



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103633745 A

(43) 申请公布日 2014. 03. 12

(21) 申请号 201310098809. 8

(22) 申请日 2007. 06. 11

(30) 优先权数据

60/908, 383 2007. 03. 27 US

60/908, 666 2007. 03. 28 US

(62) 分案原申请数据

200780053126. 3 2007. 06. 11

(71) 申请人 麻省理工学院

地址 美国马萨诸塞州

(72) 发明人 A·卡拉里斯 A·B·库尔斯

R·莫法特 J·D·琼诺普洛斯

P·H·费希尔 M·索亚契奇

(74) 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

72002

代理人 张伟 王英

(51) Int. Cl.

H02J 17/00 (2006. 01)

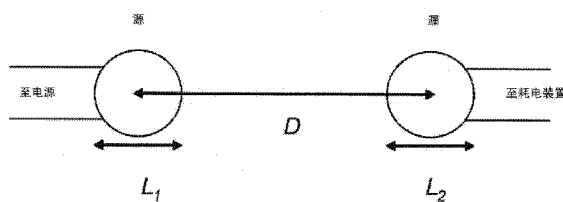
权利要求书1页 说明书26页 附图18页

(54) 发明名称

用于无线能量传输的方法

(57) 摘要

本发明涉及用于无线能量传输的方法和用于无线能量传输的设备。该无线能量传输的设备包括第一谐振器结构,用于在大于第二谐振器结构的特征尺寸的距离上与第二谐振器结构以非辐射方式传输能量。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的。



1. 一种用于无线能量传输的方法,所述方法包括:

在距离 D 上在第一谐振器结构与第二谐振器结构之间以非辐射方式传输能量,所述第一谐振器结构具有谐振频率为 ω_1 和谐振宽度为 Γ_1 的第一模式,所述第二谐振器结构具有谐振频率为 ω_2 和谐振宽度为 Γ_2 的第二模式,并且所述距离 D 至少大于所述第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 ,所述第二谐振器结构的所述特征尺寸 L_2 等于能够包围整个所述第二谐振器结构的最小球体的半径,

其中非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的,并且

将参数 $\Gamma_{\text{work}}/\Gamma$ 调节为匹配其最佳值,其中 Γ_{work} 是工作提取率,而 Γ 是净损耗速率,其中所述谐振宽度是由相应谐振器结构的固有损耗造成的。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中

所述第一谐振器结构具有 Q 因数 $Q_1 = \omega_1 / (2\Gamma_1)$,

所述第二谐振器结构具有 Q 因数 $Q_2 = \omega_2 / (2\Gamma_2)$,

非辐射能量传输具有速率 κ , 并且

$Q_1 > 100$ 且 $Q_2 > 100$ 。

3. 根据权利要求 2 所述的方法,其中所述能量传输的辐射损耗 η_{rad} 比大约 10% 小,且耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 0.1$ 。

4. 根据权利要求 2 所述的方法,其中所述能量传输的辐射损耗 η_{rad} 比大约 1% 小,且耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 。

5. 根据权利要求 1 到 4 中的任一项所述的方法,还包括反馈机构,其中所述反馈机构包括具有固定频率的振荡器,并且所述反馈机构用于将一个或多个所述谐振器结构的谐振频率调节到大约等于所述固定频率。

6. 根据权利要求 1 到 4 中的任一项所述的方法,还包括:

监测所述能量传输的效率,以及

调节一个或多个所述谐振器结构的谐振频率以使所述效率最大化。

7. 根据权利要求 1 到 4 中的任一项所述的方法,还包括:

监测一个或多个所述谐振器结构的频率。

8. 根据权利要求 1 到 4 中的任一项所述的方法,还包括:

提供所述谐振器结构之间的信息交换,以及

基于所述信息交换来维持所述谐振频率。

9. 根据权利要求 8 所述的方法,还包括:

监测所述谐振器结构中的作为源物体的谐振器结构的频率,以及

向所述谐振器结构中的作为装置物体的另一个谐振器结构发送所监测到的频率。

10. 根据权利要求 2 所述的方法,其中所述谐振器结构被设计为具有 $Q_1 > 200$ 且 $Q_2 > 200$ 。

用于无线能量传输的方法

[0001] 本申请是申请日为 2007 年 6 月 11 日、发明名称为“无线能量传输”的专利申请 200780053126.3 的分案申请。

[0002] 相关申请的交叉引用

[0003] 本临时申请涉及到 2007 年 3 月 27 日提交的美国专利申请 60/908383、2006 年 7 月 7 日提交的美国专利申请 11/481077 以及 2005 年 7 月 12 日提交的美国临时专利申请 60/698442。在此通过引用将 2006 年 7 月 7 日提交的美国专利申请 11/481077 和 2005 年 7 月 12 日提交的美国临时专利申请 60/698442 中的每一个的全文并入本文。

背景技术

[0004] 本申请涉及无线能量传输。可以在例如向独立电气或电子装置供电的应用中使用无线能量传输。

[0005] 全向天线的辐射模式(用于信息传输效果很好)不适于这种能量传输,这是因为绝大多数能量都浪费到自由空间中了。即使对于长距离(传输距离 $L_{\text{TRANS}} \gg L_{\text{DEV}}$, 其中 L_{DEV} 是装置和/或源的特征尺寸)来说,也可以将使用激光或高定向性天线的定向辐射模式有效地用于能量传输,但对于移动物体而言,该定向辐射模式要求视线无遮挡和复杂的跟踪系统。一些传输方案依赖于感应,但一般都限于非常近范围($L_{\text{TRANS}} \ll L_{\text{DEV}}$)或小功率($\sim \text{mV}$)的能量传输。

[0006] 近年来独立电子装置的迅速发展(例如膝上型电脑、手机、家用机器人,它们一般都依赖于化学能量存储)已经导致了越来越需要无线能量传输。

发明内容

[0007] 本发明人已经认识到,可以将近场模式限于局部区域的具有耦合谐振模式的谐振物体用于无线非辐射能量传输。尽管与其它非谐振的周围物体交互很微弱,但谐振物体往往会与周围物体耦合。通常,利用下述技术,随着耦合增强,传输效率也增大。在一些实施例中,利用以下技术,能量传输率(速率)可以大于能量损耗率(速率)。因此,可以在谐振物体之间实现高效的无线能量交换,同时仅有适度的能量会传输和耗散到其他非谐振物体中。近场的几乎全向但稳定(无损耗)的性质使这种机制适于移动无线接收机。因此,各实施例具有很多可能的应用,例如包括将源(例如连接到有线电网的源)放置于工厂房间的顶棚上,而装置(机器人、车辆、计算机等)在房间内自由漫游。其它应用包括用于电动公共汽车和/或混合动力车和植入性医疗装置的电源。

[0008] 在一些实施例中,谐振模式是所谓的磁谐振,对于磁谐振而言,谐振物体周围的大部分能量存储于磁场中,即在谐振物体外部仅有非常小的电场。由于大部分日常材料(包括动物、植物和人)都是非磁性的,因此它们与磁场的交互最小。这对于安全性以及减少与无关的周围物体交互而言都是重要的。

[0009] 在一个方面中,公开了一种用于无线能量传输的设备,其包括第一谐振器结构,用于在大于第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 的距离 D 上与第二谐振器结构以非辐射方

式传输能量。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部 (evanescent tail) 和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的 (mediated)。在一些实施例中, D 还大于如下各项中的一个或多个: 第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 、第一谐振器结构的特征宽度以及第一谐振器结构的特征厚度。该设备可以包括以下特征中的任何特征, 该任何特征指的是以下特征中的单个特征或以下特征中的特征的组合。

[0010] 在一些实施例中, 所述第一谐振器结构被配置成向所述第二谐振器结构传输能量。在一些实施例中, 所述第一谐振器结构被配置成从所述第二谐振器结构接收能量。在一些实施例中, 所述设备包括所述第二谐振器结构。

[0011] 在一些实施例中, 所述第一谐振器结构具有谐振频率 ω_1 、Q 因数 Q_1 和和谐振宽度 Γ_1 , 所述第二谐振器结构具有谐振频率 ω_2 、Q 因数 Q_2 和谐振宽度 Γ_2 , 并且非辐射传输具有速率 κ 。在一些实施例中, 所述频率 ω_1 和 ω_2 大约位于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中的较窄者之中。

[0012] 在一些实施例中, $Q_1 > 100$ 且 $Q_2 > 100$; $Q_1 > 200$ 且 $Q_2 > 200$; $Q_1 > 500$ 且 $Q_2 > 500$; $Q_1 > 1000$ 且 $Q_2 > 1000$ 。在一些实施例中, $Q_1 > 200$ 或 $Q_2 > 200$; $Q_1 > 500$ 或 $Q_2 > 500$; $Q_1 > 1000$ 或 $Q_2 > 1000$ 。

[0013] 在一些实施例中, 耦合损耗比 (coupling to loss ratio) $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 0.5$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 1$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 2$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 5$ 。

[0014] 在一些实施例中, D/L_2 可以大到等于 2, 大到等于 3, 大到等于 5, 大到等于 7, 大到等于 10。

[0015] 在一些实施例中, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 且耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 10$ 。

[0016] 在一些实施例中, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 且耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 25$ 。

[0017] 在一些实施例中, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 且耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 40$ 。

[0018] 在一些实施例中, 所述能量传输的效率 η_w 比大约 1% 大, 比大约 10% 大, 比大约 20% 大, 比大约 30% 大, 或比大约 80% 大。

[0019] 在一些实施例中, 所述能量传输的辐射损耗 η_{rad} 比大约 10% 小。在一些这样的实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 0.1$ 。

[0020] 在一些实施例中, 所述能量传输的辐射损耗 η_{rad} 比大约 1% 小。在一些这样的实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 。

[0021] 在一些实施例中, 在距任一谐振物体的表面超过 3cm 的距离处有人的情况下, 所述能量传输由于人而造成的损耗 η_h 比大约 1% 小。在一些这样的实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 。

[0022] 在一些实施例中,在距任一谐振物体的表面超过 10cm 的距离处有人的情况下,所述能量传输由于人而造成的损耗 η_h 比大约 0.2% 小。在一些这样的实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 。

[0023] 在一些实施例中,在工作期间,耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些实施例中,所述设备还包括所述功率源。在一些实施例中, f 大约是最佳效率频率。

[0024] 在一些实施例中, f 约为 50GHz 或更低,约为 1GHz 或更低,约为 100MHz 或更低,约为 10MHz 或更低。在一些实施例中,约为 1MHz 或更低,约为 100KHz 或更低,或约为 10kHz 或更低。在一些实施例中, f 约为 50GHz 或更高,约为 1GHz 或更高,约为 100MHz 或更高,约为 10MHz 或更高,或约为 1MHz 或更高,约为 100kHz 或更高,或约为 10kHz 或更高。

[0025] 在一些实施例中,在工作期间,所述谐振器结构之一从另一谐振器结构接收可用功率 P_w 。在一些实施例中, P_w 比大约 0.01 瓦大,比大约 0.1 瓦大,比大约 1 瓦大,或比大约 10 瓦大。

[0026] 在一些实施例中, $Q_k = \omega / 2\kappa$ 比大约 50 小,比大约 200 小,比大约 500 小,或比大约 1000 小。

[0027] 在一些实施例中, D/L_2 大到等于 3,大到等于 5,大到等于 7,或大到。在一些实施例中,所述第一谐振器结构和第二谐振器结构之一包括带电容负载的导电线圈 (capacitively loaded conductive coil)。在一些实施例中,所述第一谐振器结构和第二谐振器结构都包括带电容负载的导电线圈。在一些这样的实施例中,在工作期间,所述谐振器结构之一从另一谐振器结构接收可用功率 P_w ,且在向所述另一谐振器结构传输

能量的所述谐振器结构中有电流 I_s 流动,比值 $\frac{I_s}{\sqrt{P_w}}$ 比大约 $5 \text{ Amps} / \sqrt{\text{Watts}}$ 小或比大约 $2 \text{ Amps} / \sqrt{\text{Watts}}$ 小。在一些实施例中,在工作期间,所述谐振器结构之一从另一谐振器结构接收可用功率 P_w ,在所述第一谐振器结构 V_s 的电容负载两端出现电压差 V_s ,且比值 $\frac{V_s}{\sqrt{P_w}}$

比大约 $2000 \text{ Volts} / \sqrt{\text{Watts}}$ 小或比大约 $4000 \text{ Volts} / \sqrt{\text{Watts}}$ 小。

[0028] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构和第二谐振器结构都包括带电容负载的导电线圈, $Q_1 > 200$ 且 $Q_2 > 200$ 。在一些实施例中,从所述另一谐振器结构接收能量的所述谐振器结构的特征尺寸 L_R 比大约 1cm 小,所述物体的所述导电线圈的宽度比大约 1mm 小,且在工作期间,耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些这样的实施例中, f 大约为 380MHz。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 14.9$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 3.2$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1.2$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 0.4$ 。

[0029] 在一些实施例中,从所述另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸 L_R 比大约 10cm 小,所述物体的导电线圈的宽度比大约 2mm 小,且在工作期间,耦合到所述第一谐

振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些实施例中, f 大约为 43MHz。在一些实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 15.9$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 4.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.8$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.7$ 。在一些实施例中, 从所述另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸 L_R 比大约 30cm 小, 所述物体的导电线圈的宽度比大约 2cm 小, 且在工作期间, 耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些这样的实施例中, f 大约为 9MHz。在一些实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 67.4$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 17.8$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 7.1$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.7$ 。在一些实施例中, 从另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸 L_R 比大约 30cm 小, 所述物体的导电线圈的宽度比大约 2mm 小, 且在工作期间, 耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些实施例中, f 大约为 17MHz。在一些实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 6.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.2$ 。在一些实施例中, 从所述另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸 L_R 比大约 1m 小, 所述物体的导电线圈的宽度比大约 2mm 小, 且在工作期间, 耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些实施例中, f 大约为 5MHz。在一些实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 6.8$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.4$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.2$ 。在一些这样的实施例中, D/L_R 大约为 3, 大约为 5, 大约为 7, 或大约为 10。

[0030] 在一些实施例中, 所述第一谐振器结构和第二谐振器结构之一或两者包括电介质盘。在一些实施例中, 从所述另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸为 L_R , 且所述谐振器结构的介电常数 ϵ 的实数部分比大约 150 小。在一些这样的实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 42.4$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 6.5$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$ 。在一些实施例中, 从所述另一谐振器结构接收能量的谐振器结构的特征尺寸为 L_R , 且所述谐振器结构的介电常数 ϵ 的实数部分比大约小。在一些实施例中, 所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 30.9$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.3$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$ 。在一些实施例中, 被配置成从所述另一谐振器结构接收能量的所述谐振器结构的介电常数 ϵ 的实数部分比大约 65 小。

[0031] 在一些实施例中, 所述第一谐振器结构和第二谐振器结构之一包括自谐振导线线圈。在一些实施例中, 所述第一谐振器结构和第二谐振器结构都包括自谐振导线线圈。

[0032] 在一些实施例中, 所述自谐振导线线圈中的一个或多个包括长度为 l 且截面半径为 r 的导线, 所述导线被盘绕成半径为 r 、高度为 h 且匝数为 N 的螺旋线圈。在一些实施例中,

$$N = \sqrt{l^2 - h^2} / 2\pi r。$$

[0033] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构和第二谐振器结构都包括自谐振导线线圈, $Q_1 > 200$ 且 $Q_2 > 200$ 。

[0034] 在一些实施例中,对于每个谐振器结构, r 大约为 30cm, h 大约为 20cm, a 大约为 3mm, N 大约为 5.25,并且在工作期间,耦合到所述第一谐振器结构或第二谐振器结构的功率源以频率 f 驱动所述谐振器结构。在一些实施例中, f 大约为 10.6MHz。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 40$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 15$, 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 5$ 或 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 。在一些实施例中, D/L_R 大到约为 2、3、5 或 8。

[0035] 在一些实施例中,所述设备还包括电耦合到所述第二谐振器结构的电气或电子装置,使得所述装置能够从所述第二谐振器结构接收能量。在一些实施例中,装置包括机器人(例如常规的机器人或纳米机器人)、移动电子装置(例如电话或计算机或膝上型计算机)。在一些实施例中,该装置包括用于植入患者体内的医疗装置(例如人造器官或用于投递药物的移植体)。

[0036] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的至少一个包括如下之一:电介质盘、电介质物体、金属物体、金属电介质材料、等离子体材料、带电容负载的导电线圈、自谐振导线线圈。

[0037] 在一些实施例中,谐振场是电磁场。在一些实施例中,所述谐振场是声学场。在一些实施例中,一个或多个谐振场包括所述谐振结构之一的回音廊模式(whispering gallery mode)。

[0038] 在一些实施例中,所述谐振场在所述谐振物体外部的区域中主要为磁性场。在一些实施例中,在距最近的谐振物体的距离为 p 处,平均电场能量与平均磁场能量之比小于 0.01 或小于 0.1。在一些实施例中, L_c 是最近的谐振物体的特征尺寸,且 p/L_c 小于 1.5、3、5、7 或 10。

[0039] 在一些实施例中,至少一个所述谐振器具有比大约 5000 大或比大约 10000 大的品质因数。

[0040] 在一些实施例中,至少一个所述谐振器具有比大约 10000 大的品质因数。

[0041] 在一些实施例中,所述设备还包括用于以非辐射方式与所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个或多个传输能量的第三谐振器结构,其中所述第三谐振器结构与所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个或多个之间的所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个或多个的谐振场渐逝尾部和所述第三谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的。

[0042] 在一些实施例中,所述第三谐振器结构被配置成向所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个或多个传输能量。

[0043] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成从所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个或多个接收能量。

[0044] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成从所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的一个接收能量并向所述第一谐振器结构和第二谐振器结构中的另一个传输

能量。

[0045] 在另一方面中,披露了一种无线传输能量的方法,包括:提供第一谐振器结构;以及在距离 D 上与第二谐振器结构以非辐射方式传输能量,所述距离 D 大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 和所述第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的。

[0046] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构具有谐振频率 ω_1 、Q 因数 Q_1 和谐振宽度 Γ_1 ,所述第二谐振器结构具有谐振频率 ω_2 、Q 因数 Q_2 和谐振宽度 Γ_2 ,以及所述非辐射传输具有速率 κ 。在一些实施例中,所述频率 ω_1 和 ω_2 大约位于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中的较窄者之中。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 。

[0047] 在另一方面中,公开了一种设备,其包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构用于在距离 D 上与第二谐振器结构以非辐射方式传输能量,所述距离 D 大于所述第一谐振器结构的特征宽度 W_1 和所述第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的。在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成向所述第二谐振器结构传输能量。在一些实施例中,所述设备包括所述第二谐振器结构。在一些实施例中,所述第一谐振器结构具有谐振频率 ω_1 、Q 因数 Q_1 和谐振宽度 Γ_1 ,所述第二谐振器结构具有谐振频率 ω_2 、Q 因数 Q_2 和谐振宽度 Γ_2 ,以及所述非辐射传输具有速率 κ 。在一些实施例中,所述频率 ω_1 和 ω_2 大约位于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中的较窄者之中。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 。

[0048] 在另一方面中,公开了一种用于无线信息传输的设备,其包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构用于在距离 D 上与第二谐振器结构通过以非辐射方式传输能量来传输信息,所述距离 D 大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 和所述第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器结构的谐振场渐逝尾部来实现的。

[0049] 在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成向所述第二谐振器结构传输能量。在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成从所述第二谐振器结构接收能量。在一些实施例中,所述设备包括所述第二谐振器结构。在一些实施例中,所述第一谐振器结构具有谐振频率 ω_1 、Q 因数 Q_1 和谐振宽度 Γ_1 ,所述第二谐振器结构具有谐振频率 ω_2 、Q 因数 Q_2 和谐振宽度 Γ_2 ,以及所述非辐射传输具有速率 κ 。在一些实施例中,所述频率 ω_1 和 ω_2 大约位于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中的较窄者之中。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 。

[0050] 在另一方面中,公开了一种用于无线能量传输的设备,所述设备包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构用于在距离 D 上与第二谐振器结构以非辐射方式传输能量,所述距离 D 大于所述第一谐振器结构的特征厚度 T_1 和所述第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 。所述非辐射能量传输是通过耦合所述第一谐振器结构的谐振场渐逝尾部和所述第二谐振器

结构的谐振场渐逝尾部来实现的。在一些实施例中,所述第一谐振器结构被配置成向所述第二谐振器结构传输能量。在一些实施例中,所述设备包括所述第二谐振器结构。在一些实施例中,所述第一谐振器结构具有谐振频率 ω_1 、Q 因数 Q_1 和谐振宽度 Γ_1 ,所述第二谐振器结构具有谐振频率 ω_2 、Q 因数 Q_2 和谐振宽度 Γ_2 ,以及所述非辐射传输具有速率 κ 。在一些实施例中,所述频率 ω_1 和 ω_2 大约位于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中的较窄者之中。在一些实施例中,所述耦合损耗比 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 。

[0051] 一些实施例包括用于在工作期间维持一个或多个谐振物体的谐振频率的机构。在一些实施例中,反馈机构包括具有固定频率的振荡器且用于调节所述一个或多个谐振物体的谐振频率以使之约等于所述固定频率。在一些实施例中,所述反馈机构被配置成监测所述能量传输的效率,并调节所述一个或多个谐振物体的谐振频率以使所述效率最大。

[0052] 应当理解,物体的特征尺寸等于能够包围整个物体的最小球体的半径。物体的特征宽度是在该物体沿直线运动时能够通过的最小可能的圆的半径。例如,圆柱物体的特征宽度为圆柱的半径。物体的特征厚度是当把该物体放在任意结构的平面上时,物体的最高点相对于平面的最小可能高度。

[0053] 两个谐振物体之间发生能量传输的距离 D 是能够包围每个物体整体的最小球体的相应中心之间的距离。然而,当考虑人和谐振物体之间的距离时,该距离是通过测量从人的外表面到球的外表面的距离而测出的。

[0054] 如下文详细所述,非辐射能量传输是指主要通过局域化近场,最多辅助地通过场的辐射部分所实现的能量传输。

[0055] 应当理解,谐振物体的渐逝尾部是局限在物体处的谐振场的缓慢衰减的非辐射部分。衰减可以采取任何函数形式,例如包括指数式衰减或幂律衰减。

[0056] 无线能量传输系统的最佳效率频率是在所有其他因子保持恒定的情况下品质因数 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}}$ 最大化时的频率。

[0057] 谐振宽度 (Γ) 指的是由物体的固有损耗(例如由于吸收、辐射等导致的损耗)造成的物体谐振的宽度。

[0058] 应当理解, Q 因数是一个用于将振荡系统振幅衰减的时间常数与其振荡周期进行比较的因子。对于频率为 ω 、谐振宽度为 Γ 的给定谐振器模式, Q 因数 $Q = \omega / 2\Gamma$ 。

[0059] 应当理解, $Q_\kappa = \omega / 2\kappa$ 。

[0060] 非辐射能量传输速率 κ 指的是从一个谐振器到另一个谐振器的能量传输速率。在下面介绍的耦合模式说明中,它是谐振器之间的耦合常数。

[0061] 除非另行定义,否则本文使用的所有技术和科学术语的含义都与本发明所属领域的普通技术人员所通常理解的含义相同。万一与本文通过引用并入的公开文本、专利申请、专利和其他参考文献冲突,以本说明书(包括定义)为准。

[0062] 各个实施例可以单独地或组合地包括任何以上特征。通过下面的详细描述,本发明的其他特征、目的和优点将变得显而易见。

[0063] 通过下面的详细描述,本发明的其他特征、目的和优点将变得显而易见。

附图说明

- [0064] 图 1 示出了无线能量传输方案的示意图；
- [0065] 图 2 示出了自谐振导线线圈的实例；
- [0066] 图 3 示出了以两个自谐振导线线圈为特征的无线能量传输方案；
- [0067] 图 4 示出了带电容负载的导线线圈的实例并示出了周围的场；
- [0068] 图 5 示出了以两个带电容负载的导线线圈为特征的无线能量传输方案，并示出了周围的场；
- [0069] 图 6 示出了谐振的电介质盘的实例，并示出了周围的场；
- [0070] 图 7 示出了以两个谐振的电介质盘为特征的无线能量传输方案，并示出了周围的场；
- [0071] 图 8a 和图 8b 示出了频率控制机制的示意图；
- [0072] 图 9a-9c 示出了在存在各种无关物体(extraneous object)时的无线能量传输方案；
- [0073] 图 10 示出了无线能量传输的电路模型；
- [0074] 图 11 示出了无线能量传输方案的效率；
- [0075] 图 12 示出了无线能量传输方案的参数相关性；
- [0076] 图 13 绘示了无线能量传输方案的参数相关性；
- [0077] 图 14 是展示无线能量传输的实验系统的示意图；以及
- [0078] 图 15-17 绘示了图 14 示意性示出的系统的试验结果。

具体实施方式

[0079] 图 1 示出了总体上描述本发明一个实施例的示意图，其中在两个谐振物体之间无线传输能量。

[0080] 参考图 1，通过距离 D 在具有特征尺寸 L_1 的谐振源物体与具有特征尺寸 L_2 的谐振装置物体之间传输能量。两个物体都是谐振物体。源物体连接到电源(未示出)，装置物体连接到耗电装置(例如负载电阻器，未示出)。能量由电源提供给源物体，能量从源物体以无线非辐射方式传输到装置物体，并由耗电装置消耗。利用两个谐振物体的系统的场(例如电磁场或声场)进行无线非辐射能量传输。为了简单起见，在下文中我们将假设场为 电磁场。

[0081] 应当理解，尽管图 1 的实施例示出了两个谐振物体，但是在下面的很多实例中，其他实施例可以以 3 个或更多个谐振物体为特征。例如，在一些实施例中，单个源物体能够向多个装置物体传输能量。在一些实施例中，可以将能量从第一装置传输到第二装置，然后从第二装置传输到第三装置，依次类推。

[0082] 首先，我们给出理论框架以便于理解非辐射方式的无线能量传输。不过注意，应当理解本发明的范围不限于理论。

[0083] 耦合模理论

[0084] 用于对两个谐振物体 1 和 2 之间的谐振能量交换进行建模的适当分析框架是“耦合模理论”(coupled-mode theory, CMT)的框架。例如，参见 Haus, H. A. Waves and Fields in Optoelectronics (Prentice-Hall, 新泽西, 1984)。两个谐振物体 1 和 2 的系统的场近似于 $F(r, t) \approx a_1(t)F_1(r) + a_2(t)F_2(r)$ ，其中 $F_{1,2}(r)$ 是 1 和 2 各自的归一化到单位能量的

本征模式(eigenmode),并且限定场幅度 $a_{1,2}(t)$,使得 $|a_{1,2}(t)|^2$ 分别等于物体 1 和 2 之内存储的能量。然后,可以示出在最低阶上场幅度满足:

$$[0085] \quad \frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i\kappa a_2$$

$$[0086] \quad (1)$$

$$[0087] \quad \frac{da_2}{dt} = -i(\omega_2 - i\Gamma_2)a_2 + i\kappa a_1$$

[0088] 其中 $\omega_{1,2}$ 是本征模式的个体本征频率, $\Gamma_{1,2}$ 是由于物体的固有(吸收、辐射等)损耗导致的谐振宽度, κ 是耦合系数。方程(1)表明,在严格谐振($\omega_1 = \omega_2$ 且 $\Gamma_1 = \Gamma_2$)时,组合系统的本征模式被 2κ 拆分;两物体之间的能量交换在时间 π/κ 之内发生且除了损耗之外,该能量交换几乎是完美的,在耦合速率比全部的损耗速率快得多时($\kappa \gg \Gamma_{1,2}$),损耗最小。耦合损耗比 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 充当着品质因数,并且耦合损耗比以及能够获得该比值的距离共同评价用于无线能量传输的系统。将 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} \gg 1$ 的状态称为“强耦合”状态。

[0089] 在一些实施例,能量传输应用优选使用对应于低(慢)固有损耗速率 Γ 的高 $Q = \omega/2\Gamma$ 的谐振模式。在使用渐逝(无损耗)稳定近场,而不是有损耗辐射远场来实现耦合的情况下,可以满足这个条件。

[0090] 为了实现能量传输方案,通常,有限大小的物体是更适合的,即在拓扑上各处被空气围绕的物体是更适合的。令人遗憾的是,有限范围的物体不能够支持在空气中各个方向上按照指数衰减的电磁状态,这是因为从自由空间中的麦克斯韦方程可知: $\vec{k}^2 = \omega^2/c^2$, 其中 $\vec{k}$ 为波矢, ω 为频率, c 为光速。因此,可以表明它们不支持无穷大 Q 的状态。然而,可以找到寿命非常长(所谓的“高 Q ”)状态,在它们变得振荡(辐射)之前,它们的尾部在充分长距离上远离谐振物体时表现出所需的指数或类指数衰减。发生场行为这种变化的界面被称为“辐射焦散面(radiation caustic)”,对于要基于近场而非远场/辐射场的无线能量传输方案而言,耦合物体之间的距离必需要使得其中一个位于另一个的辐射焦散面之内。

[0091] 此外,在一些实施例,在大于物体特征尺寸的距离上,对应于强(即快)耦合速率 κ 的小 $Q_\kappa = \omega/2\kappa$ 是优选的。因此,由于通常由波长来设置近场扩展到有限大小谐振物体周围区域中的程度,因此,在一些实施例,可以利用亚波长大小的谐振物体来实现这种中距离非辐射耦合,从而实现显著更长的渐逝场尾部。从稍后的实例中将会看到,这种亚波长谐振常常会伴有高 Q 值,因此对于可能移动的谐振装置-物体而言,这通常将是适当的选择。尽管如此,注意,在一些实施例,谐振源物体将是固定不动的,这样,谐振源物体在其允许的几何形状和尺寸方面受限较少,因此可以选择足够大的几何形状和尺寸,使得近场范围不受波长限制。如果调谐得靠近截止频率,那么广度接近无穷大的物体(例如电介质波导)能够支持渐逝尾部沿远离物体的方向按照指数缓慢衰减的导模(guided mode),因此其能够具有几乎无穷大的 Q 。

[0092] 在下文中,我们描述了若干种适于上述类型的能量传输的系统实例。我们将展示如何计算上述 CMT 参数 $\omega_{1,2}$ 、 $Q_{1,2}$ 和 Q_κ , 以及如何选择用于特定实施例的这些参数,以便产生期望的品质因数 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} = \sqrt{Q_1Q_2}/Q_\kappa$ 。此外,如下所述,有时 $Q_{1,2}$ 可能不受固有损耗

机制的限制而是受外部扰动的限制。在那些情况下,产生期望的品质因数转化成减小 Q_k (即增强耦合)。因此,我们将展示如何针对特定实施例减小 Q_k 。

[0093] 自谐振导线线圈

[0094] 在一些实施例中,一个或多个谐振物体是自谐振导线环路。参考图 2,将长度为 l 截面半径为 a 的导线盘绕成由空气包围的半径为 r 高度为 h (即,匝数为 $N = \sqrt{l^2 - h^2} / 2\pi r$) 的螺旋线圈(环路)。如下所述,导线具有分布电感和分布电容,因此其支持频率为 ω 的谐振模式。就我们所知,对于文献中的有限螺旋管的场而言,没有精确解,即使对于无限长的线圈来说,解也依赖于对于实际系统而言不充分的假设。例如参见 1951 年麻省理工学院 S. Sensiper 的博士论文“Electromagnetic wave propagation on helical conductors”。

[0095] 谐振的本质在于能量从线圈电容之内的电场周期性地变换到自由空间中的磁场,电场是由于整个线圈上的电荷分布 $\rho(x)$ 造成的,磁场是由于导线中的电流分布 $j(x)$ 造成的。具体而言,电荷守恒方程 $\nabla \cdot \mathbf{j} = i\omega\rho$ 意味着:(i) 这种周期性变换伴随着电流和电荷密度曲线之间 $\pi/2$ 的相移,即,线圈中包含的能量 U 在特定时间点完全是由于电流产生的,而在其他时间点完全是由于电荷产生的,以及(ii) 如果 $I(x)$ 在导线中是线性电流密度,那么 $I_0 = \omega q_0$, 其中 x 沿导线移动, $I_0 = \max\{|I(x)|\}$ 是线性电流分布的最大正值且 $q_0 = \frac{1}{2} \int dx |\rho(x)|$ 是在线圈一侧中积累的最大正电荷量(其中在另一侧也始终积累等量的负电荷以使系统是中性的)。于是,可以通过线圈的谐振模式之内的能量 U 来定义线圈的总有效电感 L 和总有效电容 C :

$$[0096] \quad U \equiv \frac{1}{2} I_0^2 L \Rightarrow L = \frac{\mu_0}{4\pi I_0^2} \iint dx dx' \frac{\mathbf{j}(x) \cdot \mathbf{j}(x')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (2)$$

$$[0097] \quad U \equiv \frac{1}{2} q_0^2 \frac{1}{C} \Rightarrow \frac{1}{C} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 q_0^2} \iint dx dx' \frac{\rho(x) \cdot \rho(x')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (3)$$

[0098] 其中 μ_0 和 ϵ_0 是自由空间的磁导率和介电常数。利用这些定义,分别由通用公式 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 和 $Z = \sqrt{L/C}$ 给出谐振频率和有效阻抗。

[0099] 这种谐振系统中的损耗由导线之中的欧姆(材料吸收)损耗和进入自由空间的辐射损耗构成。可以再次分别利用吸收或辐射的功率量来定义总吸收电阻 R_{abs} 和总辐射电阻 R_{rad} :

$$[0100] \quad P_{abs} \equiv \frac{1}{2} I_0^2 R_{abs} \Rightarrow R_{abs} = \zeta_c \frac{I}{2\pi a} \cdot \frac{I_{rms}^2}{I_0^2} \quad (4)$$

$$[0101] \quad P_{rad} \equiv \frac{1}{2} I_0^2 R_{rad} \Rightarrow R_{rad} = \zeta_o \frac{\pi}{6} \left(\frac{\omega r}{c} \right)^4 N^2 \cdot \frac{I_{rms}^2}{I_0^2} \quad (5)$$

[0102] 其中 $c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ 和 $\zeta_o = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$ 是自由空间中的光速和光阻抗,阻抗 ζ_c 为 $\zeta_c = 1/\sigma\delta = \sqrt{\mu_0\omega/2\sigma}$, σ 为导体的电导率, δ 是频率 ω 时的趋肤深度,且

$I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int dx |I(x)|^2$ 。对于辐射电阻公式方程(5),已经使用了在准静态状态下工作的假设 ($r \ll \lambda = 2\pi c/\omega$),这是亚波长谐振的期望状态,该结果仅对于整数 N 成立。利用这些定义,分别由 $Q^{abs} = \omega L/R_{abs}$ 和 $Q^{rad} = \omega L/R_{rad}$ 给出谐振的吸收和辐射质量因子。

[0103] 从方程(2)–(5)得出,要确定谐振参数,仅需要知道谐振线圈中的电流分布 j 。解麦克斯韦方程以精确找到导线线圈的谐振电磁本征模式的电流分布比解例如标准 LC 电路的电流分布更棘手,在文献中我们没有找到任何有限长度线圈的精确解,这使得精确解难以得到。原则上,可以写出精细的类似传输线的模型,并通过硬算求解。相反,我们给出了与试验吻合很好 ($\sim 5\%$) 的模型(如下所述)。注意:形成每个线圈的有限尺度的导体施加的边界条件是电流在线圈末端必需为零,这是因为没有电流能够离开导线,我们假设用沿导线长度分布的正弦电流分布很好地近似每个线圈的谐振模式。我们对最低阶模式感兴趣,因此,如果用 x 表示沿着导体的坐标,使其从 $-1/2$ 延伸到 $+1/2$,那么电流幅度曲线将具有 $I(x) = I_0 \cos(\pi x/l)$ 的形式,其中我们已经假定对于特定的 x 处电流不会沿着导线周长显著变化,如果 $a \ll r$,那么这是能成立的假设。从电荷的连续性方程立刻得到,线电荷密度曲线应该具有 $\rho(x) = \rho_0 \sin(\pi x/l)$ 的形式,于是 $q_0 = \int_0^{l/2} dx \rho_0 |\sin(\pi x/l)| = \rho_0 l/\pi$ 。利用这些正弦曲线分布,通过以数值方式计算积分方程(2)和(3)我们找到了线圈的所谓“自感” L_s 和“固有电容” C_s ;相关的频率和有效阻抗分别为 ω_s 和 Z_s 。通过方程(4)和(5)并且利用

$I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{l/2} dx |I_0 \cos(\pi x/l)|^2 = \frac{1}{2} I_0^2$ 来以解析方式给出“固有电阻” R_s ,由此可以计算出相关的 Q_s 因子。

[0104] 在表 1 中给出了具有 $\lambda_s/r \geq 70$ (即,非常适用于近场耦合且完全在准静态极限之内的谐振线圈)的亚波长模式的谐振线圈的两个特定实施例的结果。针对亚波长线圈谐振模式的两种不同情形,示出了波长和吸收、辐射和总损耗速率的数值结果。注意,使用了导电材料铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^{-7} \text{S/m}$)。可以看出,在微波频率处预计的品质因数为 $Q_s^{abs} \geq 1000$ 和 $Q_s^{rad} \geq 5000$ 。

[0105] 表 1

[0106]

单个线圈	λ_s/r	Q_s^{rad}	Q_s^{abs}	$Q_s = \omega_s/2\Gamma_s$
$r=30\text{cm}, h=20\text{cm}, a=1\text{cm}, N=4$	74.7	5819	8170	3399
$r=10\text{cm}, h=3\text{cm}, a=2\text{mm}, N=6$	140	49470	3968	3673

[0107] 参考图 3,在一些实施例中,在两个自谐振导线线圈之间传输能量。使用磁场来耦合其中心之间距离为 D 的不同谐振导线线圈。通常,对于 $h < r$ 的线圈而言,可以在所考虑的系统中实现有利于磁耦合的电耦合约束。然后,分别将两个线圈 1,2 的电流分布、峰值电流和感应系数定义为 $j_{1,2}(x)$ 、 $I_{1,2}$ 和 $L_{1,2}$,它们是单线圈情形的 $j(x)$ 、 I_0 和 L 的类似量,因此它们是明确的,我们能够通过总能量来定义它们的互感:

[0108]
$$U = \frac{1}{2} I_1^2 L_1 + \frac{1}{2} I_2^2 L_2 + \frac{1}{2} M (I_1^* I_2 + I_2^* I_1) \Rightarrow M = \frac{\mu_0}{4\pi I_1 I_2} \iint dx dx' \frac{\mathbf{j}_1(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{j}_2(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (6)$$

[0109] 其中,积分内的阻滞因数 $\sim \exp(i\omega D/c)$ 已经在感兴趣的准静态状态 $D \ll \lambda$ 下被忽略了,其中每个线圈位于另一个线圈的近场之内。利用这一定义且假定没有电耦合,则耦

合系数由 $\kappa = \omega M / 2\sqrt{L_1 L_2} \Leftrightarrow Q_\kappa = \sqrt{L_1 L_2} / M$ 给出。

[0110] 因此,为了计算两个自谐振线圈之间的耦合速率,再次需要电流分布曲线,并且再次利用假设的正弦电流分布曲线,我们通过方程(6)以数值方式计算其中心之间距离为 D 的两个自谐振线圈之间的互感 M_s ,从而也确定了 $Q_{\kappa,s}$ 。

[0111] 表 2

[0112]

线圈对	D/r	$Q=\omega/2\Gamma$	$Q_\kappa=\omega/2\kappa$	κ/Γ
r=30cm, h=20cm, a=1cm, N=4 $\lambda/r \approx 75$ $Q_s^{\text{abs}} \approx 8170, Q_s^{\text{rad}} \approx 5819$	3	3399	49.2	69.1
	5	3399	188.1	18.1
	7	3399	470.5	7.2
	10	3399	1225.6	2.8
5.6r=10cm, h=3cm, a=2mm, N=6 $\lambda/r \approx 140$ $Q_s^{\text{abs}} \approx 3968, Q_s^{\text{rad}} \approx 49470$	3	3673	65.1	56.4
	5	3673	253.4	14.5
	7	3673	656.2	5.6
	10	3673	1837	2.0

[0113] 参考表 2,示出了以成对自谐振线圈或相同的自谐振线圈为特征的示例性实施例的相关参数。针对两个简正模式的平均波长和损耗速率,给出了数值结果(未示出个别值),而且针对表 1 中呈现的两种情况的模式给出了作为耦合距离 D 的函数的耦合速率和品质因数。可以看出,对于中等距离 $D/r=10-3$,预计的耦合损耗比在 $\kappa/\Gamma \sim 2-70$ 的范围内。

[0114] 带电容负载的导线线圈

[0115] 在一些实施例中,一个或多个谐振物体是带电容负载的导线线圈。参考图 4,将如上所述的具有 N 匝导线的螺旋线圈连接到一对面积为 A 的平行导电板,该对平行导电板经由相对介电常数为 ϵ 的电介质而间隔开了距离 d,并且每个部分都被空气围绕(如图所示, $N=1, h=0$)。该板具有电容 $C_p = \epsilon_0 \epsilon A/d$,该电容被加到线圈的分布电容上,从而改变了其谐振。然而,应当注意,负载电容器的存在显著改变了导线内部的电流分布,并由此线圈的总有效电感 L 和总有效电容 C 分别与 L_s 和 C_s 不同, L_s 和 C_s 是利用正弦电流分布曲线针对相同几何形状的自谐振线圈计算出的。由于在外部负载电容器的板上积累了一些电荷,因此减少了导线内部的电荷分布 ρ ,使得 $C < C_s$,于是,从电荷守恒方程得到,电流分布 j 变得平坦,因此 $L > L_s$ 。这个系统的谐振频率为 $\omega = 1/\sqrt{L(C + C_p)} < \omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$,并且随着 $C_p \rightarrow 0$, $I(x) \rightarrow I_0 \cos(\pi x/l) \Rightarrow C \rightarrow C_s \Rightarrow \omega \rightarrow \omega_s$ 。

[0116] 通常,可以为该系统找到期望的 CMT 参数,但这再次需要麦克斯韦方程的非常复杂的解。相反,我们将仅仅分析特殊情形,在这种特殊情形下,可以对电流分布做出合理的猜测。当 $C_p \gg C_s > C$ 时,那么 $\omega \approx 1/\sqrt{L C_p} \ll \omega_s$ 且 $Z \approx \sqrt{L/C_p} \ll Z_s$,而所有电荷都在负载

电容器的板上,从而电流分布在整条导线上是恒定的。现在这允许我们通过方程(2)以数值方式计算 L 。在 $h=0$ 和整数 N 的情况下,实际上可以解析地计算方程(2)中的积分,从而给出公式 $L = \mu_0 r [\ln(8r/a) - 2] N^2$ 。通过方程(4)和(5)可再次得到 R 的显式解析公式,这是因为 $I_{\text{rms}} = I_0$, 所以我们还能够确定 Q 。在计算的结尾,通过检查确实满足条件 $C_p \gg C_s \Leftrightarrow \omega \ll \omega_s$ 来确认恒流分布假设的有效性。为了满足这个条件,可以使用大的外部电容,然而这通常会使得工作频率偏移得低于稍后将要确定的最佳频率;作为替代,在典型实施例中,常常优选以固有电容 C_s 非常小的线圈开始,这对于所研究的线圈类型而言通常成立,在 $N=1$ 时,使得固有电容来自于单匝上的电荷分布,这几乎始终非常小,或者在 $N>1$ 且 $h \gg 2Na$ 时,使得主要的固有电容来自于相邻线匝之间的电荷分布,如果相邻线匝的分离距离大,则这是小的。

[0117] 外部负载电容 C_p 为调谐谐振频率提供了自由(例如通过调谐 A 或 d)。然后,对于特别简单的情况 $h=0$ (对于这种情况我们有解析公式),在最优频率 ω^* 下,总 $Q = \omega L / (R_{\text{abs}} + R_{\text{rad}})$ 变得最高,达到值 Q^* 。

$$[0118] \quad \omega^* = \left[\frac{c^4}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{2\sigma}} \cdot \frac{1}{aNr^3} \right]^{\frac{2}{7}} \quad (7)$$

$$[0119] \quad Q^* = \frac{6}{7\pi} \left(2\pi^2 \eta_0 \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{\frac{3}{7}} \cdot \left[\ln\left(\frac{8r}{a}\right) - 2 \right] \quad (8)$$

[0120] 在较低频率下,它受欧姆损耗支配,而在较高频率下,它受辐射支配。然而,应当注意:只要 $\omega^* \ll \omega_s$, 这些公式都是精确的,并且如上所述,在 $N=1$ 时这几乎始终成立,当 $N>1$, 这通常不太精确,原因在于 $h=0$ 通常意味着大的固有电容。如果需要相对于外部电容减小固有电容,则可以使用具有大 h 的线圈,不过这时 L 和 ω^* 、 Q^* 的公式再次不太精确了。预计会有类似的定性行为,但在这种情况下要做出定量预测需要更复杂的理论模型。

[0121] 在表 3 中给出了在最佳频率方程(7)下针对 $N=1$ 且 $h=0$ 的线圈的 $\lambda/r \geq 70$ (即非常适于近场耦合并完全在准静态极限之内)的亚波长模式的两个实施例的上述分析的结果。为了确认恒流假设和所得解析公式的有效性,还利用另一种完全独立的方法来进行模式求解计算(mode-solving calculation):计算的 3D 有限元频域(FEFD)模拟被进行(严格独立于空间离散化,在频域中解麦克斯韦方程,例如参见 Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design (Wiley, 新泽西, 2005 年)),其中利用复数阻抗边界条件 $\zeta_c = \sqrt{\mu_0 \omega / 2\sigma}$ 对导体的边界建模,只要 $\zeta_c / \zeta_0 \ll 1$ (对于微波中的铜, $< 10^{-5}$) 这就是有效的(例如参见 Jackson, J. D. Classical Electrodynamics (Wiley, 纽约, 1999 年))。表 3 针对两种不同情况的亚波长环路谐振模式示出了波长和吸收、辐射和总损耗速率的数值 FEFD (括号中为解析式) 结果。注意,使用了导电材料铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{ S/m}$)。(在表中用黑体突出了图 4 中的图的特定参数。)两种方法(解析的和计算的)吻合得很好,并且两种方法表明了微波中的预期品质因数是 $Q^{\text{abs}} \geq 1000$ 且 $Q^{\text{rad}} \geq 10000$ 。

[0122] 表 3

[0123]

单个线圈	λ/r	Q^{rad}	Q^{abs}	$Q = \omega/2\Gamma$
------	-------------	------------------	------------------	----------------------

[0124]

r=30cm,a=2cm $\epsilon=10, A=138\text{cm}^2, d=4\text{mm}$	111.4(112.4)	29546(30512)	4886(5117)	4193(4381)
r=10cm,a=2mm $\epsilon=10, A=3.14\text{cm}^2, d=1\text{mm}$	69.7(70.4)	10702(10727)	1545(1604)	1350(1395)

[0125] 参考图 5, 在一些实施例中, 在两个本身带电容负载的线圈之间传输能量。对于中心之间的距离为 D 的两个带电容负载的线圈 1 和 2 之间的能量传输速率而言, 在 $\omega \ll \omega_s$ 的情况下, 可以通过利用恒流分布并使用方程 (6) 以数值方式计算互感 M 。在 $h=0$ 且 N_1, N_2 是整数的情况下, 我们再次有了解析公式, 在准静态极限 $r \ll D \ll \lambda$ 且对于图 4 所示的相对取向而言, 该解析公式是 $M \approx \pi/2 \cdot \mu_o (r_1 r_2)^2 N_1 N_2 / D^3$, 这意味着 $Q_k \propto (D/\sqrt{\eta r_2})^3$ 独立于频率 ω 和匝数 N_1, N_2 。因此, 所得的感兴趣的耦合品质因数是

$$[0126] \quad \frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{Q_k} \approx \left(\frac{\sqrt{r_1 r_2}}{D} \right)^3 \cdot \frac{\pi^2 \eta_o \frac{\sqrt{r_1 r_2}}{\lambda} \cdot N_1 N_2}{\prod_{j=1,2} \left(\sqrt{\frac{\pi \eta_o}{\lambda \sigma}} \cdot \frac{r_j}{a_j} N_j + \frac{8}{3} \pi^5 \eta_o \left(\frac{r_j}{\lambda} \right)^4 N_j^2 \right)^{1/2}} \quad (9)$$

[0127] 对于 $N_1=N_2=1$ 而言这再次是更加精确的。

[0128] 从方程 (9) 可以看出, 品质因数得到最大化的最佳频率是使得 $\sqrt{Q_1 Q_2}$ 最大化的频率, 这是因为 Q_k 不依赖于频率 (至少对于准静态近似仍然有效的感兴趣距离 $D \ll \lambda$ 而言是这样的)。因此, 最佳频率独立于两线圈之间的距离 D , 并且位于单个线圈的 Q_1 和 Q_2 达到峰值的两个频率之间。对于相同的线圈, 它由方程 (7) 给出, 于是品质因数方程 (9) 变为

$$[0129] \quad \left(\frac{\kappa}{\Gamma} \right)^* = \frac{Q^*}{Q_k} \approx \left(\frac{r}{D} \right)^3 \cdot \frac{3}{7} \left(2\pi^2 \eta_o \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{3/7} \quad (10)$$

[0130] 参考表 4, 针对均由表 3 所述的一对匹配的负载线圈 (loaded coil) 所构成的两个系统, 示出了基于以上说明得到的数值 FEFD 和 (括号中的) 解析结果。针对这两种情况示出了平均波长和损耗速率、以及作为耦合距离 D 的函数的耦合速率和耦合损耗比品质因数 κ/Γ 。注意, 示出的平均数值 Γ^{rad} 再次与图 3 的单环路值稍微不同, 未示出 Γ^{rad} 的解析结果, 但使用了单环路值。(在表中用黑体突出了对应于图 5 中的图的特定参数。) 再次选择 $N=1$ 以使恒流假设是一个好的假设, 并通过方程 (6) 以数值方式计算 M 。确实, 可以通过与计算的 FEFD 模式求解模拟吻合来确认精确度, 后者通过组合系统的两个简正模式的频率分隔距离 (frequency splitting) ($=2\kappa$) 来给出 κ 。结果表明, 对于中等距离 $D/r=10-3$, 预计的耦合损耗比在 $\kappa/\Gamma \sim 0.5-50$ 的范围内。

[0131] 表 4

[0132]

线圈对	D/r	Q^{rad}	$Q=\omega/2\Gamma$	$Q_{\kappa}=\omega/2\kappa$	κ/Γ
r=30cm, a=2cm $\epsilon=10, A=138\text{cm}^2, d=4\text{mm}$ $\lambda/r \approx 112$ $Q^{abs} \approx 4886$	3	30729	4216	62.6(63.7)	67.4(68.7)
	5	29577	4194	235(248)	17.8(17.6)
	7	29128	4185	589(646)	7.1(6.8)
	10	28833	4177	1539(1828)	2.7(2.4)
r=10cm, a=2mm $\epsilon=10, A=3.14\text{cm}^2, d=1\text{mm}$ $\lambda/r \approx 70$ $Q^{abs} \approx 1546$	3	10955	1355	85.4(91.3)	15.9(15.3)
	5	10740	1351	313(356)	4.32(3.92)
	7	10759	1351	754(925)	1.79(1.51)
	10	10756	1351	1895(2617)	0.71(0.53)

[0133] 在一些实施例中,可以利用以上结果来对采用带电容负载的线圈的无线能量传输系统的性能进行改善或优化。例如,利用不同的系统参数估算方程(10),可以看出为了使系统品质因数 κ/Γ 最大化,我们例如能够:

[0134] ——减小导电材料的电阻率。例如,可以利用良导体(例如铜或银)和/或降低温度来实现这一目的。在非常低的温度下,也可以使用超导材料来获得极好的性能。

[0135] ——增加导线半径 a。在典型实施例中,该动作受到物理尺寸因素的限制。

[0136] ——对于固定的期望距离 D 的能量传输而言,增大环路的半径 r。在典型实施例中,该动作受到物理尺寸因素的限制。

[0137] ——对于固定的期望距离与环路尺寸比 D/r 而言,减小环路的半径 r。在典型实施例中,这种动作受到物理尺寸因素的限制。

[0138] ——增加匝数 N。(尽管预计在 $N>1$ 的情况下方程(10)不太精确,但定性地看,它仍然提供了一个好的指标,即我们预期利用增大的 N 来改善耦合损耗比。)在典型实施例中,该动作受到物理尺寸因素和可能的电压因素的限制,如在后续部分中将要讨论的那样。

[0139] ——调节两个线圈之间的对准和取向。在两个圆柱形线圈均具有严格相同的圆柱对称轴时(即它们彼此“面对”时),品质因数得到优化。在一些实施例中,应当避免导致零互感的线圈间特定的相互角度和取向(例如两个线圈的轴垂直的取向)。

[0140] 最后,注意,在典型实施例中,线圈高度 h 不应当影响到耦合损耗比,这是因为它主要影响在 Q 和 Q_{κ} 之间消除的线圈电感。但仍可以使用它来减小线圈的固有电容,以有利于外部负载电容。

[0141] 可以使用上述的分析方法来设计具有期望参数的系统。例如,如下文所列示的,在材料为铜($\sigma=5.998 \cdot 10^7\text{S/m}$)的情况下,在将两个相同的给定半径的单匝线圈设计成系统以在它们之间针对给定的 D/r 来实现在 κ/Γ 方面的特定性能时,可以使用上述技术来确定应当使用的导线截面半径。

[0142] $D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 10, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 9\text{mm}$

[0143] $D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 10, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 3.7\text{mm}$

[0144] $D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 20, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 20\text{mm}$

$$[0145] \quad D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 20, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 8.3\text{mm}$$

$$[0146] \quad D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 1, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 7\text{mm}$$

$$[0147] \quad D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 1, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 2.8\text{mm}$$

$$[0148] \quad D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 3, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 25\text{mm}$$

$$[0149] \quad D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 3, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 10\text{mm}$$

[0150] 对于两个不相似环路的情形可以进行类似的分析。例如,在一些实施例中,所考虑的装置是非常具体的(例如膝上型电脑或手机),因此装置物体的尺寸(r_d, h_d, a_d, N_d)非常受限。然而,在一些这样的实施例中,对源物体的约束(r_s, h_s, a_s, N_s)要少得多,这是因为可以将源例如放在地板下或顶棚上。在这种情况下,根据应用,期望的距离常常是明确的(例如对于从地板以无线方式为桌上的膝上型电脑充电, $D \sim 1\text{m}$)。下面列出的是在材料同样为铜($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$)的情况下如何改变源物体的尺寸以在 $\kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d}$ 方面实现期望的系统性能的实例(简化到 $N_s=N_d=1$ 且 $h_s=h_d=0$ 的情形)。

$$[0151] \quad D = 1.5\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 15, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.158\text{m}, a_s \geq 5\text{mm}$$

$$[0152] \quad D = 1.5\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 30, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.15\text{m}, a_s \geq 33\text{mm}$$

$$[0153] \quad D = 1.5\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 1, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.119\text{m}, a_s \geq 7\text{mm}$$

$$[0154] \quad D = 1.5\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 2, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.119\text{m}, a_s \geq 52\text{mm}$$

$$[0155] \quad D = 2\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 10, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.518\text{m}, a_s \geq 7\text{mm}$$

$$[0156] \quad D = 2\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 20, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.514\text{m}, a_s \geq 50\text{mm}$$

$$[0157] \quad D = 2\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 0.5, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.491\text{m}, a_s \geq 5\text{mm}$$

$$[0158] \quad D = 2\text{m}, \kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 1, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.491\text{m}, a_s \geq 36\text{mm}$$

[0159] 如下文所述,在一些实施例中,外部扰动限制了谐振物体的品质因数 Q ,并由此改变线圈参数不能获得 Q 的改善。在这样的情况下,可以选择通过减小 Q_k (即增大耦合)来提高耦合损耗比品质因数。耦合不取决于频率和匝数,并且耦合非常微弱地依赖于线圈高度。因此,剩余的自由度是:

[0160] — 增大导线半径 a_1 和 a_2 。在典型实施例中,这种动作受到物理尺寸因素的限制。

[0161] — 对于固定的期望距离 D 的能量传输,增大线圈半径 r_1 和 r_2 。在典型实施例中,这种动作受到物理尺寸因素的限制。

[0162] — 对于固定的期望距离与线圈尺寸比 $D/\sqrt{r_1 r_2}$,仅剩余了电感的微弱(对数性)相关性,这意味着应当减小线圈的半径 r_1 和 r_2 。在典型实施例中,这种动作受到物理尺寸因素的限制。

[0163] — 调节两个线圈之间的对准和取向。在典型实施例中,在两个圆柱形线圈都具有严格相同的圆柱对称轴时(即它们彼此“面对”),耦合得到优化。显然应当避免导致零互感的线圈间特定的相互角度和取向(例如两个线圈的轴垂直的取向)。

[0164] 下面将详细讨论除效率之外的其他实际因素,例如物理尺寸限制。

[0165] 注意, 尽管上文给出并分析了特定实施例(自谐振线圈和带电容负载的线圈)来作为将谐振磁耦合用于无线能量传输的系统实例, 即自谐振导线线圈和带电容负载的谐振导线线圈的系统实例, 但可以借助磁耦合将支持其磁能延伸得比其电能远得多的电磁模式的任何系统用于传输能量。例如, 对于支持期望种类的磁谐振的分布电容和电感而言, 可以有很多抽象的几何性质。在这些几何性质的任一个中, 能够选择特定参数来增大和 / 或 优化 $\sqrt{Q_1 Q_2} / Q_k$, 或者, 如果 Q 受到外部因素限制, 则能够选择特定参数来增大和 / 或 优化 Q_k 。

[0166] 认识到上述谐振耦合感应方案与公知的用于能量传输的非谐振感应方案之间的差异也是重要的。利用 CMT 容易证明, 将几何性质和源处存储的能量保持固定, 谐振感应机制比常规的非谐振机制能提供多 $\sim Q^2$ ($\sim 10^6$) 倍的功率用于在装置处工作。这就是为什么利用后者仅可能进行封闭范围无接触中等功率 ($\sim W$) 传输, 而利用谐振却允许进行封闭范围但大功率 ($\sim kW$) 传输的原因, 或者, 如当前提出的, 如果还确保工作在强耦合状态下, 则中等范围、中等功率的传输是可能的。当前将带电容负载的导线环路用作谐振天线(例如在手机中), 但那些环路工作在远场状态下, $D/r \gg 1$, $r/\lambda \sim 1$, 且人为将辐射 Q 设计得小, 以使天线高效, 因此它们不适于能量传输。

[0167] 在一些实施例中, 电场和磁场都可以用于无线能量传输。如图 6 所示, 考虑被空气围绕的半径为 r 且相对介电常数为 ϵ 的二维电介质盘物体, 其支持高 Q 的“回音廊”谐振模式。这种谐振系统之内存储的能量的损耗机制是向自由空间中的辐射和盘材料内部的吸收。在电介质介电常数 ϵ 大且方位角场变化慢时(即主数 m 小), 可以实现高 Q_{rad} 且长拖尾的亚波长谐振。材料吸收与材料损耗正切相关: $Q_{abs} \sim \text{Re}\{\epsilon\} / \text{Im}\{\epsilon\}$ 。利用两种独立的方法对这种盘谐振进行模式求解计算: 数值方式, 利用 30pts/ r 的分辨率执行 2D 有限差分频域 (FDFD) 模拟(严格独立于空间离散化在频域中解麦克斯韦方程); 解析方式, 使用极坐标中的变量 (SV) 的标准分离 (standard separation)。

[0168] 表 5

[0169]

单个盘	λ/r	Q^{abs}	Q^{rad}	Q
$\text{Re}\{\epsilon\}=147.7, m=2$	20.01 (20.00)	10103 (10075)	1988 (1992)	1661 (1663)
$\text{Re}\{\epsilon\}=65.6, m=3$	9.952 (9.950)	10098 (10087)	9078 (9168)	4780 (4802)

[0170] 在表 5 中给出了 $\lambda/r \geq 10$ 的两种 TE 极化电介质盘亚波长模式的结果。表 5 针对两种不同情况的亚波长盘谐振模式示出了波长和吸收、辐射和总损耗速率的数值 FDFD (括号中为解析式 SV) 结果。注意, 使用了盘材料损耗 正切 $\text{Im}\{\epsilon\} / \text{Re}\{\epsilon\} = 10^{-4}$ 。(在表中用黑体突出了与图 6 中的图相对应的特定参数。) 两种方法吻合得极好, 并且两种方法暗示了: 对于适当设计的谐振低损耗电介质物体, 可以实现 $Q_{rad} \geq 2000$ 和 $Q_{abs} \sim 10000$ 的值。注意, 对于 3D 情形, 计算的复杂性会大大增加, 而物理过程不会有显著不同。例如, $\epsilon=147.7$ 的球形物体具有 $m=2$ 、 $Q_{rad}=13962$ 且 $\lambda/r=17$ 的回音廊模式。

[0171] 表 5 中示出的待定值 ϵ 可能一开始看起来不现实地大。然而, 不仅在微波范围中(适于大约米范围的耦合应用)有很多材料既有适当足够高的介电常数和低损耗(例如二氧化钛、四钛化钡 (Barium tetratitanatem)、钽酸锂等), 而且 ϵ 可以代为表示其他已知亚波长表面波系统的有效指标, 例如金属状(负 ϵ)材料或金属-电介质光子晶体的表面上的表面等离子体振子模式 (surface-plasmon mode)。

[0172] 现在为了计算两个盘 1 和 2 之间能量传输的可实现速率, 如图 7 所示, 我们

将盘 1 和 2 放置成它们的中心之间的距离为 D 。按照数值方式, FDFD 模式求解器模拟通过组合系统的简正模式的频率分隔距离($=2\kappa$) 来给出 κ , 这是初始单个盘模式的偶和奇叠加; 按照解析方式, 利用变量分离的表达式, 本征场 $E_{1,2}(\mathbf{r})$ CMT 通过 $\kappa = \omega_1/2 \cdot \int d^3\mathbf{r} \varepsilon_2(\mathbf{r}) E_2^*(\mathbf{r}) E_1(\mathbf{r}) / \left[\int d^3\mathbf{r} \varepsilon(\mathbf{r}) |E_1(\mathbf{r})|^2 \right]$ 来给出 κ , 其中 $\varepsilon_j(\mathbf{r})$ 和 $\varepsilon(\mathbf{r})$ 分别是仅描述盘 j 和整个空间的电介质函数。那么, 对于中等距离 $D/r=10^{-3}$ 以及对于使得 $D < 2r_c$ 的非辐射耦合, 其中 $r_c = m\lambda/2\pi$ 是辐射焦散面的半径, 两种方法吻合非常好, 并且我们最终发现, 如表 6 所示, 耦合损耗比在 $\kappa/\Gamma \sim 1-50$ 的范围内。于是, 对于所分析的实施例而言, 实现的品质因数数值足够大, 以有利于如下所述的典型应用。

[0173] 表 6

[0174]

两个盘	D/r	Q^{rad}	$Q=\omega/2\Gamma$	$\omega/2\kappa$	κ/Γ
Re{ε}=147.7, m=2 $\lambda/r \approx 20$	3	2478	1989	46.9(47.5)	42.4(35.0)
	5	2411	1946	298.0(298.0)	6.5(5.6)

[0175]

$Q^{\text{abs}} \approx 10093$	7	2196	1804	769.7(770.2)	2.3(2.2)
	10	2017	1681	1714(1601)	0.98(1.04)
Re{ε}=65.6, m=3 $\lambda/r \approx 10$ $Q^{\text{abs}} \approx 10096$	3	7972	4455	144(140)	30.9(34.3)
	5	9240	4824	2242(2083)	2.2(2.3)
	7	9187	4810	7485(7417)	0.64(0.65)

[0176] 对无关物体的系统灵敏度

[0177] 通常, 基于谐振的无线能量传输方案的特定实施例的总体性能极大地取决于谐振物体谐振的鲁棒性。因此, 希望分析谐振物体对附近存在的随机非谐振无关物体的灵敏度。一种适当的分析模型是“微扰理论”(perturbation theory, PT)的分析模型, 这种分析模型表明在存在无关物体 e 时, 谐振物体 1 内部的场幅度 $a_1(t)$ 在一阶水平上满足:

$$[0178] \quad \frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i(\kappa_{11-e} + i\Gamma_{1-e})a_1 \quad (11)$$

[0179] 其中, 同样 ω_1 是频率, Γ_1 是内在(吸收、辐射等)损耗速率, 而 κ_{11-e} 是由于 e 的存在而在 1 上诱发的频移, Γ_{1-e} 是由于 e (e 内部的吸收、来自 e 的散射等)造成的外在损耗速率。一阶 PT 模型仅对于小的扰动成立。尽管如此, 如果将 a_1 取为严格被扰模式(perturbed mode)的幅度, 即使在该状态之外, 参数 κ_{11-e} 、 Γ_{1-e} 也是明确的。还要注意, 初始谐振物体模式的辐射场与无关物体的散射场之间的干涉效应对于强散射(例如金属物体的散射)来说能够导致全辐射——小于初始辐射 Γ_1 的 Γ_{1-e} (即 Γ_{1-e} 为负的)。

[0180] 频移是一个问题, 可以通过向一个或多个谐振物体施加校正其频率的反馈机制来“解决”该问题。例如, 参考图 8a, 在一些实施例中, 为每个谐振物体提供固定频率的振荡器和用于确定物体频率的监测器。振荡器和监测器都耦合到频率调节器, 频率调节器能够通

过例如调节物体的几何性质(例如,自谐振线圈的高度、带电容负载的线圈的电容器极板间距、电介质盘的形状等)或改变谐振物体附近的非谐振物体的位置来调节谐振物体的频率。频率调节器确定固定频率和物体频率之间的差异并且采取动作使物体频率与固定频率对准。这种技术确保了即使在存在无关物体时所有谐振物体也都能工作在相同的固定频率。

[0181] 作为另一个实例,参考图 8b,在一些实施例中,在能量从源物体向装置物体传输期间,装置物体向负载提供能量,并且效率监测器对传输的效率进行测量。耦合到负载和效率监测器的频率调节器进行动作以调节物体的频率,从而使传输效率最大化。

[0182] 在各个实施例中,可以使用依赖于谐振物体之间的信息交换的其他频率调节方案。例如,可以监测源物体的频率并将其发送到装置物体,接着利用频率调节器使其与该频率同步,如上文所述的那样。在其他实施例中,可以将单个时钟的频率发送到多个装置,然后使每个装置与该频率同步。

[0183] 与频移不同的是,外在损耗可能会对能量传输方案的功能不利,这是因为它难以补偿,因此应当对总损耗速率 $\Gamma_{1[e]} = \Gamma_1 + \Gamma_{1-e}$ (和对应的品质因数 $\kappa_{[e]} / \sqrt{\Gamma_{1[e]} \Gamma_{2[e]}}$, 其中 $\kappa_{[e]}$ 是扰动的耦合速率)进行量化。在主要利用磁谐振的实施例中,无关物体对谐振的影响几乎不存在。原因在于,在我们考虑的准静态工作状态下($r \ll \lambda$),包围线圈的空气区域中的近场主要是磁场(而大部分电场局限于线圈的固有电容或外部负载电容器之中),因此那些能够与该场交互并充当谐振微扰的无关非金属物体 e 是具有显著磁性(磁导率 $\text{Re}\{\mu\} > 1$ 或磁损耗 $\text{Im}\{\mu\} > 0$) 的物体。由于几乎所有的日常材料都是非磁性的,因此它们对磁场的响应与自由空间一样,这样将不会干扰导线环路的谐振。

[0184] 如上所述,这一事实的极重要含意涉及到对人的安全考虑。人也是非磁性的,并且能够承受强磁场而不会有任何风险。典型的实例是用于医疗测试的磁共振成像(MRI)技术,在该实例中,将 $B \sim 1\text{T}$ 的磁场安全用在人身上。相反,典型实施例中为了向装置提供几瓦功率所需的近磁场仅为 $B \sim 10^{-4}\text{T}$,这实际上相当于地球磁场的大小。如上所述,由于也没有强的近电场并且该非辐射方案产生的辐射是最小的,因此合理的是:预计我们提出的能量传输方法对于活体生物应当是安全的。

[0185] 例如,可以对带电容负载的导线线圈的谐振系统已经最多部分地将磁能存储在其周围空间中的程度进行估计。如果忽略电容器的边缘电场,则线圈周围空间中的电能密度和磁能密度仅来自于由导线中的电流产生的电磁场;注意在远场中,这两个能量密度必然相等,对于辐射场而言始终是这种情况。通过使用由 $h=0$ 的亚波长($r \ll \lambda$)电流环路(磁偶极子)产生的场的结果,我们能够根据距环路中心的距离 p (在极限情况下 $r \ll p$) 和相对于环路轴线的角度 θ 来计算电能密度与磁能密度之比:

[0186]

$$\frac{u_e(x)}{u_m(x)} = \frac{\epsilon_o |E(x)|^2}{\mu_o |H(x)|^2} = \frac{\left(1 + \frac{1}{x^2}\right) \sin^2 \theta}{\left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) 4 \cos^2 \theta + \left(1 - \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) \sin^2 \theta}; x = 2\pi \frac{p}{\lambda}$$

[0187]

(12)

[0188]

$$\rightarrow \frac{\oint_{S_p} u_e(x) dS}{\oint_{S_p} u_m(x) dS} = \frac{1 + \frac{1}{x^2}}{1 + \frac{1}{x^2} + \frac{3}{x^4}}; x = 2\pi \frac{p}{\lambda}$$

[0189] 在上式中,第二行是通过求电能密度和磁能密度在半径为 p 的球面上的积分而得到的在所有角度上的平均值的比值。从方程(12)显然可以看出,确实对于近场($x \ll 1$)中的所有角度,磁能密度都占支配优势,而在远场($x \gg 1$)中,它们是相等的,如原本应当那样。而且,对环路进行优选布置,使得可能会干扰其谐振的物体靠近其轴线($\theta = 0$),在那里没有电场。例如,使用表 4 中所述的系统,我们通过方程(12)能够评估,对于 $r=30\text{cm}$ 的环路,在 $p=10r=3\text{m}$ 距离处,平均电能密度与平均磁能密度之比将为 $\sim 12\%$,在 $p=3r=90\text{cm}$ 处,它将为 1% ,对于 $r=10\text{cm}$ 的环路,在 $p=10r=1\text{m}$ 距离处,该比值将为 $\sim 33\%$,在 $p=3r=30\text{cm}$ 处,它将为 $\sim 2.5\%$ 。在更近距离处,该比值更小,从而在近场中,能量主要为磁能,而在辐射远场中,它们必定是具有相同数量级(比值 $\rightarrow 1$),两者都非常小,这是因为场已经显著衰减了,原因在于带电容负载的线圈系统被设计成辐射非常小。因此,这是使这类谐振系统有资格作为磁谐振系统的标准。

[0190] 为了估计无关物体对包括电容器边缘电场的带电容负载的环路谐振的影响,我们使用先前所述的微扰理论公式 $\Gamma_{1-e}^{abs} = \omega_1 / 4 \cdot \int d^3\mathbf{r} \text{Im}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U$, 示例场的计算 FEFD 结果与图 5 中的图所示的那样,在环路之间具有尺寸为 $30\text{cm} \times 30\text{cm} \times 1.5\text{m}$ 、介电常数 $\epsilon = 49 + 16i$ (与人的肌肉一致)的矩形物体,该矩形物体几乎设置于一个电容器的顶部(距其 $\sim 3\text{cm}$),并得到 $Q_{e-h}^{abs} \sim 10^5$,对于 $\sim 10\text{cm}$ 的距离,得到 $Q_{e-h}^{abs} \sim 5 \cdot 10^5$ 。于是,对于正常距离($\sim 1\text{m}$)以及放置(不直接放在电容器顶部上),或对于损耗正切小得多的最普通无关物体 e 而言,我们推断:说 $Q_{e-e}^{abs} \rightarrow \infty$ 确实是合理的。预计会影响这些谐振的仅有扰动是紧紧靠近的大金属结构。

[0191] 自谐振线圈比带电容负载的线圈更敏感,原因在于:对于前者,电场在空间中扩展的区域(整个线圈)比后者(仅在电容器内部)大得多。另一方面,自谐振线圈制造简单,并且能够抵抗比大多数集总电容器大得多的电压。

[0192] 通常,谐振系统的不同实施例对外部扰动具有不同的灵敏度,选择谐振系统取决于目前特定的应用以及对于该应用而言灵敏度或安全性有多么重要。例如,对于医疗可移植装置(例如无线供电的人工心脏)而言,必须使电场范围最小化到保护装置周围的组织的最高可能程度。在对外部物体的灵敏度或安全性很重要的情况下,应当设计谐振系统,使得在周围空间中的期望点(根据应用)的大部分处减小或最小化电能密度与磁能密度之比 u_e/u_m 。

[0193] 在使用主要不是磁场的谐振的实施例中,可能会担心无关物体的影响。例如,对于电介质盘而言,小的、低指数、低材料损耗或远处寄生物体将会诱发小的散射和吸收。在这种小扰动的情况下,可以分别利用解析式一阶微扰理论公式对这些外在损耗机制进行量化

$$[0194] \quad \Gamma_{1-e}^{rad} = \omega_1 \int d^3\mathbf{r} \text{Re}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U \text{ 和}$$

$$[0195] \quad \kappa \gg \Gamma_{1-e} \Gamma_{1-e}^{abs} = \omega_1 / 4 \cdot \int d^3\mathbf{r} \text{Im}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U$$

[0196] 其中, $U=1/2 \int d^3r \epsilon(r) |E_1(r)|^2$ 是无扰动模式的总谐振电磁能。可以看出, 这些损耗都取决于无关物体处的谐振电场尾部 E_1 的平方。相反, 如上所述, 从谐振物体 1 到另一个谐振物体 2 的耦合速率为 $\kappa = \omega_1 / 2 \cdot \int d^3r \epsilon_2(r) E_2^*(r) E_1(r) / \int d^3r \epsilon(r) |E_1(r)|^2$, 且该耦合速率线性地依赖于 2 内部的 1 的场尾 E_1 。比例 (scaling) 的这种差异使我们确认, 例如, 耦合到其他谐振物体的指数方式小的场尾应当比所有外在损耗速率快得多 ($\kappa \gg \Gamma_{1-e}$), 至少对于小的扰动而言如此, 于是预计对于这类谐振介质盘而言能量传输方案是强健的。然而, 我们还希望对无关物体导致过强扰动的某些可能情形进行研究, 以利用以上一阶微扰理论方式进行分析。例如, 如图 9a 所示, 将电介质盘 c 放置成靠近另一个 $\text{Re}\{\epsilon\}$ 、 $\text{Im}\{\epsilon\}$ 大、尺寸相同但形状不同的非谐振物体 (例如人 h); 并且如图 9b 所示, 将电介质盘 c 放置成靠近 $\text{Re}\{\epsilon\}$ 、 $\text{Im}\{\epsilon\}$ 小且范围大的粗糙表面 (例如墙壁 w)。对于盘中心与“人”中心或“墙壁”之间的距离 $D_{h/w/r} = 10^{-3}$, 图 9a 和图 9b 中给出的数值 FDFD 模拟结果表明, 盘的谐振看起来相当鲁棒, 这是因为除了非常靠近高损耗物体之外, 它不会受到存在的无关物体的不利干扰。为了研究大扰动对整个能量传输系统的影响, 考虑在近处既有“人”又有“墙壁”时的两个谐振盘。将图 7 与图 9c 比较, 数值 FDFD 模拟表明, 系统性能从 $\kappa / \Gamma_c \sim 1-50$ 劣化到 $\kappa_{[hw]} / \Gamma_{c[hw]} \sim 0.5-10$, 即仅劣化了可接受的小量。

[0197] 系统效率

[0198] 通常, 任何能量传输方案的另一重要因素是传输效率。再次考虑在存在一组无关物体 e 的情况下谐振源 s 和装置 d 的组合系统。在以速率 Γ_{work} 从装置汲取能量来用于工作时, 可以确定这一基于谐振的能量传输方案的效率。装置场幅度的耦合模理论方程为

$$[0199] \quad \frac{da_d}{dt} = -i(\omega - i\Gamma_{d[e]})a_d + i\kappa_{[e]}a_s - \Gamma_{\text{work}}a_d \quad (13)$$

[0200] 其中 $\Gamma_{d[e]} = \Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} + \Gamma_{d[e]}^{\text{abs}} = \Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} + (\Gamma_d^{\text{abs}} + \Gamma_{d-e}^{\text{abs}})$ 是被扰动装置的净损耗速率, 类似地, 我们为扰动源定义 $\Gamma_{s[e]}$ 。可以使用不同的时域方案来从装置提取功率 (例如稳态连续波汲取、周期性瞬时汲取等), 并且它们的效率对组合系统的参数表现出不同的依赖性。为了简单起见, 我们采取稳态, 使得源内部的场幅度保持恒定, 即 $a_s(t) = A_s e^{-i\omega t}$, 那么装置内部的场幅度是 $a_d(t) = A_d e^{-i\omega t}$, 其中 $A_d/A_s = i\kappa_{[e]} / (\Gamma_{d[e]} + \Gamma_{\text{work}})$ 。那么, 感兴趣的各时间平均功率为: 有用的提取功率为 $P_{\text{work}} = 2\Gamma_{\text{work}} |A_d|^2$, 辐射的 (包括散射的) 功率为 $P_{\text{rad}} = 2\Gamma_{s[e]}^{\text{rad}} |A_s|^2 + 2\Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} |A_d|^2$, 在源 / 装置处吸收的功率为 $P_{s/d} = 2\Gamma_{s/d}^{\text{abs}} |A_{s/d}|^2$, 在无关物体处的功率为 $P_e = 2\Gamma_{s-e}^{\text{abs}} |A_s|^2 + 2\Gamma_{d-e}^{\text{abs}} |A_d|^2$ 。从能量守恒可知, 进入系统的总时间平均功率为 $P_{\text{total}} = P_{\text{work}} + P_{\text{rad}} + P_s + P_d + P_e$ 。注意, 通常系统中存在的无功功率和其周围循环存储的能量在谐振时抵消 (例如, 在坡印亭定理的电磁学中, 可以证明这一点), 并且不会影响到功率平衡的计算。那么工作效率为:

$$[0201] \quad \eta_{\text{work}} \equiv \frac{P_{\text{work}}}{P_{\text{total}}} = \frac{1}{1 + \frac{\Gamma_{d[e]}}{\Gamma_{\text{work}}} \cdot \left[1 + \frac{1}{\text{fom}_{[e]}^2} \left(1 + \frac{\Gamma_{\text{work}}}{\Gamma_{d[e]}} \right)^2 \right]} \quad (14)$$

[0202] 其中 $\text{fom}_{[e]} = \kappa_{[e]} / \sqrt{\Gamma_{s[e]} \Gamma_{d[e]}}$ 是被扰动的谐振能量交换系统的取决于距离的品

质因数。

[0203] 参考图 10, 为了利用可更直接从特定谐振物体, 例如带电容负载的导线环路获得的参数来重新导出和表达该公式 (14), 可以考虑系统的如下电路模型, 其中电感 L_s 、 L_d 分别表示源环路和装置环路, R_s 、 R_d 表示它们相应的损耗, C_s 、 C_d 是要在频率 ω 处实现两个均谐振而需要的相应电容。考虑将电压发生器 V_g 连接到源且将工作(负载)电阻 R_w 连接到装置。互感由 M 表示。

[0204] 然后, 从谐振的源电路 ($\omega L_s = 1/\omega C_s$) 得到:

$$[0205] \quad V_g = I_s R_s - j\omega M I_d \Rightarrow \frac{1}{2} V_g^* I_s = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} j\omega M I_d^* I_s,$$

[0206] 并从谐振的装置电路 ($\omega L_d = 1/\omega C_d$) 得到:

$$[0207] \quad 0 = I_d (R_d + R_w) - j\omega M I_s \Rightarrow j\omega M I_s = I_d (R_d + R_w)$$

[0208] 因此, 通过将第二项带入第一项中, 得到:

$$[0209] \quad \frac{1}{2} V_g^* I_s = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} |I_d|^2 (R_d + R_w)。$$

[0210] 现在我们取实部(时间平均的功率)来获得效率:

$$[0211] \quad P_g \equiv \text{Re} \left\{ \frac{1}{2} V_g^* I_s \right\} = P_s + P_d + P_w \Rightarrow \eta_{work} \equiv \frac{P_w}{P_{tot}} = \frac{R_w}{\left| \frac{I_s}{I_d} \right|^2 \cdot R_s + R_d + R_w}。$$

$$[0212] \quad \text{即, } \eta_{work} = \frac{R_w}{\frac{(R_d + R_w)^2}{(\omega M)^2} \cdot R_s + R_d + R_w},$$

[0213] 利用 $\Gamma_{work} = R_w/2L_d$, $\Gamma_d = R_d/2L_d$, $\Gamma_s = R_s/2L_s$ 以及 $\kappa = \omega M / 2\sqrt{L_s L_d}$, 它变为一般方程 (14)。

[0214] 通过方程 (14), 我们可以发现, 在选择的工作汲取率(work drainage rate)方面, 在将工作汲取率选择为 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + \text{fom}_{[e]}^2} > 1$ 时, 效率得到优化。然后, 仅如图 11 中黑实线所示, η_{work} 是参数 $\text{fom}_{[e]}$ 的函数。可以看出, 对于 $\text{fom}_{[e]} > 1$, 系统的效率是 $\eta_{work} > 17\%$, 对于实际应用而言这足够大了。于是, 如上所述, 通过优化 $\text{fom}_{[e]}$ 可以朝着 100% 的目标进一步提高效率。转换成辐射损耗的比值也取决于其他系统参数, 在图 5 中针对导电环路绘示出该比值, 环路的各参数值在先前确定的范围之内。

[0215] 例如, 考虑在表 4 中描述的带电容负载的线圈实施例, 耦合距离 $D/r=7$, 无关物体“人”与源的距离为 D_h , 且必须向负载提供 $P_{work}=10W$ 。那么, 我们有 (基于图 11), 在 $D_h \sim 3cm$ 处, $Q_{s[h]}^{rad} = Q_{d[h]}^{rad} \sim 10^4$, $Q_s^{abs} = Q_d^{abs} \sim 10^3$, $Q_k \sim 500$ 和 $Q_{d-h}^{abs} \rightarrow \infty$, $Q_{s-h}^{abs} \sim 10^5$; 而在 $D_h \sim 10cm$ 处, $Q_{s-h}^{abs} \sim 5 \cdot 10^5$ 。因此 $\text{fom}_{[h]} \sim 2$, 从而我们得到 $\eta_{work} \approx 38\%$ 、 $P_{rad} \approx 1.5W$ 、 $P_s \approx 11W$ 、 $P_d \approx 4W$, 并且最重要的是, 在 $D_h \sim 3cm$ 处, $\eta_h \approx 0.4\%$ 、 $P_h=0.1W$, 而在 $D_h \sim 10cm$ 处, $\eta_h \approx 0.1\%$ 、 $P_h=0.02W$ 。

[0216] 在很多情况下, 谐振物体的尺寸将由当前的特定应用来设定。例如, 当这种应用是向膝上型电脑或手机供电时, 装置谐振物体的尺寸不能分别大于膝上型电脑或手机的尺

寸。具体而言,对于具有指定尺寸的两个环路的系统而言,在环路半径 $r_{s,d}$ 和导线半径 $a_{s,d}$ 方面,剩下的为了系统优化而能调节的独立参数是:匝数 $N_{s,d}$ 、频率 f 和工作提取率(负载电阻) Γ_{work} 。

[0217] 通常,在各实施例中,我们想要增大或优化的主要因变量是总体效率 η_{work} 。然而,在系统设计时,需要考虑其他重要变量。例如,在以带电容负载的线圈为特征的实施例中,设计可能受到例如导线内部流动的电流 $I_{s,d}$ 和电容器两端电压 $V_{s,d}$ 的约束。这些限制可能是重要的,因为对于~瓦功率级别的应用来说,这些参数的值对于分别要采用的导线或电容器而言可能太大。此外,装置的总的负载 $Q_{tot} = \omega L_d / (R_d + R_w)$ 的量应当优选是小的,原因在于:为了匹配源和装置的谐振频率以使之处于其 Q 之内,当那些量非常大时,可能在试验上难度很大且对轻微偏差更敏感。最后,出于安全考虑,应当使辐射功率 $P_{rad,s,d}$ 最小,即便通常对于磁性非辐射方案,它们通常已经很小了。

[0218] 在下文中,我们接着研究每一自变量对因变量的影响。定义一个新变量 wp , 从而通过 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + wp \cdot fom_{[e]}^2}$ 针对 $fom_{[e]}$ 的一些特定值来表达工作汲取率。因而,在一些实施例中,影响该比率选择的值为: $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = 1 \Leftrightarrow wp = 0$ (公共阻抗匹配条件),以使得源中需要存储的能量(以及因此 I_s 和 V_s)最小化, $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + fom_{[e]}^2} > 1 \Leftrightarrow wp = 1$ 以提高效率,如前所述,或者 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} \gg 1 \Leftrightarrow wp \gg 1$ 以减少装置中需要存储的能量(以及因此 I_d 和 V_d),并且减小或最小化 $Q_{tot} = \omega L_d / (R_d + R_w) = \omega / [2(\Gamma_d + \Gamma_{work})]$ 。

[0219] 增大 N_s 和 N_d 增大了 $\kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d}$, 并由此显著提高了效率,如前所述,还减小了电流 I_s 和 I_d , 这是因为环路的电感增大了,于是可以利用更小电流来实现给定输出功率 P_{work} 所需的能量 $U_{s,d} = \frac{1}{2} L_{s,d} \left[I_{s,d} \right]^2$ 。不过,增大 N_d 增大了 Q_{tot} 、 $P_{rad,d}$ 和装置电容两端的电压 V_d , 遗憾的是,在典型实施例中,这最终会成为系统最大限制因素之一。为了解释这一点,注意,真正诱发电容器材料击穿的是电场(例如对于空气而言,为 3kV/mm)而非电压,而且对于期望的(接近最佳)工作频率,增大的电感 L_d 意味着所需电容 C_d 减小了,原则上,对于带电容负载的装置线圈来说,可以通过增大装置电容器极板之间的间距 d_d 来实现这一点,对于自谐振线圈而言,可以通过增大相邻匝之间的间距 h_d 来实现这一点,从而产生实际随 N_d 减小的电场(对于前一种情况而言 $\approx V_d / d_d$);然而,实际上不可能将 d_d 或 h_d 增大太多,这是因为那时不希望的电容边缘电场会变得非常大且/或线圈尺寸变得过大;并且,在任何情况下,对于某些应用而言,不希望有极高的电压。在增大 N_s 时,对于源 $P_{rad,s}$ 和 V_s 观察到了类似的增大行为。结论是,必需要选择尽可能(对于效率而言)大的匝数 N_s 和 N_d , 该选择要考虑合理的电压、边缘电场和物理尺寸。

[0220] 对于频率而言,同样,存在对效率来说最佳的一个频率,靠近该最佳频率, Q_{tot} 接近最大值。对于较低频率,电流变差(更大),但电压和辐射功率变好(更小)。通常,应当选择最佳频率或稍低的频率。

[0221] 确定系统工作状态的一种方式是根据图解法。在图 12 中,对于 $r_s=25\text{cm}$ 、 $r_d=15\text{cm}$ 、 $h_s=h_d=0$ 、 $a_s=a_d=3\text{mm}$ 且两者之间距离为 $D=2\text{m}$ 的两个环路来说,在给定某种选择的 wp 和 N_s 的情况下,针对频率和 N_d 绘制了所有以上因变量(归一化到 1 瓦输出功率的电流、电压和辐射功率)。图中绘示了上述所有相关性。还可以做出因变量作为频率和 wp 两者的函数的

等值线图,但 N_s 和 N_d 都是固定的。应当注意:在图 12 中,对于源和装置环路尺寸、 w_p 和 N_s 的特定选择以及选择的不同的 $N_d=1、2、3、4、5、6、10$ (分别为红色、绿色、蓝色、品红色、黄色、青色、黑色),示出了作为频率函数的效率、总的(带负载)装置 Q 以及源和装置电流、电压和辐射功率(归一化到 1 瓦的输出工作功率)。图 13 中针对相同的环路尺寸和距离示出了结果。在图 13 中,对于源和装置环路尺寸以及匝数 N_s 和 N_d 的特定选择,示出了作为频率和 w_p 的函数的效率、总的(带负载)装置 Q 以及源和装置电流、电压和辐射功率(归一化到 1 瓦的输出工作功率)。例如,对于具有上面给出的尺寸的两个环路的系统而言,合理的参数选择是: $N_s=2、N_d=6、f=10\text{MHz}$ 且 $w_p=10$,这给出以下性能特性: $\eta_{\text{work}}=20.6\%、Q_{\text{tot}}=1264、I_s=7.2\text{A}、I_d=1.4\text{A}、V_s=2.55\text{kV}、V_d=2.30\text{kV}、P_{\text{rad},s}=0.15\text{W}、P_{\text{rad},d}=0.006\text{W}$ 。注意,图 12 和 13 中的结果以及上面刚计算出的性能特性是利用上面给出的解析公式获得的,因此预计对于大的 $N_s、N_d$ 值它们较不精确,但它们仍然会给出比例和数量级的良好估计。

[0222] 最后,还可以针对源的尺寸进行优化,因为如前所述,通常仅装置尺寸是受限的。即,可以将 r_s 和 a_s 添加到自变量集合中,并针对所有有问题的因变量对这些也进行优化(先前仅看到如何针对效率这么做)。这种优化会获得改善的结果。

[0223] 试验结果

[0224] 上述用于无线能量传输的方案实施例的试验实现方式由两个上述类型的自谐振线圈构成,其中一个(源线圈)电感性耦合到振荡电路,第二个(装置线圈)电感性耦合到电阻负载,如图 14 示意性示出的。参考图 14, A 是半径为 25cm 的单个铜环,该铜环是驱动电路的一部分,驱动电路输出频率为 9.9MHz 的正弦波。S 和 D 分别是文本中提到的源线圈和装置线圈。B 是附着到负载(“灯泡”)的导线环。各个 κ 表示物体之间的直接耦合。调节线圈 D 和环路 A 之间的角度,使得它们的直接耦合为零,而线圈 S 和 D 共轴对准。B 和 A 之间和 B 和 S 之间的直接耦合可以忽略。

[0225] 为了试验验证功率传输方案而构建的两个相同螺旋线圈的参数为 $h=20\text{cm}、a=3\text{mm}、r=30\text{cm}、n=5.25$ 。两个线圈都由铜制成。由于构造的非理想性,螺旋环路之间的间距不均匀,并且我们通过将 10% (2cm)的不确定度归因于 h 而将关于其均匀性的不确定度包括进来。对于给出的这些尺寸,预计谐振频率为 $f_0=10.56\pm0.3\text{MHz}$,这与在 9.90MHz 附近测量到的谐振偏离大约 5%。

[0226] 环路的理论 Q 的估计值是 ~ 2500 (假设电阻率为 $\rho=1.7\times10^{-8}\Omega\text{m}$ 的完美的铜),但测量值是 950 ± 50 。我们认为偏差主要是由铜线表面上导电差的氧化铜层的影响所造成的,在这一频率上电流被短的趋肤深度($\sim 20\mu\text{m}$)约束到这一层。因此,在所有后续计算中我们使用试验观察到的 Q (以及从其导出的 $\Gamma_1=\Gamma_2=\Gamma=\omega/(2Q)$)。

[0227] 通过相隔距离 D 放置两个自谐振线圈(在隔离开时,通过轻微调节 h 将其精细调谐到相同谐振频率)并测量两个谐振模式的频率的分隔距离来找到耦合系数 κ 。根据耦合模理论,该分隔距离应该是 $\Delta\omega=2\sqrt{\kappa^2-\Gamma^2}$ 。图 15 中示出了在两个线圈共轴对准时,作为距离函数的试验结果和理论结果之间的比较,具体为作为源线圈和装置线圈之间间隔的函数的 κ 的试验值和理论值的比较。

[0228] 图 16 示出了作为两个线圈之间的间隔的函数的参数 κ/Γ 的试验值和理论值的比较。理论值是利用理论上获得的 κ 和试验测量的 Γ 获得的。阴影区代表由于 Q 的 5% 不确定度导致的理论 κ/Γ 的扩展。

[0229] 如上所述,最大理论效率仅取决于参数 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} = \kappa/\Gamma$, 在图 17 中被作为距离的函数绘出。耦合损耗比 κ/Γ 大于 1, 即使对于 $D=2.4\text{m}$ (线圈半径的八倍) 也是如此, 于是在所研究距离的整个范围上系统都处于强耦合状态。

[0230] 电源电路是借助半径为 25cm 的单个铜线环路而电感性耦合到源线圈的标准科尔波兹振荡器(参见图 14)。负载由先前校准过的灯泡构成, 并且该负载附着到其自己的绝缘线环路上, 该负载又被放置在装置线圈附近并电感性地耦合到装置线圈上。于是, 通过改变灯泡和装置线圈之间的距离, 调节参数 Γ_w/Γ , 使得它匹配其最佳值, 在理论上其最佳值由 $\sqrt{1+\kappa^2/(\Gamma_1\Gamma_2)}$ 给出。由于它的电感性质, 连接到灯泡的环路为 Γ_w 增加了小的电抗成分, 通过稍微调谐线圈能补偿该电抗成分。通过调节进入科尔波兹振荡器的功率来确定提取的功, 直到负载处的灯泡处于其完全标称亮度为止。

[0231] 为了隔绝特别是在源线圈和负载之间发生的传输效率, 利用电流探针(发现其未显著降低线圈的 Q) 在每个自谐振线圈的中点处测量电流。这给出了以上定义的电流参数 I_1 和 I_2 的测量值。然后利用 $P_{1,2} = \Gamma L |I_{1,2}|^2$ 计算每个线圈中消耗的功率, 并直接从 $\eta = P_w / (P_1 + P_2 + P_w)$ 获得效率。为了确保用两个物体的耦合模理论模型来很好地描述实验装置, 放置该装置线圈, 使得其到附着到科尔波兹振荡器的铜环的直接耦合为零。图 17 中示出了试验结果以及由方程(14)给出的最高效率的理论预计。

[0232] 利用本实施例, 我们能够利用该装置传输大量功率, 从例如 2m 远的距离完全点亮 60W 的灯泡。作为额外的测试, 我们还测量了进入驱动电路的总功率。然而, 通过这种方式难以估计无线传输自身的效率, 这是因为未确切知道科尔波兹振荡器自身的效率, 尽管预计其远不到 100%。尽管如此, 这给出了效率的过分保守的下限。例如, 在通过 2m 的距离向负载传输 60W 时, 流入驱动电路的功率为 400W。这获得了 $\sim 15\%$ 的总的墙-负载效率, 考虑到该距离处无线功率传输的预计 $\sim 40\%$ 的效率和驱动电路的低效率, 这是合理的。

[0233] 从以上理论处理我们看到, 在典型实施例中, 为了实用, 重要的是用于功率传输的线圈处于谐振。我们通过试验发现, 当线圈之一被去调谐而偏离谐振时, 传输到负载的功率急剧下降。对于是反向负载 Q 几倍的极小去调谐 $\Delta f/f_0$, 装置线圈中诱发的电流难以与噪声区分开。

[0234] 在两个线圈之间放置人和各种日常物品, 例如金属和木制家具, 以及大的和小的电子装置时, 即使它们严重遮挡了源和装置之间的视线, 也未发现功率传输受到明显影响。仅在外物体距任一线圈的距离小于 10cm 时, 才发现有影响。尽管一些材料(例如铝箔、聚苯乙烯泡沫塑料和人) 大多仅仅使谐振频率偏移(原则上可以利用上述类型的反馈电路容易地对其加以校正), 但其他物体(纸板、木头和 PVC) 在放置得距线圈小于几厘米时会降低 Q , 从而降低传输的效率。

[0235] 我们相信这种功率传输方法应当对人是安全的。在跨越 2m 传输 60W(超过足以供膝上型计算机供电的功率) 时, 我们估计: 对于所有距离来说, 所产生磁场的幅度比地球磁场微弱得多, 但距线圈中导线小于约 1cm 除外, 这表明即使长期使用之后方案仍然是安全的。对于这些参数而言, 辐射的功率为 5W, 大致比手机高一个数量级, 但如下所述, 可以大大减小。

[0236] 尽管当前的两个线圈具有相同的尺寸, 但可以将装置线圈做得足够小 以装配到

便携式装置中而不会降低效率。例如,可以将源线圈和装置线圈的特征尺寸之积维持恒定。

[0237] 这些试验以试验方式展示了通过中等距离传输功率的系统,在多次独立且相互协调的测试中发现试验结果与理论吻合得很好。

[0238] 我们认为:通过为线圈镀银或通过用更精细几何性质的谐振物体进行工作能够明显地改善方案的效率和覆盖的距离,镀银将增大它们的 Q 。尽管如此,这里提供的系统的性能特性已经处于可用于实际应用的水平。

[0239] 应用

[0240] 总之,已经描述了用于无线非辐射能量传输的基于谐振的方案若干实施例。尽管我们考虑的是静态几何性质(即 κ 和 Γ_0 是与时间无关的),但所有结果可以直接适用于移动物体的动态几何性质,这是因为能量传输时间 κ^{-1} (对于微波应用而言, $\sim 1 \mu\text{s}$ – 1ms) 比与宏观物体运动相关的任何时间尺度要短得多。分析非常简单实现方式的几何性质提供了令人鼓舞的性能特性,预计利用认真的设计优化能够做出进一步改善。于是,对于很多现代应用而言,所提出的机制很有前景。

[0241] 例如,在宏观世界中,可以将这种方案用于为厂房中的机器人和 / 或计算机供电,或为高速公路上的电动公共汽车供电。在一些实施例中,源物体可以是运行于高速公路上或沿顶棚运行的细长“管路”。

[0242] 无线传输方案的一些实施例能够提供能量,以利用导线或其他技术为难以触及或不可能触及的装置供电或充电。例如,一些实施例可以向植入的医疗器械(例如人工心脏、起搏器、药物输送泵等)或地下埋藏的传感器供电。

[0243] 在微观世界中,要使用小得多的波长且需要更小的功率,可以使用它来实现 CMOS 电子线路的光学互连,或向独立纳米物体(例如 MEMS 或纳米机器人)传输能量,而无需过多担心源与装置之间的相对对准。此外,可以将可用范围扩展到声学系统,其中经由公共凝聚态物质物体连接源与装置。

[0244] 在一些实施例中,上述技术能够利用谐振物体的局域化近场提供信息的非辐射无线传输。这样的方案提供了更大的安全性,这是因为没有信息 会辐射到远场中,并且这样的方案非常适于高度敏感信息的中距离通信。

[0245] 已经描述了本发明的若干实施例。尽管如此,应当理解的是,可以在不脱离本发明精神和范围的前提下做出各种修改。

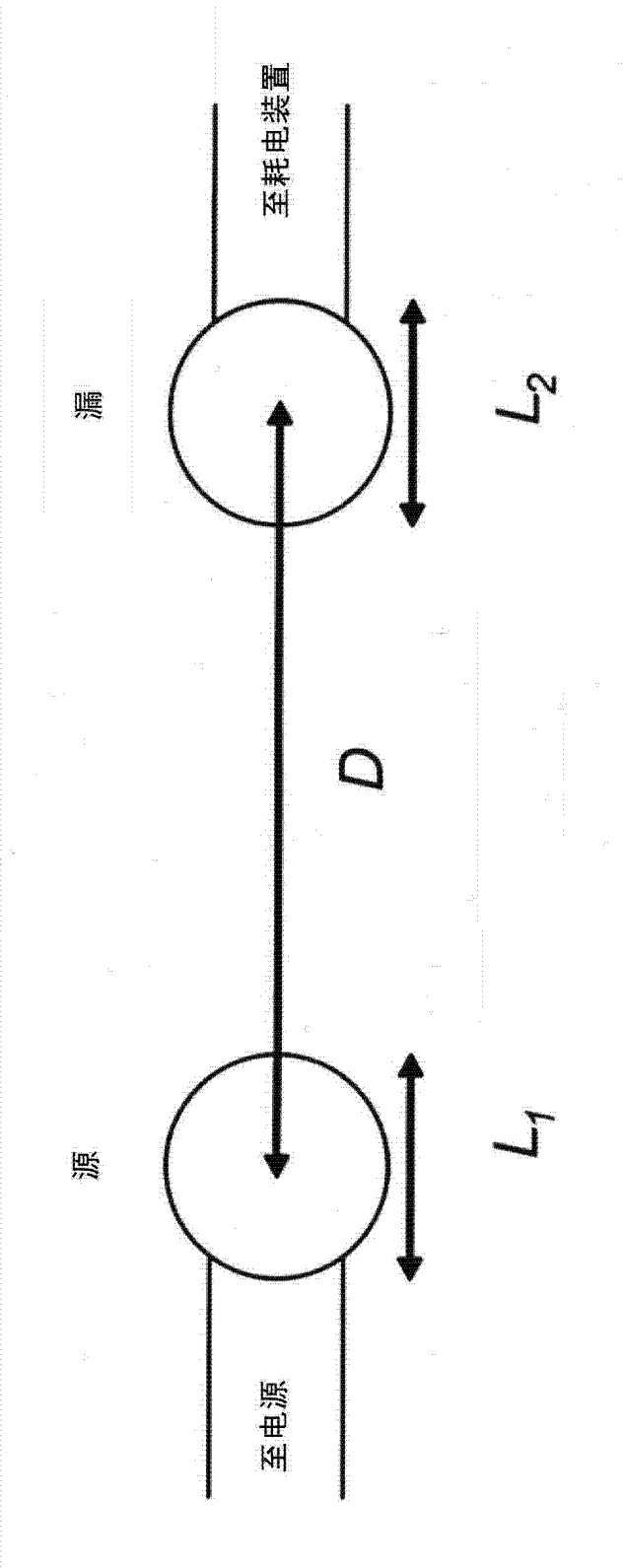


图 1

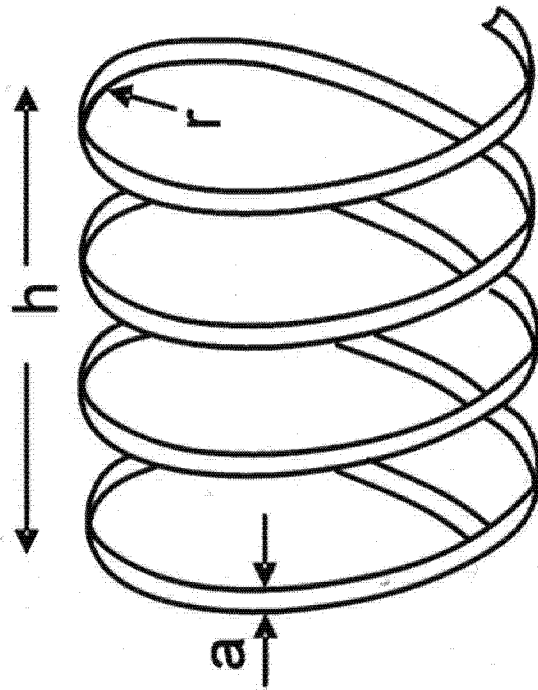


图 2

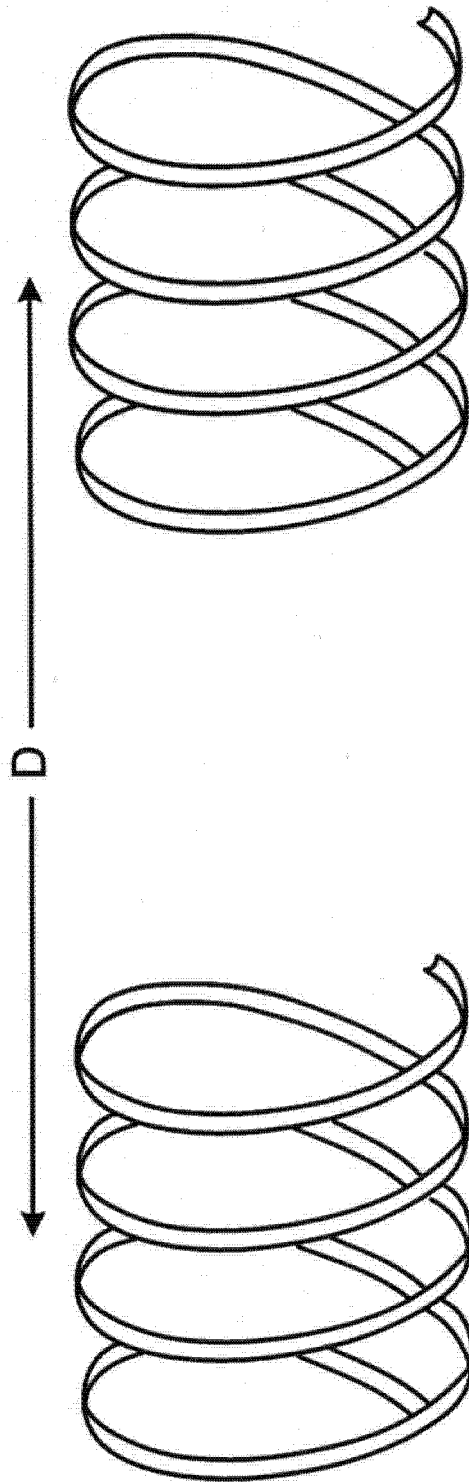


图 3

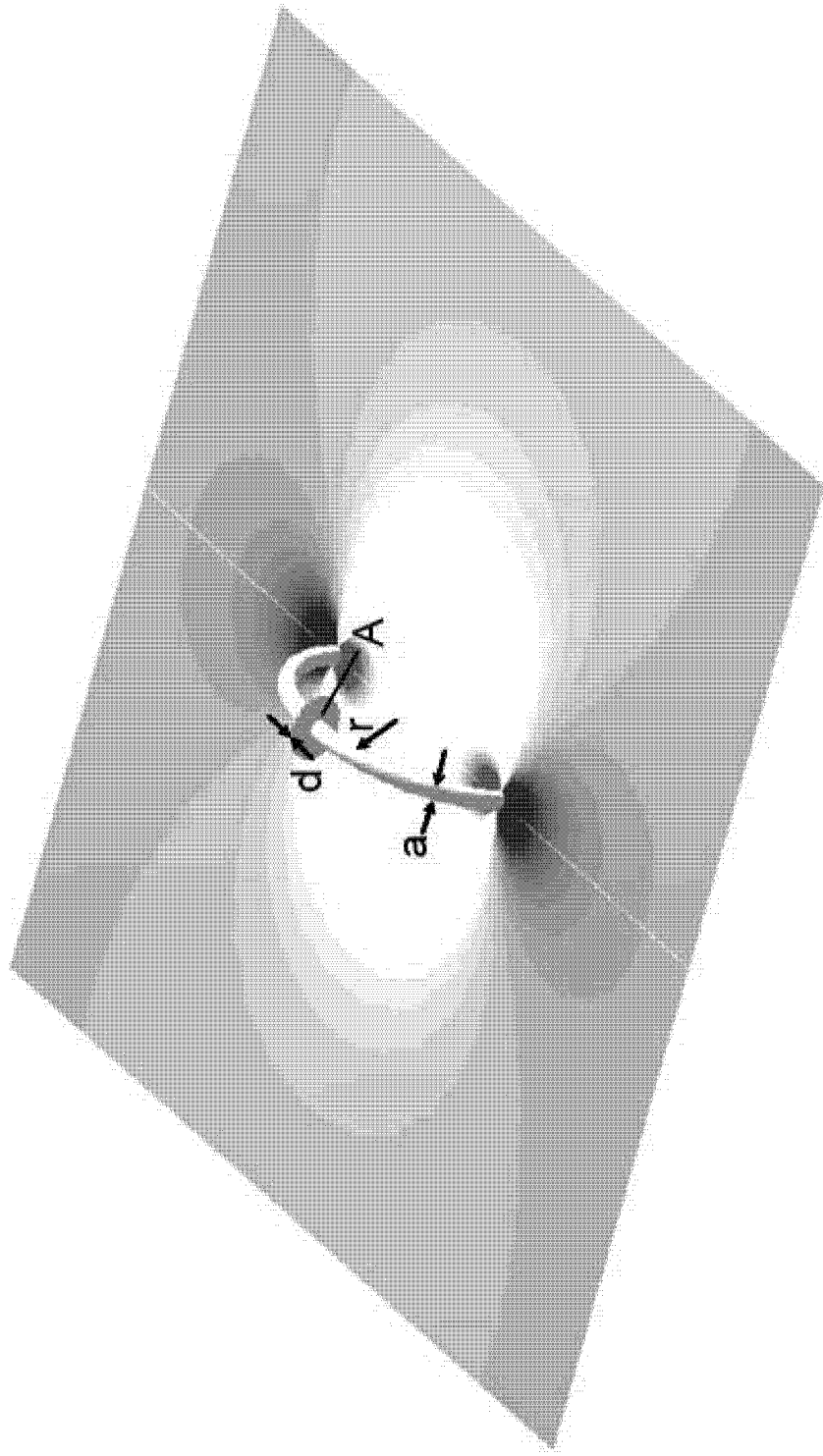


图 4

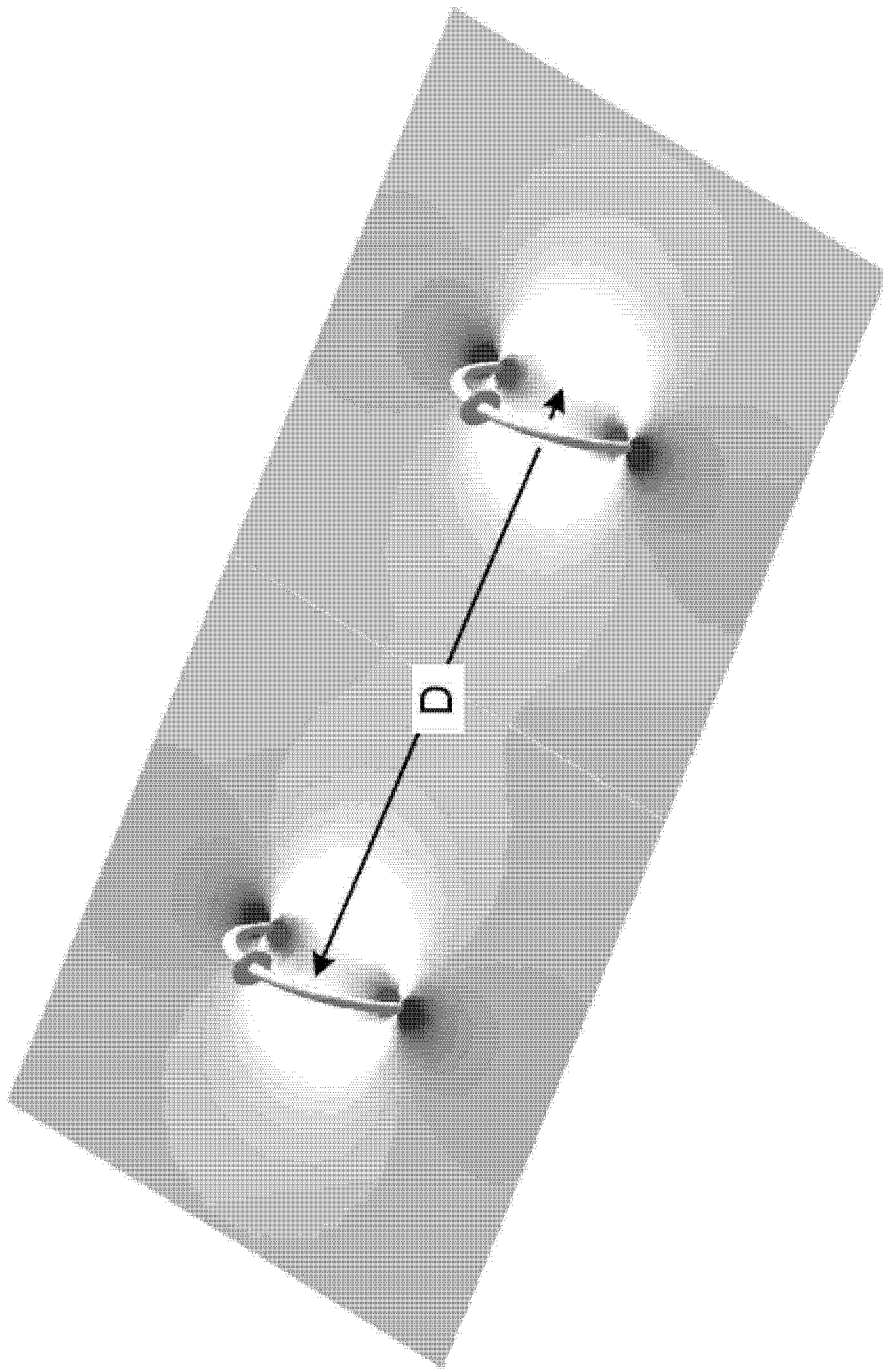


图 5

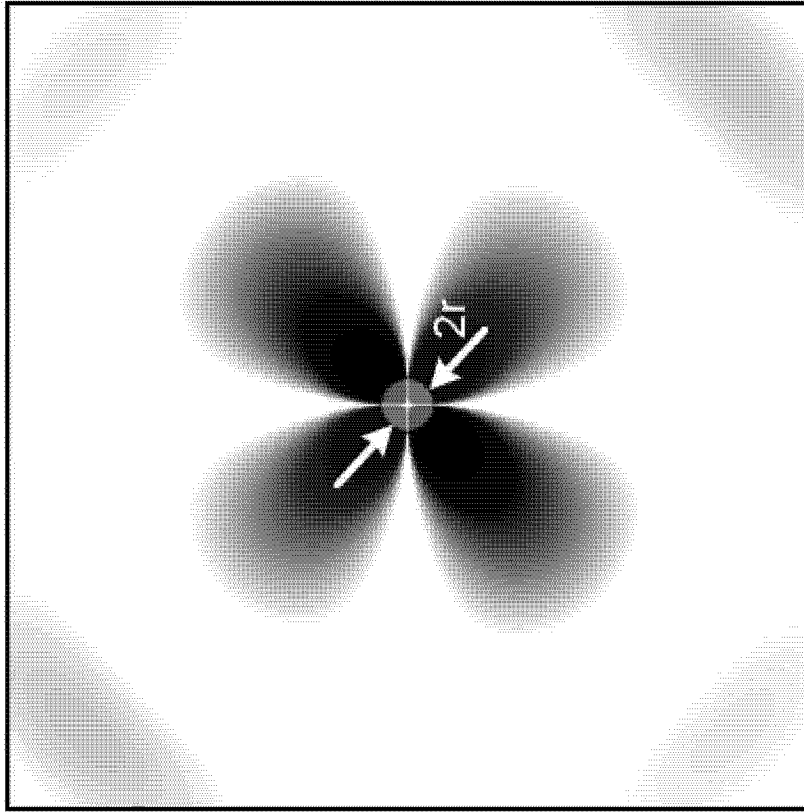


图 6

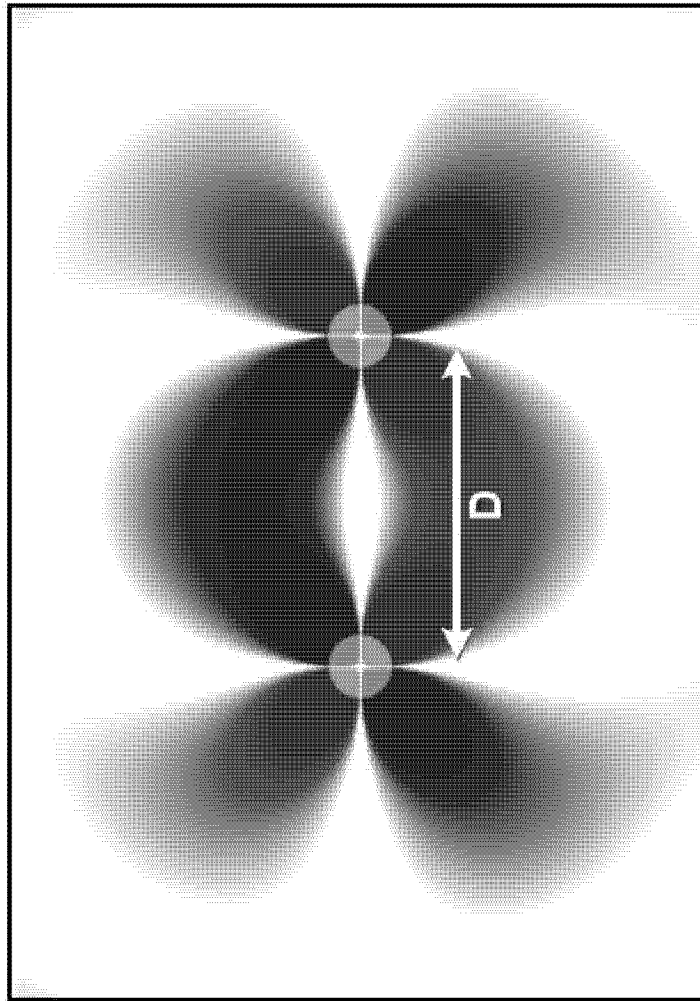


图 7

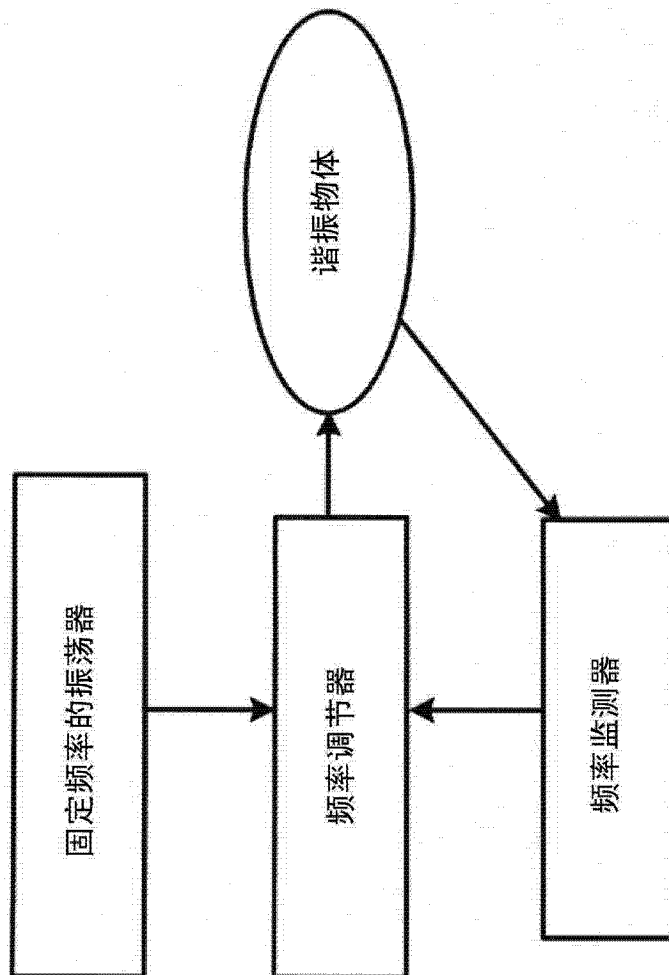


图 8A

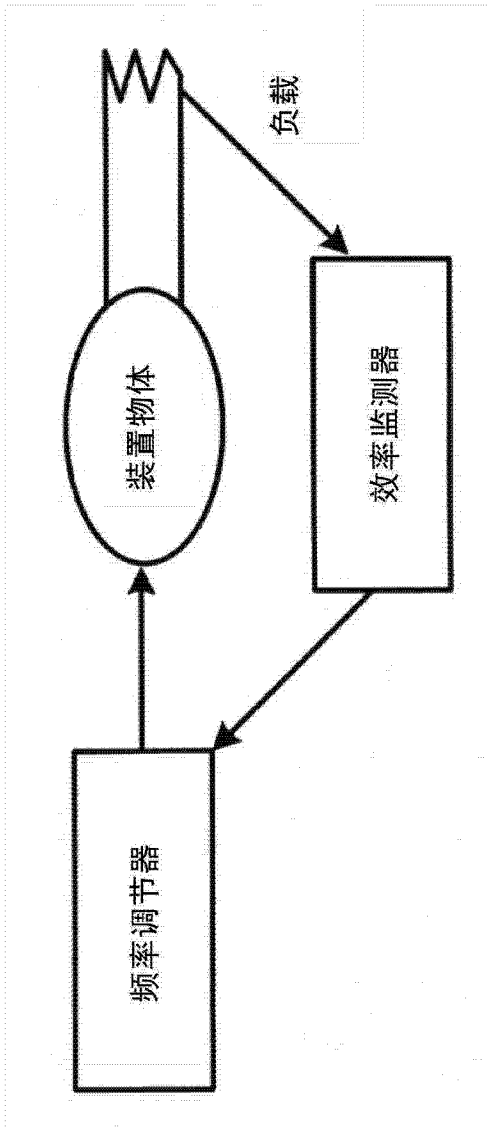


图 8B

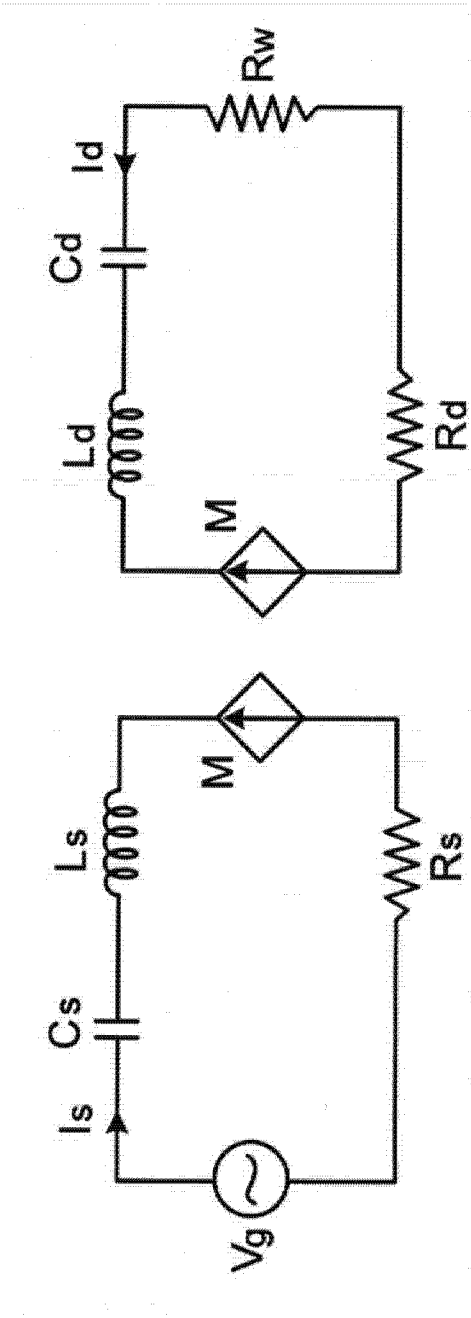
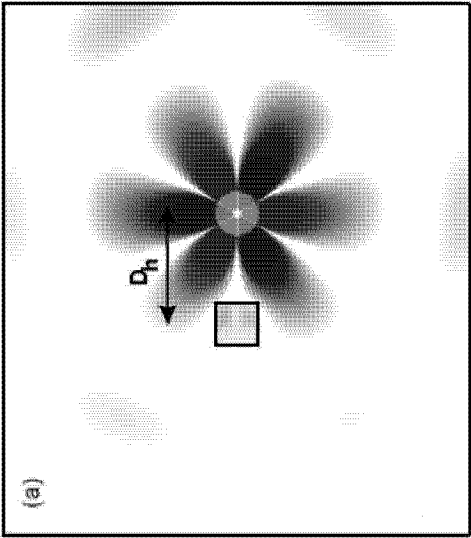
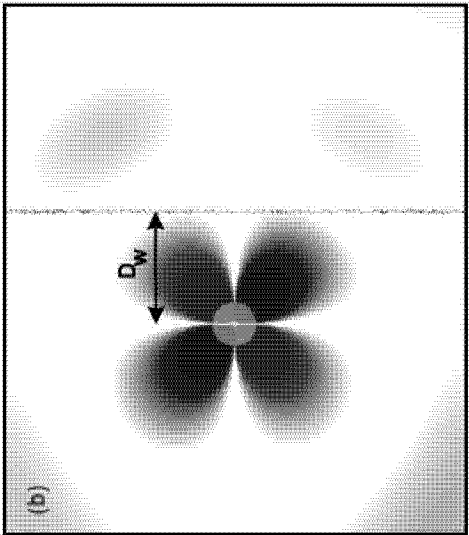


图 10



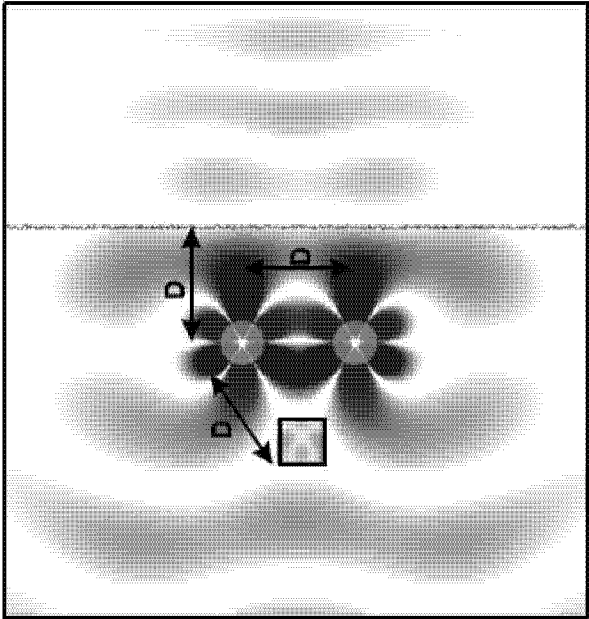
靠近“人”的盘	D_h/r	Q_{c-h}^{abs}	Q_{c-h}^{rad}	Q_{c-h}
$Re\{e\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abs} \approx 10096$	3	230	981	183
	5	2917	1984	1057
	7	11573	2230	1578
	10	41496	2201	1732
$Re\{e\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abs} \approx 10096$	3	1827	6197	1238
	5	58431	11808	4978
	7	249748	9931	4908
	10	867552	9078	4754

图 9A



靠近“墙”的盘	D_w/r	Q_{c-w}^{abs}	Q_{c-w}^{rad}	Q_{c-w}
$Re\{e\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abs} \approx 10098$	3	16725	1235	1033
	5	31659	1922	1536
	7	49440	2389	1859
	10	82839	2140	1729
$Re\{e\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abs} \approx 10097$	3	53154	6228	3592
	5	127402	10988	5053
	7	159192	10168	4910
	10	191506	9510	4775

图 9B



两个靠近“人” 和“墙”的盘	D/r	Q_{C-h}^{abs}	Q_{C-w}^{abs}	Q_C^{rad}	$Q_C[hw] = \omega/2\Gamma_C[hw]$	$\omega/2\kappa[hw]$	$\kappa[hw]/\Gamma_C[hw]$
$Re\{\epsilon\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_C^{abs} \approx 10100$	3	3300	12774	536	426	48	8.8
	5	5719	26333	1600	1068	322	3.3
	7	13248	50161	3542	2097	973	2.2
	10	18447	68460	3624	2254	1768	1.3
$Re\{\epsilon\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_C^{abs} \approx 10100$	3	2088	36661	6764	1328	141	9.4
	5	72137	90289	11945	4815	2114	2.3
	7	237822	129094	12261	5194	8307	0.6

图 9C

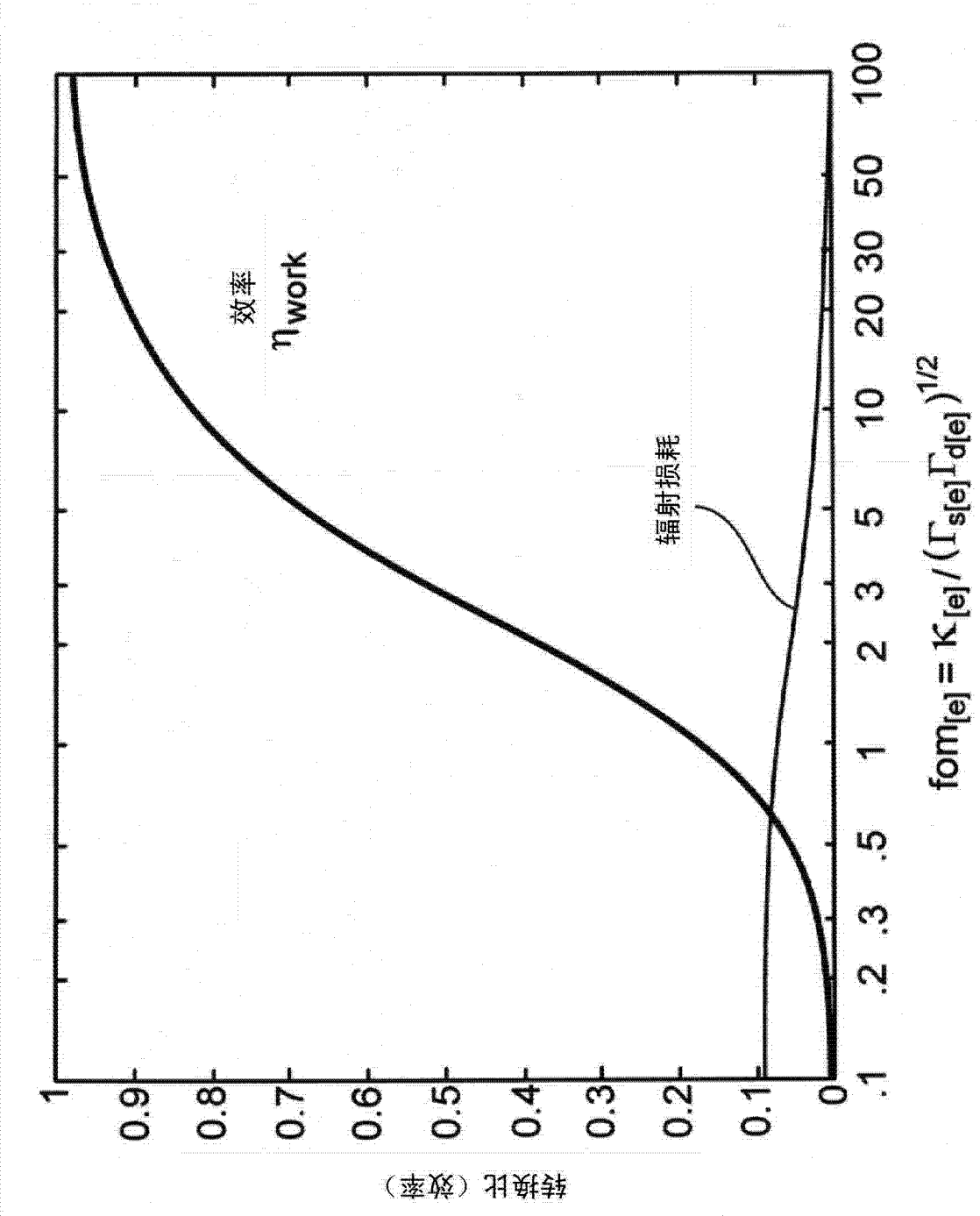


图 11

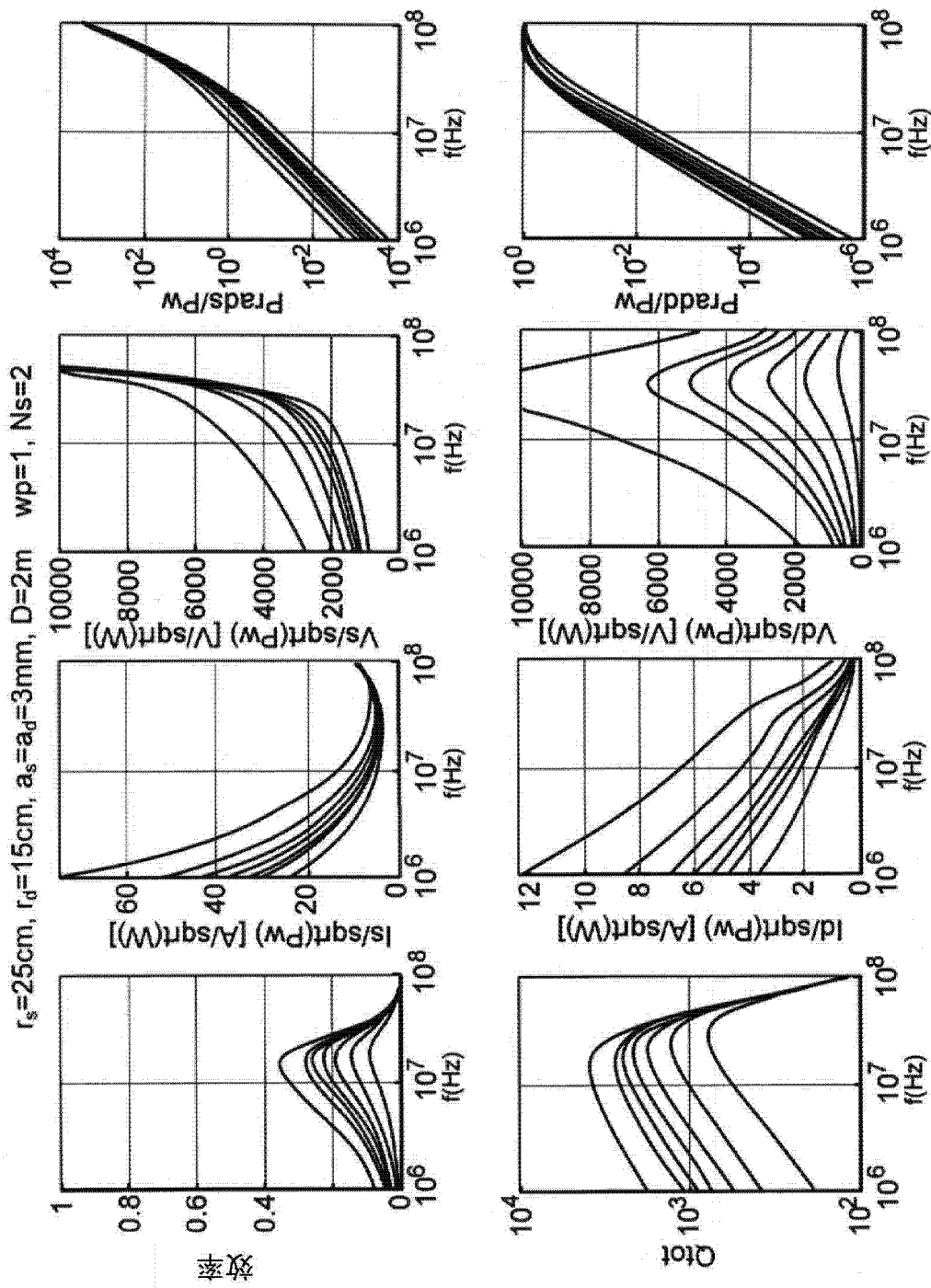


图 12

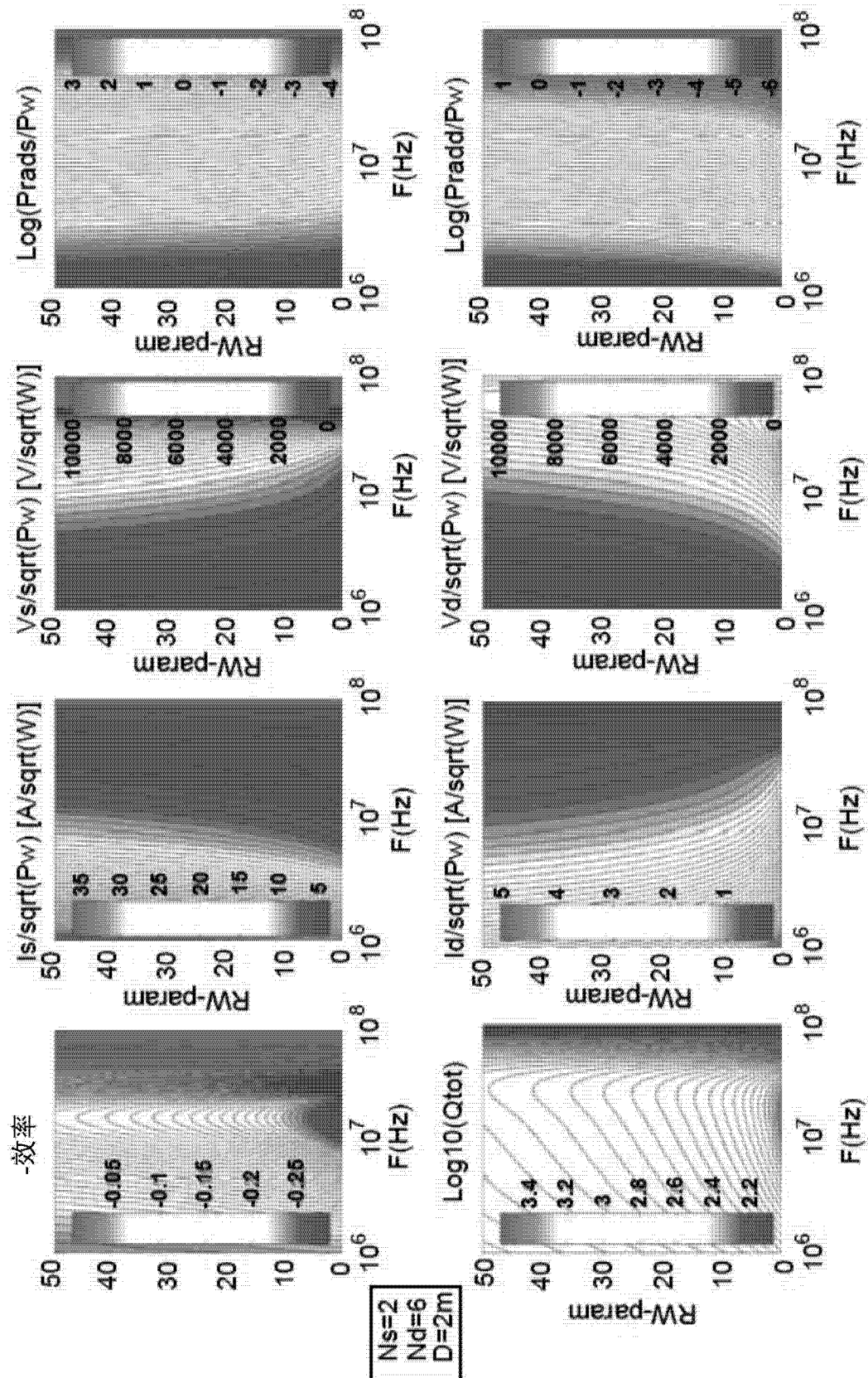


图 13

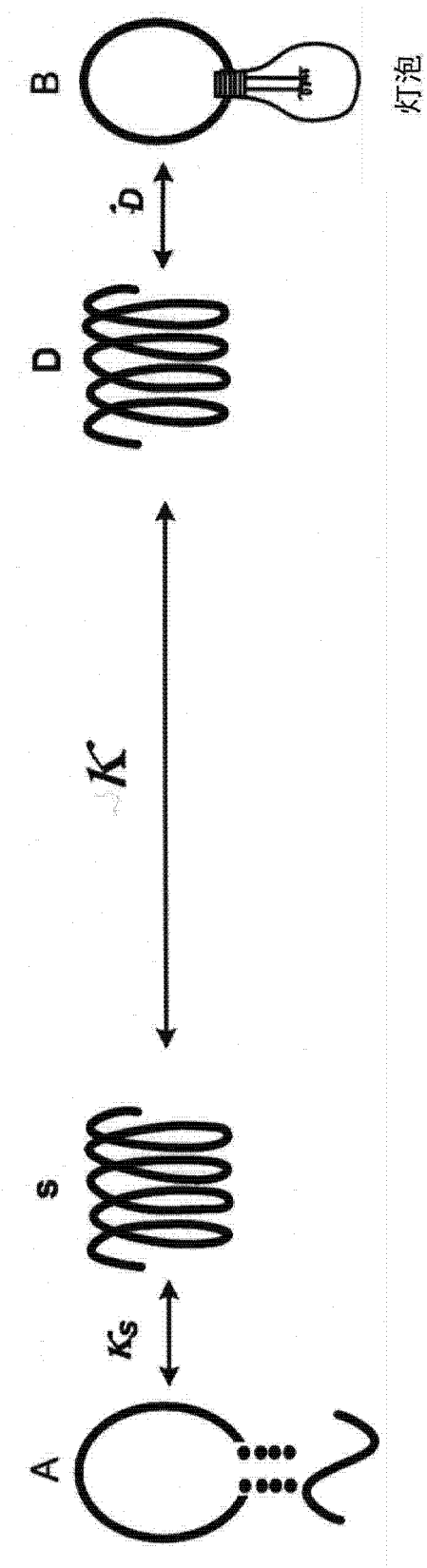


图 14

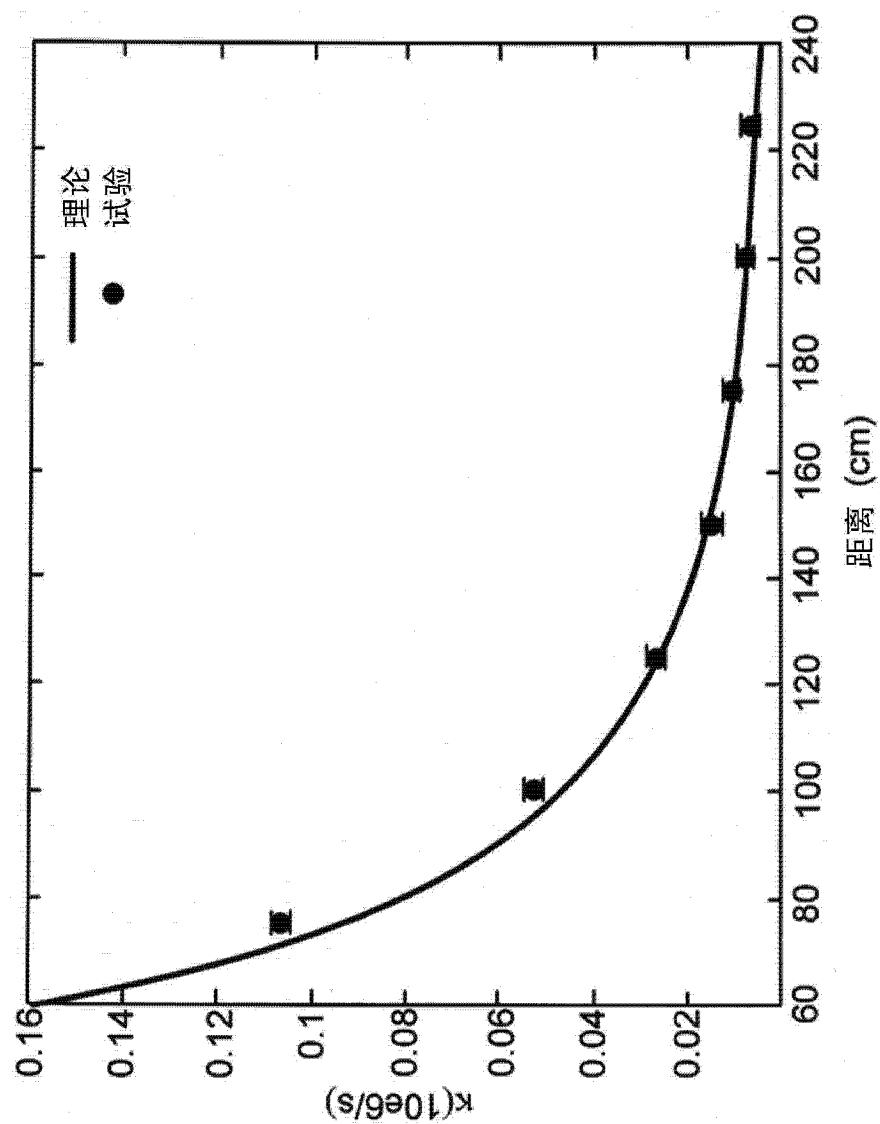


图 15

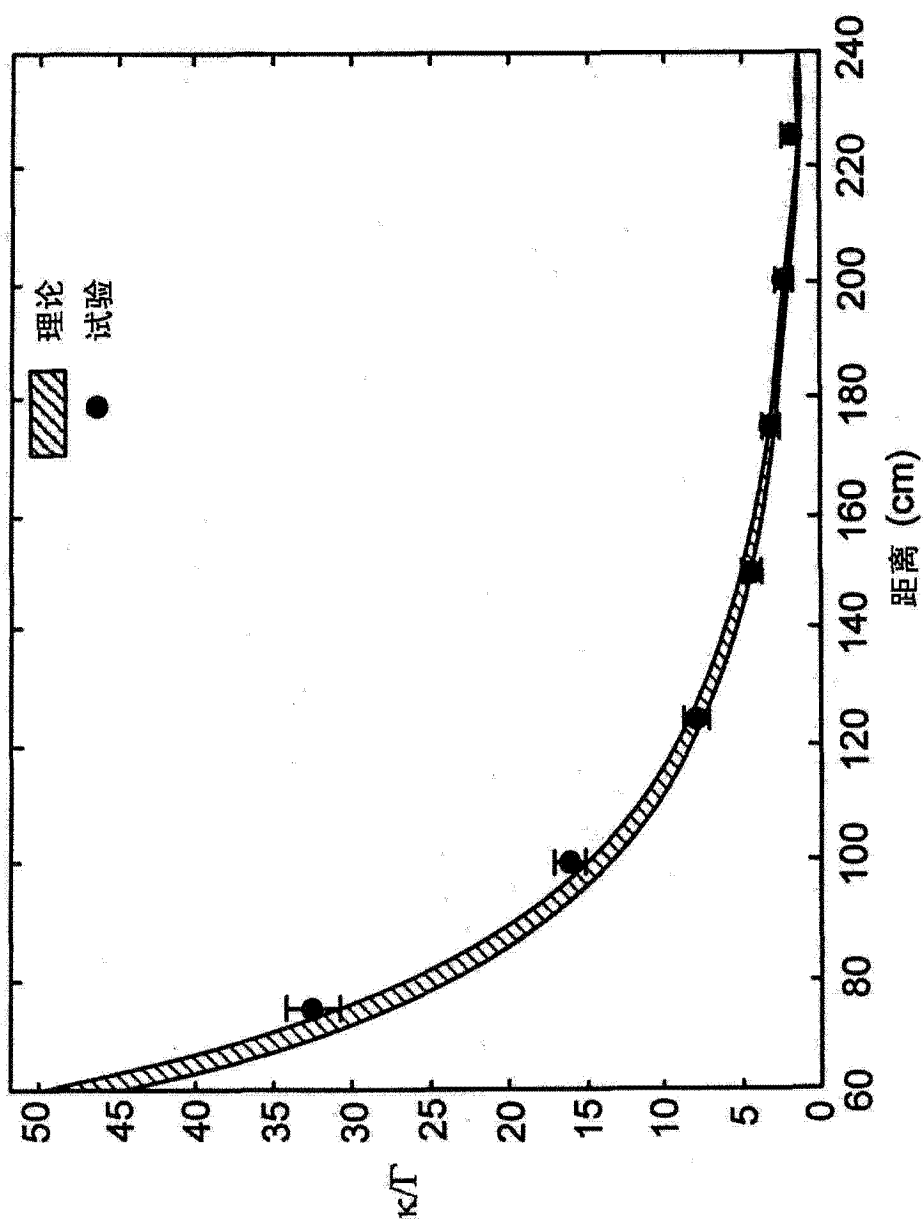


图 16

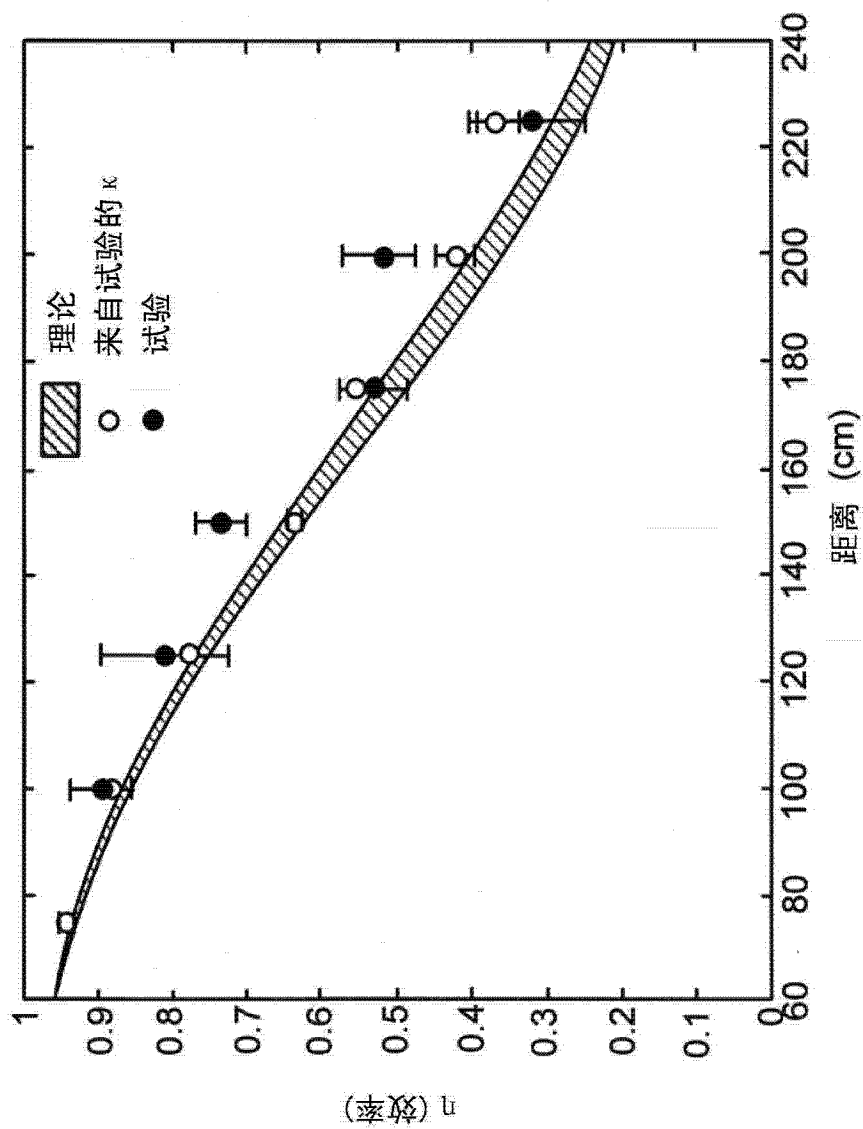


图 17