

## 光学の変調散乱素子を用いた高周波電界計測システム

黒澤 孝裕<sup>†a)</sup> 駒木根隆士<sup>††b)</sup>

Measurement System of Electric Fields by Using Optically Modulated Scatterer

Takahiro KUROSAWA<sup>†a)</sup> and Takashi KOMAKINE<sup>††b)</sup>

あらまし 高周波電界中に半導体を設置して高周波の散乱体とし、そのバンドギャップエネルギーよりも大きなフォトンエネルギーをもつコヒーレント光を照射すると、高周波散乱効率を局所的かつ選択的に変化させることができる。この特性を利用して散乱体に振幅変調を与え、遠方で受信した散乱波強度に基づいて散乱体位置の電界強度を推定するための光学の変調散乱素子及び電界計測システムを開発した。アンテナがつくる遠方界中に設置したアンドープゲルマニウム基板を散乱体に用い、1-7 GHzの周波数範囲における感度、周波数特性を評価した。その結果、周波数及び散乱体の照射径が大きくなるにつれて高感度になること、及び、1.05 GHzで65 dB $\mu$ V/m以上の感度が得られることが分かった。また、マイクロストリップラインの近傍界計測では、2 GHzにおいて-40 dBmの通過電力を検出可能なこと、及び、線幅3 mmのマイクロストリップラインの面内電界分布を計測可能な空間分解能をもつことが分かった。

キーワード 電界計測, 変調散乱, 誘電体散乱体, 半導体, 電磁環境両立性

### 1. ま え が き

電子機器から放射される不要電磁波輻射による周囲の電子機器の障害を防ぐため、不要電磁波輻射の許容値及び試験法が規定されている。このような規制に対応するためのEMC設計の重要性は、機器の高周波数化、小型低電力化などによってますます高まっている。不要電磁波輻射の抑制を目的とする放射源の特定には、近傍磁界プローブがしばしば用いられる。

一方、不要電磁波輻射の許容値は、一般に、電波暗室やオープンサイトにおける3 mや10 mの距離での遠方電界強度によって定められている。しかし、これらの遠方での電界強度測定値と被測定物近傍での磁界強度の測定値との相関は必ずしも明らかではない。また、近傍磁界測定の結果、被測定物上に複数の対策が必要な周波数の雑音発生部位が存在する場合に、どの

部位が遠方電界に対して支配的なのかを調べることは困難である。このため、被測定物近傍から遠方に至る領域での電界測定が可能になれば、遠方電界に対して支配的な電磁波の発生部位が特定でき、不要電磁波低減に向けての有効な手段となることが期待できる。

このような測定に用いる電界プローブの性能としては、波源を探知できるだけの感度や空間分解能をもつことが必要となる。これに加え、信号伝送ケーブルやプローブ自体による被測定電磁界の乱れを抑えることが望ましい。信号伝送ケーブルによる被測定電磁界の乱れを低減するため、Pockels効果等の電気光学効果をもつ結晶を用いて電界強度を光の偏光状態の変化に変換し、光ファイバまたは空間を信号伝送路に使用して電界検出する光電界プローブが提案されている[1]~[7]。高感度化を図るため、電気光学結晶上にMach-Zehnder型干渉計を形成し、この光導波路上に付加した微小ダイポールアンテナで電界を検出するプローブでは、750 MHzで38 dB $\mu$ V/mの検出感度が得られている[1]。より広帯域化を図るためにエレメント長を短縮したプローブでは、周波数2.5 GHzまでほぼ平坦な感度特性を得ており、84 dB $\mu$ V/mの最小検出感度が得られている[3]。これらの光電界センサからアンテナエレメントを除いて、更なる低擾乱性及び

<sup>†</sup> 秋田県産業技術センター, 秋田市  
Akita Industrial Technology Center, 4-21 Sanuki, Araya,  
Akita-shi, 010-1623 Japan

<sup>††</sup> 秋田工業高等専門学校, 秋田市  
Akita National College of Technology, 1-1 Bunkyo-cho,  
Iijima, Akita-shi, 011-8511 Japan

a) E-mail: kurosawa@ait.pref.akita.jp

b) E-mail: komakine@akita-nct.jp

広帯域化を目指した完全非金属性の光電界プローブも提案されており [4], 20 kHz–50 GHz の周波数範囲での電界検出が報告されている。また, 電気光学結晶に入射する光を走査することにより, 高速な電界分布計測を目指したシステムも提案されている [5].

光電界センサと同様に金属製の信号伝達ケーブルをなくし, 低擾乱性を目指した電磁界計測手法の一つとして, 変調散乱手法 (MST: Modulated Scatterer Technique) がある [8]–[10]. この手法は, 電磁波源が生成する電磁界中に散乱体を設置し, 散乱体近傍の電界を散乱波として遠方に伝搬させて受信し, この散乱波強度から散乱体近傍の電界強度を測定する手法である。この際, 電磁波源から直接受信アンテナに到来する電磁波と散乱波とを区別するため, 散乱体の散乱効率を周期的に変化させ, 同期検波によって散乱波強度のみを抽出する。従来の MST に基づく計測システムでは, スイッチング素子を装荷した金属ダイポールを変調散乱素子に用いていた。この場合, 素子の金属体によって測定空間の電磁界が乱されることが懸念される。

このような電磁界への擾乱を低減するため, 筆者らは誘電体球や誘電体円柱を変調散乱素子に用いた MST 計測システムを開発し, その感度, 空間分解能, 及び周波数特性について報告してきた [11], [12]. この手法は, 散乱素子を空間的に振動あるいは回転させることによって散乱波を変調し, 遠方で受信した散乱波を復調することにより散乱体位置の電界勾配や電界強度を検出する手法である。これにより, 完全非金属性の電界プローブを実現できる。一方, これらの機械的に散乱波を変調する手法の場合, 変調周波数は数十 Hz に制限される。このため, 信号対ノイズ比が十分な条件でも測定系全体の時定数を小さくすることができず, 短時間で変動する信号の検出は困難となる。

この問題点を解決するため, 誘電体の複素誘電率を光変調することにより, 誘電体変調散乱素子の変調周波数を大きくすることを試みた。半導体を散乱体とし, そのバンドギャップよりフォトンエネルギーの大きな光を入射すると誘電損失が増大するため, 散乱効率を変化させることができる。この現象を利用して散乱波に振幅変調を与え, 遠方で受信した散乱波を復調することにより, 散乱体位置の電界強度を推定できる。このシステムの感度, 周波数特性, 空間分解能を評価した結果について報告する。

## 2. 原理

交流電界中においた誘電体は分極し, 変位電流が流れる。この変位電流によって電磁波が放射され, 散乱波として観測される。半導体を散乱体とし, そのバンドギャップよりフォトンエネルギーの大きな光を入射すると, 電子が伝導帯に励起されて導電率が增加する。導電率  $\sigma$  と複素誘電率  $\epsilon$  との間には,

$$\epsilon = \epsilon_r + j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0} \quad (1)$$

の関係がある。ここで,  $\epsilon_r$  は複素誘電率の実部,  $\omega$  は角周波数,  $\epsilon_0$  は真空の誘電率,  $j$  は虚数単位である。式 (1) から, 誘電正接  $\tan \delta$  は,

$$\tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \epsilon_r} \quad (2)$$

となり, 誘電正接は導電率に比例する。

したがって, 散乱体材料のバンドギャップよりフォトンエネルギーの大きな光を入射することによって散乱体の誘電正接が増加する。これにより, 変位電流が減少して散乱波強度は減少する。この散乱波強度変化は可逆的に生じるため, 入射光を強度変調することにより, 散乱波に振幅変調を与えることができる。振幅変調された散乱波を遠方で受信し, 入射光の強度変化に対する同期検波により, 散乱波強度を求めることができる。この散乱波強度に基づいて, 散乱体位置の電界強度を推定できる。

## 3. 実験及び考察

### 3.1 遠方界における感度及び周波数特性

測定系のブロック図を図 1 に示す。測定は FCC フェイリング (アメリカ Federal Communications Commission 登録) された 3 m 法 5 面電波暗室で行い, 床面に電波吸収体を敷設して自由空間を模擬した。電磁波源として, 遠方で水平偏波電界を得るように設置した対数周期ダイポールアレーアンテナ (Schwarzbeck ESLP9145) を用い, 電界レシーバ (Rhode & Schwarz ESIB26) 内蔵のトラッキングジェネレータから高周波信号を給電した。

散乱体としてアンドープゲルマニウムの単結晶基板 (円板形状, 直径 25 mm, 厚さ 0.5 mm) を電磁波源が作る放射電界中に設置した。散乱体と電磁波源の参照点との距離は 0.49 m とした。散乱体の比誘電率の実部  $\epsilon_r/\epsilon_0$  及び誘電正接  $\tan \delta$  の周波数依存性を高周波

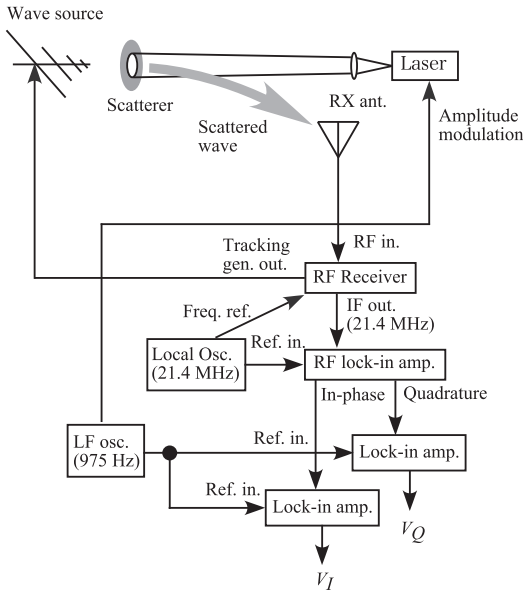


図 1 光学の変調散乱子を用いた電界計測システムのブロック図  
 Fig. 1 Schematic diagram of the measurement system by using the optically modulated scatterer.

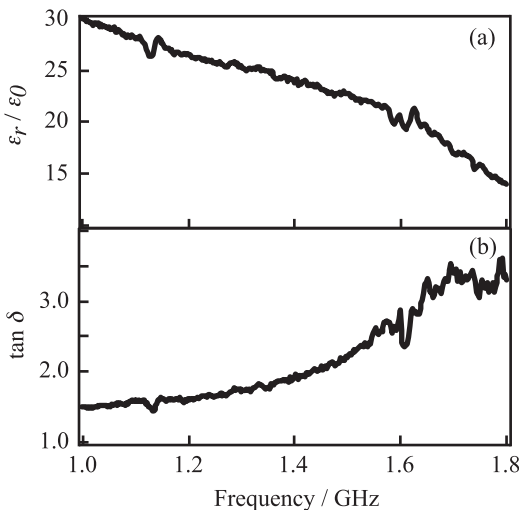


図 2 散乱体の誘電率の周波数依存性. (a) 比誘電率の実部. (b) 誘電正接  
 Fig. 2 Frequency dependence of the permittivity of the scatterer. (a): real part of relative permittivity. (b): dissipation factor.

誘電率計 (HP 4291A 及び Agilent 16453A) で測定した結果を図 2 (a) 及び図 2 (b) にそれぞれ示す. 1 GHz における比誘電率の実部は 30 で, 周波数が大きくなるに従って減少し, 1.8 GHz で 13.9 となった. 一方,

誘電正接は 1 GHz で 1.5 となり, 周波数が大きくなるに従って増加し, 1.7 GHz 以上の周波数ではほぼ一定値の 3.4 となった.

散乱体の複素誘電率を変化させるための光源として半導体レーザ (TOPTICA iBeamSmart PT, 波長 638 nm) を用い, その光ファイバ出力を凸レンズで集光して散乱体に入射した. 光ファイバの出射端-レンズ間距離を変化させることにより, 散乱体照射光の直径を設定した. 照射光出力は 80 mW とし, 周波数 975 Hz の矩形波で強度変調した.

散乱体からの散乱波をホーンアンテナ (ETS Lindgren 3117) で受信し, 電界レーバに入力した. 散乱体と受信アンテナ先端との距離は 1.10 m とした. 電界レーバの中間周波出力 (中心周波数 21.4 MHz) を局部発振器 (Stanford Research Systems CG635) 及び高周波ロックインアンプ (Stanford Research Systems SR844) で構成された直交検波器に入力し, 同相, 直交それぞれの成分の受信電磁波強度を得た. 局部発振器からの周波数基準信号 (10 MHz) を電界レーバに供給することにより, 電界レーバ-局部発振器間の周波数及び位相同期を確保した.

直交検波器の検波器の同相, 直交それぞれの電磁波強度信号から, ロックインアンプ 2 台 (Stanford Research Systems SR830 及びエヌエフ回路設計ブロック LI5640) を用いて, 散乱体に入射する光の強度変化に同期した振幅変調成分  $V_I, V_Q$  それぞれを抽出した. 得られた  $V_I, V_Q$  に基づき, 散乱波強度  $V_s$  は  $V_s = \sqrt{V_I^2 + V_Q^2}$ , 位相は  $\tan^{-1}(V_Q/V_I)$  の関係から求められる. 散乱体の位置における電界強度及び位相は, 散乱体-検波器間の伝送特性を測定し, 散乱波の振幅及び位相を校正することで得られる.

散乱体位置における電界強度を変化させて散乱波強度を測定した結果を図 3 に示す. 散乱体位置の電界強度は, アンテナ係数が校正された受信アンテナを散乱体と置換して設置し, 各周波数で受信電力を測定して求めた. ロックインアンプの時定数は 1 s とした. 図から, 復調された散乱波強度は散乱体位置の電界強度にほぼ比例することが分かる. 電界強度が減少すると散乱波強度も減少し, 測定系のシステムノイズレベルに収束する. 散乱波強度の線形性からのずれを元に測定感度を見積もると, 1.05 GHz で 65 dB $\mu$ V/m 以上, 3 GHz で 50 dB $\mu$ V/m 以上の電界を測定できると考えられる.

感度とロックインアンプの時定数  $\tau$  との関係を明

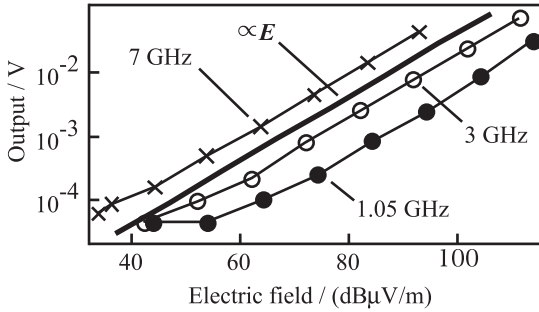


図3 散乱波強度の電界強度依存性. 照射光の直径 17 mm. 横軸は散乱体位置の電界強度. 実線は電界強度に比例する値

Fig. 3 Electric field dependence of the scattered wave intensity. The diameter of illuminated light on the scatterer was set to 17 mm. Solid line denotes the value which is proportional to the electric field.

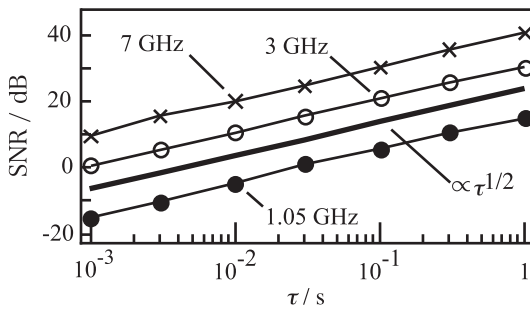


図4 散乱波の信号対雑音比 SNR の復調時定数  $\tau$  依存性. 散乱体位置の電界強度 80 dB $\mu$ V/m. 照射光の直径 17 mm. 実線は  $\tau$  の平方根に比例する値を dB 単位で表したもの

Fig. 4 Time constant  $\tau$  dependence of the signal to noise ratio SNR of the scattered wave intensity. Electric field at the scatterer was set to 80 dB $\mu$ V/m. The diameter of illuminated light on the scatterer was set to 17 mm. Solid line denotes the value which is proportional to the square root of the  $\tau$  with dB unit.

らかにするため、散乱波強度の信号対雑音比 SNR の  $\tau$  依存性を測定した。SNR は散乱波強度を繰り返し測定した際の平均値  $\bar{V}_s$  及び標準偏差  $SD_{V_s}$  から、 $SNR = 20 \log_{10}(\bar{V}_s / SD_{V_s})$  の式を用いて求めた。各  $\tau$  における測定回数は 50 回とした。結果を図 4 に示す。

図 4 から、SNR は  $\tau^{1/2}$  に比例することがわかる。これは  $SD_{V_s}$  が  $\tau^{1/2}$  に反比例したためである。散乱体設置位置の電界強度を 85 dB $\mu$ V/m 及び 70 dB $\mu$ V/m に設定して同様の測定を行ったところ、 $\bar{V}_s$  は電界強度に比例する一方、 $SD_{V_s}$  は印加電界強度に依存しなかった。これらのことから、SNR は散乱波強度と  $\tau^{1/2}$  に反比例する受信系のシステムノイズレベルとの比で

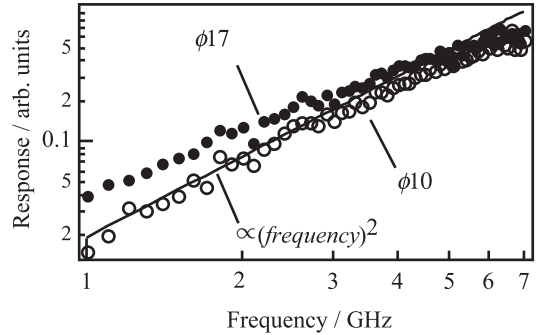


図5 散乱波強度の周波数依存性. 横軸は測定周波数. 散乱波強度は散乱体位置の電界強度, 受信アンテナ係数, 及び受信系のケーブル損失で規格化した. 入射光の照射径  $\phi$  は 17 mm または 10 mm. 実線は周波数の 2 乗に比例する値

Fig. 5 Frequency dependence of the scattered wave intensity. Each values were normalized by the electric field, antenna factor, and cable loss. The diameter of illuminated light on the scatterer  $\phi$  was set to 17 mm or 10 mm. Solid line denotes the value which is proportional to the square of the frequency.

決まり、印加電界強度に比例して大きくなると考えられる。

電界強度 80 dB $\mu$ V/m での SNR は 1.05 GHz で 15 dB, 3 GHz で 30 dB であり、これらの周波数で SNR が 0 dB になる電界強度はそれぞれ 65 dB $\mu$ V/m 及び 50 dB $\mu$ V/m となる。この結果は、図 3 から見積もられた感度とおおむね一致する。したがって、例えば  $\tau=3$  ms とした場合、1.05 GHz 及び 3 GHz での感度はそれぞれ 90 dB $\mu$ V/m 及び 75 dB $\mu$ V/m と見積もられる。この感度を光電界センサの感度と比較する。全長 10 mm の微小ダイポールエレメントを付加した光電界センサ [3] では、1-4 GHz の周波数領域でほぼ一定の感度が得られており、ビデオバンド幅 100 Hz で 84 dB $\mu$ V/m の電界検出を可能とした。今回提案するシステムは、これと同程度の検出感度を完全非金属構成で実現できた。

測定感度を更に向上させるためには、散乱体-受信アンテナ間距離を小さくする、受信アンテナの利得を大きくする等の手段で受信散乱波強度を大きくすればよい。あるいは、復調ロックインアンプの時定数を大きくする等でシステムノイズを低減することが考えられる。

散乱波強度の周波数依存性を図 5 に示す。入射光の散乱体上における照射径  $\phi$  は 17 mm あるいは 10 mm とした。図から、1-7 GHz の範囲で感度をもつことがわかる。 $\phi=10$  mm の場合、規格化した散乱波強度は



3 GHz 以下の周波数で周波数の 2 乗に比例した。これ以上の周波数では次第に飽和し、周波数 6 GHz 以上では一定値となった。一方、 $\phi=17$  mm の場合、散乱波強度は  $\phi=10$  mm の場合よりも大きくなった。周波数に対しては約 1.5 乗に比例し、周波数 6 GHz 以上では飽和して一定値となった。

散乱体が波長より十分に小さく、微小ダイポールとみなせる場合、散乱波強度は周波数の 2 乗に比例する。散乱体の比誘電率の実部を 1.8 GHz で測定された値 13.9 とすると、散乱体中で  $\phi$  が 1 波長となる周波数は、 $\phi=10$  mm で 8.0 GHz、 $\phi=17$  mm で 4.7 GHz である。また、図 2 (a) から、周波数が上がると誘電率の実部が減少する傾向があるため、 $\phi$  が 1 波長となる周波数はこれらの値以上となると予想される。このため、 $\phi=10$  mm の場合、低い周波数では散乱体を微小ダイポールとして近似できる。一方、 $\phi=17$  mm の場合、 $\phi=10$  mm の場合よりも散乱波の振幅変調に寄与する領域が大きくなるとみなせるため、散乱波強度は大きくなる。しかし、波長に対する散乱体の大きさが無視できず、微小ダイポール近似は成立しない。図 5 に示した周波数特性には、このような、散乱体中の電磁波の波長と  $\phi$  との関係が反映されたと考えられる。

散乱体が波長と比較して無視できない大きさとなり、微小ダイポール近似が成立しない場合、散乱波は微小ダイポール放射の指向性とは異なった指向性をもつとともに、散乱波強度は周波数の 2 乗特性からずれると予想される。機械回転型変調散乱素子を使用した電界計測システムでは、この影響による周波数特性のうねりが観測されており [12]、今回報告した光学的変調散乱素子を用いたシステムでも同様の現象が起ると予想される。更に散乱体が波長より十分大きな極限を考えると幾何光学近似が成立する。この場合、電磁波源と受信アンテナとの間に変調散乱素子があれば、波源-受信アンテナ間の透過係数が光変調されることになり、測定システムとしての感度は、透過係数の光変調度に依存することになる。このように、散乱体寸法と波長との関係によって有効な近似は異なるが、いずれの場合においても、波源、散乱体、及び、受信アンテナの相対位置を考慮した数値計算、あるいは、実測により感度校正することによって、感度や周波数特性を求めることができる。

### 3.2 近傍界における感度及び空間分解能

測定系のブロック図を図 6 に示す。3.1 とほぼ同様の構成のため、概略を簡単に述べる。光源に半導体レー

ザを用い、その光ファイバ出力を凸レンズで集光して散乱体に入射した。照射光径は 0.8 mm とした。出力光は周波数 1075 Hz の矩形波で強度変調した。近傍界波源として、整合終端したマイクロストリップライン (特性インピーダンス 50  $\Omega$ 、線路長 120 mm、線路幅 3.0 mm、基板幅 100 mm) を用い、発振器 (Stanford Research Systems CG635) から周波数 2.0 GHz の信号を給電した。散乱体としてアンドーブルゲルマニウム単結晶基板を樹脂製スペーサ (材質 PET、厚さ 0.4 mm) を介して波源上に固定した。波源及び散乱体は 1 軸ステージ (駿河精機 KS103) 上に設置して、散乱体上の光照射位置の移動及び位置設定をした。

散乱体からの散乱波を、散乱体からの距離 430 mm に設置したホーンアンテナで受信し、アンプ (テクノサイエンスジャパン MLA-00118) で増幅した後、直交ミキサ (Marki Microwave IQ-1545) に入力した。直交ミキサの同相、直交それぞれの出力をロックインアンプ 2 台に入力し、3.1 と同様の手法で散乱波強度を求めた。

マイクロストリップライン (MSL) への給電電力を変化させて散乱波強度を測定した結果を図 7 に示す。

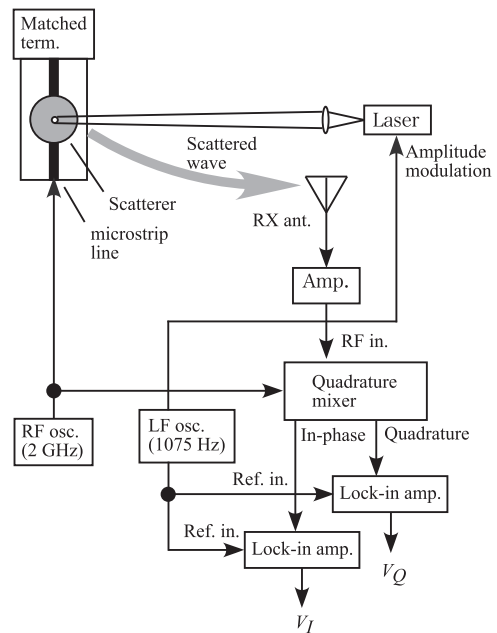


図 6 光学的変調散乱素子を用いた近傍電界計測システムのブロック図

Fig. 6 Schematic diagram of the near field measurement system by using the optically modulated scatterer.

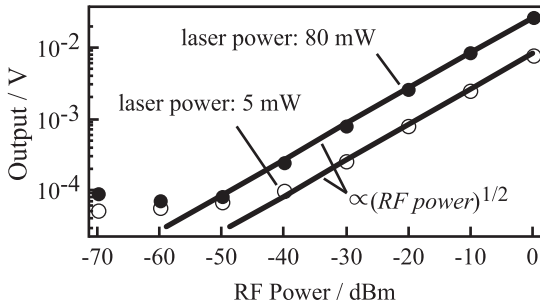


図7 散乱波強度の給電電力依存性。横軸はマイクロストリップラインへの給電電力。実線は給電電力の平方根に比例する値

Fig.7 Feeding power dependence of the scattered wave intensity. Solid lines denote the value which is proportional to the square root of the feeding power.

照射光出力は5 mW または80 mW とし、散乱波強度が最大となるように照射位置を設定した。また、受信アンテナの偏波方向はMSLの幅方向とし、ロックインアンプの時定数は100 ms とした。比較のため、給電電力の平方根に比例する値も実線で併せて示した。

図から、散乱波強度は給電電力の平方根にほぼ比例することが分かる。給電電力が減少すると散乱波強度も減少し、測定系のシステムノイズレベルに収束する。また、照射光出力が大きい場合、散乱波強度が大きくなる。これらの結果から、近傍界測定の場合、2 GHz で-40 dBm 程度の通過電力を検出可能と言える。MSL 近傍の電界強度は給電電力の平方根に比例するため、観測された散乱波強度は、遠方界と同様、近傍界においても電界強度に比例すると考えられる。

光照射位置をMSLの幅方向に掃引し、散乱波強度を測定した結果を図8に示す。MSLへの給電電力は0 dBm、照射光出力は5 mW、ロックインアンプの時定数は10 ms とした。

受信偏波方向をMSLの幅方向とした場合、散乱波強度はライン中央で極小値を取り、ライン両端に向かって増加し、ライン端より0.9 mm 外側で極大値をとる。ライン端部より更に外側では減少して0に近づく。一方、受信偏波方向をMSLの長手方向とした場合、受信偏波方向をMSLの幅方向とした場合と同様の特徴が見られるが、散乱波強度は受信偏波方向を幅方向とした場合とのピーク比で12%と小さくなった。

MSL 上面において、MSL 幅方向の電界成分はMSL 中央で極小値を取り、ライン両端近傍で極大値をとる [5], [6]。図8において、受信偏波方向をMSLの幅

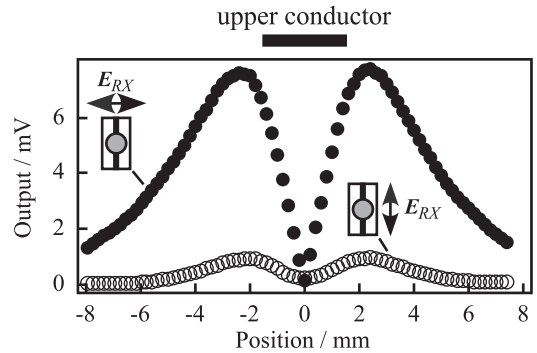


図8 散乱波強度の光照射位置依存性。測定周波数2 GHz。マイクロストリップライン (MSL) の上部導体位置、及び、受信アンテナの偏波方向  $E_{RX}$  とMSL設置方向との関係を併せて示した

Fig.8 Distribution of the scattered wave intensity in the vicinity of microstrip line (MSL). Measurement frequency was 2 GHz. The position and the width of the upper conductor of the MSL is shown above the figure. The relative direction between the upper conductor of the MSL and polarization direction of the receiving antenna  $E_{RX}$  are also shown in the figure.

方向とした場合に見られた形状は、このMSL幅方向の電界強度成分が反映されたものと考えられる。

MSL 長手方向の電界成分は、MSLの伝送モードが純TEMモードであれば発生しない [7]。一方で、図8では受信偏波方向をMSL長手方向とした場合にも散乱波が観測された。この原因として、受信アンテナの交差偏波識別度の影響、受信アンテナの設置角度のずれ、及び、MSL伝送モードの純TEMモードからのずれが挙げられる。測定に使用した受信アンテナの交差偏波識別度は2 GHzで21 dBであったため、受信偏波方向をMSL長手方向とした際、MSL幅方向の偏波成分が9%混入して観測される。このため、受信アンテナの設置角度のずれによって混入するMSL幅方向の偏波成分及び純TEMモード以外の伝送モードによって観測されるMSL長手方向の偏波成分の和は、MSL幅方向の成分の3%となる。

これらの結果から、散乱体上に照射光が入射する位置での電界方向と散乱波の偏波方向はおおむね平行となると考えられる。また、幅3.0 mmのライン内の電界分布を観測できていることから、空間分解能は照射光径と同程度であることが予想される。したがって、照射光の直径を更に小さくすることによって、より高い空間分解能を達成できると期待される。今回の測定システムでは波源及び散乱体を機械的に移動させて観

測位置を設定したが、光電界センサで提案された光走査機構 [5] と同様の機構を導入して散乱体上に入射する光の位置を走査することにより、電界分布計測の所要時間を短縮することも可能と思われる。

#### 4. む す び

半導体を散乱体に用い、その複素誘電率を光変調することによって散乱波を変調する MST 手法によって、高周波電界を計測した。変調周波数 1 kHz 程度において信号を検出でき、機械的な変調散乱手法と比較して 10 倍以上の変調周波数を実現した。遠方界では、1 GHz で 65 dB $\mu$ V/m 以上の感度が得られること、及び、1-7 GHz の範囲の電界計測が可能なが分かった。また、周波数が大きくなるにつれて出力が大きくなることから、今後、電子機器の高動作周波数化に対しても、容易に対応可能なことが期待できる。

マイクロストリップラインの近傍界計測では、2 GHz で -40 dBm 程度の通過電力を検出可能であることが分かった。また、幅 3.0 mm のライン内の電界分布を計測可能なことから、空間分解能は照射光の直径 0.8 mm と同程度であることが予想される。したがって、照射光径を更に小さくすることによって、より高い空間分解能を達成できると期待される。

今後は、散乱体材料の物性と散乱波強度との関係を明らかにし、より高感度が得られる条件を見出したい。また、散乱体-検波器間の伝送特性を測定する手法を提案し、測定位置の電界強度及び位相情報を得ることも興味深い課題である。これらに加え、実機測定を通して本計測手法の EMC 対策への有効性を示したい。

謝辞 本研究の一部は、科学研究費助成事業 (23560430) の助成を受けて実施した。

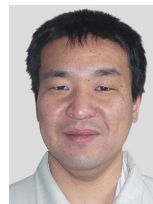
#### 文 献

- [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. Electromagn. Compat.*, vol.34, no.4, pp.391-396, Nov. 1992.
- [2] 小林隆一, 田島公博, 桑原伸夫, 徳田正満, "LiNbO<sub>3</sub> 光変調器を用いた電界センサの感度解析," *信学論 (B)*, vol.J79-B-II, no.11, pp.734-743, Nov. 1996.
- [3] 田島公博, 桑原伸夫, 小林隆一, 徳田正満, "マッハツェンダー型光変調器を用いた微小エレメント電界センサの特性評価," *信学論 (B-II)*, vol.J79-B-II, no.11, pp.744-753, Nov. 1996.
- [4] H. Togo, D. Moreno-Dominguez, and N. Kukutsu, "Frequency response and applications of optical electric-field sensor at frequencies from 20 kHz to

180 GHz," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E96-C, no.2, pp.227-234, Feb. 2013.

- [5] 荒川 悟, 鈴木英治, 太田博康, 荒井賢一, "光走査型電磁界プローブの検出特性の検討," *信学技報*, EMCJ2003-89, Oct. 2003.
- [6] 李 嘯河, 太田博康, 荒井賢一, "小型化した導波路型光電界プローブによる近傍電界分布の測定," *信学技報*, EMCJ2004-55, Oct. 2004.
- [7] 李 嘯河, 太田博康, 荒井賢一, "光電界プローブによる近傍電界強度分布の測定," *信学技報*, EMCJ2003-95, Nov. 2003.
- [8] J.H. Richmond, "A modulated scattering technique for measurement of field distributions," *IRE Trans.*, vol.MTT-3, pp.13-15, July 1955.
- [9] G. Hygate and J.F. Nye, "Measuring microwave fields directly with an optically modulated scatterer," *Meas. Sci. Technol.*, vol.1, pp.703-709, Aug. 1990.
- [10] チャカロタイジエドヴィスノブ, 陳 強, 澤谷邦男, "変調散乱素子を用いた非侵襲的傍電界測定法," *信学技報*, EMCJ2004-16, June 2004.
- [11] T. Komakine, T. Kurosawa, and H. Inoue, "A novel measurement method of electric field by using spherical dielectric scatterer," *IEEJ Trans. FM*, vol.130, no.5, pp.462-466, May 2010.
- [12] T. Kurosawa and T. Komakine, "Electric field measurement by using cylindrical dielectric scatterer," *Proc. SICE Ann. Conf.* 2012, no.TuB03-01, pp.407-411, Akita, Japan, Aug. 2012.

(平成 25 年 6 月 7 日受付, 10 月 9 日再受付)



黒澤 孝裕

平 5 東北大・理・化学第二卒. 平 10 東北大大学院・理学研究科了. 博士 (理学). 同年秋田県高度技術研究所 (現同産業技術センター) 所属. 磁気記録のノイズ解析及び符号化方式, EMC 計測手法の研究に従事.



駒木根隆士 (正員)

昭 55 秋田大・鉱山・電子卒. 昭 57 東北大大学院修士課程了. 同年松下通信工業株式会社 (現, パナソニックモバイルコミュニケーションズ株式会社) 入社. 昭 61~63 (株) ATR 視聴覚機構研究所に outward. 平 4~24 秋田県高度技術研究所 (現, 同産業技術センター) に所属. この間, 平 23 秋田大大学院博士課程了. 博士 (工学). 平 24 から秋田工業高等専門学校に所属. 耐騒音型音声認識装置の開発, 磁気記録のノイズ解析, EMC 計測手法の研究, 通信方式の研究に従事. 電子情報通信学会員.