

円形パッチアンテナ構造プリント基板用近傍電界センサの開発

黒川 悟^{†a)} 佐藤 亨^{††}

Development of Circular Patch Type Electric Field Sensor for Printed Circuits

Satoru KUROKAWA^{†a)} and Toru SATO^{††}

あらまし 数 GHz 程度のプリント基板上線路を伝搬する信号を測定することの可能なセンサとして、パッチアンテナ構造の近傍電界センサを考案した。試作センサは、マイクロストリップ線路近傍で最も支配的となる線路に垂直な電界成分を計測する初めてのセンサであり、1~10 GHz の範囲において 4 dB 以下の変動レベルで、マイクロストリップ線路上の信号を計測可能である。本論文では、FDTD 法数値計算によりセンサの物理的な形状による特性の影響について検証し、これを試作し、センサの有効性を示した。なお本センサは、バランスをたない構造のため、形状の小型化やセンサ基板に用いる材料の誘電率等を選定することによって、更なる高周波帯域での利用も可能である。

キーワード FDTD 法、パッチアンテナ、マイクロストリップライン、電界センサ

1. ま え が き

近年電気電子機器は、パソコン CPU の動作周波数が GHz に至る等ますます高速動作化しており、それに伴い機器の設計、試作に必要な回路信号の観測も GHz オーダとなり、これまでに用いてきたオシロスコープ用の測定プローブでは信号そのものの観測が困難となっている。また、機器の回路設計もこれまでの集中定数回路的な設計でなく、分布定数回路設計手法を取り入れた、プリント基板上の線路としてマイクロストリップ線路やコプレーナ線路 [1], [2] の設計が必要となっており、我々はこれまでに、線路設計に重要となる特性インピーダンスのマッチング不良やその不良箇所を特定することのできるセンサとして、ストリップ線路構造の方向性結合器型センサを提案し、FDTD 法 (Finite Difference Time Domain Method) [3], [4] による数値計算を用いてセンサ形状を最適化し、良好な特性のセンサを開発した [5] ~ [7]。

一方、回路上の電圧波形そのもの測定ニーズは高く、完成された回路の動作状態での電圧波形の観測が不可欠である。パソコンの動作周波数が 3 GHz 帯に至る等、回路上の信号観測は、ますます高速化しているため、より高い周波数で利用できるセンサが求められている。しかし、これまでに提案されているオシロスコープ用 FET プローブ、抵抗を介して電圧波形を観測するセンサでは、測定可能周波数は 6 GHz 程度にとどまっており、微小ダイポール型センサやモノポール型センサ等の非接触で測定するセンサについても、10 GHz 程度まで利用できる広帯域バランスの作成が実質上困難である。また、回路の信号計測に最も多く用いられている微小ループアンテナでは、薄膜抵抗技術を用いて 26.5 GHz 程度まで利用できるアンテナ [8] が実現されているが、周波数の低下とともに、感度が指数関数的に減少する。このため我々は、広帯域バランスを必要としない 1~10 GHz 程度までのマイクロストリップ線路上の信号を感度の変動幅 4 dB 以下で測定可能なセンサとして、円形パッチアンテナ構造の電界センサを提案する。

通常パッチアンテナは、狭帯域なアンテナとして利用されるが、その基本モードの共振周波数より低い周波数範囲では、広帯域にリニアリティのある特性を有し、また、アンテナエレメントの表面極近傍では、エレメントに垂直な電界成分が最も支配的な電界成分で

[†] 産業技術総合研究所, つくば市

National Institute of Advanced Industrial Science and Technology, AIST Tsukuba Central 2, Tsukuba-shi, 305-8568 Japan

^{††} 京都大学大学院情報学研究所, 京都市

Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida-Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto-shi, 606-8501 Japan

a) E-mail: satoru-kurokawa@aist.go.jp

ある。

被測定線路としてのマイクロストリップ線路についても、線路表面近傍では垂直方向電界成分が最も支配的な電界成分であるために、この垂直方向成分に最も支配的に感度を有するパッチアンテナによって測定可能とするものであり、垂直方向電界成分を初めて選択的に測定可能としたものである。また、マイクロストリップ線路近傍の電磁界は、垂直方向距離の増加とともに指数関数的に減少するために、当該センサは、センサと線路の距離を一定に保つための誘電体をアンテナ上面に有し、再現性のよい測定を可能とする構造としている。パッチアンテナとしては、円形のほかに方形パッチアンテナ等も存在するが、実際の測定に用いる場合のパッチと線路の位置の傾きによる感度の変動も考えられるため、当該センサは円形パッチ構造を採用している。

まず、試作センサの構造を示し、FDTD 法による数値計算によって求めた、被測定線路となるマイクロストリップ線路近傍の電界分布、センサ近傍の電界分布を示し、その動作原理を説明する。次に、FDTD 法による数値計算を用いて、センサの周波数特性のその物理的な形状に対する依存性を検証する。更に、実際の利用に際して問題となる、センサと線路の位置による感度特性を評価する。開発センサは、大きさが 1 cm 角であり、1 GHz での波長の 1/30 以下と波長に比べて非常に小さいために、不平衡電流が発生しセンサ特性が変動することが予想されるため、実験と数値計算結果を用いて特性の検証を実施するとともに、センサが被測定線路に及ぼす影響についても評価する。

2. 提案センサの構造と動作原理

センサは、プリント基板の片面が導体面となる円形パッチアンテナを形成し、そのパッチアンテナ上面に、プリント基板と同一の誘電率の誘電体基板を有する構造である。給電は、パッチアンテナとしての共振を抑制するために円形パッチ中央に、導体基板側から測定用コネクタとして SMA コネクタを接続し、6 dB のアッテネータを介して測定器に接続する構造としている。本論文で FDTD 法により解析するパッチアンテナ構造近傍電界センサの構造を図 1 に示す。

次に、試作センサの動作原理を説明する。図 2 に示す伝送線路としてのマイクロストリップ線路をポート 1 からポート 2 の方向に伝搬する信号を考える。

導体表面では、その表面に平行な電界成分は理論的

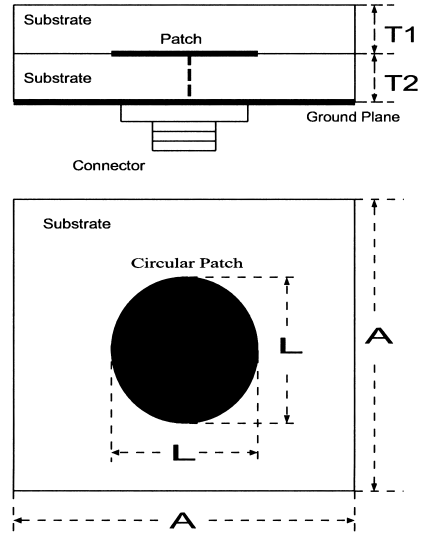


図 1 試作センサの概要
Fig. 1 Configuration of the proposed sensor.

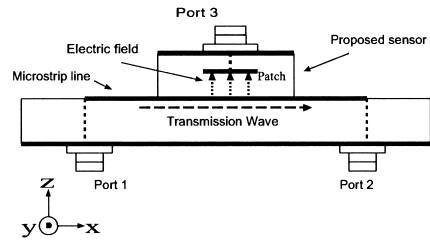


図 2 試作センサの動作原理
Fig. 2 Operational principle of the sensor.

にゼロである。このため導体表面極近傍の電界成分としては、その導体に垂直な電界成分が最も大きな成分であると考えられる。円形パッチマイクロストリップアンテナは、構造的にアンテナとしての共振周波数よりも低い周波数では、円形パッチそのものの終端が開放状態となっているために磁界成分は非常に小さく、導体に垂直な電界成分が最も支配的であると考えられる。一方、マイクロストリップ線路についても、線路近傍の電界成分としては、線路に垂直な電界成分が最も支配的な電界成分であると考えられるため、両者の支配的な垂直方向電界成分を結合することにより、マイクロストリップ線路の信号測定を可能とするものである。また、当該センサは、マイクロストリップ線路の極近傍に配置することを想定しているため、センサと線路の距離を一定に保つための誘電体をアンテナ上面に有し、再現性のよい測定を可能とする構造として

いる．なお，この動作原理について，次章以降の求めたセンサ形状を用いた FDTD 数値計算結果により検証する．

3. FDTD 法によるセンサの特性解析

3.1 解析方法

特性インピーダンス 50Ω のマイクロストリップ線路上を伝搬するパルス信号を試作センサにより測定する場合を想定し，FDTD 法数値計算により特性解析を実施する．

$200\text{ mm} \times 80\text{ mm} \times 10\text{ mm}$ の空間を $0.5\text{ mm} \times 0.5\text{ mm} \times 0.2\text{ mm}$ の間隔で $400 \times 160 \times 50$ セルに分割し，時間分割幅は約 0.586 ps と設定した．境界条件には Liao 吸収境界 [9] を用いる．

線路を伝搬する信号は，線路端とプリント基板の導体面のギャップにパルス幅約 100 ps のガウスパルスを印加し，もう一方の線路端を 50Ω 終端する方法とした．センサは，マイクロストリップ線路の中央に配置する．センサは，マイクロストリップ線路と同様に導体面とアンテナ給電線のギャップが 50Ω 終端される構造として，このギャップに現れる信号を測定することによりセンサの周波数特性を求めるとした．センサに用いるプリント基板の誘電率は，試作に用いているテフロン比誘電率 2.6 に固定し，アンテナパッチ導体厚みは，アンテナに垂直な方向での FDTD 法最小分割セル幅と同一の 0.2 mm と設定した．

センサの物理的な形状パラメータとしては，被測定マイクロストリップ線路からの距離 T_1 ，センサプリント基板用誘電体厚み T_2 ，センサ基板寸法 A ，パッチ寸法 L の四つのパラメータが存在する．このため，各パラメータを逐次最適化し，良好な特性を示すパラメータを特定し，感度特性として 6 dB のアッテネータを接続した状態で， $10:1$ オシロスコープ用プローブの特性である -20 dB の感度を実現し，想定利用周波数範囲である $1\sim 10\text{ GHz}$ での変動幅が -4 dB 以下となるセンサ形状を特定する．

まず，センサ基板寸法を固定し，被測定マイクロストリップ線路からの距離 T_1 ，センサプリント基板用誘電体厚み T_2 による周波数特性の違いを求め， $1\sim 10\text{ GHz}$ 程度の範囲で良好な特性を示す形状を特定する．次に，センサ基板寸法 A によるセンサ周波数特性の影響を検討する．最後に，パッチ寸法 L によるセンサ周波数特性の影響を検討する．なお， L の周波数特性に与える影響については，パッチ面と水平な方

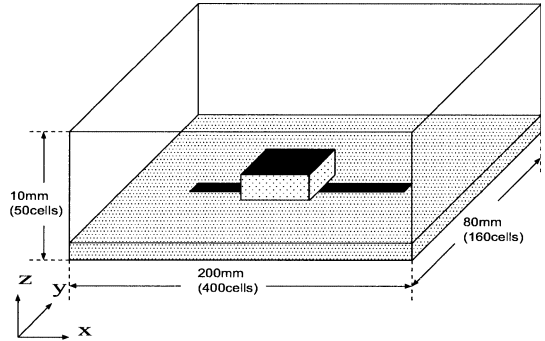


図3 解析空間の設定
Fig. 3 Setup of the computation space.

向の FDTD 法数値解析分割セルが 0.5 mm の方形であることから，円形とした場合の形状誤差を避けるため， L の小さな値については方形パッチとして計算を実施し，方形パッチの面積 S と同じ面積をもつ円形パッチの L により比較する．

被測定マイクロストリップ線路からの距離 T_1 ，センサプリント基板用誘電体厚み T_2 については，基本的には試作に用いることが可能な市販プリント基板の厚みを用いることとし， T_1 については 0.2 mm ， 0.8 mm ， 1.2 mm ， 1.4 mm ， 2.4 mm の場合について， T_2 については 0.4 mm ， 0.8 mm ， 1.2 mm ， 1.6 mm ， 2.4 mm ， 3.2 mm の場合について，パッチ寸法 L については $L = 2\text{ mm}$ から $L = 6\text{ mm}$ の場合について，センサ基板寸法 A については $A = 6\text{ mm}$ から $A = 12\text{ mm}$ の場合について数値解析を実施する．

解析空間の概要を図3に示す．なお，センサの特性は，ポート1からの入力 $P1$ とポート3からの出力 $P3$ の比の dB 値 S_{31} と，ポート1からの入力 $P1$ とポート2からの出力 $P2$ の比の dB 値 S_{21} を用い，次式により算出した S'_{31} によって評価する．

$$S'_{31} = S_{31} - \frac{S_{21}}{2} \quad (1)$$

これは，センサを被測定プリント基板の中央に配置しているため，その場所までの損失を線路全体での損失の半分と仮定し，補正していることに相当する．今後 S_{31} と記述がある場合は，補正後の S'_{31} を示すこととする．

3.2 FDTD 法数値計算結果の判定方法

センサは， $1\sim 10\text{ GHz}$ で利用することを想定し，得られた S_{31} の FDTD 法数値計算結果から，実用上良好と考えることのできる形状を確定する．

センサ特性としては、オシロスコープで用いられる電圧プローブと同様のスペックを実現することを目標とし、10:1 電圧オシロスコープ用プローブのスペックである -20 dB 程度を目標値とする。本センサは、6 dB のアッテネータを接続した状態で利用することを想定したため、センサ単体での最大感度として $S'_{31} = -14$ dB 程度を目標値と設定する。また、変動幅については、最大値の -3 dB となるカットオフ周波数の考えを取り入れ、これに 1 dB の余裕を考慮 -4 dB と設定することとし、これらの条件を満たす特性を示すセンサ形状を良好な特性を示す形状と判定する。最終的には、FDTD 数値計算結果の中で最も良好と判定した形状のセンサを試作し、その特性を実証する。

3.3 被測定マイクロストリップ線路からの距離による周波数特性の変化

マイクロストリップ線路近傍の電界分布は、線路上方の距離が大きくなると指数関数的に減少すると考えられるため、 T_1 の値がセンサ特性に与える影響を評価する。センサ基板寸法 $A = 10$ mm, センサパッチ寸法 $L = 5$ mm, センサ基板厚み $T_2 = 0.8$ mm に固定し、センサストリップ線路上面誘電体厚みを $T_1 = 0.2$ mm, 0.8 mm, 1.2 mm, 2.4 mm として S_{31} の値を比較する。

図 4 に 1~17 GHz でのセンサの周波数特性を示す。計算結果では、 T_1 が薄いほど測定レベルが増加する結果となり、 $T_1 = 0.2$ mm の場合が最も感度の良いセンサであることがわかる。 $T_1 = 0.2$ mm の場合、最も

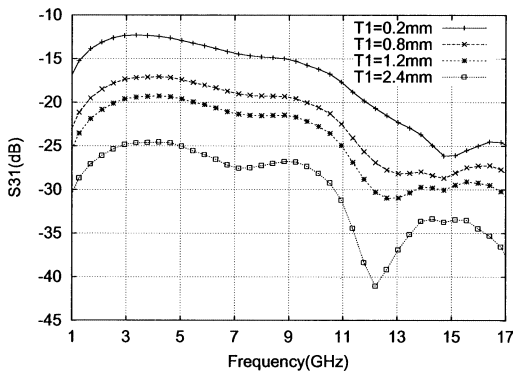


図 4 被測定線路からの距離によるセンサ周波数特性の変化 ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

Fig. 4 Frequency characteristics of the sensor for various distance from the measured strip line. ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

感度の良い周波数は約 3.4 GHz で、 $S_{31} = -12.3$ dB を示し、1~10 GHz の範囲で -16.2 dB 以上、変動幅 4 dB 以内となり、本数値計算結果では、これが最も良好なセンサである。11 GHz 以上の周波数では急激に感度が低下し、17 GHz では -27 dB 程度となっている。

T_1 を変化させた場合、センサとしてのマイクロストリップアンテナと、被測定マイクロストリップ線路の距離を変化させたことに相当し、図 5 に示す線路上方での E_z を測定することに相当すると考えられる。本計算結果は、図 5 に示すマイクロストリップ線路近傍の E_z の周波数特性と同様、マイクロストリップ線路からの距離が大きくなるほど測定レベルが指数関数的に減少し、また、12 GHz 付近で測定レベルが大きく減少する傾向を示している。このことは、開発センサがマイクロストリップ線路近傍の E_z を忠実に測定していることを示している。

3.4 センサプリント基板用誘電体厚みによる周波数特性の変化

円形パッチマイクロストリップアンテナでは、その基板厚みを大きくすると、共振周波数の帯域幅、共振の Q 値が変動することが知られている [10]。このため、このセンサ基板厚み T_2 によるセンサ特性の変動について検証する。前節の結果で最も良好な特性を示したセンサ形状、 $A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm の場合について、センサストリップ線路用基板厚みを $T_2 = 0.4$ mm, 0.8 mm, 1.2 mm, 1.6 mm, 2.4 mm, 3.2 mm と変化させて S_{31} の値を比較する。

図 6 に 1~17 GHz でのセンサの周波数特性を示す。計算結果では、 T_2 が厚くなるほど狭帯域となり 2~

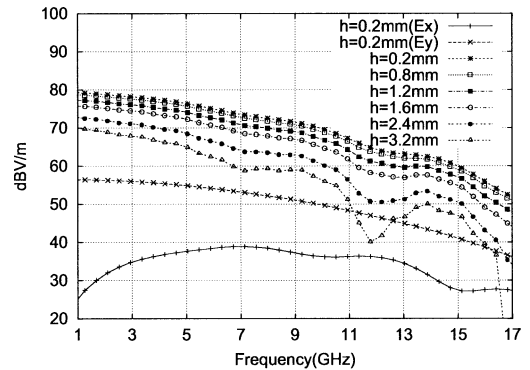


図 5 マイクロストリップ線路近傍の電界強度
Fig. 5 Near field intensity of a microstrip line.

6 GHz での測定レベルが上昇し、 $T_2 = 3.2$ mm の場合に 3 GHz 近辺で約 -9 dB のピークを有する特性となることがわかる。6~14 GHz では、 $T_2 = 0.8$ mm 以上の厚みの場合、厚みが増すほど測定レベルが減少する結果となっている。本計算結果では、1~10 GHz の範囲での出力レベルの変動幅は、 $T_2 = 0.4$ mm 及び 0.8 mm で 4 dB の範囲となるが、 $T_2 = 0.8$ mm の場合に最大感度が -14 dB 以上となっているため、前節の結果同様に $A = 10$ mm、 $L = 5$ mm、 $T_1 = 0.2$ mm、 $T_2 = 0.8$ mm の場合が良好な特性のセンサといえる。

次に、計算結果をセンサ単体での FDTD 法数値計算結果のセンサ上面近傍の垂直方向電界成分 E_z を用いて考察する。 T_2 を変化させた場合、センサと被測定

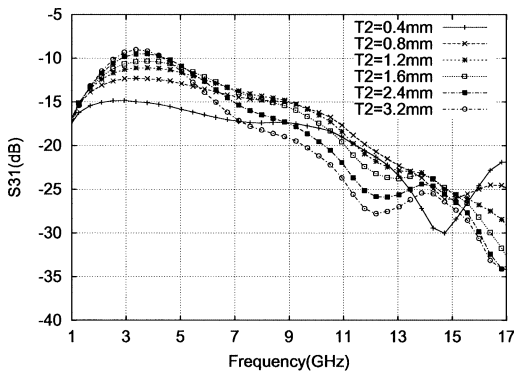


図 6 誘電体基板厚みによるセンサ周波数特性の変化 ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm)

Fig. 6 Frequency characteristics of the sensor for various thickness of the substrate. ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm)

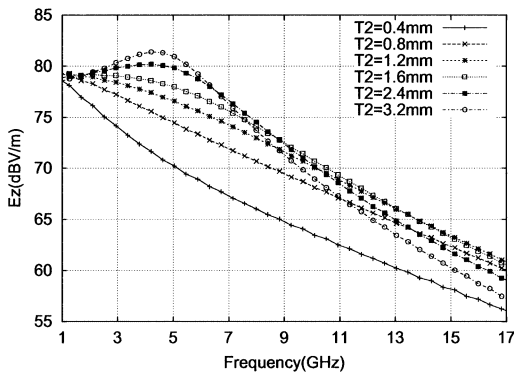


図 7 センサ単体での E_z の周波数特性 ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm)

Fig. 7 E_z frequency characteristics of sensor only. ($A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm)

マイクロストリップ線路の距離を一定として、センサ基板厚みを変化させたことに相当する。図 7 に示す、センサ単体での $h = 0.2$ mm での E_z の周波数特性についてみると、 T_2 の増加とともに 3~5 GHz でピークをもつ特性となっており、 S_{31} の周波数特性は、このアンテナとしての特性を反映した結果であると考えられる。

3.5 センサプリント基板寸法の影響

センサは、形状としての基板の大きさ全体で、被マイクロストリップ線路近傍の電界と結合して測定を行うこととなるために、センサ基板の大きさは、センサとマイクロストリップ線路近傍の電界分布との結合領域を変化させることとなるため、基板寸法 A によるセンサ特性の変動について検証する。前節、前々節の結果で良好な特性を示した、 $A = 10$ mm、 $L = 5$ mm、 $T_1 = 0.2$ mm、 $T_2 = 0.8$ mm の場合についてセンサ基板寸法 A の値を $A = 6$ mm から $A = 12$ mm まで変化させて S_{31} の値を比較する。

図 8 に 1~17 GHz でのセンサの周波数特性を示す。計算結果では、センサ基板寸法 A が大きくなるほど 1~10 GHz での測定レベルが上昇し、 $A = 12$ mm の場合に 11 GHz 近辺で測定レベルが減少する結果となっている。1~10 GHz で最も出力レベルの大きいのは、 $A = 12$ mm の場合で 2.9 GHz で $S_{31} = -11.2$ dB であるが、特性の変動幅は 4 dB 以上である。出力レベルの変動幅 4 dB 以下を満足するのは、前節までの結果同様 $A = 10$ mm、 $L = 5$ mm、 $T_1 = 0.2$ mm、 $T_2 = 0.8$ mm の場合であり、本数値計算結果において

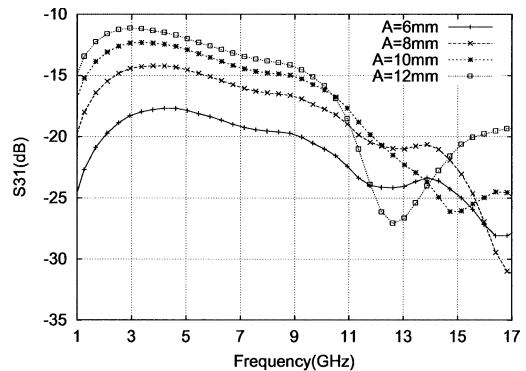


図 8 センサ基板寸法によるセンサ周波数特性の変化 ($L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

Fig. 8 Frequency characteristics of the sensor for various sizes of the ground plane. ($L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

も最も良好な特性のセンサといえる。

計算結果を考察する．センサ基板寸法 A を変化させた場合の S_{31} の特性については、10 GHz 以下では A が大きいほど感度が高い結果となっている．これは、センサ単体の場合のセンサ上面極近傍の E_z が同じ傾向を示すことから、センサの特性を反映した結果であると考えられる．また、周波数が 10 GHz よりも高くなると A が大きなものほど感度が低下する傾向となっているが、この原因については、アンテナ単体での S_{11} の周波数特性が A の増加とともに、広帯域特性が劣化する傾向にあること、マイクロストリップ線路から水平方向に離れると、 E_z 成分が支配的な領域から E_y 成分が支配的な領域となり、 A が大きくなると、センサ基板がこの領域を多く含むようになること、 A が誘電体内での波長 $\lambda/4$ に近くなるのが原因であると考えられることができるが、詳細については今後の検討課題である．

3.6 アンテナパッチ寸法による周波数特性の変化

円形パッチマイクロストリップアンテナでは、円形パッチの直径が共振周波数を決定するため [10]、本センサ特性は、円形パッチの直径 L により周波数特性が変動すると考えられるため、センサ特性の L による特性変動を検証する．本節では、これまでに求めた、良好な特性を示したパラメータである $A = 10$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm, の場合にアンテナパッチ寸法 L による周波数特性の違いを $L = 2$ mm から 6 mm まで変化させ、 S_{31} の値を比較する．なお、 $L = 2$ mm, 3 mm の場合については、FDTD 法数値計算に用いているメッシュのサイズが 0.5 mm であるために円形とした場合の形状誤差を避けるため、方形として計算を実施している． $L = 2$ mm, 3 mm の場合は、それぞれ $L = 2.3$ mm, 3.5 mm の円形パッチと同じ面積の場合に相当する．

図 9 に 1~17 GHz でのセンサの周波数特性を示す．図中 [$L = 2$ mm (Square)], [$L = 3$ mm (Square)] はそれぞれ、 $L = 2$ mm, 3 mm の方形パッチの場合を示し、その他の [$L =$] は円形パッチの場合の結果を示している．計算結果では、アンテナパッチ寸法 $L = 2$ mm の場合を除けば、 L が小さくなるほど 1~10 GHz での測定レベルが上昇する． $L = 2$ mm の場合については 1~6 GHz では測定レベルの減少が見られるが、6 GHz 以上では最も測定レベルが高くなっている．これは、 L が小さいほどパッチアンテナとしての共振周波数が高周波側にシフトするためと考えられる．

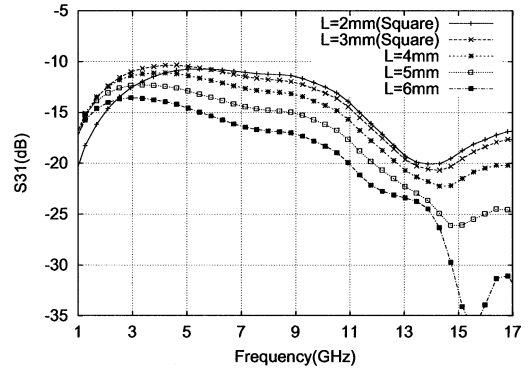


図 9 パッチ寸法によるセンサ周波数特性の変化 ($A = 10$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

Fig. 9 Frequency characteristics of the sensor for various sizes of the patch. ($A = 10$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm)

また、 $L = 3 \sim 6$ mm の結果では、3~5 GHz で感度のピークを示す結果となっているが、1~5 GHz での S_{31} の変動は、 L が大きいほど小さく、5~10 GHz では、 L が大きいほど大きくなる傾向を示し、その結果、 $L = 5$ mm の場合が、1~10 GHz の全領域では S_{31} の変動が最も小さく 4 dB 以下となっている．計算結果から、出力レベルの変動幅が最も小さいのは前節までの結果同様、 $A = 10$ mm, $L = 5$ mm, $T_1 = 0.2$ mm, $T_2 = 0.8$ mm の場合の円形パッチの場合であり、本数値計算結果においても最も良好な特性のセンサといえる．

3.7 評価結果

FDTD 法数値計算結果から、センサに用いるストリップ用プリント基板を比誘電率 2.6 のテフロンプリント基板とした場合、1~10 GHz 程度までの周波数範囲では、センサストリップ上面誘電体厚み $T_1 = 0.2$ mm, センサプリント基板厚み $T_2 = 0.8$ mm, センサ基板寸法 $A = 10$ mm, センサパッチ寸法 $L = 5$ mm とした場合に、最も良好な周波数特性を示すことが明らかになった．

3.8 センサと線路の水平位置による感度特性

マイクロストリップ線路の上面、センサパッチの上面では、そのエッジ部分での垂直方向電界成分が最も大きくなると考えられる．このため、線路とセンサの配置によって、センサでの受信特性が変動すると考えられるため、その特性変動について検証する．

前節までの評価結果により、最も良好な周波数特性を示した形状のセンサについて、センサの線路に対す

る位置関係による特性の変化について FDTD 法数値計算を実施する．図 10 に，マイクロストリップ線路のみの場合の線路から z 軸方向 0.2mm 上方の E_z 成分の強度分布を，図 11，図 12 に，センサのみの場合の z 軸方向 0.2mm 上方の $E_z, E_x = E_y$ 成分の強度分布をそれぞれ示し，図 13 に，マイクロストリップ線路上にセンサを配置した場合の S_{31} の分布を示す．なお横軸は，図 10，図 13 の場合は，マイクロストリップ線路中央から y 軸方向の距離を示し，図 11，図 12 の場合は，センサ中央から y 軸方向， x 軸方向の距離を示す．マイクロストリップ線路では，線路のエッジとなる箇所で，センサでは，円形パッチのエ

ジとなる箇所で E_z 成分が最も大きく，エッジ極近傍の外側で最も小さくなるのがわかる．なお，センサ近傍での E_x, E_y 両成分は， E_z に比べて 25 dB 以上低い値となっており，本センサが， E_z に選択的に感度を有していることを示している．マイクロストリップ線路上にセンサを配置した場合，線路中央にセンサを配置した場合に最も感度が高く，センサの円形パッチのエッジがマイクロストリップ線路のエッジ外側となった位置で最も感度が低くなるのがわかる．この結果は，マイクロストリップ線路，センサそれぞれのエッジ近傍の電界分布の計算結果をそのまま反映した結果となっている．

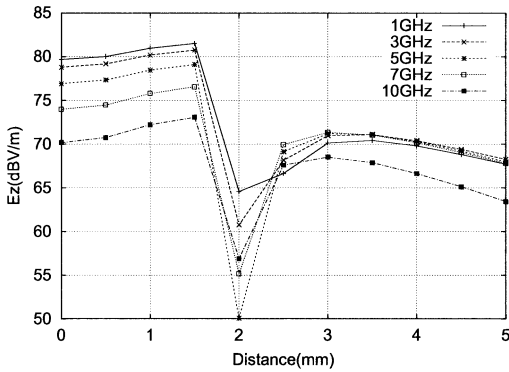


図 10 中心からの水平距離に対するマイクロストリップ線路近傍の電界強度分布 (E_z)

Fig. 10 Near field E_z intensity of the measured microstrip line versus horizontal distance from the center of the line.

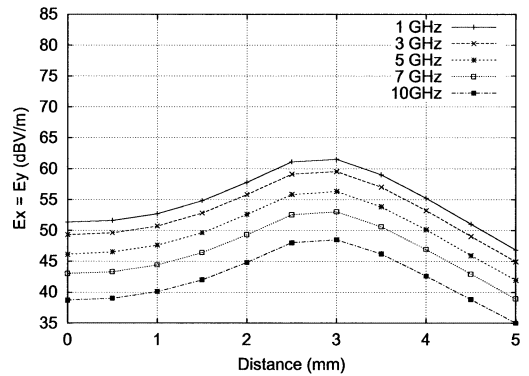


図 12 中心からの水平距離に対するセンサ近傍の電界強度分布 (E_x, E_y)

Fig. 12 Near field E_x and E_y intensity of the sensor versus horizontal distance from the center of the sensor.

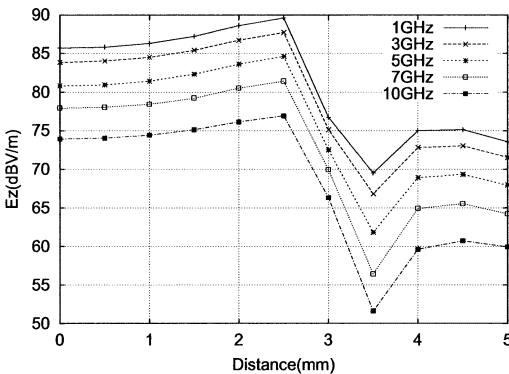


図 11 中心からの水平距離に対するセンサ近傍の電界強度分布 (E_z)

Fig. 11 Near field E_z intensity of the sensor versus horizontal distance from the center of the sensor.

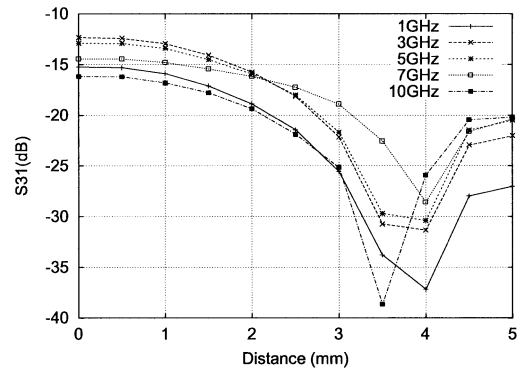


図 13 マイクロストリップ線路からの水平方向距離によるセンサ感度特性

Fig. 13 Intensity characteristics of the sensor versus horizontal distance between the microstrip line and the sensor.

図 10, 図 11 に示した, マイクロストリップ線路単体, センサ単体でのそれぞれの周波数特性では, 1 GHz と 10 GHz でそれぞれ 10 dB 程度の差が存在するが, マイクロストリップ線路上にセンサを配置した場合のセンサ周波数特性では, S_{31} の値にほとんど差が見られない. これは, 図 10 に示すマイクロストリップ線路単体の場合には, 式 (1) に示す S_{21} の補正を考慮していないこと, センサとマイクロストリップ線路間の fF オーダの浮遊容量等が単体の数値計算結果には考慮されないこと等が考えられるが, 詳細は今後の検討課題である.

4. 試作センサの特性解析と不平衡電流の影響解析

4.1 ネットワークアナライザによる周波数特性測定

FDTD 法数値計算結果で, 良好な周波数特性を示したパラメータ $T_1 = 0.2 \text{ mm}$, $T_2 = 0.8 \text{ mm}$, $A = 10 \text{ mm}$, $L = 5 \text{ mm}$ についてセンサを試作し, FDTD 法数値計算で設定した被測定マイクロストリップ線路とほぼ同等の形状である, 比誘電率 4.3, 誘電体厚み 1.6 mm, 線路幅 3 mm の特性インピーダンス約 50 Ω のマイクロストリップ線路上を伝搬する信号を測定することにより, センサの周波数特性を測定する.

入力波をマイクロストリップ線路のポート 1 に入力し, マイクロストリップ線路のポート 2 の出力 P2, 試作センサのポート 3 の出力 P3 のそれぞれをネットワークアナライザにより測定する. ポート 3 の出力測定時には, 反射波を抑圧するために 50 Ω 終端抵抗を

ポート 2 に接続する. この測定信号には, ポート 2 に接続された 50 Ω 終端抵抗からのわずかな反射波が含まれるため, ネットワークアナライザのタイムドメインゲート機能によりこの反射波を取り除き, S_{31} を求め, FDTD 法数値計算の場合と同様, 式 (1) により算出した S'_{31} を用いて評価する.

測定の概念図を図 14 に示す. なお, ネットワークアナライザは, タイムドメインゲート機能を有する Anritsu 37169A ベクトルネットワークアナライザのマイクロ波測定機能を用いた.

4.2 測定結果と数値計算結果の比較

センサは基板寸法が $A = 10 \text{ mm}$ であり, 1 GHz での波長の 1/30 と非常に小さいために, 不平衡電流が発生し, 測定ケーブルの外皮等を流れることにより, 測定者がケーブルに触れること等で測定結果に影響を与えることが考えられる. このため, 試作センサの測定時に, センサを固定治具により固定した状態と, 固定した状態で測定用同軸ケーブルに手を触れた状態での測定を実施する. なお測定は, センサの実際使用方法である, センサ SMA コネクタに 6 dB のアッテナータを接続した状態で行う.

また, これまでに示した FDTD 法数値計算結果では, 測定用の同軸ケーブルをモデル化せずの計算をした結果であり, 不平衡電流の影響を考慮していない. この不平衡電流の影響を検討するため, 測定用同軸ケーブルをモデル化し, FDTD 法数値計算した結果を併せて示し, 結果を考察する.

図 15 に, S_{31} の測定結果を数値計算結果と併せて示す. 図中の [Exp (Hand)], [Exp (No Hand)] はそれぞれ, センサケーブルに手を触れた状態, 触れない状態

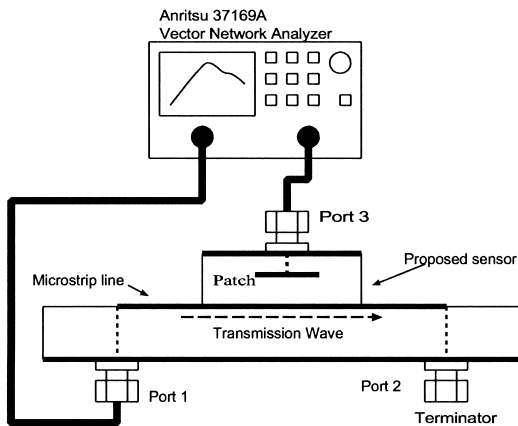


図 14 センサ周波数特性測定概念図

Fig. 14 Measurement setup for frequency characteristics of the sensor.

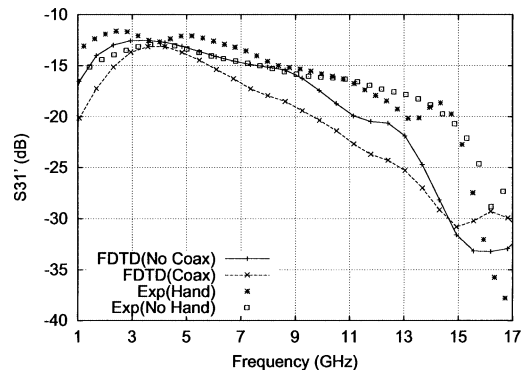


図 15 実験結果と計算結果

Fig. 15 Experimental result and computation result.

の測定結果を、[FDTD (Coax)], [FDTD (No Coax)] はそれぞれ、同軸ケーブルをモデル化した場合、センサのみの FDTD 法数値計算結果であり、前章までの FDTD 法数値計算結果で良好な周波数特性を示したパラメータ $T_1 = 0.2 \text{ mm}$, $T_2 = 0.8 \text{ mm}$, $A = 10 \text{ mm}$, $L = 5 \text{ mm}$ での FDTD 法数値計算結果を示している。

FDTD 法数値計算結果では、不平衡電流の影響を考慮した同軸ケーブルを有するセンサの場合、センサのみの結果に比べて 1~14 GHz の広い周波数範囲において、おおむね 0.5~3 dB 低い値を示している。測定結果では、ケーブル外皮に手を触れた場合の結果が、センサのみの結果に比べて 1~14 GHz の広い周波数範囲において、おおむね 0~3 dB 高い値を示している。これは、同軸ケーブルを流れる不平衡電流が存在し、ケーブルに触れることでセンサ特性が変動することを示している。センサ寸法が非常に小さいにもかかわらず、不平衡電流の影響が 3 dB 程度にとどまっているのは、センサがパッチエレメントを中心にして、対称性の高い形状であるためと考えられるが、詳細は今後の検討課題であり、より対称性を高めた円形状の基板を有するセンサ等の試作により、検証することとする。

次に測定結果と FDTD 法数値計算結果を比較する。センサを治具で固定した状態の測定結果と同軸ケーブルを有しない場合の計算結果の差は、1~9 GHz では 1 dB 以下、1~10 GHz では 1.5 dB 以下である。また、センサに手を触れた状態での測定結果でもケーブルを有しないセンサの FDTD 法数値計算結果との差は、1~10 GHz で 3 dB 以下であり、両結果とも比較的一致した特性となっている。一方、同軸ケーブルを有する構造とした場合の FDTD 法数値計算結果では、センサを治具で固定した状態の測定結果との差が、1~10 GHz で 5 dB 以下、センサに手を触れた状態での測定結果で 7 dB 以下となっており、測定結果との差がセンサ単体での計算結果との差に比べて 4 dB 程度大きくなっていることを示している。これは、試作センサでは、センサの SMA コネクタに 6 dB のアッテネータを接続し、測定用同軸ケーブルと接続しているために、センサと同軸ケーブルのインピーダンスの mismatching を強制的に整合した状態としているが、同軸ケーブルを有する FDTD 法数値計算では、実際と同軸ケーブルとセンサのインピーダンスのマッチングはとれない状態での計算となっていること、このために、同軸ケーブルを有する構造とした場合には、純粋に不平衡電流の影響のみを考慮した計算となってい

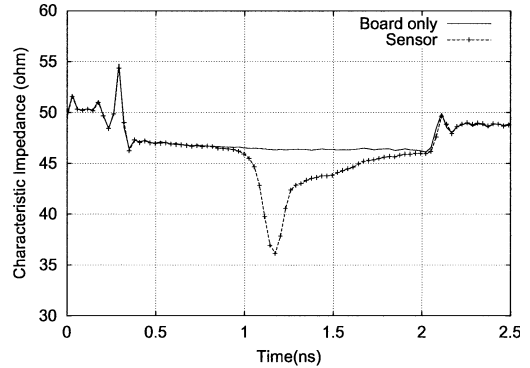


図 16 TDR 法による特性インピーダンス測定結果
Fig. 16 Characteristic impedance measured by TDR method.

ないためと考えられる。

また、図 16 に示す、実際の測定に利用する場合の被測定線路の特性インピーダンスの変化について、ネットワークアナライザの TDR 測定機能により測定した結果では、センサを配置しない場合の特性インピーダンスが 47Ω 程度であるのに対して、図 16 の 0.2~0.4 ns に示す、センサを配置した場所での特性インピーダンスは 36Ω 程度に低下することがわかる。この場合の反射係数 Γ は、次式より、約 0.12 となることから、センサが線路に与える影響は全く無視はできないものの、実用に耐えるレベルと考えることができる。

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z}{Z_L + Z} \quad (2)$$

ただし、 Z_L は被測定線路の特性インピーダンス、 Z はセンサを配置した箇所の特性インピーダンスである。

なお、図 16 の横軸の 0.2~0.3 ns, 2.0~2.1 ns でそれぞれ特性インピーダンスが大きく変化しているが、これはそれぞれが、被測定マイクロストリップ線路の入力端コネクタ、出力端コネクタの部分であるためである。試作センサを配置した場合の特性インピーダンスの変化は、コネクタ部での変化と同程度であることがわかる。

5. む す び

本論文では、パソコン CPU の動作周波数が 3 GHz 以上になるなど、ますます高速化する回路の電圧波形の計測を可能とする 10 GHz 程度まで利用可能な小型電界センサを考案し、その特性及び適用範囲を解析と

実験により明らかにした．具体的な構造は，基板外形 10mm 角のテフロン基板に直径 5 mm の円形パッチを形成し，この円形パッチ上に被測定線路とセンサの距離を一定に保つためのテフロン板スペーサを有するものである．回路信号の測定に最も多く利用されているオシロスコープと同等な感度を実現することを目標とし，電界センサの形状について FDTD 法により最適化した．結果として 6 dB のアッテネータを接続した状態で -20 dB の感度を有し，1~10 GHz での特性変動を 4 dB 以下となるセンサを実現した．しかし，考案したセンサは形状が 1 GHz で波長の 1/30 程度の大きさのため不平衡電流の影響により周波数特性をもち，最大 1 dB 程度変動することがわかった．不平衡電流の影響削減法については，センサに接続されている同軸ケーブル外皮へのフェライトコアフィルタの挿入などで対応できるものと考えられる．本センサは，被測定線路であるマイクロストリップ線路表面近傍で最も支配的な垂直方向電界成分を初めて測定可能としたものであり，かつこれまでオシロスコープ用 FET プロブでは測定が困難であった 10 GHz 程度までの信号計測を可能とした．更に，これまでの非接触センサでは困難であった，被測定線路とセンサとの距離を固定した測定を行えるため，非常に高い測定再現性を有するものである．今後，被測定マイクロストリップ線路の誘電率等の線路のパラメータの変化によるセンサの特性変動，及び同軸ケーブルにフェライトコアフィルタを挿入した状態での特性を FDTD 法と実験により検討する．また本センサがバランスをもたない特徴を生かし，形状や基板の誘電率等を検討することによって更なる高周波帯域での利用を可能とすることを旨とする．

文 献

- [1] 中島将光，マイクロ波工学，328pp，森北出版，1975.
- [2] 小西良弘，実用マイクロ波技術講座第 2 巻，338pp，日刊工業新聞社，2001.
- [3] K.S. Kunts and R.J. Lubbers, The finite Difference Time Domain Method for Electro-Magnetics, 448pp, CRC Press, Boca Raton, USA, 1993.
- [4] 橋本 修，阿部琢美，FDTD 時間領域差分法入門，124pp，森北出版，1996.
- [5] 黒川 悟，佐藤 亨，“マイクロストリップ線路型ノイズ源探知センサの開発”；電学電磁界理論研資，EMT-01-59, June 2001.
- [6] 黒川 悟，佐藤 亨，“方向性結合器型プリント基板上電磁界センサの開発とその数値解析”；電学電磁界理論研資，EMT-01-93, Nov. 2001.
- [7] 黒川 悟，佐藤 亨，“方向性結合器型プリント基板上電磁界センサの開発”；信学論 (B)，vol.J85-B, no.12, pp.2354-2361, Dec. 2002.
- [8] 高 太好，木村祐一，“高周波薄膜近磁界プローブの開発”；リコーテクニカルレポート，no.24, pp.104-108, Nov. 1998
- [9] Remcom Inc., User's Manual for XFDTD the Finite Difference Time Domain Graphical User Interface for Electromagnetic Calculations, Version 5.0, 133pp, 1998.
- [10] 羽石 操，平澤一紘，鈴木康夫，小型・平面アンテナ，293pp，電子情報通信学会，1996.
(平成 14 年 10 月 2 日受付，15 年 4 月 14 日再受付)



黒川 悟 (正員)

昭 62 千葉大・工・電気卒．平元同大大学院修士課程了．平 14 京大大学院・情報・通信情報博士後期過程研究指導認定退学．現在，産業技術総合研究所計測標準研究部門高周波電磁界標準研究室研究員．EMI 測定，小型アンテナの研究に従事．IEEE

会員．



佐藤 亨 (正員)

昭 51 京大・工・電気第二卒．昭 56 同大大学院博士課程研究指導認定退学．現在，同大・情報・通信情報システム・教授．レーダによる大気，降雨，スペースデブリの観測，地下探査レーダの信号処理，衛星通信プロトコルの研究に従事．工博．昭 61 地球電磁気・地球衛星圏学会田中館賞受賞．航空宇宙学会，IEEE，地球電磁気・地球惑星圏学会各会員．