

第2回 光応用電磁界計測研究会

— 光応用電磁界計測のためのアンテナ技術と応用動向 —

PEM2016-7～10

2016年 11月 24日(木)

於：機械振興会館

主 催： 電子情報通信学会
光応用電磁界計測時限研究専門委員会
併 催： 電子情報通信学会 環境電磁工学研究会
電子情報通信学会 無線電力伝送研究会
協 賛： 株式会社 精工技研

第2回 光応用電磁界計測研究会 (EMCJ/WPT 併催)

プログラム

テーマ：「光応用電磁界計測のためのアンテナ技術と応用動向」

2016年 11月 24日 (木)

[セッション PEM] 10:15 ~ 12:20

PEM2016-07 [依頼講演] マイクロ波をエネルギー源とした治療機器の開発

齊藤一幸 (千葉大)

PEM2016-08 [一般講演] 双方向性光ファイバリンクシステム用いたアンテナ自己校正

黒川 悟, 廣瀬雅信 (産総研), 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 一條 淳 (精工技研)

PEM2016-09 [一般講演] LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサにおける指向性と電極構造の関係

土屋明久, 日高直美, 菅間秀晃 (神奈川県産技センター),
石田武志 (ノイズ研), 橋本 修 (青学大)

PEM2016-10 [一般講演] 低誘電率フッ素系樹脂基板を用いた高性能ミリ波帯アンテナ電極光変調器

井上敏之, 池田隆志, 村田博司, 塩見英久, 岡村康行 (阪大),
木谷聡志 (住友電工プリントサーキット), 中林 誠 (住友電工ファインポリマー),
村田和夫 (住友電工)

場 所： 機械振興会館

主 催： 電子情報通信学会 光応用電磁界計測時限研究専門委員会
(<http://www.ieice.org/~pem/>)

協 賛： 株式会社 精工技研

本予稿集に掲載された論文等の著作権は著者に帰属します。

発行年月日：2016年 11月 24日

発行所：（一社）電子情報通信学会

光応用電磁界計測(PEM)時限研究専門委員会

マイクロ波をエネルギー源とした治療機器の開発

齊藤 一幸

千葉大学フロンティア医工学センター 〒263-8522 千葉市稲毛区弥生町 1-33

E-mail: kazuyuki_saito@faculty.chiba-u.jp

あらまし 近年, 疾病を治療するだけでなく, その患者の“生活の質”(quality of life: QOL)を重視する動きが広がっている. これに伴って, 様々な治療技術が研究・開発されており, その一つとしてマイクロ波の医療応用も研究されている. これらは, (1)マイクロ波が生体組織にあたる熱的作用を利用した治療機器, (2)マイクロ波 CT (computerized tomography)や, MRI (magnetic resonance imaging)に代表されるような診断機器, (3)医療情報のワイヤレス伝送に分類することができる. この中で(2)については, 特に MRI に関連して, 様々な研究が行われており, また, (3)については, 通信技術の一部であると考えられる. 本稿では(1)に関連し, 筆者らがこれまでに開発したハイパーミア用微細径アンテナの概要とその使用例を紹介する. さらに, 現在開発を行っているマイクロ波による外科処置用組織凝固デバイスについてもその概要を紹介する.

キーワード 治療機器, マイクロ波エネルギー, ハイパーミア, 外科処置具

Development of Therapeutic Devices using Microwave Energy

Kazuyuki SAITO

Center for Frontier Medical Engineering, Chiba University 1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba 263-8522, Japan

E-mail: kazuyuki_saito@faculty.chiba-u.jp

Abstract In recent years, quality of life (QOL) of patients is becoming increasingly important. Therefore, it is an established fact that medical applications of microwave are important because these applications are effective for the reduction of mental and physical burden of the patients. They can be classified as follows. (1) Thermal treatments, which use microwave energy as a heating source. (2) Information gathering and diagnoses inside the human body, which use microwave, such as computerized tomography (CT), magnetic resonance imaging (MRI). (3) Transmission of medical information of patients. In (2), especially, relevant techniques of MRI have been studied actively. In (3), this technique is considered to be an extension of communication technologies and are described by many papers and books. In relation to (1), development and performance evaluations of microwave therapeutic devices for the hyperthermia and the surgical devices are described in this report.

Keyword Therapeutic device, Microwave energy, Hyperthermia, Surgical device

マイクロ波をエネルギー源とした 治療機器の開発

千葉大学 フロンティア医工学センター
齊藤 一幸

kazuyuki_saito@faculty.chiba-u.jp



千葉大学 フロンティア医工学センター

Center for Frontier Medical Engineering



2004年4月設立 工学系, 医学系教員より構成
2013年10月改組・名称変更

千葉大学 サイエンスパークセンター



国際協力関係

アジアの医工学の拠点を目指して

電磁波の医療応用

- 治療技術
- 診断技術
 - MRI
 - 非侵襲体内温度測定
- 情報伝送
 - 医療情報伝送
 - 遠隔医療

マイクロ波エネルギーの治療への応用

- マイクロ波ハイパサーミア
 - マイクロ波凝固療法
 - マイクロ波カテーテルアブレーション
 - 前立腺肥大症の温熱治療
- } がん治療
} 心臓病の治療

- マイクロ波エネルギーを用いた外科処置具



ハイパーミア(がんの温熱療法)



がん細胞の生存率が
急激に低下する
42-45°C

がん細胞のみを選択的に
殺傷可能

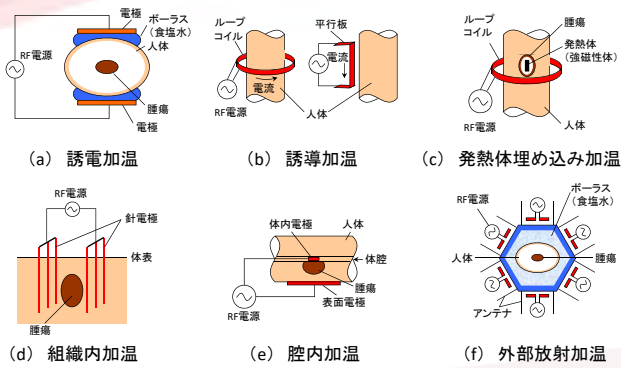
放射線療法・化学療法
の増感効果が生じる



加温のためのエネルギー

- 温水
 - 超音波
 - レーザー
 - 赤外線
 - 電磁波(界)
 - RF(radio frequency)加温 (HF帯)
 - マイクロ波加温
-
- 冷凍手術 cryosurgery

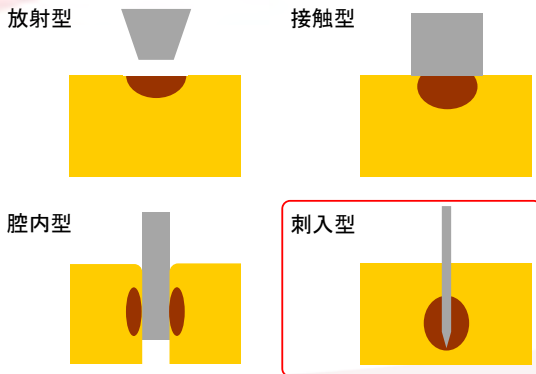
RF加温の種類



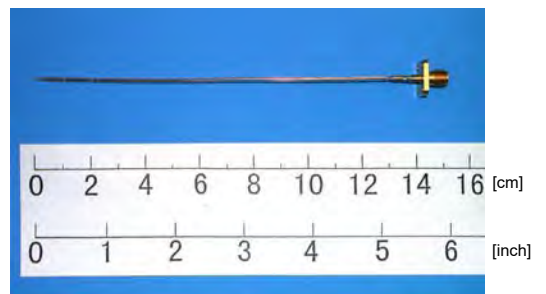
局所を確実に加温したい

マイクロ波加温

加温形態

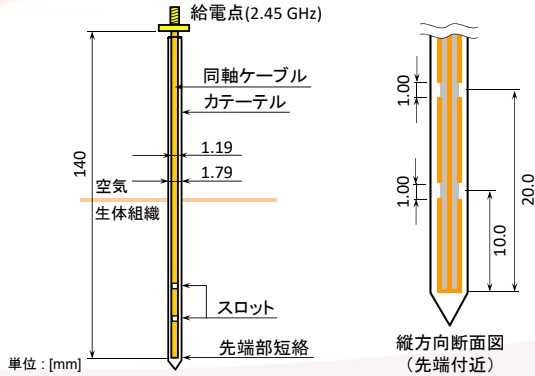


組織内加温用アプリケーション

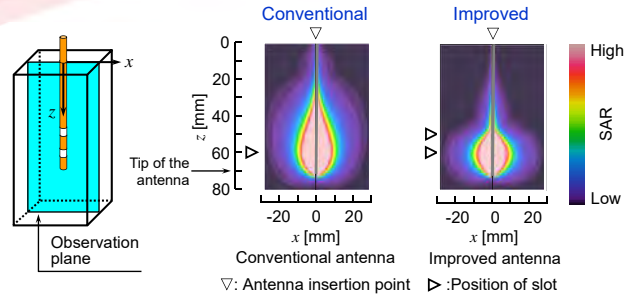


同軸スロットアンテナ

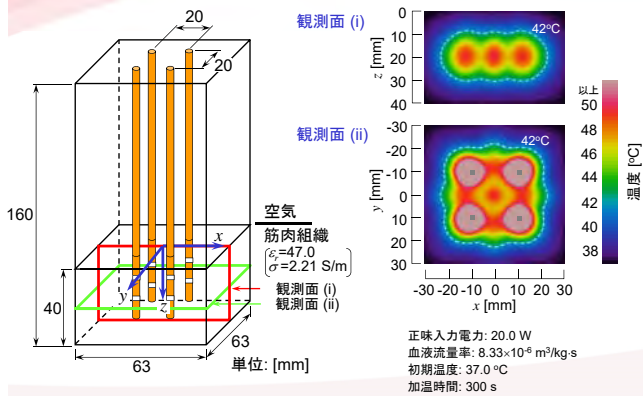
同軸スロットアンテナ



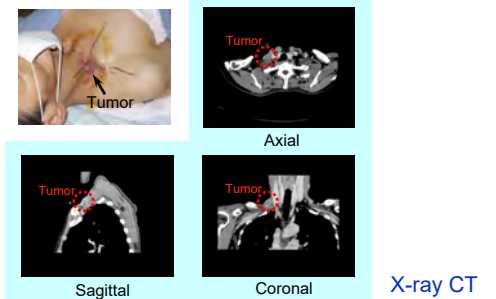
SAR分布の計算例



アレーアプリケータ(アレーアンテナ)

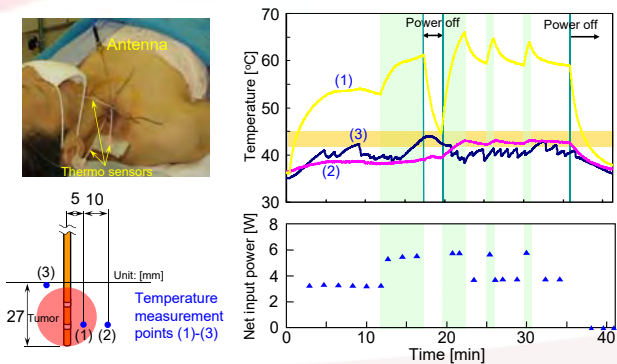


臨床応用(1)

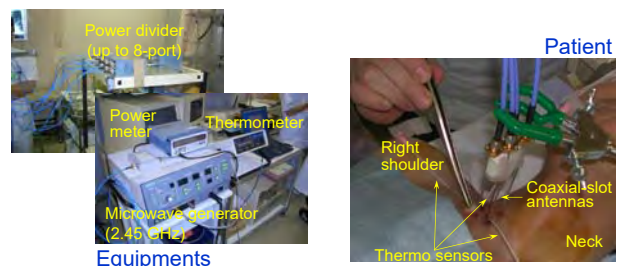


60 years old / female / gingival carcinoma post operative, neck node recurrence
Ichikawa General Hospital, Tokyo Dental College, Chiba, Japan

臨床応用(1) 詳細

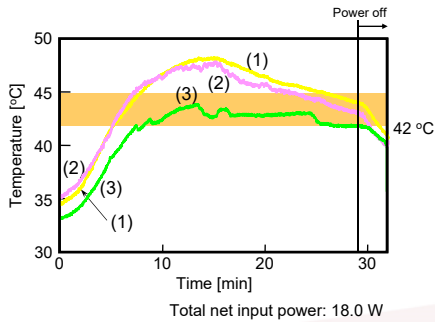
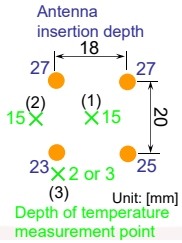
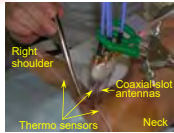


臨床応用(2)



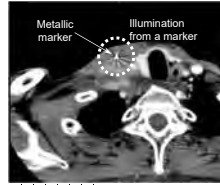
61 years old / male / esophagus cancer post operative, supra-clavicular lymph node recurrence

臨床応用(2) 詳細



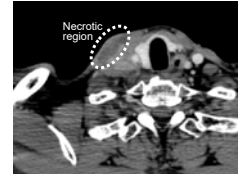
X線CT像

治療前

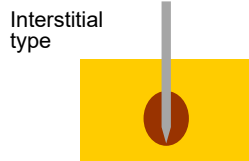
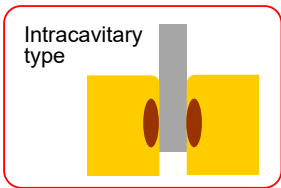


A metallic marker is placed almost at the center of the tumor.

治療後



マイクロ波腔内加温



体腔にアンテナを挿入して患部を加温する

マイクロ波腔内加温による胆管部腫瘍の治療

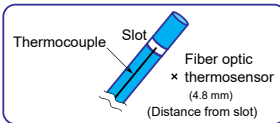
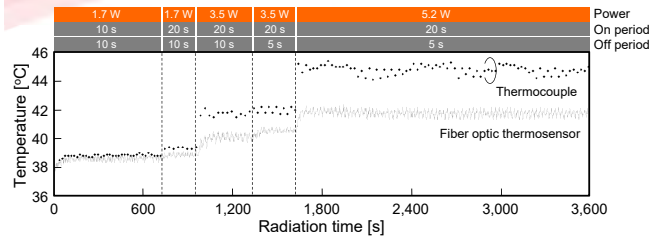


柔軟かつ長いアンテナを、内視鏡の鉗子孔に挿入する

動物(ブタ)実験による確認



マイクロ波照射中の温度推移



Possibilities of microwave heating under blood perfusion have been confirmed

マイクロ波エネルギーの治療への応用

- マイクロ波ハイパーミア
 - マイクロ波凝固療法
 - マイクロ波カテーテルアブレーション
 - 前立腺肥大症の温熱治療
- } がん治療
- } 心臓病の治療

■ マイクロ波エネルギーを用いた外科処置具



外科処置具

現在広く用いられている外科処置具



電気メス



超音波凝固切開装置

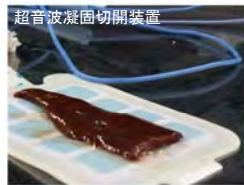
これらは、強力な外科処置具である

しかし、問題もある

現状の外科処置具の問題点 (1/2)



電気メス

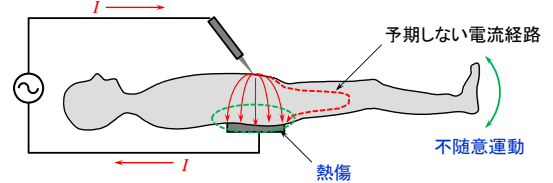


超音波凝固切開装置

- 組織の炭化 → 煙の発生
 - 体液の飛散
 - 凝固組織の器具への付着
- } 腹腔鏡手術で特に問題になる
- } 再出血の可能性

現状の外科処置具の問題点 (2/2)

電気メス

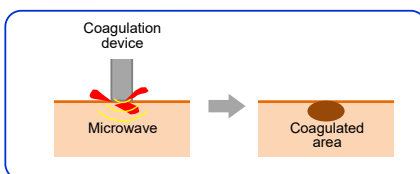


マイクロ波エネルギーを利用したデバイスでは

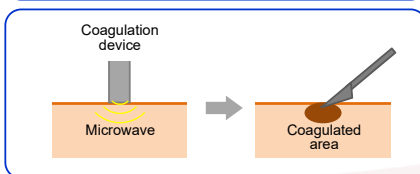
- 外部電極不要 → 熱傷は生じない
- 加熱エネルギーはデバイス周辺に限局 → 不随意運動は起こらない

マイクロ波組織凝固デバイス

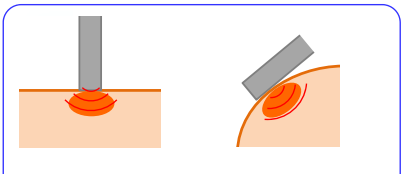
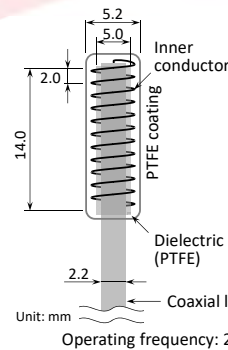
止血



組織切開



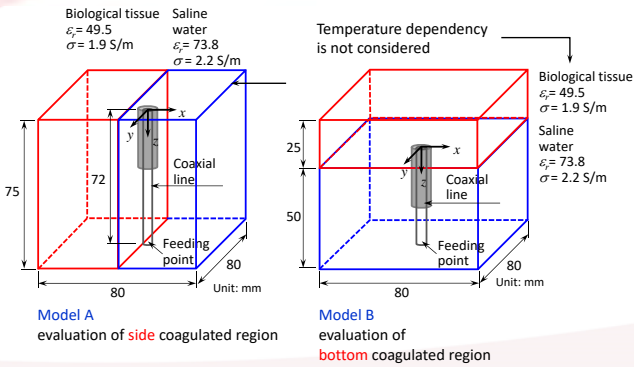
マイクロ波組織凝固デバイスの一例



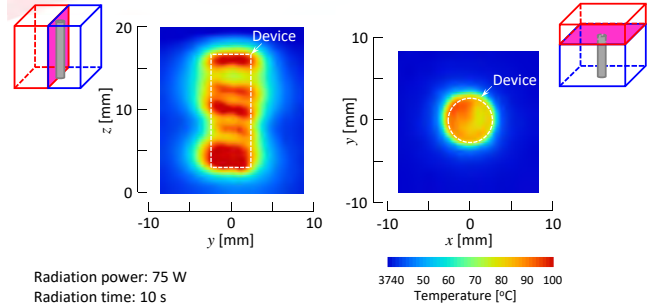
Helical-based device can generate coagulated region at bottom and side

Characteristics of this device will be evaluated by numerical calculation and experiment

計算モデル

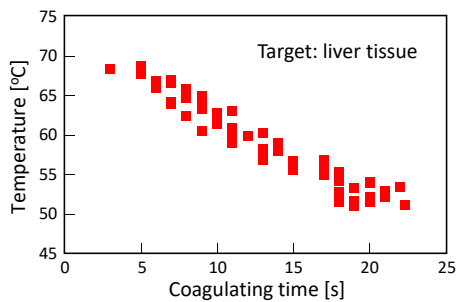


温度分布計算結果

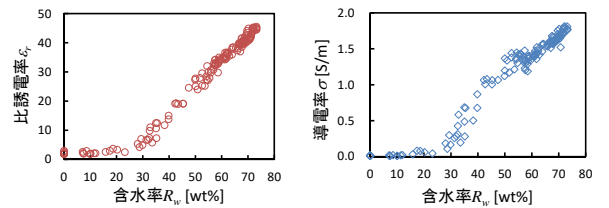


Helical-based device generates high temperature region at side and bottom

肝臓組織の基本特性



生体組織物性定数の含水率依存性 (温度依存性)



生体組織の含水率は温度によって変化する

↓
生体組織の電気定数は温度によって変化する

まとめ

マイクロ波エネルギーが生体にあたえる熱的作用を利用した治療機器の開発

- がんの温熱治療用微細径アンテナの開発および臨床使用
- 外科処置具の開発

光応用電磁界計測技術を適用できそうな要素があったでしょうか...

謝辞

本研究を進めるにあたりご協力いただきました以下の皆様に感謝いたします

東京歯科大学市川総合病院 青柳 裕 教授、堀田洋稔 技師長
千葉大学医学部附属病院 露口利夫 講師
千葉大学フロンティア医工学センター 五十嵐辰男 教授

本研究の一部は、科学研究費補助金 若手研究(B)22760242、基盤研究(C)24560397、基盤研究(C)15K06010ほかにより行われました

Always Aim Higher

双方向性光ファイバリンクシステム用いたアンテナ自己校正

黒川 悟[†] 鳥羽 良和^{††} 一條 淳^{††} 鬼澤正俊^{††} 廣瀬 雅信[†]

[†]産業技術総合研究所 物理計測標準研究部門 〒305-8563 茨城県つくば市梅園 1-1-1

^{††}株式会社精工技研 〒270-2214 千葉県松戸市松飛台 296 番地の 1

E-mail: † { satoru-kurokawa, masa-hirose, yuanfeng.she } @aist.go.jp, †† yoshikazu.toba@seikoh-giken.co.jp

あらまし 送信用, 受信用光ファイバリンクモジュールと高周波用方向性結合器を組み合わせた双方向性光ファイバリンクモジュールとベクトルネットワークアナライザを用いたアンテナ測定システムを既に提案した. 既に提案したシステムは, 1 GHz までの利用が可能であった. 近年の無線 LAN や携帯電話の利用周波数が 3 GHz を超えることを想定して, 光デバイスと方向性結合器を一体化した一体型双方向性光モジュールを新たに開発した. 開発システムは, 20 MHz から 4 GHz までをダイナミックレンジ 70dB 以上で利用可能である. 開発システムは, ベクトルネットワークアナライザの出力ポートをそのまま光ファイバで延長して, アンテナ等のデバイス接続コネクタ端で校正実施後の S パラメータ測定が可能である. 本報告では, システムの概要を報告するとともに, 提案システムを用いたアンテナ自己校正法によるログペリオディックアンテナの測定結果を述べる.

キーワード 光応用電磁界計測, 光ファイバ無線, ベクトルネットワークアナライザ, アンテナ測定, 広帯域アンテナ, アンテナ利得, アンテナ係数

Antenna Self Calibration Measurement Using Bi-directional Optical Fiber Link System

[†]Satoru KUROKAWA, ^{††}Yoshikazu TOBA, ^{††}Jun ICHIJYO, ^{††}Masatoshi ONIZUKA, [†]Masanobu HIROSE

[†]National Metrology Institute of Japan, National Institute of Advanced Industrial Science and Technology, 1-1-1
Umezono, Tsukuba, Ibaraki, 305-8563 Japan

^{††}SEIKOH GIKEN Co.,Ltd., 296-1,Matsuhidai,Maysudo,Chiba, 270-2214, Japan.

E-mail: † { satoru-kurokawa, masa-hirose } @aist.go.jp, †† yoshikazu.toba@seikoh-giken.co.jp

Abstract We have already proposed a microwave measurement system using a bi-directional type optical fiber link transceiver. Our proposed system with a vector network analyzer can measure the reflection signal and transmitting signal of the microwave device after applying s-parameter calibration of the vector network analyzer. However, our previous proposed bi-directional type optical fiber link transceivers can measure s-parameters up to 1 GHz. For this reason, we newly develop a bi-directional type optical fiber link transceiver that can measure s-parameter up to 3.5 GHz. In this paper, we show the frequency response of our newly proposed bi-directional type optical fiber link transceiver. Dynamic range of our proposed system is more than 70 dB in the frequency range from 20 MHz to 3.5 GHz. Further, we demonstrate the antenna measurement using our optical fiber link transceiver for a single antenna measurement of log-periodic dipole array antenna.

Keyword Photonic applied electromagnetic measurement, radio over fiber, vector network analyzer, antenna measurement, Broadband antenna, Antenna gain, Antenna factor

1. はじめに

光ファイバを用いてアンテナと測定器であるベクトルネットワークアナライザ (VNA) を接続して S パラメータ測定が可能なシステムをすでに提案した[1][2][3]。しかし提案システムは、双方向性光ファイバモジュールと方向性結合器をコネクタ接続して用いていたため、より利便性の良いモジュールとするため、全ての部品を一体化したモジュールとして開発した。新たに開発したモジュールは、VNA のポートをモジュール 2 個と光ファイバ 1 本でアンテナまで延長することが可能である。提案モジュールを 4 個組み合わせることで、VNA のフル 2 ポート校正機能を用いた校正を可能とし、送受信アンテナを用いた場合の S パラメータ測定を可能とした。提案システムを用いれば、同軸ケーブルでアンテナと VNA を接続して測定を実施する場合と同様にアンテナの特性測定が可能である。

本報告ではまず、新たに開発した一体型双方向性光ファイバリンクモジュールの概要を述べる。次に、開発モジュール 2 個を光ファイバで接続し、VNA と組み合わせることでアンテナ測定システムの概要を述べる。次に、放射 EMI(Electromagnetic interference)測定に用いる広帯域アンテナの校正を実施することを想定し、ログペリオディックアンテナ (LPDA) [4]を用いたアンテナ自己校正法による測定結果を示す。

2. 一体化双方向性光ファイバリンクモジュールの概要

2.1 一体化双方向性光ファイバリンクモジュールの周波数特性

一体化双方向性光ファイバリンクモジュール (Bi-RoF モジュール) は、VNA からの出力信号をレーザ光の強度変調に変換し、光ファイバで伝送する送信モジュールと、光ファイバで伝送された強度変調光を電気信号に変換するフォトダイオードで受信する受信モジュール、高周波方向性結合器で構成され、光ファイバ 1 本で 2 個のモジュールを接続して利用することが可能である。図 1 に Bi-RoF モジュールの周波数特性測定概念図を示し、図 2 に周波数特性測定結果を示す。測定結果は、 S_{11} と S_{22} が、4 GHz 程度まで -18 dB 以下となった。 S_{21} と S_{12} は 3.5 GHz 程度まで -13 dB 以上の結果となった。開発した Bi-RoF モジュールを VNA を組み合わせて利用することで、VNA ポートをアンテナまで信号減衰の影響なく延長し、3.5 GHz までの測定が可能であることを示す結果となった。

2.2 一体化双方向性光ファイバリンクモジュールのダイナミックレンジと安定性

Bi-RoF モジュール 1 個を VNA のポート 1 に接続し、もう 1 個の Bi-RoF モジュールを可変減衰器を介してポート 2 に接続する。図 3 に測定セットアップを示す。測定は、VNA ポート 2 に接続される Bi-RoF モジュールのコネクタ端とポート 2 間で電子校正キットを用いてフル 2 ポート校正を実施した後、可変減衰器を接続して測定を実施した。図 4 にシステムのダイナミックレンジ測定結果を示す。測定結果は、4 GHz まではアッテネ

ータ値 ATT=70 dB まで測定可能であることを示している。

図 5, 6, 7 に ATT=50 dB, 60 dB, 70 dB それぞれの場合の環境温度による周波数特性の変動測定結果を示し、図 8 に環境温度測定結果を示す。環境温度が変動するのに合わせて、出力レベルが上昇する。電源投入後 100 分後から 400 分までは、環境温度変動が 0.2°C 程度であり、20 MHz~3.5 GHz までは、0.2dB 程度の変動となる。図 7 に示す ATT=70 dB の場合には、20 MHz~3.5 GHz までは、0.5dB 程度の変動となった。

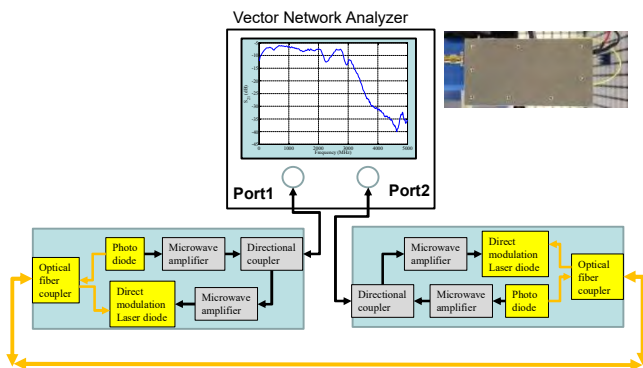


図 1 Bi-RoF モジュールの周波数特性測定概念図

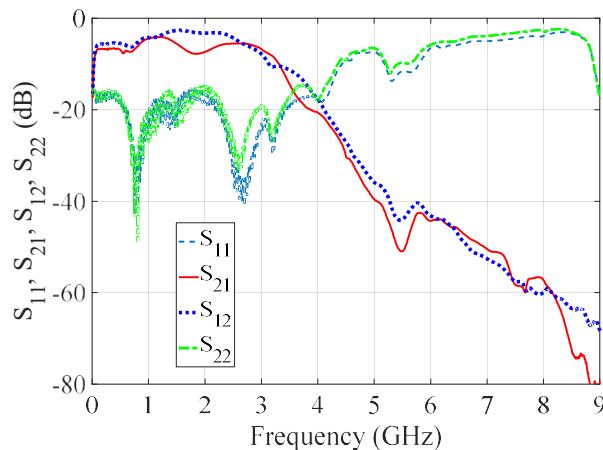


図 2 Bi-RoF モジュールの周波数特性測定結果

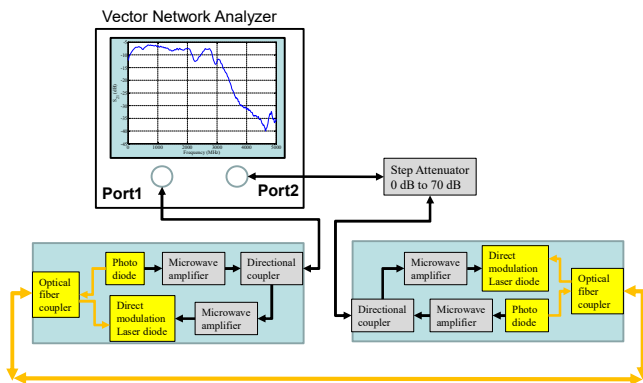


図 3 Bi-RoF モジュールのダイナミックレンジ計測概念図

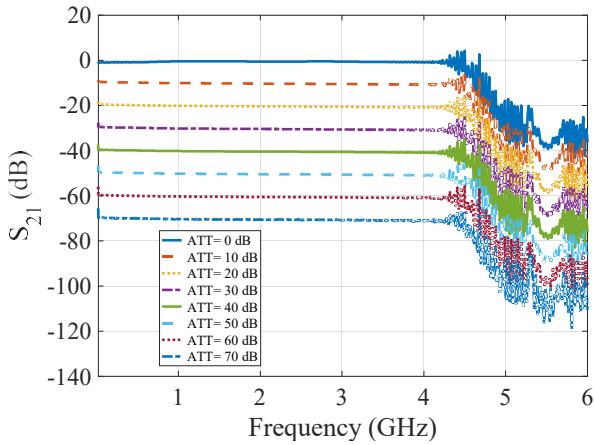


図4 Bi-RoFモジュール2セットを用いたアンテナ計測システムのフル2ポート校正後の入力信号による応答特性測定結果

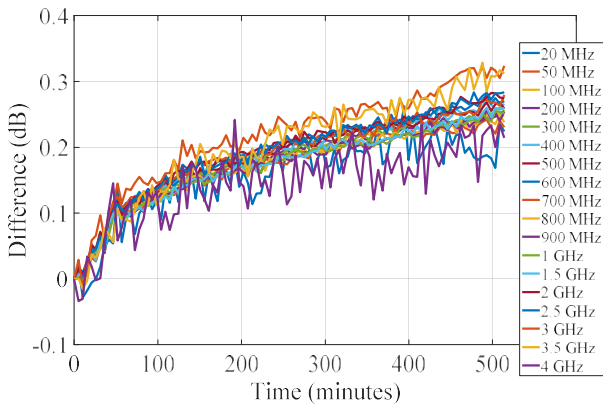


図5 Bi-RoFモジュールの環境温度特性測定結果 (ATT=50dB)

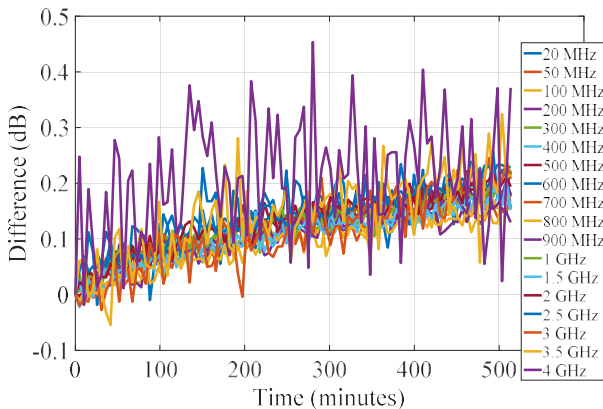


図6 Bi-RoFモジュールの環境温度特性測定結果 (ATT=60dB)

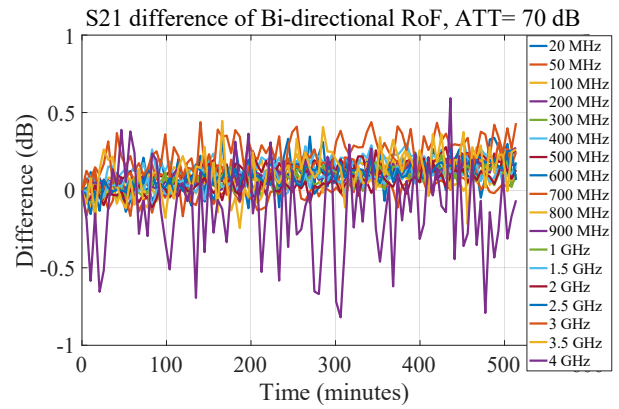


図7 Bi-RoFモジュールの環境温度特性測定結果 (ATT=70dB)

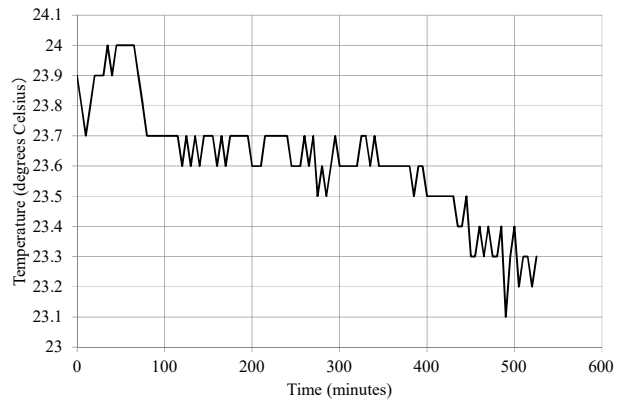


図8 環境温度測定結果

3. ログペリオディックアンテナの自己校正法[5]

Bi-RoFモジュールをVNAのポート1に接続し、光ファイバを用いてアンテナ側のBi-RoFモジュールに接続する。測定は電子校正キットを用いてBi-RoFモジュールのアンテナ接続コネクタ端で1ポート校正を実施した後に実施した。LPDAの自己校正法[5]では、被測定アンテナをグランドプレーン上に、垂直下向きにアンテナマストを用いて設置し、ベクトルネットワークアナライザを用いて S_{11} 測定を実施する。測定結果には、アンテナそのものからの反射波、グランドプレーンからの反射波、電波暗室壁面吸収体からの反射波、天井吸収体からの反射波、アンテナマストからの反射波が含まれる。アンテナ自己校正法では、 S_{11} 測定結果から、グランドプレーンからの反射波のみを得ることで、アンテナ係数を算出可能としている。測定のセットアップを図9に、 $S_{11}(\omega)$ 周波数特性測定結果を図10に、 $S_{11t}(t)$ 時間領域特性包絡線算出結果を図11に示す。

被測定アンテナそのものからの反射波 $S_{11_intrinsic}(t)$ は、ベクトルネットワークアナライザの平均化処理機能を用い、アンテナをグランドプレーンからの高さを1m~5mまで10mm毎に測定し、各高さでの測定結果の時間領域算出結果の平均を求めることにより得て、各アンテナ高さの $S_{11t}(t)$ 算出結果から時間領域で引き算をすることにより(1)式を用いてグランドプレーンからの反射波 $S_{11_ground_ref}$ と不要反射波の合成波を得ることが可能である。

$$S_{11_ground_ref}(t) = S_{11t}(t) - S_{11_intrinsic}(t) \quad (1)$$

図12に、算出した $S_{11_ground_ref}(t)$ を示す。なお図中、[AVG],

[D m]はそれぞれ、平均化処理結果、グラウンドプレーンからアンテナ先端までの高さでの測定結果を示している。図 12 に示すグラウンドプレーン反射波は、同一アンテナを $D \times 2$ m の距離を隔てて設置した場合の受信結果と等価なため、被校正アンテナのみを用いて、固定アンテナ間距離での自由空間伝搬波を推定可能である。

図 12 に示す受信時間領域波形には、アンテナそのものからの反射波の差分残差、壁面や天井の電波吸収体などから到来する不要反射波などが含まれる。このため、受信時間領域波形の周波数の時間変動特性をウィンドウ幅 20ns とした短時間フーリエ変換を用いて算出する。算出した時間周波数特性から、各周波数の最大値を算出することにより、不用反射波を含まない自由空間伝播波の周波数特性を算出する。アンテナ高さ $H=1.5$ m, $H=5.0$ m の場合の時間周波数解析結果を図 13, 図 14 それぞれに示す。時間周波数解析結果の各周波数の最大値を求め、それを自由空間伝播波の周波数特性とした。算出結果を図 15 に示す。図中[H=D m (2D m) org], [H=D m (2D m) stft]はそれぞれ、アンテナ先端までの高さ = D m の場合の測定結果から(1)式により算出した結果、その結果の短時間フーリエ変換結果から得た周波数特性を示す。図 17 に示す周波数特性では、今回の測定に用いた電波暗室の壁面からアンテナまでの距離の関係で、壁面電波吸収体からの影響を除去できていないと思われる特性となっているため、今後再測定などを実施し検証することとしたい。

4 アンテナ放射中心を考慮した算出式を用いたアンテナ係数算出[6]

$S_{21}(\omega)$ 測定結果は、送信アンテナ、受信アンテナのアンテナ先端から放射(振幅)中心[6]までのそれぞれの長さ d_1 , d_2 , 遠方界アンテナ係数 $af_{i, far}(\omega, z)$, $af_{r, far}(\omega, z)$ を用いて、(2)式と示すことができる。

$$s_{21}(\omega, z) = \frac{\eta_0}{Z_0 \cdot \lambda_0} \frac{1}{af_{i, far}(\omega, z)} \frac{1}{af_{r, far}(\omega, z)} \frac{1}{z + d_1 + d_2} \quad (2)$$

アンテナ自己校正法では、同一アンテナを送信アンテナ、受信アンテナに用いた場合と等価であるため、 $af_{i, far}(\omega, z) = af_{r, far}(\omega, z) = af_{far}(\omega, z)$ として、アンテナ間距離を変えて $z=z_1$, $z=z_2$ とし、各距離で $S_{21}(z_1)$, $S_{21}(z_2)$ を測定し、(2)式から d_1+d_2 を削除し、(3)式を得る。

$$af_{far}^2(\omega, z) = \frac{\eta_0}{Z_0 \cdot \lambda_0} \left(\frac{1}{s_{21}(\omega, z_1)} - \frac{1}{s_{21}(\omega, z_2)} \right) \frac{1}{z_1 - z_2} \quad (3)$$

(3)式は、遠方界アンテナ係数がアンテナ間距離を変えた 2 回の測定結果から算出可能であることを示している[6]。

アンテナ遠方界利については、次式により算出する[7]

$$g_{\infty}(\omega) = \frac{4\pi(z_1 - z_2)}{\lambda} \left(1 - |\Gamma|^2 \right)^{-1} \frac{|s_{21}(\omega, z_1)| |s_{21}(\omega, z_2)|}{|s_{21}(\omega, z_2)| - |s_{21}(\omega, z_1)|} \quad (4)$$

図 16, 17 それぞれに、遠方界自由空間アンテナ係数算出結果、遠方界利得算出結果を示す。

5. まとめ

ベクトルネットワークアナライザの測定用ポートをそのまま光ファイバを用いて延長することが可能な、一体型双方向性光ファイバリンクモジュールの概要を述べた。開発モジュールは、マイクロ波デバイスやアンテナの特性を同軸ケーブルを用いずにベクトルネットワークアナライザの校正機能を用いた校正実施後に測定可能である。提案モジュールとベクトルネットワークアナライザを用いたシステムは、20 MHz~3.5 GHz まで、70 dB 以上のダイナミックレンジで測定可能である。

本報告では、開発システムの有効性の検証として、開発モジュールとベクトルネットワークアナライザを用いたアンテナ自己校正方によるログペリオディックアンテナの遠方界利得、遠方界自由空間アンテナ係数の測定を実施した。測定結果は、電波暗室壁面からの反射波が含まれた結果となったが、測定に必要なダイナミックレンジを確保した測定が可能であることを示す結果となった。

今後は、開発した一体型双方向性光モジュールを 2 セット用いることにより、ベクトルネットワークアナライザのフル 2 ポート校正実施後の各種測定結果を示すこととしたい。

文 献

- [1] 黒川悟, 鳥羽良和, 廣瀬雅信, 飴谷充隆, “簡易型光ファイバリンクモジュールを用いた EMI 測定用アンテナ特性測定,” 電子情報通信学会技術研究報告, PEM2013-10, AMT2013-09, Oct, 2013.
- [2] 黒川悟, 鳥羽良和, 廣瀬雅信, 飴谷充隆, “双方向性光ファイバリンクモジュールを用いたアンテナ測定システム,” 電子情報通信学会技術研究報告, PEM2015, Jan, 2016.
- [3] S. Kurokawa, M. Hirose, Y. Toba, J. Ichijo, “Antenna Measurement system Using Bi-directional Optical Fiber Link system,” in Proc. of EuMW 2016, Oct. 2016.
- [4] UHALP 9108A1, Logarithmic Periodic Broadband Antennas, Schwarzbeck Mess Elektronik, <http://www.schwarzbeck.de/en/antennas/logarithmic-periodic-broadband-antennas.html>
- [5] S. Kurokawa, M. Hirose, K. Komiyama, “Experimental study of self-calibration method for Log-periodic antenna,” Proceedings of ISAP2004, pp.285-288, Aug. 2004.
- [6] S. Kurokawa, M. Hirose, M. Ameya, “Far Field Antenna Factor Estimation Method for Super Broadband Antenna Using Time-frequency Analysis,” in proc. CP2014
- [7] K. Harima, “Accurate gain determination of LPDA by considering the phase center,” IEICE Electronics Express, vol.7, no.23, 1760-1765, Oct. 2010.

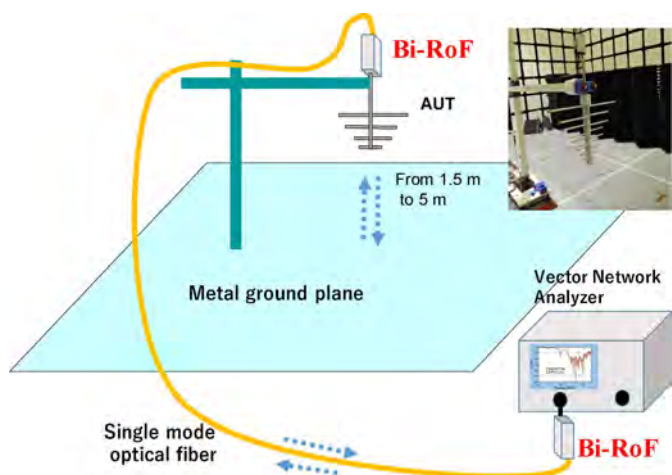


図9 アンテナ自己校正法のセットアップ

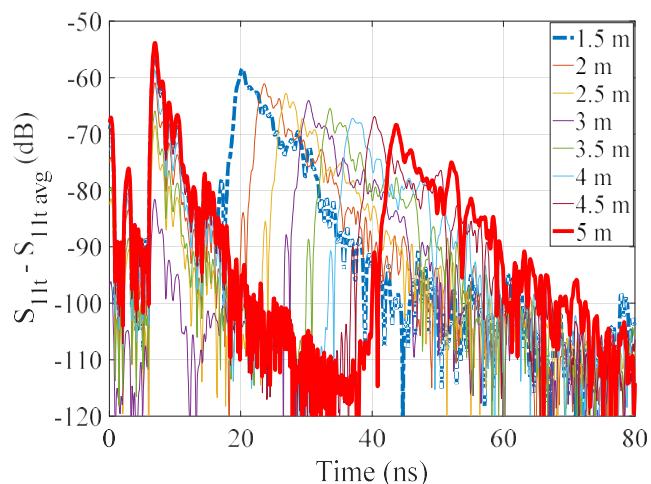


図12 グランドプレーン反射波 $S_{11_ground_ref}(t)$ 算出結果

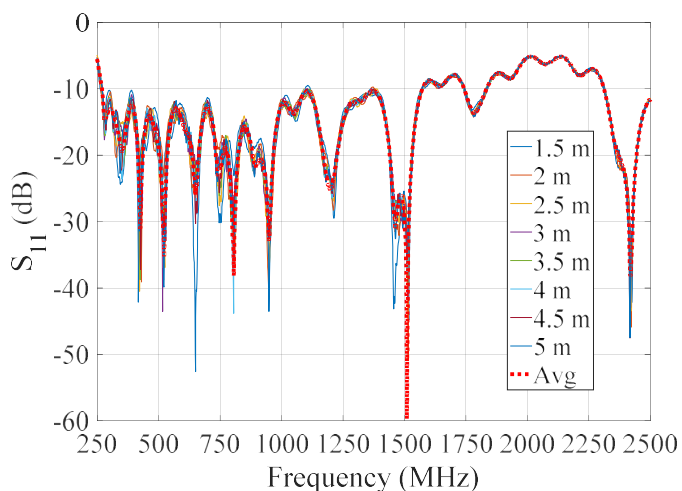


図10 $S_{11}(\omega)$ 周波数特性測定結果

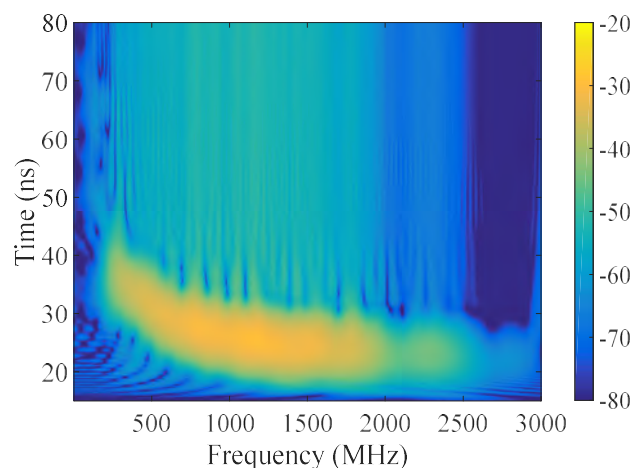


図13 時間周波数解析結果 (H= 1.5 m)

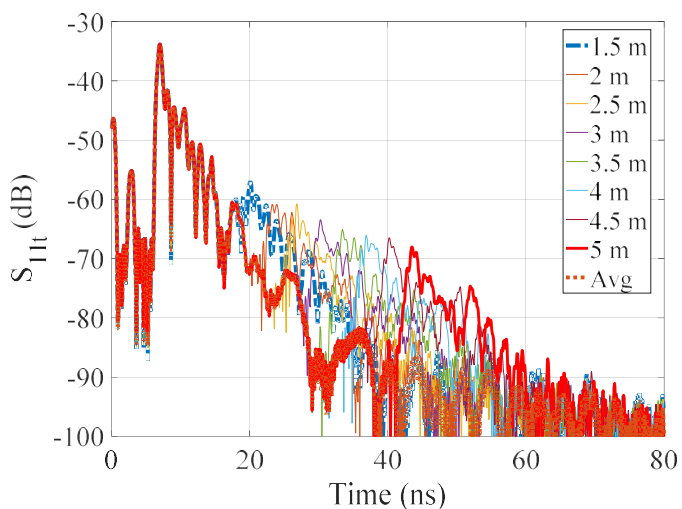


図11 $S_{11}(\omega)$ 時間領域特性算出結果

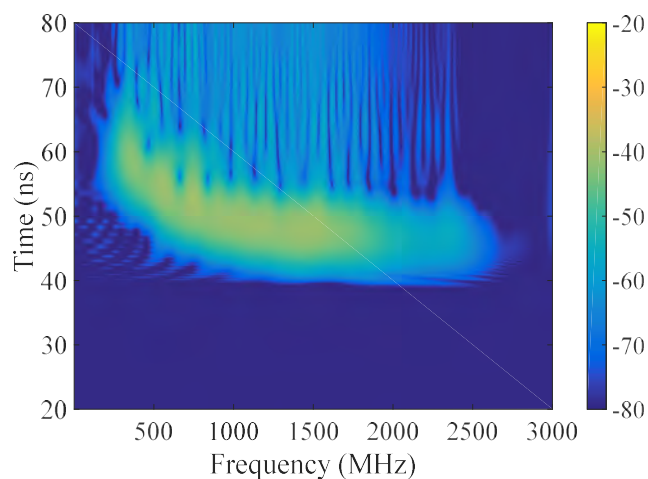


図14 時間周波数解析結果 (H= 5.0 m)

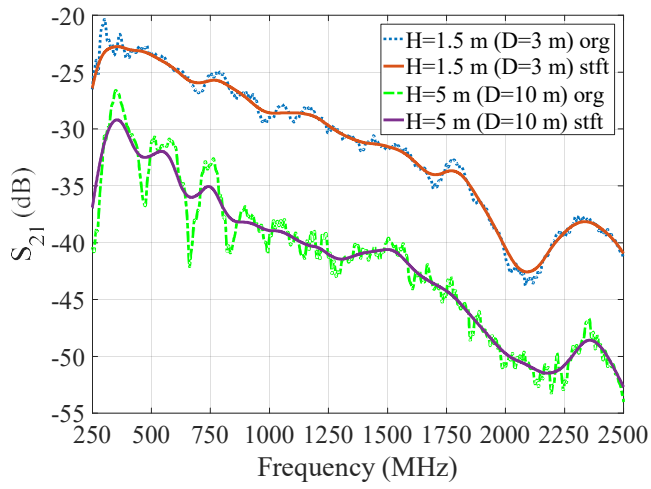


図 15 グラウンドプレーン反射波の周波数特性とグラウンドプレーン反射波の時間周波数解析結果から算出した各周波数の最大値

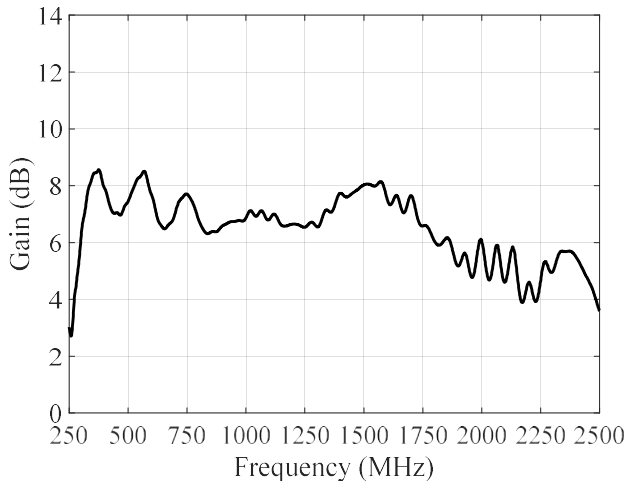


図 16 遠方界利得算出結果

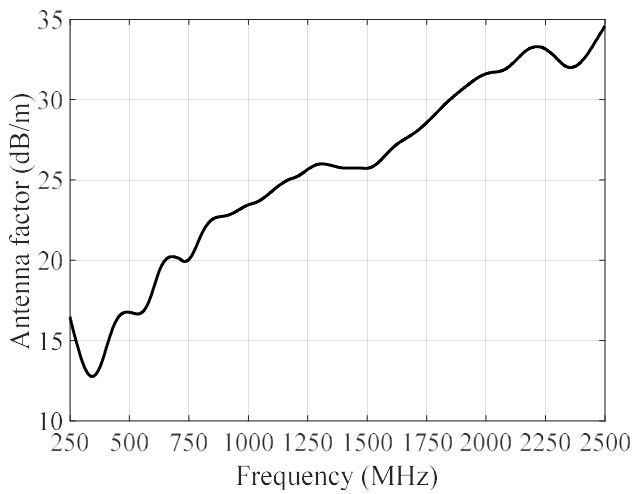


図 17 遠方界自由空間アンテナ係数算出結果

LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサにおける 電極構造と指向性の関係

土屋 明久[†], 菅間秀晃[†], 日高直美[†], 石田武志^{††}, 橋本修^{†††}

[†] 神奈川県産業技術センター 〒243-0435 神奈川県海老名市下今泉 705-1

^{††} 株式会社ノイズ研究所 〒252-0237 神奈川県相模原市中央区千代田 1-4-4

^{†††} 青山学院大学 〒252-5258 神奈川県相模原市中央区淵野辺 5-10-1

E-mail: [†] tsuchiya@kanagawa-iri.jp, [†] hitaka83@kanagawa-iri.jp

あらまし 対数周期アンテナを使用する LPDA 型光電界センサの受信感度の周波数特性は電磁界解析によって表すことができた。しかしながら、実測した LPDA 型光電界センサの水平偏波の指向性は非対称であり、対称となった電磁界解析による結果と一致していない。そこで、LPDA 型光電界センサの指向性と周波数特性の測定結果を詳細に解析することによって、指向性が非対称となる原因について検討した。その結果、LPDA 型光電界センサの電極構造がその差異の原因であることを明らかにした。

キーワード 光電界センサ, 対数周期, アンテナ, マイクロ波, マイクロギャップ

Relationship between Directional Patterns and the Electrode Structure of the Log-periodic Dipole Antenna Arrays for Sensitive Optical Electric Field Sensors — Effect of Apertures of Electrodes Operating as a Micro-Gap —

Akihisa TSUCHIYA[†] Naomi HIDAKA[†] Hideaki SUGAMA[†] Takeshi ISHIDA^{††} and
Osamu HASHIMOTO^{†††}

[†] Kanagawa Industrial Technology Center, 705-1 Shimoimaizumi, Ebina-shi, Kanagawa 243-0435 Japan

^{††} Noise Laboratory CO. LTD., 1-4-4 Chiyoda, Chuo-ku Sagamihara-shi, Kanagawa 252-0237 Japan

^{†††} Aoyama Gakuin University, 5-10-1 Fuchinobe, Chuo-ku Sagamihara-shi, Kanagawa 252-5258 Japan

E-mail: [†] tsuchiya@kanagawa-iri.jp, [†] hitaka83@kanagawa-iri.jp

Abstract An evaluation of the sensitivity characteristics of our improved optical electric field sensor that incorporates our log-periodic dipole antenna array (LPDA-type OEFS) via a detailed simulation model indicated an excellent but less than perfect outcome. However, in-depth observations of directional patterns and frequency responses with horizontally polarized microwaves indicated that the micro-gaps of the electrodes of the LPDA-type OEFS have a high sensitivity in the lateral direction. This behavior is closely related to the problems regarding electromagnetic compatibility.

Keywords Optical Electric Field Sensor, Log-Periodic, Antenna, Microwave, Micro-Gap

1. はじめに

これまで、対数周期構造を持つアンテナを装荷した LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサを開発してきた。初期タイプ[1]を改良した MZ-LPDA 型光電界センサ (MZ: Mach-Zehnder interferometer)は長さ 4.62~49.2 mm の 30 対のアンテナエレメントを 2 枚の高周波用回路基板に装荷し、これらの回路基板の中央に位置するニオブ酸リチウム基板上の電極につなげた別体構造とした。図 1 に MZ-LPDA 型光電界センサの構造を示す。この他、1)光導波路をマッハツェン

ダー型とすること, 2)反射型光導波路とすること, 3) 隣り合うエレメントで変調が強め合う関係となる電極構造, すなわち, 交差給電とした。図 2 に MZ-LPDA 型光電界センサ, DRGA (Double Ridged Horn Antenna) 及びダイポールアンテナの最小受信電界強度を示す。これらの改良を加えることにより, MZ-LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度は 70 dB μ V/m を達成することができた[2], [3], [4]。ただし, 最小受信電界強度を表す際には, RBW (Resolution Bandwidth ; 分解能帯域幅) を 1 MHz とした。この図では, CISPR22 のクラス B 情

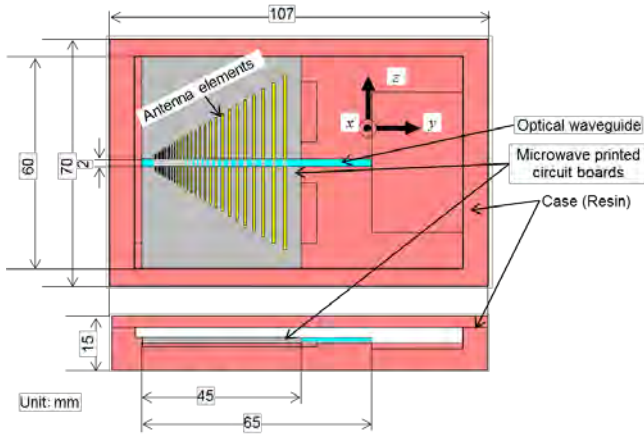


図1 MZ-LPDA 型光電界センサの構造図
Figure 1 Structural drawing of the MZ-LPDA-Type OEFS

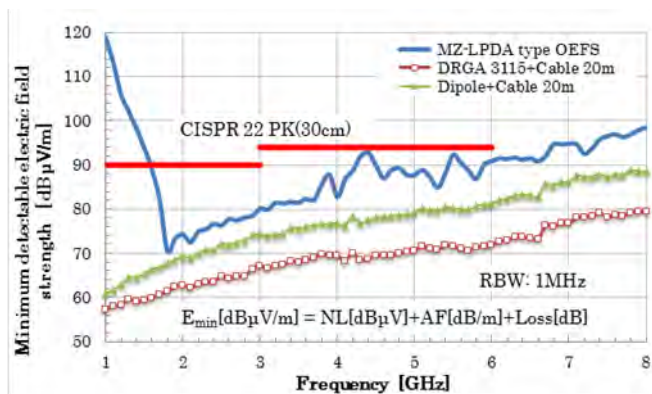


図2 MZ-LPDA 型光電界センサ, DRGA 及びダイポールアンテナの最小受信電界強度
Figure 2 Minimum detectable electric field strengths of the MZ-LPDA type OEFS, a DRGA and dipole antennas.

報技術装置の放射妨害波を距離 30 cm に換算した尖頭値許容値と比較しており [5], [6], 1.6 GHz 以上の周波数で, 距離 30 cm に換算した尖頭値許容値よりも小さな電界を検出することが可能である. このように, 1.7~4.1 GHz においては, この尖頭値許容値に対して, 6 dB の余裕を持っている. しかも, 30 cm よりもさらに近づけて測定することが可能であり, 例えば, 15 cm まで近づけるとすれば, 1.6~6.6 GHz で, この尖頭値許容値に対して, 6 dB の余裕をもっている. したがって, MZ-LPDA 型光電界センサは, EMC 対策のための電界センサとして用いることが可能である [2], [7], [8].

このように微弱なノイズ信号を測定でき, アンテナの大きさは約 100 mm 程度と小型であることから, 三次元放射エミッション測定装置のセンサヘッドとして MZ-LPDA 型光電界センサが利用可能である [7], [4]. また, 誘電率測定の際の受信用のアンテナとして使用することで, 送信アンテナと被測定試料, 及び, 被測定試料と MZ-LPDA 型光電界センサ間のそれぞれの距離を短縮することができる [9], [10], [11], [12].

MZ-LPDA 型光電界センサを電磁界解析する場合において, 基板を含むアンテナ部分のみを解析モデルとしていたために, 解析を基に算出された周波数特性は, 実測による周波数特性との差異が見られた. しかしながら, 図 1 に示すような光導波路を形成するニオブ酸リチウム基板, 及び, センサ周辺の樹脂ケースも含めた詳細な解析モデルとしたため, これにより計算された周波数特性は実測による周波数特性とよく一致している [2], [13], [14]. 更に, 垂直偏波及び水平偏波において, 実測による指向性及び詳細な解析モデルにより算出された指向性について比較検討した. その結果, 垂直偏波における指向性は両者がよく一致した. 図 1 からわかるとおり, これは垂直偏波における詳細な解析モデルがセンサ構造の非対称性を十分に反映しているからである. しかし, 水平偏波の場合, 解析による指向性は光導波路の方向である 0°方向を基準に対称となり, 一方, 実測による指向性は非対称となっているため, 水平偏波において解析による指向性と実測による指向性とが一致しなかった. これは実際の MZ-LPDA 型光電界センサでは電極構造が非対称となる交差給電を採用しているため非対称となっているのに対し, 解析モデルでは電極の非対称性をモデル化できず, 0°方向を基準に対称となっているからと考えられる. そこで, 交差給電を採用したことによる電極構造の非対称性が指向性の非対称性にどのように関係するかを, 電極構造と関連付けることにより明らかにする [15].

2. 解析と実測による指向性の比較

2.1.

本研究における MZ-LPDA 型光電界センサの電磁界解析は電極部分について文献 [2] と同様にコンデンサとしてモデル化した. 水平偏波及び垂直偏波の指向性については照射するマイクロ波の方向をそれぞれ 10°毎に変えて解析を行った. 実測において水平偏波及び垂直偏波の指向性はそれぞれ 2°毎にマイクロ波の照射角度を変えて測定した. 図 3 及び図 4 に水平偏波と垂直偏波の指向性の解析結果と実測結果を示す. それぞれ, 1.8 GHz 及び 6 GHz の結果を示し, 最大値を 0 dB として規格化している. 水平偏波は光電界センサを図 1 の x 軸を中心に回転させており, y-z 面が水平面である. 垂直偏波は光電界センサを図 1 の z 軸を中心に回転させており, x-y 面が水平面である. 図 3(a) に示す 1.8 GHz の水平偏波の結果では, -60°から 40°までの指向性は解析結果と実測結果がよく一致している. しかし, 100°と 260°方向の解析結果と実測結果に約 15 dB の差がある. その他の方向において, 解析結果と実測結果は 5 dB 以下の差となっている. 図 3(b) に示す 6 GHz の水平偏波の結果では, -30°から 20°までの指向性は解析結果と実測結果がよく一致している. しかし, その他の角度では, 解析結果と実測結果が一致していない. 一方, 図 4(a) に示す 1.8 GHz の垂直偏波では, 解析結果と実測結果がよく一致している. また, 最も差の大きな 180°方向でも, 4.4 dB 程

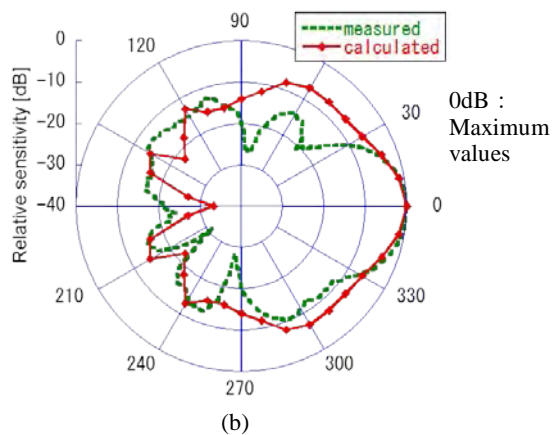
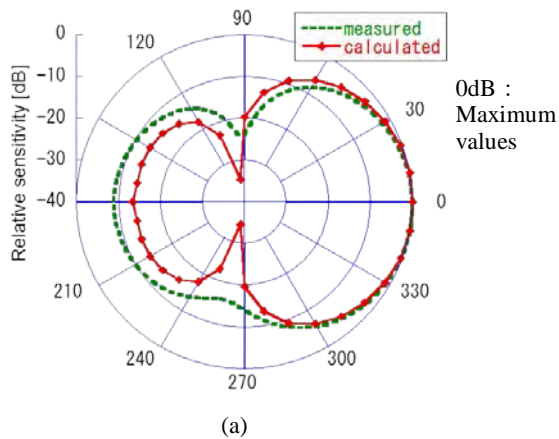


図3 水平偏波での指向性 (a) 1.8 GHz. (b) 6.0 GHz.
Figure 3 Directional patterns at (a) 1.8 GHz or (b) 6.0 GHz with horizontally polarized microwaves.

度である．図4(b)に示す6 GHzの垂直偏波の結果でも，両者は概ね一致している．ここで，注目すべきは，垂直偏波においては解析結果と実測結果がほぼ一致しているにもかかわらず，水平偏波においては実測結果における非対称性が解析結果には表れていないことである[15]．

詳細な電磁界解析では樹脂ケースを考慮したことから，図1の立面図に示すように，アンテナを形成しているy-z面を境にすると対称な構造となっていない．垂直偏波での測定を想定しMZ-LPDA型光電界センサのモデルを図1のz軸を中心に回転させて行った解析では，その非対称性を解析でも十分に反映している．そのため，実測値と解析結果が図4に示すようによく一致している．一方，図1から明らかなように，光導波路の中心線を含むx-y面を境にするとMZ-LPDA型光電界センサのモデルは対称な構造となっており，しかも，電極部分をコンデンサとしてモデル化したために非対称な要素が全くない構造となった．したがって，図3の(a)及び(b)ともに解析結果は0°方向を基準に対称となったが，実測結果では対称ではなかった[15]．

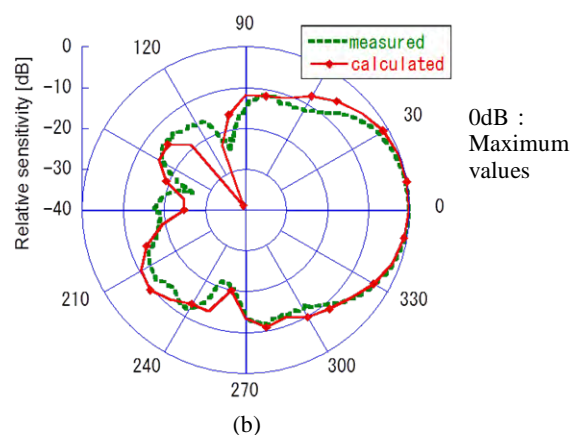
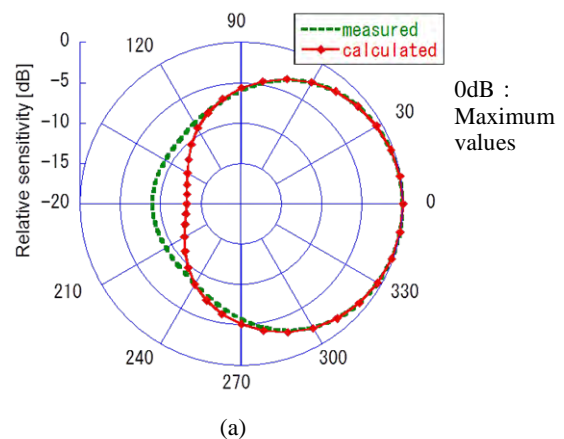


図4 垂直偏波での指向性 (a) 1.8 GHz. (b) 6.0 GHz.
Figure 4 Directional patterns at (a) 1.8 GHz or (b) 6.0 GHz with vertically polarized microwaves.

3. 水平偏波の指向性における非対称性の検討

3.1. 横方向の周波数特性

図5に，水平偏波0°，90°及び270°における，MZ-LPDA型光電界センサの実測による周波数特性を示す．図5では，照射角度0°における感度の最大値を0 dBとし，照射角度90°及び270°の場合の感度を相対的に表した．このグラフから，照射角度90°及び270°のピークと谷が周波数2.3~4.0 GHzの間で周期的に互いと交替していることがわかる[15]．4.2 GHz以上では高調波共振の影響が表れるので，90°方向と270°方向の感度のピークと谷は不規則な変化をしている[15]．

MZ-LPDA型光電界センサの水平偏波の指向性における非対称性の原因については，交差給電との関係を考える必要がある．そこで，同じ対数周期で配置されたアンテナエレメントを持ち，交差給電となるログペリオディックアンテナ(SCHWARZBECK UALP 9108A1)の水平偏波0°，90°及び270°における周波数特性を図6に示す．図6では，図5と同様に，照射角度0°における感度の最大値を0 dBとし，その他の照射角度の場合の感度を相対的に表した．このように，図6では，図5で表れている横方向の感度の周期的な交替は表れていない[15]．したがって，MZ-LPDA型光電界センサの指向性における非対称性はこの交差給電そのものにより発生

するものではないと考えられる。

図7に電磁界解析によって算出された一番長い30番目のエレメントから19番目までの半波長共振周波数近傍における各電極電圧の振幅値を示す。ここで、図5の2.3~4.0 GHzにおける照射角度270°の場合のピーク周波数は、それぞれ図7の奇数番目のエレメントの半波長共振周波数と一致する。さらに、図5の2.3~4.0 GHzにおける照射角度90°の場合のピーク周波数は、図7の偶数番目のエレメントの半波長共振周波数と一致する[15]。

3.2. 半波長共振周波数における指向性

図8に水平偏波を照射した場合の指向性を示す。なお、図8は図3と同時に測定したデータである。ここで、図8(a)は2.48, 2.91及び3.44 GHzの場合であり、それぞれ奇数番目である25, 23及び21番目のエレメントの半波長共振周波数である。図8(b)は2.32, 2.68, 3.17及び3.75 GHzの場合であり、それぞれ偶数番目である26, 24, 22及び20番目のエレメントの半波長共振周波数である。図8(a)は2.48 GHz, 図8(b)は2.32 GHzの最大値をそれぞれ0 dBとしている。

表1に図8に示す周波数で、全方位の測定データの最大値, 90°~118°の測定データの平均値及び242°~270°の測定データの平均値を示す。図8(a)における照射方向260°付近の感度は照射方向100°付近の感度よりも高い。反対に、図8(b)における照射方向100°付近の感度は照射方向260°付近の感度よりも高い。これらの結果は、表1の内容と一致する[15]。

図9にマイクロ波の照射方向と電極パターンとの関係を示す。ここで、2本の光導波路の中央にある電極をT側ということにする。このT側の電極を取り囲んでいる電極をC側ということにする。C側のすべての電極の開口の幅は約50 μmである。アンテナエレメント長とT側の電極長の比は49:2.7であり、アンテナエレメント長とC側の電極長の比は約49:5.4である。図9に示すようにC側電極の開口は偶数番目のエレメントの電極では照射角度90°の方向に向いており、奇数番目のエレメントのC側電極では照射角度270°の方向に向いている。図8及び表1に示すとおり、2.3~4 GHzでは半波長共振しているC側電極の開口は90°又は270°のうち高い感度を示す方向に向いている[15]。また、表1のそれぞれの周波数において、全方位の最大値と大きな値を示す側の平均値とでは約16 dBの差となっている。さらに、90°と270°の測定データの平均値は感度の高低差が約9 dBとなっている。この差はC側の電極がアンテナとして動作していることから生じていると考えられる。更に、C側の電極がT側の電極を囲んでいるため、C側の電極はマイクロギャップを形成するような開口をもっている。そのC側の電極長はアンテナエレメント長の1割を超えており、C側の電極とアンテナエレメントの長さの比は、アンテナエレメントに直角方向の電界を検出するには十分である。なお、アンテナエレメント長と電極長の割合と上記の16 dBの差を考慮する

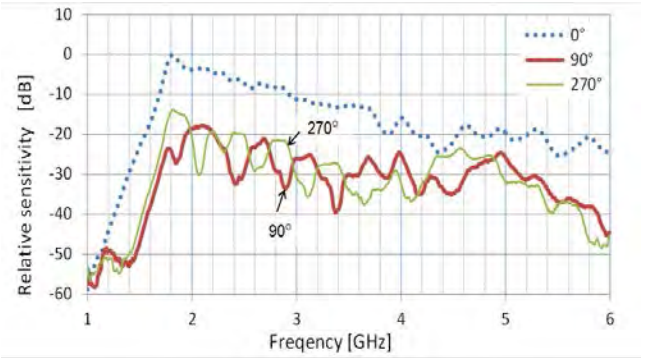


図5 0°, 90°又は270°からマイクロ波が照射された場合のMZ-LPDA型光電界センサの周波数特性
Figure 5 Measured frequency responses of the improved LPDA-type OEFS in case the irradiation angle is 0°, 90° and 270°.

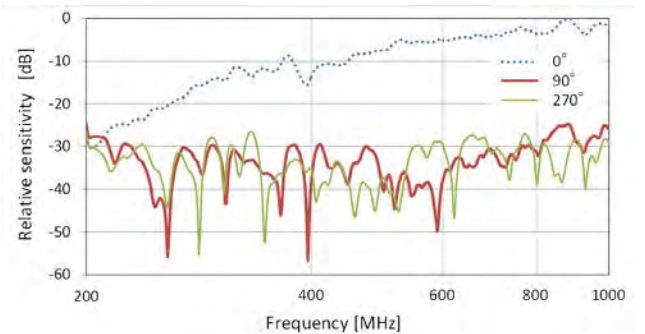


図6 0°, 90°又は270°からマイクロ波が照射された場合の従来のログペリオディックアンテナの周波数特性
Figure 6 Measured frequency responses of the conventional log-periodic antenna in case the irradiation angle is 0°, 90° and 270°.

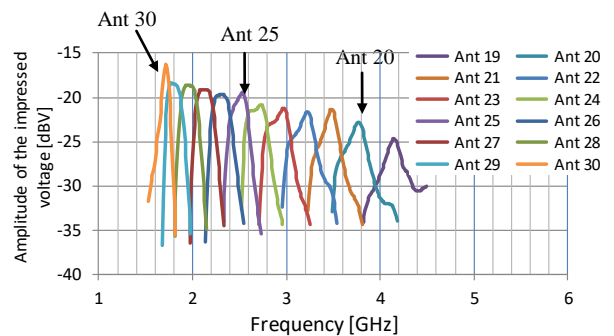


図7 電磁界解析により算出した半波長共振における19から30番目の電極電圧の振幅値
Figure 7 Calculated amplitude of the voltage that is impressed on electrode of elements from the 19th to the 30th. And, those elements that are irradiated from angle of 0° operate in a half-wavelength resonance mode.

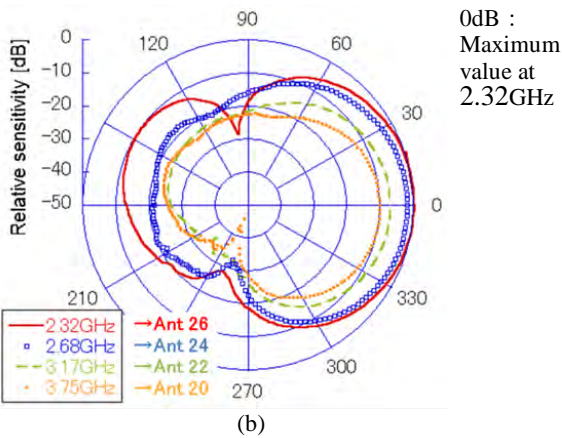
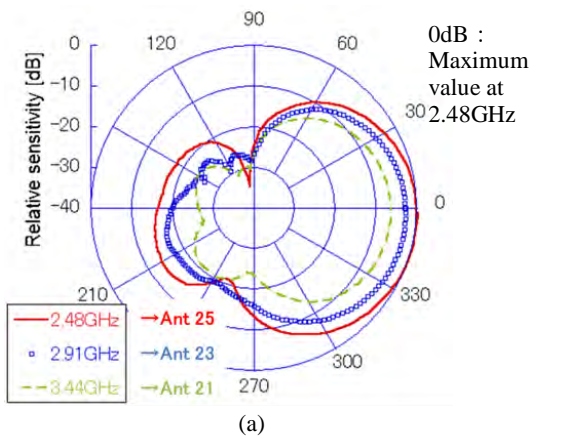


図8 水平偏波の指向性 (a) 2.48, 2.91 及び 3.44 GHz (b) 2.32, 2.68, 3.17 及び 3.75 GHz
Figure 8 Directional patterns with horizontally polarized microwaves (a) at 2.48, 2.91 and 3.44 GHz and (b) at 2.32, 2.68, 3.17 and 3.75 GHz.

表1 実測による全方位の最大値と横方向の平均値

Table 1 Maximum value in all azimuths and average value in the lateral direction of the measurement data.

Frequency [GHz]	Maximum value in all azimuths. [dBV]	Average value between 90° and 118°. [dBV]	Average value between 242° and 270°. [dBV]
2.32	-62.4	-81.4	-86.7
2.48	-63.6	-90.1	-81.7
2.68	-64.3	-81.0	-90.5
2.91	-66.4	-90.7	-81.7
3.17	-69.5	-84.9	-93.0
3.44	-70.1	-93.3	-86.0
3.75	-72.6	-85.6	-97.8

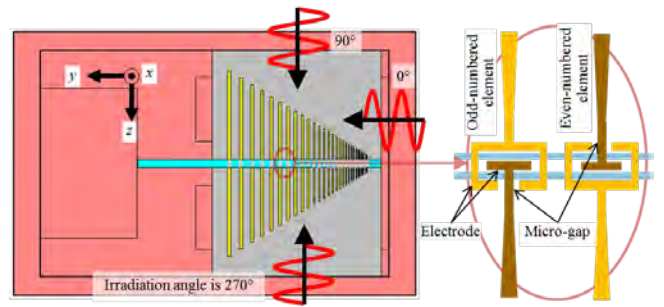


図9 マイクロ波の照射方向と電極パターンの関係
Figure 9 Relation between irradiation angles that are shown on a top view of the improved LPDA-type OEFS and the electrode's pattern.

と、開口の中心に位置する T 側の電極からアンテナエレメントにつながる導線は、開口でのマイクロ波の受信を妨げていないと考えられる。

3.3. 非対称性の原因

MZ-LPDA 型光電界センサのアンテナとしての特性を実測により評価する中で、この光電界センサが非対称な指向性を有していることがわかり、この原因を検討することによって、次のようなことが明らかになった。

図5に示される MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性から、90°の照射角度と 270°の照射角度は周期的かつ交互に山と谷を繰り返しており、図7に示す解析で算出された各々のエレメントの半波長共振周波数の周期性は、図5の周期性と一致する。また、一方の電極を取り囲むように配置されている電極はアンテナとして動作していることが考えられ、しかも、その電極はマイクロギャップを形成するような開口をもっている。

文献[16], [17]において、マイクロギャップからの放電による過渡応答について論じられており、そのマイクロギャップは MZ-LPDA 型光電界センサの電極開口幅の寸法である 50 μm に近い長さである。一方、MZ-LPDA 型光電界センサの指向性の測定結果からは、電極の開口の方向において、受信感度が高くなっており、その反対方向に比較すると約 9 dB の差となっている。アンテナの送信と受信感度には可逆性があるため、仮に MZ-LPDA 型光電界センサの電極構造と同じ構造の回路にマイクロ波を給電するとすれば、その開口部分からマイクロ波が放射されると考えられる。この結果は、マイクロギャップからの定常的な電磁波の放射を示唆するものであり、これは、EMC の問題にも関係する[15]。すなわち、電極パターンの形状によっては、不要な電磁波を放射する可能性があり、光電界センサのようにアンテナエレメントとこれにつながる電極が測定系と電氣的に絶縁する構造はこのような現象の解明に役立つ可能性がある。

4. まとめ

本研究において、LPDA 型光電界センサの水平偏波の指向

性が解析の結果と一致しない原因について明らかにするため、LPDA 型光電界センサの指向性と周波数特性の測定結果を詳細に解析することによって、その原因について検討した。その結果、LPDA 型光電界センサのマイクロギャップを持つ電極構造がその差異の原因であることを明らかにした。

今後はこの電極構造を電磁界解析においても再現できるように解析モデルの検討を行っていく予定である。

文 献

- [1] N. Hidaka, K. Kobayashi, H. Sugama, R. Usui, Y. Tanabe, and O. Hashimoto, "Log-Periodic Dipole Antenna Array-type Optical Electric Field Sensor," IEICE Trans. Electron. Vol.E88-C No. 1, pp.98-104, Jan. 2005.
- [2] 日高直美, 菅間秀晃, 土屋 明久, 辻野 真吾, 石田武志, 橋本修, "マイクロ波帯域において高感度な光電界センサ," 電子情報通信学会論文誌(B) Vol.J97-B, No.3 pp.253-262, Mar. 2014.
- [3] A. Tsuchiya, H. Sugama, N. Hidaka, T. Ishida, and O. Hashimoto, "Log-Periodic Dipole Antenna Array-Type Optical Electric Field Sensor with Mach-Zehnder Optical Waveguide", The 7th Asia-Pacific Microwave Photonics Conference, FB-4, Apr. 2012.
- [4] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林亮祐, 橋本修, "マイクロ波帯域における電磁環境測定用光電界センサの開発," 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2007-122, pp.31-36, Mar. 2008.
- [5] CISPR 22 Ed. 6.0:2008 (b), "Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement," Jan. 2008.
- [6] VCCI V-3/2015. 04, "4.32 放射妨害波の許容値 (1GHz 超)," 付則 1 技術基準, p.8, Apr. 2015.
- [7] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林亮祐, 橋本修, "マイクロ波帯域における電磁環境測定用光電界センサの開発," 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2007-122, pp.31-36, Mar. 2008.
- [8] 日高直美, 菅間秀晃, 土屋明久, 辻野真吾, 石田武志, 橋本修, "マイクロ波帯域において高感度な光電界センサ," 電子情報通信学会技術研究報告, PEM, Jul. 2014.
- [9] 大林亮祐, 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 橋本修, "LPDA 型光電界センサを用いた自由空間透過法による材料定数測定," 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-97, p.119, Aug. 2007.
- [10] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林亮祐, 橋本修, "広帯域光電界センサを用いたマイクロ波帯域の誘電率測定に関する検討," 神奈川県産業技術センター研究報告, No.13, pp.34-35, 2007.
- [11] 橋本修, 佐藤篤樹, 花澤理宏, 谷健祐, 遠藤哲夫, "C 帯における自由空間透過法による複素比誘電率測定に関する研究," 信学論 B, Vol.J86-B, No.7, pp.1089-1095, July 2003.
- [12] 橋本修, "高周波領域における材料定数測定法," pp.4-5, pp.41-44, pp.139-147, 森北出版, 東京, 2003.
- [13] N. Hidaka, S. Tsujino, H. Sugama, A. Tsuchiya, T. Ishida and O. Hashimoto, "A design for significantly improving the measurable sensitivity of Log-periodic dipole antenna arrays for optical electric field sensors," Microwave and Optical Technology Letters Vol. 57, Issue 6, pp.1386-1390, June 2015.
- [14] S. Tsujino, H. Sugama, A. Tsuchiya, K. Miyamoto, N.

Hidaka, O. Hashimoto, "A Proposed Method for Sensitivity Analysis of Log-Periodic Dipole Antenna Array-Type Optical Electric Field Sensor," Progress in Electromagnetics Research Symposium 2012, pp.1610-1614, Mar. 2012.

[15] N. Hidaka, H. Sugama, A. Tsuchiya, T. Ishida and O. Hashimoto, "Relationship between directional patterns and the electrode structure of the log-periodic dipole antenna arrays for sensitive optical electric field sensors," Microwave and Optical Technology Letters Vol.58, Issue 9, pp. 2124-2129, Sep. 2016

[16] 川又憲, 嶺岸茂樹, 藤原修, "マイクロギャップ放電に伴う放射電磁波強度と電極表面状態の関係," 信学技報, EMCJ2009-17, pp.45-48, May 2009.

[17] K. Kawamata, S. Minegishi, O. Fujiwara, "Measurement of Radiated EM Field Intensity and Effect of Electrode Condition due to Low Voltage ESD," 2009 International Symposium on EMC Kyoto, 24S1-2, pp.769-772, July 2009.

低誘電率フッ素系樹脂基板を用いた 高性能ミリ波帯アンテナ電極光変調器

井上 敏之[†] 池田 隆志[†] 村田 博司[†] 塩見 英久[†] 岡村 康行[†]
木谷 聡志[‡] 中林 誠^{*} 村田 和夫^{**、‡}

[†]大阪大学 大学院基礎工学研究科 〒560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3
[‡]住友電工プリントサーキット 〒562-0068 滋賀県甲賀市水口町ひのきが丘 30
^{*}住友電工ファインポリマー 〒590-0458 大阪府泉南郡熊取町朝代西 1-950
^{**}住友電工 〒541-0041 大阪市中央区北浜 4-5-33

E-mail: inoue@ee.es.osaka-u.ac.jp, murata@ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし 我々の研究グループは、かねてから、マイクロ波帯・ミリ波帯無線信号を、外部電源なしで直接光信号に変換することができるアンテナ電極光変調器の研究を進めている。これまでに、10~60 GHz で動作するアンテナ電極光変調器の設計・試作を行い、基本動作実証実験に成功している。第5世代(5G)無線通信システムやミリ波レーダーへの応用の検討も進めている。本稿では、アンテナ電極光変調器に低誘電率で低損失な住友電工製フッ素系樹脂基板を用いることで、大幅な性能向上が図れることを報告する。フッ素系樹脂基板を用いて作製したアレイアンテナ電極光変調器に、10 mW の 60 GHz 帯無線信号を照射したところ、最大で約 100 mrad の光位相変調指数と 2.5 GHz の 3 dB 変調帯域幅を確認した。これを用いて、1 Gb/s 程度のデータ受信・復調が十分可能と考えられる。本稿では、フッ素系樹脂基板を用いたアンテナ電極の解析・設計と変調器の作製・実験について報告する。

キーワード アレイアンテナ, 光変調器, ミリ波, フッ素系樹脂, 光ファイバ無線

Advanced Antenna-Coupled-Electrode Electro-Optic Modulators Operating in Millimeter-Wave Frequency Band Using Low-Dielectric Constant Substrate of Fluorine-Based Resin

Toshiyuki INOUE[†] Takashi IKEDA[†] Hiroshi MURATA[†] Hidehisa SHIOMI[†]
Yasuyuki OKAMURA[†] Satoshi KIYA[‡] Makoto NAKABAYASHI^{*} and Kazuo MURATA^{**、‡}

[†] Graduate School of Engineering Science, Osaka University 1-3 Machikaneyama, Toyonaka, Osaka 560-8531 Japan

[‡] Sumitomo Electric Printed Circuits 30 Hinokigaoka, Minakuchi-cho, Koga, Shiga 528-0068 Japan

^{*} Sumitomo Electric Fine Polymer 1-950 Asashironishi, Kumaori-cho, Sennan, Osaka 590-0458 Japan

^{**} Sumitomo Electric Industries 4-5-33 Kitahama, Chuo-ku, Osaka 541-0041 Japan

E-mail: inoue@ee.es.osaka-u.ac.jp, murata@ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract We have proposed and developed new antenna-coupled-electrode (ACE) electro-optic modulators (EOM), which enable us to convert microwave/millimeter-wave wireless signals to optical signals directly without external power supply. The basic operations of the proto-type ACE EO modulators have been demonstrated successfully in the frequency range of 10-60 GHz. Their applications to future 5G wireless communication systems and millimeter-wave radar systems are now undergoing. In this report, the improvement of the conversion efficiency of ACE EOM by use of new fluorine-based resin with low dielectric constant and low loss from Sumitomo Electric Industries is presented. 60 GHz wireless signals of 10 mW were directly converted to optical signals with ~100 mrad modulation index, which is enough for over 1 Gb/s data transfer in wireless links. The analysis of the ACE using fluorine-based resin, the design and fabrication of the ACE EOM, and experimental demonstrations are presented.

Keyword Array Antenna, Optical Modulator, Millimeter-Wave, Fluorine-Based Resin, Radio-over-Fiber

1. はじめに

無線通信はミリ波の時代を迎えようとしている。国際電気通信連合 (ITU) の 2015 年世界無線通信会議 (WRC-15)において、次世代 (5G) 移動通信システムの検討対象周波数帯として、24~86 GHz の 11 の周波数帯が定められた[1]。これらのほとんどはミリ波帯にある。また、車載レーダーをはじめとする種々のセンシング技術にもミリ波が多用されつつある。今後は、ミリ波の利用がさらに加速するものと思われる。

我々の研究グループは、かねてから、電気光学変調器の基板表面に平面アンテナを作製・集積化したアンテナ電極光変調器の研究を進めている[2]。このデバイスは、マイクロ波帯およびミリ波帯の無線信号を、外部電源を用いることなく直接光信号に変換することができる。つまり、レーザー光を入射するだけで高周波無線信号を受信して光信号に変換して出力する。これまでに、10~60 GHz で動作するデバイスの設計・試作を行い、動作実証実験に成功している[2]-[5]。このデバイスを第 5 世代 (5G) 無線通信システムやミリ波レーダーへ応用する研究プロジェクトも進めている。

本稿では、アンテナ電極光変調器に低誘電率 ($\epsilon_r=2.28$) で低損失 ($\tan\delta=0.0008$) なフッ素系樹脂基板を用いることで、大幅な性能向上が図れることを報告する。フッ素系樹脂基板を用いて作製したアレイアンテナ電極光変調器 (光位相変調器) に、10 mW の 60 GHz 帯無線信号を照射したところ、約 100 mrad の光位相変調指数が得られ、3 dB 変調帯域は 2.5 GHz であった。これは、1 Gb/s 以上のデータを受信・復調するのに十分な変調指数である。実際に 500 MHz 繰返し QPSK ミリ波信号の光変換・復調にも成功した。

以下では、低誘電率フッ素系樹脂基板を用いたアンテナ電極の解析・設計と変調器の作製・評価実験結果について述べる。

2. アンテナ電極光変調器

我々が提案しているアンテナ電極光変調器の基本構成を Fig. 1 に示す。2 個あるいは複数個の平面アンテナを定在波共振線路変調電極に対称に配置して結合させたアンテナ電極を、単一モード光導波路に沿ってアレイ状に並べた構成を用いている。

光変調のための電気光学結晶 LiNbO_3 は、誘電率がかなり高い ($\epsilon_r=(43,43,28)$) ので、動作周波数がミリ波帯になると、基板内での不要共振の効果等が無視できなくなる。特に、アンテナ部の実効的な誘電率を下げることで高効率動作のポイントと考えられる。そこで、誘電率が低い基板をベース基板として、その上部に薄い (厚さ~50 μm) LiNbO_3 結晶を装荷した構成を用いている。(Fig. 1 (b)) 光導波路は、 LiNbO_3 結晶の裏

面に作製している。また、平面アンテナと変調用電極のための金属膜は、上部の電気光学結晶と下部低誘電率の間に作製 (正確には電気光学結晶の裏面に光学バッファ層 (SiO_2 , 厚さ 0.2 μm) を介して作製) している。マイクロ波線路・回路としては、反転マイクロストリップ線路 (Inverted Micro-Strip) と類似の構成となり、 LiNbO_3 結晶を基板に用いた構成に比べて、実効的な誘電率をかなり下げることが期待できる。

これまでの研究においては、ベースとなる低誘電率基板として、厚さ 250 μm 程度の熔融石英あるいは合成石英 (比誘電率 $\epsilon_r=4$) を用いた[4], [5]。 LiNbO_3 結晶を基板に用いた構成に比べて、かなり性能が向上することを確認したが、実験結果を精査したところ、基板不要モードの影響を完全に除去できていないことが示唆された。そこで、本研究では、誘電率がさらに小さく、誘電損失も小さい住友電工製フッ素系樹脂基板 [6] を用いることにした。本研究で用いたフッ素樹脂と熔融石英の誘電特性を比較したものを表 1 に示す。

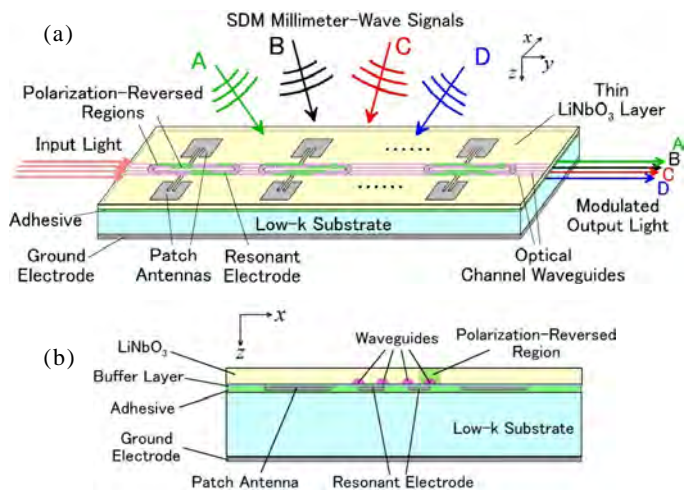


Fig. 1. Basic structure of the proposed antenna-coupled-electrode EO modulator.

(a) Whole view. (b) Cross sectional view.

表 1. 住友電工製フッ素系樹脂と熔融石英の誘電特性.

	誘電率 ϵ_r	誘電損 $\tan\delta$
フッ素系樹脂	2.28	0.0008
熔融石英	4.0	0.0007

(測定周波数 10GHz)

3. 解析と設計

動作周波数を 60 GHz 帯として、アンテナ電極の解析と設計を行った。ミリ波帯においては、平面アンテナを構成する金属部分の形状だけでなく、その支持基板や光変調用 LiNbO_3 結晶における影響が無視できないものとなる。それゆえ、Fig. 1 (b) に示す基板の断

面構造を正確に考慮した 3 次元電磁界解析を行った。解析には ANSYS 社の HFSS ver. 12 を用いた。解析においては、まず、アンテナ電極をアンテナと変調電極に分けて解析を行い、大きさ・形状を定めた後、アンテナと変調電極を結合させてインピーダンス整合条件を求めた。以下ではそれぞれの詳細について述べる。

3.1. 方形パッチアンテナ

アンテナは正方形のマイクロストリップパッチアンテナとし、線路幅 $40\ \mu\text{m}$ (特性インピーダンス $\sim 50\Omega$) のマイクロストリップ線路を整合用の溝 ($40\ \mu\text{m}$) を付けて接続・給電する構成とした。給電線路にミリ波信号を入力したときの反射特性とパッチ電極表面での電界分布を評価することで、所望の周波数において共振特性を得るための条件を求めた。

フッ素系樹脂基板の厚さを $250\ \mu\text{m}$ 、上部 LiNbO_3 結晶の厚さを $50\ \mu\text{m}$ 、設計周波数を $58\ \text{GHz}$ としたときのパッチ電極パターンと反射特性を Fig. 2 (a), (b) に示す。電極パターン (Fig. 2(a)) には、電極表面におけるミリ波電界の z 成分 E_z ($58\ \text{GHz}$) をカラーで示した。 $58\ \text{GHz}$ において良好な共振特性が得られていることがわかる。ベース基板が $250\ \mu\text{m}$ 厚の石英ガラスであるプロトタイプと比較すると、パッチ電極の 1 辺が 1.25 倍に、面積が 1.56 倍になった。これは、基板全体の実効誘電率が低下したためである。したがって、アンテナ利得の増強と受信感度の向上が期待できる。 $58\ \text{GHz}$ におけるアンテナ放射パターンを Fig. 2 (c) に示す。利得の最大値は $5.1\ \text{dBi}$ で、 $250\ \mu\text{m}$ 厚の石英ガラス基板の場合に比べて約 $1\ \text{dB}$ 増加した。

さらに、フッ素樹脂基板の厚さを $100\ \mu\text{m}$ にした場合 (LiNbO_3 等の厚さは同様) の解析結果を Fig.3 に示す。厚さ $250\ \mu\text{m}$ の場合に比べて、より鋭い共振特性を示している。 $100\ \mu\text{m}$ 厚フッ素樹脂基板では、基板モード等の影響がほぼ完全に除去できていると考えられる。パッチ電極のサイズはさらに大きくなり、一辺が約 $1\ \text{mm}$ である。アンテナ利得は最大 $6.2\ \text{dBi}$ であり、フッ素樹脂基板 $250\ \mu\text{m}$ に比べて $1.1\ \text{dB}$ 増加した。

3.2. 定在波共振電極

次に、パッチアンテナと同様の手法を用いて、光変調用共振電極の最適共振条件を求めた。共振電極は、両端に U 字型の短い線路を接続したマイクロストリップ平行結合線路とした。マイクロストリップ平行結合線路には、偶モードと奇モードの 2 つのモードが存在する。奇モードは、2 本のストリップ導体近傍に電界が集中するため、光変調に有利である [7]。それゆえ、奇モードを $60\ \text{GHz}$ 帯において選択的に共振させるための条件を求めた。

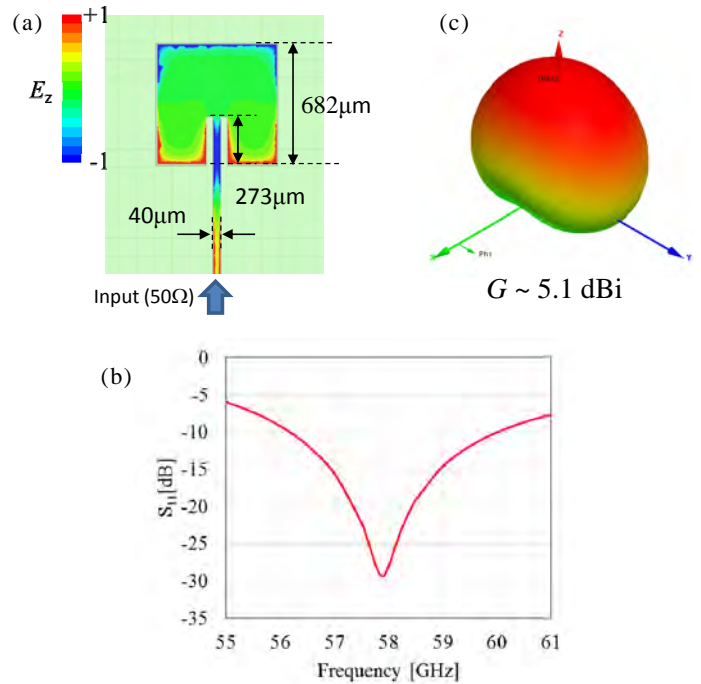


Fig. 2. Designed patch antenna using $250\ \mu\text{m}$ -thick fluorine-based resin substrate and $50\ \mu\text{m}$ -thick LiNbO_3 film. (a) Patch metal pattern with E_z distributions at $58\ \text{GHz}$. (b) Frequency response of return loss at the input. (c) Radiation pattern at $58\ \text{GHz}$.

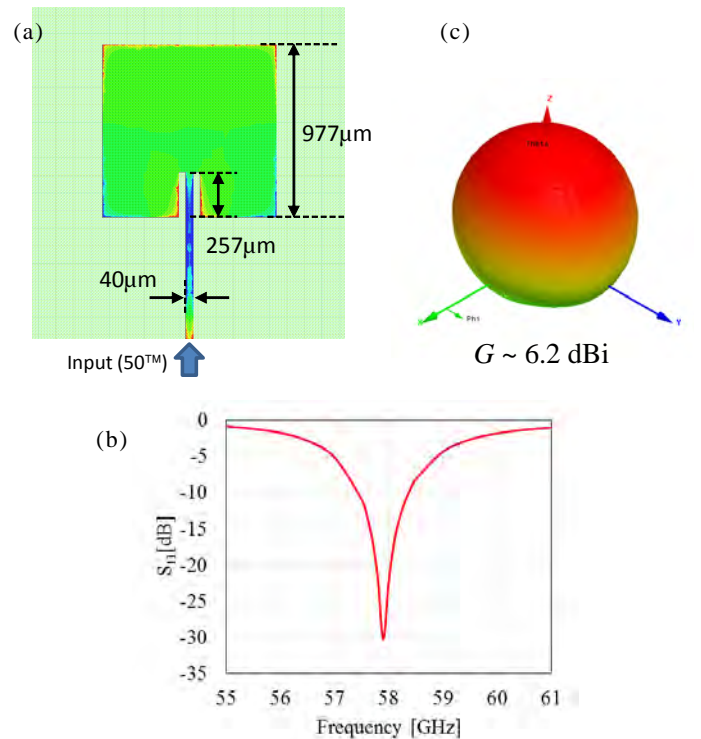


Fig. 3. Designed patch antenna using $100\ \mu\text{m}$ -thick fluorine-based resin substrate and $50\ \mu\text{m}$ -thick LiNbO_3 film. (a) Patch metal pattern with E_z distributions at $58\ \text{GHz}$. (b) Frequency response of return loss at the input. (c) Radiation pattern at $58\ \text{GHz}$.

奇モードに対する U 字部の実効的な電気長（この場合は約 $20\ \mu\text{m}$ ）は、線路の直線部の長さ（約 $1250\ \mu\text{m}$ ）に比べて十分小さいので、奇モードに対しては両端が短絡であるとみなせる。一方、偶モードに対しては両端はほぼ開放である。また、終端でのフリッジ効果の寄与もあるために、偶モードに対する線路のみかけの長さはかなり大きい（ $>1500\ \mu\text{m}$ ）。両モードの電磁界分布が異なるために実効誘電率にもかなりの差が生じる。これらの特性を利用することで、偶モードと奇モードの共振周波数差を大きく取って、奇モードを選択的励振することができる [7]。

2本の給電用マイクロストリップ線路（幅 $40\ \mu\text{m}$ ）を上下対称な位置に接続して、それぞれに同振幅で逆位相のミリ波信号を入力したときの共振特性を求めた。

パッチアンテナと同様に、フッ素系樹脂基板の厚さが $250\ \mu\text{m}$ および $100\ \mu\text{m}$ それぞれの場合について $58\ \text{GHz}$ で共振するように定めた結果を Fig. 4 および Fig. 5 に示す。

パッチアンテナの解析結果とは異なり、フッ素樹脂基板の厚さを変えても、共振周波数が $58\ \text{GHz}$ となる線路の長さはほとんど変わらない。これは、マイクロストリップ線路の奇モードの電磁界は、2本のストリップ導体の近傍、特に誘電率の高い LiNbO_3 結晶部分に集中するためである。奇モードを用いて効率の良い光変調、無線-光信号変換が期待できる。反射特性については、フッ素樹脂基板厚 $100\ \mu\text{m}$ の方が鋭い共振特性を示した。このことから、 $100\ \mu\text{m}$ 厚基板では基板モードの影響より排除できていると考えられる。

3.3. アンテナ電極

さらに、2つの方形パッチアンテナと定在波共振電極を結合させて、アンテナ電極とした動作させた場合の最適な条件を求めた。アンテナと共振電極はいずれも共振周波数が $58\ \text{GHz}$ であり、幅 $40\ \mu\text{m}$ のマイクロストリップ線路が接続されている。この線路を適当な長さ（例えば、動作周波数に対する $1/4$ 波長あるいは $3/4$ 波長）として両者を接続した。そして、上部から設計周波数近傍のミリ波平面波信号を照射したときの金属部表面の電界分布を求めた。結果を Fig.6 に示す。比較のために、基板に $250\ \mu\text{m}$ 厚の石英ガラスを用いた場合の結果も示す。誘電率の低いフッ素系樹脂基板を用いることにより、アンテナ面積がかなり増大することがわかる。

Fig. 7 は、光導路のコアの中心部分（平行結合線路のストリップ導体のエッジ上部 $1\ \mu\text{m}$ ）における電界強度の変化をプロットしたものである。この電界強度によって光変調特性が決まる。フッ素系樹脂を用いることにより、石英ガラスを用いた場合に比べて、変調

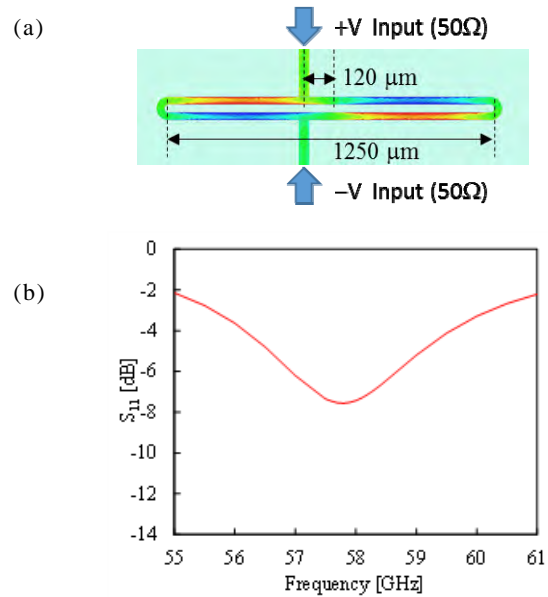


Fig. 4. Designed modulation electrode using $250\ \mu\text{m}$ -thick fluorine-based resin substrate and $50\ \mu\text{m}$ -thick LiNbO_3 film. (a) Electrode pattern with E_z distributions at $58\ \text{GHz}$. (b) Frequency response of return loss at the both input.

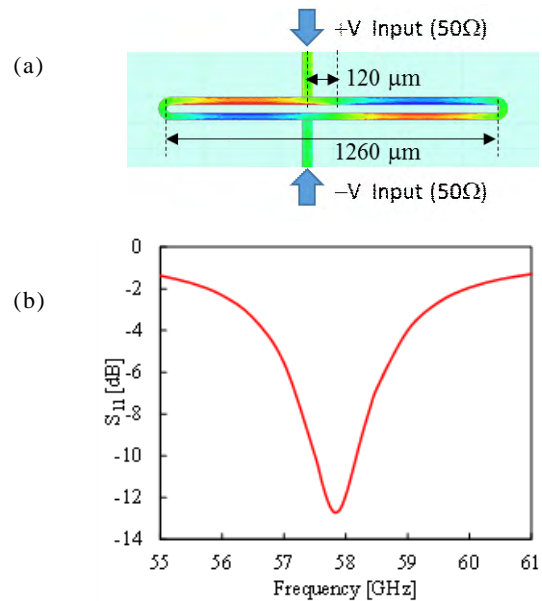


Fig. 5. Designed modulation electrode using $100\ \mu\text{m}$ -thick fluorine-based resin substrate and $50\ \mu\text{m}$ -thick LiNbO_3 film. (a) Electrode pattern with E_z distributions at $58\ \text{GHz}$. (b) Frequency response of return loss at the both input.

電荷強度を約 1.5 倍に増強できることがわかる。フッ素系樹脂 $250\ \mu\text{m}$ 厚と $100\ \mu\text{m}$ 厚では変調電界強度がほとんど同じであるが、これは $100\ \mu\text{m}$ 厚の場合のインピーダンス整合が完全に取れていないためであると考えられる。

最後に、設計したアンテナ電極の諸元を表 2 に示す。

表 2. 設計したフッ素樹脂基板アンテナ電極の諸元.

Base substrate	Fluorine 250 μm -thick	Fluorine 100 μm -thick
Operational frequency f_m	58 GHz	
EO crystal	z-cut LiNbO ₃	50 μm -thick
Optical buffer layer	SiO ₂	0.2 μm -thick
Adhesive layer	UV adhesive	1.2 μm -thick
Patch antenna		
Patch metal	Al	1 μm -thick
Patch length L_a	682 μm	977 μm
Patch width W_a	682 μm	977 μm
Feeding position to patch antenna Δx	273 μm	257 μm
Resonant electrode		
Electrode metal	Al	1 μm -thick
Electrode length L_r	1250 μm	1260 μm
Electrode width W	30 μm	30 μm
Electrode spacing S	30 μm	30 μm
Feeding position Δy	120 μm	120 μm
Feed line		
Feed line width w	40 μm	40 μm
Feed line length L_m	1173 μm	1257 μm

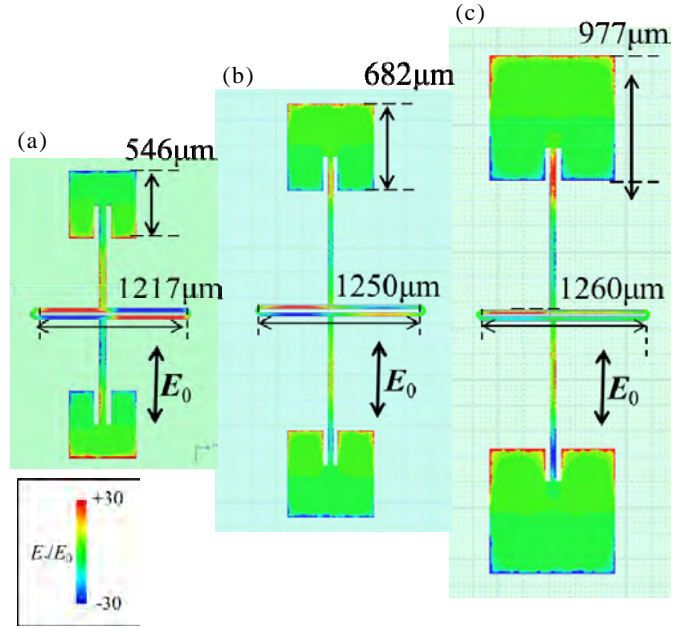


Fig. 6. The designed antenna-coupled-electrodes using 250 μm -thick (b) and 100 μm -thick (c) fluorine-based resin substrates. For comparison, the antenna-coupled-electrode using 250 μm -thick SiO₂ glass substrate is also shown in (a). The distributions of the electric field component of E_z at 58 GHz are also shown in color.

4. 試作・動作実験

4.1. デバイスの試作

設計したフッ素樹脂基板 250 μm 厚のデバイスを試作した. 作製方法・工程は, 基本的に参考文献[4],[5] のデバイスと同様である.

LiNbO₃ 結晶は, z-cut non-doped Congruent 組成の厚さ 250 μm のものを用いた. まず, 結晶表面に, 標準的なアニールプロトン交換法(安息香酸, 240 $^{\circ}\text{C}$ 90分)を用いて光導波路を作製した. 続いてその表面に SiO₂ 光学バッファ層 (厚さ 0.2 μm) を RF スパッタリングで形成した後, アンテナ電極を EB 蒸着とリフトオフにより作製した. その後, 結晶を上下反転させて, フッ素系樹脂基板 (厚さ 250 μm) 上に光学用 UV 硬化接着剤をスピコート (接着剤の厚さ約 2 μm) して貼り合せた. 最後に, LiNbO₃ 結晶を光学研磨によって 50 μm とした. 完成したデバイスの全体と側面の写真を Fig. 8 に示す. 8 個のアンテナ電極を等間隔で並べたリニアアレイの構成である.

4.2. 基本動作実験

Fig. 9 の実験系を用いて試作したデバイスの基本動作実験を行った. 光源には波長 1550 nm 帯 (C-band) の狭線幅 DFB レーザー (出力~20 mW) を用いて, 顕微鏡レンズ結合により TM モードとなるようにデバイスに入射した. この状態で, デバイスの上部から 60

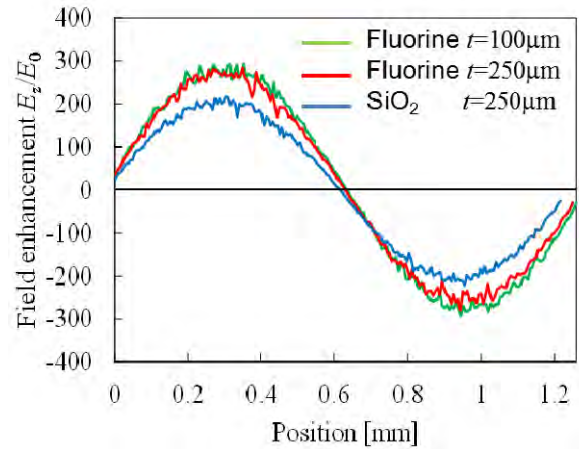


Fig. 7. Electric field distribution along the optical waveguide core.

GHz 帯のミリ波 CW 信号を照射し, 出力光のスペクトルを光スペクトラムアナライザで観測した. 得られた変調光スペクトルの一例を Fig 10 に示す. このときのミリ波信号の電力は 10 mW である. たかだか 10 mW の 60GHz 無線信号照射でかなりの光変調深さを得ることができた. これは, 使用したフッ素系樹脂基板の有用性を如実に示している.

このデバイスは光変調器としては位相変調器であり, 搬送波光と 1 次サイドバンド光の比から位相変調

指数を求めることができる。Fig. 10 の例では、位相変調指数 $\Delta\theta \sim 2(P_1/P_0)^{1/2} = 70 \text{ mrad}$ となる。従来の SiO₂ 基板を用いたものに比べて、同じ電力の無線信号照射時に、約 7 倍もの位相変調指数が得られた[5]。

デバイスの周波数特性を Fig. 11 に示す。周波数帯域は設計値とほぼ一致した。また、このデバイスはアンテナをアレイ状に並べているために、無線信号—光信号変換にはアレイと結晶の極性で決まる指向性を示す[3]-[5]。指向性の測定結果を Fig. 12 に示す。8 素子ブロードサイドリニアアレイの指向性と良い一致を見ていることがわかる。アレイアンテナにおける信号合成を、各アンテナ電極における逐次光変調において行っているために、ほぼ理想的な信号合成が得られる。このデバイスの大きな利点の 1 つである。

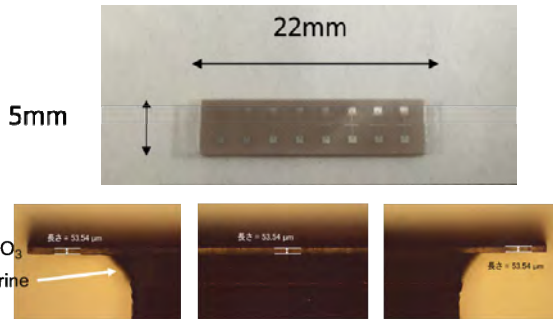


Fig. 8. Photographs of the fabricated device. The whole view (upper) and the side view (lower).

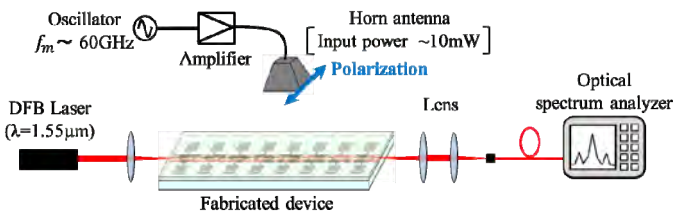


Fig. 9. Experimental set-up for the fabricated device.

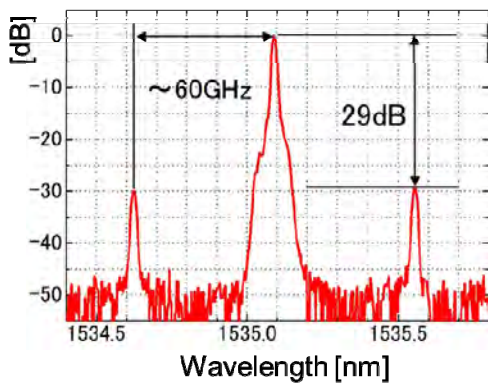


Fig. 10. Measured spectrum of the output light. The irradiation power of 60 GHz signal is 10 mW.

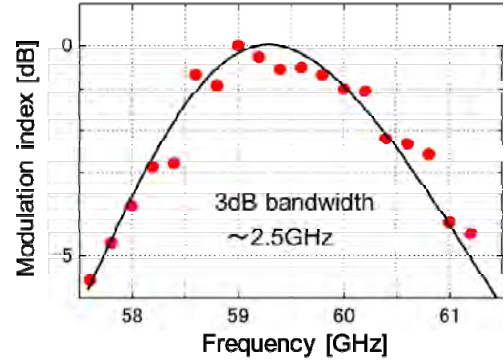


Fig. 11. Measured frequency dependence of the device.

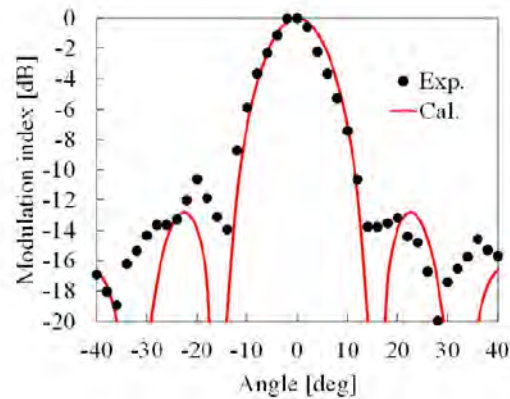


Fig. 12. Measured directivity of the device.

4.3. データ受信・復調実験

フッ素樹脂をベース基板に用いたアンテナ電極光変調器は、小信号 10 mW の 60GHz 帯信号を照射しただけで、かなりの光変調深さが得られた。変調効率から勘案すると、1Gb/s 程度のデータを持った信号の光変換・復調が可能だと考えられる。そこで、実際にデータ受信・復調実験を行った。

作製したデバイスに光ファイバを接続・固定して、無線・光信号変換モジュールを作製した。光モジュールとしての光挿入損失は 16dB 程度であった。これは、光ファイバと導波路の結合損失が支配的であり、最適化により損失は 10dB 低減できると見積もられる。このモジュールに ~1Gb/s の QPSK 信号で変調した 60 GHz 帯ミリ波信号 (送信電力 10 mW) を照射して、光信号に変換した。さらに、変換された光信号を長さ ~1km の光ファイバ中で伝送させた後、片側の光サイドバンド成分を光フィルタで除去してから Er 光ファイバ増幅器 (EDFA) で増幅した。最後に、EDFA における不要な ASE 雑音光を除去し、高速フォトダイオードを用いてミリ波信号に再変換した[8]。

測定した QPSK 信号のコンスタレーションダイアグラムを Fig. 13 に示す。信号繰返し周波数は 500 MHz

であり、1Gb/s のデータ伝送・受信に相当する。1Gb/s 無線信号をアンテナ電極光変調器モジュールで光信号に変換した後、ミリ波に再変換した後でも、明瞭な QPSK 信号が観測できていることが分かる。これより、フッ素樹脂基板を用いたアンテナ電極光変調器を用いて、Gb/s 級の無線信号－光信号変換が可能であることを実験的に確認することができた。

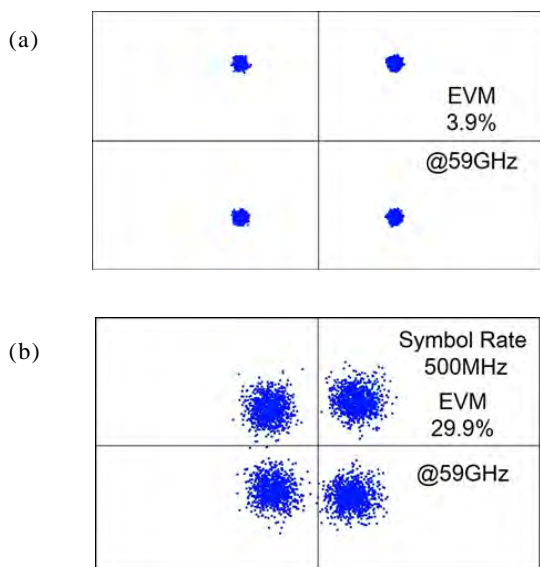


Fig. 13. Measured constellation diagrams of the irradiated 60 GHz signal (a) and reconverted 60 GHz from the optical signal generated by the array-antenna-electrode EO modulator with the fluorine-based resin substrate.

5. むすび

低誘電率かつ低損失なフッ素系樹脂基板を用いたアンテナ電極光変調器について述べた。ミリ波帯の無線・光融合デバイスにおいて、低誘電率で低損失なフッ素系樹脂基板は非常に有効であることが、解析および実験の両面から確かめられた。フッ素系樹脂基板をさらに薄く (< 100 μm) すれば、より高い周波数帯への応用が可能と考えられる。また、デバイスの可撓性が得られる可能性もあり、新しいアプリケーションへの応用も期待できる。

謝 辞

ミリ波帯でのデータ受信・復調実験においてご協力を頂いた、電子航法研究所・米本成人博士、角張泰之博士、電力中央研究所・池田研介博士、日立製作所・柴垣信彦博士、同志社大学・戸田裕之教授、およびコーデンテクノインフォ・眞野浩博士に深く感謝します。

また、貴重なご意見を頂いた真田篤志教授にも感謝します。

本研究の一部は、NICT 委託研究「新世代ネットワーク実現に向けた欧州との連携による共同研究開発および実証」の補助を受けた。

文 献

- [1] 総務省, 「ITU 2015 年世界無線通信会議 (WRC-15) 結果概要」, http://www.soumu.go.jp/main_content/000389780.pdf
- [2] H. Murata, R. Miyanaka, and Y. Okamura, "Wireless Space-Division-Multiplexed Signal Discrimination device Using Electro-Optic Modulator with Antenna-Coupled Electrodes and Polarization-Reversed Structures," *Int. J. Microwave & Wireless Technol.*, vol.4, pp.399-405, 2012.
- [3] Y. N. Wijayanto, H. Murata and Y. Okamura, "Wireless microwave-optical signal conversion in quasi-phase-matching electro-optic modulators using gap-embedded patch-antennas," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E96-C, no.2, pp. 212-219, 2013.
- [4] N. Kohmu, H. Murata and Y. Okamura, "Electro-Optic Modulators Using Double Antenna-Coupled Electrodes for Radio-over-Fiber Systems," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E96-C, no.2, pp. 204-211, 2013.
- [5] 高武直弘, 村田博司, 岡村康行, "ミリ波帯電磁界測定のためのアンテナ電極電気光学変調器", 電子情報通信学会論文誌 B, vol.J97-B, no.3, pp.270-278, 2014.
- [6] <http://www.sei.co.jp/antenna/pdf/isap2016.pdf>
- [7] A.Enokihara, H. Murata and Y. Okamura, "Guided-Wave EO Intensity Modulator Using Coupled Micro-strip Line Electrode of Higher-Order Harmonic Resonance Combined with Polarization-Reversed Structure," *IECE Trans. Electron.*, vol.E90-C, no.5, pp.1096-1104, 2007.
- [8] T. Inoue, K. Ikeda, Y. Kakubari, N. Yonemoto, N. Shibagaki, H. Toda and H. Murata, "Millimeter-Wave Wireless Signal Generation and Detection Using Photonic Technique for Mobile Communication Systems," AVFOP/MWP 2016, TuM1.8, October 2016, Long Beach, CA, USA.