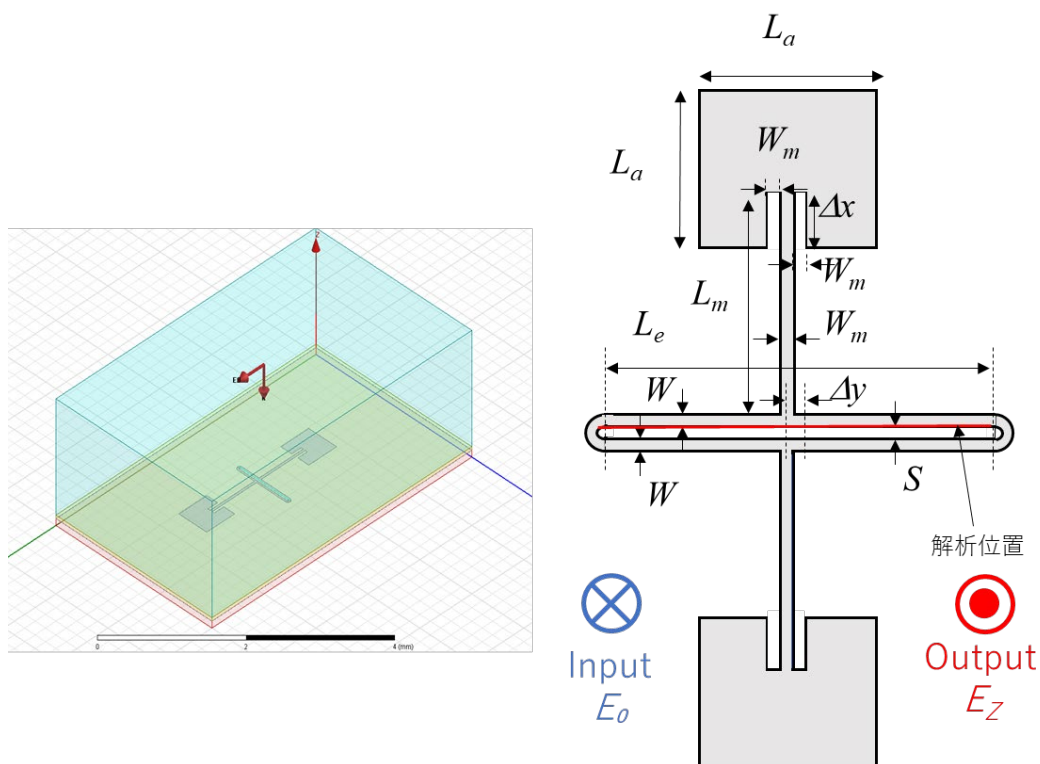


図 15. 79 GHz のアンテナ電極電気光学変調器の解析モデル

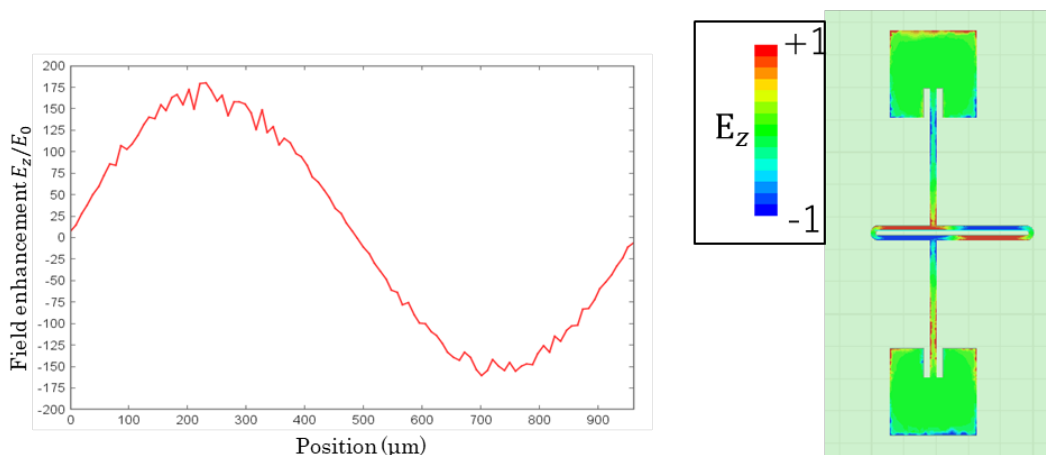


図 16. 79 GHz での光導波路の電界増強

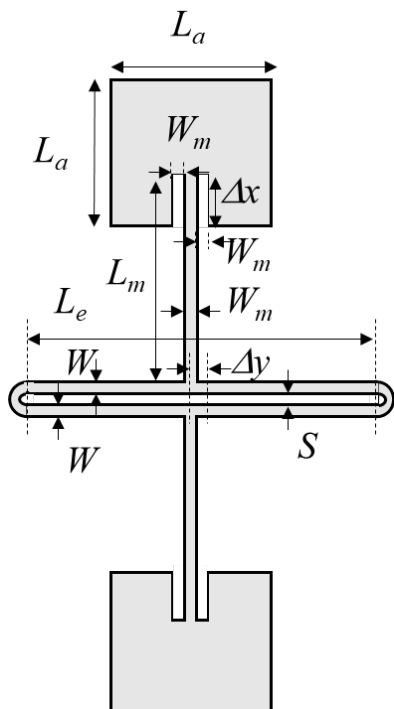
図 17. 電界分布



### 3.3 D帯(120 GHz)アンテナ電極電気光学変調器の解析

設計した 120 GHz アンテナ電極を図 18 に示し、各パラメータを表 3 に示す。

表 3. 120 GHz アンテナ電極の解析パラメータ



基板構造	
LiNbO <sub>3</sub> 結晶厚	10 $\mu$ m
z-cut LiNbO <sub>3</sub> 比誘電率 ( $\epsilon_{rx}, \epsilon_{ry}, \epsilon_{rz}$ )	(43,43,28)
バッファ層厚	0.2 $\mu$ m
Al パッチアンテナ/電極厚	1 $\mu$ m
光学接着剤層厚	1.2 $\mu$ m
フッ素樹脂基板厚	30 $\mu$ m
アンテナ結合電極	
パッチアンテナ長： $L_a$	668 $\mu$ m
共振電極長： $L_e$	819 $\mu$ m
供給位置： $\Delta x$	107 $\mu$ m
供給位置： $\Delta y$	43 $\mu$ m
共振電極幅： $W$	30 $\mu$ m
共振電極間隔： $S$	30 $\mu$ m
マイクロストリップライン幅： $W_m$	40 $\mu$ m
マイクロストリップライン長： $L_m$	900 $\mu$ m

図 18. 120GHz アンテナ電極

### 3.3.1. 定在波共振線路電極の設計・解析

共振電極長 $L_e$ は設計周波数 120GHz の 1 波長に対応するように設計されており、(14)式で与えられる。

$$L_e = \frac{c}{f_m \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \dots(14)$$

$c$  は光速、 $f_m$  は設計周波数、 $\epsilon_{eff}$  は実効比誘電率であり、多層構造基板の実効比誘電率より  $\epsilon_{eff}$  は(15)式で与えられる。

$$\frac{1}{\epsilon_{eff}} = \frac{\frac{t_{FLo}}{\epsilon_{rFLo}} + \frac{t_{LN}}{\epsilon_{rLN}}}{t_{FLo} + t_{LN}} \quad \dots(15)$$

また、反射係数のピークが設計周波数 120 GHz になるように  $L_e$  の長さを調整していく。 $\Delta y$  は共振電極の中央に設定する ( $\Delta y = 0 \mu\text{m}$ ) とインピーダンスが 0 になってしまい整合をとることができない。

そのため、 $\Delta y$  は解析結果の Smith chart を確認しながら、インピーダンス整合をとるために入力インピーダンスが  $50\Omega$  になるように調整する。

図 19 は定在波共振線路電極の解析モデルである。共振電極の上下に Port を設け、周波数範囲 115~125 GHz の正弦波信号を上下逆相に入力した際の  $S_{11}$  パラメータと Smith chart、電界分布を解析した。

図 20 に  $S_{11}$  パラメータ(反射係数)、図 21 に Smith chart、図 22 に電界分布を示す。

図 20 より共振周波数は 120.2 GHz において -32.6 dB を確認した。図 21 より Smith chart 上で図の中央を通過する円を描いていることから整合を確認した。また、入力から見た共振における Q 値は 23.1 であった。Q 値は(16)式で評価した。

$$Q = \frac{f_0}{|f_1 - f_2|} \quad \dots(16)$$

ここで  $f_0$  は中心周波数、 $f_1$  と  $f_2$  は Smith chart 上でコンダクタンス成分とサセプタンス成分の大きさが等しくなる点の周波数である ( $f_0 = 120.2\text{GHz}$ 、 $f_1 = 117.4\text{GHz}$ 、 $f_2 = 122.6\text{GHz}$ )。また、図 22 より 120GHz で 1 波長共振しており、定在波が立っていることが確認できる

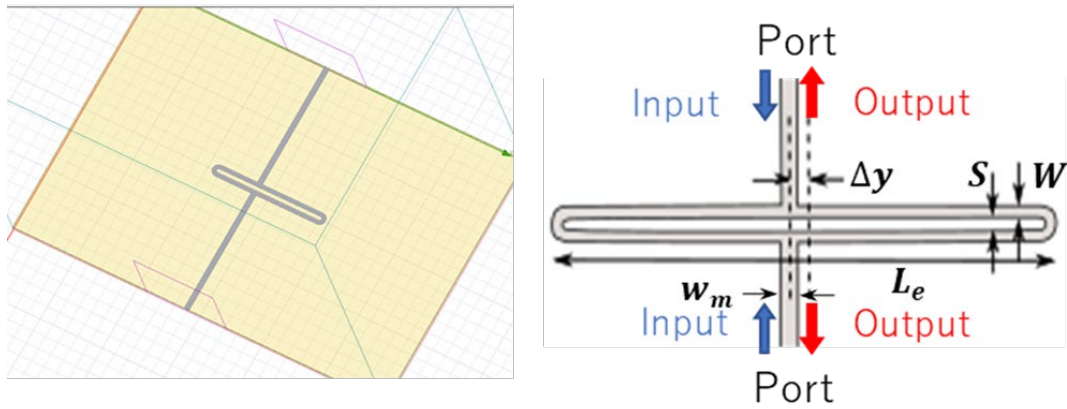


図 19. 120GHz の定在波共振線路電極の解析モデル

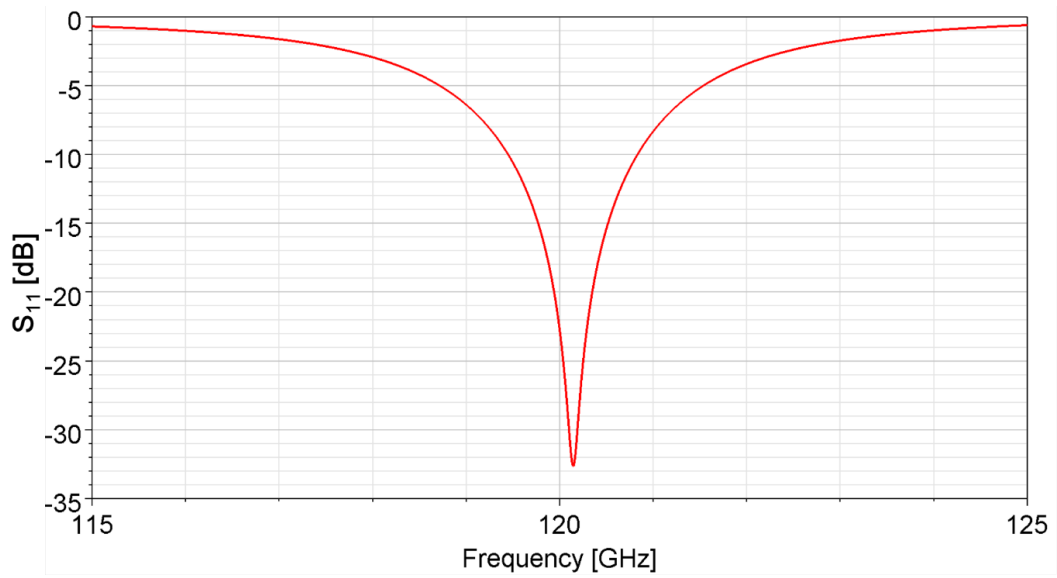


図 20.  $S_{11}$  パラメータ(反射係数)

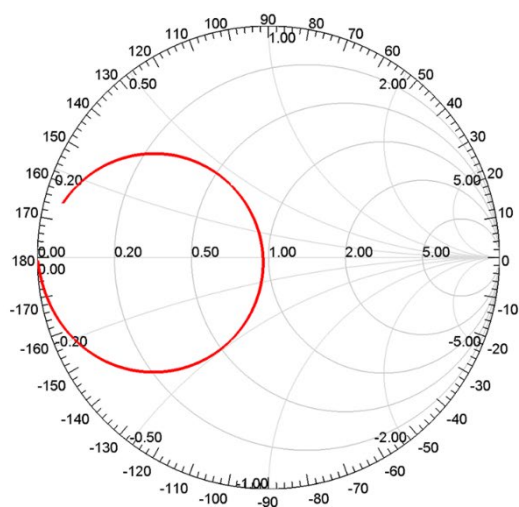


図 21. Smith chart

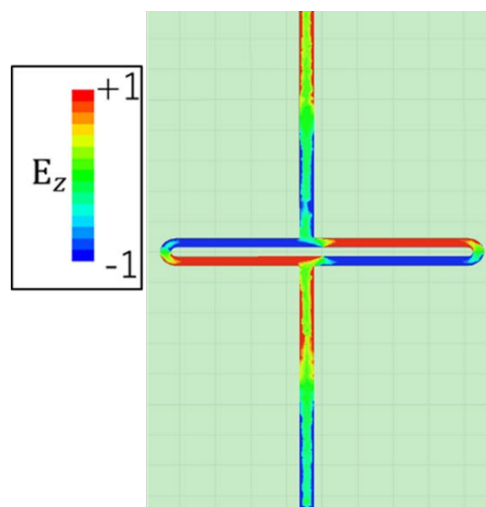


図 22. 電界分布

### 3.3.2. マイクロストリップパッチアンテナの設計・解析

パッチアンテナ部分の正方形  $L_a$  は半波長をベースに、 $\text{LiNbO}_3$  の薄膜化に応じて 120 GHz で共振するように  $S_{11}$  パラメータを参考に設計した。その他のパラメータについては Smith chart からインピーダンス整合をとれるよう  $\Delta x$  を調整しこちらも入力インピーダンスが  $50\Omega$  になるよう設計した。

図 23 は解析モデルである。パッチアンテナ下部に Port を設け、周波数 115~125 GHz の正弦波信号を入力した。以下に解析結果を示す。図 24 に  $S_{11}$  パラメータ、図 25 に Smith chart、図 26 に電界分布である。図 24 より 120GHz において -50dB の共振を確認した。図 25 より Smith chart の中央を通っており整合を確認、その時の Q 値は、(16)式より  $Q = 23.1$  であった ( $f_0 = 120\text{GHz}$ 、 $f_1 = 117.6\text{GHz}$ 、 $f_2 = 122.8\text{GHz}$ )。また図 26 よりパッチアンテナ上において、120GHz で半波長共振による定在波を確認した。

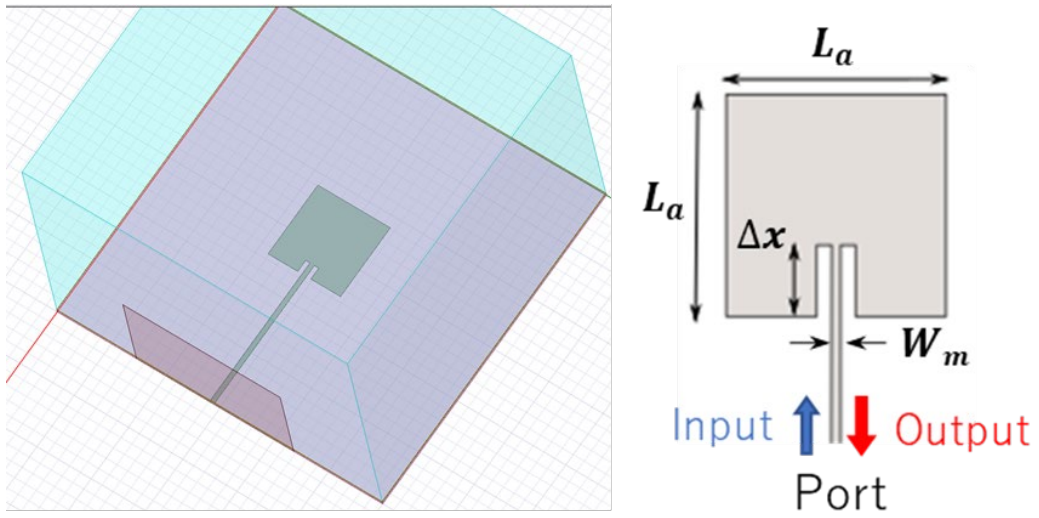


図 23. 120GHz のマイクロストリップパッチアンテナの解析モデル

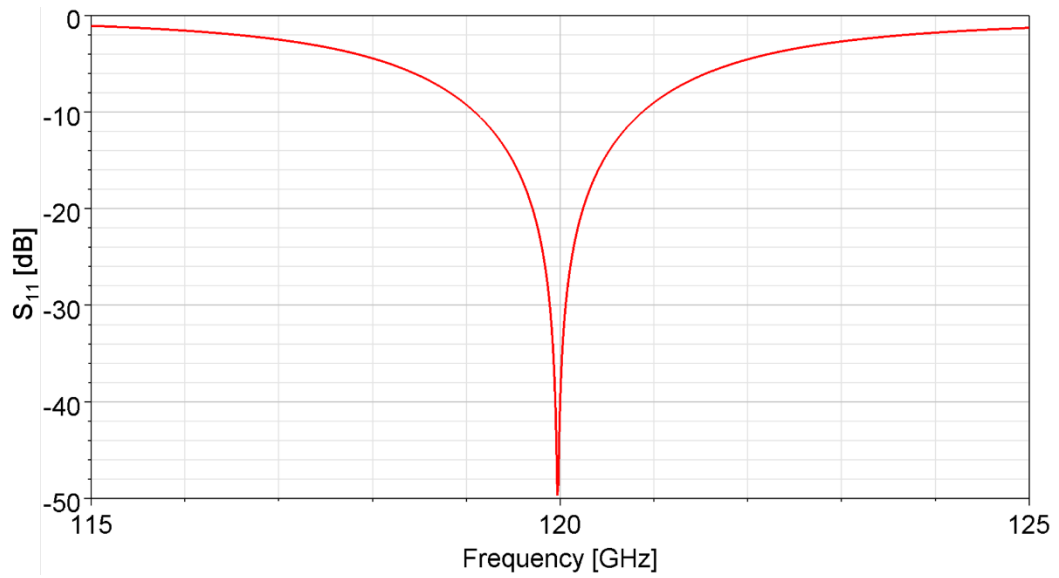


図 24.  $S_{11}$  パラメータ(反射係数)

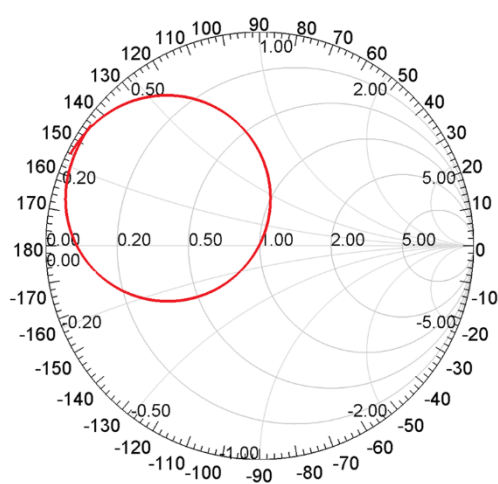


図 25. Smith chart

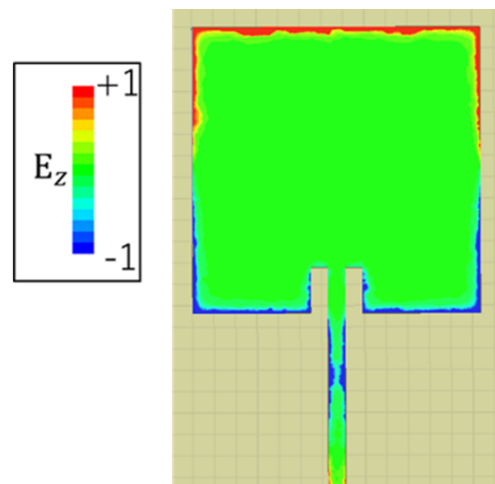


図 26. 電界分布

### 3.3.3. アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析

3.3.1 節及び 3.3.2 節で設計した定在波共振線路電極とマイクロストリップパッチアンテナを結合し、アンテナ電極を設計した。解析は結合線路長と結合位置を調整して設計周波数の 120GHz において良好な電界増強を得られるように調整していく。図 27 に解析モデルを示す。解析方法は、設計したアンテナ電極の直上から振幅  $E_0$ 、x 偏波の周波数 120GHz 無線信号を位相  $0^\circ \sim 360^\circ$  まで  $15^\circ$  刻みで変化させて照射する。図 28 が金属表面(共振電極より  $0.01\mu\text{m}$  上方)における電界増強係数であり、図 29 が光導波路部分(共振電極より  $1\mu\text{m}$  上方)における電界増強係数である。図 30 にアンテナ電極表面の電界分布を示す。図 28 より金属表面では最大 2500 倍の電界増強を確認した。図 29 より変調をかける光導波路部分で最大 130 倍の電界増強を確認した。図 30 より 120 GHz において明確な共振を確認できた。次に、図 31 に金属表面での電界増強係数の周波数特性、図 32 に光導波路での電界増強係数の周波数特性を示す。ともに 120GHz 付近でピークを確認し、119~123GHz の 4GHz 間において金属表面では 2000 倍以上の電界増強を、光導波路部分でも 80 倍以上の電界増強を得られた。

これは、2つの共振器である定在波共振線路電極とマイクロストリップパッチアンテナにおいて、共振周波数と Q 値をそろえることによって広い帯域での変調器としての動作が期待できる結果であった。これらの結果より、理論通りアンテナ電極は共振器として動作し強い電界増強が発生、強電界での光変調が可能であることを確認した。

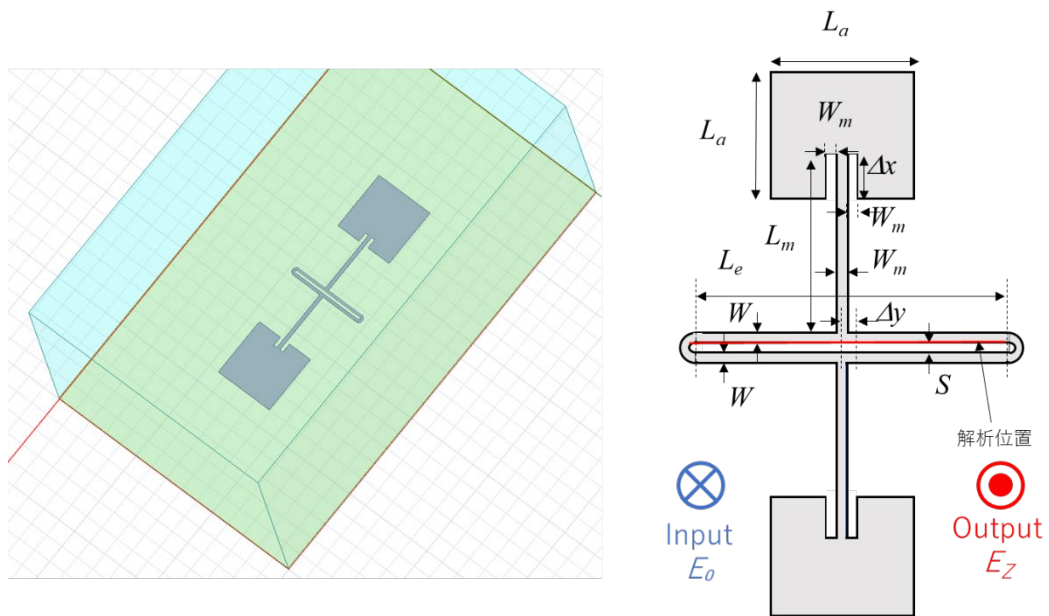


図 27. 120GHz のアンテナ電極電気光学変調器の解析モデル

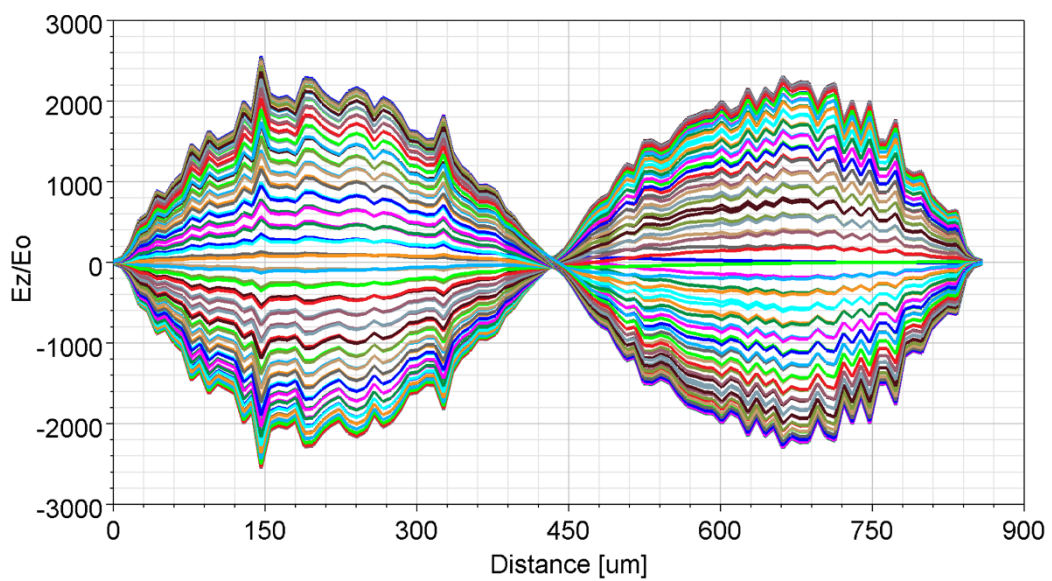


図 28. 金属表面(0.01 $\mu\text{m}$ )での電界増強係数

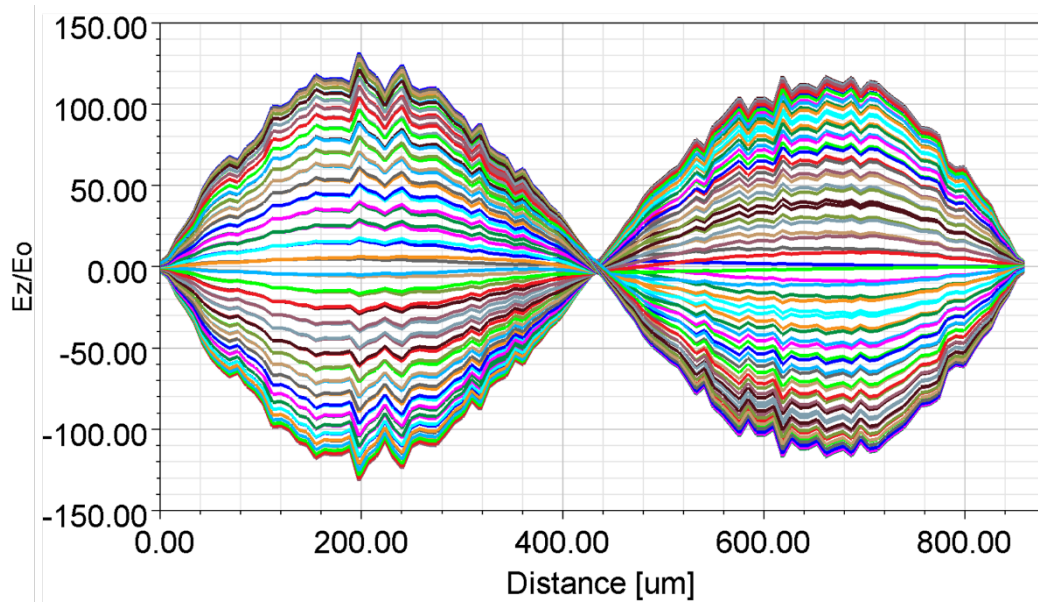


図 29. 光導波路(1 $\mu\text{m}$ )での電界増強係数

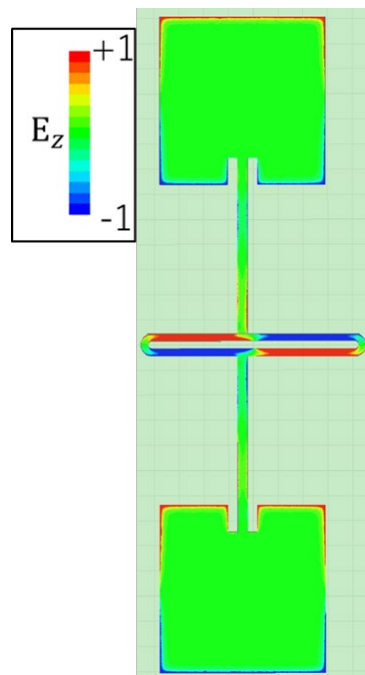


図 30. 電界分布



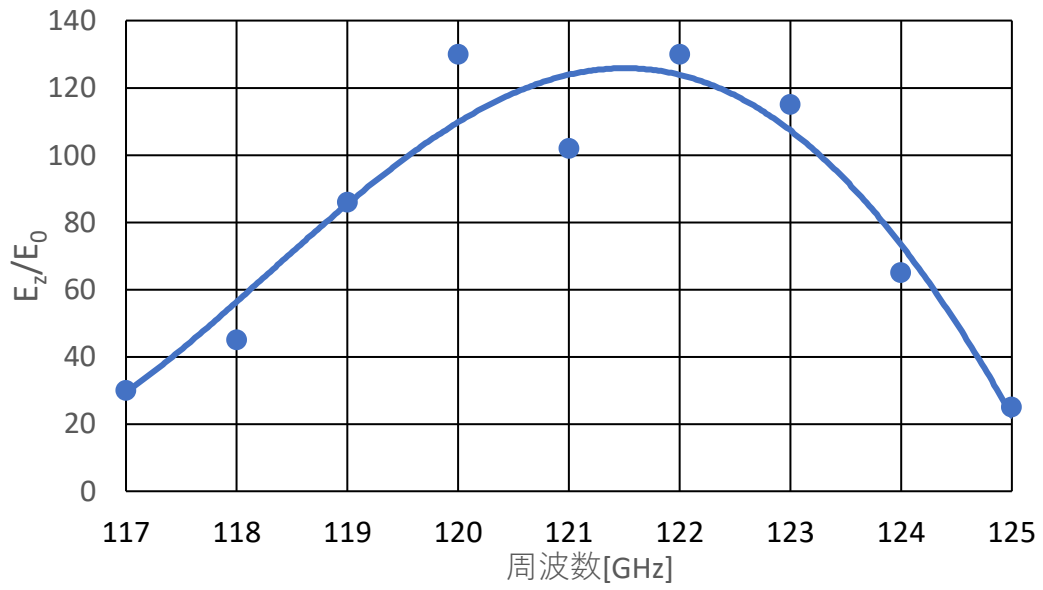


図 31. 金属表面(0.01 $\mu\text{m}$ )での電界増強係数の周波数特性

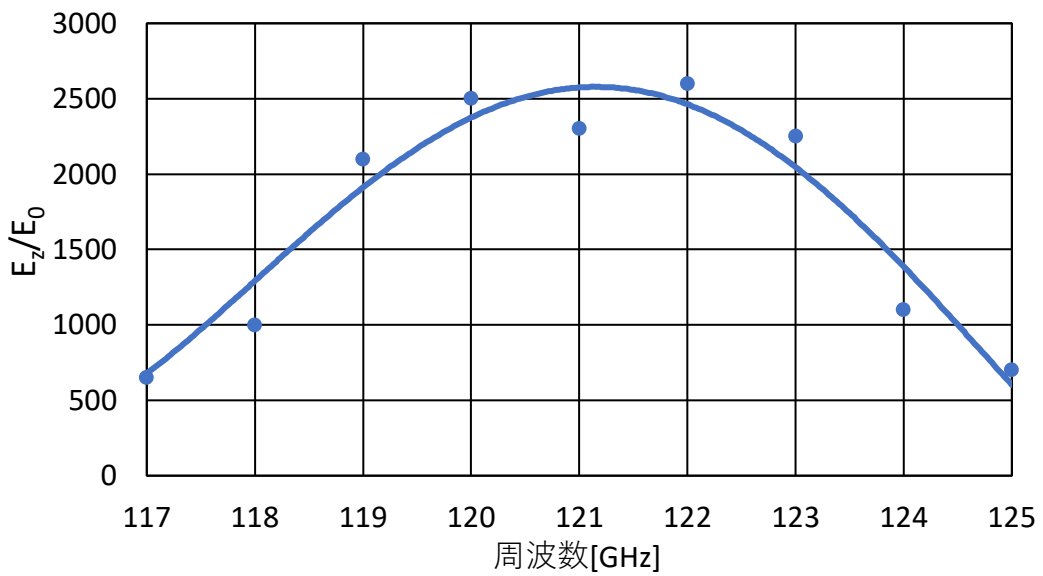


図 32. 光導波路(1 $\mu\text{m}$ )での電界増強係数の周波数特性

## 4. アンテナ電極電気光学変調器の作製

### 4.1 光導波路作製

図 3.2 で説明した構造の通り z-cut LiNbO<sub>3</sub> 内下部に光導波路を作製した。光導波路作製におけるモデル図を図 33 に示す。作製手順は LiNbO<sub>3</sub> を超音波洗浄し表面から微細なごみ等を除去した後に、Al を真空蒸着した(①)。次にフォトレジストを塗布した(②)。これは導波路のパターン転写を可能にし、後に続くエッチング処理から Al を保護するためのものである。次に導波路のマスクパターンを用意し、LiNbO<sub>3</sub> とマスクを近接させ露光した(③)。次にリン酸を用いてエッチングし Al を除去した(④)。次に安息香酸を用いて、プロトン交換をすることで、狙ったパターン状に光導波路が作製される(⑤)。その後エッチングし Al を除去、LiNbO<sub>3</sub> に導波路のみを残した(⑥)。

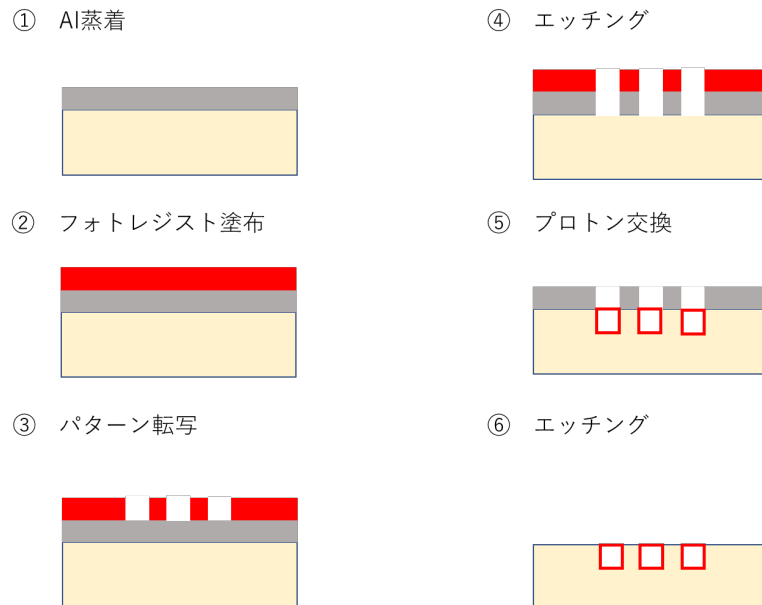


図 33. 光導波路作製工程のモデル図

③における導波路を図 34 に、④における導波路を図 35 に、⑥における導波路を図 36 に示す。

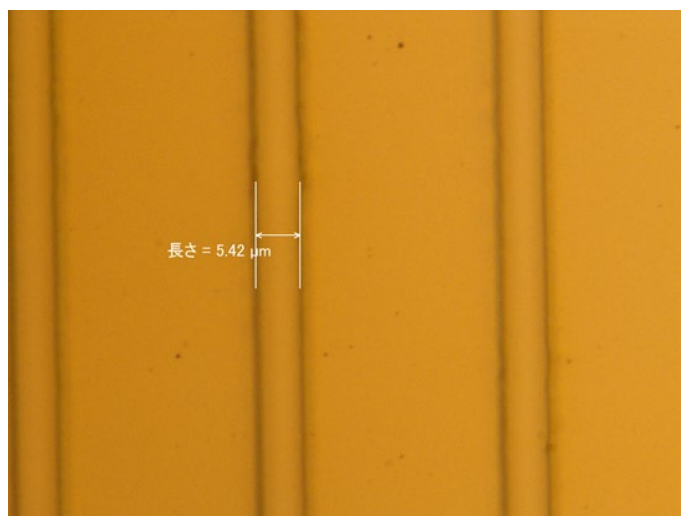


図 34. 導波路パターン転写後



図 35. プロトン交換前の導波路パターン

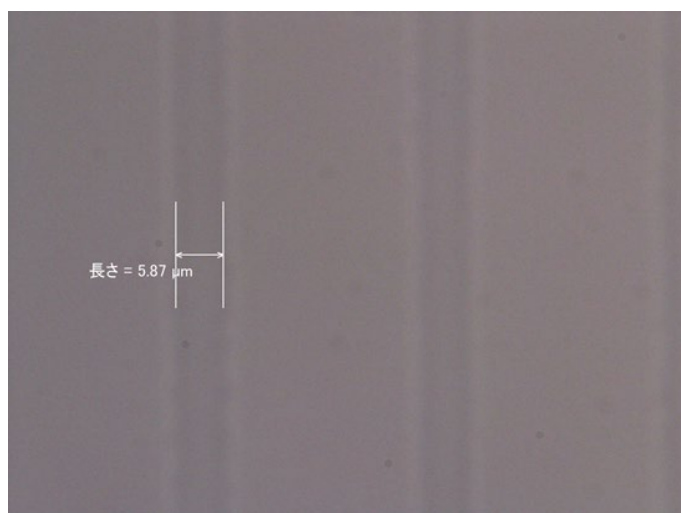


図 36. 完成した導波路

#### 4.2 アンテナ電極マスク作製

3.3節で設計したアンテナ電極電気光学変調器をアレイ状に並べ、転写パターンマスクデータを作成した。アンテナ電極の設計パラメータは表3で示した。アレイ状に並べるにあたりアンテナ素子間のピッチは、光速に対する変調周波数及びLiNbO<sub>3</sub>の屈折率を考慮すると

$$\frac{3.0 \times 10^8}{120 \text{GHz} \times 2.193} = 1.14 [\text{mm}]$$

である。作成したマスクを図.37に示す。上から16素子、8素子、4素子(素子間1.14[mm])無線信号の照射角度依存性を測定するべく、照射角度を±10°変更した際の8素子(+10°素子間 = 1.157[mm]、-10°素子間 = 1.122[mm])のアレイ状アンテナ電極のマスクを作成した。

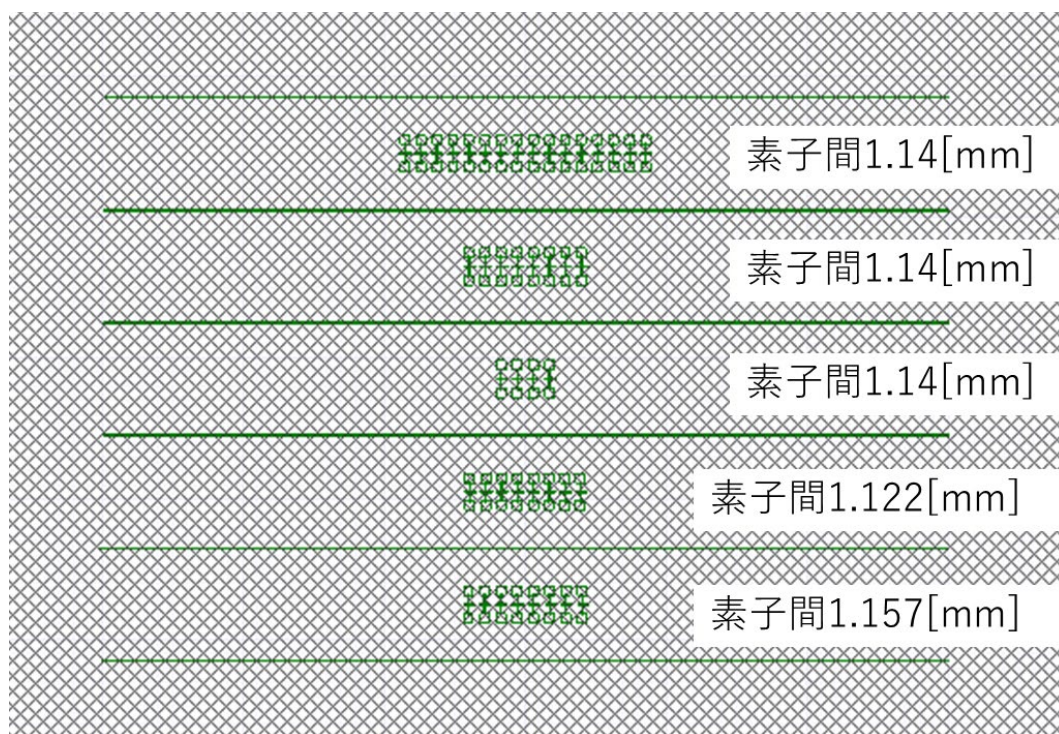


図 37. 作成したアンテナ電極マスク

## 5. 動作実験

### 5.1 W帯光変調周波数特性

3.2節の設計をもとに、アンテナ電極電気光学変調器を試作、光変調実験を行った。図38に使用した77GHz帯8素子のアンテナ電極電気光学変調器、図39に光変調実験系を示す。無線信号照射部分はWバンド帯信号生成のために、 $\sim 40\text{GHz}$ のシグナルジェネレーターで信号を供給し光2tone法を用いて2逡倍することで、 $\sim 80\text{GHz}$ の信号を生成する。その光信号をEDFAで増幅、PDに入力し、ホーンアンテナからアンテナ電極に上部から無線信号を照射した。アンテナ電極の光導波路に入力する光信号は、入力電力10mW、波長 $\sim 1.55\mu\text{m}$ の光を用いた。

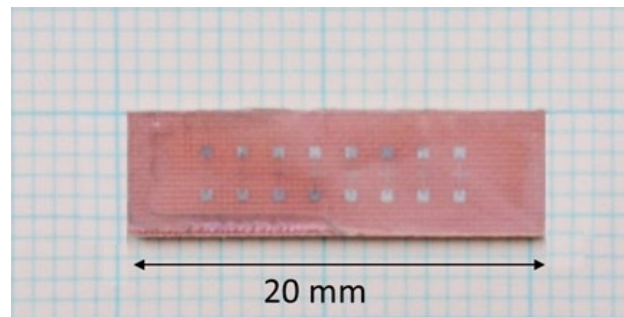


図38. 77GHz帯8素子アンテナ電極電気光学変調器

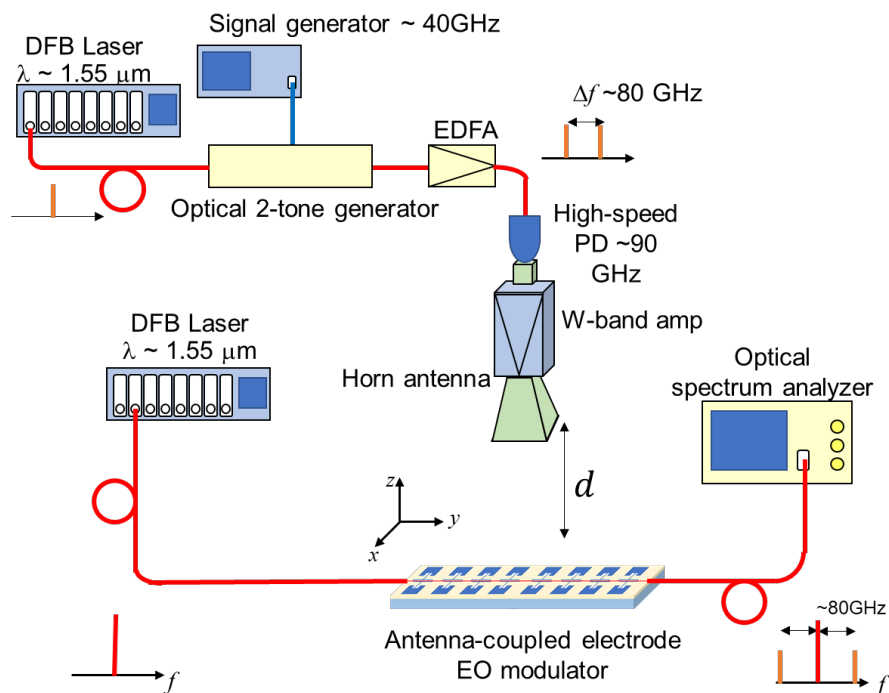


図39. 光変調実験系

図 40 に照射無線信号周波数 77GHz で測定した光スペクトルを示す。明瞭な光変調サイドバンドを確認し、キャリアとサイドバンドの比は約 35dB であり、その時の位相変調指数は 36mrad であった。

次に周波数を 75~80GHz まで 0.2GHz 刻みで照射した際の変調特性を図 41 に示す。図 41 より約 4GHz の 3dB 周波数帯域を得た。この結果は 2つの共振器の共振周波数、インピーダンス整合、Q 値をそろえたことによって得られたものであると考えられる。

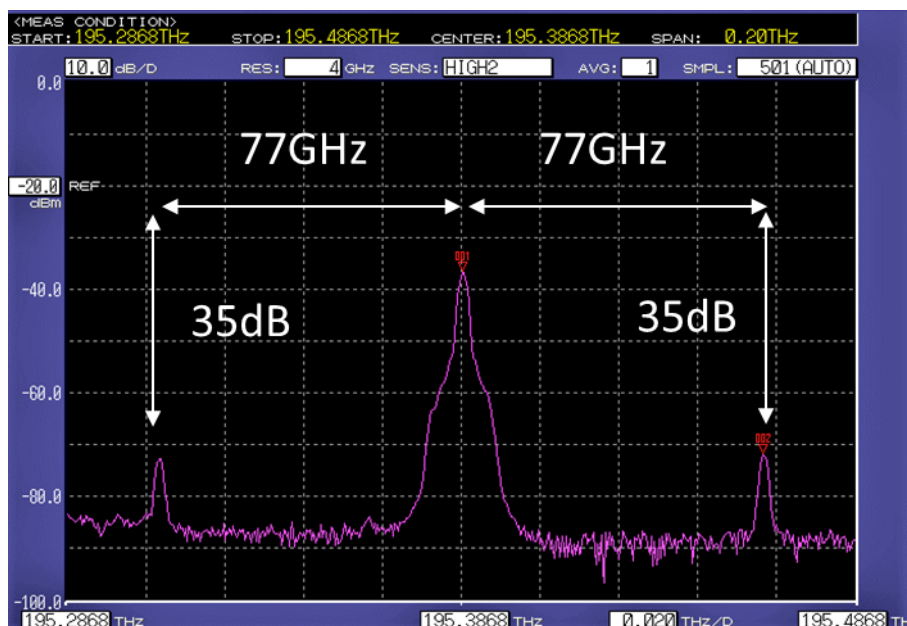


図 40. 77GHz の変調光スペクトル

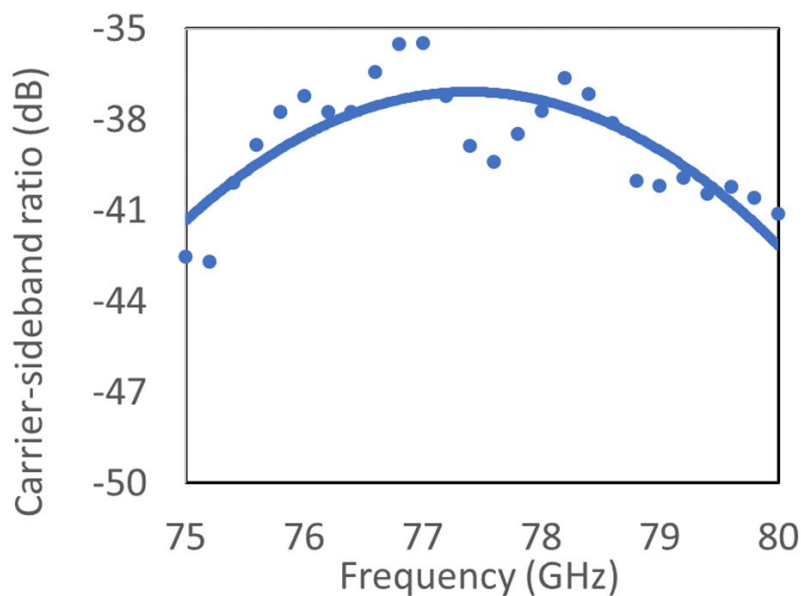


図 41. 光変調周波数特性

## 5.2 W帯 FMCW 信号変換実験

Frequency-Modulated Continuous-Wave (FMCW)信号変換の実験系を図 42 に示す。FMCW 信号生成系は図 39 の無線信号生成系と同様だが掃引幅 2GHz の周波数掃引 RF 信号を用いて W 帯の FMCW 信号を生成している。電気光学変調器に入力する DFB Laser の出力光に光位相変調器を用いることで、20GHz おきでの変調をし、次に電気光学変調器でキャリア光を位相変調しサイドバンドを生成、Optical band pass filter (OBPF)に送られ PD を通し電気信号に変換し、Spectrum analyzer で IF 信号のスペクトル及びスペクトログラムを測定した。図 43 に 20GHz 位相変調+FMCW 信号変調の光スペクトル、図 44 に OBPF 通過後の光スペクトルを示す。図 43 より 20,40,60GHz での変調光スペクトルと 77GHz の W 帯無線信号変調光スペクトルを確認した。また、60GHz と 77GHz 変調スペクトルが同程度の強度であった。図 44 では 60GHz と 77GHz の成分を取り出すことに成功した。

77GHz の FMCW 信号を IF 信号変換した際のスペクトル及びスペクトログラムを図 45 に示す。無線信号を徐々に掃引していき、掃引幅 2GHz での明確な IF スペクトルを観測、SN 比は約 20dB を確認した。この結果より W 帯での FMCW 信号受信・光信号変換が可能であることを確認した。

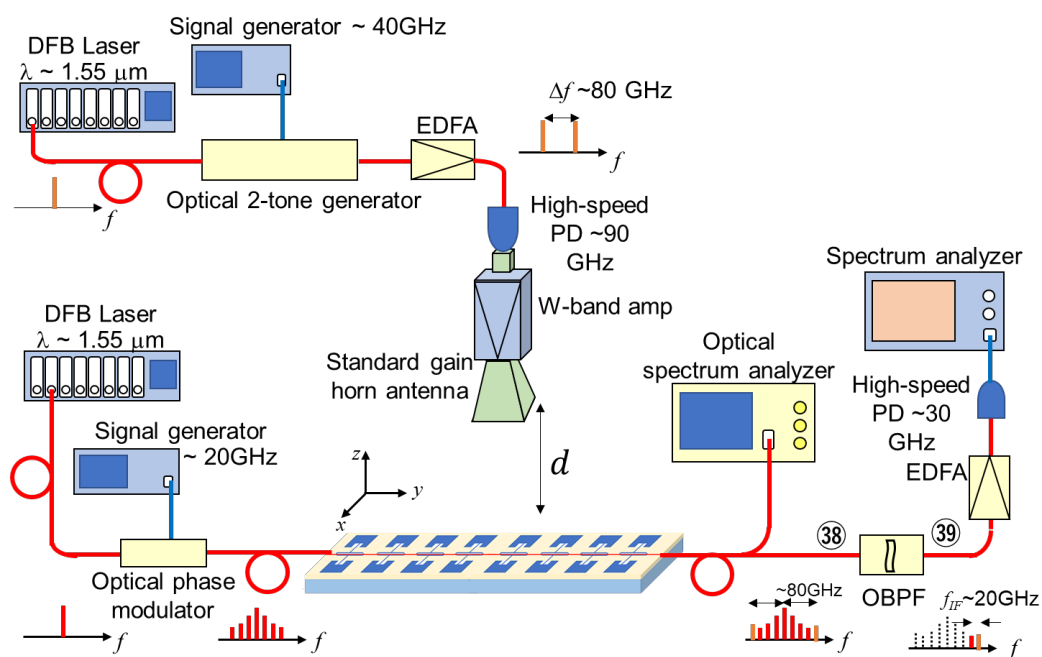


図 42. FMCW 信号変換実験系

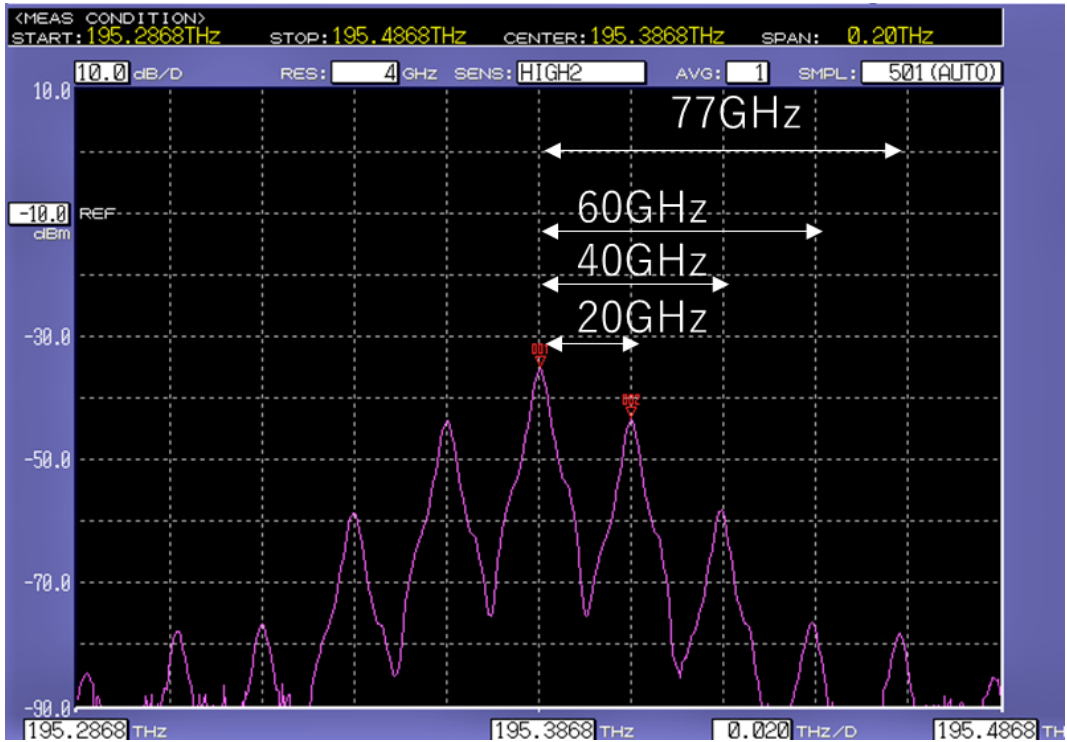


図 43. 20GHz 位相変調+FMCW 信号変調の光スペクトル

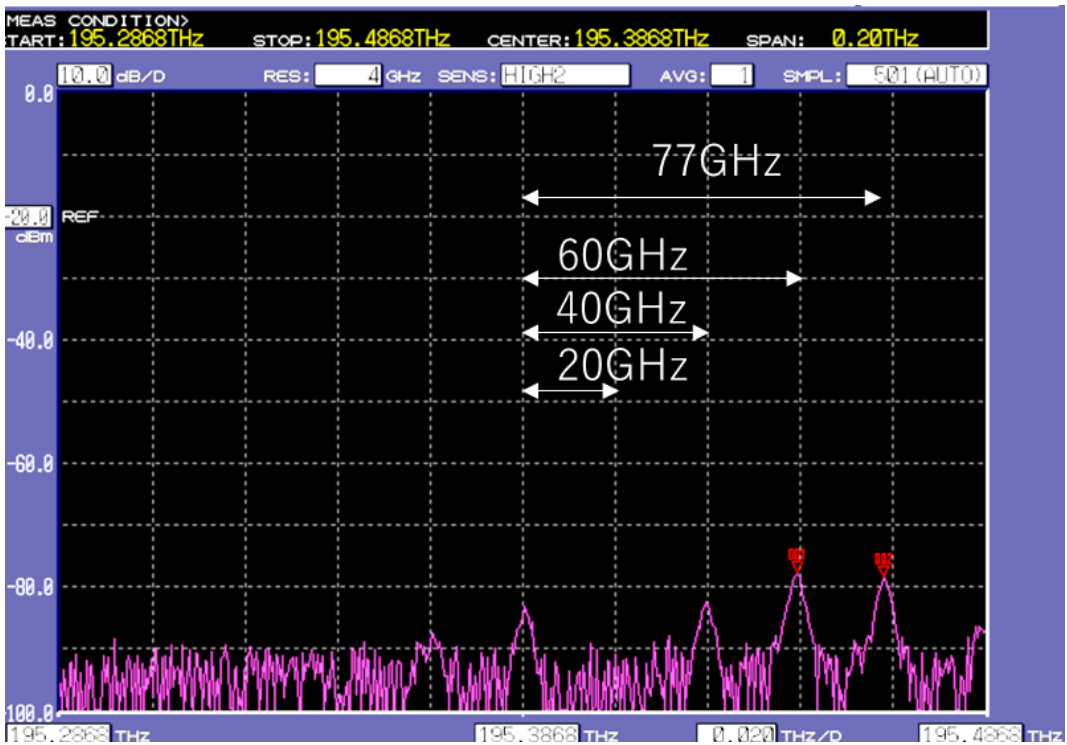


図 44. OBPF 通過後の光スペクトル



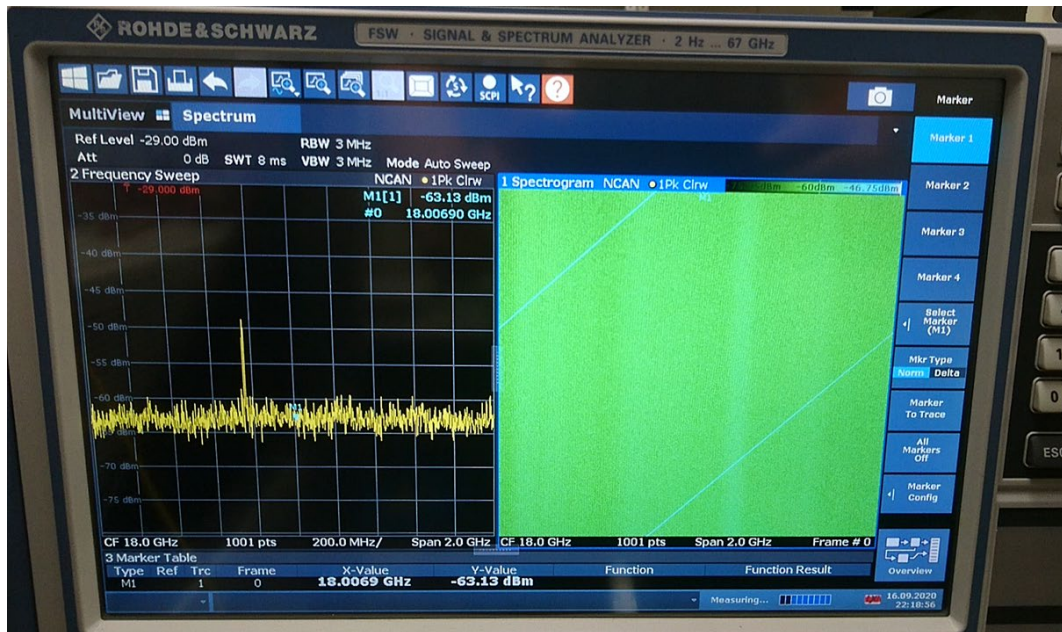


図 45. IF 信号変換でのスペクトル及びスペクトログラム

## 6. 結論

ミリ波 W 帯および D 帯アンテナ電極電気光学変調器に関する研究について報告した。W 帯においてアンテナ電極電気光学変調器の評価をすることで 77GHz 帯での理論通りの動作を確認した。75~80GHz において明瞭なサイドバンドを観測し、3dB 帯域は~4GHz、最大で 35dB のキャリアサイドバンド比を確認した。その際の位相変調指数は 36mrad であった。

IF 信号変換実験では、光を用いた W 帯の FMCW 信号を IF 信号に変換することに成功した。これより W 帯レーダーの受信機やアンテナ構成への応用が期待できる。

ミリ波 D 帯アンテナ電極電気光学変調器の設計・解析において、LiNbO<sub>3</sub>を従来より薄膜化することで、100GHz 超での変調を可能にした。2つの共振器である  $\mu$  ストリップパッチアンテナと定在波共振線路電極の共振周波数、インピーダンス整合、Q 値の調整をすることで、入力に対して最大で 130 倍の変調電界の増強を確認した。変調電界の周波数特性から広帯域での動作が期待できる。これらの結果より、120GHz 帯での変調が可能であると考えられる。

## 謝辞

本研究を遂行するにあたり、日々のご鞭撻から数々の知見をご教示賜りました、主指導教員の村田博司教授には心より感謝申し上げます。

本論文をまとめるにあたり、ご指導・ご意見いただいた松井龍之介准教授、大田垣祐衣助教に深く感謝致します。

最後に、所属である高周波フォトニクス研究室の皆様にも多くのご支援を頂きました。お礼申し上げます。

## 参考文献

- [1] H. Murata, "Millimeter-wave-band electro-optic modulators using antenna-coupled electrodes for microwave photonic applications," *Journal of Lightwave Technology*, **vol. 38**, pp. 5485-5491, 2020.
- [2] 村田博司,"60GHz 帯空間多重無線信号分離・光信号変換デバイスの開発",TELECOM FRONTIER,No.91,pp.1-3(2016).
- [3] 新関暢一,"LiNbO<sub>3</sub>の物性",応用物理,第36巻・第2号,pp.140-141(1967).
- [4] 栖原敏明,"光波光学",pp.88-101.コロナ社,1998.
- [5] Andrew J. Mercante, Shouyuan Shi, Peng Yao, Linli Xie, Robert M. Weikle, and Dennis W. Prather1 "Thin film lithium niobate electro-optic modulator with terahertz operating bandwidth," *Optics Express*, **Vol. 26**, No. 11, pp. 14810-14816 (2018).
- [6] Chi-Jui Chung, Xiaochuan Xu, Zeyu Pan, Farzad Mokhtari-Koushyar, Rui Wang, Hai Yan, Harish Subbaraman, and Ray T. Chen. "Silicon-Based Hybrid Integrated Photonic Chip for K<sub>u</sub> band Electromagnetic Wave Sensing" *Journal of Lightwave Technology*, **Vol. 36**, No. 9 (2018).
- [7] H. Murata, R. Miyanaka, and Y. Okamura, *Int. J Microwave & Wireless Technol.*, **Vol. 4**, No.3, pp.399-405 (2012).

## 研究発表一覧

### 【国際会議】

- [1] Hiroshi Murata, Shotaro Kodama, and Hiroto Yokohashi, “W-band antenna-coupled-electrode electro-optic modulator for millimeter-wave radar systems,” MWP 2020, Th1.4, Nov. 2020, Matsue, Japan.
- [2] Shotaro Kodama, Yui Otagaki, and Hiroshi Murata, “Millimeter-Wave D-band Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulator,” Nano Science & Technology International Workshop, 24 Nov 2021, Mie.
- [3] Shotaro Kodama, Takuto Mori, Yui Otagaki, and Hiroshi Murata, “Millimeter-Wave D-band Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulator” PEM 2021, 29 – 30 Nov 2021, Hokkaido. (査読有)
- [4] Shotaro Kodama, Yui Otagaki, and Hiroshi Murata, “Millimeter-Wave D-band Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulator” URSI AT-AP-RASC, 29 May – 3 June 2022, Gran Canaria. (査読中)

### 【国内会議】

- [5] 児玉将太郎, 横橋裕斗, 森拓人, 村田博司 :”ミリ波 W 帯アンテナ電極電気光学変調器” 電子情報通信学会 総合大会, C-14-18, オンライン, 2021 年 3 月 9-12 日.