(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4176160号
(P4176160)

(45)発行日　平成20年11月5日(2008.11.5)　(24)登録日　平成20年8月29日(2008.8.29)

(51)Int.Cl.　　F I
H01P 7/06 (2006.01)　　H01P 7/06
H01P 11/00 (2006.01)　　H01P 11/00　H

請求項の数 5　(全 23 頁)

(21)出願番号　特願平7-221914
(22)出願日　平成7年8月30日(1995.8.30)
(65)公開番号　特開平8-116204
(43)公開日　平成8年5月7日(1996.5.7)
審査請求日　平成14年8月22日(2002.8.22)
審判番号　不服2006-1116(P2006-1116/J1)
審判請求日　平成18年1月17日(2006.1.17)
(31)優先権主張番号　315-281
(32)優先日　平成6年9月29日(1994.9.29)
(33)優先権主張国　米国(US)

(73)特許権者　399117121
アジレント・テクノロジーズ・インク
ＡＧＩＬＥＮＴ　ＴＥＣＨＮＯＬＯＧＩＥＳ，　ＩＮＣ．
アメリカ合衆国カリフォルニア州サンタクララ　スティーブンス・クリーク・ブールバード　５３０１
(74)代理人　100099623
弁理士　奥山　尚一
(72)発明者　カート・エイ・フロリー
アメリカ合衆国カリフォルニア州ロスアルトス　レイマンド・アヴェニュー　７７４
(72)発明者　ロバート・シー・テイバー
アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト　キップリング・ストリート　３２８
最終頁に続く

(54)【発明の名称】マイクロ波共振器

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

互いに直交する３次元の広がりを有する第１マイクロ波共振空胴部と、

前記第１マイクロ波共振空胴部の３次元の広がりのほとんどを囲いで仕切る低損失誘電体部と、を有し、

前記第１マイクロ波共振空胴部は、マイクロ波共振モードの電界がゼロの点（以下、「モード電界ゼロ点」という）を複数有する当該マイクロ波共振モードを持続させるものであり、かつ前記第１マイクロ波共振空胴部の３次元の広がりは前記モード電界ゼロ点の近傍まで延び、

前記低損失誘電体部が内側表面を有し、かつ、前記内側表面が前記モード電界ゼロ点の近傍に位置していることを特徴とするマイクロ波共振器。

【請求項２】

金属ハウジングが前記誘電体部を実質密閉しており、かつ前記金属ハウジングは、前記誘電体部の内側表面が前記モード電界ゼロ点に最も近くに位置するように、前記誘電体部から十分に離間されていることを特徴とする請求項１記載のマイクロ波共振器。

【請求項３】

前記誘電体部が、前記誘電体部の第１端部の近くに配置された第１誘電プレート部と、前記誘電体部の他端部の近くに配置された第２誘電プレート部と、かつ、前記第１端部と前記他端部の間で延設している誘電体管部と、を含むものであることを特徴とする請求項１記載のマイクロ波共振器。

【請求項４】
前記第１マイクロ波共振空胴部と前記誘電体部とは、マイクロ波共振モードを持続させるものであり、かつ、前記誘電体部の前記誘電体管部は、２πと前記誘電体における共振モードの半径方向の波数との比率の１／４の整数倍にほぼ等しい厚み寸法を持つ管壁を含んでいることを特徴とする請求項３記載のマイクロ波共振器。
【請求項５】
前記低損失誘電体部が第１の誘電体管部を囲い、かつ、さらに、前記誘電体部の前記第１の誘電体管部に近接して同心配置された第２の誘電体管部をも囲っていることを特徴とする請求項１記載のマイクロ波共振器。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
本発明は、電子オシレータに用いられるコンポーネントに関するものであり、特に、マイクロ波共振器に関するものである。
【０００２】
【従来の技術】
衛星通信装置およびレーダ（RADAR ）装置のようなマイクロ波装置は、軍用だけでなく、商用においても、情報の便利かつ正確な収集およびび伝送方法を提供する。例えば、衛星通信装置は、マイクロ波を利用して、世界中に、電話、データ、および、ビデオ情報の数千のチャネルの経路指定を行う。もう１つの例として、レーダ装置は、多忙な空港にとって便利かつ正確な、航空交通に関するデータ収集方法を提供する。これらの装置のそれぞれにおける核心をなすのが、単一のマイクロ波周波数の純粋な信号を発生するマイクロ波共振器であり、この信号は、さらに、情報の送受信を行うための追加電子装置に関して利用される。パワー損失の少ないマイクロ波共振器を製造することによって、感度が良くなるので、最新のレーダ装置であれば、多数のより小型の航空機を検出することが可能である。こうした最新のレーダ装置は、現在では、空港の安全性を高め、旅客機の乗客の危険を低下させることが立証されている。さらに、パワー損失の少ないマイクロ波共振器は、より低いパワー・レベルで、より多数のチャネルを利用することにより、衛星装置の費用の節約を可能にする。
【０００３】
長年にわたって、伝統的な金属空胴が、マイクロ波共振器として利用されてきた。こうした装置のパワー損失は、金属空胴のエンクロージャ壁内における共振モードの付随するシールド電流が被る抵抗損によって生じるものである。マイクロ波共振器における損失を表す性能指数は、Ｑとして知られ、共振器のマイクロ波周波数×共振器に蓄えられたマイクロ波エネルギと共振器における平均マイクロ波パワー損失の比と定義される。伝統的な金属空胴のＱは、「Electronics Letters（エレクトロニクス・レター）」Ｖｏｌ．３０Ｎｏ．５，ｐｐ４１９および４２０におけるComete（コムテ）他による「New concept for low -loss microwave devices （低損失マイクロ波装置に関する新概念）」に教示のように、Ｑの改善案に誘電材料を用いることによって、かなり増大させることが可能である。
【０００４】
【発明が解決しようとする課題】
図１５～図１８には、先行技術による教示のいくつかが示されている。例えば、図１５に示すように、直径Ｄが４２ミリメートルで、高さＨが１５ミリメートルの、空気を充填した従来の金属空胴が、１３．２０ギガヘルツのマイクロ波周波数で共振する。Comete他によれば、この従来の金属空胴のＱは、１５，１２０である。Comete他の教示に基づいて従来の金属空胴を修正することによって、１３．２２ギガヘルツのほぼ同じマイクロ波周波数で、２６，２００のかなり高いＱを得ることができる。特に、図１６に示すように、図１５の従来の金属空胴は、Comete他の教示を利用し、空胴の上部と底部に、それぞれ、誘電率の高い（以下、適宜高ｅｐｓという）誘電材料による２つのプレートを、その間の距

離が図１５のマイクロ波共振空胴の高さＨと同じになるようにして、導入することによって修正される。図１６に示す金属空胴の直径Ｄは、図１５の金属空胴の直径Ｄと同じである。Comete他によれば、プレートの誘電率の高い（高ｅｐｓ）誘電材料は、誘電率が３６である。特に留意すべきは、Comete他によれば、プレートの高ｅｐｓ材料は、無損失が特徴ということであるが、やはり、Comete他の教示によれば、誘電正接が３．３×１０$^{-4}$であり、これは、比較的高い誘電正接であるという点である。

【０００５】

図１７に示すように、Comete他の教示によるもう１つの実施例があるが、この場合、従来の金属空胴は、マイクロ波共振空洞内に中空の誘電パイプを導入することによって修正され、中空の誘電パイプの直径Ｄは、図示のように、図１５の金属空胴の直径と同じである。図１７に示す金属空胴の高さＨは、図１５の金属空胴の高さと同じである。Comete他による論文の４２０ページにおける最初の全パラグラフによれば、図１７に示すように修正された従来の金属空胴によって、Ｑの利得が得られない場合、それは、所与の例において、直径と高さの比Ｄ／Ｈが、あまりに高すぎて、側面にあまり金属損失が生じないためである。Comete他の示唆するところでは、この直径対高さの比Ｄ／Ｈを最適化することによって、より良好な結果を得ることが可能ということである。Comete他は、空気を充填した誘電率の高い（高ｅｐｓ）誘電導波管を表した、図１８に再度示すように、誘電率の高い（高ｅｐｓ）誘導体の利用を一貫して教示している。あいにく、既知の誘電率の高い（高ｅｐｓ）誘導材料の選択は、Comete他によって教示の材料のような、比較的誘電正接の高い材料に制限されるのが普通である。

【０００６】

１９９４年3月１４日の「Applied Physics Letters （アプライド・フイジックス・レエターズ）ｐｐ１４５１－１４５３におけるMaggiore（マギオレ）他による「Low-Loss Microwave Cavity Using Layerd-Dielectric Materials （層状誘電体材料を使用する低損失マイクロ波空胴」に記載のような他の既知の案では、より複雑な共振器設計を利用して、制限のあるＱの改善が行われる。Maggioreによる論文の１４５２ページの最後のパラグラフに解説のように、設計に多くの誘電プレートが含まれている場合、空胴のＱが飽和し、Ｑの改善が制限されることになる。

【０００７】

先行技術の教示によれば、Ｑがある程度改善されるが、必要とされるのは、先行技術において既知のものよりもはるかにＱの高いマイクロ波共振器を提供するための単純化された装置および設計方法である。

【０００８】

本発明の目的は、Ｑの高いマイクロ波共振器を提供するための単純化されたマイクロ波共振器を提供することにある。本発明の教示を利用すれば、先行技術において既知のものよりはるかに高いＱが得られる。

【０００９】

【課題を解決するための手段】

要するに、概略的にしていえば、本発明の装置は、３つの互いに直交する次元を有するマイクロ波共振空胴と、マイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する低損失の誘電体から構成される。先行技術の共振器の場合、金属空胴のエンクロージャ壁内において共振モードの付随するシールド電流が被る抵抗損失によって、かなりのパワー損失が生じることになる。既知のＱ改善案では、せいぜい、部分的な解決しか得られない。既知の案の場合、金属空胴内において誘電構造を利用するにもかかわらず、マイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する誘電構造は得られない。

【００１０】

共振構造について実現可能な最終的なＱは、誘電体材料の誘電正接によって決まるものと理論化される。先行技術の教示のいくつかとは逆に、一般に、誘電率が３６といった、誘電率の高い（高ｅｐｓ）誘電体は、３．３×１０$^{-4}$といった、比較的高い誘電正接を示すので、こうした誘電体を用いるのは望ましくない。先行技術の共振器よりもはるかに高い

Ｑを得るためには、本発明の誘電体材料は、３．３×１０$^{-4}$より低い誘電正接を有するものが望ましい。例えば、単結晶サファイアまたは水晶といった材料には、極めて低い誘電正接が見受けられる。一般に、こうした誘電正接の低い材料は、例えば、３６未満のように、誘電率も低い（低ｅｐｓ）。性能は、誘電体を低温まで冷却することによって、さらに高められる。しかし、本発明の教示を利用すれば、室温においても、途方もなく高いＱの、予期しない優れた結果が得られる。

【００１１】

本発明のマイクロ波共振器の場合、マイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの　共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理によれば、低損失の誘電体の内表面が、モード電界がゼロの位置に配置される。本発明の好適な実施例の場合、さらに、内表面が誘電体をほぼ密閉する金属ハウジングが設けられている。もちろん、金属ハウジングによって課せられる境界条件のため、金属ハウジングの内表面には、ゼロのモード電界が追加される。しかし、本発明の場合、金属ハウジングの内表面は、誘電体の内表面から十分に間隔があいているので、モード電界ゼロの位置は、誘電体の内表面に維持される。

【００１２】

Ｑをさらに高めるため、本発明のマイクロ波共振器には、低損失の誘電体がマイクロ波共振空胴のそれぞれをほぼ密閉するように配列された、複数のマイクロ波共振空胴を設けることが望ましい。実施例によっては、マイクロ波共振空胴は、同心をなすように構成される。低損失の誘電体は、複数のマイクロ波共振空胴をほぼ形成する複数の内表面を備えている。複数のマイクロ波共振空胴が、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理によれば、低損失の誘電体の内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。

【００１３】

本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法には、マイクロ波共振空胴の共振モード周波数および高さ寸法の選択が含まれる。この方法には、さらに、マイクロ波共振空胴の半径に沿った半径方向のベッセル関数の解を拡張し、共振モードのマイクロ波の半径方向における電界がゼロの位置を確認し、電界がゼロの半径方向位置に同心の誘電管部分をほぼ位置決めすることが含まれる。同様に、本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法には、空胴の対称軸に沿って空胴の調和関数の解を拡張し、共振モードのマイクロ波について、電界がゼロの軸方向位置を求め、電界がゼロの軸方向位置に誘電プレートをほぼ位置決めすることが含まれる。

【００１４】

本発明の他の態様および利点については、添付の図面に関して記載の本発明の原理を例示した下記の詳細な説明から明らかになるであろう。

【００１５】

【発明の実施の形態】

図１、図２、および図３には、３つの互いに直交した次元を有するマイクロ波共振空胴２０１と、マイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する低損失の誘電体２０３を具備する、本発明の好適なマイクロ波共振器のさまざまな図が示されている。例示だけを目的として、空胴の互いに直交した３つの次元を示唆するため、Ｘ、Ｙ、および、Ｚ、直角座標軸が描かれている。もちろん、空胴の３次元は、互いに直交したままであり、３次元の並進とは関係なく、誘電体によってほぼ密閉される。もう１つの基準として、高さ成分ｚ、半径成分ρ、および、角成分φを有する円柱座標系の軸も描かれている。

【００１６】

図１は、誘電体２０３を明らかにするために切り欠いた、好適な金属ハウジング２０５を示す透視図である。図１、図２、および図３に示す好適な実施例の場合、誘電体２０３には、中空のスプール形状部材が含まれている。中空のスプール（巻き枠）形状部材には、第１と第２の誘電プレート部分間に延びる中空の誘電管部分が含まれている。誘電体のプレート部分と管部分は、別個に機械加工することが望ましい。管部分は、セグメントをなすように機械加工し、その後、プレート部分とスタックして、誘電体を完成する。

【００１７】
マイクロ波共振器について得ることが可能な最終的なＱは、誘電体の誘電材料の誘電正接によって決まるものと理論化される。誘電体の誘電材料は、低損失であることが、すなわち、誘電正接が、比較的高い誘電正接である３．３×１０$^{-4}$よりも低いことが望ましい。例えば、単結晶サファイアまたは水晶のような材料には、極めて低い誘電正接が見受けられる。単結晶サファイアの誘電正接は、１３．２ギガヘルツの周波数、および、３００°Ｋの温度で、約９．７×１０$^{-6}$である。単結晶サファイアは、また、約９．４の比較的低い誘電率を示す。
【００１８】
図２は、誘電体２０３によってほぼ密閉されたマイクロ波共振空胴２０１を明らかにした縦断面図である。図３は、誘電体２０３によってほぼ密閉されたマイクロ波共振空胴２０１をさらに明らかにする横断面図である。モードの縮退を助けるため、マイクロ波共振空胴は、ほぼ円筒状であることが望ましい。しかし、理解しておくべきは、球形または矩形といった他の形状の空胴で本発明を実施しても、有効な結果が得られるので、本発明は、円筒状のマイクロ波共振空胴に限定されるわけではないということである。
【００１９】
本発明の好適な実施例には、さらに、誘電体をほぼ密閉する内表面を備える、図１に切り欠いて示された、金属ハウジングが設けられている。金属ハウジングの内表面は、誘電体の内表面から十分に間隔をあけて配置されているので、モード電界がゼロの位置が誘電体の内表面に維持される。従って、金属ハウジングは、誘電体の内表面より大きくなるようにした、円筒形状が望ましい。
【００２０】
好適な実施例が、図１、図２、および図３に示されているが、一般に、多次元である本発明のマイクロ波共振器については、さまざまな多岐にわたる幾何学形状の可能性がある。Ｑをさらに高くするため、本発明の他の好適な実施例には、低損失の誘電体によって、マイクロ波共振空胴のそれぞれがほぼ密閉されるように構成された、複数のマイクロ波共振空胴が設けられている。実施例には、マイクロ波共振空胴が同心をなすように構成されるものもある。低損失の誘電体は、複数のマイクロ波共振空胴をほぼ形成する複数の内表面を備えている。複数のマイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理によれば、低損失の誘電体の内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。
【００２１】
任意の次元および誘電体配置に関するモードおよび付随する損失特性をやみくもに計算するのではなく、本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法では、可能性のある幾何学形状を制限するための適度に単純な設計規則が提供される。さらに詳細に後述するように、固有関数の解の近似因数分解ができることによって、設計規則を導き出すことが可能になり、これによって、本発明のマイクロ波共振器の管部分およびプレートに関係なく、いくつかの一般的な設計上の制約を課すことが可能になる。
【００２２】
一般に、マックスウェル（Maxwell's ）の式が、均一な材料特性の部分領域に制限される場合、また、その解が高調波時間依存性を有するものと仮定すると、電界および磁界の全成分が、下記の（１）式の電磁界式を満たさなければならない。
【００２３】
【数１】

$$(\nabla^2 + \mu\varepsilon\omega^2)\begin{bmatrix} \vec{E} \\ \vec{B} \end{bmatrix} = 0 \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

【００２４】
ここで、∇^2 は、ラプラス演算子であり、μは、部分領域の透磁率であり、εは、部分領

域の絶対誘電率であり、ωは、高調波角周波数であり、Ｅは、電界であり、Ｂは、磁界である。

【００２５】

本論考のため、高さ成分ｚ、半径成分ρ、および、方位角成分φを備えた円柱座標系が利用される。ただし、当業者には明らかなように、この論考は、一般に、他の座標系にも適用可能である。電磁界に関する方位角依存性がないと仮定し、任意のε0 が真空の誘電率である場合、円柱座標におけるマックスウェルの式によって、透磁率μ_0 および相対誘電率ε_r の領域内における個々の電磁界成分に関する下記の（２）式～（７）式の関係が得られる。

【００２６】

【数２】

$$(\partial B_\rho / \partial Z) + i\omega\varepsilon_0\mu_0\varepsilon_r E\phi = (\partial B_z / \partial \rho) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (2)$$

【００２７】

【数３】

$$(\partial E\phi / \partial Z) + i\omega B\rho = 0 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (3)$$

【００２８】

【数４】

$$E\phi + \rho(\partial E\phi / \partial \rho) = i\omega\rho B_z \quad \cdots\cdots\cdots (4)$$

【００２９】

【数５】

$$(\partial B\phi / \partial Z) - i\omega\varepsilon_0\mu_0\varepsilon_r E\rho = 0 \quad \cdots\cdots (5)$$

【００３０】

【数６】

$$E\phi + \rho(\partial B\phi / \partial \rho) = -i\omega\varepsilon_0\mu_0\varepsilon_r \rho E_z \quad \cdots (6)$$

【００３１】

【数７】

$$(\partial E\rho / \partial Z) - i\omega B\phi = (\partial E_z / \partial \rho) \quad \cdots\cdots (7)$$

【００３２】

留意すべきは、ここに書かれたように、電磁界成分Ｂρ、Ｂｚ、Ｅφは、上記仮定条件に関して、Ｂφ、Ｅρ、Ez から切り離されて、それぞれ、通常のＴＥ（Transverse Electric ）およびＴＭ（Transverse Magnetic ）モード表示になるということである。さらに留意すべきは、上記式を利用することにより、ＴＥ電界は、Bz 成分から導き出すことができ、ＴＭ磁界は、Ez から導き出すことができるということである。

【００３３】

次に、論考をＴＥモード、および、前述の１つ以上の誘電体の誘電プレートおよび管部分に限定すると、決定式は、次の（８）式のようになる。

【００３４】

【数８】

$$\{\nabla^2 + \varepsilon_r(\rho, Z)\omega^2 / C^2\} B_z(\rho, Z) = 0 \quad \cdots (8)$$

【００３５】

ここで、誘電関数は次の（９）式で与えられる。

【００３６】

【数９】

$$\varepsilon_r(\rho, Z) = 1 + (\varepsilon_d - 1)\left[f_1(\rho) + f_2(Z) - f_1(\rho) f_2(Z)\right] \quad \cdots\cdots\cdots (9)$$

【００３７】

この（９）式のf_1は、誘電管部分内部のρに関する値が１で、それ以外は０であり、f_2は、誘電プレート部分内部のｚに関する値が１で、それ以外は０であり、ε_dは、単結晶サファイアが望ましい誘電材料の相対誘電率である。留意すべきは、この偏微分方程式は、誘電関数に関する式における積の項f_1, f_2のため、分離することはできないという点である。

【００３８】

本発明の理論的に重要な原理は、f_1およびf_2が、それぞれ、ρおよびｚのごく狭い範囲において非ゼロになるだけであり、従って、積の項f_1、f_2は、装置の固有モードの計算におけるごく良好な近似値にとては無視することが可能ということである。この近似値の有効性は、後に記載の摂動計算によって実証される。従って、この近似値を利用すると、誘電関数における積の項は無視されるので、偏微分方程式は、分離可能になり、次の（１０）式、（１１）式の形をとる。

【００３９】

【数１０】

$$\left[\left(d^2/d\rho^2\right) + (1/\rho)(d/d\rho) + K_0^2\left\{1 + (\varepsilon_d - 1) f_1(\rho) - \lambda\right] R(\rho) = 0 \quad \cdots\cdots\cdots (10)$$

【００４０】

【数１１】

$$\left[\left(d^2/dZ^2\right) + K_0^2(\varepsilon_d - 1) f_2(Z) + \lambda\right] Z(z) = 0 \quad \cdots\cdots\cdots (11)$$

【００４１】

ここで、λは、求めるべき分離定数であり、$k_0 = \omega/c$（ここで、ｃは、光速）、Bz（ρ，ｚ）は、ρおよびｚの関数の積として、別個に分離される、R（ρ）Z（ｚ）。これらの式は、均一な誘電定数の各領域毎に次の（１２）式～（１５）式により解かれる。

【００４２】

【数１２】

$$R_n(\rho) = A_n J_0\left(\sqrt{\lambda_n}\rho\right) + B_n Y_0\left(\sqrt{\lambda_n}\rho\right) \quad \cdots\cdots\cdots (12)$$

【００４３】

【数１３】

$$Z_n(Z) = C_n \cos\left(\sqrt{\eta_n}Z\right) + D_n \sin\left(\sqrt{\eta_n}Z\right) \quad \cdots\cdots\cdots (13)$$

【００４４】

【数１４】

$$\lambda_n = K_0^2\left\{1 + (\varepsilon_d - 1) f_1(\rho)\right\} - \lambda \quad \cdots\cdots\cdots (14)$$

【００４５】

【数１５】

$$\eta_n = K_0^2 (\varepsilon_d - 1) f_2 (Z) + \lambda \cdots\cdots\cdots (15)$$

【００４６】

ここで、「ｎ」は、特定の幾何学領域を表している。全電界式は、積の電界関数に因数分解できるので、この問題は、分離定数λによって結合される２つの独立した有効１次元境界値の問題として解かれる。係数（A_n B_n）ｎ＞０は、各中間誘電体不連続面（半径方向の界面）毎に、接線ＥおよびＨ電界を整合させることによって、（A_0，B_0）から求められる。この手順は、各誘電体界面毎に係数を結び付ける２×２のマトリックスを連結することによって実施される。同様のプロセスが、係数（C_n D_n）ｎ＞０について引き続き実施される。マトリックスの固有周波数は、本発明の原理に基づき、金属ハウジングにおける接線Ｅ界が消滅するようにωと分離定数λを変更することによって求められる。次に、指定モードに関する電界および磁界が、積の関数と既述の関係から求められる。これにより、計算された電磁界からモード損失および結果生じるＱを求めることが可能になる。

【００４７】

本発明の理解をさらに深めるため、波の散乱に関して、電磁的な解ついてさらに論じることにする。円柱座標系の横ρ次元における電磁界式は、次の（１６）式のようになる。

【００４８】

【数１６】

$$[(d^2/d\rho^2) + (1/\rho)(d/d\rho) + K_0^2 \{(1 + (\varepsilon_d - 1) f_1 (\rho)\} - \lambda] R(\rho) = 0 \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

【００４９】

本目的にとって望ましい解は、共振モードの判定に利用される通常の定在波のベッセル関数ではなく、伝搬して、単一誘電管部分において散乱する波を表す解である。これらの進行波の解は、次の（１７）式、（１８）式に示す第１および第２の種のハンケル（Hankel）関数である。

【００５０】

【数１７】

$$H_0^{(1)}(X) = J_0(X) + iY_0(X) \cdots\cdots (17)$$

【００５１】

【数１８】

$$H_0^{(2)}(X) = J_0(X) - iY_0(X) \cdots\cdots (18)$$

【００５２】

ここで、第１種の解は、出円筒波を表し、第２種の解は、入円筒波を表している。これらの解を利用することによって、ρ＝０の起点から生じて、ρ＝Ｄにおける厚さｔの単一誘電管部分から散乱する円筒波の散乱を研究することが可能である。管部分内の解は、次の（１９）式の通りであり、管部分の外部の解は津後の（２０）式により与えられる。

【００５３】

【数１９】

$$R_{in}(\rho) H_0^{(1)}(\sqrt{\eta}\rho) + RH_0(\sqrt{\eta}\rho) \cdots (19)$$

【００５４】

【数２０】

$$R_{OUT}(P) = TH_0^{(1)}(\sqrt{\eta}\rho) \cdots\cdots (20)$$

【００５５】

ここで、ＲおよびＴは、それぞれ、反射係数および透過係数であり、ηは、上記微分方程式から求められる定数である。誘電体界面における接線電界（ＥおよびＨ）を整合することによって、ＲおよびＴに関する解析式が得られる。下記の結果が得られる。
（１）反射率は、管部分の壁厚が、２π／誘電体における共振モードの半径方向の波数の比率の１／４の整数倍に等しい場合に最大になり、反射の量は、誘電体の管部分の内表面と隣接する空気または真空の領域との間における誘電定数の不整合によってほぼ決定される。本発明の多少驚くべき原理は、これが、フラットな誘電シートから散乱する平面波に類似しているということである。
（２）反射係数Ｒの移相は、結果（１）に記載の管部分の厚さについてはゼロである。
これらの結果から、下記の単純な設計規則が得られる。
（１）反射率を最大にするには、管部分の壁厚が、２π／誘電体における共振モードの半径方向の波数の比率の１／４の整数倍になるように選択するのが望ましい。
（２）共振モードを示すには、起点ρ＝０から出て、反射体の前縁まで伝搬し、再び戻ってくる波の移相は、２πの整数倍でなければならない。誘電管部分から散乱する波の移相が所与のものとすると、ハンケル関数の位相が、下記の（２１）式に示す単純な形式を有しているという事実は、誘電管部分の内表面は、共振条件に必要な構造的干渉に関して、電界がゼロの位置に配置しなければならないということを表している。

【００５６】

【数２１】

$$\text{位相}\{H_n^{(1)}(X)\} = \mathrm{atan}\{J_n(X)/Y_n(X)\} \quad \cdots\cdots\cdots (21)$$

【００５７】
より単純なｚ次元の動力学についても、同様の結果を導き出すことが可能である。ここで、問題となるのは、フラットな誘電プレートから散乱する平面波の解析である。この結果は、周知のフレネル（「Fresnel 」）の電磁関係から得られる。次に、設計の制約条件が、上記と同様になる、すなわち、反射率を最大にするには、フラットなプレートの厚さが、２π／誘電体における共振モードの軸方向の波数の比率の１／４の整数倍になるのが望ましい。プレートの内表面は、ｚ次元において三角法に依存する、電界の解がゼロの位置に配置するのが望ましい。

【００５８】
要するに、本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法には、マイクロ波共振空胴の共振モード周波数および高さ寸法を選択することが含まれる。この方法には、さらに、空胴の半径方向の次元に沿って半径方向のベッセル関数の解を拡張して、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの半径方向位置を求め、同心の誘電管部分を電界がゼロの半径方向位置にほぼ位置決めすることが含まれる。同様に、本発明の方法には、空胴の対称軸に沿って空胴の調和関数の解を拡張して、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの軸方向位置を求め、誘電プレートを電界がゼロの軸方向位置にほぼ位置決めすることが含まれる。必要に応じて調整を施すことによって、内部誘電部材の移相が補償される。

【００５９】
例えば、図２に詳細に示すように、マイクロ波共振空胴は、誘電体の第１と第２のプレート部分の離隔距離によって決まる、高さ寸法H_1を備えている。詳細に既述の設計方法によれば、本発明の誘電体内における空胴の寸法は、参考までに本書に組み込まれている、Ｊ．Ｄ．Jackson,Jhon Wiley and Sons （ゼイ・ディ・ジャクソン、ジョン・ウィリィとソンズ）による「Classical Electrodynamics （古典的電気力学）」のｐｐ．３５３－３５６における８．７章に開示の技法のような、当業者には周知の技法を利用し、所望のマイクロ波共振周波数に基づいて選択される。

【００６０】
誘電体の第１と第２の誘電プレート部分は、それぞれ、２π／誘電体における共振モード

の軸方向の波数の比率の１／４の整数倍にほぼ相当する厚さ寸法T_pを備えている。さらに、図３に詳細に示すように、誘電体の管部分には、２π／誘電体における共振モードの半径方向の波数の比率の１／４の整数倍にほぼ相当する厚さ寸法T_wを備えた管壁が含まれている。

【００６１】

図２に示すように、マイクロ波共振空胴の直径D_1は、誘電体の管部分の直径によって決まる。第１と第２のプレート部分は、それぞれ、中空の誘電管部分の直径D_1よりかなり大きい直径D_Eを有していることが望ましい。金属ハウジングの直径D_Eは、誘電体のディスク部分の直径によって決まる。金属ハウジングの高さ寸法H_Eは、誘電体の管部分の高さによって決まる。

【００６２】

マイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの設計に共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理に従って、低損失の誘電体の内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。これは、本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法を利用し、空胴の半径に沿った半径方向のベッセル関数の解を拡張して、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの半径方向位置を求めることによって実施される。図４は、共振モードの正規化垂直電界成分対図１～図３の好適な実施例内における半径方向位置を示す図であり、この設計方法に基づいて、誘電体の管部分が、半径方向における電界がゼロの位置に配置されるように、管部分の直径D_1が選択されることを表している。

【００６３】

もちろん、金属ハウジングによって課せられる境界条件のため、図４に示すように、金属ハウジングの内表面に位置するゼロのモード電界が追加される。金属ハウジングの直径D_Eを適正に選択することによって、金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面の間隔が十分にあくので、図４に示すように、電界ゼロの位置が誘電体の内表面に維持される。

【００６４】

同様に、本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法を利用し、空胴の対称軸に沿って空胴の調和関数の解を拡張することによって、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの軸方向位置が求められ、誘電プレートが、電界がゼロの軸方向位置に配置される。金属ハウジングの高さH_Eを適正に選択することによって、金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面の間隔が十分にあくので、モード電界ゼロの位置が誘電体の内表面に維持される。

【００６５】

本発明によれば、約．５ギガヘルツから約５００ギガヘルツを十分に超える範囲にわたるマイクロ波周波数で動作する共振器が得られる。本発明のマイクロ波共振器の設計に適用される設計方法に基づくさらに詳細な例として、所望の共振周波数が１３．２０ギガヘルツで、単結晶サファイア誘電体であり、図１～図３に示す、これまでに詳述した設計であれば、本発明の規定では、下記のようになる：マイクロ波マイクロ波共振空胴は、第１と第２のプレート部分の離隔距離によって決まる高さ寸法H_1が２６ミリメートル（ｍｍ）である。

誘電体の第１と第２の誘電プレート部分は、それぞれ、それぞれの厚さ寸法T_pが、１．９４ｍｍである。

マイクロ波共振空胴は、誘電体の管部分の直径によって決まる直径D_1が３０．８ｍｍである。誘電体の管部分には、厚さ寸法T_wが１．８７ｍｍの管壁が含まれている。金属ハウジングは、誘電体のディスク部分の直径によって決まる直径D_Eが４７．５ｍｍである。

金属ハウジングは、誘電体の管部分の高さによって決まる高さ寸法H_Eが５５．９ｍｍである。この例の結果は、次の表１にまとめられている。

【００６６】

【表１】

図１～図３の設計	Q。（Q）	F（周波数）
計算結果	２８５、０００	１３．２０ギガヘルツ
寸法	２００、０００	１３．１９ギガヘルツ

【００６７】
計算結果は、当業者には周知のシミュレーション・モデルを利用して得られたものであり、実際の実験結果にごく近くに追従していることが分かっている。表１にまとめられたように、図１～図３に示す本発明の単純な設計を用いることによって、従来の金属空胴共振器の９倍に近い、また、前記の「Electronics Letters 」Ｖｏｌ．３０Ｎｏ．５のｐｐ４１９－４２０における、Comte 他による「new concept for low-loss maicrowave devices 」に教示の修正された金属空胴共振器の１０倍に近い、極めて高いＱの予期せぬ優れた結果が得られる。

【００６８】
Ｑをさらに高めるため、本発明の装置には、低損失の誘電体によって、マイクロ波共振空胴のそれぞれがほぼ密閉されるように構成された複数のマイクロ波共振空胴が含まれている。実施例の中には、マイクロ波共振空胴が同心をなすように配置されたものもある。低損失の誘電体は、複数のマイクロ波共振空胴をほぼ形成する複数の内表面を備えている。複数のマイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理によれば、低損失の誘電体の内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。

【００６９】
例えば、図５、図６、および図７には、３つの互いに直交した次元を有するマイクロ波共振空胴４０１と、マイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する低損失の誘電体４０３を含む、本発明のもう１つの好適なマイクロ波共振器に関するさまざまな図が示されている。図示のように、第１のマイクロ波共振空胴は、第２のマイクロ波共振空胴４０２内に同心をなすように配置される。従って、第２のマイクロ波共振空胴は、第１のマイクロ波共振空胴に同心をなすようにオーバラップする。第１と第２のマイクロ波共振空胴は、第１と第２のマイクロ波共振空胴にまたがる共振モードのマイクロ波を支援する。

【００７０】
図５は、誘電体４０３を明らかにするために、望ましい金属ハウジング４０５を切り欠いて示した、透視図である。図５、図６、および図７に示す実施例の場合、誘電体４０３には、第１と第２の誘電プレート部分間に延びる第１の中空の誘電管部分が含まれている。低損失の誘電体には、さらに、誘電体の第１の管部分に隣接して、同心をなすように配置された第２の管部分が含まれている。第１の管部分が、第１のマイクロ波共振空胴をほぼ密閉しているのとちょうど同じように、第２の管部分も、第２のマイクロ波共振空胴をほぼ密閉している。

【００７１】
第１と第２の管部分は、それぞれ、それぞれの内表面を備えている。第１と第２のマイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。第１と第２の管部分のそれぞれにおけるそれぞれの内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。同様に、各プレートのそれぞれの隣接表面も、やはり、電界がゼロの位置に配置される。

【００７２】

図６は、誘電体４０３によってほぼ密閉された、第１のマイクロ波共振空胴４０１および第２のマイクロ波共振空胴４０２を示す縦断面図である。図７は、さらに、誘電体４０３によってほぼ密閉された、第１のマイクロ波共振空胴４０１および第２のマイクロ波共振空胴４０２を示す水平断面図である。

【００７３】

本発明の好適な実施例には、さらに、図５に切り欠いて示された誘電体をほぼ密閉する内表面を備えた金属ハウジングが設けられている。金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面との間隔は十分にあいているので、モード電界がゼロの位置は誘電体の内表面に維持される。

【００７４】

図６に詳細に示すように、第１と第２のマイクロ波共振空胴は、それぞれ、第１と第２のプレート部分の離隔距離によって決まる高さ寸法H_1を備えている。既に詳述した設計方法によれば、本発明の誘電体内における空胴の寸法は、当業者には既知の技法を利用し、所望のマイクロ波共振周波数に基づいて選択される。

【００７５】

誘電体の第１と第２の誘電プレート部分は、それぞれ、２π／誘電体における共振モードの軸方向の波数の比率の１／４の整数倍にほぼ相当する厚さ寸法T_pを備えている。さらに、図７に詳細に示されているように、誘電体の第１と第２の管部分には、それぞれ、それぞれの厚さ寸法T_{w1}、T_{w2}が、２π／誘電体における共振モードの半径方向の波数の比率の１／４の整数倍にほぼ相当する、それぞれの管壁が含まれている。

【００７６】

図６に示すように、第１のマイクロ波共振空胴の直径D_1は、誘電体の第１の管部分の直径によって決まる。同様に、第２のマイクロ波共振空胴の直径D_2は、誘電体の第２の管部分の直径によって決まる。第１と第２のプレート部分は、それぞれ、第１と第２の中空の誘電管部分の直径D_1, D_2よりもかなり大きい直径D_Eを備えることが望ましい。金属ハウジングの直径D_Eは、誘電体のディスク部分の直径によって決まる。金属ハウジングの高さ寸法H_Eは、誘電体の第１と第２の管部分の高さによって決まる。

【００７７】

マイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。本発明の原理によれば、低損失の誘電体の内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。本発明のマイクロ波共振器の設計に適用するマイクロ波共振器の設計方法を利用し、空胴の半径に沿って半径方向のベッセル関数の解を拡張することによって、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの半径方向位置が求められる。

【００７８】

図８は、共振モードの正規化垂直電界成分対図５～図７の好適な実施例内における半径方向位置を示す図であり、この設計方法に基づき、誘電体の第１の管部分が、電界がゼロの半径方向位置にほぼ位置決めされるように、第１の管部分の直径D_1が選択されることを表している。同様に、この設計方法に基づき、誘電体の第２の管部分が、電界がゼロの追加半径方向位置にほぼ位置決めされるように、第２の管部分の直径D_2が選択されることになる。

【００７９】

もちろん、図８に示すように、金属ハウジングによって課せられる境界条件のため、金属ハウジングの内表面には、ゼロのモード電界が追加される。金属ハウジングの直径D_Eを適正に選択することによって、金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面との間隔が十分にあくので、図８に示すように、モード電界がゼロの位置が誘電体の内表面に維持されることになる。

【００８０】

同様に、本発明を利用し、空胴の対称軸に沿って空胴の調和関数の解を拡張することによって、共振モードのマイクロ波の電界がゼロの軸方向位置を求め、誘電プレートが、電界がゼロの軸方向位置にほぼ位置決めされることになる。金属ハウジングの高さH_Eを適正

に選択することによって、金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面との間隔が十分にあくので、モード電界がゼロの位置が誘電体の内表面に維持されることになる。

【００８１】

本発明のマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法に基づくもう１つの詳細な例として、所望の共振周波数が１３．２０ギガヘルツで、単結晶サファイア誘電体であり、図５～図７に示す、これまでに詳述した設計であれば、本発明の規定では、下記のようになる：

マイクロ波マイクロ波共振空胴は、誘電体の第１と第２のプレート部分の離隔距離によって決まる高さ寸法H_1が２６ミリメートル（ｍｍ）である。

誘電体の第１と第２の誘電プレート部分は、それぞれ、それぞれの厚さ寸法T_pが、１．９４ｍｍである。

第１のマイクロ波共振空胴は、誘電体の第１の管部分の直径によって決まる直径D_1が３０．８ｍｍである。

第２のマイクロ波共振空胴は、誘電体の第２の管部分の直径によって決まる直径D_2が４７．５ｍｍである。

誘電体の第１と第２の管部分には、それぞれ、それぞれの厚さ寸法T_{w1}、T_{w2}が、それぞれ、１．８７ｍｍであるそれぞれの管壁が含まれている。

金属ハウジングは、誘電体のディスク部分の直径によって決まる直径D_Eが６４．０ｍｍである。

金属ハウジングは、誘電体の管部分の高さによって決まる高さ寸法H_Eが５５．９ｍｍである。この例の結果は、次の表２にまとめられている。

【００８２】

【表２】

図５～図７の設計	Q_0（Ｑ）	Ｆ（周波数）
計算結果	６５０，０００	１３．２０ギガヘルツ
寸法	４５０，０００	１３．１９ギガヘルツ

【００８３】

計算結果は、当業者には周知のシミュレーション・モデルを利用して得られたものであり、実際の実験結果にごく近く追従していることが分かっている。表１にまとめられたように、図５～図７に示す本発明の単純な設計を用いることによって、先行技術において既知の共振器をはるかに超える、極めて高いＱの予期せぬ優れた結果が得られる。

【００８４】

図９、図１０、および、図１１には、低損失の誘電体によって、マイクロマイクロ波共振空胴のそれぞれがほぼ密閉されるように構成された、複数のマイクロ波共振空胴を含む、本発明のさらにもう１つのマイクロ波共振器のさまざまな図が示されている。マイクロ波共振空胴は、マイクロ波共振空胴にまたがる共振モードのマイクロ波を支援する。誘電体の複雑さが増すにつれて、マイクロ波共振器のＱが高くなる。従って、複雑さとＱとの間で設計上のトレード・オフが生じることになる。

【００８５】

図９は、誘電体を明らかにするため、好適な金属ハウジングを切り欠いて示した、等角図である。図９、図１０および図１１に示す実施例の場合、誘電体には、同心をなすように

構成された、第１の誘電管部分、第２の誘電管部分、および、第３の誘電管部分が含まれている。管部分は、全て、平行な、第１の対をなす誘電プレート、第２の対をなす誘電プレート、および、第３の対をなす誘電プレートの間に延びている。

【００８６】

第１、第２、および、第３の管部分は、それぞれ、それぞれの内表面を備えている。マイクロ波マイクロ波共振空胴は、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援する。第１、第２、および第３の管部分のそれぞれにおけるそれぞれの内表面は、モード電界がゼロの位置に配置される。同様に、各プレートのそれぞれの隣接表面は、電界がゼロの位置に配置される。

【００８７】

図１０は、誘電体によってほぼ密閉されたマイクロ波共振空胴を示す縦断面図である。図１１は、さらに、誘電体によってほぼ密閉されたマイクロ波共振空胴を示す水平断面図である。本発明の好適な実施例には、さらに、図９において切り欠いて示すように、誘電体をほぼ密閉する内表面を備えた金属ハウジングが設けられている。金属ハウジングの内表面と誘電体の内表面の間隔は十分にあいているので、モード電界がゼロの位置が誘電体の内表面に維持される。

【００８８】

図１２、図１３および図１４は、互いに直交する３つの次元を有する矩形のマイクロ波マイクロ波共振空胴と、マイクロ波マイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する低損失の誘電体を含む、本発明の代替実施例のさまざまな図である。図１２は、誘電体を明らかにするため、好適な金属ハウジングを切り欠いて示した、透視図である。図１３および図１４は、マイクロ波共振空胴を示す断面図である。図に示す代替実施例を構成するため、既に詳述した設計方法を矩形座標に適合させることになる。

【００８９】

本発明によれば、先行技術において既知のものよりはるかに高いＱのマイクロ波共振器が得られる。本発明の特定の実施例について解説し、例示してきたが、本発明は、こうして解説し、例示した特定の形態または部品構成に限定されるものではなく、本発明の範囲および精神を逸脱することなく、さまざまな修正および変更を加えることが可能である。従って、特許請求の範囲内において、特に解説し、例示されたものとは別様に、本発明を実施することが可能である。

【００９０】

「分離可能な近似」の妥当性

前述のように、電磁界式は、指定の近似の枠内で解かれた。近似は、誘電関数における積の項を無視して、電磁界式を完全に分離可能にすることであった。無視された項が非ゼロであるのは、極めてわずかな幾何学領域においてであり、この領域に含まれる電磁界も極めて弱いものであったので、これは、優れた近似であると想定された。この手順を定量的に正当化するため、摂動拡張を実施し、無視された項の影響がとるに足りないものであることが明らかにされる。

【００９１】

近似式は、次の（２２）式の形をとり、（２２）式の$\varepsilon_r^{(0)}(\rho, z)$は次の（２３）式に示す通りである。

【００９２】

【数２２】

$$\{\nabla^2 + \varepsilon_r^{(0)}(\rho, Z)\,\omega^2 / C^2\}\, B_z(\rho, Z) = 0 \quad \cdots\cdots (22)$$

【００９３】

【数２３】

$$\varepsilon_r^{(0)}(\rho, Z) = 1 + (\varepsilon_d - 1)\{f_1(\rho) + f_2(Z)\} \quad \cdots\cdots (23)$$

【００９４】
無視された項は、下記の形の（２４）式の誘電関数に影響する。
【００９５】
【数２４】

$$\Delta\varepsilon_r(\rho, Z) = -(\varepsilon_d - 1) f_1(\rho) f_2(Z) \quad \cdots\cdots (24)$$

【００９６】
この解析は、スツルム・リウビル（Sturn-Liouville)の方程式の摂動理論の簡単な応用である。一般的な問題は、下記の（２５）式に示す構造である。
【００９７】
【数２５】

$$L^{(0)} U_n^{(0)} = \lambda_n^{(0)} W U_n^{(0)} \quad \cdots\cdots (25)$$

【００９８】
ここで、$L^{(0)}$は、自己共役演算子であり、Wは、一般化重み関数であり、$\lambda_n^{(0)}$は、非摂動固有値であり、$u_n^{(0)}$は、非摂動固有関数である。摂動演算子を下記の（２６）式のように定義する。
【００９９】
【数２６】

$$L = L^{(0)} + Q \quad \cdots\cdots (26)$$

【０１００】
ここで、Qは、摂動項、完全な解は、下記の（２７）式によって決まる。
【０１０１】
【数２７】

$$LU_n = \lambda_n W U_n \quad \cdots\cdots (27)$$

【０１０２】
これらの固有関数および固有値は、摂動拡張において、次に（２８）式、（２９）式に示すように、非摂動量の拡張が可能である。
【０１０３】
【数２８】

$$\lambda_n = \lambda_n^{(0)} + \lambda_n^{(1)} + \lambda_n^{(2)} + \cdots \quad \cdots (28)$$

【０１０４】
【数２９】

$$U_n = U_n^{(0)} + \sum_m a_{nm}^{(1)} U_m^{(0)} + \sum_m a_{nm}^{(2)} U_m + \cdots \quad \cdots (29)$$

【０１０５】
ここで、上付き文字は、摂動量Qにおける項の次数を表している。摂動における同じ次数の項の整合によって、拡張の係数に関する式が得られる。一次に関する固有値の補正は、下記の（３０）式に示す通りである。
【０１０６】
【数３０】

$$\lambda_n^{(1)} = \langle U_n^{(0)} | Q | U_n^{(0)} \rangle \quad \cdots\cdots (30)$$

【０１０７】
固有関数の一次補正に関する係数は、下記の（３１）式に示す通りである。
【０１０８】
【数３１】

$$a_{np}^{(1)} = \frac{\langle U_n^{(0)} | Q | U_n^{(0)} \rangle}{\lambda_n^{(0)} - \lambda_p^{(0)}} \quad \cdots\cdots (31)$$

【０１０９】
これらの公式を本セクションの始めに定義した問題に直接適用すると、補正された固有周波数に関する下記の（３２）式が得られる。
【０１１０】
【数３２】

$$V = V_0 \left\{1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_d - 1) \overline{\langle U_n^{(0)} | Q | U_n^{(0)} \rangle}\right. \quad \cdots\cdots\cdots (32)$$

【０１１１】
ここで、正規化された重なり積分の上の「バー」は、積分の容積が、摂動が非ゼロで、V_0が非摂動固有周波数である領域に制限されることを表している。
【０１１２】
固有関数の補正係数に関する式が、下記の（３３）式に示す特定の形をとること、
【０１１３】
【数３３】

$$a_{np}^{(1)} = \frac{(\varepsilon_d - 1)}{1 - (V_p / V_n)^2} \overline{\langle U_p^{(0)} | Q | U_n^{(0)} \rangle} \quad \cdots\cdots\cdots (33)$$

【０１１４】
および、補正された電磁界がそれぞれ下記の（３４）式、（３５）式の形をとることを明らかにするのも簡単である。
【０１１５】
【数３４】

$$(\vec{B})_n = (\vec{B}^{(0)})_n + \sum_p a_{np}^{(1)} (\vec{B}^{(0)})_p \quad \cdots (34)$$

【０１１６】
【数３５】

$$(\vec{E}) = (\vec{E}^{(0)})_n + \sum_p a_{np}^{(1)} (\vec{B}^{(0)})_p \quad \cdots (35)$$

【０１１７】
留意すべきは、摂動Ｑの円筒対称によって、固有モードの混合が、それぞれ、各ＴＥおよびＴＭ内に制限されることである。
【０１１８】
既述の典型的な幾何学構成に関する以上の公式の評価によって、１×１０^{-3}のオーダで、非摂動周波数に対する部分的補正、および、５×１０^{-3}のオーダで、非摂動Ｑ値に対する部分的補正が得られる。これらの結果によって、偏微分方程式を分離可能にするために既に用いられている近似が、極めて良好なものであったことが明確に立証される。

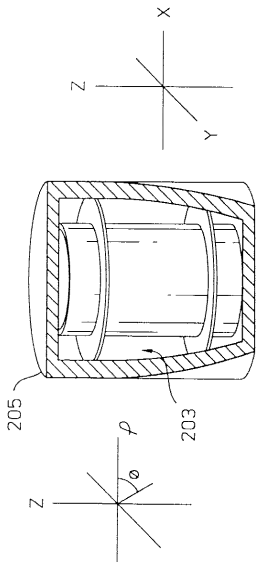
【０１１９】
以上本発明の各実施例について詳述したが、ここで各実施例について整理し、理解を容易にするために、要約して以下に列挙する。
【０１２０】
１．　３つの互いに直交する次元を有する第１のマイクロ波共振空胴と、
第１のマイクロ波共振空胴の各次元をほぼ密閉する低損失の誘電体から構成されるマイクロ波共振器である。
【０１２１】
２．　マイクロ波共振空胴が、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援し、
マイクロ波共振空胴の各次元が、ほぼ、モード電界がゼロの位置まで延びていることを特徴とする上記１に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２２】
３．　低損失の誘電体が、内表面を有し、
マイクロ波共振空胴が、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援し、
低損失の誘電体の内表面が、ほぼ、モード電界がゼロの位置に配置されることを特徴とする上記１に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２３】
４．　さらに、誘電体をほぼ密閉する金属ハウジングが設けられ、
金属ハウジングは、低損失の誘電体の内表面に、モード電界がゼロの位置が維持するために誘電体から十分に間隔があけられていることを特徴とする上記３に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２４】
５．　誘電体が、誘電体の第１の端部に近接配置された第１の誘電プレートと、
誘電体のもう一方の端部に近接配置された第２の誘電プレートと、
誘電体のこれらの端部間に延びる誘電管部分と、
から構成されることを特徴とする上記１に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２５】
６．　マイクロ波共振空胴及び誘電体が、共振モードのマイクロ波を支援し、誘電体の誘電管部分には、厚さの次元が、２π／誘電体における共振モードの半径方向の波数の比率の１／４の整数倍にほぼ対応する管壁が設けられていることを特徴とする上記５に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２６】
７．　低損失誘電体には、さらに、誘電体の第１の管部分に隣接して、同心をなすように構成された第２の管部分が設けられていることを特徴とする上記１に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２７】
８．　第１と第２の管部分が、それぞれ、それぞれの内表面を備え、
第１と第２の管部分のそれぞれにおけるそれぞれの内表面が、モード電界がゼロの位置に配置される、
ことを特徴とする上記７に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２８】
９．　さらに、第１のマイクロ波共振空胴と同心をなしてオーバラップする第２のマイクロ波共振空胴が設けられ、
第１と第２のマイクロ波共振空胴が、第１と第２のマイクロ波共振空胴にまたがる共振モードのマイクロ波を支援する、
ことを特徴とする上記１に記載のマイクロ波共振器である。
【０１２９】
１０．　低損失誘電体には、さらに、誘電体の第１の誘電管部分に隣接して、同心をなすように配置された第２の誘電管部分が設けら、
第２の管部分が、第２のマイクロ波共振空胴をほぼ密閉している、

ことを特徴とする上記９に記載のマイクロ波共振器である。
【０１３０】
１１．　第１のマイクロ波共振空胴は、第２のマイクロ波共振空胴内に同心をなすように配置されるように第１と第２の管部分が、同心をなすように配置される、
ことを特徴とする上記９に記載のマイクロ波共振器である。
【０１３１】
１２．　複数のマイクロ波共振空胴と、
マイクロ波共振空胴のそれぞれをほぼ密閉する低損失の誘電体と、
から構成されるマイクロ波共振器である。
【０１３２】
１３．　各マイクロ波共振空胴が、マイクロ波共振空胴にまたがる共振モードのマイクロを支援することを特徴とする上記１２に記載のマイクロ波共振器である。
【０１３３】
１４．　低損失の誘電体が、複数のマイクロ波共振空胴をほぼ形成する複数の内表面を備え、
複数のマイクロ波共振空胴が、モード電界がゼロの共振モードのマイクロ波を支援し、
低損失の誘電体の内表面が、モード電界がゼロの位置に配置される、
ことを特徴とする上記１２に記載のマイクロ波共振器である。
【０１３４】
１５．　マイクロ波共振空胴と、
マイクロ波共振空胴をほぼ密閉する中空のスプール形状部材を具備する誘電体から構成され、中空のスプール形状部材に、第１と第２の誘電プレート部分間に延びる中空の誘電管部分が設けら、第１と第２のプレート部分の直径が、それぞれ、中空の誘電管部分の直径よりもかなり大きい、
ことを特徴とするマイクロ波共振器である。
【０１３５】
１６．　Ｑの高いマイクロ波共振器を設計するための方法であって、
マイクロ波共振空胴の共振モード周波数と高さ寸法を選択するステップと、
空胴の半径に沿って半径方向ベッセル関数の解を拡張し、共振モードのマイクロ波について、電界がゼロの半径方向位置を求めるステップと、
電界がゼロの半径方向位置に同心をなす誘電管をほぼ位置決めするステップと、
空胴の対称軸に沿って空胴の調和関数の解を拡張し、共振モードのマイクロ波について、電界がゼロの軸方向位置を求めるステップと、
電界がゼロの軸方向位置に誘電プレートをほぼ位置決めするステップと、
から構成されるマイクロ波共振器の設計に適用されるマイクロ波共振器の設計方法である。
【０１３６】
【発明の効果】
以上のように、本発明によれば、３つのたがいに直交する次元を有する第１のマイクロ波共振空洞の各次元を低損失の誘電体でほぼ密閉するようにしので、単純な構成で損失が少なく、室温状態においても、高いＱを得ることができる。
【図面の簡単な説明】
【図１】本発明のマイクロ波共振器の好適な実施例の一部を切り欠いて内部構造を示す透視図である。
【図２】図１の縦断面図である。
【図３】図１の横断面図である。
【図４】共振モードの正規化垂直電界成分対図１～図３の好適な実施例における半径方向位置を示す特性図である。
【図５】本発明のマイクロ波共振器のもう１つの好適な実施例の一部を切り欠いて内部構造示す透視図である。

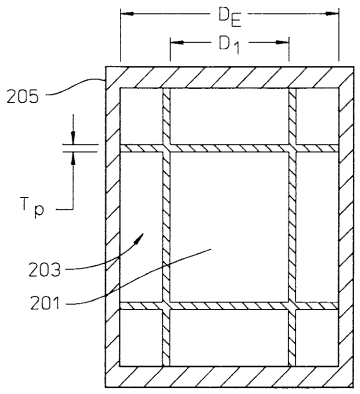
【図６】図５の縦断面図である。
【図７】図５の横断面図である。
【図８】共振モードの正規化垂直電界成分対図５～図７の好適な実施例における半径方向位置を示す特性図である。
【図９】本発明のマイクロ波共振器のもう１つの好適な実施例の一部を切り欠いて内部構造を示す透視図である。
【図１０】図９の縦断面図である。
【図１１】図９の横断面図である。
【図１２】本発明のマイクロ波共振器の代替実施例の一部を切り欠いて内部構造を示す斜視図である。
【図１３】図１２の縦断面図である。
【図１４】図１２の横断面図である。
【図１５】従来のマイクロ波共振器の斜視図でる。
【図１６】従来のマイクロ波共振器の斜視図でる。
【図１７】従来のマイクロ波共振器の斜視図でる。
【図１８】従来のマイクロ波共振器の斜視図でる。
【符号の説明】

２０１，４０１	マイクロ波マイクロ波共振空胴
２０３，４０３	誘電体
２０５	金属ハウジング
D_1, D_2 ，D_H	直径
H_1, H_2, H_E	高さ寸法
T_p, T_{w1}, T_{w2}	厚さ寸法

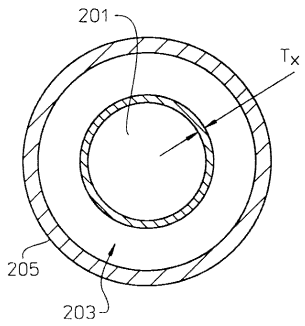
【図１】



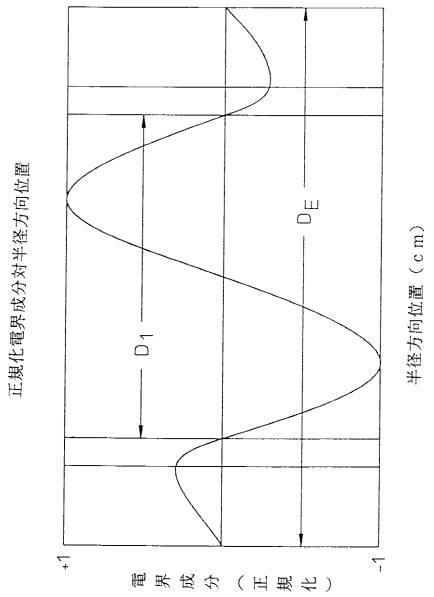
【図２】



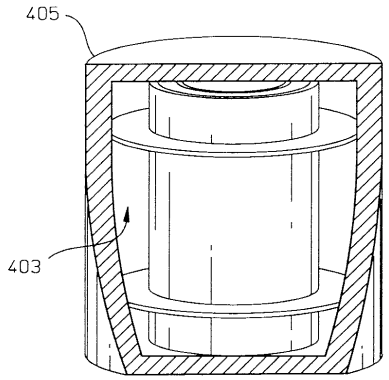
【図３】



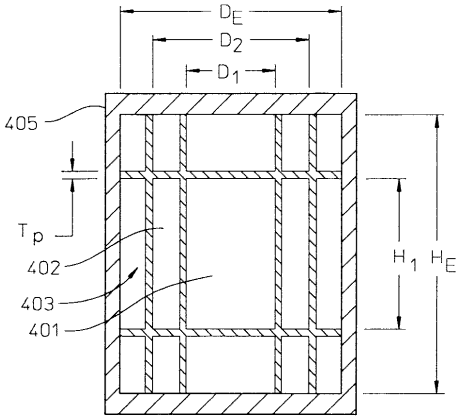
【図４】


正規化電界成分対半径方向位置
D_E
D_1
+1
-1
電界成分（正規化）
半径方向位置（ｃｍ）

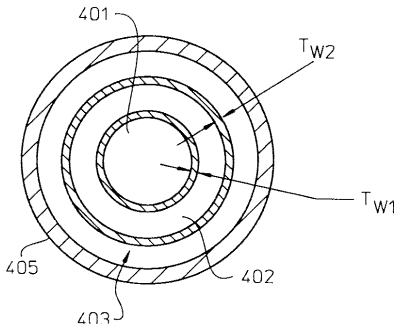
【図５】


405
403

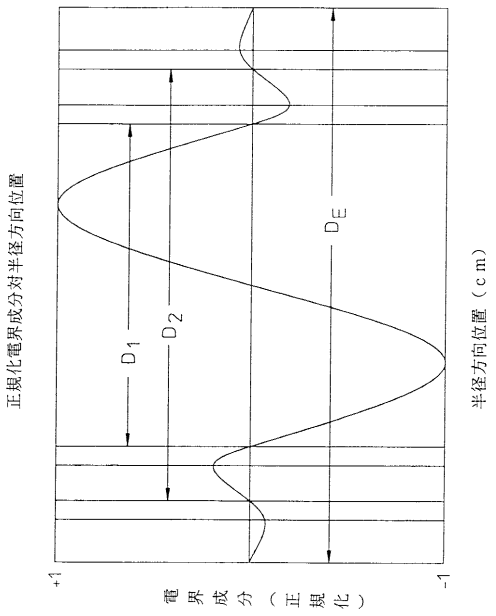
【図６】


D_E
D_2
D_1
405
T_p
402
403
401
H_1
H_E

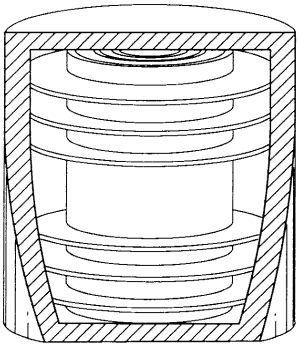
【図７】


401
T_{W2}
T_{W1}
405
402
403

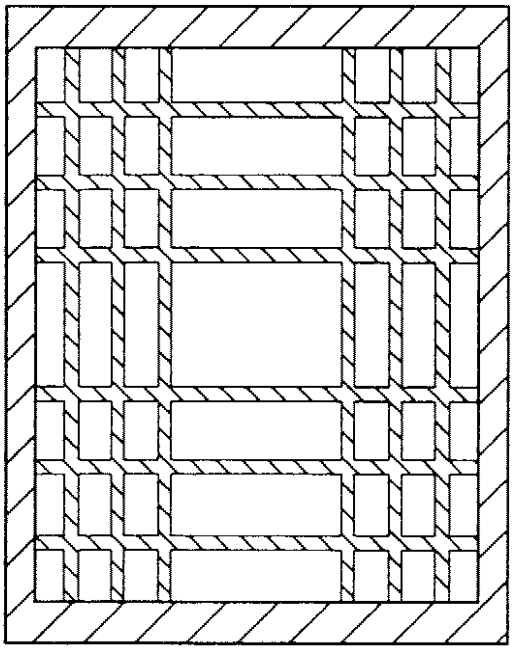
【図８】


正規化電界成分対半径方向位置
D_E
D_1
D_2
+1
-1
電界成分（正規化）
半径方向位置（ｃｍ）

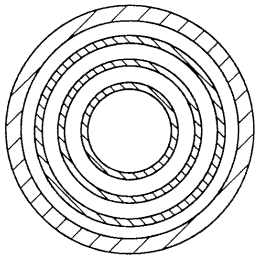
【図９】



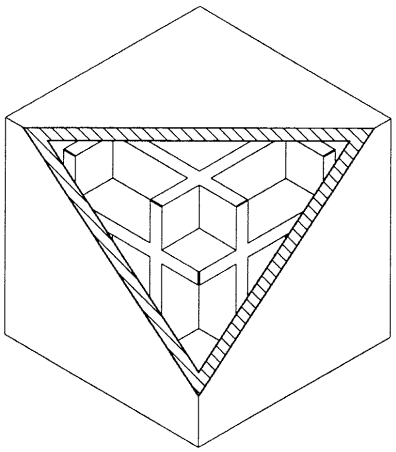
【図１０】



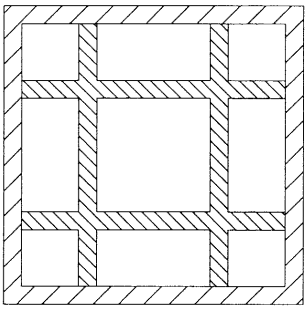
【図１１】



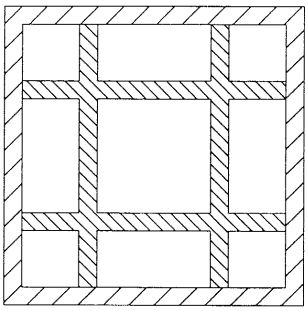
【図１２】



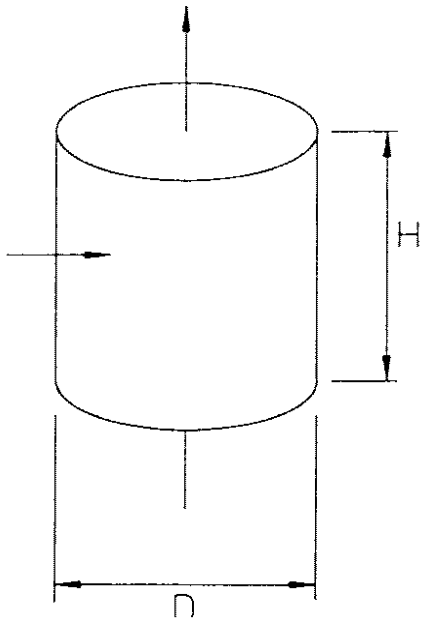
【図１３】



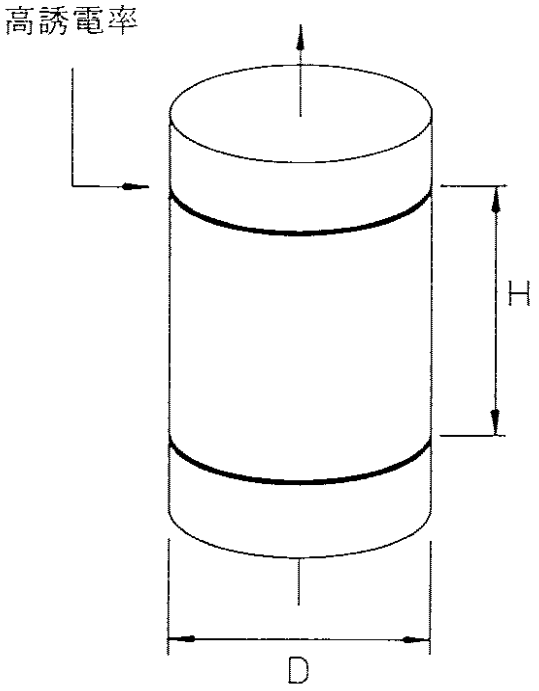
【図１４】



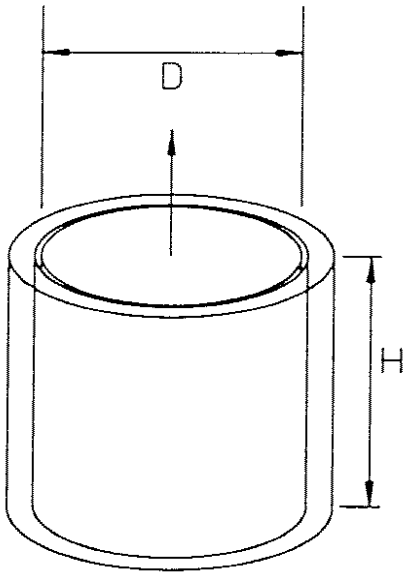
【図１５】



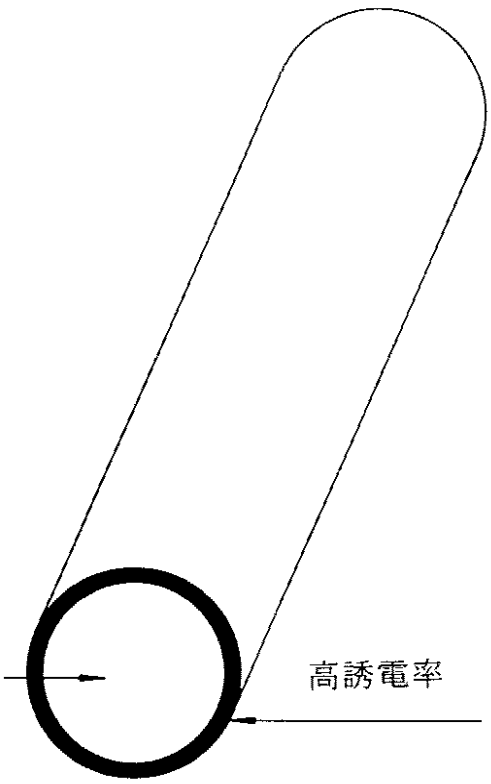
【図１６】



【図１７】



【図１８】



フロントページの続き

合議体
審判長　石井　研一
審判官　富澤　哲生
審判官　竹井　文雄

(56)参考文献　特開平０２－０３４００３（ＪＰ，Ａ）
特表平０７－５００９５６（ＪＰ，Ａ）
特開昭６１－２５３９０１（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
H01P1/20-1/219
H01P7/00-7/10