



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102099958 B

(45) 授权公告日 2013. 12. 25

(21) 申请号 200980127634. 0

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2009. 05. 14

H01P 7/00(2006. 01)

(30) 优先权数据

(56) 对比文件

61/127, 661 2008. 05. 14 US

EP 1335477 A2, 2003. 08. 13, 全文.

US 2007222542 A1, 2007. 09. 27, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 01. 14

审查员 董志迪

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2009/043970 2009. 05. 14

(87) PCT申请的公布数据

W02009/140506 EN 2009. 11. 19

(73) 专利权人 麻省理工学院

地址 美国马萨诸塞州

(72) 发明人 A·卡拉里斯 R·E·哈马姆

J·D·琼诺保罗斯 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 陈松涛 夏青

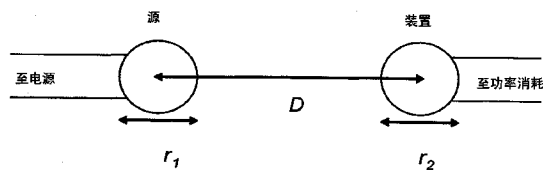
权利要求书4页 说明书43页 附图28页

(54) 发明名称

包括干涉增强的无线能量传输

(57) 摘要

公开了一种用于无线能量传输中的设备,其包括第一谐振器结构,第一谐振器结构被配置成在大于第一和第二谐振器结构的特征尺寸 L_1 和 L_2 的距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输。功率发生器耦合到所述第一结构,所述功率发生器被配置成以远离所述谐振角频率并向着对应于所述谐振器结构的奇简正模式的频率偏移的角频率驱动所述第一谐振器结构或所述第二谐振器结构,以通过相消远场干涉减少来自所述谐振器结构的辐射。



1. 一种无线能量传输中使用的设备,所述设备包括:

第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输,

其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整,其中

所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1 / 2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$,并且

所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2 / 2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$,

其中所述谐振角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振频率宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,并且平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$,对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c / \omega_0$,其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子被定义为 $U = k\sqrt{Q_1 Q_2}$,

其中功率负载以耦合率 κ_1 耦合到所述第二谐振器结构,并被配置成从所述第二谐振器结构接收有用功率,其中 U_1 定义为 κ_1 / Γ_2 ,

还包括功率发生器,所述功率发生器以耦合率 κ_g 耦合到所述第一谐振器结构,并被配置成以驱动频率 f 驱动所述第一谐振器结构,所述驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中 U_g 定义为 κ_g / Γ_1 ,

其中所述设备被配置成利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述远场之间的相消干涉,其具有干涉因子 V_{rad} ,以与没有所述相消干涉时设备的辐射量相比,减少来自所述设备的总辐射量,强干涉因子被定义为:

$$V = V_{rad} \sqrt{(Q_1 / Q_{1,rad})(Q_2 / Q_{2,rad})}$$

2. 根据权利要求 1 所述的设备,其中用于所述功率发生器的所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率,以引起所述相消干涉,

其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1) / \Gamma_1$,所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2) / \Gamma_2$ 。

3. 根据权利要求 2 所述的设备,其中选择 U_g 以使从所述功率发生器到所述功率负载的能量传输效率与辐射效率之比最大化。

4. 根据权利要求 3 所述的设备,其中, D_1 与 UV_{rad} 相等, D_2 与 UV_{rad} 相等,其中 U_g 等于 $\sqrt{1 + U^2 - V_{rad}^2 U^2 + V^2 - 2VV_{rad}}$ 。

5. 根据权利要求 4 所述的设备,还包括所述第二谐振器结构和所述功率负载。

6. 根据权利要求 5 所述的设备,其中选择 U_1 以使从所述功率发生器到所述功率负载的能量传输效率与辐射效率之比最大化。

7. 根据权利要求 5 所述的设备,其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐等于 UV_{rad} ,所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐等于 UV_{rad} ,

并且 U_1 等于 $\sqrt{1+U^2-V_{rad}^2U^2+V^2-2VV_{rad}}$ 。

8. 根据权利要求 1-7 中任一项所述的设备,其中 f 至少大于 100kHz 并小于 500MHz。

9. 根据权利要求 1-7 中任一项所述的设备,其中所述第一和第二谐振器结构中的至少一个包括导线、导电绞合线和导电带中的至少一个构成的具有电容性负载的环路或线圈。

10. 根据权利要求 1-7 中任一项所述的设备,还包括用于维持一个或多个谐振物体的谐振频率的反馈机构。

11. 根据权利要求 1-7 中任一项所述的设备,其中所述功率负载是电池或者能量存储单元。

12. 根据权利要求 1-7 中任一项所述的设备,其中所述功率负载是电动汽车的部件。

13. 一种无线能量传输中使用的设备,所述设备包括:

第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输,

其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整,其中

所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1=\omega_1/2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$,并且

所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2=\omega_2/2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$,

其中所述谐振角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振频率宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,并且平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$,对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c / \omega_0$,其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$,其中 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.05$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.05$,

其中所述设备被配置成利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述远场之间的相消干涉,其具有干涉因子 V_{rad} ,以与没有所述相消干涉时设备的效率相比,增大所述设备的能量传输效率,强干涉因子被定义为:

$$V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}$$

14. 根据权利要求 13 所述的设备,其中 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.5$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.5$ 。

15. 根据权利要求 14 所述的设备,其中 D/λ_0 大于 0.01,且所述强干涉因子 V 大于 0.05。

16. 根据权利要求 15 所述的设备,其中 D/λ_0 大于 0.01,且所述强干涉因子 V 大于 0.5。

17. 根据权利要求 13 所述的设备,其中在工作期间,功率负载以耦合率 κ_1 耦合到所述第二谐振器结构,并被配置成从所述第二谐振器结构接收有用功率,其中 U_1 定义为 κ_1/Γ_2 ,

还包括功率发生器,所述功率发生器以耦合率 κ_g 被耦合到所述第一谐振器结构,并被配置成以驱动频率 f 驱动所述第一谐振器结构,所述驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中 U_g 定义为 κ_g/Γ_1 ,

其中所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率,以引起所述相消干涉,

其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1) / \Gamma_1$, 所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2) / \Gamma_2$ 。

18. 根据权利要求 17 所述的设备, 其中选择 U_g 以使从所述功率发生器到所述功率负载的能量传输效率最大化。

19. 根据权利要求 17 所述的设备, 其中 D_1 与 UV 相等, D_2 与 UV 相等, 并且 U_g 等于 $\sqrt{(1+U^2)(1-V^2)}$ 。

20. 根据权利要求 17 所述的设备, 还包括所述第二谐振器结构和所述功率负载。

21. 根据权利要求 18 所述的设备, 还包括所述第二谐振器结构和所述功率负载。

22. 根据权利要求 19 所述的设备, 还包括所述第二谐振器结构和所述功率负载。

23. 根据权利要求 20 所述的设备, 其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐等于 UV , 所述第二谐振器结构的失谐等于 UV ,

并且 U_1 等于 $\sqrt{(1+U^2)(1-V^2)}$ 。

24. 根据权利要求 17 所述的设备, 其中选择 U_1 以使从所述功率发生器到所述功率负载的能量传输效率最大化。

25. 根据权利要求 13-24 中任一项所述的设备, 其中 f 至少大于 100kHz 并小于 500MHz。

26. 根据权利要求 13-24 中任一项所述的设备, 还包括用于维持一个或多个谐振物体的谐振频率的反馈机构。

27. 根据权利要求 25 所述的设备, 还包括用于维持一个或多个谐振物体的谐振频率的反馈机构。

28. 根据权利要求 17 所述的设备, 其中选择所述谐振器结构的谐振角频率以通过考虑强耦合因子 U 和强干涉因子 V 来优化从所述功率发生器到所述功率负载的能量传输效率。

29. 一种用于无线能量传输的方法, 所述方法包括:

提供第一谐振器结构, 所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输,

其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整, 其中

所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1 / 2\Gamma_1$, 且在远场中是辐射的, 具有相关的辐射品质因数 $Q_{1, rad} \geq Q_1$, 并且

所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2 / 2\Gamma_2$, 且在远场中是辐射的, 具有相关的辐射品质因数 $Q_{2, rad} \geq Q_2$,

其中所述谐振角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振频率宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个, 并且平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$, 对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c / \omega_0$,

其中 c 是自由空间中的光速, 强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1 Q_2}$,

其中功率负载以耦合率 κ_1 耦合到所述第二谐振器结构, 并被配置成从所述第二谐振

器结构接收有用功率,其中 U_1 定义为 κ_1/Γ_2 ,

其中功率发生器,所述功率发生器以耦合率 κ_g 耦合到所述第一谐振器结构,并且被配置成以驱动频率 f 驱动所述第一谐振器结构,所述驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega=2\pi f$,其中 U_g 定义为 κ_g/Γ_1 ,以及

利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述远场之间的相消干涉,其具有干涉因子 V_{rad} , 以与没有所述相消干涉时来自所述第一和第二谐振器的辐射量相比,减少来自所述第一和第二谐振器的总辐射量,强干涉因子被定义为:

$$V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}$$

30. 一种用于无线能量传输的方法,所述方法包括:

提供第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输,

其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整,其中

所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1=\omega_1/2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$,并且

所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2=\omega_2/2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$,

其中所述谐振角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振频率宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,并且平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$, 对应于平均谐振波长 $\lambda_0=2\pi c/\omega_0$,

其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$, 以及

利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述远场之间的相消干涉,其具有干涉因子 V_{rad} , 以与没有所述相消干涉时所述第一和第二谐振器之间能量传输的效率相比,增大所述第一和第二谐振器之间能量传输的效率,强干涉因子被定义为:

$$V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}$$

包括干涉增强的无线能量传输

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 依据 U. S. C. § 119(e), 本申请要求享有 2008 年 5 月 14 日提交的美国临时申请 No. 61/127, 661 的优先权。

[0003] 本申请的主题还涉及以下共同拥有的申请: 2008 年 3 月 26 日提交的美国实用新型专利申请 No. 12/055, 963; 2006 年 7 月 5 日提交的美国实用新型专利申请 No. 11/481, 077; 2005 年 7 月 12 日提交的美国临时申请 No. 60/698, 442; 2007 年 3 月 27 日提交的美国临时申请 No. 60/908, 383; 2007 年 3 月 28 日提交的美国临时申请 No. 60/908, 666; 以及 2007 年 6 月 11 日提交的国际申请 No. PCT/US2007/070892。

[0004] 在此通过引用将在先申请的内容全文并入本文。

背景技术

[0005] 本公开涉及无线能量传输。无线能量传输可以用于例如向自治电气或电子装置供电这样的应用中。

[0006] 全向天线的辐射模式 (对于信息传输而言效果非常好) 不适于这样的能量传输, 因为大部分能量浪费到自由空间中了。使用激光或高度定向天线的定向辐射模式可以被高效地用于能量传输, 即使是长距离 (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), 但需要存在不可中断的视线, 且在移动对象的情况下需要复杂的跟踪系统。一些传输方案依赖于感应, 但通常限于非常近的范围 ($L_{\text{TRANS}} \ll L_{\text{DEV}}$) 或低功率 ($\sim \text{mW}$) 能量传输。

[0007] 近年来自治电子设备 (例如膝上计算机、手机、家用机器人, 它们通常全都依赖于化学能储存) 的快速发展导致对无线能量传输的需求增加。

发明内容

[0008] 可以在中等距离上实现两个谐振物体之间的高效率无线能量传输, 条件是这些谐振物体被设计成工作在“强耦合”范围中。我们介绍了一种方法的实施, 通过利用谐振耦合物体辐射远场之间的相消干涉来提高能量传输的效率或抑制辐射的功率, 辐射的功率可能对其他通信系统有害或是对其他通信系统干扰的原因。“强耦合”是没有远场干涉的情况下高效能量传输的必要条件。可以在实际系统中论证“强耦合”: 自谐振导电线圈、电容性负载 (capacitively-load) 的导电线圈、电感性负载 (inductively-load) 的导电棒和电介质盘, 它们都支持高 Q 电磁谐振模式。而且, 可以开发解析模型以为无线能量传输系统考虑远场干涉。该解析模型可用于论证在干涉情况下效率的提高和辐射的抑制。在范例实施中, 我们基于以上原理描述了两种现实系统的改进性能: 电容性负载的导电线圈和电介质盘, 两者都支持高 Q 电磁谐振模式和远场干涉。

[0009] 在一方面中, 一种无线能量传输中使用的设备包括第一谐振器结构, 所述第一谐振器结构被配置成在大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 且大于第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 的距离 D 上与所述第二谐振器结构进行能量传输。所述能量传输具有速

率 κ ，且由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部 (evanescent-tail) 耦合来居间调整 (mediate)。所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$ ，并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$ 。所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中更宽的一个，量 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 至少大于 20，该设备还包括耦合到所述第一结构的电源，所述电源被配置成以远离所述谐振角频率并向着对应于所述谐振器结构的奇简正 (odd normal) 模式的频率偏移的角频率驱动所述第一谐振器结构或所述第二谐振器结构，以通过相消远场干涉减少来自所述谐振器结构的辐射。

[0010] 在一些范例中，所述电源被配置成以远离所述谐振角频率并向着对应于所述谐振器结构的奇简正模式的频率偏移的角频率驱动所述第一谐振器结构或所述第二谐振器结构，以通过相消远场干涉基本抑制来自所述谐振器结构的辐射。

[0011] 在一方面中，一种用于无线能量传输的方法涉及第一谐振器结构，所述第一谐振器结构被配置成在大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 且大于第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 的距离 D 上与所述第二谐振器结构进行能量传输，其中所述能量传输具有速率 κ ，且由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合来居间调整，所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$ ，并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$ ，所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中更宽的一个，量 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 至少大于 20。该方法包括以远离所述谐振角频率并向着对应于所述谐振器结构的奇简正模式的频率偏移的角频率驱动所述第一谐振器结构或所述第二谐振器结构，以通过相消远场干涉减小来自所述谐振器结构的辐射。

[0012] 在一些范例中，以远离所述谐振角频率并向着对应于所述谐振器结构的奇简正模式的频率偏移的角频率驱动所述第一谐振器结构或所述第二谐振器结构，以通过相消远场干涉基本抑制来自所述谐振器结构的辐射。

[0013] 在一方面中，一种无线能量传输中使用的设备包括第一谐振器结构，所述第一谐振器结构被配置成在大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 且大于第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 的距离 D 上与所述第二谐振器结构进行能量传输。所述能量传输具有速率 κ ，且由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合来居间调整。所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$ ，并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$ 。所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中更宽的一个，量 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 至少大于 20。对于期望范围的距离 D ，通过考虑辐射干涉，针对所述谐振器结构的谐振角频率使传输效率 T 增大，其中所述增大是相对于不考虑所述辐射干涉计算的传输效率 T 而言的。

[0014] 在一些范例中，通过优化所述传输效率 T 来选择用于所述谐振器结构的谐振角频率，以考虑谐振品质因数 U 和干涉因子 V 两者。

[0015] 在一方面中,一种方法涉及设计无线能量传输设备,该设备包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在大于所述第一谐振器结构的特征尺寸 L_1 且大于第二谐振器结构的特征尺寸 L_2 的距离 D 上与所述第二谐振器结构进行能量传输,其中所述能量传输具有速率 κ ,且由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合来居间调整,所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$,并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及至少大于 300 的谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$,其中所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差值的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中更宽的一个,量 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 至少大于 20,该方法包括选择针对所述谐振器结构的谐振角频率,以通过考虑所述谐振器结构之间的辐射干涉显著优化所述传输效率。

[0016] 在一些范例中,通过优化所述传输效率 T 来选择用于所述谐振器结构的谐振角频率,以考虑谐振品质因数 U 和干涉因子 V 两者。

[0017] 在一方面中,一种无线能量传输中使用的设备包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输。所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整。所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$,并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$ 。其中所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差值的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$,其对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0$,其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$ 。所述设备被配置成利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述辐射远场之间的干涉,其具有干涉因子 V_{rad} ,以与无干涉时设备的辐射量相比,减少来自所述设备的总辐射量,强干涉因子被定义为:

$$[0018] \quad V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}$$

[0019] 以下是本方面范围之内的范例。

[0020] 所述设备具有 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.01$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.01$ 。所述设备具有 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.1$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.1$ 。所述设备具有 D/λ_0 大于 0.001,且强干涉因子 V 大于 0.01。所述设备具有 D/λ_0 大于 0.001,且强干涉因子 V 大于 0.1。所述设备包括第二谐振器结构。

[0021] 在工作期间,功率发生器以耦合率 κ_g 被耦合到所述第一和第二谐振器结构之一,并被配置成驱动它所耦合的谐振器结构,驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中,如果功率发生器耦合到所述第一谐振器结构, U_g 定义为 κ_g/Γ_1 ,如果功率发生器耦合到所述第二谐振器结构, U_g 定义为 κ_g/Γ_2 。所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率,其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐 (detuning) 定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1)/\Gamma_1$,所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2)/\Gamma_2$ 。

[0022] D_1 与 UV_{rad} 近似相等, D_2 与 UV_{rad} 近似相等。选择 U_g 以使能量传输效率与辐射效率

之比最大化。 U_g 近似等于 $\sqrt{1+U^2 - V_{rad}^2 U^2 + V^2 - 2VV_{rad}}$ 。 f 至少大于 100kHz 并小于 500MHz。

f 至少大于 1MHz 并小于 50MHz。该设备还包括功率发生器。在工作期间,功率负载以耦合率 κ_1 耦合到所述功率发生器未耦合到的谐振器结构,并被配置成从其耦合到的谐振器结构接收有用功率,其中,如果功率负载耦合到所述第一谐振器结构, U_1 定义为 κ_1/Γ_1 ,如果功率负载耦合到所述第二谐振器结构, U_1 定义为 κ_1/Γ_2 。选择 U_1 以使能量传输效率与辐射效率之比最大化。所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率,其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1)/\Gamma_1$ 并近似等于 UV_{rad} ,所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2)/\Gamma_2$ 并近似等于 UV_{rad} , U_1 近似等于 $\sqrt{1+U^2 - V_{rad}^2 U^2 + V^2 - 2VV_{rad}}$ 。

[0023] 所述第一和第二谐振器结构中的至少一个包括导线、导电绞合线和导电带中的至少一个构成的具有电容性负载的环路或线圈。所述环路或线圈的特征尺寸小于 30cm,所述导线或绞合线或带的宽度小于 2cm。所述环路或线圈的特征尺寸小于 1m,所述导线或绞合线或带的宽度小于 2cm。

[0024] 该设备还包括用于维持一个或多个谐振物体的谐振频率的反馈机构。所述反馈机构包括具有固定驱动频率的振荡器并被配置成调节所述一个或多个谐振物体的谐振频率,使其相对于所述固定频率失谐固定量。

[0025] 在一方面中,一种无线能量传输中使用的设备包括第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输。所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整。所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 ,谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$,并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$ 。其中所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$,其对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0$,其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$ 。所述设备被配置成利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述辐射远场之间的干涉,其具有干涉因子 V_{rad} ,以与无干涉时设备的效率相比,增大所述设备能量传输的效率,强干涉因子被定义为

$$[0026] \quad V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}$$

[0027] 以下是本方面范围内的范例。

[0028] 所述设备具有 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.05$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.05$ 。所述设备具有 $Q_1/Q_{1,rad} \geq 0.5$ 且 $Q_2/Q_{2,rad} \geq 0.5$ 。所述设备具有 D/λ_0 大于 0.001,且强干涉因子 V 大于 0.05。所述设备具有 D/λ_0 大于 0.01,且强干涉因子 V 大于 0.5。所述设备还包括第二谐振器结构。

[0029] 在工作期间,功率发生器以耦合率 κ_g 被耦合到所述第一和第二谐振器结构之一,并被配置成驱动它所耦合的谐振器结构,驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中,如果功率发生器被耦合到所述第一谐振器结构, U_g 定义为 κ_g/Γ_1 ,如果功率发生器被耦合到

所述第二谐振器结构, U_g 定义为 κ_g/Γ_2 。所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同, 更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率, 其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1)/\Gamma_1$, 所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2)/\Gamma_2$ 。

[0030] D_1 与 UV 近似相等, D_2 与 UV 近似相等。选择 U_g 以使能量传输效率最大化。 U_g 近似等于 $\sqrt{(1+U^2)(1-V^2)}$ 。 f 至少大于 100kHz 并小于 500MHz。 f 至少大于 1MHz 并小于 50MHz。该设备还包括功率发生器。

[0031] 在工作期间, 功率负载以耦合率 κ_1 耦合到所述功率发生器未耦合到的谐振器结构, 并被配置成从其耦合到的谐振器结构接收有用功率, 其中, 如果功率负载耦合到所述第一谐振器结构, U_1 定义为 κ_1/Γ_1 , 如果功率负载耦合到所述第二谐振器结构, U_1 定义为 κ_1/Γ_2 。选择 U_1 以使能量传输效率最大化。所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同, 更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率, 其中所述第一谐振器与所述驱动频率的失谐定义为 $D_1 = (\omega - \omega_1)/\Gamma_1$ 并近似等于 UV, 所述第二谐振器结构与所述驱动频率的失谐定义为 $D_2 = (\omega - \omega_2)/\Gamma_2$ 并近似等于 UV, 并且 U_1 近似等于 $\sqrt{(1+U^2)(1-V^2)}$ 。

[0032] 所述第一和第二谐振器结构中的至少一个包括导线、导电绞合线和导电带中的至少一个构成的具有电容性负载的环路或线圈。所述环路或线圈的特征尺寸小于 30cm, 所述导线或绞合线或带的宽度小于 2cm。所述环路或线圈的特征尺寸小于 1m, 所述导线或绞合线或带的宽度小于 2cm。该设备包括用于维持一个或多个谐振物体的谐振频率的反馈机构。所述反馈机构包括具有固定驱动频率的振荡器并被配置成调节所述一个或多个谐振物体的谐振频率, 使其相对于所述固定频率失谐固定量。所述反馈机构被配置成监测能量传输的效率并调节一个或多个谐振物体的谐振频率以使效率最大化。选择所述谐振器结构的谐振角频率以通过考虑强耦合因子 U 和强干涉因子 V 来优化能量传输效率。

[0033] 在一方面中, 一种用于无线能量传输的方法包括提供第一谐振器结构, 所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输, 其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整, 其中所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$, 且在远场中是辐射的, 具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,rad} \geq Q_1$, 并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$, 且在远场中是辐射的, 具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,rad} \geq Q_2$, 其中所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个, 平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$, 对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0$, 其中 c 是自由空间中的光速, 强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$, 以及利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述辐射远场之间的干涉, 其具有干涉因子 V_{rad} , 以与无干涉时来自所述第一和第二谐振器的辐射量相比, 减少来自所述第一和第二谐振器的总辐射量, 强干涉因子被定义为:

$$[0034] \quad V = V_{rad} \sqrt{(Q_1/Q_{1,rad})(Q_2/Q_{2,rad})}。$$

[0035] 以下是本方面范围之内的范例。

[0036] 该方法具有 $Q_1/Q_{1,\text{rad}} \geq 0.01$ 以及 $Q_2/Q_{2,\text{rad}} \geq 0.01$ 。在工作期间,功率发生器被耦合到所述第一和第二谐振器结构之一,并被配置成驱动它所耦合的谐振器结构,驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率。在工作期间,功率负载耦合到所述功率发生器未耦合到的谐振器结构,并被配置成从其耦合到的谐振器结构接收有用功率。

[0037] 在一方面中,一种用于无线能量传输的方法包括提供第一谐振器结构,所述第一谐振器结构被配置成在距离 D 上与第二谐振器结构进行能量传输,其中所述能量传输由所述第一谐振器结构的谐振场和所述第二谐振器结构的谐振场的渐逝尾部耦合以耦合因子 k 来居间调整,其中所述第一谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_1 、谐振频率宽度 Γ_1 以及谐振品质因数 $Q_1 = \omega_1/2\Gamma_1$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{1,\text{rad}} \geq Q_1$,并且所述第二谐振器结构的所述谐振场具有谐振角频率 ω_2 、谐振频率宽度 Γ_2 以及谐振品质因数 $Q_2 = \omega_2/2\Gamma_2$,且在远场中是辐射的,具有相关的辐射品质因数 $Q_{2,\text{rad}} \geq Q_2$,其中所述角频率 ω_1 和 ω_2 的差的绝对值小于所述谐振宽度 Γ_1 和 Γ_2 中较宽的一个,平均谐振角频率被定义为 $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$,对应于平均谐振波长 $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0$,其中 c 是自由空间中的光速,强耦合因子 U 被定义为 $U = k\sqrt{Q_1Q_2}$,以及利用所述第一和第二谐振器的谐振场的所述辐射远场之间的干涉,其具有干涉因子 V_{rad} ,以与无干涉时所述第一和第二谐振器之间能量传输的效率相比,增大所述第一和第二谐振器之间能量传输的效率,强干涉因子被定义为:

$$[0038] \quad V = V_{\text{rad}} \sqrt{(Q_1/Q_{1,\text{rad}})(Q_2/Q_{2,\text{rad}})}$$

[0039] 以下是本方面范围之内的范例。

[0040] 该方法具有 $Q_1/Q_{1,\text{rad}} \geq 0.05$ 以及 $Q_2/Q_{2,\text{rad}} \geq 0.05$ 。在工作期间,功率发生器被耦合到所述第一和第二谐振器结构之一,并被配置成驱动它所耦合的谐振器结构,驱动频率 f 对应于驱动角频率 $\omega = 2\pi f$,其中所述驱动频率与所述第一和第二谐振器结构的谐振频率不同,更接近与所述两个谐振器结构的系统的奇简正模式对应的频率。在工作期间,功率负载耦合到所述功率发生器未耦合到的谐振器结构,并被配置成从其耦合到的谐振器结构接收有用功率。选择所述谐振器结构的谐振角频率以通过考虑强耦合因子 U 和强干涉因子 V 来优化能量传输效率。

[0041] 各种范例可以包括以上特征中的任意单项或组合。从以下详细描述将明了本公开的其他特征、目的和优点。

附图说明

[0042] 图 1 示出了范例无线能量传输方案的示意图。

[0043] 图 2(a)-(b) 针对 (a) $U = 1$ 和 (b) $U = 3$,根据频率失谐 D 。并针对加载速率 U 。的不同值示出了功率传输效率 η_p 。

[0044] 图 2(c) 根据耦合损耗比品质因数 U 示出了用于能量传输的最佳(针对零失谐,在阻抗匹配的条件下)效率 η_{p*} 和功率传输最佳效率 η_{p*}

[0045] 图 3 示出了自谐振导线线圈的范例。

- [0046] 图 4 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范例。
- [0047] 图 5 是展示无线能量传输的实验系统的示意图。
- [0048] 图 6 示出了图 5 中示意性示出的系统的耦合率的试验和理论结果间的比较。
- [0049] 图 7 示出了图 5 中示意性示出的系统的强耦合因子的试验和理论结果间的比较。
- [0050] 图 8 示出了图 5 中示意性示出的系统的功率传输效率的试验和理论结果间的比较。
- [0051] 图 9 示出了电容性负载的导线线圈的范例,并例示了周围的场。
- [0052] 图 10 示出了以两个电容性负载的导线线圈为特征的范例无线能量传输方案,并示出了周围的场。
- [0053] 图 11 示出了用于无线能量传输的范例电路模型。
- [0054] 图 12 针对源和装置环路尺度、 w_p 和 N_s 的特定选择,以及 $N_d = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10$ 的不同选择(分别为红色、绿色、蓝色、品红、黄色、青色、黑色),根据谐振频率示出了效率、总的(带负载)装置 Q 以及源和装置电流、电压和辐射功率(归一化成向负载输出 1 瓦功率)。
- [0055] 图 13 针对源和装置环路尺度以及匝数 N_s 和 N_d 的特定选择,根据频率和 w_p 示出了效率、总的(带负载)装置的 Q ,以及源和装置电流、电压和辐射功率(归一化成向负载输出 1 瓦功率)。
- [0056] 图 14 示出了电感性负载的导线线圈的范例。
- [0057] 图 15 示出了 (a) 谐振电介质盘的范例并示出了周围的场, (b) 以两个谐振电介质盘为特征的无线能量传输方案,并示出了周围的场。
- [0058] 图 16(a)-(b) 针对 (a) $U = 1, V = 0.5$ 和 (b) $U = 3, V = 0.5$, 根据频率失谐 D_0 并针对加载速率 U 的不同值示出了功率传输效率 η_p 。(为了进行比较,虚线示出了没有干涉时的结果,如图 2(a)-(b) 所示。)图 16(c)-(d) 根据强耦合因子 U 和强干涉因子 V 示出了用于能量传输(仅在(c)中)和功率传输的最佳(针对最佳失谐并在阻抗匹配的条件下)效率。
- [0059] 图 17 针对环路的三种不同尺度,根据两个相同的电容性负载构成的导电单匝环路之间的相对距离 D/r , 针对 (a) 耦合因子 k 和 (b) 强耦合因子 U 示出了耦合模式理论(CMT)的结果。注意,对于导电材料,使用了铜($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$)。
- [0060] 图 18 根据两个电容性负载构成的导电环路之间的距离 D (归一化到波长 λ) 示出了干涉因子 V_{rad} 的 AT 结果。
- [0061] 图 19 根据两个相同的电容性负载构成的导电单匝环路的谐振本征频率示出了强耦合因子 U 的 CMT 结果,干涉因子 V_{rad} 的和强干涉因子 V 的 AT 结果,导电单匝环路的 $r = 30\text{cm}$, $a = 2\text{cm}$, 它们之间的相对距离 $D/r = 5$ 。注意,对于导电材料,使用了铜($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$)。
- [0062] 图 20 根据两个相同的电容性负载构成的导电单匝环路的谐振本征频率示出了功率发射效率。示出了针对两种不同环路尺度并针对相同环路之间两个相对距离的结果。对于每种环路尺度和距离,检验四种不同的情况:无远场干涉(点线)、有远场干涉但没有驱动频率失谐的(短划线)以及具有驱动频率失谐以使效率最大化(实线)或使效率辐射比最大化(点划线)。
- [0063] 图 21 根据图 20 的两个相同电容性负载构成的导电单匝环路的谐振本征频率示出

了存在远场干涉时需要的驱动频率失谐,以使效率(实线)或效率辐射比(点划线)最大化。

[0064] 图 22(a) 根据 $r = 30\text{cm}$ 且 $a = 2\text{cm}$ 的两个相同环路之间的相对距离 D/r 示出了谐振本征频率 f_0 和 f_η , 其中强耦合因子 U 和功率发射效率 η 分别具有峰值。

[0065] 图 22(b) 针对有干涉且本征频率为 f_η (实线)、有干涉且本征频率为 f_0 (短划线) 以及无干涉且本征频率为 f_0 (点线) 的情况, 将强耦合因子 U 和强干涉因子 V 示为 U - V 平面中的曲线, 以两个环之间的相对距离 D/r 进行参数化。

[0066] 图 22(c) 示出了图 22(b) 中的实线曲线相对于图 22(b) 中的短划线和点线曲线的效率增强比。

[0067] 图 23 根据两个相同的电容性负载构成的导电单匝环路的谐振本征频率示出了辐射效率。示出了针对两种不同环路尺度并针对相同环路之间两个相对距离的结果。对于每种环路尺度和距离, 检验四种不同的情况: 无远场干涉(点线)、有远场干涉但没有驱动频率失谐的(短划线) 以及具有驱动频率失谐以使效率最大化(实线) 或使效率辐射比最大化(点划线)。

[0068] 图 24 针对两个相同电介质盘处于距离 $D/r = 5$ (还有 $m = 2$ 时几个更多距离) 的亚波长谐振模式的三个不同 m 值, 当在 $250 \geq \epsilon \geq 35$ 的范围内改变它们的 ϵ 时, 示出了 (a) 耦合因子 k 和 (b) 强耦合因子 U 的 CMT 结果。注意, 使用了盘材料损耗正切 $\tan \delta = 6 \cdot 10^6 \epsilon^{-2} \cdot 10^{-4}$ 。(c) CMT 和 (b) 部分的数值 FEFD 计算之间的相对 U 误差。

[0069] 图 25 针对与图 24 中精确相同的参数, 根据频率示出了 (a) 归一化干涉项 $2\Lambda/\sqrt{\omega_1\omega_2}$ 和 (b) 强干涉因子 $|V|$ 的大小的天线理论(AT) 结果。(c) (b) 部分的 AT 和数值 FEFD 计算之间的相对 V 误差。

[0070] 图 26 基于包括干涉(实线) 以及无干涉, 仅从 U (虚线) 做出的预测, 针对与图 24 和 25 中相同一组谐振模式和距离, 根据频率示出了总体功率传输的结果。

[0071] 图 27(a) 根据图 15 的 $m = 2$ 盘之间的传输距离示出了频率 f_0 和 f_η , 其中强耦合因子 U 和功率发射效率 η 分别被最大化。图 27(b) 示出了 (a) 的频率处实现的效率, 在插图中示出了最佳(根据定义) 效率 f_η 与 f_0 处可以实现效率之间的增强比。图 27(c) 在 U - V 效率图上针对 (a) 的频率选择示出了发射效率的 D 参数化路径。

[0072] 图 28 根据谐振频率 f_0 处的传输距离, 示出了在工作频率失谐(实线) 时、在其不失谐(短划线) 时, 以及在无论如何都没有干涉(点线) 时辐射效率的结果。在插图中, 示出了对应的辐射抑制因子。

[0073] 图 29(a)-(b) 示出了频率控制机构的示意图。

[0074] 图 30(a)-(c) 示出了在存在各种无关对象的情况下使用两个电介质盘的无线能量传输方案。

具体实施方式

[0075] 1、通过“强耦合”谐振进行高效率能量传输

[0076] 图 1 示出了示意图, 其一般性地绘示了本发明的一个范例, 其中在两个谐振对象之间无线地传输能量。参考图 1, 在特征尺寸为 r_1 的谐振源物体和特征尺寸为 r_2 的谐振装置物体之间跨过距离 D 传输能量。两个物体都是谐振物体。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。

[0077] 可以认为物体的特征尺寸等于能够在整个物体周围配合的最小球体的半径。在将物体置于任何随机配置的平坦表面上时,可以认为物体的特征厚度是平坦表面上方物体最高点的最小可能高度。可以认为物体的特征宽度是在沿直线行进时物体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是圆柱的半径。

[0078] 要理解的是,尽管在图 1 的范例以及下文很多范例中示出了两个谐振物体,但其他范例可以以三个或更多谐振物体为特征。例如,在某些范例中,单一源物体能够向多个装置物体传输能量。在一些范例中,能量可以从第一谐振物体向第二谐振物体传输,然后从第二谐振物体向第三谐振物体传输,等等。

[0079] 一开始,我们给出用于理解非辐射无线能量传输的理论框架。不过注意,要理解,本发明的范围不受理论的限制。

[0080] 根据应用,可以采用不同的临时方案在两个谐振物体之间传输能量。这里我们将考虑两种特别简单但重要的方案:一次有限量能量传输方案和连续有限速率能量传输(功率)方案。

[0081] 1.1 有限量能量传输效率

[0082] 令源和装置物体分别为 1,2,我们将用于能量交换的其谐振本征模式具有角频率 $\omega_{1,2}$ 、由于本征(吸收、辐射等)损耗导致的频率宽度 $\Gamma_{1,2}$ 和(一般地)矢量场 $F_{1,2}(r)$,它们被归一化到单位能量。一旦使两个谐振物体接近,它们就可能相互作用,用于对这种谐振交互建模的适当分析框架是公知的耦合模理论(CMT)。在这幅图中,可以用 $F(r, t) = a_1(t)F_1(r) + a_2(t)F_2(r)$ 近似表达两个谐振物体 1,2 的系统的场,其中 $a_{1,2}(t)$ 是场振幅,由于归一化的原因, $|a_{1,2}(t)|^2$ 等于物体 1,2 内部分别存储的能量。然后,利用 $e^{-i\omega t}$ 时间相关性,可以将场振幅示为在最低阶次上满足:

$$\begin{aligned} [0083] \quad \frac{d}{dt} a_1(t) &= -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1(t) + i\kappa_{11}a_1(t) + i\kappa_{12}a_2(t) \\ [0084] \quad \frac{d}{dt} a_2(t) &= -i(\omega_2 - i\Gamma_2)a_2(t) + i\kappa_{21}a_1(t) + i\kappa_{22}a_2(t) \end{aligned} \quad (1)$$

[0085] 其中 $\kappa_{11,22}$ 是每个物体的频率由于另一个的存在而发生的偏移,它们是二阶校正量,通过设置 $\omega_{1,2} \rightarrow \omega_{1,2} + \kappa_{11,22}$ 可以被吸收到本征频率中, $\kappa_{12,21}$ 为耦合系数,从系统可逆性要求,它们必须满足 $\kappa_{21} = \kappa_{12} \equiv \kappa$ 。

[0086] 通过带入 $[a_1(t), a_2(t)] = [A_1, A_2]e^{-i\omega t}$ 发现组合系统的简正模式具有复频率

$$[0087] \quad \bar{\omega}_{\pm} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} - i\frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} - i\frac{\Gamma_1 - \Gamma_2}{2}\right)^2 + \kappa^2} \quad (2)$$

[0088] 我们将其分裂表示为 $\delta_E \equiv \bar{\omega}_+ - \bar{\omega}_-$ 。要注意的是,在精确谐振时, $\omega_1 = \omega_2$ 并且 $\Gamma_1 = \Gamma_2$, 得到 $\delta_E = 2\kappa$ 。

[0089] 假设在时间 $t = 0$, 源物体 1 具有有限能量 $|a_1(0)|^2$, 而装置物体具有 $|a_2(0)|^2 = 0$ 。由于物体是耦合的,将从 1 向 2 传输能量。利用这些初始条件,可以对方程 (1) 求解,预测装置场振幅的演变为

$$[0090] \quad \frac{a_2(t)}{|a_1(0)|} = \frac{2k}{\delta_E} \sin\left(\frac{\delta_E t}{2}\right) e^{\frac{\kappa_1 + \kappa_2}{2} t} \quad (3)$$

[0091] 能量传输效率将为 $\eta_E \equiv |a_2(t)|^2 / |a_1(0)|^2$ 。要注意的是,在精确谐振时 $\omega_1 = \omega_2$ 且在特定情况下, $\Gamma_1 = \Gamma_2 \equiv \Gamma_0$, 可以将方程 (3) 写为

$$[0092] \quad \frac{a_2(T)}{|a_1(0)|} = \sin(UT) \cdot e^{-T} \quad (4)$$

[0093] 其中 $T \equiv \Gamma_0 t$ 且 $U = \kappa / \Gamma_0$ 。

[0094] 在一些范例中,系统设计人员可以随意调节耦合的持续时间 t 。在一些范例中,可以调节持续时间 t 以使装置能量 (从而使效率 η_E) 最大化。然后,在特定情况 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_0$ 下,可以从方程 (4) 推断出针对如下条件 η_E 得到最大化:

$$[0095] \quad T_* = \frac{\tan^{-1} U}{U} \quad (5)$$

[0096] 获得最佳能量传输效率

$$[0097] \quad \eta_{E*} \equiv \eta_E(T_*) = \frac{U^2}{1+U^2} \exp\left(-\frac{2 \tan^{-1} U}{U}\right) \quad (6)$$

[0098] 它仅仅是耦合损耗比 $U = \kappa / \Gamma_0$ 的函数,在 $U \gg 1$ 时趋向于一,如图 2(c) 所示。通常,还是对于 $\Gamma_1 \neq \Gamma_2$, 在耦合率远快于所有损耗率时 ($\kappa / \Gamma_{1,2} \gg 1$), 能量传输接近完美。

[0099] 在实际的无线能量传输系统中,源物体可以连接到功率发生器 (图 1 中未示出), 装置物体可以连接到功率消耗负载 (例如,电阻器、电池、实际装置,图 1 中未示出)。发生器将向源物体供应能量,将从源物体向装置物体无线地且非辐射地传输能量,负载将消耗来自装置物体的能量。为了向这种临时方案中加入这样的电源和消耗机构,在一些范例中,可以想象成在 $t = 0$ 时发生器非常短暂但非常强地耦合到源以几乎瞬间提供能量,负载类似地在最佳时间 $t = t_*$ 时非常短暂但非常强地耦合到装置以几乎瞬间汲取能量。对于恒定供电机构而言,在时间 $t = t_*$ 时,还可以将发生器再次耦合到源以馈送新的量的能量,可以以周期 t_* 来定期重复这个过程。

[0100] 1.2 有限速率能量传输 (功率传输) 效率

[0101] 令发生器以速率 κ_1 向源物体 1 连续供应能量,负载以速率 κ_2 从装置物体 2 连续汲取能量。定义场振幅 $\delta_{\pm 1,2}(t)$, 使得 $|\delta_{\pm 1,2}(t)|^2$ 等于分别进入 (+ 号) 或离开 (- 号) 物体 1, 2 的功率, CMT 方程修改为

$$[0102] \quad \frac{d}{dt} a_1(t) = -i(\omega_1 - i\Gamma_1) a_1(t) + i\kappa_{11} a_1(t) + i\kappa_{12} a_2(t) - \kappa_1 a_1(t) + \sqrt{2\kappa_1} s_{+1}(t)$$

$$[0103] \quad \frac{d}{dt} a_2(t) = -i(\omega_2 - i\Gamma_2) a_2(t) + i\kappa_{21} a_1(t) + i\kappa_{22} a_2(t) - \kappa_2 a_2(t)$$

$$[0104] \quad s_{-1}(t) = \sqrt{2\kappa_1} a_1(t) - s_{+1}(t)$$

$$[0105] \quad s_{-2}(t) = \sqrt{2\kappa_2} a_2(t) \quad (7)$$

[0106] 其中再次设置 $\omega_{1,2} \rightarrow \omega_{1,2} + \kappa_{11,22}$ 且 $\kappa_{21} = \kappa_{12} \equiv \kappa$ 。

[0107] 现在假设激励处在固定频率 ω , 即具有形式 $S_{+1}(t) = S_{+1} e^{-i\omega t}$ 。那么,线性系统的

响应将在同一频率,即 $a_{1,2}(t) = A_{1,2}e^{-i\omega t}$ 且 $S_{-1,2}(t) = S_{-1,2}e^{-i\omega t}$ 。通过这些带入方程 (7), 使用 $\delta_{1,2} \equiv \omega - \omega_{1,2}$, 并解方程组, 发现发射到负载的场振幅 (S_{21} 散射矩阵元)

$$\begin{aligned} [0108] \quad S_{21} &\equiv \frac{S_{-2}}{S_{+1}} = \frac{2i\kappa\sqrt{\kappa_1\kappa_2}}{(\Gamma_1 + \kappa_1 - i\delta_1)(\Gamma_2 + \kappa_2 - i\delta_2) + \kappa^2} \\ [0109] \quad &= \frac{2iU\sqrt{U_1U_2}}{(1+U_1-iD_1)(1+U_2-iD_2)+U^2} \quad (8) \end{aligned}$$

[0110] 反射到发生器的场振幅 (S_{11} 散射矩阵元)

$$\begin{aligned} [0111] \quad S_{11} &\equiv \frac{S_{-1}}{S_{+1}} = \frac{(\Gamma_1 - \kappa_1 - i\delta_1)(\Gamma_2 + \kappa_2 - i\delta_2) + \kappa^2}{(\Gamma_1 + \kappa_1 - i\delta_1)(\Gamma_2 + \kappa_2 - i\delta_2) + \kappa^2} \\ [0112] \quad &= \frac{(1-U_1-iD_1)(1+U_2-iD_2)+U^2}{(1+U_1-iD_1)(1+U_2-iD_2)+U^2} \quad (9) \end{aligned}$$

[0113] 其中 $D_{1,2} \equiv \delta_{1,2}/\Gamma_{1,2}$, $U_{1,2} \equiv \kappa_{1,2}/\Gamma_{1,2}$ 且 $U \equiv \kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 。类似地, 通过互换方程 (8), (9) 中的 $1 \leftrightarrow 2$ 给出散射矩阵元 S_{12}, S_{22} , 如从可逆性预期的, $S_{21} = S_{12}$ 。功率传输 (效率) 以及反射和损耗的系数分别为 $\eta_p \equiv |S_{21}|^2 = |S_{-2}|^2/|S_{+1}|^2$, 并且 $|S_{11}|^2 = |S_{-1}|^2/|S_{+1}|^2$, 以及 $1 - |S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 = (2\Gamma_1|A_1|^2 + 2\Gamma_2|A_2|^2)/|S_{+1}|^2$ 。

[0114] 在实践中, 在一些实施方式中, 可以设计 (制定) 参数 $D_{1,2}, U_{1,2}$, 因为可以调节谐振频率 $\omega_{1,2}$ (与期望工作频率 ω 相比) 和发生器 / 负载供应 / 汲取速率 $\kappa_{1,2}$ 。它们的选择能够以一些感兴趣系统性能特征的优化为目标:

[0115] 在一些范例中, 目标可以是使系统的功率传输 (效率) $\eta_p \equiv |S_{21}|^2$ 最大化, 因此需要

$$[0116] \quad \eta_p(D_{1,2}) = \eta_p(U_{1,2}) = 0 \quad (10)$$

[0117] 由于在互换 $1 \leftrightarrow 2$ 时 S_{21} (来自方程 (8)) 是对称的, $D_{1,2}$ 的最佳值 (由方程 (10) 决定) 将相等, 即 $D_1 = D_2 \equiv D_0$, 类似地 $U_1 = U_2 \equiv U_0$ 。那么,

$$[0118] \quad S_{21} = \frac{2iUU_0}{(1+U_0-iD_0)+U^2} \quad (11)$$

[0119] 从条件 $\eta'_p(D_0) = 0$ 得到, 对于固定值的 U 和 U_0 , 可以针对对称失谐的以下值使效率最大化

$$[0120] \quad D_0 = \begin{cases} \pm\sqrt{U^2 - (1+U_0)^2}, & \text{if } U > 1+U_0 \\ 0, & \text{if } U \leq 1+U_0 \end{cases} \quad (12)$$

[0121] 在 $U > 1+U_0$ 的情况下, 可以针对效率表现出峰值的两个频率将其重写为

$$[0122] \quad \omega_{\pm} = \frac{\omega_1\Gamma_2 + \omega_2\Gamma_1}{\Gamma_1 + \Gamma_2} \pm \frac{2\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}}{\Gamma_1 + \Gamma_2} \sqrt{\kappa^2 - (\Gamma_1 + \kappa_1)(\Gamma_2 + \kappa_2)} \quad (13)$$

[0123] 其分裂表示为 $\delta_p \equiv \bar{\omega}_+ - \bar{\omega}_-$ 。注意, 在精确谐振时 $\omega_1 = \omega_2$ 且 $\Gamma_1 = \Gamma_2 \equiv \Gamma_0$ 且 $\kappa_1 = \kappa_2 \equiv \kappa_0$, 得到 $\delta_p = 2\sqrt{\kappa^2 - (\Gamma_0 + \kappa_0)^2} < \delta_E$, 即发射峰值分裂小于简正模式分裂。然后, 通过将 D_0 带入来自方程 (12) 的 η_p , 从条件 $\eta'_p(U_0) = 0$ 得到, 对于 U 的固定值, 可以针对下式使效率最大化

$$[0124] \quad U_{o^*} = \sqrt{1+U^2} \stackrel{\text{Eq.(12)}}{\Rightarrow} D_{o^*} = 0 \quad (14)$$

[0125] 这被称为“临界耦合”条件,而对于 $U_0 < U_{0*}$,称系统“欠耦合”,对于 $U_0 > U_{0*}$,称其“过耦合”。在图 2(a,b) 中示出了针对 U_0 的不同值(包括“临界耦合”条件)效率对频率失谐 D_0 的相关性。使用方程(14)的总体最佳功率效率为

$$[0126] \quad \eta_{p^*} \equiv \eta_p(D_{o^*}, U_{o^*}) = \frac{U_{o^*} - 1}{U_{o^*} + 1} = \left(\frac{U}{1 + \sqrt{1+U^2}} \right)^2 \quad (15)$$

[0127] 它再次仅仅是耦合损耗比 $U = \kappa / \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}$ 的函数,在 $U \gg 1$ 时趋向于一,如图 2(c) 所示。

[0128] 在一些范例中,目标可以是使发生器一侧的功率反射 $|S_{11}|^2$ 和负载的功率反射 $|S_{22}|^2$ 最小化,那么将需要

$$[0129] \quad S_{11,22} = 0 \Rightarrow (1 \mp U_1 - iD_1)(1 \pm U_2 - iD_2) + U^2 = 0 \quad (16)$$

[0130] 以上方程给出了“阻抗匹配”条件。同样,在互换 $1 \leftrightarrow 2$ 时这些条件的集合是对称的,因此通过将 $D_1 = D_2 \equiv D_0$ 和 $U_1 = U_2 \equiv U_0$ 带入方程(16),得到

$$[0131] \quad (1 - iD_0)^2 - U_0^2 + U^2 = 0 \quad (17)$$

[0132] 从其中容易发现消除所有反射的 D_0 和 U_0 的值再次精确的是方程(14)中的那些。

[0133] 可以看出,对于这种特定问题,两个目标及其关联的条件集(方程(10)和方程(16))获得源内和装置内参数 $D_{1,2}$ 、 $U_{1,2}$ 的同样优化值。注意,对于无损耗系统,这会是功率守恒(散射矩阵的艾米矩阵)的直接结果,但对于有损耗系统而言这不是显然的。

[0134] 因此,对于任何暂时能量传输方案,一旦理想地设计了仅对源或对装置特定的参数(例如,它们的谐振频率和它们分别的激励或加载速率),效率随着源-装置耦合率与它们的损耗率之比单调增加。使用谐振品质因数的定义 $Q = \omega / 2\Gamma$ 并通过类推定义耦合因子 $k \equiv 1/Q_k \equiv 2\kappa / \sqrt{\omega_1 \omega_2}$,因此恰好是该比值

$$[0135] \quad U = \frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} = \kappa \sqrt{Q_1 Q_2} \quad (18)$$

[0136] 被设置为任何被考察系统针对无线能量传输的品质因数,还有可以在其上实现这个比例的距离(显然, U 将是距离的递减函数)。期望的最佳范围 $U > 1$ 被称为“强耦合”范围,这是高效能量传输的充要条件。具体而言,对于 $U > 1$,从方程(15)得到 $\eta_{p^*} > 17\%$,对于实际应用而言是足够的。品质因数 U 被称为强耦合因子。我们将进一步展示如何设计具有大的强耦合因子的系统。

[0137] 为了实现大的强耦合因子 U ,在一些范例中,能量传输应用优选使用对应于低(即慢)本征损耗率 Γ 的高品质因数 Q 的谐振模式。可以通过设计所有损耗机制,通常是辐射和吸收得到充分抑制的谐振模式来满足这种条件。

[0138] 这表明不使用应当被抑制的有损耗辐射远场,而是渐逝(非损耗)静态近场实现耦合。为了实施能量传输方案,通常更适合的是有限大物体,即在拓扑空间中处处被空气包围的物体,近场扩展到其中以实现耦合。有限大小的物体通常不支持在远离物体的空气中

沿所有方向都呈指数衰减的电磁状态,因为自由空间中的麦克斯韦方程表明, $k^2 = \omega^2/c^2$, 其中 k 为波矢量, ω 是角频率, c 是光速,因此可以说明,这样的有限物体不能支持无穷大 Q 的状态,而是始终有一些量的辐射。不过,可以找到生存很长时间(所谓的“高 Q ”)状态,在它们变为振荡(辐射)之前,其尾部在足够长距离上显示出远离谐振物体所需的指数或类指数衰减。发生场行为变化的限制表面被称为“辐射焦散面”,对于要基于近场而非远/辐射场的无线能量传输方案而言,耦合物体之间的距离必须使得一个物体位于另一个的辐射焦散面之内。实现高辐射 $Q(Q_{\text{rad}})$ 的一种典型方式是设计亚波长谐振物体。在物体的尺寸远小于自由空间中的辐射波长时,其电磁场非常弱地耦合到辐射。由于近场进入有限大小谐振物体周围区域中的范围通常是由波长设置的,在一些范例中,亚波长尺寸的谐振物体具有显著更长的渐逝尾部。换言之,辐射焦散面被从物体推开,使得电磁模式进入仅有小振幅的辐射状态。

[0139] 此外,最现实的材料表现出一些非零量的吸收,其可以依赖于频率,从而不能支持无穷大 Q 的状态,而是始终有一些量的吸收。不过,可以找到存在时间非常长(“高 Q ”)的状态,其中电磁模式能量仅微弱地消散。实现高吸收 $Q(Q_{\text{abs}})$ 的一些典型方法是使用在谐振频率处呈现出非常小吸收的材料和/或对场进行整形以更加局限在损耗最小材料内部。

[0140] 此外,为了实现大的强耦合因子 U ,在一些范例中,能量传输应用优选使用在比物体特征尺寸更大的距离上实现与强(即快)耦合率 κ 的高耦合因子 k 。

[0141] 由于有限尺寸亚波长谐振物体可能常常带有高 Q ,如上所述,在稍后的范例中将看到,这样的物体典型地将是可能移动的谐振装置-物体的适当选择。在这些情况下,在一些范例中,电磁场是准静态性质的,可以实现充分耦合的最大距离是由这种准静态场的衰变定律决定的。

[0142] 尽管如此,注意,在一些范例中,谐振源物体将是不动的,从而在其允许的几何结构和尺寸方面受约束较小。因此可以选择它使其足够大,使得近场范围不受波长限制,于是能够具有接近无穷大的辐射 Q 。一些接近无穷大尺度的物体,例如电介质波导,能够支持被引导模式,如果调谐到接近截止频率,其渐逝尾部沿着远离物体的方向以指数方式缓慢衰减,因此在比源和/或装置物体的特征尺寸大若干倍的距离上也能够实现良好的耦合。

[0143] 2 针对现实系统的中等距离的“强耦合”谐振

[0144] 在下文中,描述上述类型的适于能量传输的系统范例。我们将展示如何计算上述 CMT 参数 $\omega_{1,2}$ 、 $Q_{1,2}$ 和 k ,以及如何针对特定范例选择或设计这些参数,以便在期望距离 D 获得可取的品质因数 $U = \kappa / \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} = k \sqrt{Q_1 Q_2}$ 。在一些范例中,在 $\omega_{1,2}$ 被调谐到接近特定角频率 ω_0 时该品质因数最大化。

[0145] 2.1 自谐振导电线圈

[0146] 在一些范例中,谐振物体的一个或多个是自谐振导电线圈。参考图 3,将长度为 l ,截面半径为 a 的导线绕成半径为 r ,高度为 h ,被空气围绕的螺旋线圈(即,匝数 $N = \sqrt{l^2 - h^2} / 2\pi r$)。如下所述,导线具有分布电感和分布电容,因此支持谐振模式的角频率 ω 。谐振的性质在于,从由于线圈内的电荷分布 $\rho(x)$ 造成的线圈电容之内的电场向由于导线中电流分布 $j(x)$ 导致的自由空间中的磁场周期性交换能量。具体而言,电荷守恒方程 $\nabla \cdot \mathbf{j} = i\omega\rho$ 表明:

[0147] (i) 这种周期性交换伴随有电流和电荷密度分布之间的 $\pi/2$ 相移,即在特定时间点线圈中包含的能量 W 完全是因为电流,在其他时间点完全是由于电荷,以及 (ii) 如果 $\rho_1(x)$ 和 $I(x)$ 分别是导线中的线电荷和电流密度,其中 x 沿着导线行进, $q_0 = \frac{1}{2} \int dx |\rho_1(x)|$ 是在线圈一侧累积的最大量的正电荷 (其中在另一侧中始终还累积相等量的负电荷以使系统为中性), $I_0 = \max\{|I(x)|\}$ 是线性电流分布的最大正值,那么 $I_0 = \omega q_0$ 。那么,可以通过其谐振模式之内的能量的量 W 定义线圈的有效总电感 L 和有效总电容 C :

$$[0148] \quad W \equiv \frac{1}{2} I_0^2 L \Rightarrow L = \frac{\mu_0}{4\pi I_0^2} \iint dx dx' \frac{\mathbf{j}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{j}(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (19)$$

$$[0149] \quad W \equiv \frac{1}{2} q_0^2 \frac{1}{C} \Rightarrow \frac{1}{C} = \frac{1}{4\pi \epsilon_0 q_0^2} \iint dx dx' \frac{\rho(\mathbf{x}) \rho(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} \quad (20)$$

[0150] 其中 μ_0 和 ϵ_0 是自由空间的磁导率和电容率。

[0151] 利用这些定义,可以由公式 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 和 $Z = \sqrt{L/C}$ 分别给出谐振角频率和有效阻抗。

[0152] 这个谐振系统中的损耗由导线内部的欧姆 (材料吸收) 损耗和进入自由空间中的辐射损耗构成。再次可以从导线内部吸收的功率量定义总的吸收电阻 R_{abs} , 从由于电偶极子辐射和磁偶极子辐射而辐射的功率的量定义总的辐射电阻 R_{rad} :

$$[0153] \quad P_{abs} \equiv \frac{1}{2} I_0^2 R_{abs} \Rightarrow R_{abs} \approx \zeta_c \frac{l}{2\pi a} \cdot \frac{I_{rms}^2}{I_0^2} \quad (21)$$

$$[0154] \quad P_{rad} \equiv \frac{1}{2} I_0^2 R_{rad} \Rightarrow R_{rad} \approx \frac{\zeta_c}{6\pi} \left[\left(\frac{\omega |\mathbf{p}|}{c} \right)^2 + \left(\frac{\omega \sqrt{|\mathbf{m}|}}{c} \right)^4 \right] \quad (22)$$

[0155] 其中 $c = 1/\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ 和 $\zeta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ 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 是导体的电导率, δ 是频率 ω 处的趋肤深度, $I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int dx |I(x)|^2$,

$\mathbf{p} = \int dx r \rho_1(x)$ 是线圈的电偶极子动量, $\mathbf{m} = \frac{1}{2} \int dx \mathbf{r} \times \mathbf{j}(x)$ 是线圈的磁偶极子动量。对于辐射电阻公式方程 (22) 而言, 使用了准静态状态中的操作假设 ($h, r \ll \lambda = 2\pi c/\omega$), 这是亚波长谐振的期望状态。利用这些定义, 分别由 $Q_{abs} = Z/R_{abs}$ 和 $Q_{rad} = Z/R_{rad}$ 给出谐振的吸收和辐射质量因子。

[0156] 从方程 (19)-(22) 可见, 要确定谐振参数, 只需要知道谐振线圈中的电流分布 \mathbf{j} 。相对于例如标准 LC 电路, 更多涉及到解麦克斯韦方程, 以精确地找到导线线圈谐振电磁本征模式的电流分布, 可以发现在文献中没有针对有限长度线圈的精确解, 使得精确求解非常困难。可以在原则上写下详细的类似传输线的模型, 并通过硬算来求解它。相反, 我们给出了与试验吻合很好 ($\sim 5\%$) 的模型 (如下所述)。注意到形成每个线圈的导体的范围有限给出了边界条件, 即线圈的末端电流必须为零, 因为没有电流能够离开导线, 假设每个线圈的谐振模式可以由沿导线长度的正弦电流分布很好地近似。我们应当对最低的模式感兴趣, 所以如果用 x 表示沿着导体的坐标, 使得其

从 $-1/2$ 行进到 $+1/2$, 则电流振幅分布具有 $I(x) = I_0 \cos(\pi x/l)$ 的形式, 其中假设对于特定的 x 沿着导线周边电流不会显著变化, 如果 $a \ll r$, 这是有效的假设。从电荷的连续性方程立即得出, 电荷线密度分布应当是 $\rho_1(x) = \rho_0 \sin(\pi x/l)$ 的形式, 于是 $q_0 = \int_{-l/2}^{l/2} dx \rho_0 |\sin(\pi x/l)| = \rho_0 l / \pi$ 。利用这些正弦式分布, 通过对积分方程 (19) 和 (20) 进行数值计算, 得到线圈的所谓“自电感” L_s 和“自电容” C_s ; 相关的频率和有效阻抗分别为

$$\omega_s \text{ 和 } Z_s。 \text{ 使用 } I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{l/2} dx |I_0 \cos(\pi x/l)|^2 = \frac{1}{2} I_0^2, \quad |p| = q_0 \sqrt{\left(\frac{2}{\pi} h\right)^2 + \left(\frac{4N \cos(\pi N)}{(4N^2 - 1)\pi} r\right)^2} \text{ 和}$$

$$|m| = I_0 \sqrt{\left(\frac{2}{\pi} N \pi r^2\right)^2 + \left(\frac{\cos(\pi N)(12N^2 - 1) - \sin(\pi N)\pi N(4N^2 - 1)}{(16N^4 - 8N^2 + 1)\pi} hr\right)^2} \text{ 由方程 (21) 和 (22) 解}$$

析地给出“自电阻” R_s , 因此可以计算关联的 Q_s 因子。

[0157] 在表 1 中给出了针对具有亚波长模式 $\lambda_s/r \geq 70$ 的谐振线圈两个范例 (即, 那些高度适于近场耦合并且远在准静态极限之内的范例) 的结果。针对亚波长线圈谐振模式的两种不同情况, 针对波长和吸收、辐射和总损耗率示出了数值结果。注意, 对于导电材料而言, 使用了铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$)。可以看出, 微波频率处预计的品质因数为 $Q_{s, \text{abs}} \geq 1000$ 以及 $Q_{s, \text{rad}} \geq 5000$ 。

[0158] 表 1

[0159]

单个线圈	λ_s/r	f (MHz)	$Q_{s, \text{rad}}$	$Q_{s, \text{abs}}$	Q_s
r=30cm, h=20cm, a=1cm, N=4	74.7	13.39	4164	8170	2758
r=10cm, h=3cm, a=2mm, N=6	140	21.38	43919	3968	3639

[0160] 参考图 4, 在一些范例中, 在两个自谐振导线线圈之间传输能量。使用电场和磁场耦合其中心距离为 D 的不同谐振导线线圈。通常, 对于 $h \gg 2r$ 的线圈, 在研究的系统中电耦合比磁耦合强得多, 相反, 对于 $h \ll 2r$ 的线圈, 磁耦合远远高于电耦合。将两个线圈 1, 2 的电荷和电流分布分别定义为 $\rho_{1,2}(x)$ 和 $J_{1,2}(x)$, 总电荷和峰值电流分别为 $q_{1,2}$ 和 $I_{1,2}$, 电容和电感分别为 $C_{1,2}$ 和 $L_{1,2}$, 这些类似于单线圈情况下的 $\rho(x)$ 、 $j(x)$ 、 q_0 、 I_0 、 C 和 L , 因此定义明确, 我们可以通过总能量定义它们的互电容和电感:

$$[0161] \quad W \equiv W_1 + W_2 + \frac{1}{2}(q_1^* q_2 + q_2^* q_1) / M_C + \frac{1}{2}(I_1^* I_2 + I_2^* I_1) M_L$$

[0162]

$$\Rightarrow 1/M_C = \frac{1}{4\pi\epsilon_0 q_1 q_2} \iint dx dx' \frac{\rho_1(\mathbf{x}) \rho_2(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} u, \quad M_L = \frac{\mu_0}{4\pi l_1 l_2} \iint dx dx' \frac{\mathbf{j}_1(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{j}_2(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|} u \quad (23)$$

[0163] 其中 $W_1 = \frac{1}{2} q_1^2 / C_1 = \frac{1}{2} I_1^2 L_1$, $W_2 = \frac{1}{2} q_2^2 / C_2 = \frac{1}{2} I_2^2 L_2$, 在感兴趣的准静态状态 D

$\ll \lambda$ 中可以忽略积分内部的延迟因子 $u = \exp(i\omega |x-x'|/c)$, 其中每个线圈都在另一个的近场之内。利用这个定义, 由 $k = \sqrt{C_1 C_2} / M_C + M_L / \sqrt{L_1 L_2}$ 给出耦合因子。

[0164] 因此, 为了计算两个自谐振线圈之间的耦合率, 再次需要电流分布, 并再次利用假设的正弦电流分布, 从方程 (23) 数值计算出两个中心间距离为 D 的自谐振线圈之间的互电容 $M_{C,s}$ 和电感 $M_{L,s}$, 从而还确定了 $k = 1/Q_k$ 。

[0165] 表 2

线圈对	D/r	Q	$Q_k=1/k$	U
r=30cm, h=20cm, a=1cm, N=4 $\lambda/r \approx 75$ $Q_s^{abs} \approx 8170,$ $Q_s^{rad} \approx 4164$	3	2758	38.9	70.9
	5	2758	139.4	19.8
	7	2758	333.0	8.3
	10	2758	818.9	3.4
r=10cm, h=3cm, a=2mm, N=6 $\lambda/r \approx 140$ $Q_s^{abs} \approx 3968,$ $Q_s^{rad} \approx 43919$	3	3639	61.4	59.3
	5	3639	232.5	15.7
	7	3639	587.5	6.2
	10	3639	1580	2.3

[0167] 参考表 2, 针对以成对的或相同的自谐振线圈为特征的示范性范例示出了相关参数。为两个简正模式的平均波长和损耗率给出了数值结果 (未示出单个值), 还为表 1 中给出的两种模式情况给出了作为耦合距离 D 函数的耦合率和品质因数。可以看出, 对于中等距离 $D/r = 10-3$, 预计的耦合损耗比在 $U \sim 2-70$ 的范围中。

[0168] 2.1.1 试验结果

[0169] 上述用于无线能量传输的系统范例的试验实现由上述类型的两个自谐振线圈构成, 其一 (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 5 示意性示出。参考图 5, A 是作为驱动电路一部分的半径 25cm 的单个铜环路, 其输出频率为 9.9MHz 的正弦波。s 和 d 分别是文中提到的源和装置线圈。B 是连接到负载 (“灯泡”) 上的导线环路。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 共轴对齐。B 和 A 之间以及 B 和 s 之间的直接耦合可以忽略。

[0170] 为了试验验证功率传输方案而构造的两个相同螺旋线圈的参数为 $h = 20\text{cm}$, $a = 3\text{mm}$, $r = 30\text{cm}$, $N = 5.25$ 。两个线圈都是铜制成的。由于构造中有缺陷, 螺旋形环路之间的间距不均匀, 通过为 h 增加 10% (2cm) 的不确定性来将其不均匀性的不确定性考虑进来。给定这些尺度, 预计的谐振频率为 $f_0 = 10.56 \pm 0.3\text{MHz}$, 这与在 9.90MHz 附近实测的谐振偏离大约 5%。

[0171] 估计环路的理论 Q 为 ~ 2500 (假设完美的铜电阻率为 $\rho = 1/\sigma = 1.7 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$),

但实测值为 950 ± 50 。我们认为偏差大部分是由于铜表面上一层导电性不良的氧化铜的效果,在这个频率上电流被限制到这层中短的趋肤深度 ($\sim 20 \mu\text{m}$)。因此,我们在所有后续计算中都使用试验观察到的 Q (以及从其推导出的 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma = \omega / (2Q)$)。

[0172] 可以通过将两个自谐振线圈 (在隔离的时候通过轻微调节 h 将其精细调谐到同一谐振频率) 放置得相距距离 D 并测量发射频谱中两个谐振模式的频率中的分裂来试验地获得耦合系数 κ 。根据由耦合模理论推导的方程 (13), 在通过使 A 和 B 保持在较大距离而使 $\kappa_{A,B}$ 保持非常小时, 发射频谱中的分裂应当为 $\delta_p = 2\sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2}$ 。图 6 中示出了在两个线圈共轴对准时, 作为距离的函数, 试验结果和理论结果之间的比较。

[0173] 图 7 根据两个线圈之间的分离程度示出了针对强耦合因子 $U = \kappa / \Gamma$ 的试验值和理论值的比较。使用理论上获得的 κ 和试验测量的 Γ 获得理论值。阴影区域代表由于 Q 的 5% 不确定性导致的理论 U 的扩散。如上所述, 最大理论效率仅取决于参数 U , 在图 7 中根据距离绘示了它。即使对于 $D = 2.4\text{m}$ (线圈半径的八倍) U 也大于 1, 于是在所探查距离的整个范围内系统都处在强耦合状态。

[0174] 功率发生器电路是借助于半径 25cm 的单环铜线电感性耦合到源线圈的标准 Colpitts 振荡器 (参见图 5)。负载由事先校准的灯泡构成并连接到其自身的绝缘线环路, 该环路又放在装置线圈附近并电感性耦合到其上。于是, 通过改变灯泡和装置线圈之间的距离, 调节参数 $U_b = \kappa_b / \Gamma$, 使其匹配方程 (14) 理论上给出的最佳值 $U_{b*} = \kappa_b / \Gamma$ 。由于其电感性, 连接到灯泡的环路向 κ_b 增加了小的电抗分量, 通过轻微地重新调谐线圈来补偿它。通过调节进入 Colpitts 振荡器的功率, 直到负载处的灯泡处于其完全标称亮度, 来确定提取的功。

[0175] 为了隔离具体在源线圈和负载之间发生的传输的效率, 利用电流探头 (未发现其显著降低了线圈的 Q) 在自谐振线圈的每个的中点测量电流。这给出了上文定义的电流参数 I_1 和 I_2 的测量值。然后从 $P_{1,2} = \Gamma L |I_{1,2}|^2$ 计算每个线圈中消耗的功率, 并从 $\eta = P_b / (P_1 + P_2 + P_b)$ 直接获得效率。为了确保两物体耦合模理论模型很好地描述试验设备, 定位装置线圈, 使得它到附着于 Colpitts 振荡器的铜环的直接耦合为零。在图 8 中连同方程 (15) 给出的最高效率的理论预测, 示出了试验结果。

[0176] 使用这个范例, 我们能够利用这种布置从源线圈向装置线圈发射大量的功率, 例如, 从超过 2m 的距离完全点亮 60W 的灯泡。作为额外的测试, 还测量了进入驱动电路中的总功率。不过, 通过这种方式难以估计无线功率传输自身的效率, 因为尽管预计离 100% 很远, 也并不精确地知道 Colpitts 振荡器自身的效率。虽然如此, 这仍然给出了效率的多度保守的下限。在通过 2m 的距离向负载发射 60W 时, 例如, 流入驱动电路中的功率为 400W。这样得到总的墙到负载效率为 15%, 考虑到无线功率传输在这样的距离预计有 $\sim 40\%$ 的效率且驱动电路的效率低, 这是合理的。

[0177] 从以上的理论处理, 我们看出在典型范例中, 重要的是线圈处于谐振, 使得功率传输是实用的。我们通过试验发现, 随着线圈之一从谐振失谐, 发射到负载的功率急速地下降。对于有负载 Q 倒数几倍的分数失谐 $\Delta f / f_0$, 装置线圈中的感应电流不能与噪声区分开。

[0178] 在人和各种日用物体, 例如金属和木家具, 以及大小电子设备被放在两个线圈之间时, 即使它们彻底阻挡源和装置之间的视线, 也未发现功率传输受到看得见的影响。仅在外围物体离线圈中的任一个比 10cm 还近时才发现它们有影响。尽管一些材料 (例如铝箔、

泡沫聚苯乙烯和人) 大多数仅仅使谐振频率偏移, 在原则上利用上述类型的反馈电路可以容易校正, 但其他材料(纸板、木材和PVC) 在放置得距线圈不到几厘米时会使Q下降, 由此减小传输效率。

[0179] 相信这种功率传输方法对人是安全的。在跨过2m发射60W(对给膝上型计算机供电来说绰绰有余) 时, 估计对于除距线圈导线小于1cm的距离之外的所有距离, 所产生的磁场大小远弱于地球磁场, 表明即使在长期时候之后该方案也是安全的。对于这些参数而言, 辐射的功率为 $\sim 5W$, 大致比手机高一个数量级, 但如下所述, 可以大大地减小它。

[0180] 尽管目前两个线圈尺度相同, 但可以使装置线圈充分小, 以装配到便携式装置中而不减小效率。例如, 可以保持源和装置线圈的特征尺寸之积为常数。

[0181] 这些试验在试验上论证了在中等距离上进行功率传输的系统, 发现在多个独立且相互一致的测试中试验结果与理论符合得很好。

[0182] 通过为线圈镀银(这会提高其Q) 或利用谐振物体更精心制作的几何结构工作, 可以略微改善方案的效率和覆盖的距离。虽然如此, 这里介绍的系统的性能特征已经处于它们能用于实际应用的水平了。

[0183] 2.2 电容性负载的导电环路或线圈

[0184] 在一些范例中, 谐振物体的一个或多个是电容性负载构成的导电环路或线圈。参考图9, 所述具有N匝导线的螺旋线圈连接到一对导电平行板, 导电平行板面积为A, 经由相对电容率为 ϵ 的电介质材料间隔距离d, 每样东西都被空气包围(如图所示, $N=1, h=0$)。平行板具有电容 $C_p = \epsilon_0 \epsilon A/d$, 其增加到线圈的分布电容上, 从而改变了其谐振。不过要注意的是, 加载电容器的存在显著改变了导线内部的电流分布, 因此线圈的总有效电感L和总有效电容C分别与针对相同几何结构的自谐振线圈利用正弦电流分布计算的 L_s 和 C_s 不同。由于在外部加载电容器的极板上累积了一些电荷, 导线内部的电荷分布 ρ 减小, 因此 $C < C_s$, 于是, 从电荷守恒方程得到, 电流分布j变得平缓, 因此 $L > L_s$ 。该系统的谐振频率为:

$$[0185] \quad \omega = 1/\sqrt{L(C+C_p)} < \omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s},$$

[0186] 并且在 $C_p \rightarrow 0$ 时: $I(x) \rightarrow I_0 \cos(\pi x/l) \Rightarrow C \rightarrow C_s \Rightarrow \omega \rightarrow \omega_s$ 。

[0187] 通常, 可以针对该系统找到期望的CMT参数, 但再次需要麦克斯韦方程非常复杂的解。相反, 我们将仅分析特殊情况, 在这种情况下可以对电流分布作出合理猜测。在 $C_p > C_s > C$ 时, 则 $\omega \approx 1/\sqrt{LC_p} \ll \omega_s$ 且 $Z \approx \sqrt{L/C_p} \ll Z_s$, 同时所有电荷都在加载电容器的极板上, 从而沿着导线的电流分布是恒定的。这允许让我们从方程(19)数值计算L。在 $h=0$ 且N为整数的情况下, 可以实际解析地计算方程(19)中的积分, 得到公式 $L = \mu_0 r [\ln(8r/a) - 2] N^2$ 。从方程(21)和(22)再次可以获得针对R的清楚的解析公式, 因为 $I_{rms} = I_0$, $|p| \approx 0$ 且 $|m| = I_0 N \pi r^2$ (即仅有磁偶极子项对辐射有贡献), 因此我们还确定了 $Q_{abs} = \omega L/R_{abs}$ 和 $Q_{rad} = \omega L/R_{rad}$ 。在计算的结尾, 通过检查确实满足条件 $C_p \gg C_s \Leftrightarrow \omega \ll \omega_s$ 证实恒定电流分布的假设是有效的。为了满足这个条件, 可以使用大的外部电容, 不过, 这通常会在工作频率低于稍后要确定的最佳频率; 相反, 在典型范例中, 常常倾向于从自电容 C_s 非常小的线圈开始, 在 $N=1$ 时, 对于所研究的线圈类型, 通常是这种情况, 因此自电容来自单

匝内的电荷分布,其通常非常小,或者在 $N > 1$ 且 $h \gg 2Na$ 时,使得主要的自电容来自相邻线匝间的电荷分布,如果相邻线匝间分隔较大其很小。

[0188] 外部加载电容 C_p 提供了(例如通过调谐 A 或 d) 调谐谐振频率的自由度。那么,对于特别简单的情况 $h = 0$,对此我们具有解析公式,总 $Q = \omega L / (R_{\text{abs}} + R_{\text{rad}})$ 在最佳频率处变为最高

$$[0189] \quad \omega_Q = \left[\frac{c^4}{\pi} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{2\sigma}} \cdot \frac{1}{aNr^3} \right]^{2/7} \quad (24)$$

[0190] 得到值

$$[0191] \quad Q_{\text{max}} = \frac{6}{7\pi} \left(2\pi^2 \eta_0 \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{3/7} \cdot \left(\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right) \quad (26)$$

[0192] 在较低频率主要受欧姆损耗支配,在较高频率主要受辐射支配。不过注意,只要 $\omega_Q \ll \omega_s$, 以上公式就是精确的,如上所述,在 $N = 1$ 时始终是这种情况,在 $N > 1$ 时通常较不精确,因为 $h = 0$ 通常意味着大的自电容。如果需要相对于外部电容减小自电容,可以使用具有大 h 的线圈,但这时针对 L 和 ω_Q , Q_{max} 的公式再次较不精确了。预计会有类似的良好性能,但在那种情况下要做出定量预测需要更为复杂的理论模型。

[0193] 表 3 中给出了在最佳频率方程 (24) 处针对 $N = 1$ 和 $h = 0$ 的线圈的亚波长模式 $\lambda / r \geq 70$ (即,高度适于近场耦合并远在准静态极限之内) 的两个范例的上述分析结果。为了证实恒定电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进行模式求解计算:执行计算 3D 有限元频域 (FEFD) 模拟(在针对空间离散化而精确分离的频域中对麦克斯韦方程求解),其中利用复阻抗 $\zeta_c = \sqrt{\mu_0 \omega / 2\sigma}$ 边界条件对导体的边界建模,只要 $\zeta_c / \zeta_0 \ll 1$ (在微波中对于铜 $< 10^{-5}$) 该边界条件就是有效的。表 3 针对亚波长环路谐振模式的两种不同情况示出了波长和吸收、辐射和总损耗率的数值 FEFD (在括号中示出了解析) 结果。注意,对于导电材料而言,使用了铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{ S/m}$)。在表中以粗体突出了图 4 中曲线的具体参数。两种方法(解析的和计算的)符合得很好,表明在一些范例中,最佳频率在低 MHz 微波范围中,预计的品质因数为 $Q_{\text{abs}} \geq 1000$ 和 $Q_{\text{rad}} \geq 10000$ 。

[0194] 表 3

[0195]

单个线圈	λ / r	f	Q_{rad}	Q_{abs}	Q
r=30cm, a=2cm $\epsilon = 10,$ A=138cm ² , d=4mm	111.4 (112.4)	8.976 (8.897)	29546 (30512)	4886 (5117)	4193 (4381)
r=10cm, a=2mm $\epsilon = 10,$ A=3.14cm ² , d= 1mm	69.7 (70.4)	43.04 (42.61)	10702 (10727)	1545 (1604)	1350 (1395)

[0196] 参考图 10, 在一些范例中, 在两个电容性负载的线圈之间传输能量。对于两个中心相距距离 D 的电容性负载的线圈 1 和 2 之间的能量传输速率, 可以利用 $\omega \ll \omega_s$ 情况下的恒定电流分布从方程 (23) 数值地评估互感 M_L 。在 $h = 0$ 的情况下, 耦合仅为磁性的, 我们再次具有解析公式, 在准静态极限 $r \ll D \ll \lambda$ 下且对于图 10 所示的相对取向, 其为 $M_L \approx \pi \mu_0 / 2 \cdot (r_1 r_2)^2 N_1 N_2 / D^3$, 这意味着 $k \propto (\sqrt{r_1 r_2} / D)^3$ 独立于频率 ω 和匝数 N_1, N_2 。因此, 所得的感兴趣耦合品质因数为

$$[0197] \quad U = k \sqrt{Q_1 Q_2} \approx \left(\frac{\sqrt{r_1 r_2}}{D} \right)^3 \cdot \frac{\pi^2 \eta_0 \frac{\sqrt{r_1 r_2}}{\lambda} \cdot N_1 N_2}{\prod_{j=1,2} \left(\sqrt{\frac{\pi \eta_0}{\lambda \sigma}} \cdot \frac{r_j}{a_j} N_j + \frac{8}{3} \pi^5 \eta_0 \left(\frac{r_j}{\lambda} \right)^4 N_j^2 \right)^{1/2}} \quad (26)$$

[0198] 同样对于 $N_1 = N_2 = 1$ 更加精确。

[0199] 从方程 (26) 可以看出, 品质因数最大化为值 U_{max} 的最佳频率 ω_U 接近 $Q_1 Q_2$ 最大化的频率 $\omega_{Q_1 Q_2}$, 因为 k 对频率的依从性不大 (至少对于准静态近似仍然成立的所关心距离 $D \ll \lambda$)。因此, 最佳频率 $\omega_U \approx \omega_{Q_1 Q_2}$ 几乎独立于两个线圈之间的距离 D , 介于单个线圈 Q_1 和 Q_2 分别到达峰值的两个频率 ω_{Q_1} 以及 ω_{Q_2} 之间。对于同样的线圈, 由方程 (24) 给出这个最佳频率, 那么来自方程 (26) 的强耦合因子变为

$$[0200] \quad U_{\text{max}} = k Q_{\text{max}} \approx \left(\frac{r}{D} \right)^3 \cdot \frac{3}{7} \left(2 \pi^2 \eta_0 \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{3/7} \quad (27)$$

[0201] 在一些范例中, 可以调谐电容性负载构成的导电环路或线圈, 使得它们的本征角频率接近 Γ_U 之内的 ω_U , 这是 $U > U_{\text{max}}/2$ 的角频率宽度的一半。

[0202] 参考表 4, 针对均由表 3 所述的配对带负载线圈构成的两个系统示出了数值 FEFD 并在括号中示出了基于以上结果的分析结果。对于两种情况, 根据耦合距离 D , 连同耦合率以及耦合损耗比品质因数 $U = \kappa / \Gamma$, 示出了平均波长和损耗率。注意, 示出的平均数值 Γ_{rad} 与图 3 的单环值不同, 没有示出 Γ_{rad} 的分析结果, 而是使用了单环值。(在表中以粗体突出了与图 10 中曲线对应的具体参数。) 再次选择 $N = 1$ 以使恒定电流假设成为好的假

设并从方程 (23) 数值计算 M_t 。确实可以通过它们与计算 FEFD 模式求解程序模拟符合来确认精确度,其通过组合系统两个简正模式的频率分裂给出 κ (从方程 (4) 得到 $\delta_E = 2\kappa$)。结果表明,对于中等距离 $D/r = 10^{-3}$, 预计的耦合损耗比在 $U \sim 0.5-50$ 的范围中。

[0203] 表 4

线圈对	D/r	Q^{rad}	$Q = \omega / 2 \Gamma$	$Q_x = \omega / 2 \kappa$	κ / Γ
r=30cm, a=2cm $\epsilon = 10, A=138cm^2$, d=4mm, $\lambda / r \approx 112$ $Q^{abs} \approx 4886$	3	30729	4216	62.6(63.7)	67.4(68.1)
	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=2cm $\epsilon = 10, A=3.14cm^2$, d=1mm, $\lambda / r \approx 70$ $Q^{abs} \approx 1546$	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)

[0205] 2.2.1 最佳功率发射效率的推导

[0206] 参考图 11,为了针对可以从特定谐振物体(例如电容性负载的导电环路)更直接访问的参数重新推导和表达方程 (15),可以考虑系统的以下电路模型,其中电感 L_s, L_d 分别表示源和装置环路, R_s, R_d 表示其相应的损耗, C_s, C_d 是在频率 ω 实现两者都谐振所需的对应电容。将电压发生器 V_g 视为连接到源,负载电阻 R_l 连接到装置。由 M 表示互感。

[0207] 然后,从谐振中的源电路 ($\omega L_s = 1/\omega C_s$):

[0208]
$$V_g = I_s R_s - j\omega M I_d \Rightarrow \frac{1}{2} V_g^* I_s = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} j\omega M I_d^* I_s \quad (28)$$

[0209] 并且从谐振中的装置电路 ($\omega L_d = 1/\omega C_d$):

[0210]
$$0 = I_d (R_d + R_l) - j\omega M I_s \Rightarrow j\omega M I_s = I_d (R_d + R_l) \quad (29)$$

[0211] 因此,通过将方程 (29) 代入方程 (28) 中并取实部(对于时间平均的功率),得到:

[0212]
$$P_g = \text{Re} \left\{ \frac{1}{2} V_g^* I_s \right\} = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} |I_d|^2 (R_d + R_l) = P_s + P_d + P_l \quad (30)$$

[0213] 其中我们将发生器提供的功率标识为 $P_g = \text{Re} \{ V_g^* I_s / 2 \}$, 在源内部损耗的功率 $P_s = |I_s|^2 R_s / 2$, 装置内部损耗的功率 $P_d = |I_d|^2 R_d / 2$, 提供给负载的功率 $P_l = |I_d|^2 R_l / 2$ 。那么,功率传输效率为:

[0214]
$$\eta_P \equiv \frac{P_l}{P_g} \frac{R_l}{|I_s|^2 R_s + (R_d + R_l)} \stackrel{(29)}{=} \frac{R_l}{\frac{(R_d + R_l)^2}{(\omega M)^2} R_s + (R_d + R_l)} \quad (31)$$

[0215] 如果现在选择负载阻抗 R_l 以通过 $\eta'(R_l) = 0$ 优化效率,得到最佳负载阻抗

$$[0216] \quad \frac{R_i}{R_d} = \sqrt{1 + \frac{(\omega M)^2}{R_s R_d}} \quad (32)$$

[0217] 以及最大可能的效率

$$[0218] \quad \eta_{P^*} = \frac{R_i / R_d - 1}{R_i / R_d + 1} = \left[\frac{\omega M / \sqrt{R_s R_d}}{1 + \sqrt{1 + (\omega M / \sqrt{R_s R_d})^2}} \right]^2 \quad (33)$$

[0219] 现在为了检查与 CMT 模型的对应关系, 注意 $\kappa_1 = R_1 / 2L_d$, $\Gamma_d = R_d / 2L_d$, $\Gamma_s = R_s / 2L_s$ 并且 $\kappa = \omega M / 2\sqrt{L_s L_d}$, 那么 $U_1 = \kappa_1 / \Gamma_d = R_1 / R_d$ 且 $U = \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} = \omega M / \sqrt{R_s R_d}$ 。

因此, 条件方程 (32) 与条件方程 (14) 相同, 最佳效率方程 (33) 与一般方程 (15) 相同。实际上, 如 CMT 分析所预测的那样, 为了得到大的效率, 需要设计具有大的强耦合因子 U 的系统。

[0220] 2.2. 2U 的优化

[0221] 可以使用以上结果提高或优化采用电容性负载的线圈的无线能量传输系统的性能。例如, 从具有不同系统参数的方程 (27) 的换算, 可以看出为了使系统品质因数 U 最大化, 在一些范例中, 可以:

[0222] -- 减小导电材料的电阻率。例如, 可以使用良导体 (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实现极好的性能。

[0223] -- 增大导线半径 a。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑的限制。这一行动的目的主要是通过增大电流流经的截面积来减少导线中的电阻性损耗, 因此也可以使用绞合线或金属带取代圆形导线。

[0224] -- 对于固定期望距离 D 的能量传输, 增大环路的半径 r。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑, 尤其是装置物理尺寸考虑的限制。

[0225] -- 对于固定的期望距离与环路尺寸比 D/r, 减小环路的半径 r。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑的限制。

[0226] -- 增加匝数 N。(尽管预计方程 (27) 对于 $N > 1$ 较不精确, 但定性地讲, 它仍然提供了良好的指示, 即预计增加 N 会改善耦合损耗比。) 在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸和可能电压考虑的限制, 如以下段落中要论述的。

[0227] -- 调节两个线圈之间的对准和取向。在两个圆柱形线圈都具有精确相同的柱形对称轴时 (即它们彼此“面对”), 品质因数得到优化。在一些范例中, 应当避免导致零互感的特定线圈间相互角度和取向 (例如这样的取向: 两个线圈的轴垂直, 两个线圈的中心在两个轴之一上)。

[0228] -- 最后, 注意线圈的高度 h 是另一个可用的设计参数, 其对性能可能具有类似于其半径 r 的影响, 因此设计规则可能是类似的。

[0229] 以上分析技术可用于设计具有期望参数的系统。例如, 如下所列, 上述技术可用于确定导线的截面半径 a, 在设计具有给定半径的两个相同单匝环路作为系统时应当使用这样的导线, 以便在它们之间给定的 D/r 情况下就 $U = \kappa / \Gamma$ 而言实现特定性能, 在材料为铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$) 时:

$$[0230] \quad D/r = 5, U \geq 10, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 9\text{mm}$$

[0231] $D/r = 5, U \geq 10, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 3.7\text{mm}$

[0232] $D/r = 5, U \geq 20, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 20\text{mm}$

[0233] $D/r = 5, U \geq 20, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 8.3\text{mm}$

[0234] $D/r = 10, U \geq 1, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 7\text{mm}$

[0235] $D/r = 10, U \geq 1, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 2.8\text{mm}$

[0236] $D/r = 10, U \geq 3, r = 30\text{cm} \Rightarrow a \geq 25\text{mm}$

[0237] $D/r = 10, U \geq 3, r = 5\text{cm} \Rightarrow a \geq 10\text{mm}$

[0238] 可以针对两个不相似环路的情况下进行类似的分析。例如, 在一些范例中, 被研究的装置非常具体 (例如, 膝上计算机或手机), 因此装置物体的尺度 (r_d, h_d, a_d, N_d) 非常受到限制。然而, 在一些这样的范例中, 源物体的限制 (r_s, h_s, a_s, N_s) 小得多, 因为源例如可以位于地板下方或天花板上。在这种情况下, 基于应用, 期望的距离常常是明确的 (例如, 为了从地板为桌上的膝上计算机无线充电 $D \sim 1\text{m}$)。下文列出了在材料再次为铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$) 时如何能够改变源物体的尺度以在 $U_{sd} = \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d}$ 方面实现期望系统性能的范例 (简化成 $N_s = N_d = 1$ 且 $h_s = h_d = 0$ 的情况):

[0239] $D = 1.5\text{m}, U_{sd} \geq 15, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.158\text{m}, a_s \geq 5\text{mm}$

[0240] $D = 1.5\text{m}, U_{sd} \geq 30, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.15\text{m}, a_s \geq 33\text{mm}$

[0241] $D = 1.5\text{m}, U_{sd} \geq 1, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.119\text{m}, a_s \geq 7\text{mm}$

[0242] $D = 1.5\text{m}, U_{sd} \geq 2, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.119\text{m}, a_s \geq 52\text{mm}$

[0243] $D = 2\text{m}, U_{sd} \geq 10, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.518\text{m}, a_s \geq 7\text{mm}$

[0244] $D = 2\text{m}, U_{sd} \geq 20, r_d = 30\text{cm}, a_d = 6\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.514\text{m}, a_s \geq 50\text{mm}$

[0245] $D = 2\text{m}, U_{sd} \geq 0.5, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.491\text{m}, a_s \geq 5\text{mm}$

[0246] $D = 2\text{m}, U_{sd} \geq 1, r_d = 5\text{cm}, a_d = 4\text{mm} \Rightarrow r_s = 1.491\text{m}, a_s \geq 36\text{mm}$

[0247] 2.2.3K 的优化

[0248] 如下所述, 在一些范例中, 从外部扰动限制谐振物体的品质因数 Q , 从而改变线圈参数不能导致 Q 的改进。在这种情况下, 可以选择通过增大耦合因子 k 来增大强耦合因子 U 。耦合不取决于频率和匝数。因此, 在一些范例中, 可以:

[0249] -- 增大导线半径 a_1 和 a_2 。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑的限制。

[0250] -- 对于固定期望距离 D 的能量传输, 增大线圈的半径 r_1 和 r_2 。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑, 尤其是装置物理尺寸考虑的限制。

[0251] -- 对于固定的期望距离与线圈尺寸比 $D/\sqrt{r_1 r_2}$, 仅保持对电感微弱 (对数) 相关性, 这表明应当减小线圈半径 r_1 和 r_2 。在典型范例中, 这种行动可能受到物理尺寸考虑的限制。

[0252] -- 调节两个线圈之间的对准和取向。在典型范例中, 在两个圆柱形线圈都具有精确相同的柱形对称轴时 (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特定线圈间相互角度和取向 (例如这样的取向: 两个线圈的轴垂直, 两个线圈的中心在两个轴之一上)。

[0253] -- 最后, 注意, 线圈高度 h_1 和 h_2 是其他可用设计参数, 可能对耦合具有类似于其

半径 r_1 和 r_2 的影响,从而设计规则可能是类似的。

[0254] 下文将论述除效率之外的其他实际问题,例如物理尺寸限制。

[0255] 2.2.4 总体系统性能的优化

[0256] 在很多情况下,将由当下特定应用设置谐振物体的尺度。例如,在该应用是为膝上计算机或手机供电时,装置谐振物体不能具有分别大于膝上计算机或手机尺度的尺度。具体而言,对于指定尺度的两个环路的系统而言,对于环路半径 $r_{s,d}$ 和导线半径 $a_{s,d}$ 而言,为了系统优化剩下需要调节的独立参数为:匝数 $N_{s,d}$ 、频率 f 、功率 - 负载消耗率 $\kappa_l = R_l/2L_d$ 和功率 - 发生器馈送率 $\kappa_g = R_g/2L_s$,其中 R_g 是发生器的内部(特征)阻抗。

[0257] 通常,在各种范例中,希望增大或优化的主要因变量是总效率 η 。不过,在设计系统时需要考虑到其他重要变量。例如,在以具有电容性负载的线圈为特征的范例中,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 $V_{s,d}$ 的限制。这些限制可能是重要的,因为对于~瓦级的功率应用,这些参数的值可能过大,导线或电容器将无法应对。此外,装置总的(由负载施加的)带负载品质因数 $Q_{d[1]} = \omega/2(\Gamma_d + \Gamma_l) = \omega L_d/(R_d + R_l)$ 和源总的(由发生器施加的)带负载品质因数 $Q_{s[g]} = \omega/2(\Gamma_s + \Gamma_g) = \omega L_s/(R_s + R_g)$ 是优选应当小的量,因为在它们非常大时,将源和装置谐振频率匹配到其 Q 之内可能在试验上非常困难并对细微的变动更加敏感。最后,由于担心远场干涉和安全性,应当使辐射功率 $P_{s,rad}$ 和 $P_{d,rad}$ 最小化,尽管如此,通常对于磁性非辐射方案,它们通常已经很小了。在下文中,然后考察每个自变量对因变量的效果。

[0258] 定义新的变量 w_p 以通过 $U_l = \kappa_l/\Gamma_d = \sqrt{1 + w_p \cdot U^2}$ 针对一些 U 的特殊值来表达功率 - 负载消耗率。然后,在一些范例中,影响该速率选择的值是: $U_l = 1 \Leftrightarrow w_p = 0$,以使源中存储的所需能量(因此使 I_s 和 V_s) 最小化, $U_l = \sqrt{1 + U^2} > 1 \Leftrightarrow w_p = 1$,以如前文看出那样使效率最大化,或 $U_l \gg 1 \Leftrightarrow w_p \gg 1$,以减少装置中存储的所需能量(因此减小 I_d 和 V_d) 并减小或使 $Q_{d[1]}$ 最小化。类似的是选择功率 - 发生器馈送率 $U_g = \kappa_g/\Gamma_s$ 的影响,源/装置和发生器/负载的作用互换。

[0259] 在一些范例中,增大 N_s 和 N_d 增大了 Q_s 和 Q_d ,从而显著增大了 U 和效率,从前面可以看出这点。它还减小了电流 I_s 和 I_d ,因为环路的电感增大,从而可以利用更小电流实现给定输出功率 P_l 所需的能量 $W_{s,d} = L_{s,d}|I_{s,d}|^2/2$ 。不过,在一些范例中,增大 N_d 并从而增大 Q_d 可能增大 $Q_{d[1]}$, $P_{d,rad}$ 和装置电容两端的电压 V_d 。类似的可以是增大 N_s 对 $Q_{s[g]}$, $P_{s,rad}$ 和 V_s 的影响。结论是,在一些范例中,应当选择匝数 N_s 和 N_d 足够大(以获得高效率),但使得它们考虑到合理的电压、带负载 Q 和/或辐射的功率。

[0260] 对于谐振频率而言,再次有针对效率的最佳频率。接近该最佳频率, $Q_{d[1]}$ 和/或 $Q_{s[g]}$ 可以大致最大。在一些范例中,对于较低频率,电流通常变得更大,但电压和辐射功率变得更小。在一些范例中,应当选择使效率最大化或稍低些的频率。

[0261] 为系统决定工作区域的一种方式基于图解法。考虑两个环路, $r_s = 25\text{cm}$, $r_d = 15\text{cm}$, $h_s = h_d = 0$, $a_s = a_d = 3\text{mm}$,它们之间的距离 $D = 2\text{m}$ 。在图 12 中,给定 w_p 和 N_s 的一些选择,在频率 f 和 N_d 方面绘示了以上因变量的一些(电流、电压和归一化到 1 瓦输出功率的辐射功率)。图 12 示出了上述系统性能的趋势。在图 13 中,根据频率和 w_p 两者作出

了因变量的等值线图,但 N_s 和 N_d 都是固定的。例如,对于尺度如上所述的两个环路的系统而言,合理的参数选择为: $N_s = 2, N_d = 6, f = 10\text{MHz}, w_p = 10$, 其给出以下性能特征: $\eta = 20.6\%, Q_{d[1]} = 1264, I_s = 7.2\text{A}, I_d = 1.4\text{A}, V_s = 2.55\text{kV}, V_d = 2.30\text{kV}, P_{s,\text{rad}} = 0.15\text{W}, P_{d,\text{rad}} = 0.006\text{W}$ 。注意,图 12、13 中的结果以及上文刚刚计算出的性能特征是利用上文提供的解析公式获得的,因此预计它们对于 $N_s、N_d$ 的大值较不精确,但它们仍然为换算和数量级给出良好的估计。

[0262] 最后,还可以对源尺度进行优化,因为如前所述通常仅限制装置的尺度。即,可以在自变量集合中增加 r_s 和 a_s 并为问题的所有因变量相对于这些进行优化(前面仅看到如何为效率仅做这个操作)。这样的优化将获得改进的结果。

[0263] 在本说明书中,我们提出,如果确保工作在中等范围距离的强耦合状态下,至少中等范围距离的高效率的中等功率传输($\sim W$)是可能的。

[0264] 2.3 电感性负载的导电棒

[0265] 长度为 $2h$, 截面半径为 a 的导电直棒具有分布电容和分布电感,因此它支持角频率为 ω 的谐振模式。使用与自谐振线圈情况下相同的过程,可以通过公式方程 (19) 和 (20) 定义棒的有效总电感 L 和有效总电容 C 。利用这些定义,再次由公共公式和分别给出谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 和有效阻抗 $Z = \sqrt{L/C}$ 。为了计算总电感和电容,可以再次假设沿着导线长度电流具有正弦分布。在对最低模式感兴趣时,如果用 x 表示沿着导体的坐标,使其从 $-h$ 到 $+h$ 行进,那么电流振幅分布会具有 $I(x) = I_0 \cos(\pi x/2h)$ 的形式,因为其在棒的开放端必须为零。这就是公知的半波长电偶极子谐振模式。

[0266] 在一些范例中,谐振物体的一个或多个是具有电感性负载的导电棒。参考图 14,将如前一段中所述长度为 $2h$, 截面半径为 a 的导电直棒切割成两个长度为 h 的相等的段,经由绕相对磁导率为 μ 的磁性材料缠绕的线圈连接在一起,每件东西都被空气围绕。线圈具有电感 L_c , 其增加到棒的分布电感上,从而改变了其谐振。不过要注意,中心加载电感器的存在显著改变了导线内部的电流分布,因此棒的总有效电感 L 和总有效电容 C 分别与针对相同总长度的自谐振棒利用正弦电流分布计算的 L_s 和 C_s 不同,如在前一段落中所述。因为外部加载电感器的线圈内部有一些电流在流动,棒内部的电流分布 j 减小,所以 $L < L_s$, 于是,从电荷守恒方程得到,线性电荷分布 ρ_1 向着中心平坦化(在棒的一侧为正值,在棒的另一侧为负值,通过电感器突然改变),因此 $C > C_s$ 。所述系统的谐振频率为: $w = 1/\sqrt{(L+L_c)C} < w_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$, 并且随着 $L_c \rightarrow 0, I(x) \rightarrow I_0 \cos(\pi x/2h) \Rightarrow L \rightarrow L_s \Rightarrow \omega \rightarrow \omega_s$ 。

[0267] 通常,可以针对该系统找到期望的 CMT 参数,但通常再次需要麦克斯韦方程非常复杂的解。在特殊情况下,可以对电流分布做出合理估计。在 $L_c \gg L_s > L$ 时,那么 $\omega \approx 1/\sqrt{L_c C} \ll \omega_s$ 和 $Z \approx \sqrt{L_c/C} \gg Z_s$, 同时电流分布沿着棒是三角形的(在中心加载电感器处为最大值在末端为零),于是棒的一半上电荷分布为正常数,在棒的另一侧上为相等的负常数。这允许让我们从方程 (20) 数值地计算 C 。在这种情况下,实际可以解析地计算方程 (20) 中的积分,给出公式 $1/C = 1/(\pi \epsilon_0 h) [\ln(h/a) - 1]$ 。从方程 (21) 和 (22) 再次可以获得针对 R 的明确的解析公式,因为 $I_{\text{rms}} = I_0, |p| = q_0 h$ 和 $|m| = 0$ (即仅有电偶极子项对辐射有贡献),因此我们还确定了 $Q_{\text{abs}} = 1/\omega C R_{\text{abs}}$ 和 $Q_{\text{rad}} = 1/\omega C R_{\text{rad}}$ 。在计算的结尾,

通过检查确实满足条件 $L_c \gg L_s \Leftrightarrow \omega \ll \omega_s$ 证实三角形电流分布的假设是有效的。这个条件相对容易满足, 因为通常导电棒开始具有非常小的自感应 L_s 。

[0268] 在这种情况下另一种重要的损耗因素是外部加载电感器 L_c 线圈内部的电阻性损耗, 其取决于电感器的特定设计。在一些范例中, 电感器由 Brooks 线圈制成, 这是对于固定导线长度论证最高电感并从而论证最高品质因数的线圈几何结构。Brooks 线圈几何结构具有绕着圆柱对称线圈架缠绕的 N_{BC} 匝截面半径为 a_{BC} 的导线, 形成具有边长为 r_{BC} 的正方形截面的线圈, 其中正方形的内边也在半径 r_{BC} (从而正方形的外边为半径 $2r_{BC}$), 因此 $N_{BC} \approx (r_{BC}/2a_{BC})^2$ 。那么线圈的电感为 $L_c = 2.0285 \mu_0 r_{BC} N_{BC}^2 \approx 2.0285 \mu_0 r_{BC}^5 / 8a_{BC}^4$ 且其电阻

$$R_c \approx \frac{1}{\sigma} \frac{l_{BC}}{\pi a_{BC}^2} \sqrt{1 + \frac{\mu_0 \omega \sigma}{2} \left(\frac{a_{BC}}{2} \right)^2}, \quad \text{其中总导线长度为} \quad l_{BC} \approx 2\pi(3r_{BC}/2)N_{BC} \approx 3\pi r_{BC}^3 / 4a_{BC}^2, \quad \text{在趋}$$

肤深度随着频率变化时, 为从 dc 到 ac 极限的电阻变化使用近似平方根定律。

[0269] 外部加载电感 L_c 提供了调谐谐振频率的自由度。例如, 对于具有固定尺寸 r_{BC} 的 Brooks 线圈, 可以通过减小导线截面半径 a_{BC} 增大匝数 N_{BC} , 从而减小谐振频率。那么对于

$a_{BC} \approx (2.0285 \mu_0 r_{BC}^5 \omega^2 C)^{1/4}$ 实现期望的谐振角频率 $\omega = 1/\sqrt{L_c C}$, 所得的线圈品质因数为

$$Q_c \approx 0.169 \mu_0 \sigma r_{BC}^2 \omega / \sqrt{1 + \omega^2 \mu_0 \sigma \sqrt{2.0285 \mu_0 (r_{BC}/4)^5 / C}} \quad \text{那么, 对于特别简单的情况 } L_c \gg L_s,$$

对此我们有解析公式, 总的 $Q = 1/\omega C(R_c + R_{abs} + R_{rad})$ 在某些最佳频率 ω_0 变为最高, 到达值 Q_{max} , 两者都是由加载电感特有的设计决定的。例如, 对于上述 Brooks 线圈过程, 在最佳频率 $Q_{max} \approx Q_c \approx 0.8(\mu_0 \sigma^2 r_{BC}^3 / C)^{1/4}$ 。在较低频率主要受电感线圈内部的欧姆损耗支配, 在较高频率主要受辐射支配。再次指出, 只要 $\omega_0 \ll \omega_s$ 以上公式就是准确的, 如上所述, 通过使用大的电感这是容易设计的。

[0270] 表 5 中给出了在最佳频率 ω_0 处针对使用亚波长模式 $\lambda/h \geq 200$ (即, 高度适于近场耦合并远在准静态极限之内) 的 Brooks 线圈的两个范例的上述分析结果。

[0271] 表 5 在括号中 (以便类似于前面的表格) 针对亚波长环路谐振模式的两种不同情况示出了波长和吸收、辐射和总损耗率的 (在括号中示出了解析) 分析结果。注意, 对于导电材料而言, 使用了铜 ($\sigma = 5.998 \cdot 10^7 \text{S/m}$)。结果表明, 在一些范例中, 最佳频率在低 MHz 微波范围中, 预计的品质因数是 $Q_{abs} \geq 1000$ 和 $Q_{rad} \geq 100000$ 。

[0272] 表 5

[0273]

单根棒	λ/h	f (MHz)	Q_{rdd}	Q_{abs}	Q
h=30cm, a=2cm $\mu=1, r_{BC}=2\text{cm},$ $a_{BC}=0.88\text{mm}, N_{BC}=129$	(403.8)	(2.477)	$(2.72 \cdot 10^6)$	(7400)	(7380)
h=10cm, a=2cm $\mu=1, r_{BC}=5\text{mm},$ $a_{BC}=0.25\text{mm}, N_{BC}=103$	(214.2)	(14.010)	$(6.92 \cdot 10^5)$	(3908)	(3886)

[0274] 在一些范例中,在两个电感性负载的棒之间传输能量。对于两个中心相距距离 D 的电感性负载的棒 1 和 2 之间的能量传输速率来说,可以利用 $\omega \ll \omega_s$ 情况下的三角形电流分布从方程 (23) 数值地评估互电容 M_c 。在这种情况下,耦合仅为电的,再次具有解析公式,在准静态极限 $h \ll D \ll \lambda$ 下且对于两个棒在同一轴上对准的相对取向,其为 $1/M_c \approx 1/2 \pi \epsilon_0 \cdot (h_1 h_2)^2 / D^3$,这意味着 $k \propto (\sqrt{h_1 h_2} / D)^3$ 独立于频率 ω 。然后能够得到所得的强耦合因子 U 。

[0275] 可以看出,品质因数最大化为值 U_{max} 的最佳频率 ω_U 接近 $Q_1 Q_2$ 最大化的频率 $\omega_{Q_1 Q_2}$, 因为 k 对频率的依从性不大(至少对于准静态近似仍然成立的所关心距离 $D \ll \lambda$)。因此,最佳频率 $\omega_U \approx \omega_{Q_1 Q_2}$ 几乎独立于两个棒之间的距离 D , 介于单个棒的 Q_1 和 Q_2 分别到达峰值的两个频率 ω_{Q_1} 和 ω_{Q_2} 之间。在一些典型范例中,可以调谐电感性负载的导电棒,使得它们的本征角频率接近 Γ_U 之内的 ω_U , 这是 $U > U_{max}/2$ 的角频率宽度的一半。

[0276] 参考表 6, 针对均由表 5 所述的配对带负载棒构成的两个系统在括号中(为了类似于前面的表)示出了基于以上内容的分析结果。对于两种情况,根据耦合距离 D , 连同耦合率以及耦合损耗比品质因数 $U = \kappa / \Gamma$, 示出了平均波长和损耗率。注意,对于 Γ_{rad} , 使用了单个棒的值。再次选择 $L_c \gg L_s$ 以使三角形电流假设成为好的假设并从方程 (23) 数值地计算 M_c 。结果表明,对于中等距离 $D/h = 10-3$, 预计的耦合损耗比在 $U \sim 0.5-100$ 的范围中。

[0277] 表 6

棒对	D/h	$Q_s = 1/k$	U
h=30cm, a=2cm $\mu = 1, r_{bc}=2cm, a_{bc}=0.88mm,$ $N_{bc}=129, \lambda / h \approx 404$ $Q \approx 7380$	3	(70.3)	(105.0)
	5	(389)	(19.0)
	7	(1115)	(6.62)
	10	(3321)	(2.22)
h=10cm, a=2mm $\mu = 1, r_{bc}=5mm, a_{bc}=0.25mm,$ $N_{bc}=103, \lambda / h \approx 214$ $Q \approx 3886$	3	(120)	(32.4)
	5	(664)	(5.85)
	7	(1900)	(2.05)
	10	(5656)	(0.69)

[0279] 2.4 电介质盘

[0280] 在一些范例中, 谐振物体的一个或多个是电介质物体, 例如圆盘。如图 15(a) 所示, 考虑半径为 r 、相对电容率为 ϵ 的二维电介质盘物体, 其被空气围绕, 支持高 Q “回音廊” 谐振模式。这样的谐振系统内部存储的能量的损耗机制是进入自由空间的辐射以及盘材料内部的吸收。在介质电容率 ϵ 大且方位角场变动慢 (即主要编号 m 小) 时, 可以实现高的 Q_{rad} 和长尾部亚波长谐振。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执行针对这种盘谐振的模式求解计算: 数值方式, 以 30pts/ r 的分辨率执行 2D 有限差频域 (FDFD) 模拟 (其除了空间离散化之外在频域中精确地对麦克斯韦方程求解); 解析方式, 使用极坐标中的标准变量分离 (SV)。

[0281] 表 7

[0282]

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 (9160)	4780 (4802)

[0283] 表 7 中给出了针对 $\lambda / r \geq 10$ 的两个 TE 极化电介质盘亚波长模式的结果。表 7 针对亚波长盘谐振模式的两种不同情况示出了波长和吸收、辐射和总损耗率的数值 FDFD (在括号中示了解析 SV) 结果。注意, 使用了盘材料损耗正切 $\text{Im}\{\epsilon\} / \text{Re}\{\epsilon\} = 10^{-4}$ 。(在表中以粗体突出了与图 15(a) 中曲线对应的具体参数。) 两种方法符合得非常好, 表明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 的情况, 计算复杂性会极大地增大, 而物理机制不会有显著不同。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。

[0284] 表 7 中所示的所需的 ϵ 值乍一看似乎不切实际得大。然而, 不仅在微波范围中 (适于大致米范围的耦合应用) 有很多材料既具有合理的足够高介电常数和低损耗 (例如, 二氧化钛、四钛酸钡、钽铁锂等), 而且 ϵ 可以转而表示其他已知亚波长表面波系统的

有效折射率,例如金属材料或 plasmonic(金属状,负 ϵ) 材料或金属-电介质光子晶体或 plasmono-电介质光子晶体表面上的表面模式。

[0285] 现在为了计算两个盘 1 和 2 之间可实现的能量传输速率,如图 15(b) 所示,将它们放置成中心之间相距距离 D 。从数值方式讲, FDFD 模式求解程序模拟通过组合系统的简正模式的频率分裂给出 κ (从方程 (4) 得到的 $\delta_{\epsilon} = 2\kappa$),这是初始单盘模式的偶和奇重叠;从解析方式讲,使用变量分立本征场的表达 $E_{1,2}(r)$, CMT 通过下式给出 κ

[0286]
$$\kappa = \omega_1 / 2 \cdot \int d^3r \epsilon_2(r) E_2^*(r) E_1(r) / \int d^3r \epsilon(r) |E_1(r)|^2$$

[0287] 其中 $\epsilon_j(r)$ 和 $\epsilon(r)$ 是分别仅描述盘 j (减去恒定的 ϵ_0 背景) 和整个空间的电介质函数。然后,对于中等距离 $D/r = 10^{-3}$ 和使得 $D < 2r_c$ 的非辐射耦合,其中 $r_c = m\lambda / 2\pi$ 是辐射焦散面的半径,这两种方法符合得很好,最终发现,如表 8 所示,强耦合因子在 $U \sim 1-50$ 的范围中。于是,对于所分析的范例来说,所实现的品质因数数值足够大,对于如下所述的典型应用是有用的。

[0288] 表 8

[0289]

两个盘	D/r	Q^{rad}	$Q = \omega / 2\Gamma$	$\omega / 2\kappa$	κ / Γ
Re{ ϵ }=147.7, m=2, $\lambda / r=20$ $Q^{abs} \approx 10003$	3	2478	1989	46.9 (47.5)	42.4 (35.0)
	5	2411	1946	298.0 (298.0)	6.5 (5.6)
	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, $\lambda / r=10$ $Q^{abs} \approx 10006$	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)

[0290] 注意,尽管上文给出并分析了特定范例作为使用谐振电磁耦合进行无线能量传输的系统范例,自谐振导电线圈、电容性负载的谐振导电线圈、电感性负载的谐振导电棒和谐振电介质盘,支持电磁模式,且其电磁能量延伸得远超过其尺寸的任何系统都可以用于传输能量。例如,可能有很多支持期望种类的谐振的具有分布电容和感应的抽象几何结构。在一些范例中,谐振结构可以是电介质球。在这些几何结构中的任一种中,可以选择特定参数以增大和 / 或优化 U , 或者,如果 Q 受到外部因素限制,以增大和 / 或优化 κ , 或者如果其他系统性能参数重要,以优化那些参数。

[0291] 3. 用于预测远场辐射干扰的耦合模理论

[0292] 能量传输系统中的两个物体产生辐射,有时辐射可能是固有损耗的很大部分,并可能在远场中发生干涉。在前面部分中,分析了这种干涉现象不起作用的系统。在这一描述中将重复分析,包括干涉效应,并将展示如何可以将其用于进一步提高功率传输效率和 / 或辐射功率。

[0293] 方程 (1) 的耦合模方程不能预测这样的干涉现象。实际上,不能预测干涉现象常常被认为是耦合模理论 (CMT) 固有的。不过,这里我们表明,仅为该模型做出简单的扩展,它实际就能够非常成功地预测这种干涉。问题的根源是因为默认耦合系数是实数。在处理

Hermitian(无损)算子的适当(实数)本征模式时通常是这种情况。不过,在包括损耗时这种假设就不成立,例如当前的情况处理的是非 Hermitian(损耗)算子的一般不适当(泄露、辐射)本征模式。在这种情况下,耦合矩阵元一般将是复数,它们的虚数部分将被证明直接与远场辐射干涉相关。

[0294] 设想一个很多彼此接近的谐振器的系统。在它们的谐振具有与其耦合率相比足够近的频率时,CMT 假设总的系统场 ψ 大致仅由这些谐振决定为叠加 $\psi(t) = \sum_n a_n(t) \psi_n$, 其中 ψ_n 为归一化到单位能量的谐振 n 的本征场, a_n 是其内部的场幅度,由于归一化,其对应于 $|a_n|^2$ 的存储能量。那么,CMT 的基本耦合模方程(CME)是矢量 $\mathbf{a} = \{a_n\}$ 的演化

$$[0295] \quad \frac{d}{dt} \mathbf{a} = -i\overline{\Omega} \cdot \mathbf{a} + i\overline{\mathbf{K}} \cdot \mathbf{a} \quad (34)$$

[0296] 其中,通常使用微扰理论(PT)方式找到频率矩阵 $\overline{\Omega}$ 和耦合矩阵 $\overline{\mathbf{K}}$ 。

[0297] 在这里在电磁(EM)谐振器系统中重新表达 CMT 很多微扰公式之一:令 $\mu = \mu_0$ 且 $\epsilon = \epsilon_0 + \sum_n \epsilon_n$ 描述整个系统的空间的磁性-磁导率和电介质-电容率函数,其中 ϵ_n 仅是体积为 V_n 的电介质、互逆且一般各向异性物体 n 的超过常数 μ_0, ϵ_0 背景空间的电容率。每个谐振体 n 在单独处于背景空间中时,支持复频率 $\Omega_n = \omega_n - i\Gamma_n$ 为且场分布为归一化到单位能量的 $\psi_n = [E_n, H_n]$ 谐振本征模式,满足方程 $\nabla \times \mathbf{E}_n = i\Omega_n \mu_0 \mathbf{H}_n$ 和 $\nabla \times \mathbf{H}_n = i\Omega_n (\epsilon_0 + \epsilon_n) \mathbf{E}_n$, 以及在物体 n 的潜在金属表面 S_n 上的边界条件 $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_n = \mathbf{0}$ 。整个的系统场 $\psi = [E, H]$ 满足方程 $\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{H}$ 和 $\nabla \times \mathbf{H} = \epsilon \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{E}$, 以及 $S = \sum_n S_n$ 上的边界条件 $\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E} = \mathbf{0}$ 。那么,通过扩展 $\nabla \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{H}_n - \mathbf{E}_n \times \mathbf{H})$ 并在所有空间上积分开始,应用 CMT 叠加假设,最后使用 PT 自变量,在与其频率相比谐振体之间的耦合率小时,在和之内,仅需要保持该小的微扰中最低阶的项。结果是方程(34)的 CME, $\overline{\Omega} = \overline{\mathbf{W}}^{-1} \cdot \overline{\Omega}_0 \cdot \overline{\mathbf{W}}, \overline{\mathbf{K}} = \overline{\mathbf{W}}^{-1} \cdot \mathbf{K}_0$, 其中 $\overline{\Omega}_0 = \text{diag}\{\Omega_n\}$,

[0298]

$$K_{o, nm} = \frac{\Omega_n}{4} \int_{V_n} dV (\mathbf{E}_n^- \cdot \epsilon_m \cdot \mathbf{E}_m) + \frac{i}{4} \oint_{S_m} da \hat{\mathbf{n}} \cdot (\mathbf{E}_n^- \times \mathbf{H}_m) \quad (35)$$

$$[0299] \quad W_{nm} = \frac{1}{4} \int_{V_m} dV (\mathbf{E}_n^- \cdot \epsilon \cdot \mathbf{E}_m + \mathbf{E}_n^- \cdot \mu \cdot \mathbf{H}_m) \quad (36)$$

[0300] 其中 $\psi_n = [E_n^-, H_n^-]$ 满足时间反演方程(其中 $\Omega_n \rightarrow -\Omega_n$)。在分析中选择这些场而不是 $\psi_n^* = [E_n^*, H_n^*]$ 允许还处理损耗(由于吸收和/或辐射)但互逆系统(因此 $\overline{\mathbf{K}}$ 是复对称但非 Hermitian 的)。尽管,在弱损耗的极限情况下(高 Q 谐振),这两组场可以近似相等。因此,再次对于最低阶,由于单位能量归一化, $\overline{\mathbf{W}} \approx \overline{\mathbf{I}}$, 因此 $\overline{\Omega} = \overline{\Omega}_0$, 对于 $\overline{\mathbf{K}}$, 非对角线项

$$[0301] \quad K_{nm} \approx K_{o, nm} \approx \frac{i}{4} \int_{V_m} dV (\mathbf{E}_n^* \cdot \mathbf{J}_m); \quad n \neq m \quad (37)$$

[0302] 其中 \mathbf{J}_m 包括 V_m 中的体积极化电流 $\mathbf{J}_{p, m} = -i\Omega_m \epsilon_m \mathbf{E}_m$ 和 S_m 上的表面电流 $\mathbf{J}_{s, m} = \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_m$, 而对角线项 K_{mm} 是高级小量,常常导致异常耦合诱发的频率偏移。方程(37)的项一般可能是复数 $K_{mm} = \kappa_{mm} + i\Lambda_{mm}$, 即使其实部的物理解释很好理解为描述谐振体之间

的耦合,对其虚部而言不是这种情况:

$$\begin{aligned}
 [0303] \quad \Lambda_{nm} &= \frac{1}{4} \operatorname{Re} \left\{ \int_{V_m} dV [i\omega \mathbf{A}_n - \nabla \phi_n]^* \cdot \mathbf{J}_m \right\} \\
 [0304] \quad &= \frac{1}{4} \operatorname{Re} \left\{ \int_{V_m} dV \left[\int_{V_n} dV \frac{e^{ik|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|}}{4\pi|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|} \left(i\omega \mu_0 \mathbf{J}_n + \frac{\rho_n}{\varepsilon_0} \right) \right]^* \cdot \mathbf{J}_m \right\} \\
 [0305] \quad &= \frac{\omega}{16\pi} \int_{V_m} dV \int_{V_n} dV \operatorname{Re} \left\{ \left(\frac{\rho_n^* \rho_m}{\varepsilon_0} - \mu_0 \mathbf{J}_n^* \cdot \mathbf{J}_m \right) \frac{e^{ik|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|}}{4\pi|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_n|} \right\} \quad (38)
 \end{aligned}$$

[0306] 其中分部积分用于 $\nabla \phi_n$ 项和连续性方程 $\nabla \cdot \mathbf{J} = i\omega \rho$, ρ 为体电荷密度。

[0307] 为了理解这个术语,考虑两个谐振器 1,2 并从方程 (34) 评估从系统损耗的总功率:

$$\begin{aligned}
 [0308] \quad P_{loss} &= -\frac{d}{dt} (|a_1|^2 + |a_2|^2) \\
 [0309] \quad &= 2\Gamma_1 |a_1|^2 + 2\Gamma_2 |a_2|^2 + 4\Lambda_{12} \operatorname{Re} \{ a_1^* a_2 \} \quad (39)
 \end{aligned}$$

[0310] 显然,涉及两个物体之间交互作用的术语应该不会涉及到材料吸收,因为这是每个物体内部非常局部化的过程。因此我们将这一损耗的功率用下列方式分成吸收的和辐射的

$$[0311] \quad P_{abs} = 2\Gamma_{1,abs} |a_1|^2 + 2\Gamma_{2,abs} |a_2|^2 \quad (40)$$

$$[0312] \quad P_{rad} = 2\Gamma_{1,rad} |a_1|^2 + 2\Gamma_{2,rad} |a_2|^2 + 4\Lambda_{12} \operatorname{Re} \{ a_1^* a_2 \} \quad (41)$$

[0313] 所以 Λ_{12} 与来自两个物体的系统的辐射相关联。不过,我们有工具来独立计算这种辐射功率:天线理论(AT)。

[0314] 令 $\zeta_0 = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}$ 和 $c_0 = 1/\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}$ 是背景阻抗和光速, $\mathbf{f} = (\mathbf{g}, f) = \int_V dV \mathbf{J}^v(\mathbf{r}') e^{-ik \cdot \mathbf{r}'}$ 是电磁谐振器的电流分布 4- 矢量 $\mathbf{J}^v = (c_0 \rho, \mathbf{J})$ 的动量,其中为 \mathbf{J}^v 和 $\mathbf{g} = \hat{\mathbf{k}} \cdot \mathbf{f}$ 再次采用单位能量归一化,利用连续性方程和分部积分可以证明。从一个 EM 谐振器辐射的功率为:

$$[0315] \quad P_{rad} = 2\Gamma_{rad} |a|^2 = \frac{\zeta_0 k^2}{32\pi^2} \left(\oint d\Omega |f|^2 \right) |a|^2 \quad (42)$$

[0316] 其中 $|f|^2 = \mathbf{f}^* \cdot \mathbf{f} \equiv |f|^2 - |g|^2$ 。由下式给出从中心之间矢量距离为 D 的两个谐振器 1 和 2 辐射的功率:

$$\begin{aligned}
 [0317] \quad & \\
 [0318] \quad P_{rad} &= \frac{\zeta_0 k^2}{32\pi^2} \oint d\Omega \left| a_1 f_1 + a_2 f_2 e^{-ik \cdot \mathbf{D}} \right|^2 \\
 &= \frac{\zeta_0 k^2}{32\pi^2} \left[\left(\oint d\Omega |f_1|^2 \right) |a_1|^2 + \left(\oint d\Omega |f_2|^2 \right) |a_2|^2 + 2 \operatorname{Re} \left\{ \oint d\Omega f_1^* \cdot f_2 e^{-ik \cdot \mathbf{D}} a_1^* a_2 \right\} \right] \quad (43)
 \end{aligned}$$

[0319] 其中 $\mathbf{f}_1^* \cdot \mathbf{f}_2 \equiv \mathbf{f}_1^* \cdot \mathbf{f}_2 - \mathbf{g}_1^* \cdot \mathbf{g}_2$ 。于是,通过比较方程 (41) 和 (43),利用方程 (42),

[0320]

$$\Lambda_{12} = \frac{\zeta_o k^2 \operatorname{Re} \left\{ \oint d\Omega f_1^* \cdot f_2 e^{-ik \cdot D} a_1^* a_2 \right\}}{64\pi^2 \operatorname{Re} \{ a_1^* a_2 \}} \quad (44)$$

[0321] 其中 Λ_{12} 是 AT 中精确的干涉项。通过替代 4- 矢量电流 - 动量并做出变量变换 $r_1 = r_1'$, $r_2 = r_2' + D$,

[0322]

$$\Lambda_{12} = \frac{\zeta_o k^2 \operatorname{Re} \left\{ \int_{V_1} dv \int_{V_2} dv J_1^* \cdot J_2 \oint d\Omega e^{-ik \cdot (r_2 - r_1)} a_1^* a_2 \right\}}{64\pi^2 \operatorname{Re} \{ a_1^* a_2 \}}$$

[0323]

$$= \frac{\zeta_o k \operatorname{Re} \left\{ \int_{V_1} dv \int_{V_2} dv J_1^* \cdot J_2 \frac{\sin(k|r_2 - r_1|)}{|r_2 - r_1|} a_1^* a_2 \right\}}{16\pi \operatorname{Re} \{ a_1^* a_2 \}} \quad (45)$$

[0324] 其中利用 $r_2 - r_1$ 在 k 的所有角度上计算积分。

[0325] 现在注意,如果能够取电流 $J_{1,2}$ 为实数,方程 (38) 和 (45) 将变为相等。对于本征模式确实是这种情况,其中有界区域中的场解(例如有电流流动的区域)始终是静止的(与本征模式的泄露部分相反,其是辐射的),对于足够高的 Q ,可以选择它使得在整个有界区域中大致为实数。因此,从方程 (38) 或 (45),可以写出

$$\Lambda_{12} = \frac{\zeta_o k}{16\pi} \int_{V_1} dv \int_{V_2} dv J_1 \cdot J_2 \frac{\sin(k|r_2 - r_1|)}{|r_2 - r_1|} \quad (46)$$

[0327] 从方程 (44),利用方程 (42),可以定义干涉因子

[0328]

$$V_{rad,12} \equiv \frac{\Lambda_{12}}{\sqrt{\Gamma_{1,rad} \Gamma_{2,rad}}} = \frac{\oint d\Omega f_1^* \cdot f_2 e^{-ik \cdot D}}{\sqrt{\oint d\Omega |f_1|^2 \oint d\Omega |f_2|^2}} \quad (47)$$

[0329] 我们已经证明,在高 Q 极限中,PT 和 AT 给出耦合系数虚数部分 Λ_{nm} 的相同表达,从而在 CMT 之内物理地描述远场辐射干涉的效果。同样,迄今为止不认为能够从 CMT 预测这种现象。

[0330] 4. 远场相消干涉带来的效率增大和辐射抑制

[0331] 从物理上讲,可以预计,原则上可以设计远场辐射干涉使其是相消的,导致两物体系统的总辐射损耗减少,从而提高系统效率。在本节中,我们证明了,实际上,在存在远场干涉时,能量传输可以更加高效,辐射功率比先前的模型所预测的更少。

[0332] 再一次,我们将如以前那样处理相同的暂时能量传输方案(有限量和有限速率),从而可以进行直接比较。

[0333] 4.1 有限量能量传输效率

[0334] 再次考虑源和装置物体 1,2 包括干涉效应,可以使用与方程 (1) 中相同的 CMT 方程,但是替换 $\kappa_{nm} \rightarrow K_{nm} = \kappa_{nm} + i \Lambda_{nm}$; $n, m = 1, 2$ 。如前所述,实部 $\kappa_{11,22}$ 可以描述由于另

一个的存在而导致的每个物体谐振频率的偏移；虚部 $\Lambda_{11,22}$ 可以描述每个物体由于另一个的存在（由于其中的吸收或从其散射，其中后一种情况的损耗可能增大或减小）导致的损耗变化；这两种情况都是二阶效应，我们为了进行数学分析，可以通过设置 $\omega_{1,2} \rightarrow \omega_{1,2} + \kappa_{11,22}$ 以及 $\Gamma_{1,2} \rightarrow \Gamma_{1,2} - \Lambda_{11,22}$ 将它们再次吸收到复本征频率中。如前所述，实部 $\kappa_{12,21}$ 可以表示耦合系数；虚部 $\Lambda_{12,21}$ 可以描述远场干涉，如第 3 节所示；再次，从可逆性 $K_{12} = K_{21} \equiv K \equiv \kappa + i\Lambda$ （注意，对于 Hermitian 问题，额外的要求 $K_{12} = K_{21}^*$ 会要求 K 是实数，这是有意义的，因为没有损耗，不可能有任何辐射干涉）。

[0335] 将 $\kappa \rightarrow \kappa + i\Lambda$ 代入方程 (2) 可以发现包括干涉效应的系统简正模式。注意，在两个物体处在精确谐振 $\omega_1 = \omega_2 \equiv \omega_0$ 且 $\Gamma_1 = \Gamma_2 \equiv \Gamma_0$ 时，发现简正模式为

$$[0336] \quad \Omega_+ = (\omega_0 + \kappa) - i(\Gamma_0 - \Lambda) \quad \text{以及} \quad \Omega_- = (\omega_0 - \kappa) - i(\Gamma_0 + \Lambda) \quad (48)$$

[0337] 对于两个耦合物体的系统的奇和偶简正模式，这分别是精确的典型情形，其中对于偶模，物体的场振幅具有相同符号，从而频率下降，辐射远场干涉是相长的，因此损耗增加，而对于奇模情况相反。这是系数 Λ 能够描述被考察的远场干涉现象的另一证实。

[0338] 现在为了再次处理从物体 1 向物体 2，但存在辐射干涉时的能量传输问题，再次简单地将 $\kappa \rightarrow \kappa + i\Lambda$ 代入方程 (3)。注意，在精确谐振 $\omega_1 = \omega_2$ 时，且在特殊情况 $\Gamma_1 = \Gamma_2 \equiv \Gamma_0$ 时，可以仅仅向方程 (4) 中代入 $U \rightarrow U + iV$ ，其中 $U \equiv \kappa / \Gamma_0$ 且 $V \equiv \Lambda / \Gamma_0$ ，然后，利用 $T \equiv \Gamma_0 t$ ，装置场振幅的演化变为

$$[0339] \quad \frac{a_2(T)}{|a_1(0)|} = \sin[(U + iV)T] \cdot e^{-T} \quad (49)$$

[0340] 现在，可以针对归一化时间 T_* 优化效率 $\eta_E \equiv |a_2(t)|^2 / |a_1(0)|^2$ ，这是如下超越方程的解：

$$[0341] \quad \operatorname{Re}\{(U + iV) \cdot \cot[(U + iV)T_*]\} = 1 \quad (50)$$

[0342] 所得的最佳能量传输效率仅取决于 U, V ，在图 16(c) 中示出，显然对于固定的 U, V 增大了。

[0343] 4.2 有限速率能量传输（功率传输）效率

[0344] 类似地，为了处理在存在辐射干涉时物体 1 为物体 2 连续供电的问题，简单地将 $U \rightarrow U + iV$ 代入 1.2 节的方程，其中 $V \equiv \Lambda / \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}$ 称为强干涉因子，相对于损耗对系统经历的远场干涉程度进行量化。在实践中，可以设计（制定）参数 $D_{1,2}, U_{1,2}$ ，因为可以调节谐振频率 $\omega_{1,2}$ （与期望工作频率 ω 比较）和发生器 / 负载供应 / 汲取速率 $\kappa_{1,2}$ 。它们的选择能够以一些感兴趣系统性能特征的优化为目标。

[0345] 在一些范例中，目标可以是使系统的功率传输（效率） $\eta_P \equiv |S_{21}|^2$ 最大化。然后利用方程 (11) 保持互换 $1 \leftrightarrow 2$ 时的对称性，场振幅传输系数变为

$$[0346] \quad S_{21} = \frac{2i(U + iV)U_0}{(1 + U_0 - iD_0)^2 + (U + iV)^2} \quad (51)$$

[0347] 从 $\eta_P' = 0$ ，得到，对于固定的 U, V 和 U_0 ，可以针对对称失谐使效率最大化

[0348]

$$D_0 = \begin{cases} 2\sqrt{\alpha} \cos\left(\frac{\theta + 2v\pi}{3}\right); v = 0, 1 & \text{if } U^{2/3} - V^{2/3} > (1+U_0)^{2/3} \\ \sqrt[3]{\beta + \sqrt{\beta^2 - \alpha^3}} + \sqrt[3]{\beta - \sqrt{\beta^2 - \alpha^3}} & \text{if } U^{2/3} - V^{2/3} \leq (1+U_0)^{2/3} \end{cases} \quad (52)$$

[0349] 其中 $\alpha \equiv [U^2 - V^2 - (1+U_0)^2]/3$, $\beta \equiv UV(1+U_0)$, $\theta \equiv \tan^{-1}\sqrt{\alpha^3/\beta^2 - 1}$ 并且 $U^{2/3} - V^{2/3} > (1+U_0)^{2/3} \Leftrightarrow \alpha^3 - \beta^2 > 0 \Leftrightarrow \alpha > 0$ 。注意,在第一种情况下,传输曲线的两个峰对于 $V > 0$ 不相等,而是在对应于系统奇简正模式的较高频率的一个 ($V=0 \Rightarrow$ 正失谐) 更高,如应当预计到的那样,因为奇模是辐射较少的一种模式。最后,通过将 D_0 代入来自方程 (52) 的 η_p , 然后从 $\eta_p'(U_0) = 0$ 得到,对于固定的 U 和 V ,可以针对下式使效率最大化

$$[0350] \quad U_{0*} = \sqrt{(1+U^2)(1-V^2)} \text{ 以及 } D_{0*} = UV \quad (53)$$

[0351] 在图 16(a, b) 中示出了对于不同 U_0 (包括新的“临界耦合”条件) 效率对 D_0 的相关性。使用方程 (53) 的总体最佳功率效率为

$$[0352] \quad \eta_{P*} \equiv \eta_P(D_{0*}, U_{0*}) = \frac{U^2 + V^2}{(U_{0*} + 1)^2 + U^2 V^2} \quad (54)$$

[0353] 其仅取决于 $U, |V|$ 并在图 16(c, d) 中示出,对于固定的 U ,随着 $|V|$ 而增大,实际上,对于所有 U 值,在 $|V| \rightarrow 1$ 时, $\eta_p \rightarrow 1$ 。

[0354] 在一些范例中,目标可以是使发生器一侧的功率反射 $|S_{11}|^2$ 和负载的功率反射 $|S_{22}|^2$ 最小化。在互换 1 \leftrightarrow 2 时再次保持对称性,然后利用方程 (17),会要求“阻抗匹配”条件

$$[0355] \quad (1 - iD_0)^2 - U_0^2 + (U + iV)^2 = 0 \quad (55)$$

[0356] 从其再次容易发现,消除全部反射的 D_0 和 U_0 的值精确地为方程 (53) 中那些值。

[0357] 在一些范例中,可以希望使从系统辐射的功率最小化同时仍维持良好效率,因为,例如它可能是对其他通信系统干扰的原因。在一些范例中,两个物体可以是相同的,那么利用方程 (41),得到

$$[0358] \quad \eta_{rad} \equiv \frac{P_{rad}}{|S_{+1}|^2} = \frac{4U_0(|1+U_0 - iD_0|^2 + |U + iV|^2) \frac{Q}{Q_{rad}} - 2V(V + VU_0 + UD_0)}{|(1+U_0 - iD_0)^2 + (U + iV)^2|^2} \quad (56)$$

[0359] 那么,为了实现我们的目标,使 η_p/η_{rad} 最大化,并发现针对下式可以实现这一点

$$[0360] \quad U_{0**} = \sqrt{1 + U^2 - V_{rad}^2 U^2 + V^2 - 2VV_{rad}} \text{ 并且 } D_{0**} = UV_{rad} \quad (57)$$

[0361] 其中如方程 (47) 中定义的 $V_{rad} \equiv \Lambda/\sqrt{\Gamma_{1,rad}\Gamma_{2,rad}}$, 我们称为干涉因子,其相对于辐射损耗对系统经受的远场干涉的程度进行量化,于是在所有损耗都是辐射性的时,

$$V_{rad} = V \sqrt{\frac{Q_{1,rad}}{Q_1} \frac{Q_{2,rad}}{Q_2}} \geq V \text{ 且 } V = V_{rad}, \text{ 在这种情况下方程 (57) 简化为方程 (53)。}$$

[0362] 在这一描述中,我们建议,对于任意暂时能量传输方案和给定的一些实现的耦合损耗比,通过远离每个物体的本征频率偏移工作频率使其更靠近奇简正模式的频率可以提高效率并可以抑制辐射,奇简正模式因为相消远场干涉导致的辐射较小。参数

$$[0363] \quad U = \frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} = \kappa \sqrt{Q_1 Q_2} \text{ 和 } V = \frac{\Lambda}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} = V_{rad} \sqrt{\frac{Q_1}{Q_{1,rad}} \frac{Q_2}{Q_{2,rad}}} \quad (58)$$

[0364] 是任何被考虑系统针对无线能量传输的品质因数,以及可以实现大的 U 、 $|V|$ 的距离。显然, $|V|$ 也可以是距离的递减函数,因为相距超过几个波长的两个辐射源基本不会干涉。同样重要的是记住, V 的大小取决于辐射占物体损耗的程度,因为仅仅这些辐射损耗能够对干涉有贡献,如从 $V_{rad} \geq V$ 所表达的。

[0365] 为了实现大的强干涉因子 V , 在一些范例中, 能量传输应用优选再次使用亚波长谐振, 因为对于给定的源 - 装置距离而言, 干涉因子 V_{rad} 将随着频率减小而增大, 因为自然地, 相距比波长近得多的两个耦合物体的奇模根本不会辐射。

[0366] 为了实现大的强干涉因子 V , 在一些范例中, 能量传输应用优选使用高因子 Q/Q_{rad} 的谐振模式。这种条件可以通过设计主导损耗机理为辐射的谐振模式来满足。随着频率减小, 辐射损耗始终减小, 通常系统受到吸收损耗的限制, 如前所述, 所以 Q/Q_{rad} 减小; 于是, 在某个点, 与吸收 Q 的劣化相比, 干涉的优点可能是无足轻重的。

[0367] 因此, 根据源 - 装置的距离, 在某个频率 ω_v 处 $|V|$ 将被最大化, 这个最佳频率通常将不同于针对 U 的最佳频率 ω_u 。从上文看出, 使能量传输效率最大化的问题可能需要在存在干涉的情况下改变处理方式。将源和装置物体的本征频率选择为 U 最大的 ω_u 不再是好的选择, 但还要考虑 V 。那么, 在介于 ω_u 和 ω_v 之间的频率发生效率的优化, 这是组合的问题, 下面将针对电磁系统的若干范例论证。

[0368] 此外, 注意, 在源和装置物体之间的某个固定距离, 对于同一组系统参数, 数值 U 、 V 不能被最大化; 在那种情况下, 可以选择这些参数, 使得方程 (54) 的效率最大化。

[0369] 在以下的章节中, 通过采用这种频率失谐并通过为 U 、 V 进行联合优化, 计算两个物体之间中等距离时现实系统的效率改善的大小和辐射减小的大小。

[0370] 5 针对现实系统的中等距离的远场干涉

[0371] 对于两个物体 1, 2 支持同样本征频率 $\omega_1 = \omega_2 \equiv \omega_0$ 的辐射电磁谐振模式且放置成其任选中心间距离为 D , 从而它们在近场耦合并在远场干涉的情况, 从天线理论 (AT) 预测干涉因子 V_{rad} 是方程 (47) 中那个。

[0372] 在上文我们还看出如何针对一些范例结构计算谐振品质因数 Q 和 Q_{rad} , 从而那个计算因子 Q/Q_{rad} 。

[0373] 我们将针对电容性负载构成的导电环路和电介质盘两个范例论证由于干涉导致的效率提高和辐射抑制。改善程度将被证明取决于系统的性质。

[0374] 5.1 电容性负载的导电环路

[0375] 如图 10 所示, 考虑两个距离为 D 、半径为 r , 具有 N 匝具有半径 a 的圆形截面的导线的环路 1, 2。在 2.2 节中示出了如何计算这样系统的品质、耦合和强耦合因子。

[0376] 在图 17(a) 中针对单匝 ($N = 1$) 环路的三种不同尺度, 根据相对距离 D/r 示出了它们的耦合因子。在图 17(b) 中示出了它们在本征频率 ω_{q1q2} 处的强耦合因子。方程 (26) 和 (27) 表示的大致比例 k , $U \propto (r/D)^3$ 是显然的。

[0377] 我们利用 AT 分析方程 (47) 计算距离为 D 的两个耦合环路之间的干涉参数, 获得

[0378] 如图 10 所示, 考虑两个距离为 D 、半径为 r , 具有 N 匝具有半径 a 的圆形截面的导线的环路 1, 2。在 2.2 节中示出了如何计算这样系统的品质、耦合和强耦合因子。在图 17(a)

中针对单匝 ($N = 1$) 环路的三种不同尺度, 根据相对距离 D/r 示出了它们的耦合因子。在图 17(b) 中示出了它们在本征频率 ω_{Q1Q2} 处的强耦合因子。方程 (26) 和 (27) 表示的大致比例 k , $U \propto (r/D)^3$ 是显然的。我们利用 AT 分析方程 (47) 计算距离为 D 的两个耦合环路之间的干涉参数, 获得

$$[0379] \quad V_{rad} = \frac{3}{(kD)^3} [\sin(kD) - (kD) \cos(kD)] \quad (59)$$

[0380] 针对一个环路在另一个上方的最佳耦合取向。在图 18 中根据归一化距离 D/λ 示出了它们的干涉因子, 其中可以看出该因子仅在到达辐射区域时才具有零值。由于谐振环路高度小于波长 (在很多范例中 $\lambda/r \geq 50$), 在中等距离 ($D/r \leq 10$), 预计 $D/\lambda \geq 0.2$, 于是干涉因子会非常大 ($V_{rad} \geq 0.8$)。

[0381] 在固定的谐振频率, 在一些范例中, 可以通过增大环路的半径 r 来增大因子 Q/Q_{rad} 。在一些范例中, 可以通过增大环路的匝数 N 来增大因子 Q/Q_{rad} 。在一些范例中, 可以通过增大环路导线的半径 a , 或利用绞合线或金属带来减小吸收损耗, 从而使辐射占损耗机理的更大部分, 从而增大因子 Q/Q_{rad} 。

[0382] 在图 19 中, 还针对 $r = 30\text{cm}$, $a = 2\text{cm}$ 的范例, 针对固定距离 $D = 5r$, 根据环路的谐振本征频率, 绘示了强耦合因子 U 、干涉因子 V_{rad} 和强干涉因子 V 。实际上, 对于这个范例, V_{rad} 在这个亚波长范围中随着频率单调减小并始终大于 0.8, 但 V 表现出最大值, 因为随着损耗越来越多地由辐射支配, Q/Q_{rad} 项随着频率向 1 增大。可以看出, U 和 V 分别变为最大值的谐振本征频率 f_U 和 f_V 是不同的。这意味着, 现在效率未必如基于先验知识的假设那样在 U 最大化的本征频率 f_U 处达到峰值, 而是在 f_U 和 f_V 之间的不同频率 f_n 处达到峰值。下文证明了这一点。

[0383] 在图 20 中, 针对环路尺度两种不同范例: $r = 30\text{cm}$, $a = 2\text{cm}$ 和 $r = 1\text{m}$, $a = 2\text{cm}$, 在两个不同环路距离 $D = 5r$ 和 $D = 10r$, 针对如下两种情况, 根据环路的谐振本征频率绘示了效率 η_p :

[0384] (i) (实线) 包括干涉效应并使驱动频率从谐振频率失谐来自方程 (53) 的 $D_0 = UV$, 以使功率发射效率最大化并类似地使用来自方程 (53) 的 U_0 , 从而意味着如方程 (54) 中那样的最佳效率。

[0385] (ii) (点划线) 包括干涉效应并使驱动频率从谐振频率失谐来自方程 (57) 的 $D_0 = UV_{rad}$, 以使发射功率与辐射功率之比最大化, 并类似地使用来自方程 (57) 的 U_0 。

[0386] (iii) (短划线) 包括干涉效应, 但不使驱动频率从谐振频率失谐, 并如在无干涉时为了使效率最大化所做那样使用来自方程 (14) 的 U_0 。

[0387] (iv) (点虚线) 真正没有干涉效应, 从而不通过使驱动频率从谐振频率失谐并使用来自方程 (14) 的 U_0 来使效率最大化, 从而意味着如方程 (15) 中那样的效率。

[0388] 在图 21 中, 我们展示了在存在干涉的情况下, 使效率最大化 (图 20 的情形 (i) (实线), $D_0 = UV$) 或使发射功率与辐射功率之比最大化 (图 20 的情形 (ii) (点划线), $D_0 = UV_{rad}$) 所用的驱动频率失谐的量。显然, 该驱动频率失谐可以是并非小量。

[0389] 从图 20 可以看出, 对于所有频率而言, 情形 (i) 的效率 (实线) 比情形 (iii) 的效率 (短划线) 大, 情形 (iii) 的效率又比情形 (iv) (虚线) 的效率大。因此, 在本描述中, 我们建议采用远场干涉来改善功率发射效率 (从 (iv) (虚线) 到 (iii) (短划线) 的改

善),此外,通过向着低辐射损耗奇简正模式使驱动频率失谐,采用相消远场干涉来进一步改善功率发射效率(从(iii)(短划线)向(i)(实线)的改善)。

[0390] 如果 f_n 是情形(i)(实线)的效率最大化的本征频率,那么,在一些范例中,可以将谐振本征频率设计成比 f_n 更大,即在系统更受辐射支配的范围中。在本描述中,我们建议在这种本征频率处,利用相消远场干涉效果并在接近奇简正模式的频率处驱动系统,效率能够得到显著改善。通过将实线与对应的短划线和虚线比较,从图 20 中再次可以看出这种情况。

[0391] 通常,会倾向于设计在强耦合因子 U 最大的频率 f_0 处谐振的系统。不过,如上所述,在存在干涉的情况下,图 20 示出了 η_p 的最大值在不同于 f_0 的本征频率 f_n 处。在一些范例中, $f_n > f_0$ 。这是因为在更高本征频率处,损耗更多由辐射而非吸收来决定,因此相消辐射干涉能够在减少总损耗方面发挥更重要作用,从而 $f_n > f_0$ 且在 $f_n > f_0$ 处效率增大。在这一描述中,我们提出,在一些范例中,可以将谐振本征频率设计成接近使效率最佳化的频率 f_n 而非不同的 f_0 。具体而言,在图 22(a) 中根据两个 $r = 30\text{cm}$ 的环路的相对距离 D/r 绘示了这两个频率 f_n (实线) 和 f_0 (短划线)。在图 22(b) 中,在 U - V 平面中展示了来自方程 (54) 的最佳效率分级曲线图。然后,针对在针对每个 D 的最佳频率 f_n 处谐振的两个 $r = 30\text{cm}$ 的环路,利用距离 D 进行参数化,重叠情况(i)(实线)的 U - V 曲线。从这条曲线到分级曲线图上的路径,可以针对情况(i)(实线)提取出作为距离函数的效率。然后,在图 22(b) 中还叠加针对两个在 f_0 谐振的 $r = 30\text{cm}$ 环路以距离 D 参数化的情形(iii)(短划线)的 U - V 曲线以及针对在 f_0 谐振的两个 $r = 30\text{cm}$ 环路以距离 D 参数化的情形(iv)(虚线)的 U 范围(注意在最后一情况下没有干涉,从而 $V = 0$)。在图 22(c) 中,然后根据距离 D/r ,与无驱动频率失谐(短划线)和无论如何都无干涉(虚线)的情况下能够实线的最好情况相比,示出了图 22(b) 的实线曲线实线的效率增强因子。在环路间分隔很远的情况下,采用干涉实线的改善能够达到 2 倍。

[0392] 在图 23 中,针对两种不同环路尺度、两种不同距离以及图 20 中考察的四种不同情况,根据环路的本征频率,使用方程 (39) 示出了辐射效率 η_{rad} 。从图 23 可以看出,对于所有频率,情况(ii)(点划线)的 η_{rad} 小于情况(i)(实线)的 η_{rad} ,情况(i)的 η_{rad} 又小于情况(iii)(短划线)的 η_{rad} ,这又小于情况(iv)(虚线)的 η_{rad} 。因此,在本描述中,我们建议采用远场干涉来抑制辐射(从(iv)(虚线)到(iii)(短划线)的改善),此外,通过向着低辐射损耗奇简正模式使驱动频率失谐,采用相消远场干涉来进一步抑制辐射效率(从(iii)(短划线)向(i)(实线)和(ii)(短划线)的改善),在情况(ii)中更加如此,特别为此目的进行优化。

[0393] 在一些范例中,可以将谐振本征频率设计成大于 f_n ,即在系统更多受辐射支配的范围中。在本描述中,我们建议在这种本征频率处,利用相消远场干涉效果并在接近奇简正模式的频率处驱动系统,辐射能够得到显著抑制。情况(ii) = (点划线)实线了辐射的最大抑制,从图 20 可以看出,与配置(i)的最大可能相比,有一个范围的本征频率(接近 f_0),本配置能够实现的效率仅受到很小影响。

[0394] 在一个范例中,两个 $r = 30\text{cm}$, $a = 2\text{cm}$ 的单匝环路在图 10 所示的取向中处于距离 $D/r = 5$ 处,它们被设计成在 30MHz 处谐振。在没有干涉时,功率发射效率为 59% ,辐射效率为 38% 。在存在干涉且未使驱动频率从 30MHz 失谐时,功率发射效率为 62% ,辐射效

率为 32%。在存在干涉且使驱动频率从 30MHz 失谐到 31.3MHz 以使效率最大化时,功率发射效率增大到 75%,辐射效率被抑制为 18%。

[0395] 在另一个范例中,两个 $r = 30\text{cm}$, $a = 2\text{cm}$ 的单匝环路在图 10 所示的取向中处于距离 $D/r = 5$ 处,它们被设计成在 10MHz 处谐振。在没有干涉或有干涉且未使驱动频率从 10MHz 失谐时,功率发射效率大约为 81%,辐射效率大约为 4%。在存在干涉且使驱动频率从 10MHz 失谐到 10.22MHz 以使发射相对于辐射最大化时,功率发射效率为 42%,减小了不到 2 倍,而辐射效率为 0.4%,抑制了一个数量级。

[0396] 在另一个范例中,两个 $r = 1\text{m}$, $a = 2\text{cm}$ 的单匝环路在图 10 所示的取向中处于距离 $D/r = 5$ 处,它们被设计成在 10MHz 处谐振。在没有干涉时,功率发射效率为 48%,辐射效率为 47%。在存在干涉且未使驱动频率从 10MHz 失谐时,功率发射效率为 54%,辐射效率为 37%。在存在干涉且使驱动频率从 10MHz 失谐到 14.8MHz 以使效率最大化时,功率发射效率增大到 66%,辐射效率被抑制到 24%。

[0397] 在另一个范例中,两个 $r = 1\text{m}$, $a = 2\text{cm}$ 的单匝环路在图 10 所示的取向中处于距离 $D/r = 5$ 处,它们被设计成在 4MHz 处谐振。在没有干涉或有干涉且未使驱动频率从 4MHz 失谐时,功率发射效率大约为 71%,辐射效率大约为 8%。在存在干涉且使驱动频率从 4MHz 失谐到 5.06MHz 以使发射相对于辐射最大化时,功率发射效率为 40%,减小了不到 2 倍,而辐射效率大约为 1%,抑制了几乎一个数量级。

[0398] 5.2 电介质盘

[0399] 考虑放置成其中心间距离为 D 的半径为 r 、介质电容率为 ϵ 的两个电介质盘 1 和 2,如图 15(b) 所示。在 2.4 节中利用解析有限元频域 (FEFD) 方法计算了作为距离函数的其耦合,并在图 24 中示出。

[0400] 为了计算两个距离为 D 的耦合盘之间的干涉因子,再次使用两种独立的方法来确认我们结果的有效性:数值方法,FEFD 计算再次通过分裂两个简正模式的损耗速率给出 Λ (从而给出 V);解析方法,计算方程 (47) 的 AT 预测给出

$$[0401] \quad m = 1: \quad V_{rad} = \frac{2}{(kD)} J_1(kD)$$

$$[0402] \quad m = 2: \quad V_{rad} = \frac{8}{(kD)^3} \{3(kD)J_0(kD) + [(kD)^2 - 6]J_1(kD)\}$$

[0403]

$$m = 3: \quad V_{rad} = \frac{6}{(kD)^5} \{24(kD)^3 - 320(kD)\}J_0(kD) + \{3(kD)^4 - 128(kD)^2 + 640\}J_1(kD)$$

(60)

[0404] 在图 25 中,根据固定距离下的频率(由于 ϵ 变化的缘故),针对在图 24 中计算耦合完全相同的参数,示出了两个相同圆盘的干涉结果。可以看出,强干涉因子 V 也可能具有零值,即使在系统进入辐射耦合状态之前,即在比相同距离下 U 的频率更小的频率,就可能发生这种情况,并且它随着频率而减小,因为物体变得越来越受吸收支配,从而抑制了辐射干涉的益处。以上两种效果都得到如下事实,对于大部分距离,可以在不同频率值(分别为 f_U 和 f_V)使 U (来自图 24(b)) 和 V (来自图 25(b)) 最大化,从而方程 (54) 的最终能量传输效率的最佳频率 f_V 也可能不同,在图 26 中再次针对同一组参数示出了这种情况。从这幅

图可以看出,与方程 (15) 从耦合品质因数 U 的计算值预测的情况相比,干涉能够显著改善传输效率。

[0405] 此外,不仅给定能量传输系统性能比忽略干涉的预测所预言的好,而且我们的优化设计通常将获得存在干涉时的最佳参数集。例如,对于特定的距离 $D/r = 5$,从图 26 中看出,通过利用强干涉来抵消其更弱的 $U, m = 1$ 谐振模式在 ε 的有效范围之内能够实现比 $m = 2$ 模式更好的效率,如图 24 所示,从该图可以得出性能相反的结论。此外,即使在同一 m 分支之内,也会朴素地设计系统以工作在 U 最大的频率 f_0 。然而,在存在干涉时优化设计变化了,因为应当将系统设计成工作在总效率 η 最大的不同频率 f_η 。在图 27 (a) 中,首先计算在距离 D 针对图 24 的 $m = 2$ 盘选择变化时,强耦合因子 U 和效率 η (包括干涉) 最大时的那些不同频率,并观察到它们的差异实际很显著。然后,在图 27 (b) 中示出了针对各种频率选择的峰值效率。对于大的距离,效率低,可以使用推进手段,对于特定被考察系统改善因子达到重要的 2。图 27 (c) 中将同样结果示为距离变化时 U - V 图上效率路径的绘示图。从不同 m 阶模式导出了类似的结果。与吸收相比,物理地移动到更高频率提高了辐射损耗的分量,从而干涉可能具有更大影响。在最佳频率 f_η ,包括干涉的辐射功率接近 f_0 处的情况,但吸收的功率少得多,因此效率得到改善。

[0406] 在一些范例中,可能更关心使辐射最小化而不是改善效率。在那种情况下,在方程 (57) 的条件下优化时,在频率 f_0 计算辐射了多少功率,与在有和没有干涉的情况下 (后一种情况可以描述两个盘没有干涉的情况,因为它们不相似,或是因为不相干问题等原因) 简单工作于谐振 ($D_0 = 0$) 状态辐射的功率进行比较。在图 28 中发现,通过使工作频率向着奇子辐射模式失谐,可以将辐射抑制 1.6 倍。

[0407] 6 系统对无关物体的敏感性

[0408] 通常,基于谐振的无线能量传输方案的范例的总性能强烈取决于谐振物体谐振的鲁棒性。因此,可取的做法是分析谐振物体对附近存在任意非谐振无关物体的敏感性。一种适当的解析模型是“微扰理论”(PT) 模型,其提出在存在无关扰动物体 p 时,谐振物体 1 内部的场振幅 $a_1(t)$ 在一阶近似上满足:

$$[0409] \quad \frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i(\delta\kappa_{11(p)} + i\delta\Gamma_{1(p)})a_1 \quad (61)$$

[0410] 再次,其中 ω_1 为频率, Γ_1 为本征 (吸收、辐射等) 损耗率,而 $\delta\kappa_{11(p)}$ 是因为存在 p 给 1 带来的移频, $\delta\Gamma_{1(p)}$ 是由于 p 导致的外来 (p 内部的吸收、来自 p 的散射等) 损耗率。 $\delta\Gamma_{1(p)}$ 定义为 $\delta\Gamma_{1(p)} \equiv \Gamma_{1(p)} - \Gamma_1$,其中 $\Gamma_{1(p)}$ 是存在 p 时总扰动的损耗率。一阶 PT 模型仅对小微扰有效。虽然如此,即使在该范围外部,如果 a_1 取精确被扰动模式的幅度,参数 $\delta\kappa_{11(p)}$ 、 $\delta\Gamma_{1(p)}$ 仍然是明确的。还应该注意,初始谐振物体模式的辐射场和从无关物体散射的场之间的干涉效应对于强散射 (例如来自金属物体) 而言可能导致总的 $\Gamma_{1,\text{rad}(p)}$ 小于初始 $\Gamma_{1,\text{rad}}$ (即 $\Gamma_{1,\text{rad}(p)}$ 为负值)。

[0411] 已经证明,在源和装置物体的谐振频率与驱动频率之间希望有特定的关系。在一些范例中,所有谐振物体都必须具有相同的本征频率,其必须等于驱动频率。在一些范例中,在尝试通过采用远场干涉优化效率或抑制辐射时,所有谐振物体都必须具有相同的本征频率,并且必须要使驱动频率从本征频率失谐特定的量。在一些实施方式中,可以通过向一个或多个谐振物体和驱动发生器应用校正其频率的反馈机制来“固定”这种频移。在一

些范例中,可以固定来自发生器的驱动频率,仅相对于该驱动频率调谐物体的谐振频率。

[0412] 例如,可以通过调节物体的几何性质(例如,自谐振线圈的高度、电容性负载构成的环路或线圈的电容器极板间距、电感性负载的棒的电感器尺度、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谐物体的谐振频率。

[0413] 在一些范例中,参考图 29a,每个谐振物体装备有固定频率的振荡器以及判断物体本征频率的监测仪。振荡器 he 监测仪中的至少一个耦合到频率调整器,频率调整器能够调节谐振物体的频率。频率调整器判断固定的驱动频率和物体频率之间的差异并如上所述工作以使物体频率相对于固定频率具有需要的关系。这项技术确保了所有谐振物体都工作在同一个固定频率,即使在存在无关物体时仍然如此。

[0414] 在一些范例中,参考图 29(b),在从源物体向装置物体传输能量期间,装置物体向负载提供能量或功率,效率监测仪测量能量传输或功率传输的效率。耦合到负载和效率监测仪的频率调整器如上所述工作以调节物体的频率,使效率最大化。

[0415] 在其他范例中,频率调节方案能够依赖于谐振物体之间的信息交换。例如,可以监测源物体的频率并发送到装置物体,如上所述,又利用频率调整器使装置物体与该频率同步。在其他实施例中,可以将单个时钟的频率发送到多个装置,然后如上所述利用频率调整器使每个装置与该频率同步。

[0416] 与频率偏移不同的是,由于存在无关干扰物体而导致的外来干扰损耗可能对能量传输方案的功能性是有害的,因为它是难以补救的。因此,应当对总的被扰动品质因数 $Q(p)$ (和对应的被扰动强耦合因子 $U(p)$ 和被扰动强干涉因子 $V(p)$) 量化。

[0417] 在一些范例中,用于无线能量传输的系统主要使用磁谐振,其中环绕谐振器的空气区域中的近场中存储的能量主要是磁性的,而电能主要存储于谐振器内部。这样的谐振能够存在于准静态状态的工作中 ($r \ll \lambda$),对此我们认为:例如,对于 $h \ll r$ 的线圈,大部分电场被约束在线圈的自电容或外部加载电容器之内,对于 $\epsilon \gg 1$ 的电介质盘,电场优先被约束在盘内部。在一些范例中,无关物体对磁谐振的影响几乎没有。原因在于,可以与环绕谐振器的空气区域中的磁场交互作用并充当谐振微扰的无关非电物体 p 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。由于几乎所有日常非导电材料都是非磁性的而仅仅是电介质,它们与自由空间以同样方式对磁场做出响应,从而将不会干扰谐振器的谐振。不过,无关导电材料可能导致一些由于它们内部或其表面(根据其电导率)中感应的涡流带来的一些外来损耗。然而,即使对于这样的导电材料,只要它们距谐振物体不是非常接近,它们的存在也不会对谐振不利。

[0418] 无关物体和谐振物体之间的交互作用是互逆的,即,如果无关物体不影响谐振物体,那么谐振物体也不会影响无关物体。可以考虑到相对于人类的安全考虑来看这一事实。人也是非磁性的,能够承受强磁场而没有任何风险。在人体上安全地使用 $B \sim 1\text{T}$ 的磁场的典型范例是用于医疗测试的磁共振成像(MRI)技术。相反,典型实施例中为了向装置提供几瓦功率需要的近磁场仅为 $B \sim 10^{-4}\text{T}$,这实际上可以与地球磁场的大小相比拟。因为如上所述,也不存在强的近电场,从该非辐射方案产生的辐射是最小的,相信这里所述的能量传输设备、方法和系统对活的有机体是安全的。

[0419] 6.1 电容性负载的导电环路或线圈

[0420] 在一些范例中,可以估计电容性负载构成的导线线圈的谐振系统将大部分磁能存

储在环绕其的空间中的程度。如果忽略从电容器边缘散发的电场,线圈周围空间中的电能密度和磁能密度仅来自导线中的电流产生的电场和磁场;注意在远场中,这两个能量密度必须相等,因为对于辐射场而言始终是这样的。通过利用 $h = 0$ 的亚波长 ($r \ll \lambda$) 的电流环路(磁偶极子)产生的场的结果,能够根据距环路中心的距离(在 $r \ll D_p$ 的极限下)和相对于环路轴的角度 θ 计算电能密度与磁能密度之比

[0421]

$$\frac{w_e(x)}{w_m(x)} = \frac{\varepsilon_0 |E(x)|^2}{\mu_0 |H(x)|^2} = \frac{(1 + \frac{1}{x^2}) \sin^2 \theta}{\left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) 4 \cos^2 \theta + \left(1 - \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) \sin^2 \theta}; x = 2\pi \frac{D_p}{\lambda}$$

[0422]

$$\Rightarrow \frac{\oint_{s_p} w_e(x) dS}{\oint_{s_p} w_m(x) dS} = \frac{1 + \frac{1}{x^2}}{1 + \frac{1}{x^2} + \frac{3}{x^4}}; x = 2\pi \frac{D_p}{\lambda} \quad (62)$$

[0423] 其中第二条线是通过在半径为 D_p 的球表面上对电能密度和磁能密度积分得到的所有角度上的平均值的比例。从方程 (62) 显然看出,实际上对于近场 ($x \ll 1$) 中的所有角度,磁能密度是主要的,而在远场 ($x \gg 1$) 中,如它们应该那样,它们是相等的。而且,环路的优选定位使得能够干扰其谐振的物体靠近其轴 ($\theta = 0$),其中没有电场。例如,使用表 4 中所述的系统,能够从方程 (62) 估计,对于距离为 $D_p = 10r = 3m$ 的 $r = 30cm$ 的环路而言,平均电能密度与平均磁能密度之比将为 $\sim 12\%$,在 $D_p = 3r = 90cm$ 处,会是 $\sim 1\%$,对于距离 $D_p = 10r = 1m$ 的 $r = 10cm$ 的环路而言,比例会是 $\sim 33\%$,在 $D_p = 30cm$ 处,会是 $\sim 2.5\%$ 。在更近的距离处,这个比例更小,从而在近场中能量主要是磁性的,而在辐射远场中它们必然是同数量级的(比例 $\rightarrow 1$),两者都非常小,因为场已经显著衰减,因为电容性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。

[0424] 为了提供无关物体对包括电容器边缘散发的电场的电容性负载的环路谐振的影响估计,使用较早提到的微扰理论公式

$$[0425] \quad \delta \Gamma_{1, \text{abs}(p)} = \omega_1 / 4 \cdot \int d^3r \text{Im}\{\varepsilon_p(r)\} |E_1(r)|^2 / W$$

[0426] 计算 FEFD 结果针对的是如图 5 曲线图所示范例的场,矩形物体的尺寸为 $30cm \times 30cm \times 1.5m$,环路间存在的电容率 $\varepsilon = 49 + 16i$ (与人的肌肉一致)且几乎在一个电容器顶部上(距其 $\sim 3cm$ 远),发现 $\delta Q_{\text{abs}(\lambda)} \sim 10^5$,对于 $10cm$ 远, $\delta Q_{\text{abs}(\lambda)} \sim 5 \cdot 10^5$ 。于是,对于普通的距离($\sim 1m$)和放置(不在电容器紧上方)或对于最常见的损耗正切小得多的无关物体 p ,得出的结论是说 $\delta Q_{\text{abs}(p)} \rightarrow \infty$ 是非常恰当的。预计会影响这些谐振的唯一围绕是非常接近的大金属结构。

[0427] 自谐振线圈可能比电容性负载的线圈更加敏感,因为对于前者电场在空间中延伸大得多的区域(整个线圈),而不像后者那样(仅在电容器内部)。另一方面,自谐振线圈制造起来简单且能够经受比大部分集总电容器大得多的电压。电感性负载的导电棒也可能比电容性负载的线圈更加敏感,因为它们依赖电场来实现耦合。

[0428] 6.2 电介质盘

[0429] 对于电介质盘,小的、低折射率、低材料损耗或远离杂散物体将诱发小散射和吸收。在小微扰这种情况下,可以分别利用解析的第一阶微扰理论公式量化这些外来损耗机理

$$[0430] \quad [\delta Q_{1, \text{rad}(p)}]^{-1} \equiv 2 \delta \Gamma_{1, \text{rad}(p)} / \omega_1 \propto \int d^3r [\text{Re}\{\epsilon_p(r)\} |E_1(r)|]^2 / W$$

$$[0431] \quad [\delta Q_{1, \text{abs}(p)}]^{-1} \equiv 2 \delta \Gamma_{1, \text{abs}(p)} / \omega_1 = \int d^3r \text{Im}\{\epsilon_p(r)\} |E_1(r)|^2 / 2W$$

[0432] 其中 $W = \int d^3r \epsilon(r) |E_1(r)|^2 / 2$ 是无扰动模式的总谐振电磁能量。可以看出,这些损耗都取决于无关物体位置谐振电场尾部 E_1 的平方。相反,如前所述,从物体 1 到另一个物体 2 的耦合因子

$$[0433] \quad k_{12} = 2\kappa_{12} / \sqrt{\omega_1 \omega_2} \approx \int d^3r \epsilon_2(r) E_2^*(r) E_1(r) / \int d^3r \epsilon(r) |E_1(r)|^2$$

[0434] 线性地取决于 2 内部 1 的场尾部 E_1 。这种换算中的差异使我们相信,例如对于指数变化的小场尾,耦合到其他谐振物体应当比所有外来损耗率 ($\kappa_{12} \gg \delta \Gamma_{1,2(p)}$) 快得多,至少对于小微扰是如此,于是,预计能量传输方案对于这一类谐振电介质盘而言是牢靠的。

[0435] 不过,还希望利用以上第一阶微扰理论方法检查无关物体导致过强扰动而无法分析的某些可能情况。例如,将电介质盘放置地靠近另一大的 $\text{Re}\{\epsilon\}$ 、 $\text{Im}\{\epsilon\}$ 且尺寸相同形状不同的非谐振物体(例如,图 30a 所示的人以及尺度大但 $\text{Re}\{\epsilon\}$ 、 $\text{Im}\{\epsilon\}$ 小的粗糙表面,例如墙壁 w),如图 30b 所示。对于盘中心和“人”中心或“墙壁”间的距离 $D_{hw}/r = 10^{-3}$,图 30a 和 30b 中给出的数值 FDFD 模拟结果表明,盘谐振看起来相当鲁棒,因为它受到无关物体的不利干扰,非常接近高损耗物体的情况除外。为了考察大扰动对整个能量传输系统的影响,考虑近处既有“人”又有“墙壁”的两个谐振盘。将表 8 与图 30c 中的表格比较,数值 FDFD 模拟表明,系统性能从 $U \sim 1-50$ 劣化为 $U_{(hw)} \sim 0.5-10$,即仅劣化了可接受的小量。

[0436] 通常,谐振系统的不同范例对外部扰动具有不同的灵敏度,选择的谐振系统取决于当下的特定应用以及灵敏度或安全性对该应用有多重要。例如,对于医疗可植入装置(例如无线供电的人造心脏),必须使电场的范围最小化到最高可能程度以保护装置周围的组织。在对外部物体的灵敏度或安全性重要的情况下,应当设计谐振系统,使得在周围空间中大部分期望点(根据应用)处电能密度与磁能密度之比 w_e/w_m 减小或最小化。

[0437] 7 应用

[0438] 上述非辐射无线能量传输技术能够实现谐振物体之间的无线能量交换,而向其他无关非谐振物体中传输和耗散的能量仅仅适中。该技术是一般性的,本质上可以应用于各种谐振系统。在本节中,我们介绍了可能受益于或被设计成利用无线功率传输的各种应用。

[0439] 可以利用无线供应的功率或能量直接为远程装置供电以操作或运行装置,或者可以由、或通过、或除电池或储能单元之外为装置供电,其中电池偶尔被无线充电或再充电。可以由混合式电池/储能装置,例如具有累积存储电容器的电池等为装置供电。此外,可以设计新颖的电池和储能装置来利用无线输电系统实现的操作改进。

[0440] 可以关掉装置,并为其无线供应功率或能量,用于为电池或储能单元充电或再充电。电池或储能单元的充电或再充电速率可以是高的或低的。电池或储能单元可以是涓流充电或浮动充电。本领域技术人员将理解,有各种方式对装置供电和/或充电,可以将各种方式用于以下应用列表。

[0441] 能够具有各种可能应用的一些无线能量传输的范例包括,例如,在房间的天花板

上放置源（例如，连接到有线电网的源），而诸如机器人、车辆、计算机、PDA 或类似装置放置在房间之内或在房间内自由移动。其他应用可以包括为电力引擎公共汽车和 / 或混合动力汽车和医疗可植入装置供电或再充电。额外的范例应用包括，能够为自治电子设备（例如膝上计算机、手机、便携式音乐播放器、家用机器人、GPS 导航系统、显示器等）、传感器、工业和制造设备、医疗装置和监测仪、家用电器（例如灯、风扇、取暖器、显示器、电视机、台上电器等）、军用装置、被加热或照明的布料、通信和导航设备（包括置入车辆内的设备）、诸如头盔、防弹衣和背心的衣物和防护穿着等供电或再充电，能够向物理隔离的装置，例如植入的医疗装置，向隐藏的、埋藏的、植入的或埋置式传感器或标签，向和 / 或从屋顶太阳能电池板，向室内配电盘等发射功率。

[0442] 在一些范例中，可以由系统设计员使用远场干涉来抑制总辐射损耗和 / 或增大系统效率。在一些范例中，理想地接近辐射状态工作的系统能够因存在远场干涉而受益更多，使得耦合物体的子辐射简正模式的损耗减小，这种益处可能是显著的。

[0443] 已经描述了本发明的若干范例。虽然如此，显然可以做出各种修改而不脱离本发明的精神和范围。

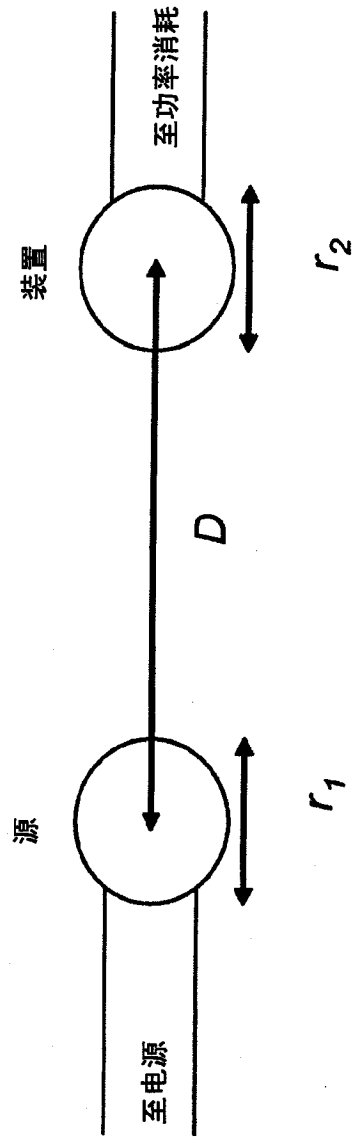


图 1

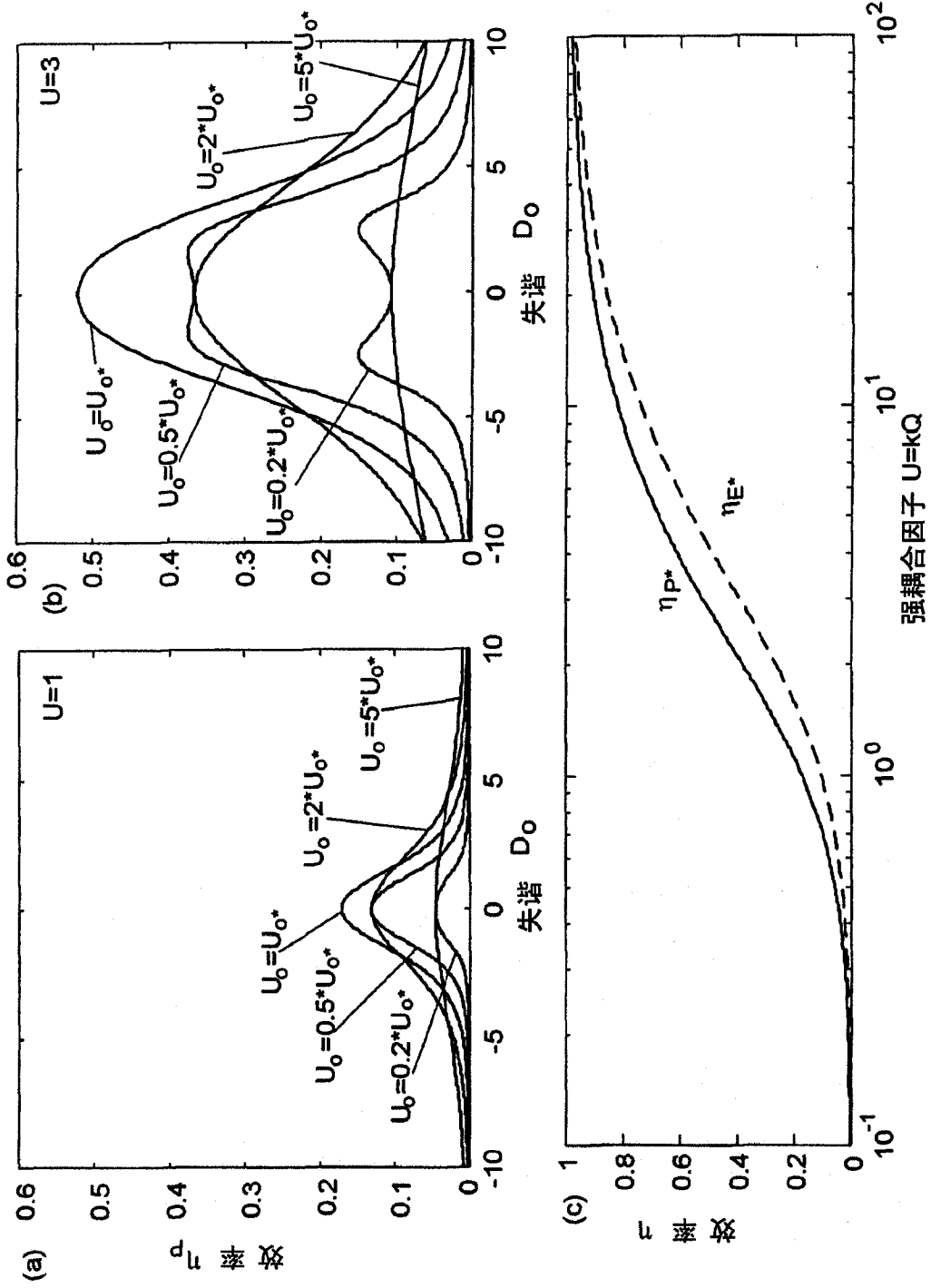


图 2

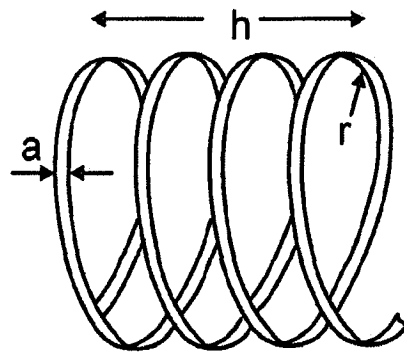


图 3

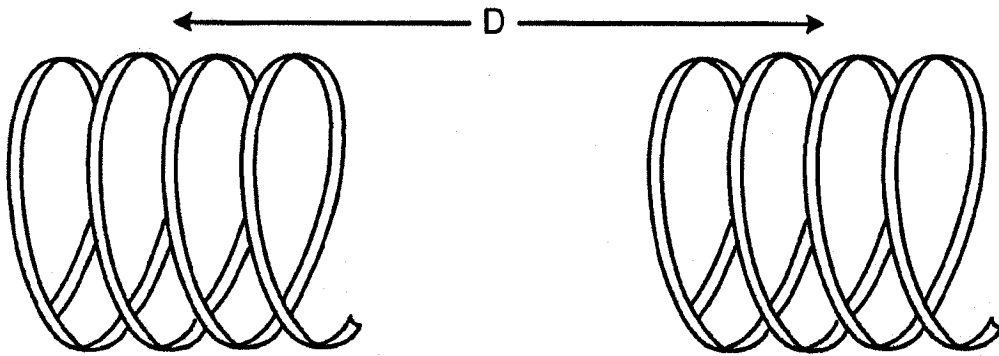


图 4

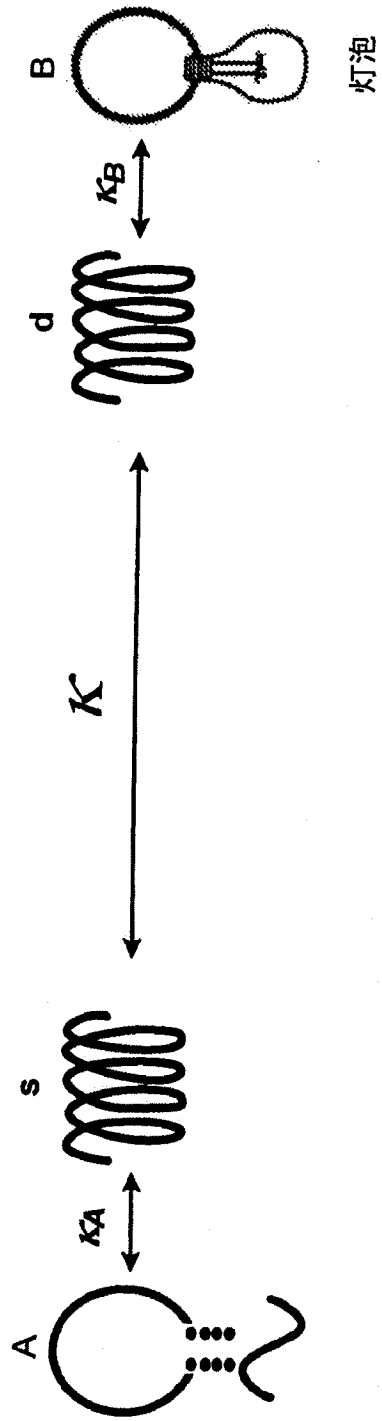
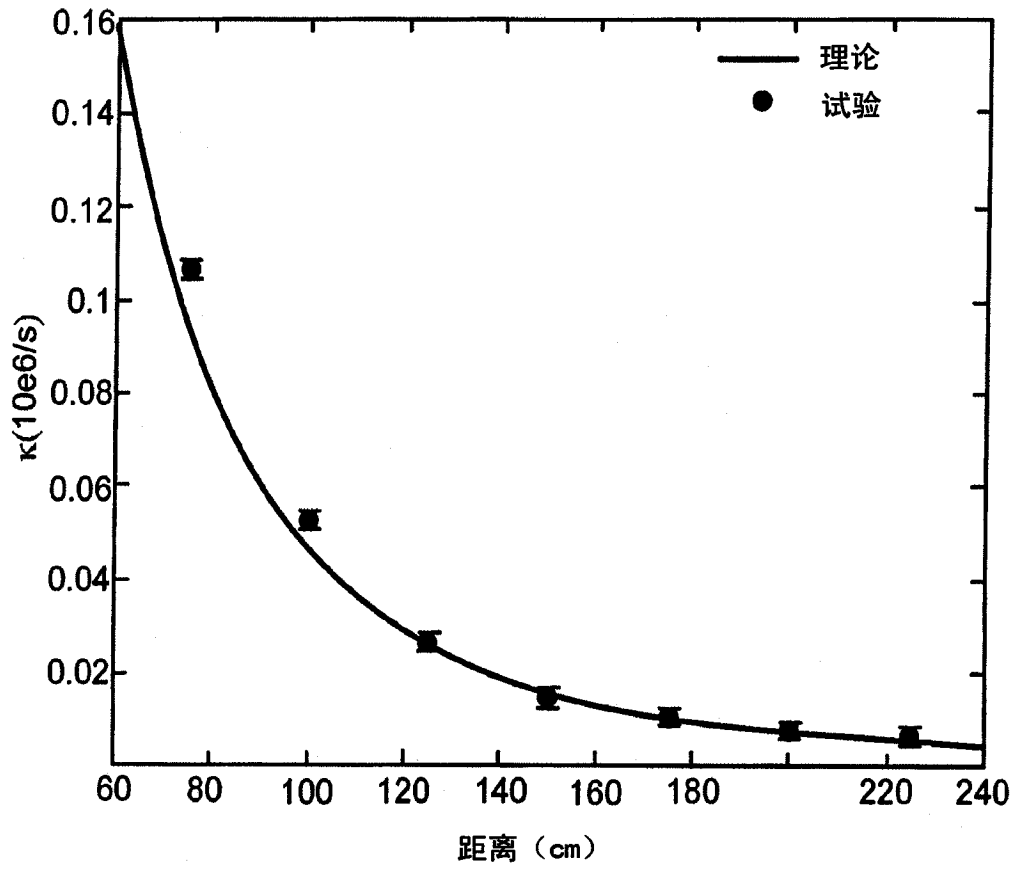
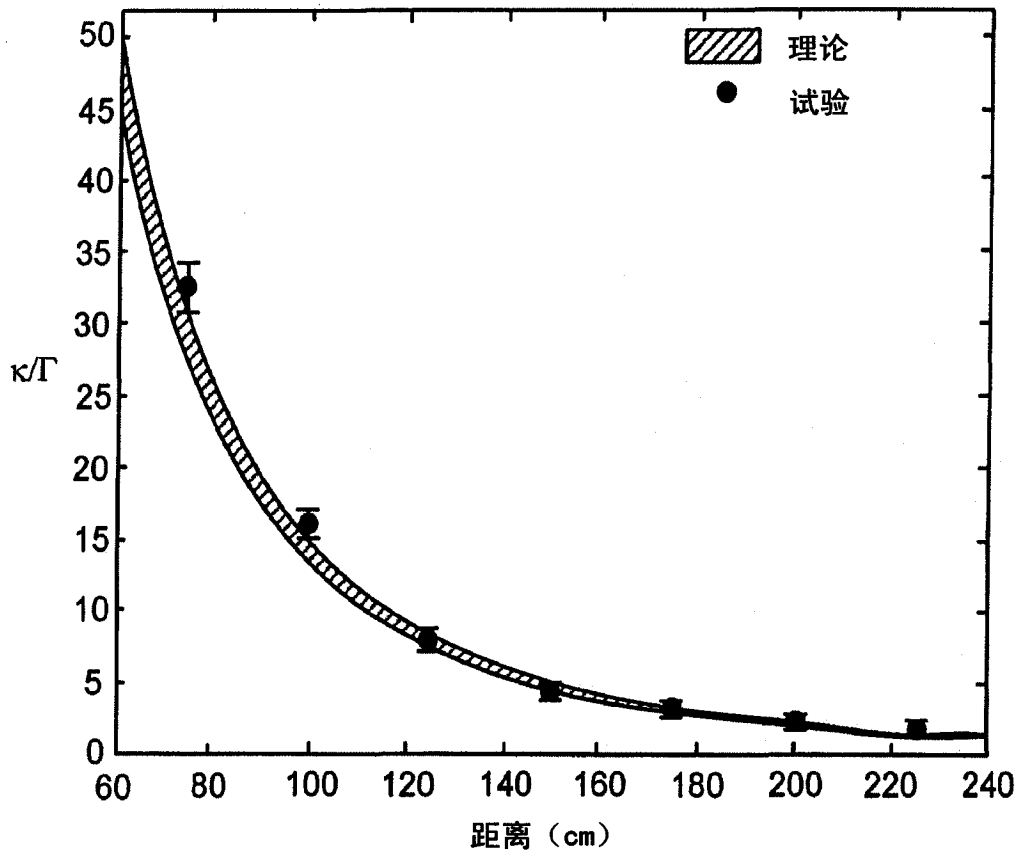


图 5



根据源和装置线圈之间的分隔距离比较 κ 的试验值和理论值

图 6



根据两个线圈之间的分隔距离比较参数 κ/Γ 的试验值和理论值。理论值是利用理论上获得的 κ 和试验获得的 Γ 获得的。阴影区域表示由于Q的~5%不确定性导致的理论 κ/Γ 的分布。

图 7

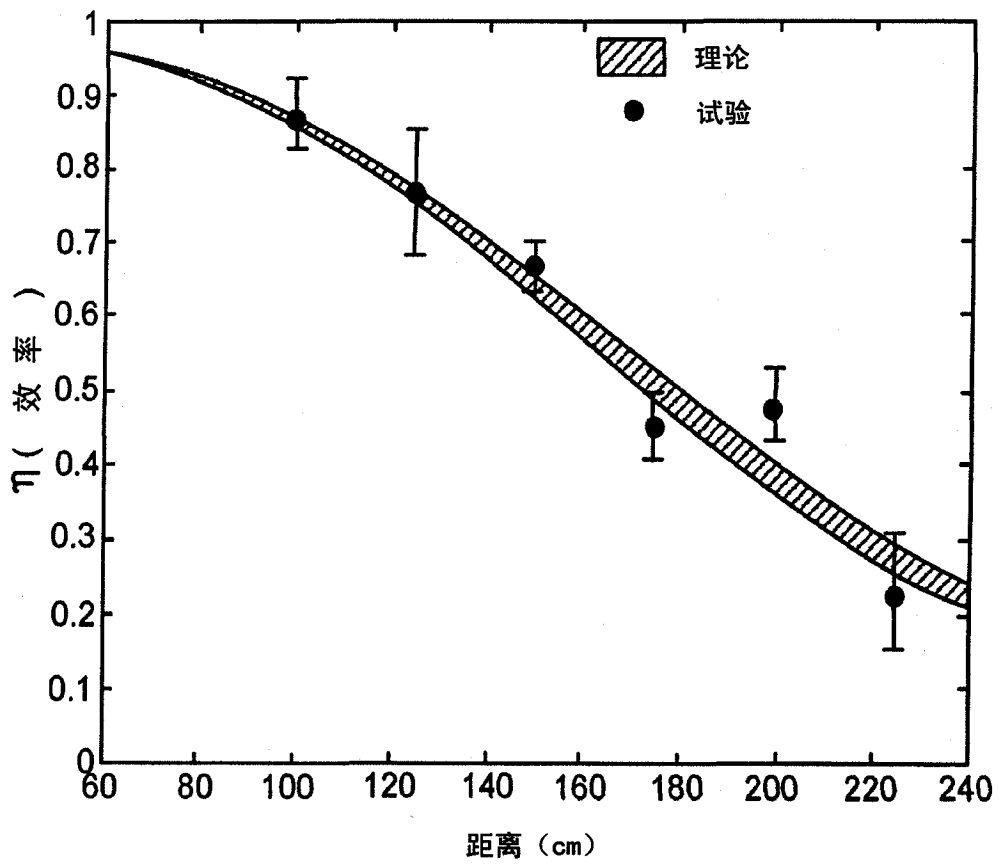


图 8

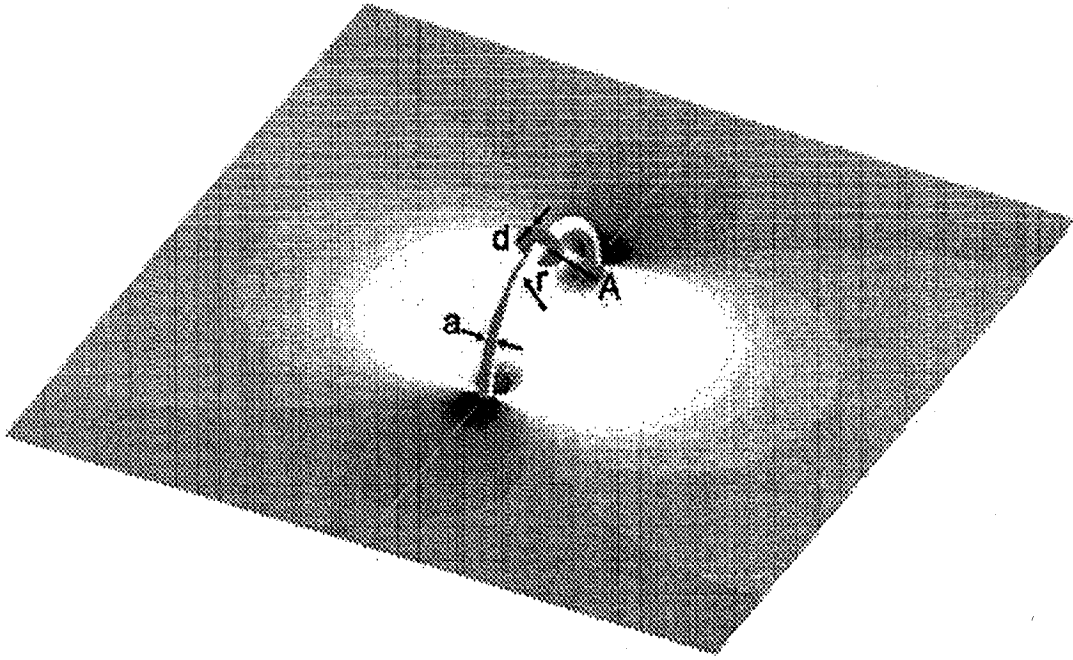


图 9

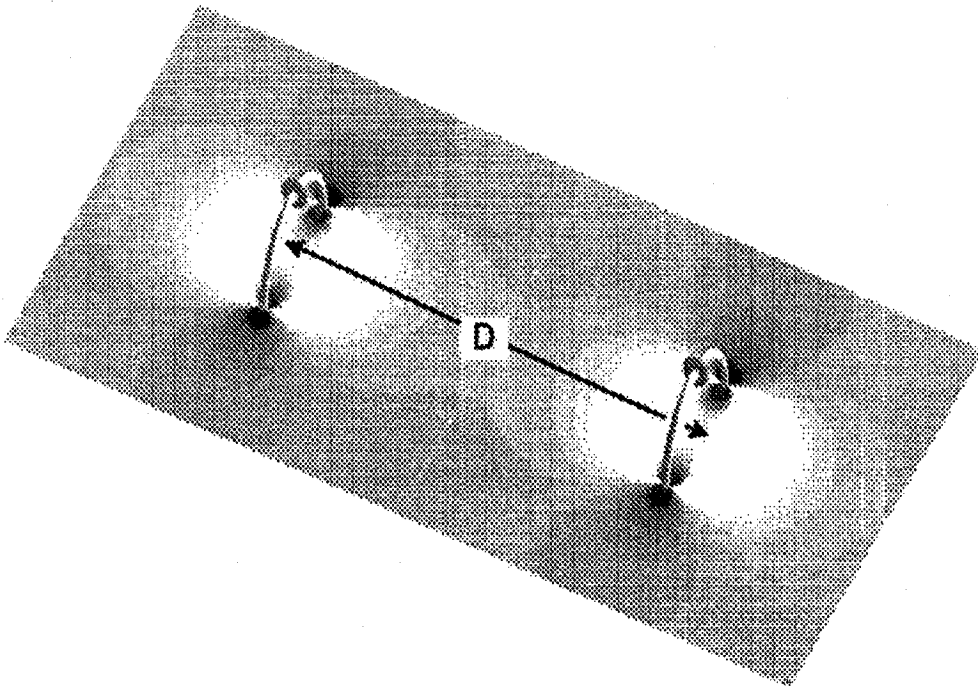


图 10

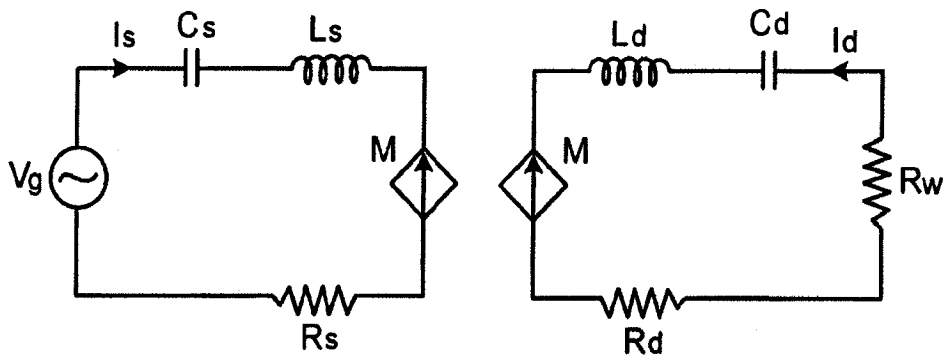


图 11

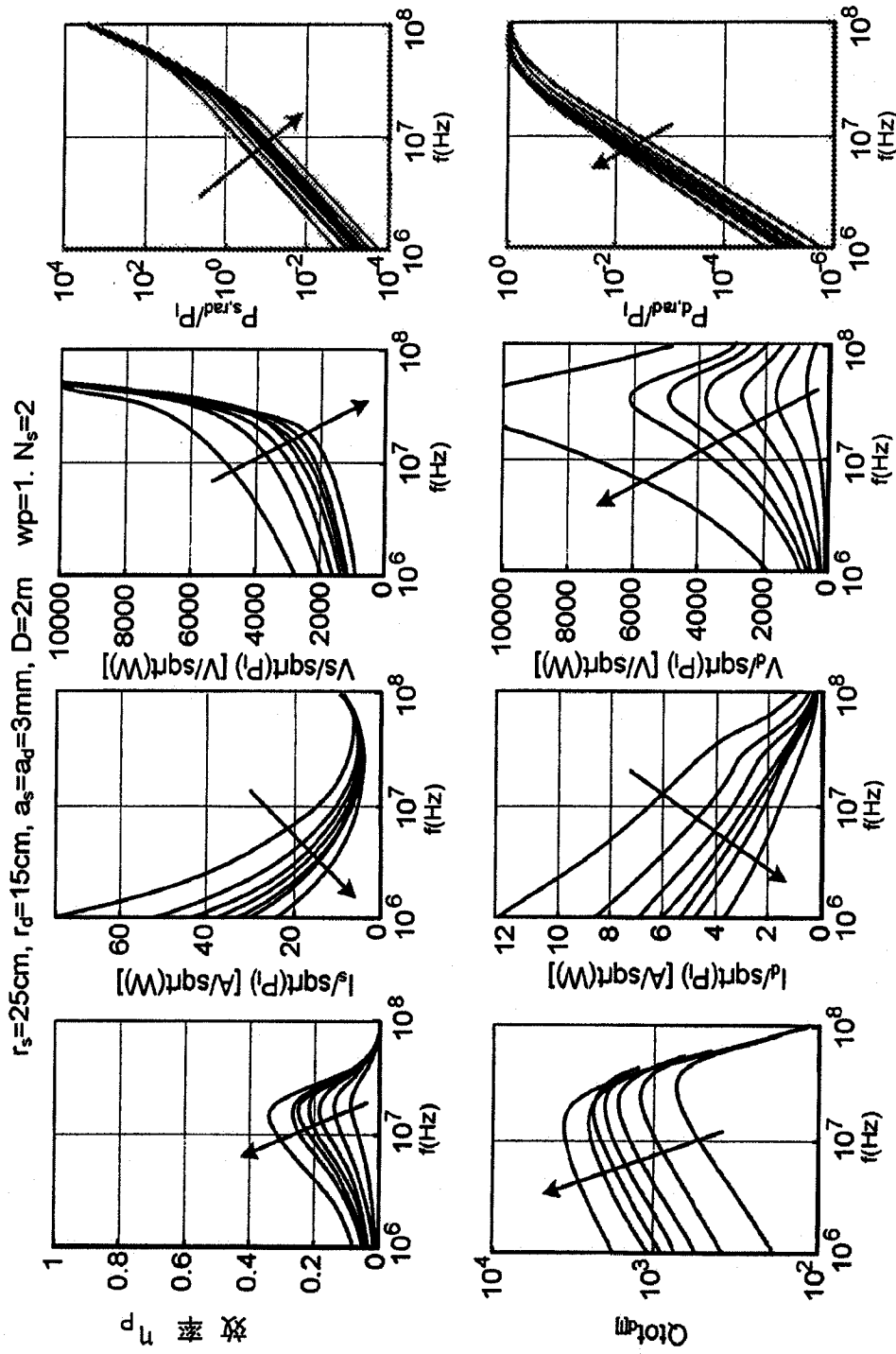


图 12

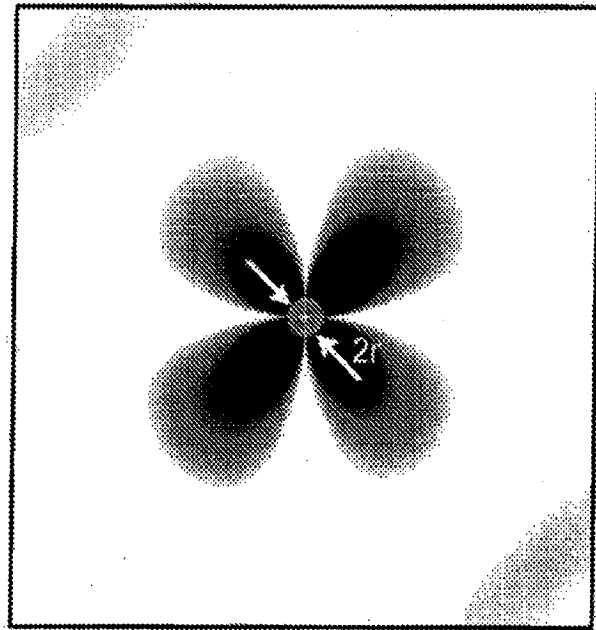
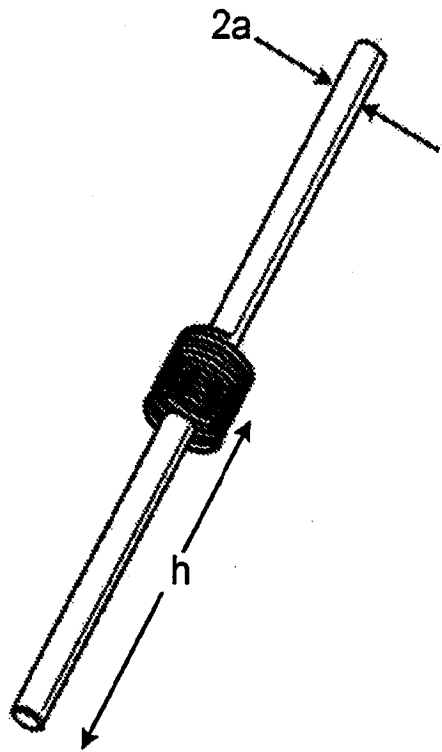


图 15A

图 14

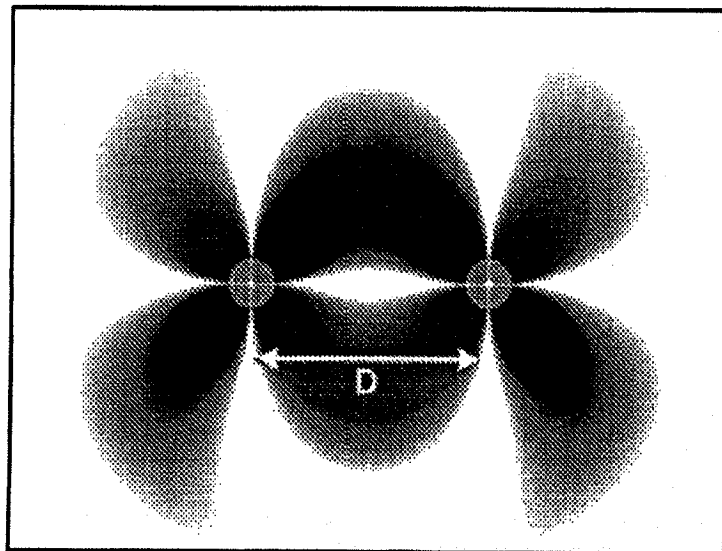


图 15B

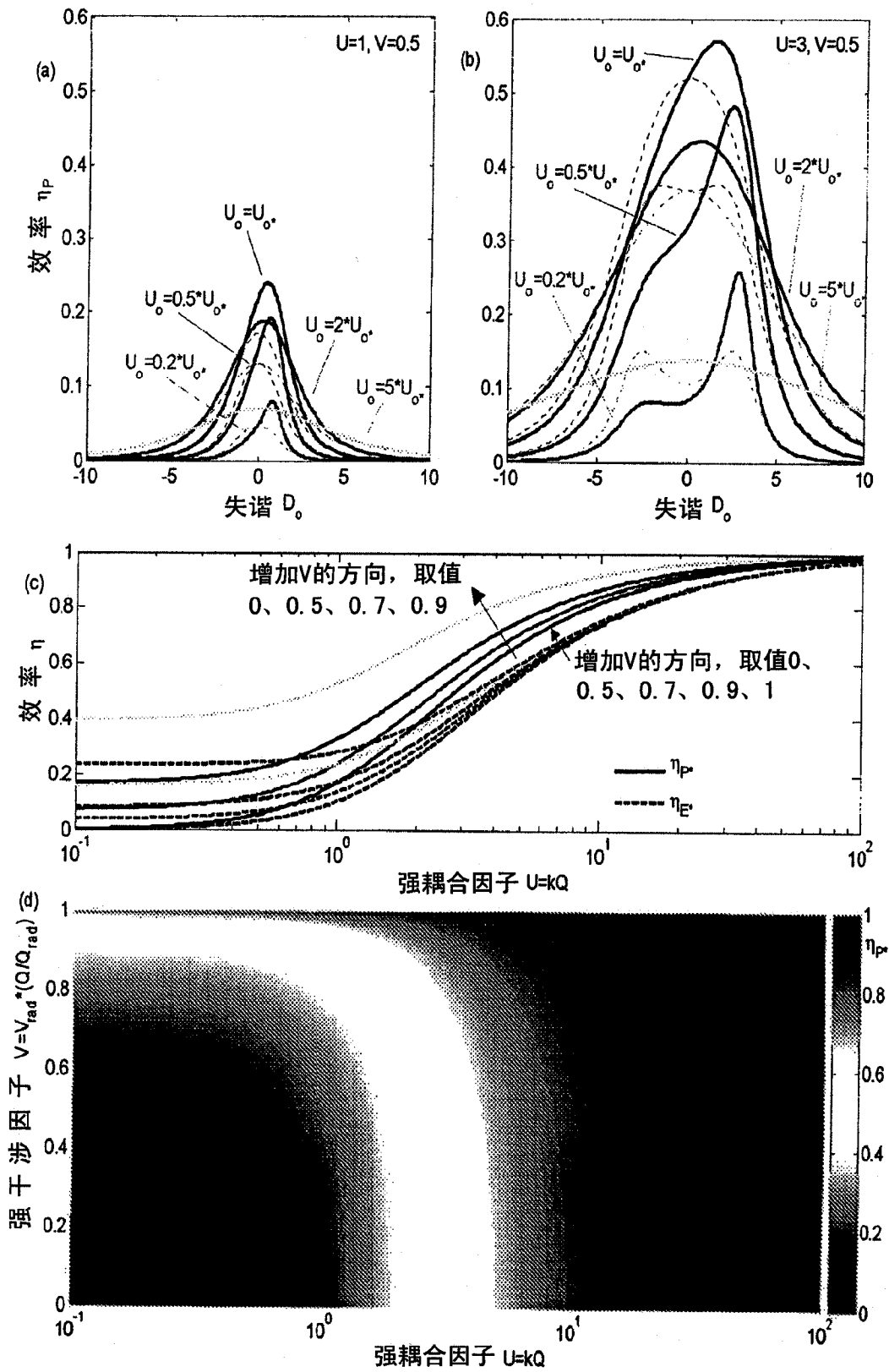


图 16

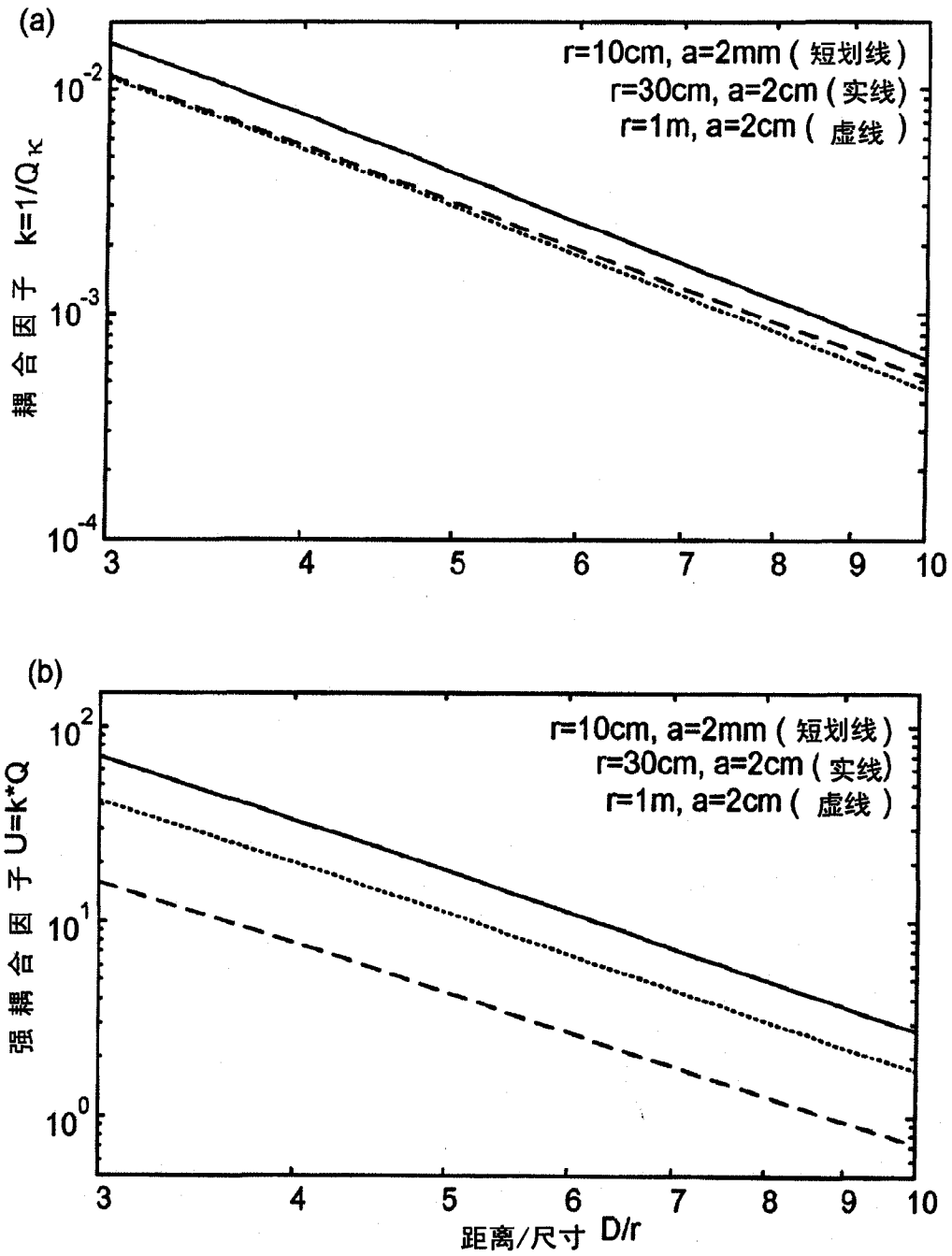


图 17

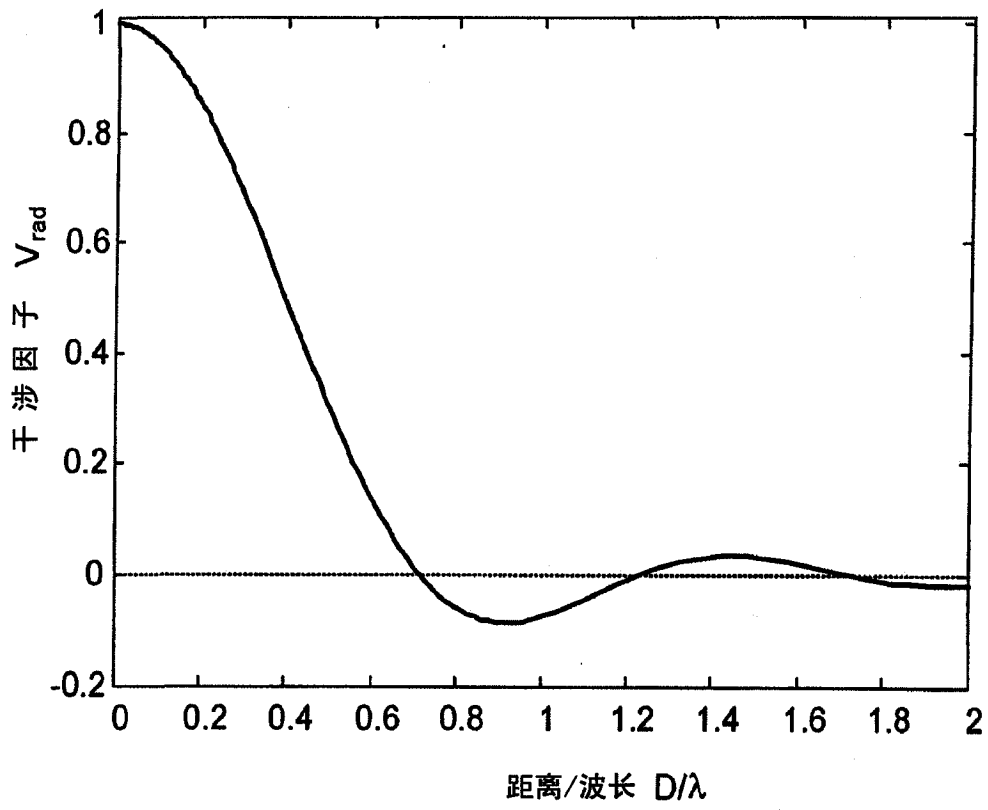


图 18

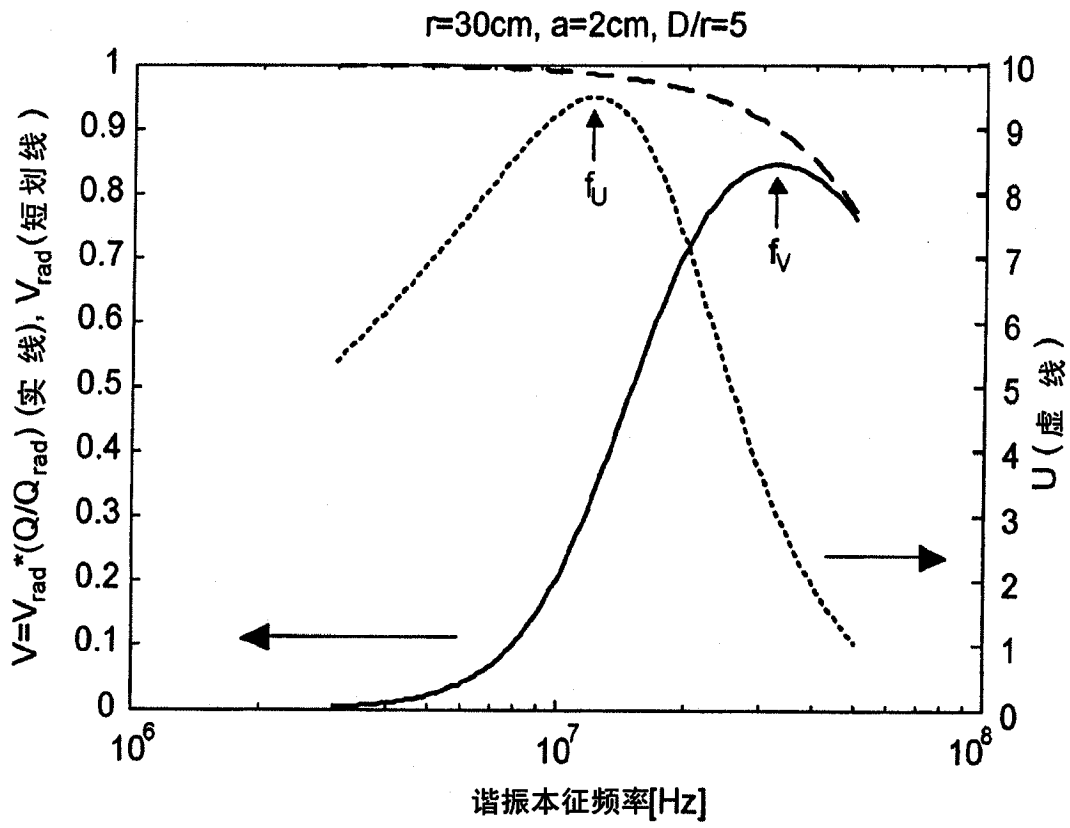


图 19

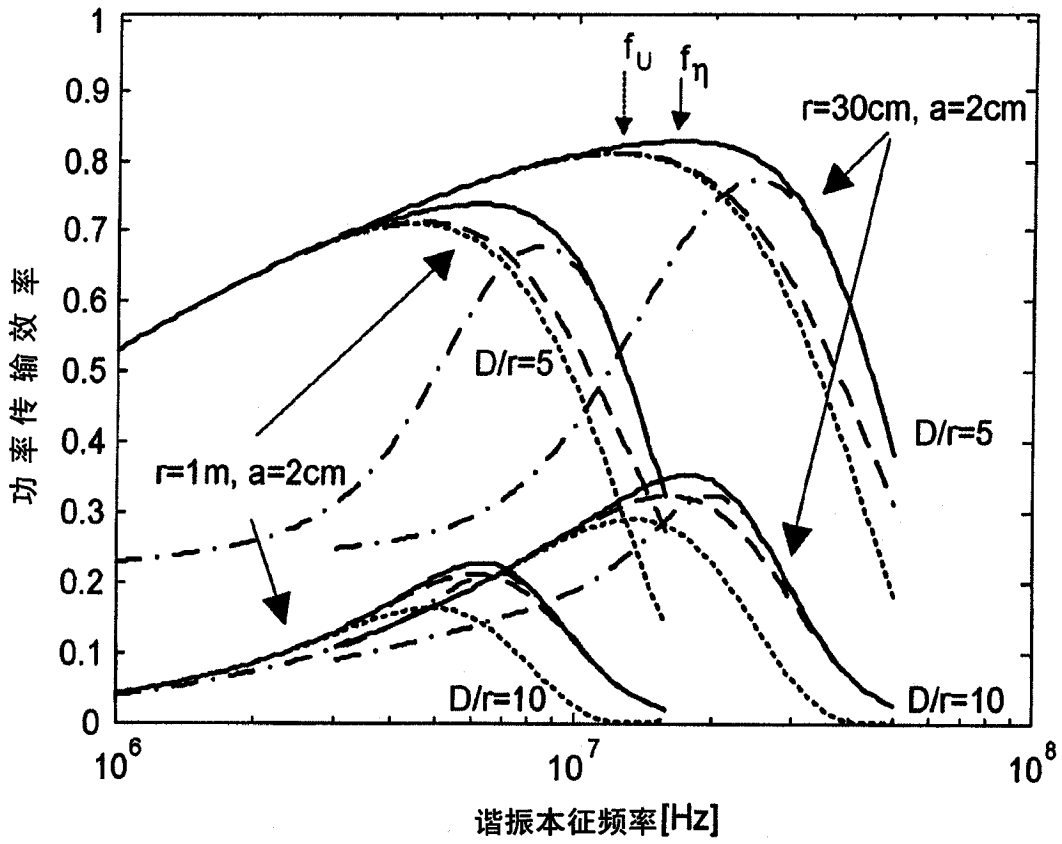


图 20

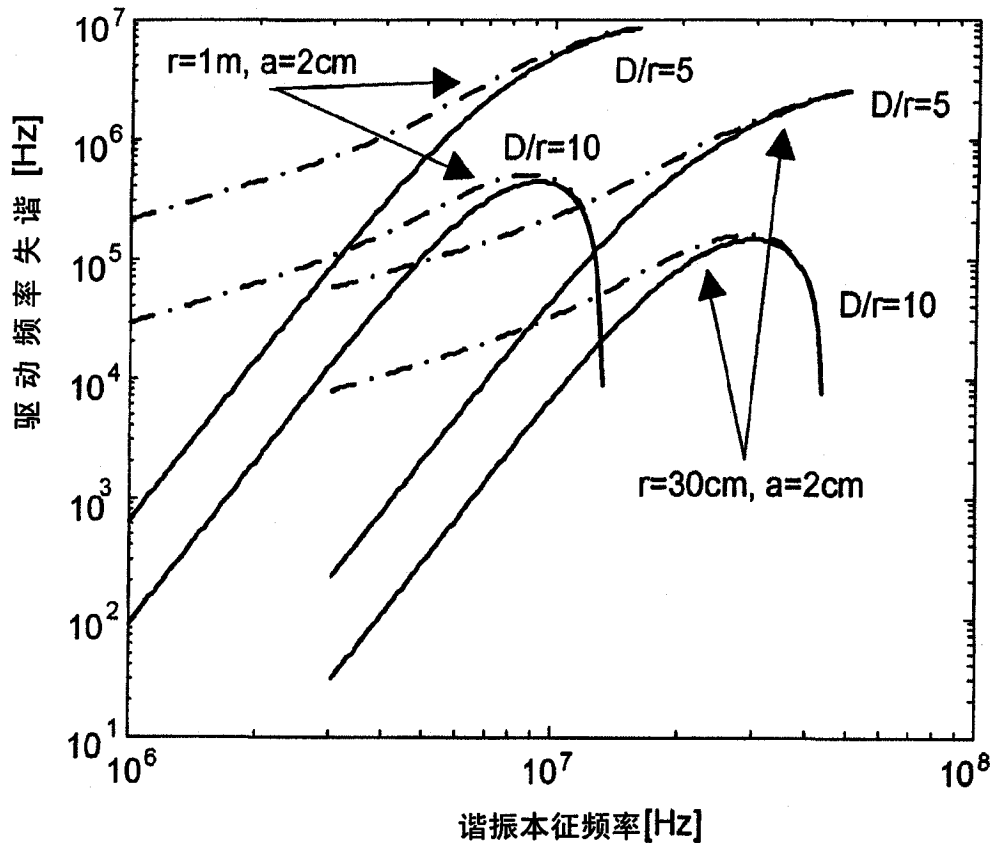


图 21

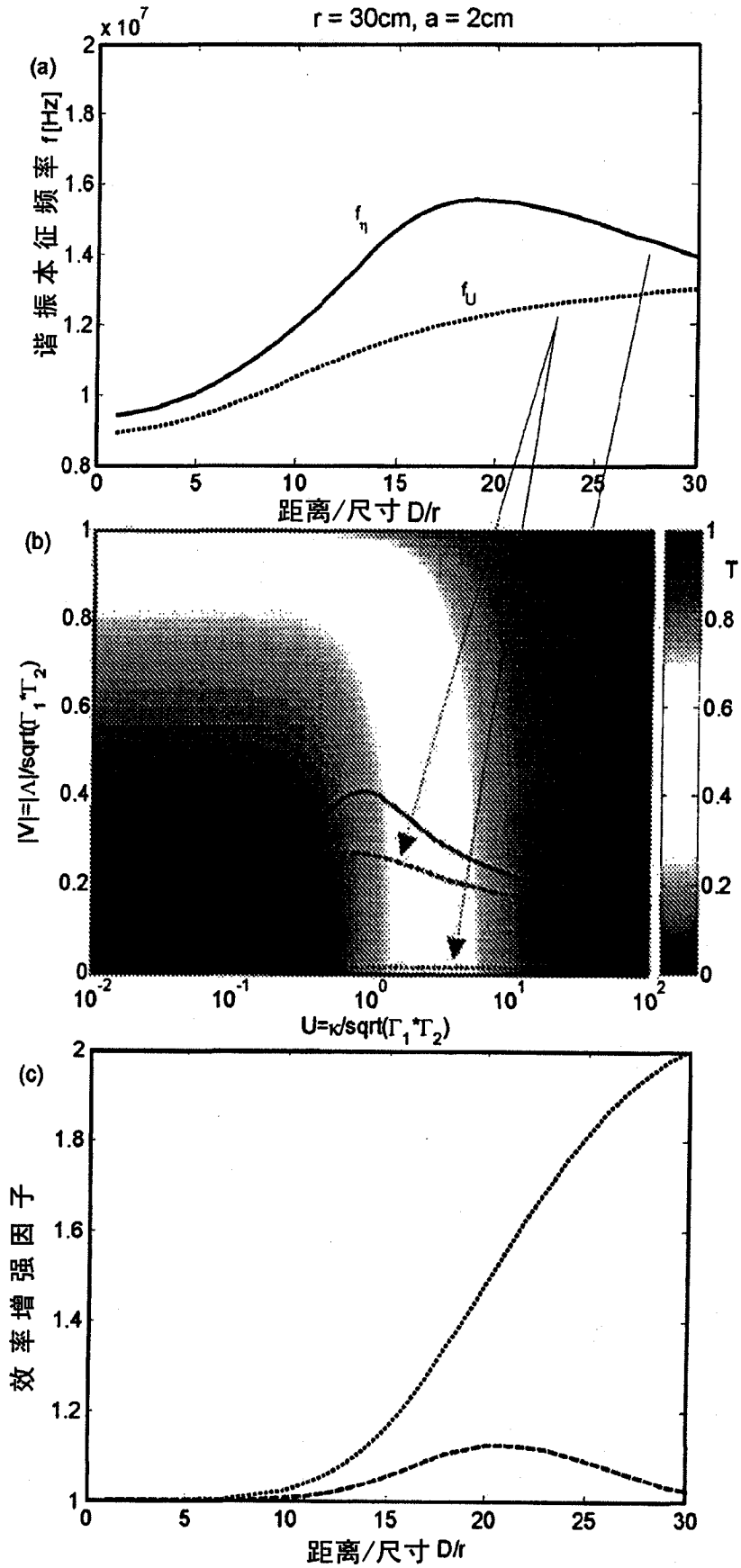


图 22

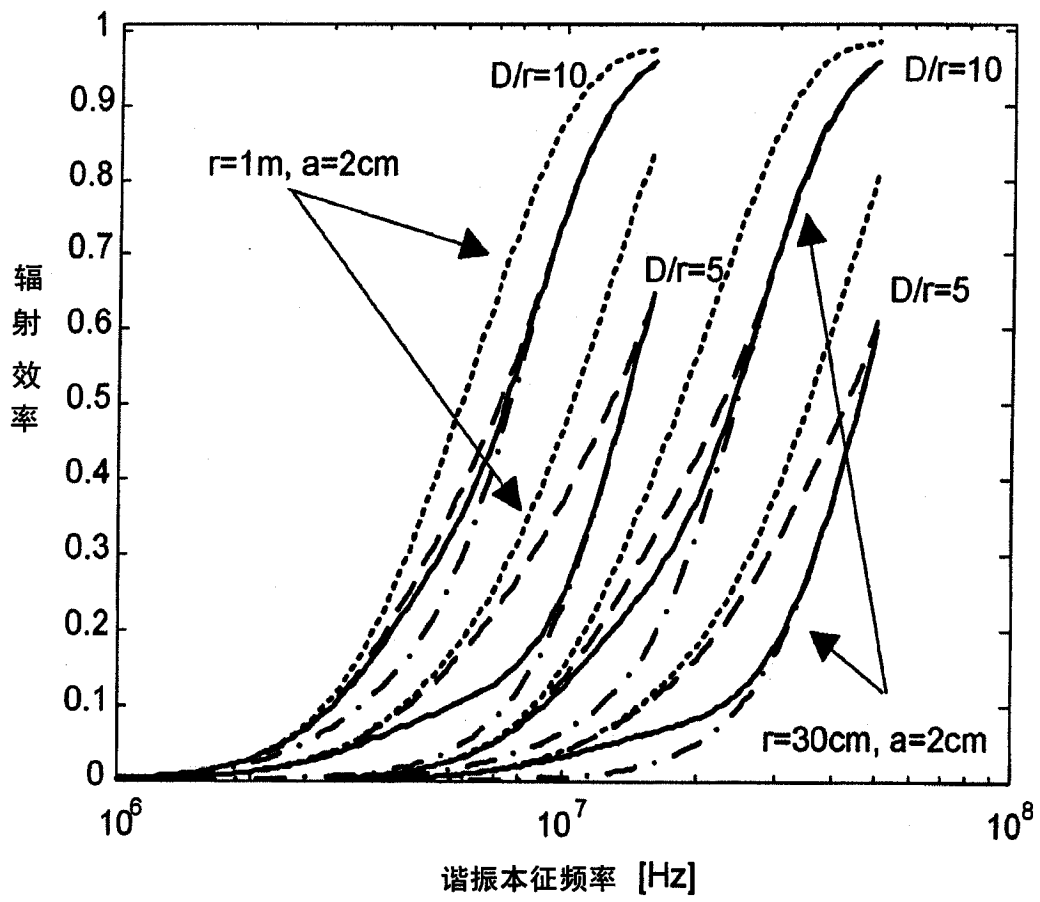


图 23

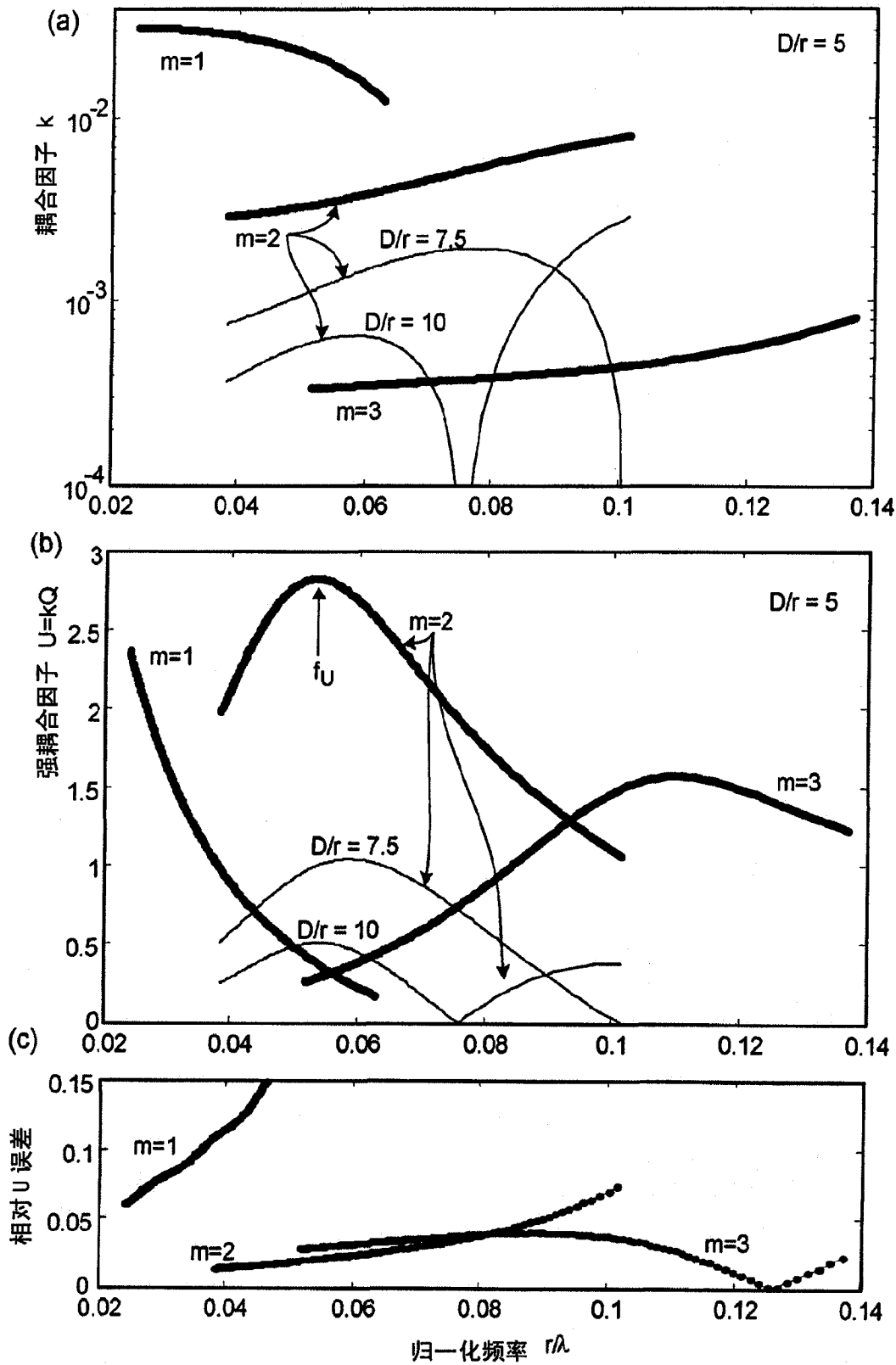


图 24

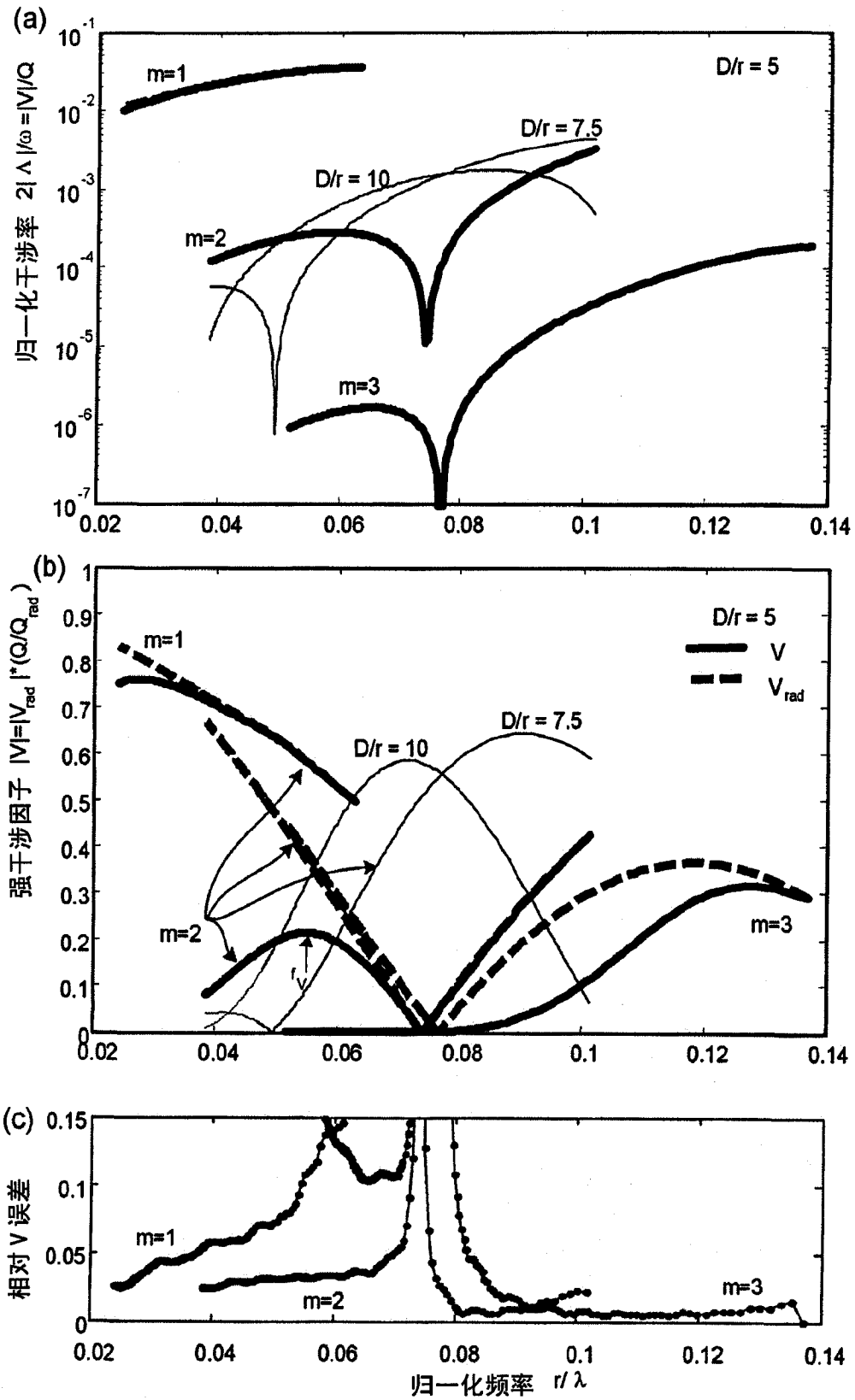


图 25

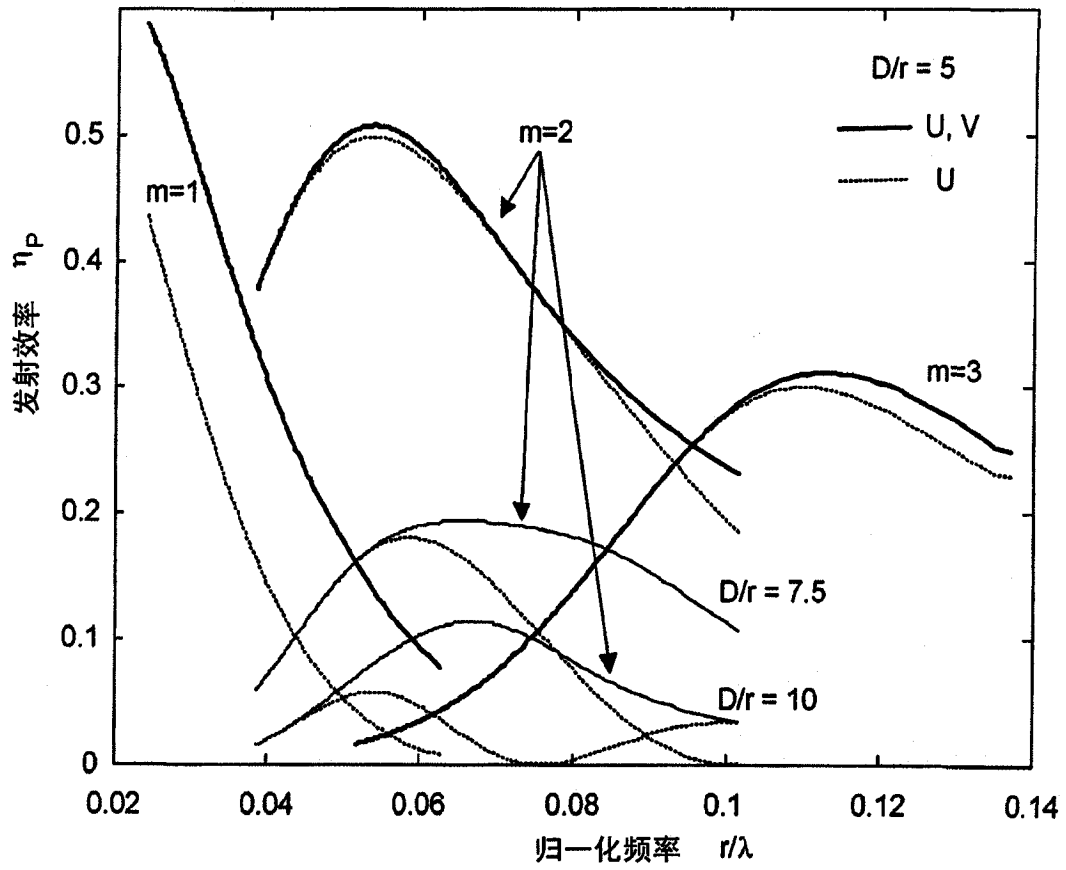


图 26

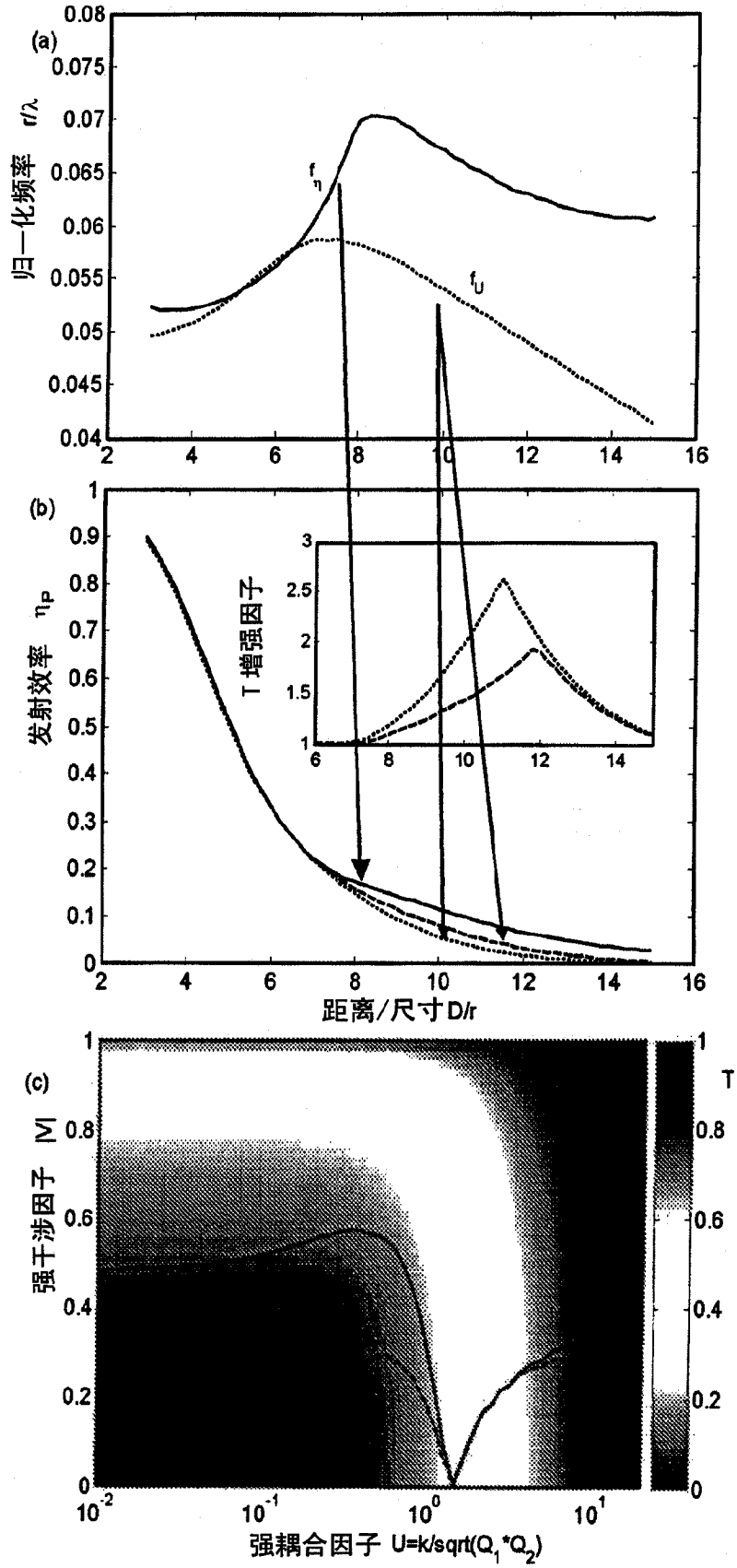


图 27

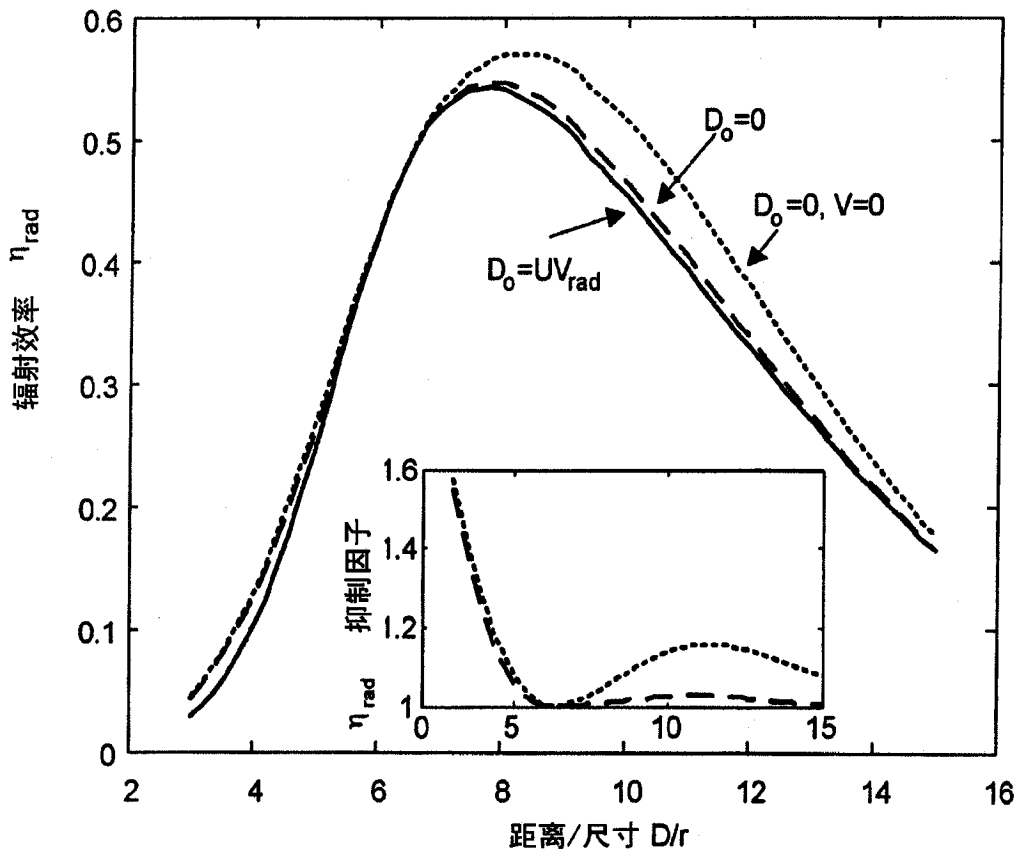


图 28

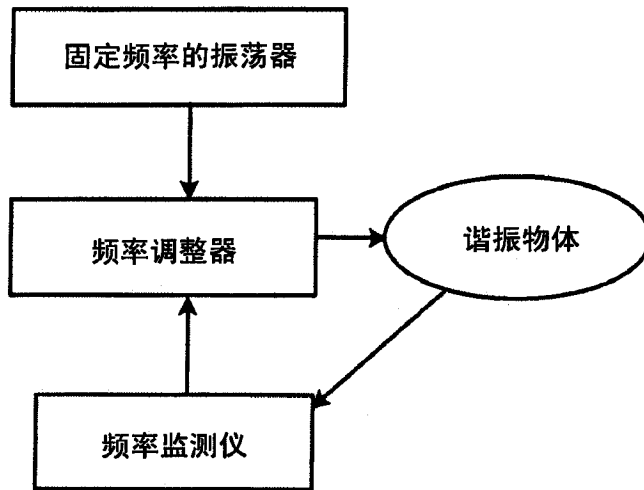


图 29A

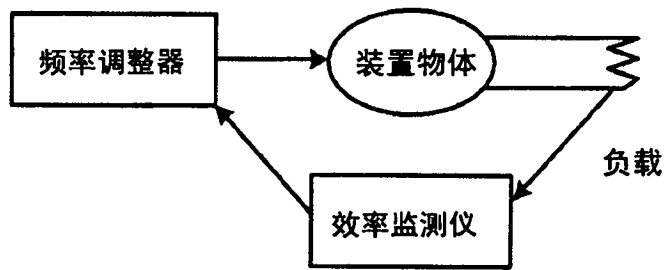
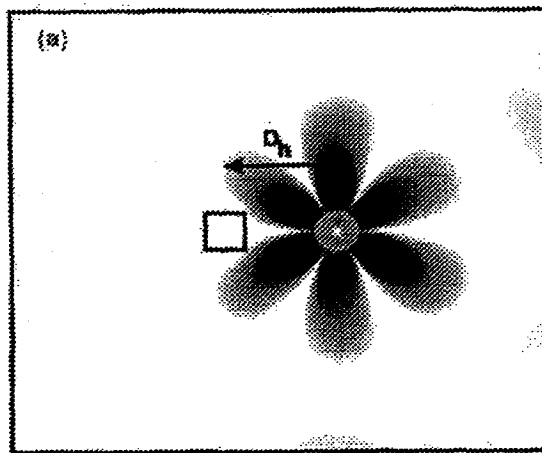
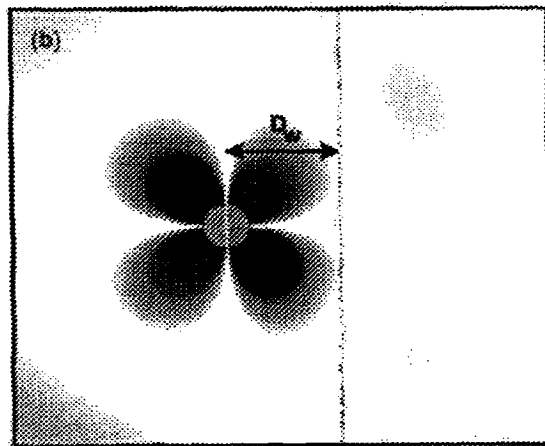


图 29B



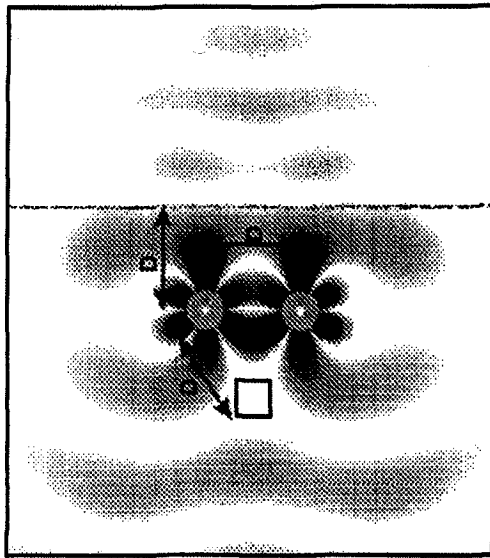
盘与“人”	D_h/r	Q_{c-h}^{abc}	$Q_{c[h]}^{rad}$	$Q_{c[h]}$
$Re\{\epsilon\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abc} \approx 10096$	3	230	981	
	5	2917	1984	
	7	11573	2230	
	10	41496	2201	
$Re\{\epsilon\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abc} \approx 10096$	3	1827	6197	
	5	58431	11808	
	7	249748	9931	
	10	867552	9078	

图 30A



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

图 30B



两个盘与“人” 和“墙壁”	D/r	Q_{c-h}^{abc}	Q_{c-w}^{abc}	Q_c^{rad}	$Q_w/nw = \omega/2\Gamma$	$\omega/2\kappa/nw$	$\kappa/nw/\Gamma_c/nw$
$Re\{e\}=147.7, m=2$	3	3300	12774	536	426	48	8.8
$\lambda/r \approx 20$	5	5719	26333	1600	1068	322	3.3
$Q_c^{abc} \approx 10100$	7	13248	50161	3542	2097	973	2.2
	10	18447	68460	3624	2254	1768	1.3
$Re\{e\}=65.6, m=3$	3	2088	36661	6764	1328	141	9.4
$\lambda/r \approx 10$	5	72137	90289	11945	4815	2114	2.3
$Q_c^{abc} \approx 10100$	7	237822	129094	12261	5194	8307	0.6

图 30C