

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4982252号
(P4982252)

(45) 発行日 平成24年7月25日 (2012. 7. 25)

(24) 登録日 平成24年4月27日 (2012. 4. 27)

(51) Int. Cl.

H 0 1 Q 13/00

(2006. 01)

F I

H 0 1 Q 13/00

請求項の数 10 (全 24 頁)

(21) 出願番号 特願2007-143565 (P2007-143565)
(22) 出願日 平成19年5月30日 (2007. 5. 30)
(65) 公開番号 特開2008-301062 (P2008-301062A)
(43) 公開日 平成20年12月11日 (2008. 12. 11)
審査請求日 平成22年4月23日 (2010. 4. 23)

早期審査対象出願

前置審査

(73) 特許権者 598042633
大塚 寛治
東京都東大和市湖畔2-1074-38
(73) 特許権者 598168807
宇佐美 保
東京都国分寺市西町2-38-4
(73) 特許権者 506032370
秋山 豊
東京都八王子市片倉町120-12
(73) 特許権者 302062931
ルネサスエレクトロニクス株式会社
神奈川県川崎市中原区下沼部1753番地
(73) 特許権者 000003078
株式会社東芝
東京都港区芝浦一丁目1番1号
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送線路開口型アンテナ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

所定の特性インピーダンスを有する第1の伝送線路に接続された伝送線路開口型アンテナ装置において、

上記伝送線路の一端に連結され、それぞれ平板形状を有しかつ互いに分離された1対の線路導体にてなる第2の伝送線路を含み、所定の特性インピーダンス一定を保持しつつかつ線路幅と間隔の少なくとも一方が所定のテーパ角でテーパ状に拡大して構成されたテーパ線路部と、

上記テーパ線路部の一端に連結され、それぞれ平板形状を有し、互いに平行で対向しかつ互いに分離された1対の線路導体にてなる放射開口を有する開口部とを備え、

上記開口部の開口端面の一辺の寸法が最低動作周波数の1波長を超えるように設定され、

上記第1の伝送線路に入力された電磁波は上記第2及び第3の伝送線路をTEMモードで伝搬し、

上記伝送線路開口型アンテナ装置は、デジタル信号を変調しないでそのまま通信する通信システムのためのアンテナ装置であることを特徴とする伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 2】

上記開口部の線路幅方向の略中央部において、上記1対の線路導体にてなる第2の伝送線路を短絡して支持する第1の支持部材をさらに備えたことを特徴とする請求項1記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

10

20

【請求項 3】

上記開口部の線路幅方向の両端において、上記 1 対の線路導体にてなる第 2 の伝送線路を短絡して支持する 1 対の第 2 の支持部材をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 4】

上記開口部は、その線路幅がテーパ状で拡大して構成されたことを特徴とする請求項 1 乃至 3 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 5】

上記テーパ線路部の第 1 の伝送線路の 1 対の線路導体の間に所定の誘電体を充填して構成されたことを特徴とする請求項 1 乃至 4 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

10

【請求項 6】

上記開口部の第 2 の伝送線路の 1 対の線路導体の間に所定の誘電体を充填して構成されたことを特徴とする請求項 1 乃至 5 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 7】

上記テーパ線路部の第 1 の伝送線路の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための第 1 の支持部材をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 乃至 6 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 8】

20

上記開口部の第 2 の伝送線路の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための第 2 の支持部材をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 乃至 7 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 9】

上記テーパ角は 0 度を超えかつ 30 度以下の所定値であるように設定されたことを特徴とする請求項 1 乃至 8 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【請求項 10】

上記特性インピーダンスは、50 以上から 100 以下の所定値に設定されたことを特徴とする請求項 1 乃至 9 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路開口型アンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば、マイクロ波、準ミリ波、ミリ波などの周波数帯で用いることができる、伝送線路開口型アンテナ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

携帯電話などの無線通信システムはアンテナが送受信で必ず使用されている。従来のアンテナの概念は特定周波数に共振する構造体であり、代表的なダイポールアンテナは波長の 1/2 で共振するアンテナである。

【0003】

40

ダイポールアンテナは TM (Transverse Magnetic) モードの波がボールの同心円状に発生する。しかしながら、波長の数倍の距離まで到達した電磁波はその境界部分で互いに干渉し合い、電磁波モードは TEM (Transverse Electro-Magnetic) (別名横波とも呼ばれる。) に変換され、ほぼ球面波となって放射する。極率半径が大きくなると近似的に平面波となる。横一線 (進行方向に直角な面に対して平均的) に分布している多くの波が同時に進行している群波である。

【0004】

【特許文献 1】特開 2005 - 244733 号公報。

【非特許文献 1】K. Otsuka, et al, "Measurement Potential Swing by Electric Field on Package Transmission Lines", Proceedings of ICEP, pp.490-495, 2001.4.

50

【非特許文献2】K. Otsuka, et al, "Measurement Evidence of Mirror Potential Traveling on Transmission Lines", Technical Digest of 5th VLSI Packaging Workshop of Japan, pp.27-28, 2000.12.

【非特許文献3】大塚寛治ほか, 「スタックトペア線路」, エレクトロニクス実装学会誌, Vol. 4, No. 7, pp. 556 - 561, 2001年11月。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

群波は空間に充満することから電波法による周波数割り当てが必要となるだけでなく、帯域から漏れる共振モードノイズに対して十分な保護回路も必要であり、高周波回路は一般にオーバーヘッドの大きな回路となる。しかも、GHz以上の帯域の高周波では空気中でも減衰が大きく、低周波における減衰定理「距離の2乗に反比例してエネルギーが弱くなる（球面状に拡大するため）」より大きく近似的に距離の3乗に反比例するレベルとなり、長距離通信はおぼつかない。

【0006】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、伝送線路に連結されたアンテナ装置であって、構成が簡単であってほとんど周波数特性の変化を有しない狭指向性を有して比較的遠距離でも通信可能なアンテナ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、所定の特性インピーダンスを有する第1の伝送線路に接続された伝送線路開口型アンテナ装置において、

上記伝送線路の一端に連結され、1対の線路導体にてなる第2の伝送線路を含み、所定の特性インピーダンス一定を保持しつつかつ線路幅と間隔の少なくとも一方が所定のテーパ角でテーパ状に拡大して構成されたテーパ線路部と、

上記テーパ線路部の一端に連結されかつ放射開口を有する開口部とを備え、

上記開口部の開口端面の一辺の寸法が最低動作周波数の1/4波長以上に設定されたことを特徴とする。

【0008】

上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記開口部の線路幅方向の略中央部において、上記1対の線路導体にてなる第2の伝送線路を短絡して支持する第1の支持部材をさらに備えたことを特徴とする。

【0009】

また、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記開口部の線路幅方向の両端において、上記1対の線路導体にてなる第2の伝送線路を短絡して支持する1対の第2の支持部材をさらに備えたことを特徴とする。

【0010】

さらに、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記開口部は、その線路幅がテーパ状で拡大して構成されたことを特徴とする。

【0011】

またさらに、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記テーパ線路部の第1の伝送線路の1対の線路導体の間に所定の誘電体を充填して構成されたことを特徴とする。

【0012】

また、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記開口部の第2の伝送線路の1対の線路導体の間に所定の誘電体を充填して構成されたことを特徴とする。

【0013】

さらに、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記テーパ線路部の第1の伝送線路の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための第1の支持部材をさらに備えたことを特徴とする。

【0014】

10

20

30

40

50

またさらに、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記開口部の第2の伝送線路の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための第2の支持部材をさらに備えたことを特徴とする。

【0015】

また、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記テーパ角は0度を越えかつ30度以下の所定値であるように設定されたことを特徴とする。

【0016】

さらに、上記伝送線路開口型アンテナ装置において、上記特性インピーダンスは、50以上から100以下の所定値に設定されたことを特徴とする。

【発明の効果】

10

【0017】

従って、本発明に係る伝送線路開口型アンテナ装置によれば、伝送線路に連結されたアンテナ装置であって、従来技術に比較して構成がきわめて簡単であってほとんど周波数特性の変化を有しないで狭指向性を有し、これにより多大のアンテナ利得を実現できるので、比較的遠距離でも通信可能である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。なお、以下の各実施形態において、同様の構成要素については同一の符号を付している。

【0019】

20

本発明は、例えばダイポールアンテナのごとく、特定の周波数で共振するアンテナとは全く異なる基本原理から考案したものであり、以下に詳述するように原理的にも新規性のある構成を有している。

【0020】

図1は本発明の第1の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。第1の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、例えば50である所定の特性インピーダンスを有しかつ互いに対向する1対の線路導体1a, 1bにてなるスタックトペア線路1に接続された伝送線路開口型アンテナ装置であり、

(A) 上記スタックトペア線路1の一端に連結され、互いに対向する1対の線路導体2a, 2bにてなる伝送線路を含み、所定の特性インピーダンス一定を保持しつつかつ線路幅と間隔の両方(なお、少なくとも一方であってもよい。)が所定のテーパ角, でテーパ状に拡大して構成されたテーパ線路部2と、

30

(B) テーパ線路部2の一端に連結されかつ放射開口を有し、互いに対向する1対の線路導体3a, 3bにてなる開口部3とを備えて構成され、

(C) 開口部3の開口端面の一辺の寸法が最低動作周波数の1/4波長以上に設定されたことを特徴とする。

【0021】

本実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の構成及び動作について以下に説明する。

【0022】

40

群波に対して伝送線路の構造中を走っている電磁波は進行方向の構造体に閉じ込められているため、その構造体で制限された一条の電磁波状態となる。ある周波数だけが進行していると位相も揃っている。これが仮に空間に放出されると、レーザー光と同様な一条の電磁波(光より周波数が低い)となる。本発明はこれが発想の原点となっている。当然光より低周波であり、レーザー光のように散乱しない状態を保つことはできず、最終的にはTEM波になるが、短い距離であれば散乱が抑えられ、距離の2乗項が無視でき、この間は減衰影響だけの効果、すなわち距離の2乗となりより弱いエネルギーで遠方の目的点まで到達する。距離が短ければ一条の光と同様で受信場所と方位が決まれば、発信方向を特定でき、受送信以外の方角には電波が漏れないため、従来の電波法とは異なった用途が考えられるだけでなく、さらには、空間ノイズレベル(グラウンドレベル)を持ち上げること

50

がないため、クリーン電波となる。言ってみれば、電子回路の導体配線を空気中に施すと同じ概念となる。さらに、遠方ではTEM波となって従来アンテナと同様な扱いができるが近傍の収束部分であった距離だけ、効率よく遠方に届く構成となる。

【 0 0 2 3 】

以上、仮に伝送線路の電磁状態が空間に放出されるとして話しを進めたが、伝送線路をスタブ配線のように突然開口部とすることでそれが可能である。これは従来、スタブノイズ放射として一般に知られている現象である。これを積極的に利用し、その効率を考えたアンテナが本発明である。

【 0 0 2 4 】

伝送線路として図 1 1 乃至図 1 4 のような構造が考えられる。ここでは 2 組の線路にてなる伝送線路が示されているが、基本構造は 1 ペアでよい。これらは当然公知である。プレーナペア線路（図 1 3）、コプレーナ線路（図 1 4）、スタックトペア線路（図 1 1）、分割ストリップ線路（図 1 2）などが考えられる。これらの伝送線路は周波数特性を持たないことが世の中の常識として公知である。

【 0 0 2 5 】

本発明の原理を簡単に以下に示す。まず、所定の長さを持つ伝送線路の特性インピーダンス Z_0 [] は、線路の単位長さ当たりのインダクタンスを L_0 [H / m] とし、単位長さ当たりのキャパシタンスを C_0 [F / m] とし、単位長さ当たりの抵抗を R_0 [/ m] とし、単位長さ当たりの漏洩コンダクタンスを G_0 [S / m] とすると次式で表される。

【 0 0 2 6 】

【 数 1 】

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad (1)$$

【 0 0 2 7 】

線路が短く、抵抗 R_0 と漏洩コンダクタンス G_0 を無視できるとすると、 $R_0 = G_0 = 0$ となり、式 (1) は、次式で表される。

【 0 0 2 8 】

【 数 2 】

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L_0}{j\omega C_0}} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2)$$

【 0 0 2 9 】

周波数依存性と長さ依存性が消去され、線路全体の長さのパラメータと等価となる。すなわち、伝送線路は短くても極端に長くても規定された特性インピーダンスは同じである。これを比喩的に表現すると、水のパイプの断面積に相当するコンダクタンスの逆数ということになる。伝送線路のあらゆる切り口のコンダクタンスの逆数という物理概念で表現できる。従って、この切り口の電磁波が通りうる寸法的な構造で表現できる。すなわち、次式で表される。

【 0 0 3 0 】

【 数 3 】

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}} \left(\frac{d}{w} \right) = 377 \frac{1}{K} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \left(\frac{d}{w} \right) \quad (3)$$

【 0 0 3 1 】

例えばスタックトペア線路である伝送線路の構造及びそのパラメータを図 8 に示す。次の表 1 で示すフリンジ係数 K は、図 8 の線路幅 w と 1 対の線路導体 $1a$, $1b$ により挟設された間隔（又は開口寸法） d の物質（例えば、比誘電率 ϵ_r 及び比透磁率 μ_r を有する誘電体 $1c$ 又は空気であってもよい。）内の電磁エネルギー（分子）の、それより外側に

10

20

30

40

50

分布したものを含めた合計電磁エネルギー（分母）に対する割合である。

【 0 0 3 2 】

[表 1]

フリンジ係数 K

w / d	r = 1 , $\mu_r = 1$	r = 4 . 5 , $\mu_r = 1$
0 . 1 0 0	1 4 . 3 3	9 . 3 0
0 . 1 2 5	1 2 . 0 8	7 . 9 0
0 . 2 0 0	8 . 5 1	5 . 6 8
0 . 2 5 0	7 . 2 5	4 . 8 6
0 . 5 0 0	4 . 2 5	3 . 1 4
1 . 0 0 0	2 . 9 8	2 . 1 7
2 . 5 0 0	1 . 9 2	1 . 5 0
5 . 0 0 0	1 . 5 2	1 . 2 7
1 0 . 0 0	1 . 2 9	1 . 1 4

10

【 0 0 3 3 】

さて、ペア線路の電磁界の分布をもう少し説明すると、図 9 及び図 1 0 のようになる。図 9 のように上部線路導体 1 a にはプラス電荷があると、下部線路導体 1 b にはマイナス電荷が対応している。電気力線はこのプラス電荷からマイナス電荷につながるように発生し、空間的に互いの干渉を最小限にするように広がりを持つようになる。無数の電荷が導体内に存在することから、無限の空間に広がるが、近似的にエネルギー的に無視できない空間のみを扱えばよい。これら電荷が紙面の奥の方向に移動すると、線路導体 1 a , 1 b を取り巻くように磁力線が発生し、電気力線と直交する。上半分はプラス電荷が紙面の奥に進むため、時計回りの磁界となり、下半分は反時計回りとなる。中心でお互いが歯車のかみ合うように助け合う。この要素はマイナスの相互インダクタンス M_{12} , M_{21} として、各導体の自己インダクタンス L_1 , L_2 を相殺する。ここで、単位長さ当たりの実効インダクタンス L_0 は次式で表される。

20

【 0 0 3 4 】

【 数 4 】

$$L_0 = L_1 + L_2 - L_{12} - L_{21} = \left(\frac{\mu_0 \mu_r}{K} \right) \frac{d}{w} \quad (4)$$

30

【 0 0 3 5 】

上下の線路導体 1 a , 1 b 間が狭くなるほど、相互インダクタンス M_{12} , M_{21} が大きくなり、単位長さ当たりの実効インダクタンス L_0 は小さくなる。一方、上下の線路導体 1 a , 1 b が近づくと電気力線長さが短くなり、カップリングが強くなる結果、単位長さ当たりの容量が増大する。すなわち、次式で表される。

【 0 0 3 6 】

【 数 5 】

$$C_0 = \varepsilon_0 \varepsilon_r K \frac{w}{d} \quad (5)$$

40

【 0 0 3 7 】

結果として線路導体 1 a , 1 b 間が近づくほど式 (3) で示されたように、特性インピーダンスは小さくなる。

【 0 0 3 8 】

さて、図 1 0 は進行方向に見たときのスタックトペア線路における電磁力線分布である。右端面を開口部とみなしたとが図 9 の状態になっているように信号が最大振幅となって

50

いて、電磁ベクトルは図示したように紙面と直角となっている。開口の間隔 d と、信号周波数の $1/4$ 波長（正確には、伝送線路の管内波長 g の $1/4$ ）は同じ寸法で描かれた図となっていて、この寸法であると、ベクトル変化の時間に相当する時間が間隔 d を通過する時間であり、電磁放射が効率よく行えることを本発明者らは発見した。しかも、 $(1/4)g$ d であればよく、間隔 d より短い $(1/4)g$ を持つ周波数は全て効率よく放射することを発見した。すなわち、周波数特性を持たない指向性アンテナの発見である。

【0039】

伝送線路内では、よく知られているように、電磁波は特性インピーダンスの変化のところでその変化の度合いに応じてエネルギー反射する。ポート 1（サフィックス 1）からポート 2（サフィックス 2）へ電磁波が進行すると、その反射率を Γ は次式で表される。

【0040】

【数 6】

$$\Gamma = \frac{Z_{02} - Z_{01}}{Z_{02} + Z_{01}} \quad (6)$$

【0041】

もし、伝送線路が開放端であれば、電荷から見たインピーダンスは無限大のため、式（6）において反射率 $\Gamma = +1$ となって全反射して、空中に電磁波が放射できない。短絡端にすると $\Gamma = -1$ で反射し、整合端にすると整合抵抗にすべてのエネルギーが消費されて、熱エネルギーとなって放出され、アンテナの効果は全く発揮できない。しかし、図 10 のように $(1/4)g$ d であれば、空間放射条件を満足する時間空間緩和状態ができるものと思われる。 $(1/4)g$ d を保った開放端伝送線路構造が本発明に係る伝送線路開口型アンテナ装置の基本構造である。

【0042】

伝送線路は一条の電磁波を伝播していて、単一周波数であれば位相が揃っているため、放射された電磁波はレーザー光と同じように、散乱しにくい一条の電磁波となって、進行する利点も持ち合わせている。伝送線路は周波数特性を持たないため、パルスのような合成波であっても、その合成比率を変えないで放射することが可能となるため、発信回路、受信回路に周波数変換回路、一般に言われている高周波回路は全く不要なアンテナ構造を提案するものである。

【0043】

当然基本構造から無数の派生的な構造が考えられるが、本発明のもう 1 つの基本的構造は $(1/4)g$ d を満足する線路導体の間隔 d を確保するため、回路内の伝送線路の特性インピーダンス Z_0 が開口部 3 まで揃っているように寸法を調整する構造を有する手段を兼ね備えることである。特性インピーダンス Z_0 を維持するため、線路幅 w は間隔 d の関数、すなわち式（3）であることから自動的に決定される。線路幅 w と間隔 d と時間 t の断面パラメータを相似拡大縮小を行い一定にする手法として、図 1 のような形状となる。好ましくは電磁界の乱れを最小限にするため、テーパ角 θ 、 ϕ （ここで、 θ は線路幅方向のテーパ角であり、 ϕ は線路長方向のテーパ角である。）はそれぞれ 0 度を超えかつ 30 度以下が好ましい。相似拡大縮小が自由にできるため、巨大アンテナや微小なマイクロアンテナが可能であり、あらゆる用途に適用できる。図 7 は誘電体 10 に囲まれた、1 対の線路導体 1a, 1b にてなる線路幅 w_1 のスタクトペア線路 1 から空気中の線路幅 w_2 ($> w_1$) のスタクトペア線路（1 対の線路導体 1c, 1d にてなる。）に取り出す構造の一例である。

【0044】

もう一つ重要なことは、図 7 及び図 9 - 図 10 からわかるように伝送線路内の電磁波は TEM モードになっていて、これを正確に守る手段を講じる必要がある。伝送線路構成をすべて誘電体内に埋め込む方法が一つの例であり、図 7 はその概念で図示したものである。電磁波速度 c は次式で表される。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 5 】

【 数 7 】

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \quad (7)$$

【 0 0 4 6 】

ここで、 μ_r は当該誘電体の比誘電率であり、 ϵ_r は当該誘電体の非透磁率である。伝送線路中、すなわち、図 9 及び図 10 の有効な電磁力線分布の進行断面範囲に比誘電率や比透磁率の異なる部分を作るとその部分の電磁力線が速く進んだり遅れたりして T E M モードが崩れる。これを擬似 T E M モードと呼んでいるが、時間分散する結果、空間放射効率がその分悪くなる。図 7 のように絶縁物で完全に囲うことが望ましい。その寸法的な実用規定は平面では両サイドに線路幅 w だけ余分に誘電体 10 を広げ、側面図では上下に線路長 d だけ広げるとよい。

10

【 0 0 4 7 】

図 2 は本発明の第 2 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。図 2 において、第 2 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、第 1 の実施形態に比較して、開口部 3 の線路幅方向の両端において、その伝送線路の 1 対の線路導体を短絡して支持するための、金属又は誘電体にてなる支持部材 4 a , 4 b をさらに備えたことを特徴とする。

20

【 0 0 4 8 】

図 3 は本発明の第 3 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。図 3 において、第 3 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、第 1 の実施形態に比較して、開口部 3 の線路幅方向の略中央部において、その伝送線路の 1 対の線路導体 3 a , 3 b を短絡して支持するための、金属又は誘電体にてなる支持部材 4 c をさらに備えたことを特徴とする。

【 0 0 4 9 】

図 4 は本発明の第 4 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。図 4 において、第 4 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、第 1 の実施形態に比較して、開口部 3 の 1 対の線路導体 5 a , 5 b は、その線路幅がテーパ状で拡大して構成されたことを特徴とする。

30

【 0 0 5 0 】

図 5 は本発明の第 5 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。図 5 において、第 5 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、第 4 の実施形態に比較して、開口部 3 の線路幅方向の両端において、その伝送線路の 1 対の線路導体 5 a , 5 b を短絡して支持するための、金属又は誘電体にてなる支持部材 4 a , 4 b をさらに備えたことを特徴とする。

【 0 0 5 1 】

図 6 は本発明の第 6 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。図 6 において、第 6 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、第 4 の実施形態に比較して、開口部 3 の線路幅方向の略中央部において、その伝送線路の 1 対の線路導体 5 a , 5 b を短絡して支持するための、金属又は誘電体にてなる支持部材 4 c をさらに備えたことを特徴とする。

40

【 0 0 5 2 】

以上の実施形態においては、入力線路としてスタックトペア線路 1 を用いているが、本発明はこれに限らず、不平衡のコネクタを介して、例えば同軸ケーブルなどの別の不平衡型ケーブル又は伝送線路を接続してもよい。

【 0 0 5 3 】

さらに、上記各実施形態において、開口部 3 の 1 対の線路導体 3 a , 3 b 又は 5 a , 5 b の間に、線路導体を支持する所定の誘電体を充填して構成してもよい。また、テーパ線路部 2 の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための誘電体にてなる支持部材

50

をさらに備えてもよい。さらに、開口部 3 の線路幅方向の両端部を所定の間隔で支持するための、誘電体にてなる支持部材をさらに備えてもよい。

【 0 0 5 4 】

なお、上記テーパ角 θ は好ましくは、0 度を超えかつ 30 度以下の所定値であるように設定される。また、スタックペア線路 1、テーパ線路部 2、及び開口部 3 の特性インピーダンス Z_0 は、好ましくは、50 Ω 以上から 100 Ω 以下の所定値に設定される。

【 0 0 5 5 】

以上の実施形態においては、 $(1/4)\lambda$ g d と設定することが好ましいが、これに代えて、 $(1/4)\lambda$ g w と設定しても同様の作用効果を得ることができる。

10

【実施例】

【 0 0 5 6 】

次いで、本発明者らにより行われたシミュレーションとその結果について以下に説明する。

【 0 0 5 7 】

図 15 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のアンテナ開口面を示す斜視図である。また、図 16 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のアンテナ開口面におけるポート電界分布 $[V/m]$ を示す斜視図である。さらに、図 17 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の反射係数 S_{11} $[dB]$ の周波数特性（周波数 0 から 10 GHz まで）を示す図である。またさらに、図 18 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の入力端におけるインピーダンス特性を示すスミスチャートである。

20

【 0 0 5 8 】

図 15 乃至図 18 においては、1 m \times 1 m 開口面の伝送線路開口型アンテナ装置の反射及びインピーダンス特性について図示しており、開口部 3 をポートとしたときの空間に向けた特性を示している。図 16 から明らかなように、開口面全面に渡って均質な電界強度（Waveguide port）で TEM 波であることをわかる。空間に向けたときの反射エネルギー（ S パラメータで表示したときの反射係数 S_{11} ）が小さいほどよく、図 17 から明らかなように、 $w = d = 1$ m のために、 $(1/4)\lambda = 100.0$ mm、 $f = 75$ MHz となり、当該周波数では、すでに反射係数 $S_{11} = -23$ dB と非常に小さく、それより周波数 30 が高い部分で -30 dB 以下が保持されていて、周波数特性はほとんどなく、これほど効率よく電磁放射をしているアンテナは前例を見ない。また、図 18 のスミスチャートから明らかなように、開口部 3 の特性インピーダンス（図 18 の Z_{in} ）が 194 Ω となっているが 10 GHz では反射の電磁共振（Imaginary Part）で（図 18 の B_{in} ）376 Ω と空間電磁インピーダンスに整合していることがわかる。

30

【 0 0 5 9 】

図 19 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の指向特性を示す図である。図 19 の左上から右方向に向かった後、左下から右方向に向かって、動作周波数は、1 GHz、2.5 GHz、5 GHz、7.5 GHz、10 GHz であり、各指向性利得は 22 dBi、30 dBi、36 dBi、39 dBi、41 dBi である。図 40 19 から明らかなように、1 GHz の比較的低い周波の指向性でも 22 dBi を示し、このような良好な指向性を持ったアンテナは従来見当たらない。

【 0 0 6 0 】

図 20 は本実施例のシミュレーションで用いた、特性インピーダンス 50 Ω の伝送線路開口型アンテナ装置の電磁放射空間分布を示す図である。図 21 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の電磁放射電界エネルギー分布を示す図である。図 20 の左上から右方向に向かった後、下段に向かって、動作周波数は、2 GHz、5 GHz、10 GHz である。図 21 においては、 $d = 70$ mm、 $w = 460$ mm の伝送線路開口型アンテナ装置における空間のエネルギー集中度を示している。図 21 から明らかなように、 $(1/4)\lambda$ が 1.11 GHz であり、2 GHz は -20 dB 以下の反射で 50

あるが、開口面から 200 mm 離れたところすでに倍以上の拡散状態となっている。しかし、横方向はほとんど拡散していない。周波数が高くなるとこの拡散は少なくなるが、上下にサイドロープが見られる。ここでも横方向の拡散はほとんどなく、通信の地表面に対して地図上の方位は充分取れると予想できる。開口面積と指向性利得をまとめると表 2 のようになる。

【 0 0 6 1 】

[表 2]

開口面寸法と指向性利得 [d B i]

開口面寸法 [mm]	1 G H z	5 G H z	1 0 G H z	10
1 0 0 × 1 0 0	3 . 9 6 7	1 8 . 4 2	2 3 . 5 8	
3 0 0 × 3 0 0	1 1 . 1 5	2 6 . 3 2	3 2 . 1 3	
5 0 0 × 5 0 0	1 6 . 1 1	3 0 . 4 0	3 6 . 2 3	
1 0 0 0 × 1 0 0 0	2 1 . 7 2	3 5 . 9 1	4 1 . 8 1	

【 0 0 6 2 】

表 2 の結果から、開口面が大きいほど指向性に対して良好なアンテナ特性が得られていることがわかる。

【 0 0 6 3 】

図 2 2 は本実施例のシミュレーションで用いた、特性インピーダンス $Z_0 = 100$ の伝送線路開口型アンテナ装置の開口面積と反射係数 S_{11} の周波数特性を示す図である。また、図 2 3 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のガウシアンパルスの受信信号波形を示す波形図である。図 2 2 は、伝送線路開口型アンテナ装置の特性インピーダンス Z_0 を 100 を保持したままで開口面積を変化させたときの反射の周波数特性を示す。また、図 2 3 は、 $d = 32$ mm の伝送線路開口型アンテナ装置を送受信に使用してガウシアンパルス入力時の受信特性を示す。ここで、 $d = 32$ mm、 $w = 80$ mm の 1 対の伝送線路開口型アンテナ装置を互いに対向させて送受信に使用したときのガウシアンパルス受信特性であり、アンテナ間隔を 10 mm、30 mm、60 mm と変化させた。また、ガウシアンパルスの周波数成分は 0.01 GHz から 20 GHz のエネルギーをフラットに含む合成波とした。ここでは、 $d = 60$ mm で受信可能な波形を示している。しかし、図 2 2 から明らかなように、反射係数 $S_{11} = -20$ dB になるのが 6.5 GHz のため、周波数特性はフラットにならず、あまり伝送特性はよくない。

【 0 0 6 4 】

図 2 4 は上記ガウシアンパルスの実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のタイムドメイン強度 (830 p s e c) で表示した伝送波形を示す図であり、図 2 5 は上記ガウシアンパルスの実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のタイムドメイン強度 (1050 p s e c) で表示した伝送波形を示す図である。図 2 4 及び図 2 5 では、 $d = 32$ mm で $w = 80$ mm の伝送線路開口型アンテナ装置における上記伝送特性を電界エネルギーで表している。

【 0 0 6 5 】

図 2 6 は図 2 3 におけるアンテナ間隔を変化したときの違いを示す信号波形図である。図 2 6 から明らかなように、 $d = 65$ mm の開口面に対する受信特性を比較すると、100 mm 離れているにもかかわらず $d = 32$ mm より良好な特性が得られている。(1 / 4) g d の関係を信号伝送シミュレーションで確認できたことになる。伝送線路開口型アンテナ装置は送受信でほぼ同じ効率で伝送できていることが、図 2 3 から判明した。

【 0 0 6 6 】

図 2 7 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置において特性インピーダンスを一定にしたときのテーパ拡大電界分布を示す図である。すなわち、図 2 7 では、特性インピーダンス Z_0 を一定に保ちながら 120 度のテーパ角 を付け

10

20

30

40

50

たときの 10 GHz 正弦波の電磁波の伝送状態である。拡大出発点を起点とする円弧状態で拡散していることが判明する。開口部 3 は円弧になった分、時間分散したことになる、アンテナとしての TEM 波送信ができない。その拡散角度はおよそ 60 度であり、伝送線路電磁カップリングを完全に取る状態で拡大するテーパ角（又は）は 30 度以下と考え、これを本発明の特徴とした。

【0067】

図 28 は本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の反射係数 S_{11} の周波数特性（ 0.05 GHz から 20 GHz までの基準値（上限値よりも 1 目盛り下の横軸）が 0 dB であり、 1 目盛り 5 dB である。）を示す図である。図 28 は実験例であって、アクリル板で拡大テーパ線路部 2 を作り、途中で中空に浮かせた構造となっている。開口部 3 の諸元は $d = 20\text{ mm}$ 、 $w = 30\text{ mm}$ 、 $(1/4) = 3.75\text{ GHz}$ である。本実験では、スタックトペア線路 1 はなく、テーパ線路部 2 は直列に BNC コネクタに接続される。当該 BNC コネクタの特性インピーダンス Z_0 は 50 であり、アクリル部で作成されたテーパ線路部 2 の特性インピーダンス Z_0 は 83.5 であり、開口部 3 の特性インピーダンス Z_0 は 139.4 となっていて、特性インピーダンスは一定と言うには程遠い条件で、大きな反射減衰が出る構成であるが、図 28 の反射係数 S_{11} の周波数特性を見ると、 3.75 GHz 以上では $S_{11} =$ 概略 -10 dB になっていて周波数特性を持たず放射特性としては悪くはない結果が得られている。

【0068】

図 29 は本実施例のシミュレーションで用いた 1 対の伝送線路開口型アンテナ装置において開口面同士の距離及び中心線からの偏心距離を変化したときに信号波形を示す信号波形図である。図 29 においては、 10 GHz の正弦波（ 1 V 振幅）を入力したときの $d = 20\text{ mm}$ 、 $w = 30\text{ mm}$ の寸法を有する 1 対の伝送線路開口型アンテナ装置を対向状態にしたときの送受信特性を示す。図 29 の上段では、図 28 の伝送線路開口型アンテナ装置を互いに対向させて送受信に使用したときの 10 GHz 正弦波伝送特性（受信波形）である。送信アンテナ装置への入力は 1 V のため、アンテナ間隔 1 m の送信で -40 dB のアンテナ利得が得られている。アンテナ装置内の特性インピーダンス Z_0 が一定であれば、シミュレーションと同様な効果が期待できるものと思われる。また、図 29 の下段では、アンテナ間隔 50 cm の送受信アンテナ装置でそれらの中心軸を線路幅方向に平行移動したときの受信特性で、指向性があることを示す結果となっている。

【0069】

本発明者らは、さらに、図 2 乃至図 6 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置についてもシミュレーションを行った。その結果、支持部材 4a、4b 又は 4c を設けた場合でも、線路幅に対して十分に小さい幅（例えば、 $d = 100\text{ }\mu\text{m}$ に対して $1\text{ }\mu\text{m}$ の幅）であれば、通過係数 S_{21} や反射係数 S_{11} においてほとんど影響がないことを確認した。また、開口部 3 をテーパ状に拡大する図 4 乃至図 6 では、反射係数 S_{11} が低下するとともに、アンテナ利得が若干増大し、これによりトータルのアンテナ放射効率は増大するという結果が得られた。

【産業上の利用可能性】

【0070】

以上詳述したように、本発明に係る伝送線路開口型アンテナ装置によれば、伝送線路に連結されたアンテナ装置であって、従来技術に比較して構成がきわめて簡単であってほとんど周波数特性の変化を有しないで狭指向性を有し、これにより多大のアンテナ利得を実現できるので、比較的遠距離でも通信可能である。本発明に係る伝送線路開口型アンテナ装置は、以下の種々のアプリケーションに適用することができる。

- (1) IC チップ内グローバル配線の IP 端末間の受送信に適用できる。
- (2) IC チップ間の通信手段に適用できる。
- (3) LSI パッケージ間の通信手段に適用できる。
- (4) ボード間通信に適用できる。
- (5) 長距離通信に適用できる。

(6) 周波数特性を持たないことから U W B やデジタル信号を変調しないでそのまま通信するシステムに適用できる。

(7) 反射目的物の距離測定や形状測定に適用できる。

(8) R F I D などの基地局側の送受信に適用できる。

(9) 狭指向性を利用してスキャニング発信、スキャニング受信を目的とする送受信や反射受信を目的とする用途に適用できる。

(1 0) 特性インピーダンスの原理は相似縮小拡大が可能なため、M E M S 通信、医用の体内通信から巨大なアンテナによる衛星通信や電力送信に適用できる。

(1 1) 狭指向性のため無線周波数割り当てに関係がない用途に適用できる。

【図面の簡単な説明】

10

【 0 0 7 1 】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

【図 2】本発明の第 2 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

【図 3】本発明の第 3 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

【図 4】本発明の第 4 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

【図 5】本発明の第 5 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

20

【図 6】本発明の第 6 の実施形態に係る伝送線路開口型アンテナ装置の外観を示す斜視図である。

【図 7】誘電体に囲まれた伝送線路と、本実施形態に係る伝送線路とを連結することを示す斜視図である。

【図 8】本実施形態で用いるスタックペア線路の構造を示す縦断面図である。

【図 9】図 8 のスタックペア線路の 1 対の線路導体間の電磁力線分布を示す、線路幅方向に平行な面での縦断面図である。

【図 1 0】図 8 のスタックペア線路の 1 対の線路導体間の電磁力線分布を示す、線路長方向に平行な面での縦断面図である。

30

【図 1 1】従来技術に係るスタックペア線路の構造を示す斜視図である。

【図 1 2】従来技術に係る分割ストリップ線路（上下コモン）の構造を示す斜視図である。

【図 1 3】従来技術に係るプレーナペア線路の構造を示す斜視図である。

【図 1 4】従来技術に係るコプレーナ線路（両端コモン）の構造を示す斜視図である。

【図 1 5】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のアンテナ開口面を示す斜視図である。

【図 1 6】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のアンテナ開口面におけるポート電界分布を示す斜視図である。

【図 1 7】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の反射係数 S_{11} の周波数特性を示す図である。

40

【図 1 8】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の入力端におけるインピーダンス特性を示すスミスチャートである。

【図 1 9】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の指向特性を示す図である。

【図 2 0】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の電磁放射空間分布を示す図である。

【図 2 1】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の電磁放射電界エネルギー分布を示す図である。

【図 2 2】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の開口面積

50

と反射係数 S_{11} の周波数特性を示す図である。

【図 2 3】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のガウスパルスの受信信号波形を示す波形図である。

【図 2 4】上記ガウスパルスの実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のタイムドメイン強度 (8 3 0 p s e c) で表示した伝送波形を示す図である。

【図 2 5】上記ガウスパルスの実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置のタイムドメイン強度 (1 0 5 0 p s e c) で表示した伝送波形を示す図である。

【図 2 6】図 2 3 におけるアンテナ間隔を変化したときの違いを示す信号波形図である。 10

【図 2 7】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置において特性インピーダンスを一定にしたときのテーパ拡大電界分布を示す図である。

【図 2 8】本実施例のシミュレーションで用いた伝送線路開口型アンテナ装置の反射係数 S_{11} の周波数特性を示す図である。

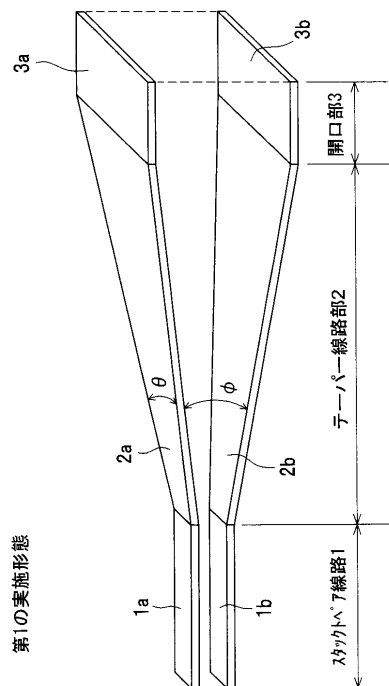
【図 2 9】本実施例のシミュレーションで用いた 1 対の伝送線路開口型アンテナ装置において開口面同士の距離及び中心線からの偏心距離を変化したときに信号波形を示す信号波形図である。

【符号の説明】

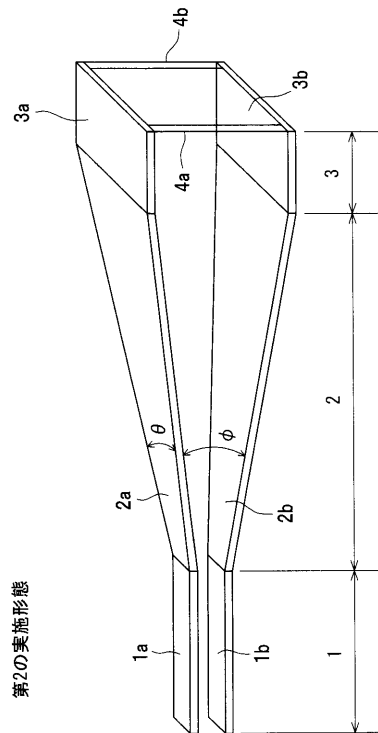
【 0 0 7 2 】

- 1 ... スタックペア線路、
- 2 ... テーパ線路部、
- 3 ... 開口部、
- 1 a , 1 b , 2 a , 2 b ... 線路導体、
- 3 a , 3 b , 4 a , 4 b ... 開口導体、
- 4 a , 4 b , 4 c ... 支持部材。

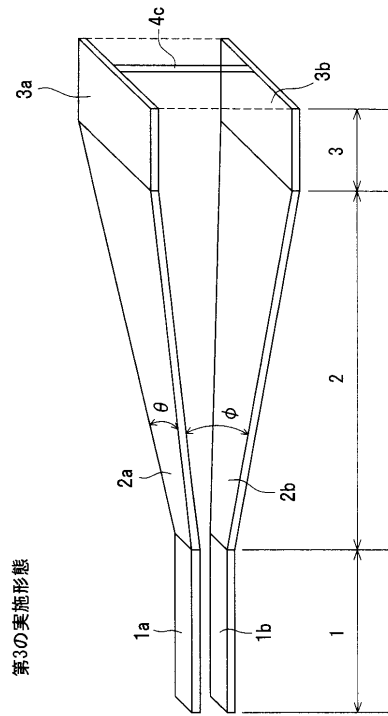
【図 1】



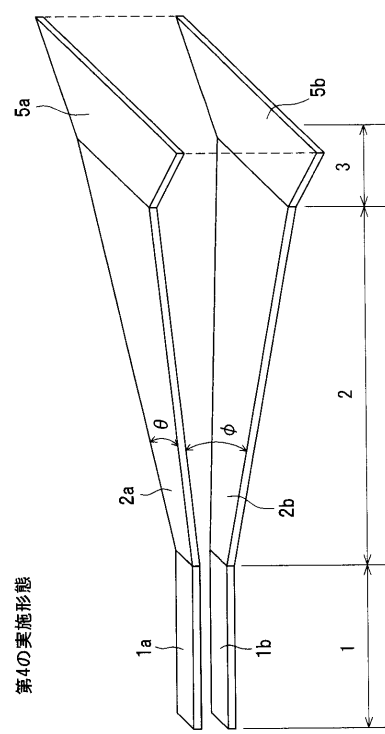
【図 2】



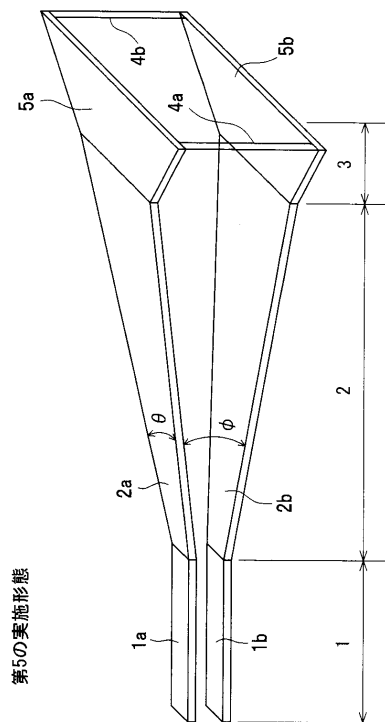
【図 3】



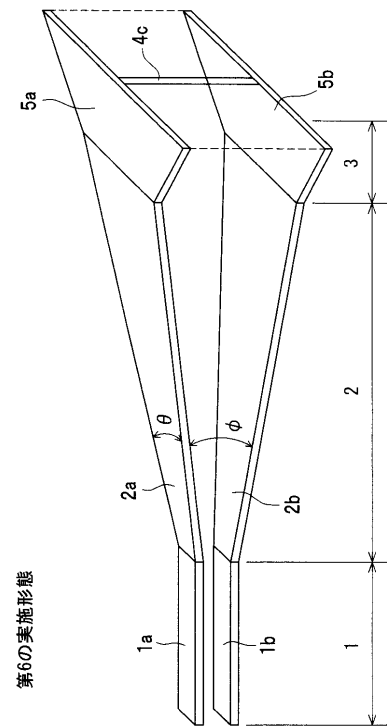
【図 4】



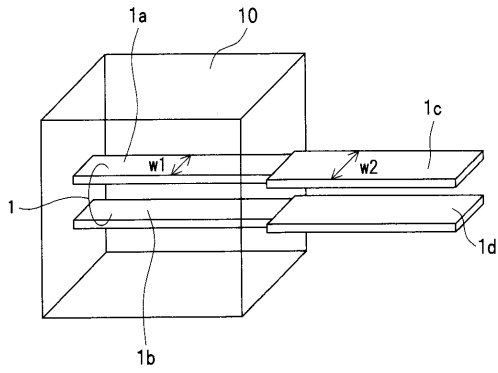
【図 5】



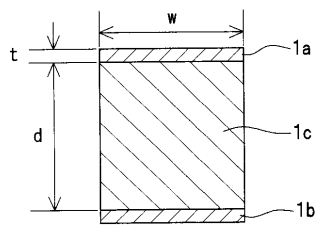
【図 6】



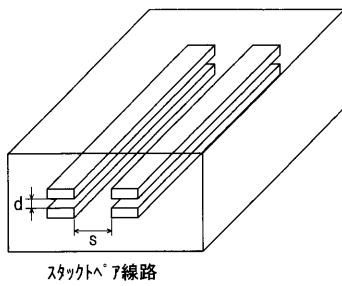
【図 7】



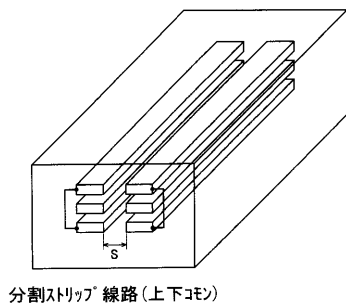
【図 8】



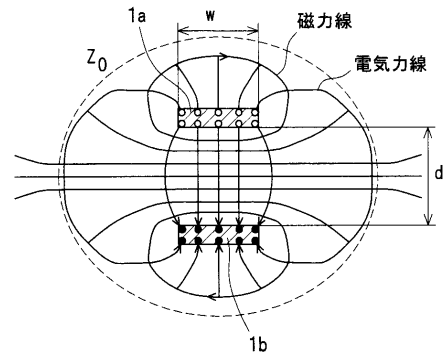
【図 11】



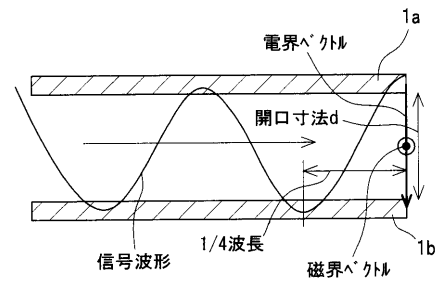
【図 12】



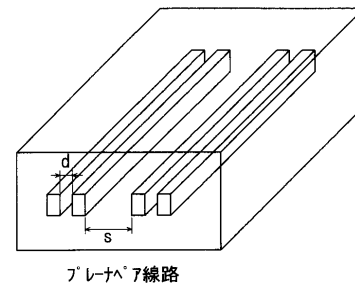
【図 9】



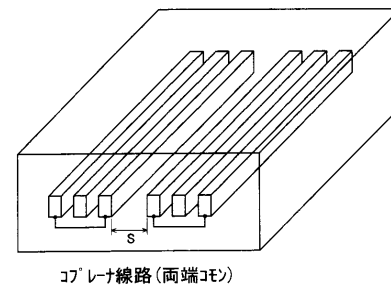
【図 10】



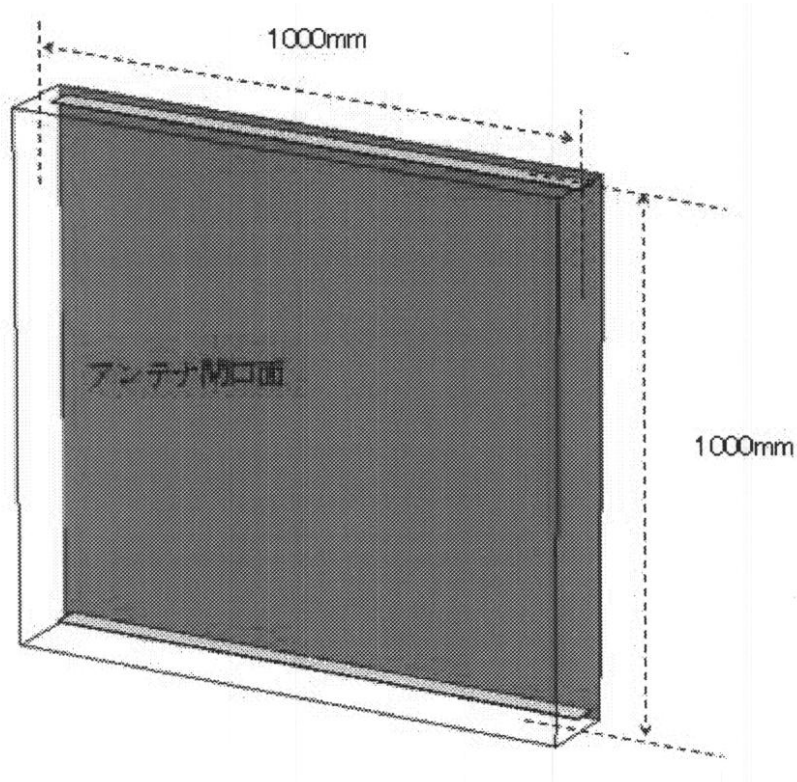
【図 13】



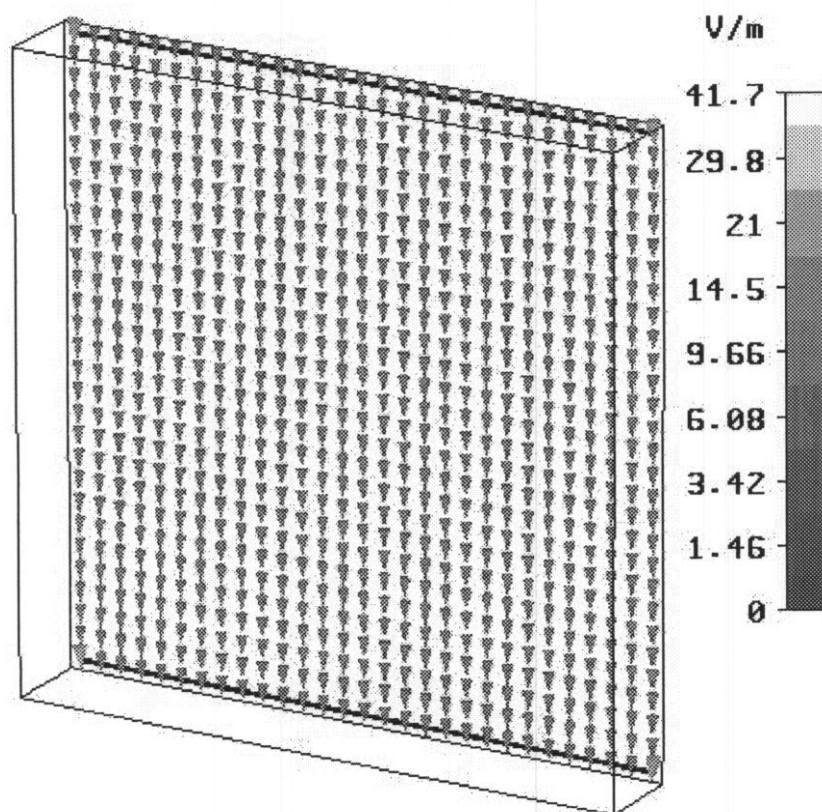
【図 14】



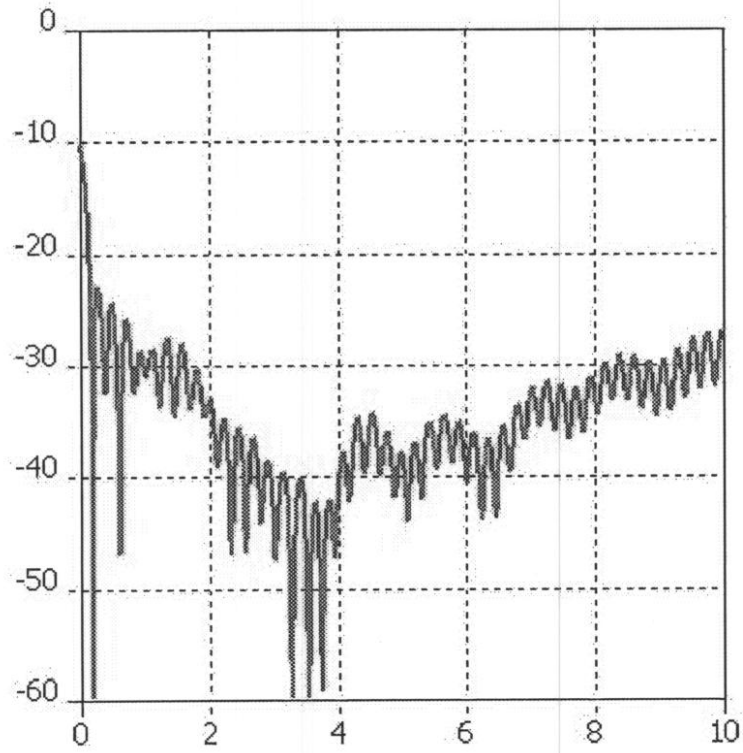
【図 15】



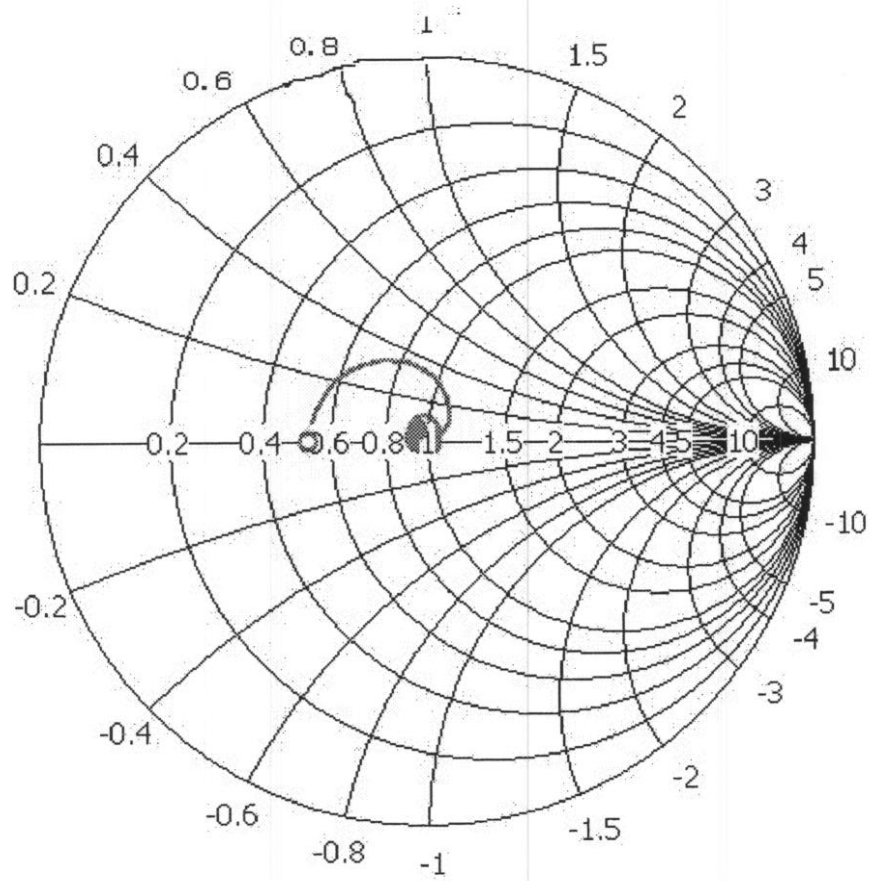
【図 16】



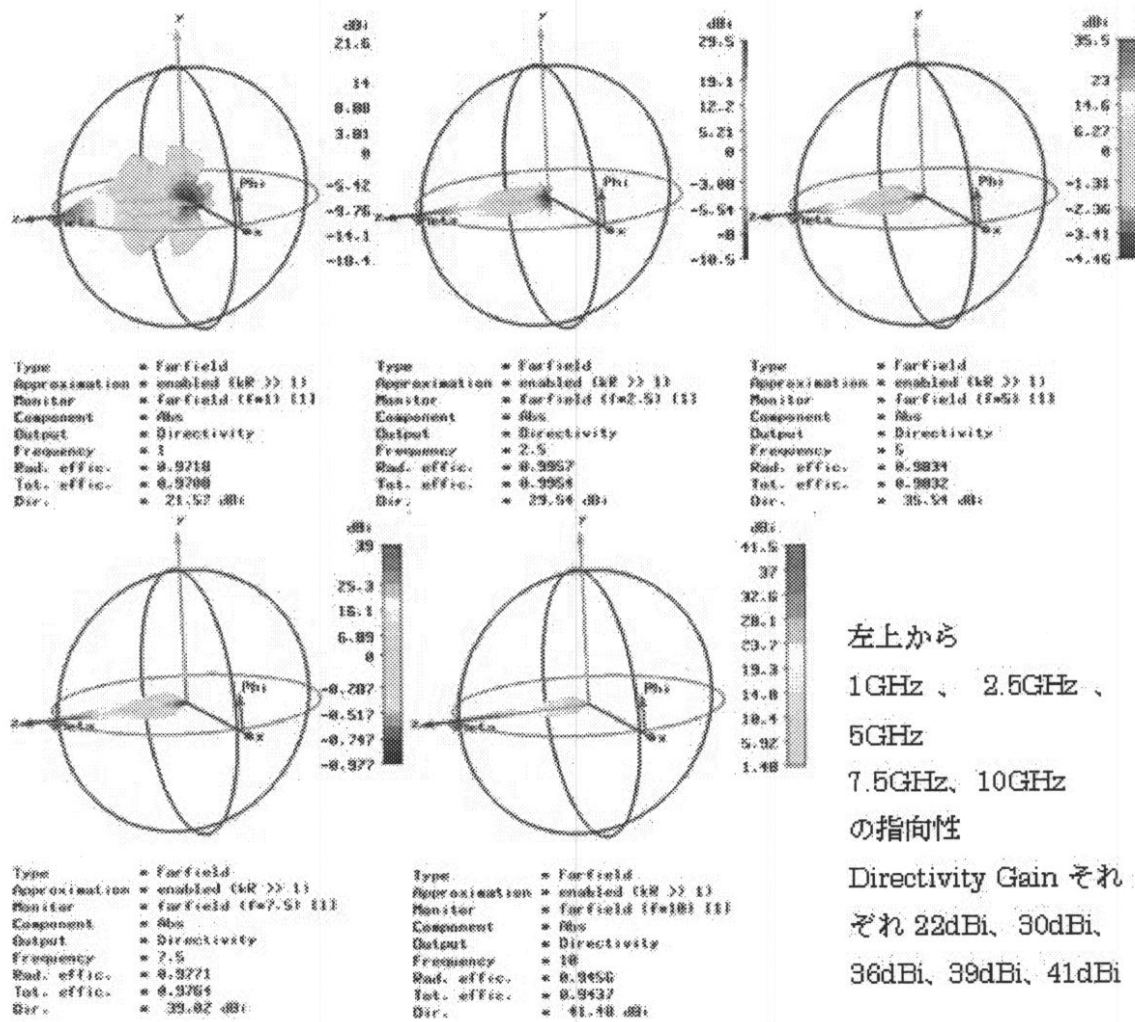
【図 17】



【図 18】



【図19】



左上から

1GHz、2.5GHz、
5GHz

7.5GHz、10GHz

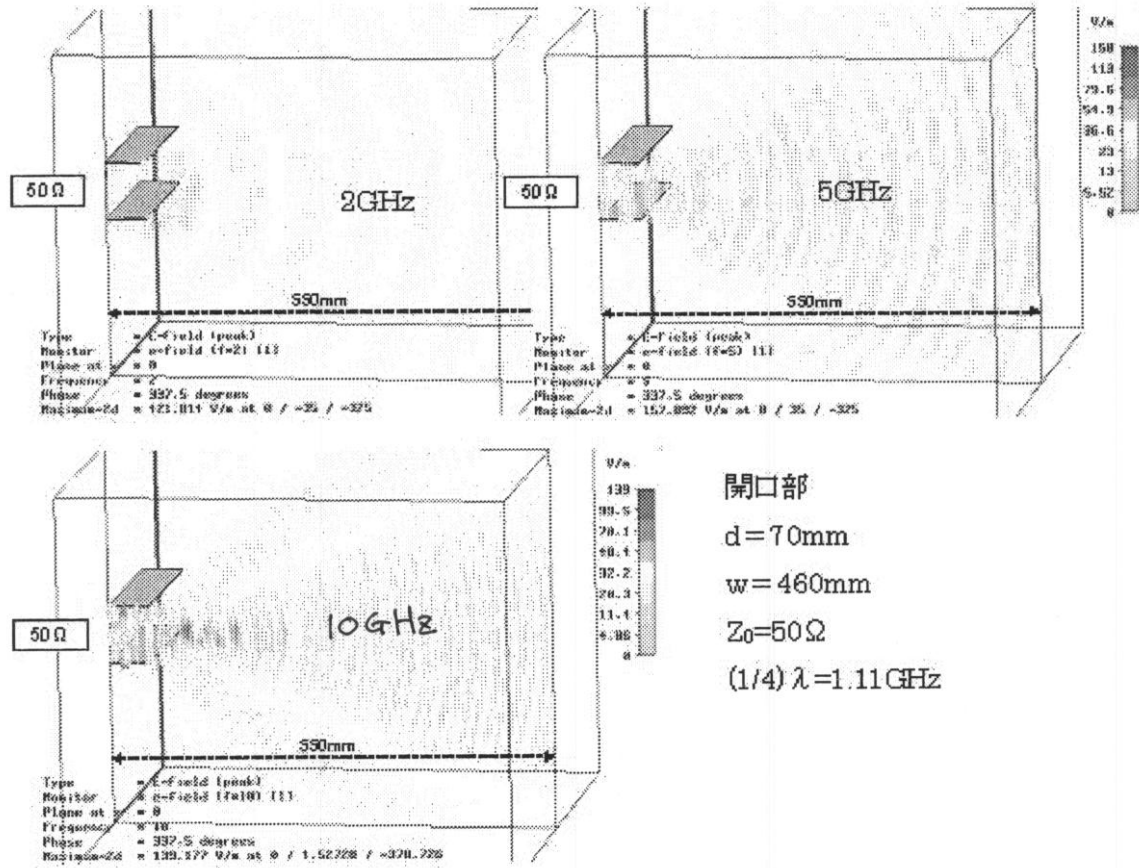
の指向性

Directivity Gain それ

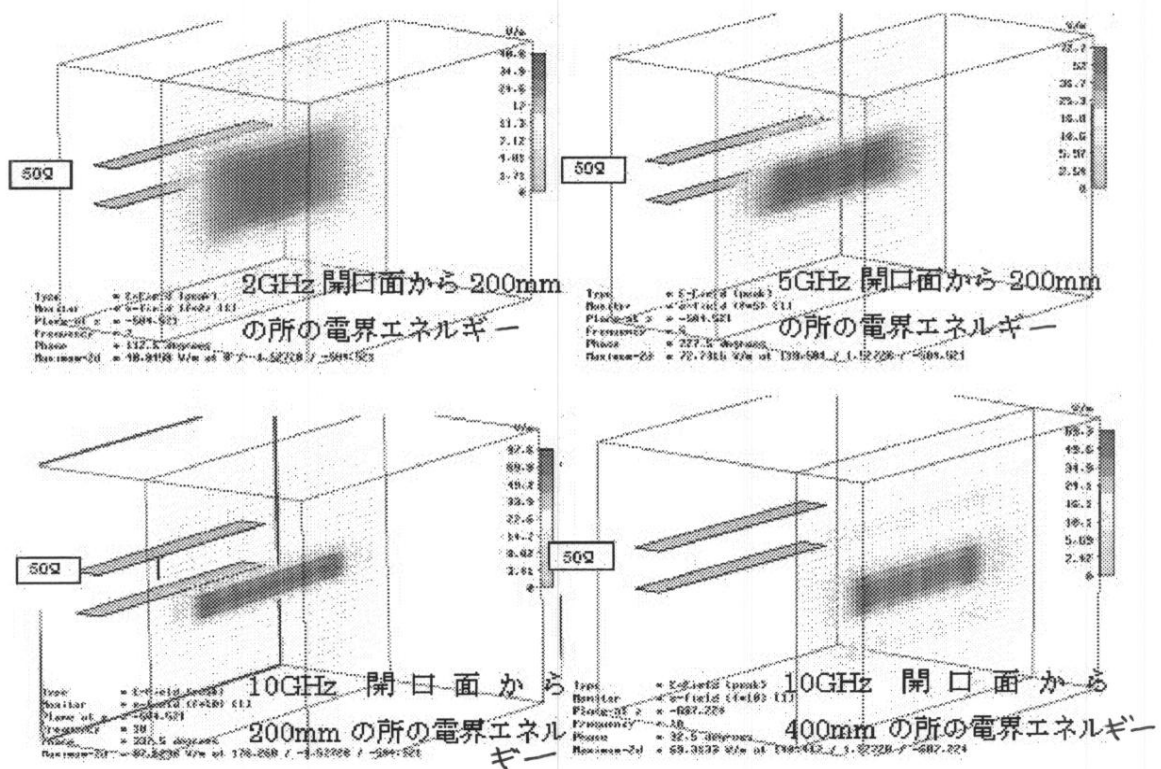
ぞれ 22dBi、30dBi、

36dBi、39dBi、41dBi

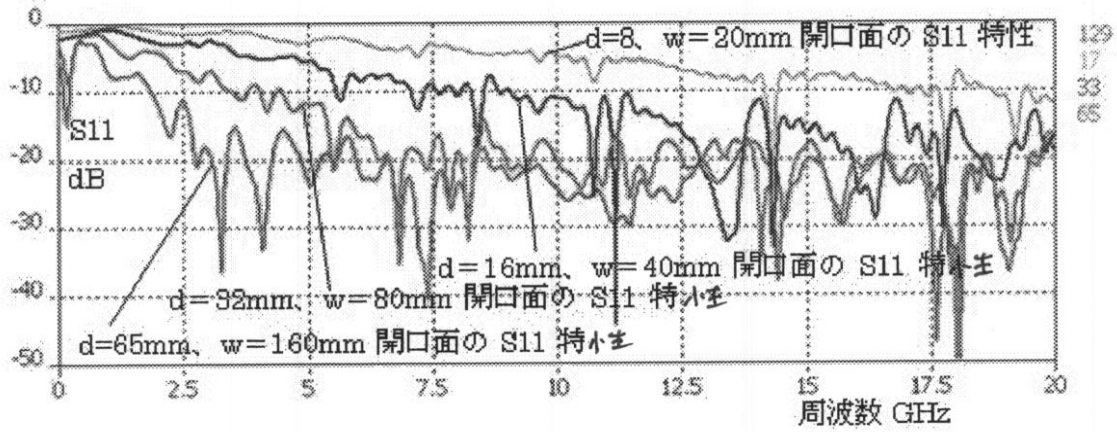
【図20】



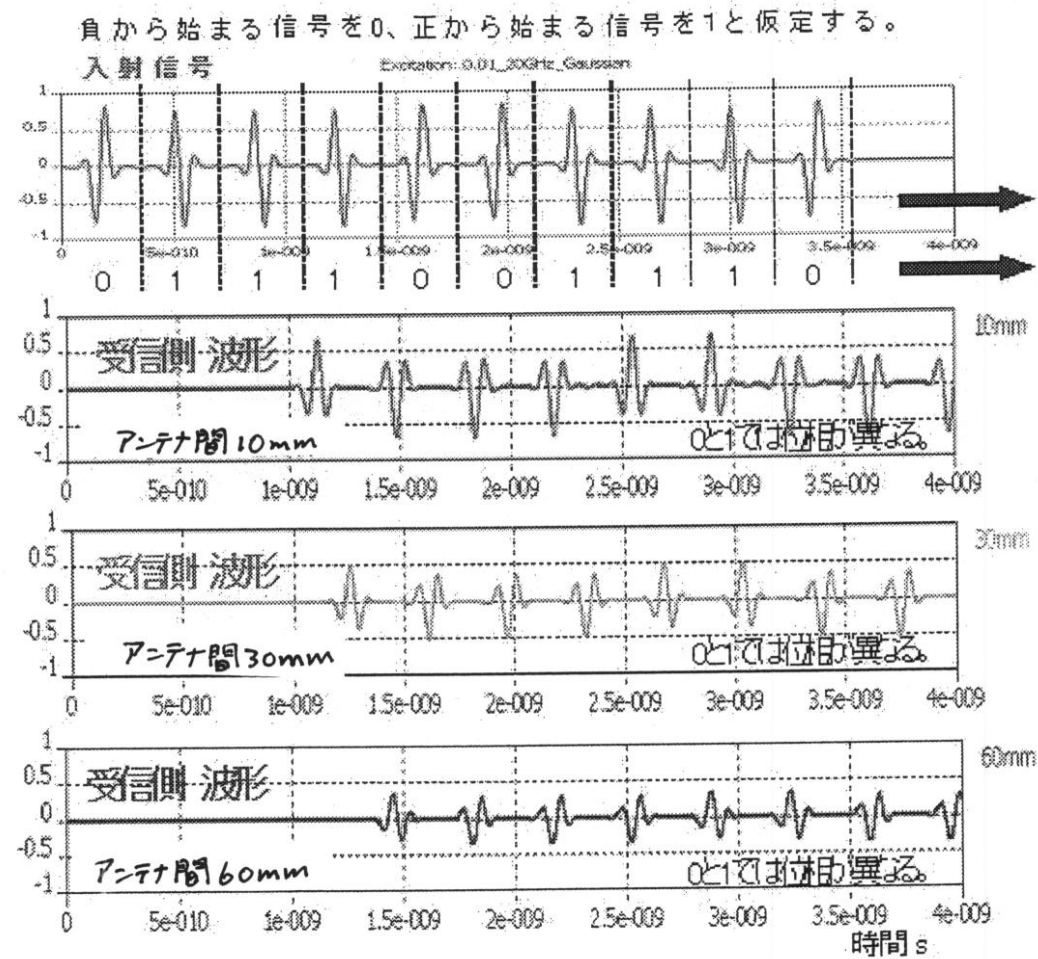
【図21】



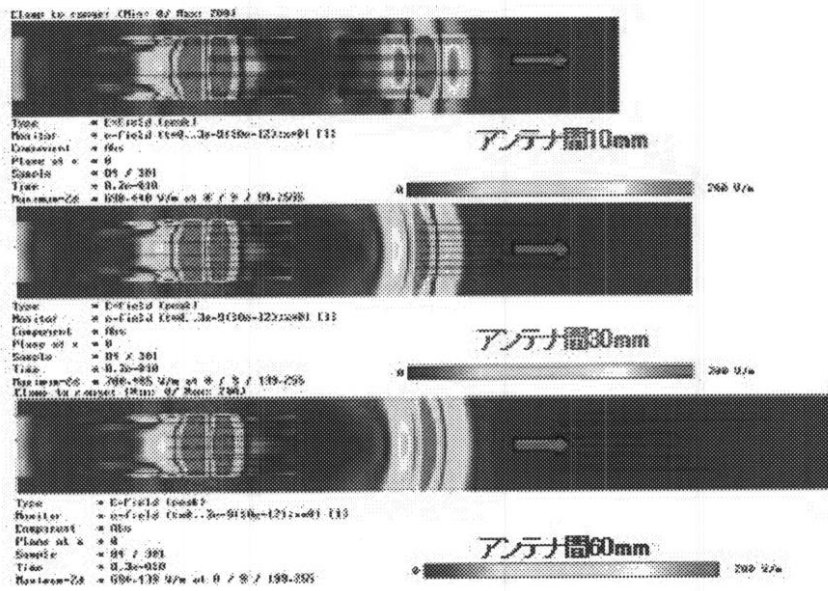
【図 2 2】



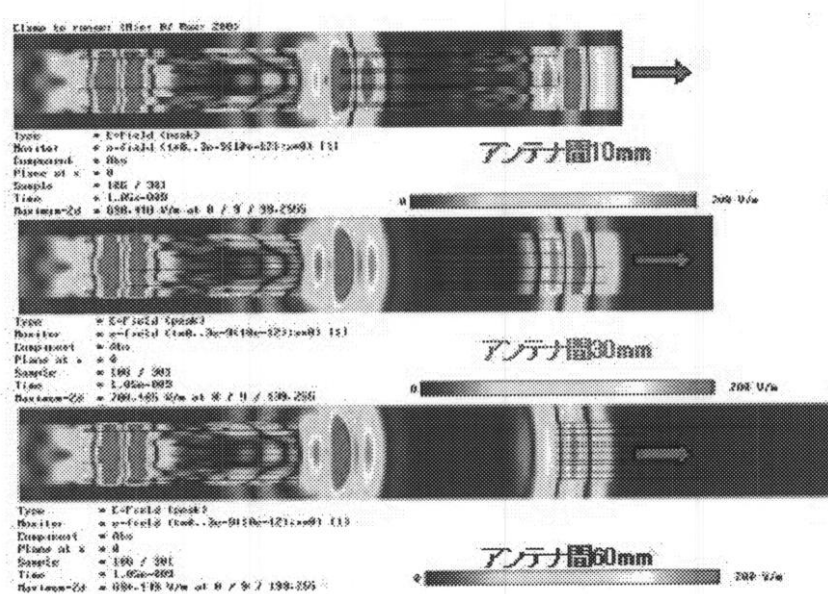
【図 2 3】



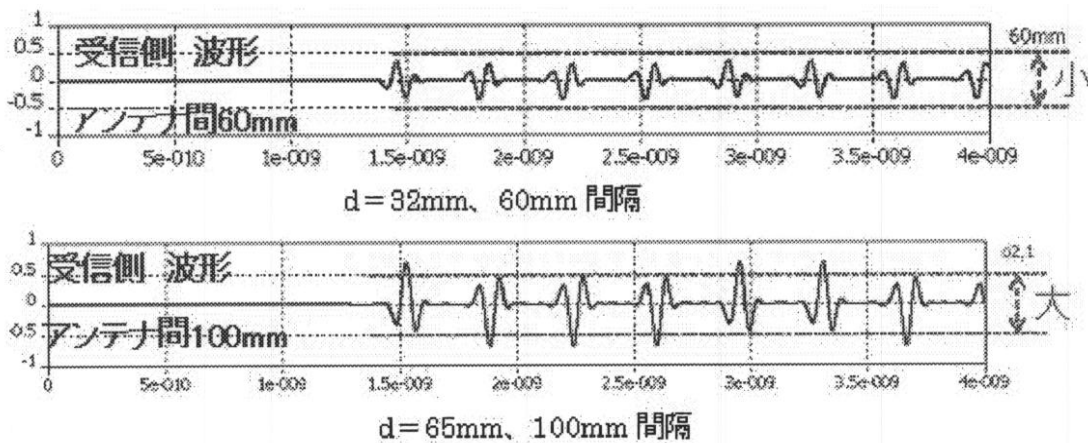
【図 24】



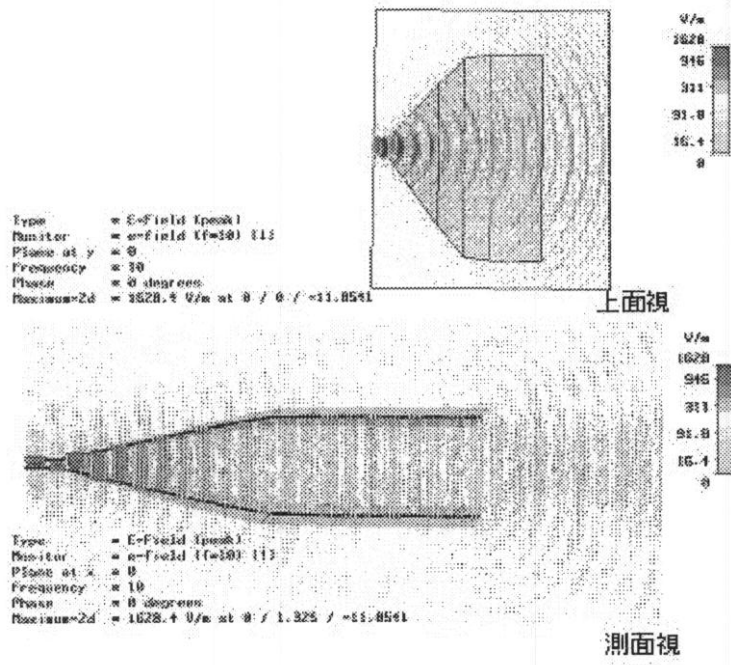
【図 25】



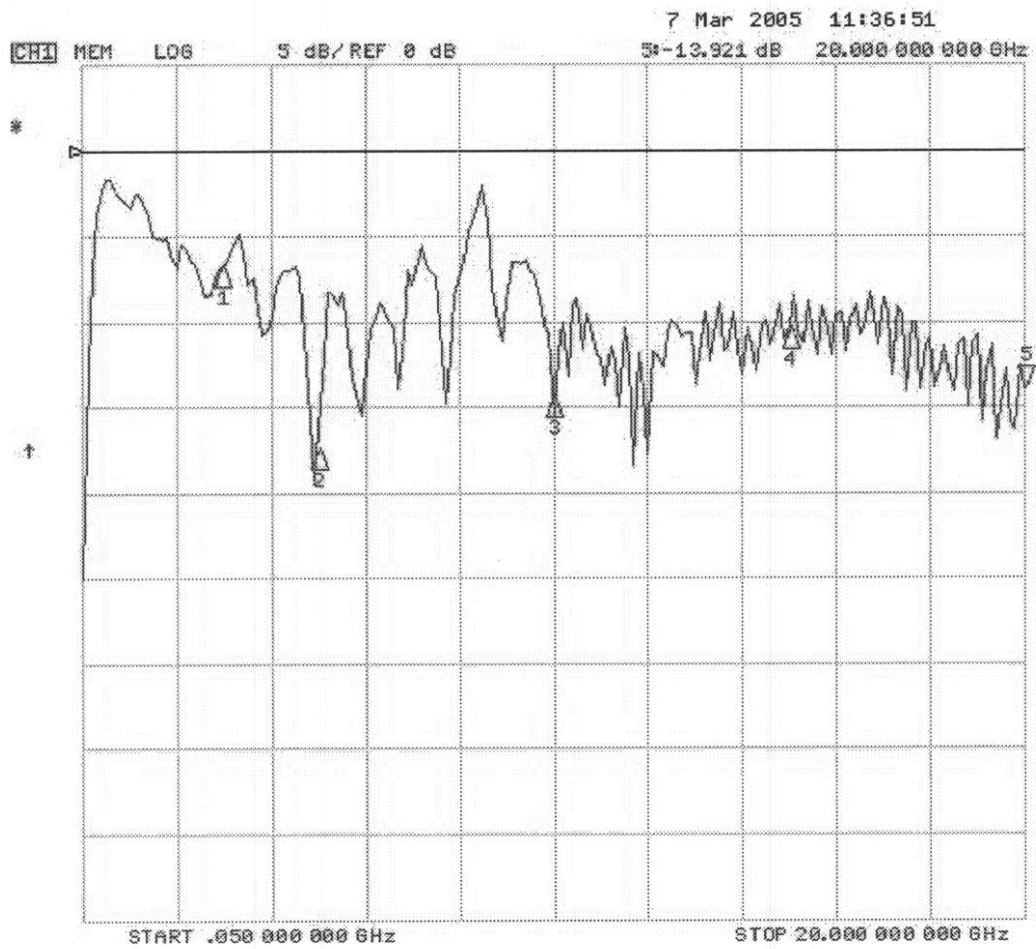
【図 26】



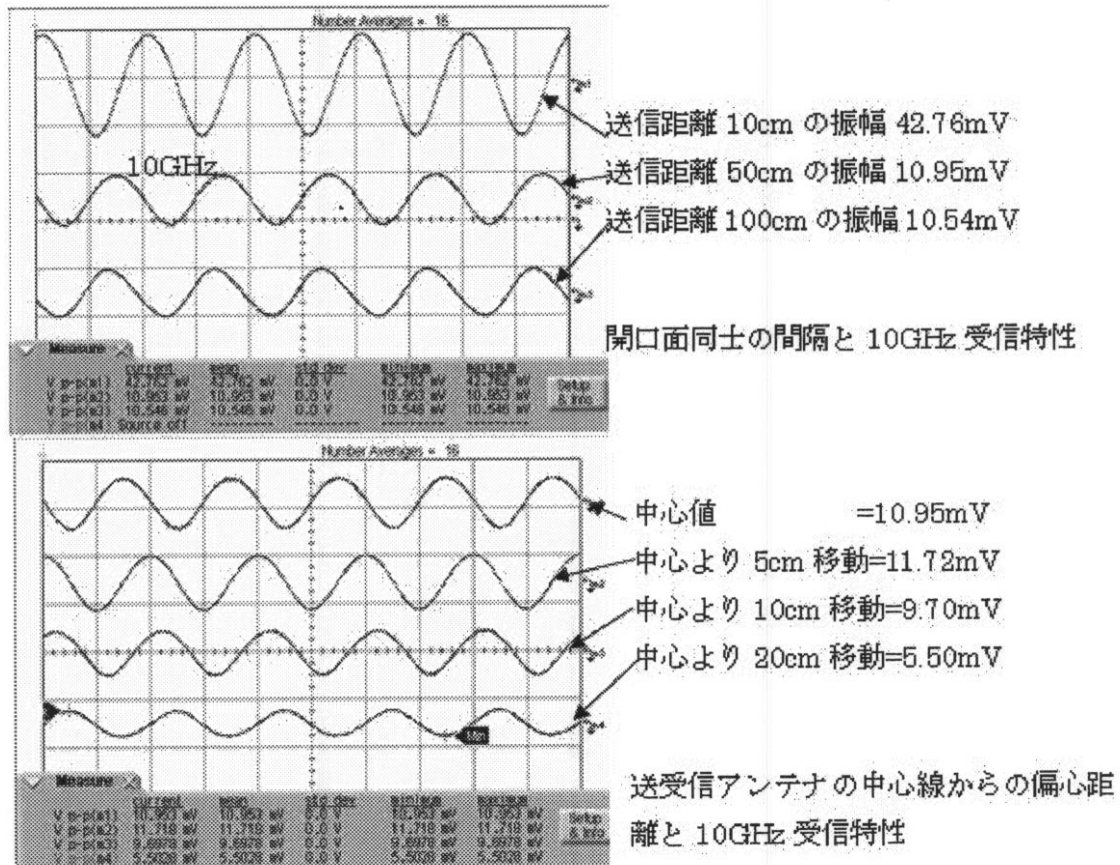
【図 27】



【図 28】



【図 29】



フロントページの続き

- (73)特許権者 308014341
富士通セミコンダクター株式会社
神奈川県横浜市港北区新横浜二丁目10番23
- (73)特許権者 000005496
富士ゼロックス株式会社
東京都港区赤坂九丁目7番3号
- (73)特許権者 000000158
イビデン株式会社
岐阜県大垣市神田町2丁目1番地
- (73)特許権者 000006633
京セラ株式会社
京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地
- (73)特許権者 507178246
上田 千寿
東京都足立区東伊興2-6-8
- (74)代理人 100101454
弁理士 山田 卓二
- (74)代理人 100081422
弁理士 田中 光雄
- (74)代理人 100125874
弁理士 川端 純市
- (72)発明者 大塚 寛治
東京都東大和市湖畔2-1074-38
- (72)発明者 宇佐美 保
東京都国分寺市西町2-38-4
- (72)発明者 秋山 豊
東京都八王子市片倉町120-12
- (72)発明者 上田 千寿
東京都足立区東伊興2-6-8

審査官 佐藤 当秀

- (56)参考文献 米国特許出願公開第2006/0044201(US, A1)
英国特許出願公開第02265759(GB, A)
特開昭47-032713(JP, A)
米国特許第04546358(US, A)
Qiang Zhang, An approximate modal solution to the ultra-wide-band bowtie antenna, Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995. AP-S. Digest, 米国, IEEE, 1995年 6月, Vol.1, pp.202 - 205

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01Q 9/04
H01Q 13/00