

## 光変調器を用いた電界センサの抵抗装荷エレメント による周波数帯域改善法

非会員 田島公博 (NTT)  
 非会員 小林隆一 (NTT)  
 非会員 桑原伸夫 (NTT)  
 正員 徳田正満 (九工大)

### Frequency Bandwidth Improvement of Electric Field Sensor Using Optical Modulator by Resistively Loaded Element

Kimihiro TAJIMA, Non-member (NTT),  
 Ryuichi KOBAYASHI, Non-member (NTT),  
 Nobuo KUWABARA, Non-member (NTT),  
 Masamitsu TOKUDA, Member (Kyushu Institute of Technology)

A wide-band electric field sensor is expected much for measuring impulse noise or evaluating EMC facilities. An electric field sensor using an optical modulator is suitable because it can operate over a wide frequency range and it does not disturb electric field because it does not have metallic materials.

This paper describes the method for improving the frequency bandwidth of an the electric field sensor by resistively loaded element. The resonant phenomenon of the sensor element was controlled by loading resistance on the element. First, the frequency response of the sensor was numerically analyzed by the moment method based on the equivalent circuit of the sensor, and the optimum distribution of resistance was obtained by the analysis. Then a sensor with resistively loaded element was fabricated and its frequency characteristics were measured, and the measured value agreed closely with the calculated value. The frequency bandwidth of the sensor was made two times as wide as that of the sensor with the same long metallic element.

キーワード：EMC，電界センサ，アンテナ測定，光変調器，光計測，電気光学効果，抵抗装荷

## 1. まえがき

情報通信の進歩に伴い、EMC ( Electromagnetic Compatibility) 問題は、ますます深刻化している。これらの問題を解決するためには、装置から放射されたり、装置に印加される電磁妨害波を正確に測定する必要があり、特に、インパルス性妨害波の測定やEMC試験設備の特性評価において、電界強度を精度よく測定することが重要となってきている。

従来、このような測定にはダイポールアンテナやホーンアンテナ等が使用されていたが<sup>(1)・(2)</sup>、これらのアンテナは、①アンテナによって使用周波数帯域が決まっており、広い周波数帯域で用いるためには複数のアンテナが必要である、②アンテナと信号レベル測定器間の接続に金属製の同軸ケーブルを用いているため、測定レベルが接続ケーブルの状態に影響され誤差を生じる、等の問題点を持っている。

そのため、近年、検出部(センサ)とレベル測定器間を光ファイバで結ぶ電界センサが検討されている<sup>(3)・(3')</sup>。それらは、エレメントで検出した電界レベルをセンサ本体内部に設けられたレーザダイオード等を用いて光強度変調し、その光信号を光ファイバによりレベル測定器に伝送するもの<sup>(3)・(4)</sup>と、センサ本体外部から無変調の光信号を入力し、それをLiNbO<sub>3</sub>結晶等を利用した光変調器を用いて、

エレメントで検出した電界レベルに従った光強度変調信号に変換して、光ファイバによりレベル測定器に伝送するもの<sup>(5)・(3')</sup>に大きく分類される。

これら2種類のうち、前者の電界センサは、小型で周波数帯域が(DC~18GHz)と広く、指向特性が等方向性のものが、開発されているが<sup>(4)</sup>、①プローブで検出した信号をデータ処理するため、10<sup>-9</sup>秒オーダーのインパルス測定できない。②電気/光信号変換器がバッテリーを必要とするため、長時間の測定が困難である。③電界最小検出感度が1~3V/m程度である。といった問題点を持っている。

一方、後者の電界センサは、①使用している光変調器はDC~数GHzと広帯域な周波数特性を持ち、応答速度も高速なため、10<sup>-9</sup>秒オーダーの高速インパルス測定できる<sup>(11)</sup>。②エレメント以外のセンサ本体を非金属で構成出来るので周囲の電磁界への影響が少ない、③電源を内蔵する必要がないので長時間の測定に有効である。といった特徴を有し、EMC測定へ適用されている。

この種の電界センサとしては、これまでに光変調器にバルクのLiNbO<sub>3</sub>結晶を用いたものや、光導波路を用いたものが実用化されているが、エレメントに金属製のものを使用しているため、被測定電磁波の波長の半分がエレメント長に近くなると、センサエレメント長による共振が発生し、一定感度を有する周波数帯域が制限されていた。

一方、エレメントに抵抗を装荷することにより、共振を抑えることができることが報告されているが<sup>(4)・(14)・(15)</sup>、これはエレメントの負荷インピーダンスが一定なインピーダンスの場合であり、光変調器を用いた電界センサのように負荷インピーダンスが周波数により変化する場合に適用可能であるかどうかは明らかにされていない。

本論文では、抵抗装荷エレメントによる光変調器を用いた電界センサの周波数特性改善効果について述べる。

まず、抵抗装荷エレメントを持つ電界センサの周波数特性をモーメント法を用いて解析し、抵抗分布と周波数特性の関係を求めている。次に、数値解析により求めた最適な抵抗分布を持つ電界センサを作成し、解析結果と比較を行っている。

## 2. 抵抗装荷エレメントをもつ電界センサの構造

抵抗装荷エレメントをもつ電界センサの構成を図1に示す。光源には波長 $1.3\ \mu\text{m}$ のLD励起YAGレーザー光源(LD-pumped YAG laser)を、光検出器(Photo-detector)にはPINフォトダイオードを用いている。また、光源と電界センサ及び電界センサと光検出器の間はそれぞれ長さ $30\text{m}$ の偏波面保持光ファイバ(Polarization maintaining fiber)およびシングルモード光ファイバ(Single mode fiber)で接続している。光源と光変調器を結ぶ光ファイバに偏波面保持光ファイバを用いたのは、ケーブルに加わる曲げや荷重などによる物理的な外乱に対して、光変調器に入射する光波の偏波面の安定化を図るためである。また、この電界センサは、電極以外は全て非金属材料を用いており、光変調器を収納したセンサ筐体には比誘電率が比較的小さいセラミックス( $\epsilon_r=5\sim6$ )を用いているため、測定する電磁界への影響を小さくできる。

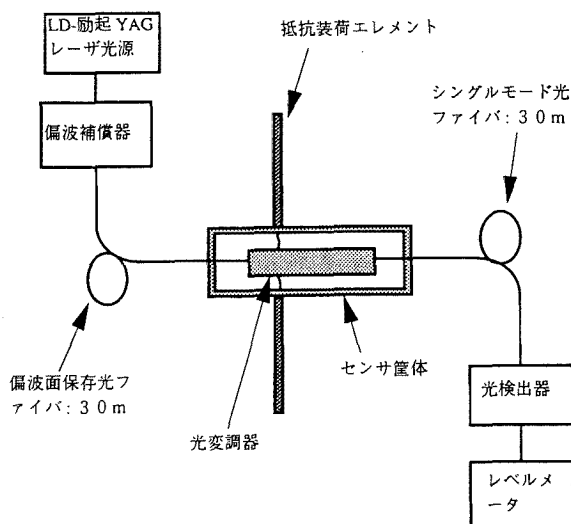


図1 光変調器を用いた電界センサの構成  
Fig.1 Configuration of the electric field sensor using  $\text{LiNbO}_3$  crystal

光源から出射した無変調の光波は、偏波補償器、偏波面保持光ファイバを通り光変調器に入射される。偏波補償器によって光波の偏波面を調整することで、電界センサの感度を最大に調節することができる。電界センサの外部に電界が存在すると、センサエレメント中央のギャップに電圧が誘起される。それにより、光変調器を通る光波は強度変調を受け、この時の出力光の強度 $P_{out}$ は次式で与えられる<sup>(16)</sup>。

$$P_{out} = \eta (P_{in}/2) \{1 + \cos(\pi V_c/V_\pi + \phi)\} \quad (1)$$

ここで、 $P_{in}$ は入射光強度、 $V_\pi$ は半波長電圧で光信号の位相を $\pi$ だけ変化させるのに必要な電圧、 $V_c$ はエレメントギャップの誘起電圧、 $\eta$ は光変調器の挿入損失、 $\phi$ は光バIAS角で、光変調器の電気-光特性の線形性が最もよいように $\pi/2$ に近くなるように調節されている。 $V_c$ は外部電界の強さに比例するので、(1)式より出力光強度 $P_{out}$ の変化を検出することにより、外部電界を測定することができる。なお、光源からの出力光は、偏波面が最適な状態で偏波面保持光ファイバへ入射されるように、偏波補償器で調整される。これにより、光電界センサの感度を最高感度にする事ができる。

## 3. 電界センサの周波数特性の解析

ダイポールアンテナに抵抗を装荷し、アンテナ先端に行くに従って抵抗値が大きくなるように分布させることにより、アンテナ上の電流が進行波となり、広帯域なアンテナを実現できることが、理論と実験により確認されている<sup>(4)・(14)・(15)</sup>。しかし、光変調器を用いた電界センサにこのエレメントを用いた場合にどのような特性になるかは明らかにされていない。

本章では、まず、電界センサの等価回路を求め、それに基づきモーメント法によりセンサの周波数特性を数値計算により求めた。

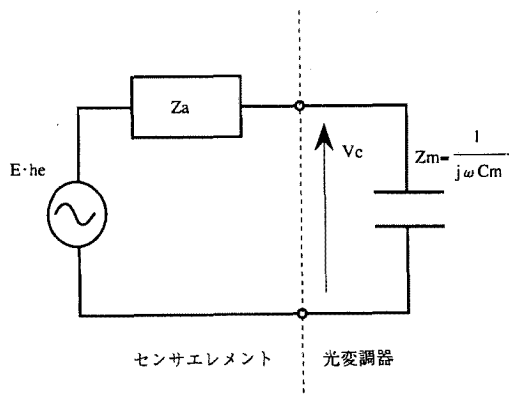


図2 電界センサの等価回路  
Fig.2 Equivalent circuit of the electric field sensor

<3. 1>電界センサの等価回路 電界センサ本体は図2に示す等価回路で表される。図に示すようにセンサ本体は電界を検出するエレメント部分と光変調器部分に分けられる。エレメント部分は、外部電界強度Eとエレメントの実効長 $h_e$ の積で表される電圧源と、エレメントの駆動点インピーダンス $Z_a$ とで表される。光変調器の入力インピーダンスを $Z_m$ とすると、外部電界によって光変調器に印加される電圧 $V_c$ は次式のように表される。

$$V_c = \frac{Z_m}{Z_a + Z_m} (E \cdot h_e) \quad (2)$$

入力インピーダンス $Z_m$ は、LiNbO<sub>3</sub>基板が絶縁体であるためキャパシタンス $C_m$ で近似できる。光変調器内を通る光は、等価的にこのキャパシタンスに印加される電圧 $V_c$ によって変調されると考えられ、次式で表される。

$$V_c = \frac{E \cdot h_e}{1 + j\omega C_m \cdot Z_a} \quad (3)$$

光検出器の検出光強度 $P_{out}$ と出力電圧 $V_{out}$ の変換係数を $\alpha$ とし、(1)式に(3)式を代入し、三角関数の加法定理および、一般に $V_c \ll V_\pi$ の関係があるので、 $\cos(\pi V_c / V_\pi) \approx 1$ 、 $\sin(\pi V_c / V_\pi) \approx \pi V_c / V_\pi$ の関係を適用すると、

$$V_{out} = \alpha \eta (P_{in} / 2) \left\{ 1 + \cos \phi - \frac{E \cdot h_e}{1 + j\omega C_m \cdot Z_a} (\pi / V_\pi) \sin \phi \right\} \quad (4)$$

となる。(4)式より、等価回路に示す各常数の値が定まれば、外部電界強度Eに比例した出力電圧 $V_{out}$ を求めることができる。

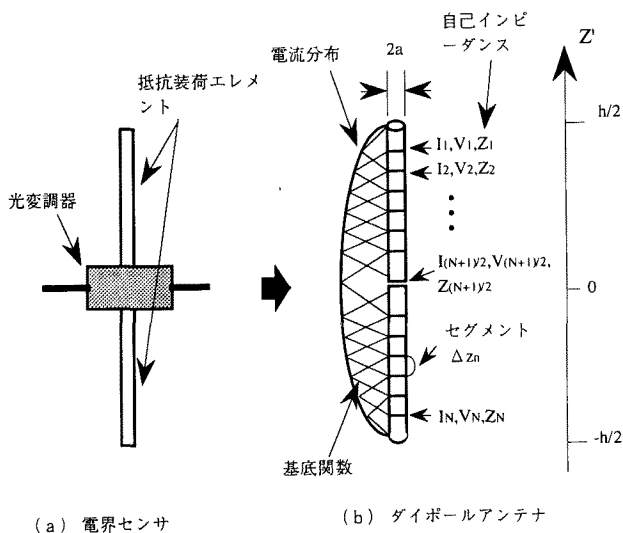


図3 電界センサエレメントの数値解析モデル  
Fig.3 Numerical analyzing model for the sensor element

とができる。

<3. 2>電界センサの周波数特性解析 解析にあたっては、抵抗装荷エレメントをダイポールアンテナと仮定した。モーメント法によるダイポールアンテナの解析モデルを図3に示す。図に示すように、エレメント長 $h$ のダイポールアンテナを $N+1$ 個( $N$ は奇数)の長さ $\Delta z$ のセグメントに等分割し、各セグメント間に流れる電流を $I_n$ 、給電電圧を $V_n$ 、二つのセグメントで構成される微小ダイポールの自己インピーダンスを $Z_n$ 、エレメント軸の座標系を $Z'$ とする。ダイポールエレメントに抵抗を装荷する場合エレメント上の電流が進行波となるために必要なインピーダンス分布 $Z^i(z')$ は、文献(15)より次式で与えられる。

$$Z^i(z') = \frac{60\psi}{h/2 - |z'|} \quad (5)$$

ここで、式中の $\psi$ は、(6)式で与えられる。

$$\psi = 2 \left[ \sinh^{-1} \frac{h}{a} - C_i(2ka, kh) - j S_i(2ka, kh) \right] + \frac{j2}{kh} (1 - e^{-kh}) \quad (6)$$

ここで、 $k (= 2\pi/\lambda, \lambda$ :波長)は波数、 $a$ はエレメントの半径、 $C_i$ および $S_i$ は、それぞれ正弦積分および余弦積分である<sup>(17)</sup>。

式(6)に従えば、エレメント上のインピーダンスは周波数特性を持つ。しかしながら、このようなインピーダンス装荷エレメントを実現することは困難である。特に、波長がエレメント長に比べ長くなると、 $\psi$ の虚部は実部に比べて小さくなり、インピーダンスは純抵抗として考えることができる。従って、通常、 $Z^i(z')$ は周波数に依存しない純抵抗として使用されている<sup>(4), (14), (15)</sup>。

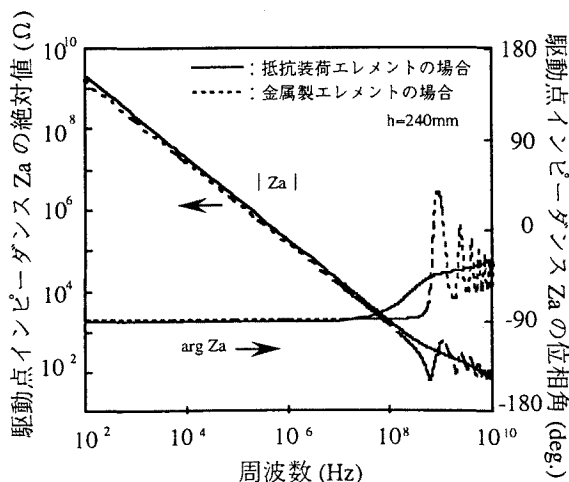


図4 駆動点インピーダンス $Z_a$ の周波数特性  
Fig.4 Frequency dependence of the driving point impedance

モーメント法を用いて、各セグメントの自己インピーダンスに(5)式で表される抵抗分を装荷することにより、エレメント上の電流分布を求めることができる<sup>(15)</sup>。

従って、(4)式におけるセンサエレメントの実効長 $h_e$ および駆動点インピーダンス $Z_a$ は、次式で表される。

$$h_e = \frac{1}{I_{(N+1)/2}} \sum_{n=1}^N I_n \Delta z_n \quad (7)$$

$$Z_a = \frac{V_{(N+1)/2}}{I_{(N+1)/2}} \quad (8)$$

ここで、 $V_{(N+1)/2}$ 、 $I_{(N+1)/2}$ は給電点での電圧及び電流、 $\Delta z_n$ は $n$ 番目のセグメントの長さである。

駆動点インピーダンス $Z_a$ の周波数特性を式(8)より求めた結果を図4に示す。また、解析に用いた定数値を表1に示す。解析では、ガレルキン法<sup>(18)</sup>を用い、(5)式で表されるインピーダンス分布の計算には、関数 $\psi$ の実部がほぼ一定である1GHz以下の周波数において、波長がエレメント長より十分長くなる1MHzでの値を用いた。エレメントの分割数 $N+1$ は解が精度良く求められる値として $N+1=30$ とし、展開関数及び重み関数には三角形関数を用いた。

図で、実線は抵抗装荷エレメントの場合、破線は金属製エレメントの場合における $Z_a$ の絶対値と位相角である。図からわかるように、抵抗装荷エレメントの場合、位相が誘導性にならず1GHz付近における共振が抑えられていることがわかる。

さらに、表1に示す定数を用いて、電界センサの相対感度の周波数特性を求めた結果を図5に示す。表1に示す定数値の中で光変調器の入力容量は1MHzでの測定値を使用した。この値は、光変調器電極の浮遊容量分の誤差を含んでいるが、測定によると2pF以下であり<sup>(19)</sup>、入力容量の1/4以下であることから、解析の簡易化のため考慮しなかった。また、図5は、10MHzの感度で正規化した相対感度を示しており、破線は金属製エレメントを用いた場合の周波数特性、実線は抵抗装荷エレメントを用いた場合の周波数特性である。

表1 数値解析(モーメント法)に用いた定数値  
Table.1 Parameter for calculating

|                 |        |
|-----------------|--------|
| エレメント直径 $d$     | 2 mm   |
| エレメント長 $h$      | 240 mm |
| 光変調器の入力容量 $C_m$ | 8.9 pF |
| エレメントの分割数 $N+1$ | 30     |

図5に示すように、金属製エレメントを用いた場合は、周波数が500MHz付近において、電界センサの駆動点インピーダンス $Z_a$ が誘導性となり共振が生じるため、200MHz~700MHzの帯域で感度が最大15dB程度よくなっており、これによって電界センサの感度が一定となる周波数帯域が制限されていることがわかる。一方、抵抗装荷エレメントを用いた場合、共振は抑えられているが、今度は逆に感度が落ちてしまっているため、結局、電界センサの感度が一定となる周波数帯域は、ほぼ同程度であることがわかる。

## 4. 抵抗装荷エレメントの設計

図5に示すように、(5)式に示す抵抗分布を有する抵抗装荷エレメントを用いた場合、共振を抑えることができるが、感度が一定となる周波数帯域は改善されていない。これは、光変調器の入力インピーダンス $Z_m$ が、周波数とともに変化し、1GHz以下では容量性でかつ高抵抗値であるが、周波数が高くなるにつれ減少しているためであると考えられる。

一方、図より、(5)式で表される抵抗分布を持つエレメントと金属製エレメントとの間に、最適な抵抗分布の値があると推測される。そこで、前節で述べた解析結果の妥当性を確認するため、表1に示すパラメータの電界センサを作成し、その特性測定結果と解析結果を比較した。

まず、(5)式を次式のように置き換える。

$$Z^i(z') = \frac{R_i \psi}{h/2 - |z'|} \quad (9)$$

(9)式で、 $R_i=60$ が(5)式の場合であり、また、 $R_i=0$ が金属製エレメントの場合である。

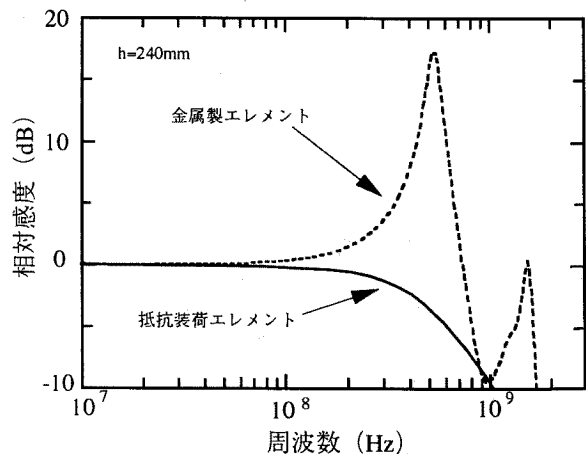


図5 電界センサ周波数特性の数値解析結果  
Fig. 5 The theoretical frequency response of electric field sensor

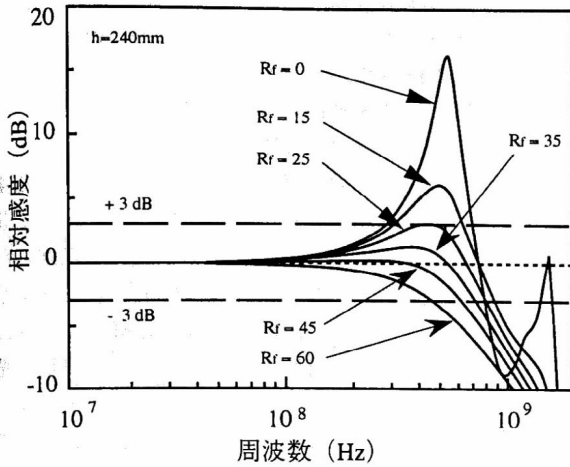


図6 電界センサ周波数特性の変数 $R_r$ 依存性  
Fig.6 Relation between the frequency response and  $R_r$

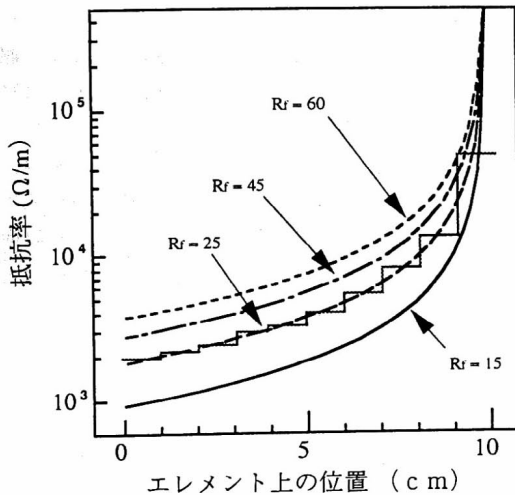


図7 抵抗装荷分布の $R_r$ 依存性  
Fig.7 Distribution of loading resistance depend on  $R_r$

変数 $R_r$ を0~60の範囲で変化させたときの電界センサ相対感度の周波数特性を図6に示す。変数 $R_r$ を変化させることにより、感度変化が $\pm 3$  dBとなる周波数範囲が変化しており、 $R_r=25$ の時に、 $R_r=0$ の時と比較して、感度変化が $\pm 3$  dBとなる周波数の最大値が450 MHzから900 MHzとなり、2倍程度改善されていることがわかる。また、エレメント長や光変調器の入力インピーダンスが異なる場合も式(9)の $R_r$ を変化させて、周波数特性を求めることにより、周波数特性が最適となる $R_r$ の値を決定できる。

また、図7に、変数 $R_r$ を変化させたときのエレメント上における抵抗分布の計算結果を示す。抵抗値は、エレメントの中央位置を0としたときの位置の関数で表され、エレメントの先端に行くに従って大きくなっている。また、変数 $R_r$ の値が小さくなるにつれて、抵抗の値も小さくなっていることがわかる。

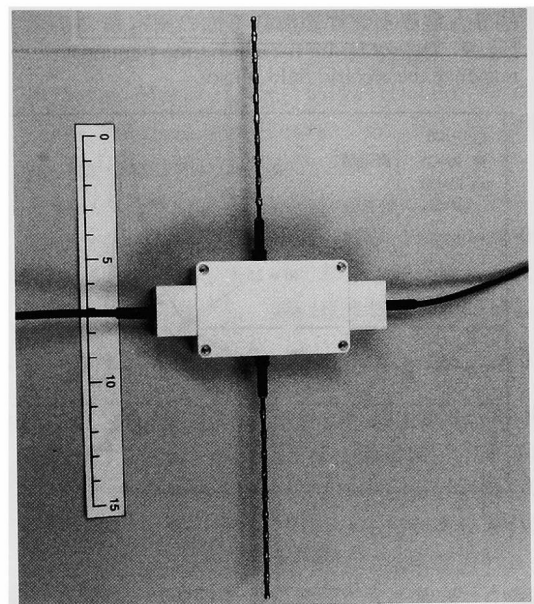
図6に示す結果は、電界センサが表1に示すパラメータを持つ場合である。他のパラメータを持つ場合は、 $R_r=$

25の時に最も周波数帯域が良くなるとは限らないが、本論文で用いた手法により最適の $R_r$ を求めることができる。

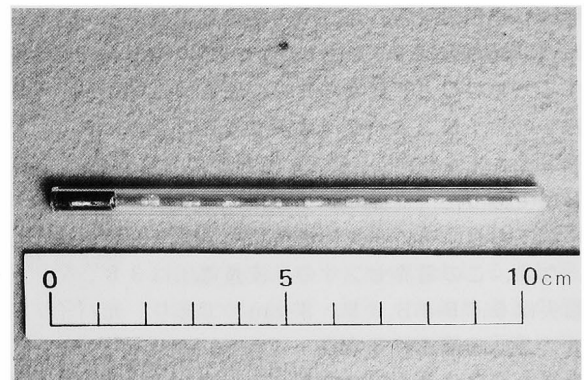
## 5. 測定結果

解析手法の妥当性を確認するために試作した電界センサの外観を図8に示す。表1に示すパラメータの電界センサを試作し、その特性測定をおこない、理論解析結果と比較した。

電界センサの光変調器には、長さ10 mm、幅1 mm、高さ1 mmのLiNbO<sub>3</sub>結晶zカットを2個用い、この2個の結晶のx軸が互いに直交するように配置して結晶の複屈折の温度変動を補償した。図1に示したように、レーザー光の入射側には長さ30 mの偏波面保持光ファイバコードを、出力側には長さ30 mのシングルモード光ファイバコード



(a) 電界センサ本体  
(a) Electric field sensor



(b) 抵抗装荷エレメント  
(b) Resistively loaded element

図8 抵抗装荷エレメントをもつ電界センサ外観  
Fig.8 Photograph of electric field sensor with resistively loaded element

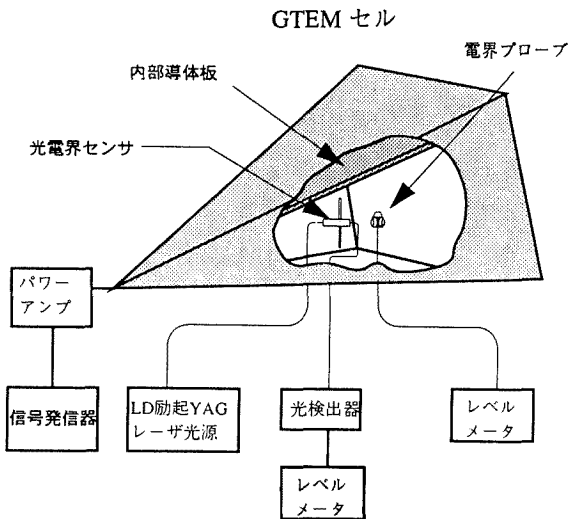


図9 電界センサ周波数特性の測定系  
Fig. 9 The set up for measuring the frequency response the electric field sensor

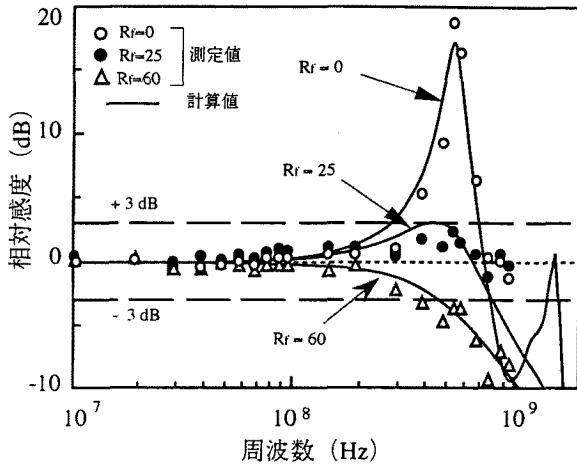


図10 電界センサ周波数特性の変数  $R_r$  依存性  
Fig. 10 Relation between the frequency response and  $R_r$

を使用した。さらに、光源には波長  $1.3 \mu\text{m}$ 、出力  $25 \text{ mW}$  のLD励起YAGレーザと偏波補償器を用い、光ファイバ内の光電力は  $11 \text{ dBm}$  であった。また、光電力を検出するためのO/E変換器には、周波数帯域がDC~ $15 \text{ GHz}$  のPINフォトダイオード（光コンバータ：HP11982A）を使用し、O/E変換器の入射光電力は  $4.5 \text{ dBm}$  であった。電界センサ筐体には1組のネジが取り付けられており、このネジに抵抗装荷エレメントを取り付けた。なお、この電界センサの半波長電圧は  $382 \text{ V}$ 、光挿入損失は  $6.5 \text{ dB}$  ( $1.3 \mu\text{m}$ ) であり、光バイアス角は  $\pi/2$  に調節されている。

図7の抵抗分布を持つエレメントは、抵抗膜をガラス棒に蒸着することにより実現できるが<sup>(14)・(15)</sup>、現実には高度な技術を必要とするため、図8(b)に示すように、高周波抵抗を10個直列につなぐことにより、図7に示す抵抗分布を階段状に近似した。図7に示す階段状の実線は、本実験に用いた  $R_r=25$  の場合の抵抗分布である。

電界センサの周波数特性測定は、周波数帯域DC~ $20 \text{ GHz}$  のGTEMセル（外寸法：縦  $7.7 \text{ m}$ 、横  $4.1 \text{ m}$ 、高さ  $3.1 \text{ m}$ ）で行った。測定系を図9に示す。GTEMセルの中に電界センサを設置し、発信器の出力をパワーアンプで増幅し、垂直偏波の電界を印加した。その時の電界の強さは、ホラディ社の電界プローブ（モデル：HI4421）を用い、電界の垂直成分が各測定周波数において  $5 \text{ V/m}$  になるように、あらかじめ発信器の出力を調整した。

電界センサは、発泡スチロール製台の上にエレメントが電界の向きと同じになるように設置し、GTEMセルの外に設置したレーザ光源、光検出器に光ファイバで接続し、光検出器の出力電圧をレベルメータ（ローデシュワルツ社：テストレーバESVS）により、バンド幅  $10 \text{ kHz}$  で測定した。

電界センサの周波数特性の測定結果を図10に示す。白丸(○)は金属製エレメント ( $R_r=0$ ) の場合、黒丸(●)は  $R_r=25$  の場合、三角(△)は  $R_r=60$  の場合の測定値であり、一方、実線(—)は理論値である。測定値は、金属製エレメントを用いた場合の周波数  $10 \text{ MHz}$  における感度レベルを基準にした。

図より、測定値と理論値はよく一致しており、本論文で述べた方法により、抵抗装荷エレメントの設計が可能であることがわかる。また、感度レベルが一定な周波数範囲では、抵抗装荷エレメントを用いても、感度レベルに殆ど違いがないことがわかる。

## 6. むすび

抵抗装荷エレメントを、光変調器を用いた電界センサに適用した場合の周波数特性を理論解析し、数値計算によって、一定感度を有する周波数帯域が最も広帯域となるための抵抗装荷エレメントの最適条件（最適な抵抗分布）を求めた。また、その抵抗分布を持つ電界センサを試作し、特性を測定した。その結果、以下のことがわかった。

(1) エレメント上の電流分布が進行波となるような抵抗分布を持つ抵抗装荷エレメントを用いた場合、電界センサ周波数特性の共振を抑えることができるが、逆に、周波数帯域の改善にはならない。これは、光変調器の入力インピーダンスが、容量性であるためである。エレメントの抵抗分布を変化させることにより、感度変化が  $\pm 3 \text{ dB}$  となる一定感度を有する周波数帯域を約2倍にできる。

(2) 抵抗装荷エレメントを持つ電界センサを試作して、その周波数帯域を測定した結果、ほぼ数値解析結果と一致し、本論文で述べた解析法を用いることにより、抵抗装荷エレメントの最適設計が可能である。

(3) 抵抗装荷エレメントを持つ電界センサの感度は、波長がエレメント長より十分長い場合、感度の周波数特性が平坦な部分では、金属製エレメントの電界センサとほぼ同じである。

最後に、本論文を作成するにあたり、有意義な御討論、

御協力を頂きましたNTTマルチメディアネットワーク研究所ネットワークインテグリティ研究部山本尚生部長、電磁環境研究グループの皆様に深く感謝致します。

(平成8年7月25日受付, 平成8年11月6日再受付)

## 文 献

- (1) 馬杉正男・村川一雄・桑原伸夫・雨宮不二雄: 「間接ESDに伴う電磁パルスの測定と解析」, 信学論 (B-II), J75-B-II, No. 9, pp. 647-654 (1992-9).
- (2) 杉浦行・山中幸雄・清水良真: 「サイトアテンションの理論曲線について」, 信学技報, EMCJ86-75 (1986).
- (3) 村川一雄・桑原伸夫・雨宮不二雄: 「受信球状ダイポールアンテナの特性」, 信学技報, EMCJ90-85, (1991-1)
- (4) M. Kanda, and L. D. Driver: "An isotropic electric-field probe with tapered resistive dipoles for broadband use, 100kHz to 18GHz", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-35, no. 2, pp. 124-130 (1987-2)
- (5) K. D. Masterson, L. D. Driver, and M. Kanda: "Photonic probes for the measurement of electro-magnetic fields over broad bandwidths", IEEE National Symp. on EMC, Denver, The U. S. A., pp. 1-6 (1989-8)
- (6) J. C. Wyss, and S. T. Sheeran: "A practical optical modulator and link for antennas", IEEE Journal of Lightwave Technology, Vol. LT-3, No. 2, pp. 316-321 (1985-4)
- (7) 菊田和宏・在原 守・吉川 浩・大野 豊: 「光導波路を用いた広帯域光電圧センサの基礎研究」, 平成元年度日大理工学部学術講演会論文集, M-53, pp. 615-616 (1989)
- (8) 杉原洋・佐藤稔・中島将光: 「導波形光変調器を用いた電界計測」, 1988信学秋季全大, C-324, C-1-206 (1988)
- (9) V. B. Brglikov, R. Yu. Dolinin, E. M. Pelekhatyi, and R. F. Tavlykaev: "Investigation of an electric field sensor based on an integrated optical Mach-Zehnder modulator", Sov. J. Quantum Electron., vol. 18 No. 10, pp. 1353-1355 (1988-10)
- (10) 伊藤博・市川正・加藤覚・松田守弘・高橋信明: 「Ti:LiNbO<sub>3</sub>光導波型センサによる低周波電界計測」, 信学技報, EMCJ90-96, pp. 25-32 (1990)
- (11) 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. Electromagn. Compat., Vol. 34, No. 4, pp. 391-396 (1992-11)
- (12) 田島公博・桑原伸夫・雨宮不二雄・小林隆一: 「LiNbO<sub>3</sub>を用いた電界センサのインダクタンス装荷による感度向上法」, 信学論 (B-II), J76-B-II, No. 6, pp. 538-545 (1993-6)
- (13) M. Kondo, Y. Tokano, T. Tanabe, and R. Muramatsu: "Refraction type electro-optic electric field sensor with LiNbO<sub>3</sub> optical waveguide", IEEE International Symp. on EMC, Smdai, Japan. pp. 774-777 (1994-5).
- (14) M. Kanda: "A Relatively Short Cylindrical Broadband Antenna with Tapered Resistive Loading for Picosecond Pulse Measurements", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 3, pp. 439-447 (1978-5)
- (15) M. Kanda: "The Time-Domain Characteristics of a Traversing-Wave Linear Antenna with Linear and Nonlinear Parallel Loads", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-28, no. 2, pp. 267-276 (1980-3)
- (16) 大越孝敬: 「光ファイバセンサ」, オーム社 (1986)
- (17) T. T. Wu, R. W. P. King: "The Cylindrical Antenna with Nonreflecting Resistive Loading", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-13, no. 3, pp. 369-373 (1965-5)
- (18) R. Mittra (ed.): "Computer Techniques for Electromagnetics", Ch. 2 (1973) Pergamon Press
- (19) 松井利巳・横島一朗: 「FETを使った広帯域ダイポール電界センサー」, 昭62信学総全大, S21-5, pp. 7. 335-336 (1990-3)

**田島 公博** (非会員) 1962年8月3日生まれ。89年3月熊本大学大学院修士課程修了。同年日本電信電話(株)(NTT)通信網総合研究所入所。EMCにおける光計測技術の研究に従事。91-93年, NTT技術協力センタにおいて, フィールドでの通信EMC障害に対する技術サポートに従事し, 保守支援ツール, ノイズフィルタなど電磁防護品を開発。現在, 1GHz以上における通信EMCの研究, 光計測技術の研究に従事。NTTマルチメディアネットワーク研究所研究主任。IEEE会員。

**小林 隆一** (非会員) 1969年1月14日生まれ。93年3月電気通信大学大学院博士前期課程修了。同年日本電信電話(株)(NTT)通信網総合研究所入所。EMCにおける光計測技術に関する研究・開発, 電磁妨害波の伝搬方向特定技術, 波源探査技術の研究に従事。現在, NTTマルチメディアネットワーク研究所社員。IEEE会員。

---

桑原 伸夫

(非会員) 1952年6月1日生まれ. 77年3月静岡大学大学院修士課程修了. 同年電電公社(現NTT)茨城電気通信研究所入所. 以来, 通信システムの雷防護, 光ファイバの信頼性評価, 通信システムのEMI評価, EMCにおける光計測技術に関する研究・開発に従事. 現在, NTTマルチメディアネットワーク研究所グループリーダー. 工博. IEEE会員.



徳田 正満

(正員) 1969年3月北海道大学大学院修士課程修了. 同年電電公社(現NTT)茨城電気通信研究所入所. 以来, 光ケーブルの伝送特性測定法, 通信装置のEMC技術等に関する研究に従事. 86年度業績賞授賞. 現在, 九州工業大学工学部電気工学科教授. 工博. IEEE会員.

