

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

正員 田島 公博<sup>†</sup>      正員 桑原 伸夫<sup>††</sup>  
 正員 雨宮不二雄<sup>†</sup>      正員 小林 隆一<sup>†††</sup>

Sensitivity Improvement of Electric Field Sensor with LiNbO<sub>3</sub> Electro-Optic Crystals by Loading Inductance

Kimihiko TAJIMA<sup>†</sup>, Nobuo KUWABARA<sup>††</sup>, Fujio AMEMIYA<sup>†</sup>  
 and Ryuichi KOBAYASHI<sup>†††</sup>, Members

あらまし 近年、EMC問題が多様化し電磁パルスや装置近傍の電磁界を測定するための電界センサが必要とされている。電気光学効果を有するLiNbO<sub>3</sub>を用いた電界センサは、このような測定に適しているが、感度が不足しているという欠点があった。電界センサの感度を上げるには、光変調器の感度向上や、光変調器光源の出力を増大する方法があるが、ここでは、インダクタンスを装荷して共振点の感度特性を改善する方法を示した。まず、エレメントにインダクタンスを装荷した電界センサを表す等価回路を求め、その等価回路をもとにモーメント法を用いて周波数特性を解析し、インダクタンスの装荷により感度を向上できることを示した。また、GTEMセルを用いた実験により解析の妥当性を検証した。検討の結果、解析結果は測定結果とほぼ一致し、インダクタンス装荷により感度向上が可能であること、エレメント長150mmの電界センサに600nHを挿入することにより、200MHzで40dB程度感度特性が改善されることがわかった。

キーワード 電磁干渉, 電界センサ, アンテナ測定, 光計測, 電気光学効果

1. ま え が き

近年、情報通信装置のデジタル化に伴い、さまざまなEMC(Electromagnetic Compatibility)問題が生じている。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る。特に最近では、インパルス性妨害波や、装置近傍の電磁界を精度良く測定することが重要になってきている。

従来、このような測定には微小ダイポールアンテナ、円すいアンテナ、ホーンアンテナ等が使用されていたが、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

号のレベル測定器間の接続に金属性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、等の問題点をもっている。

そのため、近年、検出部(プローブ)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。それらは、センサロッド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>(1),(2)</sup>と、センサ本体外部から無変調の光信号を入力し、それをセンサ内部のLiNbO<sub>3</sub>結晶等の光変調器を用いて、センサロッドで検出した電界レベルを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>(3)-(13)</sup>に大きく分類される。これら2種類のうち後者の電界センサは、①ロッド以外のセンサ本体を非金属で構成できるので周囲の電磁界を乱さない、②光変調器はDC~数GHzで動作するため広帯域な周波数特性をもつ、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、といった特徴を有するため、EMC測定への適用が期待されている。

この種の電界センサとしては、これまでに光変調器

<sup>†</sup> NTT 技術協力センタ, 武蔵野市  
 Technical Assistance and Support Center, NTT, Musashino-shi, 180 Japan.  
<sup>††</sup> NTT 通信網総合研究所, 武蔵野市  
 NTT Telecommunication Networks Laboratories, Musashino-shi, 180 Japan.  
<sup>†††</sup> 電気通信大学, 調布市  
 University of Electro-Communications, Chofu-shi, 182 Japan.

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提案されているが<sup>(3)~(13)</sup>、それらの最小検出可能電界強度は、バルクの LiNbO<sub>3</sub> 結晶を用いたもので 1 V/m<sup>(3)~(6)</sup>、光導波路を用いたもので 1.4 nV/m 程度であり<sup>(7)~(13)</sup>、従来の金属のアンテナに比べると一けた以上感度が劣っており、感度の向上が望まれている。

本論文では、電気光学効果を用いた電界センサの感度をインダクタンス装荷することにより向上させる方法について理論と実験により検討している。そのために、まず、電気光学効果を利用した電界センサの等価回路を求め、この等価回路に基づいて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、エレメントにインダクタンスを装荷することにより電界センサの感度特性の改善が可能であることと、このインダクタンスの値を変化させることで、感度の向上する周波数を制御できることを示している。また、電界センサにインダクタンスを装荷し、その感度特性を測定して解析結果と比較している。

## 2. インダクタンス装荷による電界センサの感度改善法

### 2.1 インダクタンス装荷電界センサの構成

インダクタンス装荷電界センサの構成を図 1 に示

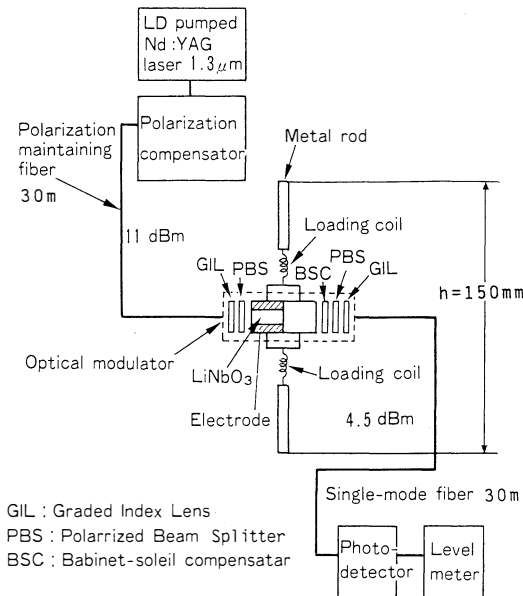


図 1 電界センサの構成  
Fig. 1 Configuration of electric field sensor.

す。図に示すようにダイポールアンテナを構成する 1 対の金属性ロッドのすき間に光変調器が挿入されており、これに感度特性を改善するためのインダクタンスを金属ロッドと光変調器の間に装荷する。光源には波長 1.3 μm の LD 励起 YAG レーザ光源を、光検出器にはゲルマニウムアバランシホトダイオード (Ge-APD) を用いた。光源と電界センサおよび電界センサと光検出器の間はそれぞれ長さ 30 m の偏波面保持光ファイバおよびシングルモード光ファイバで結ばれている。ここで、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、ケーブルに加わる外乱などに対して、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、測定する電磁界を乱さないように電極以外はすべて非金属材料を用いており、光変調器を収納したセンサ本体には熱膨張係数の小さいマコールを用いている。更に、光変調器には、Z 面カットの LiNbO<sub>3</sub> 結晶 (1 mm × 1 mm × 10 mm) を 2 個直列に用いて、温度変化による複屈折の影響を補償している。センサロッドには長さ 50 mm、直径 3.5 mm のアルミのダイポールを用い、筐体部分を含めたエレメント長  $h$  は 150 mm である。

電界センサの動作原理を図 2 に示す。光源から射出した無変調の光波は、偏波面保持光ファイバを通り、光変調器に入射される。入射された光波から、偏光子によって結晶の光軸に対して 45° 傾いた直線偏波の光

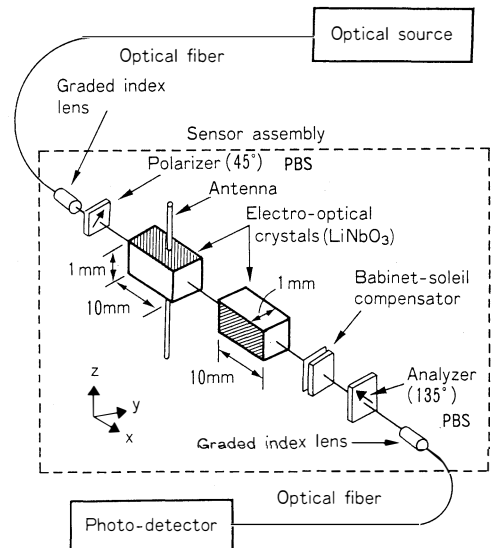


図 2 電界センサの動作原理図  
Fig. 2 Configuration of electric field sensor using LiNbO<sub>3</sub> electro-optic crystal.

波のみが取り出され、結晶へ入射される。入射された光波は、常光 (Y 軸) 成分と異常光 (Z 軸) 成分に分かれ結晶内を伝搬するが、外部電界によって光変調器電極に電圧が印加されると、結晶が有する電気光学効果によって異常光に対する屈折率のみが変化するので、2成分間に位相差が生じ、だ円偏波となって位相補償器へ出射される。更に、検光子でだ円偏波成分から特定の偏波成分が取り出され、強度変調された光信号として、シングルモード光ファイバを通して光検出器へ伝送される。ホトダイオードで電気信号に変換された信号をレベル測定器で測定することにより電界強度を測定できる。

2.2 電界センサの感度特性解析

図1の電界センサは図3に示すような等価回路で表される。 $C_m$ は光変調器の入力キャパシタンスで、光変調器に使用される結晶の抵抗は非常に大きいため、入力インピーダンスはキャパシタンスで表すことができる<sup>(12),(13)</sup>。 $L_a$ は装荷コイルのインダクタンス  $L_c$  と、光変調器のリード線などのインダクタンス  $L_o$  からなる合成インダクタンス ( $L_a=L_c+L_o$ )、 $Z_a$ はセンサロッドの駆動点インピーダンス、 $h_e$ はセンサの筐体部分を含めたエレメントの実効長、 $E$ は被測定電界強度である。

今、光変調器の電極間に印加される電圧を  $V_c$  としセンサの感度  $A[\text{dB}]$  を次式で定義する。

$$A = 20 \log_{10} \frac{V_c}{E} \quad (1)$$

但し、

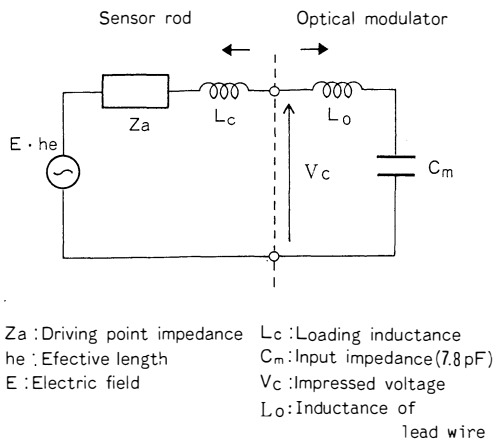


図3 電界センサの等価回路  
 Fig. 3 Equivalent circuit of the sensor.

$$V_c = \left| \frac{1}{1 + j\omega C_m (Z_a + j\omega L_a)} \right| \cdot E \cdot h_e \quad (2)$$

である。

$C_m, Z_a, h_e, L_a$ の値を求めることにより、式(1)、(2)から電界センサの感度特性を計算することができる。

ここで、光変調器の入力インピーダンス  $C_m$  は測定値  $C_m = 7.8 \text{ pF}$  (1MHz)を用いた。

また、駆動点インピーダンス  $Z_a$ 、およびエレメントの実効長  $h_e$  はモーメント法を用いて求めた<sup>(14)</sup>。電界センサロッドの数値解析モデルを図4に示す。解析にあたっては、まず、センサロッドとセンサ本体の幅を含めた長さ  $h$  をエレメント長と定義し、更に、ロッドに金属性ダイポールアンテナを使用していることから、エレメント長と同じ長さのダイポールアンテナを考えた。今図4に示すように、アンテナを  $N+1$  個 ( $N$  は奇数)のセグメント  $\Delta z$  に等分割し、各セグメント間のポイントに流れる電流を  $I_n$  とすれば、外部電界によってアンテナ上に流れる未知電流  $I(z')$  は、次式のように  $2\Delta z$  区間にまたがる  $N$  個の基底関数列  $J_n(z')$  の線形結合で近似される。

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n J_n(z') \quad (3)$$

但し、 $z'$  はアンテナの軸に沿ってとった座標系である。モーメント法の手順に従い、積分方程式を導き、それを連立1次方程式のマトリクス計算へ帰着させることで未知電流  $I(z')$  を決定することができる。

ここでは、ガレルキン法を適用し、基底関数および

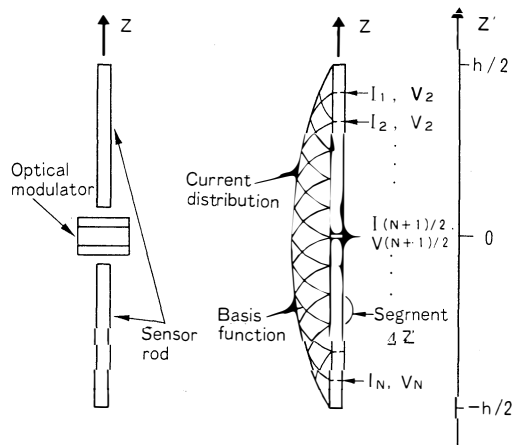


図4 電界センサロッドの数値解析モデル  
 Fig. 4 Numerical analysis model of the sensor rod.

重み関数に同じ sin 関数を選ぶことにし、基底関数  $J_n(z)$  を次式で定義する<sup>(15)</sup>。

$$J_n(z) = \begin{cases} \frac{\sin\{k\Delta - k(z - z_{n-1})\}}{\sin k\Delta} & z_{n-1} \leq z \leq z_{n+1} \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (4)$$

但し、 $\Delta = |z_{n+1} - z_n|$ ,  $k = 2\pi/\lambda$ , ここで、 $\lambda$  は自由空間波長である。

アンテナ導体内部の軸上で、散乱電磁界  $E_s$  と入射電磁界  $E_i$  の和で表される全電界の軸成分がゼロになるという境界条件から積分方程式が導かれる。これに式(3)で定義された電流を代入し、重み関数列とのスカラ積をとることで積分方程式は連立1次方程式のマトリクス計算を解くことに帰着され、未知電流  $I(z')$  が求められる<sup>(15)</sup>。

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad (m=1, 2, \dots, N) \quad (5)$$

但し、

$$V_m = \begin{cases} 1 & m=(N+1)/2 \text{ (給電点)} \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad (6)$$

$Z_{mn}$  は区間  $m-1, m+1$ , 区間  $n-1, n+1$  をそれぞれ長さ  $2\Delta z$  の微小アンテナと考えたときの相互インピーダンスを意味している。式(5)のマトリクス方程式を解くことによってアンテナの表面電流が求められる。この電流分布から、光変調器がおかれたダイポール中心ギャップから見たセンサロッドの駆動点インピーダンス  $Z_a$ , およびエレメントの実効長  $h_e$  が次式で求められる<sup>(14)</sup>。

$$Z_a = \frac{V_{(N+1)/2}}{I_{(N+1)/2}} \quad (7)$$

$$h_e = \frac{1}{I_{(N+1)/2}} \sum_{n=1}^N I_n \Delta z_n \quad (8)$$

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

モーメント法を用いて、電界センサの駆動点インピーダンス  $Z_a$ , およびエレメントの実効長  $h_e$  を式(7), (8)より求めた結果を図5, 6に示す。解析では、エレメント長  $h$  を 150 mm, 半径を 2 mm として行った。また、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  $N+1=30$  とした。

図5は駆動点インピーダンス  $Z_a$  の周波数特性を示している。図1に示したように、電界センサのエレメントがダイポールであるため、その性質に従えば、エレメント長がほぼ  $\lambda/2$  となる共振周波数で駆動点インピーダンスの偏角は  $0^\circ$  となる<sup>(16)</sup>。図5に示す解析結

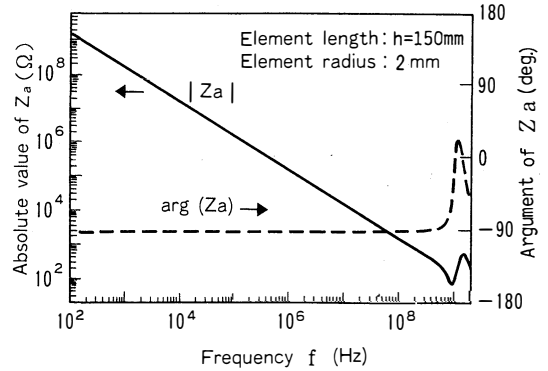


図5 駆動点インピーダンス  $Z_a$  の周波数特性  
Fig.5 Frequency dependence of the driving point impedance  $Z_a$ .

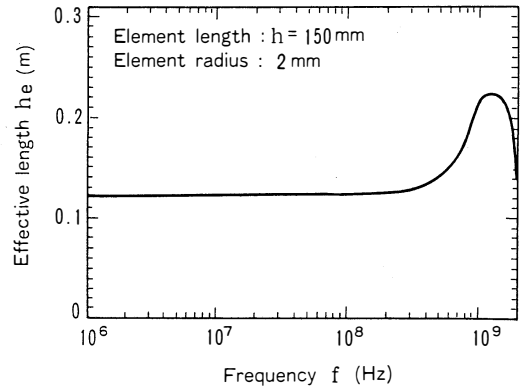


図6 エレメントの実効長  $h_e$  の周波数特性  
Fig.6 Frequency dependence of the effective length  $h_e$ .

果もエレメント長がほぼ  $\lambda/2$  となる 1 GHz 付近で偏角が  $0^\circ$  となっており、この解析が妥当であることを示している。

図6はエレメントの実効長  $h_e$  の周波数特性を示しており、エレメント長がほぼ  $\lambda/2$  となる 1 GHz 付近で実効長が長くなっていることがわかる。このことは、この電界センサの場合、1 GHz 付近で感度が大きくなることを示している。

図3に示した等価回路を用いて、合成インダクタンス  $L_a$  と電界センサの感度の関係を求めた結果を図7に示す。図7は式(9)で定義される電界センサの相対感度  $A_n$  を示している。

$$A_n(\text{dB}) = A(\text{dB}) - A_{\text{ref}}(\text{dB}) \quad (9)$$

式(9)で  $A_{\text{ref}}$  は装荷したインダクタンスの影響が小さい周波数の感度を選んでおり、図7では 10 MHz の感度を選んでいる。図に示すように、 $L_a=0$  でも 1

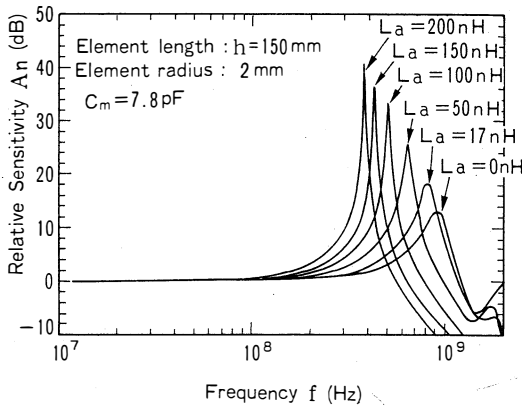


図7 電界センサ相対感度  $A_n$  のインダクタンス依存性  
Fig. 7 Relation between the relative sensitivity  $A_n$  and the loading inductance  $L_a$ .

GHz 付近で感度が良くなっているが、これは図6に示したように、この周波数で電界センサエレメントの実効長が長くなっているためである。図7より、合成インダクタンス  $L_a$  の値を増やしてゆくと同時に感度が最大となる周波数が下がり、同時に最大感度が大きくなっていることがわかる。

この理由は、図3に示した等価回路を利用して説明できる。図5に示したように、エレメント長が  $\lambda/2$  より短い周波数では、駆動点インピーダンスは容量性であり、図3に示した駆動点インピーダンスは  $Z_a = 1/j\omega C_a$  のように、およそキャパシタンス  $C_a$  で表される。その場合、図3はLCの直列共振回路となり、式(1)、(2)から電界センサの感度は式(10)で表される。

$$A = 20 \log_{10} \{ h_e / [1 + j\omega C_m / (j\omega C_a + j\omega L_a)] \} \quad (10)$$

式(10)を整理すると式(11)となる。

$$A = 20 \log_{10} \{ h_e / (1 + C_m / C_a - \omega^2 C_m L_a) \} \quad (11)$$

式(11)は  $C_m, C_a, L_a$  が式(12)の条件を満足する場合、感度が無限大となる。

$$\omega = \sqrt{(1 + C_m / C_a) / (C_m \cdot L_a)} \quad (12)$$

実際は、コイルの抵抗等があるため、感度が無限大になることはないが、感度は非常に大きくなる。図7に示したように、大幅な感度向上が可能な理由は、図1に示したような光変調器を用いた電界センサの場合、入力インピーダンスが高入力インピーダンスで数 pF 程度のキャパシタンスで表されるためであり、通常のアンテナのように、入力インピーダンスに抵抗を含む場合は、式(10)の分母が複素数となるのでこのように感度が高くなることはない。

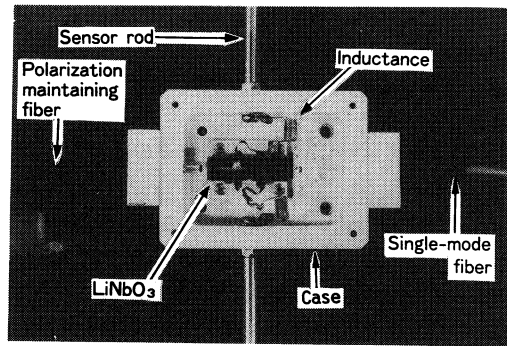


図8 インダクタンスを装荷した電界センサの外観  
Fig. 8 Photograph of the sensor with loading inductance.

### 3. インダクタンス装荷電界センサの特性

#### 3.1 インダクタンス装荷電界センサの構造

解析結果の確認を行うため、実際にインダクタンス装荷電界センサを構成し、その特性を測定して、解析結果との比較を行った。作成した電界センサの構造を図8に示す。図に示すように、この電界センサではレンズ、偏向子、LiNbO<sub>3</sub>結晶、バビネソレイユ位相補償器、検光子をマコール基板上に一直線に配置している。また、偏向子、検光子にはラミポールを使用しレンズと一体化している。このような構造を用いることにより、製造の簡易化を図ると同時に光路長を短くして挿入損を小さくし、温度、外力等に対する安定化を図ることができる。

更に、光源には波長 1.3  $\mu\text{m}$ 、出力 25 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 dBm である。また、光電力を検出するための O-E 変換器には、Ge-APD を使用し入射電力は 4.5 dBm である。

電界センサ筐体には1組のネジが取り付けられており、このネジに金属製のエレメントを取り付ける。また、装荷インダクタンスはこのネジと LiNbO<sub>3</sub>結晶の電極の間に挿入した。

なお、この電界センサの半波長電圧†は 382 V、挿入損は 6.5 dB(1.3  $\mu\text{m}$ ) であった。

#### 3.2 電界センサの周波数特性

電界センサの周波数特性や感度特性の測定には、帯域 1 GHz の GTEM セル (外寸法: 7.7 × 4.1 × 3.1

† 半波長電圧: 光変調器の感度を現す単位で、光変調器を通過する光電力が最大になる入力電圧と、最小となる入力電圧の差で表される。また、この電圧は変調可能な電圧の最大レベルを表している。

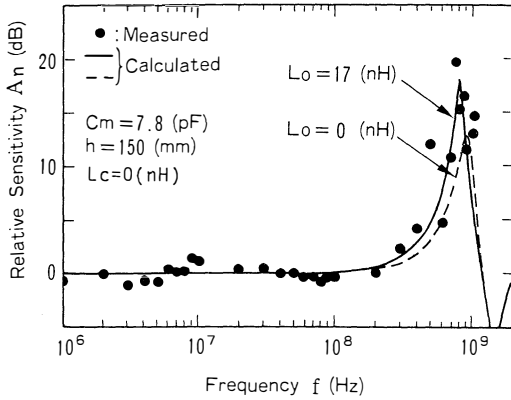


図9 電界センサ周波数特性の解析結果  
Fig.9 Frequency response of the sensor.

m)<sup>(17),(18)</sup>を使用した。GTEMセルの中に電界センサ(エレメント長： $h=150\sim 850$  mm)を挿入し，一方から高周波信号を印加して，そのときのO-E変換器の出力レベルをレベルメータ(バンド幅7.5kHz)で測定した。なお，このGTEMセルは1GHzまで，正常に動作することをネットワークアナライザを用いて確認している。

インダクタンス $L_c$ を装荷しないときの電界センサ(エレメント長： $h=150$  mm)の周波数特性を図9に示す。図で破線は合成インダクタンス $L_a=0$  nH( $L_o=0$  nH)の場合の理論値，●は測定値である。図に示すように，この電界センサは10 MHz以下から1 GHz以上まで動作し，900 MHz付近で感度が上昇している。理論値も上昇しているが，その値は，測定値の方が大きく，最大となる周波数は測定値の方が低くなっている。理論値の上昇は図6に示したようにエレメントの実効長が長くなるためと考えられ，それより低い周波数で測定値の感度が最大になるのは，図7に示したように，合成インダクタンス $L_a$ が存在しているためと考えられ，この場合は，エレメントとLiNbO<sub>3</sub>を結ぶリード線のインダクタンス $L_o$ により感度が上昇していると考えられる。

そこで，このインダクタンス $L_o$ の値を求めるため，電界センサの感度が最大となる周波数とエレメント長 $h$ の関係を測定した。この周波数は等価回路から共振時のものであり，以後，共振周波数 $f_o$ と称する。測定結果を図10に示す。インダクタンス $L_o$ の値の決定は，理論計算において $L_c=0$ のとき $L_o$ の値を変化させ，共振周波数 $f_o$ のエレメント長依存性のカーブが，最小2乗法で最も測定値に近くなる値を決定した。そ

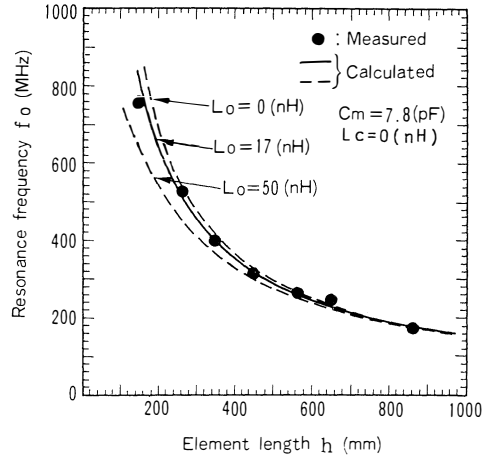


図10 共振周波数 $f_o$ のエレメント長依存性  
Fig.10 Element length  $h$  dependence of the resonance frequency  $f_o$ .

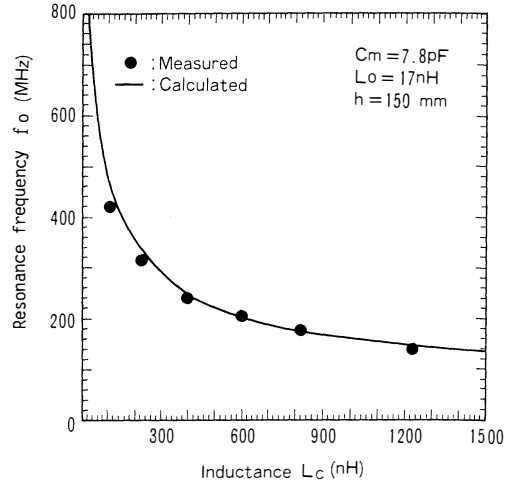


図11 測定結果と解析結果の比較(インダクタンス $L_c$ を変化させた場合の共振周波数の変化)  
Fig.11 Comparison between the measurement and the numerical result—Resonance frequency characteristics.

の結果，リード線のインダクタンス $L_o$ は約17 nHと求められた。

この値を用いて電界センサの周波数特性を計算した結果を図9に実線で示す。図より，計算結果は測定結果とほぼ一致しており，この感度上昇が，電界センサのリード線のインダクタンス $L_o$ に起因するものであることがわかる。

### 3.3 装荷インダクタンス値と感度特性の関係

図11にインダクタンス $L_c$ をセンサロッドと光変調器のリード線の間に装荷したときの，共振周波数 $f_o$

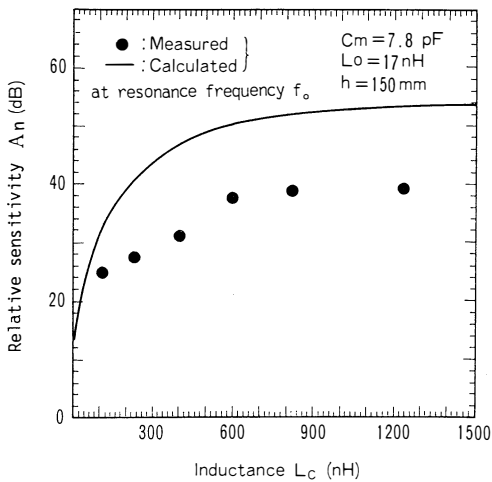


図 12 測定結果と解析結果の比較 (インダクタンス  $L_c$  を変化させた場合の相対感度特性)

Fig. 12 Comparison between the measurement and the numerical result—Relative sensitivity characteristics at resonance frequency.

とインダクタンス  $L_c$  の値の関係を示す (エレメント長:  $h=150$  mm)。実験では、装荷インダクタンス  $L_c$  に空心のコイル (線径: 0.3 mm, コイル径: 5 mm) を使用し、インダクタンス  $L_c$  の値は 1 MHz での測定値を用いた。図で実線は理論値、●は測定値である。また、横軸は装荷したインダクタンス  $L_c$  の値、縦軸は共振周波数  $f_0$  である。図に示すように、解析値と測定値はよく一致しており、理論解析により、共振周波数  $f_0$  と装荷インダクタンス  $L_c$  の関係を求められることがわかる。

図 12 にインダクタンス装荷電界センサ (エレメント長:  $h=150$  mm) の相対感度特性を示す。図で横軸はインダクタンス  $L_c$  の値、縦軸は共振周波数  $f_0$  での相対感度  $A_n$  を示す。ここで、相対感度  $A_n$  は 10 MHz における感度を基準 (0 dB) とした値である。図に示すようにインダクタンス  $L_c$  を増加させるに従って感度がよくなり、600 nH では 40 dB 感度が上昇していることがわかる。また、インダクタンス  $L_c$  が小さい領域では、理論値と測定値はほぼ一致しているが、インダクタンス  $L_c$  が大きくなると理論値に比べて測定値の方が感度の上昇率が小さくなる。これは、インダクタンス  $L_c$  のもつ抵抗や浮遊容量によるものと考えられる。

#### 4. む す び

LiNbO<sub>3</sub>結晶を用いた電界センサは、入力インピーダ

ンスが通常アンテナと異なり容量性であるため、インダクタンスを装荷することにより感度特性を大幅に改善できる可能性がある。そこで、等価回路に基づいて理論解析と実験により感度の改善方法を検討した。その結果以下のことがわかった。

(1) 電界センサをエレメントの駆動点インピーダンス、実効長、光変調器の入力容量、リード線のインダクタンスそして装荷インダクタンスで表される等価回路で表し、その感度の周波数特性を求めた。解析にあたっては、駆動点インピーダンス、実効長はモーメント法を用いて求め、光変調器の入力容量は測定値を用いた。その結果、装荷インダクタンスの値を増やすことにより、共振周波数が下がり、感度が上昇することがわかった。

(2) バルクの LiNbO<sub>3</sub>結晶を用いてインダクタンス装荷電界センサを作成し、理論解析結果と比較した。検討にあたっては、インダクタンスを装荷しない電界センサの周波数特性を GTEM セルを用いて測定した。その結果、インダクタンスを装荷しない状態でも、電界センサのリード線等の影響により、インダクタンスが存在していることがわかった。電界センサのエレメント長と感度の関係より、この値を求めると 17 nH であることがわかった。この値を用いて電界センサの感度特性を求め理論解析値と測定値がほぼ一致することを示した。

(3) 装荷インダクタンスの値と電界センサの共振周波数の関係を求めた結果、理論解析値と測定値はほぼ一致し、この解析により、装荷インダクタンスの値がわかれば共振周波数を求められることがわかった。

(4) 装荷インダクタンスの値と電界センサの最大感度の関係を測定した結果、インダクタンスの値が 600 nH 以上の時に感度が 40 dB 改善されることがわかった。但し、この値は理論値に比べると約 10 dB 程度小さい値であった。この理由としては、インダクタンスのもつ抵抗分、浮遊容量が考えられるが、これは今後の検討課題である。

**謝辞** 本論文を作成するにあたり、有意義な御討論、御協力を頂いた NTT 通信網総合研究所通信品質研究部浅谷部長、徳田グループリーダならびに研究グループの皆様へ深く感謝致します。

#### 文 献

- (1) Murakawa K., Kuwabara K. and Amemiya F.: "Radiation properties of a spherical dipole antenna", Proceeding of the 1989 IEEE. Symp. on EMC, pp.1-6.

- Denver (1989).
- (2) Pfaff W. R., Feser K. and Lutz M.: "Potentialfree special sensor for fieldstrength mesurment in NEMP research and testing", Proceeding of the 8th International Zurich Symposium on EMC, pp.35-40 (March 1989).
  - (3) Masterson K. D., Driver L. D. and Kanda M.: "Photonic probes for the measurement of electromagnetic fields over broad bandwidths", IEEE. National Symp. on EMC, pp.1-6, Denver (1989).
  - (4) Kuwabara N., Amemiya F. and Tokuda M.: "An electronic-field probe using a bulk LiNbO<sub>3</sub> electro-optic crystal", OEC'90, 12B3-14, Japan, (March 1989).
  - (5) Wyss J. C. and Sheeran S. T.: "A practical optical modulator and link for antennas", IEEE Journal of Lightwave Technology, **LT-3**, 2, pp.316-321, (April 1985).
  - (6) 桑原伸夫, 倉本昇一, 佐藤正治, 徳田正満: "光学結晶を用いた電界アンテナの特性", 信学技報, **EMCJ88-90** (1988).
  - (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.
  - (9) Baglikov V. B., Dolinin R. Yu., Pelekhatyi E. M. and Tavlykaev R. F.: "Investigation of an electric field sensor based on an integrated optical Mach-Zehnder optical modulator", IEEE Journal of Lightwave Technology, **LT-3**, 2, pp.316-321 (1988).
  - (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** (1990).
  - (11) 田中俊一編著: "光波センシングの基礎と応用", pp.270-273, オーム社 (1990-08).
  - (12) Tajima K., Kuwabara N. and Amemiya F.: "Highly sensitive electric field sensor using LiNbO<sub>3</sub> optical modulator", Trans. IEICE, **J74-B-II**, 7, pp.1941-1943 (July 1991).
  - (13) 桑原伸夫, 田島公博, 雨宮不二夫: "LiNbO<sub>3</sub>光変調器を用いた高感度電界センサの感度特性", 信学技報, **EMCJ91-6** (1991).
  - (14) Harrington R. F.: "Field computation by moment method", The Macmillan Company (1968).
  - (15) 平沢一紘: "線上アンテナ解析に対するモーメント法適用のポイント", 信学論(B), **J71-B**, 11, p.1393 (1988-11).
  - (16) Kraus J. D.: "Antennas", McGraw Hill (1950).
  - (17) Hansen D., Wilson P., Koenigstein D. and Garbe H.: "Emission and susceptibility testing in a tapered TEM cell", Proc. 8th Int. Zurich Symp. and Techn. Exh. on EMC, pp.227-232 (March 1989).
  - (18) 桑原伸夫, 小野聡明, 秋山佳春: "GTEM セル内部の電磁界分布の評価", 信学'92春大, B-286, B-2-286.

(平成4年8月26日受付, 12月21日再受付)



田島 公博

昭61熊本大・工・電気卒。平1同大大学院修士課程了。同年日本電信電話(株)(NTT)通信網総合研究所入所。以来、EMCにおける光計測技術、通信端末機器の電磁防護技術の研究に従事。現在、NTT技術協力センタ社員。



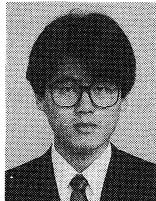
桑原 伸夫

昭50静岡大・工・電子卒。昭52同大大学院修士課程了。同年電電公社(現NTT)茨城電気通信研究所入所。以来、通信線路に誘起する雷サージ特性の研究、特殊環境用光ファイバケーブルの開発、通信装置のEMC試験評価法の研究に従事。現在、NTT通信網総合研究所主任研究員、博士(工学)。



雨宮不二雄

昭46東北大・工・通信卒。昭48同大大学院修士課程了。同年電電公社(現NTT)武蔵野電気通信研究所入所。以来、デジタル電話機の研究実用化、通信装置のEMC試験・評価法、設計対策法の研究開発に従事。現在、NTT技術協力センタ主幹技師、プロジェクトリーダー。



小林 隆一

平3電通大・通信卒。現在、同大大学院博士前期課程に在学中。光ファイバを用いた電界センサの研究に従事。