

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H03F 3/38 (2006.01)

H03F 1/02 (2006.01)

H03F 1/32 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410057843.1

[45] 授权公告日 2009年8月12日

[11] 授权公告号 CN 100527605C

[22] 申请日 2004.8.19

[21] 申请号 200410057843.1

[30] 优先权

[32] 2003.8.29 [33] JP [31] 305657/2003

[32] 2004.6.23 [33] JP [31] 184669/2004

[73] 专利权人 株式会社瑞萨科技

地址 日本东京

[72] 发明人 松本秀俊 田上知纪 大西正己

[56] 参考文献

CN1361938A 2002.7.31

US5642071 A 1997.6.24

US6175273 B1 2001.1.16

审查员 刘欢

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利
商标事务所

代理人 王以平

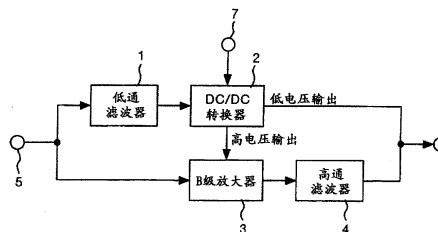
权利要求书5页 说明书17页 附图14页

[54] 发明名称

放大器及使用它的高频功率放大器

[57] 摘要

本发明实现没有削波失真的宽带·高效率·低失真的放大器以及使用它的，适用于宽带无线通信系统的高效率·低失真的高频功率放大器。具备附加了放大来自端子(5)的输入信号的低频成分的低通滤波器(1)的DC/DC转换器(2)、附加了放大该输入信号输出放大后的高频成分的高通滤波器(4)的B级放大器(3)，并联连接DC/DC转换器(2)和B级放大器(3)，用输入信号的低频成分控制B级放大器(3)的电源电压。



1. 一种放大器，其特征在于包括：

对输入信号的低频成分进行放大的 2 输出的 DC/DC 转换器；

对上述输入信号进行放大，输出放大后的高频成分的 B 级放大器，其中，

上述 DC/DC 转换器和上述 B 级放大器并联连接，通过将上述 DC/DC 转换器的 1 个输出提供给上述 B 级放大器的电源端子，来根据上述低频成分控制上述 B 级放大器的电源电压。

2. 根据权利要求 1 所述的放大器，其特征在于：

进行控制使得上述放大器的输出信号的低频成分和上述 B 级放大器的电源电压以一定比成比例。

3. 根据权利要求 2 所述的放大器，其特征在于：

上述一定比等于使用上述放大器的系统的峰值系数。

4. 根据权利要求 2 所述的放大器，其特征在于：

上述 B 级放大器的输入信号的低频成分相对于上述输入信号的高频成分衰减。

5. 根据权利要求 1 所述的放大器，其特征在于：

上述 DC/DC 转换器输出相互不同的第 1 输出信号和第 2 输出信号，上述第 1 输出信号被提供给上述 DC/DC 转换器和上述 B 级放大器的并联连接输出端子，上述第 2 输出信号作为上述 B 级放大器的电源电压被提供给上述 B 级放大器。

6. 根据权利要求 5 所述的放大器，其特征在于：

上述 DC/DC 转换器包含：输出上述第 1 输出信号的第 1S 级调制器和输出上述第 2 输出信号的第 2S 级调制器。

7. 根据权利要求 1 所述的放大器，其特征在于：

形成把上述放大器的输出信号反馈到输入信号一侧的负反馈循环。

8. 根据权利要求 1 所述的放大器，其特征在于还包括：

向上述放大器的输出信号附加偏移电压的加权加法电路。

9. 根据权利要求 6 所述的放大器，其特征在于包括：

把比上述第 1S 级调制器的电源电压高的电源电压提供给上述第 2S 级调制器的第 2DC/DC 转换器。

10. 根据权利要求 6 所述的放大器，其特征在于：

向上述第 1 和第 2S 级调制器付与经由低通滤波器的上述输入信号，上述低通滤波器的截止频率比为了设定上述第 1 和第 2 输出信号的电压值而使用的锯齿形信号频率还低。

11. 根据权利要求 1 所述的放大器，其特征在于：

上述放大器的构成包含：

由以下部分构成的振荡器：包含第 1 运算放大器和第 1 以及第 2 电阻元件的施密特电路、包含第 2 运算放大器和第 3 电阻元件和第 1 电容元件的积分电路、用来向上述第 1 运算放大器和上述第 2 运算放大器提供偏置电压的偏置端子；

包含第 4 电阻元件和第 2 电容元件的低通滤波器；

包含第 3 运算放大器、第 1 场效应晶体管和第 1 二极管的第 1S 级调制器；

包含第 4 运算放大器、第 2 场效应晶体管和第 2 二极管的第 2S 级调制器；

具有以下部分的 B 级放大器：包含第 5 运算放大器和第 5 以及第 6 电阻元件的前置放大器、包含第 3 以及第 4 场效应晶体管和第 3 以及第 4 二极管的后置放大器；

连接在上述 B 级放大器的输入上的第 6 运算放大器；

包含第 7 运算放大器、第 5 场效应晶体管、第 5 二极管、电感器和第 3 电容元件的升压型 DC/DC 转换器；

连接在上述升压型 DC/DC 转换器的输入上的第 8 运算放大器，其中，

上述施密特电路的输出被连接在上述积分电路上，上述积分电路的输出被反馈到上述施密特电路，

构成为上述低通滤波器的截止频率比上述振荡器的振荡频率低，

上述第 3 运算放大器是比较器，构成为比较来自上述振荡器的输入电压和来自上述低通滤波器的输入电压而使上述第 1 场效应晶体管进行开关动作，

上述第 4 运算放大器是比较器，构成为比较来自上述振荡器的输入电压和来自上述低通滤波器的输入电压而使上述第 2 场效应晶体管进行开关动作，

上述前置放大器对来自上述第 6 运算放大器的输入信号进行非反转放大，上述后置放大器对非反转放大后的上述输入信号进行电流放大，

上述第 7 运算放大器是比较器，构成为比较来自上述振荡器的输入电压和来自上述第 8 运算放大器的输入电压而使上述第 5 场效应晶体管进行开关动作，

上述第 6 运算放大器的输出信号被输入到上述低通滤波器，

向上述第 3 场效应晶体管的源电极提供上述第 2S 级调制器的输出信号，

上述 B 级放大器对上述第 6 运算放大器的输入信号的高频成分进行放大并输出，上述第 1S 级调制器对上述第 6 运算放大器的输入信号的低频成分进行放大并输出。

12. 根据权利要求 11 所述的放大器，其特征在于：

上述施密特电路的输出电压是由电源电压表示的正或者由接地电压表示的 0 中的任意一值，当上述施密特电路的输出电压是正的情况下，上述积分电路的输出电压以一定的斜率减少，

在上述积分电路的输出电压比上述施密特电路的阈值电压还小的情况下，上述施密特电路的输出电压是 0，并且上述积分电路的输出电压以一定的斜率增加，

在上述积分电路的输出电压比上述施密特电路的阈值电压还大的情况下，上述施密特电路的输出电压是正，并且上述积分电路的输出电压以一定的斜率减少。

13. 根据权利要求 11 所述的放大器, 其特征在于:

来自上述振荡器的输入电压是三角波, 上述第 1 场效应晶体管以该三角波的周期进行开关动作,

来自上述低通滤波器的输入电压越低, 在上述三角波的 1 个周期中来自上述振荡器的输入电压一方高的期间越长, 上述第 1 场效应晶体管断开的期间越长,

来自上述低通滤波器的输入电压越高, 在上述三角波的 1 个周期中来自上述振荡器的输入电压一方低的期间越长, 上述第 1 场效应晶体管接通的期间越长。

14. 根据权利要求 11 所述的放大器, 其特征在于:

在把上述升压型 DC/DC 转换器的升压比设置为 j 的情况下, 对上述第 2S 级调制器的输出进行了平滑化的信号电平是对上述第 1S 级调制器的输出进行了平滑化的信号电平的 j 倍。

15. 根据权利要求 11 所述的放大器, 其特征在于:

上述第 3 以及第 4 二极管是电平移位二极管, 使信号电压移位与上述第 3 以及第 4 场效应晶体管的阈值电压相当的量。

16. 根据权利要求 11 所述的放大器, 其特征在于:

来自上述振荡器的输入电压是三角波, 在该三角波的周期中上述第 5 场效应晶体管进行开关动作,

来自上述第 8 运算放大器的输入电压越高, 在上述三角波的 1 个周期中来自上述振荡器的输入电压一方低的期间越长, 上述第 5 场效应晶体管断开的期间越长, 上述升压型 DC/DC 转换器的输出电压增加,

来自上述第 8 运算放大器的输入电压越低, 在上述三角波的 1 个周期中来自上述振荡器的输入电压一方高的期间越长, 上述第 5 场效应晶体管接通的期间越长, 上述升压型 DC/DC 转换器的输出电压减少。

17. 一种高频功率放大器, 其特征在于包括:

通过饱和动作对输入的高频信号进行放大的载波放大器；

对上述高频信号的包络线成分进行放大，把放大后的输出信号作为上述载波放大器的电源电压输出的包络线放大器，其中，

上述包络线放大器包含：对上述高频信号的包络线成分的低频成分进行放大的 2 输出的 DC/DC 转换器；对上述高频信号的包络线成分进行放大，输出放大后的高频成分的 B 级放大器，

上述 DC/DC 转换器和上述 B 级放大器并联连接，通过将上述 DC/DC 转换器的 1 个输出提供给上述 B 级放大器的电源端子，来根据上述低频成分控制上述 B 级放大器的电源电压。

18. 一种高频功率放大器，其特征在于包括：

通过饱和动作对输入的高频信号进行放大的载波放大器；

输入电源电压控制信号，生成该载波放大器的电源电压的电源电压调整电路，其中，

上述电源电压调整电路包含：对上述电源电压控制信号的低频成分进行放大的 2 输出的 DC/DC 转换器；对上述电源电压控制信号进行放大，输出放大后的高频成分的 B 级放大器，

上述 DC/DC 转换器和上述 B 级放大器并联连接，通过将上述 DC/DC 转换器的 1 个输出提供给上述 B 级放大器的电源端子，来根据上述低频成分控制上述 B 级放大器的电源电压。

放大器及使用它的高频功率放大器

技术领域

本发明涉及高频功率放大器，特别涉及适用于手机等无线设备的发送单元的适宜的高频功率放大器。

背景技术

近年来手机迅速普及，通信数据量增大。因此，引入了 W-CDMA（宽带码分多路访问：Wideband code division multiple access）等大容量通信方式。

在手机终端的发送单元中使用的高频功率放大器在终端构成部件中消耗电力大，为了增加电池持续时间，重要的是其高效率化。另外，为了在 W-CDMA 等大容量通信方式中使用，除了高效率外还必须使其低失真化。

可是，在高频功率放大器中通常使用的 AB 级放大器中，不能同时实现高效率 and 低失真。AB 级放大器在低输出时进行线性动作，因而虽然低失真但效率低，但在高输出时进行饱和动作因而虽然高效率但失真多。

作为实现高效率并且低失真的功率放大器，已知例如在专利文献 1 中揭示的 EER（envelope elimination and restoration）型放大器。图 11 展示了被记载在该文献中的 EER 型放大器的一例。

被输入到输入端子 107 的高频信号通过电力分配器 101 被分配给包络线检测器 102 和延迟电路 104。在包络线检测器 102 中，检测高频信号的包络线成分。此包络线成分在包络线放大器 103 中被放大，提供给载波放大器 106 的电源端子。另外，延迟电路 104 补偿包络线检测器 102 和包络线放大器 103 的延迟时间。延迟电路 104 的输出信号在限幅器 105 中被振幅限制，在载波放大器 106 中被放大。

高频信号的包络线成分在限幅器 105 中万一损失，则因为包络线成分被提供给载波放大器 106 的电源端子，所以损失的包络线成分在载波放大器 106 中被恢复。EER 型放大器因为被设计成不根据输入电力而使载波放大器 106 始终进行饱和动作，所以低输出时、高输出时都是高效率的。作为饱和动作的缺点的失真问题通过载波放大器 106 恢复高频信号的包络线成分而被解决，在输出端子 108 中可以得到失真少的高功率的高频信号。

为了使 EER 型放大器整体高效率、低失真化，不仅是载波放大器 106，包络线放大器 103 也需要高效率、低失真化。包络线信号虽然与高频信号的载波相比是低频信号，但在 W-CDMA 那样的宽频带系统中包络线成分频带宽，达数 MHz。

另一方面，在包络线放大器 103 中经常使用的 DC/DC 转换器因为其频带高到 100kHz 左右，所以不能把 DC/DC 转换器直接用在 W-CDMA 那样的宽频带系统的包络线放大器 103 中。

图 12 展示了在专利文献 1 中揭示的包络线放大器 103 的例子。在此现有例子中，使用 S 级调制器 21 和 B 级放大器 3 的并联连接。输入到端子 5 的包络线信号通过低通滤波器 1、高通滤波器 31 被分离成低频成分和高频成分。低频成分由 S 级调制器 21 放大，高频成分由 B 级放大器 3 放大。低频成分和高频成分在分别通过低通滤波器 22、高通滤波器 4 后被合成，把高功率的包络线信号输出到输出端子 6。

S 级调制器 21 和低通滤波器 22 构成 DC/DC 转换器，虽然高效率但频带窄。另一方面，B 级放大器 3 虽然是宽带但低效率。因而，通过并联连接 S 级调制器 21 和 B 级放大器 3，实现整体的宽带·高效率化。

进而，在此现有例子中，为了提高 B 级放大器 3 的效率，附加由峰值检测器 32 和稳压器 33 组成的电源电路。此电源电路由峰值检测器 32 检测高频成分的峰值，通过用该峰值控制稳压器 33，把 B 级放大器 3 的电源电压设置为最小限度，使 B 级放大器 3 高效率化。

[专利文献 1]美国专利第 6, 084, 468 号说明书

上述包络线放大器 103 虽然是宽带、高效率，但用于放大频带宽的 W-CDMA 的包络线信号是不充分的。如以下说明的那样，当输入了达数 MHz 的包络线信号的情况下，由峰值检测器 32 和稳压器 33 组成的电源电路不能跟随高频成分的峰值变化，在 B 级放大器 3 中产生削波失真。

图 13 展示 W-CDMA 的包络线信号，图 14 展示其高频成分。高频成分虽然在微秒以下的间隔具有峰值，但其峰值不规则地增减。这种情况下，为了使现有例的电源电路正常动作，稳压器 33 需要在微秒以下的短时间响应。

从高效率的目的出发，虽然在稳压器 33 中使用 DC/DC 转换器是妥当的，但 DC/DC 转换器因为即使是高速的也具有 10 微秒左右的时间常数，所以在微秒以下的短时间内不能响应。其结果，电源电路输出以 DC/DC 转换器的时间常数被平滑化。

图 14 重叠展示了现有例的电源电路的输出电压。进而，现有例的 B 级放大器 3 因为需要正电源和负电源，所以展示了与之分别对应的电源电路输出电压。大的信号峰值超过了电源电路的输出电压。在实际的电路动作中因为 B 级放大器的输出电压不能超过电源电压，所以包络线放大器 103 在大的信号峰值下发生削波失真。

发明内容

本发明的目的在于实现没有削波失真的宽带、高效率、低失真的放大器以及使用它的可以适用于宽带无线通信系统中的高效率、低失真的高频功率放大器。

即，为了实现上述目的的本发明的放大器的特征在于包含：对输入信号的低频成分进行放大的 2 输出的 DC/DC 转换器；对上述输入信号进行放大，输出放大后的高频成分的 B 级放大器，其中，上述 DC/DC 转换器和上述 B 级放大器并联连接，通过将上述 DC/DC 转换器的 1 个输出提供给上述 B 级放大器的电源端子，来根据上述低频成分控制上述 B 级放大器的电源电压。

例如，当输入信号是包络线成分时，如以后详细叙述的那样，在本发明中利用包络线成分的上限值和该包络线成分的低频成分的比大

致一定，其比在无线通信系统中是固有的常数这一点。因而这种情况下，在本发明中，用具有上限值和一定比的包络线成分的低频成分控制 B 级放大器的电源电压，本发明的上述放大器可以对包络线成分的上限值不引起削波地放大包络线成分。由此，可以实现宽带、高效率、低失真的放大器，实现可以适用于宽带无线通信系统的高效率、低失真的高频功率放大器。进而，特别理想的是进行控制使得 B 级放大器的电源电压和输入信号的低频成分保持一定比。进而，理想的是此一定比与使用该放大器的无线通信系统的峰值因数大致相等。

如果采用本发明，则可以在 B 级放大器中避免削波失真的发生，可以实现宽带、高效率、低失真的放大器。通过把该放大器作为向载波放大器提供电源电压的包络线放大器使用，可以在宽带的无线通信系统中实现适宜的高效率、低失真的高频功率放大器。

附图说明

图 1 是用于说明本发明的放大器的实施例 1 的构成图。

图 2 是用于说明 W-CDMA 包络线信号的平均值以及上限值的图。

图 3 是用于说明图 1 的包络线放大器的详细构成的构成图。

图 4 是用于说明本发明的实施例 2 的构成图。

图 5 是用于说明本发明的实施例 3 的构成图。

图 6 是展示载波放大器的电源电压和输出电压的关系的图。

图 7 是用于说明本发明的实施例 4 的构成图。

图 8 是用于说明本发明的实施例 5 的构成图。

图 9 是用于说明本发明的实施例 6 的构成图。

图 10 是用于说明本发明的实施例 7 的构成图。

图 11 是用于说明现有的高频功率放大器的构成图。

图 12 是用于说明使用图 11 的高频功率放大器的包络线放大器的构成图。

图 13 是用于说明 W-CDMA 包络线信号的图。

图 14 是用于说明 W-CDMA 包络线信号的高频成分的图。

图 15 是用于说明本发明的实施例 3 的详细电路例子的电路图。

具体实施方式

以下，参照图示的几个发明的实施例，进一步详细说明本发明的放大器以及使用它的高频功率放大器。进而，图 1、图 3~图 5 以及图 7~图 10 中的同一符号表示同一或者类似物。

图 1 展示了本发明的放大器的实施例 1。在图 1 中，1 是除去输入到输入端子 5 的输入信号，即包络线成分的高频成分的低通滤波器，2 是放大低通滤波器 1 的输出信号的 DC/DC 转换器，3 是放大来自输入端子 5 的包络线成分的 B 级放大器，4 是除去 B 级放大器 3 的低频成分的高通滤波器。DC/DC 转换器 2 具有 2 个输出端子，一个连接在放大器的输出端子 6 上，另一个连接在 B 级放大器 3 的电源端子上。高通滤波器 4 的输出端子与输出端子 6 连接。

在本实施例中，放大低通滤波器 1 的输出信号的 DC/DC 转换器 2 产生电压增益的峰值因数倍数不同的 2 种输出信号。有关此峰值因数将在后面详细叙述。电压增益小的低电压输出被提供给输出端子 6。电压增益大的高电压输出作为电源提供给 B 级放大器 3。B 级放大器 3 放大来自输入端子 5 的输入信号。B 级放大器 3 的电压增益与 DC/DC 转换器 2 的低电压输出的电压增益相等。

本发明的放大器即包络线放大器和图 12 所示的现有例子相同，使用 DC/DC 转换器 2 和 B 级放大器 3 的并联连接，用 DC/DC 转换器 2 放大包络线信号的低频成分，并用 B 级放大器 3 放大高频成分，因而是宽带、高效率的。

但是，作为包络线放大器使用的本发明的放大器其 B 级放大器 3 的电源电压控制方法和图 12 所示的现有例子不同。在现有例子中，如上所述，由于使用包络线信号的高频成分峰值控制 B 级放大器 3 的电源电压，所以存在削波失真的问题。在本发明中，如以下说明的那样，通过使用包络线信号的低频成分控制 B 级放大器 3 的电源电压，不会

产生削波失真，使 B 级放大器 3 高效率化。

在本发明中，利用包络线信号的上限值具有与包络线信号的平均值相关这一在宽带无线通信系统中特有的性质。如图 13 所示，包络线信号不规则增减。但是，其值并不会无限制地大，具有一定的上限值。此上限值和包络线信号的低频成分，即平均值具有比例关系。

在图 2 中除了包络线信号电压外，还同时展示了其平均值和上限值。通过（包络线信号电压的上限值）/（包络线信号电压的平均值）而付与的峰值因数在各个无线通信系统中是固有的常数，即使包络线信号的平均值变化，峰值因数也一定。同样，包络线信号的下限值也和包络线信号的平均值成比例，但特别在 W-CDMA 信号的情况下，比例系数是 0。图 2 展示了这样的 W-CDMA 信号的情况。

如果设置 B 级放大器的电源电压 V_{bp} 、平均输出电压 V_{ba} 、包络线放大器的最大输出电压 V_{op} 、平均输出电压 V_{oa} 、最小输出电压 V_{om} ，则 B 级放大器不产生削波失真的条件如下。

$$V_{bp}-V_{ba} \geq V_{op}-V_{oa}, \quad V_{ba} \geq V_{oa}-V_{om} \quad \dots\dots (1)$$

如果使用峰值因数 $F_p=V_{op}/V_{oa}$, $F_m=V_{om}/V_{oa}$ ，则式 (1) 成为

$$V_{bp}-V_{ba} \geq (F_p-1) V_{oa}, \quad V_{ba} \geq (1-F_m) V_{oa} \quad \dots\dots (2)$$

在本发明中，B 级放大器的电源电压 V_{bp} 以及 B 级放大器的平均输出电压 V_{ba} 被控制成与包络线放大器的平均输出电压 V_{oa} 成比例。因而，如果假设控制系数 $K_{bp}=V_{bp}/V_{oa}$, $K_{ba}=V_{ba}/V_{oa}$ ，则成为式 (3)

$$K_{bp}-K_{ba} \geq F_p-1, \quad K_{ba} \geq 1-F_m \quad \dots\dots (3)$$

这是本发明的基本式。特别是当设置成控制系数 $K_{ba}=1$ 或者 $K_{bp}=1$ 的情况下，成为式 (4)、(5)

$$K_{ba}=1, \quad K_{bp} \geq F_p, \quad F_m \geq 0 \quad \dots\dots (4)$$

$$K_{bp}=1, \quad 2-F_p \geq K_{ba} \geq 1-F_m, \quad 1 \geq F_p-F_m \quad \dots\dots (5)$$

在这些情况下因为控制简单，所以在实用上特别有用。

但是，式 (4) 的第 3 式始终成立，但并不限于式 (5) 的第 3 式始终成立，而式 (5) 的适用范围受到限制。如果式 (3) 或者式 (4)、

(5) 成立, 则可以抑制削波失真。不等式两边的差越大, 则相对失真的界限越大但效率下降。不等式两边的差越小相对失真的界限越小但效率提高。

在本实施例中, 把用途设置为 W-CDMA 终端。这种情况下, 从上述的说明中可知, 因为 $F_p - F_m > 1$, 所以不能适用式 (5)。因而, 使得满足式 (4) 那样地设定控制系数 $K_{bp} = F_p$, $K_{ba} = 1$ 。即, 控制成为: (a) B 级放大器的电源电压 V_{bp} 成为包络线放大器的平均输出电压 V_{oa} 的峰值因数倍, (b) B 级放大器的平均输出电压 V_{ba} 和包络线放大器的平均输出电压 V_{oa} 相等。

在本实施例中, 用低通滤波器 1 检测输入信号的低频成分, 并用此低频成分控制 DC/DC 转换器 2, 生成与输入信号的低频成分成比例并且其比例系数是峰值因数倍不同的 2 个输出, 把比例系数小的低电压输出提供给输出端子 6, 把比例系数大的高电压输出提供给 B 级放大器 3, 由此可以实现上述 (a) 的条件。进而, 在本实施例中, 因为使 DC/DC 转换器 2 的低电压输出的电压增益和 B 级放大器 3 的电压增益相等, 所以通过把输入信号直接付与 B 级放大器, 可以容易地实现上述 (b) 的条件。

在本实施例中, 说明了使控制系数 K_{bp} 与峰值因数 F_p 相等的情况。但是在实际的设计中, 不限于始终是 $K_{bp} = F_p$ 。对于失真容许度大的系统, 也可以有意使 $K_{bp} < F_p$ 而进行更高效的设计。另外, 对于失真的容许度小的系统, 还可以考虑制造安全系数等而有意识地设计成 $K_{bp} > F_p$ 。也可以利用本发明的动作原理进行这些设计, 它们都包含在本发明的范畴中。

图 3 展示了本实施例的放大器的更详细的构成。包络线放大器由低通滤波器 1、振荡器 23、第 1S 级调制器 24、第 2S 级调制器 25、第 1 低通滤波器 26、第 2 低通滤波器 27、B 级放大器 3、高通滤波器 4、输入端子 5、输出端子 6、第 1 电源端子 7a、第 2 电源端子 7b 构成。振荡器 23、第 1S 级调制器 24、第 2S 级调制器 25、第 1 低通滤波器 26、第 2 低通滤波器 27 构成图 1 的 DC/DC 转换器 2。

由低通滤波器 1 从输入信号抽出的低频成分被输入到第 1S 级调制器 24 和第 2S 级放大器 25。另外，来自振荡器 23 的锯齿形信号被输入到第 1S 级调制器 24 和第 2S 级放大器 25。第 1S 级调制器 24 从第 1 电源端子 7a 接收电源电压 V_{s1} 的供给，以低频成分和锯齿形信号产生脉冲宽度调制了的振幅 V_{s1} 的矩形波。此矩形波由第 1 低通滤波器 26 平滑化，提供给输出端子 6。

第 2S 级调制器 25 从第 2 电源端子 72 接收电源电压 V_{s2} 的供给，产生经低频成分和锯齿形信号脉冲宽度调制后的振幅 V_{s2} 的矩形波。此矩形波用第 2 低通滤波器 27 平滑化，提供给 B 级放大器 3 的电源端子。另外，输入信号用 B 级放大器 3 放大，用高通滤波器 4 除去低频成分而提供给输出端子 6。

在包络线放大器中，为了实现低失真、高效率动作，适宜地设定电源电压 V_{s1} 、 V_{s2} 。因为第 1S 级调制器 24 和第 2S 级调制器 25 的输入信号是共通的，所以 2 个输出矩形波只有振幅不同，用第 1 低通滤波器 26、第 2 低通滤波器 27 平滑化而得到的 2 个输出电压始终具有一定的电压比。此电压比由原来的矩形波的振幅比，即 S 级调制器 24、25 的电源电压比确定。

因而，如果把第 1S 级调制器 24 和第 2S 级调制器 25 的电源电压 V_{s2}/V_{s1} 设定在想要放大的调制信号的峰值因数，则可以控制提供给 B 级放大器 3 的电源电压使得始终成为低频成分输出的峰值因数倍。另外，为了使采用第 1S 级调制器 24 和第 1 低通滤波器 26 的电压放大率和 B 级放大器 3 的电压放大率一致，只要保持着 V_{s2}/V_{s1} 的比，调整 V_{s1} 即可。如上所述，在包络线放大器中，可以实现本发明的低失真·高效率动作。

根据本实施例的动作原理，理想的是 2 个 S 级调制器 24、25 的特性一致。但是，因为只要输出电压波形一致即可，所以不需要用同一尺寸的部件构成 2 个 S 级调制器 24、25，可以保持构成部件之间的相对关系的比例。但是，2 个低通滤波器 26、27 也需要同时成比例。如果可以成比例，则当在 2 个 S 级调制器 24、25 中平均输出电流值不

同的情况下，可以使平均输出电流值小的一侧小型化。

在本实施例中，因为使用动作状态一致的 2 个 S 级调制器 24、25，所以用 2 个电源端子 7a、7b 的电压比这种单纯的方法，可以把 B 级放大器 3 的电源电压控制为最佳条件。即使对于温度等环境条件变化，因为 2 个 S 级调制器 24、25 的特性只限于在同一方向上变化，B 级放大器 3 的动作状态被保持最佳，所以包络线放大器动作界限大并且稳定地动作。

以上，通过本实施例可以不产生削波失真地使 B 级放大器 3 高效率化，可以实现宽带、高效率、低失真的包络线放大器即放大器。本实施例的包络线放大器实现频带 100MHz、效率 85%，即使在 W-CDMA 的包络线信号放大时也不产生削波失真。

图 4 展示了本发明的放大器的实施例 2。本实施例从图 3 的构成中除去第 2 电源端子 7b，在第 1 电源端子 7a（以下，假设为电源端子 7）和第 2S 级调制器 25 之间添加了包含升压型 DC/DC 转换器 41、运算放大器 42、电阻元件 R1、R2、R3、R4 以及峰值因数设定端子 43 的 V_{s2} 调整电路。

升压型 DC/DC 转换器 41 的电源端子连接在包络线放大器的电源端子 7 上，输出端子连接在第 2S 级调制器 25 的电源端子上。运算放大器 42 的非反转输入端子在经由电阻 R1 连接在包络线放大器的电源端子 7 上的同时，经由电阻 R2 连接在峰值因数设定端子 43 上。

反转输入端子在经由电阻 R3 连接在升压型 DC/DC 转换器 41 的输出端子上的同时，经由电阻 R4 连接在接地上。运算放大器 42 的输出端子连接在升压型 DC/DC 转换器 41 的控制端子上。

通过把电阻值设置为 $R1=R2=R3=R4$ ，构成加法电路，对于包络线放大器的电源端子 7 的电压 V_{s1} 、峰值因数设定端子 43 的电压 V_{pf} 、升压型 DC/DC 转换器 41 的输出电压 V_{s2} ，成为 $V_{s2}=V_{s1}+V_{pf}$ 。因而，如果向峰值因数设定端子 43 上施加 V_{s2} 和 V_{s1} 的差，则可以把 V_{s2} 控制在所希望的值。

在本实施例中，通过使用升压型 DC/DC 转换器 41，包络线放大

器所需要的电源电压只是 V_{s1} ，与接收 V_{s1} 、 V_{s2} 这 2 种电源供给的图 3 的实施例相比，具有使用包络线放大器时的外部电路可以简化的优点。作为本实施例的代替方案，还可以考虑从外部接收 V_{s2} 的电源供给，用升压型 DC/DC 转换器产生 V_{s1} 的方法。

但是，在如便携设备那样的强烈需要低电压的用途中，接收更低电压的 V_{s1} 的电源供给的本实施例一方有利。另外，在本实施例中，设置可以从外部控制升压型 DC/DC 转换器 41 的输出电压的峰值因数设定端子 43。因为峰值因数根据适用系统而其值不同，所以通过设置设定端子 43，可以使单一种类适用于多个系统，提高高频功率放大器的通用性。

图 5 展示了采用本发明的放大器的实施例 3。本实施例的构成是在图 4 的构成中增加了使用运算放大器 51、电阻元件 R5、R6、R7、R8 的负反馈电路和偏移调整端子 52。形成通过此负反馈电路把输出端子 6 的输出信号反馈到输入信号一侧的负反馈循环。

运算放大器 51 的非反转输入端子在经由电阻 R5 连接在包络线放大器的输入端子 5 上的同时，经由电阻 R6 连接到偏移设定端子 52，进而，经由电阻 R7 与接地连接，经由电阻 R8 与包络线放大器的输出端子 6 连接。电阻值假设为 $R5=R7$ ， $R6=R8$ ， $R6/R5=K$ 。

它是加权加法电路，对于包络线放大器的输入端子 5 的电压 V_{in} 、偏移设定端子 52 的电压 V_{os} ，变为包络线放大器的输出端子 6 的电压 $V_{out}=K \times V_{in} + V_{os}$ 。在此使用加权加法电路的原因是为了进行以下所述的修正。

在把包络线放大器和载波放大器组合而构成 EER 型放大器时，需要考虑载波放大器的控制特性。饱和动作的载波放大器的电源电压 V_{sup} 和输出电压 P_{out} 的关系如图 6 所示。这是使用 HBT (Hetero junction bipolar transistor) 的载波放大器的例子。 P_{out} 因为和 V_{sup} 的平方大致成比例，所以通过在纵轴上使用 P_{out} 的平方根得到线性关系。但是，把线性关系外插到 $P_{out}=0$ 的点的 V_{sup} 不是 0，是某个正电压（偏移电压）。

为了线性良好地电源调制载波放大器，需要修正此偏移电压。如果在包络线信号上预先加算偏移电压相当量后，施加到载波放大器的电源端子上，则载波放大器的偏移电压被抵消，可以进行线性好的电源调制。在本实施例的包络线放大器中，使用加权加法电路实现修正此偏移电压的功能，修正电压可以从外部任意设定。

另外，在本实施例的放大器即包络线放大器中，通过负反馈电路的效果改善增益的频率依赖性。本实施例的包络线放大器因为通过不同线路放大低频成分和高频成分，所以如果考虑部件的制造离散等，则在使各线路的增益正确地一致方面存在困难。在本实施例中通过负反馈电路解决此问题。因为运算放大器 51 具有充分的增益，所以反馈电路的增益实际上由与运算放大器 51 连接的电阻值确定，不依赖于放大线路而大致一致。

图 15 展示了本实施例的放大器的详细电路的例子。作为振荡器 23 使用由施密特电路 157 和积分电路 158 组成的众所周知的三角波振荡器。运算放大器 151、电阻元件 R9、R10 是施密特电路。运算放大器 152、电阻元件 R11、电容元件 C2 是积分电路。施密特电路 157 的输出与积分电路 158 连接，积分电路 158 的输出经由电阻元件 R9 反馈到施密特电路 157。在用于向运算放大器 151、152 提供偏置电压的偏置端子 156 上施加电源电压的约 1/2 的偏置电压。

施密特电路 157 的输出电压取正（电源电压）或者 0（接地电压）之一的值。当施密特电路 157 的输出电压是正的情况下，积分电路 158 的输出电压以一定斜率减少。如果积分电路 158 的输出电压比施密特电路 157 的阈值电压小，则施密特电路 157 的输出电压变为 0，积分电路 158 的输出电压以一定斜率增加。如果积分电路 158 的输出电压比施密特电路 157 的阈值电压大，则施密特电路 157 的输出电压返回正，积分电路 158 的输出电压再次以一定斜率减少。通过此动作的重复，可以在积分电路 158 的输出上得到三角波。此三角波振荡器的振荡频率是 $f_0 = (R_{10}/R_9) / (4 \times C_2 \times R_{11})$ 。在本实施例中， $R_9 = 8.2\text{k}\Omega$ ， $R_{10} = 10\text{k}\Omega$ ， $R_{11} = 300\Omega$ ， $C_2 = 1000\text{pF}$ ，振荡频率 f_0 是约 1MHz。

在低通滤波器 1 中使用由电阻元件 R12 和电容元件 C3 组成的 RC 滤波器。如果低通滤波器 1 的输出电压具有比振荡器 23 的振荡频率 f_0 高的频率成分，则在 S 级调制器 24、25 的输出电平切换时因为引起振荡，所以为了避免振荡，把低通滤波器 1 的偏移频率 f_c 设定得比振荡器 23 的振荡频率 f_0 低。在本实施例中， $R12=1.5k\Omega$ ， $C3=1nF$ ，截止频率 f_c 是约 100kHz。

S 级调制器 24 由运算放大器 153、晶体管 T2、二极管 D2 构成。晶体管 T2 是 p-MOSFET。电感器 L2 相当于低通滤波器 26。在本实施例中， $L2=7.5\mu H$ 。

运算放大器 153 是比较器，比较来自振荡器 23 的输入电压和来自低通滤波器 1 的输入电压，使晶体管 T2 通断。来自振荡器 23 的输入电压是三角波，以此周期晶体管 T2 通断。来自低通滤波器 1 的输入电压越低，在 1 周期中来自振荡器 23 的输入电压一方高的期间越长，晶体管 T2 的断开时间越长。反之，来自低通滤波器 1 的输入电压越高，晶体管 T2 导通的时间越长。这样在来自低通滤波器 1 的输入电压下调制晶体管 T2 的导通期间。因为晶体管 T2 的源极与电源端子 7 连接，所以 S 级调制器 24 的输出在晶体管 T2 导通时上升到电源电压。在晶体管 T2 断开时，S 级调制器 24 的输出在被二极管 D2 限幅前下降。S 级调制器 24 的输出由低通滤波器 26 平滑化，成为与来自低通滤波器 1 的输入电压成比例的信号。即，B 级放大器 3 的输出在低通滤波器 1、26 中被除去高频成分，把低频成分提供给输出端子 6。

S 级调制器 25 由运算放大器 154、晶体管 T3、二极管 D3 构成。晶体管 T3 是 p-MOSFET。另外，低通滤波器 27 由电感器 L3 和电容元件 C4 构成。在本实施例中 $L3=7.5\mu h$ ， $C4=300nF$ 。

S 级调制器 25 的动作和 S 级调制器 24 一样，输出电压不同。因为晶体管 T3 的源电极与升压型 DC/DC 转换器 41 的输出连接，所以在晶体管 T3 导通时，S 级调制器 25 的输出升压到升压型 DC/DC 转换器 41 的输出电压。S 级调制器 25 的输出由低通滤波器 27 平滑化，成为与来自低通滤波器 1 的输入电压成比例的信号。如果把 DC/DC

转换器 41 的升压比设置为 j ，则平滑化 S 级调制器 25 的输出的信号成为平滑化 S 级调制器 24 的输出的信号的 j 倍。

B 级放大器 3 用由运算放大器 155、电阻元件 R13、R14 组成的前置放大器、由晶体管 T4、T5、二极管 D4、D5、电阻元件 R15、R16 组成的后置放大器的 2 段组成。后置放大器是推挽电路，晶体管 T4 是 n-MOSFET，T5 是 p-MOSFET。电容元件 C5 相当于高通滤波器 4。在本实施例中 $C5=3\text{nF}$ 。

来自运算放大器 51 的输入信号在前置放大器中被非反转放大，在后置放大器中被电流放大。二极管 D4、D5 是电平移位二极管，使信号电压偏移晶体管 T4、T5 的阈值电压相当量，防止晶体管 T4、T5 的交叉失真。从电阻元件 R15、R16 提供二极管 D4、D5 的偏置电流。B 级放大器 3 的输出在高频滤波器 4 中被除去直流成分以及低频成分，把高频成分提供给输出端子 6。

升压型 DC/DC 转换器 41 由运算放大器 150、晶体管 T1、二极管 D1、电感 L1、电容元件 C1 构成。晶体管 T1 是 n-MOSFET。

运算放大器 150 是比较器，比较来自振荡器 23 的输入电压和来自运算放大器 42 的输入电压，使晶体管 T1 通断。来自振荡器 23 的输入电压是三角波，在其周期中晶体管 T1 通断。来自运算放大器 42 的输入电压越高，在 1 周期中来自振荡器 23 的输入电压一方低的期间越长，晶体管 T1 断开的期间越长。在晶体管 T1 断开时，漏极电压上升，二极管 D1 处于非导通状态。在晶体管 T1 导通时漏电压下降，二极管 D1 处于非导通状态。在导通状态时通过流过二极管 D1 的电流充电电容元件 C1。晶体管 T1 的断开期间越长，电容元件 C1 被充电的期间也越长，DC/DC 转换器 41 的输出电压增加。因而，来自运算放大器 42 的输入电压电平越高，DC/DC 转换器 41 的输出电压越增加。DC/DC 转换器 41 的输出被提供给 S 级转换器 25。

图 7 展示了本实施例的放大器的实施例 4。本实施例是在图 1 的包络线放大器的输入端子 5 和 B 级放大器 3 之间增加低频衰减器 60。本实施例的低频衰减器 60 对于包络线信号的低频成分具有某一衰减

比,对于高频成分几乎不具有衰减。

本实施例的放大器即包络线放大器通过增加低频衰减器 60,可以更灵活地设定 B 级放大器 3 的动作状态。设 DC/DC 转换器 2 的第 1 输出的电压增益 G_1 、第 2 输出的电压增益 G_2 、B 级放大器 3 的增益 G_B 、低频衰减器 60 的衰减比 LA 。如果假设 $G_B=G_1$,则成为控制系数 $K_{bp}=G_2/G_1$, $K_{ba}=LA$ 。这样,通过使用低频衰减器 60,可以各自设定控制系数 K_{bp} 和 K_{ba} 。

在本实施例中,为了满足式(3),假设为控制系数 $K_{bp}-K_{ba}=F_p-1$, $K_{ba}=1-F_m$ 。这相当于 $G_2/G_1=F_p-F_m$, $LA=1-F_m$,控制成为:(a)把 DC/DC 转换器 2 的输出电压比设定为 F_p-F_m , (b)把低频衰减器 60 的衰减比设定为 $1-F_m$,使得向系统的峰值因数 F_p 、 F_m 付与最佳值。

进而,在本实施例中说明了式(3)的等号成立的情况,但实际上不限于设计成等号正好相等,这和已说明的图 1 的情况一样。

本实施例的包络线放大器可以适用于 $F_m > 0$ 的 PDC (个人数字蜂窝: Personal Digital Cellular) 等系统。当适用于 PDC 等的情况下,相对于图 1 的实施例的 $V_{bp}=F_p \times V_{oa}$,在本实施例中可以设置为 $V_{bp}=(F_p-F_m) \times V_{oa}$,可以降低 B 级放大器 3 的电源电压,可以更高效率化。

图 8 展示了本发明的放大器的实施例 5。本实施例从图 3 的构成中除去第 2S 级调制器 25、第 2 电源端子 7b,增加可变衰减器 61、低通滤波器 62、高通滤波器 63、峰值因数设定端子 64、运算放大器 51、偏移设定端子 52、电阻 R_5 、 R_6 、 R_7 、 R_8 。

振荡器 23、S 级调制器 24、第 1 低通滤波器 26、第 2 低通滤波器 27 构成图 7 的 DC/DC 转换器 2。可变衰减器 61、低通滤波器 62、高通滤波器 63、峰值因数设定端子 64 构成图 7 的低频衰减器 60。

由低通滤波器 1 从输入信号抽出的低频成分和来自振荡器 23 的锯齿波信号被输入到 S 级调制器 24。S 级调制器 24 从电源端子 7 接收电源电压 V_{s1} 的供给,产生经脉冲幅度调制的振幅 V_{s1} 的矩形波。

此矩形波分别由第1低通滤波器26平滑化提供给输出端子6,由第2低通滤波器27平滑化后提供给B级放大器3的电源端子。另外,输入信号的高频成分经由高通滤波器63被输入B级放大器3。低频成分由被峰值因数设定端子64控制的可变衰减器61衰减后,经由低通滤波器62被输入到B级放大器3。

这些成分在由B级放大器3放大后,由高通滤波器4除去低频成分提供给输出端子6。进而,运算放大器51、偏移设定端子52、电阻R5、R6、R7、R8构成和图5的实施例一样的负反馈电路,其效果也和实施例5一样。

本实施例具有适用于峰值因数 $F_p-F_m \leq 1$ 的系统的包络线放大器。这种情况下,可以利用式(5),只要设置成 $K_{bp}=1$, $2-F_p \geq K_{ba} \geq 1-F_m$ 即可。即,只要(a)控制B级放大器3的电源电压 V_{bp} 使得和包络线放大器的平均输出电压 V_{oa} 相等,(b)控制可变衰减器61的衰减比 L_v 在 $2-F_p \geq L_v \geq 1-F_m$ 的范围内即可。

在本实施例中,采用从同一S级调制器24提供包络线放大器的低频输出和B级放大器3的电源的方法,可以容易地实现(a)的条件。另外,在本实施例中,假设衰减比 $L_v=0.5$ 。由此,可以不产生削波失真地放大峰值因数 $F_p \leq 1.5$, $F_m \geq 0.5$ 的系统的包络线信号。

在本实施例中,通过使用本发明的式(5)的条件,可以大幅度简化DC/DC转换器2的构成。另外,本实施例的低频衰减器60可以用峰值因数设定端子64从外部设定,提高包络线放大器的通用性。当批量生产单一产品等情况下,当不需要外部设定的情况下,低频衰减器60的构成可以简化。

图9展示了采用高频功率放大器的本发明的实施例6。本实施例是适用于W-CDMA终端发送单元的EER型放大器。本实施例的EER型放大器由包络线检测器102、前置放大器110、包络线放大器203、电力分配器101、延迟电路104、载波放大器106、高频输入端子107、高频输出端子108以及电源端子111构成。包络线放大器203使用图5所示的放大器。载波放大器106是通过饱和动作进行放大的放大器。

来自高频输入端子 107 的高频输入信号由电力分配器 101 分配，一方被输入包络线检测器 102。用包络线检测器 102 检测出的包络线信号在用前置放大器 110 放大后，被输入到包络线放大器 203。包络线放大器 203 的电源电压是 3.5V。与载波放大器 106 的电源电压-输出电力特性一致，作为包络线放大器 203 的偏移设定电压 113 施加 0.3V。

另外，与 W-CDMA 的信号波形一致地作为包络线放大器 203 的峰值因数设定电压 112 施加 1.3V。包络线放大器 103 的输出被提供给载波放大器 106 的电源端子。

由电力分配器 101 分配的另一信号被输入延迟电路 104。此延迟电路 104 补偿包络线信号线路的延迟。延迟电路 104 的输出由载波放大器 106 放大。载波放大器 106 进行饱和动作，27dBm 输出时的功率附加效率是 70%。载波放大器 106 的输出功率通过包络线放大器 203 的输出进行电源调制，在输出端子 108 上得到恢复了包络线成分的高频输出信号。

本实施例的 EER 型放大器通过使用了本发明的包络线放大器 203 的效果，可以高效率、低失真地放大 W-CDMA 信号，可以实现功率附加效率 60%、相邻信道泄露功率-42dBc 的良好特性。

图 10 展示了把本发明的放大器作为电源电压调整电路使用的高频功率放大器的实施例 7。本实施例是 GSM（全球移动通信：Global system Mobile Communication）终端发送单元用的高频功率放大器。高频功率放大器由译码器 114、电源电压调整电路 114、可变增益放大器 116、载波放大器 106、高频输入端子 107、高频输出端子 108、电源端子 111 以及输出电力控制端子 117 构成。在本实施例中，把图 5 的包络线放大器作为电源电压调整电路 115 使用。

从输出功率控制端子 117 输入的功率控制信号在译码器 114 中被转换，生成增益控制信号和电源电压控制信号。增益控制信号被输入到可变增益放大器 116 的控制端子。另外，电源电压控制信号被输入到电源电压调整电路 115 的输入端子。向电源电压调整电路 115 提供 3.5V 的电源。和载波放大器 106 的电源电压-输出电力特性一致地向电

源调整电路 115 施加 0.3V 的偏移设定电压 113。

因为 GSM 方式的功率控制信号不包含 W-CDMA 信号那样的高速调制成分，所以理论上的峰值因数是 1，但为了确保 B 级放大器的动作余量，施加 0.9V 的峰值因数设定电压 112。从高频输入端子 107 输入的高频信号功率是 -3dBm 的一定值，通过从译码器 114 接收增益控制信号的可变增益放大器 116 放大为需要的电力。

可变增益放大器 116 的输出被输入到载波放大器 106。载波放大器 106 是饱和动作，输出功率被电源电压调整电路 115 控制。

载波放大器 106 进行饱和动作，其输出电压不依赖于来自可变增益放大器 116 的输入电力，不需要严格控制可变增益放大器 116 的增益。因而，假设载波放大器 106 的增益是 24dB 为一定，可变增益放大器 116 的增益被控制为根据需要的输出电力计算出的值。

在本实施例中，在动作频率 900MHz、输出功率 33dBm 下，可以实现功率增益 36dB、功率附加效率 60% 的 GSM 用功率放大器。采用使用电源电压控制输出功率的方法，可以以大致正确的平方特性控制高频输出功率，与使用偏置电压控制输出功率的一般方法相比，可以改善输出功率的控制性。

因为 GSM 是分时方式所以电力控制信号为阶跃波形，阶跃上升沿时间要求在数微秒以内。因而，如果在电源电压调整电路 115 中使用通常的 DC/DC 转换器，则在响应速度上存在难点。另外，如果在电源电压调整电路 115 上使用串形稳压器，则由于稳压器的电压下降引起的损失而效率下降。

本实施例在包络线放大器中可以得到上述那样的高速性，由此可以实现 2 微秒以下的上升沿时间。另外，本实施例的高频功率放大器反映了本发明的包络线放大器的高效率，可以得到 60% 的高效率。

图1

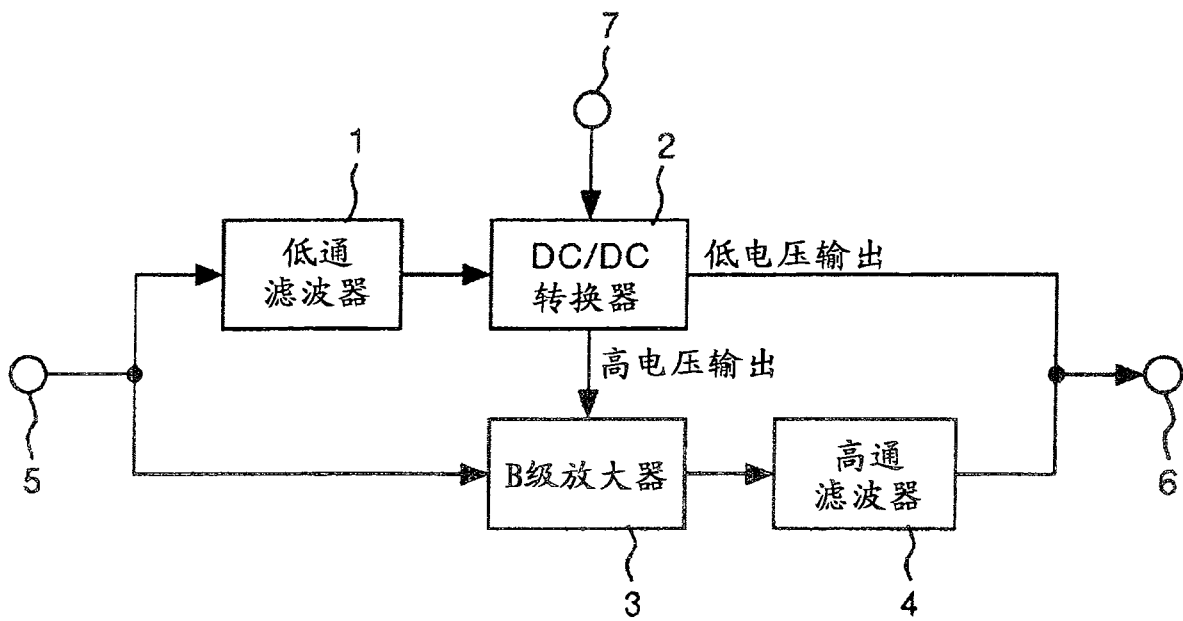


图 2

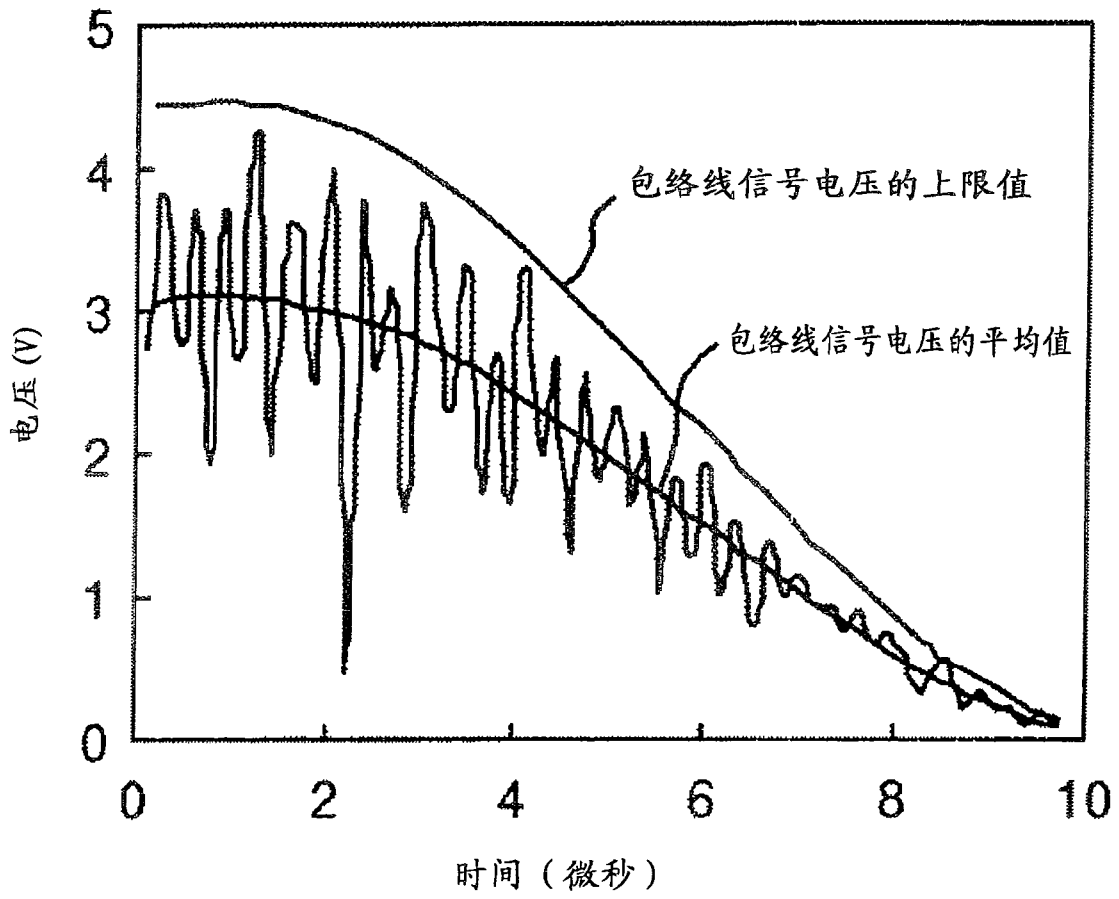


图3

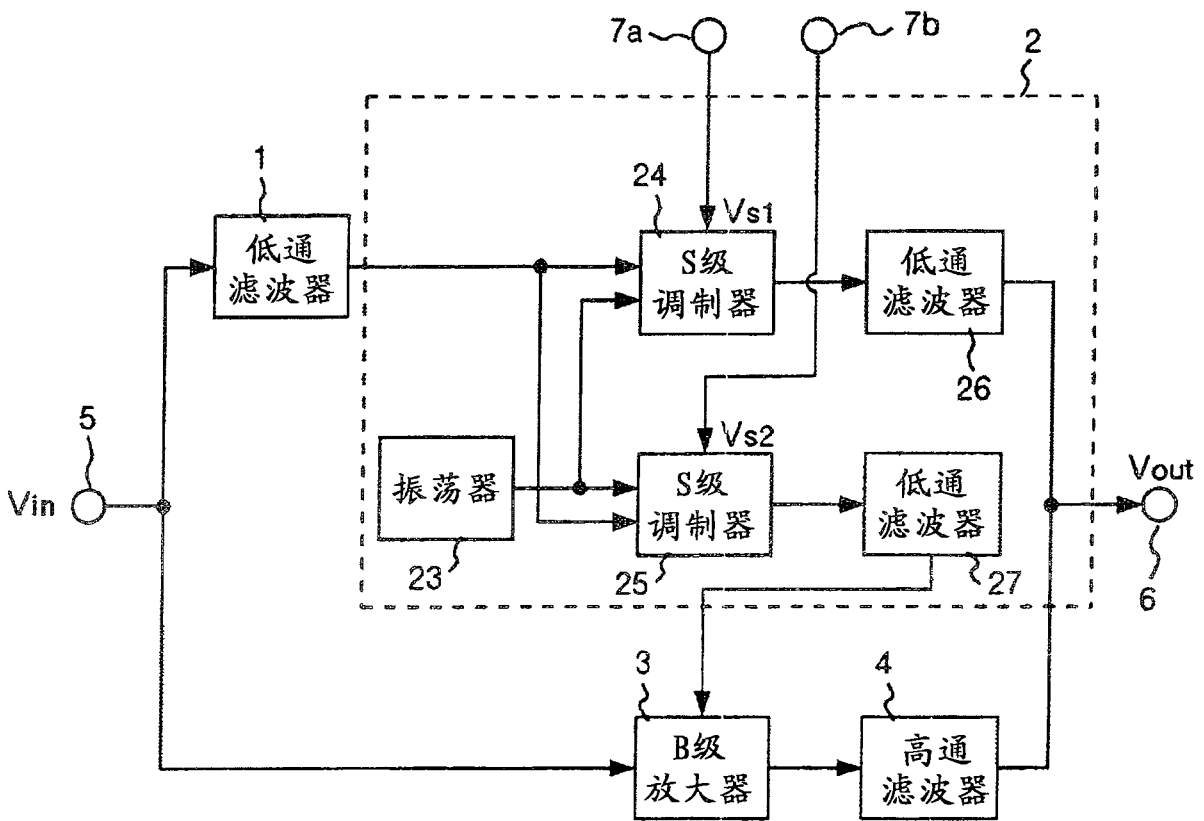


图 4

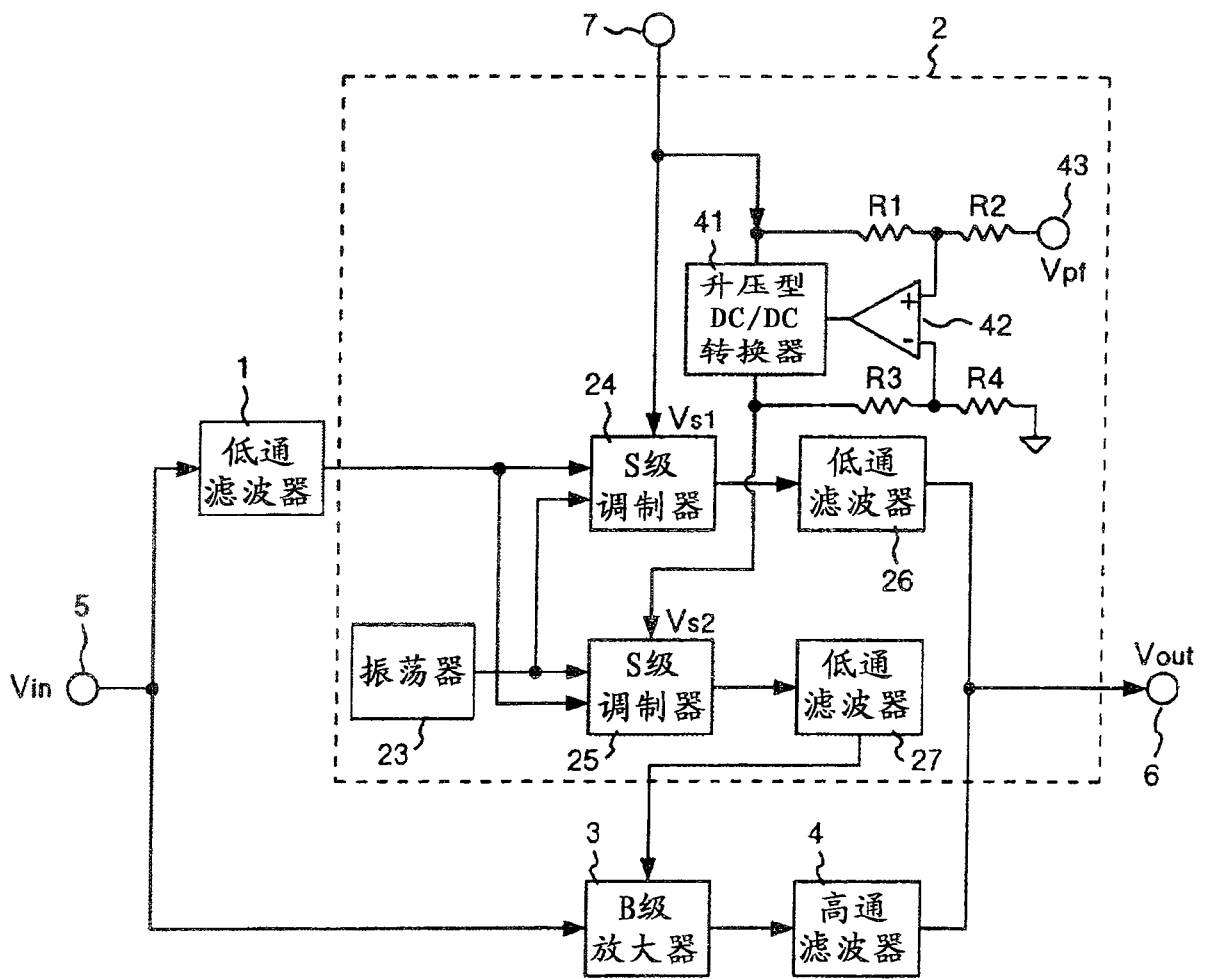


图5

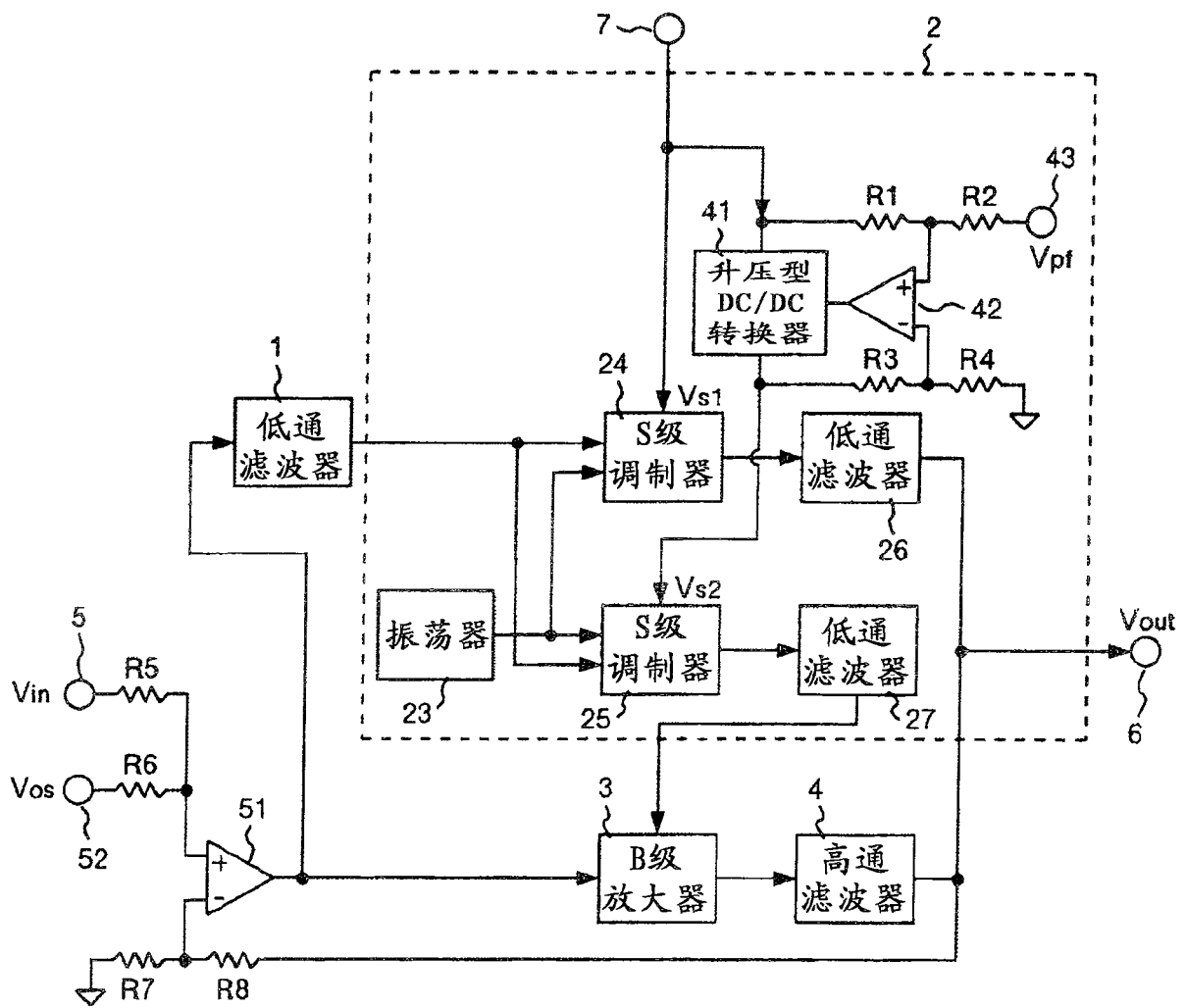


图6

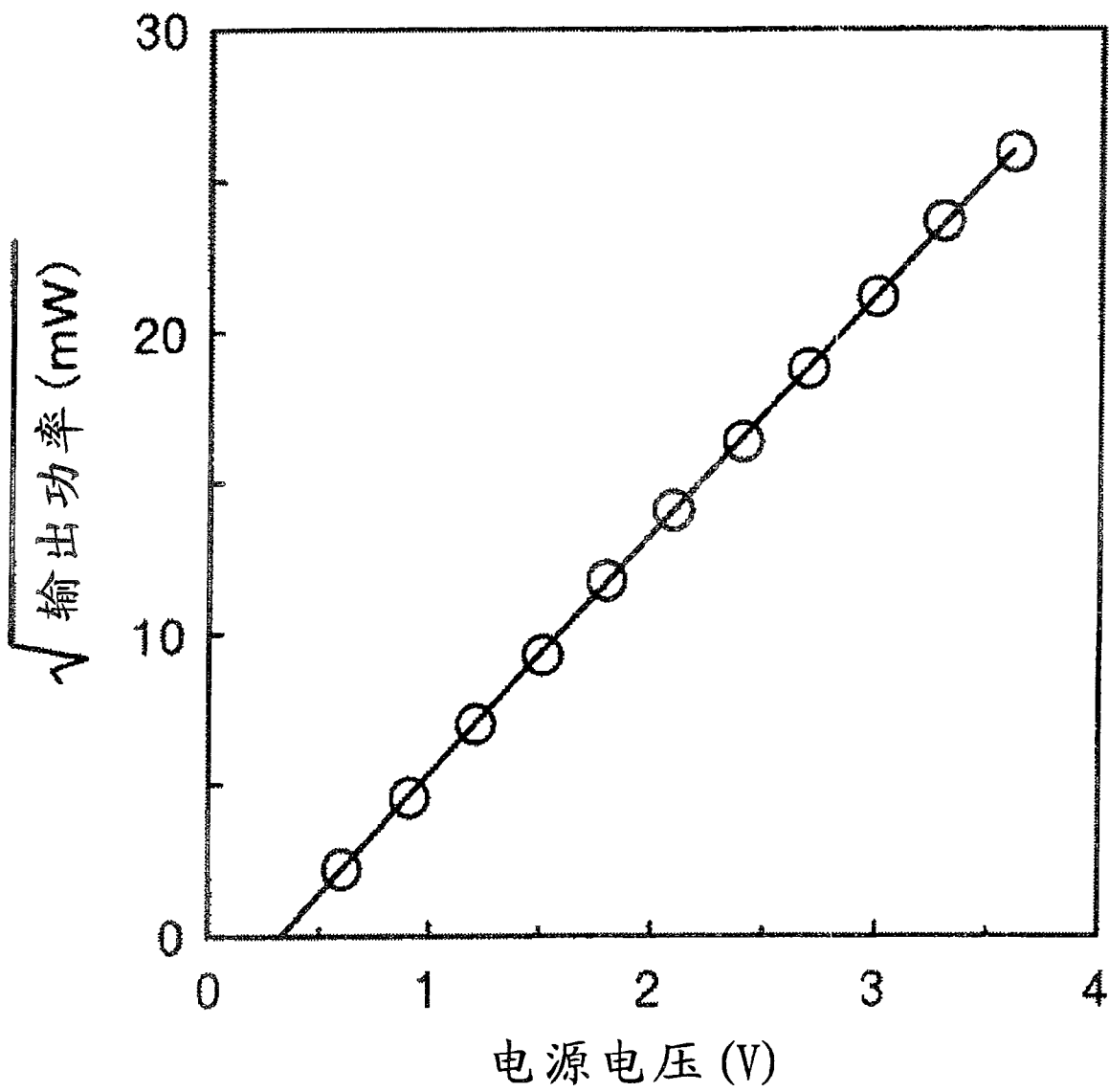


图 7

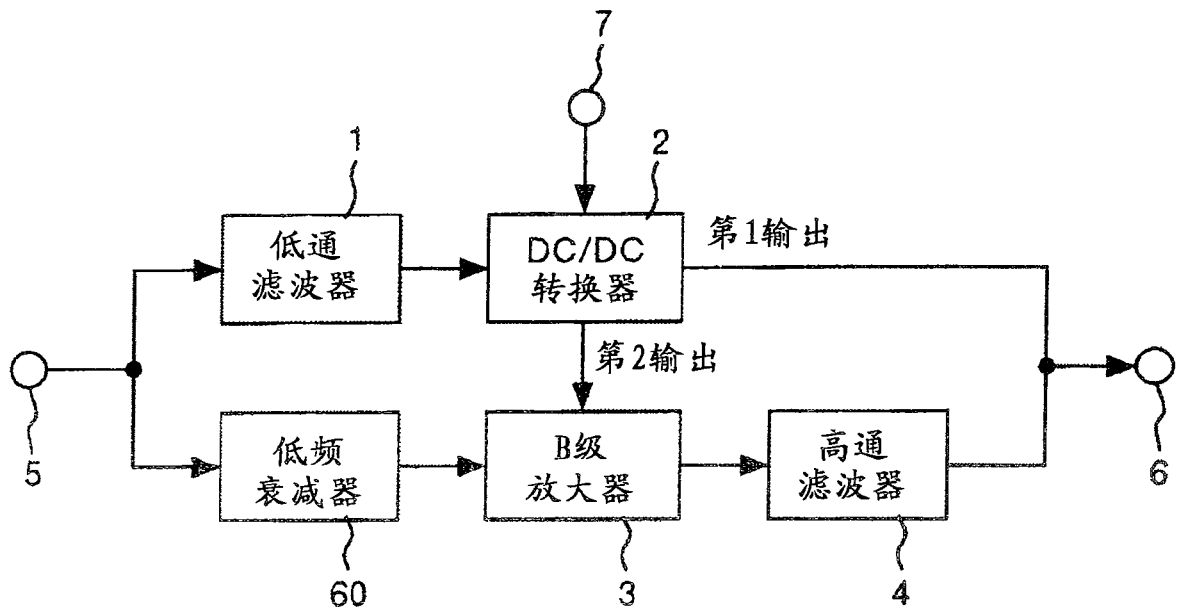


图 8

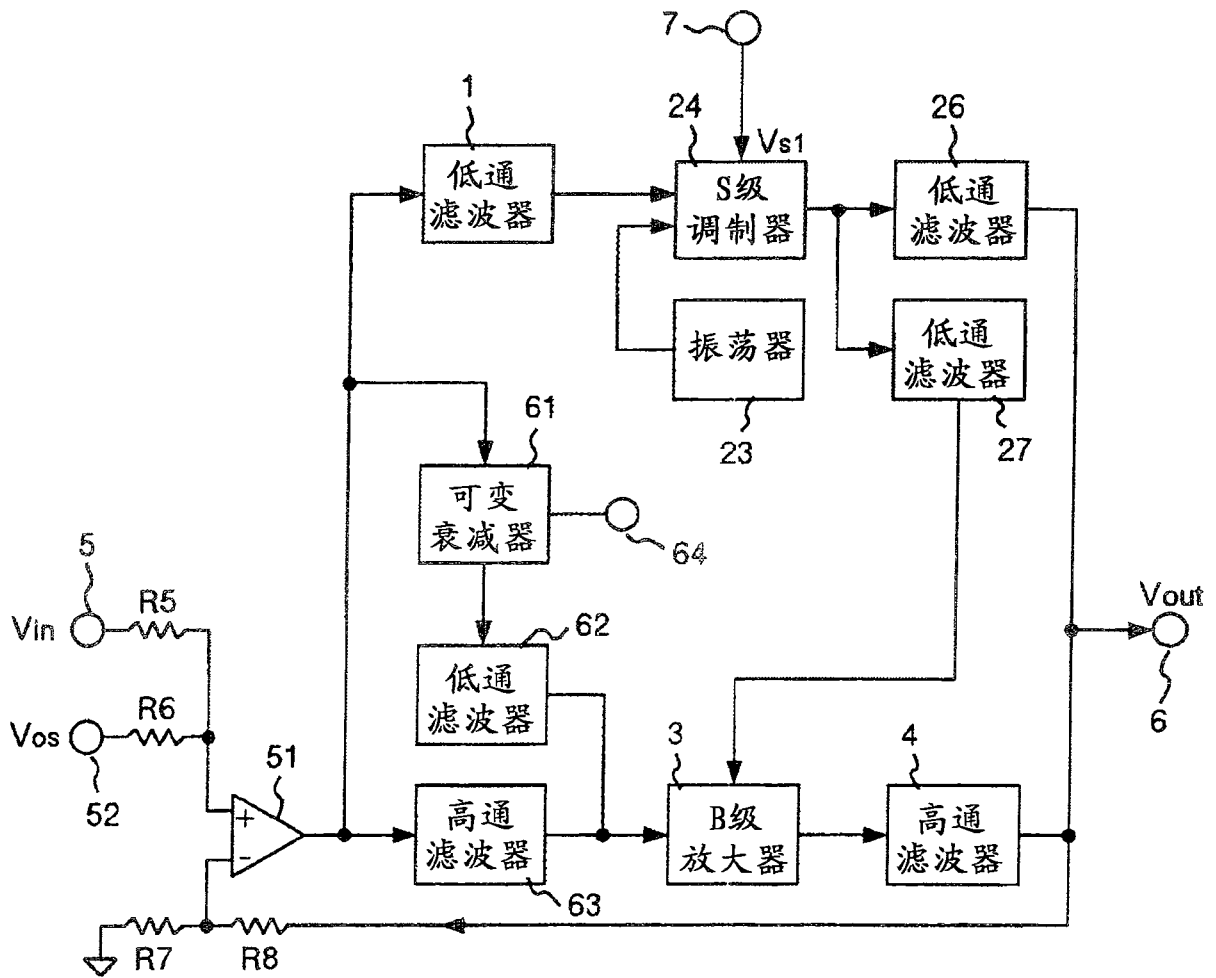


图9

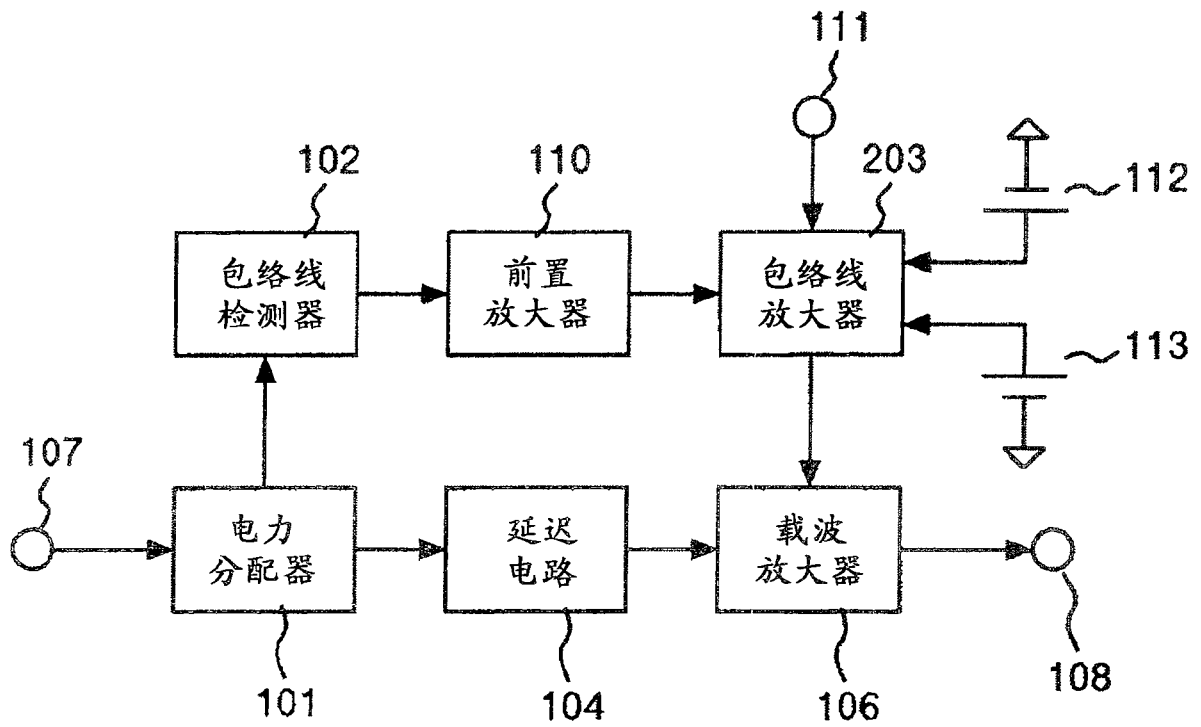


图10

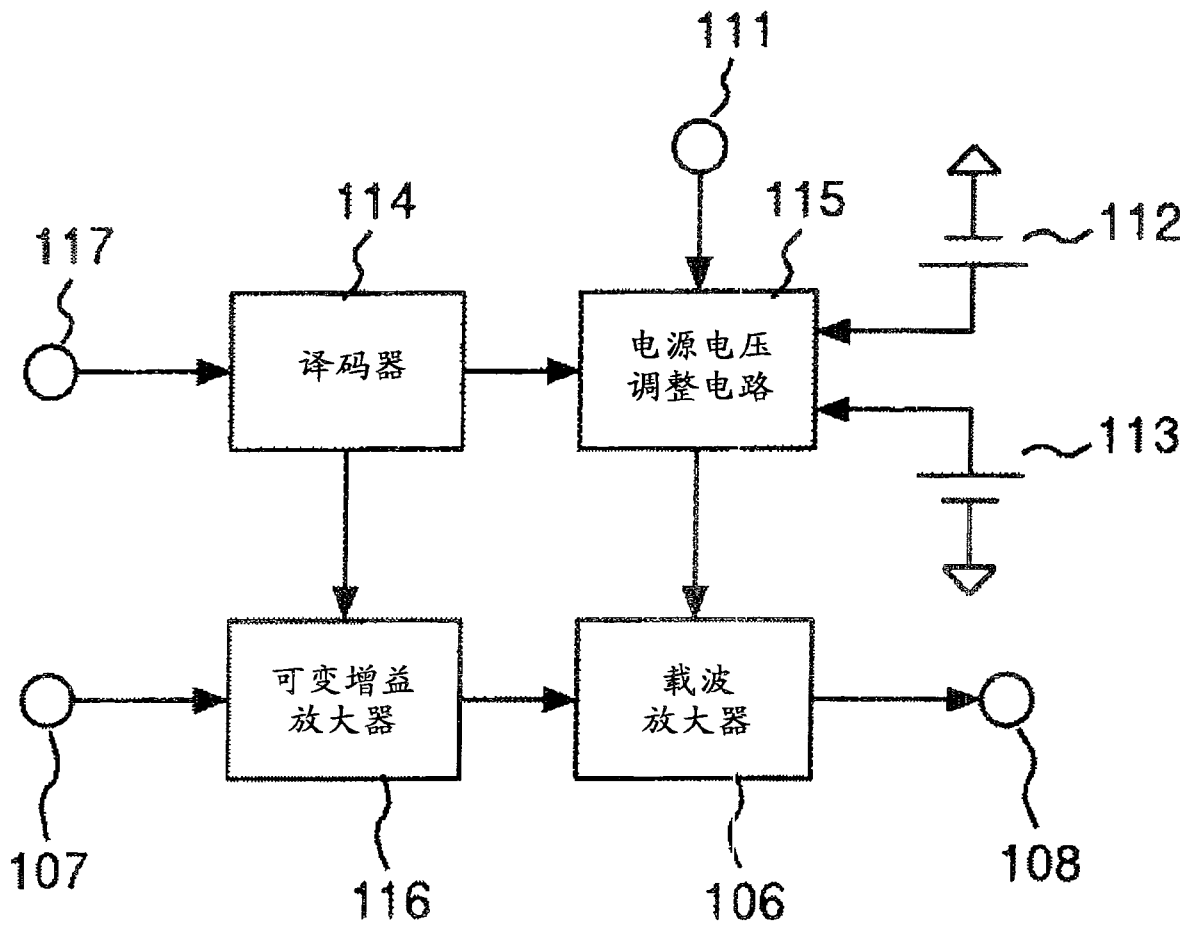


图 11

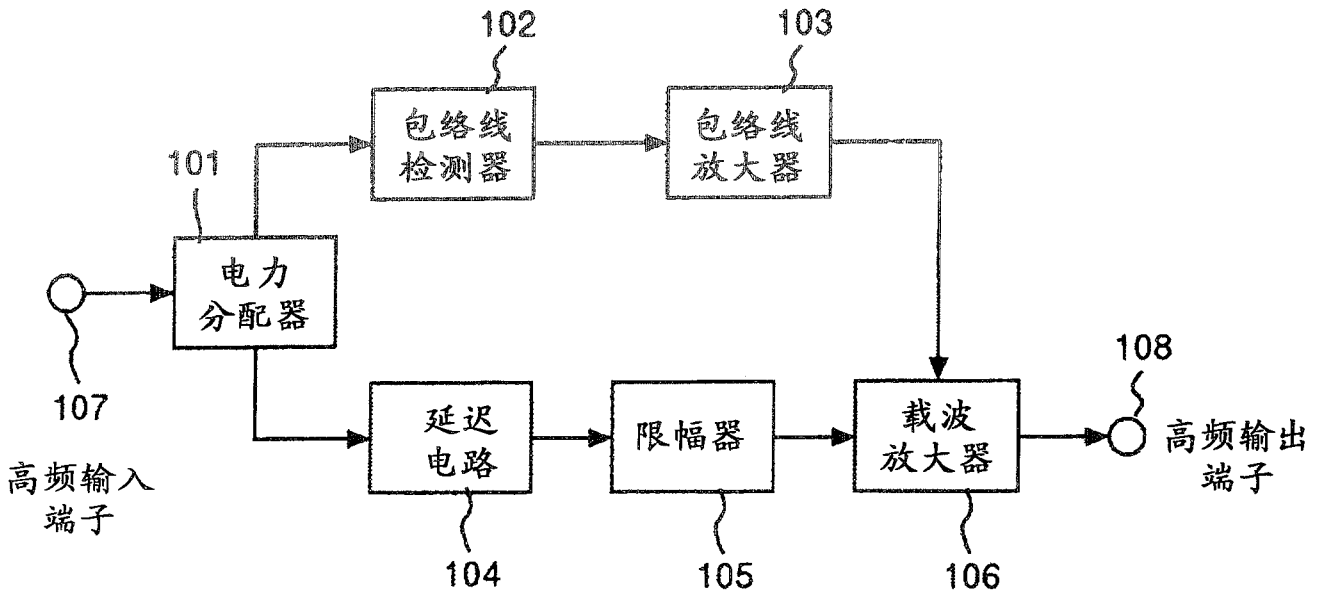


图 12

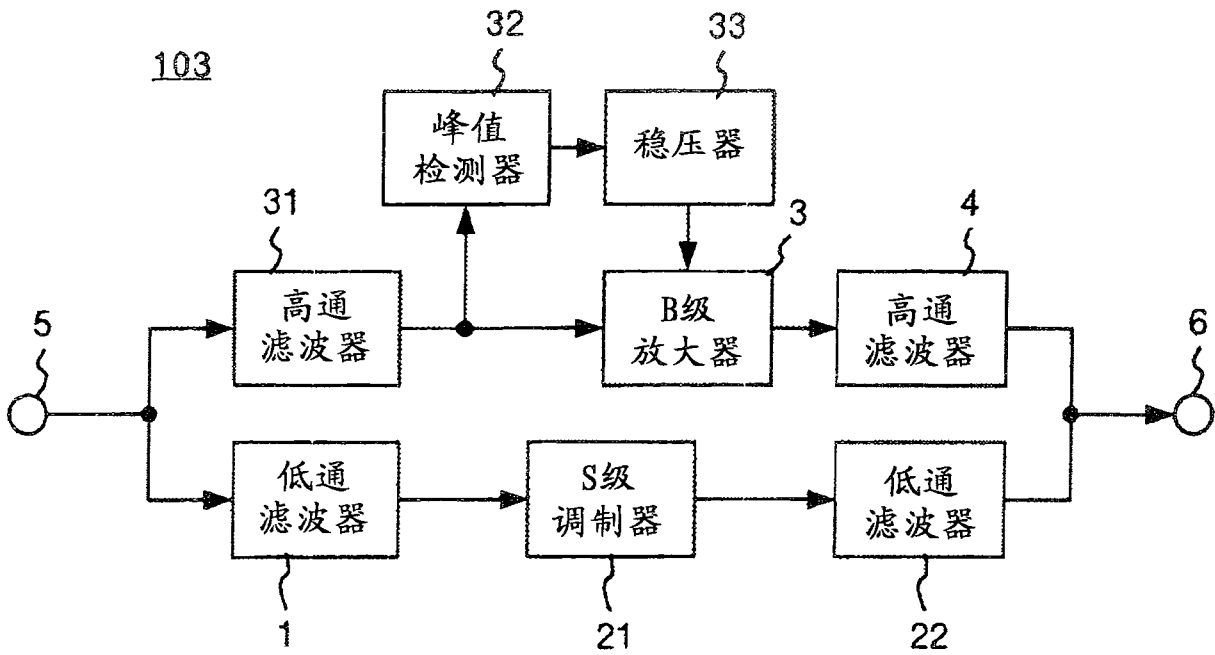


图13

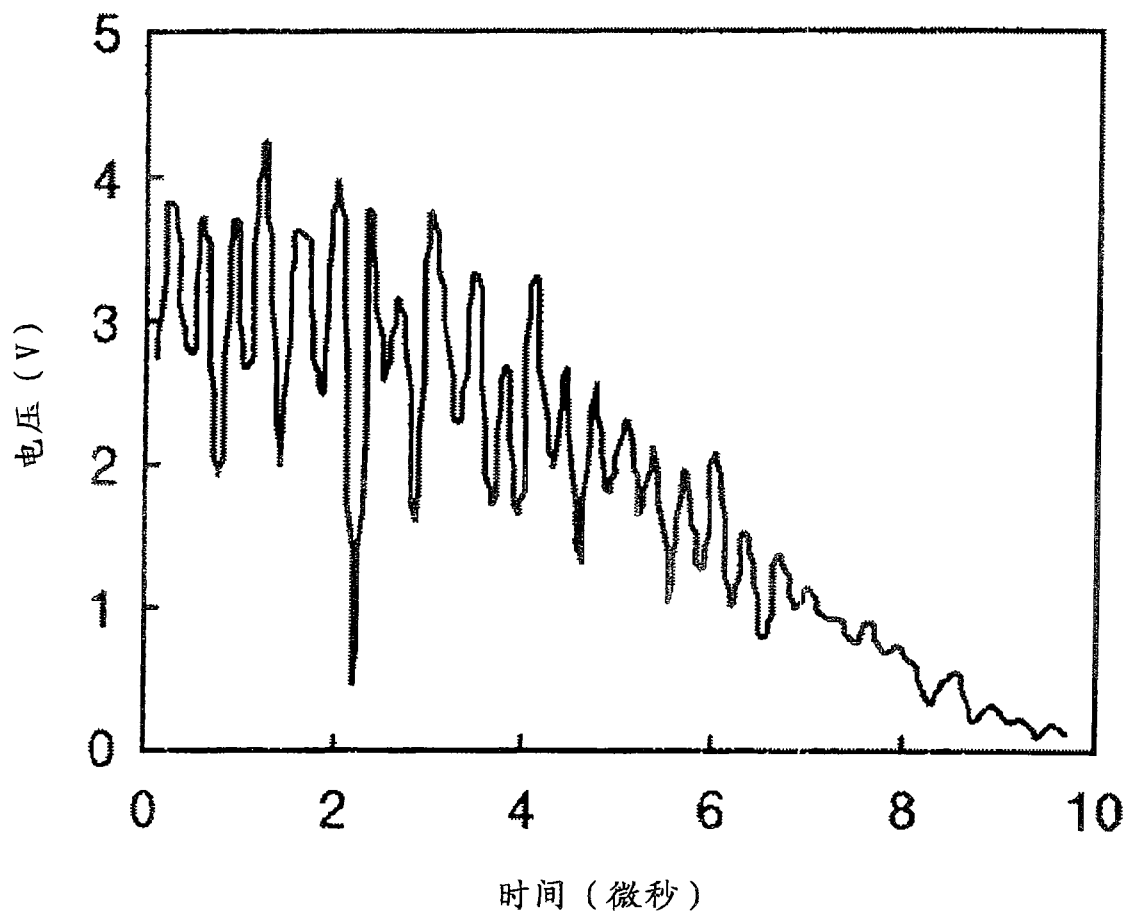


图 14

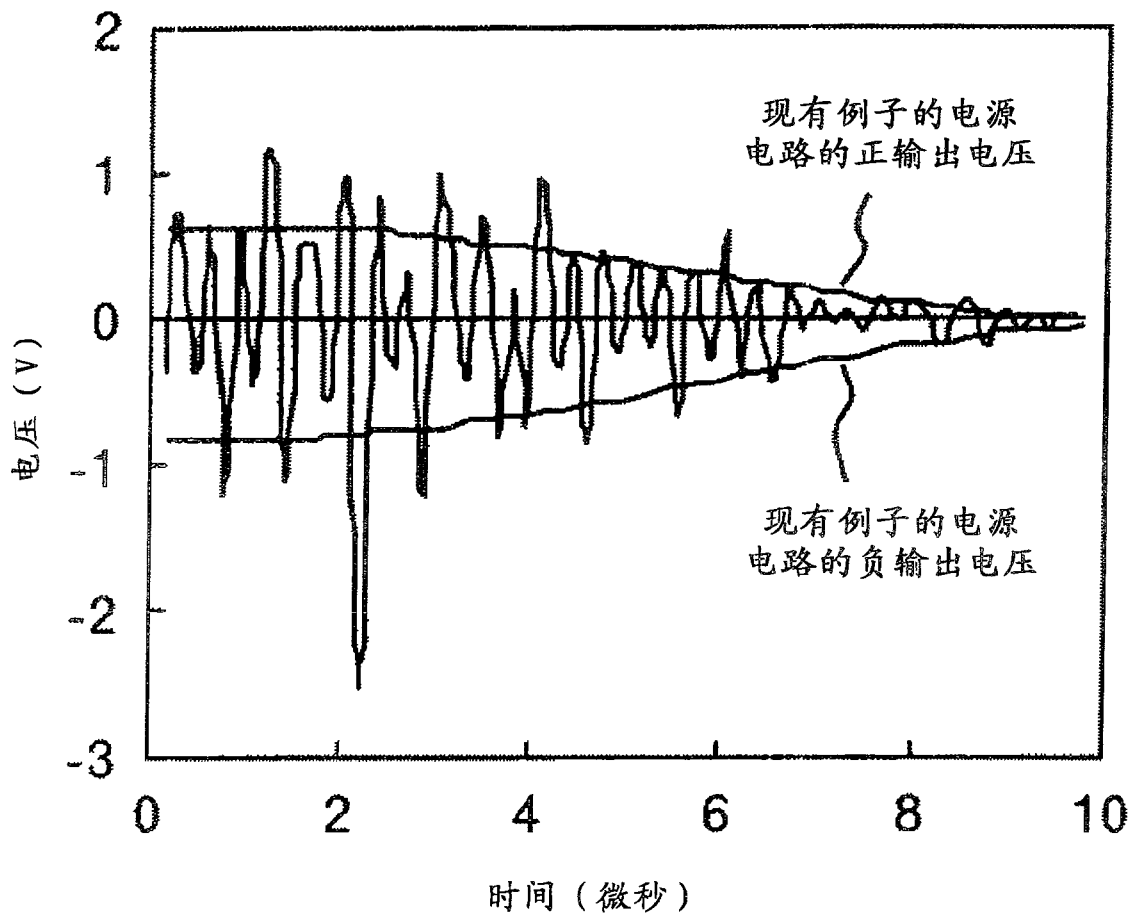


图 15

