

2016 年度

青山学院大学審査学位論文

マイクロ波帯域における高感度かつ
広帯域な光電界センサに関する研究

Significantly Improving the Sensitivity
and the Broadband Performance
of the Optical Electric Field Sensors
in Microwave Band

指導教員 橋本 修 教授

神奈川県

産業技術センター

日高 直美

目 次

1	序論.....	1
1.1	研究の背景.....	1
1.1.1	電波利用状況と電子機器に求められる EMI 規制.....	1
1.1.2	電磁界分布測定によるノイズ対策.....	3
1.1.3	電磁界計測における伝送線路の影響.....	4
1.1.4	光変調器と光電界センサ.....	5
1.2	これまでの主な研究.....	6
1.2.1	放射イミュニティ試験システムにおける電界センサ.....	6
1.2.2	これまでの主な研究.....	7
1.3	本論文の目的.....	12
1.4	本論文の構成.....	13
2	複数のエレメントをもつ光電界センサ.....	18
2.1	はじめに.....	18
2.2	位相変化量の計算式.....	19
2.2.1	光変調器の屈折率変化.....	19
2.2.2	位相変化量と半波長電圧.....	22
2.2.3	複数のセルに分割された光変調器.....	24
2.3	複数のエレメントをもつ光電界センサの構造.....	26
2.4	複数のエレメントをもつ光電界センサの特性.....	27
2.4.1	半波長共振.....	27
2.4.2	最小受信電界強度.....	30
2.5	むすび.....	32
3	単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ.....	33
3.1	はじめに.....	33
3.2	構造と電磁界シミュレーション.....	34
3.2.1	単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサの構造.....	34
3.2.2	SW-LPDA 型光電界センサの電磁界シミュレーション.....	35
3.2.3	電極のコンデンサとしてのモデル化と単一周波数での 電磁界シミュレーション.....	37
3.2.4	エレメント数の削減とシミュレーション結果.....	38

3.2.5	シミュレーションによって得られた周波数特性と 交差給電の効果.....	41
3.3	実測値とシミュレーション結果.....	42
3.4	むすび.....	44
4	マッハツェンダー型光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ.....	46
4.1	はじめに.....	46
4.2	LPDA 型光電界センサの主な改良.....	48
4.2.1	マッハツェンダー干渉計型光導波路.....	48
4.2.2	反射型光導波路.....	51
4.2.3	エレメント数及び別体.....	53
4.3	設計時のシミュレーション.....	54
4.3.1	設計時のシミュレーションモデル.....	54
4.3.2	電磁界シミュレーション.....	54
4.3.3	設計時のシミュレーションにより得られた電極電圧.....	56
4.3.4	設計時のシミュレーションにより得られた周波数特性.....	58
4.4	詳細なシミュレーションと実測値の比較.....	60
4.4.1	MZ-LPDA 型光電界センサシステムの構成と性能.....	60
4.4.2	設計時のシミュレーションとの比較検討.....	63
4.5	MZ-LPDA 型光電界センサの感度と EMI 規格.....	65
4.6	むすび.....	67
5	光電界センサの応用.....	68
5.1	はじめに.....	68
5.2	放射ノイズ測定への応用.....	69
5.2.1	マイクロ波帯域におけるノイズ測定.....	69
5.2.2	三次元電界分布測定.....	71
5.3	アンテナ開口面の電界分布測定.....	74
5.4	誘電率測定への応用.....	75
5.4.1	測定方法.....	75
5.4.2	測定結果.....	79
5.5	電極構造と指向性の関係.....	81
5.5.1.	シミュレーションと実測による指向性の比較.....	81
5.5.2.	水平偏波の指向性における非対称性の検討.....	84
5.5.3.	非対称性の原因.....	89
5.6	むすび.....	90
6	総括.....	91

参考文献.....	94
本研究に関する発表論文.....	97
その他の発表論文.....	100
謝辞.....	103

第 1 章

序 論

1.1 研究の背景

1.1.1 電波利用状況と電子機器に求められる EMI 規制

数十年前までは、無線通信は公的機関やごく一部のアマチュア無線家の利用などに限られており、一般的には一方的な送受信システムであるテレビやラジオなどの放送によって無線の利便性が享受されてきた。近年、IT の発達により、携帯電話、無線 LAN、ETC (Electronic Toll Collection System : 自動料金収受システム) など、双方向の無線通信の利用が一般化されてきた[1]。現在ではさらに、これらの環境がなくては考えられない「モノのインターネット化 (IoT ; Internet of Things)」が、ウェアラブル端末などに限らず多くの分野で飛躍的に拡大しようとしている[2]。これまでも、工場内や会社組織内では、生産システムの一括制御のために閉じられた系の中で広範囲な通信システムが利用され、また、企業の内部では流通システムの構築などに伴うインターネットの利用がすでに行われてきた。しかし、これらは必ずしも無線通信システムを必要とするものではなかった。ところが、世の中に存在する製品に通信機能を持たせインターネットに接続する、あるいは、相互に通信することにより、自動認識、自動制御、及び、遠隔計測などを行うことをいう IoT は、物を通じて生産者と顧客とを結びつけるシステムであるために無線通信の利用は避けられない。そのため、今後、無線接続は飛躍的に増加すると予想される。

そのような過密する無線通信環境の中で、それらが適切に運用されるためには、それらの無線機器などと同じ環境の中で使用される電子機器から発生する不要な電磁波が、それらの無線機器に障害を与えないことや他の電子機器の動作を電磁的に妨害しないこと、すなわち、ローエミッションであることが求められ、EMI (Electro-Magnetic Interference ; 電磁干渉) 規制が定められている。あるいは、電子機器が無線通信の際の電磁波や他の電子機器から発せられる不要な電磁波によって誤動作しないこと、すなわち、ハイレイシユニティであることが求められ、イミュニティ規制が定められている[3]-[5]。そこで、これらの規制に関連して行われる EMI 測定やイミュニティ試験における正確な電磁界測定は、

それらの測定や試験の精度を保証する意味で重要である。また、無線通信の多くは、大容量・高速化が求められることからマイクロ波帯域の利用が進んでおり、この帯域での電磁界強度の正確な測定技術が求められている。ここで一例を挙げると、マイクロ波帯域の EMI 規制について定められた技術基準の中で、1GHz を超える周波数における放射妨害波の許容値について、測定距離 3m での

表 1.1 測定距離 3m でのクラス B 情報技術装置の放射妨害波の許容値[3],[4]

Table 1.1 Limits for radiated disturbance of Class B ITE at a measurement distance of 3 m.

Frequency range [GHz]	Peak limit [dB μ V/m]
1 to 3	70
3 to 6	74

(ITE: Information Technology Equipment)

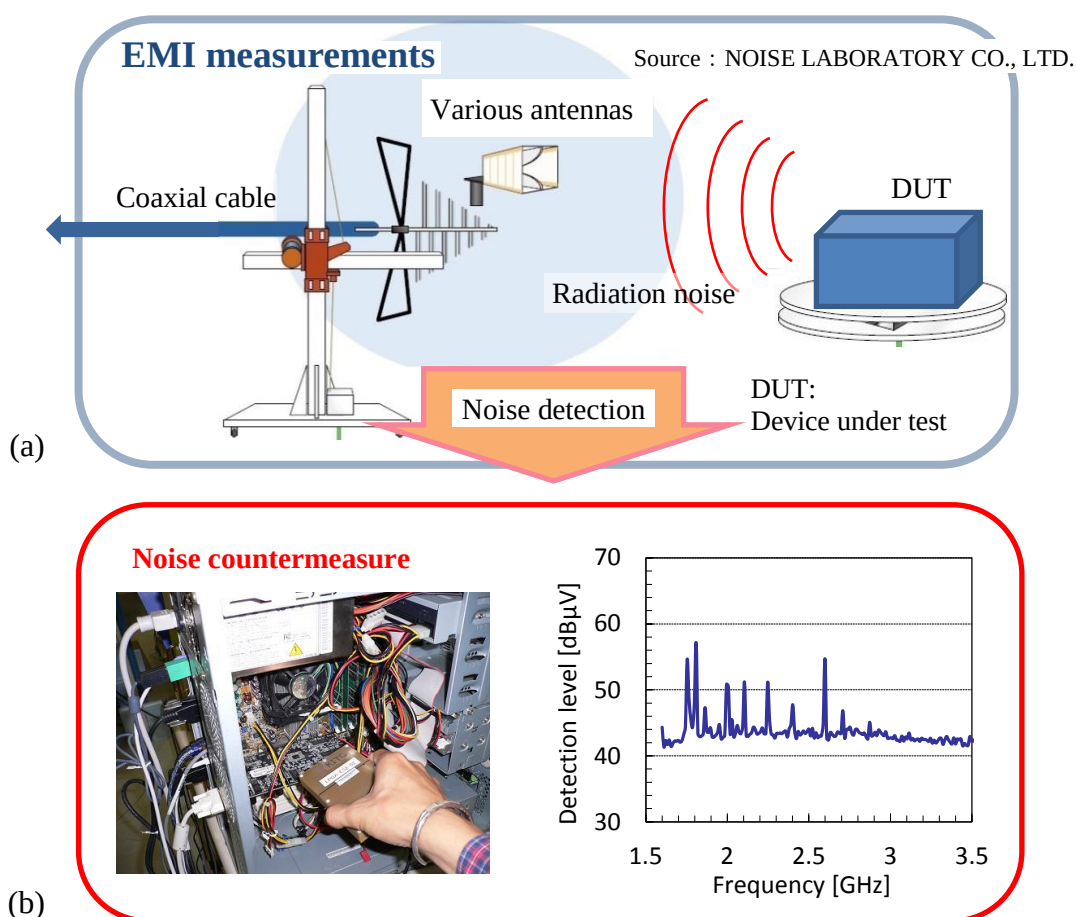


図 1.1 EMI 測定とノイズ対策 (a) EMI 測定 (b) ノイズ対策

Figure 1.1 EMI measurements (a) and measurements for noise countermeasure (b).

クラス B 情報技術装置の尖頭値許容値は表 1.1 のとおり規定されている[3]. そのため、電子機器には出荷前に、表 1.1 及びその他の基準に逸脱しないことを確認するため、EMI 測定が義務付けられている[5].

図 1.1(a)に EMI 測定の状況を示す. この測定において、基準を超えるレベルのノイズを検出した場合には、その発生場所を特定し、原因を除去する対策が必要である. そこで、図 1.1(b)に示すようなノイズ対策のための測定が必要となる. EMI 測定では規格に適合したアンテナを用いる必要があるが、ノイズ対策のために行う測定では、被試験機器に電界センサを近づけなければならないことから、特に、低侵襲なセンサが必要となる. すなわち、被試験機器からの電磁波の放射に影響を与えないこと、あるいは、周囲の電界を乱さないことが必要である. しかも、微弱な電界を測定するので、そのセンサには高感度であり、かつ、EMI 測定と同様に広帯域な性能を有することが求められる.

1.1.2 電磁界分布測定によるノイズ対策

世の中のすべての電子機器が、他の電子機器に電磁妨害を与えないこと、すなわち、ローエミッションであること、かつ、電磁妨害を受けても本来の性能を維持できる耐性を有していること、すなわち、ハイイミュニティであることを達成していれば、すべてが共存できるという概念、これが EMC (Electro-Magnetic Compatibility ; 電磁環境適合性) である[5]. 近年は、電子機器を設計する段階から、この EMC のための対策を行っている例が多い.

そこで、ノイズ発生場所の特定の際にはノイズ信号の分布を測定することが必要となる[6]. これまでは、回路基板の設計・試作段階で、EMC 設計のために、二次元測定装置により、基板表面の電磁界分布を測定し、ノイズを確認すれば、そのノイズの発生を抑制するための対策を行ってきた. 文献[7]では、図 1.2 に示すように、基板から距離 2mm の面での周波数 300MHz での磁界分布について、同図(a)に示す二次元測定装置により測定した結果と、同図(b)に示す解析結果とを比較し、両者がよく一致することを示している. このように、基板表面の電磁界分布測定が EMC 設計のために有効であることが示されている. したがって、二次元電磁界分布測定は、回路基板レベルでの EMC 対策に有効である. しかし、二次元測定では製品段階での EMC 評価は限定される. そこで、図 1.3 に示す三次元測定装置のセンサヘッドとして電界センサを利用し、被測定機器からの電磁界放射パターンを三次元的に測定し、製品段階での EMC 対策に活用することが求められている. しかも、このような測定では、近傍から遠方までの電磁界

Source : Reference [7]

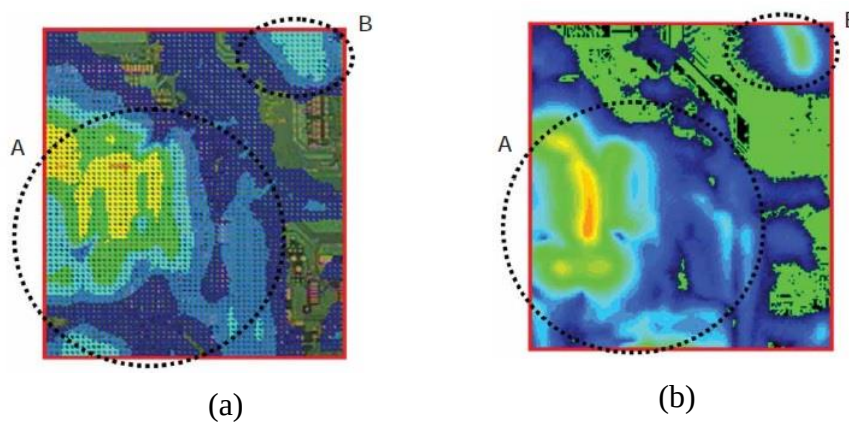


図 1.2 磁界分布 (a) 測定結果 (b) 解析結果

Figure 1.2 Measurement result (a) and analysis result (b) of a magnetic field distribution.

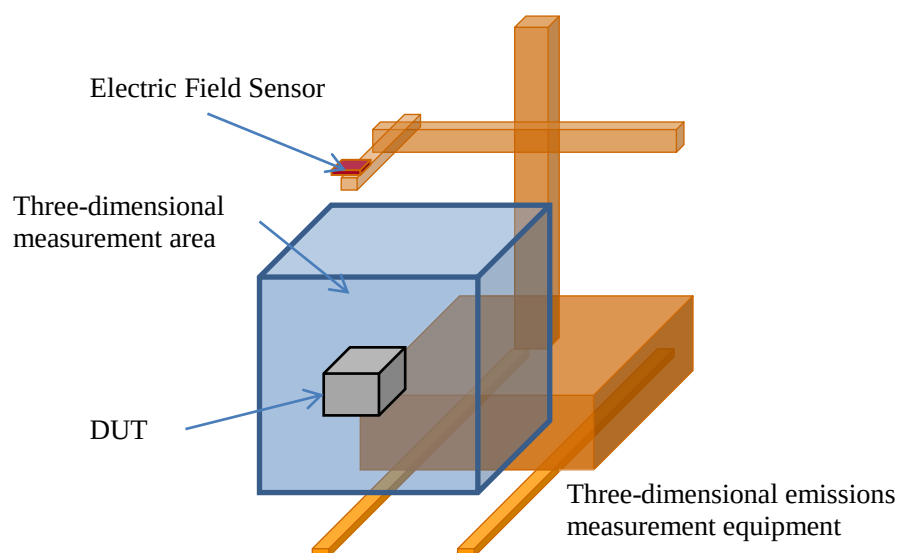


図 1.3 三次元エミッション測定装置

Figure 1.3 Three-dimensional emissions measurement equipment.

測定が求められ、また、センサと測定器をつなぐケーブルが被測定機器からの放射に曝されることも問題となっている。

1.1.3 電磁界計測における伝送線路の影響

マイクロ波を利用する電子機器を効果的に使用するには、これらの機器から放射される電磁波、あるいは、試験等のためにこれらの機器に照射される電磁

波を正確に計測する必要がある．ところが，現状ではマイクロ波の計測には，信号伝送線路として同軸ケーブルを使用している従来のアンテナを用いざるを得ない状況である．この場合，伝送線路が金属であるために，被測定空間に擾乱を与える可能性がある．しかしながら，同軸ケーブルに代わって，光ファイバで測定器と電界センサをつなぐことができる光電界センサ（Optical Electric Field Sensor : OEFS）システムは，センサ本体にもアンテナエレメント以外には金属を用いる必要がないため被測定空間に擾乱を与え難い[8], [9]．そのため，理想的な電界センサを実現することが期待できる[10], [11]．特にその低侵襲性はアンテナの極近傍での計測を可能とする[12]など優れた特徴を有する．このようなことから，マイクロ波帯域における計測システムとして光電界センサシステムが有用であり，その中心となる光電界センサは特に注目されている．

1.1.4 光変調器と光電界センサ

光を応用した電磁界計測においては， LiNbO_3 に代表されるような電気光学（Electro-Optic: EO）効果を示す EO 結晶が用いられることが多く[13]，一般的には光電界センサとは，EO 結晶を用いて電界を計測するセンサを言う．この EO

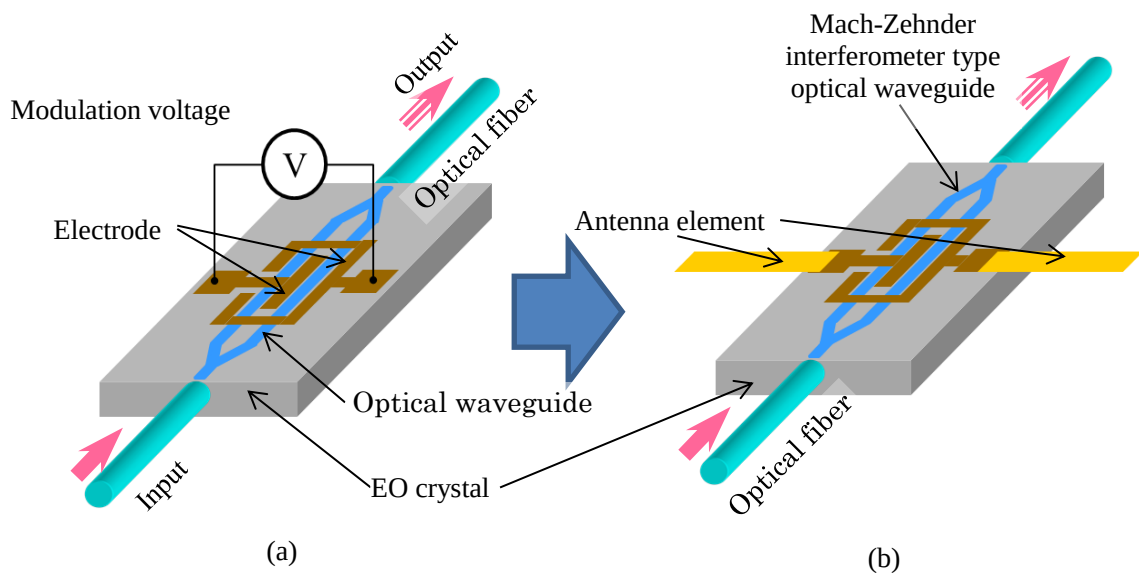


図 1.4 光変調器と光電界センサ (a) 光変調器 (b) 光電界センサ
Figure 1.4 Schematic diagrams of an optical modulator (a) and an OEFS (b).

OEFS: Optical Electric Field Sensor

結晶を利用した代表的なデバイスが光変調器である。光変調器には EO 結晶中にレンズで集光した平行光を透過させて用いる場合もあるが、光通信などに用いる場合は変調効率を高めるため EO 結晶の表面にわずかに屈折率の高い部分を形成し、光をこの部分に閉じ込め導波させる光導波路を用いる。図 1.4(a) のマッハツェンダー干渉計型光導波路（Mach-Zehnder interferometer type optical waveguide）を用いた光変調器では、この光導波路に変調電圧を印加することで分岐された光に位相差が発生し、最終的には合波されて強度変調された光として出力される。光電界センサは、図 1.4(b)に示すように、光変調器の動作原理を利用しているものが多く[13]、本研究ではアンテナで捕捉した電界を変調電圧としている。このような光電界センサは空間電界の強度、周波数、位相を計測可能である。

1.2 これまでの主な研究

1.2.1 放射イミュニティ試験システムにおける電界センサ

現在、実用的な光電界センサとしては、等方性光電界センサがよく知られている。そこで、最初に、等方性光電界センサの用途である放射イミュニティ試験システムの概要を示す。図 1.5 は、放射イミュニティ試験を行うためのシステムである。被試験機器（Device Under Test: DUT）である電子機器は、定められ

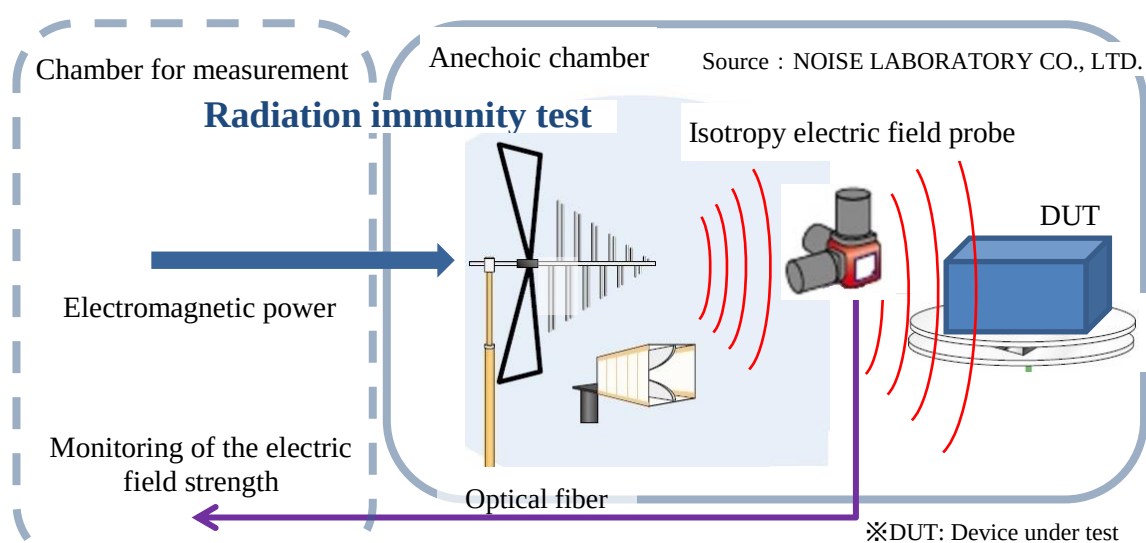


図 1.5 放射イミュニティ試験システム
Figure 1.5 Radiated immunity test system.

た強力な電磁波が照射されても、誤動作が起きないことが求められる。この試験では、その定められた強さの電磁波が照射されていることを保証するために、正確な計測ができる電界センサが必要である。現状では、試験実施前に等方性電界プローブ（Isotropy electric field probe）を用いて、被試験機器を設置する付近の電界強度を測定することが定められている。この等方性電界プローブは、小型ダイポールアンテナで3軸それぞれの方向の電界強度を検出し、それらの軸方向の電界強度情報を光デジタル信号に変換し、光ファイバケーブルを介して表示ユニットに送る方式がとられている。したがって、このような等方性電界プローブは周波数や位相を計測することはできない。そこで、次節で示す等方性光電界センサを用いることによって、電界強度だけでなく、周波数や位相を計測することも可能となる。

なお、近年、RF（無線周波数）信号を直接変調型の半導体レーザなどを用い、光信号に変換してファイバで伝送する RoF レシーバ、また、光信号をフォトディテクタで RF 信号に変換し、アンテナに給電する RoF トランスミッタが開発されており、これらの RoF システムは周波数や位相も伝送可能である[14], [15]。

1.2.2 これまでの主な研究

ここでは、光電界センサに関するこれまでの主な研究について述べる。文献[10]では、図 1.6 に示す Type I の等方性電界プローブの機能を有するマッハツェンダー干渉計型光導波路を用いた等方性光電界センサについて発表している。この光電界センサは、放射イミューニティ試験における電界計測を目的にしているために感度は高くないが、10GHz 以上の周波数で動作するなど広帯域性を有することが特徴である。従来の等方性電界プローブは電界強度の計測のみであるが、等方性光電界センサは周波数及び位相も計測することが可能となる。この光電界センサは、正三角柱の側面に中心線に対して 54.7°の傾きをもたせたアンテナエレメントが配置されており、それらが互いに直交する関係となるため、等方性のセンサとして機能する。

文献[16]-[18]では、図 1.7 に示す Type II の文献[10]と同様の機能をもつ小型等方性光電界センサを発表している。この光電界センサは、アンテナエレメントを複数配置し、反射型とすることなどの改良によって、小型化と高感度化を達成している。なお、このタイプの小型等方性光電界センサは3軸の電界強度を計測するセンサとして市販化につながった。

Type I

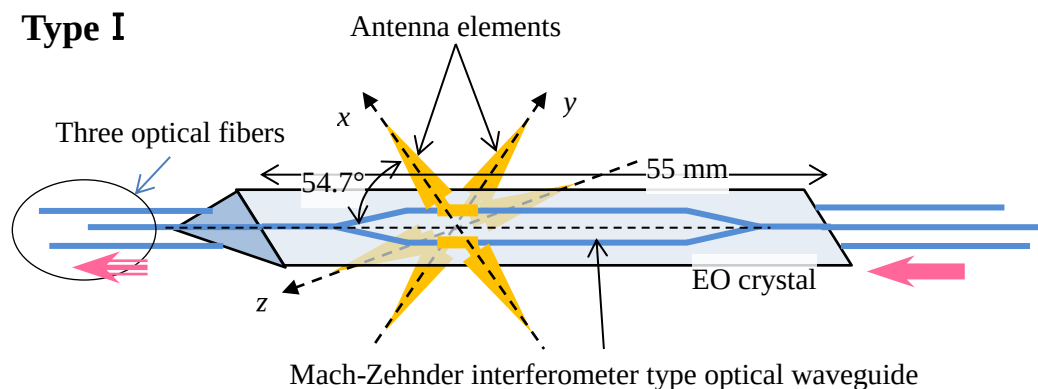


図 1.6 マッハツェンダー干渉計型光導波路を用いた等方性光電界センサ
Figure 1.6 Isotropy OEFS with Mach-Zehnder interferometer type optical waveguide.

Type II

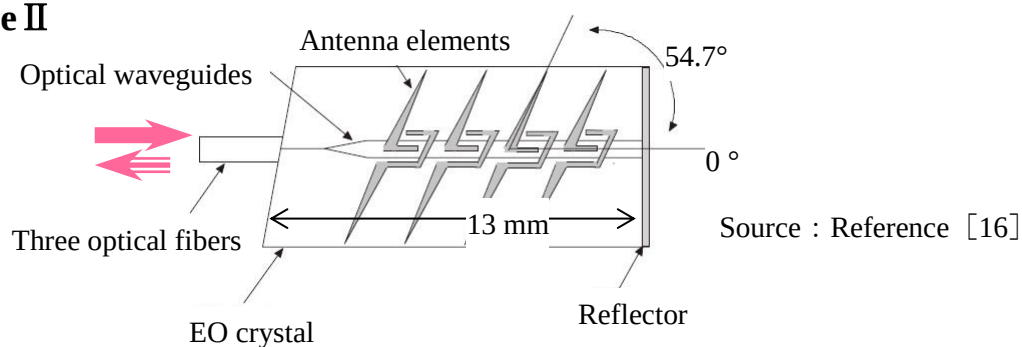


図 1.7 小型等方性光電界センサ
Figure 1.7 Small isotropy OEFS.

Type III

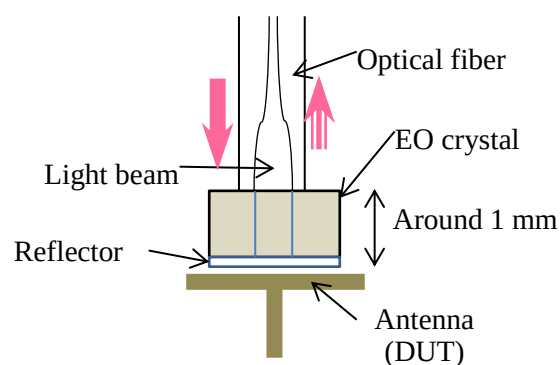


図 1.8 アンテナ計測に適した光ファイバ電界センサ
Figure 1.8 Optical fiber electric field sensor suitable for an antenna measurement.

Type IV

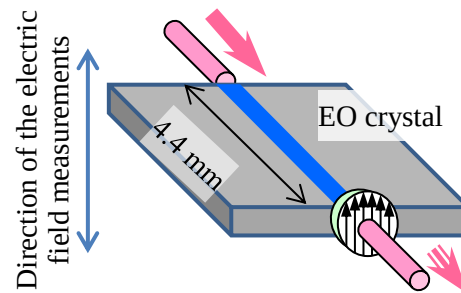


図 1.9 高電圧計測用単一光導波路型光電界センサ
Figure 1.9 OEFS for high voltage measurements.

Type V

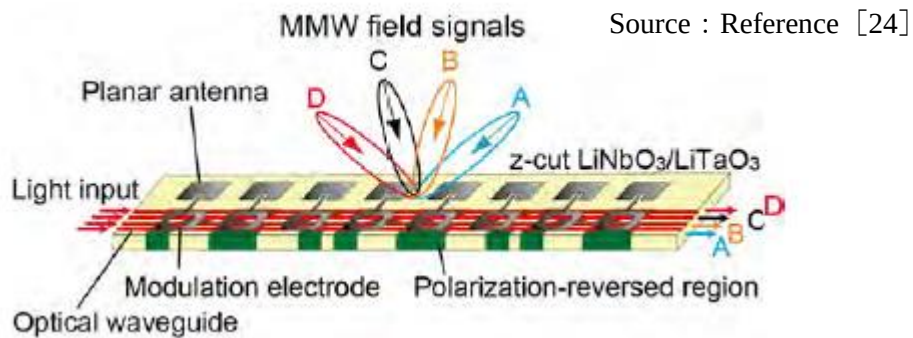


図 1.10 電磁界計測のための高速電気光学変調デバイス
Figure 1.10 High-Speed Electro-Optic Devices for Electro-Magnetic Field Measurements.

文献[12], [19]では, 図 1.8 に示す Type III のアンテナなどの極近傍での電界計測に適した電界センサについて発表している. このタイプは, 電磁界計測における低侵襲性を特に追求しており, 応答周波数が最も広く, 原理的には DC~THz までの応答が可能である. 特にその低侵襲性を活かし, 小惑星探査機等で使用されるイオンエンジン内のマイクロ波電界計測に応用するなど, マイクロ波放電式イオンエンジンの内部現象の解明につながった[20]. また, このタイプを応用し, 回路基板の近傍電界を計測するために用いられるプローブについても発表されている[21]. 文献[22]では, 同様の EO 変換器を人型ファントム周辺の電界分測定に用いている.

文献[23]では、図 1.9 に示す Type IV の送電線などの高電圧計測を目的とした光電界センサが発表された。この光電界センサは、周囲からの電氣的ノイズの影響を受け難いという光電界センサの特徴を活かしている。なお、本研究の単一光導波路を用いた光電界センサにおいても、このタイプの EO 結晶を用いており、単純な構造で温度安定性を有する光導波路である。

文献[24]-[26]では、図 1.10 に示す Type V の電磁界計測のための高速電気光学変調デバイスについて発表されている。このタイプは、約 40GHz のミリ波帯の電波到来方向を分別する機能を有する。

以上に述べたこれまで研究されてきた光電界センサは、総じて、強い電界を計測するものである。しかし、EMI 測定のような電磁環境測定で用いられるセンサには、広い帯域で動作することが求められると同時に、不要な電磁波そのものが微弱であるので高い感度が求められる。さらにノイズ信号は発生する周波数が特定できないために、測定器の RBW (Resolution Bandwidth ; 分解能帯域幅) を大きく設定する必要がある。RBW の大きさに伴って測定可能な最小受信電界強度が大きくなる。すなわち、ノイズフロアを押し上げ感度が低下する原因となる。これまでの光電界センサの性能について、応答周波数と最小受信電界強度を比較すると、表 1.2 に示すとおりである。通常、EMI 測定では RBW を 1MHz とすることが求められている。そこで、表 1.2 では RBW を 1MHz に換算した最小受信電界強度も併記した。以後、議論の中で特に断らない場合は、RBW を 1MHz とする。

Type I [10]及び Type II [16], [27]に関係するものは、イミュニティ試験時の強い電界を計測する光電界センサであり、かつ、信号発生器と測定器を同期させて測定することが可能であるので、高感度であることはノイズ測定用のセンサほどには要求されない。文献[16]のタイプを改良し感度を高めた共振型 3 軸光電界センサ[28]では、応答周波数が任意の 10MHz となっている。このように、これまで光電界センサには高感度と広帯域の両方の特性を併せ持つことが困難であるとされており、一般的には、感度と帯域のいずれかに特化した光電界センサの開発が進められてきた。また、マイクロ波帯域における光電界センサの利用は十分ではなかった。

表 1.2 これまでの光電界センサの性能

Table 1.2 Performance of the previous OEFS.

Type of the OEFS		Frequency response	Minimum detectable electric field strength	Minimum detectable electric field strength (RBW: 1MHz)	Sensitivity	Wide band
I	Isotropic OEFS	~10GHz	22mV/m (RBW:100Hz)	2.2V/m	no good	good
II	Small isotropic OEFS (High sensitivity)	100kHz~3GHz	2mV/m (RBW:10Hz)	632mV/m	no good	good
II	Small isotropic OEFS (Wide band)	100kHz~10GHz	10mV/m (RBW:10Hz)	3200mV/m	no good	good
II	Resonance type isotropic OEFS (3 axis) (300~950MHz)	Optional 10MHz	30 μ V/m (RBW:10Hz)	9.5mV/m	good	no good
III	Optical fiber electric field sensor	DC~THz	600mV/m	—	no good	good
IV	OEFS for high voltage measurements	—	$\div$ 500V/cm	—	no good	no good

NOTE: I referred to the catalog with respect to the type- II , [27], [28] and referred to the article with respect to the other types.

1.3 本論文の目的

前述のように、EMI 測定のような電磁環境測定で用いられる光電界センサは広い帯域で動作することが求められる。一方、高周波では導波光と変調波の位相不整合が発生するので、これを避けるため電極長を短くしなければならない[10], [13], [27]。しかも、等方性光電界センサの場合、広い帯域にわたって均一な特性を確保する必要があるため、アンテナエレメント長を短くしなければならない[10]。これらは光電界センサの感度を低下させる要因となる。ところが、複数のアンテナエレメントとそれに対応する十分に短い電極を配置し、電波の伝搬方向と光の伝搬方向を一致させ、電極部分における導波光と変調波の位相不整合を緩和させることにより、マイクロ波帯域で高感度に動作する光電界センサを得ることが期待できる。また、アンテナエレメントを半波長アンテナとして動作する長さとするにより、これに対応する周波数では感度を高めることが期待できる。

本研究では、表 1.2 のこれまで研究されてきた光電界センサの性能を踏まえ、複数のエレメントを有するアンテナ構造を検討することにより、高感度化と広帯域化を図ることを基本構想とし、構成は図 1.11 に示すように、光変調器と対数周期構造のアンテナが一体となったものとする。そこで、本研究の光電界センサは基本的には共振型となるので、最も感度の高い部分では、これまでの共振型光電界センサの性能を上回る性能とすること、すなわち、① 最小受信電界強度を 9.5mV/m 以下とする。さらに、対数周期構造のアンテナの場合、高調波共振による障害が発生することが予想されることから、② マイクロ波帯域において 3GHz 以上の帯域を有することを目標性能と定めた。

最終的には、本研究により開発した光電界センサが、EMI 規格に関連したノイズ対策のための測定に応用できることを示すとともに、この光電界センサを用いた三次元エミッション測定装置により、放射ノイズ発生場所の特定に応用可能であることを示す。さらに、自由空間透過法による誘電率測定では[29]、開発した光電界センサを用いたシステムが誘電率測定に応用可能であることを示すとともに、測定距離を短縮できる可能性を示す。

そこで、本論文の目的は、「**マイクロ波帯域において高感度と広帯域を両立させた光電界センサの開発**」とする。

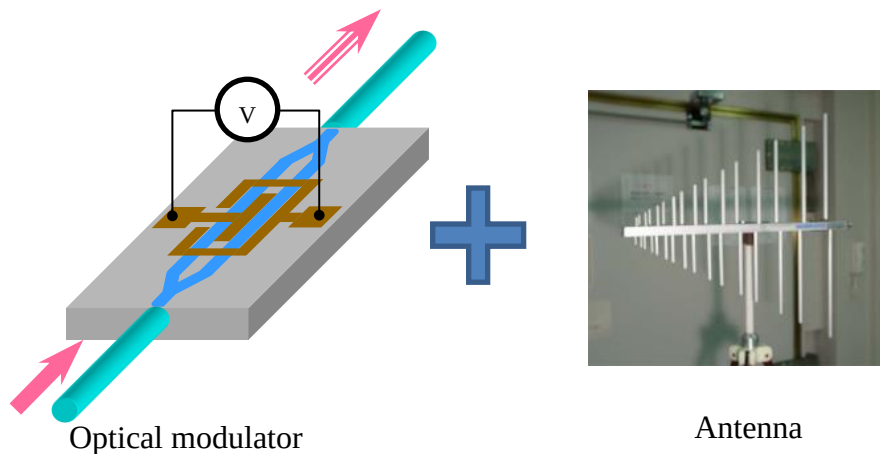


図 1.11 本研究における光電界センサの構成

Figure 1.11 Configuration of the OEFS in this research.

1.4 本論文の構成

本論文では、従来から EMI 測定などで広く利用されているログペリオディックアンテナ (Log-Periodic Dipole Antenna Array : LPDA) の広帯域性に着目し、マイクロ波帯域において高感度と広帯域の両立を達成するために実施した、光変調器とこのアンテナが一体となった光電界センサの開発について述べる。本論文は、以下のように全 6 章から構成されている。ここで、図 1.12 に本論文の構成について示す。

第 1 章「序論」では、近年の電磁環境の中で電磁界計測に求められることについて考え、従来の測定系アンテナを用いた電磁界計測における問題点を考慮し、三次元電磁界計測など、光電界センサに求められていることについて述べた。これまで、光電界センサについては、強い電界を測定するためのセンサを中心に多くの研究が行われてきたが、その主な研究から本研究の課題を示した。すなわち、これまでの微小ダイポールアンテナを用いた広帯域化タイプでは、その中でも比較的感度を高めたタイプであっても、応答周波数は 100kHz～3GHz であるが、最小受信電界強度は 632mV/m であり、低感度であった。共振型のアンテナを用いた高感度化タイプでは、最小受信電界強度が 9.5mV/m であるが、応答周波数は 300～950MHz の間の任意の 10MHz となっており、狭帯域であった。

そこで、本研究の目的を「マイクロ波帯域において高感度と広帯域を両立させた光電界センサの開発」とし、具体的には感度及び帯域のそれぞれにおいて、① 最小受信電界強度を 9.5mV/m 以下とすること、及び、② マイクロ波帯域において 3GHz 以上の応答周波数を確保することを目標性能と定めた。最後に、本論文の構成について述べた。なお、ここでは、最小受信電界強度を表す場合に、RBW を EMI 測定において用いられる 1MHz に換算した。

第2章「単一光導波路を用いた複数のエレメントをもつ光電界センサ」では、複数のエレメントをもつ光電界センサを考案するとともに、次章以降において光電界センサの高感度化を達成するために必要な位相変化量の計算式を検討した。

また、これまで数 kV 程度の高電圧計測に使用するために検討されてきた単一光導波路を用いた光電界センサを改良し、本研究では、 20mm の長さで 1mm 間隔に 10 対のアンテナエレメントを装荷することによって、 3.4GHz において最小受信電界強度 300mV/m を達成することができた。さらに、試作した光電界センサのアンテナパターン及び周波数特性について測定した結果、半波長共振は 4.3GHz で生じていることを確認し、 3.4GHz における感度の急峻なピークは、アンテナ構造に起因する高感度化であると考えられた。このように、試作した光電界センサがマイクロ波帯域において空間電界測定が可能であることを明らかにした。

第3章「単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ」では、前章で得られたアンテナ長及びアンテナ間隔を同一とすることの問題点を解決する必要性から、EMI 測定で用いられているログペリオディックアンテナに着目し、広帯域な特性を目指して対数周期構造をもつ LPDA 型光電界センサを提案した。これを実現するために試作を先行し、長さが 3.4mm から 45mm まで変化するアンテナエレメントを 54 対装荷した光電界センサを作製した。この LPDA 型光電界センサは、計算に必要な領域 $98\text{mm} \times 48\text{mm} \times 63\text{mm}$ に対して、最小寸法が電極間隔の $15\mu\text{m}$ であり、また、エレメント数が多いことから、当初は電磁界シミュレーションが困難であった。そこで、電極部分をコンデンサとしてモデル化し、エレメント数を半分の 27 対とすること、すなわち、シミュレーションモデルを単純化することにより、電磁界シミュレーションを可能とした。

一方、試作した LPDA 型光電界センサの感度は、前章の光電界センサに比較して 10dB 向上させ、 2.2GHz 付近では最小受信電界強度が 100mV/m である。また、応答周波数は、最も感度の高いところから 20dB 低い範囲とすれば、約

1.5~6.8GHz である．このように，LPDA 型光電界センサの広帯域性を実証する．さらに，周波数変化に伴う感度のリップルがほとんどない平坦な周波数特性を有することを明らかにする．

第 4 章「マッハツェンダー光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ」では，前章の結果，LPDA 型光電界センサの広帯域性が確認できたので，さらなる高感度化，及び，実用化に向けての低コスト化のために，次に示す改良を加えた新たな光電界センサの設計・試作を行った．改良の具体的な項目は，① 前章の結果，単一光導波路であることによる偏光状態の問題点が明らかになったこと，及び，変調効率を高める必要性からマッハツェンダー型光導波路としたこと．② 光電界センサとしての操作性を高めるためにはセンサと接続するファイバが 1 本であることが望ましく，また，往路と復路の導波光が強め合う関係とすることで感度の向上が期待できる反射型光導波路としたこと．③ 前章の結果，アンテナエレメント数が多い場合には，感度の平坦性が確保できた反面，電磁界シミュレーションが困難であった．これらはエレメント数を決定する上で，トレードオフの関係にあるが，半波長共振による感度の連続性の確保，及び，設計の妥当性を評価するため，シミュレーションと実測との比較対照が可能な程度のエレメント数とする必要があることから，エレメント数を 30 対とすること．④ また，前章における電磁界シミュレーションの結果から，半波長共振するエレメントに隣接するエレメントにおいて，電極に印加される電圧の位相が反転していることが確認されたので，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，交差給電としたことである．さらに，これまでは，EO 結晶に直接アンテナを形成していたが，EO 結晶は高価であることからこれを安価な回路基板に置き換え，アンテナ部分に回路基板を用いる別体方式とした．

このような改良によって，改善された LPDA 型光電界センサの性能は，目標性能を約 10dB 上回る最小受信電界強度 3mV/m を達成し，この改善された LPDA 型光電界センサの広帯域性は，最も感度の高いところから 30dB 低い範囲とすれば，約 1.4~8.0GHz を達成し，マイクロ波帯域における高感度かつ広帯域な光電界センサを作製することができた．また，LPDA 型光電界センサの詳細なモデルを用いたシミュレーション結果が，実測値と良好に一致することがわかり，第 2 章で検討した位相変化量の計算式の妥当性を明らかにした．

また，最後に，LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度が，1.7~4.1GHz では，測定距離を 30cm とした場合の，CISPR 22 尖頭値許容値よりも 6dB 以上の

余裕をもっていることを示し、第5章の応用につながる性能を有することについて述べる。

第5章「光電界センサの応用」では、前章の結果、LPDA型光電界センサの性能は、CISPR 22 尖頭値許容値と関連した測定が可能なことから、1.7~3.5GHzの広い周波数範囲でパソコンからのノイズ信号を受信し、このノイズがCISPR 22 尖頭値許容値を逸脱しないことを示す。さらに、この光電界センサをセンサヘッドとして組み込んだ三次元エミッション測定装置を用い、パソコン内部からの放射ノイズの電界分布を測定した。その結果、LPDA型光電界センサを用いたシステムで三次元電界分布測定が可能であり、放射ノイズ発生源を特定するための応用の可能性を示す。

自由空間透過法による誘電率測定では、LPDA型光電界センサを受信側のアンテナとして用い、試料とLPDA型光電界センサとの間の距離を1.5mとした場合、同じくこれを30cmとした場合で、2~6GHzにおけるテフロン複素比誘電率を測定した。その結果、従来の方法で送受信アンテナにホーンアンテナを用いて5.8GHzで測定した値である $2.04-j0.01$ に比較して、光電界センサを用いた測定による誤差は小さいことから、LPDA型光電界センサを用いたシステムが誘電率測定に応用可能であることを示すとともに、測定距離を短縮できる可能性を示す。

さらに、LN上に形成したアンテナは、光導波路を用いることによって、電気的な接触なしにアンテナの特性を評価することができる。したがって、アンテナを装荷した光電界センサの特性を評価することは、アンテナの評価そのものに応用することでもある。ここでは、改善された光電界センサの非対称な指向性、及び、電極に形成されている開口の関係を明らかにする。この開口は、アンテナエレメントの方向に向いており、センサとして使用する方向に対して横方向である。また、エレメント毎に交互にその向きが反転している。特に注目すべきことは、指向性の測定結果から、半波長共振しているエレメントの開口方向は感度が高くなり、その反対方向の感度と比較すると平均で9dBの差となっている。したがって、アンテナの送受信間の可逆性を考慮すると、逆に、電極に給電した場合には、開口から電磁界が放射されることが考えられる。すなわち、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の問題に関係する。

第6章「総括」では、本研究内容の総括を行い、今後の展望を述べた。

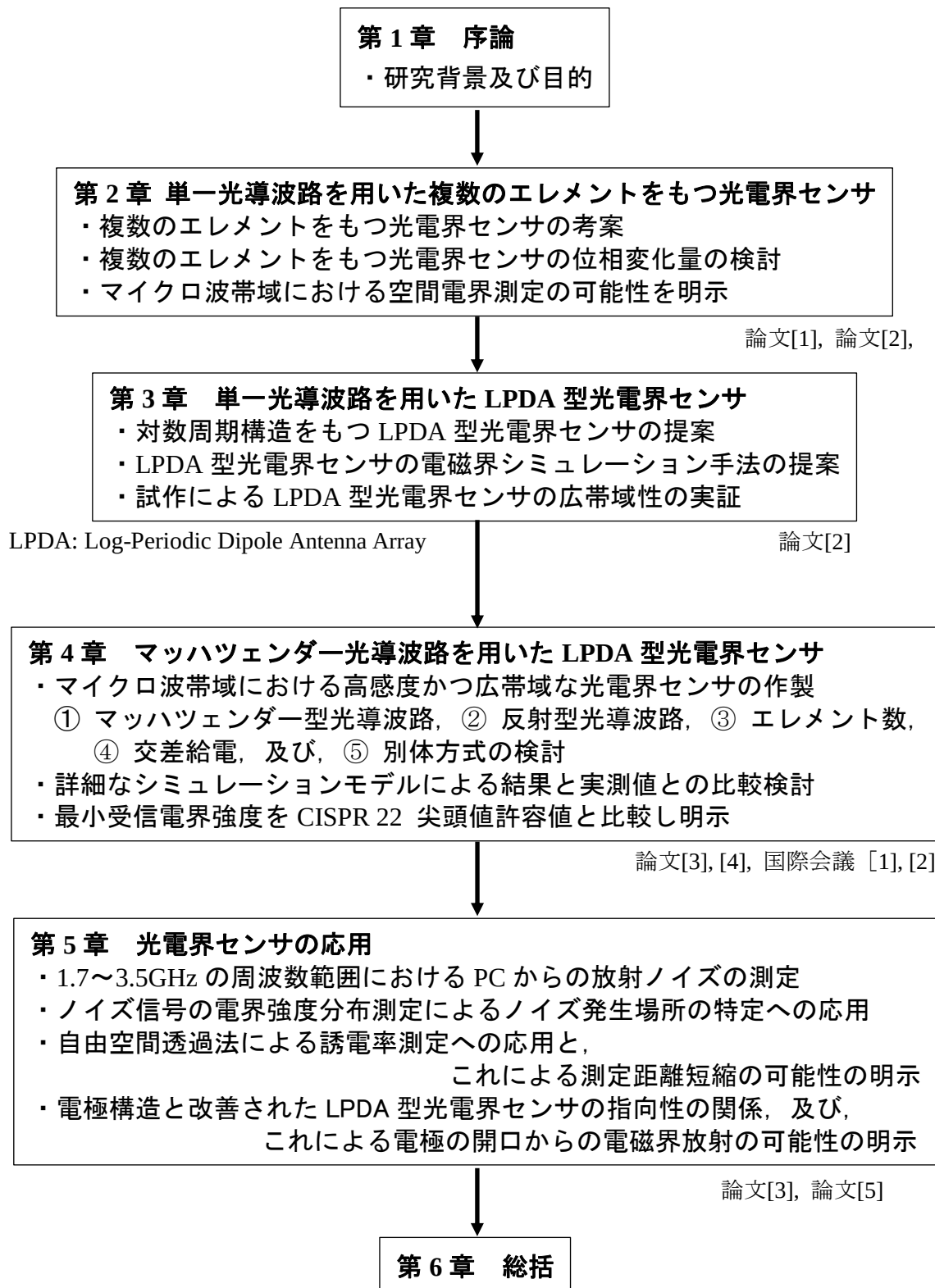


図 1.12 本論文の構成

第 2 章

複数のエレメントをもつ光電界センサ

2.1 はじめに

一般的に、等方性光電界センサでは、低周波から高周波までの動作が求められるので集中定数型の電極を用いる場合には、高周波における導波光と変調波の位相不整合を避けるため電極長を短くしなければならない[10], [13], [30]. しかも、感度の均一性を確保するため微小ダイポールアンテナを用いる場合が多く、測定周波数に対してアンテナエレメント長が短い. つまり、これまでの光電界センサは、広帯域性を確保するため感度を犠牲にしている[31], [32]. ところが、複数のアンテナエレメントとそれに対応する十分に短い電極を配置し、導波光と変調波の位相を整合し、かつ、アンテナエレメントを半波長アンテナとして動作する長さとする事ができれば、高感度に動作する光電界センサを得ることが期待できる. また、アンテナエレメントを誘電率の高い基板に装荷すれば波長短縮が図られ、特に、マイクロ波帯域では 10cm 程度の大きさとする事ができ、センサの小型化が期待できる.

このようなことから本章では、複数のエレメントをもつ光電界センサを考案するとともに、その動作原理となる位相変化量の計算式を検討し、位相整合により光電界センサを高感度化する新たな検討を行う. 一方、光変調器では集中定数型の電極を複数配置し、高感度化する提案がなされている[33], [34]. しかし、このタイプは、特定の周波数で動作させるものであり、基本的に給電点は 1 箇所となっていることなど、本研究の光電界センサに応用できるものではない.

ここでは、単一光導波路を用いた複数のエレメントをもつ光電界センサの問題点を検討するために試作を行った. この単一光導波路を用いた光電界センサは、これまで数 kV 程度の高電圧計測に使用するために検討されてきたものであり[23] (図 1.9 参照)、EO 結晶としては変調効率が低いので、空間電界を測定するための光電界センサとしては検討されていなかった. しかし、単純な構造で温度安定性を確保できることから、作製が容易であり、アンテナ構造を検討するためにこれを用いることは有意義である. そこで、本研究では第 2 章及び第 3 章においてこのタイプの光導波路を用いた、試作した光電界センサでは、20mm

の長さのアンテナエレメントを 1mm 間隔に 10 対装荷することによって, 3.4GHz において最小受信電界強度が 300mV/m という, それまでに比べて大幅に小さな空間電界を測定することができた. さらに, 試作した光電界センサの指向性及び周波数特性について測定した結果, 半波長共振は 4.3GHz で起きていることを確認し, 3.4GHz における感度の急峻なピークはアンテナ構造に起因する高感度化であると考えられる. このように, 試作した光電界センサがマイクロ波帯域において空間電界測定が可能であることを明らかにする.

2.2 位相変化量の計算式

2.2.1 光変調器の屈折率変化

LiNbO_3 (以下「LN」という) 結晶のような EO 結晶に電界を印加するとポッケルス効果により, その屈折率が変化する. このポッケルス効果は, 結晶方位に対する電界の印加方向及び光の伝搬方向によって大きさや振る舞いが異なる. 一般的に, 光変調器は表 2.1 に示す r_{33} など大きな電気光学定数が作用するように電界の印加方向と光の伝搬方向を選ぶことが多く, この場合, 温度変化に対

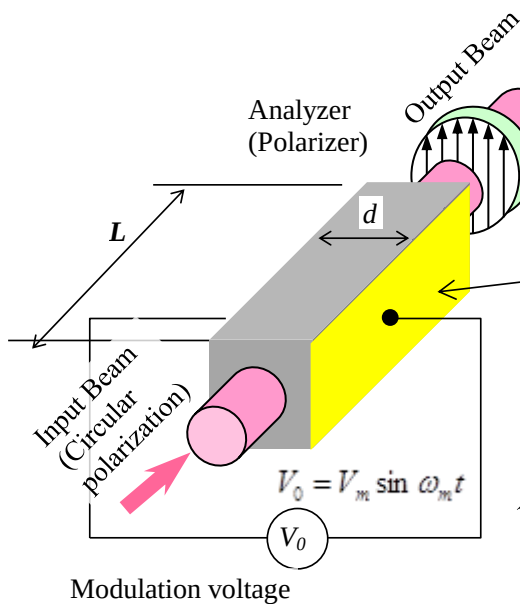


図 2.1 LN バルク型光変調器
Figure 2.1 Optical modulator with bulk-type and z-propagation LN.

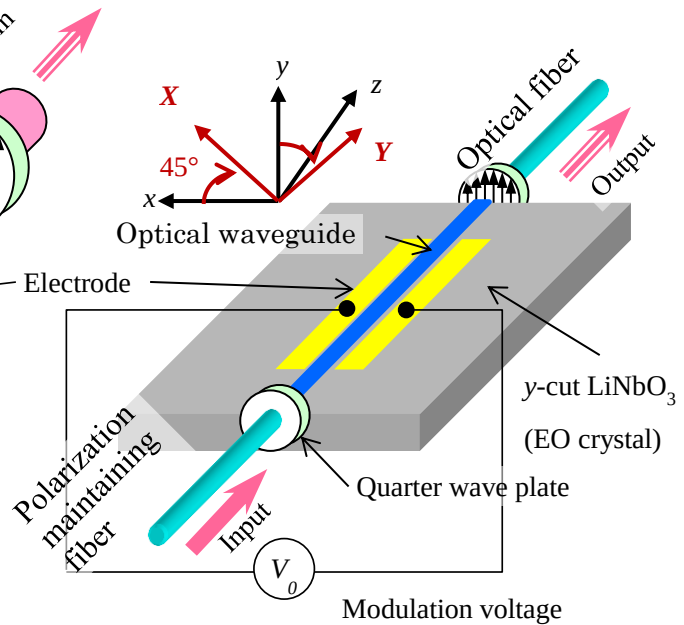


図 2.2 y カット z 伝搬 LN 光変調器
Figure 2.2 Optical modulator with y-cut and z-propagation LN.

する屈折率変化が大きく異なる n_o と n_e が作用するために、温度補償のための機構が組み込まれなければならない[35], [36], バルク型の LN 結晶を用いた場合には光変調器の構造が複雑になる. ここで, n_o は常光線の屈折率, n_e は異常光線の屈折率であり, 表 2.2 に示す. しかし, 作用する電気光学定数が小さい表 2.1 に示す r_{22} を用いる場合には, 光を図 2.1 の z 軸, すなわち, 光学軸方向に伝搬させることができ, 屈折率変化には温度変化に対してより安定な n_o だけが作用するので温度補償の機構が必要なく, 光変調器の構造を単純化できる. 1.2.2 節で述べた送電線などの高電圧計測を目的とした光電界センサ[23]はこの結晶方位を用いており, 図 2.2 に示すように単純な単一光導波路を形成するだけで十分である. なお, 第 4 章で述べるマッハツェンダー干渉計型光導波路は, 温度補償の機構は必要なく, 後述のように作用する電気光学定数が大きいために変調効率も向上するが, この導波路は作製が困難であったので, 光電界センサ開発の当初には作製が容易な単一光導波路を用いた.

本章及び第 3 章では, 図 2.2 に示すような LN 単結晶の y 面で切り出した基板の表面に z 方向に光導波路を形成し光を導波させる y -カット z -伝搬 LN を用い単一光導波路を形成した. ここではこれと等価な LN 結晶の x 方向に電圧を印加し, z 方向に光を伝搬させて用いるバルク型光変調器の屈折率変化について述べる. この結晶方位の LN の動作を理解する[13]ことによって, その温度安定性, および, 変調された光出力を取り出すための光学素子の配置を理解することができ, 複数の電極を有する光変調器全体の位相変化量を導き出すために役に立つ.

表 2.1 ニオブ酸リチウム結晶の電気光学定数[37]

Table 2.1 Electro-optical coefficients of a LN crystal.

$r_{33}=30.8$	$\times 10^{-12} \text{m/V}$ ($\lambda=0.633\mu\text{m}$)
$r_{13}=8.6$	
$r_{22}=3.4$	
$r_{51}=28$	

表 2.2 ニオブ酸リチウム結晶の屈折率とその温度係数[38]

Table 2.2 Refractive indexes and temperature coefficients of a LN crystal.

Refractive index		$\partial n / \partial T$
$n_o=2.220$	$n_o=2.286$	$+0.56 \times 10^{-5}$
$n_e=2.146$	$n_e=2.200$	$+5.3 \times 10^{-5}$
$\lambda=1.3\mu\text{m}$	$\lambda=0.633\mu\text{m}, 20 \sim 40^\circ\text{C}$	

n_o : Refractive index of the ordinary ray, n_e : Refractive index of the extraordinary ray.

LN 結晶の屈折率楕円体を表す式は[13],[39],

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (2.1)$$

となる．ここで， n_x , n_y , n_z はそれぞれ x , y , z 面内に偏光している光の屈折率である．屈折率楕円体の x , y , z の各主軸方向の半径は，それぞれの方向に偏光している光の屈折率に等しい．ところが，ある方向に電界を印加すると，一般に式(2.1)の x , y , z はもはや主軸とはならず，屈折率楕円体は式(2.2)で表される．

$$B_{11}x^2 + B_{22}y^2 + B_{33}z^2 + 2B_{23}yz + 2B_{31}zx + 2B_{12}xy = 1 \quad (2.2)$$

ここで，上式の各係数は電気光学定数テンソル r_{ij} (表 2.1 の電気光学定数) と印加電界ベクトル $\vec{E}^e$ で与えられ，式(2.3)に示すとおりとなる．

$$\begin{bmatrix} B_{11} - \frac{1}{n_x^2} \\ B_{22} - \frac{1}{n_y^2} \\ B_{33} - \frac{1}{n_z^2} \\ B_{23} \\ B_{31} \\ B_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x^e \\ E_y^e \\ E_z^e \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

また，LN 結晶の場合，一軸性結晶であるため， $n_x = n_y = n_o$, $n_z = n_e$ ，であり，図 2.1 のように電界を印加した場合，

$$E_x^e \neq 0, \quad E_y^e = E_z^e = 0$$

であるので，式(2.2)の各係数は，式(2.4)のとおりとなる．

$$B_{11} - \frac{1}{n_o^2} = 0, \quad B_{22} - \frac{1}{n_o^2} = 0, \quad B_{33} - \frac{1}{n_e^2} = 0, \quad B_{23} = 0, \quad B_{31} = r_{51}E_x^e, \quad B_{12} = -r_{22}E_x^e, \quad (2.4)$$

そこで，光が z 方向に伝搬することを考慮し，式(2.2)に式(2.4)を代入すると，屈折率楕円体は式(2.5)のとおり単純化される．

$$\frac{x^2}{n_o^2} + \frac{y^2}{n_o^2} - 2r_{22}E_x^e xy = 1 \quad (2.5)$$

ここで， r_{22} は，表 2.1 に示す LN 結晶の電気光学定数である．

次に, x, y 平面内に角度 $\pi/4$ だけ回転させた新しい座標系 X, Y, z を設定すると, 式(2.5)は,

$$\frac{X^2}{n_o^2 \left(1 - \frac{1}{2} r_{22} n_o^2 E_x^e\right)^2} + \frac{Y^2}{n_o^2 \left(1 + \frac{1}{2} r_{22} n_o^2 E_x^e\right)^2} = 1 \quad (2.6)$$

となり, 新たな座標軸 X, Y が楕円の主軸となる. この楕円は印加電界 E_x^e に応じて長軸と短軸が同時にわずかに変化する. そこで, X, Y 方向の屈折率をそれぞれ n_X, n_Y とすると,

$$\left. \begin{aligned} n_X &= n_o - \Delta n_o, \\ n_Y &= n_o + \Delta n_o \\ (\Delta n_o &= \frac{1}{2} r_{22} n_o^3 E_x^e) \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

となる. すなわち, x 方向の電界 E_x^e を印加することによって X, Y 方向に偏光した光は, 互いに屈折率変化を表す項の符号が反転するため, $2\Delta n_o = r_{22} n_o^3 E_x^e$ の屈折率差が生じることになる. このように, 屈折率変化を表す項に異常光線の屈折率 n_e が関与せず, 表 2.2 から明らかなように常光線の屈折率 n_o の温度変化が n_e に比べ小さいことから, x 方向電圧印加, z 方向光伝搬 LN を用いたバルク型光変調器は温度変化に対して安定である[38]. これは, この結晶方位の最も大きな利点である. また, 図 2.1 に示すように, 出力側に y 方向の光の電界成分を捉えるように偏光子を配置することによって, $2\Delta n_o$ の屈折率差によって位相変調された X, Y 方向に偏光された光の y 方向の成分が干渉し, 強度変調された光として出力される.

2.2.2 位相変化量と半波長電圧

LN 結晶の入力側端面に, 円偏光, すなわち, X, Y 方向の電界成分の位相項に互いに $\pi/2$ の位相差をもつ光が入射し, x 方向に電圧 V_0 が印加されたとき, 結晶中における z 方向の任意の点における光の X, Y 方向の電界成分は,

$$\left. \begin{aligned} E_X(t, z) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_i \cos\left(\omega t - \phi_X - \frac{\pi}{4}\right) \\ E_Y(t, z) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_i \cos\left(\omega t - \phi_Y + \frac{\pi}{4}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

で表される. ここで, ω は, 光の角周波数である. また, $E_i \cos \omega t$ が入力光の電界, ϕ_X, ϕ_Y は, それぞれ X, Y 方向に偏光した光の位相変化量であり,

$$\left. \begin{aligned} \phi_X &= k_0 n_X z = k_0 z \left(n_o - \frac{1}{2} r_{22} n_o^3 \frac{V_0}{d} \right) \\ \phi_Y &= k_0 n_Y z = k_0 z \left(n_o + \frac{1}{2} r_{22} n_o^3 \frac{V_0}{d} \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

である．なお， $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ であり， λ_0 は自由空間における光の波長である．いま，下付き文字 “ m ” を特定の変調周波数に対応することを意味するものとし， x 方向に角周波数 ω_m の変調電圧 $V_0 = V_m \sin \omega_m t$ が印加されたとき，出力端 ($z = L$) における光の X , Y 方向の電界成分は，

$$\left. \begin{aligned} E_X(t) &= \frac{E_i}{\sqrt{2}} \cos \left(\omega t - \phi_{oX} + \delta_X \sin \omega_m t - \frac{\pi}{4} \right) \\ E_Y(t) &= \frac{E_i}{\sqrt{2}} \cos \left(\omega t - \phi_{oY} - \delta_Y \sin \omega_m t + \frac{\pi}{4} \right) \\ \phi_{oX} = \phi_{oY} &= k_0 n_o L, \quad \delta_X = \delta_Y = \frac{\pi}{\lambda_0} r_{22} n_o^3 \frac{L}{d} V_m \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

となる．このように，出力端における位相変化量は自然屈折率による ϕ_{oX} , ϕ_{oY} と変調電圧による δ_X , δ_Y に分けられる．

出力側に y 方向に偏光した光を検出する偏光子を配置すると，出力端における光の電界は $E_y(t) = \{E_X(t) + E_Y(t)\}/\sqrt{2}$ となり，入射光強度 $I_i = (E_i \cos \omega t)^2$ と出力光強度 $I_o = \{E_y(t)\}^2$ との比は，次に示すような簡単な式

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(2\delta_X \sin \omega_m t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.11)$$

で表される．ここで，変調電圧と式(2.11)の関係を示すと，図 2.3 のとおりとなる．したがって， $\delta_X = \pi/4$ となるような電圧を印加したときに I_o/I_i の変化が最大となる．このときの電圧が半波長電圧 V_π であり，

$$V_\pi = \frac{\lambda_0 d}{4r_{22} n_o^3 L} \quad (2.12)$$

となり，この半波長電圧が小さいほど光の変調効率は高くなる．

ここで，式(2.8)から式(2.11)が導かれること，及び，図 2.3 から明らかなように，変調電圧に $V_\pi/2$ を重畳することは入力光を円偏光とすることと等価である．

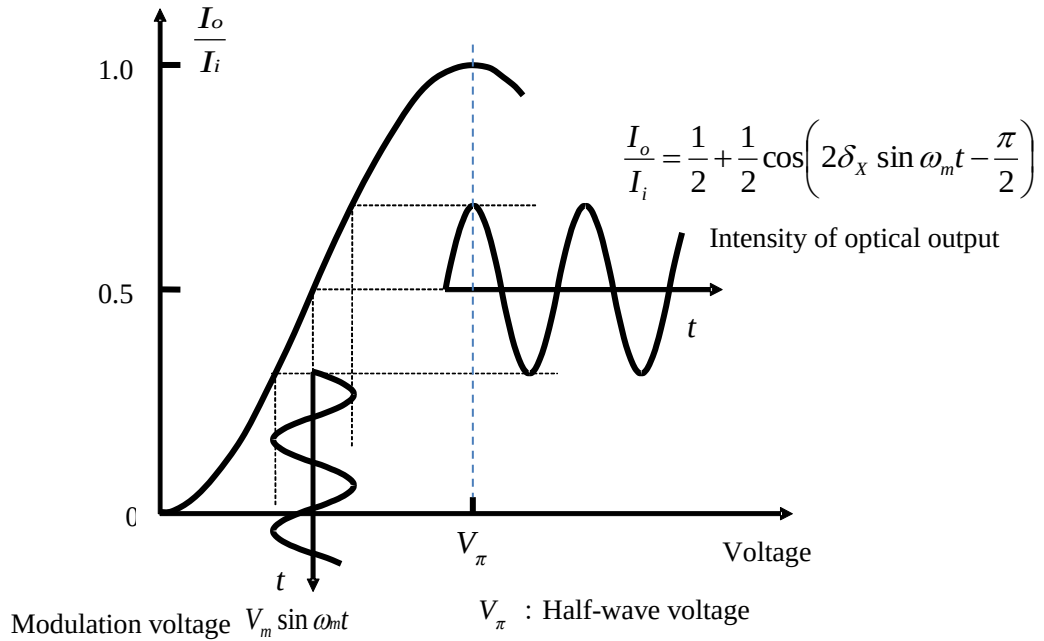


図 2.3 変調電圧と出力光強度の関係

Figure 2.3 Relationship of modulation voltage and intensity of optical output

2.2.3 複数のセルに分割された光変調器

式(2-10)から, ある一つの z 伝搬 LN バルク光変調器に変調電圧 $V_0 = V_m \sin \omega_m t$ が x 方向に印加されたとき, 入力光が円偏光であれば, 出力光の E_x と E_y の間には次式に示す位相変化量

$$\delta_m(t) = 2 \frac{r_{22} n_o^3 \pi}{d \lambda_o} L V_m \sin \omega_m t \quad (2.13)$$

が発生することがわかる. 一般的に, 光変調器の変調効率を高めるためには, 変調電圧が導波光に作用する電極部分を十分に長くしなければならない. ところが, 結晶中の電極に挟まれた部分を伝搬する光の走行時間を τ とすると, 集中定数型の電極をもつ光変調器で高周波応答性を確保する場合, 変調周波数 ω_m との積 $\omega_m \tau$ は, 十分に小さくしなければならない[13]. 例えば, $\omega_m \tau$ を $\pi/2$ まで許容するとすれば, 屈折率 $n_o = 2.22$ の場合, 電極長 22mm の集中定数型電極をもつ光変調器の周波数の上限は, 約 1.5GHz である. また, $\omega_m \tau$ が 2π のとき感度がなくなり, その周波数は, 約 6.1GHz である. つまり, この導波光と変調波の位相の不整合により, 集中定数型の電極では高周波応答性と高感度とを両立させることができない.

そこで、高周波においても変調電圧を集中定数として取り扱えるように図 2.4 に示すように結晶を複数のセルに分割し、個々の電極長をできるだけ短くした光変調器を考え、 k 番目の電極には変調電圧 $V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk})$ を印加するものとする。ここで、 V_{mk} と ϕ_{mk} は、それぞれ k 番目の電極における変調周波数 ω_m に対応する変調電圧の振幅と位相である。ところが、図 2.4 に示すように基準位置から k 番目のセルに到達するまでの光の走行時間を T_k とすると、光はそれぞれのセルに T_k だけ遅れて到達し変調電圧による位相変化を受けるので、 k 番目の電極に印加される変調電圧 V_k は、

$$V_k(t) = V_{mk} \sin\{\omega_m(t - T_k) - \phi_{mk}\} \quad (2.14)$$

と考えることができる。このように変調電圧 V_k の位相の項には T_k を考慮しなければならない。変調電圧が印加されていない場合には円偏光がすべてのセルを貫き、言い換えると、 E_x と E_y の振幅が等しく、互いに $\pi/2$ の位相差をもつ。そこで、 V_{mk} が V_π に比較して十分に小さいと仮定すれば、図 2.3 の $V_\pi/2$ を中心に変調電圧が作用すると考えられるので、位相変化量 $\delta_m(t)$ は次式で与えられる。

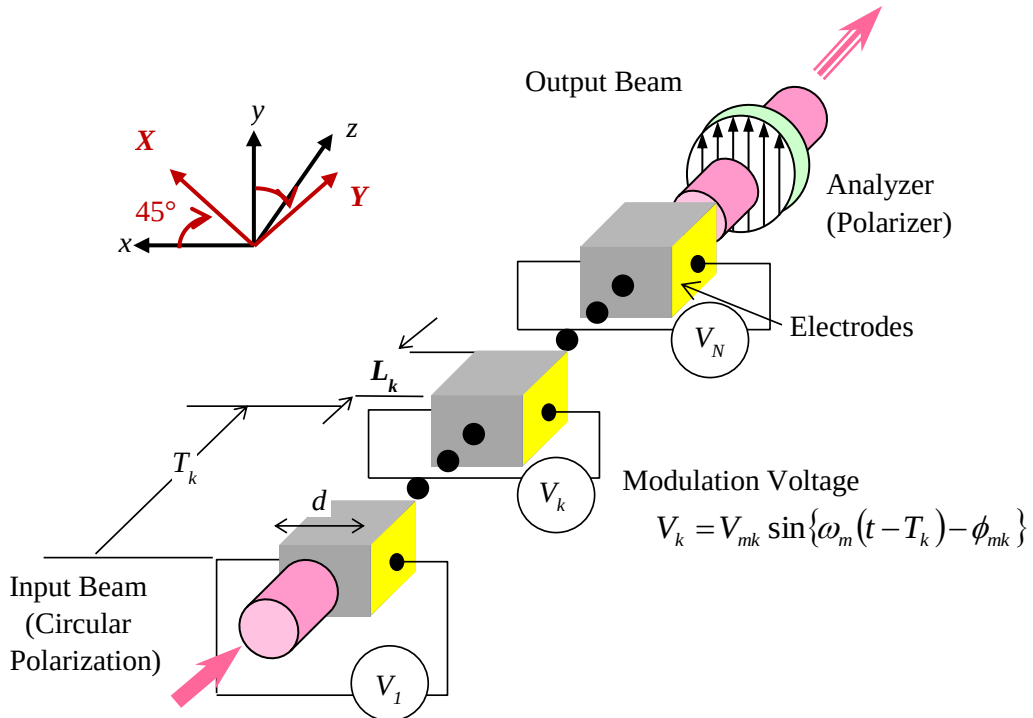


図 2.4 複数のセルに分割された光変調器

Figure 2.4 Optical modulator divided into many electrodes.

$$\delta_m(t) = 2 \frac{r_{22} n_o^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N [L_k V_{mk} \sin\{\omega_m(t - T_k) - \phi_{mk}\}] \quad (2.15)$$

ここで、 L_k は、第 k 番目のセルの電極長である。この式(2.15)に示したすべてのセルを通過して生じる位相変化量 $\delta_m(t)$ は時刻 t における瞬時値であるので、この位相変化量によって強度変調され出力される光の波形は、 $\omega_m t$ を 1 周期変化させて得られる波形である。したがって、電磁界シミュレーションで得られる各エレメントの変調電圧の振幅と位相を、式(2.15)の V_{mk} と ϕ_{mk} に代入し得られた $\delta_m(t)$ の 1 周期の振幅が光電界センサの相対感度となる。また、複数のセルの位相を整合することができれば、光電界センサの高感度化につながる。

2.3 複数のエレメントをもつ光電界センサの構造

光電界センサでは、第 k 番目のセルにおける変調電圧 V_k はアレイ状に配置されたアンテナから供給される。実際に図 2.4 のように複数のバルク LN 結晶を用いてこれにアンテナを取り付けた構造の光電界センサを実現するのは困難であり、また、式(2.15)からわかるとおり光電界センサの感度を向上させるためには電極間隔 d を狭くする必要がある。そこで、微細な光学素子を実現できる光導波路技術を応用する必要がある。さらに必要なことは、電気光学定数の大きな結晶方位を選択することであるが、表 2.1 に示す r_{33} など大きな電気光学定数が作用するような電界の印加方向を選んだ場合には、温度補償のためにマッハツェンダー型光導波路を用いる必要があり、光導波路の形成などにおいて難易度が高い。これらを検討した結果、製作が容易で図 2.1 及び図 2.4 と同等の結晶方位を用いることのできる、図 2.5 に示す y カット z 伝搬 LN による単一光導波路を用いた複数のアンテナエレメントをもつ光電界センサを試作した。以後、この光電界センサを「H9 型光電界センサ」と表記する。

バルク型では電極は x 面に張り付けることができるので導波光全体にほぼ均一に電界が印加されるが、H9 型光電界センサでは電極は y 面に貼り付けられるので、光導波路断面内での印加電界はもはや均一ではなくなる。そのため、変調電圧 $V_{mk} \sin\{\omega_m(t - T_k) - \phi_{mk}\}$ が印加されたときの出力端における位相変化量 δ_m には印加電界低減係数 Γ_x [13] が考慮されなければならない。しかし、この係数は、位相変化量全体に均一に乗ぜられるので、ここでは特に論じない。

H9 型光電界センサにおいて、光導波路の形成には Ti 拡散法を用い、電極とアンテナの形成には真空蒸着法を用い、Au を貼着した。入力側には円偏光を入射させるために、偏光子と 1/4 波長板を取り付けている。出力側には、 X 、 Y 軸の

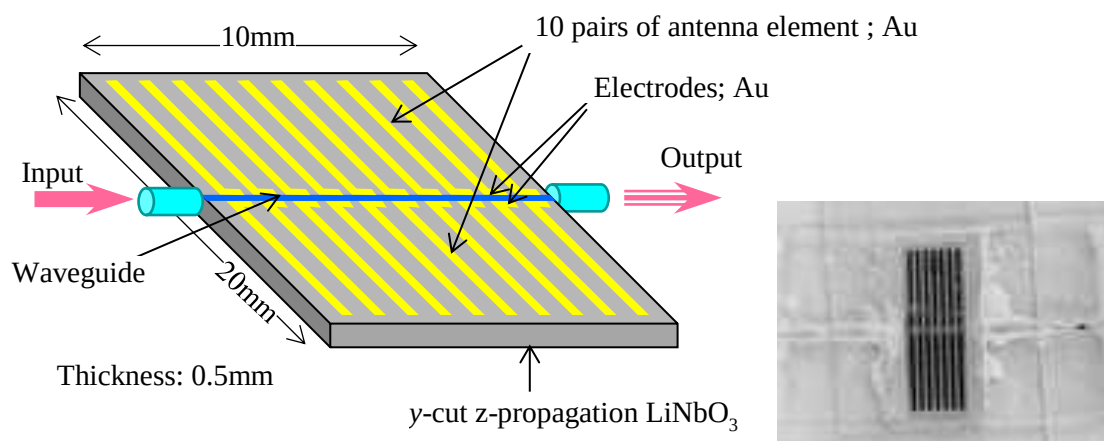


図 2.5 単一光導波路を用いた光電界センサ (H9 型光電界センサ)

Figure 2.5 OEFS using single optical waveguide (H9-type OEFS).

電界成分の位相差による光強度変調が検出できるように，検光子を取り付けている．この H9 型光電界センサは，アンテナエレメント数を 10 対，アンテナピッチを 1mm，アンテナエレメント長を 20mm，電極間隔 d を 0.01mm とした．

2.4 複数のエレメントをもつ光電界センサの特性

2.4.1 半波長共振

図 2.6 に示す測定システムの送信側は，光検出器 (HP70810B)，RF セクション (HP70908A) 及びトラッキングジェネレータ (HP70300A/70301A) を主な構成要素とした，光デバイスの評価に適した，光シグナルアナライザ (HP 71400) を基本とし，トラッキングジェネレータ出力を，プリアンプ (HP84494) を介して，ダブルリッジドガイドホーンアンテナ (DRGA ; TR17206) へ導いている．光電界センサ側は，CW シングルモードレーザ (LIGHTWAVE Model 126-1319-100) の出力を，光電界センサへ導き，光電界センサからの出力を光シグナルアナライザの光検出器へ導いている．

この測定システムを用いて，トラッキングジェネレータ出力を -10dBm ，アンプの増幅度を 30dB，測定距離を 1.2m，スペクトラムアナライザのバンド幅を 215kHz として，H9 型光電界センサの指向性及び周波数特性を測定した．まず，照射するマイクロ波を水平偏波とし，H9 型光電界センサのアンテナを水平，光

導波路を垂直方向とした配置では，図 2.7 (a)に示す指向性が得られた．照射するマイクロ波を垂直偏波とし，H9 型光電界センサのアンテナを垂直，光導波路を水平方向とした配置では，図 2.7 (b)に示す指向性が得られた．なお，図 2.7 のそれぞれのグラフの添え図は，指向性の角度 0° におけるそれぞれの照射マイクロ波と H9 型光電界センサの位置関係を示している．図 2.8 に照射するマイクロ波を垂直偏波とした場合において，H9 型光電界センサの基板面に垂直にマイクロ波を照射した場合の角度を 0° ，光とマイクロ波の進行方向を一致させた場合の角度を 90° ，及び，その反対からマイクロ波を照射した場合の角度を 270° として，周波数特性を示す．なお，このグラフでは受信感度の最大値を 0dB として規格化している．

図 2.8 より，照射するマイクロ波を垂直偏波とし，H9 型光電界センサのアンテナを垂直，光導波路を水平方向とした場合において， 90° ，あるいは， 270° において，周波数が約 3.4GHz で感度の急峻なピークがみられる．ところが，照射マ

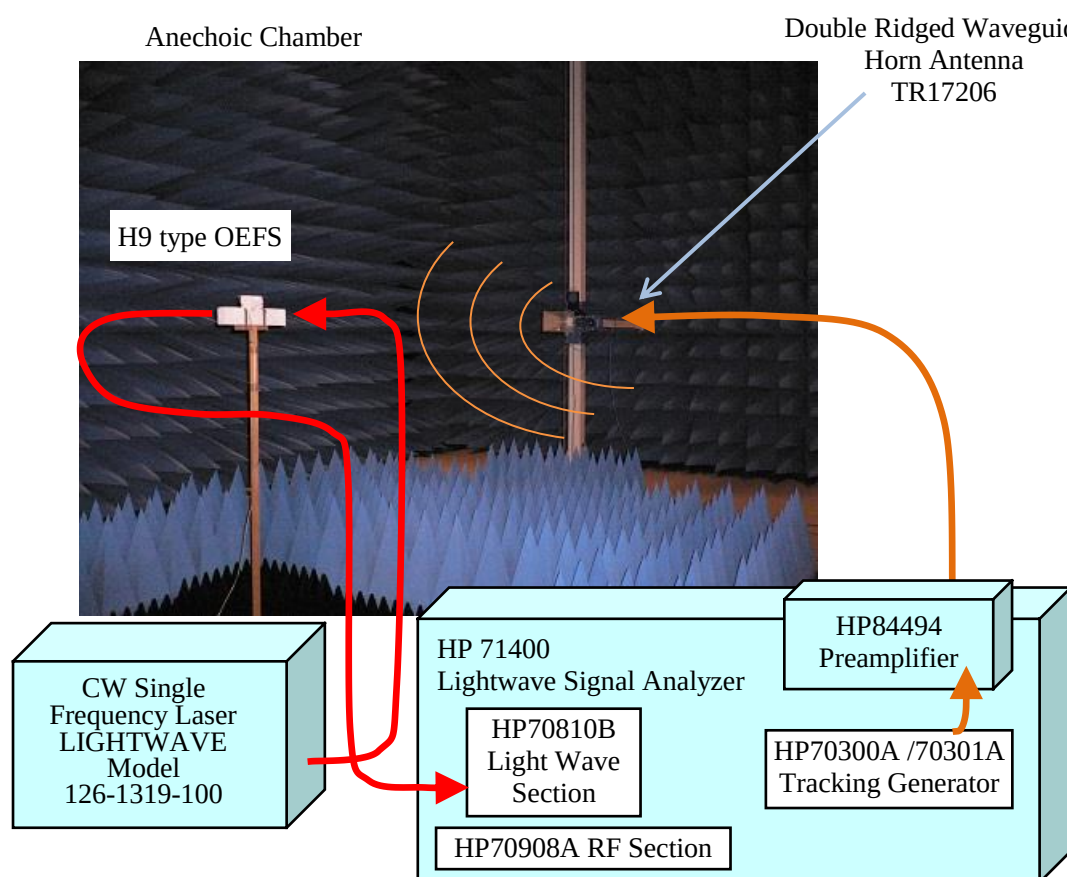


図 2.6 指向性・周波数特性測定システム
Figure 2.6 Schematic diagram of the measurement system for directional patterns and frequency response.

マイクロ波の偏波方向と H9 型光電界センサのアンテナの方向を一致させ、センサの基板面に垂直にマイクロ波を照射した場合の角度 0° の場合は、約 4.3GHz で緩やかなピークを示している。指向性は、図 2.7(b) の 3.625GHz において、8 の字パターンを示しているが、4.325GHz では、ほぼ円形パターンとなっている。一方、図 2.7(a) では、周波数に関係なく 8 の字パターンを示している。

長さ 20mm のダイポールアンテナは、H9 型光電界センサでは、アンテナ近傍の一方が誘電率の高い LN 結晶で覆われているため、波長短縮により見掛け上のアンテナエレメント長が長くなると考えられる。一般にダイポールアンテナでは図 2.7(a) の回転方向で 8 の字パターンを示すが、図 2.7(b) の回転方向では円形パターンとなる。また、ダイポールアンテナの周波数特性は図 2.8 の角度 0° の周波数特性と同様の変化を示すことから、ここでのピークである約 4.3GHz で H9 型光電界センサが半波長アンテナとして動作していると考えられる。一方、さらに特性をみると、3.4GHz 付近での感度の急峻なピークは、照射マイクロ波とアンテナアレイの配列方向が一致した場合に最も強く表れている。そこで、H9 型光電界センサのアンテナアレイが等間隔に配置されているなどの、構造に起因する高感度化がこの周波数で生じていると考えられる。

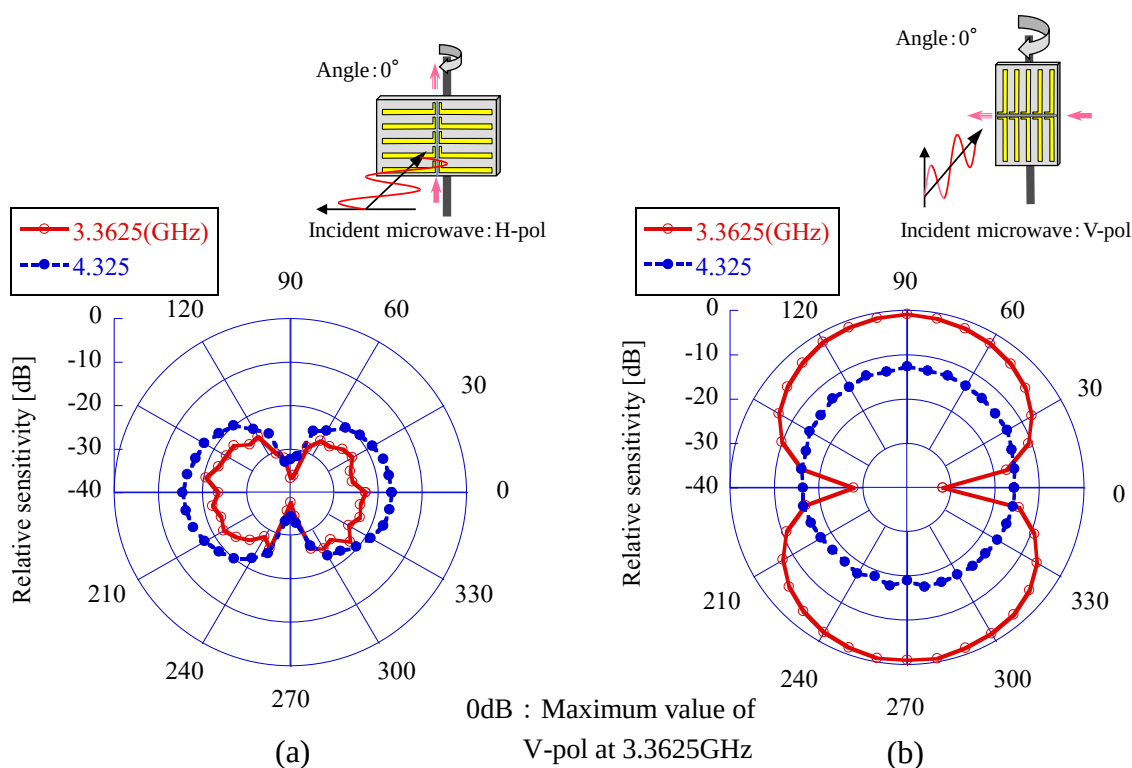


図 2.7 指向性 (a) 水平偏波 (b) 垂直偏波

Figure 2.7 Directional patterns of (a) H-pol and (b) V-pol.

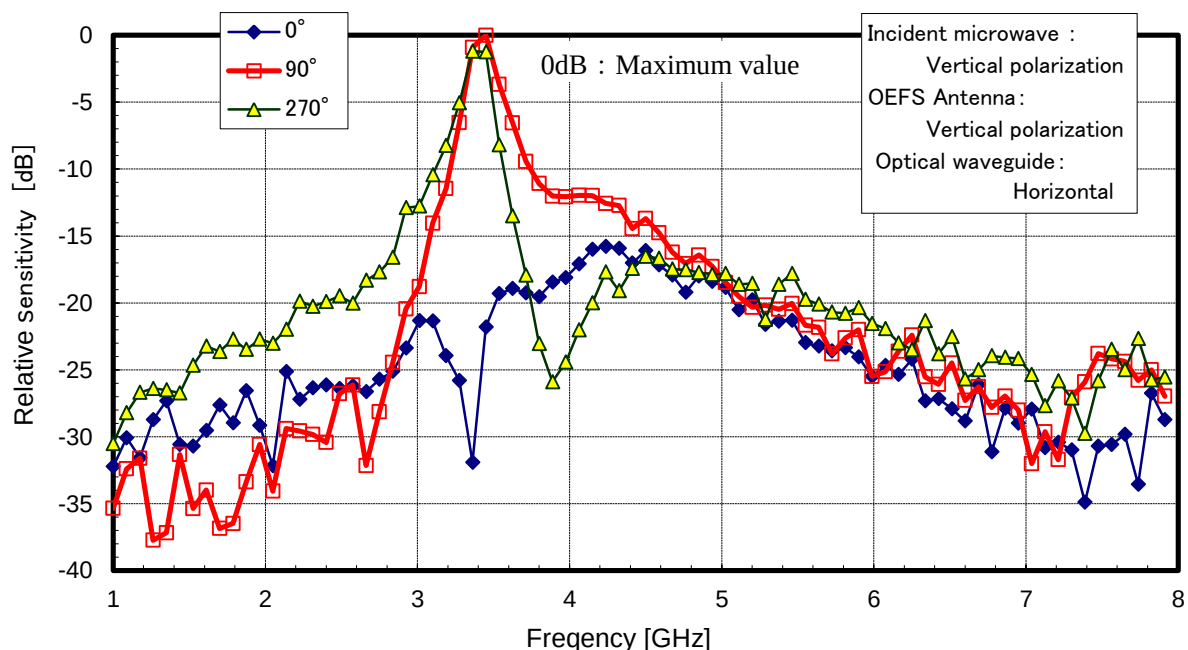


図 2.8 垂直偏波を照射した場合の周波数特性

Figure 2.8 Frequency response of H9-type optical electric field sensor in the case of V-pol incident microwave.

2.4.2 最小受信電界強度

図 2.6 の測定システムを用いて、トラッキングジェネレータ出力を -10dBm 、アンプの増幅度を 30dB 、測定距離を 3m 、スペクトラムアナライザの RBW を 1kHz とし、受光部での DC レベルの光強度を 2dBm とし周波数特性を測定した結果を図 2.9 に示す。このとき、照射するマイクロ波を垂直偏波とし、H9 型光電界センサのアンテナを垂直、光導波路を水平方向とした場合において、導波路中の光の進行方向とマイクロ波の進行方向を一致させ測定した。図 2.9 の縦軸の感度は光検出器（HP70810B）における入力光の交流成分である光 RF 信号入力を表している。OE 変換器を介してスペクトラムアナライザなどの測定器を用いる場合には OE 変換器の出力電圧で表されることが多いが、この場合はオプティカルパワー表示であるので注意する必要がある。

アンテナ利得 G_a [dB] 及びアンテナ入力電力 W_i [W] が既知であるならば、アンテナからの距離が r [m] である観測点における電界強度 E [V/m] は次式で表される。

$$E = \frac{\sqrt{30G_a W_i}}{r} \quad (2.16)$$

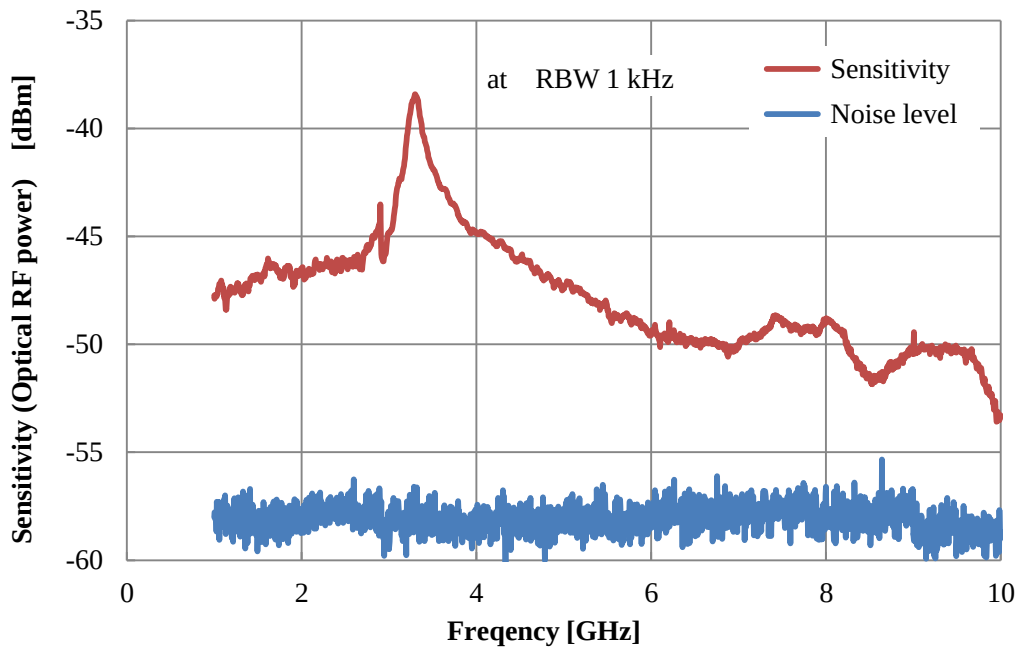


図 2.9 H-9 型光電界センサの周波数特性

Figure 2.9 Frequency responses of H9-type OEFS.

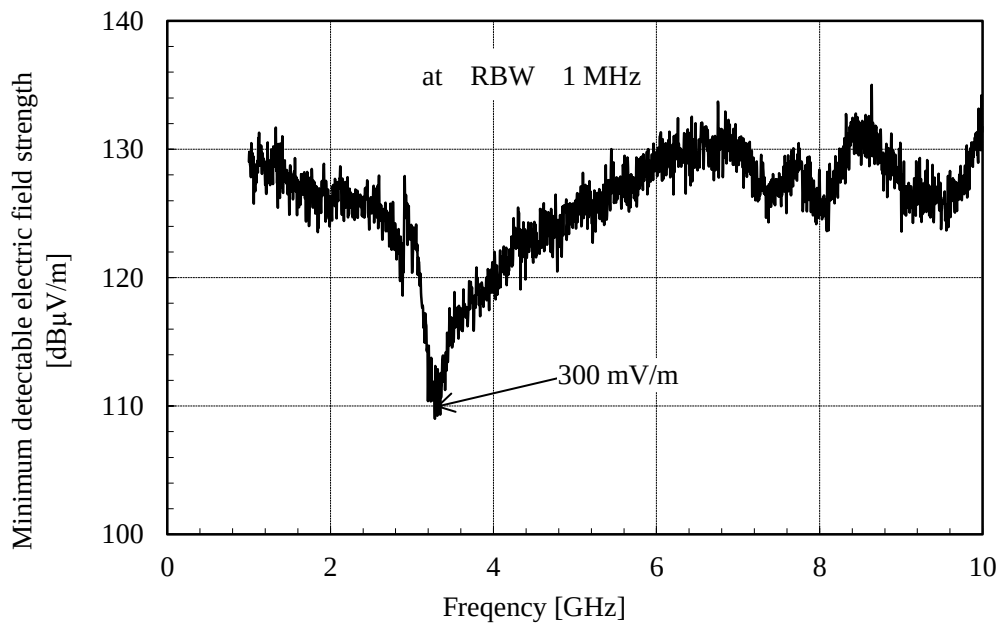


図 2.10 最小受信電界強度

Figure 2.10 Minimum detectable electric field strength.

そこで、図 2.9 の測定を行った際の条件に加えてトラッキングジェネレータから送信アンテナまでのケーブルの損失を考慮することによって、アンテナ入力電力 W_i を求め、さらに、測定距離 3m とアンテナ利得を考慮することによって光電界センサ位置における電界強度を求めると、例えば 1GHz では約 1V/m であった。この各周波数における電界強度及び図 2.9 のノイズレベルを考慮することによって H9 型光電界センサの最小受信電界強度を求めることができる。その結果、最も感度の高い 3.4 GHz において、RBW を 1MHz とした場合の H9 型光電界センサの最小受信電界強度は、図 2.10 に示すとおりとなり、最も感度の高い 3.4GHz では、電界強度 300mV/m まで測定できることがわかった。

2.5 むすび

本章では、複数のエレメントをもつ光電界センサを考案するとともに、その動作原理となる位相変化量の計算式を検討した。その検討によって、電磁界シミュレーションで得られる各エレメントの変調電圧の振幅と位相から、光電界センサの相対感度を算出できることを示した。また、複数のエレメントの位相を整合することにより、光電界センサを高感度化することなど、位相変化量による計算結果は、次章以降において示す。

また、本章で用いた EO 結晶は、これまで数 kV 程度の高電圧計測に使用するために検討されてきたタイプであるが、20mm の長さで 1mm 間隔に 10 対のアンテナエレメントを装荷することによって、3.4GHz において最小受信電界強度 300mV/m を達成した。さらに、試作した光電界センサのアンテナパターン及び周波数特性について測定した結果、半波長共振は 4.3GHz で生じていることを確認し、3.4GHz における感度の急峻なピークは、アンテナ構造に起因する高感度化であることを示した。このように、試作した光電界センサは、等方性光電界センサのレベルで空間電界測定が可能であることを示した。さらに、広帯域化を図るためには、アンテナエレメント長及び間隔が異なる構造のアンテナを検討する必要がある。

第 3 章

単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ

3.1 はじめに

本章では，前章で得られたアンテナ長及びアンテナ間隔を同一とすることの問題点を解決する必要性から，図 3.1 に示す EMI 測定で用いられているログペリオディックアンテナに着目し[40]，単一光導波路を用い，広帯域な特性を目指して，対数周期構造をもつアンテナを有する図 3.2 に示す LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサを提案する．これを実現するために，長さが 3.4mm から 45mm まで変化するアンテナエレメントを 54 対装荷した光電界センサを作製した．この LPDA 型光電界センサは，計算に必要な領域に対して，最小寸法が小さいこと，また，エレメント数が多いことから，当初，電磁界シミュレーションが困難であったが，シミュレーションモデルを単純化することにより，電磁界シミュレーションが可能であることを示す．

一方，試作した LPDA 型光電界センサは広帯域性を有し，また，感度についても前章で示した H9 型光電界センサに比較して十分に向上できることを示す．さらに，周波数変化に伴う感度のリップルがほとんどない平坦な周波数特性を有することを明らかにする．

本章では，単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサの動作等の理解を深め，次章における改善された LPDA 型光電界センサの開発に必要なシミュレーション技術を明らかにするために，シミュレーションによる解析から述べる．

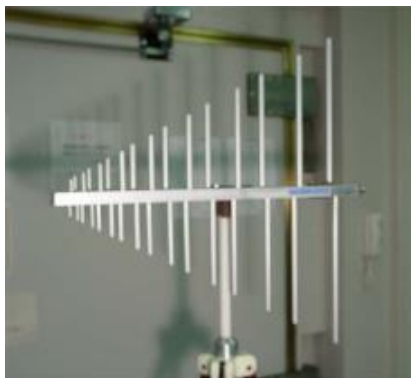


図 3.1 ログペリオディック
アンテナ

Figure 3.1 Log-periodic antenna.

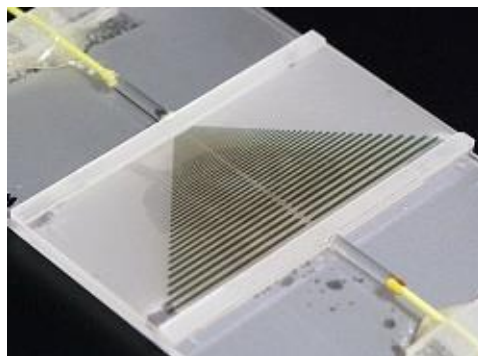


図 3.2 LPDA 型光電界センサ
Figure 3.2 LPDA-type OEFS.

3.2 構造と電磁界シミュレーション

3.2.1 単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサの構造

単一光導波路 (Single optical Waveguide: SW) を用いた LPDA 型光電界センサ (以後, 「SW-LPDA 型光電界センサ」という.) の作製には, H9 型光電界センサと同様に y カット z 伝搬 LN を用い, 光導波路の形成には Ti 拡散法を, 電極とアンテナの形成には真空蒸着法を用いた. SW-LPDA 型光電界センサの構造は, LN 基板上にアンテナを形成することなども含めて, アンテナ部分の形状を除き基本的には H9 型光電界センサと同様であり, 入力側には円偏光を入射させるために, 偏光子と $1/4$ 波長板を取り付けている. 出力側には, X , Y 軸の電界成分の位相差によって生じる光強度変調が検出できるように, 検光子を取り付けている. アンテナ部分については, 図 3.3 及び表 3.1 に示すように 54 対のエレメントを有し, アンテナエレメント長 A_k 及びその間隔の他, アンテナエレメントの先端を結ぶ線の交点 X からアンテナエレメントまでの距離 D_k , アンテナエレメント幅 W_k 及び電極長 L_k が対数周期的に変化する構造となっている. LN 基板は屈折率に異方性を有するのと同様に誘電率も異方性を示し, その比誘電率は $\epsilon_x = \epsilon_y = 43$, $\epsilon_z = 28$ である.

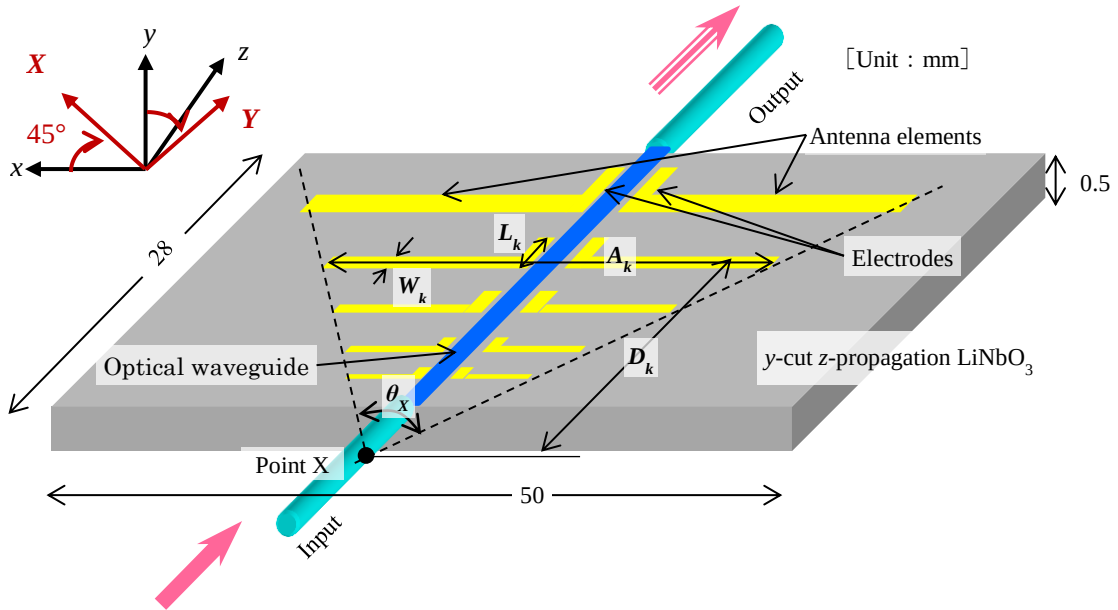


図 3.3 SW-LPDA 型光電界センサの構造
Figure 3.3 Schematic of the SW-LPDA-type OEFS.

表 3.1 SW-LPDA 型光電界センサの仕様

Table 3.1 Specifications for the SW-LPDA-type OEFS.

		$k=1$	$k=54$
Length of the k -th antenna element	A_k mm	3.4	45.2
Width of the k -th antenna element	W_k mm	0.043	0.564
Distance from the k -th antenna element to the point X	D_k mm	1.7	22.6
Length of the k -th electrode	L_k mm	$A_1/40 - 0.01$	$A_{54}/40 - 0.01$
Ratios of A_k/A_{k-1} and W_k/W_{k-1}		1.05	

3.2.2 SW-LPDA 型光電界センサの電磁界シミュレーション

これまで EMI 測定などによく用いられている，図 3.1 に示すログペリオディックアンテナは[40]，最も短いエレメント側の一箇所に給電点を有し，隣接するエレメントを逆位相に給電しながら全てのエレメントが電氣的につながっている．しかし，LPDA 型光電界センサは全てのエレメントが電氣的に絶縁されており，個々のエレメントに給電点を有するという点で，ログペリオディックアン

テナとは異なっている．したがって，電磁界シミュレーションでは個々の給電点である電極における電圧を求めなければならない．

そこで，LPDA 型光電界センサでは，複数のエレメントが光導波路の屈折率変化に与える影響について，マイクロ波の領域と光の領域を個別に解析することで，その全体の動作を明らかにすることができる．前章において，位相変化量 δ_m は式(2.15)で表されることを示した．この式の中で，電極電圧の振幅 V_{mk} と位相 ϕ_{mk} は，照射されるマイクロ波によって定まる値であるので，電磁界シミュレーションによってこれを算出することが可能である．本研究では，電磁界シミュレータとして有限積分(FI: Finite Integration)法を用いる CST 社の MW-Studio によってこれらを算出した[41]．SW-LPDA 型光電界センサの構造は，図 3.3 及び表 3.1 に示すとおりであり，この光電界センサに 1V/m のインパルスを入射させ 1～15GHz で解析を試みた．ところが，図 3.4 に示すように計算領域 (98mm×48mm×63mm) の大きさに比べ電極の寸法，すなわち，電極幅及び間隔が 0.015mm と非常に小さいことから，電極部分を実寸のままではシミュレーションすることは困難であった．さらに，SW-LPDA 型光電界センサはエレメントの数が多く，電磁界シミュレーションを困難にしている．

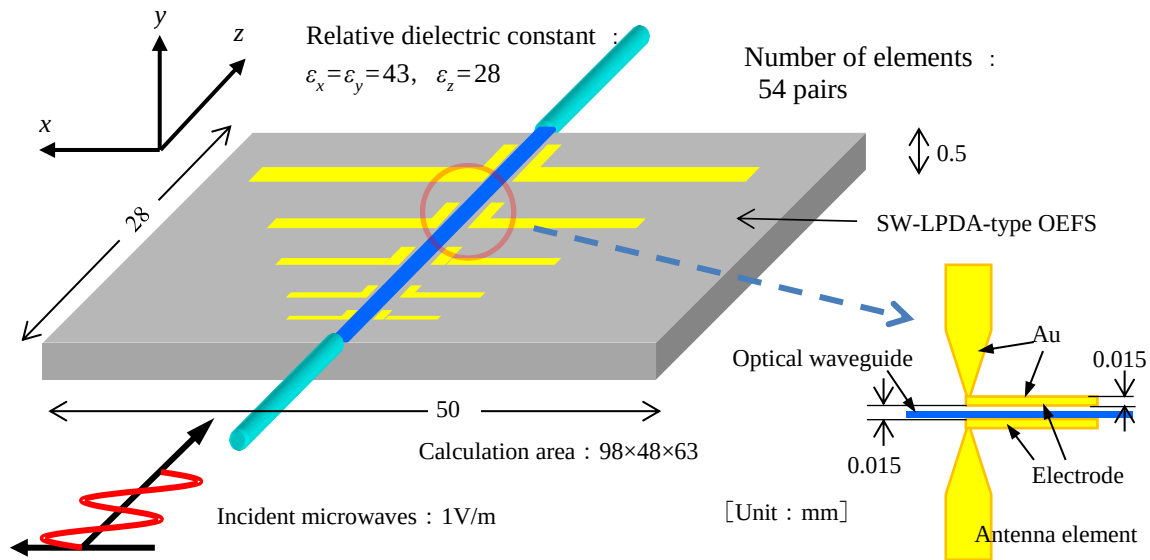


図 3.4 電磁界シミュレーションのモデル

Figure 3.4 Model of the electromagnetic field simulation.

3.2.3 電極のコンデンサとしてのモデル化と単一周波数での電磁界シミュレーション

電極長はアンテナエレメント長に比較して十分に短いことから、エレメント単体では解析周波数の範囲内では最も長い電極であっても集中定数として考えることができる。そこで、図 3.5 に示すように電極をコンデンサとしてモデル化することを検討した。そこで、電磁界シミュレーションにより、LN 基板上に形成した電極の単位長さ当たりの静電容量 C_0 は、電極間隔 d が $15\mu\text{m}$ では 0.4pF/mm であることを確認したので、SW-LPDA 型光電界センサの電磁界シミュレーションではこの値を用いた。

しかし、インパルス入射による、広帯域な周波数での解析は、エレメント数が多いことから計算に時間を要し、実質的には使用に耐える時間ではなかった。そこで、まず、単一周波数でのシミュレーションを行った。図 3.6 に高い感度を示している 2GHz における結果を示す。図では、各エレメントの相対電極電圧と 54 対のエレメント全体の相対電極電圧を示す。この図から、49 番目のエレメントが半波長共振していることがわかる。また、その前後数本のエレメントも弱い共振が発生している。ここでは、電極電圧の振幅の大きいエレメントのみを表示している。このように、半波長共振している 49 番目のエレメントを境にそれよりも長いエレメント側の数本は位相が反転しており、短いエレメント側が同相となっている。しかも、長いエレメント側の振幅の方が、短いエレメント

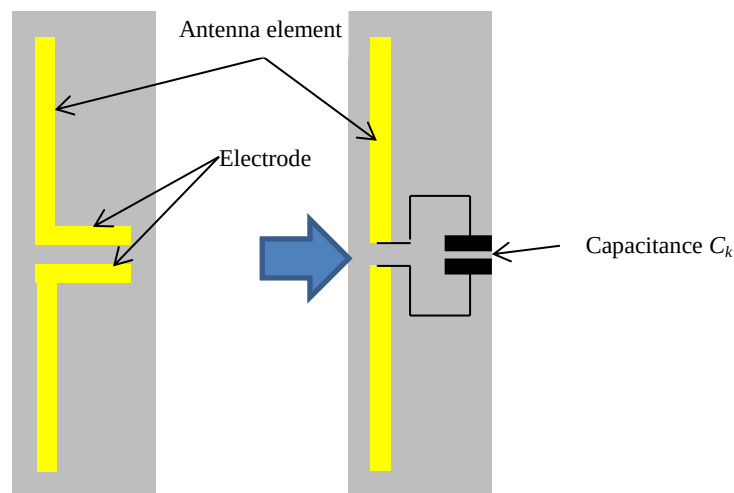


図 3.5 電磁界シミュレーションモデルの単純化

Figure 3.5 Simplification of the electromagnetic field simulation model.

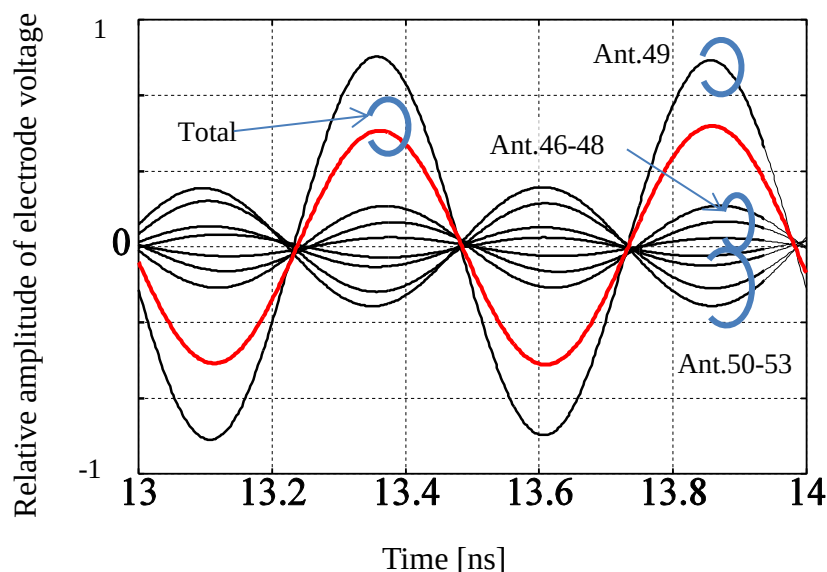


図 3.6 2GHz における各電極の受信電圧
Figure 3.6 Relative amplitude of electrodes voltage at 2GHz.

側の振幅に比較して大きいことがわかる。したがって、合計の電極電圧の振幅は 49 番目のエレメントの振幅よりも小さくなっている。同様に、いくつかの周波数で解析を行ったが、離散的な周波数での解析であるために、単一周波数でのシミュレーションでは十分な周波数解析ができなかった。

3.2.4 エレメント数の削減とシミュレーション結果

前節の結果から、インパルス入射による広帯域な周波数解析が必須であることがわかった。そこで、電極をコンデンサとしてモデル化することに加え、エレメント数を半分の 27 対とすることにより、1V/m のインパルスを入射させ 1～15GHz で解析を行うことが可能となった。

図 3.7 は、1V/m のマイクロ波が光電界センサに照射されることによって、各エレメントの電極に印加される電圧のうち、2GHz 付近において振幅の大きいエレメントの値を表している。エレメントを半分に減じて電磁界シミュレーションを行ったので、最も長いアンテナエレメントは図中の 27 番目のエレメント e27 である。このように半波長共振するエレメントの振幅値が他のエレメントに比べて約 10dB 大きいことがわかる。同様に 7GHz 付近における振幅の大きいエレメントを選び、図 3.8 に示す。このように高周波側では、半波長共振するエレメントと $3\lambda/2$ 共振するエレメントの振幅が拮抗していることがわかる。

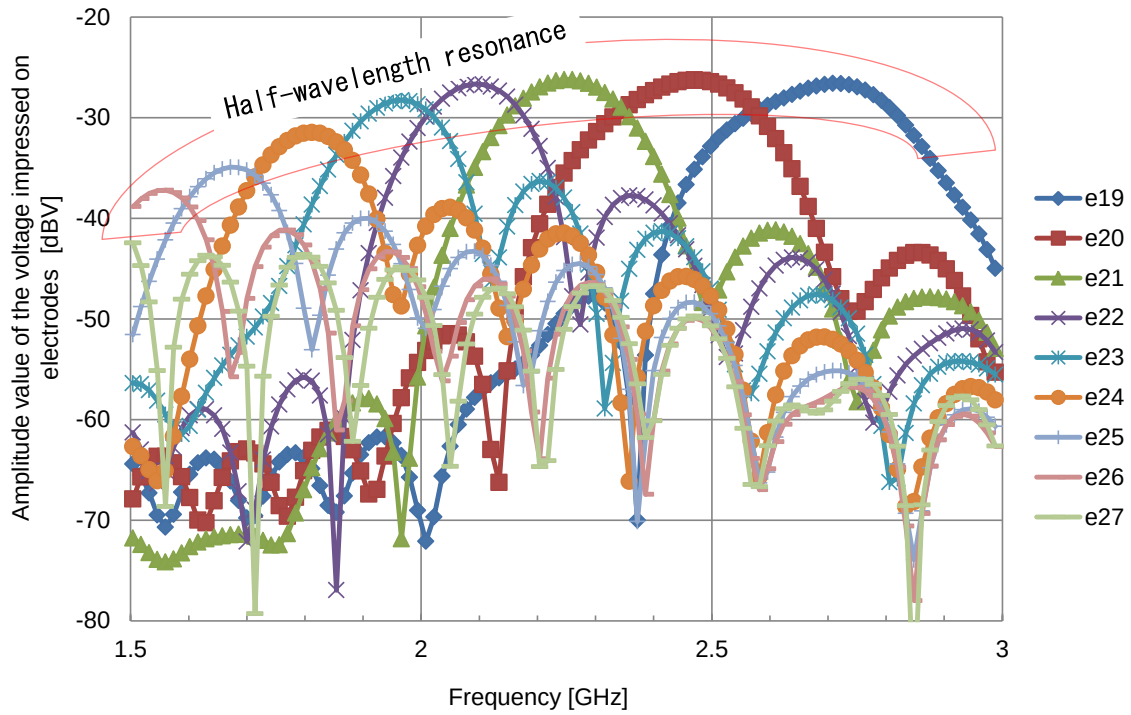


図 3.7 1.5～3 GHz における電極電圧の振幅値

Figure 3.7 Amplitude value of the voltage impressed on electrodes from 1.5 to 3 GHz.

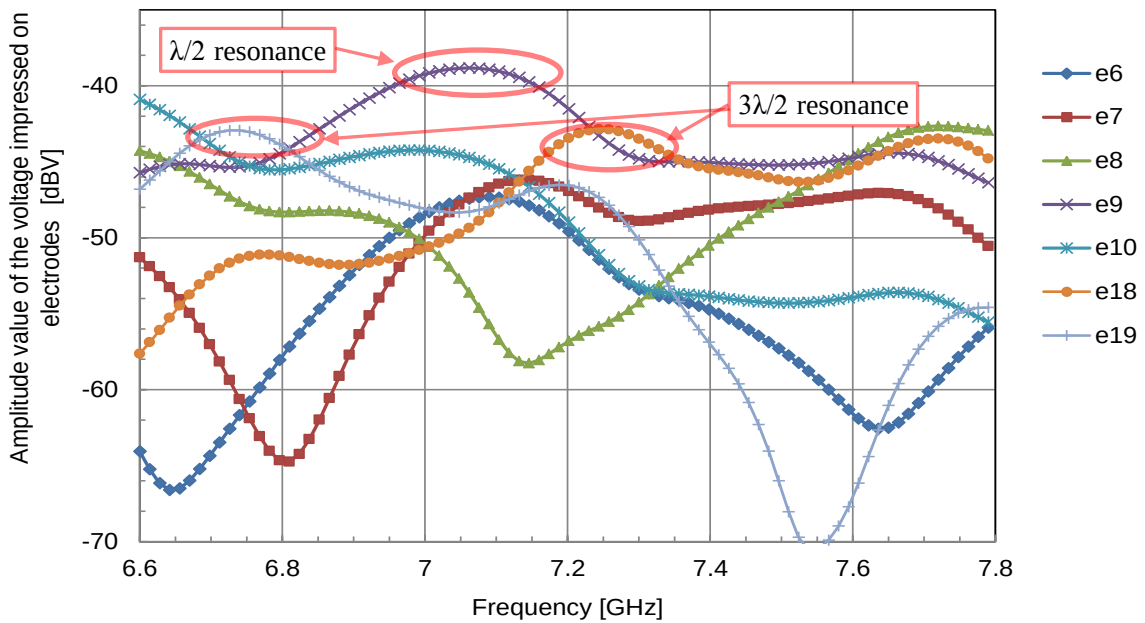


図 3.8 6.6～7.8 GHz における電極電圧の振幅値

Figure 3.8 Amplitude value of the voltage impressed on electrodes from 6.6 to 7.8 GHz.

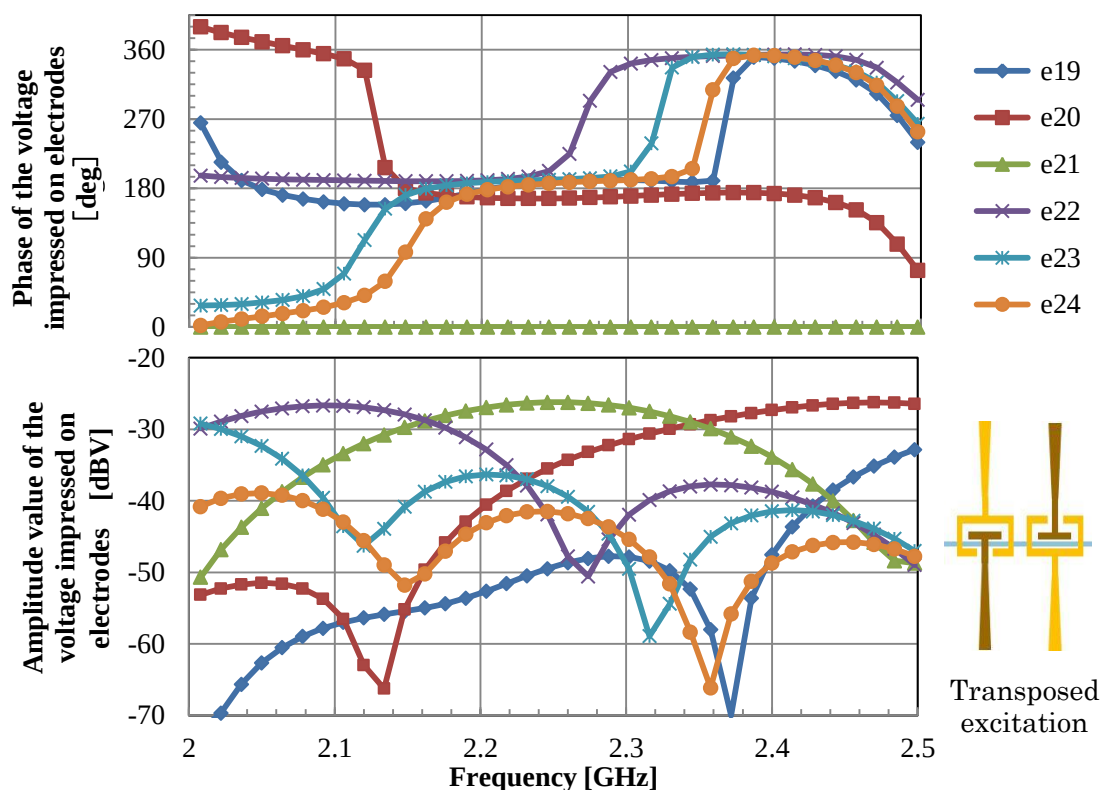


図 3.9 2～2.5 GHz における SW-LPDA 型光電界センサの電極電圧の位相と振幅値
 Figure 3.9 Phase and amplitude of the voltage impressed on electrodes from 2 to 2.5 GHz.

シミュレーション結果を実際の SW-LPDA 型光電界センサの感度と比較するには、電極電圧の振幅だけではなく位相も明らかにされなければならない。解析結果の中で、2～2.5GHz において電極電圧の振幅値の大きなエレメントを抽出し、それらのエレメントの位相について 21 番目のエレメントを基準にその差を図 3.9 に表した。対応する電極電圧の振幅値も併せて示す。2.1～2.24GHz をみると、半波長共振していると考えられる 22 番目と 21 番目のエレメントが拮抗しており、それらの位相は互いに逆相であることがわかる。また、2.24～2.42GHz をみると同様に半波長共振していると考えられる 21 番目と 20 番目のエレメントが拮抗しており、それらの位相は互いに逆相であることがわかる。さらに、このような関係は 2.1GHz よりも低周波側及び 2.42GHz よりも高周波側において同様である。なお、半波長共振しないエレメント同士であれば隣り合っているも必ずしも逆相とならないが、それらのエレメントは電極電圧の振幅値が小さいことから全体の感度に与える影響は小さい。このように半波長共振しているエレメント同士、あるいは、半波長共振しているエレメントと隣接する電極の位相は互いに逆相であることから、隣り合う電極でアンテナエレメントからの

給電を反転させる，すなわち，図 3.9 の右下に示す，交差給電とすることは感度の向上につながる可能性がある．

3.2.5 シミュレーションによって得られた周波数特性と交差給電の効果

光電界センサの感度として測定器で表示される値は光の交流成分のパワー又は OE 変換器から出力される電圧の交流成分の実効値である．したがって，光電界センサの感度は式(2.15)によって導かれる位相変化量 δ_m の $\omega_m t$ を 1 周期させることによって求められる正弦波の振幅に比例する．ただし，理想的には光電界センサの各エレメントに印加される電極電圧には $V_\pi/2$ が重畳されている必要がある．実際には，各エレメントに変調電圧が印加されていない状態で，そのエレメントの電極近傍の光導波路を通過する光が円偏光であることで，光学的に $V_\pi/2$ が重畳されたとみなすことができる．

そこで，光導波路中を円偏光が導波していると仮定すると，式(2.15)の変調電圧の振幅 V_{mk} と位相 ϕ_{mk} に電磁界シミュレーションによって得られた変調電圧の振幅と位相を代入することによって，それぞれの周波数における複数のエレメントをもつ光電界センサの位相変化量 δ_m を知ることができる．この δ_m の $\omega_m t$ を 1 周期させることによって求められる正弦波の振幅をその最大値で規格化すると図 3.10 に示すとおりとなる．このシミュレーションモデルは実際には 54 対あるエレメントを半分の 27 対に減じていることから，周波数変化に伴う感度の周期的な変動が大きい，後述するようにこのような感度の周期的変動は実際に作製された SW-LPDA 型光電界センサではほとんどみられない．

図 3.9 に示すエレメント数を 27 対とした場合の SW-LPDA 型光電界センサの解析結果から，隣接するエレメントで逆位相に給電すること，すなわち，交差給電 (Transposed excitation) は感度の向上につながる可能性がある．そこで，SW-LPDA 型光電界センサの実際の電極の場合と，仮に SW-LPDA 型光電界センサの電極に交差給電を用いた場合の相対感度を算出すると図 3.10 の結果が得られた．この図では，交差給電させた場合の計算結果を，実際の電極の場合の結果で規格化した．このように，2.2GHz 付近では約 6dB の感度向上が見込まれる．ただし，5.5GHz 付近と 9GHz 付近で感度の降伏が発生するおそれがあり，感度の向上と低下が周期的に発生する結果となっていることから，次章におけるアンテナ構造の設計には注意が必要である．

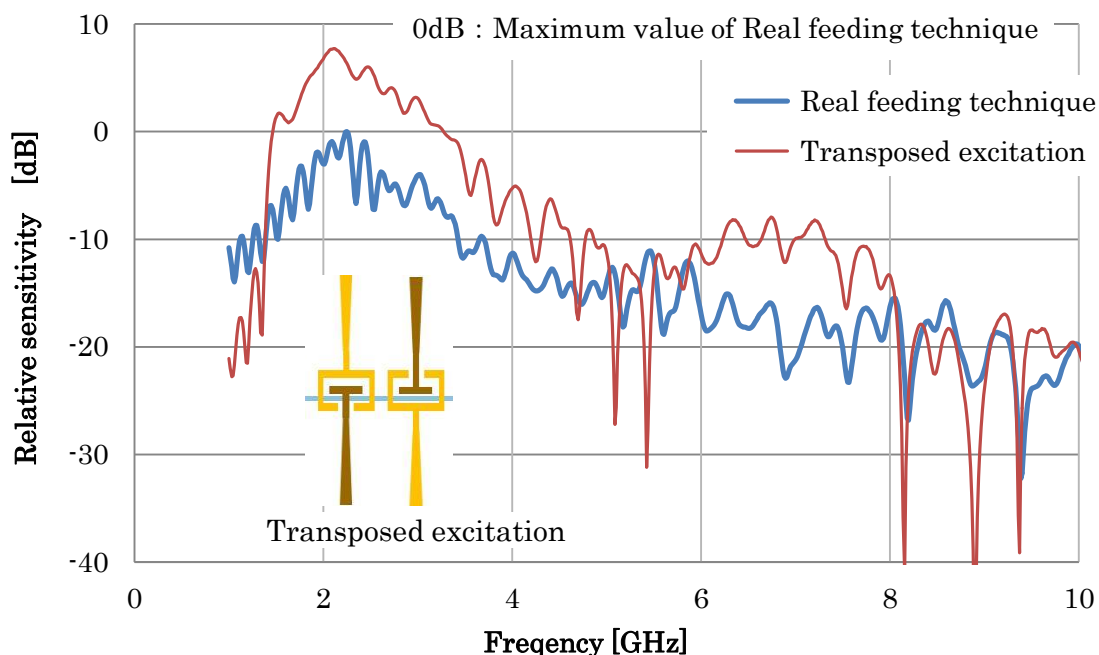


図 3.10 交差給電及び実際の給電法を用いた場合のシミュレーション結果
Figure 3.10 Calculated frequency responses in the case of using real feeding technique and transposed excitation.

3.3 実測値とシミュレーション結果

図 2.6 の測定システムを用いて，トラッキングジェネレータ出力を -10dBm ，アンプの増幅度を 30dB ，測定距離を 3m ，スペクトラムアナライザの RBW を 1kHz とし，受光部での光強度（DC レベル）を 2dBm とし，SW-LPDA の周波数特性を測定した．この測定条件は 2.4.2 節の場合と同じであるので，H9 型光電界センサも併せて，SW-LPDA 型光電界センサの周波数特性における OE 変換器（HP70810B Light Wave Section）出力電圧の最大値を 0dB とし，相対感度を図 3.11 に示す．また，図 3.10 のシミュレーションによる SW-LPDA 型光電界センサの周波数特性も，その最大値を 0dB とし併記する．

このように，SW-LPDA 型光電界センサでは，H9 型光電界センサに比べ感度の向上と広帯域性を確保することができた．また，周波数変化に対する感度の変動について，全体的な感度の傾きはシミュレーション結果と一致している．ただし，実測においてみられる 7.3GHz における感度の降伏は確認することができなかった．この原因について，シミュレーションでは光導波路内で入力端か

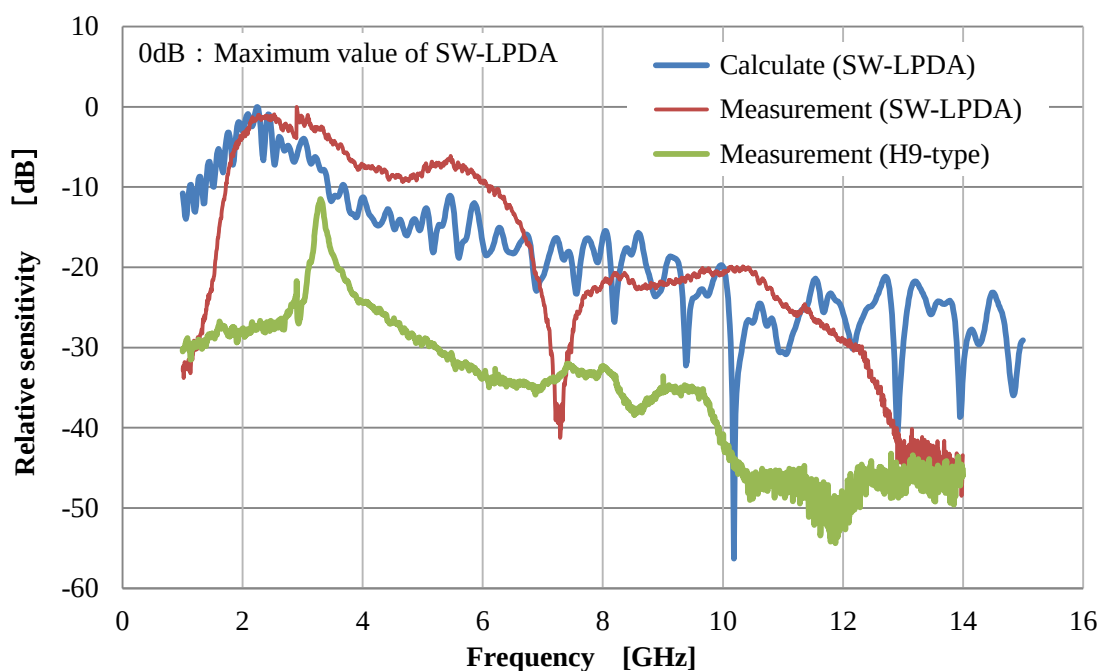


図 3.11 SW-LPDA 型光電界センサのシミュレーション結果と実測値及び H9 型光電界センサの実測値の比較

Fig. 3.11 Calculated and measured frequency responses of the SW-LPDA-type OEFS and measured frequency response of the H9-type OEFS.

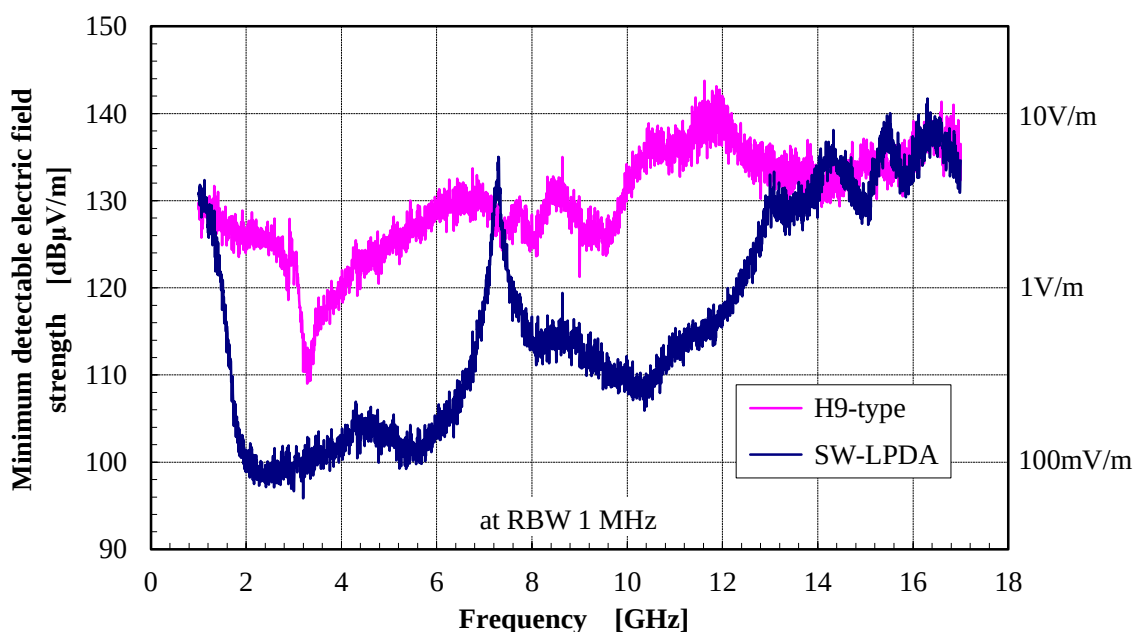


図 3.12 SW-LPDA 型及び H9 型光電界センサの最小受信電界強度

Figure 3.12 Minimum detectable electric field strengths of the SW-LPDA-type OEFS and the H9-type OEFS.

ら出力端まで円偏光であると仮定したが、実際には光導波路内では円偏光は維持されない。そのため、感度の降伏がみられる周波数で動作するエレメント位置で直線偏光に近い楕円偏光となっていることが、その要因の一つと考えられる。この偏光状態に関する問題点については、次章でさらに検討する。

2.4.2 節と同様に、アンテナ利得 G_a [dB]、アンテナ入力電力 W_i [W] 及びアンテナからの距離 r [m] から電界強度 E [V/m] を算出し、スペクトラムアナライザの RBW を 1MHz にとした場合の測定システムのノイズレベルを考慮し、最小受信電界強度を算出すると、図 3.12 に示すとおりとなる。このように、H9 型光電界センサに比べ、最も感度の高い周波数でも 10dB の感度向上を達成し、2.2GHz 付近では最小受信電界強度を 100mV/m とすることができ、広帯域性も十分に確保することができた。

LPDA 型の場合、周波数が高くなるに従い動作するアンテナエレメントの長さが短くなり、同じ比率で電極が短くなる。そのため、感度の低下は構造上避けられず、1 桁の周波数変化で、光パワーレベルで 20dB、エレクトリカルパワーレベルで 40dB の差となる。そこで、応答周波数を、最も感度の高いところから 10dB 低い範囲とすれば、約 1.7～6.0GHz であり、最も感度の高いところから 20dB 低い範囲とすれば、約 1.5～6.8GHz である。シミュレーションではエレメント数を半分の 27 対としたためリップルが見られるが、実際には 54 対であり、全体的に周波数変化に伴う感度のリップルがほとんどない平坦な周波数特性を得ることができた。

3.4 むすび

本章では、前章で問題となった、H9 型光電界センサでみられるようなアンテナエレメントを同じ長さで同じ間隔とした場合に起きる急峻な高感度化を解決する必要性から、EMI 測定で用いられているログペリオディックアンテナに着目し、単一光導波路を用いた対数周期構造をもつアンテナを有する LPDA 型光電界センサを提案した。

当初困難であった電磁界シミュレーション手法を検討し、モデルの単純化による電磁界シミュレーション手法を提案することができた。その一つは、解析領域の大きさに比べて極端に小さい電極部分を、コンデンサとしてモデル化することである。また、もう一つは、実際の SW-LPDA 型光電界センサのアンテナエレメント数が 54 対であったことから、解析に要する時間が極端に長くなり、

解析が困難であったことから、アンテナエレメント数を半分に減らすことにより解析を実質的に可能としたことである。このようなモデルの単純化によりインパルス入射による広帯域な電磁界解析を可能とした。

試作した SW-LPDA 型光電界センサは、長さ 3.4~45.2mm の 54 対のアンテナエレメントを、28mm×50mm×0.5mm の LN 基板に装荷しており、実測結果から、2.2GHz では最小受信電界強度 100 mV/m を達成した。また、応答周波数は、最も感度の高いところから 20dB 低い範囲とすれば、約 1.5~6.8GHz である。このように、LPDA 型光電界センサの広帯域性を実証することができた。また、シミュレーションではエレメント数を半分の 27 対としたためリップルが見られるが、実際には 54 対であり、全体的に周波数変化に伴う感度のリップルがほとんどない平坦な周波数特性を得ることができた。

7.3GHz における感度の降伏を解析するには、光導波路内での偏光状態を考慮する必要がある。SW-LPDA 型では、単一光導波路を用いたために、円偏光を入力せざるを得ない。ところが、光導波路の場合は、光導波路を形成する基板面に垂直な方向に偏光する光 (TM-like mode) と、その直交方向である基板面に平行に偏光する光 (TE-like mode) とでは等価屈折率、及び、損失係数が異なる。そのため、光導波路の一方から円偏光を入射させても出力端までその円偏光が維持されるとは限らない。したがって、単一光導波路においては光導波路内を光が進行していく過程で偏光状態が変化することから、光導波路内で円偏光が維持されず楕円偏光となり、光導波路上のいずれかの位置で直線偏光に近い楕円偏光となっていることが考えられる。このような直線偏光に近い楕円偏光となる位置では変調効率が極端に低下することが予想される。シミュレーションでは円偏光が維持されるものと仮定して解析を行ったために、実測結果とは十分に一致させることができなかったと考えられる。そこで、円偏光を入射させた場合に発生する問題を解決するために、基板面に垂直又は平行な直線偏光を入力した場合には偏光状態が維持されることを利用し、今後は、直線偏光を用いることができるタイプの光導波路を検討する必要がある。

第 4 章

マッハツェンダー光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ

4.1 はじめに

前章の結果，アンテナを対数周期構造とした LPDA 型光電界センサの広帯域性が確認できたので，さらなる高感度化，及び，実用化に向けての低コスト化のために，次に示す改良を加えた新たな光電界センサの設計・試作を行った．改良の具体的な項目は，図 4.1 に示すように，1) 前章の結果，単一光導波路であることによる偏光状態の問題点が明らかになったこと，及び，変調効率を高める必要性からマッハツェンダー型光導波路とすること．2) 光電界センサとしての操作性を高めるためにはセンサと接続するファイバが 1 本であることが望ましく，また，往路と復路の導波光が強め合う関係とすることで感度の向上が期待できる反射型光導波路とすること．3) 前章の結果，アンテナエレメント数が多い場合には，感度の平坦性が確保できた反面，電磁界シミュレーションが困難であった．これらはエレメント数を決定する上で，トレードオフの関係にあるが，半波長共振による感度の連続性の確保，及び，設計の妥当性を評価するため，シミュレーションと実測との比較対照が可能な程度のエレメント数とする必要を考慮し，エレメント数を検討すること．4) また，前章における電磁界シミュレーションの結果から，半波長共振するエレメントに隣接するエレメントにおいて，電極に印加される電圧の位相が反転していることが確認されたので，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，交差給電とすることである．さらに，これまでは，EO 結晶に直接アンテナを形成していたが，EO 結晶は高価であることから，これを安価な回路基板に置き換える別体方式を検討する．

このような改良によって，マイクロ波帯域における高感度かつ広帯域な光電界センサを作製することができることを明らかにする．また，LPDA 型光電界センサの詳細なモデルを用いたシミュレーション結果と実測値との比較について示し，第 2 章で検討した位相変化量の計算式の妥当性を明らかにする．また，

本章の最後に、LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度と CISPR 22 尖頭値許容値との比較を行い、第 5 章の応用につながる性能を有することについて述べる。

なお、本章で示す改良された LPDA 型光電界センサを前章のタイプと区別するために、MZ-LPDA 型光電界センサ(MZ-LPDA-type OEFS)と表記する(MZ: Mach-Zehnder interferometer)。そこで、マッハツェンダー干渉計型光導波路の検討について述べる前に、まず、単一光導波路の偏光状態の問題点について述べる。

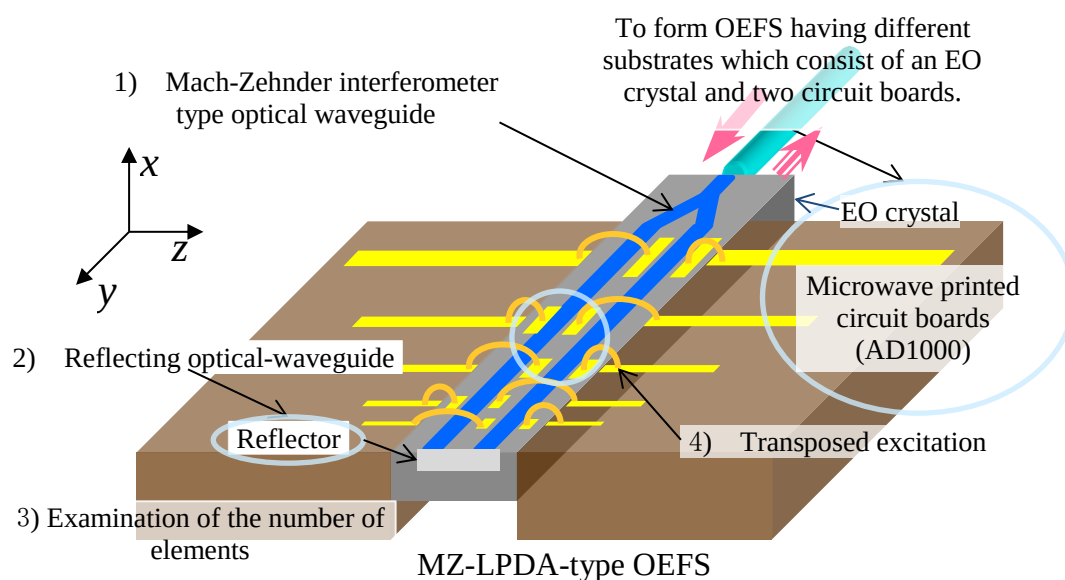


図 4.1 LPDA 型光電界センサの主な改良
Figure 4.1 Principal improvements of the LPDA-Type OEFS.

4.2 LPDA 型光電界センサの主な改良

4.2.1 マッハツェンダー干渉計型光導波路

LN バルク結晶の光学軸方向 (z 軸) に光を導波させる場合, x 方向に偏光する光であっても y 方向に偏光する光であっても常光線の屈折率 n_o を感じるので安定した円偏光を導波させることができ, また, 温度安定性も期待できる. そこで, 前章までは基本的にはこれと同じ結晶方位である y -カット z -伝搬 LN 単一光導波路を採用してきた. しかし, 光導波路の場合は平行光を導波させるバルク結晶とは異なり, 光導波路を形成する基板面に垂直な方向に偏光する光とその直交方向に偏光する光とでは等価屈折率, 及び, 損失係数が異なる. そのため, 光導波路の一方から円偏光を入射させても出力端までその円偏光が維持されるとは限らない. すなわち, 円偏光である場合に必要な, 光の直交する電界成分

$$E_x(t, z_k) = a_x(z_k) \cdot \cos\{\omega t - \phi_x(z_k)\}$$

$$E_y(t, z_k) = a_y(z_k) \cdot \cos\{\omega t - \phi_y(z_k)\}$$

の振幅が等しく, $a_x(z_k) = a_y(z_k)$, かつ, その 2 つの電界成分の位相差が $\pi/2$, つまり, $\phi_x(z_k) - \phi_y(z_k) = \pm\pi/2$ である関係が維持されない. SW-LPDA 型光電界

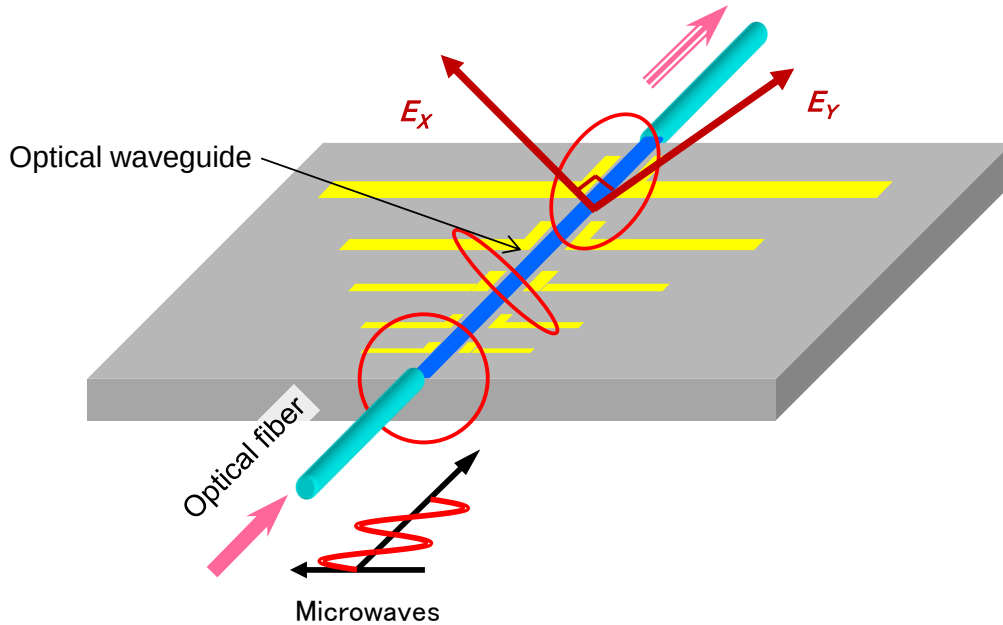


図 4.2 光導波路における偏光状態

Figure 4.2 Polarization in an optical waveguide.

センサの場合，その光導波路内の約 2～6GHz のマイクロ波で半波長共振するエレメント位置で，変調電圧が位相変化に寄与する程度の楕円偏光であったと考えられる．しかし，図 4.2 に示すように，光導波路では入力光の円偏光が維持されず，光導波路のある位置で極端に直線偏光に近い楕円偏光である場合には，そのエレメントの変調電圧が位相変化に寄与しない．

一方，光通信網における光変調器として用いられている図 1.4 に示すマッハツェンダー干渉計型光導波路は，基板面に垂直又は平行な直線偏光を入力し，分岐した 2 つの経路を導波する光に変調電圧による位相差をもたせるタイプであり，光が等しく分岐され，かつ，出力側で再び合波される前に再結合するようなことがなければ，位相変化量の計算式(2.15)を確実に成立させることができる．なお，出力側で再び結合する際に互いに $\pi/2$ だけ自然屈折率差による位相差をもたせることで，図 2.3 の $V_\pi/2$ に相当する DC 電圧を印加したと同じ効果を得ることができる．

本章では，図 4.1 の z 方向に電界を印加し， y 方向に光を導波させるタイプの x -カット y -伝搬 LN マッハツェンダー干渉計型光導波路を用いたので，このタイプの LN の屈折率変化について考えることにする．この場合，

$$E_x^e = E_y^e = 0, \quad E_z^e \neq 0$$

であるので，これを式(2.3)に代入すると，式(2.2)の各係数は，式(4.1)のとおりである．

$$B_{11} - \frac{1}{n_o^2} = r_{13}E_z^e, \quad B_{22} - \frac{1}{n_o^2} = r_{13}E_z^e, \quad B_{33} - \frac{1}{n_e^2} = r_{33}E_z^e, \quad B_{23} = 0, \quad B_{31} = 0, \quad B_{12} = 0. \quad (4.1)$$

また，光が y 軸方向に伝搬するので式(2.2)で $y = 0$ と置くことができ，電界を印加したことによる屈折率変化は小さいので，

$$\begin{aligned} & |r_{13}n_o^2E_z^e| \ll 1, \quad |r_{33}n_e^2E_z^e| \ll 1 \text{ とすることができ,} \\ & \frac{x^2}{n_o^2 \left(1 - \frac{1}{2}r_{13}n_o^2E_z^e\right)^2} + \frac{z^2}{n_e^2 \left(1 - \frac{1}{2}r_{33}n_e^2E_z^e\right)^2} = 1, \end{aligned} \quad (4.2)$$

を得る．上式は x - z 面内の楕円の長軸と短軸が同時に印加電界でわずかに変化することを示している．このときの常光線，異常光線に対する屈折率を n_o ， n_e とすれば，

$$\left. \begin{aligned} n_x &= n_o - \Delta n_o, \quad \Delta n_o = \frac{1}{2} r_{13} n_o^3 E_z^e \\ n_z &= n_e - \Delta n_e, \quad \Delta n_e = \frac{1}{2} r_{33} n_e^3 E_z^e \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

である．また，マッハツェンダー干渉計型光導波路では直線偏光を入力させるので， z 方向に偏光している光を入射させるとすれば n_z のみを感じることであり，電気光学定数の大きい方を選択することができる．表 2.1 に示す LN の電気光学定数からわかるとおり， y -カット z -伝搬 LN 単一光導波路の屈折率差より約 1 桁大きな値となることがわかる．なお，表 2.2 から温度変化に対しては屈折率変化がこれも約 1 桁大きくなることがわかるが，マッハツェンダー干渉計型光導波路では参照導波光と合波・干渉させているので，温度補償を必要とせず，強度変調された出力光を得ることができる．なお，図 4.1 では，簡単のため交互に片方の光導波路に電界を印加する構造の電極として表しているが，実際には $\pm z$ 方向にプッシュプルに電界を印加する構造としているので，分岐した 2 つの経路を導波する光に発生する屈折率差は $2\Delta n_e = r_{33} n_e^3 E_x^e$ となる．

いま，入力光の電界成分の強度を E_{zi} とし，分岐による損失及びその他の損失を無視し，分岐した導波路の進行方向に向かって右側を E_{zR} ，左側を E_{zL} とすると， z 方向に電圧 V_0 が印加されたとき，結晶中における y 方向の任意の点におけるそれぞれの光の電界成分は，

$$\left. \begin{aligned} E_{zR}(t, y) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_{zi} \cos\left(\omega t - \phi_R - \frac{\pi}{2}\right) \\ E_{zL}(t, y) &= \frac{1}{\sqrt{2}} E_{zi} \cos(\omega t - \phi_L) \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

で表される．ここで，出力側で再び結合する際に互いに $\pi/2$ だけ位相差をもたせることで，図 2.3 の $V_\pi/2$ に相当する DC 電圧を印加したと同じ効果を得ることができるので， E_{zR} 側でまとめてこれを差し引いた．なお， $\pm z$ 方向にプッシュプルに電界を印加する構造としているので，

$$\left. \begin{aligned} \phi_R &= k_0 y \left(n_e - \frac{1}{2} r_{33} n_e^3 \frac{V_0}{d} \right) \\ \phi_L &= k_0 y \left(n_e + \frac{1}{2} r_{33} n_e^3 \frac{V_0}{d} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

である．したがって， $\pm z$ 方向に角周波数 ω_m の変調電圧 $V_0 = V_m \sin \omega_m t$ が印加されたとき，電極長 L を通過した後の光の電界成分は，

$$\left. \begin{aligned} E_{zR}(t) &= \frac{E_{zi}}{\sqrt{2}} \cos\left(\omega t - \phi_{eR} + \delta_R \sin \omega_m t - \frac{\pi}{2}\right) \\ E_{zL}(t) &= \frac{E_{zi}}{\sqrt{2}} \cos(\omega t - \phi_{eL} - \delta_L \sin \omega_m t) \\ \phi_{eR} = \phi_{eL} &= k_0 n_e L, \quad \delta_R = \delta_L = \frac{\pi}{\lambda_o} r_{33} n_e^3 \frac{L}{d} V_m \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

となる．このように，出力側で E_{zR} と E_{zL} の間に発生する位相変化量 δ_m は，

$$\delta_m(t) = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} L V_m \sin \omega_m t \quad (4.7)$$

であることがわかる．そこで，マッハツェンダー干渉計型光導波路を用いた複数のエレメントをもつ光電界センサで k 番目の電極に印加される変調電圧 V_k が式(2.14)で表されるとすれば，式(2.15)と同様に位相変化量 δ_m は，

$$\delta_m(t) = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N [L_k V_{mk} \sin\{\omega_m(t - T_k) - \phi_{mk}\}] \quad (4.8)$$

で与えられる．

4.2.2 反射型光導波路

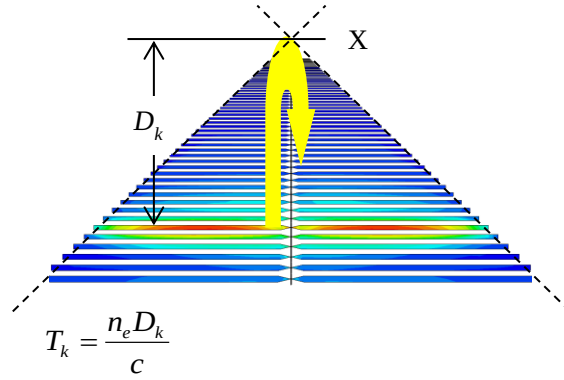
光電界センサを形成する部分を SW-LPDA 型光電界センサのように透過型光導波路とした場合，一方のファイバが被測定対象にセンサを近づけ難くするので，光電界センサとしての操作性を阻害する．そこで，図 4.1 に示すように 1 本の光ファイバで接続可能な反射型光導波路を検討した．さらに，反射型では往路と復路の光を強め合う関係とすることで感度を向上させることができる．しかし，LPDA 型光電界センサにおいて反射型光導波路を用いる場合は，往路と復路における変調光の位相整合を考慮しなければならない．

光導波路を通過する間に光が周波数 ω_m のマイクロ波から受ける位相変化量は，光導波路に入射してから反射点 X に到達するまでの位相変化量を δ_{Fm} ，反射点 X から光導波路を出るまでの位相変化量を δ_{Rm} とすると，

$$\delta_{Fm}(t) = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N \{L_k V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk} - \omega_m T_k)\} \quad (4.9)$$

$$\delta_{Rm}(t) = 2 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N \{L_k V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk} + \omega_m T_k)\} \quad (4.10)$$

となり，出力光の位相変化量の総和 δ_{Tm} は，次式に示すように反射点からの光の走行時間 T_k に関する項をまとめることができ，



ω_m : Angular frequency of the microwave,
 n_e : Refractive index of the extraordinary ray,
 c : Light velocity

図 4.3 往路と復路の位相整合

Figure 4.3 Phase matching between an outward trip and a return trip in the optical waveguide.

$$\delta_{Tm}(t) = \delta_{Fm}(t) + \delta_{Rm}(t) = 4 \frac{r_{33} n_e^3 \pi}{d \lambda_o} \sum_{k=1}^N \{L_k V_{mk} \sin(\omega_m t - \phi_{mk}) \cos(\omega_m T_k)\} \quad (4.11)$$

となる. すなわち, この式から $\omega_m T_k = \pi/2$ となる関係では往復で打ち消し合い, $\omega_m T_k = \pi$ となる関係では往復で強め合うことが明らかである. LPDA 型光電界センサでは半波長共振するエレメントが図 4.3 に示すように相似形の三角形の底辺にあるために, 半波長共振が生じるすべての変調周波数で

$$\cos(\omega_m T_k) = 1 \quad (4.12)$$

となる関係を得ることが可能である. この関係を得るためには, 角周波数 ω_m においては反射点 X からの距離 D は

$$D = \frac{cT}{n_e}, \quad T = \frac{\pi}{\omega_m} = \frac{1}{2f_m} \quad \therefore D = \frac{c}{2n_e f_m} \quad (4.13)$$

である必要があるので, 例えば 2GHz で動作するアンテナエレメントの D は,

$$D = \frac{2.998 \times 10^8}{2 \times 2.146 \times 2 \times 10^9} \doteq 34.9 \text{ mm} \text{ でなければならない. 一方, 光導波路の電極部分に許される長さは約 } 40 \text{ mm} \text{ であるので, 許される最も低い周波数 } f_L \text{ は,}$$

$$f_L = \frac{c}{2n_e D} = \frac{2.998 \times 10^8}{2 \times 2.146 \times 4.0 \times 10^{-2}} \doteq 1.75 \text{ GHz} \quad (4.14)$$

である.

4.2.3 エレメント数及び別体

当初は、エレメントの数を多くすることによって周波数変化に伴う感度の変動を抑えること、つまり、感度の平坦性を確保した。3.3 項における SW-LPDA 型光電界センサの実測による周波数特性は、その効果を明らかにした。しかし、エレメント数が多い場合、電磁界シミュレーションを困難にする。これらは、互いにトレードオフの関係にあるが、そこで、MZ-LPDA 型光電界センサの開発にあたっては、電磁界シミュレーションによる解析が可能な程度のエレメント数の範囲内で、感度の平坦性を考慮し、アンテナエレメント数を検討した。まず、4.2.2 節における導波光の往路と復路の位相整合の考え方に基づき、式(4.14)に示すように最も低い動作周波数 f_L を決定した。次に、反射型光導波路とする場合には、製作上可能であれば、高周波側の限界を設ける必要はない。また、アンテナでは一般的に寸法が周波数を決定するので、高周波側の性能を把握することは重要である。すなわち、将来的に低周波側への周波数範囲の拡大のために、寸法形状の比率をそのままに、センサ全体を大きくするとすれば、現状で把握された高周波側の性能が、そのままその比率に従って低周波側の性能としてシフトすることになる。以上のことを考慮し、エレメント全体の半波長共振周波数を 1 桁の範囲とし、エレメント数を 30 対とした。そこで、アンテナエレメント長などの比率を 1.085 倍とした。

本章のはじめに述べたように、SW-LPDA 型光電界センサでは製作上の容易性から EO 結晶に直接アンテナを形成していたが、EO 結晶は高価であるだけでなく、アンテナエレメント長を自由に決定できない。ここで、開発する光電界センサは、三次元エミッション測定装置に搭載することが使用目的の一つであるので、ここでは、小型軽量化が図れるようにアンテナエレメント用の高周波基盤の誘電率を検討し、比較的誘電率の高い AD1000 を用いる別体方式を採用する。

4.3 設計時のシミュレーション

4.3.1 設計時のシミュレーションモデル

前章で述べたように、エレメント数を減らすことや、電極部分をコンデンサとしてモデル化することにより電磁界シミュレーションを可能とすることができた。さらに、3.2.5 節で述べたように、エレメント数を減らした電磁界シミュレーションにより、交差給電による感度向上の可能性が示唆された。しかも、27 対程度であれば電磁界シミュレーションが可能であることが確認できたことから、前節で述べたように、エレメント数を 30 対とし、対数周期の比率を 1.085 倍とすることを基本とした。また、アンテナ部分を安価な回路基板 (AD1000) に置き換える別体方式を採用し、マッハツェンダー干渉計型光導波路、及び、反射型光導波路を取り入れた。

4.2.2 節において、LPDA 型光電界センサで反射型光導波路を用いる場合、光導波路に許容される長さが、最も低い動作周波数の決定に寄与することを明らかにした。一方、マッハツェンダー干渉計型光導波路を用いるにあたって電極を形成できる部分は最大で約 42mm である。そこで、最も長いアンテナエレメントは 1.74GHz で動作できるように、実際の光導波路における等価屈折率及び電極長を考慮し、反射点 X からの距離 D を 40mm とした。また、この周波数で動作させるためには高周波回路基板 AD-1000 (比誘電率 $\epsilon_r=10.5$) による波長短縮を考慮する必要がある、アンテナエレメント長を 49.2mm とした。

図 4.4 及び表 4.1 に、電磁界シミュレーションに用いたアンテナ構造を示す。各々の電極は LN 基板上に作製し、アンテナは高周波回路基板 AD-1000 上に作製して、高周波回路基板上のアンテナと幅 2 mm、厚さ 1 mm の LN 基板上の電極はワイヤボンディングで接続することを検討した。表 4.1 に示すように、初期設計における半波長共振周波数 f_k 、アンテナエレメント長 A_k 、反射点 X からの距離 D_k 、アンテナエレメント幅 W_k 、及び、電極長 L_k は比率 1.085 で対数周期的に変化する。この結果、アンテナエレメントの先端部分を結ぶ直線のなす角度 θ_x は 63.2°となる。

4.3.2 電磁界シミュレーション

電磁界シミュレーションは、基本的には 3.2.2 節と同様の手法で行った。ただし、今回の電磁界シミュレーションでは LN 基板及びワイヤボンディングを省略

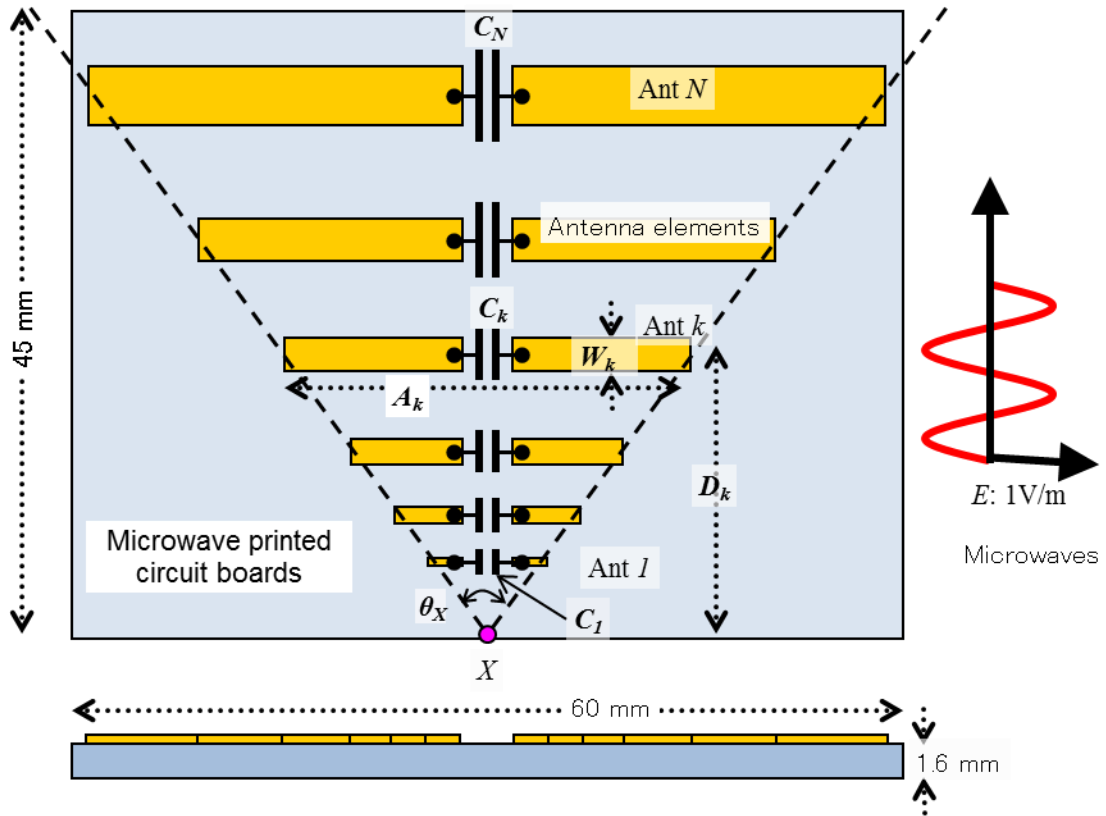


図 4.4 改良された LPDA 型光電界センサのシミュレーションモデル

Figure 4.4 Conception diagram of the simulation model of the improved LPDA-type OEFS.

表 4.1 MZ-LPDA 型光電界センサの仕様

Table 4.1 Specifications for the MZ-LPDA-type OEFS.

		$k = 1$	$k = 30$
Operating frequency of the k -th antenna element at the initial design	f_k GHz	18.5	1.74
Length of the k -th antenna element	A_k mm	4.62	49.2
Width of the k -th antenna element	W_k mm	0.09	1.00
Distance from the k -th antenna element to the point X	D_k mm	3.76	40.0
Length of the k -th electrode	L_k mm	0.25	2.67
Capacitance of the k -th electrode	C_k pF	$0.6\text{pF} \cdot L_k$	
A_k / A_{k-1}		1.085	

し、図 4.4 に示すように高周波回路基板、その基板上に形成されたアンテナ部分及び電極部分に相当するコンデンサを電磁界シミュレーションの対象とした。各エレメントの電極はアンテナエレメント長に比べて十分短いので、静電容量 C_k のコンデンサで置き換えることができる。電磁界シミュレーションにより、LN 基板上に形成した電極の単位長さ当たりの静電容量 C_0 は、電極間隔 d が $15\ \mu\text{m}$ では約 $0.6\ \text{pF/mm}$ であったので、これを基に各エレメント電極の長さに応じて静電容量を決定した。この光電界センサに 1V/m のインパルスを図 4.4 に示す方向から入射させ、 $1\sim 15\text{GHz}$ で解析を行った。

4.3.3 設計時のシミュレーションにより得られた電極電圧

図 4.5 は、電磁界シミュレーションにより得られた電極電圧の振幅値 V_{mk} のうち、 2.1GHz 付近で最も大きい 25 番目から 30 番目までの値を示す。縦軸 V_{mk} の単位は dBV である。図 4.6 では、同様に V_{mk} のうち、 6.5GHz 付近で最も大きい 11 番目から 14 番目及び 23 番目から 25 番目までの値を示す。図 4.5 については横軸を対数で表示しており、この図から、各エレメントが半波長共振を示す周波数の幅も対数周期的に変化していることがわかる。また、半波長共振の電圧振幅値のピークは隣り合うエレメントで連続していることがわかる。図 4.5 からわかるとおり、低周波側では半波長共振するエレメントの影響が支配的であり、27 番目のエレメントが半波長共振している $2.13\ \text{GHz}$ ではその他のエレメントよりも約 $15\ \text{dB}$ 以上大きな振幅値であることがわかる。また、30 番目の最も長いエレメントの共振周波数は 29 番目のエレメントの低周波側の共振に引き寄せられるような振る舞いをしている。図 4.6 の高周波側の 13 番目のエレメントが半波長共振している $6.5\ \text{GHz}$ 付近では、13 番目のエレメントの電極電圧の振幅 V_{m13} が最も大きい、 $3\lambda/2$ 共振していると考えられる 24 番目のエレメントの電極電圧の振幅 V_{m24} も相当程度大きいことがわかる。ここで、24 番目のエレメントの電極長は 13 番目のエレメントの約 2.43 倍であることから、13 番目のエレメントと比較してより大きな位相変化を与えることが考えられる。

図 4.7 は $2.13\ \text{GHz}$ 付近における電極電圧の位相 ϕ_{mk} を 27 番目のエレメントを基準に 25 番目から 29 番目まで示している。ただし、この図では近接しているエレメントであるのでエレメント位置の違いによる位相差は考慮していない。この図から位相 ϕ_{mk} をみると、27 番目のエレメントが半波長共振していると考えられる $2.13\ \text{GHz}$ では 27 番目のエレメントの位相がこれと隣接する 26 番目のエレメント及び 28 番目のエレメントとは逆相であることがわかる。また、27 番目のエレメントと 28 番目のエレメントの電極電圧の振幅が拮抗している

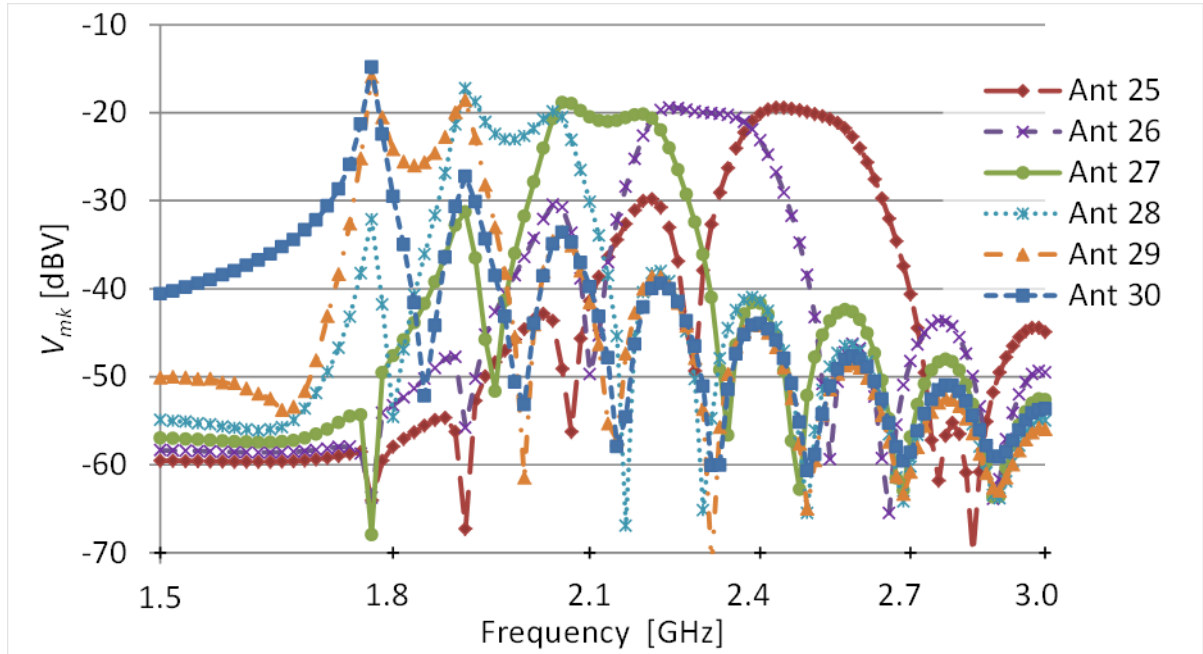


図 4.5 1.5～3 GHz における電極電圧の振幅値

Figure 4.5 Amplitude value of the voltage impressed on electrodes from 1.5 to 3 GHz.

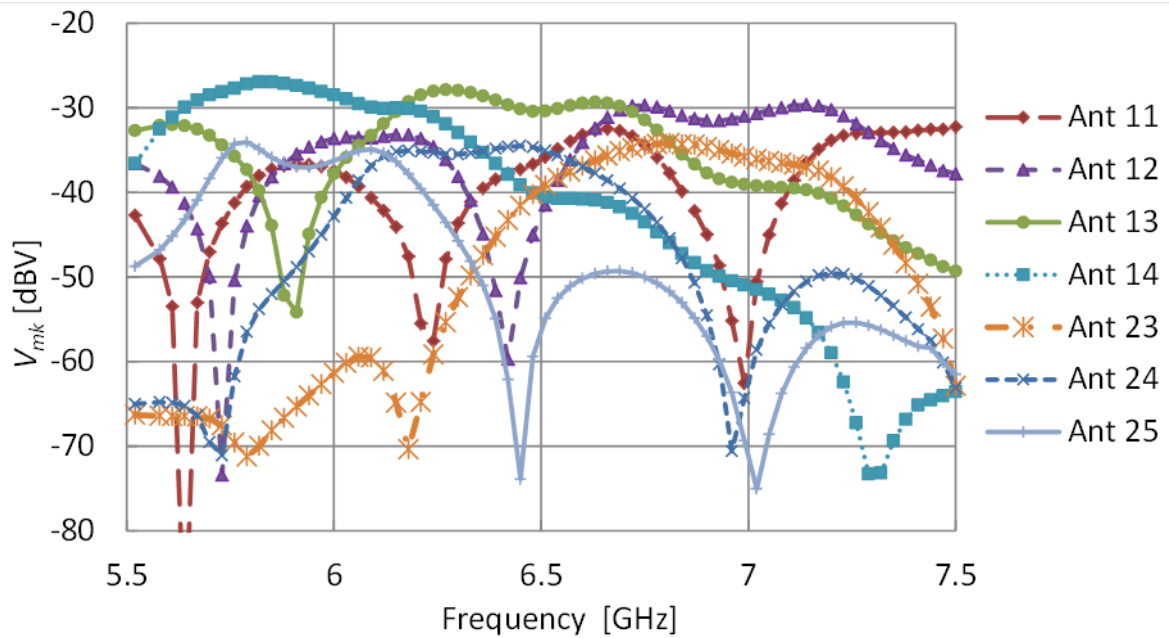


図 4.6 5.5～7.5 GHz における電極電圧の振幅値

Figure 4.6 Amplitude value of the voltage impressed on electrodes from 5.5 to 7.5 GHz.

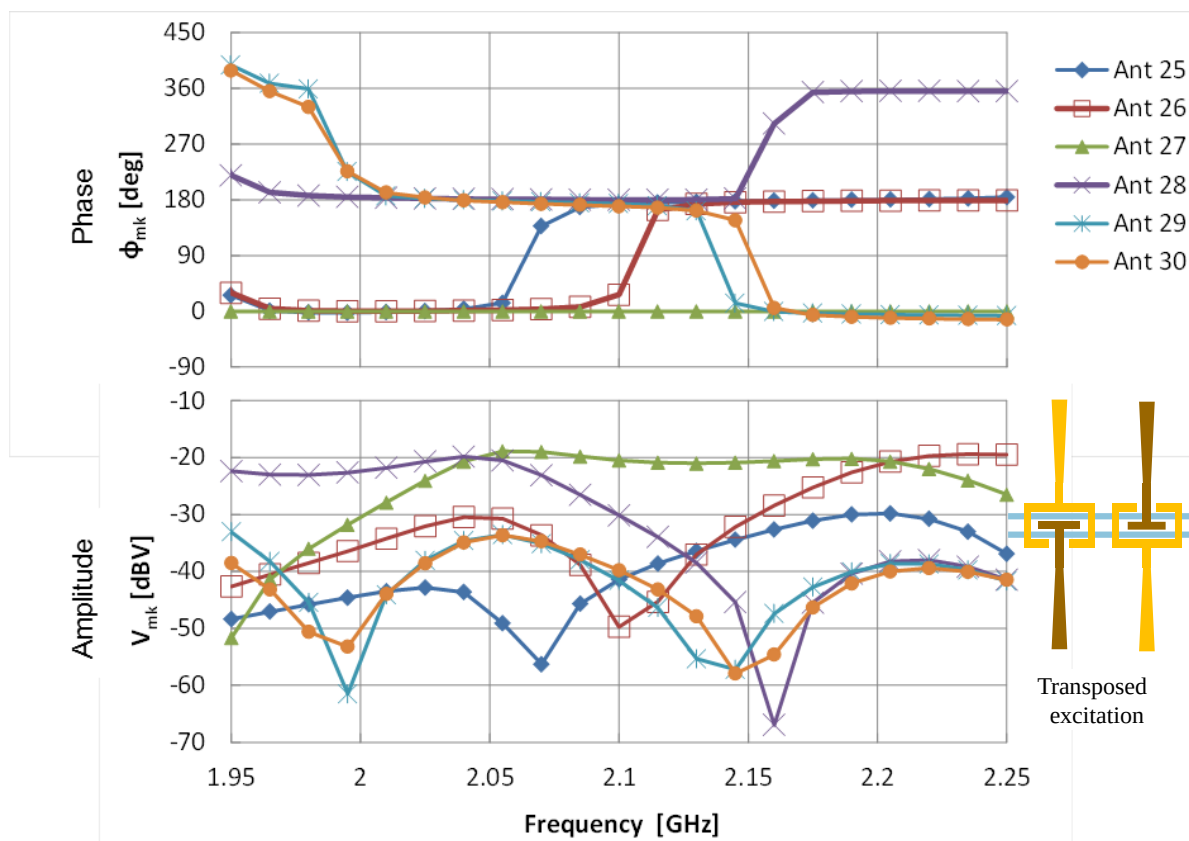


図 4.7 1.95～2.25GHz における電極電圧の位相と振幅値

Figure 4.7 Phase and amplitude of the voltage impressed on electrodes from 1.95 to 2.25GHz.

2.04 GHz では、それらが互いに逆相であることがわかる．同様に 2.19 GHz では 26 番目のエレメントと 27 番目のエレメントが互いに逆相である．このように、共振しているエレメントに隣接するエレメントにおける電極電圧の位相はほぼ逆相となっているため、図 4.7 右下に示すような交差給電とすることにより、感度の向上が期待できる．

4.3.4 設計時のシミュレーションにより得られた周波数特性

式(4.9)に示す反射点 X に到達するまでの光の位相変化量 δ_{Fm} に電磁界シミュレーションによって得られた電極電圧の振幅 V_{mk} と位相 ϕ_{mk} を代入し、 $\omega_m t$ を 1 周期させることによって求められる正弦波の振幅、これを各々の周波数で算出すると、MZ-LPDA 型光電界センサの往路における周波数特性となる．同様に、式(4.10)に示す反射点 X 以降の位相変化量 δ_{Rm} から、MZ-LPDA 型光電界センサの復路における周波数特性を求め、さらに、式(4.11)に示すこれらの合計の位相

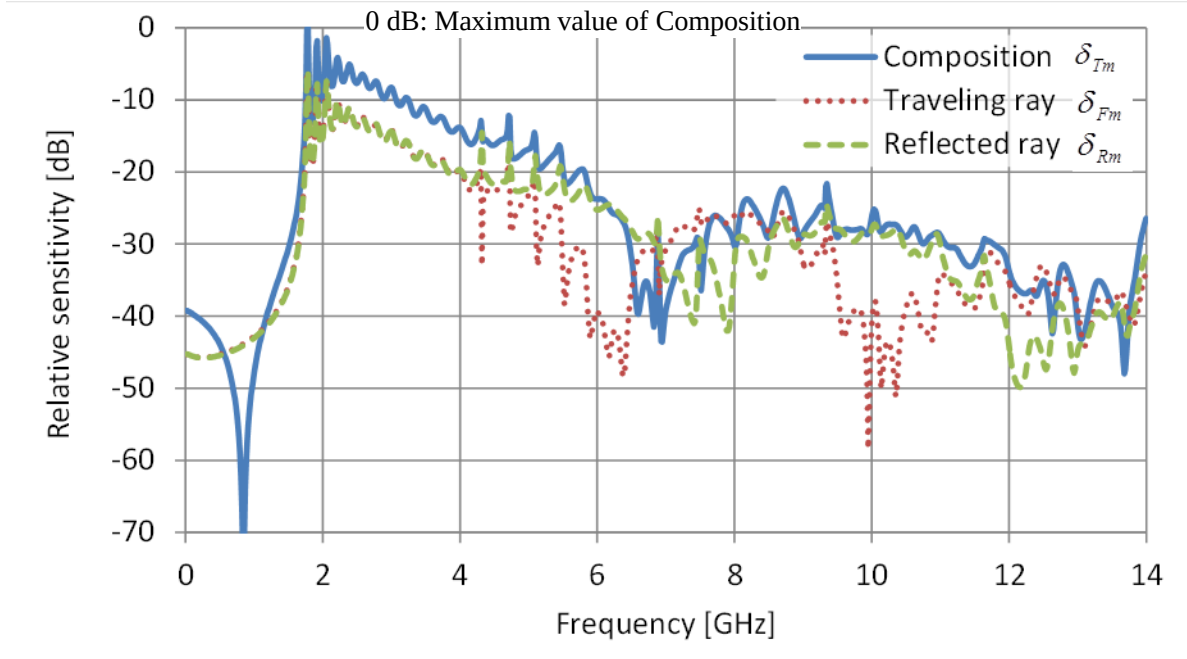


図 4.8 設計時のシミュレーションによる周波数特性
Figure 4.8 Calculated frequency responses of the design model.

変化量 δ_{Tm} から MZ-LPDA 型光電界センサの往復の周波数特性を求め、図 4.8 にこれらを示す。ここで、往路における周波数特性が“Traveling ray”，復路における周波数特性が“Reflected ray”，及び、これらを合成した周波数特性が“Composition”である。

この図からわかるとおり 1.8 GHz 付近で感度が最大であるが、ここでは図 4.5 に示すように 29 番目のエレメントと 30 番目のエレメントの電極電圧の振幅 V_{mk} が極大となっており、かつ両エレメントの位相が互いに反転しているので、交差給電することにより、互いに強めあう関係となっている。また、おおむね 4GHz までは往路と復路の影響がほぼ同じであるので、ここまでの周波数では、半波長共振しているエレメントの影響が支配的であり、かつ、半波長共振しているエレメントにおいて $\omega_m T_k \doteq \pi$ となる関係を維持しているので良好な感度を示す。これとは逆に、0.85GHz 付近では $\omega_m T_k \doteq \pi/2$ となり、4.2.2 節に示したように往路と復路で変調が打ち消し合い合成波の感度の降伏がみられる。

しかし、半波長共振するエレメントにとって $\omega_m T_k \doteq \pi$ であっても図 4.6 のように、複数のエレメントの電極電圧の振幅 V_{mk} が拮抗しており、特にそれらのエレメントの位置が離れている場合電極電圧の位相 ϕ_{mk} が大きく異なるので、互いの干渉によって感度の降伏が生じる場合がある。図 4.8 の合成波の 6.8 GHz 付近の感度の降伏がそれであり、往路又は復路の導波光のみの結果も、その周波数の前後にそれぞれ同程度の感度の降伏がみられる。

4.4 詳細なシミュレーションと実測値の比較

4.4.1 MZ-LPDA 型光電界センサシステムの構成と性能

前節の設計時のシミュレーションでは、6.8GHz 付近に感度の降伏が予想されたが、1GHz 超の EMI 規制は 6GHz までであるので、これまでのシミュレーションを基に MZ-LPDA 型光電界センサを作製した。その構造図、及び写真を図 4.9 に示す。MZ-LPDA 型光電界センサの構造は 4.3.1 節で述べたとおりである。

これまでの電磁界シミュレーションでは図 4.4 で示したアンテナ部分のみ考慮したが、実際には図 4.9(a)に示すようにアンテナの中央に光導波路を形成する EO 結晶及びこれらを取り囲むように樹脂ケースが配置されている。また、隣接する電極位置で EO 結晶に印加される電界の方向が反転するようにアンテナエレメントと電極が接続されており、すなわち、隣接するエレメントで逆位相に給電する交差給電としている。そのアンテナエレメントと電極はワイヤでつながれているのでアンテナ部分の振動が光導波路に伝わり難い構造となっている。表 4.2 に MZ-LPDA 型光電界センサの性能を示す。センサ部の光の挿入損失は 7.5dB, 30 番目のエレメントの半波長電圧は $12.7V_{p-p}$, また、30, 28, 26, 24 番目をつなぎ合わせた場合の半波長電圧は $4 V_{p-p}$ である。なお、図 2.3 の $V_{\pi}/2$ を中心に動作するようにマッハツェンダー干渉計型光導波路の 2 本の導波路の屈折率を調整している。

MZ-LPDA 型光電界センサ、光源及び検出部の構造を図 4.10 に示す。当初は、SW-LPDA 型光電界センサの場合と同じく波長 $1.3 \mu m$ のレーザ光源を用いたが、LN のフォトリフラクティブ効果、または、光損傷 (Optical damage)とも言われる現象[13]による不安定な出力変化が現れたので、波長を光通信幹線網などでよく用いられている $1.55 \mu m$ 帯に変更し、これを避けることができた。光源・検出器部の主要な構成要素は、レーザ光源、光サーキュレータ、OE 変換器、プリアンプである。MZ-LPDA 型光電界センサは光導波路に反射型を用いているので、レーザ光源の出力光は光電界センサに導かれ、光電界センサから反射した光は検出部へ導かれるように光サーキュレータを配置している。表 4.3 に光源・検出部の性能を示す。検出部の OE 変換器とプリアンプの合計の感度である“RF 出力/光 RF 信号入力”は 1.8 GHz において約 4200 V/W である。この OE 変換器とプリアンプの性能はコスト的な観点及び MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性を考慮し 2~6GHz まで保証されているが、実質的には 1.8~8GHz において

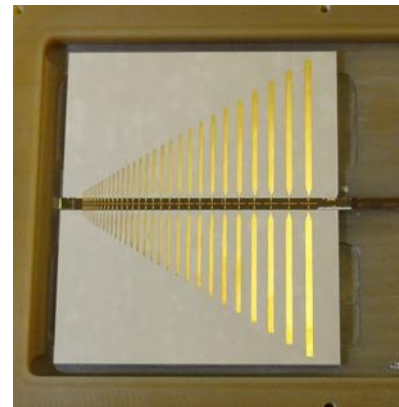
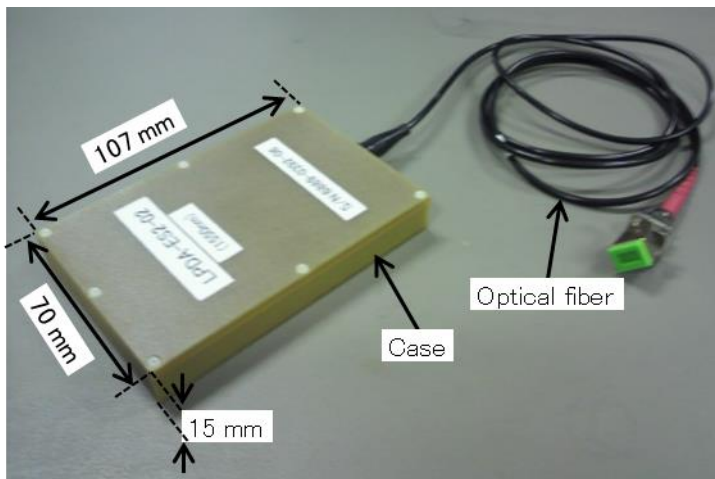
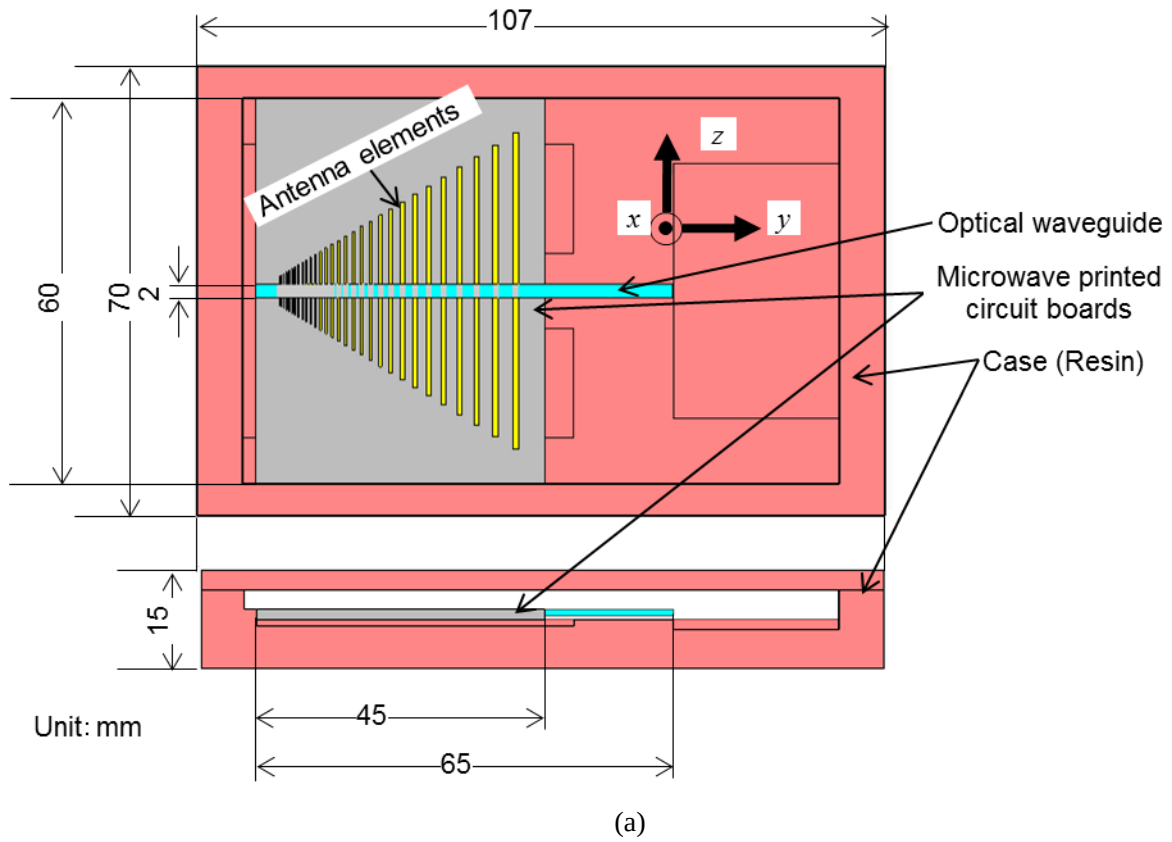


図 4.9 MZ-LPDA 型光電界センサの構造図と写真

(a) 構造図 (b) センサの全景 (c) アンテナエレメント部

Figure 4.9 Structural drawing (a), photograph of the whole view of the MZ-LPDA-Type OEFS (b) and photograph of the antenna elements (c).

表 4.2 MZ-LPDA 型光電界センサの性能

Table 4.2 Efficiency of the MZ-LPDA-type OEFS.

	Efficiency	Notes
Insertion loss	7.5dB	@ 1548nm
Half wavelength voltage of the 30 th element	12.7V _{P-P}	Impressed 1kHz
Half wavelength voltage of 30 th , 28 th , 26 th , and 24 th elements	4 V _{P-P}	Impressed 1kHz

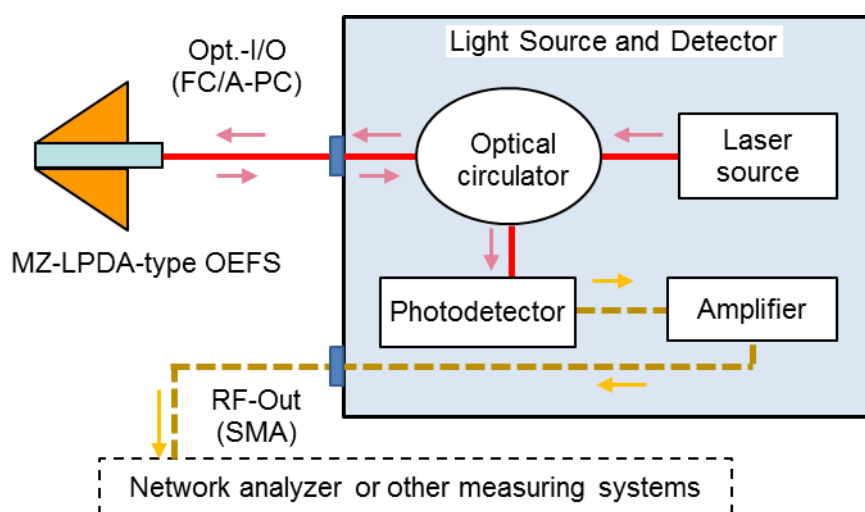


図 4.10 MZ-LPDA 型光電界センサシステム

Figure 4.10 Schematic diagram of the MZ-LPDA-Type OEFS system that is OEFS and Light Source and Detector.

表 4.3 光源・検出部の性能

Table 4.3 Efficiency of the light source and detection unit.

	Efficiency	Notes
Wavelength of the laser source	1546.58μm	@ 20mW
Maximum laser source power	13dBm	
Ripple of S21 of the photodiode and amplifier	4.1dB _{P-P}	@ From 2GHz to 8GHz
Voltage responsivity of the photodiode and amplifier	Approximately 4200V/W	

十分な性能を維持している。センサ部を含めた光源出力から OE 変換器入力部までの損失は、今回の実験に用いたものでは、15.9 dB である。

4.4.2 設計時のシミュレーションとの比較検討

前節のシミュレーション結果を基に図 4.9 に示す MZ-LPDA 型光電界センサを開発したが、設計時のシミュレーションモデルは図 4.4 に示すような高周波回路基板及びその基板上に形成したアンテナエレメントとこれに付随する電極を模擬したコンデンサの配列のみで構成されている。すなわち、設計時のシミュレーションモデルではアンテナ部分を覆っている樹脂ケースやアンテナ中央部にある EO 結晶を考慮していない。したがって、作製した MZ-LPDA 型光電界センサの実測による周波数特性と、図 4.8 の往復を合計した設計時のシミュレーションモデルによる周波数特性には後述するように誤差がある。そこで、図 4.9(a) に示す詳細なシミュレーションモデルを用いて、これらの周波数特性の違いを明らかにする。なお、電極部分をコンデンサとしてモデル化することについては設計時のシミュレーションと同様である。

そこで、4.3.4 節の図 4.8 に示す設計時のシミュレーションと同様に計算し、詳細なシミュレーションモデルを用いた MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性 “Covered case” を図 4.11 に示す。比較のために設計時のシミュレーションモデルを用いた場合 “No-covered case”，実測による場合 “Measurement (MZ)” も併記し、それぞれの最大値を 0dB としている。なお、実測は基本的には図 2.6 と同様の測定システムであるが、光シグナルアナライザに代えて、マイクロ波ネットワークアナライザ(Agilent PNAE8363B)を用いて測定した。

1.8～2.2GHz における設計時のシミュレーションの感度は 6～13dB のリップルである。しかし、これと同じ周波数範囲で詳細なシミュレーションの感度は実測による感度と同じ程度の約 3dB のリップルとなっている。2.2～3.8GHz においては、詳細なシミュレーション、設計時のシミュレーション及び実測による感度は、ほとんど同じ傾きである。詳細なシミュレーションと実測による感度は、約 4.4GHz で感度の低下がみられ、3.8～6GHz においては、詳細なシミュレーションと実測による感度は、同じような変化を示す。しかし、同じ周波数範囲で、設計時のシミュレーションでは 5dB のリップルを持つが感度の降伏はみられない。6～8GHz においては、詳細なシミュレーションの感度は実測結果より 2～6dB 小さいが、実測結果と同じような変化を示す。しかし、設計時のシミュレーションでは、約 6.8GHz で感度の降伏がみられる。このように、詳細なシミュレー

シミュレーションは、設計時のシミュレーションに比較して MZ-LPDA 型光電界センサの実測結果とよく一致している。

また、MZ-LPDA 型光電界センサの最少受信電界強度は、4.5 項で述べるように 3mV/m であることから、SW-LPDA 型光電界センサに比較して 30dB 向上している。

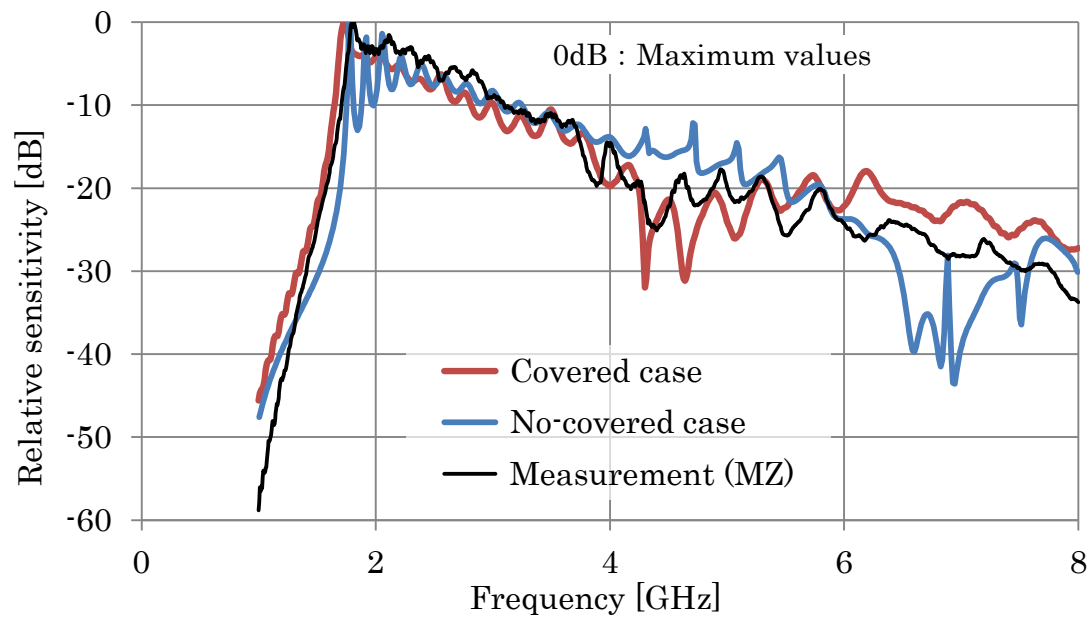


図 4.11 シミュレーション及び実測による MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性
Figure 4.11 Calculated and measured frequency responses of the MZ-LPDA-type OEFS.

4.5 MZ-LPDA 型光電界センサの感度と EMI 規格値

4.4.2 節で述べた実測による MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性を基に、マイクロ波ネットワークアナライザ(Agilent PNAE8363B)を用いた測定システムにおける MZ-LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度を求めた。通常のアンテナでは、最小受信電界強度 $E_{\min}$ [dB μ V/m] は、測定システムのノイズレベル NL [dB μ V] , アンテナファクタ AF [dB /m]及びケーブルなどの測定システムの損失 $Loss$ [dB]から

$$E_{\min} = NL + AF + Loss \text{ [dB}\mu\text{V/m]} \quad (4.15)$$

と表される。この関係を用いて、 AF が既知である従来のアンテナ DRGA3115 の実測値、及び、半波長共振ダイポールアンテナの理論値によるそれぞれの最小受信電界強度を算出し、図 4.12 に MZ-LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度と併せて示す。各アンテナは同軸ケーブル 20m (SUCOFLEX 106; 15 m + SUCOFLEX 104; 5 m) を接続した状態である。MZ-LPDA 型光電界センサも 20m の延長光ファイバケーブルを用いているが、この長さは伝送損失にはほとんど影響しない。このように、MZ-LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度は最も感度の高い 1.8GHz では、3mV/m となった。この性能は、目標性能 9.5mV/m に対して 10dB 向上しており、SW-LPDA 型の最少受信電界強度 100mV/m に比較して 30dB 向上している。応答周波数を、最も感度の高いところから 20dB 低い範囲とすれば、約 1.5～6.0GHz であり、最も感度の高いところから 30dB 低い範囲とすれば、約 1.4～8.0GHz となった。また、ダイポールアンテナの理論値に比較して感度は低い、平均で 10dB 以内の差となっている。

表 4.4 に CISPR22 のクラス B 情報技術装置の放射妨害波の尖頭値許容値を示す[3], [4]。この場合、測定距離 3m であることが求められているが、測定距離換算式も示されており、ノイズ対策のために距離 30cm で測定を行うとすれば、表 4.4 に示すとおり、20dB 大きな最小受信電界強度であっても許容値までの測定が可能である。図 4.12 に距離 30cm に換算した尖頭値許容値を示す。図 4.12 からわかるとおり、1.6GHz 以上の周波数で、この尖頭値許容値に比較して小さな電界を検出することが可能であり、中でも、1.7～4.1GHz においては、この尖頭値許容値に対して、6dB の余裕を持っている。しかも、30cm よりもさらに近づけることが可能であり、例えば、15cm まで近づけるとすれば、1.6GHz 以上の周波数で、この尖頭値許容値に対して、6dB の余裕をもっている。

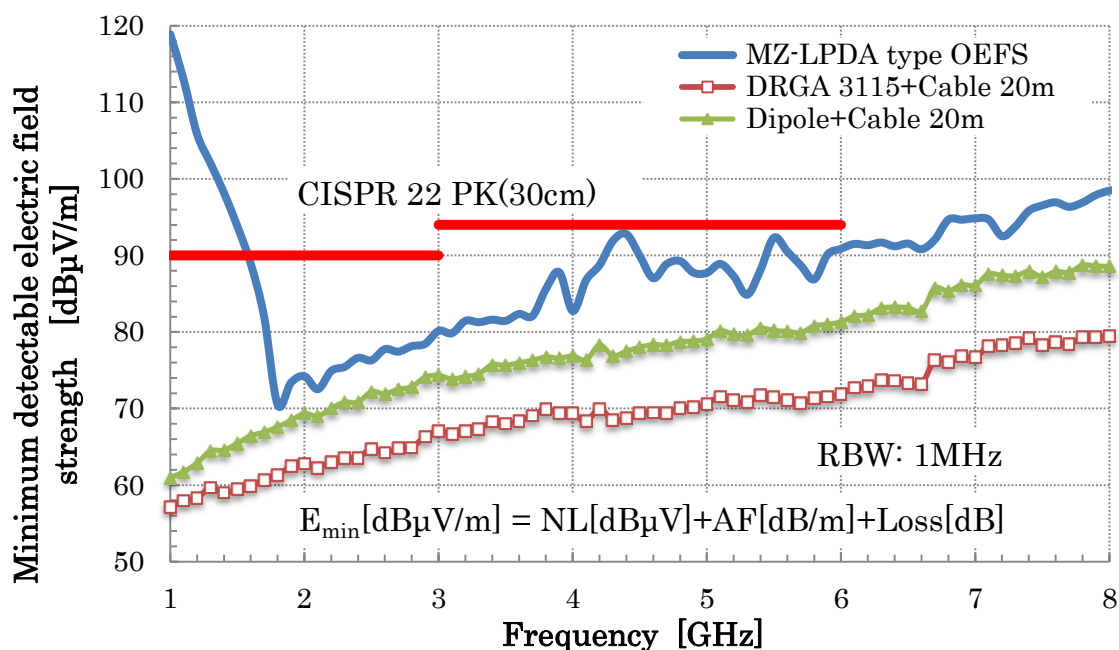


図 4.12 MZ-LPDA 型光電界センサ, DRGA 及びダイポールアンテナの最小受信電界強度

Figure 4.12 Minimum detectable electric field strengths of the MZ-LPDA type OEFS, a DRGA and dipole antennas.

表 4.4 クラス B 情報技術装置の放射妨害波の許容値[3],[4]

Table 4.4 Limits for radiated disturbance of Class B ITE.

Frequency range [GHz]	Peak limit [dBμV/m]	
	Measurement distance of 3 m	Measurement distance of 30cm
1 to 3	70 (≒ 3 mV/m)	90 (≒ 30 mV/m)
3 to 6	74 (≒ 5 mV/m)	94 (≒ 5 mV/m)

NOTE: Conversion factor is $E_{3m} = E_{dm} + 20 \log(d/3) \text{ dB}\mu\text{V/m}$,

and d is measurement distance of d m.

4.6 むすび

前章の結果，LPDA 型光電界センサの広帯域性が確認できたので，さらなる高感度化，及び，実用化に向けての低コスト化のために，次に示す改良を加えた新たな光電界センサの設計・試作を行った．改良の具体的な項目は，① 偏光状態が安定で，かつ，変調効率を高めることができるマッハツェンダー型光導波路としたこと．② 光電界センサとしての操作性を向上させ，また，往路と復路の導波光が強め合う関係とすることで感度の向上が期待できる反射型光導波路としたこと．③ 半波長共振による感度の連続性の確保，及び，設計の妥当性を評価するため，シミュレーションと実測との比較対照が可能な程度のエレメント数とする必要があることから，エレメント数を 30 対としたこと．④ また，隣り合うエレメントで変調が強め合う関係となる交差給電としたことである．さらに，これまでは，EO 結晶を安価な回路基板に置き換え，アンテナ部分に回路基板を用いる別体方式を採用した．

このような改良を行い，試作した MZ-LPDA 型光電界センサは，長さ 4.6～49.2mm の 30 対のアンテナエレメントが，45mm×60mm×1.6mm の高周波用回路基板に装荷されており，センサ全体の寸法は 107mm×70mm×15mm である．その性能は，目標を約 10dB 上回る最小受信電界強度 3mV/m を達成し，応答周波数は，最も感度の高いところから 30dB 低い範囲とすれば，約 1.4～8.0GHz となった．このように，マイクロ波帯域における高感度かつ広帯域な光電界センサを作製することができた．また，LPDA 型光電界センサの詳細なモデルを用いたシミュレーション結果が，実測値と良好に一致することがわかり，第 2 章で検討した位相変化量の計算式の妥当性を明らかにした．

最後に，LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度は，1.7～4.1GHz では，測定距離を 30cm とした場合の，CISPR 22 尖頭値許容値よりも 6dB 以上の余裕をもっていることを示し，第 5 章の応用につながる性能を有することについて述べた．

第 5 章

光電界センサの応用

5.1 はじめに

高感度かつ広帯域な特性を有する MZ-LPDA 型光電界センサの応用として、第 1 章序論で述べたように EMC 対策のための電界計測を提案した。光電界センサは、伝送線路が光ファイバに置き換えられているために侵襲性に優れていることから、ノイズ発生源に近づけて実施しなければならないその探索には有利である。また、高感度化によって、RBW を広くとることが可能であり、最小受信電界強度は、1.7~4.1GHz では、測定距離を 30cm とした場合の、CISPR 22 尖頭値許容値よりも 6dB 以上の余裕をもっている[3], [4]。本章では、この特性を活かし、まず、被試験機器であるパソコンから発生するノイズ信号の周波数特性を示す。さらに、三次元エミッション測定装置にこの光電界センサを組み込み、三次元電界分布測定が可能であることを示すと同時に、ノイズ発生源の特定に応用できることを示す。

次に、LPDA 型光電界センサがマイクロ波の強度だけでなく、位相も正確に捉えることができることから、自由空間透過法による誘電率測定での応用について述べる。ここでは、これまでの報告においては 4~6GHz の測定周波数範囲であったが[29]、低周波側に測定周波数範囲を広げ 2~6GHz とし、さらに、測定距離を短縮できる可能性を示す。

さらに、LN 上に形成したアンテナは、光導波路を用いることによって、電氣的な接触なしにアンテナの特性を評価することができる。したがって、アンテナを装荷した光電界センサの特性を評価することは、アンテナの評価そのものに应用することでもある。ここでは、MZ-LPDA 型光電界センサの非対称な指向性から、電極に形成されている開口の影響を明らかにする。

5.2 放射ノイズ測定への応用

5.2.1 マイクロ波帯域におけるノイズ測定

被試験機器である電子機器から放射される電磁波ノイズの測定の中で、マイクロ波帯域の電磁界放射測定には広帯域な特性を有するダブルリッジドガイドホーンアンテナ (DRGA) が用いられることが多い。そのようなアンテナを用いて EMC 規格に基づく測定を行った際に、基準を超えるレベルのノイズを検出した場合には、その発生場所を特定し原因を除去する対策が必要である。そのノイズ対策を行うためには被試験機器に電界センサを近づける必要があるが、DRGA など伝送線路に同軸ケーブルを使用している従来の測定系アンテナを被試験機器に近づけ過ぎると、アンテナそのものが被試験機器の電磁界特性に影響を与える。LPDA 型光電界センサは伝送線路が光ファイバであり、アンテナエレメント以外には金属部分がないことから被測定空間に電磁気的な擾乱を与えることがほとんどなく、センサを近づけることによって被試験機器の電磁界特性にほとんど影響を与えない。

1GHz 以上の CISPR 22 クラス B 情報技術装置の放射妨害波の尖頭値許容値は、表 4.4 に示すとおりである。また、図 4.12 から、MZ-LPDA 型光電界センサは、1.7~4.1GHz では、測定距離を 30cm とした場合の、CISPR 22 尖頭値許容値よりも 6dB 以上の余裕をもっていることがわかる。ここでは、電子機器として代表的なパソコンから放射される電磁波の強度を MZ-LPDA 型光電界センサを用いて測定した。なお、このパソコンのクロック周波数は 2.6 GHz である。その測定状況を図 5.1(a) に示す。図 5.1(b) に、マイクロ波スペクトラムアナライザ (Agilent ESA E4407B) により測定した結果を示す。クロック信号はスペクトラム拡散されているので、クロック信号に起因するノイズを測定するには、掃引型のスペクトラムアナライザでは、測定器のノイズレベルの上昇を犠牲にして RBW を広く設定しなければならない。この測定では、周波数範囲を 1.7~6GHz、RBW を 1 MHz、また、Max Hold に設定し測定した。図 5.1(b) では、顕著なノイズ信号を受信した 1.7~3.5GHz について示す。1.8GHz 及び 2.6GHz では、それぞれ S/N 比で約 14dB 及び 11dB 大きいノイズ信号を受信した。なお、3.5GHz 以上では、測定結果が測定システムのノイズレベルと同等であったので表示を省略した。

図 5.1(c) に測定結果を電界強度に換算して表示した。したがって、このグラフは、センサ位置におけるノイズ信号の電界強度を表している。この図では、ク

ロック周波数の 2.6GHz が最も大きな値であり，次いで，1.75GHz のノイズ信号である．いずれも，90dB μ V/m ($\simeq$ 30mV/m) に近い値であるが，測定距離が約 15cm であることから，このパソコンのノイズ信号は尖頭値許容値に比較して約 6dB 小さい．すなわち，パソコンの筐体を外した状態であっても，規制値を逸脱しないことが推定できる．このように MZ-LPDA 型光電界センサは受信感度が向上したことにより，パソコンから放射されるような微弱なノイズ信号であっても測定が可能である．

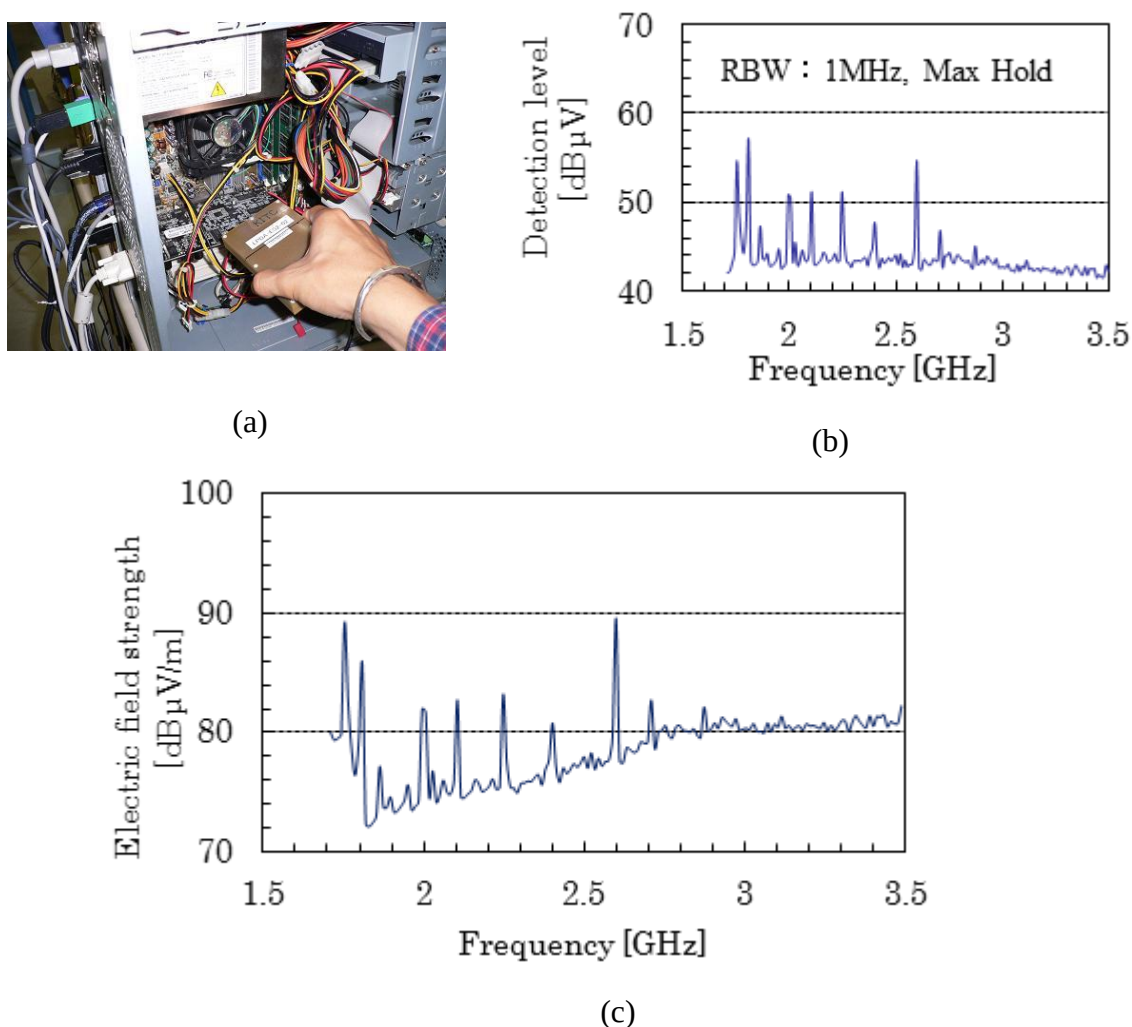


図 5.1 PC の EMI 測定，(a)：測定の状況，(b)：測定結果
(c) 電界強度表示

Figure 5.1 EMI measurements for a personal computer; (a) photograph in the measurement, (b) result of the EMI measurement and (c) display by the electric field strength.

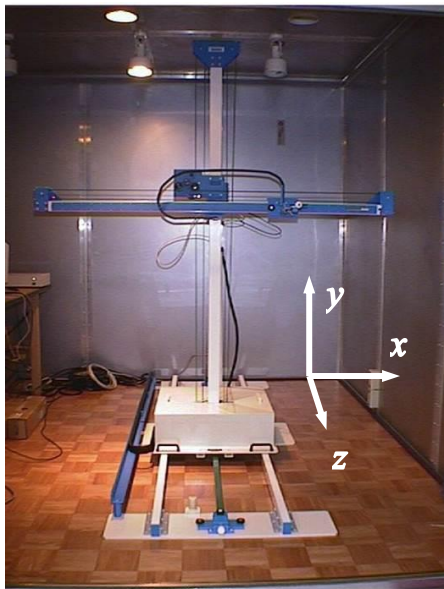
5.2.2 三次元電界分布測定

電子機器から放射される不要電磁波を低減するために、回路設計の段階で試作した回路基板の近傍電磁界分布を測定することは EMC 対策に有効であり[7]、この場合、二次元的な電磁界分布測定が行われていることが多い。しかし、二次元的な測定では、被試験体は回路基板など平面的なものに限られる。

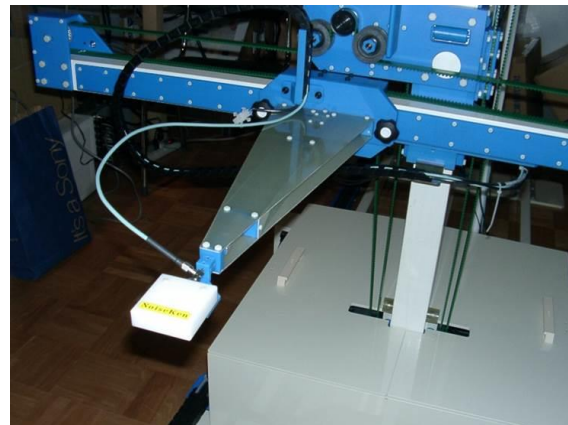
そこで、図 5.2 に示す三次元エミッション測定装置を用いることによって、電磁界放射を三次元的に捉えることが可能となり、三次元的な放射パターンから不要な電磁波の発生源の特定に応用できる可能性がある。この装置では、 x, y, z 軸において、それぞれ 1m ずつ可動させることができる。また、被試験機器に暴露する部分では、センサヘッドのアンテナ部分や同軸ケーブル以外については、ほとんど金属を用いておらず、被測定空間に電磁気的な擾乱を与え難い構造となっている。MZ-LPDA 型光電界センサは小型・軽量であるので、図 5.2(b)のセンサヘッド部をこれに置き換え取り付けることが可能である。

本研究では図 5.2 に示す三次元エミッション測定装置のセンサヘッドとして MZ-LPDA 型光電界センサを用い、図 5.1 と同じパソコン内部から放射される電磁波の電界強度分布を測定した。

Source : NOISE LABORATORY CO., LTD.



(a)



(b)

図 5.2 三次元エミッション測定装置 (EPS-01A) ,
(a) : 全景 (背面) , (b) : センサヘッド部

Figure 5.2 Whole view of back face (a) and sensor head part (b) of the three-dimensional emissions measurement equipment (EPS-01A).

図 5.3 に、前面 5cm から $x: 0.5\text{m} \times y: 0.5\text{m} \times z: 1\text{m}$ の空間の 1.8GHz における電界分布を示す。測定ステップは 10cm であり、補間により電磁界分布を可視化している。x-y 平面は前面 5cm の $z=0$ の位置である。最も電界強度の大きいところでは、82.35dB $\mu\text{V/m}$ の測定電界となった。x-z 平面及は $y=0$ 、y-z 平面は $x=0$ を基準に切り出した。ケーブルからのノイズ放射の場合、インピーダンスが変化するコネクタ部分からの放射が最も考えられ、この測定結果からも放射源が 2 箇所であること及びその位置から、1.8GHz のノイズ信号は S-ATA ケーブルからの放射であると考えられる。また、2 箇所の放射源のうち、x-y 面で上側の放射は上方へ伝播しており、下側の放射は z 方向へ伝播していると考えられる。このように、ノイズ信号の伝搬方向がわかる。さらに、近傍での測定結果は放射源の位置特定に、遠方での測定結果は、規格試験の予備測定として活用できる。

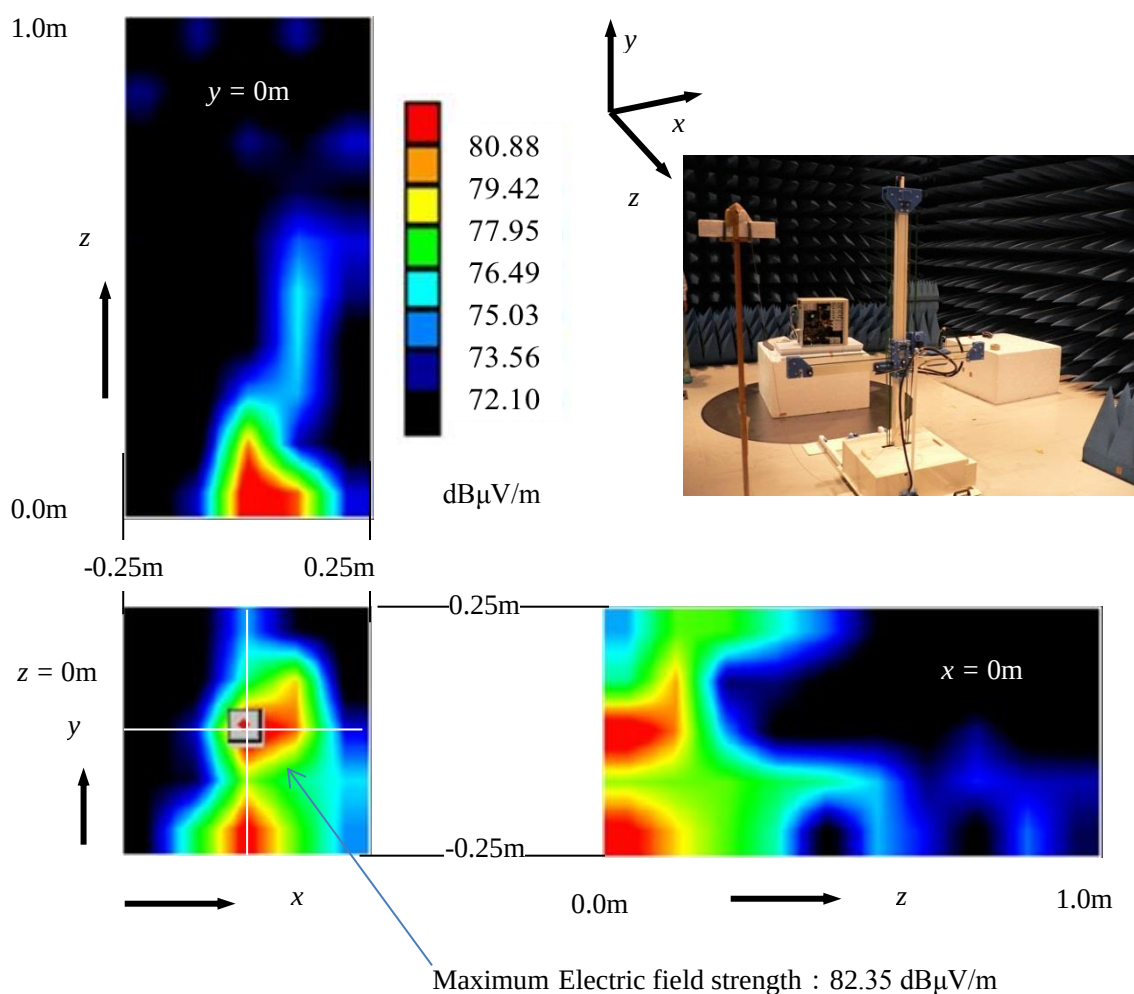


図 5.3 1.8GHz における三次元電界強度分布測定

Figure 5.3 Three-dimensional measurement of an electric field distribution at 1.8GHz.

図 5.4 に 2.6GHz における $x: 0.48\text{m} \times y: 0.48\text{m}$, z 方向には接触する位置から 5cm 離れた位置を $z=0$ とし, $z=14\text{cm}$ までの三次元電界強度分布を示す. 測定ステップは 2cm であり, 補間により電磁界分布を可視化している. 最も電界強度の大きいところでは, $86.73\text{dB}\mu\text{V/m}$ の測定電界となった. この周波数のノイズ信号は, 最も大きい電界強度の位置及びクロック周波数から推定して, 主に CPU からの放射であると考えられる.

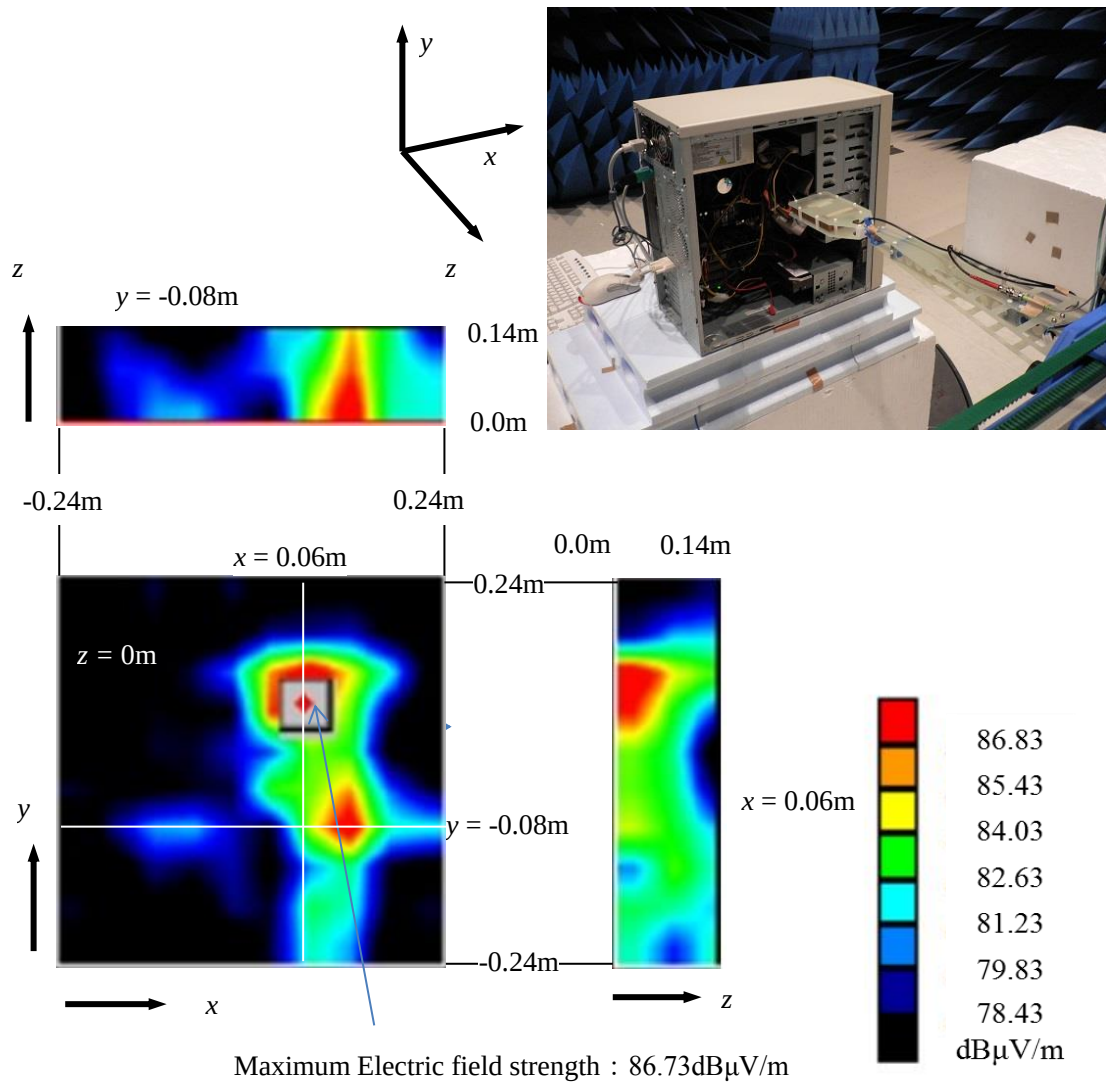
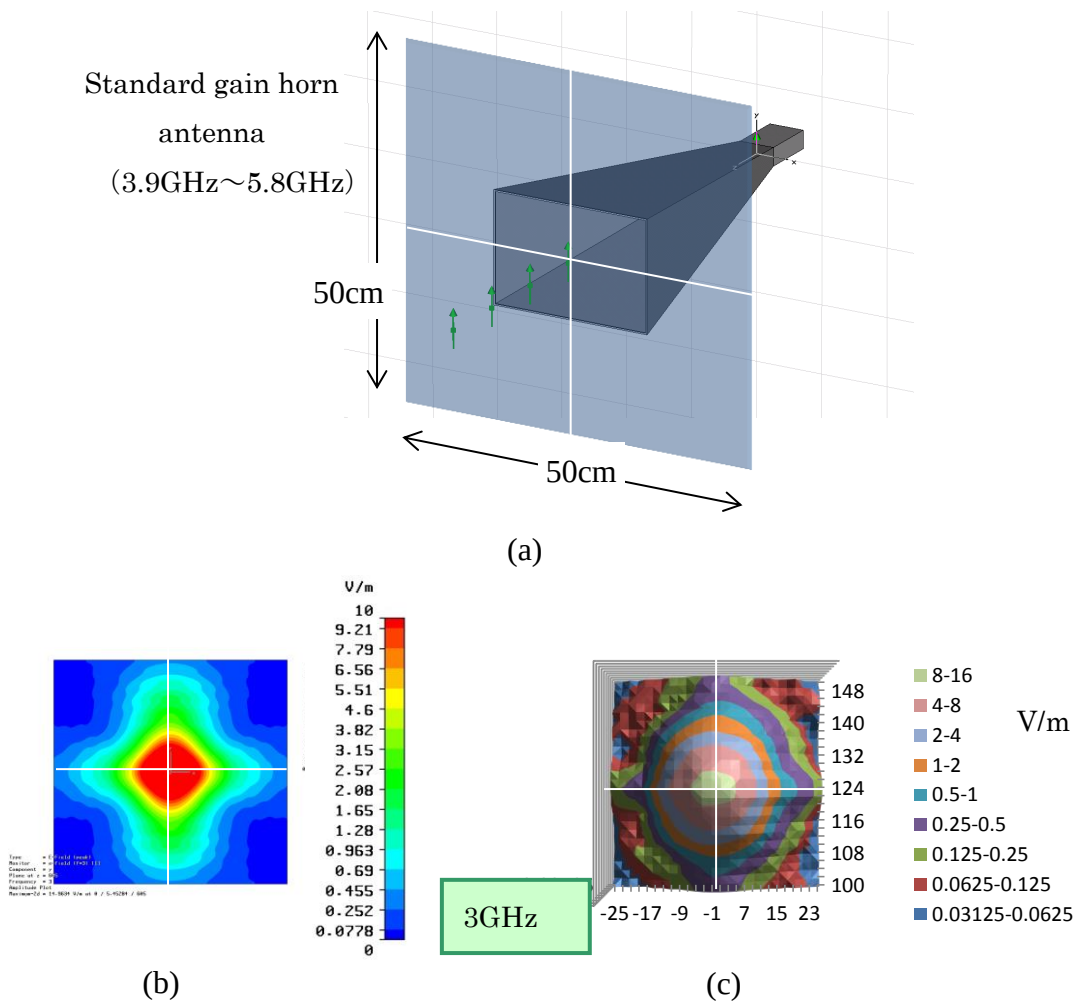


図 5.4 2.6 GHz における三次元電界分布測定
Figure 5.4 Three-dimensional measurement of an electric field distribution at 2.6 GHz.

5.3 アンテナ開口面の電界分布測定

MZ-LPDA 型光電界センサは、アンテナ開口面の電界分布測定も可能である。図 5.5 にシミュレーションによる解析結果と測定結果を示す。解析領域は、開口面の先端から 10cm の 50cm×50cm の領域である。測定は、センサの先端が開口面から 5cm の同じく 50cm×50cm の領域を測定間隔 2cm で行った。なお、測定結果の最大値は、シミュレーション結果と一致するように補正した。このように、3GHz では、シミュレーションで十字を描く方向に電界強度が少し大きくなっているが、測定結果でもそれが表れている。また、5GHz では、両者ともに、角の取れた正方形となっている。測定ではセンサの分解能が影響し、全体的に大きくなるが、電界分布の形状はよく一致していることがわかる。



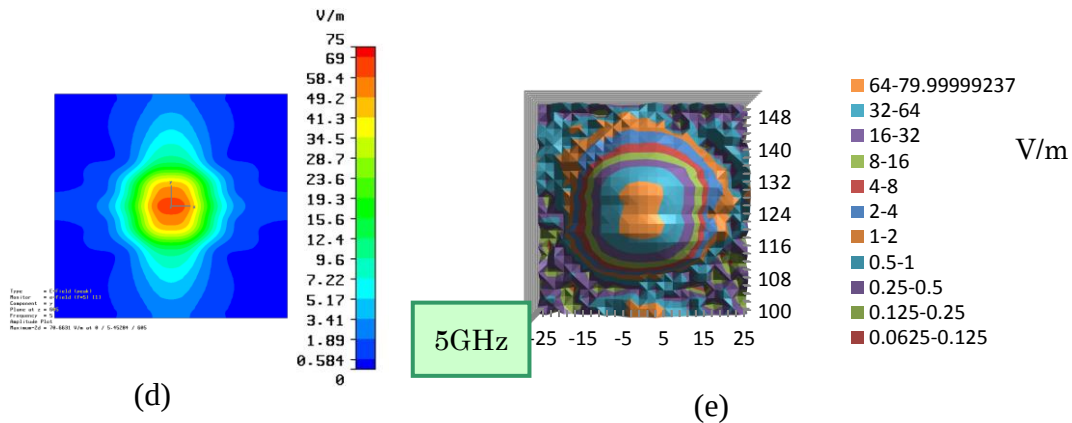


図 5.5 アンテナ開口面の電界分布測定 (a) シミュレーション領域 (b) 3GHz のシミュレーション結果 (c) 3GHz の測定結果 (d) 5GHz のシミュレーション結果 (e) 5GHz の測定結果

Figure 5.5 Calculating area (a), calculated results at 3GHz (b), measured result at 3GHz (c), calculated results at 5GHz (d) and measured result at 5GHz (e) of electric field distribution of an antenna aperture plane.

5.4 誘電率測定への応用

LPDA 型光電界センサは、電界強度だけではなく位相も測定可能であり、受信機能としては、通常のアンテナと同様に扱うことができる。そこで、特に、この位相を正確に測定できる機能を活かし、ここでは LPDA 型光電界センサを自由空間透過法による複素誘電率の測定において、受信側のアンテナとして利用することを提案する。光電界センサは、同軸ケーブルに代わって光ファイバで測定器とセンサ部をつなぐことができ、かつ、光電界センサは、アンテナエレメント以外には金属を用いないため、被測定空間に擾乱を与え難い。さらに、光電界センサは線状アンテナを用いているために測定距離を短くできる可能性がある。本項では、テフロン (PTFE) 及びベークライトを例に複素誘電率の測定について、光電界センサを利用した測定法の有効性を示し、さらに、測定距離の短縮の可能性について示す。

5.4.1 測定方法

測定は、3m 法用電波暗室内で行い、ネットワークアナライザ(E8363B)を中心に、送信側にはアッテネータを介してダブルリッジガイドホーンアンテナ

(DRGA) を用い、受信側には光電界センサ本体と光源・検出部を用い、その RF 出力をネットワークアナライザのポート 2 に導いた。この測定システムを図 5.6 に示す。なお、送信アンテナと試料間の距離を l_1 とし、試料と光電界センサ又は受信アンテナ間の距離を l_2 とする。測定距離が長い場合には、送信アンテナとして DRGA (BBHA 9120 LFA, 寸法 : w267mm×d407mm×h182mm), 測定距離が短い場合には、送信アンテナとして DRGA (MDH0218, 寸法 : w 100mm×d 100mm×h 65mm)を用いた。

測定距離を検討する際、アンテナの遠方界条件を考慮する必要がある。報告 [42]では、アンテナ校正の際、測定距離が有限の場合、測定誤差を抑えるためには、被校正アンテナの開口面上に到来する波面の振幅分布が一様でなければならないとされている。そこで、対向アンテナを点波源とし、供試アンテナの最大開口寸法を D 、マイクロ波の波長を λ とすれば、測定誤差を 0.05 dB 以下になるときのアンテナ間距離 l は、次式で表すことができる。

$$l \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad (5.1)$$

自由空間透過法による誘電率測定の際においても、試料とアンテナ間の距離がこの l であればアンテナの遠方界条件を満たすと考えられる。そこで、測定最

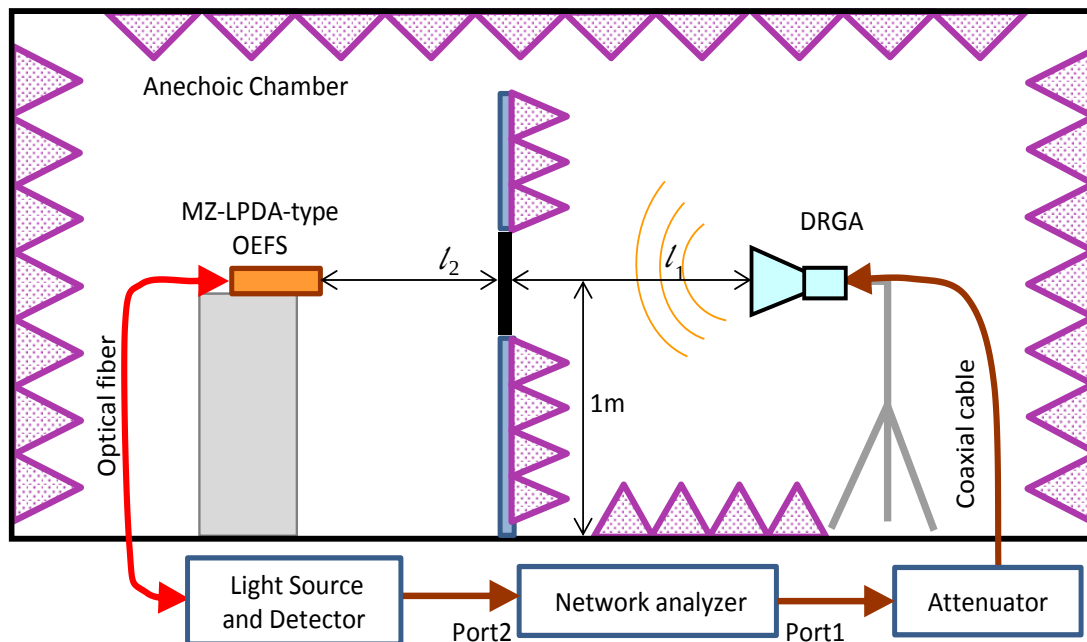


図 5.6 自由空間透過法による測定系
Figure 5.6 Measurements system for free space transmission methods.

大周波数が 6GHz であることから $\lambda=50\text{mm}$ であり、DRGA (BBHA 9120 LFA) の場合は、 $D=267\text{mm}$ であるので、 $l \doteq 2.85\text{m}$ である。また、DRGA (MDH0218) の場合は、 $D=100\text{mm}$ であるので、 $l=0.40\text{m}$ である。

一方、MZ-LPDA 型光電界センサの場合、図 4.6 に示すとおり、例えば 6.5GHz では、半波長共振している 13 番目のエレメントの他に、 $3\lambda/2$ 共振していると考えられる 24 番目のエレメントも感度に影響している。そのため、MZ-LPDA 型光電界センサは、単純な線状アンテナとしてみなすことができない。したがって、高調波共振しているアンテナエレメントの影響を考慮する必要がある。そこで、式(5.1)を準用すると、アンテナエレメントの最大寸法が 49.2mm であるので、これを D と見なせば、 $l \doteq 0.097\text{m}$ となる。このように、LPDA 型光電界センサではアンテナと試料間の距離を短縮できる可能性がある。

そこで、測定距離を長くする場合には、テフロン及びベークライトの $30\text{cm} \times 30\text{cm}$ 、厚さ 5mm の試料について、図 5.7 に示すように、 l_1 を電波暗室の寸法上の制約により、式(5.1)から得られる距離よりもやや短い 2m 、 l_2 を 1.5m として測定を行った。このとき、マイクロ波の回り込みを防ぐために、 $25\text{cm} \times 25\text{cm}$ の

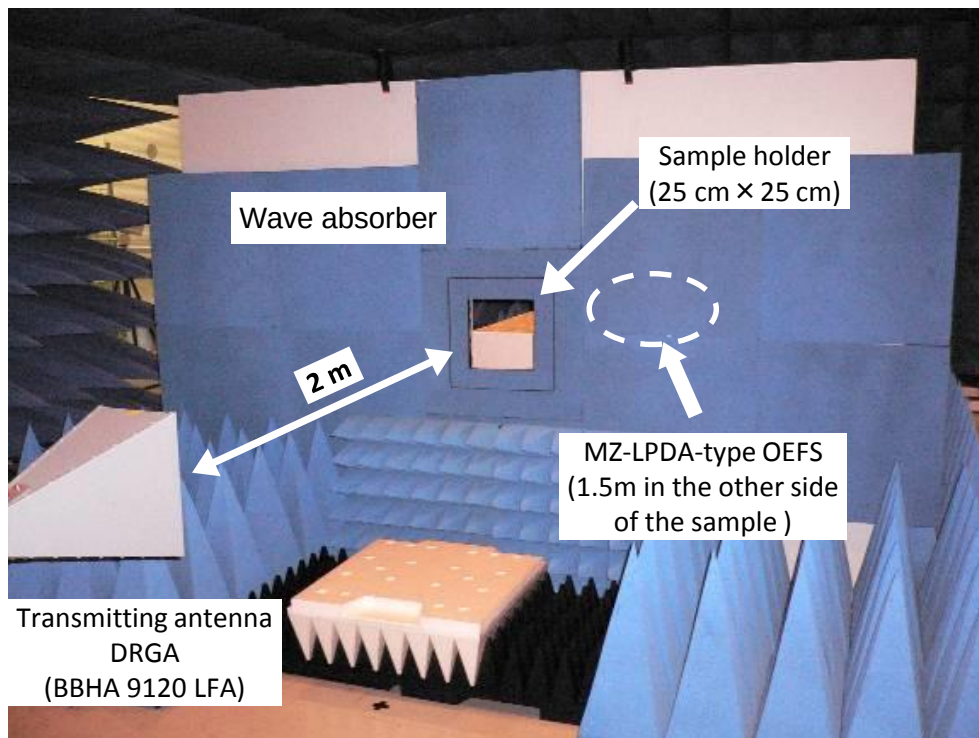


図 5.7 自由空間透過法による測定系の写真 ($l_1 : 2\text{m}$, $l_2 : 1.5\text{m}$)
 Figure 5.7 Photo of the measurements system for free space transmission methods ($l_1 : 2\text{m}$, $l_2 : 1.5\text{m}$).

試料挿入口の周囲には電波吸収体を配置した。短い測定距離の場合には、テフロン及びベークライトの $50\text{cm} \times 50\text{cm}$ 、厚さ 5mm の試料について、図 5.8 に示すように、 l_1 を式(5.1)から得られる距離よりも短い 30cm 、 l_2 を 30cm として測定を行った。この場合には、距離を短くし、かつ、試料サイズを大きくすることによって、マイクロ波の回り込みを防ぐことができるので、電波吸収体を配置していない。いずれの場合も、光電界センサと試料間は十分な距離を確保している。

自由空間透過法では、最初に、試料がない状態でスルー校正を行い、試料を設置した場合の透過係数 S_{21} の振幅と位相を測定し、伝送線理論に基づき、ニュートン法により複素誘電率を推定する[43]。ただし、本研究では透過係数測定の際、ネットワークアナライザのタイムゲート機能により、不要な反射波を除去し、測定精度の向上を図った。

また、本手法の有効性を検討するための参考として、 $50\text{cm} \times 50\text{cm}$ 、厚さ 5mm の試料について、 $5.4\text{GHz} \sim 8.4\text{GHz}$ 用標準ホーンアンテナを送受信アンテナとし、材料定数測定ソフト 85071E を用いた GRL 校正による自由空間法測定の 5.8GHz における測定を、推奨されている測定距離である l_1 を 30cm 、 l_2 を 30cm で行った。

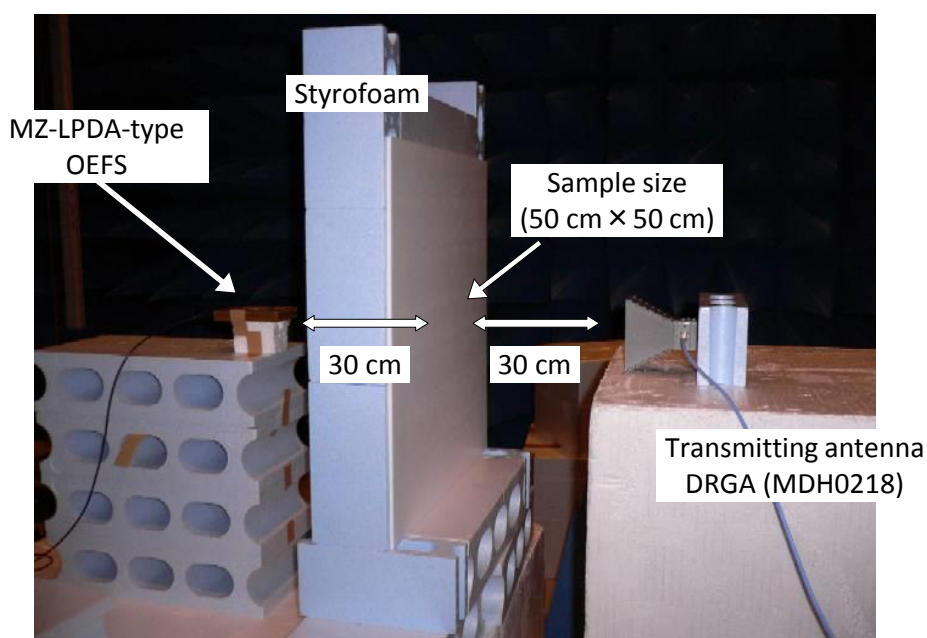


図 5.8 自由空間透過法による測定系の写真 ($l_1: 30\text{cm}$, $l_2: 30\text{cm}$)
Figure 5.8 Photo of the measurements system for free space transmission methods ($l_1: 30\text{cm}$, $l_2: 30\text{cm}$).

5.4.2 測定結果

図 5.9 にテフロン（PTFE）の複素比誘電率測定結果を示す．短い測定距離で行った試料寸法 50cm×50cm の場合は，複素比誘電率を近似直線から求めると，5.8GHz において， $2.16-j0.07$ となった．長い測定距離で行った試料寸法 30cm×30cm の場合は，同じく複素比誘電率を近似直線から求めると，5.8GHz において， $2.00-j0.06$ となった．これを，5.8GHz における参考値である $2.04-j0.01$ と比較すると，いずれも，誤差は少なかった．

図 5.10 にベークライトの複素比誘電率測定結果を示す．短い測定距離で行った試料寸法 50cm×50cm の場合は，誘電率の周期的な変動が見られるが，複素比誘電率を近似直線から求めると，5.8GHz において，複素比誘電率は， $3.78+j0.37$ となった．長い測定距離で行った試料寸法 30cm×30cm の場合は，同じく複素比誘電率を近似直線から求めると，5.8GHz において， $3.74+j0.30$ となった．5.8GHz における参考値 $3.73-j0.26$ との誤差は，テフロン同様に少なかった．

このように，LPDA 型光電界センサは誘電率測定に必要な精度でマイクロ波の位相を捉えることが可能であり，LPDA 型光電界センサを利用した複素比誘電率測定では測定距離を短縮できる可能性がある．

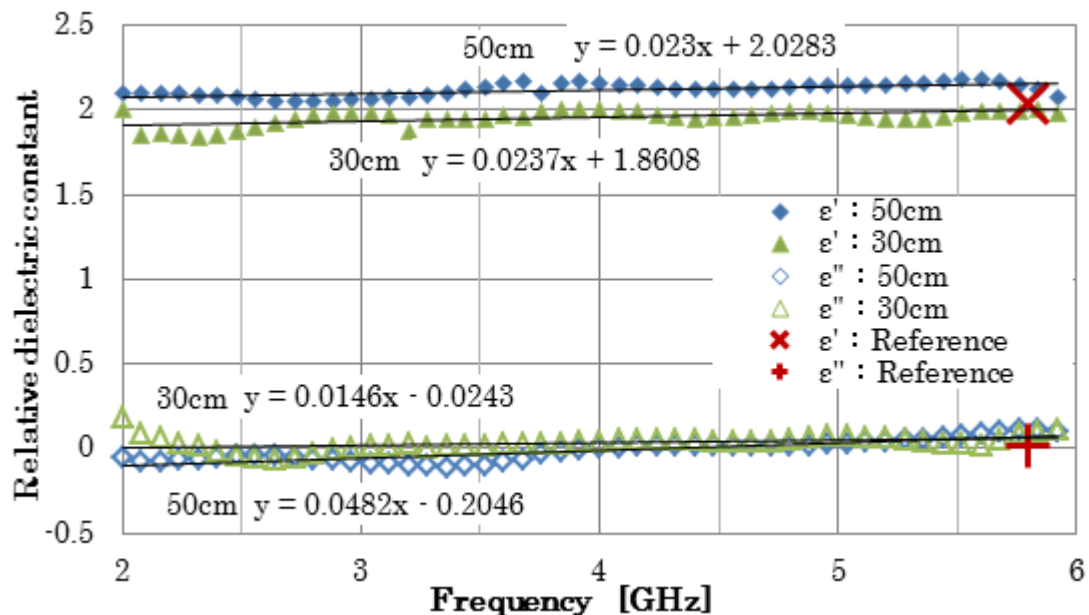


図 5.9 テフロン（PTFE）の比誘電率

Figure 5.9 Relative dielectric constant of polytetrafluoroethylene (PTFE).

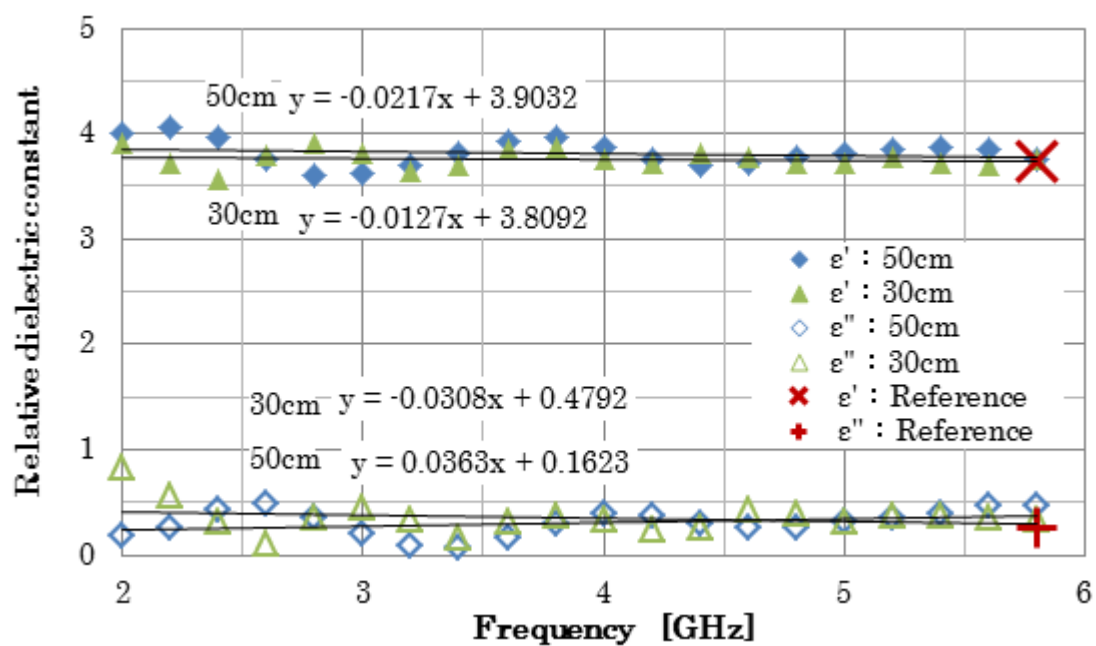


図 5.10 バークライトの比誘電率
Figure 5.10 Relative dielectric constant of bakelite.

5.5 電極構造と指向性の関係

LN 上に形成したアンテナは、光導波路を用いることによって、電氣的な接触なしにアンテナの特性を評価することができる。したがって、アンテナを装荷した光電界センサの特性を評価することは、アンテナの評価そのものに応用することでもある。ここでは、MZ-LPDA 型光電界センサのアンテナエレメント、及び、これに対応した非対称な電極構造がアンテナの指向性に与える影響について明らかにする。また、アンテナ特性が一般的に可逆性を有するという事を考慮すれば、受信における指向性は送信における指向性に関係する。さらに、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いる文献[44], [45]はあるが、本研究では、電極が有する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結果が得られているので、これらについて明らかにする。

4.4.2 節で述べたように、MZ-LPDA 型光電界センサの詳細なシミュレーションモデルにより計算された周波数特性は、実測値とよく一致している。そこで、垂直偏波及び水平偏波において、MZ-LPDA 型光電界センサの実測により得られた指向性、及び、詳細なシミュレーション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、次節で示すように、垂直偏波における指向性は両者がよく一致した。これは、図 4.9(a)の立面図からわかるとおり、垂直偏波での測定方向では、詳細なシミュレーション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、水平偏波における指向性の場合、シミュレーション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。このように、シミュレーションによる指向性と実測による指向性とが一致しなかった理由は、実際の MZ-LPDA 型光電界センサでは、交差給電を採用しているため非対称となっているのに比べ、3.2.3 節で述べたように、シミュレーションモデルでは、電極をコンデンサとしてモデル化しなければならなかったために、交差給電を採用したことによる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である。そこで、以後、交差給電を採用したことによる電極の非対称性が、実測結果の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。

5.5.1 シミュレーションと実測による指向性の比較

シミュレーションは、電極部分をコンデンサとしてモデル化することも含め

て、4.4.1 節の詳細なシミュレーションモデルを用い、水平偏波及び垂直偏波について、照射するマイクロ波の方向をそれぞれ 10° 毎に変えて行った。実測では、4.4.2 節のシステムを用い、水平偏波及び垂直偏波について、それぞれ 2° 毎にマイクロ波の照射角度を変えて周波数特性を測定した。

図 5.11 に、水平偏波を照射し (E 面), MZ-LPDA 型光電界センサを回転させた場合について、詳細なシミュレーションモデルを用いて計算した結果と実測結果を示す。それぞれ、1.8GHz 及び 6GHz の結果を示し、最大値を 0dB として規格化している。この場合、光電界センサを図 4.9 (a) の x 軸を中心に回転させており、 y - z 面が水平面である。次に、図 5.12 に、垂直偏波を照射し (H 面), MZ-LPDA 型光電界センサを回転させた場合について、詳細なシミュレーションモデルを用いて計算した結果と実測結果を示す。それぞれ、1.8GHz 及び 6GHz の結果を示し、最大値を 0dB として規格化している。この場合、光電界センサを図 4.9 (a) 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 5.11(a) に示す 1.8GHz の水平偏波の結果では、 -60° から 40° までの指向性はシミュレーション結果と実測結果がよく一致している。しかし、横方向、特に 100° と 260° 方向ではシミュレーション結果と実測結果に約 15dB の差がある。その他の方向では、シミュレーション結果と実測結果は 5dB 以下の差となっている。図 5.11(b) に示す 6GHz の水平偏波の結果では、 -30° から 20° までの指向性はシミュレーション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、シミュレーション結果と実測結果が一致していない部分がある。一方、図 5.12(a) に示す 1.8GHz の垂直偏波の結果では、シミュレーション結果と実測結果がよく一致している。また、この図に示すように最も差の大きな 180° 方向でも、4.4dB 程度である。図 5.12(b) に示す 6GHz の垂直偏波の結果でも、両者はよく一致している。ここで、注目したいことは、垂直偏波においてはシミュレーション結果における非対称性と実測結果における非対称性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シミュレーション結果には表れていないことである。

詳細なシミュレーションでは樹脂ケースを考慮したことから、図 4.9(a) 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 4.9 (a) の z 軸を中心に回転させて行ったシミュレーションでは、その非対称性をシミュレーションでも十分に反映している。そのため、実測値とシミュレーション結果が図 5.12 に示すようによく一致している。一方、図 4.9(a) の平面図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

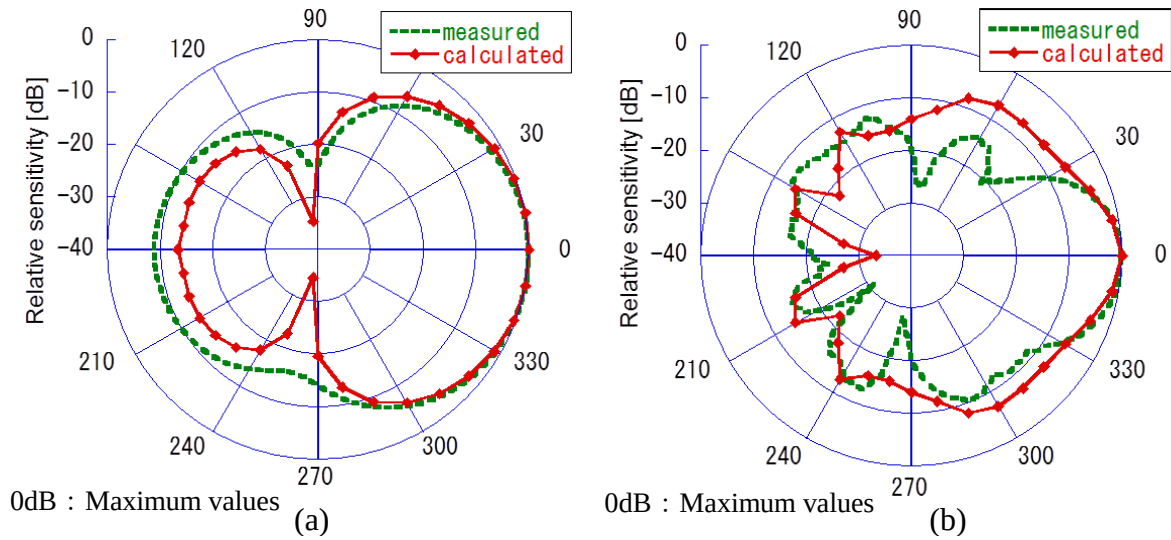


図 5.11 水平偏波での指向性 (a) 1.8 GHz. (b) 6.0 GHz.

Figure 5.11 Directional patterns at (a) 1.8 GHz or (b) 6.0 GHz with horizontally polarized microwaves.

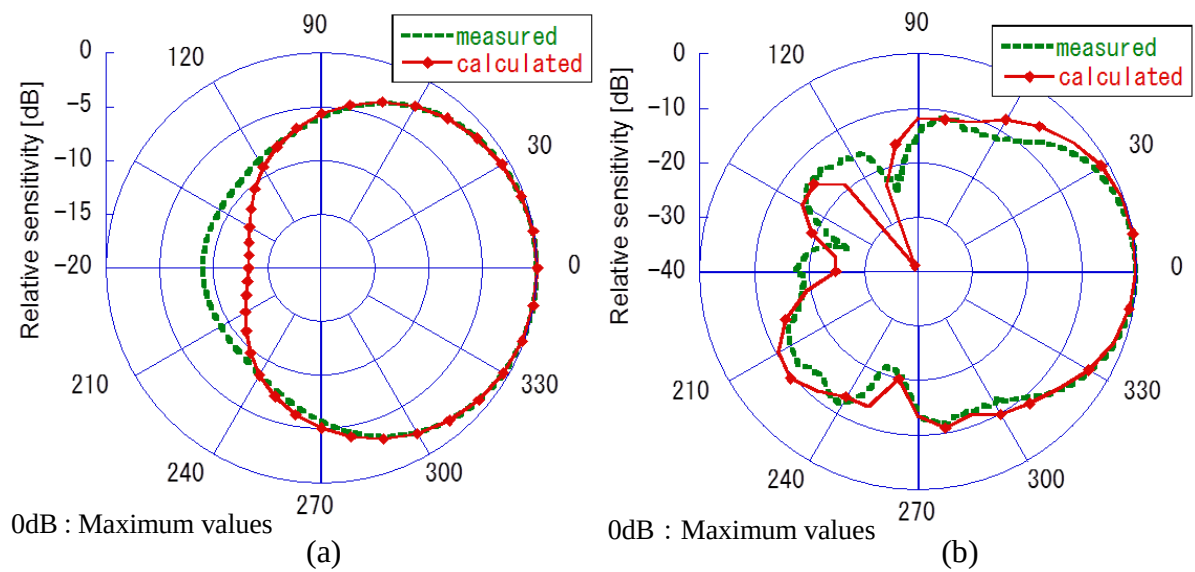


図 5.12 垂直偏波での指向性 (a) 1.8 GHz. (b) 6.0 GHz.

Figure 5.12 Directional patterns at (a) 1.8 GHz or (b) 6.0 GHz with vertically polarized microwaves.

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 5.11 の(a)及び(b)ともにシミュレーション結果は、 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い。以下、このことについてさらに検討する。

5.5.2 水平偏波の指向性における非対称性の検討

図 5.13 に、照射角度 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 5.13 の測定では、マイクロ波ネットワークアナライザ、送信に用いられるダブルリッジドガイドホーンアンテナ (DRGA)、及び、図 4.10 に示す MZ-LPDA 型光電界センサシステムで構成される測定システムを用いた。光電界センサと送信アンテナとの距離は 3m、送信アンテナは水平偏波で照射され、ネットワークアナライザの受信電圧は光電界センサ位置で電界強度が一定となるようにケーブル損失及びアンテナファクタで補正され、すべての測定は電波暗室(W7.87 m × D11.5 m × H6.66 m)で行われた。図 5.13 では、照射角度 0° における感度の最大値を 0dB 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° の場合のピークと谷が周波数 2.3~4.0GHz の間で周期的に互いと交替していることがわかる。4.2GHz 以上では高調波共振の影響が表れるので、 90° 方向の感度と 270° 方向の感度のピークと谷は不規則な変化を始める。

MZ-LPDA 型光電界センサ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、図 5.14 に、従来のログペリオディックアンテナ (SCHWARZBECK UALP 9108A1) の測定結果を示す。この測定では、スペクトラムアナライザ(Agilent E4407B)、及び、送信アンテナとして用いられる半波長ダイポールアンテナで構成されるシステムが用いられた。従来のログペリオディックアンテナから送信アンテナまでの距離、及び、その他の測定条件は、MZ-LPDA 型光電界センサの場合と同じである。ここで、送信アンテナとして半波長ダイポールアンテナを用いた理由は、仮に、送信アンテナとして受信アンテナと同じ従来のログペリオディックアンテナを用いた場合には、非対称性があつたとしても、その非対称性が相殺される可能性があるからである。図 5.14 では、図 5.13 と同様に、照射角度 0° における感度の最大値を 0dB 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 5.14 では、図 5.13 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。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。

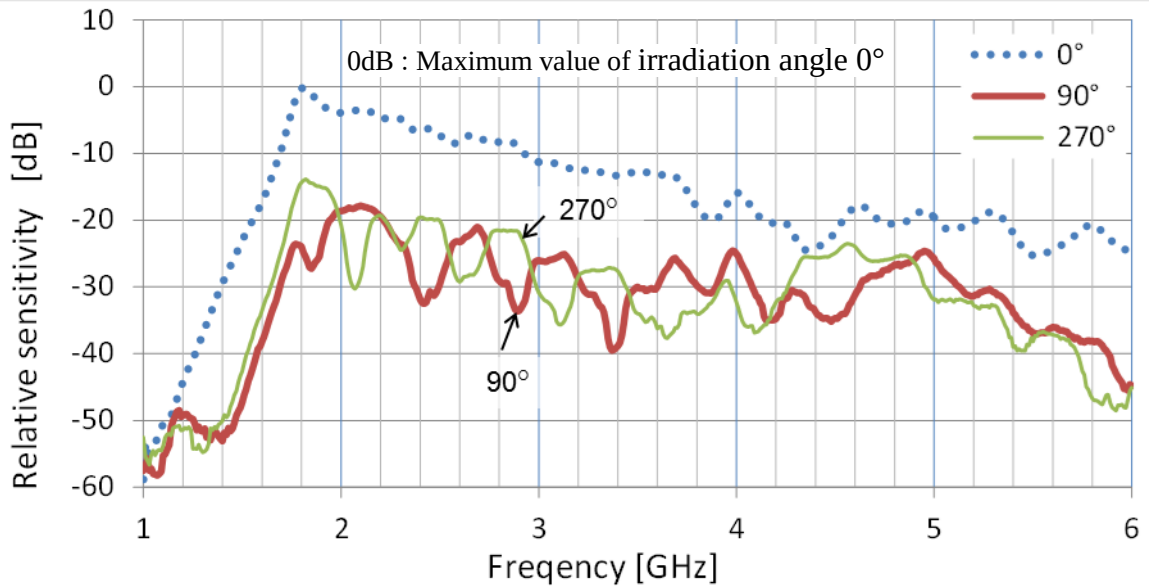


図 5.13 0°, 90°又は 270°からマイクロ波が照射された場合の MZ-LPDA 型光電界センサの周波数特性

Figure 5.13 Measured frequency responses of the improved LPDA-type OEFS in case the irradiation angle is 0°, 90° and 270°.

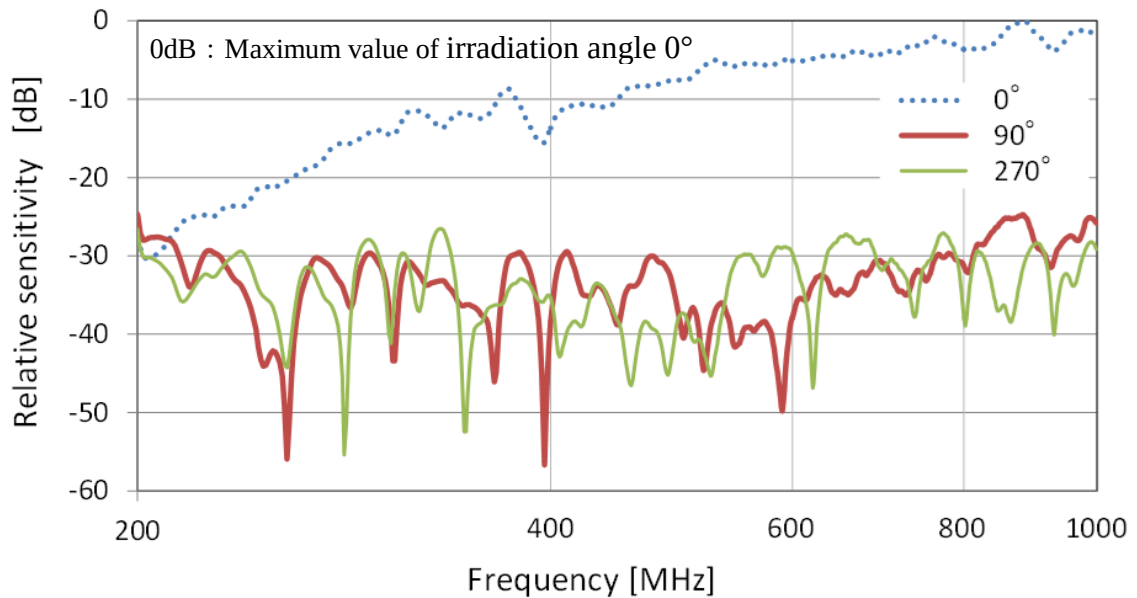


図 5.14 0°, 90°又は 270°からマイクロ波が照射された場合の従来のログペリオディックアンテナの周波数特性

Figure 5.14 Measured frequency responses of the conventional log-periodic antenna in case the irradiation angle is 0°, 90° and 270°.

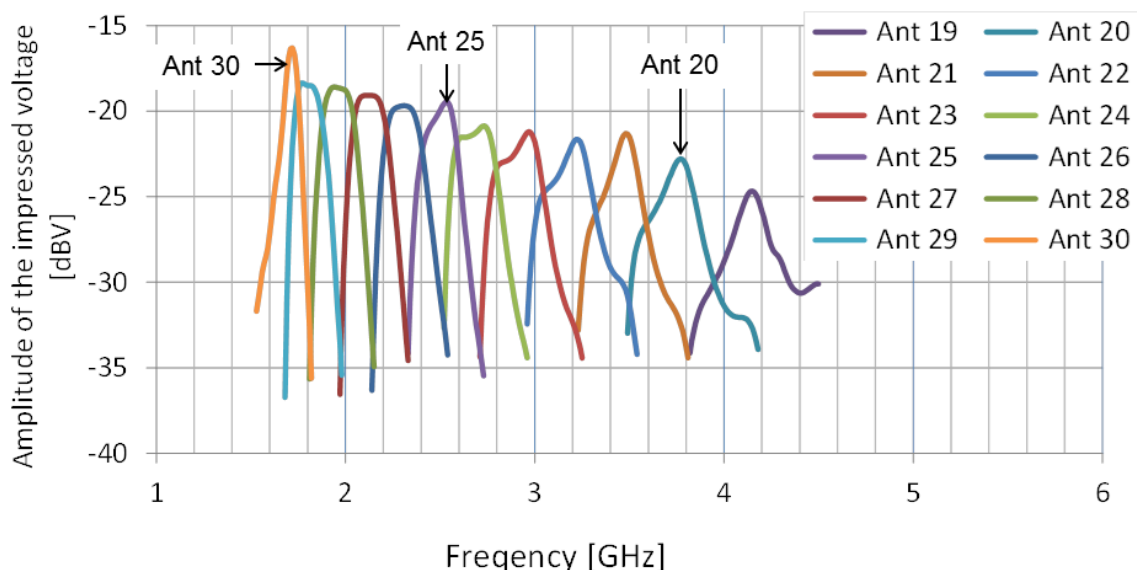


図 5.15 シミュレーションにより算出した半波長共振における 19 から 30 番目の電極電圧の振幅値

Figure 5.15 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 5.15 に、電磁界シミュレーションによって算出された、19 から 30 番目のエレメントの半波長共振周波数近くでの電極電圧の振幅値を示す。ここで、図 5.13 の 2.3~4.0GHz 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 5.15 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 5.13 の 2.3~4.0GHz における照射角度 90° の場合のピーク周波数は、図 5.15 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。

図 5.16 に、水平偏波の指向性を示す。なお、図 5.16 は、図 5.11 と同時に測定したデータである。ここで、(a) は、2.48, 2.91 及び 3.44GHz 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。(b)は、2.32, 2.68, 3.17 及び 3.75GHz 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 5.16 (a)は、2.48GHz, 図 5.16 (b)は、2.32GHz の最大値をそれぞれ 0dB としている。

表 5.1 に、図 5.16 に示す周波数で、全方位の測定データの最大値、 $90^\circ \sim 118^\circ$ の測定データの平均値及び $242^\circ \sim 270^\circ$ の測定データの平均値を示す。図 5.16 (a)では照射方向 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、

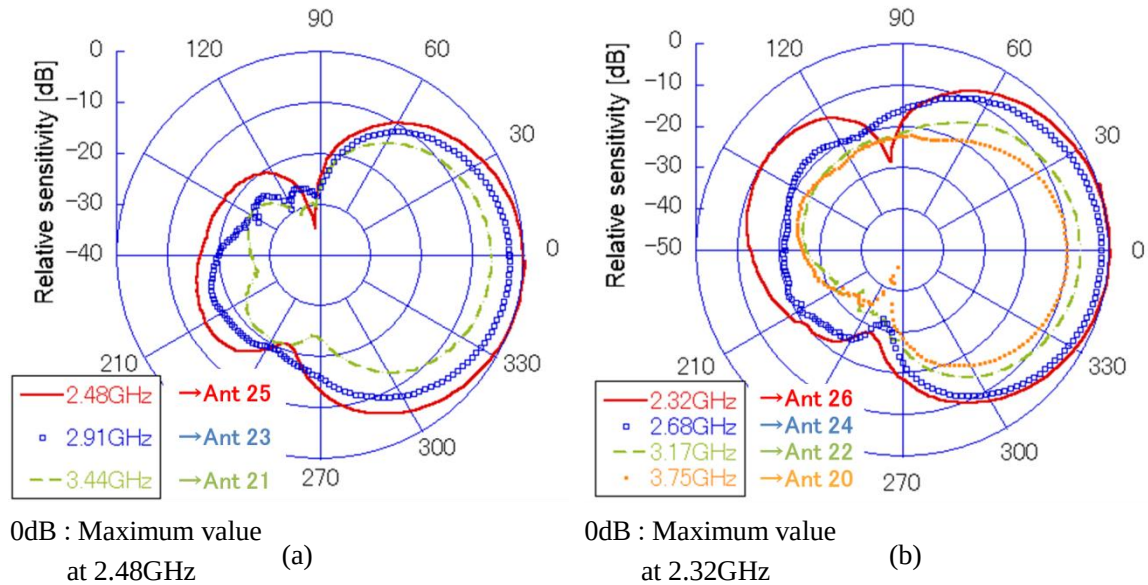


図 5.16 水平偏波の指向性 (a) 2.48, 2.91 及び 3.44 GHz
(b) 2.32, 2.68, 3.17 及び 3.75 GHz

Figure 5.16 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 5.1 実測による全方位の最大値と横方向の平均値

Table 5.1 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 5.16 (b)では照射方向 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 5.1 の内容と一致する。

図 5.17 に, マイクロ波の照射方向と電極パターンの関係を示す。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 $50\mu\text{m}$ 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 5.17 に示すように，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電極では照射角度 270° の方向に向いている．図 5.16 及び表 5.1 に示すとおり， $2.3\sim 4\text{GHz}$ では半波長共振している電極の開口は 90° 又は 270° のうち高い感度を示す方に向いている．

また，表 5.1 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 16dB の差となっている．さらに， 90° の側と 270° の側の測定データの平均では，感度の高い方と低い方の差が約 9dB 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．しかも，C 側の電極が T 側の電極を囲んでいるので，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な方向の電界を検出するのには十分である．なお，アンテナエレメント長と電極長の割合，及び，上記の 16dB の差を考慮すると，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．

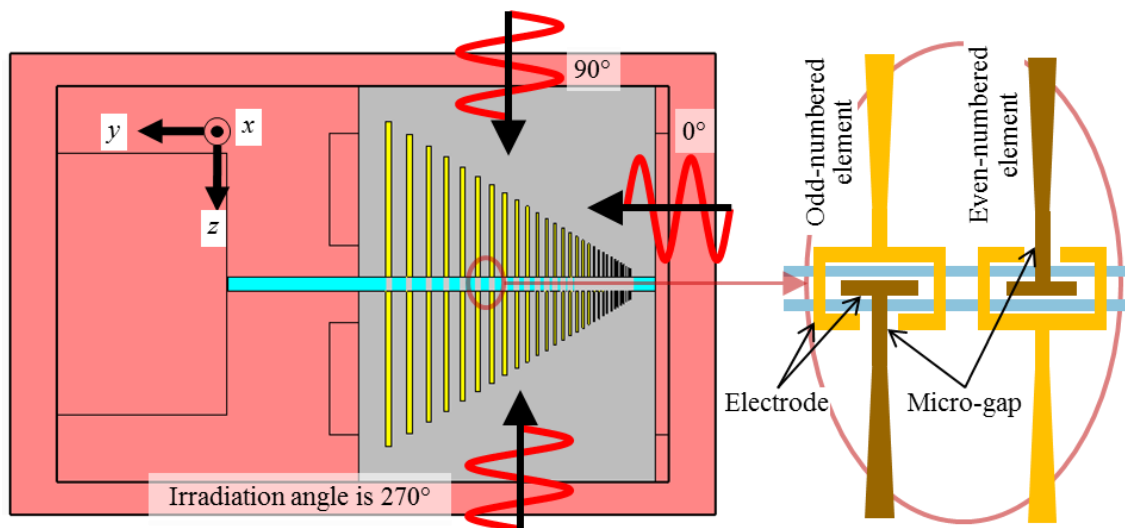


図 5.17 マイクロ波の照射方向と電極パターンの関係

Figure 5.17 Relation between irradiation angles that are shown on a top view of the improved LPDA-type OEFS and the electrode's pattern.

5.5.3 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 5.13 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 5.15 に示すシミュレーション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 5.13 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。

文献では[44], [45], 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 9dB の差となっている。アンテナは送信と受信に可逆性がある。したがって、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 の問題に関係する。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、光電界センサは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されているために、このような現象の解明に役立てることができる。

なお、光通信網などに使用される光変調器には、光変調器の入力光側に給電点をもち、出力光側は終端抵抗に接続されている進行波型電極が用いられている。そのため、本研究のような集中定数型の電極とは異なり、電極からの放射の問題は発生しない。

5.6 むすび

本章では、MZ-LPDA 型光電界センサは、その感度が向上したことから、RBW を EMI 測定において要求される 1MHz としても、十分な感度が確保できるため、EMC 対策のための電界センサとして利用できることを示した。そこで、パソコンからのノイズ信号を、ノイズ発生源から約 15cm 離れた位置から測定し、約 90dB μ V/m ($\approx$ 30mV/m) の電界強度であることが確認できた。したがって、この場合、測定距離を考慮すれば、尖頭値許容値を逸脱しないことが推定できた。また、MZ-LPDA 型光電界センサを用いたシステムで三次元電界分布測定が可能であり、CPU の他 S-ATA ケーブル接続部からのノイズ放射が強いことがわかった。このように、放射ノイズ発生場所の特定への応用の可能性を示すことができた。

また、LPDA 型光電界センサが通常のアナテナと同様に位相を測定することも可能なことから、自由空間透過法による誘電率測定に応用できることを示した。ここでは、試料と光電界センサとの間の距離を 1.5m とした場合、同じくこれを 30cm とした場合で、2~6GHz におけるテフロン複素比誘電率を測定した。その結果、従来の方法で送受信アンテナにホーンアンテナを用いて 5.8GHz で測定した値である $2.04 - j0.01$ に比較して、光電界センサを用いた測定による誤差は小さかった。また、ベークライトの場合も同様であることから、LPDA 型光電界センサを用いたシステムが誘電率測定に応用可能であることを示すとともに、測定距離を短縮できる可能性を示すことができた。

さらに、LN 上に形成したアンテナは、光導波路を用いることによって、電気的な接触なしにアンテナの特性を評価することができる。したがって、アンテナを装荷した光電界センサの特性を評価することは、アンテナの評価そのものに適用することでもある。ここでは、MZ-LPDA 型光電界センサの非対称な指向性から、電極に形成されている開口の方向に感度が高くなっていることがわかった。したがって、アンテナ特性の可逆性から、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 の問題に関係する。すなわち、光電界センサはこのような現象の解明に役立てることができる。

第 6 章

総括

本論文では、ファイバオプティクスを利用することによって侵襲性に優れた性能を有する光電界センサの新たな応用範囲を、ノイズ対策に用いるためのセンサとし、本研究の目的を「マイクロ波帯域において高感度と広帯域を両立させた光電界センサの開発」とした。具体的には、① 最小受信電界強度を 9.5mV/m 以下とすること、及び、② マイクロ波帯域において 3GHz 以上の応答周波数を確保することを目標性能と定めた。

以下に、本研究によって得られた成果を総括する。

第 2 章「単一光導波路を用いた複数のエレメントをもつ光電界センサ」では、複数のエレメントをもつ光電界センサを考案するとともに、その動作原理となる位相変化量の計算式を検討した。その検討によって、電磁界シミュレーションで得られる各エレメントの変調電圧の振幅と位相から、光電界センサの相対感度を算出できることを示した。

また、本章で用いた EO 結晶は、これまで数 kV 程度の高電圧計測に使用するために検討されてきたタイプであるが、 20mm の長さで 1mm 間隔に 10 対のアンテナエレメントを装荷することによって、 3.4GHz において最小受信電界強度 300mV/m を達成した。さらに、試作した光電界センサのアンテナパターン及び周波数特性について測定した結果、半波長共振は 4.3GHz で生じていることを確認し、 3.4GHz における感度の急峻なピークは、アンテナ構造に起因する高感度化であることを示した。このように、試作した光電界センサは、等方性光電界センサのレベルで空間電界測定が可能であることを示した。

第 3 章「単一光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ」では、EMI 測定で用いられているログペリオディックアンテナに着目し、広帯域な特性を目指して対数周期構造をもつ LPDA 型光電界センサを提案した。LPDA 型光電界センサの開発にあたっては、解析領域の大きさに比べて電極部分が極端に小さいことなどから、当初困難であった電磁界シミュレーション手法を検討し、電極部分をコンデンサとしてモデル化すること、及び、エレメント数を半分の 27 対とすることでインパルス入射による広帯域な電磁界解析を可能とした。

試作した SW-LPDA 型光電界センサは、長さ 3.4~45.2mm の 54 対のアンテナエレメントを、28mm×50mm×0.5mm の LN 基板に装荷しており、実測結果から、2.2GHz では最小受信電界強度 100 mV/m を達成した。また、応答周波数は、最も感度の高いところから 20dB 低い範囲とすれば、約 1.5~6.8GHz である。このように、LPDA 型光電界センサの広帯域性を実証することができた。さらに、周波数変化に伴う感度のリップルがほとんどない平坦な周波数特性を有することを示した。

第4章「マッハツェンダー光導波路を用いた LPDA 型光電界センサ」では、前章の結果、LPDA 型光電界センサの広帯域性が確認できたので、さらなる高感度化、及び、実用化に向けての低コスト化のために、次に示す改良を加えた新たな光電界センサの設計・試作を行った。改良の具体的な項目は、① 偏光状態が安定で、かつ、変調効率を高めることができるマッハツェンダー型光導波路としたこと。② 光電界センサとしての操作性を向上させ、また、往路と復路の導波光が強め合う関係とすることで感度の向上が期待できる反射型光導波路としたこと。③ 半波長共振による感度の連続性の確保、及び、設計の妥当性を評価するため、シミュレーションと実測との比較対照が可能な程度のエレメント数とする必要があることから、エレメント数を 30 対としたこと。④ また、隣り合うエレメントで変調が強め合う関係となる交差給電としたことである。さらに、これまでは、EO 結晶を安価な回路基板に置き換え、アンテナ部分に回路基板を用いる別体方式を採用した。

このような改良を行い、試作した MZ-LPDA 型光電界センサは、長さ 4.6~49.2mm の 30 対のアンテナエレメントが、45mm×60mm×1.6mm の高周波用回路基板に装荷されており、センサ全体の寸法は 107mm×70mm×15mm である。その性能は、目標を約 10dB 上回る最小受信電界強度 3mV/m を達成し、応答周波数は、最も感度の高いところから 30dB 低い範囲とすれば、約 1.4~8.0GHz となった。このように、マイクロ波帯域における高感度かつ広帯域な光電界センサを作製することができた。また、LPDA 型光電界センサの詳細なモデルを用いたシミュレーション結果が、実測値と良好に一致することがわかり、第2章で検討した位相変化量の計算式の妥当性を明らかにした。

最後に、LPDA 型光電界センサの最小受信電界強度は、1.7~4.1GHz では、測定距離を 30cm とした場合の、CISPR 22 尖頭値許容値よりも 6dB 以上の余裕をもっていることを示した。

第5章「光電界センサの応用」では、EMC 対策のためのセンサとして MZ-LPDA

型光電界センサを利用し、パソコンからのノイズ信号をノイズ発生源から約 15cm 離れた位置から測定し、約 30mV/m の電界強度であることを確認した。したがって、この場合、測定距離を考慮すれば、尖頭値許容値を逸脱しないことが推定できた。また、MZ-LPDA 型光電界センサを用いたシステムで三次元電界分布測定が可能であり、CPU の他 S-ATA ケーブル接続部からのノイズ放射が強いことがわかった。このように、放射ノイズ発生場所の特定への応用の可能性を示すことができた。

自由空間透過法による誘電率測定では、試料と光電界センサとの間の距離を 1.5m とした場合、又はこれを 30cm とした場合で、2~6GHz におけるテフロン の複素比誘電率を測定した。その結果、従来の方法で送受信アンテナにホーンアンテナを用いて 5.8GHz で測定した値である $2.04-j0.01$ に比較して、光電界センサを用いた測定による誤差は小さかった。また、ベークライトの場合も同様であることから、LPDA 型光電界センサを用いたシステムが誘電率測定に応用可能であることを示すとともに、測定距離を短縮できる可能性を示すことができた。

アンテナを装荷した光電界センサの特性を評価することは、アンテナの評価そのものに適用することでもある。ここでは、MZ-LPDA 型光電界センサの電極に形成されている開口の方向に感度が高くなっており、アンテナ特性の可逆性から、逆に電極部分に給電した場合、その開口からマイクロ波が放射されることが考えられる。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 の問題に関係する。すなわち、光電界センサはこのような現象の解明に役立てることができる。

以下に、高感度と広帯域を両立させた光電界センサの普及を促進させるための展望について述べる。

本研究によって、「マイクロ波帯域において高感度と広帯域を両立させた光電界センサ」を得ることができたが、EMC に関しては、周波数 1GHz を境に定められていることから、今後の展望としては、MZ-LPDA 型光電界センサの低周波側の感度を高め、周波数 1GHz 超の周波域において、十分な感度が得られるよう性能の向上を図ることが求められる。また、MZ-LPDA 型光電界センサは、高感度・広帯域な性能の他に、光変調器と同様に、光ファイバを利用することによって長距離にわたって低損失で、かつ、電氣的影響を受けずに変調信号を伝送できるという特徴をもつ[46]。電界強度と位相を精度よく伝送できる光電界センサシステムは、これを複数使用することによって、広範囲にわたって、電磁波の到来方向を広帯域にかつ精度よく捉えるシステムなどに利用できる可能性があり、応用範囲の拡大も視野に入れる必要がある。

参考文献

- [1] 総務省, ”電波監理の概要>周波数割当て・公開>周波数の公開>我が国の電波の使用状況,” <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/use/index.htm>, (参照: 2015-05-01).
- [2] 総務省, ”平成 27 年版情報通信白書 特集テーマ「ICT の過去・現在・未来」” <http://www.soumu.go.jp/johotsusintokei/whitepaper/ja/h27/html/nc254110.html>, (参照: 2016-04-01).
- [3] CISPR 22 Ed. 6.0:2008 (b), “Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement,” Jan. 2008.
- [4] 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.
- [5] 山田和謙, 池上利寛, 佐野秀文, EMC 入門講座, pp.12-36, pp.46-81, 電波新聞社, 東京, 2008.
- [6] 永妻忠夫, 久武信太郎, “電気光学効果を利用した電磁界計測技術の動向,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp.243-252, Mar. 2014.
- [7] 房安浩嗣, 大迫周平, 廣瀬一郎, “デジタル AV 事業分野における EMC 設計技術,” Panasonic Technical Journal, Vol. 56, No. 1, pp.39-44, Apr. 2010
- [8] 桑原伸夫, “電気光学効果を用いた電磁界センサの歴史と今後の課題,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp.235-242, Mar. 2014.
- [9] 徳田正満, 桑原伸夫, 井手口健, “電磁界計測への光応用に関する現状,” 電磁界計測への光応用, pp.1-14, ミマツデータシステム, 東京, June 1995
- [10] K. Tajima, R. Kobayashi, N. Kuwabara, and m. Tokuda, “Development of optical isotropic E-field sensor operating more than 10 GHz using Mach-Zehnder interferometers,” IEICE Trans. Electron., vol. E85-C, no.4, pp.961-968, Apr.2002.
- [11] 大沢隆二, “光電界センサの構造と適用領域,” 電磁環境工学情報. 20 巻. 10 号, pp.63-78, Feb. 2008.
- [12] H. Togo, N. Shimizu, and T. Nagatsuma, “Near-field mapping system using fiber-based electro-optic probe for specific absorption rate measurement,” IEICE Trans. Electron., vol.E90-C, no.2, pp. 436-442, Feb. 2007.
- [13] 西原浩, 春名正光, 栖原敏明, 光集積回路, pp.9-40, pp.107-121, pp.147-150, p171, pp.312-314, オーム社, 東京, 1999.
- [14] 柳澤幸樹, 諏訪部豊, 小原なつき, “光給電型 RoF システムの開発,” 信学技法, PEM2015-4, May 2015.

- [15] 西本研悟, 原口英介, 安藤俊行, 深沢徹, 宮下裕章, “高精度アンテナ測定用の小形 PD モジュール,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp.320-323, Mar. 2014
- [16] 鳥羽良和, 佐藤正博, 一條淳, 大沢隆二, 生岩量久, “小型等方性光電界センサの開発,” 信学論 C, vol.J91-C no.1, pp.84-92, Jan. 2008.
- [17] Yoshikazu Toba, “Optical E-field Sensor for E-field Measurement System,” IEICE, Tec. Rep. PEM2015, FCC-7, Nov. 2015.
- [18] Takehiro Morioka, Yoshikazu Toba, Jun Ichihara and Satoru Kurokawa, “Optical E-field probe characterization in a TEM cell,” IEICE, Tec. Rep., PEM2015, SB-4, Nov. 2015.
- [19] H. Togo, N. Kukutsu, N. Shimizu, and T. Nagatsuma, “Sensitivity-Stabilized Fiber-Mounted Electrooptic Probe for Electric Field Mapping,” Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 15, pp. 2700–2705, Aug. 2008.
- [20] H. Togo, “Fiber-mounted Electro-optic Probe for Microwave Electric-field Measurement in Plasma Environment,” NTT Technical Review, Vol. 11 No. 11 Nov. 2013.
- [21] K. Uematsu, Y. Imajo and H. Noguchi, “Electric field sensing with EO probe and application of RoF,” IEICE, Tec. Rep., PEM2015, FCC-4, Nov. 2015.
- [22] 石原哲, 大西輝夫, “電気/光変換技術を用いた MHz 帯における波源近傍の電界分布測定,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp. 286-293, Mar. 2014
- [23] 高橋紹大, 日高邦彦, 河野照哉, “単一光導波路型ポッケルス電界センサ,” 電気学会論文誌 B, 114 巻 1 号, pp.26-32, 1994.
- [24] 村田博司, “電磁界計測のための高速電気光学変調デバイス,” 信学技法, PEM2012-04, Aug. 2012.
- [25] H. Murata, R. Miyanaka, Y. Okamura, “Wireless space-division-multiplexed signal discrimination device using electro-optic modulator with antenna-coupled electrodes and polarization-reversed structures,” International J. Microwaves & Wireless Technol., vol.4, no.3, pp.399-405, 2012.
- [26] 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,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp. 270-278, Mar. 2014.
- [27] 株式会社精工技研, “等方性光電界センサヘッド Isotropic optical E-field sensor head Ver.3.1,” http://www.seikoh-giken.co.jp/products/pdf/mix4_01.pdf, (参照: 2016-04-01).
- [28] 株式会社精工技研, “Optical isolators & optical electric field sensors catalog,” http://www.seikoh-giken.co.jp/products/pdf/oi_catalogue2007.pdf, (参照: 2016-04-01).

- [29] 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.
- [30] 野田寿一, “光変調器と光スイッチ,” 光通信ハンドブック, 柳井久義(編), pp.274-287, 朝倉書店, 東京, 1984.
- [31] 陳強, 阿部寛人, “電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアテナの設計法,” 信学技法, PEM2013-06, Oct. 2013.
- [32] 阿部寛人, 陳強, “光電界センサの高感度化のためのアンテナ設計,” 信学論 B, Vol.J97-B, No.3, pp.263-269, Mar. 2014
- [33] 生岩量久, 神尾武司, 藤坂尚登, 安昌俊, 鳥羽良和, “マイクロ波帯 LN 光変調器の高周波化・高感度化のための最適な電極構造の検討,” 信学論 C, Vol.J92-C, No.1, pp.1-10, Jan. 2009.
- [34] 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 生岩量久, 山下隆之, 根岸俊裕, 村崎出, “3.4GHz 帯集中定数型光変調器の開発,” 信学論 C, Vol. J87-C, No.10, pp.768-773, Oct. 2004.
- [35] Jerry C. Wyss, Stephen T. Sheeran, “A Practical Optical Modulator and Link for Antennas,” Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-3 No. 2, Apr. 1985.
- [36] 桑原伸夫, 小林隆一, “バルク型光変調器を用いた光電界センサの構造と特性,” 電磁界計測への光応用, pp.79-90, ミマツデータシステム, 東京, June 1995.
- [37] 長谷川幸雄, “レーザーハンドブック: 9.1 光変調,” 朝倉書店, 1973
- [38] 藤井義正, 梶村皓二, 石原聰, 矢嶋弘義, “熱による屈折率変化で光が偏向,” 日経エレクトロニクス, pp.185-193, Aug.1982
- [39] 小山次郎, 西原浩, “光波電子工学,” pp.263-278, コロナ社, 1978
- [40] D. E. Isbell, “log periodic dipole arrays”, IRE Trans. Antennas & Propag., AP-8, 3, pp.260-267, May 1960.
- [41] Computer Simulation Technology (CST), Micro Wave Studio 2016, <http://www.cst.com/> (参照: 2016-04- 01).
- [42] 坂齊誠, 増沢博司, 藤井勝巳, 鈴木晃, 小池国正, 山中幸雄, “1～18GHz 帯ホーンアンテナ較正における測定の不確かさの評価,” 情報通信研究機構季報, Vol.52, No.1, pp.23-33, 2006.
- [43] 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.
- [44] 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.

- [45] 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.
- [46] 鳥羽良和, 鳥畑成典, 谷沢享, 尾崎泰己, 竹内安弘, 生岩量久, “地上波デジタル TV 放送用無給電光伝送装置の開発,” 信学技報, OCS2000-314, Sep. 2000

本研究に関する発表論文

発表論文

- [1] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 小林賢, 田邊義博, 橋本修, “複数のアンテナエレメントと電極を有する光電界センサの周波数特性,” 電子情報通信学会論文誌(B) Vol.J87-B No.6, pp.916-920, June 2004.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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

国際会議

- [1] 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.

- [2] 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.

招待講演

- [1] N. Hidaka, H. Sugama, “Wide Band and Highly Sensitive Optical Electric Field Sensor”, MWE2003 Microwave Workshop Digest, Workshop 4, pp.116-121, Nov. 2003

口頭発表

- [1] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 安田誠, ” バルク型ポッケルス素子を用いた光電界センサによる金属ケース内の電界分布測定(1),” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-4-44, p.244, Aug. 1997.
- [2] 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 安田誠, ” バルク型ポッケルス素子を用いた光電界センサによる金属ケース内の電界分布測定(2),” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-4-45, p.245, Aug. 1997.
- [3] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 安田誠, ” 光電界センサによる電界分布測定,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ98-1, pp.1-7, Apr. 1998.
- [4] 日高直美, 小林賢, 菅間秀晃, 臼井亮, 田邊義博, “Y カット Z 伝搬 LiNbO₃を用いた複数の電極をもつ光電界センサ,” 電子情報通信学会技術研究報告, MW2003-161, pp.57-62, Sep.2003.
- [5] 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 田邊義博, 小林賢, 石田武志, 中村孝, ” LPDA 型光電界センサによる 3 次元電界強度分布測定,” 電子情報通信学会総合大会, B-4-67, p.428, Mar. 2005.
- [6] 土屋明久, 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 小林賢, 橋本修, ” LPDA 型光電界センサの感度と入力光の偏光状態の関係,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-122, p.143, Sep. 2005.
- [7] 菅間秀晃, 大林亮佑, 日高直美, 石田武志, 橋本修, ” FI 法による LPDA 型光電界センサの広帯域,高感度化に関する基礎的検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-123, p.144, Sep. 2005.
- [8] 大林亮佑, 菅間秀晃, 日高直美, 臼井 亮, 土屋明久, 小林賢, 石田武志, 中

村孝, 橋本 修, “LPDA 型光電界センサにおけるアンテナ素子の位相関係と感度特性の検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, MW2006-33, pp.47-52, June 2006.

- [9] 大林亮佑, 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 橋本修, ” LPDA 型光電界センサによる空間電磁界分布測定,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, B-4-4, p.280, Sep. 2006.
- [10] 大林亮佑, 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.
- [11] 日高直美, 菅間秀晃, 土屋明久, 大林亮佑, 石田武志, 橋本修, “LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサ (反射型) の特性,” 電子情報通信学会技術研究報告, AP2007-163, pp.1-5, Feb. 2008.
- [12] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林亮佑, 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.
- [13] 土屋明久, 辻野真吾, 菅間秀晃, 宮本和哉, 日高直美, 橋本修, “LPDA 型光電界センサの周波数特性及び指向性解析に関する検討,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-126, p.164, Mar. 2011.
- [14] 辻野真吾, 菅間秀晃, 土屋明久, 宮本和哉, 日高直美, 橋本修, “LPDA 型光電界センサの感度解析に関する検討,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-83, p.107, Sep. 2011.
- [15] 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.
- [16] 土屋明久, 菅間秀晃, 日高直美, 辻野真吾, 橋本修, “LPDA 型光電界センサの低周波化に関する検討,” 電子情報通信学会技術研究報告, PEM, Jul. 2014.

解説

- [1] 日高直美, “LPDA 型光電界センサと電磁環境測定,” 電磁環境工学情報, 第 19 巻, 第 4 号, No.220, pp.60-70, Aug. 2006

特許

- [1] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 安田誠, “広帯域導波路型光電界センサ,” 特許第 3462769 号, 2003-08-15.
- [2] 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 田邊義博, 小林 賢, 八木 芳雄, 石田 武志, 中村 孝, “広帯域導波路型光電界センサの特性を向上させるための方法,” 特許第 5103579 号, 2012-10-12

その他の発表論文

発表論文

- [1] 土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯におけるフレキシブルプリント基板材料の湿度条件下における複素誘電率とその伝送特性,” 電子情報通信学会論文誌(C) Vol.J93-C, No.6, pp.189-194, June 2010.
- [2] A. Tsuchiya, H. Sugama, N. Hidaka, K. Miyamoto, S. Tsujino, O. Hashimoto, “Temperature dependence of transmission characteristics of flexible printed circuits in microwave band,” Electronics Letters, Vol.48, No.15, pp.937-938, July 2012.
- [3] A. Tsuchiya, H. Sugama, T. Sunamoto, N. Hidaka, O. Hashimoto, “Low-loss and high-speed transmission flexible printed circuits based on liquid crystal polymer films,” Electronics Letters, Vol.48, No.19, pp.1216-1217, Sep. 2012.

国際会議

- [1] A. Tsuchiya, H. Sugama, N. Hidaka, K. Miyamoto, S. Shingo, O. Hashimoto, “Temperature dependence of complex permittivity for polyimide film used in flexible printed circuit in microwave band,” International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications 2011, pp. 417-420, Sep. 2011.

口頭発表

- [1] 日高直美, 臼井亮, 蒔田郁重, 長尾司, “ECR プラズマによる YIG のエッチング,” 神奈川県工業試験所研究報告, pp146-147, 1992
- [2] 日高直美, “相反特性を有する光導波路のビーム伝搬法による解析,” 神奈川県工業試験所研究報告, pp.108-109, Jan. 1994
- [3] 田邊義博, 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 小林賢, “LPDA 型光電界センサの作製と特性評価,” 神奈川県産業技術総合研究所研究報告, No. 9, pp.9-13, 2003.
- [4] 日高直美, 小林賢, 菅間秀晃, 臼井亮, 田邊義博, ” LPDA 型光電界センサの動作原理,” 神奈川県産業技術総合研究所研究報告, No. 9, pp.70-71, 2003.
- [5] 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 田邊義博, 小林賢, “LPDA 型光電界センサの周波数特性,” 神奈川県産業技術総合研究所研究報告, No. 9, pp.72-73, 2003.
- [6] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 田邊義博, 小林賢, ” 対数周期ダイポール・アンテナ・アレイによる光電界センサの高感度・広帯域化,” 神奈川県産業技術総合研究所研究報告, No. 10, pp.11-18, 2004.
- [7] 菅間秀晃, 日高直美, 臼井亮, 小林賢, 田邊義博, 石田武志, 中村孝, 橋本修, ” LPDA 型光電界センサによる 3 次元電界強度分布測定,” 神奈川県産業技術総合研究所研究報告, No. 11, pp.5-11, 2005.
- [8] 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 土屋明久, 小林 賢, 石田武志, 中村孝, 大林祐亮, 橋本 修, “偏光状態を考慮した LPDA (Log-Periodic Dipole Antenna Array) 型光電界センサのシミュレーション解析,” 神奈川県産業技術センター研究報告, No. 12, pp.1-5, 2006.
- [9] 土屋明久, 日高直美, 菅間秀晃, 臼井亮, 小林 賢, 橋本修, “LPDA 型光電界センサの感度と入力光の偏光状態の関係,” 神奈川県産業技術センター研究報告, No. 12, pp.28-29, 2006.
- [10] 日高直美, 菅間秀晃, 土屋明久, 臼井亮, 石田武志, 大林祐亮, 橋本修, “LPDA 型光電界センサの開発に関する最新の報告,” 神奈川県産業技術センター研究報告, No.13, pp.9-12, 2007.
- [11] 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 大林祐亮, 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.
- [12] 土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯域における FPC 材料に対する複素比誘電率の湿度特性,” エレクトロニクス実装

学会講演大会, Vol. 17, A-12, Mar. 2008.

- [13]菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 橋本修, “マイクロ波帯域における高感度・広帯域な光電界センサ測定システムの開発,” 神奈川県産業技術センター研究報告, No.14, pp.4-9, 2008.
- [14]土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯域における FPC 材料の伝送特性 -湿度の影響に関する検討-,” 電子情報通信学会総合大会, C-2-71, p.110, Mar. 2009.
- [15]土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯におけるフレキシブルプリント基板の湿度条件下の伝送特性に関する評価,” 電子情報通信学会技術研究報告, EMCJ2009-22, pp.1-5, May 2009.
- [16]土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯におけるフレキシブルプリント基板の湿度条件下の伝送特性に関する評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-120, p.148, Sep. 2009.
- [17]土屋明久, 菅間秀晃, 日高直美, 宮本和哉, 辻野真吾, 橋本修, “マイクロ波帯におけるフレキシブルプリント基板の複素比誘電率の温度特性評価,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-78, p.114, Sep.2010.
- [18]宮本和哉, 菅間秀晃, 土屋明久, 辻野真吾, 日高直美, 橋本修, “マイクロ波帯で用いられるノイズ抑制シートの温度変化に対する伝送減衰率の評価方法,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-2-76, p.112, Sep. 2010.
- [19]土屋明久, 菅間秀晃, 櫻井正己, 日高直美, 橋本修, “フレキシブルプリント基板材料の湿度条件下におけるマイクロ波帯伝送特性について,” 神奈川県産業技術センター研究報告, No.16, pp.17-20, 2010.
- [20]宮本和哉, 菅間秀晃, 土屋明久, 辻野真吾, 日高直美, 橋本修, “マイクロストリップ線路上に配置したノイズ抑制シートの放射電界強度,” 電子情報通信学会ソサイエティ大会, C-15-3, p.270, Sep. 2011.
- [21]宮本和哉, 菅間秀晃, 土屋明久, 辻野真吾, 日高直美, 橋本修, “マイクロストリップ線路上に配置したノイズ抑制シートにおける空隙の影響に関する検討,” 電気学会計測研究会資料, IM-11-023, pp.17-20, Mar. 2011.

謝辞

このたびの論文発表におきまして、常に懇切丁寧な御指導を賜りました青山学院大学理工学部電気電子工学科指導教員の橋本修教授に心より感謝申し上げます。橋本修教授には発表の進め方、論文のまとめ方などにとどまらず、これまでの光電界センサ開発の事業を進める中におきましても、非常に多くのことを学ばせて頂き、博士論文発表の機会を与えていただきました。

本論文の副査として貴重なご意見を賜りました本学の林洋一教授、松谷康之教授、黄晋二准教授に深く感謝申し上げます。

本学橋本研究室の須賀良介助教には発表の進め方など多くのご指導を賜り、また、発表会の準備などご助力いただきました。心より感謝申し上げます。

本学橋本研究室 OB であり、本学助手の宗哲博士、同研究室 OB の北川真也博士には先輩として貴重なご意見を賜りましたことを感謝申し上げます。

本論文の発表会等におきまして、本学橋本研究室の学部生及び大学院生の皆様には大変お世話になりましたことを感謝いたします。

本論文の契機となりました光電界センサ研究開発事業におきましては、八木芳雄氏、石田武志氏、故中村孝氏をはじめご協力いただきました株式会社ノイズ研究所の皆様、田邊義博氏をはじめご協力いただきました株式会社光学技研の皆様、大林亮祐氏、辻野真吾氏、宮本和哉氏をはじめご協力いただきました本学橋本研究室の皆様心より感謝申し上げます。

神奈川県産業技術センターの安田誠氏、菅間秀晃氏、臼井亮氏、土屋明久氏には研究開発事業を伴に進め、議論を深めていただきましたこと心より感謝いたします。

神奈川県産業技術センターの多くの職員の皆様には研究のご助力、アドバイスをいただき、また、光電界センサ研究開発の機会を与えていただき心より感謝いたします。

リーブラウン博士、ケヴィンブラウン博士には、英論文のご指導をいただきましたこと、心より感謝申し上げます。

今回の論文発表について、心の支えとなり、本研究に集中できる環境を与えてくれた家族一同には心より感謝いたします。

最後に、論文のご指導、ご協力のみならず、上司として、先輩として、公私にわたって温かく私を支えてくれました故小林賢氏に哀悼の意を捧げますとともに、感謝の意を表して謝辞といたします。

2016 年 9 月 日高直美