

明 細 書

共振器およびこの共振器を用いたる波器
技 術 分 野

本発明は、無線通信装置、放送装置等における雑音の除去、信号の分波又は合成等に用いられる共振器およびこの共振器より成るる波器に関する。

背 景 技 術

従来、短波帯、超短波帯のように、比較的低い周波数帯において、集中定数回路素子であるコイル及びコンデンサによって構成された共振器、またはヘリカル共振器が用いられている。

図 1 はヘリカル共振器の垂直断面図、図 2 はその水平断面図である。

このヘリカル共振器は、外部導体 201 と、容量形成電極 203 と、絶縁碍子 204₁、204₂ と、一端が外部導体 201 の内壁に機械的および電氣的に固定接続され、中間部分が空間においてコイル状に捲回され、他端に容量形成電極 203 が取り付けられ、絶縁碍子 204₁ と 204₂ を介して外部導体 201 の内壁に固定してあるヘリカル共振素子 202 と、可動電極 205 と、可動電極 205 が一端が取り付けられ、外部導体 201 を貫通する駆動螺子 206 と、駆動螺子 206 を外部導体 201 に固定するためのロックナット 207 と、不図示の入出力結合素子および入出

力端子で構成されている。

このヘリカル共振素子では、駆動螺子 206 を正方向又は逆方向に回転させて可動電極 205 を前進又は後退させることにより、電極 203 との間の容量を変化させて共振周波数を微細に調整することができる。

上述した従来の共振器は、以下のような欠点があった。

ヘリカル共振素子 202 が金属性の線材又は比較的細い丸棒状導体をコイル状に捲回して形成してあるので、ヘリカル共振素子 202 自体の放熱面積が小さいばかりでなく、外部導体 201 への熱伝導性に劣るので、ヘリカル共振素子 202 において電力損失によって生ずる熱が、ヘリカル共振素子 202 及び外部導体 201 から効果的に放熱され難く、共振器の各構成素子の温度上昇に基づく変形によって共振周波数が変動する。

ヘリカル共振素子 202 の両端部は、外部導体 201 の内壁に直接又は間接的に支持固定されているが、中間部分は支持体等に支持されることなく、自力でコイル状の姿勢を保つように形成されているので、耐振性に劣り、また製作が困難で、コスト高となる。

ヘリカル共振素子 202 を形成する線材又は丸棒の直径が比較的大きい場合には、ヘリカル共振素子 202 の温度上昇に基づくヘリカル共振素子 202 自体の

変形によって電極 203 を介して絶縁碑子 204₁ 及び 204₂ に機械的歪が繰り返し加えられ、絶縁碑子 204₁ 及び 204₂ が破損するに到る場合もある。

ヘリカル共振素子は、インピーダンスが高いため、耐電圧特性に劣る。

このようなヘリカル共振素子を用いてる波器を構成するときは、上記ヘリカル共振素子の有する各種欠点があるままの波器の欠点として現れることとなる。

発 明 の 開 示

本発明の目的は、共振容量素子及び外部導体から効果的に熱放射が行われ、共振周波数の変動が極めて小さく、耐振性に優れ、インピーダンスが低い共振器およびこの共振器を用いたる波器を提供することにある。

本発明の共振器は、

外部導体と、

該外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端及び下端が固定された誘電体板と、該誘電体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に間隙が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下端と前記外部導体の下壁との間に間隙が形成されて

いる共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記共振容量素子の電極の一方を前記入力端子、前記出力端子に高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の他の共振器は、

外部導体と、

該外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端、下端が固定された誘導体板と、該誘導体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に隙間が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下端と前記外部導体の下壁との間に隙間が形成されている共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記共振容量素子の電極の一方とを高周波的に結合する手段とを有する。

本発明のろ波器は、

共通の外部導体と、

前記外部導体内に適宜間隔をおいて設けられ、前記外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端、下端が固定された複数の誘電体板と、前記各誘電体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に間隙が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下端と前記外部導体の下壁との間に間隙が形成され、高周波的に縦続接続されている複数の共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子の電極のいずれか一方を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子の電極のいずれか一方を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有する。

本発明の他の共振器は、

外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適

宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層製からなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記固定電極を前記入力端子、前記出力端子にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の他の共振器は、

外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続され

た 2 個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記 2 個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記固定電極を高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の他のろ波器は、

共通の外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる、互いに適宜間隔をおいて設けられた複数の円筒体と、前記各円筒体に設けられ、当該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなり、高周波的に縦続接続された複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

前記外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する円筒状導体よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸状に保たれ、前記固定電極内への挿入長を変えることが可能なように、前記外部導体の上壁に取り付けられた円柱状または円筒状導体よりなる可動電極とによって形成された可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記固定電極をそれぞれ前記入力端子、前記出力端子と高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

前記外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する円筒状導体よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸状に保たれ、前記固定電極内への挿入長を変えることが可能なように、前記外部導体の上壁に取り付けられた円柱状または円筒状導体よりなる可動電極とによって形成され、互いに適宜間隔をおいて配設されるとともに、高周波的に縦続接続された複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の可変共振容量素子の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の可変共振容量素子の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、前記円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極と、前記第1、2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記第2の固定電極を前記入力端子、前記出力端子

にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、前記円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極と、前記第1、2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記第2の固定電極を高周波的に接続する手段とを有する。

本発明のろ波器は、

共通の外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、前記各円筒体に設けられ、当該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、当該円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極、前記第1、第2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなり、高周波的に縦続接続されている複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子の第2の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子の第2の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒体からなる第1の固定電極と、該第1の固定電極と同

心に該第 1 の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部同体の上壁に固定された金属円筒体からなる第 2 の固定電極と、前記第 1、2 の固定電極と同軸で、前記第 1 の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記第 2 の固定電極を前記入力端子、前記出力端子にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する。

本発明の共振器は、

外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒体からなる第 1 の固定電極と、該第 1 の固定電極と同心に該第 1 の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部導体の上壁に固定された金属円筒体からなる第 2 の固定電極と、前記第 1、2 の固定電極と同軸で、前記第 1 の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された２個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記２個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記第２の固定電極を高周波的に接続する手段とを有する。

本発明のろ波器は、

共通の外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒体からなる第１の固定電極と、該第１の固定電極と同心に外第１の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部導体の上壁に固定された金属円筒体からなる第２の固定電極と、前記第１、２の固定電極と同軸で、前記第１の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる、互いに適宜間隔をおいて設けられ、高周波的に縦続接続されている複数の可変共振容量用素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の可変共振容量素子の第２の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の可変共振容

量素子の第2の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有する。

本発明の共振器は、共振容量素子の放熱面積が比較的広く、共振容量素子と外部導体間の熱伝導性が良好であるので、共振容量素子及び外部導体から効果的に熱放射が行われ、したがって共振器各部の温度上昇が低く抑えられ、温度上昇による各部の変形に基づく共振周波数の変動が極めて小さくなる。また、構成が極めて簡潔で、機械的に堅牢であるから、耐振性に優れている。また、共振器のインピーダンスが低いため、耐電圧特性が良好である。本発明の共振器より成るる波器もまた上記と同様の特徴を有する。

なお、固定電極と可動電極によって容量可変形に形成した共振器において、容量の変化範囲を広くとれ、共振周波数を広範囲に亘って設定可能であるので、同一形状寸法の部品を用いて広範囲に亘る各種共振周波数の共振器の形成が可能で、したがって、コストを下げることができる。

図面の簡単な説明

第1図は従来例の共振器の垂直断面図である。

第2図は従来例の共振器の水平断面図である。

第3図は本発明の第1の実施例の共振器の垂直断面図である。

第4図は本発明の第1の実施例の共振器の水平断面

図である。

第 5 図は本発明の第 1 の実施例の共振器の、第 3 図とは 90° をなす垂直断面図である。

第 6 図は第 1 の実施例の等価回路図である。

第 7 図は第 1 の実施例において入力端子 5 と容量形成電極 3 間を容量素子 11 で、出力端子 6 と容量形成電極 4 間を容量素子 12 でそれぞれ容量結合した例を示す図である。

第 8 図は第 1 の実施例において入出力結合手段としてプローブ 13 および 14 を用いた例を示す図である。

第 9 図は第 1 の実施例において入出力結合手段としてループ 15 および 16 を用いた共振器の垂直断面図である。

第 10 図は第 1 の実施例において入出力結合手段としてループ 15 および 16 を用いた共振器の水平断面図である。

第 11 図は本発明の第 2 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 12 図は第 2 の実施例の等価回路図である。

第 13 図は第 2 の実施例の伝送特性を示す図である。

第 14 図は本発明の第 3 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 1 5 図は第 3 の実施例の等価回路図である。

第 1 6 図は第 3 の実施例の伝送特性を示す図である。

第 1 7 図は本発明の第 4 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 1 8 図は第 4 の実施例の等価回路図である。

第 1 9 図は第 4 の実施例の伝送特性を示す図である。

第 2 0 図は本発明の第 5 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 2 1 図は第 5 の実施例の等価回路図である。

第 2 2 図は第 5 の実施例の伝送特性を示す図である。

第 2 3 図は本発明の第 6 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 2 4 図は本発明の第 7 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 2 5 図は本発明の第 8 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 2 6 図は本発明の第 9 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 2 7 図は第 1 1 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第 2 8 図は第 2 7 図に示したる波器の等価回路図で

ある。

第 29 図は第 14 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の等価回路図である。

第 30 図は第 20 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第 31 図は第 30 図に示したる波器の等価回路図である。

第 32 図は第 17 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第 33 図は第 3 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第 34 図は第 33 図に示したる波器の水平断面図である。

第 35 図は第 33 図および第 34 図に示したる波器の等価回路図である。

第 36 図は第 35 図に示した等価回路図の変換等価回路図である。

第 37 図は本発明のろ波器の設計手法を説明するための回路図である。

第 38 図は第 37 図の回路の伝送特性を示す図である。

第 39 図は段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示す図である。

第 40 図は第 33 図から第 36 図に示したる波器の

伝送特性の一例を示す図である。

第 4 1 図は本発明の他のろ波器の要部の断面図である。

第 4 2 図は段間結合を容量結合で構成したろ波器を示す垂直断面図である。

第 4 3 図は第 4 2 図に示したろ波器の等価回路図である。

第 4 4 図は第 4 3 図に示した等価回路の変換等価回路図である。

第 4 5 図は第 4 2 図に示したろ波器の伝送特性の一例を示す図である。

第 4 6 図は本発明の第 1 0 の実施例の垂直断面図である。

第 4 7 図は本発明の第 1 0 の実施例の共振器の水平断面図である。

第 4 8 図は第 4 7 図に示した共振器の等価回路図である。

第 4 9 図は第 1 0 の実施例において入力端子 3 6 と固定電極 3 3 間を容量素子 4 2 で、出力端子 3 7 と固定電極 3 3 間を容量素子 4 3 で容量結合した例を示す図である。

第 5 0 図は第 1 0 の実施例において入出力結合手段としてプローブ 4 4 および 4 5 を用いた例を示す図である。

第 5 1 図は第 1 0 の実施例において入出力結合手段としてループ 4 6 および 4 7 を用いた例を示す図である。

第 5 2 図は本発明の第 1 1 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 5 3 図は第 5 2 図に示した共振器の等価回路図である。

第 5 4 図は第 5 2 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第 5 5 図は本発明の第 1 2 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 5 6 図は第 5 5 図に示した共振器の等価回路図である。

第 5 7 図は第 5 5 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第 5 8 図は本発明の第 1 3 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 5 9 図は第 5 8 図に示した共振器の等価回路図である。

第 6 0 図は第 5 8 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第 6 1 図は本発明の第 1 4 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 6 2 図は第 6 1 図に示した共振器の等価回路図で

ある。

第63図は第61図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第64図は第52図に示した実施例における結合素子50をプローブ44で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第65図は第52図に示した実施例における結合素子50をループ46で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第66図は第58図に示した実施例における結合素子50をプローブ44で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第67図は第58図に示した実施例における結合素子50をループ46で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第68図は第46図に示した共振器を用いて構成されたる波器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第69図は第46図に示した共振器を用いて構成されたる波器を用いて構成されたる波器の水平断面図である。

第70図は第68図および第69図に示したる波器の等価回路図である。

第71図は第70図に示した等価回路図の変換等価

回路図である。

第 7 2 図は段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示す図である。

第 7 3 図は段間結合を電界結合で構成した帯域通過ろ波器の垂直断面図である。

第 7 4 図は第 7 3 図に示した帯域通過ろ波器の等価回路図である。

第 7 5 図は第 7 4 図に示した等価回路の変換等価回路図である。

第 7 6 図は第 5 2 図に示した共振器を用いて構成されたるろ波器の垂直断面図である。

第 7 7 図は第 7 6 図に示したろ波器の右側面図である。

第 7 8 図は第 7 6 図に示したろ波器の等価回路図である。

第 7 9 図は第 5 5 図に示した共振器を用いて構成されたるろ波器の等価回路図である。

第 8 0 図は第 6 1 図に示した共振器を用いて構成されたるろ波器の垂直回路図である。

第 8 1 図は第 8 0 図に示したろ波器の等価回路図である。

第 8 2 図は第 5 8 図に示した共振器を用いて構成されたるろ波器の等価回路図である。

第 8 3 図は本発明の第 1 9 の実施例の共振器の垂直

断面図である。

第 8 4 図は本発明の第 1 9 の実施例の共振器の水平断面図である。

第 8 5 図は第 1 9 の実施例の共振器の等価回路図である。

第 8 6 図は第 1 9 の実施例において入力端子 6 5 と固定電極 6 2 間を容量素子 7 1 で、出力端子 6 6 と固定電極 6 2 間を容量素子 7 2 で容量結合した実施例の垂直断面図である。

第 8 7 図は第 1 9 の実施例において入出力結合手段としてプローブ 7 3 および 7 4 を用いた実施例の垂直断面図である。

第 8 8 図は第 1 9 の実施例において入出力結合手段として結合線 7 5 および 7 6 を用いてタップ結合した実施例の垂直断面図である。

第 8 9 図は第 8 3 図に示したる波器の垂直断面図である。

第 9 0 図は第 8 9 図に示したる波器の水平断面図である。

第 9 1 図は第 8 9 図および第 9 0 図に示したる波器の等価回路図である。

第 9 2 図は第 9 1 図に示した等価回路図の変換等価回路図である。

第 9 3 図は段間磁界結合係数と隣接する可変共振容

量素子の中心間隔との関係の一例を示す図である。

第 9 4 図は第 8 9 図ないし第 9 2 図に示したろ波器の広帯域に亙る伝送特性の一例を示す図である。

第 9 5 図は第 9 4 図における共振周波数 f_0 の近傍の拡大伝送特性図である。

第 9 6 図は可変共振容量素子を一定間隔で配設し、隣り合う可変共振容量素子の間に段間磁界結合調整素子を介在させたる波器の垂直断面図である。

第 9 7 図は第 9 6 図に示したろ波器の水平断面図である。

第 9 8 図はもう 1 つの他の種類の段間磁界結合調整素子によって段間磁界結合係数を調整するように構成されたる波器の垂直断面図である。

第 9 9 図は第 9 8 図に示したろ波器の水平断面図である。

第 1 0 0 図は第 8 3 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の他の例を示す垂直断面図である。

第 1 0 1 図は容量結合によって段間を結合するろ波器のもう 1 つの他の例を示す垂直断面図である。

第 1 0 2 図は本発明の第 2 0 の実施例の垂直断面図である。

第 1 0 3 図は本発明の第 2 0 の実施例の共振器の水平断面図である。

第 1 0 4 図は第 1 0 3 図に示した共振器の等価回路

図である。

第105図は第20の実施例において入力端子96と固定電極93間を容量素子102で、出力端子97と固定電極93間を容量素子103で容量結合した例を示す図である。

第106図は第20の実施例において入出力結合手段としてプローブ104および105を用いた例を示す図である。

第107図は第20の実施例において入出力結合手段としてループ106および107を用いた例を示す図である。

第108図は本発明の第21の実施例の共振器の垂直断面図である。

第109図は第108図に示した共振器の等価回路図である。

第110図は第108図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第111図は本発明の第22の実施例の共振器の垂直断面図である。

第112図は第111図に示した共振器の等価回路図である。

第113図は第111図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第114図は本発明の第23の実施例の共振器の垂

直断面図である。

第 1 1 5 図は第 1 1 4 図に示した共振器の等価回路図である。

第 1 1 6 図は第 1 1 4 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第 1 1 7 図は本発明の第 2 4 の実施例の共振器の垂直断面図である。

第 1 1 8 図は第 1 1 7 図に示した共振器の等価回路図である。

第 1 1 9 図は第 1 1 7 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。

第 1 2 0 図は第 1 0 9 図に示した実施例における結合素子 1 1 0 をプローブ 1 0 4 で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第 1 2 1 図は第 1 0 8 図に示した実施例における結合素子 1 1 0 をループ 1 0 6 で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第 1 2 2 図は第 1 1 4 図に示した実施例における結合素子 1 1 0 をプローブ 1 0 4 で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第 1 2 3 図は第 1 1 4 図に示した実施例における結合素子 1 1 0 をループ 1 0 6 で置き換えた実施例の垂直断面図である。

第 1 2 4 図は第 1 0 2 図に示した共振器を用いて構

成されたる波器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

第 1 2 5 図は第 1 0 2 図に示した共振器を用いて構成されたる波器を用いて構成されたる波器の水平断面図である。

第 1 2 6 図は第 1 2 4 図および第 1 2 5 図に示したる波器の等価回路図である。

第 1 2 7 図は第 1 2 6 図に示した等価回路図の変換等価回路図である。

第 1 2 8 図は段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示す図である。

第 1 2 9 図は段間結合を電界結合で構成した帯域通過る波器の垂直断面図である。

第 1 3 0 図は第 1 2 9 図に示した帯域通過る波器の等価回路図である。

第 1 3 1 図は第 1 3 0 図に示した等価回路の変換等価回路図である。

発明を実施するための最良の形態

第 3 図は本発明の第 1 の実施例の共振器の垂直断面図、第 4 図はその水平断面図、第 5 図は第 3 図とは 90° をなす垂直断面図である。

本実施例の共振器は、立方体の外部導体 1 と、細長い帯状の誘電体板 2 と、容量形成電極 3, 4 と、入力端子 5 と、出力端子 6 と、入力結合線 7 と、出力結合

線 8 と、共振周波数の微調整素子 9 と、微調整素子 9 を固定するためのロックナット 10 から構成されている。なお、外部導体 1 は有底円筒体でもよい。

誘電体板 2 は、上端及び下端がそれぞれ外部導体 1 の上壁及び下壁に、接着剤等の適当な手段によって固定されている。

容量形成電極 3, 4 は、誘電体板 2 の表面及び裏面に付着させられた金属薄層または誘電体板 2 の表面及び裏面に貼付された金属板からなっている。第 5 図に示すように、金属薄層または金属板の何れで容量形成電極 3, 4 を形成した場合においても、何れか一方の電極、この場合容量形成電極 3 の下端が外部導体 1 の下壁に電氣的に接続され、容量形成電極 3 の上端と外部導体 1 の上壁との間には両者が電氣的に接続されることのないように適宜の幅の間隙が設けられている。容量形成電極 4 の上端が外部導体 1 の上壁に電氣的に接続され、容量形成電極 4 の下端と外部導体 1 の下壁との間には両者が電氣的に接続されることのないように適宜の幅の間隙が設けられている。

入力端子 5、出力端子 6 はいずれも例えば同軸接栓より成り、各同軸接栓を形成する外部導体が外部導体 1 に接続されている。入力結合線 7 は、一端が入力端子 5 の内部導体に接続され、他端が容量形成電極 3 に接続されている。出力結合線 8 は、一端が出力端子 6

の内部導体に接続され、他端が容量形成電極 3 に接続されている。微調整素子 9 は、この場合外部導体 1 の壁面に螺合させられた金属螺子より成る。

このように構成された本共振器においては、外部導体 1 による分布インダクタンス分と、誘電体板 2、容量形成電極 3 及び 4 によって形成される共振容量素子における容量分とによって、第 6 図に等価回路図を示すように、並列共振回路が形成される。なお、第 6 図において、 R は共振回路、 M_{SR} は入力磁界結合係数、 M_{RS} は出力磁界結合係数である。

例えば入力端子 5 に高周波電力を加えると、本共振器における電磁界分布は第 4 図および第 5 図に示すようになる。第 4 図における矢印を付した破線 H は磁界を、第 5 図における矢印を付した実線 E は電界ベクトルを、矢印を付した実線 I は電流をそれぞれ表わす。

本共振器におけるインダクタンス分は比較的小さく、容量分は比較的大きいので、本共振器は低インピーダンス形で耐電圧特性の良好な共振器となる。

共振容量素子を形成する誘電体板 2 として誘電率が高く、誘電体損失がほぼ零程度にまで少ない材質を用いることによって、誘電体板 2、容量形成電極 3 及び 4 より成る共振容量素子の Q (Q_0) を無視することができ、また、本共振器が蓄積し得る電磁エネルギーは外部導体 1 の体積に対応し、本共振器を構成する金属

部分における抵抗を極めて低くすることが可能であるので、非常に大きな無負荷 Q を得ることができる。

本共振器における外部導体 1、容量形成電極 3 及び 4 を銅で形成した場合における無負荷 Q (Q_u) の大きさは、本共振器におけるインダクタンス分と容量分との比率によっても異なるが、本発明者は試作品によって次式のような無負荷 Q (Q_u) の実験式を得ることができた。

$$Q_u \approx 20 f_o^{1/2} \cdot S H \quad \dots (1)$$

ここで、

f_o : 共振周波数 (MHz)

$S H$: 外部導体 1 の高さ (cm) (第 5 図参照)

なお、本実施例においては、入力端子 5 と容量形成電極 3 間及び出力端子 6 と容量形成電極 3 間を各高周波的に結合する手段として、結合線 7 および 8 によってタップ結合した場合を例示したが、第 7 図に示すように入力端子 5 と容量形成電極 3 間を容量素子 11 を介して容量結合する手段を用いると共に、出力端子 6 と容量形成電極 3 間を容量素子 12 を介して容量結合する手段を用いてもよく、第 8 図に示すように、入出力結合手段としてプローブ 13 及び 14 を用いてもよい。

また、第 9 図に垂直断面図、第 6 図に水平断面図を示すように、入出力結合手段としてループ 15 及び

16を用いてもよい。

以上は、何れも共振容量素子を形成する容量形成電極3を入力端子5及び出力端子6に高周波的に結合する場合について説明したが、容量形成電極4を入力端子5及び出力端子6に高周波的に結合するように構成しても本発明を実施することができる。

なお、第7図ないし第10図において、第1図中と同じ参照番号は同じ構成要素を示す。

第11図は本発明の第2の実施例の共振器の垂直断面図、第12図はその等価回路図、第13図はその伝送特性を示す図である。

本実施例においては、外部回路との接続端子5と6間に挿入された伝送特性補償用のインダクタンス素子17および18と、両インダクタンス素子17および18の接続点と容量形成電極3との間に接続された容量素子19とによって低域通過ろ波回路が形成されている。本共振器においては、第13図（横軸は周波数、縦軸は減衰量）に伝送特性を示すように、共振周波数 f_0 より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻となり、共振周波数 f_0 より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかとなると共に、共振周波数 f_0 を含む周波数領域に伝送阻止帯域が形成される。

なお、結合用容量素子19の容量に応じて、共振回

路 R と結合用容量素子 19 からなる回路の共振周波数 f 。が変化する。また、第 4 図に示した共振周波数微調整素子 9 と同様の調整素子を設けることによって、共振周波数の微細調整を行うことができる。

第 14 図は本発明の第 3 の実施例の共振器の垂直断面図、第 15 図はその等価回路図、第 16 図はその伝送特性を示す図である。

本実施例は、伝送特性補償用インダクタンス素子 17 及び 18 の接続点と容量形成電極との結合を、インダクタンス素子 20 を用いてタップ結合により行うように形成した点と、インダクタンス素子 20 のインダクタンスに応じて、共振回路 R と結合用インダクタンス素子 20 からなる回路の共振周波数 f 。が変化する点が第 11 図に示した第 2 の実施例と異なり、その他構成及び作動は第 11 図に示した第 2 の実施例とほぼ同様である。

第 17 図は本発明の第 4 の実施例の共振器の垂直断面図、第 18 図はその等価回路図、第 19 図はその伝送特性を示す図である。

本実施例においては、第 11 図に示した第 2 の実施例における伝送特性補償用のインダクタンス素子 17 及び 18 を容量素子 21 及び 22 で置き換えた点が第 11 図に示した第 2 の実施例と異なり、他の構成は、第 11 図に示した第 2 の実施例と同様である。

本実施例においては、第 19 図に示したように、共振周波数 f_0 より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかで、共振周波数 f_0 より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻で、共振周波数 f_0 を含む周波数領域に伝送阻止帯域が形成される。

第 20 図は本発明の第 5 の実施例の共振器の垂直断面図、第 21 図はその等価回路図、第 22 図はその伝送特性を示す図である。

本実施例は、伝送特性補償素子として容量素子 21 及び 22 を用いる点が第 17 図に示した第 4 の実施例と同じで、結合素子としてインダクタンス素子 20 を用いてタップ結合を行うように形成した点が第 14 図に示した実施例と同じで、その他の構成は、第 17 図に示した第 4 の実施例と同じである。

第 23 図、第 24 図、第 25 図、第 26 図はそれぞれ本発明の第 6、第 7、第 8、第 9 の実施例の垂直断面図である。

第 23 図の共振器は、第 11 図に示した第 2 の実施例における結合素子 19 をプローブ 13 で置き換え、第 24 図の共振器は、第 11 図に示した第 2 の実施例における結合素子 19 をループ 15 で置き換え、第 25 図の共振器は、第 17 図に示した第 4 の実施例における結合素子 19 をプローブ 13 で置き換え、第

26図の共振器は、第17図に示した第4の実施例における結合素子19をループ15で置き換えたもので、各図におけるその他の構成は、第11図または第17図の構成と同様である。

第27図は第11図に示した共振器を複数個用いて、構成されたる波器の断面図である。

本ろ波器は、外部導体1Cと、隔壁1S₁、1S₂、1S₃と、共振容量素子CE₁、CE₂、CE₃、CE₄と、外部回路との接続端子5、6と、伝送特性補償用インダクタンス素子17₁、18₁、17₂、18₂、17₃、18₃、17₄、18₄と、結合容量素子19₁、19₂、19₃、19₄で構成されている。

共振容量素子CE₁～CE₄は、それぞれ第3図に示した共振容量素子と同じ構成である。即ち、共通の外部導体1Cの上壁と下壁にそれぞれ上端及び下端が固定された誘電体板の表面及び裏面に、金属薄板または金属板より成る電極が設けられ、何れか一方の電極の下端が共通の外部導体1Cの下壁に電氣的に接続され、該電極の上端と共通の外部導体1Cの上壁との間に間隙が設けられ、該電極の他方の電極の上端が共通の外部導体1Cの上壁に電氣的に接続され、該電極の下端と共通の外部導体1Cの下壁との間に間隙が設けられている。

第28図は、第27図に示したる波器の等価回路図である。 R_1 、ないし R_4 は、共通の外部導体ICと共振容量素子 CE_1 、ないし CE_4 によって形成される共振回路、 17_1 、 187_1 、ないし 187_3 、及び 18_4 は伝送特性補償用のインダクタンス素子で、 187_1 は第27図におけるインダクタンス素子 18_1 と 17_2 の合成インダクタンス素子、 187_2 はインダクタンス素子 18_2 と 17_3 の合成インダクタンス素子、 187_3 はインダクタンス素子 18_3 と 17_4 の合成インダクタンス素子、 19_1 、ないし 19_4 は結合用容量素子である。

第27図に示したる波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第13図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振器と結合用容量素子とより成る回路の共振周波数（第13図における f_0 ）を f_{01} 、ないし f_{04} とすると、これらの共振周波数を適宜調整して、例えば互いに近付けることにより、減衰量の大きな阻止領域を持たせることができ、各段の共振周波数 f_{01} 、ないし f_{04} を適当に離れた値に調整することにより、周波数範囲の広い阻止領域を持たせることができる。

第29図は、第14図に示した共振器を複数個用いて構成されたる波器の等価回路図である。 20_1 、ない

し 20₄ はタップ結合による結合用インダクタンス素子で、他の符号は第 24 図と同じである。

第 29 図に示した等価回路図で表される本ろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第 16 図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第 30 図は第 20 図に示した共振器を用いて構成されたろ波器の垂直断面図である。

本ろ波器は、外部導体 1C と、隔壁 1S₁、1S₂、1S₃ と、共振容量素子 CE₁、CE₂、CE₃、CE₄ と、外部回路との接続端子 5、6 と、伝送特性補償用インダクタンス素子 21₁、22₁、21₂、22₂、21₃、22₃、21₄、22₄ と、タップ結合用のインダクタンス素子 20₁、20₂、20₃、20₄ で構成されている。

第 31 図は、第 30 図に示したろ波器の等価回路図である。R₁、ないし R₄ は共振回路、21₁、22₁、ないし 22₁、及び 22₄ は伝送特性補償用の容量素子で、22₁ は第 26 図における容量素子 22₁ と 21₂ の合成容量素子、22₁ は容量素子 22₂ と 21₃ の合成容量素子、22₁ は容量素子 22₃ と 21₄ の合成容量素子、20₁、ないし 20₄、

はタップ結合用のインダクタンス素子である。

第30図に示したろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第22図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第32図は、第17図に示した共振器を用いて構成されたろ波器の等価回路図である。19、ないし194は結合用容量素子で、他の符号は第31図と同様である。

第32図に示した等価回路図で表されるろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第19図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第27図ないし第32図には、共振容量素子を4個設けた場合、即ち、回路次数 n が4の場合を例示してあるが、回路次数は、これを適宜増減して本発明を実施することができる。

第33図は、第3図に示した共振器を用いて構成されたろ波器の垂直断面図、第34図は、その水平断面図である。

本ろ波器は、外部導体 1 C と、第 2 3 図において説明したものと同一構成の共振容量素子 CE_1 , CE_2 , CE_3 , CE_4 と、入力端子 5 と、出力端子 6 と、入力結合線 7 と、出力結合線 8 と、共振周波数の微調整素子 9_1 , 9_2 , 9_3 , 9_4 と、微調整素子 9_1 , 9_2 , 9_3 , 9_4 を固定するためのロックナット 10_1 , 10_2 , 10_3 , 10_4 で構成されている。

第 3 5 図は、第 3 3 図及び第 3 4 図に示したろ波器の等価回路図である。 R_1 ないし R_4 は共振回路、 $M_{5,1}$ は入力磁界結合係数、 $M_{4,6}$ は出力磁界結合係数、 $M_{1,2}$ ないし $M_{3,4}$ は段間磁界結合係数である。

愛 3 6 図は、第 3 5 図に示した等価回路の変換等価回路図で、符号は第 3 5 図と同様である。

第 3 3 図ないし第 3 6 図には、回路次数 n が 4 の場合を例示してあるが、回路次数を適宜増減しても本発明を実施することができる。また、第 3 3 図ないし第 3 6 図には、入出力結合素子をタップ結合線 7 及び 8 で形成した場合を例示してあるが、第 7 図ないし第 1 0 図に示したコンデンサ 11 , 12 またはプローブ 13 , 14 より成る容量結合素子あるいはループ 15 , 16 より成る磁界結合素子を用いても本発明を実施することができる。

第 3 3 図ないし第 3 6 図に示した帯域通過ろ波器の

設計に当たっても、基準化低域通過ろ波器の素子値を求め、この値から回路定数を定めて所要の伝送特性を得ることは従来の設計手法と同様で、以下、第37図に回路図を、第38図（横軸は基準化周波数、縦軸は減衰量、 f_c は基準化遮断周波数）に伝送特性の曲線図を、それぞれ示すようなチエビシェフ形基準化低域通過ろ波器の素子値 g_1 ないし g_n を基にして、通過域がチエビシェフ形特性で、減衰域がワグナ形特性を呈する帯域通過ろ波器を設計する場合について説明する。

帯域通過ろ波器の設計上許容される通過域内における電圧定在波比 (VSWR) を S とすると、通過域内における許容リップル L_r は、次式 (2) で表わされる。

$$L_r = 10 \log \frac{(S+1)^2}{4S} \text{ (dB)} \quad \dots (2)$$

上式から許容リップル L_r を求めると共に、回路次数 n を定めて式 (3) から素子値 g_1 を求め、式 (4) から素子値 g_2 ないし g_n を求める。

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad \dots (3)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad \dots (4)$$

$$k = 2, 3, \dots, n$$

式 (3) 及び式 (4) において、

$$\gamma = \sinh \frac{\beta}{2n} \quad \dots (5)$$

$$\beta = \ell_n \cdot \left[\coth \frac{L_r}{17.37} \right] \quad \dots (6)$$

$$a_k = \sin \frac{(2k-1) \cdot \pi}{2n} \quad \dots (7)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \frac{k \pi}{n} \quad \dots (8)$$

なお、第 37 図において、 R_L は負荷抵抗で、

回路次数 n が奇数の場合、

$$R_L = 1 \quad \dots (9)$$

回路次数 n が偶数の場合、

$$R_L = \coth^2 \frac{\beta}{4} \quad \dots (10)$$

式 (3) 及び式 (4) から求めた素子値 g_1 ないし g_n 、帯域通過ろ波器の所要中心周波数 f_0 及び通過帯域幅 B_{wr} から、入出力磁界結合係数及び段間磁界結合係数を式 (11) 及び式 (12) で求めることができる。

入出力磁界結合係数を M_{01} 及び $M_{n,n+1}$ で表すと、

$$M_{01} = M_{n,n+1} = \frac{2}{g_1} \left[\frac{B_{wr}}{f_0} \right]^{1/2} \quad \dots (11)$$

段間磁界結合係数を $M_{12} = M_{n-1,n}$ 、 $M_{23} = M_{n-2,n-1}$ 、

$n-1, \dots$ で表し、これらをまとめて $M_{k, k+1}$ ($k = 1, 2, \dots, n-1$)で表すと、

$$M_{k, k+1} \doteq \left[\frac{4}{g_k \cdot g_{k+1}} \right]^{1/2} \cdot \frac{B_{wr}}{f_0} \dots (12)$$

式(12)で求めた段間磁界結合係数 $M_{k, k+1}$ と、第39図とを用いて隣接する共振容量素子の中心間隔を求めることができる。

第39図は、本発明者が試作品について実験を重ねた結果得られた、段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示すもので、横軸は、 $(d - 0.3C) / W$

ただし、

d : 隣接する共振容量素子の中心間隔 (第33図参照)

C : 共振容量素子の幅 (第33図参照)

W : 共通の外部導体の幅 (第34図参照)

また、縦軸は、段間磁界結合係数 $M_{k, k+1}$ である。

第33図ないし第36図に示した帯域通過ろ波器の伝送損失 L は、次式で示される。

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \left\{ 1 + \frac{(S-1)^2}{4S} T_n^2(x) \right\} \dots (13)$$

ただし、

$T_n(x)$ はチェビシェフの多項式で、

$x < 1$ の場合、

$$T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x)$$

$x > 1$ の場合、

$$T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1} x)$$

x : 基準化周波数で、

$$x = \frac{f_o}{B_{wr}} \left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right)$$

f_o : BPF の通過域における中心周波数

f : 任意の伝送周波数

B_{wr} : 許容通過周波数帯域幅

S : 通過帯域内における許容電圧定在波比 (VSWR)

第 40 図は、第 33 図ないし第 36 図に示したろ波器の伝送特性の一例を示す図で、横軸は周波数、縦軸は減衰量である。

第 27 図、第 30 図、第 33 図及び第 34 図には、何れも、共振容量素子 CE_1 ないし CE_4 の各幅方向が、共通の外部導体 IC の長手方向と平行となるように共振容量素子を設けた場合を例示したが、何れの実施例においても第 41 図に要部の断面図（第 34 図と同様の断面図）を示すように、共振容量素子 CE_1 ないし CE_4 の各幅方向が、共通の外部導体 IC の長手方向と直角となるように配設しても本発明を実施することができる。

共振容量素子を第 41 図に示すように配設し、段間

を磁界結合して帯域通過ろ波器を構成する場合、その設計手法は、第33図に示した帯域通過ろ波器の設計手法と同様であるが、共振容量素子の中心間隔を求めるための曲線図、即ち、第39図の横軸 ($d - 0.3C$) / W の C の値を適当に補正することによって、即ち、 C の値は共振容量素子の幅の長さに対応するから、第41図のように、共振容量素子を配設した場合には C の値を共振容量素子の厚さに対応する値に補正することによって、所要の伝送特性を有する帯域通過ろ波器を実現することができる。

第42図は、段間結合を容量結合で構成した帯域通過ろ波器を示す垂直断面図（第33図と同様箇所の断面図）である。

本ろ波器は、外部導体1Cと、共振容量素子 $CE_1 \sim CE_4$ と、入力端子5と、出力端子6と、入力結合容量素子 23_{s1} と、段間結合容量素子 23_{12} 、 23_{23} 、 23_{34} と、出力結合容量素子 23_{46} で構成されている。

第43図は、第42図に示した帯域通過ろ波器の等価回路図である。 R_1 ないし R_4 は共振回路、 23_{s1} は入力結合容量、 23_{12} ないし 23_{34} は段間結合容量、 23_{46} は出力結合容量である。

第44図は、第43図に示した等価回路の変換等価回路図である。

第42図には、入出力結合素子を容量素子で形成した場合を例示してあるが、タップ結合線、プローブ、ループ等の高周波的結合手段を用いてもよい。

第45図は、第42図に示した帯域通過ろ波器の伝送特性の一例を示す図で、横軸は周波数、縦軸は減衰量である。

第46図は、本発明の第10の実施例の共振器を示す垂直断面図、第47図はその水平断面図である。

本実施例の共振器は、立方体の外部導体31と、固体誘電体よりなる円筒体32と固定電極33と可動電極34よりなる可変共振容量素子と、可動電極34を固定するためのロックナット35と、入力端子36と、出力端子37と、入力結合線38と、出力結合線39と、共振周波数の微調整素子40と、ロックナット41で構成されている。なお、外部導体31は有底円筒体でもよい。

円筒体32は、下端部を接着剤等の適当な手段によって外部導体31の下壁に固定され、上端部は適当な間隔を隔てて外部導体31の上壁と対向させてある。

固定電極33は、円筒体32の外周面に付着させられた銀等の金属薄層より成り、その下端部が半田付け等の手段によって外部導体31の下壁に電氣的に接続されている。

可動電極34は、外周面に螺子を刻んだ円柱状又は

円筒状導体（例えば銅）より成り、固定電極 33 と同軸状に保って外部導体 31 の上壁に設けられた螺子孔に螺合させられ、正方向又は逆方向に回転させて前進又は後退させることによって円筒体 32 内への挿入長、したがって、また固定電極 33 内への挿入長を変えることができるように形成してあり、ロックナット 35 で固定される。

入力端子 6、出力端子 7 は例えば同軸接合より成り、各同軸接合を形成する外部導体が、外部導体 31 に接続されている。入力結合線 38 は、一端が同軸接合 36 の内部導体に接続され、他端が固定電極 33 に接続されている。出力結合線 39 は、一端が同軸接合 37 の内部導体に接続され、他端が固定電極 33 に接続されている。微調整素子 40 は、例えば外部導体 31 の壁面に螺合させた金属螺子より成り、ロックナット 41 で固定される。

このように構成された本共振器においては、外部導体 31 における分布インダクタンス分と、固体誘電体より成る円筒体 32、固定電極 33 及び可動電極 34 によって形成される可変共振容量素子における容量分とによって、第 48 図に等価回路図を示すような、並列共振回路が形成される。

第 48 図において、 R は共振回路、 M_{eR} は入力磁界結合係数、 M_{r7} は出力磁界結合係数である。

例えば同軸接註 3 6 に高周波電力を加えると、本共振器における電磁界分布は電界ベクトルが、第 4 6 図における矢印を付した実線 E で、電流が第 4 6 図における矢印を付した実線 I で、磁界が第 4 7 図における破線 H でそれぞれ表される。

本共振器におけるインダクタンス分は比較的小さく、容量分は比較的大きいので、低インピーダンス形で耐電圧特性の良好な共振器となる。

可変共振容量素子を形成する固体誘電体より成る円筒体 3 2 としては誘電率が高く、誘電体損失がほぼ零程度にまで少ない材質を用いることによって、固体誘電体より成る円筒体 3 2、固定電極 3 3 及び可動電極 3 4 より成る可変共振容量素子の Q (Q_u) を無視することができ、また、本共振器が蓄積し得る電磁エネルギーは外部導体 3 1 の体積に対応し、本共振器を構成する金属部分における抵抗を極めて低くすることが可能であるから、非常に大きな無負荷 Q を得ることができる。

本共振器における外部導体 3 1、固定電極 3 3 及び可動電極 3 4 を銅で形成した場合における無負荷 Q (Q_u) の大きさは、本共振器におけるインダクタンス分と容量分との比率によっても異なるが、本発明者は試作品によって次式 (14) のような無負荷 Q (Q_u) の実験式を得ることができた。

$$Q_u \approx 20 f_o^{1/2} \cdot S H \quad \dots \quad (14)$$

上式において、

f_o : 共振周波数 (MHz)

$S H$: 外部導体 31 の高さ (cm) (第 46 図参照)

また、第 46 図には、入力端子 36 と固定電極 33 間および出力端子 37 と固定電極 33 間の各高周波的に結合する手段として、結合線 38 及び 39 によってタップ結合した場合を例示したが、第 49 図に示すように、入力端子 36 と固定電極 33 間を容量素子 42 を介して容量結合する手段を用いると共に、出力端子 37 と固定電極 33 間を容量素子 43 を介して容量結合する手段を用いてもよく、第 50 図に示すように、入出力結合手段としてプローブ 44 及び 45 を用いるか、第 51 図に示すように、入出力結合手段としてループ 46 及び 47 を用いてもよい。

なお、第 49 図ないし第 51 図は、第 47 図における外部導体 31 の側壁のうち、下方（図面に向かって）の側壁を除いて上方を見た断面図に相当し、以下、第 49 図ないし第 51 図と同様の図面、例えば第 52 図等も同様の断面図である。

第 49 図ないし第 51 図において、図面の説明の際に言及することのなかった構成は、第 46 図と同様である。

第 52 図は、本発明の第 11 の実施例の共振器を示

す断面図である。

本実施例においては、外部回路との接続端子 36 と 37 間に挿入された伝送特性補償用のインクダクタンス素子 48 及び 49 並びに両インクダクタンス素子 48 及び 49 の接続点と共振容量素子を形成する固定電極 33 との間に挿入接続された容量素子 20 によって低域通過ろ波回路が形成されている。本共振器においては、第 54 図（横軸は周波数、縦軸は減衰量）に伝送特性を示すように、共振周波数 f_0 より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻となり、共振周波数 f_0 より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかとなると共に、共振周波数 f_0 を含む周波数領域に伝送阻止帯域が形成される。

第 53 図は、第 52 図に示した共振器の等価回路図である。R は、外部導体 31 と可変共振容量素子によって形成される共振回路、他の符号は第 52 図と同様である。

なお、結合用容量素子 50 の容量に応じて、共振回路 R と結合用容量素子 52 からなる回路の共振周波数 f_0 が変化し、また、第 47 図に示した共振周波数微調整素子 40 と同様の調整素子を設定することによって、共振周波数の微細調整を行うことができる。

第 55 図は本発明の第 12 の実施例の共振器の垂直断面図である。

本実施例は、伝送特性補償用インダクタンス素子 48 及び 49 の接続点と、可変共振容量素子を形成する固定電極 33 との結合を、インダクタンス素子 51 を用いてタップ結合により行うように形成した点と、インダクタンス素子 51 のインダクタンスに応じて、共振回路 R と結合用インダクタンス素子 51 からなる回路の共振周波数 f_0 が変化する点が第 52 図に示した第 11 の実施例と異なり、他の構成及び作動は第 52 図に示した第 11 の実施例とほぼ同様である。

第 56 図は、第 55 図に示した共振器の等価回路図である。インダクタンス素子 51 を除く他の符号は、第 53 図と同じである。

第 57 図（横軸及び縦軸は、第 54 図と同様である）は、第 55 図に示した共振器の伝送特性を示す図で、第 54 図に示した特性とほぼ同様である。

第 58 図は本発明の第 13 の実施例の共振器の垂直断面図である。本実施例は、第 52 図に示した第 11 の実施例における伝送特性補償用のインダクタンス素子 48 及び 49 を容量素子 52 及び 53 で置き換えた点が第 52 図に示した第 11 の実施例と異なり、他の構成は、第 52 図に示した第 11 の実施例と同様である。

第 59 図は、第 58 図に示した共振器の等価回路図で、容量素子 52 及び 53 を除く他の符号は、第 53

図と同様である。

第60図（横軸及び縦軸は、第54図と同様である）は、第58図に示した共振器の伝送特性を示す図である。本実施例においては、共振周波数 f_0 より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかで、共振周波数 f_0 より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻で、共振周波数 f_0 を含む周波数領域に阻止帯域が形成される。

第61図は本発明の第14の実施例を示す垂直断面図である。

本実施例は、伝送特性補償素子として容量素子52及び53を用いる点は第58図に示した第13の実施例と同じで、結合素子としてインクダクタンス素子51を用いてカップ結合を行うように形成した点は第55図に示した第12の実施例と同じで、他の構成は、第58図に示した第13実施例と同じである。

第62図は、第61図に示した共振器の等価回路図で、符号は、インクダクタンス素子51を除いて第59図と同じである。

第63図（横軸及び縦軸は、第60図と同様である）は、第61図に示した共振器の伝送特性を示す図で、第60図に示した特性とほぼ同様である。

第64図ないし第67図もまた本発明の第15から第18の実施例を示す断面図である。第64図の共振

器は、第 5 2 図に示した実施例における結合素子 5 0 をプローブ 4 4 で置き換え、第 6 5 図の共振器は、第 5 2 図に示した実施例における結合素子 5 0 をループ 4 6 で置き換え、第 6 6 図の共振器は、第 5 8 図に示した実施例における結合素子 5 0 をプローブ 4 4 で置き換え、第 6 7 図の共振器は、第 5 8 図に示した実施例における結合素子 5 0 をループ 4 6 で置き換えたもので、各図における他の構成は、第 5 2 図または第 5 8 図の実施例と同様である。

第 6 8 図は、第 4 6 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図、第 6 9 図はその水平断面図である。

本ろ波器は、外部導体 3 1 C と、第 4 6 図に示した固定電極 3 3 と同様の固定電極 3 3₁ ~ 3 3₄ と、第 4 6 図に示した可動電極 3 4 と同様に、固定電極 3 3₁ ~ 3 3₄ と共に可変共振容量素子を構成する可変電極 3 4₁ ~ 3 4₄ と、可変電極 3 4₁ ~ 3 4₄ を固定するためのロックナット 3 5₁ ~ 3 5₄ と、入力端子 3 6 と、出力端子 3 7 と、入力結合線 3 8 と、出力結合線 3 9 と、共振周波数の微調整素子 4 0₁ ~ 4 0₄ と、微調整素子 4 0₁ ~ 4 0₄ を固定するためのロックナット 4 1₁ ~ 4 1₄ で構成されている。

第 7 0 図は、第 6 8 図及び第 6 9 図に示したろ波器の等価回路図である。R₁ ないし R₄ は共振回路、

$M_{6,1}$ は入力磁界結合係数、 $M_{4,7}$ は出力磁界結合係数、 $M_{1,2}$ ないし $M_{3,4}$ は段間磁界結合係数である。

第71図は、第70図に示した等価回路図の変換等価回路図で、符号は第70図と同じである。

第68図ないし第71図には、入出力結合素子をタップ結合線38及び39で形成した場合を例示してあるが、第49図ないし第51図に示したコンデンサ42、43又はプローブ44、45より成る容量結合素子あるいはループ46、47より成る磁界結合素子を用いても本発明を実施することができる。

第68図ないし第71図に示した帯域通過ろ波器も第33図ないし第36図に示した帯域通過ろ波器と同様に設計することができる。

第72図は、本発明者が試作品について実験を重ねた結果得られた、段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示すもので、横軸は、 $(d - 0.3C) / W$

但し、

d : 隣接する共振容量素子の中心間隔 (第68図参照)

C : 可変共振容量素子を形成する固定電極33₁ ~ 33₄の外径 (第68図参照)

W : 外部導体31Cの幅 (第69図参照)

また、縦軸は、段間磁界結合係数 $M_{k, k+1}$ である。

第68図ないし第71図に示した帯域通過ろ波器の伝送損失 L は、(13)式で示される。

第68図ないし第71図に示したろ波器の伝送特性の一例は第40図に示される。

第73図は、段間結合を容量結合で形成した帯域通過ろ波器の縦断面図である。

本ろ波器は、外部導体31Cと、固定電極33₁～33₄と、ロックナット35₁～35₄と、入力端子36と、出力端子37と、入力結合容量素子54_{0,1}と、段間結合容量素子54_{1,2}～54_{3,4}と、出力結合容量素子54_{4,7}で構成されている。

第74図は、第73図に示した帯域通過ろ波器の等価回路図である。 R_1 ないし R_4 は共振回路、54_{0,1}は入力結合容量、54_{1,2}ないし54_{3,4}は段間結合容量、54_{4,7}は出力結合容量である。

第75図は、第74図に示した等価回路の変換等価回路図で、符号は第74図と同じである。

第73図には、入出力結合素子を容量素子で形成した場合を例示してあるが、タップ結合線、プローブ又はループ等の高周波結合手段を用いてもよい。

第73図に示した帯域通過ろ波器の伝送特性の一例は第40図に示される。

第76図は第52図に示した共振器を用いて構成されたるろ波器の垂直断面図、第77図は第76図の右側

面図である。

本ろ波器は、外部導体 31C と、導体板よりなる隔壁 31S₁ ~ 31S₃ と、固定電極 33₁ ~ 33₄ と、可動電極 34₁ ~ 34₄ と、可動電極 34₁ ~ 34₄ を固定するためのロックナット 35₄ と、外部回路との接続端子 36、37 と、伝送特性補償用のインダクタンス素子 48₁ ~ 48₄、49₁ ~ 49₄ と、結合容量素子 50₁ ~ 50₄ で構成されている。

第 78 図は、第 76 図に示したろ波器の等価回路図である。R₁ ないし R₄ は、固定電極 33₁ ないし 33₄ 及び可動電極 34₁ ないし 34₄ より成る可変共振容量素子と共通の外部導体 31C によって形成される共振回路、48₁、498₁ ないし 498₃ 及び 49₄ は伝送特性補償用のインダクタンス素子で、498₁ は第 75 図におけるインダクタンス素子 49₁ と 48₂ の合成インダクタンス素子、498₂ はインダクタンス素子 49₂ と 48₃ の合成インダクタンス素子、498₃ はインダクタンス素子 49₃ と 48₄ の合成インダクタンス素子、50₁ ないし 50₄ は結合用容量素子である。

第 76 図に示したろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第 54 図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振器と結合用容量素子とよ

り成る回路の共振周波数（第54図における f_0 。）を $f_{0.1}$ ないし $f_{0.4}$ とすると、これらの共振周波数を適宜調整して、例えば互いに近付けることにより、減衰量の大きな阻止領域を持たせることができ、各段の共振周波数 $f_{0.1}$ ないし $f_{0.4}$ を適当に離れた値に調整することにより、周波数範囲の広い阻止領域を持たせることができる。

第79図は、第55図に示した共振器を用いて構成されたる波器の等価回路図である。 51_1 ないし 51_4 はタップ結合用インダクタンス素子で、他の符号は第78図と同じである。

第79図に示した等価回路図で表される本ろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第57図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第80図は、第61図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図である。

本ろ波器は、外部導体 $31C$ と、導体板よりなる隔壁 $31S_1 \sim 31S_3$ と、固定電極 $33_1 \sim 33_4$ と、可動電極 $34_1 \sim 34_4$ と、外部回路との接続端子 $36, 37$ と、伝送特性補償用の容量素子 $52_1 \sim 52_4, 53_1 \sim 53_4$ と、タップ結合用のインダク

タンス素子 5 1₁ ~ 5 1₄ で構成されている。

第 8 1 図は、第 8 0 図に示したろ波器の等価回路図である。R₁ ないし R₄ は共振回路、5 2 1₁ , 5 3 2₁ ないし 5 3 2₃ 及び 5 3₄ は伝送特性補償用の容量素子で、5 3 2₁ は第 8 0 図における容量素子 5 3₁ と 5 2₂ の合成容量素子、5 3 2₂ は容量素子 5 3₂ と 5 3₃ の合成容量素子、5 3 2₃ は容量素子 5 3₃ と 5 2₄ の合成容量素子、5 1₁ ないし 5 1₄ はタップ結合用のインダクタンス素子である。

第 8 0 図に示したろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第 6 3 図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第 8 2 図は、第 5 8 図に示した共振器を用いて構成されたろ波器の等価回路図である。2 0₁ ないし 2 0₄ は結合用容量素子で、他の符号は第 8 1 図と同様である。

第 8 2 図に示した等価回路図で表されるろ波器の伝送特性は、このろ波器を構成する各段の共振器の伝送特性、即ち、第 6 0 図に示した伝送特性とほぼ同様の伝送特性が重畳合成されたものとなり、各段の共振周波数を適宜調整することにより、合成阻止領域の減衰

量及び周波数範囲を適宜調整することができる。

第68図以降第82図までの図面について説明したる波器は、可変共振容量素子を4個設けた場合、即ち、回路次数 n が4の場合であるが、回路次数を適宜増減して本発明を実施することができる。

また、第68図以降の図面について説明したる波器は、コムライン形る波器の場合であるが、インタディジタル形る波器にも本発明を実施することができる。

第83図は本発明の第19の実施例の共振器の垂直断面図、第84図はその水平断面図である。

本実施例の共振器は、立方体の外部導体61と、円筒状の導体よりなる固定電極62と、可動電極63と、可動電極63を固定するためのロックナット64と、入力端子65と、出力端子66と、入力結合ループ67と、出力結合ループ68と、共振周波数の微調整素子69と、微調整素子69を固定するためのロックナット70で構成されている。なお、外部導体61は有底円筒体で形成してもよい。

固定電極62は、下端部が外部導体61の下壁に固定され、上端部が適当な間隔を隔てて外部導体61の上壁と対向させてある。なお、固定電極62の下端部は、例えば、固定電極62の下端部に一体に取り付けた鰐部を、外部導体61の下壁に螺子止めして固定する。可動電極63は、外周面に螺子を刻んだ円柱状又

は円筒状導体（例えば銅）より成り、固定電極 6 2 と同軸状に保って外部導体 6 1 の上壁に設けた螺子孔に螺合させられ、正方向又は逆方向に回転させ前進又は後退させることによって、固定電極 6 2 内への挿入長を変えることができるように形成してある。入力端子 6 5、出力端子 6 6 は、例えば同軸接栓より成り、各同軸接栓を形成する外部導体を、外部導体 6 1 に接続してある。微調整素子 6 9 は、例えば外部導体 6 1 の壁面に螺合させた金属螺子より成る。

このように構成された本共振器においては、外部導体 6 1 における分布インダクタンス分と、固定電極 6 2 及び可動電極 6 3 によって形成される可変共振容量素子における容量分とによって、第 8 5 図に等価回路図を示すような並列共振回路が形成される。

第 8 5 図において、 R は共振回路、 M_{sr} は入力磁界結合係数、 M_{rs} は出力磁界結合係数である。

例えば入力端子 6 5 に高周波電力を加えると、本共振器における電磁界分布は電界ベクトルが、8 3 図における矢印を付した実線 E で、電流が矢印を付した実線 I で、磁界が第 8 4 図における破線 H でそれぞれ表わされる。

本共振器におけるインダクタンス分は比較的小さく、容量分は比較的大きいので、低インピーダンス形で耐電圧特性の良好な共振器となる。また、本共振器が

蓄積し得る電磁エネルギーは外部導体 6 1 の体積に対応し、本共振器を構成する金属部分における抵抗を極めて低くすることが可能であるから、非常に大きな無負荷 Q を得ることができる。

本共振器における外部導体 6 1、固定電極 6 2 及び可動電極 6 3 を銅で形成した場合における無負荷 Q (Q_0) の大きさは、本共振器におけるインダクタンス分と容量分との比率によっても異なるが、本発明者は試作品によって次式 (15) のような無負荷 Q (Q_0) の実験式を得ることができた。

$$Q_0 \approx 20 f_0^{1/2} \cdot SH \quad \dots \quad (15)$$

上式において、

f_0 : 共振周波数 (MHz)

SH : 外部導体 6 1 の高さ (cm) (第 8 3 図参照)

第 8 3 図には、共振周波数微調整素子 6 9 及びロックナット 7 0 を設けた場合を例示してあるが、これらを省いても本発明を実施することができる。また、第 8 3 図には、入力端子 6 5 と固定電極 6 2 間及び出力端子 6 6 と固定電極 6 2 間を各高周波的に結合する手段として、ループ 6 7 及び 6 8 を設けた場合を例示したが、第 8 6 図に示すように、入力端子 6 5 と固定電極 6 2 間を容量素子 7 1 を介して容量結合する手段を用いると共に、出力端子 6 6 と固定電極 6 2 間を容量素子 7 2 を介して容量結合する手段を用いてもよく、

第 87 図に示すように、入出力結合手段としてプローブ 73 及び 74 を用いるか、第 88 図に示すように、入出力結合手段として結合線 75 及び 76 を用いてタップ結合を行ってもよい。

なお、第 86 図ないし第 88 図は、第 84 図における外部導体 61 の側壁のうち、下方（図面に向かって）の側壁を除いて内部を見た断面図である。

第 86 図ないし第 88 図において、図面の説明の際に言及することのなかった符号及び構成は、第 83 図と同じである。

第 89 図は第 83 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の垂直断面図、第 90 図はその水平断面図である。

本ろ波器は、外部導体 61C と、固定電極 62₁ ～ 62₄ と、可動電極 63₁ ～ 63₄ と、可動電極 63₁ ～ 63₄ を固定するためのロックナット 64₁ ～ 64₄ と、入力端子 65 と、出力端子 66 と、入力結合ループ 67 と、出力結合ループ 68 で構成されている。

第 91 図は、第 89 図及び第 90 図に示したろ波器の等価回路図である。R₁ ないし R₄ は共振回路、M_{5,1} は入力磁界結合係数、M_{4,6} は出力磁界結合係数、M_{1,2} ないし M_{3,4} は段間磁界結合係数である。

第 92 図は、第 91 図に示した等価回路図の変換等

価回路図で、符号は第 9 1 図と同じである。

第 8 9 図ないし第 9 2 図に示した帯域通過ろ波器も第 3 3 図ないし第 3 6 図に示した帯域通過ろ波器と同様に設計することができる。

第 9 3 図は、本発明者が試作品について実験を重ねた結果得られた、段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示すもので、横軸は、 $(d - 0.3C) / W$

但し、

d : 隣接する共振容量素子の中心間隔 (第 9 0 図参照)

C : 可変共振容量素子を形成する固定電極 2₁ ないし 2₄ の各外径 (第 8 9 図参照)

W : 共通のシールドケース 6 I C の幅 (第 9 0 図参照)

また、縦軸は、段間磁界結合係数 $M_{k, k+1}$ である。

第 8 9 図ないし第 9 2 図に示した帯域通過ろ波器の伝送特性 L は、(13) 式で示される。

第 9 4 図は、第 8 9 図ないし第 9 2 図に示したろ波器の広帯域に亘る伝送特性の一例を示す図である。横軸は周波数 (MHz) で、目盛り間隔 300 MHz、共振周波数 f_0 は 565 MHz、縦軸は減衰量 (dB) で、目盛り間隔 10 dB である。

第 9 5 図は、第 9 4 図における共振周波数 f_0 の近

傍の拡大伝送特性図である。横軸は周波数 (MHz) で目盛り間隔 5 MHz、縦軸は減衰量 (dB) で目盛り間隔 5 dB である。

第 94 図に示したように、共振周波数 f_0 以外の高調波成分が大幅に減衰しているが、この特性は、本ろ波器を構成する共振器の特性でもあるので、第 83 図に示した本共振器は、集中定数回路素子であるコイル及びコンデンサによって形成される集中定数形共振器と特性においてほぼ同等であることとなる。

なお、第 94 図において、減衰量が -80 dB ないし -100 dB 付近に存在する不規則な波形は、測定器回路において混入した雑音と思われる。

第 89 図ないし第 92 図に示したろ波器においては、所要の段間磁界結合係数に応じて可変共振容量素子の中心間隔を定めることにより、所要の電気的特性を持たせるように構成したが、可変共振容量素子を適宜一定間隔で配設し、隣り合う可変共振容量素子の間に従来公知の段間磁界結合調整素子を介在させて、所要の電気的特性を得るようにすることもできる。

第 96 図は、その一例を示す垂直断面図、第 97 図は水平断面図である。両図において、77₁₁ないし 77₃₂は従来公知の段間磁界結合調整素子で、丸棒状、角棒状又は帯状の導体より成り、隣り合う固定電極 62₁ と 62₂ の間、62₂ と 62₃ の間、62₃ と

624 の間において、各段間磁界結合調整素子 77₁₁ ないし 77₃₂ の各軸方向が固定電極 62₁ ないし 62₄ の各軸方向と平行となり、かつ、各段間磁界結合調整素子 77₁₁ ないし 77₃₂ の各両端を共通のシールドケース 61C の上壁及び下壁に電氣的機械的に接続固定してある。

各段間磁界結合調整素子 77₁₁ ないし 77₃₂ の各太さを適当に形成するか、隣り合う可変共振容量素子の間に介在する段間磁界結合調整素子の数を適宜増減することによって、段間磁界結合係数を所要の値に調整することができる。

第98図もまた段間磁界結合調整素子によって段間磁界結合係数を調整するように構成されたる波器の一例を示す垂直断面図であり、第99図は、その水平断面図である。両図において、78₁ ないし 78₃ は従来公知の段間磁界結合調整素子で、それぞれ、隣り合う固定電極 62₁ と 62₂ の間、62₂ と 62₃ の間、62₃ と 62₄ の間において、各板面が共通シールドケース 61C の長手方向と直交し、各周縁が共通のシールドケース 61C の上壁、下壁及び両側壁に電氣的に接続され、各板面に磁界結合孔隙を穿ってある。

各段間磁界結合調整素子 78₁ ないし 78₃ に穿たれた磁界結合孔隙の面積に応じて段間磁界結合係数を

適宜調整することができる。

第 96 図ないし第 99 図において他の構成は、第 89 図及び第 90 図と同様である。

第 100 図は第 83 図に示した共振器を用いて構成されたる波器の他の例を示す垂直断面図である。

本ろ波器は、外部導体 61C と、固定電極 62₁ ～ 62₄ と、可動電極 63₁ ～ 63₄ と、可動電極 63₁ ～ 63₄ を固定するためのロックナット 64₁ ～ 64₄ と、入力端子 65 と、出力端子 66 と、入力結合用プローブ 73 と、出力結合用プローブ 74 と、導体板よりなる隔壁 79₁ ～ 79₃ と、容量形成電極 80_{1,1} ～ 80_{3,2} と、接続導体 81₁ ～ 81₃ とで構成されている。

接続導体 81₁ ～ 81₃ は隔壁 79₁ ～ 79₃ との間を絶縁を保って隔壁 79₁ ～ 79₃ に挿通固定され、接続導体 81₁ は電極 80_{1,1} と 80_{1,2} とを接続して、固定電極 62₁ を含む共振器と固定電極 62₃ を含む共振器とを容量結合する。他の共振器間の結合も同様である。

第 101 図もまた、容量結合によって段間を結合するろ波器の垂直断面図である。

本ろ波器では、第 100 図のろ波器の隔壁 79₁ ～ 79₃ と容量形成電極 80_{1,1} ～ 80_{3,2} と接続導体 81₁ ～ 81₃ の代りに、断面がコの字形の容量形成

電極 8 2₁ ~ 8 2₃ と、共通のシールドケース 6 1 C の上壁の間を絶縁を保って上壁に回転可能に取り付けてある回転支軸 8 3₁ ~ 8 3₃ が設けられている。

支軸 8 3₁ を回転させると、この支軸 8 3₁ に支持されている電極 8 2₁ もまた回転して段間結合容量係数が変化する。他の段間結合も同様である。

第 8 9 図、第 9 0 図、第 9 6 図 ~ 第 1 0 1 図に示した実施例におけるろ波器は、回路次数が 4 の場合を例示してあるが、適宜増減して本発明を実施することができる。

上記各実施例は、コムライン形ろ波器の場合を示してあるが、インタディジタル形ろ波器にも本発明は実施可能である。

第 8 9 図、第 9 0 図および第 9 6 図ないし第 1 0 1 図に示したろ波器においては、入出力結合素子として、第 8 3 図、第 8 6 図ないし第 8 8 図に示した共振器における入出力結合素子のうち、任意の素子を用いて本発明を実施することができる。

第 8 3 図、第 8 6 図ないし第 8 8 図に示した共振器において、何れか一方の端子を、第 5 2 図、第 5 5 図、第 5 8 図、第 6 1 図、第 6 4 図 ~ 第 6 7 図等で採用した手法により外部回路に接続することにより、帯域阻止ろ波器として動作させることができる。

また、第 7 6 図 ~ 第 8 2 図における各可変容量素子

を第 8 3 図における可変容量素子で置き換えることにより、阻止帯域幅又は減衰量等を自在に設定変化させることの可能な帯域阻止ろ波器を構成することができる。

第 1 0 2 図は、本発明の第 2 0 の実施例の共振器を示す垂直断面図、第 1 0 3 図はその水平断面図である。

本実施例の共振器は、立方体の外部導体 9 1 と、セラミックスの固体誘電体よりなる円筒体 9 2 と、固定電極 9 3 A と 9 3 B と可動電極 9 4 よりなる可変共振容量素子と、固定電極 9 3 A を固定するための固定金具 9 3 C と、固定電極 9 3 B を固定するための固定金具 9 3 D と、可動電極 9 4 を固定するためのロックナット 9 5 と、入力端子 9 6 と、出力端子 9 7 と、入力結合線 9 8 と、出力結合線 9 9 と、共振周波数の微調整素子 1 0 0 と、ロックナット 1 0 1 で構成されている。なお、外部導体 9 1 は有底円筒体でもよい。

円筒体 9 2 は、上端部、下端部が適当な間隔を隔ててそれぞれ外部導体 3 1 の上壁、下壁と対向させてある。固定電極 9 3 A (9 3 B) は、円筒体 9 2 の内周面 (外周面) に付着させられた銀等の金属薄層よりなる。固定電極 9 3 A の上端は鐳のついた円筒状の導電性固定金具 9 3 C の内側に半田付けされ、固定金具 9 3 C の鐳はねじによって外部導体 9 1 の上壁に固定

されている。また、固定電極 9 3 B の下端は、上部に複数のスリットを設けて弾性を持たせた有底円筒状の導電性固定金具 9 3 D の上部を弾力的に接触させながら挿入して取り付けられ、固定金具 9 3 D の底部に設けたねじ穴を使用してねじによって外部導体 9 1 の下壁に固定されている。

可動電極 9 4 は、外周面に螺子を刻んだ円柱状又は円筒状導体（例えば銅）より成り、固定電極 9 3 A、9 3 B と同軸状に保って外部導体 9 1 の上壁に設けられた螺子孔に螺合させられ、正方向又は逆方向に回転させて前進又は後退させることによって円筒体 9 2 内への挿入長、したがって、また固定電極 9 3 B 内への挿入長を変えることができるように形成しており、ロックナット 9 5 で固定される。

入力端子 9 6、出力端子 9 7 は例えば同軸接栓より成り、各同軸接栓を形成する外部導体が、外部導体 9 1 に接続されている。入力結合線 9 8 は、一端が同軸接栓 9 6 の内部導体に接続され、他端が固定電極 9 3 に接続されている。出力結合線 9 7 は、一端が同軸接栓 9 7 の内部導体に接続され、他端が固定電極 9 3 A に接続されている。微調整素子 1 0 0 は、外部導体 9 1 の壁面に螺合させた金属螺子より成り、ロックナット 1 0 1 で固定される。

このように構成された本共振器においては、外部導

体 9 1 における分布インダクタンス分と、固体誘電体より成る円筒体 9 2、固定電極 9 3 A、9 3 B 及び可動電極 9 4 によって形成される可変共振容量素子における容量分とによって、第 1 0 4 図に等価回路図を示すような、並列共振回路が形成される。

第 1 0 4 図において、 R は共振回路、 M_{sR} は入力磁界結合係数、 M_{Rr} は出力磁界結合係数である。

例えば同軸接栓 9 6 に高周波電力を加えると、本共振器における電磁界分布は電界ベクトルが、第 1 0 2 図における矢印を付した実線 E で、電流が第 1 0 2 図における矢印を付した実線 I で、磁界が第 1 0 3 図における破線 H でそれぞれ表される。

本共振器におけるインダクタンス分は比較的小さく、容量分は比較的大きいので、低インピーダンス形で耐電圧特性の良好な共振器となる。

可変共振容量素子を形成する固体誘電体より成る円筒体 9 2 としては誘電率が高く、誘電体損失がほぼ零程度にまで少ないセラミックスを用いることによって、固体誘電体より成る円筒体 9 2、固定電極 9 3 A、9 3 B 及び可動電極 9 4 より成る可変共振容量素子の Q (Q_0) を無視することができ、また、本共振器が蓄積し得る電子エネルギーは外部導体 9 1 の体積に対応し、本共振器を構成する金属部分における抵抗を極めて低くすることが可能であるから、非常に大きな無負

荷 Q を得ることができる。

本共振器における外部導体 9 1、固定電極 9 3 A、9 3 B 及び可動電極 9 4 を銅で形成した場合における無負荷 Q (Q_0) の大きさは、本共振器におけるインダクタンス分と容量分との比率によっても異なるが、本発明者は試作品によって次式 (16) のような無負荷 Q (Q_0) の実験式を得ることができた。

$$Q_0 \approx 20 f_0^{1/2} \cdot SH \quad \dots (16)$$

上式において、

f_0 : 共振周波数 (MHz)

SH : 外部導体 9 1 の高さ (cm) (第 1 0 2 図参照)

また、第 1 0 2 図には、入力端子 9 6 と固定電極 9 3 A および出力端子 9 7 と固定電極 9 3 A 間の各高周波的に結合する手段として、結合線 9 8 および 9 9 によってタップ結合した場合を例示したが、第 1 0 5 図に示すように、入力端子 9 6 と固定電極 9 3 A 間を容量素子 1 0 2 を介して容量結合する手段を用いると共に、出力端子 9 7 と固定電極 9 3 A 間を容量素子 1 0 3 を介して容量結合する手段を用いてもよく、第 1 0 6 図に示すように、入出力結合手段としてプローブ 1 0 4 及び 1 0 5 を用いるか、第 1 0 7 図に示すように、入出力結合手段としてループ 1 0 6 及び 1 0 7 を用いてもよい。

なお、第105図ないし第107図は、第103図における外部導体91の側壁のうち、下方（図面に向かって）の側壁を除いて上方を見た断面図に相当し、以下、第105図ないし第107図と同様の図面、例えば第108図等も同様の断面図である。

第105図ないし第107図において、図面の説明の際に言及することのなかった構成は、第102図と同様である。

第108図は、本発明の第21の実施例の共振器を示す断面図である。

本実施例においては、外部回路との接続端子96と97間に挿入された伝送特性補償用のインクダクタンス素子108及び109並びに両インクダクタンス素子108及び109の接続点と共振容量素子を形成する固定電極93Aとの間に挿入接続された容量素子110によって低域通過ろ波回路が形成されている。本共振器においては、第110図（横軸は周波数、縦軸は減衰量）に伝送特性を示すように、共振周波数 f_0 。より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻となり、共振周波数 f_0 。より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかとなると共に、共振周波数 f_0 。を含む周波数領域に伝送阻止帯域が形成される。

第109図は、第108図に示した共振器の等価回

路図である。Rは、外部導体91と可変共振容量素子によって形成される共振回路、他の符号は第108図と同様である。

なお、結合用容量素子110の容量に応じて、共振回路Rと結合用容量素子112からなる回路の共振周波数 f_0 が変化し、また、第103図に示した共振周波数微調整素子100と同様の調整素子設けることによって、共振周波数の微細調整を行うことができる。

第111図は本発明の第22の実施例の共振器の垂直断面図である。

本実施例は、伝送特性補償用インダクタンス素子108及び109の接続点と、可変共振容量素子を形成する固定電極93Aとの結合を、インダクタンス素子111を用いてタップ結合により行うように形成した点と、インダクタンス素子111のインダクタンスに応じて、共振回路Rと結合用インダクタンス素子111からなる回路の共振周波数 f_0 が変化する点が第108図に示した第21の実施例と異なり、他の構成及び作動は第108図に示した第21の実施例とほぼ同様である。

第112図は、第111図に示した共振器の等価回路図である。インダクタンス素子111を除く他の符号は、第109図と同じである。

第 1 1 3 図（横軸及び縦軸は、第 1 1 0 図と同様である）は、第 1 1 1 図に示した共振器の伝送特性を示す図で、第 1 1 0 図に示した特性とほぼ同様である。

第 1 1 4 図は本発明の第 2 3 の実施例の共振器の垂直断面図である。本実施例は、第 1 0 8 図に示した第 2 1 の実施例における伝送特性補償用のインダクタンス素子 1 0 8 及び 1 0 9 を容量素子 1 1 2 及び 1 1 3 で置き換えた点が第 1 0 8 図に示した第 2 1 の実施例と異なり、他の構成は、第 1 0 8 図に示した第 2 1 の実施例と同様である。

第 1 1 5 図は、第 1 1 4 図に示した共振器の等価回路図で、容量素子 1 1 2 及び 1 1 3 を除く他の符号は、第 1 0 9 図と同様である。

第 1 1 1 図（横軸及び縦軸は、第 1 1 0 図と同様である）は、第 1 1 4 図に示した共振器の伝送特性を示す図である。本実施例においては、共振周波数 f_0 より低い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が緩やかで、共振周波数 f_0 より高い周波数領域における減衰特性曲線の勾配が急峻で、共振周波数 f_0 を含む周波数領域に阻止帯域が形成される。

第 1 1 7 図は本発明の第 2 4 の実施例を示す垂直断面図である。

本実施例は、伝送特性補償素子として容量素子 1 1 2 及び 1 1 3 を用いる点は第 1 1 5 図に示した第

23の実施例と同じで、結合素子としてインクダクタンス素子111を用いてタップ結合を行うように形成した点は第111図に示した第22の実施例と同じで、他の構成は、第114図に示した第23の実施例と同じである。

第118図は、第117図に示した共振器の等価回路図で、符号は、インクダクタンス素子111を除いて第115図と同じである。

第119図（横軸及び縦軸は、第116図と同様である）は、第117図に示した共振器の伝送特性を示す図で、第116図に示した特性とほぼ同様である。

第120図ないし第123図もまた本発明の第25から第28の実施例を示す断面図である。第120図の共振器は、第108図に示した実施例における結合素子110をプローブ104で置き換え、第121図の共振器は、第108図に示した実施例における結合素子110をループ106で置き換え、第122図の共振器は、第114図に示した実施例における結合素子110をプローブ104で置き換え、第123図の共振器は、第114図に示した実施例における結合素子110をループ106で置き換えたもので、各図における他の構成は、第108図または第114図の実施例と同様である。

第124図は、第102図に示した共振器を用いて

構成されたる波器の垂直断面図、第125図はその水平断面図である。

本る波器は、外部導体91Cと、第102図に示した固定電極93Aおよび93Bと同様の固定電極93A₁～93A₄および93B₁～93B₄と、第102図に示した固体誘電体の円筒体92と同様の固体誘電体の円筒状92₁～92₄と、固体電極93A₁～93A₄を固定するための固定金具93C₁～93C₄と、固定電極93B₁～93B₄を固定するための固定金具93D₁～93D₄と、第102図に示した可動電極94と同様で、固定電極93A₁～93A₄および93B₁～93B₄と共に可変共振容量素子を構成する可変電極94₁～94₄と、可変電極94₁～94₄を固定するためのロックナット95₁～95₄と、入力端子96と、出力端子97と、入力結合線98と、出力結合線99と、共振周波数の微調整素子100₁～100₄と、微調整素子100₁～100₄を固定するためのロックナット101₁～101₄で構成されている。

第126図は、第124図及び第125図に示したる波器の等価回路図である。R₁ないしR₄は共振回路、M_{6,1}は入力磁界結合係数、M_{4,7}は出力磁界結合係数、M_{1,2}ないしM_{3,4}は段間磁界結合係数である。

第127図は、第126図に示した等価回路図の変

換等等価回路図で、符号は第126図と同じである。

第124図ないし第127図には、入出力結合素子をタップ結合線98及び99で形成した場合を例示してあるが、第105図ないし第107図に示したコンデンサ102、103又はプローブ104、105より成る容量結合素子あるいはループ106、107より成る磁界結合素子を用いても本発明を実施することができる。

第124図ないし第127図に示した帯域通過ろ波器も第33図ないし第36図に示した帯域通過ろ波器と同様に設計することができる。

第128図は、本発明者が試作品について実験を重ねた結果得られた、段間磁界結合係数と隣接する共振容量素子の中心間隔との関係の一例を示すもので、横軸は、 $(d - 0.3C) / W$ 但し、

d : 隣接する共振容量素子の中心間隔 (第124図参照)

C : 可変共振容量素子を形成する固定電極93A₁ ~ 93A₄ の外径 (第69図参照)

W : 外部導体91Cの幅 (第125図参照)

また、縦軸は、段間磁界結合係数 $M_{k, k+1}$ である。

第124図ないし第127図に示した帯域通過ろ波器の伝送損失Lは、(13)式で示される。

第 1 2 4 図ないし第 1 2 7 図に示したろ波器の伝送特性の一例は第 4 0 図に示される。

第 1 2 9 図は、段間結合を容量結合で形成した帯域通過ろ波器の縦断面図である。

本ろ波器は、外部導体 9 1 C と、固定電極 9 3 A₁ ～ 9 3 A₄ と、ここには図示していないが、固定電極 9 3 A₁ ～ 9 3 A₄ の各内部に同心状に設けた固体誘電体の円筒体 9 2₁ ～ 9 2₄ および固定電極 9 3 B₁ ～ 9 3 B₄ と、固体金具 9 3 C₁ ～ 9 3 C₄ と、固定金具 9 3 D₁ ～ 9 3 D₄ と、ロックナット 9 5₁ ～ 9 5₄ と、入力端子 9 6 と、出力端子 9 7 と、入力結合容量素子 1 1 4_{6,1} と、段間結合容量素子 1 1 4_{1,2} ～ 1 1 4_{3,4} と、出力結合容量素子 1 1 4_{4,7} で構成されている。

第 1 3 0 図は、第 1 2 9 図に示した帯域通過ろ波器の等価回路図である。R₁ ないし R₄ は共振回路、1 1 4_{6,1} は入力結合容量、1 1 4_{1,2} ないし 1 1 4_{3,4} は段間結合容量、1 1 4_{4,7} は出力結合容量である。

第 1 3 1 図は、第 1 3 0 図に示した等価回路の変換等価回路図で、符号は第 1 3 0 図と同じである。

第 1 2 9 図には、入出力結合素子を容量素子で形成した場合を例示してあるが、タップ結合線、プローブ又はループ等の高周波結合手段を用いてもよい。

第 1 2 9 図に示した帯域通過ろ波器の伝送特性の一

例は第40図に示される。

第102図に示した共振器の可変容量素子部（固体誘電体よりなる円筒体92、固定電極93A及び93B、固定金具93C及び93D、可動電極94、及びロックナット95よりなる）を第76図や第80図のろ波器の可変容量素子部（第46図の共振器の固体誘電体よりなる円筒体32、固定電極33、可動電極34、及びロックナット35より成る）の代わりに使用することも可能であり、その場合の伝送特性は、固体誘電体より成る円筒体92、固定電極93A及び93Bによって生ずる固定容量のために使用周波数帯がより低くなる他は、第76図や第80図のろ波器の伝送特性と同様になる。

また、以上第102図から第131図に述べた実施例において、固定電極93A及び93Bを、肉厚を厚くして強度を持たせた金属導体製の円筒で構成し、固体誘電体よりなる円筒体92の代わりに空気の層を使用する構成にしてもよい。

請 求 の 範 囲

(1) 外部導体と、

該外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端、下端が固定された誘電体板と、該誘電体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の該電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に間隙が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下端と前記外部導体の下壁との間に間隙が形成されている共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記共振容量素子の電極の一方を前記入力端子、前記出力端子に高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(2) 外部導体と、

該外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端、下端が固定された誘電体板と、該誘電体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に間隙が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下



端と前記外部導体の下壁との間に間隙が形成されている共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記共振容量素子の電極の一方とを高周波的に結合する手段とを有する共振器。

(3) 共通の外部導体と、

前記外部導体内に適宜間隔をおいて設けられ、前記外部導体の上壁、下壁にそれぞれ上端、下端が固定された複数の誘電体板と、前記各誘電体板の表面および裏面に設けられた金属薄層製または金属板製の電極からなり、一方の電極の下端が前記外部導体の下壁に電氣的に接続され、該一方の電極の上端と前記外部導体の上壁との間に間隙が形成され、他方の電極の上端が前記外部導体の上壁に電氣的に接続され、該他方の電極の下端と前記外部導体の下壁との間に間隙が形成され、高周波的に縦続接続されている複数の共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、



前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子の電極のいずれか一方を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子の電極のいずれか一方を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有するろ波器。

(4) 外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記固定電極を前記入力端子、前記出力端子にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(5) 外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された



金属薄層よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記固定電極を高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(6) 共通の外部導体と、

該外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する固体誘電体よりなる、互いに適宜間隔をおいて設けられた複数の円筒体と、前記各円筒体に設けられ、当該円筒体の外周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなり、高周波的に縦続接続された複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、



出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有するろ波器。

(7) 外部導体と、

前記外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する円筒状導体よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸状に保たれ、前記固定電極内への挿入長を変えることが可能なように、前記外部導体の上壁に取り付けられた円柱状または円筒状導体よりなる可動電極とによって形成された可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記固定電極をそれぞれ前記入力端子、前記出力端子と高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(8) 外部導体と、

前記外部導体の下壁に下端部が固定され、上端部が適宜間隔を隔てて前記外部導体の上壁と対向する円筒状導体よりなる固定電極と、前記固定電極と同軸状に保たれ、前記固定電極内への挿入長を変えることが可能なように、前記外部導体の上壁に取り付けられた円



柱状または円筒状導体よりなる可動電極とによって形成され、互いに適宜間隔をおいて配設されるとともに、高周波的に縦続接続された複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の可変共振容量素子の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の可変共振容量素子の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有するろ波器。

(9) 外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、前記円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極と、前記第1、第2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、



入力端子と、

出力端子と、

前記第2の固定電極を前記入力端子、前記出力端子にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する共振器

(10)外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、前記円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極と、前記第1、第2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記第2の固定電極を高周波的に接



続する手段を有する共振器。

(11) 共通の外部導体と、

上端部、下端部が適宜間隔を隔ててそれぞれ前記外部導体の上壁、下壁と対向する固体誘電体よりなる円筒体と、前記各円筒体に設けられ、当該円筒体の内周面に付着され、下端部が前記外部導体の下壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第1の固定電極と、当該円筒体の外周面に付着され、上端部が前記外部導体の上壁に電氣的に接続された金属薄層よりなる第2の固定電極、前記第1、第2の固定電極と同軸で、前記円筒体内への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取り付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなり、高周波的に縦続接続されている複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の共振容量素子の第2の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の共振容量素子のうち、終段の共振容量素子の第2の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有するろ波器。

(12) 外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒



体からなる第 1 の固定電極と、該第 1 の固定電極と同心に該第 1 の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部同体の上壁に固定された金属円筒体からなる第 2 の固定電極と、前記第 1、第 2 の固定電極と同軸で、前記第 1 の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記第 2 の固定電極を前記入力端子、前記出力端子にそれぞれ高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(13) 外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒体からなる第 1 の固定電極と、該第 1 の固定電極と同心に該第 1 の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部導体の上壁に固定された金属円筒体からなる第 2 の固定電極と、前記第 1、第 2 の固定電極と同軸で、前記第 1 の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる可変共振容量素子と、

入力端子と、



出力端子と、

前記入力端子と前記出力端子の間に直列に接続された2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子と、

前記2個の伝送特性補償用インダクタンスまたは容量素子の接続点と前記第2の固定電極を高周波的に接続する手段とを有する共振器。

(14) 共通の外部導体と、

下端部が前記外部導体の下壁に固定された金属円筒体からなる第1の固定電極と、該第1の固定電極と同心に該第1の固定電極の外側に間隙をおいて設けられ、上端部が前記外部導体の上壁に固定された金属円筒体からなる第2の固定電極と、前記第1、第2の固定電極と同軸で、前記第1の固定電極への挿入長を変えることができるように前記外部導体の上壁に取付けられた円筒状または円柱状の可動電極とからなる、互いに適宜間隔をおいて設けられ、高周波的に縦続接続されている複数の可変共振容量素子と、

入力端子と、

出力端子と、

前記複数の共振容量素子のうち、初段の可変共振容量素子の第2の固定電極を前記入力端子に高周波的に結合する手段と、

前記複数の可変共振容量素子のうち、終段の可変共

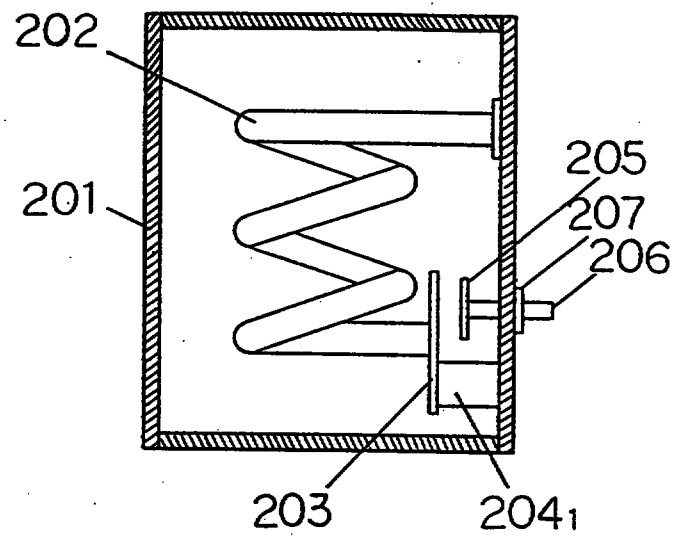


振容量素子の第２の固定電極を前記出力端子に高周波的に結合する手段とを有するろ波器。

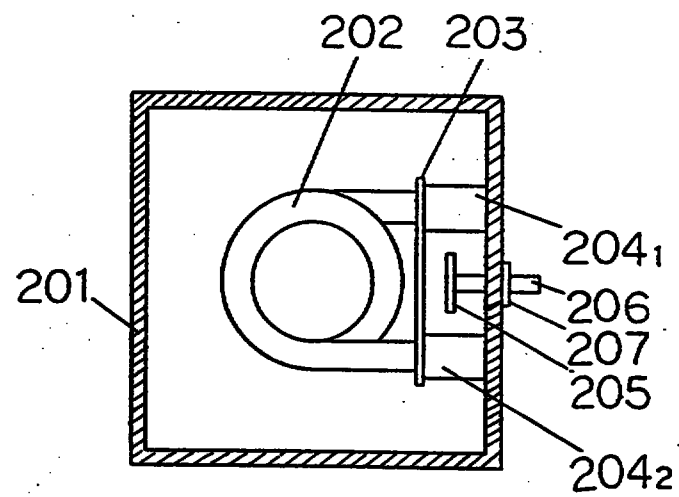


* C L M S *

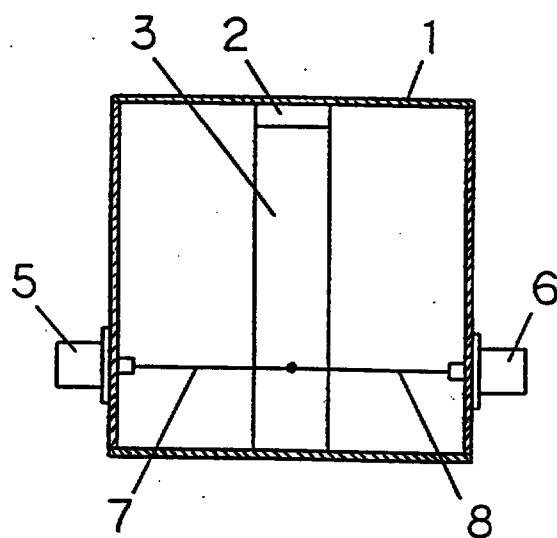
第1図



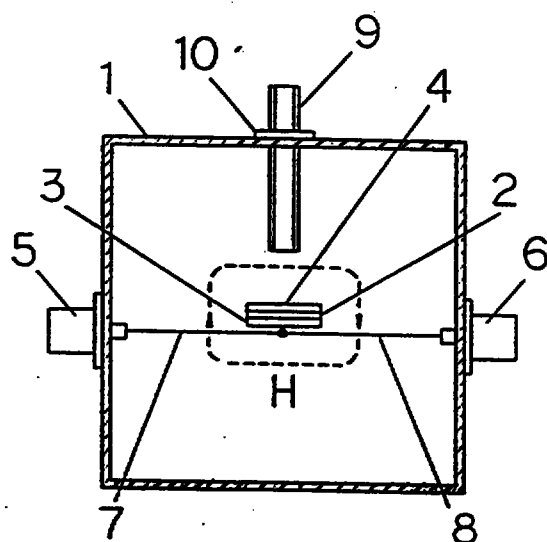
第2図



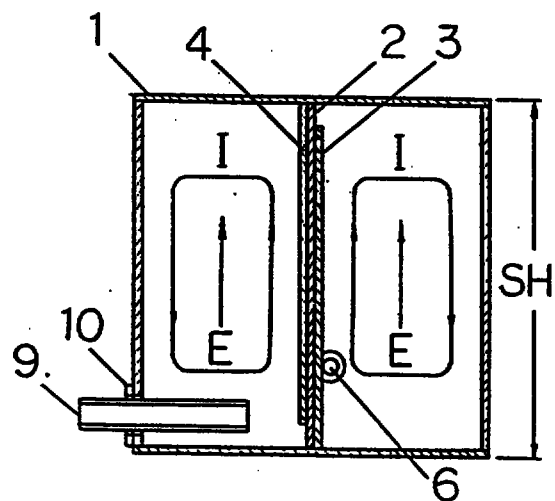
第3図



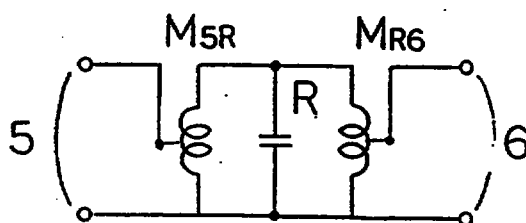
第4図



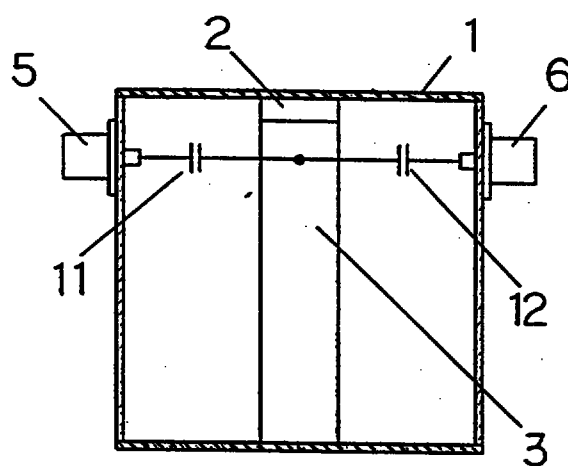
第5図



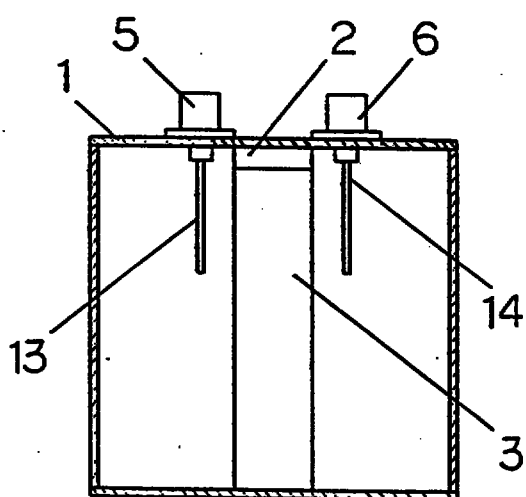
第 6 図



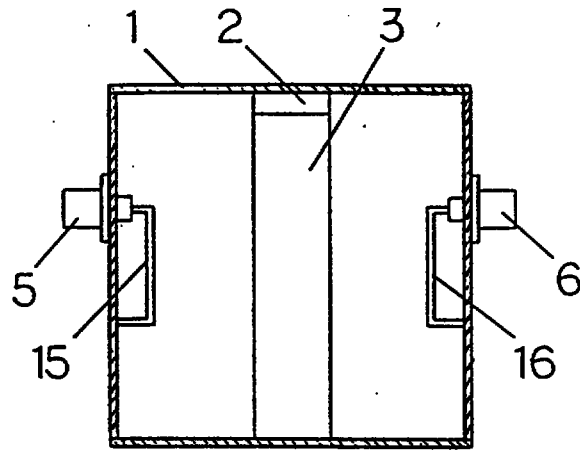
第 7 図



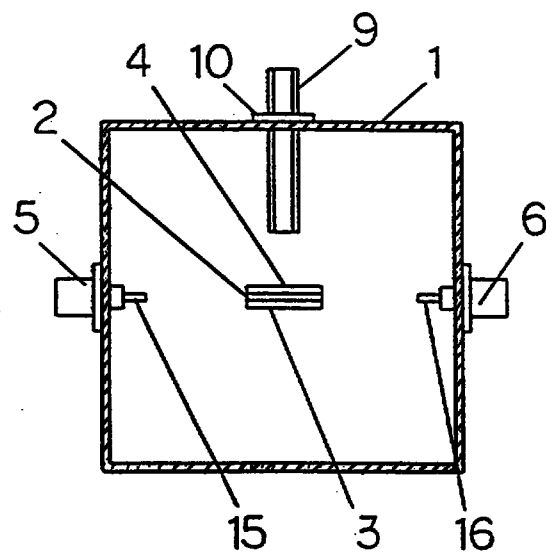
第 8 図



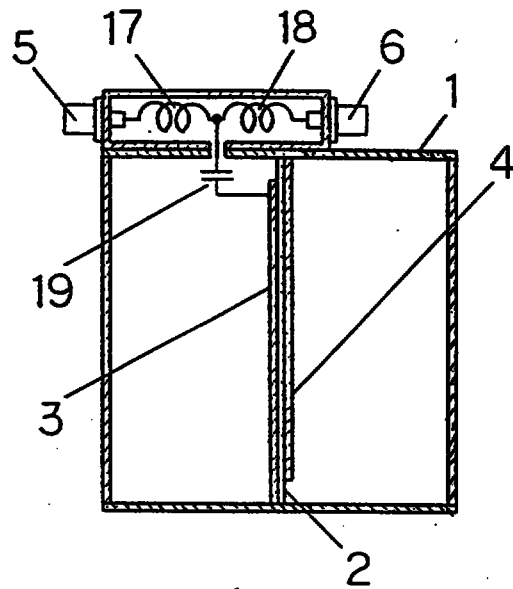
第 9 図



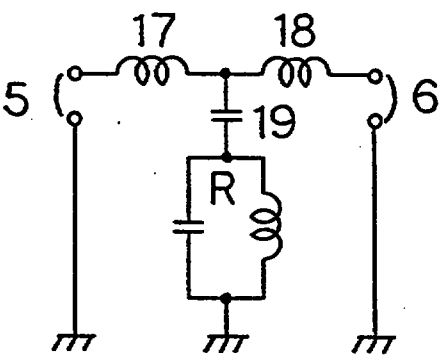
第 10 図



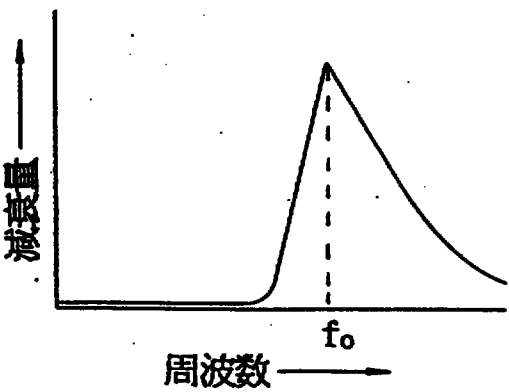
第 1 1 図



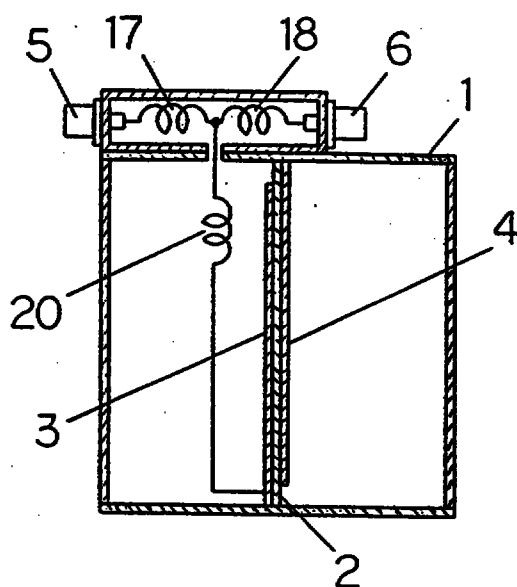
第 1 2 図



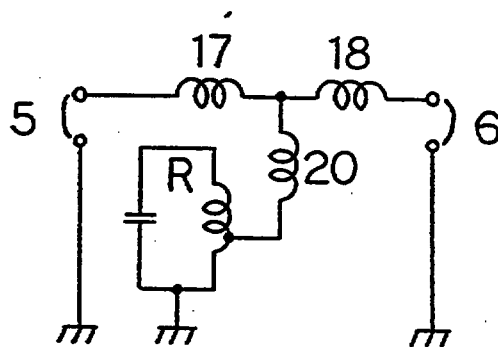
第 1 3 図



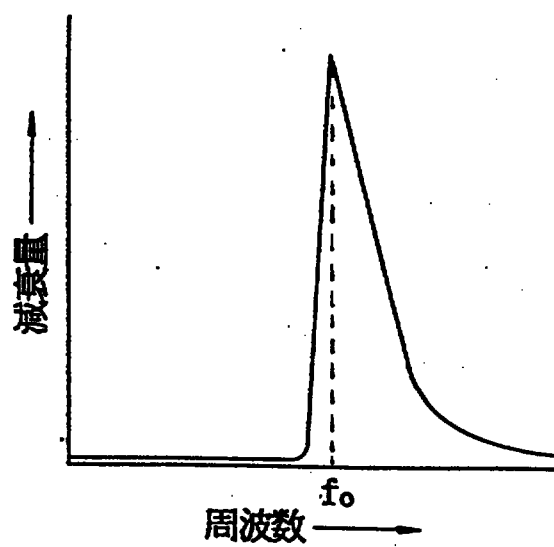
第 1 4 図



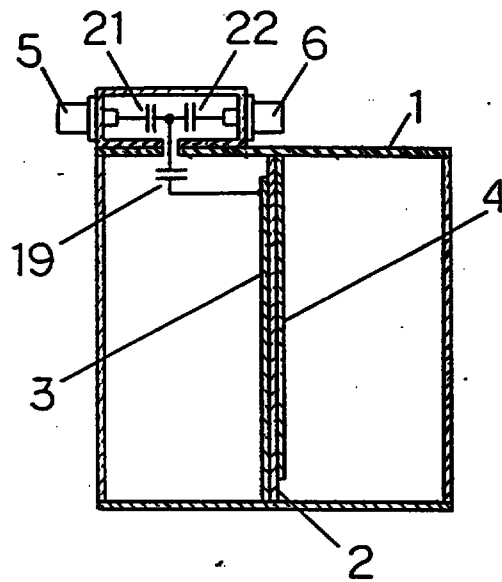
第 1 5 図



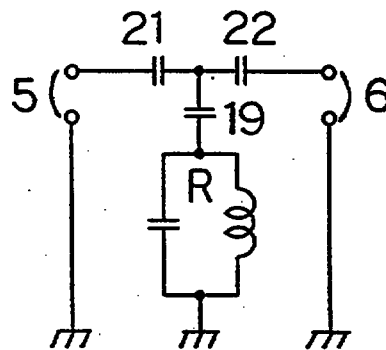
第 1 6 図



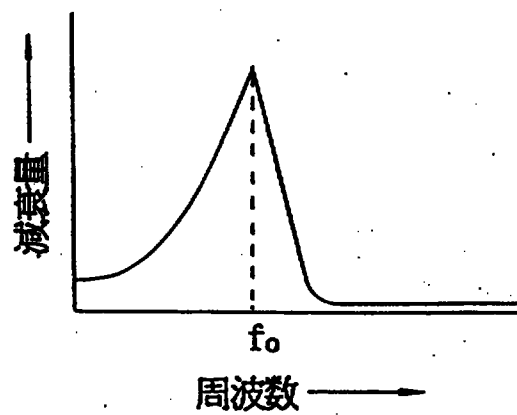
第 17 図



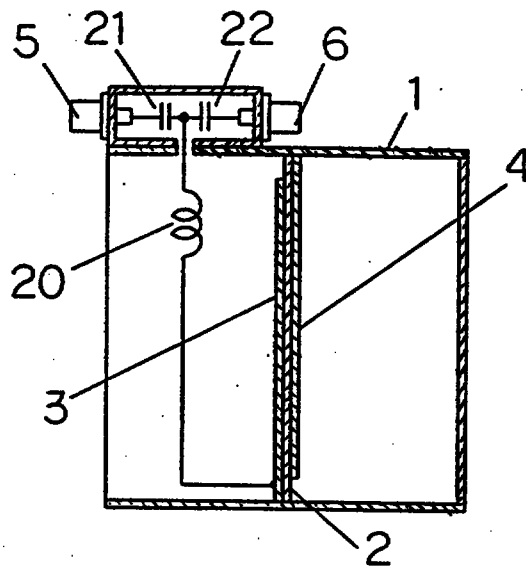
第 18 図



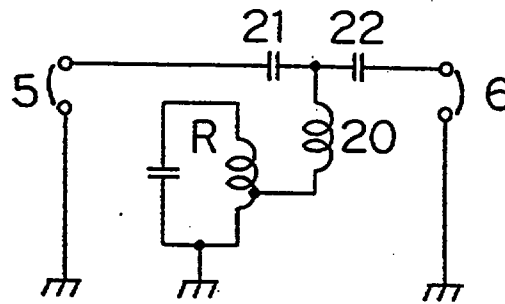
第 19 図



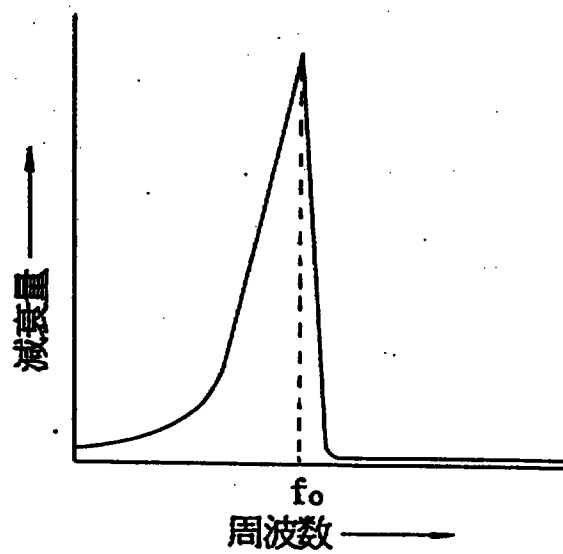
第 2 0 図



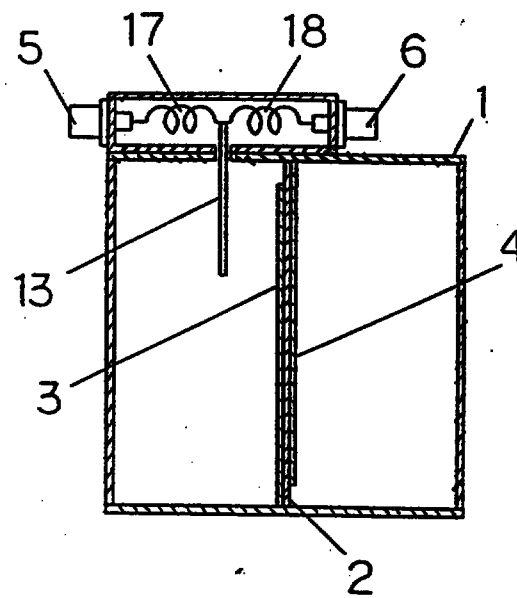
第 2 1 図



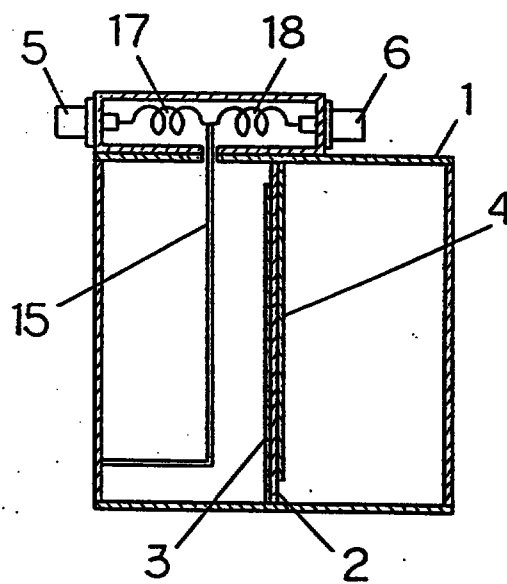
第 2 2 図



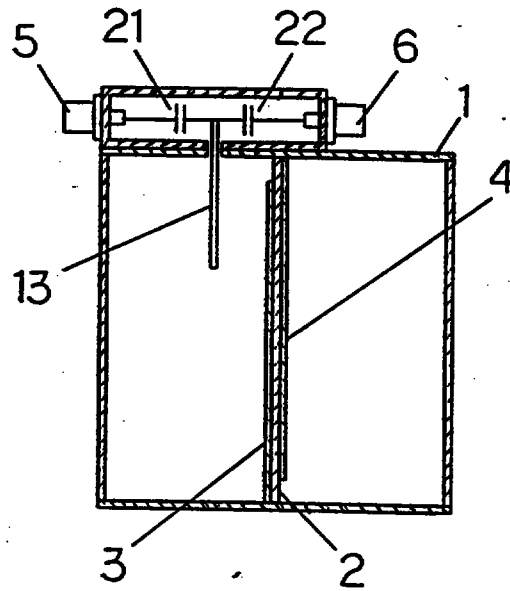
第 2 3 図



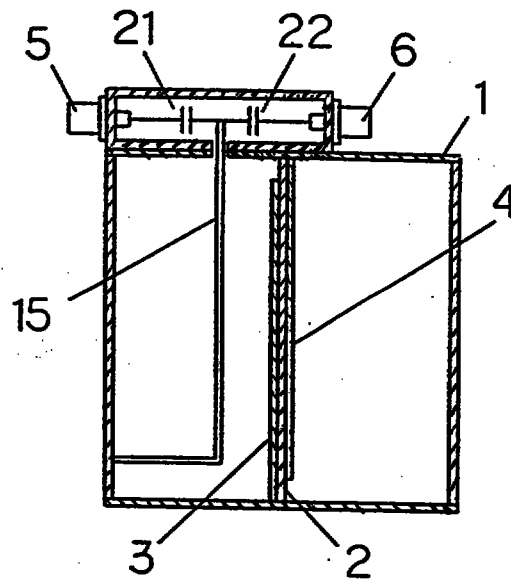
第 2 4 図



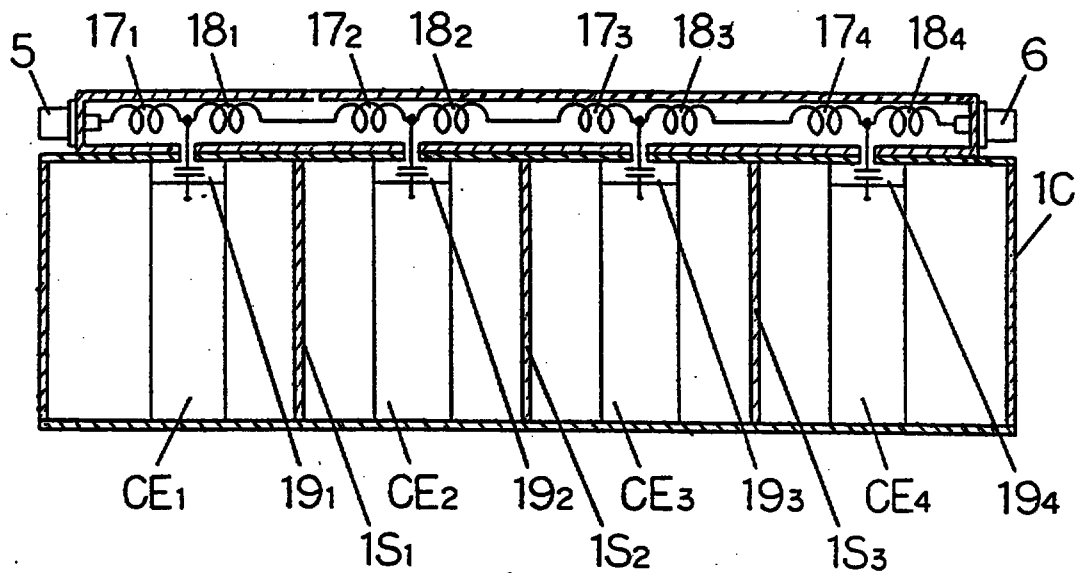
第 2 5 図



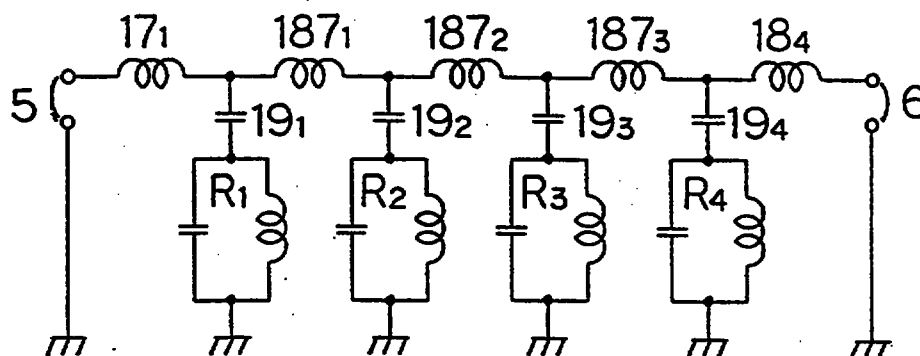
第 2 6 図



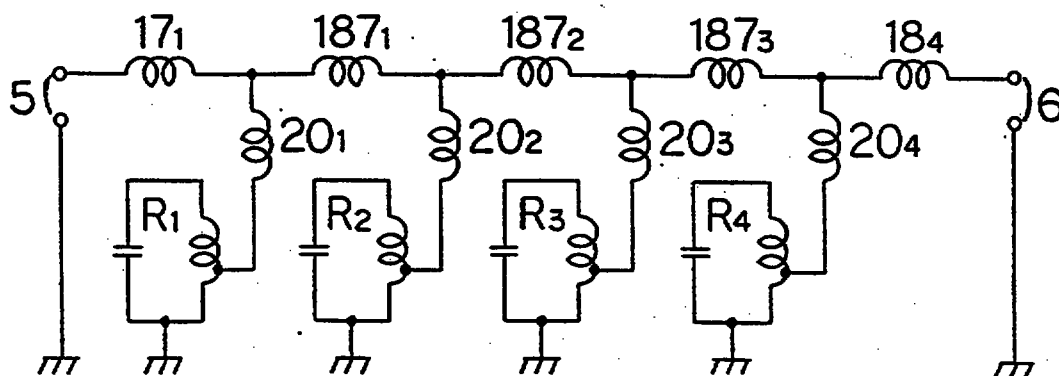
第 27 図



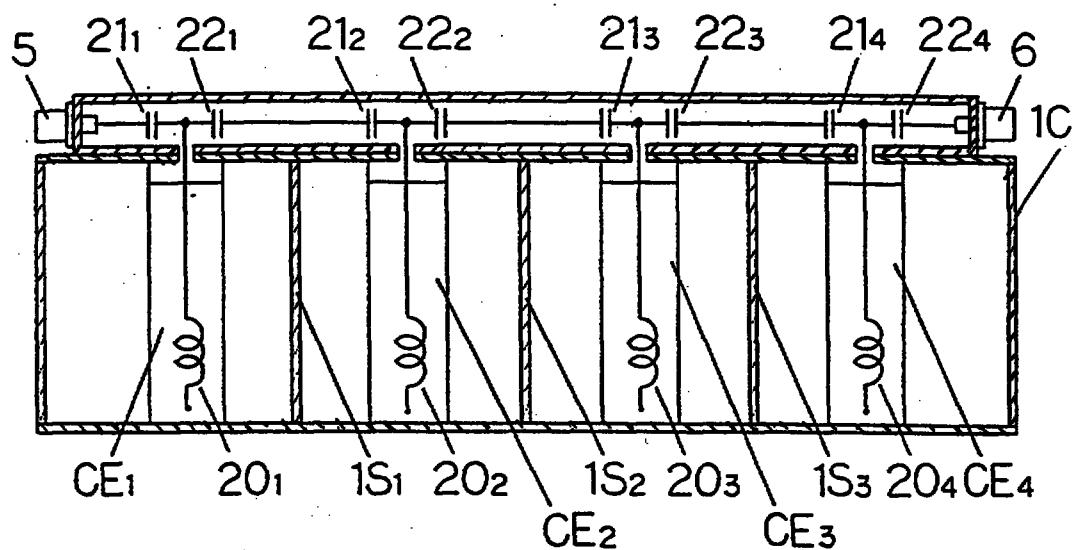
第 28 図



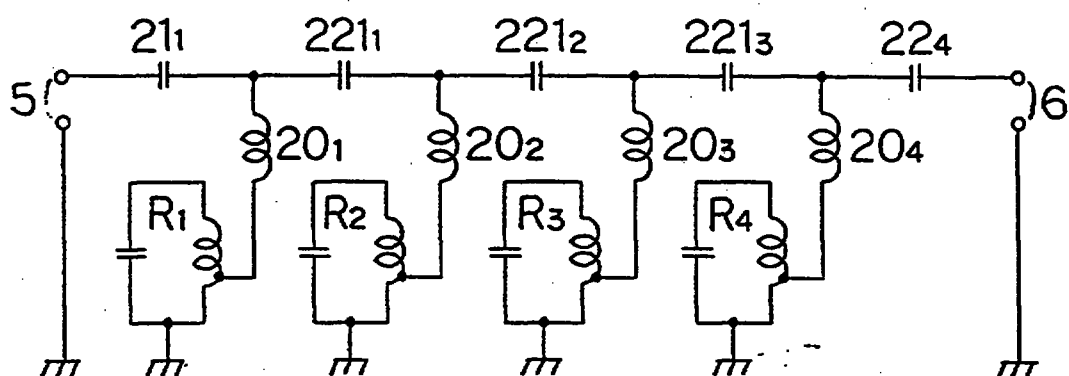
第 29 図



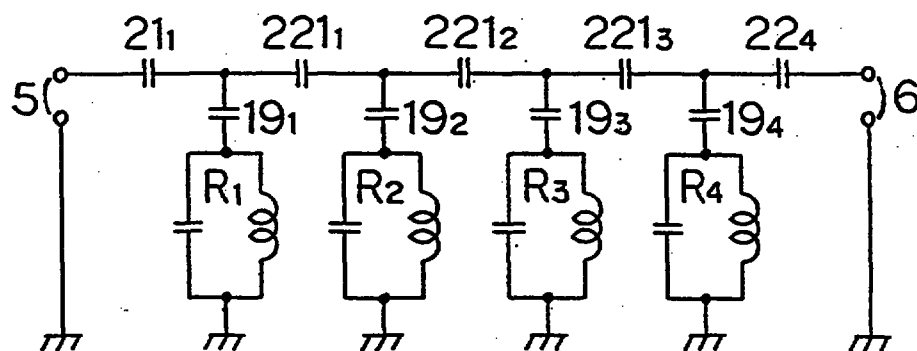
第30図



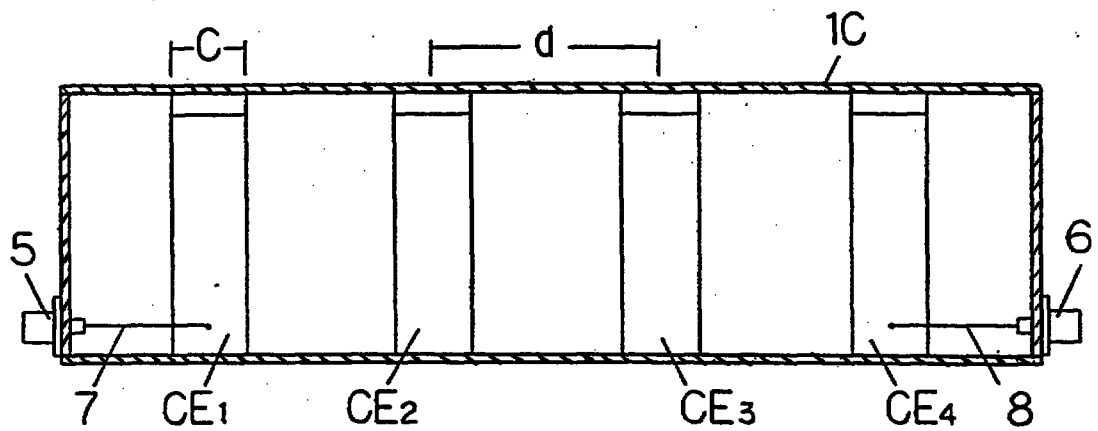
第31図



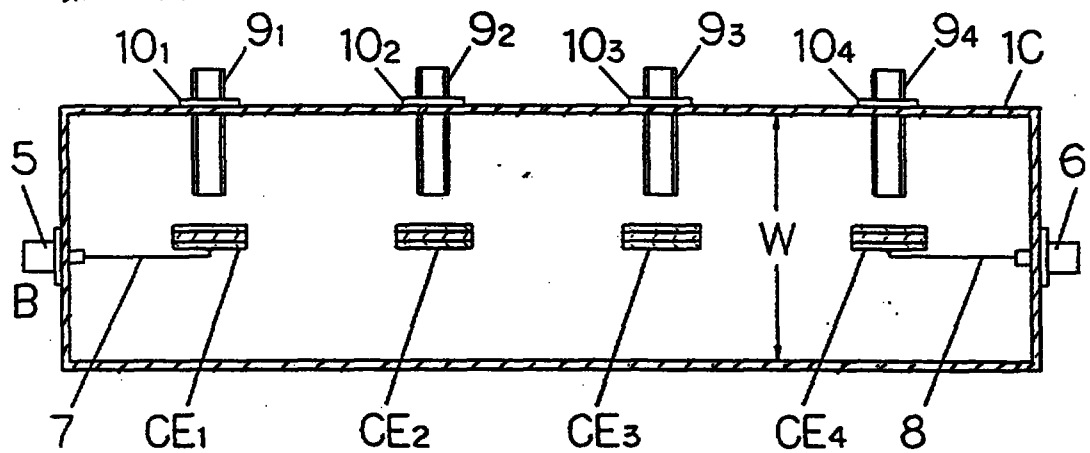
第32図



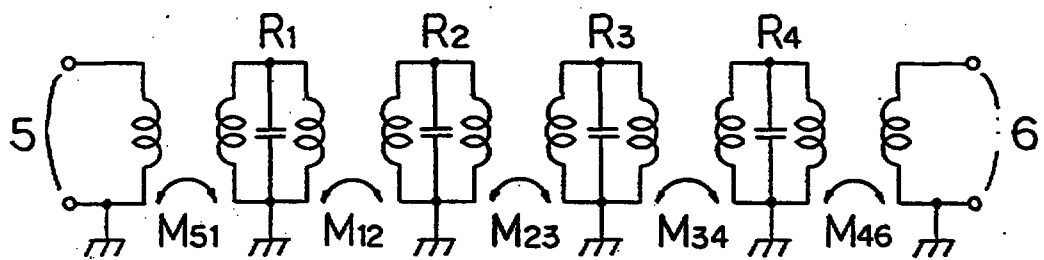
第 3 3 図



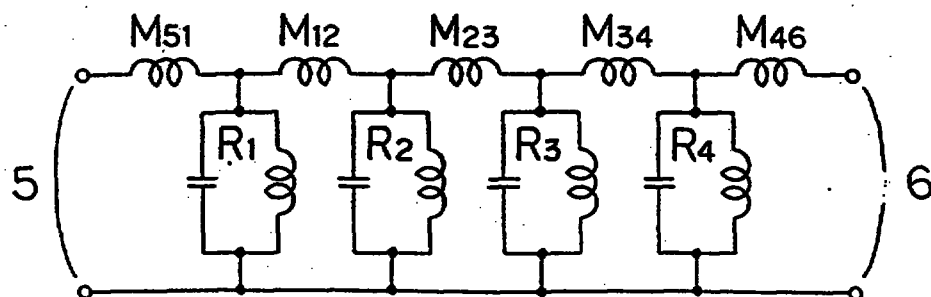
第 3 4 図



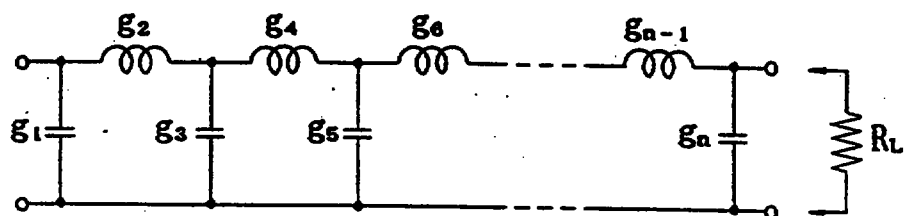
第 3 5 図



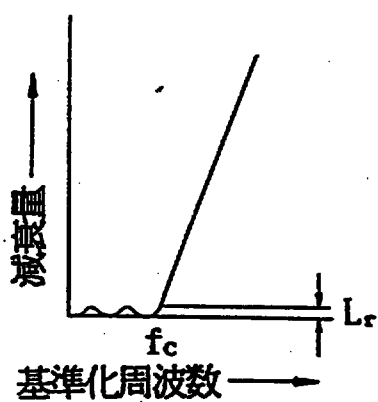
第 3 6 図



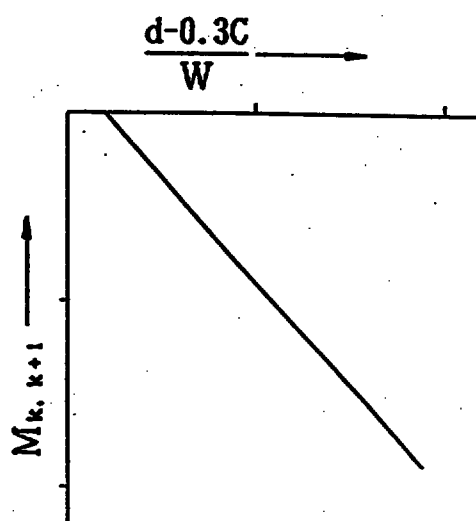
第 3 7 図



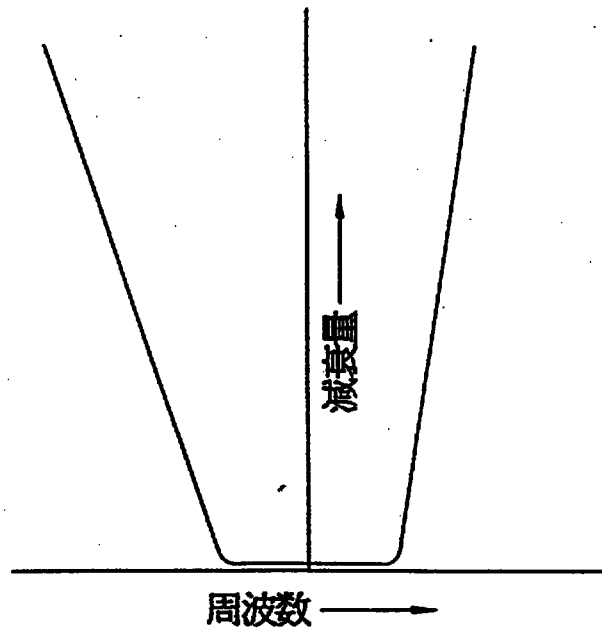
第 3 8 図



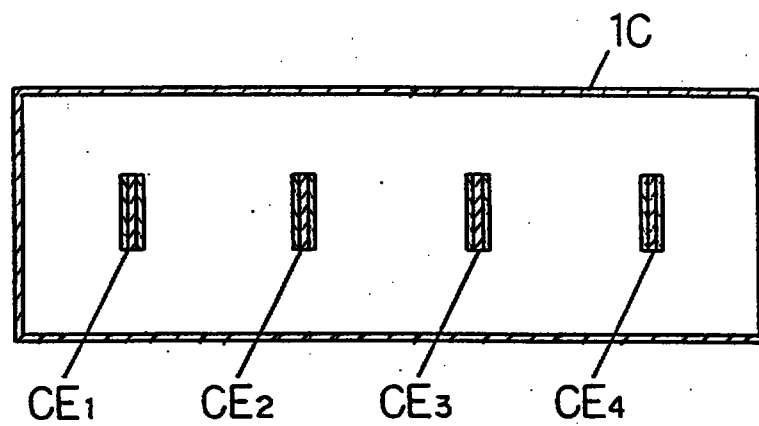
第 3 9 図



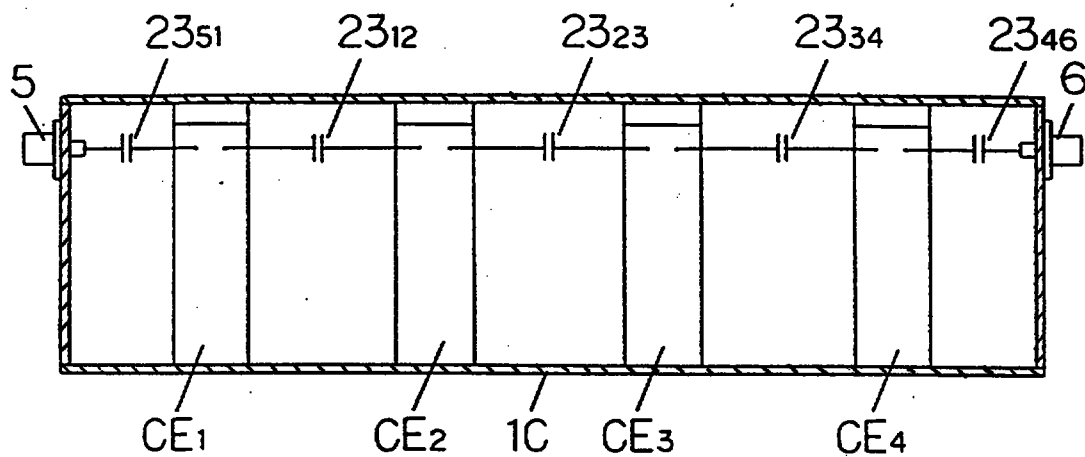
第40図



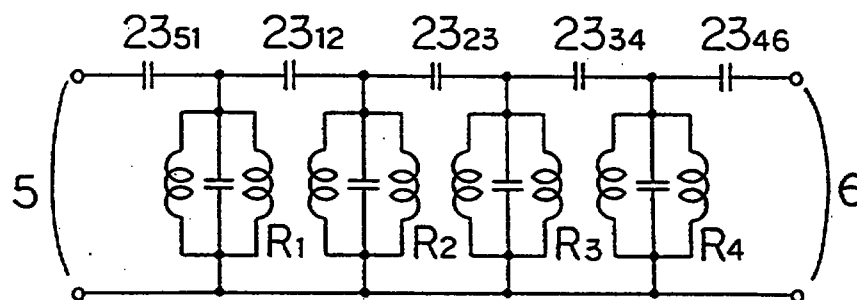
第41図



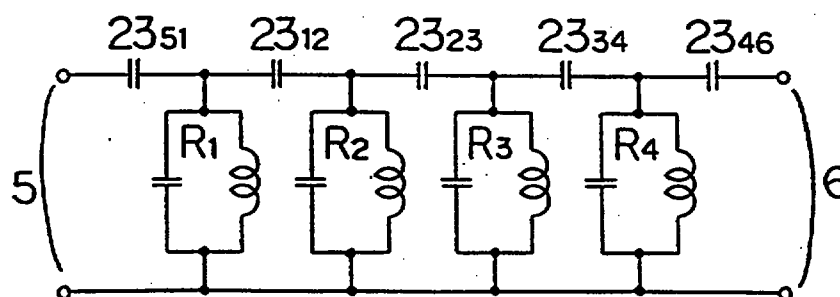
第 4 2 図



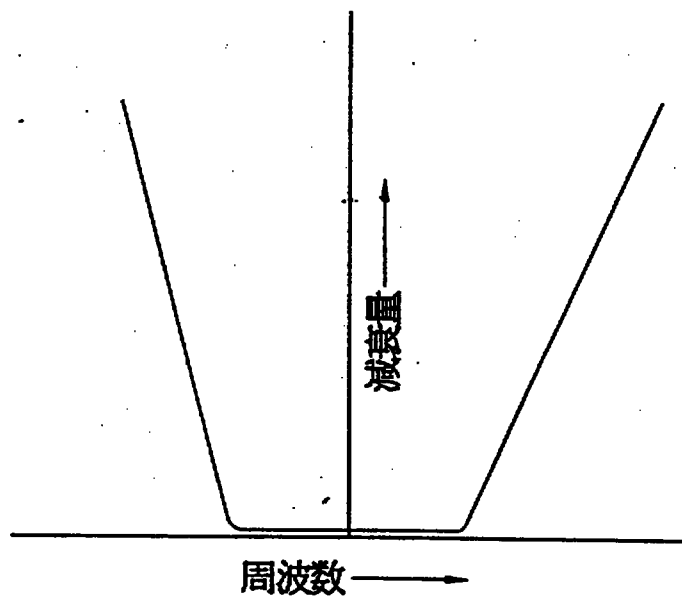
第 4 3 図



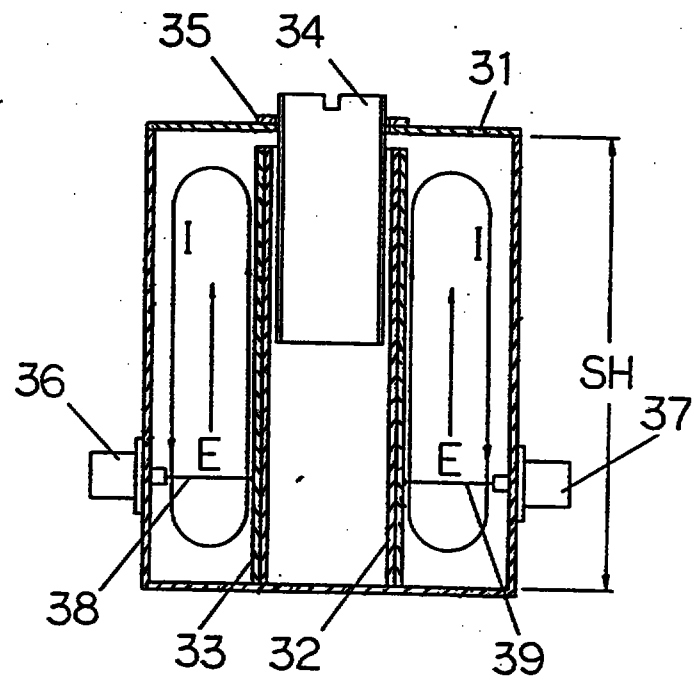
第 4 4 図



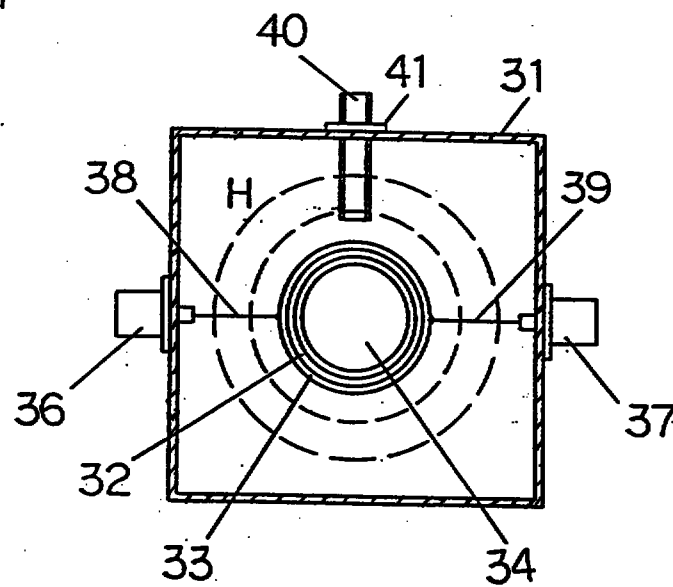
第 4 5 図



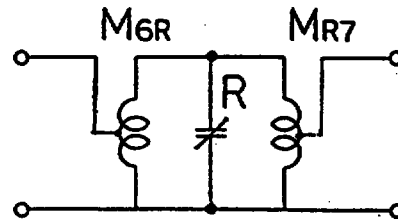
第46図



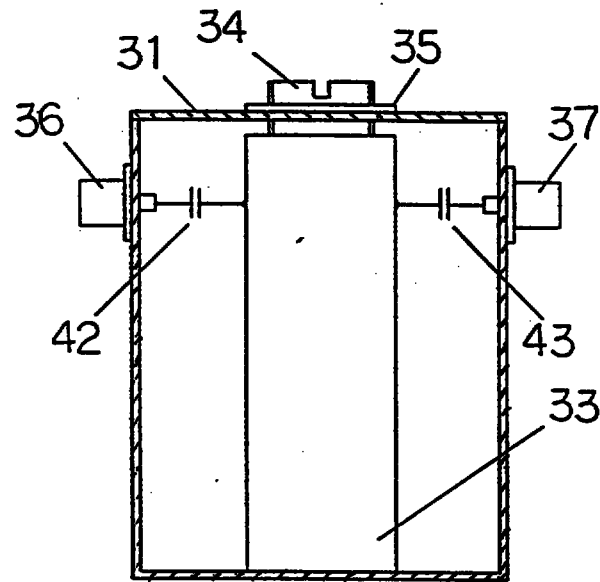
第47図



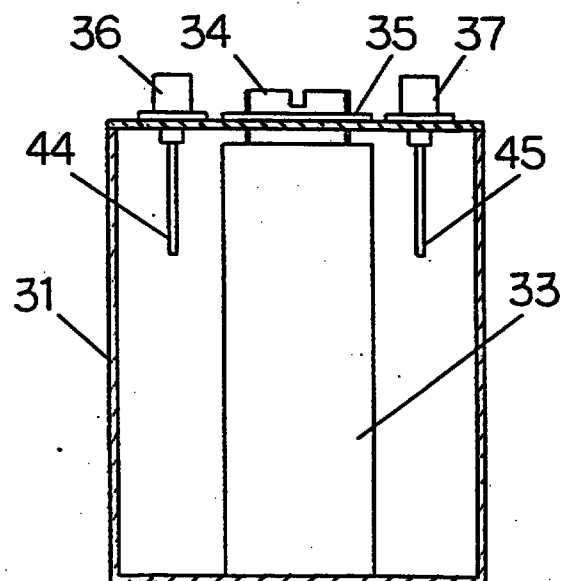
第 4 8 図



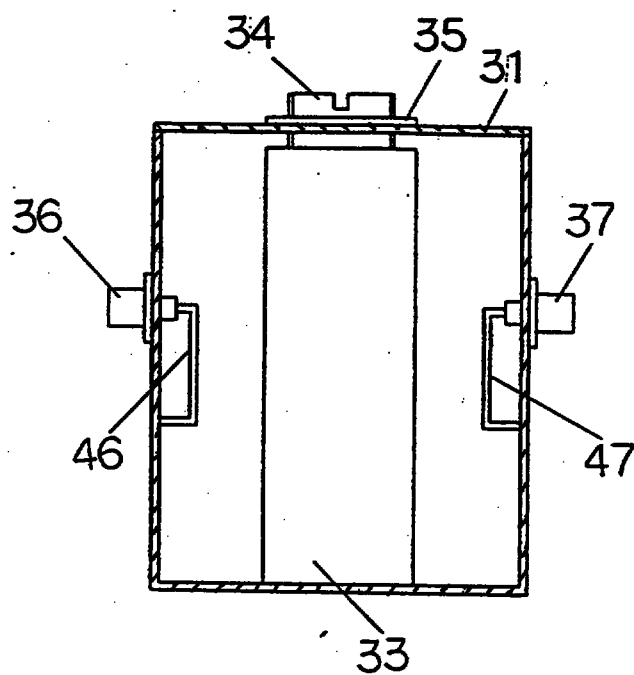
第 4 9 図



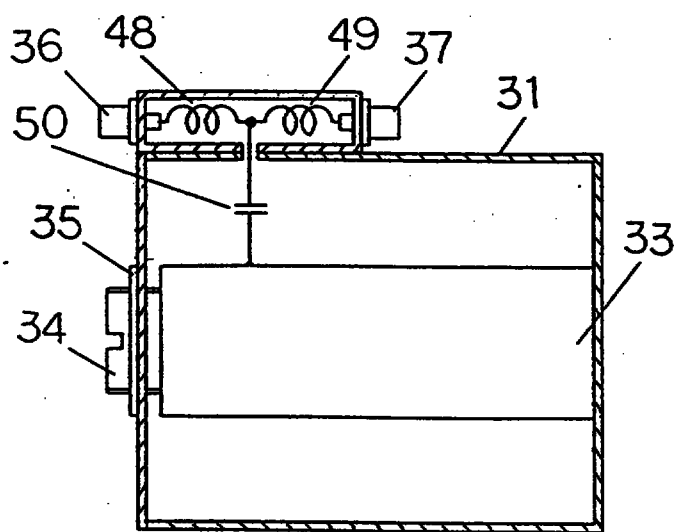
第 5 0 図



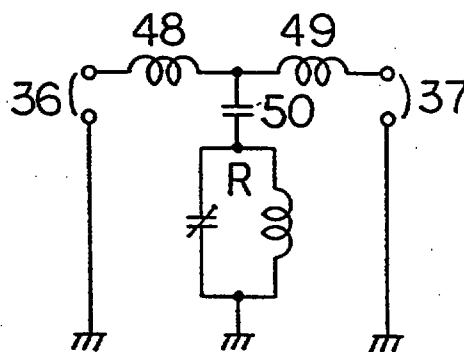
第 5 1 図



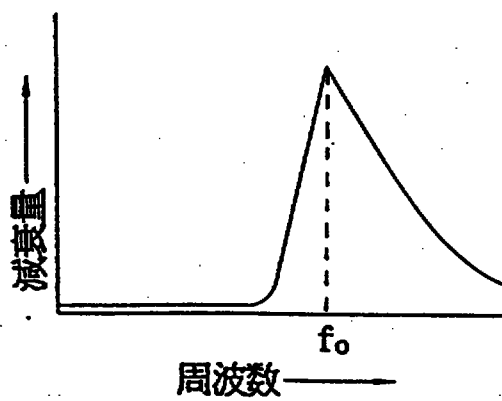
第 5 2 図



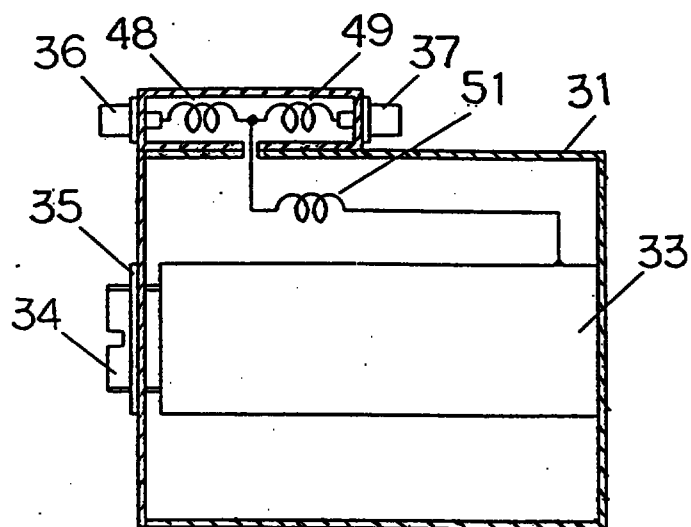
第 5 3 図



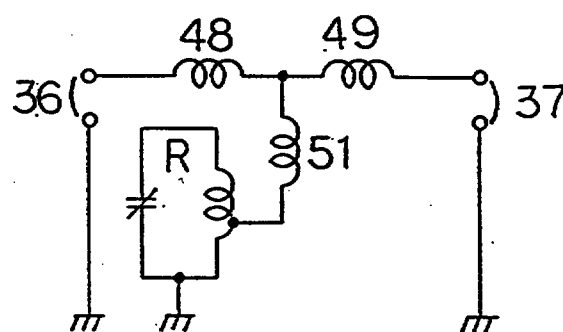
第 5 4 図



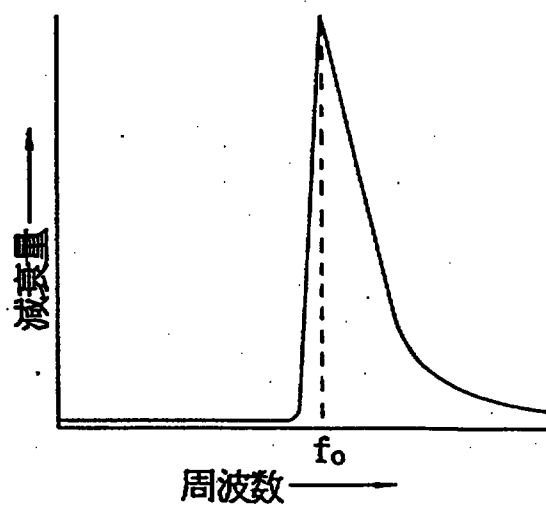
第 5 5 図



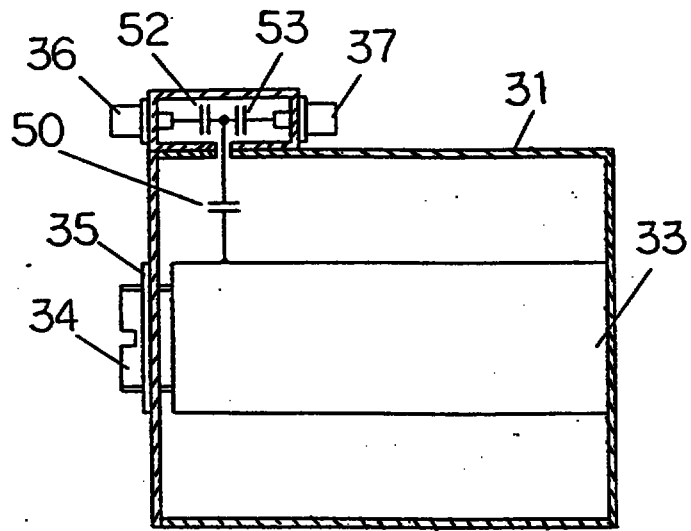
第 5 6 図



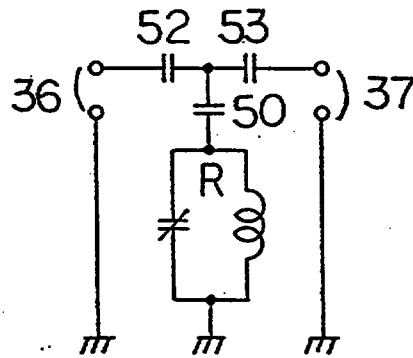
第 5 7 図



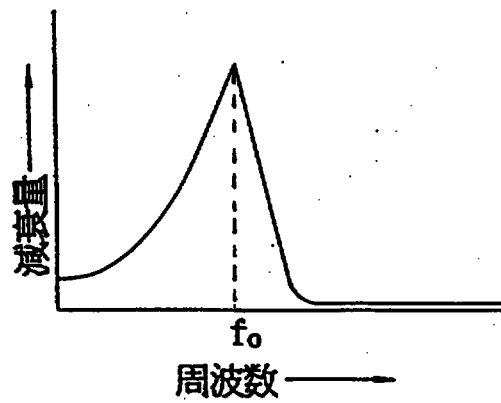
第 5 8 図



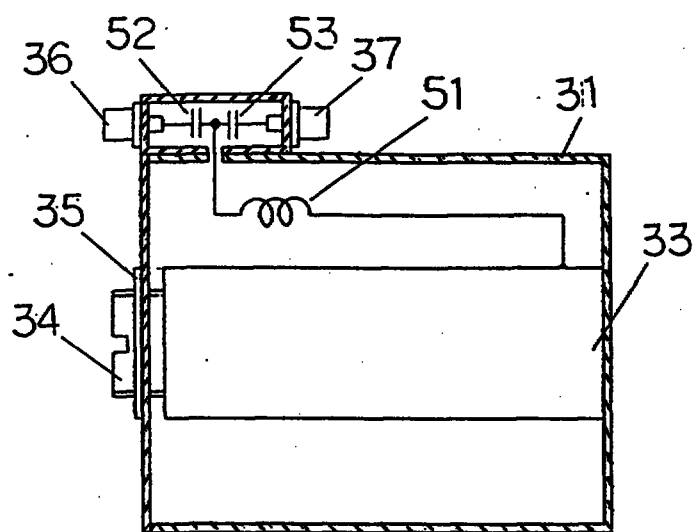
第 5 9 図



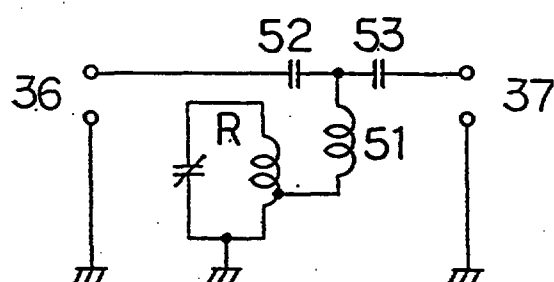
第 6 0 図



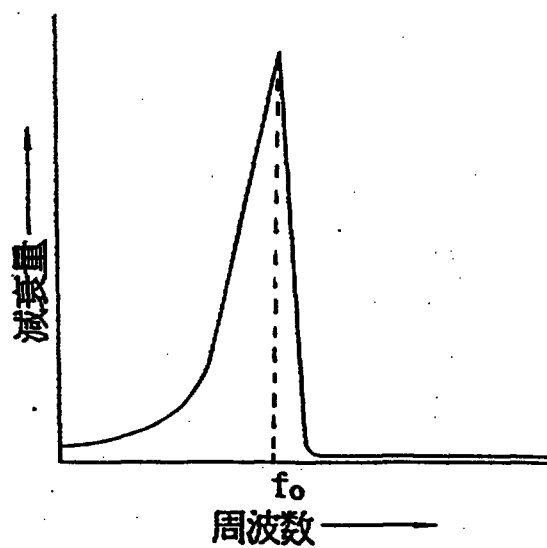
第 6 1 図



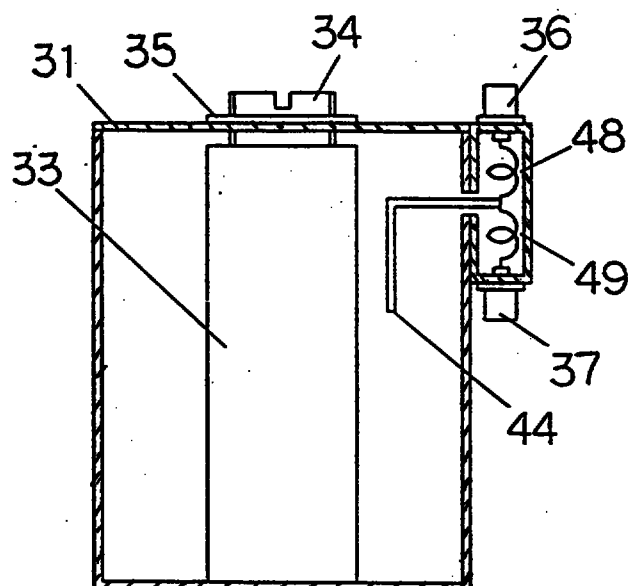
第 6 2 図



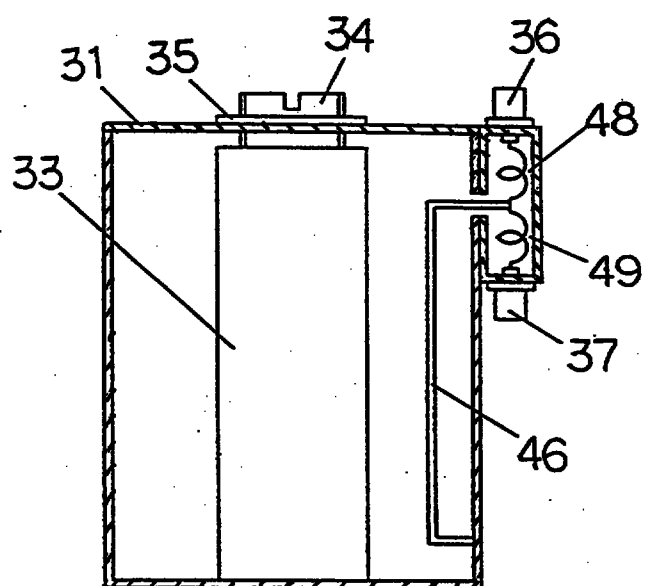
第 6 3 図



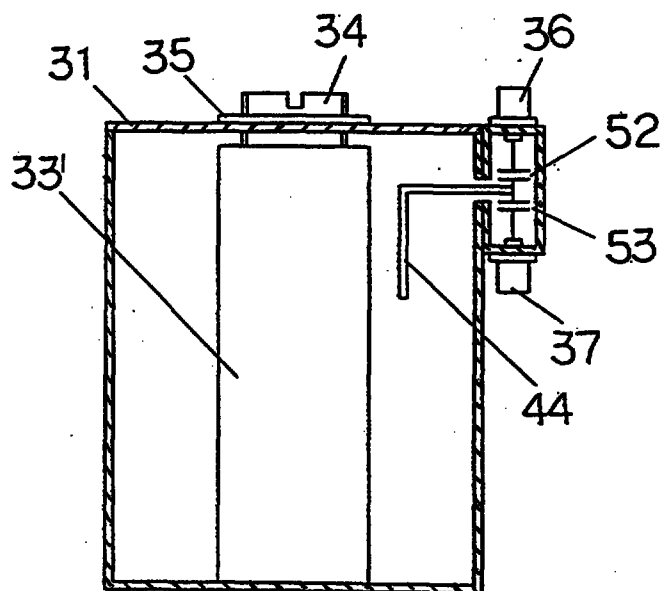
第 6 4 図



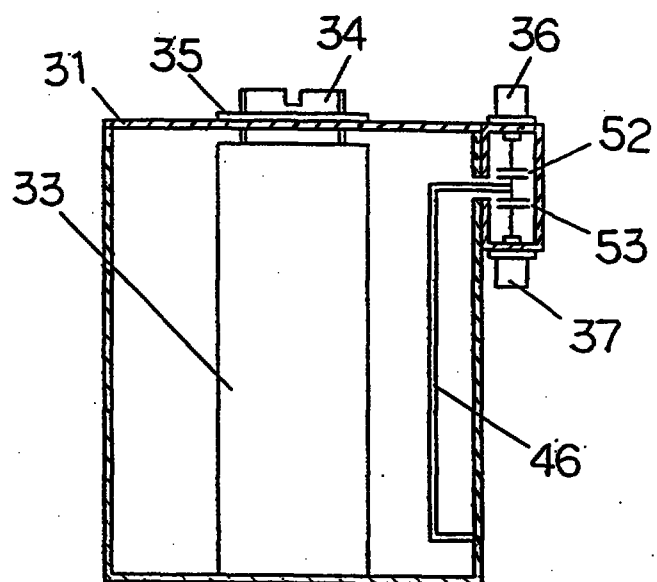
第 6 5 図



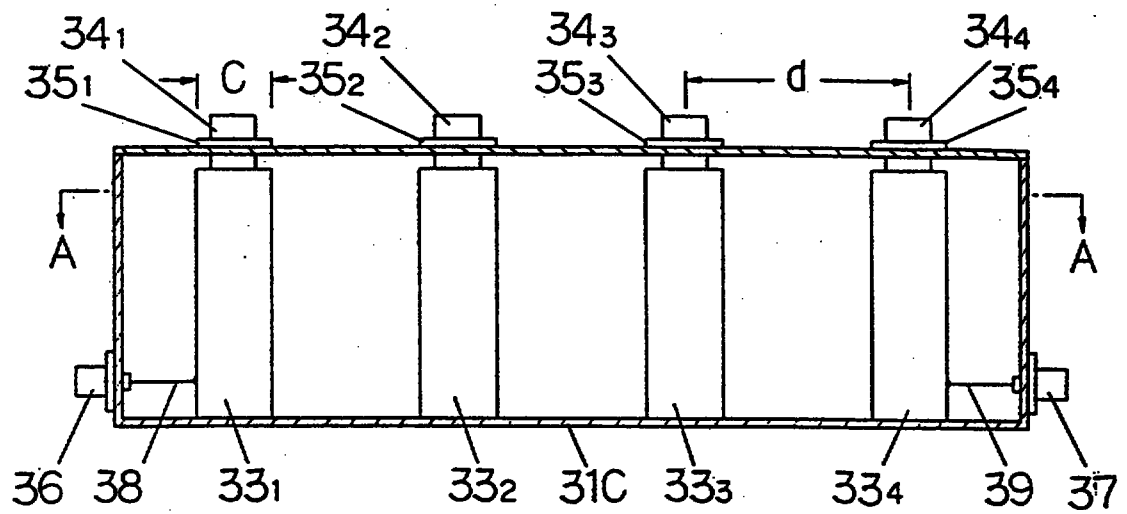
第 6 6 図



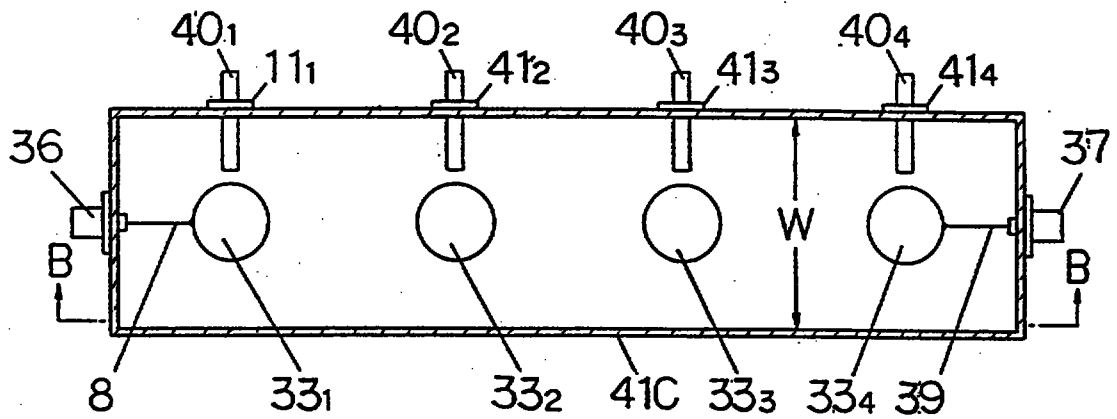
第 6 7 図



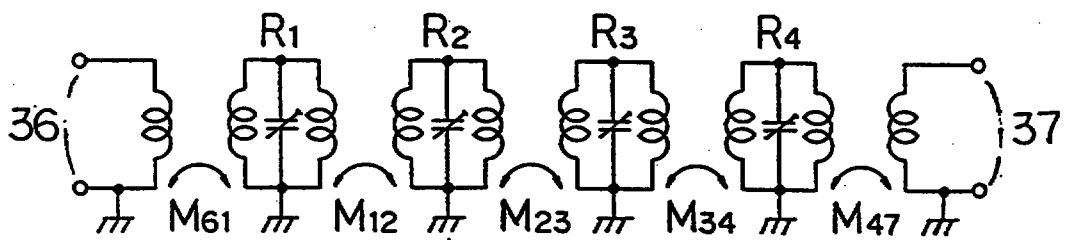
第 6 8 図



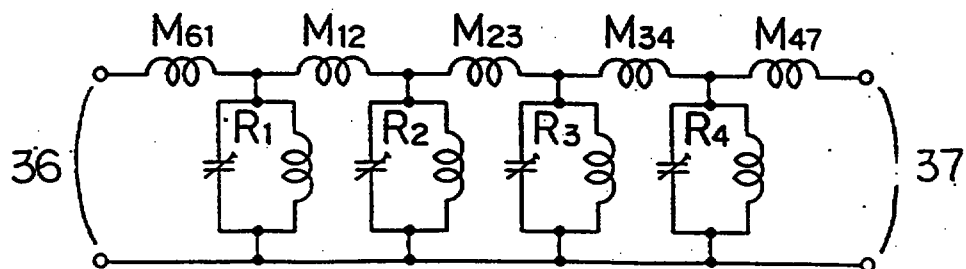
第 6 9 図



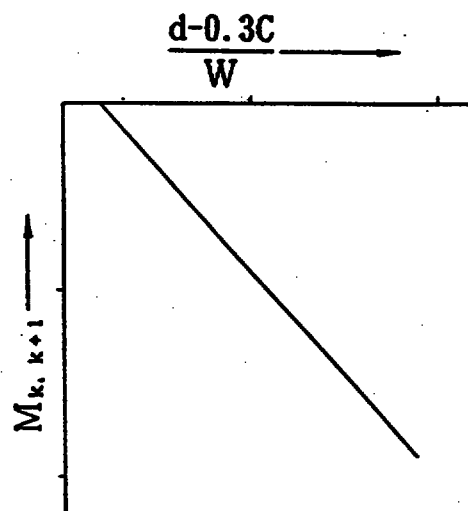
第 7 0 図



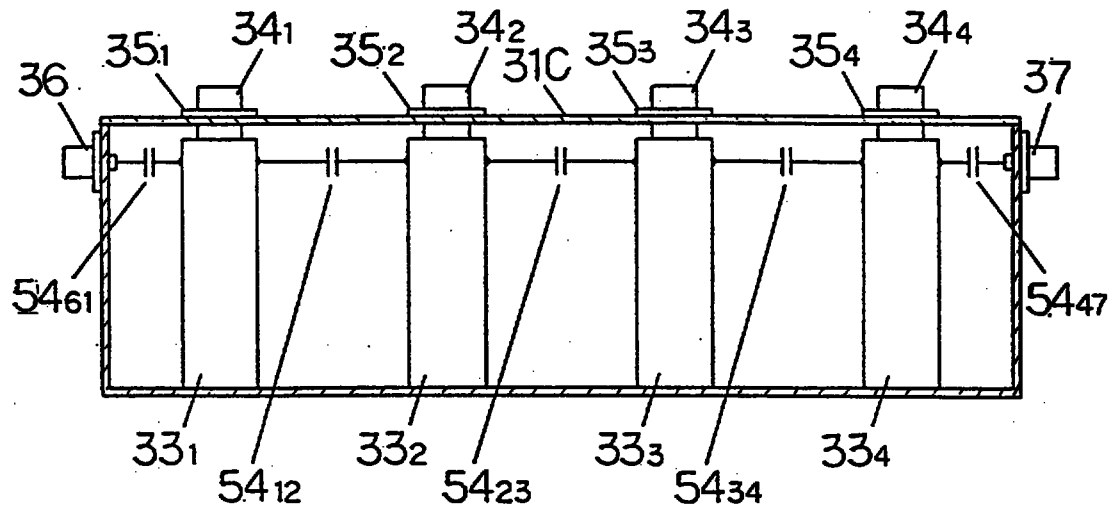
第 7 1 図



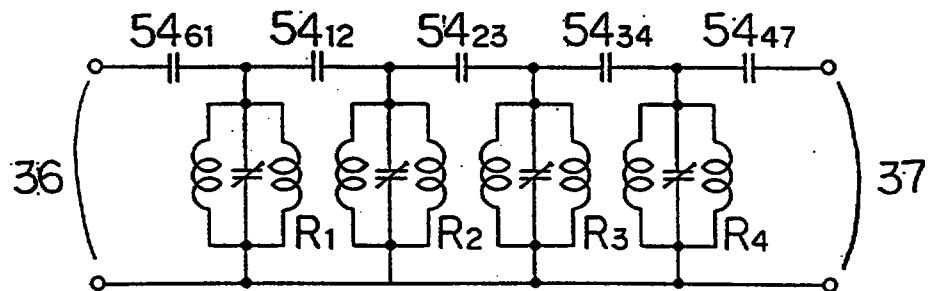
第 7 2 図



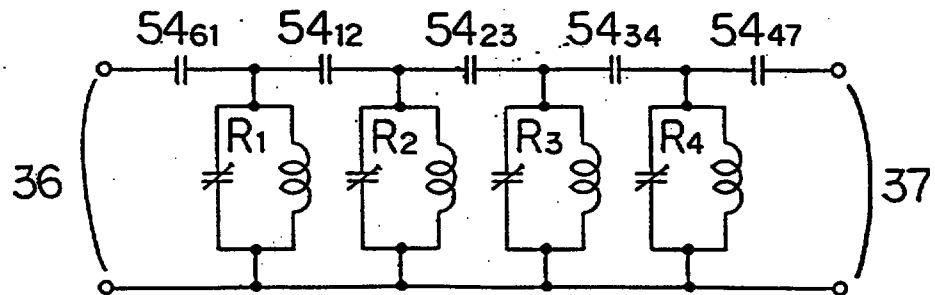
第 7 3 図



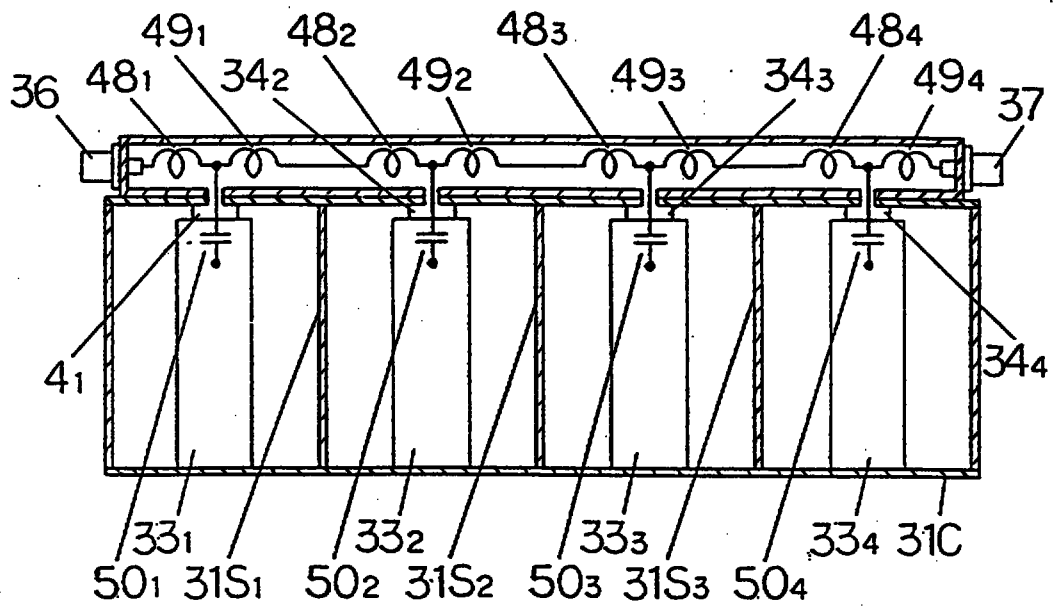
第 7 4 図



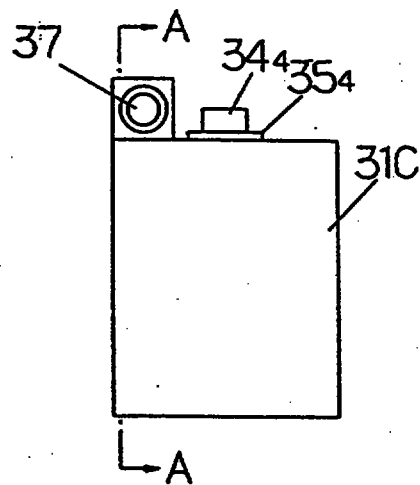
第 7 5 図



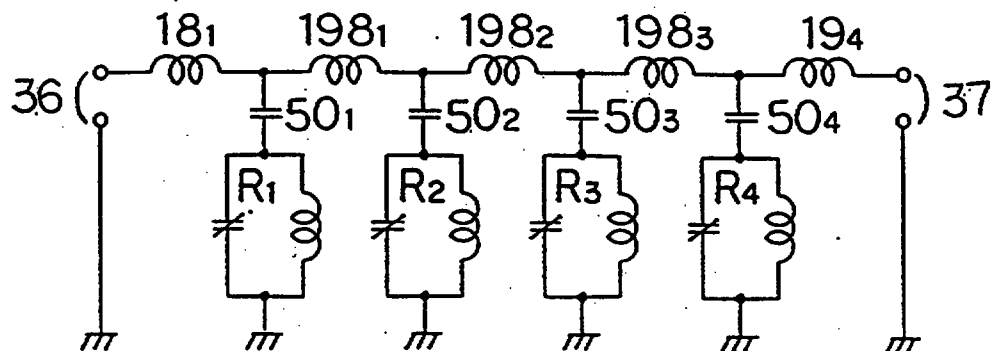
第 7 6 図



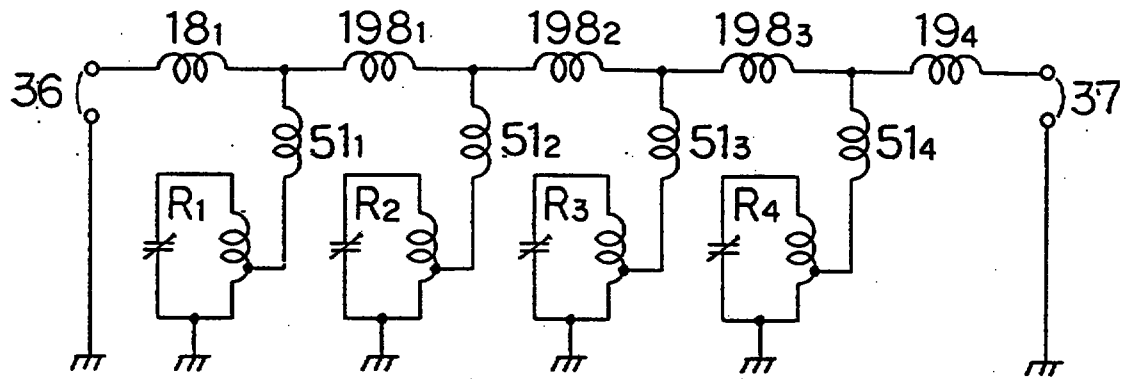
第 7 7 図



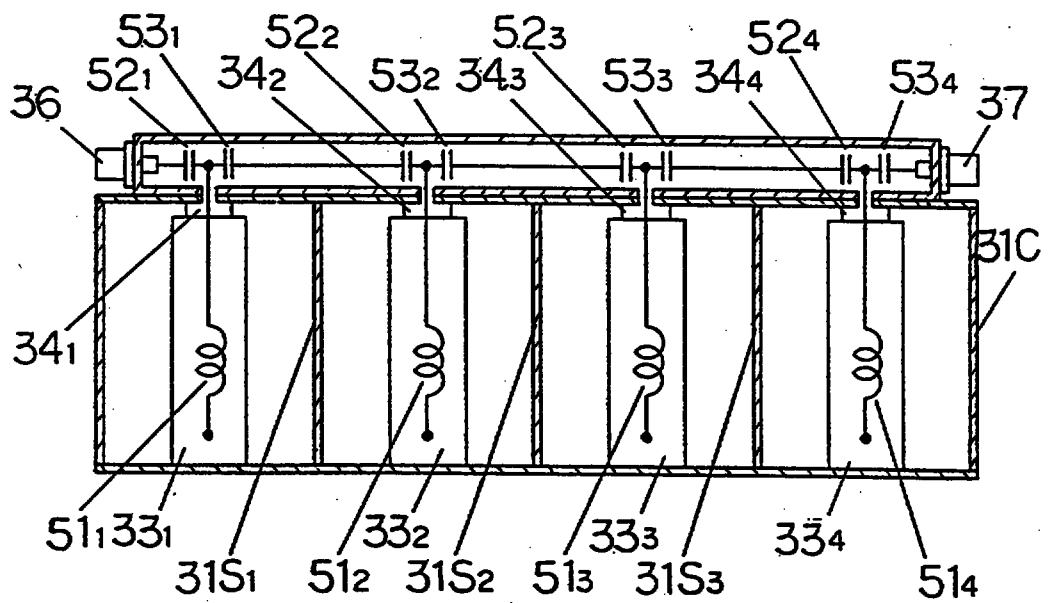
第 7 8 図



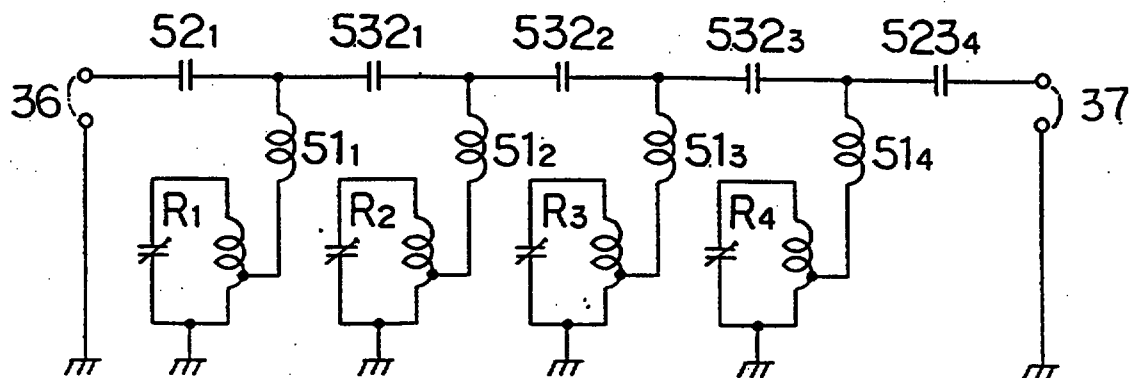
第 7 9 図



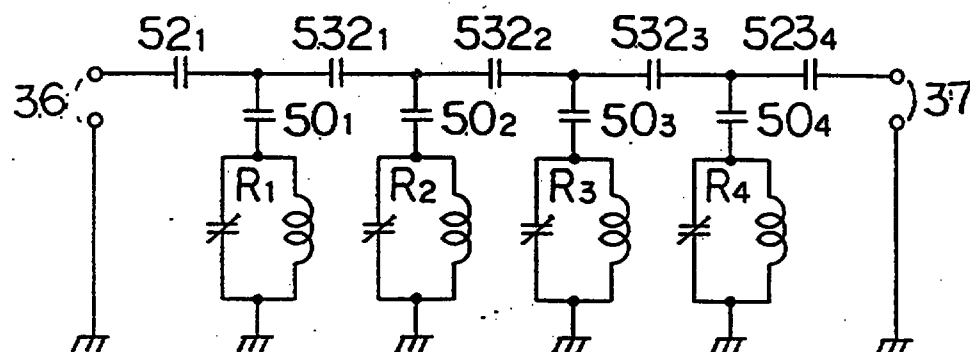
第 8 0 図



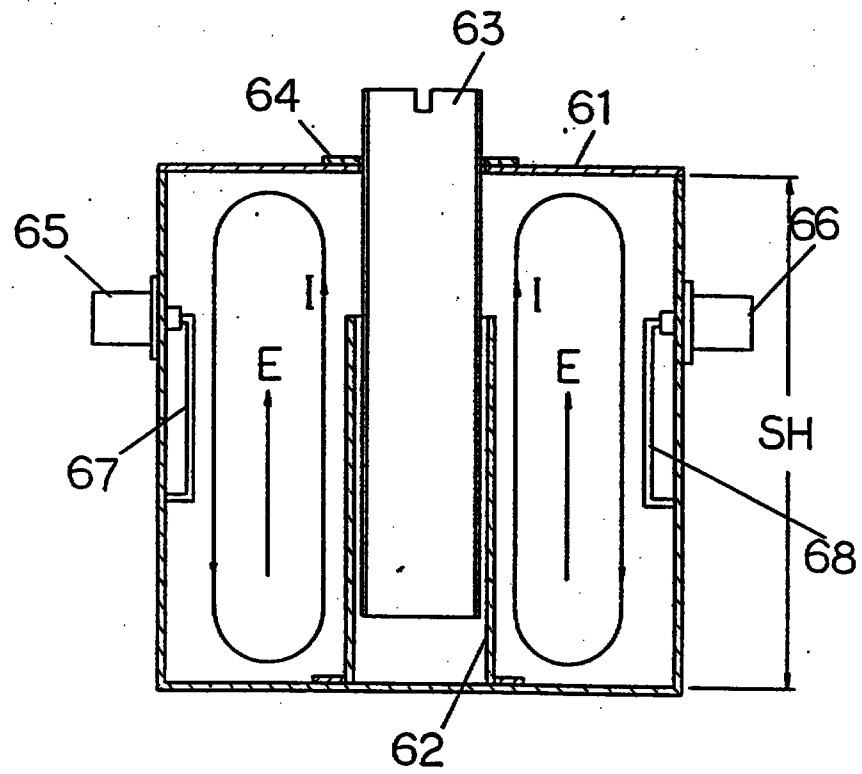
第 8 1 図



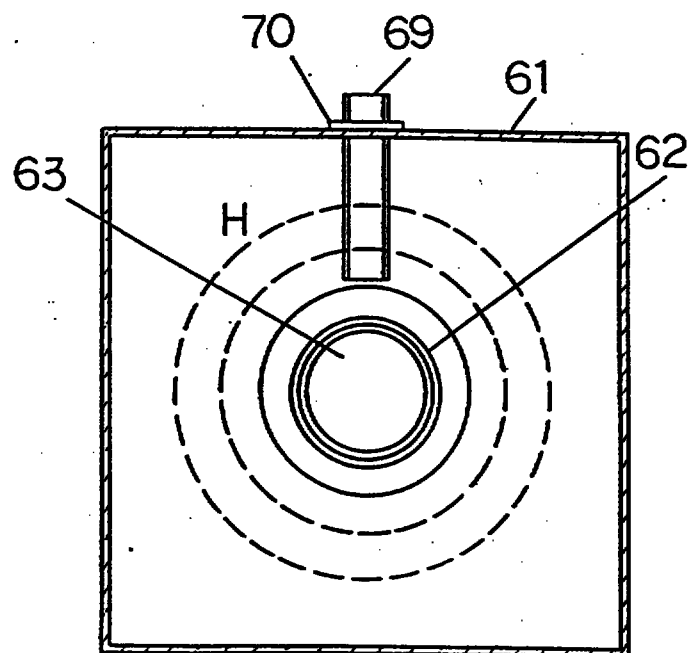
第 8 2 図



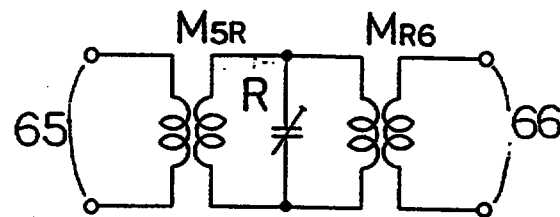
第 8 3 図



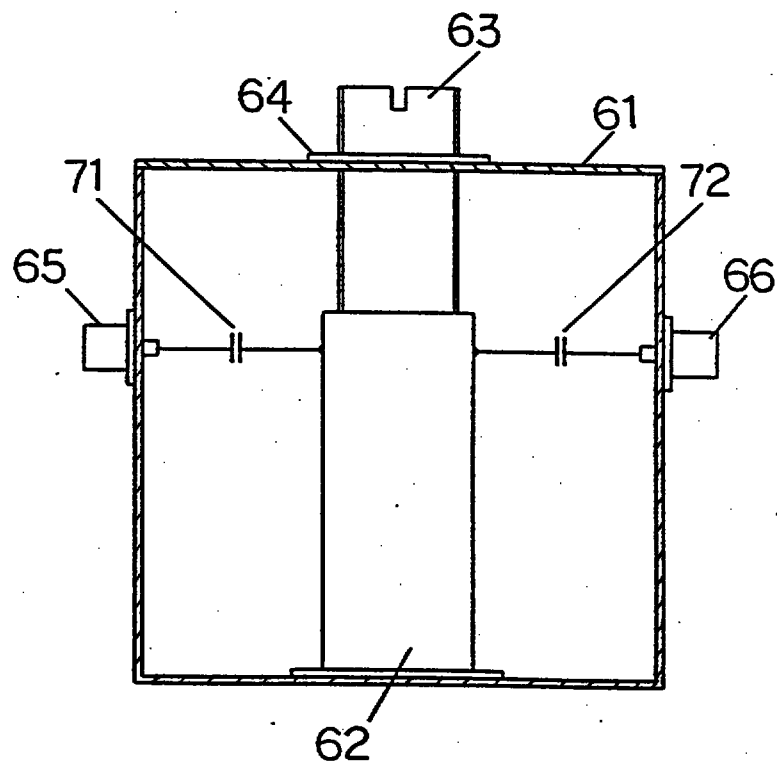
第 8 4 図



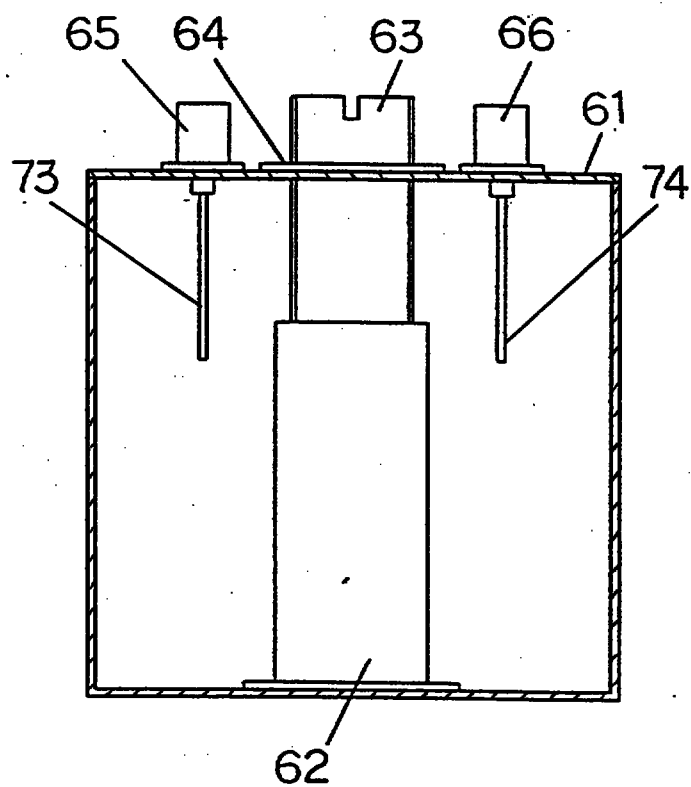
第 8 5 図



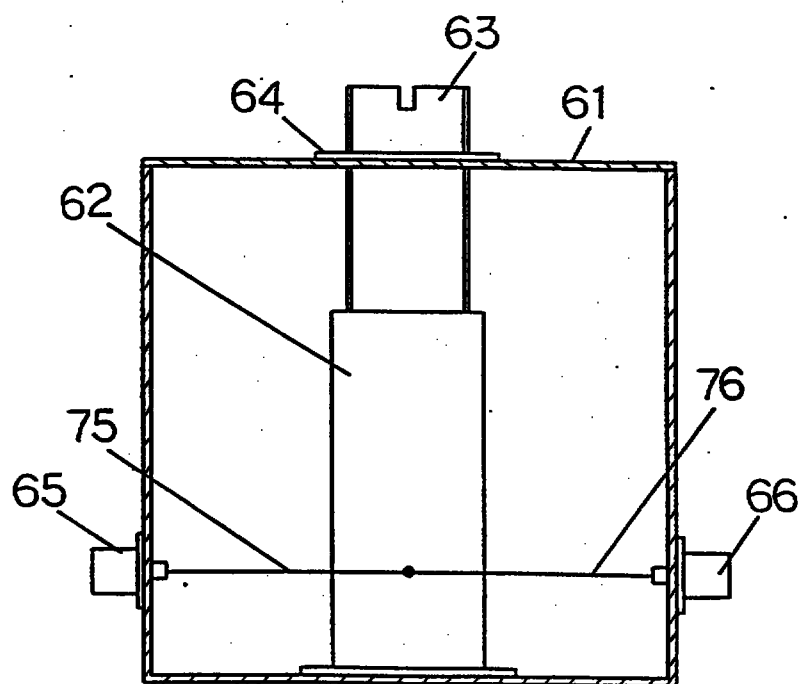
第 8 6 図



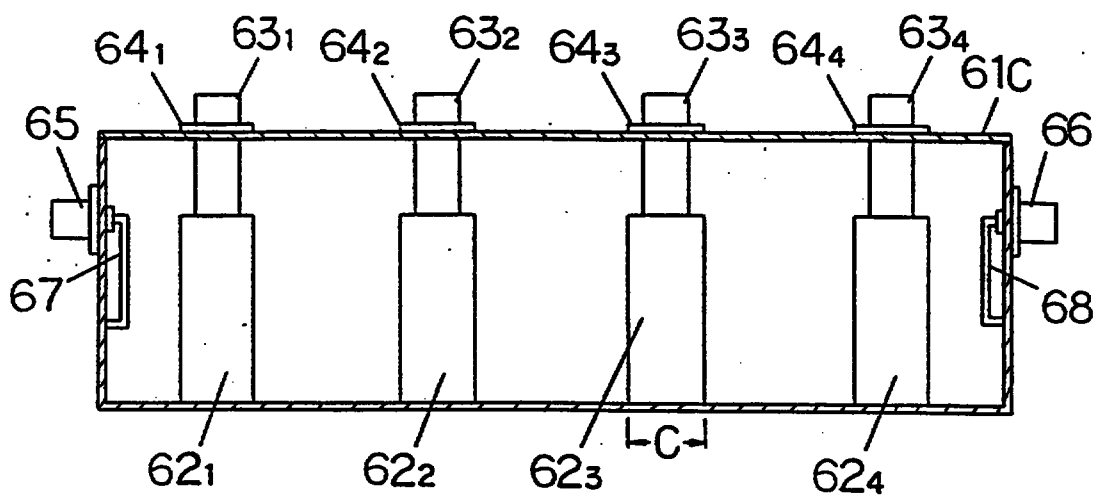
第 8 7 図



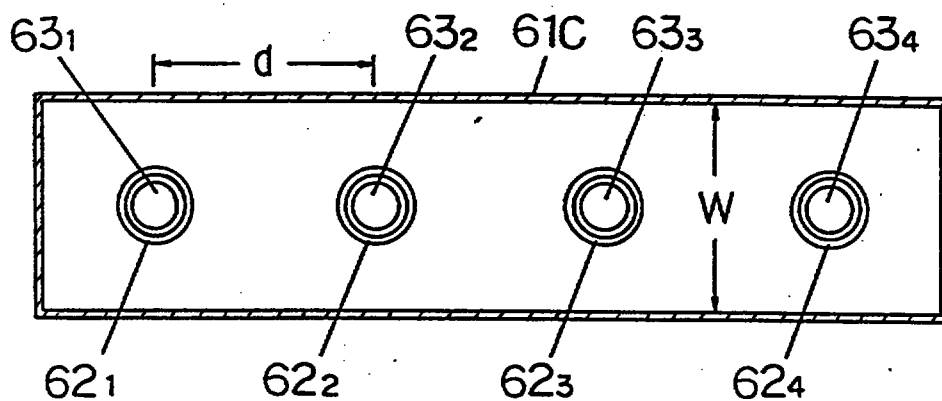
第 8 8 図



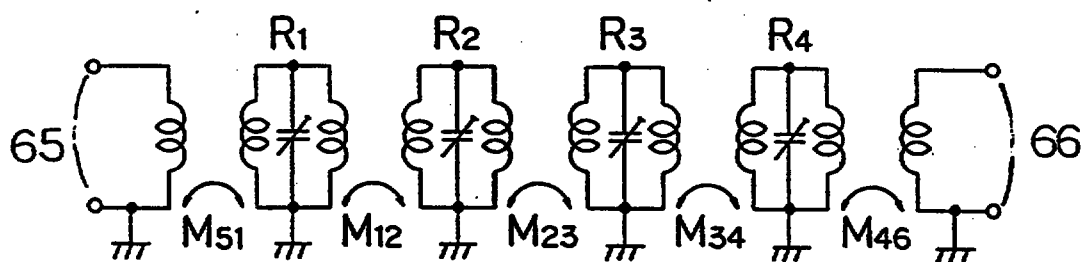
第 89 図



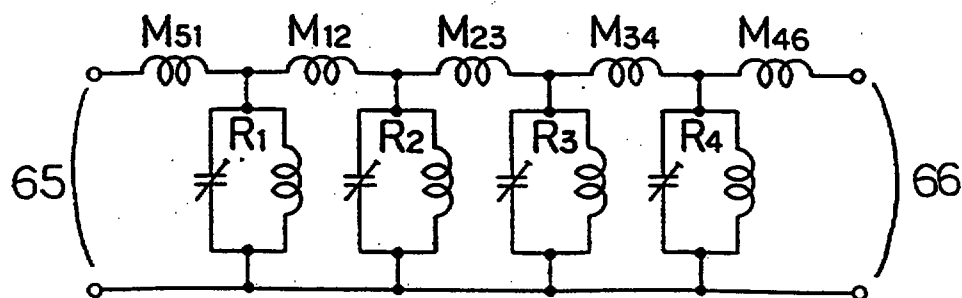
第 90 図



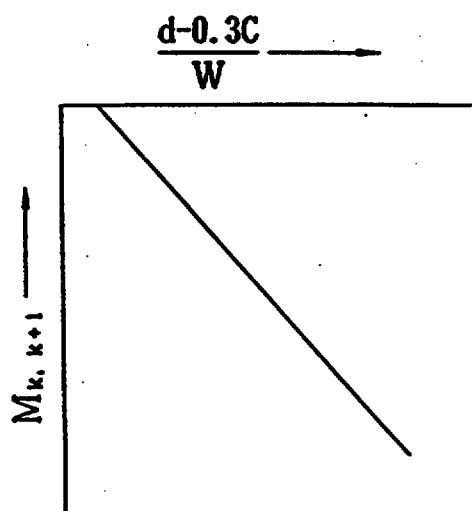
第 91 図



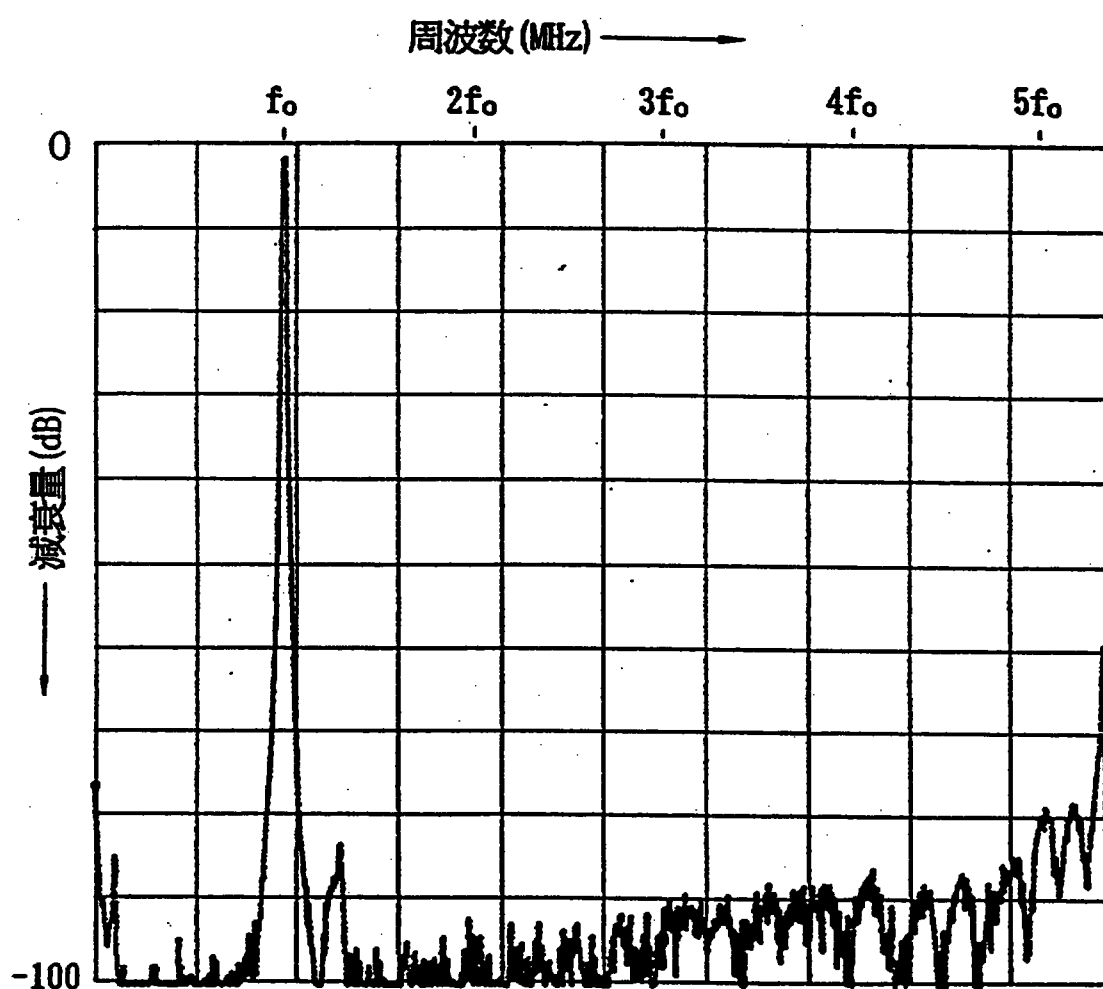
第 92 図



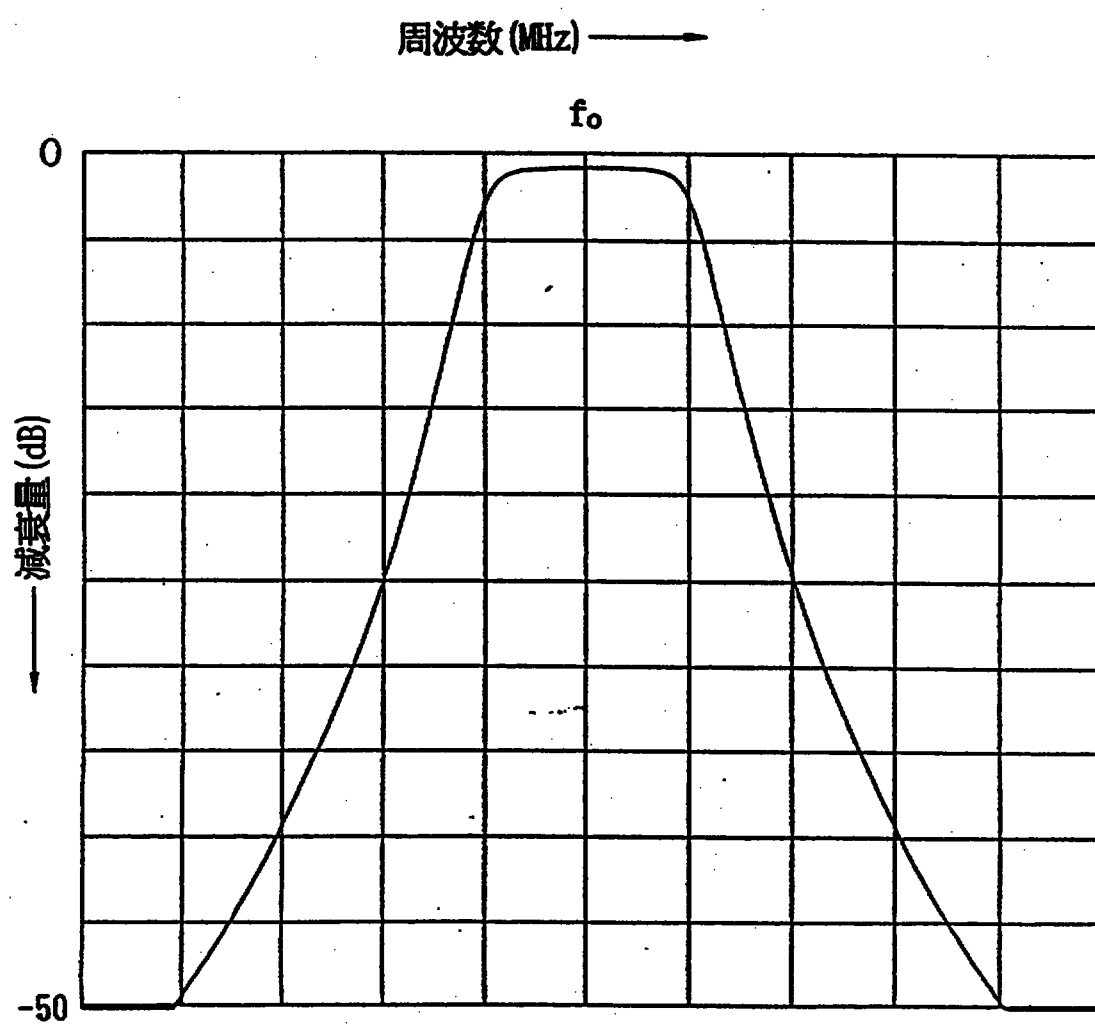
第 9 3 図



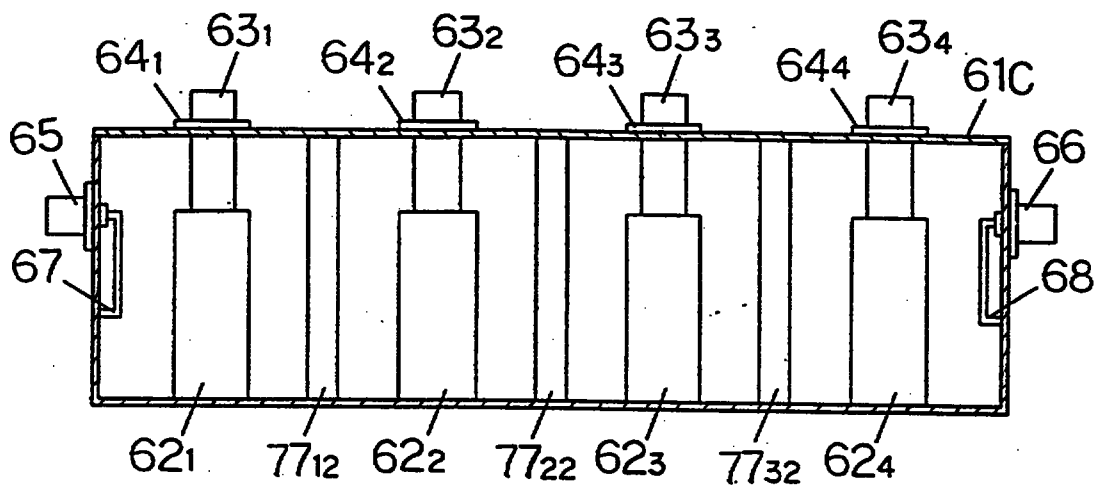
第94図



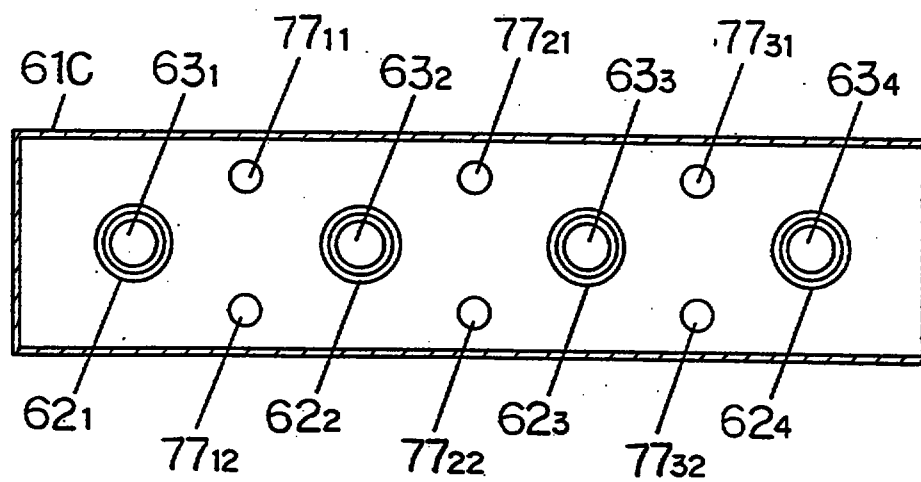
第 9 5 図



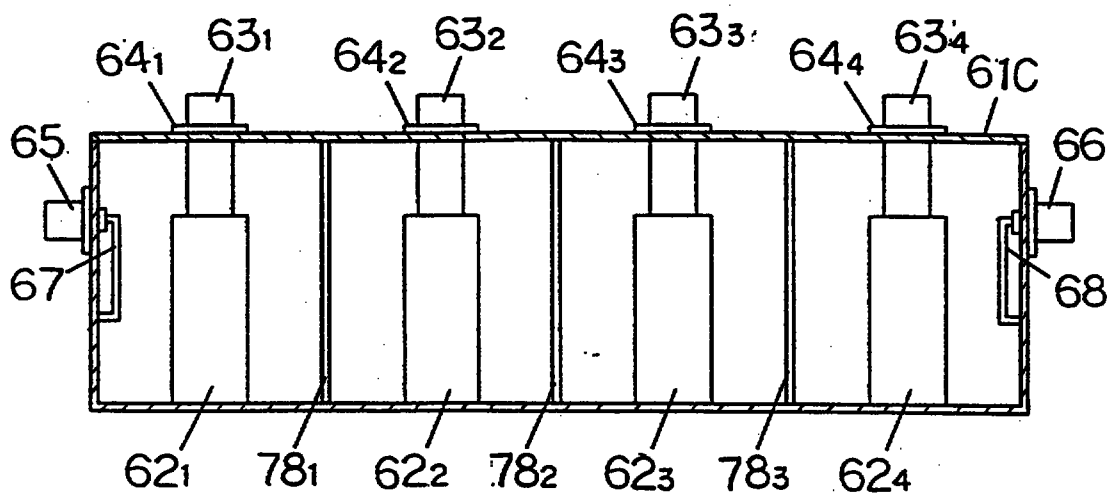
第 9 6 図



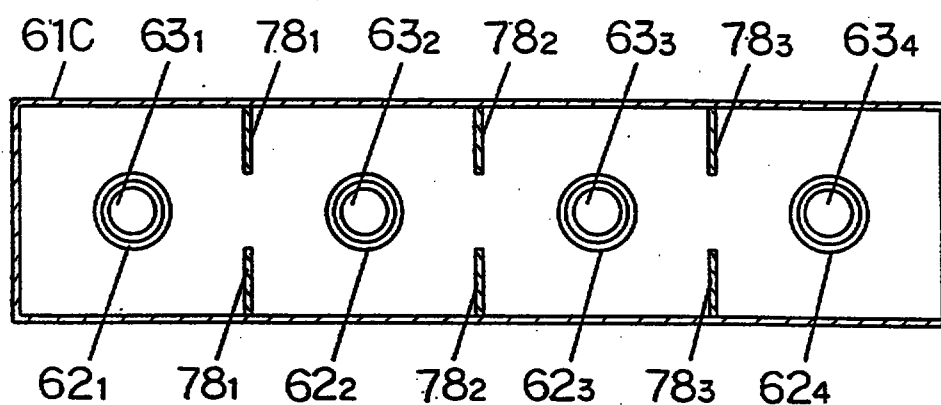
第 9 7 図



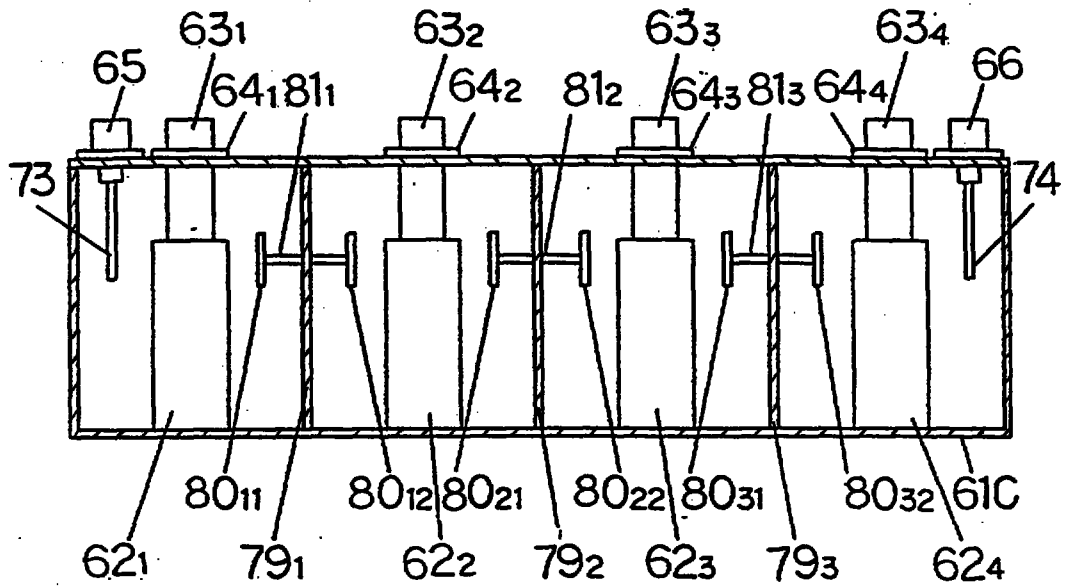
第 9 8 図



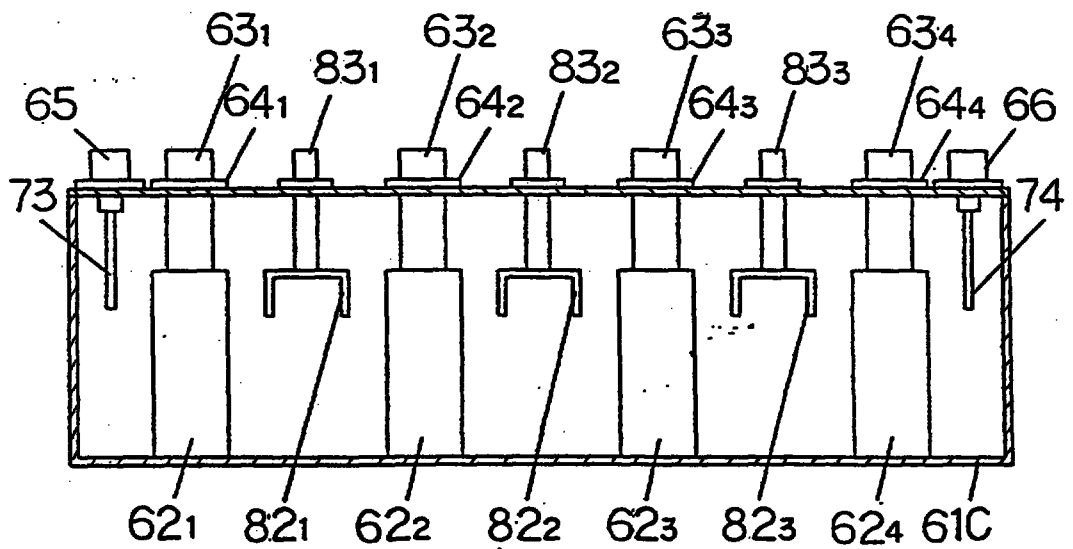
第 9 9 図



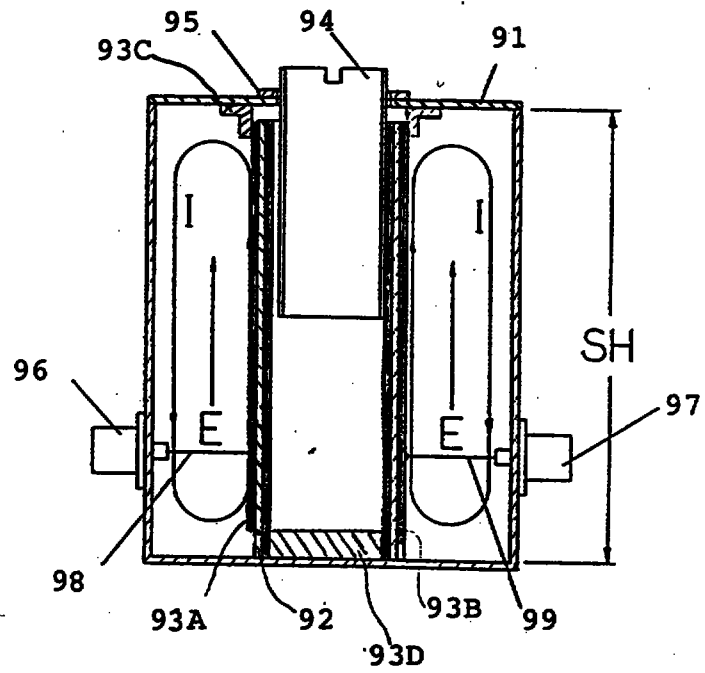
第100図



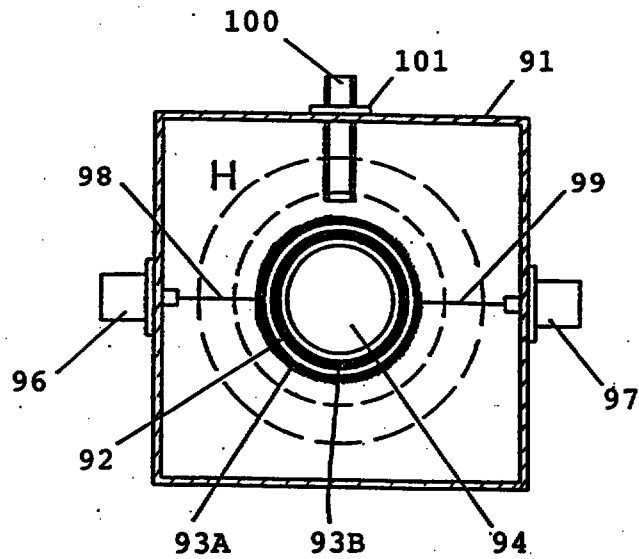
第101図



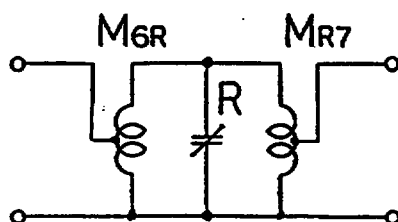
第102図



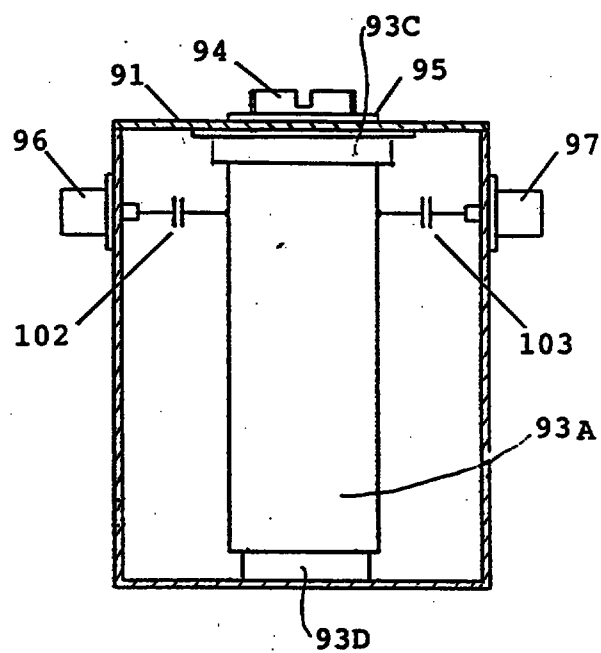
第103図



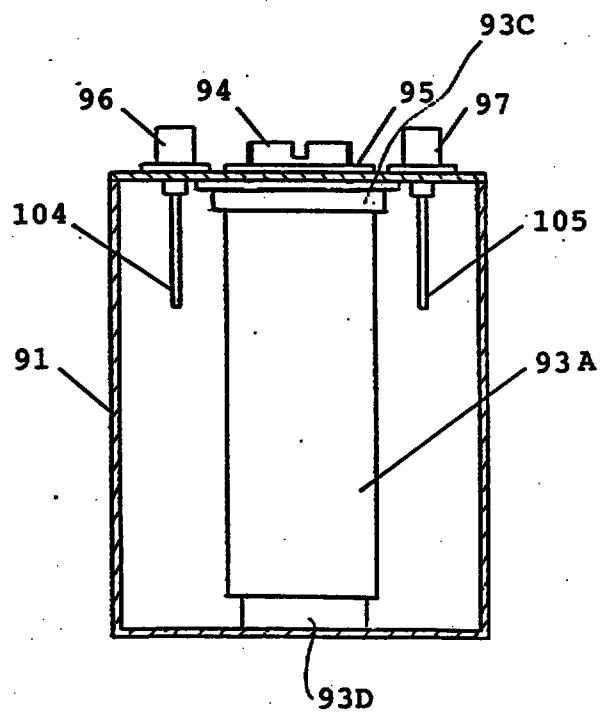
第104図



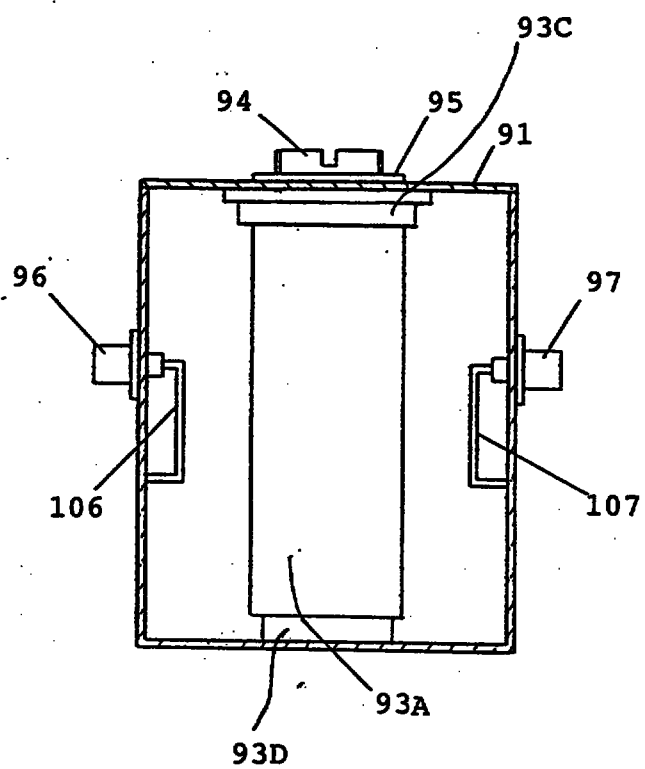
第105図



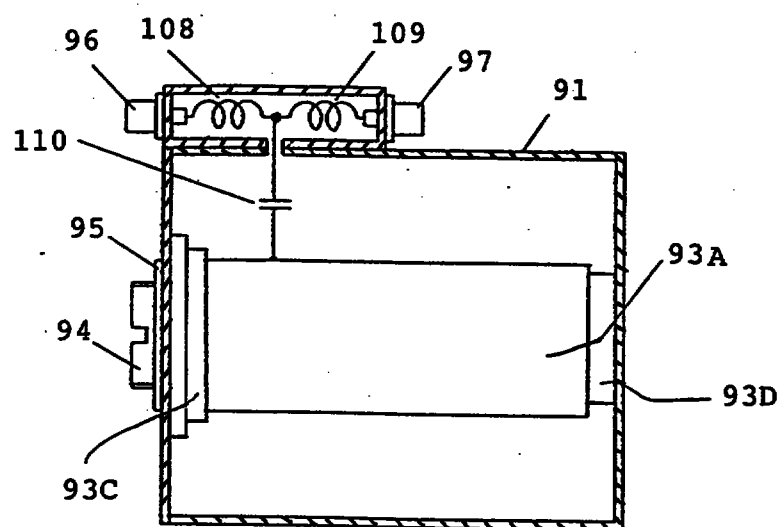
第106図



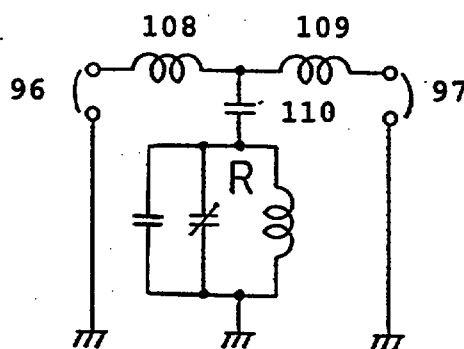
第107図



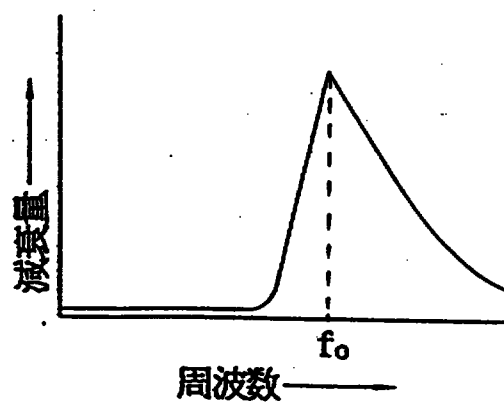
第108図



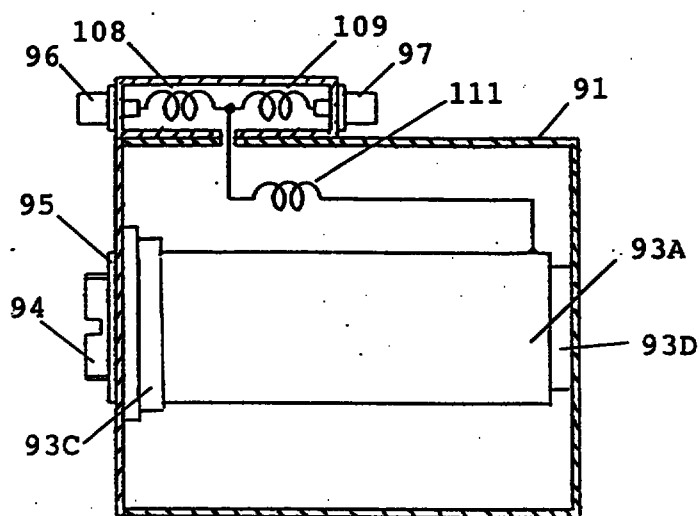
第109図



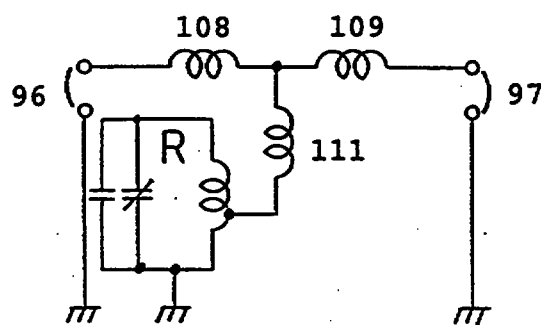
第110図



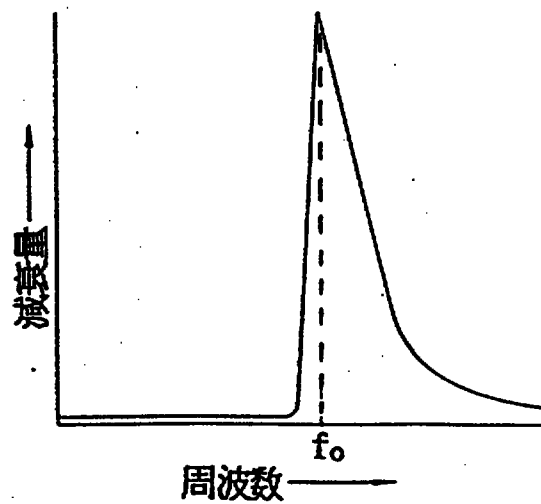
第111図



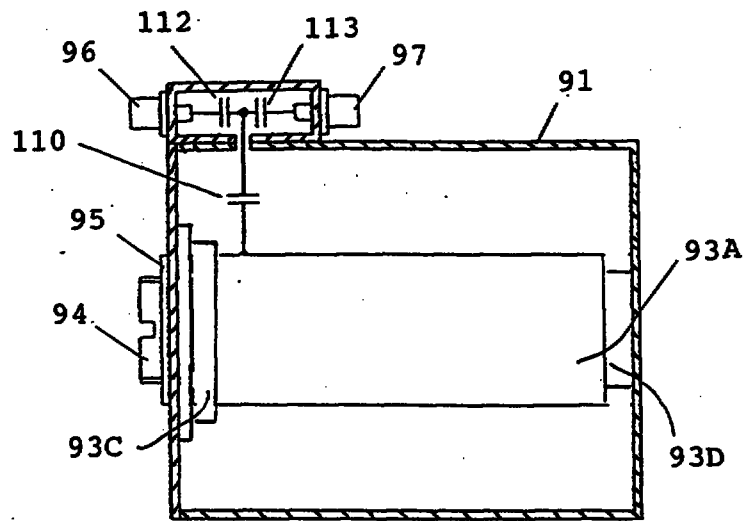
第112図



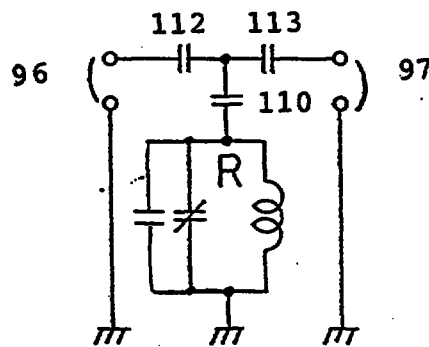
第113図



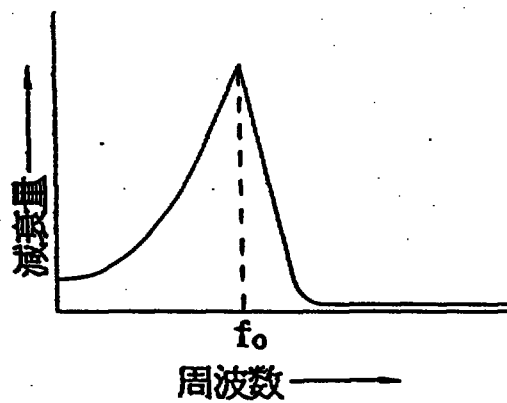
第114図



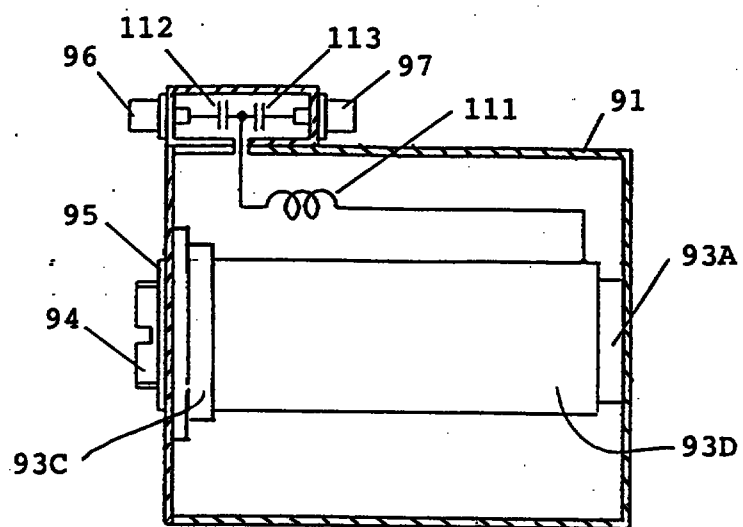
第115図



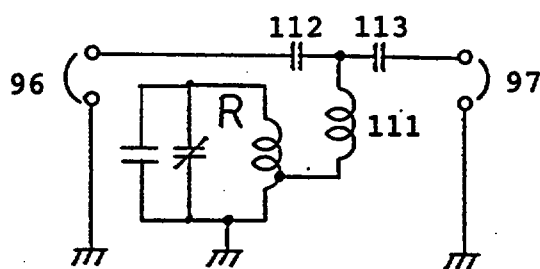
第116図



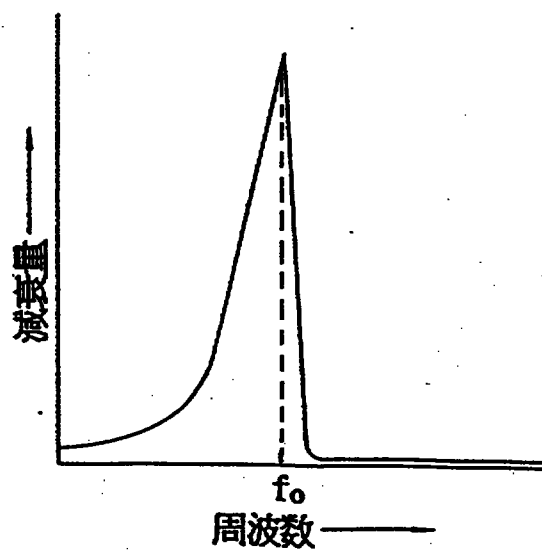
第117図



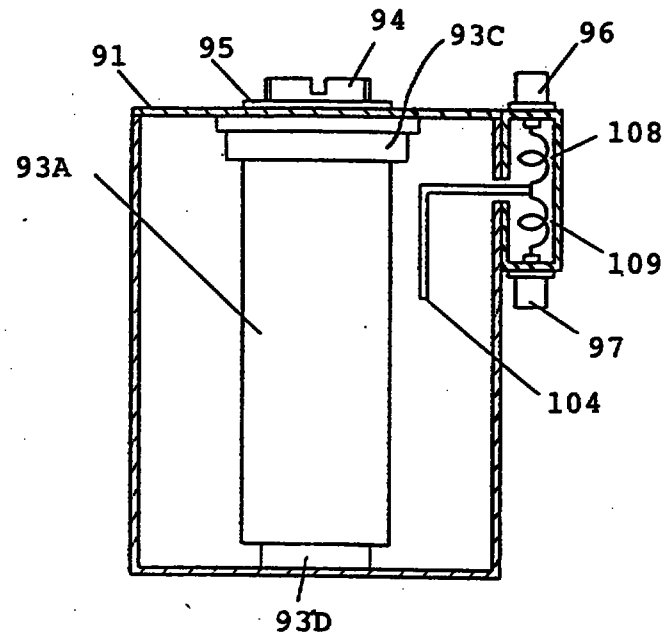
第118図



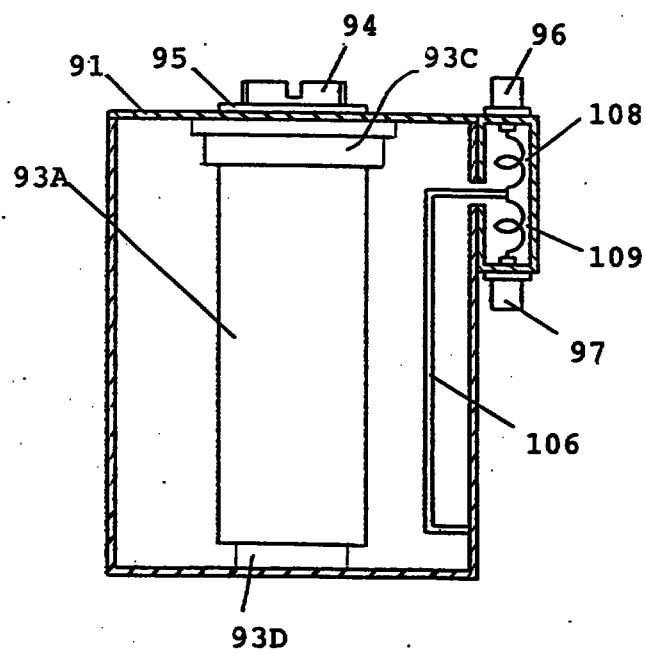
第119図



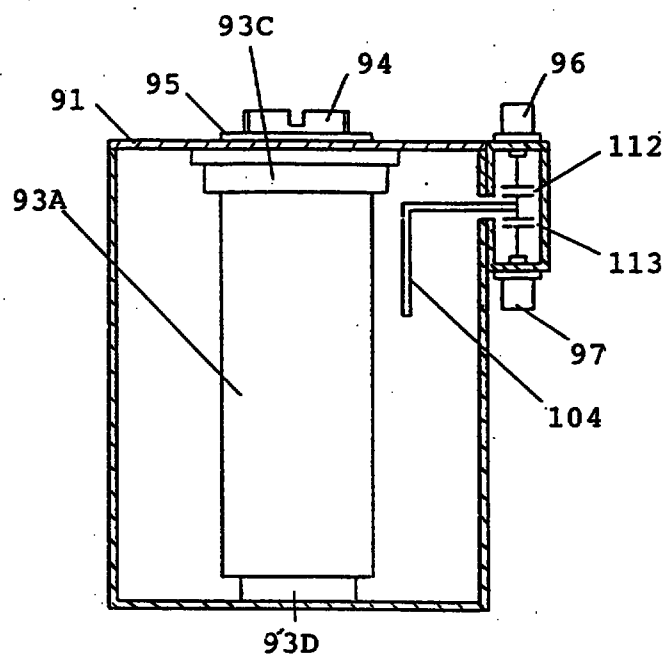
第120図



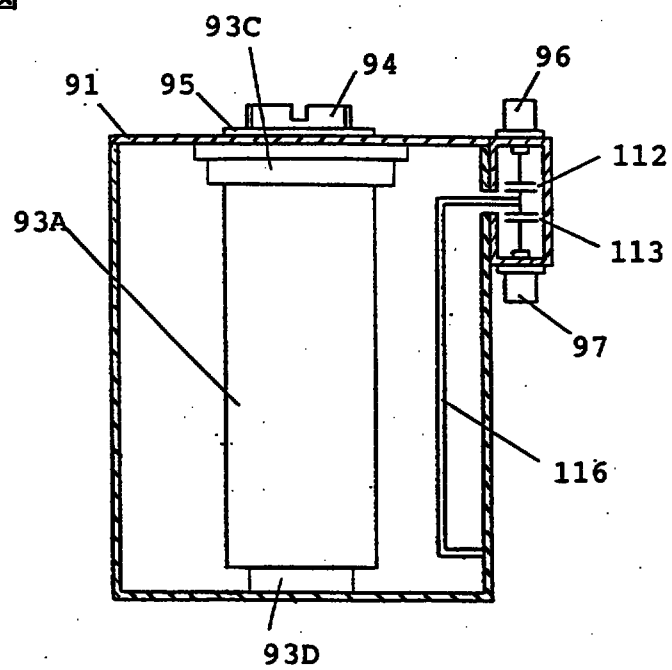
第121図



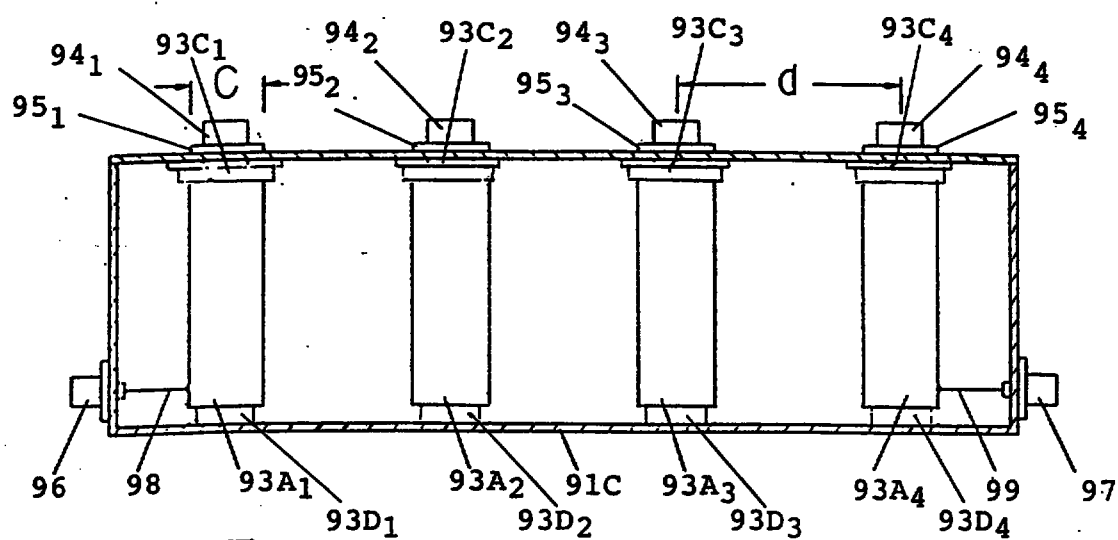
第122図



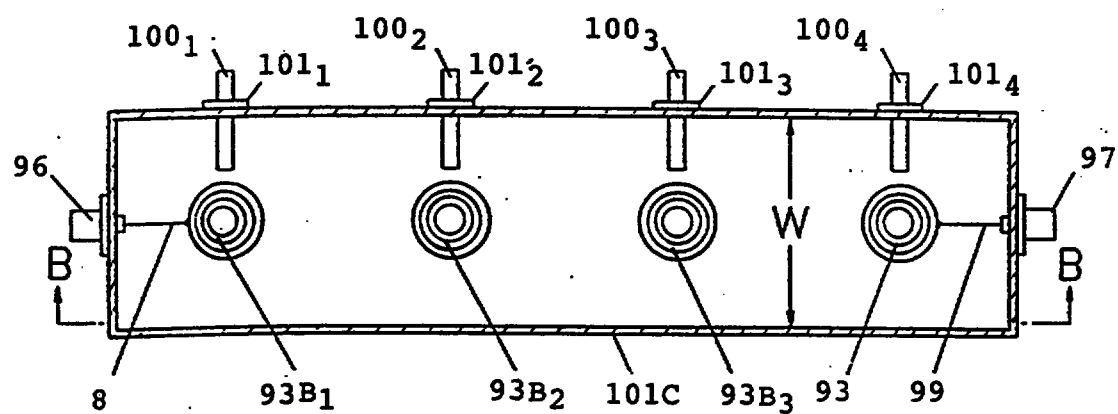
第123図



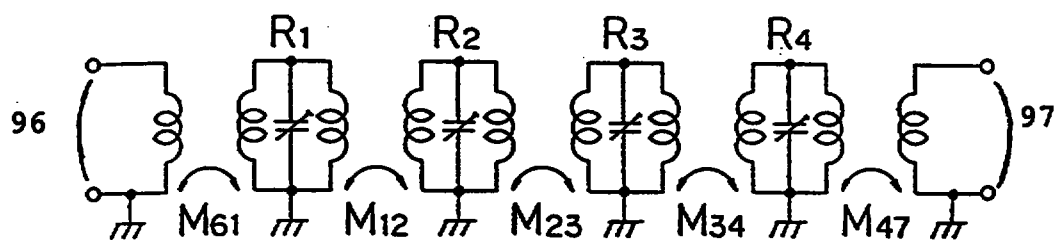
第124図



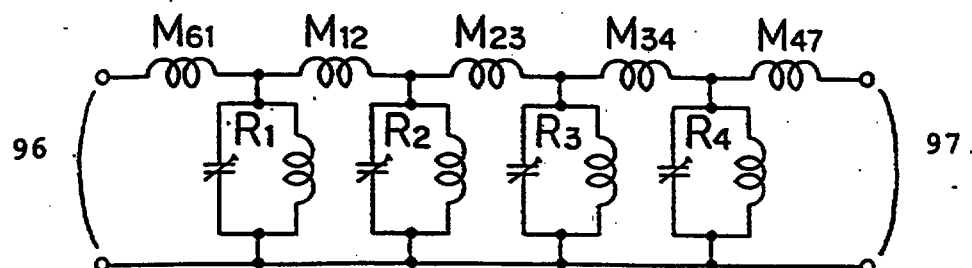
第125図



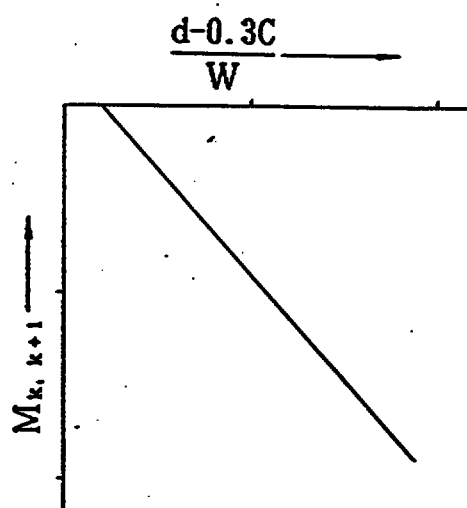
第126図



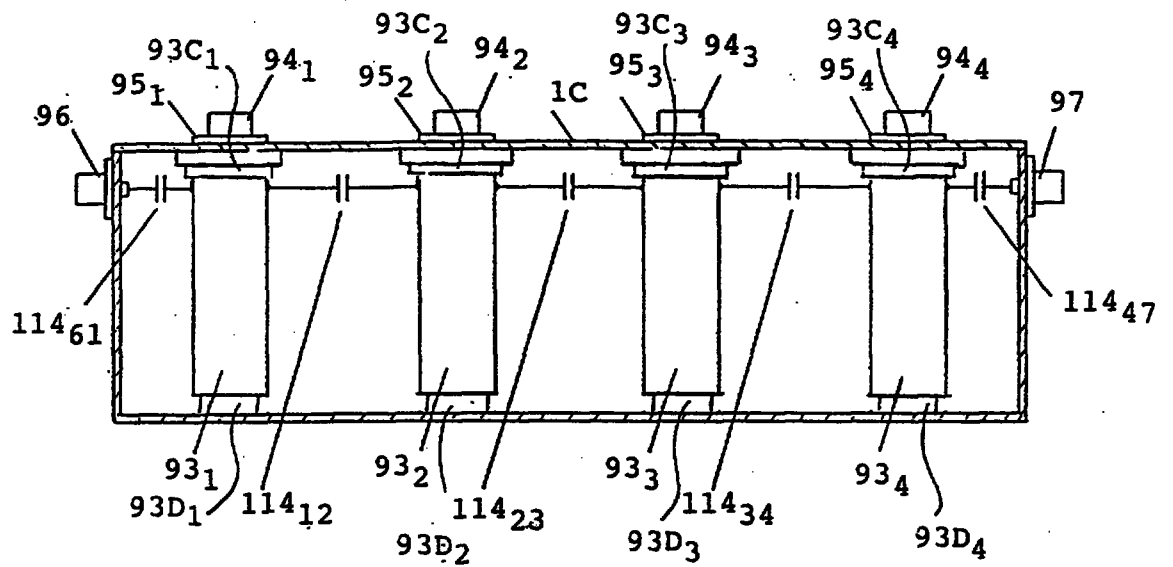
第127図



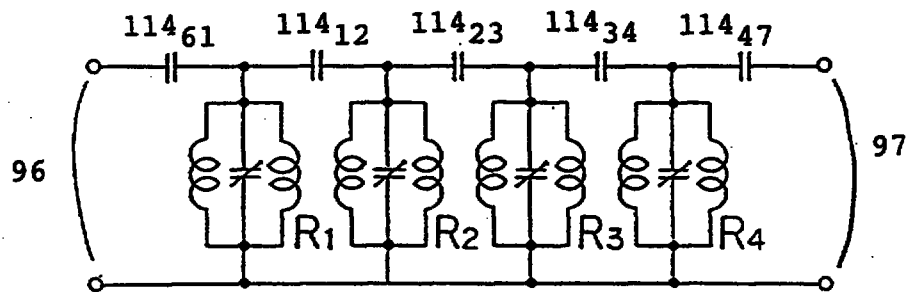
第128図



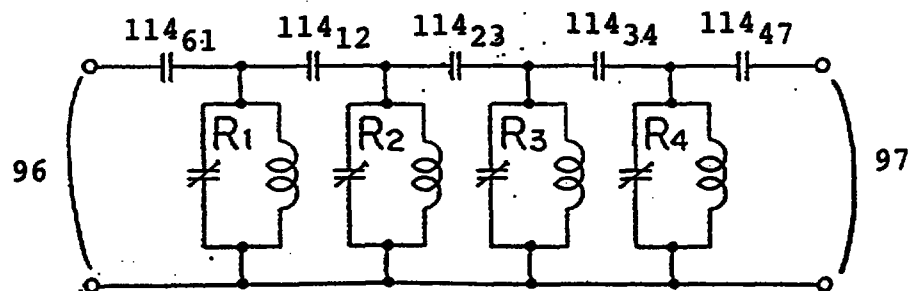
第129図



第130図



第131図



SPECIFICATION

Resonator and Filter Employing the Same

Technical Field

The present invention relates to a resonator that is used for the elimination of noise, the splitting and synthesis of signals, etc., in radio communication devices, broadcast devices, and so on, and also relates to a filter comprising this resonator.

BACKGROUND ART

Resonators composed of capacitors and coils which are lumped-parameter circuit elements, or helical resonators have been conventionally used in relatively low frequency bands, such as short wave and ultrashort wave bands.

Fig. 1 is a vertical cross section of a conventional helical resonator, and Fig. 2 is a horizontal cross section thereof.

This helical resonator comprises an external conductor 201; a capacity formation electrode 203; insulators 204₁ and 204₂; a helical resonance element 202 at one end mechanically fixed to and electrically connected with the inside wall of the external conductor 201, wound coil-like in its middle portion, attached at the other end to the capacity formation electrode 203, and fixed to the inside wall of the external conductor 201 via the insulators 204₁

and 204₂; a movable electrode 205; a drive screw 206 to one end of which the movable electrode 205 is attached, and which passes through the external conductor 201; a lock nut 207 that is used to fix the drive screw 206 to the external conductor 201; and input/output coupling elements and input/output terminals (not shown).

With this helical resonance element, the resonance frequency can be finely tuned by rotating the drive screw 206 forward or backward to move the movable electrode 205 ahead or back so that the capacity of the electrode 203 can be varied.

The conventional resonator described above has the following drawbacks.

Since the helical resonance element 202 is formed by the winding of a metallic wire or a relatively thin rod-shaped conductor in the form of a coil, not only is the heat-radiating surface area of the helical resonance element 202 itself small, but the thermal conductivity into the external conductor 201 is poor, so the heat produced by power loss in the helical resonance element 202 is not effectively radiated from the helical resonance element 202 and the external conductor 201, and the resonance frequency fluctuates as a result of distortion due to the elevated temperature of the various constituent components of the resonator.

The ends of the helical resonance element 202 are

directly or indirectly supported by and fixed to the inside wall of the external conductor 201, but the middle portion is not supported by any support, and is instead formed so that it maintains a coiled posture by its own rigidity, so vibration resistance is poor, fabrication is difficult, and the cost is high.

When the diameter of the wire or rod that forms the helical resonance element 202 is relatively large, distortion of the helical resonance element 202 itself due to the elevated temperature of the helical resonance element 202 repeatedly applies mechanical strain to the insulators 204₁ and 204₂ through the electrode 203, and in severe cases the insulators 204₁ and 204₂ would be broken.

Because of its high impedance, a helical resonance element has inferior withstand voltage characteristics.

When a filter is constructed from such a helical resonance element, the various above-mentioned drawbacks encountered with a helical resonance element appears as drawbacks directly in the filter.

DISCLOSURE OF THE INVENTION

It is object of the present invention to provide a resonator in which heat is effectively radiated away from the resonance capacity element and external conductor, the fluctuation in resonance frequency is extremely small, the vibration resistance is excellent, and the impedance is

low, and to provide a filter in which this resonator is used.

A resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a resonance capacity element comprising a dielectric plate fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of the external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of the dielectric plate, wherein the lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a gap is formed between the upper end of the electrode and the upper wall of the external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a gap is formed between the lower end of the other electrode and the lower wall of the external conductor;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting one of the electrodes of the resonance capacity element to the input terminal and the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a resonance capacity element comprising a dielectric plate fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of the external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of the dielectric plate, wherein the lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of the external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a gap is formed between the lower end of said other electrode and the lower wall of the external conductor;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between the input terminal and the output terminal; and

means for connecting one of the electrodes of the resonance capacity element to the connection point of the two inductance elements or the two capacity elements in a high-frequency fashion.

A filter according to the present invention

comprises:

a common external conductor;

a plurality of resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion and comprising a plurality of dielectric plates provided at suitable intervals in the external conductor and fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of the external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of each dielectric plate, wherein the lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of the external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a gap is formed between the lower end of the other electrode and the lower wall of the external conductor;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting one of the electrodes of the top resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting one of the electrodes of the last resonance capacity element of the plurality of

resonance capacity elements to the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of the external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of the hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting the fixed electrode to the input terminal and the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises :

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of the external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of the hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between the input terminal and the output terminal; and

means for connecting the fixed electrode to the connecting point of the two inductance elements or the two capacity elements in a high-frequency fashion.

Another filter according to the present invention comprises:

an external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements

connected in series in a high-frequency fashion and comprising a plurality of hollow cylinders provided at suitable intervals and composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of the external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that is provided on each of the hollow cylinder, adheres around the outer surface of the hollow cylinders, and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting the top resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting the last resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the output terminal in a high-frequency fashion.

A resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising of a fixed electrode composed of a hollow cylindrical conductor whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of the external conductor a suitable distance away and a movable electrode composed of a hollow or solid cylindrical conductor that is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting the fixed electrode to the input terminal and the output terminal in a high-frequency fashion.

Another filter according to the present invention comprises:

an external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion, provided at suitable intervals, and comprising of a fixed electrode composed of a hollow cylindrical conductor whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of the external conductor a suitable distance away and a movable electrode composed of a hollow or solid cylindrical

conductor that is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting the fixed electrode of the top resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting the fixed electrode of the last resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of the external conductor a suitable distance away, first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of the hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that

adheres around the outer surface of hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length into the above-mentioned hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting the second fixed electrode to the input terminal and the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of the external conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of the hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of the hollow cylinder

and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between the input terminal and the output terminal; and

means for connecting the second fixed electrode to the connecting point of the two inductance elements or the two capacity elements in a high-frequency fashion.

Another filter according to the present invention comprises:

a common external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion and comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of the external conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres

around the inner surface of the said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of the hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting the second fixed electrode of the top resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting the second fixed electrode of the last resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a

first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with the first fixed electrode with a gap on the outside of the first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting the second fixed electrode to the input terminal and the output terminal in a high-frequency fashion.

Another resonator according to the present invention comprises:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with the first fixed electrode with a gap on the outside of said

first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between the input terminal and the output terminal; and

means for connecting the second fixed electrode to the connection point of the two inductance elements or the two capacity elements in a high-frequency fashion.

Another filter according to the present invention comprises:

a common external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion, provided at suitable intervals and comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of the external conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with the first

fixed electrode with a gap on the outside of the first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of the external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with the first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the external conductor so that the insertion length of the movable electrode into the first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting the second fixed electrode of the top resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting the second fixed electrode of the last resonance capacity element of the plurality of resonance capacity elements to the output terminal in a high-frequency fashion.

The resonator according to the present invention has good thermal conductivity between the resonance capacity element and the external conductor because of the relatively large thermal radiation surface area of the resonance capacity element, so heat is effectively radiated from the resonance capacity element and the external conductor, and therefore the rise in the temperature of the various resonator components is kept

low and there is extremely little fluctuation in resonance frequency caused by distortion of the components as a result of elevated temperature. Furthermore, the structure is extremely simple and mechanically tough, so the product has excellent vibration resistance. The withstand voltage characteristics are also good because of the low impedance of the resonator. These same advantages are realized with a filter that incorporates the resonator according to the present invention.

Further, in the case of a resonator formed with variable capacity by means of fixed and movable electrodes, the range over which the capacity can be varied is wider and the resonance frequency can be set over a wider range, so resonators with a greater variety of resonance frequencies can be formed using parts of the same configurations and the same dimensions, and the costs entailed can therefore be lowered.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1 is a vertical cross section of a conventional resonator.

Fig. 2 is a horizontal cross section of a conventional resonator.

Fig. 3 is a vertical cross section of the resonator of the first embodiment according to the present invention;

Fig. 4 is a horizontal cross section of the resonator of the first embodiment;

Fig. 5 is a vertical cross section of the resonator of the first embodiment, rotated 90° from Fig. 3;

Fig. 6 is an equivalent circuit diagram of the first embodiment;

Fig. 7 is a diagram illustrating an example in the first embodiment in which the input terminal 5 and the capacity formation electrode 3 are capacitively coupled by the capacity element 11, and the output terminal 6 and the capacity formation electrode 4 by the capacity element 12;

Fig. 8 is a diagram illustrating an example in the first embodiment in which probes 13 and 14 are used as the input/output coupling means;

Fig. 9 is a vertical cross section of a resonator in which loops 15 and 16 are used as the input/output coupling means in the first embodiment;

Fig. 10 is a horizontal cross section of a resonator in which loops 15 and 16 are used as the input/output coupling means in the first embodiment;

Fig. 11 is a vertical cross section of the resonator of the second embodiment according to the present invention;

Fig. 12 is an equivalent circuit diagram of the second embodiment;

Fig. 13 is a diagram illustrating the transmission

characteristics of the second embodiment;

Fig. 14 is a vertical cross section of the resonator of the third embodiment according to the present invention;

Fig. 15 is an equivalent circuit diagram of the third embodiment;

Fig. 16 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the third embodiment;

Fig. 17 is a vertical cross section of the resonator of the fourth embodiment according to the present invention;

Fig. 18 is an equivalent circuit diagram of the fourth embodiment;

Fig. 19 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the fourth embodiment;

Fig. 20 is a vertical cross section of the resonator of the fifth embodiment according to the present invention;

Fig. 21 is an equivalent circuit diagram of the fifth embodiment;

Fig. 22 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the fifth embodiment;

Fig. 23 is a vertical cross section of the resonator of the sixth embodiment according to the present invention;

Fig. 24 is a vertical cross section of the resonator

of the seventh embodiment of the present invention;

Fig. 25 is a vertical cross section of the resonator of the eighth embodiment according to the present invention;

Fig. 26 is a vertical cross section of the resonator of the ninth embodiment according to the present invention;

Fig. 27 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 11;

Fig. 28 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 27;

Fig. 29 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 14;

Fig. 30 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 20;

Fig. 31 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 30;

Fig. 32 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 17;

Fig. 33 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 3;

Fig. 34 is a horizontal cross section of the filter shown in Fig. 33;

Fig. 35 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 33 and 34.

Fig. 36 is a converted equivalent circuit diagram of

the equivalent circuit diagram shown in Fig. 35;

Fig. 37 is a circuit diagram used to illustrate the design method for the filter according to the present invention;

Fig. 38 is a diagram of the transmission characteristics of the circuit in Fig. 37;

Fig. 39 is a diagram illustrating an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements;

Fig. 40 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics of the filter shown in Figs. 33 through 36;

Fig. 41 is a cross section of the main portion of another filter according to the present invention;

Fig. 42 is a vertical cross section of a filter in which the interstage coupling consists of capacitive coupling;

Fig. 43 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 42;

Fig. 44 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 43;

Fig. 45 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics of the filter shown in Fig. 42;

Fig. 46 is a vertical cross section of the resonator

of the tenth embodiment according to the present invention;

Fig. 47 is a horizontal cross section of the resonator of the tenth embodiment according to the present invention;

Fig. 48 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 47;

Fig. 49 is a diagram illustrating an example in the tenth embodiment in which the input terminal 36 and the fixed electrode 33 are capacitively coupled by the capacity element 42, and the output terminal 37 and the fixed electrode 33 by the capacity element 43;

Fig. 50 is a diagram illustrating an example in the tenth embodiment in which probes 44 and 45 are used as the input/output coupling means;

Fig. 51 is a diagram illustrating an example in the tenth embodiment in which loops 46 and 47 are used as the input/output coupling means;

Fig. 52 is a vertical cross section of the resonator of the eleventh embodiment according to the present invention;

Fig. 53 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 52;

Fig. 54 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 52;

Fig. 55 is a vertical cross section of the resonator

of the twelfth embodiment according to the present invention;

Fig. 56 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 55;

Fig. 57 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 55;

Fig. 58 is a vertical cross section of the resonator of the thirteenth embodiment according to the present invention;

Fig. 59 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 58;

Fig. 60 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 58;

Fig. 61 is a vertical cross section of the resonator in the fourteenth embodiment according to the present invention;

Fig. 62 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 61;

Fig. 63 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 61;

Fig. 64 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 50 in the practical example shown in Fig. 52 has been replaced with a probe 44;

Fig. 65 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 52 has been replaced with a loop 46;

Fig. 66 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 58 has been replaced with a probe 44;

Fig. 67 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 58 has been replaced with a loop 46;

Fig. 68 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 46;

Fig. 69 is a horizontal cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 46;

Fig. 70 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 68 and 69;

Fig. 71 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 70;

Fig. 72 is a diagram illustrating an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements;

Fig. 73 is a vertical cross section of a band-pass filter in which the interstage coupling consists of electric field coupling;

Fig. 74 is an equivalent circuit diagram of the band-pass filter shown in Fig. 73;

Fig. 75 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 74;

Fig. 76 is a vertical cross section of a filter

constructed using the resonator shown in Fig. 52;

Fig. 77 is a right side view of the filter shown in Fig. 76;

Fig. 78 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 76;

Fig. 79 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 55;

Fig. 80 is a vertical cross section of a constructed using the resonator shown in Fig. 61;

Fig. 81 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 80;

Fig. 82 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 58;

Fig. 83 is a vertical cross section of the resonator of the nineteenth embodiment according to the present invention;

Fig. 84 is a horizontal cross section of the resonator of the nineteenth embodiment according to the present invention;

Fig. 85 is an equivalent circuit diagram of the resonator of the nineteenth embodiment;

Fig. 86 is a vertical cross section of an example in the nineteenth embodiment in which the input terminal 65 and the fixed electrode 62 are capacitively coupled by the capacity element 71, and the output terminal 66 and the fixed electrode 62 by the capacity element 72;

Fig. 87 is a diagram illustrating an example in the nineteenth embodiment in which probes 73 and 74 are used as the input/output coupling means;

Fig. 88 is a diagram illustrating an example in the nineteenth embodiment in which tap coupling is performed using coupling wires 75 and 76 as the input/output coupling means;

Fig. 89 is a vertical cross section of the filter shown in Fig. 83;

Fig. 90 is a horizontal cross section of the filter shown in Fig. 89;

Fig. 91 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 89 and 90.

Fig. 92 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 91;

Fig. 93 is a diagram illustrating an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent variable resonance capacity elements;

Fig. 94 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics over the wide band of the filter shown in Figs. 89 through 92;

Fig. 95 is an enlarged transmission characteristics diagram near the resonance frequency f_0 in Fig. 94;

Fig. 96 is a vertical cross section of a filter in which variable resonance capacity elements are arranged at

specific intervals, and interstage magnetic field coupling adjustment elements are interposed between adjacent variable resonance capacity elements;

Fig. 97 is a horizontal cross section of the filter shown in Fig. 96;

Fig. 98 is a vertical cross section of a filter constructed such that the interstage magnetic field coupling coefficient is adjusted by another type of interstage magnetic field coupling adjustment element;

Fig. 99 is a horizontal cross section of the filter shown in Fig. 98;

Fig. 100 is a vertical cross section of another example of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 83;

Fig. 101 is a vertical cross section of another example of a filter in which the stages are coupled by capacitive coupling;

Fig. 102 is a vertical cross section of the twentieth embodiment according to the present invention.

Fig. 103 is a horizontal cross section of the resonator of the twentieth embodiment according to the present invention;

Fig. 104 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 103;

Fig. 105 is a diagram illustrating an example in the twentieth embodiment in which the input terminal 96 and

the fixed electrode 93 are capacitively coupled by the capacity element 102, and the output terminal 97 and the fixed electrode 93 by the capacity element 103;

Fig. 106 is a diagram illustrating an example in the twentieth embodiment in which probes 104 and 105 are used as the input/output coupling means.

Fig. 107 is a diagram illustrating an example in the twentieth embodiment in which loops 106 and 107 are used as the input/output coupling means;

Fig. 108 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-first embodiment according to the present invention;

Fig. 109 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 108;

Fig. 110 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 108;

Fig. 111 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-second embodiment according to present invention;

Fig. 112 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 111;

Fig. 113 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 111;

Fig. 114 is a vertical cross section of the resonator in the twenty-third embodiment according to the present invention.

Fig. 115 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 114;

Fig. 116 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 114;

Fig. 117 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-fourth embodiment according to the present invention;

Fig. 118 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 117;

Fig. 119 is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 117;

Fig. 120 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 110 in the practical example shown in Fig. 109 has been replaced with a probe 104;

Fig. 121 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 110 in the embodiment shown in Fig. 108 has been replaced with a loop 106;

Fig. 122 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 110 in the embodiment shown in Fig. 114 has been replaced with a probe 104;

Fig. 123 is a vertical cross section of an embodiment in which the coupling element 110 in the embodiment shown in Fig. 114 has been replaced with a loop 106;

Fig. 124 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 102;

Fig. 125 is a horizontal cross section of a filter

constructed using the resonator shown in Fig. 102;

Fig. 126 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 124 and 125;

Fig. 127 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 126;

Fig. 128 is a diagram illustrating an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the interval of the centers of adjacent resonance capacity elements;

Fig. 129 is a vertical cross section of a band-pass filter in which the interstage coupling consists of electric field coupling;

Fig. 130 is an equivalent circuit diagram of the band-pass filter shown in Fig. 129;

Fig. 131 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 130.

BEST MODE FOR IMPLEMENTING THE INVENTION

Fig. 3 is a vertical cross section of the resonator of the first embodiment according to the present invention, Fig. 4 is a horizontal cross section thereof, and Fig. 5 is a vertical cross section rotated 90° from Fig. 3.

The resonator of this embodiment comprises a cubic external conductor 1, a slender ribbon-shaped dielectric plate 2, capacity formation electrodes 3 and 4, an input

terminal 5, an output terminal 6, an input coupling wire 7, an output coupling wire 8, a resonance frequency fine-tuning element 9, and a lock nut 10 that is used to fix the fine-turning element 9. The external conductor 1 may also be a bottomed cylinder.

The upper and lower ends of the dielectric plate 2 are fixed by an adhesive agent or other suitable means to the upper and lower walls, respectively, of the external conductor 1.

The capacity formation electrodes 3 and 4 are made of metal thin layers bonded to the front and back of the dielectric plate 2, or of metal plates applied to the front and back of the dielectric plate 2. As shown in Fig. 5, regardless of whether the capacity formation electrodes 3 and 4 are made of a metal thin layer or a metal plate, the lower end of one of the electrodes (in this case the capacity formation electrode 3) is electrically connected to the lower wall of the external conductor 1, and a gap of suitable width is provided between the upper end of the capacity formation electrode 3 and the upper wall of the external conductor 1 so that both may not be electrically connected each other. The upper end of the capacity formation electrode 4 is electrically connected to the upper wall of the external conductor 1, and a gap of suitable width is provided between the lower end of the capacity formation electrode 4 and the lower

wall of the external conductor 1 so that both may not be electrically connected each other.

The input terminal 5 and the output terminal 6 both consist of coaxial plugs, for example, and the external conductor that forms each coaxial plug is connected to the external conductor 1. One end of the input coupling wire 7 is connected to the internal conductor of the input terminal 5, and the other end is connected to the capacity formation electrode 3. One end of the output coupling wire 8 is connected to the internal conductor of the output terminal 6, and the other end is connected to the capacity formation electrode 3. The fine-tuning element 9 is in this case made of a metal screw threaded into the wall of the external conductor 1.

In the resonator constructed in this manner, a parallel resonance circuit whose equivalent circuit is shown in Fig. 6, is composed of the distributed inductance resulting from the external conductor 1 and the capacity of the resonance capacity element formed by the dielectric plate 2 and the capacity formation electrodes 3 and 4. In Fig. 6, a symbol R represents the resonance circuit, a symbol M_{5R} represents the input magnetic field coupling coefficient, and a symbol M_{R6} represents the output magnetic field coupling coefficient.

When high-frequency power is applied, for example, to the input terminal 5, the electromagnetic field

distribution in this resonator becomes as shown in Figs. 4 and 5. The broken line H marked with arrows in Fig. 4 represents the magnetic field, the solid arrowed line E in Fig. 5 represents the electric field vector, and the solid arrowed line I represents the current.

Since the inductance is relatively small, and the capacity is relatively large in this resonator, this resonator is a low impedance type with good withstand voltage characteristics.

If a material with a high dielectric constant and a dielectric loss that is nearly zero is used as the dielectric plate 2 in the resonance capacity element, then the Q (Q_d) of the resonance capacity element consisting of the dielectric plate 2 and the capacity formation electrodes 3 and 4 can be ignored. Since the electromagnetic energy that can be accumulated in this resonator will correspond to the volume of the external conductor 1, and the resistance in the metal portion of this resonator can be kept extremely low, an extremely large unloaded Q can be obtained.

The magnitude of the unloaded Q (Q_u) when the external conductor 1 and the capacity formation electrodes 3 and 4 are made of copper in this resonator will vary with the ratio of the inductance to the capacity in the resonator. The inventor was able to obtain the following experimental equation for unloaded Q (Q_u) through the use

of prototypes.

$$Q_u \approx 20 f_0^{\frac{1}{2}} \cdot SH \quad \dots \quad (1)$$

where f_0 is resonance frequency (MHz) and SH is the height (cm) of the external conductor 1 (see Fig. 5).

In this embodiment, tap coupling with the coupling wires 7 and 8 was given as an example of means for coupling in a high-frequency fashion the input terminal 5 with the capacity formation electrode 3, and the output terminal 6 with the capacity formation electrode 3. However, means for capacitively coupling the input terminal 5 with the capacity formation electrode 3 via the capacity element 11 and means for capacitively coupling the output terminal 6 with the capacity formation 3 via the capacity element 12 may also be used, as shown in Fig. 7. In addition, probes 13 and 14 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 8.

Loops 15 and 16 may also be used as the input/output coupling means, as shown in Figs. 9 and 10 which are the vertical cross section and the horizontal cross section, respectively, of the resonator.

The above descriptions are all for a case in which the capacity formation electrode 3 that forms the resonance capacity element is coupled in high-frequency fashion to the input terminal 5 and the output terminal 6. However, the present invention can also be implemented with a structure in which the capacity formation electrode

4 is coupled in high-frequency fashion to the input terminal 5 and the output terminal 6.

In Figs. 7 through 10, the reference numerals that are the same as in Fig. 1 indicate the same elements.

Fig. 11 is a vertical cross section of the resonator of the second embodiment according to the present invention, Fig. 12 is an equivalent circuit diagram thereof, and Fig. 13 is a diagram illustrating the transmission characteristics thereof.

In this embodiment, a low-pass filter circuit is composed of inductance elements 17 and 18 for the compensation of transmission characteristics, interposed between the connection terminals 5 and 6 for an external circuit, and a capacity element 19 connected between the capacity formation electrode 3 and the connection point of the inductance elements 17 and 18. In this resonator, as shown by the transmission characteristics in Fig. 13 where the axis of abscissa represents the frequency and the axis of ordinate represents the amount of attenuation, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is steep, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is gentle, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

The resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use capacity element 19 changes according to the capacity of the coupling-use capacity element 19. The fine tuning of the resonance frequency can also be performed by the provision of an adjustment element similar to the resonance frequency fine-tuning element 9, as shown in Fig. 4.

Fig. 14 is a vertical cross section of the resonator of the third embodiment according to the present invention, Fig. 15 is an equivalent circuit diagram thereof, and Fig. 16 is a diagram illustrating the transmission characteristics thereof.

This embodiment differs from the second embodiment shown in Fig. 11 in that the coupling of the connection point of the inductance elements 17 and 18 with the capacity formation electrode is performed by tap coupling using an inductance element 20, and in that the resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use inductance element 20 changes according to the inductance of the inductance element 20. The rest of the structure and operation is substantially the same as in the second embodiment shown in Fig. 11.

Fig. 17 is a vertical cross section of the resonator of the fourth embodiment according to the present invention, Fig. 18 is an equivalent circuit diagram thereof,

and Fig. 19 is a diagram illustrating the transmission characteristics thereof.

This embodiment differs from the second embodiment shown in Fig. 11 in that the inductance elements 17 and 18 in the second embodiment shown in Fig. 11 are replaced with capacity elements 21 and 22. The rest of the structure is the same as in the second shown in Fig. 11.

As shown in Fig. 19, in this embodiment, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is gentle, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is steep, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

Fig. 20 is a vertical cross section of the resonator of the fifth embodiment according to the present invention, Fig. 21 is an equivalent circuit diagram thereof, and Fig. 22 is a diagram illustrating the transmission characteristics thereof.

This embodiment is the same as the fourth embodiment shown in Fig. 17 in that the capacity elements 21 and 22 are used as transmission characteristic compensation elements, and is the same as the embodiment shown in Fig. 14 in that tap coupling is performed using the inductance element 20. The rest of the structure is the same as in

the fourth embodiment shown in Fig. 17.

Figs. 23, 24, 25, and 26 are vertical cross sections of the sixth, seventh, eighth, and ninth embodiments of the present invention, respectively.

The resonator shown in Fig. 23 has a probe 13 in place of the coupling element 19 of the second embodiment shown in Fig. 11; the resonator shown in Fig. 24 has a loop 15 in place of the coupling element 19 of the second embodiment shown in Fig. 11; the resonator shown in Fig. 25 has a probe 13 in place of the coupling element 19 of the fourth embodiment shown in Fig. 17; and the resonator shown in Fig. 26 has a loop 15 in place of the coupling element 19 of the fourth embodiment shown in Fig. 17. The rest of the structure in the respective Figs. is the same as the structure in Figs. 11 or 17.

Fig. 27 is a cross section of a filter constructed using a plurality of the resonators shown in Fig. 11.

This filter comprises an external conductor 1C, partition walls $1S_1$, $1S_2$, and $1S_3$, resonance capacity elements CE_1 , CE_2 , CE_3 , and CE_4 , external circuit connection terminals 5 and 6, inductance elements 17_1 , 18_1 , 17_2 , 18_2 , 17_3 , 18_3 , 17_4 , and 18_4 for the compensation of transmission characteristics, and coupling capacity elements 19_1 , 19_2 , 19_3 , and 19_4 .

The resonance capacity elements CE_1 through CE_4 have the same structure as the resonance capacity element shown

in Fig. 3. Specifically, electrodes made of a metal thin plate or a metal plate are provided on the front and back sides of a dielectric plate whose upper and lower ends are fixed to the upper and lower walls, respectively, of a common external conductor IC, the lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of the common external conductor IC, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of the common external conductor IC, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of the external conductor IC, and a gap is formed between the lower end of the other electrode and the lower wall of the external conductor IC.

Fig. 28 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 27. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits composed of the common external conductor IC and the resonance capacity elements CE_1 through CE_4 ; reference numerals 17₁, 187₁ through 187₃, and 18₄ represent inductance elements for the compensation of transmission characteristics; the reference numeral 187₁ represents a synthetic inductance element of the inductance elements 18₁ and 17₂ in Fig. 27; the reference numeral 187₂ represents a synthetic inductance element of the inductance elements 18₂ and 17₃; the reference numeral 187₃ represents a synthetic inductance element of the inductance elements 18₃ and 17₄; and reference numerals

19₁ through 19₄ represent coupling capacity elements.

The transmission characteristic of the filter shown in Fig. 27 is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 13. The resonance frequencies (f_0 in Fig. 13) of all stages composed of a resonator and a coupling-use capacity element are represented by f_{01} through f_{04} , respectively. Suitable adjustment of these resonance frequencies such that they approach each other, for instance, allows a region of inhibition with a large amount of attenuation to be realized, while adjustment of these resonance frequencies f_{01} through f_{04} to adequately separated values allows a region of inhibition with a wide range of frequency to be realized.

Fig. 29 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using a plurality of the resonators shown in Fig. 14. The reference numerals 20₁ through 20₄ represent coupling-use inductance elements (tap coupling), and the rest of the symbols are the same as in Fig. 24.

The transmission characteristics of this filter represented by the equivalent circuit shown in Fig. 29, is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that

is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 16. Suitable adjustment of each resonance frequency allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Fig. 30 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 20.

This filter comprises an external conductor 1C, partition walls 1S₁, 1S₂, and 1S₃, resonance capacity elements CE₁, CE₂, CE₃, and CE₄, external circuit connection terminals 5 and 6, inductance elements 21₁, 22₁, 21₂, 22₂, 21₃, 22₃, 21₄, and 22₄ for the compensation of transmission characteristics, and inductance elements 20₁, 20₂, 20₃, and 20₄ for the tap coupling.

Fig. 31 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 30. Symbols R₁ through R₄ represent resonance circuits, reference numerals 21₁, 221₁ through 221₃, and 22₄ represent capacity elements for the compensation of transmission characteristics; the reference numerals 221₁ represents a synthetic capacity element of the capacity elements 22₁ and 21₂ in Fig. 26; the reference numeral 221₂ represents a synthetic capacity element of the capacity elements 22₂ and 21₃; the reference numeral 221₃ represents a synthetic capacity element of the capacity elements 22₃ and 21₄; and

reference numerals 20_1 through 20_4 represent inductance elements for tap coupling.

The transmission characteristics of the filter shown in Fig. 30 is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 22. Suitable adjustment of these resonance frequencies allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Fig. 32 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 17. Reference numerals 19_1 through 19_4 represent coupling-use capacity elements, and the rest of the symbols are the same as in Fig. 31.

The transmission characteristics of this filter expressed by the equivalent circuit shown in Fig. 32, is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 19. Suitable adjustment of these resonance frequencies allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Although Figs. 27 through 32 illustrate examples in which four resonance capacity elements are provided, that is, when the order n of the circuit is 4, the present invention can also be implemented when order of the circuit is suitably increased or decreased.

Fig. 33 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 3, and Fig. 34 is a horizontal cross section thereof.

This filter comprises an external conductor 1C, resonance capacity elements CE_1 , CE_2 , CE_3 , and CE_4 having the same structure as that described for Fig. 23, an input terminal 5, an output terminal 6, an input coupling wire 7, an output coupling wire 8, resonance frequency fine-tuning elements 9_1 , 9_2 , 9_3 , and 9_4 , and lock nuts 10_1 , 10_2 , 10_3 , and 10_4 that is used to fix the fine-tuning elements 9_1 , 9_2 , 9_3 , and 9_4 .

Fig. 35 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 33 and 34. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the symbol M_{51} represents the input magnetic field coupling coefficient, the symbol M_{46} represents the output magnetic field coupling coefficient, and symbols M_{12} through M_{34} represent interstage magnetic field coupling coefficients.

Fig. 36 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 35. The symbols are the same as in Fig. 35.

Although Figs. 33 through 36 illustrate examples in which the order n of the circuit is 4, the present invention can also be implemented when the order of the circuit is suitably increased or decreased. In addition, although Figs. 33 through 36 illustrate examples in which the input/output coupling elements consist of the tap coupling wires 7 and 8, a capacity coupling element composed of the capacitors 11 and 12 or the probes 13 and 14 or a magnetic field coupling element composed of the loops 15 and 16 shown in Figs. 7 through 10 may also be used to implement the present invention.

In the design of the band-pass filter shown in Figs. 33 through 36, element values are determined for a normalized low-pass filter, and then circuit constants are determined from these value to obtain the required transmission characteristics, as in a conventional design method. It will now be described how a band-pass filter whose pass band exhibits Chebyshev characteristics and whose attenuation band exhibits Wagner characteristics is designed based on the element values g_1 through g_n of a normalized Chebyshev low-pass filter, whose circuit diagram is shown in Fig. 37 and whose transmission characteristic curve is shown in Fig. 38 (where the axis of abscissa represents the normalized frequency, the axis of ordinate represents the amount of attenuation, and f_c is the normalized cut-off frequency).

Let the voltage standing-wave ratio (VSWR) within the pass band that is permissible in terms of the design of the band pass filter be S , then the permissible ripple L_r within the pass band is expressed by the following equation (2).

$$L_r = 10 \log \{(S + 1)^2 / 4S\} \text{ (dB)} \quad \dots (2)$$

The permissible ripple L_r is determined from the above equation, the order n of the circuit is also determined, the element value g_1 is determined from equation (3), and the element values g_2 through g_n are determined from equation (4).

$$g_1 = 2a_1/r \quad \dots (3)$$

$$g_k = (4a_{k-1} \cdot a_k) / (b_{k-1} \cdot g_{k-1}) \quad \dots (4)$$

$$k = 2, 3, \dots, n$$

where

$$r = \sinh (\beta/2n) \quad \dots (5)$$

$$\beta = \ln \{\coth (L_r/17.37)\} \quad \dots (6)$$

$$a_k = \sin \{(2k - 1)\pi / 2n\} \quad \dots (7)$$

$$b_k = r^2 + \sin^2 (k\pi/n) \quad \dots (8)$$

In Fig. 37, R_L is the load resistance. When the order n of the circuit is an odd number,

$$R_L = 1 \quad \dots (9)$$

and when the order n of the circuit is an even number,

$$R_L = \coth^2 (\beta/4) \quad \dots (10)$$

The input/output magnetic field coupling coefficients

and the interstage magnetic field coupling coefficients can be determined from equations (11) and (12) and the pass band width B_{wr} , the required center frequency f_0 of the band-pass filter, and the element values g_1 through g_n determined from equations (3) and (4).

If we express the input/output magnetic field coupling coefficients as M_{01} and $M_{n, n+1}$,

$$M_{01} = M_{n, n+1} \doteq 2/g_1 (B_{wr}/f_0)^{\frac{1}{2}} \dots (11)$$

If we express the interstage magnetic field coupling coefficient as $M_{12} = M_{n-1, n}$ and $M_{23} = M_{n-2, n-1}$, ..., and if we determine these and express them as $M_{k, k+1}$ ($k = 1, 2, \dots, n - 1$),

$$M_{k, k+1} \doteq \{4/(g_k \cdot g_{k+1})\}^{\frac{1}{2}} \cdot B_{wr}/f_0 \dots (12)$$

The center spacing of adjacent resonance capacity elements can be determined using Fig. 39 and the interstage magnetic field coupling coefficient $M_{k, k+1}$ determined from equation (12).

Fig. 39 illustrates an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements, obtained as a result of repeated experimentation with prototypes by the inventor. The axis of abscissa represents $(d - 0.3C)/W$ where d is the center spacing of adjacent resonance capacity elements (see Fig. 33), C is the width of the resonance capacity element (see Fig. 33), and W is the width of the common external conductor (see

Fig. 34). The axis of ordinate represents the interstage magnetic field coupling coefficient $M_{k, k+1}$.

The transmission loss L of the band-pass filter shown in Figs. 33 through 36 is expressed by the following equation.

$$L \text{ (dB)} = 10 \log \{1 + [(S - 1)^2/4S]T_n^2(x)\} \dots (13)$$

where $T_n(x)$ is a Chebishev polynomial;

when $x < 1$, $T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x)$, and

when $x > 1$, $T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1} x)$.

x is the normalized frequency,

$$x = (f_0/Bwr)[f/f_0 - f_0/f]$$

f_0 is the center frequency in the BPF pass band,

f is an arbitrary transmission frequency,

Bwr is the permissible pass band frequency width, and

S is the permissible voltage standing-wave ratio (VSWR) within the pass band.

Fig. 40 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics of the filter shown in Figs. 33 through 36. The axis of abscissa represents the frequency, and the axis of ordinate represents the amount of attenuation.

Although Figs. 27, 30, 33, and 34 all give examples in which resonance capacity elements are provided such that the width directions of the resonance capacity elements CE_1 through CE_4 will be parallel to the lengthwise direction of the common external conductor IC,

in all of the embodiments, as shown by the cross section of principal components in Fig. 41 (a cross section similar to Fig. 34), the present invention can also be implemented with the resonance capacity elements CE_1 through CE_4 arranged such that their width directions are at a right angle to the lengthwise direction of the common external conductor IC.

When a band-pass filter is constructed with the resonance capacity elements which are arranged as shown in Fig. 41 and coupled to adjacent elements each other by magnetic field coupling, the design method thereof is the same as the design method for the band-pass filter shown in Fig. 33. A band-pass filter having the required transmission characteristics can be realized through suitable correction of the value of C in the axis of abscissa ($d - 0.3C$)/ W of Fig. 39, which is used to determine the center spacing of the resonance capacity elements, or in other words, since the value of C corresponds to the width of the resonance capacity elements, through correction of the value of C to a value that corresponds to the thickness of the resonance capacity element when the resonance capacity elements are arranged as shown in Fig. 41.

Fig. 42 is a vertical cross section of a band-pass filter in which the interstage coupling consists of capacitive coupling (a cross section at the same location as in Fig. 33).

This filter comprises an external conductor 1C, resonance capacity elements CE_1 through CE_4 , an input terminal 5, an output terminal 6, an input coupling capacity element 23_{51} , interstage coupling capacity elements 23_{12} , 23_{23} , and 23_{34} , and an output coupling capacity element 23_{46} .

Fig. 43 is an equivalent circuit diagram of the band-pass filter shown in Fig. 42. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the reference numeral 23_{51} represents the input coupling capacity, reference numerals 23_{12} through 23_{34} represent interstage coupling capacities, and the reference numeral 23_{46} represents the output coupling capacity.

Fig. 44 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 43.

Although Fig. 42 shows an example in which the input/output coupling elements consist of capacity elements, tap coupling wires, probes, loops, or other such high-frequency coupling means may also be used.

Fig. 45 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics of the band-pass filter shown in Fig. 42. The axis of abscissa represents the frequency, and the axis of ordinate represents the amount of attenuation.

Fig. 46 is a vertical cross section of the resonator of the tenth embodiment according to the present

invention. Fig. 47 is a horizontal cross section thereof.

The resonator of this embodiment comprises a cubic external conductor 31; a variable resonance capacity element 32 made of a solid dielectric hollow cylinder, a fixed electrode 33, and a movable electrode 34; a lock nut 35 that is used to fix the movable electrode 34; an input terminal 36; an output terminal 37; an input coupling wire 38; an output coupling wire 39; a resonance frequency fine-tuning element 40; and a lock nut 41. The external conductor 31 may also be a bottomed cylinder.

The lower end of the hollow cylinder 32 is fixed to the lower wall of the external conductor 31 by an adhesive agent or another suitable means, and the upper end faces the upper wall of the external conductor 31 a suitable distance away.

The fixed electrode 33 is made of silver or another metal thin layer bonded around the outside of the hollow cylinder 32, and the lower end thereof is electrically connected to the lower wall of the external conductor 31 by soldering or another suitable means.

The movable electrode 34 is made of a solid or hollow cylindrical conductor (such as copper) with a threaded outside, and is screwed into the threaded hole in the upper wall of the external conductor 31 coaxially with the fixed electrode 33. The insertion length of the movable electrode 34 into the hollow cylinder 32, and therefore

the insertion length of the movable electorde 34 into the fixed electrode 33 can be varied through the rotation of the movable electorde 34 in a forward or reverse direction to move the movable electrode 34 forward and backward. The movable electorde 34 can be fixed through the lock nut 35.

The input terminal 6 and the output terminal 7 consist, for example, of coaxial plugs, and the external conductor forming these coaxial plugs is connected to the external conductor 31. The input coupling wire 38 is connected at one end to the internal conductor of the coaxial plug 36, and at the other end to the fixed electrode 33. The output coupling wire 39 is connected at one end to the internal conductor of the coaxial plug 37, and at the other end to the fixed electrode 33. The fine-tuning element 40 is made, for example, of a metal screw threaded into the wall of the external conductor 31, and is fixed through the lock nut 41.

In the resonator constructed in this manner, a parallel resonator circuit whose equivalent circuit is shown in Fig. 48, is formed by the distributed inductance of the external conductor 31 and the capacity of the variable resonance capacity element composed of the solid dielectric hollow cylinder 32, the fixed electrode 33, and the movable electrode 34.

In Fig. 48, the symbol R represents the resonance cir-

cuit, the symbol M_{6R} represents the input magnetic field coupling coefficient, and the symbol M_{R7} represents the output magnetic field coupling coefficient.

When high-frequency power is applied, for example, to the coaxial plug 36, the electromagnetic field distribution in this resonator will be such that the electric field vector is expressed by the solid arrowed line E in Fig. 46, the current by the solid arrowed line I in Fig. 46, and the magnetic field by the broken line H in Fig. 47.

Since inductance is relatively small, and the capacity is relatively large in this resonator, this resonator is a low impedance type with good withstand voltage characteristics.

If a material with a high dielectric constant and a dielectric loss that is nearly zero is used as the hollow cylinder 32 made of a solid dielectric in the variable resonance capacity element, then the Q (Q_u) of the variable resonance capacity element composed of the solid dielectric hollow cylinder 32, the fixed electrode 33, and the movable electrode 34 can be ignored. Since the electromagnetic energy that can be accumulated in this resonator will correspond to the volume of the external conductor 31, and the resistance in the metal portion of this resonator can be kept extremely low, an extremely large unloaded Q can be obtained.

The inventor was able to obtain the following experimental equation (14) for the unloaded Q (Q_u) of this resonator through the use of prototypes whose external conductor 31, fixed electrode 33 and movable electrode 34 are made of copper, although the magnitude of the unloaded Q (Q_u) will also vary with the ratio of the inductance to the capacity in the resonator.

$$Q_u \doteq 20 f_0^{1/2} \cdot SH \dots (14)$$

where f_0 is the resonance frequency (MHz) and SH is the height (cm) of the external conductor 31 (cm) (see Fig. 46).

Although Fig. 46 illustrates an example in which tap coupling by the coupling wires 38 and 39 is used as means for coupling in high-frequency fashion the input terminal 36 with the fixed electrode 33, and the output terminal 37 with the fixed electrode 33, means for capacitively coupling the input terminal 36 with the fixed electrode 33 via the capacity element 42 and means for capacitively coupling the output terminal 37 with the fixed electrode 33 via the capacity element 43 may also be used, as shown in Fig. 49. In addition, probes 44 and 45 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 50, or loops 46 and 47 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 51.

Figs. 49 through 51 correspond to cross sections of Fig. 47 viewed from below with the side wall on the bottom

(from the front) removed from the external conductor 31 and hereinafter the same applies to cross sections similar to Figs. 49 through 51, such as Fig. 52.

Fig. 52 is a vertical cross section of the resonator of the eleventh embodiment according to the present invention.

In this embodiment, a low-pass filter circuit is composed of inductance elements 48 and 49 for the compensation of transmission characteristics, interposed between the connection terminals 36 and 37 for the external circuit, and a capacity element 20 connected between the connection point of the inductance elements 48 and 49 and the fixed electrode 33 forming the resonance capacity element. With this resonator, as shown by the transmission characteristics in Fig. 54 where the axis of abscissa represents the frequency and the axis of ordinate represents the amount of attenuation, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is steep, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is gentle, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

Fig. 53 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 52. The symbol R represents a resonance circuit composed of the external conductor 31 and

the variable resonance capacity element, and the rest of the symbols are the same as in Fig. 52.

The resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use capacity element 52 changes according to the capacity of the coupling-use capacity element 50, and the fine tuning of the resonance frequency can be performed by the provision of an adjustment element that is the same as the resonance frequency fine-tuning element 40 shown in Fig. 47.

Fig. 55 is a vertical cross section of the resonator of the twelfth embodiment according to the present invention.

This embodiment differs from the eleventh embodiment shown in Fig. 52 in that the coupling of the connection point of the inductance elements 48 and 49 with the fixed electrode 33 is performed by tap coupling using an inductance element 51, and in that the resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use inductance element 51 changes according to the inductance of the inductance element 51. The rest of the structure and operation is substantially the same as in the eleventh embodiment shown in Fig. 52.

Fig. 56 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 55. Except for the inductance element 51, all of the symbols are the same as in Fig. 53.

Fig. 57 where the axis of abscissa and the axis of

ordinate are the same as in Fig. 54, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 55, which is substantially the same as the characteristics shown in Fig. 54.

Fig. 58 is a vertical cross section of the resonator of the thirteenth embodiment according to the present invention. This embodiment differs from the eleventh embodiment shown in Fig. 52 in that the inductance elements 48 and 49 used in the eleventh embodiment shown in Fig. 52 are replaced with capacity elements 52 and 53. The rest of the structure is the same as in the eleventh embodiment shown in Fig. 52.

Fig. 59 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 58. Except for the capacity elements 52 and 53, all of the symbols are the same as in Fig. 53.

Fig. 60 where the axis of abscissa and the axis of ordinate are the same as in Fig. 54, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 58. In this embodiment, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is gentle, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is steep, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

Fig. 61 is a vertical cross section of the resonator of the fourteenth embodiment according to the present invention.

This embodiment is the same as the embodiment shown in Fig. 58 in that the capacity elements 52 and 53 are used as transmission characteristic compensation elements, and is the same as the twelfth embodiment shown in Fig. 55 in that the coupling element is formed such that tap coupling will be performed using the inductance element 51. The rest of the structure is the same as in the thirteenth embodiment shown in Fig. 58.

Fig. 62 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 61. Except for the inductance element 51, all of the symbols are the same as in Fig. 59.

Fig. 63 where the axis of abscissa and the axis of ordinate are the same as in Fig. 60, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 61, which is substantially the same as the characteristics shown in Fig. 60.

Figs. 64 through 67 are cross sections illustrating the fifteenth through eighteenth embodiments according to the present invention. The resonator shown in Fig. 64 has a probe 44 in place of the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 52; the resonator shown in Fig. 65 has a loop 46 in place of the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 52; the resonator shown in

Fig. 66 has a probe 44 in place of the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 58 ; and the resonator shown in Fig. 67 has a loop 46 in place of the coupling element 50 in the embodiment shown in Fig. 58. The rest of the structure in the respective Figs. is the same as the structure in Fig. 52 or 58.

Fig. 68 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 46, and Fig. 69 is a horizontal cross section thereof.

This filter comprises an external conductor 31C, fixed electrodes 33_1 through 33_4 which are the same as the fixed electrode 33 shown in Fig. 46, variable electrodes 34_1 through 34_4 that make up the variable resonance capacity element along with the fixed electrodes 33_1 through 33_4 and are the same as the movable electrode 34 shown in Fig. 46, lock nuts 35_1 through 35_4 which are used to fix the variable electrodes 34_1 through 34_4 , an input terminal 36, an output terminal 37, an input coupling wire 38, an output coupling wire 39, resonance frequency fine-tuning elements 40_1 through 40_4 , and lock nuts 41_1 through 41_4 that are used to fix the fine-tuning elements 40_1 through 40_4 .

Fig. 70 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 68 and 69. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the symbol M_{61} represents the input magnetic field coupling coefficient, the symbol

M_{47} represents the output magnetic field coupling coefficient, and symbols M_{12} through M_{34} represent the interstage magnetic field coupling coefficients.

Fig. 71 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 70, and the symbols are the same as in Fig. 70.

Although Figs. 68 through 71 illustrate an example in which the input/output coupling elements is made of the tap coupling wires 38 and 39, a capacity coupling element composed of the capacitors 42 and 43 or the probes 44 and 45 or a magnetic field coupling element composed of the loops 46 and 47 may also be used to implement the present invention, as shown in Figs. 49 through 51.

The band-pass filter shown in Fig. 68 through 71 can be designed in the same manner as the band-pass filter shown in Figs. 33 through 36.

Fig. 72 is a diagram illustrating an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements, obtained as a result of repeated experimentation with prototypes by the inventor. The axis of abscissa represents $(d - 0.3C)/W$ where d is the center spacing of adjacent resonance capacity elements (see Fig. 68), C is the external diameter of the fixed electrodes 33₁ through 33₄ that form the variable resonance capacity element (see Fig. 68), and W is the width of the external

conductor 31C (see Fig. 69). The axis of ordinate represents the interstage magnetic field coupling coefficient $M_{k, k+1}$.

The transmission loss L of the band-pass filter shown in Figs. 68 through 71 is expressed by equation (13).

An example of the transmission characteristics of the filter shown in Figs. 68 through 71 is shown in Fig. 40.

Fig. 73 is a vertical cross section of a band-pass filter in which the interstage coupling consists of capacitive coupling.

This filter comprises an external conductor 31C, fixed electrodes 33₁ through 33₄, lock nuts 35₁ through 35₄, an input terminal 36, an output terminal 37, an input coupling capacity element 54₆₁, interstage coupling capacity elements 54₁₂ through 54₃₄, and an output coupling capacity element 54₄₇.

Fig. 74 is an equivalent circuit diagram of the band-pass filter shown in Fig. 73. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the reference numeral 54₆₁ represents the input coupling capacity, the reference numerals 54₁₂ through 54₃₄ represent the interstage coupling capacity, and the reference numeral 54₄₇ represents the output coupling capacity.

Fig. 75 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 74, and the symbols are the same as in Fig. 74.

Although Fig. 73 shows an example in which the input/output coupling elements are made of capacity elements, tap coupling wires, probes, loops, or other such high-frequency coupling means may also be used.

An example of the transmission characteristics of the band-pass filter shown in Fig. 73 is shown in Fig. 40.

Fig. 76 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 52. Fig. 77 is a right side view of Fig. 76.

This filter comprises an external conductor 31C, partition walls 31S₁ through 31S₃ made of conductor plates, fixed electrodes 33₁ through 33₄, movable electrodes 34₁ through 34₄, lock nuts 35₁ through 35₄ that are used to fix the movable electrodes 34₁ through 34₄, external circuit connection terminals 36 and 37; inductance elements 48₁ through 48₄ and 49₁ through 49₄ for the compensation of transmission characteristics, and coupling capacity elements 50₁ through 50₄.

Fig. 78 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 76. Symbols R₁ through R₄ represent resonance circuits comprising a common external conductor 31C and variable resonance capacity elements composed of fixed electrode 33₁ through 33₄ and movable electrodes 34₁ through 34₄; the reference numerals 48₁, 49₁ through 49₃, and 49₄ represent inductance elements for the compensation of transmission characteristics; the

reference numeral 498_1 represents a synthetic inductance element of the inductance elements 49_1 and 48_2 shown in Fig. 75, the reference numeral 498_2 represents a synthetic inductance element of the inductance elements 49_2 and 48_3 , the reference numeral 498_3 represents a synthetic inductance element of the inductance elements 49_3 and 48_4 , and the reference numerals 50_1 through 50_4 represent coupling-use capacity elements.

The transmission characteristics of the filter shown in Fig. 76 is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 54. The resonance frequencies (f_0 in Fig. 54) of all stages composed of a resonator and a coupling-use capacity element are represented by f_{01} through f_{04} , respectively. Suitable adjustment of these resonance frequencies such that they approach each other, for instance, allows a region of inhibition with a large amount of attenuation to be realized, while adjustment of these resonance frequencies f_{01} through f_{04} to adequately separated values allows a region of inhibition with a wide range of frequency to be realized.

Fig. 79 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the filter shown in Fig. 55. Reference

numerals 51_1 through 51_4 represent tap coupling-use inductance elements, and the rest of the symbols are the same as in Fig. 78.

The transmission characteristics of this filter expressed by the equivalent circuit shown in Fig. 79, is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 57. Suitable adjustment of resonance frequency at each stage allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Fig. 80 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 61.

This filter comprises an external conductor $31C$, partition walls $31S_1$ through $31S_3$ made of conductor plates, fixed electrodes 33_1 through 33_4 , movable electrodes 34_1 through 34_4 , external circuit connection terminals 36 and 37, inductance elements 52_1 through 52_4 and 53_1 through 53_4 for the compensation of transmission characteristics and tap coupling inductance elements 51_1 through 51_4 .

Fig. 81 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Fig. 80. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the reference numerals 521_1 , 532_1

through 532_3 , and 53_4 represent capacity elements for the compensation of transmission characteristics; the reference numeral 532_1 represents a synthetic capacity element of the capacity elements 53_1 and 52_2 in Fig. 80; the reference numeral 532_2 represents a synthetic capacity element of the capacity elements 53_2 and 53_3 ; the reference numeral 532_3 represents a synthetic capacity element of the capacity elements 53_3 and 52_4 ; and the reference numerals 51_1 through 51_4 represent inductance elements for tap coupling.

The transmission characteristics of the filter shown in Fig. 80 is the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 63. Suitable adjustment of resonance frequency at each stage allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Fig. 82 is an equivalent circuit diagram of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 58. Reference numerals 20_1 through 20_4 represent coupling-use capacity elements, and the rest of the symbols are the same as in Fig. 81.

The transmission characteristics of the filter expressed by the equivalent circuit shown in Fig. 82, is

the superimposition of the transmission characteristics of the resonators at all the stages composing this filter, that is, the superimposition of the transmission characteristics substantially the same as the transmission characteristics shown in Fig. 60. Suitable adjustment of the resonance frequency at each stage allows the frequency range and the amount of attenuation in the synthesis inhibition region to be suitably adjusted.

Although Figs. 68 through 82 illustrate examples in which four variable resonance capacity elements are provided, that is, when the order n of the circuit is 4, the present invention can also be implemented when the order n of the circuit is suitably increased or decreased.

Although the filters shown in Figs. 68 through 82 are Comblines-type filters, the present invention can also be applied to interdigital filters.

Fig. 83 is a vertical cross section of the resonator of the nineteenth embodiment according to the present invention, and Fig. 84 is a horizontal cross section thereof.

The resonator of this embodiment comprises a cubic external conductor 61; a fixed electrode 62 made of a hollow cylindrical conductor, a movable electrode 63; a lock nut 64 that is used to fix the movable electrode 63; an input terminal 65; an output terminal 66; an input coupling loop 67; an output coupling loop 68; a resonance

frequency fine-tuning element 69; and a lock nut 70 that is used to fix the fine-tuning element 69. The external conductor 61 may also be a bottomed cylinder.

The lower end of the fixed electrode 62 is fixed to the lower wall of the external conductor 61, and the upper end faces the upper wall of the external conductor 61 a suitable distance away. The lower end of the fixed electrode 62 is fixed, for example, by screwing a flange that is integrally attached to the lower end of the fixed electrode 62 to the lower wall of the external conductor 61. The movable electrode 63 is made of a solid or hollow cylindrical conductor (such as copper) with a threaded outside, and is screwed into the threaded hole formed in the upper wall of the external conductor 61 coaxially with the fixed electrode 62. The insertion length of the movable electrode 63 into the hollow cylinder 62, can be varied through the rotation of the movable electrode 62 in a forward or reverse direction to move the movable electrode 63 forward or backward. The input terminal 65 and the output terminal 66 is made, for example, of coaxial plugs, and the external conductor that forms these coaxial plugs is connected to the external conductor 61. The fine-tuning element 69 is made, for example, of a metal screw threaded into the wall of the external conductor 61.

With a resonator constructed in this manner, a parallel resonator circuit whose equivalent circuit is

shown in Fig. 85, is formed by the distributed inductance in the external conductor 61 and the capacity in the variable resonance capacity element composed of the fixed electrode 62 and the movable electrode 63.

In Fig. 85, the symbol R represents the resonance circuit, the symbol M_{5R} represents the input magnetic field coupling coefficient, and the symbol M_{R6} represents the output magnetic field coupling coefficient.

When high-frequency power is applied, for example, to the input terminal 65, the electromagnetic field distribution in this resonator will be such that the electric field vector is expressed by the solid arrowed line E in Fig. 83, the current by the solid arrowed line I , and the magnetic field by the broken line H in Fig. 84.

Since the inductance is relatively small, and the capacity is relatively large in this resonator, this resonator is a low impedance type with good withstand voltage characteristics. In addition, the electromagnetic energy that can be accumulated in this resonator will correspond to the volume of the external conductor 61, and the resistance in the metal portion of this resonator can be kept extremely low, so that an extremely large unloaded Q can be obtained.

The inventor was able to obtain the following experimental equation (15) for the unloaded Q (Q_u) through the use of prototypes whose external conductor 61, the fixed

electrode 62, and the movable electrode 63 of this resonator are made of copper, although the magnitude of the unloaded Q (Q_u) will vary with the ratio of inductance to the capacity of the resonator.

$$Q_u \approx 20 f_0^{\frac{1}{2}} \cdot SH \quad \dots \quad (15)$$

where f_0 is the resonance frequency (MHz) and SH is the height (cm) of the external conductor 61 (see Fig. 83).

Although Fig. 83 illustrates an example in which a resonance frequency fine-tuning element 69 and a lock nut 70 are provided, the present invention can also be implemented with these components omitted. Also, Fig. 83 illustrates an example in which loops 67 and 68 are provided as means for coupling in high-frequency fashion the input terminal 65 with the fixed electrode 62 and the output terminal 66 with the fixed electrode 62, means for capacitively coupling the input terminal 65 with the fixed electrode 62 via the capacity element 71 and means for capacitively coupling the output terminal 66 with the fixed electrode 62 via the capacity element 72 may also be used, as shown in Fig. 86. In addition, probes 73 and 74 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 87, or tap coupling may be performed using coupling wires 75 and 76 as the input/output coupling means, as shown in Fig. 88.

Figs. 86 through 88 are the cross sections of Fig.

84, omitting the lower side wall of the external conductor 61.

Those symbols and structure not discussed in the explanation of Figs. 86 through 88 are the same as in Fig. 83.

Fig. 89 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 83, and Fig. 90 is a horizontal cross section thereof.

This filter comprises an external conductor 61C, fixed electrodes 62_1 through 62_4 , movable electrodes 63_1 through 63_4 , lock nuts 64_1 through 64_4 that are used to fix the movable electrodes 63_1 through 63_4 , an input terminal 65, an output terminal 66, an input coupling loop 67, and an output coupling loop 68.

Fig. 91 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 89 and 90. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the symbol M_{51} represents the input magnetic field coupling coefficient, the symbol M_{46} represents the output magnetic field coupling coefficient, and symbols M_{12} through M_{34} represent the interstage magnetic field coupling coefficients.

Fig. 92 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 91, and the symbols are the same as in Fig. 91.

The band-pass filter shown in Figs. 89 through 92 can be designed in the same manner as the band-pass filter

shown in Figs. 33 through 36.

Fig. 93 illustrates an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements, obtained as a result of repeated experimentation with prototypes by the inventor. The axis of abscissa represents $(d - 0.3C)/W$ where d is the center spacing of adjacent resonance capacity elements (see Fig. 90), C is the external diameter of each of the fixed electrodes 2_1 through 2_4 that form the variable resonance capacity element (see Fig. 89), and W is the width of the common shield case $61C$ (see Fig. 90). The axis of ordinate represents the interstage magnetic field coupling coefficient $M_{k, k+1}$.

The transmission loss L of the band-pass filter shown in Figs. 89 through 92 is expressed by equation (13).

Fig. 94 is a diagram illustrating an example of the transmission characteristics over the wide band of the filter shown in Figs. 89 through 92. The axis of abscissa represents the frequency (MHz), with graduations of 300 MHz and a resonance frequency f_0 of 565 MHz, while the axis of ordinate represents the amount of attenuation (dB), with graduations of 10 dB.

Fig. 95 is an enlarged transmission characteristics diagram near the resonance frequency f_0 in Fig. 94. The axis of abscissa represents the frequency (MHz), with

graduations of 5 MHz, while the axis of ordinate represents the amount of attenuation (dB), with graduations of 5 dB.

As shown in Fig. 94, the harmonic components of the resonance frequency f_0 are greatly attenuated, since this characteristic is also a characteristic of the resonators composing this filter, the resonator shown in Fig. 83 will have substantially the same characteristics as a lumped constant type of resonator composed of a coil and a capacitor, which are lumped-constant circuit elements.

The irregular waveform present near an attenuation of -80 dB to -100 dB in Fig. 94 is believed to be noise admixed in the measurement device circuit.

Although the filter shown in Figs. 89 through 92 is constructed such that the required electrical characteristics will be obtained by setting the center spacing of the variable resonance capacity elements according to the required interstage magnetic field coupling coefficient, the required electrical characteristics can also be obtained by arranging the variable resonance capacity elements at a suitable fixed interval and interposing conventional interstage magnetic field coupling adjustment elements between adjacent variable resonance capacity elements.

Fig. 96 is a vertical cross section illustrating an example of the above, and Fig. 97 is a horizontal cross

section of the same. In these Figs., reference numerals 77₁₁ through 77₃₂ represent conventional interstage magnetic field coupling adjustment elements made of round or square rod-shaped or ribbon-shaped conductors. The axial direction of the interstage magnetic field coupling adjustment elements 77₁₁ through 77₃₂ between adjacent fixed electrodes 62₁ and 62₂, 62₂ and 62₃, and 62₃ and 62₄ is parallel to the axial direction of the fixed electrodes 62₁ through 62₄, and the both ends of each of the interstage magnetic field coupling adjustment elements 77₁₁ through 77₃₂ are electrically and mechanically connected to the upper and lower walls of the common shield case 61C.

The interstage magnetic field coupling coefficient can be adjusted to the required value by forming each of the interstage magnetic field coupling adjustment elements 77₁₁ through 77₃₂ in a suitable thickness, or by suitably increasing or decreasing the number of interstage magnetic field coupling adjustment elements interposed between the adjacent variable resonance capacity elements.

Fig. 98 is also a vertical cross section of a filter constructed such that the interstage magnetic field coupling coefficient is adjusted by means of interstage magnetic field coupling adjustment elements, and Fig. 99 is a horizontal cross section thereof. In these Figs., reference numerals 78₁ through 78₃ represent conventional

interstage magnetic field coupling adjustment elements in the shape of a plate. Each plate is at a right angle to the lengthwise direction of the common shield case 61C between adjacent fixed electrodes 62₁ and 62₂, 62₂ and 62₃, and 62₃ and 62₄, each edge of the plate is electrically connected to the upper and lower walls and both side walls of the common shield case 61C, and a magnetic field coupling hole is formed in each plate.

The interstage magnetic field coupling coefficient can be suitably adjusted according to the surface area of the magnetic field coupling holes formed in the interstage magnetic field coupling adjustment elements 78₁ through 78₃.

The rest of the structure in Figs. 96 through 99 is the same as in Figs. 89 and 90.

Fig. 100 is a vertical cross section of another example of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 83.

This filter comprises an external conductor 61C, fixed electrodes 62₁ through 62₄, movable electrodes 63₁ through 63₄, lock nuts 64₁ through 64₄ that are used to fix the movable electrodes 63₁ through 63₄, an input terminal 65, and output terminal 66, an input coupling-use probe 73, an output coupling-use probe 74, partition walls 79₁ through 79₃ made of conductor plates, capacity formation electrodes 80₁₁ through 80₃₂, and connection

conductors 81_1 through 81_3 .

The connection conductors 81_1 through 81_3 are inserted through and fixed to the partition walls 79_1 through 79_3 while maintaining insulation between connection conductors 81_1 through 81_3 and the partition walls 79_1 through 79_3 . The connection conductor 81_1 connects the electrodes 80_{11} with the electrode 80_{12} , and capacitively couples the resonator including the fixed electrode 62_1 with the resonator including the fixed electrode 62_2 . The other resonators are similarly coupled.

Fig. 101 is also a vertical cross section of a filter in which the neighbouring stages are coupled by capacitive coupling.

With this filter, capacity formation electrodes 82_1 through 82_3 having U-shaped cross sections, and rotary support shafts 83_1 through 83_3 that are rotatably attached to the upper wall of the common shield case 61C maintaining insulation between the support shafts 83_1 through 83_3 and the upper wall of the common shield case 61C, are provided in place of the partition walls 79_1 through 79_3 , the capacity formation electrodes 80_{11} through 80_{32} , and the connection conductors 81_1 through 81_3 of the filter in Fig. 100. When the support shaft 83_1 is rotated, the electrode 82_1 supported by this support shaft 83_1 also rotates, thereby changing the interstage coupling capacity coefficient. The other neighbouring stages are similarly

coupled.

Although the filters in the embodiments shown in Figs. 89, 90, and 96 through 101 are examples of cases in which the order of the circuit is 4, the present invention can also be implemented with this order suitably increased or decreased.

In addition, although above embodiments are for cases of a Comblinetype filter, the present invention can also be implemented for interdigital filters.

In the filters shown in Figs. 89, 90, and 96 through 101, any one of the input/output coupling elements in the resonators shown in Figs. 83 and 86 through 88 as the input/output coupling elements.

The resonators shown in Figs. 83 and 86 through 88 can be operated as a band elimination filter by connecting one of the terminals to an external circuit using one of the methods shown in Figs. 52, 55, 58, 61, 64 through 67, and so on.

A band elimination filter of which the elimination band width, the amount of attenuation, etc., can be set and changed at will can be constructed by replacing the various variable capacity elements in Figs. 76 through 82 with the variable capacity element in Fig. 83.

Fig. 102 is a vertical cross section of the resonator of the twentieth embodiment according to the present invention, and Fig. 103 is a horizontal cross section

thereof.

The resonator in this embodiment comprises a cubic external conductor 91; a solid dielectric hollow cylinder 92 made of ceramic; a variable resonance capacity element composed of fixed electrodes 93A and 93B, and a movable electrode 94; a fixing member 93C that is used to fix the fixed electrode 93A, a fixing member 93D that is used to fix the fixed electrode 93B, a lock nut 95 that is used to fix the movable electrode 94; an input terminal 96; an output terminal 97; an input coupling wire 98; an output coupling wire 99; a resonance frequency fine-tuning element 100; and a lock nut 101. The external conductor 91 may also be a bottomed cylinder.

The upper and lower ends of the hollow cylinder 92 are a suitable distance apart from, and face the upper and lower walls, respectively, of the external conductor 91. The fixed electrode 93A, 93B are made of a metal thin layer such as silver that is bonded around the inside and outside, respectively, of the hollow cylinder 92. The upper end of the fixed electrode 93A is soldered to the inner side of the conductive fixing member 93C, which is in the form of a flanged hollow cylinder, and the flange of the fixing member 93C is fixed by a screw to the upper wall of the external conductor 91. The lower end of the fixed electrode 93B is attached in elastic contact with the upper portion of the conductive fixing member 93D

whose upper portion is provided with a plurality of slits to achieve elasticity and which is in the form of a bottomed hollow cylinder. This fixing member 93D is fixed to the lower wall of the external conductor 91 by a screw, using the threaded hole formed in the bottom of itself.

The movable electrode 94 made of a solid or hollow cylindrical conductor (such as copper) threaded around its outside, and is screwed into the threaded hole formed in the upper wall of the external conductor 91 coaxially with the fixed electrodes 93A and 93B. The insertion length of the movable electrode 94 into the hollow cylinder 92, and therefore the insertion length of the movable electrode 94 into the fixed electrode 93B can be varied by the rotation of the movable electrode 94 in a forward or reverse direction to move the movable electrode 94 forward or backward. The movable electrode 94 is fixed by the lock nut 95.

The input terminal 96 and the output terminal 97 consist, for example, of coaxial plugs, and the external conductor that forms these coaxial plugs is connected to the external conductor 91. The input coupling wire 98 is connected at one end to the internal conductor of the coaxial plug 96, and at the other end to the fixed electrode 93A. The output coupling wire 99 is connected at one end to the internal conductor of the coaxial plug 97, and at the other end to the fixed electrode 93A. The fine-tuning element 100 is made of a metal screw threaded

into the wall of the external conductor 91, and is fixed by a lock nut 101.

With a resonator constructed in this manner, a parallel resonance circuit whose equivalent circuit is shown in Fig. 104, is formed by the distributed inductance of the external conductor 91 and the capacity of the variable resonance capacity element composed of the solid dielectric hollow cylinder 92, the fixed electrodes 93A and 93B, and the movable electrode 94.

In Fig. 104, the symbol R represents the resonance circuit, the symbol M_{6R} represents the input magnetic field coupling coefficient, and the symbol M_{R7} represents the output magnetic field coupling coefficient.

When high-frequency power is applied, for example, to the coaxial plug 96, the electromagnetic field distribution in this resonator will be such that the electric field vector is expressed by the solid arrowed line E in Fig. 102, the current by the solid arrowed line I in Fig. 102, and the magnetic field by the broken line H in Fig. 103.

Since inductance is relatively small, and the capacitance is relatively large in this resonator, this resonator is a low impedance type with good withstand voltage characteristics.

If a ceramic with a high dielectric constant and a dielectric loss that is nearly zero is used as the hollow

cylinder 92 made of a solid dielectric in the variable resonance capacity element, then the Q (Q_u) of the variable resonance capacity element consisting of the solid dielectric hollow cylinder 92, the fixed electrodes 93A and 93B, and the movable electrode 94 can be ignored. In addition, the electronic energy that can be accumulated in this resonator will correspond to the volume of the external conductor 91, and the resistance in the metal portion of this resonator can be kept extremely low, so that an extremely large unloaded Q can be obtained.

The inventor was able to obtain the following experimental equation (16) for the unloaded Q (Q_u) through the use of prototypes whose external conductor 91, fixed electrodes 93A and 93B, and movable electrode 94 are made of copper, although the magnitude of the unloaded Q (Q_u) will vary with the ratio of the inductance to the capacitance of the resonator.

$$Q_u \doteq 20 f_0^{\frac{1}{2}} \cdot SH \quad \dots \quad (16)$$

where f_0 is the resonance frequency (MHz) and SH is the height (cm) of the external conductor 91 (cm) (see Fig. 102).

Although Fig. 102 illustrates an example of a case in which tap coupling by the coupling wires 98 and 99 is used as means for coupling in high-frequency fashion the input terminal 96 with the fixed electrode 93A, and the output terminal 97 with the fixed electrode 93A, means for

capacitively coupling the input terminal 96 with the fixed electrode 93A via the capacity element 102 and means for capacitively coupling the output terminal 97 with the fixed electrode 93A via the capacity element 103 may also be used, as shown in Fig. 105, or probes 104 and 105 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 106. In addition, loops 106 and 107 may be used as the input/output coupling means, as shown in Fig. 107.

Figs. 105 through 107 correspond to the cross section of Fig. 103 viewed from below, omitting the lower side wall of external conductor 91, and hereinafter the same applies to Fig. 108 similar to Figs. 105 through 107.

The structure not discussed in the explanation of Figs. 105 through 107 are the same as in Fig. 102.

Fig. 108 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-first embodiment according to the present invention.

In this embodiment, a low-pass filter circuit is formed by inductance elements 108 and 109 for the compensation of transmission characteristics, interposed between the connection terminals 96 and 97 with the external circuit, and a capacity element 110 connected between the fixed electrode 93A that forms the resonance capacity element and the connection point of the inductance elements 108 and 109. With this resonator, as shown by the transmission characteristics in Fig. 110 where the

axis of abscissa represents the frequency and the axis of ordinate represents the amount of attenuation, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is steep, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is gentle, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

Fig. 109 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 108. The symbol R represents the resonance circuit composed of the external conductor 91 and the variable resonance capacity element, and the rest of the symbols are the same as in Fig. 108.

The resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use capacity element 112 changes according to the capacitance of the coupling-use capacity element 110, and the fine tuning of the resonance frequency can be performed by the provision of an adjustment element similar to the resonance frequency fine-tuning element 100 shown in Fig. 103.

Fig. 111 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-second embodiment according to the present invention.

This embodiment differs from the twenty-first embodiment shown in Fig. 108 in that the coupling of the

connection point of the inductance elements 108 and 109 with the fixed electrode 93A is performed by tap coupling using an inductance element 111, and in that the resonance frequency f_0 of the circuit composed of the resonance circuit R and the coupling-use inductance element 111 changes according to the inductance of the inductance element 111. The rest of the structure and operation is substantially the same as in the twenty-first embodiment shown in Fig. 108.

Fig. 112 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 111. Except for the inductance element 111, all of the symbols are the same as in Fig. 109.

Fig. 113 where the axis of abscissa and the axis of ordinate are the same as in Fig. 110, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 111, which is substantially the same as the characteristics shown in Fig. 110.

Fig. 114 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-third embodiment according to the present invention. This embodiment differs from the twenty-first embodiment shown in Fig. 108 in that the inductance elements 108 and 109 used in the twenty-first embodiment shown in Fig. 108 are replaced with capacity elements 112 and 113. The rest of the structure is the same as in the twenty-first embodiment shown in Fig. 108.

Fig. 115 is an equivalent circuit diagram of the resonator shown in Fig. 114. Except for the capacity elements 112 and 113, all of the symbols are the same as in Fig. 109.

Fig. 116 where the axis of abscissa and the axis of ordinate are the same as in Fig. 110, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 114. In this embodiment, the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region lower than the resonance frequency f_0 is gentle, while the slope of the attenuation characteristic curve in the frequency region higher than the resonance frequency f_0 is steep, and a transmission inhibition band is formed in the frequency region including the resonance frequency f_0 .

Fig. 117 is a vertical cross section of the resonator of the twenty-fourth embodiment according to the present invention.

This embodiment is the same as the twenty-third embodiment shown in Fig. 115 in that the capacity elements 112 and 113 are used as transmission characteristic compensation elements, and is the same as the twenty-second embodiment shown in Fig. 111 in that tap coupling is performed using the inductance element 111 as a coupling element. The rest of the structure is the same as in the twenty-third embodiment shown in Fig. 114.

Fig. 118 is an equivalent circuit diagram of the

resonator shown in Fig. 117. Except for the inductance element 111, all of the symbols are the same as in Fig. 115.

Fig. 119 where the axis of abscissa and the axis of ordinate are the same as in Fig. 116, is a diagram illustrating the transmission characteristics of the resonator shown in Fig. 117, which is substantially the same as the characteristics shown in Fig. 116.

Figs. 120 through 123 are cross sections illustrating the twenty-fifth through twenty-eighth embodiments of the present invention. The resonator in Fig. 120 has a probe 104 in place of the coupling element 110 shown in Fig. 108; the resonator in Fig. 121 has a loop 106 in place of the coupling element 110 shown in Fig. 108; the resonator in Fig. 122 has a probe 104 in place of the coupling element 110 shown in Fig. 114; and the resonator in Fig. 123 has a loop 106 in place of the coupling element 110 shown in Fig. 114. The rest of the structure in the respective figs. are the same as the structure in Fig. 108 or 114.

Fig. 124 is a vertical cross section of a filter constructed using the resonator shown in Fig. 102, and Fig. 125 is a horizontal cross section thereof.

This filter comprises an external conductor 91C; fixed electrodes 93A₁ through 93A₄ and 93B₁ through 93B₄ similar to the fixed electrodes 93A and 93B shown in Fig.

102; solid dielectric hollow cylinders 92_1 through 92_4 similar to the solid dielectric hollow cylinder 92 shown in Fig. 102; fixing members $93C_1$ through $93C_4$ that are used to fix the fixed electrodes $93A_1$ through $93A_4$; fixing members $93D_1$ through $93D_4$ that are used to fix the fixed electrodes $93B_1$ through $93B_4$; variable electrodes 94_1 through 94_4 that make up the variable resonance capacity element along with the fixed electrodes $93A_1$ through $93A_4$ and $93B_1$ through $93B_4$ and are similar to the movable electrode 94 shown in Fig. 102; lock nuts 95_1 through 95_4 that are used to fix the variable electrodes 94_1 through 94_4 ; an input terminal 96; an output terminal 97; an input coupling wire 98; an output coupling wire 99; resonance frequency fine-tuning elements 100_1 through 100_4 ; and lock nuts 101_1 through 101_4 that are used to fix the fine-tuning elements 100_1 through 100_4 .

Fig. 126 is an equivalent circuit diagram of the filter shown in Figs. 124 and 125. Symbols R_1 through R_4 represent resonance circuits, the symbol M_{61} represents the input magnetic field coupling coefficient, the symbol M_{47} represents the output magnetic field coupling coefficient, and symbols M_{12} through M_{34} represent the interstage magnetic field coupling coefficients.

Fig. 127 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 126, and the symbols are the same as in Fig. 126.

Although Figs. 124 through 127 illustrate a case in which the input/output coupling elements are made of the tap coupling wires 98 and 99, a capacity coupling element made of the capacitors 102 and 103 or the probes 104 and 105 or a magnetic field coupling element made of the loops 106 and 107 shown in Figs. 105 through 107 may also be used to implement the present invention.

The band-pass filter shown in Figs. 124 through 127 can be designed in the same manner as the band-pass filter shown in Figs. 33 through 36.

Fig. 128 illustrates an example of the relation between the interstage magnetic field coupling coefficient and the center spacing of adjacent resonance capacity elements, obtained as a result of repeated experimentation with prototypes by the inventor. The axis of abscissa represents $(d - 0.3C)/W$ where d is the center spacing of adjacent resonance capacity elements (see Fig. 124), C is the external diameter of the fixed electrodes $93A_1$ through $93A_4$ that form the variable resonance capacity element (see Fig. 124), and W is the width of the external conductor 91C (see Fig. 125). The axis of ordinate represent the interstage magnetic field coupling coefficient $M_{k,k+1}$.

The transmission loss L of the band-pass filter shown in Figs. 124 through 127 is expressed by equation (13).

An example of the transmission characteristics of the

filter shown in Figs. 124 through 127 is shown in Fig. 40.

Fig. 129 is a vertical cross section of a band-pass filter in which the interstage coupling consists of capacitive coupling.

This filter comprises an external conductor 91C; fixed electrodes 93A₁ through 93A₄, solid dielectric hollow cylinders 92₁ through 92₄ and fixed electrodes 93B₁ through 93B₄ that are provided concentrically to the interiors of the fixed electrodes 93A₁ through 93A₄, although not shown in the Fig. 129; fixing members 93C₁ through 93C₄; fixing members 93D₁ through 93D₄; lock nuts 95₁ through 95₄; an input terminal 96; an output terminal 97; an input coupling capacity element 114₆₁; interstage coupling capacity elements 114₁₂ through 114₃₄; and an output coupling capacity element 114₄₇.

Fig. 130 is an equivalent circuit diagram of the band-pass filter shown in Fig. 129. Symbols R₁ through R₄ represent resonance circuits, the reference numeral 114₆₁ is the input coupling capacity, reference numeral 114₁₂ through 114₃₄ represent the interstage coupling capacity, and the reference numerals 114₄₇ represent the output coupling capacity.

Fig. 131 is a converted equivalent circuit diagram of the equivalent circuit diagram shown in Fig. 130, and the symbols are the same as in Fig. 130.

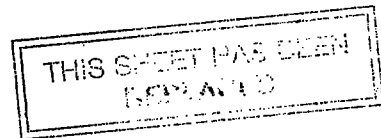
Although Fig. 129 illustrates an example of a case in

which the input/output coupling elements consist of capacity elements, tap coupling wires, probes, loops, or other such high-frequency coupling means may also be used.

An example of the transmission characteristics of the band-pass filter shown in Fig. 129 is shown in Fig. 40.

It is also possible to use the variable resonance capacity element shown in Fig. 102 (comprising the solid dielectric hollow cylinder 92, the fixed electrodes 93A and 93B, the fixing members 93C and 93D, the movable electrode 94, and the lock nut 95) instead of the variable resonance capacity element of the filter in Fig. 76 or 80 (comprising the solid dielectric hollow cylinder 32, the fixed electrode 33, the movable electrode 34, and the lock nut 35 of the resonator shown in Fig. 46). In this case, the transmission characteristics will be the same as the transmission characteristics of the filter in Fig. 76 or 80 except that the usable frequency band will be lower because of the fixed capacity produced by the solid dielectric hollow cylinder 92 and the fixed electrodes 93A and 93B.

In addition, in the embodiments shown in Figs. 102 through 131, the fixed electrodes 93A and 93B can be constructed from a hollow cylinder made of a metal conductor that has been strengthened by making the walls thicker, and an air layer can be used instead of the hollow cylinder 92 made of a solid dielectric.



WHAT IS CLAIMED IS:

1. A resonator comprising:

an external conductor;

a resonance capacity element comprising a dielectric plate fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of said external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of said dielectric plate, wherein the lower end of one of said electrodes is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of the said external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a gap is formed between the lower end of said other electrode and the lower wall of said external conductor;

an input terminal;

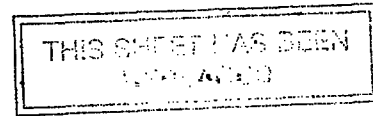
an output terminal; and

means for connecting one of the electrodes of said resonance capacity element to said input terminal and the said output terminal in a high-frequency fashion.

2. A resonator comprising:

an external conductor;





a resonance capacity element comprising a dielectric plate fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of said external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of said dielectric plate, wherein the lower end of one of said electrodes is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of said external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a gap is formed between the lower end of said other electrode and the lower wall of said external conductor;

an input terminal;

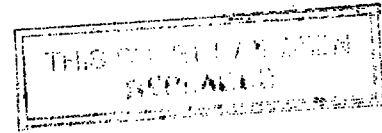
an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and

means for connecting one of the electrodes of said resonance capacity element to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements in a high-frequency fashion.

3. A filter comprising:





a common external conductor;

a plurality of resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion and comprising a plurality of dielectric plates provided at suitable intervals in the said external conductor and fixed at the upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of said external conductor, and electrodes made of a metal plate or a metal thin layer provided on the front and back sides of said each dielectric plate, wherein the lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a gap is formed between the upper end of said one electrode and the upper wall of said external conductor, while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a gap is formed between the lower end of said other electrode and the lower wall of said external conductor;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting one of the electrodes of the top resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting one of the electrodes of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal in a





high-frequency fashion.

4. A resonator comprising:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of said external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means for connecting said fixed electrode to said input terminal and said output terminal in a high-frequency fashion.

5. A resonator comprising:

an external conductor;





a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of said external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and

means for connecting said fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements in a high-frequency fashion.

6. A filter comprising:

an external conductor;





a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion and comprising a plurality of hollow cylinders provided at suitable intervals and composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of said external conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that is provided on each of said hollow cylinders, adheres around the outer surface of said hollow cylinder, and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

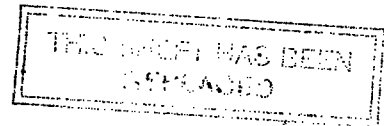
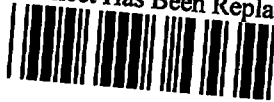
an input terminal;

an output terminal;

means for connecting the top resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal in a high-frequency fashion.





7. A resonator that has:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a fixed electrode composed of a hollow cylindrical conductor whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of said external conductor a suitable distance away and a movable electrode composed of a hollow or solid cylindrical conductor that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting said fixed electrode to said input terminal and said output terminal in a high-frequency fashion.

8. A filter comprising:

an external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion, provided at suitable intervals, and comprising a fixed electrode composed of a hollow cylindrical conductor whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor and whose upper end portion faces the upper wall of





said external conductor a suitable distance away and a movable electrode composed of a hollow or solid cylindrical conductor that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means for connecting the fixed electrode of the top resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal in a high-frequency fashion; and

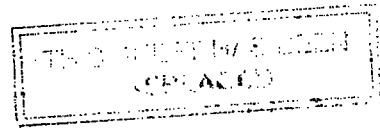
means for connecting the fixed electrode of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal in a high-frequency fashion.

9. A resonator comprising:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of said external conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrical-





ly connected to the lower wall of said external conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

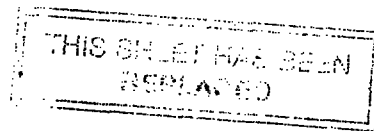
means for connecting said second fixed electrode to said input terminal and said output terminal in a high-frequency fashion.

10. A resonator comprising:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of said external conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of said external conductor,





a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation transmission characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and

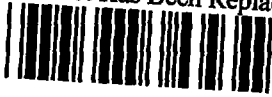
means for connecting said second fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements in a high-frequency fashion.

11. A filter comprising:

a common external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion and comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower walls, respectively, of said external conductor a





suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower wall of said external conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

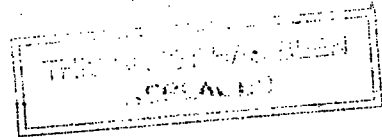
means for connecting said second fixed electrode of the top resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting said second fixed electrode of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal in a high-frequency fashion.

12. A resonator comprising:

an external conductor;





a variable resonance capacity element comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with said first fixed electrode with a gap on the outside of said first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

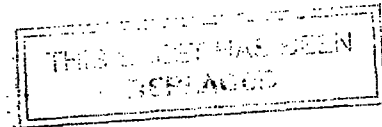
means for connecting said second fixed electrode to said input terminal and said output terminal in a high-frequency fashion.

13. A resonator comprising:

an external conductor;

a variable resonance capacity element comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with said





first fixed electrode with a gap on the outside of said first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of the said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission characteristic connected in series between said input terminal and said output terminal; and

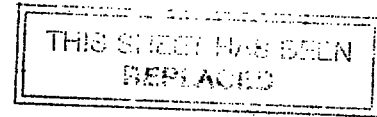
means for connecting said second fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements in a high-frequency fashion.

14. A filter that has:

a common external conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series in a high-frequency fashion, provided at suitable intervals and comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower wall of said external conductor, a second fixed electrode composed of a metal





hollow cylinder that is provided coaxially with said first fixed electrode with a gap on the outside of said first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper wall of said external conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper wall of said external conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode can be varied;

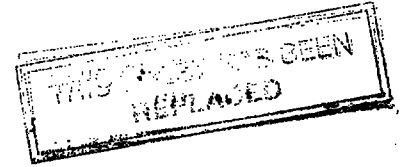
an input terminal;

an output terminal;

means for connecting said second fixed electrode of the top resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal in a high-frequency fashion; and

means for connecting said second fixed electrode of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal in a high-frequency fashion.





ABSTRACT

A resonator consists of an external conductor (1), a dielectric plate (2), a resonance capacity element, an input terminal (5), and an output terminal (6). The dielectric plate (2) is fixed at its upper and lower ends to the upper and lower walls, respectively, of the external conductor (1). The resonance capacity element is composed of electrodes of a metal thin layer or a metal plate provided on the front and back of the dielectric plate (2). The lower end of one of the electrodes is electrically connected to the lower wall of the external conductor (1), and a gap is formed between the upper end of the electrode and the upper wall of the external conductor (1), while the upper end of the other electrode is electrically connected to the upper wall of the external conductor (1), and a gap is formed between the lower end of the other electrode and the lower wall of the external conductor (1).

This Sheet Has Been Replaced



FIG. 1

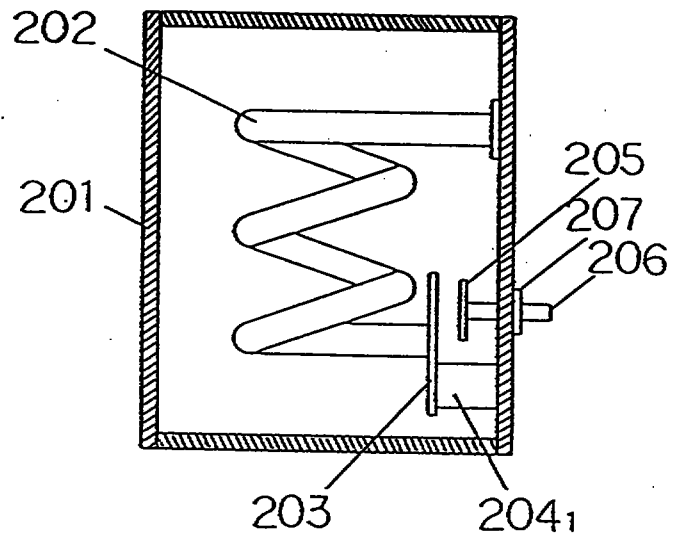


FIG. 2

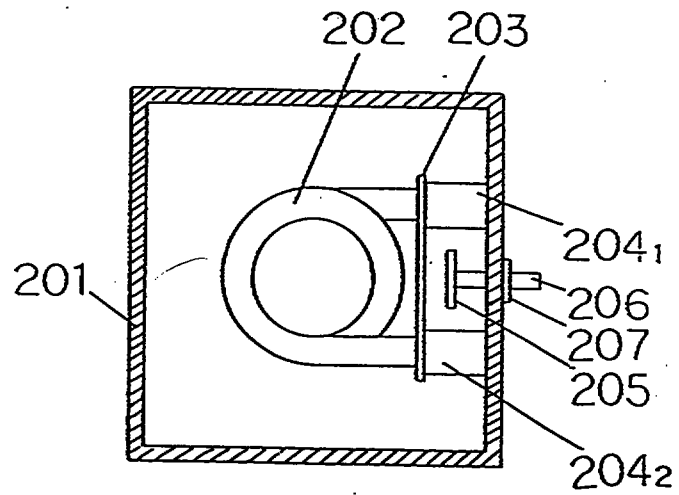


FIG. 3

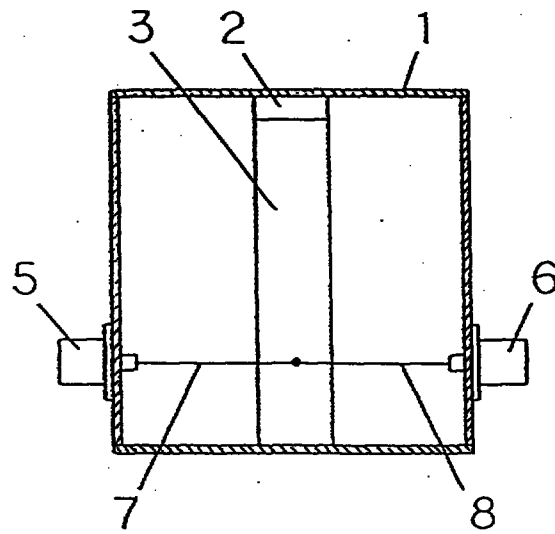


FIG. 4

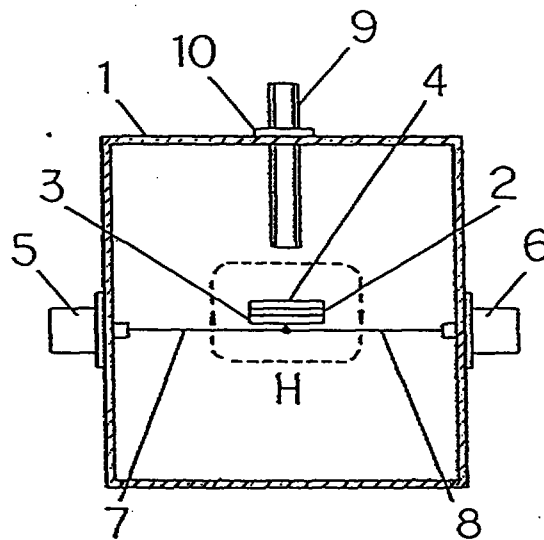


FIG. 5

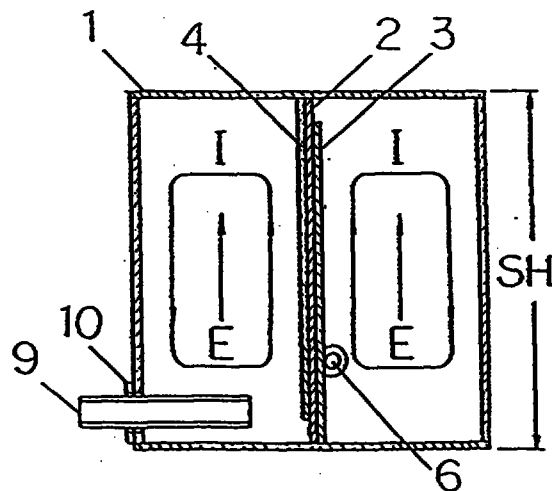


FIG. 6

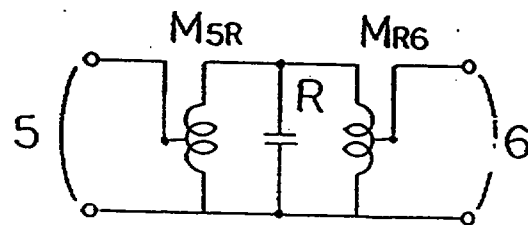


FIG. 7

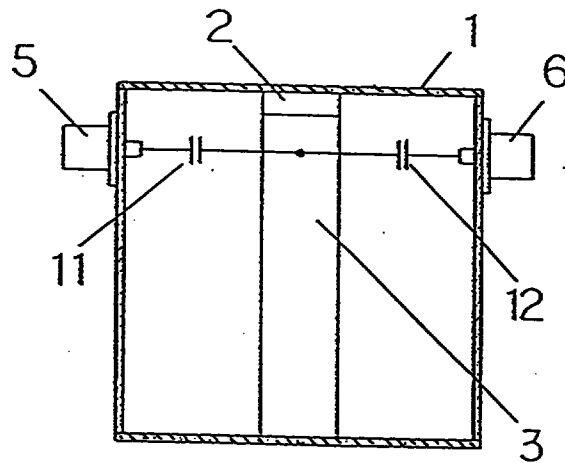


FIG. 8

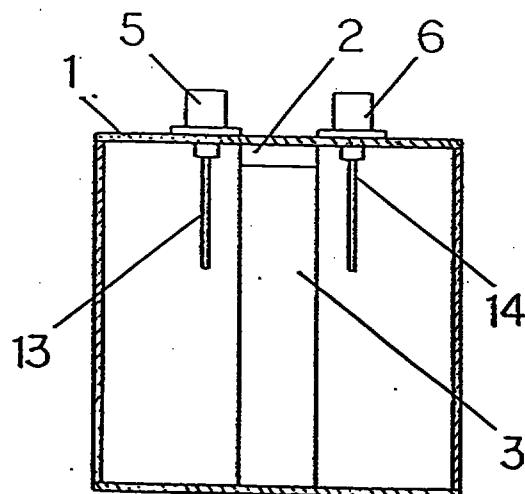


FIG. 9

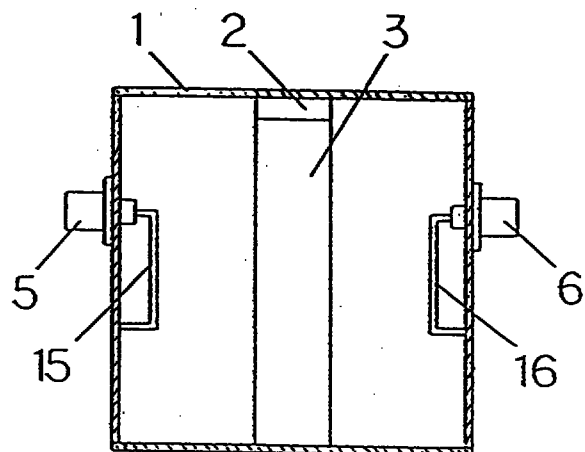


FIG. 10

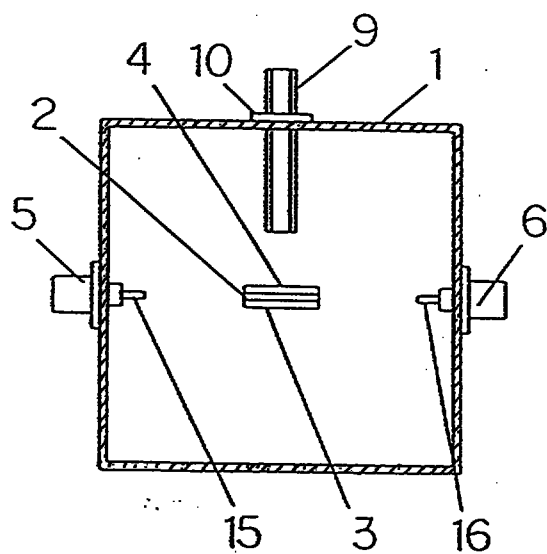


FIG. 11

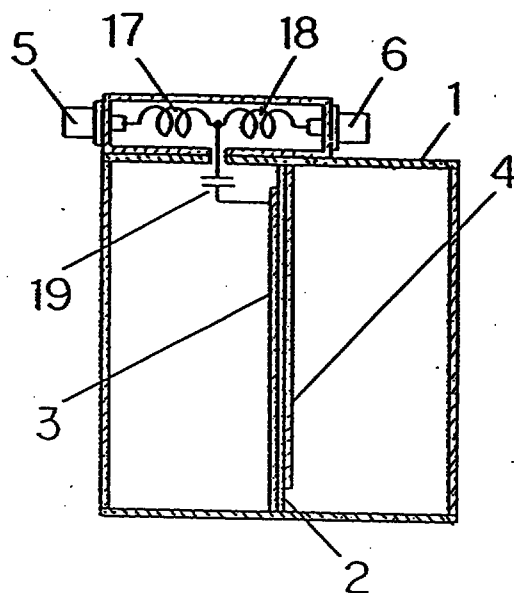


FIG. 12

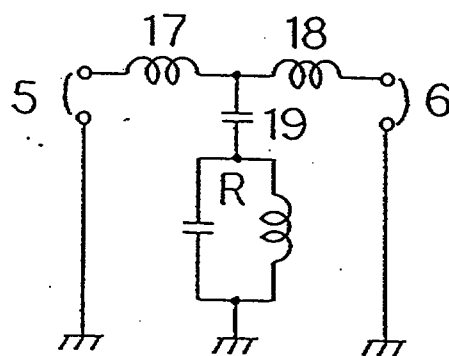


FIG. 13

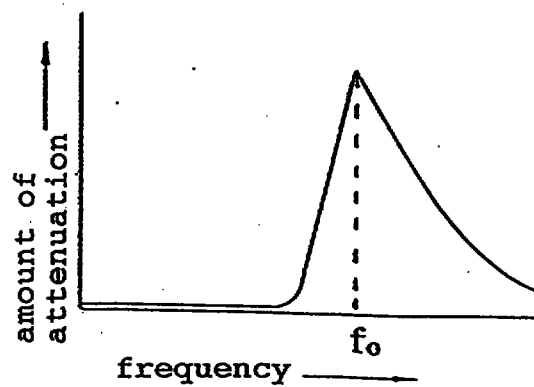


FIG. 14

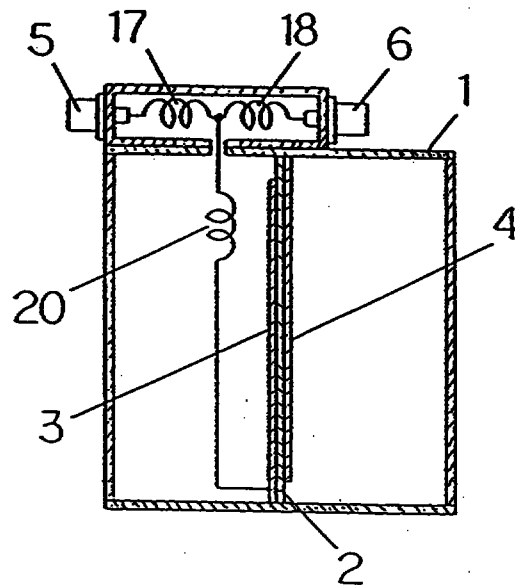


FIG. 15

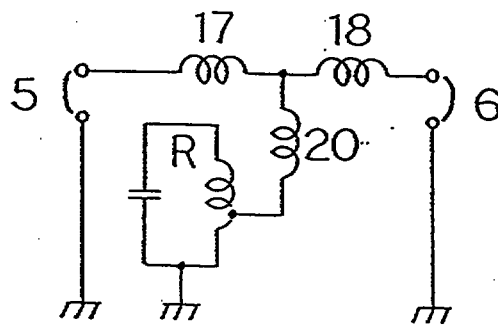


FIG. 16

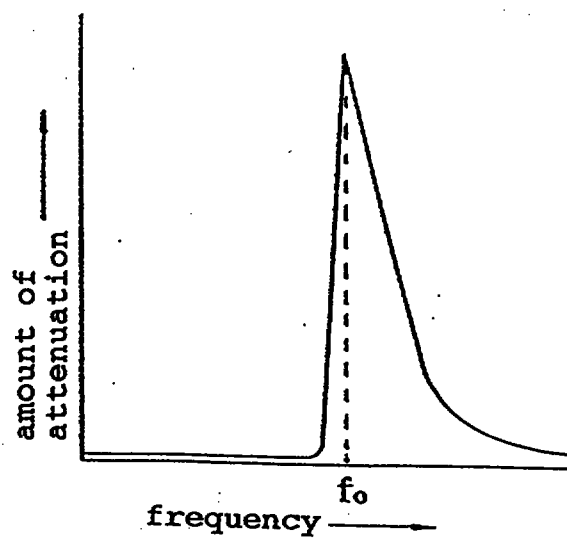


FIG. 17

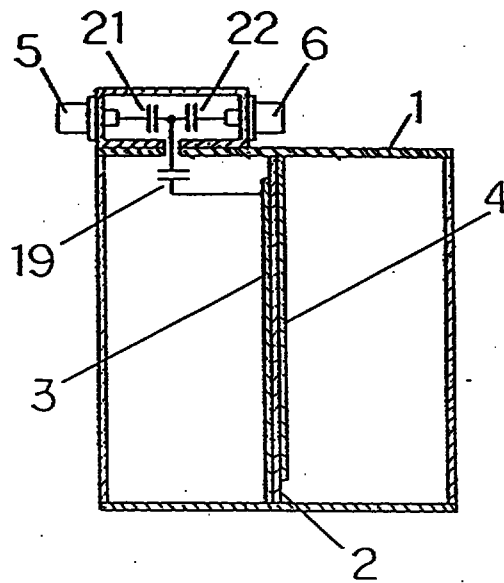


FIG. 18

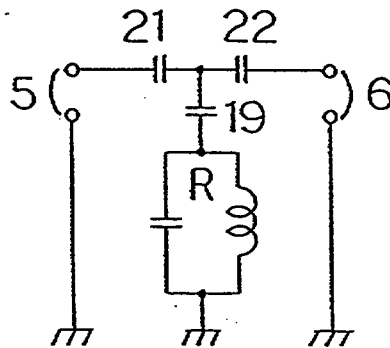


FIG. 19

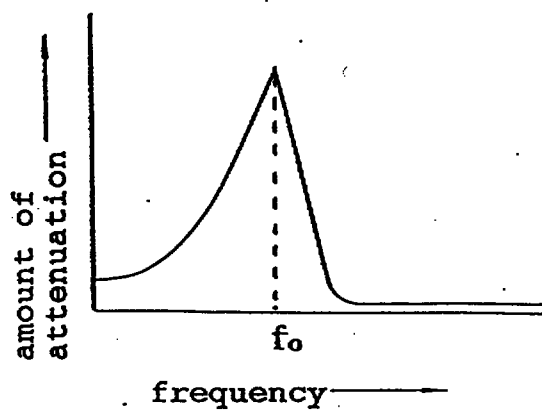


FIG. 20

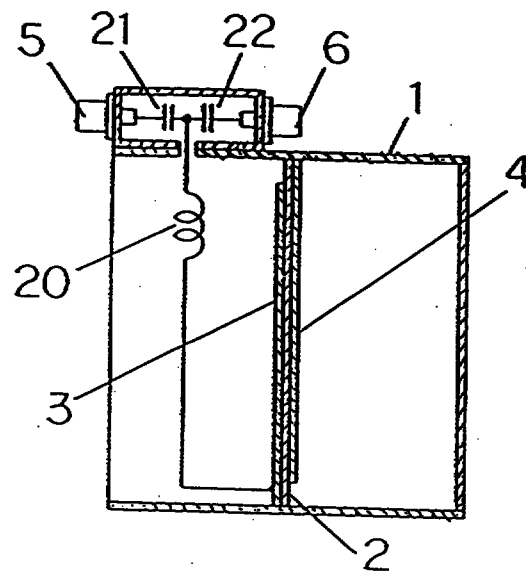


FIG. 21

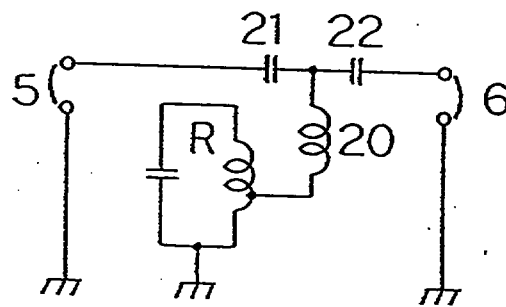


FIG. 22

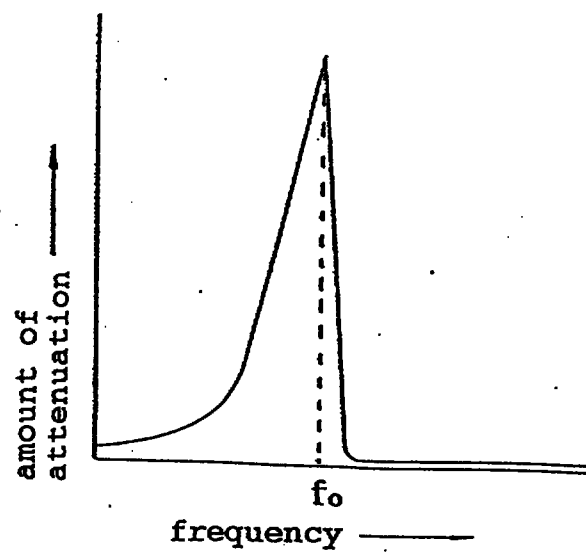


FIG. 23

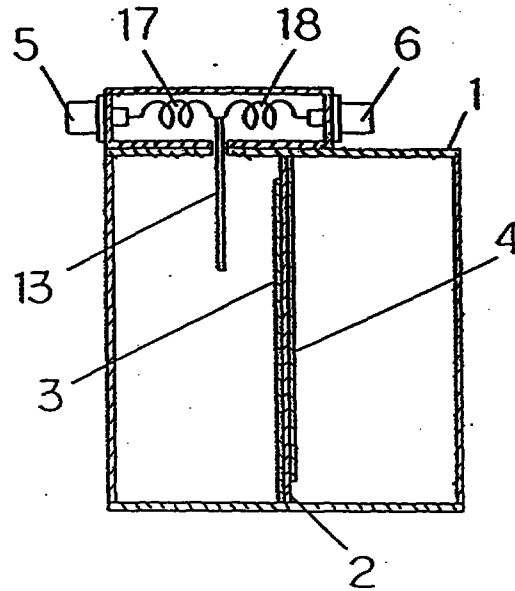


FIG. 24

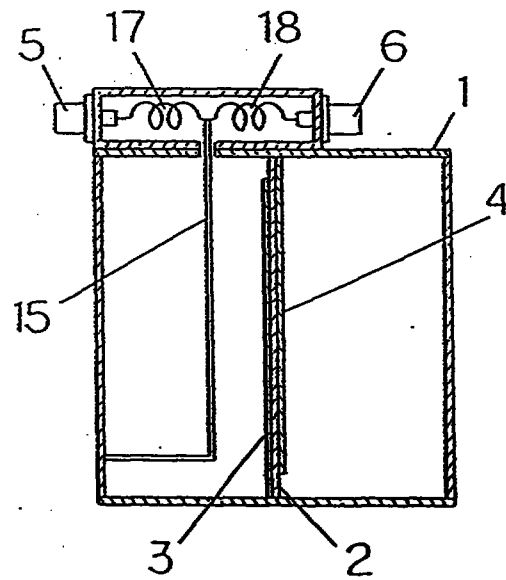


FIG. 25

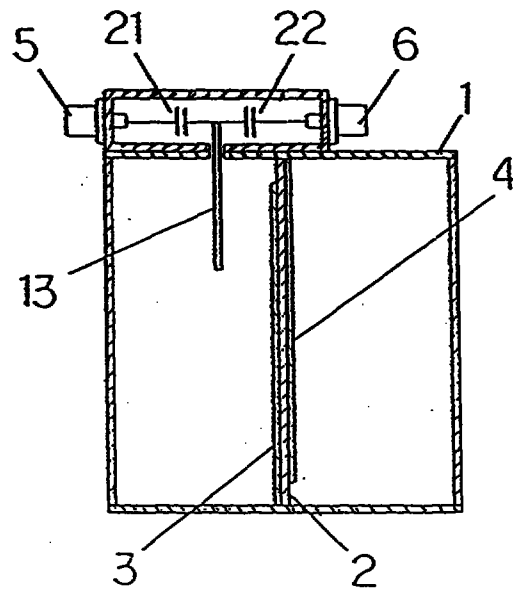


FIG. 26

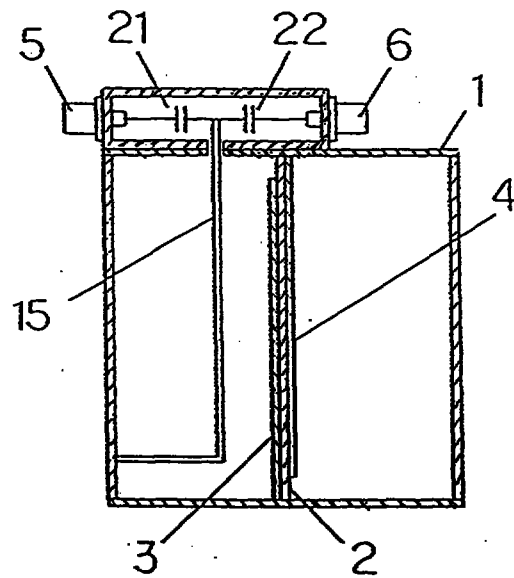


FIG. 27

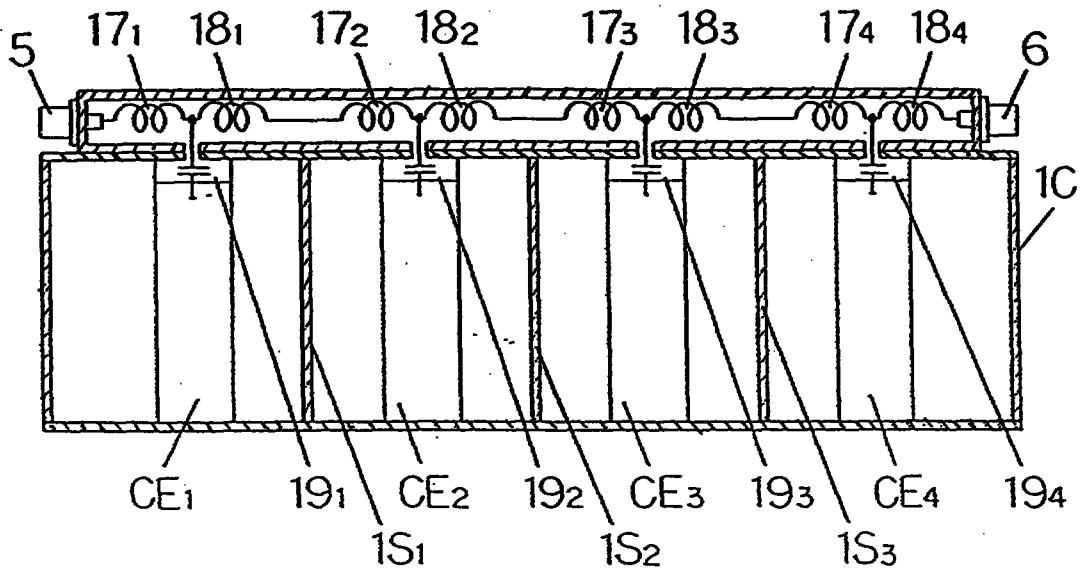


FIG. 28

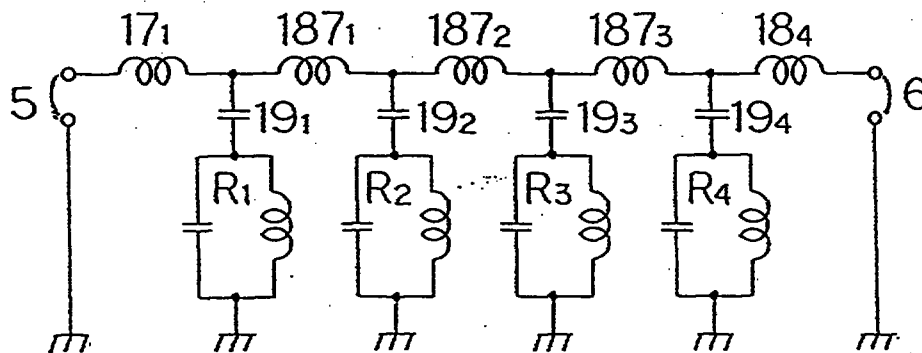


FIG. 29

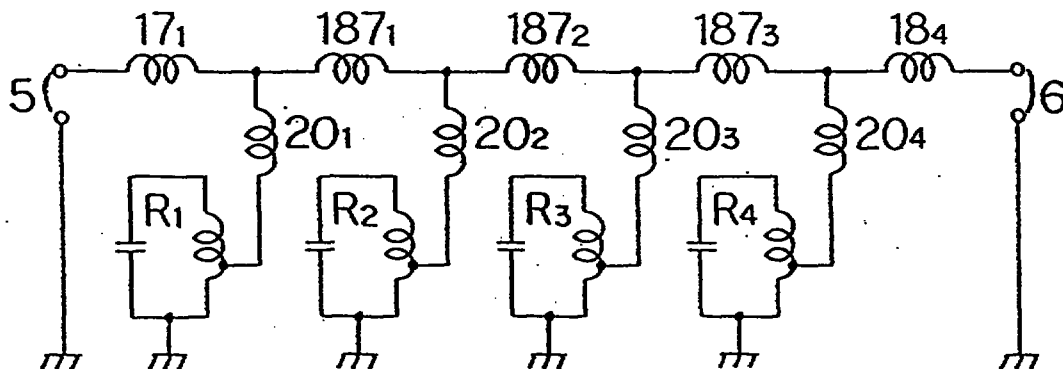


FIG. 30

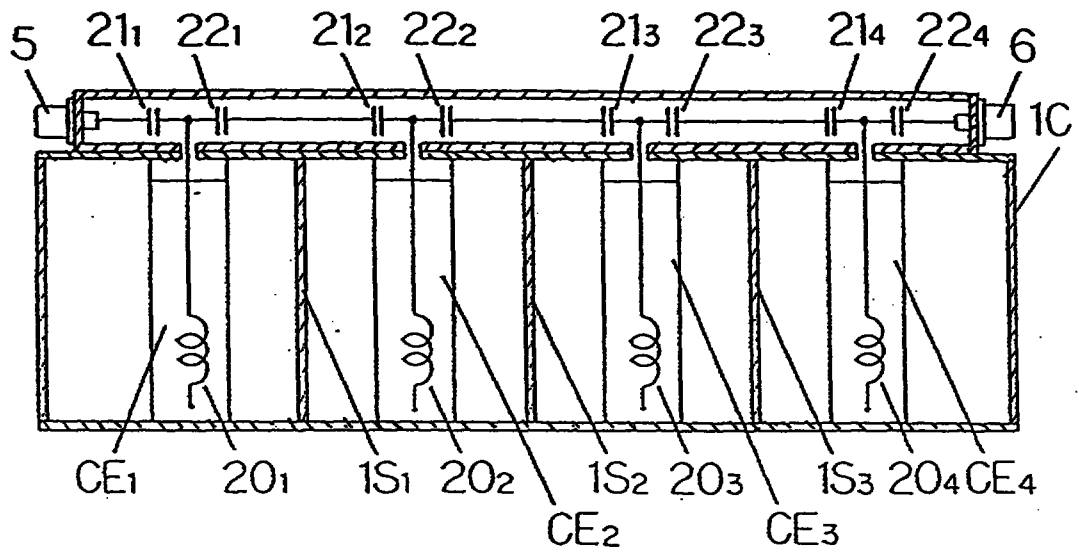


FIG. 31

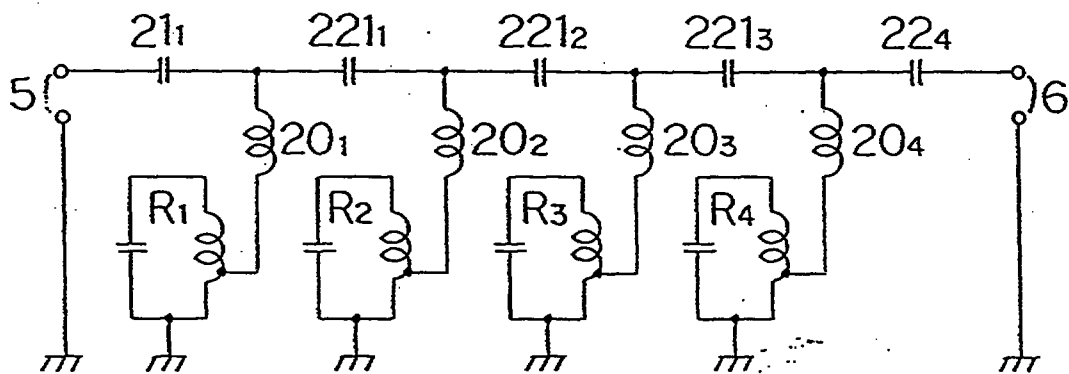


FIG. 32

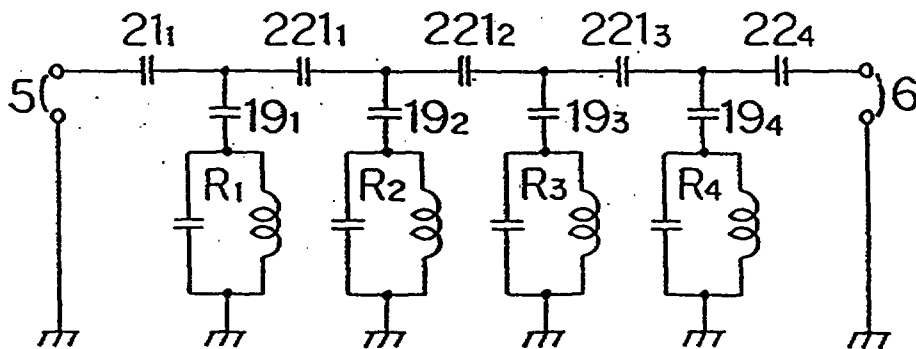


FIG. 33

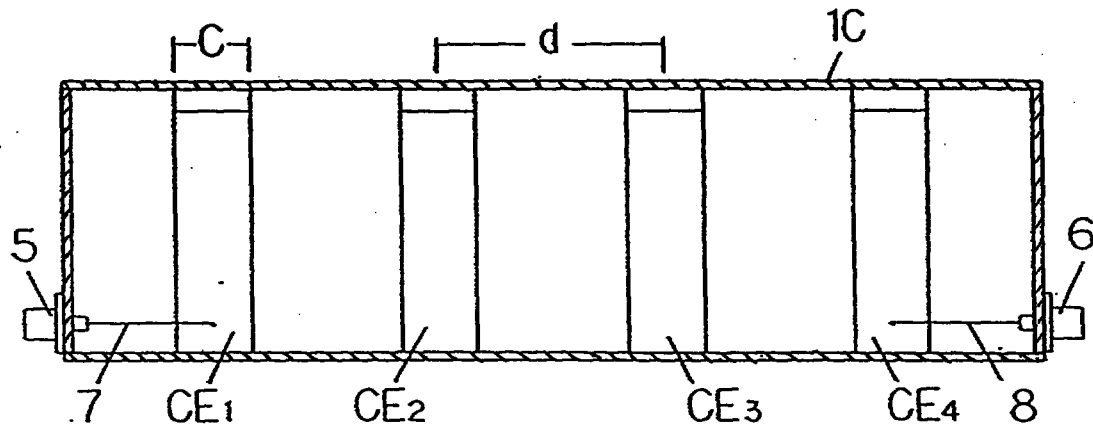


FIG. 34

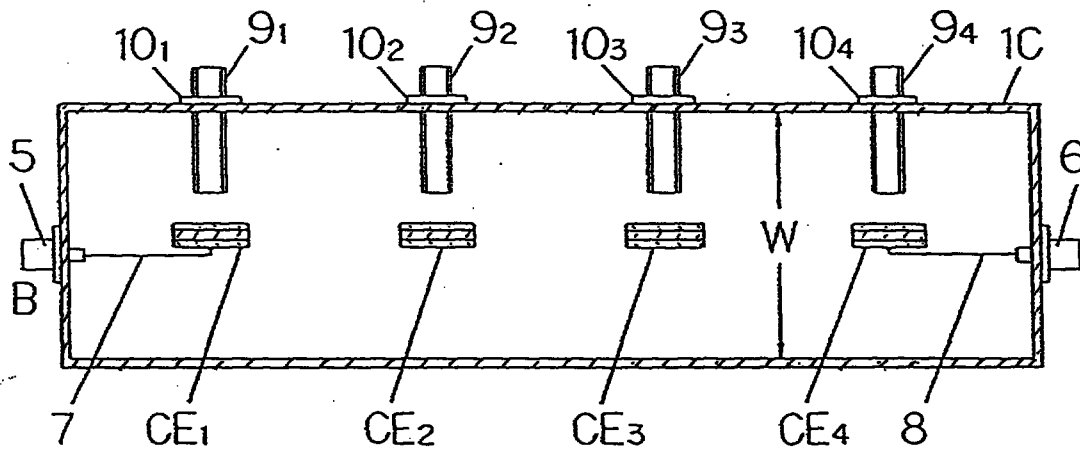


FIG. 35

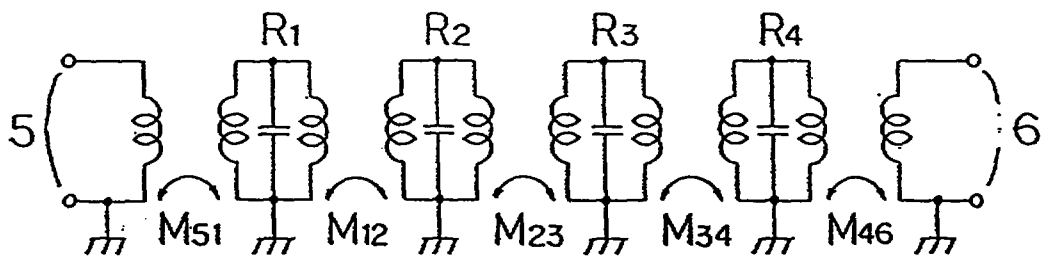


FIG. 36

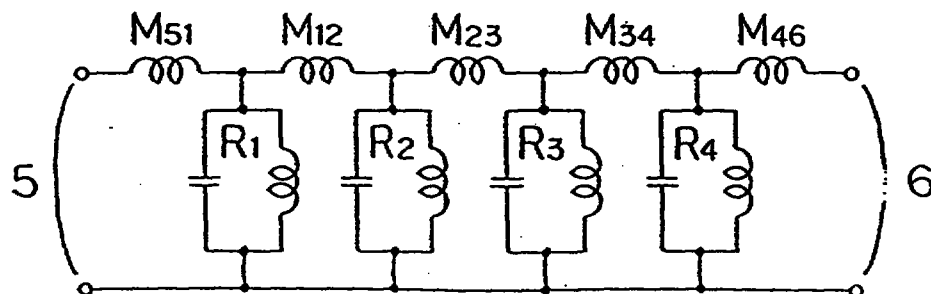


FIG. 37

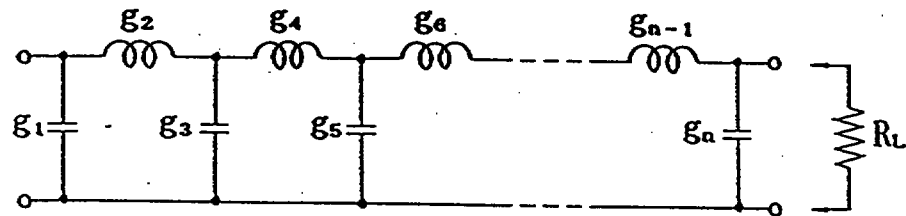


FIG. 38

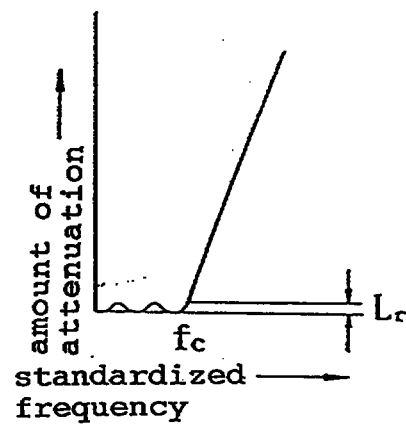


FIG. 39

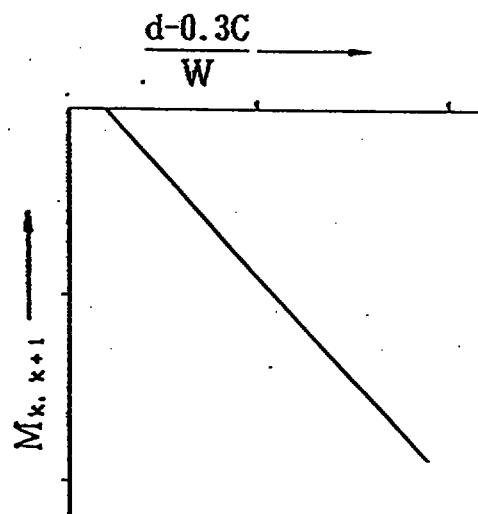


FIG. 40

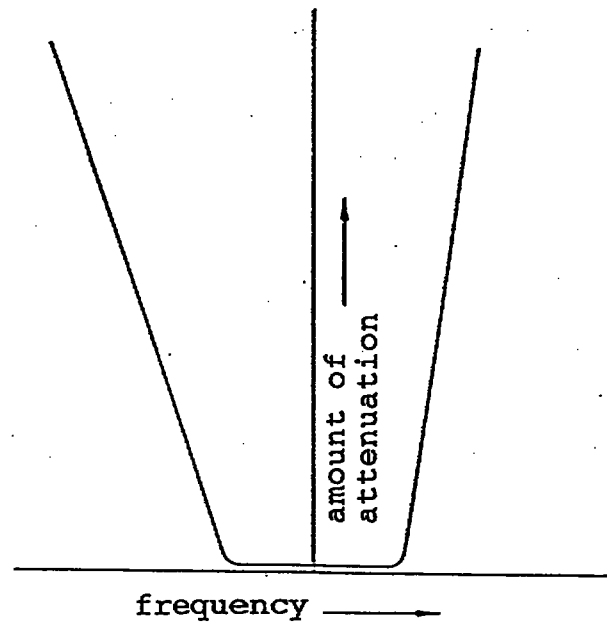


FIG. 41

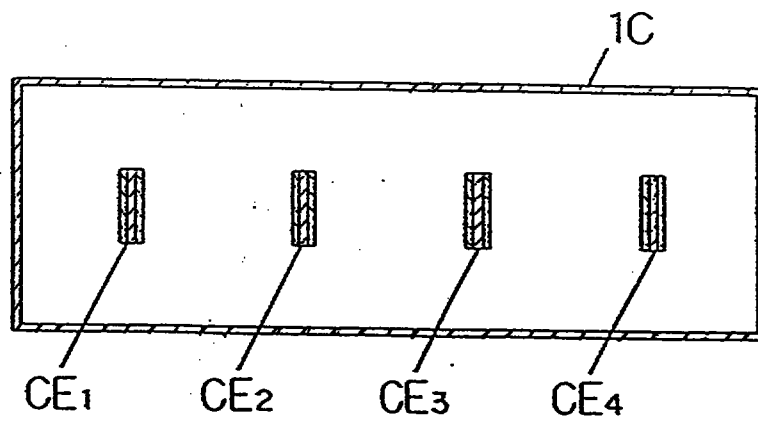


FIG. 42

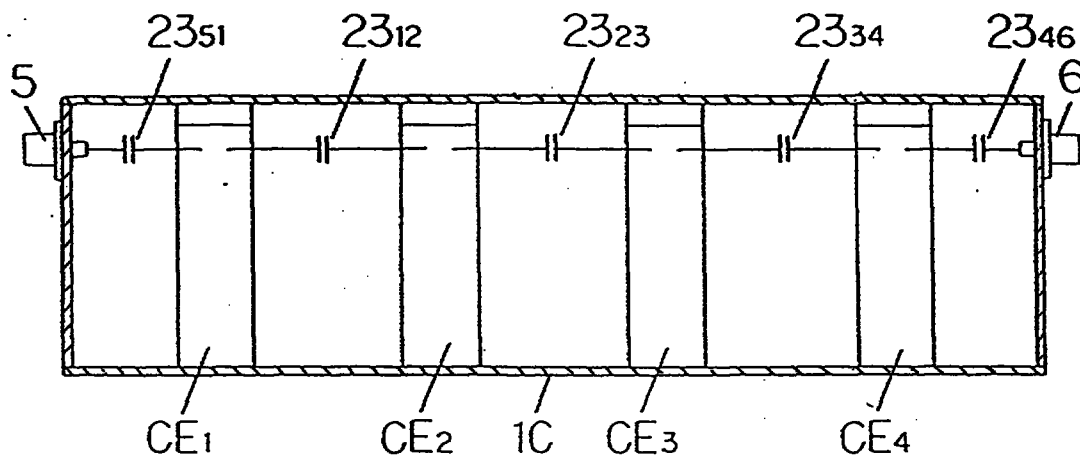


FIG. 43

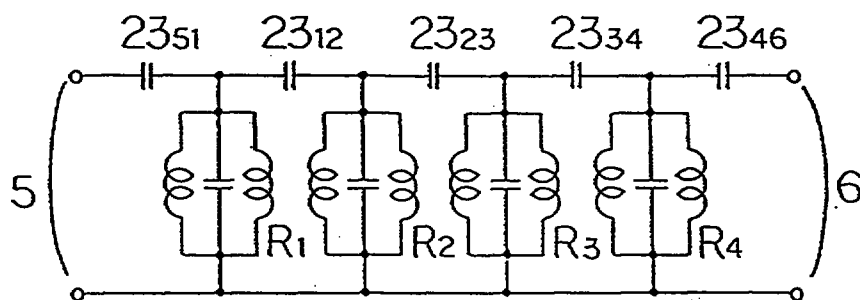


FIG. 44

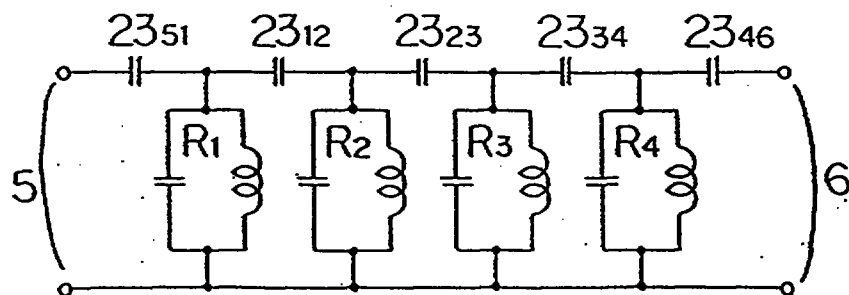


FIG. 45

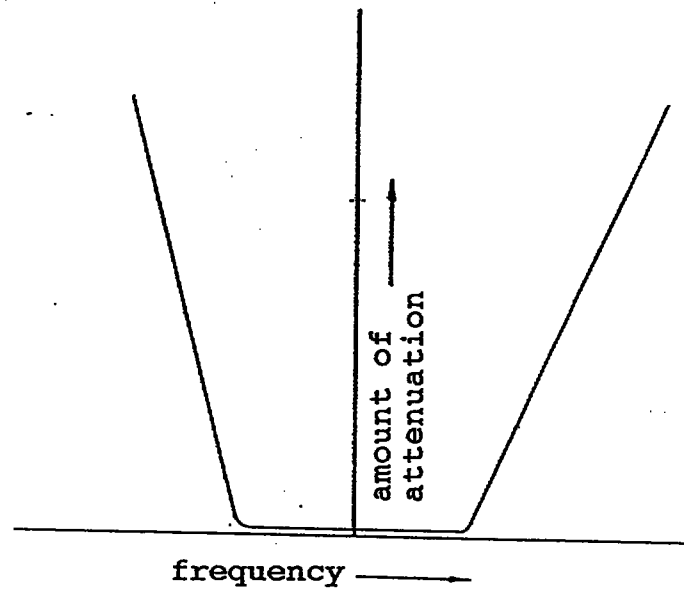


FIG. 46

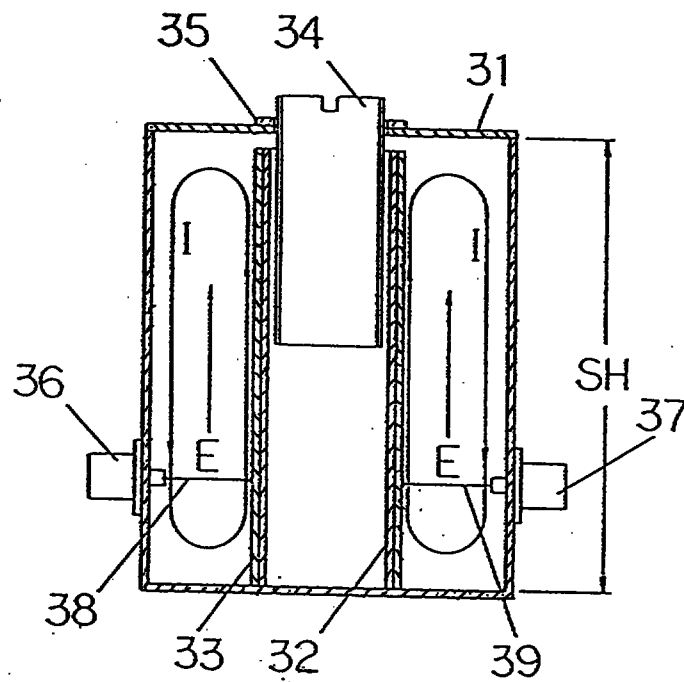


FIG. 47

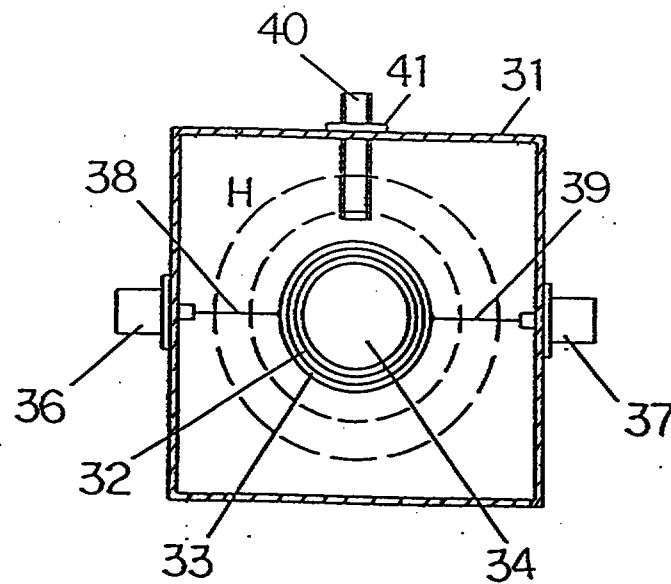


FIG. 48

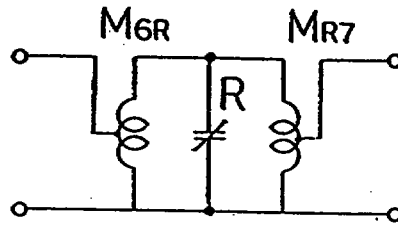


FIG. 49

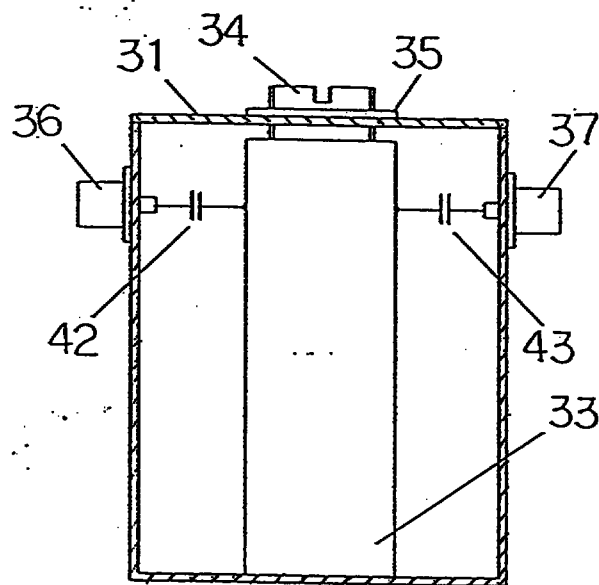


FIG. 50

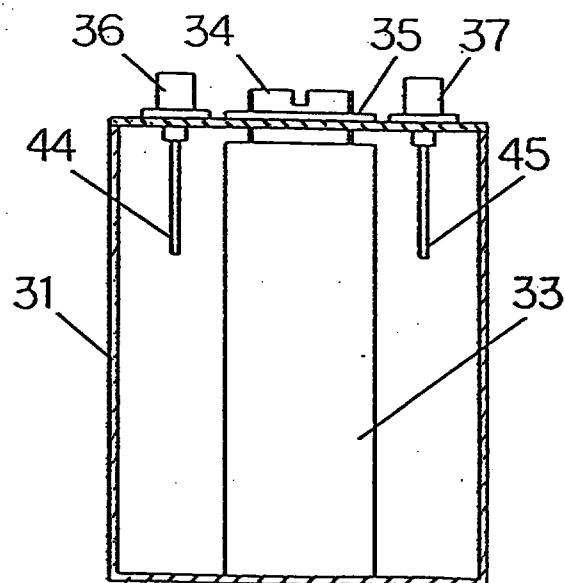


FIG. 51

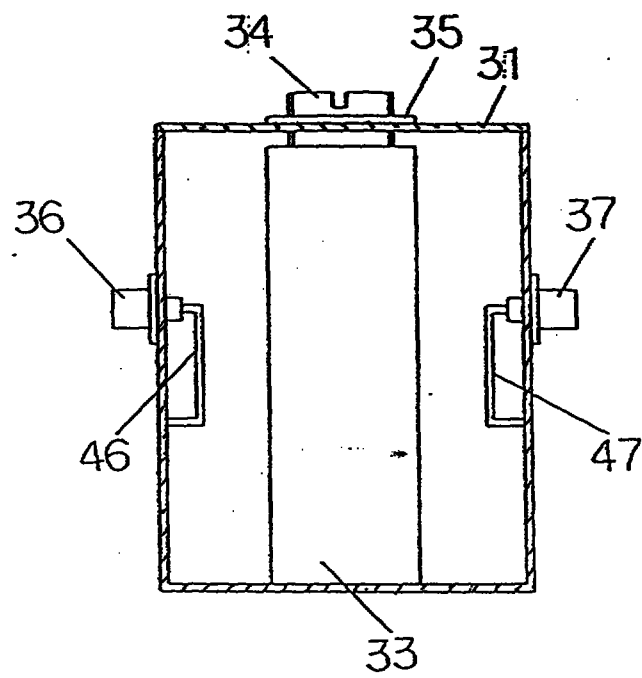


FIG. 52

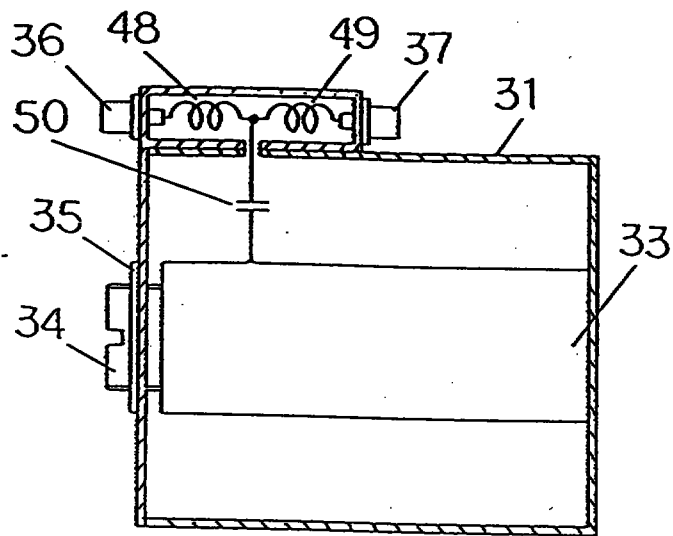


FIG. 53

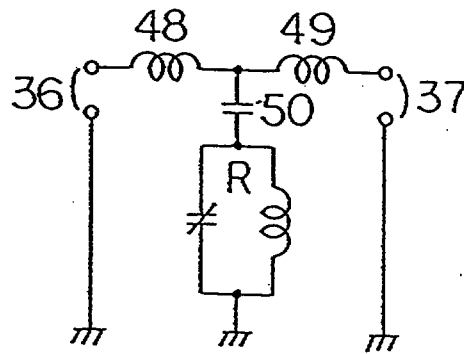


FIG. 54

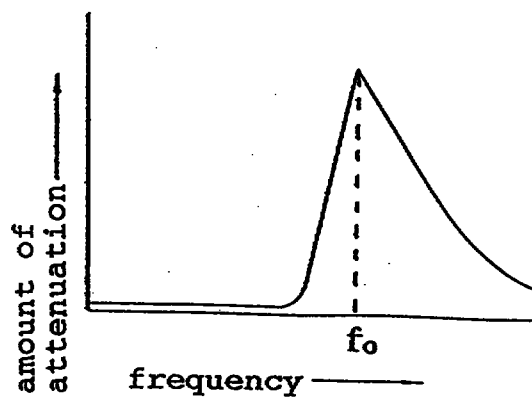


FIG. 55

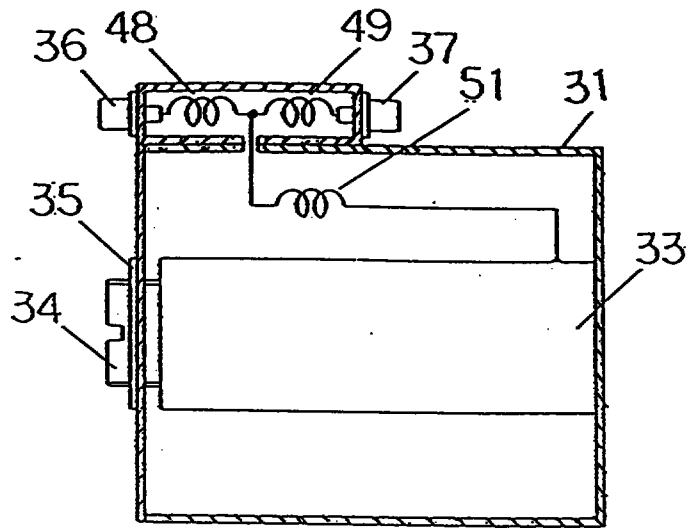


FIG. 56

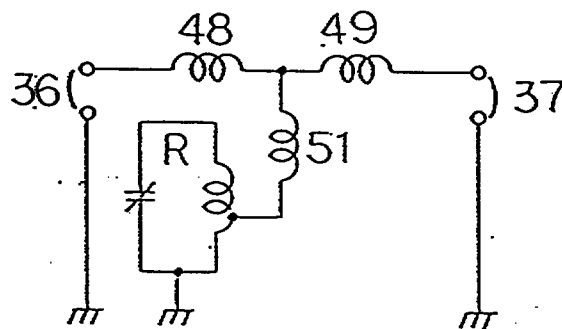


FIG. 57

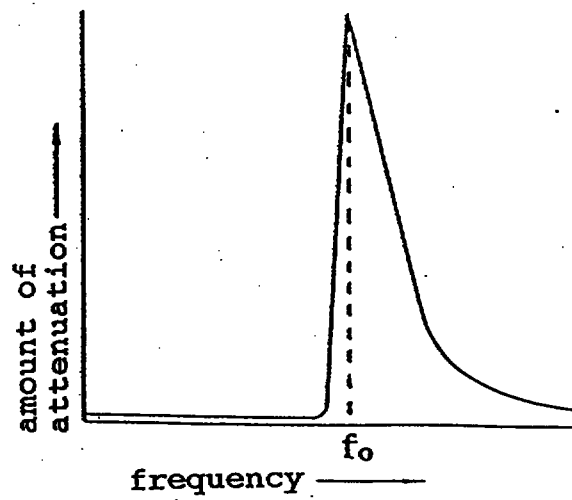


FIG. 58

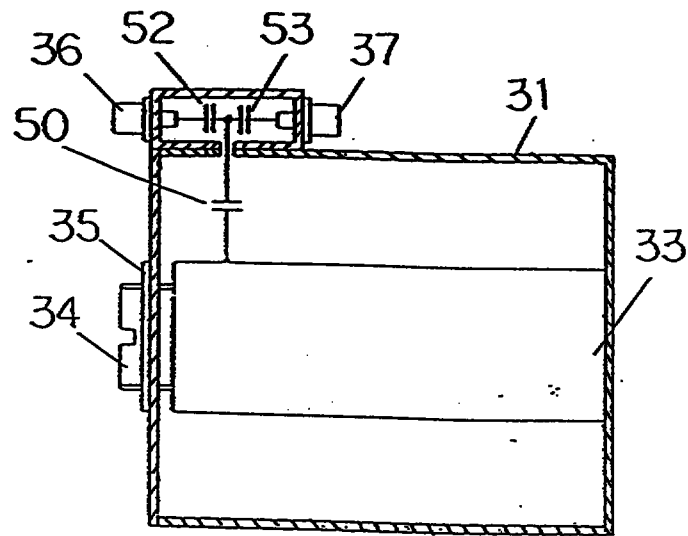


FIG. 59

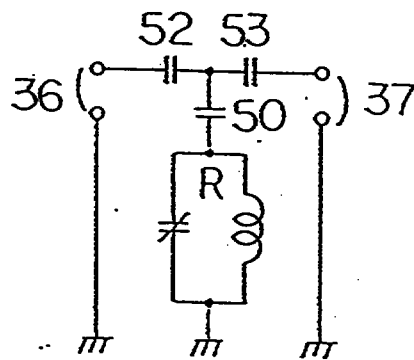


FIG. 60

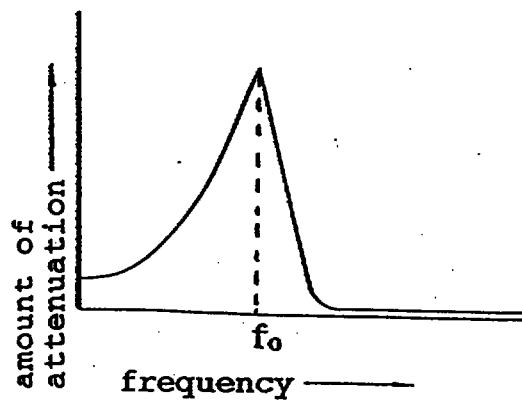


FIG. 64

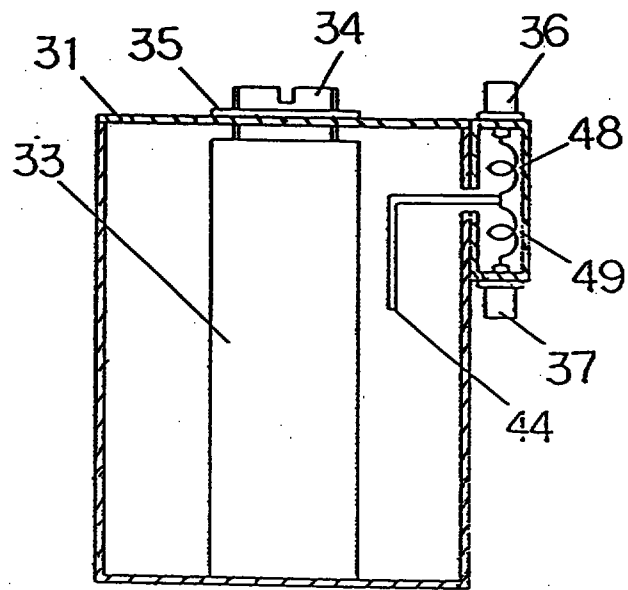


FIG. 65

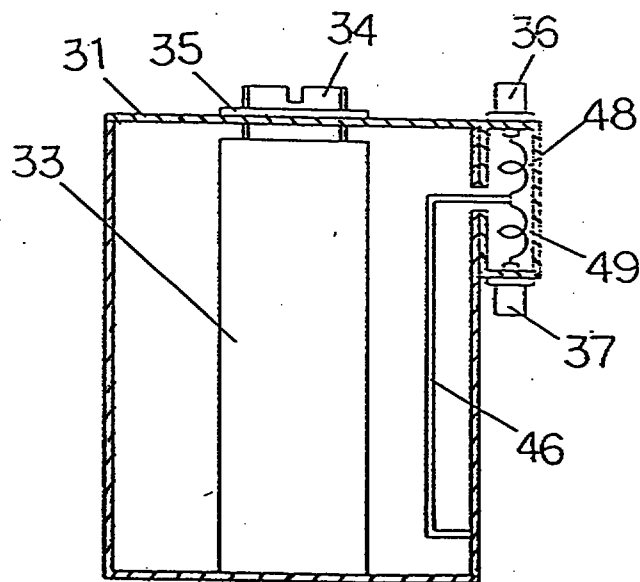


FIG. 66

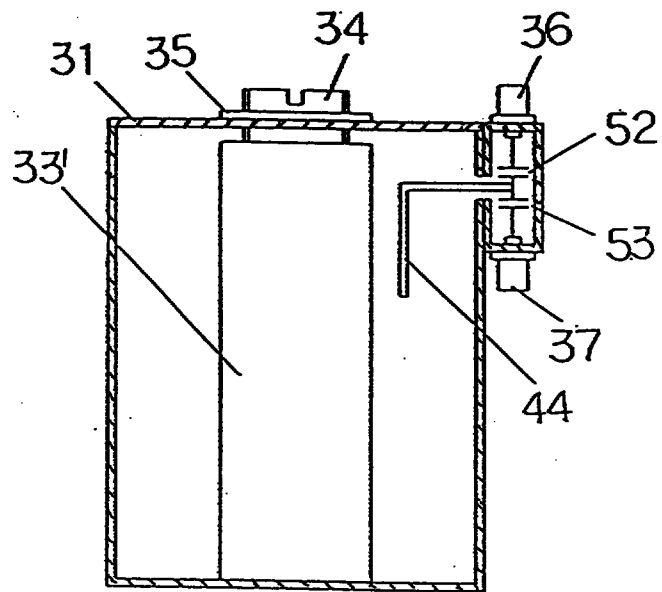


FIG. 67

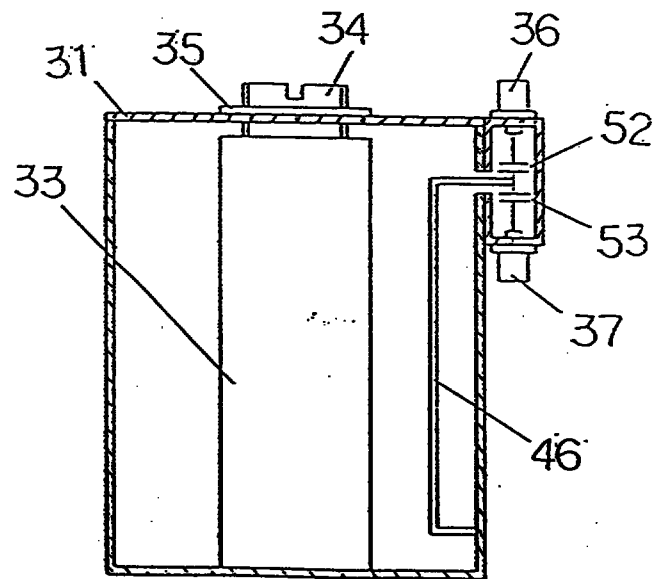


FIG. 68

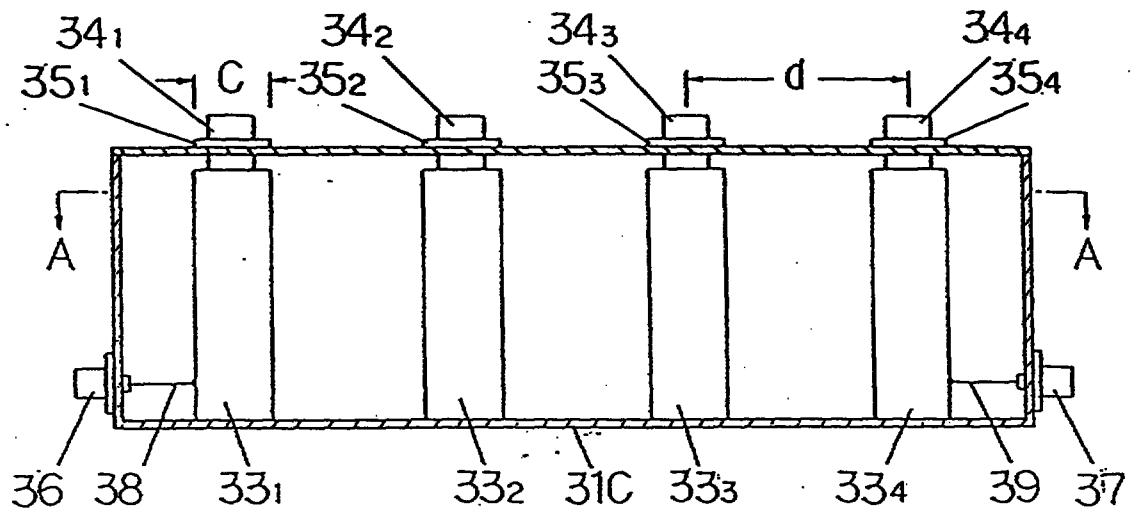


FIG. 69

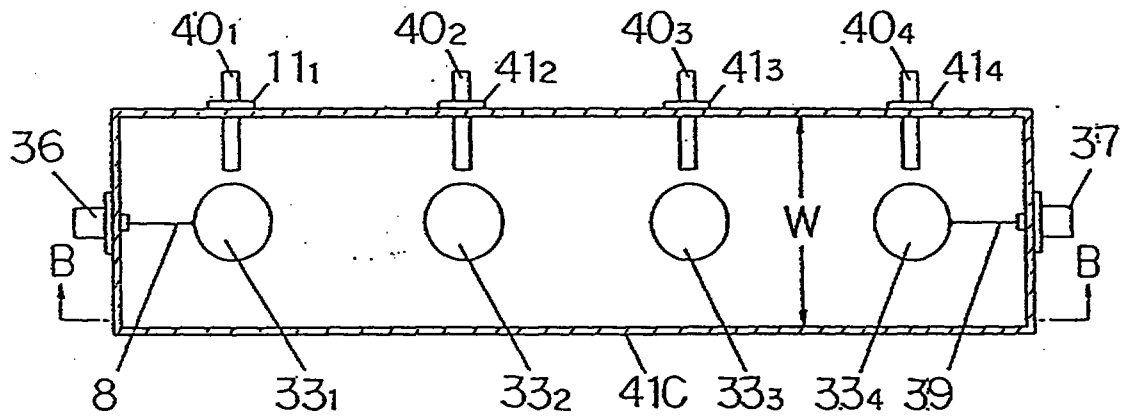


FIG. 70

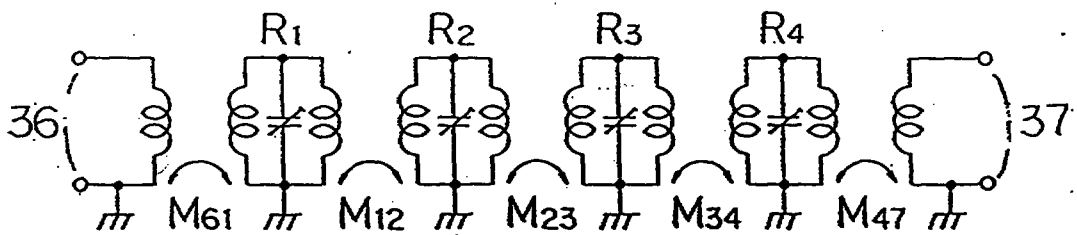


FIG. 71

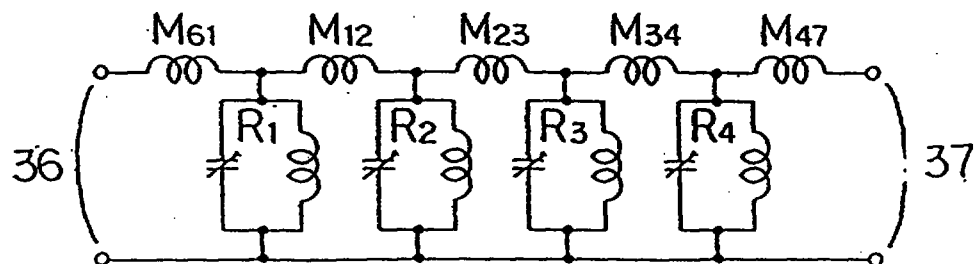


FIG. 72

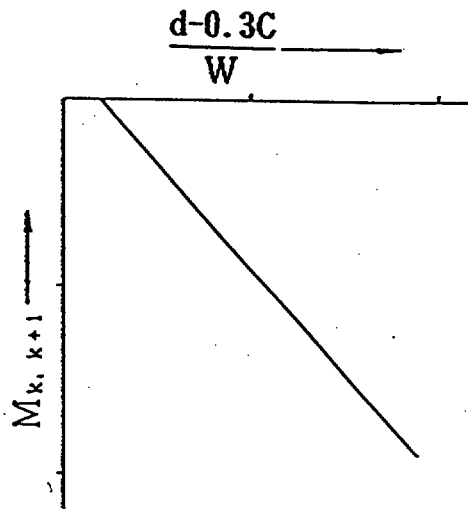


FIG. 73

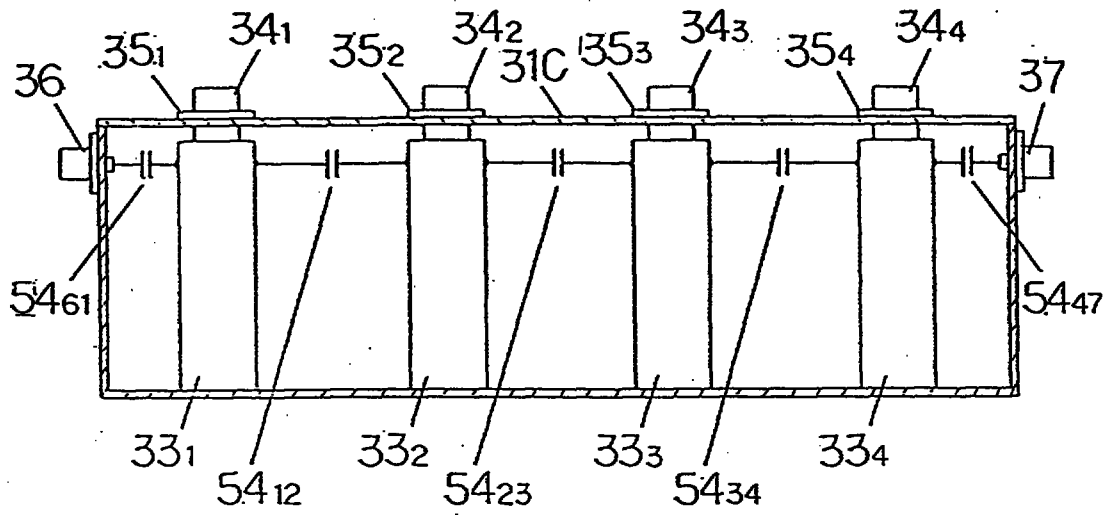


FIG. 74

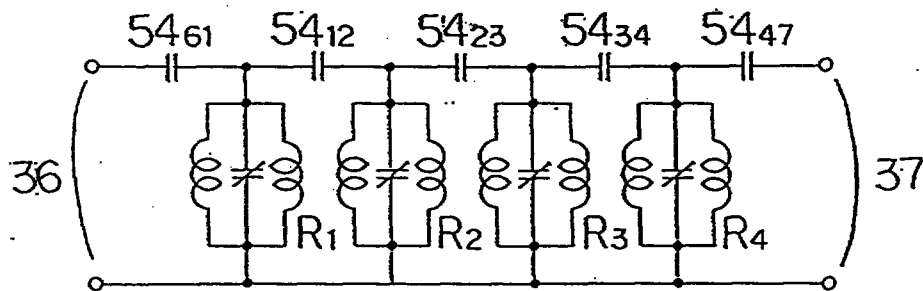


FIG. 75

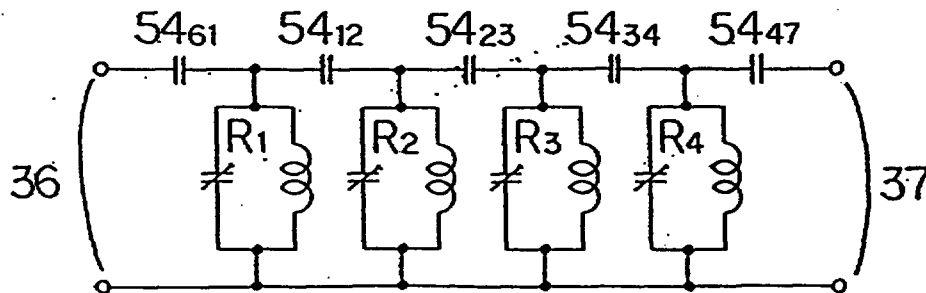


FIG. 76.

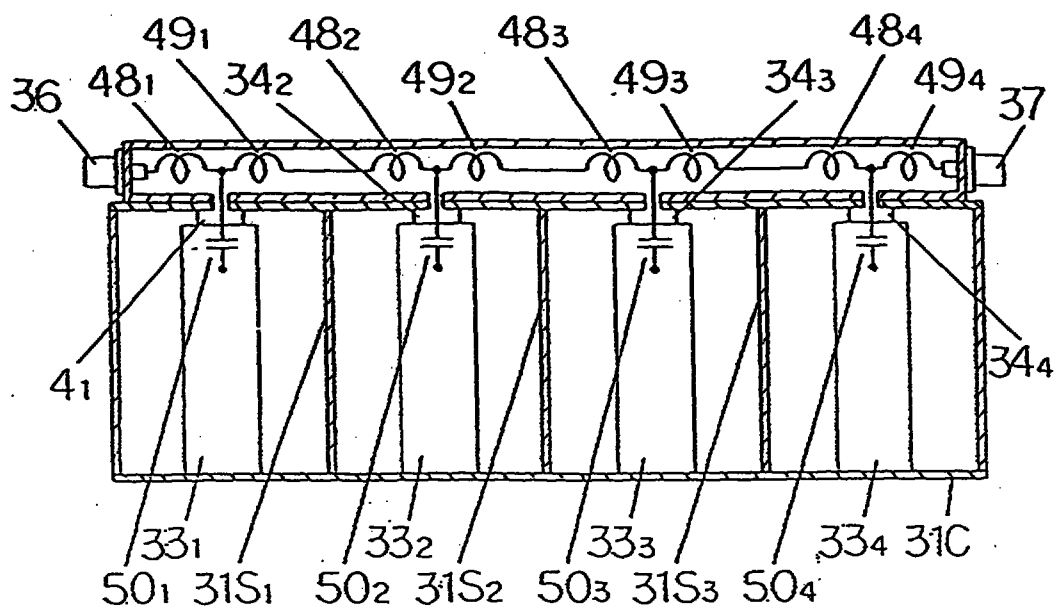


FIG. 77

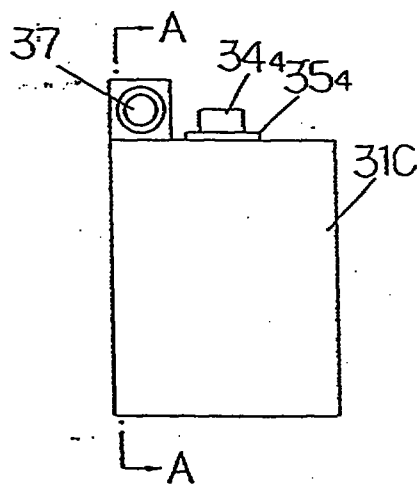


FIG. 78

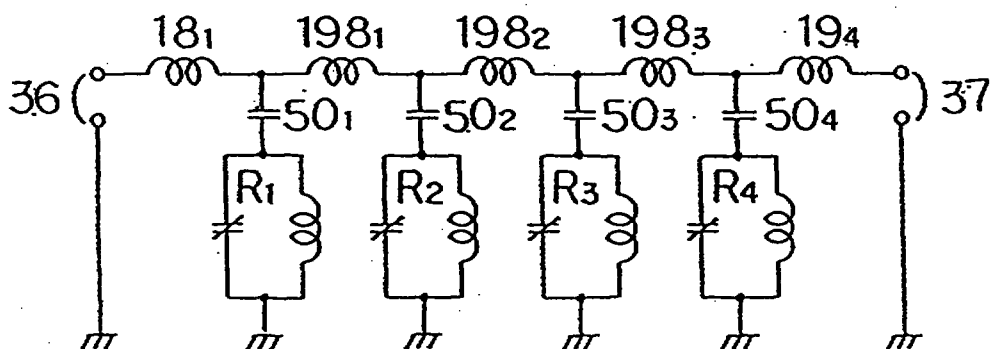


FIG. 79

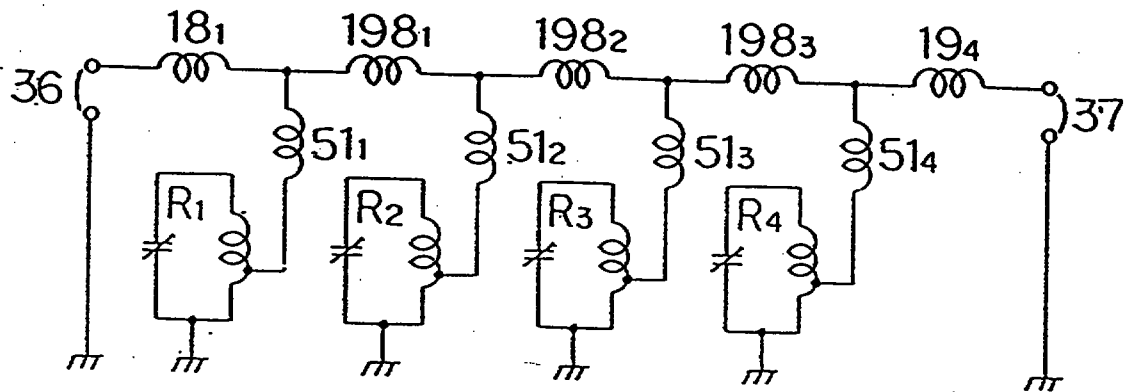


FIG. 80

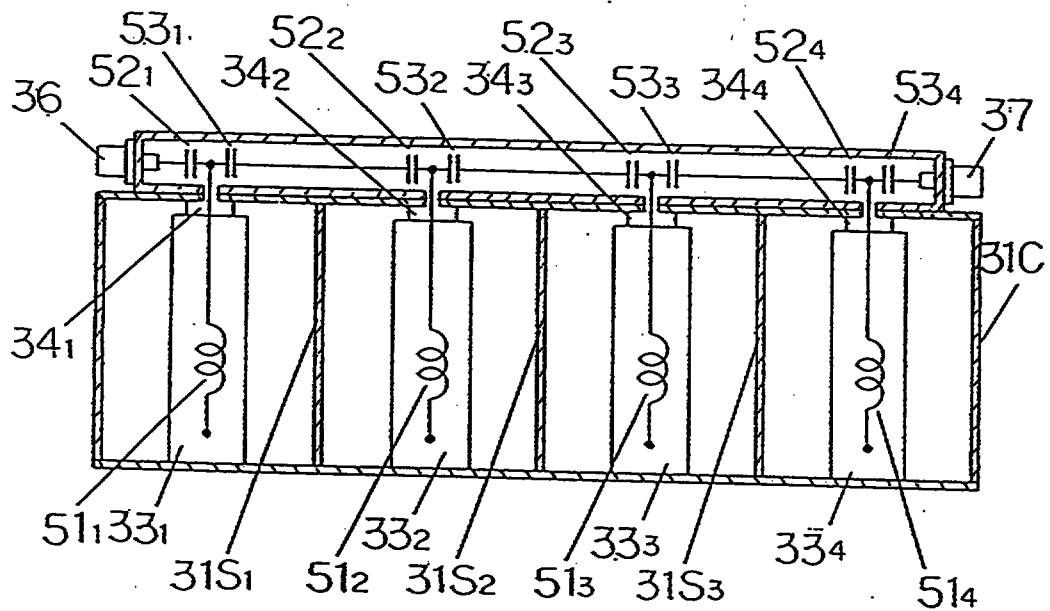


FIG. 81

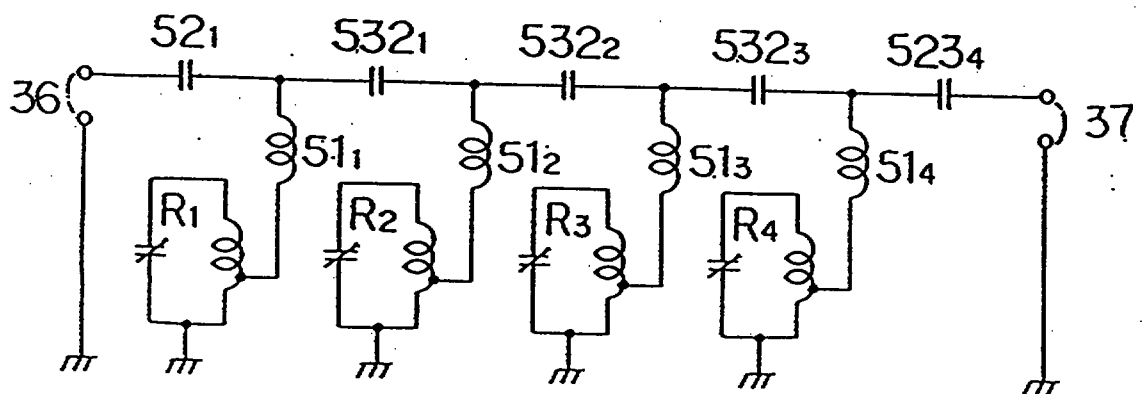


FIG. 82

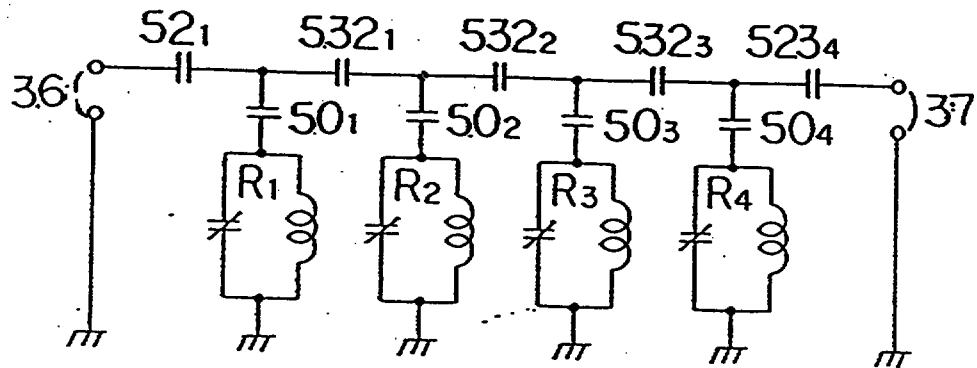


FIG. 83

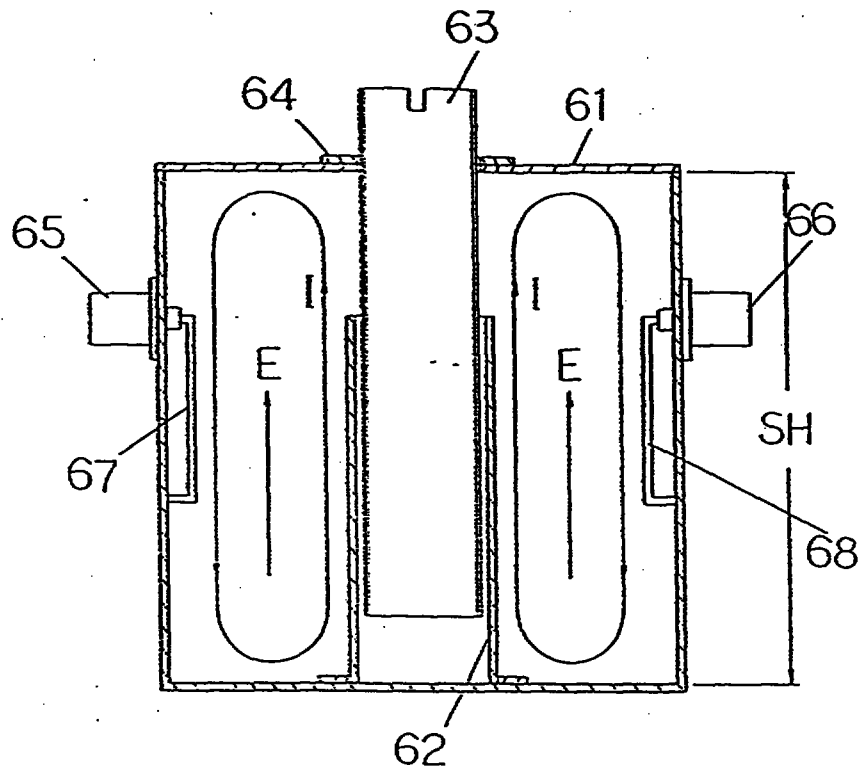


FIG. 84

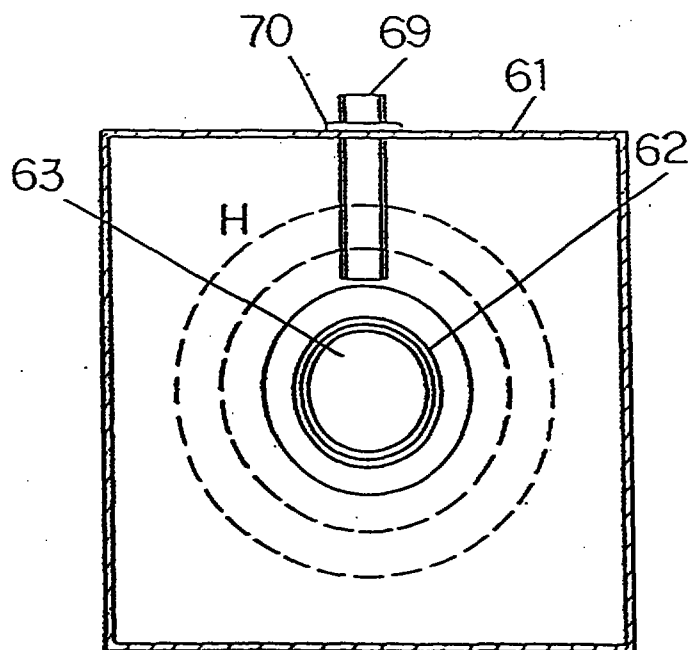


FIG. 85

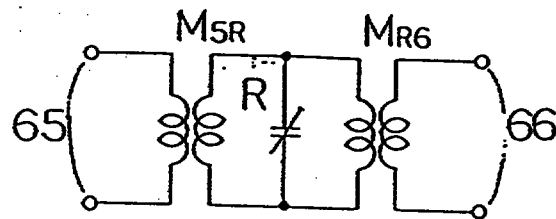


FIG. 86

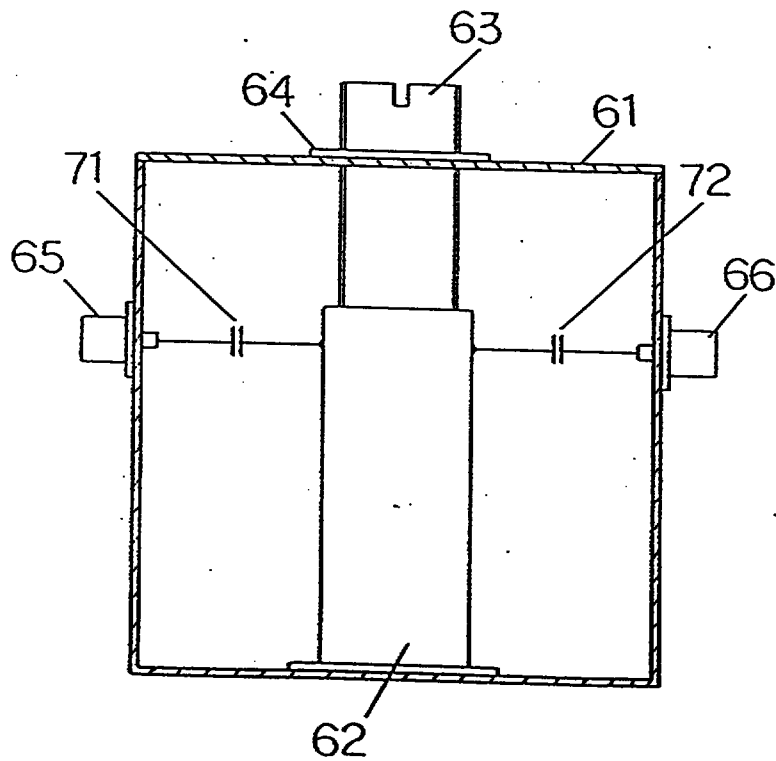


FIG. 87

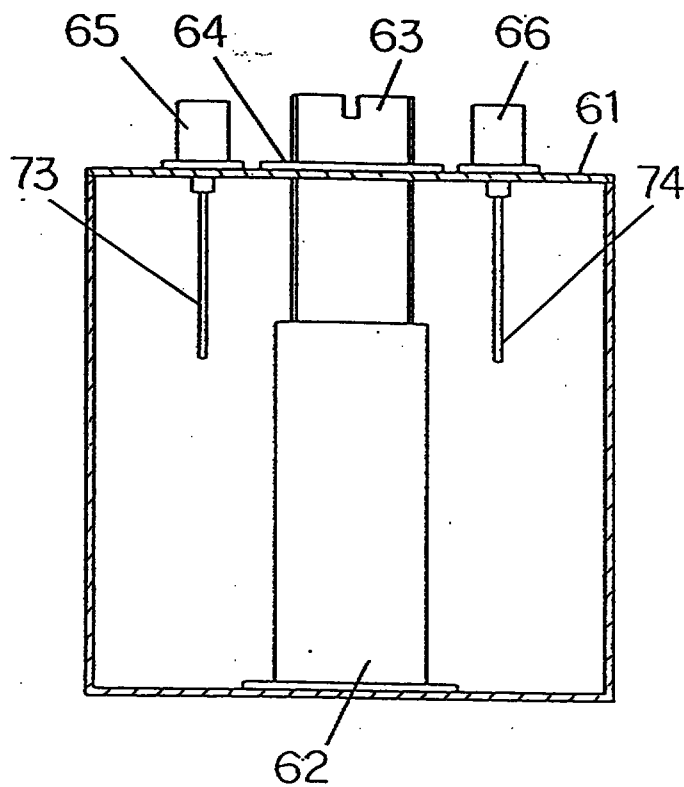


FIG. 88

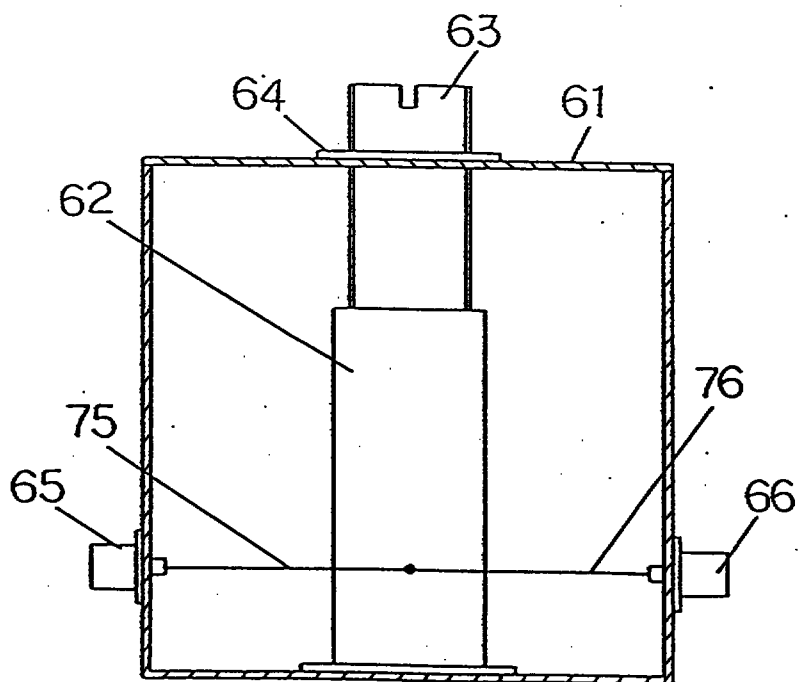


FIG. 89

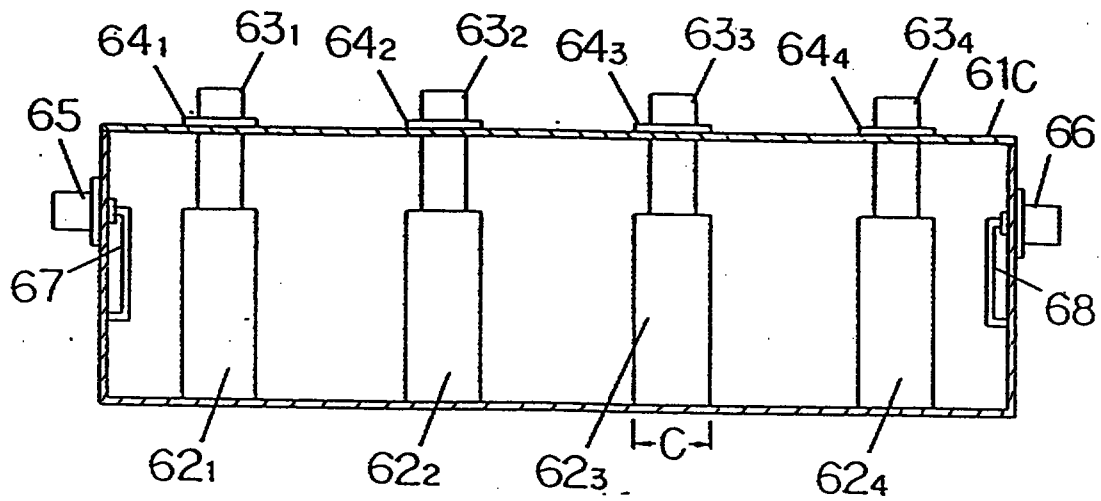


FIG. 90

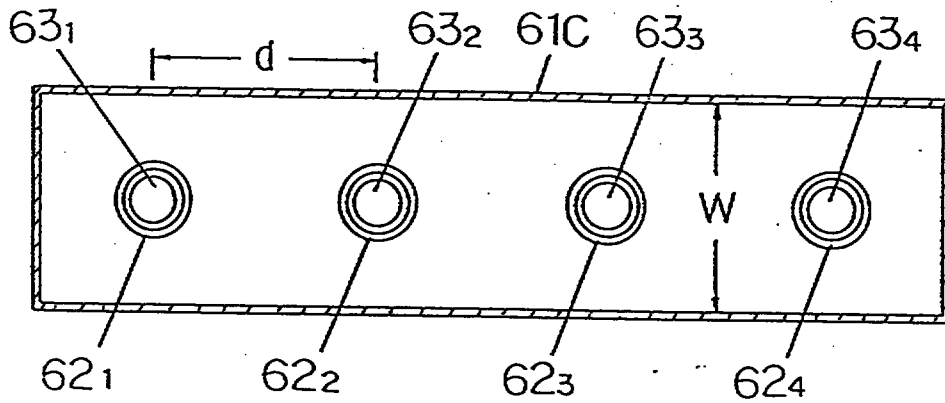


FIG. 91

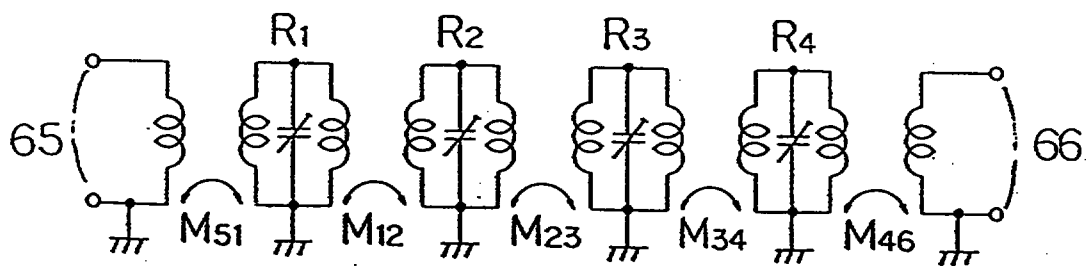


FIG. 92

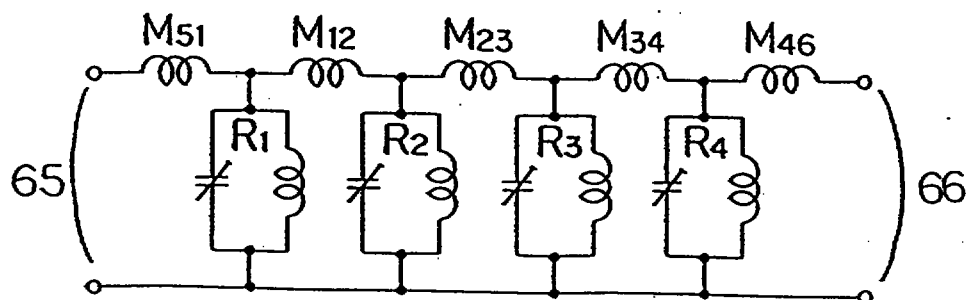


FIG. 93

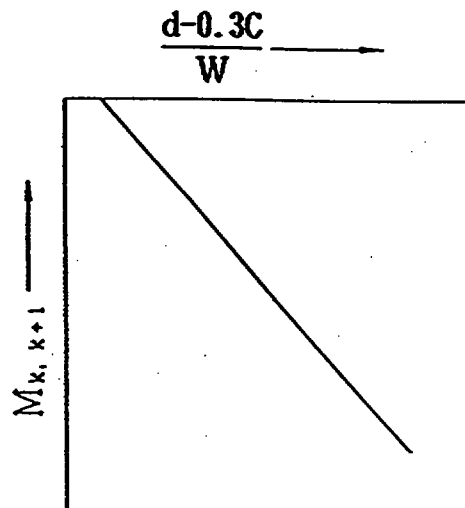


FIG. 94

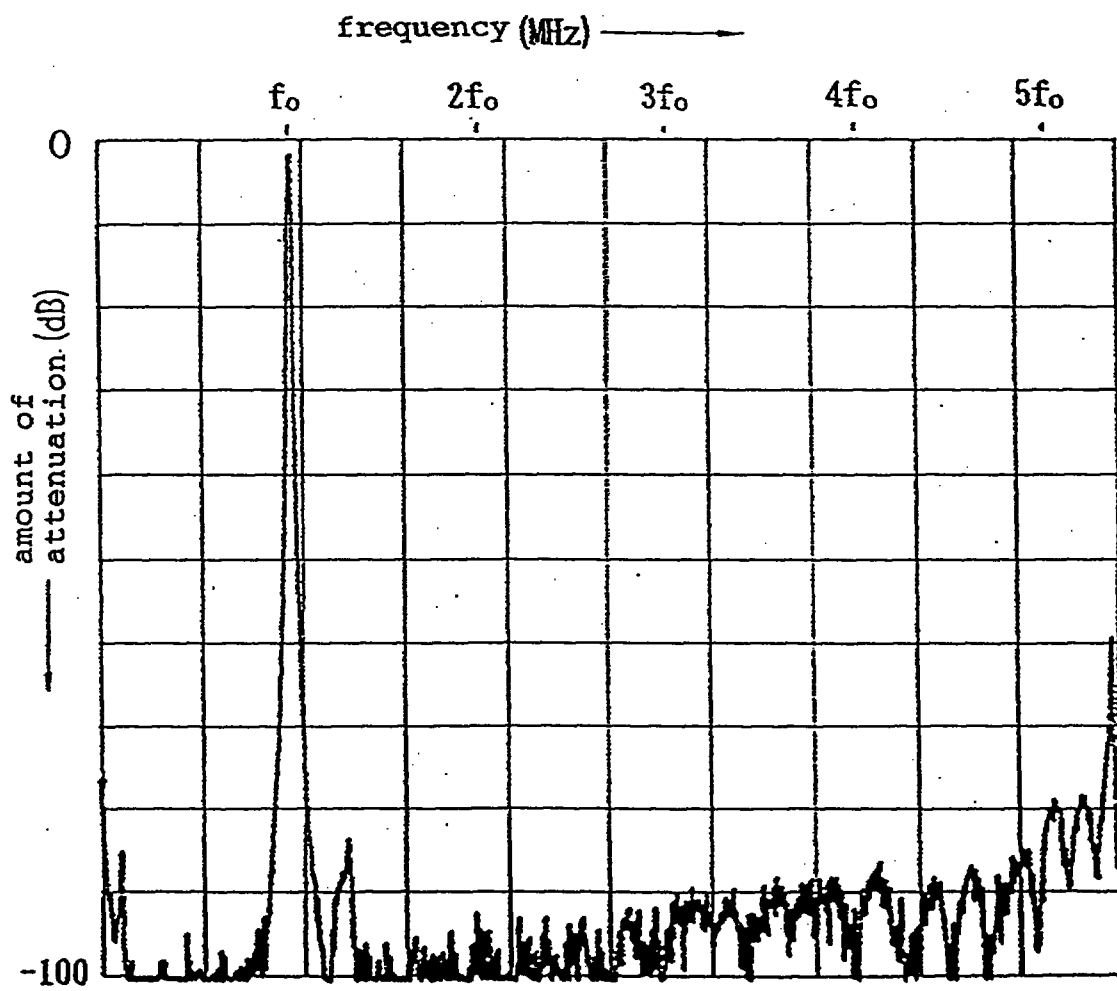


FIG. 95

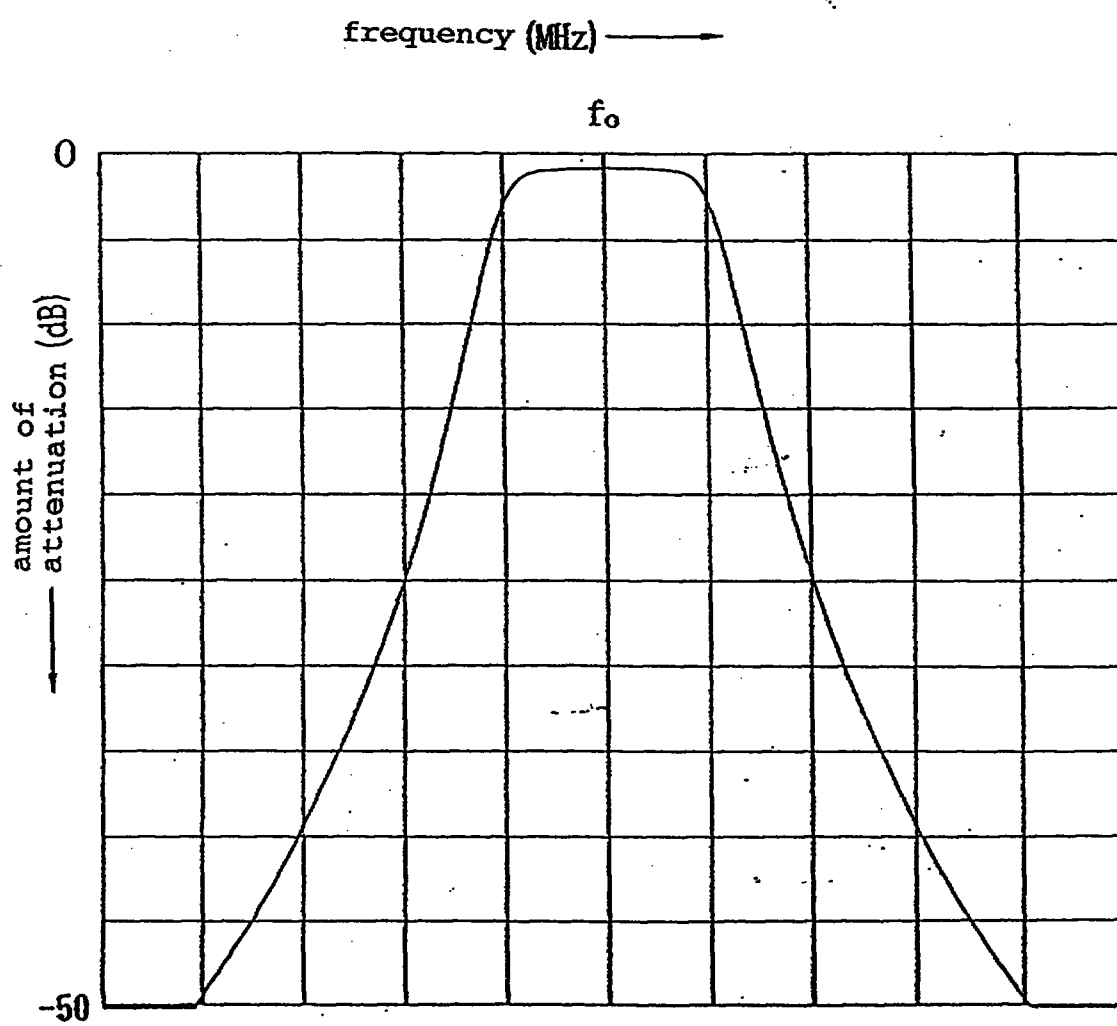


FIG. 96

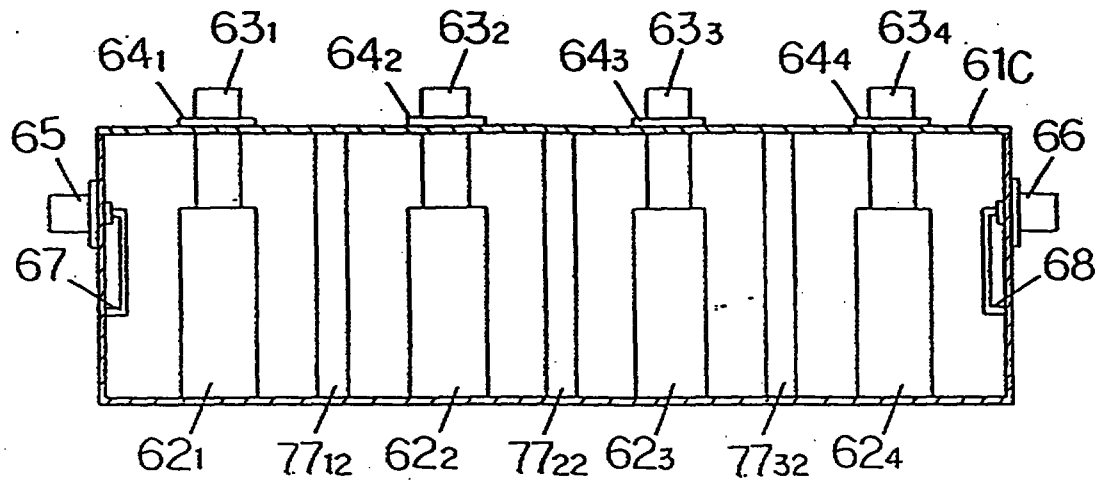


FIG. 97

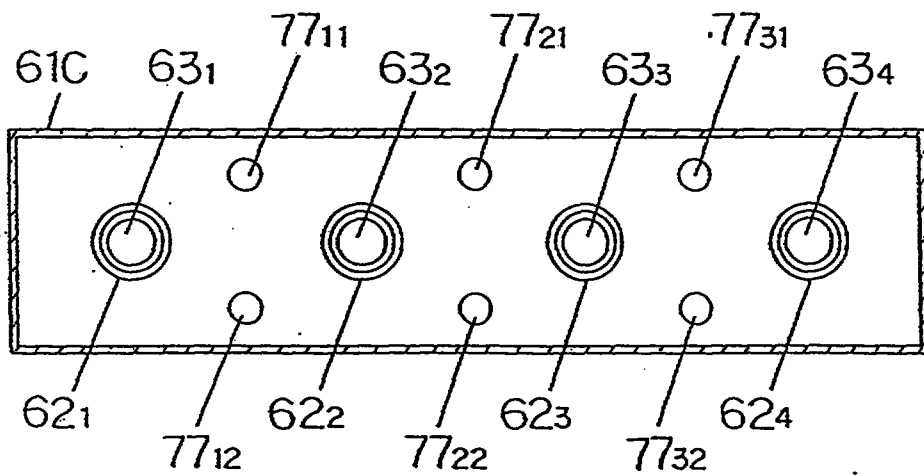


FIG. 98

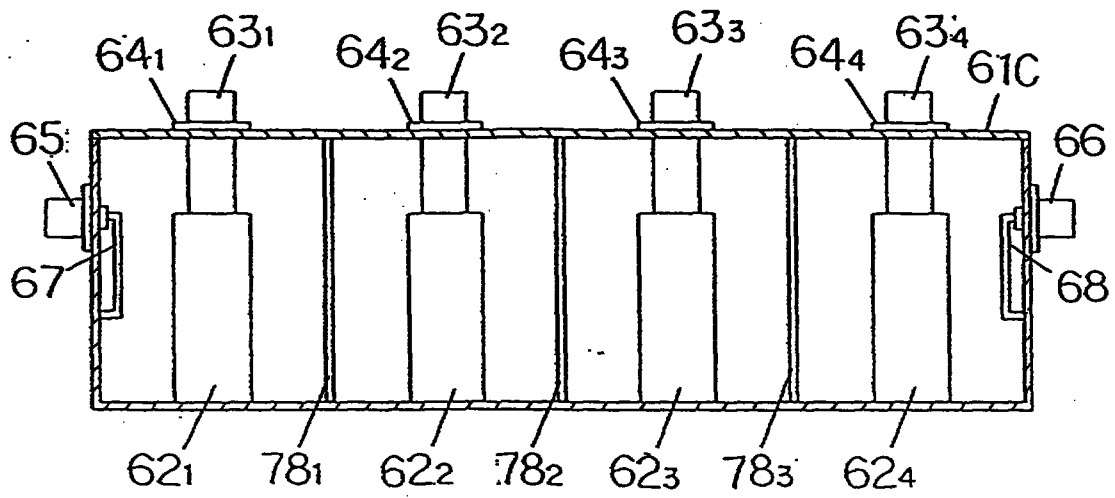


FIG. 99

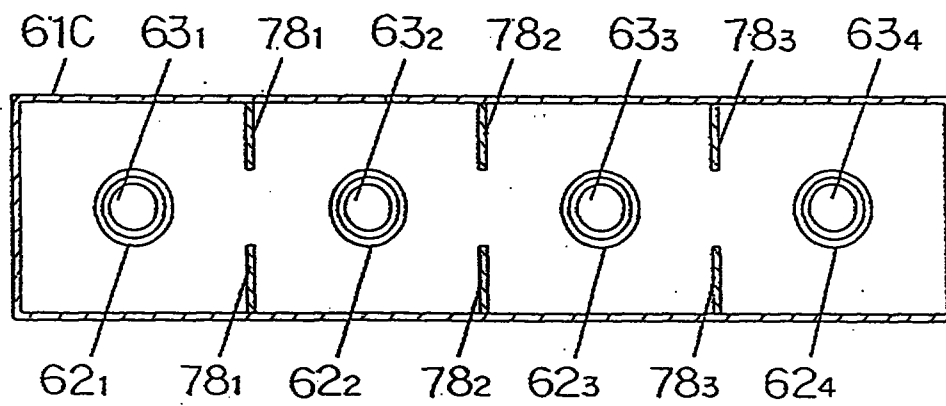


FIG. 100

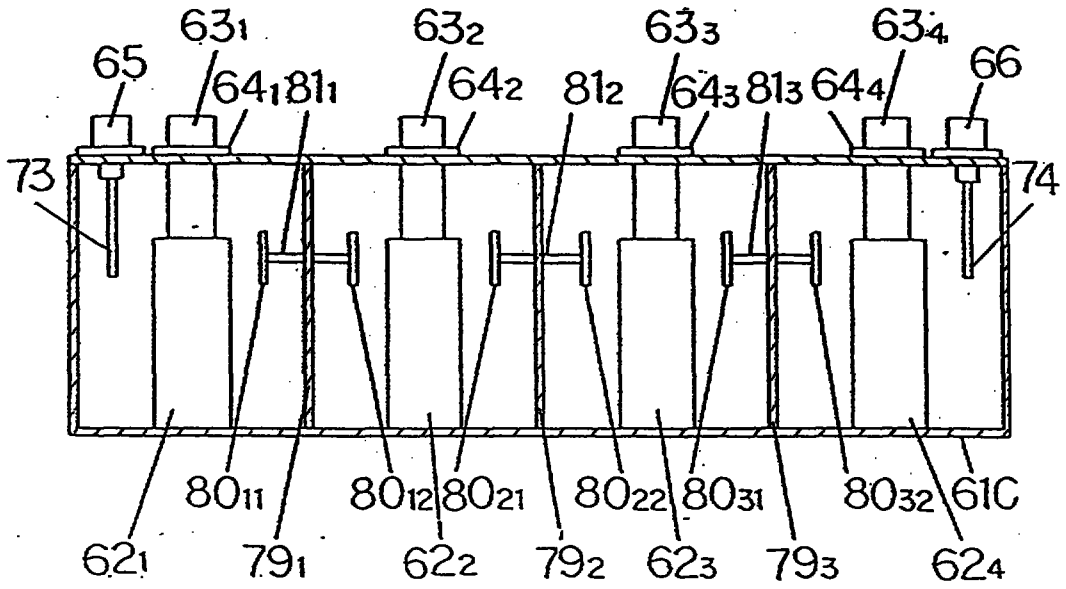


FIG. 101

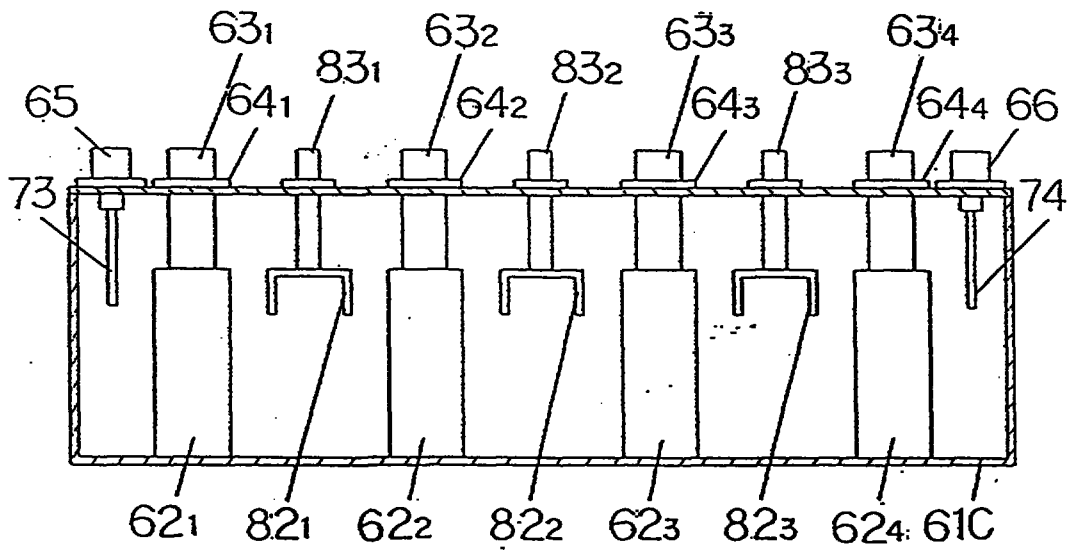


FIG. 102

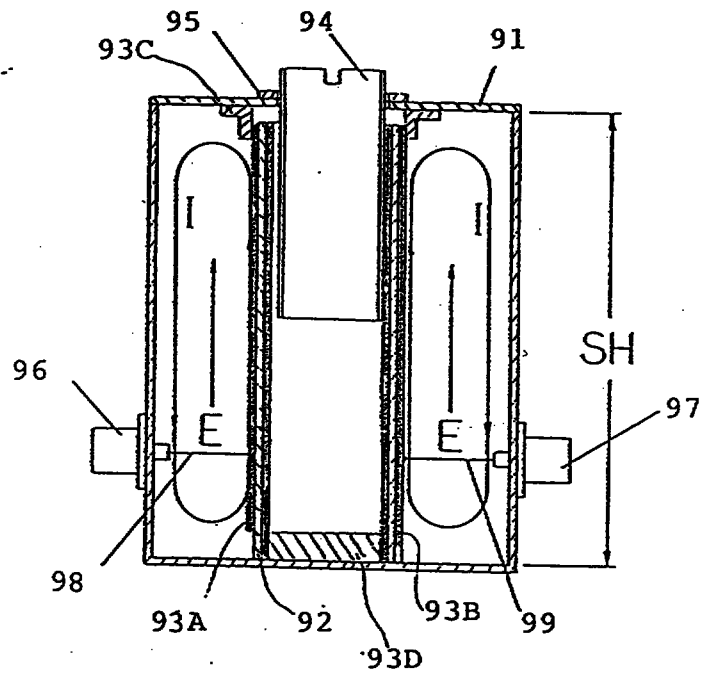


FIG. 103

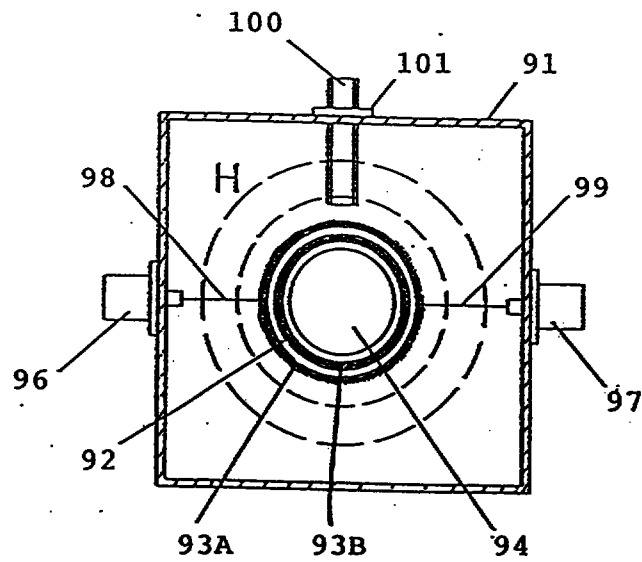


FIG. 104

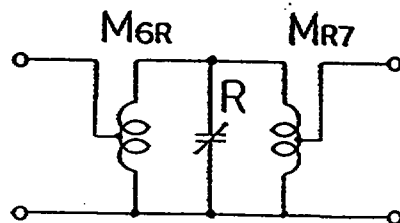


FIG. 105

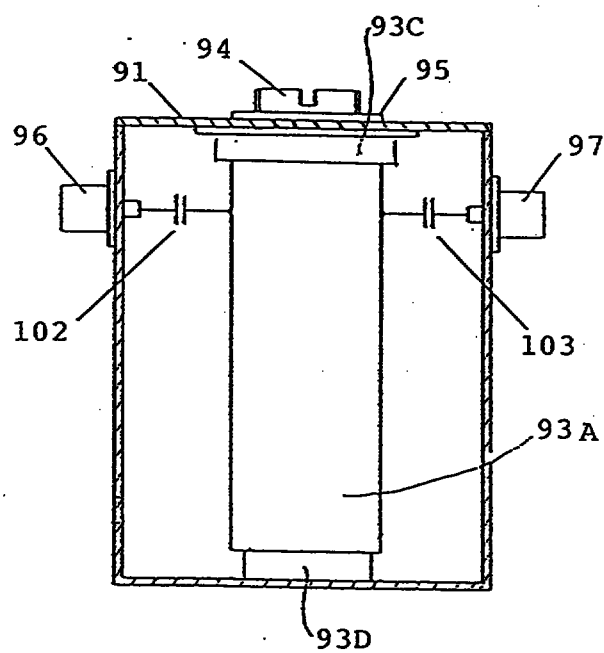


FIG. 106

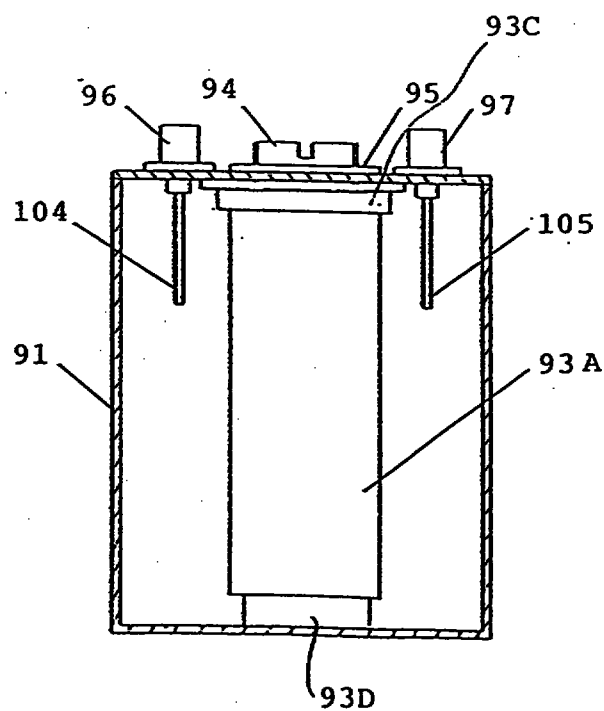


FIG. 107

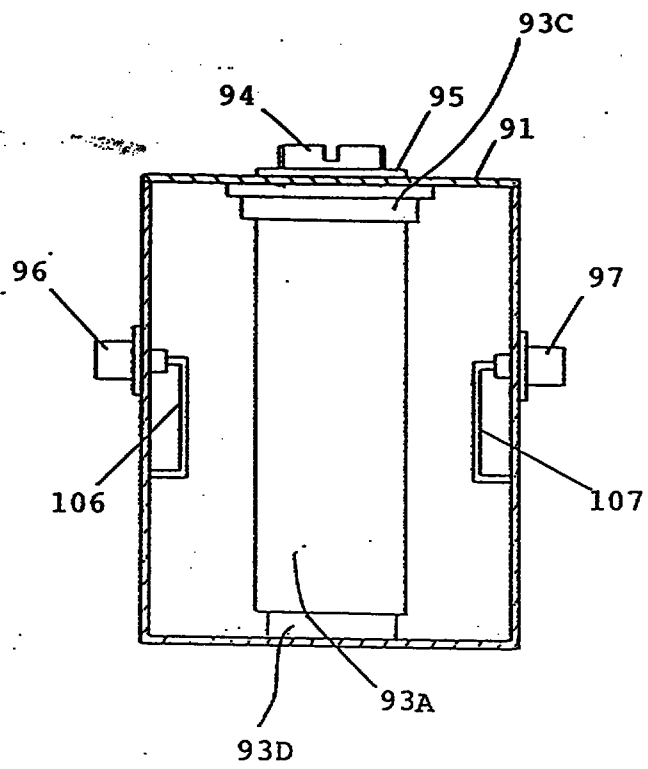


FIG. 108

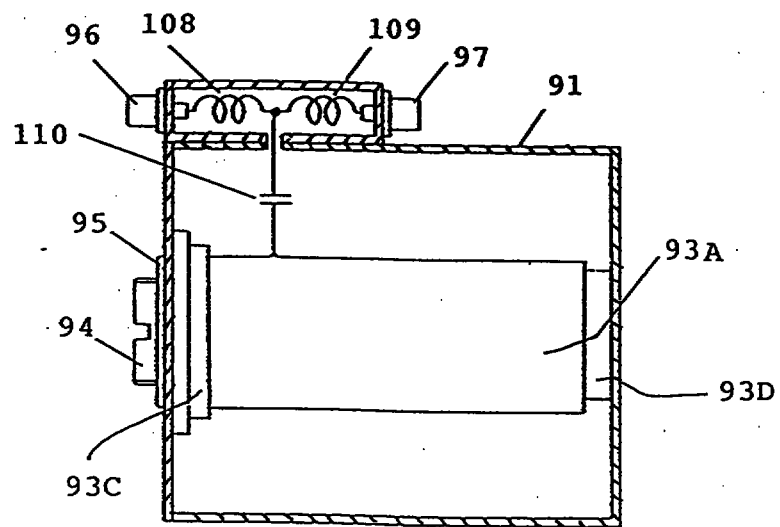


FIG. 109

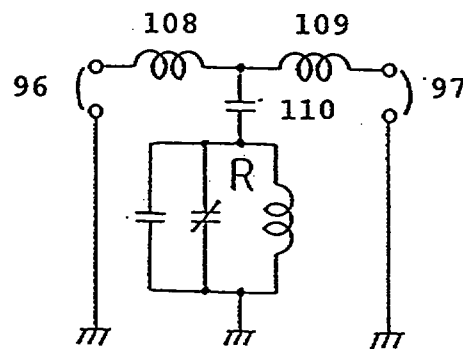


FIG. 110

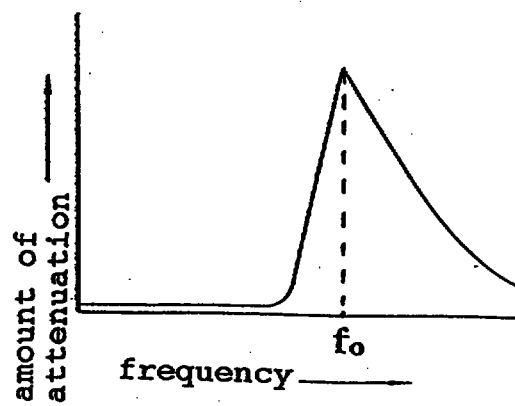


FIG. 111

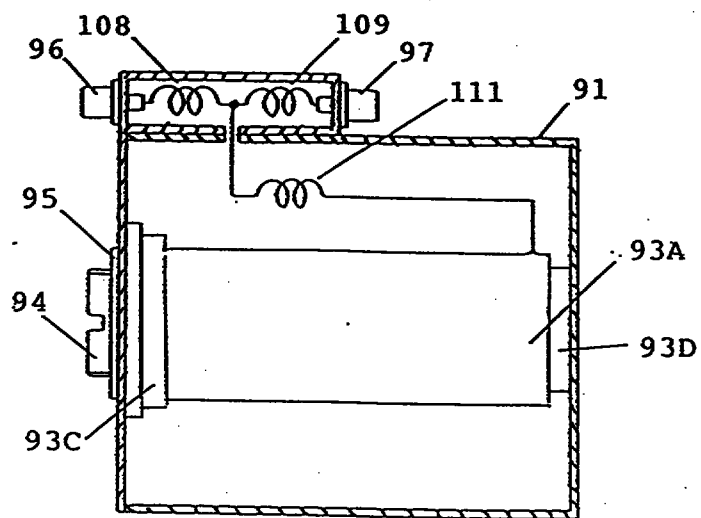


FIG. 112

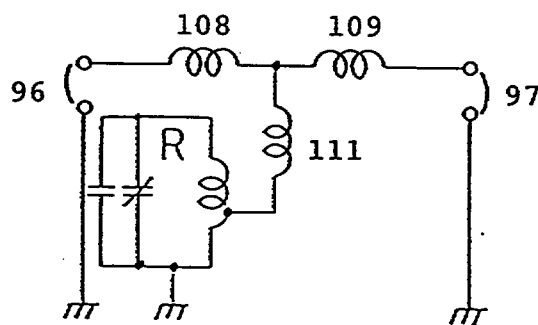


FIG. 113

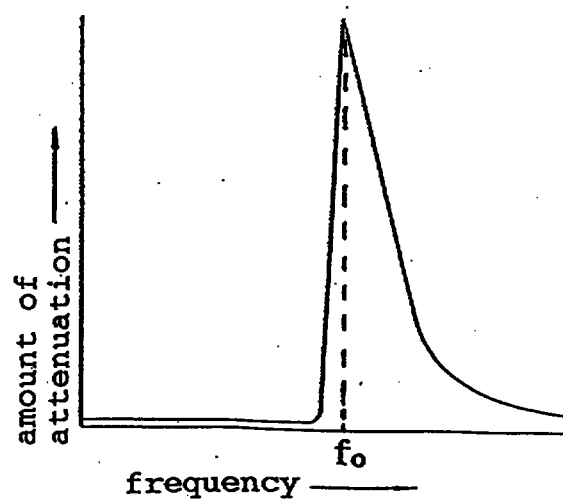


FIG. 114

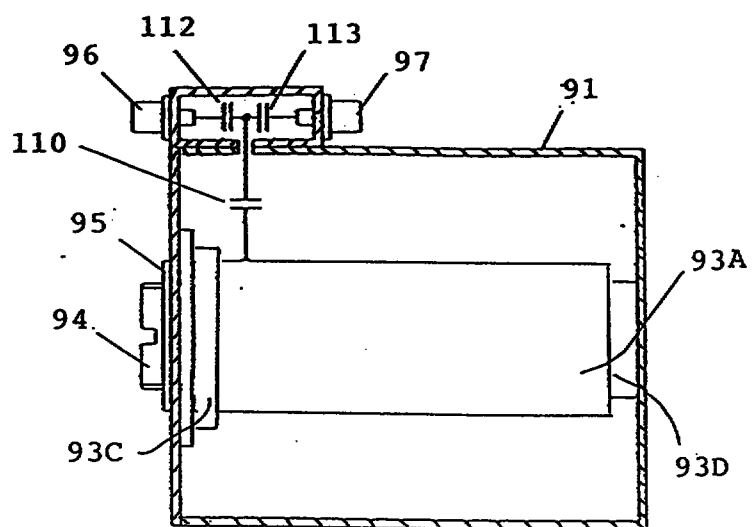


FIG. 115

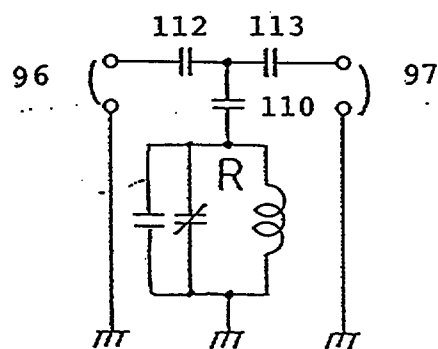


FIG. 116

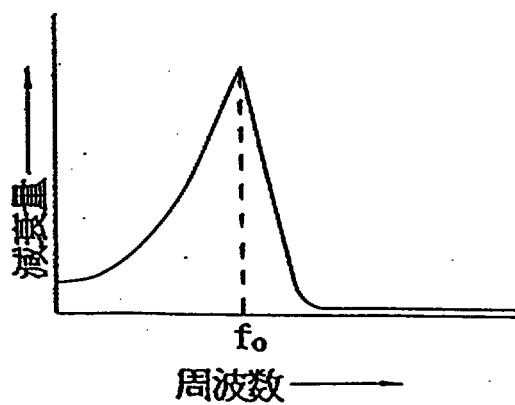


FIG. 117

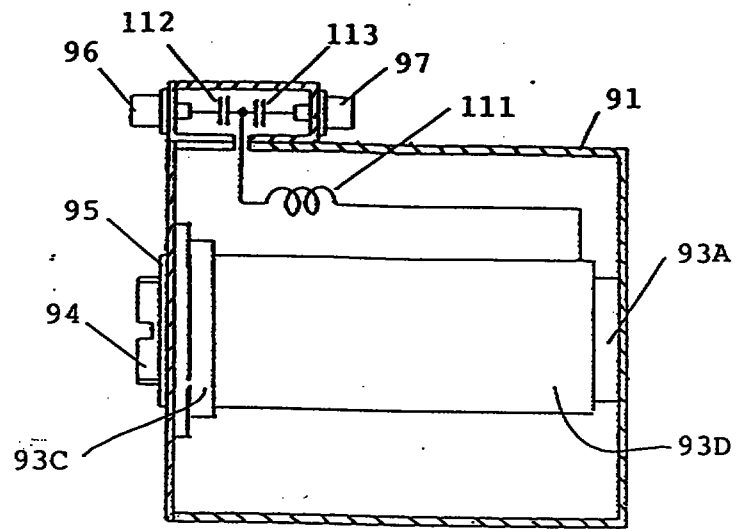


FIG. 118

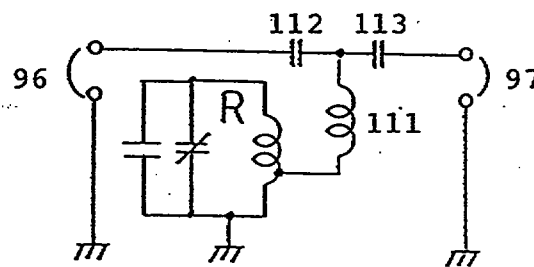


FIG. 119

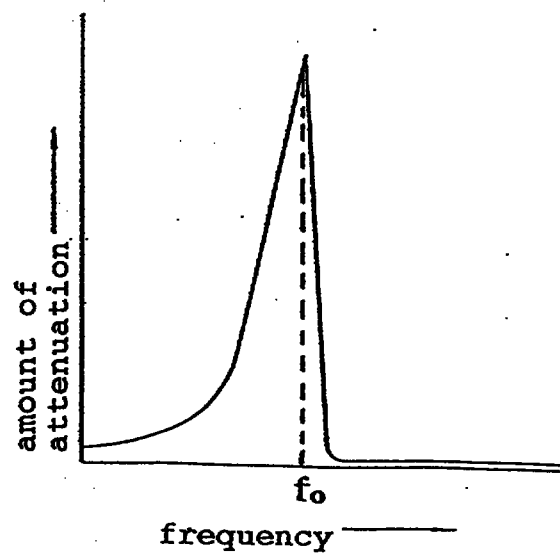


FIG. 120

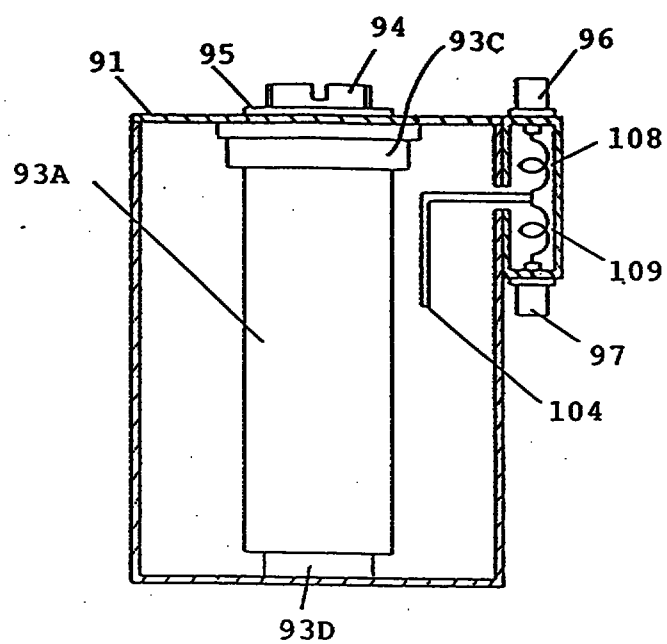


FIG. 121

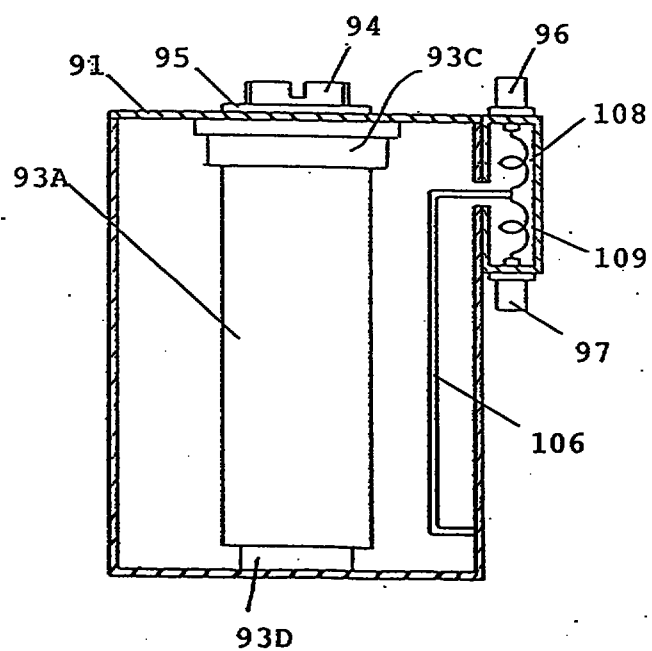


FIG. 122

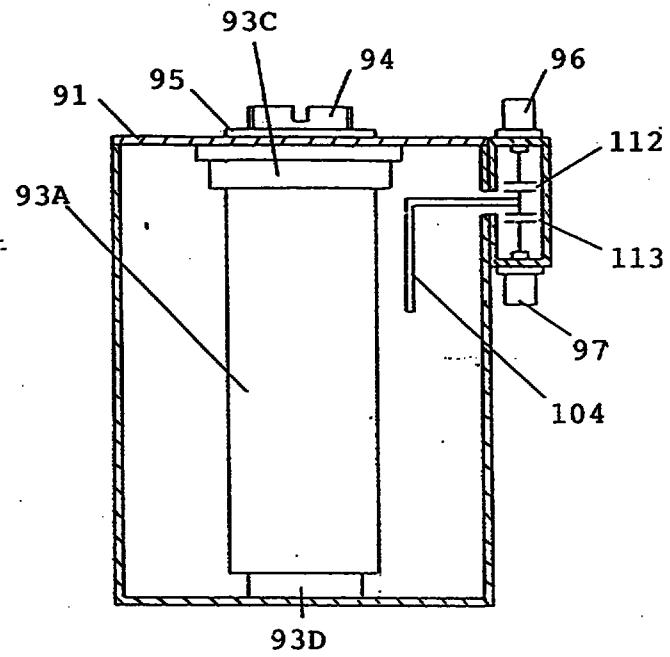


FIG. 123

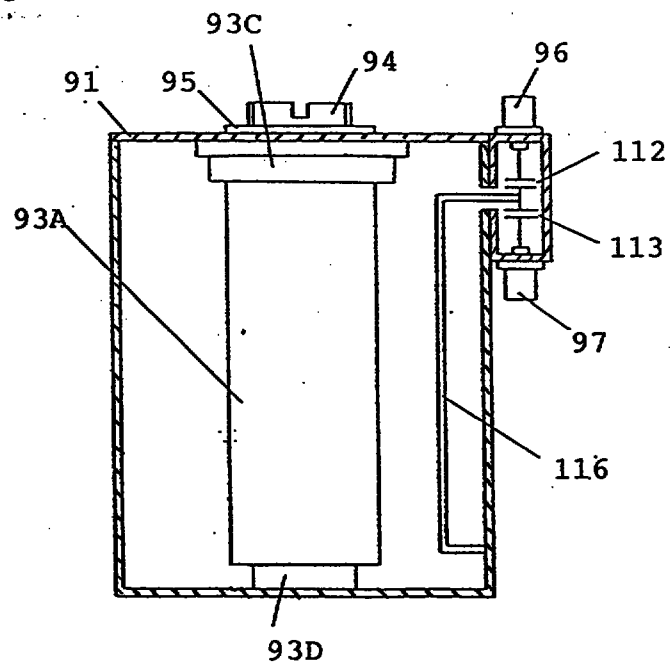


FIG. 124

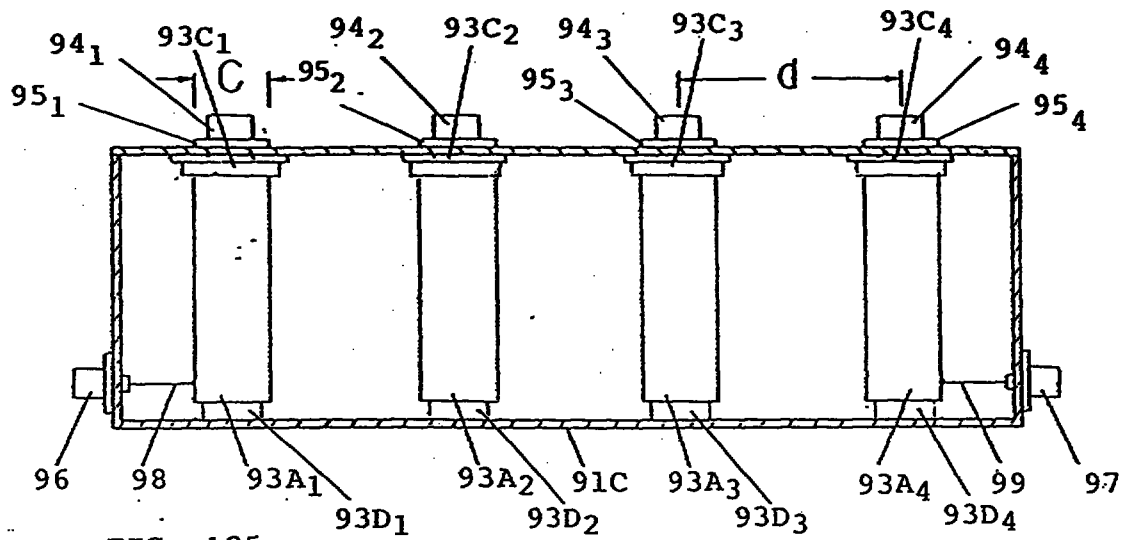


FIG. 125

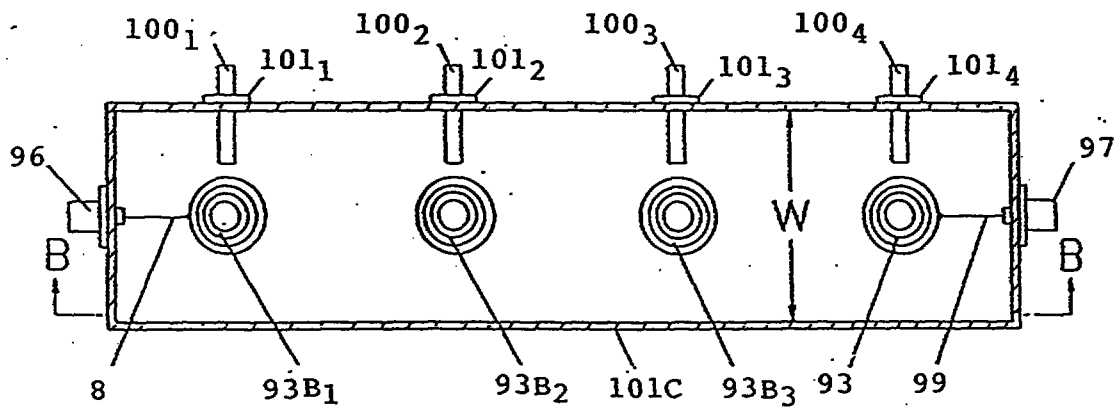


FIG. 126

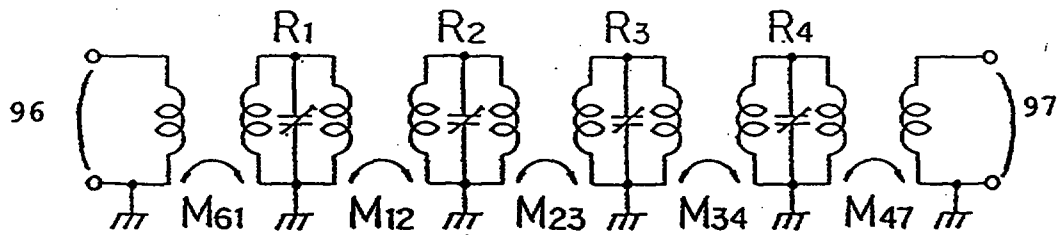


FIG. 127

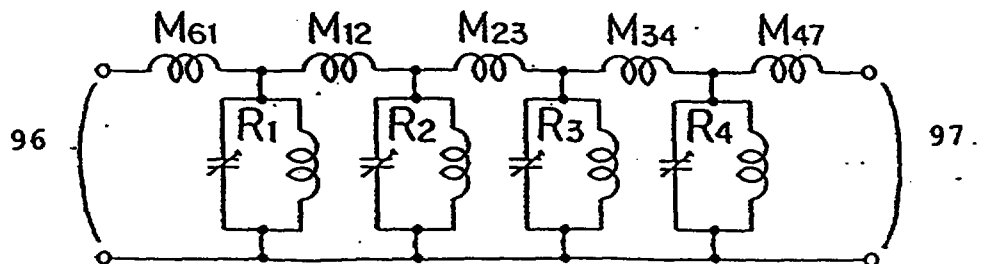


FIG. 128

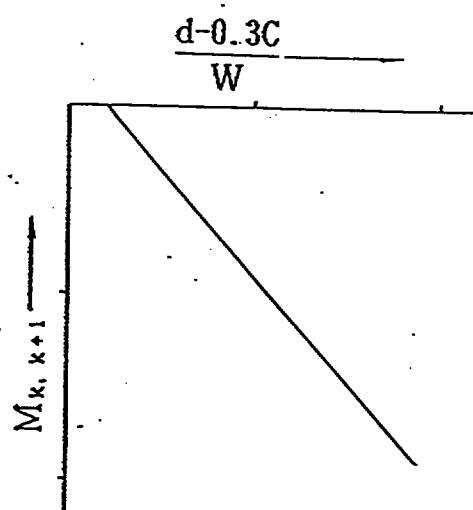


FIG. 129

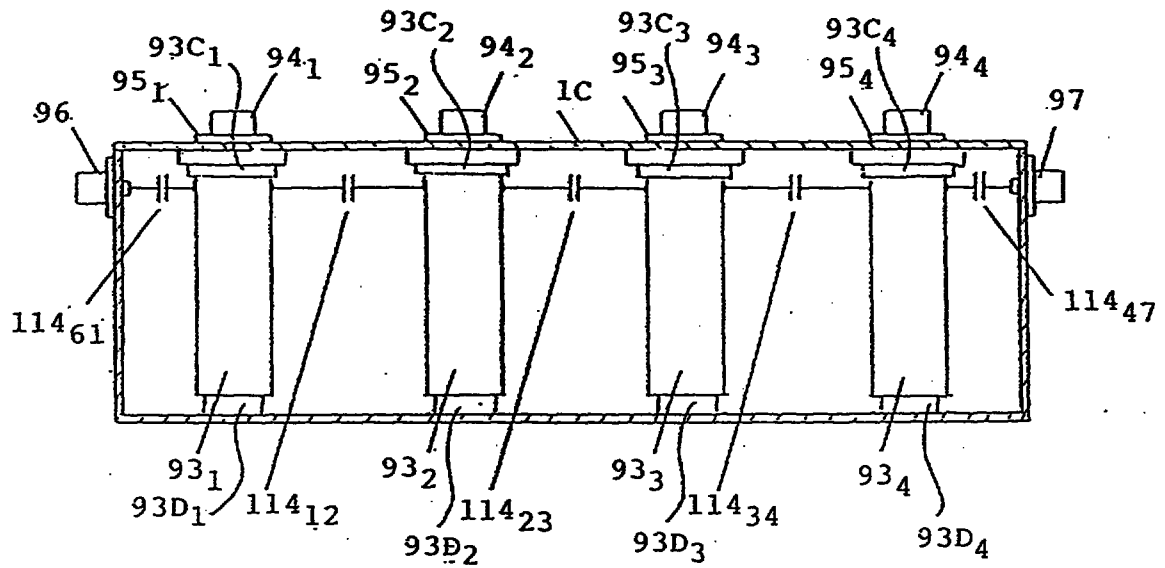


FIG. 130

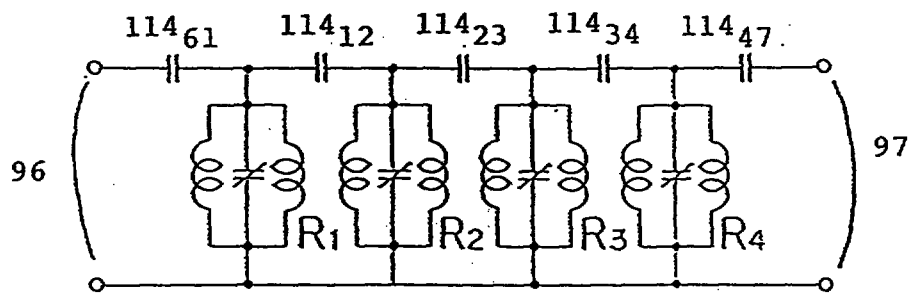
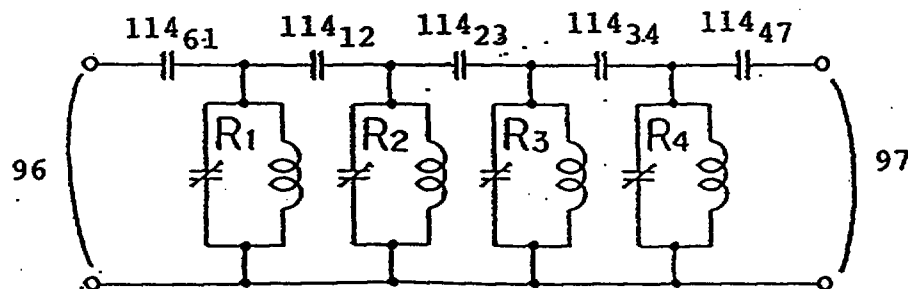


FIG. 131



WHAT IS CLAIMED IS :

1. A resonator comprising :

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor and whose upper end portion faces the upper side of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means of connecting said fixed electrode to said input terminal and said output terminal electrically.

2. A resonator comprising:

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor and whose upper end portion faces the upper side of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose hollow end portion is electrically connected to the lower side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the compensation of transmission



* C L N S *

characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and
means of connecting said fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements electrically.

3. A filter comprising:

an enclosure made of conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series electrically and comprising a plurality of hollow cylinders provided at suitable intervals and composed of a solid dielectric whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor and whose upper end portion faces the upper side of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a fixed electrode composed of a metal thin layer that is provided on each of said hollow cylinders, adheres around the outer surface of said hollow cylinder, and whose lower end portion is electrically connected to the lower side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said fixed electrode and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means of connecting the first resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal electrically; and

means of connecting the last resonance capacity elements of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal electrically.

4. A resonator comprising :

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower sides, respectively, of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower side of said enclosure



05 SEP 1996

made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means of connecting said second fixed electrode to said input terminal and said output terminal electrically.

5. A resonator comprising:

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower sides, respectively, of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower side of said enclosure made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of the said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the improvement of the transmission characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and

means of connecting said second fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements electrically.



6. A filter comprising:

a common enclosure made of conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series electrically and comprising a hollow cylinder composed of a solid dielectric whose upper and lower end portions face the upper and lower sides, respectively, of said enclosure made of conductor a suitable distance away, a first fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the inner surface of said hollow cylinder and whose lower end portion is electrically connected to the lower side of enclosure made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of said hollow cylinder and whose upper end portion is electrically connected to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said hollow cylinder can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means of connecting said second fixed electrode of the first resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal electrically; and

means of connecting said second fixed electrode of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal electrically.

7. A resonator comprising:

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with said first fixed electrode with a gap on the outside of said, first fixed electrode and whose upper end portion is fixed to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode



can be varied;

an input terminal;

an output terminal; and

means of connecting said second fixed electrode to said input terminal and said output terminal electrically.

8. A resonator comprising:

an enclosure made of conductor;

a variable resonance capacity element comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided coaxially with said first fixed electrode with a gap on the outside of said first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of the said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

two inductance elements or two capacity elements for the improvement of the transmission characteristics connected in series between said input terminal and said output terminal; and

means of connecting said second fixed electrode to the connection point of said two inductance elements or said two capacity elements electrically.

9. A filter that has:

a common enclosure made of conductor;

a plurality of variable resonance capacity elements connected in series electrically, provided at suitable intervals and comprising a first fixed electrode composed of a metal hollow cylinder whose lower end portion is fixed to the lower side of said enclosure made of conductor, a second fixed electrode composed of a metal hollow cylinder that is provided



coaxially with said first fixed electrode with a gap on the outside of said first fixed electrode, and whose upper end portion is fixed to the upper side of said enclosure made of conductor, and a hollow or solid cylindrical movable electrode that is coaxial with said first and second fixed electrodes and is attached to the upper side of said enclosure made of conductor so that the insertion length of said movable electrode into said first fixed electrode can be varied;

an input terminal;

an output terminal;

means of connecting said second fixed electrode of the first resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said input terminal electrically; and

means of connecting said second fixed electrode of the last resonance capacity element of said plurality of resonance capacity elements to said output terminal electrically.



05 SEP 1996

ABSTRACT

A resonator consists of an enclosure comprises conductor (1), a variable resonance capacity element, an input terminal (5), and an output terminal (6). The variable resonance capacity element comprises a hollow cylinder, a fixed electrode and a hollow or solid cylindrical movable electrode. The hollow cylinder is composed of a solid dielectric (2) fixed at its lower end to the lower side of the enclosure made of conductor (1) and its upper end portion faces the upper side of the enclosure made of conductor a suitable distance away. The fixed electrode is composed of a metal thin layer that adheres around the outer surface of the hollow cylinder and its lower end portion is electrically connected to the lower side of the enclosure made of conductor (1). The cylindrical movable electrode is coaxial with the fixed electrode and is attached to the upper side of the enclosure made of conductor so that the insertion length of the movable electrode into the hollow cylinder can be varied. The resonator further comprises means of connecting the fixed electrode to the input terminal and the output terminal electrically.