



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103339855 B

(45)授权公告日 2017.11.10

(21)申请号 201180066248.2

(22)申请日 2011.11.11

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103339855 A

(43)申请公布日 2013.10.02

(30)优先权数据

1020202.6 2010.11.29 GB

1108456.3 2011.05.19 GB

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2013.07.29

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/GB2011/001598 2011.11.11

(87)PCT国际申请的公布数据

W02012/072969 EN 2012.06.07

(73)专利权人 智能天线科技有限公司

地址 英国伯明翰

(72)发明人 彼得·霍尔 振华·桑普森·胡

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021

代理人 苏志莲

(51)Int.Cl.

H03H 7/42(2006.01)

H01Q 1/24(2006.01)

H01Q 1/52(2006.01)

H01Q 9/26(2006.01)

H01Q 21/28(2006.01)

H03H 7/46(2006.01)

(56)对比文件

US 2009121945 A1, 2009.05.14,

CN 1440090 A, 2003.09.03,

JP 2005198167 A, 2005.07.21,

US 2004169566 A1, 2004.09.02,

CN 1647315 A, 2005.07.27,

审查员 刘洁

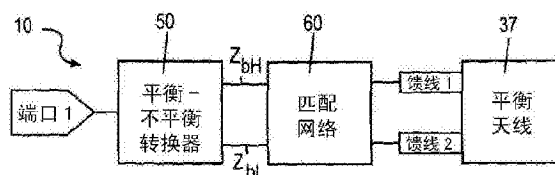
权利要求书2页 说明书21页 附图24页

(54)发明名称

平衡天线系统

(57)摘要

本发明涉及一种平衡天线系统,该平衡天线系统包括经由匹配电路连接到平衡-不平衡转换器的辐射器。在某些实施例中,辐射器包括第一辐射元件和第二辐射元件,并且匹配电路包括连接到第一辐射元件的第一阻抗匹配电路和连接到第二辐射元件的第二阻抗匹配电路。第一匹配电路和第二匹配电路可以是相同的,并且通过平衡-不平衡转换器连接到单个端口。为了最小化组件数量,可以共同优化匹配电路和平衡-不平衡转换器的设计。



1. 一种平衡天线系统,包括连接到集成匹配电路以及平衡-不平衡转换器的辐射器,其中:

i) 该辐射器包括第一辐射元件和第二辐射元件;该第一辐射元件具有第一馈线,该第二辐射元件具有第二馈线;

ii) 所述匹配电路包括具有输入端和输出端的第一阻抗匹配电路、和具有输入端和输出端的第二阻抗匹配电路;

iii) 所述平衡-不平衡转换器包括具有用于输入第一平衡信号和第二平衡信号的第一和第二输入端、以及用于输出该不平衡信号的单一输出端;所述第一和第二输入端以及所述单一输出端连接于T结;所述平衡-不平衡转换器包括位于所述第一输入端和所述单一输出端之间的电容器以及所述第二输入端和所述单一输出端之间的电感器;但所述第一输入端和所述单一输出端之间没有电感器,而所述第二输入端和所述单一输出端之间没有电容器;

iv) 所述第一辐射元件的所述第一馈线连接到所述第一阻抗匹配电路的所述输入端,而所述第二辐射元件的所述第二馈线连接到所述第二阻抗匹配电路的所述输入端;

vi) 所述第一阻抗匹配电路的输出端连接到所述平衡-不平衡转换器的所述第一输入端;以及所述第二阻抗匹配电路的输出端连接到所述平衡-不平衡转换器的第二输入端;

v) 所述第一和第二阻抗匹配电路和所述平衡-不平衡转换器是集成的,并被配置为在所述第一和第二馈线之间、在所述天线系统的工作带宽上产生 180° 的相位差;以及

其中所述第一和/或第二阻抗匹配电路适于通过至少一个可变阻抗元件被重新配置,以允许相应的所述第一和/或第二阻抗匹配电路被主动地重新配置并被调谐到所述天线系统的工作带宽上的不同频率。

2. 根据权利要求1所述的平衡天线系统,其中,所述平衡-不平衡转换器被配置为通过消除或阻塞外部电流来将不平衡信号转换为平衡信号。

3. 根据权利要求1所述的平衡天线系统,其中,所述平衡-不平衡转换器包括被配置用于阻抗变换的宽带LC平衡-不平衡转换器。

4. 根据权利要求1所述的平衡天线系统,其中所述第一阻抗匹配电路和/或所述第二阻抗匹配电路包括包含可变电容器的L-C电路,或者所述第一阻抗匹配电路和/或所述第二阻抗匹配电路包括第一电感器、电容器和第二电感器。

5. 根据权利要求4所述的平衡天线系统,其中所述第一电感器与所述电容器并联连接以及所述第二电感器与所述电容器串联连接。

6. 根据权利要求5所述的平衡天线系统,其中所述第一电感器连接到接地面,以及所述电容器是可调谐的。

7. 根据权利要求1所述的平衡天线系统,其中,设置至少一个可替换的组件以包含在所述第一阻抗匹配电路和/或所述第二阻抗匹配电路中;并且,设置至少一个开关,以使所述至少一个可替换的组件能够替代另一个组件被激活。

8. 根据权利要求1所述的平衡天线系统,其中,所述第一辐射元件由为U形的第一带构成,并且被设置在基板的第一面上、所述基板的第一端。

9. 根据权利要求8所述的平衡天线系统,其中,所述U形带位于所述基板的第一端部的一半中,并且被定向为使得所述U形带的开口端向内朝向所述第一端部的中心区域。

10. 根据权利要求9所述的平衡天线系统, 其中所述第一馈线被设置在所述U形带的与所述基板的中心最接近的起始点处, 并且沿着所述基板的长向延伸。

11. 根据权利要求9所述的平衡天线系统, 其中, 所述第二辐射元件与所述第一辐射元件相同, 并且也被设置在所述基板的所述第一面上, 但在所述基板的所述第一端部的相邻一半中被定向为与所述第一辐射元件相对, 使得第二带的开口端朝向所述第一带的开口端。

12. 根据权利要求10所述的平衡天线系统, 其中在所述第一辐射元件和第二辐射元件的相应第一馈线和第二馈线之间、并且在所述第一带和所述第二辐射元件的第二带的相应端之间设置间隙。

13. 根据权利要求8至10中的任意一项所述的平衡天线系统, 其中, 接地面被设置在所述基板的与所述第一面相对的第二面上。

14. 一种用于MIMO应用的天线结构, 包括至少一个根据权利要求1-10中任意一项所述的平衡天线系统, 以及至少一个其它天线。

15. 根据权利要求14所述的天线结构, 其中所述至少一个其它天线由平衡天线或不平衡天线构成, 并且是可重新配置的。

16. 根据权利要求14所述的天线结构, 其中, 第一天线位于所述结构的第一端, 而第二天线位于所述结构的第二端。

17. 根据权利要求14所述的天线结构, 其中, 所述至少一个其它天线由可重新配置的天线构成, 所述可重新配置的天线包括两个或更多个互耦辐射元件和被配置为对每一个辐射元件的频带进行独立调谐的两个或更多个阻抗匹配电路, 其中, 每一个辐射元件被布置为选择性地以下列状态中的每一个中操作: 驱动状态、浮置状态和接地状态。

18. 根据权利要求14所述的天线结构, 其中, 通过在所述天线结构的接地面中预设置槽, 将所述平衡天线系统与所述其它天线隔离。

平衡天线系统

技术领域

[0001] 本发明涉及平衡天线系统。具体而非排他性地,本发明涉及用于在诸如移动电话、膝上型计算机、个人数字助理(PDA)或无线电设备等的便携式电子设备中使用的平衡天线系统。

背景技术

[0002] 采用多个天线来发送和/或接收数据的多输入多输出(MIMO)无线系统由于其丰富的多径环境中增加容量的可能性而越来越受关注。此类系统可以用于在不需要额外的频谱带宽的情况下通过使用多径传播来实现增强的通信性能(即,改善的信号质量和可靠性)。这已经是用于采用2G或3G通信标准实现高数据速率通信的公知的且常用的解决方案。

[0003] 对于诸如路由器设备等的室内无线应用而言,外部的偶极天线和单极天线与最流行的高增益全向偶极阵列以及共线天线一起广泛地使用。

[0004] 然而,在市场上具有MIMO系统的便携式设备非常少,这主要是由于在维持每一个辐射器之间所需的隔离度的同时在较小的设备中聚集多个辐射器的复杂度(这是因为终端具有很小的分配空间)。

[0005] 针对该问题的令人关注的解决方案之一涉及使用不需要接地面(并且特别是接地面的电流)来有效地进行辐射的平衡辐射器。近年来,平衡天线系统已经吸引了移动电话天线设计者越来越多的关注,这是因为当将平衡天线系统保持在人体附近时它们的性能稳定。在这种类型的天线中,只有平衡电流在天线元件上流动,从而显著地减小了电流流动对电话盘的影响,并且可以使人体对天线性能的影响很小。

[0006] 平衡天线系统的结构通常包括通过平衡线或“平衡-不平衡转换器”(其被配置为将单个不平衡信号转化为两个差分平衡信号,或反之亦然)馈送的辐射元件。这种平衡天线已经成功地应用于设计PDA和膝上型设备中的以2.45GHz和5.2GHz操作的二元件结构。然而,当前认为难以(或者甚至不可能)在较低的频率处(例如,在DVB-H、GSM或UMTS移动电话中)实现这种结构,这是由于相应谐振的物理大小。

[0007] 因此,需要一种针对移动电话中的MIMO应用的、可以对服务提供商和客户端所需的整个频谱范围提供覆盖的紧凑的平衡天线设计。因此,本发明的目的是提供一种有助于解决上文提到的问题的平衡天线系统。

发明内容

[0008] 根据本发明的第一方面,提供了一种平衡天线系统,包括经由匹配电路连接到平衡-不平衡转换器的辐射器。

[0009] 因此,本发明的实施例提供了一种平衡天线系统,其具有简单的结构并且能够在不同频率范围上以单个谐振操作。匹配电路并入平衡-不平衡转换器与辐射器之间的事实允许更大的灵活性和对辐射器的控制,从而导致更大的调谐能力。

[0010] 所述辐射器可以由环形天线或偶极天线构成,并且可以包括第一馈线和第二馈

线。在某些实施例中,所述辐射器可以包括第一辐射元件和第二辐射元件。辐射器可以被配置为提供单个谐振频率,或者辐射器可以被配置为同时提供两个、三个或更多个谐振频率。因此,可以将单个天线系统配置为覆盖宽频率范围。

[0011] 所述匹配电路可以包括第一阻抗匹配电路和第二阻抗匹配电路。所述第一阻抗匹配电路可以连接到第一馈线和/或所述第一辐射元件,而第二阻抗匹配电路可以连接到第二馈线和/或所述第二辐射元件。

[0012] 所述第一匹配电路和所述第二匹配电路可以是相同的,并且可以通过平衡-不平衡转换器连接到单个端口。为了最小化组件数量,可以共同优化匹配电路和平衡-不平衡转换器的设计。

[0013] 应当注意的是,前述可重新配置的平衡天线已经在平衡辐射元件的每一个臂上并入了变容二极管或开关。相比之下,所提出的平衡天线可以合并两个相同的外部匹配电路以及平衡-不平衡转换器电路,其中,针对每一个辐射元件有一个外部匹配电路,所述平衡-不平衡转换器电路以前未在文献中提出。

[0014] 平衡-不平衡转换器可以被配置为通过消除或阻塞外部电流来将不平衡信号转换为平衡信号。已知用于与偶极天线一起使用的多种平衡-不平衡转换器。这些平衡-不平衡转换器包括所谓的电流平衡-不平衡转换器、同轴平衡-不平衡转换器和套筒平衡-不平衡转换器-在本发明的实施例中可以采用这些平衡-不平衡转换器中的任意一个。然而,在特定的实施例中,期望采用被配置用于阻抗变换的宽带LC平衡-不平衡转换器,以向平衡天线系统提供宽调谐范围。

[0015] 所述平衡-不平衡转换器可以包括第一滤波器和第二滤波器。第一阻抗匹配电路可以被设置在所述第一滤波器与第一辐射元件之间,而第二阻抗匹配电路可以被设置在所述第二滤波器与第二辐射元件之间。

[0016] 在具体的实施例中,所述平衡-不平衡转换器可以包括高通滤波器(第一滤波器)、低通滤波器(第二滤波器)和T结。在可替换的实施例中,所述平衡-不平衡转换器包括并联连接的高通滤波器(第一滤波器)和带通滤波器(第二滤波器)。

[0017] 第一滤波器可以包括至少一个电容器,而所述第二滤波器可以包括至少一个电感器。

[0018] 所述高通滤波器和/或所述低通/带通滤波器均可以包括一个或多于一个的电感器或电容器(例如,具有L-C电路的形式)。在某些实施例中,所述高通滤波器可以包括:一个电容器或串联连接的多于一个(例如,三个)的电容器;以及零个电感器、或一个电感器或并联连接的多于一个(例如,两个)的电感器,而所述低通滤波器可以包括:一个电感器或串联连接的多于一个(例如,三个)的电感器;以及零个电容器、或一个电容器或并联连接的多于一个(例如,两个)的电容器。在可替换的实施例中,所述高通滤波器可以包括电感器和电容器,而所述低通滤波器可以包括多个电感器和多个电容器。所述第一滤波器和所述第二滤波器可以并联连接。

[0019] 在某些平衡-不平衡转换器配置中,第一滤波器和第二滤波器中的每一个中的组件的数目可以与阶数的幅度相对应,其中,滤波器中的阶数越多,则向越宽的带宽提供相位差。在特定的配置中,平衡-不平衡转换器可以包括具有一个、两个或更多个(例如,五个)阶数(即,通过包括一个、两个或更多个组件)的滤波器。然而,申请人还发现,在本发明的某些

实施例中,平衡-不平衡转换器本身的性能并不那么重要,并且仅在每一个滤波器中采用一个电感器(或电容器)可以是足够的。

[0020] 在本发明的某些实施例中,可以设置至少一个可替换的组件以包含在所述第一滤波器和/或所述第二滤波器中。可以设置至少一个开关,以使所述至少一个可替换的组件能够替代另一个组件被激活。

[0021] 在本发明的某些实施例中,可以设置了第二高通滤波器和/或第二低通滤波器。可以设置至少一个开关,以使所述第二高通滤波器和/或所述第二低通滤波器能够替代所述相应的高通滤波器和/或低通滤波器被激活。

[0022] 所述第二高通滤波器和/或所述第二低通滤波器可以包括一个或多于一个的电感器或电容器(例如,具有L-C电路的形式)。例如,所述第二高通滤波器可以包括串联连接的三个电容器和并联连接的两个电感器,而所述第二低通滤波器可以包括串联连接的三个电感器和并联连接的两个电容器。然而,将理解的是,所述第二高通滤波器将具有与所述高通滤波器不同的至少一个组件,并且所述第二低通滤波器将具有与所述低通滤波器不同的至少一个组件。在某些实施例中,所述第二高通滤波器的所有组件将与所述高通滤波器的所有组件不同和/或所述第二低通滤波器的所有组件将与所述低通滤波的所有组件不同。

[0023] 所述第一匹配电路和/或所述第二匹配电路可以是可重新配置的,以使所述相应的第一辐射元件和/或第二辐射元件能够被调谐到不同的频率。所述第一匹配电路和/或所述第二匹配电路可以包括一个或多于一个的电感器或电容器(例如,具有L-C电路的形式),并且可以包括可变电容器(即,变容二极管)。

[0024] 在本发明的实施例中,所述第一匹配电路和所述第二匹配电路在结构上可以是相同的(即,具有以相同的方式布置的相同的组件)。将理解的是,这种布置可以提供非常好的谐振,但是在某些环境中也可以使用不同的匹配电路。

[0025] 在特定的实施例中,所述第一匹配电路和/或所述第二匹配电路包括第一电感器、电容器和第二电感器。所述第一电感器可以与所述电容器并联连接,而所述第二电感器可以与所述电容器串联连接。所述第一电感器可以连接到接地面,而所述电容器可以是可调谐的。

[0026] 在本发明的某些实施例中,可以设置至少一个可替换的组件以包含在所述第一匹配电路和/或所述第二匹配电路中。可以设置至少一个开关,以使所述至少一个可替换的组件能够替代另一个组件被激活。

[0027] 在某些实施例中,可以从具有至少两个可能的电感器的组中选择所述第一电感器,并且可以从具有至少另外两个可能的电感器的组中选择所述第二电感器。

[0028] 将理解的是,设置针对所述平衡-不平衡转换器和/或所述第一/第二匹配电路的可替换的组件允许天线的配置更灵活,因此允许显著地增大天线的调谐范围。

[0029] 所述第一辐射元件可以由第一(例如,金属的)带(其基本上为U形或L形的)构成,并且被设置在基板(例如,印刷电路板(PCB))的第一面上的、所述基板的第一端。所述U形或L形的带可以位于所述基板的第一端部的一半中,并且可以被定向为使得所述U形或L形的带的开口端/开口侧向内朝向所述第一端部的中心区域。较短的馈线可以被设置在所述U形或L形带的与所述基板的中心最接近的起始点处,并且沿着所述基板的长向延伸。

[0030] 所述第二辐射元件可以基本上类似于所述第一辐射元件,并且也被设置在所述基

板的所述第一面上,但在所述基板的所述第一端部的相邻一半中被定向为与所述第一辐射元件相对,使得所述第二带的开口端/开口侧朝向所述第一带的开口端/开口侧。

[0031] 可以在所述第一辐射元件和第二辐射元件的所述相应的馈线之间并且在所述第一带和所述第二带的所述相应的端之间提供间隙。

[0032] 接地面可以被设置在所述基板的与所述第一面相对的第二面上。所述接地面可以基本上是矩形的,并且可以基本上占据从基板的(与第一端相对的)第二端到与所述馈线的自由端相对的位置的整个基板表面。

[0033] 基板可以具有任何合适的大小,并且在一个实施例中,可以具有约 $116 \times 40 \text{mm}^2$ 的表面积,使得它可以容易地容纳在传统的移动设备中。将理解的是,基板的厚度不受限制,但是通常将是几毫米的厚度(例如,1mm、1.5mm、2mm或2.5mm)。

[0034] 在本发明的一个实施例中,第一辐射元件和第二辐射元件可以在约 $40 \times 10 \text{mm}^2$ 的区域上延伸。将理解的是,辐射器的大小不受限制,并且当需要更宽的操作带宽或者更高的增益时,可以增加辐射器的大小。

[0035] 已经证明,在本发明的一个实施例中,已经将天线设计为在从470MHz到2200MHz的频率范围上操作(即,在1730MHz上调谐),其中,在该操作频带上具有至少6dB的回波损耗。

[0036] 平衡天线系统可以被配置用于多输入多输出(MIMO)应用。因此,平衡天线系统可以并入到具有多个天线的系统中。每一个天线可以是平衡的或不平衡的,并且可以被配置为提供不相关的信道,以在无需额外的频谱或发射机功率的情况下增加系统的容量。

[0037] 根据本发明的第二方面,提供了一种用于MIMO应用的天线结构,其包括根据本发明的第一方面的至少一个平衡天线系统和至少一个其它天线。

[0038] 所述至少一个其它天线可以由平衡天线或不平衡天线构成,并且是可重新配置的。在一个实施例中,所述至少一个其它天线也可以依据本发明的第一方面。

[0039] 每一个天线的相对位置可以被选择为提供良好的(最佳的)天线隔离。在一些实施例中,这可以通过使每一个天线彼此相隔最大可用的距离来获得。实际上,第一天线可以位于所述结构的第一端,而第二天线可以位于所述结构的第二端。

[0040] 在本发明的实施例中,第一天线和第二天线可以间隔至少200mm、至少150mm、至少100mm或者至少50mm。

[0041] 在一些实施例中,通过在所述天线结构的接地面中预设置槽,将所述平衡天线系统与所述其它天线隔离。

[0042] 针对其它天线的可选特征

[0043] 在特定的实施例中,至少一个其它天线可以由GB0918477.1中所描述的类型的两端口底盘天线构成。因此,所述其它天线可以是可重新配置的天线,其包括两个或更多个互耦辐射元件以及被配置用于独立地调谐每一个辐射元件的频带的两个或更多个阻抗匹配电路,其中,每一个辐射元件被布置为选择性地以下状态中的每一个中操作:驱动状态、浮置状态和接地状态。

[0044] 其它天线的辐射元件中的至少一个可以由非谐振谐振器构成。在特定的实施例中,采用两个非谐振谐振器。每一个辐射元件可以被配置为在宽带和/或窄带频率范围上操作。在特定的实施例中,每一个阻抗匹配电路可以包括宽带调谐电路和窄带调谐电路。

[0045] 在一个实施例中,在一基板上设置所述其它天线,该基板在其第一面上印刷有接

地面。可以在基板的与第一面相对的第二面上设置第一辐射元件,并且第一辐射元件在横向上与接地面分隔开。第一辐射元件可以由可以是平面或其它形状的金属片构成。在具体的实施例中,第一辐射元件可以由L形的金属片构成,该L形金属片具有平面部分和垂直于接地面的部分。垂直部分可以从平面部分的与接地面相距最远的边缘延伸,使得垂直部分与接地面相隔所谓的第一间隙。

[0046] 第二辐射元件可以由可以是平面或其它形状的金属片构成。在特定的实施例中,第二辐射元件由垂直于接地面的平面金属片构成。第二辐射元件可以位于接地面与第一辐射元件的垂直部分之间(即,在第一间隙内)。接地面与第二辐射元件之间的距离将形成所谓的第二间隙。将理解的是,在该实施例中,第二辐射元件与第一辐射元件的垂直部分之间的距离将确定它们之间的互耦的量。因此,该距离在全文中称作互间隙(mutual gap)。

[0047] 每一个辐射元件的形状未被特别限制,并且可以是例如正方形的、矩形的、三角形的、圆形的、椭圆形的、环形的、星形的或者不规则的。此外,每一个辐射元件可以包括至少一个槽口或开孔。将理解的是,每一个辐射元件的形状和配置将取决于用于讨论中的应用的其它天线的期望的特征。

[0048] 类似地,可以改变接地面的大小和形状,以针对所有操作模式提供最优的特性。因此,第一接地面可以是例如正方形的、矩形的、三角形的、圆形的、椭圆形的、环形的或不规则的。此外,接地面可以包括至少一个槽口或开孔。

[0049] 其它天线的每一个辐射元件可以具有相关联的馈送端口。每一个馈送端口可以连接到控制模块,该控制模块包括用于选择相关联的辐射元件的操作状态的控制装置。控制装置可以包括开关,该开关被选择性地配置为允许辐射元件浮置、连接到接地面、或者由其相关联的阻抗匹配电路驱动。

[0050] 在上面的实施例中,第一馈送端口可以被设置在第一辐射元件与具有第一阻抗匹配电路的第一控制模块之间,第二馈送端口可以被设置在第二辐射元件与具有第二阻抗匹配电路的第二控制模块之间。

[0051] 第一馈送端口可以被布置在辐射元件的中心或者偏离中心(即,与一侧相比,更接近辐射元件的另一侧)。

[0052] 在具体的实施例中,第一馈送端口可以沿着第一辐射元件的长位于约三分之一的距离处。这是有利的,其原因在于它使得沿着接地面产生了非对称电流,从而支持很多不同的谐振。它还使第一辐射元件能够产生更多的谐振,这是由于它在每一个方向上具有不同的电长度。此外,将第一馈送端口布置为偏离中心给予第二辐射元件更多的空间以便放置在第一辐射元件附近,这进而导致两个辐射元件之间更好的耦合。

[0053] 第一馈送端口可以沿着接地面的边缘连接到接地面。第一馈送端口可以连接到边缘的中心处,或者连接在接地面的一侧处或者连接到接地面的一侧。使第一馈送端口连接在接地面的一侧处允许第二辐射元件充分利用接地面的宽度。然而,它还导致辐射元件与接地面之间存在不同的耦合效率。

[0054] 在某些实施例中,第二馈送端口被放置在第一馈送端口的附近。这使每一个馈送端口能够独立地操作(接通),或者使每一个馈送端口作为相邻馈送端口的驱动器(接地)或者被电断开(断开)。因此,可以通过选择与每一个辐射元件有关的不同的操作模式来动态地调谐每一个辐射元件的操作频率。下表基于针对第一馈送端口(馈送端口1)和第二馈送

端口(馈送端口2)选择上述状态的组合来提供了一些可能的操作状态。

[0055]

状态	模式1	馈送端口1	模式2	馈送端口2
1	馈电天线	接通	寄生的	接地
2	寄生的	接地	馈电天线	接通
3	馈电天线	接通	浮置的	断开
4	浮置的	断开	馈电天线	接通
5	馈电天线	接通	馈电天线	接通

[0056] 表1其它天线的可能的操作状态

[0057] 将理解的是,模式1和模式2分别表示第一辐射元件和第二辐射元件的操作模式。因此,当馈送端口接通时,相关联的辐射元件用作在相应的阻抗匹配电路所支持的频率处谐振的驱动(或馈电)天线。当馈送端口断开(即,电断开)时,允许相关联的辐射元件浮置(即,在任何支持的频率处谐振)。当馈送端口接地时,相关联的辐射元件用作寄生元件(即,在特定的频率处谐振,从而有效地防止其它辐射元件支持该频率)。因此,将清楚的是,本发明的实施例实现了不同的操作模式集合,从而相对于传统的天线设计允许增加的可调谐性。

[0058] 在本发明的一个实施例中,其它天线的第一辐射元件可以具有约0.4到3GHz的调谐范围,而其它天线的第二辐射元件可以具有约1.6到3GHz(或者更高)的调谐范围。

[0059] 可以采用单个调谐电容器在每一个操作模式中调谐其它天线的每一个辐射元件。单个调谐电容器可以由变容二极管构成。

[0060] 在某些实施例中,可以使用三个或更多个辐射元件来进一步增加其它天线的频率调谐灵活性。第三或后续辐射元件可以位于上文定义的第一间隙中。第三或后续辐射元件可以被配置为在大于3GHz的频率处操作。

[0061] 将理解的是,如上文所述的采用其它天线的优点在于它使本领域技术人员能够容易地针对大量操作频率来配置天线。此外,可以容易地实现各个阻抗匹配电路配置以使其其它天线能够在监听模式和应用模式中操作。因此,上文所述的其它天线设计可以提供宽频率调谐范围或宽带性能。然而,它不能单独地提供MIMO性能,这是因为当两个端口处于相同的频率时,在两个端口之间存在强耦合。即使在相对低的频率(例如,700MHz)处,仿真结果显示耦合约为零,然而,应当注意的是,针对适用于移动电话应用的产品,优选至少-15dB的耦合。

[0062] 因此,期望将其它天线与本发明的第一方面的平衡天线系统相结合以提供适用于MIMO应用的至少两个去耦合的可重新配置的天线。仿真已经显示,利用本发明的第二方面的实施例可以实现至少-30.53dB的隔离度,从而使得这种结构对于MIMO设备是理想的。这些结果还建议,天线结构可以提供宽可调谐范围(即,从470MHz到2200MHz),并且具有用于在移动设备中使用以覆盖DVB-H、GSM710、GSM850、GSM900、GPS1575、GSM1800、PCS1900和UMTS2100的可能性。因此,所提出的天线结构是MIMO应用的理想候选,特别是在诸如电话、膝上型计算机和PDA之类的小型终端移动设备中。

[0063] 将理解的是,进行参数研究以评估根据本发明的实施例的特定天线结构的最佳构造。

附图说明

[0064] 现在将参照附图来描述本发明的某些实施例,在附图中:

[0065] 图1A示出了根据本发明的第一实施例的平衡天线的正面图;

[0066] 图1B示出了图1A的平衡天线的背面图;

[0067] 图2示出了用于与图1A和图1B中的平衡天线一起使用的平衡-不平衡转换器配置的电路图;

[0068] 图3示出了根据本发明的实施例的平衡天线系统的示意图;

[0069] 图4示出了针对本发明的实施例的阻抗匹配电路配置的电路图;

[0070] 图5示出了根据本发明的实施例的平衡天线系统的电路图,并且包括多个平衡-不平衡转换器配置和多个阻抗匹配配置;

[0071] 图6示出了图5中所示的电路的第一配置在从1.11pF到10pF的变容二极管的电容范围上的回波损耗对频率的图示;

[0072] 图7示出了图5中所示的电路的第二配置在从0.21pF到10pF的变容二极管的电容范围上的回波损耗对频率的图示;

[0073] 图8示出了图5中所示的电路的第三配置在从0.38pF到10pF的变容二极管的电容范围上的回波损耗对频率的图示;

[0074] 图9A示出了包括图1A和图1B的平衡天线以及底盘天线的组合MIMO天线系统的正面图;

[0075] 图9B示出了图9A的组合MIMO天线系统的背面图;

[0076] 图10示出了当图9A和图9B的MIMO天线系统连接到图5中所示的电路时针对该MIMO天线系统的S参数的图示;

[0077] 图11A示出了当驱动平衡天线时遍布图9A和图9B的MIMO天线系统的电流分布;

[0078] 图11B示出了当驱动底盘天线时遍布图9A和图9B的MIMO天线系统的电流分布;

[0079] 图12A示出了当驱动平衡天线时遍布图9A和图9B的MIMO天线系统的平均电流分布;

[0080] 图12B示出了当驱动底盘天线时遍布图9A和图9B的MIMO天线系统的平均电流分布;

[0081] 图13A示出了当在700MHz驱动平衡天线时图9A和图9B的MIMO天线系统的远场电流分布;

[0082] 图13B示出了当在700MHz驱动底盘天线时图9A和图9B的MIMO天线系统的远场电流分布;

[0083] 图14A示出了包括图1A和图1B的平衡天线和安装在侧面的底盘天线的另一个组合MIMO天线系统的正面图;

[0084] 图14B示出了图14A中所示的组合MIMO天线系统的背面图;

[0085] 图15示出了当图14A和图14B的MIMO天线系统连接到图5中所示的电路时针对该MIMO天线系统的S参数的图示;

[0086] 图16A示出了包括图1A和图1B的平衡天线和安装在侧面的第二平衡天线的另一个组合MIMO天线系统的正面图;

- [0087] 图16B示出了图16A中所示的组合MIMO天线系统的背面图；
- [0088] 图17示出了当图16A和图16B的MIMO天线系统连接到图5中所示的电路时针对该MIMO天线系统的S参数的图示；
- [0089] 图18A示出了包括两个平衡天线和安装在侧面的底盘天线的另一个组合MIMO天线系统的正面图；
- [0090] 图18B示出了图18A中所示的组合MIMO天线系统的背面图；
- [0091] 图19示出了当图18A和图18B的MIMO天线系统连接到图5中所示的电路时针对该MIMO天线系统的S参数的图示；
- [0092] 图20示出了用于在本发明的实施例中使用的可替换的平衡-不平衡转换器配置的电路图；
- [0093] 图21A示出了根据本发明的另一实施例的平衡天线的正面图；
- [0094] 图21B示出了图21A的平衡天线的背面图；
- [0095] 图21C示出了图21A中所示的辐射元件的放大平面图；
- [0096] 图22示出了图21A至图21C的天线的平衡-不平衡转换器和匹配电路布置；
- [0097] 图23示出了图22的电路的输出 Z_{b1} 和 Z_{b2} 的相位对频率的图示；
- [0098] 图24示出了当图22的匹配电路中的变容二极管从10pF改变为0.2pF时仿真的反射系数对频率；
- [0099] 图25A示出了根据本发明的另一实施例的平衡天线的正面透视图以及放大的细节图；
- [0100] 图25B示出了图25A的平衡天线的背面图；
- [0101] 图25C示出了图25A和图25B的平衡天线的辐射元件的正面平面图；
- [0102] 图26示出了包括图25A至图25C的天线的平衡-不平衡转换器和匹配电路布置的电路图；
- [0103] 图27示出了当图26的电路中的变容二极管从10pF改变为0.1pF时仿真的反射系数对频率；
- [0104] 图28示出了包括图21A至图21C的天线的平衡-不平衡转换器和匹配电路布置的可替换的电路图；
- [0105] 图29示出了当图28的电路中的变容二极管从10pF改变为0.1pF时仿真的反射系数对频率；
- [0106] 图30示出了根据本发明的实施例的另一平衡天线的正面图和背面图；
- [0107] 图31示出了包括图30的天线的平衡-不平衡转换器和匹配电路布置的电路图；
- [0108] 图32示出了当图31的电路中的变容二极管从10pF改变为0.28pF时仿真的反射系数对频率；
- [0109] 图33A示出了根据本发明的实施例的另一平衡天线的正面透视图；
- [0110] 图33B示出了图33A的平衡天线的背面透视图；
- [0111] 图34示出了用于驱动图33A和图33B的天线中的辐射元件中的每一个的电路图；
- [0112] 图35示出了当图34的电路中的变容二极管从约15.4pF改变为0.4pF时测量的反射系数对频率；以及
- [0113] 图36示出了与图33B的视图类似的视图，但是其中，已经将接地面修改为包括槽

(slot)。

具体实施方式

[0114] 参照图1A和图1B,示出了根据本发明的第一实施例的平衡天线系统10。如下面更详细地描述的,平衡天线系统10是可重新配置的,并且被设计为在诸如移动电话、膝上型计算机或PDA之类的便携式产品中使用。

[0115] 在微波基板12(例如,印刷电路板,PCB)上设置平衡天线系统10,使得该系统可以容易地被容纳在传统的移动电话中,其中,微波基板12具有约 $116 \times 40 \text{mm}^2$ 的表面积和约1.15mm的厚度。

[0116] 如图1A所示,在基板12的第一面(side)16上、在基板12的第一端部18处设置了第一辐射元件14。第一辐射元件14是由基本上为U形的第一带层20构成,该U形的第一带层20位于基板12的第一端部18的一半中,并且被定向为使得其开口端22向内朝向第一端部18的中心区域。在第一带20的与基板12的中心最接近的起点处设置较短的馈线24,并且馈线24沿着基板12的长向延伸。

[0117] 与第一辐射元件14基本上类似的第二辐射元件26也被设置在基板12的第一面16上,并且位于基板12的第一端部18的相邻一半中。因此,第二辐射元件26是由基本上为U形的第二带层28构成,该U形的第二带层28也被定向为使得其开口端30向内朝向第一端部18的中心区域。因此,第二辐射元件26被定向在与第一辐射元件14相反的方向上。同样在第二带28的与基板12的中心最接近的起点处设置较短的馈线32,并且馈线32沿着基板12的长向延伸。

[0118] 在第一辐射元件14和第二辐射元件26的相应馈线24、32之间、并且在第一带20和第二带28的相应端36之间设置了间隙34。因此,第一辐射元件14和第二辐射元件26形成了偶极天线37。在图1A所示的实施例中,第一辐射元件14和第二辐射元件26一起在约 $40 \times 10 \text{mm}^2$ 的区域上延伸。

[0119] 如图1B所示,在基板12的与第一面16相对的第二面40上设置了接地面38。接地面38基本上是矩形的,并且基本上占据从基板12的(与第一端部18相对的)第二端42到与馈线24、32基本上相对的位置的整个基板12表面。接地面38具有约 $100 \times 40 \text{mm}^2$ 的大小。

[0120] 平衡天线系统10还包括平衡-不平衡转换器和两个匹配电路,连接到第一辐射元件14和第二辐射元件26,并且为了清楚的原因,未在图1A和图1B中示出,但是它们将被设置在基板12的与接地面40相对的第一面16上。

[0121] 在图2中通过LC电路图的方式示出了适当的平衡-不平衡转换器50的示例。该特定的平衡-不平衡转换器50具有宽带配置,并且基本上如Iizuka和Watanabe在公开的日本专利申请号2005-198167中所描述的。因此,平衡-不平衡转换器50包括形成T结52的输入端的第一(不平衡)端口 Z_u ,T结52被配置为将在第一端口 Z_u 处接收的电信号分到较高的路径54和较低的路径56中。较高的路径54被布置为馈送到第一高通滤波器(HPF)中,并且较低的路径56被布置为馈送到第二低通滤波器(LPF)中。

[0122] 高通滤波器(HPF)由L-C电路构成,该L-C电路具有串联连接的三个电容器 C_{H1} 、 C_{H2} 、 C_{H1} 以及通过在电容器之间设置的相应分支并联连接的两个电感器 L_{H1} 、 L_{H1} 。电感器 L_{H1} 中的每一个连接到接地面40,并且来自电容器 C_{H1} 、 C_{H2} 、 C_{H1} 的输出构成阻抗 Z_{bh} 。

[0123] 低通滤波器 (LPF) 是由 L-C 电路构成, 该 L-C 电路具有串联连接的三个电感器 L_{L1} 、 L_{L2} 、 L_{L1} 和通过在电感器之间设置的相应分支并联连接的两个电容器 C_{L1} 、 C_{L1} 。每一个电容器 C_{L1} 连接到接地面 40, 并且来自电感器 L_{L1} 、 L_{L2} 、 L_{L1} 的输出构成阻抗 Z_{bL} 。 Z_{bh} 和 Z_{bL} 一起形成了平衡输出 Z_b 。

[0124] 如图 3 所示, 根据本发明的实施例的平衡天线系统 10 包括如图 2 中所示的平衡-不平衡转换器 50, 其用于使用在其自身与如图 1A 中所示的平衡偶极天线 37 之间设置的阻抗匹配电路 60 来向平衡偶极天线 37 进行馈送。将注意的是, 在该图示中, 示出了输入端口 1, 其馈送到平衡-不平衡转换器 50 的第一 (不平衡) 端口 Z_u , 以驱动平衡天线系统 10。更具体地说, 来自平衡-不平衡转换器 50 的具有阻抗 Z_{bh} 的高通滤波器连接到匹配电路 60 并且连接到偶极天线 37 的馈源 1 (即, 图 1A 的馈线 24), 而来自平衡-不平衡转换器 50 的具有阻抗 Z_{bL} 的低通滤波器连接到匹配电路 60 并且连接到偶极天线 37 的馈源 2 (即, 图 1A 的馈线 32)。

[0125] 如下面将更详细地解释的, 通过在偶极天线 37 与平衡-不平衡转换器 50 之间并入匹配电路 60, 可以使系统可重新配置, 并且系统可以用于提供从 470MHz 到 2200MHz 的宽调谐范围, 这可以覆盖 DVB-H、所有 GSM 和 UMTS 2100 频带。

[0126] 图 4 示出了可以在本发明的实施例中使用的特定的阻抗匹配电路 60 的电路图。将注意的是, 在该图示中, 来自平衡-不平衡转换器 50 的具有阻抗 Z_{bh} 的高通滤波器和具有阻抗 Z_{bL} 的低通滤波器分别前往馈源 1 和馈源 2 的路径被分隔开, 使得阻抗匹配电路 60 被分成第一匹配电路 62 和第二匹配电路 64。在该特定的实施例中, 第一匹配电路 62 和第二匹配电路 64 是相同的, 并且被配置为向平衡偶极天线 37 中的每一条支路提供阻抗变换。

[0127] 更具体地说, 第一匹配电路 62 和第二匹配电路 64 中的每一个包括并联连接到接地面 40 的电感器 L_2 和串联连接的电容器 C_1/C_2 和电感器 L_1 。电容器 C_1/C_2 是可变的, 以允许调节第一匹配电路 62 和第二匹配电路 64 的阻抗, 以在频率范围上调谐天线 37。

[0128] 虽然图 4 中所示的实施例可以实现某一频率范围上的调谐, 但是已经发现, 可以通过将多个平衡-不平衡转换器配置和多个阻抗匹配配置包含在集成调谐电路 70 中来实现更大的调谐范围, 如图 5 中所示。在该实施例中, 在电路 70 的左手侧处设置了输入端口 1 (不平衡馈线), 并且经由平衡-不平衡转换器配置 72 将不平衡馈线转换为两个平衡馈线。高通滤波器连接到第一阻抗匹配电路 74 并且经由馈源 1 连接到平衡偶极天线 37, 而低通滤波器连接到第二阻抗匹配电路 76 并且经由馈源 2 连接到平衡偶极天线 37。

[0129] 平衡-不平衡转换器配置 72 包括第一高通滤波器 78 和第二高通滤波器 80, 其在构造上与上文关于图 2 所描述的高通滤波器相同, 但是针对电容器和电感器中的每一个具有不同的值。设置了第一 (单刀双掷) 开关 82 以选择第一高通滤波器 78 或第二高通滤波器 80 之一, 以便在任何时候使用。还设置了第一低通滤波器 84 和第二低通滤波器 86, 其在构造上与上文关于图 2 所描述的低通滤波器相同, 但是同样地针对电容器和电感器中的每一个具有不同的值。设置了第二 (单刀双掷) 开关 88 以选择第一低通滤波器 84 或第二低通滤波器 86 之一, 以便在任何时候使用。

[0130] 第一阻抗匹配电路 74 具有上文关于图 4 所述的形式, 但是包括可以被选择作为并联电感器 (L_2) 的三个不同的电感器 (L_7 、 L_8 、 L_9) 和可以被选择作为串联电感器 (L_1) 的另外三个不同的电感器 (L_1 、 L_2 、 L_3)。设置了多个开关以激活针对第一阻抗匹配电路 74 的期望的组件组合。如上所述, 在两组电感器之间设置了可调谐的电容器 C_1 (即, 变容二极管)。可以将

可调谐的电容器 C_1 从0.2pF调谐到10pF。

[0131] 类似地,第二阻抗匹配电路76具有上文关于图4所述的形式,但是也包括可以被选择作为并联电感器(L_2)的三个不同的电感器(L_{14} 、 L_{15} 、 L_{16})和可以被选择作为串联电感器(L_1)的另外三个不同的电感器(L_4 、 L_5 、 L_6)。设置了多个开关以激活针对第二阻抗匹配电路76的期望的组件组合。与前面一样,在两组电感器之间设置可调谐的电容器 C_2 (即,变容二极管)。可以将可调谐的电容器 C_2 从0.2pF调谐到10pF。

[0132] 使用仿真工具(CST Microwave Studio®)来设计图5中所示的电路,其中,使用瞬态求解器来仿真图1A和图1B的天线结构,以产生表示天线响应的1端口S参数文件,并且这用作设计匹配网络的出发点。使用文献中可用的标准公式来计算第一匹配电路74和第二匹配电路76内的组件的值。然后,使用Microwave Office(可以从AWR公司购买的RF/微波设计平台)来调节每一个电感器的值,以优化天线的回波损耗性能。在该设计过程阶段期间,将电容器 C_1 和 C_2 分别固定为10pF。注意,针对本文所描述的所有仿真,使用相同的仿真工具。

[0133] 申请人在这些仿真期间发现,为了在整个期望的操作频带(470MHz至2200MHz)上获得单个谐振,在至少6dB的回波损耗的情况下,需要针对匹配网络74、76中的每一个的三个不同的配置以及针对平衡-不平衡转换器72的两个不同的配置。已经将这些不同的配置集成到如图5中所示的电路中,但是如果期望的话,可以将这些不同的配置作为三个单独的电路来提供。

[0134] 下面的表2列出了为了产生要求的频谱覆盖的图5中所示的开关所需的逻辑状态。在该实施例中,诸如图5中的开关82之类的单刀双掷开关处于用“1”表示的“接通”位置和用“0”表示的“断开”位置。对于如图5中所示的双刀双掷开关,“0”表示标记为1和2的节点连接、并且标记为4和5的节点连接的情形,而“1”表示标记为1和3的节点连接、并且标记为4和6的节点分别连接的情形。如图5所示,示出了开关中的每一个处于默认位置。

[0135]

模式	X	Y	Z	操作频带输出 (MHz)
A	1	1	0	470-640

[0136]

B	1	0	0	630-1520
C	0	0	1	1500-2200

[0137] 表2操作逻辑状态

[0138] 因此,表2中所描述的并且被标记为模式A、B和C的三个状态涉及天线的三个相对窄的操作频带。

[0139] 在模式A操作中,如图6中所示,可以通过将变容二极管 C_1 和 C_2 一起从10pF改变为1.11pF来将谐振频率从470MHz移动到640MHz。

[0140] 图7示出了模式B操作,在该模式B操作中,可以通过将变容二极管 C_1 和 C_2 一起从10pF改变为0.21pF来将谐振频率从630MHz调谐到1520MHz。

[0141] 类似地,图8示出了当变容二极管 C_1 和 C_2 一起从10pF改变为0.38pF并且谐振频率从1500MHz移动到2200MHz时的模式C操作。

[0142] 因此,使用理想组件的仿真结果显示,本天线结构具有1730MHz的宽调谐范围。因此,可以将天线的谐振频率调谐为覆盖DVB-H、GSM710、GSM850、GSM900、GPS1575、GSM1800、

PCS1900和UMTS2100频带。

[0143] 将注意到,虽然在上面的示例中,变容二极管 C_1 和 C_2 均一起改变,但是在其它实施例中,可以通过将每一个变容二极管设置为不同的值来实现调谐。

[0144] 在图9A和图9B中示出了根据本发明的另一实施例的适用于多输入多输出(MIMO)应用的天线结构90。天线结构90包括上文所描述的平衡天线系统10以及两端口底盘天线100。如上文所解释的,MIMO设备利用多个不相关的信道/天线,以在不需要额外的频谱或发射机功率的情况下增加通信链路的容量。不相关的天线应当终止于最佳位置,以引起所需的(或最佳的)天线与天线隔离。通常,当天线分隔开最大可用距离(例如,一个天线在基板12的顶部边缘处,而另一个天线在底部边缘处)时,达到了最佳隔离值。在该特定的实施例中,天线沿着基板12的长分离约100mm的距离。

[0145] 在本申请中,描述了根据本发明的MIMO系统的很多示例。对于前三种情况,将注意到,MIMO系统包括两个分离的天线。而在第四种情况中,MIMO系统包括三个分离的天线。

[0146] 在如图9A和图9B中所示的MIMO系统中,两端口底盘天线100为在GB0918477.1中详细描述的类型,并且包括能够同时进行双频带操作的一对非谐振耦合元件112、114。耦合元件112、114占用相对较小的体积空间 $40 \times 5 \times 7 \text{mm}^3$,并且位于与基板12的第二面40相同的面上的底盘116的顶部上,而平衡天线系统10的偶极天线37位于相对的第一面16上。

[0147] 更具体地说,两个耦合元件112、114被安装在彼此邻近的位置处并且通过接地面38来驱动。第一耦合元件112由L形的金属片构成,该L形的金属片具有与接地面38平行的、构成底盘的平面部分116和与接地面38垂直的垂直部分118。如上所述,在基板的与接地面38相对的面上设置平面部分116,并且平面部分116在横向上与接地面38隔开。垂直部分118从平面部分116的与接地面38最远的边缘开始延伸,使得垂直部分118与接地面38相隔所谓的第一间隙120。在该特定的实施例中,第一间隙120小于10mm。

[0148] 第二耦合元件114也由金属片构成,在该情况下,金属片形成了平面矩形。第二辐射元件114也被定向为与接地面38垂直,并且位于第一间隙120内。因此,L形的第一耦合元件112在两个相邻面上有效地围绕第二辐射元件114。在所示的实施例中,第二耦合元件114约为第一耦合元件112的长度的一半,并且从第一耦合元件112的边缘被略微插入。接地面38与第二耦合元件114之间的距离形成了所谓的第二间隙122。第二耦合元件114与第一耦合元件112的垂直部分118之间的距离确定它们之间的互耦的量。因此,该距离被称作互间隙124。

[0149] 虽然未示出,但是每一个辐射元件112、114分别经由第二馈送端口126和第三馈送端口128连接到第一控制模块和第二控制模块。第二馈送端口126(端口2)在第一耦合元件112的垂直部分118与第一控制模块(未示出)之间延伸,并且沿着第一耦合元件112的长位于约三分之一的距离处。第三馈送端口128(端口3)位于第二馈送端口126附近,并且连接到相邻的第二控制模块(未示出)。如GB0918477.1中所描述的,每一个耦合元件112、114可以单独地被选择性地驱动,被允许浮置,或者通过相应控制模块的操作而被束缚于接地状态。因此,可以以与上文关于调谐平衡偶极天线37所述的方式类似的方式,通过选择不同的操作模式来动态地调谐每一个耦合元件112、114的操作频率。

[0150] 可以通过经由端口1驱动平衡天线系统10并且使用端口2和端口3操作底盘天线100的耦合元件112、114中的每一个,来操作MIMO天线结构90。为了说明的目的,端口1被连

接到与如图5中所示的电路类似的电路,并且关于底盘天线100只激活端口2。更具体地说,端口2连接到如GB0918477.1中所描述的类型电路,而端口3仅连接到50欧姆的负载,但是可能已经被单独地调谐。

[0151] 图10示出了图9A和图9B的MIMO天线结构在上述环境下的S参数的图示。因此,发现平衡天线系统10的回波损耗约为-11.62dB,而底盘天线100的端口2的回波损耗约为-35.92dB。通过图10还将清楚的是,S₂₁回波损耗(其是平衡天线10与底盘天线100之间的隔离度的测量值)约为-30.53dB。

[0152] 可以通过图11A和图11B的电流分布图来说明平衡天线10与底盘天线100之间的低隔离度,其中,这些电流分布图是在驱动平衡天线10(图11A)或者驱动底盘天线100(图11B)时获得的。因此,可以看出,在每一种情况下,电流非常集中于正在被驱动的天线附近,只有很少电流或者没有电流在另一天线中流动。

[0153] 图12A和图12B还通过当驱动平衡天线10或者驱动底盘天线100时的平均电流分布的图示来证实了该结果。

[0154] 如图13A和图13B中所示,当驱动平衡天线时(图13A)和当驱动底盘天线时(图13B),针对MIMO天线系统的电流分布的方向性是不同的。因此,这解释了为什么在两个天线之间耦合较低。

[0155] 注意,当前的仿真是使用理想组件来计算的。实际上,将图5的匹配电路与天线结构90集成在一起将对天线结构的效率和增益产生影响。已经计算出该影响,使得在已经将天线结构90连接到匹配电路以后,平衡天线具有-1.038dB的总效率和0.7664dB的实际增益,而底盘天线具有-5.06dB的总效率和-3.072dB的实际增益。因此,这些结果反映了匹配电路的加性损耗。

[0156] 图14A和图14B分别示出了另一个组合MIMO天线系统140的正面图和背面图,该组合MIMO天线系统140包括图1A和图1B的平衡天线10和图9A和图9B的底盘天线100,但是在该情况下,底盘天线100被安装在侧面而不是在基板12的端部上。当与平衡天线10相比时,底盘天线100仍然安装到基板12的对端(和基板的相对面上),以在该配置中在两个天线之间提供最大可能的分离。如图所示,这些天线沿着基板12的长向分离约60mm的距离。

[0157] 如上所述,端口1连接到平衡天线10并且由图5的电路驱动,端口2连接到较大的耦合元件112(由GB0918477.1中所描述的类型匹配电路驱动),并且端口3连接到较小的耦合元件114并且仅束缚于50欧姆的负载。

[0158] 图15示出了结合图5的匹配网络的平衡天线10的回波损耗约为-22.16dB,而底盘天线100的回波损耗约为-46.98dB。通过图15还将清楚的是,平衡天线10与底盘天线100之间的S₁₂隔离度约为-22.62dB。

[0159] 图16A和图16B分别示出了另一个组合MIMO天线系统150的正面图和背面图,该组合MIMO天线系统150包括图1A和图1B的平衡天线10以及第二平衡天线152(其与图1A和图1B的平衡天线相同),并且当与平衡天线10相比时,第二平衡天线152被安装到基板12的对端(和基板12的相同面上),但是如所看到的,被定向为垂直于平衡天线10并且沿着顶部边缘放置。如图所示,这些天线沿着基板12的长分离约60mm的距离。

[0160] 在该实施例中,端口1如上所述地进行连接,端口2连接到第二平衡天线152,并且连接到与图5中所示的电路类似的另一个优化的电路。

[0161] 图17示出了当天线中的每一个连接到相应的匹配网络时针对MIMO天线系统150的S参数。平衡天线10的回波损耗约为-11.12dB,而第二平衡天线152的回波损耗约为-9.52dB。还可以看出,在该实施例中,两个平衡天线之间的S12隔离度约为-17.65dB。

[0162] 图18A和图18B分别示出了另一个组合MIMO天线系统160的正面图和背面图,该组合MIMO天线系统160包括两个平衡天线10(其与关于图1A和图1B所描述的平衡天线相同)和关于图9A和图9B所描述的底盘天线100。然而,在该特定的实施例中,基板162具有约 $90 \times 66\text{mm}^2$ 的面积,底盘天线100被安装在基板162的长边中间,并且两个平衡天线10被安装到基板162的与底盘天线100相距最远的两个角中的每一个。两个平衡天线10还被定向在相对于基板162的长约 45° 的内倾角处。两个平衡天线10在沿着基板162的短边的方向上均与底盘天线100分离约30.64mm,并且沿着基板162的长边彼此分离约19.29mm。

[0163] 在该实施例中,端口1和端口2连接到平衡天线10中的每一个和其相应的匹配电路,而端口3连接到底盘天线100的较大耦合元件112(及其优化的匹配电路)。在该实施例中,较小的耦合元件114保持开路。

[0164] 图19示出了结合了匹配网络的平衡天线10中的第一个的回波损耗约为-28.32dB,而结合了匹配网络的平衡天线10中的第二个的回波损耗约为-12.14dB,并且结合了匹配网络的较大耦合元件112的回波损耗约为-23.41dB。拟合(fit)还显示,这些天线之间的隔离度为:两个平衡天线之间的约为-10.885dB、底盘天线与第二平衡天线之间的约为-16.88dB以及底盘天线与第一平衡天线之间的约为-17.07dB。

[0165] 图20示出了可以在本发明的实施例中使用的可替换的平衡-不平衡转换器170的电路图。平衡-不平衡转换器170包括基本上如Yeh Liu和Chiou于2005年2月在IEEE Microwave and Wireless Components Letters的第15卷第2号中发表的“Compact 28-GHz Subharmonically Pumped Resistive Mixer MMIC Using a Lumped-Element High-Pass/Band-Pass Balun”中描述的LC电路。

[0166] 如图所示,平衡-不平衡转换器170包括高通滤波器(第一滤波器)172和带通滤波器(第二滤波器)174。第一(不平衡)端口 Z_0 经由T结连接到高通滤波器172和带通滤波器174。高通滤波器172包括电容器C和电感器L,并且来自高通滤波器172的输出构成了阻抗 Z_{b1} 。带通滤波器174包括三个电感器和两个电容器,并且来自带通滤波器174的输出构成了阻抗 Z_{b2} 。在该实施例中,应当注意的是,电感器L均是相同的,但是在带通滤波器174中,电容器之一(构成标记为2C的旁路电容器)是其它电容器C的值的两倍。

[0167] 将注意的是,平衡-不平衡转换器170实质上是异相功率分配器,其包括并联连接的一个高通滤波器172和一个带通滤波器174。虽然该平衡-不平衡转换器170可以提供宽带宽操作(并且与上文所描述的平衡-不平衡转换器50相比具有更少的组件,从而导致更少的损耗),但是实际上,平衡-不平衡转换器170可能在不平衡输出 Z_{b1} 与 Z_{b2} 之间提供小于180度的相位差。因此,在需要180度的相位差的实施例中,采用图2中所示的类型的平衡-不平衡转换器可能更方便,而在不需要180度的相位差的实施例中,采用图20中所示的类型的平衡-不平衡转换器可能更方便。

[0168] 还已经发现,当在本发明的实施例中采用平衡-不平衡转换器170的情况下,可以通过采用仅一个平衡-不平衡转换器170配置并且针对第一匹配电路和第二匹配电路中的每一个仅采用两个配置来获得约470至2200MHz的期望的调谐范围。因此,当与图5中所示的

实施例相比时,可以采用更简单的电路。

[0169] 将在图21A至图21C中示出根据本发明的另一个实施例的平衡天线系统200。如上所述,平衡天线系统200是可重新配置的,如下面更详细描述,并且平衡天线系统200被设计为在诸如移动电话、膝上型计算机或PDA之类的便携式产品中使用。

[0170] 在微波基板202(例如,印刷电路板(PCB))上设置了平衡天线系统200,使得系统可以容易地被容纳在传统的移动电话中,其中,该微波基板202具有约110mm的长度 L_1 、约40mm的宽度 W 和约5mm的厚度 H 。

[0171] 如图21C中最佳地示出的,在基板202的第一面206上、在基板202的第一端部208处设置了第一辐射元件204。第一辐射元件204由基本上为L形的第一带层构成,该L形的第一带层位于基板202的朝向第一端部208的一半中,并且被定向为使得其开口侧212向内朝向第一端部208的中心区域。在第一辐射元件204的与基板202的中心最接近的起点处设置较短的馈线214,并且馈线214沿着基板202的长向延伸。

[0172] 与第一辐射元件204基本上类似的第二辐射元件216也被设置在基板202的第一面206上,并且位于基板202的第一端部208的相邻一半中。因此,第二辐射元件216由基本上为L形的第二带层构成,该L形的第二带层也被定向为使得其开口侧220向内朝向第一端部208的中心区域。因此,第二辐射元件216被定向在与第一辐射元件204相反的方向上。同样地,在第二辐射元件216的与基板202的中心最接近的起点处设置较短的馈线222,并且馈线222沿着基板202的长向延伸。

[0173] 在第一辐射元件204和第二辐射元件216的相应馈线214、222之间、并且在第一带和第二带的相应端226之间设置了间隙224。因此,第一辐射元件204和第二辐射元件216形成了偶极天线227。在图21C所示的实施例中,第一辐射元件204和第二辐射元件216具有沿着基板202的长向延伸约70mm的长边 l_1 和沿着基板202的宽向延伸约19mm的短边 l_2 。第一带和第二带的宽度 w 约为1mm,并且间隙224具有约2mm的宽度 d 。馈线214、222中的每一个具有约10mm的长度 l_3 。

[0174] 如图21B所示,在基板202的与第一面206相对的第二面230上设置了接地面228。接地面228基本上为矩形,并且基本上占据从基板202的(与第一端部208相对的)第二端232到与馈线214、222的自由端基本上相对的位置的整个基板202表面。接地面228具有约100mm的长度 L_2 ,并且在基板202的整个宽度 W 上延伸。

[0175] 平衡天线系统200还包括平衡-不平衡转换器和两个匹配电路,连接到第一辐射元件204和第二辐射元件216,并且为了清楚的原因,未在图21A至图21C中示出,但是它们将被设置在基板202的与接地面228相对的第一面206上。

[0176] 图22示出了图21A至图21C的天线200的适合的平衡-不平衡转换器240和匹配电路布置250的电路图。平衡-不平衡转换器240包括一个(1nH的)电感器 L_5 和一个(0.1pF的)电容器 C_3 ,其是来自分离不平衡信号 Z_u 的T结242的并联分支。匹配电路布置250包括第一匹配电路252和第二匹配电路254,其中,第一匹配电路252连接到平衡-不平衡转换器240的电感器 L_5 并且终止于平衡信号 Z_{b1} ,该平衡信号 Z_{b1} 实际上被馈送到第一辐射元件204的馈线214中,第二匹配电路254连接到平衡-不平衡转换器240的电容器 C_3 并且终止于平衡信号 Z_{b2} ,该平衡信号 Z_{b2} 实际上被馈送到第二辐射元件216的馈线222中。第一匹配电路252和第二匹配电路254均包括电感器 L_3 、 L_4 (均为3.5nH)、电容器 C_1 、 C_2 (均为10pF)和第二电感器 L_1 、 L_2 (均

为9.4nH)。在每一种情况下,电容器C1、C2中的每一个由能够从10pF变为0.2pF的变容二极管替换。

[0177] 如图23所示,已经对第一匹配电路252和第二匹配电路254以及平衡-不平衡转换器240的集成进行了优化,以产生约 180° 的所需相位差,从而在所需的操作带宽中传送针对不平衡馈送 Z_a 的平衡馈送 Z_{b1} 和 Z_{b2} 。

[0178] 图24示出了当由图22的电路对较大的平衡天线200进行馈送时针对较大的平衡天线200的仿真反射系数对频率。更具体地说,平衡天线被配置为同时提供三个谐振,并且匹配电路布置250中的变容二极管(标记为C1和C2)可以从10pF改变为0.2pF,以同时移动三个谐振频率,从而覆盖低频带(从700MHz到1010MHz)、中频带(从1620MHz到2490MHz)和高频带(从2740MHz到3000MHz以上),同时使回波损耗维持在6dB以上。因此,即使当考虑实际组件的损耗时,当前的天线结构200也能够所需的操作频带中提供高效率。进一步优化天线结构或添加其它匹配电路可以用于覆盖任何剩余的感兴趣的频带。

[0179] 图25A、图25B和图25C示出了根据本发明的另一实施例的可重新配置的平衡偶极天线300,其具有单个可调谐的谐振频率。在微波基板302(Taconic TLY-3-0450-C5)上设置平衡天线300,该微波基板具有2.33的介电常数、0.0009的损耗因数、1.143mm的厚度、约114mm的长度 L_1 和约40mm的宽度W。天线300包括两个金属辐射元件304,被安装在基板302的第一端306处,并且基本上在基板302的宽度W上延伸,使得它们占据约 $40\text{mm} \times 14\text{mm}$ 的总面积。辐射元件304具有0.01778mm的金属厚度并且例如使用隔离片(未示出)安装在基板302以上5mm的高度H处。因此,天线300可以容易地容纳在传统的移动电话中。

[0180] 如图25B中所示,金属接地面307被设置在基底302的背面。接地面307占据 $100 \times 40\text{mm}^2$ 的面积,并且终止在与辐射元件304所在的区域的端相反的位置处。

[0181] 辐射元件304对称地布置在基板302的中心纵轴的任意一侧上,在每一个辐射元件304之间设置了2mm的间隙d。虽然每一个辐射元件304基本上为矩形,但是在第一端306附近设置了L形的开孔(cut-out)308,使得每一个矩形的内部310未达到第一端306,并且在与第一端306相距较短的距离处设置了横向缝隙312,其从未达到的内部310向靠近基板302的边缘、但是与基板302的边缘间隔开的位置延伸。在每一个辐射元件304的位于与第一端306相对的端处的外边缘处,设置了形状为较小的矩形314的另一个开孔。在辐射元件304中的每一个的位于与第一端306相对的端处的内边缘附近设置了馈线315,以用于将辐射元件304连接到控制电路,如下面将描述的。在下面的表3中给出了平衡天线300的所有特征的尺寸。

	H	5 mm	w_4	12mm
	W	40 mm	w_5	14 mm
	L_1	114 mm	l_1	2 mm
[0182]	L_2	100 mm	l_2	10 mm
	w_1	14 mm	l_3	2 mm
	w_2	5 mm	l_4	2 mm
	w_3	17 mm	l_5	12 mm

[0183] 表3图25A至图25C中所示的天线的尺寸

[0184] 图26示出了包括图25A至图25C的天线300的平衡-不平衡转换器320和匹配电路322的电路图。实际上,平衡-不平衡转换器320和匹配电路322被设置在基板302上的与接地面307相对的位置处,并且经由馈线315连接到辐射元件304。在该实施例中,平衡-不平衡转换器320包括并联连接的10.4nH的电感器和1.9pF的电容器。匹配电路322包括两个相同的电路,其中的每一个连接在平衡-不平衡转换器320的分支与辐射元件304之一之间,并且包括与高达10pF的变容二极管C₁并联连接的1.3nH的电感器,变容二极管C₁进而与41nH的电感器串联连接。

[0185] 如图27所示,在至少6dB的回波损耗的情况下,通过将图26的变容二极管C₁从10pF改变为0.1pF,可以将天线300的频率从约700MHz调谐到高达2434MHz。对于DVB-H频带或者高于2500MHz,可以提供其它匹配电路。因此,虽然天线300在电路中的集总元件上的耗散损耗较高,并且在诸如700MHz之类的低频处效率较低,但是其大小适用于诸如手表手机等的小型终端中的MIMO应用。

[0186] 在本发明的另一实施例中,提供了具有与图21A至图21C中所示的结构相同的结构并且具有下面的表4中详细说明了的尺寸的可重新配置的平衡天线。

[0187]	H	5 mm	L₁	110 mm
	W	40 mm	L₂	100 mm
	l₁	50 mm	l₂	19 mm
	l₃	10 mm	d	2 mm
	w	1 mm	-	-

[0188] 表4图21A至图21C中所示的天线的尺寸

[0189] 因此,天线包括大小为50mm×40mm、轨道宽度为1mm、金属厚度为0.01778mm的L形的偶极臂,并且具有110×40mm²的总大小和100×40mm²的接地面大小。在微波基板材料(Taconic TLY-3-0450-C5)上构造该天线,该微波基板材料具有2.33的介电常数、0.0009的损耗因数和1.143mm的厚度。

[0190] 图28示出了上述天线的电路图。该电路包括平衡-不平衡转换器330和匹配电路332,其将被设置在基板202上与接地面228相对的位置处,并且将经由馈线214、222连接到辐射元件204、216。在该实施例中,平衡-不平衡转换器330包括并联连接的12nH的电感器和2pF的电容器。匹配电路332包括两个相同的电路,其中每一个连接在平衡-不平衡转换器330的分支与辐射元件204、216之一之间,并且包括与高达10pF的变容二极管C₁并联连接的7.3nH的电感器,变容二极管C₁进而与26nH的电感器串联连接。

[0191] 如图29中所示,在至少6dB的回波损耗的情况下,通过将图28的变容二极管C₁从10pF改变为0.1pF,可以调谐三个单独的频率以便同时覆盖从633MHz到3000MHz以上。更具体地说,可以将低频带谐振频率从648MHz调谐到1616MHz、将中频带谐振频率从1704MHz调谐到2560MHz,并且将高频带谐振频率从2280MHz调谐到3000MHz以上,同时使回波损耗维持在6dB以上。对于DVB-H频带,可以采用其它匹配电路。因此,虽然集总元件和基板中的某一耗散损耗在低频处导致低效率,但是该独特的调谐范围使该天线适用于小型终端中的MIMO应用,特别是当终端是由低损耗材料构成的时。

[0192] 图30示出了根据本发明的实施例的另一可重新配置的平衡天线400的正面图和背面图。天线400与上文所述的并且在图21A至图21C中所示的天线类似,但是这一次具有下面的表5中详细说明了尺寸。

	H	5 mm	L ₁	110 mm
	W	40 mm	L ₂	100 mm
[0193]	l ₁	70 mm	l ₂	19 mm
	l ₃	10 mm	d	2 mm
	w	1 mm	-	-

[0194] 表5图30中所示的天线的尺寸

[0195] 因此,天线400包括大小为70mm×40mm、轨道宽度为1mm、金属厚度为0.01778mm的L形的偶极辐射元件404,并且具有110×40mm²的总大小和100×40mm²的接地面406。在微波基板材料402(Taconic TLY-3-0450-C5)上构造该天线,该微波基板材料具有2.33的介电常数、0.0009的损耗因数和1.143mm的厚度。在接地面406上设置了端口408,以经由适合的电路来驱动辐射元件404。

[0196] 图31示出了天线400的这种电路图。该电路包括平衡-不平衡转换器410和匹配电路412,其将被设置在基板402上与接地面406相对的位置处(但是可以通过端口408来驱动),并且经由馈线连接到辐射元件404。在该实施例中,平衡-不平衡转换器410包括并联连接的13.2nH的电感器和2.3pF的电容器。匹配电路412包括两个相同的电路,其中的每一个连接在平衡-不平衡转换器410的分支与辐射元件404之一之间,并且包括与高达10pF的变容二极管C₁并联连接的1.9nH的电感器,变容二极管C₁进而与9.4nH的电感器串联连接。

[0197] 如图32所示,在至少6dB的回波损耗的情况下,通过将图31的变容二极管C₁从10pF改变为0.28pF,可以调谐三个单独的频率以便同时覆盖从705MHz到3000MHz以上。更具体地说,可以将低频带谐振频率从705MHz调谐到951MHz,将中频带谐振频率从1692MHz调谐到2457MHz,以及将高频带谐振频率从2826MHz调谐到3000MHz以上,同时使回波损耗维持在6dB以上。因此,使用理想组件的仿真结果显示天线400具有三频带行为。低频带和中频带可以覆盖大多数现有的蜂窝服务,这是因为低频带可以被调谐为覆盖LTE700、GSM850和EGSM900,而中频带可以被调谐为覆盖PCN、GSM1800、GSM1900、PCS和UMTS。申请人还发现,合并真实的组件在684MHz处提供了总效率的至少-3.77dB。因此,可以认为天线400能够解决可能与先前的实施例中的一些相关联的、低频处的低效率问题。

[0198] 图33A和图33B分别示出了根据本发明的实施例的、适用于多输入多输出(MIMO)应用的另一平衡天线500的正面图和背面图。天线500实质上包括图30的天线400结合了如图9A和图9B中所示的并且如上所述的两端口底盘天线100。因此,两端口底盘天线100为如GB0918477.1中详细描述的类型,并且包括能够进行同时双频带操作的一对非谐振耦合元件112、114。

[0199] MIMO天线500具有118×40mm²的总大小和100×40mm²的接地面502。底盘天线100占据40×4×7mm³的较小体积,并且安装在偏离基板402的与辐射元件404所在的端相对的第二端的位置处。如图33A中所示,在额外的U形基板504上设置了辐射元件404,U形基板504比

辐射元件404自身更宽且更长,以提供机械支撑。平衡天线元件400和底盘天线100中的耦合元件112、114是由Rohacell™材料支持的。通过接地面502设置第一端口(端口1)以经由适当的电路来驱动辐射元件404。类似地,在基板402的边缘上设置第二端口(端口2)以驱动耦合元件114,并且通过接地面502的第二端设置第三端口(端口3),以驱动耦合元件112。

[0200] 图34示出了设置在端口中的每一个与其相应的辐射和耦合元件404、112、114之间的元件的电路图。因此,对于平衡天线400,端口1连接到平衡-不平衡转换器510,该平衡-不平衡转换器510包括并联连接的13nH的电感器和3pF的电容器。然后,平衡-不平衡转换器510的每一个臂经由相同的匹配电路512连接到辐射元件404之一。每一个匹配电路512包括与高达10pF的变容二极管C₁并联连接的1.9nH的电感器,该变容二极管C₁进而与5.6nH的电感器串联连接。对于底盘天线100,第一L网络匹配电路514连接在端口2与耦合元件114之间,而第二L网络匹配电路516连接在端口3与耦合元件112之间。第一匹配电路514包括与高达10pF的变容二极管C₂并联连接的5.1nH的电感器,该变容二极管C₂进而与27nH的电感器串联连接。第二匹配电路516包括与高达10pF的变容二极管C₃并联连接的2.4nH的电感器,该变容二极管C₃进而与2nH的电感器串联连接。

[0201] 使用CST Microwave Studio®来仿真MIMO天线500,并且然后利用来自Applied Wave Research的Microwave Office,使用表示天线的频率响应的s4p文件来确定上文针对每一个匹配电路详细说明的最佳组件值。

[0202] 还使用类型为MV34003-150A、针对施加的电压0V到15V电容从0.409pF改变为15.435pF(其比上文所描述的范围更宽)的四个变容二极管C₁、C₁、C₂、C₃说明了天线500。并入10kΩ电阻器的直流偏置线附接于每一个变容二极管的阳极以提供正电压。采用电阻器来抑制出现在直流线上的任何残留的RF信号。通过使用来自Mini-Circuits®的偏置器ZX85-122G-S+从SMA连接器(即,具有50欧姆阻抗的同轴RF连接器)的内部导体提供负电压。

[0203] 图35示出了当图34的电路中的变容二极管从约15.4pF改变为0.4pF时所测量的反射系数对频率。因此,可以看出,天线500可以在三个同时的频带中操作。在测量期间,底盘天线100的端口2和3是开路。变容二极管两端的电压从0V改变为15V,并且由此产生的谐振频率针对低频带从646MHz改变为848MHz、针对中频带从1648MHz改变为2074MHz、并且针对高频带从2512MHz改变为3000MHz以上,同时使回波损耗维持在6dB以上。下面的表6示出了当变容二极管的电压从0V改变为15V时针对底盘天线100的两个端口的测量的反射系数。在每一个端口上的测量期间,另外两个端口保持开路。与平衡天线400不同,底盘天线100的每一个端口驱动单个谐振。每一个端口的频率分别从597MHz改变为1124MHz以及从1586MHz改变为2332MHz。因此,天线500提供了从646MHz到848MHz以及从1648MHz到2074MHz的MIMO操作。如果变容二极管的电容调谐范围更宽,则频率调谐范围也很可能会增大。

[0204] 表6中还示出了针对端口2和3在多个频率处的瞬时带宽。还示出了端口1的针对相同的频率的带宽。因此,这些带宽中的最小带宽表示瞬时MIMO带宽。可以看出,端口2给出了与端口3相比明显更窄的带宽。表6示出了最小MIMO带宽为14MHz(在771MHz的中心频率处),并且最大MIMO带宽是93MHz(在1812MHz的中心频率处)。

[0205]		电压 (V)	频率 (MHz)	反射系数 (dB)	带宽@ 6 dB (MHz)	在相同频率处针 对端口 1 的带宽 (MHz)
	端口 2	0	597	-19.72	39	-
[0206]		1	644	-21.30	42	17
		3.5	771	-32.71	34	14
		7	921	-18.32	44	-
		12	1075	-12.03	41	-
		15	1124	-10.62	35	-
	端口 3	0	1586	-21.60	236	-
		1	1631	-25.97	289	73
		3.5	1812	-15.89	233	93
		7	2067	-18.41	224	61
		12	2300	-25.11	204	-
		15	2332	-23.91	189	-

[0207] 表6当变容二极管从0V改变为15V时分别针对端口2和端口3(底盘天线)的测量的反射系数

[0208] 下面的表7给出了针对MIMO天线500的测量的S参数。通过这些结果可以清楚的是,隔离度良好,这是因为S21在所有频带上都为至少15dB。

[0209]	电压 (V)	端口	频率 (MHz)	S11 (dB)	S22 (dB)	S21 (dB)
	0* & 1.3 ⁺	1 & 2	646	-16.85	-32.14	-20.15
	1.72* & 2.53 ⁺	1 & 2	710	-16.25	-27.21	-17.17
	6.85* & 5.6 ⁺	1 & 2	850	-10.85	-36.53	-18.25
	0* & 1.1 ⁺	1 & 3	1645	-14.62	-25.36	-26.57
	1.9* & 2.1 ⁺	1 & 3	1710	-16.01	-18.71	-25.40
	12* & 6.4 ⁺	1 & 3	2050	-13.09	-14.54	-15.58

[0210] 表7图33A-B的MIMO天线的测量的S参数*向平衡天线的变容二极管施加的电压

[0211] 图36示出了与图33B中的视图类似的、但是其中接地面502已经被修改为在端口1周围包括U形槽520的视图。对于某些应用,期望MIMO天线500针对主发射和接收天线(例如,底盘天线100)具有至少-4.5dB的总效率、并且针对第二接收天线(例如,平衡天线400)具有-5.5dB的总效率。然而,应当注意的是,当根据图33A和图33B将底盘天线100与平衡天线400集成时,底盘天线100的实际增益在低频处下降至少5dB。为了解决该问题,申请人提出了通过在接地面502中引入槽520(如图36中所示)来隔离平衡天线400和底盘天线100的匹配电路。

[0212] 下面的表8示出了针对包括槽520的MIMO天线500(如图36中所示)的仿真的反射系数、辐射效率、总效率和实际增益。在该实施例中,在仅通过包括槽520而不影响其它参数的情况下,针对底盘天线100的实际增益改善了6.28dB(79.6%),这是因为它现在在687MHz处

为-7.89dB。

[0213]

平衡天线						底盘天线				
平衡天线的电容器	频率 (MHz)	仿真的反射系数 (dB)	仿真的辐射效率 (dB)	仿真的总效率 (dB)	仿真的实际增益 (dB)	仿真的反射系数 (dB)	仿真的辐射效率 (dB)	仿真的总效率 (dB)	仿真的实际增益 (dB)	仿真的隔离度 (dB)
10 p F	687	-20.16	-3.34	-3.38	-2.10	-12.92	-3.36	-3.59	-1.61	-48.92
	1722	-12.64	-1.24	-1.70	1.80	-10.01	-0.45	-0.70	4.49	-28.99
	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

[0214] 表8针对图36的天线的仿真的反射系数、辐射效率、总效率和实际增益

[0215] 通过上文可以清楚的是,本发明的实施例可以提供可重新配置的平衡天线,该可重新配置的平衡天线可以在宽频率范围(例如,从646MHz到3000MHz以上)上调谐,并且可以与另一个天线一起并入到具有良好天线隔离度的MIMO天线结构中。该平衡天线能够覆盖已知为DVB-H、GSM710、GSM850、GSM900、GPS1575、GSM1800、PCS1900和UMTS2100的现有的蜂窝服务频带,并且是MIMO应用的理想候选,特别是在诸如移动设备、膝上型计算机和PDA之类的小型终端中。

[0216] 本领域技术人员将清楚的是,可以在不偏离本发明的范围的情况下对上述实施例进行各种修改。具体地说,还可以将关于一个实施例所描述的特征并入到其它实施例中。

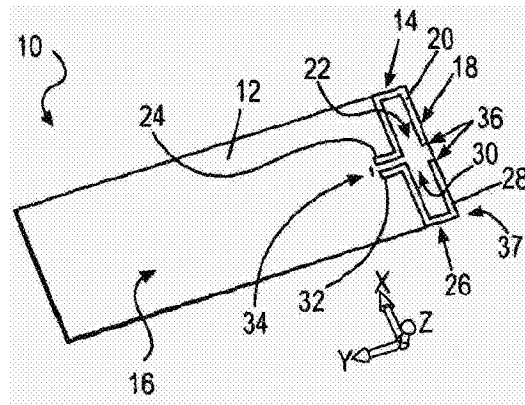


图1a

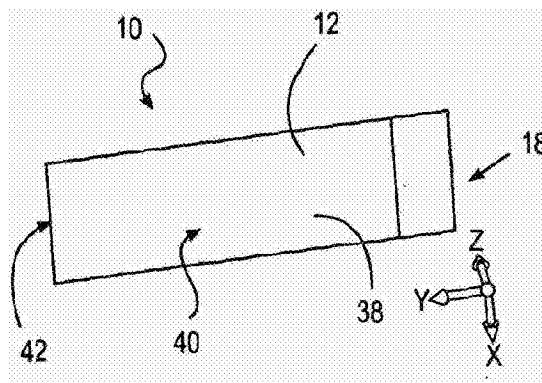


图1b

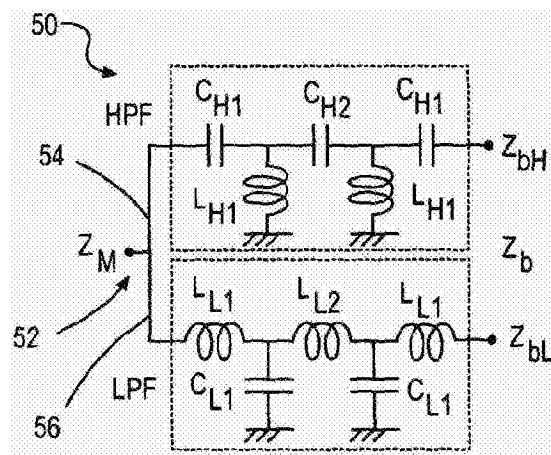


图2

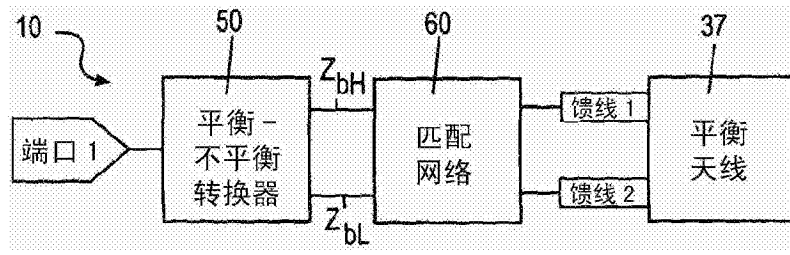


图3

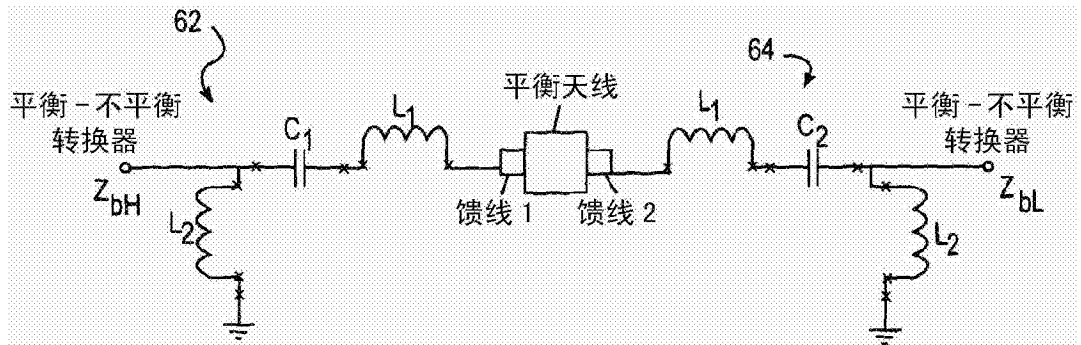


图4

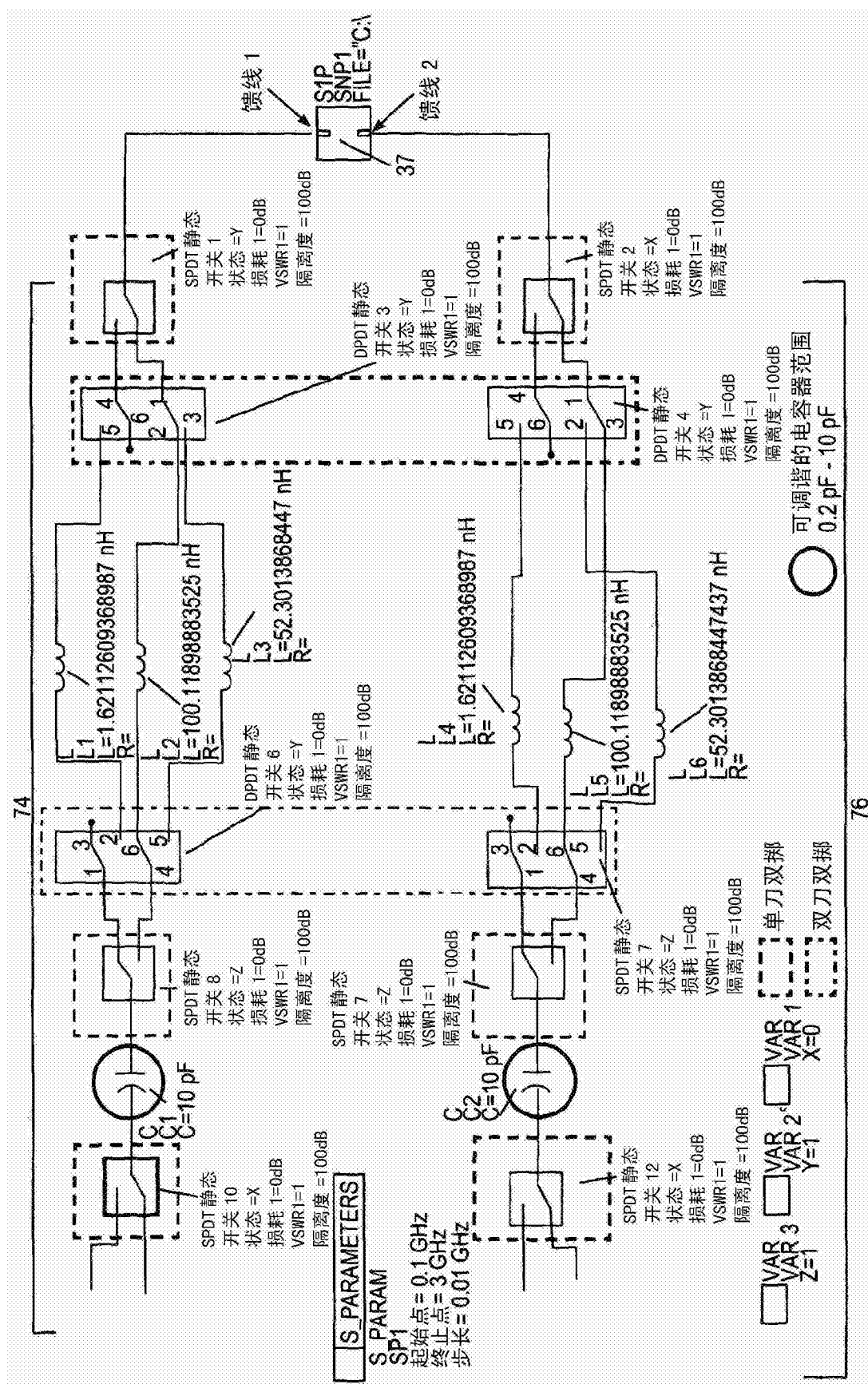


图5第一部分

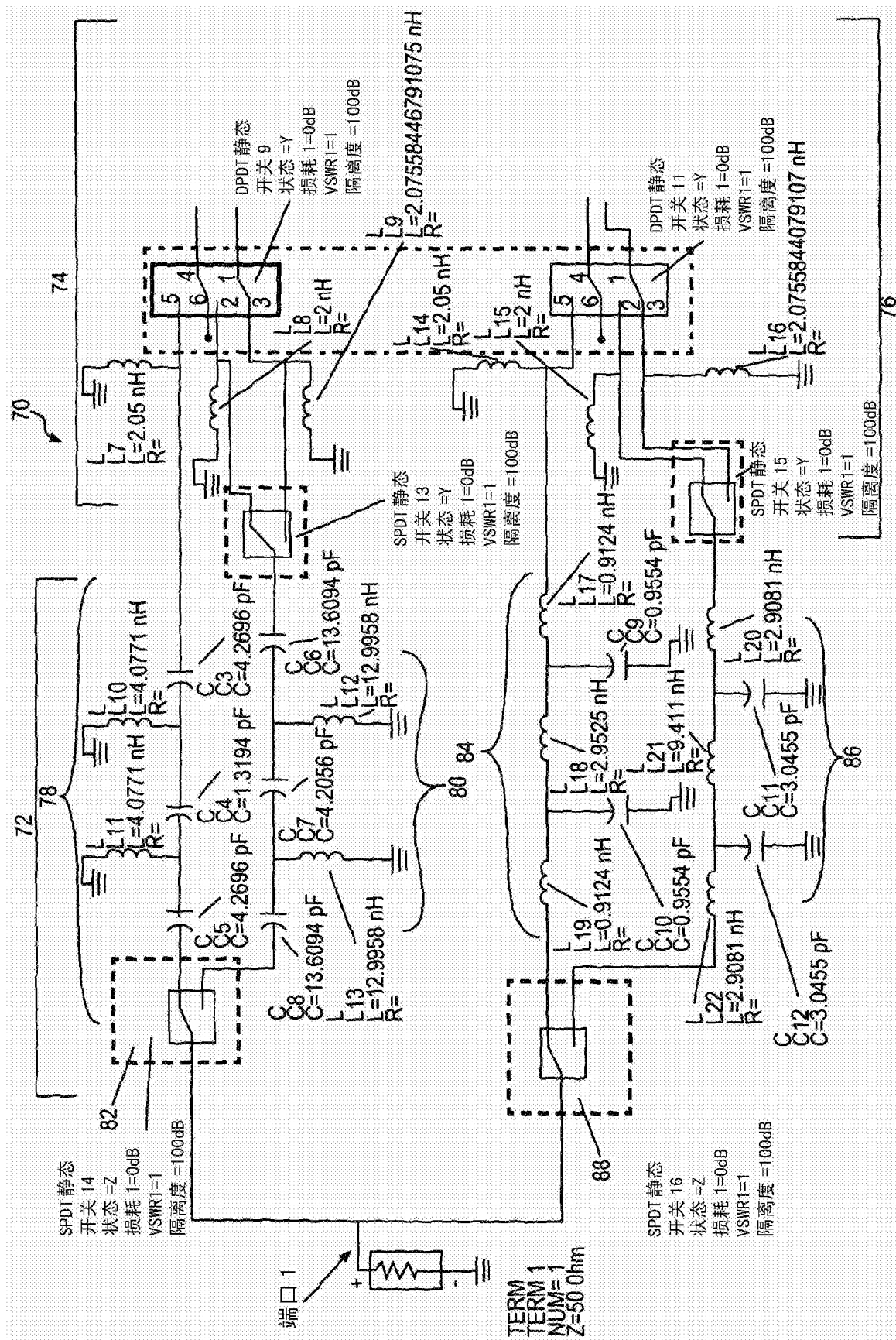


图5第二部分

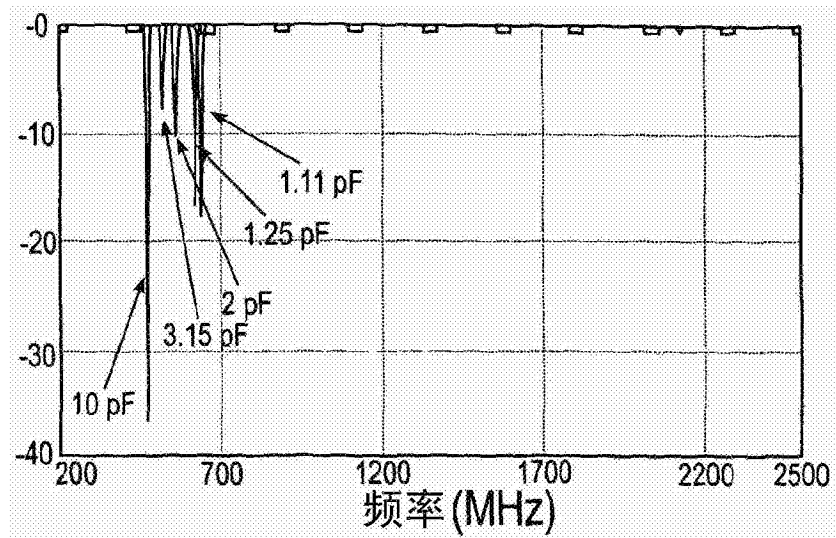


图6

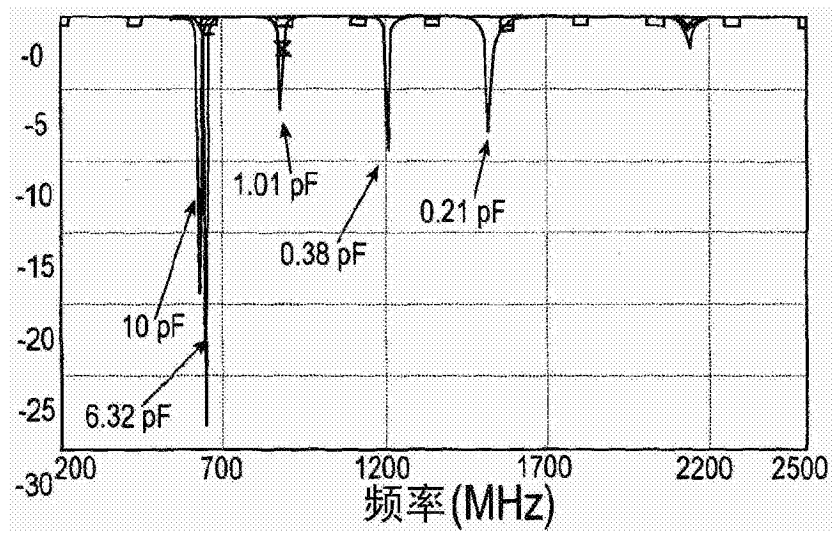


图7

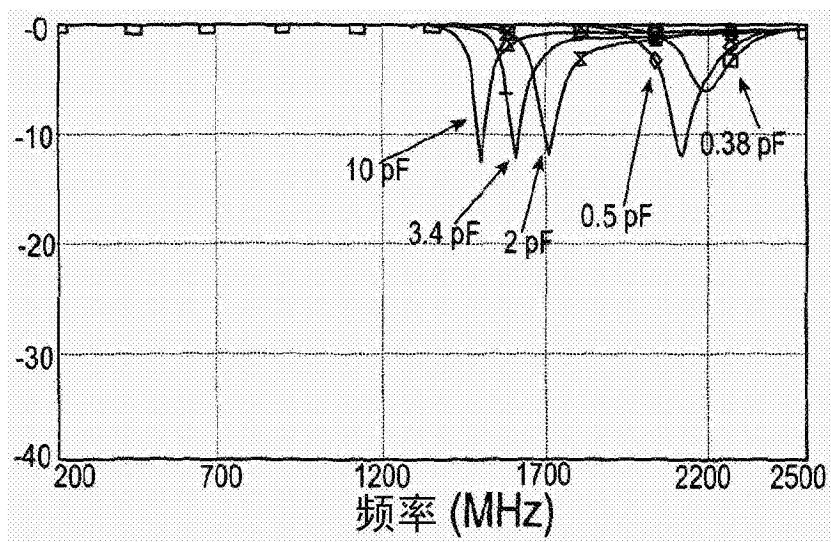


图8

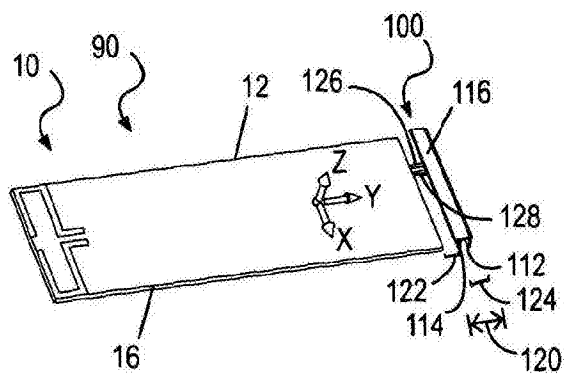


图9A

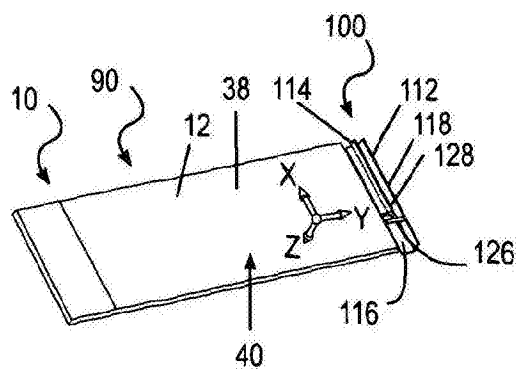


图9B

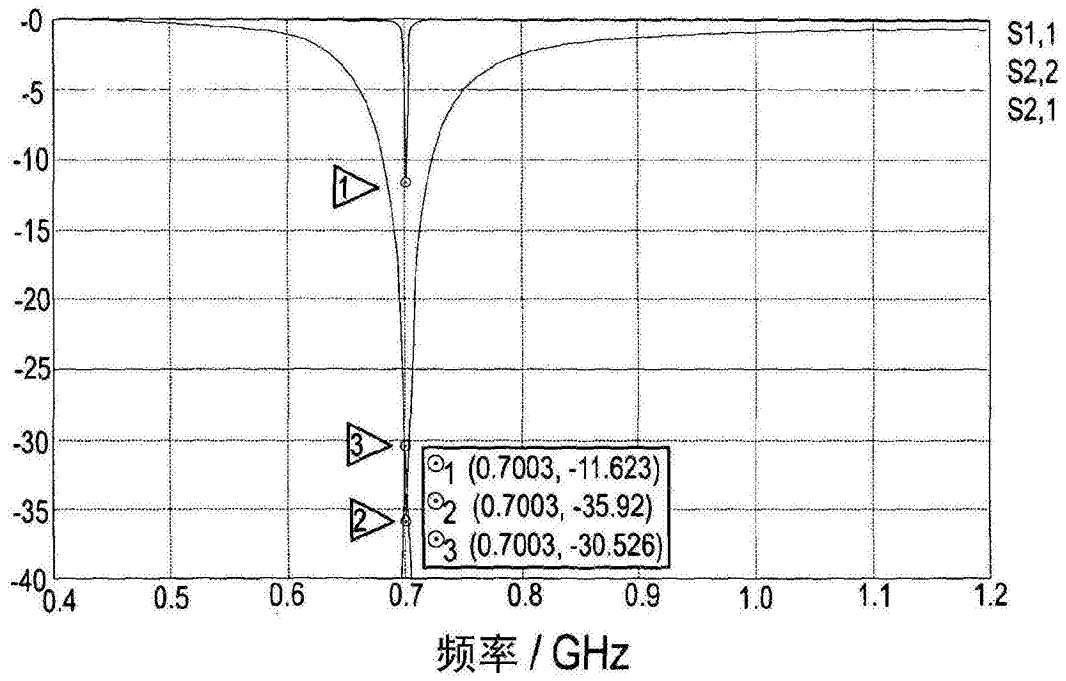


图10

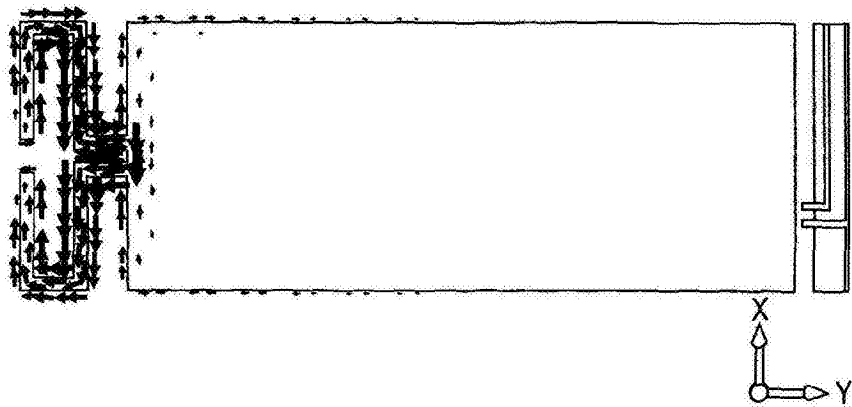


图11A

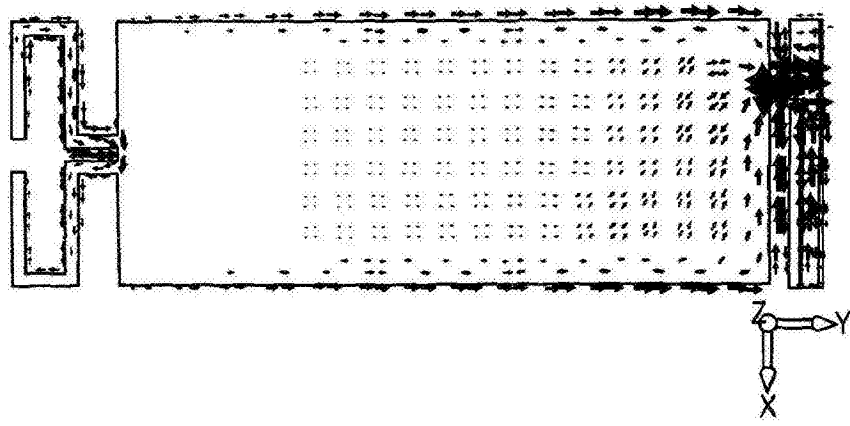


图11B

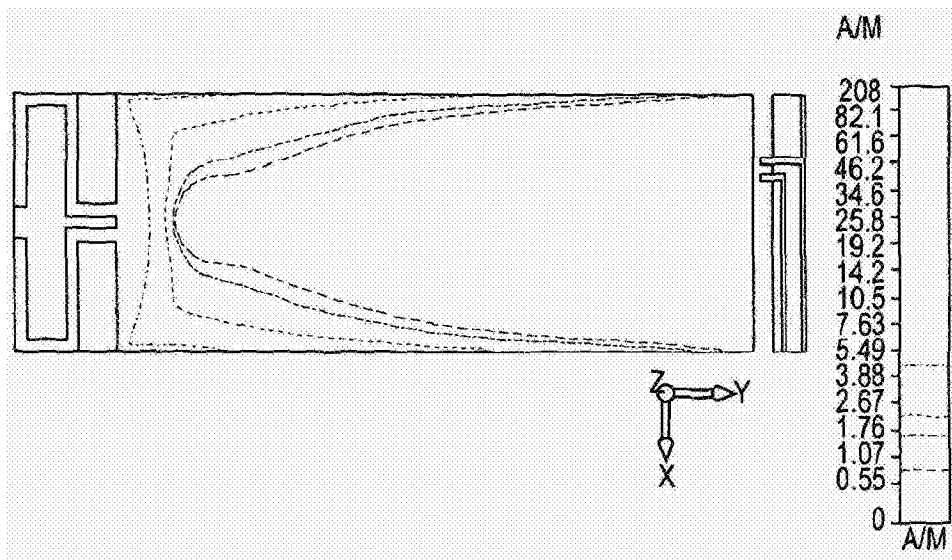


图12A

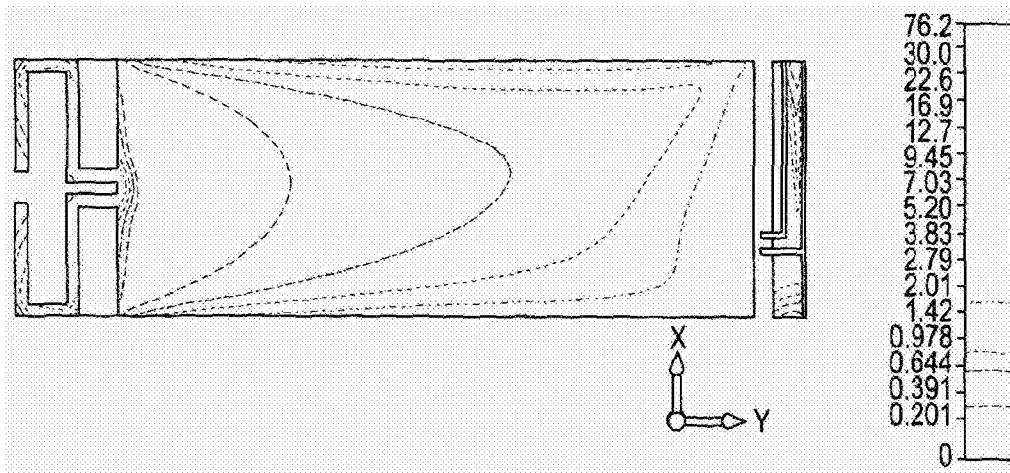


图12B

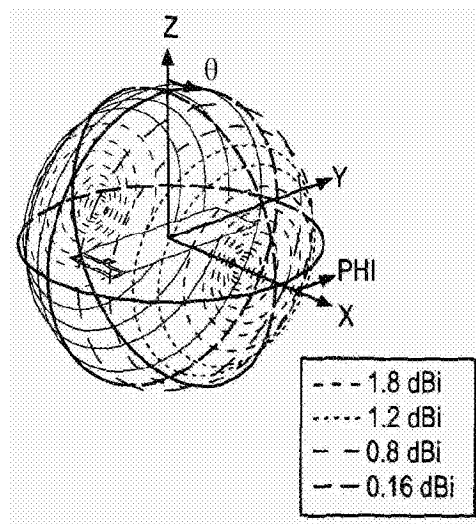


图13A

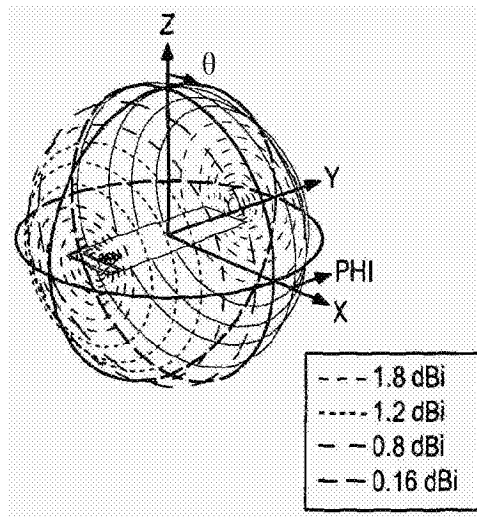


图13B

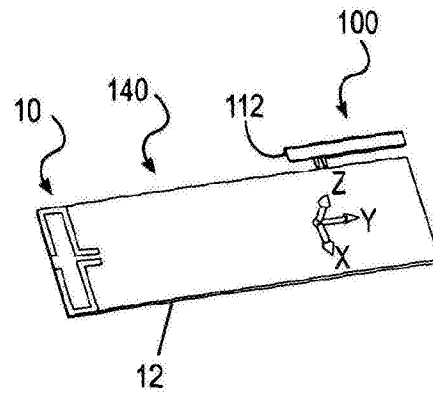


图14A

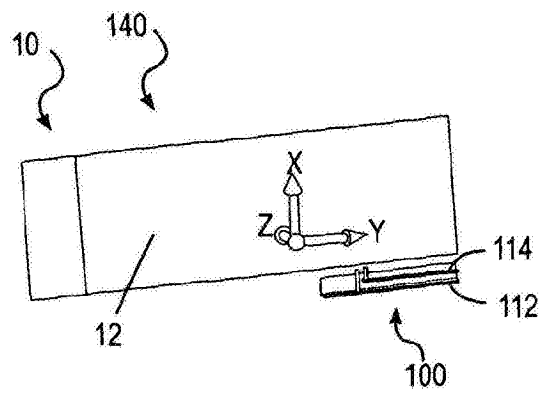


图14B

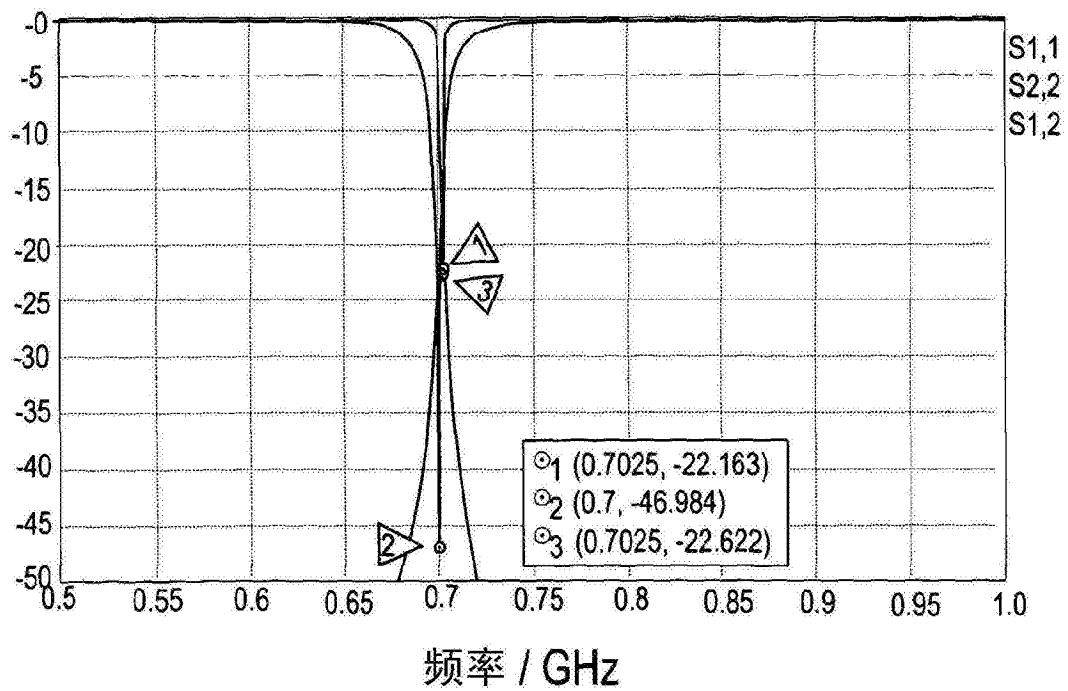


图15

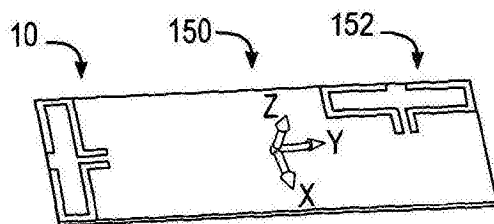


图16A

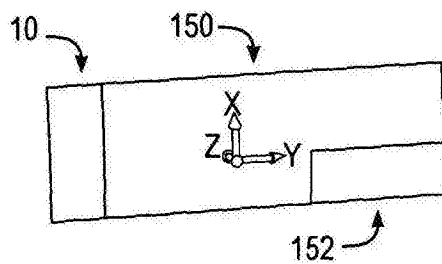


图16B

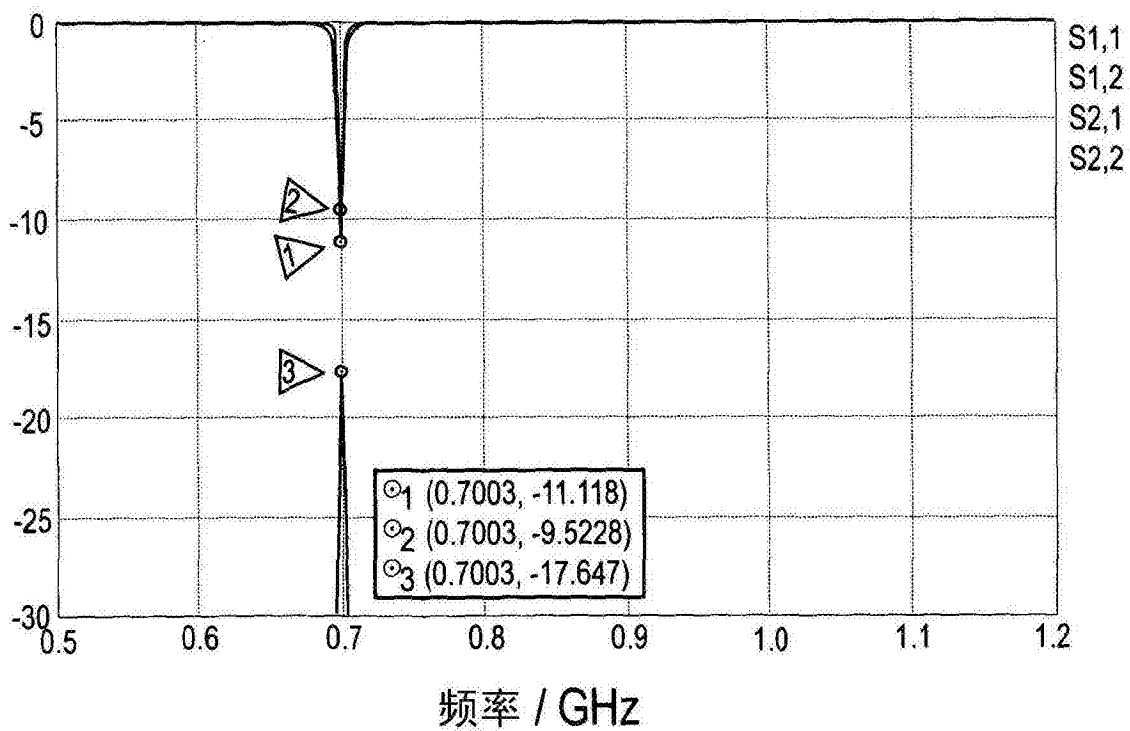


图17

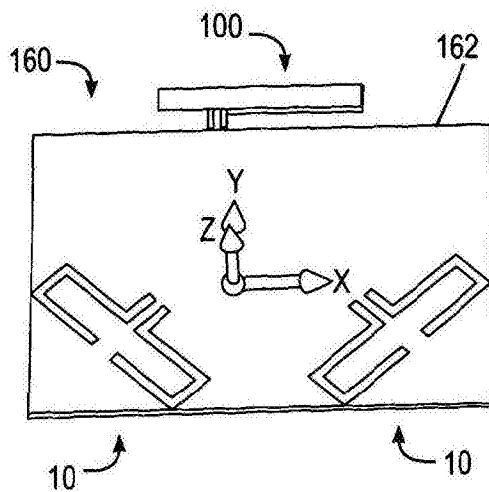


图18A

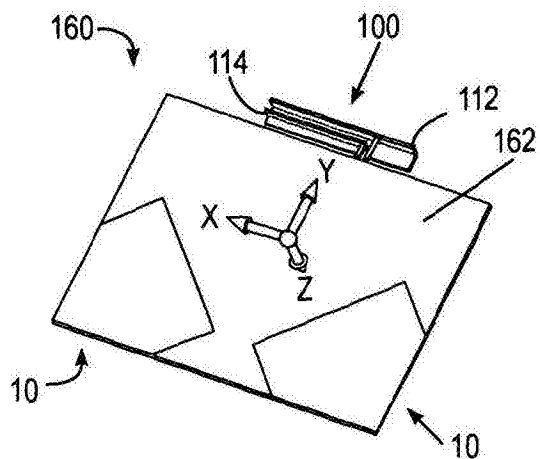


图18B

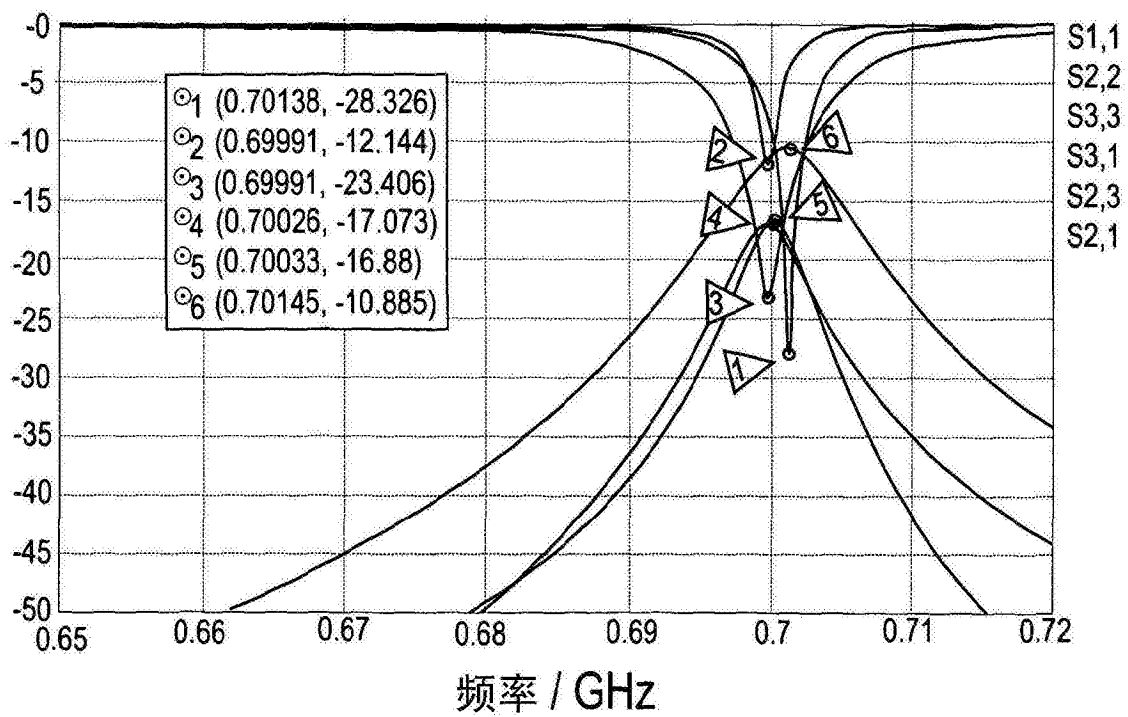


图19

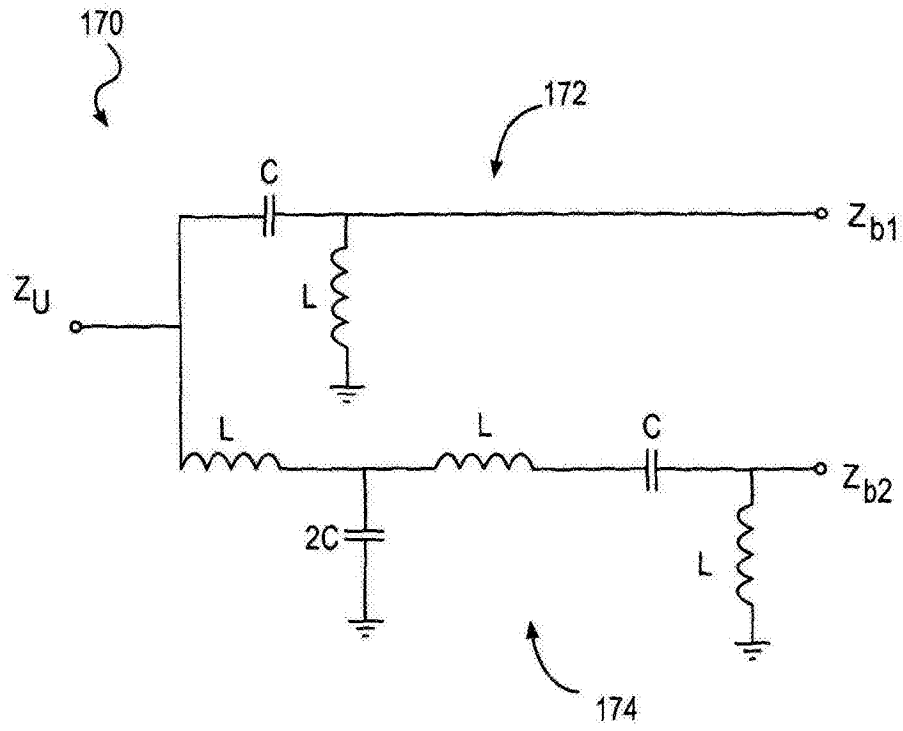


图20

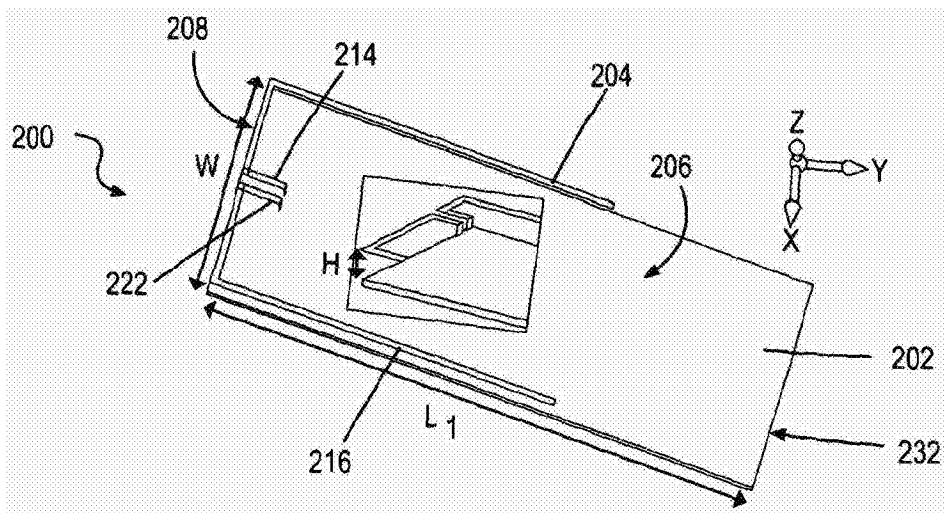


图21A

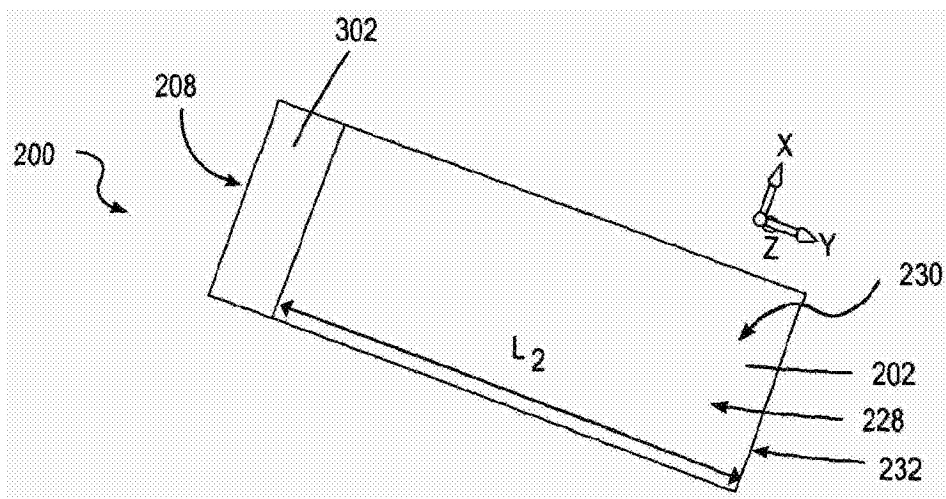


图21B

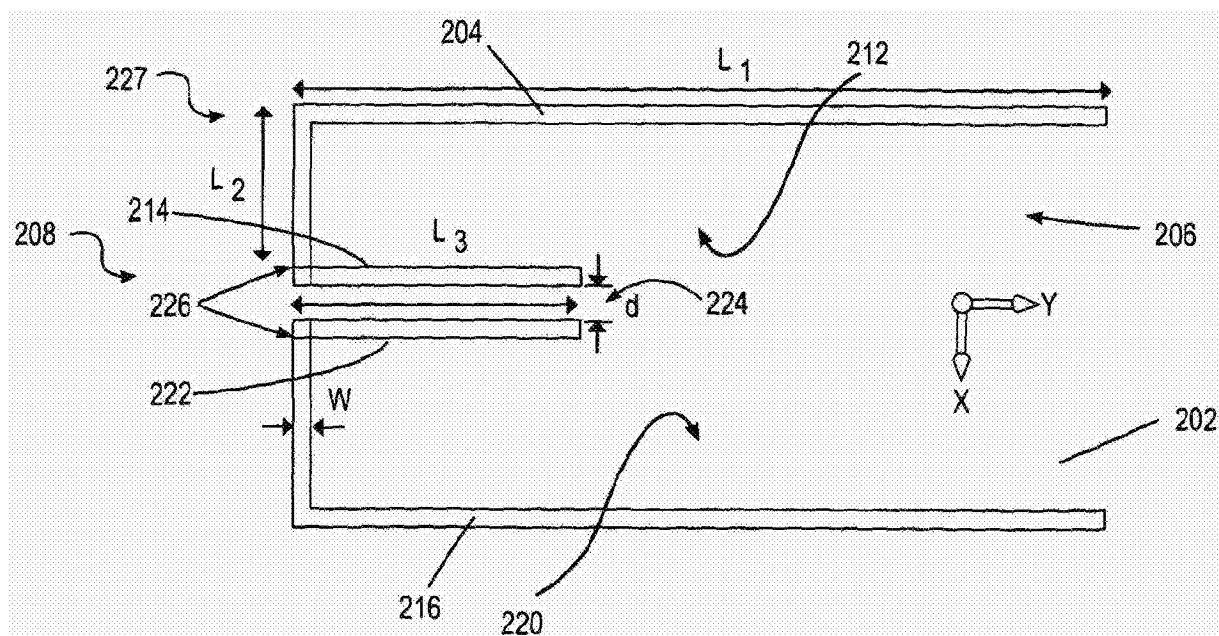


图21C

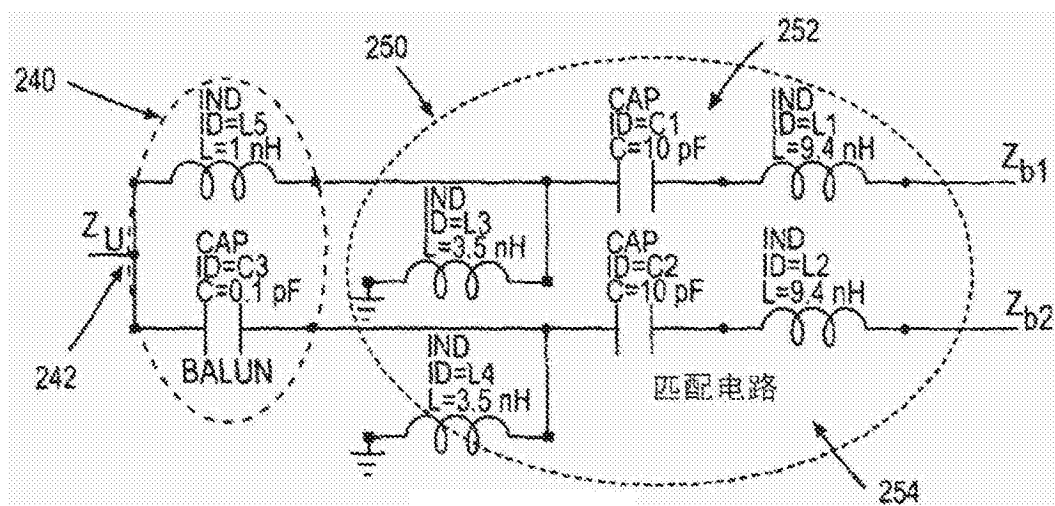


图22

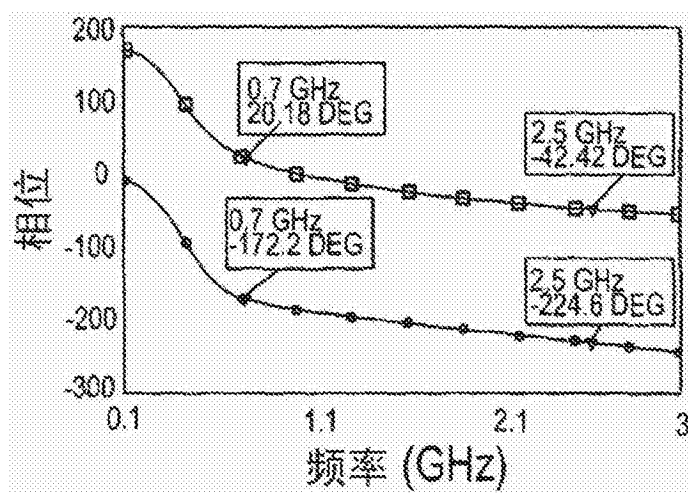


图23

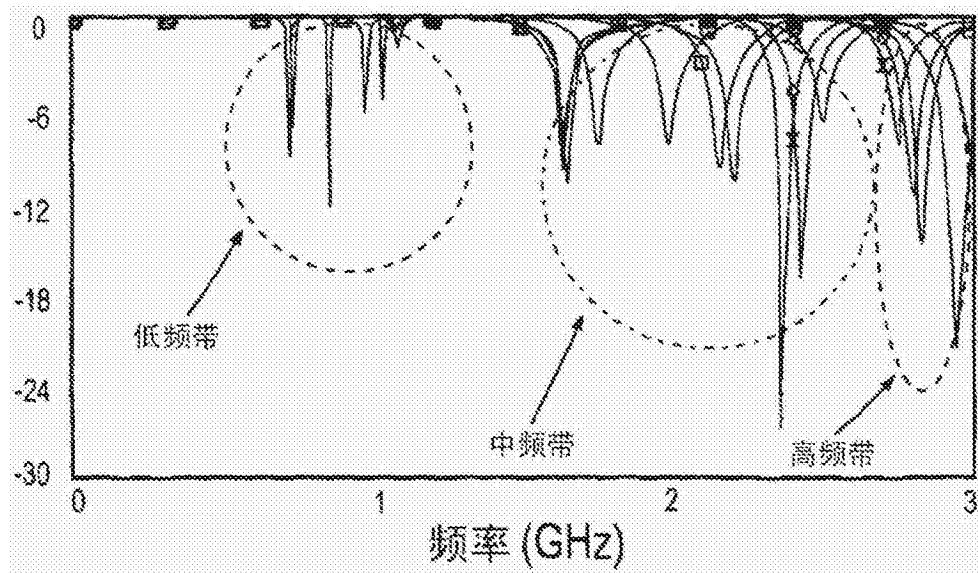


图24

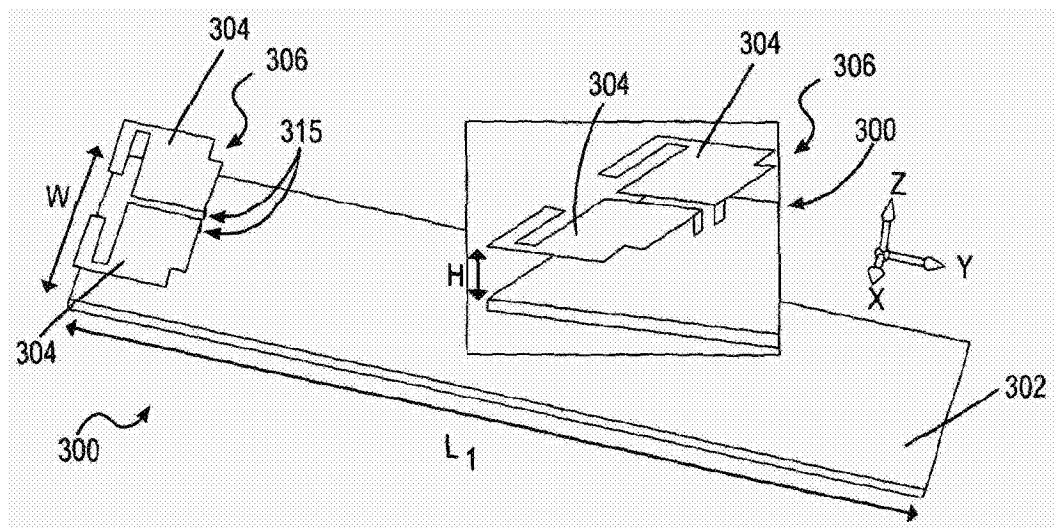


图25A

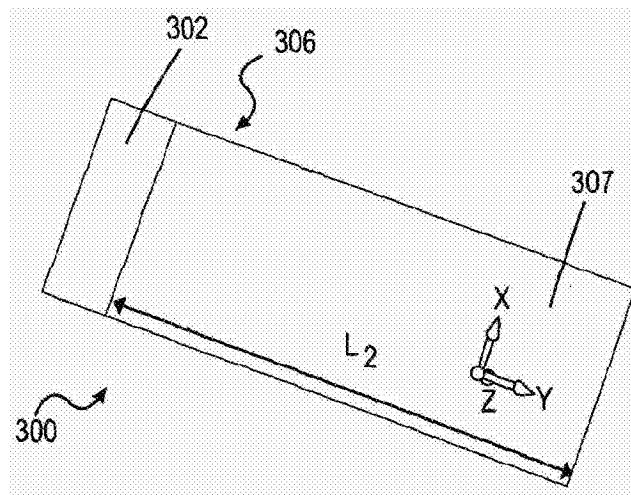


图25B

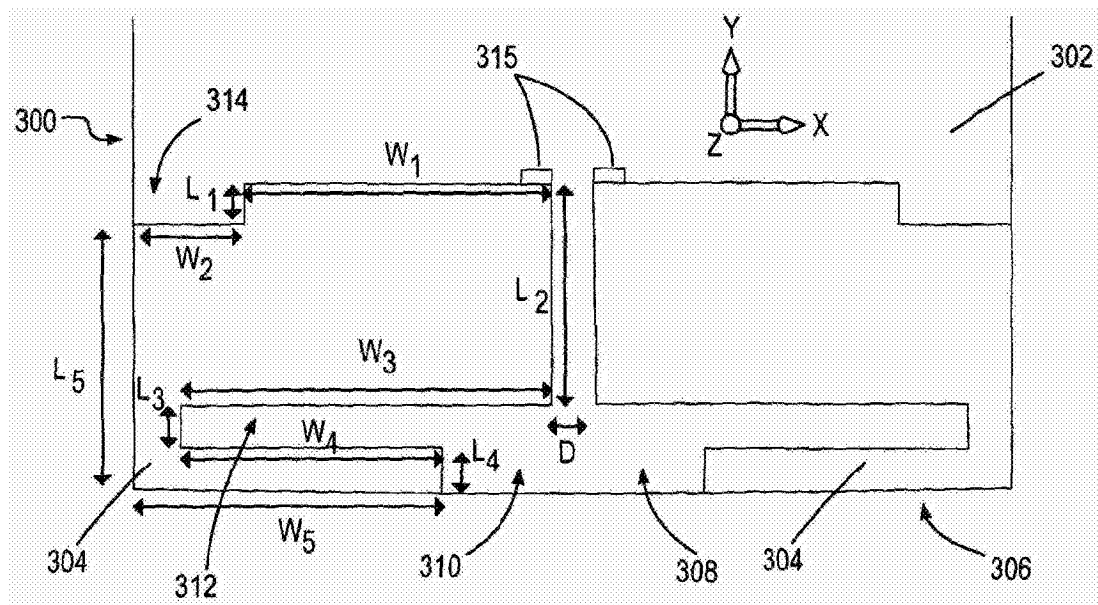


图25C

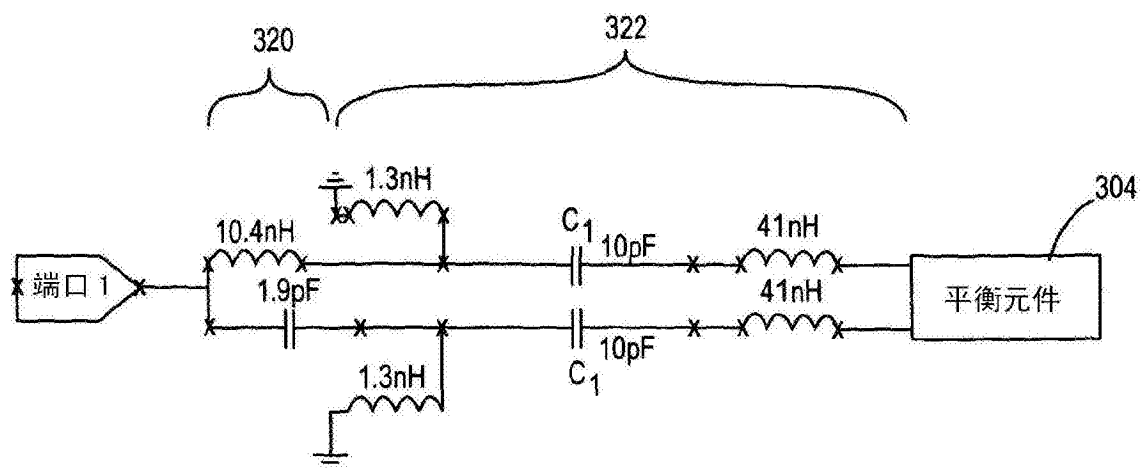


图26

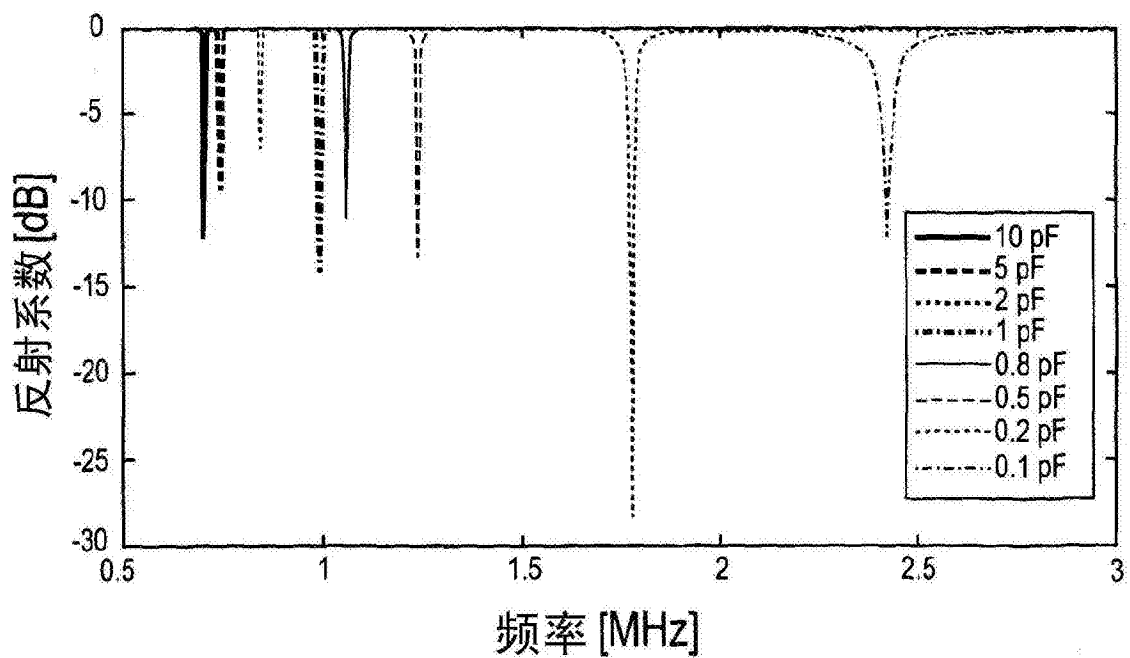


图27

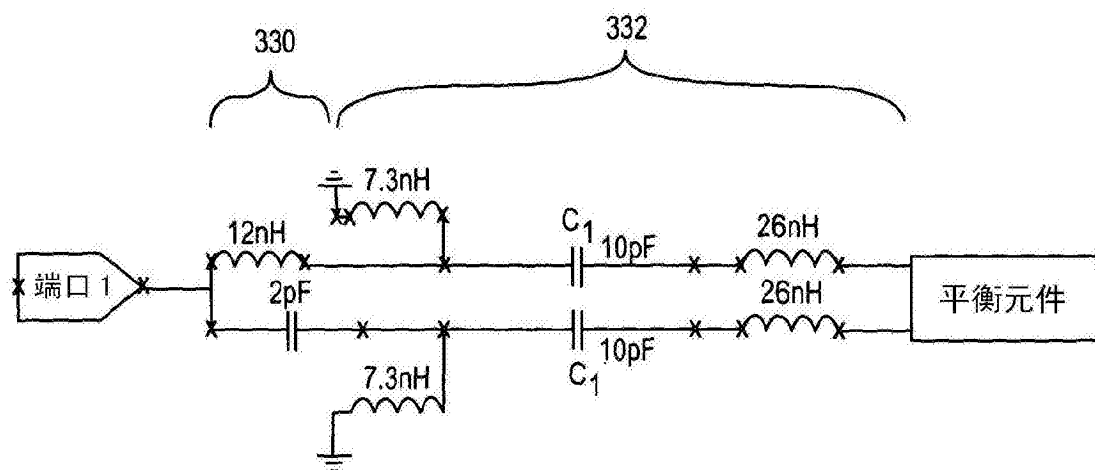


图28

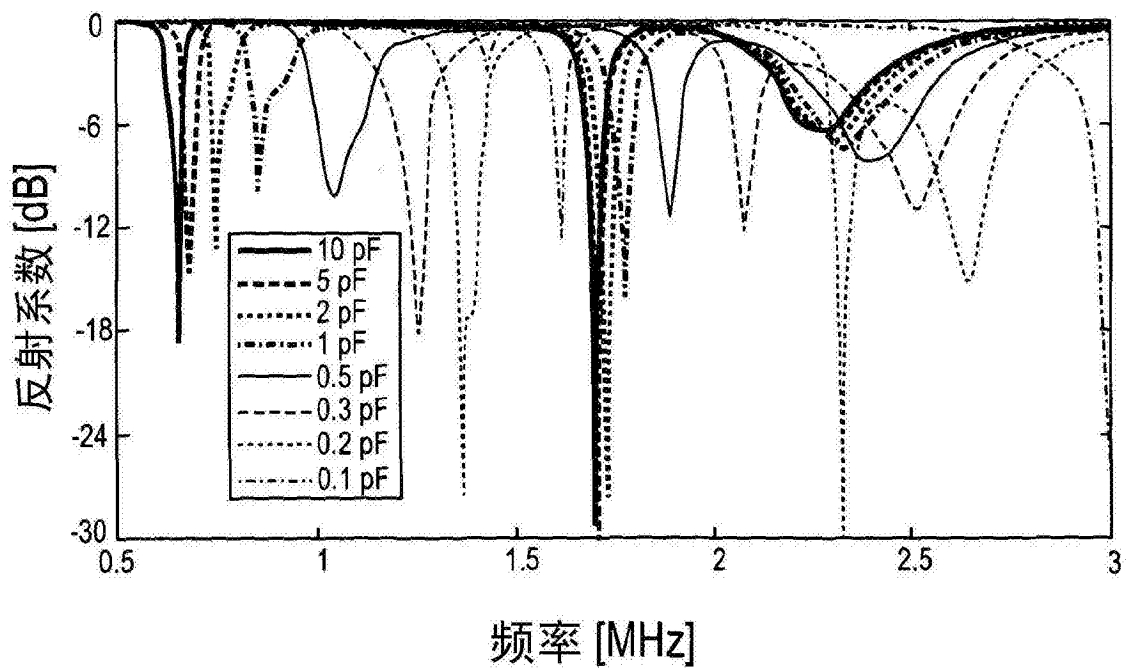


图29

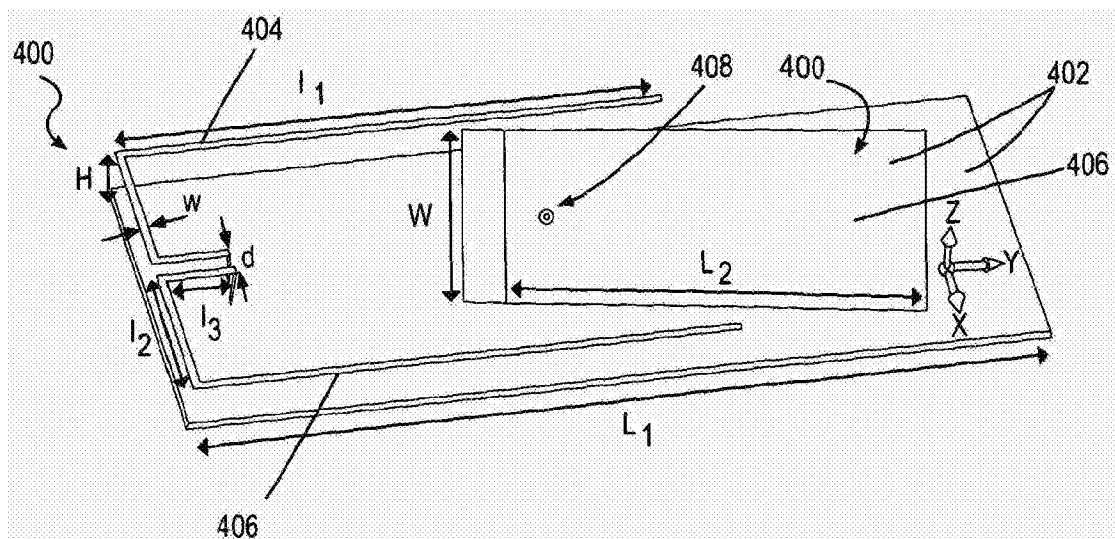


图30

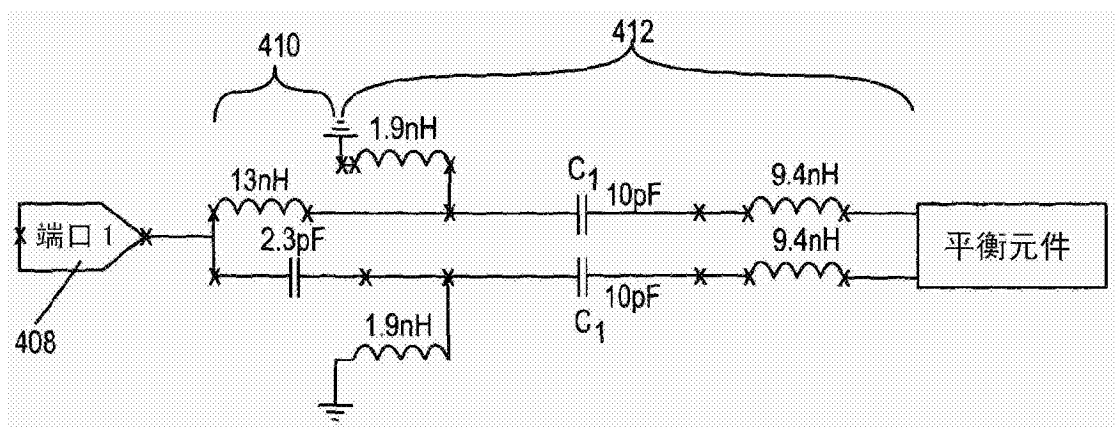


图31

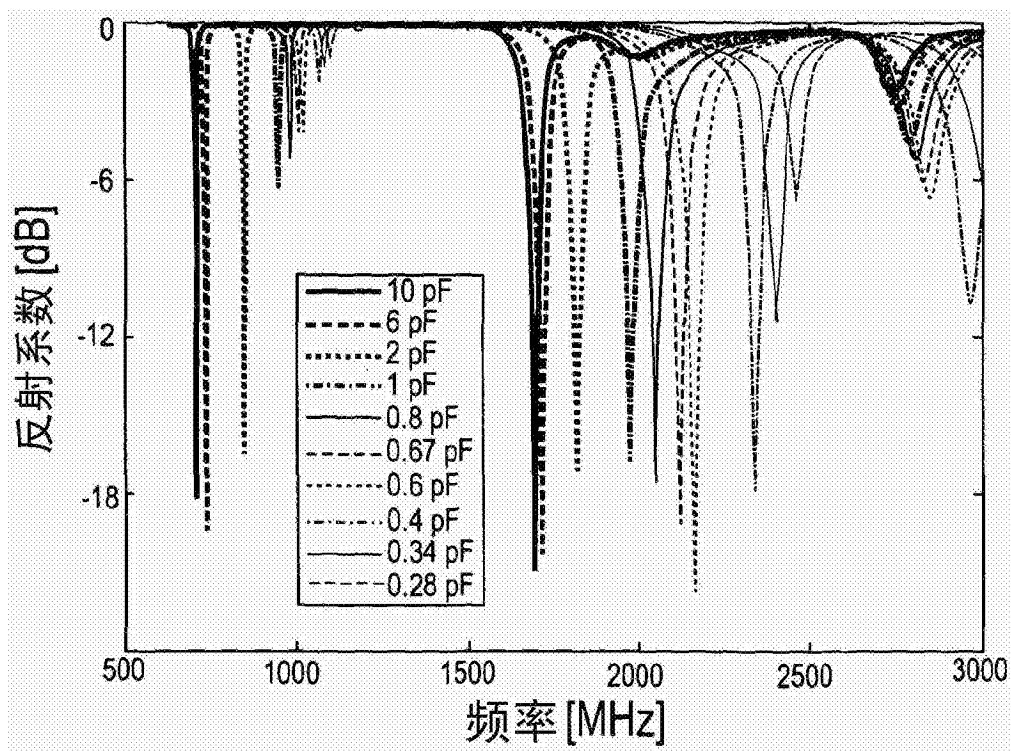


图32

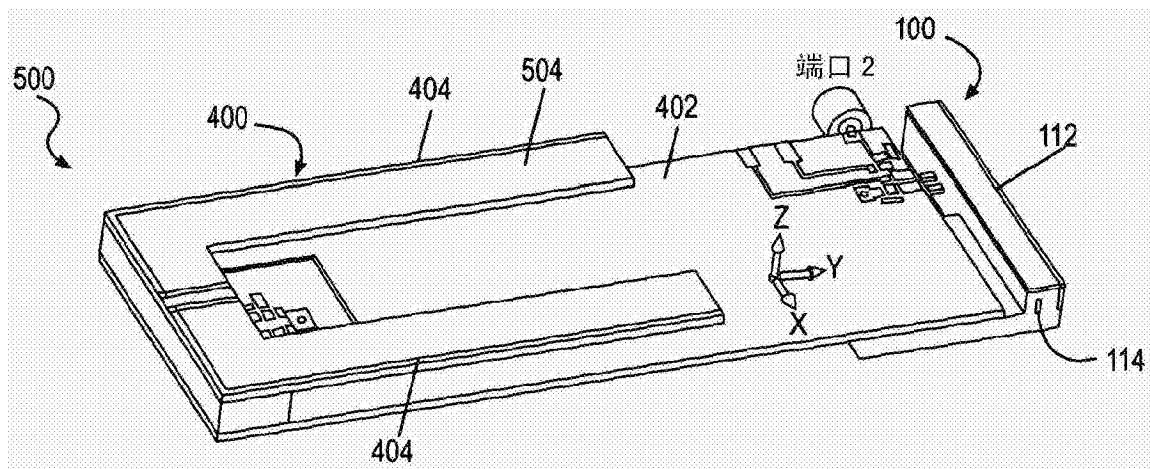


图33A

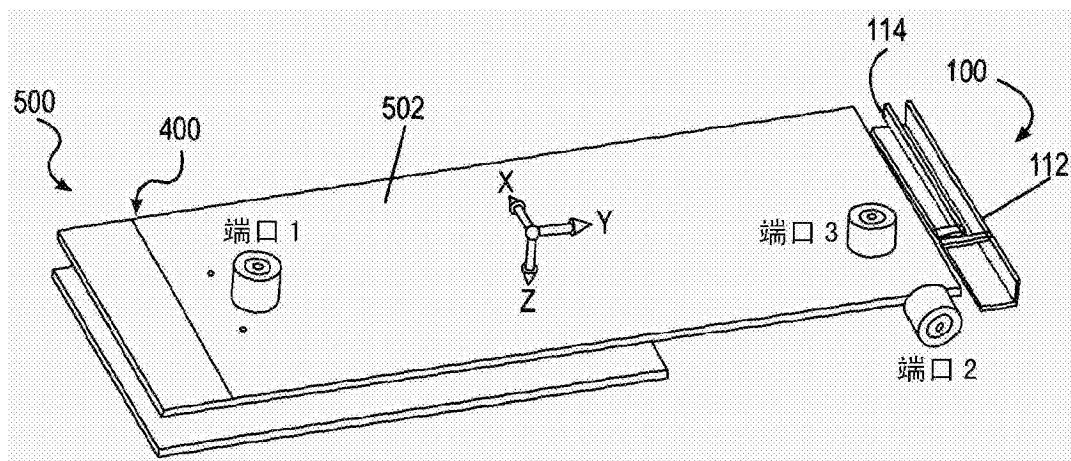


图33B

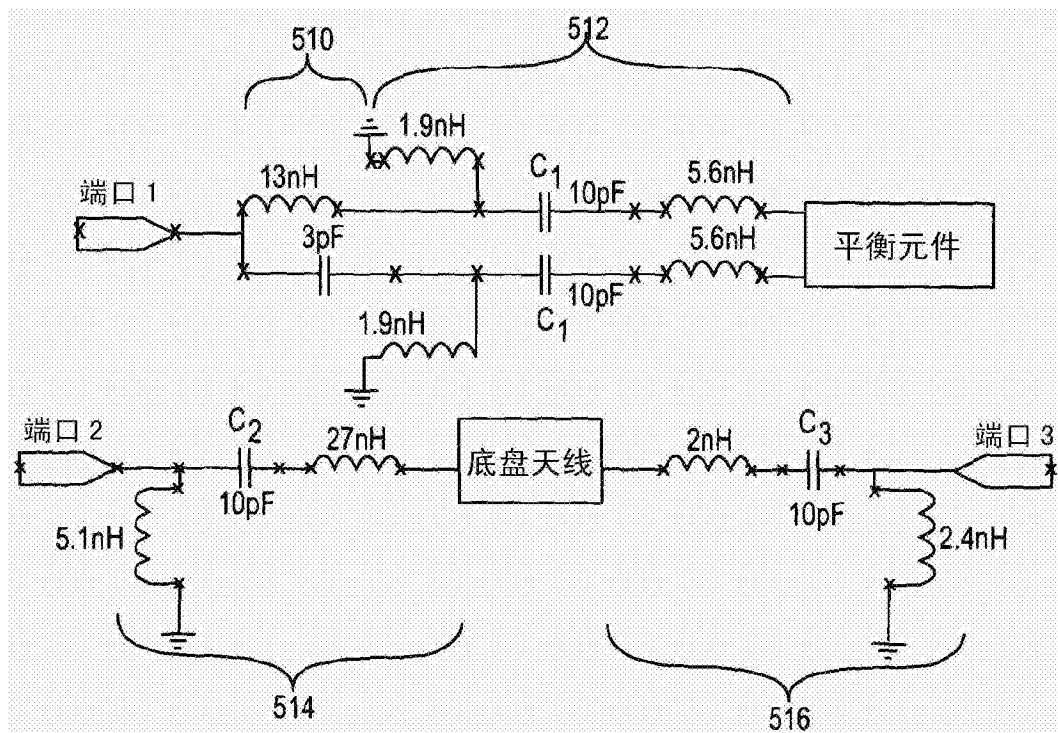


图34

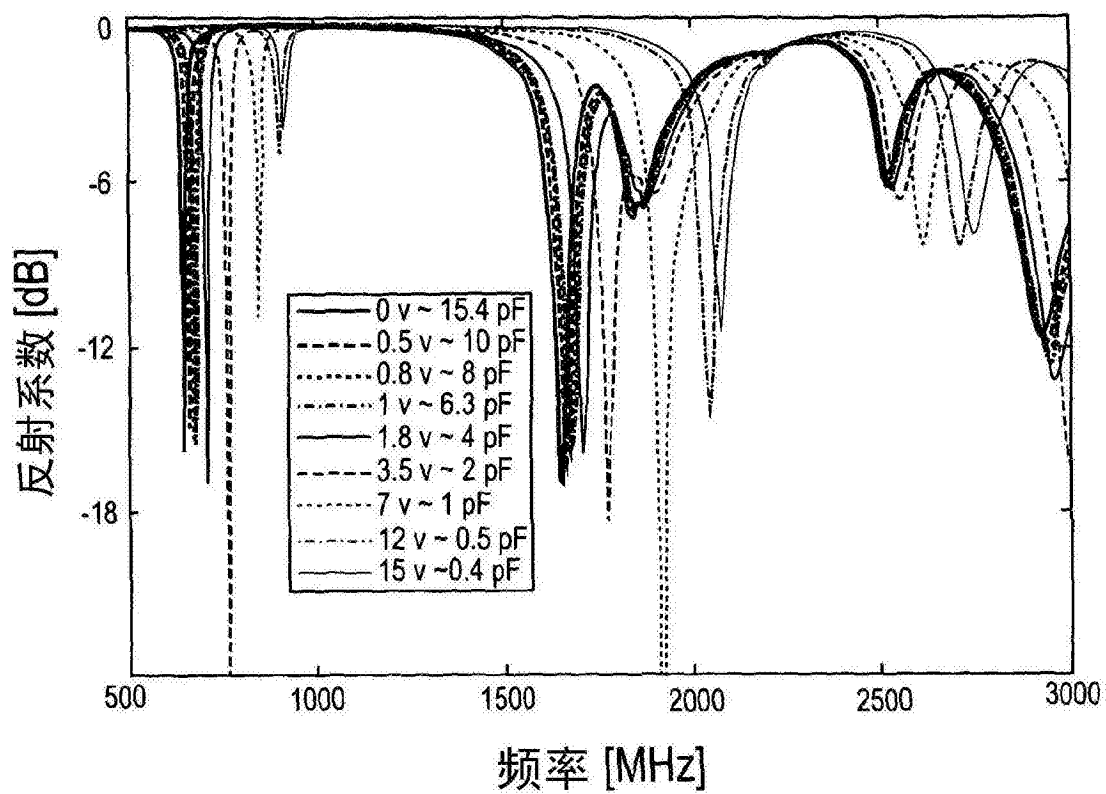


图35

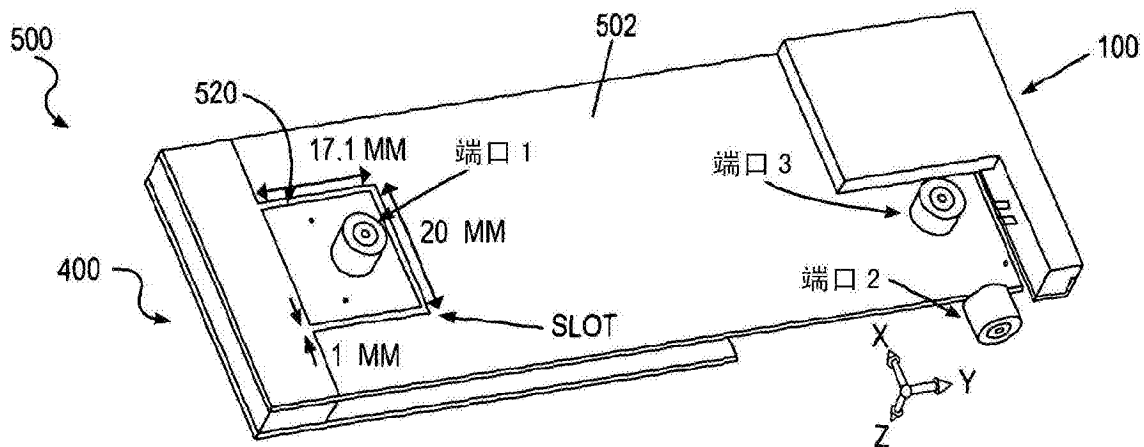


图36