



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101919114 B

(45) 授权公告日 2013.09.04

(21) 申请号 200880111281.0

(22) 申请日 2008.10.13

(30) 优先权数据

60/979,384 2007.10.11 US

60/987,750 2007.11.13 US

61/024,876 2008.01.30 US

61/091,203 2008.08.22 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010.04.12

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2008/079753 2008.10.13

(87) PCT申请的公布数据

W02009/049303 EN 2009.04.16

(73) 专利权人 泰科电子服务有限责任公司

地址 瑞士沙夫豪森

(72) 发明人 阿杰伊·古马拉 马哈·阿乔尔

李成江 瓦尼特·帕萨克

格雷戈里·波伊拉斯尼

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 沙捷

(51) Int. Cl.

H01Q 1/38 (2006.01)

(56) 对比文件

US 2005/0225492 A1, 2005.10.13, 全文.

SIMION, S et. CPW Antenna Fabricated

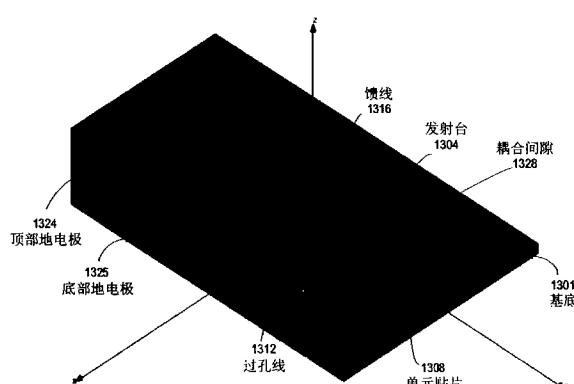
权利要求书7页 说明书24页 附图57页

(54) 发明名称

单层金属化并且无过孔的超材料结构

(57) 摘要

本发明提供了一种基于超材料结构的技术和装置,提供了天线和传输线装置,包括单层金属化并且无过孔的超材料结构。



1. 一种超材料设备,包括:

具有第一表面和第二表面的电介质基底,所述第二表面是与所述第一表面不同的表面;以及

在所述第一表面上形成的金属化层,其图案被设计为具有两个或更多个导电部件,以在所述第一表面上形成单层复合左右手(CRLH)超材料结构,

其中,用来形成单层复合左右手超材料结构的两个或更多个导电部件包括:

地电极;

单元贴片;

将所述单元贴片耦合到所述地电极的过孔线;以及

通过间隙电磁耦合到所述单元贴片的馈线,用来向所述单元贴片传送信号和从所述单元贴片接收信号。

2. 如权利要求1所述的设备,其中,所述电介质基底没有过孔。

3. 如权利要求1所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与另一表面的形状相符,并被安装到该另一表面上。

4. 如权利要求3所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与所述设备的设备外壳的内壁的形状相符,并被安装到该设备外壳的内壁上。

5. 如权利要求3所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与容纳该设备的载体设备的形状相符,并被安装到该载体设备。

6. 如权利要求3所述的设备,其中,所述电介质基底是不平坦的。

7. 如权利要求3所述的设备,其中,所述电介质基底是柔性的。

8. 如权利要求1所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在所述超材料天线的工作频率上生成两个或更多个频率谐振。

9. 如权利要求1所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 WiFi 频带中生成两个或更多个频率谐振。

10. 如权利要求1所述的设备,其中:

所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成生成两个或更多个频率谐振,包括低频带中的第一频率谐振和高频带中的第二频率谐振,所述第一频率谐振是左手(LH)模式频率谐振,所述第二频率谐振是右手(RH)模式频率谐振。

11. 如权利要求10所述的设备,其中,所述两个或更多个频率谐振进一步包括第三频率谐振,第三频率谐振可以在所述低频带中也可以在所述高频带中。

12. 如权利要求11所述的设备,其中,所述第一、第二和第三频率谐振中的至少两个足够接近,以共同产生宽带。

13. 如权利要求10所述的设备,其中,所述两个或更多个频率谐振中的至少两个足够接近,以形成宽带。

14. 如权利要求10所述的设备,其中,所述低频带包括蜂窝频带,所述高频带包括PCS/DCS 频带。

15. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 WiMax 频带中生成两个或更多个频率谐振。

16. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 824MHz 和 960MHz 之间生成一个或更多个频率谐振。

17. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 1710MHz 和 2170MHz 之间生成一个或更多个频率谐振。

18. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成五频带超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成生成五个频率谐振。

19. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成四频带超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成生成四个频率谐振。

20. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述馈线包括在远端附近形成的并与所述单元贴片隔开的发射台,用来增强所述馈线与所述单元贴片之间的电容性耦合。

21. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述地电极是共面波导 (CPW) 接地,并且所述金属化层包括耦合到所述馈线的共面波导馈送装置。

22. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述地电极、所述单元贴片、所述过孔线、所述间隙,以及所述馈线被配置成对于四频带天线操作生成频率谐振。

23. 如权利要求 22 所述的设备,其中,所述频率谐振包括四频带的低频带中的左手 (LH) 模式频率谐振。

24. 如权利要求 1 所述的设备,其中,靠近所述单元贴片的所述馈线的远端的形状和配置被设置成提高所述复合左右手超材料结构的阻抗匹配。

25. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述单元贴片的形状和配置被设置成增加所述间隙的长度。

26. 如权利要求 1 所述的设备,其中所述过孔线被连接到所述地电极的位置是基于馈送位置,以提高所述复合左右手超材料结构的阻抗匹配。

27. 如权利要求 1 所述的设备,其包括:

在所述第二表面上形成的第二电极,其包括扩展部分,所述扩展部分被配置成提高所述复合左右手超材料结构的阻抗匹配。

28. 如权利要求 1 所述的设备,其包括:

在所述第一表面上的被连接到所述馈线的导电线,

其中,所述地电极、所述单元贴片、所述过孔线、所述间隙、所述馈线和所述导电线被配置为对于五频带天线操作生成频率谐振的天线。

29. 如权利要求 28 所述的设备,其中所述频率谐振包括所述五频带的低频带中的至少两个左手模式频率谐振。

30. 如权利要求 28 所述的设备,其中,所述导电线具有弯折形状。

31. 如权利要求 28 所述的设备,其中,所述导电线具有螺旋形状。

32. 如权利要求 1 所述的设备,其包括:

将所述单元贴片与所述馈线耦合的电容器，其中，与不存在所述电容器时的间隙的宽度和 / 或长度相比，基于所述电容器的电容值，所述间隙的宽度增加和 / 或所述间隙的长度减小。

33. 如权利要求 1 所述的设备，其包括：

插入所述过孔线中的电感器，其中，与不存在所述电感器时过孔线的长度相比，基于所述电感器的电感值，所述过孔线的长度缩短。

34. 如权利要求 1 所述的设备，包括：

耦合到所述两个或更多个导电部件的集总元件。

35. 一种超材料设备，包括：

具有第一表面和第二表面的电介质基底，所述第二表面是与所述第一表面不同的表面；以及

在所述第一表面上形成的金属化层，其图案被设计为具有两个或更多个导电部件，以在所述第一表面上形成单层复合左右手 (CRLH) 超材料结构，

其中用来形成所述单层复合左右手超材料结构的所述两个或更多个导电部件包括：

所述第一表面上的单元贴片；

与所述单元贴片隔开的顶部地电极，其位于所述第一表面上；

所述第一表面上的过孔线，其第一端连接到所述单元贴片，第二端连接到所述地电极；

所述第一表面上的发射台，其通过间隙与所述单元贴片隔开，以电磁耦合到所述单元贴片；以及

连接到所述发射台的馈线，用来向所述单元贴片传送信号和从所述单元贴片接收信号，

其中，在所述第一表面上的所述单元贴片下方，所述第二表面没有金属化区域。

36. 一种超材料设备，包括：

具有第一表面和第二表面的电介质基底，所述第二表面是与所述第一表面不同的表面；以及

在所述第一表面上形成的金属化层，其图案被设计为具有两个或更多个导电部件，以在所述第一表面上形成单层复合左右手 (CRLH) 超材料结构，

其中用来形成所述单层复合左右手超材料结构的所述两个或更多个导电部件包括：

单元贴片，其包括第一单元贴片和第二单元贴片，它们通过间隙相互隔开，并通过所述间隙相互电磁耦合；

地电极，其包括主地电极区域和作为主地电极的扩展而连接到所述主地电极区域的地电极扩展，所述地电极扩展的形状和位置被设置成，使其第一部分与所述第一单元贴片隔开一段距离，并且其第二部分与所述第二单元贴片隔开几乎相同的距离；

第一过孔线，其将所述第一单元贴片耦合到所述地电极扩展的所述第一部分；

第二过孔线，其将所述第二单元贴片耦合到所述地电极扩展的所述第二部分，其长度几乎与所述第一过孔线的长度相等；以及

馈线，其通过间隙电磁耦合到所述第一单元贴片和所述第二单元贴片之一，用来向所述第一单元贴片和所述第二单元贴片之一传送信号和从其接收信号。

37. 如权利要求 36 所述的设备,其中,所述单层复合左右手 MTM 结构被配置成生成两个左手 (LH) 模式频率谐振。

38. 如权利要求 1 所述的设备,其中,所述超材料结构的所述两个或更多个导电部件被构造形成超材料传输线,并且其位置和尺寸被设置成在所述超材料传输线工作频率上生成两个或更多个频率谐振。

39. 一种超材料设备,包括:

具有第一表面和第二表面的电介质基底,所述第二表面是与所述第一表面不同的表面;

在所述第一表面上形成的第一金属化层;以及

在所述第二表面上形成的第二金属化层,

其中,所述第一和第二金属化层的图案被设计成具有两个或更多个导电部件,以形成复合左右手 (CRLH) 超材料结构,其包括单位单元,所述单位单元没有穿透所述电介质基底以连接所述第一金属化层和所述第二金属化层的导电过孔,

其中:

所述第一金属化层包括单元贴片、位于所述单元贴片附近并与所述单元贴片隔开以被电磁耦合到所述第一单元贴片的发射台,以及连接到所述发射台以经由所述发射台向所述单元贴片传送信号或从其接收信号的馈线;并且

所述第二金属化层包括位于所述第一金属化层中的所述单元贴片下方的单元地电极,所述单元地电极被电容性耦合到所述单元贴片,而无需通过穿透所述基底的导体连接到所述单元贴片,以及与所述单元地电极隔开的地电极,以及将所述单元地电极连接到所述地电极的导电线,其中,所述单元贴片、所述发射台和所述单元地电极形成所述单位单元。

40. 如权利要求 39 所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与另一表面的形状相符,并且被安装到所述另一表面上。

41. 如权利要求 40 所述的设备,其中,所述电介质基底是不平坦的。

42. 如权利要求 40 所述的设备,其中,所述电介质基底是柔性的。

43. 如权利要求 39 所述的设备,其中,所述两个或更多个导电部件被配置为生成两个或更多个频率谐振。

44. 如权利要求 43 所述的设备,其中,所述两个或更多个频率谐振包括低频带中的第一频率谐振和高频带中的第二频率谐振,所述第一频率谐振是左手 (LH) 模式频率谐振,所述第二频率谐振是右手 (RH) 模式频率谐振。

45. 如权利要求 44 所述的设备,其中,所述两个或更多个频率谐振中的至少两个足够接近,以共同产生宽带。

46. 一种超材料设备,包括:

具有第一表面和第二表面的电介质基底,所述第二表面是与所述第一表面不同的表面;

在所述第一表面上形成的第一金属化层;以及

在所述第二表面上形成的第二金属化层,

其中,所述第一和第二金属化层的图案被设计成具有两个或更多个导电部件,以形成复合左右手 (CRLH) 超材料结构,其包括单位单元,所述单位单元没有穿透所述电介质基底

以连接所述第一金属化层和所述第二金属化层的导电过孔，

其中，所述两个或更多个导电部件包括：

所述第二表面上形成的地电极；

所述第一表面上形成的单元贴片；

在所述第二表面上在所述单元贴片下方形成的被截切的接地部，所述被截切的接地部通过夹在所述单元贴片和所述被截切的接地部之间的所述电介质基底的一部分被电磁耦合到所述单元贴片；

所述第二表面上形成的过孔线，所述过孔线耦合到具有所述地电极的所述被截切的接地部；以及

馈线，其通过间隙被电磁耦合到所述单元贴片，以向所述单元贴片传送天线信号和从其接收天线信号。

47. 如权利要求 46 所述的设备，其中，所述馈线包括在远端附近形成的发射台，其与所述单元贴片隔开，以增强所述馈线和所述单元贴片之间的电容性耦合。

48. 如权利要求 47 所述的设备，其中，所述地电极包括加入的扩展部分，与没有扩展地电极的地电极相比，更靠近所述单元贴片。

49. 如权利要求 48 所述的设备，其中，所述地电极、所述单元贴片、所述被截切的接地部、所述馈线、所述过孔线和所述间隙被配置为对于四频带操作生成频率谐振。

50. 如权利要求 49 所述的设备，其中，所述频率谐振包括四频带的低频带中的左手模式频率谐振。

51. 如权利要求 46 所述的设备，其中，所述馈线的远端的形状和配置被设置成提高天线集成后的匹配，所述远端靠近所述单元贴片。

52. 如权利要求 46 所述的设备，其中，所述单元贴片的形状和配置被设置成增加所述间隙的长度。

53. 如权利要求 46 所述的设备，其中，相对于馈送位置来确定所述过孔线被连接到所述地电极的位置以提高匹配。

54. 如权利要求 46 所述的设备，其中，所述地电极包括被配置为提高匹配的扩展部分。

55. 如权利要求 46 所述的设备，进一步包括在所述第一表面上的连接到所述馈线的导电线，

其中，所述地电极、所述单元贴片、所述被截切的接地部、所述过孔线、所述间隙、所述馈线和所述导电线被配置成对于五频带操作生成频率谐振。

56. 如权利要求 55 所述的设备，其中，所述频率谐振包括所述五频带的低频带中的至少两个左手模式频率谐振。

57. 如权利要求 55 所述的设备，其中，所述导电线具有弯折形状。

58. 如权利要求 55 所述的设备，其中，所述导电线具有螺旋形状。

59. 如权利要求 46 所述的设备，进一步包括将所述单元贴片和所述馈线耦合的电容器，其中，与不存在所述电容器时的间隙的宽度和 / 或长度相比，基于所述电容器的电容值，所述间隙的宽度增加和 / 或所述间隙的长度减小。

60. 如权利要求 46 所述的设备，进一步包括插入所述过孔线中的电感器，其中，与不存在所述电感器时过孔线的长度相比，基于所述电感器的电感值，过孔线的长度缩短。

61. 如权利要求 39 所述的设备,进一步包括耦合到所述两个或更多个导电部件的集总元件。

62. 一种超材料设备,包括 :

具有第一表面和第二表面的电介质基底,所述第二表面是与所述第一表面不同的表面;

在所述第一表面上形成的第一金属化层;以及

在所述第二表面上形成的第二金属化层,

其中,所述第一和第二金属化层的图案被设计成具有两个或更多个导电部件,以形成复合左右手 (CRLH) 超材料结构,其包括单位单元,所述单位单元没有穿透所述电介质基底以连接所述第一金属化层和所述第二金属化层的导电过孔,

其中,所述两个或更多个导电部件包括 :

所述第二表面上形成的地电极;

所述第二表面上形成的单元贴片;

所述第二表面上形成的过孔线,所述过孔线将所述单元贴片与所述地电极耦合;以及

在所述第一表面上形成的馈线,所述馈线通过夹在所述馈线和所述单元贴片之间的所述电介质基底的一部分而被电磁耦合到所述单元贴片,以向所述单元贴片传送天线信号和从其接收天线信号。

63. 如权利要求 62 所述的设备,其中,所述地电极、所述单元贴片、所述过孔线和所述馈线被配置成生成适于四频带操作的频率谐振。

64. 如权利要求 63 所述的设备,其中,所述频率谐振包括在所述四频带的低频带中的左手模式频率谐振。

65. 如权利要求 64 所述的超材料设备,其包括 :

在所述第二表面上的所述单元贴片上方的所述第一表面上形成的单元发射台,其通过所述基底与所述单元贴片电磁耦合,无需经由穿透所述基底的导电过孔与所述单元贴片直接连接,即可向所述单元贴片传送信号和从其接收信号。

66. 如权利要求 65 所述的设备,其中,所述电介质基底没有过孔。

67. 如权利要求 65 所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与另一表面的形状相符,并且被安装到该另一表面上。

68. 如权利要求 67 所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与所述设备的设备外壳的内壁的形状相符,并被安装到该设备外壳的内壁上。

69. 如权利要求 67 所述的设备,其中,所述电介质基底的形状被制成与容纳所述设备的载体设备的形状相符,并被安装到所述载体设备。

70. 如权利要求 67 所述的设备,其中,所述电介质基底是不平坦的。

71. 如权利要求 67 所述的设备,其中,所述电介质基底是柔性的。

72. 如权利要求 65 所述的设备,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 WiFi 频带中生成两个或更多个频率谐振。

73. 如权利要求 65 所述的设备,其中 :

所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成生成两个或更多个频率谐振,包括低频带中的第一频率谐振和高频带中的第二

频率谐振,所述第一频率谐振是左手 (LH) 模式频率谐振,所述第二频率谐振是右手 (RH) 模式频率谐振。

74. 如权利要求 65 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 WiMax 频带中生成两个或更多个频率谐振。

75. 如权利要求 65 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 824MHz 和 960MHz 之间生成一个或更多个频率谐振。

76. 如权利要求 65 所述的设备,其中,所述超材料结构的两个或更多个导电部件被构造成形成超材料天线,并且其位置和尺寸被设置成在 1710MHz 和 2170MHz 之间生成一个或更多个频率谐振。

单层金属化并且无过孔的超材料结构

- [0001] 优先权声明和相关申请
- [0002] 本申请要求以下美国临时专利申请的优先权：
- [0003] 1. 序号 60/979,384, 标题为“Single-Layer Metallization and Via-Less Metamaterial Structures and Antennas”,于2007年10月11日提交；
- [0004] 2. 序号 60/987,750, 标题为“Antennas for Cell Phones, PDAs and Mobile Devices Based on Composite Right-Left Handed(CRLH) Metamaterial”,于2007年11月13日提交；
- [0005] 3. 序号 61/024,876, 标题为“Antennas for Mobile Communication Devices Based on Composite Right-Left Handed(CRLH) Metamaterials”,于2008年1月30日提交；
- [0006] 4. 序号 61/091,203, 标题为“Metamaterial Antenna Structures with Non-Linear Coupling Geometry”,于2008年8月22日提交。
- [0007] 以上申请的公开内容通过引用结合在本文中,作为本申请说明的一部分。

背景技术

- [0008] 本申请涉及一种超材料 (metamaterial) 结构。
- [0009] 电磁波在大多数材料中的传播服从 (E, H, β) 向量场的右手定则, 其中, E 是电场, H 是磁场, 并且 β 是波矢量。相速度方向和信号能量传播 (群速度) 方向相同, 折射率是正数。这样的材料是“右手”(RH) 的。大多数自然材料是 RH 材料。人工材料也可以是 RH 材料。
- [0010] 超材料 (MTM) 具有人工结构。当被设计成具有比超材料所传导的电磁能量波长更短的结构平均单位单元 (unit cell) 尺寸 p 时, 超材料对于所传导的电磁能量可表现为均质介质。和 RH 材料不一样, 超材料可以展示出负折射率, 介电常数 ϵ 和磁导率 μ 同时为负, 并且相速度方向与信号能量传播方向相反, 其中, (E, H, β) 向量场的相对方向遵循左手定则。仅支持负折射率并且介电常数 ϵ 和磁导率 μ 同时为负的超材料是纯“左手”(LH) 超材料。
- [0011] 很多超材料是 LH 超材料和 RH 材料的混合体, 因此是复合左右手 (CRLH) 超材料。CRLH 超材料在低频可以表现得像 LH 超材料, 而在高频表现得像 RH 材料。例如, 在 Caloz 和 Itoh 著的“Electromagnetic Metamaterials : Transmission Line Theory and Microwave Applications”, John Wiley&Sons (2006), 中描述了各种 CRLH 超材料的设计和特性。Tatsuo Itoh 在 Electronics Letters, 第 40 卷, No. 16 (2004 年 8 月) 的“Invited paper : Prospects for Metamaterials”中描述了 CRLH 超材料及其在天线中的应用。
- [0012] 可以构造和设计 CRLH 超材料, 使其展现出为特定应用定制的电磁特性, 并且可将其用于对于其它材料而言困难、不现实、不能实行的那些应用中。此外, 可以使用 CRLH 超材料来开发用 RH 材料无法开发的新应用, 构造用 RH 材料无法构造的新设备。

发明内容

[0013] 为天线和传输线设备配备的基于超材料结构的技术和装置包括单层金属化并且无过孔 (via-less) 的超材料结构。

[0014] 一方面,超材料设备包括具有第一表面和与第一表面不同的第二表面的电介质基底;以及在第一表面上形成的金属化层,其图案被设计为具有两个或更多个导电部件,以在第一表面上形成单层复合左右手 (CRLH) 超材料结构。

[0015] 另一方面,超材料设备包括具有第一表面和与第一表面不同的第二表面的电介质基底;在第一表面上形成的第一金属化层;以及在第二表面上形成的第二金属化层。第一和第二金属化层的图案被设计成具有两个或更多个导电部件,以形成包括单位单元的复合左右手 (CRLH) 超材料结构,其中,单位单元中没有穿透电介质基底以连接第一金属化层和第二金属化层的导电过孔。

[0016] 再一方面,超材料设备包括具有第一表面和与第一表面不同的第二表面的电介质基底;第一表面上的单元贴片 (patch);与单元贴片隔开并位于第一表面上的顶部地电极;第一表面上的顶部过孔线,其第一端连接到单元贴片,第二端连接到顶部地电极;在第一表面上的单元贴片下方的第二表面上形成的单元发射台 (launch),其通过基底与单元贴片电磁耦合,从而无需经由穿透基底的导电过孔与单元贴片直接连接,即可向单元贴片传送和从其接收信号;以及第二表面上形成的底部馈线,其连接到单元发射台,以向单元发射台传送和从其接收信号。单元贴片、顶部地电极、顶部过孔线、单元发射台和底部馈线形成复合左右手 (CRLH) 超材料结构。

[0017] 在附图、详细说明和权利要求书中具体描述了这些和其它方面以及实施方式,及其各种变化。

附图说明

[0018] 图 1 示出基于四个单位单元的一维 CRLH MTM TL(传输线)的一个例子;

[0019] 图 2 示出图 1 所示一维 CRLH MTM TL 的等效电路;

[0020] 图 3 示出图 1 所示一维 CRLH MTM TL 的等效电路的另一种表示;

[0021] 图 4A 示出图 2 所示一维 CRLH TL 等效电路的双端口网络矩阵表示;

[0022] 图 4B 示出图 3 所示一维 CRLH TL 等效电路的另一种双端口网络矩阵表示;

[0023] 图 5 示出基于四个单位单元的一维 CRLH MTM 天线的一个例子;

[0024] 图 6A 示出与图 4A 所示传输线情况类似的一维 CRLH 天线等效电路的双端口网络矩阵表示;

[0025] 图 6B 示出与图 4B 所示传输线情况类似的一维 CRLH 天线等效电路的另一种双端口网络矩阵表示;

[0026] 图 7A 示出平衡情况的频散曲线的一个例子;

[0027] 图 7B 示出非平衡情况的频散曲线的一个例子;

[0028] 图 8 示出基于四个单位单元具有被截切的接地部的一维 CRLH MTM TL 的一个例子;

[0029] 图 9 示出了图 8 所示的具有被截切的接地部的一维 CRLH MTM TL 的等效电路;

[0030] 图 10 示出基于四个单位单元的具有被截切的接地部的一维 CRLH MTM 天线的一个

例子；

- [0031] 图 11 示出基于四个单位单元的具有被截切的接地部的一维 CRLH MTMTL 的另一例子；
- [0032] 图 12 示出了图 11 所示的具有被截切的接地部的一维 CRLH MTM TL 的等效电路；
- [0033] 图 13(a)–13(c) 分别示出单个单元的 SLM(单层金属化)MTM 天线结构的三维视图、顶层的顶视图和侧视图；
- [0034] 图 14(a) 示出图 13(a)–13(c) 所示单个单元的 SLM MTM 天线的模拟回波损耗；
- [0035] 图 14(b) 示出图 14 所示的双单元 SLM MTM 天线的模拟回波损耗；
- [0036] 图 14(c) 示出如图 13(a)–13(c) 所示的制造的单个单元的 SLM MTM 天线的测量出的回波损耗；
- [0037] 图 15 示出双单元 SLM MTM 天线的一个例子的三维视图；
- [0038] 图 16(a) 示出图 15 所示双单元 SLM MTM 天线的模拟输入阻抗；
- [0039] 图 16(b) 示出图 15 所示双单元 SLM MTM 天线的模拟输入阻抗；
- [0040] 图 17 示出三单元 MTM TL 的一个例子；
- [0041] 图 18 示出如图 17 所示三单元 MTM TL 的模拟回波损耗；
- [0042] 图 19(a) 和 19(b) 分别示出对应于 1.6GHz 谐振和 1.8GHz 谐振的电磁导波波长；
- [0043] 图 20(a)–20(d) 分别示出单个单元的 TLM–VL(两层金属化无过孔)MTM 天线结构的一个例子的三维视图、侧视图、顶层的顶视图以及底层的顶视图；
- [0044] 图 21(a) 示出具有过孔 (via) 的双层 MTM 结构的简化等效电路；
- [0045] 图 21(b) 示出底层上有过孔线 (via line) 而没有过孔的双层 MTM 结构的简化等效电路；
- [0046] 图 22(a) 示出如图 20(a)–20(d) 所示单个单元的 TLM–VL MTM 天线的模拟回波损耗；
- [0047] 图 22(b) 示出如图 20(a)–20(d) 所示单个单元的 TLM–VL MTM 天线的模拟回波损耗，其加有过孔，过孔连接单元贴片 (cell patch) 的中心和底部被截切的接地部的中心；
- [0048] 图 23 示出如图 20(a)–20(d) 所示单个单元的 TLM–VL MTM 天线在 2.4GHz 的辐射图；
- [0049] 图 24(a)–24(d) 分别示出经由过孔线连接到扩展地电极的 TLM–VLMTM 天线的三维视图、侧视图、顶层的顶视图以及底层的顶视图；
- [0050] 图 25 示出图 24(a)–24(d) 所示的 TLM–VL MTM 天线的模拟回波损耗；
- [0051] 图 26(a) 和 26(b) 示出如图 24(a)–24(d) 所示制造的 TLM–VL MTM 天线的图片；
- [0052] 图 27 示出如图 26(a) 和 26(b) 所示 TLM–VL MTM 天线的测量出的回波损耗；
- [0053] 图 28(a)–28(d) 分别示出单个单元的 SLM MTM 天线结构的另一例子的三维视图、侧视图、顶层的顶视图和底层的顶视图；
- [0054] 图 29(a) 示出如图 28(a)–28(d) 所示单个单元的 SLM MTM 天线的模拟回波损耗；
- [0055] 图 29(b) 示出如图 28(a)–28(d) 所示单个单元的 SLM MTM 天线的模拟输入阻抗；
- [0056] 图 30(a) 和 30(b) 分别示出如图 28(a)–28(d) 所示制造的单个单元的 SLM MTM 天线的测量出的效率，其中绘出了蜂窝频带效率和 PCS/DCS 效率；
- [0057] 图 31 示出经过修改的单个单元的 SLM MTM 天线结构的另一例子；

- [0058] 图 32(a) 和 32(b) 分别示出如图 31 所示制造的单个单元的 SLM MTM 天线的测量出的效率, 其中分别绘出了蜂窝频带效率和 PCS/DCS 效率;
- [0059] 图 33(a) 和 33(b) 示出了扩展地电极对效率的影响, 通过对存在和不存在扩展地电极的情况进行比较, 分别绘出了蜂窝频带效率和 PCS/DCS 效率;
- [0060] 图 34(a)-34(d) 分别示出了 TLM-VL 天线结构的另一种例子的三维视图、侧视图、顶层的顶视图和底层的顶视图;
- [0061] 图 35(a) 示出如图 34(a)-34(d) 所示的 TLM-VL 天线的模拟回波损耗;
- [0062] 图 35(b) 示出如图 34(a)-34(d) 所示的 TLM-VL 天线的模拟输入阻抗;
- [0063] 图 36(a)-36(d) 分别示出了半单层 MTM 天线结构的一个例子的三维视图、侧视图、在底层被覆盖的情况下顶层的顶视图, 以及在顶层被覆盖的情况下底层的顶视图;
- [0064] 图 37(a) 示出如图 36(a)-36(d) 所示半单层天线的模拟回波损耗;
- [0065] 图 37(b) 示出如图 36(a)-36(d) 所示半单层天线的模拟输入阻抗;
- [0066] 图 38 示出 SLM MTM 天线结构的另一例子的顶层的顶视图;
- [0067] 图 39 示出 SLM MTM 天线结构(具有弯折)的另一例子, 阐释了顶层的顶视图;
- [0068] 图 40 示出如图 38 所示的 SLM MTM 天线以及如图 39 所示的 SLM MTM 天线(具有弯折)的模拟回波损耗;
- [0069] 图 41 示出如图 39 所示制造的 SLM MTM 天线(具有弯折)的图片;
- [0070] 图 42 示出如图 41 所示制造的 SLM MTM 天线的测量出的回波损耗;
- [0071] 图 43(a) 和 43(b) 示出如图 41 所示的 SLM MTM 天线的测量出的效率, 分别绘出了蜂窝频带效率和 PCS/DCS 频带效率;
- [0072] 图 44 示出如图 39 所示具有弯折的 SLM MTM 天线, 其中, 发射台和单元贴片之间具有集总电容器;
- [0073] 图 45 示出如图 39 所示具有弯折的 SLM MTM 天线, 其中, 在缩短的过孔线路轨迹中具有集总电感器;
- [0074] 图 46 示出如图 39 所示具有弯折的 SLM MTM 天线, 其中, 在缩短的弯折线轨迹中具有集总电感器;
- [0075] 图 47 示出了在图 44 中具有集总电容器的情况、在图 45 中具有集总电感器的情况、在图 46 中具有集总电感器的情况, 以及在图 39 中不具有任何集总元件的情况下具有弯折的 SLM MTM 天线的模拟回波损耗;
- [0076] 图 48(a)-48(f) 分别示出具有垂直连接的三层 MTM 天线结构的一个例子的三维视图、顶层的顶视图、中间层的顶视图、底层的顶视图、中间层被覆盖的顶层的顶视图, 以及侧视图;
- [0077] 图 49(a) 示出如图 48(a)-48(f) 所示具有垂直连接的三层 MTM 天线的模拟回波损耗;
- [0078] 图 49(b) 示出如图 48(a)-48(f) 所示具有垂直连接的三层 MTM 天线的模拟输入阻抗;
- [0079] 图 50(a)-50(c) 分别示出具有垂直连接的 TLM-VL MTM 天线的一个例子的三维视图、顶层的顶视图和底层的顶视图;
- [0080] 图 51(a) 示出如图 50(a)-50(c) 所示具有垂直连接的 TLM-VL MTM 天线的模拟回

波损耗；

[0081] 图 51(b) 示出如图 50(a)–50(c) 所示具有垂直连接的 TLM-VL MTM 天线的模拟输入阻抗。

具体实施方式

[0082] 超材料 (MTM) 结构可被用来构造天线和其它电气元件和设备,从而得到诸如尺寸减小和性能提高等大范围的技术进步。MTM 天线结构可制造在包括诸如 FR-4 印刷电路板 (PCB) 或柔性印刷电路 (FPC) 板的电路板等的各种电路平台上。其它制造技术的例子包括薄膜制造技术、片上系统 (SOC) 技术、低温共烧陶瓷 (LTCC) 技术,以及单片微波集成电路 (MMIC) 技术。

[0083] 本文描述的 MTM 结构的例子和实施方式包括单层金属化 (SLM) MTM 天线结构和两层金属化无过孔 (TLM-VL) MTM 天线结构,在单层 SLM MTM 天线结构中,在电介质基底或电介质板的一侧上形成的单层的导通金属化层中布置 MTM 结构的导电组件,包括地电极;在两层 TLM-VL MTM 天线结构中,使用电介质基底或电介质板的两个平行表面上的两层导电金属化层来形成 MTM 结构,并且无需利用导电的过孔来连接电介质基底或电介质板的一个导电金属化层上的 MTM 结构的一个组件和电介质基底或电介质板的其它导电金属化层上的 MTM 结构的另一个组件。这样的 SLM MTM 和 TLM-VL MTM 结构可以被构造成各种配置,并可以与电路板上的其它 MTM 或非 MTM 电路和电路元件相耦合。

[0084] 例如,这样的 SLM MTM 和 TLM-VL MTM 结构可以用在具有薄基底或薄材料的设备中,在这种设备中,不能钻出过孔或对过孔进行电镀。再例如,可以将这样的 SLM 和 TLM-VL MTM 天线结构缠绕在产品包装的内部或者周围。基于这样的 SLM MTM 和 TLM-VL MTM 结构的天线可被制成符合产品外壳的内壁形状,符合天线载体的外表面或者设备包装的外部轮廓形状。不能钻出过孔或对过孔进行电镀的薄基底或薄材料的例子包括,厚度小于 10 密尔的 FR4 基底、薄玻璃材料、Flex 薄膜,以及厚度为 3–5 密尔的薄膜基底。这类材料中的一些具有良好的可制造性,能够很容易地变弯曲。某些 FR-4 和玻璃材料可能需要热弯或其它技术来实现期望的曲度或弯曲形状。

[0085] 本文中描述的 MTM 天线结构可以被配置以生成多个频带,包括“低频带”和“高频带”。低频带包括至少一个左手 (LH) 模式谐振,高频带包括至少一个右手 (RH) 模式谐振。本文中描述的多频带 MTM 天线结构可用于手机应用、手持设备应用(例如, PDA 和智能手机)以及其他移动设备应用,在这些应用中,希望天线在有限的空间限制下能以适当性能支持多频带。本文中公开的 MTM 天线设计可以被适应性修改和设计为提供优于其它天线的一个或更多个优点,诸如,紧凑的尺寸、基于单天线方案的多重谐振、对用户交互导致的偏移不敏感的稳定的谐振,以及几乎不依赖物理尺寸的谐振频率。可以构造 MTM 天线结构中的元件的配置,来实现基于具有 CRLH 特性的单天线方案的期望频带和带宽。

[0086] 本文描述的 MTM 天线可设计为在各种频带中工作,包括用于蜂窝电话和移动设备应用的频带、WiFi 应用的频带、WiMax 应用及其他无线通信应用的频带。用于蜂窝电话和移动设备应用的频带的例子是:蜂窝频带 (824–960MHz),包括 CDMA 和 GSM 两个频带;以及 PCS/DCS 频带 (1710–2170MHz),包括 PCS、DCS 和 WCDMA 三个频带。四频带天线可用于覆盖蜂窝频带中的 CDMA 和 GSM 频带中的一个和 PCS/DCS 频带中的所有三个频带。五频带天线可

用于覆盖蜂窝频带中的两个频带和 PCS/DCS 频带中的三个频带这所有五个频带。用于 WiFi 应用的频带的例子包括两个频带：一个是从 2.4 到 2.48GHz 的范围，另一个是从 5.15GHz 到 5.835GHz 的范围。用于 WiMax 应用的频带涉及三个频带：2.3–2.4GHz、2.5–2.7GHz 以及 3.5–3.8GHz。

[0087] MTM 天线或 MTM 传输线 (TL) 是具有一个或更多个 MTM 单位单元的 MTM 结构。每个 MTM 单位单元的等效电路包括右手串联电感 (LR)、右手分路电容 (CR)、左手串联电容 (CL)，以及左手分路电感 (LL)。将 LL 和 CL 构造和连接成向单位单元提供左手特性。可以利用分布式电路元件、集总电路元件或二者的组合来实现这种类型的 CRLH TL 或天线。每个单位单元小于 $\sim \lambda / 4$ ，其中， λ 是在 CRLH TL 或天线中传输的电磁信号的波长。

[0088] 纯 LH 材料遵循向量三元组 (E, H, β) 的左手定则，并且相速度方向与信号能量传播方向相反。LH 材料的介电常数 ϵ 和磁导率 μ 都为负。取决于工作方式 (regime) 或频率，CRLH 超材料既可以展现出左手电磁传播模式又可以展现出右手电磁传播模式。在某些情况下，当信号的波矢量为零时，CRLH 超材料可展现出非零群速度。这种情况出现在左手和右手模式彼此平衡时。在非平衡模式中，存在带隙，在带隙中电磁波传播被禁止。在平衡情况下，频散曲线在左手和右手模式之间的传播常数的临界点 $\beta(\omega_0) = 0$ 处不会表现出任何不连续，其中，传导波长是无限的，即， $\lambda_g = 2\pi / |\beta| \rightarrow \infty$ ，而群速度为正：

$$[0089] v_g = \left. \frac{d\omega}{d\beta} \right|_{\beta=0} > 0$$

[0090] 这种状态对应于 LH 区域中 TL 实施方式中 $m = 0$ 的零阶模式。CRHL 结构支持低频的精细频谱，其散射关系遵循负 β 抛物线区域。这使得可构造物理尺寸较小，而在操作和控制近场辐射图时却又具有独特的较大的电磁容量的设备。当将此 TL 用作零阶谐振器 (ZOR) 时，允许常数幅度和相位谐振跨越整个谐振器。可将 ZOR 模式用来构建基于 MTM 的功率组合器和分离器或分配器、定向耦合器、匹配网络，以及漏波天线。

[0091] 在 RHTL 谐振器的情况下，谐振频率对应于电气长度 $\theta_m = \beta_m l = m\pi$ ($m = 1, 2, 3, \dots$)，其中， l 是 TL 的长度。TL 长度应足够长，以达到谐振频率的低频谱和较宽频谱。纯 LH 材料的工作频率是在低频。CRLH MTM 结构与 RH 或 LH 材料有很大不同，其可用于达到 RF 频谱范围的高频区域和低频区域。在 CRLH 情况下， $\theta_m = \beta_m l = m\pi$ ，其中， l 是 CRLH TL 的长度，参数 $m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \pm \infty$ 。

[0092] 以下描述具体 MTM 天线结构的例子。在 2007 年 4 月 27 日提交的美国专利申请号 11/741,674，标题为“Antennas, Devices, and Systems Based on Metamaterial Structures”以及 2007 年 8 月 24 日提交的美国专利申请号 11/844,982，标题为“Antennas Based on Metamaterial Structures”的美国专利申请中描述了与这些例子相关的一些技术信息，这两篇专利申请通过引用结合在本文中作为本文的说明书的一部分。

[0093] 图 1 示出了基于四个单位单元的一维 (1D) CRLH MTM 传输线 (TL) 的一个例子。一个单位单元包括单元贴片和过孔，单位单元是构造期望的 MTM 结构的结构单元。本文所阐释的 TL 例子包括在基底的两个导电金属化层内形成的四个单位单元，其中，在基底的顶部导电金属化层上形成四个导电单元贴片，而基底的另一侧具有金属化层作为地电极。形成四个中心导电过孔，穿透基底，以分别将四个单元贴片连接到接地平面。左面的单位单元贴

片被电磁耦合到第一馈线，而右面的单位单元贴片被电磁耦合到第二馈线。在一些实施例中，每个单位单元贴片被电磁耦合到相邻的单元贴片，而无需直接接触相邻的单位单元。这种结构形成了 MTM 传输线，从一个馈线接收 RF 信号，并在另一馈线上输出 RF 信号。

[0094] 图 2 示出了图 1 所示的一维 CRLH MTM TL 的等效多分支电路。ZLin' 和 ZLout' 分别对应于 TL 输入负载阻抗和 TL 输出负载阻抗，它们是由于各端处的 TL 耦合而产生的。这是双层印刷结构的一个例子。LR 是由于电介质基底上的单元贴片而产生的，CR 是由于夹在单元贴片和接地平面之间的电介质基底而产生。CL 是由于存在两个相邻的单元贴片而产生，过孔引起了 LL。

[0095] 每个单独的单位单元可以具有两个谐振 ω_{SE} 和 ω_{SH} ，分别对应于串联 (SE) 阻抗 Z 和分路 (SH) 导纳 Y。在图 2 中，Z/2 模块包括 LR/2 和 2CL 的串联组合，Y 模块包括 LL 和 CR 的并联组合。这些参数之间的关系表示如下：

$$[0096] \quad \omega_{SH} = \frac{1}{\sqrt{LL \ CR}} ; \omega_{SE} = \frac{1}{\sqrt{LR \ CL}} ; \omega_R = \frac{1}{\sqrt{LR \ CR}} ; \omega_L = \frac{1}{\sqrt{LL \ CL}}$$

[0097]

$$\text{where, } Z = j\omega LR + \frac{1}{j\omega CL} \text{ and } Y = j\omega CR + \frac{1}{j\omega LL}$$

Eq. (1)

[0098] 图 1 中输入 / 输出边缘处的两个单位单元不包括 CL，因为 CL 代表两个相邻的单元贴片之间的电容，而在这些输入 / 输出边缘处没有这种电容。边缘单位单元处缺少的 CL 部分使得频率 ω_{SE} 无法产生谐振。因此，仅有 ω_{SH} 作为 $m = 0$ 的谐振频率出现。

[0099] 为了简化计算分析，一部分 ZLin' 和 ZLout' 串联电容器被包括进来，以补偿该缺少的 CL 部分，并将剩余的输入和输出负载阻抗分别表示为 ZLin 和 ZLout，如图 3 所示。在这样的情况下，所有单位单元具有相同的参数，用图 3 中的两个串联 Z/2 模块和一个分路 Y 模块表示，其中，Z/2 模块包括 LR/2 和 2CL 的串联组合，Y 模块包括 LL 和 CR 的并联组合。

[0100] 图 4A 和图 4B 分别示出了图 2 和图 3 所示的没有负载阻抗的 TL 电路的双端口网络矩阵表示。

[0101] 图 5 示出了基于四个单位单元的一维 CRLH MTM 天线的一个例子。不同于图 1 中的一维 CRLH MTM TL，图 5 中的天线将左面的单位单元耦合到馈线，从而将天线连接到天线电路，而右面的单位单元是开路，从而四个单元与空气通过接口连接，以发送或接收 RF 信号。

[0102] 图 6A 示出了图 5 中的天线电路的双端口网络矩阵表示。图 6B 示出了图 5 中的天线电路的双端口网络矩阵表示，其中，在边缘处为了说明缺少的 CL 部分进行了修改，从而使所有单元相同。图 6A 和 6B 分别与图 4A 和 4B 所示的 TL 电路类似。

[0103] 在矩阵符号中，图 4B 表示的关系如下：

[0104]

$$\begin{pmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} AN & BN \\ CN & AN \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{pmatrix},$$

Eq. (2)

[0105] 其中，AN = DN，因为当从 Vin 和 Vout 端进行观察时，图 3 所示的 CRLHMTM TL 电路

是对称的。

[0106] 在图 6A 和 6B 中, 参数 GR' 和 GR 表示辐射电阻, 参数 ZT' 和 ZT 表示终端阻抗。 ZT' 、 $ZLin'$ 和 $ZLout'$ 分别包括来自额外的 2CL 的贡献, 表达如下:

$$[0107] \quad ZT' = ZT + \frac{2}{j\omega CL},$$

$$ZLin' = ZLin + \frac{2}{j\omega CL}, \quad ZLout' = ZLout + \frac{2}{j\omega CL}, \quad \text{Eq. (3)}$$

[0108] 由于辐射电阻 GR 或 GR' 或者是通过构建天线或者是通过模拟天线才能得到, 所以很难优化天线设计。因此, 优选的是采用 TL 法, 然后利用各种终端 ZT 模拟其对应的天线。Eq. (1) 中的关系对于图 2 中的电路是成立的, 其具有修改值 AN' 、 BN' 和 CN' , 这些值反映了在两个边缘处缺少的 CL 部分。

[0109] 可以根据通过使 N 个 CRLH 单元结构与 $n\pi$ 传播相长度谐振得到的频散等式来确定频带, 其中, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \pm N$ 。此处, N 个 CRLH 单元中的每个是用 Eq. (1) 中的 Z 和 Y 表示的, 这不同于图 2 所示的终端单元缺少 CL 的结构。因此, 可以想象, 与这两个结构相关联的谐振是不同的。然而, 深入的计算表明, 除了 $n = 0$ 之外的所有谐振都相同, 其中, ω_{SE} 和 ω_{SH} 都在图 3 中的结构中谐振, 并且仅 ω_{SH} 在图 2 中的结构中谐振。正的相位偏移 ($n > 0$) 对应于 RH 区域谐振, 负值 ($n < 0$) 与 LH 区域谐振相关联。

[0110] 具有 Z 和 Y 参数的 N 个同样的 CRLH 单元的散射关系如下式:

$$[0111] \quad \begin{cases} N\beta p = \cos^{-1}(A_N), \Rightarrow |A_N| \leq 1 \Rightarrow 0 \leq \chi = -ZY \leq 4 \quad \forall N \\ \text{where } A_N = 1 \text{ at even resonances } |n| = 2m \in \left\{0, 2, 4, \dots, 2 \times \text{Int}\left(\frac{N-1}{2}\right)\right\} \\ \text{and } A_N = -1 \text{ at odd resonances } |n| = 2m+1 \in \left\{1, 3, \dots, \left(2 \times \text{Int}\left(\frac{N}{2}\right)-1\right)\right\} \end{cases}$$

Eq. (4),

[0112] 其中, Z 和 Y 在 Eq. (1) 中给出, AN 由如图 3 所示的 N 个相同的 CRLH 单元的线性级联得到, p 是单元尺寸。奇数 $n = (2m+1)$ 和偶数 $n = 2m$ 谐振分别与 $AN = -1$ 和 $AN = 1$ 相关联。对于图 4A 和图 6A 中的 AN' , 无论单元数量多少, 由于末端单元处缺少 CL, $n = 0$ 模式仅在 $\omega_0 = \omega_{SH}$ 处谐振, 而不会同时在 ω_{SE} 和 ω_{SH} 处谐振。对于表 1 中指出的不同的 x 值, 由下式给出高阶频率:

$$[0113] \quad \text{For } n > 0, \omega_{\pm n}^2 = \frac{\omega_{SH}^2 + \omega_{SE}^2 + \chi \omega_R^2}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_{SH}^2 + \omega_{SE}^2 + \chi \omega_R^2}{2}\right)^2 - \omega_{SH}^2 \omega_{SE}^2}$$

$$\quad \text{Eq. (5)}$$

[0114] 表 1 提供了 $N = 1, 2, 3$, 和 4 时的 x 值。应注意, 无论边缘单元处存在 (图 3) 还是不存在 (图 2) 完整的 CL, 高阶谐振 $|n| > 0$ 都相同。进一步, $n = 0$ 附近的谐振具有小的 x 值 (接近 x 的下界 0), 而高阶谐振倾向于达到 x 的上界 4, 如 Eq. (4) 中所示。

[0115] 表 1 :N = 1, 2, 3 和 4 个单元时的谐振

N \ Modes	n =0	n =1	n =2	n =3
[0116]	$\chi_{(1,0)}=0 ; \omega_0 = \omega_{\text{SH}}$			
	$\chi_{(2,0)}=0 ; \omega_0 = \omega_{\text{SH}}$	$\chi_{(2,1)}=2$		
	$\chi_{(3,0)}=0 ; \omega_0 = \omega_{\text{SH}}$	$\chi_{(3,1)}=1$	$\chi_{(3,2)}=3$	
	$\chi_{(4,0)}=0 ; \omega_0 = \omega_{\text{SH}}$	$\chi_{(4,1)}=2-\sqrt{2}$	$\chi_{(4,2)}=2$	

[0117] 在图 7A 和 7B 中分别对于 $\omega_{\text{SE}} = \omega_{\text{SH}}$ (平衡, 即, LR CL = LL CR) 的情况和 $\omega_{\text{SE}} \neq \omega_{\text{SH}}$ (非平衡) 的情况示出了作为频率 ω 的函数的频散曲线 β 。在后一种情况下, 在 $\min(\omega_{\text{SE}}, \omega_{\text{SH}})$ 和 $\max(\omega_{\text{SE}}, \omega_{\text{SH}})$ 之间存在频率间隙。极限频率 ω_{min} 和 ω_{max} 值由 Eq. (5) 中的相同谐振等式给出, 其中, x 达到其上限 $x = 4$, 如下式所示 :

$$[0118] \quad \omega_{\text{min}}^2 = \frac{\omega_{\text{SH}}^2 + \omega_{\text{SE}}^2 + 4\omega_{\text{R}}^2}{2} - \sqrt{\left(\frac{\omega_{\text{SH}}^2 + \omega_{\text{SE}}^2 + 4\omega_{\text{R}}^2}{2}\right)^2 - \omega_{\text{SH}}^2 \omega_{\text{SE}}^2}$$

$$[0119] \quad \omega_{\text{max}}^2 = \frac{\omega_{\text{SH}}^2 + \omega_{\text{SE}}^2 + 4\omega_{\text{R}}^2}{2} + \sqrt{\left(\frac{\omega_{\text{SH}}^2 + \omega_{\text{SE}}^2 + 4\omega_{\text{R}}^2}{2}\right)^2 - \omega_{\text{SH}}^2 \omega_{\text{SE}}^2}$$

(6)

[0120] 此外, 图 7A 和 7B 提供了在频散曲线上的谐振位置的例子。在 RH 区域 ($n > 0$) 中, 结构尺寸 $l = Np$, 其中 p 是单元尺寸, 随着频率降低而增加。相反, 在 LH 区域中, 随着 Np 的值变小, 达到的频率越低, 从而尺寸减小。频散曲线提供了这些谐振周围的带宽的一些指示。例如, LH 谐振具有较窄的带宽, 因为频散曲线几乎是平的。在 RH 区域中, 带宽较宽, 因为频散曲线比较陡峭。因此, 获得宽带的第一条件, 第一 BB 条件 (1stBB condition), 可表示如下 :

$$[0121] \quad \text{COND1: 1st BB condition} \left| \frac{d\beta}{d\omega} \right|_{\text{res}} = \left| \frac{\frac{d(\text{AN})}{d\omega}}{\sqrt{1 - \text{AN}^2}} \right|_{\text{res}} \ll 1 \text{ near } \omega = \omega_{\text{res}} = \omega_0, \omega_{\pm 1}, \omega_{\pm 2} \dots$$

$$[0122] \Rightarrow \left| \frac{d\beta}{d\omega} \right| = \left| \frac{\frac{d\chi}{d\omega}}{2p\sqrt{\chi\left(1-\frac{\chi}{4}\right)}} \right|_{res} \ll 1 \text{ with } p = \text{cellsize} \text{ and } \left| \frac{d\chi}{d\omega} \right|_{res} = \frac{2\omega_{\pm n}}{\omega_R^2} \left(1 - \frac{\omega_{SE}^2 \omega_{SH}^2}{\omega_{\pm n}^4} \right)$$

Eq. (7)

[0123] 其中, χ 是在 Eq. (4) 中给出的, ω_R 是在 Eq. (1) 中定义的。Eq. (4) 中的散射关系指示, 当 $|AN| = 1$ 时发生谐振, 这导致 Eq. (7) 的第一 BB 条件 (COND1) 中的分母为零。要提醒的是, AN 是 N 个相同的单位单元 (图 4B 和图 6B) 的传输矩阵的第一元素。计算表明, COND1 确实独立于 N, 并且是由 Eq. (7) 中的第二个等式给出的。如表 1 中所示, 分子的值和谐振处的 χ 的值定义频散曲线的斜度, 从而定义可能的带宽。目标结构至多在尺寸 $Np = \lambda/40$ 处, 带宽超出 4%。对于具有较小单元尺寸 p 的结构, Eq. (7) 指示较高的 ω_R 值满足 COND1, 即, 较低的 CR 和 LR 值, 因为对于 $n < 0$, 在表 1 中 χ 值接近 4 处, 也就是 $(1 - \chi/4 \rightarrow 0)$ 时, 发生谐振。

[0124] 如前面所述, 一旦频散曲线斜度值较陡, 则下一步是识别适当的匹配。理想的匹配阻抗具有固定值, 可以不需要很大的匹配网络覆盖区域 (footprint)。此处, “匹配阻抗”一词是指诸如在天线中的单边馈送情况下的馈线和终端。为了分析输入 / 输出匹配网络, 可以对图 4B 中的 TL 电路计算 Zin 和 $Zout$ 。由于图 3 中的网络是对称的, 可以直接表明 $Zin = Zout$ 。可见, Zin 独立于 N, 如下式所示:

$$[0125] Zin^2 = \frac{BN}{CN} = \frac{B1}{C1} = \frac{Z}{Y} \left(1 - \frac{\chi}{4} \right), \quad Eq. (8)$$

[0126] Zin 仅有正实数值。B1/C1 大于零的一个原因是 Eq. (4) 中 $|AN| \leq 1$ 的条件, 这导致了如下的阻抗条件:

[0127] $0 \leq -ZY = \chi \leq 4$.

[0128] 第二宽带 (BB) 条件 (2^{nd} BB condition) 是 Zin 随着谐振附近的频率发生轻微变化, 而保持稳定的匹配的条件。应记得, 实数输入阻抗 Zin' 包括来自 CL 串联电容的贡献, 如 Eq. (3) 中所示。第二 BB 条件如下给出:

[0129]

$$COND2: 2^{nd} \text{ BB condition : near resonances, } \left| \frac{dZin}{d\omega} \right|_{near res} \ll 1 \quad Eq. (9)$$

[0130] 不同于图 2 和图 3 的传输线例子, 天线设计的开路一侧具有无限大的阻抗, 其与结构边缘阻抗匹配不佳。以下等式给出电容终端:

$$[0131] Z_T = \frac{AN}{CN}, \quad Eq. (10)$$

[0132] 其依赖于 N, 并且为纯虚数。由于 LH 谐振通常比 RH 谐振更窄, 所以与 $n > 0$ 区域相比, 所选择的匹配值更靠近在 $n < 0$ 区域中得到的那些值。

[0133] 一种增加 LH 谐振带宽的方法是减小分路电容器 CR。这种减小可导致更陡的频散

曲线的更高的 ω_R 值, 如 Eq. (7) 中所解释的那样。有各种降低 CR 的方法, 包括但不限于 : 1) 增加基底厚度, 2) 减小单元贴片面积, 3) 减小顶部单元贴片下面的接地面积, 以得到“被截切的接地部”, 或者以上技术的组合。

[0134] 图 1 和 5 中所示的 MTM TL 和天线结构是用导电层覆盖基底的整个底部表面, 作为完整的地电极。已经设计了被截切的地电极的图案, 使得基底表面的一个或更多个部分被暴露, 可以使用此被截切的地电极将地电极的面积减小到小于整个基底表面的面积。这样可增加谐振带宽, 并可调谐谐振频率。参考图 8 和 11 讨论了两种被截切的接地部结构的例子, 其中, 基底的地电极一侧的单元贴片的覆盖区域中的地电极数量已经被减小, 并使用了剩余的带状线 (过孔线) 将单元贴片的过孔连接到单元贴片的覆盖区域外部的主地电极。可在各种配置中实现此被截切的接地部的方法, 以实现宽带谐振。

[0135] 图 8 示出了四个单元 MTM 传输线的情况下被截切的地电极的一个例子, 其中, 沿着单元贴片下面的一个方向, 地电极的尺寸小于单元贴片。接地导电层包括过孔线, 过孔线连接到过孔并从单元贴片的下面通过。过孔线的宽度小于各单位单元的单元贴片的尺寸。与不能增加基底厚度或者不能减小单元贴片面积 (因为这与天线效率的降低相关联) 的商业设备的其它实施方法相比, 使用被截切的接地部是更优的选择。当接地部被截断时, 如图 8 所示将过孔连接到主接地的金属化带 (过孔线) 引入另一电感器 L_p (图 9)。图 10 示出了与图 8 中的 TL 结构类似的被截切的接地部对应的四单元天线。

[0136] 图 11 示出了具有被截切的接地部结构的 MTM 天线另一种例子。此例中, 接地导电层包括过孔线和在单元贴片的覆盖区域外部形成的主接地。各过孔线在第一远端连接到主接地, 并在第二远端连接到过孔。过孔线的宽度小于各单位单元的单元贴片的尺寸。

[0137] 可以得到被截切的接地部结构的等式。在被截切的接地部例子中, 分路电容 CR 变小, 谐振遵循 Eq. (1)、(5) 和 (6) 中的相同等式以及表 1。这里示出了两种方法。图 8 和 9 表示第一种方法, 方法 1, 其中, 在用 $(LR+L_p)$ 替换 LR 后, 谐振与 Eq. (1)、(5) 和 (6) 以及表 1 中相同。对于 $|n| \neq 0$, 各模式有两个谐振, 分别对应于 (1) 用 $(LR+L_p)$ 替换 LR 的 $\omega \pm n$ 和 (2) 用 $(LR+L_p/N)$ 替换 LR 的 $\omega \pm n$, 其中, N 是单位单元的个数。在该方法 1 的情况下, 阻抗等式变为 :

[0138] Eq. (11)

$$[0139] Z_{in}^2 = \frac{BN}{CN} = \frac{B1}{C1} = \frac{Z}{Y} \left(1 - \frac{\chi + \chi_p}{4} \right) \frac{(1 - \chi - \chi_p)}{(1 - \chi - \chi_p/N)}, \text{ where } x = -YZ \text{ and } x = -YZ_p,$$

[0140] 其中, $Z_p = j\omega L_p$, 并且 Z 和 Y 是在 Eq. (2) 中被定义的。Eq. (11) 中的阻抗等式规定, 两个谐振 ω 和 ω' 分别具有低阻抗和高阻抗。因此, 在多数情况下容易调谐到 ω 谐振附近。

[0141] 图 11 和 12 中示出了第二种方法, 方法 2, 在用 $(LL+L_p)$ 替换 LL 后, 谐振与 Eq. (1)、(5) 和 (6) 以及表 1 中相同。在第二种方法中, 当分路电容 CR 降低时, 组合分路电感器 $(LL+L_p)$ 增加, 这导致 LH 频率较低。在两个金属化层上形成上述示例性的 MTM 结构, 这两个金属化层中的一个被用作地电极, 并通过导电过孔被连接到其它金属化层。可以利用图 1 和 5 所示的完整地电极或图 8 和 10 所示的被截切的地电极来构造这种具有过孔的两层 CRLH MTM TL 和天线。

[0142] 通过将两层设计减少为单层金属化层设计, 或者通过提供不具有互联过孔的两层

设计,这里描述的 SLM 和 TLM-VL MTM 结构可以简化上述两层过孔设计。可以使用 SLM 和 TLM-VL MTM 结构来减少设备费用并简化制造。下面描述这种 SLM MTM 结构和 TLM-VL MTM 结构的具体例子和实施方式。

[0143] SLM MTM 结构除了具有更简单的结构之外,SLM MTM 结构能够被制用来执行与具有连接到被截切的接地部的过孔的两层 CRLH MTM 结构相同的功能。在具有连接两个金属化层的过孔的两层 CRLH MTM 结构中,在顶层上的单元贴片和底层上的接地金属化之间有电介质材料,这导致了分路电容 CR,并且,相比具有完整地电极的设计,具有被截切的地电极的 CR 的数值倾向于比较小。

[0144] 可在单层导电层中形成 SLM MTM 结构,从而具有各种电路组件和地电极。在一种实施方式中,SLM MTM 结构包括电介质基底,其具有第一基底表面和相反的基底表面,在第一基底表面上形成金属化层,并且该金属化层的图案被设计为具有两个或更多个金属化部分,以在金属化层内形成单层超材料结构,而不需要穿透电介质基底的导电的过孔。金属化层中的金属化部分包括作为 SLM MTM 结构的单位单元贴片的第一金属贴片,作为用于单位单元的地电极并与单位单元贴片在空间上隔离的第二金属贴片,将地电极和单位单元贴片互连的过孔金属线,电磁耦合到单位单元贴片而不与单位单元贴片直接接触的信号馈线。

[0145] 因此,在此 SLM MTM 结构的两个金属化部分之间没有垂直夹着电介质材料。于是,经过适当的设计,SLM MTM 结构的分路电容 CR 小到可以忽略。在处于单层金属化层内的单元贴片和地电极之间可能仍然存在很小的分路电容。由于不存在穿透基底的过孔,所以 SLM MTM 结构中的分路电感 LL 可以忽略,但是由于金属化层中连接到地电极的过孔金属线,电感 L_p 可能比较大。

[0146] 图 13(a)–13(c) 分别示出了单个单元的 SLM MTM 天线的一个例子的三维视图、顶层的顶视图和侧视图。在基底 1301 上形成单个单元的 SLM MTM 天线。顶部金属化层形成于基底 1301 的顶部表面上,并被设计成形成 SLM 单元的组件和用于 SLM 单元的地电极。

[0147] 更具体地,顶部金属化层被图案化为各种金属部件:顶部地电极 1324;作为单元贴片的金属贴片 1308,其与顶部地电极 1324 隔开;发射台 1304,其通过耦合间隙 1328 与单元贴片 1308 隔开;以及过孔线 1312,其将顶部地电极 1324 与单元贴片 1308 相互连接。馈线 1316 形成在顶部金属化层中,并被连接到发射台 1304,以与向单元贴片 1308 传送信号和从其接收信号。此单个金属化层设计消除了对基底 1301 的底面上形成的被截切的接地部和穿透基底 1301 以连接单元贴片 1308 和被截切的接地部的导电过孔的需要。

[0148] 在上述例子中,基底 1301 的底面具有底部金属化层,该底部金属化层并不用来构造 SLM MTM 结构的组件。该底部金属化层被图案化以形成底部地电极 1325,底部地电极 1325 占据基底 1301 的一部分,同时暴露出基底 1301 的底部表面的另一部分。顶部金属化层中形成的 SLM MTM 结构的单元贴片 1308 位于没有进行底部金属化的底部表面的部分上,而不在底部地电极 1325 上,从而消除了或最小化与单元贴片 1308 相关联的分路电容。顶部地电极 1324 形成在底部地电极 1325 上,从而可以在顶部地电极 1324 中形成共面波导(CPW)馈送装置 1320。该 CPW 馈送装置 1320 被连接到馈线 1316,以向单元贴片 1308 发送信号或从其接收信号。因此,在此特定例子中,通过顶部和底部接地平面或者电极 1324 和 1325 来形成 CPW 接地,并提供底部地电极 1325 来为馈线实现 CPW 设计。在没有使用以上特定 CPW 设计的其它实施方式中,可以消除底部地电极 1325。例如,可以利用 CPW 线来为 SLM

MTM 结构所形成的天线进行馈送,而不需要底部地电极 1325,并可以仅由顶部地电极 1324 或者探针贴片或者电缆连接器来支持。

[0149] 某种程度上说,可将当前的 SLM MTM 天线视作一种 MTM 结构,其中,利用位于顶部金属化层上的过孔线代替了两层 MTM 天线中的过孔或过孔线。可以设计过孔线 1312 的位置和长度,以产生所期望的阻抗匹配条件,并产生所期望的一个或更多个频带。

[0150] 应注意的是,在此单个单元的 SLM MTM 天线结构中,单元贴片 1308 下方的基底 1301 的底部表面部分没有金属部件,并且没有被截切的接地部或金属化区域位于基底 1301 的底层上的单元贴片 1308 的正下方。馈线 1316 将来自 CPW 馈送装置 1320 的电磁信号的功率传递给发射台 1304,发射台 1304 通过耦合间隙 1328 将电磁信号电容性耦合到单元贴片 1308。可根据设计需要来设置间隙 1328 的尺寸,诸如,在一种实施方式中为几个密尔。通过过孔线 1312 将单元贴片 1308 连接到地电极 1324。如前面部分中所分析的,除了 SLM MTM 天线中的分路电容 CR 和分路电感 LL 可忽略,同时 Lp 较大之外,SLM MTM 天线等效电路类似于过孔被连接到被截切的接地部的两层 CRLH MTM 天线的等效电路。

[0151] 表 2 是对图 13(a)、13(b) 和 13(c) 所示的单个单元的 SLM 天线结构的元件的概要。

[0152] 表 2

[0153]

参数	描述		位置
天线元件	每个天线元件包括通过发射台 1304 和馈线 1316 连接到 CPW 馈送装置 1320 的 SLM 单元		
馈线	利用 CPW 馈送装置 1320 连接发射台 1304		顶层
发射台	矩形形状,其将单元贴片 1308 连接到馈线 1316。 发射台 1304 和单元贴片 1308 之间存在耦合间隙 1328。		顶层
SLM 单元	单元贴片	矩形形状	顶层
	过孔线	利用顶部地电极 1324 连接单元贴片 1308 的线	顶层

[0154] 可以对各种应用实现图 13(a)、13(b) 和 13(c) 所示的单个单元的 SLM 天线结构。例如,与专用于 WiFi 应用的 SLM MTM 天线相关联的设计参数可以选择如下:基底 1332 为 20mm 宽,0.787mm 厚;材料是 FR4,介电常数为 4.4;馈线 1316 是 0.4mm 宽;发射台 1304 与地电极 1324 的边缘之间的间隙是 2.5mm;发射台 1304 的宽度为 3.5mm,长度为 2mm;单元贴片 1308 长 8mm,宽 5mm,并位于距离发射台 1304 为 0.1mm 处;并且,过孔线 1312 的连接到单元贴片 1308 的部分是从单元的中间长度处偏离 2mm。

[0155] 前面部分已经对两层 MTM 结构进行了分析。对于被截切的接地部,其中单个单元的 ($N = 1$) SLM MTM 天线的分路电容 CR 可忽略的情况,可进行类似分析。如图 14(a) 中的模拟回波损耗和图 14(b) 中的测量回波损耗所示,具有以上参数值的该示例性的天线具有两个频带。最低频带有 LH 贡献,其中心位于 2.45GHz 处。如图 14(a) 所示,此频带在 -10dB 处带宽约为 100MHz。如图 14(c) 所示,在 LH 频带的高频边缘处出现 50 欧姆匹配,这表示模

拟输入阻抗。

[0156] 可以使用单层超材料结构中形成的上述单个单元的 SLM MTM 天线来构造具有两个或更多个电磁耦合单元的 SLM MTM 天线。这种 SLM MTM 天线至少包括在基底的第一基底表面上第一位置处形成的第一单元金属贴片和在第一基底表面上第二位置处形成的第二单元金属贴片，在与第一和第二位置隔开的第一基底表面上的第三位置处形成的作为第一和第二单元金属贴片的接地的地电极，以及至少一条馈线，该馈线形成于第一基底表面上并被电磁耦合到第一和第二单元金属贴片中的一个。对于每个单元金属贴片，在第一基底表面上形成过孔线，该过孔线包括连接到地电极的第一端和连接到单元金属贴片的第二端。第二基底表面位于与第一基底表面相反的一侧上，在第二基底表面上的对应于第一基底表面上的单元金属贴片的位置处没有形成金属部件。

[0157] 图 15 示出了双单元 SLM MTM 天线的一个例子，除了顶部地电极被扩展到两个单元贴片 1508-1 和 1508-2 的前面，以通过两个分离的过孔线 1512-1 和 1512-2 将两个单元贴片 1508-1 和 1508-2 连接到顶部地电极之外，该双单元 SLM MTM 天线的结构类似于图 13(a) 中的单个单元的 SLM MTM 天线。类似于图 13(a)，图 15 中的双单元 SLM MTM 天线的基底的底部表面具有底部金属化层，该底部金属化层的图案被设计为形成底部地电极，从而形成具有顶部地电极 1524 的 CPW 接地，并且该底部金属化层不用于构建 SLMMTM 结构的组件。将底部金属化层的图案设计为具有底部地电极，以占据基底的底部表面的一部分，同时使基底的底部表面的另一部分暴露出来。在基底的顶部表面上形成顶部地电极 1524 和两个 SLM 单元 1508-1 和 1508-2。顶部金属化层中的单元贴片 1508-1 和 1508-2 位于底部表面的没有进行底部金属化的部分之上，从而消除或最小化与单位单元贴片 1508-1 和 1508-2 相关联的分路电容。使用底部地电极和顶部地电极 1524 来形成 CPW 接地，以支持 CPW 馈送装置 1520。在没有使用需要底部地电极的特殊 CPW 设计的其它实施方式中，可以消除底部金属化层，并可以使用不需要底部接地平面的 CPW 线或探针贴片或电缆连接器，用来向双单元天线发送信号和从双单元天线接收信号。

[0158] 具体地，双单元 SLM 天线的单元贴片 1(1508-1) 和单元贴片 2(1508-2) 的位置彼此相邻，并由耦合间隙 2(1528-2) 隔开，以在它们之间提供电磁耦合。顶部金属化层中的发射台 1504 通过耦合间隙 1(1528-1) 向单元贴片 1(1508-1) 传送和接收电磁信号。在顶部金属化层中形成的馈线 1516 将接地 CPW 馈送装置 1520、通过窄间隙与地电极 1524 分开的金属带与发射台 1504 相连接。顶部地电极 1524 在两个单元贴片 1508-1 和 1508-2 的前面具有扩展部分或突出 1536。此配置使得两个过孔线 1512-1 和 1512-2 将两个单元贴片 1508-1 和 1508-2 连接到长度几乎相等的顶部地电极。

[0159] 之前的部分已经描述了对两层 MTM 结构的分析。对于被截切的接地部，其中双单元 ($N = 2$) SLM MTM 天线的分路电容 CR 可忽略的情况，可进行类似分析。图 16(a) 中示出了双单元 SLM MTM 天线的模拟回波损耗。图 13(a) 中的单个单元设计和图 15 中的双单元设计之间的回波损耗的比较表明，图 16(a) 中的双单元 SLM MTM 天线的最低和窄谐振对应于较高阶的 LH 模式。图 16(b) 示出了模拟输入阻抗。

[0160] 图 17 示出了 SLM MTM 构造中的三单元传输线 (TL) 的例子，其中，仅示出了顶部金属化层图案。电磁导波波长的数值对应于此 TL 的低频区域中的两个不同的谐振，这确认了低频谐振确实在 LH 区域中。此 TL 结构包括三个单元贴片 1728-1、1728-2 和 1728-3，

它们成行排列，两个相邻的单元贴片之间存在耦合间隙，以提供电磁耦合，而无需直接接触。单元贴片 1728-1、1728-2 和 1728-3 分别经由三条过孔线 1712-1、1717-2 和 1712-3 连接到地电极 1724。两条馈线 1716-1 和 1716-2 被电磁耦合到两个末端单元贴片 1708-1 和 1708-3，作为 TL 的输入和输出。两个 CPW 馈送装置 1720-1 和 1720-2 分别被连接到馈线 1716-1 和 1716-2，以分别向三单元串联的两端传送信号功率。其余的信号功率被辐射出去。第一单元贴片 1708-1 通过耦合间隙 1(1728-1) 被电容性耦合到发射台 1(1704-1)，发射台 1(1704-1) 通过馈线 1(1716-1) 被耦合到 CPW 馈送装置 1(1720-1)。第二单元贴片 2(1708-2) 通过耦合间隙 1728-2 被电容性耦合到第一单元贴片 1(1708-1)，第三单元贴片 1708-3 通过耦合间隙 1728-3 被电容性耦合到第二单元贴片 1708-2。第三单元贴片 1708-3 的另一端通过发射台 2(1704-2) 和馈线 2(1716-2) 被耦合到 CPW 馈送装置 2(1720-2)，其中，发射台 2(1704-2) 和第三单元贴片 (1708-3) 之间有耦合间隙 4(1728-4)。

[0161] 如图 18 所示，选择设计参数，使得在模拟回波损耗中生成 1.6GHz 和 1.8GHz 谐振。图 19(a) 和 19(b) 中分别示出了对应于这两个谐振的电磁导波波长。在传统的非 MTM 右手 (RH) RF 电路中，随着频率降低，导波波长增加，从而使得频率越低则 RH RF 结构越大。另一方面，在左手 (LH) MTM RF 电路中，导波波长随着频率降低而减小。因此，图 19(a) 和 19(b) 证实这些低谐振确实在 LH 区域中。

[0162] 除了 SLM MTM 结构，TLM-VL MTM 结构通过消除过孔，作为无过孔 (VL) MTM 结构，也简化了双层 CRLH MTM 天线的结构，在双层 CRLHMTM 天线结构中，过孔连接到底部被截切的接地部。这样的 TLM-VL MTM 结构可包括电介质基底和第一金属化层，电介质基底具有第一基底表面和相反的基底表面，第一金属化层形成于第一基底表面上并且其图案被设计为包括地电极部件和单元金属贴片，地电极部件与单元金属贴片彼此隔开。馈线形成在第一基底表面上，并被电磁耦合到单元金属贴片的一端。此 TLM-VLMTM 结构包括形成于第二基底表面上的第二金属化层，并且其图案被设计为包括位于单元金属贴片下方的金属贴片，而无需通过穿透电介质基底的导电过孔来连接到单元金属贴片。顶部单元金属贴片下方的金属贴片可以是被截切的接地部。经过适当的配置，可以操作这样的 TLM-VL MTM 结构，来实现与具有连接到被截切的接地部的过孔的双层 CRLH MTM 天线相同的功能。不同于 SLM MTM 结构的是，由于夹在顶层上的单元贴片和底层上的被截切的接地部之间的电介质材料，TLM-VL MTM 结构在一个金属化层上的单元贴片和第二金属化层之间展现出小而有限的分路电容 CR。与金属过孔线相关的电感器 Lp 的电感比较大，并且此过孔线与分路电容器 CR 串联。由于不存在过孔，可忽略 TLM-VL MTM 中的分路电感 LL。可在 $[\omega_{sh} = 1/\sqrt{LL \cdot CR}, \omega_{se} = 1/\sqrt{(LR \cdot CL)}]$ 的最小值以下的频率区域中激励 LH 谐振，其中，LL 被定义为 $(LL+Lp)$ ，如上述的方法 2 中那样。

[0163] 图 20(a)-20(d) 中分别示出了单个单元的 TLM-VL 天线的一个例子的三维视图、侧视图、顶层的顶视图和底层的顶视图。此单个单元的 TLM-VL 天线结构包括顶部金属化层和底部金属化层中的组件。参考图 20(c)，顶部金属化层中的组件包括顶部地电极 2024、在顶部地电极 2024 的间隙中形成的 CPW 馈送装置 2020、发射台 2004、连接 CPW 馈送装置 2020 和发射台 2004 的馈线 2016，以及通过耦合间隙 2028 与发射台 2004 隔开的单元贴片 2008。底部金属化层的图案被设计成，在顶部地电极 2024 下方形成底部地电极 2025，在单元贴片 2008 下方形成底部被截切的接地部 2036，并形成连接底部被截切的接地部 2036 和底部地

电极 2025 的过孔线 2012。此例中的馈线 2016 被连接到需要底部接地平面的 CPW 馈送装置 2020。因此,此例中的 CPW 接地包括顶部地电极 2024 和底部地电极 2025。在其它实施方式中,可利用不需要底部接地的常规 CPW 线或利用探针贴片,或者简单地利用电缆连接器或微带 TL 来为天线馈送信号。与 SLM MTM 结构中的无过孔 (VL) 设计不同,在基底的底部表面上形成对应于基底顶部表面上的单元贴片的底部被截切的接地部 2036,以建立谐振结构。通过单元贴片 2008 和底部被截切的接地部 2036 之间的电介质材料来耦合信号。发射台 2004 通过耦合间隙 2028 将电磁信号耦合到单元贴片 2008。间隙 2008 的尺寸可以是几密尔。由于在单元贴片 2008 下方存在底部被截切的接地部 2036,所以在单元贴片 2008 和底部被截切的接地部 2036 之间导致了分路电容器 CR。将底部被截切的接地部 2036 连接到底部地电极 2025 的过孔线 2012 导致了与分路电容器 CR 串联的电感 (L_p),如图 21(b) 所示。此例中,由于在此结构中不涉及过孔,可忽略分路电感 LL。在图 21(b) 中,记号 LL 表示方法 2 中的 LL+L_p。在具有过孔的两层 MTM 结构中,CR 与 LL 并联,LL 是由于过孔导致的,如之前的部分中参考图 2、3、9 和 12 所解释的那样。对于图 21(a) 中的后一种情况,复制简化的等效电路,以进行比较。

[0164] 对于图 20(a)-20(d) 中的 TLM-VL 天线结构,由于 LL(即,L_p) 较大,而 CR 有限,因此,频率 $\omega_u = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}}$ 总是小于 $\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}$ 。在 ω_{sh} 和 ω_{se} 的最小值以下发生 LH 谐振。分别通过如下等式给出有效的电容率和磁导率:

$$[0165] \quad \epsilon = -\frac{\left(\omega_{sh}^2 - \omega^2\right)}{L_L \left(\omega^2 \omega_{sh}^2\right)} < 0 \quad \mu = -L_R \left(\frac{\omega_{se}^2 - \omega^2}{\omega^2}\right) < 0$$

[0166] 除了以上解释的并且在图 21(a) 和 21(b) 中示出的修改之外,以与关于具有过孔的双层 MTM 结构所解释的类似方法来得到谐振。

[0167] 确定图 20(a)-20(d) 中所示的单个单元的 TLM-VL 天线的设计参数,以在 2.4GHz 处产生谐振,此谐振很宽,这可从图 22(a) 的模拟回波损耗看出。为了验证此谐振确实是由 LH 模式触发的,加入过孔,用来连接单元贴片 2008 的中心和底部被截切的接地部 2036 的中心。采用此处理来确定最低 LH 模式的位置,此最低 LH 模式对应于加入了过孔的天线结构。具有过孔的天线在 2.4GHz 附近确实有 LH 谐振,这在图 22(b) 中非常明显。此外,图 22(a) 示出,由于在 3.6GHz 附近存在 RH 模式,所以利用 TLM-VL MTM 天线结构来实现同时覆盖 WiFi 和 WiMax 频带的宽带。图 23 示出了图 20(a)-20(d) 中的单个单元的 TLM-VL 天线在 2.4GHz 的辐射图。由于天线形状关于 Y 轴对称,此图案在 X-Z 平面上几乎是全方向的。

[0168] 图 24(a)-24(d) 示出了具有过孔线 2412 的 TLM-VL MTM 天线的一个例子,其中,过孔线 2412 连接到底部扩展的地电极 2440,而顶部金属化层中的此结构的其它元件与图 20(a)-20(d) 中的元件类似。参考图 24(d),设计底部金属化层的图案,以形成底部地电极 2025,此电极具有两个整体扩展的接地部件 2440。在图示的例子中,扩展地电极部件 2440 在底部被截切的接地部 2036 的两侧是对称扩展的,并且,过孔线 2412 将一个扩展部分 2440 连接到底部被截切的接地部 2036。底部地电极扩展也可以有其它设计。

[0169] 图 25 示出的模拟回波损耗和宽带谐振与图 22(a) 中关于不具有扩展地电极的设备的结果类似。不同于图 20(a)-20(d) 中的 TLM-VL MTM 天线,此处在 1.3GHz 附近生成最低 LH 谐振,并且在 2.8GHz 和 3.8GHz 附近生成两个 RH 谐振。较高的两个 RH 谐振共同产生

覆盖 WiFi 和 WiMax 频带的宽带，并且最低的 LH 谐振可用于例如覆盖 GPS 频带。

[0170] 图 26(a) 和 26(b) 示出了基于图 24(a)-24(d) 所示的设计而制造的具有扩展的地电极 2440 的 TLM-VL 天线的图片。图 27 示出了对此天线测量的回波损耗，表现出与图 25 中的仿真结果相似的趋势。

[0171] 图 28(a)-28(d) 提供了单个单元的 SLM MTM 天线的另一例子，并分别示出了三维视图、侧视图、顶层的顶视图和底层的顶视图。此天线被专门设计为对于四频带蜂窝电话应用产生四频带谐振，并且此天线是采用在基底 2832 的两个表面上形成的两个金属化层，即，顶部金属化层和底部金属化层，来形成的。天线形成在顶部金属化层中，顶部金属化层的图案被设计成形成各种组件。

[0172] 参考图 28(c)，顶部金属化层的图案被设计成包括顶部地电极 2824、在顶部地电极 2824 内部的间隙中形成的 CPW 馈送装置 2820、连接到 CPW 馈送装置 2820 的馈线 2816、连接到馈线 2816 的发射台 2804、通过耦合间隙 2828 与发射台隔开的单元贴片 2808，以及将单元贴片 2808 连接到顶部地电极 2824 的过孔线 2812。由接地的 CPW 馈送装置 2820 来为天线馈送，接地的 CPW 馈送装置 2820 可被配置成具有 50 欧姆的特征阻抗。馈线 2816 将 CPW 馈送装置 2820 连接到发射台 2804。作为参考，在图 28(a)-28(d) 中标出了 PCB 孔 2840 和 PCB 组件 2844 的位置。

[0173] 参考图 28(d)，底部金属化层的图案被设计成包括底部地电极 2825、从底部地电极 2825 扩展出来的调谐金属短截线 2836 和一个或更多个 PCB 板组件 2844。底部金属化层的图案在单元贴片 2808 下方提供了没有金属的区域。

[0174] 此例中，馈线 2816 为 $0.5\text{mm} \times 14\text{mm}$ 。发射台 2804 总体为 $0.5\text{mm} \times 10\text{mm}$ 。单元贴片 2808 通过 0.1mm (4 密尔) 的耦合间隙 2828 电容性耦合到发射台 2804。单元贴片 2804 的尺寸是 $4\text{mm} \times 20\text{mm}$ ，在其一个拐角处有断流器。单元贴片 2808 通过过孔线 2812 短接到地电极 2824。过孔线的宽度是 0.3mm (12 密尔)，总长度为 27mm ，并且具有两个弯曲。地电极 2824 的形状被优化并且包括调谐短截线 2836，用来更好地在蜂窝频带(890-960MHz) 和 PCS/DCS 频带(1700-2170MHz) 中进行匹配。此天线覆盖 $17\text{mm} \times 24\text{mm}$ 的面积。一般而言，可以通过使顶部地电极 2824 更靠近发射台 2804 来改进高频的匹配。另一方面，此例中，在底层的发射台附近增加接地，如调谐短截线 2836 所示。其尺寸为 $2.7\text{mm} \times 17\text{mm}$ 。基底是介电常数为 4.4 的标准 FR4 材料。

[0175] 采用 HFSS EM 模拟软件来模拟天线性能。此外，一些实例是通过测量而被制造和表征的。图 29(a) 中示出了模拟回波损耗，其表明在蜂窝频带和 PCS/DCS 频带中都有良好匹配。此图中的四个代表点为：点 1 = (0.94GHz, -2.94dB)，点 2 = (1.02GHz, -6.21dB)，点 3 = (1.75GHz, -7.02dB)，并且点 4 = (2.20GHz, -5.15dB)。在图 29(b) 中示出了模拟输入阻抗。

[0176] 图 30(a) 和 30(b) 示出了所制造的天线的测量出的效率，其分别对应于蜂窝频带效率和 PCS/DCS 频带效率。此天线在蜂窝频带的高效率峰值为 52%，在 PCS/DCS 频带的峰值为 78%。

[0177] 蜂窝电话和手持设备倾向于紧凑，因此具有复杂的电磁特性，这使得天线集成变得困难。在本实施例中可以进行一些天线修改，使得在设备内部能够稳定操作此天线。

[0178] 图 31 示出了基于图 28(a)-28(d) 中的 SLM MTM 天线的修改的 SLMMTM 天线结构

的一个例子。顶部金属化层的图案被设计成包括顶部地电极 2824、CPW 馈送装置 2820、馈线 3116、扩展发射台 3152、单元贴片 3108 和扩展单元贴片 3148，以及将单元贴片 3108 连接到顶部地电极 2824 的过孔线 3112。第一种修改是增加发射台的尺寸，以提供扩展发射台 3152，从而改进天线阻抗的电容性组件。这使得 Smith 图中的环更大，故意使空白空间中的天线失配。当在设备中集成天线时，由于其周围的组件的加载，此环收缩。因此，此方案使得集成时此天线更好地被匹配。第二种修改是对单元贴片 3108 增加 L 形扩展单元贴片 3148。这样，由于耦合间隙 3128 的长度增加，就增加了单元贴片 3108 和扩展单元贴片 3152 之间的电容性耦合，从而，降低了低频带的谐振频率。

[0179] 图 31 中的设备中的另一调谐参数是过孔线 3112 和顶部金属层上的顶部地电极 3124 之间的接触点 3114。可将此接触点 3114 移动到更接近馈线 3116 的位置，以改进低频时的匹配，同时增强高频时的失配。当将接触点 3114 从馈线 3116 移开时，可看到相反的效果。作为参考，图 31 中指出了 PCB 孔 3140 和 PCB 组件 3144 在底部金属化层中的位置。

[0180] 具有上述修改的天线被制造出来。图 32(a) 和 32(b) 示出了此天线的测量效率。此天线在蜂窝频带中的高效率峰值是 51%，在 PCS/DCS 频带中的高效率峰值是 74%。为了分析减少天线周围的空隙的影响，将图 31 中的地电极扩展为低于天线单元并且在该侧面上。图 33(a) 和 33(b) 分别总结了对蜂窝频带和 PCS/DCS 频带的效率的影响。从这些图中可看出，天线性能受到接地扩展的影响。

[0181] 图 34(a)-34(d) 示出了蜂窝手机应用中四频带 TLM-VL MTM 天线的一个例子，并分别示出了三维视图、侧视图、顶层的顶视图和底层的顶视图。此 TLM-VL MTM 天线包括顶层上的发射台 3404 和单元贴片 3408，而无需过孔线将单元贴片 3408 连接到顶部地电极 3424。在底部金属化层上，此 TLM-VL MTM 天线包括底部被截切的接地部 3436 和将底部被截切的接地部 3436 连接到底部地电极 3425 的过孔线 3412。由顶部地电极 3424 中形成的接地 CPW 馈送装置 3420 来为此天线馈送，并且馈线 3416 将 CPW 馈送装置 3420 连接到发射台 3404。此馈送装置可被配置为具有 50 欧姆的特性阻抗。作为参考，在图中也指出了 PCB 孔 3440 和 PCB 组件 3444 的位置。

[0182] 在此设计的一种实施例中，馈线 3416 包括两个部分，用于进行匹配。第一部分为 $1.2\text{mm} \times 17.3\text{mm}$ ，第二部分为 $0.7\text{mm} \times 5.23\text{mm}$ 。使用 L 形发射台 3404 提供与单元贴片 3408 的充分耦合，并提供更好的阻抗匹配。L 形发射台 3404 的一个臂为 $1\text{mm} \times 5.6\text{mm}$ ，另一个臂为 $0.4\text{mm} \times 3.1\text{mm}$ 。单元贴片 3408 电容性耦合到发射台 3404，长臂的间隙为 0.4mm ，短臂的间隙为 0.2mm 。单元贴片 3408 为 $5.4\text{mm} \times 15\text{mm}$ ，而底部被截切的接地部 3436 为 $5.4\text{mm} \times 10.9\text{mm}$ 。由于单元贴片 3408 下方存在底部被截切的接地部 3436，导致了分路电容器 CR。将底部被截切的接地部 3436 连接到底部地电极 3425 的过孔线 3412 导致了与 CR 串联的电感 (L_p)，如图 21(b) 所示。由于此结构中不包括过孔，所以可忽略分路电感器 LL。在图 21(b) 中，记号 LL 表示分析 2 中的 LL+L_p。过孔线尺寸为 $0.3\text{mm} \times 40.9\text{mm}$ 。优化过孔线的路线，以便既匹配蜂窝频带 (824–960MHz) 又匹配 PCS/DCS 频带 (1700–2170MHz)。此天线覆盖面积为 $15.9\text{mm} \times 22\text{mm}$ 。基底是介电常数为 4.4 的 FR4 材料。

[0183] 表 3 提供了此例中 TLM-VL 天线结构元件的概要。

[0184] 表 3

[0185]

参数	描述		位置
天线元件	各天线元件包括通过发射台 3404 和馈线 3416 连接到 50 欧姆 CPW 馈送装置 3420 的单元。发射台 3404 和馈线 3416 都位于基底 3432 的顶层上。		
馈线	将发射台 3404 连接到 50 欧姆 CPW 馈送装置 3420。		顶层
发射台	将单元贴片 3408 耦合到馈线 3416 的 L 形状。发射台 3404 和单元贴片 3408 之间存在耦合间隙 3428。		顶层
单元	顶部单元贴片	矩形	顶层
	底部被截切的接地部	矩形	底层
	过孔线	将底部被截切的接地部 3436 连接到底部地电极 3425。	底层

[0186] 采用 HFSS EM 仿真软件来模拟天线性能。在图 35(a) 中示出了模拟回波损耗，并示出了在蜂窝频带和 PCS/DCS 频带二者中的良好匹配。图 35(b) 示出了模拟输入阻抗。

[0187] 在上述 MTM 结构的例子中，各单位单元的单个单元贴片位于一个位置上。在一些实施例方式，单元贴片可包括位于不同位置的至少两个金属贴片，它们相互连接以实施“扩展的”单元贴片。

[0188] 图 36(a)–36(d) 示出了具有半单层结构的五频带 MTM 天线的一个例子，分别示出三维视图、侧视图、顶层的顶视图，以及底层的顶视图。此设计中，单元包括两个金属贴片，它们分别在顶部和底部金属化层中形成，并通过导电过孔被连接在一起。在两个金属贴片中，顶层的单元贴片 3608 的尺寸大于底层的扩展单元贴片 3644 的尺寸，因此是主要单元贴片。底层的扩展单元贴片 3644 不连接到地电极。在顶层中，即，与单元贴片 3608 的同一层中，形成过孔线 3612，以将单元贴片 3608 连接到顶部地电极 3624。于是，顶部地电极 3624 是单元贴片 3608 的地电极。因此，对于底层中的单元，此设备没有底层被截切的接地部。为此，此设计是“半单层结构”。

[0189] 更具体地，此 MTM 天线具有增加了弯折线 3652 的发射台 3604 和单元贴片 3608，它们都在顶层。通过将一个或更多个过孔 3648 连接到顶部的单元贴片 3608 和底部的单元贴片扩展 3644，单元贴片 3608 被扩展到底层中的单元贴片扩展 3644。通过使用一个或更多个过孔 3640 来连接顶部的发射台 3604 和底部的发射台扩展 3636，也可将发射台 3604 扩展到底层中的发射台扩展 3636。底层上的发射台扩展 3636 也称为扩展发射台 3636，底层上的单元贴片扩展 3644 也称为扩展单元贴片 3644。在各图中，各个过孔也被称为发射台连接过孔 3640 和单元连接过孔 3648。可使得这样的扩展与空间需求相适应，同时保持一定的性能水准。

[0190] 图 36(c) 示出了与底层被顶层覆盖的情形。图 36(d) 示出了顶层被底层覆盖的情形。

[0191] 利用特征阻抗为 50 欧姆的接地 CPW 馈送装置 3620 来为天线馈送。馈线 3616 将

CPW 馈送装置 3620 连接到发射台 3604, 发射台 3604 被增加了弯折线 3652。单元贴片 3608 为多边形, 其通过耦合间隙 3628 电容性耦合到发射台 3604。单元贴片 3608 通过过孔线 3612 被短接到顶层的顶部地电极 3624。过孔线路被优化以用于匹配。可用适当的电介质材料, 例如, 介电常数为 4.4 的 FR4 材料, 来制造基底 3632。

[0192] 表 4 提供了此例中半单层五频带 MTM 天线结构的元件的概要。

[0193] 表 4

[0194]

参数	描述		位置
天线元件	各天线元件包括经由发射台 3604 和馈线 3616 连接到 50 欧姆 CPW 馈送装置 3620 的单元。发射台 3604 和馈线 3616 都位于基底 3632 的顶层。		
馈线	将发射台 3604 与 50 欧姆的 CPW 馈送装置 3620 相连接。		顶层
发射台	矩形, 并且通过耦合间隙 3628 被耦合到单元贴片 3608。弯折线 3652 被安装到发射台 3604 上。		顶层
弯折线	被增加到发射台 3604 上。		
扩展发射台	作为发射台 3604 的扩展的矩形贴片。		底层
发射台连接过孔	利用底层上的扩展发射台 3636 连接到顶层上的发射台 3604 的过孔。		
单元	单元贴片	多边形	顶层
	扩展单元贴片	作为单元贴片 3608 扩展的矩形贴片。	底层
	过孔线	将单元贴片连接到顶部地电极 3624 的线路。	顶层
	单元连接过孔	将顶层上的单元贴片 3608 连接到底层上的扩展单元贴片 3644 的过孔。	

[0195] 使用 HFSS EM 仿真软件来模拟天线性能。图 37(a) 中示出了模拟回波损耗, 图 37(b) 中示出了模拟输入阻抗。这些图表表明, 此例中的 LH 谐振出现在约 800MHz 处。

[0196] 可以基于单层来构造五频带 MTM 天线。图 38 中示出了 SLM 五频带 MTM 天线的一个例子, 其示出了顶层的顶视图。此图中省略了 CPW 馈送装置和 CPW 接地。

[0197] 下面提供一种示例性实施方式中的各种参数的例子。发射台 3804 为矩形, 其尺寸为 10.5mm×0.5mm。馈线 3816 将来自 CPW 馈送装置的功率传送到发射台 3804, 其为 10mm×0.5mm。发射台 3804 电容性耦合到单元贴片 3808, 其为 32mm×3.5mm。耦合间隙 3828 宽度为 0.25mm。单元贴片 3808 的拐角处有两个断流器。第一个断流器在发射台附

近,其尺寸为 $10.5\text{mm} \times 0.75\text{mm}$ 。第二个断流器在单元贴片 3808 的顶部拐角附近,其尺寸为 $4.35\text{mm} \times 0.75\text{mm}$ 。第二个断流器对于性能来说并不关键,但其形状满足了本应用中的产品的板子的轮廓。过孔线 3812 将单元贴片 3808 连接到 CPW 接地。过孔线 3812 的宽度为 0.5mm 。过孔线的总长度是 45.9mm 。从单元贴片 3808 开始直到 CPW 接地,过孔线有七段,其长度分别是 0.4mm 、 23mm 、 3.25mm 、 8mm 、 1.5mm 、 8mm 和 1.75mm 。

[0198] 图 38 示出了过孔线 3812 的路线。在一种实施例中,过孔线 3812 终止于离馈线 3816 距离为 1mm 的 CPW 接地处。

[0199] 图 39 示出了 SLM 五频带天线的另一例子。此图中仅示出了顶层的顶视图,并且省略了 CPW 馈送装置和 CPW 接地。弯折线 3952 被安装到发射台 3904 上。此例中的弯折线的总长度是 84.8mm 。其余结构与图 38 所示相同。

[0200] 图 38 所示的 SLM 五频带天线(没有弯折线)生成两个不同的频带,这可从图 40 中具有交叉点的线所指示的模拟回波损耗明显地看出。低频带具有足够的带宽,满足四频带蜂窝电话应用,但是仍然太窄而不能满足五频带移动电话应用的需求。可以使用图 39 所示的具有弯折线 3952 的 SLM 五频带天线来增加带宽。调整弯折线 3952 的长度,以在比 LH 谐振更高但又与之接近的频率处产生谐振。所得到的两种模式的带宽足够覆盖从 824MHz 到 960MHz 的低频带,这可从图 40 中带有方块的线所指示的模拟回波损耗看出。尽管在此具体的例子中使用弯折线 3952 以在低频中产生另外的模式,然而,如果需要,也可以使用它来增加高频带,只不过弯折线长度更短。进一步,可以使用螺旋的、多层的弯折线或者这些的组合来引入另外的模式。

[0201] 表 5 提供了具有弯折线的 SLM 五频带 MTM 天线结构中的元件的概要。

[0202] 表 5

[0203]

参数	描述		位置
天线元件	各天线元件包括经由发射台 3904 和馈线 3916 连接		
	到 50 欧姆 的 CPW 馈送装置的单元。发射台 3904 和 馈线 3916 都位于基底的顶部。		
馈线	将发射台 3904 与 50 欧姆 的 CPW 馈送装置相连接。		顶层
发射台	矩形, 并且通过耦合间隙 3928 被耦合到单元贴片 3908。弯折线 3952 被安装到发射台 3904 上。		顶层
弯折线	被增加到发射台 3904 上。		顶层
单元	单元贴片	多边形	顶层
	过孔线	将单元贴片 3908 连接到顶部地电极。	顶层

[0204] 图 41 示出了图 39 中的具有弯折线的 SLM 五频带 MTM 天线的天线原型的图片, 该天线是基于 1mm 的 FR4 板制造的。图 42 示出了对此原型测量出的回波损耗。此天线的回波损耗为 -6dB, 在低频带处带宽为 240MHz (760MHz–1000MHz), 在高频带处带宽为 600MHz。

[0205] 图 43(a) 和 43(b) 分别示出了低频带和高频带的测量效率。低频带的峰值效率是 66%, 在高频带中实现了接近常数 60% 的峰值效率。

[0206] 在很多实际情况下, 存在着空间限制, 对天线结构的某些布线轨迹有一定的路线要求。利用诸如电容器或电感器等的集总电路元件, 可进一步使得天线更紧凑, 从而增强此结构中包含的电感和电容。图 44、45 和 46 示出了这种设计例子, 其中, 使用了具有图 39 的弯折线的 SLM 五频带 MTM 天线。

[0207] 在图 44 中, 利用集总电容器 4410 增强发射台 3904 和单元贴片 3908 之间的电容。此例中, 发射台 3904 和单元贴片 3908 之间的间隙从 0.25mm 增加到 0.4mm, 并用所增加的 0.3pF 的集总电容来对所减小的电容进行补偿。减小间隙的长度, 而不是增大该间隙, 从而可利用所增加的集总电容对所减小的电容进行补偿。

[0208] 在图 45 中, 将集总电感器 4510 增加到过孔线轨迹上。过孔线 3912 的长度减小 24mm, 但是, 利用增加的 10nH 集总电感对因过孔线 3912 缩短而减小的电感进行补偿。

[0209] 在图 46 中, 增加集总电感器 4610, 并减小弯折线 3952 的长度。此例中, 将电感器 4610 被耦合到弯折线 3952 和发射台 3904 的接点处。通过利用集总电感器 4610 来增加 23uH 的电感, 为获得与图 40 相同的低频谐振所需的印刷的弯折线 3952 的长度, 现从 84.8mm 减小到了 45.7mm。

[0210] 由于集总元件不进行辐射, 可将集总元件布置在辐射很少的位置, 以减小对天线辐射效率的影响。例如, 通过在弯折线的起始端或末端增加电感器 4610, 可以获得与弯折线相同的谐振。然而, 在弯折线末端处增加电感器 4610 可能会显著减小辐射效率, 因为, 弯折线的末端具有最高的辐射。应注意, 可以组合这些集总元件技术, 以实现进一步的小型化。

[0211] 图 47 示出了以上描述的加载有集总元件的 SLM 五频带 MTM 天线的仿真结果。在此图中可看出, 可以利用以上的加载技术来获得与图 40 类似的频带和带宽。

[0212] 在到目前为止已经描述的 SLM 或 TLM–VL MTM 天线例子中, 以平面形式来实现用于发射台与单元贴片之间的电容性耦合的耦合结构, 即, 发射台和单元贴片二者位于同一层上, 进而在同一平面中形成二者之间的耦合间隙。然而, 也可以垂直形成耦合间隙, 即, 发射台和单元贴片可位于两个不同层上, 从而在它们之间形成垂直的、非平面的耦合间隙。

[0213] 图 48(a)–48(f) 中示出了在不同层上的单元贴片和发射台之间具有垂直耦合的三层 MTM 天线的一个例子, 并分别示出了三维视图、顶层的顶视图、中间层的顶视图、底层的顶视图、中间层被覆盖的顶层的顶视图, 以及侧视图。如图 48(f) 所示, 此三层 MTM 结构包括顶部基底 4832 和底部基底 4833, 它们相互堆叠在一起, 提供三个金属化层, 即, 顶部基底 4832 的顶部表面上的顶层、基底 4832 和 4833 之间的中间层, 以及基底 4833 的底部表面上的底层。在一种实施例中, 中间层为 30 密尔 (0.76mm), 底层是 1mm。这使得整体厚度为 1mm, 与双层结构相同。

[0214] 顶层包括馈线 4816, 其将 CPW 馈送装置 4820 连接到发射台 4804。可以在具有顶部地电极 4824 和底部地电极 4825 的 CPW 结构中形成 CPW 馈送装置 4829。馈线 4816 和发射台 4804 都是矩形, 它们的尺寸分别为 6.7mm×0.3mm 和 18mm×0.5mm。中间层包括 L 形单

元贴片 4808，在一个实施例中，中间层的一部分的尺寸为 6.477mm×18.4mm，而另一部分的尺寸为 6.0mm×6.9mm。在顶层的发射台 4804 和中间层上的单元贴片 4808 之间形成垂直耦合间隙 4852。在底部基底中形成过孔 4840，过孔 4840 通过过孔焊盘 4844 将中间层上的单元贴片 4808 耦合到底层上的过孔线 4812。底层上的过孔线 4812 具有两个弯曲并被短接到底部地电极 4825，这可从图 48(d) 看出。

[0215] 图 49(a) 中绘出了具有垂直耦合的三层 MTM 天线的模拟回波损耗，该图示出了 -6dB 回波损耗的两个频带：0.925GHz–0.99GHz 的低频带和 1.48–2.36GHz 的高频带。

[0216] 图 49(b) 绘出了具有垂直耦合的三层 MTM 天线的模拟输入阻抗。通常，理想的 50 欧姆匹配对应于工作频带中的 $\text{Real}(Z_{in}) = 50 \Omega$ 以及 $\text{Imaginary}(Z_{in}) = 0$ ，这表示 CPW 馈送装置和天线之间有良好的能量传送。图 49(b) 示出，在低频带 (LH 模式) 中 950MHz 附近和高频带 (RH 模式) 中 1.8GHz 附近出现良好的匹配。

[0217] 可以将上述具有垂直耦合的三层 MTM 天线修改为仅包括两层而不包括过孔。图 50(a)–50(c) 中示出了这种具有垂直耦合的 TLM-VL MTM 天线的一个例子，并分别示出了三维视图、顶层的顶视图和底层的顶视图。此 TLM-VL MTM 天线包括顶层上的发射台 5004 和底层上的单元贴片 5008。馈线 5016 将发射台 5004 连接到在顶层上的顶部地电极 5024 中形成的 CPW 馈送装置 5020。在顶层上的发射台 5004 与底层上的单元贴片 5008 之间形成垂直耦合间隙 5052。不同于其三层的对应结构，此 TLM-VL MTM 天线的过孔线 5012 与单元贴片 5008 一样同样位于底层上，并将单元贴片 5008 直接连接到底部地电极 5025。

[0218] 图 51(a) 中绘出了具有垂直耦合的 TLM-VL MTM 天线的模拟回波损耗，其中示出了低频带和高频带。高频带的带宽比其三层对应结构的带宽更窄，对图 49(a) 和图 51(a) 进行比较可以看出。

[0219] 图 51(b) 中绘出了具有垂直耦合的 TLM-VL MTM 天线的模拟输入阻抗，其中示出了在低频带 (LH 模式) 中 950MHz 附近发生良好的匹配，但在高频带 (RH 模式) 中没有良好的匹配。

[0220] 基于上述例子，可构建各种 CRLH MTM 结构。一个例子是一种超材料设备，其包括具有第一表面和不同于第一表面的第二表面的电介质基底；以及在此基底上形成的复合左右手 (CRLH) 超材料结构。此结构包括第一表面上的地电极；第一表面上的单元贴片，其与地电极隔开；将单元贴片与地电极耦合的过孔线；以及第一表面上的馈线，其通过间隙电磁耦合到单元贴片，从而向单元贴片传送信号和从其接收信号。

[0221] 在一种配置中，此结构还包括在第二表面上形成的单元贴片扩展以及穿透基底的导电过孔，导电过孔将第一表面上的单元贴片连接到第二表面上的单元贴片扩展。在另一种配置中，此结构可进一步包括在第一表面上形成的发射台，其位于馈线和单元贴片之间。发射台与单元贴片隔离开并被电磁耦合到单元贴片，并且发射台被连接到馈线。在第二表面上形成发射台扩展，并且导电过孔穿透基底以将第一表面上的发射台连接到第二表面上的发射台扩展。

[0222] 超材料设备的另一例子是在具有第一表面和不同于第一表面的第二表面的电介质基底上形成的 CRLH MTM 结构。此 MTM 结构包括第一表面上的单元贴片；与单元贴片隔开并位于第一表面上的顶部地电极；在第一表面上的顶部过孔线，其第一端连接到单元贴片，第二端连接到顶部地电极；以及在第二表面上形成的底部单元地电极，其位于第一表面

上的单元贴片下方。底部单元地电极并不通过穿透基底的导电过孔而直接连接到单元贴片。此 MTM 结构还包括第二表面上形成的底部地电极，其与底部单元地电极隔开；第二表面上的底部过孔线，其第一端连接到底部单元地电极，第二端连接到底部地电极；第一表面上的发射台，其通过间隙与单元贴片隔开，并被电磁耦合到单元贴片；以及连接到发射台的馈线，其向单元贴片传送信号和从其接收信号。在第一表面的单元贴片下方的第二表面部分中没有金属化区域。

[0223] 尽管本说明书包含了很多具体例子，但这些例子不应被理解为是对本发明或权利要求的范围的限制，而应仅是对本发明的特定实施例的具体特征的描述。也可以在单个实施例中组合实施在本说明中就不同的独立实施例的上下文而描述的某些特征。反之亦然，也可以在多个不同的独立实施例中或者在任何适当的子组合中分开实施在单个实施例的上下文中所描述的各种特征。并且，尽管上文描述的特征是按照它们在某些组合中出现时的样子描述的，甚至最初就是这样在权利要求中提出的，但是，在一些情况下，可以从权利要求的组合中切除一个或多个特征，并且权利要求所保护的组合可以针对子组合或子组合的变形。

[0224] 本文仅公开了少量实施例。然而，应理解，可以做出各种修改和改进。

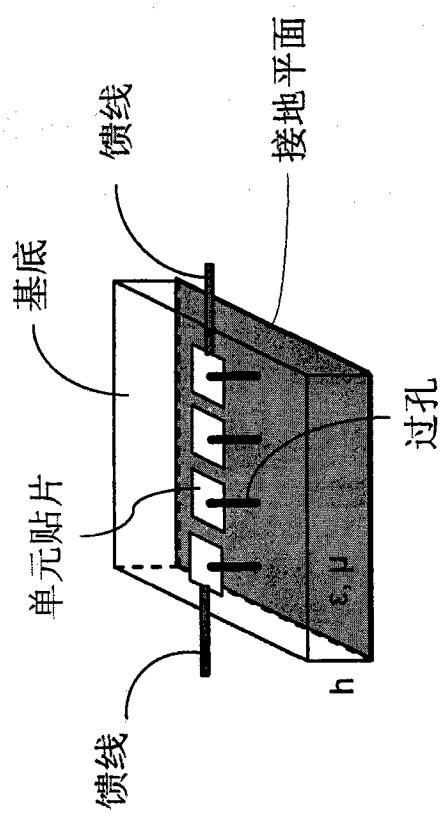


图 1

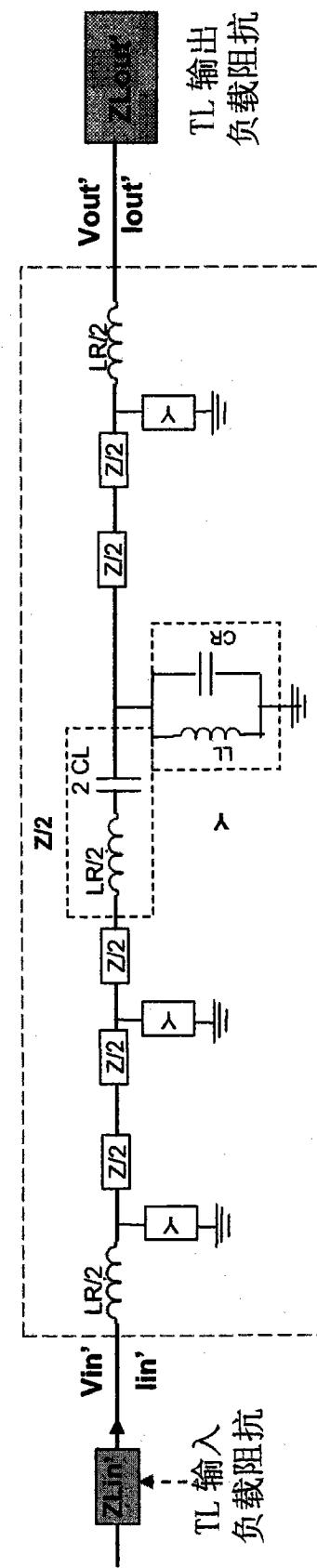


图 2

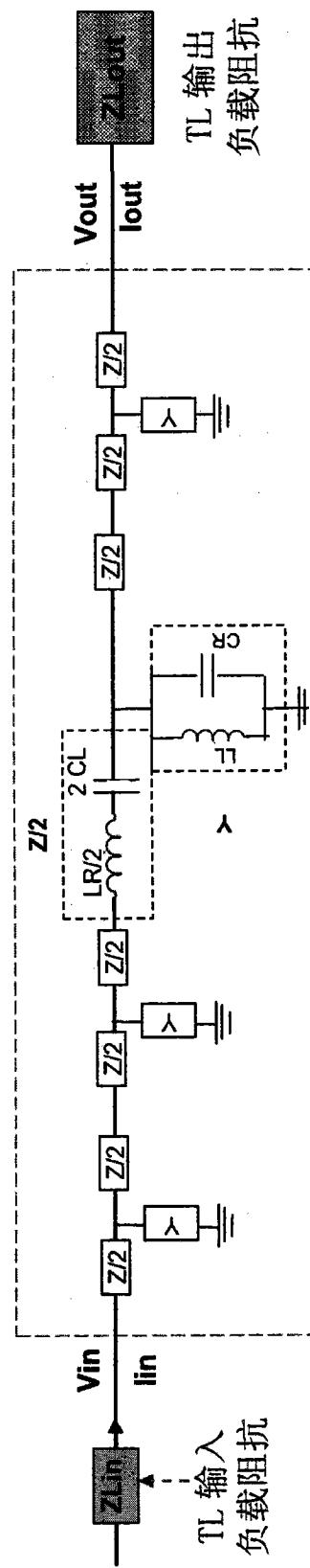


图 3

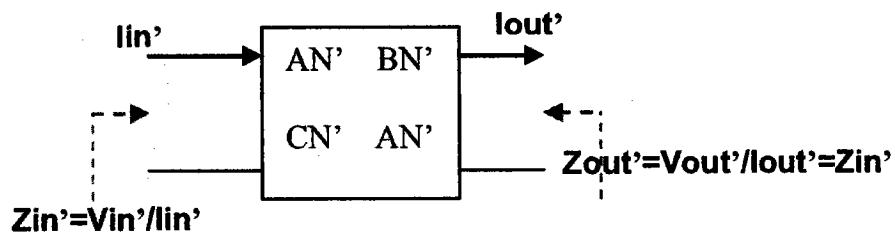


图 4A

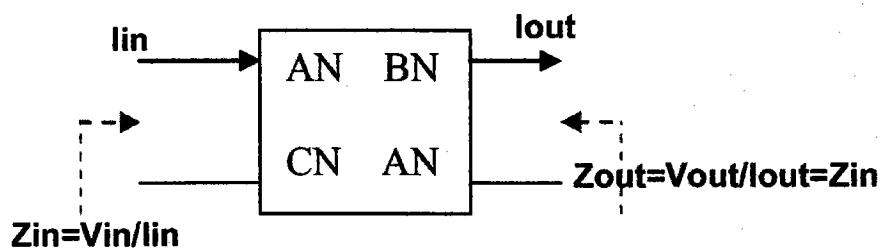


图 4B

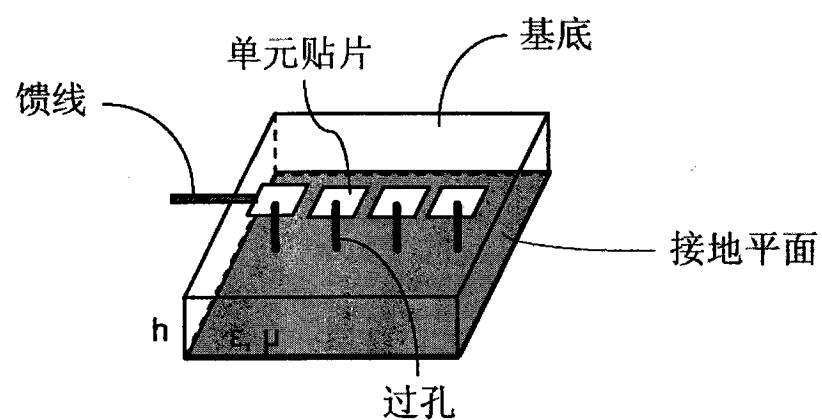


图 5

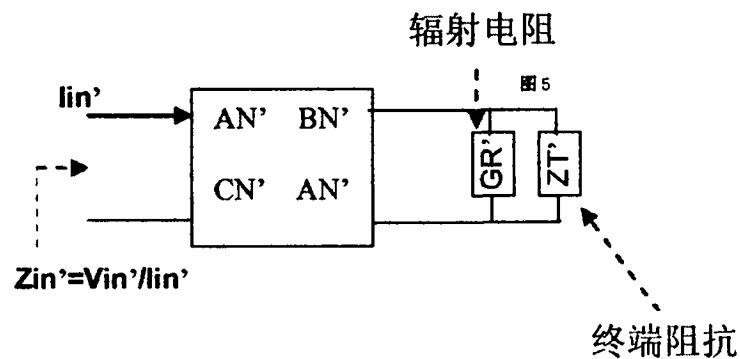


图 6A

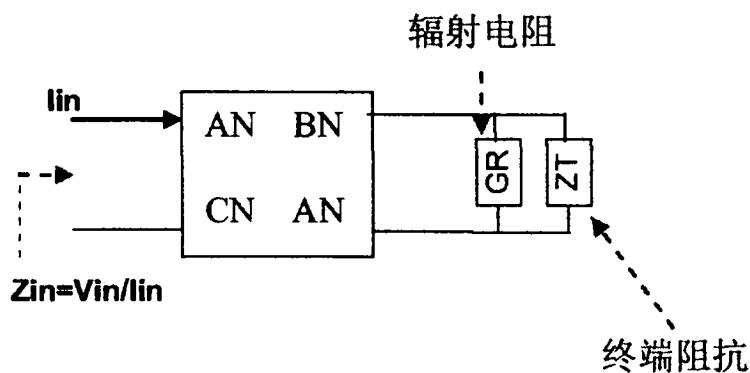
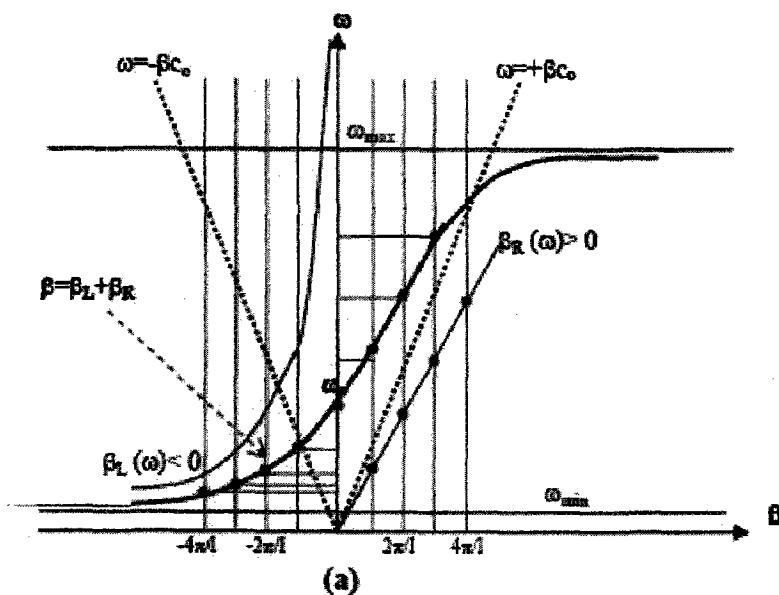


图 6B



(a)

图 7A

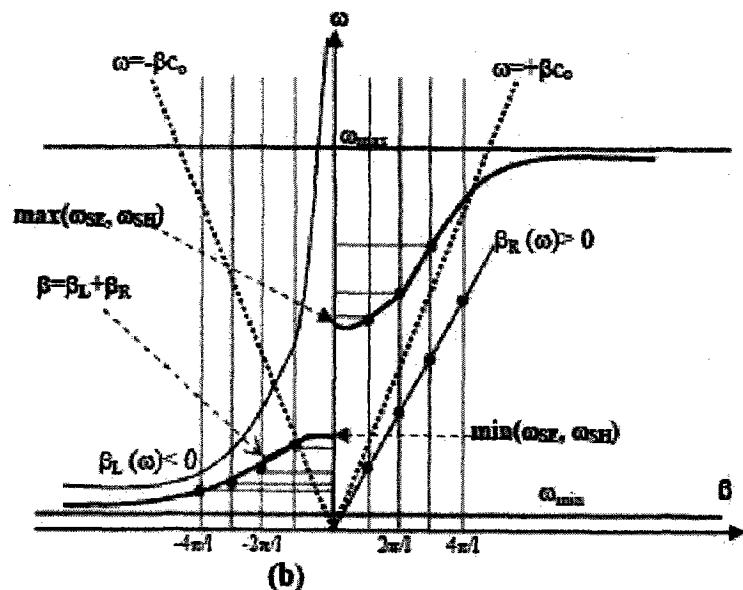


图 7B

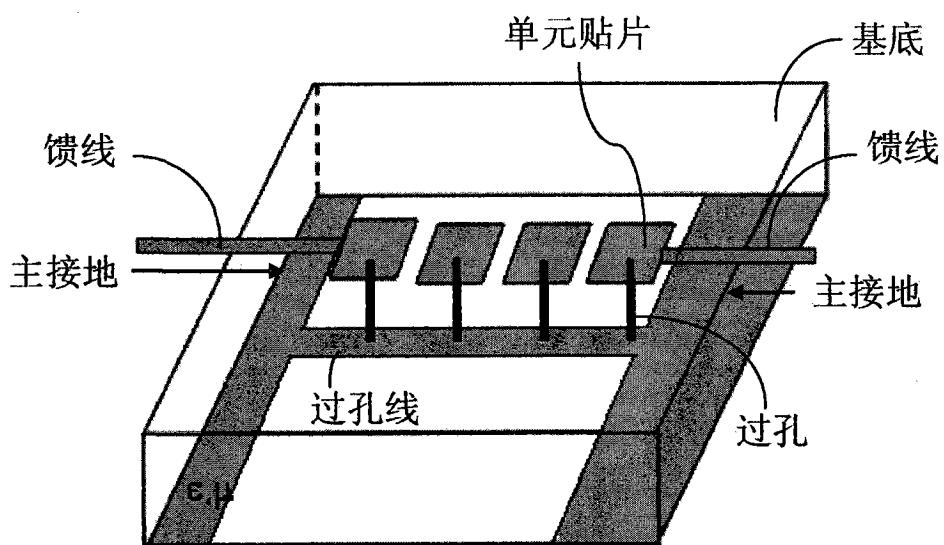


图 8

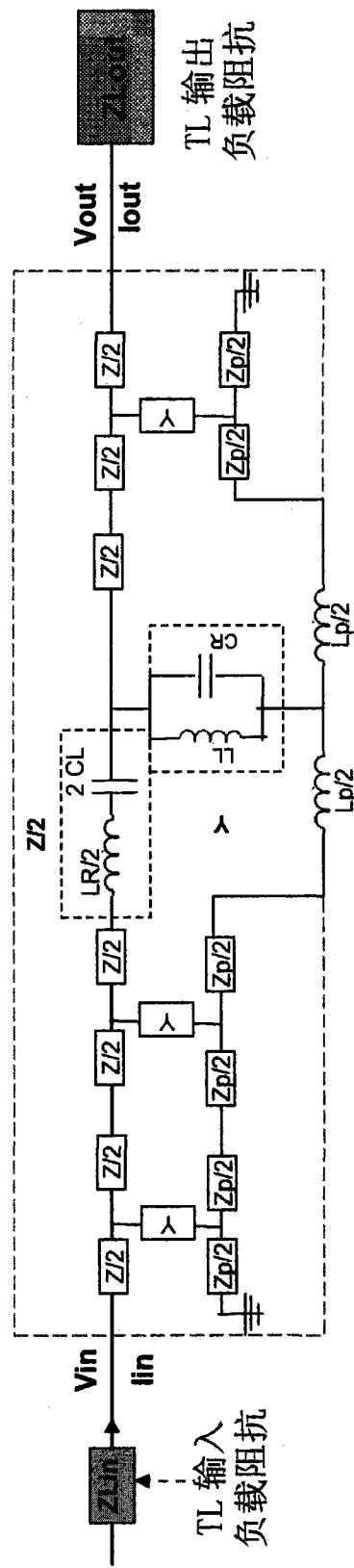


图 9

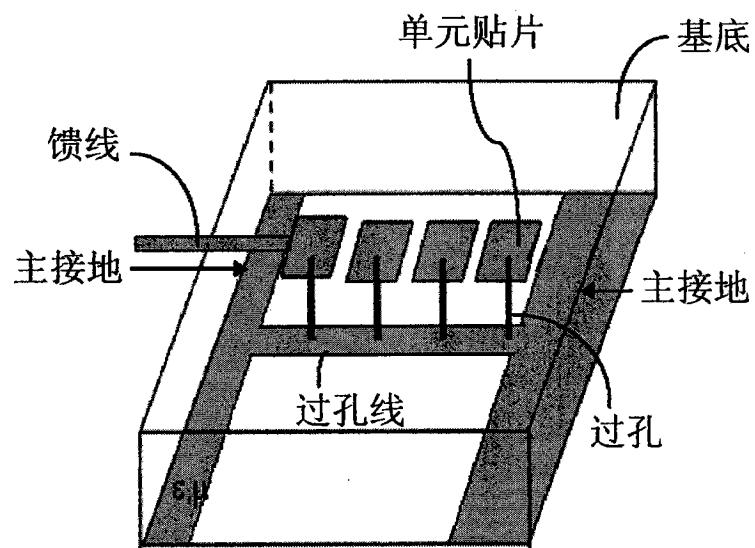


图 10

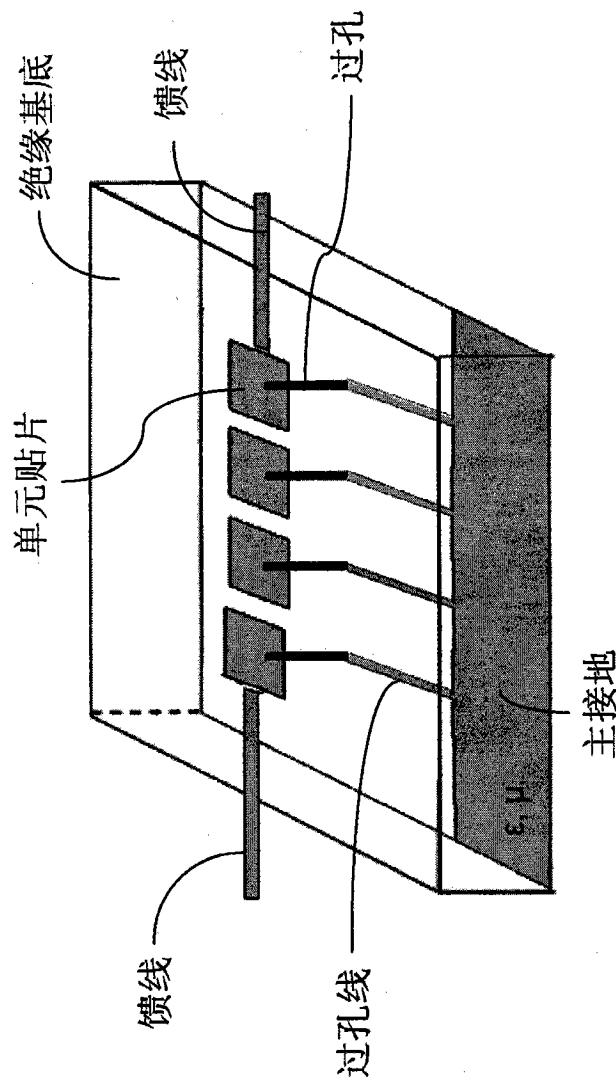


图 11

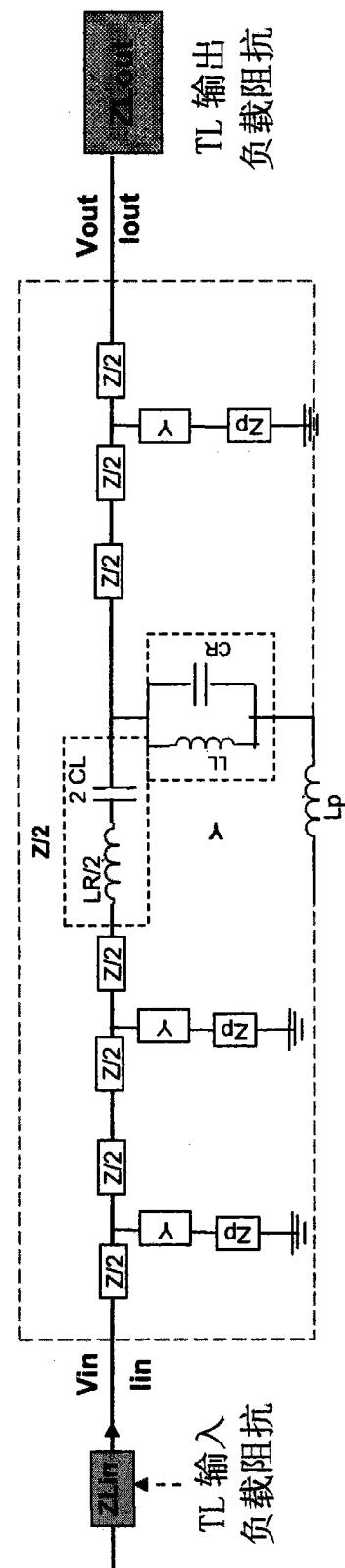


图 12

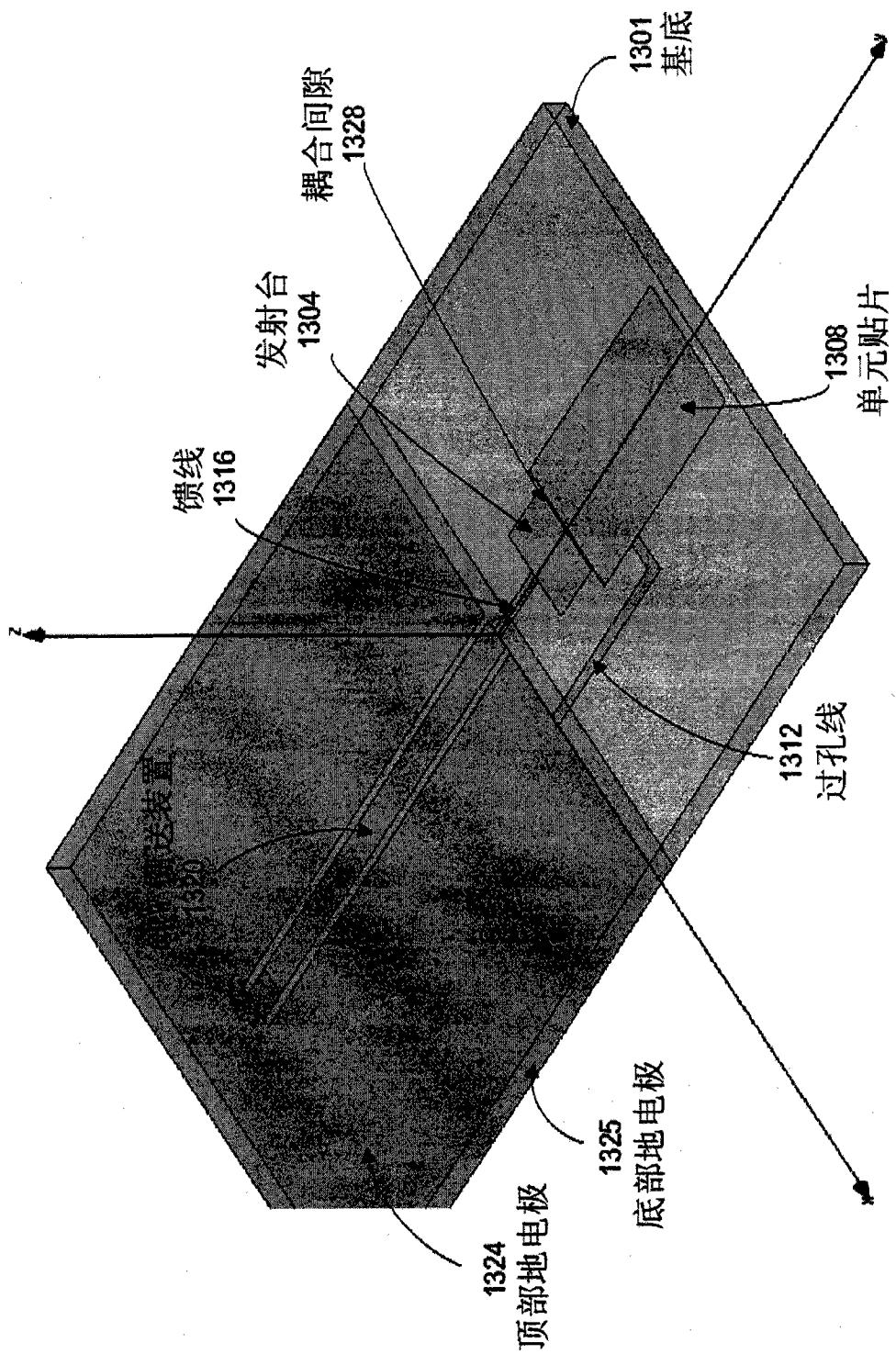


图 13 (a)

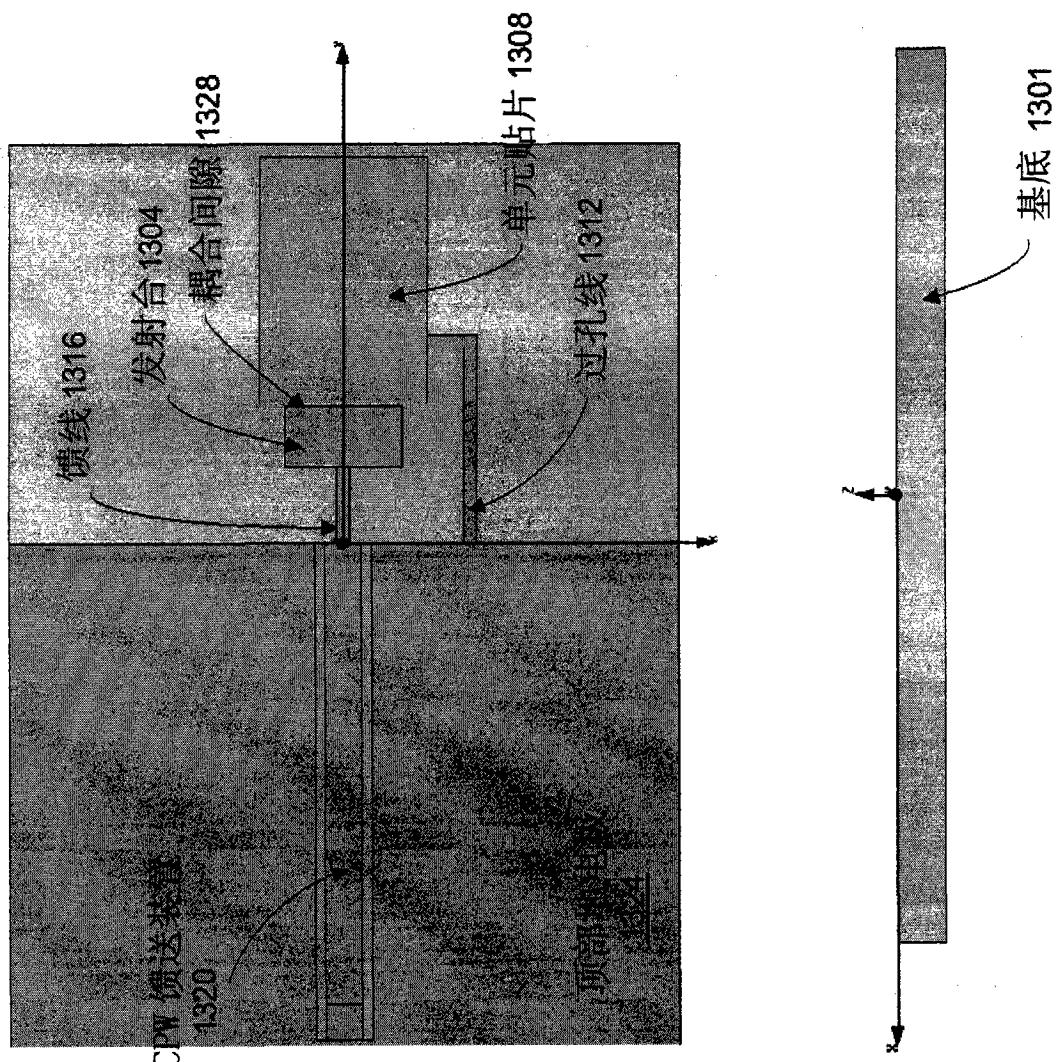


图 13(b)

图 13(c)

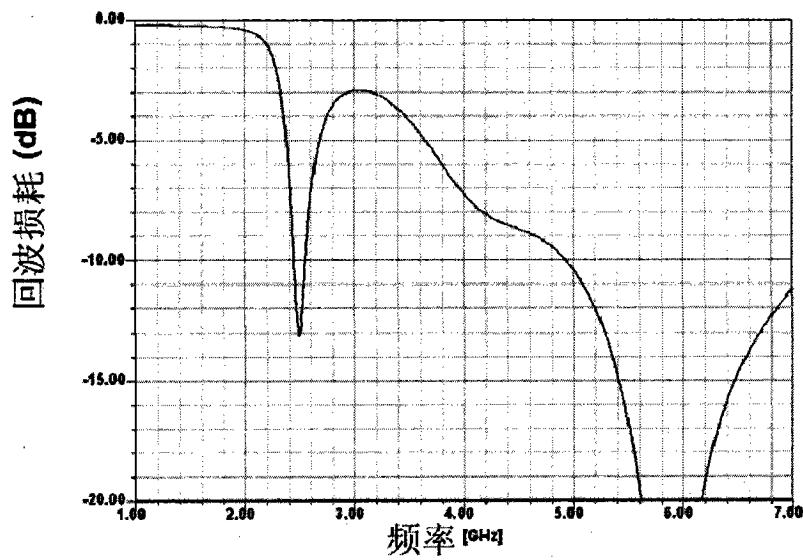


图 14(a)

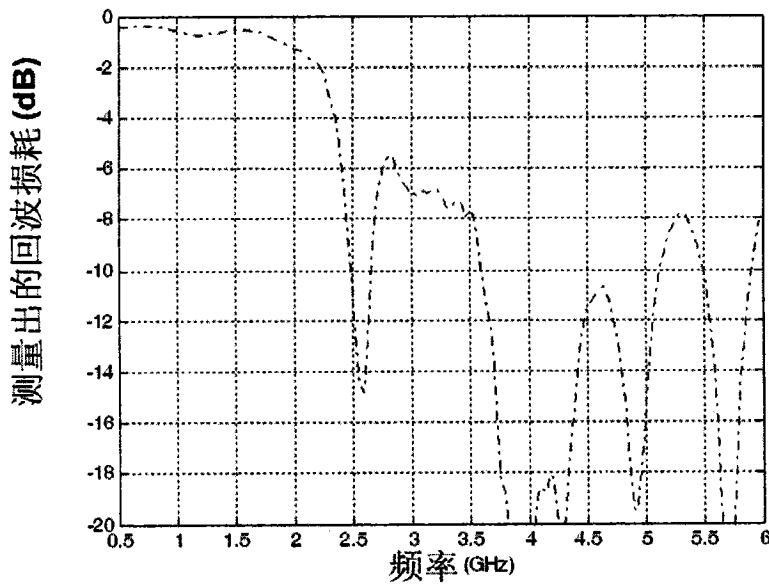


图 14(b)

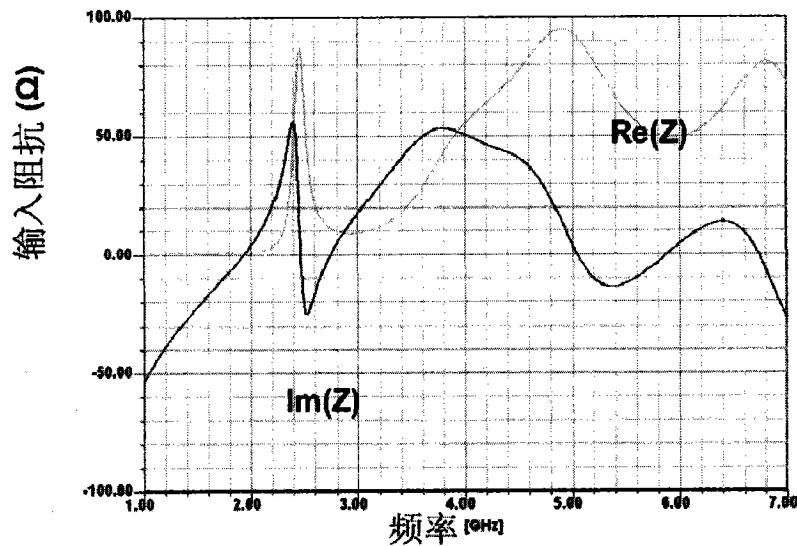


图 14(c)

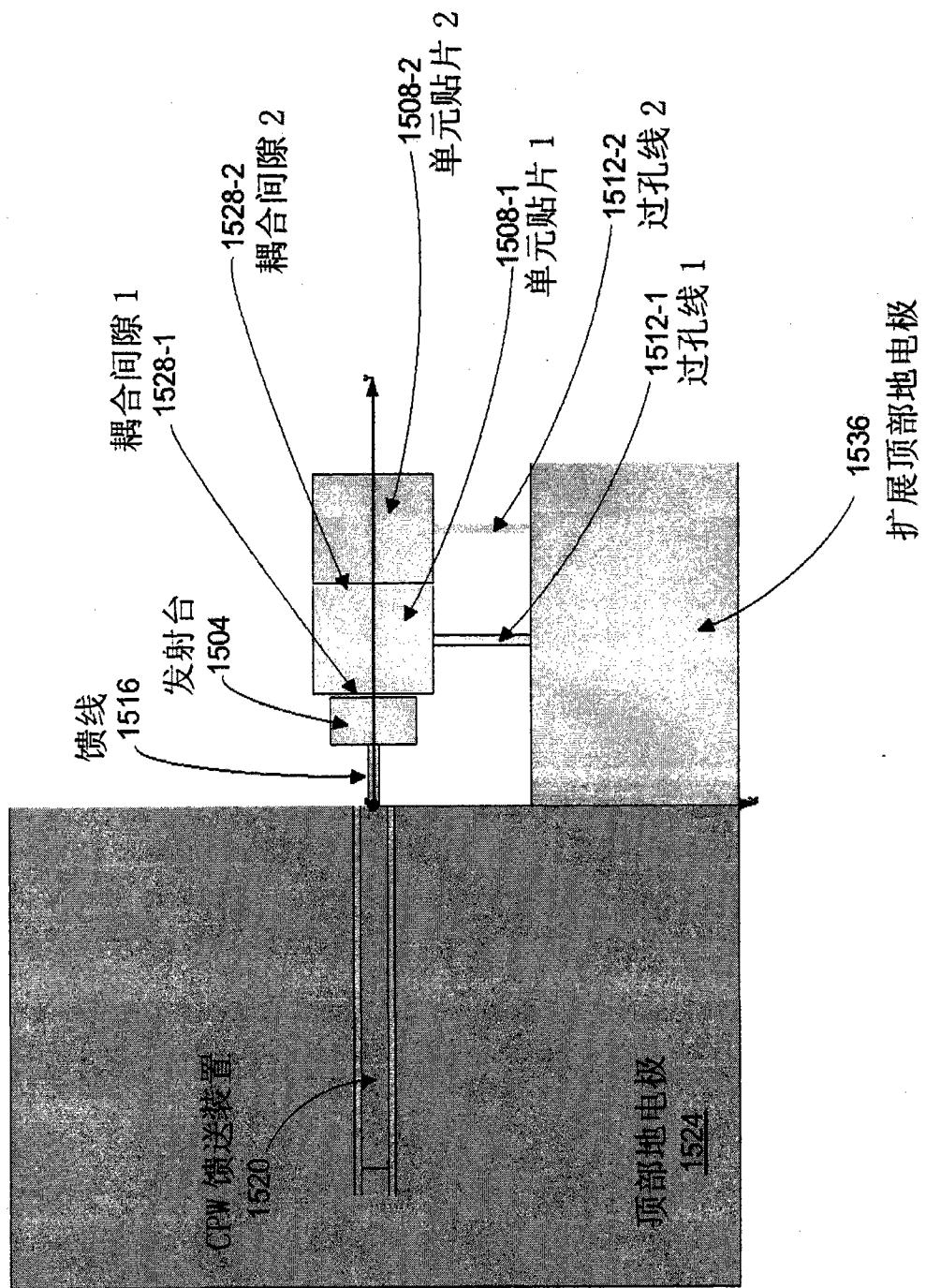


图 15

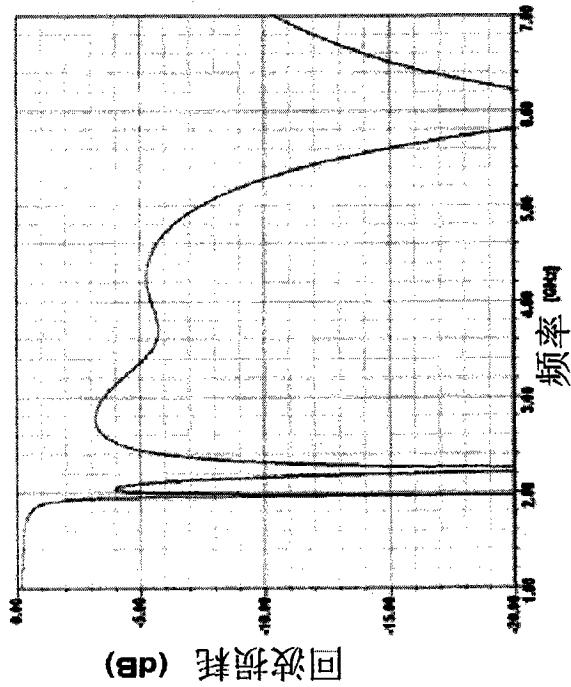


图 16 (a)

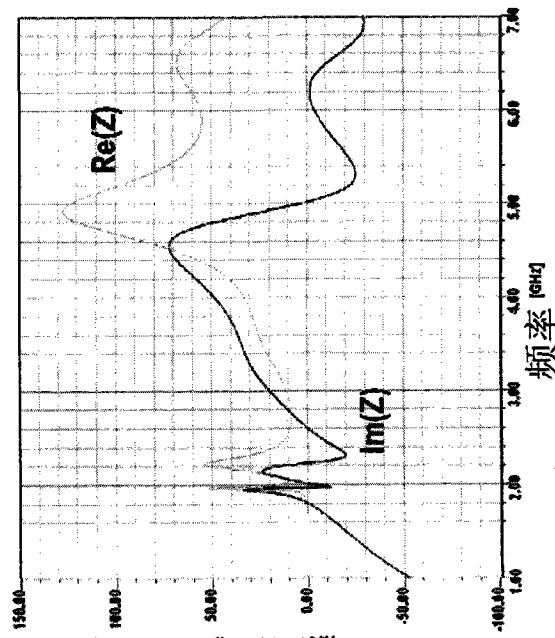


图 16 (b)

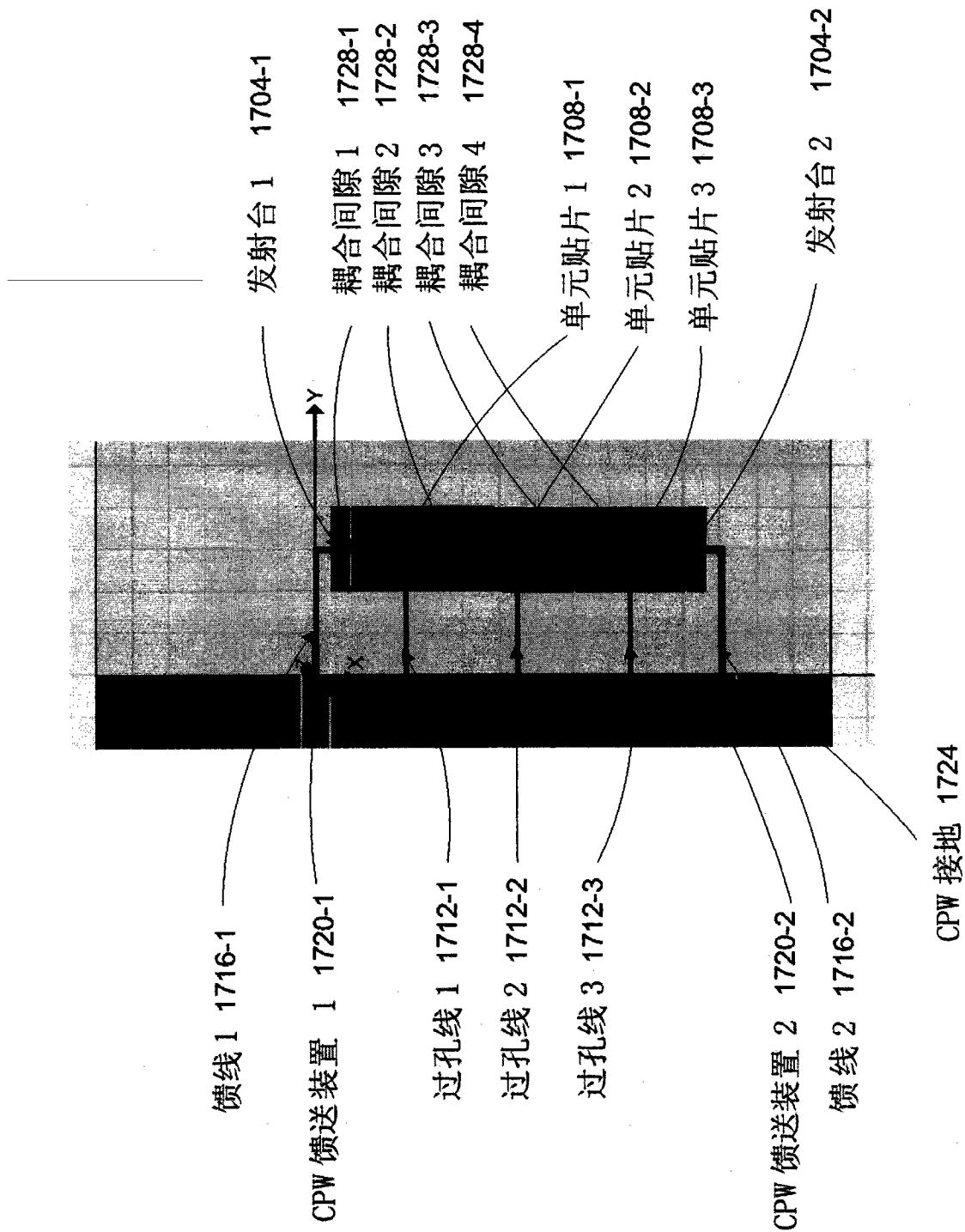


图 17

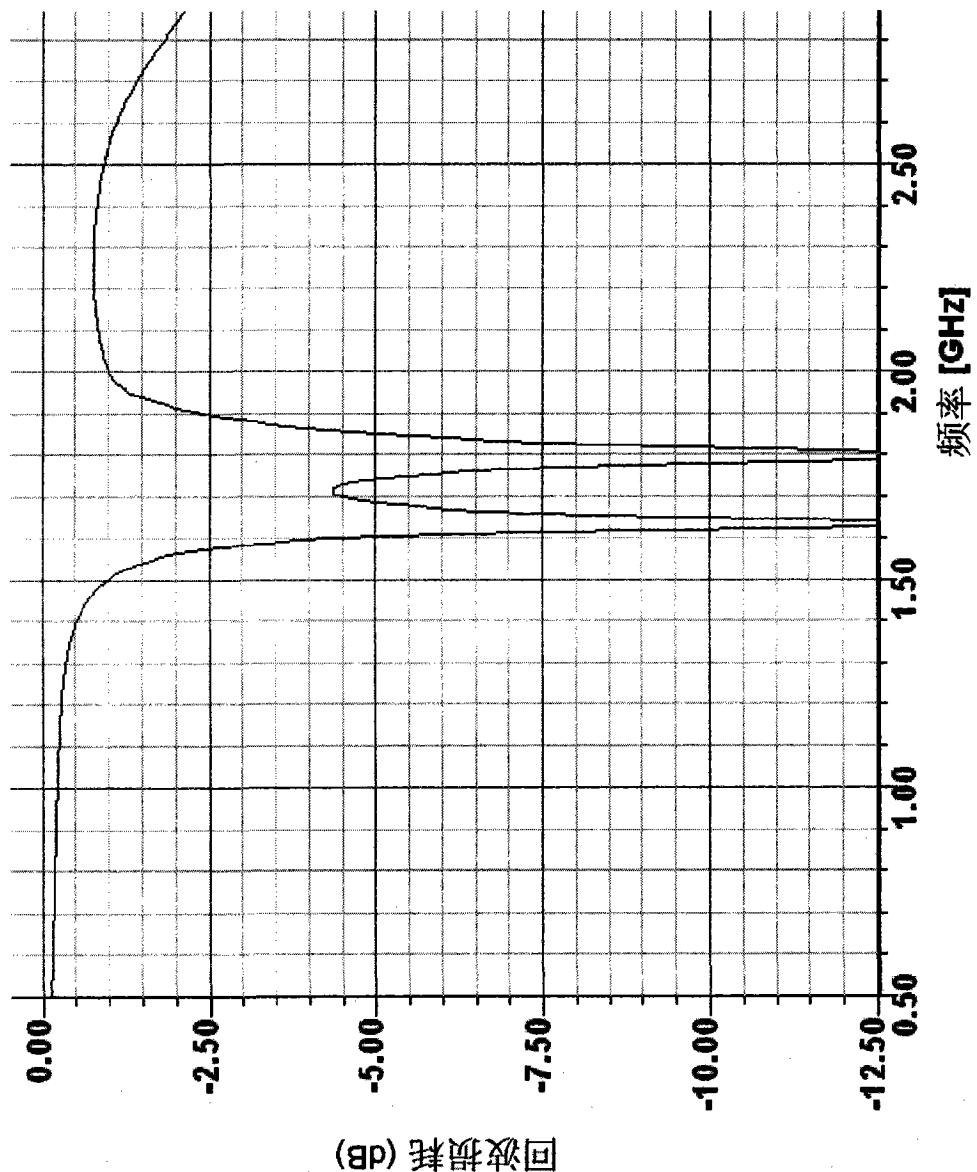


图 18

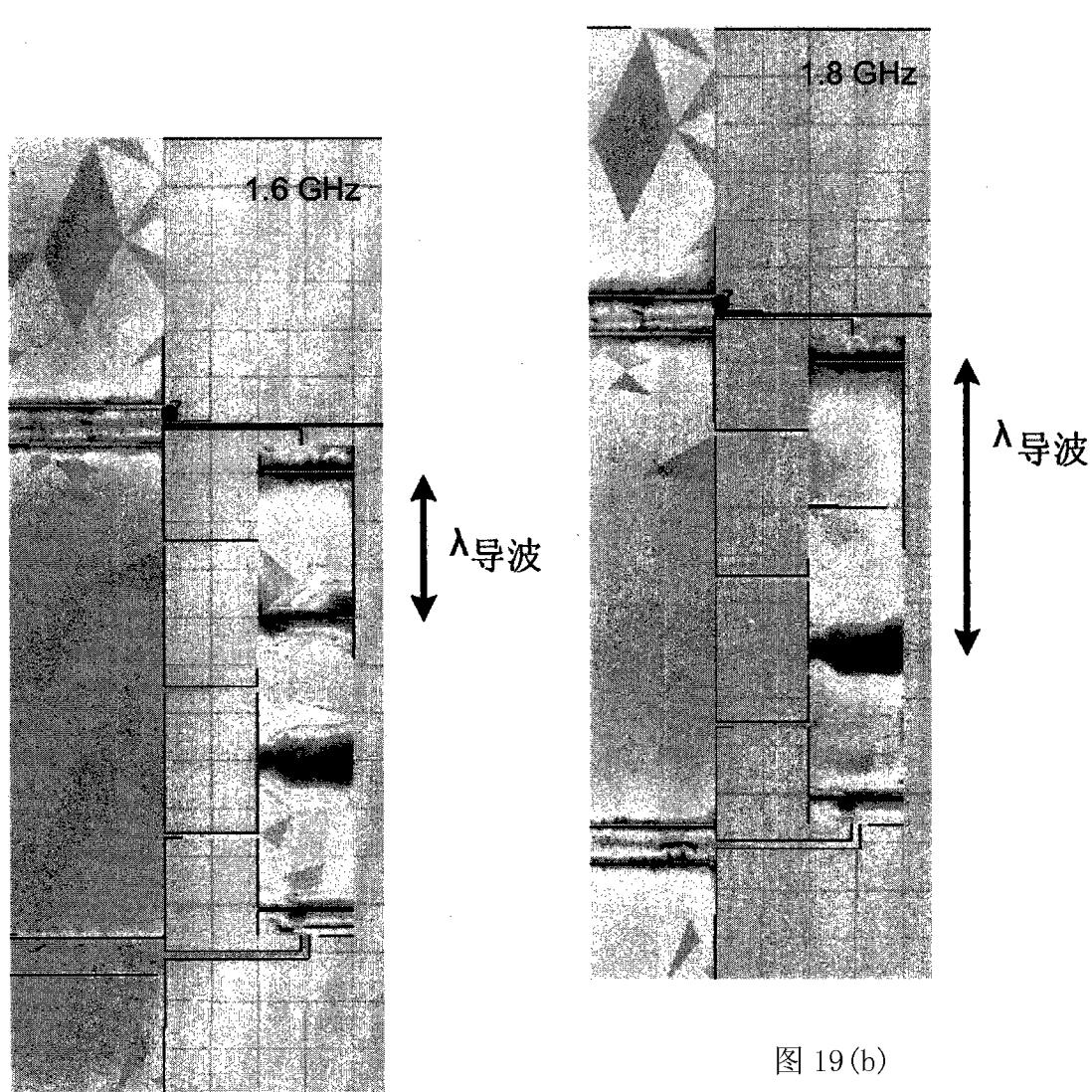


图 19(a)

图 19(b)

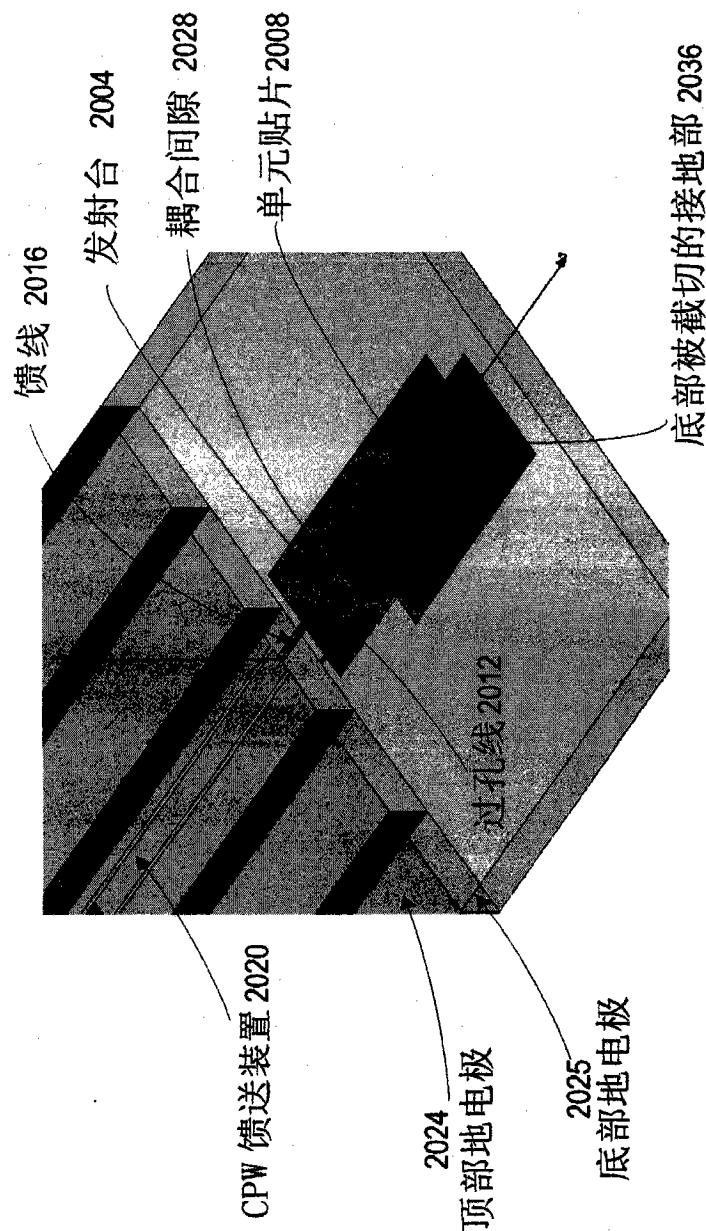


图 20 (a)

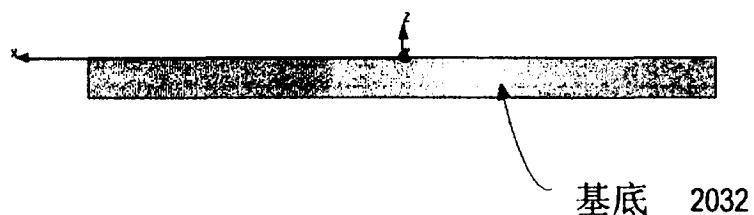


图 20 (b)

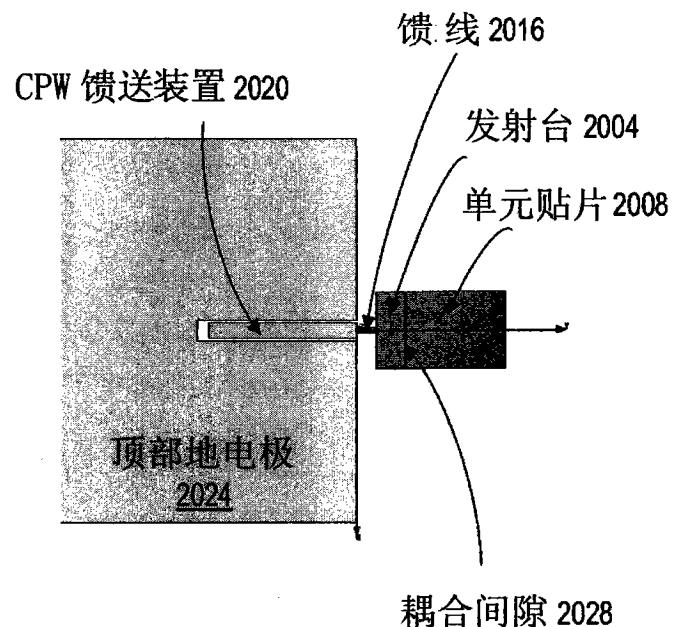


图 20(c)

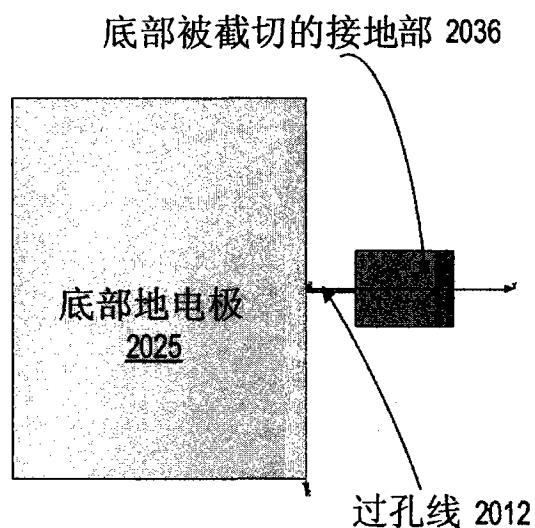


图 20(d)

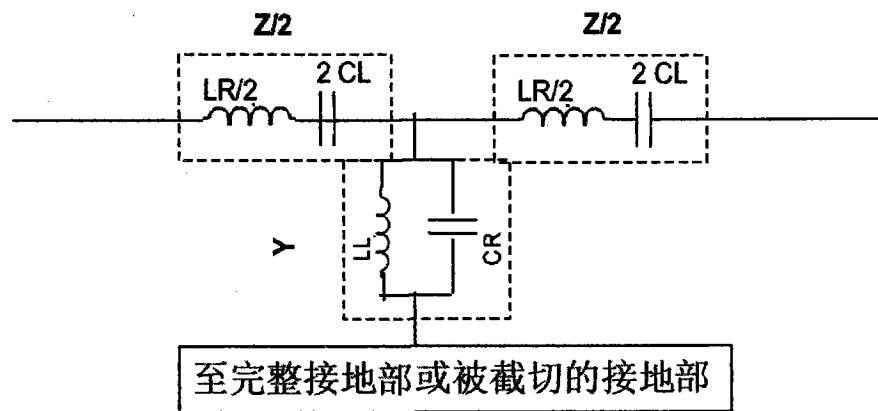


图 21 (a)

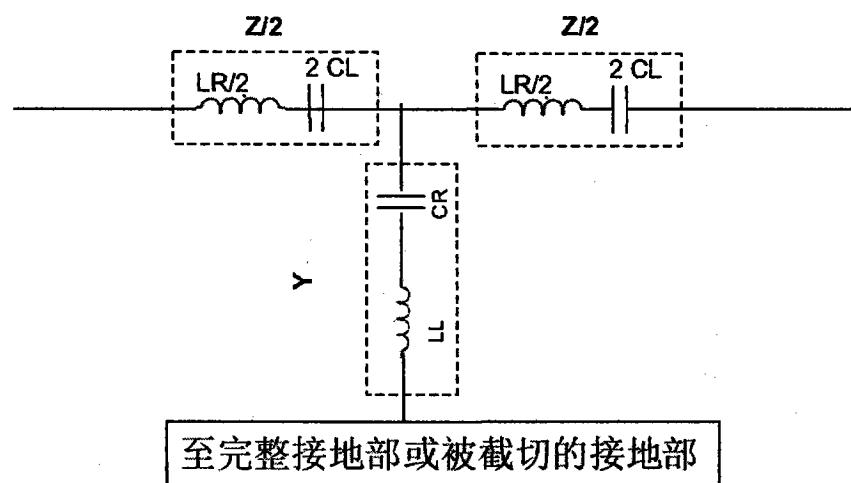


图 21 (b)



图 22(a)

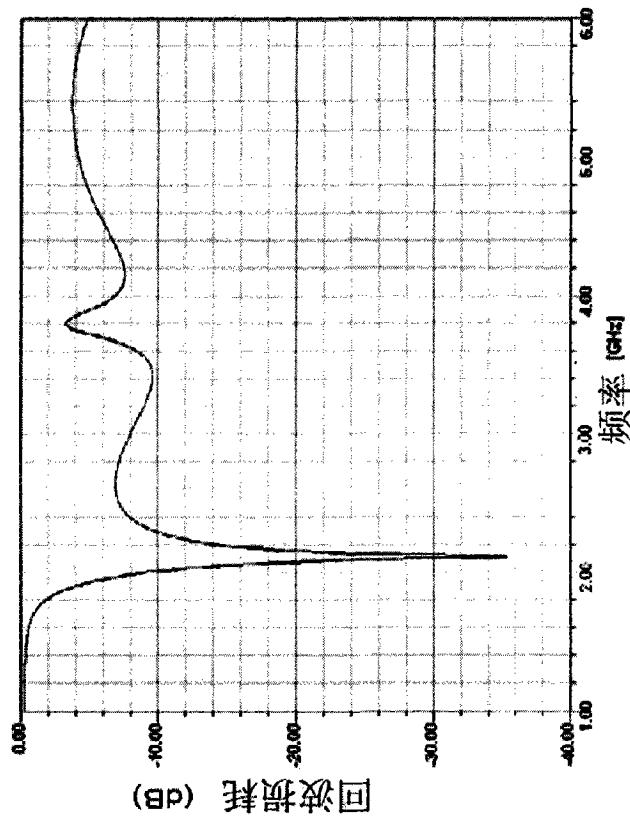


图 22 (b)

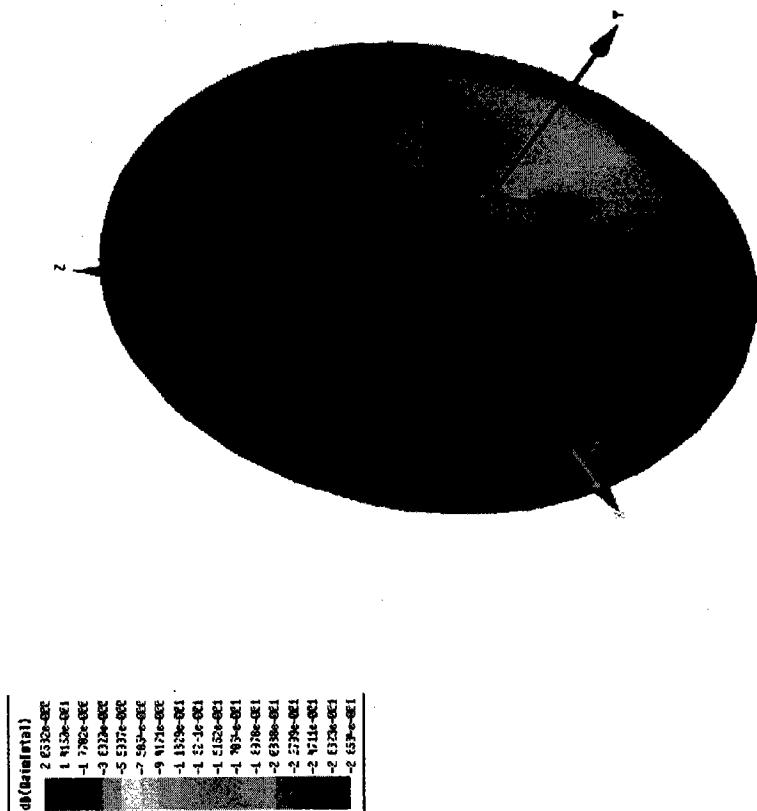


图 23

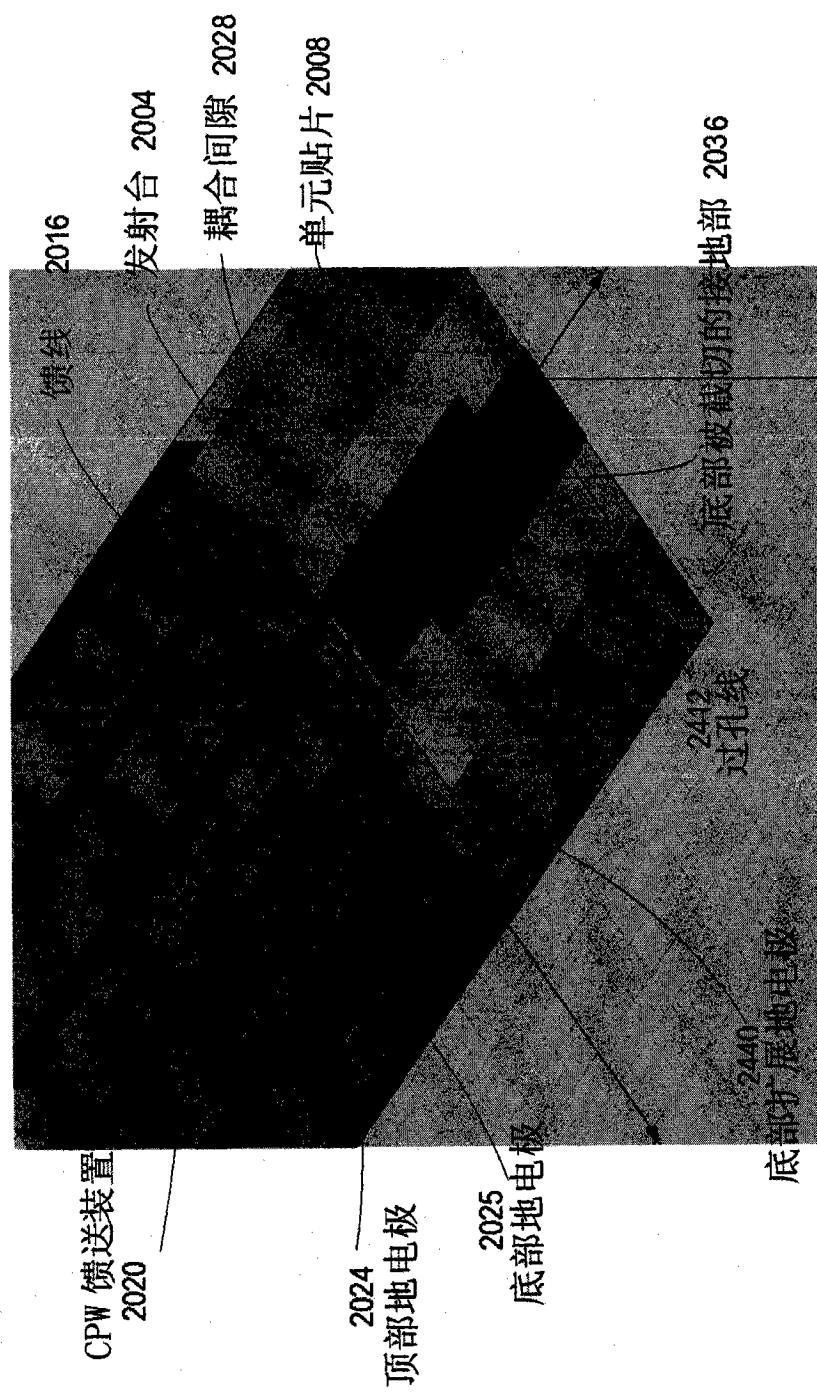


图 24(a)

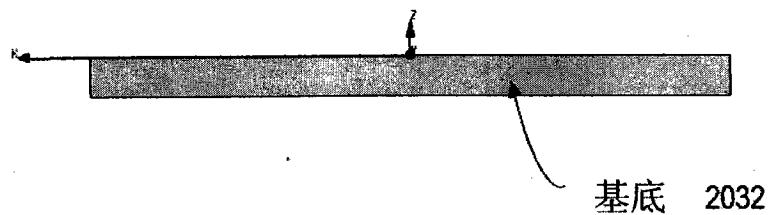


图 24(b)

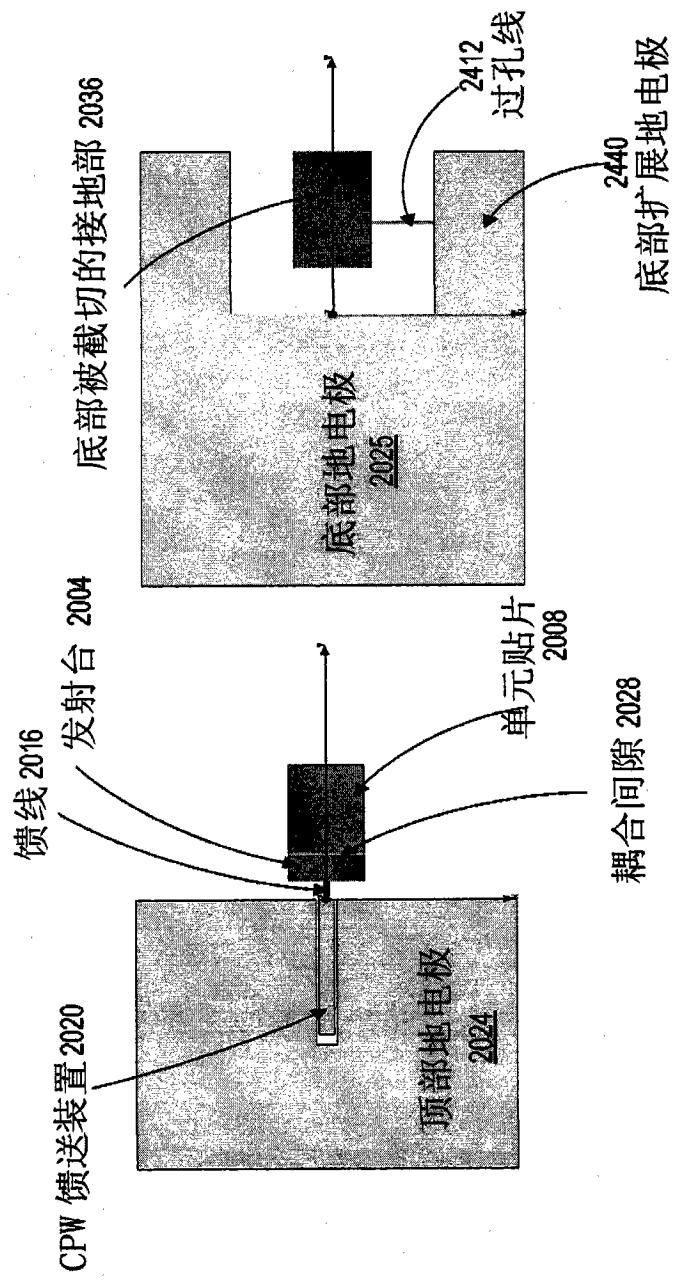


图 24 (d)

图 24 (c)

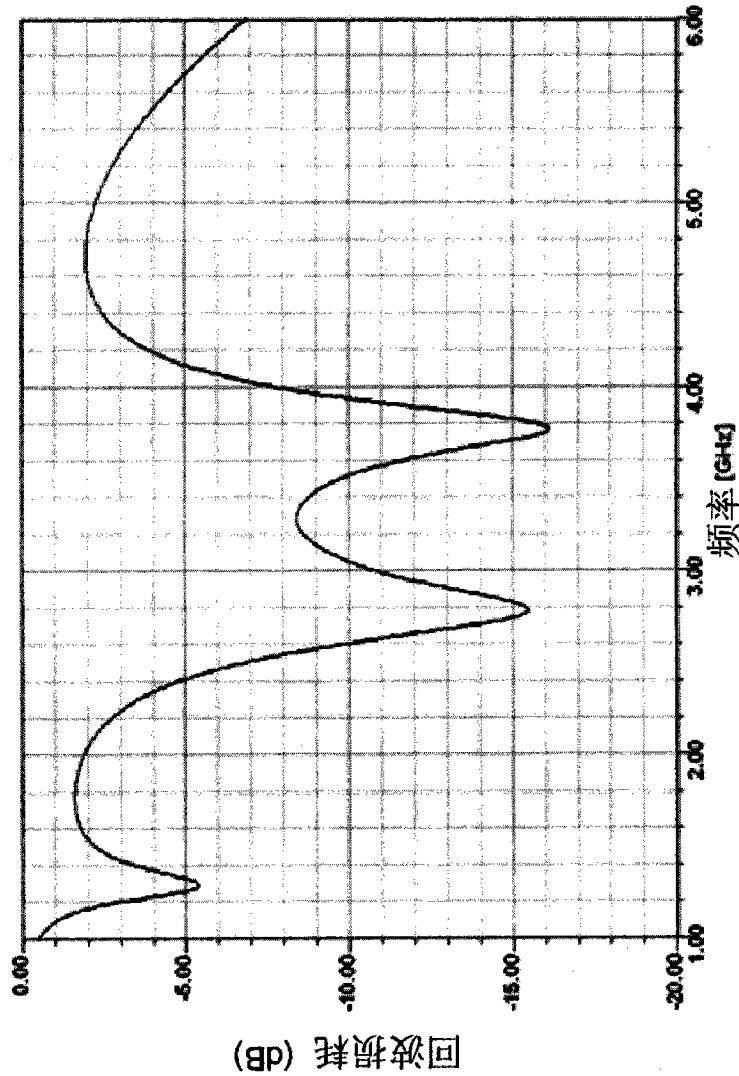


图 25

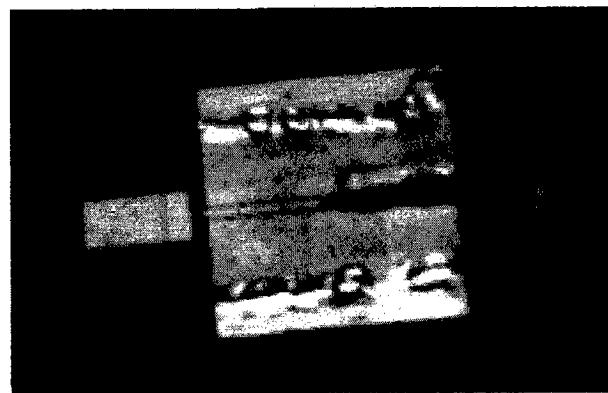


图 26 (a)

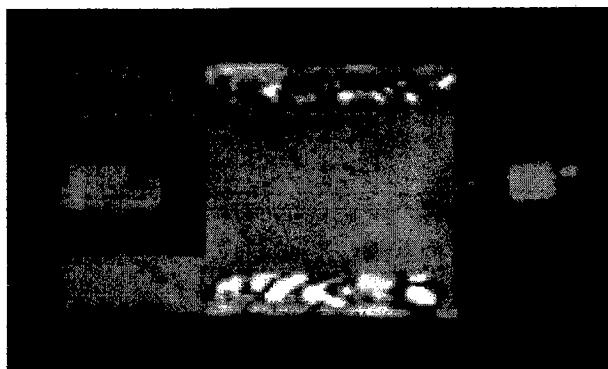


图 26 (b)

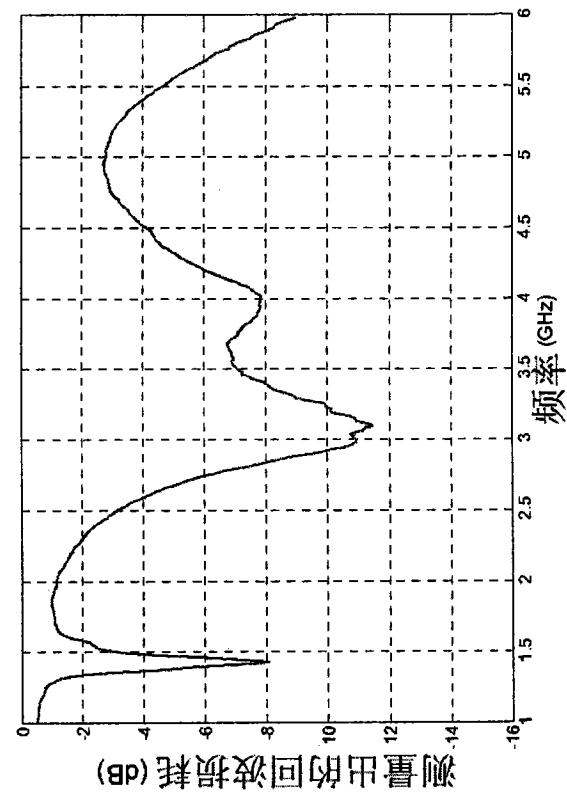


图 27

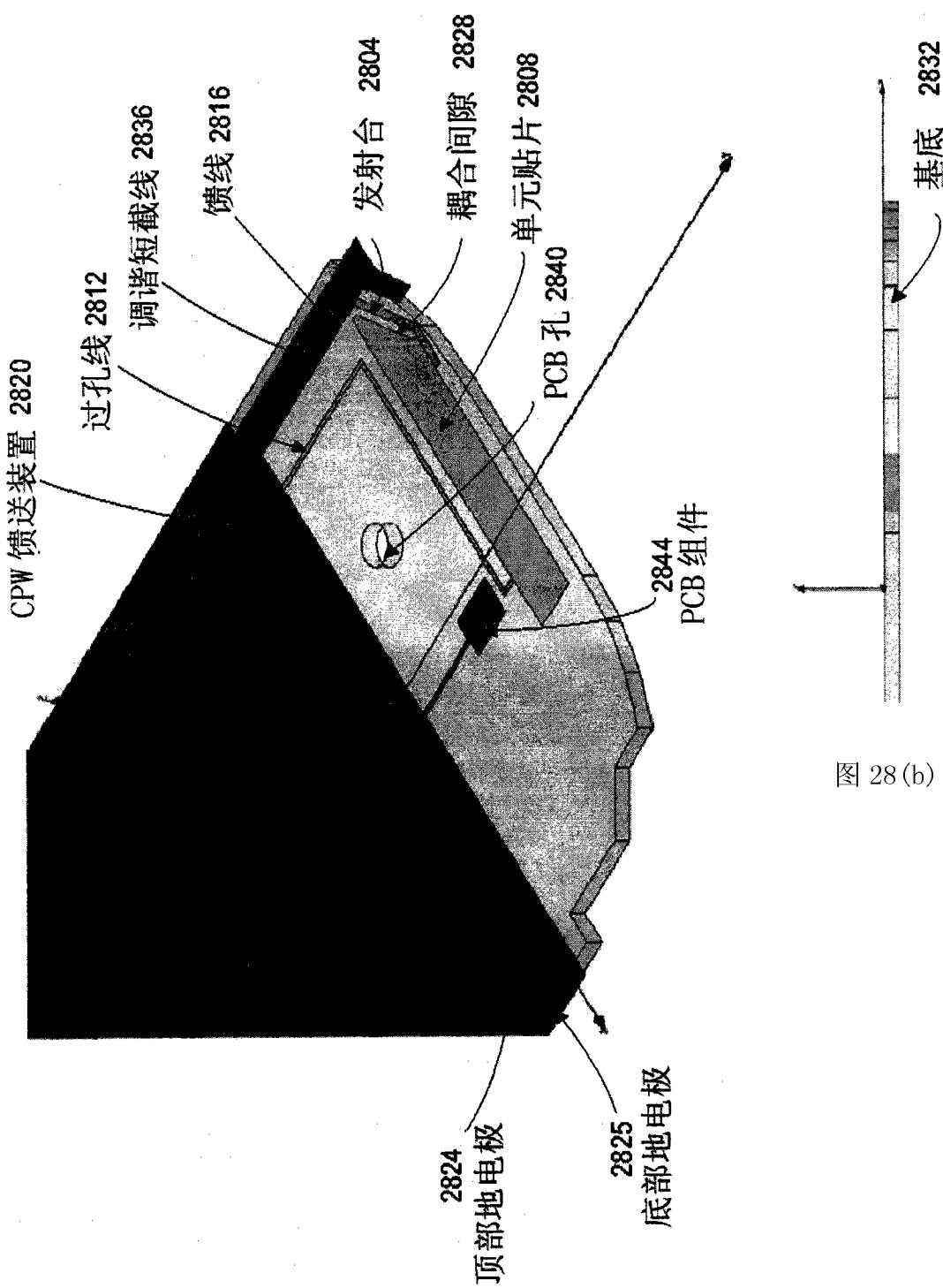


图 28 (a)

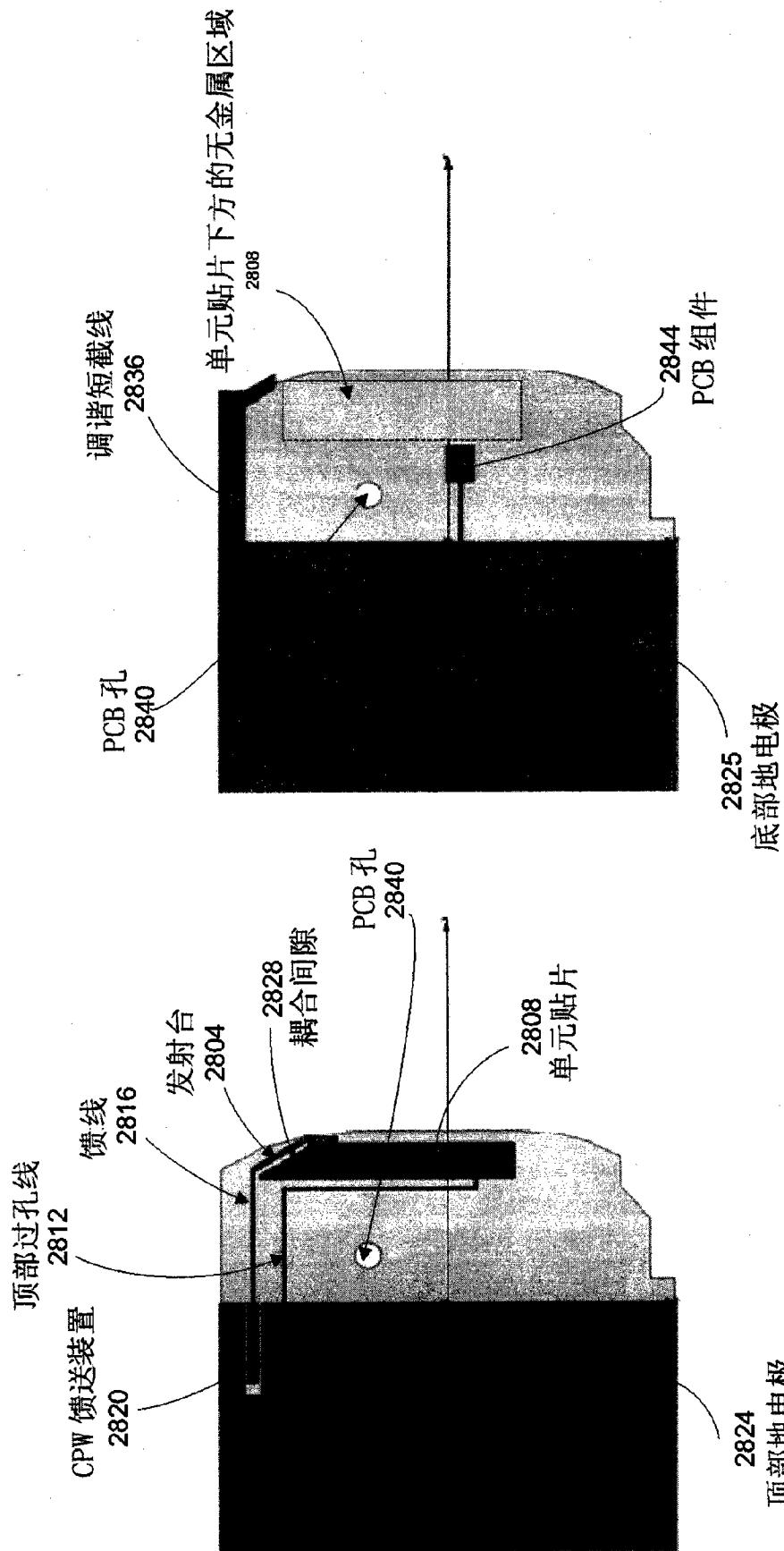


图 28 (c)

图 28 (d)

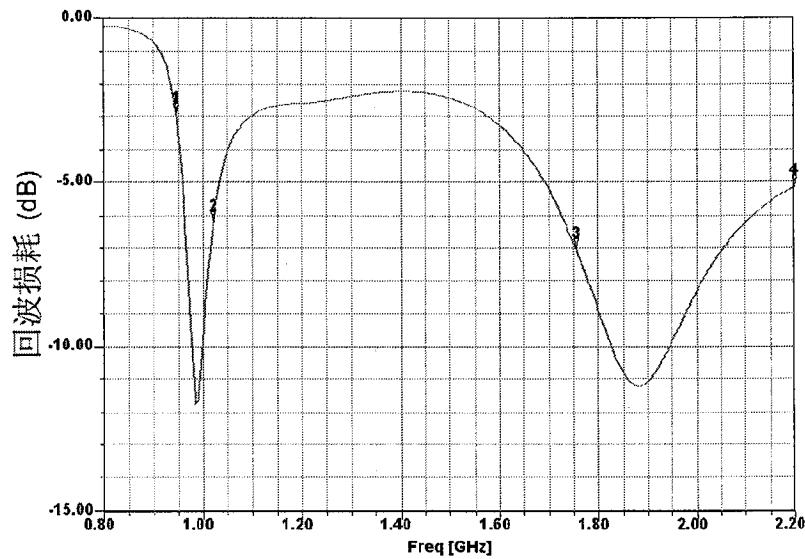


图 29 (a)

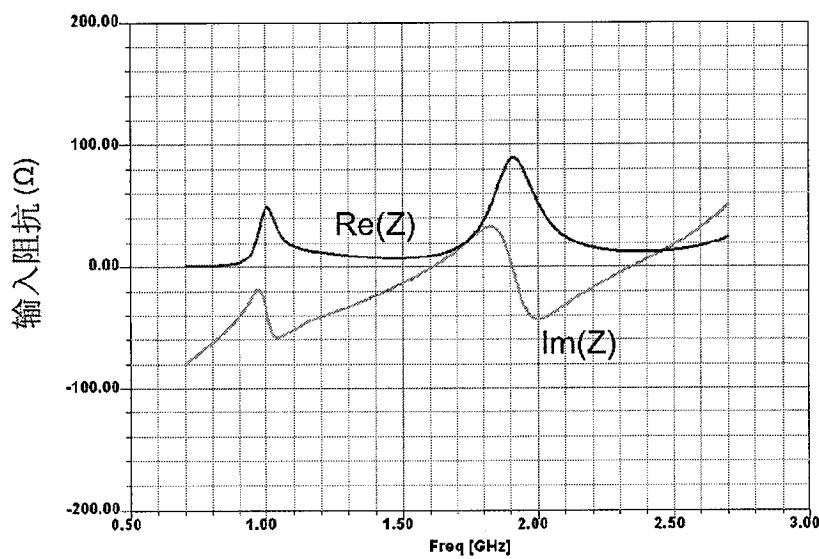


图 29 (b)

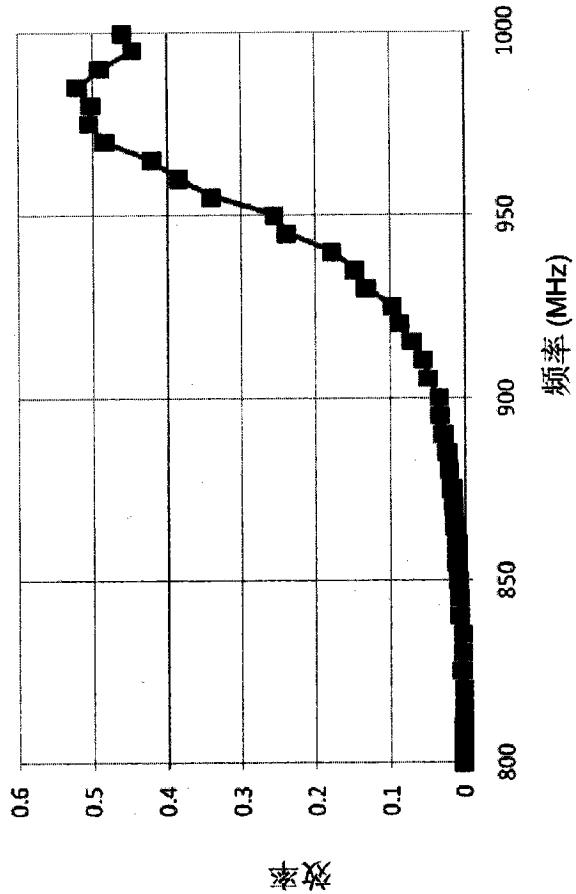


图 30 (a)

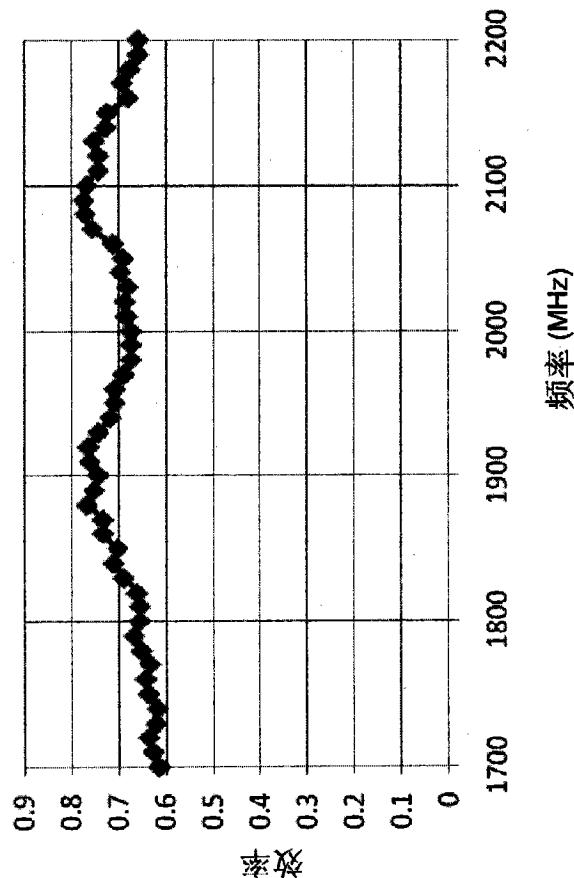


图 30 (b)

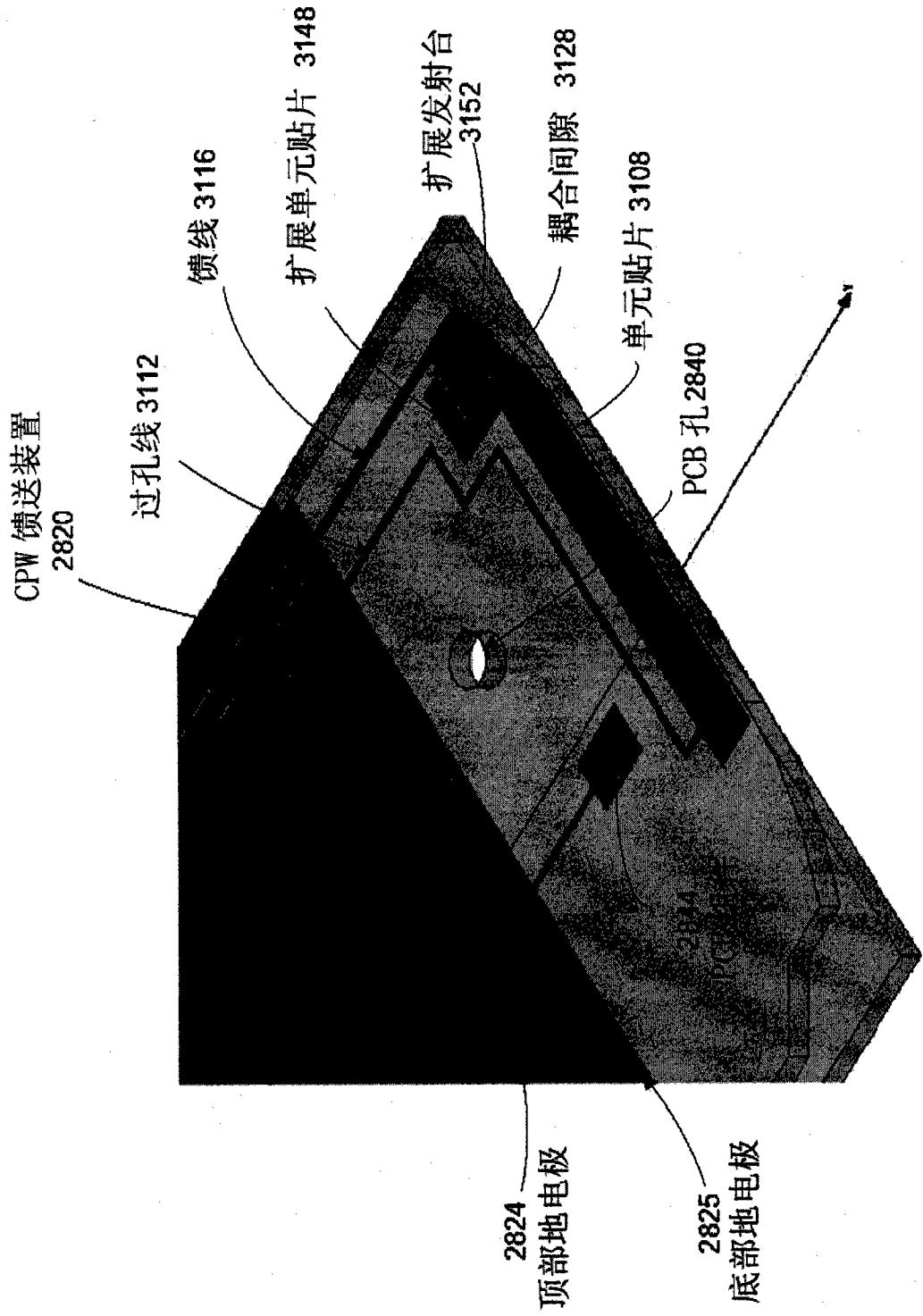


图 31

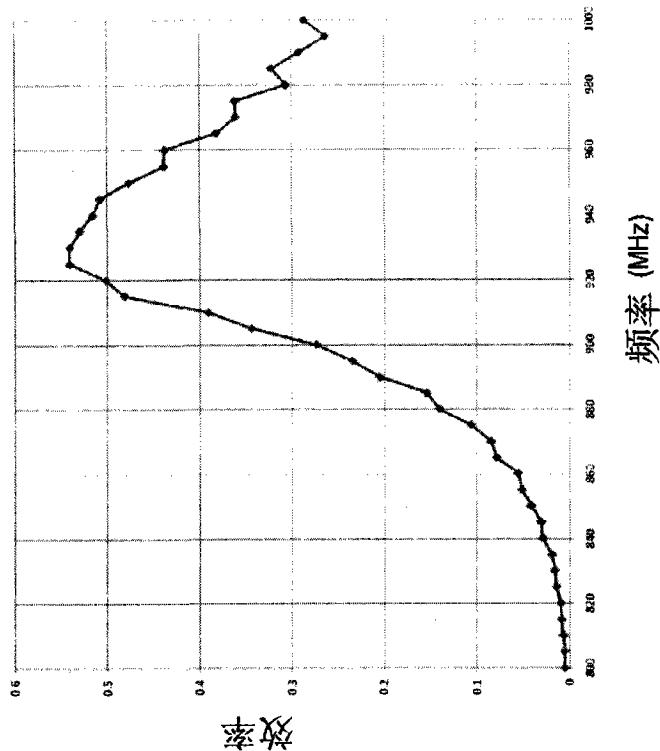


图 32(a)

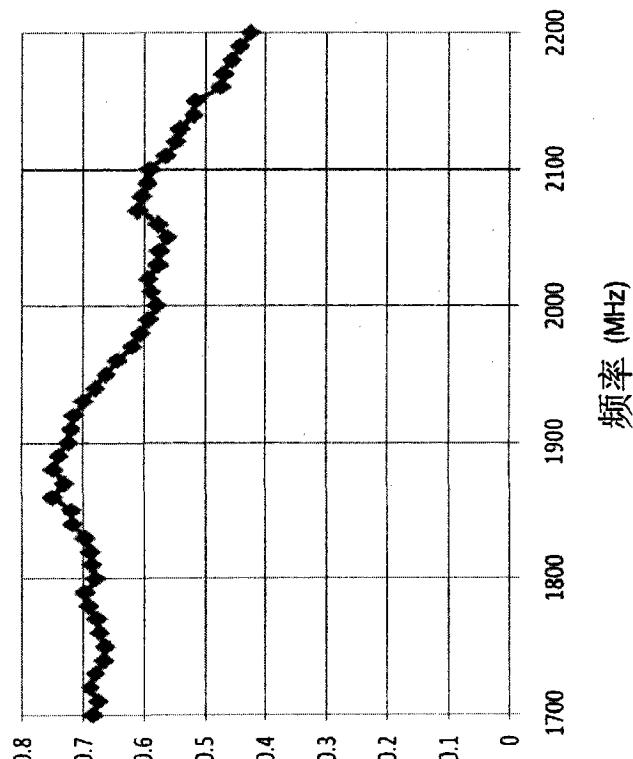


图 32(b)

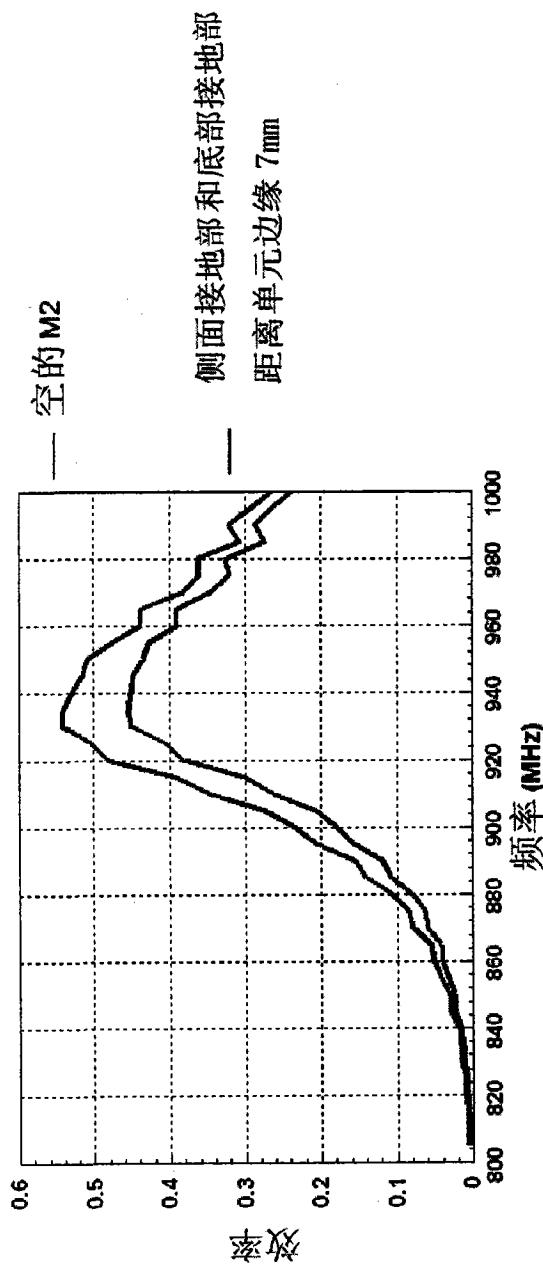


图 33(a)

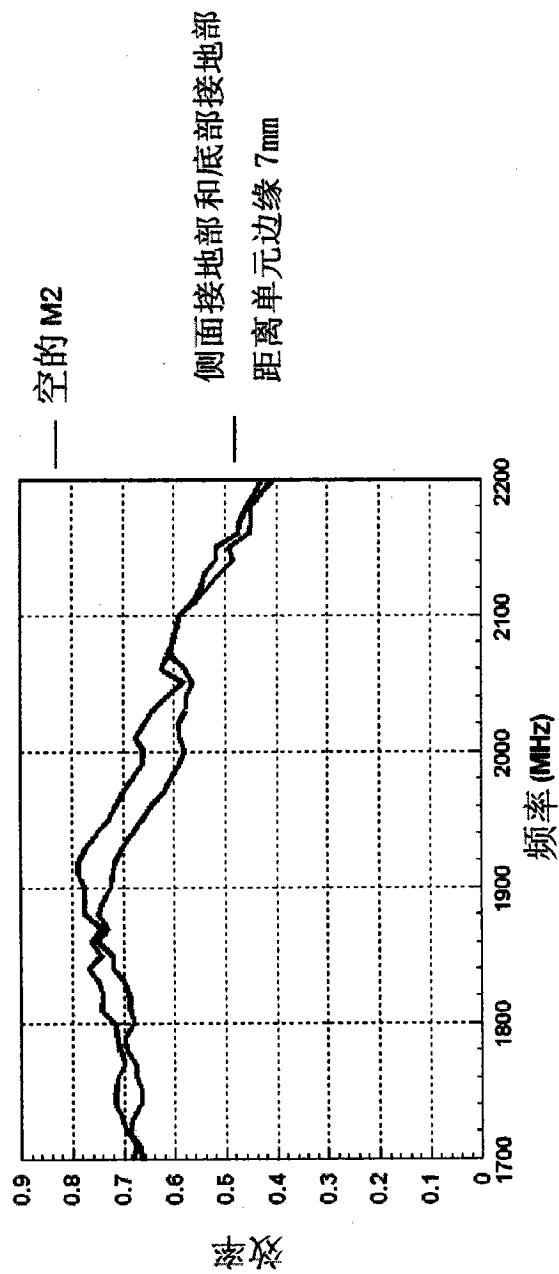
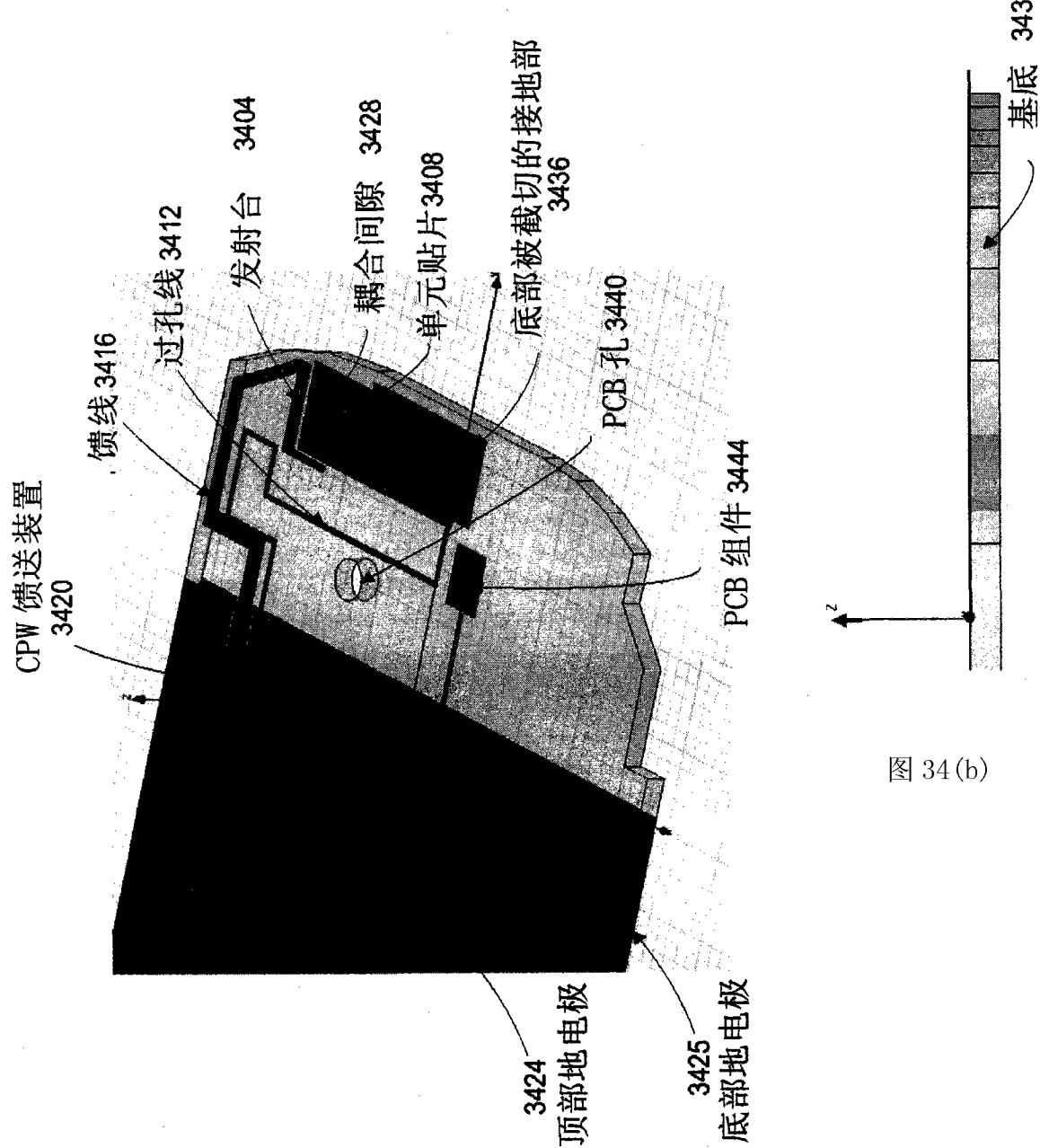


图 33(b)



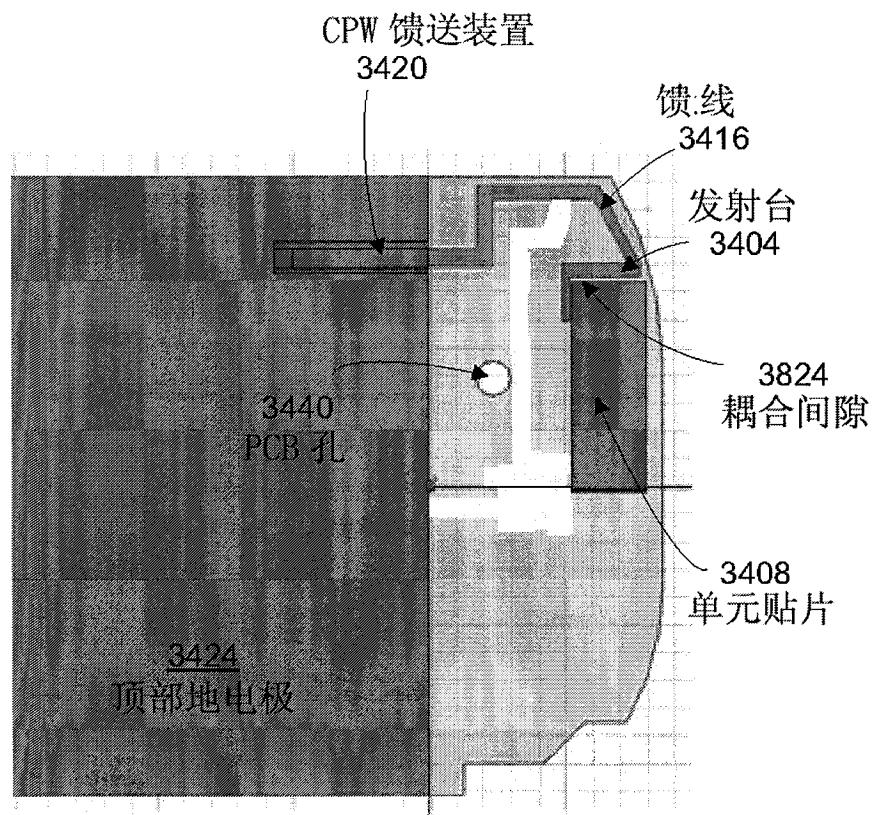


图 34(c)

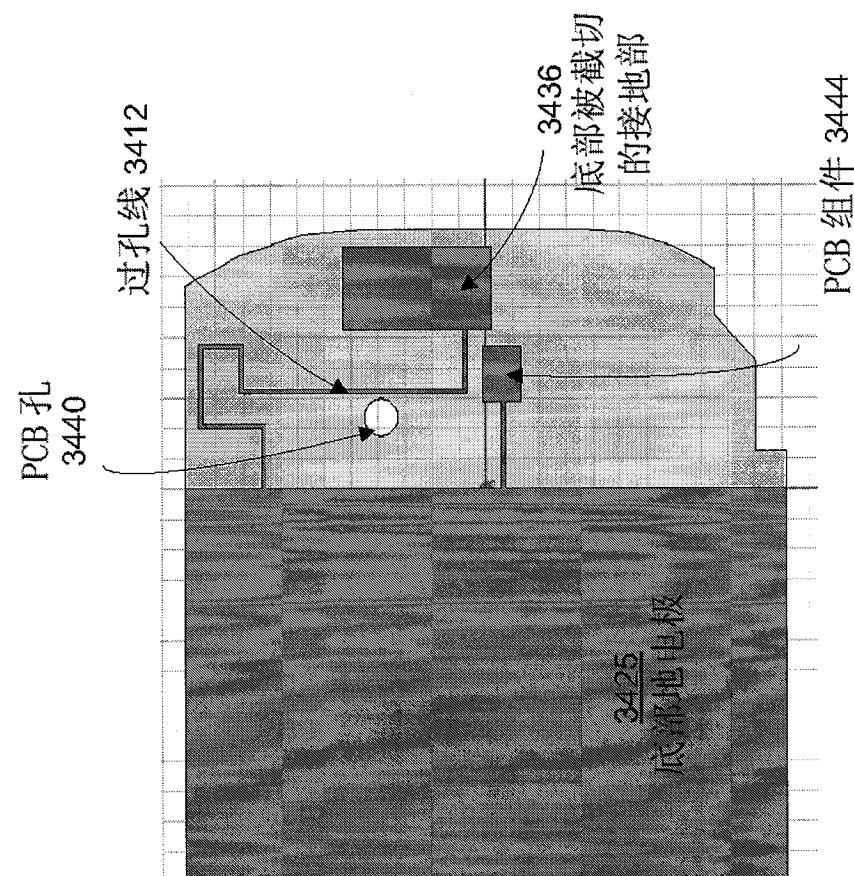
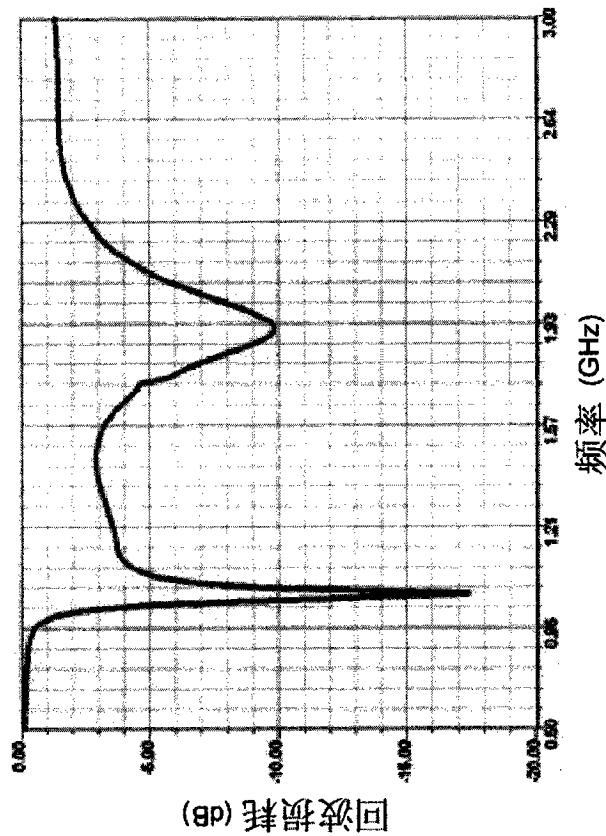


图 34(d)



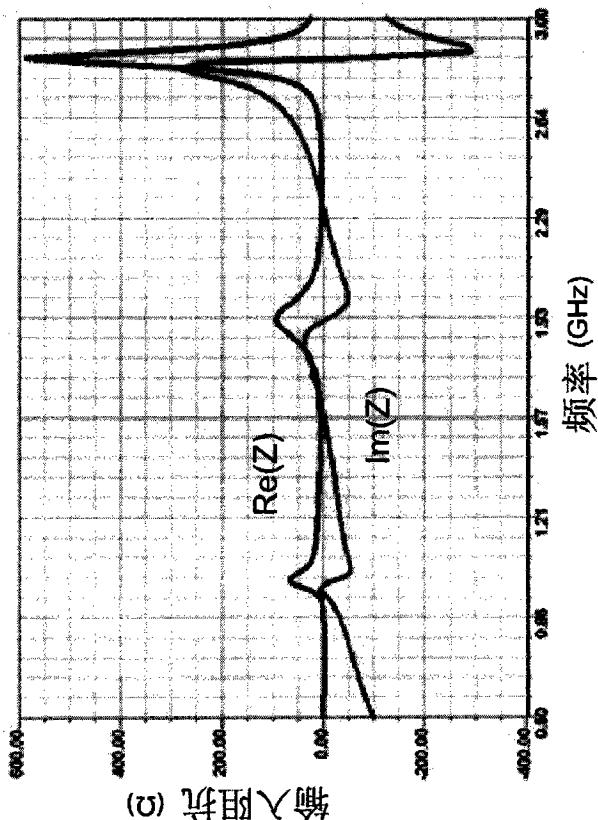


图 35 (b)

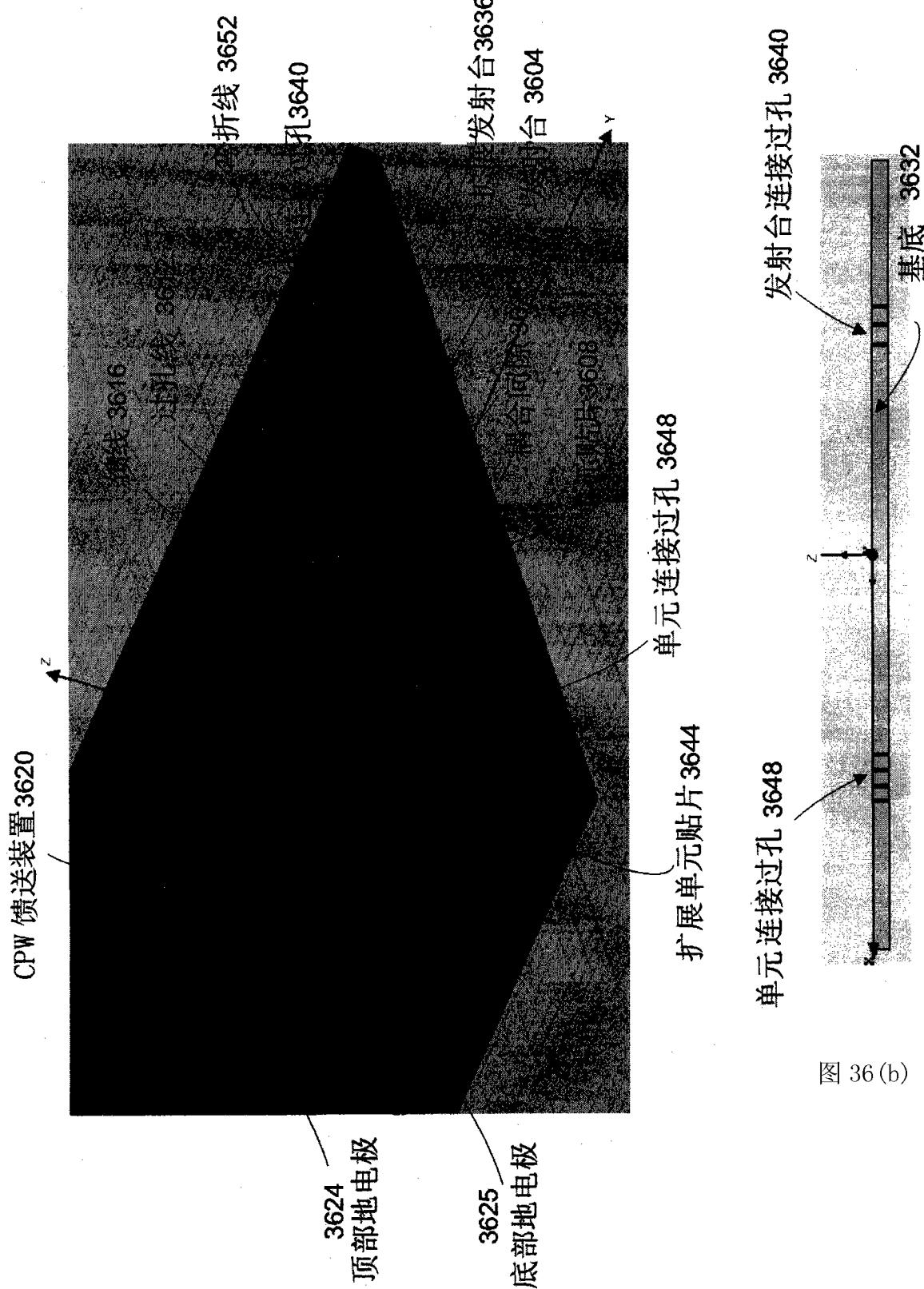


图 36(a)

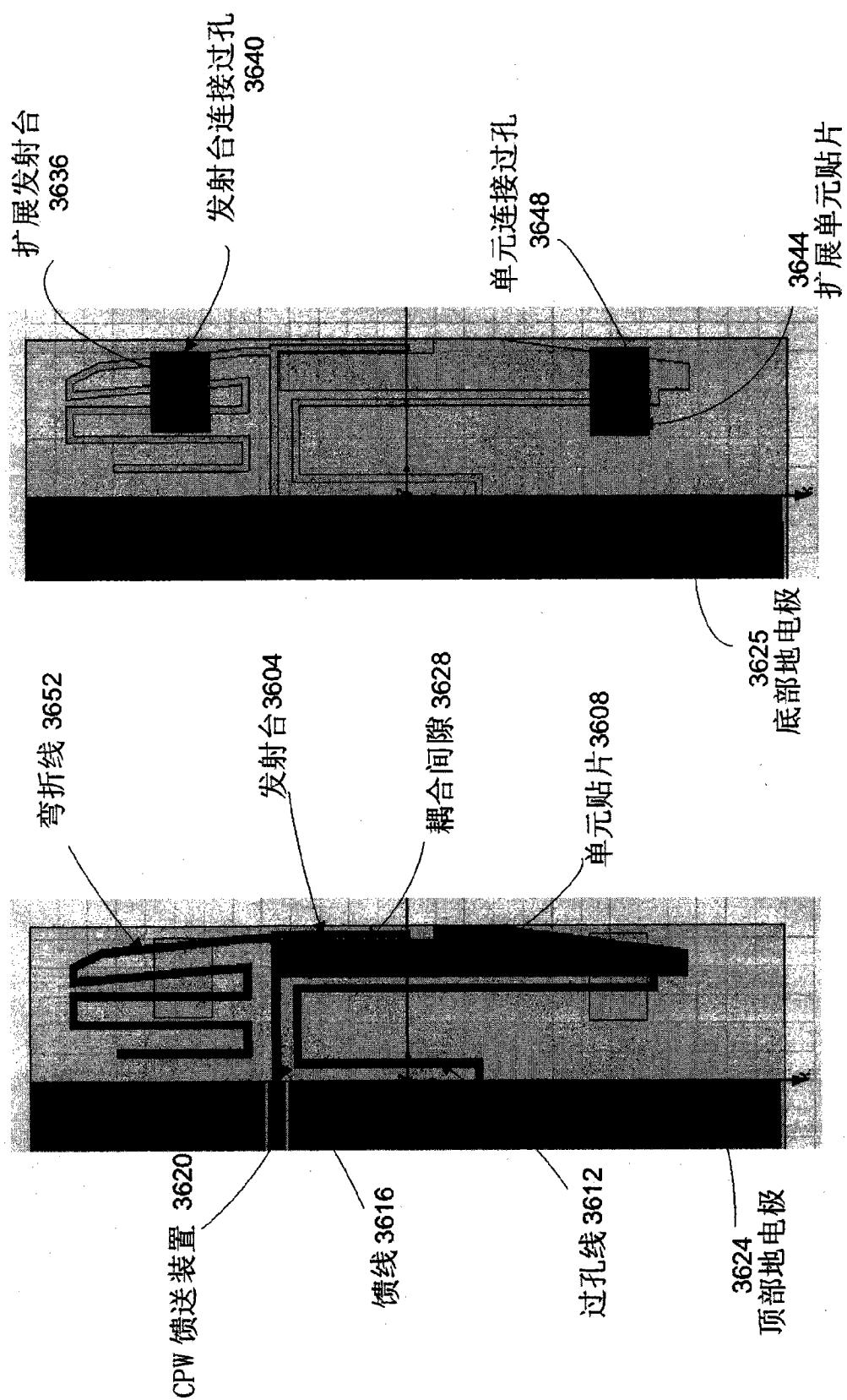


图 36 (d)

图 36 (c)

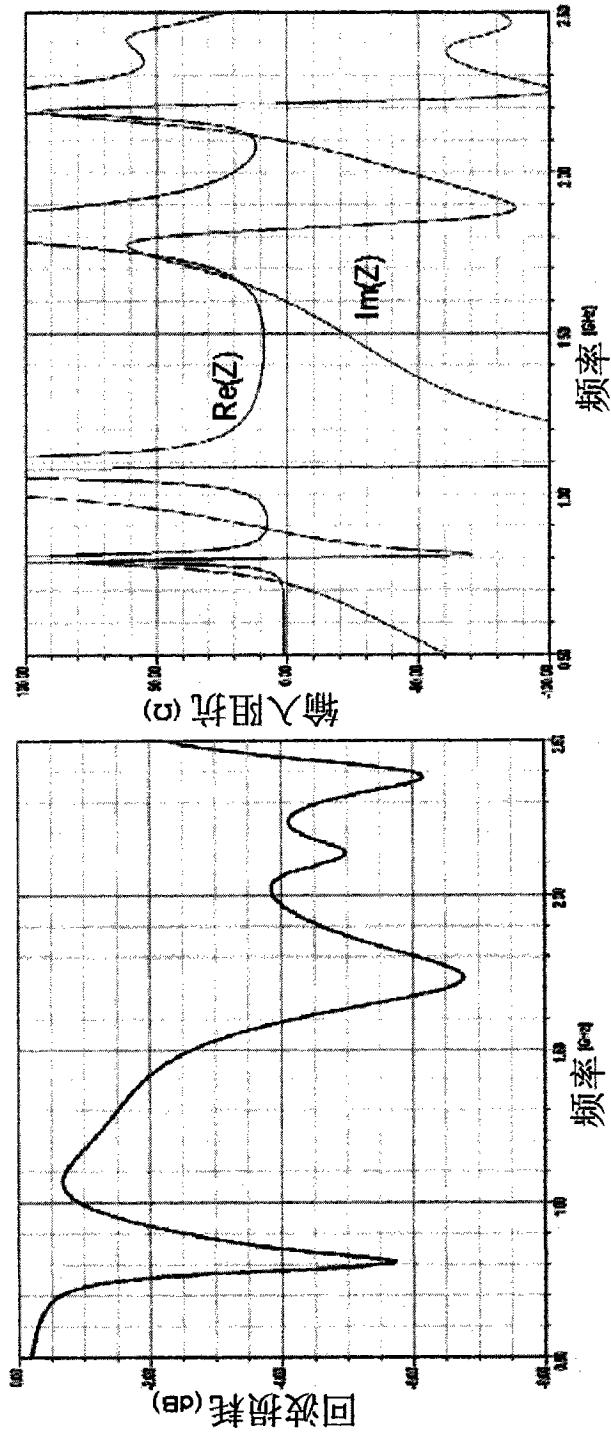


图 37(a)

图 37(b)

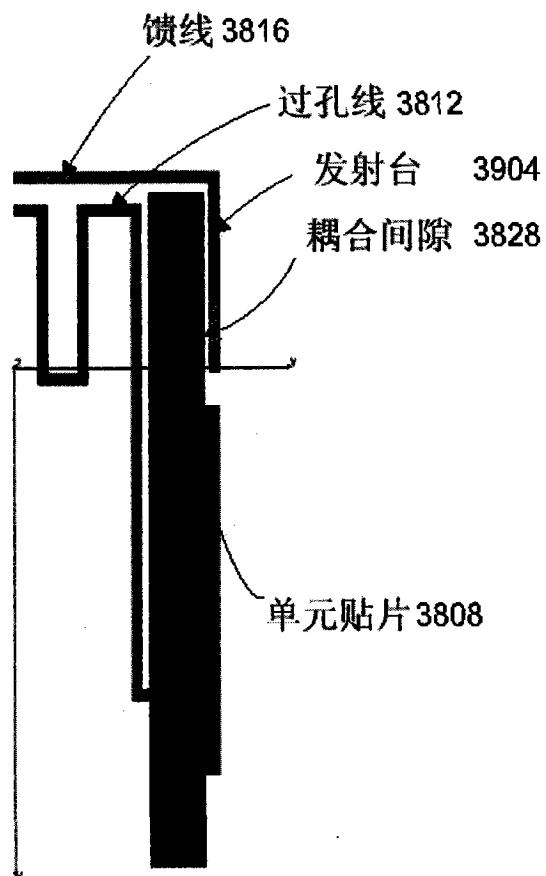


图 38

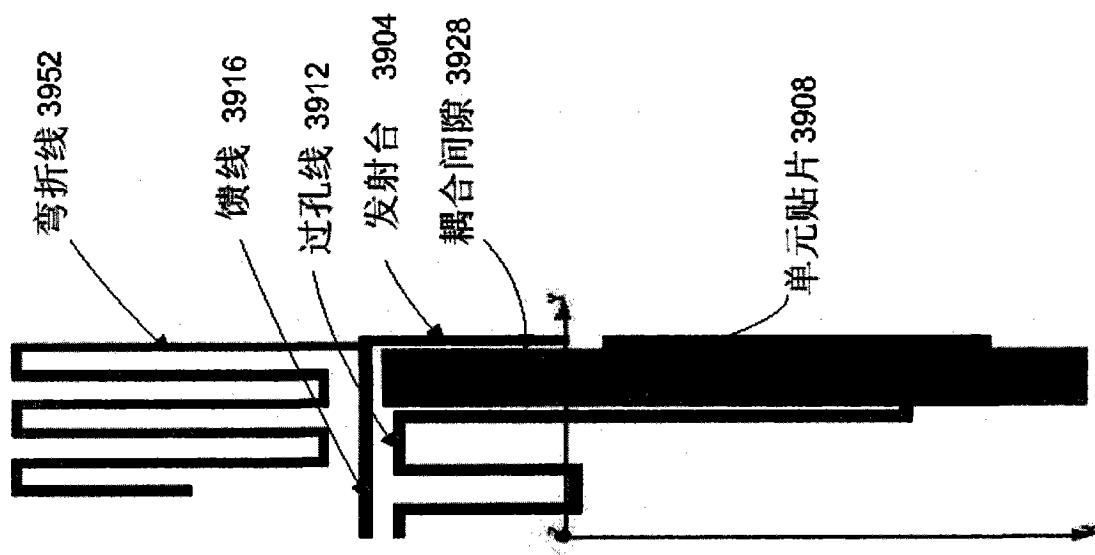


图 39

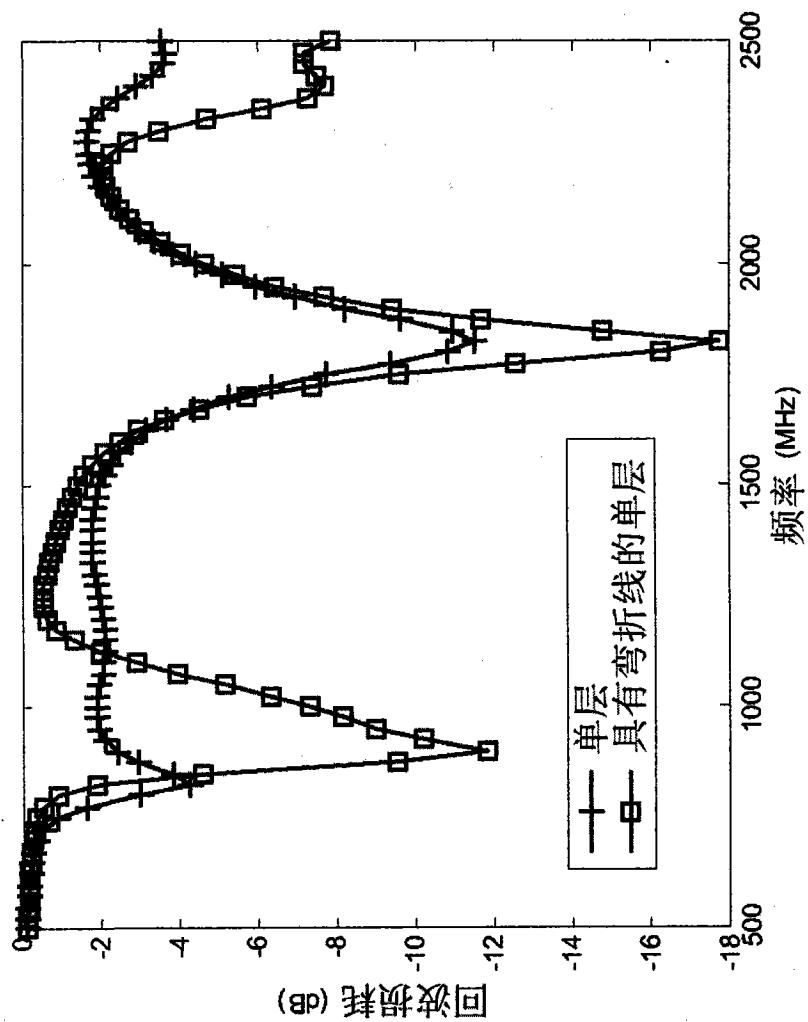


图 40

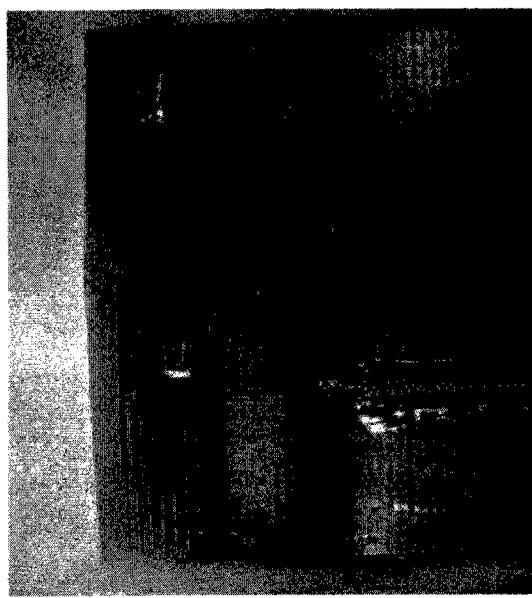


图 41

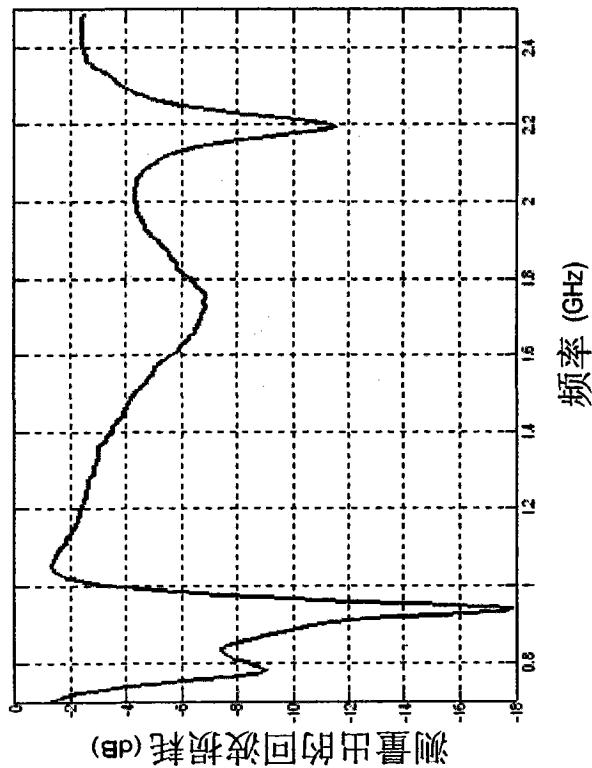


图 42

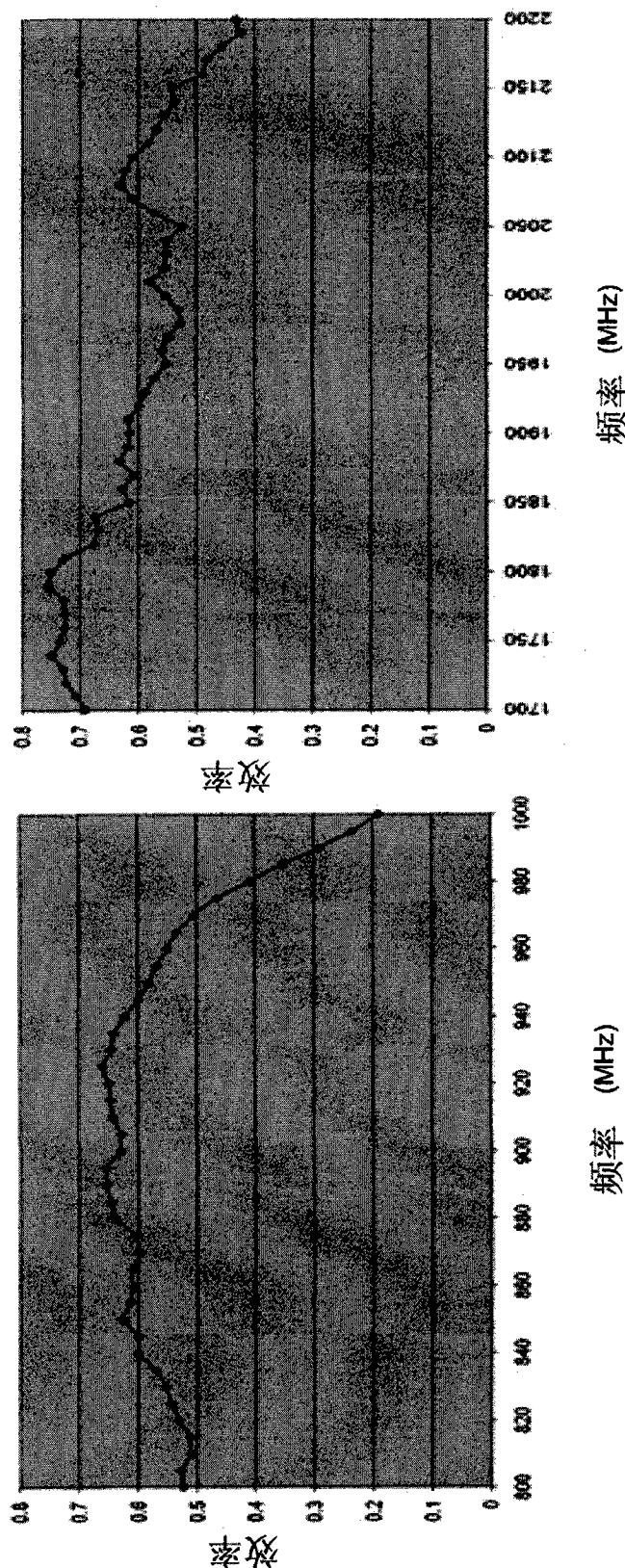


图 43(a)

图 43(b)

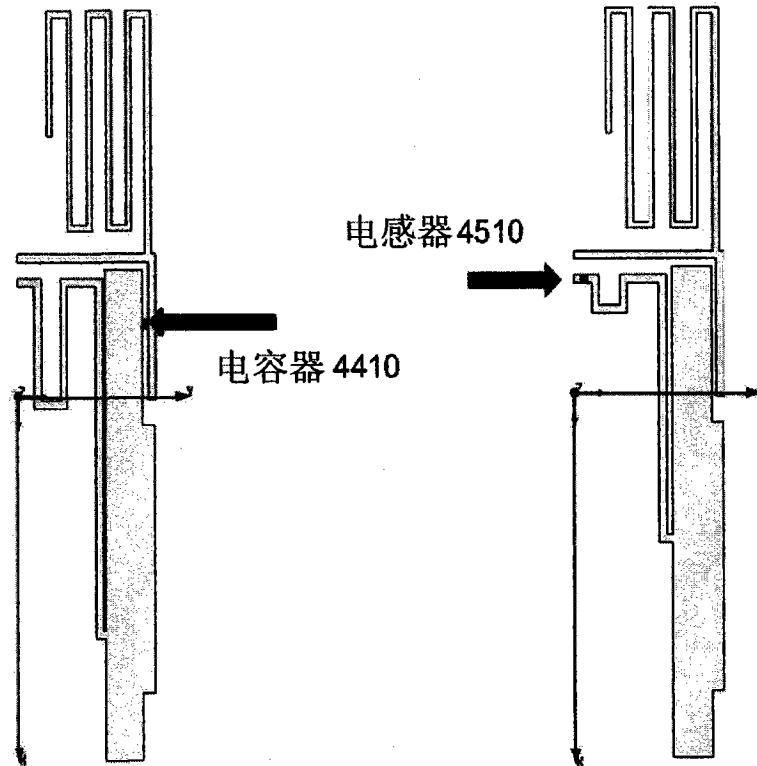


图 44

图 45

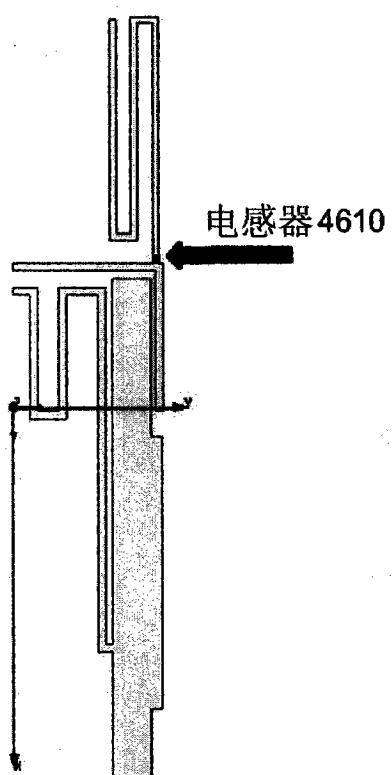


图 46

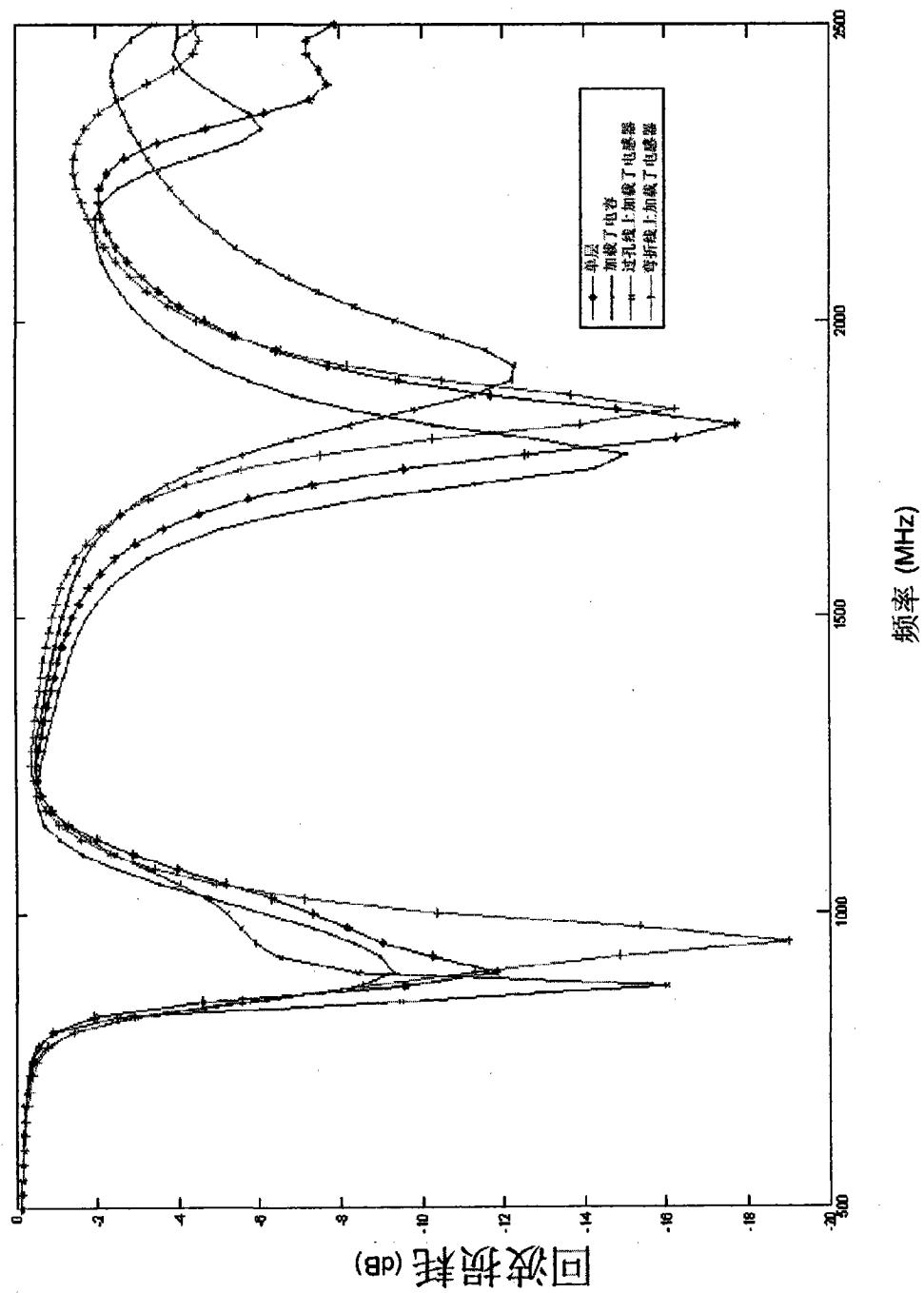


图 47

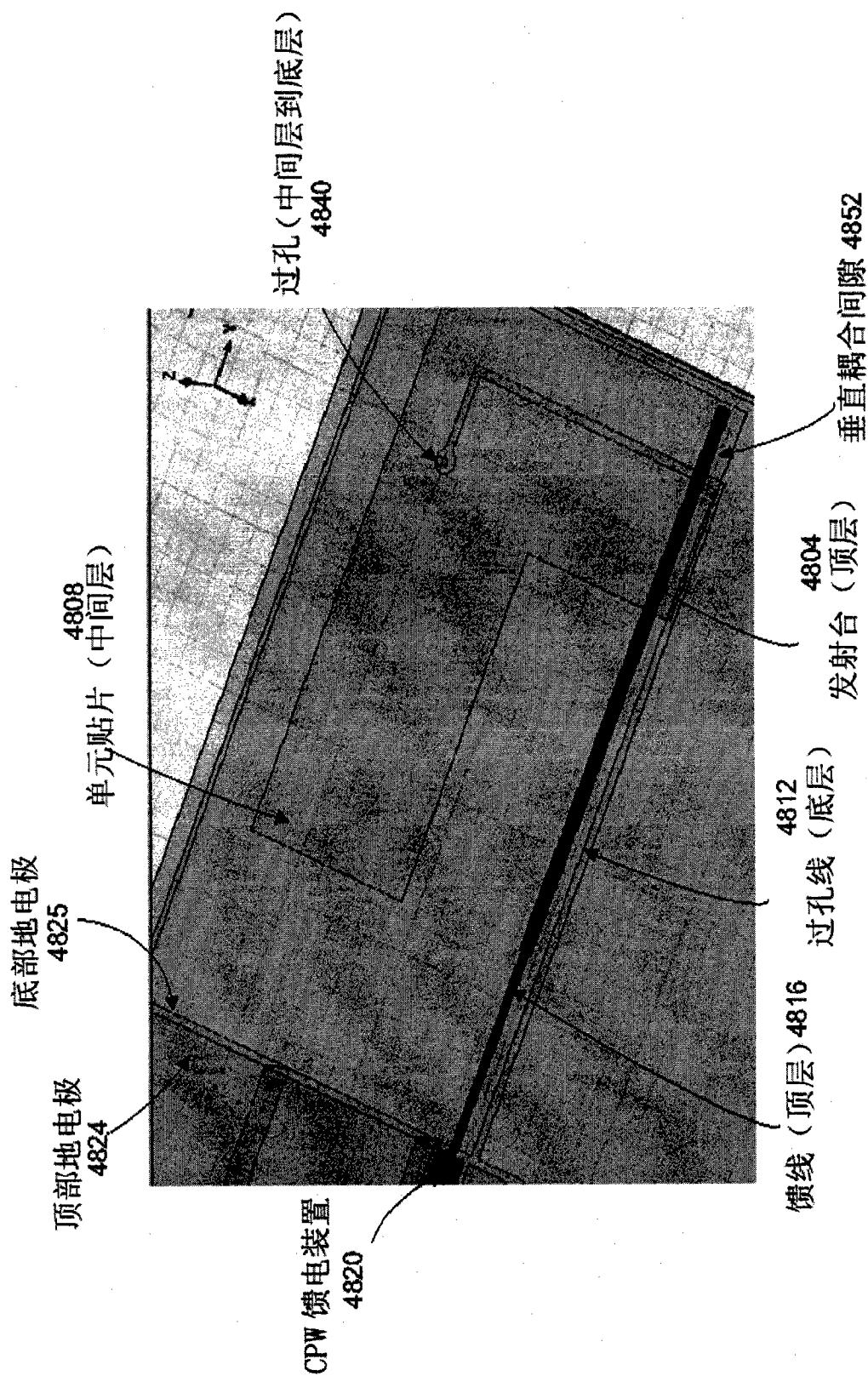


图 48(a)

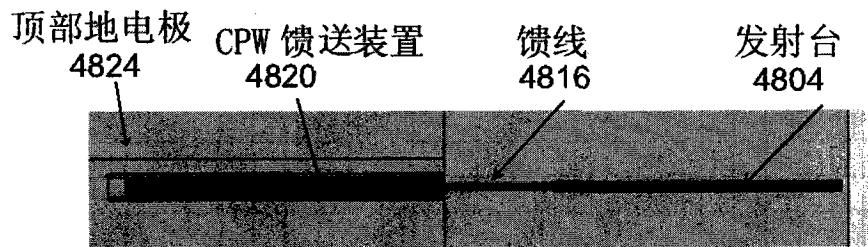


图 48 (b)

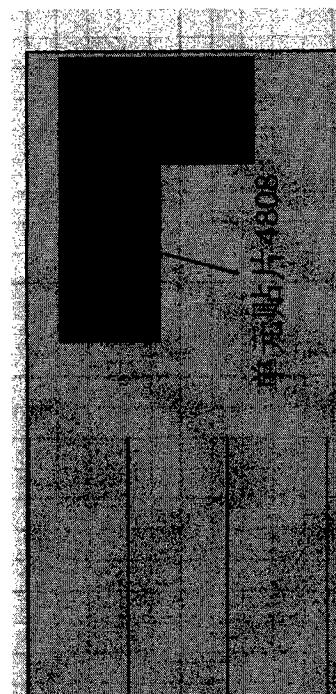


图 48 (c)

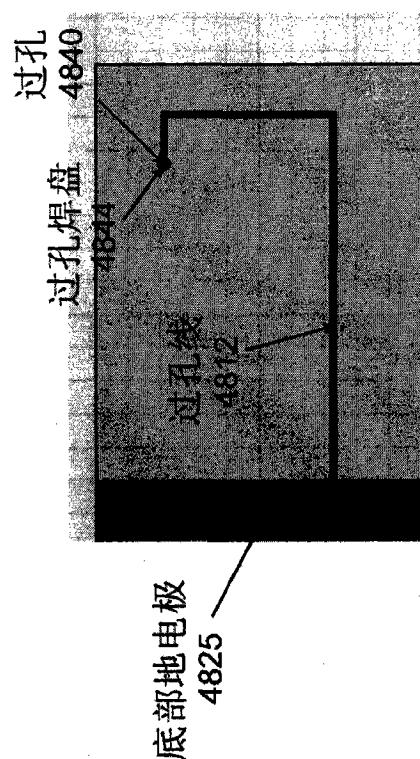


图 48 (d)

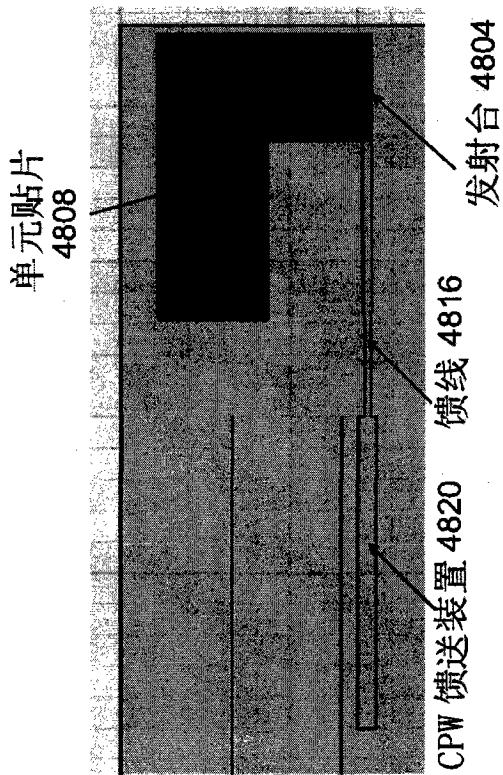


图 48(e)

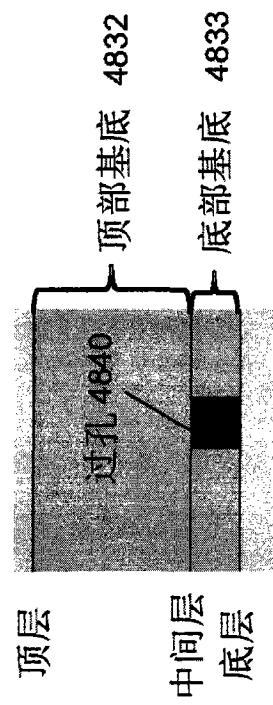


图 48(f)

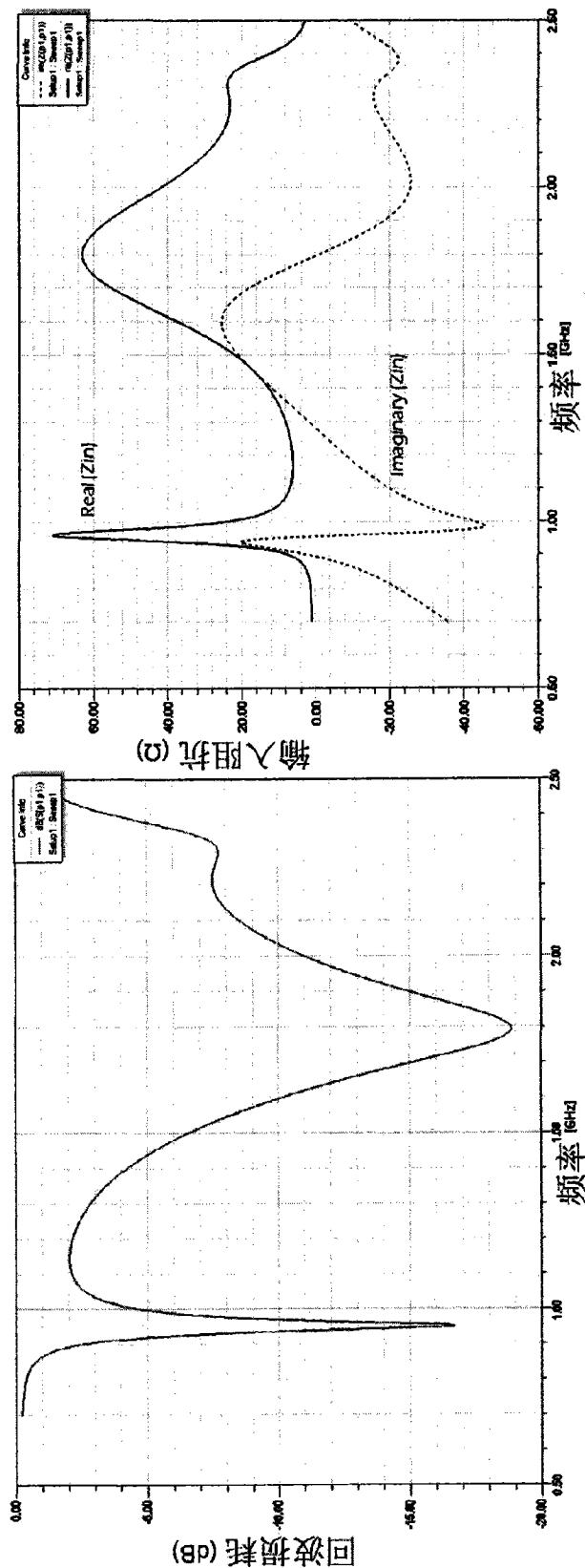


图 49(a)

图 49(b)

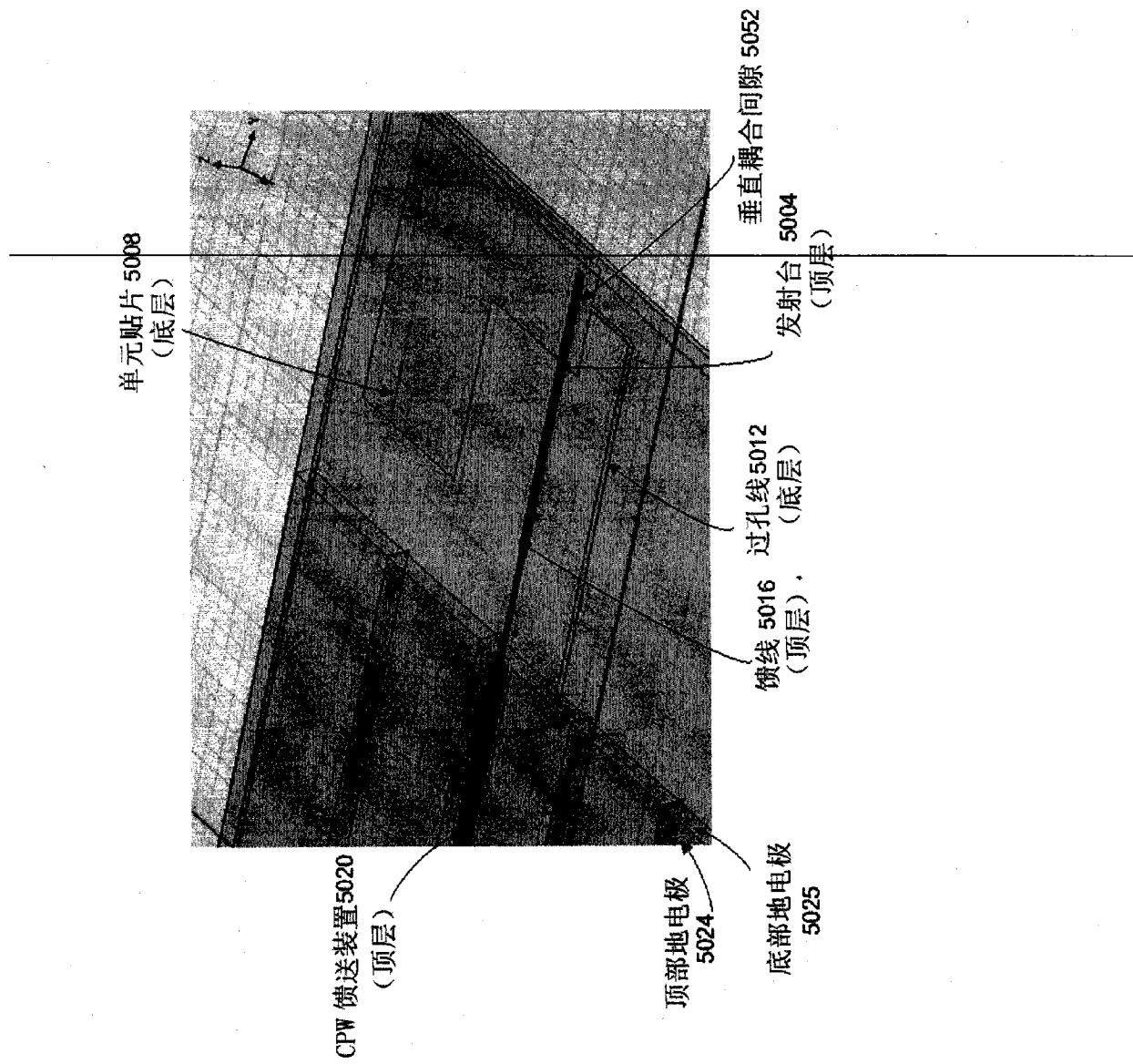


图 50 (a)

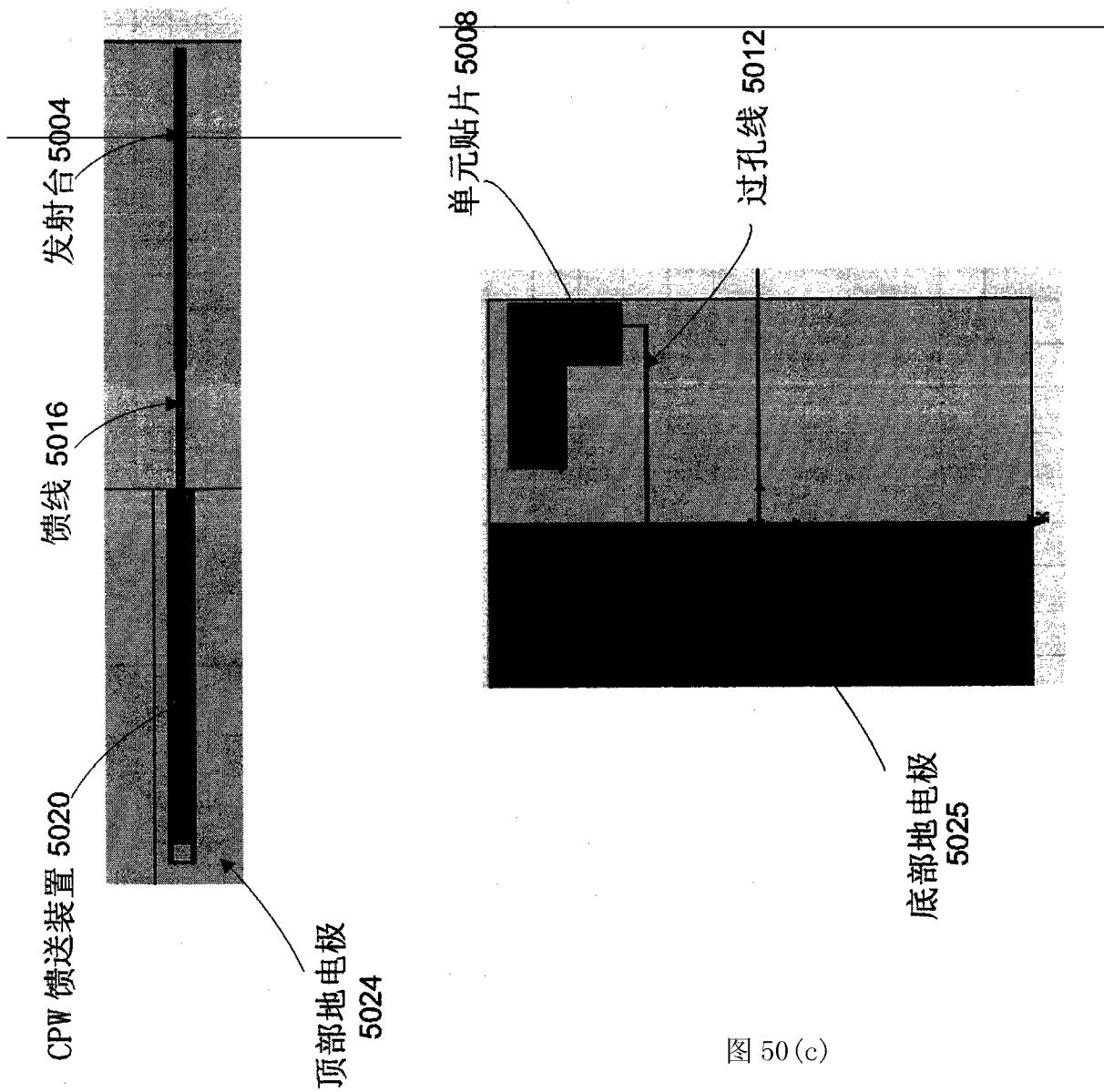


图 50 (b)

图 50 (c)

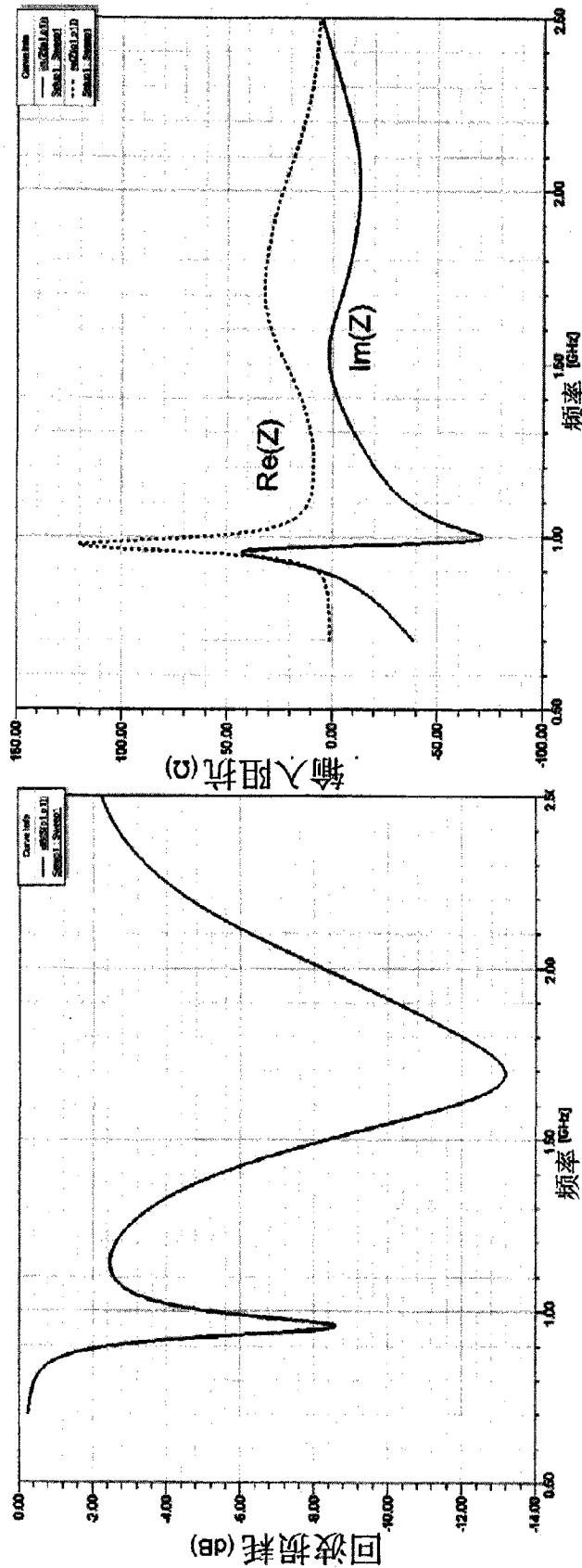


图 51(b)

图 51(a)