

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/04 (2006.01)

H03F 1/02 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200410032129.7

[45] 授权公告日 2006年10月11日

[11] 授权公告号 CN 1279700C

[22] 申请日 2004.4.1

[21] 申请号 200410032129.7

[30] 优先权

[32] 2003.4.1 [33] JP [31] 2003-097889

[71] 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 田中宏一郎 田边充 斋藤典昭

审查员 刘力

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司  
代理人 汪惠民

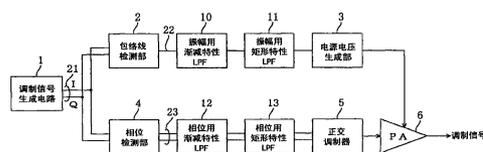
权利要求书 3 页 说明书 19 页 附图 14 页

[54] 发明名称

发送电路

[57] 摘要

本发明提供一种发送电路，包括：输出调制信号的调制信号产生电路(1)；输出调幅电压的包络线检测部(2)；振幅用渐减特性 LPF(10)，其将调幅电压按照指数函数表示的衰减特性衰减，随着频率的增加，此指数函数按幂指数关系变化；电源电压产生部(3)，其产生对应于调幅电压振幅值的电源电压；输出调相信号的相位检测部(4)；相位衰减装置 LPF(12)，其将调相信号按照指数函数表示的衰减特性衰减，随着偏离中心频率的偏离频率的增大此指数函数按幂指数关系变化；高频功率放大器(6)。由此，输入到高频功率放大器的调幅电压和调相信号的带宽不会极端扩大，输出频谱劣化很小的调制信号。



- 1、一种发送电路，其特征在于，包括：
- 5 调制信号产生装置，其产生包含相位和振幅的调制信号；  
调制信号布线，其与所述调制信号产生装置连接，用于传送调制信号；  
调幅电压产生装置，其与所述调制信号布线连接，产生与所述调制信号产生装置产生的所述调制信号的振幅对应的调幅电压；
- 10 调幅电压布线，其与所述调幅电压产生装置连接、用于传送调幅电压；和  
振幅频带限制装置，其被介入设置在所述调幅电压布线中，让由所述调幅电压产生装置输出的所述调幅电压，随频率增大而按由指数函数所表示的衰减特性进行衰减，该指数函数的指数与变量的幂指数次方成
- 15 比例。
- 2、根据权利要求1所述的发送电路，其特征在于，  
所述振幅频带限制装置，当设频率为  $f$  MHz，3dB 衰减频率为  $f_c$  MHz，调制信号的占有带宽为  $f_{op}$  MHz，幂指数为  $n$  且具有  $13/\{(16.6f_c/f_{op})-24\}+0.9 \leq n \leq \{(16.6f_c/f_{op})-20.5\}^2/35+1.3$  的关系时，让相对于输入的通过
- 20 后的振幅比，与由公式
- $$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^n\}$$
- 得到的数值成比例关系。
- 3、根据权利要求2所述的发送电路，其特征在于，  
在所述公式中， $n=2$ 。
- 25 4、根据权利要求1~3中任一项所述的发送电路，其特征在于，  
进一步包括电源电压产生装置，其被介入设置在所述调幅电压布线中，将通过所述振幅频带限制装置之后的调幅电压进一步进行直流变换，产生电源电压。
- 5、根据权利要求4所述的发送电路，其特征在于，
- 30 进一步包括高频功率放大器，其具有与所述调制信号布线连接的高

频输入端子、和与所述调幅电压布线连接的电源电压端子。

6、根据权利要求5所述的发送电路，其特征在于，

进一步包括频率变换装置，其与所述调制信号布线中的所述高频功率放大器的输入连接。

5 7、根据权利要求1~3中任一项所述的发送电路，其特征在于，进一步包括：

调相信号产生装置，其与所述调制信号布线连接，产生与由所述调制信号生成装置产生的所述调制信号的相位对应的调相信号；和

10 调相信号布线，其与所述调相信号产生装置连接，用于传送所述调相信号。

8、根据权利要求7所述的发送电路，其特征在于，

进一步包括相位频带限制装置，其被介入设置在所述调相信号布线中，让由所述调相信号产生装置输出的所述调相信号的电压，随频率增大而按由指数函数所表示的衰减特性进行衰减，该指数函数的指数与变量的幂指数次方成比例。

9、根据权利要求8所述的发送电路，其特征在于，

所述相位频带限制装置，当设频率为  $f$  MHz，3dB 衰减频率为  $f_c$  MHz、调制信号的占有带宽为  $f_{op}$  MHz，幂指数为  $m$  且具有  $0 \leq m \leq 3.5 \exp[0.0615 \{(16.6 f_c / f_{op}) - 30\}]$  的关系时，让相对于输入的通过后的振幅

20 比，与由公式

$$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^m\}$$

得到的数值成比例关系。

10、根据权利要求7~9中任一项所述的发送电路，其特征在于，

进一步包括高频功率放大器，其具有与所述调相信号布线连接的高频输入端子、和与所述调幅电压布线连接的电源电压端子。

11、根据权利要求7~9中任一项所述的发送电路，其特征在于，

进一步包括频率变换装置，其被设置在所述调相信号布线中在所述高频功率放大器的上游侧。

12、根据权利要求8或者9所述的发送电路，其特征在于，

30 所述振幅频带限制装置的截止频率比所述相位频带限制装置的截止

频率小。

13、一种发送电路，其特征在于，包括：

调制信号产生装置，其产生包含相位和振幅的调制信号；

5 调制信号布线，其与所述调制信号产生装置连接，用于传送调制信号；

调幅电压产生装置，其与所述调制信号布线连接，产生与由所述调制信号产生装置产生的所述调制信号的振幅对应的调幅电压；

调幅电压布线，其与所述调幅电压产生装置连接、用于传送调幅电压；

10 调相信号产生装置，其与所述调制信号布线连接，产生与由所述调制信号生成装置产生的所述调制信号的相位对应的调相信号；

调相信号布线，其与所述调相信号产生装置连接，用于传送所述调相信号；和

15 相位频带限制装置，其被介入设置在所述调相信号布线中，让由所述调相信号产生装置输出的所述调相信号的电压，随频率增大而按由指数函数所表示的衰减特性进行衰减，该指数函数的指数与变量的幂指数次方成比例。

14、根据权利要求13所述的发送电路，其特征在于，

20 所述相位频带限制装置，当设频率为  $f$  MHz，3dB 衰减频率为  $f_c$  MHz、调制信号的占有带宽为  $f_{op}$  MHz，幂指数为  $m$  且具有  $0 \leq m \leq 3.5 \exp[0.0615 \{(16.6 f_c / f_{op}) - 30\}]$  的关系时，让相对于输入的通过后的振幅比，与由公式

$$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^m\}$$

得到的数值成比例关系。

25 15、根据权利要求13或14所述的发送电路，其特征在于，

进一步包括高频功率放大器，其具有与所述调相信号布线连接的高频输入端子、和与所述调幅电压布线连接的电源电压端子。

16、根据权利要求13或14所述的发送电路，其特征在于，

30 进一步包括频率变换装置，其被设置在所述调相信号布线中在所述高频功率放大器的上游侧。

## 发送电路

5

## 技术领域

本发明涉及一种以无线方式发送高频信号的发送电路。

## 背景技术

10 一般对于振幅调制的调制信号，特别是 QAM(正交调幅)等多值调制方式，向天线发送电力的发送电路中配置了高频功率放大器，要求此高频功率放大器进行线性放大。因此高频功率放大器的工作级别使用 A 级，或者 AB 级等。

但是随着通信的宽带化，开始利用采用子载波的 OFDM (Orthogonal  
15 Frequency Division Multiplex: 正交频分多址) 等通信方式，以往使用的 A 级、AB 级等高频功率放大器的高效率就无法期待了。也就是说 OFDM 中通过子载波的叠加，瞬间产生很大的完全散乱的电功率，平均电功率和瞬间最大电功率的比值 PAPR (峰值对平均功率比) 很大。因此为了能够将比平均电功率大很多的峰值电功率线性放大，就需要始终保持比较大的直流电功率。A 级工作级别的效率最大也只有 50%，特别是 OFDM  
20 的情况下，由于 PAPR 很大，在输出峰值电功率以外的时间，直流电功率几乎都转化为热能释放掉了，直流电功率是由补偿峰值电功率的峰值电压与补偿瞬间电功率的电压的差和电流的乘积计算得出的。其结果导致效率极大地降低。

25 因此例如使用电池作为电源的手持无线设备，能连续可使用的的时间缩短，实际使用中会产生问题。

为解决此类问题，提出了利用所公知的卡恩计算方法的以往使用的 EER (Envelope Elimination and Restoration) 法 (例如参照专利文献 1)。

在专利文献 1 所公开的构成中 (参照图 6)，检测输入的高频调制信号，  
30 将其分为两部分。其中一部分是相当于调制信号的包络线的振幅部分。

此振幅部分通过由开关调整器等构成的振幅调制器进行振幅调制，成为调幅电压，提供给高频功率放大器的电源电压端子。另外一部分，通过振幅控制放大器（限幅器）的控制后成为振幅为恒定值，只有相位被调制的调相信号（相位部分）。此相位部分提供给高频功率放大器的高频输入端子。

EER 方法中，作为高频功率放大器，可以采用高效的开关型放大器，同时可以向高频功率放大器的电源电压端子提供功率放大所需的最低限的电源电压，由此效率能够得到提高。

另外还提出了适合数字信号处理的 ERR 法（例如参照专利文献 2），由复包络线信号的正交调制得到相位调制信号。在此专利文献 2 的构成中，将经过振幅调制后剩余的调制信号作为相位调制信号提供给高频功率放大器。

图 13 表示采用 EER 方法的原来的发送电路构成概况的电路框图。此发送电路包括：调制信号产生电路 101，将调制信号输出到 2 条分支线；包络线检测部 102，将分为两条分支的调制信号作为输入，对其包络线检波，输出其振幅成分；电源电压产生部 103（直流直流变换器），输入包络线检测部 102 输出的振幅成分，根据振幅值产生电源电压；相位检测部 104，输入两条分支中的另外一路调制信号，输出相位成分的相位调制信号；正交调制器 105，输入相位检测部 104 输出的相位调制信号，对其进行正交调制；高频功率放大器 106，其电源电压端子接收电源电压产生部 103 的输出，高频输入端子接收正交调制器 105 的输出。

调制信号产生电路 101，根据内部产生的数据或者外部提供的数据进行例如 QAM 或 OFDM 等的调制，输出用复包络线表示的用于传送的调制信号。包络线检测部 102，通过求出表示调制信号的复包络线的绝对值，从而输出振幅成分。电源电压产生电路 103，通过直流直流变换，产生与振幅成分相对应的电源电压。相位检测部 104，将表示调制信号的复包络线的相位保持原样，将复包络线的绝对值变为恒定值，输出用复包络线表示的相位成分。正交调制器 105，通过将复包络线表示的相位成分正交调制，变换为高频信号，产生相位调制信号。高频功率放大器 106，通过将相位调制信号（相位成分）放大成与振幅调制电压（振幅成分）对应

的振幅的高频信号，输出振幅和相位都变化的调制信号。

专利文献 1：美国专利第 6256482B1（附图第 3 页，图 6）；

专利文献 2：特开平 3—34709 号公报（第 5 页、图 1）。

但是以往的发送装置有以下的缺点：在发送装置中包络线检测部和  
5 相位检测部要进行非线性的信号处理，这样就使调幅电压和调相信号的  
带宽变得非常宽。另外为了除去作为数字信号处理的采样中输出信号的  
频率返回部分，或者由于各模拟电路所特有的频率特性，要限制调幅电  
压或调相信号的带宽。一般情况下，限制此带宽的频带越宽调制信号的  
10 频谱的劣化越小。但是以往即使限制带宽的频带相当宽的情况下，调制  
信号的频谱劣化也非常大。数字信号处理的采样频率越大消耗的电功率  
也会增加，或者由于设计各个模拟电路时频率特性会受到限制，因此限  
制带宽的频带不可能无限增大。

以往的发送装置输出的调制信号的频谱，例如基于 IEEE802.11a 标准  
的 OFDM 调制方式中，调制信号的占有带宽（fop）为 16.6MHz。图 14  
15 表示以往的发送电路输出的调制信号的频谱一例。图中调幅电压的带宽  
为 90MHz、相位调制信号的频带的中心频率为±90MHz，用比原始的复  
包络线的带宽大很多的值进行限制时，调制信号频谱的仿真值如图所示。  
图 14 中，横坐标表示相对于调制信号频率变换后的中心频率的偏离频率，  
纵坐标为调制信号的功率密度。图 14 中的实线表示调制信号的功率密度，  
20 虚线表示 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值，点划线表示与  
IEEE802.11a 标准规定的功率密度上限值相比有 10dB 余量的功率密度。  
即使频率远离调制信号中心频率很大，功率密度还有残留，偏离频率为  
±90MHz 附近，由于功率密度上升，功率密度上限值 10dB 的余量未填满。

## 25 发明内容

本发明的目的在于提供一种发送电路，其不需要使限制调幅信号或  
调相信号的带宽的频带宽度非常大，也能够输出频谱劣化小的调制信号。

本发明的第 1 发送电路是进行如下所述的振幅频带限制的电路，根  
据包含了振幅和相位的调制信号，至少产生调幅电压，然后使调幅电压  
30 随频率增大而按由指数函数所表示的衰减特性进行衰减，该指数函数的

指数与变量的幂指数次方成比例。

由此能够抑制调制信号中心频率附近频带上的不必要的功率密度，所以在不需要将限制调幅电压带宽的频带设置得很大的情况下，也能够降低传送的调制信号频谱的劣化。而且电路的工作速度和要求的频率特性也不需要极端高，在适当的规模下就能够实现发送电路。

通过将在此频带限制中的指数函数的变量设定在某个适合范围内，根据发送电路实现的带宽，可以选择最合适的幂指数  $n$ ，在调制信号中心频率附近，就能够限制不需要的功率密度。

特别是通过选择幂指数  $n$  以便使用高斯型滤波器进行频带限制，频带限制处理时的响应时间能快速收敛。

另外进一步可以包括以下装置：将经过振幅频带限制的调幅电压继续进行电压变换而产生电源电压的装置、具有高频输入端子和电源电压端子的高频功率放大器、或者在高频功率放大器的上游侧设置的频率变换装置等。

此外还可以添加进行下述相位频带限制的装置：根据包含振幅和相位的调制信号，产生调相信号，进一步按照由随偏离中心频率的偏离频率的增加而变量与幂指数成比例的指数函数表示的衰减特性进行衰减。

通过将在此频带限制中的指数函数的变量设定在某个适合范围内，根据发送电路实现的带宽，可以选择最合适的幂指数  $m$ ，在与调制信号中心频率相距很远的频带附近，就能够抑制不需要的功率密度。

特别是通过选择幂指数  $m$  以便使用高斯型滤波器进行频带限制，频带限制处理时的响应时间能快速收敛。

本发明的第 2 发送电路是进行下述相位频带限制的电路，根据包含振幅和相位的调制信号，产生调幅电压和调相信号，进一步，随频率增大而按由指数函数所表示的衰减特性进行衰减，该指数函数的指数与变量的幂指数次方成比例。

由此能够在与调制信号中心频率相距很远的频带附近，抑制不需要的功率密度，所以不需要将限制调相信号带宽的频带设置得极端大的情况下，能够降低传送的调制信号频谱的劣化。而且电路的工作速度和要求的频率特性也不需要极端高，在适当的规模下即可实现发送电路。

利用本发明的发送电路，不需要将限制调幅电压和调相信号的带宽的频带设置得极端大，就能够降低传送的调制信号频谱的劣化，同时电路的工作速度和要求的频率特性也不需要极端高，在适当的规模下即可实现发送电路。

5

## 附图说明

图 1 表示有关本发明第 1 实施方式的发送电路的电路框图。

图 2 (a) ~ (d) 表示第 1 实施方式的具体例的幂乘数滤波器的幂指数  $n$  的适合范围以及对幂指数  $n$  各范围的调制信号频谱的仿真结果示意图。

图 3 (a) ~ (c) 表示第 1 实施方式的具体例的幂乘数滤波器的幂指数  $m$  的适合范围以及对幂指数  $m$  各范围的调制信号频谱的仿真结果示意图。

图 4 (a) ~ (c) 分别依次表示只使用第 1 具体例中的幂乘数滤波器时、只使用第 2 具体例中的幂乘数滤波器时、第 1、第 2 具体例中的幂乘数滤波器都使用时的调制信号仿真结果示意图。

图 5 (a) ~ (c) 分别依次表示第 1 具体例中只使用高斯型滤波器时、第 2 具体例中只使用高斯型滤波器时，第 3 具体例中使用高斯型滤波器时的调制信号仿真结果示意图。

图 6 表示幂指数为 1、2、3 时，渐减特性滤波器的脉冲响应特性的示意图。

图 7 (a)、(b) 表示由数字滤波器构成的高斯型滤波器的电路框图和滤波器的脉冲特性的示意图。

图 8 (a) ~ (c) 表示由模拟滤波器构成的各种高斯型滤波器的电路框图。

图 9 表示有关本发明第 2 实施方式的发送电路的电路框图。

图 10 (a) ~ (d) 表示利用定包络区域实现近似 EER 法的电路工作过程的示意图。

图 11 (a) ~ (d) 表示第 2 实施方式具体例中幂乘数滤波器的幂指数  $n$  的适合范围以及对应于幂指数  $n$  的各范围的调制信号频谱的仿

真结果示意图。

图 12 表示第 2 实施方式的第 2 具体例中使用高斯型滤波器时的调制信号仿真结果示意图。

图 13 表示采用 EER 法的以往的发送电路的概略电路框图。

5 图 14 表示以往的发送电路中输出的调制信号频谱的一例的示意图。

图中：1—调制信号产生电路，2—包络线检测部，3—电源电压产生部，4—相位检测部，5—正交调制器，6—高频功率放大器，10—振幅用渐减特性 LPF，11—振幅用矩形特性 LPF，12—相位用渐减特性 LPF，13—相位用矩形特性 LPF，21—调制信号布线，22—调幅电压布线，23—  
10 调相信号布线。

### 具体实施方式

#### （第 1 实施方式）

图 1 表示本发明第 1 实施方式的发送电路的电路框图。如图 1 所示，  
15 本实施方式的发送电路包括：输出调制信号的调制信号产生电路 1；为传送调制信号而分为两条分支的调制信号布线 21；与调制信号布线 21 中的一条分支布线连接，输入调制信号对其包络线进行检波，输出调幅电压（振幅成分）的包络线检测部 2；从包络线检测部 2 延伸出来的调幅电压布线 22；介入设置在调幅电压布线 22 中，输入包络线检测部 2 输出的调幅电压，并对其进行频带限制处理的振幅用渐减特性 LPF（低通滤波器）  
20 10；介入设置在调幅电压布线 22 中，将通过振幅用渐减特性 LPF10 的调幅电压作为输入，并对其进行频带限制处理的振幅用矩形特性 LPF11；介入设置在调幅电压布线 22 中，将通过振幅用矩形特性 LPF11 的调幅电压作为输入，产生与振幅值对应的电源电压的电源电压产生部 3（直流直流变换器）；与调制信号布线 21 中的另外一条分支线连接，输入调制信号，输出调相信号（相位成分）的相位检测部 4（振幅控制放大器）；从相位检测部 4 延伸出来的调相信号布线 23；介入设置在调相信号布线 23  
25 中，将相位检测部 4 输出的调相信号作为输入，并对其进行频带限制处理的相位用渐减特性 LPF12；介入设置在调相信号布线 23 中，将通过相位用渐减特性 LPF12 输出的相位调制信号作为输入，并对其进行频带限  
30

制处理的相位用矩形特性 LPF13；介入设置在调相信号布线 23 中，输入相位用矩形特性 LPF13 输出的调相信号，进行正交调制的正交调制器 5；由电源电压端子接收电源电压产生部 3 的输出，由高频输入端子接收正交调制器 5 的输出的高频功率放大器 6。

5        在本实施方式中，由包络线检测部 2 构成调幅电压产生装置；由相位检测部 4 构成调相信号产生装置；由振幅用渐减特性 LPF10 和振幅用矩形特性 LPF11 构成振幅频带限制装置；由相位用渐减特性 LPF12 和相位用矩形特性 LPF13 构成相位带宽限制装置。只是其中的振幅用矩形特性 LPF11 和相位用矩形特性 LPF13 并非哪一个都是必需的。当各部分模拟电路本身具有适当的频率阻断特性时，不需要这些滤波器。这些要素  
10        只不过是后面示例调制信号频谱时，表示设定阻断频率的位置而在此图示出来而已。

下面说明图 1 所示电路的工作过程：

调制信号产生电路 1，根据内部产生的数据或者外部提供的数据进行  
15        例如 QAM 或 OFDM 等的调制，输出用复包络线表示的用于传送的调制信号。包络线检测部 2，通过求出表示调制信号的复包络线的绝对值，输出调幅电压。

振幅用渐减特性 LPF10 是按照随着频率的增加而单调让电压的衰减增加那样的渐减特性，对调幅电压实施低通滤波处理的装置，所谓单调  
20        增加衰减的渐减特性的低通滤波处理，正如后面具体例说明的那样，是指调幅电压按照指数函数所表示的衰减特性衰减的低通滤波处理，此指数函数随着频率的增加按幂指数关系变化。

振幅用矩形滤波器 11 是执行矩形特性的低通滤波处理装置，再次阻  
25        断调幅电压中设定频率以上的信号。电源电压产生部 3 根据经过低通滤波处理的调幅电压产生调幅电压。

电源电压产生装置 3 由直流直流变换器构成，由于通常进行线性变换，所以对输入的调幅电压进行低通滤波处理，和对输出的调幅电压进行低通滤波处理具有等效的效果。

相位检测部 4，将表示调制信号的复包络线的相位保持原样，将复包  
30        络线的绝对值设为恒定值，输出复包络线表示的调相信号。

相位用渐减特性 LPF12 是对用复包络线表示的调相信号进行低通滤波处理的装置，它按照随着频率的增加而单调让电压的衰减增加那样的渐减特性进行处理。所谓单调让电压的衰减增加的渐减特性的低通滤波处理，正如后面具体例子说明的那样，是指电压按照指数函数表示的衰减特性衰减的低通滤波处理过程，随着频率的增加此指数函数按幂指数关系变化。

相位用矩形滤波器 13 是执行矩形滤波的低通滤波处理装置，再次阻断用复包络线表示的调相信号中设定的频率以上的信号。

正交调制器 5，对经过滤波处理的、用复包络线表示的调相信号进行正交调制，变换为高频信号，由此产生调相信号。由于正交调制器 5 对复包络线的频率进行变换，所以对输入的复包络线进行低通滤波处理，和对输出的调相信号进行带通滤波处理具有等效的效果。

高频功率放大器 6，根据低通滤波处理后的调幅电压的振幅的高频信号，对经过带通滤波处理的调相信号进行放大，输出振幅和相位都变化的调制信号。

另外由于振幅用渐减特性 LPF10、振幅用矩形特性 LPF11 以及电源电压产生部 3 中的任何一个都是线性工作范围，所以相对于信号流向的各装置的配置顺序与本实施方式也可以不同。

同样由于相位用渐减特性 LPF12、相位用矩形特性 LPF13 以及正交调制器 5 中的任何一个也都是线性工作范围，所以相对于信号流向的各装置的配置顺序与本实施方式也可以不同。把相当于 LPF（低通滤波器）的装置配置在正交调制器 5 的后级时，只要配置带通滤波器即可。

在本实施方式中，图 1 中的作为振幅频带限制装置的振幅用渐减特性 LPF10（以及振幅用矩形特性 LPF11）、作为相位频带限制装置的相位用渐减特性 LPF12（以及相位用矩形特性 LPF13）中的任何一个都并非必不可少。以下的具体例子说明，即使不用其中的某一个，也能达到本实施方式的基本效果。

以下的各具体例中，根据本实施方式构成的发送电路，在示例渐减特性 LPF 以及渐减特性带通滤波特性的同时，还示例了输出调制信号的频谱。例举了基于 IEEE802.11a 标准的 OFDM 调制方式。作为参考，采

用了调制信号产生电路 1、调制信号的占有带宽（fop）为 16.6MHz。

### 第 1 具体例

首先对振幅频带限制装置和相位频带限制装置中，只使用前一个装置的第 1 具体例加以说明。也就是说本具体实例中，没有配置相位用渐  
5 减特性 LPF12 以及相位用矩形特性 LPF13。作为振幅频带控制装置的振幅用渐减滤波器 10，使用了以下的幂乘数滤波器。此幂乘数滤波器的滤波特性为：假定频率为 f (MHz)，3dB 衰减频率为 fc(MHz)、调制信号的占有带宽为 fop(MHz)时、输入信号通过之后的输出与输入的振幅比、与  
10 由下式计算得到的数值成比例关系。

$$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^n\}$$

式中

$$13/\{(16.6f_c/f_{op})-24\}+0.9 \leq n \leq \{(16.6f_c/f_{op})-20.5\}^2/35+1.3$$

图 2 (a) ~ (d) 表示第 1 具体例的幂乘数滤波器的幂指数 n 的适合  
15 范围以及对幂指数 n 各范围的调制信号频谱（功率密度相对值）的仿真结果示意图。

图 2 (a) 所示为对应于 3dB 衰减频率 fc（横坐标），幂乘数滤波器的  
幂指数 n（纵坐标）的适合范围，图中的斜线部分表示的是幂指数的适合  
范围。也就是说幂指数 n 的适合范围的下限由曲线  $n=13/\{(16.6f_c/f_{op})-24\}+0.9$   
20 规定，幂指数 n 的适合范围的上限由曲线  $n=\{(16.6f_c/f_{op})-20.5\}^2/35+1.3$   
规定。图 2 (a) 中调制信号的占有带宽 fop 为 16.6MHz，振幅用矩形特性 LPF 的截止频率为 70MHz，对调相信号的频带限制与前面的例子相同  
<90MHz。

图 2 (b) ~ (d) 表示调制信号频谱的仿真结果。横坐标为距离中心  
25 频率的偏离频率，纵坐标为功率密度。图 2 (b) ~ (d) 中的实线表示调制信号的功率密度，虚线表示 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值，点划线表示与 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值有 10dB 余量的功率密度。图 2 (b) ~ (d) 所示各例子中，3dB 衰减频率 fc 为 40MHz。

使用幂乘数滤波器，与 IEEE802.11a 标准相比的余量值与图 14 中所  
30 示以往的发送电路相比虽然有改善，但是中心频率附近的调制信号频谱

有劣化的情况。因此，我们研究了与 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值相比有 10dB 余量的情况下的幂乘指数  $n$ 。结果表明，幂乘指数有适合范围，此适当的范围根据 3dB 衰减频率  $f_c$  而变化。

也就是说如图 2 (b) 所示，如果幂乘指数从适合范围向大值一侧偏离（例如  $n=13$ ），在振幅矩形滤波器的阻断频率的偏离频率为 ( $\pm 70\text{MHz}$ ) 的附近功率密度上升，10dB 的余量没有了。另外如图 2 (c) 所示，如果幂乘指数从适合范围向小值一侧偏离（例如  $n=1$ ），中心频率附近 10dB 的余量没有了。同时如图 2 (d) 所示如果幂指数  $n$  在适合范围取值（例如  $n=3$ ），中心频率附近的功率密度确保有 10dB 的余量。

10

## 第 2 具体例

下面对振幅频带限制装置和相位频带限制装置中，只使用后者的第 2 具体例加以说明。

也就是说本具体实例中，没有配置振幅用渐减特性 LPF10 以及振幅用矩形特性 LPF11。作为相位频带控制装置的相位用渐减特性 LPF，使用了以下的幂乘数滤波器。此幂乘数滤波器的滤波特性为：假定 3dB 衰减频率为  $f_c(\text{MHz})$ ，调制信号的占有带宽为  $f_{op}(\text{MHz})$ 、频率为  $f(\text{MHz})$  时、输入信号通过之后的输出与输入的振幅比、与由下式计算得到的数值成比例关系。

$$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^m\}$$

式中  $0 \leq m \leq 3.5 \exp[0.0615\{(16.6f_c/f_{op})-30\}]$

图 3 (a) ~ (c) 表示第 2 具体例的幂乘数滤波器的幂指数  $m$  的适合范围以及对幂指数  $m$  各范围的调制信号频谱（功率密度相对值）的仿真结果示意图。

图 3 (a) 表示对应于 3dB 衰减频率  $f_c$  (横坐标)，幂乘数滤波器的幂指数  $m$  (纵坐标) 的适合范围，图中的斜线部分表示幂指数  $m$  的适合范围。也就是说幂指数  $m$  的适合范围的下限由曲线  $m=0$  规定，幂指数  $m$  的适合范围的上限由曲线  $m=3.5 \exp[0.0615\{(16.6f_c/f_{op})-30\}]$  规定。图 3 (a) 中调制信号的占有带宽  $f_{op}$  为 16.6MHz，振幅用矩形特性 LPF 的阻断频率为 80MHz，对调相信号的频带限制与前面的例子相同  $< 90\text{MHz}$ 。

30

另外图 3 (b)、(c) 所示为调制信号频谱的仿真结果。横坐标为偏离中心频率的频率，纵坐标为功率密度。图 3 (b)、(c) 中的实线表示调制信号的功率密度，虚线表示 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值，点划线表示的是与 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值有 10dB 余量的功率密度。图 3 (b)、(c) 所示各例子中，3dB 衰减频率  $f_c$  为 30MHz。

即使使用幂乘数滤波器，在图 14 中所示以往的发送电路中，没有获得 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的 10dB 余量的偏离频率 $\pm 90$ MHz 附近的调制信号频谱的上升被抑制，虽然有 10dB 及以上的余量，但是中心频率附近调制信号频谱有恶化的情况。我们研究了与 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值相比有 10dB 余量时的幂乘指数  $m$ 。结果表明，幂乘指数有适合的范围，此适合范围根据 3dB 衰减频率  $f_c$  变化。

也就是说如图 3 (b) 所示，如果幂乘指数从适合范围向大值一侧偏离（例如  $m=4$ ），在  $\Delta c (=30\text{MHz})$  的偏离频率的附近功率密度上升，超过上限值。另外如图 3 (c) 所示，如果幂指数  $m$  在适合范围取值（例如  $m=3$ ），功率密度确保在标准范围内。

### 第 3 具体例

以下对使用第 1 具体例中的振幅频带控制装置和第 2 具体例中相位频带控制装置的第 3 具体例加以说明。

图 4 (a) ~ (c) 所示分别依次表示只使用第 1 具体例中的幂乘数滤波器时、只使用第 2 具体例中的幂乘数滤波器时、第 1, 第 2 具体例中的幂乘数滤波器都使用时的调制信号仿真结果。图 4 (a) 表示和图 2 (d) 所示具有相同特性的示意图，图 4 (b) 表示和图 3 (c) 所示具有相同特性的示意图。

正如图 4 (c) 所示，与第 1 和第 2 具体例相比，在与中心频率偏离频率较大的频率附近，功率密度的衰减量明显增大，据此可以改善频带限制功能。

振幅用矩形特性 LPF11 的阻断频率（70MHz）亦即调幅电压产生装置具有的阻断频率和相位用矩形特性 LPF13 的阻断频率（80MHz）亦即调相信号产生装置所应具有阻断频率不同，前者数值小于后者。对于

OFDM 调制方式来说，规定处理调幅电压的电路和处理调相信号的电路的频率特性完全相同，和这种方式相比，设定两者不同的情况下，具有发送电路整体规模减小的优点。

#### 5 第 4 具体例

下面说明第 1~第 3 具体例中存在幂指数  $n$ 、 $m$  为 2 的特别情况，将所谓的高斯型滤波器用于振幅频带限制装置和相位频带控制装置时的第 4 具体例。在振幅用渐减特性 LPF 中，满足以下的限制条件：

$$13/\{(16.6fc/fop)-24\}+0.9 \leq n \leq \{(16.6fc/fop)-20.5\}^2/35+1.3$$

10 而在相位用渐减特性 LPF 中，满足以下的限制条件：

$$0 \leq m \leq 3.5 \exp[0.0615\{(16.6fc/fop)-30\}]$$

$n$ 、 $m$  在适合范围内取值。

图 5 (a) ~ (c) 所示分别依次表示第 1 具体例中只使用高斯型滤波器时、第 2 具体例中只使用高斯型滤波器时，第 3 具体例中使用高斯型滤波器时的调制信号仿真结果。

正如图 5 (a)、(b) 所示， $n$  (或者  $m$ ) 为 2 的情况下，满足振幅用渐减特性 LPF 和相位用渐减特性 LPF 的特性都在最适合范围的前提条件下，使用高斯型滤波器可以获得良好的频谱。特别是，如图 5(c)所示，当振幅用渐减特性 LPF 和相位用渐减特性 LPF 都使用高斯型滤波器时，  
20 不仅能够使偏离频率很大的领域的衰减量增大，还可以使中心频率附近的不需要的功率密度降低。

图 6 表示幂指数为 1、2、3 时，低通滤波器的脉冲响应特性。图 6 中横坐标表示时间，纵坐标表示响应振幅 (相对值)。如图 6 所示，由于高斯型滤波器的脉冲响应的收敛很快，所以特别是当进行数字信号处理  
25 时，有容易实现滤波的优点。

这里说明高斯型滤波器的构成方法。高斯型滤波器属于直线相位型滤波器，由数字滤波器构成的情况下可以用 FIR 滤波器，由模拟滤波器构成的情况下可以用 5 次贝赛尔型滤波器近似。

图 7 表示由数字滤波器构成的高斯型滤波器的电路框图。FIR 滤波器  
30 有三个基本构成要素，采用单位时间的延迟器、乘法器、加法器构成图 7

所示的结构。乘法器的乘数可作为高斯型滤波器的脉冲响应的采样值。此采样值也叫做滤波器的分支数，这个数值越少数字电路的规模越小。如前所述，高斯型滤波器的情况下，脉冲响应的收敛很快，以很少的分支数就可以实现响应，所以数字电路的规模变小，在成本、消费电功率方面具有优势。

图 8 (a) ~ (c) 表示由模拟滤波器构成的各种高斯型滤波器的电路框图。图 8 (a) 表示具有有源滤波器构造的 5 次贝赛尔滤波器的设计实例。图 8 (b)、(c) 表示具有 LC 滤波器构造的高斯型滤波器的两个设计实例的示意图。其中每一个表示的都是以 40MHz 作为 3dB 衰减频率(截止频率)进行设计的实例。

由模拟滤波器构成高斯型滤波器时，5 次贝赛尔型滤波器是最好的近似。另外，如果由 LC 滤波器构成高斯型滤波器，具有消费电功率降低的优点。

另外，对于  $n$  或者  $m$  是 2 以外的其它的幂指数时的幂指数滤波器，如果知道其脉冲响应波形，和高斯型滤波器同样，可以使用数字滤波器和模拟滤波器。如果使用数字滤波器，可以由 FIR 滤波器构成幂乘数滤波器；如果使用模拟滤波器的话，通过调整贝赛尔滤波器的分支数(次数)可以近似得到幂乘数滤波器的幂指数。

## (第 2 实施方式)

图 9 是有关本发明第二实施方式的发送电路的电路框图。如图 9 所示，本实施方式的发送电路包括：输出调制信号的调制信号产生电路 1；为传送调制信号而分为两条分支的调制信号布线 21；与调制信号布线 21 中的一条分支布线连接，输入调制信号对其包络线进行检波，输出调幅电压(振幅成分)的包络线检测部 2；从包络线检测部 2 延伸出来的调幅电压布线 22；介入设置在调幅电压布线 22 中，输入包络线检测部 2 输出的调幅电压，并对其进行频带限制处理的振幅用渐减特性 LPF(低通滤波器) 10；介入设置在调幅电压布线 22 中，将通过振幅用渐减特性 LPF 10 的调幅电压作为输入，并对其进行频带限制处理的振幅用矩形特性 LPF 11；介入设置在调幅电压布线 22 中，将通过振幅用矩形特性 LPF 11

的调幅电压作为输入，产生与振幅值对应的电源电压的电源电压产生部 3（直流直流变换器）；与调制信号布线 21 中的另外一条分支线连接，输入调制信号，进行正交调制的正交调制器 5；由电源电压端子接收电源电压产生部 3 的输出，由高频输入端子接收正交调制器 5 的输出的高频功率放大器 6。本实施方式的前提条件是，调制信号在高频放大器 6 的输入端进行振幅限制。

本实施方式中，矩形特性滤波器 LPF11 并非必须。如果各部分模拟电路具有适当的频率阻断特性时，可以不需要此滤波器。

下面说明图 9 所示发送电路的工作过程。

10 调制信号产生电路 1、包络线检测部 2，低通滤波器 10、矩形特性滤波器 LPF11 以及电源电压产生部 3 的工作过程和第 1 实施方式的说明相同。

在本实施方式中，正交调制器 5 通过对复包络线表示的调制信号进行正交调制，将其变换为高频信号，产生调制信号。

15 高频功率放大器 PA6，属于 A 级，从正交调制器 5 输出的高频信号经过调制信号布线 21，输入到 PA6 的高频输入端子，振幅调制电压从电源电压端子输入。在本实施方式中，调制信号在高频功率放大器 6 的输入端进行振幅限制，所以在高频功率放大器 6 的内部成为恒定包络的调制信号。高频功率放大器 6 将经过振幅限制成为恒定包络的调制信号，  
20 对应于经过低通滤波处理的调幅电压的振幅的高频信号，进行放大，输出振幅和相位都变化的调制信号。

另外由于振幅用渐减特性 LPF10、振幅用矩形特性 LPF11 以及电源电压产生部 3 中的任何一个都是线性工作范围，所以根据信号流向的各装置的配置顺序也可以与本实施方式不同。

25 本实施方式与第 1 实施方式不同，不是采用恒定包络的相位调制信号，而是采用振幅调制的正交调制信号进行 EER 法。根据本实施方式中发送电路的构成，下面用图说明 EER 法的进行过程。

图 10(a)~(d)是说明利用恒定包络区域实现近似 EER 法的电路工作过程。

30 在此为了说明上的方便，高频功率放大器 6 的输入波（本实施方式

中为 OFDM 波), 采用图 10(a)所示的振幅的包络线为三角形的三角波。图 10 (b) 所示为高频功率放大器 6 的内部构造。本实施方式的高频功率放大器 6 是发射极接地型的双极晶体管, 本实施方式中作为调制信号的 OFDM 波, 由双极晶体管的基极 (高频输入端子) 输入。然后在双极晶体管的集电极 (电源电压端子) 和集电极电压  $V_c$  供给侧之间加入扼流圈电感器, 而且连接集电极和 5 高频输出端子间的连线, 经由输出负载  $Z_L$  接地。

图 10 (d) 是说明高频功率放大器 6 的输入输出特性的示意图。纵坐标表示高频功率放大器 6 的集电极电流  $I_c$ , 横坐标表示施加到高频功率放大器 6 的电源电压端子的集电极电压  $V_c$ 。图 10 (d) 表示对应于不同的高频功率放大器的基极-集电极电压  $V_{be}$ ,  $I_c-V_c$  的特性变化, 由基极-集电极间的直流电压  $V_{be}$ 、集电极直流电压  $V_c$ 、高频功率放大器的输出负载  $Z_L$  共同确定的负载线, 决定基极-集电极间电压  $V_{be}$  的可变范围, 10 然后还决定集电极电流  $I_c$  的可变范围以及集电极电压  $V_c$  的可变范围。

图 10 (c) 表示由高频功率放大器的高频输出端子作为结果输出的输出电压, 此输出电压和输出阻抗  $Z_L$  共同确定输出电功率。

在本实施方式中, 高频功率放大器 6 输入的调制信号振幅非常大, 根据高频功率放大器 6 的输入阻抗, 可以得到比由连接到高频功率放大器 6 的负载所决定的输入电压振幅变化范围 ( $V_{be}$  的可变范围) 还要高的电压振幅。如果输入电压超过了基极-集电极间电压  $V_{be}$  的可变范围 (图 10 (d) 中的  $V_{be4}-V_{be2}$ ), 由于集电极电流超过了由负载线决定的集电极电流  $I_c$  的可变范围, 就产生了电流振幅一定 (定包络) 的时间范围。也就是说由高频功率放大器 6 的跨导决定的集电极电流在是此范围 20 之内的一定值。集电极电流流经负载产生输出电压, 结果在输入调制信号的振幅超过了输入电压振幅可变范围的时间段, 高频功率放大器 6 的输出电压变为恒定 (恒定包络) 的振幅。成为恒定包络的调制信号其频带宽度扩大, 通常高频功率放大器 6 的频带比此扩大的频带宽度还要宽, 因此高频带滤波后没有在部分上振幅的降低。本实施方式的发送电路的构成中, 在振幅不是恒定包络的时间范围, 随着振幅输出正交调制 30

信号，在集电极端子如果振幅与相位叠加，振幅会变成 2 倍，因此可以事先在调制信号产生电路中，在此时间范围内将振幅数值作平方根运算即可。另外在此区间不进行 EER 法调制。通过以上方式，由伴随振幅的正交调制信号可以得到恒定包络信号，在此区间可以正确实行 EER。

5 下面对伴随振幅的正交调制信号实行 EER 法的效果加以说明。

一般调制信号变换为相位调制信号实行低通滤波后，会失去相位调制信号的高频部分，就不能成为恒定包络的振幅。这样在时间轴上间断欠缺的相位调制信号如果输入到高频功率放大器 6 中，由于在高频功率放大器 6 的输入端进行振幅限制，欠缺振幅部分的数值会上升。如此原来调制信号的相位信息就不能保存下来。因此在高频功率放大器 6 的输  
10 出端和调幅电压叠加后，输出调制信号的调制精度以及频谱都产生劣化。

但是如果采用本实施方式构成的发送电路，由于并非采用相位调制信号而是采用将调制信号本身进行正交调制的调制信号，所以没有必要采用相位用渐减特性 LPF 进行频带限制，所以构成简单。正如第 1 实施方式中所说明的，渐减特性 LPF 是由数字滤波器或者采用运算放大器的  
15 模拟滤波器构成的，由于本实施方式中不需要这些，因此与第 1 实施方式相比，在消费电功率以及成本方面具有优势。另外与第 1 实施方式相比，中心频率附近的电功率密度减少，可以拥有比标准规定更多的余量。

另外在本实施方式中的调制信号产生电路 1 中，设置有失真补偿电  
20 路，也可以说设置了将高频功率放大器 6 的失真特性的反函数运算变为原来的调制信号的构造。由此可以补偿高频功率放大器 6 的失真特性，可以得到高精度的调制信号。

一般恒定包络的相位调制信号输入到高频功率放大器时，即使振幅调制电压为 0，由高频功率放大器的高频输入和高频输出间的隔离特性所  
25 决定，输入电功率会在输出端产生泄漏电功率，因此在高频功率放大器的输出端会产生带来误差的振幅。

鉴于此，在本实施方式中，当施加到高频功率放大器 6 的电源电压端子的振幅调制电压为 0 时，由于输入到高频功率放大器 6 的电功率也  
30 为 0，不依赖于输入输出间的隔离特性，因此能够在高频功率放大器 6 的输出端形成正确的调制信号。

下面在对本实施方式的发送电路中的渐减特性 LPF 和渐减特性带通滤波器特性示例的同时，还示例了输出调制信号的频谱。以基于 IEEE802.11a 标准的 OFDM 调制方式作为实例。作为参考，调制信号产生电路 1 产生的调制信号的带宽 (fop) 为 16.6MHz。

5

### 第 1 具体例

本具体例中作为振幅频带限制装置的振幅用渐减特性 LPF 采用以下的幂乘数滤波器。此幂乘数滤波器的特性为：假定频率为 f (MHz)，3dB 衰减频率为 fc(MHz)，调制信号的占有带宽为 fop(MHz)时、输入信号通过之后的输出与输入的振幅比、与由下式计算得到的数值成比例关系。

$$\exp\{-(\ln 2)/2(f/f_c)^n\}$$

其中

$$13/\{(16.6f_c/f_{op})-24\}+0.9 \leq n \leq \{(16.6f_c/f_{op})-20.5\}^2/35+1.3$$

图 11 (a) ~ (d) 表示第 1 具体例中幂乘数滤波器的幂指数 n 的适合范围以及对应于幂指数 n 的各范围的调制信号频谱 (功率密度相对值) 的仿真结果。

图 11 (a) 表示对应于 3dB 衰减频率 fc (横坐标)，幂乘数滤波器的幂指数 n (纵坐标) 的适合范围，图中的斜线部分表示幂指数的适合范围。也就是说幂指数 n 的适合范围的下限由曲线  $n=13/\{(16.6f_c/f_{op})-24\}+0.9$  规定，幂指数 n 的适合范围的上限由曲线  $n=\{(16.6f_c/f_{op})-20.5\}^2/35+1.3$  规定。图 11 (a) 中调制信号的占有带宽 fop 为 16.6MHz，振幅用矩形特性 LPF 的阻断频率为 70MHz，调相信号的带宽控制与前面的例子相同 < 90MHz。

另外图 11 (a) ~ (d) 表示调制信号频谱的仿真结果。横坐标表示远离中心频率的频率，纵坐标为功率密度。图 11 (a) ~ (d) 中的实线表示调制信号的功率密度，虚线表示 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值，点划线表示与 IEEE802.11a 标准规定的功率密度的上限值有 10dB 余量的功率密度。图 11 (b) ~ (d) 所示各例子中，3dB 衰减频率 fc 为 40MHz。

如图 11 (b) 所示，如果幂乘指数从适合范围向大值一侧偏离 (例如 n=13)，在振幅矩形滤波器的阻断频率的偏离频率 ( $\pm 70$ MHz) 的附近功

率密度上升，10dB 的余量没有了。另外如图 11 (c) 所示，如果幂乘指数从适合范围向小值一侧偏离（例如  $n=1$ ），中心频率附近 10dB 的余量没有了。同时如图 11(d)所示如果幂指数  $n$  在合适的范围取值（例如  $n=3$ ），中心频率附近的功率密度确保有 10dB 的余量。

5

## 第 2 具体例

第 1 具体例中存在幂乘指数  $n$  为 2 的特别情况，下面对将所谓的高斯型滤波器用于振幅频带限制装置时的第 2 具体例加以说明。

在振幅用渐减特性 LPF 中，前提是满足以下的限制条件的适合范围：

$$13/\{(16.6fc/fop)-24\}+0.9 \leq n \leq \{(16.6fc/fop)-20.5\}^2/35+1.3$$

图 12 表示第 2 具体例中使用高斯型滤波器时的调制信号仿真结果。

正如图 12 所示， $n=2$  的情况下，如果满足振幅用渐减特性 LPF 在最适合范围的前提条件下，使用高斯型滤波器可以获得良好的频谱。和第 1 实施方式相同，由于高斯型滤波器的脉冲响应的收敛很快，所以特别对于数字信号处理时，有容易实行滤波的优点。

和第 1 实施方式相同，高斯型滤波器属于直线相位型滤波器，由数字滤波器构成的情况下可以用 FIR 滤波器，由模拟滤波器构成的情况下可以用 5 次贝赛尔型滤波器近似。具体的构成，在第 1 实施方式中，如图 7 (a)、(b) 和图 8 (a) ~ (c) 所示。

这里对实现上述第 1 第 2 实施方式中的发送电路的设备加以说明。

对于第 1 实施方式，可以由搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10 以及相位检测部 4 的一块 LSI 芯片，或者搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、相位检测部 4 以及相位用渐减特性 LPF12 的一块芯片构成。还可以由搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10、相位检测部 4 以及相位用渐减特性 LPF13 的芯片构成。另外，在第 1 实施方式中，也可以将振幅用矩形特性 LPF11 以及相位用矩形特性 LPF13 的任何一个或者两个搭载在该芯片上。上述任何一种情况，其他的电路元素中的电源电压产生部 3（直流直流变换器）以及高频功率放大器 6，可以安放在其他 LSI 芯片或者单个的芯片上。

在第 2 实施方式中，可以由搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10 的一块 LSI 芯片构成。还可以将振幅用矩形特性 LPF11 搭载在该芯片上。上述情况，其他的电路元素中的电源电压产生部 3（直流直流变换器）以及高频功率放大器 6，可以安放在其他 LSI 芯片或者单个的芯片上。

另外没有频率变换装置（正交调制器 5）也可以。通过设置了正交调制器 5 能够获得更宽频带上的高频信号。例如 DA 变换器的频带也就在数百兆，载波频率超过 GHz 的情况下，就不能处理此类信号，通过采用频率变换装置，可以很容易的将载波频率进行向上变频。

如果采用正交调制器等的频率变换装置，在第 1 实施方式中，优选将其设置在搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10 以及相位检测部 4 的 LSI 芯片上，或者搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、相位检测部 4 以及相位用渐减特性 LPF12 的芯片上。在第 2 实施方式中，优选将其设置在搭载了调制信号产生电路 1、包络线检测部 2 以及振幅用渐减特性 LPF10 等的芯片上。

电源电压产生部 3（直流直流变换器）以及高频功率放大器 6，两个之中的任何一个或者两个一起，分别独自安放在单个芯片上，这样配置发送电路也可以。另外电源电压产生部 3（直流直流变换器）以及高频功率放大器 6 中的任何一个或者两个一起，在第 1 实施方式中，作为系统 LSI 可以将信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10 以及相位检测部 4 等一起设置在同一芯片内，或者将调制信号产生电路 1、包络线检测部 2、相位检测部 4 以及相位用渐减特性 LPF12 等一起设置在同一芯片内，或者将信号产生电路 1、包络线检测部 2、振幅用渐减特性 LPF10、相位检测部 4 以及相位用渐减特性 LPF13 等一起设置在同一芯片内。在第 2 实施方式中，作为系统 LSI，可以将调制信号产生电路 1、包络线检测部 2 以及振幅用渐减特性 LPF10 等设置在同一芯片内。

（在工业上使用的可能性）

本发明的发送电路可以作为手持电话机、无线 LAN 等的无线通信产品的发送部使用。

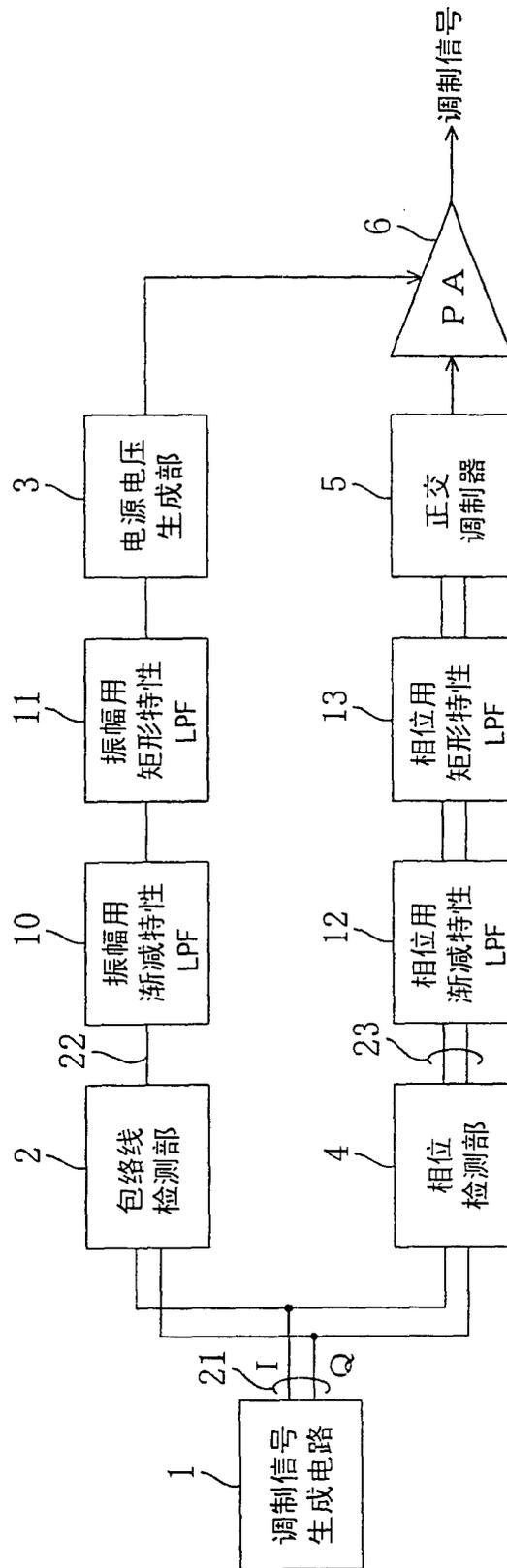


图1

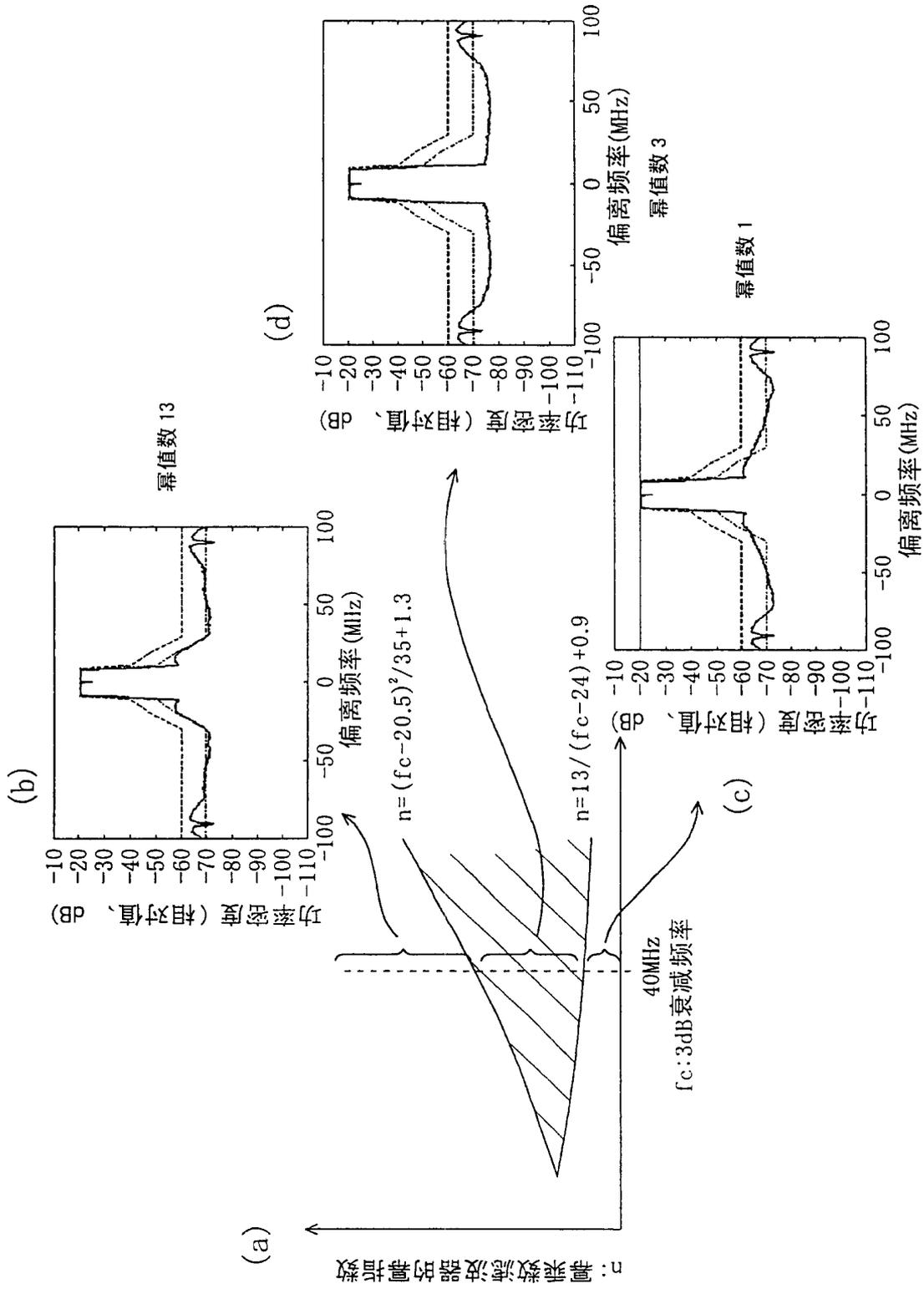


图 2

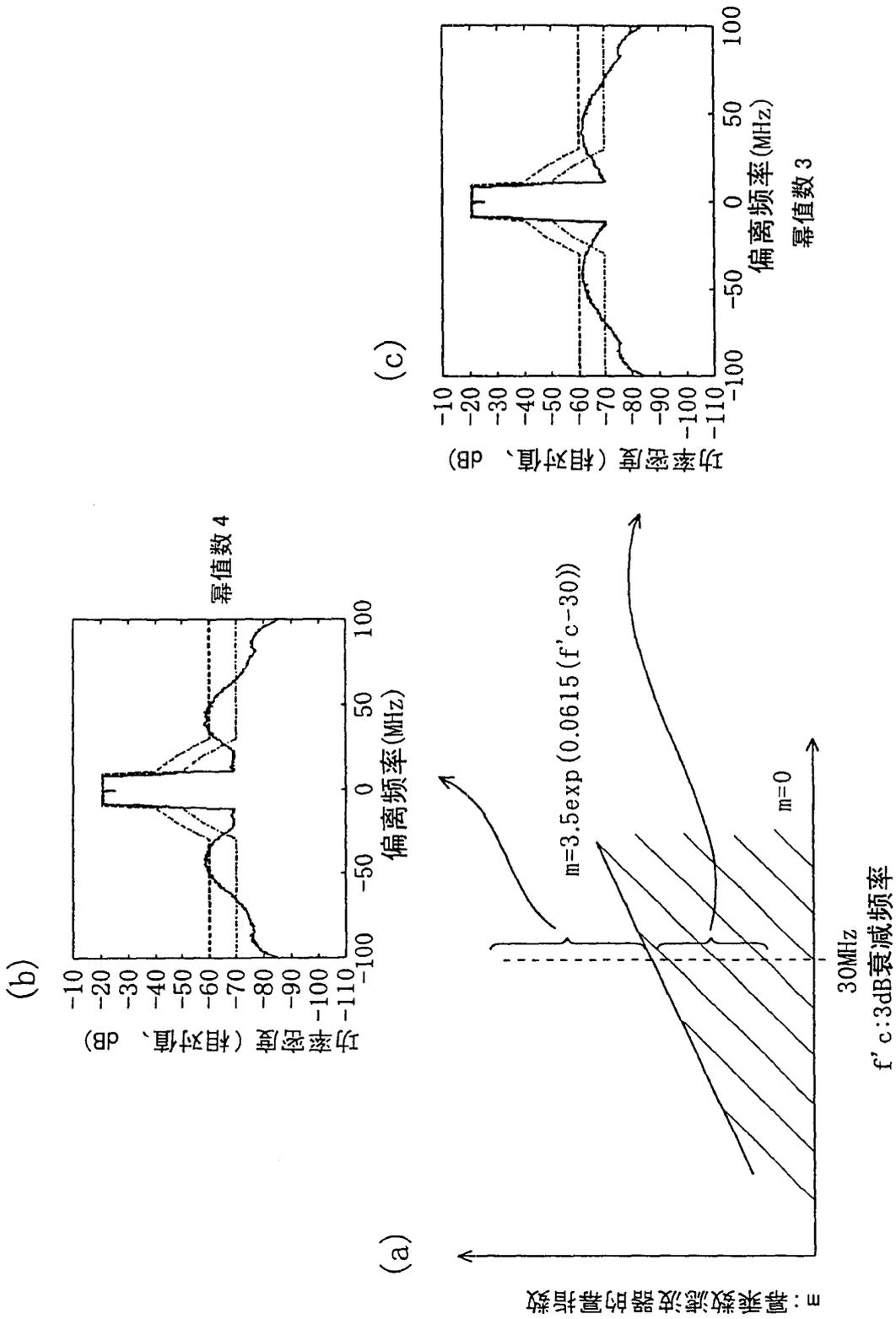


图 3

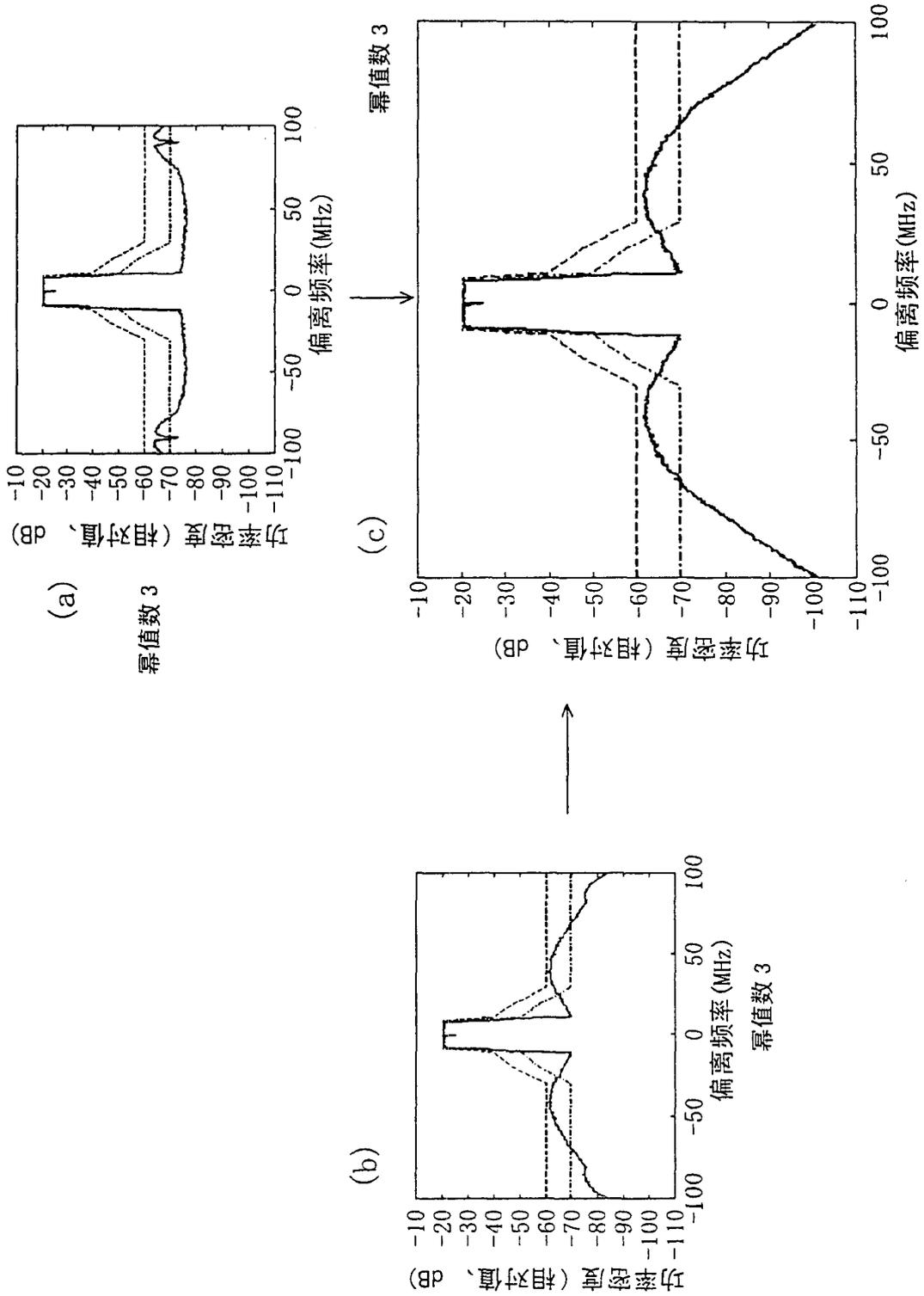


图 4

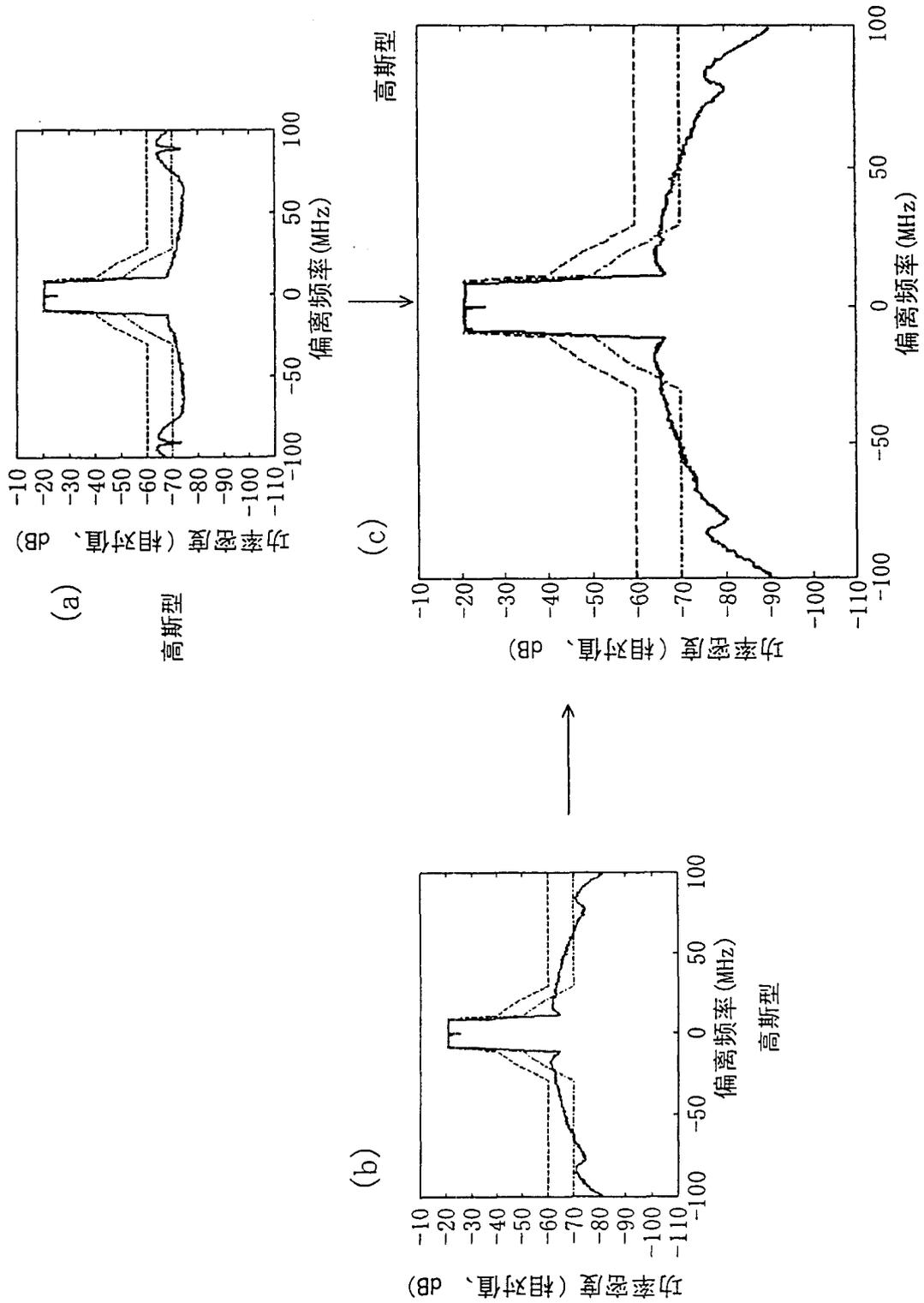


图 5

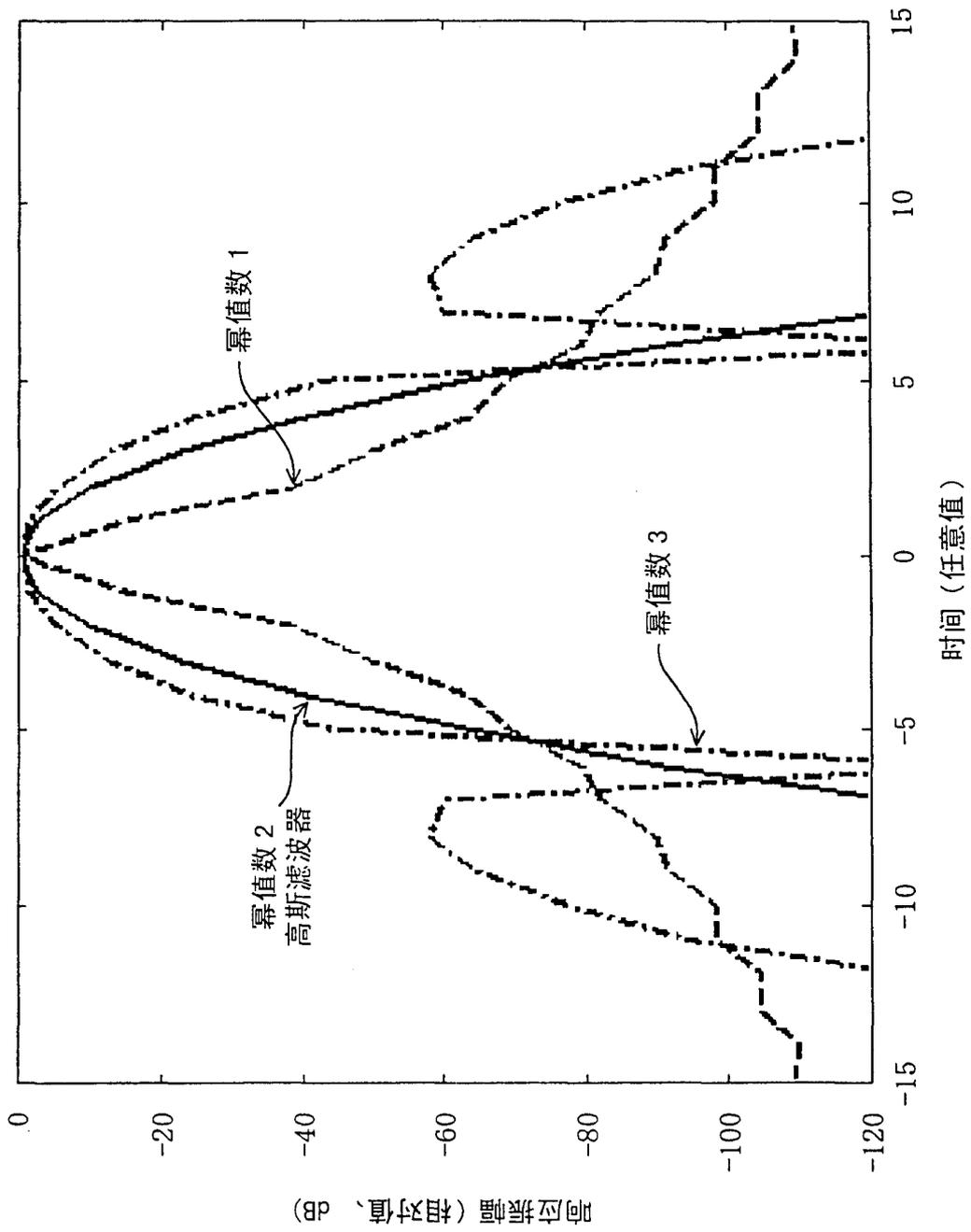


图 6

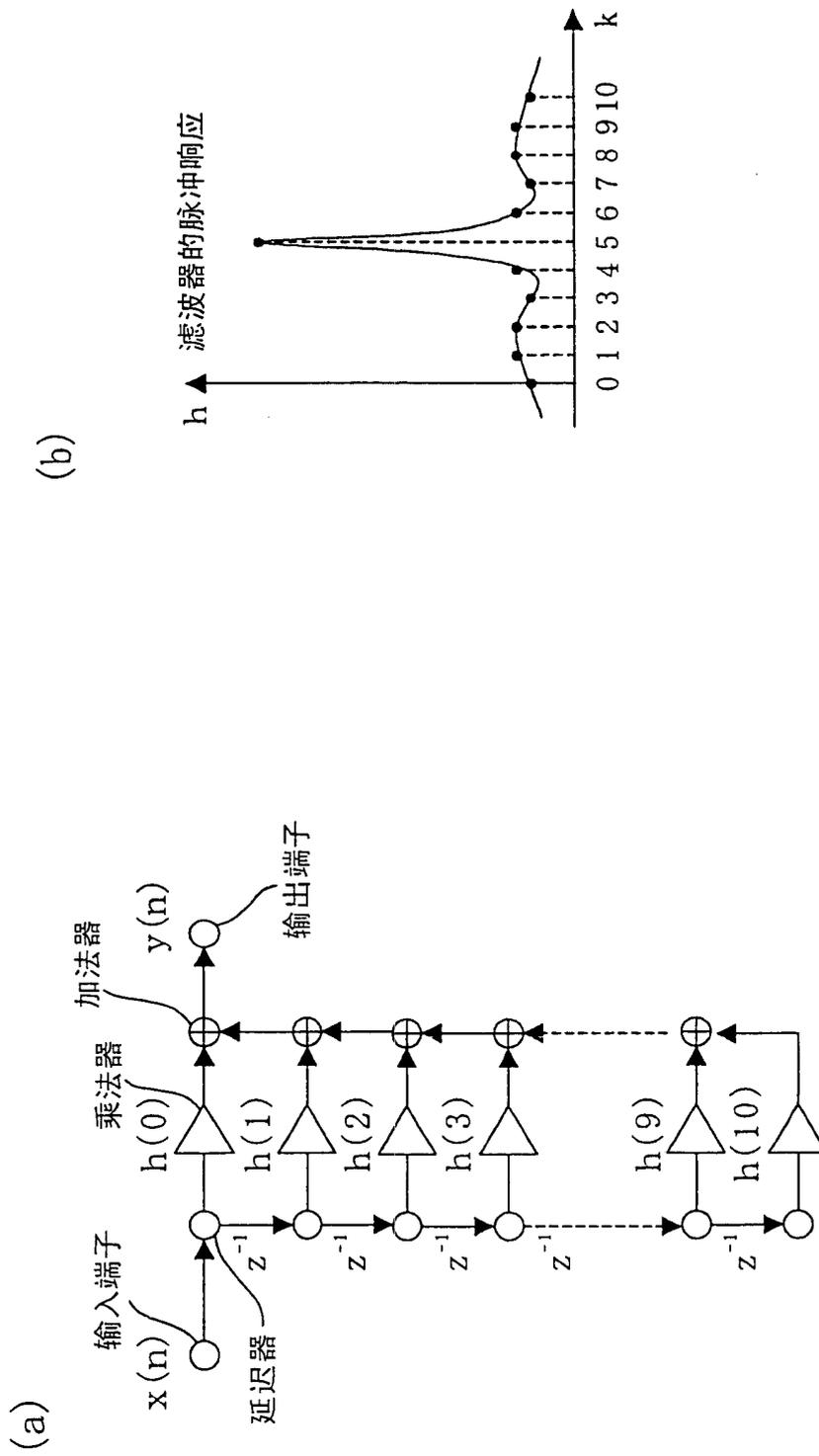
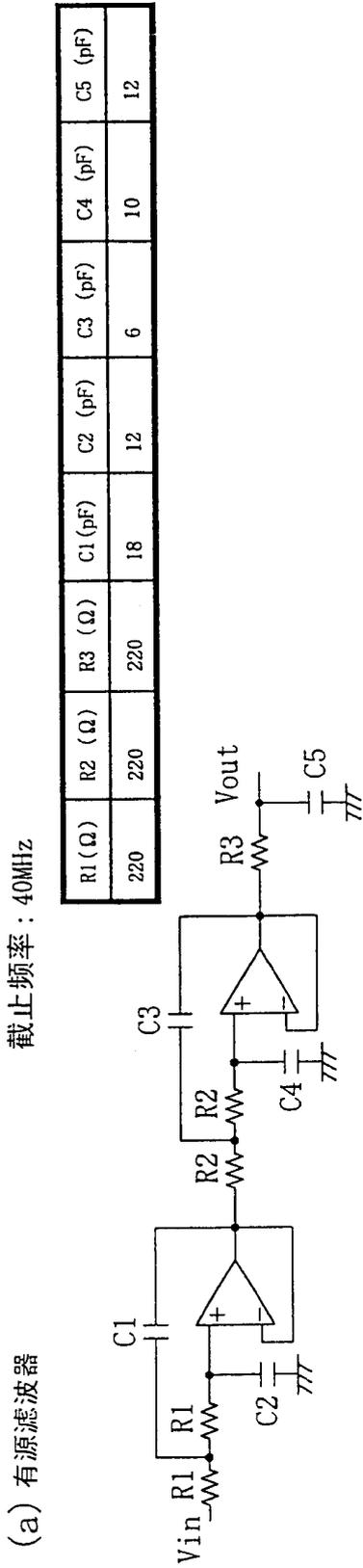


图 7



(c) LC滤波器(2)

(b) LC滤波器(1)

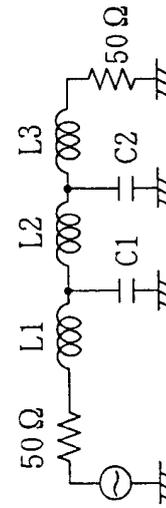
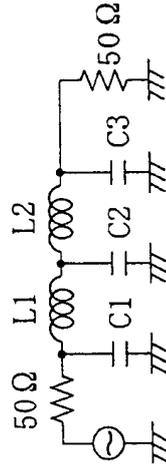


图 8

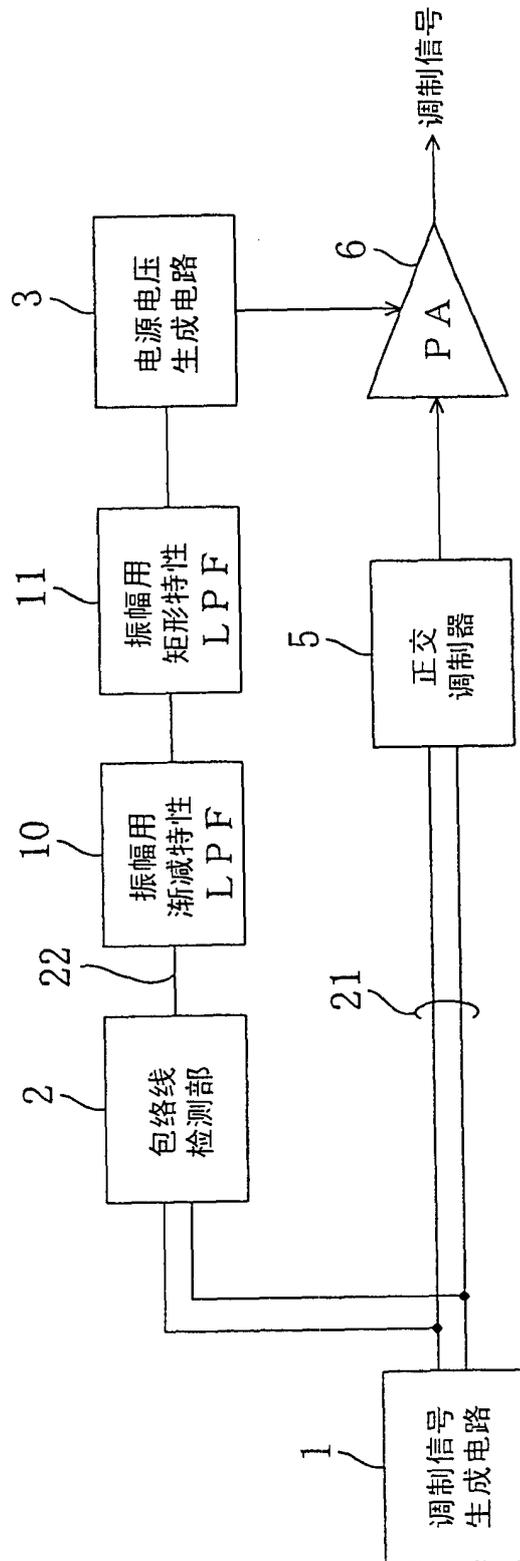


图 9

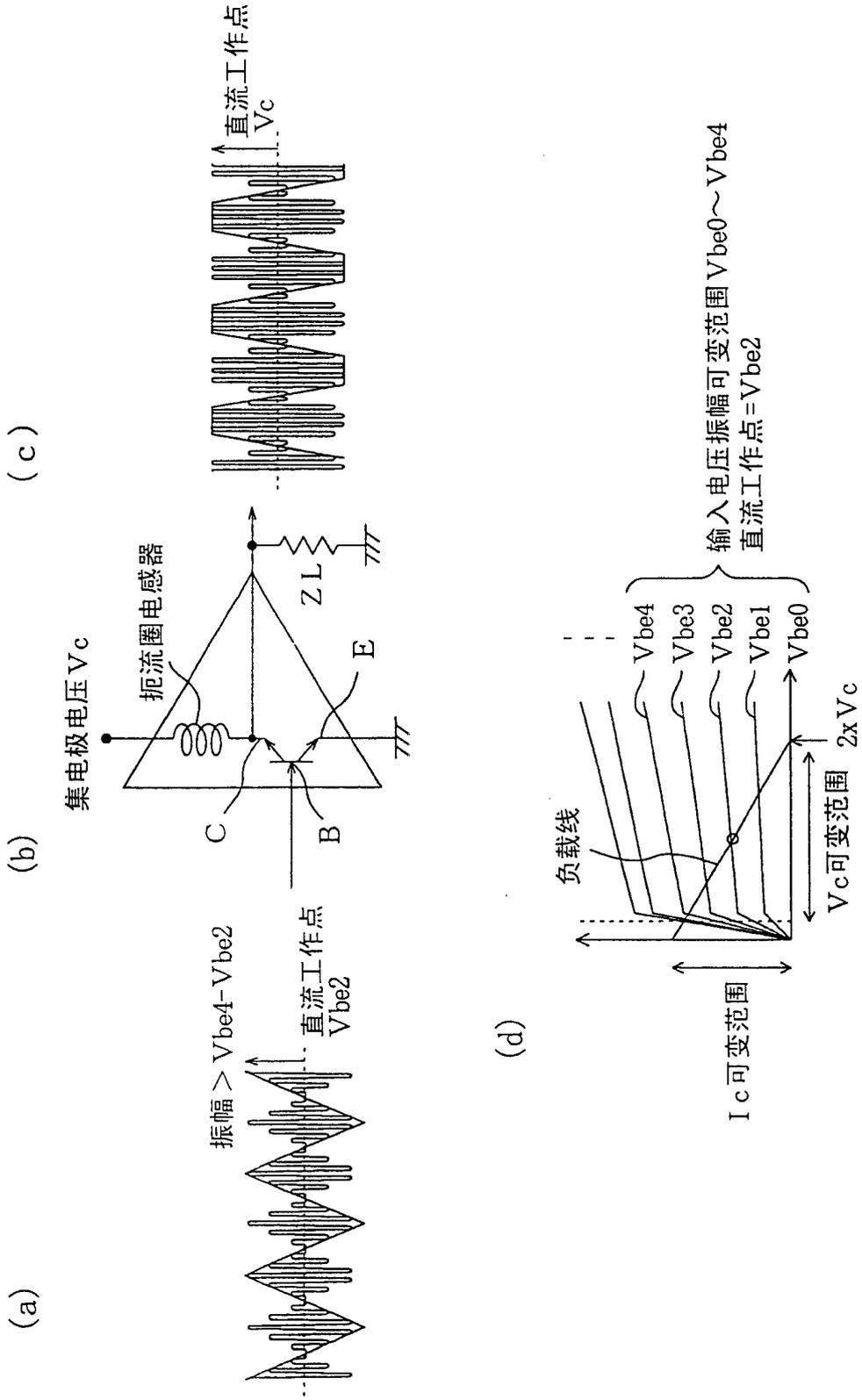


图 10

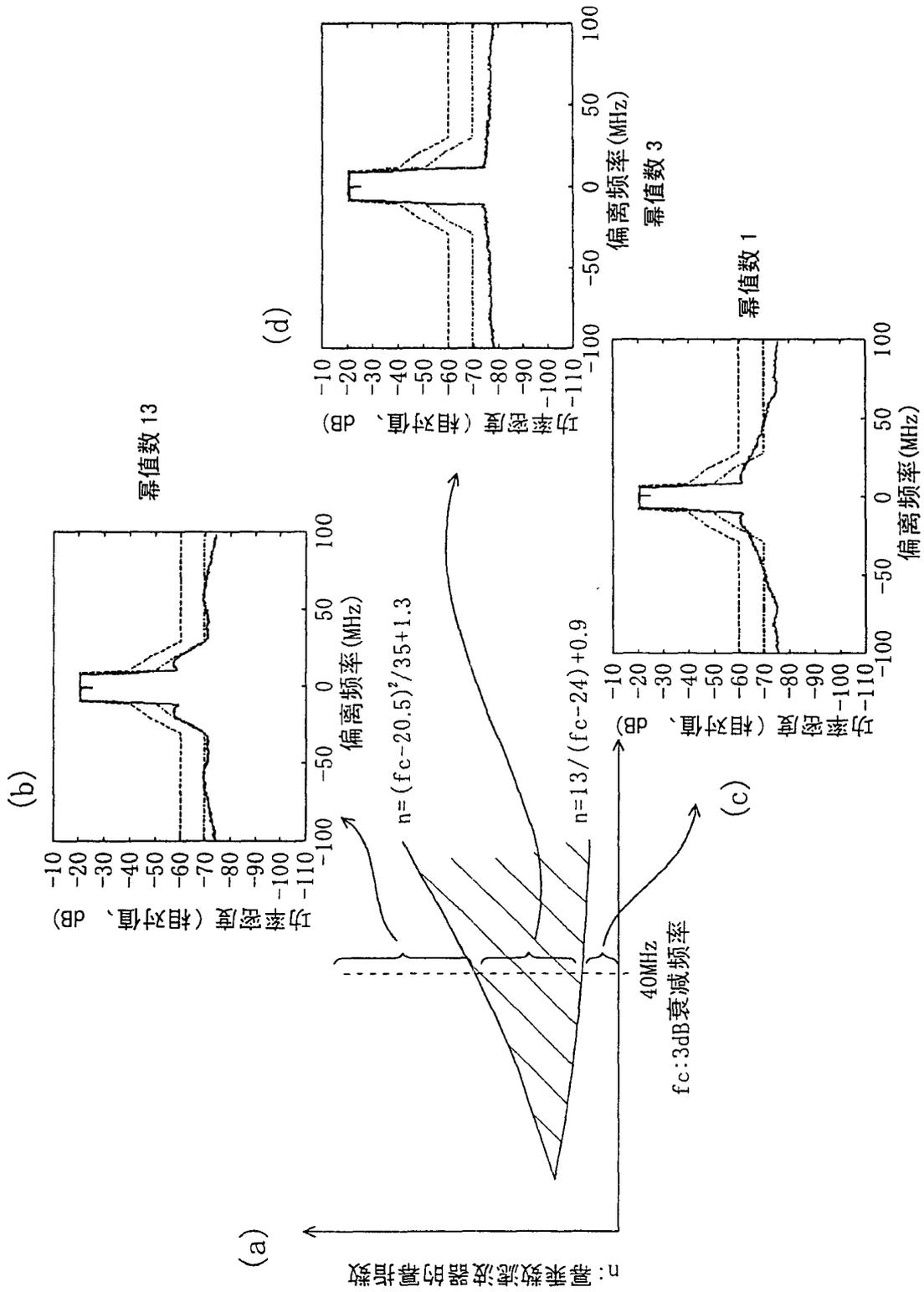


图 11

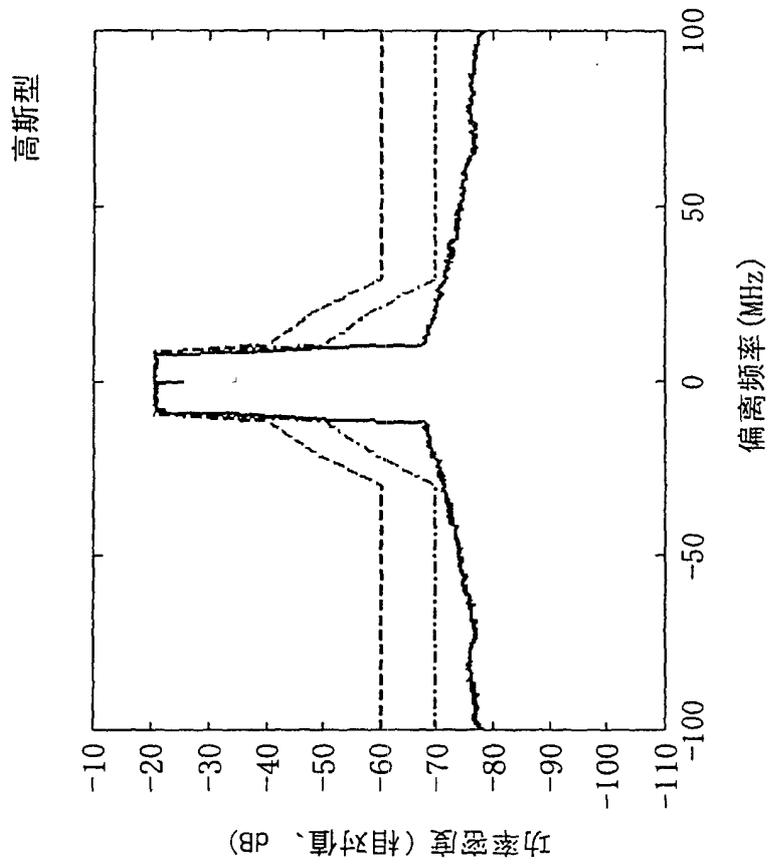


图 12

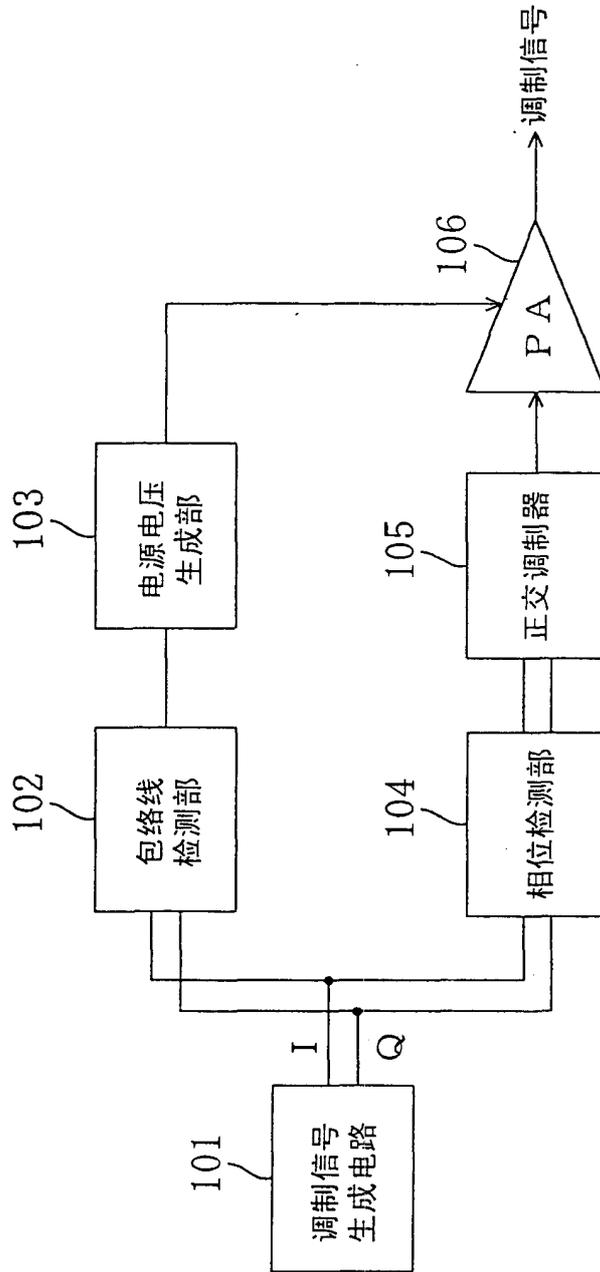


图 13

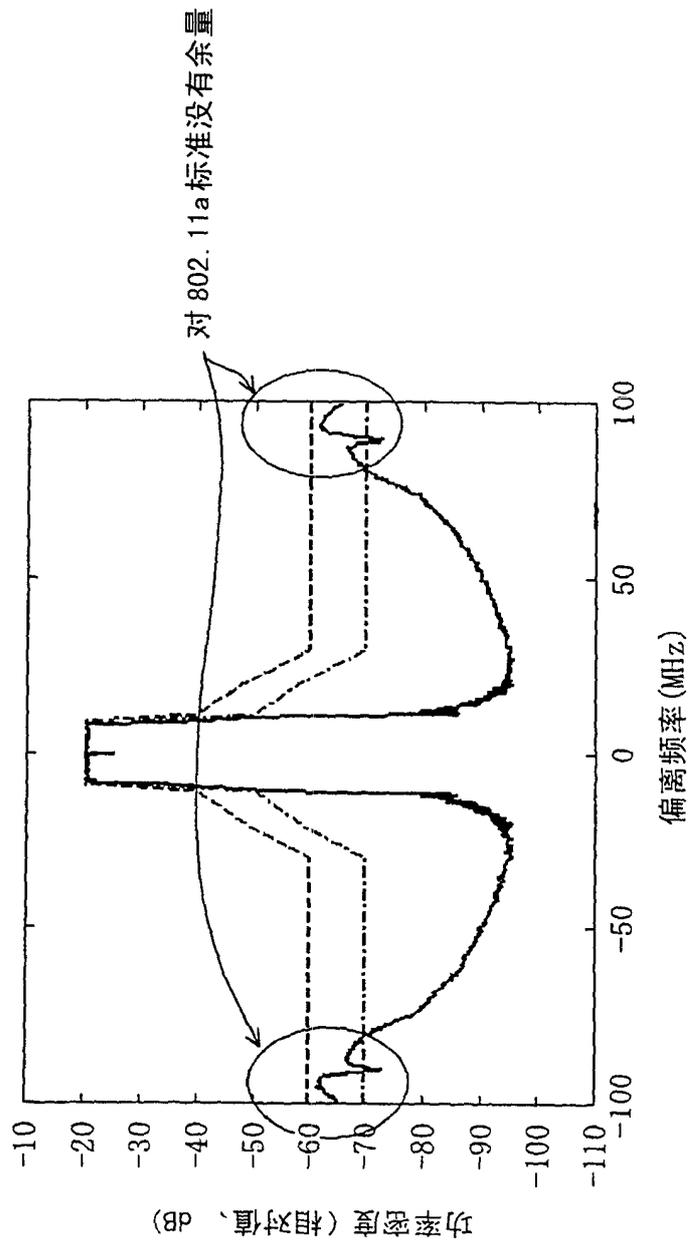


图 14