

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/04 (2006.01)

H03F 1/32 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480026981.1

[45] 授权公告日 2009年4月22日

[11] 授权公告号 CN 100481741C

[22] 申请日 2004.9.17

[21] 申请号 200480026981.1

[30] 优先权

[32] 2003.9.25 [33] JP [31] 333490/2003

[86] 国际申请 PCT/JP2004/013683 2004.9.17

[87] 国际公布 WO2005/031993 日 2005.4.7

[85] 进入国家阶段日期 2006.3.17

[73] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪

[72] 发明人 池田和彦 泉贵志 榎贵志

[56] 参考文献

CN1391341A 2003.1.15

CN1444411A 2003.9.24

US6054894A 2000.4.25

审查员 刘 潜

[74] 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司

代理人 龙 淳

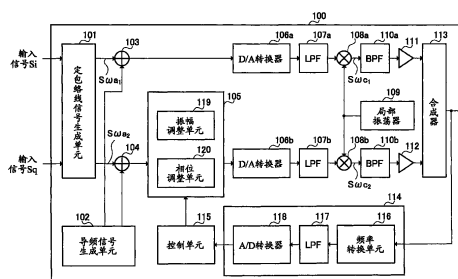
权利要求书4页 说明书20页 附图11页

[54] 发明名称

放大电路、无线基站、无线终端及放大方法

[57] 摘要

一种可抑制放大电路的电路规模的增大，并且可获得较高功率效率且失真较少的输出信号的放大电路。在这个电路中，定包络线信号生成单元(101)，由输入信号生成多个定包络线信号。导频信号生成单元(102)，将分别具有预定的振幅、预定的相位及预定的频率的多个导频信号，分别与生成了的多个定包络线信号向对应地生成，上述多个导频信号的上述相位或上述频率相互不同。第1相加单元(103)及第2相加单元(104)，将该多个导频信号与生成了的多个定包络线信号分别相加。第1放大器(111)及第2放大器(112)，将相加了该多个导频信号的多个定包络线信号放大。矢量调整单元(105)使用包含在放大的多个定包络线信号中，且相当于该多个导频信号的信号成分，修正生成了的多个定包络线信号中的任何一个信号的振幅或相位。



1. 一种放大电路，包括：

定包络线信号生成单元，由输入信号生成多个定包络线信号；

导频信号生成单元，生成在进行同相合成时相互抵消的多个导频信号；

相加单元，将生成了的上述多个导频信号分别与生成了的上述多个定包络线信号相加；

放大单元，分别将相加后的上述多个定包络线信号放大；

合成单元，将放大的上述多个定包络线信号进行同相合成，来获得输出信号；

振幅·相位修正单元，在将通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述多个定包络线信号与上述多个导频信号相加之前，修正通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述多个定包络线信号的任何一个的振幅或相位；

检测单元，检测获得了的上述输出信号中的相当于上述多个导频信号的信号成分；以及

控制单元，基于检测了的上述信号成分，控制上述振幅·相位修正单元中的振幅或相位的修正。

2. 一种放大电路，包括：

定包络线信号生成单元，由输入信号生成第 1 和第 2 定包络线信号；

导频信号生成单元，生成相互具有相同振幅、相同频率以及相反相位的第 1 和第 2 导频信号；

相加单元，将生成了的上述第 1 导频信号与生成了的上述第 1 定包络线信号相加，并将生成了的上述第 2 导频信号与生成了的上述第 2 定包络线信号相加；

放大单元,分别将相加后的上述第 1 和第 2 定包络线信号放大;

合成单元,将放大的上述第 1 和第 2 定包络线信号进行同相合成,来获得输出信号;

振幅·相位修正单元,在将通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号与上述第 1 和第 2 导频信号相加之前,修正通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号的任何一个的振幅或相位;

检测单元,检测获得了的上述输出信号中的相当于上述第 1 和第 2 导频信号的信号成分; 以及

控制单元,基于检测了的上述信号成分,控制上述振幅·相位修正单元中的振幅或相位的修正。

3. 如权利要求 2 所述的放大电路, 其中,

上述导频信号生成单元还生成相互具有相同振幅、相同频率以及相反相位的第 3 和第 4 导频信号;

上述相加单元将生成了的上述第 1 和第 3 导频信号与生成了的上述第 1 定包络线信号相加, 并将生成了的上述第 2 和第 4 导频信号与生成了的上述第 2 定包络线信号相加;

上述第 1 至第 4 导频信号的上述频率处于上述输入信号的频带外, 而且上述第 1 和第 2 导频信号的上述频率处于相对上述频带的低频域侧和高频域侧中的一侧, 上述第 3 和第 4 导频信号的上述频率处于另一侧;

该放大电路还包括频率特性修正单元, 在将通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号与上述第 1 和第 2 导频信号相加之前, 修正通过上述定包络线信号生成单元生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号的任何一个的振幅或相位的频率特性;

上述检测单元检测获得了的上述输出信号中的相当于上述第 1 至第 4 导频信号的信号成分,

上述控制单元基于检测了的上述信号成分，控制上述振幅·相位修正单元中的振幅或相位的修正，以及上述频率特性修正单元中的频率特性的修正。

4. 一种无线基站装置，其具有如权利要求 1 或者权利要求 2 所述的放大电路。

5. 一种无线终端装置，其具有如权利要求 1 或者权利要求 2 所述的放大电路。

6. 一种放大方法，包括：

定包络线信号生成步骤，由输入信号生成多个定包络线信号；

导频信号生成步骤，生成在进行同相合成时相互抵消的多个导频信号；

相加步骤，将生成了的上述多个导频信号分别与生成了的上述多个定包络线信号相加；

放大步骤，分别将相加后的上述多个定包络线信号放大；

合成步骤，将放大的上述多个定包络线信号进行同相合成，来获得输出信号；

振幅·相位修正步骤，在将在上述定包络线信号生成步骤中生成了的上述多个定包络线信号与上述多个导频信号相加之前，修正在上述定包络线信号生成步骤中生成了的上述多个定包络线信号的任何一个的振幅或相位；

检测步骤，检测获得了的上述输出信号中的相当于上述多个导频信号的信号成分；以及

控制步骤，基于检测了的上述信号成分，控制上述振幅·相位修正步骤中的振幅或相位的修正。

7. 一种放大方法，包括：

定包络线信号生成步骤，由输入信号生成第 1 和第 2 定包络线信号；

导频信号生成步骤，生成相互具有相同振幅、相同频率以及相反相位的第 1 和第 2 导频信号；

相加步骤，将生成了的上述第 1 导频信号与生成了的上述第 1 定包络线信号相加，并将生成了的上述第 2 导频信号与生成了的上述第 2 定包络线信号相加；

放大步骤，分别将相加后的上述第 1 和第 2 定包络线信号放大；

合成步骤，将放大的上述第 1 和第 2 定包络线信号进行同相合成，来获得输出信号；

振幅·相位修正步骤，在将在上述定包络线信号生成步骤中生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号与上述第 1 和第 2 导频信号相加之前，修正在上述定包络线信号生成步骤中生成了的上述第 1 和第 2 定包络线信号的任何一个的振幅或相位；

检测步骤，检测获得了的上述输出信号中的相当于上述第 1 和第 2 导频信号的信号成分；以及

控制步骤，基于检测了的上述信号成分，控制上述振幅·相位修正步骤中的振幅或相位的修正。

放大电路、无线基站、无线终端及放大方法

技术领域

本发明涉及一种放大电路及放大方法，特别涉及用于在无线通信或广播的发送装置中放大发送信号的放大电路及放大方法。

背景技术

在用于无线通信或广播的发送装置中，近年以来，发送数字调制信号的情况变多。由于这些信号许多都已经实现多阶化，变得可以在振幅方向装载信息，所以在用于发送装置的放大电路就被要求线性。另一方面，为了减少装置的功率消耗，放大电路被要求较高的功率效率。为使放大电路的线性及功率效率并存，提出了为补偿失真或改善效率的种种方法。以往的放大电路方式中，有一个被称为 LINC (Linear Amplification with Nonlinear Components, 带有非线性元件的线性放大) 的方式。在这个方式中，通过将发送信号分开为两个定包络线信号，以功率效率较高的非线性放大器放大之后合成，而谋求线性及功率效率的并存。

此处，参照图 1 说明适用 L I N C 方式放大电路的一般例子。在图 1 所示的放大电路 10 中，在定包络线信号生成单元 11，从输入信号 $S(t)$ 生成两个定包络线信号 $S_a(t)$ 及 $S_b(t)$ 。例如，用以下的 (公式 1) 表示输入信号 $S(t)$ 时，如将各定包络线信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ 设为以下的 (公式 2) 及 (公式 3) 的话，则各定包络线信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ 的振幅方向成为常数。

$$S(t) = V(t) \times \cos \{ \omega c t + \phi(t) \} \quad \dots \text{(公式 1)}$$

其中，将 $V(t)$ 的最大值设为 V_{\max} ，将输入信号的载波的角频率设为 ωc 。

$$S_a(t) = V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega c t + \psi(t) \} \quad \dots \text{(公式 2)}$$

$$S_b(t) = V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega c t + \theta(t) \} \quad \dots \text{(公式 3)}$$

其中，设 $\psi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ 。

图 2 是在正交平面坐标上使用信号矢量表示定包络线信号的生成动作的图，如该图所示，用振幅为 $V_{\max}/2$ 的两个定包络线信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ 的矢量和来表示输入信号 $S(t)$ 。

再参照图 1。在两个放大器 12、13 上，分别放大两个定包络线信号。此时如将放大器 12、13 的增益设为 G ，则放大器 12、13 的输出信号分别成为 $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ 。如在合成单元 14 合成这些输出信号 $G \times S_a(t)$ 、 $G \times S_b(t)$ ，则可获得输出信号 $G \times S(t)$ 。

图 3 表示具有与此相同结构的放大电路 10 a 的例子。在定包络线信号生成单元 11，对于定包络线信号 IQ 生成单元 15，从基带的输入信号 S_i 、 S_q 通过数字信号处理而生成经过正交解调后成为定包络线信号 S_a 、 S_b 的基带信号 S_{ai} 、 S_{aq} 、 S_{bi} 、 S_{bq} ，并将各基带信号通过 D/A 转换器 16a、16b、16c、16d 转换为模拟信号之后，在具有两个正交调制器的正交调制单元 17 正交调制而获得两个定包络线信号 $S_a(t)$ 、 $S_b(t)$ 。将各信号在上述放大器（driver amp., 激励放大器）18a、18b 放大之后，进行在放大器 12、13 的最终放大及在合成单元 14 的合成，结果获得输出信号。

上述放大电路 10 a 中，可以使用频率较低的基带信号通过数字信号处理而实现定包络线信号的生成，但两系统的放大器的增益或相位发生了误差的情况下，放大合成后的信号的矢量就变得不同于期望的输出信号的矢量，即，这些误差成为信号的失真成分。另外，在放大电路 10 a 中，不仅难以预测这些误差的原因，而且随温度等环境因素也改变特性。

作为以往的放大电路，为了对此进行补偿，提出了这样一些解决的办法，例如从输入信号处近似地进行运算生成定包络线信号时候与输入信号合成的辅助波信号，以将辅助波信号和输入信号合成而生成两个定包络线信号，将各定包络线信号在两个放大器放大、合成之后，检测输出信号或辅助波成分，修正有关两系统的放大器的增益或相位的特性的误差（举例，参照专利文献 1）。

【专利文献 1】日本专利申请第 2758682 号公报

发明内容

本发明所要解决的问题

然而，在上述以往的放大电路中存在以下问题：为了参照信号必须进行运算处理，那时必须将和输入信号同等的频带成分的输出信号或辅助波信号解释，特别是，当信号的频带或动态范围变大，则运算处理量变大，放大电路的电路规模增大。

本发明的目的在于提供一种放大电路及放大方法，以其抑制放大电路的电路规模的增大，并且获得较高功率效率且失真较少的输出信号。

解决问题的方法

本发明的放大电路采用如下结构，即，包括：定包络线信号生成单元，由输入信号生成多个定包络线信号；导频信号生成单元，用于生成分别与上述生成的多个定包络线信号关联的多个导频信号，所述多个导频信号分别具有预定的振幅、预定的相位及预定的频率，上述导频信号的上述相位或上述频率相互不同；相加单元，将上述多个导频信号与生成了的多个定包络线信号分别相加；放大单元，将相加了上述多个导频信号的多个定包络线信号放大；以及修正单元，使用包含在放大了的多个定包络线信号、且相当于上述多个导频信号的信号成分，修正生成了的多个定包络线信号的任何一个的振幅或相位。

本发明的放大方法设为包含：定包络线信号生成步骤，由输入信号生成多个定包络线信号；导频信号生成步骤，生成分别与上述生成的多个定包络线信号关联的多个导频信号，所述多个导频信号分别具有预定的振幅、预定的相位及预定的频率，上述导频信号的上述相位或上述频率相互不同；相加步骤，分别将上述多个导频信号与生成了的多个定包络线信号相加；放大步骤，将相加了上述多个导频信号的多个定包络线信号放大；以及修正步骤，使用包含在放大了的多个定包络线信号中且相当于上述多个导频信号的信号成分，修正生成了的多个定包络线信号的任何一个的振幅或相位。

本发明的效果

根据本发明，可以抑制放大电路的电路规模的增大，并且可获得

较高功率效率且失真较少的输出信号。

附图说明

图 1 是表示以往的放大电路结构的一般例子的图；

图 2 是将在以往的放大电路的运算动作在正交平面上表示的图；

图 3 是表示以往的放大电路结构的其它例子的图；

图 4 是表示本发明实施方式 1 的放大电路结构的方框图；

图 5 是将在本发明实施方式 1 的运算动作在正交平面坐标上表示的图；

图 6A 是表示本发明实施方式 1 的放大电路的输出信号频谱的图；

图 6B 是表示在本发明实施方式 1 的放大电路的频率转换单元的输出信号频谱的图；

图 6C 是表示在本发明实施方式 1 的放大电路的低通滤波器的输出信号频谱的图；

图 7 是表示本发明实施方式 2 的放大电路结构的方框图；

图 8 是将在本发明实施方式 2 的运算动作在正交平面坐标上表示的图；

图 9 是表示本发明实施方式 2 的放大电路的输出信号频谱的图；

图 10 是表示本发明实施方式 3 的放大电路结构的方框图；

图 11 是表示一般的高频率电路的增益频率特性的例子的图；

图 12 是表示延迟量不同的两个路径的相位频率特性的例子的图；

图 13 是表示本发明实施方式 3 的放大电路的输出信号频谱的图；

图 14 是表示在本发明实施方式 3 的频率特性修正单元的增益特性的例子的图； 以及

图 15 是表示本发明实施方式 4 的无线发送接收装置结构的方框图。

具体实施方式

以下，参照附图就本发明的实施方式进行详细说明。

(实施方式 1)

图 4 是表示本发明实施方式 1 的放大电路结构的方框图。

图 4 所示放大电路 100 包括：定包络线信号生成单元 101、导频信号生成单元 102、第 1 相加单元 103、第 2 相加单元 104、矢量调整单元 105、两个 D/A 转换器 106a 和 106b、两个低通滤波器 (LPF) 107a 和 107b、两个混频器 108a 和 108b、局部振荡器 109、两个带通滤波器 (BPF) 110a 和 110b、第 1 放大器 111、第 2 放大器 112、合成器 113、导频信号检测单元 114 及控制单元 115。

另外，导频信号检测单元 114 包括：频率转换单元 116、LPF117、A/D 转换器 118。而且，矢量调整单元 105 包括振幅调整单元 119 及相位调整单元 120。

定包络线信号生成单元 101，使用基带的输入信号 S_i 、 S_q ，生成在矢量合成时与以频率 ω_a 的载波频率正交调制的输入信号 S_i 、 S_q 等价的两个定包络线信号，即，生成第 1 定包络线信号 $S\omega_{a1}$ ，及第 2 定包络线信号 $S\omega_{a2}$ ，分别输出至第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104。

导频信号生成单元 102，生成频率为输入信号 S_i 、 S_q 的频带外的两个导频信号，即生成第 1 导频信号及第 2 导频信号，分别输出至第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104。

第 1 相加单元 103 将分别输入了的第 1 定包络线信号 $S\omega_{a1}$ 及第 1 导频信号相加。另外，第 2 相加单元 104 将分别输入了的第 2 定包络线信号 $S\omega_{a1}$ 及第 2 导频信号相加。

矢量调整单元 105，例如是运算电路，使第 2 相加单元 104 的输出信号的增益及相位，基于后述的控制单元 115 的控制而变化，向 D/A 转换器 106b 输出。

更具体而言，在矢量调整单元 105，振幅调整单元 119 基于控制单元 115 的控制，调整第 2 相加单元 104 的输出信号的增益（振幅方向），相位调整单元 120 基于控制单元 115 的控制，调整第 2 相加单元 104 的输出信号的相位（相位方向）。

此处，定包络线信号生成单元 101、导频信号生成单元 102、第 1

相加单元 103、第 2 相加单元 104 及矢量调整单元 105, 是由例如 DSP (Digital Signal Processor, 数字信号处理器)、CPU (Central Processing Unit, 中央处理器) 或 ASIC (Application Specific Integrated Circuit, 专用集成电路) 等构成的数字信号处理电路, 各自的动作通过数字信号的运算而得到处理。

D/A 转换器 106a, 将在第 1 相加单元 103 由相加第 1 导频信号的第 1 定包络线信号 $S\omega a_1$ 进行数字模拟转换。

D/A 转换器 106b 是将矢量调整单元 105 的输出信号、即相加第 2 导频信号的第 2 定包络线信号 $S\omega a_2$ 进行数字模拟转换。

LPF107a、107b, 从 D/A 转换器 106a、106b 的各输出信号中去掉取样频率及重叠噪声成分, 将去掉后的第 1 定包络线信号 $S\omega a_1$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega a_2$ 分别输出至混频器 108a、108b。

混频器 108a、108b, 是例如将频率上变频的混频器电路, 与从 LPF107a、107b 的各输出信号和局部振荡器 109 的局部振荡信号混合, 将混合后的第 1 定包络线信号 $S\omega a_1$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega a_2$ 分别频率转换 (上变频) 至预定的输出信号用频率。

局部振荡器 109, 比如说, 是使用了以相位负反馈控制系 (PLL) 控制的电压控制振荡器 (VCO) 的频率合成器等的振荡电路, 将局部振荡信号输出至混频器 108a、108b。

BPF110a、110b, 是诸如让所期望的频带信号通过、抑制不需要的频率成分的滤波器, 抑制分别包含于在混频器 108a、108b 上变频了的第 1 定包络线信号 $S\omega c_1$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega c_2$ 的不需要的频率成分, 即抑制在混频器 108a、108b 发生的图象成分或局部振荡信号的泄漏成分, 将抑制后的第 1 定包络线信号 $S\omega c_1$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega c_2$ 分别输出至第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112。

第 1 放大器 111 放大从 BPF110a 的输出信号, 输出至合成器 113。第 2 放大器 112 放大从 BPF110b 的输出信号, 输出至合成器 113。

合成器 113, 是诸如可以使用分布常数电路的 4 端子方向性结合器或威尔金森 (Wilkinson) 型合成器等实现的合成单元, 合成在第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112 放大的了的信号, 获得放大电路 100 的输出

信号。

导频信号检测单元 114, 从合成器 113 的输出信号的一部分提取导频信号成分, 输出至控制单元 115。导频信号成分中, 包含相当于第 1 导频信号的成分及相当于第 2 导频信号的成分。

更具体而言, 在导频信号检测单元 114, 频率转换单元 116 将包含在从合成器 113 获得的信号的导频信号成分频率转换至低频率带, 输出至 LPF117。而且, LPF117, 抑制由在频率转换单元 116 频率转换了的信号的输出信号成分, 将导频信号成分输出至 A/D 转换器 118。然后, A/D 转换器 118, 将从 LPF117 的导频信号成分模拟数字转换, 输出至控制单元 115。

控制单元 115, 以例如 CPU、DSP 及 ASIC 等的运算电路或存储器等构成, 并基于导频信号检测单元 114 输出的导频信号成分(即, 第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分), 控制在矢量调整单元 105 的增益及相位的调整。

更具体地说, 如将在矢量调整单元 105 的振幅方向及相位方向的调整量分别设为 γ 、 β , 则控制单元 115, 将振幅方向的调整量 γ 设定为使通过导频信号检测单元 114 得到检测的第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分中的各振幅成分成为相等的值, 将相位方向的调整量 β 设定为使通过导频信号检测单元 114 得到检测的第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分中的各相位成分成为相等的值。

接着, 就具有上述结构的放大电路 100 的动作加以说明。

首先, 在定包络线信号生成单元 101, 由基带的输入信号 S_i 、 S_q 生成第 1 定包络线信号 $S\omega a_1(t)$ 、第 2 定包络线信号 $S\omega a_2(t)$ 。

然后, 在用以下的(公式 4)表示将输入信号 S_i 、 S_q 以角频率 ωa 的载波频率正交调制了的信号 $S\omega a(t)$ 时, 如设为用(公式 5)及(公式 6)表示第 1 定包络线信号 $S\omega a_1(t)$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega a_2(t)$ 的话, 则第 1 定包络线信号 $S\omega a_1(t)$ 及第 2 定包络线信号 $S\omega a_2(t)$ 成为振幅方向为常数的定包络线信号。

$$S\omega a(t) = V(t) \times \cos \{ \omega a t + \phi(t) \} \quad \dots \text{(公式 4)}$$

其中, 将 $V(t)$ 的最大值设为 V_{\max} 。

$$S \omega_{a_1}(t) = V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \phi(t) \} \quad \dots \text{ (公式 5)}$$

$$S \omega_{a_2}(t) = V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \theta(t) \} \quad \dots \text{ (公式 6)}$$

其中，设 $\psi(t) = \phi(t) + \alpha(t)$ 、 $\theta(t) = \phi(t) - \alpha(t)$ 。

此处，将在导频信号生成单元 102 生成的第 1 及第 2 导频信号设为振幅均为 P、角频率分别为 $(\omega_a - \omega_{p_1})$ 、 $(\omega_a - \omega_{p_2})$ 的正弦波信号，即设为 $P_1(t) = P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_1}) t \}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_2}) t \}$ 。此时，在第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104 的输出信号 $S' \omega_{a_1}(t)$ 、 $S' \omega_{a_2}(t)$ 分别用 (公式 7) 及 (公式 8) 表示。

$$\begin{aligned} S' \omega_{a_1}(t) &= S \omega_{a_1}(t) + P_1(t) \\ &= V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \psi(t) \} + P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_1}) t \} \\ &\quad \dots \text{ (公式 7)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S' \omega_{a_2}(t) &= S \omega_{a_2}(t) + P_2(t) \\ &= V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \theta(t) \} + P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_2}) t \} \\ &\quad \dots \text{ (公式 8)} \end{aligned}$$

图 5 是在正交平面坐标上使用信号矢量来表示根据 (公式 4) ~ (公式 8) 表示的运算动作的图。如图 5 所示，对振幅分别是 V_{\max} 的第 1 定包络线信号 $S \omega_{a_1}(t)$ 及第 2 定包络线信号 $S \omega_{a_2}(t)$ 分别加上 $P_1(t)$ 及 $P_2(t)$ 后，则以 $S' \omega_{a_1}(t)$ 及 $S' \omega_{a_2}(t)$ 表示。合成了这些的成为 $S' \omega_a(t)$ 。

然后，在矢量调整单元 105，基于控制单元 115 的控制，将第 2 相加单元 104 的输出信号 $S' \omega_{a_2}(t)$ 例如分别以振幅方向 γ 倍、相位方向移相量 β 而调整。矢量调整单元 105 的输出信号 $S_{outv}(t)$ ，可用以下的 (公式 9) 表示。

$$\begin{aligned} S_{outv}(t) &= \gamma \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \theta(t) + \beta \} \\ &\quad + P \times \cos \{ \omega_a - \omega_{p_2} \} t + \beta] \quad \dots \text{ (公式 9)} \end{aligned}$$

然后，在 D/A 转换器 106a，将第 1 相加单元 103 的输出信号 $S' \omega_{a_1}(t)$ 转换至模拟信号，在 D/A 转换器 106b，将矢量调整单元 105 的输出信号 $S_{outv}(t)$ 转换至模拟信号。

然后，在 LPF107a、107b，对数字模拟转换后的信号，分别压制可由 D/A 转换器 106a、106b 输出的重叠噪声成分。

然后，在混频器 108a、108b，将压制噪声成分后的信号的载波频率分别频率转换至 ω_c 。

然后，在 BPF110a、110b，对频率转换后的信号，压制可由混频器 108a、108b 发生的图象成分或局部振荡信号的泄漏成分等不需要的寄生成分。

然后，在第 1 放大器 111，放大从 BPF110a 的输出信号；在第 2 放大器 112，放大从 BPF110b 的输出信号。

此时，在第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112，将对频率转换至 ω_c 的定包络线信号加上导频信号的信号放大。因此，虽然在第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112 放大的信号并不是完全的定包络线信号，但如将导频信号的振幅设为远远小于定包络线信号的话，可将此处得到放大的信号的包络线变动成为极小。例如，假设将导频信号电平设定为小于定包络线信号 40dB 的电平，由于放大的信号的包络线变动为振幅的 1% 左右，所以可将第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112 以较高功率效率使用。

然后，在合成器 113，合成从第 1 放大器 111 及第 2 放大器 112 的输出信号。这样

做，可获得放大电路 100 的输出信号。

此处，分别将从 D/A 转换器 106a 到第 1 放大器 111 的增益及移相量设为 G_a 、 H_a ，分别将从 D/A 转换器 106b 到第 2 放大器 112 的增益及移相量设为 G_b 、 H_b ，则从第 1 放大器 111 的输出信号 S_{outa_1} 及从第 2 放大器 112 的输出信号 S_{outa_2} 分别用（公式 10）及（公式 11）表示。

$$S_{outa_1} = G_a \times [V_{max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + H_a \} + P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + H_a \}] \dots \text{ (公式 10)}$$

$$S_{outa_2} = G_b \times \gamma \times [V_{max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \theta(t) + \beta + H_b \} + P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_2}) t + \beta + H_b \}] \dots \text{ (公式 11)}$$

因此，合成器 113 的输出信号 $S'(t)$ ，是将用（公式 10）及（公式 11）表示的两个信号同相相加了的信号，可用以下的（公式 12）表

示。

$$\begin{aligned}
 S'(t) = & G_a \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + H_a \}] \\
 & + G_b \times \gamma \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \theta(t) + \beta + H_b \}] \\
 & + G_a \times P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + H_a \} \\
 & + G_b \times \gamma \times P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_2}) t + \beta + H_b \} \\
 & \dots \text{ (公式 12)}
 \end{aligned}$$

此时，如果 $G_a = G_b \times \gamma$ ；且 $H_a = H_b + \beta$ ，则（公式 12）的右边第 1 项及第 2 项，和表示如合成则成为（公式 1）的定包络线信号的（公式 2）及（公式 3）相似，可以将（公式 12）转换为以下的（公式 13）。

$$\begin{aligned}
 S'(t) = & G_a \times V(t) \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + H_a \} \\
 & + G_a \times P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + H_a \} \\
 & + G_a \times P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_2}) t + H_a \} \\
 & \dots \text{ (公式 13)}
 \end{aligned}$$

上述（公式 13）的右边第 1 项，成为将输入信号以角频率 ω_c 的载波正交调制，增益 G_a 倍、 H_a 移相了的信号，即成为以增益 G_a 放大的期望波信号成分。

即，本实施方式中，提取放大电路 100 的输出信号的一部分，输入至导频信号检测单元 114，将由（公式 12）的右边第 3 项及第 4 项表示的导频信号成分在导频信号检测单元 114 检测，并在控制单元 115 控制矢量调整单元 105，以成为 $G_a = G_b \times \gamma$ 且 $H_a = H_b + \beta$ 。

然后，在导频信号检测单元 114 的频率转换单元 116，将输出信号转换至低频率带。例如，如将局部振荡频率设为 $\omega_c - 2 \times \omega_{p_2} + \omega_{p_1}$ ，则（公式 12）的右边第 3 项的角频率成为 $2 \times (\omega_{p_2} - \omega_{p_1})$ ，第 4 项的角频率成为 $\omega_{p_2} - \omega_{p_1}$ ，第 1 项及第 2 项的角频率成为 $2 \times \omega_{p_2} - \omega_{p_1}$ 。如将这些频率转换了的第 1 项及第 2 项的成分在 LPF117 去掉的话，则 LPF117 的输出信号（导频信号成分）成为 $G_a \times P \times \cos \{ (\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) t + H_a \} + G_b \times \gamma \times P \times \cos \{ (\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) t + \beta + H_b \}$ 。

图 6A、图 6B 及图 6C 是表示在本实施方式的放大电路 100 的各单元的输出信号的频谱的图。图 6A 表示放大电路 100 的输出信号，

图 6B 表示频率转换单元 116 的输出信号，图 6C 表示 LPF117 的输出信号的各频谱。可知频率转换了的导频信号成分可以通过 LPF117 容易地分离而提取。

然后，在 A/D 转换器 118，将分离而获得的导频信号成分转换为数字信号，输出至控制单元 115。

然后，在控制单元 115，控制根据矢量调整单元 105 的增益 γ 及移相量 β 的调整，以使在转换为数字信号的导频信号成分 $G_a \times P \times \cos \{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) t + H_a\} + G_b \times \gamma \times P \times \cos \{(\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) t + \beta + H_b\}$ 中的振幅成分 $G_a \times P$ 及 $G_b \times \gamma \times P$ 以及相位成分 H_a 及 $\beta + H_b$ ，分别成为相等。

也即，可通过该动作将(公式 13)所表示的信号作为放大电路 100 的输出信号而获得。

此时，假如 $V(t) \times \cos \{ \omega c t + \phi(t) \}$ 的带宽大于或等于数 MHz 的宽带的情况下，如果设 $\omega_{p_2} - \omega_{p_1} = 2\pi \times 5\text{kHz}$ ，则 $2 \times (\omega_{p_2} - \omega_{p_1}) = 2\pi \times 10\text{kHz}$ ，如将 A/D 转换器 118 的取样频率设为 80kHz，则可以进行大于或等于超 8 倍取样以上的导频信号成分的取样。即使在控制单元 115，也可以在远低于信号带宽的频率，进行为了调整振幅成分及相位成分的运算处理。

如此，根据本实施方式，由于将 LINC 方式放大电路 100 的两系统的增益误差及相位误差，通过在控制单元 115 对正弦波等的单纯信号的导频信号进行比较而算出，并且在矢量调整单元 105 基于算出了的增益误差及相位误差进行振幅成分及相位成分的调整(修正)，所以可不需要大规模的修正用运算电路而缩小放大电路 100 的电路规模的同时，可获得较高功率效率且失真较少的输出信号 $S'(t)$ 。

再者，上述说明中，将合成器 113 假定为理想的同相合成单元，但根据本实施方式，即使在合成器 113 的合成时存在有增益差或相位差的情况下，也可修正该差分。

又如，上述说明中，是设为在矢量调整单元 105 修正增益及相位，但是即使使用了模拟电路的可变增益放大器或可变移相等，也可获得和上述相同的作用效果。例如，作为可变增益单元，如采用控制第

1 放大器 111 及第 2 放大器 112 的偏置的结构, 则可进而提高功率效率。

又如, 上述说明中是将相位调整单元 120 作为可变移相单元使用, 在相位误差的原因主要是由于延迟量的差异的情况下, 即使使用可变延迟单元也可获得与上述相同的作用效果。

再如, 在上述说明中, 使用同相合成的合成器 113, 但并不限定其相位特性。例如, 即使在代替上述的合成器 113, 而使用了将相位移动 90 度而合成的方向性结合器的情况下, 如果考虑该相位移动量而生成定包络线信号, 则可获得和上述相同的作用效果。

(实施方式 2)

图 7 是表示本发明实施方式 2 的放大电路结构的方框图。再者, 本实施方式的放大电路, 具有和实施方式 1 中说明了的放大电路 100 相同的基本结构, 在相同结构元件标注相同参照符号, 省略其详细的说明。

图 7 所示的放大电路 200, 代替图 4 所示放大电路 100 的导频信号生成单元 102 而包括导频信号生成单元 201。

本实施方式的特征是, 生成两个导频信号, 该两个导频信号是在从第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104 分别输出的信号, 一直到在合成器 113 信号被合成为止, 没有发生增益及相位的差异的情况下, 合成后其导频信号成分相互抵消的导频信号。

以下, 就具有上述结构的放大电路 200 的动作加以说明。另外, 关于和实施方式 1 中说明了的相同的动作, 省略其详细的说明。

将在导频信号生成单元 201 生成的第 1 及第 2 导频信号, 设为振幅均为 P 、角频率均为 $(\omega_a - \omega_{p1})$ 的正弦波信号, 而且相位相差 180 度的信号, 即 $P_1(t) = P \times \cos \{(\omega_a - \omega_{p1}) t\}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos \{(\omega_a - \omega_{p1}) t + \pi\}$ 。此时, 在第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104 的输出信号 $S'_{\omega a_1}(t)$ 、 $S'_{\omega a_2}(t)$ 分别用 (公式 14) 及 (公式 15) 表示。

$$S'_{\omega a_1}(t) = S_{\omega a_1}(t) + P_1(t)$$

$$= V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \phi(t) \} + P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_1}) t \} \quad \dots \text{ (公式 14)}$$

$$\begin{aligned} S' \omega_{a_2}(t) &= S \omega_{a_2}(t) + P_2(t) \\ &= V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \theta(t) \} + P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p_1}) t + \pi \} \quad \dots \text{ (公式 15)} \end{aligned}$$

图 8 是将在实施方式 1 说明了的(公式 4) ~ (公式 6)及上述(公式 14) ~ (公式 15)而表示的运算动作在正交平面坐标上,使用信号矢量来表示。如图 8 所示,将振幅分别在 V_{\max} 的第 1 定包络线信号 $S \omega_{a_1}(t)$ 及第 2 定包络线信号 $S \omega_{a_2}(t)$ 上,分别加上 $P_1(t)$ 及 $P_2(t)$,并以 $S' \omega_{a_1}(t)$ 及 $S' \omega_{a_2}(t)$ 表示。将它们合成后成为 $S' \omega_a(t)$ 。

又如,可知由于 $P_1(t)$ 及 $P_2(t)$ 振幅相同,而相位相差了 180 度,同相合成的情况被抵消; $S \omega_a(t)$ 及 $S' \omega_a(t)$ 表示相同的矢量坐标。

在矢量调整单元 105,将第 2 相加单元 104 的输出信号 $S' \omega_{a_2}(t)$ 基于控制单元 115 的控制,例如分别以振幅方向 γ 倍、相位方向移相量 β 调整。矢量调整单元 105 的输出信号 $S_{outv}(t)$ 可用以下的(公式 16)表示。

$$\begin{aligned} S_{outv}(t) &= \gamma \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_a t + \theta(t) + \beta \} \\ &\quad + P \times \cos \{ \omega_a - \omega_{p_1} \} t + \pi + \beta] \\ &\quad \dots \text{ (公式 16)} \end{aligned}$$

又如,将从 D/A 转换器 106a 到第 1 放大器 111 的增益及移相量分别设为 G_a 、 H_a , 将从 D/A 转换器 106b 到第 2 放大器 112 的增益及移相量分别设为 G_b 、 H_b , 则从第 1 放大器 111 的输出信号 S_{outa_1} 及从第 2 放大器 112 的输出信号 S_{outa_2} 分别用(公式 17)及(公式 18)表示。

$$\begin{aligned} S_{outa_1} &= G_a \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + H_a \} \\ &\quad + P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + H_a \}] \\ &\quad \dots \text{ (公式 17)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{outa_2} &= G_b \times \gamma \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \theta(t) + \beta + H_b \} + \\ &\quad P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + \pi + \beta + H_b \}] \\ &\quad \dots \text{ (公式 18)} \end{aligned}$$

因此，合成器 113 的输出信号 $S'(t)$ 是用 (公式 17) 及 (公式 18) 表示的两个信号同相相加了的信号，可用以下的 (公式 19) 表示。

$$\begin{aligned} S'(t) = & Ga \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + Ha \} \\ & + Gb \times \gamma \times [V_{\max} / 2 \times \cos \{ \omega_c t + \theta(t) + \beta + Hb \} \\ & + Ga \times P \times \cos \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + Ha \} + Gb \times \gamma \times P \times \cos \\ & \{ (\omega_c - \omega_{p_1}) t + \pi + \beta + Hb \} \\ & \dots \text{(公式 19)} \end{aligned}$$

此时，如果 $Ga = Gb \times \gamma$ 且 $Ha = Hb + \beta$ ，则 (公式 19) 的右边第 1 项及第 2 项，则与表示如果合成则成为 (公式 1) 的定包络线信号的 (公式 2) 及 (公式 3) 相似，而右边第 3 项及第 4 项成为振幅相等、相位相差 180 度的正弦波信号，所以可将 (公式 19) 转换为以下的 (公式 20)。

$$S'(t) = Ga \times V(t) \times \cos \{ \omega_c t + \phi(t) + Ha \} \dots \text{(公式 20)}$$

也即，在本实施方式中，设为：提取放大电路 200 的输出信号的一部分输入至导频信号检测单元 114，将 (公式 19) 的右边第 3 项及第 4 项所示的导频信号成分在导频信号检测单元 114 检测，并在控制单元 115 控制矢量调整单元 105，以成为 $Ga = Gb \times \gamma$ 且 $Ha = Hb + \beta$ 。

图 9 是表示本实施方式放大电路 200 的输出信号频谱的图。由于 (公式 19) 的右边第 3 项及第 4 项为同一频率，所以在 $Ga = Gb \times \gamma$ 及 $Ha = Hb + \beta$ 的条件不具备时，在 $\omega_c - \omega_{p_1}$ ，有导频信号成分的频谱发生。

在导频信号检测单元 114 的频率转换单元 116，将输出信号转换为低频率带。例如，假如将局部振荡频率设为 $\omega_c - \omega_{p_2} - 2\pi \times 10\text{kHz}$ ，则 (公式 19) 的右边第 3 项及第 4 项的角频率成为 $2 \times 10\text{kHz}$ ，第 1 项及第 2 项的角频率成为 $\omega_{p_1} + 2\pi \times 10\text{kHz}$ 。如将这些频率转换了的第 1 项及第 2 项的成分在 LPF117 去掉，则 LPF117 的输出信号 (导频信号成分) 成为 $Ga \times P \times \cos \{ (2\pi \times 10\text{kHz}) t + Ha \} + Gb \times \gamma \times P \times \cos \{ (2\pi \times 10\text{kHz}) t + \pi + \beta + Hb \}$ 。

然后，在 A/D 转换器 118，将分离而获得的导频信号成分转换为数字信号，输出至控制单元 115。

然后，在控制单元 115 控制通过矢量调整单元 105 的增益 γ 及移相量 β 的调整，以在转换为数字信号的导频信号成分 $G_a \times P \times \cos \{(2\pi \times 10\text{kHz})t + H_a\} + G_b \times \gamma \times P \times \cos \{(2\pi \times 10\text{kHz})t + \pi + \beta + H_b\}$ 的振幅成分 $G_a \times P$ 及 $G_b \times \gamma \times P$ ，以及相位成分 H_a 及 $\beta + H_b$ ，分别成为相等，即以导频信号成分成为同振幅逆相位得以消除。

即，可通过该动作，作为放大电路 200 的输出信号而获得（公式 20）所表示的信号，就是导频信号成分被消除了的信号。

如此，根据本实施方式，由于将 LINC 方式的放大电路 200 的两系统的增益误差及相位误差，在控制单元 115 进行正弦波等的单纯信号的导频信号的比较而算出，根据算出了的增益误差及相位误差，在矢量调整单元 105 进行振幅成分及相位成分的调整（修正），所以使得不需要大规模修正用运算电路，就可缩小放大电路 200 的电路规模，而且可缩小导频信号的辐射电平，从而可获得更高功率效率且失真较少的输出信号 $S'(t)$ 。

再者，上述说明中，是以将转换为频率 10kHz 的导频信号成分输出至控制单元 115 的方式的结构，但并非限定于该结构。例如，即使在导频信号检测单元 114 设置检波单元，将通过导频信号成分的检波获得的检波电压输出至控制单元 115，以该检波电压成为最少的方式而控制通过矢量调整单元 105 的增益 γ 及移相量 β 的调整，也可与上述相同地使导频信号成分最少，可获得和上述相同的作用效果。

（实施方式 3）

图 10 是表示本发明实施方式 3 的放大电路结构的方框图。这里，本实施方式的放大电路，具有和实施方式 1 中说明了的放大电路 100 相同的基本结构，在相同结构元件标注相同参照符号，省略其详细的说明。

图 10 所示的放大电路 300，采用以下结构：在图 4 所示放大电路 100 增加频率特性修正单元 301，进而代替放大电路 100 的导频信号检测单元 114、控制单元 115 及导频信号生成单元 102，包括导频信号检测单元 302、控制单元 303 及导频信号生成单元 304。另外，导频信号

检测单元 302 采用在实施方式 1 中说明了的导频信号检测单元 114 里，增加频率转换单元 305、LPF306 及 A/D 转换器 307 的结构。

导频信号生成单元 304 生成：频率在输入信号的下侧频带外频率的两个导频信号（第 1 导频信号及第 2 导频信号），和频率在输入信号的上侧频带外频率的两个导频信号（第 3 导频信号及第 4 导频信号）。并且，导频信号生成单元 304 分别将第 1 导频信号及第 3 导频信号输出至第 1 相加单元 103，将第 2 导频信号及第 4 导频信号输出至第 2 相加单元 104。

第 1 相加单元 103 及第 2 相加单元 104 是将分别输入了的定包络线信号及导频信号相加。

频率特性修正单元 301，例如是运算电路，使第 1 相加单元 103 的输出信号的增益及相位的频率特性基于控制单元 303 的控制而变化，输出至 D/A 转换器 106a。该频率特性修正单元 301，例如是以 DSP、CPU 或 ASIC 等构成的数字信号处理电路，频率特性的修正通过数字信号的运算而处理的。另外，频率特性修正单元 301，例如通过变更根据数字信号处理的数字滤波器的系数，使增益及相位的频率特性变化。

导频信号检测单元 302 是从合成器 113 输出的输出信号的一部分，提取导频信号成分输出至控制单元 303。

更具体而言，在导频信号检测单元 302，频率转换单元 116 是将包含在输入了的信号的下侧频带外频率的导频信号成分，频率转换为低频率带，输出至 LPF117。另外，LPF117 是从在频率转换单元 116 频率转换了的信号抑制输出信号成分，将在下侧频带外频率的导频信号成分，输出至 A/D 转换器 118。并且，A/D 转换器 118 是将从 LPF117 的导频信号成分模拟数字转换，输出至控制单元 303。

又如，在导频信号检测单元 302，频率转换单元 305 是将包含在输入了的信号的上侧频带外频率的导频信号成分频率转换为低频率带，输出至 LPF306。并且，LPF306 是从在频率转换单元 305 频率转换了的信号抑制输出信号成分，将在上侧频带外频率的导频信号成分输出至 A/D 转换器 307。然后，A/D 转换器 307 是将从 LPF306 的导

频信号成分模拟数字转换，输出至控制单元 303。

控制单元 303 基于导频信号检测单元 302 输出的第 1~第 4 导频信号成分，控制在矢量调整单元 105 的增益及相位的调整，以及在频率特性修正单元 301 的频率特性的修正。

更具体而言，如将在矢量调整单元 105 的振幅方向及相位方向的调整量分别设为 γ 、 β ，则控制单元 303 将振幅方向的调整量 γ ，设定为使通过导频信号检测单元 302 而被检测的第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分中的各振幅成分成为相等的值；将相位方向的调整量 β ，设定为使通过导频信号检测单元 302 而被检测的第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分中的各相位成分成为相等的值。

又如，控制单元 303 在从第 1 相加单元 103 到第 1 放大器 111 的频率特性，和从第 2 相加单元 104 到第 2 放大器 112 的频率特性，存在差异的情况下，以通过导频信号检测单元 302 而检测了的上侧频带外频率的第 3 导频信号成分及第 4 导频信号成分的电平成为最少的方式，决定例如在频率特性修正单元 301 的数字滤波器的系数，并通知频率特性修正单元 301。

以下，就本实施方式中增益及相位的频率特性的修正，参照图 11 至图 14 加以说明。

图 11 是表示放大器或混频器等一般性高频率电路的增益频率特性例子的图。如图 11 所示，高频率电路根据频率而存在增益不同的情况，该频率特性中也有不均匀的情况。因此，考虑到即使只使用一边的频带外的导频信号修正增益及相位，在期望波信号上侧的频带，那些误差也会变大，输出信号也会发生失真。

图 12 是表示延迟量不同的两个路径的相位频率特性（以实线和虚线表示）的例子。将电路在印刷基板上实现时，存在由于传输线路的长度误差而在多个路径间产生延迟量差异。此时，如图 12 所示，存在相位的差由于频率而不同的情况。因此，考虑到即使仅使用一边的频带外的导频信号而修正相位，在期望波信号上侧的频带，那些误差也会变大，输出信号也会发生失真。

于是，在本实施方式的放大电路 300，使用期望波信号的下侧及

上侧频带外的频率成分的导频信号，修正频率特性。

例如，将在下侧频带外频率的第 1 导频信号 $P_1(t)$ 及第 2 导频信号 $P_2(t)$ ，设为振幅均为 P ，角频率均为 $(\omega_a - \omega_{p1})$ 的正弦波信号，而且相位相差 180 度的信号，即设为 $P_1(t) = P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p1}) t \}$ 、 $P_2(t) = P \times \cos \{ (\omega_a - \omega_{p1}) t + \pi \}$ 。同时，将在上侧频带外频率的第 3 导频信号 $P_3(t)$ 及第 4 导频信号 $P_4(t)$ ，设为振幅均为 P ，角频率均为 $(\omega_a + \omega_{p1})$ 的正弦波信号，而且相位相差 180 度的信号，即设为 $P_3(t) = P \times \cos \{ (\omega_a + \omega_{p1}) t \}$ 、 $P_4(t) = P \times \cos \{ (\omega_a + \omega_{p1}) t + \pi \}$ 。将此时的放大电路 300 的输出信号的频谱用图 13 表示。

关于包含在输出信号的下侧频带外频率的第 1 导频信号 $P_1(t)$ 及第 2 导频信号 $P_2(t)$ 的成分，为消除该成分，通过控制单元 303，得以调整在矢量调整单元 105 的增益及相位的调整。该动作和实施方式 2 中说明了的动作相同。

一方面，关于包含在输出信号的上侧频带外频率的第 3 导频信号 $P_3(t)$ 及第 4 导频信号 $P_4(t)$ 的成分，可以进行下述动作。

首先，在频率转换单元 305，将第 3 导频信号 $P_3(t)$ 及第 4 导频信号 $P_4(t)$ 的成分频率转换至低频率带。例如，假如将局部振荡频率设为 $\omega_c + \omega_{p1} + 2\pi \times 10\text{kHz}$ ，则第 3 导频信号成分及第 4 导频信号成分的角频率为 $2\pi \times 10\text{kHz}$ ，即转换为和第 1 导频信号成分及第 2 导频信号成分相同的频率。因此，LPF306 及 A/D 转换器 307 可通过进行和 LPF117 及 A/D 转换器 118 相同的动作，可将上侧频带外频率的导频信号成分输出至控制单元 303。

如果从第 1 相加单元 103 到第 1 放大器 111 的频率特性，和从第 2 相加单元 104 到第 2 放大器 112 的频率特性没有差异，则上侧频带外频率的导频信号成分也和下侧频带外频率的导频信号成分一样地得以消除。另一方面，频率特性存在差异时，上侧频带外频率的导频信号成分以未消除的状态得到检测。为使该检测了的上侧频带外频率的导频信号成分的位置成为最少，控制单元 303 控制频率特性修正单元 301。图 14 表示频率特性修正单元 301 的增益特性的例子。频率特性修正单元 301，通过例如变更根据数字信号处理的数字滤波器的系数

等，可以使增益的频率特性从增益频率特性#1 变化到增益频率特性#2。

即，对于两个放大系统的增益及相位的差异，通过检测下侧频带外频率的导频信号成分，来控制在矢量调整单元 105 的增益及相位的调整（修正）；如对于增益的频率特性的差异，通过检测上侧频带外频率的导频信号成分，来控制在频率特性修正单元 301 的频率特性的修正。

再者，图 14 中就增益的频率特性的修正进行了说明，可用相同的动作进行相位的频率特性的修正。

又如，作为修正相位的频率特性的单元也可使用可变延迟电路。

如此，根据本实施方式，将 LINC 方式的放大电路 300 的两系统的频率特性差，通过将正弦波等的单纯信号的导频信号在控制单元 303 进行比较而算出，根据算出了的频率特性差，将频率特性的修正在频率特性修正单元 301 进行，可获得更高功率效率且失真较少的输出信号。

（实施方式 4）

图 15 是表示本发明实施方式 4 的无线发送接收装置结构的方框图。图 15 所示的无线发送接收装置 400 包括：在实施方式 1 中说明了的放大电路 100；发送及接收无线信号的天线 401；在发送和接收共同使用天线 401，将放大电路 100 的输出信号输出至天线 401，将在天线 401 接收了的信号输出至无线接收单元 403 的天线共用器 402；从天线共用器 402 的输出信号提取期望的接收信号的电路，而且以例如低噪声放大器、进行频率转换的混频器、滤波器、可变增益放大器及 A/D 转换器等而构成的无线接收单元 403；以及将声音、影像及数据等信号调制成无线发送的信号，并将从无线接收了的信号解调为声音、影像及数据等信号的调制解调单元 404。

再者，无线发送接收装置 400 也可采用代替包括放大电路 100，而包括实施方式 2 及实施方式 3 中分别说明了的放大电路 200 及放大电路 300 的任一方的结构。

本实施方式的无线发送接收装置 400，由于将发送的信号的放大使用上述任一实施方式中说明了的放大电路，所以在可缩小装置规模的同时，可以降低制造成本，减少包含于发送信号的失真成分。

又如，无线发送接收装置 400 采用以下结构：不仅将放大电路 100 包含了的局部振荡器 109 输出的局部振荡信号在无线接收单元 403 的混频器处共同使用，还将放大电路 100 包含的控制单元 115 在无线接收单元 403 的控制（例如自动增益控制等）共同使用。因此，可将无线发送接收装置 400 的装置规模进一步小型化。

如此，根据本实施方式，可以通过无线发送接收装置 400，实现从实施方式 1 到实施方式 3 的任一方式中记载的作用效果相同的作用效果。在这同时，将无线发送接收装置 400 的装置规模进一步小型化，如此可以降低制造成本，将包含在发送信号的失真成分抑制在不妨碍通信的电平，使接收机可以接收到没有错误的数字。

再者，本实施方式中说明了的无线发送接收装置 400，可以适用于在无线通信用及广播用的网络中使用的无线基站装置或通信终端装置。

本说明书是根据 2003 年 9 月 25 日申请的日本专利 2003-333490。其内容全部包含于此作为参考。

产业上利用的可能性

本发明的放大电路及放大方法，具有可抑制放大电路的电路规模的增大、并且可获得较高功率效率且失真较少的输出信号的效果，适合于诸如在用于无线通信或广播的发送装置的放大发送信号的放大电路及其放大方法。

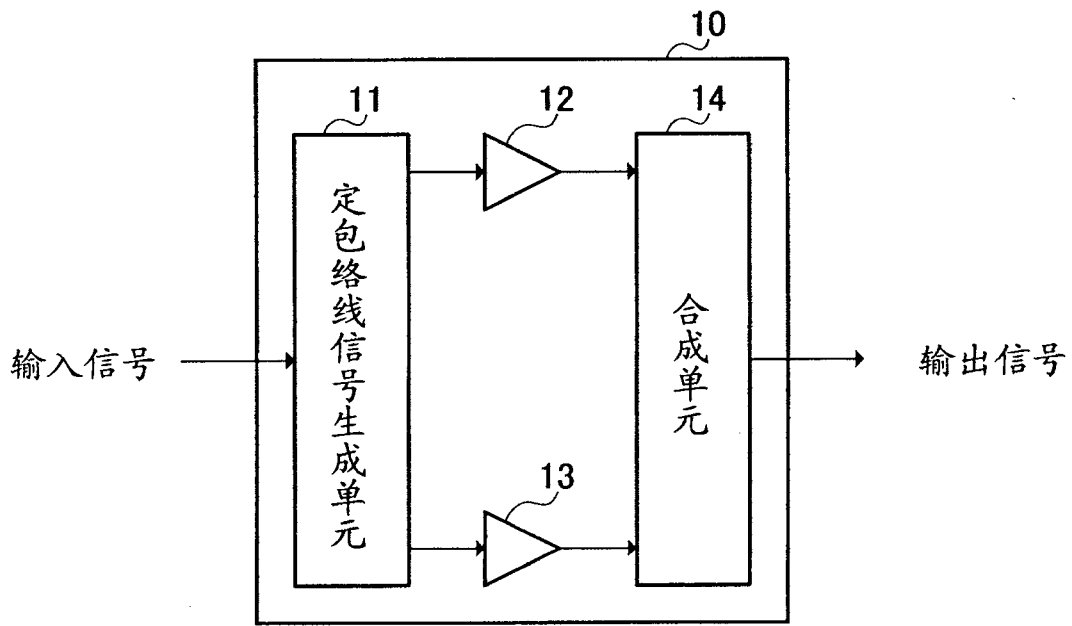


图 1
(现有技术)

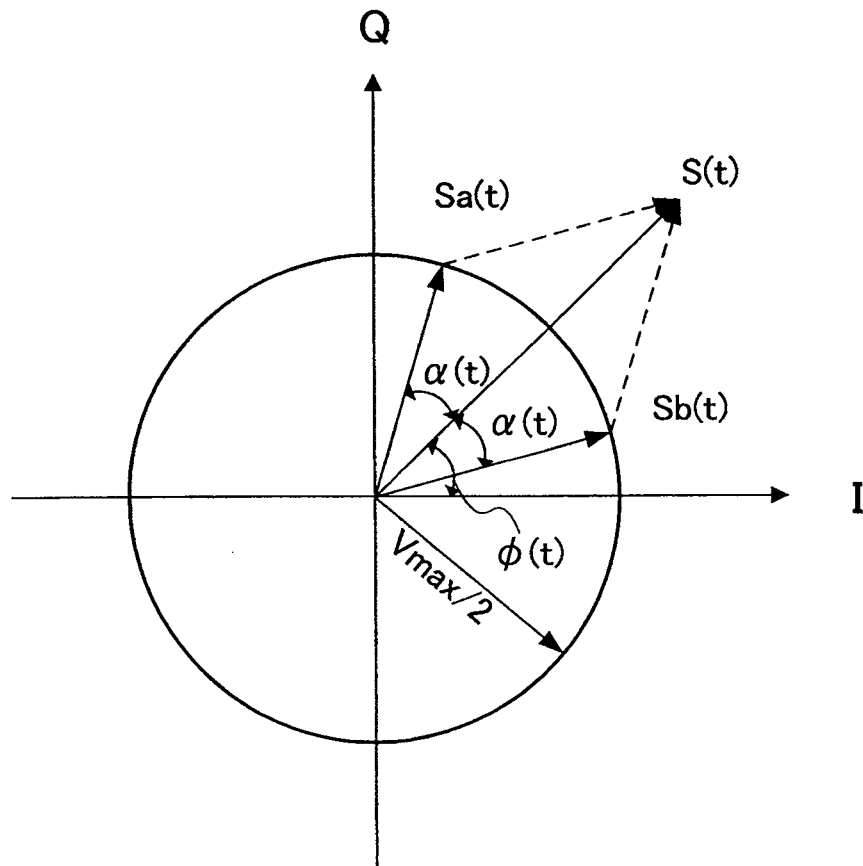


图 2
(现有技术)

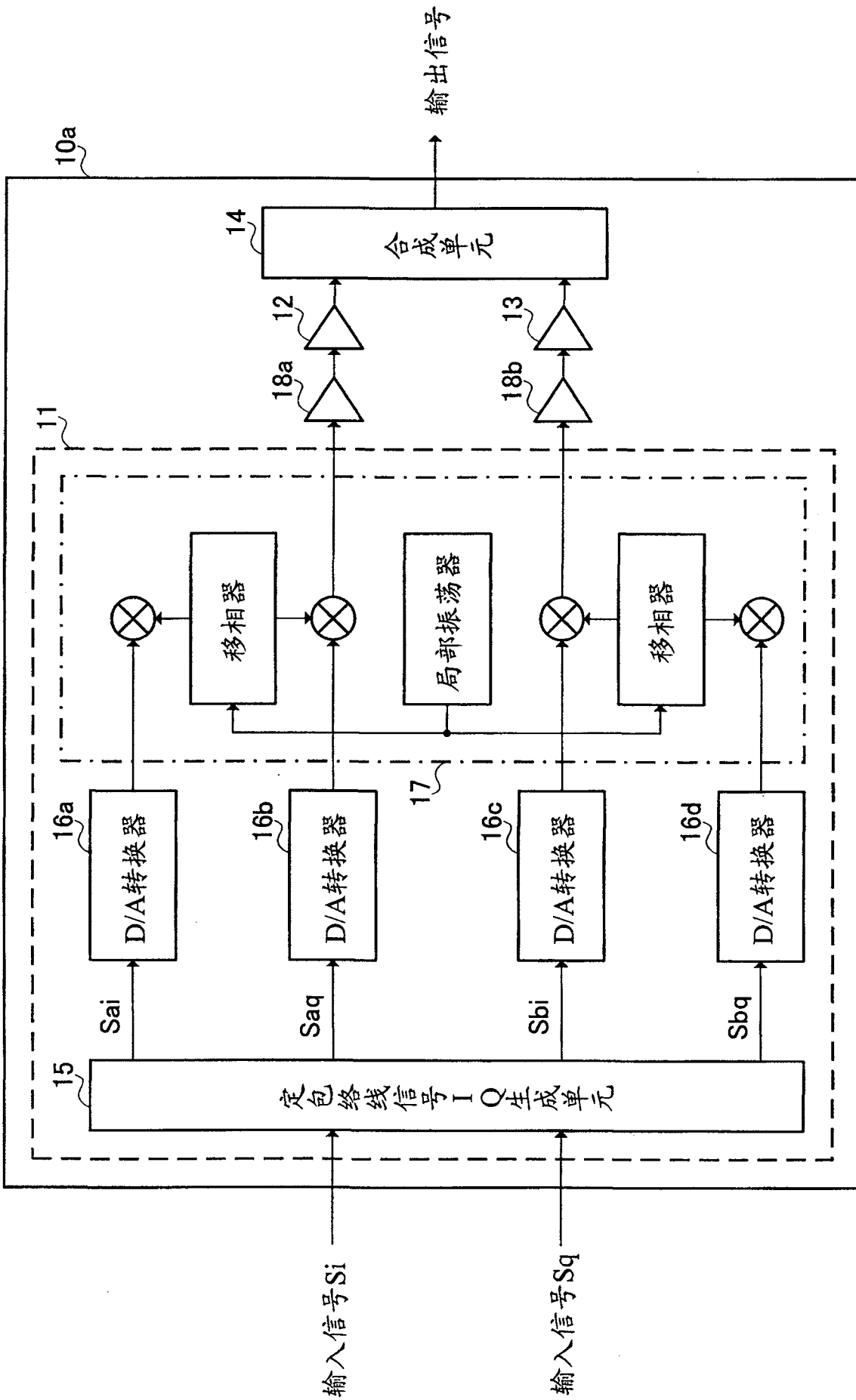


图 3
(现有技术)

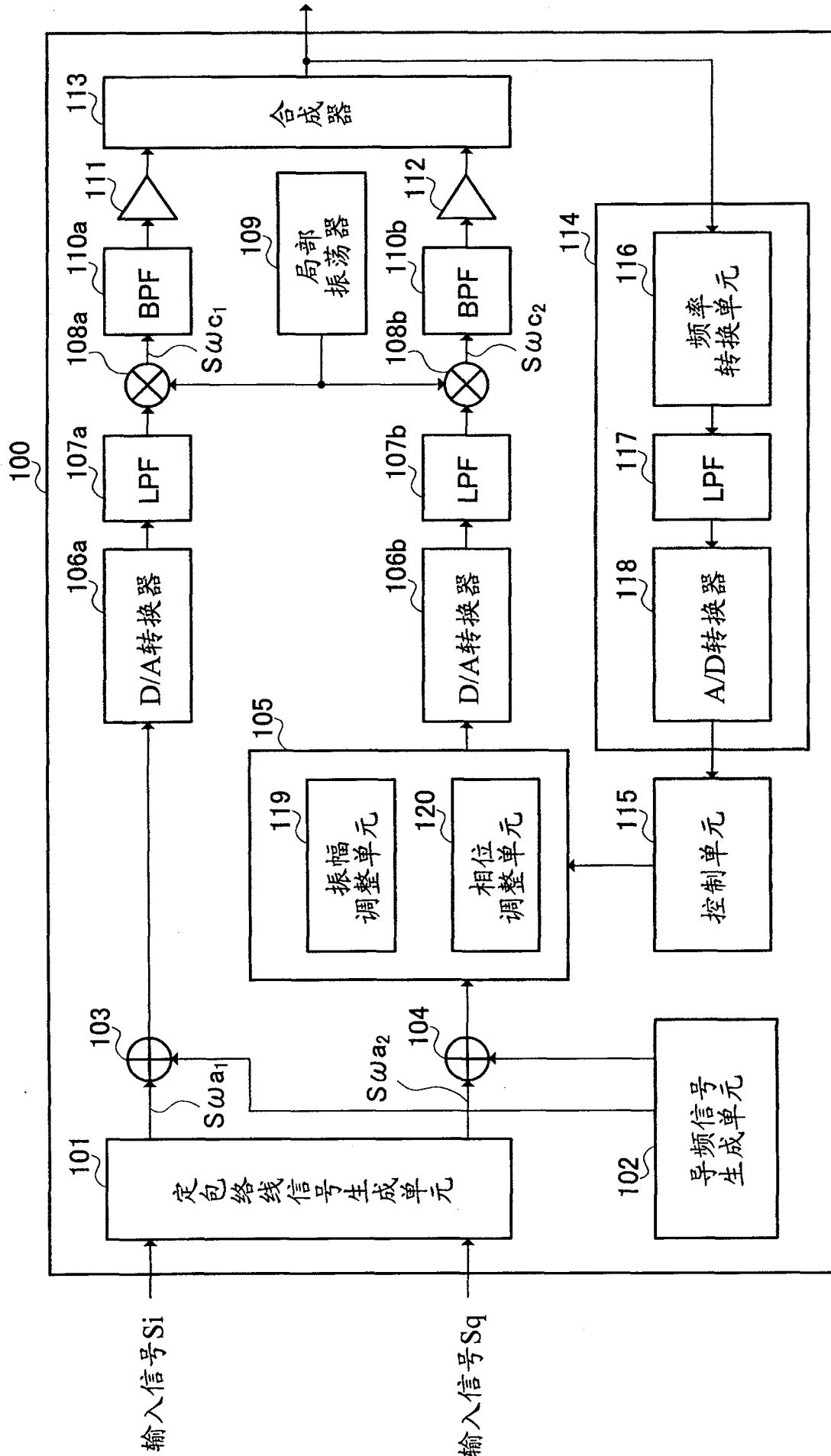


图 4

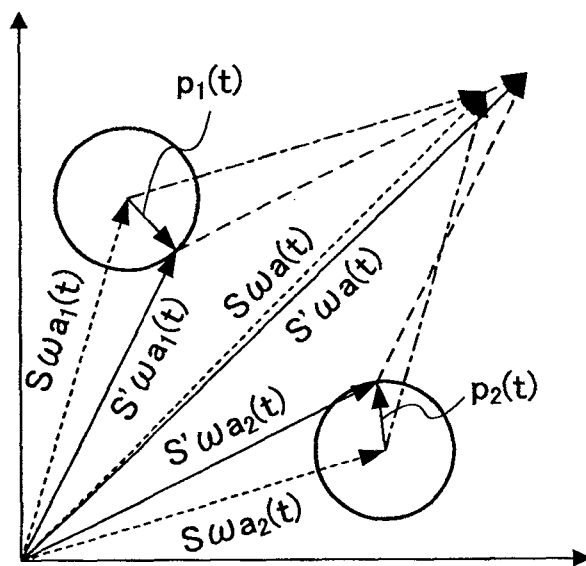


图 5

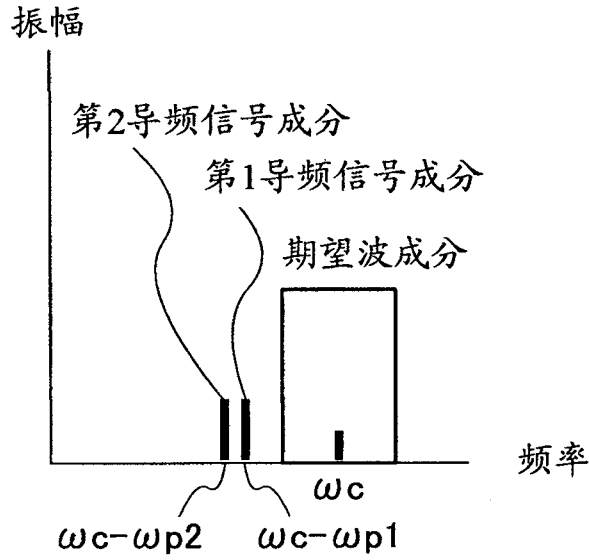


图 6A

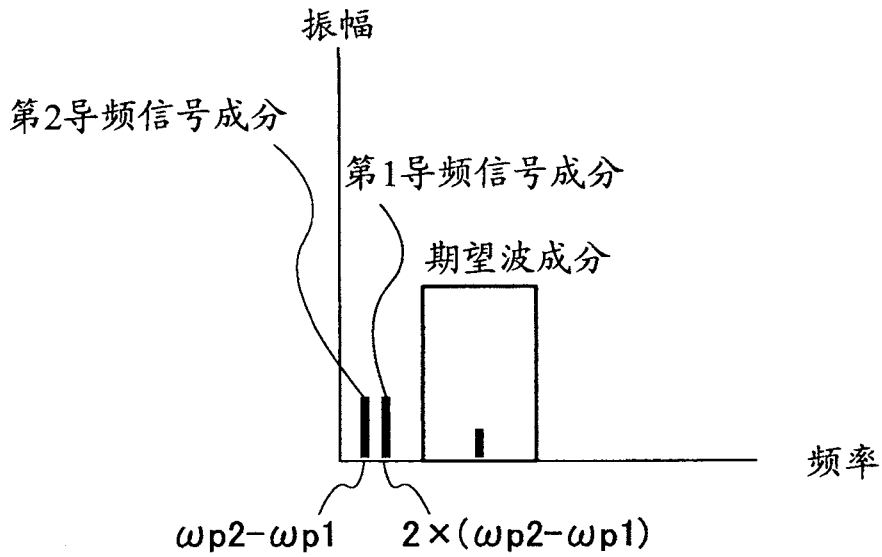


图 6B

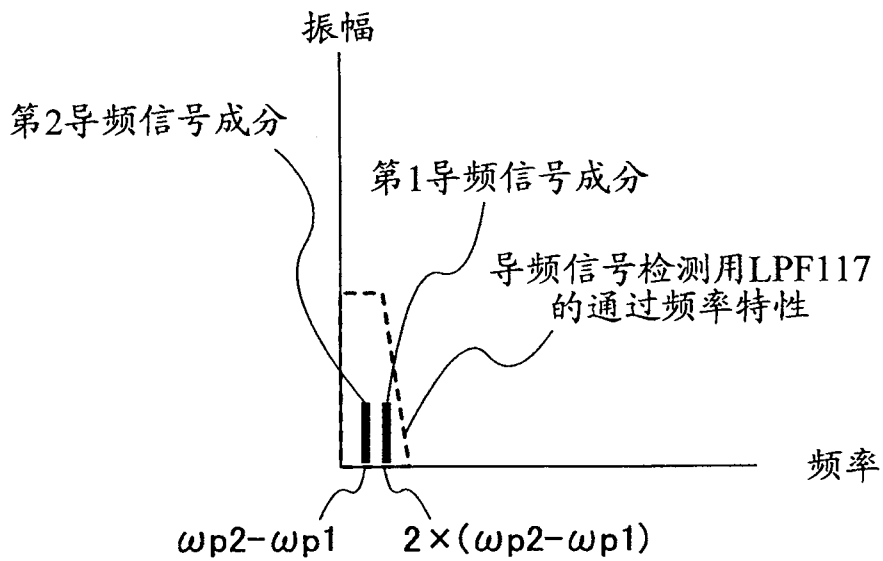


图 6C

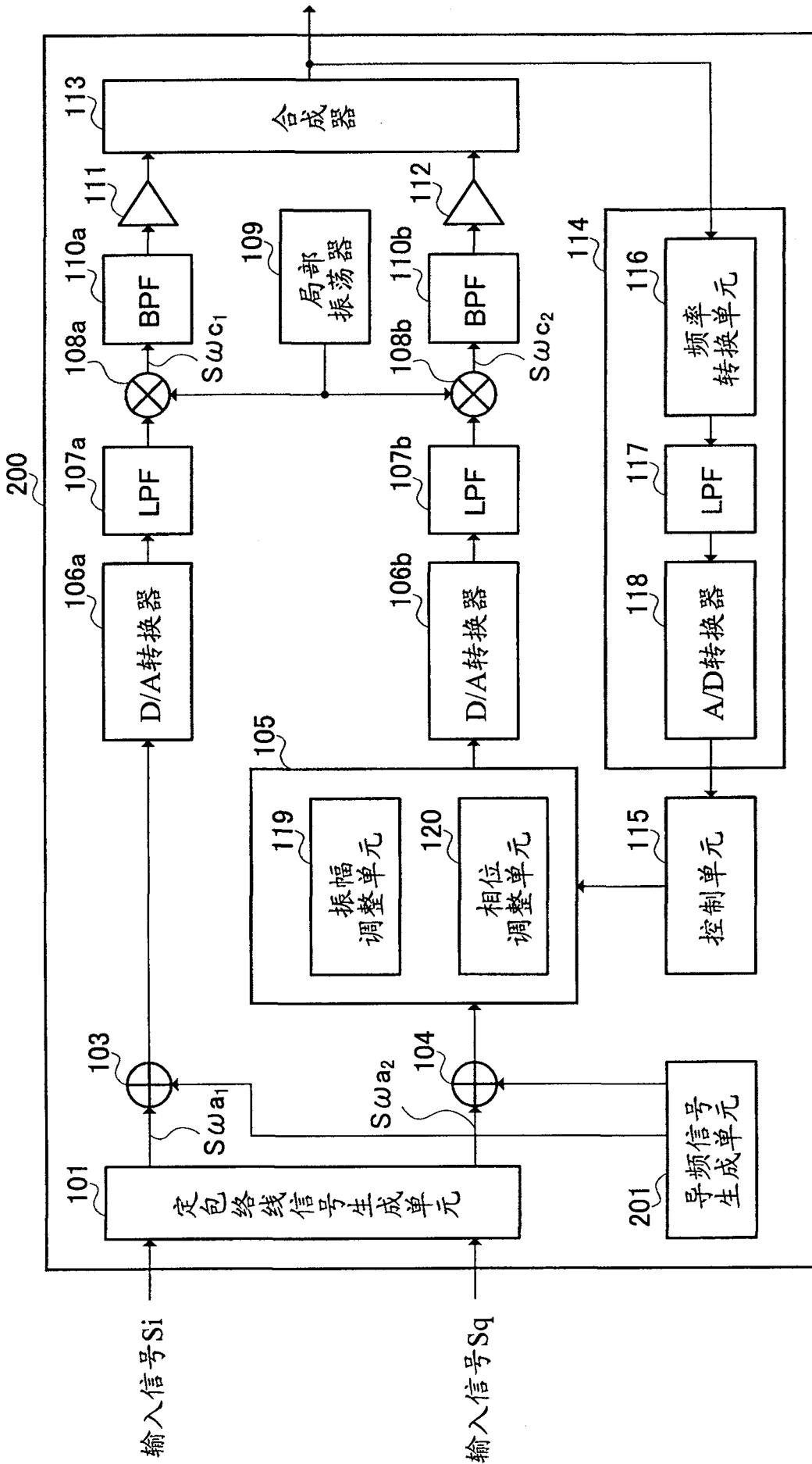


图 7

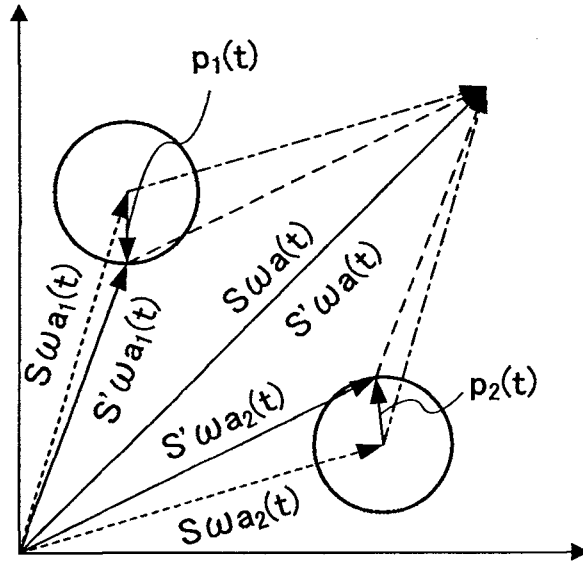


图 8

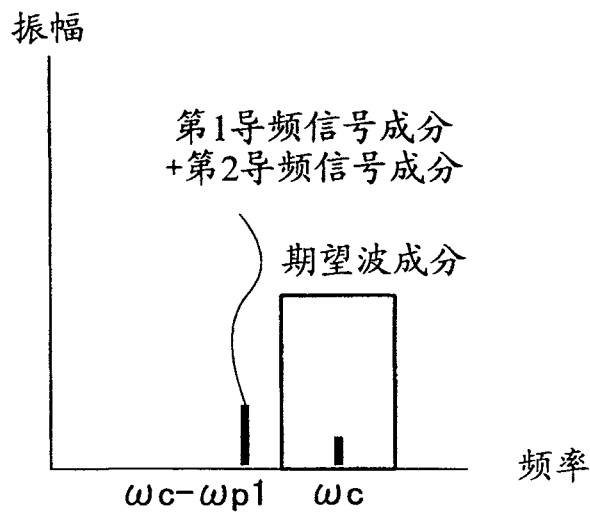


图 9

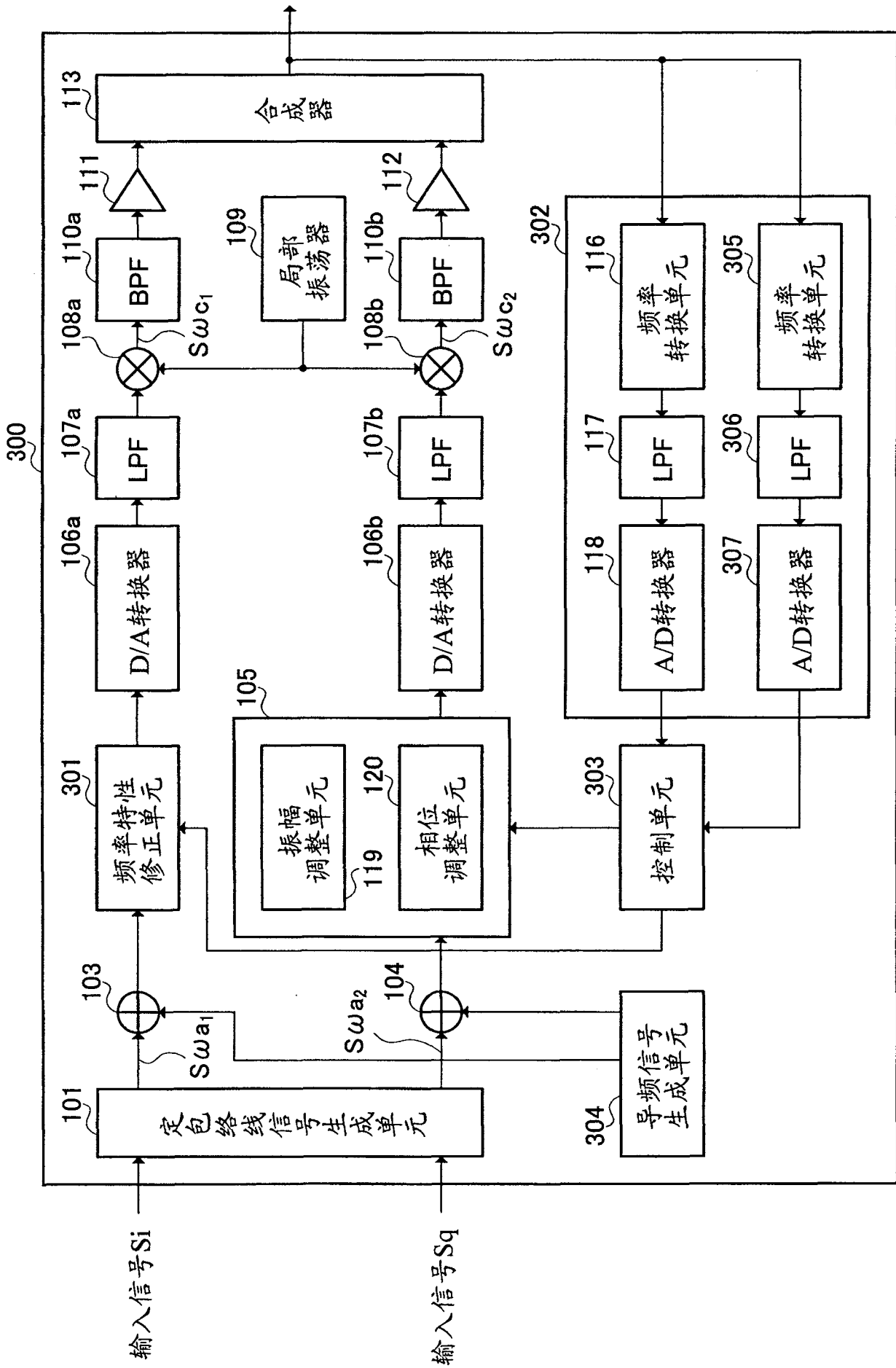


图 10

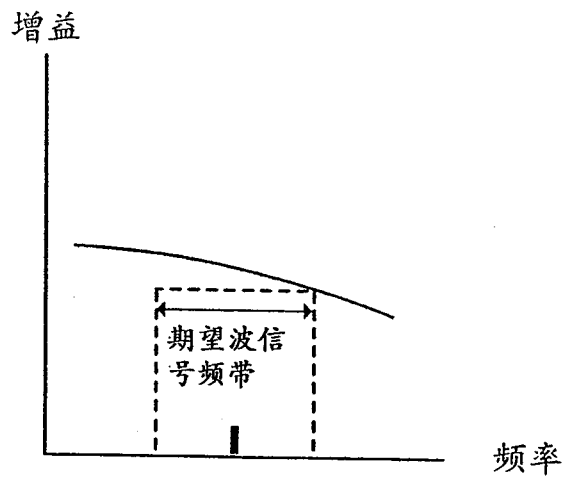


图 11

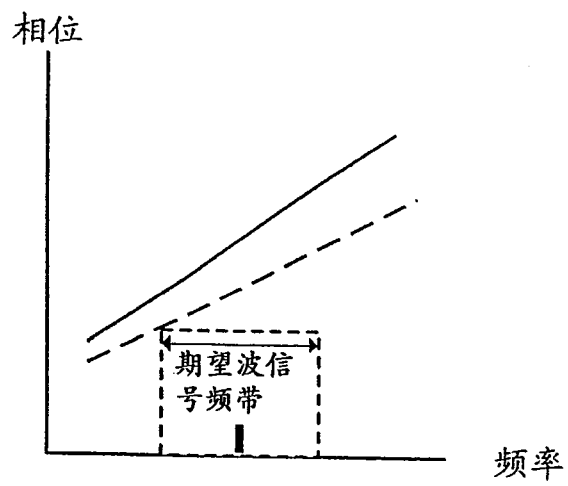


图 12

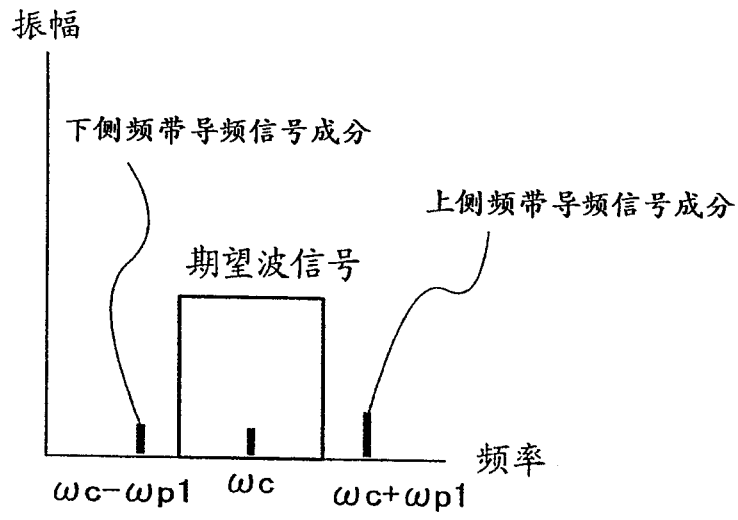


图 13

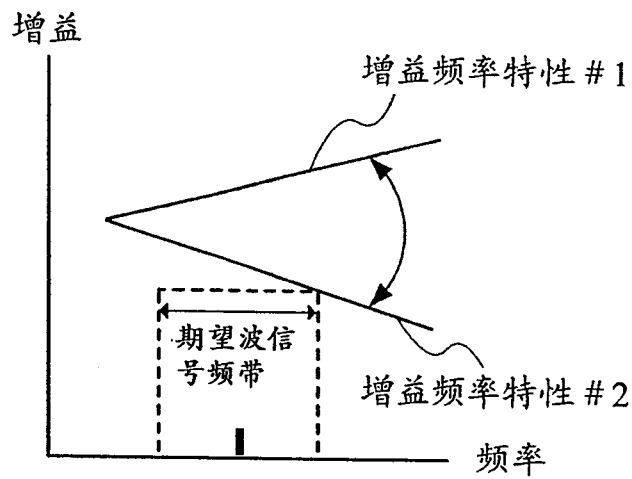


图 14

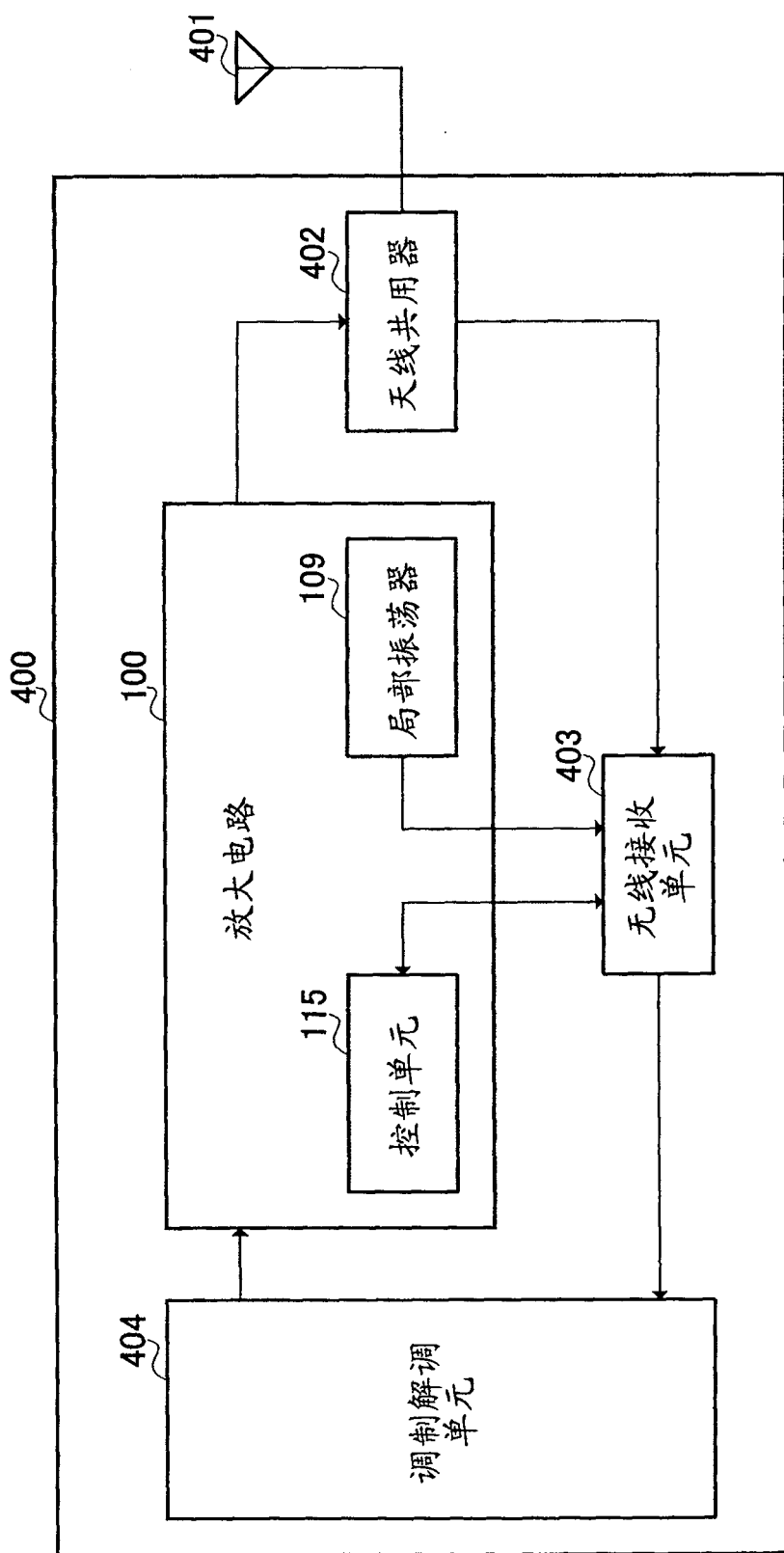


图 15