

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl⁷

H03F 1/32

H03F 1/52



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00806082.7

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 4 日

[11] 授权公告号 CN 1160848C

[22] 申请日 2000.1.13 [21] 申请号 00806082.7

[30] 优先权

[32] 1999.4.9 [33] US [31] 09/288,906

[86] 国际申请 PCT/US2000/000818 2000.1.13

[87] 国际公布 WO2000/062417 英 2000.10.19

[85] 进入国家阶段日期 2001.10.9

[71] 专利权人 通用仪表公司

地址 美国宾夕法尼亚州

[72] 发明人 周树同 鲁道夫·门纳

蒂莫西·科普 菲利普·米格莱斯

审查员 李晴晖

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责
任公司

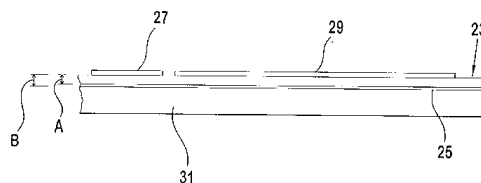
代理人 方挺 余 滕

权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图 10 页

[54] 发明名称 与射频放大器耦合的预失真发生器

[57] 摘要

一种与单一 PC 板上的 RF 放大器耦合、用于产生具有有用幅度、但带有低复合三次差拍和交叉调制失真的输出信号的串列式失真发生器。除去 PC 板的设置有失真电路的区域下面的底板，并且也除去底板的被除去部分下面的散热器部分。这消除了可能降低 RF 放大器性能的任何寄生电容，从而使失真电路对 RF 放大器透明。此外，特别设计了预失真电路的布局，以提高电路的性能，而不会导致相关 RF 放大器的任何不良操作特性。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

1. 一种用于接收输入的 CATV RF 信号和输出放大的 CATV RF 信号的系统，包括：

5 印刷电路板(23)，其具有通过印刷电路与一第二部分耦合的第一部分；

 设定在所述第一部分中的非线性预失真发生器电路（27, 100），用于通过所述印刷电路接收所述输入 CATV RF 信号和输出预失真 CATV RF 信号；和

10 设定在所述第二部分中的 RF 放大电路（29），用于通过所述印刷电路接收所述预失真信号和输出所述放大 CATV RF 信号；由此预失真发生器电路（27, 100）矫正了奇次相位失真。

2. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板的所有电路设置在第一面上，并且进一步包括一个与所述第二部分连接并设置在所述印刷电路板的第二面上的导电底板（25），导电底板（25）与所述第二部分是宽度相同的，从而使底板（25）不延伸到在所述第一部分背面的所述第二面的任何部分。

20 3. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）的所有电路设置在第一面上，并且进一步包括与所述第二部分连接并设置在所述印刷电路板的第二面上的散热片（31），散热片（31）与所述第二部分是宽度相同的，从而使散热片（31）不延伸到与所述第一部分相对的所述第二面上的任何部分。

25 4. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）的所有电路设置在第一面，并且进一步包括与所述第二部分连接并设置在所述印刷电路板（23）的第二面上的散热片（31）。

30 5. 根据权利要求 4 所述的系统，其中所述散热片（31）包括第

一和第二部分；从而所述第一部分与在所述第二部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同并且接触，所述第二部分与在所述第一部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同但不接触。

5

6. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）包括第一和第二面，并且进一步包括与所述第二部分连接的导电底板（25）或所述第二面，所述导电底板（25）与所述第二部分是宽度相同的，从而底板（25）不延伸到在所述第一部分背面的所述第二面的任何部分。

10

7. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）包括第一和第二面，并且进一步包括与第二部分宽度相同的散热片（31）。

15

8. 根据权利要求 1 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）包括第一和第二面，并且进一步包括与第二部分连接和设置在所述印刷电路板（23）的所述第二面上的散热片（31）。

20

9. 根据权利要求 8 所述的系统，其中所述散热片（31）包括第一和第二部分；从而所述第一部分与在第二部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同并且接触，第二部分与在所述第一部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同但不接触。

25

10. 一种用于接收输入 RF 信号和输出放大的 RF 信号的系统，包括：

印刷电路板（23），其具有通过印刷电路与一第二部分电耦合的第一部分；

30

设定在第二部分中的 RF 放大电路（29），用于接收所述输

入 RF 信号和经过所述印刷电路输出未矫正放大 RF 信号；和

设定在所述第一部分中的非线性失真发生器电路（27，100），
用于接收所述未矫正的放大 RF 信号和输出所述放大 RF 信号；从而预
失真发生器电路（27，100）矫正了奇次相位失真。

5

11. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板的所有
电路（23）设置在第一面上，并且进一步包括与所述第二部分连接并
设置在所述印刷电路板的第二面上的导电底板（25），所述导电底板
（25）与所述第二部分是宽度相同的，从而所述导电底板（25）不延
10 伸到在所述第一部分背面的所述第二面的任何部分。

12. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）
的所有电路设置在第一面，并且进一步包括与所述第二部分连接并设
置在所述印刷电路板（23）的第二面上的散热片（31），所述散热片
15 （31）与所述第二部分是宽度相同的，从而所述散热片（31）不延伸
到在所述第一部分背面的所述第二面的任何部分。

13. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）
的所有电路设置在第一面，并且进一步包括与所述第二部分连接并设
20 置在所述印刷电路（23）的第二面上的散热片（31）。

14. 根据权利要求 13 所述的系统，其中所述散热片（31）包括
第一和第二部分；从而所述第一部分与在所述第二部分背面的所述印
刷电路板（23）的所述第二面宽度相同并且接触，所述第二部分与在
25 所述第一部分背面的所述印刷电路板（23）的第二面宽度相同但不接
触。

15. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）
包括第一和第二面，并且进一步包括一个在与所述第二部分连接的所
30 述第二面上的导电底板（25），所述导电底板（25）与所述第二部分

是宽度相同的，从而所述底板（25）不延伸到在所述第一部分背面的所述第二面的任何部分。

5 16. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）包括第一和第二面，并且进一步包括与所述第二部分宽度相同的散热片（31）。

10 17. 根据权利要求 10 所述的系统，其中所述印刷电路板（23）包括第一和第二面，并且进一步包括与第二部分连接和设置在所述印刷电路板（23）的所述第二面上的散热片（31）。

15 18. 根据权利要求 17 所述的系统，其中所述散热片（31）包括第一和第二部分；从而所述第一部分与在第二部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同并且接触，所述第二部分与在所述第一部分背面的所述印刷电路板（23）的所述第二面宽度相同但不接触。

与射频放大器耦合的预失真发生器

5 发明领域

本发明一般涉及射频（RF）放大。更具体地讲，本发明涉及与单一印刷线路板上的 RF 放大器耦合的预失真发生器。

相关技术说明

10 降低 RF 功率放大电路中失真而不危及它们的瞬态响应是一个普遍存在的问题。高频放大广泛地使用在通信和广播中，并且也使用在数字仪表测量设备中需要利用高速交换的场合。但是，高频放大器应用将线性运算扩大到电极间电容、导线电感、储存的电荷和偶次工作频率波长的寄生效应开始对电路产生不良影响并支配电路动作的领域。

15

当把一连串的放大器级联在一个信号传输路径中，例如，将一连串 RF 放大器级联在 CATV 传输系统中时，使失真最小是特别重要的。RF 放大器设置在整个 CATV 传输系统上，以便周期性地放大发射信号，以抵消电缆衰减和信号分割器和均衡器之类的无源 CATV 部件造成的衰减。也把 RF 放大器用于保持希望的载波-噪声比。由于在一个给定 CATV 传输系统中使用的 RF 放大器的数量，每个 RF 放大器对发射信号产生的畸变必须最小。

20

25 许多放大器要在大的环境温度范围中工作。这些温度变化可能影响放大器中某些电子部件的操作特性，从而导致附加的失真。 -40°C 至 $+85^{\circ}\text{C}$ 的温度范围对于通信环境中应用的许多放大器来说并不反常。为了保证操作带宽上一致的特性，和为了使产生的失真最小，必须设计放大器使其适用于宽的环境操作温度范围。

30

5 主要关注的放大器产生的失真是二次（偶次）和三次（奇次）谐波互调和失真。因为当在整个带宽上保持了适当的 180° 相位关系时发生最大偶次抵消，现有技术放大器设计已经试图利用推挽放大器布局来改进偶次失真效应。这是通过匹配有源器件的操作特性使得推-挽两个半电路中的增益相等而达到的。

10 但是，奇次失真是很难补偿的。放大器的奇次失真特性在被放大的信号上表现为交叉调制（X-mod）和复合三重差拍（CTB）失真。当一个正在发送的信道的调制内容干扰一个相邻或非相邻信道并成为其一部分的时候，发生 X-mod。由于载波在频率带宽上一般是等间隔的，CTB 由每个邻近载波发生载波的三个频率的组合而产生的。在上述两种失真中，当增加一个给定 CATV 系统上的信道数量时，CTB 造成的问题更大。尽管 X-mod 也与信道数量成正比地增大，但 CTB 的可能性更是急剧增大，因为发射信道总数之间的可用组合数量增多。
15 随着通信系统发射的信道数量的增多，或信号紧密地靠在一起，奇次失真成为放大器性能的限制因素。

20 有三种矫正非线性器件（NLD）产生的失真的基本方法：1）减小信号功率电平；2）使用前馈技术；和 3）使用预失真或后失真技术。第一种方法减小信号功率电平，从而使 NLD 工作在其线性区。但是，在 RF 放大器情况下，这导致低 RF 输出功率的很高的功率消耗。

25 第二种方法是前馈技术。利用这种技术，对主放大电路的输入信号抽样，并且与输出信号比较，以确定信号之间的差异。从这种差异中提取失真分量。然后，用一个辅助放大电路放大这个失真分量，并且与主放大电路的输出组合，从而使两个失真分量相互抵消。尽管这改进了放大器的失真特性，但辅助放大电路消耗的功率可以与主放大电路的消耗相当。这种电路也很复杂，并且对于温度十分敏感。

30 第三种方法是预失真或后失真技术。根据是在非线性器件之前还

是之后产生补偿失真信号而使用相应的术语“预失真”或“后失真”。在这种技术中，估算并且产生一个与放大电路产生的失真分量在幅度上相等但相位相反的失真信号。使用这个信号抵消放大器的输入（对于预失真）或输出（对于后失真）中的失真，从而改进了放大器的操作特性。

如美国专利 5,703,530 中所述和图 1 中所示的，一种失真设计是依赖于一个传统 π -衰减器网和一个延迟线路用于增益补偿；和一个与延迟线路耦合的用于失真和相位补偿的二极管对。这个电路产生了一个与放大器引起的失真在幅度上相等但相位相反的失真。图 2 和 3 中示出了失真发生器产生的失真和放大器所表现失真的曲线图。如图所示，失真信号补偿了放大器产生的失真。但是，以这种方式使用延迟线路是不实际的，因为延迟线路的物理尺寸很大，难以调节，并且产生的结果在一个宽频率范围上是不一致的。此外，为了正确地补偿，幅度和相位信息都需要。’530 专利也说明了其中披露的系统由于失真电路引起的过大损耗，对于某些应用例如 CATV RF 放大器失真并不理想。

美国专利 5,523,716 公开了失真补偿设计的另一个例子该设计是面向卫星通信系统的。因为在’716 专利中公开的卫星系统具有高的工作功率范围，所接收的 RF 信号驱动二极管对，并且因此不需要偏置电路。由于 CATV 应用中的极低信号电平及其更低的工作频率，这种设计在 CATV 环境中是不能有效地工作的。

由 Abdel Messiah Khilla 和 Johannes Czech 在 1991 年 2 月发表的题为“Semiconductor Transmitter Amplifiers And Traveling Wave Tube Linearizer For Future Communication Satellites（用于未来通信卫星的半导体发射机放大器和行进波管线性化器）”的文章中公开了用于卫星通信系统的几种不同类型的高频功率放大器。与’716 专利类似，在该文章中公开的技术不适用于 CATV 环境的低功率和低频率。另外，’716

专利与 Khilla 的文章都没有公开在单一的印刷电路板上通过印刷电路与 RF 放大器耦合的预失真电路。

5 由于携带超过 150 信道的 CATV RF 放大器需要一种在 50-1000MHz 范围内平坦度在 $\pm 0.25\text{dB}$ 以内的频率响应，因而不但要特别注意 RF 放大器设计中使用的电子部件的高频特性，而且也要特别注意布局 and 封装技术。严重影响高速和高频电路的一个重要方面是电路内寄生电容的存在。在低频时表现出微小影响的电容经常会在高频时主导电路的特性。

10

 尽管消除 RF 放大器造成的失真是极其重要的，但大多数 RF 放大器设计仅能成功地减小失真，而不是消除失真。因此，通常需要一个独立的电路来补偿这些失真。将一个失真电路耦合到同一 PC 板上的相关 RF 放大器一般并不是寻求的选择，因为它产生额外的问题。

15 即，PC 板上失真电路部件的寄生电容对 RF 放大器的回损和带宽性能

造成不良影响。因而危及了 RF 放大器的性能。

因此，需要有一种与一个单一 PC 板上的 RF 放大器耦合，而不会降低 RF 放大器的操作特性的集成失真发生器。

5

发明综述

本发明包括一个耦合到一个单一 PC 板上的 RF 放大器、用于产生具有有用幅度但是具有低复合三重差拍和交叉调制失真的输出信号的串列式失真发生器。除去 PC 板上存在着失真电路的部分下面的底板，并且也把底板的除去部分下面的散热片部分除去。这消除了可能降低 RF 放大器性能的寄生电容，从而使失真电路对 RF 放大器透明。此外，特别设计预失真电路的布局，以提高电路的性能，而不在相关 RF 放大器上引起任何不良的操作特性。

因此，本发明的一个目的是要提供一种与同一印刷电路板上的一個失真发生器耦合而不会降低 RF 放大器性能的 RF 放大器。

在阅读了优选实施例的详细说明后，熟悉本领域技术的人员将对本发明的系统和方法的其它目的和优点有更清楚的了解。

20

附图简要说明

图 1 是一个现有技术失真发生器的示意图；

图 2 是 RF 放大器使用来自图 1 所示的现有技术失真发生器的输出的效果的组合曲线图；

图 3 是 RF 放大器使用来自图 1 所示的现有技术失真发生器的输出的效果的组合曲线图；

图 4 是一个 π 衰减器的示意图；

图 5 是输入电压造成的二极管非线性电流的信号图；

图 6 是本发明的失真发生器的优选实施例的示意图；

图 7 是温度补偿电路的示意图；

30

图 8 是结合了一个耦合到一个 RF 放大器的失真电路的 PC 板的示意图；

图 9 是图 8 所示 PC 板的透视图；

图 10 是图 8 所示 PC 板的侧视图；

5 图 11 是 PC 板的金属箔模板的顶平面图；

图 12 是 PC 板的铜接地板的底平面图；

图 13 是本发明的散热片的透视图；

图 14 是本发明的散热片、PC 板和覆盖层的分解图；

图 15 是图 14 的组装图；

10 图 16 是本发明的一个替代实施例；

图 17 是包括失真电路的电路部件的空间布局；和

图 18A 和 18B 是显示利用本发明教导的 RF 放大器的改进的曲线图。

15 优选实施例的说明

以下参考附图对本发明的优选实施例进行说明，在附图中用相同的数字代表所有相同的元件。尽管以下是对耦合于一个 RF 放大器的预失真电路的说明，但熟悉本领域技术的人员应当知道，本说明同样可以应用于耦合于 RF 放大器的后失真电路。

20

没有二次失真的 RF 放大器的传递函数的形式是：

$$V_{out} = k_1 v_{in} - k_3 v_{in}^3 \quad \text{式 (1)}$$

25 k_3 的负号代表饱和现象。当信号从正摆动到负时，输出信号将在两端被压缩。对于一个具有 77 个信道的 18dB 增益和 30dBmV/信道的输入功率电平的典型 CATV RF 放大器的例子，传递函数是：

$$V_{out} = 7.8 v_{in} - 0.056 v_{in}^3 \quad \text{式 (2)}$$

30 输入平均峰值电压将是 0.38 伏，并且如果 RF 放大器是线性的，输出平均峰值电压将是 3 伏。由于混合的非线性，最终的平均峰值幅

度是：

$$V_{abs} = 3 - 0.003 \quad \text{式 (3)}$$

式 (3) 显示了由于 RF 放大器的非线性，输出平均电压被压缩了峰值的千分之一。换句话说，RF 放大器输出信号的幅度峰值被压缩了 0.0086dB。

这个失真的矫正在使用根据本发明的瞬时电压非线性控制衰减器。这个衰减器对 RF 信号峰值产生了 0.0086dB 的衰减。如下面要详细说明的那样，本发明利用了流过两个耦合在一起的二极管的电流的非线性，瞬时地产生一个矫正电压。当把非线性控制衰减器与一个 RF 放大器级联，将使衰减器和 RF 放大器的组合的输出信号线性化。

将参考图 4 说明本发明，图 4 示出了一个 π 衰减器网 20。网 20 包括电阻器 Z_1 , R_1 , R_2 , R_3 , Z_0 , R_p 的选择配置。在信号输入端 30 输入信号源，并且在输出端 95 看到了衰减器网 20 的输出。 Z_1 是内部阻抗的源，它应当等于在输出 95 两端看到的系统阻抗 Z_0 。在与一个 CATV 系统一同使用的本发明的一个实施例中，阻抗值 Z_1 和 Z_0 等于 75 欧姆。三个电阻器 R_1 , R_2 , R_3 形成了一个 π 衰减器配置。电阻器 R_2 和 R_3 的值 (Y) 最好相等，并且实际上大于电阻器 R_1 的值 (X)。电阻器 R_p 与电阻器 R_1 并联连接。

如熟悉本领域技术的人员清楚地知道的，当满足以下条件时：

$$X = 2Z_0^2 Y / (Y^2 - Z_0^2) \quad \text{式 (4)}$$

25

衰减器网 20 在从 DC 到很高频率的范围内在输入和输出上都匹配。对于当 $X=7.5$ 和 $Y=1.5K$ 时的衰减器的一个示例，这个衰减器网 20 的功率衰减 A 是：

$$A = \left(\frac{\frac{2(YZ_0/(Y+Z_0)+X)Y(YZ_0/(Y+Z_0))}{(Y+X+YZ_0/(Y+Z_0))(X+(YZ_0/(Y+Z_0)))}}{Z_0 + \frac{(YZ_0/(Y+Z_0)+X)Y}{Y+X+YZ_0/(Y+Z_0)}} \right)^2 \quad \text{式 (5)}$$

在当 $Z_0 \ll Y$ 的条件下（如在 $X=7.5$ 和 $Y=1.5K$ 的情况）：

$$A \cong (2Z_0/(2Z_0+X))^2 \quad \text{式 (6)}$$

$$A(dB) = 10 \lg A \quad \text{式 (7)}$$

当 $X=7.5$ 和 $Y=1.5K$ 时， $A(dB) \cong 0.42dB$ 。这表示衰减器网 20 具有很低的介入损耗和良好的频率响应。当如图 4 中所示， X 由于 R_p 的并联而具有小的变化时，从式 (6)

$$\Delta A(dB) \cong -8.68 \frac{\Delta X}{2Z_0 + X} \quad \text{式 (8)}$$

$$\Delta X = \frac{XR_p}{X + R_p} - X = -\frac{X^2}{R_p} \quad \text{式 (9)}$$

从式 (9)：

$$\Delta A(dB) \cong 8.68 \frac{X^2}{2Z_0 R_p} \quad \text{式 (10)}$$

例如，如果 $R_p=375$ 欧姆，那么：

$$\Delta A(dB) \cong 8.68 \frac{(7.5)}{(150)} \frac{(7.5)}{(375)} = 0.00868dB \quad \text{式 (11)}$$

式 (11) 显示了，当 R_p (375 欧姆) 与 R_1 (7.5 欧姆) 并联时，衰减将被减小 0.00868dB。这个衰减变化量是放大器的非线性补偿所需的。这个示例也显示了，当 R_p 的值 $\gg R_1$ 时，（即，当 R_p 比 R_1 大 50 倍时），加上并联了 R_1 的 R_p 对于阻抗匹配几乎没有影响，并且 R_p 两端的电压降主要是由 R_1 的值确定的。

但是，如果在衰减网 20 中使用一个线性电阻器 R_p ，那么将没有失真信号产生。所示的衰减网 20 是一个线性器件。为了使一个失真

电路有效地操作，使用二极管来产生非线性电阻。最好是使用肖特基（Schottky）二极管。在小电流下，二极管电流与二极管两端的电压成指数比例关系。因此，可以把二极管用作非线性电阻。对于非线性应用，可以如下计算衰减量：

$$5 \quad \Delta A(\text{dB}) = 8.68 \frac{XX}{2Z_0 R_p} = 8.68 \frac{XI_p}{2Z_0 I_1} \quad \text{式 (12)}$$

其中 I_p 是流过 R_p （非线性电阻）的电流。 I_1 是流过 R_1 的电流。式 12 提供了由于 I_p 的变化而造成的衰减变化关系。这个式在一个大的频率范围内是精确的。当电阻是一个非线性电阻器时， ΔA 衰减与
10 电流中变化之间的关系仍然有效。因此，式 12 可很好地估算对于预失真或后失真目的需要多大的非线性电流。

参考图 5，当输入正弦电压波从 V_1 变化到 V_2 ，再变化到 V_3 时，输出电流分别从 I_1 变化到 I_2 ，再变化到 I_3 。用于阶次矫正的非线性电
15 流是：

$$I_{\text{非线性}} \cong I_1 - 2I_2 + I_3 \quad \text{式 (13)}$$

根据式 12，需要的非线性电流是：

$$20 \quad \Delta A_{\text{非线性矫正}}(\text{dB}) \cong 8.68 \frac{XI_{\text{非线性}}}{2Z_0 I_{\text{输出}}} \quad \text{式 (14)}$$

只有非线性电流对于预失真或后失真目的是有用的。式 14 可以重写为以下形式：

$$\Delta A_{\text{非线性}}(\text{dB}) = 8.68 \frac{I_{\text{有效非线性}}}{I_{\text{输出}}} \quad \text{式 (15)}$$

$$I_{\text{有效非线性}} \cong \frac{I_{\text{非线性}}}{R_1 / (2Z_0)} \quad \text{式 (16)}$$

25

因此，式 15 中的 $I_{\text{非线性效应}}$ 是流到图 6 中所示输出端口 114 的有效非线性电流。式 15 中的 $I_{\text{输出}}$ 是流到输出端口 114 的总电流。式 16 显示了仅有一小部分的非线性二极管电流被有效地用于矫正。

5 π 衰减器网 20 具有低介入损耗，并且（图 4 中所示） R_1 上的输入电压的电压降正比于该输入电压。可以将这个电压用于驱动一对二极管，以产生非线性电流。二极管中流动的非线性电流将使衰减器在较大的 RF 幅度（即，当输入信号具有较高功率时）提供较小的衰减。这可以用于补偿放大造成的信号压缩。因为二极管的非线性电阻的值较高，衰减器网的匹配几乎不改变。即使在温度变化时，这个匹配也不会变化。此外，多倍频程频带上的频率响应是良好的。

10 参考图 6，图 6 示出了用于预失真和后失真的衰减器 100 的优选实施例。本发明的衰减器 100 包括几个改善传统 π 衰减器以在大的频率和温度范围上取得更好性能的附加部件。衰减器 100 具有一个输入端口 101，一个输出端口 114，和一个偏置控制端口 116。衰减器 100 可以在带有一个放大器的预失真配置中使用，或是在后失真配置中使用。对于预失真配置，将输出端口 114 连接到一个放大器的输入端。对于图 6 中所示的后失真配置，将一个放大器产生的输出信号施加到输入端口 101。衰减器 100 包括电阻器 105，106，107，108，112；电容器 102，103，104，111，113，115；和二极管 109，110。

20 电阻器 105，106，107，108，112 和电容器 102，103，104，111，113，115 的功能是要形成一个比图 4 中所示 π 衰减器网 20 改进了的 π 衰减器网。电容器 102，103，104，111，113，和 115 也用于 DC 阻断和 AC 耦合。从 AC 观点看，电阻器 105 和 106 的并联组合在功能上等效于图 4 的电阻器 R_2 。最好适当地选择电阻器 105 和 106 的值，使得并联组合等价于电阻器 112 的电阻值，（即， $\left(\frac{(R_{105} * R_{106})}{(R_{105} + R_{106})}\right) = R_{112}$ ）。电阻器 108 在功能上等效于图 4 的电阻器 R_1 ；并且电阻器 112 和电容器 111 的串联组合在功能上等效于图 4 的电阻器 R_3 。电阻器 107 的值对信号衰减没有影响。

30 电阻器 105，106 和 107 的其它功能是向二极管 109，110 提供 DC

偏压。首先串联连接二极管 109, 110; 然后, 将串联组合与电阻器 107 并联连接。由于电阻器 107 具有低电阻值并且与二极管 109, 110 并联, 因而二极管 109, 110 两端的电压降主要是由电阻器 107 的电阻确定的。如果电阻器 107 中的电流远大于二极管 109, 110 中的电流, 那么二极管 109, 110 两端的电压降将十分稳定, 并且对输入端口 101 是否存在信号不敏感。

信号衰减和二极管偏置提供的集成功能避免了由于引入附加偏置电路造成的任何寄生效应。这使得电路具有高的频率响应和良好阻抗匹配。

从 DC 观点看, 与电容器 103 和 104 并联的电阻器 107 为电容器 103, 104 提供了一个耗能电路。因此, 电阻器 107 将在每个 AC 周期中释放连接的电容器 103, 104 的积累电荷。

二极管 109 通过电容器 104 连接到电阻器 108, 而二极管 110 通过电容器 103 连接到电阻器 108。二极管 109 在 AC 周期的负半周负责 RF 失真矫正, 而二极管 110 在 AC 周期的正半周具有相同的功能。二极管 109 的非线性电流给电容器 104 充电, 二极管 110 的非线性电流给电容器 103 充电。由于电路的这种配置, 电容器 103 和 104 上产生的电压具有相同的值, 但是有不同的符号。从连接到电容器 103, 104 的电阻器 107 的小电阻在每个 AC 周期释放积累的电荷。结果, 在电容器 103, 104 的两端没有电压降。这使得二极管 109, 110 能够为矫正目的提供最大的非线性电流。

本发明比起现有技术来具有几个独特的优点。由于它的对称结构, 衰减器 100 仅产生奇次失真。因此, 该电路不降低 NLD 的二次性能。衰减器 100 也使用两个低串联电阻 107, 108。从 DC 观点看, 电阻器 107 显著地提高了矫正效率, 并且减小对环境温度效应的敏感性。从 AC 的观点看, 电阻器 108 为失真矫正提供了低介入损耗。由

于衰减器 100 的设计，即使是在二极管 109，110 的非线性操作下，电阻器 108 两端的电压降充分地负载二极管 109，110。结果，将最大非线性电流用于矫正目的。最后，失真信号的适当定相是该设计本身具有的特点，从而避免了附加的定相电路和延迟线路。这使得电路设计大大简化，并形成了紧凑和坚固的设计。

表 1 提供了图 6 中所示的部件的列表。但是，熟悉本领域的人员应当清楚地知道，表 1 中所示的值仅为说明的目的，并且不应认为是对本发明的限制。例如，电阻器 108 的值的范围可以从大约 2Ω 至 30Ω。同样，电阻器 107 的值的范围可以是大约 100Ω 至 3000Ω。

表 1

部件	值或标识
102	0.1 μ f
103	0.1 μ f
104	0.1 μ f
105	6K Ω
106	6K Ω
107	330 Ω
108	7.5 Ω
109	HP HSMS-2822#L30
110	HP HSMS-2822#L30
111	0.1 μ f
112	3K Ω
113	0.1 μ f
114	75 Ω
115	0.1 μ f

如上所述，衰减器 100 使用了二极管 109，110 产生的非线性电流，以补偿 NLD 造成的电压压缩。如图所示，衰减器 100 包括电容，

电阻和两个二极管。二极管是仅有的对温度敏感的部件，并且是仅有的需要在宽温度范围内的操作期间矫正的部件。当在宽的温度范围中操作衰减器 100 时，必须要考虑三个因素：

5 1) 如果偏压保持恒定而环境温度改变，二极管操作电流将改变。在输入端口 101 的相同的输入电压起伏和相同偏置电压的条件下，随环境温度升高，将产生更大的非线性二极管电流。

 2) 当环境温度升高时，对于相同的输入信号电压和相同的二极管偏置电压，二极管将产生较小的非线性矫正电流，

10 3) 随环境温度升高，NLD 一般将显示出更大的失真。因此，需要更高的二极管非线性电流来矫正较大的失真。

 衰减器 100 经历的全部温度效应都与偏置电压有关。一些效应是正的，而另一些是负的。但是，结果是，对于一个给定温度，将存在
15 一个最佳偏置电压来产生适当的矫正输出。当具有一个偏置电压对温度的预定变化时，将会取得适当的温度矫正。

 参考图 7，图 7 示出了温度补偿电路 200 的优选实施例。温度补偿电路 200 控制（图 6 中所示的）二极管 109，110 的偏置电压，以
20 获得最佳失真补偿。如图 7 所示，温度补偿电路 200 包括两个晶体管 206，213；一个电容器 216；九个电阻器 201，202，203，204，207，209，210，214，215；两个二极管 205，208；和一个负温度系数热敏电阻 211。

25 负温度系数热敏电阻 211 并联耦合于电阻器 210，以形成一个线性化电阻，它与温度变化相关。一个 PNP 晶体管 206 通过它的集电极向线性化电阻器组合 210，211 提供恒定的电流源。随着温度变化，PNP 晶体管 206 提供的恒定电流引起电阻器组合 210，211 两端的线性电压变化。通过调节可变电阻器 202 的值，可以改变通过 PNP 晶体管 206
30 的恒定电流量。因此，可以改变温度造成的电压波动。恒定电流也通

过可变电阻器 209，因而产生了一个用作偏置电压调节的开始偏置点的恒定电压降。通过有选择地调节电阻器 202 和 209 的电阻，可以获得电压波动和起始偏置电压的任何组合。作为发射极跟随晶体管的 NPN 晶体管 213 通过线路 116 从线路 217 向衰减器 100 提供控制偏置电压，如图 7 中所示。两个二极管 205 和 208 用于补偿随温度改变的两个晶体管 206，213 的结电压。

表 2 提供了图 7 中所示部件的列表。但是，熟悉本领域技术的人员应当清楚地知道，表 2 所示值仅是为了示例，而不应当认为是对本发明的限制。

表 2

部件	值或标识
201	16K Ω
202	3.3K Ω
203	4.7K Ω
204	50K Ω
205	1N4148
206	2N3906
207	2K Ω
208	1N4148
209	1.5K Ω
210	2K Ω
211	DKE 402N10
212	100 Ω
213	2N3904
214	100 Ω
215	3K Ω
216	50 μ f

应当认识到，本发明提供了一个与一个提供最佳非线性矫正效率和偏置温度稳定性的偏压组合的瞬时电压控制非线性衰减器设计。即使不使用这里公开的温度补偿电路 200，本发明的优选实施例也能在宽的温度范围上提供适当的失真矫正。当使用了温度补偿电路 200 时，
5 可以进一步改进失真补偿结果。因此，必须权衡补偿电路的性能与电路复杂性之间的得失。

本发明提供了奇次相位失真矫正。三次失真是主要因素，因为它在 RF 放大器的输出具有最大幅度；而较高的奇次失真在幅度上迅速减小，使得它们与失真矫正问题的关系较小。尽管上述示例说明了三次失真，由于三次和较高奇次失真之间幅度上的大的差别，因而电路与所有奇次矫正和抵消有关。
10

参考图 8，本发明的优选实施例包括耦合在一个单一印刷电路板 (PC) 板 23 上的一个失真电路 27 和一个 RF 放大电路 29。熟悉本领域技术的人员应当知道，根据本发明的教导，可以有許多能够使用的 RF 放大电路的类型和配置。这个失真电路是与器件无关的。也就是说，它可以实现在一个单端 RF 放大器中、一个推挽放大器中、或一个包括前置和后置放大器的功率倍增器件中。布局也与电路的实现无关。它可以在所有硅中、所有 GaAs 中、或它们的组合中使用。上述选择的配置的实现是通过调节电阻器 108 和施加到偏压控制点 116 的偏置电压以匹配选定配置产生的失真而完成的。例如，RF 放大电路 29 可以是硅栅地-阴地放大器，硅复合晶体管，GaAs 栅地-阴地放大器，或栅地-阴地放大器配置中的 GaAs 和硅的组合。
15
20
25

由于这个电路可以表现为一个前置或后置放大器件，因而也与功率电平无关。此外，可以把它用于矫正 RF 放大器失真，光学检测器失真，或包含 RF 和光学电路的混合器件的失真。把一个在题目为“宽带线性 GaAs 场效应管三栅地-阴地放大器 (WIDEBAND LINEAR GAAS FET TERNATE CASCODE AMPLIFIER)”的第 09/236,175 号
30

美国专利申请中披露的一个 RF 放大电路 29 结合于此作为参考。

电路 27, 29 耦合到一个单一 PC 板 23 具有几种优点。首先, 在制造过程中可以精确地确定失真电路 27 相对于 RF 放大器 29 的定位。一旦把电路 27, 29 设置到 PC 板 23 上, 就不需要为解决各电路 27, 29 的彼此相对位置的空间改变而调节电路 27, 29。其次, 这消除了, 例如, 在把延迟线路用于耦合失真电路 27 和 RF 放大电路 29 时导致的花费和性能降低。

图 9 示出了利用表面安装设备 (未示出) 将本发明优选实施例的物理实施安装到一个双面 PC 板 23 的一面 21 上。这一层包括一个低电感接地板 25。如图所示, 接地板 25 进一步连接到一个散热片 31。以这种方式, 接地板 25 提供了将 PC 板 23 焊接到散热片 31 上的便利条件。

参考图 10, 图 10 示出了 PC 板 23 的侧视图。为了便于说明, 大大地夸张了 PC 板 23、电路 27, 29 和接地板 25 的厚度。如距离 A 所示, 由于电路 27, 29 邻近接地板 25, 因而电荷可能积累在电路 27, 29 与接地板 25 之间。此外, 如距离 B 所示, 电荷可能积累在电路 27, 29 与散热片 31 之间。积累的电荷产生寄生电容, 寄生电容最终会降低 RF 放大电路 29 的性能。因此, 减小或消除这些寄生电容是极为重要的。

PC 板 23 包括用于失真电路 27 和 RF 放大电路 29 的导电路径的金属箔区。图 11 中示出了 PC 板 23 部件侧 21 的金属箔模板。图 12 中示出了 PC 板 23 的接地板 25 侧的金属箔模板。

为了防止和消除已知存在于失真电路 27 的扩散操作频率的杂散电容的寄生效应造成过大损失, 特别在失真电路 27 的下面除去一部分铜接地板 25。这在图 12 中示为交叉影线区 32。保留一个小的铜区

33, 以保持与选择配置的散热片 31 的接地连续性。

图 13 中更详细地示出了本发明的散热片 31。散热片 31 是由导热材料加工而成的, 形成补充 PC 板 23 和接地板 25 金属箔图形的尺寸。散热片 21 可以是任何导热的、具有低电阻并且包括至少一个可焊接表面的材料。有选择地构造散热片 31 的上表面 35, 以便与接地板 25 的失真电路 27 和 RF 放大电路 29 的金属箔区相匹配。在失真电路 27 的下面的散热片 31 的上表面 35 的一个小区域 39 提供对 PC 板 23 的支撑和连接, 并且也为接地板 25 小区 33 提供了附加接地路径(图 12 中所示)。

上表面 35 的相反一面上的两个锯齿形区 37a, 37b 定义了 PC 板 23 的外封盖 43 连接区。这使得封盖 43 能够如图 14 和 15 中所示那样保护 PC 板 23, 和防止短路。散热片 31 中的两个外安装孔 41 使得散热片 31 能够连接到一个外壳(未示出)的内热散热表面。

参考图 16, 图 16 示出了本发明的另一个实施例。在这个实施例中, 在失真电路 27 的下面, 插入了一个附加不导电插入层 34, 例如一个 PC 板的附加片, 或一个低介电常数的陶瓷插片。这增大了失真电路 27 与接地板 25 之间的距离 C, 和失真电路 27 与散热片 31 之间的距离 D。随着这些距离的增大, 电荷的累积和产生的寄生电容显著减小。

参考图 17, 示出了本发明的失真电路 27 的优选实施例的电路布局 50。包括失真电路 27 的部件之间的布局或空间关系是十分关键的。应当注意, 路径 C-C'和 D-D'必须相等, 以有效地抵消电路 27 可能引起的不希望失真, 例如二极管 109, 110 产生的二次谐波或二次差拍, 和有效地抵消 RF 放大电路 29 的三次产物。需要电容器 111 和电阻器 112 有效地匹配失真电路 27 和 RF 放大电路 29。

传输线路 A-A'提供了宽带调节和级间匹配。希望使从 A 到 A'的传输线路的长度尽可能地短，以减小失真电路 27 的接入损耗。也应当注意，失真电路 27 是关于传输线路 A-A'对称的。这保证了失真电路 27 的正确操作，和消除了任何不希望的操作特性或失真电路 27 引起的不希望失真。最后，应当使二极管 109, 110 的输出点 B 与电阻器 108 之间的距离保持尽可能地短，以保持最高频率的抵消。如果这个距离过长，那么它可能引起最终会减小失真电路 27 产生的失真量的相移。

参考图 18A 和 18B，通过 RF 放大电路 29 输出的 CTB 和 X-mod 失真中的改进，可以清楚地显示出本发明的优点。如图 18A 中所示，可以看到，在根据本发明的方式耦合到失真电路 27 的 RF 放大器中，200-540MHz 范围的 CTB 失真显著减小。此外应当注意，矫正发生在整个带宽上。参考图 18B，显示从 90-640MHz 范围的 X-mod 失真量的改进；特别是当把预失真电路 27 耦合到 RF 放大器时在 300-540MHz 范围内的显著改进。也可以在整个带宽上看到显著改进。

利用带有集成散热器的表面安装器件说明了优选实施例。可以使用符合权利要求限定的本发明的系统和方法的其它构造方法。尽管在这里以优选实施例说明了本发明，但熟悉本领域技术的人员应当知道在下面权利要求中指出的本发明的范围内的其它变化。

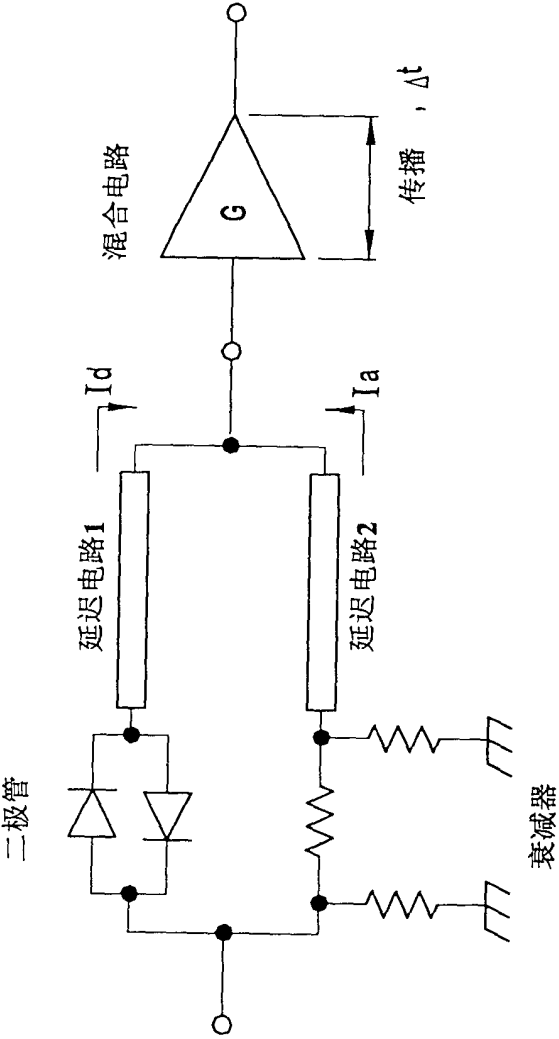


图1
现有技术

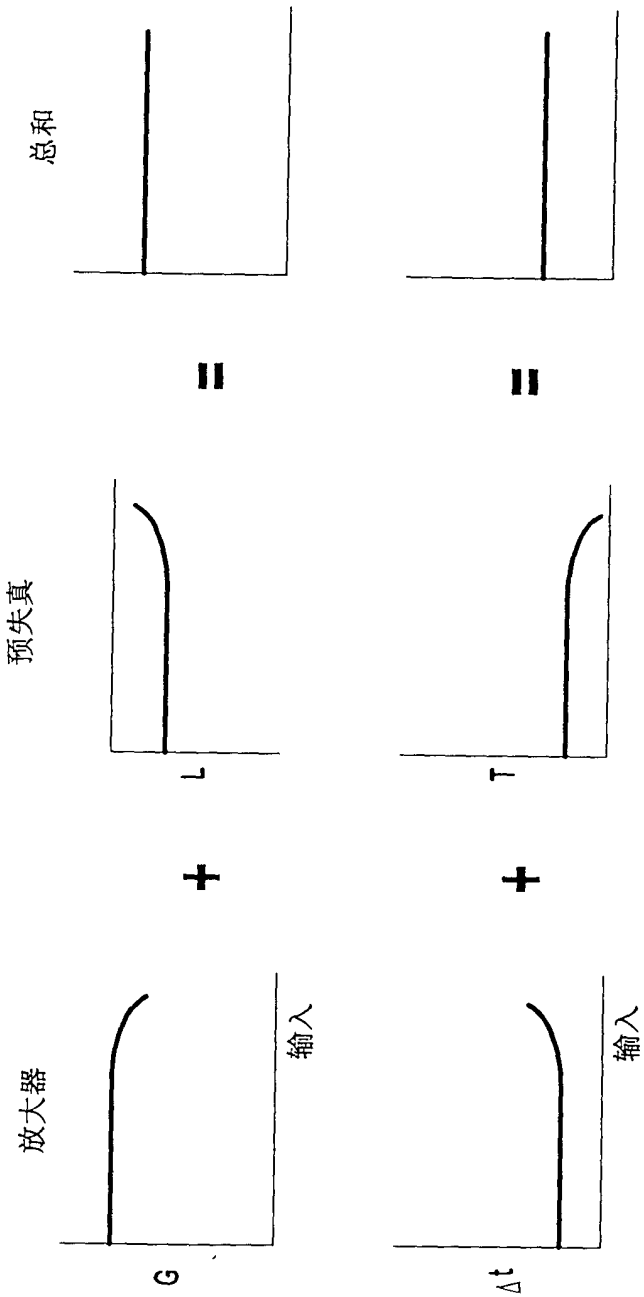


图2
现有技术

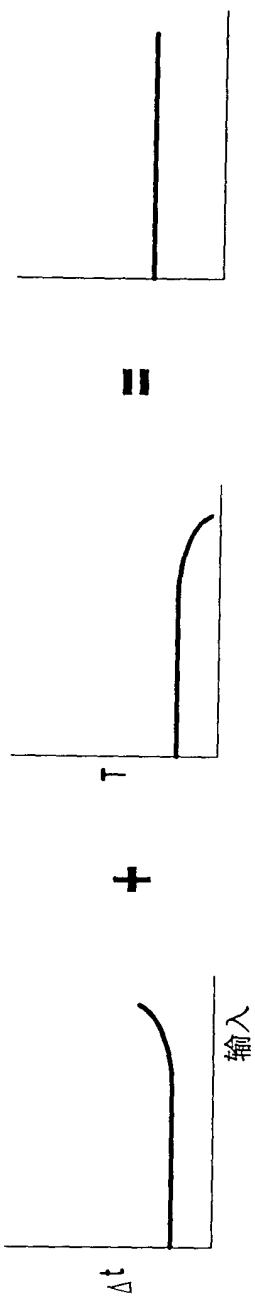


图3
现有技术

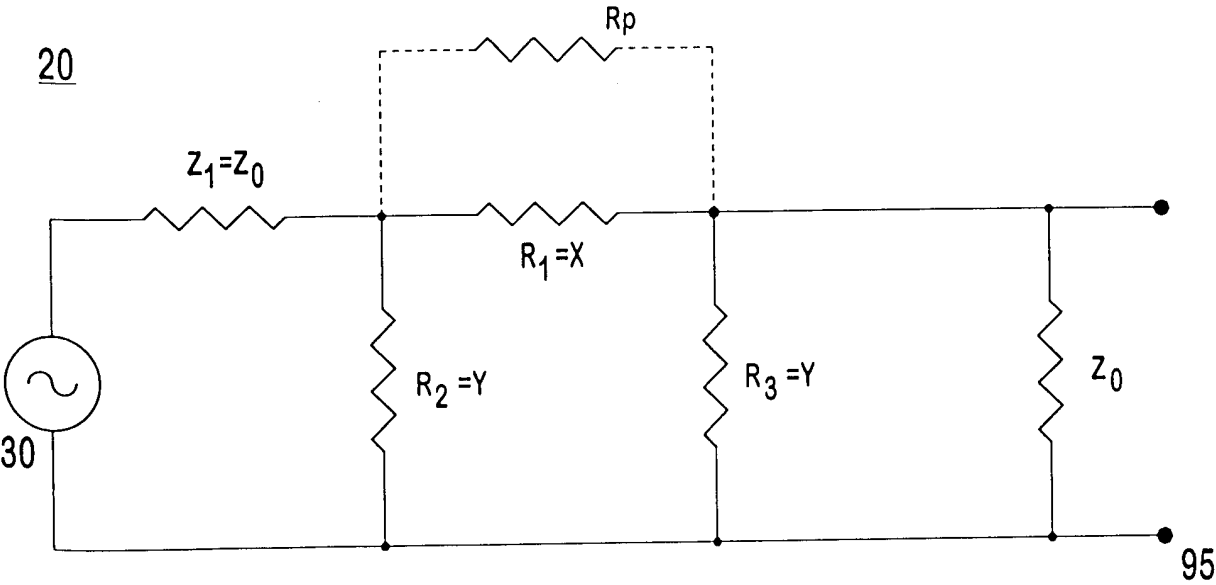


图4

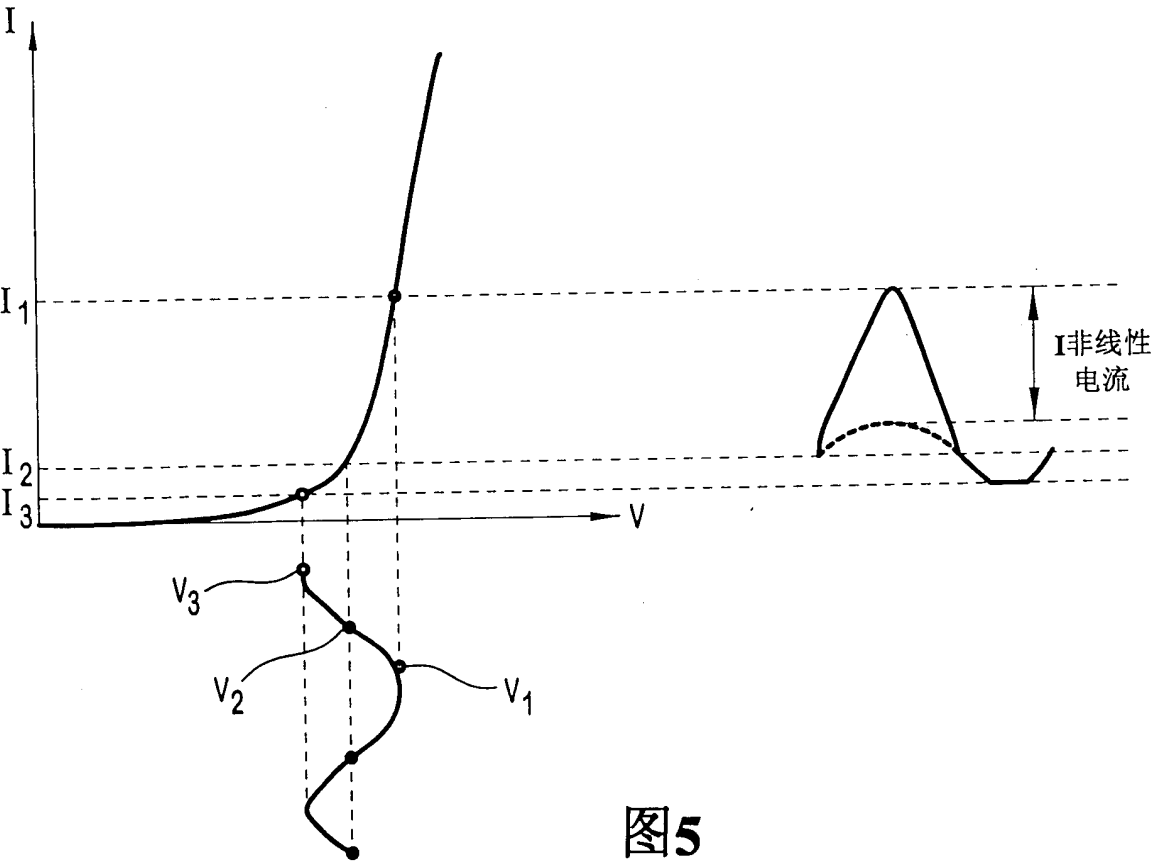
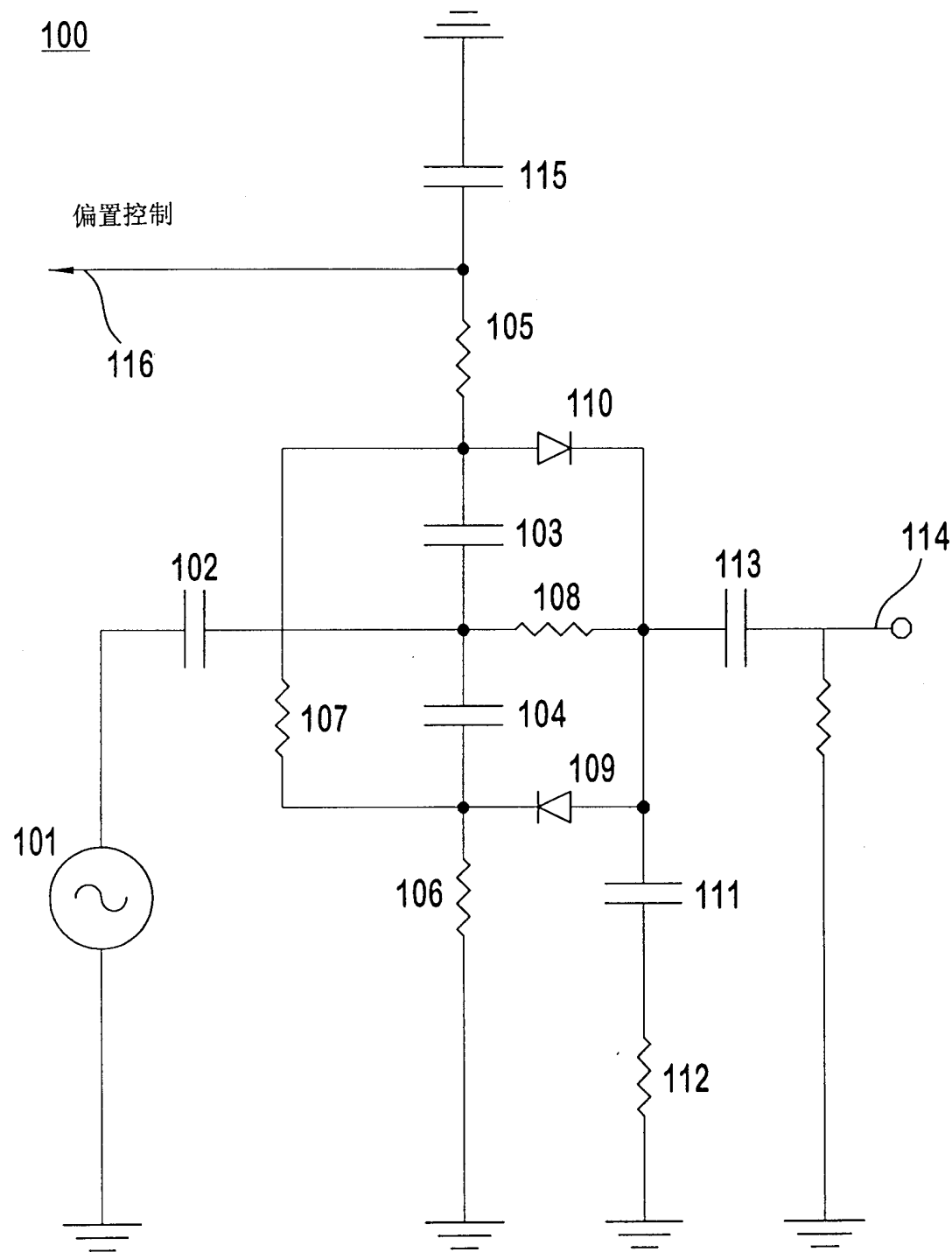


图5

图6



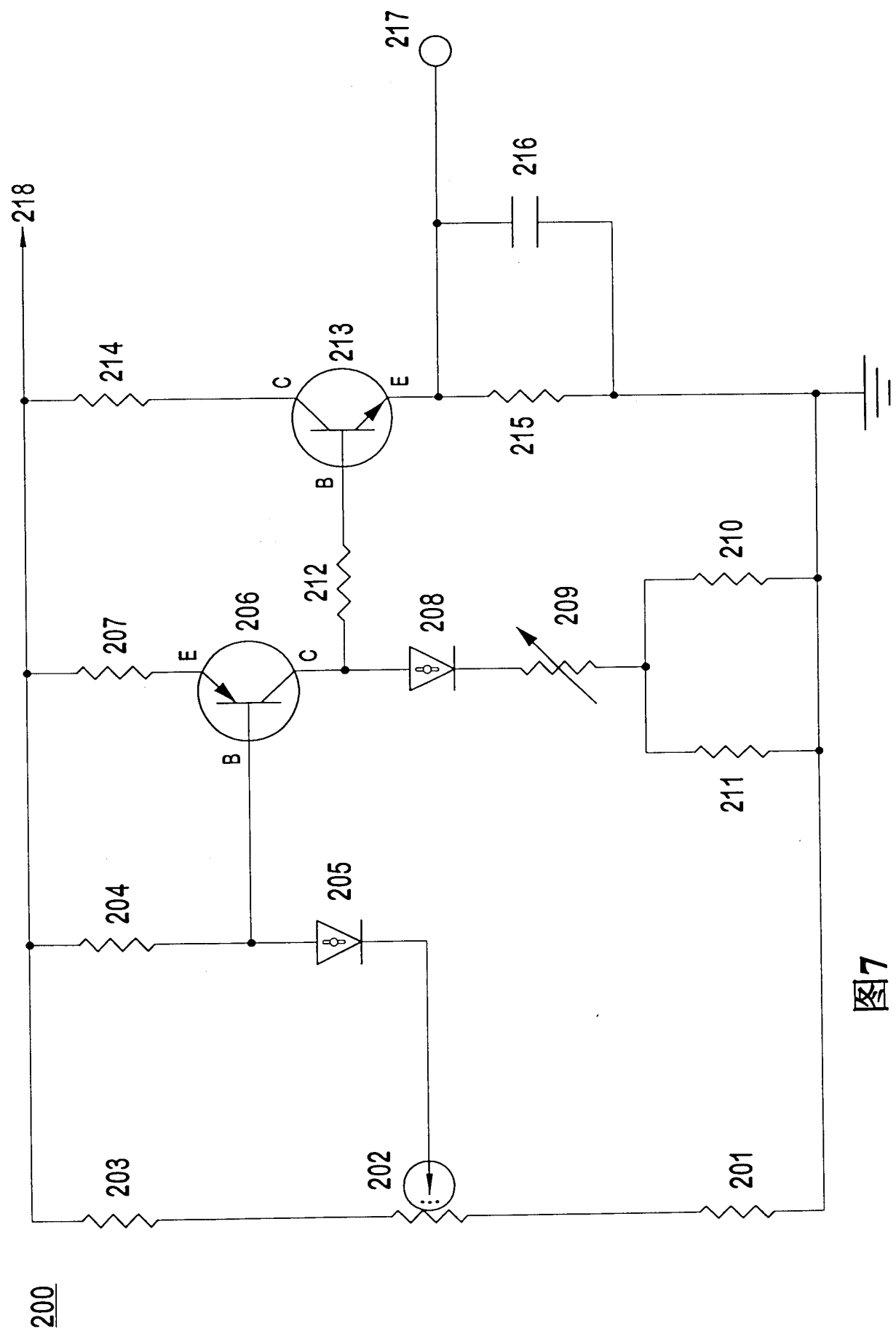


图7

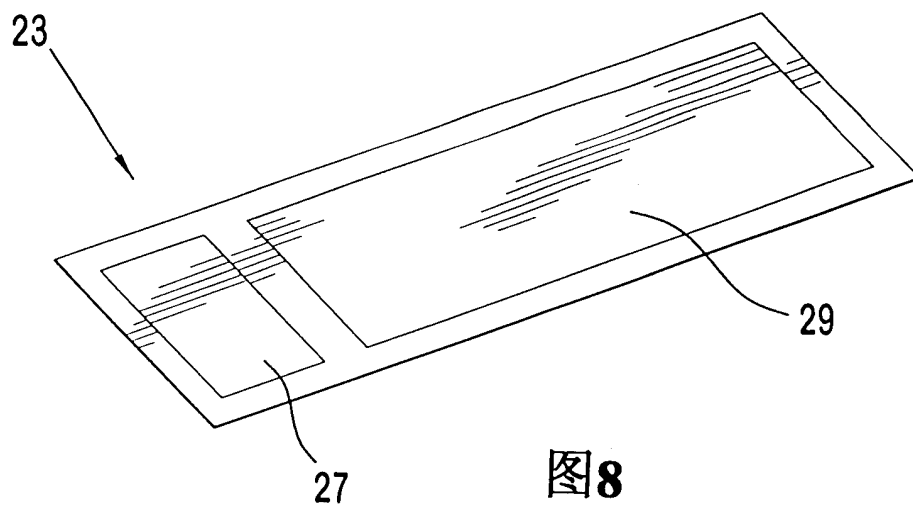


图8

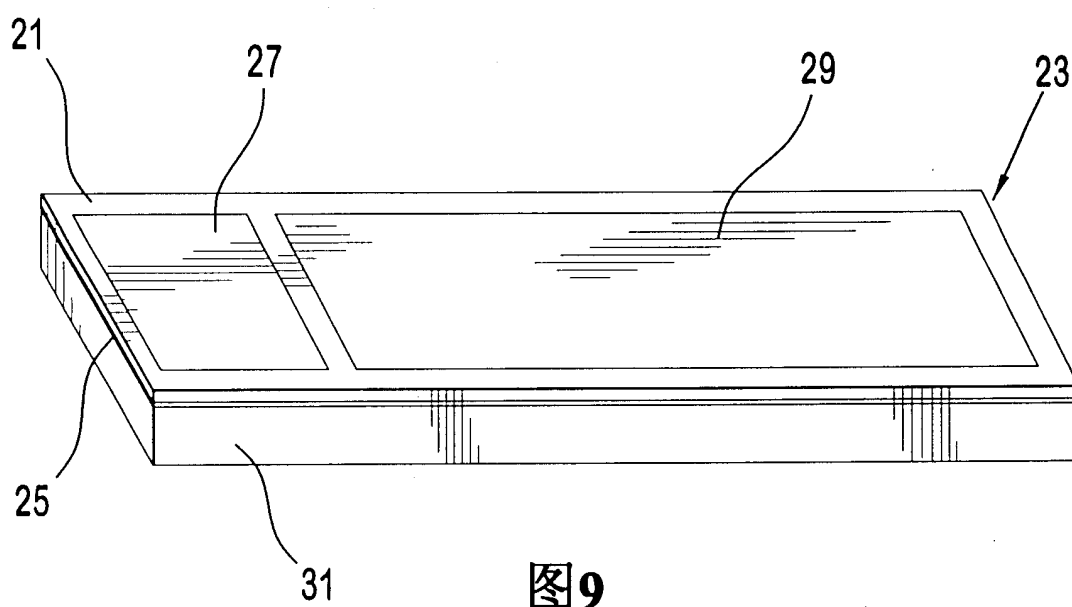


图9

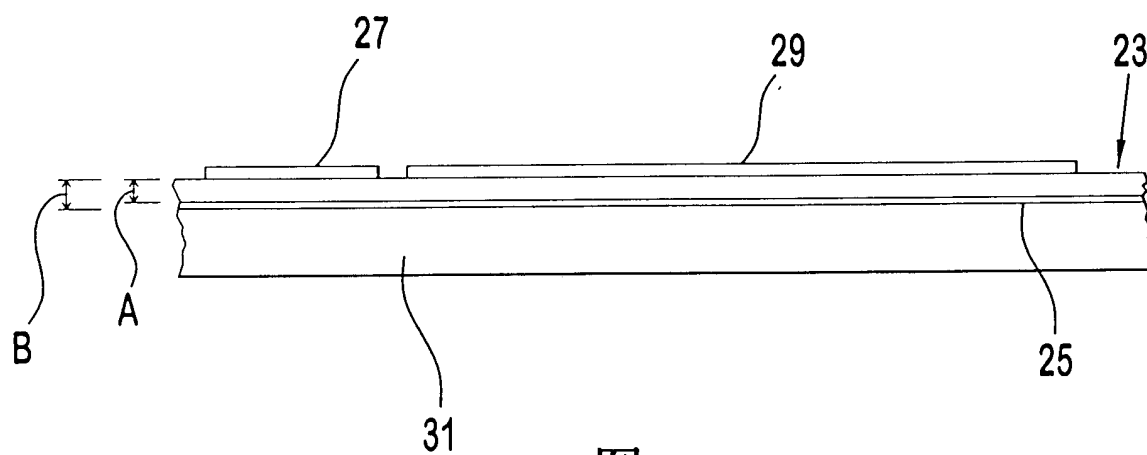
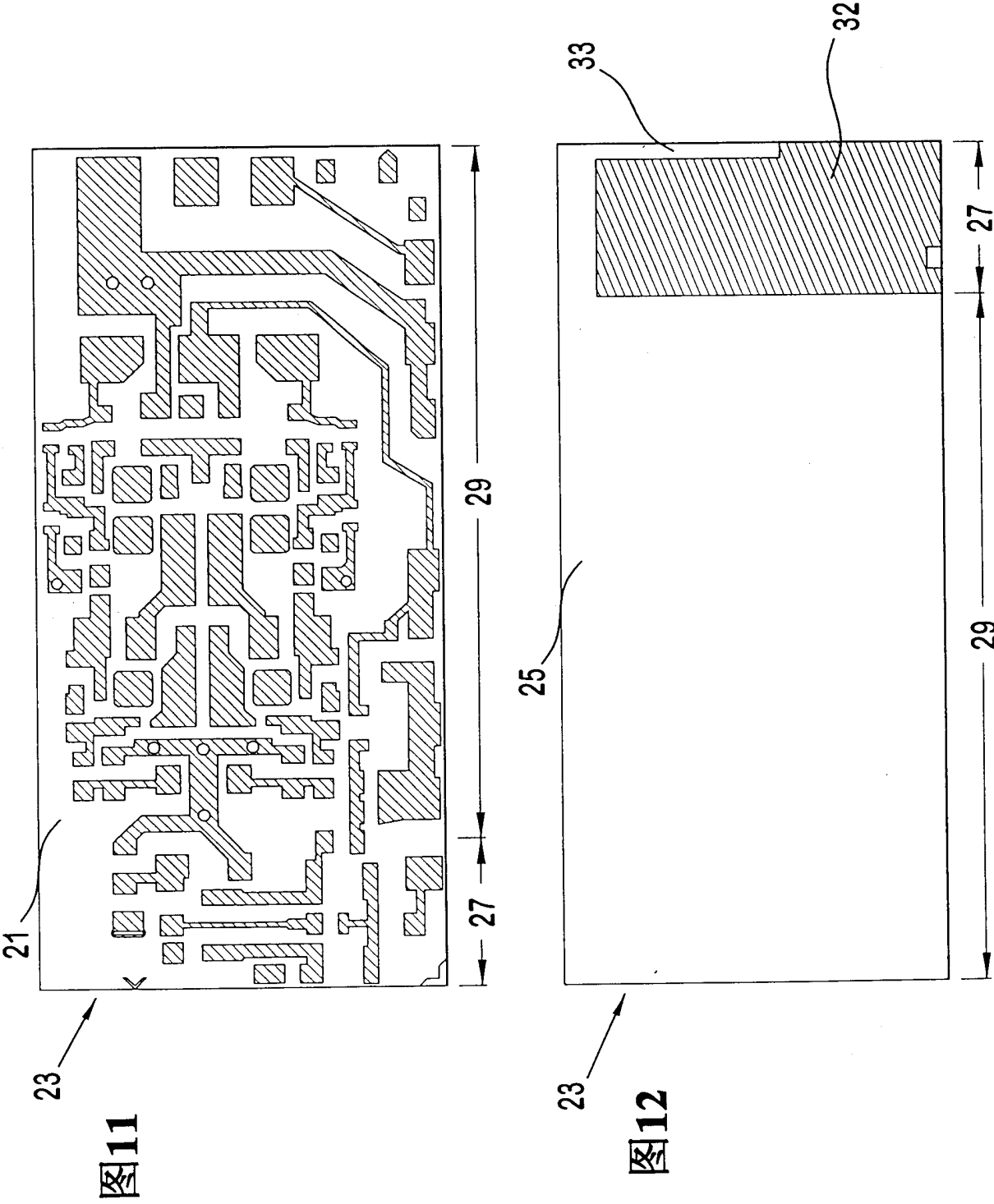


图10



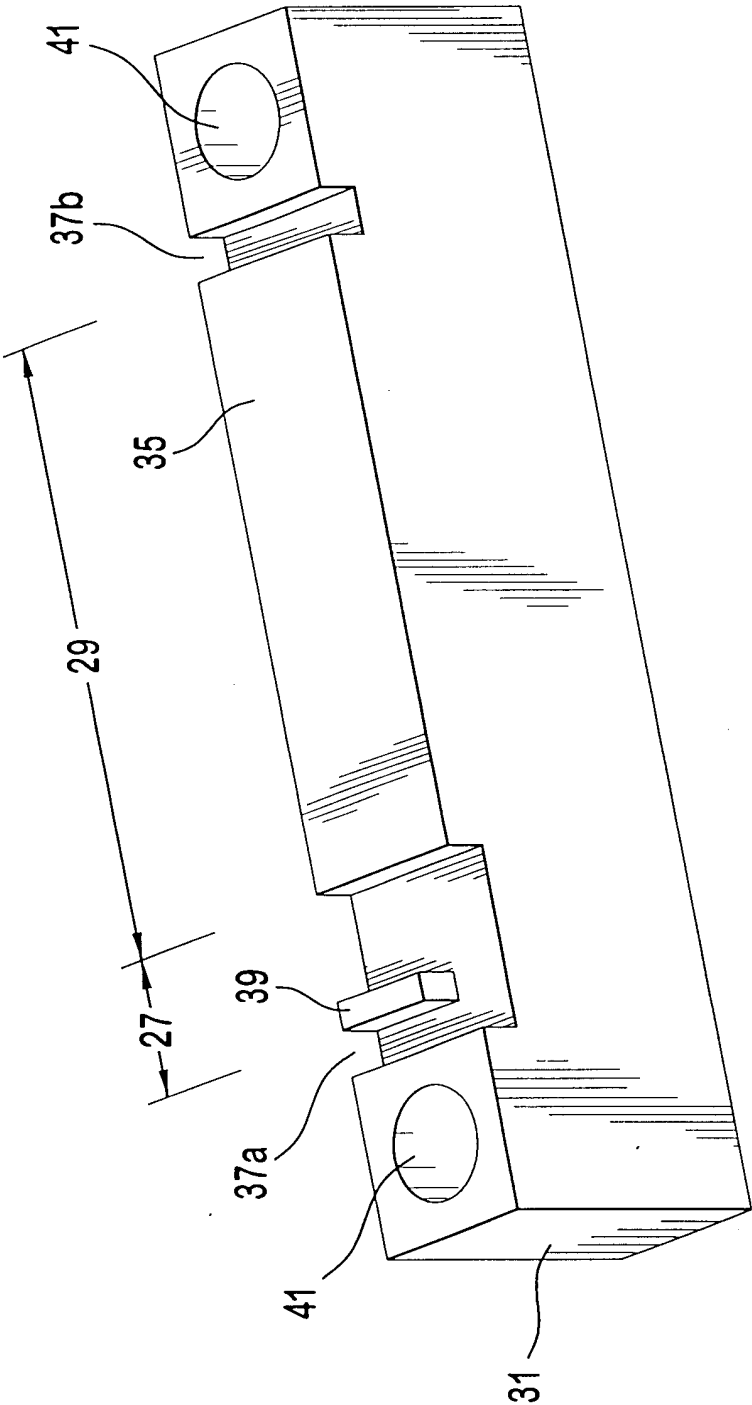
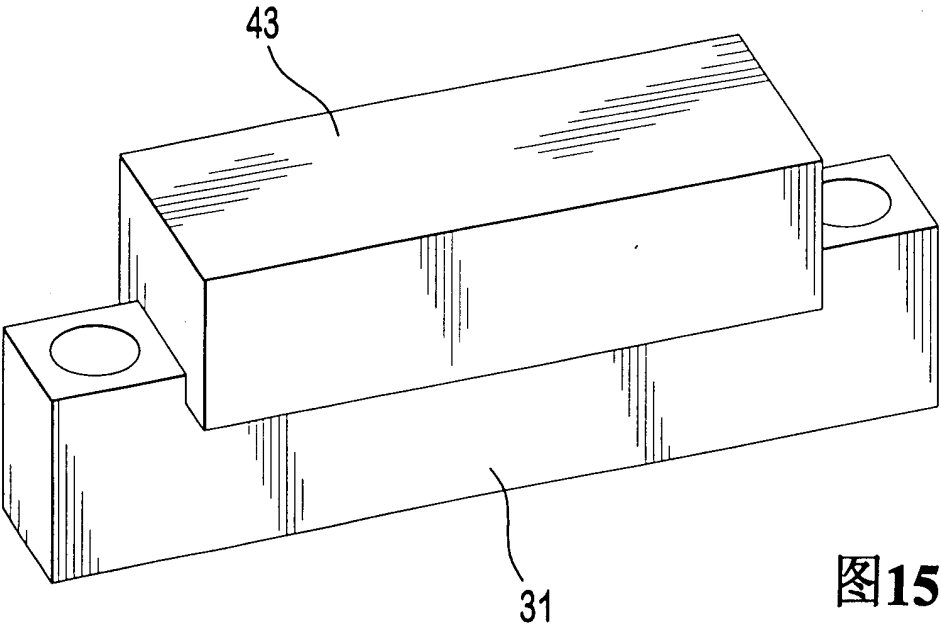
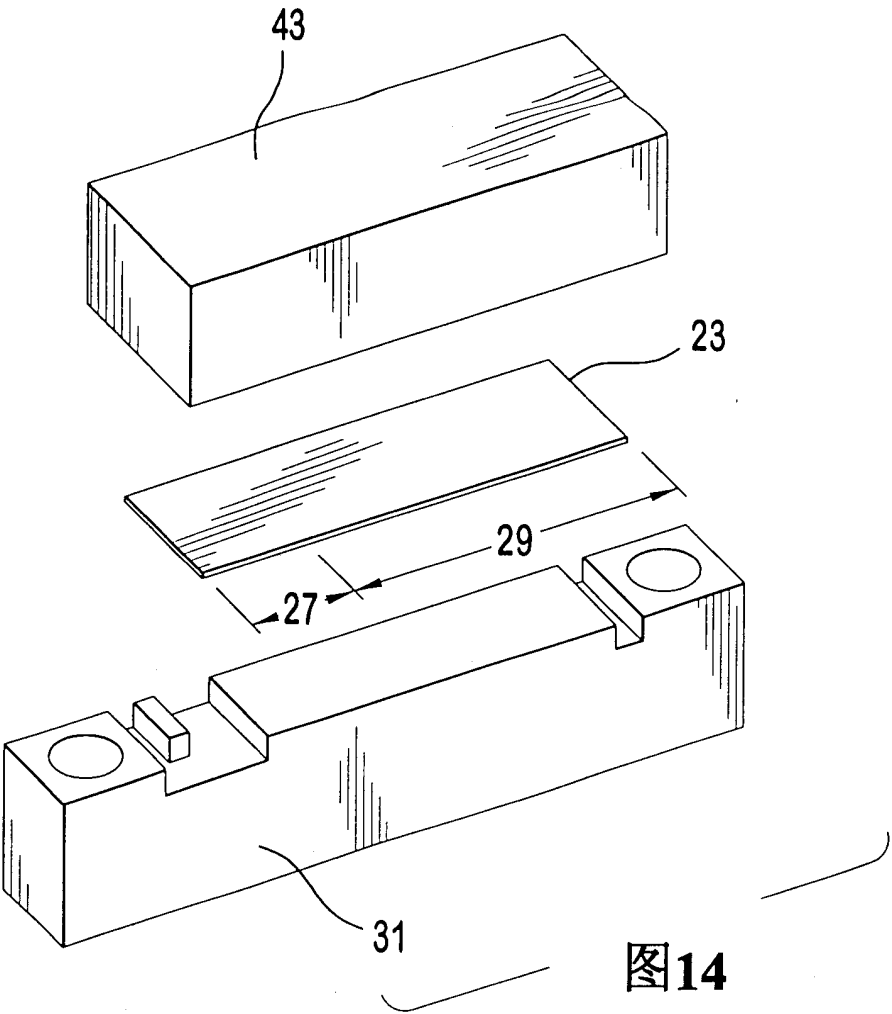


图13



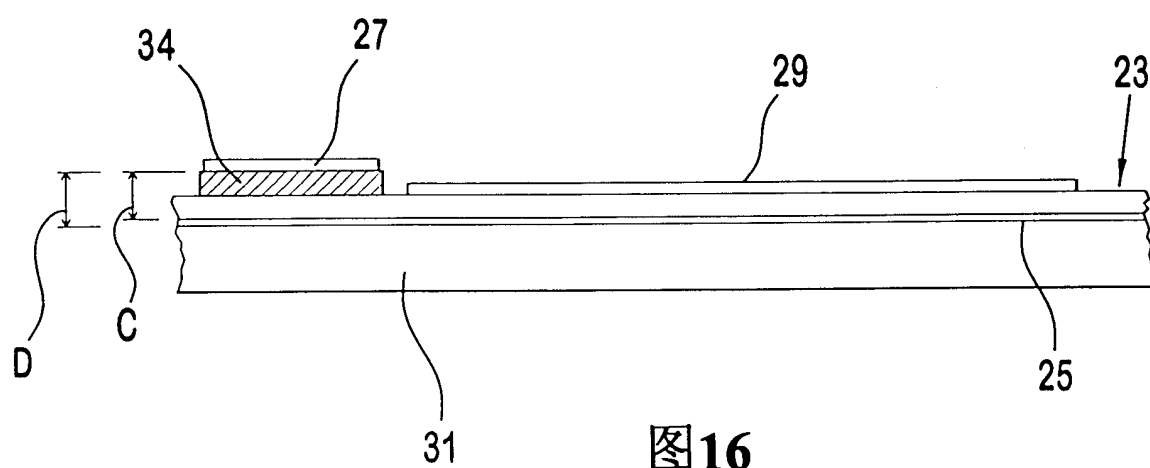


图16

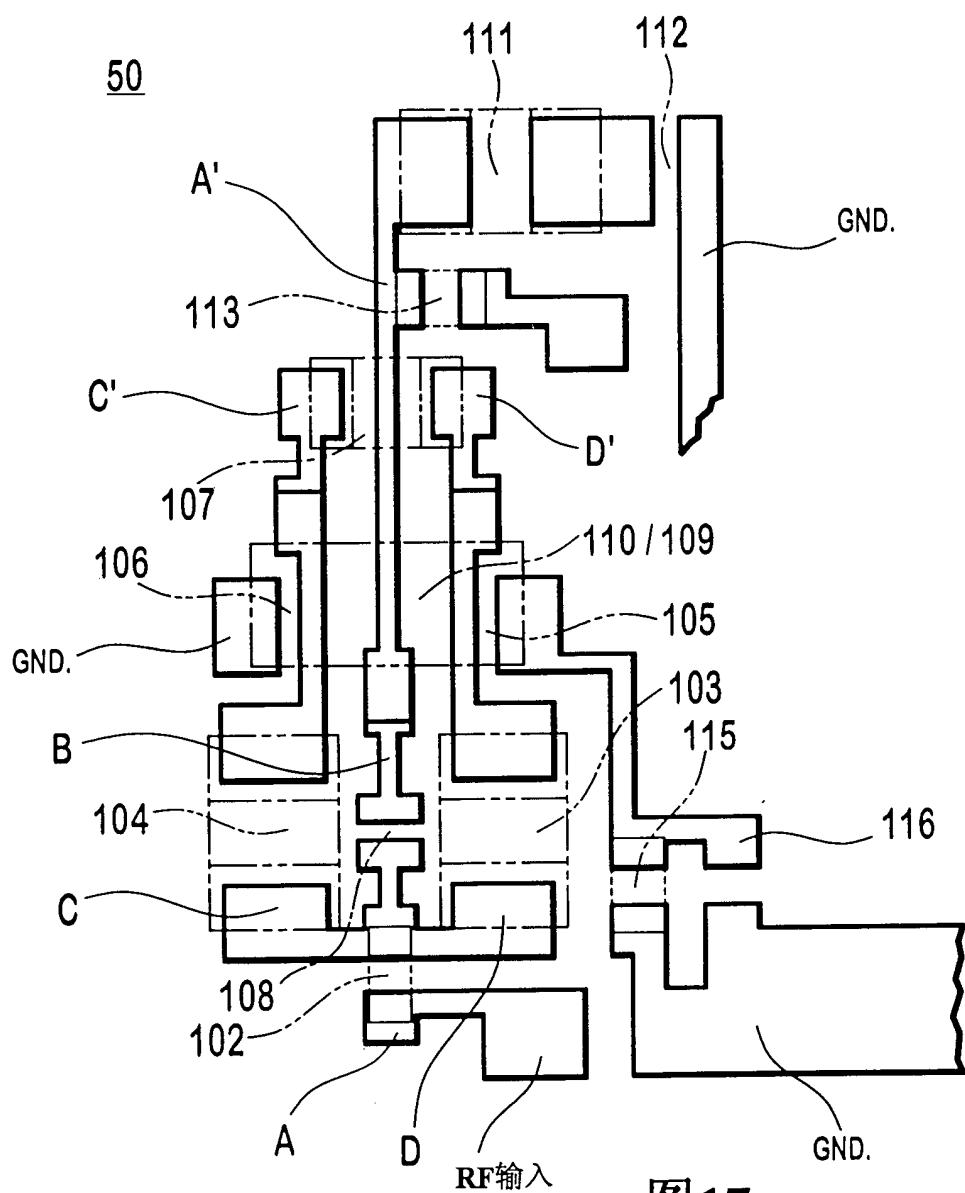


图17

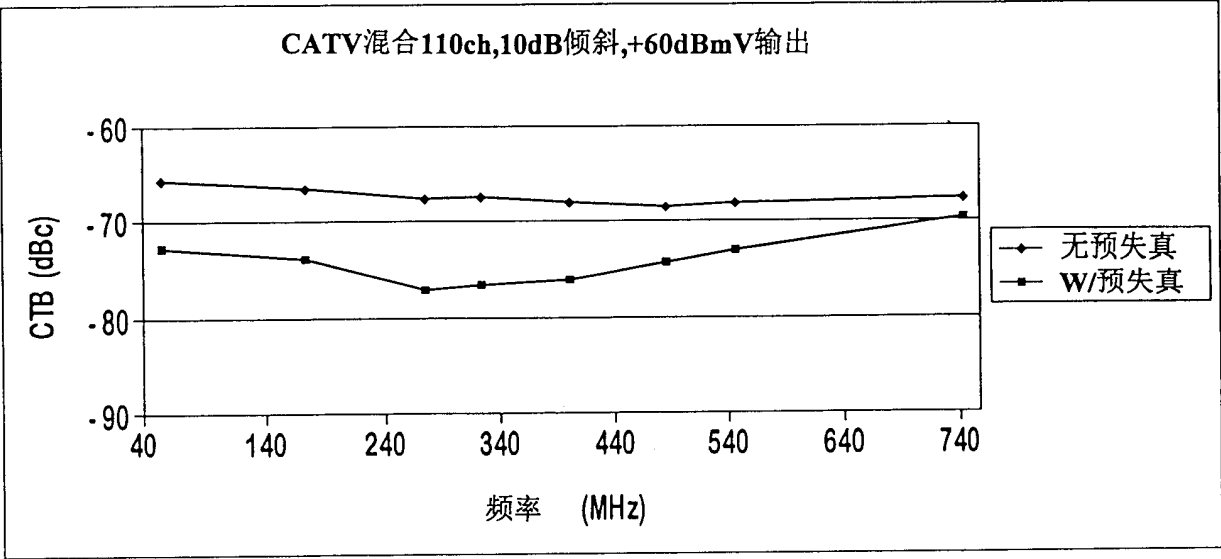


图18A

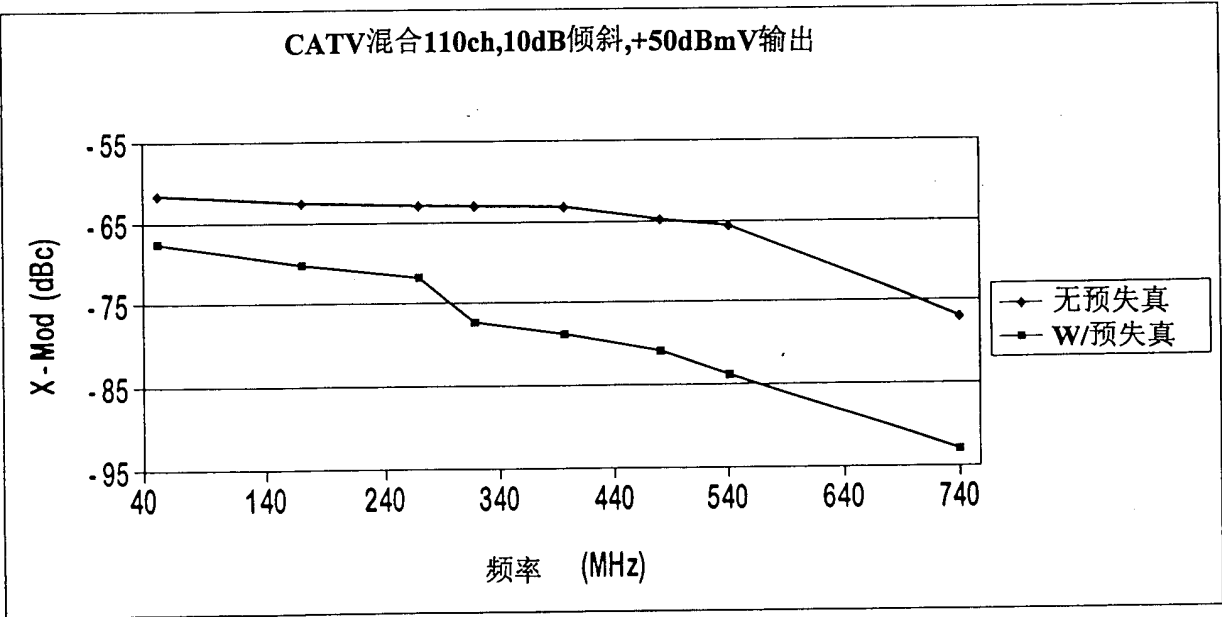


图18B