

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3718527号
(P3718527)

(45) 発行日 平成17年11月24日(2005.11.24)

(24) 登録日 平成17年9月9日(2005.9.9)

(51) Int. Cl.⁷

F I

H O 1 Q 21/06

H O 1 Q 21/06

H O 1 P 5/02

H O 1 P 5/02 6 O 1 A

H O 1 Q 13/02

H O 1 Q 13/02

請求項の数 5 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願平9-509885	(73) 特許権者	ノキア コーポレイション フィンランド エフイーエン-02150 エスプー ケイララーデンティエ 4
(86) (22) 出願日	平成8年8月23日(1996.8.23)	(74) 代理人	弁理士 中村 稔
(65) 公表番号	特表平10-508173	(74) 代理人	弁理士 大塚 文昭
(43) 公表日	平成10年8月4日(1998.8.4)	(74) 代理人	弁理士 穴戸 嘉一
(86) 国際出願番号	PCT/FI1996/000455	(74) 代理人	弁理士 竹内 英人
(87) 国際公開番号	W01997/008775	(74) 代理人	弁理士 今城 俊夫
(87) 国際公開日	平成9年3月6日(1997.3.6)		
審査請求日	平成15年6月13日(2003.6.13)		
(31) 優先権主張番号	954012		
(32) 優先日	平成7年8月25日(1995.8.25)		
(33) 優先権主張国	フィンランド(FI)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 平面型アンテナ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1の平面型部分と、該第1の平面型部分の上に取り付けられた第2の平面型部分とを備えており、上記第2の平面型部分は、電磁エネルギーを放射するための複数のボックスホーンアンテナを備えおり、各ボックスホーンアンテナは、上記第2の平面型部分の上面により大きな出力開口および上記第2の平面型部分の下面により小さな供給開口を有する導波管を有しており、上記第1の平面型部分は、上記供給開口を通して上記ボックスホーンアンテナへ電磁エネルギーを供給するための導波管の形の供給ネットワークをその上面に備えており、各ボックスホーンアンテナは、上記電磁エネルギーの磁界の方向と同じ方向において径が段状に変化する部分を備えることを特徴とするアンテナ。

10

【請求項2】

上記磁界の方向と同じ方向における上記ボックスホーンアンテナの導波管の径は、上記径が段状に変化する部分から上記第2の平面型部分の上面まで直線的に増大する請求項1に記載のアンテナ。

【請求項3】

上記供給ネットワークは、実質的に長方形断面を有し且つT字型接合部により放射素子に対して電力が分割されるような導波管からなる請求項1または2に記載のアンテナ。

【請求項4】

上記T字型接合部の少なくとも幾つかには、マッチングを改善するために丸み付けされた先端を有する三角形分割器が設けられる請求項3に記載のアンテナ。

20

【請求項5】

少なくとも幾つかのT字型接合部において、上記分割器及びフィーダガイドは、電力分布を均一な分布から変更するために互いに横にシフトされている請求項4に記載のアンテナ。

【発明の詳細な説明】**発明の分野**

本発明は、特に、無線リンク用に意図された請求項1の序文に記載のアンテナに係る。

先行技術の説明

現在、無線リンクは、VHF(30-300MHz)、UHF(300MHz-3GHz)、SHF(3-30GHz)、及びEHF(30-300GHz)レンジの多数の周波数帯域を使用している。移動サービスが低い周波数帯域(3GHz以下)をほぼ完全に占有しているため、常により高い周波数が使用されてきている。現在、多くの無線リンクシステムは、本発明によるアンテナのレンジである(少なくとも最初は)38GHzの周波数レンジで動作する。アンテナの原理は何ら周波数に縛られるものではないから、より一般的には本発明のアンテナ設計は、マイクロ及びミリメートルレンジにも使用されることに注目することができる。

無線リンクアンテナに要求される放射特性は、国際規格に規定されている。例えば、ETSI(ヨーロッパテレコミュニケーションズ規格協会)規格prETS300 197は、38GHz無線リンクアンテナの放射パターンにおいてサイドローレベルに許される最大のレベルを規定している。従って、無線リンクアンテナを設計する出発点は、一般に、アンテナ利得が特定の最小レベルより大きくなければならないが、サイドローレベルを規定の限界より低く保持しなければならないことである。それ故、利得を不定に増加することはできない。というのは、それに応じてサイドローレベルも増加してしまうからである。

無線リンクアンテナに設定される要件は、厳格なものであり、現在使用されている周波数では、規格に規定された無線特性が、異なる種類のホーン+レンズ又は反射アンテナ(パラボラアンテナ)でのみ首尾よく満足されている。

アンテナの製造者及び特にアンテナのユーザ(顧客)は、十分な放射特性とは別に、物理的に小型のアンテナを希望する。特に、無線リンクの他方のターミナル点が顧客の場所であるときには、アンテナをバックグラウンドにできるだけ良好に合体させる(即ち、小さなスペースに適合させる)ことが最も重要である。

物理の法則は、アンテナの断面積をほぼ決定し、換言すれば、アンテナは特定の捕獲面積を有していなければならないか、又はそのアパーチャが特定の寸法を有していなければならない。むしろ、構造上の設計により、アンテナの寸法は厚みの方向に容易に影響を受けることになる。例えば、上記ホーン+レンズ又は反射アンテナの欠点は、それらの動作原理によりコンパクトに実現できないことである。例えば、上記の38GHzレンジでは、このようなアンテナは、少なくとも20cm程度の厚みである。

厚み方向の小さな寸法は、いわゆる平面型(プレーナ型)アンテナによって得ることができる(平面型アンテナとは、アンテナのフィーダ及び反射素子が厚み方向に互いに非常に接近した設計を指す)。平面型アンテナ設計は、マイクロストリップ技術をベースとするものがほとんどであり、これは、マイクロストリップ構造体のロスが非常に大きいため、十分な利得を生じない。又、多くの平面型アンテナ設計は、帯域が狭いという共通の欠点がある(狭い周波数帯域においてのみ所要の特性が得られる)。又、ある平面型アンテナは、現在使用されている高い周波数において寸法要件が非常に厳格であるために大量生産に適していないという欠点もある。アンテナ製造者の観点からは、アンテナ設計を大量生産に適したものにすることが最も重要である。

発明の要旨

本発明の目的は、無線リンクの使用に適すると共に、十分な放射特性、非常にコンパクトなサイズ、及び大量生産の適合性を得ることのできる新規な形式のアンテナ構造を提供することにより、上記の欠点を回避することである。この目的は、請求項1の特徴部分に記載

10

20

30

40

50

載された本発明のアンテナ設計により達成される。

本発明の考え方は、平面型供給ネットワークにより特定の特性（例えば、平面構造、低いロス及び広帯域動作を許す）をアンテナに与えると共に、この設計に放射素子としてそれ自体知られたボックスホーンを組み込んで、上記欠点を解消する放射特性を達成できるようにすることである。本発明に関連して、大量生産に適したやり方でボックスホーンを最適に寸法決めすることにより、単一放射素子の放射パターンを、アレーファクターがアンテナアレーのサイドローブを指示する方向にセットすることができる。このように、アンテナアレーのサイドローブを容易に排除することができ、これにより、所望の放射パターンを問題なく得ることができる。

本発明の解決策は、良好な（無線リンクの使用に十分な）放射特性、簡単な構造、低い構造コスト及び製造欠陥に対する不感性をもつ平面型設計を提供する。例えば、上記の38 GHzレンジでは、本発明によるアンテナは、約4 cmの厚みに過ぎず、即ち、現在の無線リンクアンテナの最小厚みに比して約1/5に過ぎない。

アンテナ全体を構成したとしても、本発明の好ましい実施形態では、導波管技術により、平面型構造が依然として得られる。

【図面の簡単な説明】

以下、添付図面を参照して、本発明の好ましい実施形態を詳細に説明する。

図1は、2 x 2の放射素子を有する本発明のアンテナの斜視図である。

図2 a - 2 cは、図1のアンテナ設計に使用される供給ネットワークを示す図である。

図3 aは、導波管T型接合部のカーブした分割器を示す図である。

図3 bは、図3 aの分割器から構造上最適化された導波管T型接合部の分割器を示す図である。

図3 cは、非対称の電力分配を与える導波管T型接合部の分割器を示す図である。

図4は、それ自体知られたボックスホーンの基本構造を示す図である。

図5は、ボックスホーンにおける異なる波モードの振幅の比がボックスホーンのアパーチャーの比にいかに関係するかを示す図である。

図6は、ボックスホーンのアパーチャーを示す図である。

図7 aは、図1のアンテナに使用される放射素子の基本的な構造を示す図である。

図7 bは、図1の放射素子の平面Hの断面を示す図である。

図7 cは、図1の放射素子の平面Eの断面を示す図である。

図8は、16 x 16素子のアレーに意図された供給ネットワークを示す図である。

図9は、図8の供給ネットワークに対して設計された放射素子のアレーを示す図である。

好ましい実施形態の詳細な説明

図1は、本発明によるアンテナを示す。このアンテナは、供給ネットワークを含む部分A1と、該部分A1の上に取り付けられた部分A2の2つの部分のみで構成され、部分A2は、放射素子アレー10を含み、このアレー10は、この例では、（明瞭化のために）互いに隣接する4つの放射素子をコンパクトな仕方で（両平面に2つ）有するだけである。各放射素子REは、磁界の平面に段Sを有するボックスホーンである。供給ネットワークに通じる供給アパーチャーは、参照記号FAで示されている。両アンテナ部分（A1及びA2）は、例えば、鋳造により形成された閉じた金属部分である（アンテナの製造技術は、以下に詳細に述べる）。

図2 aは、図1に示した下方部分（A1）の上面、即ち部分A2に対して配置される面を示す図である。図2 bは、図2 aのA - A'線の見方から部分A1を示し、そして図2 cは、B - B'線の見方から見た図である。この例は、長方形の導波管をフィードとして使用し、これは、実際には、構造が簡単で且つロスが小さいことからフィードとして非常に効果的な選択である。構造が複雑なほど、製造経費が高く、そしてほとんどの場合に、製造欠陥が生じ易い。導波管は、部分A1の表面に設けられたスロット20より成り、そして部分A2は、導波管の天井を構成する。導波管をできるだけ狭くして、放射素子間の間隔（素子間隔）をできるだけ狭くし、ひいては、アンテナアレーのサイドローブを少なくすることが効果的である。従って、動作及びカットオフ周波数の観点から導波管をできる

10

20

30

40

50

だけ狭くすることが効果的である。

上記の 3.8 GHz レンジにおいては、約 5 mm の導波管巾を選択することができ、従って、例えば、巾が 7.11 mm そして高さが 3.56 mm の導波管 WR-28 を、アンテナに供給する標準導波管（図示せず）として選択することができる（従って、使用する導波管の高さに対応するように部分 A1 に形成されるスロット 20 の深さ D を選択することができる）。供給導波管としては、供給アパーチャーに延長部 25 が設けられ、この延長部は、巾の広い導波管から狭い導波管への移行部を形成する。

導波管は、最も低いモード TE_{10} のみで動作しなければならない。（例えば、導波管 WR-28 においては、 TE_{20} モードのカットオフ周波数が 6.0 GHz であり、そして TE_{10} モードのカットオフ周波数は 4.213 GHz であり、これは、アンテナを 3.8 GHz で使用したときにはこれらの波モードが導波管に伝播できないことを意味する。）

図 2 a - 2 c の平面型供給ネットワークでは、共通の電源（図示せず）から送られる電力が、異なる放射素子への次々の T 字型接合部により分割される。例えば、図 2 a の例では、3 つの T 字型接合部がある。それらの 1 つが参照記号 T で示されており、そして接合部の境界が破線で示されている。従来の T 字型接合部は、導波管に高い反射係数を有するので、それ自体知られた三角形モデルに基づく丸み付けされた分割器 22 を供給ネットワークの T 字型接合部に使用することが効果的である。このような丸み付けされた分割器は、図 3 a に示したそれ自体知られた分割器に基づくものであり、この三角形分割器 23 の先端 23 a は非常に薄くされている。丸み付けされた側部及び薄い先端を有するこのような分割器は、低い反射係数を与える。しかしながら、この設計は、分割器の中心点（先端 23 a）の位置に敏感であり、従って、上記したそして図 3 b に示された丸み付けされた分割器 22 を使用することが効果的となる。先端 23 a に関する限り、分割器の製造欠陥の傾向を少なくするように先端をあまり先鋭で且つ頑強でないようにすることにより、丸み付けされた分割器 22 の理想的な形状が変更されている。それでも、良好なマッチングを得ることができる。

アンテナ放射パターンに関する要求によりアンテナアレーの均一な供給を偏らせる必要がある場合には、接合部の中央の分割器 22 を中心線から外れるようにシフトすることにより、T 字型接合部に所要の電力分割比を得ることができる。素子間にこのような非対称の電力分布が所望される場合には、素子間に位相差を生じることなく実施しなければならない。T 字型接合部においては、分割器が中心線からシフトして更に離れるにつれて、出力ゲート間の位相差が比例的に増加する。この位相差は、入力ゲートの位置が同じ程度に横にシフトされた場合に得られる位相差に等しい。従って、位相は、出力ゲートから測定した分割器までの距離によって決定される。これは、T 字型接合部のフィーダガイドの位置を同じ程度に側方にシフトすることにより位相差を補償できることを意味する。これが図 3 c に示されており、参照記号 X は側方シフトの距離を示す。その結果、分割器は、T 字型接合部の中心に配置されるが、フィーダガイドは、分割器に対して横にある。

電力分割器のマッチングは、分割器からの反射を打ち消す第 2 の反射を発生することにより更に改善することができる。この目的で生じた反射の振幅が分割器からの反射に等しくそしてそれらの位相が逆の場合には、加算された全反射が 0 となる。反射は、導波管内にある種の障害物を配置することにより発生できる。図示された例では、打消反射が円筒状のタップ 24 で発生される。タップの高さ h を調整することにより反射の振幅を変え、そしてタップの位置（電力分割器からの距離）をシフトすることにより所望の位相を得ることができる。

供給ネットワークの電力分配に加えて、導波管をカーブさせねばならない。図 2 a - 2 c の例では、これは、単一の放射素子に通じている導波管岐路において導波管に平面 E カーブを与えることによって達成される（以下、電界の平面は、平面 E と称し、そして磁界の平面は、平面 H と称する）。カーブは、実質的に 45° のスロープ傾斜部をスロットに与えることにより具現化され、これら傾斜部は、参照番号 21 で示されている（図 2 a 及び 2 b）。その結果、分極が平面 E において隣接する放射素子間に逆の位相をもつことになるので、半波長の延長部 が片側に与えられる。これは、信号を反転して、平面 E にお

10

20

30

40

50

る隣接素子の信号と同相にする。傾斜部において、各フィーダ岐路は放射素子に接続され、即ち部分 A 2 は、対応する位置に穴を有し、これは放射素子の「供給アパーチャー」である。

平面 E において、放射素子間の間隔は、主として必要な位相修正により決定される。少なくとも T 字型接合部及び位相修正 () が素子間に適合しなければならない。両側には、平面 E に上記カーブが更にあり、そして位相修正のない側では、T 字型接合部の至近にカーブを配置することができない。というのは、T 字型接合部に存在するフィールドを妨げるからである。(信頼性のある動作を保証するためには、T 字型接合部とカーブとの間の距離が、実際に、少なくとも波長の $1/8$ でなければならない。)

素子は、平面 H においては、平面 E よりも互いに接近して配置することができる。供給ネットワークにおける導波管間の壁が非常に薄い場合には、素子間隔が $d_H = 2 \times$ 導波管巾となる。しかしながら、間隔を決定するときには、(a) 素子の間隔が 0.9 の倍数であるときに (λ は自由空間における波長) アンテナアレーの方向性 (ひいては、利得) がその最大値となり、そして (b) アンテナアレーのサイドローブの数は、素子間隔がいかにも多くの波長を表すかに比例することに注目しなければならない。従って、サイドローブの数を増加せずに、素子間隔を、例えば、 $0.9 \times 2 \times$ に増加することができる。従って、アンテナアレーの方向性は、素子間隔が波長より広い状態でその最大値まで増加する。

上記の詳細な設計解決策 (それ自体知られた解決策である T 字型接合部、電力分割器及びタップマッチング) により、当業者であれば、一度にアンテナに対して設定された動作周波数及び他の要件により供給ネットワークを大きさ決めすることができる。本発明に関する限り、供給ネットワークに関する重要な事柄は、主として、その平面型設計と、ロスの低い導波管を具現化する可能性とである。又、分割器によりアンテナ表面に対し照射をテーパ付けする (アレーの縁に位置する素子の供給振幅を減少することを指す) 可能性によっても効果的な細部が表される。最終的な供給ネットワークは、放射素子に対して所望の振幅分布を得るように電力分割器を配置することにより構成される。素子の相対的な振幅は、異なるテーパ付けでアンテナアレーの放射パターンを計算することにより定められる。テーパ付けは、利得を減少すると共に、メインビームを広げるために、照射機能を均一照射アパーチャーにできるだけ接近して維持するように仕向けるのが効果的である。

上記したように、本発明によるアンテナ設計は、ボックスホーンを放射素子として使用する。ボックスホーンは、同じ寸法のアパーチャーをもつ従来のホーンよりも磁界の平面 (平面 H) において大きな方向性を有するホーンアンテナ設計 (それ自体知られた) である。このホーンは、アンテナアパーチャーにおける優勢モードの位相から例えば 180° ずれた位相を有する高次 (三次) の波モードを発生するように構成される。この高次のモードは、アパーチャー照射 (平面 H における) をコサイン型の照射から、均一照射即ち 2 つのコサイン照射に良く似たものに向かって変化する。

図 4 は、それ自体知られたボックスホーンの基本的な設計を示す。このホーンは、通常は、長さ L の長方形導波管素子 4 1 で構成される。平面 H において A と測定されるこの部分をボックスと称する。A の値は、高次の波モード TE_{n0} ($n = 0 \dots 3$) を伝播できるほど大きくなければならない。ホーンは、その一端が開いており、そして他端において長方形導波管 4 2 から供給される。供給は、平面 H のホーン (その端のアパーチャーが平面 H の方向に延びる一方、平面 E の寸法を不変に保持する導波管) によって行うこともできる。アパーチャー A ' をもつ供給導波管即ちホーンは、アパーチャーの中心のゼロからずれた振幅をもつ波モード、即ち TE_{10} 及び TE_{30} モードのみを発生するようにボックスの中心線に配置される。これら波モードの振幅間の比は、アパーチャー比 A' / A に基づく。 a_1 を TE_{10} モードの振幅としそして a_3 を TE_{30} モードの振幅とすれば、それらの比は、次のように表される。

$$\frac{a_3}{a_1} = \frac{\int_{-\frac{A'}{2}}^{+\frac{A'}{2}} \cos\left(\frac{\pi X}{A'}\right) \cos\left(\frac{3\pi X}{A}\right) dx}{\int_{-\frac{A'}{2}}^{+\frac{A'}{2}} \cos\left(\frac{\pi X}{A'}\right) \cos\left(\frac{\pi X}{A}\right) dx}$$

この依存性に基づき、振幅 a_3 と a_1 の比は、段の高さ A' / A の関数として示すことができる。これが図 5 に示されている。

ボックスホーンアパーチャー（平面 H における）の振幅分布も比 a_3 / a_1 に依存する。図 6 は、比 a_3 / a_1 に対して値 0 - 0.7 をもつ振幅分布を示している（水平軸はアパーチャーの中心点からのパーセント距離を表し、そして垂直軸は比例レベルを表す）。この図において、アパーチャーレベルにおける 2 つの伝播モード間の位相差は、180° であると仮定する。図示されたように、振幅比の値 0.35 は、均一照射機能として比較的良好な近似を与え、そして値 0.55 は、2 つのコサイン分布を与える。（平面 E において、フィールドは導波管において均一に分布され、そしてアンテナアパーチャーのエリアは、均一に照射される。）

本発明によるアンテナは、上記形式のボックスホーン、及び特に磁界の平面においてその特徴である段を使用し、この段は、ホーンを伝播する波モードの相対的な振幅を変更する簡単な手段をなす。

本発明によるアンテナアレーのボックスホーンは、次のように設計される。まず第 1 に、アレーファクタを使用して、このアレーファクタがサイドローブを指示する方向を計算する。アレーファクタは、次の式であることが知られている。

$$f(\gamma) = \frac{1}{N} \left| \frac{\sin\left(\frac{N}{2}\gamma\right)}{\sin\left(\frac{1}{2}\gamma\right)} \right|$$

但し、 N は素子数であり、そして γ は、波長 λ 、素子間隔 d 及び視野角 θ に次のように依存する。

$$\gamma = kd \sin(\theta) + \phi$$

但し、波数 $k = 2\pi / \lambda$ であり、そして ϕ は、素子間の位相差を表す。

サイドローブの方向を計算するためには、素子間隔と周波数が分からねばならない（素子間隔は、供給ネットワークの寸法から分かる）。

次いで、異なる振幅比に対しボックスホーンの放射パターンを計算することにより、アレーファクタがサイドローブを指示する方向にナルを有する振幅比が見つかる。アパーチャーアンテナの放射パターンは、アパーチャーに存在するフィールドによって決定される。フーリエ変換を使用し、アパーチャーに存在するフィールドが分かるときにアンテナ放射パターンを計算することができる。特に、放射パターンは、アパーチャー分布のフーリエ変換として定義できる。従って、振幅分布を表す関数を $F(y)$ とすれば、放射パターンは、次の式により平面 $x-y$ における角度 ϕ の関数として計算できる。

$$E(\phi) = \int_{-\frac{L}{2}}^{+\frac{L}{2}} F(y) e^{j\beta y \sin(\phi)} dy$$

但し、 $E(\phi)$ は伝播係数を表し、そして L は測定レベルにおけるアパーチャーの寸法である。

従って、 $E(\phi)$ は、関数 $F(y)$ のフーリエ変換を表す。

アレーファクタがサイドローブを指示する同じ方向に単一放射素子のナルが生じるところの振幅比を確立した後に、その振幅比を用いて、その振幅比を与えるアパーチャー比 A' / A を定義することができる。このアパーチャー比に基づいて、放射素子にその最終的な尺度を与えることができる。というのは、この比に基づき、磁界の平面における段の寸法が分かるからである。従って、段のサイズを用いることにより、単一放射素子（アレーファクタがサイドローブを指示する方向にナルである）に対し所望の放射パターンが得られ

10

20

30

40

50

る（結果に影響する段の位置を定義した後に）。

図7 a - 7 c は、図1に示されそして本発明のアンテナに放射素子として使用されるホーンアンテナ70の基本的な構造を示す。（ホーンアンテナにマッチングする「フィードスルー」が部分A2に与えられる。）図7 a は放射素子の斜視図であり、図7 b は平面Hにおける素子の断面であり、そして図7 c は平面Eにおける素子の断面である。この例において、ホーンは、平面H及びEの両方に直線的に開いている。平面Hにおいては、これは、段Sの前（面71参照）及び段の後（面72参照）の両方について言える。このような設計においては、平面Hにおける寸法が変化する状態では、段からアパーチャーレベルに進行するとき波の伝播ファクタが変化する。段の後に平面Hに拡大部をもつ設計は、放射素子のアパーチャーをできるだけ大きくできる上に、放射素子間の壁が処理し易さの理由で特定の厚みをもつことができるという効果を有する。

10

以上、本発明のアンテナを、それに対して設定された要件に一度に合致するように設計することができる原理について説明した。それに対応する原理に従うことにより、例えば、放射素子を完全に異なる形状で実現することができる。放射素子は、例えば、非直線的に開いていてもよいし、又は拡大部を全く実現しなくてもよい（これは、平面E及び平面Hの両方について言える）。製造技術に関する限り、非直線的な拡大部は、上記の直線的に開放する放射素子よりも明らかに悪い。

又、放射素子の数は、アンテナに対して設定される要件に基づいて変えることができる。図8は、256個の素子の供給ネットワークの上面図である（図2 aに対応する）。この場合、アンテナの供給アパーチャーFAは、供給ネットワークの中央にある。図示されたように、この場合の供給ネットワークは、図2 aに示された64個の基本的なモジュールを備え、その各々は、4つの異なる放射素子に対し4つの並列な供給分岐を有する。好ましい実施形態では、放射素子の数が2の累乗に等しい（例えば、 $2^8 = 256$ ）。というのは、これが対称的なアンテナ設計を生じるからである。必要な素子の数は、アンテナに対して設定される利得、サイズ及び放射パターンの要件に基づく。

20

一般に、 n 個の放射素子が存在する場合に、供給ネットワークの $(n - 1)$ 個のT型接合部において電力が分割され、各素子は、等しい電氣的長さをもつラインによって供給される（上記の位相修正が考慮されない場合）ことに注意されたい。図9は、図8の部分A1に類似した部分A2であって、図7 aの放射素子を全部で256個含む部分A2を（上から）示している。

30

実際に、本発明によるアンテナ設計は、例えば、次のように変更できる。

供給ネットワークにおいて、異なる種類の一般に知られたマッチング方法及び分割器構造を使用することができる。導波管の寸法を決める場合にも同じことが言える。導波管以外の波管路を使用することもできる。

供給ネットワークから素子への信号の接続は、種々の方法で行うことができ、例えば、マイクロストリップが使用される場合にはプローブを介して行うことができる。

アンテナは、種々の種類の導電性材料で製造することもできるし、又は適当な材料に導電層を被覆することもできる。アンテナが2つの閉じた部分で構成されるときには、鑄造が実際上有効な製造技術である。これら部分の表面は導電性であって、良好に機能しなければならない。更に、プラスチックでこれらの部分を鑄造しそして薄い金属被覆を施すことのできる製造方法も存在する。このような方法は、大量生産に良く適している。

40

上記の電力分割器（又は他の公知の電力分割器）を使用することにより、単一の放射素子の相対的な振幅に作用を及ぼし、ひいては、アパーチャー照射機能を所望の形状に整えることもできる。

以上、添付図面の例示的な設計を参照して本発明を説明したが、本発明は、これに限定されるものではなく、請求の範囲内で種々変更できることが明らかであろう。

【 図 1 】

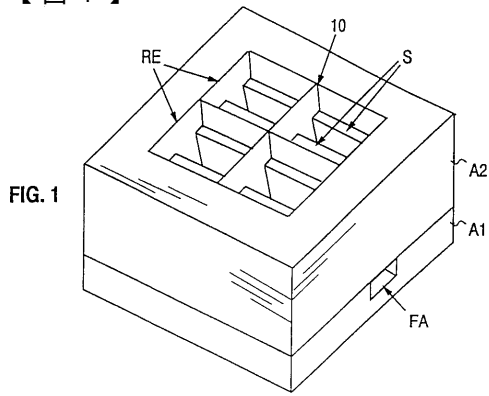


FIG. 1

【 図 3 a 】

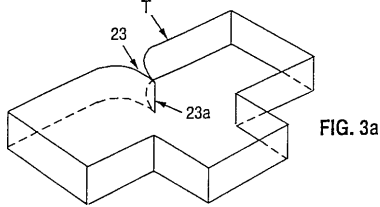


FIG. 3a

【 図 3 b 】

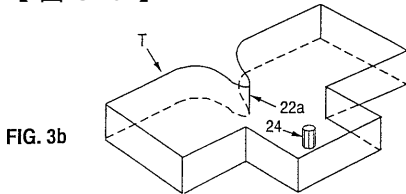


FIG. 3b

【 図 2 b 】

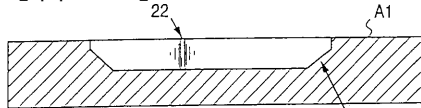


FIG. 2b

【 図 2 c 】

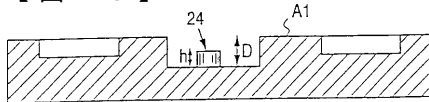


FIG. 2c

【 図 4 】

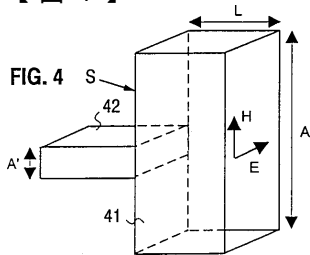


FIG. 4

【 図 3 c 】

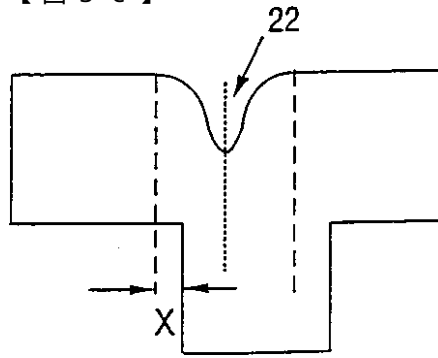


FIG. 3c

【 図 2 a 】

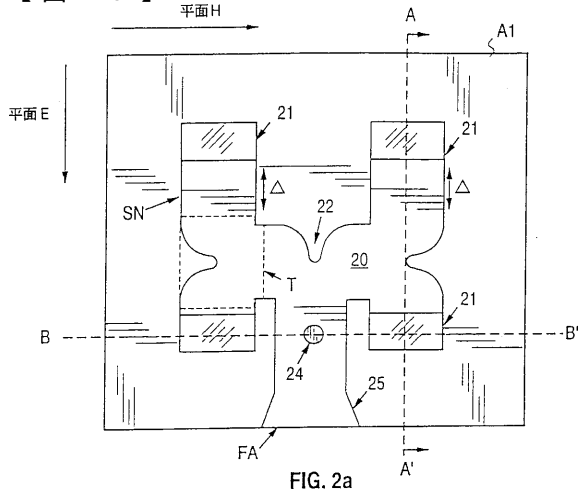


FIG. 2a

【 図 7 a 】

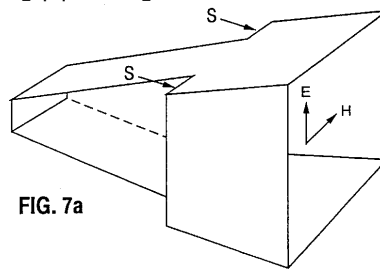


FIG. 7a

【 図 7 b 】

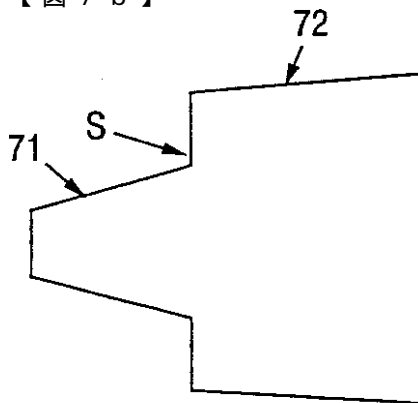


FIG. 7b

【 7 c 】

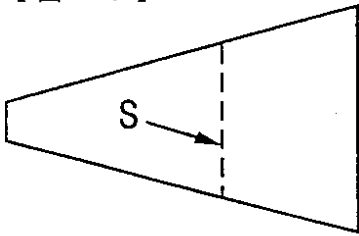


FIG. 7c

【 5 】

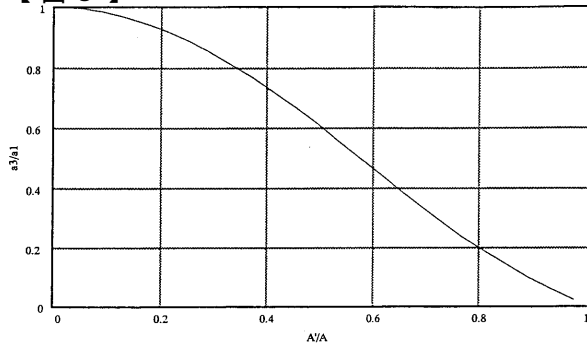


FIG. 5

【 6 】

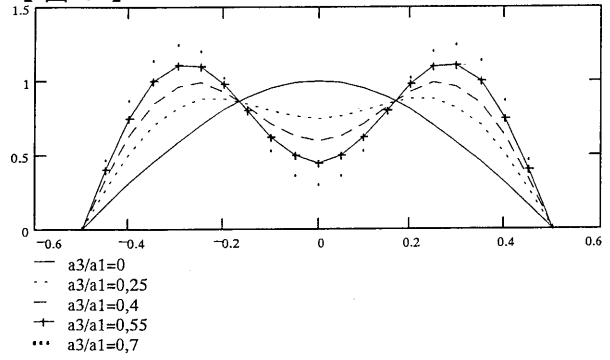


FIG. 6

【 8 】

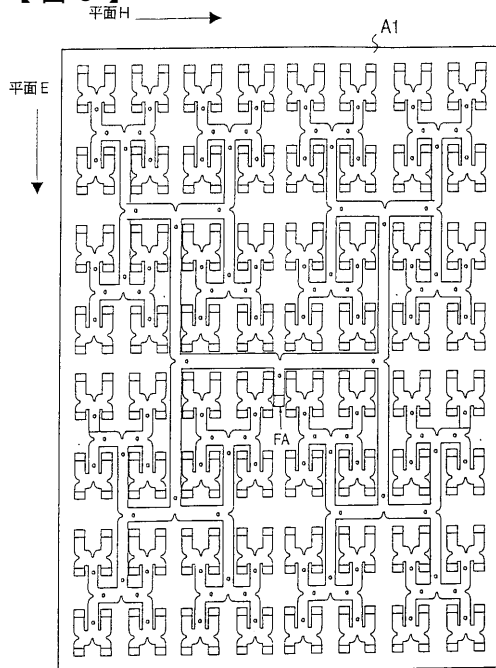


FIG. 8

【 9 】

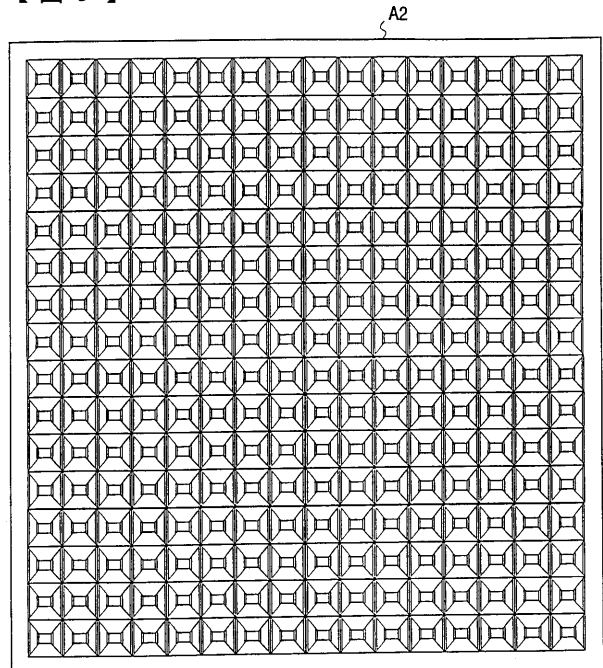


FIG. 9

フロントページの続き

(74)代理人

弁理士 小川 信夫

(74)代理人

弁理士 村社 厚夫

(72)発明者 セーム トーマス

フィンランド エフイーエン - 00180 ヘルシンキ テイエミエヘンカテュ 2アー6アー

(72)発明者 レート アルト

フィンランド エフイーエン - 00210 ヘルシンキ ヴァーテュニエメンカテュ 18デー4
8

(72)発明者 レイゼーネン アンティ

フィンランド エフイーエン - 02130 エスプー ロイミュコイヴュンクーヤ 1アー

審査官 新川 圭二

(56)参考文献 特開平05 - 048309 (JP, A)

特開昭62 - 058706 (JP, A)

特表昭59 - 501890 (JP, A)

特開昭59 - 132203 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

H01Q 21/06

H01P 5/02 601

H01Q 13/02