



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510078511.6

[45] 授权公告日 2009年7月29日

[11] 授权公告号 CN 100521513C

[22] 申请日 2005.6.3

[21] 申请号 200510078511.6

[30] 优先权

[32] 2004.6.4 [33] JP [31] 2004-167718

[73] 专利权人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 中谷俊文

[56] 参考文献

EP0692869A2 1996.1.17

EP1315286A1 2003.5.28

US4591802A 1986.5.27

US6393259B1 2002.5.21

CN1312612A 2001.9.12

US6275104B1 2001.8.14

审查员 杨洁

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司  
代理人 钱慰民

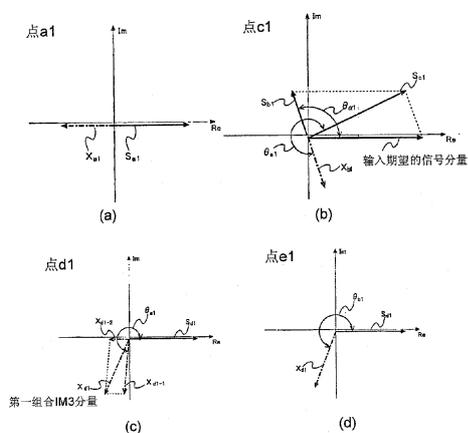
权利要求书 6 页 说明书 55 页 附图 49 页

## [54] 发明名称

多级放大设备和使用它的接收、发送及无线电通信设备

## [57] 摘要

一种包括第一到第 N 个串联放大器的、用于放大期望信号的多级放大设备，其中第 k 个 (k 为 1 到 N) 放大器包括：第 k 个放大部份；以及第 k 个反馈部份，第 k 个反馈部份具有一电抗分量、对从第 k 个放大部份输出的信号的相位进行改变。当从第 N 个放大器输出的期望信号和从第 (N-1) 个放大器输出的三阶交调失真 (IM3) 之间的相位差被称为第一相位时，且从第 N 个放大器输出的期望信号和一组 IM3 之间的相位差被称为第二相位时，其中所述组合 IM3 通过把第 N 个放大部份中出现的 IM3 和从第 N 个反馈部份反馈的 IM3 进行组合而得出，则第一相位和第二相位之差大于等于 120° 且小于等于 180°。



1. 一种用于对具有期望频带的期望信号进行放大并且输出已放大期望信号的多级放大设备, 包括:

第一到第  $N$  个串联的放大器,  $N$  是大于等于 2 的自然数,

其中第  $k$  个( $k$  是从 1 到  $N$  的自然数)放大器包括:

第  $k$  个放大部份; 以及

第  $k$  个反馈部份, 它具有一电抗分量、改变从第  $k$  个放大部份输出的信号的相位、并把所产生的信号负反馈到第  $k$  个放大部份的输入侧, 并且该第  $k$  个反馈部份所具有的电抗分量使相位分量  $1/(1-\alpha \cdot \beta)$  大于等于  $-90^\circ$  且小于等于  $90^\circ$ , 其中  $\beta$  表示第  $k$  个反馈部份的反馈量, 该反馈量是通过把第  $k$  个反馈部份的导纳除以第  $k$  个反馈部份的导纳和第  $k$  个放大器的负载导纳之和而得出的一值, 以及  $\alpha$  表示第  $k$  个放大器相对于具有期望频带的频率分量的增益, 并且其中, 当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时,

且当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时, 其中所述组合三阶交调失真 是通过把第  $N$  个放大部份中出现的三阶交调失真和从第  $N$  个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的,

则第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

2. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于:

$N$  为 2;

第一相位是从第二放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第一放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差,

第二相位是从第二放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差, 其中所述组合三阶交调失真是通过把第二放大部份中出现的三阶交调失真和从第二反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的, 以及

第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

3. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于:

当从第  $m$  个( $m$  是大于等于 2 且小于等于  $N-1$  的至少一个自然数)放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第 $(m-1)$ 个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第三相位时,

且当从第  $m$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差被称为第四相位时, 其中所述组合三阶交调失真 是通过把第  $m$  个放大部份中出现的三阶交调失真和从第  $m$  个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的,

第  $m$  个反馈部份改变了从第  $m$  个放大部份输出的信号的相位, 使第三相位和第四相位之差大于等于  $0^\circ$  且小于等于  $120^\circ$ 。

4. 如权利要求 3 所述的多级放大设备, 其特征在于, 第一到第 $(N-1)$ 个反馈部份的每一个对从第  $m$  个放大部份输出的信号的相位进行改变, 使第三相位和第四相位之差大于等于  $0^\circ$  且小于等于  $120^\circ$ 。

5. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于, 第一到第  $N$  个反馈部份的至少两个具有:

容性并联反馈部份, 其具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号进行并联反馈; 以及

感性并联反馈部份, 其具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号进行并联反馈,

其中包括容性并联反馈部份的放大器的期望频带的增益递减率等价于包括感性并联反馈部份的放大器的期望频带的增益递增率。

6. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于, 第一到第  $N$  个反馈部份的至少两个具有:

容性串联反馈部份, 其具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号而进行串联反馈,

感性串联反馈部份, 其具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信

号而进行串联反馈，

其中包括容性串联反馈部份的放大器的期望频带的增益递增率等价于包括感性串联反馈部份的放大器的期望频带的增益递减率。

7. 如权利要求 1 所述的多级放大设备，其特征在于，第一反馈部份具有一感性串联反馈部份，感性串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从第一放大部份输出的信号执行串联反馈。

8. 如权利要求 1 所述的多级放大设备，其特征在于，第 N 个反馈部份具有一感性串联反馈部份，感性串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从第 N 个放大部份输出的信号执行串联反馈。

9. 如权利要求 1 所述的多级放大设备，其特征在于，所述第一到第 N 个反馈部份的至少两个具有：

反馈量递增的反馈部份，其包括并联反馈部份和串联反馈部份，所述并联反馈部份具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈，所述串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈；以及

反馈量递减的反馈部份，其包括并联反馈部份和串联反馈部份，所述并联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈，所述串联反馈部份具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈，

其中包括反馈量递增的反馈部份的放大器的期望频带的增益递减率等价于包括反馈量递减的反馈部份的放大器的期望频带的增益递增率。

10. 如权利要求 1 所述的多级放大设备，其特征在于，至少一个第 k 个放大器还包括：

用于匹配第 k 个放大部份和第(k+1)个放大部份的阻抗的匹配电路，

其中匹配电路基于外部输入的控制信号改变一电抗以调节要被反馈回第 k 个反馈部份的信号的电平。

11. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于, 至少一个第  $k$  个反馈部份, 其包括一变容二极管, 变容二极管根据外部输入的控制信号改变一电抗作为电抗分量。

12. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于, 至少第  $k$  个反馈部份通过对开关元件进行开/关而改变一电抗。

13. 如权利要求 1 所述的多级放大设备, 其特征在于, 至少第  $k$  个放大部份基于外部输入的控制信号而改变偏置电流的电流值。

14. 如权利要求 13 所述的多级放大设备, 其特征在于, 至少一个第  $k$  个偏置电路通过对开关电路进行开/关而改变偏置电流的电流值。

15. 一种接收设备, 包括:

用于放大接收到的无线电信号的多级放大设备,

其中所述多级放大设备包括:

第一到第  $N$  个( $N$  是大于等于 2 的自然数)串联的放大器,

其中第  $k$  个( $k$  是从 1 到  $N$  的自然数)放大器包括:

第  $k$  个放大部份; 以及

第  $k$  个反馈部份, 其具有一电抗分量、对从第  $k$  个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈到第  $k$  个放大部份的输入侧, 并且该第  $k$  个反馈部份所具有的电抗分量使相位分量  $1/(1-\alpha \cdot \beta)$  大于等于  $-90^\circ$  且小于等于  $90^\circ$ , 其中  $\beta$  表示第  $k$  个反馈部份的反馈量, 该反馈量是通过把第  $k$  个反馈部份的导纳除以第  $k$  个反馈部份的导纳和第  $k$  个放大器的负载导纳之和而得出的一值, 以及  $\alpha$  表示第  $k$  个放大器相对于具有期望频带的频率分量的增益,

并且其中, 当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时, 并且

当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时, 其中所述组合三阶交调失真

通过把第 N 个放大部份中出现的三阶交调失真和从第 N 个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的，

则第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

16. 一种发送设备，包括：

用于放大电信号的多级放大设备，

其中所述多级放大设备包括：

第一到第 N 个(N 是大于等于 2 的自然数)串联的放大器，

其中第 k 个(k 是从 1 到 N 的自然数)放大器包括：

第 k 个放大部份；以及

第 k 个反馈部份，其具有一电抗分量、对从第 k 个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈到第 k 个放大部份的输入侧，并且该第 k 个反馈部份所具有的电抗分量使相位分量  $1/(1-\alpha\cdot\beta)$  大于等于  $-90^\circ$  且小于等于  $90^\circ$ ，其中  $\beta$  表示第 k 个反馈部份的反馈量，该反馈量是通过把第 k 个反馈部份的导纳除以第 k 个反馈部份的导纳和第 k 个放大器的负载导纳之和而得出的一值，以及  $\alpha$  表示第 k 个放大器相对于具有期望频带的频率分量的增益，

其中，当从第 N 个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第(N-1)个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时，并且

当从第 N 个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时，其中所述组合三阶交调失真是通过把第 N 个放大部份中出现的三阶交调失真和从第 N 个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的，

则第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

17. 一种无线电通信设备，包括：

用于放大接收信号的信号接收放大器；

用于放大发送信号的信号发送放大器；以及

在同时进行信号发送和信号接收时，根据已放大发送信号的电平把控制信号输入到信号接收放大器的控制设备，

其中信号接收放大器包括一多级放大设备，  
所述多级放大设备包括：

第一到第 N 个(N 是大于等于 2 的自然数)串联的放大器，  
其中第 k 个(k 是从 1 到 N 的自然数)放大器包括：

第 k 个放大部份；以及

第 k 个反馈部份，其具有一电抗分量、对从第 k 个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈到第 k 个放大部份的输入侧，并且该第 k 个反馈部份所具有的电抗分量使相位分量 $1/(1-\alpha\cdot\beta)$ 大于等于 $-90^\circ$ 且小于等于 $90^\circ$ ，其中 $\beta$ 表示第 k 个反馈部份的反馈量，该反馈量是通过把第 k 个反馈部份的导纳除以第 k 个反馈部份的导纳和第 k 个放大器的负载导纳之和而得出的一值，以及 $\alpha$ 表示第 k 个放大器相对于具有期望频带的频率分量的增益，

其中，当从第 N 个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第(N-1)个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时，并且

当从第 N 个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时，其中所述组合三阶交调失真通过把第 N 个放大部份中出现的三阶交调失真和从第 N 个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出的，

则第一相位和第二相位之差大于等于 $120^\circ$ 且小于等于 $180^\circ$ ，且

所述多级放大设备基于控制信号改变第 k 个反馈部份的反馈量和第 k 个放大部份的偏置电流的电流值。

## 多级放大设备和使用它的接收、发送及无线电通信设备

### 技术领域

本发明涉及一放大器以及使用该放大器的接收设备和发送设备，尤其涉及具有失真补偿功能的放大设备、以及使用该放大设备的接收设备和发送设备。

### 背景技术

最近，在改进移动通信终端的方面作出了快速发展。特别是，已经在移动通信终端内结合了各种功能以及通信功能。随着移动通信终端越来越普遍，热切需要降低其中的功耗。在移动通信终端的无线电路中，放大器电路、混频器电路等等是功耗的主要因素。因此，放大器电路要在抑制功耗的同时保持预定的功能是一个重要难题。

在放大器电路中，例如，当信号被输入到该电路中时，由于接收信号中包括的两个频带的信号而出现交调失真。特别是，三阶交调失真(下文中称为 IM3)在接收信号附近出现，影响了接收信号。同样，当发送信号被输入到放大器电路时，由于发送信号带宽的影响而出现 IM3，影响了发送信号。这样，抑制放大器电路等中 IM3 的出现也是一个重要难题。

通常知道通过提高放大器电路的功耗可以抑制 IM3 的出现。尽管抑制了 IM3 的出现，功耗仍然增加。这样，不能同时解决两个难题。因此已经提出了在不提高功耗的情况下抑制 IM3 出现的各种方法。

作为减少 IM3 的第一个示例性方法，已经提出了一种使用反馈型放大器电路的方法。专利公布文本 1 和 2 描述了示例性的反馈型放大器电路。

图 32 是说明在专利公布文本 1(日本 PCT 国际阶段公开的第 2002-536859 号专利公布文本)中描述的反馈型放大器电路的示意图。在图 32 中，信号发生器 1501 产生一信号，该信号又被输入到放大器电路 1502。第一晶体管 1521 和第二晶体管 1522 放大输入信号。在信号放大期间，IM3 分量出现在第一晶体管 1521 和第二晶体管 1522 中。并联电抗反馈网络 1523 包括一电容器。已放大信号和出现的 IM3 分量被输入到并联电抗反馈网络 1523。并联电抗反馈网络 1523 改变已放大信号和

IM3 分量的相位,并且把所产生的信号和 IM3 分量反馈回第一晶体管 1521 的基极。结果,在放大期间出现的 IM3 分量与相位在反馈期间改变的 IM3 分量对消。

图 33 是说明在专利公布文本 2(日本公开的第 2003-289226 号专利公布文本)中描述的反馈型放大器电路的示意图。图 33 中,放大器电路 1602 放大通过内部端子 1601 输入的信号。在信号放大期间,IM3 分量出现在放大器电路 1602 中。反馈电路 1603 把已放大信号反馈回第一晶体管 1621 的基极。在已放大信号的反馈期间,已放大信号和 IM3 分量的相位被第一电容器 1631 改变。结果,放大器电路 1602 中出现的 IM3 分量与相位在反馈期间改变的 IM3 分量对消,从而抑制了 IM3。

作为减少 IM3 的第二种方法,提供了一预失真型放大器电路。预失真型放大器电路包括一噪声生成部份(第一级)和一放大部份(第二级)。噪声生成部份和放大部份串联。

图 34 是说明在专利公布文本 3(日本专利号 3405401)中描述的预失真型放大器电路的第一级电路的示意图。在 FET 1701,出现的噪声与信号放大期间第二级内出现的 IM3 分量的频带相同。第一电感器 1702 改变了 FET 1701 中出现的噪声的相位。门控电压 1703 控制 FET 1701 中出现的噪声的幅度。这样,第一级产生了一噪声分量,该噪声分量相对于预期在信号放大期间的第二级内出现的 IM3 具有相同的频带、相同的幅度和相反的相位。结果,第一级内出现的噪声分量与信号放大期间第二级内出现的 IM3 分量对消。

然而,上述方法具有以下问题。在第一种方法中,IM3 分量的相位被改变,已放大信号和 IM3 分量的一部分被反馈。在第一种方法中,放大器电路中出现的 IM3 分量与反馈的 IM3 分量对消,从而抑制了 IM3。然而,输入信号的电平由于已放大信号的反馈而降低。因此,放大器电路不能获得期望的放大电平。因此,需要限制要被反馈的已放大信号,从而对 IM3 的抑制进行限制。

在第二种方法中,在第一级上产生的 IM3 分量与第二级上在放大器内出现的 IM3 分量对消,从而抑制了 IM3。然而,当在第一级上产生 IM3 分量时,除 IM3 分量以外还出现白噪声。当向发送设备应用第二种方法时,白噪声的出现导致以下问题。发送设备在与接收设备所使用的不同频带内发出白噪声。因此,另外需要一种用于消除白噪声的装置,导致复杂的设备结构。此外,白噪声的消除存在限制。当向接收设备应用第二种方法时,白噪声的出现导致以下问题。期望信号未在第一级上被放大,因此白噪声的电平高于 IM3 分量的电平到达不可忽略的程度。因此,另外需要一种用于消除白噪声的装置,导致复杂的设备结构。

## 发明内容

因此,本发明的一个目标是提供一种低功耗放大器,该放大器能抑制信号放大期间的IM3并且不要求消除白噪声的装置。

为了解决上述问题,本发明具有以下特征。提供了一多级放大器,用于对具有期望频带的期望信号进行放大并且输出已放大的期望信号。多级放大设备包括串联的第一到第N个(N是为2或更大的自然数)放大器。第k个(k是1到N间的自然数)放大器包括第k个放大部份和第k个反馈部份,所述第k个反馈部份具有一电抗分量并且改变从第k个放大部份输出的信号的相位、并且把所产生的信号负反馈到第k个放大部份的输入侧。当从第N个放大器(10-N)输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第(N-1)个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时,且从第N个放大器(10-N)输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和组合的三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时(其中所述组合的三阶交调失真通过把第N个放大部份中出现的三阶交调失真和从第N个反馈部分反馈的三阶交调失真进行组合而得出),第一相位和第二相位之差大于等于 $120^\circ$ 并且小于等于 $180^\circ$ 。

最好是,第k个反馈部份可能有一电抗分量,它使 $1/(1-\alpha\cdot\beta)$ 的相位分量大于等于 $-90^\circ$ 且小于等于 $90^\circ$ ,其中 $\beta$ 表示第k个反馈部份的反馈量,它是通过把第k个反馈部份的导纳除以第k个反馈部份的负载导纳和第k个放大器的负载导纳之和而得出的值,而 $\alpha$ 表示第k个放大器相对于期望频带的频率分量的增益。

N最好是2,第一相位可以是第二放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第一放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差,第二相位可以是第二放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合的三阶交调失真的相位之差(所述组合的三阶交调失真通过把第二放大部份中出现的三阶交调失真和从第二反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合而得出),而第一相位和第二相位之差可能是大于等于 $120^\circ$ 且小于等于 $180^\circ$ 。

最好是,当从第m个(m是大于等于2且小于等于N-1的至少一个自然数)放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第(m-1)个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第三相位时,且从第m个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和组合的三阶交调失真的相位之差被称为第四相位时(其中所述组合的三阶交调失真通过把第m个放大部份中出现的三阶交调失真和从第m个反馈部份反馈的三阶交调失真进行组合

而得出), 第  $m$  个反馈部份可能对从第  $m$  个放大部份输出的信号的相位进行改变, 使得第三相位和第四相位之差大于等于  $0^\circ$  并且小于  $120^\circ$ 。

最好是, 第一到第  $(N-1)$  个反馈部份的每一个可以对从第  $m$  个放大部份输出的信号的相位进行改变, 使得第三相位和第四相位之差大于等于  $0^\circ$  并且小于  $120^\circ$ 。

最好是, 第一到第  $N$  个反馈部份的至少两个具有一容性并联反馈部份和一感性并联反馈部份, 其中容性并联反馈部份具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈, 感性并联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈。包括容性并联反馈部份的放大器期望频带的增益递减率可能等于包括感性并联反馈部份的放大器期望频带的增益递增率。

最好是, 第一到第  $N$  个反馈部份的至少两个具有一容性并联反馈部份和一感性并联反馈部份, 其中容性并联反馈部份具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈, 感性并联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈。包括容性并联反馈部份的放大器期望频带的增益递减率可能等于包括感性并联反馈部份的放大器期望频带的增益递增率。

最好是, 第一反馈部份可能有一电感串联反馈部份, 所述电感串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从第一放大部份输出的信号执行串联反馈。

最好是, 第  $N$  个反馈部份可能有一电感串联反馈部份, 所述电感串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从第  $N$  个放大部份输出的信号执行串联反馈。

最好是, 第一到第  $N$  个反馈部份的至少两个具有一反馈量递增的反馈部份和一反馈量递减的反馈部份, 所述反馈量递增的反馈部份包括一并联反馈部份和一串联反馈部份, 所述并联反馈部份具有一容性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈, 所述串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈; 所述反馈量递减的反馈部份包括一并联反馈部份和一串联反馈部份, 所述并联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行并联反馈, 所述串联反馈部份具有一感性电抗分量并且相对于从放大部份输出的信号执行串联反馈。包括反馈量递增的反馈部份的放大器期望频带的增益递减率可能等于包括反馈量递减的反馈部份的放大器期望频带的增益递增率。

最好是, 至少一个第  $k$  个放大器还包括一匹配电路, 它匹配第  $k$  个放大部份  $(101-k)$  和第  $(k+1)$  个放大部份的阻抗。匹配电路可以基于外部输入的控制信号来改变电抗, 以便调节被反馈回第  $k$  个反馈部份的信号的电平。

最好是, 至少一个第  $k$  个反馈部份可以包括一变容二极管, 该变容二极管根

据外部输入的控制信号来改变一电抗作为电抗分量。

最好是，至少第  $k$  个反馈部份可以通过开/关一开关元件而改变一电抗。

最好是，至少第  $k$  个放大部份可以基于外部输入的控制信号来改变偏置电流的电流值。

最好是，至少一个第  $k$  个偏置电路可以通过开/关一开关电路而改变偏置电流的电流值。

本发明还提供了一接收设备，它包括用于放大接收到的无线电信号的多级放大设备(904)。多级放大设备包括串联的第一到第  $N$  个( $N$  为大于等于 2 的自然数)放大器。第  $k$  个( $k$  是从 1 到  $N$  的自然数)放大器包括第  $k$  个放大部份和第  $k$  个反馈部份，其中第  $k$  个反馈部份具有一电抗分量并且对从第  $k$  个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈回第  $k$  个放大部份的输入端。当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时，且从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和组合的三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时(其中所述组合的三阶交调失真通过把第  $N$  个放大部份中出现的三阶交调失真和从第  $N$  个反馈部分反馈的三阶交调失真进行组合而得出)，第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  并且小于等于  $180^\circ$ 。

本发明还提供了一发送设备，其包括用于放大电信号的多级放大设备。所述多级放大设备包括串联的第一到第  $N$  个( $N$  为大于等于 2 的自然数)放大器。第  $k$  个( $k$  为从 1 到  $N$  的自然数)放大器包括第  $k$  个放大部份和第  $k$  个反馈部份，所述第  $k$  个反馈部份具有一电抗分量并且对从第  $k$  个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈回第  $k$  个放大部份的输入侧。当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时，且从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和组合的三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时(其中所述组合的三阶交调失真通过把第  $N$  个放大部份中出现的三阶交调失真和从第  $N$  个反馈部分反馈的三阶交调失真进行组合而得出)，第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  并且小于等于  $180^\circ$ 。

本发明还提供了一无线电通信设备，其包括：用于放大接收信号的信号接收放大器；用于放大发送信号的信号发送放大器；以及在同时执行信号发送和信号接收时、用于根据已放大发送信号的电平把控制信号输入到信号接收放大器中的控制

设备。信号接收放大器包括一多级放大设备。多级放大设备包括串联的第一到第  $N$  个 ( $N$  是大于等于 2 的自然数) 放大器。第  $k$  个 ( $k$  为从 1 到  $N$  的自然数) 放大器包括第  $k$  个放大部份和第  $k$  个反馈部份, 所述第  $k$  个反馈部份具有一电抗分量并且对从第  $k$  个放大部份输出的信号的相位进行改变、并把所产生的信号负反馈回第  $k$  个放大部份的输入侧。当从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的三阶交调失真的相位之差被称为第一相位时, 且从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和组合的三阶交调失真的相位之差被称为第二相位时(其中所述组合的三阶交调失真通过把第  $N$  个放大部份中出现的三阶交调失真和从第  $N$  个反馈部分反馈的三阶交调失真进行组合而得出), 第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  并且小于等于  $180^\circ$ 。多级放大部份基于控制信号改变了第  $k$  个反馈部份的反馈量以及第  $k$  个放大部份的偏置电流的电流值。

按照本发明, 第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  并且小于等于  $180^\circ$ 。因此, 通过把从第  $(N-1)$  个放大器输出的三阶交调失真和组合的三阶交调失真而得出的总和  $IM3$  分量的功率值会比从第  $(N-1)$  个放大器输出的三阶调制间分量的功率值与组合三阶交调失真的功率值之和要小。从而可能抑制从每个放大器输出的三阶交调失真。在各个放大器中, 具有期望频带的期望信号被放大, 因此在放大期望信号时出现的白噪声是可忽略的。结果, 不要求用于消除白噪声的结构, 从而这对于设备结构也是可能的。

第  $k$  个反馈部份具有一电抗分量, 该电抗分量使  $1/\{1-\alpha\cdot\beta\}$  的相位分量大于等于  $-90^\circ$  或小于等于  $90^\circ$ 。结果, 会使第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

当  $N=2$  时, 使得从第一放大器输出的三阶交调失真的相位和第二放大器中出现的组合三阶交调失真的相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ , 借此预期能抑制三阶交调失真。

可以使从第  $(k-1)$  个放大器输出的三阶交调失真的相位和第  $k$  个放大器中出现的组合三阶交调失真的相位之差大于等于  $0^\circ$  且小于等于  $120^\circ$ 。可以有效地抑制第  $N$  个放大器中出现的三阶交调失真。

至少两个反馈部份具有一容性并联反馈部份和一感性并联反馈部份, 从而可能使第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。具有容性并联反馈部份的放大器的增益递减率等于具有感性并联反馈部份的放大器的增益递增率, 从

而得到期望的增益。

至少两个反馈部份具有一电容串联反馈部份和一电感串联反馈部份，从而可能使第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。具有电容串联反馈部份的放大器的增益递减率等于具有感性串联反馈部份的放大器的增益递增率，从而得到期望的增益。

至少两个反馈部份具有一反馈量递增的反馈部份和一反馈量递减的反馈部份。因此，反馈部份能控制被反馈的信号的相位，使被输入放大器的信号的相位和被反馈信号的相位之差大致为  $180^\circ$ 。结果，可以容易地把第一相位和第二相位之差控制为大致为  $180^\circ$ ，从而可能有效地抑制三阶交调失真。

通过改变匹配电路的电抗以便调节被反馈回第  $k$  个反馈部份的信号的电平，第  $k$  个反馈部份能控制要被反馈的信号的相位变化量。

第  $k$  个反馈部份可能有一变容二极管，该变容二极管根据外部输入的控制信号来改变一电抗，从而可能控制要被反馈的信号的相位变化量。同样，通过对开关元件进行开/关以改变第  $k$  个反馈部份的电抗，第  $k$  个反馈部份能控制要被反馈的信号的相位变化量。

第  $k$  个放大部份可以基于外部输入的控制信号来改变偏置电流的电流值以便控制要被反馈的信号的相位变化量。特别是，这通过采用第  $k$  个偏置电路而实现，所述第  $k$  个偏置电路通过对开关元件进行开/关而改变偏置电流的电流值。

在结合附图考虑以下发明详述时，本发明的这些及其它目标、特征、方面和优势将变得更为明显。

#### 附图说明

图 1 是说明按照本发明第一实施例的多级放大设备 1 的结构的框图，

图 2A 是说明在图 1 的点 a1 处、已放大期望信号分量(下文中称为期望信号分量)的相位和第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量)的相位之间关系的示意图，

图 2B 是说明在图 1 的点 b1 处、相位已改变的期望信号分量的相位和相位已改变的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 2C 是说明在图 1 的点 c1 处、输入期望信号分量的相位、被反馈期望信号分量的相位以及被反馈的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 2D 是说明在图 1 的点 c1 处、期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位

之间关系的示意图，

图 2E 是说明在图 1 的点 d1 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位以及新的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 2F 是说明在图 1 的点 e1 处、期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3A 是说明在图 1 的点 f1 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位以及最新出现的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3B 是说明在图 1 的点 g1 处、相位已改变的期望信号分量的相位、相位已改变的第一 IM3 分量的相位以及相位已改变的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3C 是说明在图 1 的点 h1 处、期望信号分量的相位、被反馈期望信号分量的相位、被反馈的第一 IM3 分量的相位以及被反馈的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3D 是说明在图 1 的点 h1 处、期望信号分量的相位、第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3E 是说明图 1 点 i1 处已放大期望信号分量的相位、点 i1 处已放大的第一 IM3 分量的相位、点 i1 处已放大的第二 IM3 分量的相位以及在放大期望信号分量时出现的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 3F 是说明在图 1 的点 j1 处、期望信号分量的相位、第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 4 是说明第一并联反馈放大器 10-1 的详细操作的示意图，

图 5A 是说明期望信号分量的相位和从第一并联反馈放大器 10-1 输出的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 5B 是说明从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 5C 是说明怎样组合第一 IM3 分量和第二 IM3 分量以便抑制 IM3 的示意图，

图 6 是说明按照第一实施例的多级放大设备的特定示例性结构的示意图，

图 7 是说明当第一并联反馈部份 102-1 具有一容性电抗分量时、第一并联反馈放大器 10-1 的增益变化的示意图，

图 8 是说明当第二并联反馈部份 102-2 具有一感性电抗分量时、第二并联反馈放大器 10-2 的增益变化的示意图，

图 9A 是说明按照本发明第一实施例的并联反馈部份的示例性结构的示意图，  
图 9B 是说明按照本发明第一实施例的并联反馈部份的示例性结构的示意图，  
图 9C 是说明按照本发明第一实施例的并联反馈部份的示例性结构的示意图，  
图 9D 是说明按照本发明第一实施例的并联反馈部份的示例性结构的示意图，  
图 10 是说明按照本发明第二实施例的多级放大设备的示例性结构的示意图，

图 11A 是说明在图 10 点 k1 处、从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量的相位、从第二并联反馈放大器 10-2 输出的第一 IM3 分量的相位以及从第二并联反馈放大器 10-2 输出的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 11B 是说明怎样组合第一 IM3 分量和第二 IM3 分量以生成第一总和 IM3 分量的示意图，

图 12A 是说明在图 10 点 L1 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一总和 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 12B 是说明在图 10 点 m1 处、期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 12C 是说明在图 10 点 n1 处、期望信号分量的相位、被反馈期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位、被反馈的第一总和 IM3 分量的相位以及被反馈的第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 12D 是说明在图 10 点 n1 处、期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 12E 是说明在图 10 点 o1 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一总和 IM3 分量的相位、已放大第三 IM3 分量的相位以及最新出现的第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 12F 是说明在图 10 的输出端子 72 处、期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 13 是说明按照本发明第三实施例的多级放大设备的示例性结构的示意图，

图 14A 是说明在图 13 点 p1 处、期望信号分量的相位和第(k-2)个总和 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 14B 是说明在图 13 点 q1 处、期望信号分量的相位、第(k-2)个总和 IM3 分量的相位以及第 k 个放大器中出现的第 k 个 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 15A 是说明在图 13 点 r1 处、期望信号分量的相位和第(N-2)个总和 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 15B 是说明在图 13 点 s1 处、期望信号分量的相位、第(N-2)个总和 IM3 分量的相位以及第 N 个 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 16 是说明按照本发明第四实施例的多级放大设备的示例性结构的示意图，

图 17 是说明按照本发明第五实施例的多级放大设备的示例性结构的示意图，

图 18 是说明第一串联反馈放大器 30-1 的等效电路的示意图，

图 19 是第一串联反馈放大器 30-1 的第一晶体管 111 的操作的示意图，

图 20A 是说明在图 17 点 a2 处、已放大期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 20B 是说明在图 17 点 b2 处、被输入到第二串联反馈放大器 30-2 中的期望信号分量的相位以及被输入到第二串联反馈放大器 30-2 中的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 20C 是说明在图 17 点 c2 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 20D 是说明在输出端子 72 处、期望信号分量的相位、第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 21 是说明第一串联反馈放大部份 30-1 的示意图，该放大部份包括使用电阻器的并联反馈部份，

图 22 是说明按照本发明第六实施例的多级放大设备的示例性结构的电路图，

图 23A 是说明在图 22 点 a3 处、已放大期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 23B 是说明在图 22 点 b3 处、相位已改变的期望信号分量的相位以及相位已改变的第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 23C 是说明在图 22 点 c3 处、输入信号的期望信号分量的相位、期望信号分量的相位以及第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 23D 是说明在图 22 点 d3 处、已放大输入期望信号分量的相位、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位以及最新出现的第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$ )的相位之间关系的示意图，

图 23E 是说明在图 22 点 d3 处、期望信号分量和期望信号分量的组合结果、以及第一 IM3 分量和第一 IM3 分量的组合结果的示意图，

图 24A 是说明被输入到第二组合反馈放大器 40-2 中的期望信号分量和第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 24B 是说明在图 22 点 f3 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位以及最新出现的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 24C 是说明在图 22 点 g3 处、期望信号分量的相位、相位已改变的第一 IM3 分量的相位以及相位已改变的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 24D 是说明在图 22 点 h3 处、期望信号分量的相位、第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 24E 是说明在图 22 点 i3 处、已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 分量的相位、已放大第二 IM3 分量的相位以及最新出现的第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图，

图 24F 是说明图 24E 的期望信号分量、第一 IM3 分量和第二 IM3 分量被组合的状态示意图，

图 24G 是说明第一 IM3 分量和第二 IM3 分量如何抵消的示意图，

图 25 是说明按照本发明第七实施例的多级放大设备结构的示意图，

图 26 是说明按照本发明第八实施例的多级放大设备结构的示意图，

图 27 是说明在通用接收电路中 IM3 对期望信号的影响的示意图，

图 28 是说明按照本发明第九实施例的接收电路的框图，

图 29 是说明在通用发送电路中出现的 IM3 对期望信号的影响的示意图，

图 30 是说明按照本发明第十实施例的发送电路的框图，

图 31 是说明按照本发明第十一实施例的无线电通信设备结构的框图，

图 32 是说明在专利公布文件 1 中描述的反馈型放大器电路的示意图，

图 33 是说明在专利公布文件 2 中描述的反馈型放大器电路的示意图，以及

图 34 是说明在专利公布文件 3 中描述的反馈型放大器电路的示意图。

## 优选实施例的详细描述

### (第一实施例)

图 1 是说明按照本发明第一实施例的多级放大设备 1 的结构的框图。图 1 中，多级放大设备 1 包括第一并联反馈放大器 10-1、第二并联反馈放大器 10-2、内部端子 71 和输出端子 72。第一并联反馈放大器 10-1 包括第一放大部份 101-1 和第一并联反馈部份 102-1。第二并联反馈放大器 10-2 包括第二放大部份 101-2 和第二并联反馈部份 102-2。

如图 1 所示，多级放大设备 1 具有两个串联的放大器，每个放大器都包括并

联反馈部份作为反馈电路。第一放大部份 101-1 和第二放大部份 101-2 是反相放大器。第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 具有彼此不同的电抗分量。

在第一并联反馈放大器 10-1 中，第一放大部份 101-1 对通过内部端子 71 输入的、具有期望频带的期望信号(下文中称为期望信号)进行放大。当第一放大部份 101-1 放大输入的期望信号时，IM3 由于期望信号而出现。第一并联反馈部份 102-1 的电抗分量改变了已放大期望信号分量的相位和第一放大电路 101-1 中出现的 IM3(下文中称为第一 IM3)的相位，并且反馈回所产生的已放大期望信号分量和第一 IM3 分量。

在第二并联反馈放大器 10-2 中，第二放大部份 101-2 对从第一并联反馈放大器 10-1 输出的期望信号和第一 IM3 进行放大。在第二放大部份 101-2 中，由于已放大的期望信号而最新出现 IM3。第二并联反馈部份 102-2 的电抗分量改变了已放大期望信号分量的相位、已放大第一 IM3 的相位以及最新出现的 IM3(下文中称为第二 IM3)的相位，并且反馈回所产生的已放大期望信号、已放大第一 IM3 以及第二 IM3。

现在将描述按照本发明第一实施例的多级放大设备 1 的操作概述。注意到将使用具有期望频带的期望信号的两个频率分量(下文中称为期望信号分量)以及由于这两个频率分量而出现的 IM3 来描述本发明的多级放大设备的操作。注意到假定这两个频率分量的频率为期望频带的最大值和最小值。因此，在本发明的多级放大设备中，可以说明具有期望频带的期望信号和由于该期望频带的期望信号而出现的 IM3 之间的关系。

以下将按照上述规则(除非特别指明)来描述期望信号分量和 IM3 分量之间的相位关系。期望信号分量位于实轴上，并说明期望信号的两个频率分量的相位和 IM3 分量的相位之间的关系。假定期望信号分量以及具有不同频率分量的两个 IM3 分量具有相同的相位。为了清楚说明期望信号分量的相位和 IM3 分量的相位之间的关系，IM3 分量的幅度被放大。

第一放大部份 101-1 对输入其中的期望信号分量(下文中称为输入期望信号分量)进行放大。当第一放大电路 101-1 放大了输入期望信号分量时，出现 IM3 分量。注意到在第一放大部份 101-1 中，由于期望信号分量而出现的 IM3a 的频率分量被称为第一 IM3 分量。第一放大部份 101-1 输出已放大的期望信号和第一 IM3 分量。假定已放大期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之差为  $180^\circ$ 。图 2A 是说明在图 1 的点 a1 处、已放大期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{a1}$ )的相

位和第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{a1}$ )的相位之间关系的示意图。如图 2A 所示,期望信号分量  $S_{a1}$ 的相位和第一 IM3 分量  $X_{a1}$ 的相位之差为  $180^\circ$ 。

第一并联反馈部份 102-1 改变了期望信号分量  $S_{a1}$ 的相位和第一 IM3 分量  $X_{a1}$ 的相位。在第一并联反馈部份 102-1 中,期望信号分量  $S_{a1}$ 和第一 IM3 分量  $X_{a1}$ 的相位变化的频率相关性足够小,并被假定为可忽略。

图 2B 是说明在图 1 的点 b1 处相位已改变的期望信号分量  $S_{a1}$ (下文中称为期望信号分量  $S_{b1}$ )的相位和在点 b1 相位已改变的第一 IM3 分量  $X_{a1}$ (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{b1}$ )的相位之间关系的示意图。注意到输入期望信号分量位于图 2B 的实轴上。如图 2B 所示,期望信号分量  $S_{b1}$ 的相位和第一 IM3 分量  $X_{b1}$ 的相位之差被保持为  $180^\circ$ 。

图 2C 是说明在图 1 的点 c1 处、输入期望信号分量的相位、被反馈期望信号分量  $S_{b1}$ 的相位以及被反馈的第一 IM3 分量  $X_{b1}$ 的相位之间关系的示意图。注意到在图 2C 中,输入期望信号分量位于实轴上。如图 2C 所示,从第一并联反馈部份 102-1 反馈的输入期望信号分量和期望信号分量  $S_{b1}$ 在点 c1 处被组合以便产生一期望信号分量  $S_{c1}$ 。输入期望信号分量和期望信号分量  $S_{b1}$ 彼此具有不同的相位。因此,期望信号分量  $S_{c1}$ 的相位不同于输入期望信号分量和期望信号分量  $S_{b1}$ 的相位。注意到第一 IM3 分量  $S_{b1}$ 的相位在点 c1 处不改变。

图 2D 是说明在图 1 的点 c1 处、期望信号分量  $S_{c1}$ 的相位和第一 IM3 分量  $X_{b1}$ 的相位之间关系的示意图。如图 2D 所示,期望信号分量  $S_{c1}$ 的相位和第一 IM3 分量  $X_{b1}$ 的相位之差用  $\theta_{a1}$ 表示。

输入期望信号分量的相位和点 c1 处期望信号分量  $S_{b1}$ 的相位之差用  $\theta_{a1}$ 表示。该情况下,最好  $\theta_{a1}$ 的值为  $90^\circ \leq \theta_{a1} \leq 270^\circ$ 。原因如下。当  $\theta_{a1}$ 为  $\theta_{a1} \leq 90^\circ$ 或  $\theta_{a1} \geq 270^\circ$ 时,来自第一并联反馈部份 102-1 的期望信号分量  $S_{b1}$ 的反馈是正反馈。结果,第一并联反馈放大器 10-1 变得不稳定并且难以控制。

第一放大部份 101-1 在维持相位差  $\theta_{a1}$ 的同时放大了期望信号分量  $S_{c1}$ 和第一 IM3 分量  $X_{b1}$ 。当第一放大部份 101-1 放大期望信号分量  $S_{c1}$ 时,出现一新的第一 IM3 分量。

图 2E 是说明在图 1 的点 d1 处已放大期望信号分量  $S_{c1}$ (下文中称为期望信号分量  $S_{d1}$ )的相位、点 d1 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{b1}$ (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{d1-1}$ )的相位以及点 d1 处新的第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{d1-2}$ )的相位之间关系的示意图。如图 2E 所示,期望信号分量  $S_{d1}$ 的相位和第一 IM 分量  $X_{d1-2}$ 的相位之差在点 d1 处为  $180^\circ$ 。第一 IM3 分量  $X_{d1-1}$ 和第一 IM3 分量  $X_{d1-2}$ 在点 d1 处被组合以

生成一组合的 IM3 分量。在以下描述中，第一并联反馈放大器 10-1 中生成的组合 IM3 分量被视为第一 IM3 分量  $X_{d1}$ 。

图 2F 是说明在图 1 的点 e1 处、期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位之间关系的示意图。如图 2F 所示，期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位之差未从图 2E 的状态而改变。第一并联反馈放大器 10-1 在图 2F 所示的状态中输出期望信号分量  $S_{e1}$  和第一 IM3 分量  $X_{e1}$ 。

在点 d1 处，把期望信号分量  $S_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的部份输入到第一并联反馈部份 102-1。结果，第一并联反馈部份 102-1 在维持图 2F 的期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位之间关系的同时、改变了期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位，并且反馈所产生的期望信号分量  $S_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d1}$ 。通过第一并联反馈放大器 10-1 重复地执行上述操作，点 d1 处期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位之差被改变并且收敛到一特定值。在以下描述中，从第一并联反馈放大器 10-1 输出的期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位之差用  $\theta_{b1}$  表示。注意到，当被第一放大部份 101-1 放大的期望信号分量的相位和在第一放大部份 101-1 中生成的第一 IM3 分量的相位之差为  $180^\circ$  时， $\theta_{b1}$  的值为  $90^\circ \leq \theta_{b1} \leq 270^\circ$ 。

接着将描述第二并联反馈放大器 10-2 的操作。

第二并联反馈放大器 10-2 接收期望信号分量  $S_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d1}$ 。第二放大部份 101-2 在维持相位差  $\theta_{b1}$  的同时、放大期望信号分量  $S_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d1}$ 。当第二放大部份 101-2 放大期望信号分量  $S_{d1}$  时，出现一 IM3 分量。注意到，由于第二放大部份 101-2 中的期望信号分量而出现的 IM3 分量被称为第二 IM3 分量。从第二放大部份 101-2 输出的已放大期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第二 IM3 分量的相位之差为  $180^\circ$ 。

图 3A 是说明在图 1 点 f1 处的已放大期望信号分量  $S_{d1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{f1}$ ) 的相位、点 f1 处的已放大第一 IM3 分量  $X_{d1}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{f1}$ ) 的相位以及点 f1 处最新出现的第二 IM3 分量 (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{f1}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 3A 所示，期望信号分量  $S_{f1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{f1}$  的相位之差在点 f1 处为  $\theta_{b1}$ 。期望信号分量  $S_{f1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{f1}$  的相位之差为  $180^\circ$ 。

第二并联反馈部份 102-2 改变了期望信号分量  $S_{f1}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{f1}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{f1}$  的相位。在第二并联反馈部份 102-2 中，期望信号分

量  $S_{f1}$ 、第一 IM3 分量  $X_{f1}$  以及第二 IM3 分量  $Y_{f1}$  的相位变化的频率相关性足够小，并被假定为可忽略。

图 3B 是说明在图 1 点  $g1$  处相位已改变的期望信号分量  $S_{f1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{g1}$ ) 的相位、在点  $g1$  处相位已改变的第一 IM3 分量  $S_{f1}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{g1}$ ) 的相位以及在点  $g1$  处相位已改变的第二 IM3 分量  $Y_{f1}$  (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{g1}$ ) 的相位之间关系的示意图。要注意期望信号分量  $S_{d1}$  置于图 3B 中的实轴上。如图 3B 所示，在点  $g1$  处，期望信号分量  $S_{g1}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{g1}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位未从图 3A 的状态而改变。

图 3C 是说明在图 1 的点  $h1$  处、期望信号分量  $S_{d1}$  的相位、被反馈期望信号分量  $S_{g1}$  的相位、被反馈的第一 IM3 分量  $X_{g1}$  的相位以及被反馈的第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位之间关系的示意图。注意到，期望信号分量  $S_{d1}$  位于图 3C 的实轴上。如图 3C 所示，在点  $h1$  处，期望信号分量  $S_{d1}$  和反馈的期望信号分量  $S_{g1}$  被组合以生成一期望信号分量  $S_{h1}$ 。同样，第一 IM3 分量  $X_{d1}$  和反馈的第一 IM3 分量  $X_{g1}$  被组合以生成第一 IM3 分量  $X_{h1}$ 。

如图 3C 所示，期望信号分量  $S_{d1}$  的相位不同于期望信号分量  $S_{g1}$  的相位。因此，期望信号分量  $S_{h1}$  的相位不同于期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和期望信号分量  $S_{g1}$  的相位。同样，第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位不同于第一 IM3 分量  $X_{g1}$  的相位。因此，第一 IM3 分量  $X_{h1}$  的相位不同于第一 IM3 分量  $X_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{g1}$  的相位。另一方面，在点  $h1$  处，第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位未改变。

图 3D 是说明在图 1 的点  $h1$  处、期望信号分量  $S_{h1}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{h1}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位之间关系的示意图。如图 3D 所示，期望信号分量  $S_{h1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{h1}$  的相位之差未从  $\theta_{b1}$  而改变。另一方面，第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位和期望信号分量  $S_{g1}$  的相位之差为  $180^\circ$ ，而期望信号分量  $S_{h1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{g1}$  的相位之差为  $\theta_{c1}$ 。这样，在点  $h1$  处，期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之间的关系从图 3A 的状态改变为图 3D 的状态。

期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和期望信号分量  $S_{g1}$  的相位之差在点  $h1$  处被假定为  $\theta_{\beta 1}$ 。该情况下， $\theta_{\beta 1}$  的值最好是  $90^\circ \leq \theta_{\beta 1} \leq 270^\circ$ 。原因如下。当  $\theta_{\beta 1}$  的值为  $\theta_{\beta 1} \leq 90^\circ$  或  $\theta_{\beta 1} \geq 270^\circ$  时，来自第二并联反馈部份 102-1 的期望信号分量  $S_{g1}$  的反馈为正反馈。结果，第二并联反馈放大器 10-2 变得不稳定并且难以控制。

第二放大部份 101-2 在维持图 3D 相位关系的同时、放大了期望信号分量  $S_{h1}$ 、第一 IM3 分量  $X_{h1}$  以及第二 IM3 分量  $Y_{g1}$ 。当放大期望信号分量  $S_{h1}$  时，最新出现第二

IM3 分量。

图 3E 是说明图 1 点 i1 处的已放大期望信号分量  $S_{i1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{i1}$ ) 的相位、点 i1 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{i1}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{i1}$ ) 的相位、点 i1 处已放大的第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{i1-1}$ ) 的相位以及在放大期望信号分量  $S_{i1}$  时出现的第二 IM3 分量 (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{i1-2}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 3E 所示, 期望信号分量  $S_{i1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i1-2}$  的相位之差为  $180^\circ$ 。在点 i1 处, 第二 IM3 分量  $Y_{i1-1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i1-2}$  被组合以生成第二组合 IM3 分量 (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{i1}$ )。期望信号分量  $S_{i1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  的相位之差用  $\theta_{i1}$  表示。注意到在点 i1 处, 期望信号分量  $S_{i1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{i1}$  的相位之差未从  $\theta_{i1}$  而改变。

图 3F 是说明在图 1 的点 j1 处、期望信号分量  $S_{j1}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{j1}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{j1}$  的相位之间关系的示意图。如图 3F 所示, 在点 j1 处, 第一 IM3 分量  $X_{j1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{j1}$  被组合以生成第一总和 IM3 分量。该情况下, 第一 IM3 分量  $X_{j1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{j1}$  的相位使得相位能彼此对消。下面将详细描述第一 IM3 分量  $X_{j1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{j1}$  的对消相位。

注意到在点 i1 处, 期望信号分量  $S_{i1}$ 、第一 IM3 分量  $X_{i1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  也被输入到第二并联反馈部份 102-2。结果, 第二并联反馈部份 102-2 在维持图 3E 的期望信号分量  $S_{i1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{i1}$  的相位间关系的同时、改变了期望信号分量  $S_{i1}$  的相位以及第一 IM3 分量  $X_{i1}$  的相位。通过第二并联反馈放大器 10-2 重复地执行上述操作, 点 i1 处期望信号分量  $S_{i1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  的相位之差被改变, 并最终收敛到一特定值。在以下描述中, 点 j1 处的期望信号分量  $S_{j1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{j1}$  的相位之差用  $\theta_{j1}$  表示。注意到当在第二放大部份 101-2 中放大的期望信号分量和在第二放大部份 101-2 中生成的第二 IM3 分量的相位差为  $180^\circ$  时,  $\theta_{j1}$  的值为  $90^\circ \leq \theta_{j1} \leq 270^\circ$ 。

这样, 多级放大设备 1 使第一并联反馈放大器 10-1 中出现的第二 IM3 分量与第二并联反馈放大器 10-2 中出现的第二 IM3 分量进行对消, 从而抑制了 IM3。

接着将描述第一并联反馈放大器 10-1 和第二并联反馈放大器 10-2 的详细操作。图 4 是说明第一并联反馈放大器 10-1 的详细操作的示意图。注意到, 第二并联反馈放大器 10-2 的操作类似于第一并联反馈放大器 10-1 的操作。

如图 4 所示, 第一并联反馈放大器 10-1 从信号源 11 接收期望信号分量。第一并联反馈放大器 10-1 的输入电流用  $i_{in}$  表示。第一并联反馈放大器 10-1 的输出

电流用  $i_{out}$  表示。第一放大部份 101-1 的输出电流用  $i'_{out}$  表示。假定电流  $\beta(\omega) \cdot i'_{out}$  流经第一并联反馈部份 102-1, 其中表示  $\beta(\omega)$  表示一反馈量。图 4 中, 第一放大部份 101-1 的输入导纳用  $Y_{in}$  表示, 第一并联反馈部份 102-1 的导纳用  $Y_{f1}$  表示, 信号源 11 的内部导纳用  $Y_s$  表示, 而负载电阻 12 的负载导纳用  $Y_L$  表示。第一放大部份 101-1 的输出导纳  $Y_{out}$  足够小以至于可忽略。

当如上所述地定义这些参数时, 流经负载电阻 12 的电流表示为:

$$i_{out} = i'_{out} - \beta(\omega) \cdot i'_{out} = \{1 - \beta(\omega)\} \cdot i'_{out} \quad \dots \text{(式 1)}$$

按照基尔霍夫定律,  $i_{out}$  和  $i'_{out}$  表示为:

$$\frac{i_{out}}{Y_L} = \frac{\beta(\omega) \cdot i'_{out}}{Y_{f1}} + \frac{\beta(\omega) \cdot i'_{out}}{Y_s + Y_{in}} \quad \dots \text{(式 2)}$$

从表达式 (1) 和 (2) 得出的  $\beta(\omega)$  表示为:

$$\beta(\omega) = \frac{\eta(\omega) \cdot Y_{f1}}{Y_L + \eta(\omega) \cdot Y_{f1}} \quad \dots \text{(式 3)}$$

在表达式 (3) 中,  $\eta(\omega) = (Y_s + Y_{in}) / (Y_s + Y_{in} + Y_{f1})$ 。

一般说, 并联反馈放大器是电流反馈放大器。因此, 电流反馈放大器的输入一输出功率特征从第一放大部份 101-1 的输入一输出功率特征中导出。图 4 的第一放大部份 101-1 的输入一输出功率特征表示为:

$$i'_{out} = \alpha_1(\omega) \cdot \xi(\omega) \cdot i'_{in} + \alpha_2(\omega) \cdot \{\xi(\omega) \cdot i'_{in}\}^2 + \alpha_3(\omega) \cdot \{\xi(\omega) \cdot i'_{in}\}^3 \quad \dots \text{(式 4)}$$

其中考虑了一阶到三阶的非线性, 即  $\alpha_n(\omega)$  包括一阶到三阶的系数,  $\xi(\omega)$  为  $\xi(\omega) = (Y_{in} + Y_s) / Y_{in}$ 。

当第一并联反馈部份 102-1 的导纳为 0 时, 即第一并联反馈放大器 10-1 是开环路放大器, 则来自信号源 11 的输入电流  $i_{in}$  为  $i_{in} = \xi(\omega) \cdot i'_{out}$ 。第一并联反馈放大器 10-1 到负载电阻 12 的输出电流  $i_{out}$  为  $i_{out} = i'_{out}$ 。因此可以理解,  $\alpha_1(\omega)$  表示开环路放大器的期望信号的电流增益。类似地可以理解,  $\alpha_2(\omega)$  表示二次谐波的电流增益, 而  $\alpha_3(\omega)$  表示三次谐波的电流增益。

按照基尔霍夫定律设立了表达式 (5):

$$\xi(\omega) \cdot i'_{in} = \eta(\omega) \cdot i_{in} + \frac{\beta(\omega)}{1 - \beta(\omega)} \cdot i_{out} \quad \dots \text{(式 5)}$$

按照表达式 (4) 和 (5), 电流反馈放大器的输入一输出电流特征表示为:

$$i_{out} = \left\{ 1 - \beta(\omega) \right\} \cdot \left[ \alpha_1(\omega) \cdot \left\{ \eta(\omega) \cdot i_{in} + \frac{\beta(\omega)}{1 - \beta(\omega)} \cdot i_{out} \right\} \right. \\ \left. + \alpha_2(\omega) \cdot \left\{ \eta(\omega) \cdot i_{in} + \frac{\beta(\omega)}{1 - \beta(\omega)} \cdot i_{out} \right\}^2 + \alpha_3(\omega) \cdot \left\{ \eta(\omega) \cdot i_{in} + \frac{\beta(\omega)}{1 - \beta(\omega)} \cdot i_{out} \right\}^3 \right] \quad \cdots \text{(式 6)}$$

然而，表达式(6)的右侧表示电流反馈放大器的输入—输出功率特征，该侧包括  $i_{out}$ 。因此，不能从表达式(6)求解出输出电流  $i_{out}$ 。因此，使用下述的 Volterra 级数导出了  $i_{out}$  的非线性闭环传递函数。

当假定用第一放大部份 101-1 的输入电流  $i_{in}$  的 Volterra 级数来表示第一放大部份 101-1 的输出电流  $i_{out}$  时，得出表达式(7)：

$$i_{out} = \chi_1(\omega_1) \alpha i_{in} + \chi_2(\omega_1, \omega_2) \alpha i_{in}^2 + \chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) \alpha i_{in}^3 \quad \cdots \text{(式 7)}$$

其中  $\chi_n()$  表示 Volterra 级数的复系数。

在表达式(7)中，在  $i_{in} = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t)$  时，表达式(7)的  $i_{out}$  的一阶项表示为：

$$i_{out} = \chi_1(\omega_1) \cdot e^{j\omega_1 t} + \chi_1(\omega_2) \cdot e^{j\omega_2 t} \quad \cdots \text{(式 8)}$$

从表达式(7)中得出第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流  $i_{out}$  的非线性闭环传递函数  $\chi_n()$ 。

首先导出表达式(7)的  $\chi_1(\omega_1)$ 。当第一并联反馈放大器 10-1 的输入电流  $i_{in}$  用  $i_{in} = \exp(j\omega_1 t)$  表示时，表达式(7)的一阶项表示为：

$$i_{out} = \chi_1(\omega_1) \cdot e^{j\omega_1 t} \quad \cdots \text{(式 9)}$$

当把表达式(9)代入表达式(6)时，表达式(6)的两侧都有项  $\exp(j\omega_1 t)$  的相同系数。因此， $\chi_1(\omega_1)$  表示为：

$$\chi_1(\omega_1) = \left\{ 1 - \beta(\omega_1) \right\} \cdot \alpha_1(\omega_1) \cdot \left\{ \eta(\omega_1) + \frac{\beta(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1)} \cdot \chi_1(\omega_1) \right\} \\ \therefore \chi_1(\omega_1) = \frac{\eta(\omega_1) \cdot \left\{ 1 - \beta(\omega_1) \right\} \cdot \alpha_1(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1) \cdot \alpha_1(\omega_1)} \quad \cdots \text{(式 10)}$$

接着假定第一并联反馈放大器 10-1 的输入电流  $i_{in}$  由  $i_{in} = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t)$  表示，从而导出  $\chi_2(\omega_1, \omega_2)$ 。考虑到表达式(7)中  $i_{in}$  的一阶到二阶项， $i_{in}$  表示为：

$$i_{out} = \sum_{q_1=1}^2 \chi_1(\omega_{q_1}) \cdot e^{j\omega_{q_1} t} + \sum_{q_1=1}^2 \sum_{q_2=1}^2 \chi_2(\omega_{q_1}, \omega_{q_2}) \cdot e^{j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2}) t} \quad \cdots \text{(式 11)}$$

当把表达式(11)代入表达式(6)时，表达式(6)的两侧都具有项  $\exp(j(\omega_1 + \omega_2))$  的相同系数。因此  $\chi_2(\omega_1, \omega_2)$  表示为：

$$\begin{aligned}
2 \cdot \chi_2(\omega_1, \omega_2) &= \{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)\} \left[ \alpha_1(\omega_1 + \omega_2) \cdot \frac{\beta(\omega_1 + \omega_2)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)} \cdot 2 \cdot \chi_2(\omega_1, \omega_2) + 2 \cdot \alpha_2(\omega_1 + \omega_2) \right. \\
&\quad \cdot \left. \left\{ \eta(\omega_1 + \omega_2) + \frac{\beta(\omega_1 + \omega_2)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \chi_1(\omega_1) \right\} \cdot \left\{ \eta(\omega_1 + \omega_2) + \frac{\beta(\omega_1 + \omega_2)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \chi_1(\omega_2) \right\} \right] \quad \cdots \text{(式 1 2)} \\
\therefore \chi_2(\omega_1, \omega_2) &= \frac{\{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)\} \cdot \alpha_2(\omega_1 + \omega_2)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2) \cdot \alpha_1(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \frac{\eta(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1) \cdot \alpha_1(\omega_1)} \cdot \frac{\eta(\omega_2)}{1 - \beta(\omega_2) \cdot \alpha_1(\omega_2)}
\end{aligned}$$

注意到表达式(12)包括表达式(10)的 $\chi_1(\omega_1)$ 。

接着假定第一并联反馈放大器 10-1 的输入电流  $i_{in}$  由  $i_{in} = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t) + \exp(j\omega_3 t)$  表示, 则导出  $\chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ 。考虑到表达式(7)中  $i_{in}$  的一阶到三阶项,  $i_{in}$  表示为:

$$\begin{aligned}
i_{out} &= \sum_{q_1=1}^3 \chi_1(\omega_{q_1}) \cdot e^{j\omega_{q_1} t} + \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \chi_2(\omega_{q_1}, \omega_{q_2}) \cdot e^{j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2}) t} \\
&\quad + \sum_{q_1=1}^3 \sum_{q_2=1}^3 \sum_{q_3=1}^3 \chi_3(\omega_{q_1}, \omega_{q_2}, \omega_{q_3}) \cdot e^{j(\omega_{q_1} + \omega_{q_2} + \omega_{q_3}) t} \quad \cdots \text{(式 1 3)}
\end{aligned}$$

当把表达式(13)代入表达式(6)时, 表达式(6)的两侧都具有项  $\exp(j(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3))$  的相同系数。因此  $\chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$  表示为:

$$\begin{aligned}
6 \cdot \chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= \{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)\} \left[ \alpha_1(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) \cdot \frac{\beta(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)} \cdot 6 \cdot \chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) \right. \\
&\quad + \alpha_2(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) \cdot 2 \cdot \left\{ \left( \eta(\omega_1) + \frac{\beta(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1)} \cdot \chi_1(\omega_1) \right) \cdot \frac{\beta(\omega_2 + \omega_3)}{1 - \beta(\omega_2 + \omega_3)} \cdot 2 \cdot \chi_2(\omega_2, \omega_3) \right. \\
&\quad \quad \quad \left. + \left( \eta(\omega_2) + \frac{\beta(\omega_2)}{1 - \beta(\omega_2)} \cdot \chi_1(\omega_2) \right) \cdot \frac{\beta(\omega_1 + \omega_3)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_3)} \cdot 2 \cdot \chi_2(\omega_3, \omega_1) \right. \\
&\quad \quad \quad \left. + \left( \eta(\omega_3) + \frac{\beta(\omega_3)}{1 - \beta(\omega_3)} \cdot \chi_1(\omega_3) \right) \cdot \frac{\beta(\omega_1 + \omega_2)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2)} \cdot 2 \cdot \chi_2(\omega_1, \omega_2) \right\} \\
&\quad + \alpha_3(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) \cdot 6 \\
&\quad \quad \cdot \left[ \left( \eta(\omega_1) + \frac{\beta(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1)} \cdot \chi_1(\omega_1) \right) \cdot \left( \eta(\omega_2) + \frac{\beta(\omega_2)}{1 - \beta(\omega_2)} \cdot \chi_1(\omega_2) \right) \cdot \left( \eta(\omega_3) + \frac{\beta(\omega_3)}{1 - \beta(\omega_3)} \cdot \chi_1(\omega_3) \right) \right] \\
\therefore \chi_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= \frac{\{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)\} \cdot \alpha_3(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)}{1 - \beta(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) \cdot \alpha_1(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)} \\
&\quad \cdot \frac{\eta(\omega_1)}{1 - \beta(\omega_1) \cdot \alpha_1(\omega_1)} \cdot \frac{\eta(\omega_2)}{1 - \beta(\omega_2) \cdot \alpha_1(\omega_2)} \cdot \frac{\eta(\omega_3)}{1 - \beta(\omega_3) \cdot \alpha_1(\omega_3)}
\end{aligned} \quad \cdots \text{(式 1 4)}$$

注意到表达式(14)包括表达式(10)的 $\chi_1(\omega_1)$ 和表达式(12)的 $\chi_2(\omega_2)$ 。当相差频率和二次谐波(二阶调制间分量)具有足够大的导纳时, 具有不同频率的期望信号分量与二次谐波的混合可忽略。因此, 假定 $\alpha_2(0)$ 与 $\alpha_3(0)$ 相比足够小, 则在忽略 $\alpha_2$ 时近似得出表达式(14)。

假定期望信号分量的较低频分量的角频率为 $\omega_L$ 、而其较高频分量的角频率为 $\omega_H$ , 则第一并联反馈放大器 10-1 的输入电流  $i_{in}$  表示为:

$$i_{in} = I_1 \cdot \cos(\omega_L t + \phi_1) + I_2 \cdot \cos(\omega_H t + \phi_2) \quad \cdots \text{(式 1 5)}$$

通过把表达式(15)代入表达式(6), 第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流  $i_{out}$  的期望信号分量和第一 IM3 分量表示为:

$$\begin{aligned}
i_L &= \chi_1(\omega_L) \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_L t + \phi_1) \\
i_H &= \chi_1(\omega_H) \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_H t + \phi_1) \\
i_{IM3L} &= \frac{3}{4} \chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H) \cdot I_1^3 \cdot \cos\{(2\omega_L - \omega_H) \cdot t + \phi_1\} \\
i_{IM3H} &= \frac{3}{4} \chi_3(\omega_H, \omega_H, -\omega_L) \cdot I_1^3 \cdot \cos\{(2\omega_H - \omega_L) \cdot t + \phi_1\}
\end{aligned} \quad \dots \text{(式 16)}$$

其中  $I_1$  表示输入电流  $i_{in}$  的幅度,  $i_L$  表示角频率为  $\omega_L$  的期望信号分量的输出电流,  $i_H$  表示角频率为  $\omega_H$  的期望信号分量的输出电流,  $i_{IM3L}$  表示 IM3 分量的较低频分量, 而  $i_{IM3H}$  表示 IM3 分量的较高频分量。

在第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流  $i_{out}$  的非线性闭环传递函数中, 一阶闭环传递函数  $\chi_1(\omega_L)$  和三阶闭环传递函数  $\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H)$  表示为:

$$\begin{aligned}
\chi_1(\omega_L) &= \frac{\eta(\omega_0) \cdot \{1 - \beta(\omega_0)\} \cdot \alpha_1(\omega_0)}{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)} \\
\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H) &= \frac{\eta^2(\omega_0) \cdot \eta(-\omega_0) \cdot \{1 - \beta(\omega_0)\} \cdot \alpha_3(\omega_L)}{\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}^3 \cdot \{1 - \beta(-\omega_0) \cdot \alpha_1(-\omega_0)\}}
\end{aligned} \quad \dots \text{(式 17)}$$

其中  $\omega_0$  为  $\omega_0 \cong \omega_L \cong \omega_H$ 。

在表达式(17)中, 当  $\eta(\omega_0)$  近似为 1 时 ( $\eta(\omega_0) \cong 1$ ),  $\chi_1(\omega_L)$  近似为:

$$\chi_1(\omega_L) \cong \frac{\{1 - \beta(\omega_0)\} \cdot \alpha_1(\omega_0)}{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)} \quad \dots \text{(式 18)}$$

通过把表达式(3)代入表达式(17)的  $\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H)$ ,  $\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H)$  可以近似为:

$$\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H) \cong \frac{\{1 - \beta(\omega_0)\} \cdot \alpha_3(\omega_L)}{\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}^3 \cdot \{1 - \beta(-\omega_0) \cdot \alpha_1(-\omega_0)\}} \quad \dots \text{(式 19)}$$

这样可以导出第一并联反馈放大器 10-1 的闭环传递函数。

现在将使用表达式(18)和(19)来描述从第一并联反馈放大器 10-1 中输出的已放大期望信号分量和第一 IM3 分量之间的相位差。假定第一并联反馈部份 102-1 的导纳  $Y_{f1}$  和负载电阻 12 的输入导纳(负载导纳)  $Y_L$  包括一电纳分量。该情况下, 表达式(18)和(19)中的项  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  可以被认为有一相位分量  $\theta_1$ 。

在第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流  $i_{out}$  中将讨论  $i_L$  和  $i_{IM3L}$ 。具有角频率  $\omega_L$  的期望信号分量的输出电流  $i_L$  以及较低频 IM3 分量的输出电流  $i_{IM3L}$  可以表示为:

$$\begin{aligned}
i_{L1} &= |\chi_1(\omega_L)| \cdot I_1 \cdot \cos(\omega_L t + \phi_1 + \theta_1 + \delta + 180) \\
i_{IM3L1} &= \frac{3}{4} |\chi_3(\omega_L, \omega_L, -\omega_H)| \cdot I_1^3 \cdot \cos\{(2\omega_L - \omega_H) \cdot t + \phi_1 + 2\theta_1 + \delta\}
\end{aligned} \quad \dots \text{(式 20)}$$

其中  $\delta$  表示相位分量  $1/\{1 - \beta(\omega_0)\}$ 。

当导出表达式(20)时, 假定作为第一放大部份 101-1 的输入—输出特征的  $\alpha_1$  和

$\alpha_3$  分别具有相位  $0^\circ$  和  $180^\circ$ 。同样, 当导出表达式(20)时, 假定  $\alpha_1(-\omega) = \alpha_1^*(\omega)$  且  $\beta(-\omega) = \beta^*(\omega)$ , 其中\*表示复共轭。

在表达式(20)中, 假定角频率为  $\omega_L$  的期望信号分量的输出电流  $i_L$  的相位和较低频第一 IM3 分量的输出电流  $i_{IM3L}$  的相位之差( $t=0$ )为  $\Delta\varphi_{1-IM3L}$ 。按照表达式(20),  $\Delta\varphi_{1-IM3L}$  表示为:

$$\Delta\varphi_{1-IM3L} = \theta_1 - 180 \quad \dots \text{(式 2 1)}$$

图 5A 是说明从第一并联反馈放大器 10-1 输出的期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间关系的示意图。图 5A 说明了期望信号分量( $\omega_L$  和  $\omega_H$ )和第一 IM3 分量( $2\omega_L - \omega_H$ )。如图 5A 所示, 从第一并联反馈放大器 10-1 输出的期望信号分量和第一 IM3 分量的相位差为  $\Delta\varphi_{1-IM3L}$ 。

从图 5A 的第一并联反馈放大器 10-1 输出的期望信号分量和第一 IM3 分量间的相关关系对应于图 1 的点 e1 处期望信号分量  $S_{d1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  的相位间的关系(图 2F)。换言之, 点 e1 处、期望信号分量  $S_{d1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d1}$  间的相位差等于  $\Delta\varphi_{1-IM3L}$ 。当  $\theta_{b1}$  在  $-90^\circ \leq \theta_{b1} \leq -270^\circ$  范围内时,  $\theta_1$  的值为  $-90^\circ \leq \theta_1 \leq 90^\circ$ 。

下面将描述把第一并联反馈放大器 10-1 应用于第二并联反馈放大器 10-2 的详细描述。假定图 5A 的期望信号分量和第一 IM3 分量被输入第二并联反馈放大器 10-2。

假定第二并联反馈部份 102-2 的导纳  $Y_{f2}$  和负载电阻 12 的输入导纳(负载导纳)  $Y_L$  包括一电纳分量。该情况下, 表达式(18)和(19)中的项  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  可以被视为具有一相位分量  $\theta_2$ 。假定从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量和第二 IM3 分量间的相位差为  $\Delta\varphi_{2-IM3L}$ 。类似于第一并联反馈放大器 10-1 的情况,  $\Delta\varphi_{2-IM3L}$  表示为:

$$\Delta\varphi_{2-IM3L} = -\theta_2 - 180 \quad \dots \text{(式 2 2)}$$

图 5B 是说明从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之间关系的示意图。图 5B 说明了期望信号分量( $\omega_L$  和  $\omega_H$ )和第二 IM3 分量( $2\omega_L - \omega_H$ )。从图 5B 的第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量和第二 IM3 分量的相位关系对应于点 i1 处期望信号分量  $S_{i1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  的相位间的关系(图 3E)。换言之, 点 i1 处、期望信号分量  $S_{i1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i1}$  间的相位差  $\theta_{d1}$  等于  $\Delta\varphi_{2-IM3L}$ 。当  $\theta_{d1}$  在  $-90^\circ \leq \theta_{d1} \leq -270^\circ$  范围内时,  $\theta_2$  的值为  $-90^\circ \leq \theta_2 \leq 90^\circ$ 。

图 5C 是说明怎样组合第一 IM3 分量和第二 IM3 分量以便在输出端子 72 处抑制 IM3 的示意图。图 5C 对应于图 3F, 图 3F 说明了第一 IM3 分量  $X_{i1}$  和第二 IM3 分

量  $Y_{11}$  怎样对消。该情况下, 术语“抑制”意味着第一总和 IM3 分量(该第一总和 IM3 分量通过组合图 5C 所示的第一 IM3 分量和第二 IM3 分量而生成)的功率值小于第一 IM3 分量的功率值和第二 IM3 分量的功率值之和。

假定第一放大部份 101-1 中出现的第一 IM3 分量的功率值与第二放大部份 101-2 中出现的第二 IM3 分量的功率值相同。该情况下, 为了使第一总和 IM3 分量既小于第一 IM3 分量又小于第二 IM3 分量,  $\theta_{\min 1} > 120^\circ$ , 其中  $\theta_{\min 1}$  表示了  $\theta_{b1} - \theta_{d1}$  的最小值。如果  $\theta_{\min 1} > 120^\circ$ , 就可以使第一总和 IM3 分量的功率值小于第一 IM3 分量的功率值和第二 IM3 分量的功率值之和。

当第一 IM3 分量的相位和第二 IM3 分量的相位之差为  $180^\circ$ 、且第一 IM3 分量的功率值等于第二 IM3 分量的功率值时, 最大程度上抑制了 IM3 分量。换言之, 这在  $\theta_{\min 1} = 180^\circ$  时实现。该情况下,  $\theta_1 + \theta_2 = 180^\circ$ 。

下面将参照图 6 描述多级放大设备 1 的一个特定例子。图 6 是说明多级放大设备 1 的特定示例性结构的示意图。多级放大设备 1 包括第一并联反馈放大器 10-1、第二并联反馈放大器 10-2、内部端子 71、外部端子 72、输入阻抗匹配电路 73 以及输出阻抗匹配电路 74。第一并联反馈放大器 10-1 包括第一放大部份 101-1、第一并联反馈部份 102-1 以及第一匹配电路 103-1。第二并联反馈放大器 10-2 包括第二放大部份 101-2、第二并联反馈部份 102-2 以及第二匹配电路 103-2。注意到图 6 中未示出第一放大部份 101-1 和第二放大部份 101-2 的偏置电路。尽管图 6 示出了多级放大设备 1 的一个例子, 然而多级放大设备 1 的结构不限于图 6 的结构, 而可能是其它结构。

第一放大部份 101-1 具有第一晶体管 111、第二晶体管 112 和第一电容器 113。第一并联反馈部份 102-1 具有第二电容器 121、第一电阻器 122 和第三电容器 123。第一匹配电路 103-1 具有第四电容器 131、第一电感器 132、第五电容器 133 和第一电源端子 134。

第二放大部份 101-2 具有第三晶体管 211、第四晶体管 212 和第六电容器 213。第二并联反馈部份 102-2 具有第二电感器 221、第二电阻器 222 和第七电容器 223。第二匹配电路 103-2 具有第八电容器 231、第三电感器 232、第九电容器 233 和第二电源端子 234。

在第一并联反馈放大器 10-1 中, 输入阻抗匹配电路 73 的一端连到输入端子 71。第一放大部份 101-1 和第一并联反馈部份 102-1 在输入阻抗匹配电路 73 的另一端和第一匹配电路 103-1 的一端间并联。第一匹配电路 103-1 的另一端连到第二

并联反馈放大器 10-2。在第二并联反馈放大器 10-2 中，第二放大部份 101-2 和第二并联反馈部份 102-2 在第一匹配电路 103-1 的另一端和第二匹配电路 103-2 的一端间并联。输出阻抗匹配电路 74 连在第二匹配电路 103-2 的另一端和输出端子 72 之间。

在第一放大部份 101-1 中，第一晶体管 111 的基极经由输入阻抗匹配电路 73 连到内部端子 71，其集电极连到第二晶体管 112 的射极。第二晶体管 112 的集电极连到第一匹配电路 103-1 的第五电容器 133。第一晶体管 111 的射极接地。第二晶体管 112 的基极经由第一电容器 113 接地。

在第一并联反馈部份 102-1 中，第二电容器 121 和第一电阻器 122 在第一晶体管 111 的基极和第三电容器 123 的一端间并联。第三电容器 123 的另一端连到第二晶体管 112 的集电极。注意到在第一并联反馈部份 102-1 中，其中的电抗分量对应于第二电容器 121 和第一电阻器 122 在其中并联的电路。因此，第一并联反馈部份 102-1 可以充当容性并联反馈部份。

在第一匹配电路 103-1 中，第五电容器 133 的另一端连到第二放大部份 101-2 的第三晶体管 211 的基极。第一电感器 132 的一端连到第五电容器 133 的一端。第一电感器 132 的另一端经由第四电容器 131 接地，并且也连到第一电源端子 134。

在第二放大部份 101-2 中，第三晶体管 211 的集电极连到第四晶体管 212 的射极。第四晶体管 212 的集电极连到第二匹配电路 103-2 的第九电容器 233 的一端。第三晶体管 211 的射极接地。第四晶体管 212 的基极经由第六电容器 213 接地。

在第二并联反馈部份 102-2 中，第二电感器 221 和第二电阻器 222 在第三晶体管 211 的基极和第七电容器 223 的一端间并联。第七电容器 223 的另一端连到第四晶体管 212 的集电极。注意到在第二并联反馈部份 102-2 中，其中的电抗分量对应于第二电感器 221 和第二电阻器 222 在其中并联的电路。因此，第二并联反馈部份 102-2 可以充当感性并联反馈部份。

在第二匹配电路 103-2 中，第九电容器 233 的一端连到第三电感器 232 的一端。第三电感器 232 的另一端经由第八电容器 231 接地，并且也连到第二电源端子 234。第九电容器 233 的另一端经由输出阻抗匹配电路 74 连到输出端子 72。

现在将描述图 6 的多级放大设备的操作。在第一放大部份 101-1 中，第一晶体管 111 和第二晶体管 112 对输入到多级放大设备 1 中的期望信号进行放大。当第一晶体管 111 和第二晶体管 112 放大一期望信号分量时，出现第一 IM3 分量。在第二放大部份 101-2 中，第三晶体管 211 和第四晶体管 212 对从第一并联反馈放大器

10-1 输入的期望信号分量和第一 IM3 分量进行放大。当第三晶体管 211 和第四晶体管 212 对从第一并联反馈放大器 10-1 输入的期望信号分量进行放大时, 出现第二 IM3 分量。第一匹配电路 103-1 和第二匹配电路 103-2 执行阻抗匹配。

现在将详细描述第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 的操作。特别是将详细描述由于第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 的电纳分量而造成的已放大期望信号分量和 IM3 分量的相位变化。

首先将描述第一并联反馈部份 102-1。在第一并联反馈部份 102-1 中, 当假定第三电容器 123 具有足够大的电容时, 第一并联反馈部份 102-1 的导纳  $Y_{f1}$  表示为:

$$Y_{f1} = 1/R_{f1} + j\omega C_{f1} \quad \dots \text{(式 2 3)}$$

其中  $R_{f1}$  表示第一电阻器 122 的电阻,  $C_{f1}$  表示第二电容器 121 的电容。而且, 从第一并联反馈部份 102-1 到输出端子 72 的一部分的导纳由  $Y_{L1}$  表示。假定  $Y_{L1}$  是一实数, 则表达式 (3) 的反馈量  $\beta(\omega)$  表示为:

$$\beta(\omega) = \frac{1/R_{f1} + j\omega C_{f1}}{Y_{L1} + 1/R_{f1} + j\omega C_{f1}} \quad \dots \text{(式 2 4)}$$

按照表达式 (24), 反馈量  $\beta(\omega)$  具有一提前的相位。在表达式 (18) 和 (19) 中, 当  $\alpha_1(\omega_0)$  的相位为  $180^\circ$  时,  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  的相位分量  $\theta_1$  是一延迟的相位。因此, 相位分量  $\theta_1$  具有负值。

现在将描述第二并联反馈部份 102-2。类似于第一并联反馈部份 102-1, 在第二并联反馈部份 102-2 中, 表达式 (18) 和 (19) 中  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  的相位分量  $\theta_2$  是一提前的相位。因此, 相位分量  $\theta_2$  具有正值。

当第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 具有不同的电纳分量时, 可以控制第一并联反馈放大器 10-1 和第二并联反馈放大器 10-2, 使得已放大期望信号分量的相位和 IM3 分量的相位彼此间不同。在图 6 的多级放大设备 1 的情况下, 由于第一并联反馈部份 102-1 具有一电容器, 因此第一并联反馈部份 102-1 的电纳分量是容性的。由于第二并联反馈部份 102-2 具有一电感器, 因此第二并联反馈部份 102-2 的电纳分量是感性的。

接着将描述图 6 的第一匹配电路 103-1 和第二匹配电路 103-2 的操作。第一匹配电路 103-1 和第二匹配电路 103-2 具有不同的导纳分量, 第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 所反馈回的信号的相位可以被改变。这将在下面详细描述。

假定第一匹配电路 103-1 的导纳为  $Y_{L1}$ 。假定导纳  $Y_{L1}$  表示为:

$$Y_{L1} = G_{L1} + jB_{L1} \quad (B_{L1} < 0) \quad \dots \text{ (式 2 5)}$$

其中  $G_{L1}$  表示  $Y_{L1}$  的电导分量,  $B_{L1}$  表示  $Y_{L1}$  的电纳分量。

该情况下, 表达式(3)的  $\beta(\omega_0)$  表示为:

$$\beta(\omega) = \frac{Y_{f1}}{G_{f1} + jB_{f1} + Y_{f1}} \quad \dots \text{ (式 2 6)}$$

现在假定第一并联反馈部份 102-1 的导纳  $Y_{f1}$  是一实数。该情况下, 按照表达式(26),  $\beta(\omega_0)$  具有一提前相位。在表达式(18)和(19)中, 当  $\alpha_1(\omega_0)$  的相位为  $180^\circ$  时,  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  具有一延迟相位。因此, 相位分量  $\theta_1$  具有负值。

或者, 假定第一匹配电路 103-1 的导纳  $Y_{L1}$  表示为:

$$Y_{L1} = G_{L1} + jB_{L1} \quad (B_{L1} > 0) \quad \dots \text{ (式 2 7)}$$

当导纳  $Y_{L1}$  由表达式(27)表示时,  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  像表达式(25)的情况那样具有一提前相位。因此, 相位分量  $\theta_1$  具有正值。这样, 第一匹配电路 103-1 具有一电纳分量, 从而能控制第一并联反馈部份 102-1 所反馈的已放大期望信号分量和第一 IM3 分量的相位变化量。

类似于第一匹配电路 103-1, 第二匹配电路 103-2 具有一电纳分量, 从而能控制第二并联反馈部份 102-2 所反馈的已放大期望信号分量、第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的相位变化量。

现在将描述第一并联反馈放大器 10-1 和第二并联反馈放大器 10-2 的增益变化。

图 7 是说明当第一并联反馈部份 102-1 具有一容性电抗分量时、第一并联反馈放大器 10-1 的增益变化的示意图。如图 7 所示, 当第一并联反馈部份 102-1 具有一容性电抗分量时, 随着所使用频带内频率分量的增加, 第一并联反馈放大器 10-1 的增益降低。这是因为反馈量随着频率的增加而增加。

图 8 是说明当第二并联反馈部份 102-2 具有一感性电抗分量时、第二并联反馈放大器 10-2 的增益变化的示意图。如图 8 所示, 当第二并联反馈部份 102-2 具有一感性电抗分量时, 随着所使用频带内频率分量的增加, 第二并联反馈放大器 10-2 的增益也增加。这是因为反馈量随着频率的增加而减少。

在多级放大设备 1 中, 当第一并联反馈放大器 10-1 的增益递减率等于第二并联反馈放大器 10-2 的增益递增率时, 既能获得增益的平坦又能抑制 IM3。定义增益递增率等于增益递减率, 假定增益递增率为  $6 \text{ dB/OCT}$  ( $20 \text{ dB/dec}$ ) 而增益递减率为  $-6 \text{ dB/OCT}$  ( $-20 \text{ dB/dec}$ ), 则所使用频带内各个频率分量的多级放大设备的增益

偏差在 1 dB 内。

如上所述，在本发明第一实施例的多级放大设备 1 中，第一并联反馈放大器 10-1 改变了要被放大的期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之差、并输出所产生的分量。同样，第二并联反馈放大器 10-2 改变了要被放大的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之差。多级放大设备 1 组合第一 IM3 分量和第二 IM3 分量以抑制 IM3。这样，多级放大设备 1 能在不产生除 IM3 分量以外的其它噪声的情况下抑制 IM3。多级放大设备的各个放大器是反馈型的放大器。因此，在各个放大部份中出现的 IM3 分量可以像在典型的反馈型放大器电路中那样被抑制，此外，IM3 分量如上所述地对消。因此进一步抑制了 IM3。而且，与由于已放大期望信号和期望信号中出现的 IM3 分量相比，多级放大设备 1 的各个放大部份中出现的白噪声是可以忽略的。而且，各个放大部份中出现的白噪声可以通过负反馈来抑制。因此，多级放大设备 1 不要求用于消除白噪声的设备，因此能以简单结构构造。

注意到在图 6 中，第一并联反馈部份 102-1 的电纳分量和第二并联反馈部份 102-2 的电纳分量都可以是或感性或容性的。该情况下，第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 具有不同的电纳分量，而且 $\theta_1$ 和 $\theta_2$ 满足上述条件。

或者，图 6 的第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 可以采用图 9A 到 9D 所示的电路。图 9A 到 9D 说明了第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 的示例性结构。在图 9A 到 9D 中，箭头 A 表示输出端子 72 的方向，点 B 表示内部端子 71 的方向。图 9A 说明了采用电容器的结构。图 9B 说明了其中电容器和电感器串联的结构。图 9C 说明了一结构，其中两个电容器串联，且电感器的一端连在两个电容器之间、另一端接地。图 9D 说明了一结构，其中一电容器和两个电感器串联，另一电容器的一端连在两个电感器之间，另一端接地。当放大器和匹配电路的配置变化时，反馈部份可以使用图 9A 到 9D 的电路来执行阻抗匹配。或者，除了图 9A 到 9D 的反馈电路以外，可以使用任何能改变 IM3 分量的相位并能执行阻抗匹配的电路作为反馈电路。

在第一实施例中，目前已经用各个表达式描述了多级放大设备 1 的详细操作。然而，多级放大设备 1 的详细操作可以以不同于上述方式的方式来描述。这一方式是其中可描述第一并联反馈放大器 10-1 和第二并联反馈放大器 10-2 的概述的方式。

(第二实施例)

图 10 是说明按照本发明第二实施例的多级放大设备 2 的示例性结构的示意

图。图 10 的本发明第二实施例的多级放大设备 2 包括第一并联反馈放大器 10-1、第二并联反馈放大器 10-2 以及第三并联反馈放大器 10-3。图 10 中，用与图 1 相同的参考数字来表示与第一实施例组件相同的那些组件。

在图 10 的第二并联反馈放大器 10-2 中，明确说明了一偏置电路 216。偏置电路 216 连到第三晶体管 211 的基极和第四晶体管 212 的基极。

如图 10 所示，多级放大设备 2 不同于第一实施例的多级放大设备 1：其中并联反馈放大器 10-3 附加地串联。下面将描述多级放大设备 2 的操作，特别是关于与第一实施例所不同的元件。

第三并联反馈放大器 10-3 包括第三放大部份 101-3 和第三并联反馈部份 102-3。第三放大部份 101-3 是一反相放大器。第三并联反馈部份 102-3 的电抗分量不同于第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 的电抗分量。

第三并联反馈放大器 10-3 接收从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量。同样，第三并联反馈放大器 10-3 接收第一总和 IM3 分量，第一总和 IM3 分量是第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的组合。第三放大部份 101-3 对输入的期望信号分量和第一总和 IM3 分量进行放大。当第三放大部份 101-3 对从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量进行放大时，最新出现一 IM3 分量。第三并联反馈部份 102-3 使用其电抗分量来改变已放大期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位、以及第三放大部份 101-3 中出现的 IM3 分量(下文中称为第三 IM3 分量)的相位，也反馈回所产生的已放大期望信号、第一总和 IM3 分量和第三 IM3 分量。

现在将描述图 10 的多级放大设备 2 的操作概述。注意到，在已放大的期望信号和第一总和 IM3 分量从第二并联反馈放大器 10-2 输出以前，多级放大设备 2 的操作基本与多级放大设备 1 的操作相同。因此将描述不同于多级放大设备 1 的部份。

图 11A 是说明在图 10 点  $k_1$  处从第二并联反馈放大器 10-2 输出的期望信号分量(下文中称为  $S_{k_1}$ )的相位、在点  $k_1$  处从第二并联反馈放大器 10-2 输出的第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{k_1}$ )的相位以及在点  $k_1$  处从第二并联反馈放大器 10-2 输出的第二 IM3 分量(下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{k_1}$ )的相位之间关系的示意图。如图 11A 所示，点  $k_1$  处期望信号分量  $S_{k_1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{k_1}$  的相位之差用  $\theta_{b_1}$  表示，期望信号分量  $S_{k_1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{k_1}$  的相位之差用  $\theta_{d_1}$  表示。

图 11B 是说明怎样组合第一 IM3 分量  $X_{k_1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{k_1}$  以生成第一总和 IM3 分量的示意图。如图 11B 所示，在点  $k_1$  处，组合第一 IM3 分量  $X_{k_1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{k_1}$  以生成第一总和 IM3 分量(下文中称为第一总和 IM3 分量  $C_{k_1}$ )。期望信号分

量  $S_{k1}$  和第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  间的相位差用  $\theta_{k1}$  表示。并联反馈放大器 10-3 接收期望信号分量  $S_{k1}$  和第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$ 。与第一实施例不同的是，第一 IM3 分量分量  $X_{k1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{k1}$  间相位差  $\theta_{b1}-\theta_{d1}$  的值使得：第一 IM3 分量和第二 IM3 分量未被抑制。下面将描述  $\theta_{b1}-\theta_{d1}$  的条件。

在第三并联反馈放大器 10-3 中，第三放大部份 101-3 在维持期望信号分量  $S_{k1}$  和第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  间相位差  $\theta_{k1}$  同时、放大了期望信号分量  $S_{k1}$  和第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$ 。当第三放大部份 101-3 放大期望信号分量  $S_{k1}$  时，出现第三 IM3 分量。在第三放大部份 101-3 中，假定已放大期望信号分量  $S_{k1}$  和第三 IM3 分量间的相位差为  $180^\circ$ 。

图 12A 是说明在图 10 点  $L1$  处的已放大的期望信号分量  $S_{k1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{L1}$ ) 的相位、点  $L1$  处的已放大的第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  (下文中称为组合 IM3 分量  $C_{L1}$ ) 的相位以及点  $L1$  处的第三 IM3 分量 (下文中称为第三 IM3 分量  $Z_{L1}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 12A 所示，在点  $L1$  处，期望信号分量  $S_{L1}$  和第一总和 IM3 分量  $C_{L1}$  间的相位差为  $\theta_{k1}$ ，而期望信号分量  $S_{L1}$  和第三 IM3 分量  $Z_{L1}$  间的相位差为  $180^\circ$ 。

第三并联反馈部份 102-3 改变了期望信号分量  $S_{L1}$  的相位、第一总和 IM3 分量  $C_{L1}$  的相位以及第三 IM 分量  $Z_{L1}$  的相位。在第三并联反馈部份 102-3 中，期望信号分量  $S_{L1}$ 、第一总和 IM3 分量  $C_{L1}$  以及第三 IM 分量  $Z_{L1}$  的相位变化的频率相关性足够小，并假定为可忽略。

图 12B 是说明在图 10 点  $m1$  处的期望信号分量  $S_{L1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{m1}$ ) 的相位、点  $m1$  处的第一总和 IM3 分量  $C_{L1}$  (下文中称为第一总和 IM3 分量  $C_{m1}$ ) 的相位以及点  $m1$  处的第三 IM3 分量  $Z_{L1}$  (下文中称为第三 IM3 分量  $Z_{m1}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 12B 所示，在图 10 的点  $m1$  处，期望信号分量  $S_{m1}$  的相位、第一总和 IM3 分量  $C_{m1}$  的相位以及第三 IM3 分量  $Z_{m1}$  的相位关系未从图 12A 的相位关系发生改变。注意到在图 12B 中，期望信号分量  $S_{L1}$  位于实轴上。

图 12C 是说明在图 10 的点  $n1$  处、期望信号分量  $S_{k1}$  的相位、被反馈期望信号分量  $S_{n1}$  的相位、第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  的相位、被反馈的第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  的相位以及被反馈的第三 IM3 分量的相位之间关系的示意图。注意到在图 12C 中，期望信号分量  $S_{k1}$  位于实轴上。如图 12C 所示，在点  $n1$  处，组合期望信号分量  $S_{k1}$  和被反馈的期望信号分量  $S_{n1}$  以生成期望信号分量  $S_{n1}$ 。而且，组合第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  和被反馈的第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  以生成第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$ 。

如图 12C 所示，期望信号分量  $S_{k1}$  的相位和期望信号分量  $S_{n1}$  的相位彼此间不同。

因此，期望信号分量  $S_{n1}$  的相位不同于期望信号分量  $S_{k1}$  的相位和期望信号分量  $S_{m1}$  的相位。第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  的相位和第一总和 IM3 分量  $C_{m1}$  的相位彼此间不同。因此，第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  的相位不同于第一总和 IM3 分量  $C_{k1}$  的相位和第一总和 IM3 分量  $C_{m1}$  的相位。另一方面，第三 IM3 分量  $Z_{m1}$  的相位未在点  $n1$  处改变。因此，期望信号分量的相位、第一总和 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位从图 12B 的状态改变为图 12D 的状态。

图 12D 是说明期望信号分量  $S_{n1}$  的相位、第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  的相位以及第三 IM3 分量  $Z_{m1}$  的相位之间关系的示意图。如图 12D 所示，期望信号分量  $S_{n1}$  的相位和第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  的相位之差未从  $\theta_{k1}$  而改变。另一方面，期望信号分量  $S_{n1}$  的相位和第三 IM3 分量  $Z_{m1}$  的相位之差从  $180^\circ$  改变为  $\theta_{n1}$ 。

点  $n1$  处的期望信号分量  $S_{k1}$  的相位和期望信号分量  $S_{m1}$  的相位之差用  $\theta_{\gamma1}$  表示。该情况下， $\theta_{\gamma1}$  的值最好在  $90^\circ \leq \theta_{\gamma1} \leq 270^\circ$  范围内。原因已经在第一实施例中描述过，不再说明。

第三放大部份 101-3 在维持图 12D 相位关系的同时，放大了期望信号分量  $S_{n1}$ 、第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  以及第三 IM3 分量  $Z_{m1}$ 。当第三放大部份 101-3 放大了期望信号分量  $S_{n1}$  时，最新出现第三 IM3 分量。

图 12E 是说明在图 10 点  $o1$  处的已放大的期望信号分量  $S_{n1}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{o1}$ ) 的相位、点  $o1$  处已放大的第一总和 IM3 分量  $C_{n1}$  (下文中称为第一总和 IM3 分量  $C_{o1}$ ) 的相位、点  $o1$  处已放大的第三 IM3 分量  $Z_{m1}$  (下文中称为第三 IM3 分量  $Z_{o1-1}$ ) 的相位以及点  $o1$  处最新出现的第三 IM3 分量 (下文中称为第三 IM3 分量  $Z_{o1-2}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 12E 所示，期望信号分量  $S_{o1}$  的相位和第三 IM3 分量  $Z_{o1-2}$  的相位之差为  $180^\circ$ 。在点  $o1$  处，组合第三 IM3 分量  $Z_{o1-1}$  和第三 IM3 分量  $Z_{o1-2}$  以生成第三组合 IM3 分量。第三组合 IM3 分量在下文中被称为第三 IM3 分量  $Z_{o1}$ 。期望信号分量  $S_{o1}$  的相位和第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  的相位之差由  $\theta_{o1}$  表示。注意到在点  $o1$  处，期望信号分量  $S_{o1}$  的相位和第一总和 IM3 分量  $C_{o1}$  的相位之差未从  $\theta_{k1}$  而改变。

图 12F 是说明在图 10 的输出端子 72 处、期望信号分量  $S_{o1}$  的相位、第一总和 IM3 分量  $C_{o1}$  的相位以及第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  的相位之间关系的示意图。如图 12F 所示，组合第一总和 IM3 分量  $C_{o1}$  和第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  以生成第二总和 IM3 分量。第一总和 IM3 分量  $C_{o1}$  的相位和第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  的相位彼此相反以便对消。输出端子 72 输出期望信号分量  $S_{o1}$  和第二总和 IM3 分量。这样，多级放大设备 2 抑制了各个放大器中出现的 IM3 分量。

如上所述,第一 IM3 分量和第二 IM3 分量间的相位差 $\theta_{\min 1}$ 使得:第一 IM3 分量和第二 IM3 分量未被抑制。特别是,这在图 10 点 k1 处出现的第一总和 IM3 分量的功率值大于第一 IM3 分量  $X_{k1}$  的功率值和第二 IM3 分量  $Y_{k1}$  的功率值之和时实现。换言之,这是当点 k1 处、第一 IM3 分量  $X_{k1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{k1}$  间的相位差 $\theta_{\min 1}$ 小于等于  $120^\circ$  时实现。注意到当 $\theta_{\min 1}=0^\circ$  时,可以使第一总和 IM3 分量的功率值最大。

输出端子 72 处、第二总和 IM3 分量  $C_{o1}$  和第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  间的相位差由 $\theta_{\min 2}$  表示,  $\theta_{\min 2}=\theta_{o1}-\theta_{k1}$ 。为了使第二总和 IM3 分量  $C_{o1}$  和第三 IM3 分量  $Z_{o1}$  在输出端子 72 处对消,跟第一实施例一样,  $\theta_{\min 2}>120^\circ$ 。当 $\theta_{\min 2}=180^\circ$  时,第二总和 IM3 分量的功率值为最小值。

在多级放大设备中,被输入到下一级放大器的期望信号的功率值大于被输入前一级放大器的期望信号的功率值。在多级放大设备 2 中,第三 IM3 分量的功率值既大于第一 IM3 分量的功率值、又大于第二 IM3 分量的功率值。在多级放大设备 2 中,使第一总和 IM3 分量的功率值既大于第一 IM3 分量的功率值、又大于第二 IM3 分量的功率值。这样,可能降低第二总和 IM3 分量的功率值,从而可能抑制多级放大设备 2 中出现的 IM3 分量。

这样,在本发明第二实施例的多级放大设备 2 中,通过改变第一 IM3 分量的相位、第二 IM3 分量的相位以及第三 IM3 分量的相位,使得第一 IM3 分量、第二 IM3 分量和第三 IM3 分量对消,从而抑制了 IM3。而且,多级放大设备 2 的各个放大器是反馈型的放大器。因此,在各个放大部份中出现的 IM3 分量像在典型反馈型放大器电路中那样被抑制,并且如上所述地对消。因此可以进一步抑制 IM3。与由于已放大期望信号和期望信号而出现的 IM3 分量相比,在多级放大设备 2 的各个放大部份中出现的白噪声可以忽略。而且,各个放大部份中出现的白噪声可以通过负反馈来抑制。因此,多级放大设备 2 不要求用于消除白噪声的设备,因此可以用简单结构构造。

同样在图 10 中,在第一并联反馈部份 102-1、第二并联反馈部份 102-2 和第三并联反馈部份 102-3 中,其中的所有反馈部份都有一感性的电抗分量。或者,所有反馈部份都有一容性的电抗分量。

或者,在第一并联反馈部份 102-1、第二并联反馈部份 102-2 和第三并联反馈部份 102-3 中,任何一个反馈部份都可能有一感性的电抗分量,而其它反馈部份可能有容性的电抗分量。

或者,在第一并联反馈部份 102-1、第二并联反馈部份 102-2 和第三并联反馈

部份 102-3 中, 任何一个反馈部份都可能有一容性的电抗分量, 而其它反馈部份可能有感性的电抗分量。

而且, 在本发明第二实施例中, 多级放大设备 2 被描述为单端型多级放大设备。或者, 多级放大设备 2 可以采用差分型放大器电路。

(第三实施例)

在本发明第三实施例中, 多级放大设备包括第一到第 N 个放大器(N 是大于等于 2 的自然数)。第 k 个放大器具有第 k 个放大部份和第 k 个反馈部份, 所述第 k 个反馈部份具有一电抗分量、改变第 k 个放大部份的输出信号的相位、并且把所产生的输出信号反馈回第 k 个放大部份的输入侧。注意到在第三实施例中, 将参照图 13 描述其中第一到第 N 个并联反馈放大器串联的多级放大设备 3。

图 13 是说明本发明第三实施例的多级放大设备 3 的结构的电路图。图 13 的多级放大设备 3 包括第一到第 N 个并联反馈放大器。第 k 个(k 是从 1 到 N 的自然数)并联反馈放大器 10-k 包括第 k 个放大部份 101-k 和第 k 个并联反馈部份 102-k。如图 13 所示, 第 k 个并联反馈放大器 10-k 是串联的。第二实施例的多级放大设备 2 包括三个串联的并联反馈放大器, 而多级放大设备 3 包括 N 个串联的并联反馈放大器。下文中将描述多级放大设备 3 的操作, 尤其是关于与第二实施例所不同的那些元件。

按照第三实施例的第一并联反馈放大器 10-1 类似于第二实施例的第一并联反馈放大器 10-1, 并且不再说明。按照第三实施例的第二并联反馈放大器 10-2 类似于第二实施例的第二并联反馈放大器 10-2, 并且不再说明。

现在将描述第 k 个并联反馈放大器 10-k 的操作。第 k 个并联反馈放大器 10-k 的操作接近于第二实施例的第二并联反馈放大器 10-2 的操作, 并且不再详细描述。仅仅将描述与第二并联反馈放大器 10-2 所不同的元件。

图 14A 是说明在图 13 点  $p_1$  处、期望信号分量  $S_{p_1}$  的相位和第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{p_1}$  的相位之间关系的示意图。第 (k-2) 个总和 IM3 分量是在第一到第 (k-1) 个放大部份中出现的 IM3 分量的组合。图 14A 对应于第一实施例中所述的图 2F。期望信号分量  $S_{p_1}$  对应于图 2F 的期望信号分量  $S_{d_1}$ 。第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{p_1}$  对应于图 2F 的第一 IM3 分量  $X_{d_1}$ 。如图 13 所示, 期望信号分量  $S_{p_1}$  的相位和第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{p_1}$  的相位之差由  $\theta_{p_1}$  表示。 $\theta_{p_1}$  对应于第二实施例的  $\theta_{k_1}$ 。期望信号分量  $S_{p_1}$  和第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{p_1}$  被输入第 k 个并联反馈放大器 10-k。注意到第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{p_1}$  是一三阶交调失真, 该失真由于从前一级放大器(第 (k-1) 个并

联反馈放大器 10-k-1, 未示出) 输出的信号中所包括的期望频带内的频率分量而出现。

图 14B 是说明在图 13 点 q1 处的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{q1}$ ) 的相位、点 q1 处第 (k-2) 个总和 IM3 分量(下文中称为第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$ ) 的相位以及点 q1 处在第 k 个放大部份中出现的第 k 个 IM3 分量(下文中称为第 k 个 IM3 分量  $K_{q1}$ ) 的相位之间关系的示意图。图 14B 对应于第二实施例中所所述的图 11B。期望信号分量  $S_{q1}$  对应于图 11B 的期望信号分量  $S_{k1}$ 。第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$  对应于图 11B 的第一 IM3 分量  $X_{k1}$ 。第 k 个 IM3 分量  $K_{q1}$  对应于图 11B 的第三 IM3 分量  $Y_{k1}$ 。

如图 14B 所示, 在点 q1 处, 组合第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$  和第 k 个 IM3 分量  $K_{q1}$  以生成第 (k-1) 个总和 IM3 分量。第 k 个放大器把期望信号分量  $S_{q1}$  和第 (k-1) 个总和 IM3 分量输出到第 (k+1) 个放大器 10-(k+1) (未示出)。

第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$  的相位和第 k 个 IM3 分量  $K_{q1}$  的相位间的最小差异由  $\theta_{q1}$  表示。如果第 k 个总和 IM3 分量的功率值大于第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$  的功率值和第 k 个 IM3 分量  $K_{q1}$  的功率值之和, 则第 (k-2) 个总和 IM3 分量  $C_{q1}$  和第 (k-1) 个 IM3 分量  $K_{q1}$  未对消。这在  $\theta_{q1} < 120^\circ$  时实现。

现在将描述第 N 个并联反馈放大器 10-N 的操作。

第 N 个并联反馈放大器 10-N 的操作接近于第二实施例的并联反馈放大器 10-3 的操作, 并且不再详细描述。仅仅描述与第二实施例所不同的元件。

图 15A 是说明在图 13 点 r1 处的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{r1}$ ) 的相位和点 r1 处第 (N-2) 个总和 IM3 分量(下文中称为第 (N-2) 个总和 IM3 分量  $C_{r1}$ ) 的相位之间关系的示意图。图 15A 对应于第二实施例中所所述的图 11B。期望信号分量  $S_{r1}$  对应于图 11B 的期望信号分量  $S_{k1}$ 。第 (N-2) 个总和 IM3 分量对应于图 11B 的第一总和 IM3 分量。期望信号分量  $S_{r1}$  的相位和第 (N-2) 个 IM3 分量  $C_{r1}$  的相位间的最小差异由  $\theta_{r1}$  表示。 $\theta_{r1}$  对应于  $\theta_{k1}$ 。第 N 个并联反馈放大器 10-N 接收期望信号分量  $S_{r1}$  和第 (N-2) 个总和 IM3 分量  $C_{r1}$ 。

第 N 个放大部份 101-N 放大了期望信号分量  $S_{r1}$  和第 (N-2) 个总和 IM3 分量  $C_{r1}$ 。注意到当第 N 个放大部份 101-N 放大期望信号分量  $S_{r1}$  时, 最新出现 IM3 分量(下文中称为第 N 个 IM3 分量)。

图 15B 是说明在图 13 点 s1 处的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{s1}$ ) 的相位、点 s1 处第 (N-2) 个总和 IM3 分量(下文中称为第 (N-2) 个总和 IM3 分量  $C_{s1}$ )

的相位以及点  $s_1$  处第  $N$  个 IM3 分量(下文中称为第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$ )的相位之间关系的示意图。图 15B 对应于第二实施例中所述的图 12F。期望信号分量  $S_{s_1}$  对应于图 12F 的期望信号分量  $S_{o_1}$ 。第  $(N-2)$  个总和 IM3 分量  $C_{s_1}$  对应于图 12F 的第一总和 IM3 分量  $C_{o_1}$ 。第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  对应于图 12F 的第三 IM3 分量  $Z_{o_1}$ 。期望信号分量  $S_{s_1}$  的相位和第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  的相位之差由  $\theta_{s_1}$  表示。

如图 15B 所示, 在点  $s_1$  处, 组合第  $(N-2)$  个总和 IM3 分量  $C_{s_1}$  和第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  以生成第  $(N-1)$  个 IM3 分量。该情况下, 第  $(N-2)$  个总和 IM3 分量  $C_{s_1}$  的相位和第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  的相位之差由  $\theta_N$  表示。该情况下,  $\theta_N = \theta_{s_1} - \theta_{r_1}$ 。类似于  $\theta_{min1}$ ,  $\theta_N$  大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。这样, 第  $(N-1)$  个总和 IM3 分量的功率值变得既小于第  $(N-2)$  个 IM3 分量  $C_{s_1}$  的功率值、又小于第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  的功率值, 使得第  $(N-2)$  个总和 IM3 分量  $C_{s_1}$  和第  $N$  个 IM3 分量  $N_{s_1}$  对消。结果, 在多级放大设备 3 的各个放大部份中出现的 IM3 分量得到抑制。注意到  $\theta_{r_1}$ 、 $\theta_{s_1}$  和  $\theta_N$  的细节已经在第一实施例中描述, 并且不再描述。

在多级放大设备中, 被输入到第二级放大器中的期望信号的功率值大于被输入到第一级放大器中的期望信号的功率值。在多级放大设备 3 中, 第  $N$  个 IM3 分量的功率值大于第一到第  $(N-1)$  个 IM3 分量的每一个的功率值。在多级放大设备 3 中, 第  $(N-2)$  个总和 IM3 分量的功率值大于第一到第  $(N-3)$  个总和 IM3 分量的每一个的功率值。这样, 可能降低第  $(N-1)$  个总和 IM3 分量的功率值, 从而可能抑制多级放大设备 3 中出现的 IM3 分量。

这样, 在本发明第三实施例的多级放大设备 3 中, 从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的 IM3 分量的相位之差被称为第一相位, 从第  $N$  个放大器输出的信号中所包括的具有期望频带的频率分量的相位和一组合 IM3 分量的相位之差被称为第二相位(其中所述组合 IM3 分量通过把第  $N$  个放大部份中出现的 IM3 分量和从第  $N$  个反馈部份反馈的 IM3 分量进行组合而得出), 则第一相位和第二相位之差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。该情况下, 可以使一总和 IM3 分量(其通过把从第  $(N-1)$  个放大器输出的信号中所包括的 IM3 分量和组合 IM3 分量进行组合而得出)的功率值既小于第  $(N-1)$  个放大器的输出信号中所包括的 IM3 分量的功率值、又小于组合 IM3 分量的功率值。这样, 可以抑制多级放大设备 3 的各个放大部份中产生的 IM3 分量。第一到第  $N$  个并联反馈放大器各是一反馈型放大器。因此, 各个放大部份中出现的 IM3 分量像在典型反馈型放大器电路中那样被抑制, 并且如上所述地对消。因此可

以进一步抑制 IM3。与由于已放大期望信号和期望信号而出现的 IM3 分量相比，在多级放大设备 3 的各个放大部份中出现的白噪声可以忽略。而且，各个放大部份中出现的白噪声可以通过负反馈来抑制。因此，多级放大设备 3 不要求用于消除白噪声的设备，并因此能用简单结构构造。

在第三实施例中已经说明了其中第一到第 N 个并联反馈放大器串联的多级放大设备 3。然而，第三实施例的多级放大设备不必采用第 k 个并联反馈放大器。尤其是，第 k 个放大器可能具有一电抗分量，并且可能有第 k 个反馈部份，该第 k 个反馈部份改变了第 k 个放大部份的输出信号的相位、并把所产生的信号反馈回第 k 个放大部份的输入侧。或者，可以使用包括下述串联反馈部份的放大器、具有并联反馈部份和下述反馈部份的放大器等等来作为第一到第 N 个放大器。

#### (第四实施例)

图 16 是说明按照本发明第四实施例的多级放大设备 4 的示例性结构的电路图。图 16 的多级放大设备 4 包括第一并联反馈放大器 10-1、相位控制放大器 20 和第三并联反馈放大器 10-3。图 16 的多级放大设备 4 不同于图 8 的多级放大设备 2，其中提供了相位控制放大器 20 来代替第二并联反馈放大器 10-2。在图 16 的多级放大设备 4 中，用与图 8 相同的参考数字来表示与第二实施例的多级放大设备相同的组件。下面将描述多级放大设备 4 的操作，特别是关于不同于第二实施例的那些元件。

相位控制放大器 20 包括相位控制放大部份 201、相位控制反馈部份 202 和相位控制匹配电路 203。相位控制放大部份 201 包括第三晶体管 211、第四晶体管 212、第六电容器 213、第三电阻器 214、第一信号内部端子 215 和偏置电路 216。相位控制反馈部份 202 具有第一变容二极管 224、第十电容器 225、第四电阻器 226 和第二信号内部端子 227。相位控制匹配电路 203 具有第八电容器 231、第三电感器 232、第九电容器 233、第二电源端子 234、第二变容二极管 235、第五电阻器 236 和第三信号内部端子 237。

在相位控制放大部份 201 中，第三晶体管 211 的基极连到第一并联反馈放大器 10-1。第三晶体管 211 的集电极连到第四晶体管 212 的射极。第四晶体管 212 的集电极连到第九电容器 233。第三晶体管 211 的射极接地。第四晶体管 212 的基极经由第六电容器 213 接地。偏置电路 216 连到第三晶体管 211 的基极和第四晶体管 212 的基极。偏置电路 216 也经由第三电阻器 214 连到第一信号内部端子 215。

在相位控制反馈部份 202 中，第二信号内部端子 227 经由第四电阻器 226 连

到第一变容二极管 224 的一端和第十电容器 225 的一端。第一变容二极管 224 的另一端连到第四晶体管 212 的基极。第十电容器 225 的另一端连到第三晶体管 211 的基极。

在相位控制匹配电路 203 中，第九电容器 233 的一端连到第四晶体管 212 的集电极和第三电感器 232 的一端。第三电感器 232 的另一端连到电源端子 237 并且也经由第八电容器 231 接地。第九电容器 233 的另一端经由第五电阻器 236 连到第三信号内部端子 237，并且也经由第二变容二极管 235 连到并联反馈放大器 10-3。

多级放大设备 4 的详细操作类似于第二实施例的多级放大设备的操作，并且不再说明。

现在将描述相位控制放大部份 201 的操作。相位控制放大部份 201 从第一信号输入端子 215 接收第一控制信号。流经第三晶体管 211 和第四晶体管 212 的电流值根据第一控制信号的电压值  $V_{ctr11}$  而改变。流经第三晶体管 211 和第四晶体管 212 的电流值的变化与相位控制放大部份 201 的电流增益  $\alpha_1$  的变化相关联。

表达式 (18) 和 (19) 表示第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流的非线性闭环路传递函数，当把表达式 (18) 和 (19) 应用于相位控制放大器 20 时，可以理解，在表达式 (18) 和 (19) 的项  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  中相位分量  $\theta_1$  的值取决于相位控制放大部份 201 的电流增益  $\alpha_1(\omega_0)$  的值。如第一实施例所述， $\theta_1$  是一参数，该参数确定了表达式 (21) 的期望信号分量的相位和 IM3 分量的相位之差  $\Delta\phi_{1-IM3L}$ 。因此，通过控制第一控制信号的电压值  $V_{ctr11}$ ，可以控制从相位控制放大器 20 输出的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之差。

现在将描述相位控制反馈部份 202 的操作。相位控制反馈部份 202 从第二信号内部端子 227 接收第二控制信号。第一变容二极管 224 的电容值根据第二控制信号的电压值  $V_{ctr12}$  而改变。因此，相位控制反馈部份 202 具有导纳  $Y'_{f1}$ ，该导纳  $Y'_{f1}$  根据第一变容二极管 224 电容值的变化而改变。当相位控制反馈部份 202 的导纳  $Y'_{f1}$  变化时，把期望信号分量、第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的每一个的相位改变一变化值。

表达式 (18) 和 (19) 表示第一并联反馈放大器 10-1 的输出电流的非线性闭环路传递函数，当把表达式 (18) 和 (19) 应用于相位控制放大器 20 时，可以理解，在表达式 (18) 和 (19) 的项  $1/\{1 - \beta(\omega_0) \cdot \alpha_1(\omega_0)\}$  中相位分量  $\theta_1$  的值取决于相位控制放大部份 201 的电流增益  $\alpha_1(\omega_0)$  的值。如表达式 (3) 所示，反馈量  $\beta(\omega_0)$  取决于相位控制反馈部份 202 的导纳  $Y'_{f1}$ 。因此，在表示相位控制放大器 20 的输出电流的非线性闭

环路传递函数的表达式(18)和(19)中,项 $1/\{1-\beta(\omega_0)\cdot\alpha_1(\omega_0)\}$ 中相位分量 $\theta_1$ 的值根据导纳 $Y'_{f1}$ 的值的值的变化而变化。这样,通过控制第二控制信号的电压值 $V_{ctr12}$ ,可以控制从相位控制放大器20输出的期望信号分量的相位和第二IM3分量的相位之差。

现在将描述相位控制匹配电路203的操作。相位控制匹配电路203从第三信号内部端子237接收第三控制信号。第二变容二极管235具有一电容值,该电容值根据第三控制信号的电压值 $V_{ctr13}$ 而改变。第二变容二极管235的电容值变化与相位控制匹配电路203的输入导纳 $Y'_L$ 的变化相关联。

如表达式(3)所示,反馈量 $\beta(\omega_0)$ 取决于相位控制匹配电路203的导纳 $Y'_L$ 。当把表示第一并联反馈放大器10-1输出电流的非线性闭环传递函数的表达式(18)和(19)应用于相位控制放大器20时,可以理解,表达式(18)和(19)的项 $1/\{1-\beta(\omega_0)\cdot\alpha_1(\omega_0)\}$ 中相位分量 $\theta_1$ 的值根据相位控制匹配电路203的导纳 $Y'_L$ 的变化而变化。这样,通过控制第三控制信号的电压值 $V_{ctr13}$ ,可以控制从相位控制放大器20输出的期望信号分量的相位和第二IM3分量的相位之差。

如上所述,本发明第四实施例的多级放大设备4控制了放大部份的电流增益、反馈部份的导纳以及匹配电路的导纳,并且可以控制期望信号分量的相位和IM3分量的相位之差。多级放大设备4可以根据要被放大的期望信号的状态来控制期望信号分量的相位和IM3分量的相位之差。

例如,多级放大设备4有助于移动通信终端等等,它们能根据通信状态来切换所使用的频带。当反馈部份的电纳分量恒定时,中心频率为 $f_1$ 的期望信号和中心频率为 $f_2$ 的期望信号在反馈部份中有不同的相位变化量。因此,抑制由于中心频率为 $f_1$ 的期望信号而产生的IM3分量的条件不同于抑制由于中心频率为 $f_2$ 的期望信号而产生的IM3分量的条件。因此,通过放大部份的电流增益、反馈部份的导纳以及匹配电路的导纳,可能根据移动通信终端所使用的频带来放大期望信号并且抑制IM3分量。

注意到在第四实施例中已经描述了多级放大设备4包括相位控制放大器20而不是多级放大设备2的第二并联反馈放大器10-2。然而,多级放大设备4可以包括相位控制放大器20而非第一并联反馈放大器10-1或并联反馈放大器10-3。

同样在第四实施例中,相位控制放大器20可以包括相位控制放大部份201、相位控制反馈部份202和相位控制匹配电路203的至少其中之一。

而且,在第四实施例中,已经作为例子描述了三级的多级放大设备。或者可以使用两级的多级放大设备或者四级或更多级的多级放大设备。

### (第五实施例)

图 17 是说明按照本发明第五实施例的多级放大设备 5 的示例性结构的示意图。图 17 的多级放大设备 5 包括第一串联反馈放大器 30-1 和第二串联反馈放大器 30-2。第一串联反馈放大器 30-1 包括第一放大部份 101-1、第一串联反馈部份 302-1 以及第一匹配电路 103-1。第二串联反馈放大器 30-2 包括第二放大部份 101-2、第二串联反馈部份 302-2 以及第二匹配电路 103-2。

如图 17 所示，多级放大设备 5 具有一结构，其中第一串联反馈放大器 30-1 和第二串联反馈放大器 30-2 串联。第一串联反馈部份 302-1 和第二串联反馈部份 302-2 具有彼此不同的电抗分量。注意到图 17 仅说明了多级放大设备 5 的一个例子，多级放大设备 5 的结构不限于图 17 的结构，而是可能有其它结构。

图 17 的多级放大设备 5 在两方面不同于多级放大设备 1。一方面是第一串联反馈放大器 30-1 包括第一串联反馈部份 302-1，而不是第一并联反馈放大器 10-1 中所包括的第一并联反馈部份 102-1。另一方面是第二串联反馈放大器 30-2 包括第二串联反馈部份 302-2，而不是在第二并联反馈放大器 10-2 中包括的第二并联反馈部份 102-2。注意到，图 17 的多级放大设备 5 的一些组件与图 6 的多级放大设备 1 的一些组件相同，并且用与多级放大设备 1 相同的参考数字来表示，并且不再说明。下面将描述图 17 的多级放大设备 5，特别是关于上述不同的元件。

第一串联反馈部份 302-1 具有第五电感器 321。因此，第一串联反馈部份 302-1 是一感性的串联反馈部份。第二串联反馈部份 302-2 具有第十四电容器 322 和第六电阻器 323。因此，第二串联反馈部份 302-2 是一容性的串联反馈部份。

在第一串联反馈放大器 30-1 中，第一晶体管 111 的射极经由第五电感器 321 接地。在第二串联反馈放大器 30-2 中，第三晶体管 211 的射极经由第十四电容器 322 接地。第六电阻器 323 和第十四电容器 322 并联。

下面将参照图 19 来描述串联反馈放大器的工作原理。注意到使用第一串联反馈放大器 30-1 作为例子。图 19 是用于说明第一串联反馈放大器 30-1 的第一晶体管 111 操作的示意图。期望信号分量的电压被输入第一晶体管 111 的基极(图 19 的(1))。第一晶体管 111 放大期望信号分量。当放大期望信号分量时，在第一晶体管 111 中出现第一 IM3 分量。同样，当第一晶体管 111 放大期望信号分量时，把已放大信号分量的电流和 IM3 分量的电流输入到第一晶体管 111 的集电极(图 19 的(2))。由于已放大期望信号分量的电流和 IM3 分量的电流，在第一晶体管 111 的射极处出现已放大期望信号分量的电压和 IM3 分量的电压(图 19 的(3))。实际被第一

晶体管 111 放大的电压是基极和射极间的电压。因此,把第一晶体管 111 的基极和射极间的电压加到被输入第一晶体管 111 基极的期望信号分量,其中所示电压的相位与期望信号分量的相位相反。换言之,所述电压小于把期望信号分量输入第一晶体管 111 基极时的电压(图 19 的(4))。这样,到第一晶体管 111 集电极的输入电流被反馈,作为要被输入基极的期望信号分量的电压。第二串联反馈放大器 30-2 执行类似的操作。注意到在串联反馈放大器中,反馈量的相位取决于连到第一晶体管 111 射极的器件。下面将描述由于连到第一晶体管 111 的器件而产生的反馈量的相位变化。

第一串联反馈放大器 30-1 以类似于第一并联反馈放大器 10-1 的方式进行工作。同样,第二串联反馈放大器 30-2 以类似于第二并联反馈放大器 10-2 的方式进行工作。下面将参照图 18 描述其中的原因。

图 18 是说明第一串联反馈放大器 30-1 的等效电路的示意图。参照图 18,所示的第一串联反馈放大器 30-1 等效于第一并联反馈放大器 10-1。图 18 的等效电路包括信号源 31、输入阻抗元件 32、内部阻抗元件 33、恒流源 34、输出阻抗元件 35 以及串联反馈阻抗元件 36。

输入阻抗元件 32 的一端经由信号源 31 接地。输入阻抗元件 35 的一端接地。内部阻抗元件 33 和恒流源 34 在输入阻抗元件 32 的另一端和输出阻抗元件 36 的另一端之间串联。串联反馈阻抗元件 36 的一端连到内部阻抗元件 33 和恒流源 34。串联反馈阻抗元件 36 的另一端接地。在等效电路中,具有内部阻抗元件 33 和恒流源 34 的电路对应于第一放大部份 101-1。

串联反馈放大器是一电压反馈放大器。因此,得出了串联反馈放大器的输入-输出电压特征。考虑到第一串联反馈放大器 30-1 的三阶非线性,流经恒流源 34 的电流  $i_y$  用以下表达式(28)表示:

$$i_y = g_1 \cdot v_x + g_2 \cdot v_x^2 + g_3 \cdot v_x^3 \quad \dots \text{(式 28)}$$

其中  $g_1$ 、 $g_2$  和  $g_3$  表示一阶、二阶和三阶跨导,  $v_x$  表示内部阻抗元件 33 的电压。

第一串联反馈放大器 30-1 的输出电压  $v_{out}$  和恒流源 34 的电流  $i_y$  满足符合欧姆定律的表达式(29)所示的关系:

$$v_{out} = -Z_L \cdot i_y \quad \dots \text{(式 29)}$$

同样,根据基尔霍夫定律,满足表达式(30):

$$\frac{v_e}{Z_e} = i_y + \frac{v_x}{Z_{in}} \quad \dots \text{(式 3 0)}$$

$$v_{in} = Z_s \cdot \frac{v_x}{Z_{in}} + v_x + v_e$$

其中  $Z_e$  表示串联反馈阻抗元件 36 的阻抗,  $v_e$  表示施加于串联反馈阻抗元件 36 的电压(反馈电压),  $Z_s$  表示输入阻抗元件 32 的阻抗,  $v_{in}$  表示来自信号源 31 的输入电压,  $Z_{in}$  表示内部阻抗元件 33 的阻抗,  $v_x$  表示施加于内部阻抗元件 33 的电压。

对于  $v_x$  求解表达式(29)和(30)。 $v_x$  表示为:

$$v_x = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_e + Z_s} \left( v_{in} + \frac{Z_e}{Z_L} \cdot v_{out} \right) \quad \dots \text{(式 3 1)}$$

对于  $v_{out}$  求解表达式(28)、(29)和(31)。 $v_{out}$  表示为:

$$v_{out} = -Z_L \cdot \left[ g_1 \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_e + Z_s} \left( v_{in} + \frac{Z_e}{Z_L} \cdot v_{out} \right) + g_2 \cdot \left\{ g_1 \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_e + Z_s} \left( v_{in} + \frac{Z_e}{Z_L} \cdot v_{out} \right) \right\}^2 + g_3 \cdot \left\{ g_1 \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_e + Z_s} \left( v_{in} + \frac{Z_e}{Z_L} \cdot v_{out} \right) \right\}^3 \right] \quad \dots \text{(式 3 2)}$$

假定,  $\eta = Z_{in} / (Z_{in} + Z_L + Z_s)$ ,  $\alpha_1 = -Z_L \cdot g_1$ ,  $\alpha_2 = -Z_L \cdot g_2$ ,  $\alpha_3 = -Z_L \cdot g_3$ , 且  $\beta = \eta \cdot Z_e / (\eta \cdot Z_e + Z_L)$ , 则表达式(32)表示为:

$$v_{out} = \alpha_1 \cdot \left( \eta \cdot v_{in} + \frac{\beta}{1-\beta} \cdot v_{out} \right) + \alpha_2 \cdot \left( \eta \cdot v_{in} + \frac{\beta}{1-\beta} \cdot v_{out} \right)^2 + \alpha_3 \cdot \left( \eta \cdot v_{in} + \frac{\beta}{1-\beta} \cdot v_{out} \right)^3 \quad \dots \text{(式 3 3)}$$

欧姆定律应用于表达式(33)。所产生的表达式(33)变得与第一实施例中所所述的表达式(7)基本相同。下面, 可以以类似于第一实施例的方式得出第一串联反馈放大器 30-1 的非线性闭环路传递函数。因此, 第一串联反馈放大器 30-1 固有地执行与第一并联反馈放大器 10-1 相同的操作。第二串联反馈放大器 30-2 也固有地执行类似于第二并联反馈放大器 10-2 的操作。因此, 串联反馈放大器操作的详细描述类似于第一实施例的并联反馈放大器的操作描述, 并且不再说明。

现在将描述第一串联反馈放大器 30-1 的操作。当一输入期望信号被输入第一串联反馈放大器 30-1 时, 第一放大部份 101-1 放大该输入期望信号。注意到当第一放大部份 101-1 放大期望信号时, 在第一放大部份 101-1 中出现第一 IM3 分量。

第五电感器 321 连到第一晶体管 111 的射极。因此, 来自第一串联反馈部份 302-1 的反馈量  $\beta(\omega)$  具有一提前相位, 而第一晶体管 111 的输出电流的相位是一延迟的相位。结果, 已放大期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之差输出为一值, 该值不同于  $180^\circ$ 。

图 20A 是说明在图 17 点 a2 处在第一放大部份 101-1 中放大的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{a2}$ )的相位和点 a2 处第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{a2}$ )的相位之间关系的示意图。注意到在图 20A 中,输入期望信号位于实轴上。这样,为使第一串联反馈部份 302-1 以类似于第一并联反馈部份 102-1 的方式进行操作,像第一并联反馈放大器 10-1 一样,从第一串联反馈放大器 30-1 输出的期望信号分量  $S_{a2}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{a2}$  的相位之差由表达式(21)表示。

图 20B 是说明在图 17 点 b2 处被输入到第二串联反馈放大器 30-2 中的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{b2}$ )的相位以及在点 b2 处被输入到第二串联反馈放大器 30-2 中的第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{b2}$ )的相位之间关系的示意图。图 20A 和 20B 说明了期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间的相同关系。然而,图 20B 不同于图 20A,其中在第一放大部份 101-1 中放大的期望信号分量位于实轴上。

现在将描述第二串联反馈放大器 30-2 的操作。第二放大部份 101-2 在维持图 20B 的相位关系的同时,放大期望信号分量  $S_{b2}$  和第一 IM3 分量  $X_{b2}$ 。当第二放大部份 101-2 放大期望信号分量  $S_{b2}$  时,在第二放大部份 101-2 中出现第二 IM3 分量。

像在第二串联反馈部份 302-2 中那样,当第十四电容器 322 和第六电阻器 323 并联到第二晶体管 211 的射极时,第二串联反馈部份 302-2 的反馈量  $\beta(\omega)$  具有一提前相位。图 20C 是说明在图 17 点 c2 处已放大的期望信号分量  $S_{c2}$ (下文中称为期望信号分量  $S_{c2}$ )的相位、在点 c2 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{c2}$ (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{c2}$ )的相位以及点 c2 处的第二 IM3 分量(下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{c2}$ )的相位之间关系的示意图。注意到在图 20C 中,期望信号分量  $S_{c2}$  位于实轴上。这样,第二串联反馈部份 302-2 以与第二并联反馈部份 102-2 相同的方式进行工作。因此,第二串联反馈放大器 30-2 的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之差可用表达式(22)表示。

图 20D 是说明在输出端子 72 处、期望信号分量  $S_{c2}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{c2}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{c2}$  的相位之间关系的示意图。组合第一 IM3 分量  $X_{c2}$  和第二 IM3 分量  $Y_{c2}$  并抑制 IM3 所需的条件与第一实施例的条件相同,并且不再说明。

下面将描述第一串联反馈放大器 30-1 和第二串联反馈放大器 30-2 的增益变化。

在第一串联反馈放大器 30-1 中,当第一串联反馈部份 302-1 具有一感性电抗分量时,随着所使用频带的频率分量的增加,第一串联反馈放大器 30-1 的增益降

低。这是因为反馈量随着频率的增加而增加。在第二串联反馈放大器 30-2 中，当第二串联反馈部份 302-2 具有一容性电抗分量时，随着所使用频带的频率分量的增加，第二串联反馈放大器 30-2 的增益增加。这是因为反馈量随着频率的增加而减少。

在多级放大设备 5 中，当第一串联反馈放大器 30-1 的增益递减率等于第二串联反馈放大器 30-2 的增益递增率时，既能获得增益的平坦又能抑制 IM3。上面已经描述了增益递增率和增益递减率的等效定义，这里不再说明。

如上所述，在本发明第五实施例的多级放大设备 5 中，第一串联反馈放大器 30-1 改变了要被放大的期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之差，并且输出所产生的分量。同样，第二串联反馈放大器 30-2 改变了要被放大的期望信号分量的相位和第二 IM3 分量的相位之差。这样，多级放大设备 5 能使第一 IM3 分量和第二 IM3 分量对消以便抑制 IM3。多级放大设备的各个放大器是一反馈型放大器。因此，在各个放大部份中出现的 IM3 分量可以像在典型反馈型放大器电路中那样被抑制，此外，IM3 分量如上所述地对消。因此进一步抑制了 IM3。而且，与由于已放大期望信号和期望信号而产生的 IM3 分量相比，在多级放大设备 5 的各个放大部份中出现的白噪声可以忽略。而且，各个放大部份中出现的白噪声可以通过负反馈来抑制。因此，多级放大设备 5 不要求用于消除白噪声的设备，因此可以以简单结构构造。

在第五实施例中，多级放大设备包括串联的两个放大器，各个放大器都包括一串联反馈部份。或者，多级放大设备可以包括串联的三个或更多个放大器，各个放大器都包括一串联反馈部份。该情况下也能抑制 IM3。包括串联的三个或更多放大器、每个都包括串联反馈部份的多级放大设备像第二实施例的多级放大设备 2 一样地操作，并且不再说明。

同样在第五实施例中，第二串联反馈放大器 30-2 的第二串联反馈部份 302-2 包括一电阻器。因此，第二串联反馈放大器 30-2 的噪声和最大输出功率特征次于第一串联反馈放大器 30-1 的这些特征。因此，当在接收电路中使用多级放大设备 5 时，多级放大设备 5 的第一级最好是第一串联反馈放大器 30-1，第二级是第二串联反馈放大器 30-2。另一方面，当在发送电路中使用多级放大设备 5 时，多级放大设备 5 的第一级最好是第二串联反馈放大器 30-2，第二级是第一串联反馈放大器 30-1。注意到当在接收电路中使用第五实施例的多级放大设备 5 (它具有串联的三级或更多级) 时，最后一级放大器最好是第二串联反馈放大器 30-2。同样，当在

信号接收电路中使用第五实施例的多级放大设备(它具有串联的三级或更多级)时,第一放大器最好是第二串联反馈放大器 30-2。这样,可以阻止多级放大设备的噪声和最大输出功率特征的恶化。

#### (第六实施例)

图 22 是说明按照本发明第六实施例的多级放大设备 6 的示例性结构的电路图。图 22 的多级放大设备 6 包括内部端子 71、输入阻抗匹配电路 73、第一组合反馈放大器 40-1 和第二组合反馈放大器 40-2、输出阻抗匹配电路 74 以及输出端子 72。第一组合反馈放大器 40-1 包括第一放大部份 101-1、第一并联反馈部份 102-1、第一匹配电路 103-1 和第一串联反馈部份 302-1。第二组合反馈放大器 40-2 包括第二放大部份 101-2、第二并联反馈部份 102-2、第二匹配电路 103-2 和第二串联反馈部份 302-2。

如图 22 所示,在多级放大设备 6 中,串联两个放大器,每个放大器都包括一并联反馈部份和一串联反馈部份。通过把第一串联反馈部份 302-1 加到第一并联反馈放大器 10-1 而得出第一组合反馈放大器 40-1。通过把第二串联反馈部份 302-2 加到第二并联反馈放大器 10-2 而得出第二组合反馈放大器 40-2。注意到,用与图 6 的多级放大设备 1 或图 17 的多级放大设备 5 相同的参考数字表明了图 22 的多级放大设备 6 中与上述两者中所包括的相同的功能块和电路元件,这里不再说明。尽管图 22 说明了多级放大设备 6 的示例性结构,然而多级放大设备 6 的结构不限于图 22 的结构,而可以是其它结构。

现在将描述多级放大设备 6 的操作概述。

现在将描述第一组合反馈放大器 40-1 的操作。第一放大部份 101-1 放大了输入期望信号分量。当第一放大部份 101-1 放大期望信号分量时,出现第一 IM3 分量。第一串联反馈部份 302-1 改变了要被放大的期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位。因此,当已放大的期望信号分量和第一 IM3 分量从第一放大部份 101-1 输出时,其间的相位为  $180^\circ$ 。

图 23A 是说明在图 22 点  $a_3$  处已放大的期望信号分量(下文中称为期望信号分量  $S_{a_3}$ )的相位和点  $a_3$  处第一 IM3 分量(下文中称为第一 IM3 分量  $X_{a_3}$ )的相位之间关系的示意图。注意到在图 23A 中,输入的期望信号分量位于实轴上。如图 23A 所示,在点  $a_3$  处,期望信号分量  $S_{a_3}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{a_3}$  的相位之差由  $\theta_{a_3}$  表示。该情况下,  $\theta_{a_3} + \theta_1 = 180^\circ$ 。

第一并联反馈部份 102-1 在维持图 23A 的相位关系的同时,改变了期望信号

分量  $S_{a3}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{a3}$  的相位。

图 23B 是说明在图 22 点 b3 处相位已改变的期望信号分量  $S_{a3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{b3}$ ) 的相位以及在点 b3 处相位已改变的第一 IM3 分量  $X_{a3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{b3}$ ) 的相位之间关系的示意图。注意到图 23B 中输入的期望信号分量位于实轴上。如图 23B 所示, 第一并联反馈部份 102-1 使用其电抗分量改变了期望信号分量  $S_{b3}$  的相位以及输入的期望信号分量的相位, 使得其间的差异为  $180^\circ$ 。

该情况下, 期望信号分量  $S_{b3}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{b3}$  的相位之差未从  $\theta_{a3}$  而改变。

图 23C 是说明在图 22 点 c3 处、输入信号的期望信号分量的相位、期望信号分量  $S_{b3}$  的相位以及第一 IM3 分量  $x_{b3}$  的相位之间关系的示意图。如图 23C 所示, 在点 c3 处, 输入期望信号分量、期望信号分量  $S_{b3}$  和第一 IM3 分量  $X_{b3}$  被输入。输入期望信号分量的相位和期望信号分量  $S_{b3}$  的相位之差为  $180^\circ$ 。在点 c3 处, 组合输入期望信号分量和期望信号分量  $S_{b3}$ 。然而, 下面将描述期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位之间的关系, 假定输入期望信号分量和期望信号分量  $S_{b3}$  未在点 c3 处被组合。

第一放大部份 101-1 放大了输入期望信号分量、期望信号分量  $S_{b3}$  以及第一 IM3 分量  $X_{b3}$  的每一个。当第一放大部份 101-1 放大输入期望信号时, 最新出现第一 IM3 分量。第一串联反馈部份 302-1 改变了输入期望信号分量的相位、期望信号分量  $S_{b3}$  的相位以及第一 IM3 分量  $X_{b3}$  的相位。

图 23D 是说明在图 22 点 d3 处已放大的输入期望信号分量 (下文中称为期望信号分量  $S_{d3-1}$ ) 的相位、点 d3 处已放大的期望信号分量  $S_{b3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{d3-2}$ ) 的相位、点 d3 处已放大第一 IM3 分量  $X_{b3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{d3-2}$ ) 的相位以及点 d3 处最新出现的第一 IM3 分量 (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 23D 所示, 期望信号分量  $S_{d3-2}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d3-2}$  的相位之差未从  $\theta_{a3}$  而改变。期望信号分量  $S_{d3-1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$  的相位之差变成  $\theta_{a3}$ 。换言之, 期望信号分量  $S_{d3-1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$  的相位之间的关系类似于图 23A 的相位关系。

图 23E 是说明在图 22 点 d3 处、期望信号分量  $S_{d3-1}$  和期望信号分量  $S_{d3-2}$  的组合结果、以及第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d3-2}$  的组合结果的示意图。如图 23E 所示, 在点 d3 处, 组合期望信号分量  $S_{d3-1}$  和期望信号分量  $S_{d3-2}$  以生成期望信号分量  $S_{d3}$ 。组合第一 IM3 分量  $X_{d3-1}$  和第一 IM3 分量  $X_{d3-2}$  以生成第一 IM3 分量  $X_{d3}$ 。这样,

第一组合反馈放大器 40-1 抑制了第一 IM3 分量。注意到在图 23E 中，输入的期望信号分量位于实轴上。

在第一组合反馈放大器 40-1 中，期望信号分量  $S_{a3}$  的相位可能由于第一串联反馈部份 302-1 而延迟  $90^\circ$  或更多。随着第五电感器 321 电感的增加，期望信号分量  $S_{a3}$  的相位递增地被延迟。然而，第一并联反馈部份 102-2 使用其电抗分量改变了期望信号分量  $S_{b3}$  的相位和输入期望信号分量的相位，使得其间的相位差变成  $180^\circ$ 。这样，第一组合反馈放大器 40-1 能在不影响被第一串联反馈部份 302-1 所改变的期望信号分量  $S_{a2}$  的相位的情况下，实现负反馈，从而引起稳定的操作。

接着将描述第二组合反馈放大器 40-2 的操作。图 24A 是说明被输入到第二组合反馈放大器 40-2 中的期望信号分量  $S_{a3}$  和第一 IM3 分量  $X_{d3}$  的相位之间关系的示意图。图 24A 中，期望信号分量  $S_{a2}$  位于实轴上。

第二放大部份 101-2 放大了期望信号分量  $S_{d3}$  和第一 IM3 分量  $X_{d3}$ 。当第二放大部份 101-2 放大期望信号分量  $S_{d3}$  时，出现第二 IM3 分量。第二串联反馈部份 302-2 改变了已放大期望信号分量  $S_{d3}$  的相位、已放大第一 IM3 分量  $X_{d3}$  的相位以及第二 IM3 分量的相位。该情况下，已放大期望信号分量  $S_{d3}$  的相位和已放大第一 IM3 分量  $X_{d3}$  的相位之差不改变。已放大期望信号分量  $S_{d3}$  的相位和第二 IM3 分量的相位之差被输出为一值，该值不同于  $180^\circ$ 。

图 24B 是说明在图 22 点 f3 处已放大的期望信号分量  $S_{d3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{f3}$ ) 的相位、点 f3 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{d3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{f3}$ ) 的相位以及点 f3 处最新出现的第二 IM3 分量 (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{f3}$ ) 的相位之间关系的示意图。如图 24B 所示，在点 f3 处，期望信号分量  $S_{f3}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{f3}$  的相位之差未从相位差  $\theta_{a3}$  而改变。期望信号分量  $S_{f3}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{f3}$  的相位之差为  $\theta_{f3}$ 。该情况下， $\theta_{f3} + \theta_2 = 180^\circ$ 。注意到在图 24B 中，期望信号分量  $S_{d3}$  位于实轴上。

第二并联反馈部份 102-2 在维持图 24B 的相位关系的同时，改变了期望信号分量  $S_{f3}$  的相位、第一 IM3 分量  $X_{f3}$  的相位以及第二 IM3 分量  $Y_{f3}$  的相位。

图 24C 是说明在图 22 点 g3 处相位已改变的期望信号分量  $S_{f3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{g3}$ ) 的相位、在点 g3 处相位已改变的第一 IM3 分量  $X_{f3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{g3}$ ) 的相位以及在点 g3 处相位已改变的第二 IM3 分量  $Y_{f3}$  (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{g3}$ ) 的相位之间关系的示意图。注意到在图 24C 中，期望信号分量  $S_{d3}$  位于实轴上。如图 24C 所示，第二并联反馈部份 102-2 改变了期望信号分量  $S_{g3}$  的相位

和期望信号分量  $S_{d3}$  的相位，使得其间的相位差为  $180^\circ$ 。

在第二组合反馈放大器 40-2 中，期望信号分量  $S_{f3}$  的相位可能由于第二串联反馈部份 302-2 而提前  $90^\circ$  或更多。随着第四电容器 322 电容的增加，期望信号分量  $S_{r3}$  的相位提前量也增加。然而，第二并联反馈部份 102-2 使用其电抗分量改变了期望信号分量  $S_{g3}$  的相位和期望信号分量  $S_{d3}$  的相位，使得其间的相位差为  $180^\circ$ 。这样，第二组合反馈放大器 40-2 能在不影响被第二串联反馈部份 302-2 改变的期望信号分量  $X_{r3}$  的相位的情况下，实现负反馈，从而引起稳定的操作。

图 24D 是说明在图 22 点 h3 处被输入的期望信号分量  $S_{d3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{d3}$ 、期望信号分量  $S_{g3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{g3}$  以及第二 IM3 分量  $Y_{g3}$  的相位之间关系的示意图。如图 24D 所示，期望信号分量  $S_{d3}$  的相位和期望信号分量  $S_{g3}$  的相位之差为  $180^\circ$ ，第一 IM3 分量  $X_{d3}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{g3}$  的相位之差为  $180^\circ$ 。

在点 h3 处，组合期望信号分量  $S_{d3}$  和期望信号分量  $S_{g3}$ 。同样，组合第一 IM3 分量  $X_{d3}$  和第一 IM3 分量  $X_{g3}$ 。然而，为了描述期望信号分量的相位、第一 IM3 分量的相位以及第二 IM3 分量的相位之间的关系，假定期望信号和第一 IM3 分量。

第二放大部份 101-2 放大以下中的每一个：期望信号分量  $S_{d3}$ 、期望信号分量  $S_{g3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{d3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{g3}$  以及第二 IM3 分量  $Y_{g3}$ 。当第二放大部份 101-2 放大期望信号分量  $S_{d3}$  时，最新出现第二 IM3 分量。第二串联反馈部份 302-2 改变了以下中的每一个的相位：期望信号分量  $S_{d3}$ 、期望信号分量  $S_{g3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{d3}$ 、第一 IM3 分量  $X_{g3}$  以及第二 IM3 分量  $Y_{g3}$ 。

图 24E 是说明在图 22 点 i3 处已放大的期望信号分量  $S_{d3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{i3-1}$ ) 的相位、点 i3 处已放大的期望信号分量  $S_{g3}$  (下文中称为期望信号分量  $S_{i3-2}$ ) 的相位、点 i3 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{d3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{i3-1}$ ) 的相位、点 i3 处已放大的第一 IM3 分量  $X_{g3}$  (下文中称为第一 IM3 分量  $X_{i3-2}$ ) 的相位、点 i3 处已放大的第二 IM3 分量  $Y_{g3}$  (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{i3-2}$ ) 的相位以及点 i3 处最新出现的第二 IM3 分量 (下文中称为第二 IM3 分量  $Y_{i3-1}$ ) 的相位之间关系的示意图。注意到在图 24E 中，期望信号分量  $S_{d3}$  位于实轴上。

如图 24E 所示，期望信号分量  $S_{i3-1}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{i3-1}$  的相位之差未从  $\theta_{d3}$  而改变。类似地，期望信号分量  $S_{i3-2}$  的相位和第一 IM3 分量  $X_{i3-2}$  的相位之差未从  $\theta_{d3}$  而改变。期望信号分量  $S_{i3-2}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i3-2}$  的相位之差未从  $\theta_{r3}$  而改变。期望信号分量  $S_{i3-1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i3-2}$  的相位之差为  $\theta_{r3}$ 。这样，期望信号分量  $S_{i3-1}$  的相位和第二 IM3 分量  $Y_{i3-1}$  的相位之间的关系类似于图 24B 的关系。

图 24F 是说明图 24E 的期望信号分量、第一 IM3 分量和第二 IM3 分量被组合的状态示意图。期望信号分量  $S_{i3-1}$  的相位与期望信号分量  $S_{i3-2}$  的相位相反。因此，期望信号分量  $S_{i3-1}$  和期望信号分量  $S_{i3-2}$  对消以生成期望信号分量  $S_{i3}$ 。第一 IM3 分量  $X_{i3-1}$  的相位与第一 IM3 分量  $X_{i3-2}$  的相位相反。因此，第一 IM3 分量  $X_{i3-1}$  和第一 IM3 分量  $X_{i3-2}$  对消以生成第一 IM3 分量  $X_{i3}$ 。第二 IM3 分量  $Y_{i3-1}$  的相位与第二 IM3 分量  $Y_{i3-2}$  的相位相反。因此，第二 IM3 分量  $Y_{i3-1}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i3-2}$  对消以生成第二 IM3 分量  $Y_{i3}$ 。

图 24G 是说明第一 IM3 分量  $X_{i3}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i3}$  怎样对消的示意图。第一 IM3 分量  $X_{i3}$  和第二 IM3 分量  $Y_{i3}$  被组合以生成第一总和 IM3 分量。结果，在多级放大设备 6 的各个放大器内出现的 IM3 被抑制。

在第一实施例中已经描述了要被放大的期望信号分量的相位以及各个放大部份中第一 IM3 分量的相位的变化，因此第六实施例中不再说明。

现在将描述第一组合反馈放大器 40-1 和第二组合反馈放大器 40-2 的增益变化。

第一组合反馈放大器 40-1 的增益随着具有期望频带的频率分量的增加而降低。这是因为第一并联反馈部份 102-1 具有一容性电抗分量，而第一串联反馈部份 302-1 具有一感性电抗分量，使得反馈量随着频率的增加而增加。因此，第一组合反馈放大器 40-1 的反馈部份充当一反馈量递增的反馈部份，该反馈量递增的反馈部份包括一容性并联反馈部份和一感性串联反馈部份，容性并联反馈部份具有一容性电抗分量并且执行并联反馈，感性串联反馈部份具有一感性电抗分量并且执行串联反馈。注意到增益递减率最好小于或等于  $-12 \text{ db/OCT}$  ( $40 \text{ dB/dec}$ )。

第二组合反馈放大器 40-2 的增益随着具有期望频带的频率分量的增加而降低。这是因为第二并联反馈部份 102-2 具有一感性电抗分量，而第二串联反馈部份 302-2 具有一容性电抗分量，因此反馈量随着频率的增加而降低。因此，第二组合反馈放大器 40-2 的反馈部份充当一反馈量递减的反馈部份，该反馈量递增的反馈部份包括一感性并联反馈部份和一容性串联反馈部份，感性并联反馈部份具有一感性电抗分量并且执行并联反馈，容性串联反馈部份具有一容性电抗分量并且执行串联反馈。注意到增益递增率最好小于或等于  $12 \text{ db/OCT}$  ( $40 \text{ dB/dec}$ )。

在多级放大设备 6 中，当第一组合反馈放大器 40-1 的增益递减率等价于第二组合反馈放大器 40-2 的增益递增率时，能得到期望的增益。上面已经描述了增益递增率和增益递减率的等价性定义，这里不再说明。

如上所述, 在本发明第六实施例的多级放大设备 6 中, 组合反馈放大器改变了要被放大的信号的相位, 并且改变了要被反馈的期望信号分量的相位以及输入期望信号分量的相位, 使得其间的相位差变为  $180^\circ$ 。这样, 多级放大设备 6 能比多级放大设备 1 和多级放大设备 5 更容易地设置期望信号分量的相位和 IM3 分量的相位之差, 并能提供一稳定的放大器。

注意到在第六实施例中, 已经描述了其中包括并联反馈部份和串联反馈部份的两个组合反馈放大器串联的多级放大设备。另一方面, 其中三个或更多组合反馈放大器串联的多级放大设备能抑制 IM3。

同样在第六实施例中, 描述了第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 造成被输入各个放大器的期望信号分量的相位和要被反馈的期望信号分量的相位之差为  $180^\circ$ 。本发明不限于此。第一并联反馈部份 102-1 和第二并联反馈部份 102-2 可能造成被输入各个放大器的期望信号分量的相位和要被反馈的期望信号分量的相位之差接近  $180^\circ$ , 从而实现了被输入各个放大器的期望信号分量的相位和要被反馈的期望信号分量的相位的类似效应。

#### (第七实施例)

图 25 是说明按照本发明第七实施例的多级放大设备结构 7 的示意图。图 25 的多级放大设备 7 包括内部端子 71、输入阻抗匹配电路 73、输出阻抗匹配电路 74、输出端子 72、第一组合反馈放大器 50-1 以及第二组合反馈放大器 50-2。

在图 25 的多级放大设备 7 中, 第一组合反馈放大器 50-1 包括第一电抗控制并联反馈部份 502-1 和第一电抗控制串联反馈部份 504-1, 而非第一组合反馈放大器 40-1 的第一并联反馈部份 102-1 和第一串联反馈部份 302-1。第二组合反馈放大器 50-2 包括第二电抗控制并联反馈部份 502-2 和第二电抗控制串联反馈部份 504-2, 而非第二组合反馈放大器 40-2 的第二并联反馈部份 102-2 和第二串联反馈部份 302-2。下面将描述多级放大设备 7 的操作, 尤其是关于与多级放大设备 6 所不同的那些元件。

第一组合反馈放大器 50-1 包括第一放大部份 101-1、第一电抗控制并联反馈部份 502-1 以及第一电抗控制串联反馈部份 504-1。第一电抗控制并联反馈部份 502-1 具有第一电抗电路 521、第二电抗电路 522、第三电抗电路 523、第一开关元件 524、第二开关元件 525、第三开关元件 526 以及第一控制信号内部端子 527。第一电抗控制串联反馈部份 504-1 具有第四电抗电路 541、第五电抗电路 542、第六电抗电路 543、第四开关元件 544、第五开关元件 545、第六开关元件 546 以及

第二控制信号内部端子 547。

第二组合反馈放大器 50-2 包括第二放大部份 101-2、第二电抗控制并联反馈部份 502-2 以及第二电抗控制串联反馈部份 504-2。第二电抗控制并联反馈部份 502-2 具有第七电抗电路 528、第八电抗电路 529、第九电抗电路 530、第七开关元件 531、第八开关元件 532、第九开关元件 533 以及第三控制信号内部端子 534。第二电抗控制串联反馈部份 504-2 包括第十电抗电路 548、第十一电抗电路 549、第十二电抗电路 550、第十开关元件 551、第十一开关元件 552、第十二开关元件 553 以及第四控制信号内部端子 554。

第一电抗控制并联反馈部份 502-1 通过第一控制信号内部端子 527 接收第一控制信号。第一控制信号是根据输入期望信号的频带或电平而输入的信号。第一电抗控制并联反馈部份 502-1 根据第一控制信号对第一开关元件 524、第二开关元件 525 和第三开关元件 526 进行开/关。这样,改变了第一电抗控制并联反馈部份 502-1 的电抗,因此可以控制期望信号分量和第一 IM3 分量的相位变化量。

第一电抗控制串联反馈部份 504-1 通过第二控制信号内部端子 547 接收第二控制信号。第二控制信号是根据输入期望信号的频带和电平而输入的信号。第一电抗控制串联反馈部份 504-1 根据第二控制信号对第四开关元件 544、第五开关元件 545 和第六开关元件 546 进行开/关。这样改变了第一电抗控制串联反馈部份 504-1 的电抗,因此可以控制期望信号分量和第一 IM3 分量的相位变化量。

第二电抗控制并联反馈部份 502-2 通过第三控制信号内部端子 534 接收第三控制信号。第三控制信号是根据输入期望信号的频带或电平而输入的信号。第二电抗控制并联反馈部份 502-2 根据第三控制信号对第七开关元件 531、第八开关元件 532 和第九开关元件 533 进行开/关。这样,改变了第二电抗控制并联反馈部份 502-2 的电抗,因此可以控制期望信号分量、第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的相位变化量。

第二电抗控制串联反馈部份 504-2 通过第四控制信号内部端子 554 接收第四控制信号。第四控制信号是根据输入期望信号的频带或电平而输入的信号。第二电抗控制串联反馈部份 504-2 根据第四控制信号对第十开关元件 551、第十一开关元件 552 和第十二开关元件 553 进行开/关。这样,改变了第二电抗控制串联反馈部份 504-2 的电抗,因此可以控制期望信号分量和第一 IM3 分量的相位变化量。

这样,第七实施例的多级放大设备 7 使用开关对组合反馈放大器的并联反馈部份和串联反馈部份的电抗进行切换。这样可以根据输入期望信号的频带和电平来控制各个反馈部份的电抗。因此,可以实现一个具有宽频带和宽动态范围并能抑制

IM3 的放大器电路。

尽管在第七实施例中，各个反馈部份中所包括的电抗电路的数目为三，然而电抗电路的数目可以是除三以外的任何数。可以使用单个控制信号端子来控制全部反馈部份的开关。

在第七实施例的多级放大设备 7 中，两个组合反馈放大器串联。或者，多级放大设备 7 可由三个或更多组合反馈放大器组成。

(第八实施例)

图 26 是说明按照本发明第八实施例的多级放大设备 8 的示例性结构的示意图。图 26 的多级放大设备 8 包括内部端子 71、输入阻抗匹配电路 73、输出阻抗匹配电路 74、输出端子 72、第一组合反馈放大器 60-1 以及第二组合反馈放大器 60-2。

在图 26 的多级放大设备 8 中，通过把第一偏置控制电路 601-1 加到第一组合反馈放大器 40-1 而得出第一组合反馈放大器 60-1。通过把第二偏置控制电路 601-2 加到第二组合反馈放大器 40-2 而得出第二组合反馈放大器 60-2。下面将描述多级放大设备 8 的操作，尤其是关于与多级放大设备 6 所不同的那些元件。

第一偏置控制电路 601-1 具有第七电阻器 611、第八电阻器 612、第九电阻器 613、第十电阻器 614、第十一电阻器 615、第一开关元件 616、第二开关元件 617、第三开关元件 618、第七晶体管 619、第八晶体管 620 以及第五控制信号输入端子 621。

第二偏置控制电路 601-2 具有第十二电阻器 622、第十三电阻器 623、第十四电阻器 624、第十五电阻器 625、第十六电阻器 626、第四开关元件 627、第五开关元件 628、第六开关元件 629、第九晶体管 630、第十晶体管 631 以及第六控制信号输入端子 632。

第五控制信号输入端子 621 连到第八晶体管 620 的集电极。第七电阻器 611 的一端和第一开关元件 616 的一端串联。第八电阻器 612 的一端和第二开关元件 617 的一端串联。第九电阻器 613 的一端和第三开关元件 618 的一端串联。第一开关元件 616、第二开关元件 617 和第三开关元件 618 的每一个的另一端连到第五控制信号内部端子 621。第七电阻器 611、第八电阻器 612 和第九电阻器 613 的每一个的另一端连到第七晶体管 619 的集电极和第八晶体管 620 的基极。第十电阻器 614 连在第七晶体管 619 的基极和第八晶体管 620 的射极之间。第十一电阻器 615 连在第八晶体管 620 的射极和第一晶体管 111 的基极之间。第七晶体管 619 的射极接地。

第六控制信号内部端子 632 连到第十晶体管 631 的集电极。第十二电阻器 622 的一端和第四开关元件 627 的一端串联。第十三电阻器 623 的一端和第五开关元件 628 的一端串联。第十四电阻器 624 的一端和第六开关元件 629 的一端串联。第四开关元件 627、第五开关元件 628 和第六开关元件 629 的每一个的另一端连到第六控制信号内部端子 632。第十二电阻器 622、第十三电阻器 623 和第十四电阻器 624 的每一个的另一端连到第九晶体管 630 的集电极和第十晶体管 631 的基极。第十五电阻器 625 连在第九晶体管 630 的基极和第十晶体管 631 的射极之间。第十六电阻器 626 连在第十晶体管 631 的射极和第三晶体管 211 的基极之间。第九晶体管 630 的射极接地。

在第一组合反馈放大器 60-1 中，第一偏置控制电路 601-1 根据通过第五控制信号内部端子 621 输入的第五控制信号对开关进行开/关，从而改变了第一放大部份 101-1 的偏置电流。第一放大部份 101-1 的电流增益根据第一放大部份 101-1 的偏置电路的变化而变化。这样可能控制期望信号分量的相位和第一 IM3 分量的相位的变化量。在第四实施例中已经描述了由于第一放大部份 101-1 电流增益的变化而造成的期望信号分量和第一 IM3 分量的相位变化，这里不再说明。

在第二组合反馈放大器 60-2 中，第二偏置控制电路 601-2 根据从第六控制信号内部端子 632 输入的第六控制信号对开关进行开/关，从而改变第二放大部份 101-2 的偏置电流。第二偏置控制电路 601-2 的操作类似于第一偏置控制电路 601-1 的操作，这里不再说明。

这样，第八实施例的多级放大设备 8 使用开关对组合反馈放大器的偏置电流进行切换。这样可以根据输入期望信号的频带和电平来控制各个放大部份的电流增益。因此，可以实现一个具有宽频带和宽动态范围并能抑制 IM3 的放大器电路。

注意到在第八实施例中，偏置控制电路可由能控制第一放大部份 101-1 和第二放大部份 101-2 的偏置电流的任何电路组成。或者，可以使用单个控制信号内部端子来控制全部偏置电路开关的开关。

在第八实施例中，多级放大设备 8 包括串联的两个组合反馈放大器。或者，多级放大设备 8 根据第八实施例可以包括三个或更多组合反馈放大器。

#### (第九实施例)

图 27 是说明在通用接收电路中 IM3 对期望信号的影响的示意图。如图 27 所示，假定两个不同频率的干扰波(即第一干扰波 91 和第二干扰波 92)和期望信号一起被输入接收电路。通用接收电路包括诸如放大器、混频器、带通滤波器等电路元

件。这些电路元件具有非线性特征。在第一干扰波 91 和第二干扰波 92 被输入具有非线性特征的电路元件时会出现 IM3 分量 93。如图 27 所示, 当 IM3 分量 93 的频带和期望信号 94 的频带彼此匹配时, IM3 分量 93 不能被带通滤波器滤除。结果, 期望信号的 S/N 比和接收敏感度恶化。本发明第九实施例的接收电路抑制了由于两个不同频率的干扰波而造成的 IM3 分量, 从而减少了它对期望信号的影响。

图 28 是说明按照本发明第九实施例的接收电路 9 的框图。接收电路 9 包括天线 901、天线共用器 902、多级放大设备 904、第一混频器 905、第二混频器 906、分离器 907、本地振荡器 908、第一带通滤波器 909、第二带通滤波器 910、第一 AGC 电路 911、第二 AGC 电路 912、第一模数转换器 913、第二模数转换器 914、逻辑电路 915、第一检测电路 916、第二检测电路 917 以及控制电路 918。多级放大设备 904 包括第一放大器 941 和第二放大器 942。第一放大器 941 具有第一放大部份 943 和第一反馈部份 945。第二放大器 942 具有第二放大部份 944 和第二反馈部份 946。第一放大器 941 和第二放大器 942 是第三实施例的相位控制放大器、第七实施例的组合反馈放大器或是第八实施例的组合反馈放大器。

下面将描述图 28 的接收电路 9 的操作。天线 901 所接收的期望信号经由天线共用器 902 被输入到多级放大设备 904。期望信号被多级放大设备 904 所放大。第一混频器 905 和第二混频器 906 把经放大的期望信号下变频为基带信号。第一带通滤波器 909 和第二带通滤波器 910 从基带信号中提取一期望频带。第一 AGC 电路 911 和第二 AGC 电路 912 调节基带信号的增益。第一模数转换器 913 和第二模数转换器 914 把基带期望信号从模拟期望信号转换为数字期望信号, 并把所产生的信号输入到逻辑电路 915。本地振荡器 908 产生一信号, 该信号在期望信号在第一混频器 905 和第二混频器 906 中被下变频时使用。分离器 907 对本地振荡器 908 中生成的信号进行分离, 并把所产生的信号输入到第一混频器 905 和第二混频器 906。

控制电路 918 之前保留一表格, 该表格关于多级放大设备 904 的放大器和反馈部份的阻抗以及相位变化量。控制电路 918 基于来自逻辑电路 915、第一检测电路 916 和第二检测电路 917 的检测信号以及该表格来控制多级放大设备 904 的放大器和反馈部份的阻抗。特别是, 当确定需要抑制 IM3 分量时, 控制电路 918 控制多级放大设备 904 的放大器和反馈部份的阻抗, 使得第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的相位差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

第一检测电路 916 检测被多级放大设备 904 所放大的期望信号的功率值, 并将其输入到控制电路 918。当已放大的期望信号的功率值大于预定值时, 控制电路

918 确定在多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量得到抑制。另一方面, 当已放大的期望信号的功率值小于预定值时, 控制电路 918 确定需要抑制多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量。

第二检测电路 917 检测从多级放大设备 904 输出的基带信号的功率值, 并将其输入到控制电路 918。当基带信号的功率值大于一预定值时, 控制电路 918 确定多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量得到抑制。另一方面, 当基带信号的功率值小于该预定值时, 控制电路 918 确定需要抑制多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量。

逻辑电路 915 检测基带信号的比特误差率, 并把该比特误差率作为一检测信号输入到控制电路 918。当比特误差率的值小于一预定值时, 控制电路 918 确定多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量得到抑制。另一方面, 当比特误差率的值大于该预定值时, 控制电路 918 确定需要抑制多级放大设备 904 中出现的 IM3 分量。

如上所述, 本发明第九实施例的接收电路能通过消除由于两个不同频率的干扰波而出现的 IM3 分量, 从而防止期望信号质量的恶化。

注意到接收电路 9 可能不包括逻辑电路 918、逻辑电路 915 和第二检测电路 917。该情况下, 多级放大设备 904 可以采用第一实施例的多级放大设备 1 和第二实施例的多级放大设备 2。

#### (第十实施例)

图 29 是说明在通用发送电路中出现的 IM3 对期望信号的影响的示意图。期望信号 96 是在频率上被扩展的一个已调波。因此, 期望信号 96 可以被视为两个信号, 它们的频带彼此相邻。当期望信号 96 被输入到通用发送电路时, 由于发送电路中的基带滤波器、混频器和放大器的非线性而出现 IM3。

如图 29 所示, 在一发送电路中出现的 IM3 分量 97 和第二 IM3 分量 98 在与期望信号 96 所使用的信道相邻的信道中被扩展。当从一天线发射第一 IM3 分量 97 和第二 IM3 分量 98 时, 第一 IM3 分量 97 和第二 IM3 分量 98 相对于使用相邻信道的其它通信终端成为干扰波。因此, 需要把 IM3 分量的功率值抑制为一预定值或以下。第十实施例的发送电路抑制了发送电路的非线性电路中出现的 IM3 分量, 从而消除了 IM3 分量的影响。

图 30 是说明按照本发明第十实施例的发送电路 10 的框图。图 30 中, 发送电路 10 包括天线 1001、天线共用器 1002、多级放大设备 1004、第一混频器 1005、第二混频器 1006、第一基带滤波器 1007、第二基带滤波器 1008、第一数模转换器 1209、第二数模转换器 1010、分离器 1011、本地振荡器 1012、逻辑电路 1013、检

测电路 1014 以及控制电路 1015。多级放大设备 1004 包括第一放大器 1041 和第二放大器 1042。第一放大器 1041 具有第一放大部份 1043 和第一反馈部份 1045。第二放大器 1042 具有第二放大部份 1044 和第二放大部份 1046。第一放大器 1041 和第二放大器 1042 是第三实施例的相位控制放大器、第七实施例的组合反馈放大器或是第八实施例的组合反馈放大器。

下面将描述图 30 的发送电路的操作。逻辑电路 1013 把基带信号输出到第一数模转换器 1009 和第二数模转换器 1010。第一数模转换器 1009 和第二数模转换器 1010 把基带信号从数字信号转换成模拟信号。第一基带滤波器 1007 和第二基带滤波器 1008 从基带信号中提取期望信号的频带。本地振荡器 1012 产生一信号, 该信号在基带信号在第一混频器 1005 和第二混频器 1006 中被上变频为 RF 信号时使用。分离器 1011 把本地振荡器 1012 所产生的信号输出到第一混频器 1005 和第二混频器 1006。第一混频器 1005 和第二混频器 1006 把基带信号上变频为一无线电信号。多级放大设备 1004 放大该无线电信号。天线共用器 1002 把天线所接收的信号输出到接收电路, 并把发送电路所输出的无线电信号输出到天线。天线 1001 发射无线电信号。

控制电路 1015 之前保留一表格, 该表格关于多级放大设备 1004 的放大器和反馈部份的阻抗以及相位变化量。控制电路 1015 按照逻辑电路 1013、检测电路 1014 和该表格来控制多级放大设备 1004 的放大器和反馈部份的阻抗。特别是, 在确定需要抑制 IM3 分量时, 控制电路 1015 控制多级放大设备 1004 的放大器和反馈部份的阻抗, 使得第一 IM3 分量和第二 IM3 分量的相位差大于等于  $120^\circ$  且小于等于  $180^\circ$ 。

逻辑电路 1013 把基带信号的功率信息输出到控制电路 1015。例如, 当移动通信终端采用发送电路 10 时, 逻辑电路 1013 从接收信号中包括的控制信号中检测出移动通信终端和一站点间的距离。逻辑电路 1013 根据移动通信终端和站点间的距离来确定无线电信号的电平, 并将其作为电平调节信号输出到控制电路。

检测电路 1014 从多级放大设备 1004 所放大的无线电信号中提取一 IM3 分量, 并把 IM3 分量的功率值输出到控制电路 1015。控制电路 1015 控制多级放大设备 1004 的放大部份和反馈部份的阻抗, 使得 IM3 分量的功率值总是小于一预定值。

如上所述, 本发明第十实施例的发送电路可以根据 IM3 分量的电平来消除发送电路中出现的 IM3 分量。因此, 可以减少 IM3 分量对其它信道的影响。

注意到检测电路 1014 可以检测被多级放大设备 1004 所放大的无线电信号的

电平，并将其输入到控制电路 1015。该情况下，当已放大无线电信号的电平低于一预定值时，控制电路 1015 可以确定 IM3 分量被抑制。另一方面，当已放大信号的电平高于该预定值时，控制电路 1015 可以确定需要抑制 IM3 分量。

控制电路 1015 可以不使用从逻辑电路 1013 输出的电平调节信号而控制多级放大设备 1004。

控制电路 1015 可以无需被多级放大设备 1004 所放大的无线电信号的功率信息而控制多级放大设备 1004，所述功率信息从检测电路 1014 输出。

而且，发送电路 10 可以不包括控制电路 1015 和检测电路 1014。该情况下，多级放大设备 1004 可以采用第一实施例的多级放大设备 1 和第二实施例的多级放大设备 2。

如上所述，本发明第十实施例的发送电路可以通过抑制在例如具有频率扩展的已调波被放大时出现的 IM3 分量，从而防止要被发送的无线电信号质量的恶化。

(第十一实施例)

图 31 是说明按照本发明第十一实施例的无线电通信设备 11 的结构的框图。图 31 的无线电通信设备 11 包括接收电路 1101、发送电路 1102 和控制电路 1103。

接收电路 1101 具有一信号接收放大器，其放大接收信号并且处理已放大的接收信号。接收电路 1101 不包括在图 28 的接收电路 9 中包括的逻辑电路 915、第二检测电路 917 和控制电路 918。因此，在接收电路 1101 中，用相同的参考数字表示那些与接收电路 9 相同的组件，这里不再说明。

发送电路 1102 是放大并发送一发送信号的信号发送放大器。当发送电路 1102 发送一发送信号时，控制电路 1103 控制接收电路 1101 的多级放大设备 904。

下面将描述无线电通信设备 11 的操作。无线电通信设备 11 可以同时执行发送信号的发送和接收信号的接收。该情况下，发送电路 1102 所发送的一部分信号漏到接收电路 1101。因此，接收电路 1101 需要相当低的失真特性。

当同时执行信号发送和接收时，控制电路 1103 检测到发送信号的电平。控制电路 1103 根据发送信号的电平确定一控制信号。控制电路 1103 基于控制信号来控制接收电路 1101。特别是，控制电路 1103 控制第一反馈部份 945 和第二反馈部份 946，使得第一反馈部份 945 的反馈量和第二反馈部份 946 的反馈量增加。控制电路 1103 控制第一放大部份 943 和第二放大部份 944，使得第一放大部份 943 的偏置电流和第二放大部份 944 的偏置电流增加。控制电路 1103 这样控制多级放大设备 904，从而在不降低多级放大设备 904 增益的情况下改进了失真特性。

---

这样，第十一实施例的无线电通信设备 11 在同时进行发送和接收时，控制了接收电路中包括的多级放大设备内放大部份的偏置电流和反馈部份的反馈量，从而改进了多级放大设备的失真特性。因此，例如，当同时进行发送和接收时，可以实现接收灵敏度基本上没有恶化的无线电通信设备。

虽然已详细描述了本发明，然而上述说明在各方面都是说明性的而非限制性的。可以理解，可以作出许多其它的修改和变化，而不背离本发明的范围。

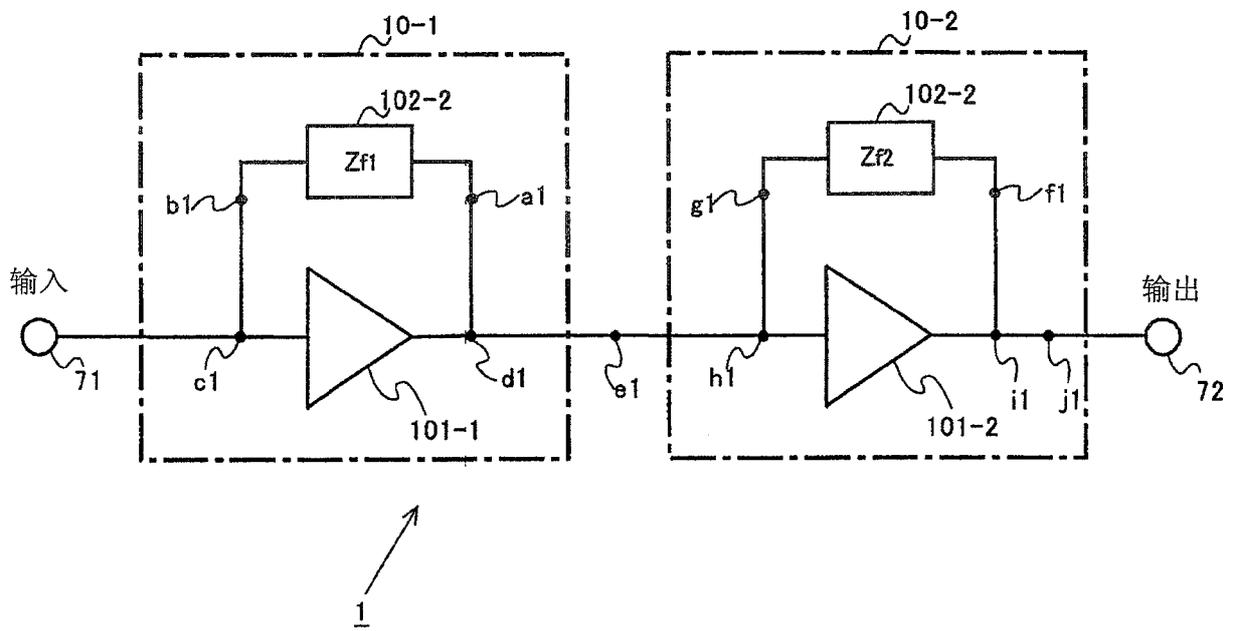
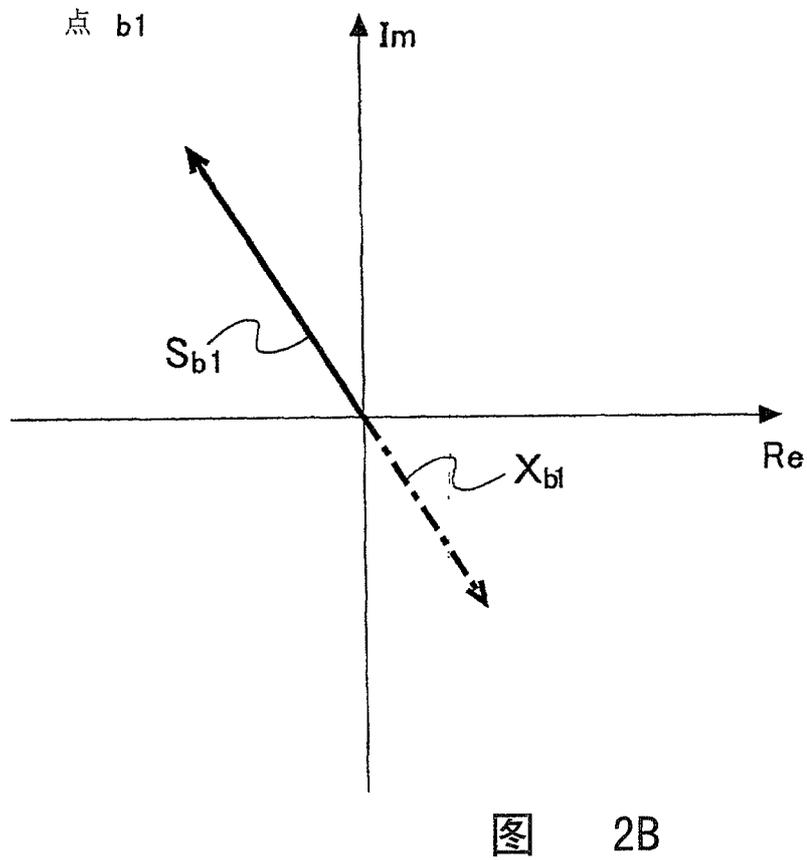
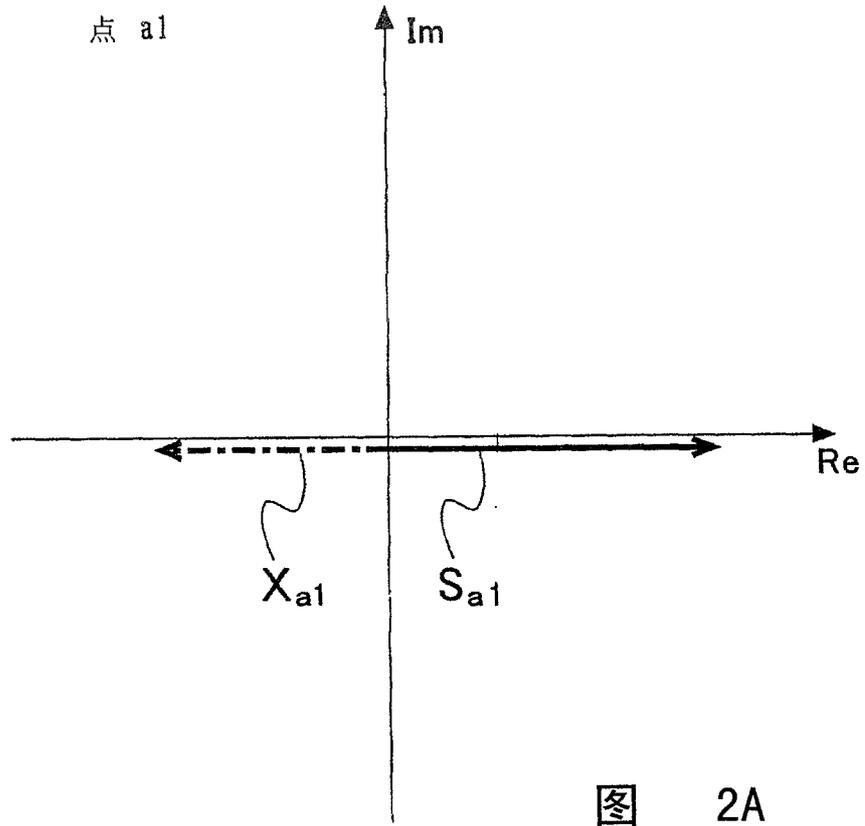


图 1



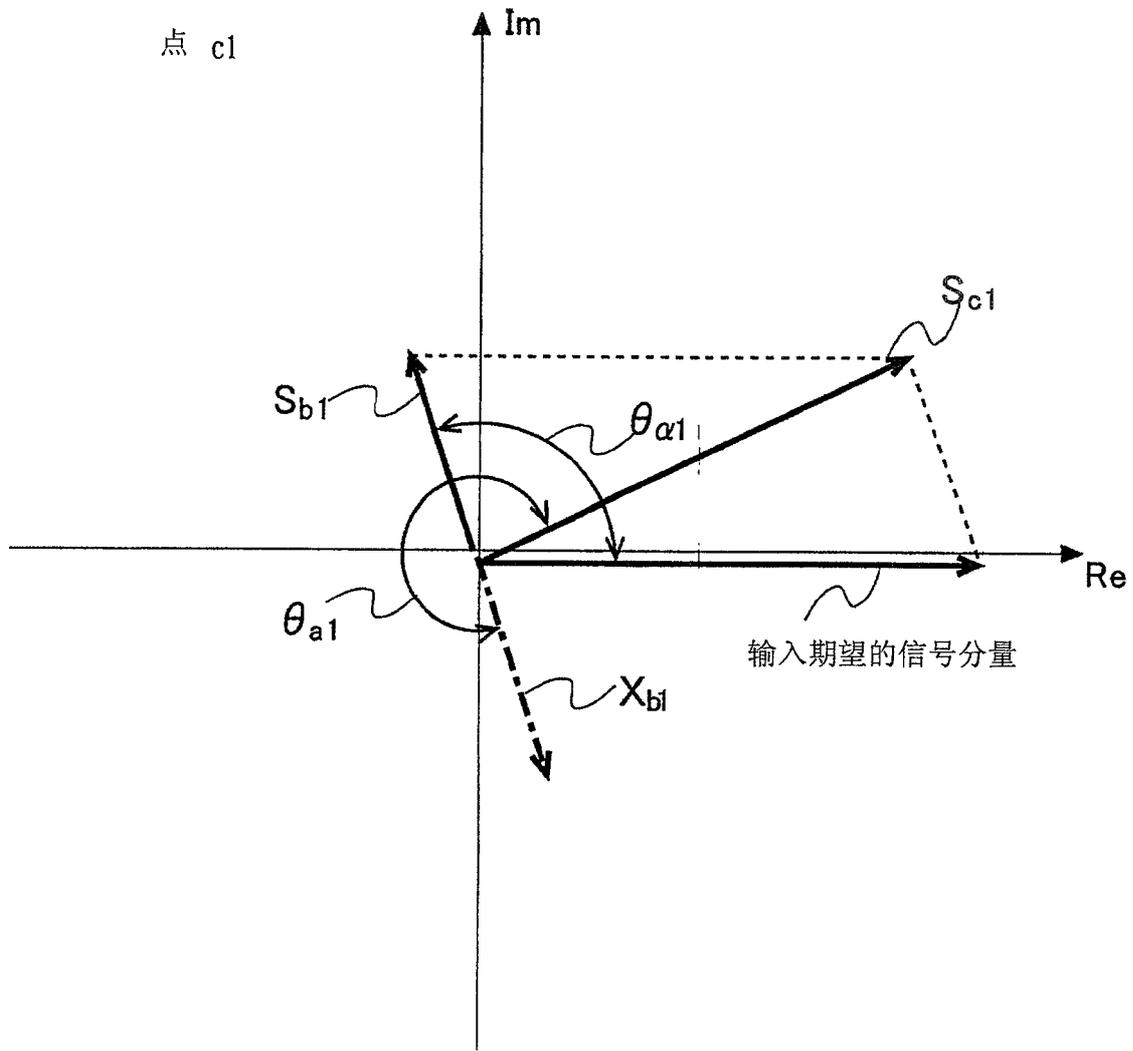


图 2C

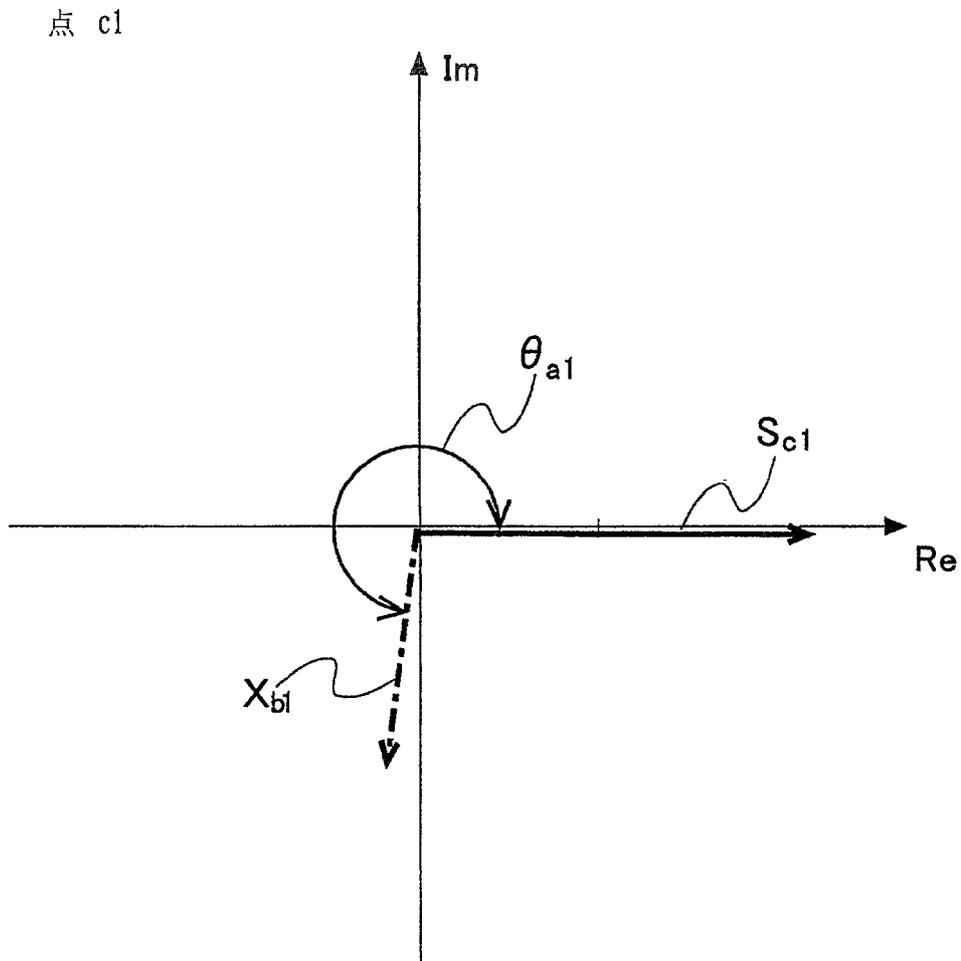


图 2D

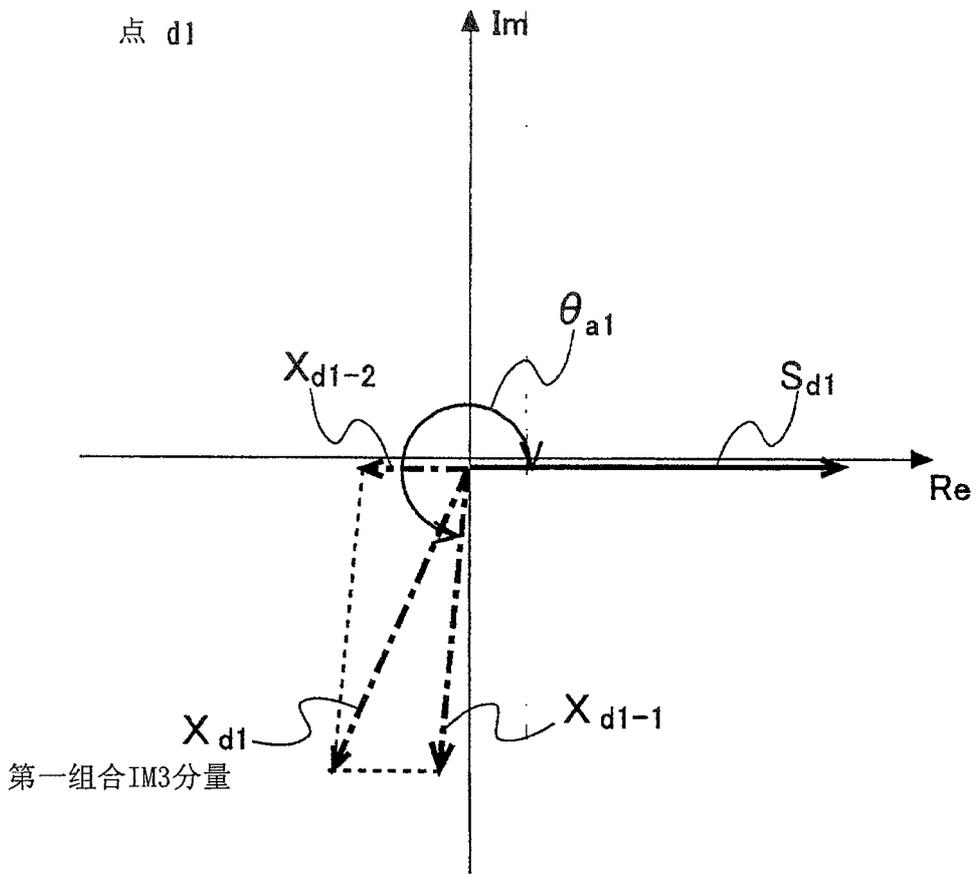


图 2E

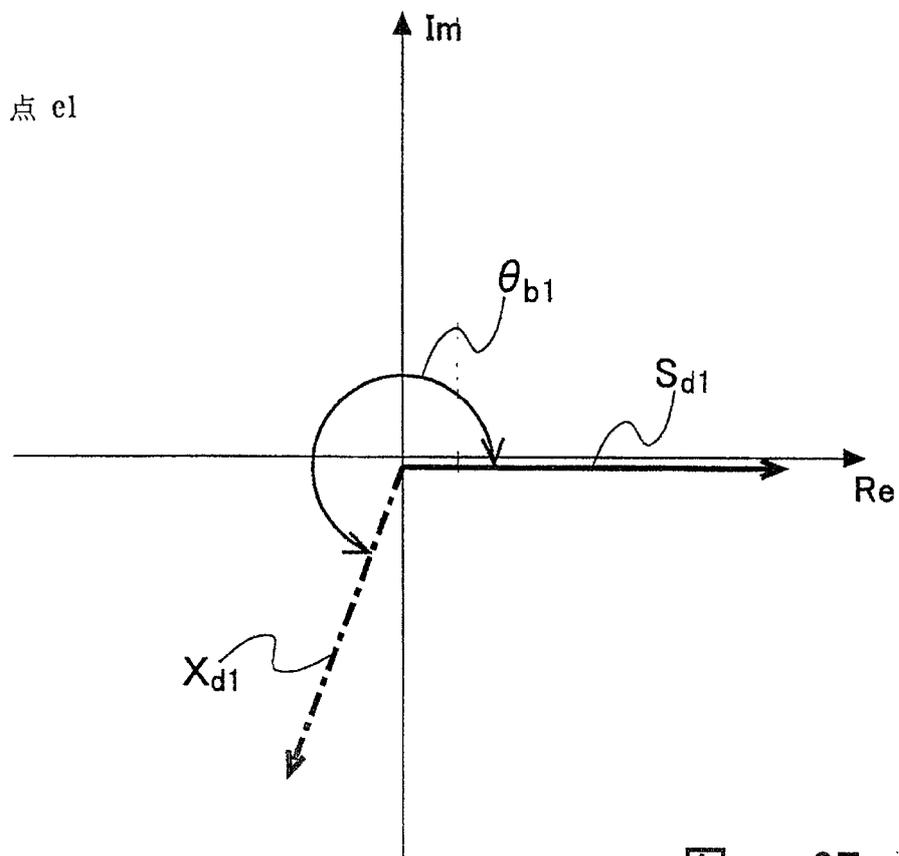


图 2F

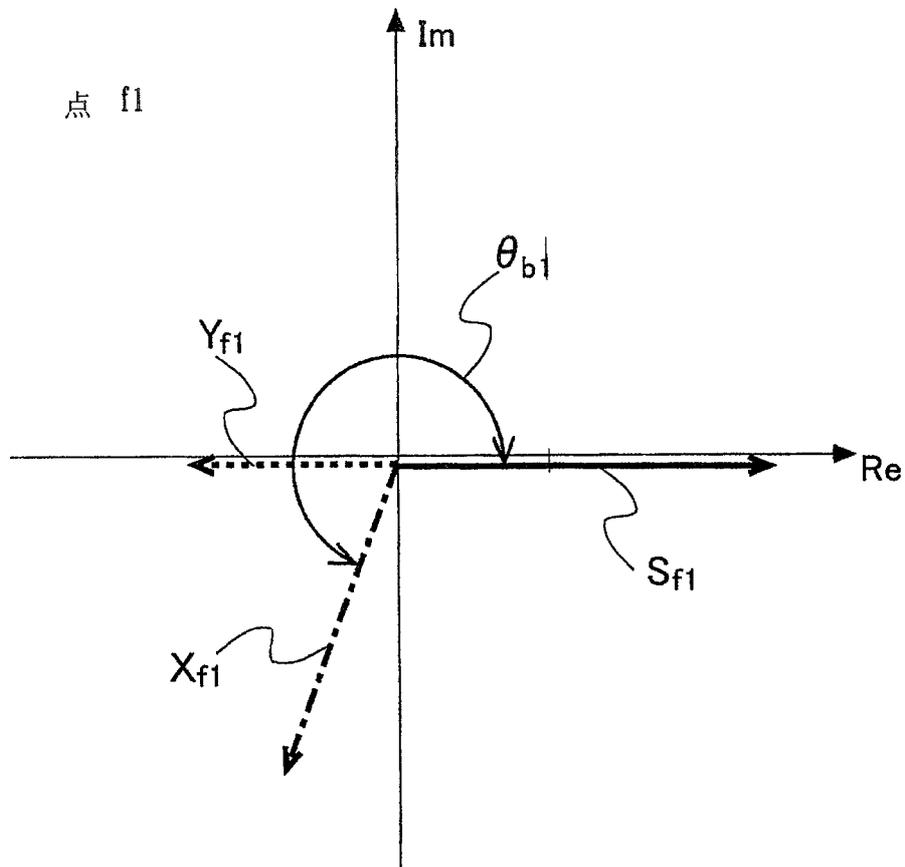


图 3A

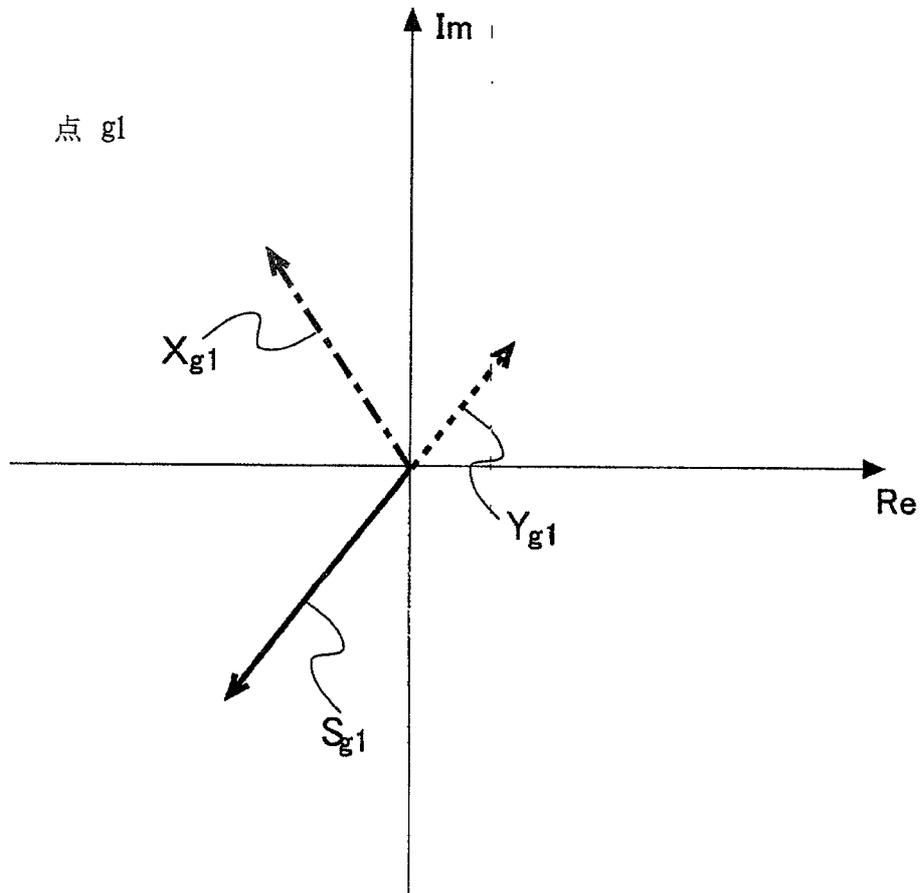


图 3B

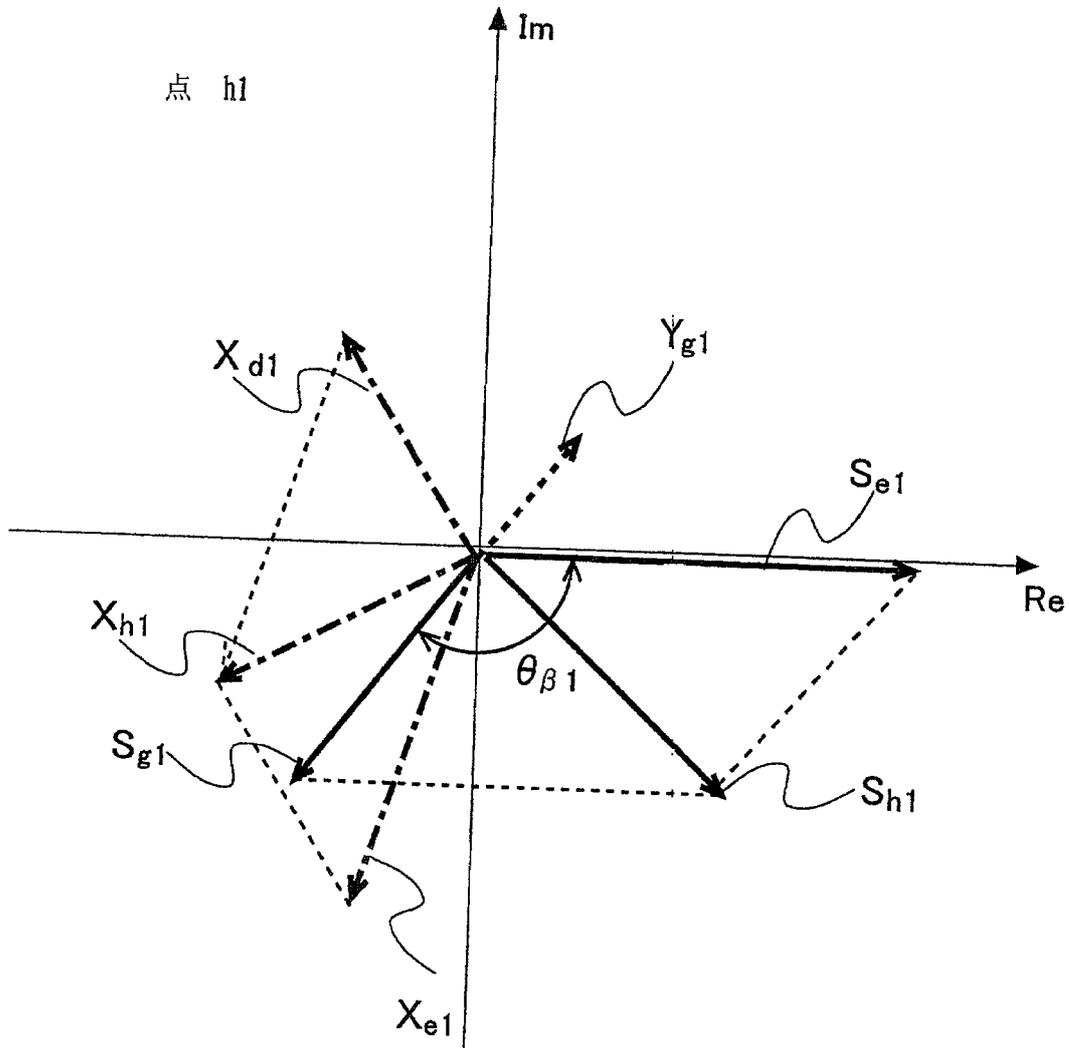


图 3C

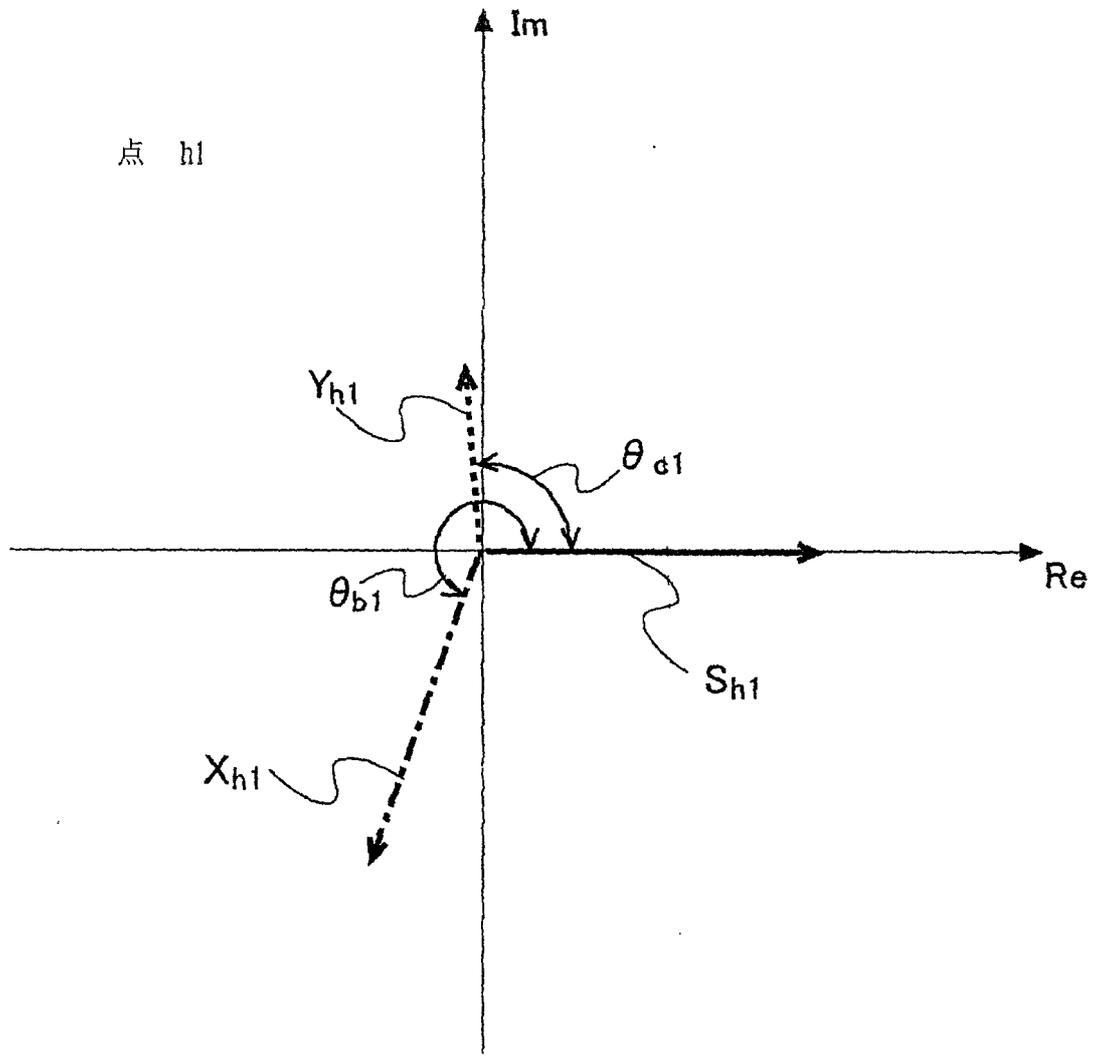


图 3D

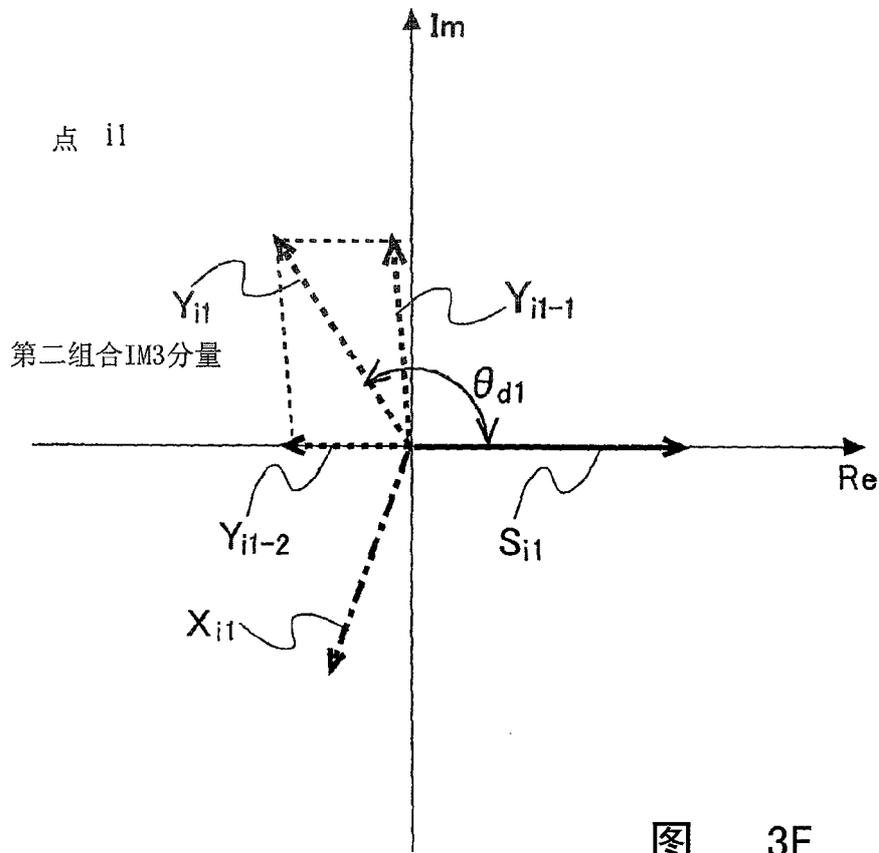


图 3E

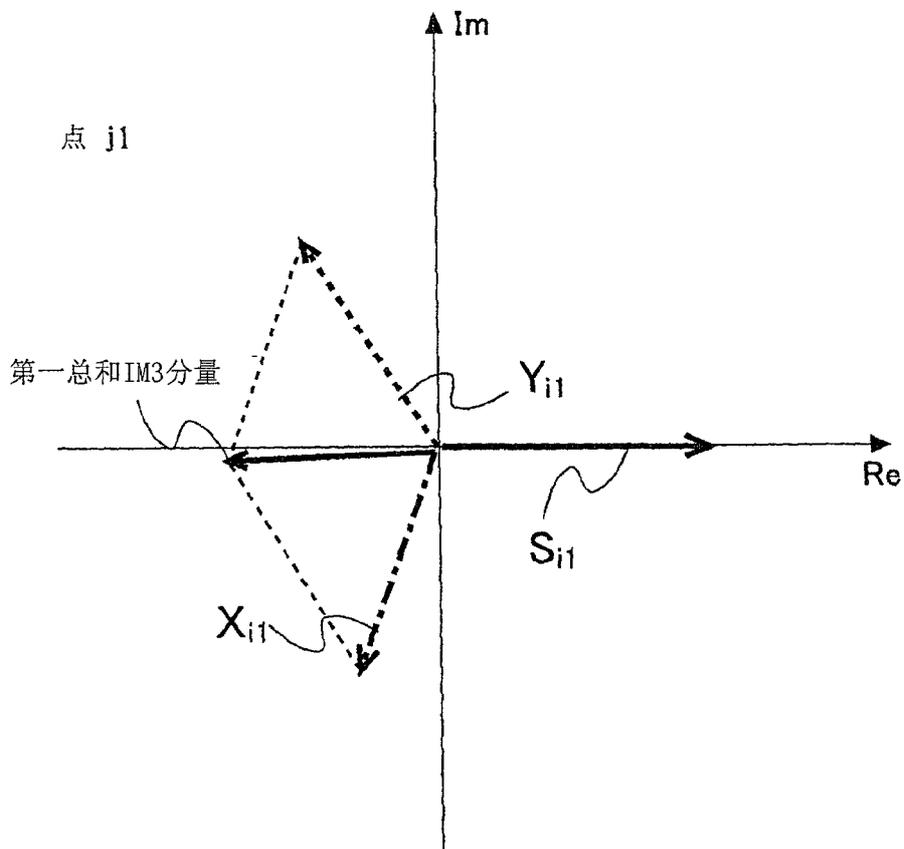


图 3F

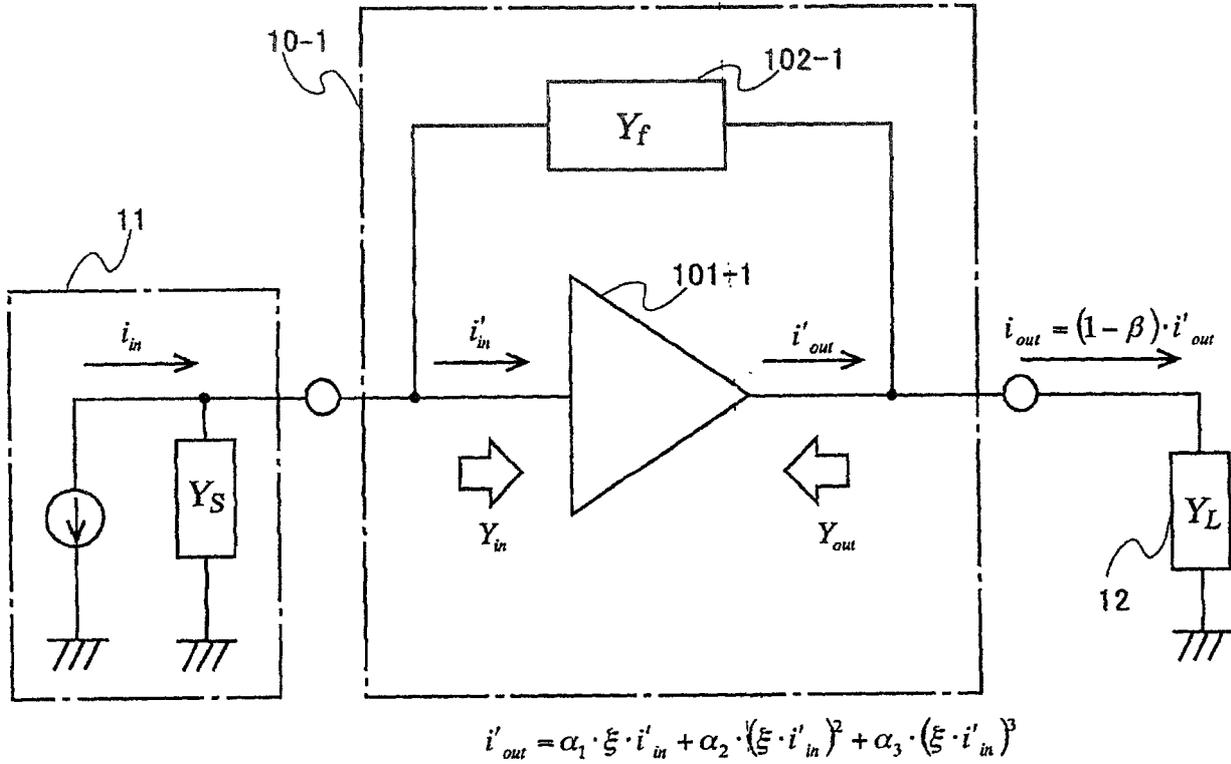


图 4

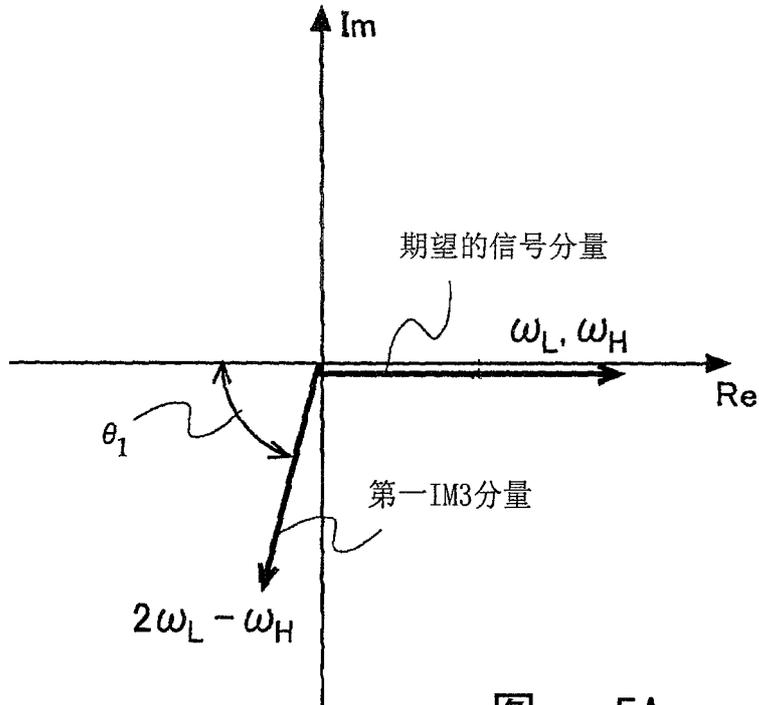


图 5A

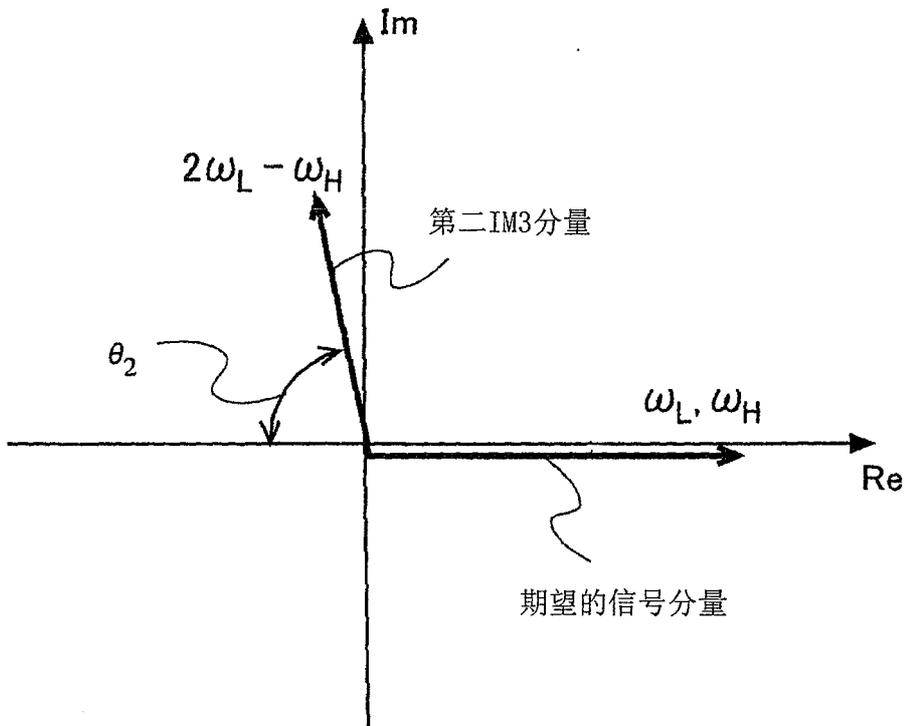


图 5B

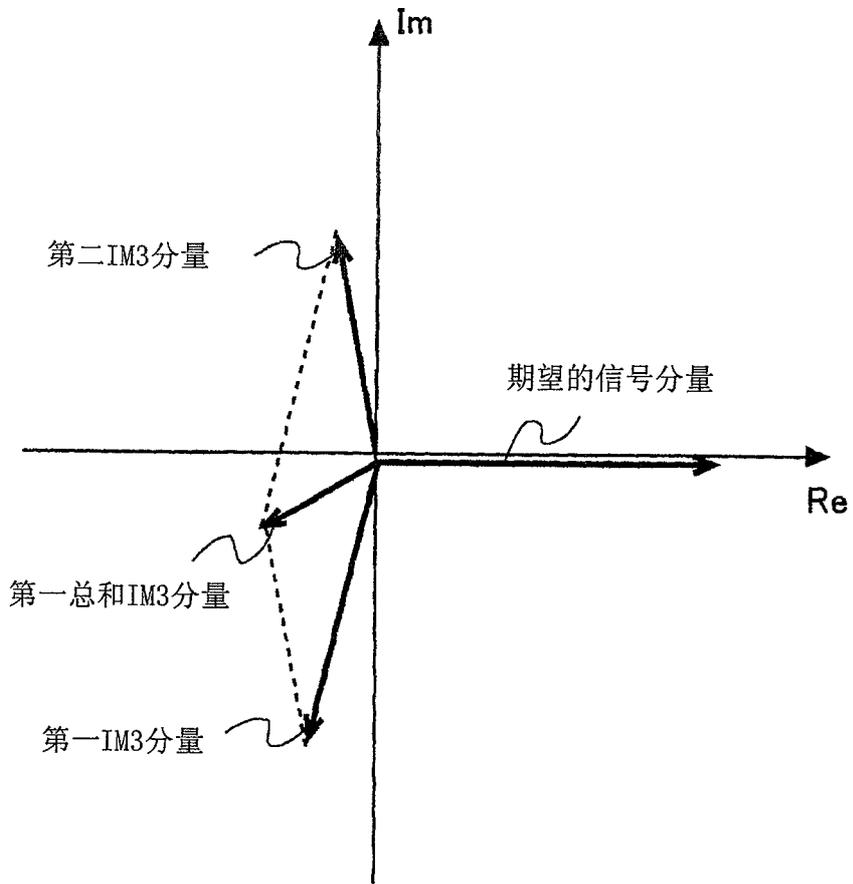


图 50

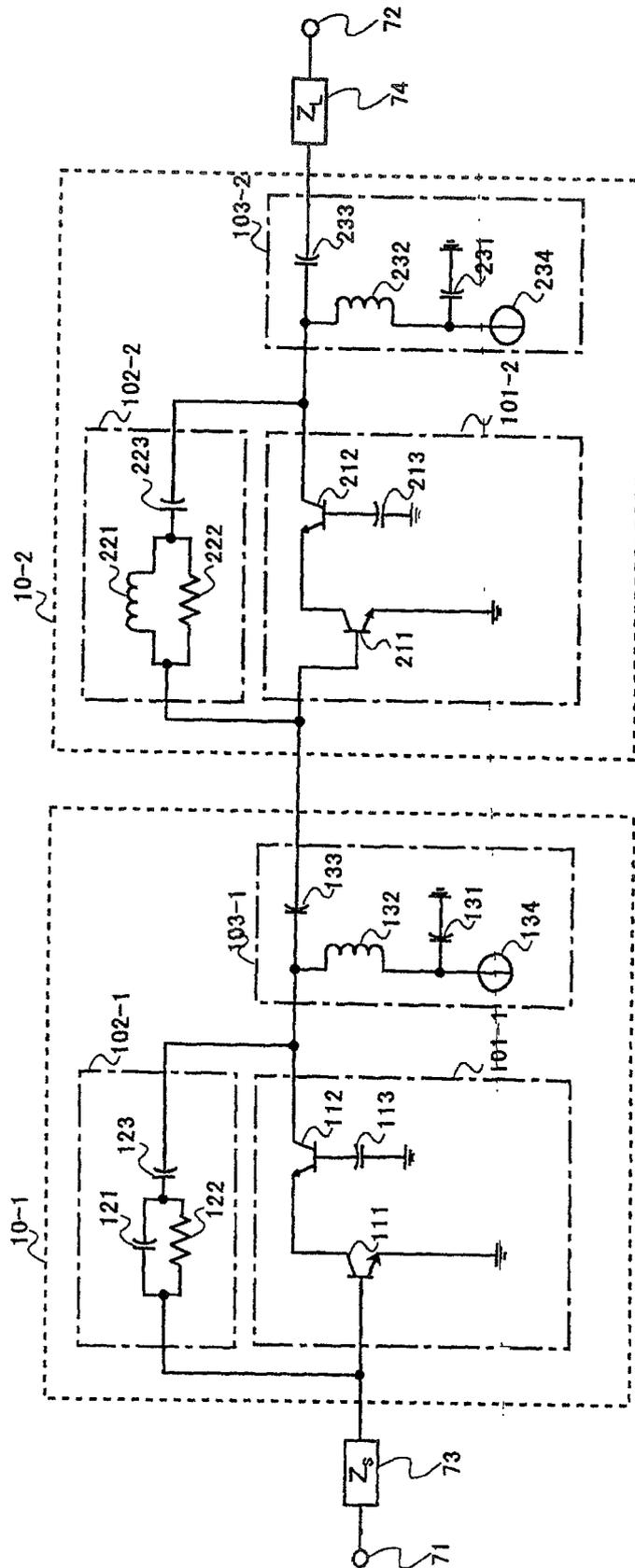
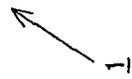


图 6



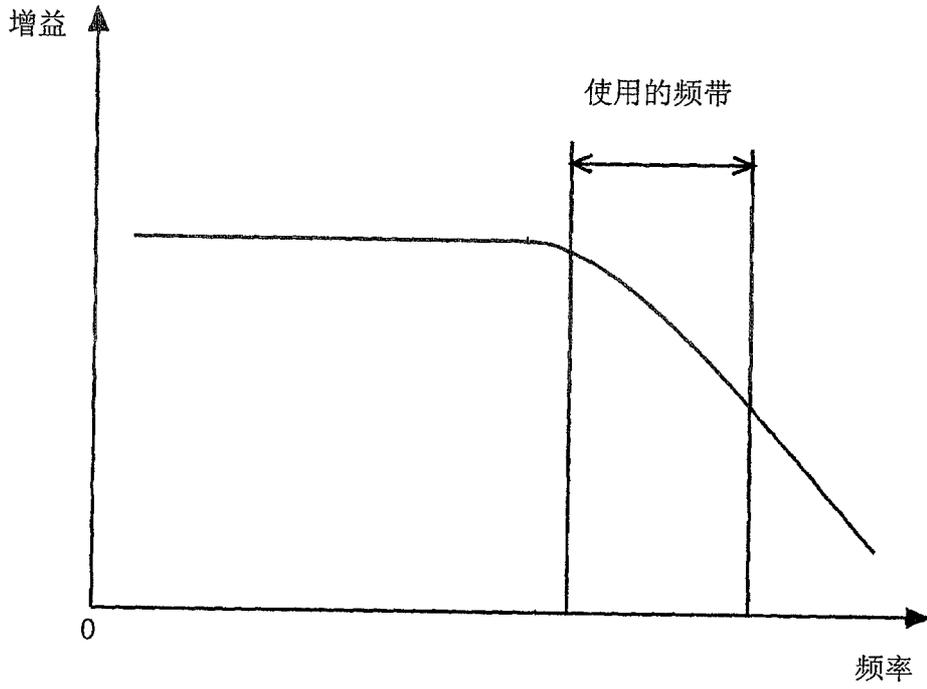


图 7

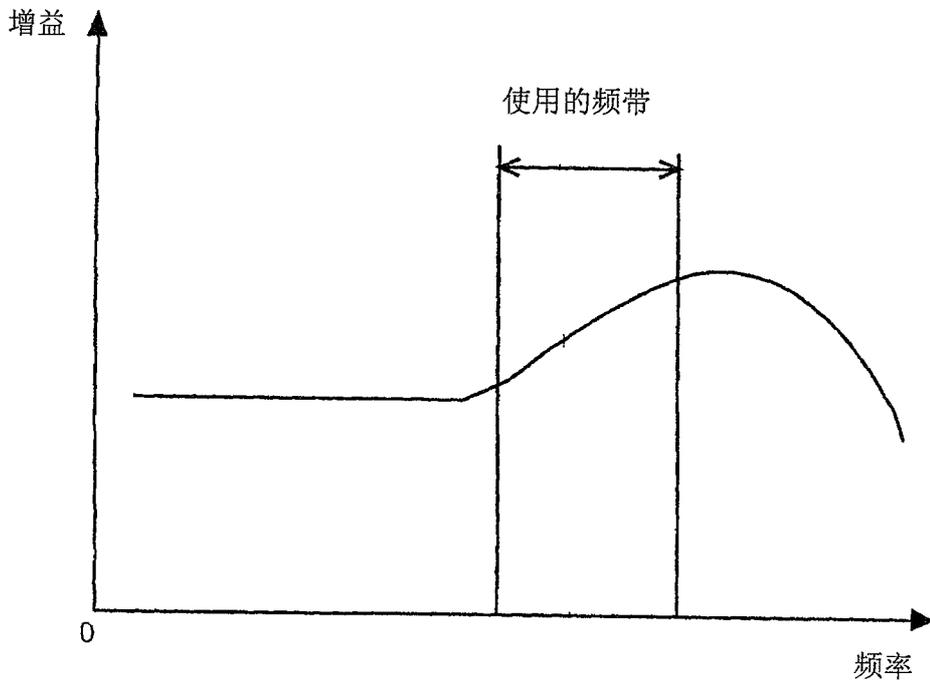


图 8

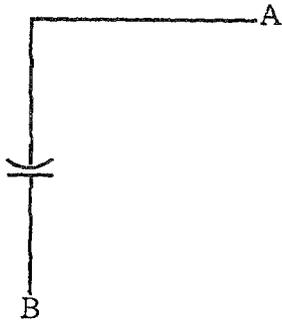


图 9A

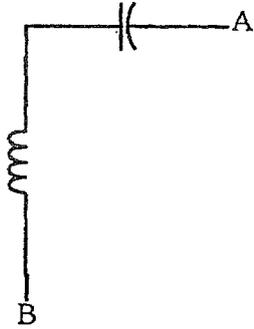


图 9B

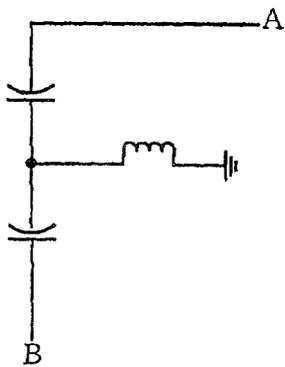


图 9C

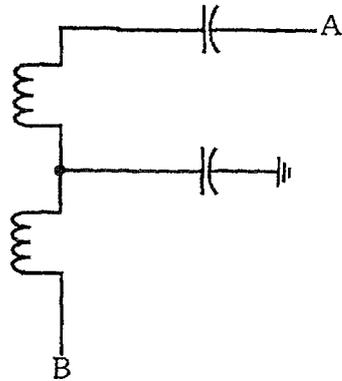


图 9D

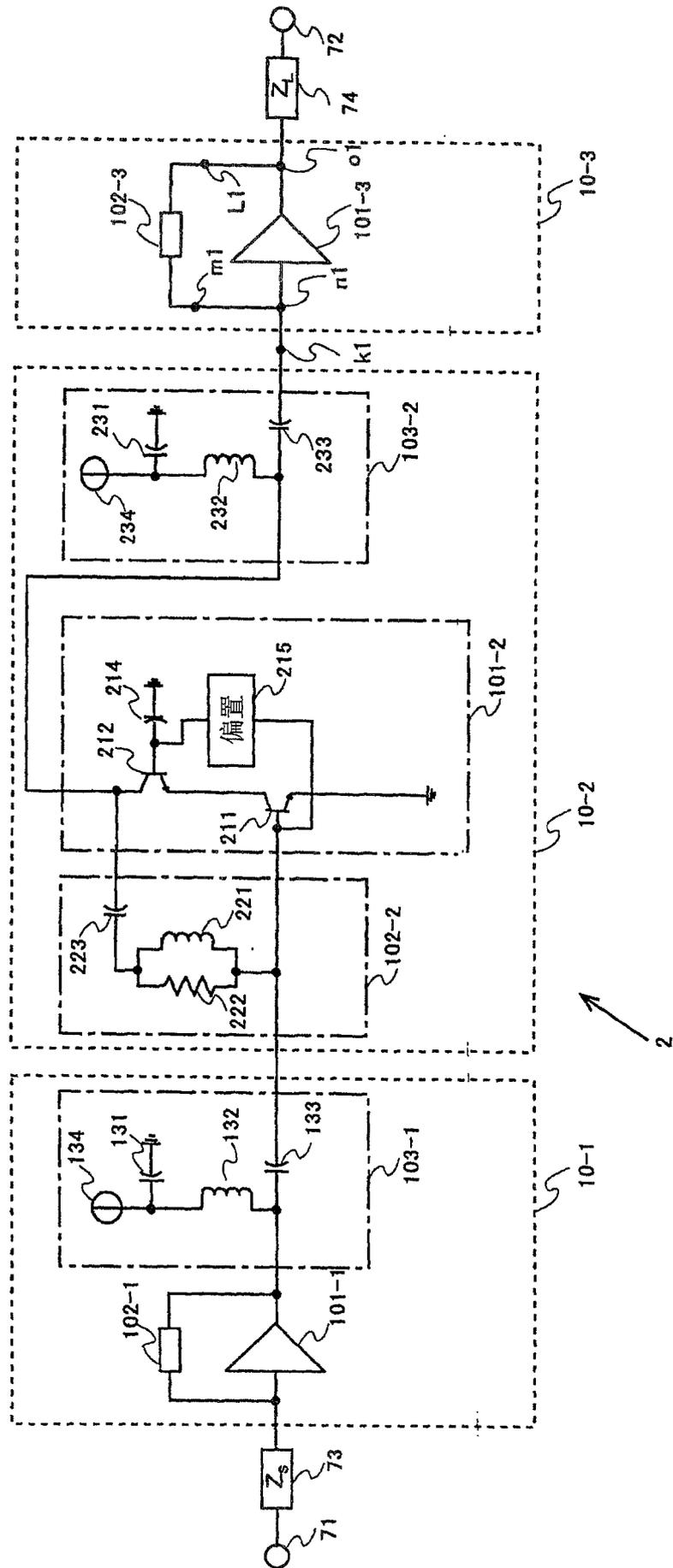
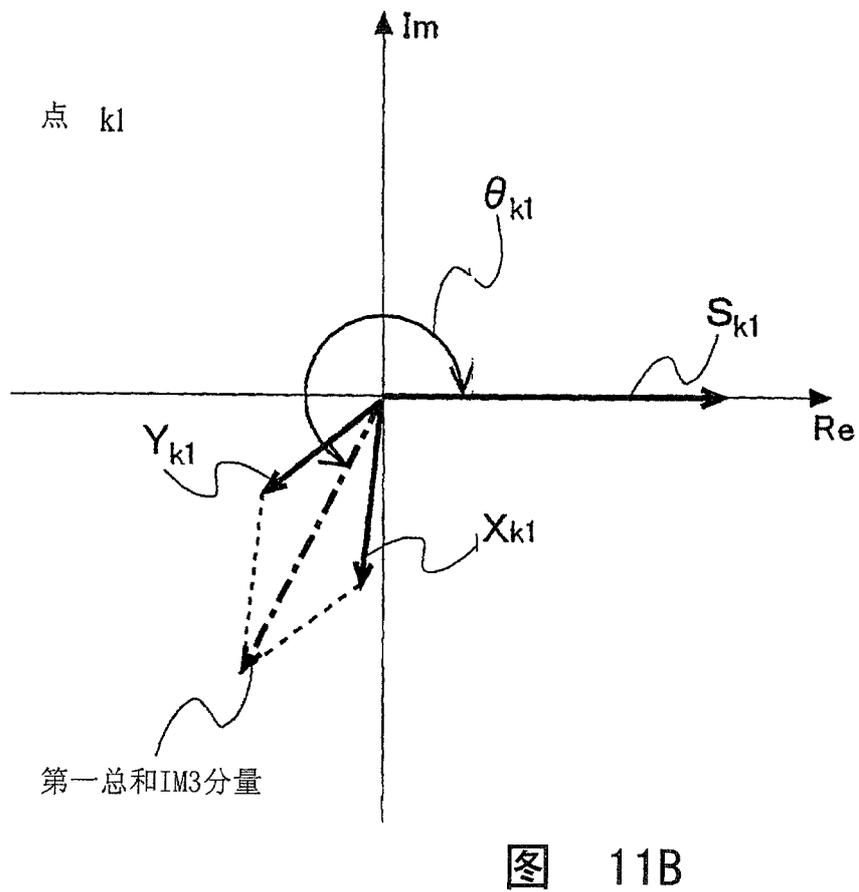
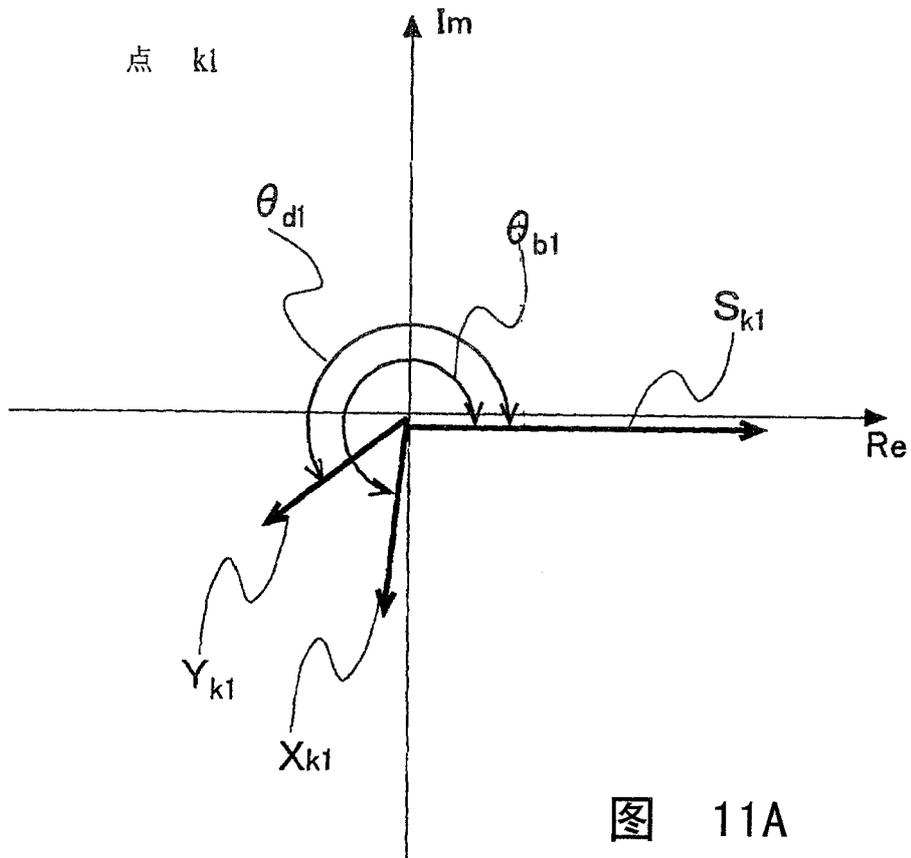


图 10



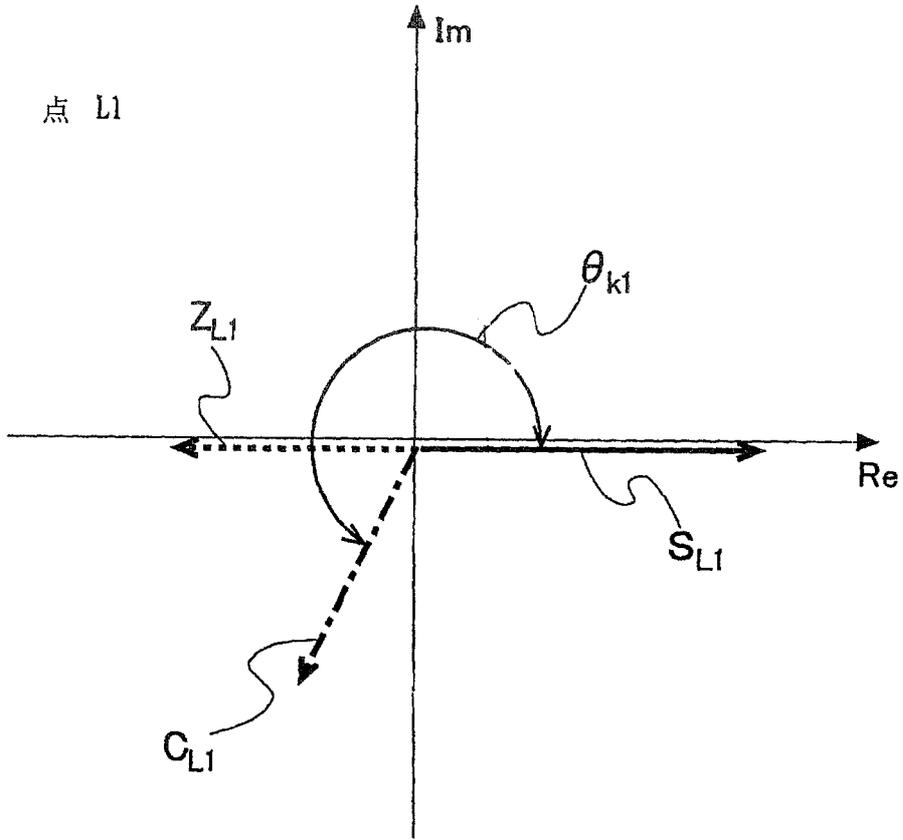


图 12A

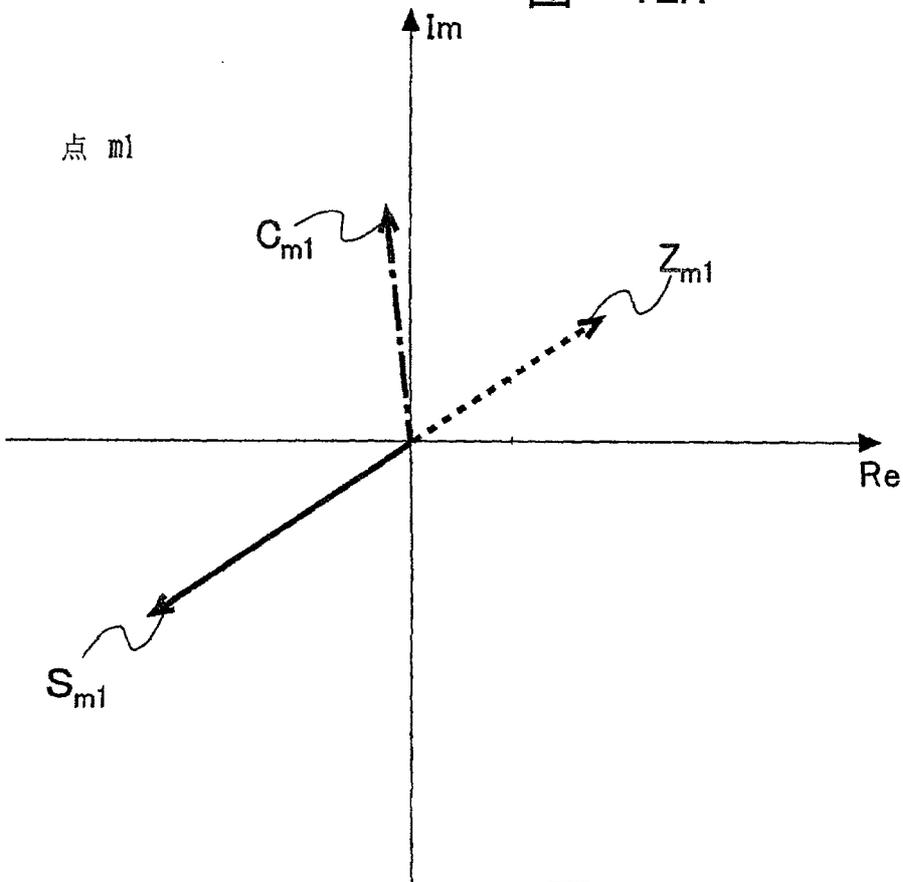


图 12B

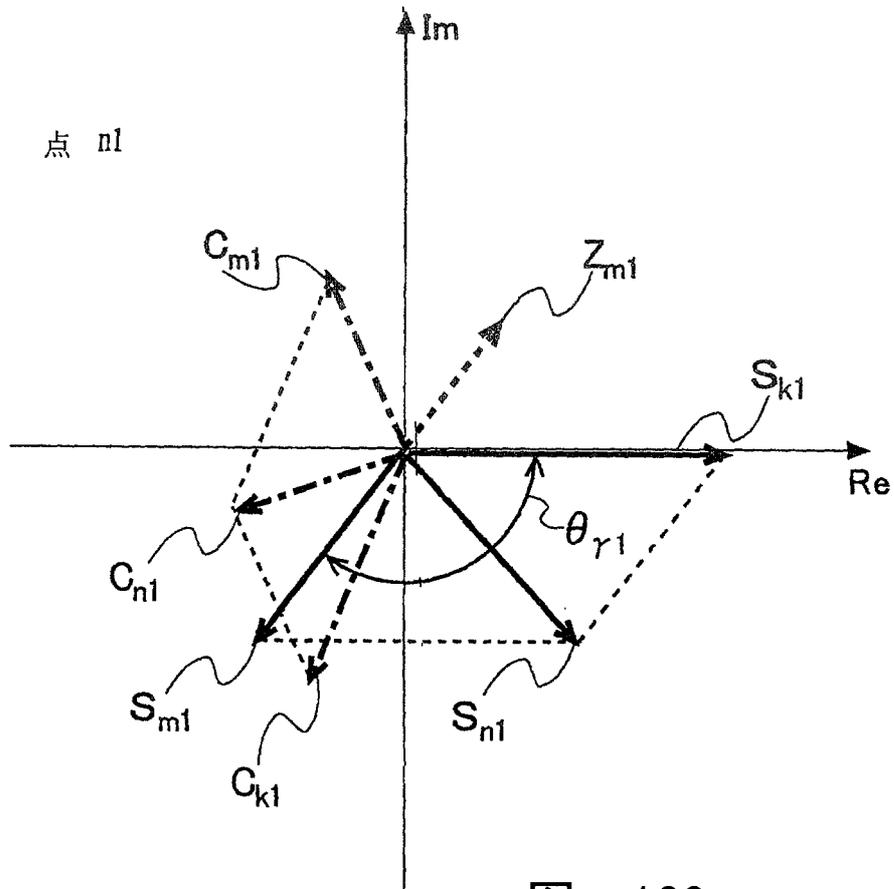


图 12C

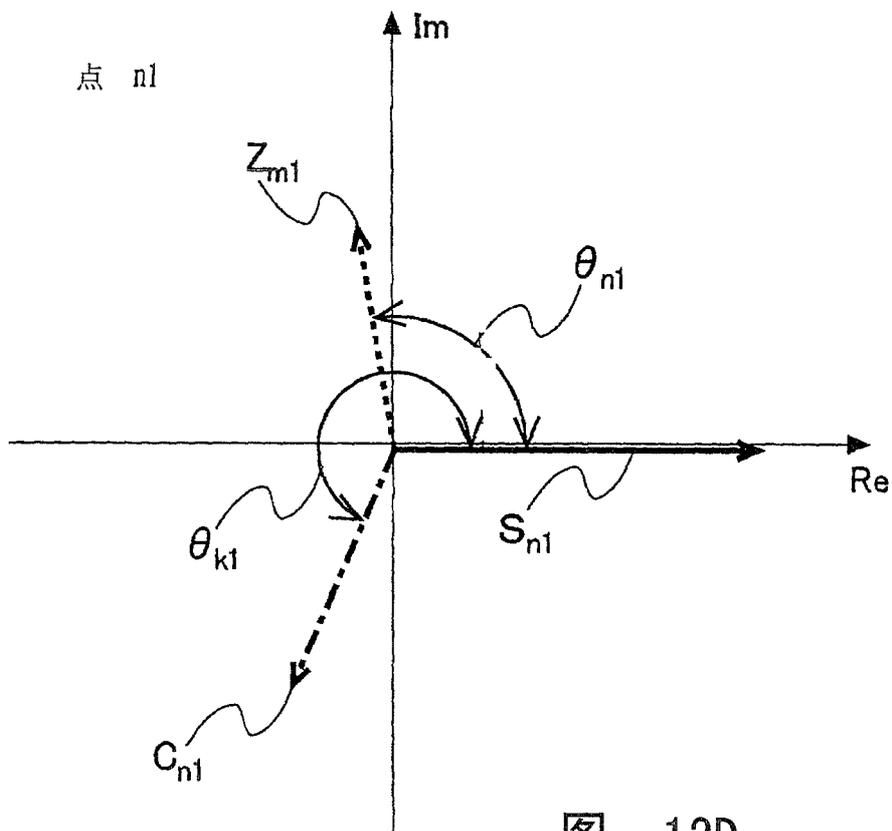


图 12D

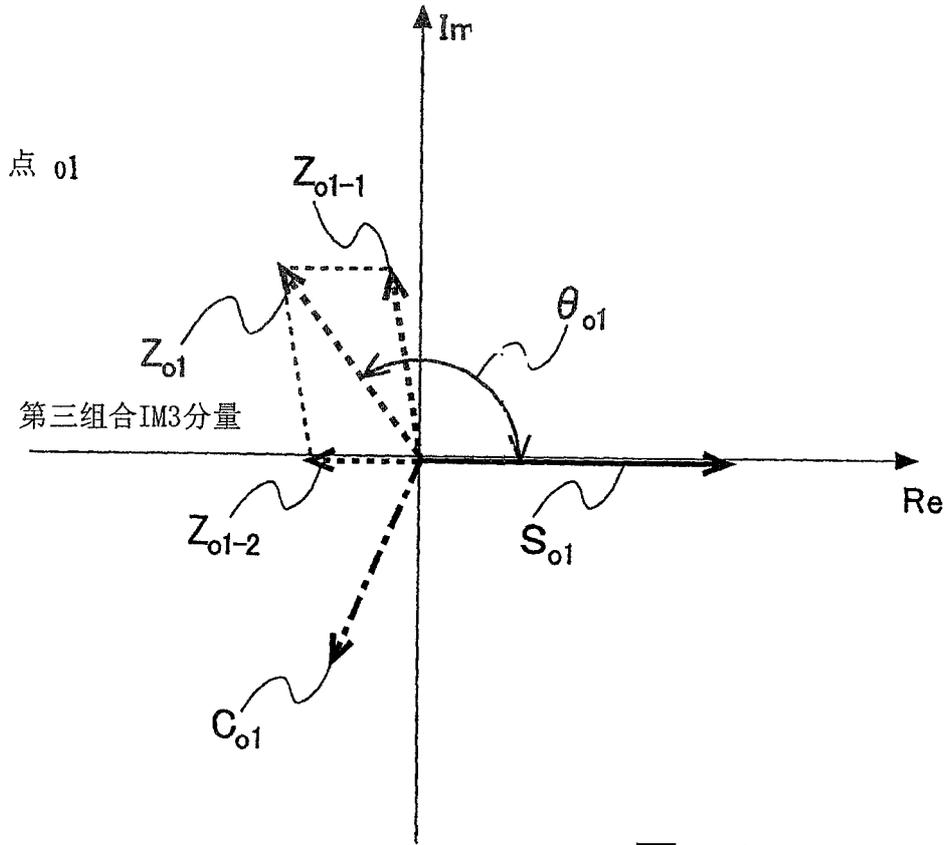


图 12E

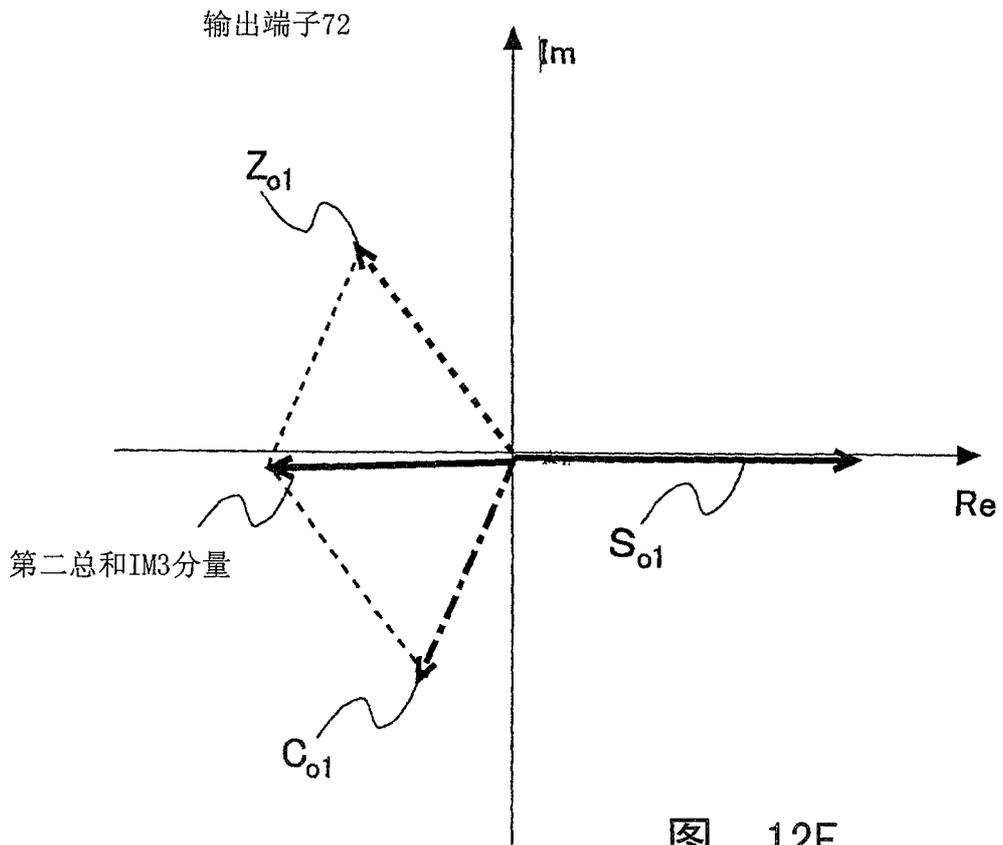


图 12F

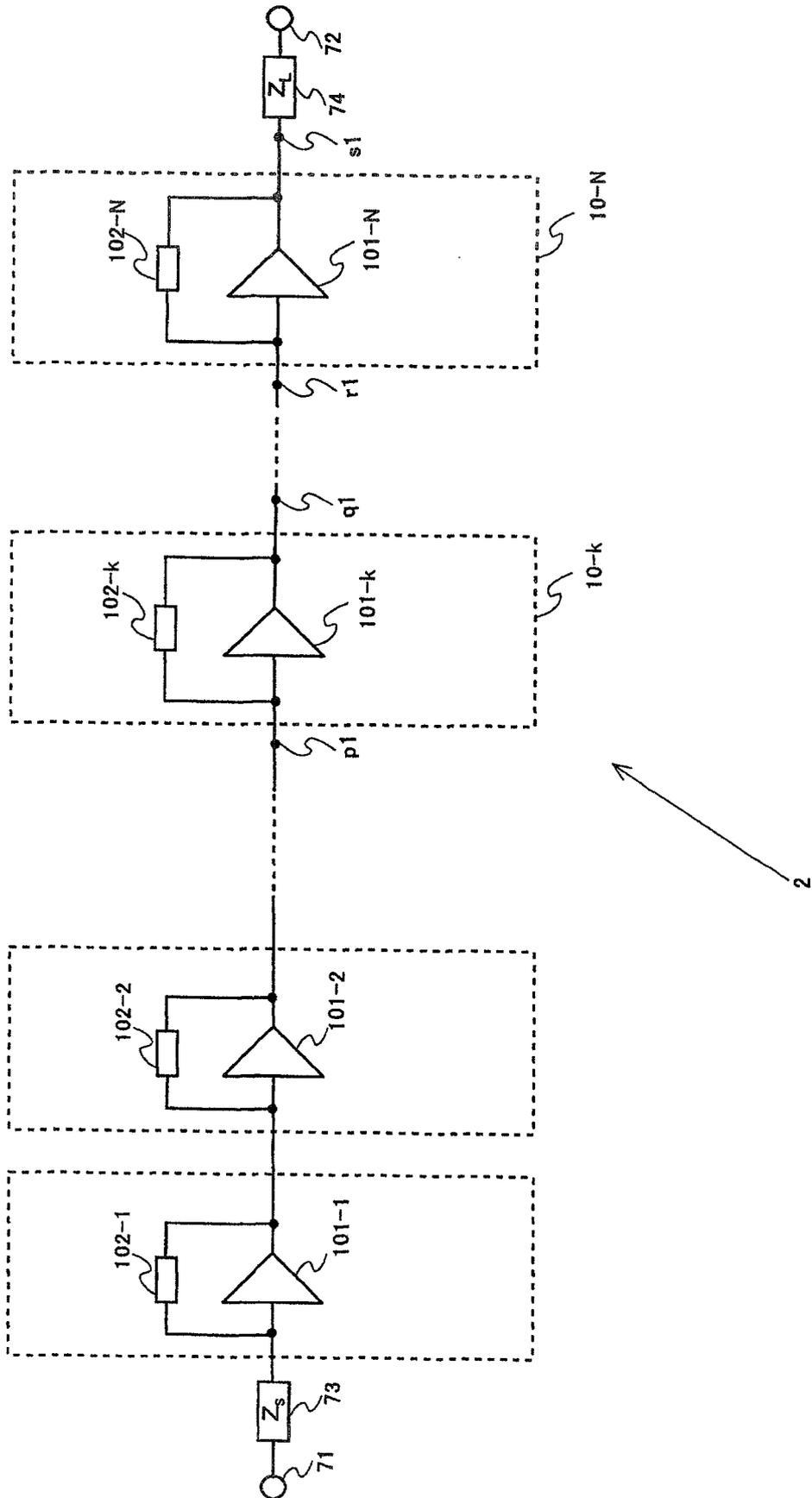


图 13

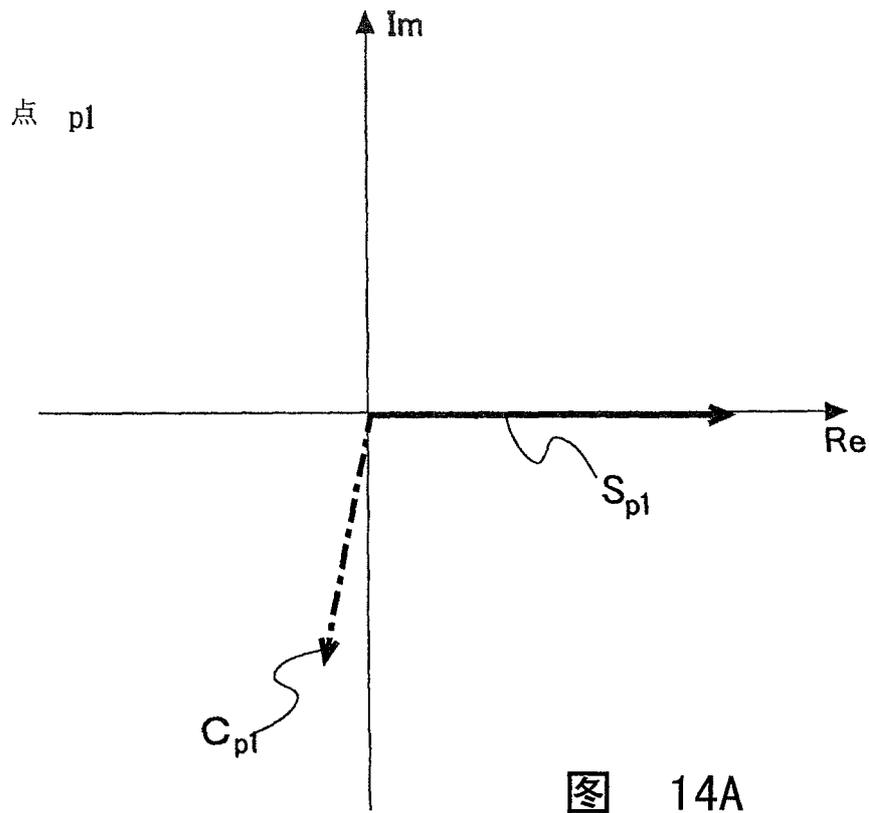


图 14A

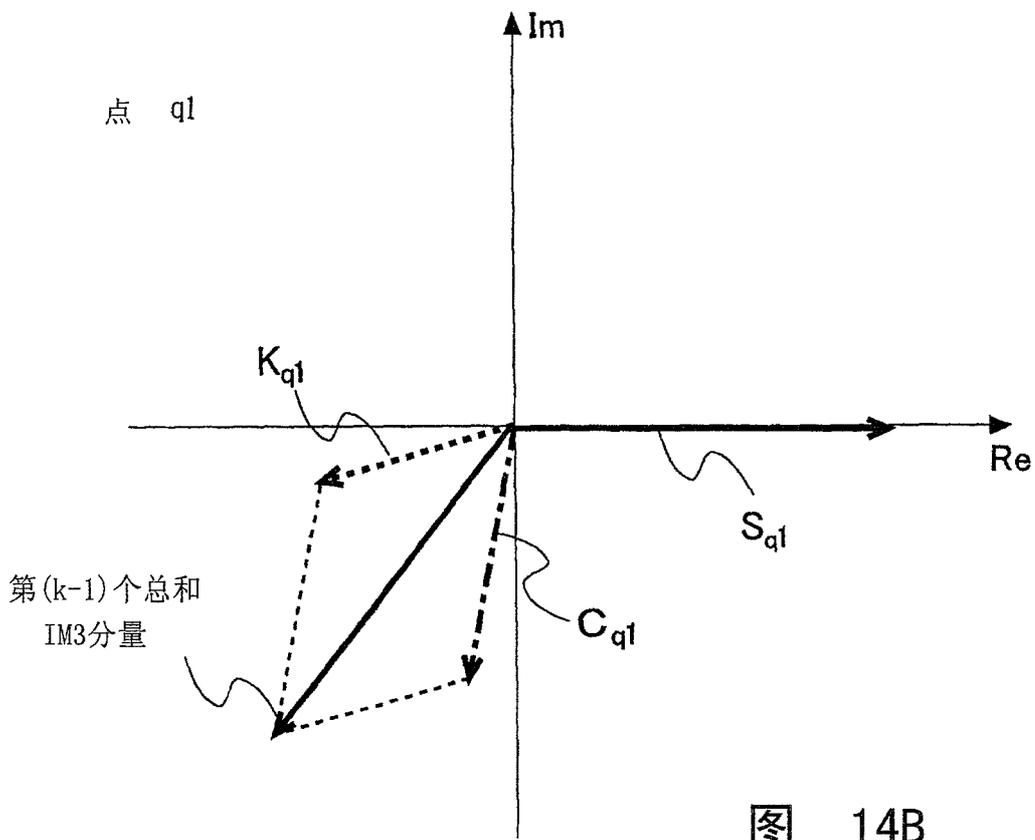


图 14B

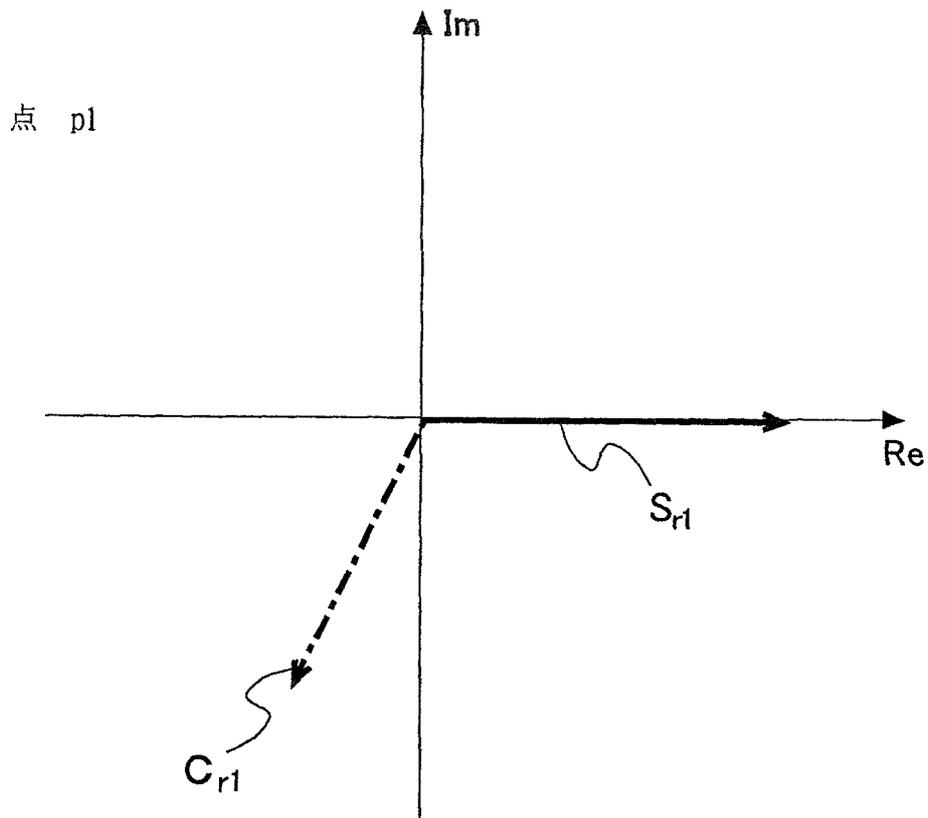


图 15A

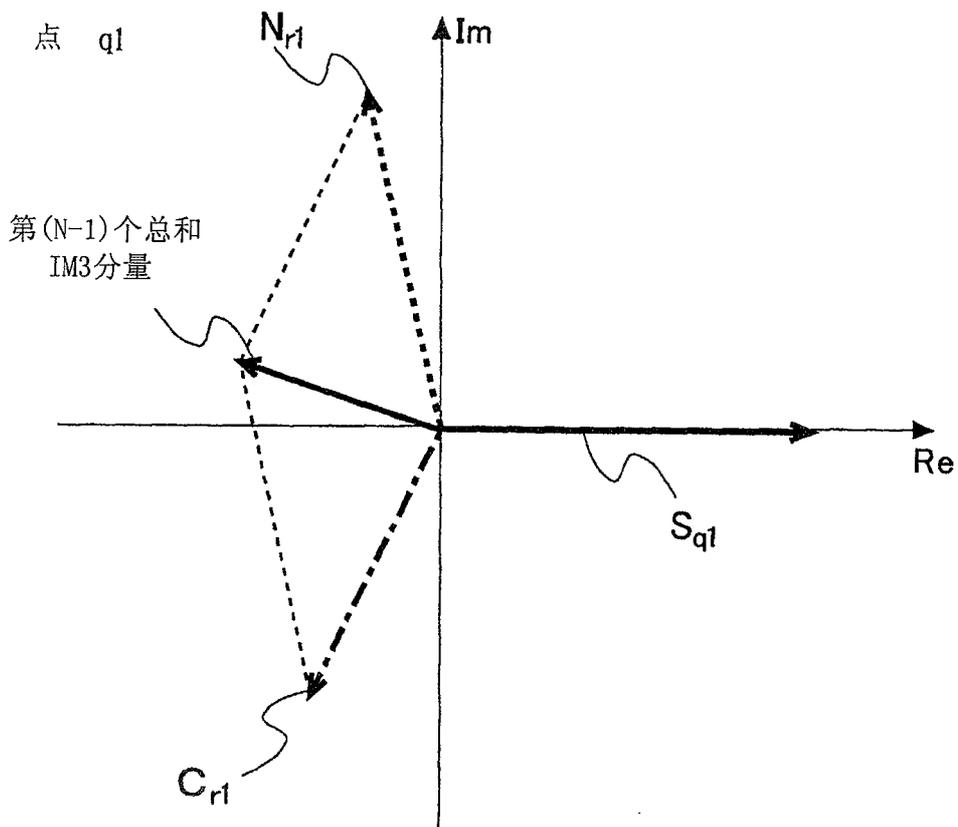


图 15B

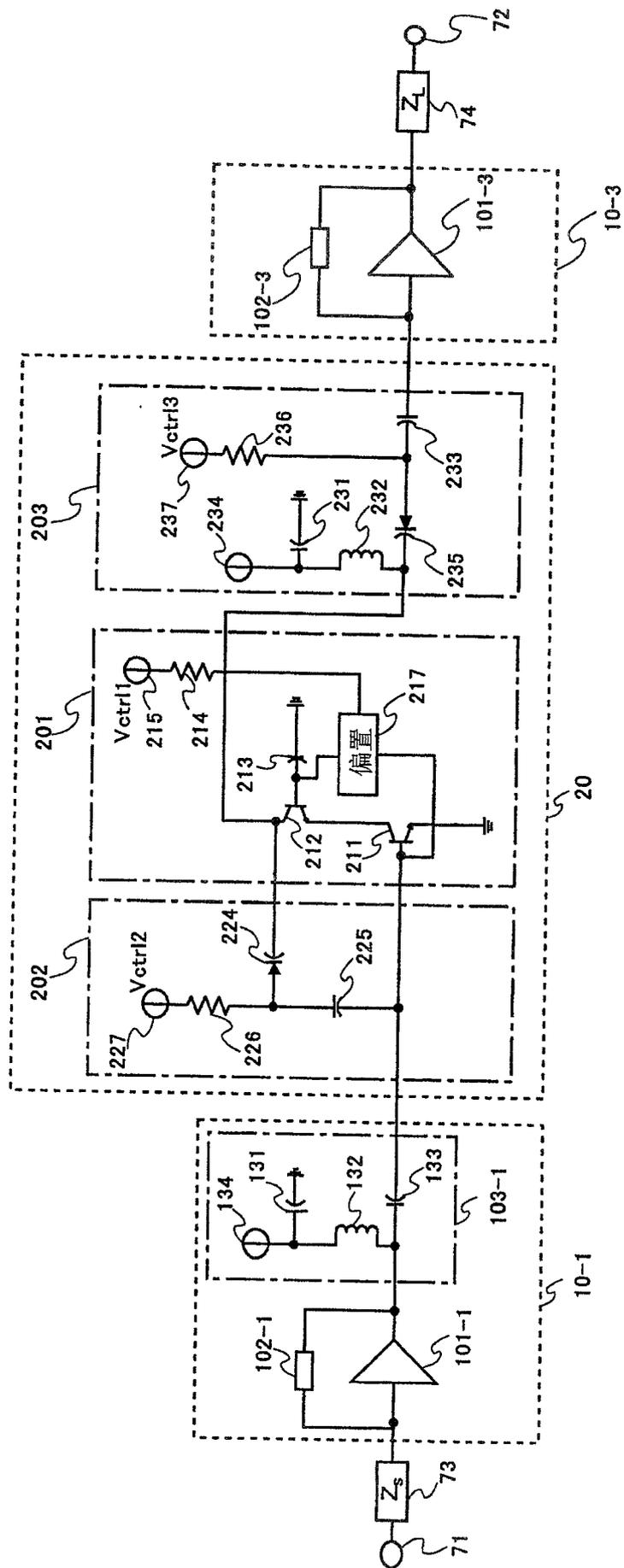


图 16

4

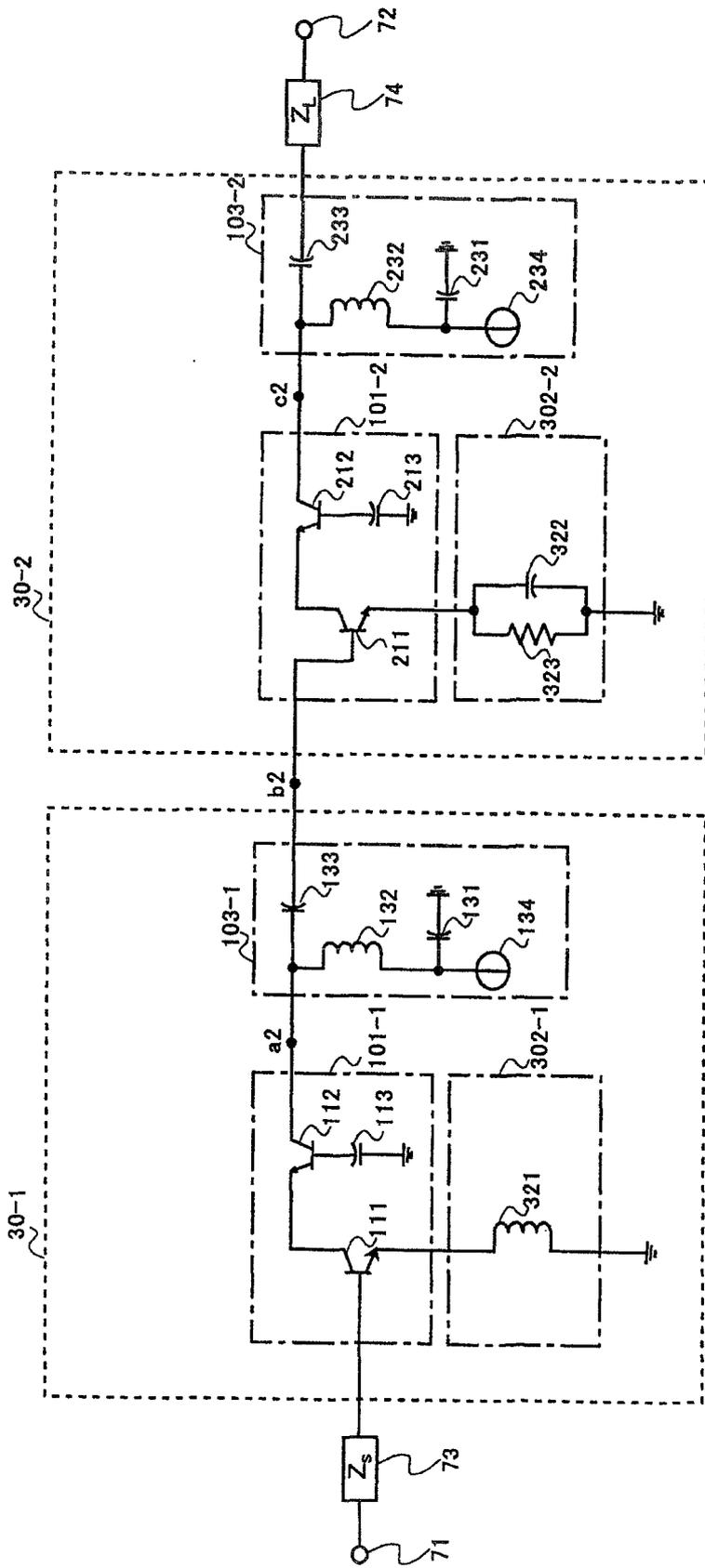


图 17

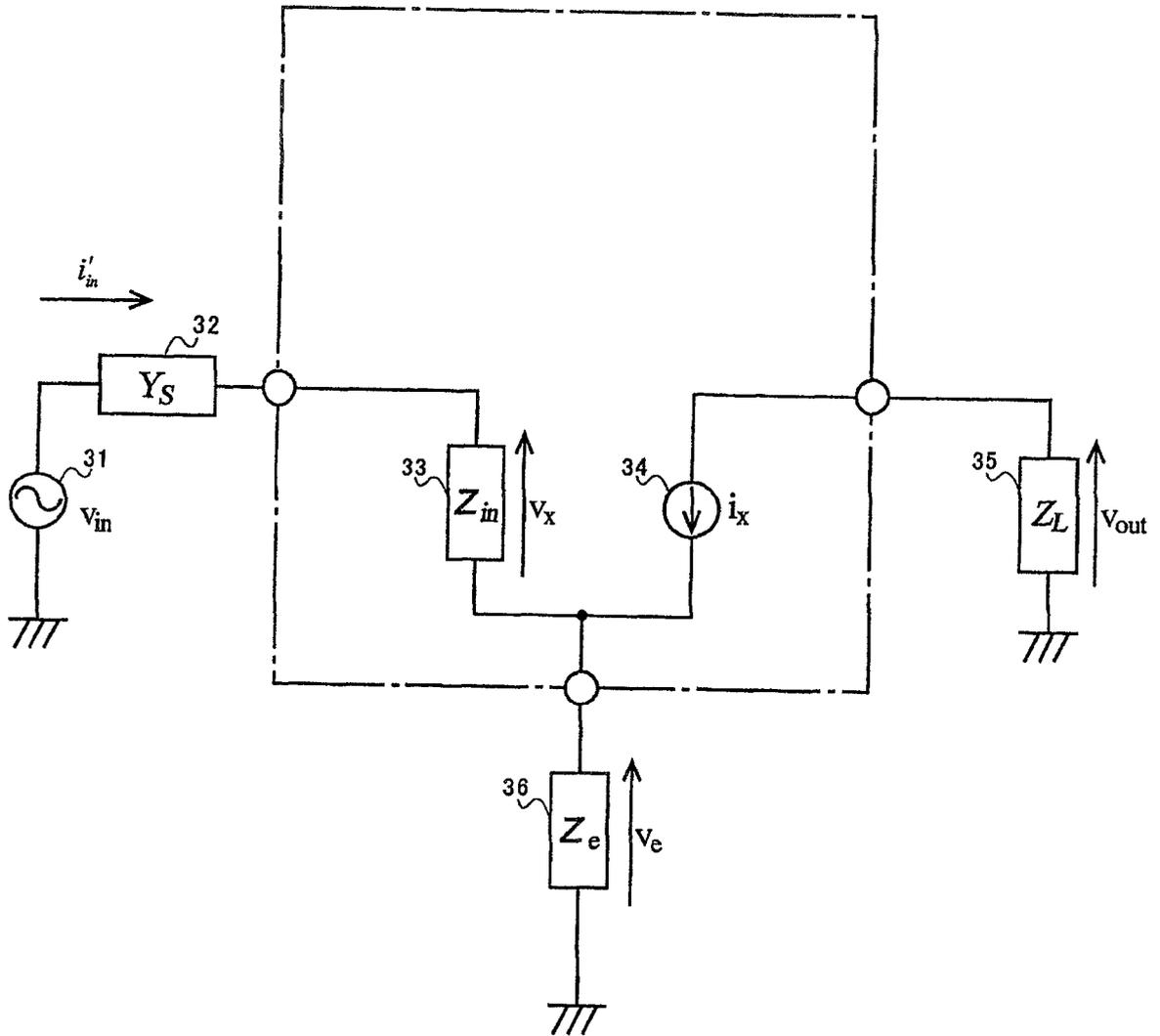


图 18

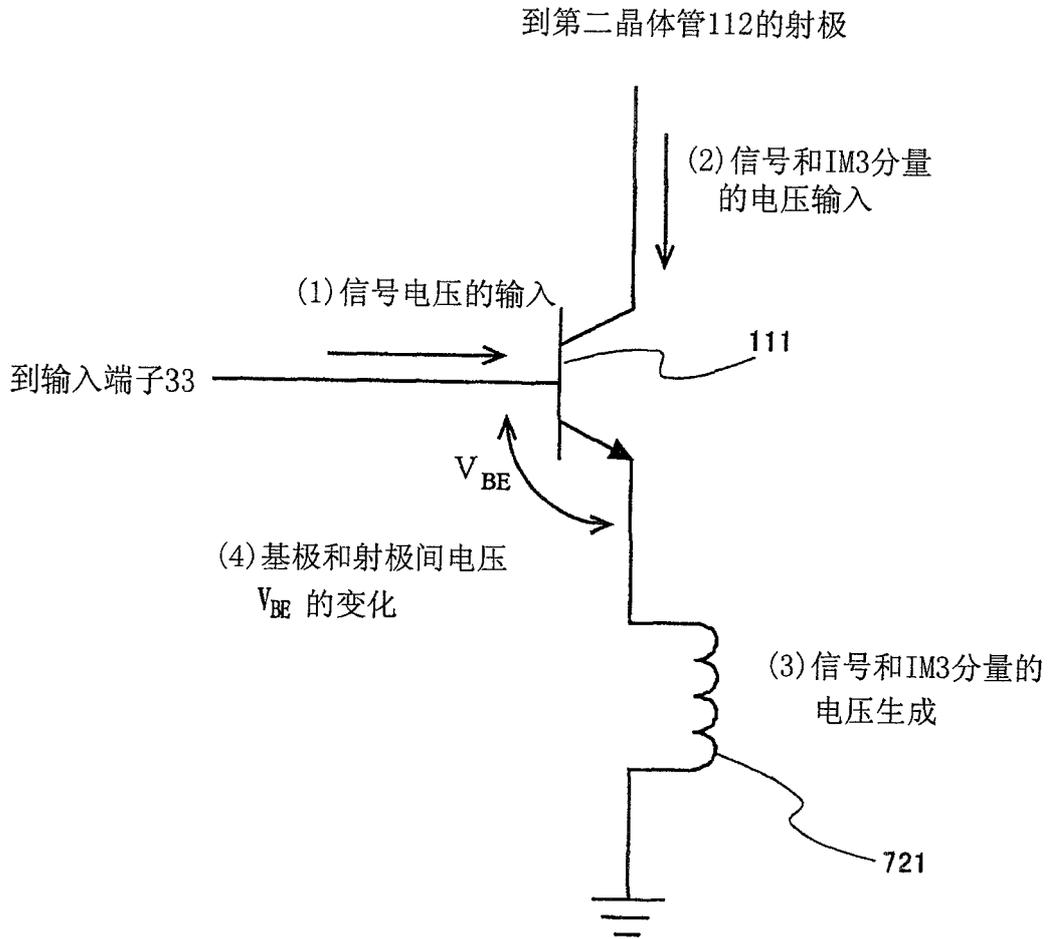
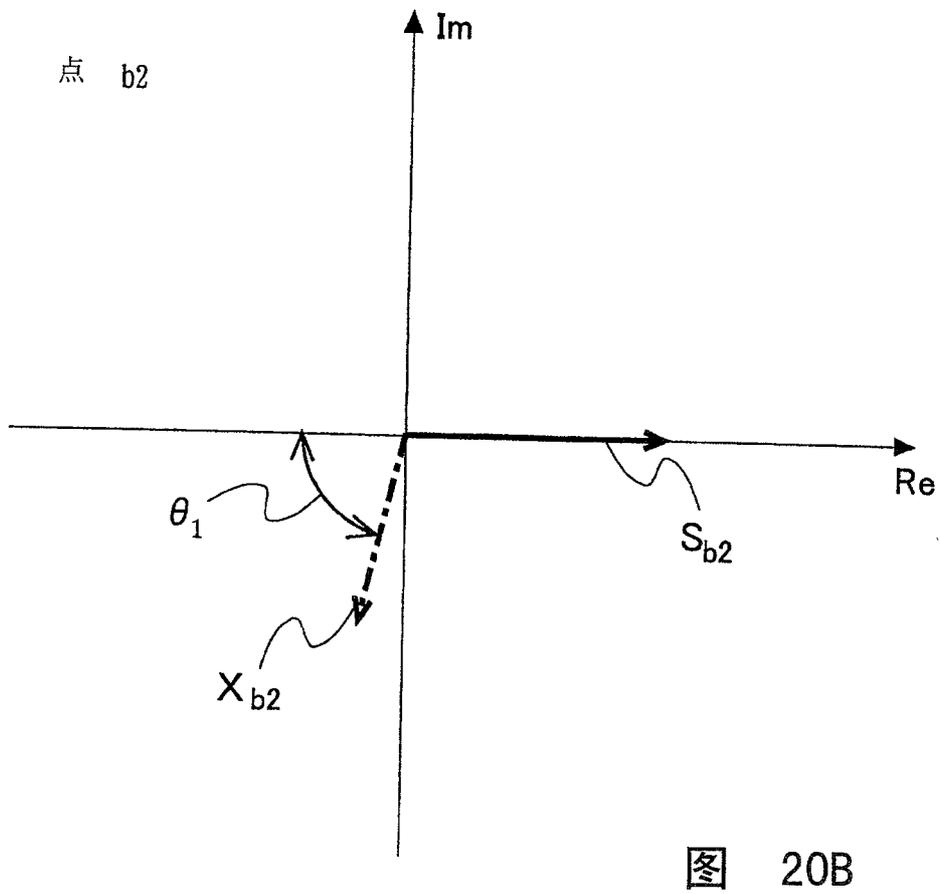
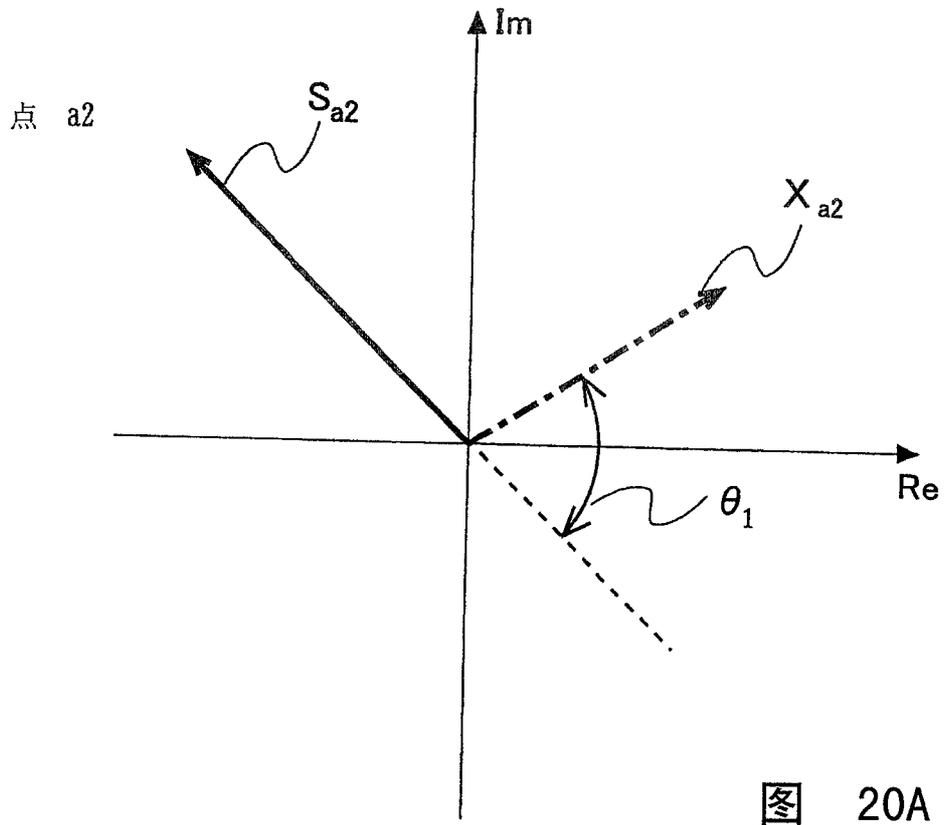


图 19



点 b2

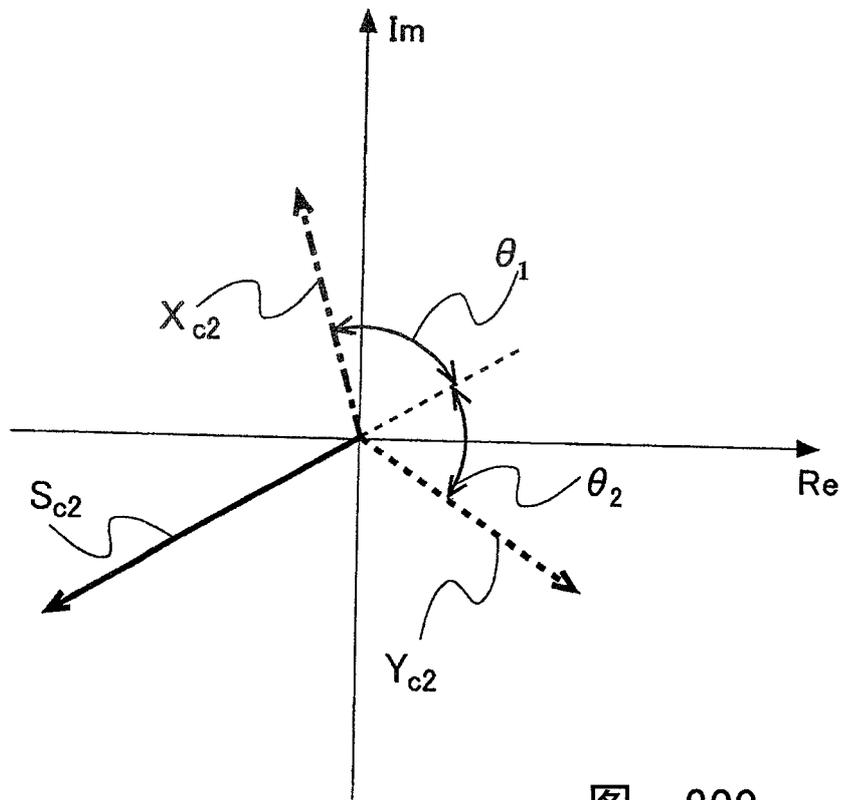


图 20C

点 b2

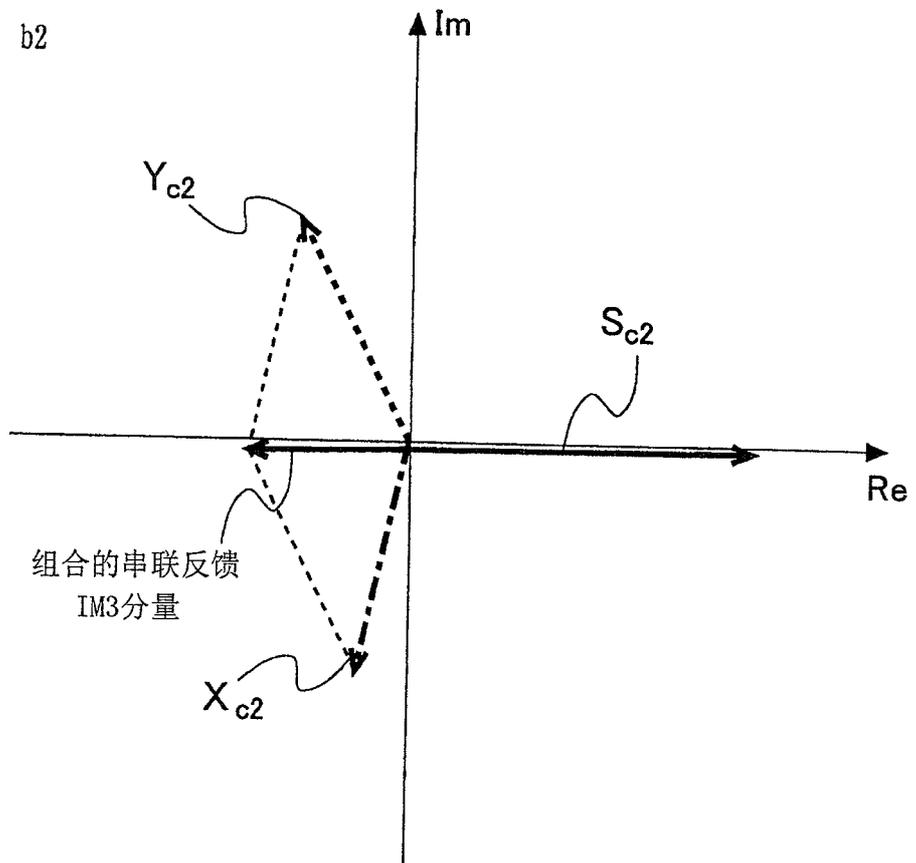


图 20D

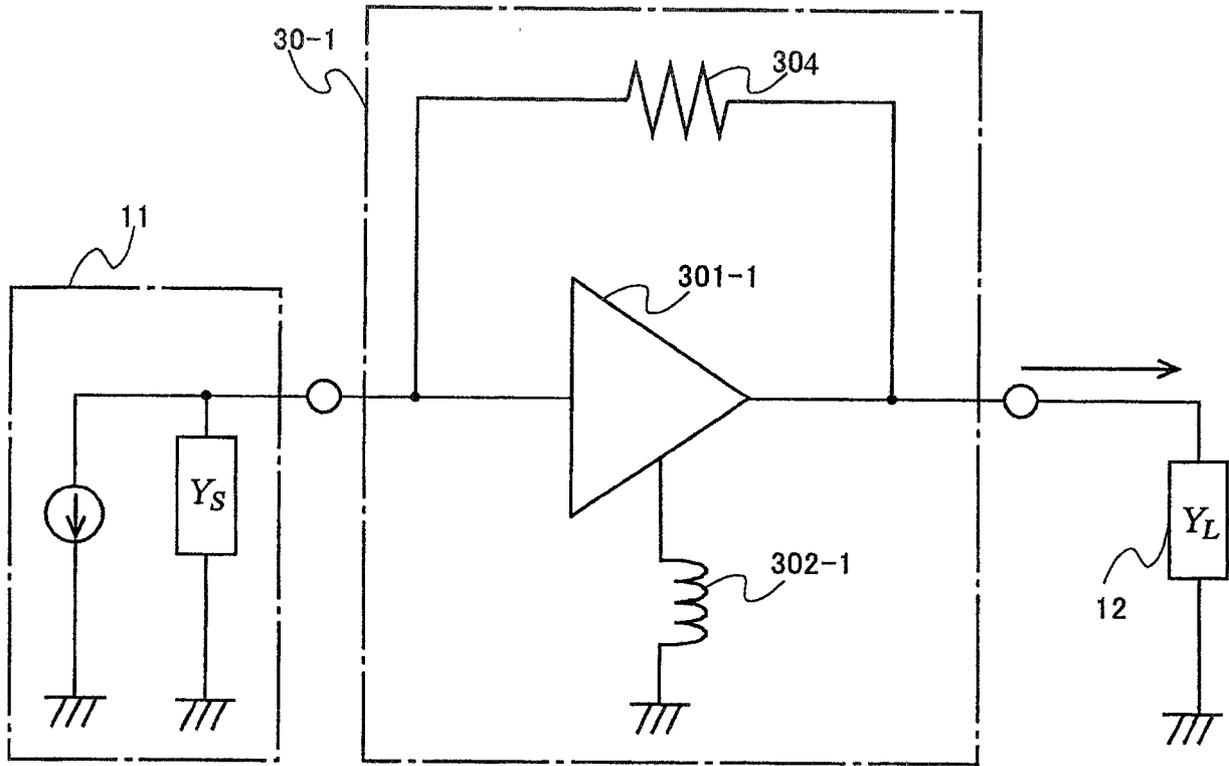


图 21

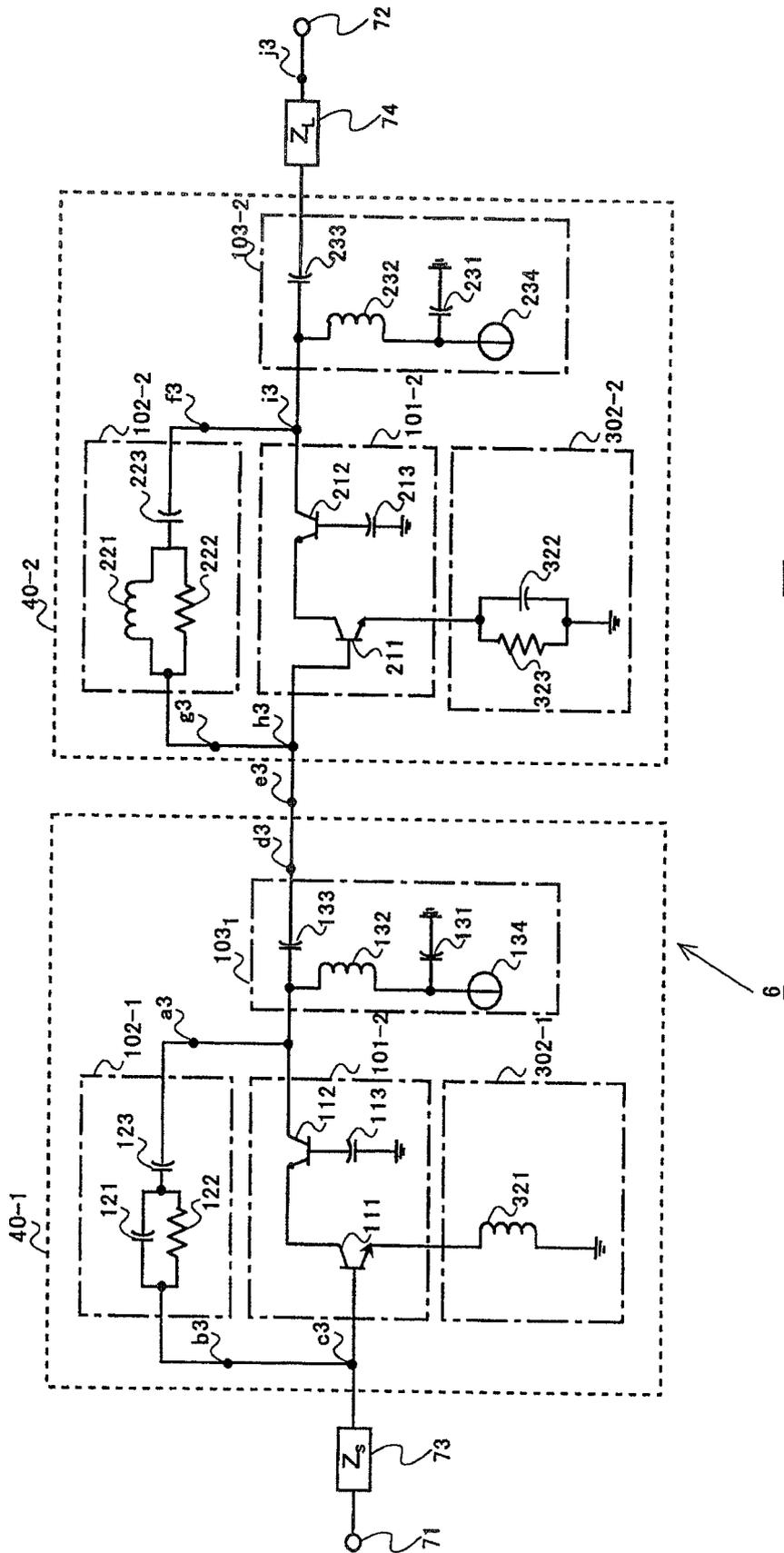


图 22

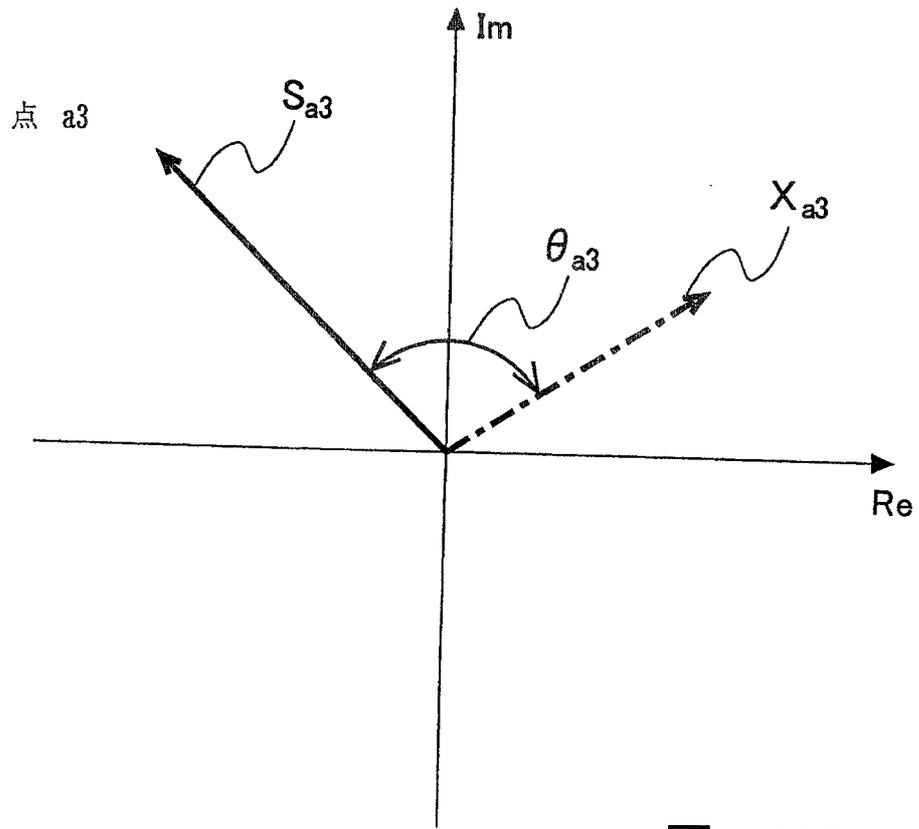


图 23A

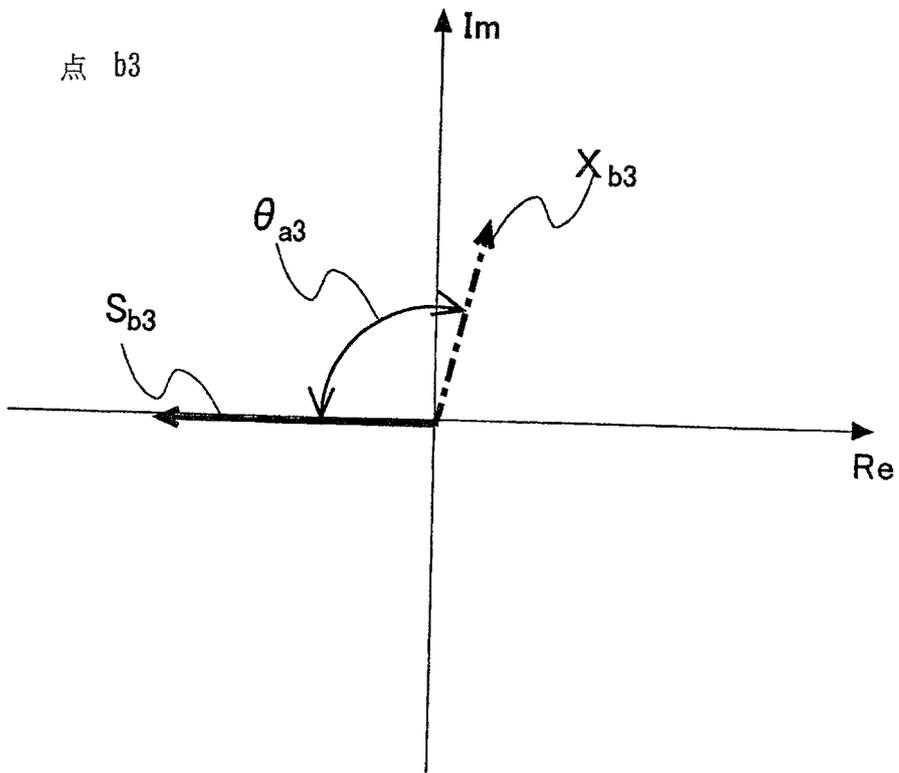


图 23B

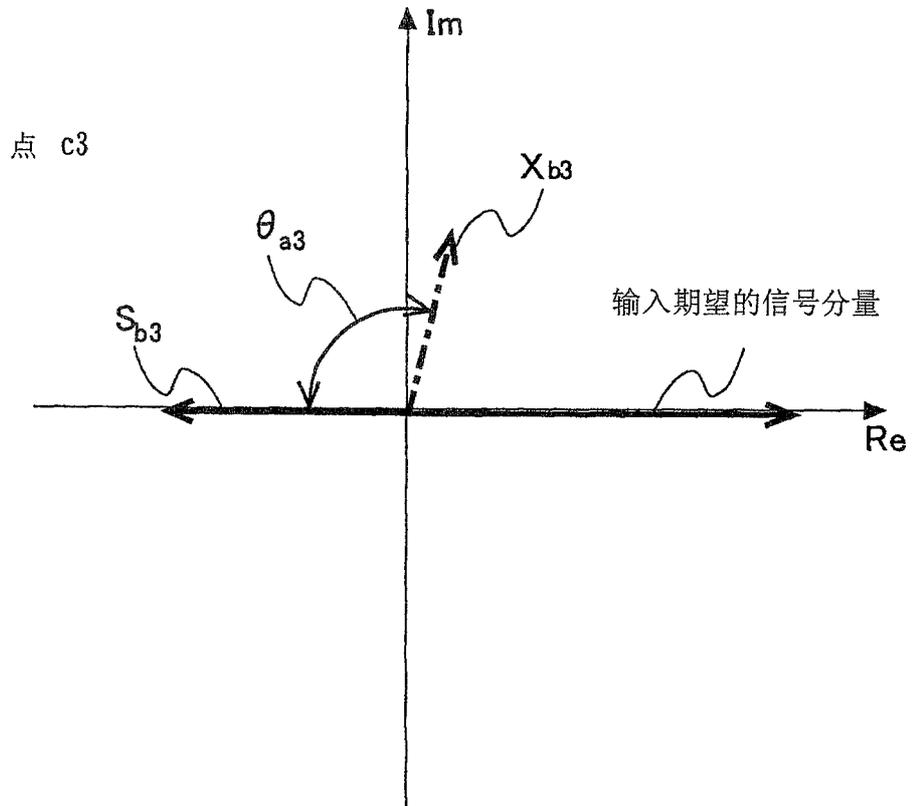


图 23C

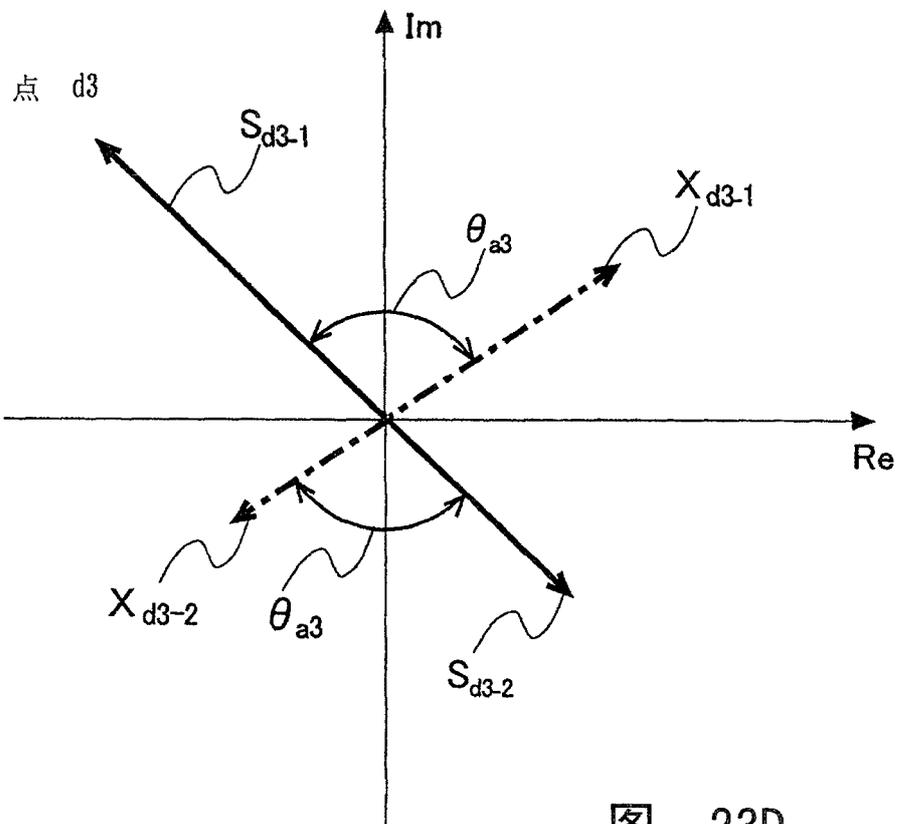


图 23D

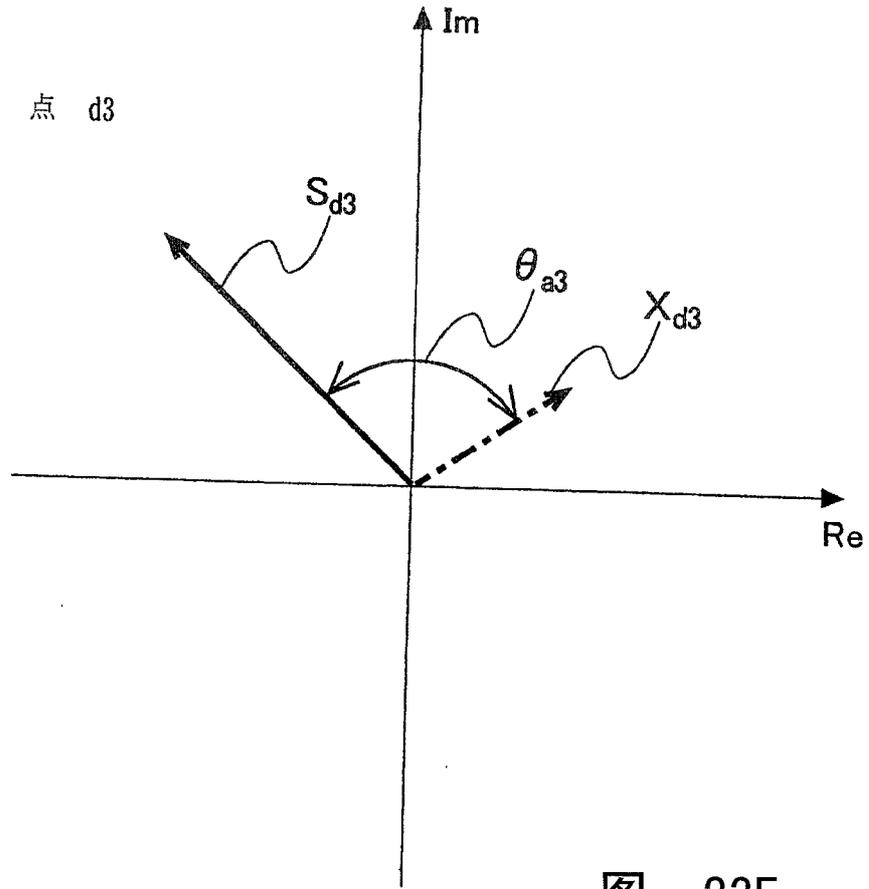


图 23E

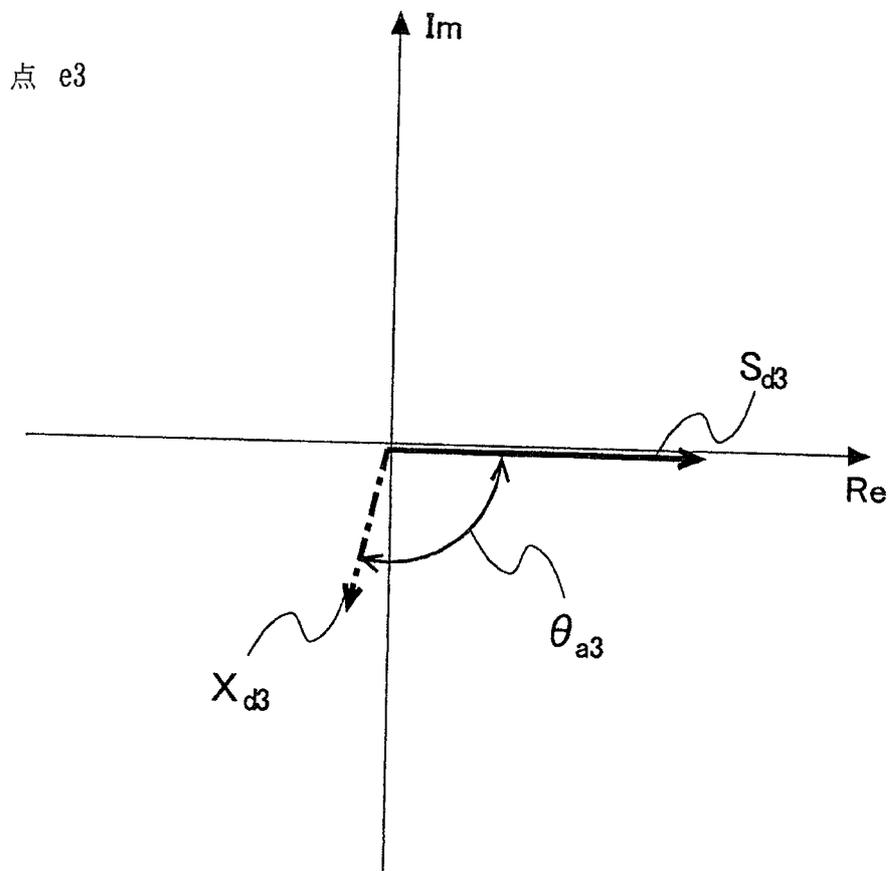


图 24A

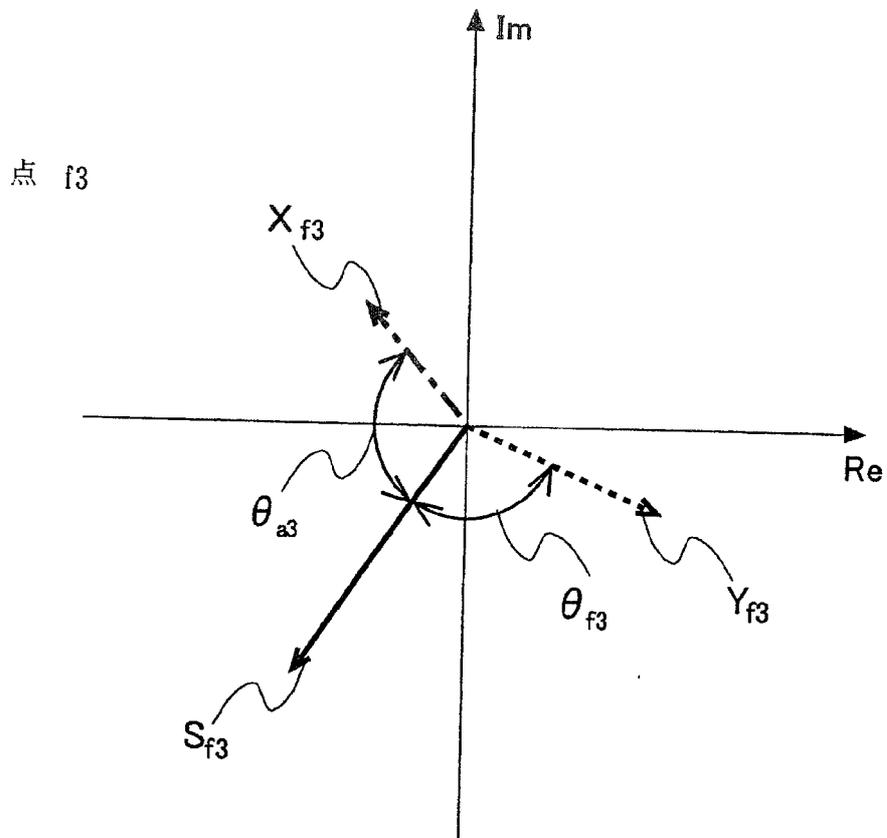


图 24B

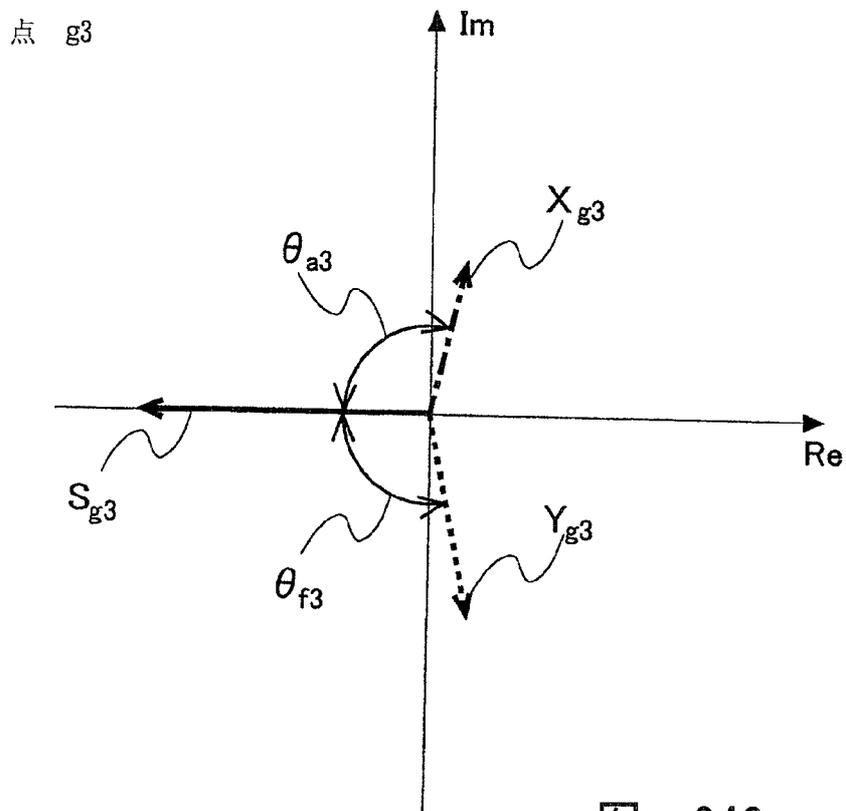


图 24C

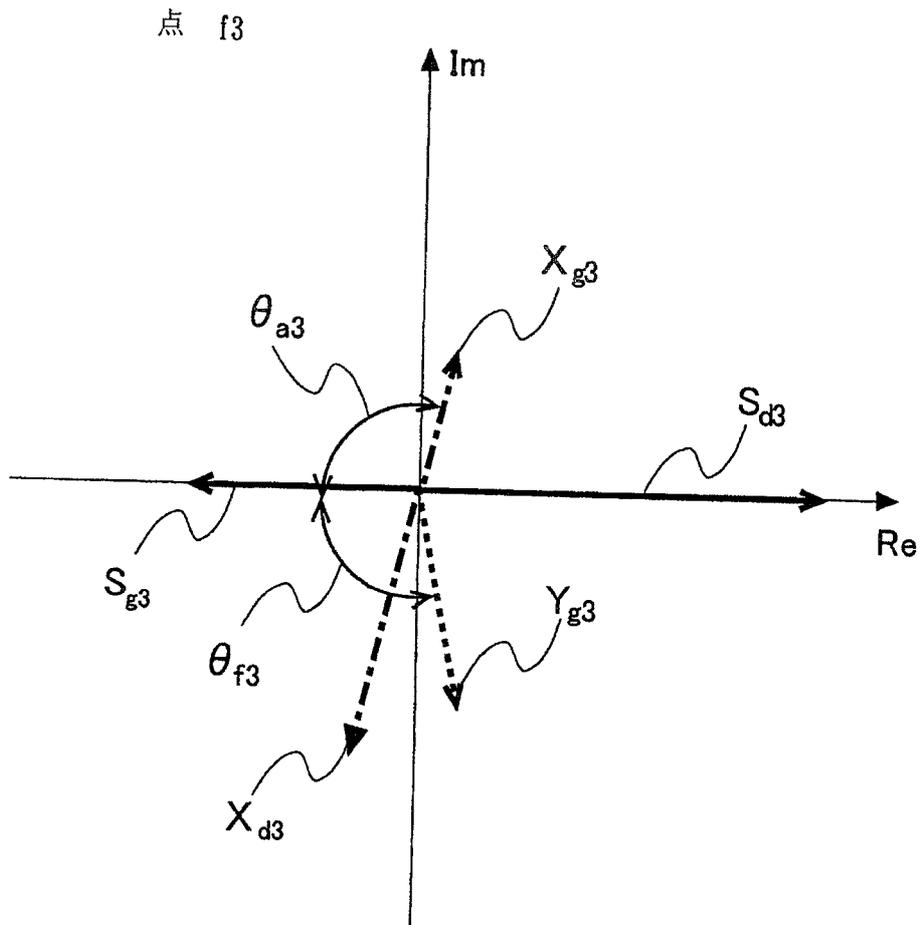


图 24D

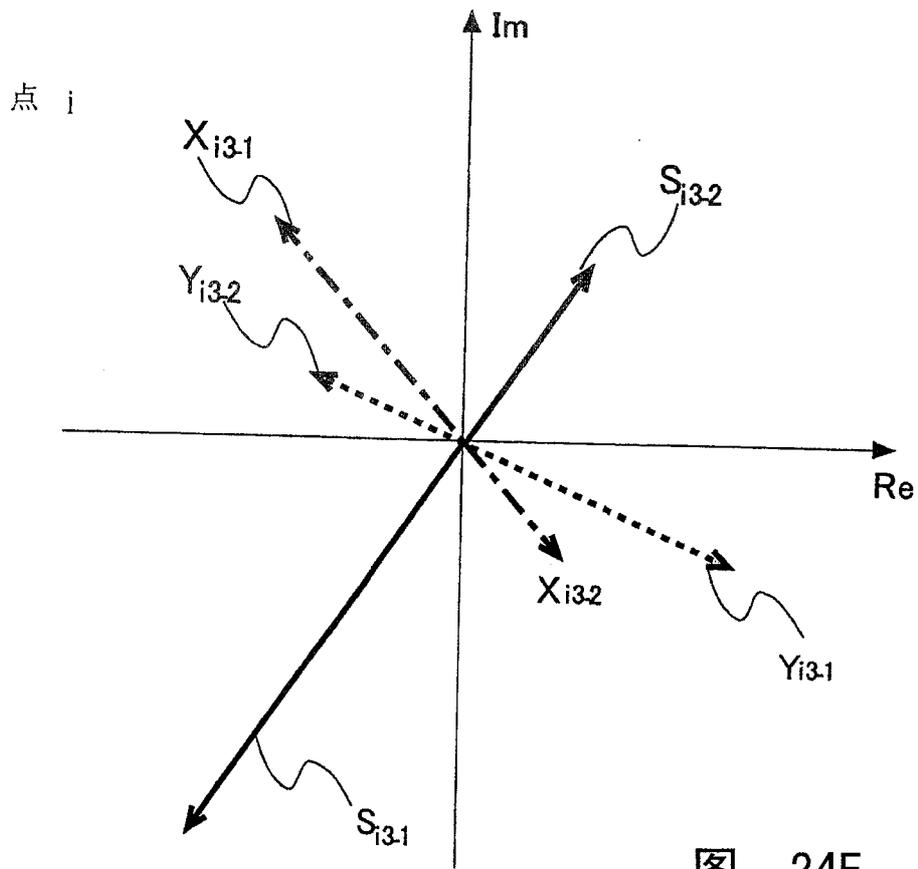


图 24E

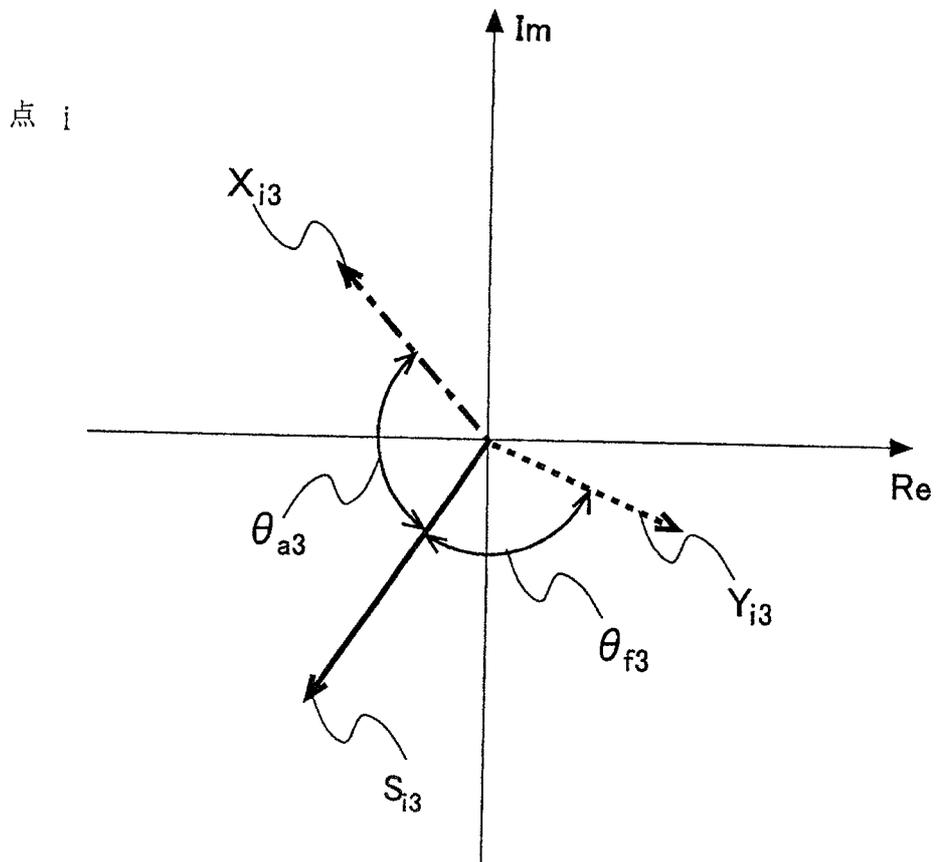


图 24F

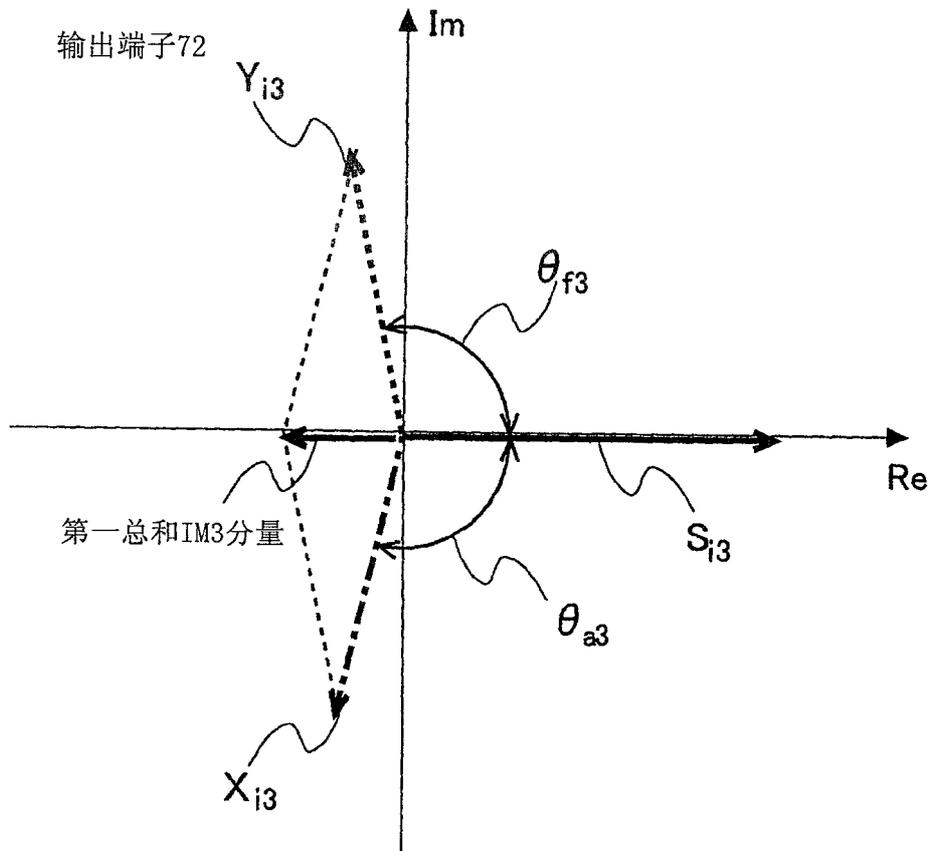


图 24G

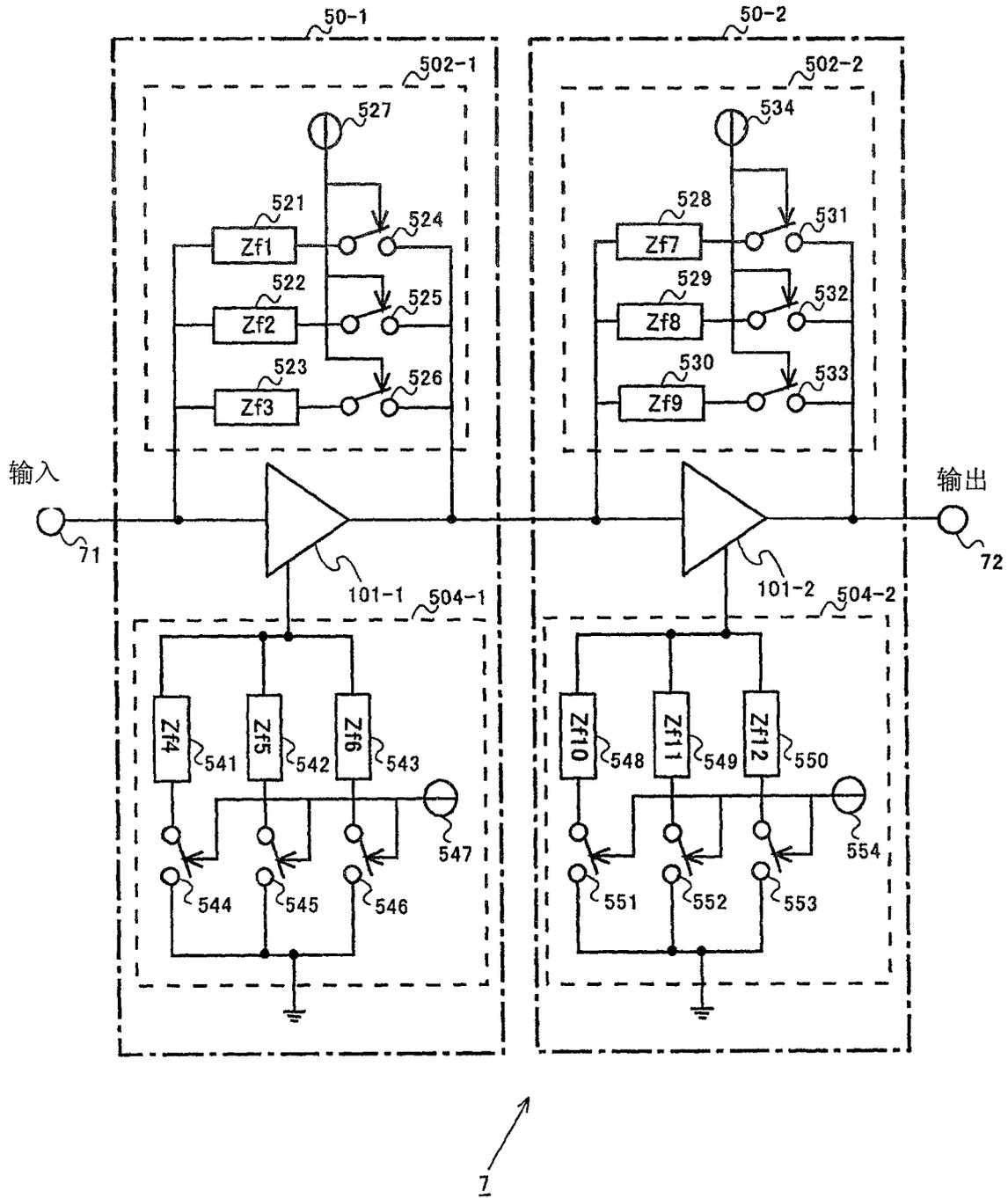


图 25

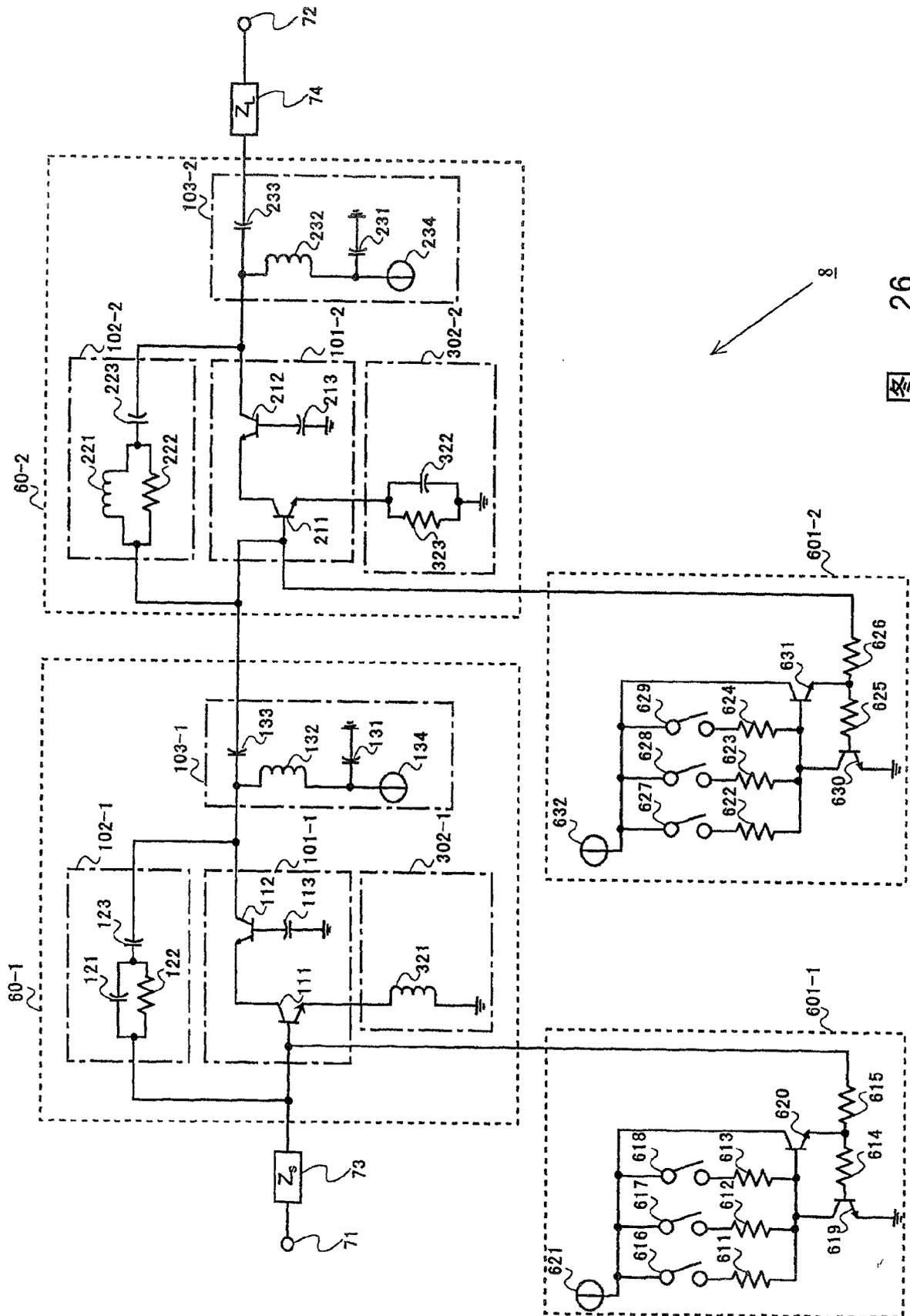


图 26

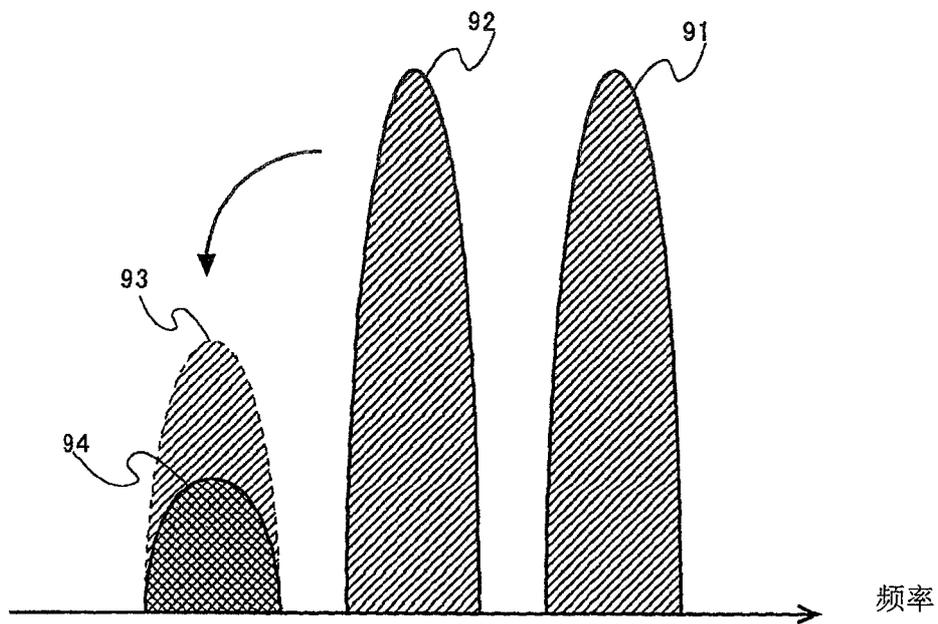


图 27

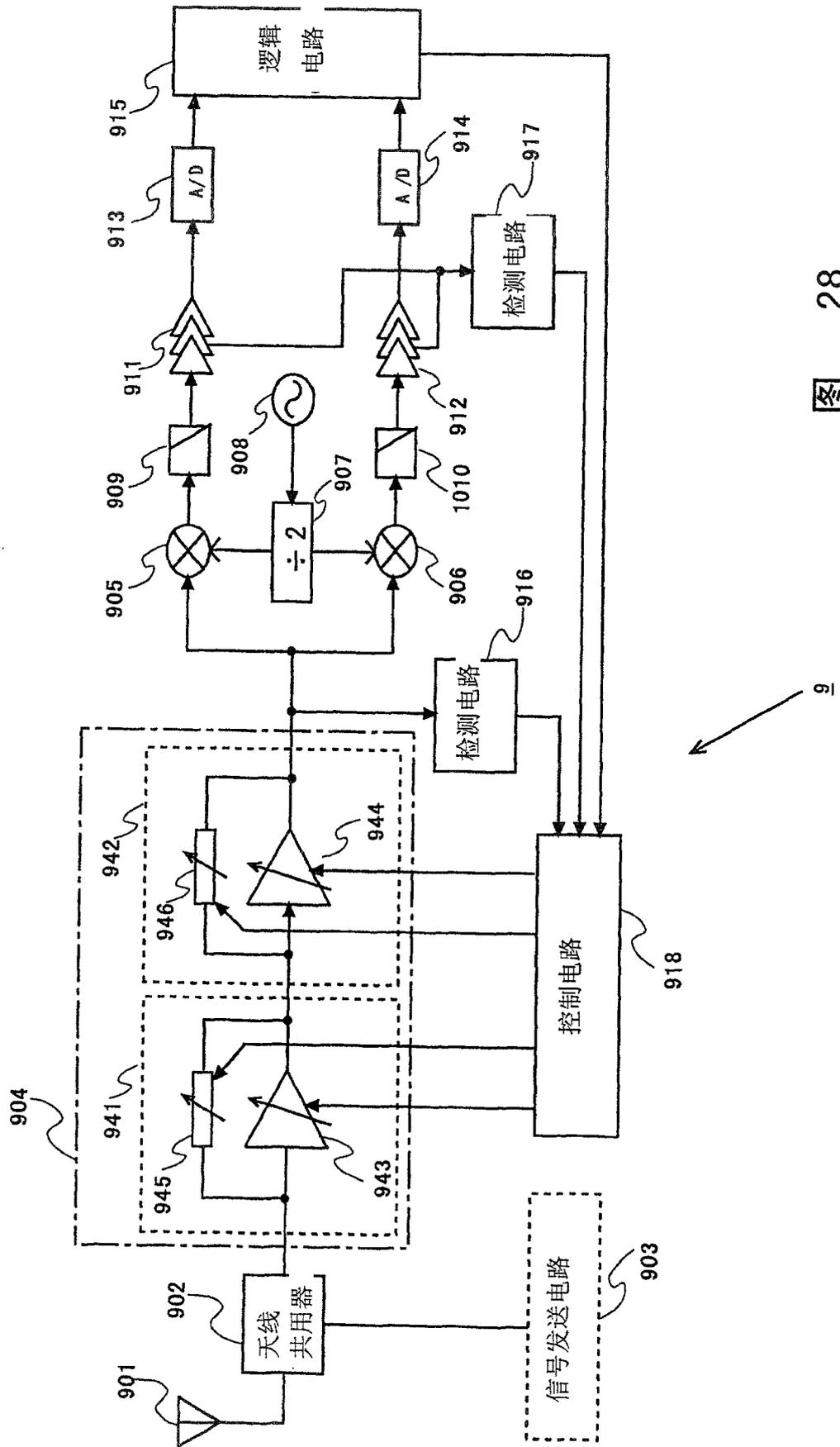


图 28

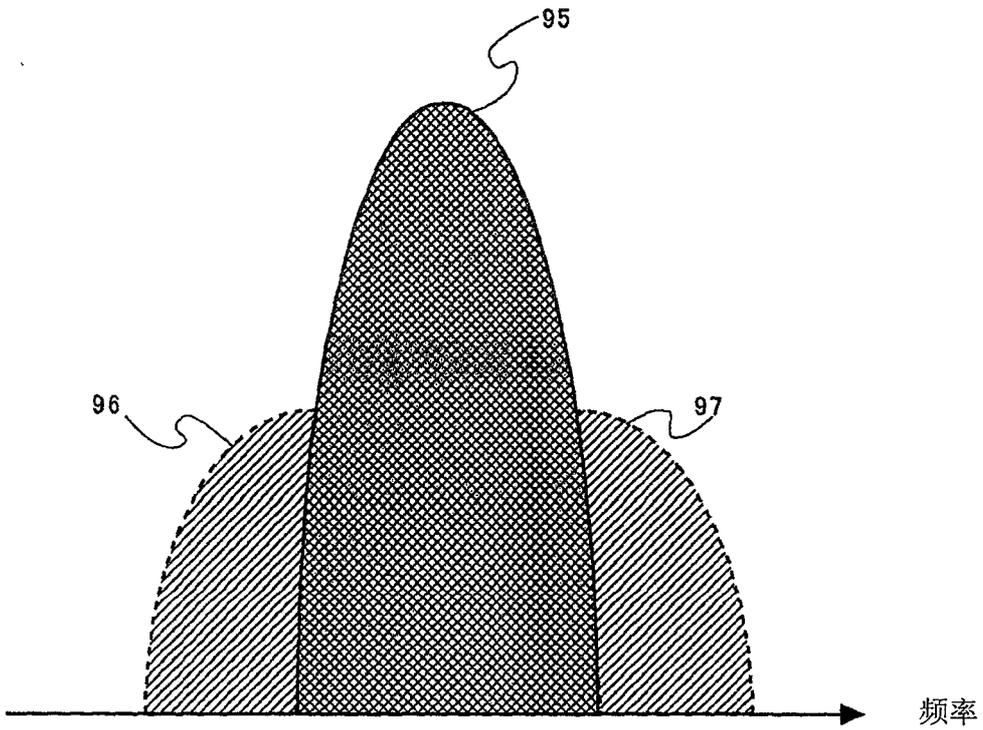


图 29

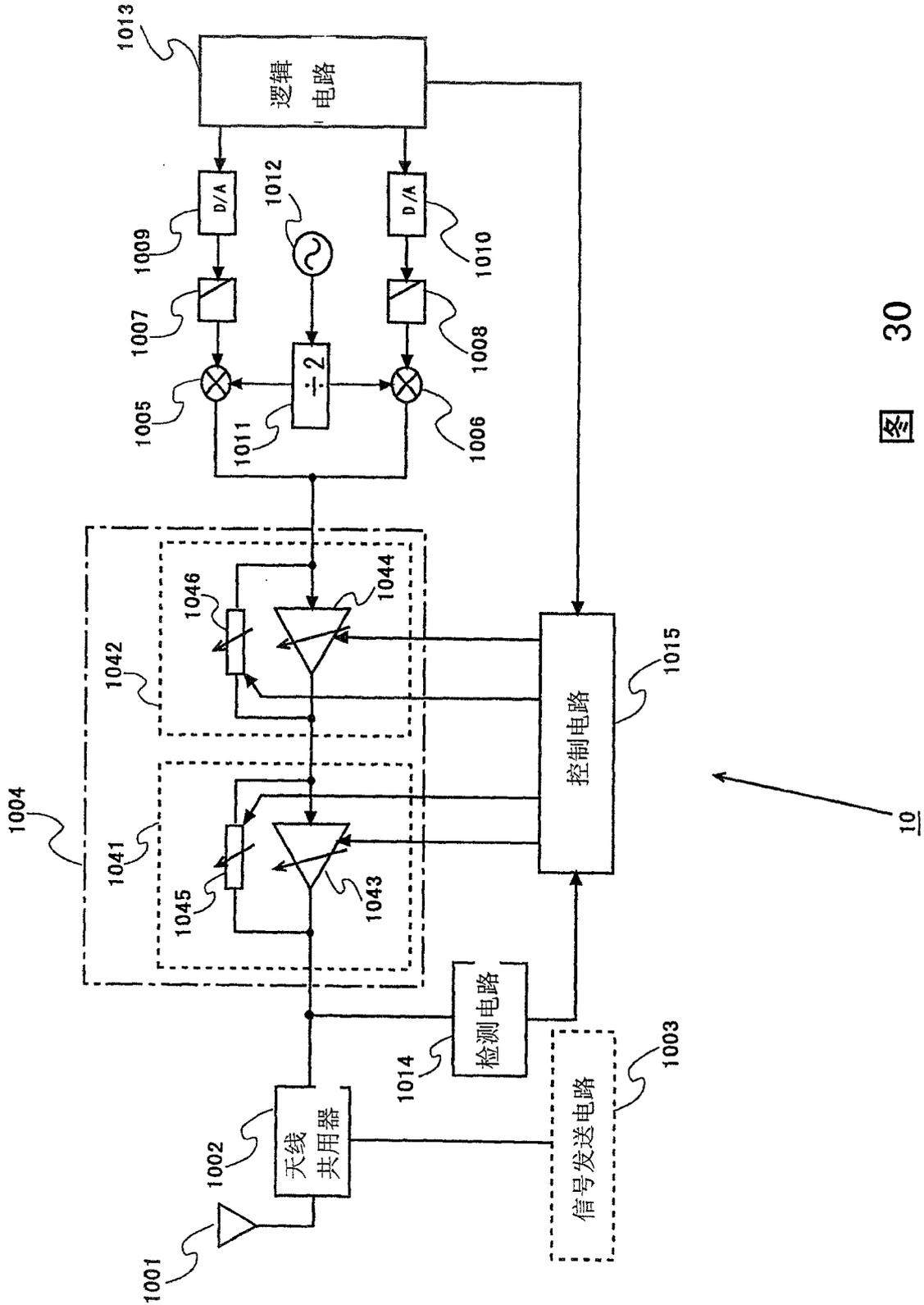


图 30

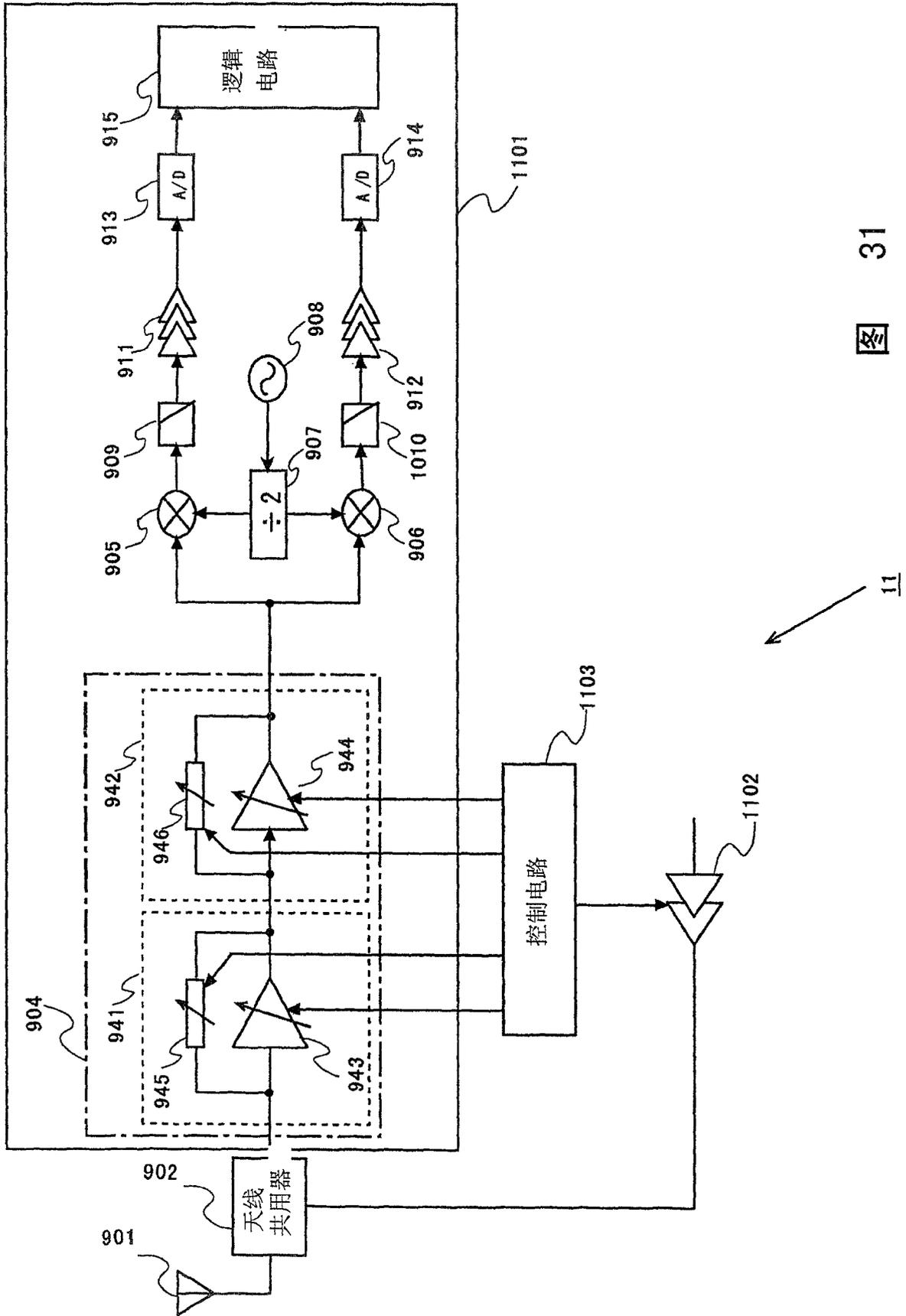


图 31

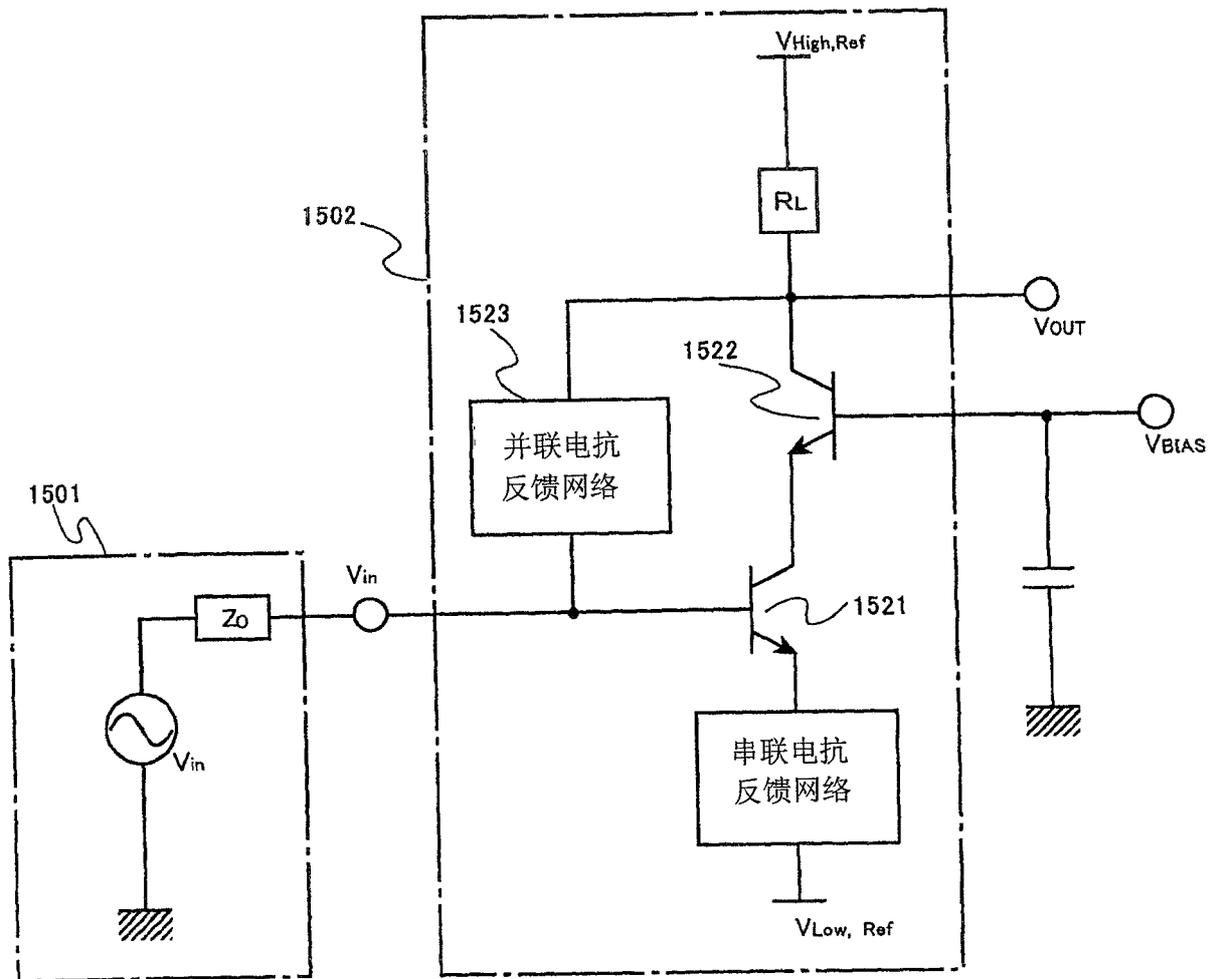


图 32

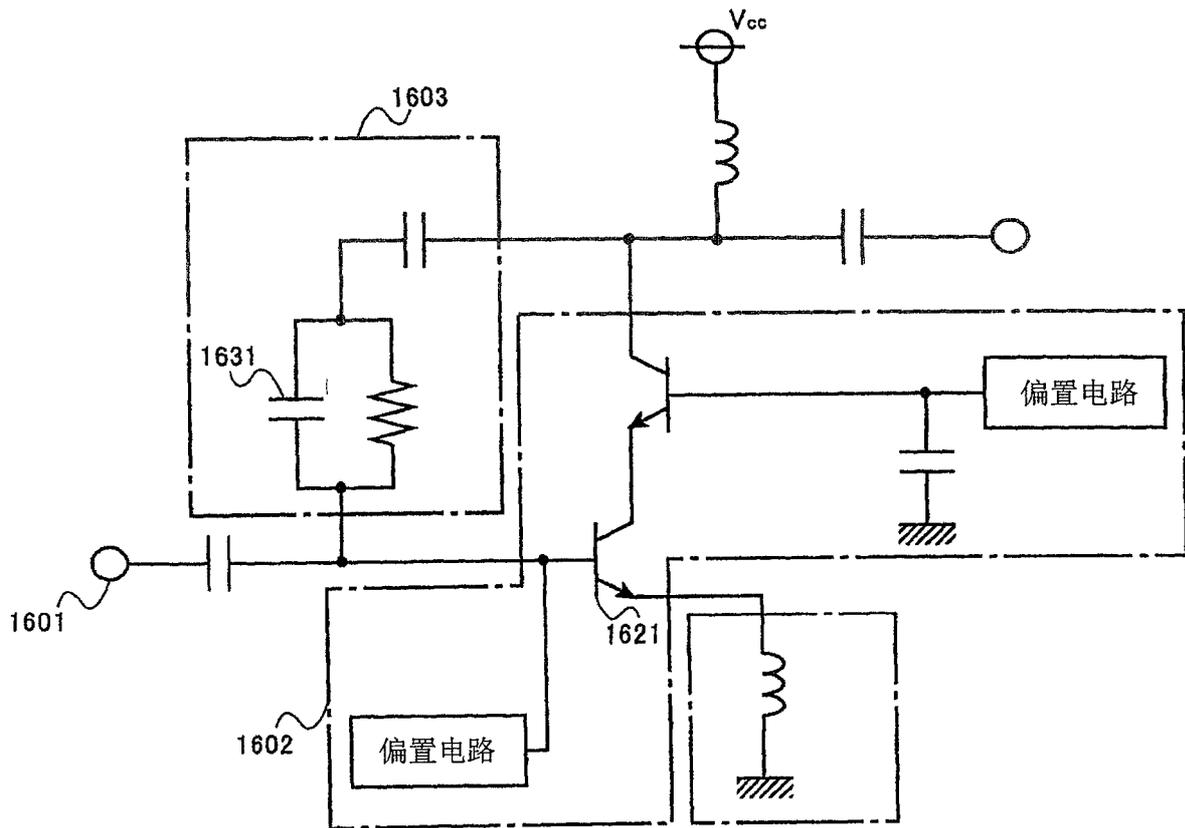


图 33

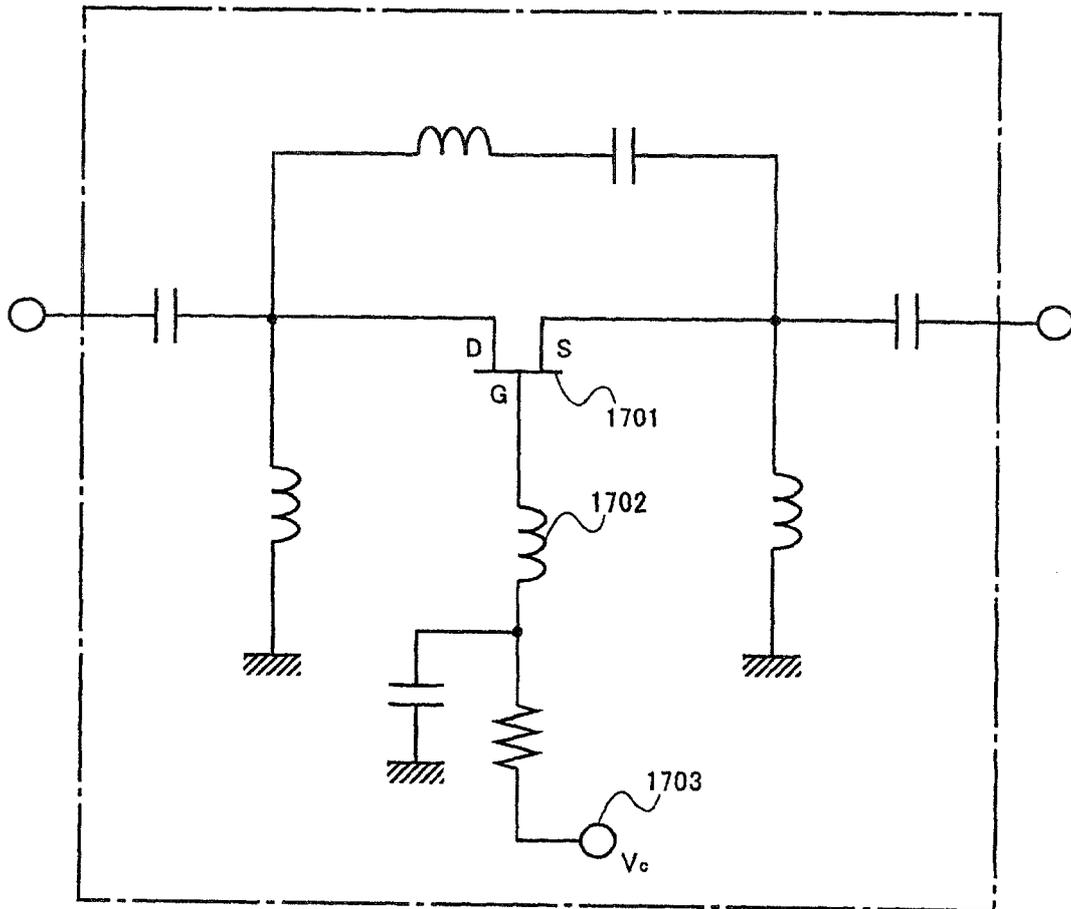


图 34