



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103299512 B

(45)授权公告日 2016.08.31

(21)申请号 201280005093.6

(22)申请日 2012.11.28

(30)优先权数据

61/564,382 2011.11.29 US

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2013.07.11

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2012/007620 2012.11.28

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/080531 JA 2013.06.06

(73)专利权人 松下知识产权经营株式会社

地址 日本国大阪府

(72)发明人 菅野浩

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021

代理人 李逸雪

(51)Int.Cl.

H02J 50/20(2016.01)

H04B 5/00(2006.01)

(56)对比文件

US 2010219696 A1,2010.09.02,

CN 101965671 A,2011.02.02,

WO 2011019088 A2,2011.02.17,

WO 2011086445 A2,2011.07.21,

审查员 李炜

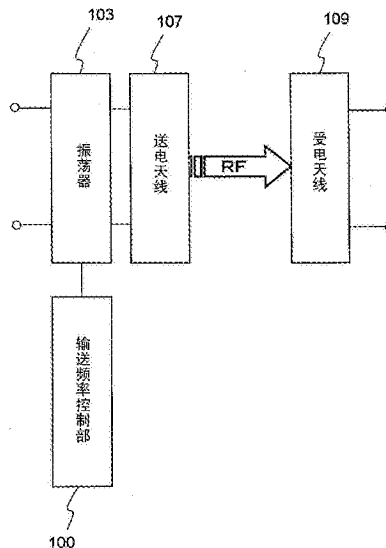
权利要求书2页 说明书15页 附图23页

(54)发明名称

无线电力输送装置

(57)摘要

本发明的无线电力输送装置具备一对天线,能通过谐振磁场耦合以非接触地输送电力,其中一个天线是谐振频率为 $f_s$ 的串联谐振电路,另一个天线是谐振频率为 $f_p$ 的并联谐振电路。此外,该无线电力输送装置具备:振荡器,与送出高频电力的一侧的天线相连接;和控制部,根据于天线之间输送的电力的大小来控制输送频率。 $f_s/f_p$ 被设定为不足1的值。



1. 一种无线电力输送装置,具备:

一对天线,能通过谐振磁场耦合以非接触地输送电力,其中一个天线是谐振频率为 $f_s$ 的串联谐振电路,另一个天线是谐振频率为 $f_p$ 的并联谐振电路;

振荡器,与所述一对天线之中的送出高频电力的一侧的天线相连接;和

控制部,根据在所述一对天线之间输送的电力的大小来控制输送频率,

$f_s/f_p$ 被设定为不足1的值,

所述控制部,基于依赖于所述一对天线之间的耦合系数 $k$ 的基准值、和 $f_s/f_p$ 而使所述输送频率与所述电力之间的关系变化。

2. 根据权利要求1所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部,在 $f_s/f_p$ 的值不足所述基准值的情况下,当所述电力低于基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为第1频率范围内的值,当所述电力高于所述基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为比所述第1频率范围更低的第2频率范围内的值。

3. 根据权利要求1所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部,在 $f_s/f_p$ 的值超过所述基准值的情况下,当所述电力高于基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为第1频率范围内的值,当所述电力低于所述基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为比所述第1频率范围更低的第2频率范围内的值。

4. 根据权利要求1所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部

在 $f_s/f_p$ 的值超过依赖于所述耦合系数 $k$ 的基准值的情况下,当所述电力高于基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为第1频率范围内的值,当所述电力低于所述基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为比所述第1频率范围更低的第2频率范围内的值,

在 $f_s/f_p$ 的值不足所述基准值的情况下,当所述电力高于基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为比所述频率 $f_p$ 更低的第1频率范围内的值,当所述电力低于所述基准值 $P_1$ 时,将所述输送频率设定为比所述第1频率范围更高的第2频率范围内的值。

5. 根据权利要求4所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部,在 $f_s/f_p$ 的值与依赖于所述耦合系数 $k$ 的基准值一致的情况下,不依赖输送电力地将输送频率保持在恒定值。

6. 根据权利要求1所述的无线电力输送装置,其中,

所述基准值是所述耦合系数 $k$ 的单调减少函数。

7. 根据权利要求6所述的无线电力输送装置,其中,

所述基准值具有小于1、且被包含在 $-0.7309 \times k^2 - 0.0269 \times k + 0.9862$ 与 $0.08 \times k^2 - 0.357 \times k + 1.0944$ 之间的大小。

8. 根据权利要求1至7中任一项所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部,在以不同的控制方式使输送频率变化的同时进行无线电力输送并测量输送效率,决定所述输送效率最高的输送频率的控制方式。

9. 根据权利要求1至7中任一项所述的无线电力输送装置,其中,

所述控制部,在所述输送电力当中的至少一个值中,对伴随着输送频率的增加或者减少而输送效率是上升还是下降进行评价,基于所述评价结果来决定输送频率的控制方式。

10. 根据权利要求1至7中任一项所述的无线电力输送装置,其中,

所述一对天线具有使 $f_s$ 以及 $f_p$ 当中的至少一方变化的谐振频率调整功能，控制部在设置无线电力输送装置之后使 $f_s/f_p$ 的值变化。

11. 根据权利要求10所述的无线电力输送装置，其中，

控制部在设置无线电力输送装置之后，以不同的 $f_s/f_p$ 的多个值执行无线电力输送并测量输送效率，基于所述输送效率来决定通常动作时的 $f_s/f_p$ 的值。

12. 一种送电装置，是在权利要求1至11中任一项所述的无线电力输送装置中被使用的送电装置，

该送电装置具备：

所述一对天线之中的送出高频电力的一侧的天线；和

与所述天线相连接的振荡器，

所述控制部，基于依赖于所述一对天线之间的耦合系数 $k$ 的基准值、和 $f_s/f_p$ 而使所述输送频率与所述电力之间的关系变化。

13. 一种控制装置，是被使用于权利要求1至11中任一项所述的无线电力输送装置中的控制装置，

该控制装置根据于所述一对天线之间输送的电力的大小来控制输送频率，

并基于依赖于所述一对天线之间的耦合系数 $k$ 的基准值、和 $f_s/f_p$ 而使所述输送频率与所述电力之间的关系变化。

## 无线电力输送装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及利用谐振磁场耦合以无线的方式输送电力的谐振磁场耦合型的非接触电力技术。

### 背景技术

[0002] 专利文献1公开了在两个谐振器之间借助空间来输送能量的新的无线能量输送装置。在该无线能量输送装置中,借助在谐振器的周边的空间所产生的谐振频率的振动能量的渗出(消逝尾)使两个谐振器耦合,从而以无线(非接触)的方式输送振动能量。

[0003] 另一方面,电磁感应技术自古以来就存在着。在适用这些电力输送技术的电子设备之中,在接受恒定电压的电力输入并经过了某些电力变换、分压、能量输送等的模块之后,要求将供给至设备的电压设为恒定电压的情形较多。例如,如果以电视等AV设备来进行说明,则从供给大致恒定电压的AC电力的插座接受输入,最终消耗电力的设备内个别电路保持规定的电压来进行动作。在画面的亮度已变化的情况下,也通过使电流量变化来进行应对。这样,以后将从电源接受恒定电压的电力供给并将恒定电压的电力输出给负载的动作描述为“恒压动作”。

[0004] 在先技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:美国专利申请公开第2008/0278264号说明书(图12、图14)

### 发明内容

[0007] -发明要解决的课题-

[0008] 在专利文献1所记载的无线能量输送电路中,在从大电力输送时到小电力输送时难以在进行恒压动作之际维持高效率输送特性。

[0009] 本发明的实施方式正是为了解决上述课题而完成的,其第一目的在于能够提供一种不仅大电力输送时连小电力输送时也可维持高效率的无线电力输送装置。

[0010] -用于解决课题的技术方案-

[0011] 本发明的无线电力输送装置,具备:一对天线,能通过谐振磁场耦合以非接触地输送电力,其中一个天线是谐振频率为 $f_s$ 的串联谐振电路,另一个天线是谐振频率为 $f_p$ 的并联谐振电路;振荡器,与所述一对天线之中的送出高频电力的一侧的天线相连接;和控制部,根据在所述一对天线之间输送的电力的大小来控制输送频率, $f_s/f_p$ 被设定为不足1的值。

[0012] -发明效果-

[0013] 根据本发明的无线电力输送装置,在利用谐振磁场耦合来进行天线间的输送之际,例如在较宽的输送电力范围中可实现电力输送装置的高效率化。

### 附图说明

- [0014] 图1是表示本发明的无线电力输送装置的实施方式的基本构成的一例的图。
- [0015] 图2是示意性表示本发明的无线电力输送装置的实施方式中的谐振电路的耦合的图。
- [0016] 图3A是表示本发明的无线电力输送装置的实施方式中的天线对的等效电路的例子的图。
- [0017] 图3B是表示本发明的无线电力输送装置的实施方式中的天线对的等效电路的另一例的图。
- [0018] 图4A是表示在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下输送电力(标准化输送电力)与输送效率之间的关系的关系的曲线图。
- [0019] 图4B是关于将 $f_s/f_p$ 设定为由耦合系数 $k$ 所确定的最优值( $k$ 的函数)的无线电力输送装置,表示输送效率(标准化输送电力)与输送电力之间的关系的一例的曲线图。
- [0020] 图5是表示最优的 $f_s/f_p$ 与耦合系数 $k$ 之间的关系的关系的曲线图。
- [0021] 图6是用于说明“Dip率”的曲线图。
- [0022] 图7A是表示负载111和输送频率控制部100已被连接的实施方式的框图。
- [0023] 图7B是表示发电部103和输送频率控制部100已被连接的实施方式的框图。
- [0024] 图8A是表示本发明的实施方式中的输送电力的大小与输送电力的频率之间的关系的一例的曲线图。
- [0025] 图8B是表示本发明的实施方式中的输送电力的大小与输送电力的频率之间的关系的一例的曲线图。
- [0026] 图9A是表示本发明的实施方式中的输送电力的大小与输送电力的频率之间的关系的一例的曲线图。
- [0027] 图9B是表示本发明的实施方式中的输送电力的大小与输送电力的频率之间的关系的一例的曲线图。
- [0028] 图10是表示送电天线以及受电天线的构成例的立体图。
- [0029] 图11是描述对Dip率变为2%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。
- [0030] 图12是描述对Dip率变为1%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。
- [0031] 图13是描述对Dip率变为0.5%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。
- [0032] 图14是表示对依赖于耦合系数 $k$ 的基准值进行确定的函数的一例的曲线图。
- [0033] 图15是表示对依赖于耦合系数 $k$ 的基准值进行确定的函数的另一例的曲线图。
- [0034] 图16是表示对依赖于耦合系数 $k$ 的基准值进行确定的函数的又一例的曲线图。
- [0035] 图17是表示使 $f_s/f_p$ 可变的实施方式的动作例的曲线图。
- [0036] 图18A是表示 $k=0.1$ 的情况下的输送效率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。
- [0037] 图18B是表示获得图18A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。
- [0038] 图19A是表示 $k=0.2$ 的情况下的输送效率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。
- [0039] 图19B是表示获得图18A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。

图。

[0040] 图20A是表示 $k=0.3$ 的情况下的输送效率与输送电力之间的关系的曲线图。

[0041] 图20B是表示获得图18A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。

[0042] 图21A是表示 $k=0.4$ 的情况下的输送效率与输送电力之间的关系的曲线图。

[0043] 图21B是表示获得图18A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。

[0044] 图22是表示Dip率与 $f_s/f_p$ 之间的关系的曲线图。

[0045] 图23是关于本发明的实施例,表示在 $k=0.3$ 、且 $f_s/f_p=0.922$ 的情况下进行输送频率的控制时的输送效率(with f-ctrl)、和不进行输送频率的控制时的输送效率(w/o f-ctrl)的曲线图。

[0046] 图24是表示比较例1的输送效率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0047] 图25是表示比较例1的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。

[0048] 图26是表示比较例2中的输送效率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0049] 图27是表示比较例2中的输送频率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0050] 图28是表示比较例3以及实施例1中的输送效率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0051] 图29是表示比较例3以及实施例1中的输送频率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0052] 图30是表示比较例4、5中的输送频率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

[0053] 图31是表示比较例5中的输送频率依赖于输送电力的依赖性的曲线图。

### 具体实施方式

[0054] 本发明的无线电力输送装置的实施方式,如图1所示,具备:一对天线(送电天线107以及受电天线109),能够通过谐振磁场耦合以非接触的方式输送高频(RF)电力;和振荡器103,与送出高频电力的一侧的送电天线107相连接。送电天线107以及受电天线109当中的一方是谐振频率为 $f_s$ 的串联谐振电路,另一方是谐振频率为 $f_p$ 的并联谐振电路。受电天线109不与送电天线107接触,与送电天线107相隔例如几毫米~几十厘米程度。

[0055] 该无线电力输送装置还具备:控制部(输送频率控制部)100,控制于天线107、109之间输送的高频电力的频率(输送频率)。输送频率控制部100被构成为根据天线107、109之间输送的高频电力的大小(输送电力)来调整输送频率。输送频率例如可在50Hz~300GHz的范围内进行调整。输送频率也可被设定在20kHz~10GHz的范围内,也可被设定在20kHz~20MHz的范围内,也可被设定在20kHz~1MHz的范围内。在某实施方式中,输送频率被设定为6.78MHz。

[0056] 振荡器103接受从未图示的电源供给的直流或者交流的能量(电力),将所供给的能量频率变换成输送频率的RF能量(DC/RF变换或AC/RF变换)。振荡器103与输送频率控制部100连接,使输送频率根据输送频率控制部100的工作而变化。以下,从振荡器103输出的RF能量被输入至送电天线107。在输送电力时,送电天线107和受电天线109借助相互的谐振器在周边空间所形成的谐振磁场而被磁耦合。虽然受电天线109的输出部与负载连接,但是

也可在受电天线109的后级连接有频率变换电路。

[0057] 本发明的无线电力输送装置的实施方式中的“天线”，不是用于进行辐射电磁场的收发的通常的天线，而是利用谐振器的电磁场的邻近成分(消逝尾)的耦合用于在两个物体之间进行能量输送的要素。根据利用了谐振磁场的无线电力输送，由于在使电磁波传播到远方时产生的能量损耗(辐射损耗)未生成，因此可以以极高的效率来输送电力。在这种利用了谐振电磁场(近场)的耦合的能量输送中，与利用了法拉第电磁感应定律的公知无线电力输送相比，不仅损耗少，也可在例如相距几米的两个谐振器(天线)之间高效率地输送能量。

[0058] 为了进行基于这种原理的无线电力输送，需要使耦合产生在两个谐振天线之间。 $f_s$ 以及/或者 $f_p$ 无需与输送频率一致。为了基于谐振器之间的耦合来实现高效率的能量输送，在本发明的实施方式中，将 $f_s$ 设定为小于 $f_p$ 的值，且使输送频率根据输送电力而变化。

[0059] 图2示意性表示在谐振频率为 $f_s$ 的串联谐振电路200与谐振频率为 $f_p$ 的并联谐振电路300之间产生耦合系数 $k$ 的谐振磁场耦合的样态。

[0060] 一般地，公知在具有固有谐振频率的两个谐振器已电耦合的情况下谐振频率会发生变化。纵使假设两个谐振器的谐振频率相同，但是通过上述耦合，作为谐振器对的谐振频率会分离成两个频率。将耦合谐振器对所表示的两个谐振频率之内的、频率高的谐振频率称作偶模式的谐振频率( $f_H$ )，将频率低的谐振频率称作奇模式的谐振频率( $f_L$ )。此时，谐振器之间的耦合系数 $k$ 用以下的式1进行表示。

[0061]  $k = (f_H^2 - f_L^2) \div (f_H^2 + f_L^2) \cdots$ (式1)

[0062] 耦合越强则 $k$ 成为越大的值，两个谐振频率的分离量越增大。在本发明的实施方式中，将 $k$ 的值设定在较低的值、即 $0 < k \leq 0.5$ 的范围内，优选设定在 $0.1 \leq k \leq 0.5$ 的范围内。虽然 $k$ 的值也可超过0.5，但是通过将 $k$ 的值设定为0.5以下，从而可以显著地获得送电受电天线之间的距离的增大、送电受电天线之间的尺寸非对称性等的、除谐振磁场耦合方式之外的效果。

[0063] 图3A是送电天线107为串联谐振电路、且受电天线109为并联谐振电路的构成例的等效电路图。图3A的构成例中的送电天线107是第1电感器107a以及第1电容元件107b被串联地连接的串联谐振电路，受电天线109是第2电感器109a以及第2电容元件109b被并联地连接的并联谐振电路。送电天线107的串联谐振电路具有寄生电阻成分 $R_1$ ，受电天线109的并联谐振电路具有寄生电阻成分 $R_2$ 。在本发明的无线电力输送装置的实施方式中，送电天线107以及受电天线109以串联谐振电路以及并联谐振电路这样的非对称组合而构成。本发明也可以如图3B所示，送电天线107为并联谐振电路，受电天线109为串联谐振电路。通过将 $k$ 的值设定为0.5以下，将送电天线构成为串联谐振电路、且将受电天线构成为并联谐振电路，从而也可显著地获得使电力输送后的受电电压上升这样的效果。此外，通过将 $k$ 的值设定为0.5以下，将送电天线构成为并联谐振电路、且将受电天线构成为串联谐振电路，从而也可显著地获得使电力输送后的受电电压下降这样的效果。

[0064] 在本说明书中，将串联谐振电路的谐振频率 $f_s$ 相对于并联谐振电路的谐振频率 $f_p$ 的比率 $f_s/f_p$ 称作“谐振频率比”。本发明者发现：在将谐振频率比 $f_s/f_p$ 设定得等于1.0的情况下，存在输送效率依赖于输送电力而下降的问题。图4A是表示该问题的曲线图。该曲线图表示在 $f_s/f_p = 1.0$ 的情况下输送电力与输送效率之间的关系。图的曲线图的横轴是根据某

输送电力的值而被标准化后的输送电力(标准化输送电力:单位为%)。虽然用于标准化的值是任意的,但是也可使用例如被输送的电力的最大值。在本说明书中,有时将该“标准化输送电力”简单称作“输送电力”。在图4A的例子中,当被标准化后的输送电力约50%时,观察到输送效率显著下降。将这种输送效率的下跌称作Dip。本发明者发现:通过将 $f_s/f_p$ 设定为根据耦合系数 $k$ 所选择的特定范围内的值,从而能够减低因输送电力的变化所引起的输送效率的下降。此外,发现如下内容而完成了本发明,该内容为:根据输送电力而使输送频率变化时的输送电力与输送频率之间的关系,优选根据依赖于耦合系数 $k$ 发生变化的基准值与 $f_s/f_p$ 的值之间的大小关系而变化。

[0065] 图4B是关于将 $f_s/f_p$ 设定为根据耦合系数 $k$ 所确定的最优值( $k$ 的函数)的无线电力输送装置,表示输送效率与输送电力之间的关系的一例的曲线图。在图4B的例子中,不依赖于输送电力,将输送频率固定为恒定。比较图4A的曲线(虚线)和图4B的曲线(实线)可知,通过将 $f_s/f_p$ 设定为根据耦合系数 $k$ 所选择的最优值,从而可以抑制因输送电力的变化所引起的输送效率的下降。但是,本发明者发现:在 $f_s/f_p$ 偏离根据耦合系数 $k$ 所选择的最优值( $k$ 的函数)的情况下,根据输送电力来调整输送频率。

[0066] 以下,对 $f_s/f_p$ 与耦合系数 $k$ 之间的关系进行说明。

[0067] 首先,参照图5。图5是横轴为耦合系数 $k$ 、且纵轴为谐振频率比 $f_s/f_p$ 的曲线图。实线的曲线是用以下的式2进行表示的二次式。

[0068]  $f_s/f_p = F(k)$

[0069]  $= -0.6074 \times k^2 + 0.0466 \times k + 0.9955 \dots$  (式2)

[0070] 上述的式2给出已提供耦合系数 $k$ 时的最优(best)的 $f_s/f_p$ 。在此,“最优”的意思是指,在使 $f_s/f_p$ 变化时,如图4A所示那样的输送效率的局部性下降变得最小。“最优”并非意味着完全不产生输送效率的局部性下降。

[0071] 在此,为了对输送效率下降的程度进行评价,导入“Dip率”这一值。图6是用于说明“Dip率”的曲线图,描述了图4A的曲线(虚线)以及图4B的曲线(实线)双方。关于具有输送效率局部性下降的Dip部分的曲线,将输送效率局部性最小的输送电力设为 $P_D$ ,将输送电力 $P_D$ 的输送效率设为 $P_L$ 。此外,关于 $f_s/f_p$ 被最优化的情况下的曲线,将输送电力 $P_D$ 中的输送效率设为 $P_U$ 。此时,Dip率由 $P_U - P_L$ 来表现。Dip率最优选为0%的(best),无需是0%。

[0072] 根据本发明的实施方式,根据由给出的 $k$ 所确定的基准值( $k$ 的函数)与 $f_s/f_p$ 之间的大小关系而使输送频率与输送电力之间的关系变化。该基准值的优选的一例是由用式2的二次式进行表示的函数 $F(k)$ 所确定的。在 $f_s/f_p$ 偏离 $F(k)$ 的情况下,根据输送电力适当地调整输送频率,从而能够减小Dip率。在此,给出的 $k$ 的大小包括:“通过设计所预先设定的 $k$ 的大小”、“在设置了天线之后,被直接测量出的 $k$ 的大小”、以及“在设置了天线之后,通过对依赖于 $k$ 而变化的物理参数进行测量、或者观测而推测出的 $k$ 的大小”。

[0073] 在图1所示的例子中,与振荡器103连接的输送频率控制部100根据天线之间的输送电力的大小来控制输送频率。为使在说明输送频率的变化之际易于明白,导入成为基准的频率 $f_0$ 。在此,频率 $f_0$ 是在 $f_s/f_p$ 被最优化的情况下输送电力为最大值时的输送电力的频率。

[0074] 在本实施方式中,假设图5所示的曲线、即由式2所定义的函数 $F(k)$ 是依赖于耦合系数 $k$ 的基准值。因此,本实施方式中的输送频率控制部100能够通过 $f_s/f_p$ 的值较之图5的

曲线是位于上侧还是位于下侧来变更输送频率依赖于输送电力的依赖性。另外,在 $f_s/f_p$ 的值位于图5的曲线上的情况下,也可使输送频率不依赖于输送电力而保持恒定。

[0075] 本实施方式的输送频率控制部100,在 $f_s/f_p$ 超过函数 $F(k)$ 的情况下,当于天线107、109之间输送的电力高于基准值 $P_1$ 时,将输送频率设定为比频率 $f_0$ 更高的第1频率范围内的值。而且,当输送电力低于基准值 $P_1$ 时,将输送频率设定为比第1频率范围更低的第2(电力条件(范围)中的)频率范围内的值。该基准值 $P_1$ 是被设定得低于最大输送电力 $P_{max}$ 的值,优选可被设定在最大输送电力 $P_{max}$ 的40%以上且80%以下的范围。当将输送电力设定得充分低于最大输送电力 $P_{max}$ 时,通过切换送电受电天线之间的谐振磁场的耦合模式,从而可将输送效率维持得较高。

[0076] 另一方面,本实施方式中的输送频率控制部100,在 $f_s/f_p$ 的值小于函数 $F(k)$ 的情况下,当输送电力低于基准值 $P_1$ 时,将输送频率设定为比频率 $f_p$ 更高的第1频率范围内的值。而且,当输送电力高于基准值 $P_1$ 时,将输送频率设定为比第1频率范围更低的第2频率范围内的值。

[0077] 输送频率控制部100例如生成用于对振荡器103的振荡频率进行控制的信号(例如频率可变的脉冲串),并输入至振荡器103。在本实施方式中,如图7A所示,受电天线109的输出被连接到负载111。根据该负载111的状况(例如被消耗的电力),可使应从送电天线107输送至受电天线109的电力的大小发生变化。在图7A的例子中,表示负载111所需的输送电力的大小的信息或者信号从负载111提供给控制部100。响应于此,控制部100能够使振荡器103的振荡频率增减。其结果,输送电力的频率被控制。

[0078] 此外,在本发明的另一实施方式中,如图7B所示,振荡器103与发电部102连接,频率控制部100能够根据发电部102的状况而使振荡器103的振荡频率变化。发电部102例如包括太阳能电池等发电元件。从发电部102供给至振荡器103的电力可根据发电部102的状况而变化。例如,可根据太阳能电池接受的太阳光的量而使产生的电力变化。因而,应从送电天线107输送至受电天线109的电力的大小也可变化。在图7B的例子中,表示发电部102所发出的电力、即输送电力的大小的信息或者信号,从发电部102提供给控制部100。响应于此,输送频率控制部100能够使振荡器103的振荡频率增减。其结果,输送频率被控制。

[0079] 如后所述,使输送频率根据输送电力变化以免使输送效率下降时的输送频率依赖于输送电力的依赖性,根据 $f_s/f_p$ 的值和耦合系数 $k$ 的不同而不同。输送电力的大小与输送频率之间的关系也可预先基于实验等来决定,并记录至无线电力输送装置或者负载所设的存储器中。此外,输送电力的大小与输送频率之间的关系也可在实际的电力输送中基于输送效率来决定。一般, $f_s/f_p$ 的值在制造送电天线107以及受电天线109时被设定为规定的大小(设计值),但是 $f_s/f_p$ 的实际的值有可能偏离设计值。因此,有可能在设置无线电力输送装置之后 $f_s/f_p$ 的准确值变得不明确。在这种情况下,只要在设置无线电力输送装置之后,实际上以无线的方式输送电力,决定Dip率变得充分小这样的输送电力与输送频率之间的关系即可。

[0080] 图8A是表示 $f_s/f_p$ 的值为依赖于耦合系数 $k$ 的基准值以上的情况下的、所输送的电力的强度与频率之间的关系的一例的曲线图。图8A示意性表示在 $f_s/f_p$ 的值超过依赖于耦合系数 $k$ 的基准值的情况下可减小Dip率的关系的一例。在图示的例子中,第1频率范围内的频率被设定得高于频率 $f_0$ 。在该例子中,第1频率范围是从频率 $f_0$ 到偶模式谐振频率 $f_H$ 为止

的范围,第2频率范围是从奇模式谐振频率 $f_L$ 到频率 $f_0$ 为止的范围。偶模式以及奇模式的谐振频率 $f_H$ 、 $f_L$ 如前所述。

[0081] 控制部100,在输送电力从高于基准值 $P_1$ 的值变化为低于所述基准值 $P_1$ 的值之时、或者在所述电力从低于所述基准值 $P_1$ 的值变化为高于所述基准值 $P_1$ 的值之时,使输送频率在所述第1频率范围内的值与所述第2频率范围内的值之间跳跃。控制部100通过上述输送频率的跳跃控制而在偶模式与奇模式之间切换于一对天线间耦合的谐振磁场的模式。

[0082] 输送电力与输送频率之间的关系并没有限定于图8A的例子。图8B表示更复杂的关系的一例。根据该例,控制部100,在输送电力处于基准值 $P_1$ 与低于基准值 $P_1$ 的第2基准值 $P_2$ 之间的时候,将输送频率设定为低于频率 $f_0$ 的频率 $f_2$ 以下的值。而且,控制部100,在输送电力低于第2基准值 $P_2$ 时,将输送频率设定为高于频率 $f_2$ 的值。在输送电力充分低时,例如为最大输送电力 $P_{max}$ 的10%以下时,可将输送频率设定得大致等于频率 $f_0$ 。

[0083] 输送电力的大小与输送频率之间的关系、以及基准值 $P_1$ 、 $P_2$ 等的值,通过在所提供的输送电力的大小的基础上决定使输送效率最优化的输送频率而获得。关于输送电力的大小与输送频率之间的关系的具体例,在后面详细说明。另外,一对天线的耦合系数 $k$ 在电力输送中也可被维持恒定。

[0084] 图8A或者图8B所示的例子,尤其可在 $f_s/f_p$ 接近于1的情况下被采用。如前所述,在 $f_s/f_p$ 处于式2的曲线上的情况下,无需使输送频率根据输送电力而变化。因而,在 $f_s/f_p$ 具有接近于式2的曲线的值的情况下,如图8A或者图8B所示,无需使输送频率变化。

[0085] 其次,对输送电力的大小与输送电力的频率之间的关系的一例进行说明。图9A是表示 $f_s/f_p$ 的值低于依赖于耦合系数 $k$ 的基准值的情况下的、所输送的电力的强度与频率之间的关系的一例的曲线图。根据 $f_s/f_p$ 的值与依赖于耦合系数 $k$ 的基准值之间的大小关系,控制部100所进行的输送频率的跳跃方式不同。在图9A的例子中,在输送电力从高于基准值 $P_1$ 的值变化为低于所述基准值 $P_1$ 的值之时,控制部100使输送频率从第2频率范围内的值上升到第1频率范围内的值。另一方面,在输送电力从低于所述基准值 $P_1$ 的值变化为高于所述基准值 $P_1$ 的值之时,控制部100使输送频率从第1频率范围内的值下降到第2频率范围内的值。 $f_s/f_p$ 的值低于依赖于耦合系数 $k$ 的基准值的情况下的、输送电力的大小与输送频率之间的关系,并不限于图9A的例子。图9B表示更为复杂的关系的一例。

[0086] 输送电力的大小与输送频率之间的关系、以及基准值 $P_1$ 、 $P_2$ 等的值,通过在所提供的输送电力的大小的基础上决定使输送效率最优化的输送频率而获得。关于输送电力的大小与输送频率之间的关系的具体例,在后面详细说明。另外,一对天线的耦合系数 $k$ 在电力输送中也可被维持恒定。

[0087] 在无线电力输送装置中,在输送电力 $P$ 成为最大( $P_{max}$ )的动作条件下,不用说也应当被进行高的输送效率,但是即便在减低了输送电力的输送条件下,也仍应将效率维持得较高。进而,无论在输送电力为 $P=P_{max}$ 的情况还是在 $P \neq P_{max}$ 的情况下,均能进行恒压动作。因此,在 $P=P_{max}$ 的条件下的输入输出阻抗 $Z_{in}(P=P_{max})$ 、 $Z_{out}(P=P_{max})$ 与输送任意输送电力 $P$ 时的输入输出阻抗 $Z_{in}$ 、 $Z_{out}$ 之间,以下关系成立。

$$[0088] \quad Z_{in} = Z_{in}(P=P_{max}) \times (P_{max} \div P) \cdots (\text{式}3)$$

$$[0089] \quad Z_{out} = Z_{out}(P=P_{max}) \times (P_{max} \div P) \cdots (\text{式}4)$$

[0090] 即,在恒压动作中,输入输出阻抗与输送电力成反比例地变化。在该条件下,能够

在较宽的输送电力范围内将输送效率维持得较高。本发明的无线电力输送装置的实施方式中的输送频率 $f_{tr}$ ,根据电力的输送量而在大于频率 $f_L$ 且小于 $f_H$ 的范围内被进行可变控制。

[0091] 另外,该现象并不限定于以串联谐振电路和并联谐振电路这样的非对称谐振电路构造的组合来构成送电受电天线的情况。即,在送电受电天线均由串联谐振电路对或并联谐振电路对构成的情况下,没有发现本申请发明的实施方式的效果。此外,即便在送电受电天线均从外部电路利用电磁感应原理接受能量供电的电路构成(以下描述为电磁感应供电型)的情况下,也没有发现本申请发明的实施方式的效果。进而,在串联谐振电路与电磁感应供电型、并联谐振电路与电磁感应供电型、的混合型组合的谐振器对中,也没有发现本申请发明的实施方式的效果。

[0092]  $P_1$ 的值可被设定为例如 $P_{max}$ 的40%至80%程度的电力值。其中, $P_1$ 的值并不限定于该范围内,也可根据状况而偏离上述范围。

[0093] 通过控制振荡器103的振荡频率,从而能够容易地实现输送频率的可变控制。

[0094] 在电力输送中,优选送电天线与受电天线之间的耦合系数 $k$ 被维持大致恒定。其原因在于,如果在电力输送中耦合系数 $k$ 变动较大,则难以以较高的效率实现恒压动作。

[0095] 在振荡器103中,既能使用D级、E级、F级等的、能实现高效率且低失真的特性的放大器,也能使用多赫蒂放大器。也可通过在逆变器电路等的产生包含失真成分的输出信号的开关元件的后级,配置低通滤波器或者带通滤波器,从而高效率地生成正弦波。此时,无线输送部也可兼用作带通滤波器的功能。也可以是根据AC输入来进行高频输出的频率变换电路。总之,被输入到振荡器的电力被变换为RF能量。该RF能量通过无线输送部,借助空间被非接触地输送,从输出端子输出。

[0096] 为了抑制在电路块之间的RF能量的多次反射以改善综合输送效率,在受电天线109的输出端子与负载相连接的状态下,能够使从振荡器103输出的RF能量的输出阻抗 $Z_{oc}$ 与送电天线107的输入阻抗 $Z_{in}$ 相等。此外,同样地,在振荡器103与送电天线107相连接的状态下,能够使受电天线的输出阻抗 $Z_{out}$ 与被连接的负载的电阻值 $R$ 相等。

[0097] 另外,在本说明书中,两个阻抗“相等”,并不限定于阻抗严格一致的情况,而定义为:包括两个阻抗的差异为较大一方的阻抗的25%以下的情况。

[0098] 本实施方式中的无线电力输送的效率,依赖于送电天线107与受电天线109之间的间隔(天线间隔)、构成送电天线107和受电天线109的电路元件的损耗的大小。另外,“天线间隔”实质上指的是两个电感器107a、109a的间隔。天线间隔能够以天线的配置区的大小作为基准来进行评价。

[0099] 在实施方式中,第1电感器107a以及第2电感器109a如在图10中示出立体示意图那样,均被展宽为平面状而形成。电感器的外形形状可任意选择。即,不仅可以选正方形、圆形,也可选择长方形、椭圆形状等。在此,天线的配置区的大小意味着尺寸相对小的天线的配置区的大小,在构成天线的电感器的外形为圆形的情况下设为电感器的直径,在为正方形的情况下设为电感器的一边的长度,在为长方形的情况下设为电感器的短边的长度。

[0100] 本实施方式中的第1电感器107a以及第2电感器109a分别具有匝数为 $N_1$ 、 $N_2$ 的螺旋状构造( $N_1 > 1$ 、且 $N_2 > 1$ ),但是也可具有匝数为1的环形构造。这些电感器107a、109a无需由一层的导体方式构成,但也可具有对被层叠的多个导体方式进行串联连接的构成。

[0101] 第1电感器107a、第2电感器109a可根据具有良好电导率的铜、银等导体适当地

形成。由于RF能量的高频电流集中地流过导电体的表面,因此为了提高发电效率,也可以高电导率材料覆盖导电体的表面。如果根据在导电体的剖面中央具有空洞的构成来形成电感器107a、109a,则能够实现轻量化。进而,如果采用利兹线等并联布线构造来形成电感器107a、109a,则能够降低每单位长度的导体损耗,因此能够使串联谐振电路、以及并联谐振电路的Q值提高,可以以更高的效率来进行电力输送。

[0102] 为了抑制制造成本,也可利用墨水印刷技术来一并形成布线。也可在第1电感器107a以及/或者第2电感器109a的周边配置磁性体。能够采用具有如下空芯螺旋状构造的电感器,即:能够将电感器107a、109a之间的耦合系数设定为适当值。

[0103] 在第1、第2电容元件107b、109b中,能够利用具有例如芯片形状、引线形状的所有类型的电容器。也可使隔着空气的2条布线之间的电容作为第1、第2电容元件107b、109b发挥功能。在由MIM电容器构成第1、第2电容元件107b、109b的情况下,能够利用公知的半导体工艺或者多层基板工艺来形成低损耗的电容电路。

[0104] 分别构成送电天线107以及受电天线109的谐振器的Q值,也依赖于系统所要求的天线间电力输送的输送效率、以及耦合系数k的值,但是优选设定为100以上,更优选设定为200以上,更优选设定为500以上,更优选设定为1000以上。为了实现较高的Q值,如上所述那样采用利兹线是有效的。

[0105] 在以上的实施方式中,如图8A所示那样使输送频率变化、或者如图9A所示那样使输送频率变化,是对由上述的式2的函数F(k)所确定的基准值与 $f_s/f_p$ 进行比较而决定的,但是作为k的函数的基准值并不限于式2。以下,说明该点。

[0106] 首先,如前所述,在使输送频率不依赖于输送电力而保持恒定的情况下, $f_s/f_p$ 的值越接近于由式2的二次式所确定的基准值,则Dip率越低。如果 $f_s/f_p$ 的值与基准值之间的差异仅为一点点,则该Dip率被抑制得充分小。因而,也可根据接近于式2的函数来区分输送频率的变化的模式。

[0107] 图11是在 $f_s/f_p$ 小于1的情况下,描述对Dip率变为2%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。在设定 $f_s$ 以及 $f_p$ 以满足以下的式5a、5b的关系时,能够将Dip率减低为2%以下,且与设为 $f_s/f_p=1$ 的以往构成相比能够实现低Dip率的电力输送。

[0108] 在 $0.1 \leq k < 0.29$ 时,

[0109]  $-0.7309 \times k^2 - 0.0269 \times k + 0.9862 \leq f_s/f_p < 1 \cdots$ (式5a)

[0110] 在 $0.29 \leq k \leq 0.5$ 时,

[0111]  $-0.7309 \times k^2 - 0.0269 \times k + 0.9862 \leq f_s/f_p < 0.08 \times k^2 - 0.357 \times k + 1.0944 \cdots$ (式5b)

[0112] 另外, $k=0.29$ 是图11的2%(high)的曲线与 $f_s/f_p=1$ 相交的点。

[0113] 图12是在 $f_s/f_p$ 小于1的情况下,描述对Dip率变为1%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。此外,本申请的构成相对于 $f_s/f_p=1$ 的构成而关于Dip率也描述了对改善特性的下限进行规定的曲线(下限)。在设定 $f_s$ 以及 $f_p$ 以满足以下的式6a、6b的关系时,能够将Dip率减低为1%以下,且与设为 $f_s/f_p=1$ 的以往构成相比能够实现低Dip率的电力输送。

[0114] 在 $0.1 \leq k < 0.21$ 时,

[0115]  $-0.7348 \times k^2 + 0.087 \times k + 0.9889 \leq f_s/f_p < 1 \cdots$ (式6a)

[0116] 在 $0.21 \leq k \leq 0.5$ 时,

[0117]  $-0.7348 \times k^2 + 0.087 \times k + 0.9889 \leq f_s/f_p < -0.5377 \times k^2 + 0.10018 \times k + 1.00106 \dots$   
(式6b)

[0118] 另外, $k=0.21$ 是图12的1%(high)的曲线与 $f_s/f_p=1$ 相交的点。

[0119] 图13是在 $f_s/f_p$ 小于1的情况下,描述对Dip率变为0.5%以下的 $f_s/f_p$ 的范围的上限(high)·下限(low)进行规定的曲线、和对最优值(best)进行规定的曲线的曲线图。此外,本申请的构成相对于 $f_s/f_p=1$ 的构成而关于Dip率也描述了对改善特性的下限进行规定的曲线(下限)。在设定 $f_s$ 以及 $f_p$ 以满足以下的式7a、7b的关系时,能够将Dip率减低为0.5%以下。

[0120] 在 $0.1 \leq k < 0.15$ 时,

[0121]  $-0.7242 \times k^2 + 0.0329 \times k + 0.9894 \leq f_s/f_p < 1 \dots$ (式7a)

[0122] 在 $0.15 \leq k < 0.5$ 时,

[0123]  $-0.7242 \times k^2 + 0.0329 \times k + 0.9894 \leq f_s/f_p < -0.5183 \times k^2 + 0.0603 \times k + 1.0016 \dots$ (式7b)

[0124] 另外, $k=0.15$ 是图13的0.5%(high)的曲线与 $f_s/f_p=1$ 相交的点。

[0125] 这样,在 $f_s/f_p$ 与由式2的二次式进行表示的函数 $F(k)$ 不一致的情况下,如果 $f_s/f_p$ 处于图11至图13的各图所示的上限与下限之间,则即便输送频率恒定,也可将Dip率抑制得较小。

[0126] 因此,如果耦合系数 $k$ 的函数处于图11至图13的各图所示的上限与下限之间,则也可使用为“由 $k$ 所确定的基准值”。对基准值进行规定的函数,例如可以是如图14所示那样根据耦合系数线性变化的函数、如图15所示那样与式2所示的曲线不严格一致的函数、或者如图16所示相对于耦合系数变动而台阶状变化的函数。如这些图所示,对基准值进行规定的函数,可以是在耦合系数 $k$ 增加时单调地减少的单调减少函数。

[0127] 即便在设置无线电力输送装置之后,也可对送电天线107以及/或者受电天线109的谐振频率进行可变地调整。 $f_s/f_p$ 的值可以通过将天线107、109中的电感以及电容设计成各种值来进行调节。

[0128] 然而,在构成送电天线107以及受电天线109的电路要素的特性中,于部件之间可产生偏差。因而,可引起 $f_s/f_p$ 的值从设计值的偏移。在这种情况下,设置无线电力输送装置之后的耦合系数 $k$ 的实际值与 $f_s/f_p$ 的实际值之间的大小关系,也可在设置无线电力输送装置之后决定。

[0129] 如上所述,在由耦合系数 $k$ 所确定的基准值与 $f_s/f_p$ 的值之间的大小关系不明确的情况下,能够在以图8A以及图9A当中的至少一方的方式使输送频率变化的同时,实际上进行无线电力输送。而且,也可在实际进行的无线电力输送之际测量输送效率,求出输送效率最高的输送频率的控制方式。输送效率例如可基于负载的受电电力与发电部的送电电力之比来计算。这样,即便在 $f_s/f_p$ 与耦合系数 $k$ 未知的情况下,也能决定处于输送频率与输送电力之间的、更优选的关系。

[0130] 另外,“输送效率最高的输送频率的控制方式”,即便在无线电力输送装置可取得的全部输送电力范围内不进行动作,也可仅利用预先设定的P1前后的一部分的输送电力范围的试验动作来进行判断。例如,在以图8A的方式使输送频率变化为最优的情况下,如果在

送出比输送电力 $P_1$ 低例如10%的电力的同时减低输送频率,则能够确认出输送效率改善。此外,例如,在以图9A的方式使输送频率变化为最优的情况下,如果在输送比输送电力 $P_1$ 低例如10%的电力的同时减低输送频率,则能够确认出输送效率劣化。不使用整个输送电力范围,以与电力 $P_1$ 不同的电力值来进行试验动作,从而调整工序变得更为简便。将进行试验动作的电力值设定为低于电力 $P_1$ 的值,能够节省电力化。

[0131] 此外,通过使送电受电天线的谐振频率设定具有可变频率控制功能,从而 $f_s/f_p$ 的比可任意调整。

[0132] 其次,参照图17,说明通过采用送电受电天线的可变频率控制从而以较高的效率实现电力输送的方法。

[0133] 作为第1工序,将输送电力 $P$ 固定在图8A或者图9A所示的电力 $P_1$ 附近的值 $P_3$ ,试验性进行无线电力输送的同时,细致地扫描输送频率。这样,掌握已固定的电力值 $P_3$ 下的最大输送效率 $h_{\max}(P_3)$ 。

[0134] 其次,作为第2工序,根据初始值来变更送电受电天线的谐振频率比 $f_s/f_p$ 。通过向送电受电天线当中的至少任一方提供谐振频率可变控制功能,从而即便在设置无线电力输送装置之后,也能调整 $f_s/f_p$ 。例如,通过使送电受电天线当中的至少一方的谐振频率变化,从而在初始条件下假设位于图17的点A处的 $f_s/f_p$ 向点B1移动。在第3工序中,保持将 $f_s/f_p$ 条件固定在点B1的状态不变,进行与上述的第1工序同样的试验。其结果,在位于点B1处的 $f_s/f_p$ 的条件下能够掌握电力值 $P_3$ 下的最大输送效率 $h_{\max}(P_3)$ 。

[0135] 在第4工序中,通过对由第1工序和第3工序所获得的、点A和点B1处的 $h_{\max}(P_3)$ 进行比较,来决定点A和点B1当中的哪个点对应于更优选的输送条件。

[0136] 另外,在第1工序、第3工序中,用于掌握 $h_{\max}(P_3)$ 的输送电力的值并不限定于一个,也可以是多个。在图17所示的两点,与点A相比,点B1的条件下的 $D_{ip}$ 大。因而,也可使无线电力输送装置以点A的条件进行动作。作为追加第3工序,还使 $f_s/f_p$ 变化至点B2,然后作为追加第4工序,对点A和点B2的 $f_s/f_p$ 下的 $h_{\max}(P_3)$ 进行比较。由此一来,能够决定点A和点B2当中的哪个点对应于更优选的输送条件。

[0137] 通过以 $f_s/f_p$ 的值不同的多个条件来测量最大输送效率,从而可求得 $f_s/f_p$ 的更优选的值。在图17所示的三个点A、B1、B2之中,点B2的 $f_s/f_p$ 下的 $D_{ip}$ 最小。

[0138] 在以点B2的 $f_s/f_p$ 进行动作的情况下,图8A以及图9A当中的哪种输送频率控制方式最优,可基于在第1工序中已经获取的信息来决定。

[0139] 其次,作为第5工序,将电力值暂时固定为其他值 $P_4$ ,细致地扫描输送频率,决定导出该电力值 $P_4$ 下的最大效率的输送频率 $f_{h_{\max}}(P_4)$ 。进而,在使输送电力从 $P_4$ 起变化的同时进行同样的试验,获取 $f_{h_{\max}}$ 的电力依赖性。

[0140] 这样,通过采用送电受电天线的可变频率控制和输送频率控制这两种控制,从而容易实现更高效率的电力输送动作。

[0141] [实施例]

[0142] (实施例1)

[0143] 以下,对本发明的实施例1进行说明。

[0144] 送电天线以及受电天线将其谐振频率设计成250kHz附近。例如,通过将电感为41.08 $\mu$ H的第1电感器和电容为9.69nF的第1电容元件串联连接,从而制作出送电天线。通过

将电感为 $41.08\mu\text{H}$ 的第2电感器和第2电容元件并联连接,从而制作出受电天线。送电天线与受电天线的谐振频率比是通过调整第2电容元件的电容而实现的。

[0145] 第1以及第2电感器均是通过将直径为 $80\mu\text{m}$ 的铜布线各300根相互绝缘地并联配置所构成的利兹线而实现的。两个电感器的外形均是直径为 $12\text{cm}$ 的圆形,匝数设定为20。送电天线(谐振器)的无负载Q值是450。送电天线和受电天线使相互的形成面平行地对置配置,通过使对置面之间的间隔 $g$ 在 $1.2\sim 5.5\text{cm}$ 的范围内变化,从而使耦合系数在 $0.5$ 至 $0.1$ 的范围内变化。最优 $f_s/f_p$ 的值因各耦合系数条件的不同而不同。由此,当导出上述的间隔 $g$ 条件下的耦合系数之后,为了设为通过计算机模拟仿真所导出的最优 $f_s/f_p$ 值,微调了送电受电天线的各电感、电容的值。通过将绕线数改为与初始值20不同的值,或者局部性调整相邻的绕线之间的间隔,从而可以进行电感调整。通过使层叠陶瓷电容器的电容值变化,从而可实现电容的调整。

[0146] 图18A是表示与 $k=0.1$ 的情况下的实施例1相应的、输送效率与输送电力之间的关系的曲线图。图18B是表示获得图18A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。图中的“●”表示 $f_s/f_p=0.995$ 的情况,“△”表示 $f_s/f_p=0.985$ 的情况,“□”表示 $f_s/f_p=1.0$ 的情况(参考例)。“●”的 $f_s/f_p$ 与由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值大致相等,而“△”的 $f_s/f_p$ 小于由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值。

[0147] 由图18A可知,在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下,观察到在输送电力约50%时输送效率局部性下降的Dip。但是,在 $f_s/f_p=0.995$ 的情况下,却没有观察到这种Dip。在 $f_s/f_p=0.985$ 的情况下,观察到比 $f_s/f_p=1.0$ 的情况更大的Dip。在 $f_s/f_p=0.985$ 的情况下,输送频率如图18B所示那样变化。该变化模式具有图9B所示的方式。另一方面,在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下,输送频率如图18B所示那样变化。该变化模式具有图8B所示的方式。另外,设为 $f_s/f_p=1$ 的情况下的、送受电天线的谐振频率为 $251.7\text{kHz}$ ,奇模式谐振频率 $f_L$ 为 $240\text{kHz}$ ,偶模式谐振频率 $f_H$ 为 $265.4\text{kHz}$ 。此外,设为 $f_s/f_p=0.995$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为 $250\text{kHz}$ ,受电天线的谐振频率为 $252.5\text{kHz}$ ,奇模式谐振频率 $f_L$ 为 $239.9\text{kHz}$ ,偶模式谐振频率 $f_H$ 为 $265.2\text{kHz}$ 。此外,设为 $f_s/f_p=0.985$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为 $247.7\text{kHz}$ ,受电天线的谐振频率为 $251.5\text{kHz}$ ,奇模式谐振频率 $f_L$ 为 $239.9\text{kHz}$ ,偶模式谐振频率 $f_H$ 为 $265.2\text{kHz}$ 。

[0148] 图19A是表示与 $k=0.2$ 的情况下的实施例相应的、输送效率与输送电力之间的关系的曲线图。图19B是表示获得图19A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。图中的“●”表示 $f_s/f_p=0.98$ 的情况,“△”表示 $f_s/f_p=0.943$ 的情况,“□”表示 $f_s/f_p=1.0$ 的情况(参考例)。“●”的 $f_s/f_p$ 与由式3的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值大致相等,而“△”的 $f_s/f_p$ 小于由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值。

[0149] 由图19A可知,在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下,观察到在输送电力约50%时输送效率局部性下降的Dip。但是,在 $f_s/f_p=0.98$ 的情况下,却没有观察到这种Dip。在 $f_s/f_p=0.943$ 的情况下,观察到比 $f_s/f_p=1.0$ 的情况更大的Dip。在 $f_s/f_p=0.943$ 的情况下,输送频率如图19B所示那样变化。该变化模式具有图9B所示的方式。另一方面,在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下,输送频率如图19B所示那样变化。该变化模式具有图8B所示的方式。在 $f_s/f_p=0.98$ 的情况下,输送频率不依赖于输送电力而大致恒定。另外,设为 $f_s/f_p=1$ 的情况下(送受电天线的谐振频率为 $247.7\text{kHz}$ )的、奇模式谐振频率 $f_L$ 为 $226\text{kHz}$ ,偶模式谐振频率 $f_H$ 为 $276.8\text{kHz}$ 。此外,设为 $f_s/f_p=0.995$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为 $248.8\text{kHz}$ ,受电天线的谐振频率为

250.1kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为225.9kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为277kHz。此外, 设为 $f_s/f_p=0.943$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为249.0kHz, 受电天线的谐振频率为264kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为233.1kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为287.8kHz。

[0150] 图20A是表示与 $k=0.3$ 的情况下的实施例1相应的、输送效率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。图20B是表示获得图20A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。图中的“●”表示 $f_s/f_p=0.954$ 的情况, “△”表示 $f_s/f_p=0.894$ 的情况, “□”表示 $f_s/f_p=1.0$ 的情况(参考例)。“●”的 $f_s/f_p$ 与由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值大致相等, 而“△”的 $f_s/f_p$ 小于由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值。

[0151] 由图20A可知, 在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下, 观察到在输送电力约50%时输送效率局部性下降的Dip。但是, 在 $f_s/f_p=0.954$ 的情况下, 却没有观察到这种Dip。在 $f_s/f_p=0.894$ 的情况下, 观察到比 $f_s/f_p=1.0$ 的情况更大的Dip。在 $f_s/f_p=0.894$ 的情况下, 输送频率如图20B所示那样变化。该变化模式具有图9B所示的方式。另一方面, 在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下, 输送频率如图20B所示那样变化。该变化模式具有图8B所示的方式。在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下, 输送频率不依赖于输送电力而大致恒定。另外, 设为 $f_s/f_p=1$ 的情况下(送受电天线的谐振频率为251.7kHz)的、奇模式谐振频率 $f_L$ 为218.8kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为299.3kHz。此外, 设为 $f_s/f_p=0.954$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为244.1kHz, 受电天线的谐振频率为255.9kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为218.8kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为299.3kHz。此外, 设为 $f_s/f_p=0.894$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为232.2kHz, 受电天线的谐振频率为259.6kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为213.2kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为296.4kHz。

[0152] 图21A是表示与 $k=0.4$ 的情况下的实施例1相应的、输送效率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。图21B是表示获得图21A的输送效率时的输送频率与输送电力之间的关系的关系的曲线图。图中的“●”表示 $f_s/f_p=0.917$ 的情况, “△”表示 $f_s/f_p=0.837$ 的情况, “□”表示 $f_s/f_p=1.0$ 的情况(参考例)。“●”的 $f_s/f_p$ 与由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值大致相等, 而“△”的 $f_s/f_p$ 小于由式2的函数 $F(k)$ 进行表示的基准值。

[0153] 由图21A可知, 在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下, 观察到在输送电力约50%时输送效率局部性下降的Dip。但是, 在 $f_s/f_p=0.917$ 的情况下, 却没有观察到这种Dip。在 $f_s/f_p=0.837$ 的情况下, 观察到比 $f_s/f_p=1.0$ 的情况更小的Dip。在 $f_s/f_p=0.837$ 的情况下, 输送频率如图21B所示那样变化。该变化模式具有图9B所示的方式。另一方面, 在 $f_s/f_p=1.0$ 的情况下, 输送频率如图21B所示那样变化。该变化模式具有图8B所示的方式。在 $f_s/f_p=0.917$ 的情况下, 输送频率不依赖于输送电力而大致恒定。另外, 设为 $f_s/f_p=1$ 的情况下(送受电天线的谐振频率为251.7kHz)的、奇模式谐振频率 $f_L$ 为212.8kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为325kHz。此外, 设为 $f_s/f_p=0.917$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为252.0kHz, 受电天线的谐振频率为274.8kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为221.4kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为341.3kHz。此外, 设为 $f_s/f_p=0.894$ 的情况下的、送电天线的谐振频率为251.1kHz, 受电天线的谐振频率为280.9kHz, 奇模式谐振频率 $f_L$ 为224.4kHz, 偶模式谐振频率 $f_H$ 为343.5kHz。

[0154] 图22是表示Dip率(%)与 $f_s/f_p$ 之间的关系的关系的曲线图。在该曲线图中示出 $k=0.1$ 、 $0.2$ 、 $0.3$ 、 $0.4$ 、 $0.5$ 的曲线。由图22可知, 即便 $k$ 在 $0.1$ 至 $0.5$ 的范围内变化, 也存在Dip率为0%的 $f_s/f_p$ 的最优值。此外, 如果 $f_s/f_p$ 偏离其最优值, 则Dip率增加。

[0155] 图23是在 $k=0.3$ 、且 $f_s/f_p=0.922$ 的情况下, 表示进行输送频率的控制时的输送

效率(with f-ctrl)、和不进行输送频率的控制时的输送效率(w/o f-ctrl)的曲线图。在不进行输送频率的控制的情况下,在输送电力相对大的区域中看到输送效率显著下降。但是,如果进行输送频率的控制而如图9B所示那样变化,则可知能够在电力侧显著地改善输送效率。

[0156] (比较例1~2)

[0157] 在实施例1中,虽然将送电侧天线和受电侧天线的谐振电路构成设为非对称,但是也制作出将送电受电天线设为对称型谐振电路构成的比较例1、2。在比较例1中送电受电天线均由串联谐振电路构成,在比较例2中送电受电天线均由并联谐振电路构成。进行与实施例1同样的研究,导出了恒压动作时的各输送电力下的最大输送效率、和实现最大输送效率的输送频率(峰值频率)。在此,设定成 $k=0.3$ 、且 $f_s/f_p=0.922$ 。在图24中示出比较例1的输送效率依赖于输送电力的依赖性。由图24可明确,比较例1的输送效率仅在较窄的范围内高。此外,即便控制输送频率,输送效率的改善也小。

[0158] 图25是表示比较例1的输送频率与输送电力之间的关系的曲线图。由图25可明确,比较例1的输送频率,随着电力输送区域朝向小电力侧而成为大幅超过偶模式谐振频率302kHz的值,未符合本申请发明的实施方式的频率控制条件。同样地,在图26中示出送电受电天线均由并联谐振器构成的比较例2的输送效率,在图27中示出输送频率依赖于输送电力的依赖性。由这些图可明确,即便在比较例2中也未发现本发明的实施方式的效果。

[0159] (比较例3)

[0160] 在实施例1中,通过在送电受电天线直接连结了测量用的高频输入输出端子,从而进行了从外部电路向送电受电天线的信号供电。在比较例3中,利用电磁感应原理进行了从外部电路向送电受电天线的信号供电。具体而言,使用分别与送电受电天线相隔3mm地对置的直径为20cm、卷绕数为6的非谐振线圈,由外部电路对非谐振线圈进行了激励,由非谐振线圈以非接触的方式对送电受电天线进行了激励。进行与实施例1同样的研究,导出了恒压动作时的各输送电力下的最大输送效率、和实现最大输送效率的输送频率。在图28中示出比较例3、实施例1的输送效率依赖于输送电力的依赖性。由图28可知,在比较例3中,随着朝向小电力输送区域而产生的最大输送效率的劣化强烈。此外,由图29可明确,比较例3的输送频率伴随着输送电力的增大而单调地增大,也未符合本申请发明的实施方式的频率控制条件。这表示比较例3的构成仅利用奇模式谐振来应对输送电力的变动,证实了不同于最大限度利用偶奇谐振模式的本申请发明的实施方式的动作原理。

[0161] (比较例4、5)

[0162] 在比较例4、5中,对送电受电天线的一方进行了直接连结型的供电,对另一方进行了电磁感应供电。关于直接连结型的供电,设为与实施例1同样的条件。此外,关于电磁感应供电,设为与比较例3同样的条件。在表1中示出实施例1和比较例1~5的电路构成比较。

[0163] 关于比较例4、5,也进行与实施例1同样的研究,导出了恒压动作时的各输送电力下的最大输送效率、和实现最大输送效率的输送频率。由图30可明确,示出伴随着电力输送区域朝向小电力侧而比较例4的输送频率有所上升的趋势,未符合本申请发明的频率控制条件。同样地,由示出了比较例5的输送频率依赖于输送电力的依赖性的图31可明确,比较例5也未符合本发明的实施方式的频率控制条件。

[0164] [表1]

	距离 (cm)	k	发电侧天线	受电侧天线	本申请的效果 /频率控制	
[0165]	实施例 1	5	0.265	串联谐振电路	并联谐振电路	发现/符合
	比较例 1			串联谐振电路	串联谐振电路	未发现
	比较例 2			并联谐振电路	并联谐振电路	/不符合
	比较例 3			电磁感应 供电型	电磁感应供电型	
	比较例 4				串联谐振电路	
	比较例 5				并联谐振电路	

[0166] -工业可用性-

[0167] 本申请发明的无线电力输送装置的实施方式能够适用于向可从供给恒定电压的电源电路接受能量供给来进行动作的、AV设备大型家用电器等各种各样设备供电的供电系统。AV设备包括例如电视,大型家用电器包括例如洗衣机、冰箱、以及空调。

[0168] 此外,本发明的无线电力输送装置的实施方式可以适用为向使用充电的电子设备、电动摩托、电动辅助自行车、电动汽车充电的充电系统。其原因在于,作为向锂离子电池等充电的充电控制之一,有时要求恒压下的充电控制。此外,本申请发明的系统的实施方式也适用于伴有以恒定电压驱动的电机的所有电子设备。

[0169] 此外,在太阳能发电系统中,在向太阳能电池单元照射的照射太阳光强度(照度)发生了变化(用于发出最大电力的电流、电压值)可知,电流与照度大致成比例,电压大致恒定。由此,本申请发明的无线电力输送装置的实施方式也能适用于对太阳能发电装置发出的电力进行集电的系统。

[0170] -符号说明-

[0171] 100 输送频率控制部

[0172] 103 振荡器

[0173] 107 送电天线(送电侧的谐振器)

[0174] 107a 第1电感器

[0175] 107b 第1电容器

[0176] 109 受电天线(受电侧的谐振器)

[0177] 109a 第2电感器

[0178] 109b 第2电容器

[0179] 111 负载

[0180] 161 频率变换电路

[0181] 200 串联谐振电路

[0182] 300 并联谐振电路

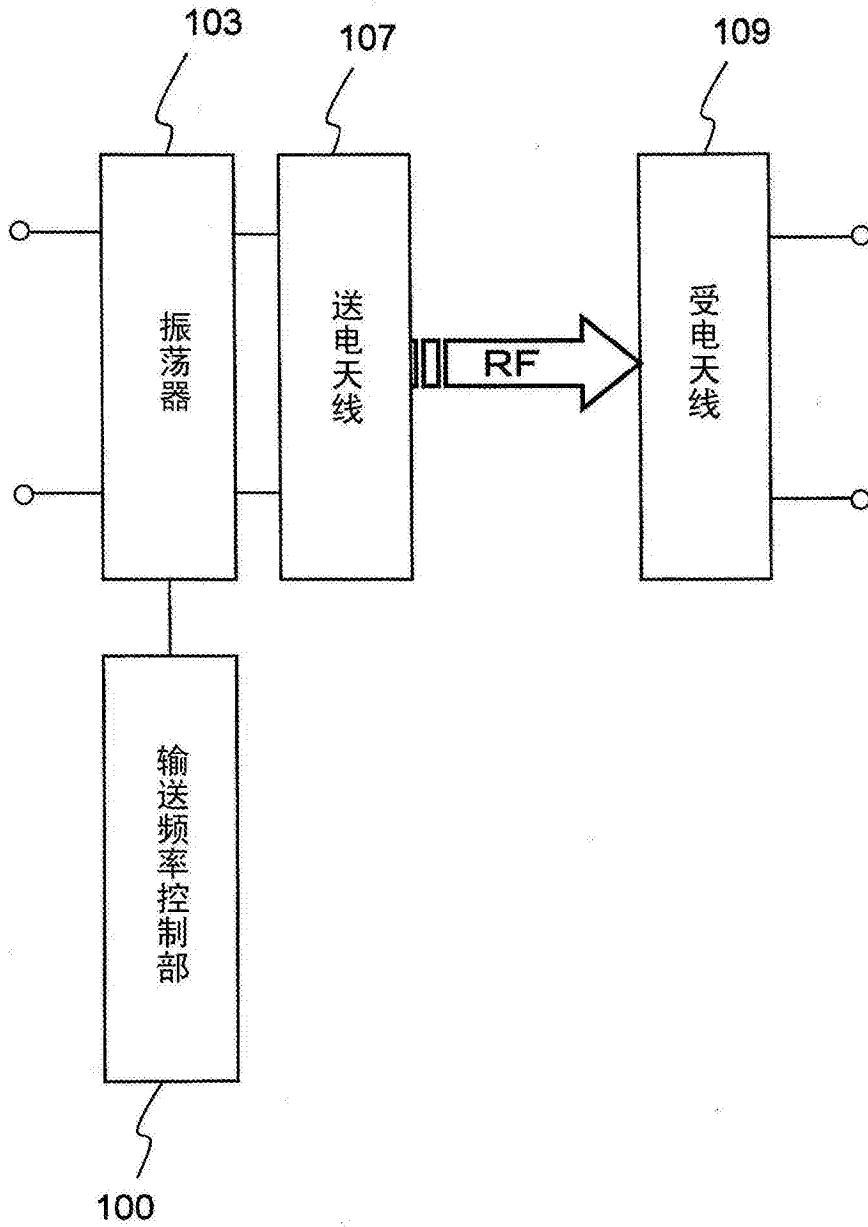


图1

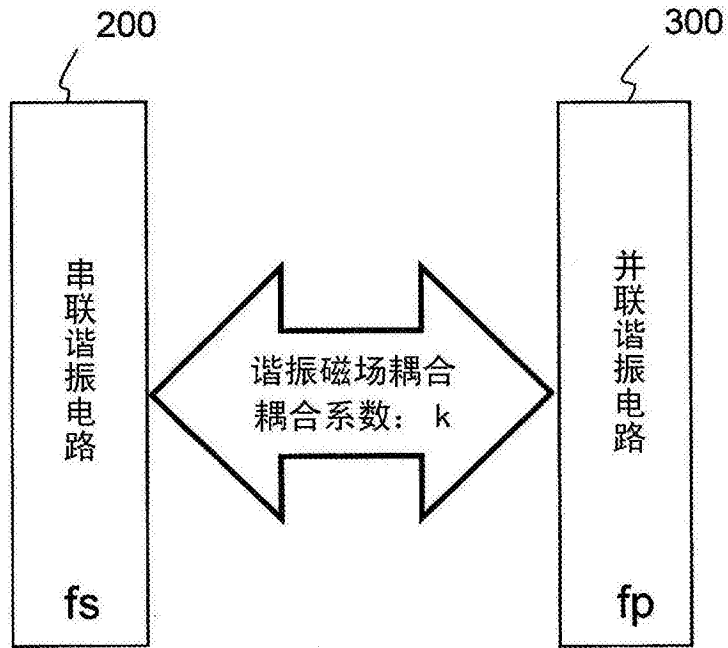


图2

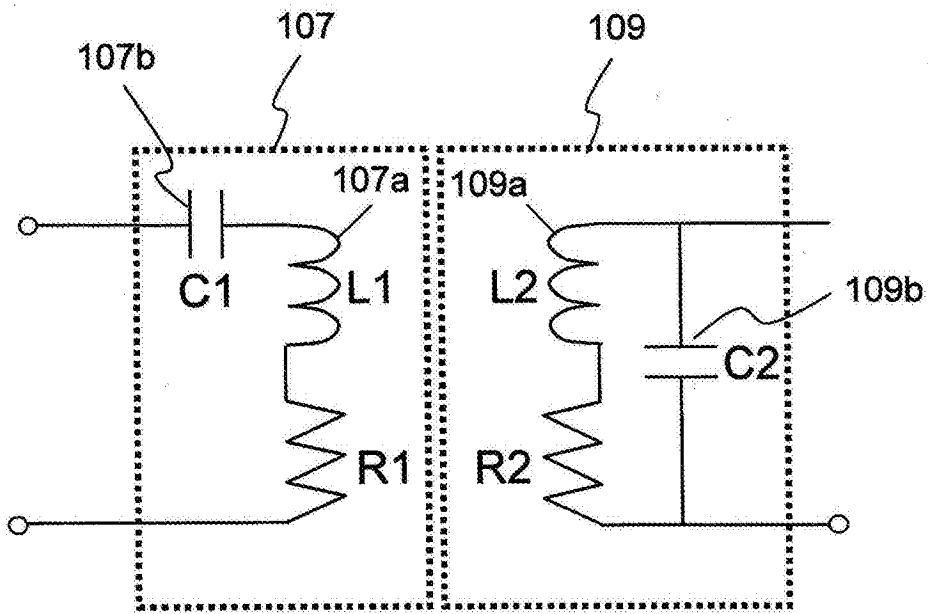


图3A

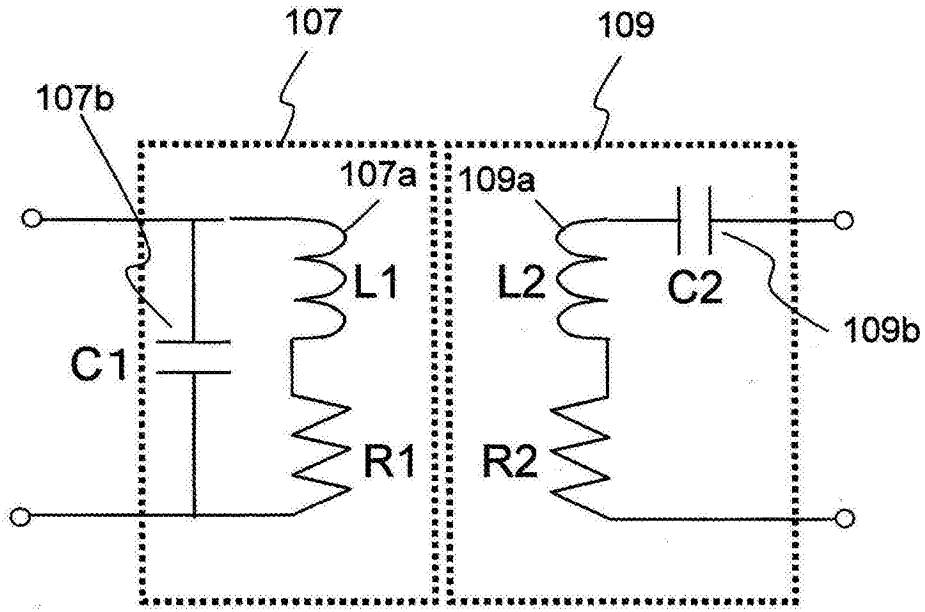


图3B

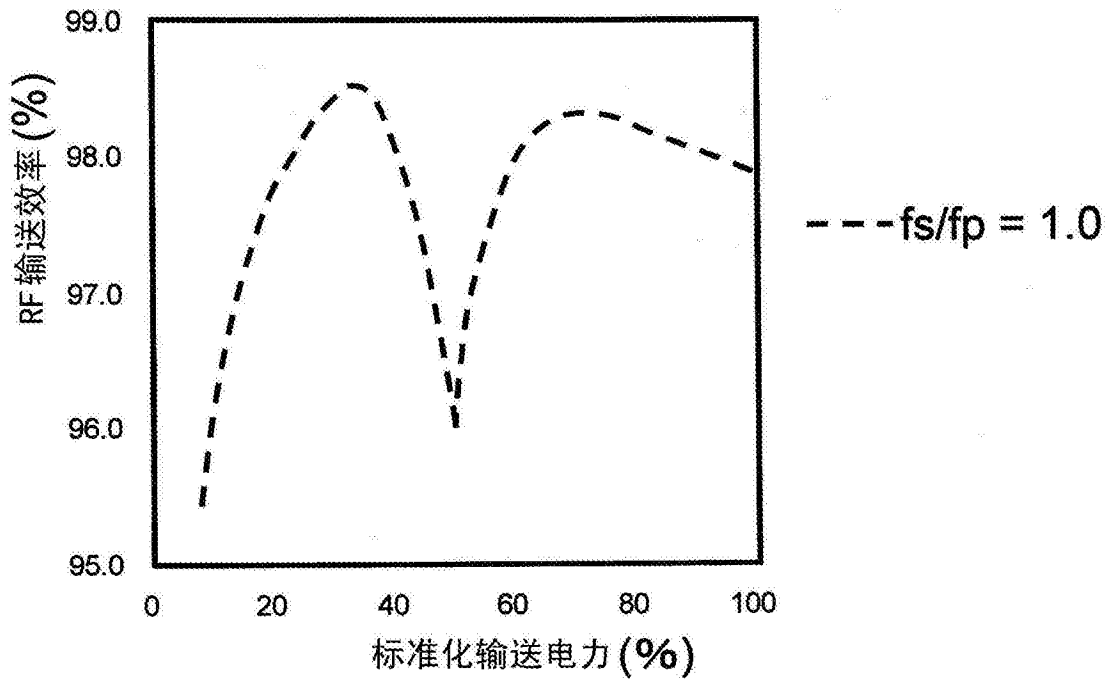


图4A

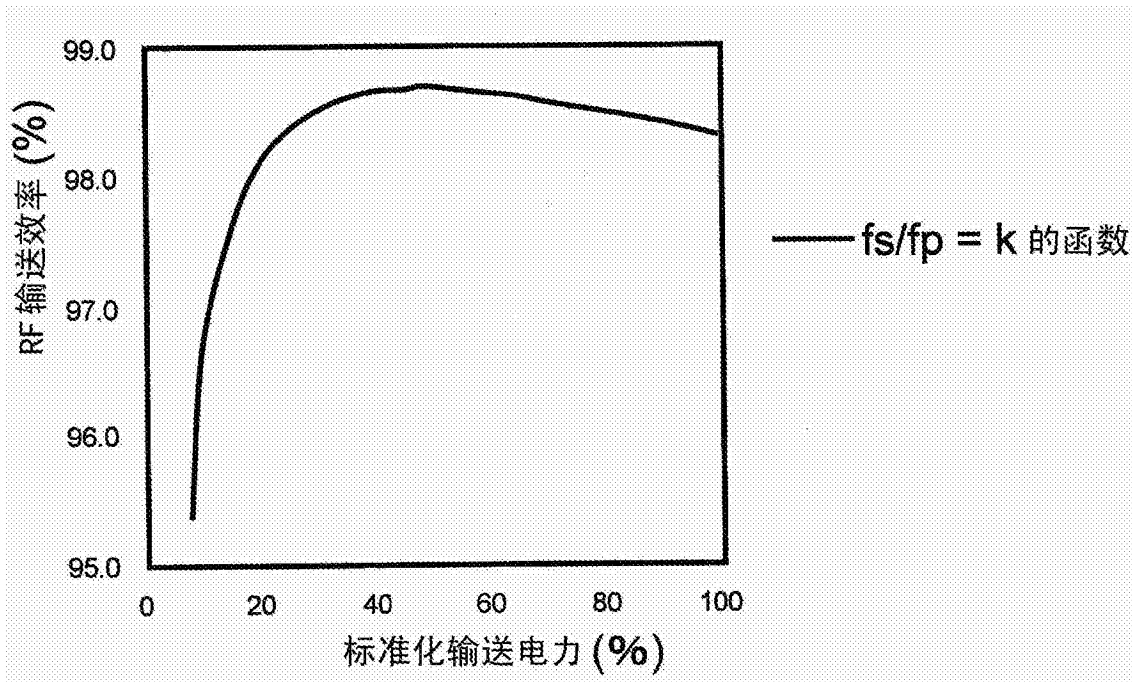


图4B

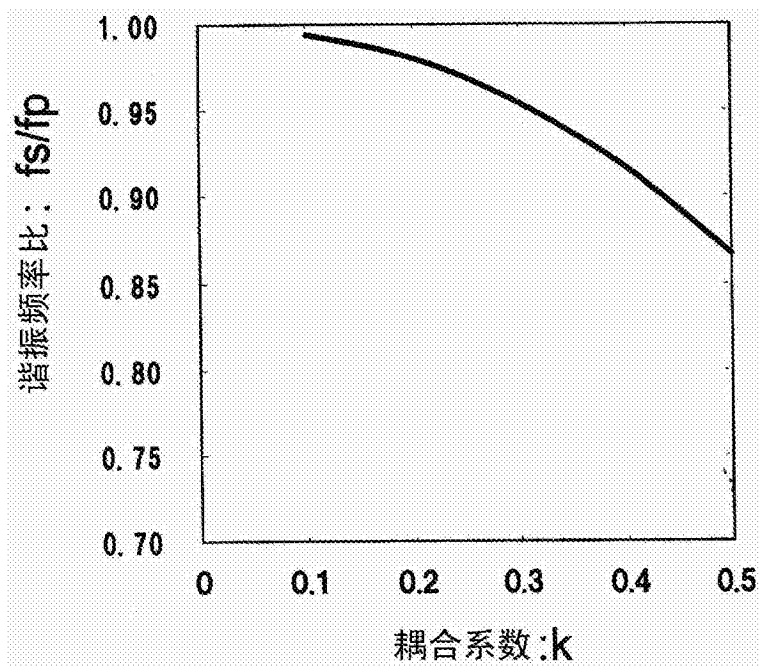


图5

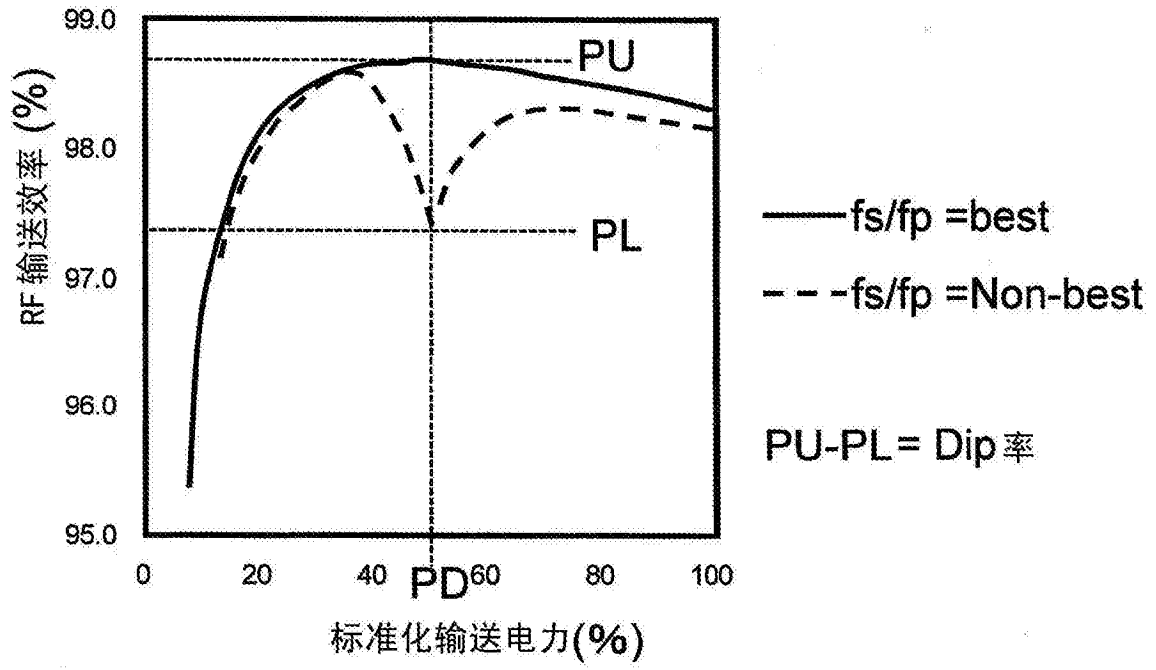


图6

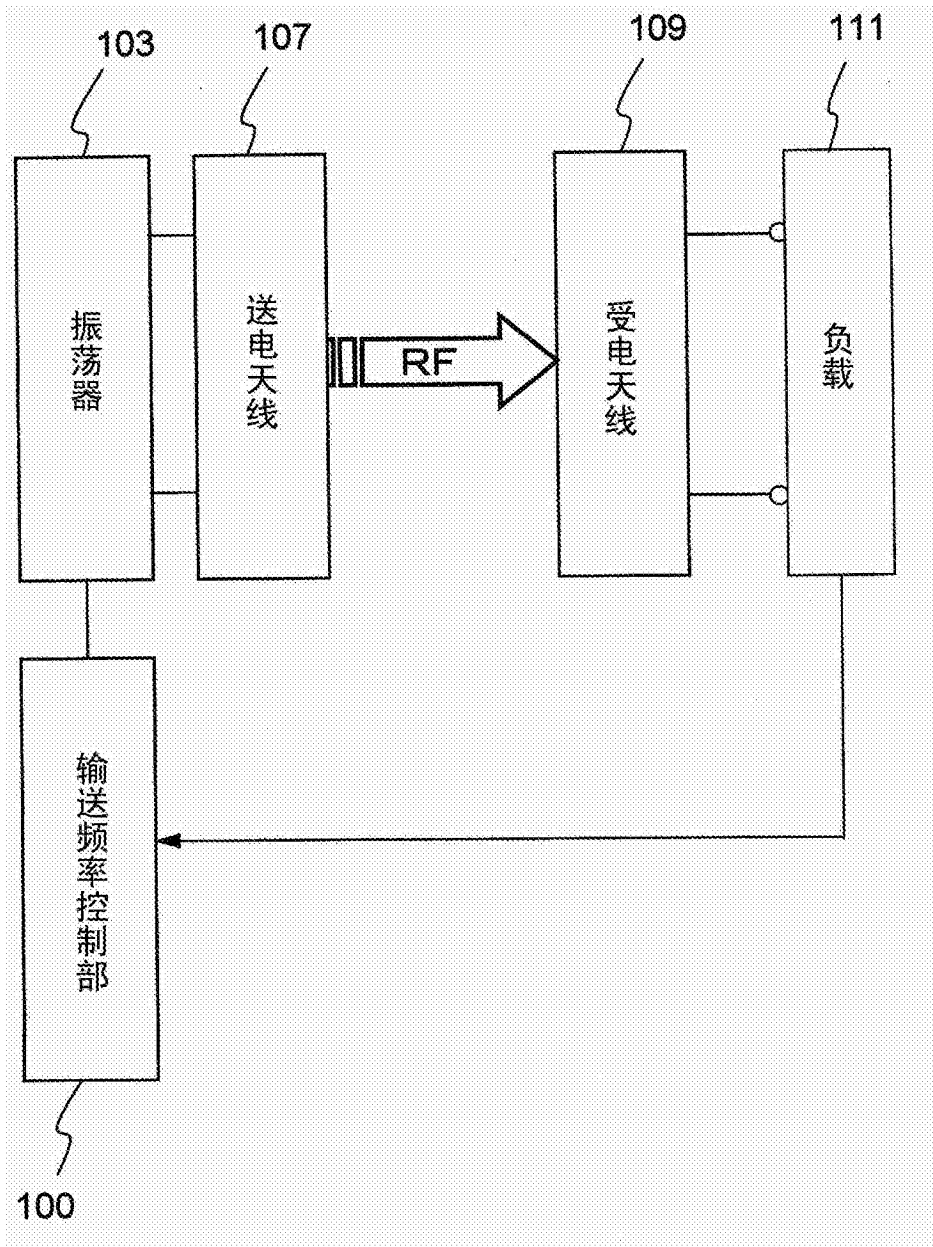


图7A

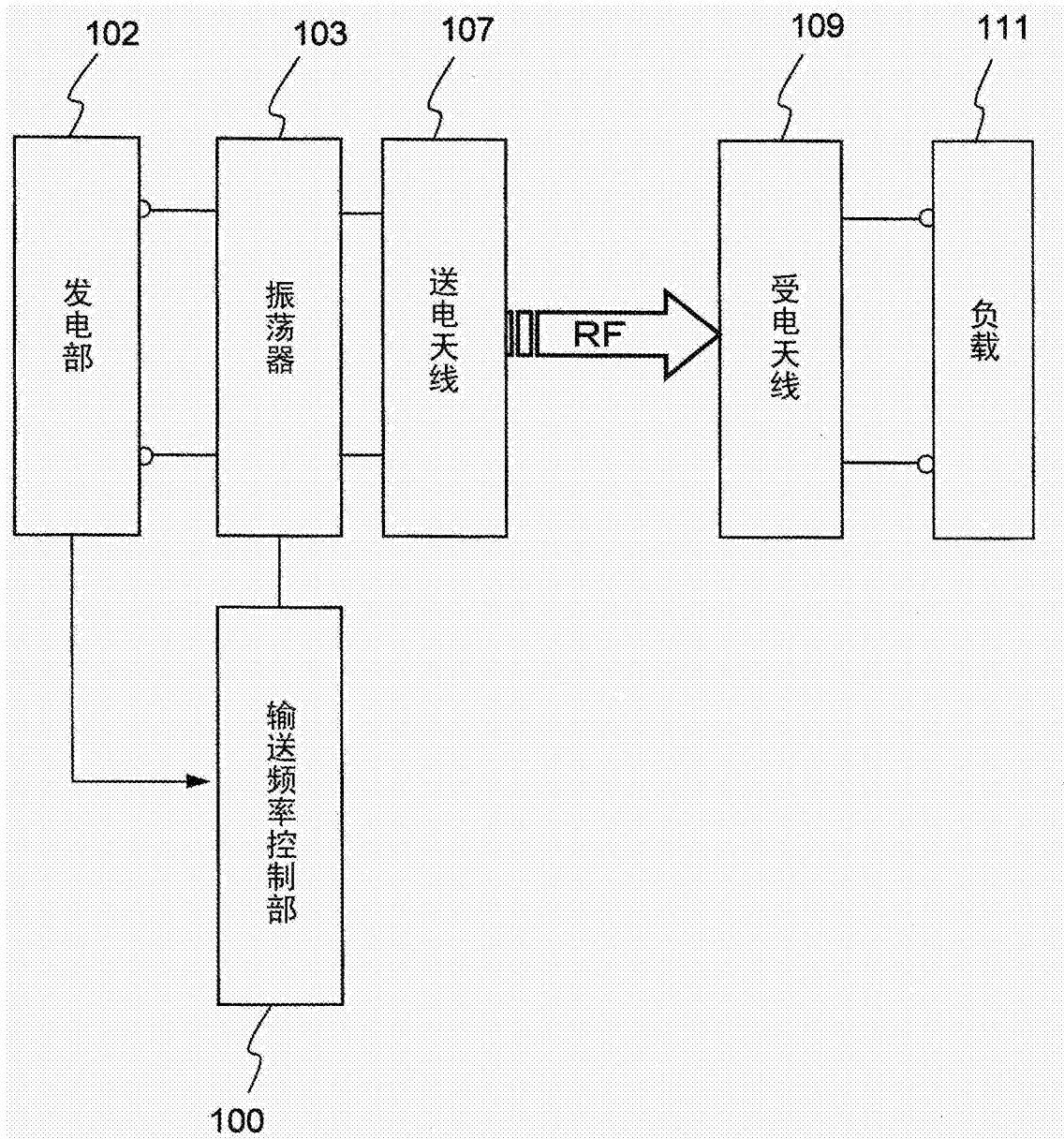


图7B

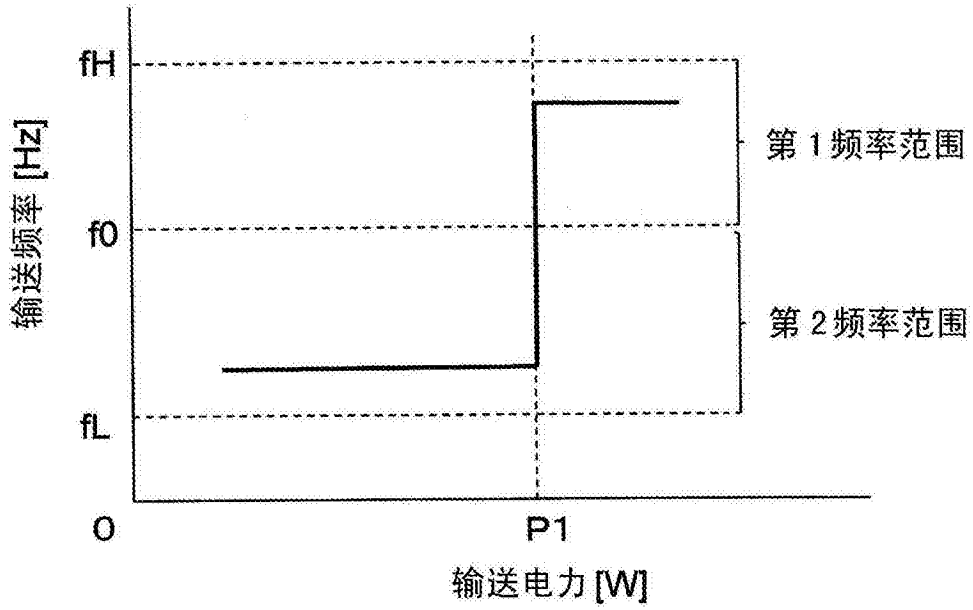


图8A

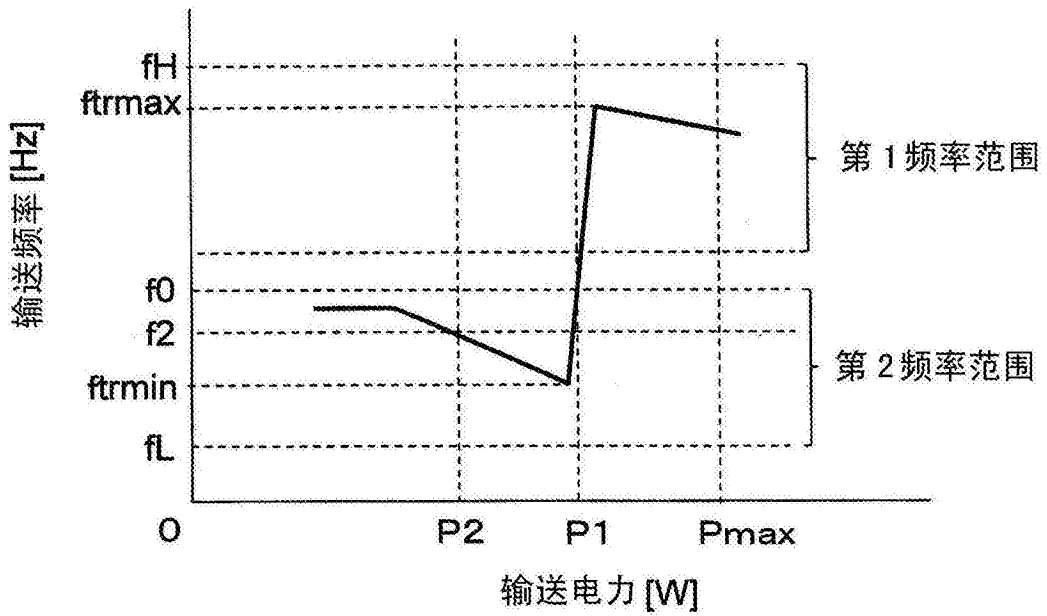


图8B

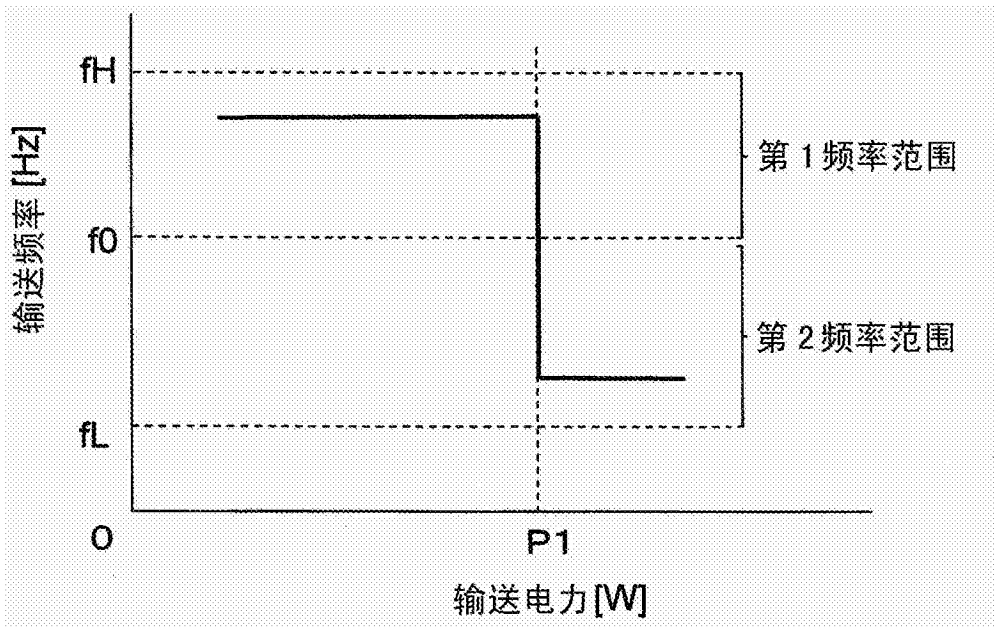


图9A

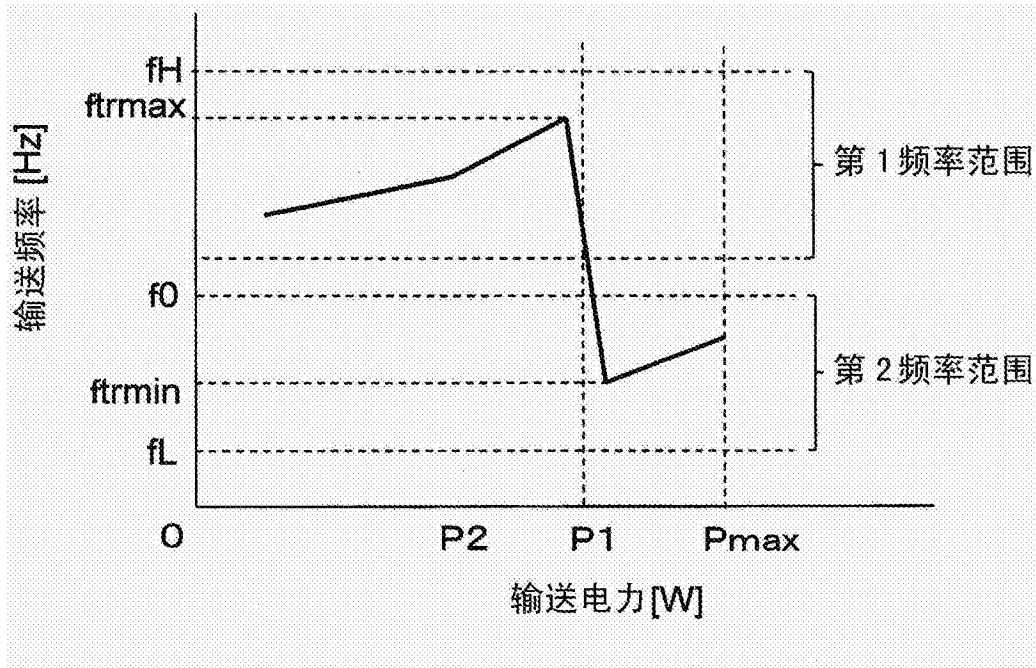


图9B

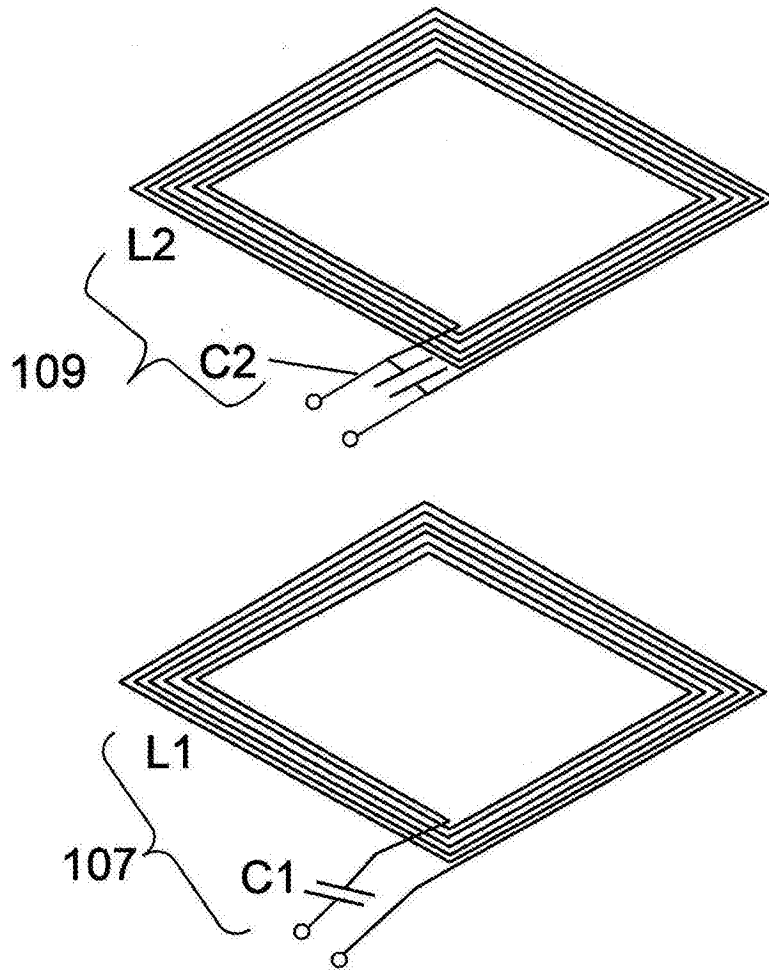


图10

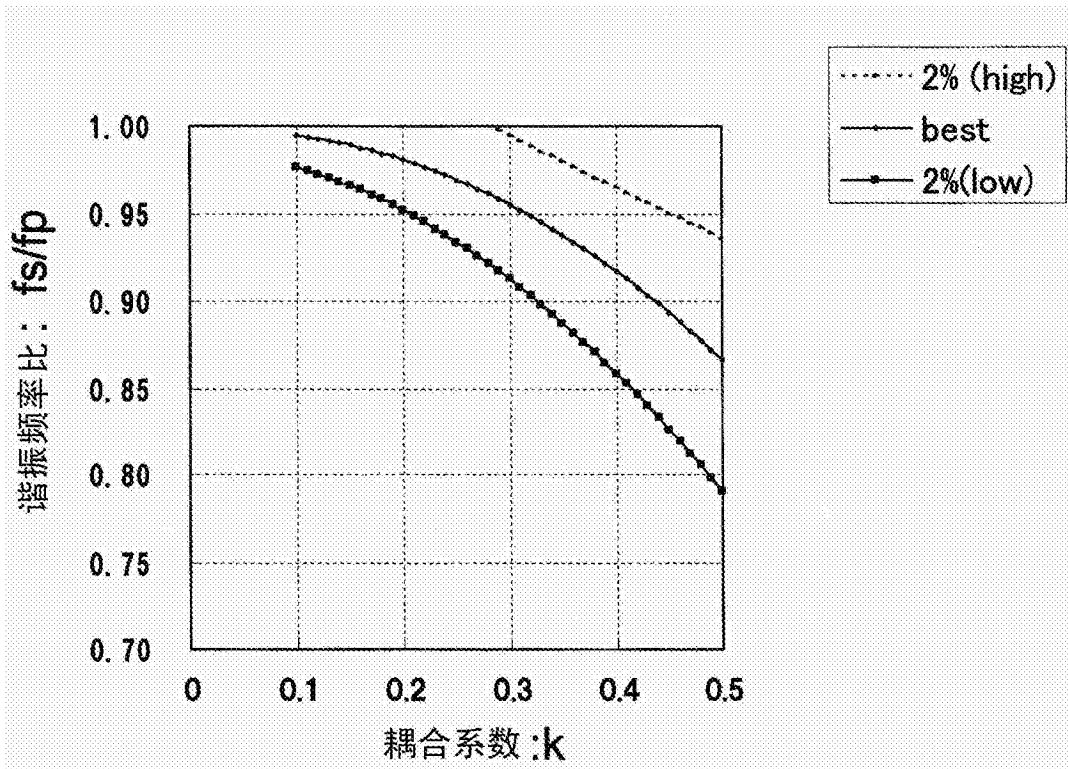


图11

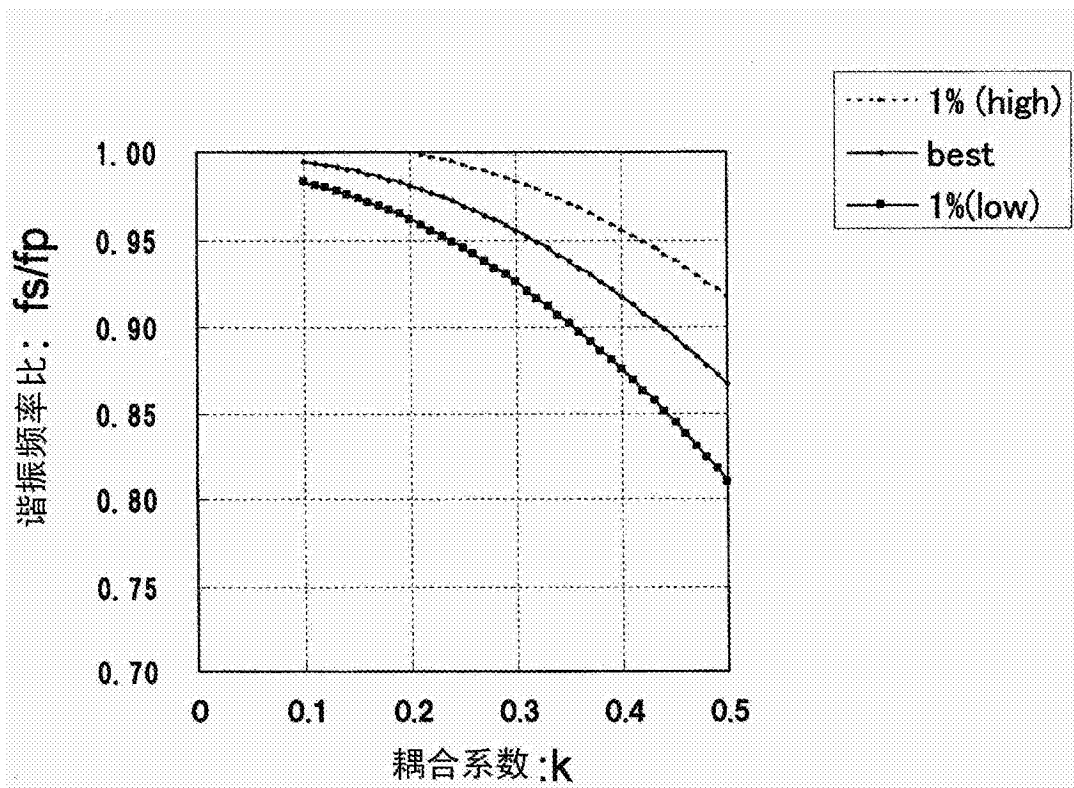


图12

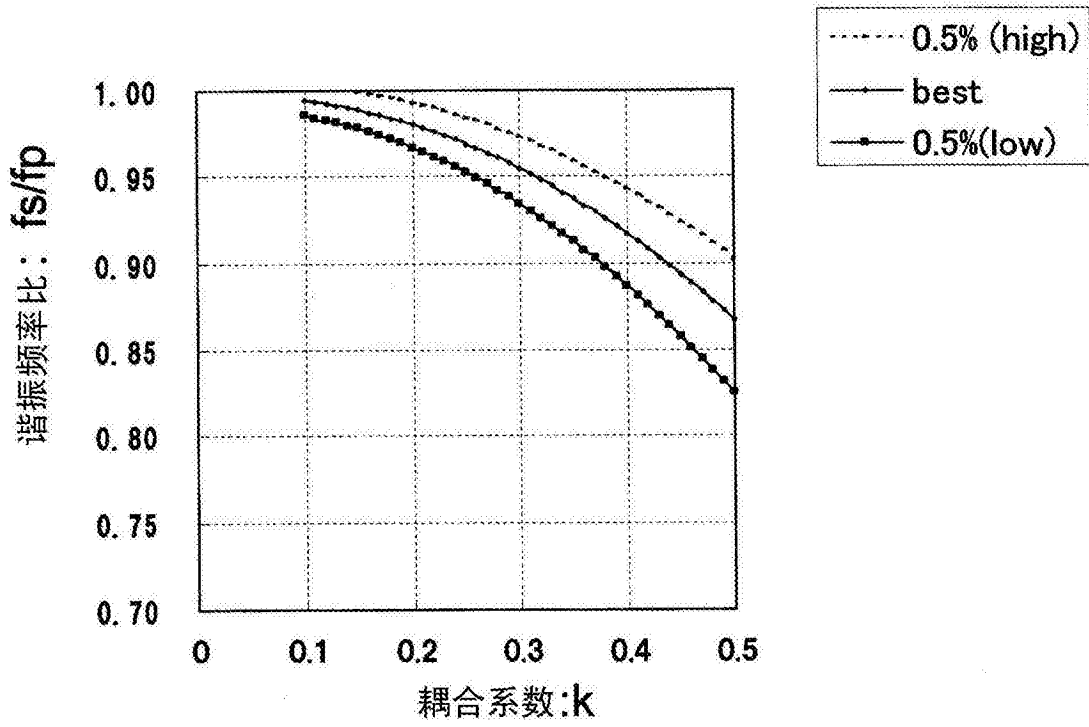


图13

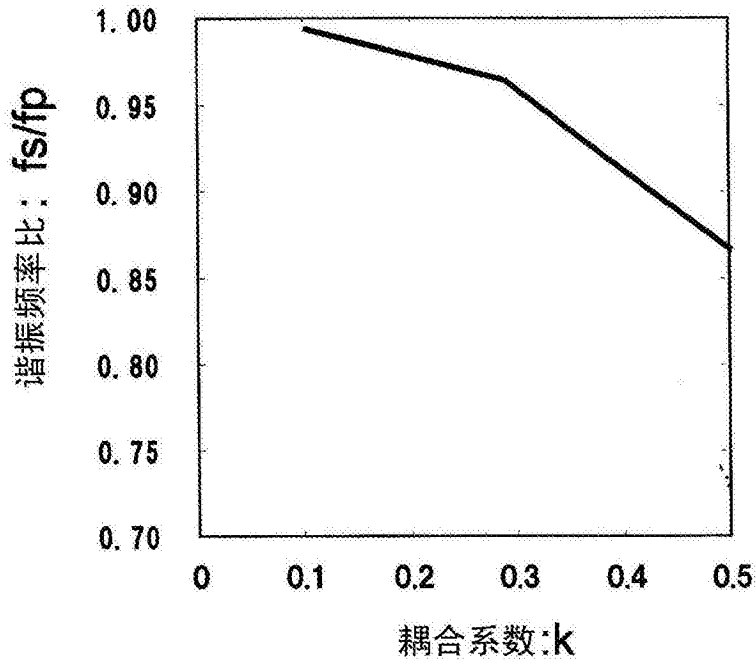


图14

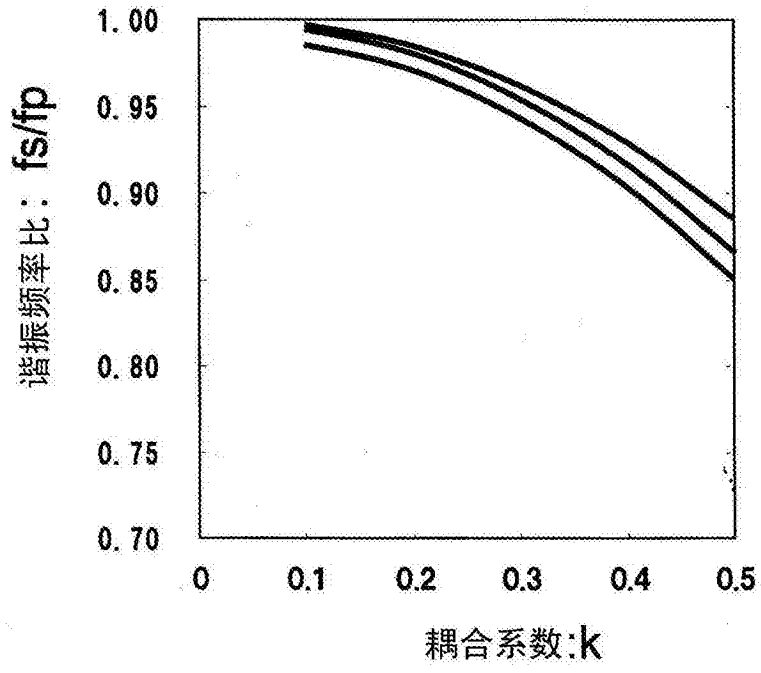


图15

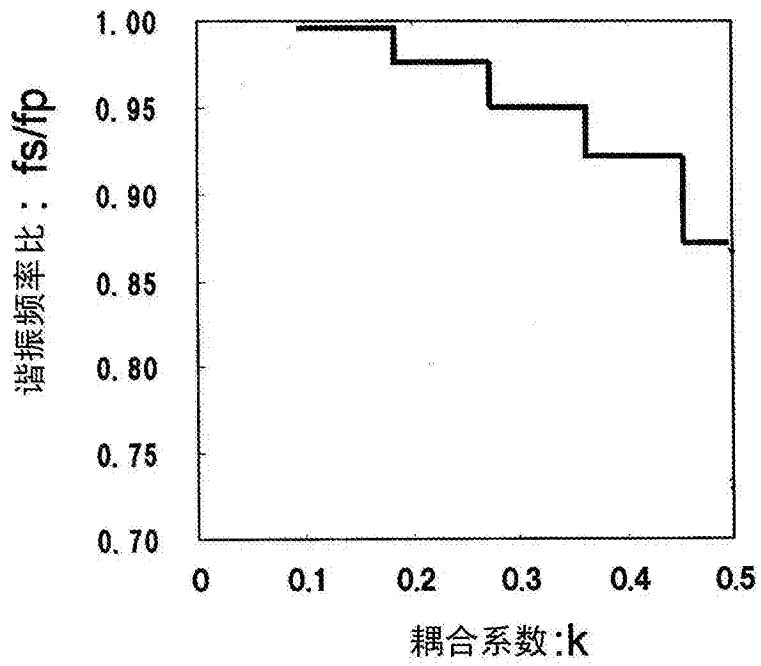


图16

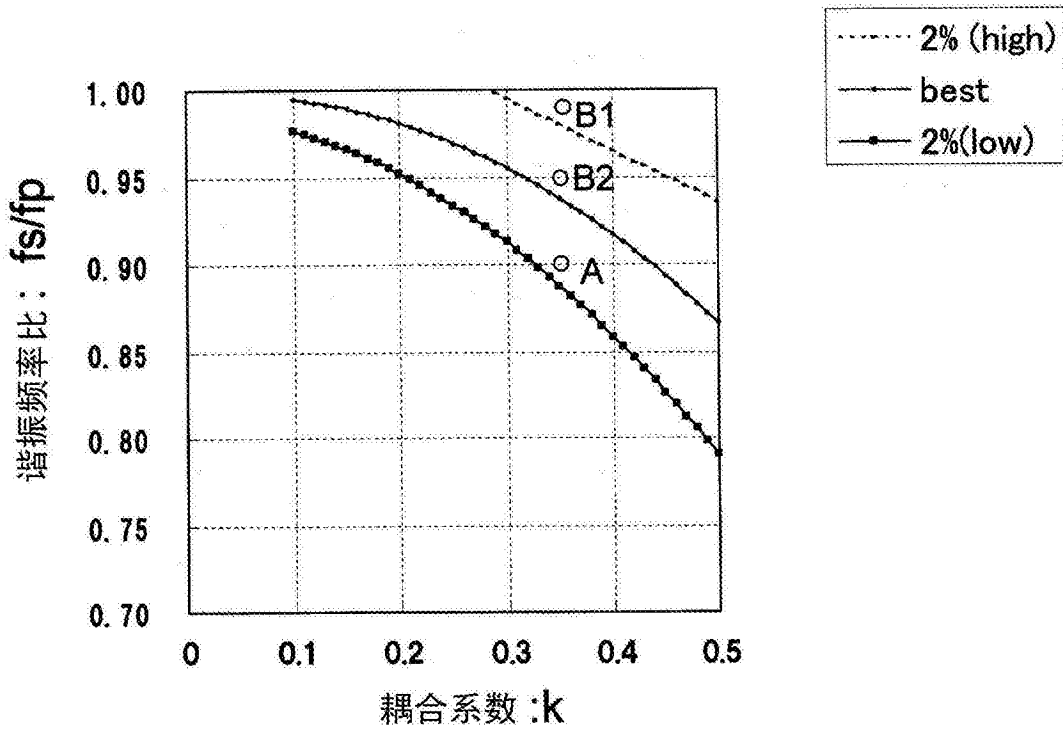


图17

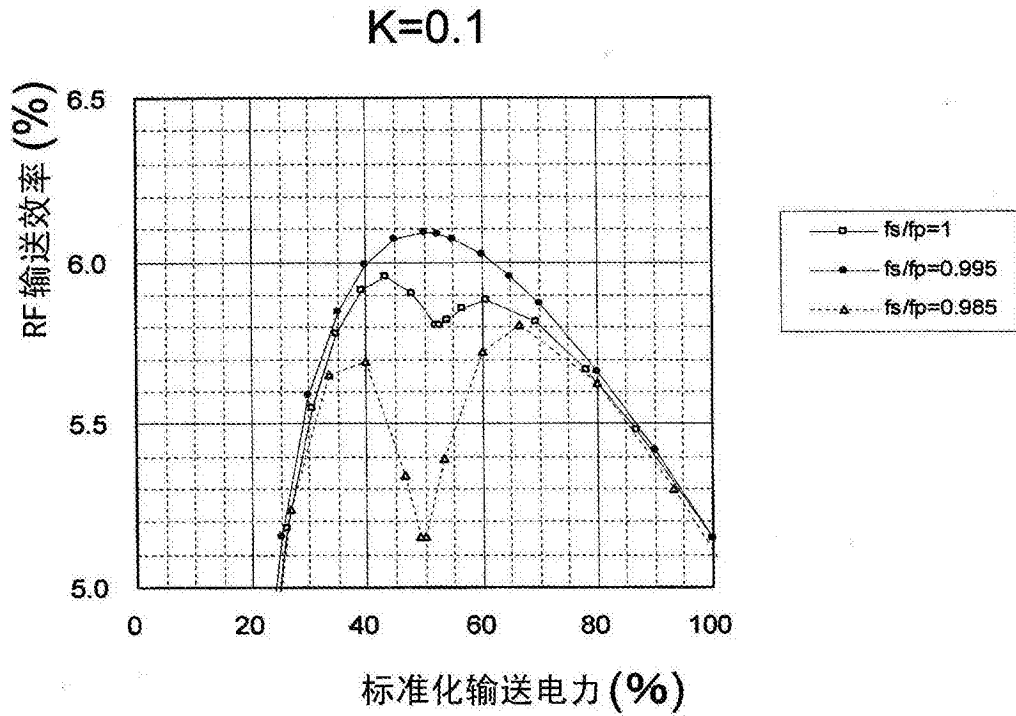


图18A

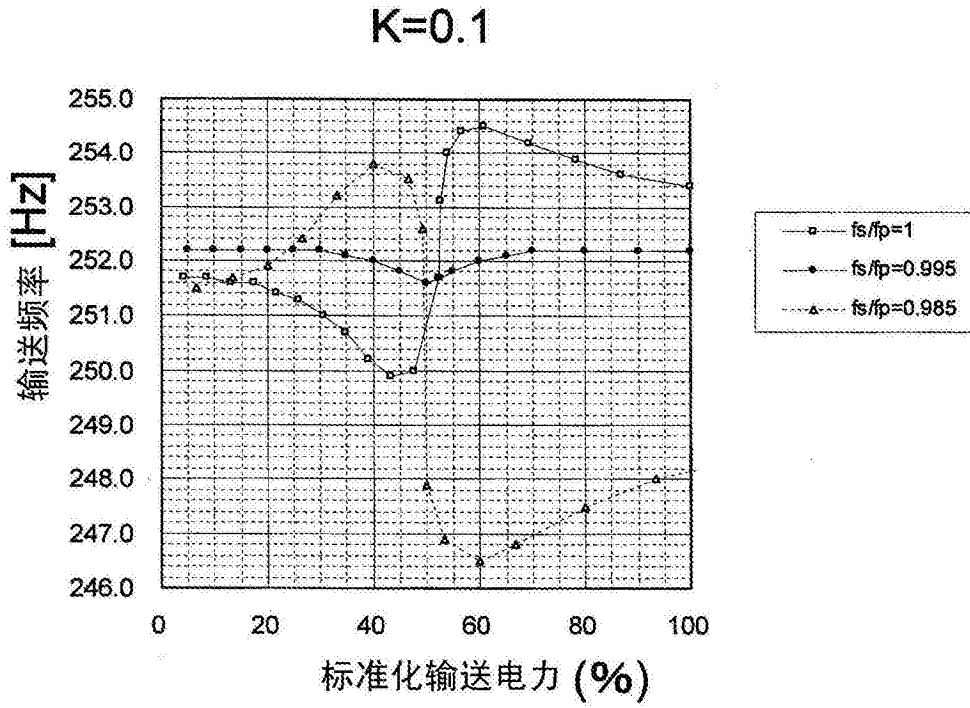


图18B

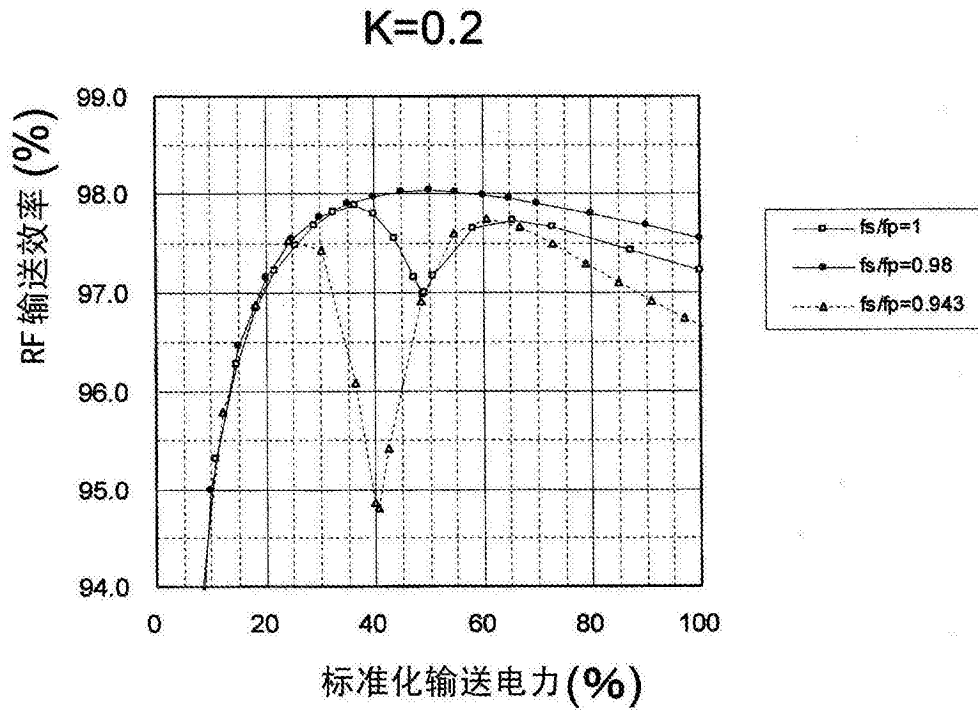


图19A

K=0.2

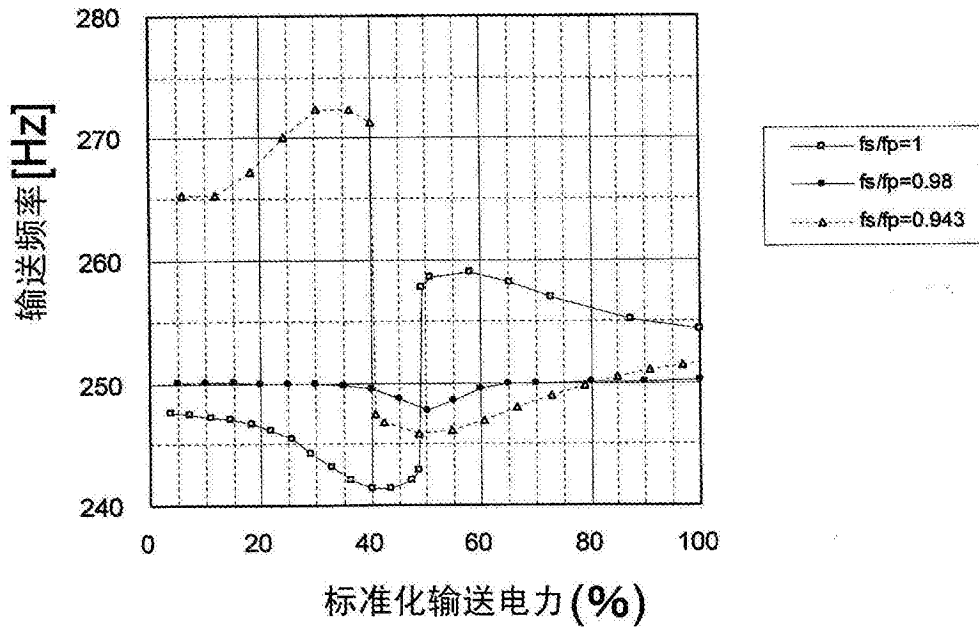


图19B

K=0.3

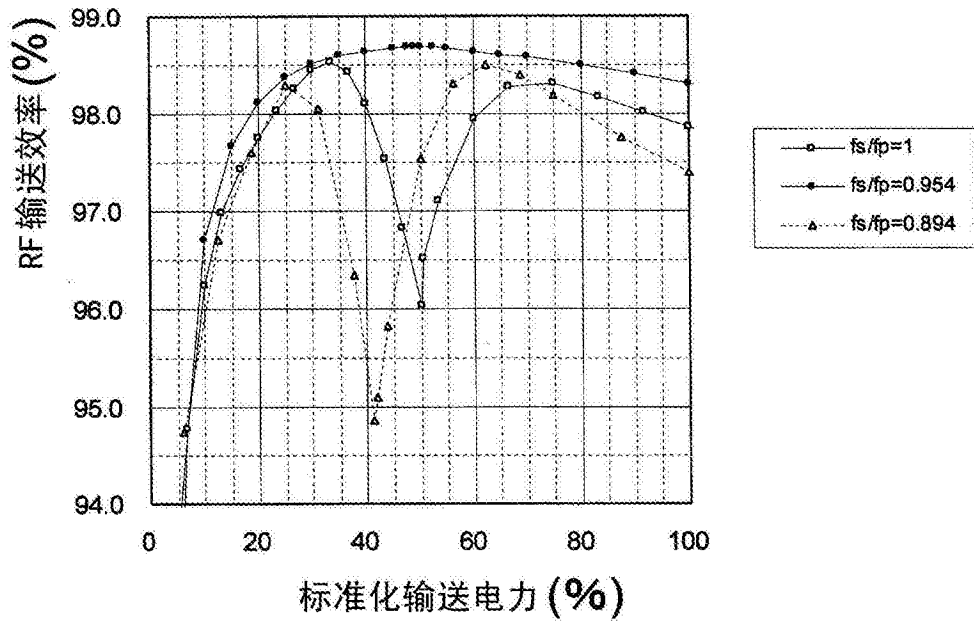


图20A

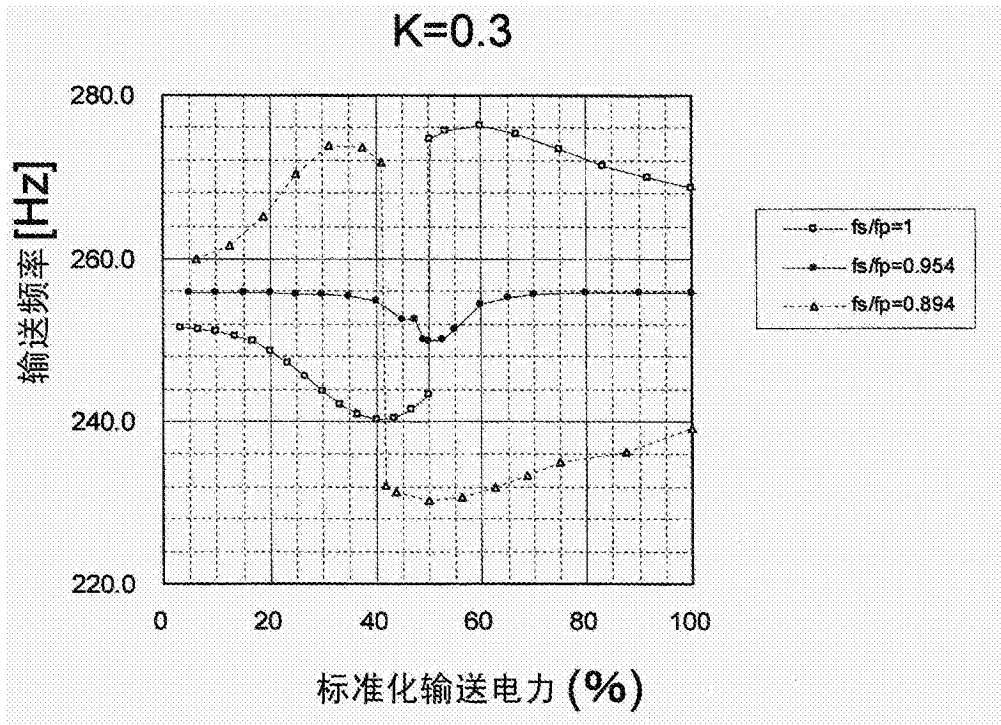


图20B

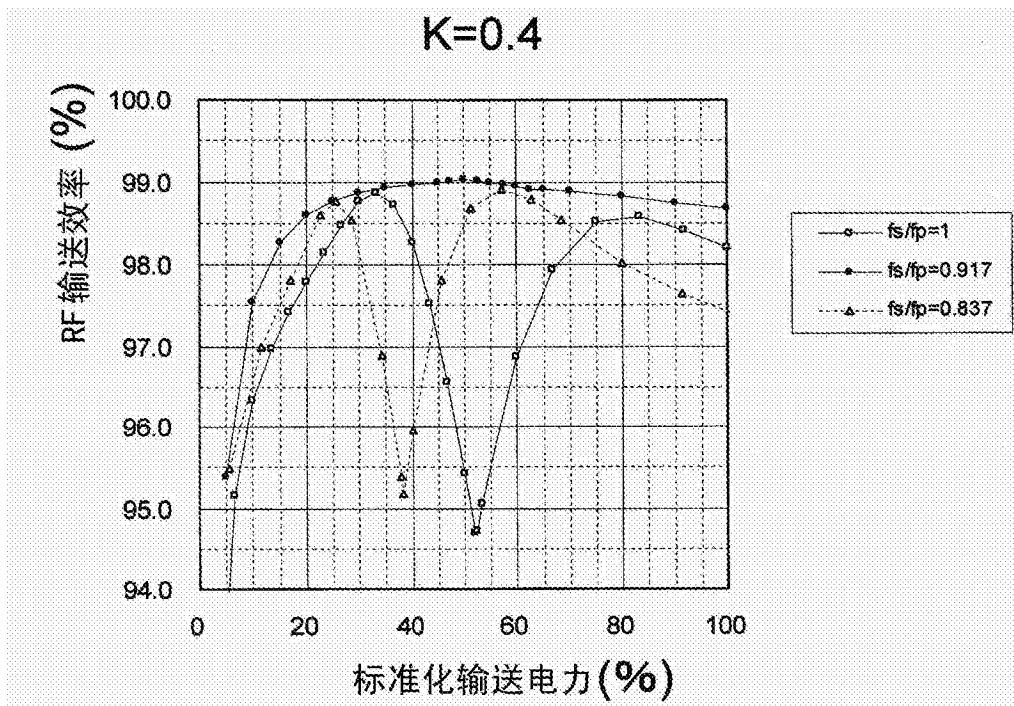


图21A

$K=0.4$

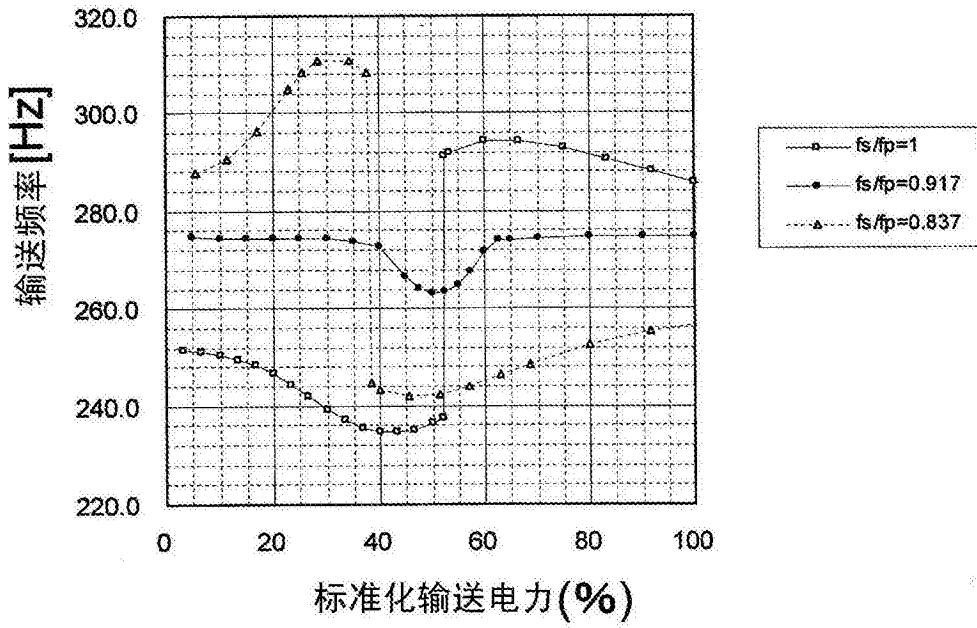


图21B

$K=0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5$

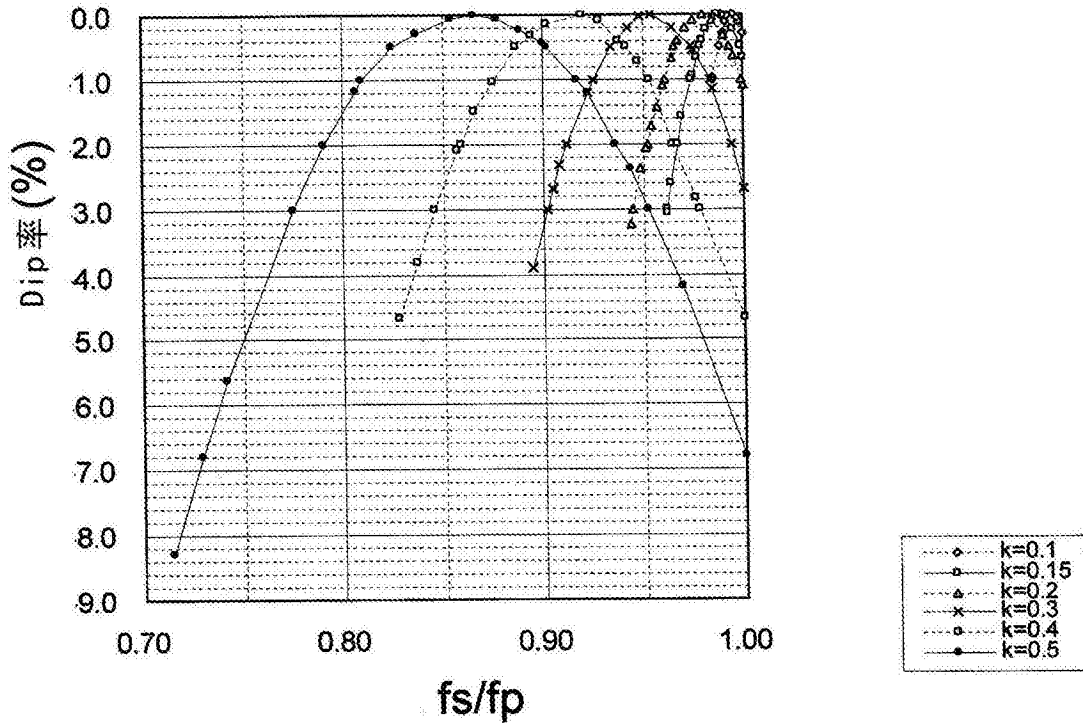


图22

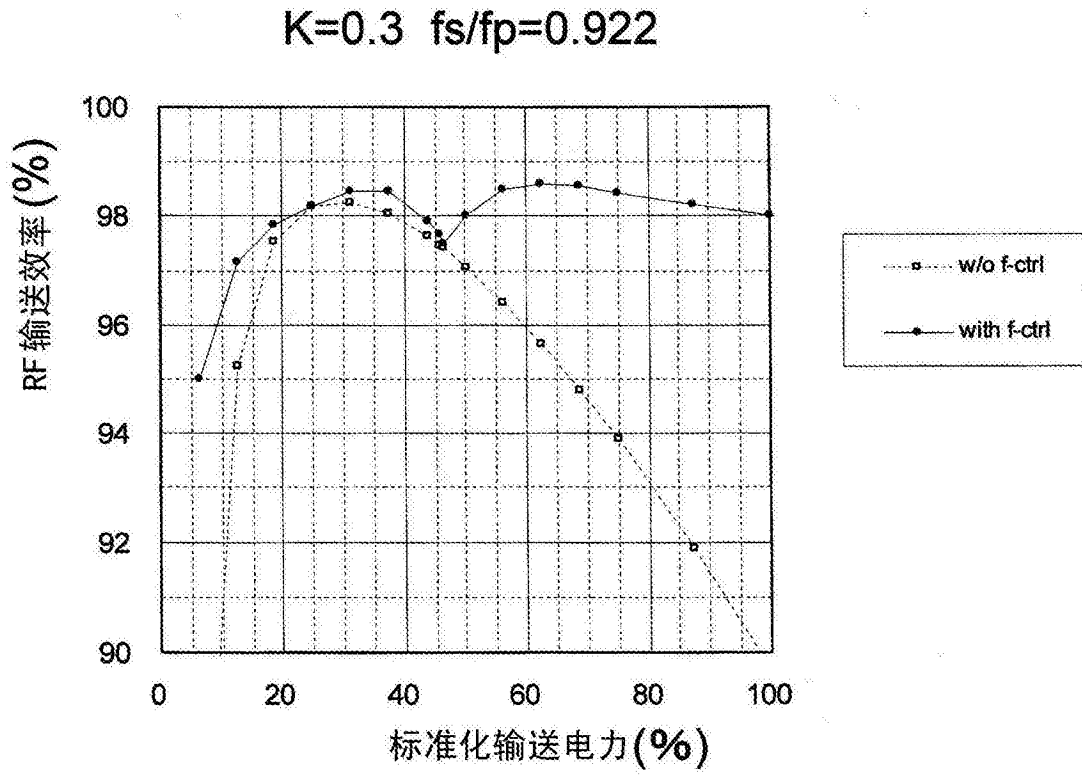


图23

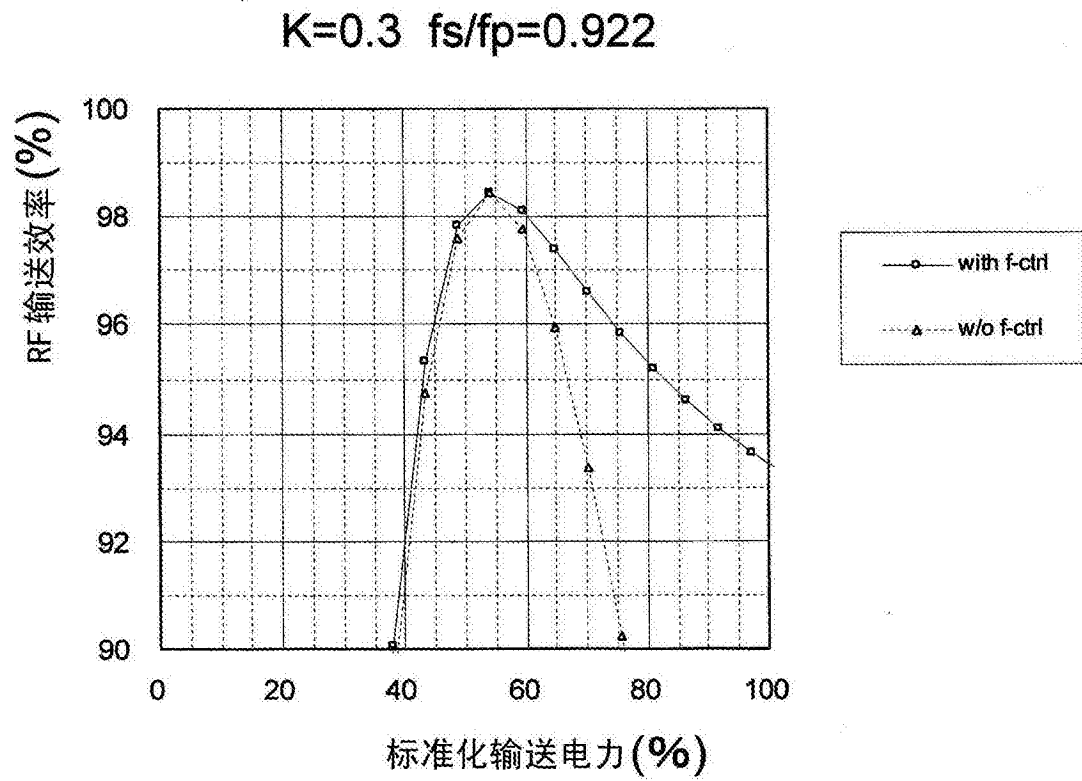


图24

$K=0.3$   $f_s/f_p=0.922$

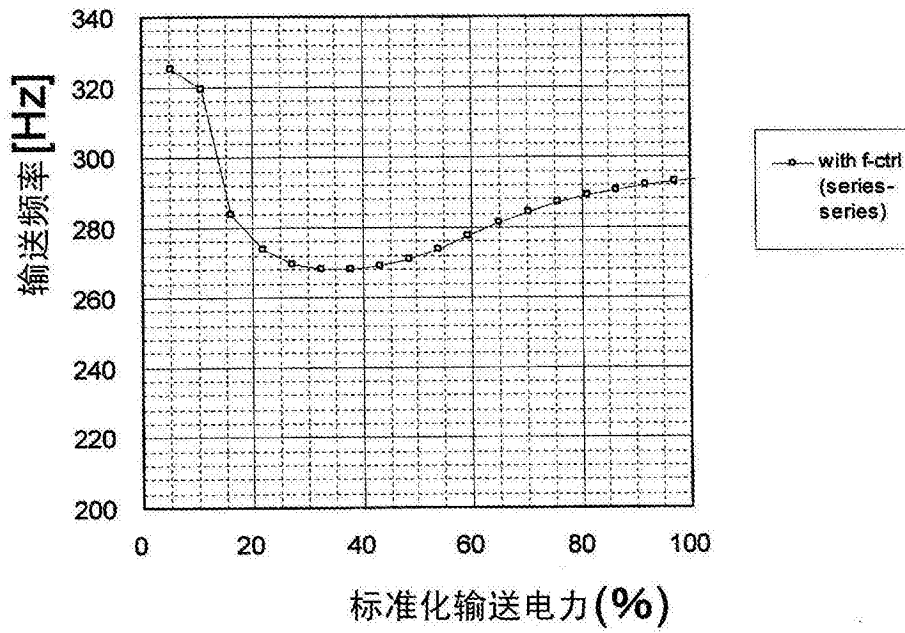


图25

$K=0.3$   $f_s/f_p=0.922$

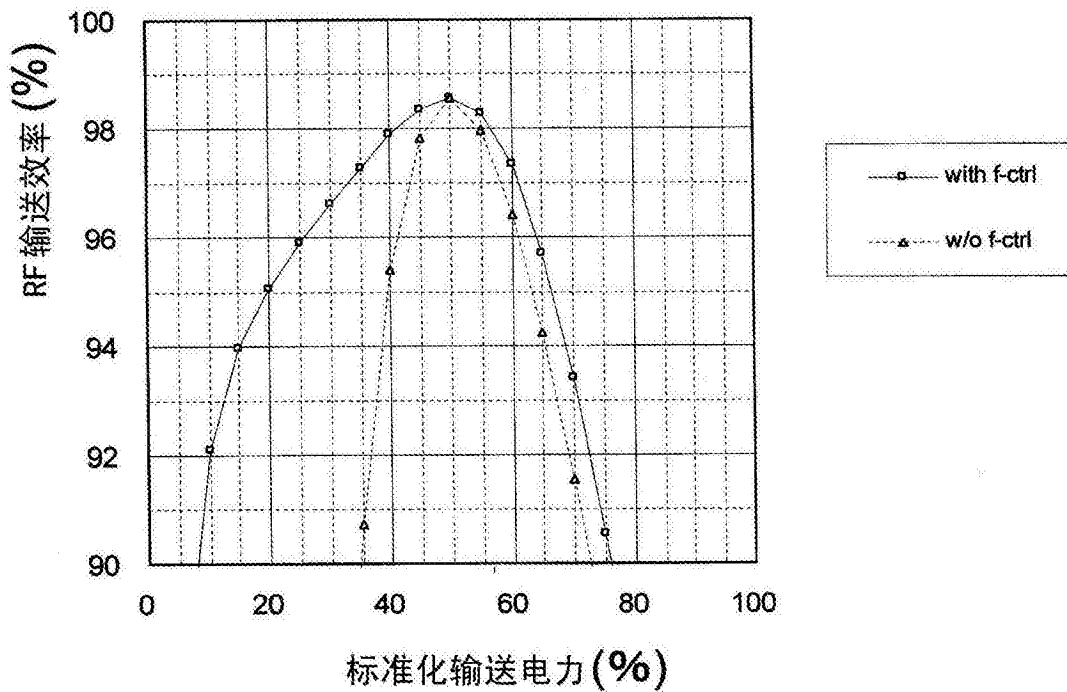


图26

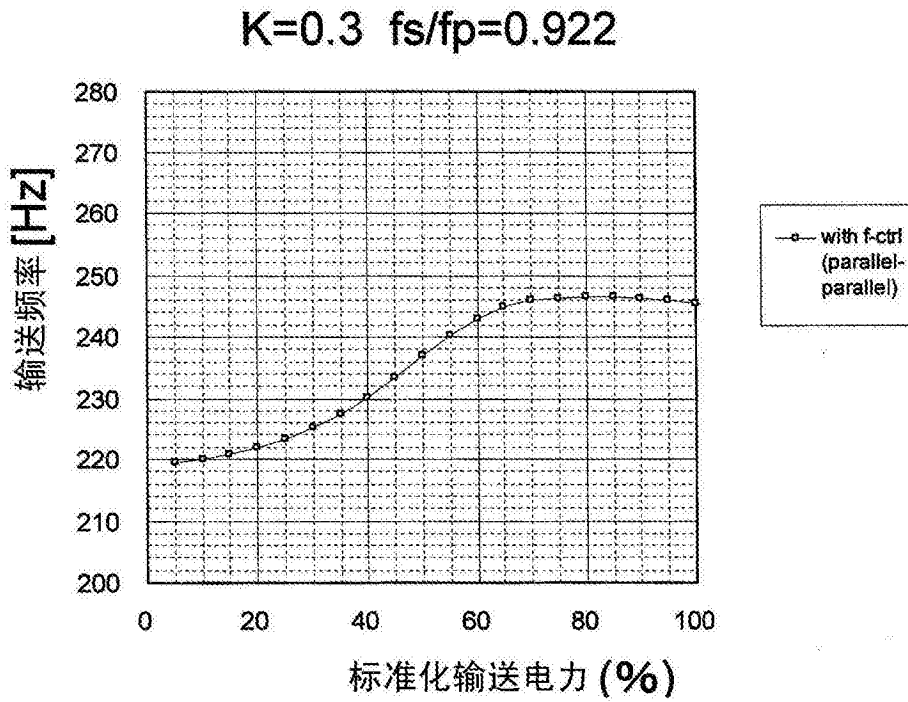


图27

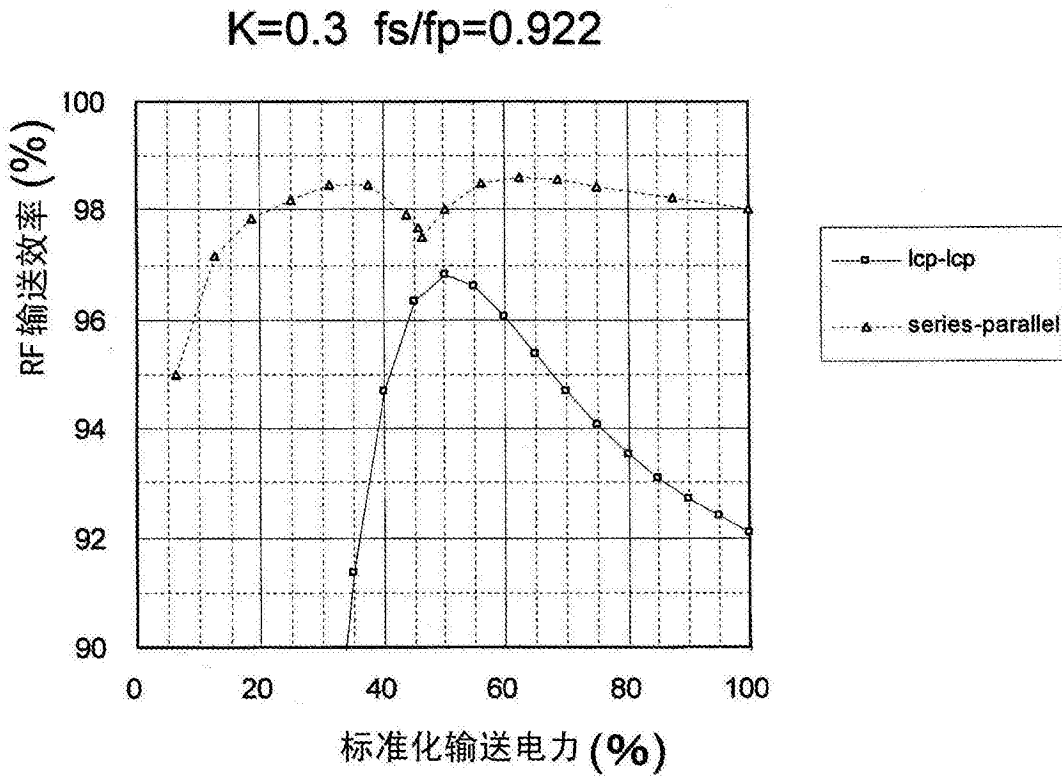


图28

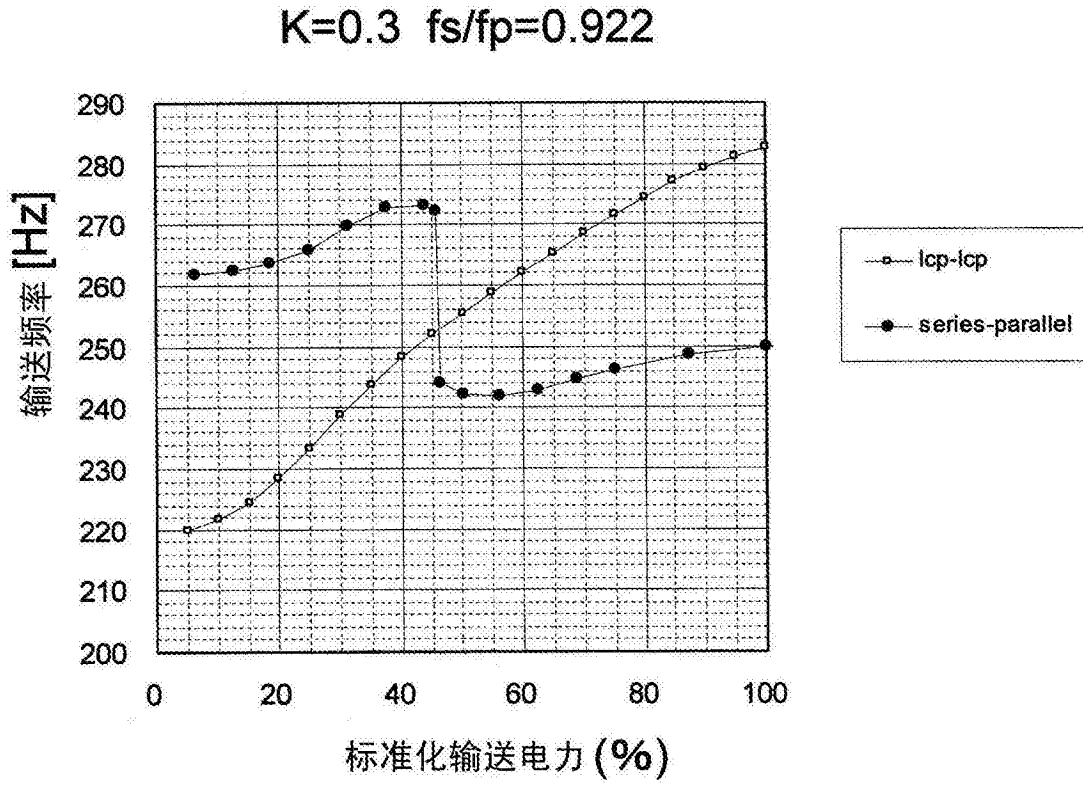


图29

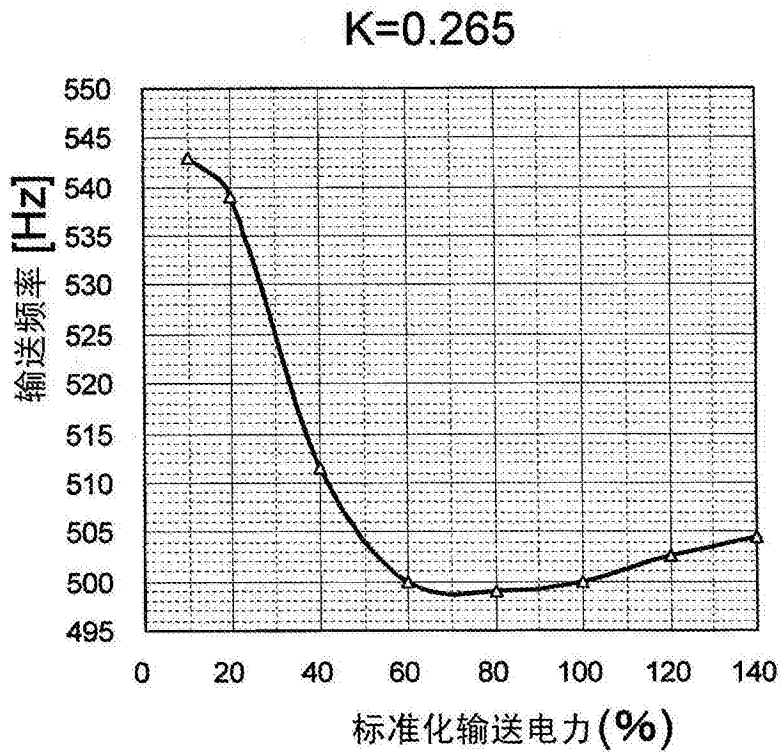


图30

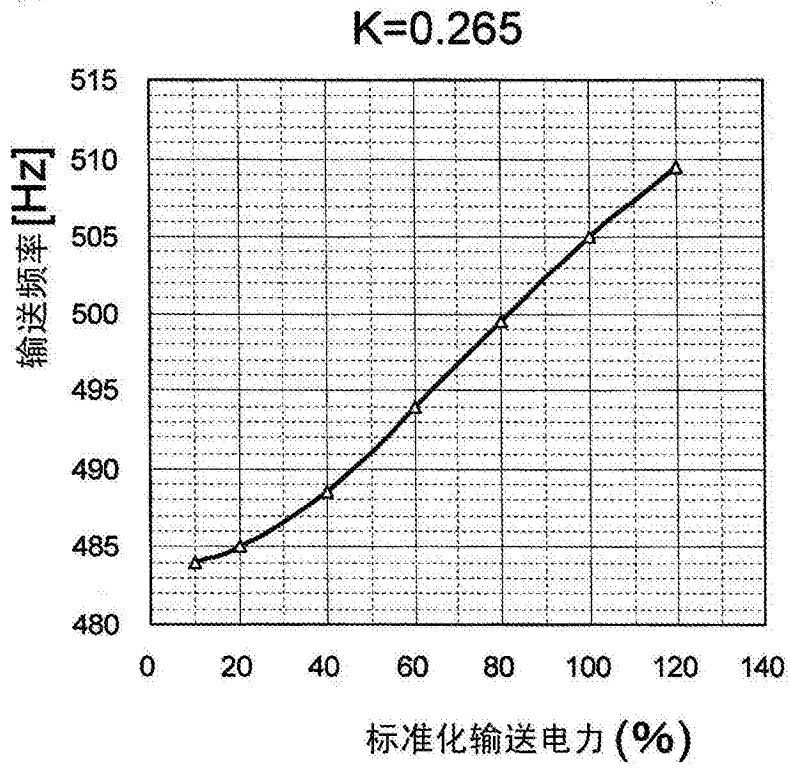


图31