



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103947055 A

(43) 申请公布日 2014. 07. 23

(21) 申请号 201280057379. 9

H01R 13/6461 (2011. 01)

(22) 申请日 2012. 11. 20

H01R 13/6464 (2011. 01)

(30) 优先权数据

H04B 3/32 (2006. 01)

61/563, 079 2011. 11. 23 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 05. 22

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2012/066047 2012. 11. 20

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/078196 EN 2013. 05. 30

(71) 申请人 泛达公司

地址 美国伊利诺斯州

(72) 发明人 M·鲍洛瑞-撒兰萨 R·A·诺丁

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 李玲

(51) Int. Cl.

H01R 13/66 (2006. 01)

H01R 13/646 (2011. 01)

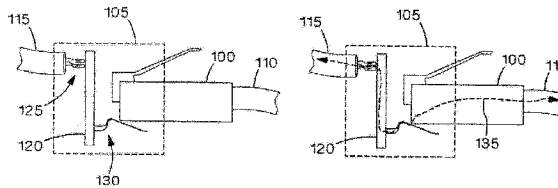
权利要求书1页 说明书7页 附图29页

(54) 发明名称

使用正交补偿的补偿网络

(57) 摘要

在一个实施例中,本发明是一通信连接器,其包括补偿电路,用于提供补偿信号以大致地抵消一频率范围内的违规信号,该补偿电路包括在该频率范围内以第一速率增长的第一量级的电容性耦合以及在该频率范围内以第二速率增长的第二量级的互感耦合,所述第二速率大于第一速率(第二速率大约为第一速率的两倍)。



1. 一种通信连接器,包括:

补偿电路,用于提供补偿信号以大致地抵消一频率范围内的违规信号,所述补偿电路包括:电容性耦合,其具有在所述频率范围内以第一速率增长的第一量级;以及互感耦合,其具有在所述频率范围内以第二速率增长的第二量级,所述第二速率大约为所述第一速率的两倍。

2. 如权利要求1所述的通信连接器,其特征在于,所述互感耦合与所述电容性耦合的相位相差大约 $90^\circ$ 。

3. 如权利要求1所述的通信连接器,其特征在于,所述第一速率为大约20dB/十倍程,而所述第二速率为大约40dB/十倍程。

4. 如权利要求1所述的通信连接器,其特征在于,还包括:第二电容性耦合,所述第二电容性耦合促发所述互感耦合。

5. 如权利要求4所述的通信连接器,其特征在于,所述补偿电路包括导体的第一差分对和导体的第二差分对,所述第二电容性耦合被连接在所述第一对和所述第二对之一的所述导体之间。

6. 如权利要求1所述的通信连接器,其特征在于,所述通信连接器是通信插座。

7. 一种通信连接器,包括:

导体的第一差分对和导体的第二差分对,其中所述导体的第一差分对电容性地并互感地耦合至所述导体的第二差分对。

8. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,所述电容性耦合和所述互感耦合发生在大致相同的物理位置。

9. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,所述电容性耦合由于分立元件和分布式耦合中的至少一者而发生。

10. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,所述互感耦合由于分立元件和分布式耦合中的至少一者而发生。

11. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,所述互感耦合产生互感耦合信号,所述互感耦合信号大致正交于由所述电容性耦合所产生的电容性耦合信号。

12. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,所述电容性耦合在给定频率范围内以第一速率增加,而所述互感耦合在所述给定频率范围内以第二速率增加,所述第二速率大于所述第一速率。

13. 如权利要求7所述的通信连接器,其特征在于,还包括连接在所述第一对和所述第二对之一的所述导体之间的第二电容性耦合。

14. 一种补偿一频率范围内的通信连接器中的违规信号的方法,所述方法包括如下步骤:

提供电容性耦合;以及

与所述电容性耦合大致同时地连接互感耦合,其中所述互感耦合大致与所述电容性耦合正交。

## 使用正交补偿的补偿网络

### 技术领域

[0001] 本发明总地涉及网络通信,更具体地涉及旨在补偿网络连接器中所得到的串扰和/或改善回波损耗的方法、系统和装置。

### 背景技术

[0002] 当通过连接器的阻抗(形成传输线的两导体的阻抗)不时,连接器系统的回波损耗可能受到不利的影响连接器阻抗可能受到在插座中作用的补偿网络影响,该补偿网络可能增加回波损耗。

[0003] 插头-插座连接器系统中的串扰可能本身表现为 NEXT(近端串扰)和 FEXT(远端串扰)。图 1A 和图 1B 示出连接硬件组件和通过硬件组件的通信信号路径的示意性横截面图。具体地说,图 1A 示出连接至插座 105 的插头 100,这两者分别具有与之附连的通信电缆 110、115。插座 105 包括带绝缘位移触头(IDC)125 和插头接口触头(PIC)130 的印刷电路板(PCB)120。经过连接硬件的通信信号在图 1B 中示出为虚线 135。

[0004] 关联于插头 100,在任何两个线对之间存在已知数量的违规串扰(由 ANSI/TIA(美国国家标准机构/电信工业协会)标准制定)。这种违规串扰可通过插座 105 内的补偿信号抵消或减少。为了抵消或减少违规串扰,可能需要注入与违规插头串扰相位相差大约  $180^\circ$  的补偿信号。由于插头 100 的违规串扰信号和被注入到插座 105 的补偿信号之间的传播延迟,两个信号在感兴趣频率范围内无法完全彼此抵消。会残留有未经补偿的信号,这对于 NEXT 性能规范而言对系统的性能构成限制。

[0005] 图 2 示出其中串扰 140 发生并实现单个补偿级 145 的现有技术连接硬件系统的一般例子。连接器中(形成违规串扰和补偿信号的)耦合起因于电容性和/或互感性耦合。耦合量级依赖于信号导体的物理结构和尺寸、材料性质以及信号的量级。这种耦合也与频率成比例(大约 20dB/十倍程)。图 2 的连接硬件中的耦合的等效表示示出于图 3 中。 $90^\circ$ (违规串扰信号 50)和  $-90^\circ$ (补偿信号 55)耦合参照在源线对 60 上行进的源信号而示出。

[0006] 源信号能量从耦合位置 A 传播至耦合位置 B(传播时间 =  $T/2$ ),耦合至汇线对 65(形成补偿信号),并随后在汇线对上传播回耦合位置 A(具有  $T/2$  的另一传播时间),因此具有结果时延  $T$ 。图 4 示出在时轴上违规串扰向量 A 和补偿向量 B 的量级和极性的集总近似值。

[0007] 往返时延  $T$  归于耦合位置 A 和耦合位置 B 之间的距离以及信号的速度。尽管该时延是固定的,然而补偿信号(在非常低的频率下) $180^\circ$  的相位差在较高频率下增加。每个耦合的量级一般也随频率而增加(例如 20dB/十倍程斜率)。两信号 A 和 B 的复向量和形成未经补偿的信号,该未经补偿的信号导致 NEXT 信号。图 5 是违规串扰向量 A、补偿向量 B 以及用于典型连接硬件的结果信号(即 NEXT 向量)的极坐标形式的向量图,在违规插头串扰和补偿耦合位置之间具有典型的距离和材料。为了能够在同一图上与大耦合信号同时地给出小耦合信号,将耦合的量级相对于源信号以对数(dB)标度给出。五个点表示在下列频

率下的向量的量级 :1, 10, 100, 250 和 500MHz。

[0008] 通过选择具有相反极性（即相位相差大约  $180^\circ$ ）的相等量级的向量 A、B，向量 A、B 组合串扰将接近零或至少相对可忽略的，仅在低频下如此。这是因为在这些低频率下，A 和 B 向量之间的相位差接近  $180^\circ$ 。然而，在较高频率下，相位差增长，由此导致较大的组合 NEXT 量级。因此，插头中的违规串扰和补偿之间的物理距离可能是重要的。对于固定信号速度，插头耦合串扰位置 (A) 越接近补偿耦合位置 (B)，连接器设计将具有更高的可能带宽（由于较小的相位差）。

[0009] 通过使用这种基本单级方法（使用传统材料和尺寸），串扰可被维持在高达大约 100MHz 的可接受水平，这导致适应 NEXT 的类 5e (ANSI/TIA-568-C.2) 需求的连接器。对于已有单级补偿系统的因变于频率的典型 NEXT 信号（结果信号）示出于图 6 中。

[0010] 为了在较高频率下获得较好的 NEXT 性能水平，业内已引入多补偿级方法。这种多补偿级技术的一个例子示出于图 7，图 7 示出增设在第一补偿级 145 之后（相对于距离或时间）的一个附加补偿级 150。在这种情形下，第一补偿耦合 145 的量级需要被调整以使附加补偿级 150 偏移。

[0011] 图 7 的连接硬件中的耦合的一个等效图示出于图 8 中，并且违规串扰向量 A、第一级补偿向量 B 以及附加补偿向量 C 在时轴上的信号量级和极性的集总近似示出于图 9 中。这些向量相对于彼此的量级和相位示出于图 10 的极轴图上。耦合的量级相对于源信号以对数 (dB) 标度表示。五个点同样表示在下列频率下的向量的量级 :1, 10, 100, 250 和 500MHz。

[0012] 将向量 A 的位置作为基准，随着频率增加，向量 B 的相移将顺时针朝向向量 A 增长，并且向量 C 的相移将与向量 A 相反地更迅速地顺时针增长（由于其位置更远离 A）。在给定的频率下选择  $|B|$  使其等于  $|A+C|$ ，在该给定频率之下要求  $|B| < |A+C|$ 。为了更清楚地展示该事件，图 11 通过二级补偿插座的频率示出典型组合串扰表现。该方法很大程度上依赖于在连接器感兴趣的整个频谱上等于或非常接近耦合的 B 的相位的 A+C 的相位。

[0013] 在频率带宽的下端， $|A+C|$  的量级大于  $|B|$  的量级。在某一（预定）频率下， $|A+C|$  的量级将等于  $|B|$  的量级（创建如图 11 所示的最小值）。在连接器的频率带宽的较高端， $|A+C|$  的量级将小于量级  $|B|$ ，由此导致增加的结果量级。该现有技术设计技术通过减少相位延迟对第一级补偿向量的影响而提高连接器的频率带宽。

[0014] 多级补偿的另一例子示出于图 12。补偿耦合的顺序如下：提供补偿耦合的第一补偿级 145；提供串扰耦合的第二补偿级 150；然后是提供补偿耦合的第三补偿级 155。串扰耦合（违规串扰和补偿串扰）和补偿耦合的数值量级之和需要彼此接近。连接硬件中的三级补偿耦合的等效图示出于图 13 中，并且出现的向量的量级和极性的集总近似示出于图 14，沿时轴给出。具体地说，图 14 示出表征来自违规串扰耦合的向量 A，表征从第一补偿级耦合的向量 B、表征从第二补偿级耦合的向量 C 以及表征从第三补偿级耦合的向量 D。

[0015] 为使三级补偿技术工作，应当使下列条件有效：(i) 违规串扰耦合 A 的量级接近补偿耦合 D 的量级；(ii) 补偿串扰耦合 C 的量级接近补偿耦合 B 的量级；(iii) 耦合 B、C 的组合量级大于耦合 A、D 的组合量级；以及 (iv) 耦合 A 和耦合 C 的数值和大约等于耦合 B 和耦合 D 的数值和。

[0016] 图 15 示出对于三级补偿技术在极轴中彼此相对的向量量级和相位。耦合的量级

相对于源信号以对数 (dB) 标度表示。这五个点代表在 1, 10, 100, 250 和 500MHz 下的向量位置。该三级补偿技术在某一频率范围内的向量之和进一步示出于图 16。在一个频率下, 向量 (A+C) 和 (B+D) 的相移将获得适当的相反极性 (具有 180° 相位差), 这将驱使所有向量之和 (即  $|A|+|B|+|C|+|D|$ ) 的量级下沉。

[0017] 前述各种多级补偿方法一般需要具有更多总耦合的附加耦合级。这可使利用这些补偿技术的连接器对制造工艺中的公差更为敏感。另外, 由于补偿向量的高耦合量级, 线对的阻抗可能受到影响, 由此导致与电缆的阻抗失配和低劣的回波损耗。用于网络连接器的改善补偿技术是期望的。

## 发明内容

[0018] 因此, 本发明一般涉及与改善的网络连接器关联的装置、系统和方法。

[0019] 在一个实施例中, 本发明是一通信连接器, 其包括补偿电路, 用于提供补偿信号以大致地抵消一频率范围内的违规信号, 该补偿电路包括在该频率范围内以第一速率增长的第一量级的电容性耦合以及在该频率范围内以第二速率增长的第二量级的互感耦合, 所述第二速率大约为第一速率的两倍。

[0020] 在又一实施例中, 本发明是一通信连接器, 其包括导体的第一差分对和导体的第二差分对, 其中导体的第一差分对电容性地且互感地耦合至导体的第二差分对。

[0021] 在又一实施例中, 本发明是在一频率范围内补偿通信连接器的违规信号的方法, 该方法包括步骤: 提供电容性耦合; 以及大约同时地将互感耦合与电容性耦合连接, 其中互感耦合大约与电容性耦合正交。

[0022] 本发明的这些和其它的特征、方面和优势参照下面的附图、说明以及之后的任何权利要求将变得更容易理解。

## 附图简述

[0023] 图 1A 和图 1B 示出与通信插座匹配的通信插头的一般结构。

[0024] 图 2 示出已知单级补偿系统的一般例子。

[0025] 图 3 示出在图 2 的系统中发生的耦合。

[0026] 图 4 示出图 2 的系统中发生的耦合的量级和极性的集总近似。

[0027] 图 5 示出在图 2 的系统中发生的耦合的极坐标表征。

[0028] 图 6 示出由图 2 的系统得到的总 NEXT。

[0029] 图 7 示出已知双级补偿系统的一般例子。

[0030] 图 8 示出在图 7 的系统中发生的耦合。

[0031] 图 9 示出图 7 的系统中发生的耦合的量级和极性的集总近似。

[0032] 图 10 示出在图 7 的系统中发生的耦合的极坐标表征。

[0033] 图 11 示出在一频率范围内图 7 的系统中发生的多种耦合的量级。

[0034] 图 12 示出已知三级补偿系统的一般例子。

[0035] 图 13 示出在图 12 的系统中发生的耦合。

[0036] 图 14 示出图 12 的系统中发生的耦合的量级和极性的集总近似。

[0037] 图 15 示出在图 12 的系统中发生的耦合的极坐标表征。

[0038] 图 16 示出由图 12 的系统得到的总 NEXT。

- [0039] 图 17 示出本发明的一个实施例的极坐标表征。
- [0040] 图 18 示出根据本发明一个实施例的系统中发生的耦合。
- [0041] 图 19A 示出根据本发明一个实施例的补偿电路。
- [0042] 图 19B 示出表示在一频率范围内由本发明电路的一个实施例提供的耦合的量级和相位的表格。
- [0043] 图 20A 和 20B 示出根据本发明一个实施例的差分电路。
- [0044] 图 21 和 22 示出根据本发明一个实施例的差分电路。
- [0045] 图 23 示出根据本发明一个实施例的差分电路。
- [0046] 图 24 示出根据本发明一个实施例的具有差分电路的插头 / 插座系统。
- [0047] 图 25 示出根据本发明一个实施例的具有差分电路的插头 / 插座系统。
- [0048] 图 26 示出根据本发明一个实施例的系统中的耦合的极坐标表征。
- [0049] 图 27 示出根据本发明一个实施例的补偿电路的实施例。
- [0050] 图 28 示出根据本发明一个实施例的补偿电路的实施例。
- [0051] 图 29A 示出与采用某种补偿的通信插座匹配的通信插头的一般表征。
- [0052] 图 29B 示出已知补偿技术的一个例子。
- [0053] 图 29C 示出根据本发明一个实施例的补偿；
- [0054] 图 30 示出图 29C 中发生的补偿的更详细的示图。
- [0055] 图 31 示出插头 / 插座系统中的 NEXT 和 FEXT 的一般表征。
- [0056] 图 32 示出本发明具有附加电感性补偿元件的实施例。

### 具体实施方式

[0057] 通过更仔细观察图 5 所示的图表, 所得的 NEXT 向量似乎相对于补偿向量 B 在较高的频率范围内具有大约  $+90^\circ$  的相移。在低频中, 所得的 NEXT 向量的量级是无足轻重的。为了使所得的 NEXT 向量偏移, 可添加一附加耦合信号, 该附加耦合信号相对于补偿向量 B 具有大约  $-90^\circ$  相移。该添加的耦合信号应当在较低频率下具有无足轻重的量级, 而在较高频率下具有较大的量级。图 17 示出该附加向量  $B_2$  相对于结果向量  $(A+B_1)$  在不同频率下的量级和相位。附加的补偿向量被表示为  $B_2$ , 并且主要补偿向量被表示为  $B_1$ 。

[0058] 添加的补偿分量形成与第一补偿向量  $B_1$  正交耦合的向量  $B_2$  (具有大约  $-90^\circ$  相位差)。添加的分量的量级随着频率以更高的速率增加 (例如得到比 20dB/十倍程更高速率的二次或更高次), 在这种增加足以满足在较低频率下具有无足轻重的量级而在适当的较高频率范围下具有重量级的要求。在现实中, 该附加的  $B_2$  耦合向量在构成补偿向量  $B_1$  的位置具有与违规的源信号的相位相同的相位。相对于时间, 或实际上相对于位置, 该附加的补偿向量  $B_2$  处于与第一补偿向量  $B_1$  相同的级, 由此得到执行单级补偿的新的方式。另外, 不再引入具有  $-90^\circ$  耦合或  $+90^\circ$  耦合的附加补偿向量, 而是使所引入的耦合在该耦合位置相对于违规的源信号具有  $0^\circ$  的大致的相移。该新的单级耦合系统的示意图示出于图 18 中。点  $B'$  是其中分量  $B_1$  和分量  $B_2$  的集总耦合发生的点。在连接器内包括新的单补偿级的网络是由向量  $B_1$  和  $B_2$  构成的。这些耦合向量彼此正交并因此该网络将被称为正交补偿网络 (OCN)。

[0059] 下面的讨论开始于 OCN 的概念性实现 (如图 19A 所示), 并将该概念性实现发展成

可实现的电路图（如图 25 所示）。

[0060] OCN 产生两个补偿信号；即具有预定量级并且相位与违规的串扰信号的相位相差大约  $180^\circ$  的第一补偿信号以及具有下列属性的第二补偿信号：

与源信号同相（大约  $0^\circ$  相移）的相位；

在低频下可忽略的量级；

较高频率量级，使得当两个补偿信号的量级被加至违规的串扰信号时使其在具体有利的频率处形成零值（最小值）；以及

随着频率以比第一补偿信号更高的速率（例如  $40\text{dB}/$  十倍程）而增加的量级。

[0061] 实现该第二补偿信号的示例性电路拓扑的一个实施例示出于图 19A。传递函数的量级和相位（即  $H(j\omega) = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega = 2\pi f$ ,  $f =$  频率）可经由电路分析来确定，从而导致了：

$|H(j\omega)| = \omega M Z_L / \sqrt{[(Z_L Z_o - \omega^2(L-M)^2 - 2(L-M)M\omega^2 + L/C)^2 + (\omega L(Z_L + Z_o) - Z_o/(\omega C))^2]}$ , 并且相位  $[H(j\omega)] = 90^\circ - \tan^{-1}([Z_o/(\omega C) - \omega L(Z_L + Z_o)]/[Z_L Z_o - \omega^2(L-M)^2 - 2(L-M)M\omega^2 + L/C])$ 。

[0062] 如果我们假设  $Z_L = Z_{\text{Load}} \ll Z_o$  并且  $Z_{\text{Load}} \ll 1/(\omega C)$ , 则传递函数的量级和相位也可被简化：

$|H(j\omega)| = \omega M Z_L / \sqrt{[(Z_L Z_o + L/C)^2 + (Z_o/(\omega C))^2]} = \omega^2 M C Z_L / Z_o$ , 并且相位降低至相位  $[H(j\omega)] = 90^\circ - \tan^{-1}(Z_o/(\omega(CZ_L Z_o + L)))$ 。

[0063] 因此, 对于前面声称的条件（即  $Z_{\text{Load}} \ll Z_o$  以及  $Z_{\text{Load}} \ll 1/(\omega C)$  以及  $\omega L$  比  $Z_o$  小），对于感兴趣的给定频率, 转移函数的相位范围接近于  $0$ （注意在转移函数对相位的简化表达中, 反正切函数的自变量对于典型连接器分量值是很大的正值）。这暗示输出信号与输入信号同相并且转移函数量级以大约  $40\text{dB}/$  十倍程的速率增加（注意简化的传递函数的量级表达中的  $\omega^2$  项产生  $40\text{dB}/$  十倍程速率的增加）。如图 17 所示, 该附加第二补偿向量信号由向量  $B_2$  表征。图 19B 所示的表格示出在感兴趣范围的若干频率下得到的向量  $B_2$  的向量量级和相位, 并利用表示在每个子表（即 (A), (B), (C) 和 (D)）的顶部的典型分量值构建。因此, 每个子表之间的耦合的差异经由箭头表示。例如, 电容性耦合从子表 (A) 至子表 (C) 地增加。类似地, 自感和互感从子表 (C) 至子表 (D) 地增加。如可从中看到的那样, 向量量级以大约  $40\text{dB}/$  十倍层的速率增加并且相位在低频下接近零。

[0064] 为了对以太网连接性中使用的差分电路利用图 19A 的概念电路, 需要对电路进行修正。图 19A 中的概念性单端电路可等同地被修正成如下面图 20A 所示的不同概念电路。使用电路简化法则, 该法则导致概念性差分电路, 该差分电路具有如图 19A 的单端电路那样得到的相同特征。图 20A 也可以如图 20B 所示等地再绘出, 其中连接至负载的辅助电路是翻转的。

[0065] 为了在实践中将该概念性差分电路用于差分线对之间的耦合应用, 必须以差分线对连接至电路的形式表达电路。因此, 概念性差分电路（如图 20B 所示）可等地再绘成图 21 所示的示例性实施例。在重新绘制的电路中, 外“环”160 承载要被耦合至要被补偿的线对（内“环”165）的信号。

[0066] 图 21 的内“环”电路 165 可如图 22 所示地再配置。这种再配置对于更清楚地示出差分线对如何连接至电路可能是理想的。图 21 和图 22 的电路是彼此等同的。

[0067] 为使电路等同,如图 22 所示的内“环”电路 165 内的  $V_{out}$  的极性相对图 21 中的电路是翻转的。图 23 示出与图 22 的电路等同的另一电路,该电路具有多个差分线对 170、175。

[0068] 在插头插座组合中采用的 OCN 电路的实施例的更详细表征示出于图 24 和图 25。注意,RJ45 插座中的两个补偿向量出现在同一物理位置(更清楚地表示在图 25 中)。在实践中,互感耦合  $M_1$  和  $M_2$  固有地也包括一些电容性耦合。电容性耦合可优先采用或利用作为第一补偿向量的电容或第一补偿向量电容的一部分。图 25 示出作为单个组合元件的互感耦合  $M_1$ 、 $M_2$  和寄生电容  $C_1$ 、 $C_2$ 。该元件可被称为电容性互感耦合器 180。

[0069] 如早前在图 17 和图 18 中描述的,我们假设理想添加的第二补偿向量  $B_2$  相对于第一补偿向量  $B_1$  具有正好  $-90^\circ$  的相位。在现实中,互感耦合在较低频率下(例如 1-10MHz)将具有少量的相移。可通过将耦合向量  $B_1$  的量级选择为略小于违规串扰耦合向量  $A$  而使互感耦合相移偏移。向量  $B_2$  和  $B_1$  的结果组合产生结果向量  $B'$ (即  $B_2+B_1$ ),其相位在低频下由向量  $A$  主导。随着频率增加(由于  $B_2$  的较快增长及其增加的相移),向量  $B'$  的量级相对于向量  $A$  更大地增长,并主导总的结果向量(即  $B'+A$ ) 相位。在一个频率点,向量  $A$  的量级正好等于或大致等于  $B'$  的量级,由此导致量级表现出下沉(即最小值)的总结果向量。这在图 26 中展示出时延( $A$  和  $B'$  之间)和分量值的给定组合。图 26 中的极轴图示出向量  $A$ 、 $B'$  和  $(A+B')$  相对于彼此的量级和相位。耦合的量级相对于源信号以对数(dB)标度表示。五个点表示在 1, 10, 100, 250 和 500MHz 频率下的向量位置。图 26 的量级图示出  $A$  和  $B'$  的组合量级,并且起因于向量  $A$  的量级的组合量级的下沉(或最小值)正好等于或大致等于  $B'$  的量级。

[0070] 控制 RJ45 插座的性能(由结果向量  $B'+A$  的总量级表示的性能)的参数可包括:(i) 从违规的插头串扰至补偿级的传播延迟;以及(ii) OCN 分量值(即  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $M_1$ ,  $M_2$  和  $C_3$ )。在本发明的一些实施例中,总结果向量的“零”或最小量级可形成在感兴趣的频率范围内,并用来帮助满足连接器 NEXT 规范。

[0071] 下面的讨论尝试通过列出两个示例性实施例提供对用于实现本发明的要素和方法的一些预期。

[0072] 实现 OCN 电路的一个这种实施例示出于图 27。电容器  $C_1$ 、 $C_2$  185、190 形成 OCN 的补偿组件并被实现为印刷电路板(PCB)的两个层(例如顶层 195 和内层 200)之间的垫电容器。互感耦合  $M_1$ 、 $M_2$  205、210 形成 OCN 的附加补偿组件,并被实现为在两个层(例如在顶层和内层 195、200 中)之间彼此相邻的平行 PCB 迹线。并且电容  $C_3$  215 在 PCB 层之一(例如内层 200)中被实现为指状电容器。

[0073] 实现 OCN 电路的另一实施例被示出在图 28 中。电容性耦合  $C_1$  和互感耦合  $M_1$  220 以及电容性耦合  $C_2$  和互感耦合  $M_2$  225 一起构成由 OCN 的该实施例提供的补偿。电容被实现为“迹线到迹线”电容器,该“迹线到迹线”电容器作为透过各层的平行 PCB 迹线行进(也称分布式电容)。电容  $C_3$  215 同样被实现为内层中的指电容器。

[0074] 前面的讨论侧重于对双差分对系统的单级 OCN 的实现。然而,OCN 可扩展成实现在多对连接器(例如 RJ45 连接器系统)中。图 29A-29C 示出多对连接器系统,它一般示出传统多级补偿网络和基于 OCN 的补偿网络两者。图 29A 示出具有插头 230 和插座 235 的插头-插座连接器系统。插头 230 和插座 235 两者均连接至相应的网络电缆,所述网络电缆各自具有四个差分线对 240。由于发生在插头布线 245、插头触点 250 和插座弹性触点 255



的总面积中的耦合,违规串扰发生。该违规串扰可通过在位于插座 235 内的 PCB260 上执行多种补偿技术来补偿。图 29B 示出已知补偿技术的一种实现的一般表征。图 29C 示出根据本发明一个实施例的 OCN 的实现的一般表征。如图 29B 和 29C 中所示,基于 OCN 的设计可能没有传统多级设计那么复杂。较简单的单级 OCN 补偿设计可提供额外的益处,例如但不限于:补偿耦合元件的较小量级,它使得对线对阻抗的影响最小化(导致更佳的回波损耗);对制造公差的较低敏感性(由于较小的分量量级);改善的总连接器系统平衡以及对违规串扰位置和补偿元件之间的距离的较低敏感性。

[0075] 图 30 示出图 29A 和图 29C 的更详细示意图。这里,造成插头-插座系统中的结果的违规串扰的电容性耦合和电感性耦合经由三个独立 OCN 网络 265、270、275 予以补偿。出现在左侧的第一 OCN265 是线对 4、5 和 3、6 的补偿电路。出现在中间的第二 OCN270 是线对 7、8 和 3、6 的补偿电路。而出现在右侧的第三 OCN275 是线对 1、2 和 3、6 的补偿电路。重要的是注意,图 30 是示意图并且不应当被解读成对任何具体 OCN 的位置构成限制。此外,每个 OCN 可独立地工作,由此允许在任一线对上使用 OCN 或在多个线对上提供多个 OCN。

[0076] 参见图 31,违规 NEXT 起因于总电容性和电感性耦合之和(在图 31 中表示为“X”),这些总电容性和电感性耦合主要位于插头 230 上。对于 NEXT,OCN 耦合器 280 可对电容性串扰和电感性串扰两者提供改善的补偿。

[0077] 除了违规 NEXT 耦合,存在所产生的远端串扰分量,它被称为 FEXT。FEXT 起因于主要发生在插头内的违规电容性和电感性耦合之间的差异。在本发明的某些实施例中,OCN 可与附加电感性补偿元件 285 组合,如图 32 所示,以改善 FEXT 性能。注意,为了满足 FEXT 需求,附加的电感性补偿组件可能是不需要的。

[0078] 注意尽管已就一个或多个实施例描述了本发明,然而这些实施例是非限定性的,并且可以有落在本发明范围内的许多替代、置换和等同。应当注意,存在许多替代方式来实现本发明的方法和装置。因此旨在使下面的权利要求书被解释成包括所有这些替代、置换和等同,只要它们落在本发明的真实精神和范围内。

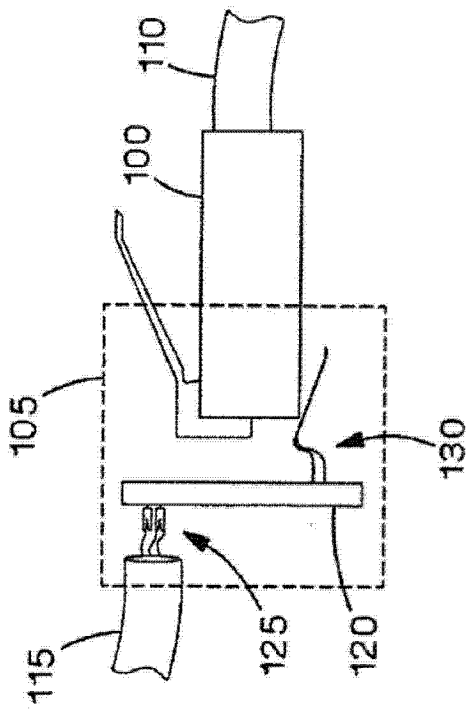


图 1A

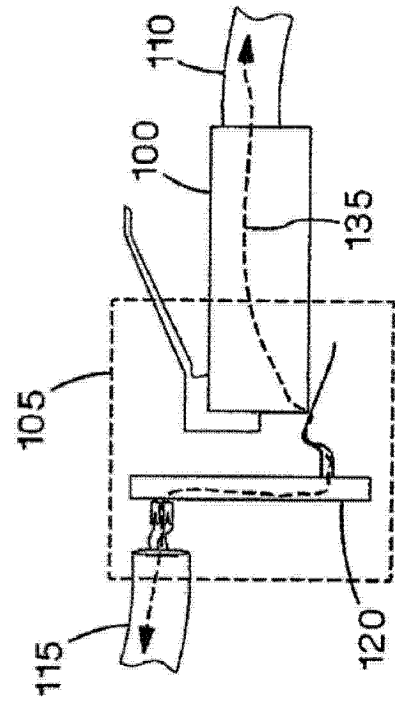


图 1B

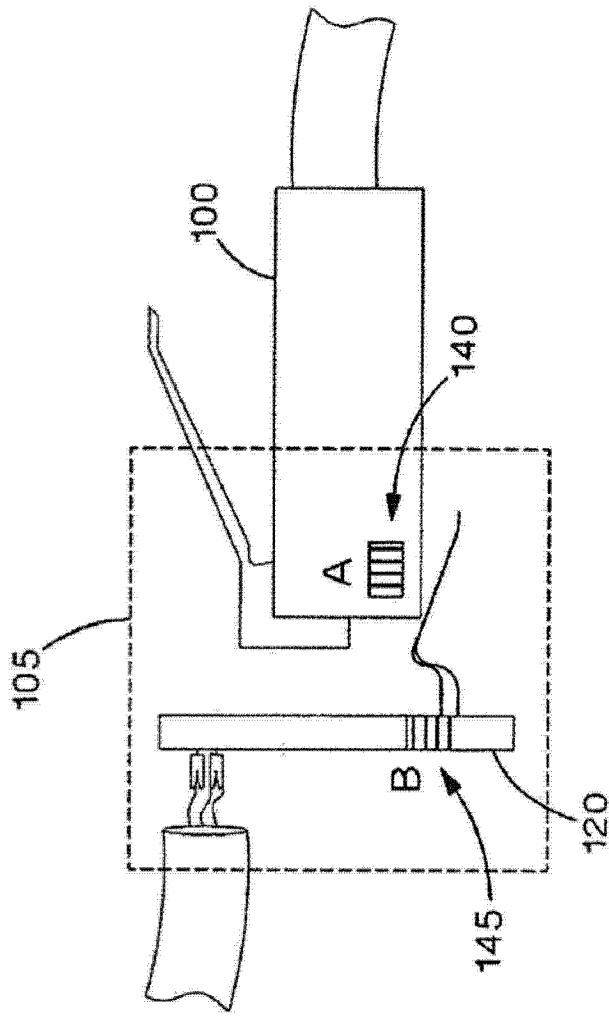


图 2

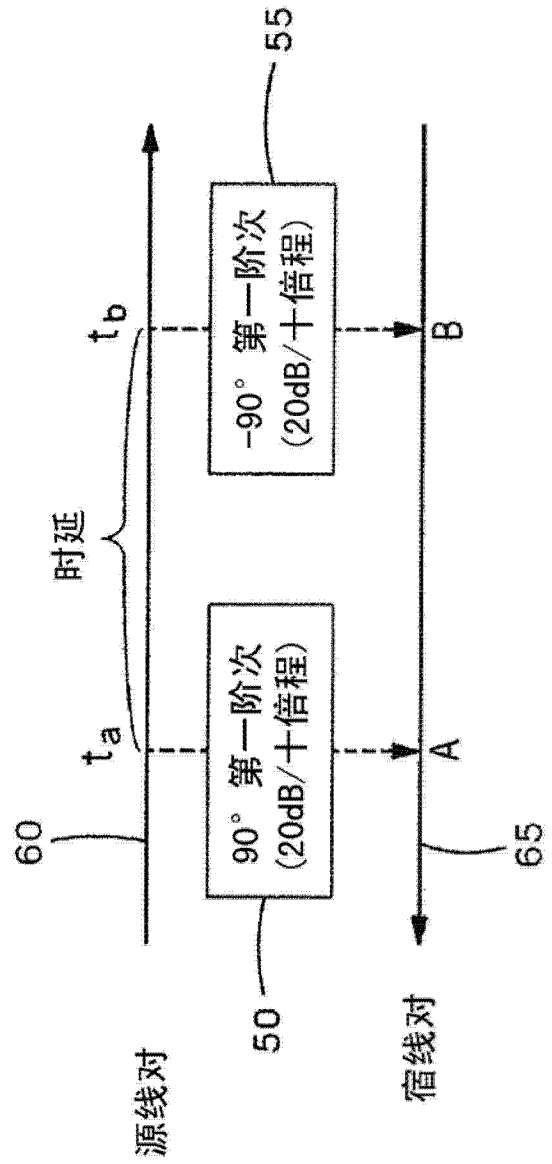


图 3

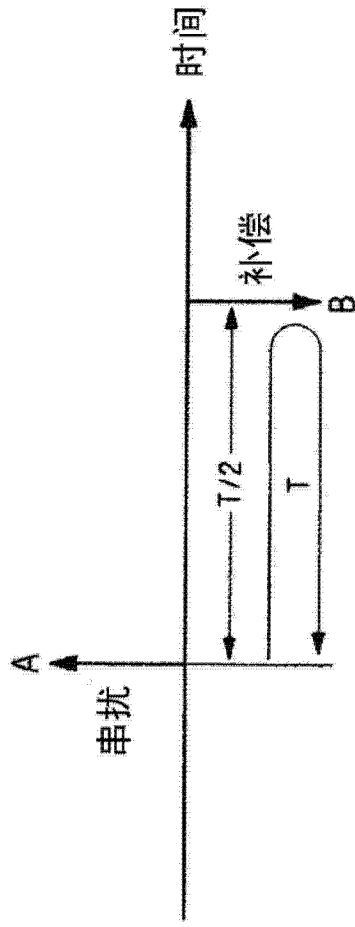


图 4

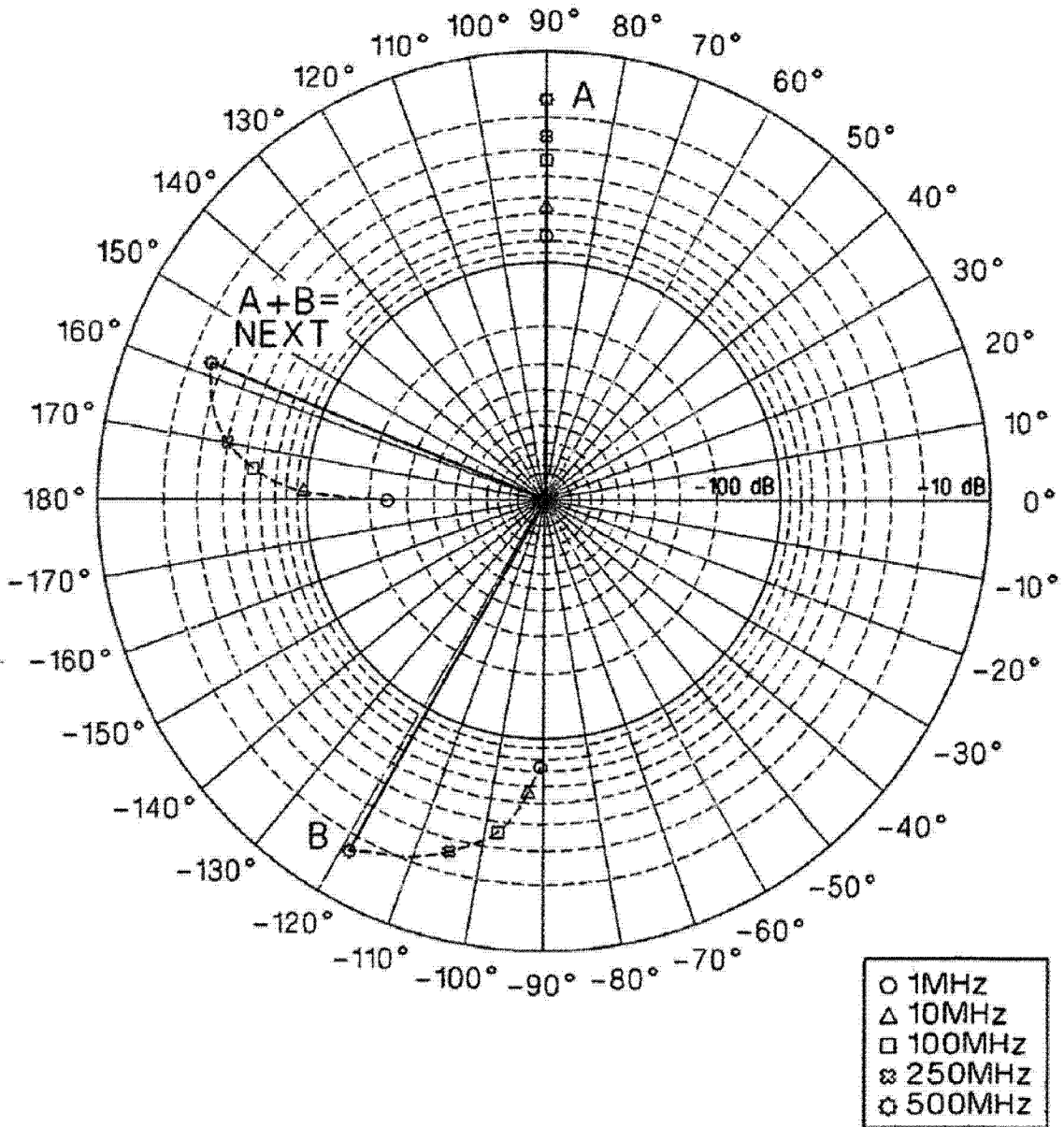


图 5

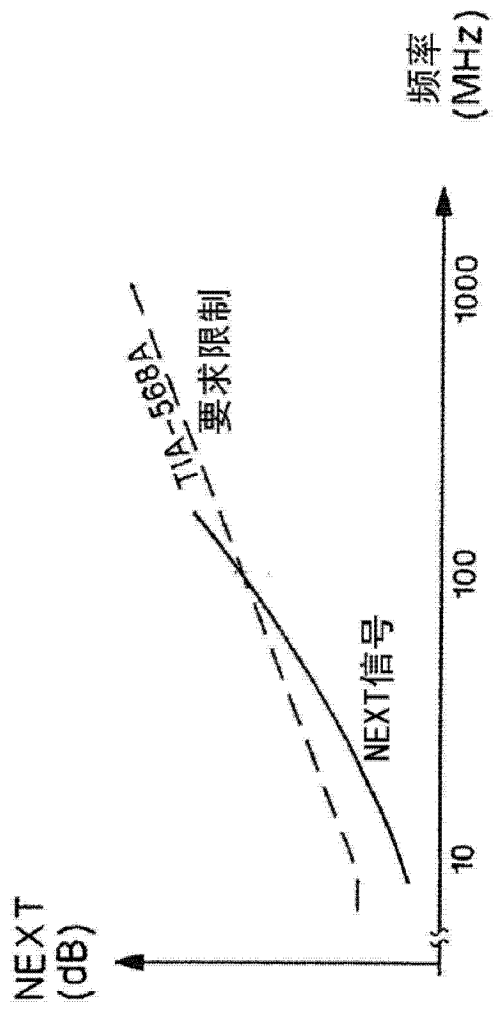


图6

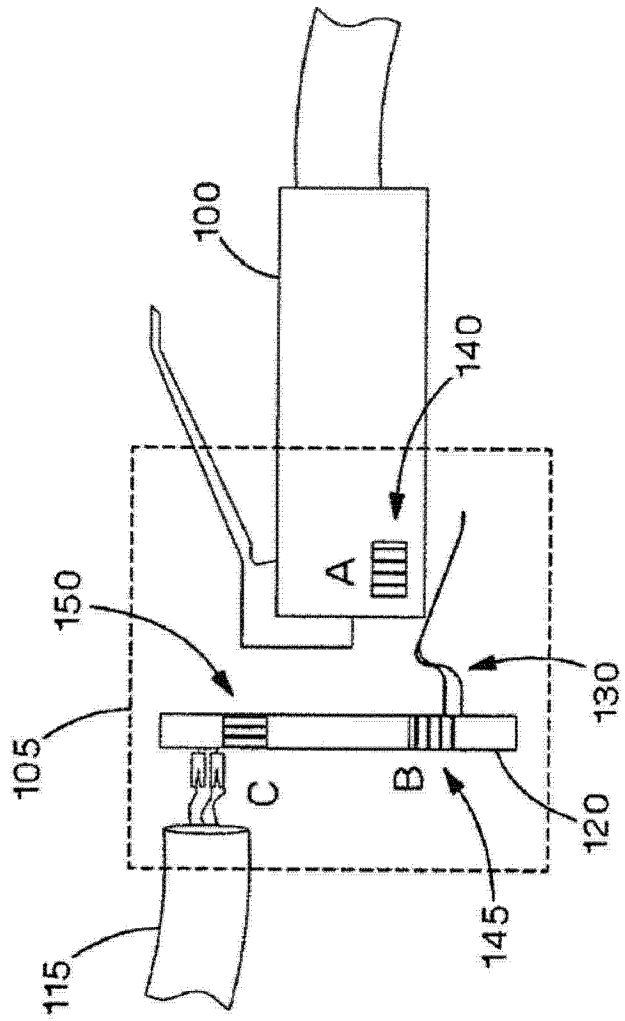


图7

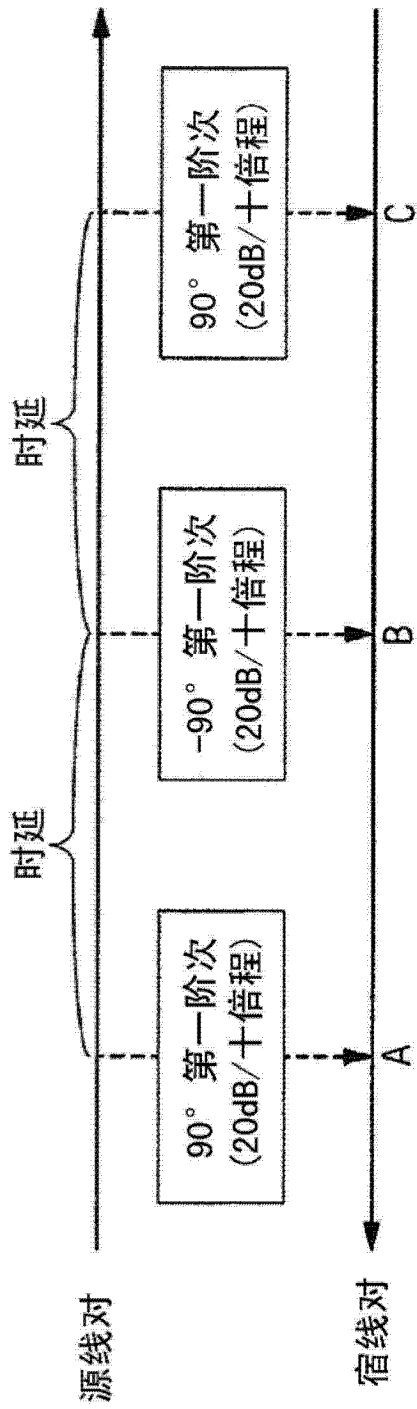


图 8

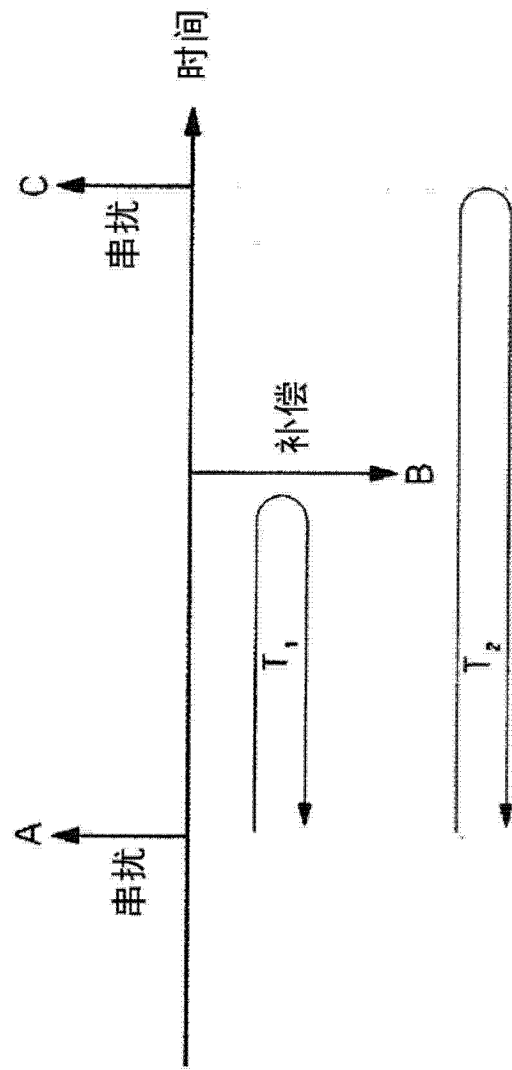


图 9

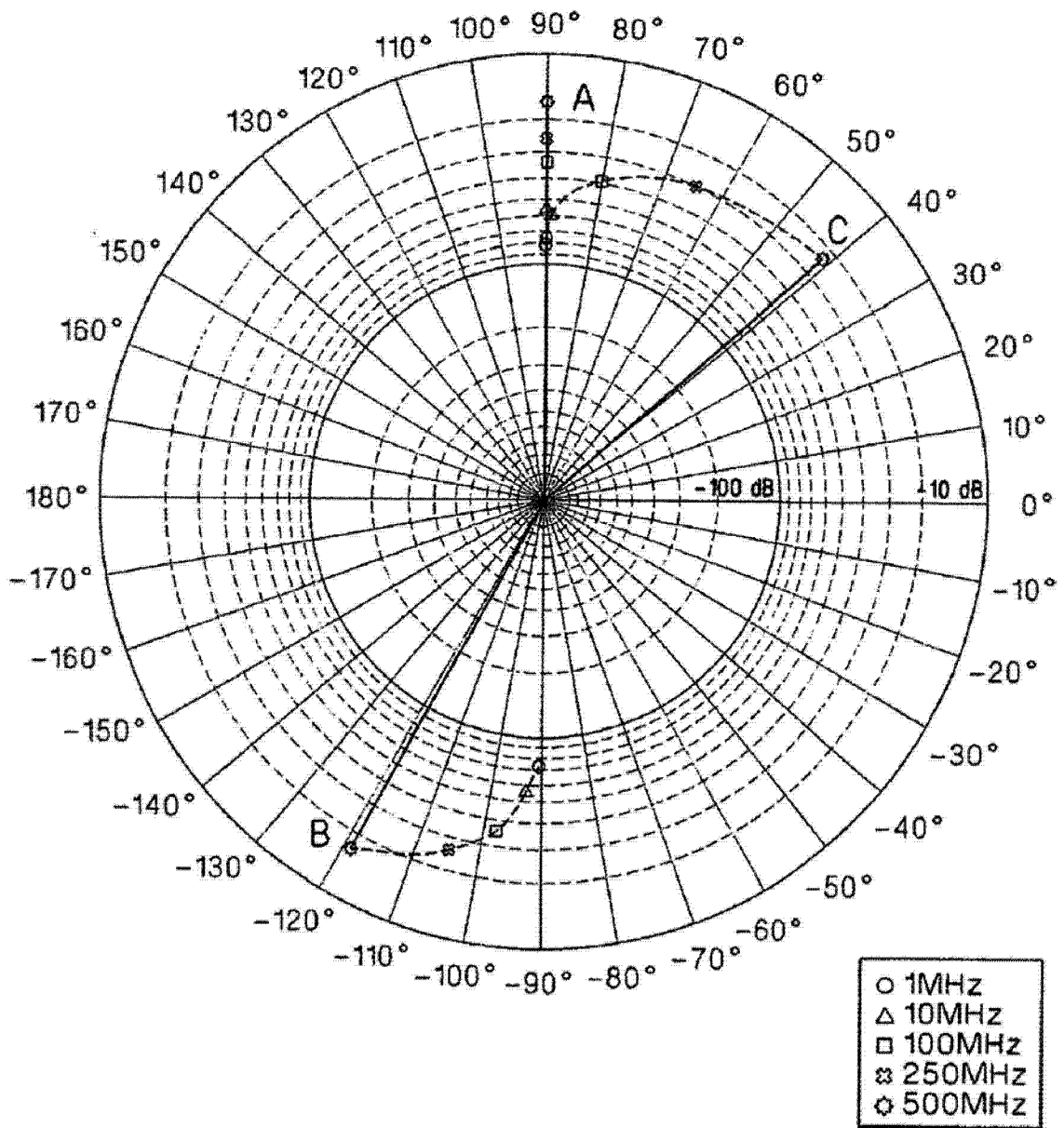


图 10



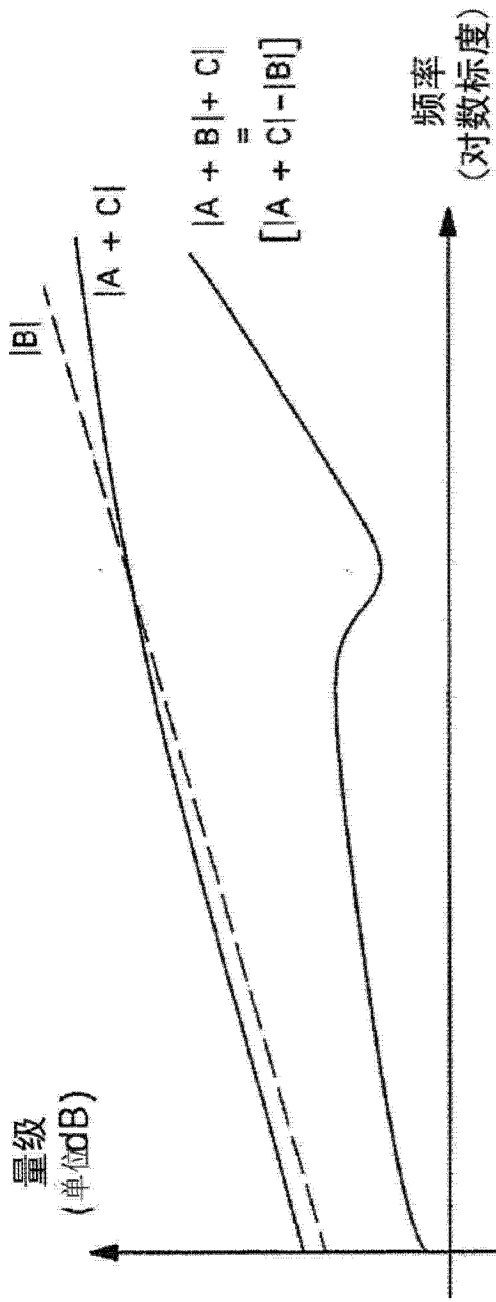


图 11

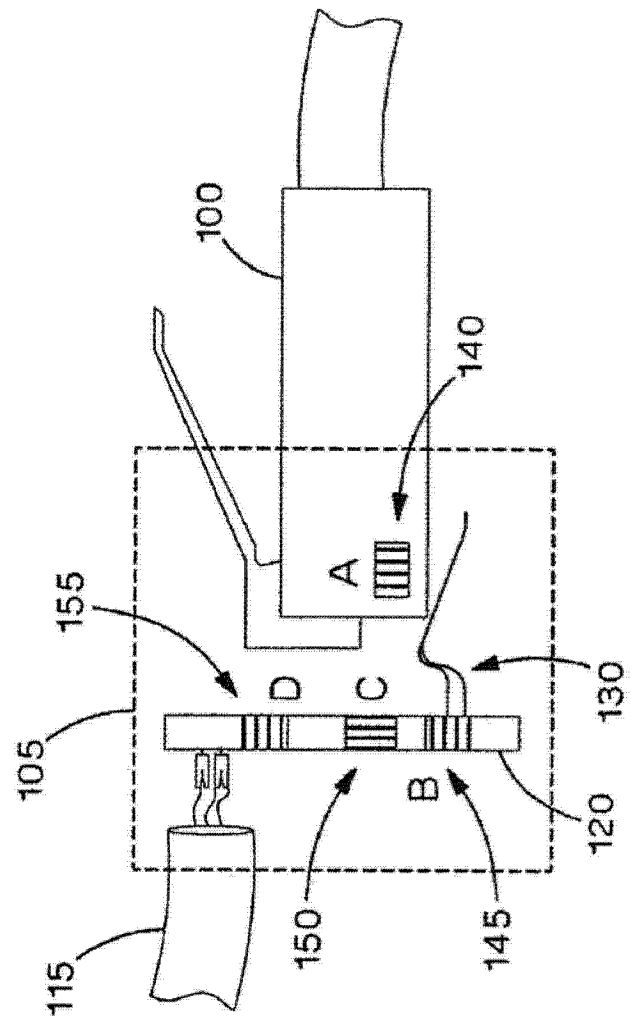


图 12

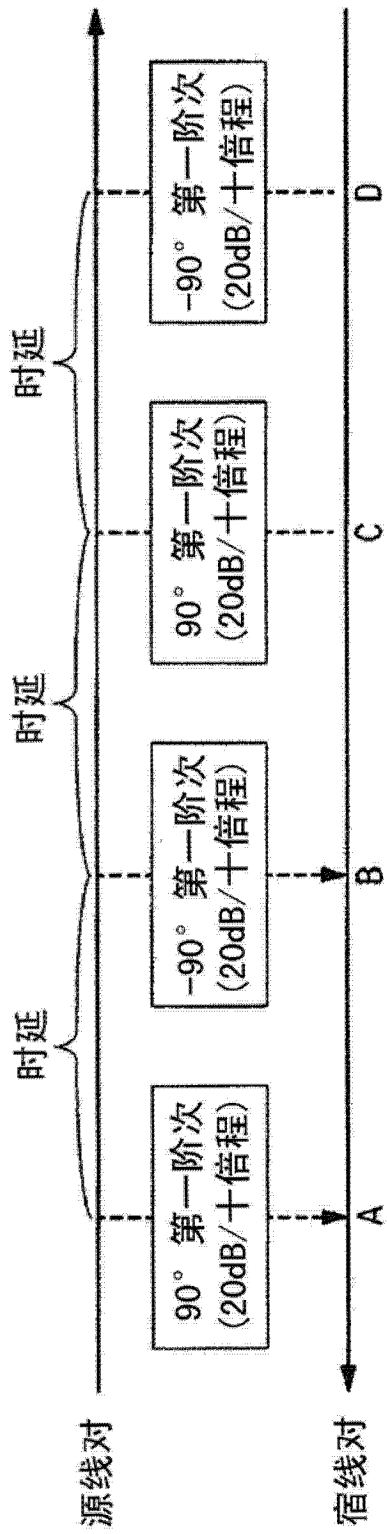


图 13

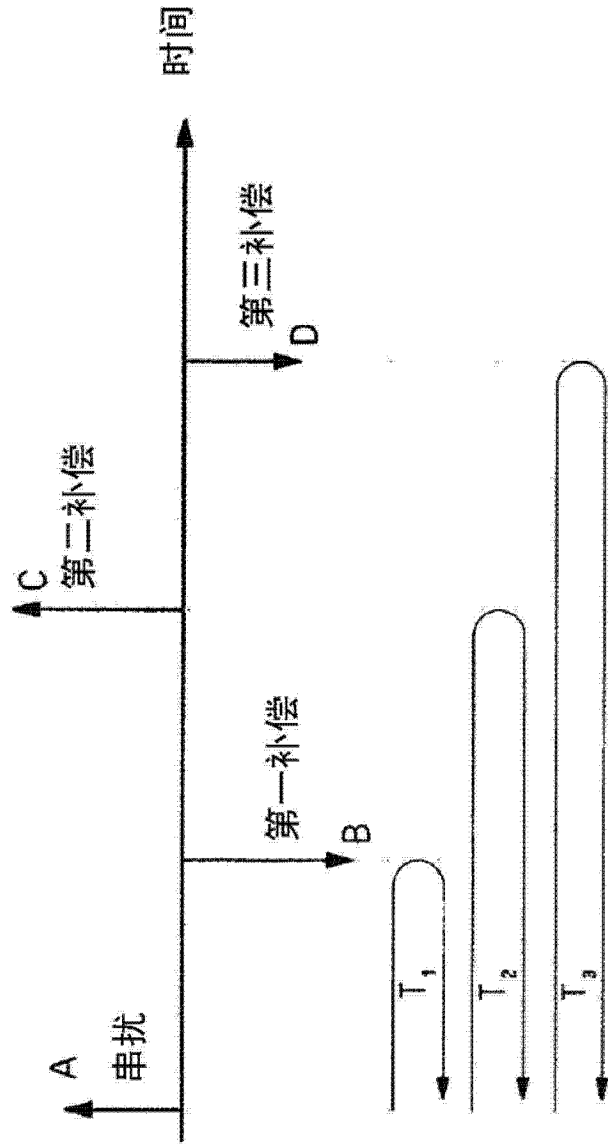


图 14

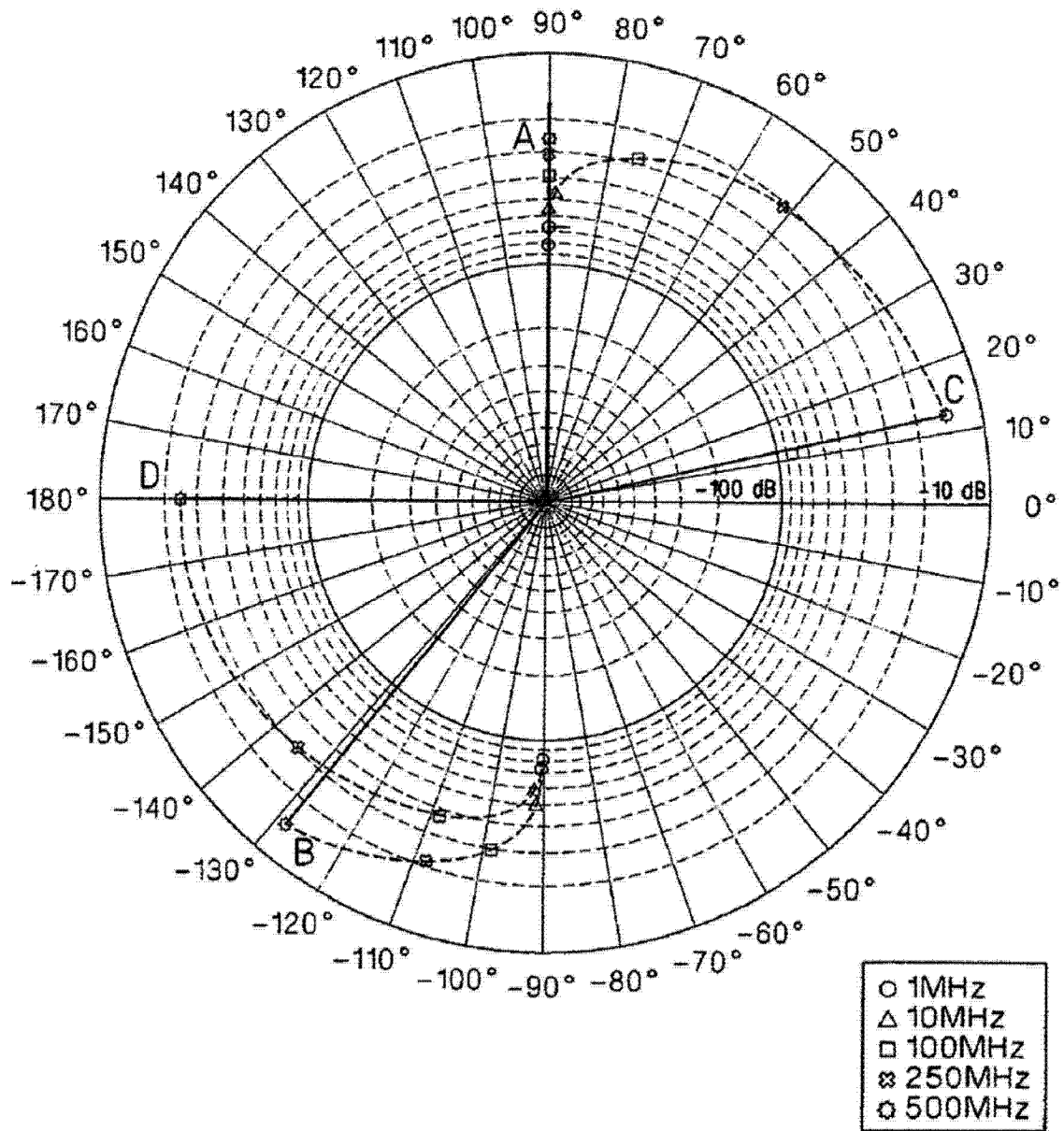


图 15

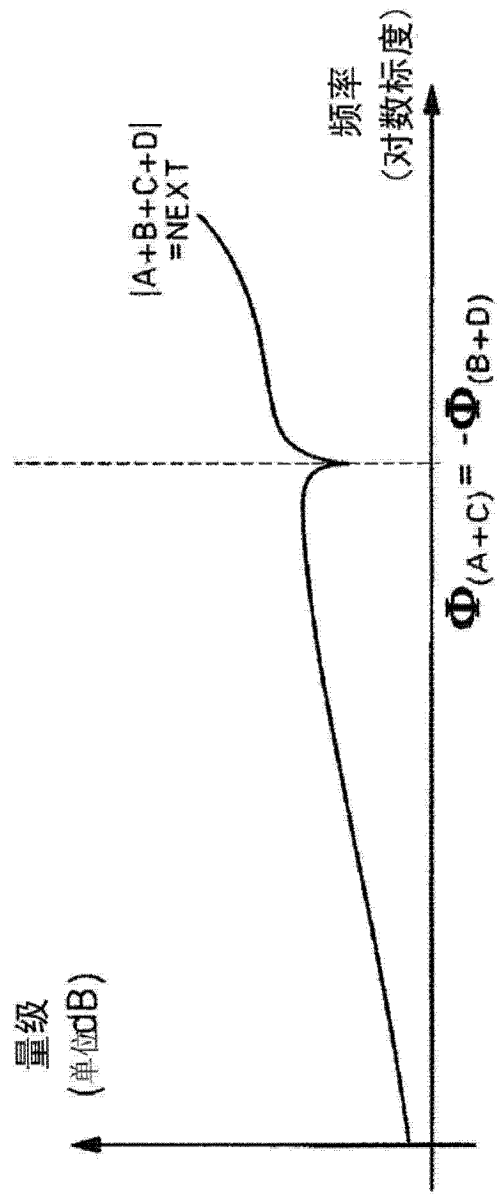


图 16

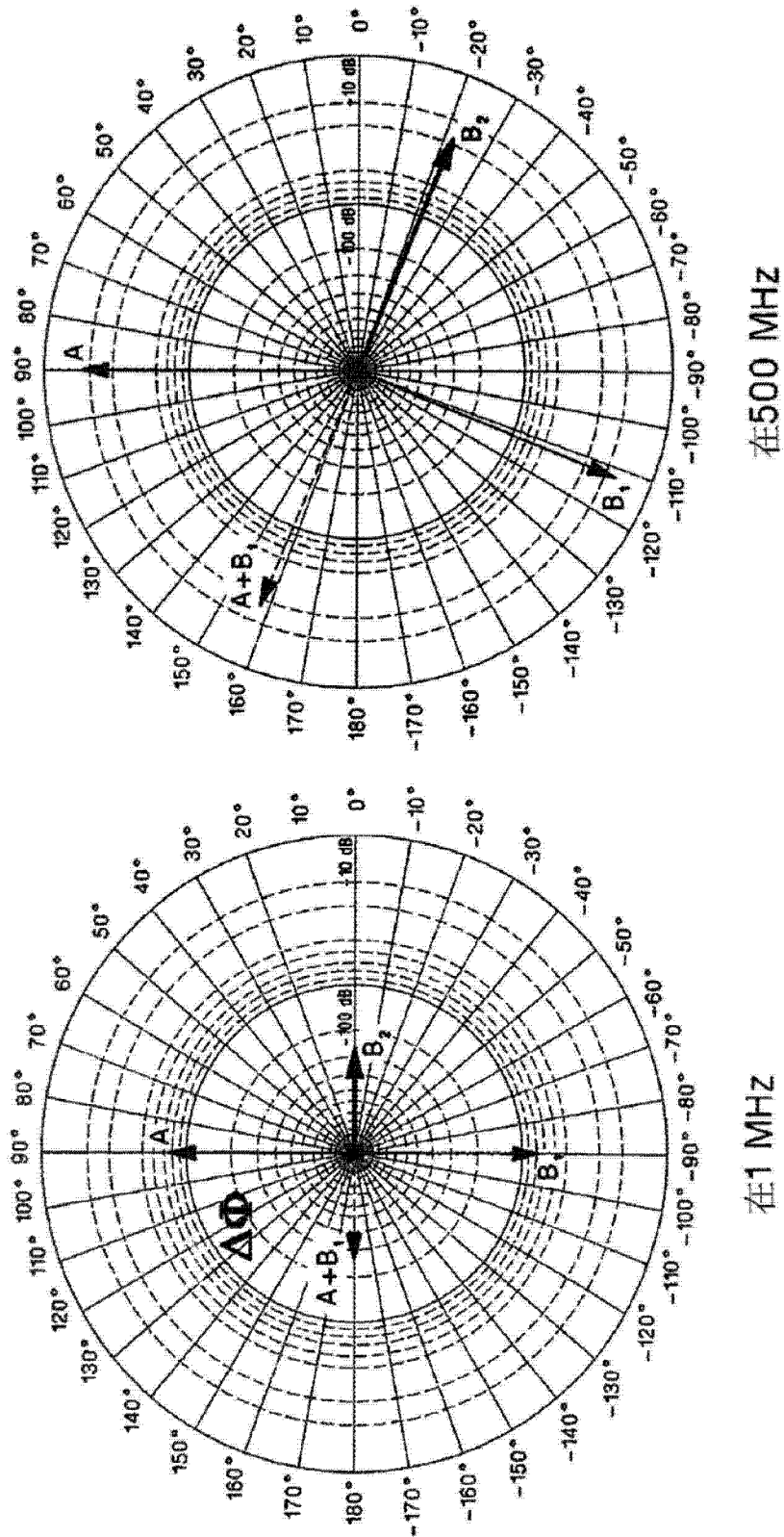


图 17

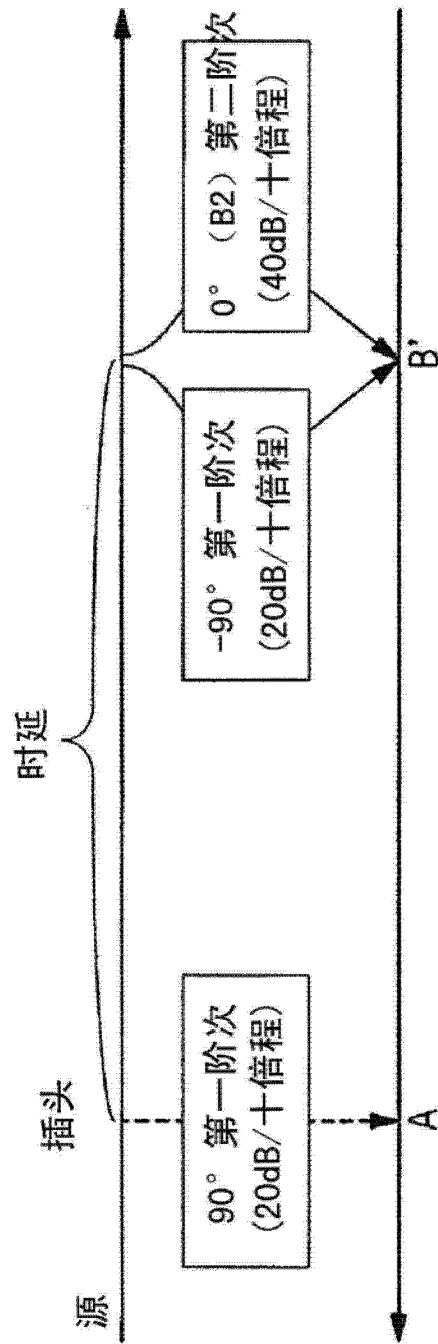


图 18

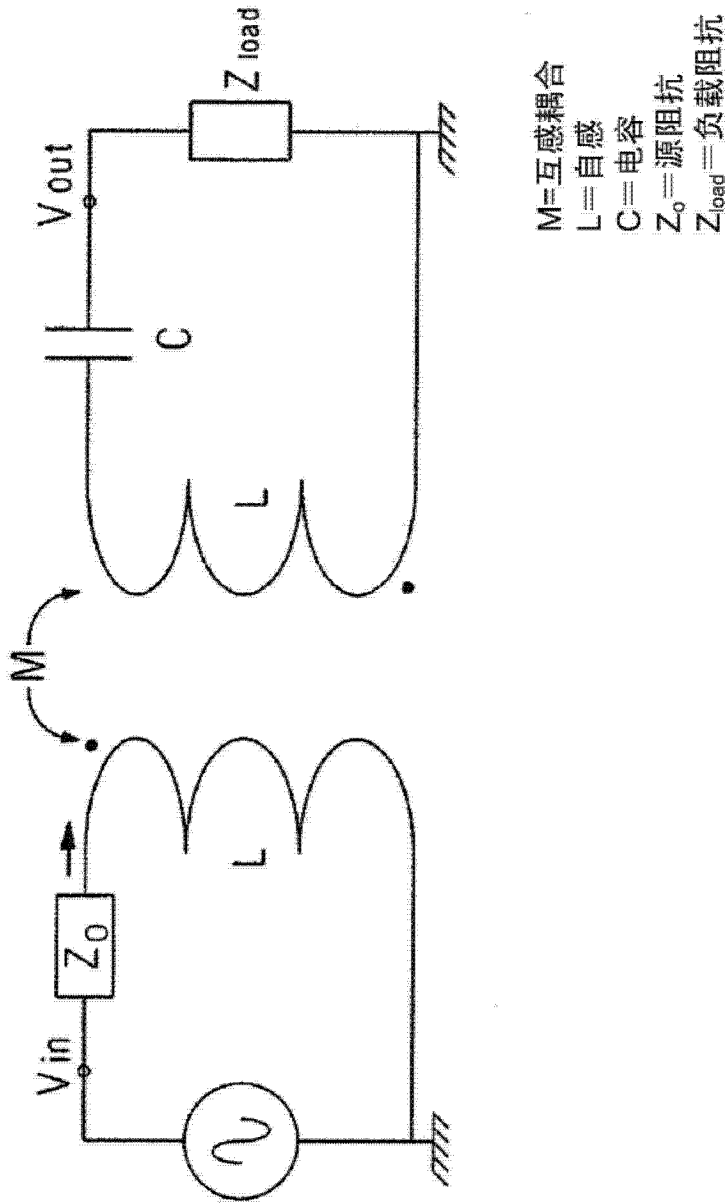


图 19A

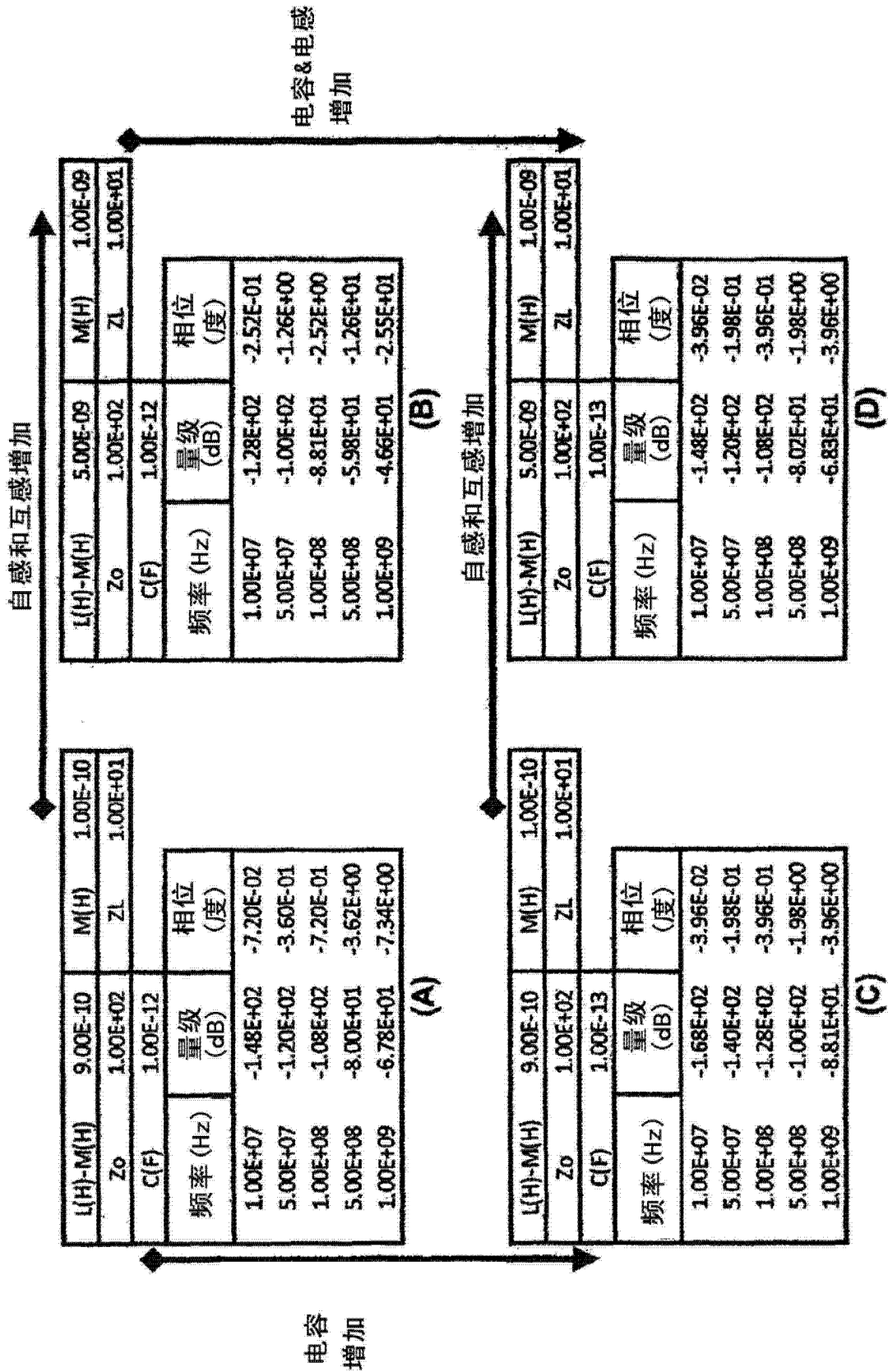


图 19B



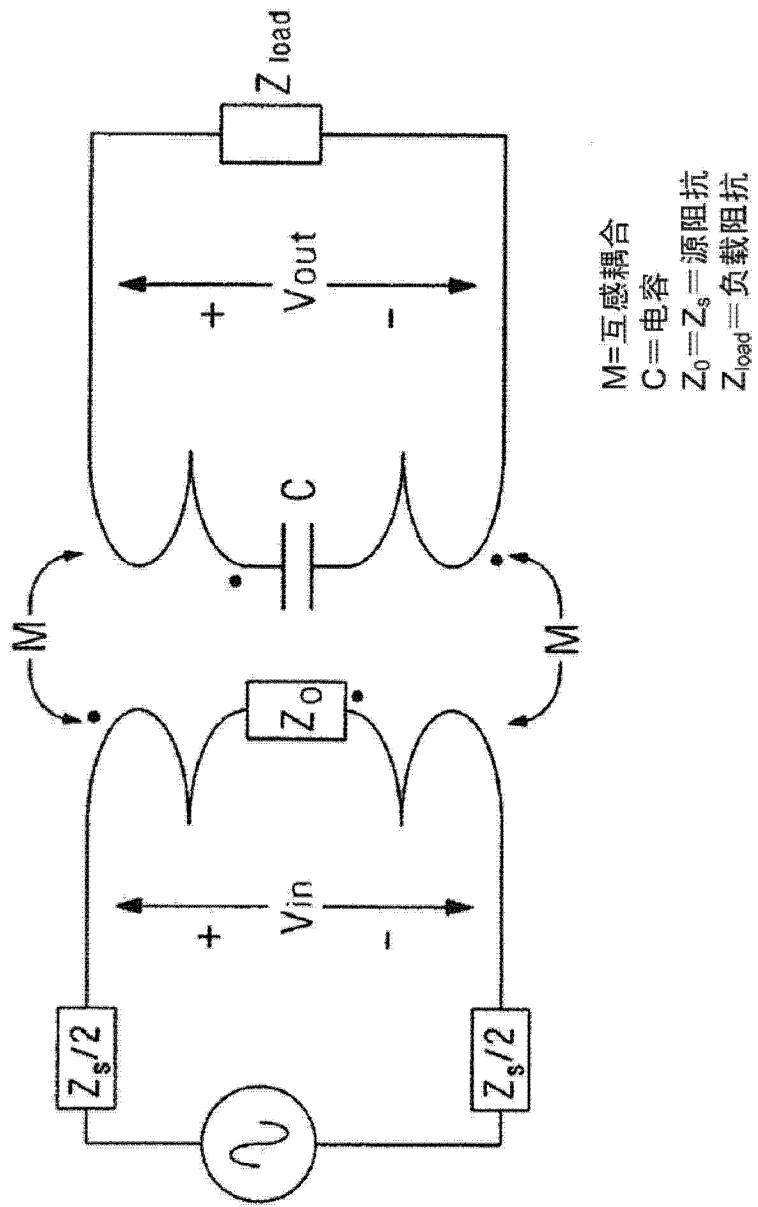


图 20A

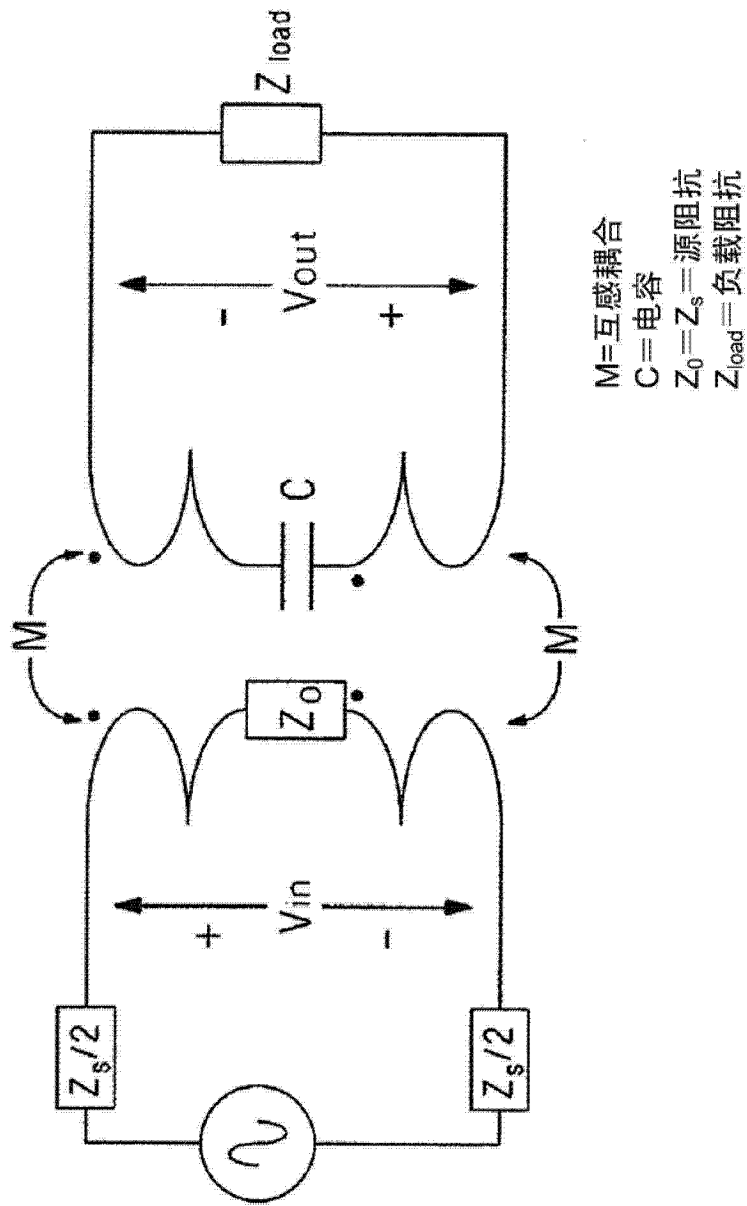


图 20B

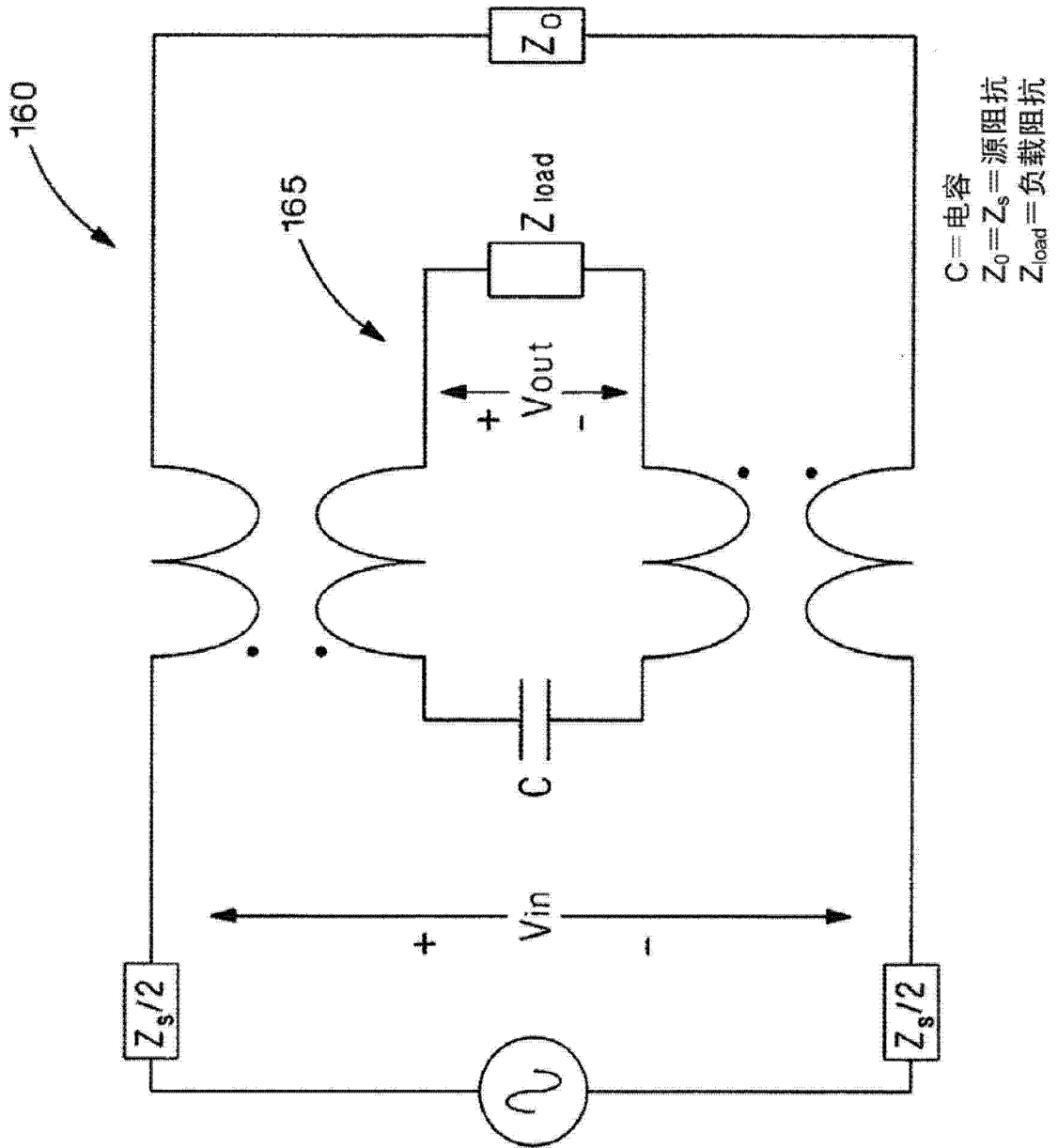


图 21

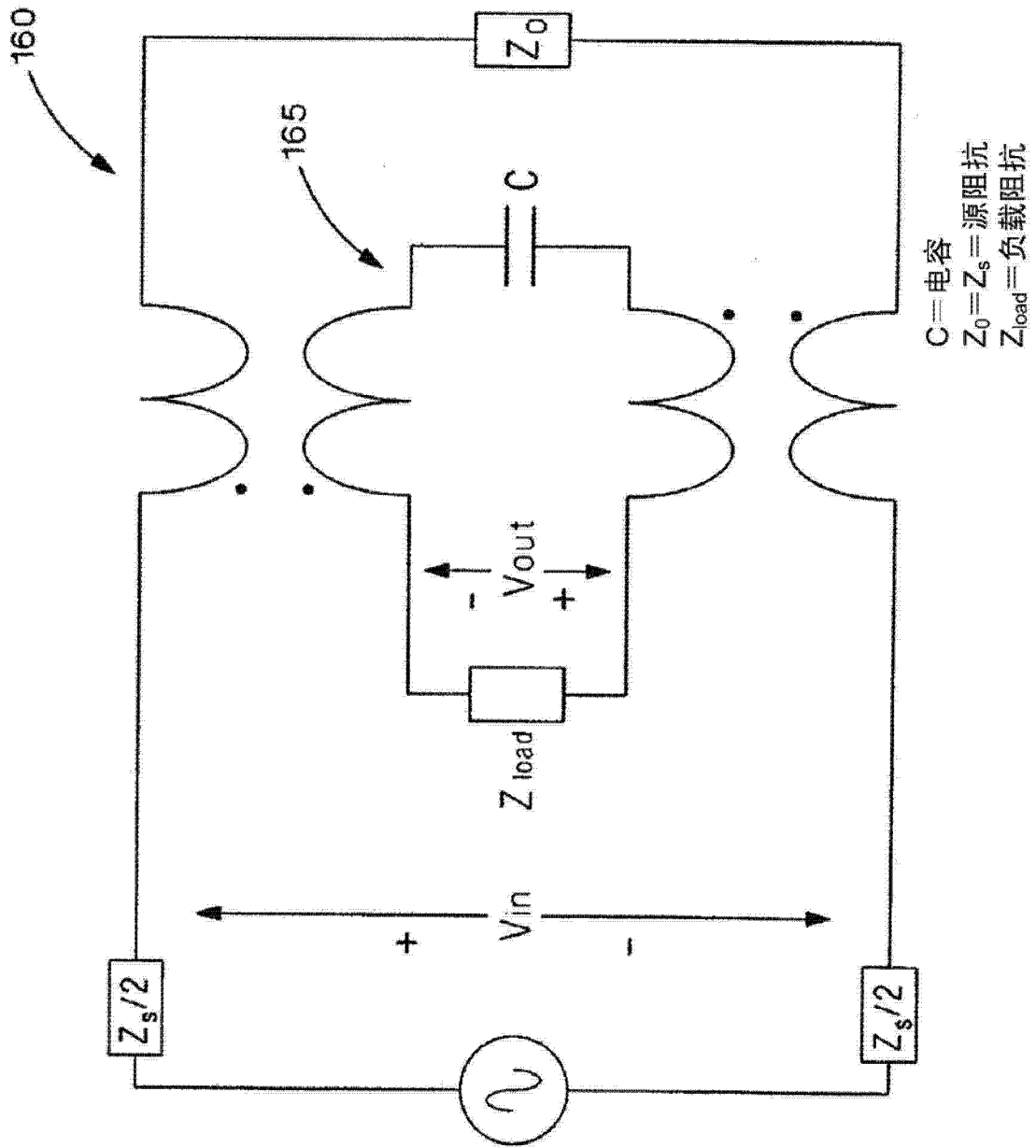


图 22

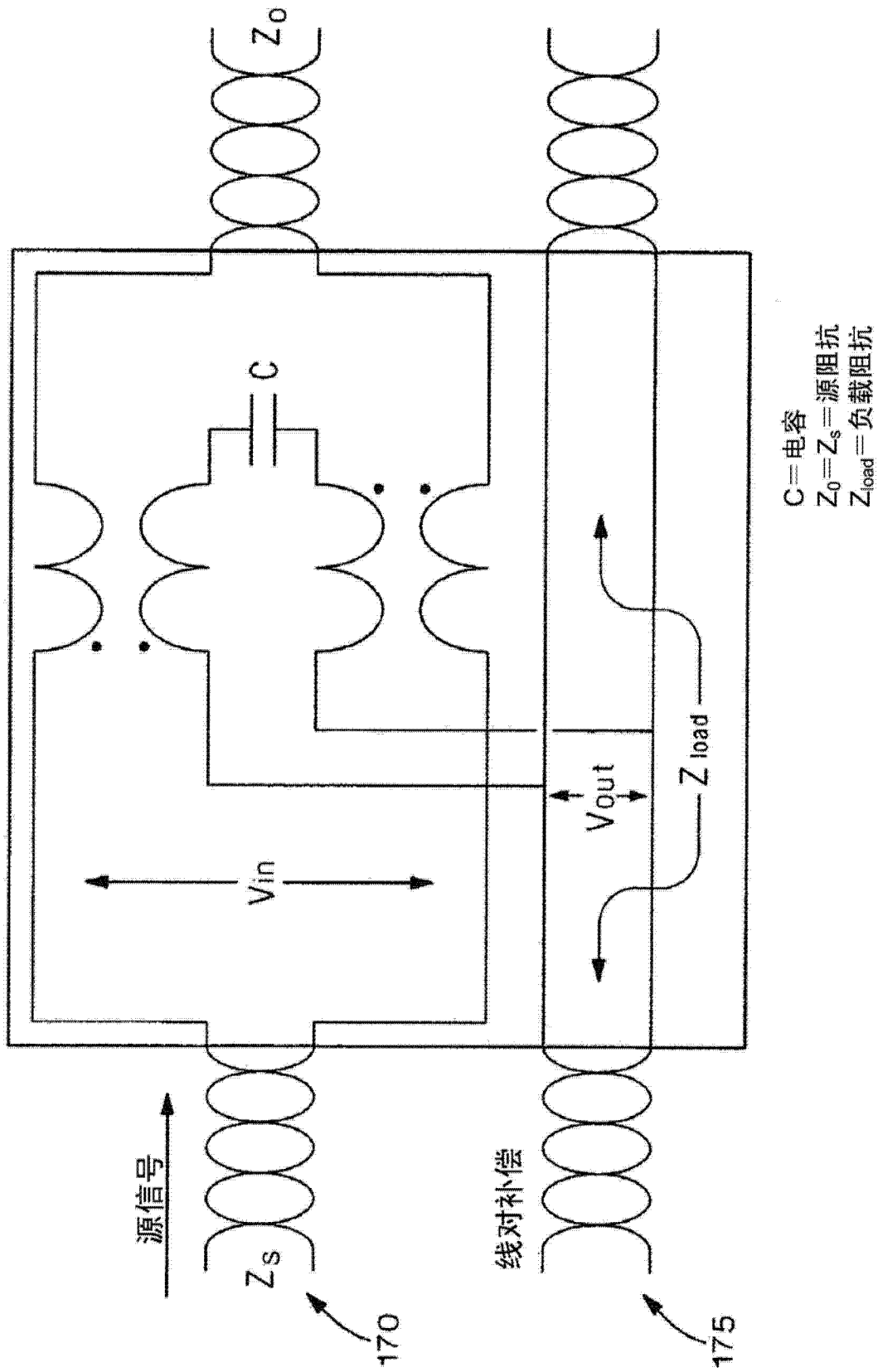


图 23

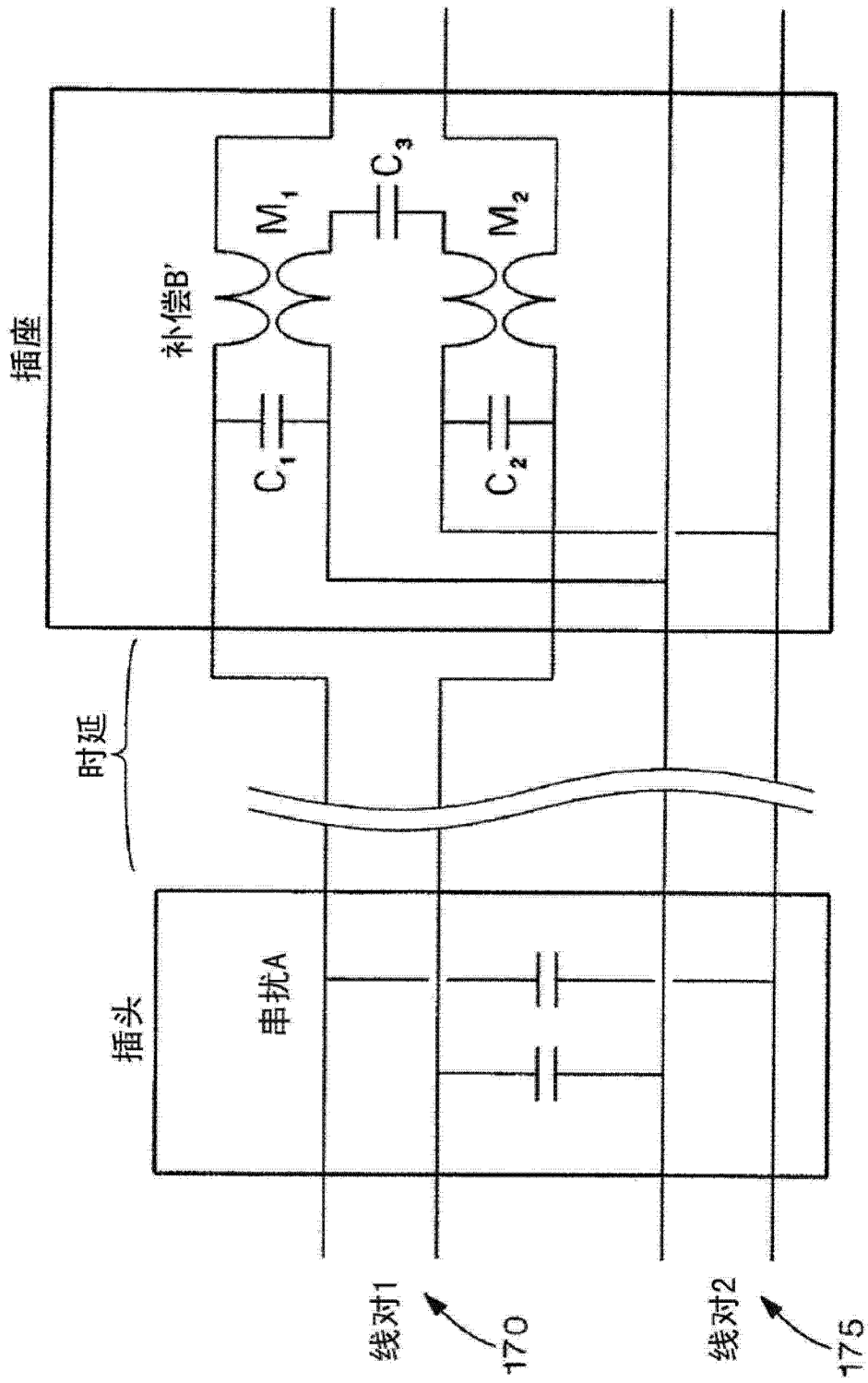


图 24

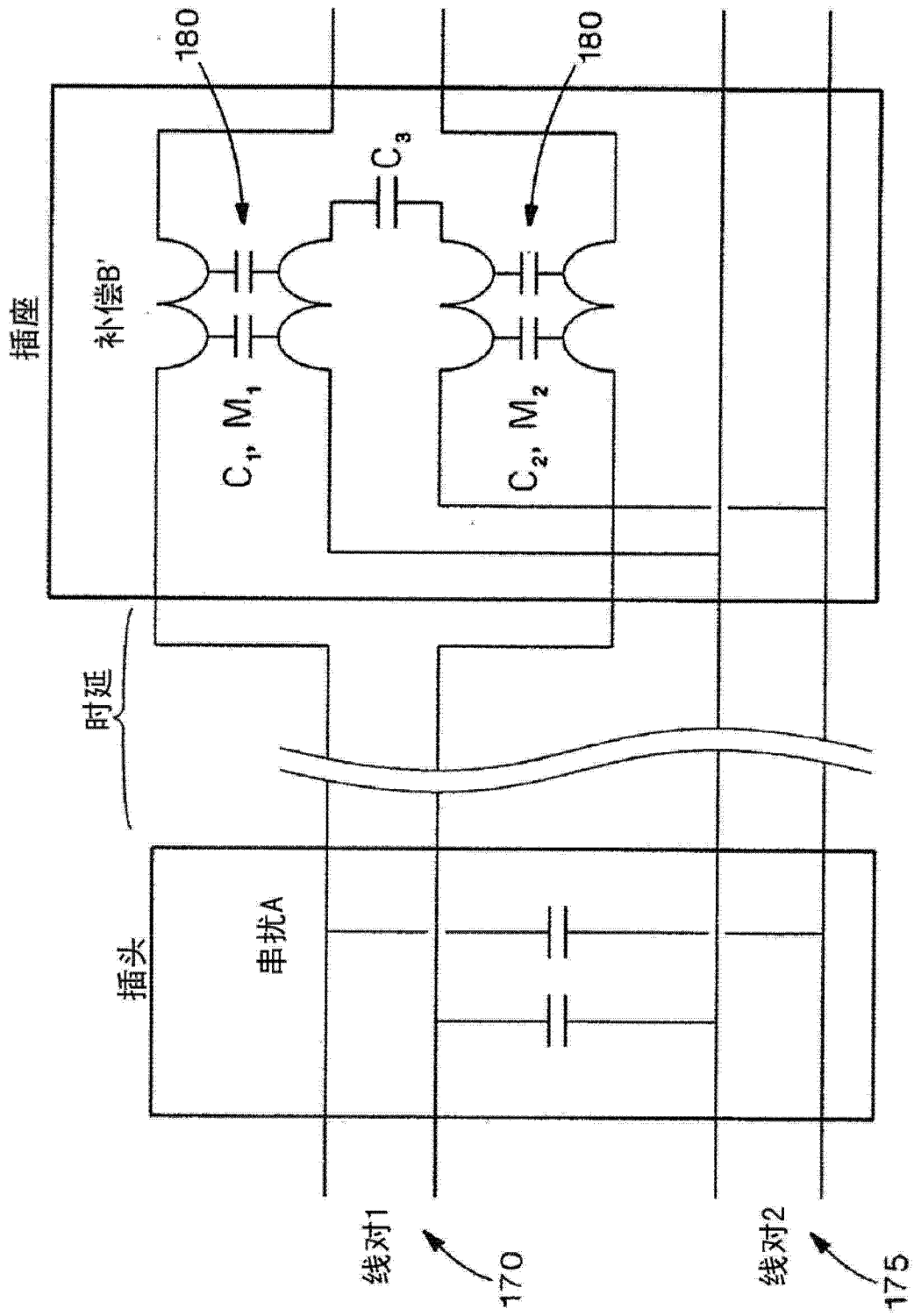


图 25

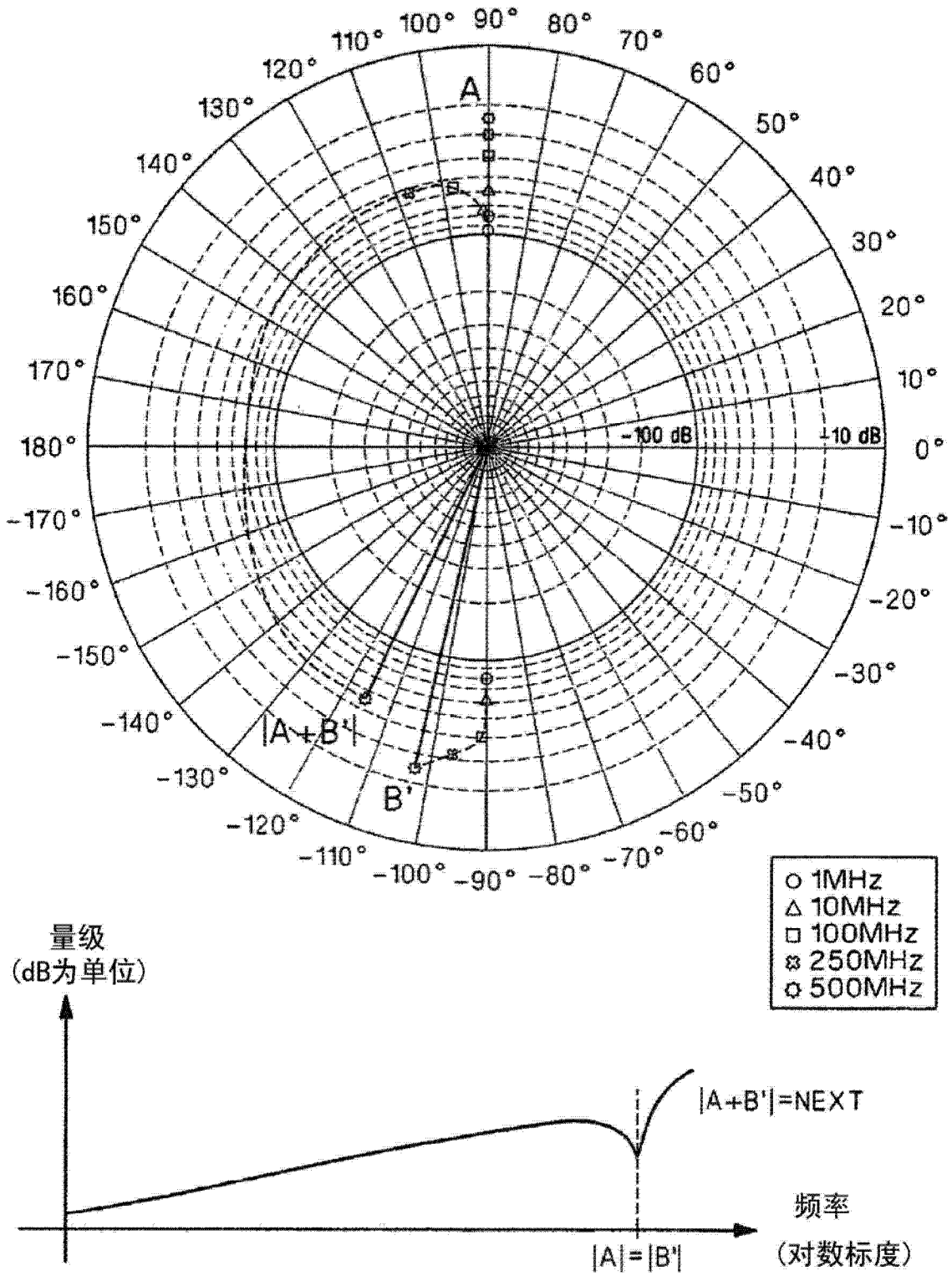


图 26



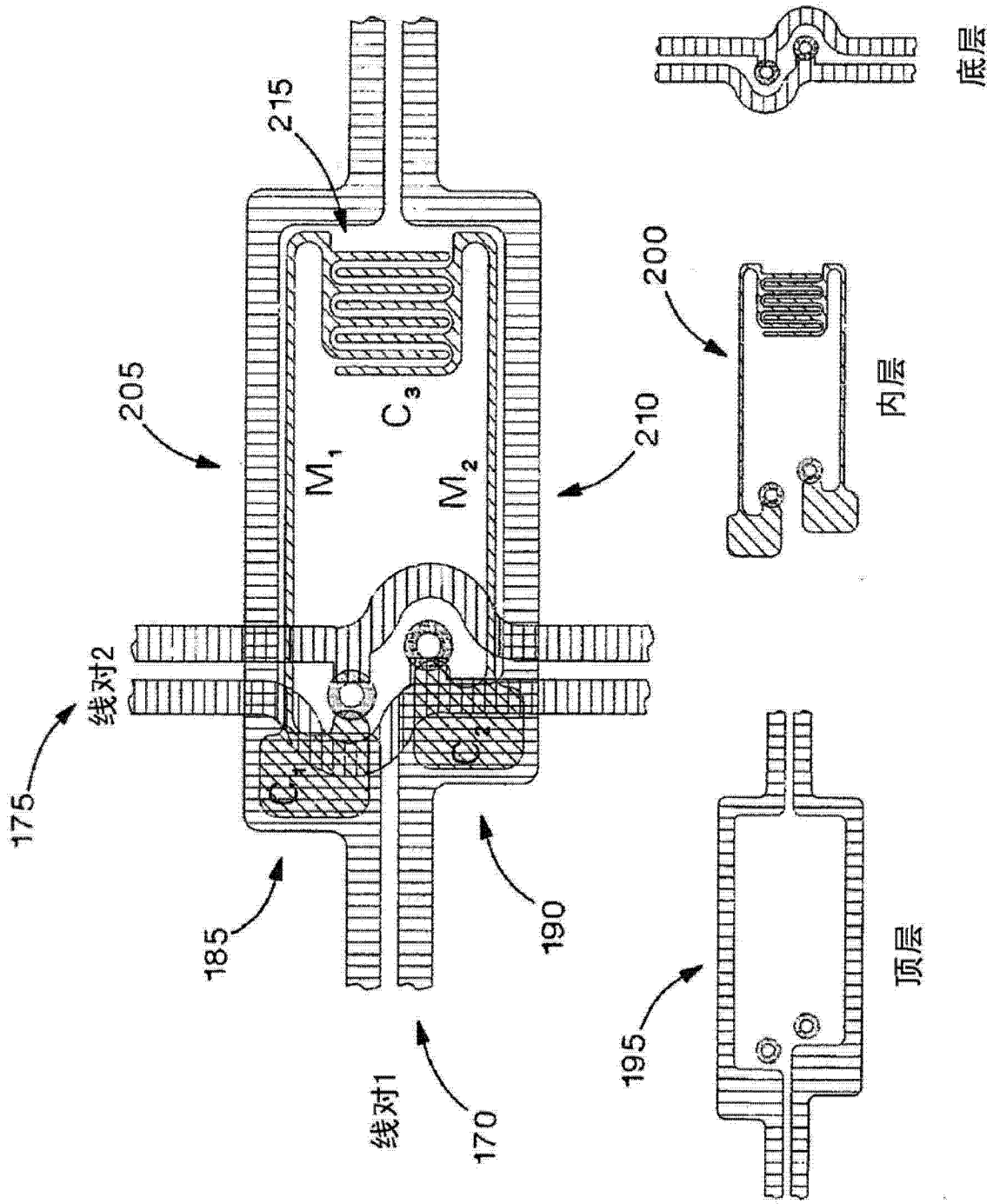


图 27

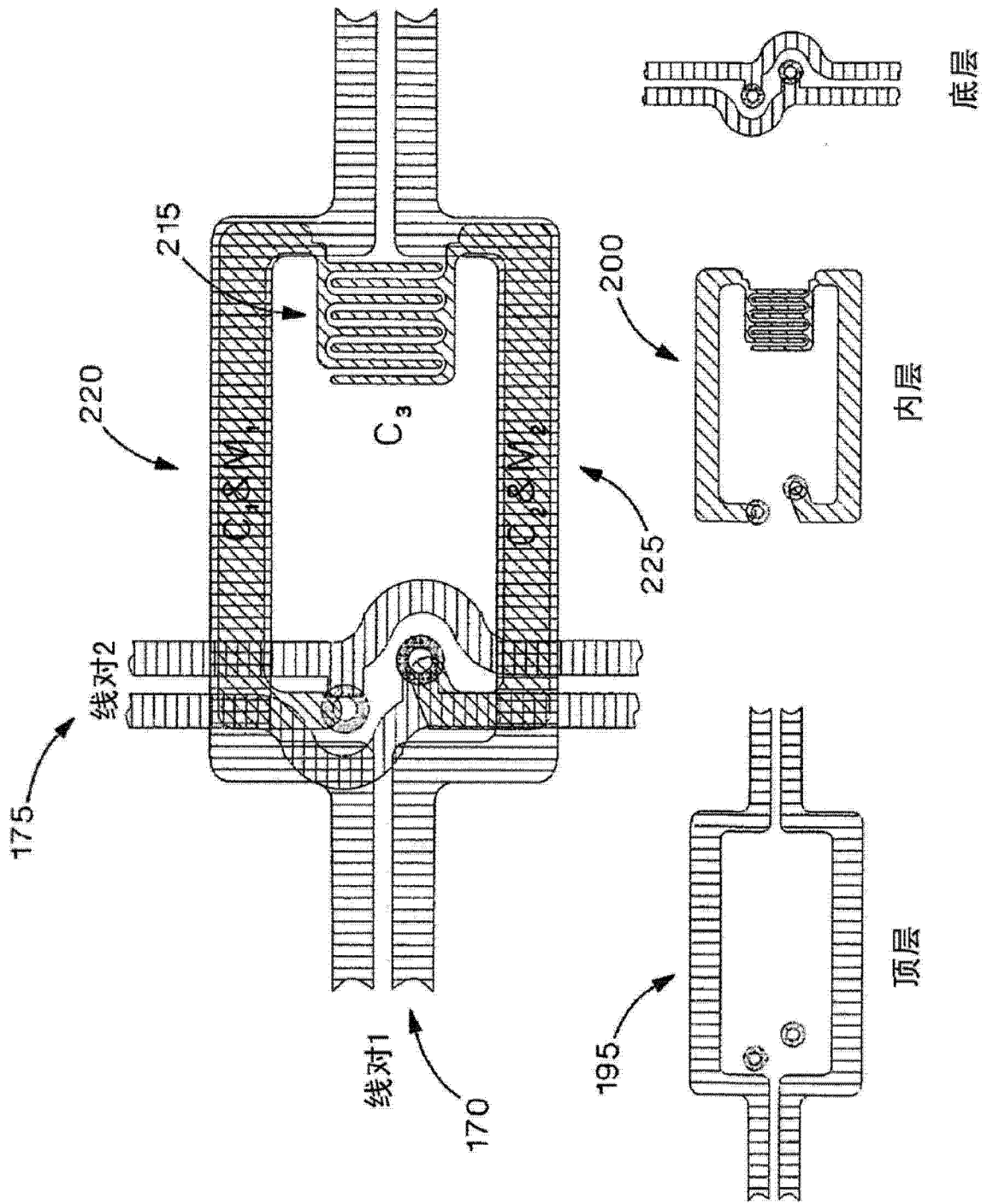


图 28

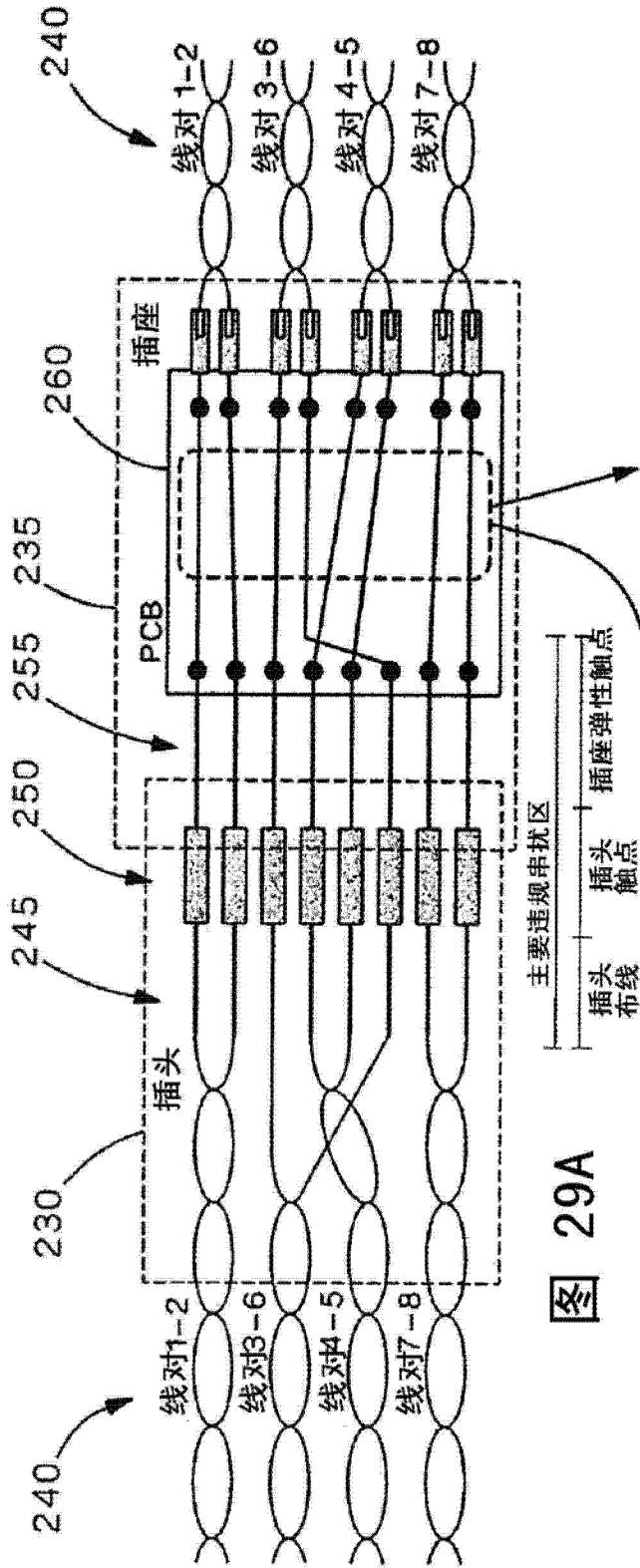


图 29A

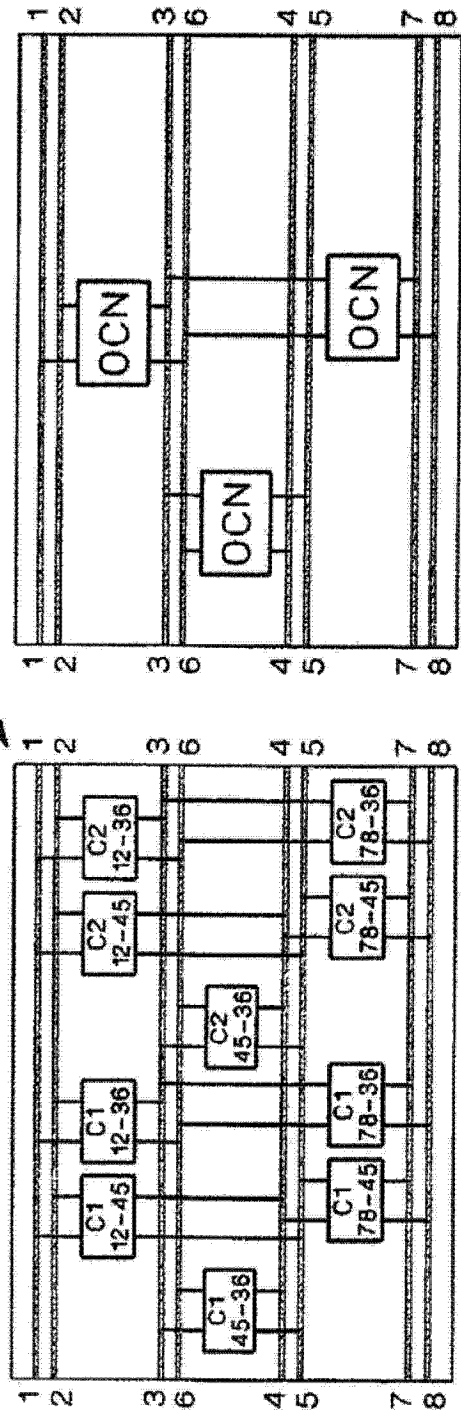
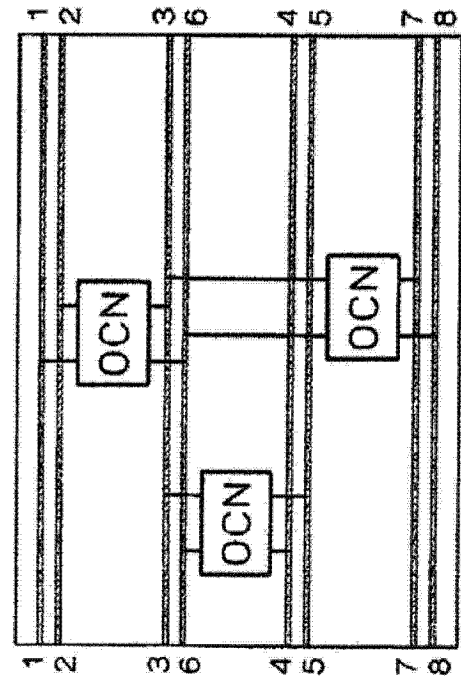


图 29B

图 29C



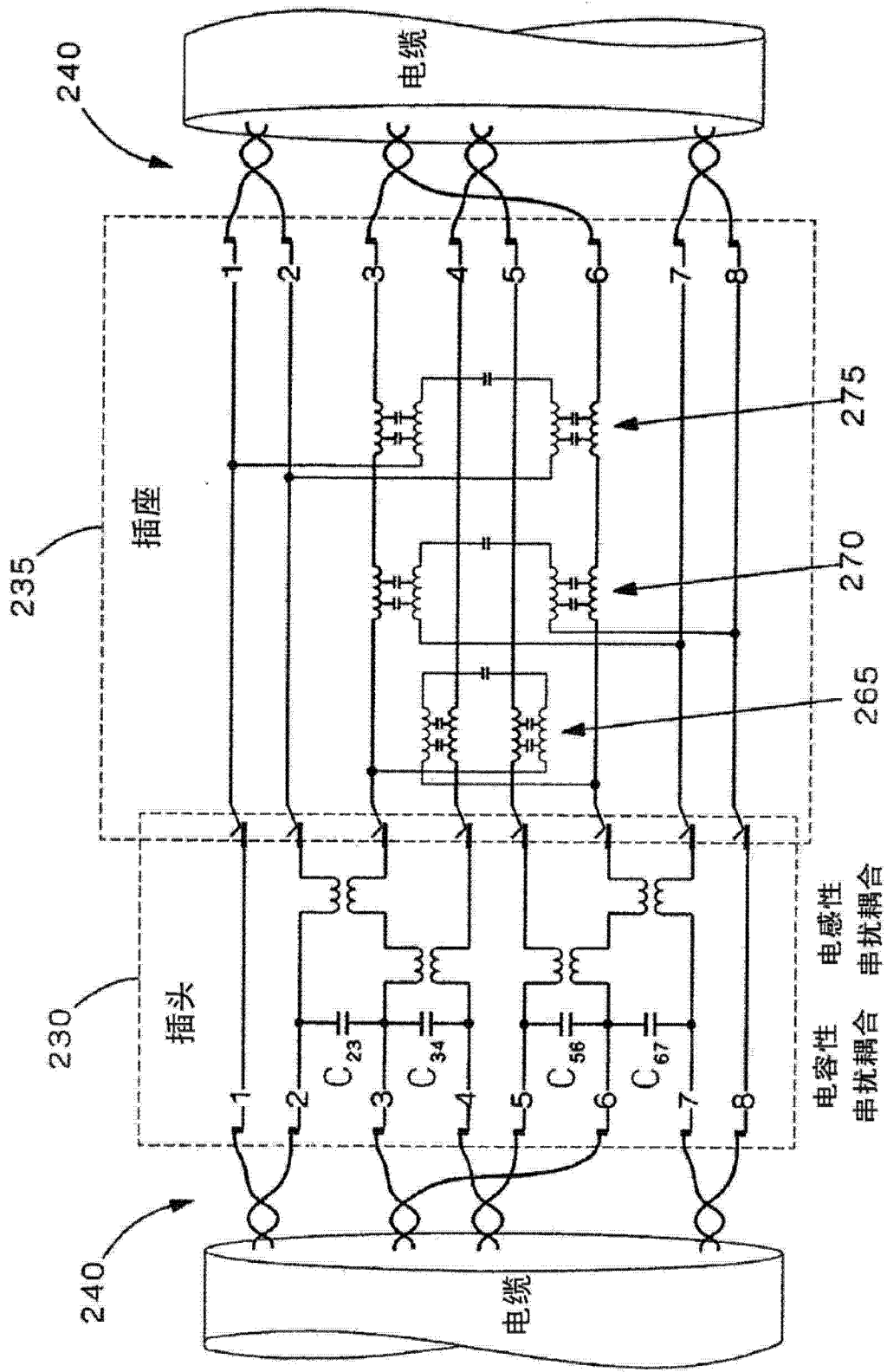


图 30

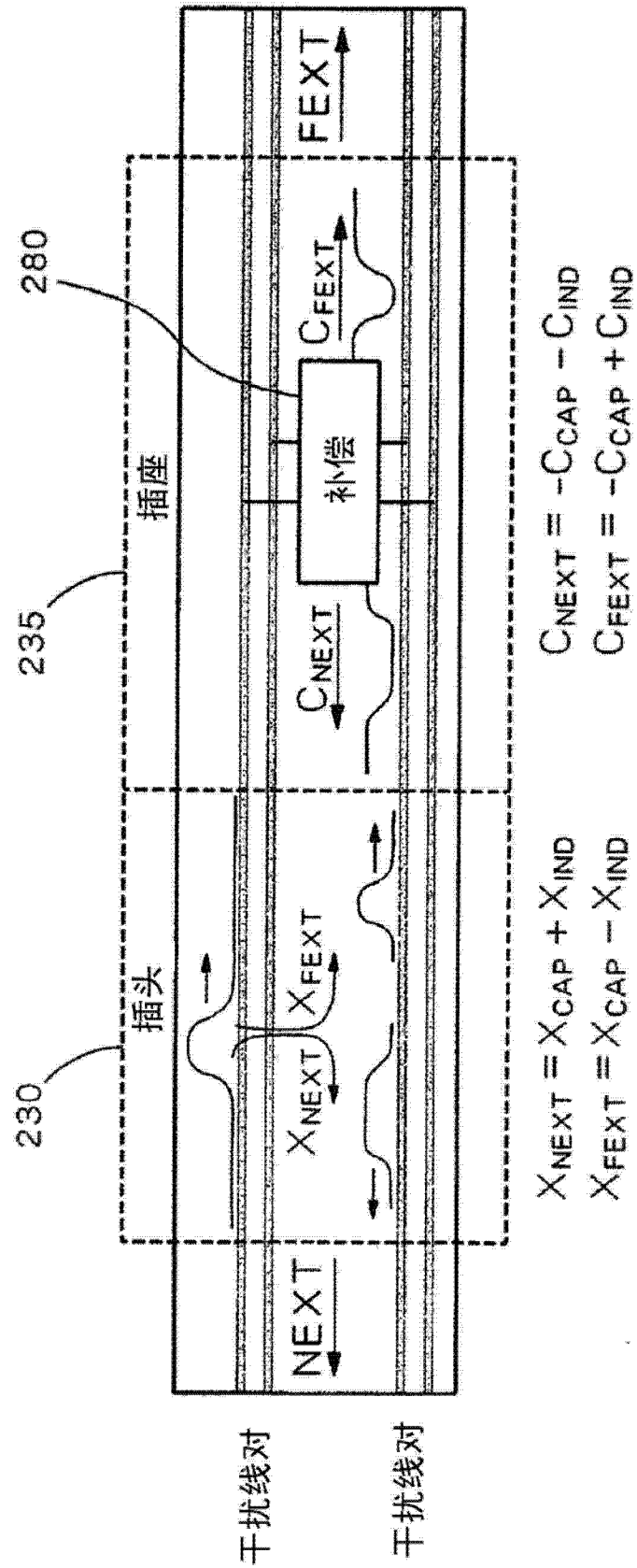


图 31

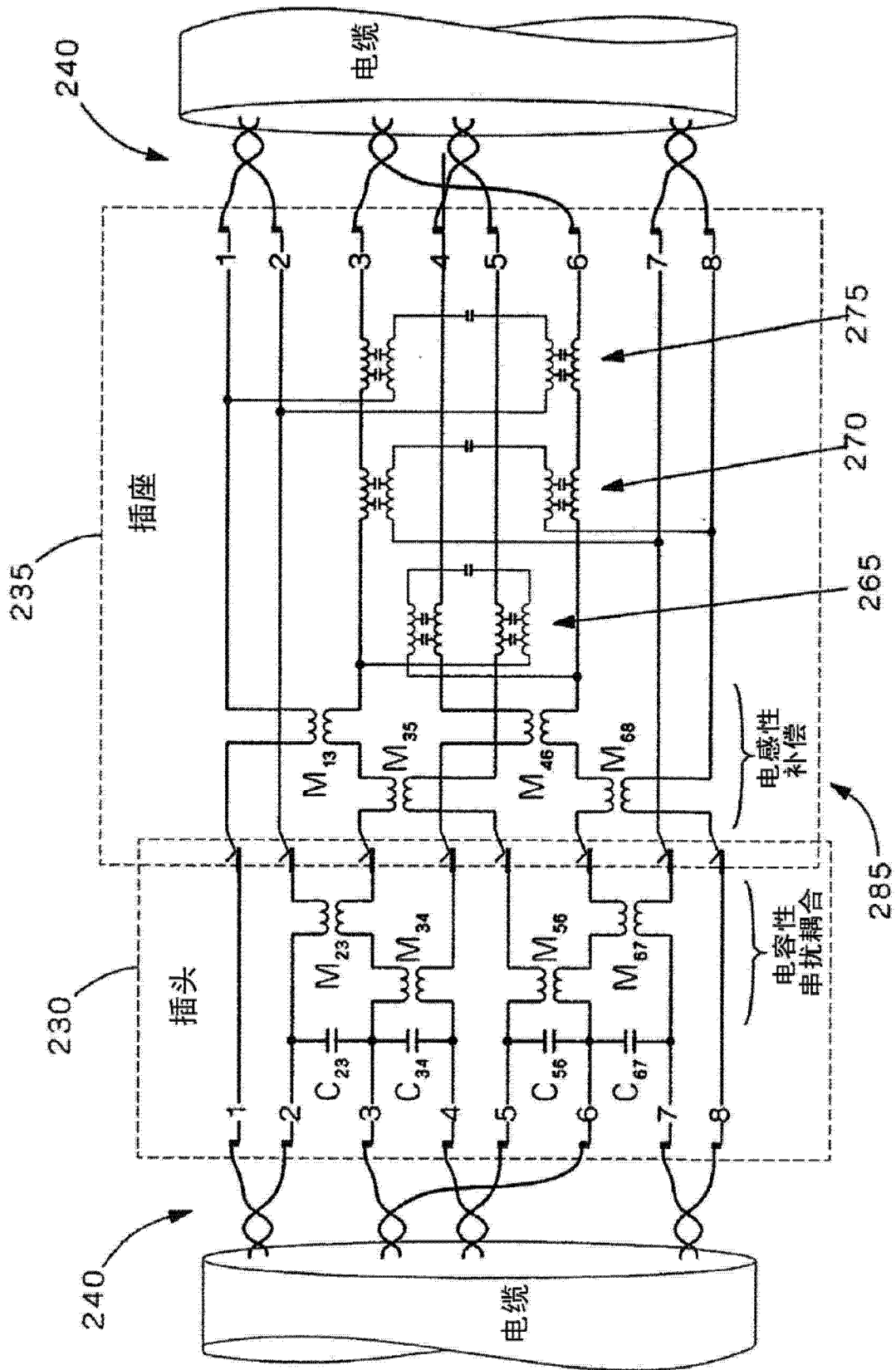


图 32