



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104025452 B

(45)授权公告日 2016.09.21

(21)申请号 201280065094.X

(22)申请日 2012.12.05

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104025452 A

(43)申请公布日 2014.09.03

(30)优先权数据  
2011-287648 2011.12.28 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2014.06.27

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2012/081535 2012.12.05

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02013/099543 JA 2013.07.04

(73)专利权人 株式会社村田制作所  
地址 日本京都府

(72)发明人 田中聪 竹中干一郎 筒井孝幸  
山胁大造 今井俊

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公  
司 31100

代理人 张鑫

(51)Int.Cl.  
H03F 1/02(2006.01)  
H03F 3/189(2006.01)  
H03F 3/24(2006.01)  
H04B 1/04(2006.01)

(56)对比文件  
US 6157253 A,2000.12.05,  
US 2011/0151806 A1,2011.06.23,  
审查员 李华芳

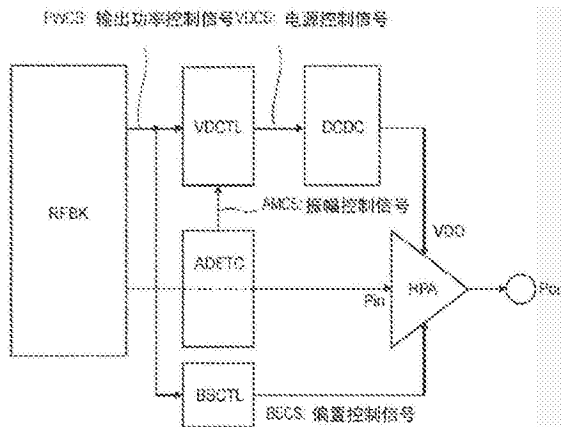
权利要求书3页 说明书11页 附图11页

(54)发明名称

高频信号处理装置及无线通信装置

(57)摘要

本发明提供一种能够实现功耗的降低的高频信号处理装置以及具备该高频信号处理装置的无线通信装置。例如,在对高频功率放大器(HPA)的指示功率电平(PWCS)在第二基准值以上的情况下,电源电压控制电路(VDCTL)使用包络线检测电路(ADETC)的检测结果对高速DC-DC转换器(DCDC)进行控制,并且通过使偏置控制电路(BSCTL)指示固定的偏置值来进行包络追踪。另一方面,在该指示功率电平在第二基准值~第一基准值之间的情况下,VDCTL和BSCTL分别指示与该指示功率电平的下降成正比地下降的电源电压(VDD)和偏置值,在小于第一基准值的情况下,分别指示固定的VDD和偏置值。



1. 一种无线通信装置,其特征在于,包括:

第一功率放大电路,该第一功率放大电路对第一输入信号进行放大,并输出第一输出信号;

电源生成电路,该电源生成电路向所述第一功率放大电路提供电源电压;

偏置控制电路,该偏置控制电路控制所述第一功率放大电路的偏置电流;

包络线检测电路,该包络线检测电路对所述第一输入信号的包络线进行检测;以及

第一、第二及第三动作模式,

所述电源生成电路和所述偏置控制电路中输入用于指示所述第一输出信号的平均功率电平的功率指示信号,

所述第一动作模式在所述平均功率电平小于第一基准值的情况下执行,

所述第二动作模式在所述平均功率电平为所述第一基准值以上且小于比所述第一基准值大的第二基准值的情况下执行,

所述第三动作模式在所述平均功率电平为所述第二基准值以上的情况下执行,

所述电源生成电路在所述第一动作模式的情况下,生成为固定电压值的所述电源电压,

所述电源生成电路在所述第二动作模式的情况下,生成与所述平均功率电平的上升成正比地上升的所述电源电压,

所述电源生成电路在所述第三动作模式的情况下,生成根据由所述包络线检测电路检测出的包络线而变动的所述电源电压,

所述偏置控制电路在所述第一动作模式的情况下,以提供为第一固定值的偏置电流的方式对所述第一功率放大电路进行控制,

所述偏置控制电路在所述第二动作模式的情况下,以提供与所述平均功率电平的上升成正比地上升的偏置电流的方式对所述第一功率放大电路进行控制,

所述偏置控制电路在所述第三动作模式的情况下,以提供为大于所述第一固定值的第二固定值的偏置电流的方式对所述第一功率放大电路进行控制。

2. 如权利要求1所述的无线通信装置,其特征在于,还包括:

第一及第二通信模式,

在所述第一通信模式时,若所述平均功率电平小于所述第一基准值,则执行所述第一动作模式,若所述平均功率电平在所述第一基准值以上,则不管所述平均功率电平是否小于所述第二基准值,都执行所述第二动作模式,

在所述第二通信模式时,若所述平均功率电平小于所述第一基准值,则执行所述第一动作模式,若所述平均功率电平在所述第一基准值以上且小于所述第二基准值,则执行所述第二动作模式,若所述平均功率电平在所述第二基准值以上,则执行所述第三动作模式。

3. 如权利要求2所述的无线通信装置,其特征在于,

所述第一通信模式为使用W-CDMA,

所述第二通信模式是使用LTE。

4. 如权利要求1所述的无线通信装置,其特征在于,

所述包络线检测电路通过计算与所述第一输入信号相对应的正交基带分量的矢量和的大小来实现,

所述电源生成电路包括：

供电电路，该供电电路生成与电源控制信号相对应的所述电源电压，并提供给所述第一功率放大电路；以及

电源控制电路，该电源控制电路输出所述电源控制信号，

所述电源控制电路包括：

乘法电路，该乘法电路对由所述包络线检测电路检测出的包络线和所述平均功率电平进行乘法运算；

选择电路，该选择电路选择反映所述乘法电路的乘法运算结果的第一信号、或是不反映该乘法运算结果的第二信号作为所述电源控制信号并进行输出；以及

第一控制电路，该第一控制电路接受所述平均功率电平并判断所述第一、第二和第三动作模式，在所述第三动作模式时将所述选择电路的选择对象设为所述第一信号，在所述第一或第二动作模式时将所述选择电路的选择对象设为所述第二信号，在所述第一动作模式时输出与所述固定电压值相对应的信号作为所述第二信号，在所述第二动作模式时输出所述平均功率电平作为所述第二信号。

5. 一种高频信号处理装置，其特征在于，

由一个半导体芯片实现，

包括：偏置控制电路，该偏置控制电路控制第一功率放大电路的偏置电流；

电源控制电路，该电源控制电路向对所述第一功率放大电路提供电源电压的供电电路指示所述电源电压的值；

包络线检测电路，该包络线检测电路对输入到所述第一功率放大电路的信号的包络线进行检测；

第一、第二及第三动作模式；

频率转换电路，该频率转换电路将基带信号频率转换成具有规定频带的高频信号；以及

驱动电路，该驱动电路接受来自所述频率转换电路的所述高频信号，进行放大动作，并将该放大后的信号向所述第一功率放大电路输出，

所述电源控制电路和所述偏置控制电路中输入用于指示由所述第一功率放大电路输出的信号的平均功率电平的功率指示信号，

所述第一动作模式在所述平均功率电平小于第一基准值的情况下执行，

所述第二动作模式在所述平均功率电平为所述第一基准值以上且小于比所述第一基准值大的第二基准值的情况下执行，

所述第三动作模式在所述平均功率电平为所述第二基准值以上的情况下执行，

所述电源控制电路在所述第一动作模式的情况下，指示为固定电压值的所述电源电压的值，

所述电源控制电路在所述第二动作模式的情况下，向所述供电电路指示与所述平均功率电平的上升成正比地上升的所述电源电压的值，

所述电源控制电路在所述第三动作模式的情况下，向所述供电电路指示根据由所述包络线检测电路检测出的包络线而变动的所述电源电压的值，

所述偏置控制电路在所述第一动作模式的情况下，以提供为第一固定值的偏置电流的

方式对所述第一功率放大电路进行控制，

所述偏置控制电路在所述第二动作模式的情况下，以提供与所述平均功率电平的上升成正比地上升的偏置电流的方式对所述第一功率放大电路进行控制，

所述偏置控制电路在所述第三动作模式的情况下，以提供为大于所述第一固定值的第二固定值的偏置电流的方式对所述第一功率放大电路进行控制。

6. 如权利要求5所述的高频信号处理装置，其特征在于，还包括：

第一及第二通信模式，

在所述第一通信模式时，若所述平均功率电平小于所述第一基准值，则执行所述第一动作模式，若所述平均功率电平在所述第一基准值以上，则不管所述平均功率电平是否小于所述第二基准值，都执行所述第二动作模式，

在所述第二通信模式时，若所述平均功率电平小于所述第一基准值，则执行所述第一动作模式，若所述平均功率电平在所述第一基准值以上且小于所述第二基准值，则执行所述第二动作模式，若所述平均功率电平在所述第二基准值以上，则执行所述第三动作模式。

7. 如权利要求6所述的高频信号处理装置，其特征在于，

所述第一通信模式为使用W-CDMA，

所述第二通信模式是使用LTE。

8. 如权利要求5所述的高频信号处理装置，其特征在于，

所述包络线检测电路通过计算成为所述基带信号的正交基带分量的矢量和的大小来实现，

所述电源控制电路包括：

乘法电路，该乘法电路对由所述包络线检测电路检测出的包络线和所述平均功率电平进行乘法运算；

选择电路，该选择电路选择反映所述乘法电路的乘法运算结果的第一信号、或是不反映该乘法运算结果的第二信号，通过该选择的信号来指示所述供电电路的所述电源电压的值；以及

第一控制电路，该第一控制电路接受所述平均功率电平并判断所述第一、第二和第三动作模式，在所述第三动作模式时将所述选择电路的选择对象设为所述第一信号，在所述第一或第二动作模式时将所述选择电路的选择对象设为所述第二信号，在所述第一动作模式时输出与所述固定电压值相对应的信号作为所述第二信号，在所述第二动作模式时输出所述平均功率电平作为所述第二信号。

## 高频信号处理装置及无线通信装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及高频信号处理装置及无线通信装置,尤其涉及适用于移动电话用的无线通信装置以及成为该无线通信装置的一部分的高频信号处理装置的有效技术。

### 背景技术

[0002] 例如,在专利文献1中揭示了以下无线通信装置,在该无线通信装置中,当输出功率在规定以上时使用EER(Envelope Elimination and Restoration:包络消除与恢复)方式进行功率放大,当输出功率小于规定时使用线性方式进行功率放大。

[0003] 现有技术文献

[0004] 专利文献

[0005] 专利文献1:日本专利第3979237号公报

### 发明概要

[0006] 发明所要解决的技术问题

[0007] 近年来,在例如移动电话机等无线通信装置中,在小型化的同时还要求降低通话电流(talk current)。通话电流表示发送信号时各输出功率电平的使用频率的概率分布与各输出功率电平中高频功率放大部的消耗电流的积分值。通过降低该通话电流,能够降低移动电话机等功耗,进而能够延长电池寿命等。图9是表示在使用W-CDMA(Wideband-Code Division Multiple Access:宽带码分多址)的移动电话机中,各输出功率电平的使用频率的概率分布的一个示例的图。如图9所示,在例如使用W-CDMA的移动电话机中,大多使用以0dBm附近为中心的低功率电平。因此,提高高频功率放大部在该低功率电平中的功率附加效率(PAE:Power Added Efficiency)对降低通话电流(功耗)是有益的。

[0008] 这里,作为提高功率附加效率(PAE)的方法,可考虑采用例如包络追踪(envelop tracking)方式。图10是表示在具备作为本发明的前提进行过探讨的包络追踪方式的无线通信装置中,其高频功率放大部的简要结构例的框图。图11B是表示图10中的包络追踪方式的动作例的说明图,图11A是表示作为其比较例的线性方式的动作例的说明图。如图10所示,要实现包络追踪方式,就需要具备高频功率放大器HPA、检测HPA的输入功率信号Pin中所包含的振幅调制分量(包络线(包络))的振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC'、以及生成用于追踪该包络的电源电压VDD的高速DC-DC转换器DCDC。

[0009] 图11A示出在不使用包络追踪方式而将电源电压VDD设为固定值的情况下的动作例。VDD的值设定为使得高频功率放大器HPA的最大输出电压振幅保持在输出晶体管的最低线性工作电压 $V_k$ 以上。 $V_k$ 可称为拐点(knee)电压等,若HPA的输出电压振幅处于小于 $V_k$ 的区域,则由于晶体管的工作区域进入三极管区域(FET中的非饱和区域)等,从而无法确保线性放大动作。这里,在将VDD设为固定值的情况下,由图11A可知,当HPA的输出电压振幅(调制信号的信号振幅)与最大振幅时(图中 $A_{max}$ )相比较小时(图中的 $A_{min}$ ),VDD的值大小超过必要。其结果是,可能产生如图11A中的斜线部分所示那样的直流功率的损耗。

[0010] 另一方面,在采用图10所示的结构的同时使用包络追踪方式的情况下,如图11B所示,对高频功率放大器HPA的电源电压VDD进行控制,以使其追踪调制振幅。在这种情况下,HPA的输出电压振幅(调制信号的信号振幅)的最低电压大致保持在最低线性工作电压 $V_k$ ,而与随时间序列变化的信号振幅的大小无关。其结果是,能够抑制在图11A中成为问题的直流功率损耗的主要原因。若使用这种包络追踪方式,则例如在目前众所周知的W-CDMA的情况下,能够使平均电源电压降低约3.5dB~4dB左右。其结果是,理想情况下能使功耗降低35%~40%左右。若假设高速DCDC转换器DCDC的效率为80%,虽然还取决于高频功率放大器HPA的效率,但作为高频功率放大器整体仍能够期待得到15%左右的效率的改善。

[0011] 然而,实际上,若降低高频功率放大器HPA的输出功率(输出电压振幅),并使其达到某个程度以下,则有时会因包络追踪方式而难以获得低功耗化的效果。即,例如,参照图11A,在输出电压振幅非常小的情况下,即使不使用包络追踪方式,而将电源电压VDD固定在降低某个程度的状态,也不会产生那么大的损耗。在这种状态下,若假设使用包络追踪方式,则伴随着包络追踪高速DCDC转换器DCDC的功耗成为主导,从而有可能导致低功耗反而无法实现。此外,在输出电压振幅降低的情况下,利用高速DC-DC转换器DCDC对VDD进行控制时的精度也有可能成为问题。因此,考虑采用以下方式,即:利用例如专利文献1的方式,在输出电压振幅降低某个程度的情况下,在将VDD设为固定值的状态下以线性方式来进行放大动作。

[0012] 然而,例如,在W-CDMA等中,如图9所示,大多使用以0dBm附近为中心的低功率电平。但如上所述,包络追踪方式是对输出功率电平处于某较高级别的情况有益的技术,因此,在这种低功率电平下有可能无法得到有益的效果。因此,在该低功率电平下,虽然考虑使用将电源电压VDD设为固定值的状态下的线性方式,但这种方式也难以获得那么大的低功耗效果。为了在实际使用中的移动电话机等中获得较好低功耗效果,对该低功率电平的情况进行研究是尤其重要的。

[0013] 后述的各实施方式是鉴于此而完成的,其一个目的在于提供一种能够实现功耗降低的高频信号处理装置以及具备该高频信号处理装置的无线通信装置。通过本说明书的叙述和附图可知本发明的上述目的以及其他目的和新的特征。

[0014] 解决技术问题所采用的技术方案

[0015] 以下对本申请所揭示的用于解决问题的手段中的代表性的手段的概要进行简单说明。

[0016] 本申请的一实施方式的无线通信装置包括功率放大电路、向功率放大电路提供电源电压的电源生成电路、对功率放大电路的偏置进行控制的偏置控制电路、以及第一和第二动作模式。电源生成电路在第二动作模式的情况下,对功率放大电路生成与指示功率电平的上升成正比地上升的电源电压,在第一动作模式的情况下,生成固定的电源电压。偏置控制电路在第二动作模式的情况下,以提供与指示功率电平的上升成正比地上升的偏置的方式来对功率放大电路进行控制,在第一动作模式的情况下,以提供固定的偏置的方式来对功率放大电路进行控制。第二动作模式在指示功率电平为第一基准值以上的情况下执行,第一动作模式在指示功率电平小于第一基准值的情况下执行。

[0017] 发明效果

[0018] 根据上述一实施方式的无线通信装置,能够实现功耗的降低。

## 附图说明

- [0019] 图1是表示本发明的实施方式1的无线通信装置中的主要部分的简要结构例的框图。
- [0020] 图2A是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0021] 图2B是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0022] 图2C是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0023] 图3是表示在图1和图2A~图2C中,包络追踪模式时的高频功率放大器的动作状况的一个示例的说明图。
- [0024] 图4A是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的其他动作例的说明图。
- [0025] 图4B是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的其他动作例的说明图。
- [0026] 图4C是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的其他动作例的说明图。
- [0027] 图5是表示本发明的实施方式1的无线通信装置整体的简要结构例的框图。
- [0028] 图6是表示图1和图2A~图2C的无线通信装置的详细结构例的电路框图。
- [0029] 图7A是表示在本发明的实施方式2的无线通信装置中,图1的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0030] 图7B是表示在本发明的实施方式2的无线通信装置中,图1的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0031] 图7C是表示在本发明的实施方式2的无线通信装置中,图1的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。
- [0032] 图8是表示本发明的实施方式3的无线通信装置中的主要部分的简要结构例的框图。
- [0033] 图9是表示在使用W-CDMA的移动电话机中,各输出功率电平的使用频率的概率分布的一个示例的图。
- [0034] 图10是表示在具备作为本发明的前提而进行过探讨的包络追踪方式的无线通信装置中的高频功率放大部的简要结构例的框图。
- [0035] 图11A是表示线性方式的动作例的说明图。
- [0036] 图11B是表示图10中的包络追踪方式的动作例的说明图。
- [0037] 图12是表示高频功率放大器的电气特性的一个示例的说明图。

## 具体实施方式

- [0038] 在以下的实施方式中,为了方便,在需要时会分割成多个部分或实施方式进行说明,但除了特别明确表示的情况以外,它们并不是彼此无关的,会存在一方是另一方的一部分或全部的变形例、详细说明、补充说明等关系。此外,在以下的实施方式中,在提到要素的数量等(包含个数、数值、量、范围等)时,除了特别明确表示的情况以及在原理上明确限定为特定数量的情况等以外,并不限于该特定的数量,也可以在特定的数量以上或以下。
- [0039] 而且,在以下的实施方式中,除了特别明确表示的情况以及在原理上认为明显是必须的情况等以外,其构成要素(也包含要素步骤等)当然也并非必须是。同样,在以下的实施方式中,在提到构成要素等的形状、位置关系等时,除了特别明确表示的情况以及在原

理上认为明显不是这样的情况等以外,也包含实质上与其形状等近似或类似的情况等。这一情况对于上述数值及范围而言也是相同的。

[0040] 此外,在实施方式中,使用MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor:金属氧化物半导体场效应晶体管)(简称为MOS晶体管)作为MISFET(Metal Insulator Semiconductor Field Effect Transistor:金属绝缘体半导体场效应晶体管)(简称为MIS晶体管)的一个示例,但作为栅极绝缘膜并不排除非氧化膜。附图中,对MOS晶体管的基板电位的连接并未特别明确表示,只要MOS晶体管在可正常动作的范围内,则对其连接方法没有特别的限定。

[0041] 以下,基于附图对本发明的实施方式进行详细说明。另外,在用于说明实施方式的所有附图中,对相同的构件原则上标注相同的标号,并省略其重复的说明。

[0042] (实施方式1)

[0043] 《无线通信装置的主要部分的简要结构》

[0044] 图1是表示本发明的实施方式1的无线通信装置中的主要部分的简要结构例的框图。图1所示的无线通信装置包括:高频信号处理部RFBK、振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC、电源电压控制电路VDCTL、偏置控制电路BSCTL、高速DC-DC转换器DCDC、以及高频功率放大器HPA。图1的结构例与上述图10的结构例相比,其特征在于增加了电源电压控制电路VDCTL和偏置控制电路BSCTL。

[0045] 高频信号处理部RFBK进行将基带信号转换成具有规定频带的高频信号的转换(上变频)处理等,并将该高频信号作为输入功率信号 $P_{in}$ 经由振幅检测电路ADETC向高频功率放大器HPA输出。此外,RFBK向电源电压控制电路VDCTL和偏置控制电路BSCTL输出输出功率控制信号PWCS。PWCS是用于设定HPA中输出功率电平( $P_{out}$ )的平均值的信号,是例如基于来自未图示的基带单元的指示功率而生成的信号。

[0046] 振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC对由高频信号处理部RFBK输出的输入功率信号 $P_{in}$ 的振幅(包络线(包络))进行检测,并将该检测结果作为振幅控制信号(包络线检测信号)AMCS输出至电源电压控制电路VDCTL。电源电压控制电路VDCTL的详细内容将在后文中叙述,但电源电压控制电路VDCTL根据输出功率控制信号PWCS和振幅控制信号(包络线检测信号)AMCS生成电源控制信号VDCS。高速DC-DC转换器DCDC生成与该VDCS对应的电源电压VDD,并将该VDD提供给高频功率放大器HPA。偏置控制电路BSCTL的详细内容将在后文中叙述,但偏置控制电路BSCTL根据输出功率控制信号PWCS生成偏置控制信号BSCS。HPA利用基于该VDD和BSCS的偏置来对 $P_{in}$ 进行功率放大,并输出输出功率信号 $P_{out}$ 。

[0047] 《无线通信装置的主要部分的简要动作》

[0048] 图2A~图2C是表示图1中的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图。图2A表示高频功率放大器HPA的输出功率电平与增益之间的关系,图2B表示HPA的输出功率电平和电源电压VDD之间的关系,图2C表示HPA的输出功率电平和偏置电流IBS之间的关系。如图2A~图2C所示,首先,在输出功率电平在 $P_2$ (例如15dBm)以上的情况下,图1的无线通信装置使用包络追踪方式进行动作。在本实施方式中,将该动作模式称为包络追踪模式。

[0049] 具体而言,图1的电源电压控制电路VDCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别出HPA中所设定的输出功率电平(平均功率)在 $P_2$ 以上时,生成电源控制信号VDCS,使得输出功



率电平(平均功率)反映在由例如振幅控制信号AMCS形成的包络中。即,根据例如输出功率电平(平均功率)确定电源电压的平均值,并生成电源控制信号VDCS,使得以该平均值为基准,电源电压追踪基于AMCS的包络,并以规定的振幅进行变化。高速DC-DC转换器DCDC通过接收这种VDCS来生成如图11B所示那样的电源电压VDD。

[0050] 此外,图1的偏置控制电路BSCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别出HPA中所设定的输出功率电平(平均功率)在P2以上时,如图2C所示那样生成偏置控制信号BSCS,以将偏置电流IBS固定为规定的电流值I2(例如2mA等)。在使用包络追踪方式时,若偏置电流IBS发生变化,则HPA的增益会发生较大幅度的变化,有时难以用电源电压进行高精度的振幅控制,因此,在使用包络追踪方式时通常使偏置电流固定。另外,包络追踪模式时的HPA的增益G2例如为25dB等,HPA中所设定的最大输出功率电平P3例如为27dBm等。此外,包络追踪方式的实现方法并不特别限定如此。

[0051] 另一方面,如图2A~图2C所示,在输出功率电平在P2(例如15dBm等)~P1(例如5dBm等)的范围的情况下,图1的无线通信装置不使用包络追踪方式,而使用电源电压和偏置电压的可变控制方式进行动作。在本实施方式中,将该动作模式称为可变控制模式。可变控制模式中,如图2A所示,图1的无线通信装置根据输出功率电平的值使高频功率放大器HPA的增益以例如1dB/dB的比率从包络追踪模式时的G2(例如25dB等)向G1(例如15dB等)降低。

[0052] 具体而言,图1的电源电压控制电路VDCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别出HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在P2~P1的范围内时,如图2B所示,生成电源控制信号VDCS,使得电源电压VDD与该输出功率电平的降低成正比地单调下降。VDD在上述包络追踪模式时根据输出振幅(瞬时功率)适当地进行推移,而在该可变控制模式时VDD被设为固定电压。其中,该固定电压的值可按以下方式进行可变控制,即:使得该固定电压的值以包络追踪模式时的输出功率电平P2时的VDD的平均电源电压为起点,与输出功率电平的从P2到P1的下降成正比地向V1(例如0.5V等)依次下降。另外,包络追踪模式时的VDD的最大值V2为例如3.4V等。

[0053] 同样地,图1的偏置控制电路BSCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别为HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在P2~P1的范围内时,如图2C所示,生成偏置控制信号BSCS,使得偏置电流IBS与该输出功率电平的降低成正比地单调下降。IBS是与上述包络追踪模式时的输出功率电平无关的固定电流,可按以下方式进行可变控制,即:使得在该可变控制模式时IBS与输出功率电平的从P2(例如15dBm等)到P1(例如5dBm等)的下降成正比地从I2(例如2mA等)向I1(基于HPA的增益等的规定值)依次下降。

[0054] 并且,如图2A~图2C所示,在输出功率电平在小于P1(例如5dBm等)的范围内时,图1的无线通信装置不使用包络追踪模式,也不使用可变控制模式,而将电源电压和偏置设为固定来进行动作。在本实施方式中,将该动作模式称为固定控制模式。具体而言,图1的电源电压控制电路VDCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别出HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在小于P1的范围内时,如图2B所示,生成电源控制信号VDCS,使得电源电压VDD固定为V1,而与输出功率电平无关。同样地,图1的偏置控制电路BSCTL参照PWCS,在识别出HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在小于P1的范围内时,如图2C所示,生成偏置控制信号BSCS,使得偏置电流IBS固定为I1,而与输出功率电平无关。V1、I1的值取决于晶体管的性

能,可根据可进行线性放大动作的性能上的极限值(拐点电压等)进行适当地设定。

[0055] 在这种结构和动作中,如上所述,在包络追踪模式下,由于高速DC-DC转换器DCDC的功耗、精度等原因,若平均输出功率( $P_{out}$ )不在比规定的基准电平(图2的P2(例如15dBm等))大的范围内,则有可能无法获得足够的降低功耗等效果。因此,本实施方式的主要特征之一为:具备如图2所述的那样的可变控制模式,在平均输出功率( $P_{out}$ )在规定的基准电平(图2的P2(例如15dBm等))以下的情况下,根据平均输出功率( $P_{out}$ )的降低来使电源电压VDD和偏置电流IBS降低。

[0056] 若平均输出功率( $P_{out}$ )依次下降,则即使电源电压VDD也与其相应地依次下降,也能够高频功率放大器HPA中毫无问题地进行线性放大动作,并且,通过降低VDD,能够降低HPA的功耗。此外,若平均输出功率( $P_{out}$ )依次下降,能够使偏置电流IBS(即HPA的增益)也与其相应地依次下降,这也能够降低HPA的功耗。其结果是,以例如图9为例,能够降低实际使用中会以较高的概率使用的、尤其是低~中功率电平(-15dBm~+15dBm等)的功耗,从而能够实现作为移动电话机整体的低功耗化。

[0057] 并且,通过使偏置电流IBS依次下降,能够容易地确保平均输出功率( $P_{out}$ )的动态范围。即,例如在W-CDMA中,如图9所示,平均输出功率( $P_{out}$ )中需要具有80dB左右的动态范围。假设将高频功率放大器HPA的增益设为固定,从而配置在HPA的前级的可变增益放大电路(后述图5的VDRV)就需要具有该80dB左右的动态范围,在这种情况下,该可变增益放大电路的设计就有可能变得较为困难。因此,若降低HPA的增益,则能够相对应于这部分量使可变增益放大电路的动态范围变窄,从而能够实现设计的容易化等。

[0058] 《无线通信装置的主要部分的简要动作(变形例[1])》

[0059] 图3是表示在图1和图2A~图2C中,包络追踪模式时的高频功率放大器的动作状况的一个示例的说明图。图12是表示高频功率放大器的电气特性的一个示例的说明图。如图3所示,若使高频功率放大器HPA的电源电压VDD从V11开始到V15为止依次下降,则相对于输出功率电平( $P_{out}$ )的线性放大区域(增益保持恒定的区域)依次变窄,除此以外,实际的增益也依次下降。这是因为,如图12所示,高频功率放大器(晶体管)的特性具有电源电压依赖性。对于该电源电压依赖性,例如在MOS晶体管中由所谓的沟道长度调制效应引起,在双极晶体管中由基极-集电极间的寄生电容引起。在图12中,若电源电压(基极-漏极间电压VDS)改变,则如例如“A”点、“B”点所示,动作点发生变化,晶体管的输出阻抗发生变化,由此增益发生变化。另外,虽然省略了图示,但电源电压越小,则该增益的变化量就越小。

[0060] 包络追踪动作根据例如在图3的“a”点到“b”点之间的高频功率放大器HPA的输出振幅电平(瞬时功率),以使得动作区域成为尽可能接近饱和放大动作区域的线性放大区域的方式,通过适当地改变电源电压VDD来实现。

[0061] 图4A~图4C是表示图1的电源电压控制电路和偏置控制电路的其他动作例的说明图,是上述图2A~图2C的变形例。图4A~图4C的动作例与图2A~图2C的动作例相比,其不同点在于,在从包络追踪模式转移至可变控制模式时,如图4B所示,将电源电压VDD的起点设定得略高,如图4C所示,将偏置电流IBS的起点设定得略低。图2A~图2C的动作例中,从包络追踪模式转移至可变控制模式的点例如对应于图3的“a”点等情况,图4A~图4C的动作例中,从包络追踪模式转移至可变控制模式的点例如对应于图3的“b”点等情况。

[0062] 在图3的“a”点,由于平均输出功率电平( $P_{out}$ )较小,包络追踪模式下的电源电压

的变动比较小,与之相应的增益的变动也非常小。若在该状态下停止包络追踪模式,则即使使用该停止时刻的电源电压的平均值,也能够充分确保线性放大动作。因此,如图2A~图2C所示,通过以该停止时刻的电源电压的平均值和偏置电流的值为起点,保持连续地进行可变控制模式下的动作,从而能够连续地对高频功率放大器HPA的增益进行控制。

[0063] 另一方面,在图3的“b”点,包络追踪模式下的电源电压的变动比较大,与之相应的增益也产生一定程度的变动。若在该状态下停止包络追踪模式,为了在不使用包络追踪模式的情况下确保线性放大动作,可考虑优选将电源电压设定得比停止包络追踪模式时刻的电源电压的平均值略高。然而,这样一来,由于将高频功率放大器HPA的增益设定得略高,因此为了将该增加的部分恢复至原样,则需要使偏置电流IBS下降若干。因此,如图4A~图4C所示,通过以将该电源电压VDD设定得略高的状态和将偏置电流IBS设定得略低的状态为起点,进行可变控制模式下的动作,由此能够连续地对HPA的增益进行控制。

[0064] 《无线通信装置整体的简要结构和动作》

[0065] 图5是表示本发明的实施方式1的无线通信装置的整体结构的框图。图5的无线通信装置是例如使用W-CDMA或LTE(Long Term Evolution:长期演进技术)的移动电话机等,包括基带单元BBU、高频系统部RFSYS、天线ANT、扬声器SPK、以及麦克风MIC等。BBU例如将SPK、MIC中使用的模拟信号转换为数字信号,或者进行通信中的各种数字信号处理(调制、解调、数字滤波处理等),或者进行通信中的各种控制信号的输出等。在该各种控制信号中包含有作为图1所示的输出功率控制信号PWCS的基础的输出功率指示信号PWCMS。

[0066] 高频系统部RFSYS包括高频信号处理装置RFIC、高频功率放大器模块HPAMD、以及双工器DPX等。RFIC例如由一个半导体芯片构成,包括如图1所示的高频信号处理部RFBK、振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC、电源电压控制电路VDCTL、以及偏置控制电路BSCTL等。RFBK主要在BBU所使用的基带信号与HPAMD所使用的高频信号之间进行频率转换(上变频、下变频)等,例如包含作为发送系统电路的发送用混频电路MIXtx、可变驱动电路VDRV等,还包含作为接收系统电路的低噪声放大电路LNA、接收用混频电路MIXrx等。

[0067] 高频功率放大器模块HPAMD例如由一个模块布线基板(例如陶瓷布线基板等)来实现,除图1所示的高频功率放大器HPA、以及高速DC-DC转换器DCDC外,还包括输出匹配电路MNT和定向耦合器(coupler)CPL等。HPA和DCDC例如由相同或不同的半导体芯片来实现,安装在该模块布线基板上。MNT和CPL例如利用该模块基板上的布线层、SMD(Surface Mount Device:表面安装器件)元器件等来形成。MNT对HPA的输出阻抗进行匹配,CPL对HPA的输出功率信号Pout进行检波,并生成具有与该检波得到的功率电平相对应的电压值的检测电压信号VDET。双工器DPX基于预先设定的发送/接收频带对发送信号和接收信号进行分离。

[0068] 在这样的结构例中,在进行发送动作时,来自基带单元BBU的发送基带信号通过混频电路MIXtx进行上变频,并通过可变驱动电路(可变增益放大电路)VDRV进行放大。VDRV的增益根据来自BBU的输出功率指示信号PWCMS、来自耦合器CPL的检测电压信号VDET来设定。HPA如图1和图2A~图2C等所述,使用来自高速DC-DC转换器DCDC的电源电压VDD、以及与来自偏置控制电路BSCTL的偏置控制信号BSCS相应的偏置进行动作,对来自VDRV的输入功率信号Pin进行功率放大。接着,来自HPA的输出功率信号Pout经由MNT、CPL和DPX作为发送信号TX从天线ANT发送出。另一方面,在进行接收动作时,ANT接收到的接收信号RX经由DPX,作为接收输入信号RXin输出到低噪声放大电路LNA。LNA对RXin进行放大,混频电路MIXrx将

LAN的输出信号下变频为接收基带信号,并将其输出到BBU。

[0069] 这里,尤其在支持W-CDMA、LTE等的移动电话机中,由于使用HPSK(Hybrid Phase Shift Keying:混合相移键控)、QAM(Quadrature Amplitude Modulation:正交调幅)等会产生包络线变动的调制方式,因此在发送时要求进行线性放大动作。并且,还要求实现低功耗化。因此,如图1、图2A~图2C(图4A~图4C)等所述,使用将包络追踪模式和可变控制模式组合而得到的功率控制方式是有益的。

[0070] 《无线通信装置的主要部分的详细内容》

[0071] 图6是表示图1和图2A~图2C的无线通信装置的详细的结构例的电路框图。图6中,高频信号处理部RFBK包括混频电路MIX<sub>i</sub>、MIX<sub>q</sub>、可变驱动电路VDRV、以及增益控制电路GCTL。MIX<sub>i</sub>利用具有规定频率的本振信号(未图示)对基带信号的正交分量之一即I信号进行上变频,MIX<sub>q</sub>利用与I信号的相位差90°的本振信号(未图示)对另一个该正交分量即Q信号进行上变频。VDRV接受MIX<sub>i</sub>的输出和MIX<sub>q</sub>的输出的矢量合成结果,以规定的增益进行放大。GCTL接受表示平均输出功率电平的指示值的输出功率控制信号PWCS,并将与之对应的增益设定到VDRV中。另外,GCTL实际上也将图5的检测电压信号VDET反映在内来进行增益的设定。

[0072] 振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC通过计算出上述I信号和Q信号的矢量和的大小( $\sqrt{I^2+Q^2}$ )来输出振幅控制信号(包络线检测信号)AMCS。电源电压控制电路VDCTL包括乘法电路MUL、校正电路CC、选择开关SWS、控制核心电路VDCR、以及模拟/数字转换电路ADC。MUL对表示包络线的AMCS与表示平均输出功率电平的PWCS进行标量相乘。校正电路CC例如基于预先设定的表格等对MUL的输出施加校正。该校正主要是从确保高频功率放大器HPA中的线性放大动作,并一定程度地降低增益的电源电压依赖性的观点出发来进行的。SWS选择来自CC的输出信号或是来自VDCR的输出信号中的一个,并将其输出至ADC。

[0073] 控制核心电路VDCR如图1和图2A~图2C所述,接受输出功率控制信号PWCS,根据该输出功率控制信号PWCS所表示的平均输出功率电平来选择包络追踪模式、可变控制模式、以及固定控制模式中的某一个。在选择包络追踪模式时,VDCR通过开关选择信号SCS将选择开关SWS设定到校正电路CC一侧。另一方面,在选择可变控制模式或固定控制模式时,VDCR通过SCS将SWS设定到自身一侧。在该状态下,在选择可变控制模式时,VDCR将PWCS所表示的平均输出功率电平作为SWS的输入进行提供,在选择固定控制模式时,VDCR将对应于图2B的V1的电平作为SWS的输入进行提供。模拟/数字转换电路ADC将从选择开关SWS输出的模拟信号转换成数字信号,并将该结果作为电源控制信号VDCS进行输出。

[0074] 高速DC-DC转换器DCDC生成与电源控制信号VDCS相对应的电源电压VDD,并提供给高频功率放大器HPA。偏置控制电路BSCTL如图1和图2A~图2C所述,接受输出功率控制信号PWCS,根据该输出功率控制信号PWCS所表示的平均输出功率电平来选择包络追踪模式、可变控制模式、以及固定控制模式中的某一个,并输出与各模式相对应的偏置控制信号BSCS。HPA根据来自DCDC的电源电压VDD和基于BSCS的偏置(偏置电流或偏置电压)条件,对从可变驱动电路VDRV输出的输入功率信号P<sub>in</sub>进行功率放大,输出输出功率信号P<sub>out</sub>。

[0075] 通过使用这种结构例,能够以简单的结构实现图1和图2A~图2C的无线通信装置。尤其是通过基于正交基带信息和平均输出功率电平的指示信息来进行包络追踪时的电源控制,从而将实现可变控制模式和固定控制模式的结构包含在内来实现简单化。另外,正交

基带信号(I信号、Q信号)不限于模拟信号,也可以是数字信号。此外,本发明当然也不限于上述结构,例如,也可以采用不从基带信号,而从输入功率信号Pin中检测包络线的方式。

[0076] (实施方式2)

[0077] 《无线通信装置的主要部分的简要动作(变形例[2])》

[0078] 图7A~图7C是表示在本发明的实施方式2的无线通信装置中,图1的电源电压控制电路和偏置控制电路的动作例的说明图,是上述图2A~图2C的变形例。图7A~图7C所示的动作例的特征在于,在使用LTE时、或使用作为对W-CDMA的发送速度进行高速化的标准的HSUPA(High Speed Uplink Packet Access:高速上行分组接入)时等情况下进行与图2A~图2C相同的动作,而在使用W-CDMA时,进行与其不同的动作。

[0079] 如图7A~图7C所示,在W-CDMA时输出功率电平在P1(例如5dBm等)以上的情况下,图1的无线通信装置不使用包络追踪模式,而使用上述可变控制模式进行动作。即,图1的电源电压控制电路VDCTL参照输出功率控制信号PWCS,在识别出高频功率放大器HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在P1以上的范围内时,如图7B所示,生成电源控制信号VDCS,使得电源电压VDD与该输出功率电平的上升成正比地单调增加。同样地,图1的偏置控制电路BSCTL参照PWCS,在识别出HPA中设定的输出功率电平(平均功率)在P1以上的范围内时,如图7C所示,生成偏置控制信号BSCS,使得偏置电流IBS与该输出功率电平的上升成正比地单调增加。

[0080] 另一方面,在W-CDMA时输出功率电平小于P1(例如5dBm等)的情况下,图1的无线通信装置与图2A~图2C所述的一样,使用固定控制模式进行动作。另外,伴随着所述可变控制模式,在W-CDMA时,与输出功率电平(平均功率)的从P1(例如5dBm等)到P3(例如27dBm等)的上升成正比,高频功率放大器HPA的增益从G1(例如15dB)向G2(例如25dB)单调增加。

[0081] 与LTE、HSUPA等相比,W-CDMA下的信号振幅(瞬时功率)伴随着调制方式的不同的变化量要小,因此,考虑存在以下情况,即:包络追踪下得到的高频功率放大器HPA中的功耗的降低量被高速DC-DC转换器DCDC的功耗抵消,从而整体功耗并没有获得那么好的降低效果。此外,考虑到还存在以下情况,即:如图9所示,在W-CDMA下,低~中功率电平下的使用概率占大部分,因此即使使用对高功率时的低功耗化有益的包络追踪模式,也对整体功耗的降低效果起不到积极的作用。

[0082] 因此,如图7A~图7C所示,若在W-CDMA时组合使用可变控制模式和固定控制模式,则与图2A~图2C的情况相比,虽然图11A所述的损耗部分增加了一些,但能够使高速DC-DC转换器DCDC的功耗降低。其结果是,作为整体,能够实现充分降低功耗的效果。

[0083] (实施方式3)

[0084] 《无线通信装置的主要部分的简要结构(变形例)》

[0085] 图8是表示本发明的实施方式3的无线通信装置中的主要部分的简要结构例的框图。图8所示的无线通信装置包括:高频信号处理部RFBK2、振幅检测电路(包络线检测电路)ADETC、电源电压控制电路VDCTL2、高速DC-DC转换器DCDC、以及高频功率放大器HPA2。其中, ADETC和DCDC与图1的情况相同。RFBK2与图1的RFBK相比,其不同点在于RFBK2输出功率模式控制信号PMDCS。

[0086] 高频功率放大器HPA2与图1的HPA不同,包括:高增益用功率放大电路PAh、中增益用功率放大电路PAm、低增益用功率放大电路PA1、以及偏置生成电路BSGEN。PAh、PAm、PA1从

公共的输入节点接受输入功率信号 $P_{in}$ ,并从公共的输出节点输出输出功率信号 $P_{out}$ 。分别构成 $PA_h$ 、 $PA_m$ 、 $PA_l$ 的晶体管的尺寸具有以下关系: $PA_h > PA_m > PA_l$ 。偏置生成电路BSGEN接受来自高频信号处理部RFBK2的功率模式控制信号PMDCS,选择 $PA_h$ 、 $PA_m$ 、 $PA_l$ 中的某一个来提供偏置。BSGEN例如在PMDCS指示高功率时,向 $PA_h$ 提供规定的偏置,并停止向 $PA_m$ 、 $PA_l$ 提供偏置(偏置电流或偏置电压为零)。同样地,BSGEN在例如PMDCS指示中功率、低功率时,分别仅对 $PA_m$ 、 $PA_l$ 提供规定的偏置。

[0087] 这里,图8的结构例的特征在于,经由高速DC-DC转换器DCDC向高增益用和中增益用功率放大电路 $PA_h$ 、 $PA_m$ 提供包络追踪模式下的电源电压VDD,向低增益用功率放大电路 $PA_l$ 提供固定的电源电压VDD1。即,在上述图1和图2A~图2C的情况下,以一个功率放大电路作为对象,通过切换三种动作模式来实现低功耗化,而在图8的情况下,分别设置大小不同的多个功率放大电路,通过构成为在中~高功率时进行包络追踪模式来实现低功耗化。

[0088] 因此,与图1的VDCTL不同,图8的电源电压控制电路VDCTL2参照输出功率控制信号PWCS,在该输出功率控制信号PWCS在高功率电平(设为 $P_{11}$ )以上时,生成电源控制信号VDCS,使得将以该功率电平作为基准的根据振幅控制信号AMCS变动的电源电压VDD提供给功率放大电路 $PA_h$ 。此时, $PA_h$ 被偏置生成电路BSGEN激活,进行使用包络追踪模式的动作。同样地,VDCTL2参照PWCS,当PWCS在小于高功率电平( $P_{11}$ )并且在中功率电平(设为 $P_{12}$ )以上时,生成VDCS,使得将该功率电平为基准的根据AMCS变动的VDD提供给功率放大电路 $PA_m$ 。此时, $PA_m$ 被BSGEN激活,进行使用包络追踪模式的动作。

[0089] 另一方面,电源电压控制电路VDCTL2参照功率控制信号PWCS,在该功率控制信号PWCS小于中功率电平( $P_{12}$ )的情况下,停止高速DC-DC转换器DCDC的动作(或者固定为规定的VDD)。此时,功率放大电路 $PA_l$ 被偏置生成电路BSGEN激活, $PA_l$ 使用固定的电源电压VDD1进行功率放大动作。

[0090] 由此,根据输出功率电平,通过适当地改变进行动作的晶体管的大小来实现功耗的降低。并且,此时,通过构成为以中~高功率时作为对象来进行包络追踪,能够实现功耗的进一步降低。另外,在图8的结构例中,详细的输出功率电平的调整通过输入功率信号 $P_{in}$ (图5的可变驱动电路VDRV)来进行。

[0091] 以上,基于实施方式对本发明人所完成的发明进行了具体的说明,但本发明并不限于上述实施方式,在不脱离其要点的范围内可进行各种变更。

[0092] 例如,在图8的结构例中具备三个功率放大电路,但也可将其设为两个,仅在尺寸较大的一侧的功率放大电路中应用包络追踪模式。并且,例如,也可以将图1的结构例和图8的结构例进行适当地组合来进行使用。具体而言,可以采用以下方式,即:在图8的结构例中,例如删除低功率用的功率放大电路 $PA_l$ ,取而代之,使中功率用的功率放大电路 $PA_m$ 按图1和图2A~图2C所示那样在三种动作模式下进行动作,由此来应对低~中功率,而在高功率时进行与图8相同的动作。

[0093] 此外,这里以移动电话机为例进行了说明,但并不限于移动电话机,在将本发明应用于由电池等驱动的使用会发生包络线变动的调制方式的各种无线终端的情况下也能获得有益的效果。

[0094] 标号说明

[0095] ADC                      模拟/数字转换电路

[0096]	ADETC,ADETC'	振幅检测电路(包络线检测电路)
[0097]	AMCS	振幅控制信号(包络线检测信号)
[0098]	ANT	天线
[0099]	BBU	基带单元
[0100]	BSCS	偏置控制信号
[0101]	BSCTL	偏置控制电路
[0102]	BSGEN	偏置生成电路
[0103]	CC	校正电路
[0104]	CPL	定向耦合器(耦合器)
[0105]	DCDC	高速DC-DC转换器
[0106]	DPX	双工器
[0107]	GCTL	增益控制电路
[0108]	HPA	高频功率放大器
[0109]	HPAMD	高频功率放大器模块
[0110]	LNA	低噪声放大电路
[0111]	MIC	麦克风
[0112]	MIX	混频电路
[0113]	MNT	输出匹配电路
[0114]	MUL	乘法电路
[0115]	PA	功率放大电路
[0116]	PMDCS	功率模式控制信号
[0117]	PWCMS	输出功率指示信号
[0118]	PWCS	输出功率控制信号
[0119]	Pin	输入功率信号
[0120]	Pout	输出功率信号
[0121]	RFBK	高频信号处理部
[0122]	RFIC	高频信号处理装置
[0123]	RFSYS	高频系统部
[0124]	RX	接收信号
[0125]	SCS	开关选择信号
[0126]	SPK	扬声器
[0127]	SWS	选择开关
[0128]	TX	发送信号
[0129]	VDCR	控制核心电路
[0130]	VDCS	电源控制信号
[0131]	VDCTL	电源电压控制电路
[0132]	VDD	电源电压
[0133]	VDET	检测电压信号
[0134]	VDRV	可变驱动电路

PWCS: 输出功率控制信号 VDCS: 电源控制信号

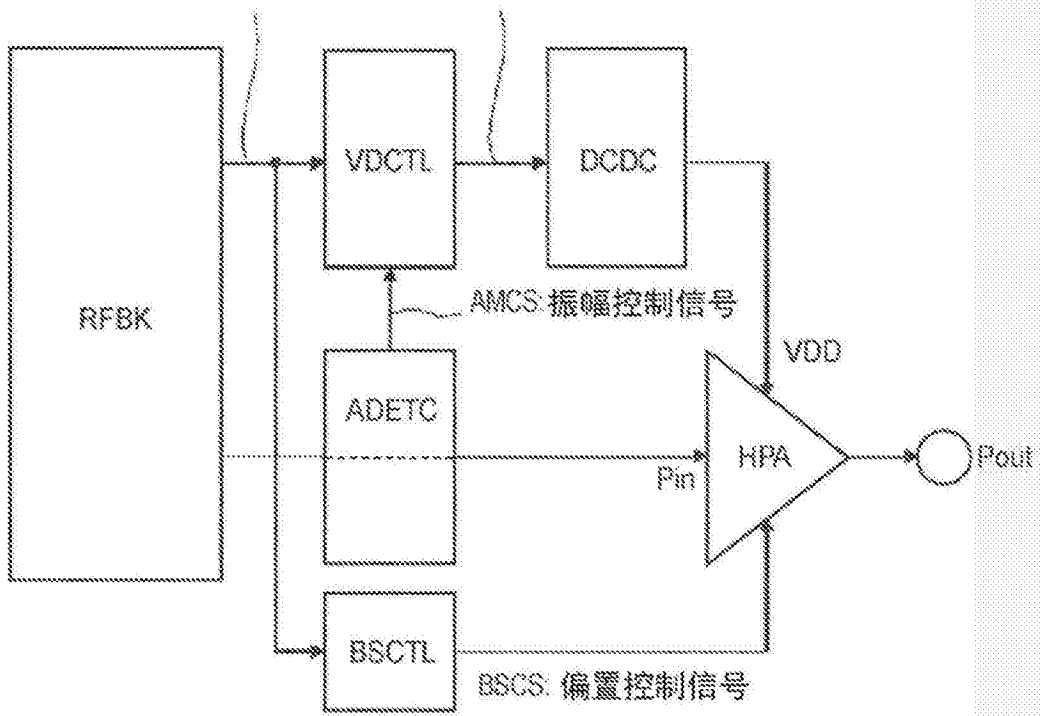


图1

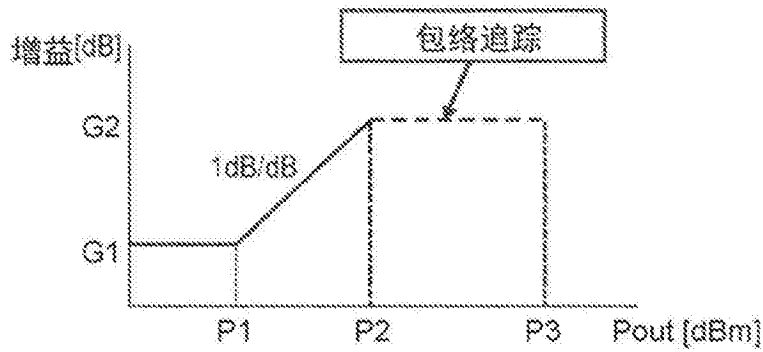


图2A



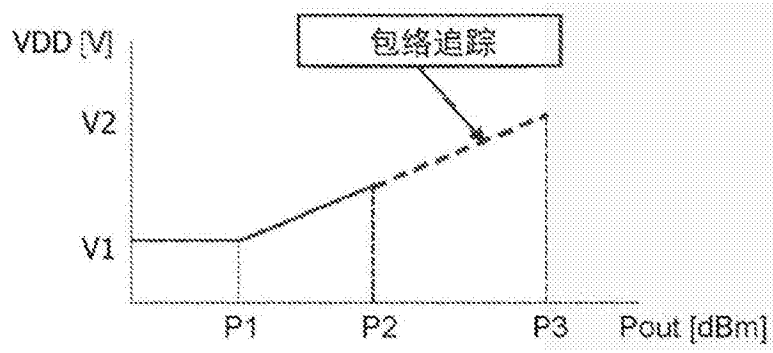


图2B

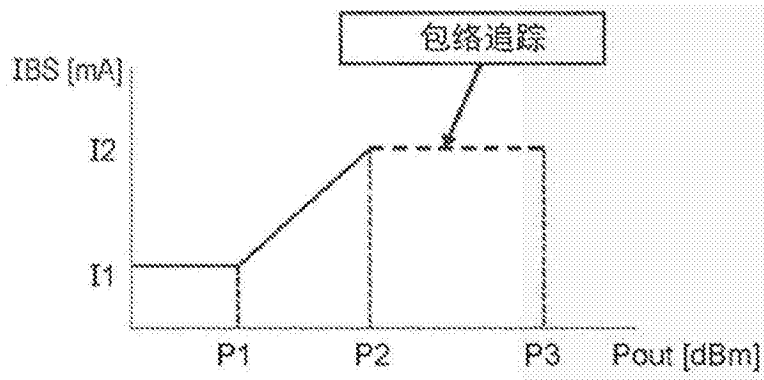


图2C

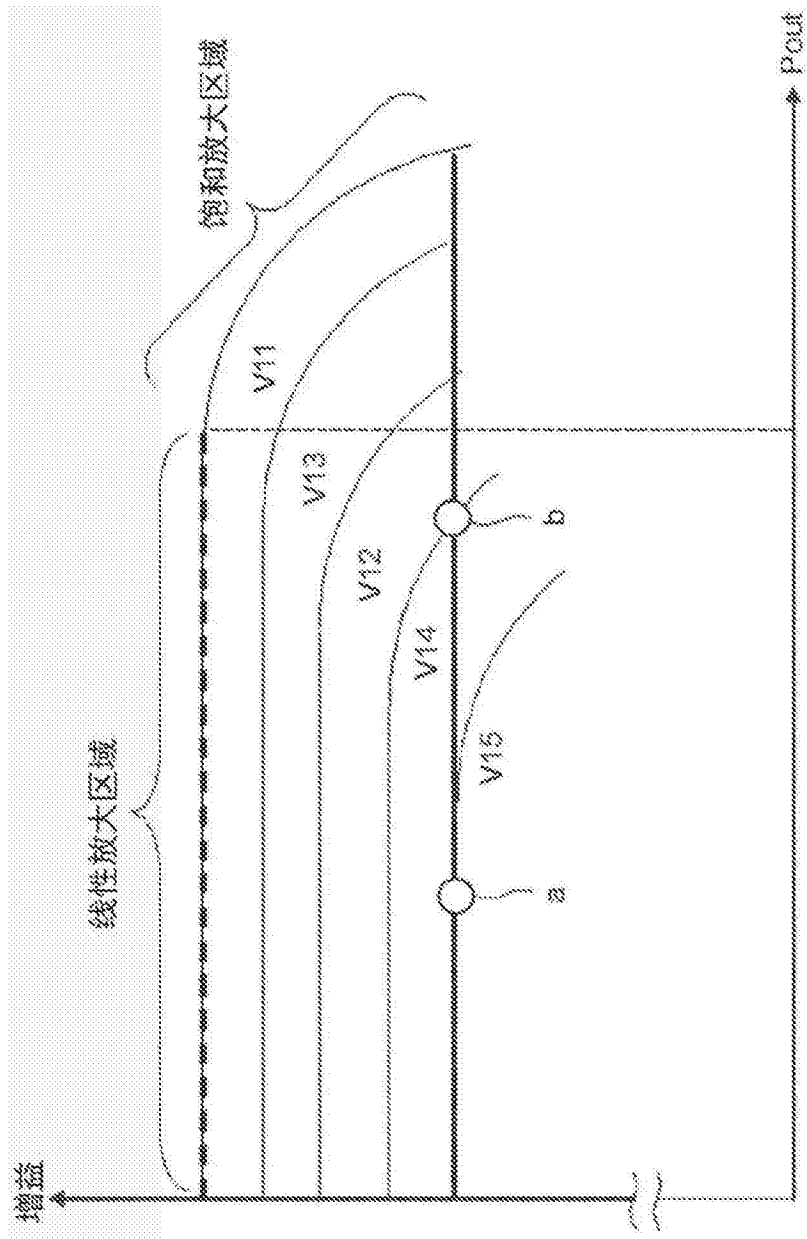


图3

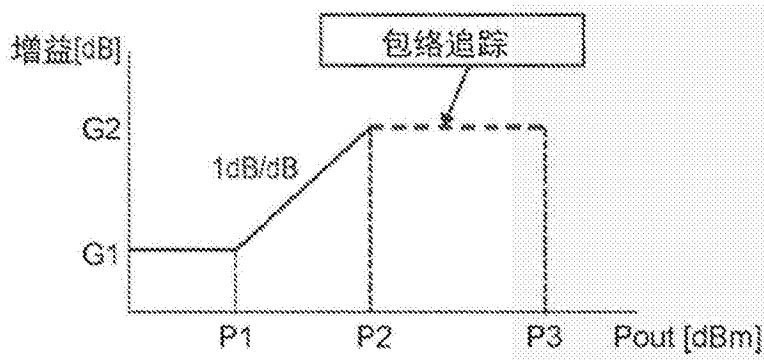


图4A

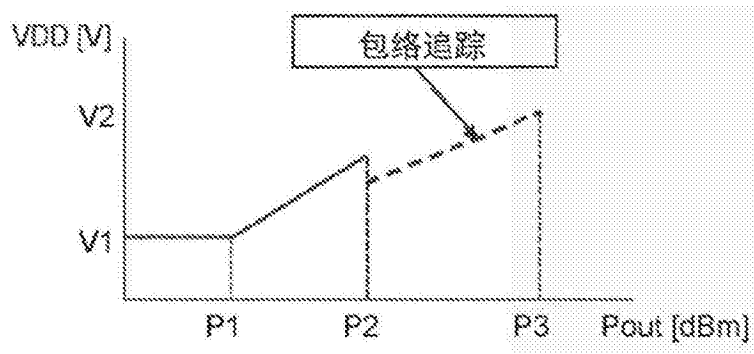


图4B

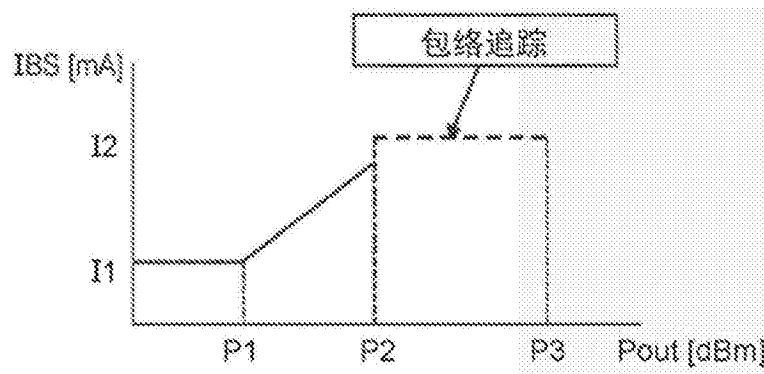


图4C

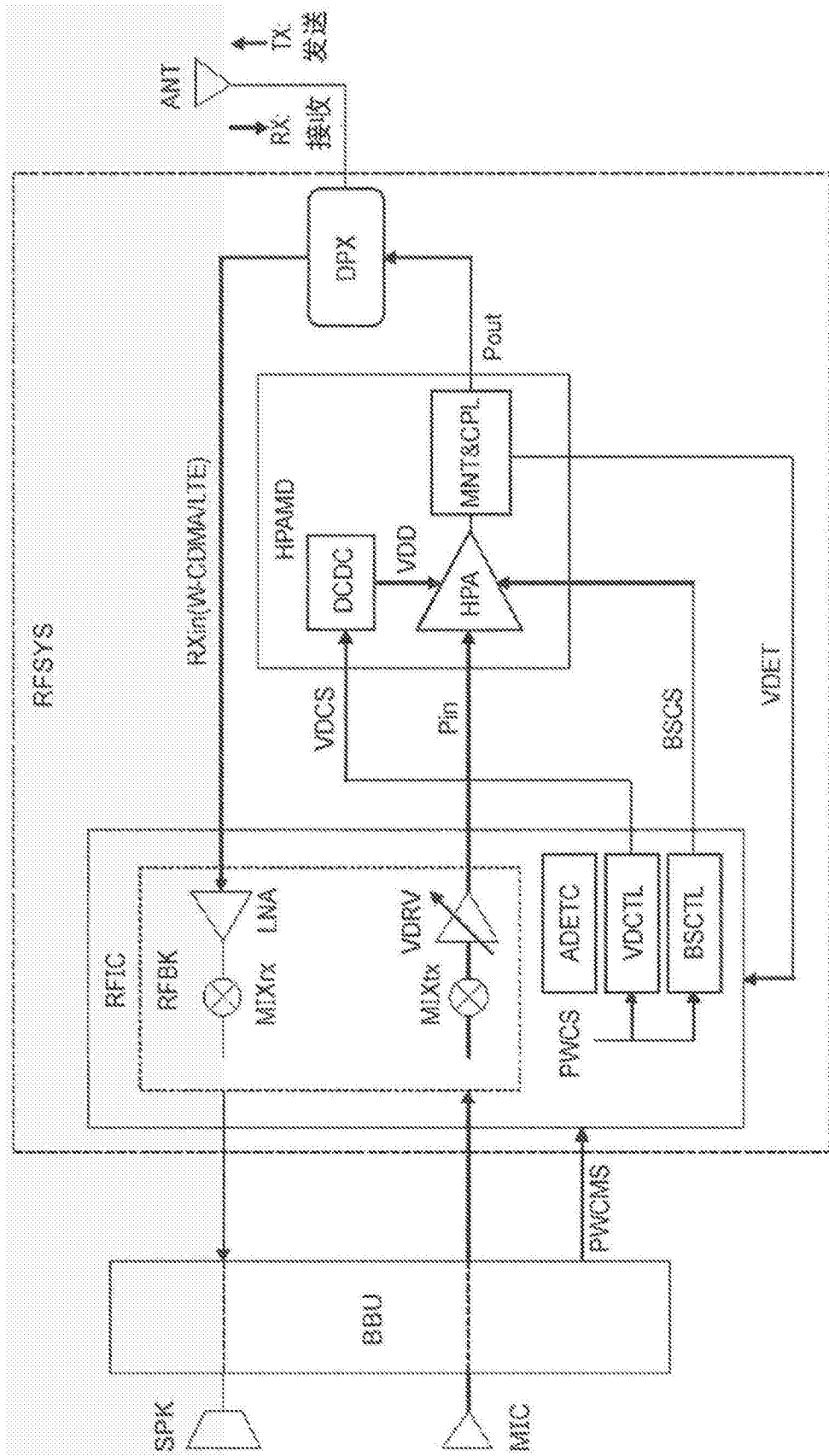


图5

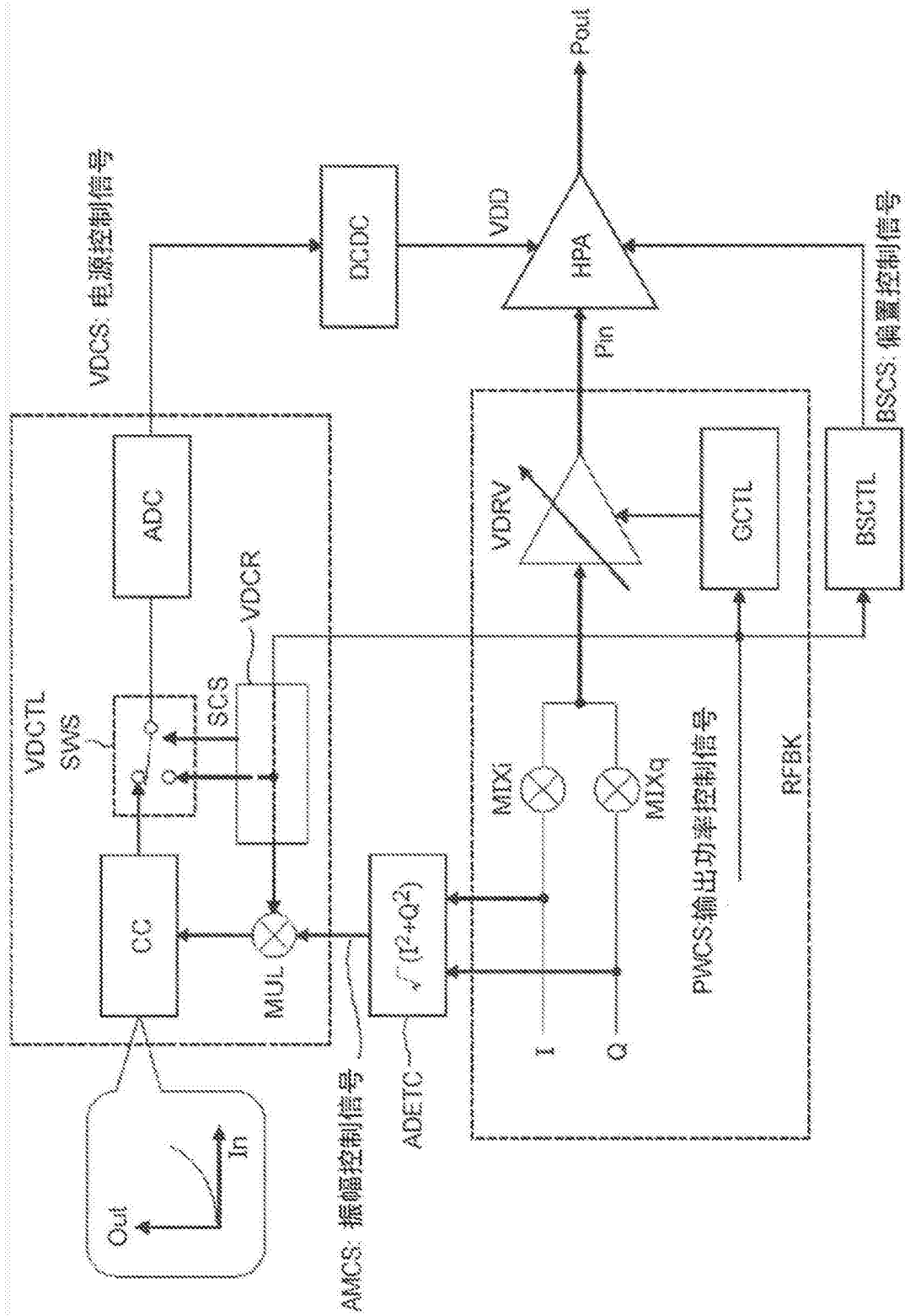


图6

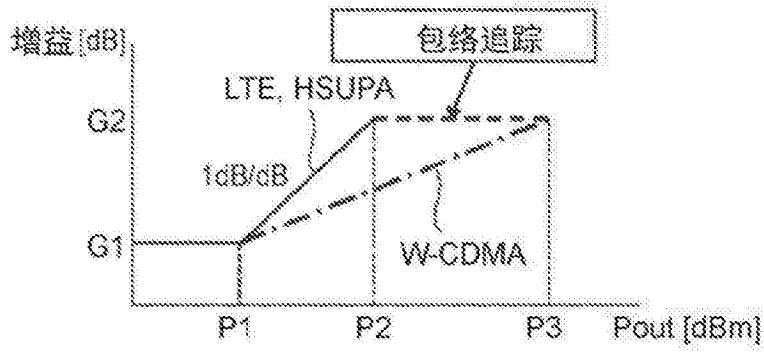


图7A

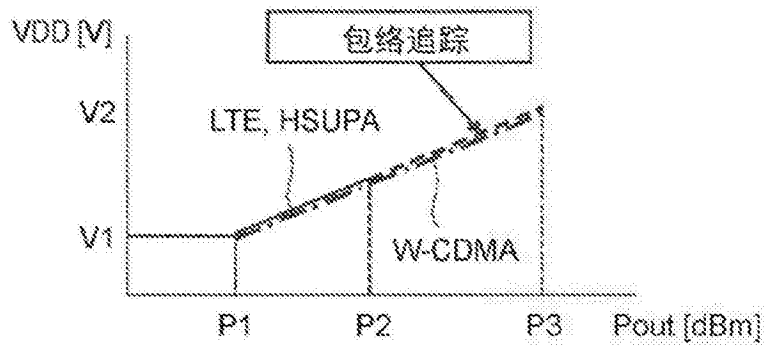


图7B

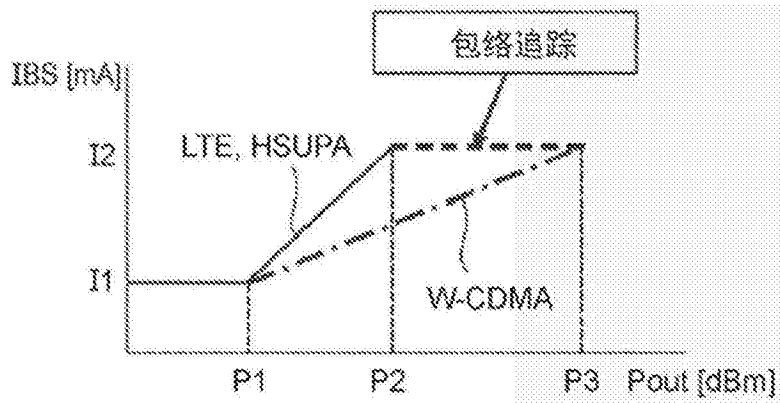


图7C

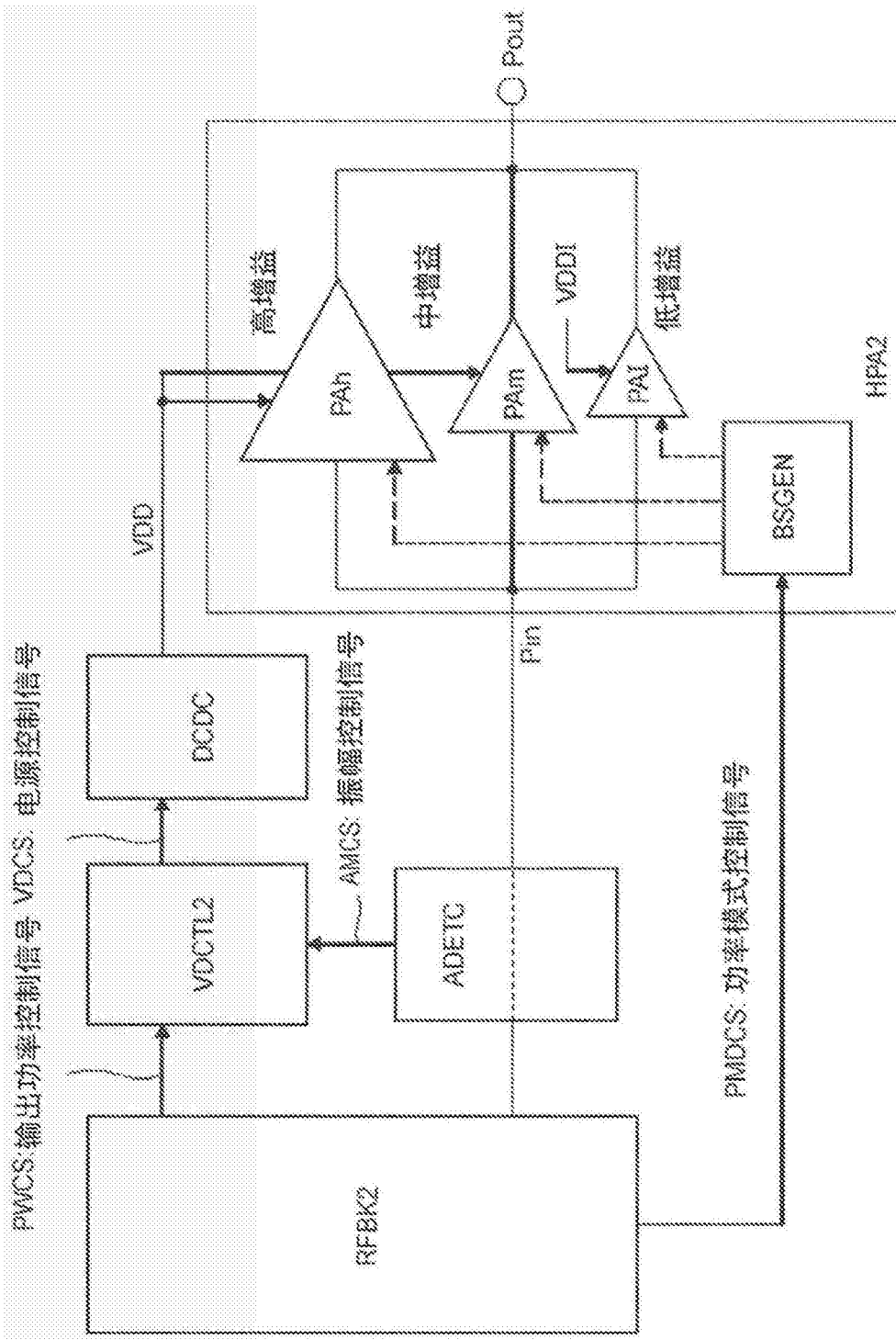


图8

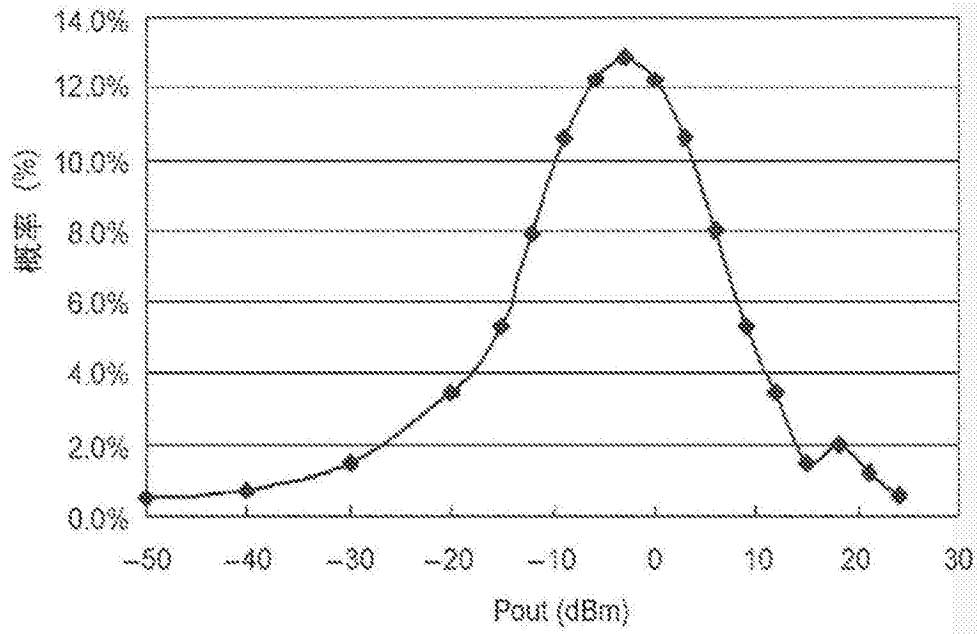


图9

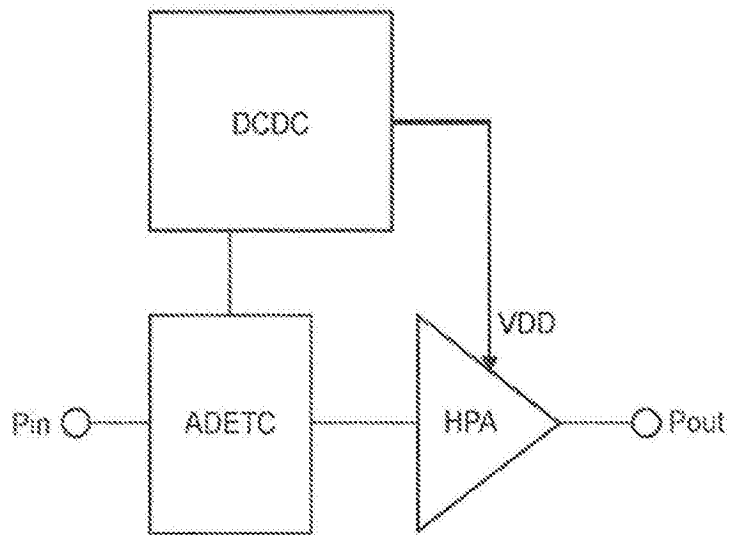


图10



固定VDD动作

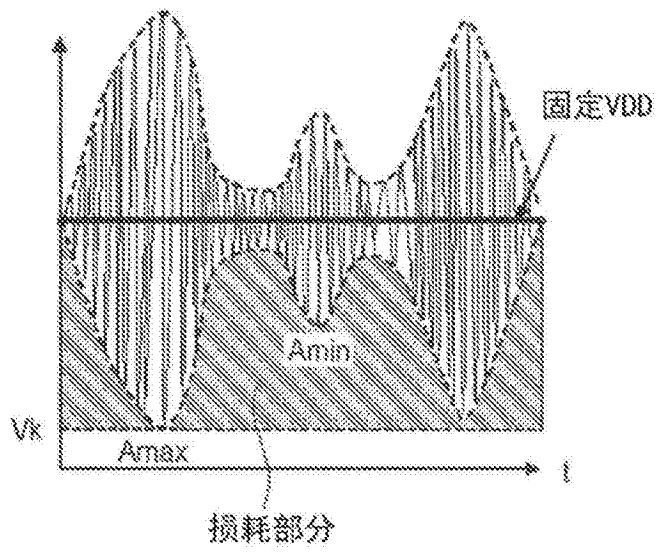


图11A

包络追踪动作

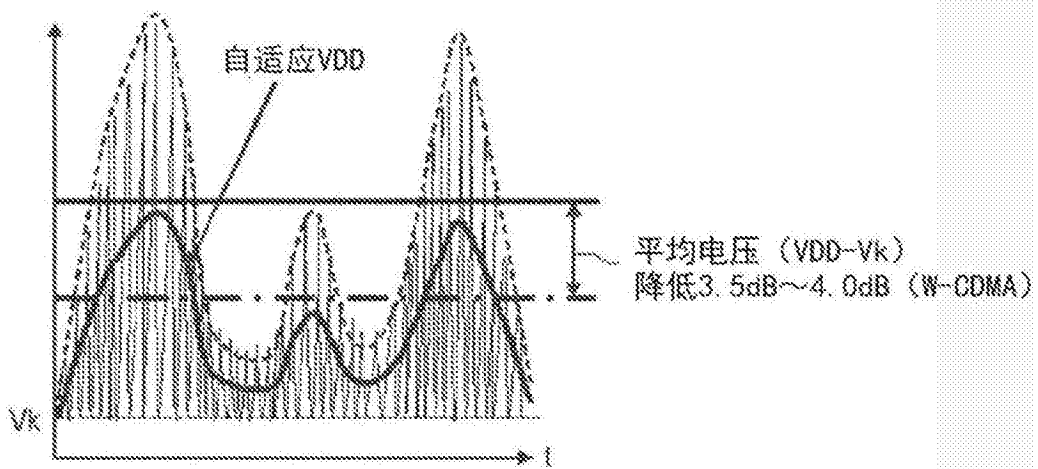


图11B

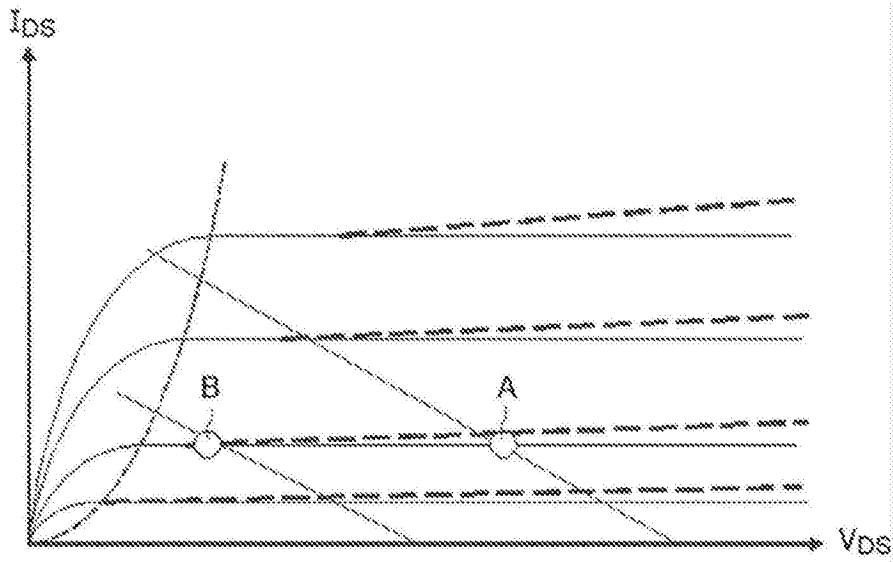


图12