

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03F 1/00 (2006.01)

H03F 1/32 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 02143556.1

[45] 授权公告日 2007 年 2 月 21 日

[11] 授权公告号 CN 1301589C

[22] 申请日 2002.9.27 [21] 申请号 02143556.1

[30] 优先权

[32] 2001. 9. 27 [33] JP [31] 296812/2001

[32] 2001. 9. 27 [33] JP [31] 297632/2001

[73] 专利权人 株式会社日立国际电气

地址 日本东京都

[72] 发明人 高田寿雄 大久保阳一 须藤雅树

洞口正人 本江直树

[56] 参考文献

US5412342A 1995. 5. 2

US5339054A 1994. 8. 16

审查员 刘 力

[74] 专利代理机构 永新专利商标代理有限公司

代理人 夏 青

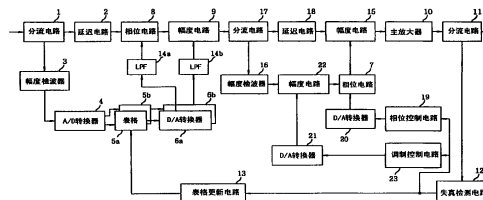
权利要求书 5 页 说明书 35 页 附图 18 页

[54] 发明名称

失真补偿电路

[57] 摘要

一种失真补偿电路，可以降低由放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号。幅度调制单元包括一个幅度检波器、一个幅度电路、一个相位电路和另一个幅度电路，它产生对应于高三阶和低三阶失真之间瞬时相差的边带信号，从而能够消除该放大器所产生的失真。而且，边带信号产生单元包括一个幅度电路、一个延迟电路、一个 AM 调制器、另一个幅度电路、另一个延迟电路和一个 PM 调制器，它对输入信号执行 AM 和 PM，由此产生边带信号，从而能够消除该放大器所产生的失真。



1. 一种失真补偿电路，用于降低由放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：

幅度调制单元，该单元通过使用具有与这些频率分量之差相对应的频率的控制信号，对该输入信号执行幅度调制，

其中，该失真补偿电路使用通过该幅度调制单元执行的幅度调制而产生的边带信号来消除该不平衡，该幅度调制单元包括：

控制信号产生单元，用于根据该输入信号的包络产生控制信号；

幅度和相位调整单元，用于调整该控制信号的幅度和相位，以产生调整的控制信号；

幅度调制执行单元，用于根据该调整的控制信号对该输入信号执行幅度调制，从而产生该边带信号。

2. 权利要求 1 的失真补偿电路，还包括：

失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测该输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和

边带信号调整单元，用于调整该幅度调制单元所产生的边带信号从而降低这些电平之间的差值。

3. 一种失真补偿电路，用于降低由放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：

幅度调制单元，该单元通过使用具有与这些频率分量之差相对应的频率的控制信号，对该输入信号执行幅度调制，

失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测在该输入信

号中包括的高三阶和低三阶失真的电平；和

边带信号调整单元，用于调整作为该幅度调制单元执行的幅度调制之结果而产生的边带信号；

其中，该失真补偿电路通过使用该幅度调制单元产生的边带信号来降低这些电平之间的差值，从而消除该不平衡。

4. 一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：
一个如权利要求 3 中所述的失真补偿电路。

5. 一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：
一个如权利要求 2 中所述的失真补偿电路。

6. 一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：
一个如权利要求 1 中所述的失真补偿电路。

7. 权利要求 6 的放大设备，还包括：

失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和

边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元所产生的边带信号，从而降低这些电平之间的差值。

8. 一种失真补偿电路，用于降低放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：

幅度调制单元，通过使用具有对应于这些频率分量之差的频率的控制信号，对该输入信号执行幅度调制；和

相位调制单元，通过使用具有对应于频率分量之差的频率的控制

信号，对该输入信号执行相位调制，

其中，该失真补偿电路使用通过该幅度调制单元和该相位调制单元所执行的幅度调制和相位调制而产生的边带信号来消除该不平衡；且该幅度调制单元包括：

控制信号产生单元，用于根据该输入信号的包络产生控制信号；

幅度和相位调整单元，用于调整该控制信号的幅度和相位，以产生调整的控制信号；

幅度调制执行单元，用于根据该调整的控制信号对该输入信号执行幅度调制，从而产生边带信号。

9. 权利要求 8 的失真补偿电路，还包括：

失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测在该输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和

边带信号调整单元，用于调整该幅度调制单元和该相位调制单元所产生的边带信号，从而降低这些电平之间的差值。

10. 一种失真补偿电路，用于降低放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：

幅度调制单元，通过使用具有对应于这些频率分量之差的频率的控制信号，对该输入信号执行幅度调制；和

相位调制单元，通过使用具有对应于频率分量之差的频率的控制信号，对该输入信号执行相位调制，

其中，该失真补偿电路使用通过该幅度调制单元和该相位调制单元所执行的幅度调制和相位调制而产生的边带信号来消除该不平衡；且该相位调制单元包括：

控制信号产生单元，用于根据该输入信号的包络产生控制信号；

幅度和相位调整单元,用于调整该控制信号的幅度和相位,以产生调整的控制信号;

相位调制执行单元,用于根据该调整的控制信号对该输入信号执行相位调制从而产生边带信号。

11. 权利要求 10 的失真补偿电路,还包括:

失真电平检测单元,用于在执行失真消除之后、检测在该输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平;和

边带信号调整单元,用于调整该幅度调制单元和该相位调制单元所产生的边带信号,从而降低这些电平之间的差值。

12. 一种失真补偿电路,用于降低放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡,该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号,该失真补偿电路包括:

幅度调制单元,通过使用具有对应于这些频率分量之差的频率的控制信号,对该输入信号执行幅度调制;和

相位调制单元,通过使用具有对应于频率分量之差的频率的该控制信号,对该输入信号执行相位调制,

失真电平检测单元,用于在执行失真消除之后、检测在该输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平;和

边带信号调整单元,用于调整作为该幅度调制单元和该相位调制单元执行的幅度和相位调制之结果而产生的边带信号;

其中,该失真补偿电路通过使用该幅度调制单元和该相位调制单元产生的边带信号来降低这些电平之间的差值,从而消除该不平衡。

13. 一种采用预失真消除法的放大设备,该放大设备包括:

一个如权利要求 12 中所述的失真补偿电路。

14. 一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：
一个如权利要求 8 中所述的失真补偿电路。

15. 权利要求 14 的放大设备，还包括：
失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测在输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和
边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元和相位调制单元所产生的边带信号，从而降低这些电平之间的差值。

16. 一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：
一个如权利要求 10 中所述的失真补偿电路。

17. 权利要求 16 的放大设备，还包括：
失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测在输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和
边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元和相位调制单元所产生的边带信号，从而降低这些电平之间的差值。

失真补偿电路

发明领域

本发明涉及一种在放大设备中使用的失真补偿电路，尤其涉及一种降低由放大设备内的放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间不平衡的失真补偿电路。

发明背景

在放大器中放大信号时通常出现失真。因此，在使用放大器来放大通信信号的通信设备中，需要消除在使用放大器放大信号，例如 WCDMA（宽带码分多址）信号或多载波信号时所产生的失真。

作为现有技术的一个使用失真补偿法的放大设备，图 1 图示一个放大设备的例子，它使用一个采用前馈法的失真补偿电路来消除失真。

在图 1 的放大设备中，输入信号（主信号）在分配器 41 上被分配到两条路径上。一个分配信号由放大器（主放大器）42 放大，并由此输入给减法器 44，另一个分配信号经延迟线 43 输入给减法器 44。在减法器 44 中，通过从主放大器 42 输入的放大信号中扣除从延迟线 43 输入的信号来提取失真分量。失真分量由此输入给失真放大器 45，并且从主放大器 42 输入的包括失真分量的放大信号经另一条延迟线 46 输出给另一个减法器 47。而且，在减法器 44 上提取的失真分量在失真放大器 45 上放大以输出给减法器 47。通过将失真放大器 45 输入的放大失真分量从延迟线 46 所输入的包括失真分量的放大信号中扣除，减法器 47 产生一个没有失真的最终放大信号。

在此，从延迟线 46 输入给减法器 47 的信号通过在主放大器 42 中放大输入信号而产生，并且该信号包括一个由主放大器 42 导致的失真。而且，通过放大此失真产生从失真放大器 45 输入给减法器 47 的信号。因此，减法器 47 所输出的信号被视为通过消除主放大器 42 所导致的失真，即从主放大器 42 所产生的放大信号中扣除失真而产生的信号。而且，分配器 41 和减法器 44 和 47 中的每一个都包括定向耦合器等。

然而，在如上所述的这样一种放大设备中，主放大器 42 的效率很低是公知的，因为主放大器 42 输出的放大信号在通过减法器 44、延迟线 46 或减法器 47 时被衰减，这要求根据放大设备所需要的输出电平来增加主放大器 42 的输出电平。

同时，图 2 图示了包括一个采用预失真法的失真补偿电路的放大设备的一个例子。

图 2 的放大设备包括耦合到主放大器 52 的输入的预失真电路 51。预失真电路 51 在产生主信号之前产生一个预失真，预失真的相位相对于失真具有 180 度的差值（即相反相位），并具有与失真相同的幅值，该失真由主放大器 52 产生。因此，通过预失真电路 51 产生的预失真消除了主放大器 52 产生的失真。

因为任何其它电路都不耦合到主放大器 52 的输出，可以实现这样一种放大设备以获得高效率。然而，在这种情况下，由预失真电路 51 产生的失真应当具有与主放大器 52 所产生失真的相同特性，而不考虑输入信号的变化或频率特性。

在此，本领域的技术人员理解主放大器所导致的失真是由于 AM-AM（幅度调制-幅度调制）变换或 AM-PM（幅度调制-相位调制）变换。

图 3A 图示一个在主放大器中执行的 AM-AM 变换的例子。该图的横轴和纵轴分别表示主放大器的输入电平和增益。图 3A 图示理

想增益特性 (G1) 和主放大器与预失真电路的增益特性 (G2 和 G3)。如图 3A 所示, 理想增益特性 (G1) 可以通过组合主放大器和预失真电路的增益特性 (G2 和 G3) 获得。

另外, 图 3B 图示了在主放大器中执行的 AM-PM 变换的一个例子。横轴和纵轴分别表示主放大器的输入电平和输出相位。图 3B 图示理想相位特性 (P1) 和主放大器和预失真电路的相位特性 (P2 和 P3)。如图 3B 所示, 理想相位特性 (P1) 可以通过组合主放大器和预失真电路的相位特性 (P2 和 P3) 获得。

参见图 2, 现在将描述预失真的基本原理。

在图 2 中, α 表示预失真电路 51 的输入信号的瞬时功率, β 表示预失真电路 51 输出并输入给主放大器 52 的信号的瞬时功率, 和 γ 表示主放大器 52 的输出信号的瞬时功率。

使用 β 和 γ 可以将主放大器 52 的 I/O 特性表示为等式 (1)。在此, A 是表示主放大器 52 所产生的小信号的增益和相位的矢量, B 是表示主放大器 52 所产生的三阶失真的增益和相位的矢量, 和 C 是表示主放大器 52 所产生的五阶失真的增益和相位的矢量。另外, A、B 和 C 与下文中将要描述的 a、b 和 c 用一个矢量即 (增益系数, 相位系数) 来表示。

$$\gamma = A \cdot \beta + B \cdot \beta^3 + C \cdot \beta^5 \quad \text{等式 (1)}$$

类似的, 可以将预失真电路 51 的 I/O 特性表示为使用 α 和 β 的等式 (2)。在此, a 是表示预失真电路 51 所产生的小信号的增益和相位的矢量, b 是表示预失真电路 51 所产生的三阶失真的增益和相位的矢量, 和 c 是表示预失真电路 51 所产生的五阶失真的增益和相位的矢量。

$$\beta = a \cdot \alpha + b \cdot \alpha^3 + c \cdot \alpha^5 \quad \text{等式 (2)}$$

如果用等式 (2) 替代等式 (1) 中 β 来消除 β , 可以获得一个表示 α 和 γ 之间关系的等式, 即等式 (3)。

$$\gamma = A \cdot a \cdot \alpha + (A \cdot b + B \cdot a^3) \cdot \alpha^3 + (A \cdot c + 3 \cdot B \cdot a^2 \cdot b + C \cdot a^5) \cdot \alpha^5 + \dots$$

等式 (3)

在图 2 所示的放大设备中, 可以通过将等式 (3) 中 α^3 和 α^5 的每个系数设置为零来消除失真, 使用等式 (4) 和 (5) 来表示。

$$A \cdot b + B \cdot a^3 = 0 \quad \text{等式 (4)}$$

$$A \cdot c + 3 \cdot B \cdot a^2 \cdot b + C \cdot a^5 = 0 \quad \text{等式 (5)}$$

在图 2 所示的预失真电路 51 中, 应当实现等式 (4) 和 (5) 的特性。而且, 如果在满足在等式 (4) 和 (5) 中表示的条件, 放大设备既不产生三阶互调失真 (IM3), 也不产生五阶互调失真 (IM5)。

然而, 如图 3A 和 3B 所示, AM-AM 和 AM-PM 变换的特性如此复杂以至于预失真电路的特性必须具有复杂的功能来实现一个具有上述理想特性的放大设备。因此, 使用模拟法很难计算特性函数的系数。

因此, 作为包括一个采用预失真法的失真补偿电路的另一种放大设备, 已经推荐了如图 4 所示的放大设备。

在图 4 的放大设备中, 一个输入信号, 例如 RF (射频) 信号, 被分流电路 61 分流。一个分流信号从分流电路 61 通过延迟线 62 输入给相位电路 67。另一个分流信号从分流电路 61 输出给幅度检波器 (包络检测器) 63。

幅度检波器 63 检测输入分流信号的幅度电平 (包络电平)。在此, 幅度检波器 63 所使用的检测方法可以基于平方律检测等, 但并不限制于此。

然后, 所检测的幅度电平由 A/D (模数) 转换器 64 转换成数字信号。该数字信号被输入给一个用于相位校正的表格 65a 和一个用于幅度校正的表格 65b。

表格 65a 存储用于信号的相位校正的数据以及该信号的相应幅度电平。因此, 当从 A/D 转换器 64 输出的数字化幅度电平被输入给

表格 65a 时，从表格 65a 中读取用于相位校正的对应数据，从而输出给 D/A（数模）转换器 66a。D/A 转换器 66a 将用于相位校正的数据转换成一个模拟信号，该模拟信号通过 LPF（低通滤波器）73a 输出给相位电路 67。

同时，表格 65b 存储用于信号幅度校正的数据以及该信号的相应幅度电平。因此，当从 A/D 转换器 64 输出的数字化幅度电平被输入给表格 65b 时，从表格 65b 读取用于幅度校正的对应数据，从而输出给 D/A 转换器 66b。D/A 转换器 66b 将用于幅度校正的数据转换成一个模拟信号，该模拟信号通过 LPF 73b 输出给幅度电路 68。

从分流电路 61 通过延迟电路 62 输出给相位电路 67 的分流信号与从 D/A 转换器 66a 和 66b 通过 LPF 73a 和 73b 输出的用于幅度和相位校正的数据同步。

因此，在相位电路 67 中，从延迟电路 62 输入的延迟分流信号通过使用来自 D/A 转换器 66a 用于相位校正的数据在其相位上被失真。然后，在幅度电路 68 中，相位失真信号通过使用来自 D/A 转换器 66b 的用于幅度校正的数据在其幅度上被失真。

由相位电路 67 和幅度电路 68 施加在延迟分流信号上的幅度和相位失真随后通过主放大器 69 所产生的幅度和相位失真来消除。也就是说，该放大设备具有这样一种特性，即在其中根据其输入电平来执行 AM-AM 或 AM-PM 变换。然而，如图 3A 和 3B 所示，通过在表格 65a 和 65b 中存储的幅度和相位校正数据所产生的相反特性来消除这种特性，这产生放大设备的理想特性。

由主放大器 69 放大的信号作为最终输出信号通过另一个分流电路 70 输出。而且，在分流电路 70 中，来自主放大器 69 的一部分放大信号被分流到失真检测电路 71。

失真检测电路 71 在失真消除之后从分流电路 70 中提取在分流信号中剩余的失真分量，该剩余失真分量被输出给一个表格更新电路

72。

表格更新电路 72 根据由失真检测电路 71 检测出的失真分量来计算用于进一步消除在分流电路 70 所输出的分流信号中剩余的失真分量的幅度和相位校正数据。随后，幅度和相位校正数据被存储在表格 65a 和 65b 中。以这种方式，在表格 65a 和 65b 中存储的幅度和相位校正数据被更新以最小化由放大设备所导致的幅度和相位失真。而且，通过使用上述反馈系统的幅度和相位校正数据的更新，放大设备能够以一种有效的方式工作，而不考虑由温度变化或长期变化等所导致的任何影响。

然而，由主放大器所产生的失真之程度取决于射频信号的频率，这导致失真的不可预测性。

图 5 示出当两个频率不同，即 f_1 或 f_2 ，的输入信号被输入给主放大器时，由主放大器所产生的两个输出信号和对应失真的例子。在图 5 中，横轴和纵轴分别表示信号的频率和幅度电平。图 5 图示分别在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的 IM（互调）失真分量，即低三阶失真和高三阶失真，其中 f_2 大于 f_1 ($f_2 > f_1$)。

如图 5 所示，当两个输入信号的幅度电平相等时，在分别在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的低三阶失真的幅度电平 A 和高三阶失真的幅度电平 B 之间引入一个幅度差值 $\Delta IM (= B - A)$ 。在这种情况下，尽管放大设备的预失真电路工作在理想状态，针对整个频率范围执行相同的失真消除处理，所以对应于幅度差值的 ΔIM 的失真分量不能通过这种失真消除处理来消除。

而且，这样一个幅度差值 ΔIM 通常由并非主放大器的一个失真因数所导致。例如，由主放大器所产生的普通三阶失真分量在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上分别具有相同的幅度电平。

即使普通失真分量，即三阶失真分量可以被特性与三阶失真分量相反的预失真电路消除，图 5 所示的 ΔIM 也不能被预失真电路消除。

例如，当 A、B 和 ΔIM 被分别设置为 1.0、0.8 和 $2\text{dB}=0.2$ 时，普通失真分量之外的失真分量变成 0.1，而普通失真分量变成 $\{B+(A-B)/2\}=0.9$ 。在这种情况下，因为除了普通失真分量之外的失真分量在预失真电路执行失真消除之后依然保留，失真消除量变成仅 $|20\text{Log}(0.1/0.9)|=19\text{dB}$ 。而且， ΔIM 变得越大，则失真消除量变得越小。

同时，如图 1 所示包括采用前馈法的失真补偿电路的放大设备可以获得超过 30dB 的失真消除量。因此，对于失真消除量，使用前馈法的放大设备以比使用预失真电路的幅度设备更有效的方式操作。

存在多种导致幅度差值 ΔIM 的因素。例如，由于主放大器中所包括的晶体管导致的偶数阶失真，产生了具有 (f_2-f_1) 的差值频率的失真，并且由于晶体管导致的失真，具有 f_1 和 f_2 频率的输入信号被调制。这是可能导致幅度差值 ΔIM 的因素之一。当在漏电流变化很大的 AB 级放大器中，这种失真变得更加明显。而且，当具有频率分量 f_1 或 f_2 的输入信号与具有一个两倍频率分量的频率即 $2f_1$ 或 $2f_2$ 的信号相混合时，也可以引入幅度差值 ΔIM 。

在下文中，将更详细地描述由现有技术执行的失真消除的基本原理。

图 6A 图示在由放大器放大之后 IM 失真和具有频率 f_1 和 f_2 的输入信号的频谱。在图 6A 中，横轴和纵轴分别表示频率和信号电平。

图 6B 图示低三阶和高三阶 IM 失真，每个具有频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 或 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ ，并被分别表示为 a_1 或 a_2 。在图 6B 中，横轴和纵轴分别表示频率和信号电平。如图 6B 所示，当执行 AM-PM 变换和 AM-AM 变换时，低三阶和高三阶失真分量分别在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上被顺时针相移 $+\theta_1$ 和 $+\theta_2$ 。而且，由于输入信号的频率特性，每个低三阶和高三阶失真分量相互不对称（即它们具有不

同的电平和相位)。

对上述相位变化的描述在 1997 年 12 月出版的 Suematsu、Iyama 和 Ishida 的“用于 GaAs FET 放大器的 IM3 相对相位的传输特性”，微波理论和技术的 IEEE 学报，第 45 卷，第 12 期 (Suematsu、Iyama and Ishida, “Transfer Characteristic of IM3 Relative Phase for a GaAs FET Amplifier,” IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, 第 45 卷，第 12 号，1997 年 12 月) 中给出。

而且，如图 6C 所示，由于除了导致失真的普通因素即 AM-AM/AM-PM 转换或频率特性之外的一种因素，另外一个失真即矢量 b_1 被添加到频率为 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的低三阶失真上。而且，另一个失真即矢量 b_2 被添加在频率为 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的高三阶失真上。

如图 6C 所示，如果求和表示在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的失真的两个矢量 a_1 和 b_1 ，低三阶失真可以被表示为矢量 $c_1 = a_1 + b_1$ 。类似的，在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的高三阶失真可以被表示为矢量 $c_2 = a_2 + b_2$ 。在此， $|c_1| > |c_2|$ ，并且每个矢量 c_1 和 c_2 具有彼此不同的相位，即分别是顺时针的 $+\theta_3$ 或 $+\theta_4$ ，这意味着在 IM 失真之间存在不平衡。

图 6D 示出通过使用图 4 所示的失真补偿电路在图 6C 所示的失真上执行失真消除的结果。如图 6D 所示，现有技术的失真补偿电路通过产生相对于矢量 c_1 相反的矢量 $(-c_1)$ 可以消除表示为矢量 c_1 的失真。然而，对频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的失真执行失真消除之后，保留了表示为矢量 $d = c_2 - c_1$ 的失真，它被顺时针相移 $+\theta_5$ 。

如上所述，现有技术中的放大设备包括用于失真消除的预失真电路，它的问题在于，在高三阶失真和低三阶失真之间存在不平衡，即幅度和/或相位差，其中该不平衡不能通过预失真电路来消除。

发明概述

因此，本发明的一个目的是提供一种失真补偿电路，用于降低高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，所述失真用放大器放大具有两个以上频率分量的输入信号时所产生的。

根据本发明的优选实施例，提供一种失真补偿电路，用于降低由放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：幅度调制单元，它通过使用具有对应于这些频率分量之间差的频率的控制信号，来对输入信号执行幅度调制，其中，该失真补偿电路使用通过该幅度调制单元执行的幅度调制而产生的边带信号来消除该不平衡。

在此，该幅度调制单元可以包括：控制信号产生单元，用于根据输入信号的包络产生控制信号；幅度调整单元，用于调整该控制信号的幅度；相位调整单元，用于调整该控制信号的相位；和幅度调制执行单元，用于根据该控制信号对输入信号执行幅度调制，从而产生边带信号。

而且，该失真补偿电路还可以包括：失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元所产生的边带信号从而降低这些电平之间的差值。

根据本发明的另一个优选实施例，提供一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：根据本发明的该优选实施例的失真补偿电路。

在此，该放大设备还可以包括：失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元所产生的边带信号从而降低这些电平之间的差值。

根据本发明的又一优选实施例，提供一种失真补偿电路，用于降低放大器所产生的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量的输入信号，该失真补偿电路包括：幅度调制单元，用于通过使用具有对应于上述频率分量之差的频率的控制信号，对输入信号执行幅度调制；和相位调制单元，用于通过使用具有对应于上述频率分量之差的频率的控制信号，对输入信号执行相位调制，其中，该失真补偿电路使用通过幅度调制单元和相位调制单元所执行的幅度和相位调制而产生的边带信号来消除该不平衡。

在此，幅度调制单元可以包括：控制信号产生单元，用于根据输入信号的包络产生控制信号；幅度调整单元，用于调整控制信号的幅度；相位调整单元，用于调整控制信号的相位；和幅度调制执行单元，用于根据控制信号对输入信号执行幅度调制从而产生边带信号。

而且，相位调制单元可以包括：控制信号产生单元，用于根据输入信号的包络产生控制信号；幅度调整单元，用于调整控制信号的幅度；相位调整单元，用于调整控制信号的相位；和相位调制执行单元，用于根据控制信号对输入信号执行相位调制从而产生边带信号。

而且，该失真补偿电路还可以包括：失真电平检测单元，用于在执行失真消除之后、检测在输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元和相位调整单元所产生的边带信号从而降低这些电平之间的差值。

根据本发明的又一个优选实施例，提供一种采用预失真消除法的放大设备，该放大设备包括：根据本发明的优选实施例的失真补偿电路。

在此，所要求保护的放大设备还可以包括：失真电平检测单元，

用于在执行失真消除之后、检测输入信号中所包括的高三阶和低三阶失真的电平；和边带信号调整单元，用于调整幅度调制单元和相位调制单元所产生的边带信号从而降低这些电平之间的差值。

附图简述

根据结合附图给出的优选实施例的下述说明，本发明的上述和其它的目的和特征将变得明显，在附图中：

图 1 图示包括采用前馈法的失真补偿电路的一种常规放大设备；

图 2 图示包括采用预失真法的失真补偿电路的一种常规放大设备；

图 3A 和 3B 图示放大器的非线性特征和预失真电路的操作；

图 4 图示包括采用预失真法的失真补偿电路的另一种常规放大设备；

图 5 图示输入给放大器的示范性信号和由该放大器产生的失真；

图 6A 至 6F 图示示范性的信号频谱以描述消除失真分量的一种方法；

图 7A 和 7B 图示幅度调制的示范性结构；

图 8A 和 8B 描述相位调制的示范性结构；

图 9A 和 9B 图示幅度调制和相位调制的结果；

图 10A 至 10C 图示示范性的信号频谱，表示根据本发明一种优选实施例的失真补偿电路的操作；

图 11A 至 11D 图示示范性的信号频谱，表示根据本发明另一种优选实施例的失真补偿电路的操作；

图 12 图示根据本发明第一优选实施例、包括失真补偿电路的放大设备的示范性结构；

图 13 图示根据本发明第二优选实施例、包括失真补偿电路的放大设备的另一种示范性结构；

图 14 描述根据本发明第三优选实施例、包括失真补偿电路的放大设备的又一种示范性结构；

图 15 图示根据本发明第四优选实施例、包括失真补偿电路的放大设备的又一种示范性结构；

图 16 图示根据本发明第五优选实施例、包括失真补偿电路的放大设备的又一种示范性结构。

优选实施例的详细描述

在下文中，将详细描述根据本发明的失真补偿电路。

根据本发明的失真补偿电路降低放大器所产生的的高三阶失真和低三阶失真之间的不平衡，该放大器放大具有至少两个频率分量（即 f_1 和 f_2 ）的输入信号。为此，该失真补偿电路如下所述进行工作。

当失真产生单元（如图 4 所示的相位电路 67 和幅度电路 68）产生在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的高三阶和低三阶失真时，幅度调制（AM）单元和/或相位调制（PM）单元对失真产生单元所产生的失真执行幅度调制和/或相位调制。以这种方式，改变在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上失真的相位，从而能够降低这些失真之间的不平衡。

以另外一种方式，幅度调制单元和/或相位调制单元可以对将输入给失真产生单元的输入信号执行幅度调制和/或相位调制。

因此，与现有技术相比，通过组合失真产生单元所产生的失真和 AM 调制器和/或 PM 调制器在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上所产生的边带信号，本发明能够进一步降低放大器的失真。

在此，由放大器放大的输入信号可以是任何一种信号，例如 W-CDMA 信号或多载波信号。

而且，本发明的放大器可以是任一种类型的放大器，例如单个放大器或一组放大器。

同时，可以最佳地设置执行根据本发明的失真消除的精确度，从

而完全消除放大器所产生的失真。然而，在精确度实际上可以被接受的条件下，可以根据多种精确度来执行失真消除。

而且，可以对原始输入信号以及由放大器放大后的输入信号执行根据本发明的幅度调制和/或相位调制。而且，当幅度调制和相位调制被执行时，可以在相位调制之前或之后执行幅度调制。而且，尽管失真产生单元最好位于放大器之前，失真产生单元也可以放在放大器之后。

将由放大器放大的输入信号可以仅具有一个频率分量 f_1 或 f_2 ，或两个频率分量 f_1 和 f_2 ，或者它可以具有除了这两个频率分量之外的另一个频率分量。

而且，当幅度调制和相位调制被执行时，最好在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 之一上产生边带信号。然而，边带信号也可以在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上都产生。

而且，由放大器在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上产生的失真如图 5 所示。

现在将详细描述本发明的基本原理。

如上面参考图 6A 至 6E 所述的，现有技术的失真补偿电路存在的问题在于，在对频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的失真执行失真消除之后，剩余了表示为矢量 d 的失真。

在这种情况下，如图 6F 所示，在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的剩余失真分量（零矢量）可以被划分成多个项，例如 $\{(d/2) - (d/2)\}$ ；在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的矢量 d 可以被划分成多个项，例如 $\{(d/2) + (d/2)\}$ 。

即，在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的剩余失真分量之每一个都可以被划分成两个分量，即表示为矢量 $e = (d/2)$ （表示为实线）的一个 AM 分量，或表示为矢量 $-e = -(d/2)$ （表示为虚线）的一个 PM 分量。

这样的 AM 和/或 PM 分量可以通过对包括频率 f_1 和 f_2 的输入信号执行幅度调制和/或相位调制来消除，从而产生特性与 AM 和/或 PM

分量特性相反的失真。这可以通过使用添加给图 4 所示的现有技术失真补偿电路的 AM 和/或 PM 调制器来实现。

在下文中，将描述幅度调制和相位调制的基本原理。

首先，现在将解释产生一个幅度调制分量的示范性方法。

图 7A 图示使用一个幅度(AM)调制器 81、根据控制信号 $\cos(\omega_a \cdot t)$ 和调制系数 δ ，对载波信号 $\cos(\omega_c \cdot t)$ 执行幅度调制的一个示范性结构。在这种情况下，由 AM 调制器 81 调制的输出信号 x 可以被表示为等式 (6)。

$$\begin{aligned} x &= \{1 + \delta \cdot \cos(\omega_a \cdot t)\} \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \\ &= \cos(\omega_c \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t\} + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t\} \end{aligned}$$

等式 (6)

在此， t 、 ω_a 和 ω_c 分别表示时间、AM 调制的角频率和载波信号的角频率。

另外，图 7B 图示使用一个幅度 (AM) 调制器 83、根据延迟电路 84 产生的一个控制信号 $\cos\{\omega_a \cdot (t + \tau)\}$ 和调制系数 δ ，对载波信号 $\cos(\omega_c \cdot t)$ 执行幅度调制的一个示范性结构。在这种情况下，由 AM 调制器 83 调制的输出信号 x' 可以被表示为等式 (7)。

$$\begin{aligned} x' &= [1 + \delta \cdot \cos\{\omega_a \cdot (t + \tau)\}] \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \\ &= \cos(\omega_c \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (7)}$$

在幅度调制的结果中，即等式 (6) 的 x 和等式 (7) 的 x' 中，其右侧具有角频率 ω_c 的第一项、具有角频率 $(\omega_c + \omega_a)$ 的第二项和具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 的第三项分别对应于主信号、较高频带上的边带信号和较低频带上的边带信号。在此，两个边带信号对应于在放大设备中放大主信号所产生的 IM 失真。

图 9A 图示在等式 (6) 和等式 (7) 中所示的 AM 结果 x 和 x' 中所包括的边带信号。具体而言，具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 和 $(\omega_c + \omega_a)$ 的每个边带信号被包括在控制信号 $\cos(\omega_a \cdot t)$ 未被延迟时所产生的

AM 结果 x 中，并被表示为矢量 f 。而且，具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 和 $(\omega_c + \omega_a)$ 的边带信号被包括在控制信号 $\cos(\omega_a t)$ 被延迟时所产生的 AM 结果 x' 中，并被分别表示为矢量 g_1 和 g_2 。

如图 9A 所示，相对于矢量 f ，矢量 g_1 和 g_2 被分别顺时针相移 $-\theta = -(\omega_a \cdot \tau)$ 和 $+\theta = +(\omega_a \cdot \tau)$ 。

在下文中，将根据等式 (7) 描述对具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行的 AM。

等式 (8) 和 (9) 图示对分别具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行 AM 的结果，即 y_1 和 y_2 。在此，频率 f_1 和 f_2 分别对应于角频率 ω_1 和 ω_2 。而且，当用于 AM 的调制频率假设为 $(f_2 - f_1)$ 时，它变成 $\omega_a = (\omega_2 - \omega_1)$ 。

$$y_1 = \cos(\omega_1 \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_1 + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_1 - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\}$$

等式 (8)

$$y_2 = \cos(\omega_2 \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_2 + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_2 - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\}$$

等式 (9)

等式 (10) 表示求和，即 y_1 和 y_2 之和 y_3 。

$$\begin{aligned} y_3 &= y_1 + y_2 \\ &= \cos(\omega_1 \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \omega_a \cdot \tau) \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \\ &\quad + \cos(\omega_2 \cdot t) + (\delta/2) \cdot \cos(\omega_1 \cdot t - \omega_a \cdot \tau) \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \end{aligned}$$

等式 (10)

当调制系数 δ 非常小时，等式 (10) 可以用等式 (11) 近似。

$$\begin{aligned} y_3 &= \cos(\omega_1 \cdot t) + \cos(\omega_2 \cdot t) \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2\omega_1 - \omega_2) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \end{aligned}$$

等式 (11)

在等式 (11) 中，角频率 $(2 \cdot \omega_1 - \omega_2)$ 和 $(2 \cdot \omega_2 - \omega_1)$ 分别对应于频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 。因此，如等式 (11) 所示，通过对具有频率 f_1 和 f_2 的信号执行 AM，可以产生具有频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 的边带

信号。

在此，信号 $\delta \cos\{(\omega_2 - \omega_1) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\}$ 对应于本发明的具有频率 $(f_2 - f_1)$ 的控制信号。本发明的相位调整单元转换控制信号的相位 $\omega_a \cdot \tau$ 。而且，通过调整对相位 $\omega_a \cdot \tau$ 的相移量，能够控制本发明的 AM 单元所产生的两个边带信号的相位。而且，通过调整调制系数 δ ，可以控制两个边带信号的电平。

图 10A 至 10C 图示基于上述 AM 之基本理论、根据本发明的失真补偿程序。

图 10A 示出如图 6C 和 6D 所示的矢量 c_1 和 c_2 ，它们分别代表频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的低三阶和高三阶失真。矢量 c_1 和 c_2 被分别顺时针相移 $+\theta_3$ 和 $+\theta_4$ 。

而且，图 10A 图示由采用预失真法的现有技术放大设备（如图 4 所示）所产生的失真。即矢量 s_1 和 s_2 表示由放大设备的幅度电路 68 产生的失真。而且，矢量 t_1 和 t_2 表示由放大设备的相位电路 67 产生的失真。通过对矢量 s_1 和 s_2 执行顺时针 $+\theta_5$ 的相位转换而产生矢量 t_1 和 t_2 。

图 10B 图示由根据本发明的另一个幅度电路执行 AM 的结果。首先，本发明的幅度电路产生矢量 u_1 和 u_2 。通过控制幅度电路之控制信号的幅度，可以调整矢量 u_1 和 u_2 的电平。也就是说，可以通过改变 AM 的调制系数来调整电平。接着，将控制信号的相位相移 Φ_1 ，以使矢量 u_1 和 u_2 分别转换成矢量 w_1 和 w_2 。图 10B 图示表示矢量 t_1 和 w_1 之和的矢量 v_1 以及表示矢量 t_2 和 w_2 之和的矢量 v_2 。矢量 v_1 和 v_2 分别具有与矢量 c_1 和 c_2 相反的特性。

因此，通过使用本发明的幅度电路和现有技术的幅度和相位电路，能够完全消除失真，即矢量 c_1 和 c_2 。

接着，现在将描述一种用于产生一个相位调制分量的示范性方法。

图 8A 示出通过使用相位 (PM) 调制器 91、根据控制信号 $\sin(\omega_a \cdot t)$ 和调制系数 Φ 对载波信号 $\cos(\omega_c \cdot t)$ 执行相位调制的一个示范性结构。在这种情况下，由 PM 调制器 91 调制的输出信号 y 可以被表示为等式 (12)。

$$y = \cos\{\omega_c \cdot t + \Phi \cdot \sin(\omega_a \cdot t)\} \quad \text{等式 (12)}$$

通常，等式 (12) 使用公知的贝塞尔函数 (Bessel function)。当调制系数 Φ 非常小时，等式 (12) 可以用等式 (13) 来近似。

$$\begin{aligned} y &\approx \cos(\omega_c \cdot t) - \Phi \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \\ &= \cos(\omega_c \cdot t) + (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t\} - (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t\} \end{aligned}$$

等式 (13)

同时，图 8B 图示通过使用 PM 调制器 92、根据延迟电路 93 所产生的控制信号 $\sin\{\omega_a \cdot (t + \tau)\}$ 和调制系数 Φ 对载波信号 $\cos(\omega_c \cdot t)$ 执行相位调制的示范性结构。在这种情况下，由 PM 调制器 92 调制的输出信号 y' 可以被表示为等式 (14)，当调制系数 Φ 非常小时该式为近似值。

$$\begin{aligned} y' &\approx \cos(\omega_c \cdot t) + (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\ &\quad - (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (14)}$$

在等式 (13) 和 (14) 各自的相位调制结果即 y 和 y' 中，其右侧具有角频率 ω_c 的第一项、具有角频率 $(\omega_c + \omega_a)$ 的第二项和具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 的第三项分别对应于主信号、较高频带上的边带信号和较低频带上的边带信号。在此，两个边带信号对应于在放大设备中放大主信号所产生的 IM 失真。

图 9B 图示在等式 (13) 和等式 (14) 中所示的 PM 结果 y 和 y' 中所包括的边带信号。具体而言，具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 和 $(\omega_c + \omega_a)$ 的边带信号，其被包括在控制信号 $\sin(\omega_a \cdot t)$ 未被延迟时所产生的 PM

结果 y 中, 这些边带信号被分别表示为矢量 $-h$ 和 h 。而且, 具有角频率 $(\omega_c - \omega_a)$ 和 $(\omega_c + \omega_a)$ 的边带信号, 其被包括在控制信号 $\sin(\omega_a t)$ 被延迟时所产生的 PM 结果 y' 中, 这些边带信号被分别表示为矢量 k_1 和 k_2 。

如图 9B 所示, 相对于矢量 $-h$ 和 h , 矢量 k_1 和 k_2 被分别顺时针相移 $-\theta = -(\omega_a \cdot \tau)$ 和 $+\theta = +(\omega_a \cdot \tau)$ 。

当对载波信号 $\cos(\omega_c t)$ 执行 AM 和 PM 时, 可以获得边带信号 z' 。在此, 边带信号 z' 是在等式 (7) 和等式 (14) 中分别表示的 AM 和 PM 的结果 x' 和 y' 之和。边带信号 z' 可以被表示为等式 (15)。

$$\begin{aligned} z' = & (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\ & + (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \\ & + (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\ & - (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (15)}$$

在下文中, 将根据等式 (15) 描述对一个具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行 AM 和 PM 的第一个例子。

等式 (16) 和 (17) 表示对分别具有频率 f_1 或 f_2 的每个信号执行 AM 和 PM 的结果, 即 z'_1 和 z'_2 。在此, 频率 f_1 和 f_2 分别对应于角频率 ω_1 和 ω_2 。而且, 当用于 AM 和 PM 的调制频率假设为 $(f_2 - f_1)$ 时, 它变成 $\omega_a = (\omega_2 - \omega_1)$ 。

$$\begin{aligned} z'_1 = & (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (16)}$$

$$\begin{aligned} z'_2 = & (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & - (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (17)}$$

当调制系数 δ 和 Φ 相等即 $\eta = \delta = \Phi$ 时, 等式 (16) 和 (17) 分

别变成等式 (18) 和 (19)。

$$z'1 = \eta \cdot \cos\{\omega 2 \cdot t + (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \quad \text{等式 (18)}$$

$$z'2 = \eta \cdot \cos\{(2 \cdot \omega 2 - \omega 1) \cdot t - (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \quad \text{等式 (19)}$$

在等式 (18) 和 (19) 中, 角频率 $(2 \cdot \omega 2 - \omega 1)$ 对应于频率 $(2f2-f1)$, 因此, 如等式 (18) 和 (19) 所示, 通过对具有频率 $f1$ 和 $f2$ 的信号执行 AM 和 PM, 仅产生一个具有频率 $(2f2-f1)$ 的边带信号。在此, 通过调整调制系数 $\eta = \delta = \Phi$, 能够控制边带信号的电平。而且, 通过调整控制信号的延迟时间 τ , 能够控制边带信号的相位。并且, 在等式 (19) 中, 因为在与主信号相比时其幅度非常小, 可以忽略具有与角频率 $\omega 1$ 相对应的频率 $f1$ 的信号。

图 11A 至 11D 图示本发明根据上述的 AM 和 PM 基本理论的失真补偿程序。

图 11A 如图 6E 和 6F 所示用实线表示矢量 d , 代表在根据现有技术执行失真消除之后在频率 $(2f2-f1)$ 上的剩余失真。同时, 图 11A 用虚线图示矢量 $-d$ 以消除矢量 d 。矢量 d 和 $-d$ 被分别顺时针相移 $+\theta 5$ 和 $-\theta 6 = -(\pi - \theta 5)$ 。

同时, 在对一个具有频率 $f1$ 和 $f2$ 的信号执行 AM 的结果中, 所包括的边带信号 $z'a(f1, f2)$ 可以被表示为等式 (20)。即, 边带信号 $z'a(f1, f2)$ 可以被表示为边带信号 $z'a(f1)$ 和 $z'a(f2)$ 之和, 如等式 (7) 所示, 它们被分别包括在 $\omega c = \omega 1$ 和 $\omega c = \omega 2$ 时 AM 的结果中。

$$\begin{aligned} z'a(f1, f2) &= z'a(f1) + z'a(f2) \\ &= (\delta/2) \cdot \cos\{\omega 2 \cdot t + (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega 1 - \omega 2) \cdot t - (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \quad \text{等式 (20)} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{\omega 1 \cdot t - (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega 2 - \omega 1) \cdot t + (\omega 2 - \omega 1) \cdot \tau\} \end{aligned}$$

具体地, 具有频率 $(2 \cdot f2-f1)$ 和 $(2 \cdot f1-f2)$ 的信号 $z'ad(f1, f2)$ 可以从在等式 (21) 所表示的边带信号 $z'a(f1, f2)$ 中提取。

$$\begin{aligned}
& z'ad(f1, f2) \\
& = (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
& + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{21}$$

图 11B 图示通过执行如等式 (21) 所示的 AM 而产生的示范性边带信号。在等式 (21) 中, 其右侧的第一项和第二项分别对应于在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的矢量 m_1 和 m_2 。在此, 调整 AM 系数 δ 以便 $\delta = |d|$ 。在这种情况下, 它变成 $|m_1| = |m_2| = |d/2|$ 。而且, 控制施加在控制信号 $\cos(\omega a \cdot t)$ 上的延迟时间 τ , 使得 $(\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau = -\theta_6$ 。

同时, 在对一个具有频率 f_1 和 f_2 的信号执行 PM 的结果中所包括的边带信号 $z'p(f_1, f_2)$ 可以被表示为等式(22)。即, 边带信号 $z'p(f_1, f_2)$ 可以被表示为边带信号 $z'p(f_1)$ 和 $z'p(f_2)$ 之和, 如等式 (14) 所示, 它们被分别包括在 $\omega_c = \omega_1$ 和 $\omega_c = \omega_2$ 时 PM 调制的结果中。

$$\begin{aligned}
& z'p(f1, f2) = z'p(f1) + z'p(f2) \\
& = (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
& - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
& - (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
& + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{22}$$

具体地, 具有频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 的信号 $z'pd(f_1, f_2)$ 可以从表示为等式 (23) 的边带信号 $z'p(f_1, f_2)$ 中提取。

$$\begin{aligned}
& z'pd(f1, f2) \\
& = -(\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
& + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{23}$$

图 11C 图示通过执行如等式 (23) 所示的 PM 而产生的示范性边带信号。在等式 (23) 中, 其右侧的第一项和第二项分别对应于在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的矢量 n_1 和 n_2 。在此, 调整 PM 系数 Φ , 使得 $\Phi = |d|$ 。在这种情况下, 它变成 $|n_1| = |n_2| = |d/2|$ 。而且, 控制施加在控制信号 $\sin(\omega a \cdot t)$ 上的延迟时间 τ , 使得 $(\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau = -\theta_6$ 。

通过执行如等式 (21) 和等式 (23) 所示的 AM 和 PM 而产生的失真之和 $z'apd(f_1, f_2)$ 可以被表示为等式 (24)。

$$\begin{aligned}
& z'_{apd}(f1, f2) \\
&= (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&+ (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&- (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&+ (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&= |d| \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \qquad \text{等式 (24)}
\end{aligned}$$

图 11D 图示在图 11B 和图 11C 中图示的边带信号之和，它对应于等式 (24) 的总和 $z'_{apd}(f1, f2)$ 。即，在对长度相等和相位相反的矢量 m_1 和 n_1 求和之后，在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上剩余零矢量。而且，在对长度和相位都相等的矢量 m_2 和 n_2 求和之后，在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上剩余矢量 $-d$ 。

在此，在 AM 和 PM 中分别使用的控制信号 $\delta \cos\{(\omega_2 - \omega_1) \cdot (t + \tau)\}$ 和 $\Phi \sin\{(\omega_2 - \omega_1) \cdot (t + \tau)\}$ 对应于根据本发明的具有频率 $(f_2 - f_1)$ 的控制信号。

在下文中，将描述对一个具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行 AM 和 PM 的第二个例子。

在这个例子中，用于 PM 的控制信号 $\sin(\omega_a \cdot t)$ 的延迟时间被设置为 $(\tau + \pi/\omega_a)$ ，以便等式 (14) 所示的 PM 结果 y' 与等式 (7) 所示的 AM 结果 x' 的相位相反。然后，求和在信号 x' 和相移信号 y' 中所包括的边带信号，以产生如等式 (25) 表示的结果 z'' 。

$$\begin{aligned}
& z'' = (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\
&+ (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \\
&+ (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau + \pi\} \\
&- (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau - \pi\} \\
&= (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\
&+ (\delta/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \\
&- (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c + \omega_a) \cdot t + \omega_a \cdot \tau\} \\
&+ (\Phi/2) \cdot \cos\{(\omega_c - \omega_a) \cdot t - \omega_a \cdot \tau\} \qquad \text{等式 (25)}
\end{aligned}$$

在下文中，将根据等式 (25) 描述对一个具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行 AM 和 PM 的一个例子。

等式 (26) 和 (27) 分别表示对具有频率 f_1 或 f_2 的信号执行 AM 和 PM 的结果, 即 z''_1 和 z''_2 。在此, 频率 f_1 和 f_2 分别对应于角频率 ω_1 和 ω_2 。而且, 当用于 AM 和 PM 的调制频率假设为 $(f_2 - f_1)$ 时, 它变成 $\omega_a = (\omega_2 - \omega_1)$ 。

$$\begin{aligned} z''_1 = & (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & - (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot (\omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (26)}$$

$$\begin{aligned} z''_2 = & (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & + (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ & - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (27)}$$

当调制系数 δ 和 ϕ 相等即 $\eta = \delta = \phi$ 时, 等式 (26) 和 (27) 分别变成等式 (28) 和 (29)。

$$z'_1 = \eta \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \quad \text{等式 (28)}$$

$$z'_2 = \eta \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \quad \text{等式 (29)}$$

在等式 (28) 和 (29) 中, 角频率 $(2 \cdot \omega_2 - \omega_1)$ 对应于频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$, 因此, 如等式 (28) 和 (29) 所示, 通过对具有频率 f_1 和 f_2 的信号执行 AM 和 PM 仅产生一个具有频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 的边带信号。在此, 通过调整调制系数 $\eta = \delta = \Phi$, 能够控制边带信号的电平。而且, 通过调整控制信号的延迟时间 τ 或 $(\tau + \pi/\omega_a)$, 能够控制边带信号的相位。并且, 在等式 (29) 中, 因为在与主信号相比时其幅度非常小, 可以忽略一个具有与角频率 ω_1 相对应的频率 f_1 的信号。

在下文中, 将参考图 11A 至 11D 描述本发明根据上述 AM 和 PM 基本原理的失真补偿程序。

在下文中, 假设图 11A 至 11D 所示的矢量位于不同频率上。即假设频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的矢量位于频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上, 反之亦然。

在这个例子中，如图 11A 至 11D 所示，矢量 d' 、 $-d'$ 、 $m'1$ 、 $m'2$ 、 $n'1$ 和 $n'2$ 分别对应于矢量 d 、 $-d$ 、 $m1$ 、 $m2$ 、 $n1$ 和 $n2$ 。而且，相位 $\theta'5$ 和 $\theta'6$ 分别对应于相位 $\theta5$ 和 $\theta6$ 。

在第二个例子中，矢量 d' 表示在根据现有技术执行失真消除之后在频率 $(2 \cdot f1 - f2)$ 上的剩余失真。而且，应当在频率 $(2 \cdot f1 - f2)$ 上产生一个边带信号，即矢量 $-d'$ ，以消除矢量 d' 。矢量 d' 和 $-d'$ 分别被顺时针相移 $+\theta'5$ 和 $\theta'6 = -(\pi - \theta'5)$ 。

同时，在对一个具有频率 $f1$ 和 $f2$ 的信号执行 AM 的结果中所包括的边带信号 $z''a(f1, f2)$ 可以被表示为等式 (30)。即，边带信号 $z''a(f1, f2)$ 可以被表示为边带信号 $z''a(f1)$ 和 $z''a(f2)$ 之和，如等式 (7) 所示，它们分别被包括在 $\omega_c = \omega_1$ 和 $\omega_c = \omega_2$ 时 AM 的结果中。

$$\begin{aligned} z''a(f1, f2) &= z''a(f1) + z''a(f2) \\ &= (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (30)}$$

具体地，一个具有频率 $(2 \cdot f2 - f1)$ 和 $(2 \cdot f1 - f2)$ 的信号 $z'ad(f1, f2)$ 可以从等式 (31) 所表示的边带信号 $z''a(f1, f2)$ 中提取。

$$\begin{aligned} z'ad(f1, f2) &= (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\ &\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \end{aligned} \quad \text{等式 (31)}$$

在等式 (31) 中，其右侧的第一项和第二项分别对应于在频率 $(2 \cdot f1 - f2)$ 和 $(2 \cdot f2 - f1)$ 上的矢量 $m'1$ 和 $m'2$ 。在此，调整 AM 系数 δ 以使 $\delta = |d'|$ 。在这种情况下，它变成 $|m'1| = |m'2| = |d'|/2$ 。而且，控制施加在控制信号 $\cos(\omega_a \cdot t)$ 上的延迟时间 τ ，以使 $(\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau = -\theta'6$ 。

同时，在对一个具有频率 $f1$ 和 $f2$ 的信号执行 PM 的结果中所包括的边带信号 $z''p(f1, f2)$ 可以被表示为等式 (32)。即，边带信号 $z''p(f1, f2)$ 可以被表示为边带信号 $z''p(f1)$ 和 $z''p(f2)$ 之和，如等式 (14) 所示，它们被分别包括在 $\omega_c = \omega_1$ 和 $\omega_c = \omega_2$ 时 PM 的结果中。

$$\begin{aligned}
z'' p(f_1, f_2) &= z'' p(f_1) + z'' p(f_2) \\
&= -(\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_2 \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad + (\Phi/2) \cdot \cos\{\omega_1 \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{32}$$

具体地，一个具有频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 的信号 $z''pd(f_1, f_2)$ 可以从表示为等式 (33) 的边带信号 $z''p(f_1, f_2)$ 中提取。

$$\begin{aligned}
z'' pd(f_1, f_2) \\
&= (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{33}$$

在等式 (33) 中，其右侧的第一项和第二项分别对应于在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上的矢量 $n'1$ 和 $n'2$ 。在此，调整 PM 系数 Φ 以便 $\Phi = |d'|$ 。在这种情况下，它变成 $|n'1| = |n'2| = |d'|/2$ 。而且，控制施加在控制信号 $\sin(\omega_a t)$ 上的延迟时间 $(\tau + \pi/\omega_a)$ ，以使 $(\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau = -\theta' 6$ 。

通过执行如等式 (31) 和等式 (33) 所示的 AM 和 PM 而产生的失真之和 $z''apd(f_1, f_2)$ 可以被表示为等式 (34)。

$$\begin{aligned}
z'' apd(f_1, f_2) \\
&= (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad + (\delta/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad + (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_1 - \omega_2) \cdot t - (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&\quad - (\Phi/2) \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\} \\
&= |d'| \cdot \cos\{(2 \cdot \omega_2 - \omega_1) \cdot t + (\omega_2 - \omega_1) \cdot \tau\}
\end{aligned}
\tag{34}$$

如上所述，在对长度相等和相位相反的矢量 $m'2$ 和 $n'2$ 求和之后，在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上剩余零矢量。而且，在对长度和相位都相等的矢量 $m'1$ 和 $n'1$ 求和之后，在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上剩余矢量 $-d'$ 。

在此，在 AM 和 PM 中分别使用的控制信号 $\delta \cos\{(\omega_2 - \omega_1) \cdot (t + \tau)\}$ 和 $\Phi \sin[(\omega_2 - \omega_1) \cdot \{t + \tau + \pi/(\omega_2 - \omega_1)\}] = (-\Phi) \cdot \sin\{(\omega_2 - \omega_1) \cdot (t + \tau)\}$ 对应于根据本发明的具有频率 $(f_2 - f_1)$ 的控制信号。

在下文中，将参考附图描述根据本发明优选实施例的放大设备。

图 12 图示根据本发明的第一优选实施例的放大设备的示范性结

构，包括采用预失真消除法的失真补偿电路。

图 12 的放大设备包括一个分流电路 1、一个延迟电路 2（例如延迟线）、一个幅度检波器 3、一个 A/D 转换器 4、用于相位和幅度校正的表格 5a 和 5b、两个 D/A 转换器 6a 和 6b、两个 LPF 14a 和 14b、一个用于控制主信号相位的相位电路 8、一个用于控制主信号幅度的幅度电路 9、另一个分流电路 17、另一个幅度检波器 16、另一个幅度电路 22、另一个相位电路 7、用于延迟主信号的另一个延迟电路 18、又一个幅度电路 15、主放大器 10、又一个分流电路 11、一个失真检测电路 12、一个表格更新电路 13、一个用于为幅度电路 15 调整控制信号之相位的相位控制电路 19、一个用于为幅度电路 15 调整控制信号的幅度的调制控制电路 23、用于分别将相位控制电路 19 和调制控制电路 23 的输出分别转换成模拟信号的另外两个 D/A 转换器 20 和 21。在此，幅度检波器 3 和 16 在其检测信号的包络分量的条件下，可以使用平方率检测法或任何其它方法。而且，为了消除幅度检波器 3 和 16 输出中的高频分量，可以将一个 LPF 添加在其输出上。

分流电路 1 将具有频率 f_1 和 f_2 的射频信号通过延迟电路 2 输出给相位电路 8 作为其输入信号。同时，来自分流电路 1 的一部分射频信号被输出给幅度检波器 3。

幅度检波器 3 对来自分流电路 1 的射频信号执行幅度检波，从而将所检波的幅度输出给 A/D 转换器 4。

A/D 转换器 4 将所检波的幅度转换成数字信号。该数字信号被输入给用于相位校正的表格 5a 和用于幅度校正的表格 5b。

表格 5a 存储用于信号的相位校正的数据和该信号的相应幅度电平。因此，当从 A/D 转换器 4 输出的数字化幅度电平被输入给表格 5a 时，从表格 5a 中读取用于相位校正的相应数据以输出给 D/A 转换器 6a。D/A 转换器 6a 将用于相位校正的数据转换成模拟信号，该

模拟信号通过 LPF 14a 输入给相位电路 8。

同时，表格 5b 存储用于信号幅度校正的数据和该信号的相应幅度电平。因此，当从 A/D 转换器 4 输出的数字化幅度电平被输入给表格 5b 时，从表格 5b 中读取用于幅度校正的相应数据以输出给 D/A 转换器 6b。D/A 转换器 6b 将用于幅度校正的数据转换成模拟信号，该模拟信号通过 LPF 14b 被输入给幅度电路 9。

从分流电路 1 通过延迟电路 2 输出给相位电路 8 的分流信号与用于幅度和相位校正的数据同步，该数据从 D/A 转换器 6a 和 6b 通过 LPF 14a 和 14b 输出。

因此，在相位电路 8 中，通过使用来自 D/A 转换器 6a 的用于相位校正的数据，从延迟电路 2 输入的延迟分流信号在其相位上导致失真。然后，在幅度电路 9 中，通过使用来自 D/A 转换器 6b 的用于幅度校正的数据，相位失真信号在其幅度上导致失真。

由相位电路 8 和幅度电路 9 施加在延迟分流信号上的幅度和相位失真随后被输入给分流电路 17。

分流电路 17 的第一输出被输入给幅度检波器 16。幅度检波器 16 从第一输出中提取一个具有频率 $(f_2 - f_1)$ 的差值频率信号，从而将该差值频率信号输出给幅度电路 22。然后，幅度电路 22 调整输入给相位电路 7 的差值频率信号的幅度。相位电路 7 转换差值频率信号的相位以将相移后的差值频率信号输出给幅度电路 15。

分流电路 17 的第二输出被连接到延迟电路 18。延迟电路 18 将分流电路 17 的第二输出进行延迟，其延迟时间是信号通过幅度检波器 16、幅度电路 22 和相位电路 7 所需要的时间。延迟电路 18 的输出被连接到幅度电路 15。然后，幅度电路 15 根据差值频率信号对分流电路 17 的第二输出执行幅度调制。即，通过使用相位电路 7 的输出，该输出由幅度电路 22 和相位电路 7 分别进行幅度调整和相移，幅度电路 15 在频率 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 和 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 上分别产生高三阶和

低三阶失真，这两个失真具有与主放大器 10 所产生的相应失真相反的相位（即 180 度的相位差）。

由主放大器 10 放大的信号通过分流电路 11 作为最终输出信号输出。在这种情况下，由主放大器 10 产生的相位和幅度失真是通过由相位电路 8 和幅度电路 9 所产生的相位和幅度失真以及由幅度电路 15 所产生的边带信号来消除的。

而且，在分流电路 11 中，来自主放大器 10 的一部分放大信号被分流到失真检测电路 12。

在执行失真消除之后，失真检测电路 12 提取来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量，该剩余失真分量被输出给表格更新电路 13、相位控制电路 19 和调制控制电路 23。

根据失真检测电路 12 所检测的失真分量，表格更新电路 13 计算幅度和相位校正数据，这些数据用于进一步消除在来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量。随后，幅度和相位校正数据被存储在表格 5a 和 5b 中。以这种方式，存储在表格 5a 和 5b 中的幅度和相位校正数据被更新，以最小化放大设备所导致的幅度和相位失真。

同时，根据失真检测电路 12 所检测的失真分量，相位控制电路 19 产生相位数据，该数据用于进一步消除在来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量。随后，该相位数据通过 D/A 转换器 20 输入给相位电路 7。以这种方式，由幅度电路 15 产生的控制信号可以被适当地相移。

而且，根据失真检测电路 12 所检测的失真分量，调制控制电路 23 产生幅度数据，该数据用于进一步消除在来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量。随后，该幅度数据通过 D/A 转换器 21 被输入给幅度电路 22。以这种方式，由幅度电路 15 产生的控制信号可以被适当地幅度调制。

通过使用上述反馈系统更新幅度和相位校正数据以及幅度和相位

调制数据，放大设备可以以一种有效的方式操作，而不考虑例如温度改变或长期变化等所导致的任何影响。

在此，可以在没有反馈系统的情况下实现放大设备，所述反馈系统包括分流电路 11、失真检测电路 12、表格更新电路 13、相位控制电路 19、调制控制电路 23 和 D/A 转换器 20 和 21。

而且，用于相位校正的表格 5a 和 D/A 转换器 6a 可以配置在一个设备中。同时，用于幅度校正的表格 5b 和 D/A 转换器 6b 可以配置在一个设备中。

而且，相位电路 8 和幅度电路 9 可以以相反的顺序来连接。即，放大电路 9 的输出可以连接到相位电路 8 的输入。

图 13 图示根据本发明第二优选实施例的一种放大设备的另一个示范性结构，其中包括采用预失真消除法的失真补偿电路。

图 13 所示的放大设备包括一个分流电路 1、一个延迟电路 2（例如延迟线）、一个幅度检波器 3、一个 A/D 转换器 4、用于相位和幅度校正的表格 5a 和 5b、两个 D/A 转换器 6a 和 6b、两个 LPF 14a 和 14b、一个用于控制主信号相位的相位电路 8、一个用于控制主信号幅度的幅度电路 9、另一个分流电路 17、另一个幅度检波器 16、另一个幅度电路 22、另一个延迟电路 31（例如延迟线）、用于延迟主信号的又一个延迟电路 18、又一个幅度电路 15、主放大器 10、又一个分流电路 11、一个失真检测电路 12、一个表格更新电路 13、一个用于调整幅度电路 15 的控制信号延迟的延迟控制电路 32、一个用于调整幅度电路 15 的控制信号幅度的调制控制电路 23、用于分别将延迟控制电路 32 和调制控制电路 23 的输出转换成模拟信号的另外两个 D/A 转换器 20 和 21。在此，幅度检波器 3 和 16 可以使用平方率检测法或任何其它方法，只要它可以检测信号的包络分量。而且，为了消除幅度检波器 3 和 16 输出中的高频分量，可以将一个 LPF 添加在其输出端上。

除了下述要点之外，图 13 所示的放大设备在结构和操作上与图 12 所示的放大设备相同。即，图 13 的放大设备包括位于幅度电路 22 和 15 之间的延迟电路 31，而不是相位电路 7。而且，该放大设备包括位于失真检测电路 12 和 D/A 转换器 20 之间的延迟控制电路 32，而不是相位控制电路 19。

在这种示范性的结构中，通过延迟从幅度电路 22 输出的模拟信号，延迟电路 31 执行与图 12 所示的相位电路 7 相同的操作。而且，根据失真检测电路 12 的输出，延迟控制电路 32 执行与图 12 所示的相位控制电路 19 相同的反馈操作。因此，与现有技术相比，图 13 的放大设备具有与图 12 的放大设备相同的有利效果。

图 14 图示根据本发明第三实施例、包括一个采用预失真消除法的失真补偿电路的放大设备的又一个示范性结构。

该放大设备包括一个分流电路 1、一个延迟电路 2（例如延迟线）、一个幅度检波器 3、一个 A/D 转换器 4、用于相位和幅度校正的表格 5a 和 5b、两个 D/A 转换器 6a 和 6b、两个 LPF 14a 和 14b、一个用于控制主信号相位的相位电路 8、一个用于控制主信号幅度的幅度电路 9、另一个用于控制幅度调制的幅度电路 24、另一个用于控制幅度调制的延迟电路 25、又一个用于控制相位调制的幅度电路 27、又一个用于控制相位调制的延迟电路 28、一个用于对主信号执行 AM 的 AM 调制器 26、一个用于对主信号执行 PM 的 PM 调制器 29、另一个分流电路 11、一个失真检测电路 12 和一个表格更新电路 13。

在此，幅度检波器 3 可以使用平方率检测法或任何其它方法，只要它检测信号的包络分量。而且，为了消除幅度检波器 3 输出中的高频分量，可以将一个 LPF 添加在其输出端上。

分流电路 1 将具有频率 f_1 和 f_2 的射频信号通过延迟电路 2 输出给相位电路 8 作为其输入信号。同时，来自分流电路 1 的一部分射

频信号被输出给幅度检波器 3。

幅度检波器 3 对来自分流电路 1 的射频信号执行幅度检波，从而将所检测的幅度输出给 A/D 转换器 4 和幅度电路 24 和 27。

A/D 转换器 4 将所检测的幅度转换成数字信号。该数字信号被输入给用于相位校正的表格 5a 和用于幅度校正的表格 5b。

表格 5a 存储用于信号的相位校正的数据和该信号的相应幅度电平。因此，当从 A/D 转换器 4 输出的数字化幅度电平被输入给表格 5a 时，从表格 5a 中读取用于相位校正的相应数据以输出给 D/A 转换器 6a。D/A 转换器 6a 将用于相位校正的数据转换成模拟信号，该模拟信号通过 LPF 14a 输入给相位电路 8。

同时，表格 5b 存储用于信号的幅度校正的数据和该信号的相应幅度电平。因此，当从 A/D 转换器 4 输出的数字化幅度电平被输入给表格 5b 时，从表格 5b 中读取用于幅度校正的相应数据以输出给 D/A 转换器 6b。D/A 转换器 6b 将用于幅度校正的数据转换成模拟信号，该模拟信号通过 LPF 14b 输入给幅度电路 9。

从分流电路 1 通过延迟电路 2 输出给相位电路 8 的分流信号与从 D/A 转换器 6a 通过 LPF 14a 输出的用于相位校正的数据同步。而且，从相位电路 8 输出给幅度电路 9 的相移后的分流信号与从 D/A 转换器 6b 通过 LPF 14b 输出的用于幅度校正的数据同步。

因此，在相位电路 8 中，通过使用来自 D/A 转换器 6a、用于相位校正的数据，从延迟电路 2 输入的延迟分流信号在其相位上被失真。然后，在幅度电路 9 中，通过使用来自 D/A 转换器 6b 的用于幅度校正的数据，相位失真信号在其幅度上被失真。

由相位电路 8 和幅度电路 9 施加在延迟分流信号上的幅度和相位失真随后被输入给 AM 调制器 26。

在此，可以分别使用例如可变相位转换器和可变衰减器来实现相位电路 8 和幅度电路 9。

同时，根据来自幅度检波器 3 的检波幅度，幅度电路 24 获得具有频率 (f_2-f_1) 的信号。该具有频率 (f_2-f_1) 的信号的幅度由幅度电路 24 调整，随后输入给延迟电路 25。然后，延迟电路 25 对具有频率 (f_2-f_1) 的信号施加一个延迟。该延迟信号被输入给 AM 调制器 26 的控制端。

在此，具有频率 (f_2-f_1) 的延迟信号对应于将在 AM 中使用的本发明的控制信号。即，由幅度电路 24 调整控制信号的幅度，这导致调制系数的调整。而且，控制信号的延迟时间由延迟电路 25 来调整。

类似地，根据来自幅度检波器 3 的检波幅度，幅度电路 27 获得一个具有频率 (f_2-f_1) 的信号。该具有频率 (f_2-f_1) 的信号的幅度由幅度电路 27 调整，随后输入给延迟电路 28。然后，延迟电路 25 对具有频率 (f_2-f_1) 的信号施加一个延迟。该延迟信号被输入给 PM 调制器 29 的控制端。

在此，具有频率 (f_2-f_1) 的延迟信号对应于将在 PM 中使用的本发明的控制信号。即，由幅度电路 27 调整控制信号的幅度，这导致调制系数的调整。而且，控制信号的延迟时间是在延迟电路 28 来调整。

AM 调制器 26 根据延迟电路 25 提供的控制信号对从幅度电路 9 输入的信号执行 AM，然后将 AM 调制信号输出给 PM 调制器 29。

随后，PM 调制器 29 根据延迟电路 28 提供的控制信号对从 AM 调制器 26 输入的信号执行 PM，然后将 PM 调制信号输出给主放大器 10。

在这个示范性的结构中，可以改变延迟电路 25 和 28 施加在信号上的延迟时间。例如，由延迟电路 25 和 28 产生的延迟时间分别假设为 T_1 和 T_2 。在这种情况下，设置 T_1 使得通过分流电路 1、延迟电路 2、相位电路 8 和幅度电路 9 输入给 AM 调制器 26 的信号与通过分流电路 1、幅度检波器 3、幅度电路 24 和延迟电路 25 输入给 AM

调制器 26 的控制端的信号同步。而且，设置 T2 使得通过分流电路 1、延迟电路 2、相位电路 8、幅度电路 9 和 AM 调制器 26 输入给 PM 调制器 29 的信号与通过分流电路 1、幅度检波器 3、幅度电路 27 和延迟电路 28 输入给 PM 调制器 29 的控制端的信号同步。

在此，可以改变 T1 或 T2，使得 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所产生的失真的相位也被改变。而且，由幅度电路 24 和 27 调整控制信号的幅度，从而调整由 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 执行的 AM 和 PM 的调制系数。以这种方式，可以改变由 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所产生的边带信号的幅度。

如上所述，AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 位于相位电路 8 和幅度电路 9 之后。然而，AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 也可以位于相位电路 8 和幅度电路 9 之前。

而且，相位电路 8 和幅度电路 9 可以以相反的顺序连接。即，幅度电路 9 的输出端可以被连接到相位电路 8 的输入端。

而且，相位电路 8、幅度电路 9、AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 可以以不同的顺序被串联。

由主放大器 10 放大的信号通过分流电路 11 输出，作为最终输出信号。在这种情况下，通过相位电路 8 和幅度电路 9 所产生的相位和幅度失真、以及 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所产生的边带信号来消除主放大器 10 所产生相位和幅度失真。而且，在分流电路 11 中，来自主放大器 10 的一部分放大信号被分流到失真检测电路 12。

在失真消除之后，失真检测电路 12 提取在来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量，该剩余失真分量被输出给表格更新电路 13。

表格更新电路 13 根据由失真检测电路 12 所检测的失真分量计算幅度和相位校正数据，用于进一步消除在来自分流电路 11 的分流信号中剩余的失真分量。随后，该幅度和相位校正数据被存储在表格

5a 和 5b 中。以这种方式，在表格 5a 和 5b 中存储的幅度和相位校正数据被更新，以最小化放大设备所导致的幅度和相位失真。

通过使用上述反馈系统更新幅度和相位校正数据，放大设备可以以一种有效的方式操作，而不考虑如温度改变或长期变化所导致的任何影响。

在此，也可以在没有反馈系统的情况下实现放大设备，所述反馈系统包括分流电路 11、失真检测电路 12 和表格更新电路 13。

而且，用于相位校正的表格 5a 和 D/A 转换器 6a 可以配置在一个设备中。同时，用于幅度校正的表格 5b 和 D/A 转换器 6b 可以配置在一个设备中。

如上所述，通过使用 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 执行 AM 和 PM 所产生的边带信号，能够在放大设备上消除由主放大器 10 引入的、在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的失真之一。以这种方式，与现有技术相比，能够在放大设备上实现大量的失真消除，从而提高放大设备的线性化 (linearization)。

而且，通过使用 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所产生的边带信号以及相位电路 8 和幅度电路 9 所产生的边带信号，可以在放大设备上消除由主放大器 10 所引入的、在频率 $(2 \cdot f_2 - f_1)$ 和 $(2 \cdot f_1 - f_2)$ 上的失真。以这种方式，与现有技术相比，放大设备可以执行更精确的失真消除。

图 15 图示根据本发明第四优选实施例的放大设备的又一种示范性结构，其中包括采用预失真消除法的失真补偿电路。

该放大设备包括一个分流电路 1、一个延迟电路 2 (例如延迟线)、一个幅度检波器 3、一个 A/D 转换器 4、用于相位和幅度校正的表格 5a 和 5b、两个 D/A 转换器 6a 和 6b、两个 LPF 14a 和 14b、一个用于控制主信号相位的相位电路 8、一个用于控制主信号幅度的幅度电路 9、另一个用于控制幅度调制的幅度电路 24、另一个用于控

制幅度调制的相位电路 35、又一个用于控制相位调制的幅度电路 27、又一个用于控制相位调制的相位电路 36、一个用于对主信号执行 AM 的 AM 调制器 26、一个用于对主信号执行 PM 的 PM 调制器 29、主放大器 10、另一个分流电路 11、一个失真检测电路 12 和一个表格更新电路 13。

除了下述要点之外，图 15 所示的放大设备在结构和操作上与图 14 所示的放大设备相同。即，图 15 的放大设备包括位于幅度电路 24 和 AM 调制器 26 之间的相位电路 35，而不是延迟电路 25。而且，该放大设备包括位于幅度电路 27 和 PM 调制器 29 之间的相位电路 36，而不是延迟电路 28。

在这个示范性的结构中，通过延迟分别从幅度电路 24 和 27 输出的模拟信号，相位电路 35 和 36 执行与图 14 的延迟电路 25 和 28 相同的操作。

图 16 图示根据本发明第五优选实施例的放大设备的又一个示范性结构，其中包括采用预失真消除法的失真补偿电路。

该放大设备包括一个分流电路 1、一个延迟电路 2（例如延迟线）、一个幅度检波器 3、一个 A/D 转换器 4、用于相位和幅度校正的表格 5a 和 5b、两个 D/A 转换器 6a 和 6b、两个 LPF 14a 和 14b、一个用于控制主信号相位的相位电路 8、一个用于控制主信号幅度的幅度电路 9、另一个用于延迟主信号的延迟电路 37、另一个用于控制幅度调制的幅度电路 24、又一个用于控制相位调制的幅度电路 27、一个对主信号执行 AM 的 AM 调制器 26、一个对主信号执行 PM 的 PM 调制器 29、一个主放大器 10、另一个分流电路 11、一个失真检测电路 12 和一个表格更新电路 13。

除了下述要点之外，图 16 所示的放大设备在结构和操作上与图 14 所示的放大设备相同。即，图 16 的放大设备在结构上没有延迟电路 25 和 28。而且，该放大设备包括在幅度电路 9 和 AM 调制器 26

之间的延迟电路 37。

在这一示范性的结构中，延迟电路 37 延迟一个从幅度电路 9 输入的信号。然后，该延迟信号被输入给 AM 调制器 26。

以这种方式，该放大设备可以改变由 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所调制的主信号与 AM 调制器 26 或 PM 调制器 29 的控制信号之间的相位差。这意味着实际上能够调整 AM 调制器 26 和 PM 调制器 29 所执行的 AM 和 PM 中所用的控制信号的相位。

如上所述，尽管本发明的放大设备被描述为对具有频率 f_1 和 f_2 的信号执行失真消除，本发明也可以适用于具有多个频率的信号的情况下。

本发明的失真补偿电路的应用领域并不限制于上述范围。例如，一种包括根据本发明的失真补偿电路的放大设备适合于在用于发射信号（例如 W-CDMA 信号或多载波信号）的发射机中使用。

根据本发明的放大设备的配置中可以具有包括处理器和存储器的硬件资源，其中，处理器执行在存储器（ROM）中存储的控制程序以控制该放大设备。而且，放大设备的部件可以被配置为独立的硬件电路。

控制程序可以被存储在可由计算机读取的存储介质中，例如软盘或 CD-ROM。在这种情况下，控制程序被从存储介质装载到存储器中以由处理器执行。

虽然已经参考优选实施例图示和描述了本发明，本领域的技术人员可以理解的是，在不脱离权利要求书所定义的本发明的精神和范围的情况下，显然可以对其进行各种变化和修改。

图1
(现有技术)

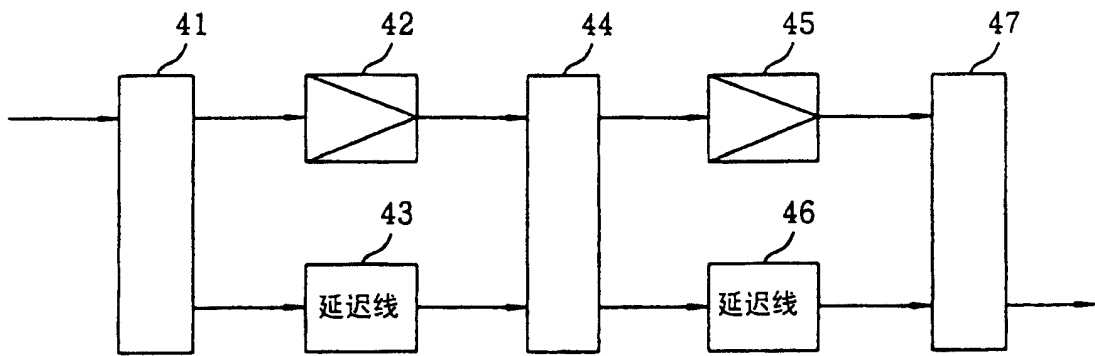


图2
(现有技术)

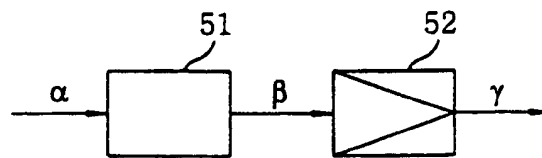


图3A

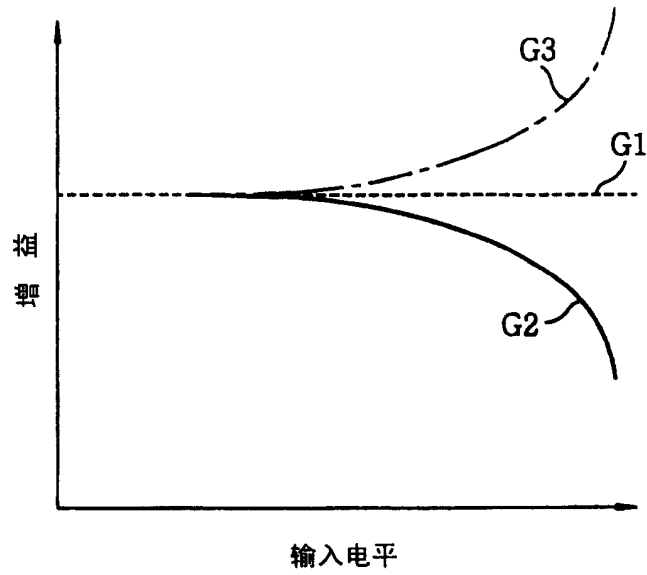


图3B

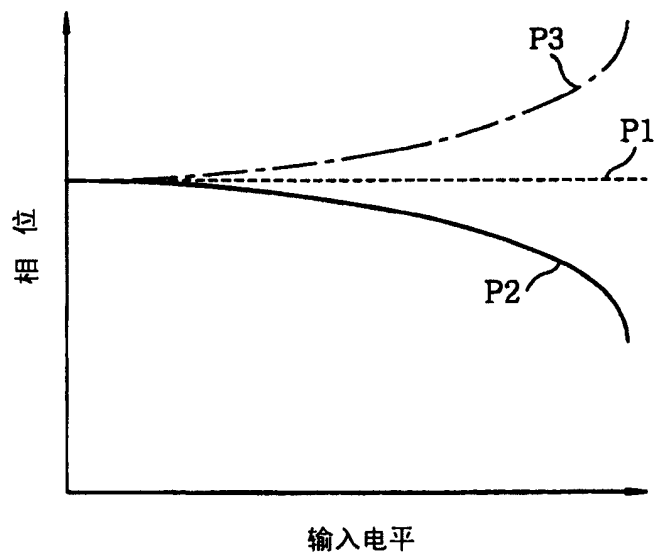


图4
(现有技术)

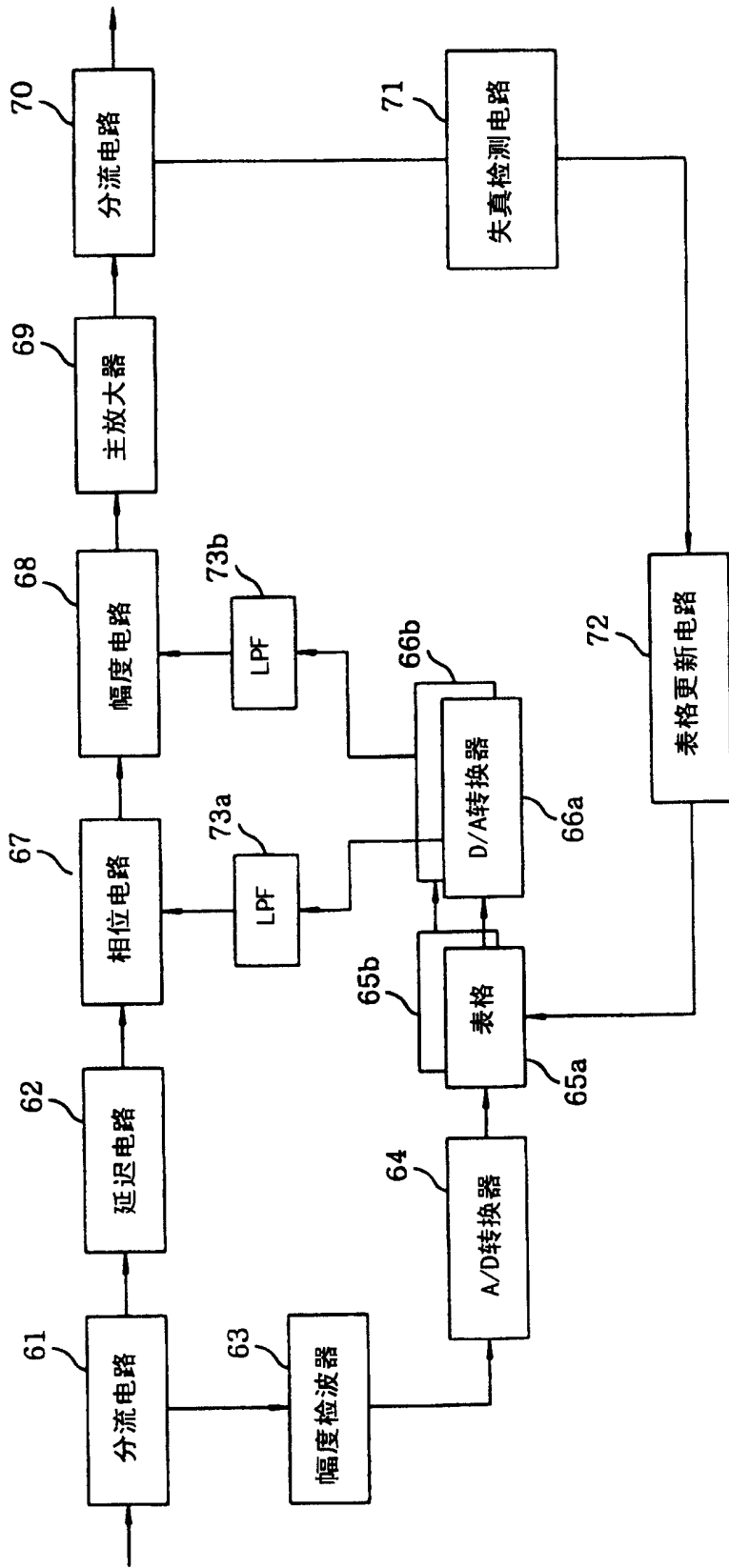


图5

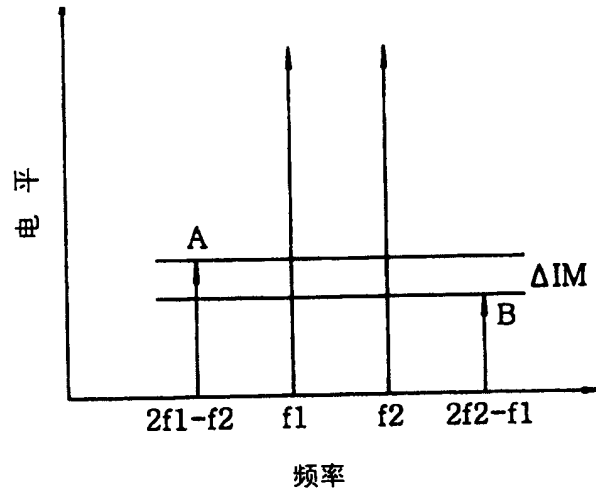


图6A

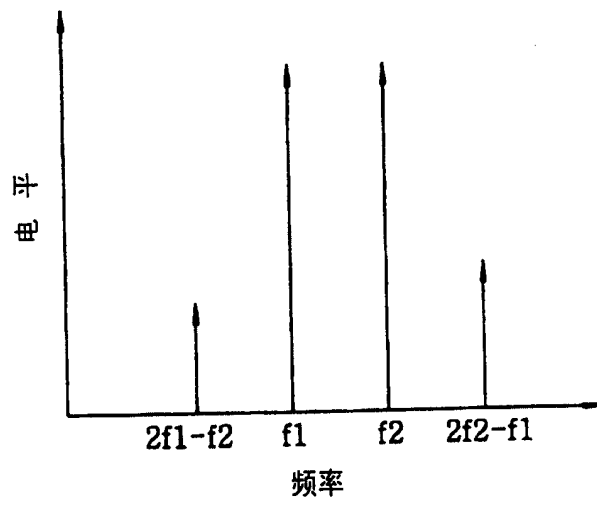


图6B

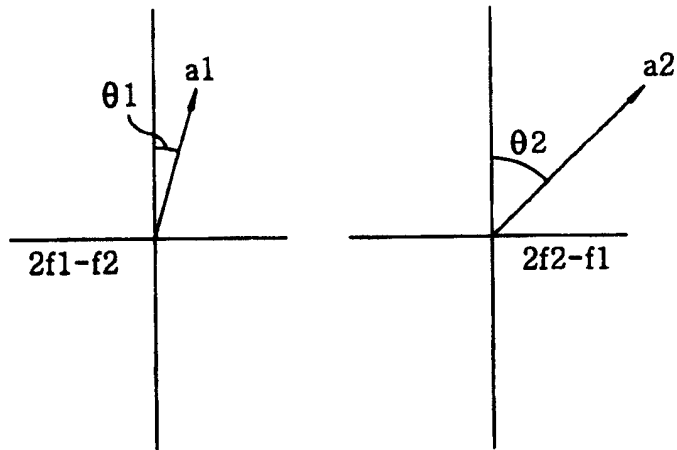


图6C

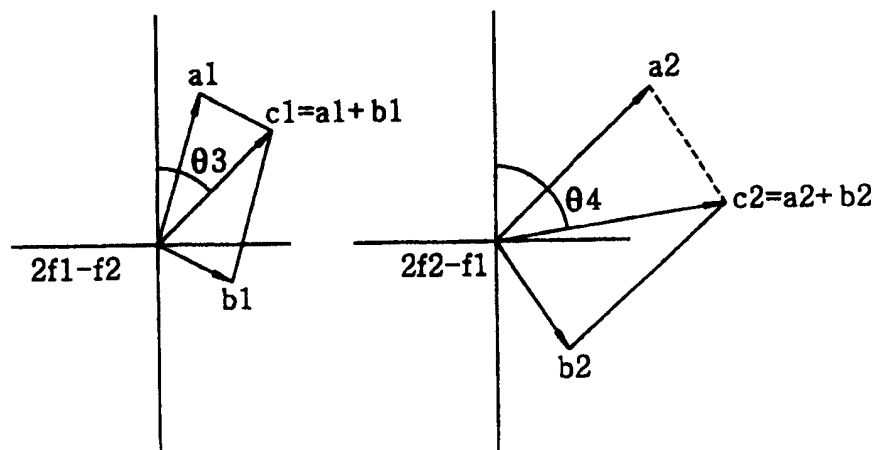


图6D

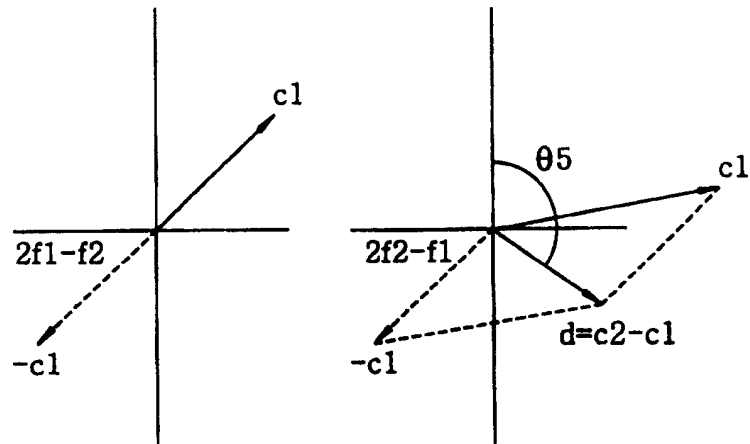


图6E

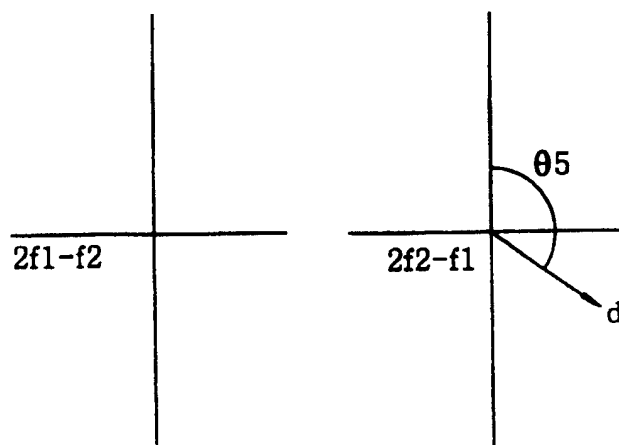


图6F

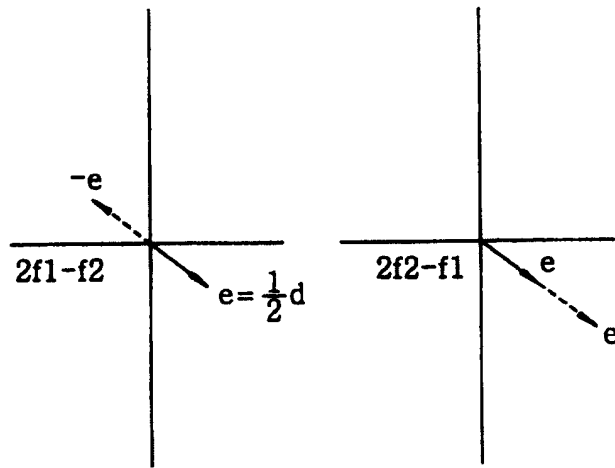


图7A

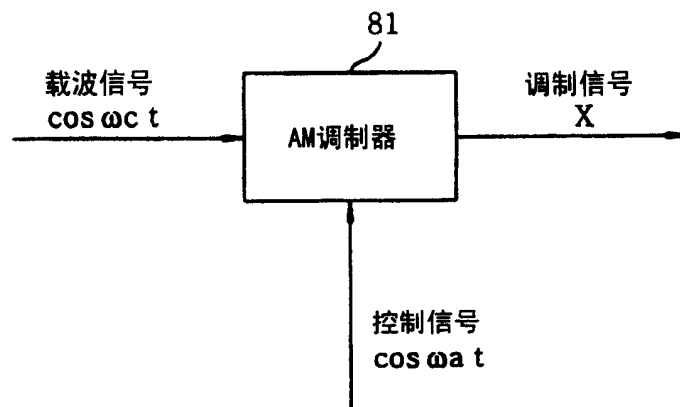


图7B

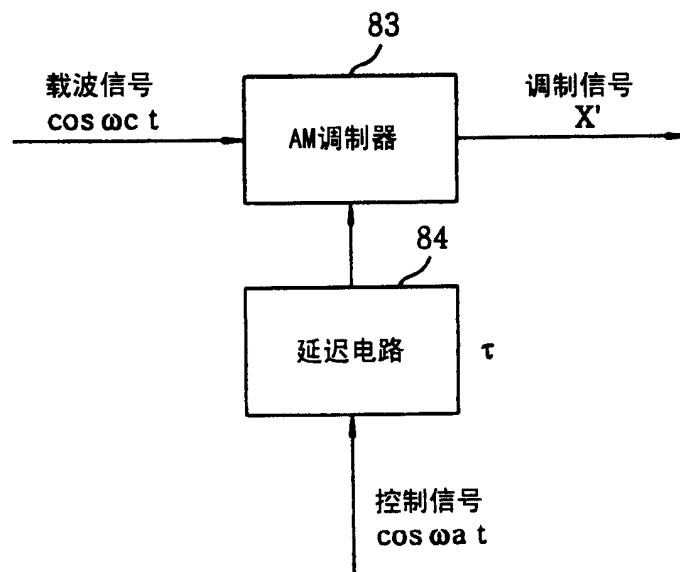


图8A

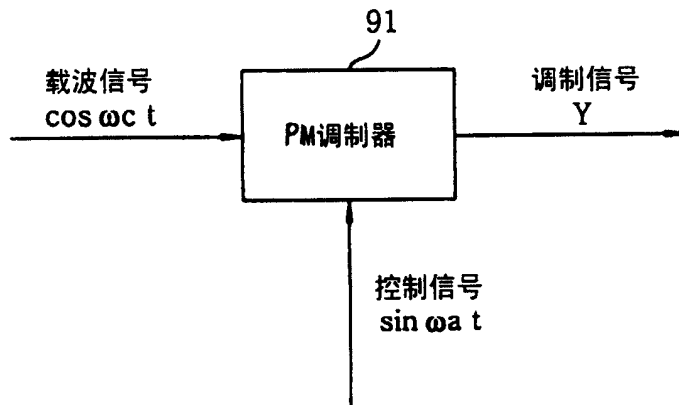


图8B

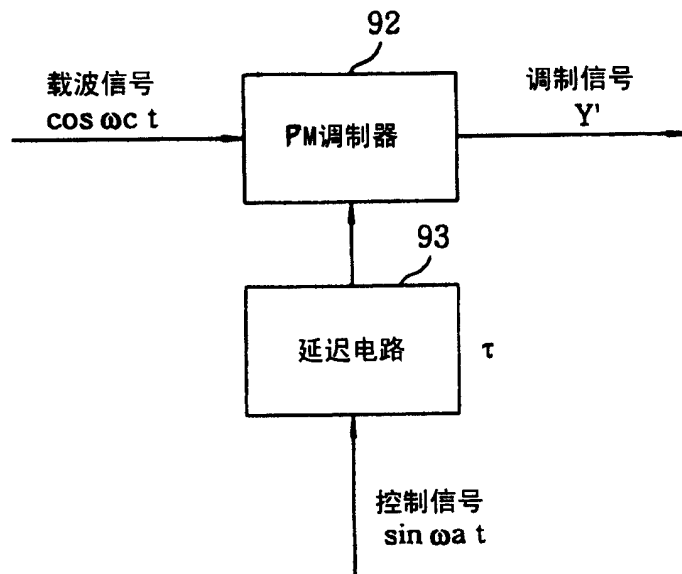


图9A

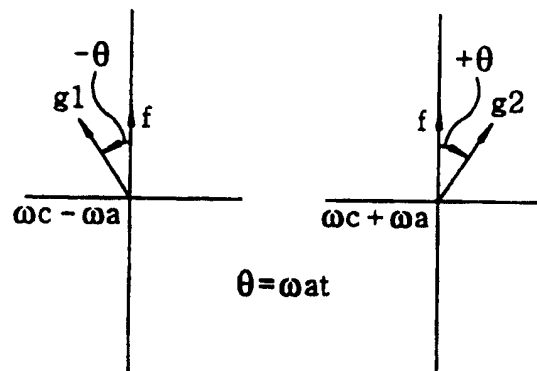


图9B

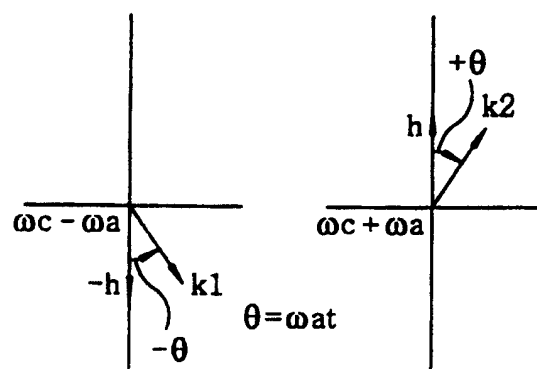


图10A

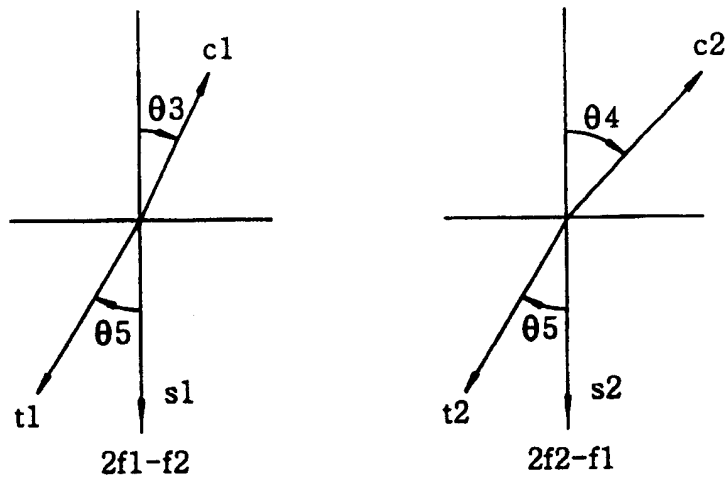


图10B

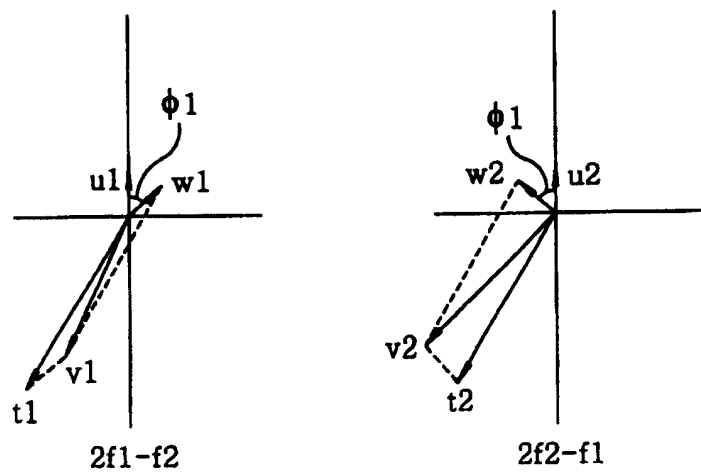


图10C

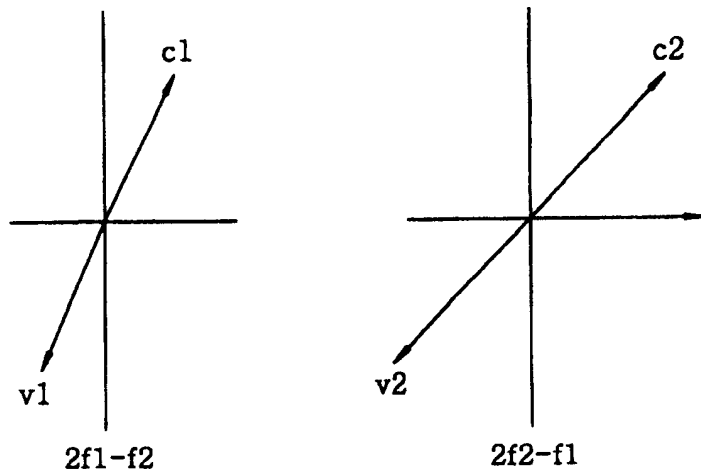


图11A

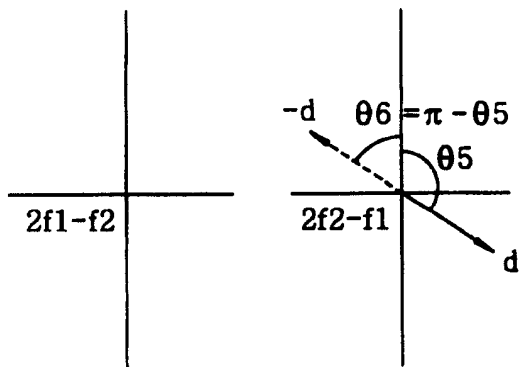


图11B

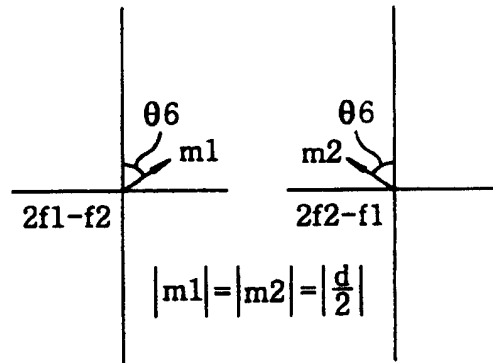


图11C

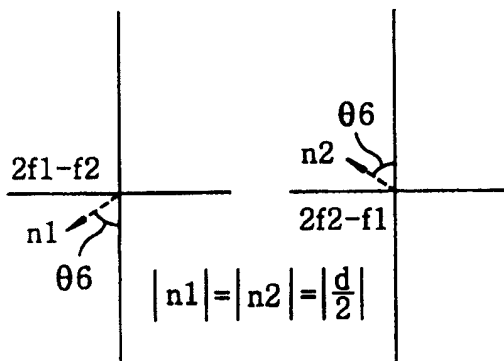


图11D

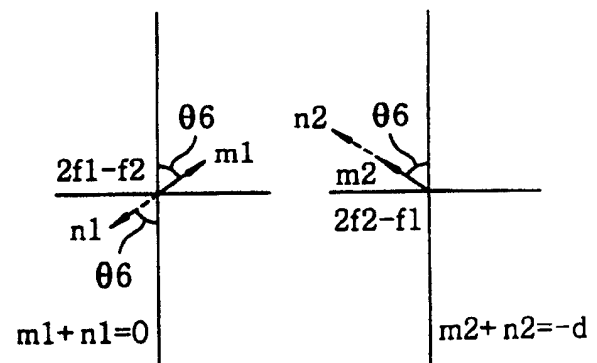


图12

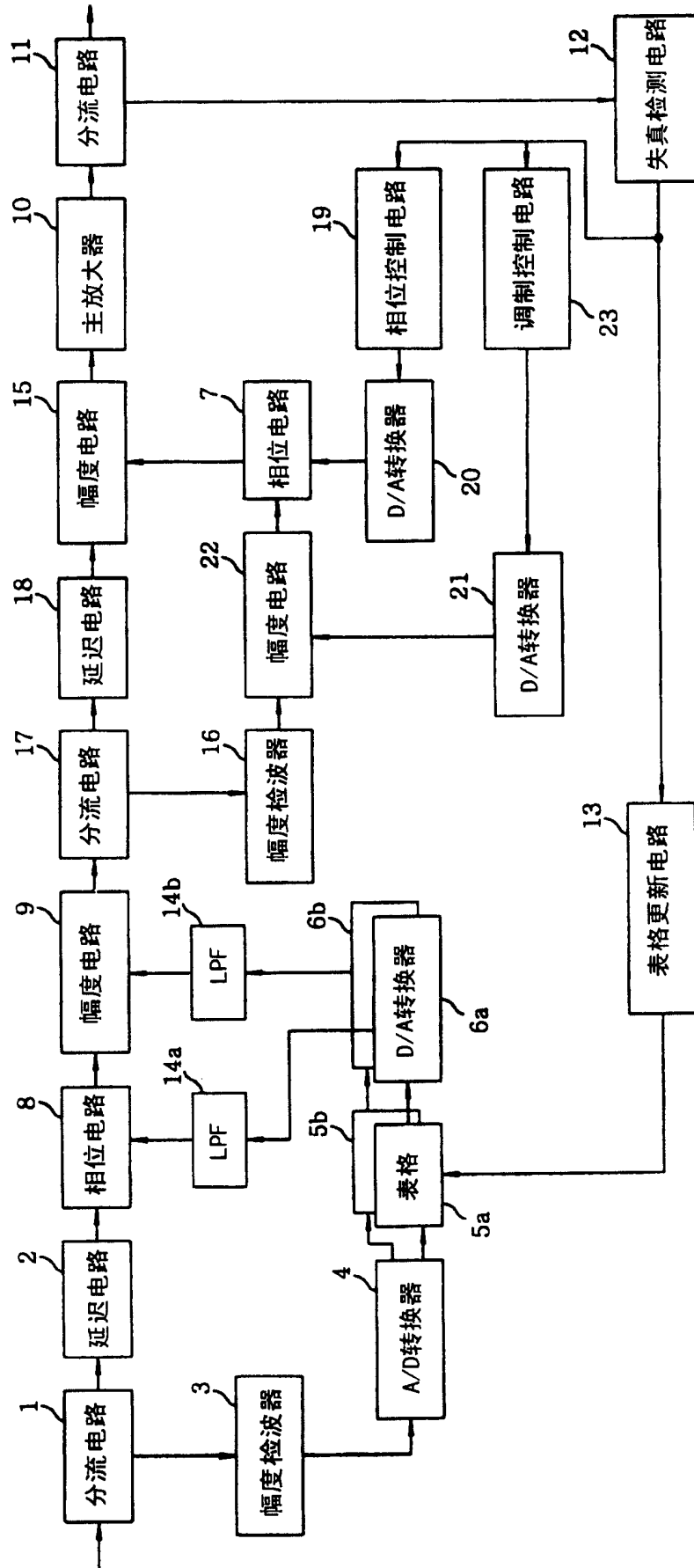


图13

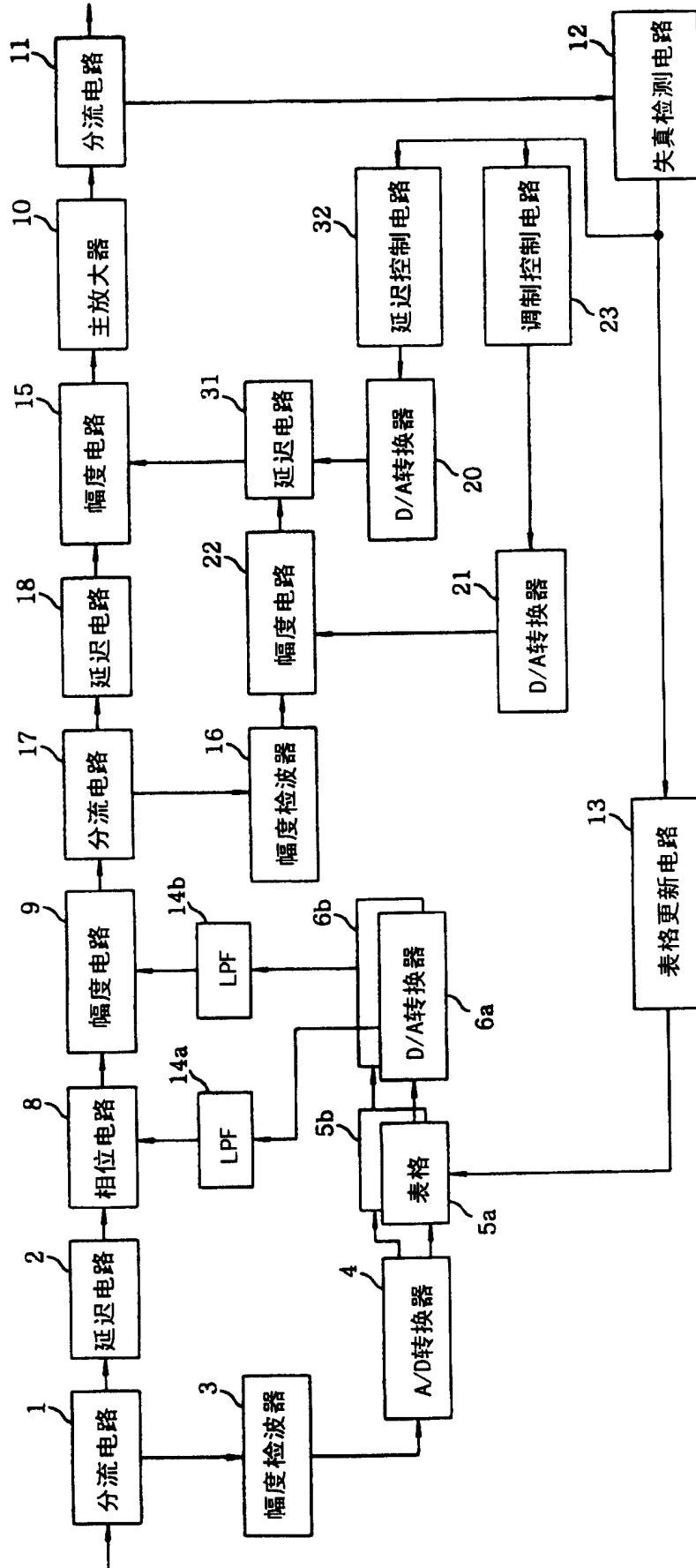


图14

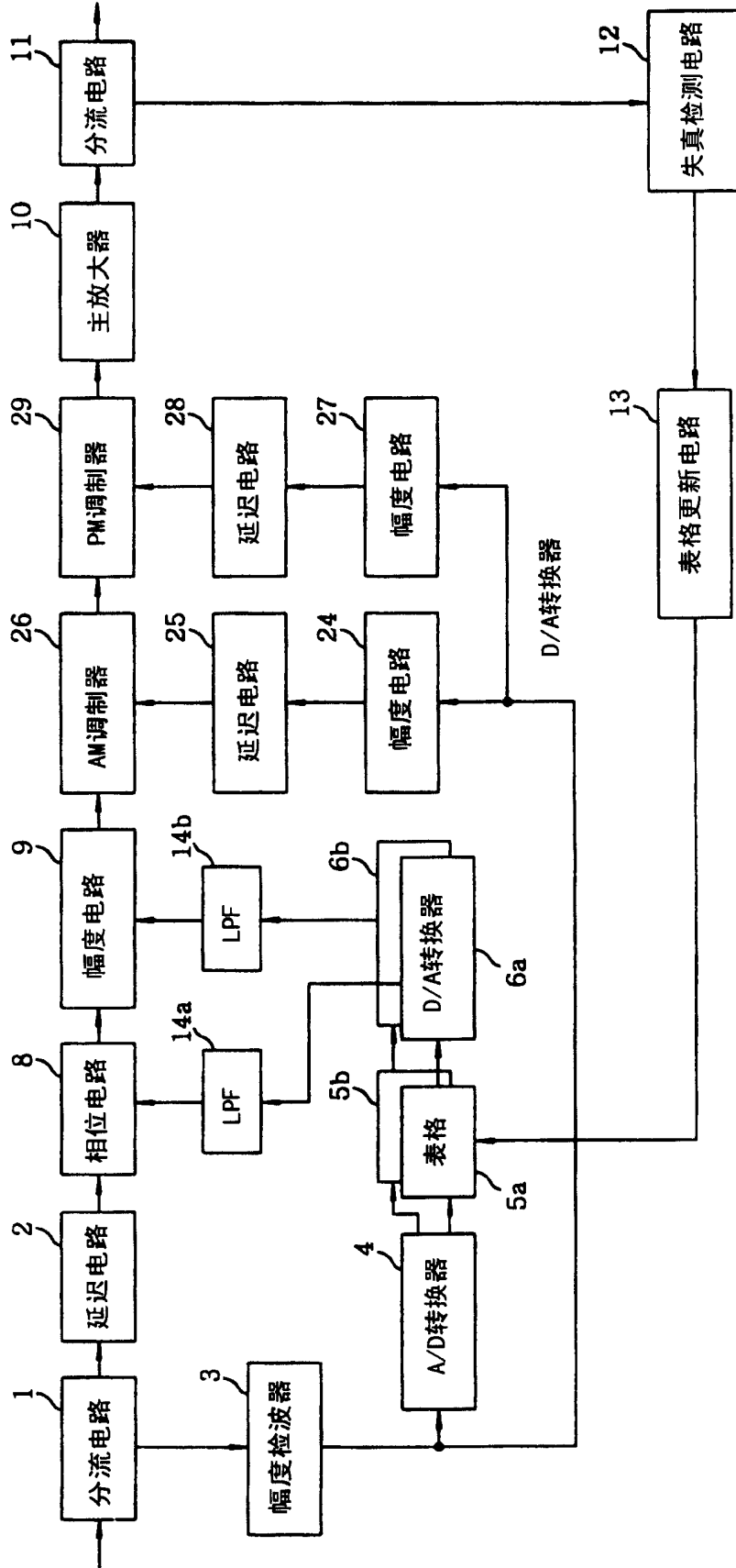


图15

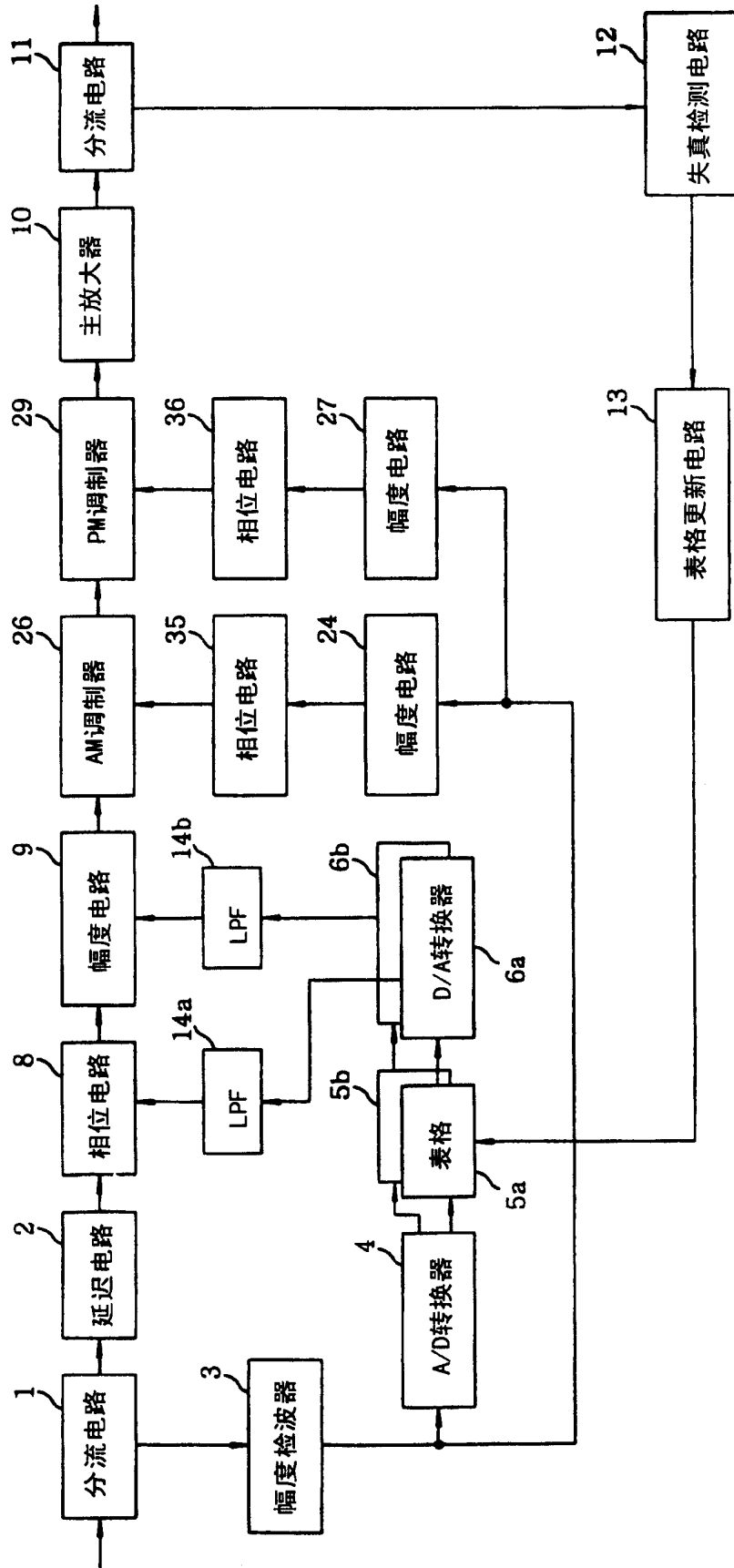


图16

