

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H04B 1/10

H04B 1/26 H03H 17/02



[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 98801986.8

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 1160869C

[22] 申请日 1998.8.19 [21] 申请号 98801986.8

[30] 优先权

[32] 1997.9.25 [33] GB [31] 9720285.7

[32] 1997.12.3 [33] GB [31] 9725492.4

[86] 国际申请 PCT/IB1998/001271 1998.8.19

[87] 国际公布 WO1999/016179 英 1999.4.1

[85] 进入国家阶段日期 1999.7.23

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 P·A·穆尔 A·J·达维

审查员 刘欣科

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

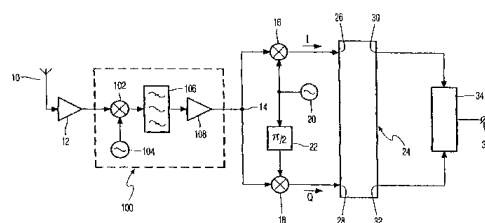
代理人 邹光新 傅 康

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 8 页

[54] 发明名称 一种改进的相位接收机

[57] 摘要

相位接收机包括混频装置(16, 18, 20, 22), 用于把输入信号变频到互相正交的低的 IF 信号(I, Q)。低的 IF 信号被加到多相位滤波器(24), 和相邻信道抑制滤波器。用于精细调整输入信号的相位和/或幅度的装置(图 3 到图 5 - 未示出)被提供用来改进由于多相位滤波器(24)的输入级中的失配引起的镜像干扰抑制。



5 1. 相位接收机包括用于提供互相正交的低 IF 频率输入的第一和第二信号混频装置，多相位滤波器，具有被耦合到第一和第二混频装置输出端的输入端，和被耦合到多相位滤波器的输出端的信号解调装置，以及调整装置，用于对加到多相位滤波器的输入端上的信号的相位和/或幅度进行精细调整来预失真相关相位使之非正交和/或相关幅度使之非等同，以便补偿未达到最佳的
10 镜像干扰抑制。

2. 权利要求 1 中所要求的相位接收机，其特征在于，调整装置被提供来调整输入到至少一个第一和第二信号混频装置的输入信号的相位和/或幅度。

15 3. 权利要求 1 中所要求的相位接收机，其特征在于，本地振荡器信号产生装置被耦合到第一和第二信号混频装置，以及调整装置包括被提供在本地振荡器信号路径中的相位调整装置。

4. 权利要求 1 中所要求的相位接收机，其特征在于，本地振荡器信号产生装置被耦合到第一和第二信号混频装置，以及调整装置包括被提供在本地振荡器信号路径中的幅度调整装置。

20 5. 权利要求 1 中所要求的相位接收机，其特征在于，调整装置包括被提供在到多相位滤波器的至少一个输入端的信号路径中的幅度调整装置。

25 6. 权利要求 1 中所要求的相位接收机，其特征在于，调整装置包括被提供在到多相位滤波器的至少一个输入端的信号路径中的相位调整装置。

7. 权利要求 1 到 6 的任一项中所要求的相位接收机，其特征在于，多相位滤波器具有 N 级，其中 N 是整数，以及相位调整装置被提供来补偿在输入级中的失配。

30 8. 权利要求 1 到 7 中的任一项中所要求的相位接收机，其特征在于，它被制造成集成电路。

一种改进的相位接收机

技术领域

5 本发明涉及相位接收机，具体地，涉及到（但不局限于）可以以集成电路实现的多相或序列-非对称接收机。

背景技术

10 用作为集成接收机的流行的结构类型是零中频（IF）结构，其中输入信号通过使用正交混频器被下变频成零中频，通过使用低通滤波器从混频的结果中选择想要的信号，以及进一步处理想要的信号，以提供解调的输出。

15 困扰零中频（IF）接收机的大多数限制是直接或间接地由于以下事实造成的：被下变频成IF频率的想要的信号分量由于固有的电路缺陷不能从出现在相同的频率范围中的不想要的信号分量中区分出来。

上面提到的零中频接收机中的限制可以在低的IF超外差接收机中基本上消除掉，但这会受到镜像响应的损害，它不能由现实的前端滤波器加以消除。

20 另一种被称为相位接收机的接收机结构是基于镜像干扰抑制混频器原理的低的IF的接收机，在这种混频器中，镜像响应是通过抵消而不是通过滤波而被除去的，但是镜像干扰抑制的水平是严重地受到在标称的相同元件之间的可以得到的一致性的程度的限制。相位接收机的特定例子是多相位或序列-非对称接收机，其中传统的IF滤波器，IF移相器和IF信号合成器由单个多相位IF滤波器代替。这就大大地增加了可以得到的
25 镜像干扰抑制的水平。尽管提高了镜像干扰抑制水平，但可能仍旧需要进一步改进镜像干扰抑制水平。

发明内容揭示

本发明的一个目的是改进相位接收机的镜像干扰抑制能力。

30 按照本发明的一个方面，提供了具有多相位或序列-非对称回转滤波器的相位接收机，在滤波器中通过精细调整输入信号的相位和/或幅度改进了镜像干扰抑制的不足。

按照本发明的第二方面，提供了相位接收机，包括输入的，第一和第二信号混频装置，用于提供正交的相对较低的IF频率，多相位滤波器，具有被耦合到第一和第二信号混频装置输出端的输入端，被耦合到多相位滤波器的输出端的信号解调装置，以及调整装置，用于进行精细调整被加到多相位滤波器的输入端的信号的相位和/或幅度，以便补偿未达到最佳的镜像干扰抑制。

借助于本发明的精细调整加到多相位IF滤波器的IF信号对的幅度和或相位，可以进一步改进可得到的镜像干扰抑制水平，典型地至少改进10dB。

10

附图简述

现在将通过例子，参照附图来描述本发明，其中：

图1是多相位接收机的示意方框图，

图2是电流馈送多相位或序列-非对称回转滤波器的简化电路图，

15 图3A和3B显示一种可以调整幅度的装置，

图4A和4B显示另一种可以调整幅度的装置，

图5显示一种可以调整相位的装置，以及

图6到13是显示由于在图2所示的电阻R3，电容C6和交叉耦合回转器JC17中的误差引起的镜像干扰抑制的不足。

20 在附图中，相同的参考数字被用来表示相应的特性。

用于实现发明的模式

参照图1，所显示的多相位接收机包括低的IF的接收机，其中本地振荡器频率偏离由天线10接收的输入信号的标称载频，例如，半个信道带宽。

忽略方块100中的元件，天线10由RF放大器12耦合到信号分路器接头14。第一和第二混频器16，18，每个具有被耦合到接头14的第一输入端。本地振荡器20被耦合到第一混频器16的第二输入端，并通过90度移相器22被耦合到第二混频器18的第二输入端。呈现在第一混频器16的输出端上的同相混频产物I被加到电流馈送的多相位滤波器24的第一输入端26。呈现在第二混频器的输出端上的正交相位混频产物I被加到电流馈送多相位滤波器24的第二输入端28。

多相位滤波器24起到镜像干扰抑制滤波器和信道选择滤波器的作用。滤波器24的输出端30, 32被耦合到具有输出端36的解调器34。

参照方块100中的元件, 来自RF放大器12的信号被加到包括混频器102的超外差下变频级, 来自本地振荡器104的输出被加到该混频器102。
5 带通滤波器106选择IF信号, 该信号在IF放大器108中被放大, 并被提供给接头14。这样, 正交下变频级不是对RF信号作用而是对IF信号作用, 这将是不存在超外差级的情况。为便于描述, 假定不存在超外差级。

虽然多相位滤波器24已被看作为电流馈送的, 但它可以是电压馈送的, 取决于应用。

10 图2显示了5阶多相位滤波器24的实施例。滤波器包括2个级组, 每组中的相应的级是相同的。为便于描述, 将只描述一个级组, 在未描述的组中的相应的元件将被显示在括号中。滤波器的第一级包括源电阻R1 (R3), 电容C1 (C6) 和跨导体JC1 (JC9), 被并联耦合在信号轨38, 40之间。包括跨导体JC26和JC17的交叉耦合回转器被耦合到信号轨38, 40。
15 代表输入的电流源J1 (J2) 被耦合到信号轨38, 40。电流源J1, J2分别相应于图1中的输入26, 28。

第二、第三和第四级具有相同的配置, 将合在一起加以描述。跨导体JC2 (JC10), JC4 (JC12), JC6 (JC14) 与电容C2 (C7), C3 (C8), C4 (C9) 和另一个跨导体JC3 (JC11), JC5 (JC13), JC7 (JC15) 一起被
20 并联耦合在信号轨42, 44之间。交叉耦合回转器JC19 (JC18), JC21 (JC20) 和JC23 (JC22) 被耦合到各自的级的信号轨42, 44。滤波器的第五级包括跨导体JC8 (JC16), 电容C5 (C10) 和电阻R2 (R4) 被并联连接在信号轨46, 48之间。交叉耦合回转器JC25 (JC24) 被耦合到信号轨46, 48。输出30, 32从第五级得出。

25 多相位滤波器24的响应是以低的IF频率为中心的, 例如在25kHz信道间隔的情况下, IF频率是12.5kHz。元件值可由多种已知的技术来确定, 可以参考Anatol I. Zverev的“Handbook of Filter Synthesis (滤波器综合手册)”, John Wiley and Sons Inc., June 1967。一旦电阻值R1, R2, R3, R4和跨导体的跨导值JC1到JC16被设定, 电容C1到C5 (C6到C10)
30 就确定滤波器响应的形状和滤波器带宽。滤波器的中心频率 (在本例中是12.5kHz) 由交叉耦合回转器JC17到JC26确定, 如在J. O. Voorman, “The Gyrator as a Monolithic Circuit in Electronic Systems (电子系统

中作为单片电路的回转器)” Catholic University of Nijmegen 博士论文, The Netherlands, 16 June 1977, pp. 91-103, 中所讨论的。

多相位滤波器通常被做成为集成电路, 如果元件是完全相同的, 则响应将是如所设计的那样理想。然而, 由于元件的有限的一致性能力,
5 由多相位滤波器达到的镜像干扰抑制将比理想的差。

本发明力图通过预失真驱动信号的幅度和/或相位而减小(如果不能去除的话)元件数值的不一致性, 以便于校正由不一致性产生的与频率无关的误差。

对这些不一致性的影响的检验表明, 在前面的几级(特别是第一级)
10 中元件的不一致是对镜像干扰抑制的恶化起主要作用的。然而, 因为这些元件是在前面的一些级中, 它们产生的误差在滤波器带宽内并不快速变化。已经发现, 有可能通过被插入在RF信号路径、本振信号路径、或低的IF路径中的几乎恒定的相位和/或幅度校正而基本上校正这些误差。如果存在超外差级, 校正将在更高的IF路径、本振信号路径、或低
15 的IF路径中进行。

参照图2, 所考虑的不一致是在(a)源电阻R1和R3, (b)第一电容C1和C6, (c)第一交叉耦合回转器JC17的前向和反向路径的幅度一致性, 和(d)第一交叉耦合回转器JC17的前向和反向路径的相位一致性之间的不一致。以上的由于(a)的不一致性可通过精细调整IF输入信号
20 的相位而被减小。以上的由于(b)的不一致性可通过精细调整IF信号的幅度而被减小。以上的由于(c)的不一致性可通过精细调整IF输入信号的幅度而被减小, 以及最后, 以上的由于(d)的不一致性可通过精细调整IF输入信号的相位而被减小。

参照图1, IF输入信号的幅度和/或相位的调整可在输入到第一和第二混频器16, 18的RF信号路径中实行, 例如在接头14处实行, 相位调整
25 也可在本地振荡器20的输出路径中实行, 但并不是认为进行幅度调整是可行的, 因为混频器16, 18通常故意地由本地振荡器20过驱动。幅度调整也可以在分别在混频器16, 18的输出端与滤波器输入端26, 28之间的低的IF信号路径中实施。虽然相位调整理论上在这些后面的信号路径中
30 是可能的, 但事实上这是不实际的。

图3A和3B显示了以模拟方式实施幅度调整的方法。图3A显示一种固定的电位计, 包括串联地跨接在信号路径之一的输入端的电阻R1, R2,

与被连接到输出端的这些电阻的接头50。图3B显示可变电位计，包括与固定的电阻R3串联的电阻性电位计VR1。输出可从电位计VR1的滑臂处取出。电位计VR1的数值和电阻R3可被统计地确定，以便引入足够的调整范围。电阻R1，R2的数值然后被选择成达到在电位计VR1处在其中间值
5 时与VR1和R3相同的衰减，电位计VR1允许在每个单独接收机中进行幅度误差调整，以便使镜像干扰抑制最大化。

图4A和4B中所示的幅度调整安排与图3A和3B所示的不同之处在于，使用了数字控制的电位计VR2，以代替电位计VR1和固定电阻R3的组合。数字值是通过测量镜像干扰抑制和调整衰减到镜像干扰抑制最大化而被
10 确定的。

图5显示用于调整相位的安排。在一条信号路径中，提供了可调整的标称45度相位领先网络PA1，以及在另一条信号路径中，提供了可调整的标称45度相位滞后电路PA2。电路PA1和PA2，每个包括变容二极管VAD和固定电阻R4。相位调整是通过改变各个变容二极管的电容值而被实施的。这可数字地实行，在其中存储的数字值被加到数字到模拟转换器
15 DAC，它把模拟信号提供给控制器52。控制器52产生控制电压 VC_I 和 VC_Q ，以便以相同方向电子地调整变容二极管数值。虽然图5表示90度的标称的相对相位差，但这可被改变，以给出更小的和更大的相位差，取决于接收机中的各自的相位不一致性。

实际上，已经发现，在电容C1和C6之间的不一致性通过调整幅度而被校正，而在源电阻之间的不一致性通过相位调整而被校正。换句话说，幅度调整和相位调整以实质上正交的方式进行，它能使每种调整实质上
20 互相独立地实行。

图6到13是显示不一致性的影响和通过进行所讨论的调整而能得到的改进的图。所有的图是以Hz表示的频率对电阻R2上的输出（以dBA计）
25 的图。它们都显示300kHz的频移和80kHz的-3dB带宽。

在图6到13上，图形是以零频率对折的，它包括正频率部分P和负频率部分N。图上显示了在特性的负频率部分处的任何不完美点。

以图6为例，显示了电阻R3中的不一致性的影响为，当电阻值以5%
30 增量增加直到25%的最大值时达到增加幅度的峰值。

在图7中, 实线显示由于电阻R3的5%的误差, 而在虚线上显示了由精细调整输入相位所得到的改进的效果。虚线上的点是由于误差依赖于频率的事实。

5 图8是显示通过增加图2所示的电容C6的数值的25% (以5%的步长) 而造成的镜像干扰抑制的缺少的图。

图9是用实线显示通过增加图2所示的电容C6的5%的误差所造成的镜像干扰抑制的缺少, 及通过精细调整输入幅度而改进 (虚线) 的图。

图10是显示通过增加图2所示的交叉耦合回转器JC17的幅度值25% (以5%的步长) 而造成的镜像干扰抑制的缺少的图。

10 图11是用实线显示通过增加图2所示的交叉耦合回转器JC17的幅度5%的误差所造成的镜像干扰抑制的缺少, 及通过精细调整输入幅度而改进 (虚线) 的图。

图12是显示由图2所示的交叉耦合回转器JC17的5度的相位领先/滞后而造成的镜像干扰抑制的缺少的图。

15 最后, 图13是用实线显示由图2所示的交叉耦合回转器JC17的相位的5度的误差所造成的镜像干扰抑制的缺少, 及通过精细调整输入幅度而改进 (虚线) 的图。

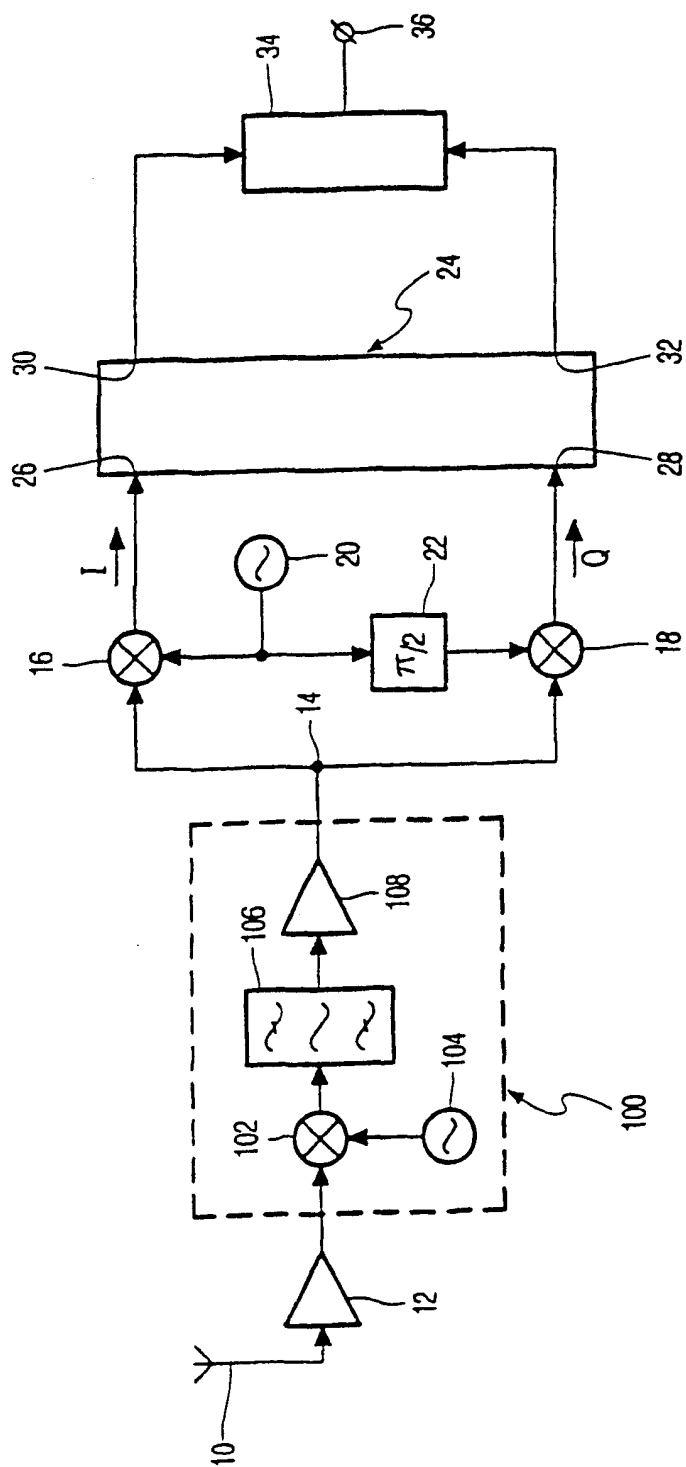
一般地, 这些不一致性是按照镜像干扰抑制的最终缺少来说最重要的一些不一致性, 虽然在这些例子中所使用的不一致性的实际程度比通常在实际中预计的大得多。它们仅仅被用来使得镜像干扰抑制的最终缺少更明显。

20 通过阅读本揭示内容, 其它的改变对于本领域技术人员将是很明显的。这样的修改可涉及在相位接收机及其部件的设计、制造、和使用上已熟知的其它特性, 它们可被用来代替或附加到这里已描述的特性。

25

工业可应用性

以集成电路制造的相位接收机, 使用于电信产品中。



一四

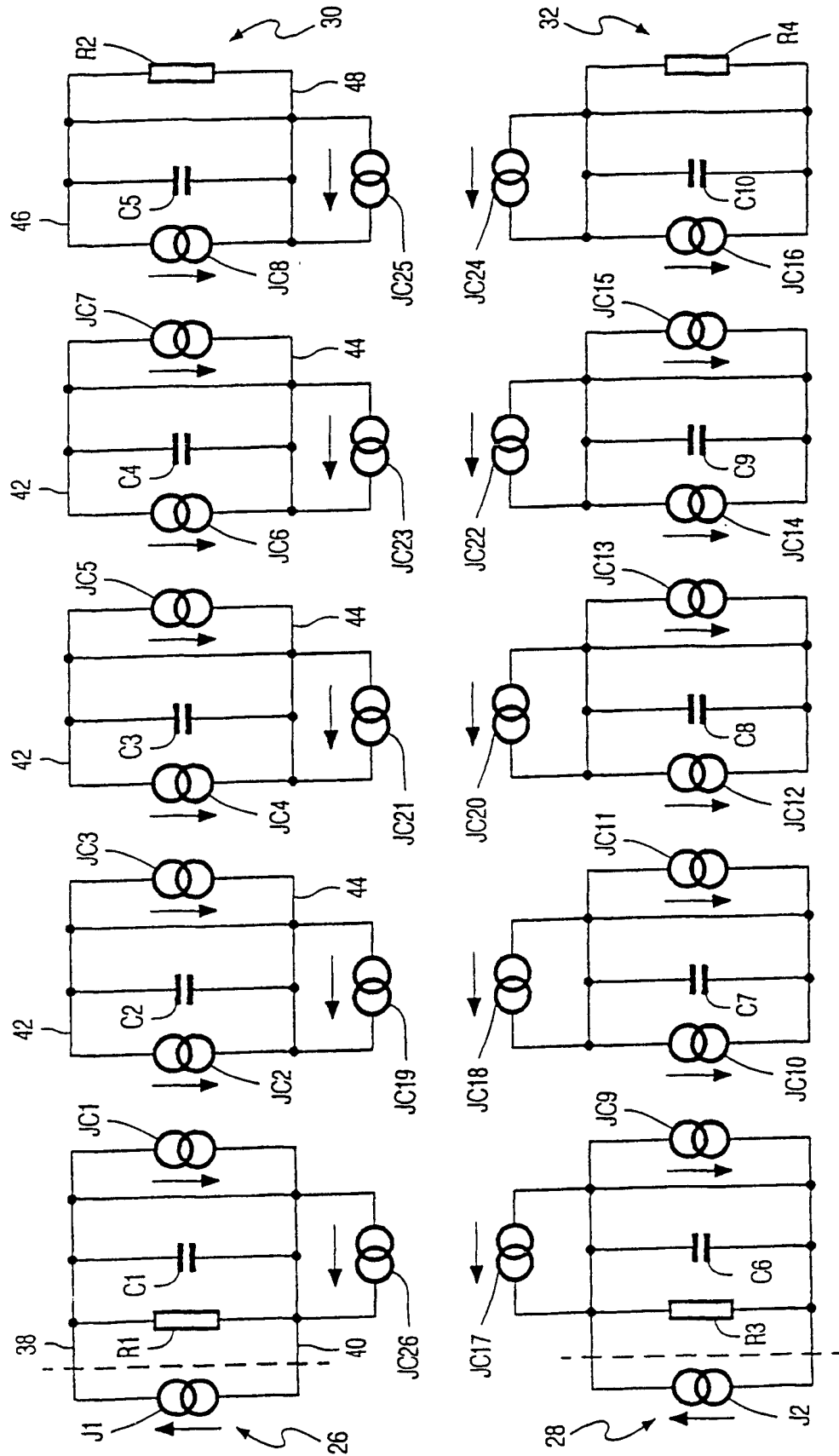


图 2

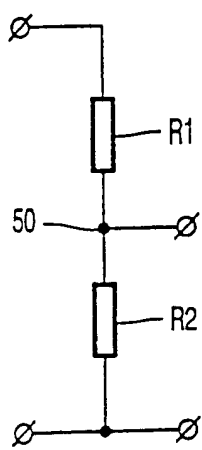


图 3A

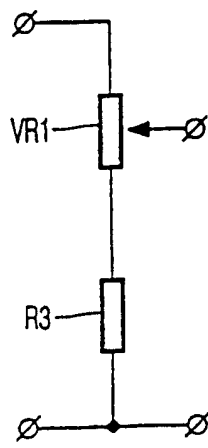


图 3B

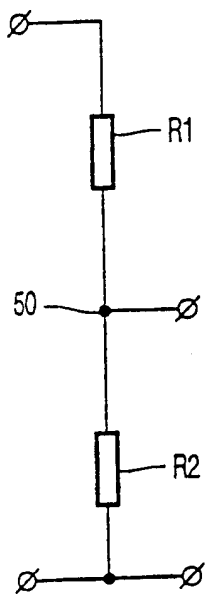


图 4A

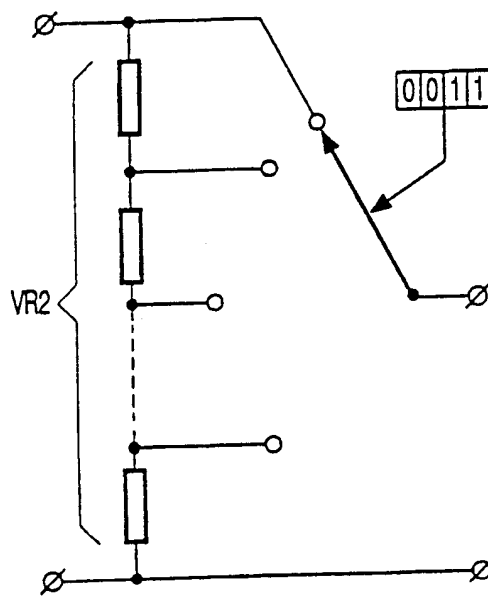


图 4B

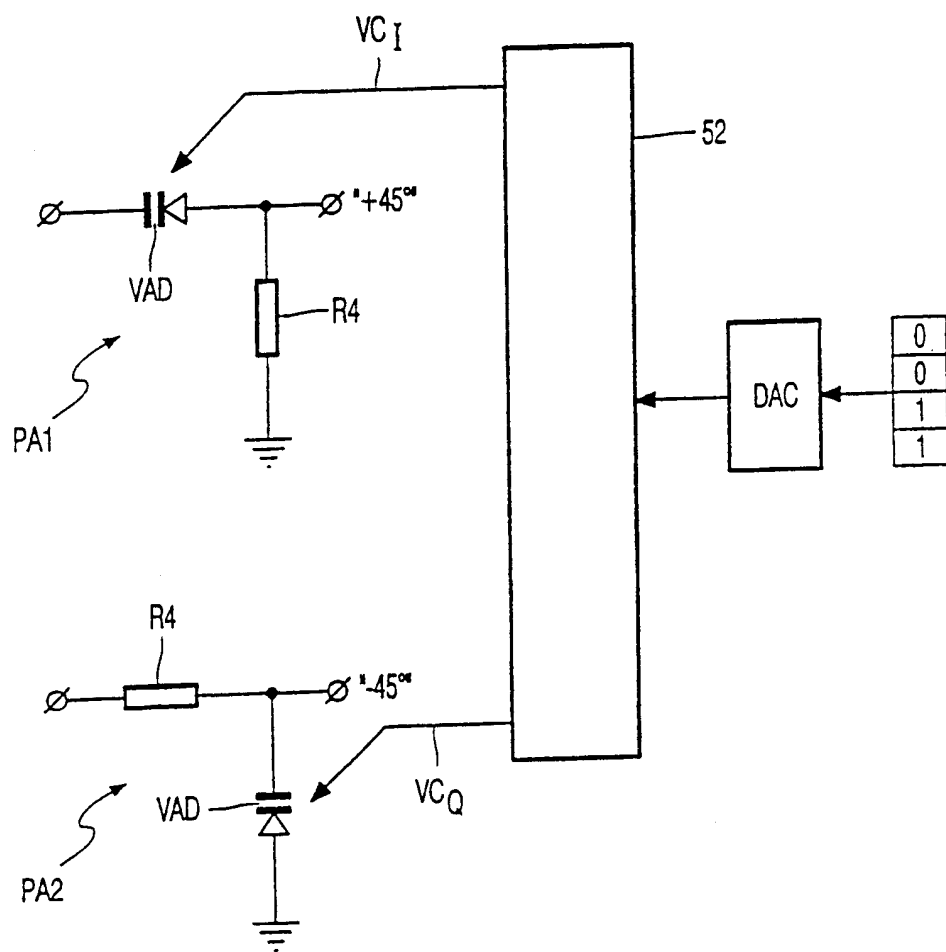


图 5

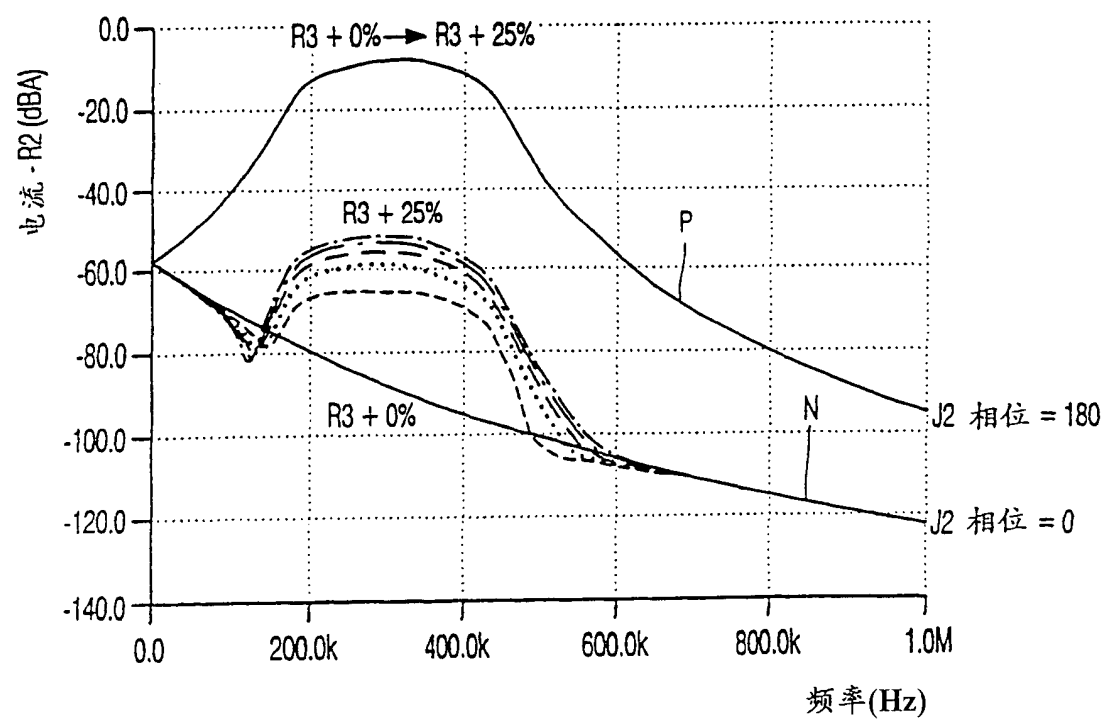


图 6

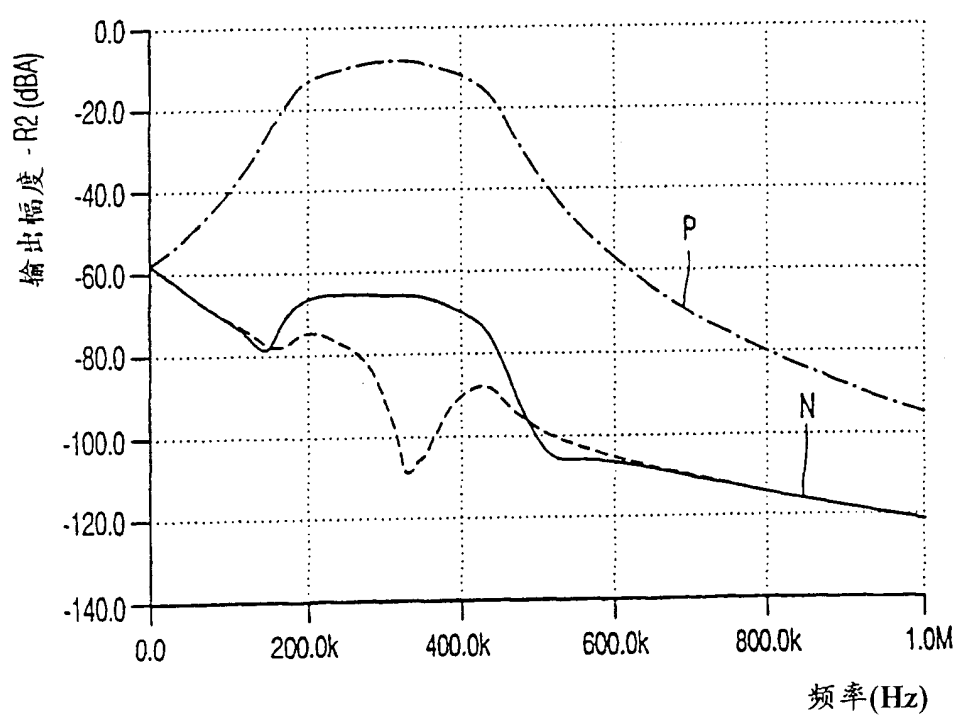


图 7

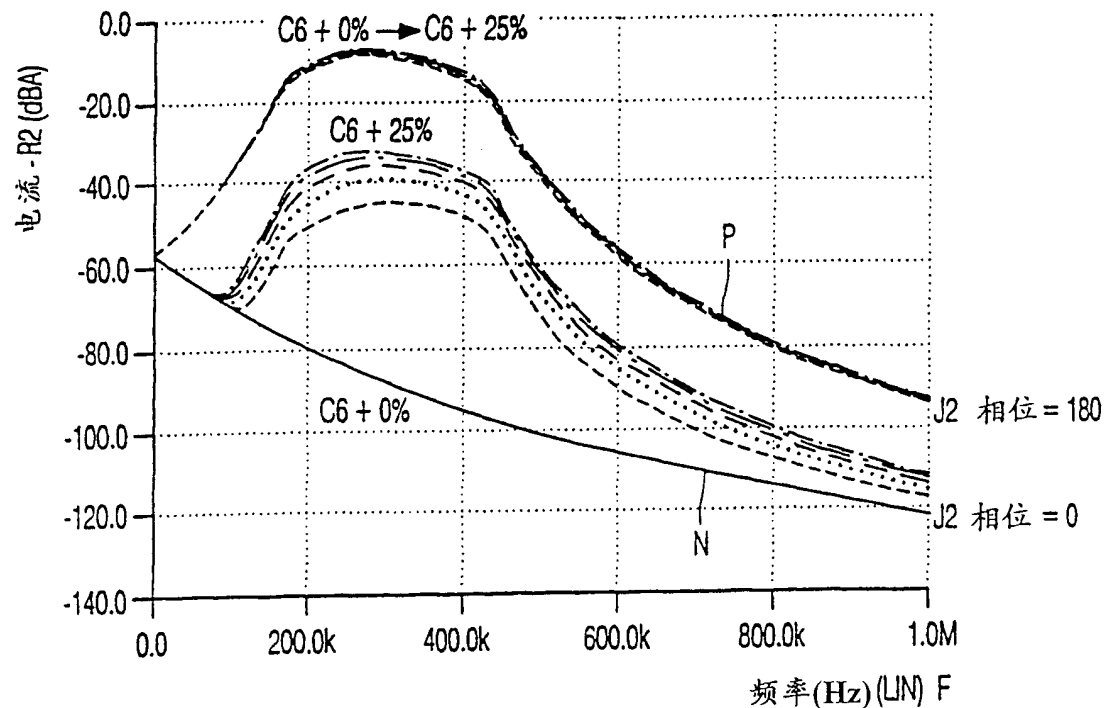


图 8

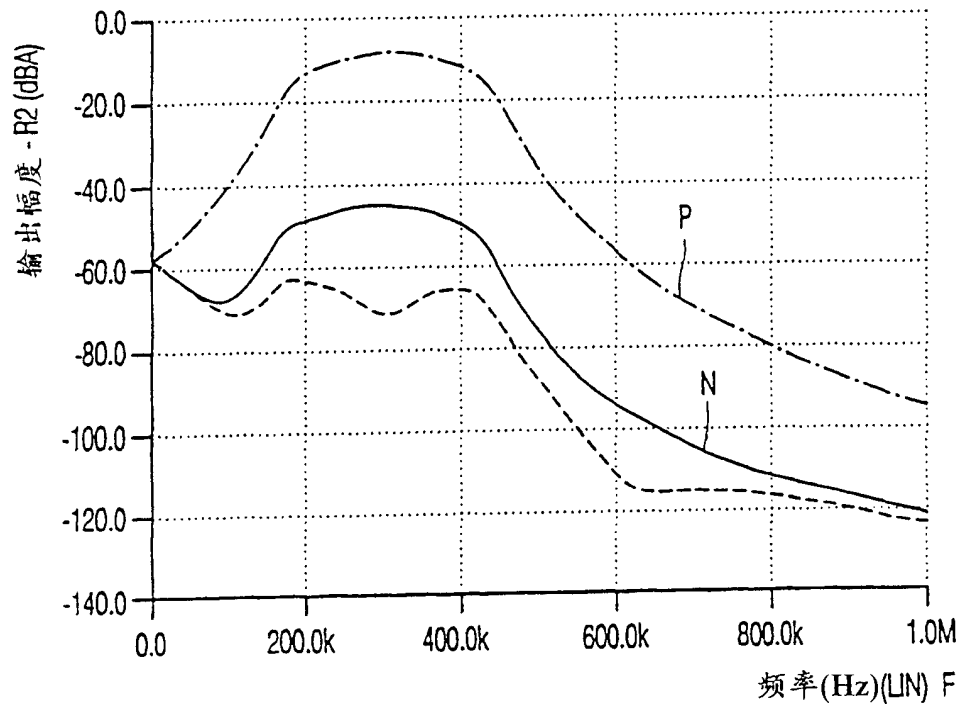


图 9

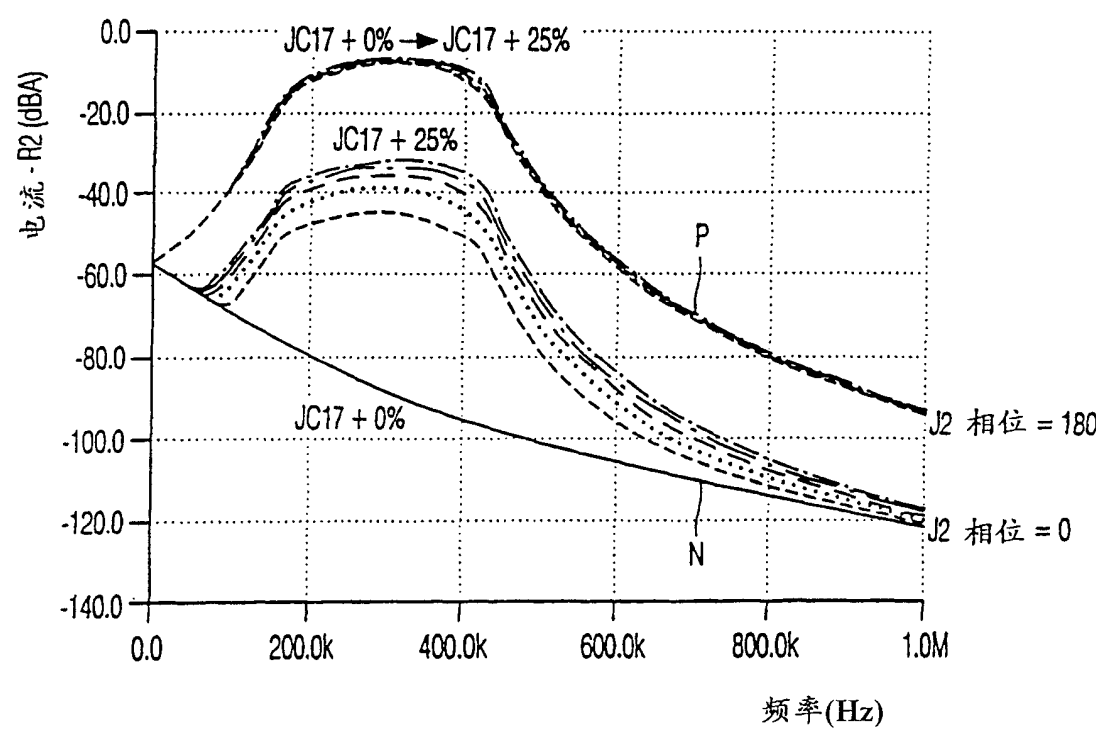


图 10

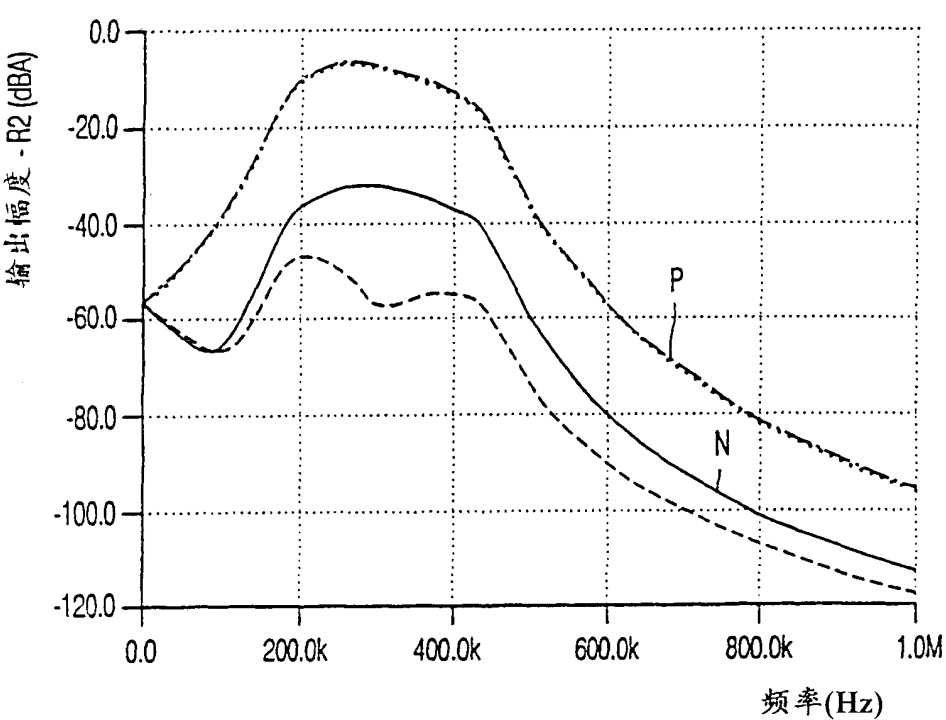


图 11

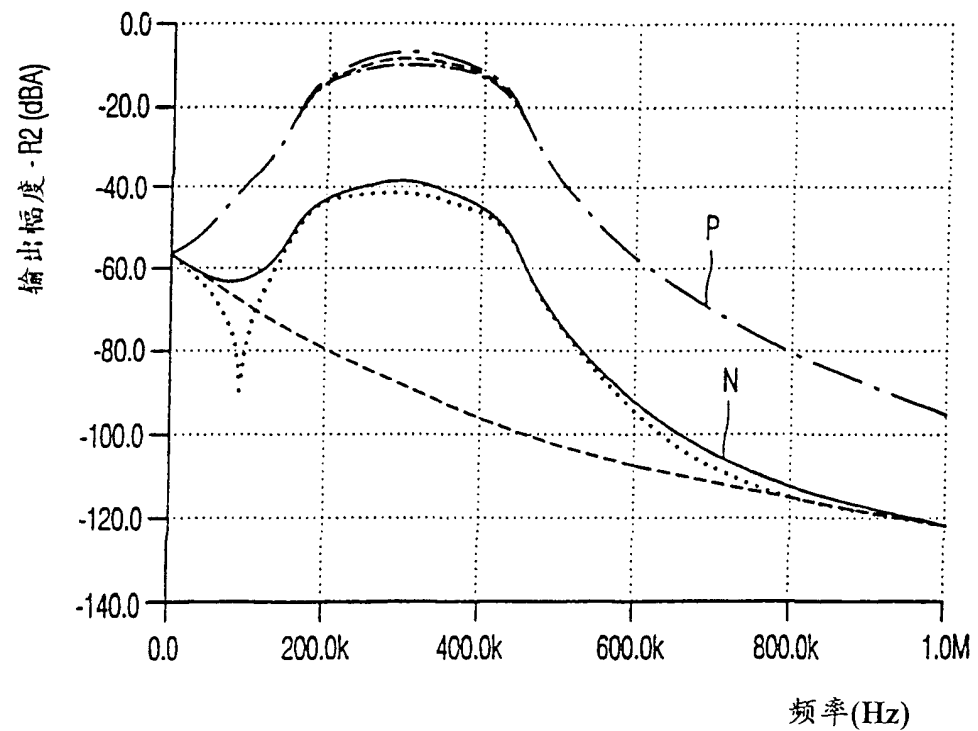


图 12

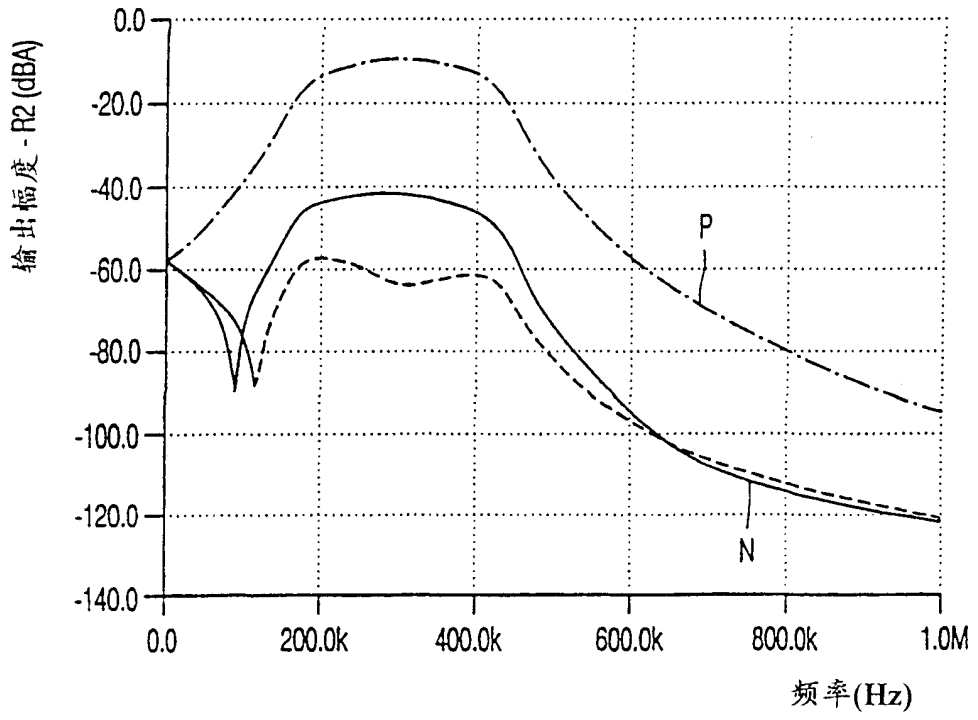


图 13