

# 第4回 光応用電磁界計測研究会プログラム

テーマ：「 光電界センサの基礎と最新の技術動向 」

2013年 6月 27日 (木)

13:00-17:25 電気学会計測研究会

2013年 6月 28日 (金)

10:00-10:10 委員長開会あいさつ 陳 強 (東北大)

[セッション PEM-1] 座長：都甲浩芳 (NTT)

10:10-11:00 PEM2013-01 [チュートリアル講演] 電気光学効果と光電界センサ  
村田博司 (阪大)

11:00-11:30 PEM2013-02 [一般講演] 光電界センサの安定性向上  
鳥羽良和 (精工技研)

昼食休憩 (11:30-13:00)

光電界センサ展示・説明 (13:00-13:20)

[セッション PEM-2] 座長：村田博司 (阪大)

13:20-13:50 PEM2013-03 [一般講演] 広帯域メタルフリー光電界センサのタイムドメイン計測  
セット ジ イオン (アルネアラボラトリ)

13:50-14:20 PEM2013-04 [一般講演] 光電界プローブを用いた全身平均SAR 測定系の構築  
日景 隆 (北大)

休憩 (14:20~14:40)

14:40-15:30 PEM2013-05 [特別講演] 光技術を用いた高電圧・放電プラズマ計測  
日高邦彦 (東大)

場 所： 北海道大学 大学院情報科学研究科 会議室

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

併 催： 電気学会計測研究会

協 賛： 株式会社アルネアラボラトリ

本予稿集に掲載された論文等の著作権は著者に帰属します。  
本時限研専ならびに研究会は（財）テレコムエンジニアリングセンター  
公益的調査研究助成の支援を受けています。

発行年月日：2013年6月27日

発行所：（社）電子情報通信学会 通信ソサイエティ

光応用電磁界計測(PEM)時限研究専門委員会

## [チュートリアル講演] 電気光学効果と光電界センサ

村田 博司

大阪大学 大学院基礎工学研究科 電子光科学領域  
〒560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3  
E-mail: murata@ee.es.osaka-u.ac.jp

**あらまし** 電子分極の非線形性に起因する1次電気光学効果（ポッケルス効果）は、直流からTHz帯にもおよぶ広帯域な応答を示すために、さまざまな電磁界の光応用計測において非常に有効である。1次電気光学効果は、中心対称性を持たない媒質においてのみ生じる現象であるが、通常、媒質の屈折率楕円体が外部印加電界によって変化（変形）するものとして記述される。異方性光学結晶のような複屈折を示す媒質中においては、光波伝搬特性を詳細に解析することはやや煩雑であり、この屈折率楕円体を用いた議論は見通しの良い解析手法として有効である。そこで、本稿では、代表的な電気光学結晶における屈折率変化を屈折率楕円体を用いて議論する。また、1次電気光学効果を用いた光電界センサの構成とその基礎特性についても述べる。一方、高周波電磁界計測における変調サイドバンドの関係を詳しく議論するために、1次電気光学効果を、光波と高周波電気信号との（広義の）非線形光学効果による結合（3光波混合）として記述することを試みる。

**キーワード** ポッケルス効果、屈折率楕円体、電気光学結晶、光混合、光変調

## [Tutorial Lecture] Electro-Optic Effect and Electro-Optic Sensors

Hiroshi MURATA

Graduate School of Engineering Science, Osaka University  
1-3 Machikaneyama, Toyonaka, Osaka 560-8531 Japan.  
E-mail: murata@ee.es.osaka-u.ac.jp

**Abstract-** The 1st order electro-optic effect (Pockels effect) is useful for electro-magnetic field measurements using photonic technologies since it can be operated by electric fields from DC to THz frequency ranges. The Pockels effect is exhibited only in non-centrosymmetric materials, and is usually described by use of an index ellipsoid; an electric field applying to a material causes a specific change in an index ellipsoid through the Pockels effect. This method is useful to understand complicated lightwave propagation characteristics in an anisotropic media and to obtain an induced index change. However, some important phenomena driven by an RF signal through the Pockels effect cannot be explained completely, such as polarization-states of modulated lightwaves through polarization modulation by use of a large-amplitude RF signal. In this report, one approach for describing the Pockels effect as a result of a nonlinear three-wave mixing is presented. Several electro-optic sensors and their possibility are also discussed.

**Keywords** Pockels effect, Index ellipsoid, Electro-optic crystal, Optical mixing, Optical modulation.

### 1. はじめに

光技術を応用した電磁界計測においては、アンテナ・プローブと金属ケーブルを用いた計測に比べて、測定対象電磁界の擾乱を大きく低減することが可能である。また、最近のフォトニクス技術・ファイバーオプティクス技術の目覚ましい進歩により、高安定・高

性能なレーザー光源、光ファイバー増幅器、光変調器、光フィルターやフォトディテクタが開発されており、これらを利用することで、高精度・高安定な電磁界計測が可能である。近年、急速に高周波化・高密度化が進んでいる電磁界環境を正確に評価・計測する技術としてその有効性が一層高まりつつある[1]-[5]。

光応用電磁界計測においては、電磁界信号を光信号に変換する「光電界センサ」がキーデバイスである。これまでに、種々のタイプの光電界センサが開発されているが、高速性や広帯域性、安定性、信頼性の観点から 1 次電気光学効果（ポッケルス効果）を用いたものが最も優れていると考えられる[4], [6], [7].

本稿では、1 次電気光学効果と光電界センサの基礎について述べる。電気光学効果は、通常、屈折率楕円体を用いて記述される[8]-[11]. その物理的意味と、得られる屈折率変化・位相変化について詳述する。さらに、電気光学効果を用いた光電界センサの基礎特性についても述べる。また、電気光学効果は、広義の非線形光学効果の 1 つと捉えることもできる。そこで、非線形光学効果による 3 光波混合の解析から、高周波電気信号と光信号の相互作用を求め、屈折率楕円体による解析との対応関係を明らかにする。

## 2. 電気光学効果

電気光学効果とは、光学媒質の屈折率（複屈折）が媒質に印加された電界によって変化する現象である。電気光学効果の研究の歴史は古く、その発見はレーザーが発明される遥か以前の 19 世紀後半まで遡る[12].

印加電界によって誘起される屈折率変化が電界に比例するものを 1 次電気光学効果、あるいは発見者の名前を冠してポッケルス（Pockels）効果と呼ぶ。屈折率変化が電界の 2 乗に比例するものは 2 次電気光学効果、あるいはカー（Kerr）効果と呼ばれる。

これら 2 種の電気光学効果は、その効果を発現する光学物質（通常は光学結晶）の基本結晶格子・分子の対称性に密接に関係している。1 次電気光学効果は、中心対称性を持たない光学結晶においてのみ生じる。一方、2 次電気光学効果は、すべての光学材料において生じる。換言すると、中心対称性を持たない光学材料（異方性光学結晶等）においては、1 次電気光学効果が支配的である。一方、中心対称性を持つ光学材料（多くの等方性結晶、非晶質、液体等）では 2 次電気光学効果が支配的である。（ZnTe や GaAs のように等方性であっても中心対称性を持たない結晶では、1 次電気光学効果が支配的となる。注意されたい。）

電気光学効果の有用性が広く理解されるようになってきたのは、レーザーが発明された 1960 年以降である。現在では、長距離光ファイバー通信向けの高速度光変調デバイス[13]や、光信号処理・センサや光応用電磁界計測に広く使われるようになっている。

## 3. 屈折率楕円体

電気光学効果は、通常、屈折率楕円体を用いて表現される。屈折率楕円体は、複屈折を示す媒質中における光波伝搬特性を議論する上で重要である。屈折率楕

円体は、光学媒質の主軸方向に対する屈折率  $n_x, n_y, n_z$  を用いて、次式で表される。

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

等方性媒質では光波の伝搬方向によらず屈折率は一定 ( $n_x = n_y = n_z$ ) であるので、屈折率楕円体は球となる。一方、一軸性光学結晶 ( $n_x = n_y \neq n_z$ ) では、屈折率楕円体は回転楕円体であり、二軸性光学結晶 ( $n_x \neq n_y \neq n_z$ ) では一般的な楕円体である。

異方性光学結晶中において、光波をある方向に伝搬させると、一般に光波電界の振動方向によって伝搬特性が変わり、複屈折を示す。これは、ある伝搬方向に対して、直交する 2 つの固有偏光状態が存在して、固有偏光によって屈折角や伝搬方向が異なるためである。異方性結晶を通して像や文字等を見ると 2 重に見えることがあるのは複屈折の端的な例である。

異方性結晶においては、複屈折が完全に解消して、見かけ上、等方性結晶と同じように振る舞う伝搬方向が存在する。この伝搬方向のことを「光学軸」と呼ぶ。一軸性光学結晶では光学軸は 1 つであるが、二軸性光学結晶では 2 つの光学軸が存在する。一軸性光学結晶よりも結晶の対称性が低い二軸性結晶の方が等方的に見える方向が多いことは興味深い。

屈折率楕円体の物理的意味としては、物質中の光周波数帯での電磁氣的エネルギーの偏りと考えることができる。（光の周波数は、物質中の磁気共鳴周波数よりも遥かに高いために、磁気効果の寄与はほとんどない。エネルギーは誘電分極に蓄えられる。）

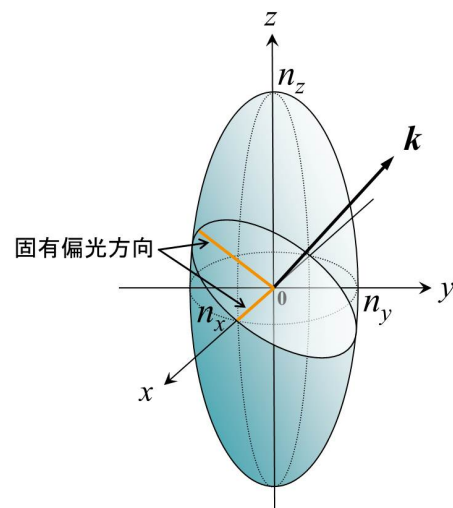


図 1 屈折率楕円体の例（一軸性光学結晶）

## 4. 電気光学テンソル

1 次電気光学効果が生じると、屈折率楕円体に変化する。これは次式のように表される。

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

ここで、(2)式左辺の各項の係数は、1次電気光学テンソル( $r_{ij}$ ) ( $i=1\sim6, j=1\sim3$ ) (1次電気光学係数テンソルと呼ばれることもある) と印加電界ベクトル( $E_x, E_y, E_z$ )を用いて次式のように表される。

$$\begin{pmatrix} a_{11} - \frac{1}{n_x^2} \\ a_{22} - \frac{1}{n_y^2} \\ a_{33} - \frac{1}{n_z^2} \\ a_{23} \\ a_{31} \\ a_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \\ r_{61} & r_{62} & r_{63} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} \quad (3)$$

1次電気光学テンソルは、2階テンソルで18個の成分(電気光学係数)を持つが、通常用いられる一軸性結晶や等方性結晶では一定の対称性があるために、多数の成分がゼロとなる。また、幾つかの成分は、同じ値や大きさが同じで逆符号の値を持つ。

例として、LiNbO<sub>3</sub>やLiTaO<sub>3</sub>に代表される三方晶・点群 $3m$ の光学結晶の1次電気光学テンソルを(4)式に示す。テンソルの半数以上の成分がゼロであり、独立なものは、 $r_{13}, r_{22}, r_{33}, r_{51}$ の4つであることがわかる。

$$(r_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & -r_{22} & r_{13} \\ 0 & r_{22} & r_{13} \\ 0 & 0 & r_{33} \\ 0 & r_{51} & 0 \\ r_{51} & 0 & 0 \\ -r_{22} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4)$$

また、ZnTeやGaAsに代表される立方晶・点群 $\bar{4}3m$ の光学結晶の1次電気光学テンソルを(5)式に示す。この場合は、ほとんどの成分がゼロで、 $r_{41}$ のみが独立な成分である。

$$(r_{ij}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ r_{41} & 0 & 0 \\ 0 & r_{41} & 0 \\ 0 & 0 & r_{41} \end{pmatrix} \quad (5)$$

代表的な電気光学結晶LiNbO<sub>3</sub>[14]とZnTe[7]の諸特性を表1と表2に示す。

表1 電気光学結晶LiNbO<sub>3</sub>(congruent組成)の特性[14]

晶系/点群	三方晶/3m (一軸性光学結晶)
屈折率	$n_o = 2.2868$ ( $\lambda=633\text{nm}$ ) $n_e = 2.2028$ ( $\lambda=633\text{nm}$ )
電気光学係数	$r_{13} = 8.6\text{pm/V}$ $r_{33} = 30\text{pm/V}$ $r_{22} = 3.4\text{pm/V}$ $r_{51} = 28\text{pm/V}$
比誘電率	$\epsilon_{11} = 48$ $\epsilon_{33} = 28$

表2 電気光学結晶ZnTeの特性[7]

晶系/点群	立方晶/ $\bar{4}3m$ (等軸性光学結晶)
屈折率	$n = 2.984$ ( $\lambda=633\text{nm}$ )
電気光学係数	$r_{41} = 4.3\text{pm/V}$
比誘電率	$\epsilon_r = 10.1$

## 5. 電気光学効果による屈折率変化

### 5.1. LiNbO<sub>3</sub>

1次電気光学効果によって誘起される屈折率変化の詳細について議論する。例としてLiNbO<sub>3</sub>結晶の $c$ 軸方向( $z$ 方向)に電界を印加した場合( $E_x=E_y=0$ )を考える。(3)式、(4)式から、次式が得られる。

$$a_{11} = \frac{1}{n_x^2} + r_{13}E_z$$

$$a_{22} = \frac{1}{n_y^2} + r_{13}E_z$$

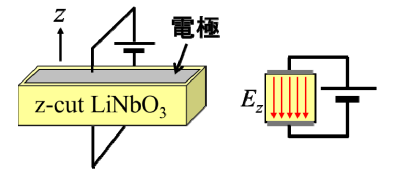
$$a_{33} = \frac{1}{n_z^2} + r_{33}E_z$$

$$a_{23} = a_{31} = a_{12} = 0$$

また、LiNbO<sub>3</sub>は一軸性光学結晶であり、 $n_x=n_y=n_o$ (常光線屈折率)、 $n_z=n_e$ (異常光線屈折率)と表す。したがって、このときの屈折率楕円体は次式となる。

$$\left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z\right)x^2 + \left(\frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z\right)y^2 + \left(\frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z\right)z^2 = 1 \quad (6)$$

表1に示したように、LiNbO<sub>3</sub>の電気光学係数は、最大でも30pm/V程度である。また、LiNbO<sub>3</sub>結晶に印加することができる電界強度は $10^6\text{V/m}$ のオーダーである(自発分極の反転が生じる分極反転抗電界が約22kV/mm[15])である。つまり、電気光学効果による



屈折率楕円体の変化はたかだか  $r_{ij}E_z \sim 10^{-5}$  である。

電気光学効果によって変化した屈折率楕円体の詳細を知るために、(6)式左辺の  $x^2$ ,  $y^2$ ,  $z^2$  の項の各係数を新たに  $1/(n_o')^2$ ,  $1/(n_e')^2$ ,  $1/(n_z')^2$  と定める。1次近似を用いると、次式が得られる。

$$\begin{aligned} n_o' &= \left( \frac{1}{n_o^2} + r_{13}E_z \right)^{-1/2} \\ &= n_o (1 + n_o^2 r_{13}E_z)^{-1/2} \\ &\cong n_o - \frac{1}{2} n_o^3 r_{13}E_z \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} n_e' &= \left( \frac{1}{n_e^2} + r_{33}E_z \right)^{-1/2} \\ &= n_e (1 + n_e^2 r_{33}E_z)^{-1/2} \\ &\cong n_e - \frac{1}{2} n_e^3 r_{33}E_z \end{aligned} \quad (8)$$

(6)~(8)式より、常光線屈折率、異常光線屈折率が印加電界によって変化することがわかる。また、主軸の方向は変化しない。このときの屈折率変化量は、

$$\Delta n_o = -\frac{1}{2} n_o^3 r_{13}E_z \quad (9)$$

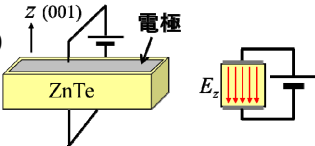
$$\Delta n_e = -\frac{1}{2} n_e^3 r_{33}E_z \quad (10)$$

となる。屈折率変化の大きさは、印加電界と電気光学係数に比例し、屈折率の3乗にも比例する。

LiNbO<sub>3</sub> は自発分極を持つ結晶であり、結晶に極性がある。この極性（自発分極の方向）によって屈折率変化の符号が変わる。近年、この自発分極の方向を任意に反転させる技術が開発され、非線形光波長変換デバイスに広く用いられている[15]。電気光学効果を利用するデバイスに分極反転技術を用いると、屈折率変化の符号を自在に調節することができる。最新の高速度光変調デバイスや光電界センサに応用されている[16]。

## 5.2. ZnTe

次に、ZnTe 結晶の(001)面に垂直な方向 ( $z$  方向) に電界を印加した場合 ( $E_x=E_y=0$ ) を考える。(3)式、(5)式から、次式が得られる。

$$\begin{aligned} a_{11} &= a_{22} = a_{33} = a_{23} = a_{31} = 0 \\ a_{12} &= r_{41}E_z \end{aligned}$$


また、ZnTe は等軸性光学結晶であり、 $n_x=n_y=n_z=n$  である。したがって、屈折率楕円体は次式となる。

$$\frac{x^2}{n^2} + \frac{y^2}{n^2} + \frac{z^2}{n^2} + 2r_{41}E_z xy = 1 \quad (11)$$

この場合は、電気光学効果によって屈折率楕円体の主軸が回転する。新たな主軸系 ( $x', y', z'$ ) は、もとの主軸系 ( $x, y, z$ ) を  $z$  軸を中心として 45 度回転させたものとなる。つまり、 $(x', y', z') = (x/\sqrt{2} + y/\sqrt{2}, -x/\sqrt{2} + y/\sqrt{2}, z)$  である。2つの主軸系の関係を(11)式に代入することで、新たな主軸系における屈折率楕円体が次式のように求められる。

$$\left( \frac{1}{n^2} + r_{41}E_z \right) x'^2 + \left( \frac{1}{n^2} - r_{41}E_z \right) y'^2 + \frac{z'^2}{n^2} = 1 \quad (12)$$

5.1 での議論と同様に (12)式左辺の  $x'^2$ ,  $y'^2$ ,  $z'^2$  の項の各係数を新たに  $1/(n_x')^2$ ,  $1/(n_y')^2$ ,  $1/(n_z')^2$  と定める。1次近似を用いることにより、次式が得られる。

$$\begin{aligned} n_x' &= \left( \frac{1}{n^2} + r_{41}E_z \right)^{-1/2} \\ &= n (1 + n^3 r_{41}E_z)^{-1/2} \\ &\cong n - \frac{1}{2} n^3 r_{41}E_z \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} n_y' &= \left( \frac{1}{n^2} - r_{41}E_z \right)^{-1/2} \\ &= n (1 - n^3 r_{41}E_z)^{-1/2} \\ &\cong n + \frac{1}{2} n^3 r_{41}E_z \end{aligned} \quad (14)$$

$$n_z' = n \quad (15)$$

この場合も、屈折率の変化量は、印加電界と電気光学係数に比例し、また、屈折率の3乗にも比例する。なお、印加電界の方向 ( $z$  方向) の屈折率は変化しない。

$$\Delta n_x = -\frac{1}{2} n^3 r_{41}E_z \quad (16)$$

$$\Delta n_y = +\frac{1}{2} n^3 r_{41}E_z \quad (17)$$

$$\Delta n_z = 0 \quad (18)$$

## 6. 電気光学効果を用いた光電界センサ

### 6.1. 基本構成

電気光学効果を用いた光電界センサとしては、種々の構成・方式がある。センシングのための光波の伝搬方向と、電気光学効果を駆動する電界の方向が同じである構成を縦型センサ、両者が直交する構成を横型センサと呼ぶことがある。(図2) 一般に横型の方が高感度化や高周波化に適している。

光デバイスとしての観点からは、光ビームを用いるバルク型センサと光導波路を用いる導波路型センサに大別することができる。導波路型のは光の回折に

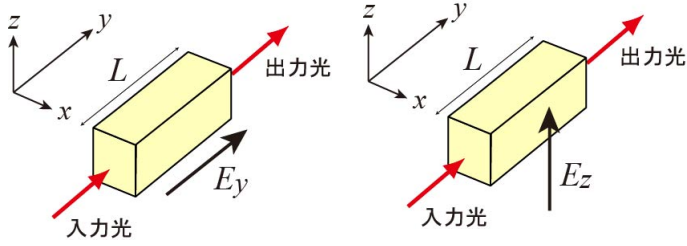


図2 光電界センサの構成（縦型と横型）

よる制約を受けず、また、光変調用電極やアンテナを設けることで高感度化を図りやすい。近年では、光ファイバー通信システム研究で開発された高性能な光ファイバー光学部品（光増幅器、サーキュレーター、カプラ等）を用いたセンシングの高度化が進んでいる。

光電界センサの光源としては、CW レーザー光を用いるものとパルスレーザー光を用いるものがある。前者は広帯域な電気信号を高精度に計測する場合に適している。一方、後者は、EO サンプルング計測とも呼ばれ、超短パルスモード同期レーザー（パルス幅 数 ps 以下、パルス繰り返し～100MHz）を用いることで高速なサンプルング測定が可能である。以下では、CW レーザー光を用いた横型の構成の光電界センサについて考える。

## 6.2. 光電界センサにおける光位相変化

光電界センサ中を伝搬する光波は、電気光学効果による屈折率変化を受ける。この屈折率変化が累積されて、センサからの出力光の位相が変わる。出力光の電気光学効果による位相変化量  $\Delta\phi$  は、次式のように書ける。

$$\Delta\phi = \int_{light} \Delta n k dy = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r_{ij} E_j L \Gamma \quad (19)$$

ここで、 $k$ ,  $\lambda$  はそれぞれ真空中における光波の波数と波長、 $L$  はセンサの実効長、 $\Gamma$  は結晶中の光波伝搬方向に垂直な断面 ( $xz$  面) における光波の分布と屈折率変化の重なりで決まる定数である。積分記号の下に “light” と記したのはセンサ中を伝搬する光が感じる電界を用いて積分を行うという意味である。

結晶に印加される電界が直流ではなく、RF 電界である場合には、出力光の位相が RF 電界により変調される (RF 位相変調を受ける) ことになる。光波がセンサ中を通過する時間内における RF 電界の時間変化が無視できる場合には、得られる位相変化量は、

$$\begin{aligned} \Delta\phi^{RF} &= \int_{light} \Delta n k dy = \frac{\pi}{\lambda} n^3 r_{ij} E_{j0} \sin(2\pi f_{RF} t) L \Gamma \\ &= \Delta\phi_0 \sin(2\pi f_{RF} t) \end{aligned} \quad (20)$$

となる。ここで、 $E_{j0}$  は結晶内における RF 電界の振幅、

$f_{RF}$  は RF 電界の周波数、 $\Delta\phi_0$  は光の位相変調指数 (位相変調深さ) である。センサへの入力光が光周波数  $\nu=c/\lambda$  の単一スペクトル光のときには出力光の電界は次式のようなになる。

$$\begin{aligned} E_{out} &= E_0 \exp[j\{2\pi\nu t + \Delta\phi_0 \sin(2\pi f_{RF} t)\}] \\ &= E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\Delta\phi_0) \exp[j2\pi(\nu + n f_{RF})t] \end{aligned} \quad (21)$$

ここで、 $J_n$  は  $n$  次のベッセル関数である。位相変調により、理論上は無数個の変調サイドバンドが生じるが、通常の光電界計測では、位相変調深さが小さく ( $\Delta\phi_0 \ll 1$ )、観測される変調サイドバンドは  $\pm 1$  次のみであることが多い。

ここで注意すべきことは、光波がセンサ中を通過する時間 (光波走行時間  $\tau$  と呼ばれる) である。例えば、 $z$ -cut LiNbO<sub>3</sub> を用いた実効長  $L=15\text{mm}$  のセンサの場合、 $\tau=nL/c \sim 100\text{ps}$  である。したがって、測定対象電界の周波数が 1GHz 以下の場合には特に問題は生じないが、数 GHz 以上の場合には極性補償等の工夫が必要となる。センサの実効長を短縮すれば走行時間も短くなり、この問題は回避できるが、感度が低下する。

センサとしての感度を高めるためにアンテナを用いたタイプの光電界センサも報告されている[17],[18]。アンテナと光変調器とを組み合わせたり、平面型アンテナを光変調器と同じ基板上に作製・集積化したデバイス、さらにはアンテナと光変調器を融合させたデバイスも提案されている[18]。アンテナを用いた場合には、通常、アンテナの周波数特性で光電界センサの周波数特性が決まる。感度は向上するが、アンテナに何らかの金属を用いる場合には、金属による電磁界の擾乱が生じる。擾乱の影響を信号処理等で除去することもできるが、注意が必要である。

## 7. 3 光波混合による 1 次電気光学効果の解析

以上の議論からわかるように、通常、電気光学効果は屈折率楕円体における複屈折の変化として表される。これにより、光学結晶に直流電界を印加した場合の出力光の位相変化を正確に求めることができる。

RF 電界が印加された場合のセンサ出力光の位相変化は、(19)式における電界が高周波電界であるとして求めた。その結果、光の位相が RF 信号で変調されてサイドバンド成分が生じる。このアプローチは、直感的に分かりやすいが、偏光変調等の幾つかの出力光の変調特性を説明することが困難である。そこで、1 次電気光学効果を、光波と高周波電気信号との (広義の) 2 次非線形光学効果による 3 光波混合として記述することを試みる。

2 非線形光学効果による 3 光波混合は、非線形波動方程式から導かれる結合モード方程式で表される[19]。

$$\begin{aligned}\frac{dA_1}{dy} &= j\kappa_1 A_2 A_3^* \exp(j\Delta\beta y) \\ \frac{dA_2}{dy} &= j\kappa_2 A_1 A_2 \exp(-j\Delta\beta y) \\ \frac{dA_3}{dy} &= j\kappa_3 A_1^* A_2 \exp(j\Delta\beta y)\end{aligned}\quad (22)$$

ここで、 $A_1, A_2, A_3$  は結合する3光波の複素振幅、 $\kappa_1, \kappa_2, \kappa_3$  は3光波への結合係数、 $\Delta\beta = \beta_1 - \beta_2 + \beta_3$  で、 $\beta_1, \beta_2, \beta_3$  は3光波の位相定数である。(\*は複素共役) 通常の3光波混合の場合には、和周波/差周波のいずれかに着目する。これは和周波発生、差周波発生の両方に対して位相整合を取ることが困難であるためである。一方、光波と高周波電気信号による3光波混合の場合には、和周波が+1次変調光サイドバンド、差周波が-1次変調光サイドバンドに対応する。通常、変調光サイドバンドの位相定数の差は僅かであり、和周波・差周波の両方に対して同時に位相整合を取ることができる。したがって、2組の3光波混合が同時に生じる。変調サイドバンド成分の結合モード方程式は、次のようになる。

$$\frac{dA_n}{dy} = j\kappa A_{n+1} A_{MW}^* \exp(j\Delta\beta y) + j\kappa A_{n-1} A_{MW}^* \exp(j\Delta\beta y) \quad (23)$$

$A_n$  は  $n$  次の変調光サイドバンド成分 ( $n=0$  はキャリア成分) の複素振幅、 $A_{MW}$  は高周波信号の複素振幅である。例えば、進行波型変調の構成で速度整合が取れている時には、 $\Delta\beta=0$  である。 $y=0$  で  $A_n=0$  ( $n \neq 0$ ) の条件の下で(23)式を解くと、次式が得られる。(  $c$  は定数である。) この結果は、(21)式におけるサイドバンド成分の振幅と良い一致を見ている。偏光変調の場合には、偶数・奇数次サイドバンド間で偏光状態が直交する。

$$A_n = A_0(0) J_n(c\kappa A_{MW}^*) \quad (24)$$

## 8. むすび

電気光学効果と光電界センサについて述べた。誌面の関係で、電気光学効果についての詳細な議論が主となり光電界センサについての議論が手薄となってしまったが、基礎的な内容に重きを置いたチュートリアル講演の原稿の故としてご容赦頂けると幸いです。光電界センサの最新の技術動向については、これまでのPEM研究会の技術報告集の他、2014年3月発行予定の電子情報通信学会和文論文誌B特集号「光応用電磁界計測技術の最新動向」も参照されたい。

## 謝辞

日頃ご指導頂く、大阪大学 岡村康行教授、永妻忠夫教授に深く御礼申し上げます。

## 参考文献

- [1] 永妻忠夫, “マイクロ波フォトニック計測技術の最近の進展”, 信学誌, **vol.83**, pp.600-603, 2000.  
[2] C. H. Lee ed. “Microwave Photonics,” CRC Press, 2007.

- [3] A. Sasaki and T. Nagatsuma, “Millimeter-Wave Imaging Using an Electrooptic Detector as a Harmonic Mixer,” *IEEE J Selected Topics Quantum Electron*, **vol.6**, pp.735-740, 2000.  
[4] H. Togo, A. Sasaki, A. Hirata, and T. Nagatsuma, “Characterization of Millimeter-Wave Antenna Using Photonic Measurement Techniques,” *Int. J. RF & Microwave Computer-Aided Engineering*, **vol.14**, pp.290-297, 2004.  
[5] D.-J. Lee, J.-Y. Kwon, N.-W. Kang, J.-G. Lee, and J. F. Whitaker, “Vector-stabilized reactive-near-field imaging system,” *IEEE Trans. Instrumentation & Measurement*, **vol.60**, no.7, pp.2702-2708, 2011.  
[6] L. Duvillaret, S. Riolland, and J.-L. Coutaz, “Electro-optic sensors for electric field measurements. I. Theoretical comparison among different modulation techniques,” *J. Opt. Soc. Am. B*, **vol.19**, no.11, pp.2692-2703, 2002.  
[7] L. Duvillaret, S. Riolland, and J.-L. Coutaz, “Electro-optic sensors for electric field measurements. II. Choice of the crystals and complete optimization of their orientation,” *J. Opt. Soc. Am. B*, **vol.19**, no.11, pp.2704-2715, 2002.  
[8] 宮澤信太郎, “光学結晶”, 培風館, 1995.  
[9] レーザー学会編, “レーザーハンドブック 第2版”, 第三編, 第9章 “1次の電気光学効果とフォトリフレクティブ効果”, pp.126-141, オーム社, 2005.  
[10] 小山次郎, 西原浩, “光波電子工学”, コロナ社, 1978.  
[11] 西原浩, 春名正光, 栖原敏明, “光集積回路”, オーム社, 1993.  
[12] J. Valasek, “Properties of Rochelle Salt Related to the Piezoelectric Effect,” *Phys. Rev.*, **vol.20**, no.6, pp.639-664, 1922.  
[13] T. Kawanishi, T. Sakamoto, and M. Izutsu, “High-Speed Control of Lightwave Amplitude, Phase, and Frequency by Use of Electro-optic Effect,” *IEEE J. Selected Topics Quantum Electron.*, **vol.13**, no.1, pp.79-91, 2007.  
[14] K. K. Wong : “Properties of Lithium Niobate,” Ch. 8, pp.115-182, IEE, 2002,  
[15] 宮澤信太郎, 栗村直 編, “分極反転デバイスの基礎と応用”, オプトロニクス社, 2005.  
[16] 村田博司, “分極反転電気光学変調器”, オプトロニクス, **vol.30**, no.351, pp.112-117, 2011.  
[17] H. Murata, R. Miyanaka, and Y. Okamura, “Wireless space-division-multiplexed signal discrimination device using electro-optic modulator with antenna-coupled electrodes and polarization-reversed structures,” *International J. Microwaves & Wireless Technol.*, **vol.4**, no.3, pp.399-405, 2012.  
[18] Y. N. Wijayanto, H. Murata, and Y. Okamura, “Electro-optic microwave-lightwave converters utilizing a quasi-phase-matching array of patch antennas with a gap,” *Electron. Lett.*, **vol.48**, no.1, pp.36-38, 2012.  
[19] T. Suhara, and M. Fujimura, “Waveguide Nonlinear-Optic Devices, Springer, 2003.

## 光電界センサの安定性向上

鳥羽 良和<sup>†</sup> 一 條 淳<sup>†</sup> 森岡 健浩<sup>‡</sup> 黒川 悟<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 株式会社精工技研 〒270-2214 千葉県松戸市松飛台 296-1

<sup>‡</sup> (独) 産業技術総合研究所 〒305-8563 茨城県つくば市梅園 1-1-1

E-mail: <sup>†</sup> {yoshikazu.toba,jun.ichijo}@seikoh-giken.co.jp, <sup>‡</sup> {t-morioka,satoru-kurokawa}@aist.go.jp

**あらまし** ニオブ酸リチウム (LiNbO<sub>3</sub>:LN) のポッケルス効果を用いた反射型光電界センサの出力変動要因について検討をおこなった。その結果、センサ出力の安定性を阻害する要因は、フォトダイオードへの光入力強度の他に、光サーキュレータのクロストーク性能に起因する光干渉によるものであることが判明した。

これら変動要因の改善によりセンサ出力変動を 0.009dB と極めて小さく抑えることに成功した。これによりセンサに起因する不確かさの著しい改善が期待される。

**キーワード** 標準電界, 光電界センサ, 光源, 光サーキュレータ, 光干渉

## Improvement of output stability of the optical E-field sensor

Yoshikazu Toba<sup>†</sup> Jun Ichijo<sup>†</sup> Takehiro Morioka<sup>‡</sup> and Satoru Kurokawa<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> SEIKOH GIKEN Co., Ltd. 296-1, Matsuhidai, Matsudo-shi, Chiba, 270-2214 Japan.

<sup>‡</sup> National Institute of Advanced Industrial Science and Technology 1-1-1, Umezono, Tsukuba, Ibaraki, 305-8563 Japan.

E-mail: <sup>†</sup> {yoshikazu.toba,jun.ichijo}@seikoh-giken.co.jp, <sup>‡</sup> {t-morioka,satoru-kurokawa}@aist.go.jp

**Abstract** We studied the factors of output-power fluctuation of the optical E-field sensor using LN optical modulator. As a result, the output-power fluctuation factors are optical interference due to the cross talk of the optical circulator in addition to input optical power of the photodiode.

Improving the factors, this sensor obtained excellent performance of output-power fluctuation of 0.009dB.

Uncertainty in E-field measurement using optical E-field sensor will be improved by it.

**Keyword** Standard E-field optical E-field sensor optical source optical circulator optical interference

### 1. はじめに

近年の情報機器の無線化により、そのふく射電磁波による他の電子機器への障害などが問題となっている。このために電磁妨害(EMI :electro-magnetic interference) に対する耐性試験の信頼性を確保する観点から、正確に電界強度を計測する技術が求められている。

耐性試験では、照射する電界は電界プローブにより一定強度に校正される。電界プローブの指示値は、個体差などからばらつきが生じるため標準電界強度に対して補正される。

一般に標準電界は電波暗室や TEM (transverse electro-magnetic) セル内に生成されるが、使用可能周波数やシステム規模の問題により、主に一次標準の電界強度生成システムとして用いられる。通常の電界プローブ校正にはコンパクトで広帯域の校正が可能な G-TEM (gigahertz-TEM) セ

ルが検討され、その実現のために高安定な電界トランスフェーパーブが必要となっている<sup>(1)</sup>。

筆者らは以前より、ニオブ酸リチウム (LiNbO<sub>3</sub>) のポッケルス効果を利用した光電界センサを開発し、EMC (electro-magnetic compatibility) 分野への導入を行ってきた<sup>(2),(3)</sup>。これらの光学効果を利用した光電界センサは、センサヘッド部にアンテナエレメントと結晶基板上の変調電極以外に金属を使用しないため、理想的なアンテナ特性を有すること、同軸ケーブルを使用しないため、周囲の電界を乱すことがなく、センサ出力にケーブル等での反射波の影響を含まないこと、様々な変調信号の計測が可能であること等の特徴がある<sup>(4)</sup>。

本報告では、本センサの出力変動量およびその要因を明らかにすると伴にその改善をはかり、電界トランスフェーパーブへの適用の可能性について述べる。

## 2. 光電界センサの構成

本センサは図1に示すように、センサヘッド、コントローラ部、シングルモード光ファイバおよび信号解析用スペクトラムアナライザにより構成される。

コントローラ部は、光源部、光サーキュレータ、光増幅器およびO/E変換器から構成されている。光源部から出射された無変調光（光波長：1550nm帯）は、光サーキュレータを透過し、センサヘッドへ導かれる。

センサヘッドは、幅3mm、長さ13mm、厚さ0.5mmのLN(X-cut)結晶基板上にTi熱拡散により形成した幅6μmの光導波路、反射板、変調電極、アンテナエレメントと光ファイバから構成されている。光ファイバ及び結晶基板の入射端面は斜め研磨を施し、光入射端面反射を防止する構造としている。図2に外観写真を示す。

本センサヘッドは入射した光を一端分岐させ、反射板で全反射させ、再び合成する分岐干渉型光導波路であり、結晶の有するポッケルス効果によりアンテナから誘起される電圧に比例して光導波路の屈折率が変化し、合流するときの干渉により光強度が変調される。空間電界により強度変調された光は再度光サーキュレータに戻り、光増幅器で光レベル調整された後にO/E変換器へと導かれ、元の信号に復調される。この復調された出力信号をスペクトラムアナライザなどで測定することにより、センサヘッド近傍の電界を測定することができる。

本反射型センサヘッド<sup>(5)</sup>は、透過型構造に比べて同じ変調電極長の場合、往復で2倍の感度が得られことのほか、使用光ファイバが1本で済み、センサヘッドの小型化にも有効である。

## 3. 出力変動要因

光電界センサの出力  $C_o$  は  $i_p$  をフォトダイオードの光電流、 $M$  をセンサヘッドの光変調度、 $R_L$  を負荷イン

ピーダンス、 $G_{O/E}$  を O/E 変換器のアンプリティードとすると次式で表される<sup>(6)</sup>。

$$C_o = \frac{i_p^2 M^2}{2} R_L + G_{O/E} \quad (1)$$

ここで、 $M$  はセンサヘッドの半波長電圧を  $V_\pi$ 、2本の光導波路の位相差（バイアス電圧）を  $V_b$ 、変調電極への印加電圧を  $V_{in}$  とすると次式で表され、

$$M = \cos\left(\frac{V_b}{V_\pi} \pi\right) \sin\left(\frac{V_{in}}{2V_\pi} \pi\right) \quad (2)$$

$i_p$  はフォトダイオードへの光入力強度を  $P_{O/E}$ 、光感受率を  $\eta$  とすると

$$i_p = \frac{P_{O/E} \eta}{2} \quad (3)$$

である。

(1)~(3)式からわかるように、光電界センサの出力変動は、変調電極への印加電圧が一定とすると  $i_p$  と  $V_b/V_\pi$  で決定される。

そのため、本光電界センサでは、光ファイバの屈曲やコネクタ接続などによる  $i_p$  変動を光増幅器の一定光出力制御により抑制している。

一方  $V_b/V_\pi$  は、主に温度により変化するが、温度一定環境下ではその影響は極めて小さく無視できる。

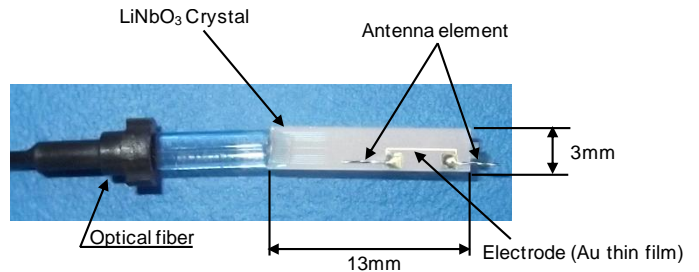


図2 センサヘッドの外観

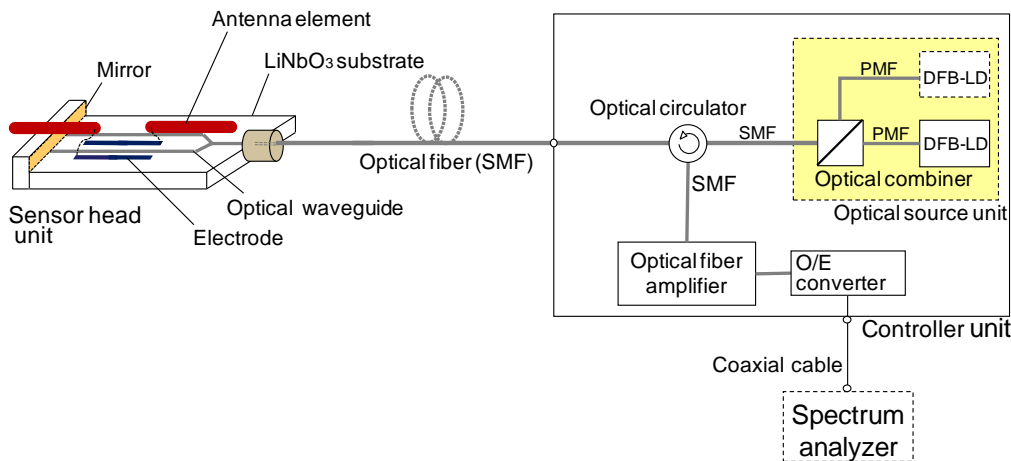


図1 光電界センサの構成

図 3、4 に、光電界センサ出力の時間変動の測定系および測定結果を示す。今回の実験では、受信電界の影響をなくすため RF 信号を直接入力できる光プローブヘッド(変調電極に RF コネクタが接続)を使用した。図 5 に光プローブヘッドの構成と外観を示す。信号を直接入力する以外は LN 結晶寸法、電極構造含め同様である。

その結果、0.6dB の出力変動が確認された。これは、偏光調整器 2 の動作に依存し、光増幅器の偏光依存性によるものと考察される。また、光源の偏光変動(偏光調整器 1)による影響は確認されなかった。

上記問題を解決するため、フォトダイオードの光電流によるフォトダイオード入力光制御を試みた。その結果を図 6 に示す。その結果、センサ出力の変動は大幅に改善され 0.08dB に抑制することができた。これは、フォトダイオードの光電流制御方式により、光増幅器や光学モジュールの偏光依存性が補正されたものと考察される。

しかしながら、フォトダイオード光電流制御では補償できないランダムな出力変動があることが確認された。

#### 4. 出力の安定化

フォトダイオードの光電流に依存しない出力変動として、光サーキュレータのクロストーク(ポート①→ポート③ : 50dB)に起因する光干渉が考えられる。本センサに使用している光源は光ノイズ低減<sup>(7)</sup>の観点から干渉性の高いDFB(distributed-feedback)-LDを使用している。

そこで今回は、上記検証のため干渉性の低いSLD(super luminescent diode)をその光源として用い、センサの出力変動を測定した。図 7 には、今回使用した SLD の光スペクトル波形を示す。中心光波長 1546nm、光スペクトル半値全幅 65.5nm、光出力+13dBm(光アッテネータにより 10.5dBm に調整)である。

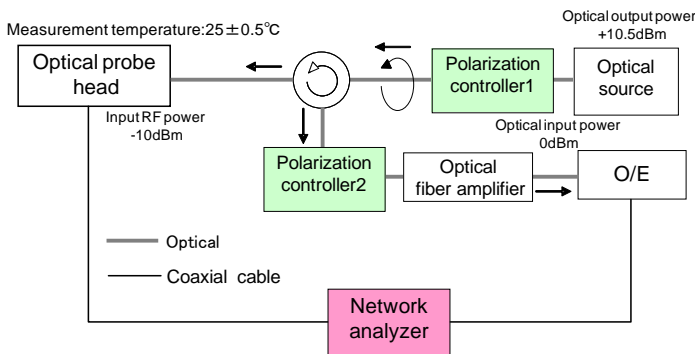


図 3 測定系

図 8 には、SLD を光源として構成した光電界センサの出力変動測定結果を示す。

その結果、光電界センサ出力の変動を 0.009dB と極めて小さく抑えることができた。すなわち、フォトダイオード光電流制御では補償できないランダムな出力変動は光の干渉の影響であると言える。

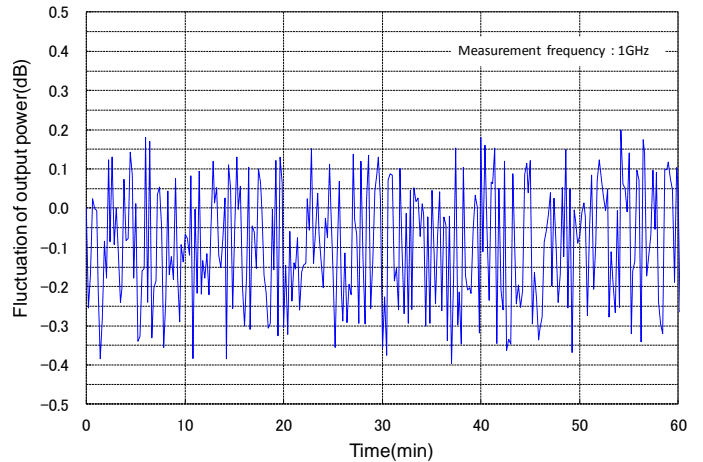


図 4 O/E 変換器出力パワーの変動

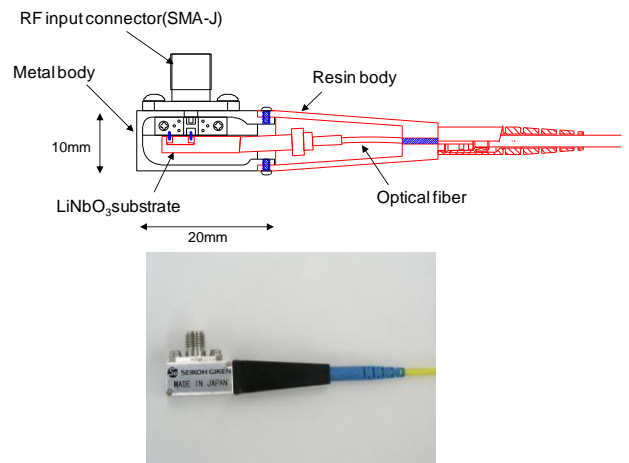


図 5 光プローブヘッドの構成および外観

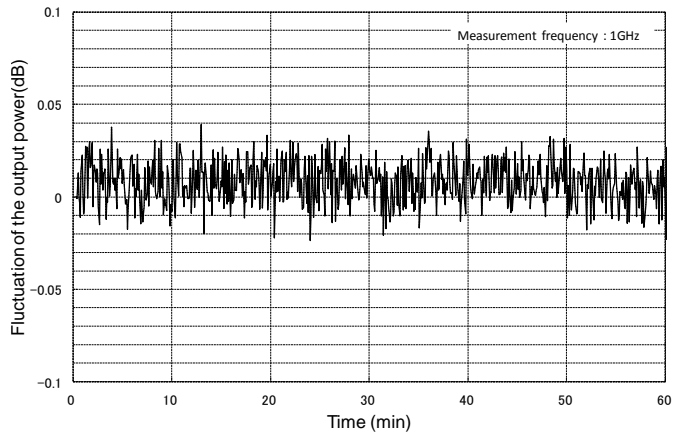


図 6 O/E 変換器出力パワーの変動 (フォトダイオード電流による制御)

## 5. まとめ

光電界センサの出力変動を測定し、安定性を阻害する要因は、フォトダイオードへの光入力強度（光電流）の他に、光サーキュレータのクロストーク性能に起因する光干渉によるものであることが判明した。

そして干渉の低い SLD をセンサの光源として使用することにより、センサ出力変動を 0.009dB と極めて小さく抑えることに成功した。これによりセンサに起因する不確かさの著しい改善が期待される。

今後は、空間電界における不確かさの評価を行い、標準電界強度生成用途への展開をはかる予定である。

## 文 献

- [1] 森岡健浩, “コンパクトなシステムで高精度の電界を生成”, 産総研 TODAY, vol.11-06, pp.22, 2011.
- [2] 戸叶祐一, 田辺高信, 村松良二, 近藤充和, 佐藤由郎, “光電界センサの高感度化”, 信学技報, EMCJ94-26, pp.1-7, 1994.
- [3] 大林亮祐, 菅間秀晃, 土屋明久, 日高直美, 石田武志, 橋本修, “LPDA 型光電界センサによる空間電磁界分布測定”, 信学通信ソサエティ大会, B-4-4, pp.280, 2006.
- [4] 黒川 悟, 廣瀬雅信, 小見山耕司, “光技術を用いたアンテナ特性測定”, 信学論, vol.J91-C, no.1, pp.64-74, 2008.
- [5] M.Kondo, Y.Tokano, T.Tanabe and R.Muramatsu, “Reflection type electro-optic electric field sensor with LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide”, EMC SYMPOSIUM '94 SENDAI, 19P606, 1994.
- [6] 鳥羽良和, 生岩量久, “[招待講演] MZ-LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を用いた電波受信システム”, 信学技報, MW2008-54, OPE2008-37, pp.43-48, 2008.
- [7] 鳥羽良和, 鬼澤正俊, 鳥畑成典, 生岩量久, 山下隆之, 尾崎泰巳, “AGC 及び半導体レーザの導入による光変調器を用いた電波受信システムの広ダイナミックレンジ化と低コスト化の検討”, 信学論, vol.J88-C, no.2, pp.99-106, 2005.

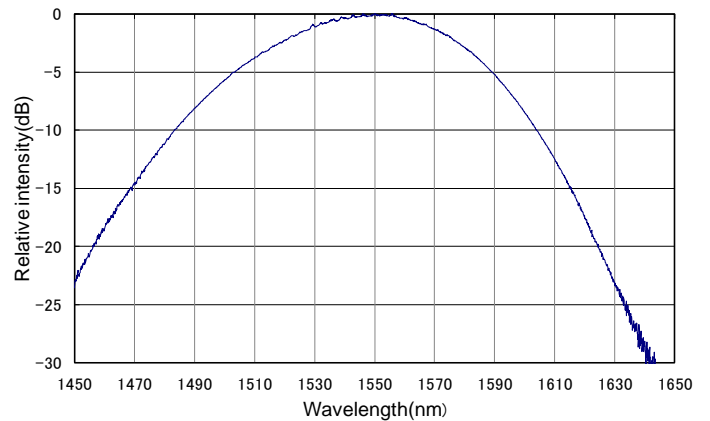


図7 SLD の光スペクトル波形

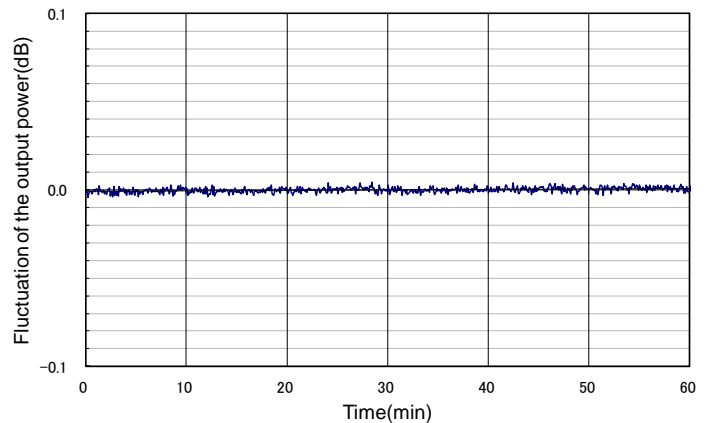


図8 O/E 変換器出力パワーの変動  
(フォトダイオード電流による制御、SLD)

# 広帯域メタルフリー光電界センサのタイムドメイン計測

セット・ジ・イオン<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 株式会社アルネアラボラトリ 〒141-0031 東京都品川区西五反田 6-2-7 ウエストサイド五反田 2F  
E-mail: <sup>†</sup> set@alnair-labs.com

**あらまし** 現在商品化を進めている広帯域メタルフリー電界センサーの技術及びその応用例について説明する。従来アンテナ式電界プローブとは違って、より広帯域で電界強度と位相情報測定可能ですのでタイムタイムドメイン計測の応用に向かっている。また、メタルフリーのプローブ設計で測定物と測定環境内の電界分を布擾乱しない正確な電界測定が可能です。二つの応用例を紹介します：(1) SAR (比吸収率) 測定および(2) 癌の温熱療法用照射アンテナの評価。

**キーワード** 電界センサー、メタルフリー、EO プローブ、タイムドメイン計測、SAR 計測、癌の温熱療法、照射アンテナ

## Broad-band Metal-free Optical Electric-field Sensor for Time-domain Measurement

Set Sze Yun<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Alnair Labs Corporation, Westside Gotanda, 6-2-7 Nishigotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, 141-0031 Japan  
E-mail: <sup>†</sup> set@alnair-labs.com

**Abstract:** We describe a recently commercialized metal-free, non-invasive, all-optical electro-optic (EO) probe with a broad frequency response for time-domain measurement. Unlike most conventional metallic antenna probes, the metal-free EO probes allow not only field-strength amplitude measurement capability at much higher frequency range, but also the ability to measure the phase information, allowing time-domain characterization of the electric-field. The exemplary applications of these commercial probes are (1) Specific Absorption Rate (SAR) measurement of electro-magnetic waves emitted from cellular mobile phones and (2) the characterization of antenna emission pattern for hyperthermia treatment under MRI environments.

**Keyword** Electric field sensor, metal-free EO probe, time-domain measurement, SAR Specific Absorption Rate, Hyperthermia cancer therapy, emission antenna.

## 1. Introduction

The recent exploding worldwide market growth of cellular mobile phones, wireless-equipped smart phones, tablets and notebook computers is creating a new era with environment full of electro-magnetic emission from these mobile wireless devices. These mobile wireless devices uses frequency bands from 300MHZ to 3GHz, and the concern on radio frequency safety towards human health, in particular the Specific Absorption Rate (SAR) on human body, is becoming an important issue that required regulation form official authorities. Non-invasive measurement of electric-field distribution around mobile devices is required for accurate assessment of and emission field pattern and the SAR.

Alnair Labs has licensed the electro-optic (EO) probe technology from NTT Corporation and awarded a NEDO innovation development grant for the commercialization of the EO probe specifically for cellular mobile phone SAR measurement applications. Optical electric-field sensor [1-5] has been of much interest in applications where conventional metallic antenna-type probe fails to perform due to their invasiveness. Applications such antenna characterization, specific absorption ratio (SAR) measurement [2][3] for cellular mobile phone safety standard, electromagnetic compatibility (EMC) and so on, calls for high precision measurement of the 3-dimensional vector field distribution around the object under test.

Optical electric-field sensors in the market are mostly based on Lithium-niobate waveguide Mach-Zehnder interferometer type configuration [1][4] with frequency response up to 10GHz, where sensor element such as dipole antennas are attached on the waveguide to enhance probe sensitivity and directivity. The presence of the metallic sensor element will disturb the surrounding electric-field and hence distorting measurement results, as well as restricting its application in special environment such as in the magnetic-resonant imaging (MRI) room.

In this paper, we report a 3-axis non-invasive EO probe based on the tip-on-fiber configuration with broadband frequency response over 18GHz. We

also introduce two practical applications of this completely non-invasive, non-metallic EO probe: (1) mobile-cellular phone SAR measurement, and (2) accurate electric-field pattern characterization of a hyperthermia cancer treatment applicator in an MRI-Thermometry environment.

## 2. Configuration of the EO-Probe

The photograph of the 3-axis EO probe is show in Figure 1, and the probe construction is depicted in Figure 2.



Figure 1. Outlook of the 3-axis EO-Probe.

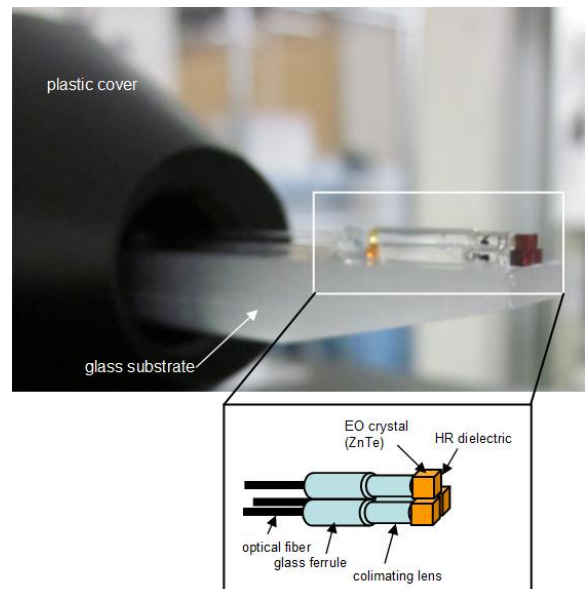


Figure 2. Construction of the EO-Probe tip.

The probe is based on a glass substrate with a plastic housing. 3 pieces of 1x1x1mm ZnTe crystals are used as the electro-optic sensors. The principle of

the electric-field sensor is well described in [5]. An input laser light at 1550nm is launched with a circular polarization, via a graded index collimating lens, incident to the corresponding crystal that has a HR dielectric coating at the end-facet to reflect the light back to the fiber. Each of the 3 crystals has its sensing axis aligned to one of the predetermined direction (X, Y, or Z). Incident electric-field will cause changes to the state of polarization of the reflected light. An all-optical polarization analyzer is constructed with miniaturized optics inside the probe main-body housing. The returning light from each of the 3 crystals are coupled back to 3 high-speed photo-detectors, respectively for the measurement of the vector electric field strength.

### 3. EO-Probe Performance

The performance of the probe is measurement using the experimental setup as shown in Figure 3. 1550nm CW laser with 80mW output power is launched into the 3-axis EO probe (model: EOP-200). Each of the X-, Y-, and Z-axis returning signal from the EOP-200 is detected using a high-speed photo-detector with frequency response of 1MHz – 18GHz. A low-noise-figure, high-gain optical amplifier (EDFA model: LNA-200) is inserted together with a narrow band optical bandpass filter for the suppression of the amplified spontaneous emission (ASE) from the optical amplifier to improve the detection sensitivity.

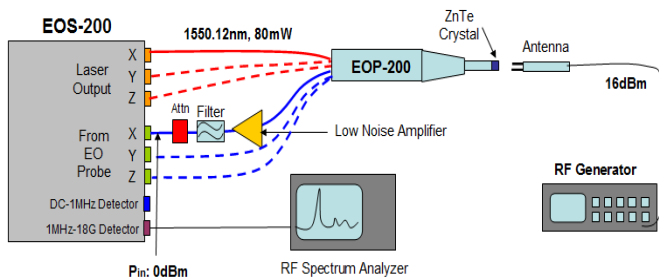
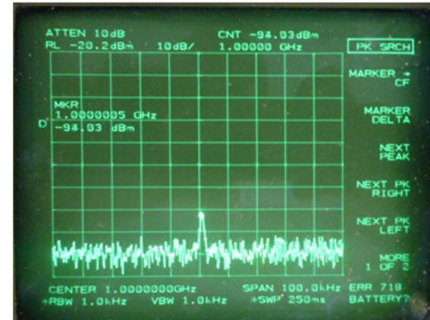


Figure 3. Experimental setup for the EO-probe performance characterization.

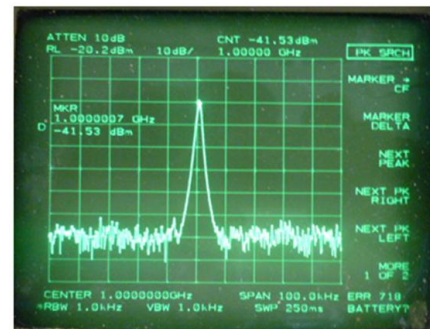
An RF signal generator with 16dBm output power is used to drive a test antenna placed close to the tip of the probe with different orientation to suit the axis of measurement. The signal from the

photo-detector is measured using an RF spectrum analyser.

The peak detected signal amplitude as measured with the RF spectrum analyser showed close to 50dB improvement, as shown in Figure 4. It is evident that the signal-to-noise ratio and hence the sensitivity of the measured signal can be greatly enhanced with the insertion of the low-noise optical amplifier and optical filter (Figure 5).



Without Optical Amplifier



With Optical Amplifier

Figure 4. Sensitivity enhancement with an optical amplifier and an optical bandpass filter.

### 4. Results and Discussions

The frequency response of the EO probe is measured and the results are shown in Figure 5. The frequency response shows a broadband response from 1MHz to 18GHz, limited only by the photo-detector response.

The Z-axis appeared to have higher sensitivity due to its orientation favoring a closer placement of the test signal antenna. The results also suggested that the EO probe has a trend to have less sensitivity at lower frequency <1MHz. Indeed the EO probe has poor response for DC field. This can be explained by the fact that the crystal has no metallic contact and therefore a continuous DC electric-field would create a static charging effect, reversing the internal field in

the crystal and resulting in the reduction of the Pockel's effects.

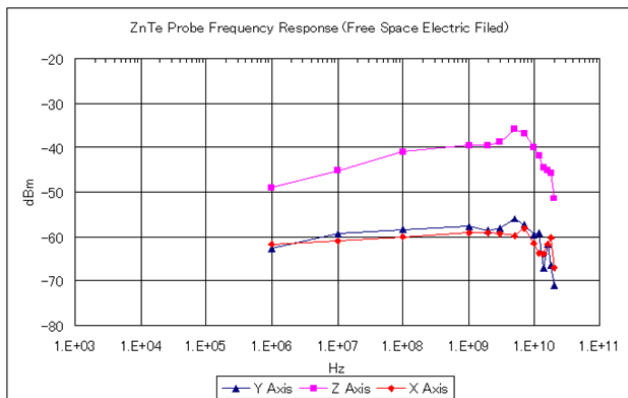


Figure 5. Frequency response of the 3-axis EO-Probe.

## 5. Exemplary Applications of the EO-Probe

### (1) SAR measurement for cellular mobile safety standard.

SAR measurements are conducted by placing a transmitting cellular mobile phone close to a model of a human head. The model of the human head is filled with a liquid (phantom) with similar dielectric characteristics of the human body (Figure 6).

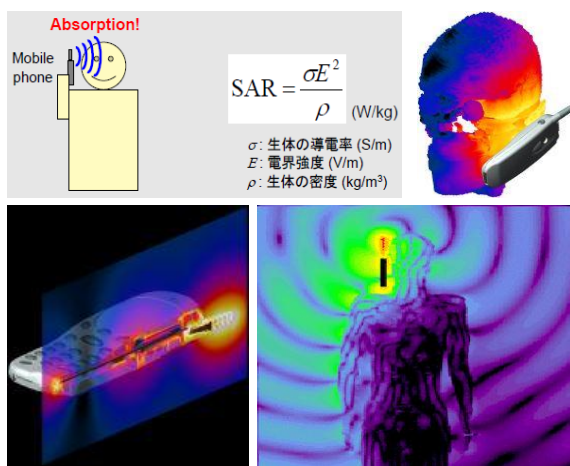


Figure 6. Specific Absorption Rate (SAR) measurement

The EO-probe is mounted on a computer controlled robotic arm to measure the electric-field distribution both amplitude and phase in all 3-axis of within the phantom inside the human head model. Since cellular mobile phone operates in several bands ranging from 300MHz to 3GHz, a broadband probe is favorable. Since these measurement data with the mobile phone positioned in different orientation to

the human head model will be used in computer modeling of the field pattern and heating pattern in the human head model, an accurate non-invasive metal-free probe is important to measure the real non-perturbed field distribution from the mobile phone, for accurate results derived from the computer simulation.

These data will allow mobile phone designer to feedback to their antenna design for optimization. It also allows regulators and service providers to characterize various mobile phones against a standard for SAR safety levels.

### (2) Field pattern characterization of hyperthermia RF applicator for oncothermia treatment.

Another application that takes advantage of the metal-free property of the EO-probe is the characterization and optimization of the RF-radiation applicator in a three-dimensional hyperthermia cancer treatment with non-invasive magnetic resonance (MR) imaging system .

Non-invasive MRI during hyperthermia treatments provides the capability to monitor changes in perfusion, temperature, necrosis and chemistry during the procedure (Figure 7).

The large magnetic field within the MRI system of up to 3 Tesla calls for a metal-free probe. In order to precisely control and optimize the 3D heating pattern of the electromagnetic phase array hyperthermia applicator, a precise, electromagnetically-non-invasive 3-axis EO probe is also of utmost importance [7][8].

The proposed metal-free EO-probe allows accurate measurement and optimization of the 3D radiated power amplitudes and phases.

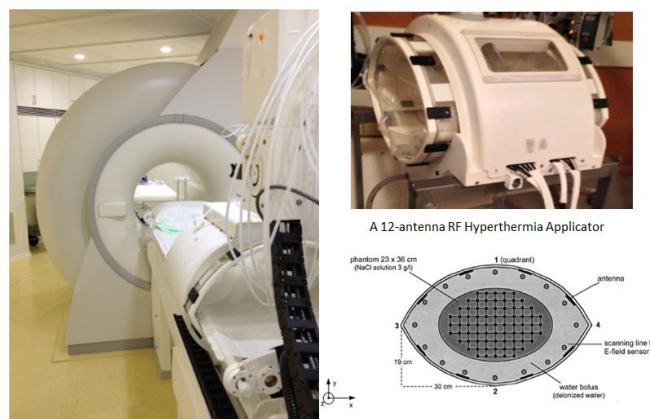


Figure 7. A hybrid MR-thermometry oncothermia treatment system with a 12-antenna RF hyperthermia applicator.

## 6. Technical and Commercial Challenges

The key technical and commercial challenges for a successful commercialization of the developed 3-axis EO probe are recognised to be a few of the following:

### (1) Probe Sensitivity

Despite all the advantages offered by the EO probe over conventional antenna probe, i.e. non-invasiveness, compact size, broadband response, time-domain/phase sensing capability and so on, the one of only drawback of current EO probe is its sensitivity. Over the course of the project, we have put in great effort to improve its sensitivity and have achieved a level close to that for commercial deployment. It is possible to incorporate small dipole antenna to improve its sensitivity close to that of commercial antenna probe, however, this defeats the purpose of an all-optical, metal-free design of the EO probe. We are now working on a new configuration to further improve the probe sensitivity.

### (2) Low-Frequency Response

Another technical challenge of the EO probe is the poor low-frequency response, particular below 1MHz range. It is difficult to use the EO probe for DC field measurement. There are ways to enhance the low-frequency response of the EO probe to a few Hz responses, however, that would also involve plating electrodes onto the EO crystal, again defeating the purpose of an all-optical, non-metallic design.

### (3) Calibration and Standardization

In order to commercialize such EO probe, it is required that a calibration process to be defined and developed to ensure the accuracy and traceability. Furthermore, professional associations and organizations should also work on a unified standardization of such EO probe for a successful commercialization.

### (4) Cost

Last but not least, the production cost of such EO probe and its associated measurement tools and equipment should also be controlled and reduced to a level acceptable for mass deployment.

## 7. Summary

We have introduced a metal-free all-optical E-field

sensing probe for accurate and non-invasive measurement of SAR. The demonstrated commercial 3-axis EO probe is completely non-metallic and therefore electromagnetically non-invasive.

The EO probe has a broadband frequency response >18GHz, limited by the photo-detector used in the receiver. The frequency response can be further improved by using faster photo-detector.

This technology is important for mobile phone safety inspection and in view of the current rapid increase in the number of mobile phones and other radio devices around. We expect the commercialization of this technology to play a key role in the future for safety standard test, and factory inspection test and measurement.

Another potential application of this non-metallic EO probe is for the characterization and optimization of the 3D RF-heating radiation pattern in a MIR-hyperthermia applicator for oncothermia cancer treatment.

## Acknowledgment

The authors would like to thank Dr. H. Togo of NTT Labs and Dr. T. Onishi of NTT docomo for their insightful discussions and encouragement.

## References

- [1] N. Kuwabara, K. Tajima, R. Kobayashi, and F. Amemiya, "Development and analysis of electric field sensor using LiNbO<sub>3</sub> optical modulator," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, no. 4, pp. 391-396, Nov. 1992.
- [2] B. G. Loader, M. J. Alexander, W. Liang, and S. Torohata, "An optical electrical field probe for Specific Absorption Rate measurement," *15th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 12C3, pp. 57-60, Zurich, Switzerland, 2003.
- [3] T. Onishi, H. Togo, N. Shimizu, K. Kiminami, S. Uebayashi, and T. Nagatsuma, "SAR measurement employing electro-optic (EO) probe without using metal," in a joint meeting *BioEM2005*, Dublin, Ireland, June 2005.
- [4] K. Tajima, R. Kobayashi, N. Kuwabara, and M.

Tokuda, "Development of optical isotropic E-field sensor operating more than 10GHz using Mach-Zehnder interferometers," *IEICE Trans. Electron.*, Special Issue on Optical Fibers and Devices, vol. E85-C, no. 4, April 2002.

[5] H. Togo, N. Shimizu, and T. Nagatsuma, "Tip-on-fiber electro-optic probe for near field measurement," *NTT Technical Review*, vol. 4, no. 1, Jan. 2006.

[6] T. Schmid, O. Egger, and N. Kuster, "Automated e-field scanning system for dosimetric assessments," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 44, no. 1, 105–113, 1996.

[7] P. Wust, H. Fa'hling, A. Jordan, J. Nadobny, M. Seebass, and R. Felix, "Development and testing of SAR-visualizing phantoms for quality control in RF hyperthermia," *Int. J. Hyperthermia*, Vol. 10, pp. 127–142, 1994.

[8] P. Wust, R. Beck, J. Berger, H. Fahling, M. Seebass, W. Wlodarczyk, W. Hoffmann, and J. Nadobny, "Electric field distributions in a phased-array applicator with 12 channels: Measurements and numerical simulations," *Medical Physics*, Vol. 27, No. 11, November 2000.

# 光電界プローブを用いた全身平均 SAR 測定系の構築

日景 隆<sup>†</sup> 河村 由文<sup>†</sup> 野島俊雄<sup>†</sup>

<sup>†</sup>北海道大学 大学院情報科学研究科 〒060-0814 札幌市北区北 14 条西 9 丁目

E-mail: <sup>†</sup> hikage@wtmc.ist.hokudai.ac.jp

**あらまし** 電波防護指針において、全身平均 SAR (Specific Absorption Rate) は生体防護の基礎指針として用いられている。全身平均 SAR の計算推定は電磁界強度指針の裏付けとして多く実施されているが、その結果を実験的に評価することは重要である。筆者らは、人体の外部電磁界を用いた全身平均 SAR 実験推定手法を提案している。本稿では、光電界プローブを用いた全身平均 SAR 実験系の構築と測定結果を示す。閉空間領域から外部に放射される電力を評価することで領域内に置かれた人体の全身平均 SAR を推定する。円筒面走査法を適用した場合の閉空間からの放射電力は円筒走査面のサンプリング点で得られる 3 次元の電界強度値を元に算出されるポインティングベクトルを用いて導出される。全身平均 SAR は人体の吸収電力と質量により求める。吸収電力は人体を含まない時の放射電力から人体を含む場合の放射電力を減ずることで導出する。物理ファントムを対象としたばく露実験により、本実験系を用いて評価する全身平均 SAR は理想的な平面波ばく露時の計算推定値と比べて概ね一致することを確認した。

**キーワード** 全身平均 SAR, 光電界プローブ, 平面波ばく露, FDTD 法

## Whole-Body Averaged SAR Measurement Set-up Using Optical electric-field sensor

Takashi HIKAGE<sup>†</sup> Yoshifumi KAWAMURA<sup>‡</sup> and Toshio NOJIMA<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University,

Kita14, Nishi9, Kita-ku, Sapporo, Hokkaido, 060-0814 Japan

E-mail: <sup>†</sup> hikage@wtmc.ist.hokudai.ac.jp

**Abstract** A basic guideline used as the reference value of biological effects is a whole-body averaged specific absorption rate (WB-SAR). The International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection (ICNIRP) and the Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE) have separately issued advice notices. In Japan, a telecommunications technology council report also included advice. These guidelines are based on established adverse effects for human exposure to electromagnetic fields (EMF) and include safety margins. The relationship between the reference level of the guidelines and the WB-SAR in human due to plane-wave exposure was established mainly by numerical calculations for highly simplified human models. Recently, many dosimetry estimations for human exposure including high accuracy numerical phantom models have been reported. Dosimetry estimations using numerical analysis exhibit some variations due to differences in program code and so on. In order to confirm the validity of computer results, we have proposed a WB-SAR experimental estimation method based on electric power consumption using optical electric-field sensor and cylindrical field scanning technique. The proposed method can be easily applied to human phantoms that have different postures or sizes, because it is not necessary to determine the electromagnetic components distributed inside of the human phantom. We have carried out experimental estimation using constructed SAR measurement system for several human models exposed to plane-wave.

**Keyword** Whole-body averaged SAR, Optical electric-field sensor, Plane-wave exposure, FDTD analysis

## 全身平均SAR (Specific Absorption Rate)

### ■ 電磁界ばく露に対する生体防護指針

- ICNIRPガイドライン (欧州)
- 電波防護指針 (日本)
- IEEE Standard (米国)

・全身平均SARい値 (単位は本来[J])

$$S_{WB} = \frac{\text{全身の吸収電力 } P_{\text{total}} [\text{W}]}{\text{体重 } W [\text{kg}]}$$

$$= \frac{4\text{W/kg}}{1} \quad (\text{約}1^{\circ}\text{Cの深部体温上昇})$$

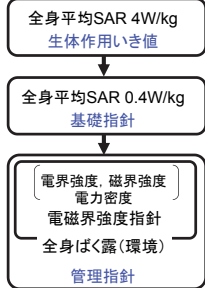
・全身平均SARの指針値

$$S_{WB} \times 1/10 = 0.4 [\text{W/kg}] \quad (0.08: \text{一般環境})$$

$$144\text{J/kg}$$

電磁界強度指針は、熱的影響に関する数十年にわたる研究成果を踏まえて決定

### 電波防護指針の構成



## 全身平均SAR推定手法

### ■ 全身平均SARの評価法

電磁界強度指針の適合性評価に関する調査研究の実施

#### 計算推定 (FDTD法)

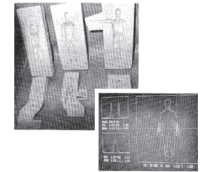
高分解能な数値人体モデルの開発  
計算機資源の大規模化

⇒ 計算手法・プログラムコードの違い等により、SAR評価結果に誤差が生じるとの報告

#### 実験推定 (従来法)

- サーモグラフィ ([1] A. W. Guy, IEEE MTT32, 1984)
- カロリメータ ([2] S. P. Mathur, BEMS, vol.12, no.5, 1991)

⇒ 大まかなSAR分布の取得は可能だが、高精度な全身平均SAR推定に向かない  
⇒ 研究開発の必要性



## 研究目的

### ■ 本研究の目的

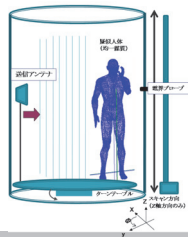
人体の形状 (年齢や身長, 姿勢) に依存せずに、高精度な全身平均SAR評価を実現しうる実験評価法の確立

全身平均SARを計算及び実験の両面から検討することにより、電磁界強度指針に関する妥当性確認に資する実験データを提供

#### 目標とする評価精度

- IEEE Standardにおいて規定される、携帯無線端末に対する局所SAR実験測定精度30%と同程度

従来の実験では考慮されていなかった小児あるいは姿勢が変更された人体などあらゆる条件を想定した実験データの提供



## 提案する全身平均SAR評価法の原理

### 提案する全身平均SAR推定法

- 人体への吸収電力 ( $W_{\text{ab}}$ ) を入射電力 ( $W_{\text{in}}$ ) と放射電力 ( $W_{\text{out}}$ ) より推定。

$$W_{\text{ab}} = W_{\text{in}} - W_{\text{out}}$$

- ポインティングベクトル  $S$  の面積分を用いた放射電力推定。

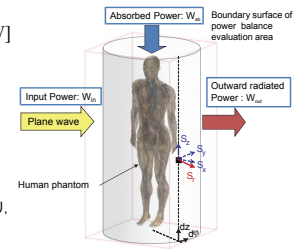
$$W_{\text{out}} = \oint_S \mathbf{S} \cdot \mathbf{n} \, dS = \sum_{z=0}^{N_z} \sum_{\phi=0}^{N_\phi} S_r \, dS \quad [\text{W}]$$

- 全身平均SARは  $W_{\text{ab}}$  と質量の比より算出

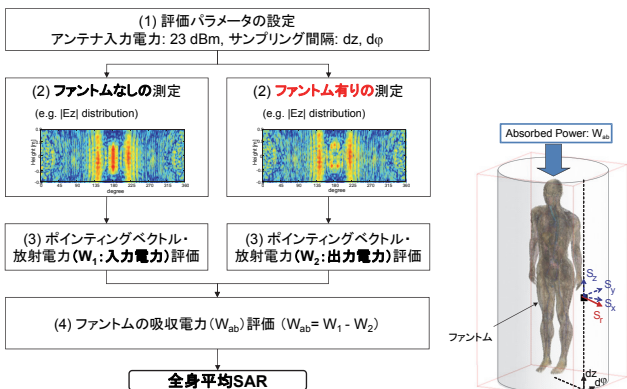
$$\text{全身平均SAR} = \frac{W_{\text{ab}}}{(\text{被測定線質の質量})} \quad [\text{W/kg}]$$

#### 提案手法の特色

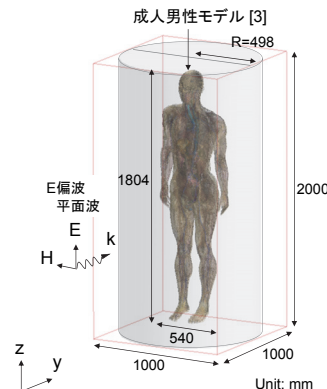
外部電磁界測定に円筒面走査法を適用することにより、人体ファントム等のばく露対象や放射系のなどを含む大規模な実験系を構築した場合でも、汎用性が高い



## 全身平均SAR評価フローチャート



## FDTD解析モデル

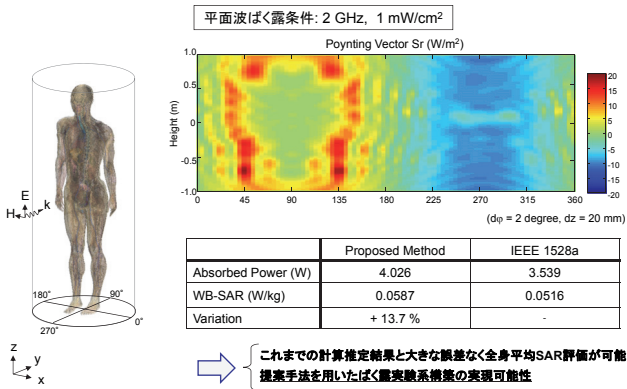


### 解析諸元

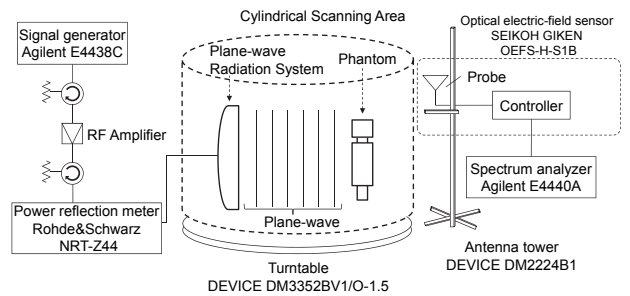
Frequency	2100 MHz
Resolution	2 mm (cubic)
Scattering zone	10 mm (5cells)
Absorbing B.C.	U-PML (10 Layer)
Total Program size	279 Mcells
Incident wave	E-polarized plane wave (1.0 mW/cm <sup>2</sup> )
Material	Homogeneous (ε <sub>r</sub> 39.82, σ 1.49 S/m, ρ 1000 kg/m <sup>3</sup> )
	Inhomogeneous

[3] Christ A. et al., Proceedings of the 23rd Annual Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES) 2007, 2007.

## FDTD解析を用いた提案手法の妥当性検討



## 全身平均SAR実験系の構成



### 全身平均SAR実験評価系の検討項目

- ▶ 円筒面走査法を用いた高精度な電界測定系
- ▶ 人体に対して均一な電磁界をばく露する平面波ばく露装置
- ▶ 形状および電気特性の安定した物理ファントム

## 電界測定系

### 円筒座標系自動測定系

円筒座標系: ターンテーブルと1次元スキャナ (DEVICE社製)  
最小測定分解能:  
高さ方向 z: 1 cm  
角度方向 φ: 0.1 degree (直径3 m換算 0.26 cm)

### 3次元電界測定

周囲の電磁界を乱さないため、非金属(アンテナ部を除く)センサを使用  
測定系を変更する必要のない3軸センサ

### 一仕様

感度: 0.5 V/m ~ 1000 V/m  
不確かさ: ±0.5 dB

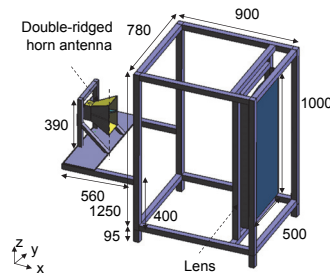


円筒面走査型の自動測定系により、高精度な電界測定系を構築  
電界センサ仕様により、電力評価時に±1 dB程度の誤差を含む

## 平面波ばく露装置

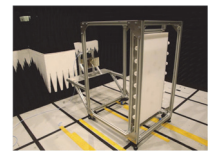
### 誘電体レンズを用いた開放型平面波ばく露装置の設計および数値解析評価

### 構造図



### 構成媒質

- フレーム部: アルミニウム合金
  - アンテナ: アルミニウム
  - 誘電体レンズ: ポリアセタール樹脂 (ε<sub>r</sub> = 3.7)
- ▶ アンテナと誘電体レンズを使用  
▶ 均一な平面波を生成



## 物理ファントム

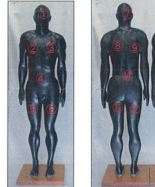
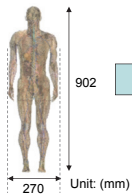
### カーボンナチューブとシリコンゴムを主材とする固体ファントム

比重1 g以下を実現する軽量固体ファントム  
成形後においても、安定した電気特性を実現可能  
(日景他, 信学技報, EMCJ2006-100, pp.17-20, Jan. 2007.)

欧州成人男性モデル  
(1/2スケール)

物理ファントムの測定ポイント

複素誘電率測定結果@4GHz



No.	ε'	ε''	σ	tan δ
1	29	6.6	1.5	0.22
2	31.2	7.3	1.7	0.23
3	31.5	8.7	2	0.27
4	32.9	10.3	2.4	0.31
5	31.7	8.4	2	0.26
6	32.7	9.1	2.1	0.27
7	33.4	11.3	2.6	0.34
8	31.6	8.7	2	0.27
9	31.6	8.5	2	0.27
10	29.9	6.7	1.6	0.22
11	29.9	6.3	1.9	0.27
12	29.5	7.9	1.9	0.27
Ave.	31.241667	Ave.	1.975	
S.D.	1.4	S.D.	0.3	

\* フローブ方式オープン法により測定

誘電率, 導電率は各測定ポイントの平均値から±20%程度の範囲内に存在

## 電磁界理論解析に基づく実験系の較正

### Mieの散乱理論に基づく球の吸収電力評価

([4] J. A. Stratton, Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, 1941.)

球の吸収電力:  $W_a$

$$W_a = W_i - W_s$$

球に散乱される電力:  $W_s$

$$W_s = \pi \frac{E_0^2}{k_z^2} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}} \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) (|b_n|^2 + |c_n|^2)$$

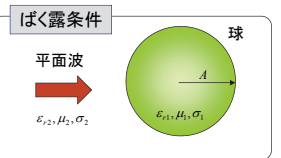
総電力:  $W_t$

$$W_t = \pi \frac{E_0^2}{k_z^2} \sqrt{\frac{\epsilon_2}{\mu_2}} \text{Re} \left[ \sum_{n=1}^{\infty} (2n+1) (a_n^* + b_n^*) \right]$$

ここで,

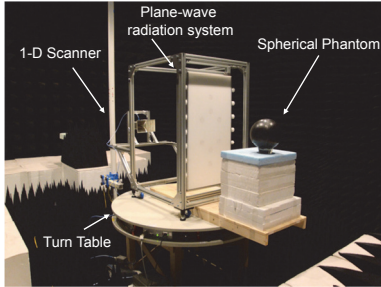
$$a_n^* = -\frac{\mu_2 j_n(N\rho) [j_n(N\rho)] - \mu_2 j_n(\rho) [N\rho j_n(N\rho)]}{\mu_2 j_n(N\rho) [h_n^{(2)}(\rho)] - \mu_2 h_n^{(2)}(\rho) [N\rho j_n(N\rho)]}$$

$$b_n^* = -\frac{\mu_2 j_n(\rho) [N\rho j_n(N\rho)] - \mu_2 N^2 j_n(N\rho) [j_n(\rho)]}{\mu_2 h_n^{(2)}(\rho) [N\rho j_n(N\rho)] - \mu_2 N^2 j_n(N\rho) [h_n^{(2)}(\rho)]}$$



離散誤差を含む計算機シミュレータと異なり, 精度の高い評価が可能

## 実験系の較正結果



<測定条件>  
 周波数: 4.0 GHz (23 dBm)  
 \* 1/2スケールモデルの適用  
 測定空間: 高さ 1.8 m, 半径 1.5 m  
 測定分解能: dz 0.02 m,  $d\phi$  1 degree (90 point  $\times$  360 point)  
 測定時間: 24 時間

1/4波長程度の測定分解能で精度良く電界データの取得が可能  
 理論解との比較より、全身平均SARは20%程度の誤差

## 立姿勢人体ファントムの開発

### 数値人体モデル



### 物理ファントム



### 設計パラメータ

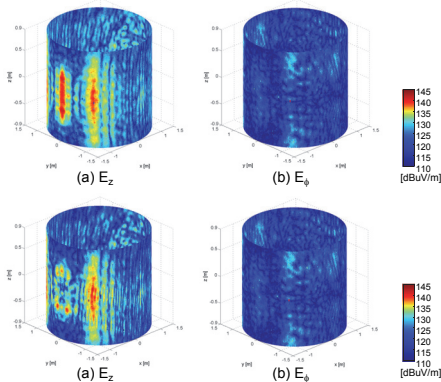
ファントム寸法: 1/2スケールモデル  
 構成媒質: 2/3等価筋肉  
 電気定数: ( $\epsilon_r$ , 36.0,  $\sigma$  2.1 S/m)

[5] T. Nagaoka et al., Phys.Med.Biol., vol.49, 2004.  
 [6] Christ A. et al., 2007 ACES Conference, 2007.

## 円筒面上電界強度測定

### ばく露対象

なし

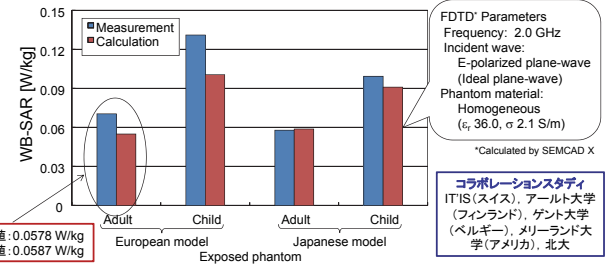


欧州成人

## 立姿勢人体ファントムの全身平均SAR評価結果

### 実験値および計算値の比較

ばく露条件: 1 mW/cm<sup>2</sup> (アンテナ入力電力23 dBmの平均電力密度: 0.154 W/cm<sup>2</sup>)  
 2 GHz (1/2スケール周波数: 4 GHz.)

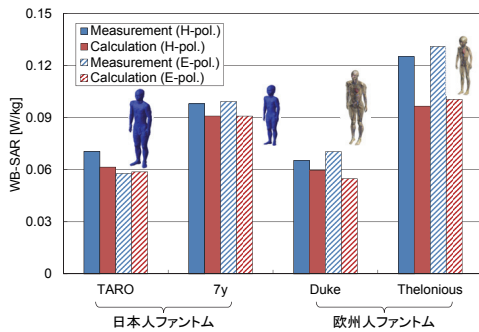


実験値: 0.0578 W/kg  
 計算値: 0.0587 W/kg

本提案手法において、数値解析による理想的な平面波ばく露時の  
 全身平均SARと30%程度の差で評価できることを確認

## 各種立姿勢ファントムの偏波依存性

ばく露条件: 垂直・水平偏波平面波 1 mW/cm<sup>2</sup> (入力電力23 dBmより規格化)  
 2 GHz (1/2スケール周波数 4 GHz)



## むすび

高精度な人体物理ファントムに対する全身平均SAR測定を行う。人体ファントムの吸収電力評価に基づく全身平均SAR推定手法を提案

提案する全身平均SAR推定法に基づく実験評価系を構築し、基本幾何形状ファントムを用いた基本特性評価を実施

基本姿勢(立姿勢)ファントムの実験値を取得し、FDTD数値解析により推定される計算値と比べて30%程度の差で評価できることを実証

人体の姿勢、電磁界ばく露条件を変更した場合においても、高精度な全身平均SAR評価を実現しうることを実証

# 光技術を用いた高電圧・放電プラズマ計測

日高邦彦<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 東京大学大学院工学系研究科 〒113-8656 東京都文京区本郷 7-3-1

E-mail: <sup>†</sup> hidaka@hvg.t.u-tokyo.ac.jp

## あらまし

電気光学効果などに代表される、電気量を光学量として計測する手法は、測定環境への擾乱が少なく、広い測定周波数帯域を持ち、また電磁界ノイズにも強いという特徴を持っている。こうした特徴を活かしたポッケルスセンサは1980年代初期に初めて空間電荷が存在する場の電位、電界、空間電荷測定に適用され、それ以来、この分野においてポッケルスセンサが種々利用されている。また、近年の光学素子、電子デバイス、そして信号処理手法の進歩により、センサの測定感度、時間分解能、空間分解能がいずれも大幅に向上している。その結果、気体が有するカー効果という、極めて微弱な信号出力を測定することができるようになり、ガス空間中の非接触電界測定に応用されるに至っている。

電力システムへのセンサ応用としては、ポッケルス電圧センサが高電圧変電所内のガス絶縁開閉装置(GIS)に装備されており、最近では、世界最高の送電電圧、1000kV送電システムの電圧変成器にも利用されている。センサの時間分解能がns、空間分解能が10 $\mu$ mに向上したことで、従来困難とされてきたプラズマ放電空間の電位、電界測定にも有効に活用されている。

**キーワード** 電気光学効果, ポッケルス効果, カー効果, 高電圧, 放電プラズマ, 計測技術

## High Voltage and Discharge Plasma Measurement Using Electro-optic Technology

Kunihiko HIDAKA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> School of Engineering, The University of Tokyo 7-3-1 Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo 113-8656 Japan

E-mail: <sup>†</sup> hidaka@hvg.t.u-tokyo.ac.jp

## Abstract

The electro-optic sensors for measuring electrical environment have the advantages of offering less field distortion and wide frequency responsibility and minimizing electromagnetic interference errors. A Pockels sensor, which is one of these sensors, was applied to the electric-field, potential and charge measurement in Laplacian and Poissonian fields for the first time in the world in the early 1980s. Since then the idea of Pockels sensors has been widely recognized in the world. Innovation of electrical and optical techniques enables to maximize the measurement sensitivity of the sensors and to improve time and space resolution of them. A sensing technique based on Kerr effect of gas was also developed in the early 2000s and has been applied to the noncontact electric-field measurement in gas space.

From a viewpoint of application to electric power networks, Pockels voltage sensors have started to be introduced into gas-insulated switchgears (GIS) since 1980s and the long-term field tests on their use have been carried out. A GIS in a 1000kV transmission line system, which is one of highest voltage power systems, has been also equipped with the Pockels sensors. In other applications, electric field measurement has been made in electrical discharge spaces, which are too faint to be observed, by employing the achievement that the temporal and spatial resolutions of sensors reach nanoseconds and tens micro-meters, respectively.

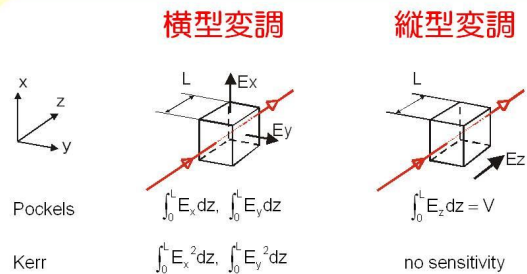
**Keyword** Electro-optic effect, Pockels effect, Kerr effect, High voltage, Discharge plasma, Measurement technology

# 1. 高電圧・放電分野の計測技術

新版「放電ハンドブック」(電気学会、2003年)、  
第5編 技術編、第9部 計測技術の目次より

- 第1章 **電圧の測定**
- 第2章 電流の測定
- 第3章 **電界の測定**
- 第4章 **電荷量、電荷分布**
- 第5章 部分放電検出
- 第6章 光の測定
- 第7章 粒子密度
- 第8章 電磁波
- 第9章 音波の測定
- 第10章 電子スオームパラメータ  
・再結合係数・仕事関数
- 第11章 気体粒子の運動

## 光の入射方向と測定電界方向



縦型変調方式では電圧も測定可能

## 電圧、電界測定法の比較

MEASURING DEVICES	PRINCIPLE	MATERIAL	SENSOR LOCATION	ADVANTAGE	DISADVANTAGE	FREQUENCY RANGE
MECHANICAL SENSOR (Voltmeter)	Electrostatic force, magnetic force	Metallic	Voltage terminal	Simple	Location limit	DC low frequency
ELECTRICAL SENSOR (Transformer, capacitive probe, flux meter)	Induced charge, displacement current	Metallic	Voltage terminal, space	Simple, many experiences	Field distortion in space	up to 10 MHz (DC)
OPTICAL SENSOR (Pockels sensor, Kerr sensor)	Electro-optic effect (Pockels effect, Kerr effect)	Insulating	Voltage terminal, Space	Less field distortion	Complex, Expensive	up to 10GHz

## 電気光学効果をもつ物質

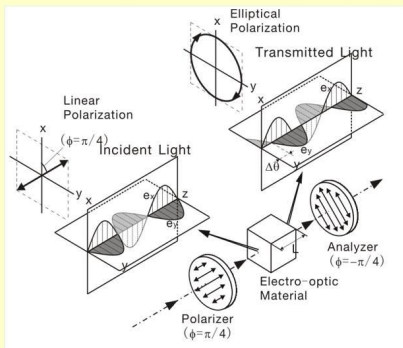
Pockels material	Relative Permittivity	Half-wave voltage $E\pi L$ (kV)
Quartz	4	450
$\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$ (BGO)	16	31
$\text{LiNbO}_3, \text{LiTaO}_3$	$e//z$ 50, $e \perp z$ 100	3 - 8

Kerr Material	Relative Permittivity	Field magnitude for first maximum $E_m$ (MV/m)
<b>&lt;Liquid&gt;</b>		
Transformer Oil	2	$13 / L^{1/2}$
Pure Water	80	$4 / L^{1/2}$
Nitrobenzene	36	$0.4 / L^{1/2}$
<b>&lt;Gas&gt;</b>		
$\text{SF}_6$	1	$2000 / L^{1/2}$
$\text{N}_2$	1	$1000 / L^{1/2}$
$\text{O}_2$	1	$800 / L^{1/2}$

## 2. 電気光学効果

電気光学効果：電界により光の屈折率が変化



ポッケルス効果：  
電界に比例

カー効果：  
電界の二乗に比例

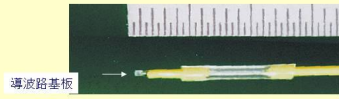
## 3. ポッケルス効果を用いた電圧・電界測定

3. 1 ポッケルスセンサの開発例
3. 2 1MV級高電圧直接測定器
3. 3 非接触サージ電圧測定器
3. 4 ポッケルス表面電位計
3. 5 非接触配線電圧測定器
3. 6 ポッケルスセンサによる沿面放電電位分布測定

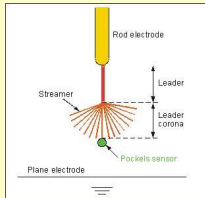
### 3.1 ポッケルスセンサの開発例



BGO結晶と光ファイバを組み合わせたセンサ



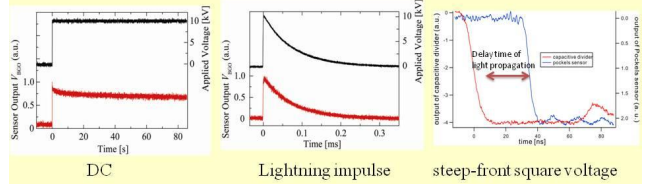
導波路基板  
光導波路型ポッケルス電界センサ  
(LiNbO<sub>3</sub> 幅7μ、長さ0.5mm)



- ・コロナ放電下の電極表面電界
- ・沿面放電時の絶縁物表面電界
- ・低密度中性プラズマの高周波振動電場

### センサの応答特性

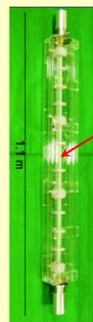
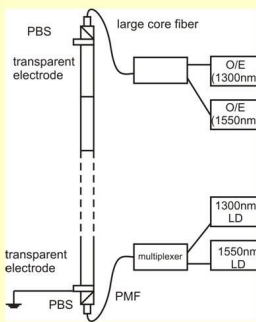
- ・ Higher frequency limit is determined by detector-bandwidth.
- ・ Lower frequency limit is determined by resistivity of BGO crystal.



DC                      Lightning impulse                      steep-front square voltage

\*Relaxation time is 700 s. → The lower limit is **less than 0.001 Hz.**  
\*It follows 9ns rise time. → Upper limit is **more than 40 MHz.**

### 3.2 高電圧直接測定器の開発

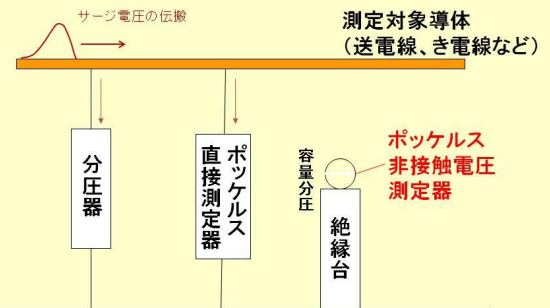


10 × 10 × 120mm  
BGO結晶 8本

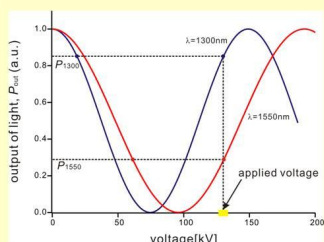
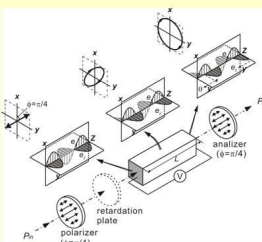
DCからパルス電圧  
まで測定可能

縦型変調ポッケルス電圧センサで分圧せずに測定 8

### 3.3 非接触サージ電圧測定器の開発



### 高電圧化の鍵



$$P_{out} = \frac{P_{in}}{2} \{1 - \cos(\theta + \theta_0)\}$$

$$= \frac{P_{in}}{2} \left\{1 - \sin\left(\pi \frac{V}{V_{\pi}} + \frac{\pi}{2} + \theta_0\right)\right\}$$

V<sub>π</sub>の波長依存性を利用し、  
二波長利用による測定上限の  
拡張

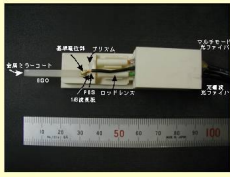
### ポッケルス非接触電圧測定器

補助電極内部に電界センサ  
(電位差センサ)を格納



補助電極直径、間隔、及び設置  
高さによって感度を調整する

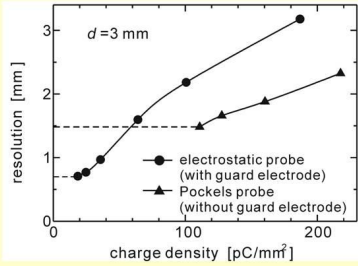
### 3.4 ポッケルス表面電位計



ポッケルス表面電位計

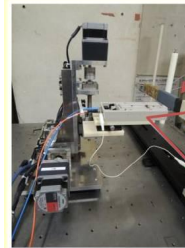
静電容量型表面電位計の一種。ガード電極を取り外した構造。

評価基準: 空間分解能

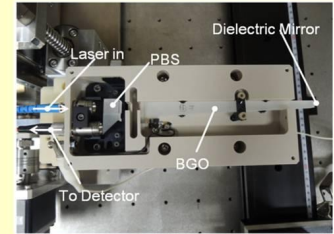


測定対象の帯電量によってはポッケルス表面電位計の方が高分解能が期待される

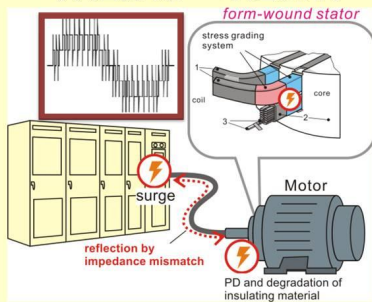
### Measuring System



Coil-bar model (measured object)



### インバータ駆動モータのコイル端電位負担診断への適用例



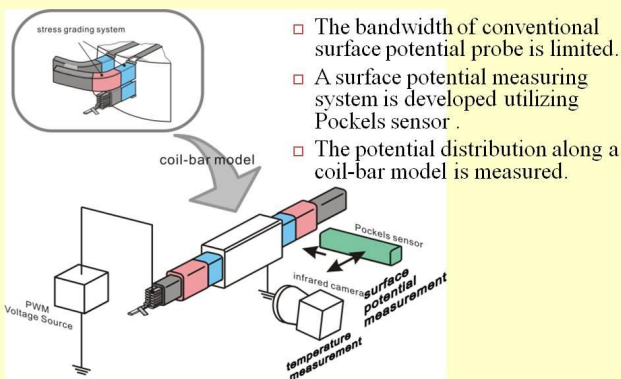
➢ Nowadays, inverter fed drives have been widely used to control motors for its advantage in energy saving and high efficiency.  
 ➢ But these drives using PWM have adverse effects on the insulation system. 14

### Characteristics of System

Frequency	0.001 Hz~ 40MHz
Spatial Resolution*	5 mm (gap length=1mm) wavelength where transfer function decreases to 0.5
Measurable Range	-20 kV~ 20kV or 0 ~ ±40kV (gap length=1mm)
Minimum Detectable Voltage	11 V on V <sub>BGO</sub> (=13V on measured object)

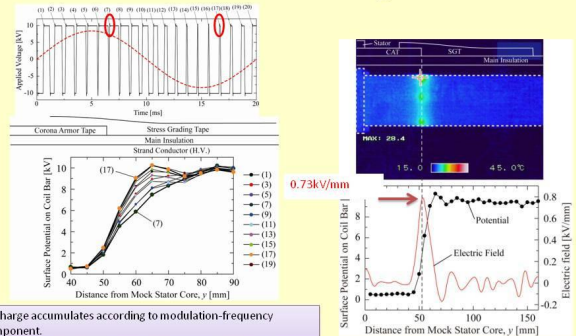
\*\* Measuring error depends mainly on positioning error. When 10% error is included in positioning, the error of voltage measurement is approximately 10%.

### Potential Measuring System with Pockels Sensor



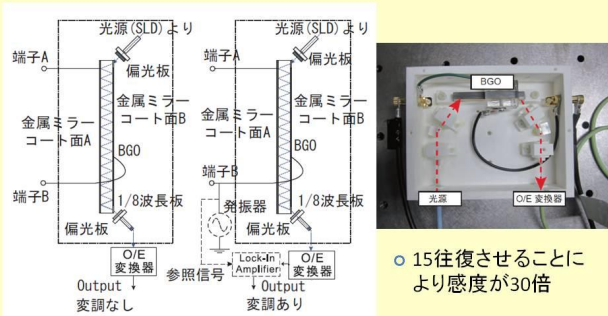
### Measured Results

#### 2-level PWM voltage



◆ Charge accumulates according to modulation-frequency component.  
 ◆ Due to displacement current of carrier frequency and its harmonics, heat spots are generated.

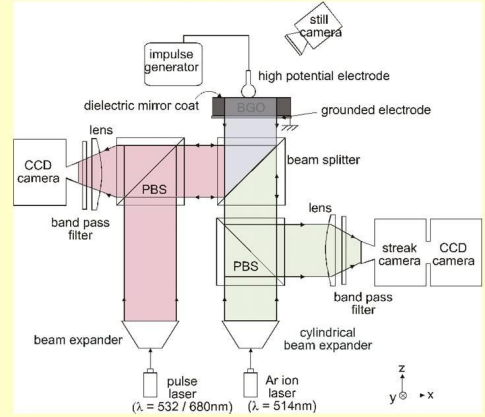
### 3.5 非接触配線電圧測定器



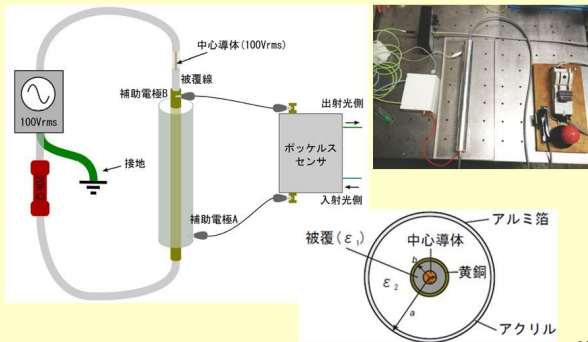
○ 15往復させることにより感度が30倍

15往復型ポツケルス電位差センサ

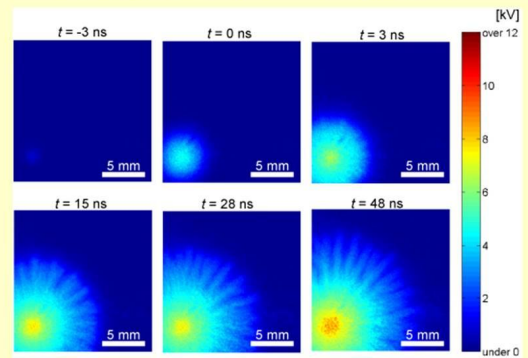
### 測定システム



### 100V被覆配線周りの電位差測定例



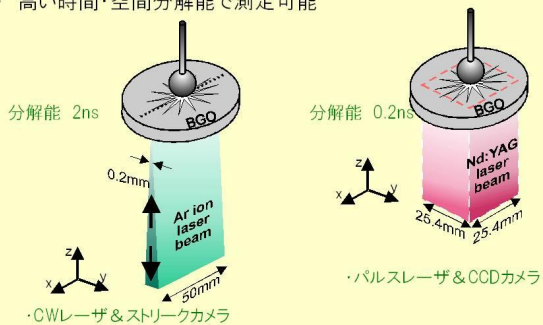
### 正極性沿面ストリーマ電位分布



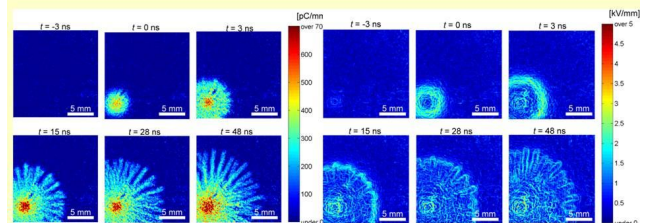
ストリーマの進展にともなう電位分布変化をナノ秒オーダーで計測

### 3.6 ポツケルスセンサによる沿面放電計測

- 放電をポツケルス結晶上に進展させ、その電位分布を光で計測
- 高い時間・空間分解能で測定可能

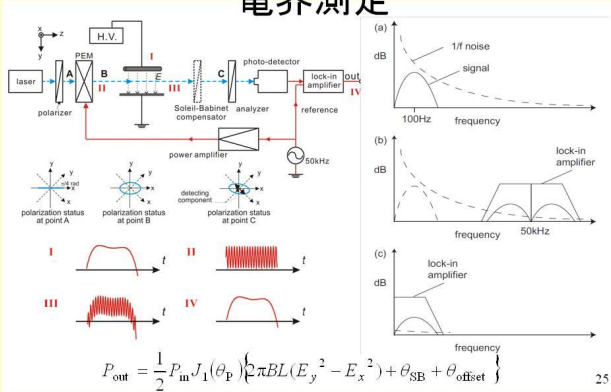


### 電荷密度、電界分布の算出

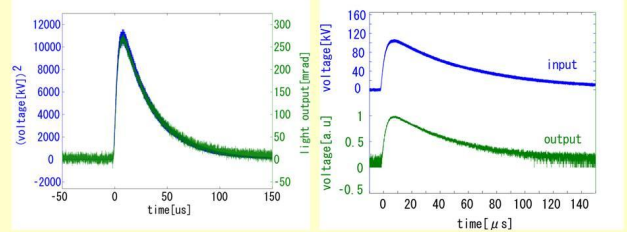


- 分解能0.6mm
- 電荷密度からはストリーマの内部構造は判別できず
- ストリーマ先端近傍で、電界強度が臨界電離電界強度に達している

#### 4. 気体のカー効果による非接触電界測定



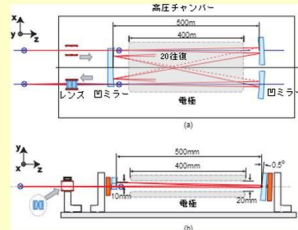
#### 気体カー効果による雷インパルス電界測定結果の例



印加電圧の2乗と偏波間位相差

印加電圧と偏波間位相差の平方根

#### 気体Kerr効果を用いた電界測定装置



- レーザ光を20往復させることによる感度改善
- 5気圧までのガスを挿入可能

#### 5. THz波を利用した固体絶縁内部の新計測技術調査

固体絶縁材料	
<p><b>利点</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● 絶縁性能が高い</li> <li>● 液体より安全である</li> <li>● 気体(SF<sub>6</sub>)より環境に優しい</li> </ul>	<p><b>欠点</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>● 自復性がない</li> <li>● 材料自体が不透明なものが多く内部の異常がわかりにくい</li> </ul>

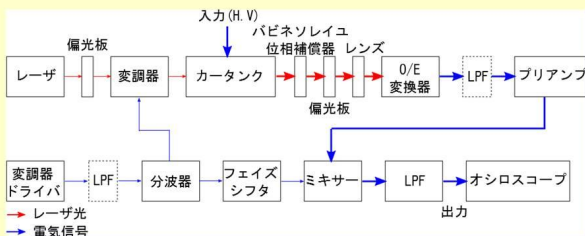
→ 固体絶縁材料の積極的活用を進めるには内部状態計測技術の開発が不可欠

THz波を用いれば

可視光では透過できない不透明な物質の一部を透過可能

固体絶縁材料の有効活用に寄与できる可能性あり!!

#### 雷インパルス電界測定系



変調周波数を200MHzとし、従来の帯域では計測不可能であった雷インパルス電界の計測を目的とする。

#### 光弾性効果を利用した応力測定

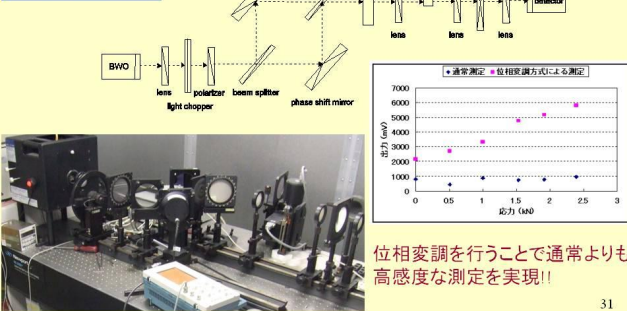
- 高分子材料(アモルファス)にも光弾性効果やKerr効果があるといわれる
  - Kerr効果: 電界により複屈折が生じる現象
  - 光弾性効果: 応力により複屈折が生じる現象

- THz波を使用し、固体内部の電界や応力を測定できないかチャレンジ

- →Kerr効果は測定できず。光弾性効果は測定。

## 位相変調を利用した高感度検出法

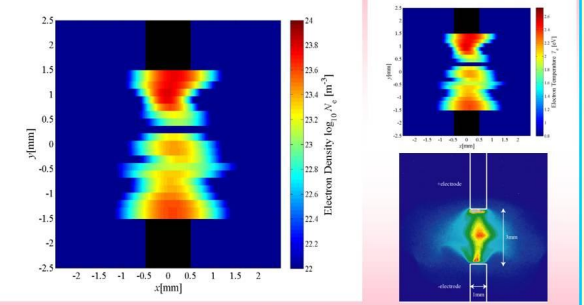
### マツハツェンダー干渉計



31

## 測定結果A

絶縁破壊後70 $\mu$ s

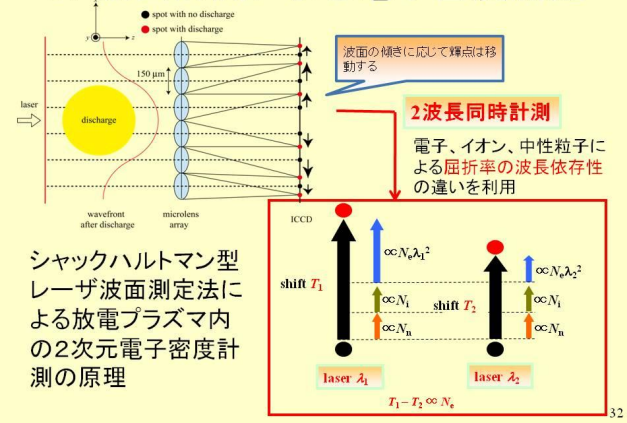


電極近傍の方が $N_e$ は高い

$N_e$ と発光強度には相関がある

34

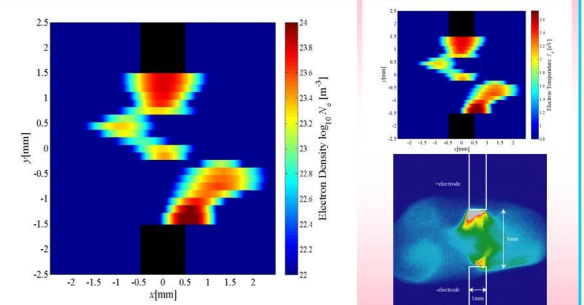
## 6. 波面計測による電子密度測定



32

## 測定結果B

絶縁破壊後90 $\mu$ s



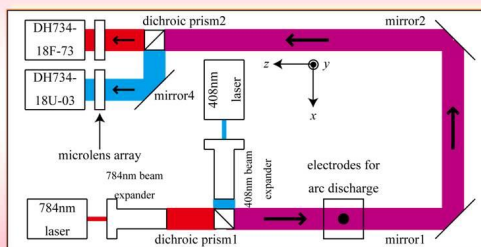
電極近傍の方が $N_e$ は高い

$N_e$ はギャップ中心付近で分裂

35

## 装置構成

### ・シャックハルトマンセンサ



33

## 7. おわりに

- 光計測技術により、高電圧現象、放電プラズマ現象の非接触測定が可能に
  - 標準化への挑戦
  - 放電機構の解明も夢ではなくつつある
  - 高電圧、放電以外の分野へも展開
- 新材料、新装置開発の期待
  - 赤外光、テラヘルツ光、X線による固体内部の診断
  - ノイズの少ない光源、ディテクタ。信号処理技術の進歩。
  - 誘電率、ポッケルス係数をデザインした機能材料
  - アモルファス、有機材料の新展開?

<参考とした主なレビュー文献>

- K. Hidaka: Progress in Japan of space charge filed measurement in gaseous dielectric using Pockels sensor, IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 12, No. 1, pp. 17-28 (1996)
- K. Hidaka: On the better understanding of electrical discharge phenomena through advanced measurement technologies, Proceedings of the 17th International Conference on Gas Discharges and their Applications, invited lecture, Cardiff, UK, pp. 57-69 (2008)
- 日高邦彦: 基調講演「ピコからテラまで広がる高電圧工学の世界」, 平成21年度九州工業大学電力系統制御工学寄附講座活動報告, pp. 81-95 (2010)

36



## 光応用電磁界計測（PEM）時限研究専門委員会について

電子情報通信学会 光応用電磁界計測（PEM）時限研究専門委員会は、平成 24 年 4 月に発足した新しい研究専門委員会です。

PEM 研は、急速に進化・変貌を遂げつつある電磁界環境を正確に評価・計測するために、電磁界と光・物質との多彩な応答を利用した、新しい電磁界計測技術を追究することを目標としています。アンテナや電磁両立性等の電磁界計測分野と光センサ・光デバイス等の応用光学分野の専門家がコアメンバーです。対象とする電磁界は、アンテナや高周波回路だけでなく、プラズマ電磁界、宇宙到来電磁波など、人工および自然発生電磁界全般を含みます。また、それらと関連性の深い各種の現象についても議論したいと考えています。光・電磁界・マイクロ波・アンテナ等の様々な最先端研究分野を有機的かつ横断的に結びつけた新しい研究領域を開拓して、その成果を社会へ還元することを目指しています。

### < 委員名簿 >

委員長	陳 強	東北大学
副委員長	黒川 悟	産業技術総合研究所
	大西 輝夫	株式会社 NTT ドコモ
幹事（研究会運営）	村田 博司	大阪大学
幹事（財務）	都甲 浩芳	日本電信電話株式会社
幹事補佐	水野 麻弥	情報通信研究機構
専門委員	石井 望	新潟大学
	岩波 瑞樹	NEC
	菅野 敦史	情報通信研究機構
	近藤 順悟	日本ガイシ株式会社
	齊藤 一幸	千葉大学
	笹川 清隆	奈良先端科学技術大学院大学
	鈴木 敬久	首都大学東京
	セツト・ジ・イオン	株式会社アルネアラボラトリ
	田島 公博	日本電信電話株式会社
	鳥羽 良和	精工技研株式会社
	日景 隆	北海道大学
	日高 直美	神奈川県産業技術センター
	平田 晃正	名古屋工業大学
	深沢 徹	三菱電機株式会社
	藤井 隆	電力中央研究所
	日隈 薫	住友大阪セメント株式会社
	柳澤 幸樹	横河電機株式会社
	山本 温	パナソニック株式会社

## **☆ 次回（第5回）PEM研究会のご案内**

次回の第5回 PEM 研究会は、大阪（8/7, 阪大・豊中キャンパス）において開催します。第5回 PEM 研では、阪大・永妻忠夫先生に光応用電磁界計測技術に関する特別講演をお願いしています。また、昨年夏の仙台での第1回 PEM 研において好評を頂きました「光応用電磁界計測技術意見交換会（ショートプレゼン）」も開催します。ショートプレゼンの発表時間を延長します。皆様奮ってご参加下さい。

### **第5回 PEM 研究会 「 最新の光応用電磁界計測技術 」**

日 時： 2013年 8月 7日（水） 13:30～17:00 （予定）

場 所： 大阪大学・豊中キャンパス（大阪府豊中市待兼山町1）

<内容（予定）>

特別講演 「 電気光学効果を利用した電磁界計測技術の動向と将来展望 」  
永妻忠夫, 久武信太郎（大阪大学）

光応用電磁界計測技術意見交換会（PEM ショートプレゼン Part-II）

## **☆ PEM 研究会の今後の予定**

第6回研究会 2013年 10月 3日～4日・金沢大 （AP研・AMT研との併催）

第7回研究会 2014年 1月 23日～24日・京都 （MWP研他との併催）

第8回研究会 2014年 3月

## **☆ 「光応用電磁界計測技術の最新動向小特集」（和文論文誌B）**

電子情報通信学会和文論文誌Bでは、最新の光応用電磁界計測の理論や光応用電磁界技術を用いた計測に関する小特集号を発行します。ご期待下さい。

発行月：平成26年3月号

問合せ先：大西 輝夫（NTT ドコモ）E-mail: teruo.onishi@m.ieice.org

詳細は HP (<http://www.ieice.org/~pem/>) をご覧下さい。