

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4714876号
(P4714876)

(45) 発行日 平成23年6月29日(2011.6.29)

(24) 登録日 平成23年4月8日(2011.4.8)

(51) Int.Cl.		F I	
HO 1 Q	25/00 (2006.01)	HO 1 Q	25/00
HO 1 Q	9/14 (2006.01)	HO 1 Q	9/14
HO 1 Q	9/42 (2006.01)	HO 1 Q	9/42
HO 1 Q	1/38 (2006.01)	HO 1 Q	1/38
HO 1 Q	7/00 (2006.01)	HO 1 Q	7/00

請求項の数 9 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2006-218503 (P2006-218503)	(73) 特許権者	301022471 独立行政法人情報通信研究機構 東京都小金井市貫井北町4-2-1
(22) 出願日	平成18年8月10日(2006.8.10)	(74) 代理人	100095407 弁理士 木村 満
(65) 公開番号	特開2008-42852 (P2008-42852A)	(74) 代理人	100110135 弁理士 石井 裕一郎
(43) 公開日	平成20年2月21日(2008.2.21)	(72) 発明者	飯草 恭一 東京都小金井市貫井北町4-2-1 独立 行政法人情報通信研究機構内
審査請求日	平成21年5月26日(2009.5.26)	(72) 発明者	藤瀬 雅行 東京都小金井市貫井北町4-2-1 独立 行政法人情報通信研究機構内
		審査官	麻生 哲朗

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 アンテナ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

略平面形状を有する大きさが有限の導電性の地板、

前記地板に平行な棒形状を有し、等間隔に平行に配置され、前記地板からの距離が等しい3つのアンテナ素子、

前記3つのアンテナ素子のうち中央のアンテナ素子である給電素子の先端と、当該給電素子以外の2つのアンテナ素子である無給電素子の先端のそれぞれと、を、接続する2つのバラクタ、

前記地板と、当該給電素子の後端と、の間の電位差の変化により信号を伝達する信号端子

を備え、前記2つのバラクタのリアクタンスを変化させることにより、前記地板に平行な面内において指向性を変化させる

ことを特徴とするアンテナ。

【請求項2】

請求項1に記載のアンテナであって、

前記地板と、当該2つの無給電素子の後端のそれぞれと、の間に接続される2つの容量素子、

当該2つの無給電素子の後端の間に直流電圧を印加する電圧印加部

をさらに備え、

前記2つのバラクタは、逆方向に接続される

ことを特徴とするアンテナ。

【請求項 3】

請求項 1 に記載のアンテナであって、
前記地板と、当該 2 つの無給電素子の後端のそれぞれとは、接続され、
前記 2 つのバラクタは、順方向に接続される
ことを特徴とするアンテナ。

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のアンテナであって、
前記 3 つのアンテナ素子は、L 字型の形状を有し、当該 L 字型の長辺は、前記地板と平
行な棒形状を有し、当該 L 字型の短辺は、前記地板に垂直な棒形状を有する
ことを特徴とするアンテナ。

10

【請求項 5】

請求項 4 に記載のアンテナであって、
前記 3 つのアンテナ素子と、前記地板と、の間を充填する誘電体
をさらに備えることを特徴とするアンテナ。

【請求項 6】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のアンテナであって、
前記地板は、プリント基板の片面に配置される導電性箔であり、前記 3 つのアンテナ素
子は、当該プリント基板の反対面に配置される導電性箔であり、前記 3 つのアンテナ素子
のそれぞれの後端は、当該プリント基板のスルーホールを通過して接続される
ことを特徴とするアンテナ。

20

【請求項 7】

請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載のアンテナであって、
当該給電素子にインダクタもしくはコンデンサを接続して、所望のリアクタンス可変幅
における動作利得を最大化した
ことを特徴とするアンテナ。

【請求項 8】

請求項 1 から 7 のいずれか 1 項に記載のアンテナであって、
前記 3 つのアンテナ素子同士の間隔は、通信に用いる波長の 0.04 倍であり、
前記 3 つのアンテナ素子の長さは、当該波長の 0.195 倍であり、
前記 3 つのアンテナ素子と前記地板との間隔は、当該波長の 0.045 倍であり、
前記 3 つのアンテナ素子の直径は、当該波長の 0.012 倍である
ことを特徴とするアンテナ。

30

【請求項 9】

請求項 1 から 6 のいずれか 1 項に記載のアンテナであって、
当該給電素子の長さを、当該無給電素子の長さとするものとして、所望のリアクタン
ス可変幅における動作利得を最大化した
ことを特徴とするアンテナ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、垂直偏波の送受信が可能で、小型にするのに好適なアンテナに関する。

【背景技術】

【0002】

従来から、電子走査導波器アレーアンテナの技術が提案されている。このようなアンテ
ナについては、以下の文献に開示がされている。

【非特許文献 1】大平・飯草，電子走査導波器アレーアンテナ，信学論 C，Vol. J8
7 - C，No. 1，12 頁～31 頁，2004 年 1 月

【非特許文献 2】飯草・佐藤・藤瀬，小径電子走査型導波器アレーアンテナ，信学技報，
AP2005 - 175，19 頁～24 頁，2006 年 3 月

50

【非特許文献3】飯草・山元・澤谷・加藤・太郎丸・大平，逆直列バラクタのDC 制御線を兼ねた周波数制御リングアンテナの提案と基本検討，信学技報，AP2004-210，1頁～6頁，2005年1月

【0003】

[非特許文献1]では、1つの給電素子と複数の無給電素子から構成されるアンテナが提案されている。無給電素子には安価なバラクタが装荷され、そのリアクタンス値を変えることにより、指向性を制御するものである。

【0004】

バラクタのリアクタンス可変範囲は通信周波数に反比例して大きくなるので、低周波数帯では高い指向性可変能力が得られる。無給電素子はアンテナ素子間相互結合により励振されるため、アンテナ素子の間隔を狭めることができる。

10

【0005】

[非特許文献2]では、本技術を踏まえて、アンテナ素子半径を約0.05波長に狭め、アンテナ素子間隔を約0.25波長とし、配列スペースを従来型アンテナの約4%程度に小さくする技術を提案している。

【0006】

これらの技術においては、アンテナ素子として用いられるモノポールの長さは約0.25波長であり、地板に垂直に配置されるため、アンテナ全体高さが高くなってしまふ。そこで、[非特許文献3]では、アンテナ素子の低姿勢化を図るため、ループに2つのバラクタを逆直列に装荷する技術を提案している。

20

【0007】

本技術では、印加する直流(DC; direct current)電圧の向きを変更すれば2つの可変リアクタの電気容量値が交換され、指向性を2方向に切り換えることができる。この直流電圧は、RF(Radio Frequency)給電線を利用して制御することもできる。そして、ループ径は、約8分の1波長となるので、小型化を図ることも可能である。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、[非特許文献1][非特許文献2]の電子走査導波器アレーアンテナでは、垂直偏波の送受信が可能であるが、[非特許文献3]のアンテナは、水平偏波となってしまう。

30

【0009】

したがって、垂直偏波の送受信が可能なアンテナの低姿勢化を可能とする技術が強く求められている。

【0010】

本発明は、上記の課題を解決しようとするものであって、垂直偏波の送受信が可能で、小型にするのに好適なアンテナを提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0011】

以上の目的を達成するため、本発明の原理にしたがって、下記の発明を開示する。

40

【0012】

本発明の第1の観点に係るアンテナは、地板、3つのアンテナ素子、2つのバラクタ、信号端子を備え、以下のように構成する。

【0013】

ここで、地板は、略平面形状を有し、導電性である。

【0014】

一方、3つのアンテナ素子は、地板に平行な棒形状を有し、等間隔に平行に配置される。

【0015】

さらに、2つのバラクタは、3つのアンテナ素子のうち中央のアンテナ素子である給電

50

素子の先端と、当該給電素子以外の2つのアンテナ素子である無給電素子の先端のそれぞれと、を、接続する。

【0016】

そして、信号端子は、地板と、当該給電素子の後端と、の間の電位差の変化により信号を伝達する。

【0017】

また、本発明のアンテナは、2つの容量素子、電圧印加部をさらに備え、以下のように構成することができる。

【0018】

すなわち、2つの容量素子は、地板と、当該2つの無給電素子の後端のそれぞれと、の間に接続される。

【0019】

一方、電圧印加部は、当該2つの無給電素子の後端の間に直流電圧を印加する。

【0020】

さらに、2つのバラクタは、逆方向に接続される。

【0021】

また、本発明のアンテナにおいて、地板と、当該2つの無給電素子の後端のそれぞれとは、接続され、2つのバラクタは、順方向に接続されるように構成することができる。

【0022】

また、本発明のアンテナにおいて、3つのアンテナ素子は、L字型の形状を有し、当該L字型の長辺は、地板と平行な棒形状を有し、当該L字型の短辺は、地板に垂直な棒形状を有するように構成することができる。

【0023】

また、本発明のアンテナは、3つのアンテナ素子と、地板と、の間を充填する誘電体をさらに備えるように構成することができる。

【0024】

また、本発明のアンテナにおいて、地板は、プリント基板の片面に配置される導電性箔であり、3つのアンテナ素子は、当該プリント基板の反対面に配置される導電性箔であり、3つのアンテナ素子のそれぞれの後端は、当該プリント基板のスルーホールを通過して接続されるように構成することができる。

【0025】

また、本発明のアンテナにおいて、当該給電素子の長さを、当該無給電素子の長さとは異なるものとして、所望のリアクタンス可変幅における動作利得を最大化するように構成することができる。

【0026】

また、本発明のアンテナにおいて、当該給電素子にインダクタもしくはコンデンサを接続して、所望のリアクタンス可変幅における動作利得を最大化するように構成することができる。

【0027】

また、本発明のアンテナにおいて、3つのアンテナ素子同士の間隔は、通信に用いる波長の0.04倍であり、3つのアンテナ素子の長さは、当該波長の0.195倍であり、3つのアンテナ素子と地板との間隔は、当該波長の0.045倍であり、3つのアンテナ素子の直径は、当該波長の0.012倍であるように構成することができる。

【発明の効果】

【0028】

本発明によれば、垂直偏波の送受信が可能で、小型にするのに好適なアンテナを提供することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0029】

以下に本発明の一実施形態を説明する。なお、以下に説明する実施形態は説明のための

10

20

30

40

50

ものであり、本発明の範囲を制限するものではない。したがって、当業者であればこれらの各要素もしくは全要素をこれと均等なものに置換した実施形態を採用することが可能であるが、これらの実施形態も本発明の範囲に含まれる。

【実施例 1】

【0030】

図 1 および図 2 は、本実施形態に係るアンテナの概要構成を示す説明図である。以下、これらの図を参照して説明する。

【0031】

アンテナ 101 は、1つの給電素子 102 と、これを挟むように平行に配置されている 2つの無給電素子 103 と、地板 104 と、信号端子 105 と、2つのバラクタ（可変容量ダイオードあるいはバリキャップと呼ばれることもある。）106 とからなる。

10

【0032】

給電素子 102 および無給電素子 103 の概形は、いずれも同型の L 字形で、等間隔に配置されている。L 字形の短辺は、地板 104 にほぼ垂直であり、L 字形の長辺は、地板 104 にほぼ平行である。

【0033】

無給電素子 103 のそれぞれの先端と、給電素子 102 の先端と、は、いずれもバラクタ 106 で接続されている。

【0034】

また、無給電素子 103 のそれぞれの後端と、給電素子 102 の後端と、は、地板 104 に固定されている。無給電素子 103 の後端と地板 104 とが電氣的に接続される態様は、バラクタ 106 が順方向に接続されているか逆方向に接続されているかによって異なる。

20

【0035】

信号端子 105 は、地板 104 と給電素子 102 の後端との間の電位差により、信号を伝達するためのもので、典型的には同軸ケーブル 108 等を経由して RF 信号通信機 109 等に接続される。

【0036】

これらの図に示す例では、給電素子 102、無給電素子 103、バラクタ 106 の概形は、いずれも同じ太さの細長い円柱（丸線）状の形状をしている。したがって、これらを全体で見ると、熊手型、あるいは、E 字形の形状をしていることになる。

30

【0037】

本図では、理解を容易にするため、信号端子 105 を給電素子 102 の後端と地板 104 における給電素子 102 の後端近傍付近から延長した導線の先に配置しているが、その位置は任意であり、たとえば地板 104 の裏側に直接信号端子 105 を配置することもできる。

【0038】

これらの形状は、同じ断面形状の角柱状としたり、導体箔とこれに接続される任意の大きさの電子素子とすることも可能である。これらの実施形態については後述する。

【0039】

図 1 に示す実施例は、バラクタ 106 が逆方向に接続されている態様であり、この場合は、無給電素子 103 の後端と、地板 104 とは、コンデンサ 110 を介して接続される。

40

【0040】

本図では、理解を容易にするため、コンデンサ 110 と地板 104 との距離が離れているように図示しているが、実際には両者がもっと近接するように配置するのが典型的である。

【0041】

なお、近接対向する導体はコンデンサとして機能するので、設計によっては、明示的にコンデンサ 110 を用意しなくとも良い。無給電素子 103 の後端と、地板 104 との間

50

にこれと等価な容量を配置したのと同等の機能を果たすことができるからである。

【 0 0 4 2 】

また、無給電素子 1 0 3 の後端同士には、電圧印加部 1 1 1 と抵抗 1 1 2 により、直流電圧が印加される。

【 0 0 4 3 】

図 2 に示す実施例は、バラクタ 1 0 6 が順方向に接続されている態様であり、この場合は、無給電素子 1 0 3 の後端は、地板 1 0 4 に直接接続される。

【 0 0 4 4 】

この場合は、同軸ケーブル 1 0 8 の軸線（給電素子 1 0 2 に接続されている線）と R F 信号通信機 1 0 9 との間にコンデンサ 1 1 0 が接続されるとともに、同軸ケーブル 1 0 8 の軸線と同軸ケーブル 1 0 8 の被覆（地板 1 0 4 に接続されている被覆）との間は、電圧印加部 1 1 1 と抵抗 1 1 2 が直列に接続されている。

10

【 0 0 4 5 】

図 3、図 4、図 5 は、これらのアンテナの等価回路を示す回路図である。以下、これらの図を参照して説明する。

【 0 0 4 6 】

これらの図においては、図 1、図 2 において図示を省略していた抵抗やコンデンサ、バラクタなどの要素を付加するとともに、さらに、回路の形状から自然に構成される仮想的な等価電子素子についても図示している。また、本願では、「 $\times \times$ 」との表記で、「 $\times \times$ は $\times \times$ より十分に大きい」との意味を表すものとし、「 1 」との表記で、「 1 は十分に大きい値を有する」との意味を表すものとする。

20

【 0 0 4 7 】

図 3 には、図 1 に示すアンテナの等価回路の回路図を示す。本図では、信号端子 1 0 6 から先の同軸ケーブル 1 0 8 および R F 信号通信機 1 0 9 は図示を省略している。

【 0 0 4 8 】

バラクタ 1 0 6（容量 $C_{x_{max}}$ 、 $C_{x_{min}}$ ）は逆方向に接続されており、無給電素子 1 0 3 と地板 1 0 4 との間のコンデンサ 1 1 0（容量 C_1 ）は、直流電流をカットするために挿入されている。

【 0 0 4 9 】

また、電圧印加部 1 1 1（電圧 V_{DC} ）は、信号端子 1 0 5 を介して接続される R F 信号通信機 1 0 9 に基づく R F 信号をカットするために、抵抗 1 1 2（抵抗値 R_1 ）を介して接続される。

30

【 0 0 5 0 】

この態様では、電圧印加部 1 1 1 により印加される電圧 V_{DC} の向きによって、バラクタ 1 0 6 のそれぞれの容量を変化させる。

【 0 0 5 1 】

図 4 には、図 2 に示すアンテナの等価回路の回路図の一例を示す。

【 0 0 5 2 】

バラクタ 1 0 6（容量 $C_{x_{max}}$ 、 $C_{x_{min}}$ ）は順方向に接続されている。

【 0 0 5 3 】

コンデンサ 1 1 0 の両端は、抵抗 1 1 3（抵抗値 R'_1 ）で接続されており、無給電素子 1 0 3 と地板 1 0 4 との間のコンデンサ 1 1 0（容量 C_1 ）は、直流電流をカットするために挿入されている。

40

【 0 0 5 4 】

また、電圧印加部 1 1 1（電圧 V_{DC} ）は、信号端子 1 0 5 を介して接続される R F 信号通信機 1 0 9 に基づく R F 信号をカットするために、抵抗 1 1 2（抵抗値 R_1 ）を介して接続される。

【 0 0 5 5 】

この態様では、電圧印加部 1 1 1 により印加される電圧 V_{DC} の向きによって、バラクタ 1 0 6 のそれぞれの容量を変化させる。また、電圧印加部 1 1 1（電圧 V_{DC} ）は、信号端

50

子105を介して接続することが可能となる。

【0056】

バラクタ106は、印加される直流電圧に対して並列接続となるため、それぞれにコンデンサ114（容量 $C'_{Cx_{max}}$ ）と抵抗113（抵抗値 R'_{1} ）を接続するほか、コンデンサ110（容量 C_{1} ）および抵抗115（抵抗値 R'_{1} ）を用いて直流電流をカットする。

【0057】

また、電圧印加部111（電圧 V_{DC} ）は、信号端子105を介して接続されるRF信号通信機109に基づくRF信号をカットするために、抵抗112（抵抗値 R_{1} ）を介して接続される。

10

【0058】

図5には、図2に示すアンテナの等価回路の回路図（図4に示したもの）の変形例を示す。本実施形態では、コンデンサ114（容量 $C'_{Cx_{max}}$ ）とのかわりに、逆向きにバラクタ116（容量 Cx'_{min} , Cx'_{max} 、ただし $Cx'_{min} < Cx_{max}$ ）を接続している。

【0059】

コンデンサ114（容量 $C'_{Cx_{max}}$ ）やバラクタ116（容量 Cx'_{min} , Cx'_{max} ）は、直流電流をカットするために利用するので、大きな電気容量のものを利用すれば、RF信号周波数においては、ほぼ短絡状態にすることができる。したがって、これらのコンデンサ114やバラクタ116を配置する場所は、アンテナ101の上面など、任意の場所とすることができる。

20

【0060】

たとえば、プリント基板とエッチングを利用した製造技術により、全電子素子を装荷することとすれば、生産効率を高めることができる。

【0061】

図6は、プリント基板の製造技術によって、本発明のアンテナを構成した実施例の概要構成を示す説明図である。

【0062】

プリント基板601の片面の導体箔が地板104となっており、他方の面の導体箔をエッチングにより除去したものが、給電素子102および無給電素子103となっており、先端はバラクタ106で接続されている。なお、本図においては、理解を容易にするため、導体箔の厚さを強調して描いている。

30

【0063】

給電素子102の後端は、スルーホール602を介して同軸ケーブル108の軸線に接続され、無給電素子103の後端は、スルーホール603を介して地板104に接続される。

【0064】

図7は、誘電体の両面に銅箔を形成することで、本発明のアンテナを構成した実施例の概要構成を示す説明図である。

【0065】

本態様は、誘電体共振アンテナの構造に類似するものである。本図においても、銅箔の厚さは強調して表示する。

40

【0066】

高さが低い直方体形状の誘電体701は、の表面に導体箔として銅箔を貼り付ける（エッチングによって形成することとしても良い。）ことによって、給電素子102および無給電素子103を構成している。先端はバラクタ106で接続されている。

【0067】

誘電体701は、導体板（銅板等）である地板104の上に設置され、無給電素子103の後端は地板104に接続される。給電素子102の後端は、同軸ケーブル108の軸線に接続されている。

【0068】

50

さて、これらの実施例において、地板104が無限の広さを有すると過程すると、鏡像による打消効果があるため、アンテナ101を介して垂直偏波の電波のみが送受信されることとなる。

【0069】

地板104の広さが有限となると、入力インピーダンスも変化し、水平偏波成分の放射が現れる。そして、地板104が小さくなればなるほど、地板104の上下方向の水平偏波成分の放射は強くなる。

【0070】

しかしながら、地板104の水平方向への水平偏波の放射はそれほど大きくなり、垂直偏波が主体のままとなる。

10

【0071】

したがって、アンテナ101によれば、地板104がある程度小さくなくても、地板104の水平方向に対する垂直偏波の電波の送受信が可能である。

【0072】

地板104は、製品の筐体そのものを利用することもでき、この場合、偏波を含むアンテナ101の可変特性は、筐体の大きさや形状に依存する。

【0073】

また、地板104の大きさが通信に用いる波長のオーダーとなる場合には、地板104からの放射を考慮する必要もある。

【0074】

20

したがって、筐体を地板104として用いる場合には、製品の全体形状を考慮して設計を行う必要がある。

【0075】

ただし、このような態様を採用した場合であっても、垂直偏波の送受信が可能である、という本発明の特徴は維持される。

【0076】

(設計の一例)

以下では、アンテナ101の詳細な形状や寸法を設計するためのシミュレーション手法について説明する。

【0077】

30

アンテナ特性のシミュレーションには、モーメント法によるシミュレーションソフトウェアNEC(商標)を利用する。

【0078】

一般に、地板に垂直な棒状のアンテナ素子を有するモノポール型アンテナの各素子を折り曲げてL字形にすると、動作利得の変化はさほど大きくはない。たとえば、アンテナ素子の間隔を0.05波長に、長さを0.25波長に、太さを0.01波長にし、給電素子と無給電素子との間のリアクタンス値を $X_1=-20$ 、 $X_2=15$ とした場合、モノポール型アンテナの動作利得は5.21dBiであり、L字形にしても動作利得の低下は0.5dB程度である。

【0079】

40

しかしながら、L字型にした場合には、入力インピーダンス Z_{in} が、(25.75 - j5.51)から、(0.98 - j10.94)へと大きく変化し、特に実部が小さくなるために、整合がとれなくなることがある。

【0080】

そこで、設計の際には、整合回路を別途用意しなくとも良いような諸元を探すことが望ましい。

【0081】

さて、本アンテナでは、リアクタンス値を調整することで指向性を制御するが、両者の関係は非線型であり、また、制御可能なアンテナ特性の取り得る状態も不明であることが多い。したがって、所望のアンテナ特性を実現するリアクタンス値を解析的に求めること

50

は困難である。

【0082】

このため、アンテナ特性を、リアクタンス値から評価関数値を求める評価関数 $f(\cdot)$ で表し、評価関数 $f(\cdot)$ の値が最大化するようなリアクタンス値を最急勾配法を用いることにより、所望のアンテナ特性を実現するリアクタンス値を求める。

【0083】

給電素子102と2つの無給電素子103との間のリアクタンス値をそれぞれ X_1, X_2 とすると、 $m = 1, 2$ について、最急勾配法の繰り返し回数 n 回目のリアクタンス値の推定値 $X_m[n]$ は、以下のような漸化式によって求めることができる。

$$X_m[n+1] = X_m[n] + \mu \{ f(X_m + \Delta X) - f(X_m) \} / \Delta X$$

10

【0084】

ここで、 ΔX は摂動ステップ、 μ はステップサイズである。

【0085】

本実施形態では、放射ビームを形成することとなるので、評価関数 $f(\cdot)$ として利得を用いる。

【0086】

最急勾配法ではリアクタンス値 X_m を微小変化させるごとに、アンテナ特性を計算しなおす必要がある。一方で、モーメント法による解析は計算量が大きいため、アンテナ特性の再計算をできるだけ簡易なものにしたい。

【0087】

20

ところが、アンテナ構造はリアクタンス値に依存しない。アンテナ構造を定数パラメータ(構造パラメータ)として表現することとする。上記のように、アンテナ特性をリアクタンス値 X_m のみを引き数とする関数 $f(\cdot)$ として表現する。

【0088】

たとえば、等価ステアリングベクトルモデルを用いることにより、アンテナ101による遠方電界 $E(\theta, \phi)$ は、以下のように表現することができる。

【0089】

【数1】

$$E(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^M u_m^{(v)}(\theta, \phi) v_m$$

30

【0090】

ここで、 $M = 2$ であり、 $m = 0$ は給電素子102を、 $m = 1, 2$ は無給電素子103を表す。

【0091】

また、 $u_m^{(v)}(\theta, \phi)$ は、 m 番目のアンテナ素子(給電素子102もしくは無給電素子103)のポート電圧として単位電圧を与えたときの電界の方向依存性を表し、 v_m は m 番目のアンテナ素子に対するポート電圧であり、 $Z_{m,n}$ をポート m とポート n の間のインピーダンスとし、給電素子102に対して給電回路(RF信号通信機109に相当するもの)が与える開放電圧 v_s 、給電回路の内部インピーダンス Z_s とすると、以下のような計算が可能である。

40

【0092】

【数2】

$$[v_m] = \begin{bmatrix} v_0 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

50

【 0 0 9 3 】

【数 3】

$$[Z_{m,n}] = \begin{bmatrix} Z_{0,0} & Z_{0,1} & Z_{0,2} \\ Z_{1,0} & Z_{1,1} & Z_{1,2} \\ Z_{2,0} & Z_{2,1} & Z_{2,2} \end{bmatrix}$$

【 0 0 9 4 】

【数 4】

$$[v_m] = [Z_{m,n}] \left([Z_{m,n}] + \begin{bmatrix} Z_s & 0 & 0 \\ 0 & jX_1 & 0 \\ 0 & 0 & jX_2 \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

10

【 0 0 9 5 】

ここで、 $Z_{m,n}$ はリアクタンス X_m に依存しない構造パラメータであるから、 $u_m^{(v)}(\theta, \phi)$ とともに、NECによる繰り返し計算を行う前に一度計算しておけば、あとは定数として扱うことができる。

20

【 0 0 9 6 】

これらに基づけば、絶対利得 G_a は、以下のように計算できる。ここで、 r はアンテナからの距離、 Z_o は自由空間のインピーダンス、 Z_{i_n} は入力インピーダンスを意味する。

【 0 0 9 7 】

【数 5】

$$G_a(\theta, \phi) = \frac{4\pi |E(\theta, \phi) r|^2}{Z_o |v_0|^2 \operatorname{re} \frac{1}{Z_{i_n}}}$$

30

【 0 0 9 8 】

絶対利得 G_a や入力インピーダンス Z_{i_n} は Z_s に依存しないので、上記の計算においては、 $Z_s = 0$ として、計算を簡単にすることができる。

【 0 0 9 9 】

上記のように、外部に整合回路を設置しなくても整合のとれる構造によりコストダウンを図ることとする。したがって、整合特性を含んだ動作利得 G_w を評価関数とする。動作利得 G_w は次式で計算できる。

【 0 1 0 0 】

【数 6】

$$G_w(\theta, \phi) = \frac{G_a(\theta, \phi)}{L_M}$$

40

【 0 1 0 1 】

ここで L_M は不整合損を意味し、反射係数を Γ とすると、以下のように計算することができる。

【 0 1 0 2 】

【数 7】

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_s}{Z_{in} + Z_s}$$

【0103】

【数 8】

$$L_M = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2}$$

10

【0104】

反射係数 と不整合損 L_M の計算では、 Z_s として実際の値を用いる必要があり、同軸ケーブル108をアンテナ101に接続する場合には、 $Z_s = 50$ ということになる。

【0105】

(設計例1)

以下では、モノポール型アンテナに比べて、高さが約3分の1になるようなアンテナを設計してみる。

【0106】

たとえば、自由空間における電波波長を λ とし、

20

給電素子102と無給電素子103との間隔 $d = 0.05 \lambda$;

給電素子102・無給電素子103と、地板104との距離(L字形の短辺の長さ)
 $L = 0.08 \lambda$;

給電素子102・無給電素子103の、地板104に平行な長さ(L字形の長辺の長さ)
 $L = 0.152 \lambda$;

給電素子102・無給電素子103の、線太さ(直径) $W = 0.01 \lambda$

とすると、 $Z_s = 50 \Omega$ とすることができ、整合がとれる。

【0107】

このとき、地板104に平行な水平面において、 $\theta = 90$ 度の方向、すなわち、給電素子102・無給電素子103の配列方向(給電素子102・無給電素子103の長辺に垂直な方向)における動作利得が最大となるように、最急勾配法によりリアクタンスを求めると、

30

$$X_1 = 5001.3 \Omega ;$$

$$X_2 = -4934.3 \Omega$$

となった。

【0108】

図8は、設計例1において、このリアクタンス値を採用し、 θ を変化させたときの動作利得パターンを示すグラフである。

【0109】

本図において、横軸は θ であり、太線は動作利得(整合のとれた4分の1波長モノポール型アンテナに対する相対値)を、細線は位相をそれぞれ表す。また、破線はリアクタンスを X_1 と X_2 とで交換した場合を表す。

40

【0110】

本図によれば、動作利得は、モノポール型アンテナに対して約4.3 dB程度向上している。

【0111】

しかしながら、上記のように、 X_1, X_2 の絶対値が大きい。バラクタ106の特性として、低周波数帯ではリアクタンスの可変幅が広いため、これらの値を実現することは容易である。しかしながら、高周波数帯では、これらの値を実現するための工夫をするか、あるいは、他の値を採用した場合の特性が所望の範囲に入っているかを確認する必要がある。

50

【 0 1 1 2 】

たとえば、バラクタ106として、電気容量が9 p Fから0.7 p Fまで変化するものを採用すると、400 MHz帯におけるリアクタンスの可変幅は約520 であり、1つでは、上記の X_1 、 X_2 は実現できない。

【 0 1 1 3 】

バラクタを直列接続すれば、リアクタンス可変範囲を広げることができるが、制御電圧もその数に相当する分だけ高くしなければならない、という欠点がある。

【 0 1 1 4 】

バラクタ106をインダクタと並列接続すれば可変範囲を広げることができるが、並列共振状態を利用するため、素子の抵抗成分によりリアクタンス値がずれたり、損失が増加したりする欠点がある。

10

【 0 1 1 5 】

そこで、リアクタンス値 X_1 と X_2 の値を変化させた場合の、入力インピーダンス Z_{in} 、電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio) v_{swr} 、不整合損 L_M 、動作利得 (モノポールに対する相対値) G_a をシミュレーションにより求めた。

【 0 1 1 6 】

図9は、設計例1において、リアクタンス値 X_1 と X_2 の値を変化させた場合の、アンテナ特性の上記諸元を表す表である。以下、本図を参照して説明する。

【 0 1 1 7 】

本図に示すように、 X_1 と X_2 の絶対値を小さくすると、動作利得 G_a が低下するとともに、整合が劣化する。

20

【 0 1 1 8 】

もっとも、 $X_1 = 2000$ 、 $X_2 = -2000$ 程度にしても、相対利得は約3 dB程度向上しており、整合も $v_{swr} = 1.64$ 程度で、用途によっては、これで十分な場合もある。

【 0 1 1 9 】

このように、バラクタ106を制御することによって指向性や整合の特性が変化するから、バラクタ106の調整によって、指向性を改善すると同時に、整合を改善することができる。

【 0 1 2 0 】

(設計例2)

以下では、以下では、モノポール型アンテナに比べて、高さが約5分の1になるようなアンテナを設計してみる。

30

【 0 1 2 1 】

自由空間における電波波長を λ に対して、

給電素子102と無給電素子103との間隔 $d = 0.04$;

給電素子102・無給電素子103と、地板104との距離 (L字形の短辺の長さ) $L = 0.045$;

給電素子102・無給電素子103の、地板104に平行な長さ (L字形の長辺の長さ) $L = 0.195$;

給電素子102・無給電素子103の、線太さ (直径) $W = 0.012$

40

とする。

【 0 1 2 2 】

上記設計例と同様にリアクタンス値を求めると、

$X_1 = 1522.2$;

$X_2 = -1436.4$

となった。

【 0 1 2 3 】

図10は、設計例2においてこのリアクタンス値を採用し、 X_1 と X_2 を変化させたときの動作利得パターンを示すグラフである。

【 0 1 2 4 】

50

この結果を見ると、動作利得は、モノポールより約0.9 dB大きくなるのが分かる。

【0125】

図11は、設計例2において、リアクタンス値 X_1 と X_2 の値を変化させた場合の、アンテナ特性を表す表である。

【0126】

本図によれば、リアクタンス値を変化させたとしても、 v_{swr} 3となっており、この程度の整合が実現されていることがわかる。

【0127】

また、直流電圧の向きを変えれば、利得は低いものの、指向性ダイバーシティ効果が得られることがわかる。

10

【0128】

設計例1、設計例2において、リアクタンス値 X_1 、 X_2 を交換した場合の相関係数の自乗値は、それぞれ、0.162、0.748であり、位相パターンは給電素子102（給電ポート）に対して対称に切り換わっている。

【0129】

このような特性は、モノポールから構成される電子走査導波器アレーアンテナとは異なる。むしろ、ループから構成されるRF-Feeder and DC-control Line Sharing Frequency Controllable Loopアンテナ（[非特許文献3]）に類似するものである。

【0130】

20

（電流分布）

以下では、上記の設計例1（モノポールの約3分の1の高さ）、設計例2（モノポールの約5分の1の高さ）において利得最大としたときの、アンテナ素子のL字形の短辺（地板104に垂直な部分）に流れる電流分布の振幅と位相とを、給電素子102と無給電素子103とで対比する。

【0131】

図12は、アンテナ素子（給電素子102、無給電素子103）の地板104に垂直な部分における電流の振幅と位相の分布を示すグラフである。以下、本図を参照して説明する。

【0132】

30

本図（a）は、設計例1（モノポールの約3分の1の高さ）に対するものであり、本図（b）は、設計例2（モノポールの約5分の1の高さ）に対するものである。

【0133】

電流の振幅を見ると、給電素子102に流れる電流は、いずれの場合においても、無給電素子103に流れる電流よりも大きいことがわかる。

【0134】

また、本図（a）の場合には、2つの無給電素子103に流れる電流の大きさはほぼ等しく、位相差はほぼ180度である。

【0135】

給電部があるモノポール部に比べ、両側のモノポール部に大きな電流が流れていることが分かる。

40

【0136】

これらの特性は小径電子走査導波器アレーアンテナ（[非特許文献2]）と同様であり、エンドファイア形の励振によりビームが形成されていることが分かる。

【0137】

また、電流の振幅と位相から、いずれの場合も、2つの無給電素子103を含むループを回るような電流が流れていることがわかる。

【実施例2】

【0138】

上記設計例2を採用した場合、対応するモノポール型アンテナ以上の動作利得を持った

50

めには、リアクタンス可変幅は2000程度が必要となる(図11参照)。

【0139】

たとえば、容量可変範囲が9pFから0.7pFまで変化するバラクタを用いた場合、400MHz帯におけるリアクタンス可変幅は約520となるから、2000のリアクタンス可変幅を実現するためには、バラクタを4個直列接続することとなる。

【0140】

以下では、バラクタの直列数を2個(リアクタンス可変幅は約1000)としたときに、得られる利得がどの程度となるかを調べる。

【0141】

このとき、整合を改善しやすくするために、給電素子102の途中にインダクタやコンデンサをリアクタとして接続するものとする。

【0142】

図13は、給電素子102の途中にリアクタを挿入する様子を示す説明図である。以下、本図を参照して説明する。

【0143】

リアクタ801は、給電素子102の途中に挿入されるが、これは、無給電素子103と給電素子102との間にバラクタ106を接続するのと同様の技術によって実現することができる。

【0144】

そして、リアクタ801のリアクタンス値 X_0 の候補を選択する。それぞれに対して動作利得が大きくなるような給電素子102内におけるリアクタ801の場所をモーメント法によるシミュレーションによって決定して、好適なリアクタンス値 X_0 と場所を決定すれば良い。

【0145】

リアクタ801を配置する場所は、給電素子102のL字形の角から先端へ向かう方向の距離 L_0 によって表現する。ある設計例では、 $L_0 = 0.7L_1$ となった。

【0146】

さらに、動作利得が大きくなるような L_1 の候補を複数モーメント法で求め、その候補の中から、 X_0 の選択によって整合が改善するようなものを選択するのである。当該設計例では、 $L_1 = 0.210$ としたときが最適である。

【0147】

次に、 X_1 と X_2 のリアクタンス可変幅を1000に固定して、整合がとれる X_0 の値と動作利得とを、最急勾配法で求める。この場合、最急勾配法における変数に X_0 が追加されることになる。さらに、可変幅を一定としたまま可変範囲を変更して、動作利得が最高となるリアクタンス可変範囲を求める。

【0148】

当該設計例では、

$$X_1 = 943.5 \quad ;$$

$$X_2 = -56.5 \quad ;$$

$$X_0 = 411.22$$

が最適で、そのときの整合は $v_{swr} = 1.33$ であり、動作利得は、モノポール型アンテナに対する相対値で $G_w = 0.51\text{dBm}$ となった。

【0149】

図14は、この設計例における動作利得のパターンを示すグラフである。以下、本図を参照して説明する。

【0150】

本図に示すように、リアクタンス可変幅を設計例2の約3分の1にしたにもかかわらず、リアクタ801の装荷によって、同等の動作利得が得られている。

【0151】

またこのときの、 X_1 と X_2 の交換による相関係数自乗値は0.50であり、ダイバーシテ

10

20

30

40

50

イ効果も有する。

【0152】

なお、本実施例では、リアクタ801のリアクタンス値 X_0 と、装荷位置 L_0 を調整することとしたが、このほかの手法として、リアクタ801を追加せずに、給電素子102の長さ L を変更することによって、調整することも可能である。この場合も、上記と同様の設計プロセスを採用することができる。

【産業上の利用可能性】

【0153】

以上説明したように、本発明によれば、垂直偏波の送受信が可能で、小型にするのに好適なアンテナを提供することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0154】

【図1】本発明の実施形態の一つに係るバラクタを逆方向に接続したアンテナの概要構成を示す説明図である。

【図2】本発明の実施形態の一つに係るバラクタを順方向に接続したアンテナの概要構成を示す説明図である。

【図3】アンテナの等価回路の回路図の一例を示す。

【図4】アンテナの等価回路の回路図の一例を示す。

【図5】アンテナの等価回路の回路図の変形例を示す。

【図6】プリント基板の製造技術によって、本発明のアンテナを構成した実施例の概要構成を示す説明図である。

20

【図7】誘電体の両面に銅箔を形成することで、本発明のアンテナを構成した実施例の概要構成を示す説明図である。

【図8】設計例1において、このリアクタンス値を採用し、 θ を変化させたときの動作利得パターンを示すグラフである。

【図9】設計例1において、リアクタンス値 X_1 と X_2 の値を変化させた場合の、アンテナ特性の上記諸元を表す表である。

【図10】設計例2においてこのリアクタンス値を採用し、 θ を変化させたときの動作利得パターンを示すグラフである。

【図11】設計例2において、リアクタンス値 X_1 と X_2 の値を変化させた場合の、アンテナ特性を表す表である。

30

【図12】アンテナ素子の地板に垂直な部分における電流の振幅と位相の分布を示すグラフである。

【図13】給電素子の途中にリアクタを挿入する様子を示す説明図である。

【図14】リアクタ装荷の設計例における動作利得のパターンを示すグラフである。

【符号の説明】

【0155】

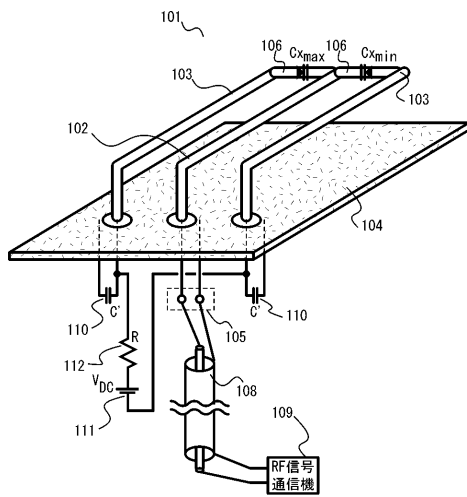
- 101 アンテナ
- 102 給電素子
- 103 無給電素子
- 104 地板
- 105 信号端子
- 106 バラクタ
- 108 同軸ケーブル
- 109 RF信号通信機
- 110 コンデンサ
- 111 電圧印加部
- 112 抵抗
- 113 抵抗
- 114 コンデンサ

40

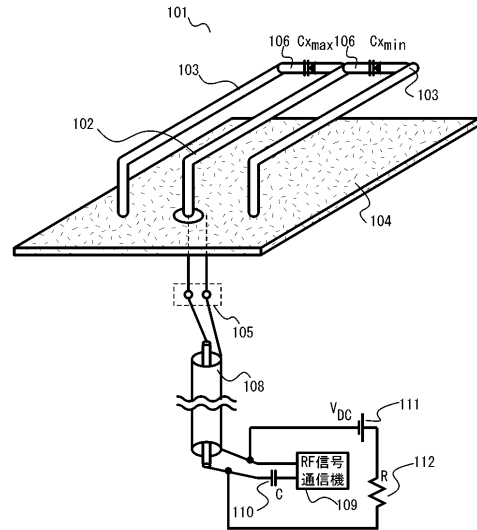
50

- 1 1 5 抵抗
- 1 1 6 バラクタ
- 6 0 1 プリント基板
- 6 0 2 スルーホール
- 6 0 3 スルーホール
- 7 0 1 誘電体
- 8 0 1 リアクタ

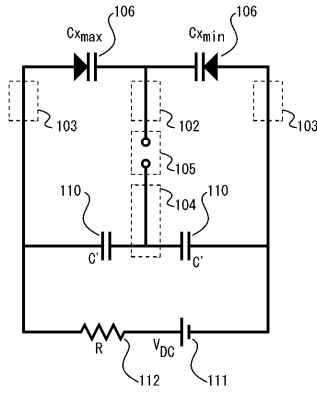
【図1】



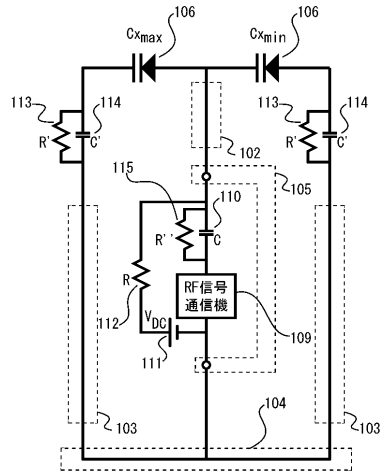
【図2】



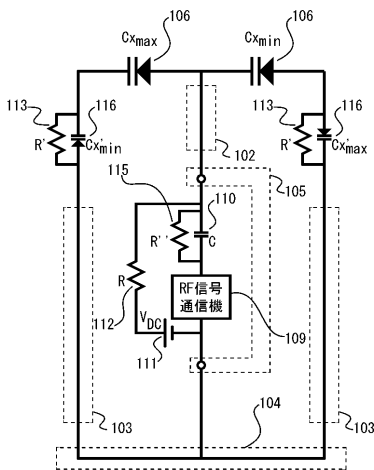
【 図 3 】



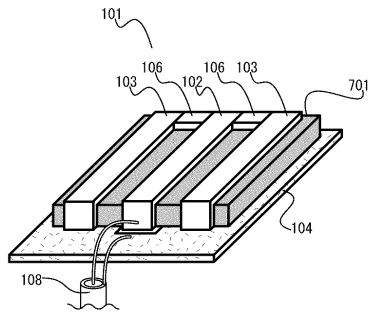
【 図 4 】



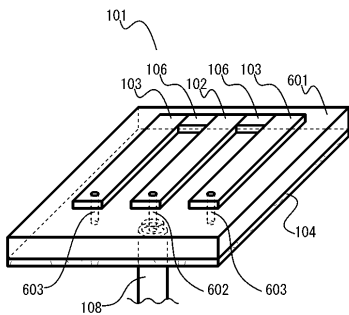
【 図 5 】



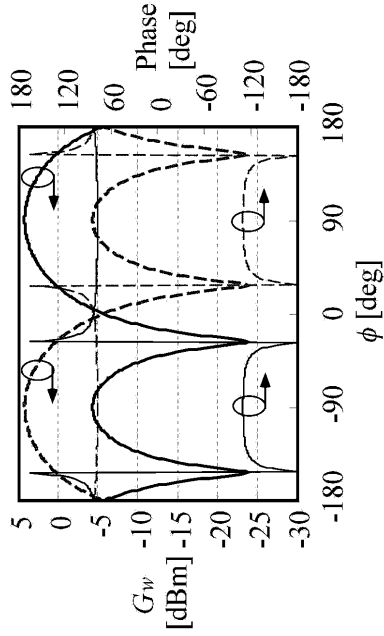
【 図 7 】



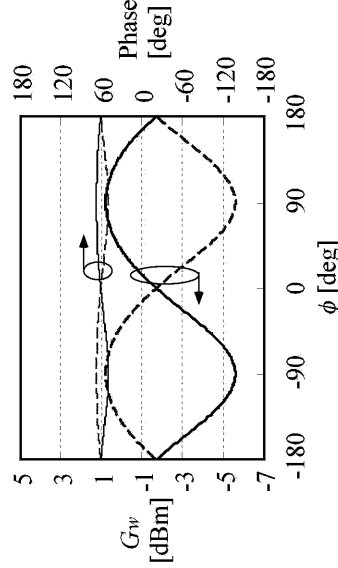
【 図 6 】



【 図 8 】



【 図 10 】



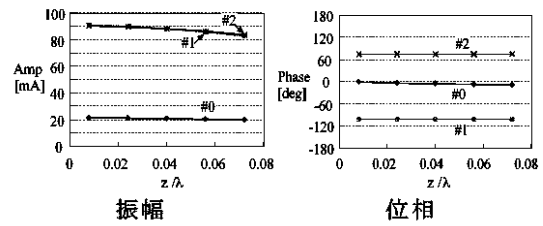
【 図 9 】

X_1 [Ω]	X_2 [Ω]	Z_m		vswr	L_M [dB]	G_a [dBm]
		R_m [Ω]	X_m [Ω]			
5001.3	-4934.3	47.28	0.12	1.06	0.00369	4.32
5000	-5000	47.45	1.32	1.06	0.00369	4.32
4000	-4000	62.23	-0.45	1.24	0.0501	4.17
3000	-3000	81.97	-1.68	1.64	0.263	3.8
2000	-2000	105.68	-1.46	2.11	0.592	3.02
1000	-1000	127.52	0.40	2.55	0.919	1.48
500	-500	134.40	1.31	2.69	1.022	0.26
0	0	136.85	1.68	2.74	1.022	-1.38

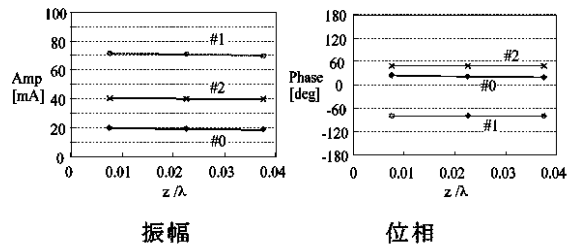
【 図 11 】

X_1 [Ω]	X_2 [Ω]	Z_m		vswr	L_M [dB]	G_a [dBm]
		R_m [Ω]	X_m [Ω]			
1522.2	-1436.4	45.33	-21.21	1.57	0.22	1.12
1500	-1500	48.01	-19.77	1.50	0.18	1.01
1000	-1000	65.09	7.33	1.34	0.09	0.16
0	0	48.58	-21.72	1.55	0.21	-0.39
500	-500	60.11	26.08	2.86	1.15	-0.88
500	0	110.26	24.70	2.34	0.76	-1.01
0	-500	42.16	39.10	2.32	0.75	-1.16
0	0	56.62	30.64	1.79	0.30	-1.54

【 図 12 】

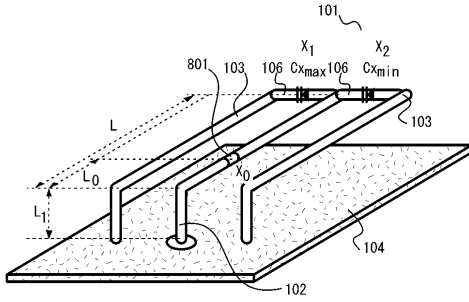


(a) モノポールの約 3 分の 1 の高さの場合
 $(L=0.08\lambda, L_1=0.152\lambda, d=0.05\lambda, W=0.01\lambda,$
 $X_1=5001.3\Omega, X_2=-4829.7\Omega)$

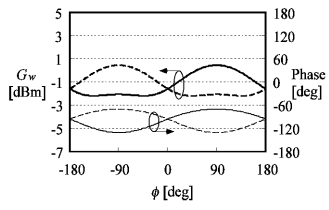


(b) モノポールの約 5 分の 1 の高さの場合
 $(L=0.045\lambda, L_1=0.195\lambda, d=0.04\lambda, W=0.012\lambda,$
 $X_1=1522.2\Omega, X_2=-1436.4\Omega)$

【 図 1 3 】



【 図 1 4 】



リアクタンス可変幅を 1000 Ω として設計した
場合の動作利得パターン
($X_1=943.5 \Omega$, $X_2=-56.5 \Omega$, $X_0=411.22 \Omega$)

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2006-180225(JP,A)
特開2005-252406(JP,A)
特開平11-274843(JP,A)
特開2006-005645(JP,A)
実開昭56-160015(JP,U)
特開2006-005756(JP,A)
特開2003-134011(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q 25/00
H01Q 1/38
H01Q 7/00
H01Q 9/14
H01Q 9/42