



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03805122.2

[43] 公开日 2005 年 8 月 3 日

[11] 公开号 CN 1650513A

[22] 申请日 2003.2.24 [21] 申请号 03805122.2

[30] 优先权

[32] 2002.3.2 [33] GB [31] 0204951.8

[86] 国际申请 PCT/EP2003/001873 2003.2.24

[87] 国际公布 WO2003/075455 英 2003.9.12

[85] 进入国家阶段日期 2004.9.2

[71] 申请人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯州

[72] 发明人 莱夫·格特·彼得森

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责任公司

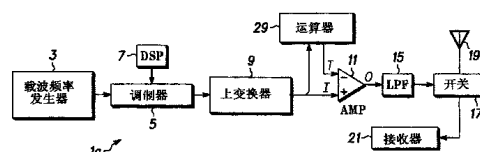
代理人 黄启行 谢丽娜

权利要求书 4 页 说明书 14 页 附图 3 页

[54] 发明名称 放大器电路及其在射频发射器中的用途

[57] 摘要

一种 RF 放大器电路，其包括具有第一输入端、第二输入端和输出端的 RF 放大装置、向第一输入端施加要放大的输入 RF 信号 I 的装置、产生并施加阈值信号 T 到第二输入端的装置和用于在输出端产生输出信号 O 的放大装置，该输出信号 O 当 I 的振幅瞬时值大于 T 时具有高有限值并提供布尔值“1”，当 I 的振幅瞬时值小于 T 时具有低有限值并提供布尔值“0”，其中阈值信号是以适于将在输出信号 O 的振幅和输入信号 I 的振幅之间的至少部分范围的关系线性化的方式动态变化的。该放大器电路能够有利地提供线性和高效率的结合并适于在用于 RF 通信及其它应用的功率放大器中使用。



1. 一种 RF 放大器电路，其包括：具有第一输入端（E1）、第二
输入端（E2）和输出端（E3）的 RF 放大装置，向第一输入端施加要
5 放大的输入 RF 信号 I 的装置，产生并施加阈值信号 T 到第二输入端
的装置，所述放大装置能够用于在输出端产生输出信号 O，该输出信
号 O 在当 I 的振幅瞬时值大于 T 时具有高有限值并提供布尔值“1”，
在当 I 的振幅瞬时值小于 T 时具有低有限值并提供布尔值“0”，其中，
所述阈值信号是以适于将在输出信号 O 的振幅和输入信号 I 的振幅之
10 间的至少部分范围的关系线性化的方式动态变化的。

2. 根据权利要求 1 的 RF 放大器电路，其中，所述产生并施加阈
值信号 T 的装置可用于对代表输入信号的信号应用非常量的传递函
15 数。

3. 根据权利要求 1 或 2 的 RF 放大器电路，其具有比用于放大的
信号的平均工作频率大至少五倍，优选地是大至少十倍的带宽。

4. 根据权利要求 1，2 或 3 的 RF 放大器电路，其中，所述输出
20 端连接低通滤波器，该低通滤波器用于滤掉输出信号 O 中的高于基波
的谐波。

5. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大器电路，其中，所
述阈值信号 T 被控制为具有恒定的符号的可变信号。

6. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大器电路，其中，所
述阈值信号 T 在实施中作为输入信号 I 的函数通过在施加给放大装置
之前对输入信号 I 采样而动态地变化，所述产生阈值信号 T 的装置包
括前馈回路，该前馈回路包括用于从所述采样的输入信号 I 导出至少
30 部分阈值信号 T 的装置。

7. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大器电路，其中，通过对由所述放大装置产生的输出信号 O 采样，可选的是在经过进一步处理后，所述阈值信号 T 在实施中作为输出信号 O 的函数动态变化，
5 所述施加阈值信号 T 的装置包括反馈回路，该反馈回路包括用于提供至少部分衍生自采样的输出信号 O 的信号作为阈值信号 T 的装置。

8. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大器电路，其中，所述提供阈值信号 T 的装置可用于从采样的一个或多个信号中产生与所述采样信号的包络相关的信号。
10

9. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述产生阈值信号 T 的装置包括数字信号处理器，用于从施加以产生输入信号 I 的调制信息中计算输入信号 I 的形式。
15

10. 根据权利要求 8 的 RF 放大电路，其中，所述电路包括数字信号处理器，用于产生在调制中使用以形成输入信号 I 的调制信息，并使用所述调制信息执行计算以导出至少部分阈值信号 T。

11. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述产生阈值信号 T 的装置包括 (i) 用于测量被采样信号的峰值并产生峰值包络信号的信号峰值监视器，(ii) 用于将峰值包络信号数字化的 AD (模拟至数字) 转换器；用于对所述数字化的峰值包络信号应用传递函数的数字信号处理器；和用于将由所述信号处理器产生的数字转换信号再转换回适于象阈值信号 T 和其中的成分一样使用的波形的 DA (数字至模拟) 转换器。
20
25

12. 根据权利要求 11 的 RF 放大电路，其中，所述产生阈值信号 T 的装置还包括一个或多个放大器以放大处理的信号从而产生可变阈值信号 T。
30

13. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述产生阈值信号 T 的装置可用于应用比例、微分和积分控制以产生阈值信号 T。

5

14. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述产生阈值信号 T 的装置可用于通过使用保存在存储器中的存储相应的信号值的查询表，在应用传递函数之前或之后，将传递函数应用到所述监视的信号。

10

15. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，相对输入信号 I 的振幅的输出信号 O 的振幅的绘图在至少该 RF 放大电路的 90%的范围内是线性的。

15

16. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述在电路使用的放大装置以改进的 C 类组态配置，以便在实施中，输入信号 I 和阈值信号 T 经各自的输入端一起被施加，以在所述放大装置的单个电极上结合。

20

17. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述放大装置包括固态放大装置。

18. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，在实施中，所述阈值信号 T 作为可变偏压施加给放大装置，或者在所述放大装置的输入端与输入信号 I 结合。

25

19. 根据前面的权利要求中的任一个的 RF 放大电路，其中，所述放大器电路包括两个或多个相互串联或并联连接的放大装置。

30

20. 一种 RF 通信发射器，其包括根据前面的权利要求中的任一

个的放大器电路。

21. 根据权利要求 20 的 RF 通信发射器，其可被合并到在移动通信系统中使用的移动站或基站收发台。

5

22. 根据权利要求 21 的 RF 通信发射器，其可被合并到在使用相位调制 RF 信号的移动通信系统中使用的移动站或基站收发台。

23. 根据权利要求 22 的 RF 通信发射器，其合并到在按照 TETRA
10 标准运行的移动通信系统中使用的移动站或基站收发台。

24. 根据权利要求 23 的 RF 通信发射器，其中，所述放大器电路可用于提供在至少为 70dB 的输出信号强度范围的线性响应。

放大器电路及其在射频发射器中的用途

5 技术领域

本发明涉及放大器电路及其在 RF（射频）电路如发射器，特别是 RF 通信发射器中的用途，尤其涉及用于该 RF 发射器或收发器单元的 RF 功率放大器电路。

10 背景技术

许多射频发生器如在 RF 发射器中使用的射频发生器都包括功率放大器电路。该电路可以如用于通信发射器以放大已调 RF 载波信号，该已调 RF 载波信号用于通过相关的发射装置如 RF 天线进行的外部传输。该电路通常需要具有实质线性响应，提供与输入呈线性函数的输出。工作在 A 类并在较小程度上工作在 AB 类组态的电路广泛地用于提供线性。然而，此类电路效率很低并因而相对浪费了大量的输入功率，尤其是在高功率输出应用中。工作在 C 类组态的放大器电路可选地用来作为功率放大器。C 类组态提供由正弦 RF 输入产生的近似为矩形波形形式的输出信号。此类放大器电路比 A 类和 AB 类电路具有更好的效率，但遗憾地是具有很高的非线性。因此 C 类放大器电路在现代要求复杂线性调制形式的通信应用中没有商业使用。

发明内容

根据本发明的第一方面，提供了一种 RF 放大器电路，该 RF 放大器电路包括：具有第一输入端、第二输入端和输出端的 RF 放大装置，向第一输入端施加要放大的输入 RF 信号 I 的装置，产生阈值信号 T 并将其施加到第二输入端的装置，和用于在输出端产生输出信号 O 的放大装置，该输出信号 O 在当 I 的振幅瞬时值大于 T 时具有高有限值并提供布尔值“1”，在当 I 的振幅瞬时值小于 T 时具有低有限值并提供布尔值“0”，其中，该阈值信号 T 是以适于将在输出信号 O

的振幅和输入信号 I 的振幅之间的至少部分范围的关系线性化的方式动态变化的。

5 优选地，放大装置具有比用于放大的信号的平均工作频率大至少五倍，最好是至少十倍的带宽。

所述阈值信号 T 可以是可变信号，其可以与输入信号 I 在放大装置结合，如后面详细说明的一样，适当的以结合方式给出线性响应。可选地，阈值信号 T 可以作为可变偏置信号施加给放大装置。

10

阈值信号 T 可以在作为输入信号 I 的函数动态变化，例如通过在施加给放大装置之前对输入信号 I 采样。这种情况下，施加阈值信号 T 的装置可能包括前馈回路，该回路包括象产生阈值信号 T 的装置一样的装置，用于产生至少部分衍生自采样的输入信号 I 的信号。

15

可选地，或者另外，阈值信号 T 可以在实施中作为输出信号 O 的函数动态变化，例如通过采样由放大装置产生的输出信号 O，可选的是在经过进一步处理如滤波后。这种情况下，施加阈值信号 T 的装置可能包括反馈回路，该回路包括象产生阈值信号 T 的装置一样的装置，用于产生至少部分衍生自采样的输出信号 O 的信号。

20

阈值信号 T 来自输入信号 I 和/或输出信号 O 的情况下，可以通过采样相关的信号作为阈值信号 T，或从与监视信号的包络相关的信号中导出部分信号为阈值信号 T。例如，阈值信号 T 可以衍生自变化的监视信号的峰值振幅或均方根振幅的轮廓。

25

在本发明的另一个可选实施例中，阈值信号 T 可以在如下运行的装置中产生。输入信号 I 的振幅中的变化来自于将施加到调制器上的调制信号应用到 RF 载波信号以形成输入信号 I。调制信号可以在调制器中以公知的方式通过将要通信的输入信息转换成要求的调制来产

30

生，该输入信息例如是作为数字信号处理器的输出产生的数字信息。调制信号可以例如包括数字相移调制的载波信号。相移调制可以应用于例如公知的 DQPSK（差分四进制相移键控）过程。阈值信号 T 可以是衍生自调制信息或要被转换为调制信号的信息如数字（包括双数字（bidigital））信息的信号。因此，阈值信号 T 可以衍生自数字信号处理器的输出，该处理器也产生施加于调制器的输出。

阈值信号 T 可以具有通过应用于调制信号的适当的数学运算计算出的与输入信号 I 的振幅轮廓一致的振幅轮廓，或具有与用于从（例如）数字信号处理器产生调制信号的信息的、计算出的振幅轮廓一致的振幅轮廓。作为施加的调制信号的函数的输入信号 I 或者用于产生调制信号的信息例如数字信息的振幅轮廓能够被计算出，因为从给定的调制信号产生的振幅轮廓通常是一个公知函数。可选地，或者另外，训练测量，例如使用神经网络函数，能够由输入振幅组成，作为施加的调制信息或被转换为调制信息的数字信息的函数。

在收发器装置中，以上述方式产生的已调信号最初可以是基带频率信号，该基带频率信号通过上变换器转换为 RF 以产生输入信号 I。在这种情况下，计算出的从给定的调制信号产生的振幅函数将考虑到上变换步骤。

数学运算的应用可以通过这里称之为运算器的装置来执行。如本领域中已知的控制设计，由运算器执行以从施加到运算器的给定输入信号产生输出信号的数学运算或函数被称为传递函数。在上述本发明的实施例中，选择在每种情况下所用的运算器，以对特定的输入信号 I 应用特定的适合的传递函数，从而产生特定的阈值信号 T，例如后面进一步说明的。

可以用于提供这种运算器的装置自身是公知的。通常，这种装置可能包括用于执行传递函数的信号处理器，如数字信号处理器。运算

器也可以包括 (i) 测量被采样信号的峰值并产生峰值包络信号的信号峰值监视器, (ii) 将峰值包络信号数字化以施加于信号处理器的 AD (模拟至数字) 转换器和将由信号处理器产生的数字转换信号再转换回适于作为阈值信号 T 使用的波形的 DA (数字至模拟) 转换器。运算器也可以包括一个或多个放大器或者与之结合使用以放大正在处理的信号, 从而产生可变阈值信号 T。

运算器可能可选地是模拟装置, 用于给出适合的传递函数或近似值。

在本发明的实施例中, 如果运算器的输入包括由信号处理器产生并施加于调制器的信号, 运算器的信号处理器功能可以由同一个信号处理器提供。

在以上任一个实施例中, 如果传递函数由运算器应用于监视信号以产生阈值信号 T, 在应用传递函数之前或之后, 可以通过使用保存在存储信号的相应值的存储器中的查询表来应用传递函数。查询表中存储的相应值可以从公知理论计算出和/或通过例如训练模式的测量得到。存储器可以组成用于产生施加于调制器的输出信息的信号处理器的一部分或与该信号处理器关联。

可预编程以对可变输入信号执行如传递函数一样的预定数学运算的数字信号处理器 (DSP) 自身是公知的。在本发明上下文中所用的这种数学运算的例子在后面说明。

运算器可能可选地是模拟装置, 用于给出适合的传递函数或近似值。

由传递函数运算器执行的数学运算是一个提供可变阈值信号 T 值的数学运算, 该阈值信号 T 值与输入 RF 信号振幅值 a 在 RF 放大器

结合或比较时，使 RF 放大器产生具有振幅的输出信号 O，该振幅作为输入 RF 信号 I 的振幅值 a 的函数绘出时，至少其绘图的一部分实质上是线性或近似线性的。优选地，绘图至少其范围的 80%，期望至少 90%是线性的。这和常规的 C 类放大器组态不同，C 类放大器在以
5 常规方式工作时，给出具有很高非线性的振幅绘图。

在根据本发明的第一方面的电路中使用的放大装置可以包括布置在改进的 C 类组态中的放大装置，使输入信号 I 和阈值信号 T 经各自的输入端一起施加，以在放大装置的单个电极上结合。放大装置可以
10 包括固态放大装置，如可以是双极形或场效应（JFET 或 MOSFET）形的晶体管。例如，如果使用 MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管），输入信号 I 和阈值信号 T 可以在晶体管的栅极结合。输出信号 O 可以从漏极提取。如果晶体管是双极结晶体管形式，输入信号 I 和阈值信号 T 可以在晶体管基极结合，输出信号 O 可以从晶体管集电
15 极提取。在每种情况下，偏压可以象在普通 C 类组态中一样施加。如前所述，在一个实施例中，例如加在 C 类组态中结式晶体管的发射极的偏压，可以根据阈值信号 T 的变化而变化。

根据第一方面的放大电路可以包括两个或更多放大装置。这些装置可以相互以公知方式的并联或串联组态连接以对给定输入提供更大的
20 的输出。

本发明提供一种放大电路，该电路可以具有与 C 类 RF 放大器类似的基本组态，然而它能够显著地和有利地提供放大输出，该输出在
25 输出范围的大部分是其输入的线性函数，并仍然保留 C 类放大器的高效率。同样的线性通常只能用 A 类或 AB 类放大器获得，改良的线性为 RF 信号的放大提供意外好的响应线性和高效率的结合。与 A 类或 AB 类组态相比，高运行效率有利地产生了显著的功率消耗的下降。

30 根据本发明的放大电路可以在大量装置尤其是数字装置的 RF 电

路中得到应用。这些装置包括用于 RF 通信的发射器、RF 智能卡、RF 近场激励装置、无线电和电视广播装置、雷达以及其它许多装置。在本说明书中，“RF”通常理解为表示大于 10KHz 的频率，例如达 500 GHz。在许多情况下，在应用中产生的 RF 能量具有从 100 KHz 到 100 GHz 的一个频率。

根据本发明的第二方面，提供包括根据本发明第一方面的放大电路的射频通信发射器。

如果将本发明用于 RF 通信发射器，该发射器可以合并通信装置中。例如，通信装置可以包括一个移动的或固定的无线电收发器。移动无线电收发器在这里也称为移动站（MS）。术语“移动站（MS）”试图包括在其含义内的装置，如移动和便携式电话及移动和便携式无线电，并包括通过无线电通信工作的类似装置。通过固定的或本领域内称为“基站收发信台”或“BTS”的基站收发器向或从 MS 提供通信的系统可以布置为在称为蜂窝的网络区域内提供通信覆盖，并在这里称之为蜂窝式无线电通信系统。

因此，本发明可以在移动装置或蜂窝式通信系统的 MS 或 BTS 中得到特定应用。在 BTS 中的运行功率级比在 MS 中大得多，因此本发明的收益在 BTS 中可能更大。例如，在可能使用本发明的 BTS 功率放大阶段，RF 信号可以从典型的 1W 的功率级被放大到典型的 50W 的功率级（例如从 25W 到 75W）。以下的潜在好处在一个或多个同时在通常称为 SwMI（交换和管理基础设施）的网络控制设备中使用的 BTS 中是可得到的。与现有技术相比，可以在线性响应电路中获得的更高的效率提供了降低的功率消耗，该功率消耗又允许制造更小的运行单元。与目前可用的单元相比，该更小的单元能够使用较少的元件更便宜地制造，并且只需更少的冷却和空气调节装置即能在更低的运行温度更可靠地运行。BTS 站点的占地面积和租用成本也可以有利地降低。

本发明可以在其中得到应用的移动装置或蜂窝式通信系统的 MS 或 BTS 可以是指定按照 TETRA（陆地集群无线通信）标准运行的单元。这是一套由 ETSI（欧洲电信标准委员会）确定的用于现代集群 RF 通信系统的运行标准。在该标准中，通信协议包括被包含在 RF 信号的相分量中的数字信息（例如语音、数据或视频信息），该 RF 信号使用前面所述的 DQPSK（差分四相移键控）系统调制。从 MS 发送至 BTS（上行链路）和从 BTS 至 MS（下行链路）的信号处于不同的频率（FDD 或频分双工）。TETRA 系统的运行频率是窄带频率信道，其处于几个特定的频率范围，包括以下几个：（i）380 MHz—390 MHz 上行链路/390 MHz—400 MHz 下行链路；（ii）410 MHz—420 MHz 上行链路/420 MHz—430 MHz 下行链路。所用的每一个信道具有 25KHz 的带宽并能够传输 36 kbit/sec。

TETRA 调制协议是这样的，即在信息的连续数字之间的信号振幅决不会跌至低于最小电平，例如大约为最大振幅的 15%，而且这尤其适于使用根据本发明的放大电路来放大这种信号。这是因为放大器电路的响应可以设计成这样，使要处理的输入信号的振幅在电路的线性响应区域高于可能应用在非常小的振幅上的任何非线性响应区域。

然而，如果需要，附加的线性补偿器，例如本领域公知的用于与常规非线性 C 类放大器结合使用以补偿电路运行的非线性的线性补偿器，可以与本发明的放大器电路结合使用，以处理任何在使用本发明的放大器电路的部分响应绘图中发生的非线性响应。本发明的放大器电路的输出可以例如为笛卡儿（Cartesian）回路放大器电路提供输入。

为了在将用于 TETRA 通信系统的收发器（如 BTS 或 MS）中使用，包括有一个或更多根据本发明的放大器电路的功率放大器优选地提供在至少为 70dB，最好至少为 80dB 的输出信号强度范围内的线性响应。

公知的自动增益控制（AGC）放大电路使用阈值信号。然而，根据本发明的放大器电路从根本上不同于这种电路。对于 AGC 电路，目的是调整增益以使对于不同的输入信号强度电平的输出电平都相同。与之相反，本发明的电路试图调整阈值以使对于给定信号的变化

5 的输入电平的增益相同（或保持相近）。

现在根据附图通过例子对本发明的实施例进行说明，其中：

10 附图说明

图 1 是在本发明的实施例中使用的 RF 阈值功率放大器的图示。

图 2 是图 1 所示的 RF 阈值功率放大器的对应于时间绘出的输入和输出振幅图。

图 3 是放大器响应的图，即对于在图 1 所示的 RF 阈值功率放大器中使用的不同阈值函数，对应于输入振幅绘出的输出振幅。

15

图 4 至图 8 是均包含体现使用图 1 所示 RF 阈值功率放大器的本发明的放大器电路的可选 RF 收发器的示意电路框图。

图 9 是作为 C 类功率放大器的标准化输入的函数的标准化输出的图，并显示当放大器用于体现本发明的电路时提供线性响应所要求的

20 阈值信号 T。

具体实施方式

本发明使用 RF “阈值 PA（功率放大器）”，其包括具有适当的偏置电路的新型的高带宽（BW）RF 放大器。该放大器具有比被放大的信号的运行频率大至少 5 倍，优选地大至少 10 倍的带宽。阈值 PA 定义为输出 O 为取决于输入信号 I 的或者为 0（如接地）或者为 1（如由使用的电源电压确定的电压）的 PA。如果输入信号 I 高于给定阈值 T 的电平，则输出为 1。如果输入等于或低于给定的阈值电平 T，则输出为 0。

25

30

这样的阈值放大器 TPA 在图 1 示出。阈值放大器 TPA 具有两路输入，即施加于第一输入端 E1 的要放大的输入信号 I 和施加于第二输入端 E2 的阈值信号 T，还具有在第三或输出端 E3 产生的输出信号 O。对于给定的输入信号 I 和阈值信号 T，输出信号 O 象上面一样确定。实际上，输入端 E1 和 E2 可以合为一个在阈值 PA 内的放大装置的共同的输入电极，例如 MOSFET 的栅极。

下面根据图 2 描述和说明这种阈值 PA 的运算原理。阈值 PA 的输入信号 I 是具有如下形式的振幅和相位信息的窄带信号。

$$I = A \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{方程式 1}$$

其中 A 表示峰值振幅， ω 、t 和 φ 分别表示角频率、时间和相位。

阈值 PA 的输出 O 为：

$$O = 1 \quad \text{如果 } I > T$$

$$O = 0 \quad \text{如果 } I \leq T$$

对于窄带信号，假定对于给定时刻 A 和 φ 的值是恒定的，阈值 PA 的运算可以分析。该运算在图 2 示出。为简单起见，可以将 ω 标准化为 1，将 φ 设置为 0，可见阈值 PA 的输出 O 为：

$$O = 1 \quad \text{对于 } 0 < t < \alpha$$

$$0 \quad \text{对于 } \alpha < t < 2\pi - \alpha$$

$$1 \quad \text{对于 } 2\pi - \alpha < t < 2\pi$$

其中 t 是信号的相位角（或经过时间）， α 是由下式给出的特定相位角。

$$\alpha = \arccos(T/A) \quad \text{对于 } A > T \quad \text{及 } \alpha = 0 \quad \text{对于 } A \geq T。$$

阈值 T 被假定为正的（如同输入 I 的峰值振幅 A）。

对于阈值 PA 的输入 I，其为具有 1.5（任意的）振幅单位的峰值振幅的正弦波，如图 2 中曲线 A2 所示，而阈值 T 为 0.8 振幅单位，阈值 PA 的输出 O 大致为如波形 B2 所示的矩形波，具有大约为 1 振幅单位的高度，如图 2 所示。

可见，由阈值 PA 产生的波形 B2 的输出信号脉冲的宽度是与输入 I 的振幅成比例的，即输出信号 O 是根据输入振幅的变化调制的脉冲宽度。实际上，阈值 PA 的输出 O 包含谐波。较高的谐波可以用公知的方式利用使输出 O 通过低通滤波器（LPF）而过滤掉，从而只保留基波。使用傅立叶分析可见，输出信号 O 的基波的振幅和相位由下式给出。

$O_{1st} = 2/\pi \sin(\alpha) \cos(\omega t + \varphi)$ ， - 方程式 2，其可以表示为：

10 $O_{1st} = 2/\pi \sin(\arccos(T/A)) \cos(\omega t + \varphi)$ - 方程式 3

对于 $A > T$ ，阈值 PA 显示有限小信号增益。这是常规 C 类放大器没有显示出的特征。这个意料外的有利特征使得阈值 PA 可以作为功率放大系统的一部分。

15 通过对于阈值 T 的值具有固定电平，阈值 PA 会具有很高的非线性。然而，调整输入信号 I 的振幅和输出信号 O 的振幅之间的函数关系是可能的。特别是，根据本发明，阈值 T 能够动态或适应性地调整，以便阈值 PA 产生至少在其范围的一部分具有与输入信号 I 的振幅为线性函数的振幅的输出信号 O。例如，阈值信号 T 可以以前面所述的一种方式变化，即：（i）通过使用前馈回路装置采样输入振幅作为输入振幅的函数；或者（ii）通过计算输入振幅将是怎样的来作为代表输入振幅的信号的函数；或者（iii）通过在反馈回路装置中采样输出振幅作为输出振幅的函数；或者以这些方式的组合，以获得这种线性化。

25

施加于阈值 PA 的适合的阈值信号 T 可以通过使用运算器对运算器的适合的输入应用传递函数获得。这在下面进一步说明。

图 3 表示使用不同的传递函数产生阈值信号 T 的效果。如果阈值信号 T 是恒定的（0.2 输入振幅单位），图 3 所示的高非线性曲线 A3

30

由输入振幅和输出振幅之间的关系而获得。然而，如果传递函数变为：

$$T = A - (\pi^2/8) A^3 \quad \text{方程式 4}$$

方程式 4 是前面给出的方程式 3 的用于获得 T 的近似简化解，得到图 3 所示的响应曲线 B3。曲线 B3 与曲线 A3 相比具有改善的线性。

5

如果通过使用作为如下传递函数从方程式 3 得到用于 T 的更精确的解：

$$T = A \cos(\arcsin[A \pi / 2]) \quad \text{方程式 5}$$

那么获得的响应如图 3 中曲线 C3 所示，其有利地在其范围的大部分是实质上线性的。

10

如同图 3 中曲线 B3 和 C3 所示的响应可以通过利用合适的传递函数以导出适合的变化的信号作为阈值信号 T 来获得。变化的信号可以通过在运算器中对代表输入 I 的信号应用合适的传递函数（方程式 4 或方程式 5）来产生，如前所述，该代表输入 I 的信号或者通过采样输入信号 I 或者通过从用于将产生给定输入信号 I 的调制的信号计算产生。

15

在响应曲线的至少一部分上的线性也可以通过采样阈值 PA 的输出 O 和在反馈回路装置中的运算器对采样信号应用一个或多个传递函数以得到合适的动态变化的阈值信号 T 来获得。

20

对于非常小的输入振幅，阈值 T 可能仅在边缘上变的小于输入信号，而且由于输出 O 相应变成一系列非常窄的脉冲，阈值 PA 要求的带宽可能变的非常大。然而，实际上，由于对于小信号不会有无限大的增益，放大器也具有有限的 BW，在 C 类 PA 实现中，对于阈值 PA 的平滑变换将几乎自动发生。

25

图 4 至图 8 显示体现本发明的使用根据图 1 至图 3 说明的阈值 PA 的电路的例子。图 4 至图 8 所示的电路是在无线电通信收发器的 MS

30

或 BTS 中使用的收发器电路的不同形式。在图 4 至图 8 中具有相同参考数字的元件具有同样的功能。

在图 4 中，示出了收发器 1a。载波频率发生器 3 产生基带载波频率信号，该信号施加给调制器 5。在调制器 5 中用从 DSP（数字信号处理器）7 施加的数字信号对基带载波频率信号调制。来自调制器 5 的已调输出施加给上变换器 9，上变换器 9 将已调基带信号转换为已调 RF 信号。已调 RF 信号作为输入信号 I 施加给如前所述的阈值 PA（功率放大器）11。输入信号 I 的采样被供应给运算器 13，运算器 13 对该采样信号应用传递函数以产生阈值信号 T，阈值信号 T 又作为输入被施加给阈值 PA11。放大的输出信号 O 由阈值 PA11 产生并通过 LPF（低通滤波器）15 滤波，低通滤波器 15 从输出信号 O 中提取出除了基波之外的谐波。放大和从 LPF15 滤波后的输出信号经开关 17 传送到天线 19，天线 19 将信号作为 RF 信号在空中发射给远程接收器（未示出）。进来的 RF 信号可以通过天线 19 接收并通过开关 17 传送以由接收器以公知的方式处理。

运算器 13 是以前面所述的方式之一对采样的输入信号 I 应用适合的传递函数（例如，使用由方程式 3 或方程式 4 确定的函数）以产生适合的阈值信号 T 的装置。所产生的阈值信号 T 具有是输入信号的瞬时振幅的适合片段（fraction）的瞬时振幅以在输出信号 O 中提供合适的脉冲宽度，如前面根据图 2 所述的一样。如前所述，运算器 13 可以包括以下元件：测量被采样的输入信号的峰值包络的值的信号峰值监视器，和处理器。处理器可以包括用于将测量值数字化的 AD（模拟至数字）转换器、应用传递函数作为数学运算的数字信号处理器、将数字转换信号再转换回适于作为阈值信号 T 使用的电压波形的 DA（数字至模拟）转换器和一个或多个用于放大正处理的信号的放大器。

DSP 7 的功能以及图 4 示出的至少一部分运算器 13（尤其是执行

数学运算的部分) 在实际中可以在单个处理器(例如, 以公知方式进行产生信号和编程的数字微处理器)组合在一起。

5 可选地, 运算器 13 的处理器可以是模拟电路, 其通过应用近似方程式 5 的函数影响峰值信号。

10 在图 5 中示出了可选的收发器 1b。收发器 1b 以与图 4 中的收发器 1a 相似的方式运行, 只是使用运算器 21 代替了运算器 13。运算器 21 接收来自 DSP 7 的输入。来自 DSP 7 的信号包含用于在调制器 5 产生调制的数字信息。信号由运算器 21 处理以便将该信号转换为相应的阈值信号 T, 阈值信号 T 具有计算出的与实际的输入信号 I 的振幅变化成比例的振幅变化。

15 在图 6 中示出了另一个可选收发器 1c。在该例中, 运算器 21 被运算器 25 替代。运算器 25 经反馈回路 27 接收由 LPF 15 产生的输出信号的采样。运算器 25 通过应用传递函数处理采样的信号, 当转换信号被作为可变阈值信号 T 施加给阈值 PA 11 时, 该传递函数线性化阈值 PA 11 的响应。在如图 6 所示的反馈回路装置中, 运算器 25 的时间常数被调整为适于反馈回路的动态和在反馈回路中处理的信号的带宽。

25 图 7 示出了另一个可选的收发器 1d。在该例中, 运算器 25 被运算器 29 代替。运算器 29 经反馈回路 31 以与图 4 中使用反馈回路 27 的装置相似的方式接收由 LPF 15 产生的输出信号的采样。然而, 在图 7 中, 运算器 29 还经另一个反馈回路 33 在 LPF 滤波之前接收包括阈值 PA 11 的输出的采样的输入。运算器 29 通过应用适合的传递函数处理采样的信号。处理后的信号结合起来提供变化的阈值信号 T, 阈值信号 T 被施加给阈值 PA 11 以线性化阈值 PA 11 的响应。

30 图 8 示出了一个可选的收发器。在该例中, 运算器 25 (图 6) 被

运算器 35 代替。运算器 35 经反馈回路 37 接收由 LPF 15 产生的输出信号的采样。运算器 35 还经前馈连接 39 接收象图 4 的装置中的输入信号一样的输入信号 I 的采样。运算器 35 通过应用适合的传递函数处理采样的信号形成其各自的输入。转换的信号结合起来并用于提供变化的阈值信号 T，阈值信号 T 当与输入信号 I 一起施加给阈值 PA 11 时，进一步线性化阈值 PA 11 的响应。

在另一个可选的图 8 所示的改进形式的收发器（未示出）中，用于产生阈值信号 T 的运算器可以应用提供阈值信号 T 的 PID（比例、积分和微分的组合）控制的传递函数。

图 9 以图形给出在如图 4 所示的收发器装置中提供阈值信号 T 以在 C 类组态的 RF 功率放大器的运行中提供线性响应所要求的传递函数的另一个例子。假定放大器（“C 类 PA”）具有如图 9 中曲线 A9 所示的常规响应。直到输入的振幅高于 0.1 才会有输出。电平 0.1 是一个任意的振幅电平，它可以（例如）从具有很高增益的 MOSFET 的栅极电源电压降产生。可以看到，曲线 A9 具有高的非线性。当达到标准化输入电平 $2/\pi$ 时，获得 C 类 PA 的最大输出电平。

假定在如图 4 所示的装置中，C 类 PA 被用来作为阈值 PA 11，并提供阈值信号 T 以使所要求的响应曲线为线性的。所要求的线性响应曲线如图 9 中线 B9 所示。提供这种响应作为输入的函数所需要的阈值信号 T 为曲线 C9。对于输入电平低于 0.1，需要一个负的阈值以偏移(offset) C 类 PA 的输入，从而使它的所有输入都大于 0.1，以使 C 类 PA 仍然是激励的。对于输入电平高于 0.1，阈值信号 T 偏移 C 类 PA 的输入信号 I 低于提供的输入信号 I 的峰值，从而相对于如果没有施加阈值信号得到的输出（曲线 A9）而降低输出（曲线 B9）。给出曲线 C9 的传递函数可用前面所述的方式之一来执行。

