[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
B65D 51/16 (2006.01)
B65D 51/24 (2006.01)

[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200480011767.9

[45] 授权公告日 2008 年 7 月 30 日

[11] 授权公告号 CN 100406356C

[22] 申请日 2004.4.9
[21] 申请号 200480011767.9
[30] 优先权
[32] 2003. 5. 5 [33] US [31] 10/430,461
[86] 国际申请 PCT/US2004/011057 2004.4.9
[87] 国际公布 WO2004/100215 英 2004.11.18
[85] 进入国家阶段日期 2005.10.31
[73] 专利权人 克里微波有限责任公司
地址 美国加利福尼亚州
[72] 发明人 R·S·彭格利 S·M·伍德
[56] 参考文献
US6448616B 2002.9.10
审查员 刘 毅

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 杨 凯 梁 永

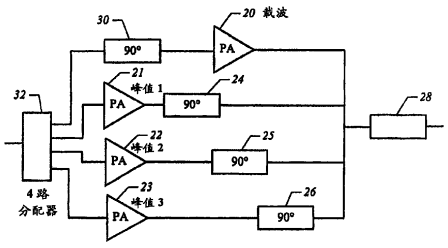
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 6 页

[54] 发明名称

具有增强补偿能力和功率增加效率的功率放大器电路

[57] 摘要

公开了一种以改进的效率在大功率范围上放大 RF 信号的 RF 功率放大器电路，其包括在第一功率范围上并以低于功率范围最大值的功率饱和电平放大 RF 信号的载波放大器。 一个或多个峰值放大器与载波放大器并联连接，其中每个峰值放大器在载波放大器接近饱和之后被偏置，以顺序提供放大的输出信号。 通过信号分配器将输入信号加到载波放大器和多个峰值放大器，并且接收来自载波放大器和多个峰值放大器的放大的输出信号的输出包括电阻负载 R/2。 分配的输入信号通过 90°变换器加到载波放大器，并且峰值放大器的输出通过 90°变换器加到输出负载。



1. 一种用于在大的功率范围上放大RF信号的RF功率放大器电路，包括:

a）载波放大器，用于在第一功率范围上并以低于第一功率范围最大值的功率饱和电平放大所述RF信号，

b）多个峰值放大器，其并联连接到所述载波放大器，所述峰值放大器中的每一个都在所述载波放大器接近饱和之后被偏置，以顺序提供放大的输出信号，

c）信号分配器，用于分配输入信号，并将分配的输入信号加到所述载波放大器和所述多个峰值放大器，到所述载波放大器的输入信号功率不同于到所有所述峰值放大器的总输入信号功率，以及

d）输出，用于接收并组合来自所述载波放大器和所述多个峰值放大器的放大的输出信号。

2. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中到所述载波放大器的输入功率大于所有峰值放大器的输入功率。

3. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中到所述载波放大器的输入功率小于到所有峰值放大器的总输入功率。

4. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中每个峰值放大器都将有效功率放大范围扩展 6 dB。

5. 如权利要求 4 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述多个峰值放大器包括三个峰值放大器，且扩展的有效功率放大近似 18 dB。

6. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述信号分配器包括连接到所述载波放大器输入的四分之一波长变换器，并且所述输出包括连接到所述载波放大器输出并通过四分之一波长变换器连接到每个峰值放大器输出的电阻负载。

7. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述信号分配器包括连接到所述载波放大器输出的四分之一波长变换器，并且

所述输出包括通过所述四分之一波长变换器连接到所述载波放大器输出并连接到每个峰值放大器输出的电阻负载。

8. 如权利要求 7 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述电阻负载为 R/2，并且每个放大器都通过特性阻抗 R 的四分之一波长传输线连接到所述负载。

9. 如权利要求 8 所述的 RF 功率放大器电路，其中在饱和状态以下，所述载波放大器向 2R 的视在负载提供电流，由此在所述放大器饱和时，电流是最大功率电流的一半。

10. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述输出包括连接到所述载波放大器输出并通过四分之一波长变换器连接到每个峰值放大器输出的电阻负载。

11. 如权利要求 1 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述输出包括通过四分之一波长变换器连接到所述载波放大器输出并连接到每个峰值放大器输出的电阻负载。

12. 如权利要求 11 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述电阻负载是 R/2，并且每个放大器都通过特性阻抗 R 的四分之一波长传输线连接到所述负载。

13. 如权利要求 12 所述的 RF 功率放大器电路，其中在饱和状态以下，所述载波放大器向 2R 的视在负载提供电流，由此在所述放大器饱和时，电流是最大功率电流的一半。

14. 一种用于在大的功率范围上放大 RF 信号的 RF 功率放大器电路，包括:

a）载波放大器，用于在第一功率范围上并以低于第一功率范围最大值的功率饱和电平放大所述 RF 信号，

b）至少一个峰值放大器，其与所述载波放大器并联连接，所述至少一个峰值放大器在所述载波放大器接近饱和之后被偏置，以开始放大，以及

c）信号分配器，用于不均衡地分配输入信号，并将分配的输入

信号加到所述载波放大器和所述至少一个峰值放大器。

15. 如权利要求 14 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述载波放大器接收的输入信号功率比所述至少一个峰值放大器接收的少。

16. 如权利要求 14 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述载波放大器接收的输入信号功率比所述至少一个峰值放大器接收的多。

17. 一种用于在大的功率范围上放大 RF 信号的 RF 功率放大器电路，包括:

a）载波放大器，其包括用于在第一功率范围上并以低于所述大功率范围最大值的功率饱和电平放大所述 RF 信号的第一晶体管，

b）至少一个峰值放大器，其包括与所述载波放大器并联连接的第二晶体管，第二晶体管在第一晶体管接近饱和之后被偏置，以开始放大，以及

c）信号分配器，用于不均衡地分配输入信号，并将分配的输入信号加到所述载波放大器和所述至少一个峰值放大器。

18. 如权利要求 17 所述的 RF 功率放大器电路，其中所述载波放大器接收的输入信号比所述至少一个峰值放大器接收的少。

19. 如权利要求 17 所述的 RF 功率放大器电路，其中第一晶体管的尺寸不同于第二晶体管。

20. 如权利要求 19 所述的 RF 功率放大器电路，其中第一晶体管的尺寸小于第二晶体管。

具有增强补偿能力和功率增加效率的功率放大器电路

技术领域

本发明一般涉及 RF 功率放大器电路，更具体地说，本发明涉及适用于现代无线通信系统的 RF 功率放大器电路，现代无线通信系统在采用数字调制的基站中需要大的输出功率范围。

背景技术

基站中的功率放大器经常以比峰值功率小得多的输出功率电平操作。遗憾的是，补偿功率电平降低了发射机中功率放大器的效率。在常规放大器中，效率和输入驱动电平之间存在直接关系。因此，直到 RF 输入功率电平变得足以将放大器驱动到压缩或饱和状态，才获得高效率（DC 到 RF 转换效率）。由于在多载波通信系统中，放大器必须尽可能保持线性，因此不能使用这个高效率区域。

提供补偿功率电平中改进效率的功率放大器电路设计是多赫蒂（Doherty）放大器电路，该放大器电路组合来自主或载波放大器和辅助或峰值放大器的功率。见 W. H. 多赫蒂“用于已调波的新型高效率功率放大器”（Proc. IRE Vol. 24, No. 9，pp. 1163-1182, 1936）。在常规多赫蒂配置中，载波放大器 10 和峰值放大器 12 设计为，将具有最佳效率的最大功率传递到负载 R（如图 1A 所示）。主或载波放大器是一般的 B 类放大器，而峰值放大器设计为只放大超过某最小阈值的信号。对于 LDMOS 功率晶体管，这可通过将晶体管 DC 偏置到低于其夹断电压以类似于 C 类放大器操作的方式来实现。通过特性阻抗 R 的四分之一波长传输线来连接两个放大器的输出，并且最佳负载 R 的一半负载连接到峰值放大器的输出。使用输入端的峰

值放大器的四分之一波长延迟来平均地划分 RF 输入功率，由此确保在负载 R/2 处两个放大器的输出功率将会同相。

在压缩之前，多赫蒂放大器电路通过将 B 类载波放大器操作为大于其最佳负载两倍的视在负载阻抗来获得高效率。（在峰值放大器变有效之前，由于存在四分之一波长变换器 14，提供给载波放大器的视在负载阻抗是 2R。）由此，载波放大器以其最大功率的一半来压缩并达到峰值效率。第二或峰值放大器仅在输入信号的峰值期间变得有效。当峰值放大器有效时，载波放大器输出处的视在负载阻抗降低。当第二放大器产生其全功率时，再次获得最大效率。由此，第一放大器保持在接近于 6 dB 输出功率范围的饱和状态，并可维持接近峰值的效率。

当进入多赫蒂放大器电路的输入 RF 功率不足以导通峰值放大器时，由主或载波放大器提供所有的输出功率。当峰值放大器截止时，其输出阻抗非常高，并且载波放大器的输出功率被完全传递给负载 R/2，如图 1B 所示。如上所述，在四分之一波长变换器 14 两端实际提供给载波放大器的负载是 2R。当电压饱和时，设备电流因此是以最大功率传递的电流的一半。这导致设备传递其最大输出功率的一半。由于电流的 RF 和 DC 分量是其峰值的一半，因此效率将处于其最大值，其中载波放大器的最大输出功率的一半被提供给具有最大线性效率的负载。

如图 1A 所示，在提供足够的输入 RF 功率以使峰值放大器可变为饱和时，两个并联放大器均匀地向负载 R/2 传递最大输出功率。则每个放大器的视在负载是最佳负载 R，且四分之一波长变换器两端的负载将保持在 R。峰值放大器设计为在载波放大器刚开始饱和时开始操作。此时得到最大线性效率。当输入 RF 驱动进一步增加时，峰值放大器开始导通，并将输出功率传递到负载。峰值放大器提供的附加电流具有增加四分之一波长变换器输出处的负载阻抗的作用。变换器的载波放大器端的有效变化将是视在负载阻抗的降低，并使载

波放大器能够在其电压保持饱和时传递更多功率。由于峰值放大器的占空因数相对低，因此极限间的效率仅会从最大值略微下降。

已进行了扩展多赫蒂放大器电路的高效率操作范围的尝试。例如，Iwamoto 等人已制造了 12 dB 补偿电路，该电路在载波和峰值放大器中使用按比例缩放的晶体管或不同尺寸的晶体管，并在输入端使用不均衡的功率分配器。参见 Iwamoto 等人的“在大的功率范围上具有高效率的扩展多赫蒂放大器”（2001 IEEE MTT-S Digest, Phoenix, AZ）。当总的输出功率很低时（低于 1 瓦），该技术显然适用，但当输出功率在 10－100 瓦 CW 范围时，该技术的改进有限。

继续存在对扩展 RF 功率放大器的高效率操作范围的需要。

发明内容

根据本发明，RF 功率放大器电路包括用于最大补偿功率操作的载波放大器，以及适当偏置以便以增加的功率电平顺序开始操作的一个或多个峰值放大器。每个峰值放大器可在维持峰值效率的功率范围内提供 6 dB 的增加。由于要求 N 路分配器向载波放大器和 N-1 个峰值放大器提供输入信号，因此分配器中功率的有限损耗可能限制可实现效率的某些改进。然而，在高输入功率情况下使用峰值放大器可以改进电路的整体效率。

在一个实施例中，提供了一种四路放大器电路，其包括全部由四路功率分配器驱动的一个载波放大器和三个峰值放大器。理论上，该放大器可将有效功率范围扩展 18 dB。在使用诸如宽带 CDMA（W-CDMA）或 OFDM 的调制方案（其中峰值－平均功率比可高达 13 dB）的数字通信系统中，在有效功率范围内的这种扩展是非常重要的。与双路放大器配置相比，四路配置还可提供了 3 dBm 的总功率增加。由此，可由四路配置提供 120 瓦峰值放大器，其中每条放大器通路（一个载波放大器和三个峰值放大器）都使用 30 瓦晶体管。

根据本发明的另一个实施例，分配输入功率，并将其不均衡地

加到载波放大器和一个或多个峰值放大器，以实现增强的功率增加效率（PAE）和线性。在一个实施例中，提供给每个峰值放大器的输入信号电平比提供给载波放大器的输入信号电平高。由 RF 信号泵激（pump）峰值放大器可比使用均衡功率分配获得的更有效，由此补偿接近阈值的晶体管的跨导特性，并提高对相同补偿点处相同效率或改进线性的补偿能力。例如在四路多赫蒂配置中，可将四个不同 RF 功率电平提供给一个载波放大器和三个峰值放大器。不均衡分配提供了补偿效率和线性的增强性能。在另一实施例中，提供给每个峰值放大器的输入信号电平比提供给载波放大器的输入信号电平低。

当参考附图时，根据以下详细描述和所附权利要求书，本发明及本发明的目的和特征将变得更容易明白。

附图说明

图 1A 和 1B 是多赫蒂放大器电路的示意图。

图 2 是根据本发明实施例的四路多赫蒂功率放大器电路示意图。

图 3 是根据图 2 的四路放大器的更详细示意图。

图 4 是说明根据图 2 和图 3 的模拟的功率放大器的功率输出对功率输入以及功率增加效率的曲线图。

图 5 是说明均衡输入信号分配 180 瓦多赫蒂放大器电路的功率输入对功率输出以及 PAE 的曲线图。

图 6 是说明具有不均衡输入功率分配的 180 瓦多赫蒂放大器电路的输入功率对输出功率及 PAE 的曲线图。

图 7 是具有不均衡功率分配的三路 90 瓦多赫蒂放大器电路图。

图 8 是说明图 7 放大器的输入功率对输出功率及 PAE 的曲线图。

图 9 是说明双路 20 瓦不均衡分配多赫蒂放大器电路的频率上漏极效率对输出功率的曲线图。

图 10 是说明均衡和不均衡分配双路多赫蒂放大器电路的效率曲线比较的曲线图。

具体实施方式

本发明可看作是多赫蒂功率放大器的修改，其中增加了一个或多个峰值放大器，并为载波放大器和 N-1 个峰值放大器提供了 N 路分配器。为了便于放大器电路的实际构造，峰值放大器输入上和载波放大器输出上的多赫蒂放大器四分之一波长变换器可以交换，而不影响性能。然而，在此情况下，本领域技术人员将理解，应该调节放大器的阻抗匹配网络，以便解决四分之一波长变换器的再定位。在载波放大器输入上仅需一个单 90° （四分之一波长）相位长度，从而使通过多路功率分配器可以较容易地实现多个峰值放大器。

图 2 是根据本发明方面的功率放大器的一个实施例的功能框图，该功率放大器包括载波放大器 20 和三个峰值放大器 21、22、23，其中峰值放大器通过 90° 变换器 24、25、26 连接到输出负载 28。单个 90° 变换器 30 将四路分配器 32 连接到载波 20。通过将每个峰值放大器上的 DC 偏置设为适当值，增加的峰值放大器使得可以扩展多赫蒂作用。对于以上增加的每个峰值放大器，在将维持峰值效率的功率范围上将存在相应 6 dB 的增加。由于 N 路分配器中的有限损耗，将产生效率上的某些降级。四路放大器将有效功率范围扩展到 18 dB 的理论值。如上所述，在使用峰值－平均功率比可高达 13 dB 的调制方案的数字通信系统中，这种扩展是非常重要的。与双路多赫蒂放大器电路相比，四路配置提供了 3 dBm 的总功率增加。由此，可由四路多赫蒂配置提供 120 瓦峰值放大器，其中每条通路（一个载波放大器和三个峰值放大器）都使用 30 瓦晶体管。

图 3 是已用 Cree Microwave 公司的 30 瓦 LDMOSFET 功率晶体管模拟的根据图 2 的放大器电路的更详细示意图，其包括载波放大器晶体管 40 和三个峰值放大器晶体管 41、42、43。由双路分配器 44、46 和 48 提供输入信号的四路分配。载波放大器晶体管 40 包括将分配器 46 连接到输入匹配电路 52 的 90° 变换器 50。栅偏置 54、漏偏置 56、输出匹配电路 58 以及偏移微带相位长度 60 串联连接在相位分配器 46 与包括变换器 64 和电阻负载 65 的输出 62 之间的放大器。

如图 2 所示，每个峰值放大器都具有将放大器电路连接到负载的 90° 变换器 66。谐波终端（例如接地电感器和电容器）可包含在输出匹配电路 58 中，以反映进入晶体管输出的输出谐波，并因此提高峰值效率。每个峰值放大器电路都有类似的输入和输出电路，当输入信号强度增加时，栅偏置电路提供峰值放大器的顺序操作。

在 UMTS 频带（2110 - 2170 MHz）上使用 Applied Wave Research 的 Microwave Office 模拟器模拟图 3 四路放大器电路的输出功率、功率增加效率（PAE）和增益。图 4 示出了从 23 dBm 扩展到 43 dBm（200 毫瓦到 20 瓦）的输入功率范围（其中饱和输出接近 150 瓦（52 dBm））上的输入 RF 功率对输出 RF 功率及 PAE。当输出功率电平补偿到 42 dBm（10 dB 补偿）时，PAE 是 46%。对于相同的补偿功率而言，常规（即非多赫蒂）放大器电路的 PAE 将小于 10%。双路多赫蒂放大器电路的相应 PAE 可以是 23%。在选择峰值放大器的偏压过程中，重要的是在正确点顺序导通晶体管，以在放大器的整个动态范围上保持增益线性。

表 1 示出了常规双路多赫蒂放大器电路、具有由 Iwamoto 等人描述的不均衡功率分配的双路多赫蒂放大器电路、根据本发明实施例的三路（一个载波放大器和两个峰值放大器）以及四路分配（一个载波放大器和三个峰值放大器）之间的比较。注意到，在 10 dB 补偿时，四路放大器实现了大约两倍于双路多赫蒂方法的 PAE 改进。

表 1

配置	SS 增益，dB	P1dB，dBm	PAE@ P1dB，%	PAE@ 7dB 补偿，%	PAE@10dB 补偿，%	电路复杂性
具有不均衡功率分配的 180 瓦双路多赫蒂	13.5	52	65	31.5	20.3	中
具有选择的相位长度的 3 × 60 瓦双路多赫蒂	11	53.2	55	32	23	高
2 × 90 瓦三路多赫蒂	11	52.4	62	45	35	高
2 × 120 瓦四路多赫蒂	11	53.9	63	52	44	高

根据本发明实施例的 N 路多赫蒂放大器电路，可在大的输入/输出功率电平范围上为线性功率放大器提供功率增加效率上的改进。由于每个晶体管的功率需求与功率晶体管的数量 N 成反比，因此该放大器特别适用于高功率放大器。在双路多赫蒂配置中，迫使每个晶体管的峰值功率需求是总输出功率的一半。这种情况导致载波放大器和峰值放大器的输入和输出阻抗非常低，并导致实际实现困难。在 N 路多赫蒂放大器电路中，每个晶体管需要具有 1/N 输出功率的峰值功率需求，从而导致当 N 大于 2 时输入和输出阻抗更高。此外，由于使用了更小的专用晶体管，放大器中由其余低效率产生的热量分布在更大的物理区域上，从而降低了总热阻。

根据本发明的另一个实施例，分配输入功率，并将其不均衡地加到载波放大器和一个或多个峰值放大器，以实现增强的功率增加效率（PAE）和线性。

在常规的多赫蒂功率放大器电路中，均衡的信号电平被传送到所谓的载波放大器和峰值放大器。由于峰值放大器偏置点被故意设为接近阈值，因此与载波放大器相比，用较高的信号电平驱动峰值放大器可能是有利的。这种不均衡功率分配使得由 RF 信号“泵激”峰值放大器可比在均衡分配版本中更有效，从而补偿了接近阈值的晶体管的跨导特性。

图 5 和图 6 是说明具有一个载波放大器和一个峰值放大器的 180 瓦多赫蒂放大器电路的功率输入对功率输出及 PAE 的曲线图。在图 5 中，具有均衡分配的多赫蒂放大器电路的性能显示，7 dB 补偿时 PAE 是 34%，且 9 dB 补偿时 PAE 是 27%。然而，通过使用不均衡功率分配，其中-1.8 dB 加到峰值放大器，而-4.8 dB 加到载波放大器，实现了在 7 dB 补偿时 PAE 改进了 3%到 37%。不均衡功率分配使峰值放大器能够在阈值处偏置，从而实现了 PAE 改进。

现在考虑具有如图 7 中示意性示出的不均衡功率分配的三路 90 瓦多赫蒂放大器电路。通过使用功率分配器 70，将-4.8 dB 的输入功

率加到载波放大器 72，而将-1.8 dB 的输入功率加到分配器 74，该分配器又将-3 dB 的输入信号加到峰值放大器 76，并将-3 dB 的输入功率加到峰值放大器 78。每个放大器将具有不同的输入栅偏置，例如，使用某些 LDMOS 晶体管，可将 4.3 伏加到载波 72，并将 4.1 伏和 3.0 伏分别加到峰值放大器 76 和 78。选择峰值放大器 76 和 78 的偏压电平，以使正当载波放大器 72 将开始饱和时峰值放大器 76 将开始导通，并且正当包括载波放大器 72 和峰值放大器 76 的放大器电路将开始饱和时，即，从峰值放大器 76 变得有效开始加到电路的附加 RF 输入功率大约为 6 dB 以后，峰值放大器 78 将开始导通。理论上，选择峰值放大器 76 和 78 的偏压电平，以使在最大可能范围上输出功率对输入功率的线性和/或效率最大化 。

在图 8 的曲线图中示出了图 7 放大器的模拟性能，在图 8 中绘制了输入功率对输出功率及 PAE 的曲线，其中曲线 80 表示 PAE，而曲线 82 表示模拟的多赫蒂放大器电路的功率输出。注意到，功率为 90 瓦，7 dB 补偿时 PAE 是 45%，功率为 90 瓦，9 dB 补偿时 PAE 是 35%。

图 9 是说明在几个频率范围上使用双路 20 瓦不均衡分配放大器的漏极效率对输出功率的曲线图，该放大器具有配置为向载波放大器提供-4.77 dB 输入功率并向峰值放大器提供-1.77 dB 输入功率的 Wilkinson 功率分配器。模拟的放大器具有 10.5+/-0.75 dB 的增益，以及大于 7 dB 的输入回程损耗，6 dB 时效率为 42%，而 10 dB 补偿时效率为 31.5%。2 瓦均值时的互调分量小于-36 dBc。在图 9 中，绘制了 2110 MHz、2140 MHz 和 2170 MHz 频率的漏极效率（百分比）对功率输出（dBm）的曲线。

图 10 是说明具有 90 处所示不均衡分配和 92 处所示均衡分配的均衡和不均衡分配双路多赫蒂放大器电路的效率曲线的比较的曲线图。这里，性能是针对使用 Anaren 功率分配器的双路 20 瓦不均衡分配。放大器增益是 11.3+/-0.2 dB，输入回程损耗大于 11 dB，6 dB 补

偿时效率等于 40.5%，并且 10 dB 补偿时效率等于 30%。2 瓦均值时的互调分量小于-32 dBc。

这里，在按照 3GPP 标准的宽带码分多址（W-CDMA）数字调制下测量效率。效率测量显示出多赫蒂放大器电路的补偿效率和线性之间的临界关系。比较是在 2 瓦平均功率输出针对单个晶体管（13%的效率）、具有均衡输入功率分配的双路多赫蒂放大器电路（22.3%的效率）和具有不均衡输入功率分配的双路多赫蒂放大器电路（27.2%的效率）进行的。由此看出，多赫蒂放大器电路提供了比单个晶体管放大器增强的效率，并且具有不均衡功率分配的多赫蒂放大器电路可以给定的补偿功率提供增强的效率和线性。

相同的设计考虑可用在非对称多赫蒂放大器电路的情况下，其中载波放大器和峰值放大器中的 RF 晶体管的尺寸不同。在所有情况下，载波放大器和峰值放大器之间输入功率分配的优化提供了整个功率放大器的增益、效率和线性的改进。虽然已相对于使用硅 LDMOSFET 的高功率、高效率和高线性 RF 放大器和微波放大器描述了本发明，但还可使用大范围的半导体技术，诸如硅双极、砷化镓 MESFET、磷化铟镓 HBT、碳化硅 MESFET 和氮化镓 HEMT，来实现本发明。

虽然已相对于具体四路实施例描述了本发明，但该描述是对本发明的说明，而不应解释为限制本发明。对于本领域技术人员，在不脱离所附权利要求书定义的本发明真实精神和范围的前提下，可进行各种修改和应用。

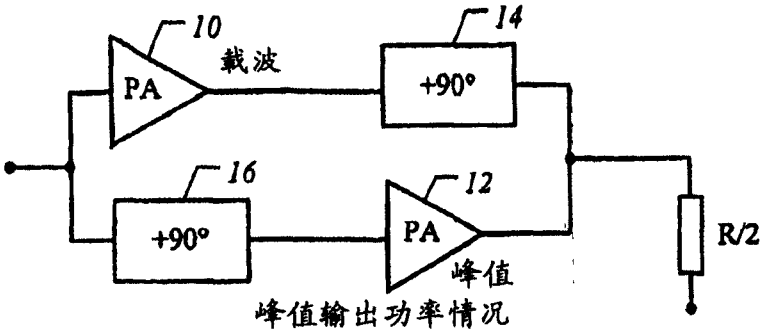


图 1A

(现有技术)

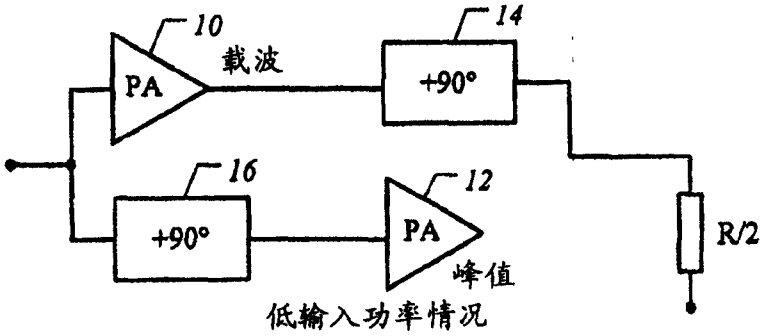


图 1B

(现有技术)

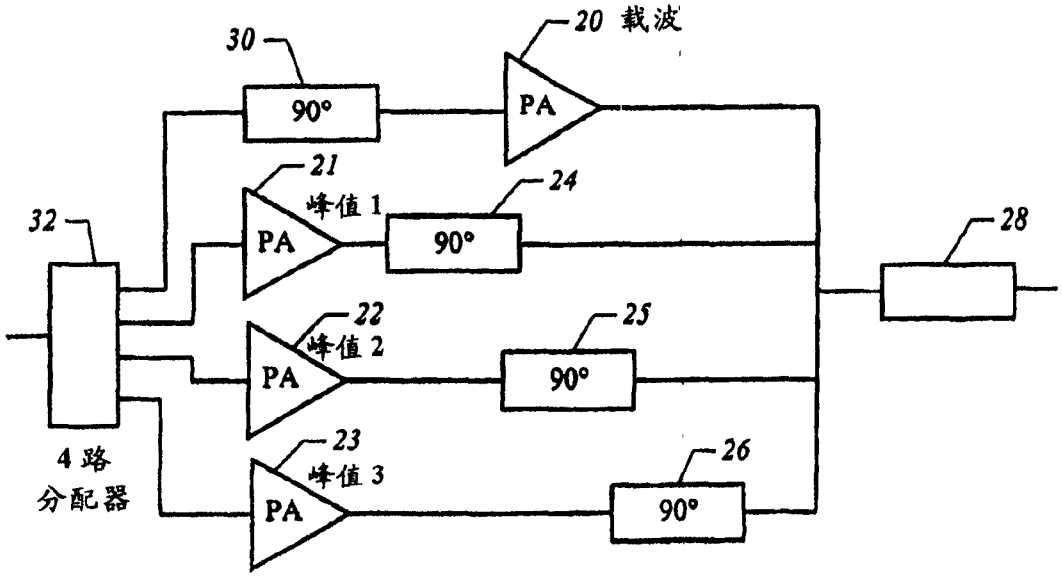


图 2

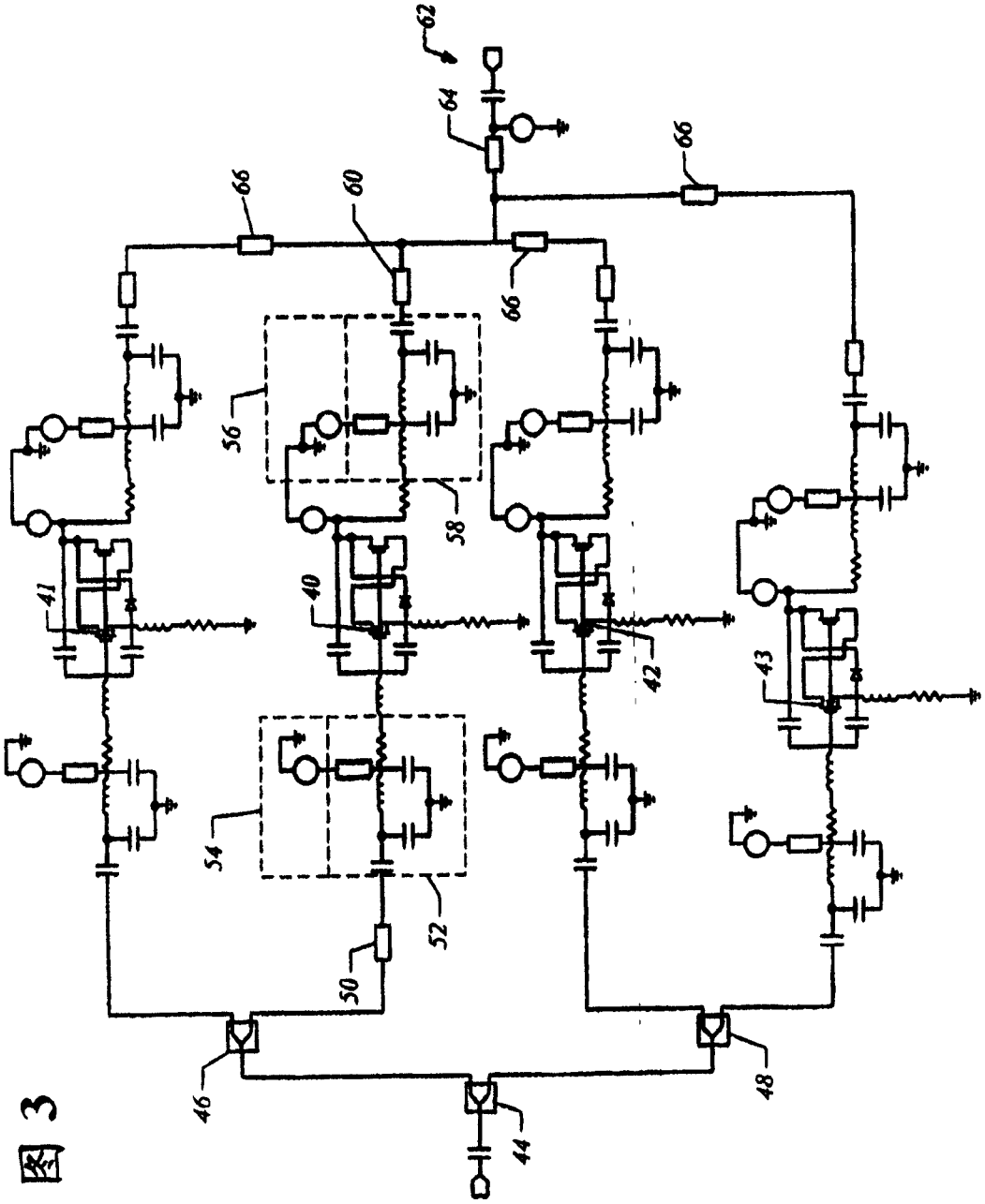


图 3

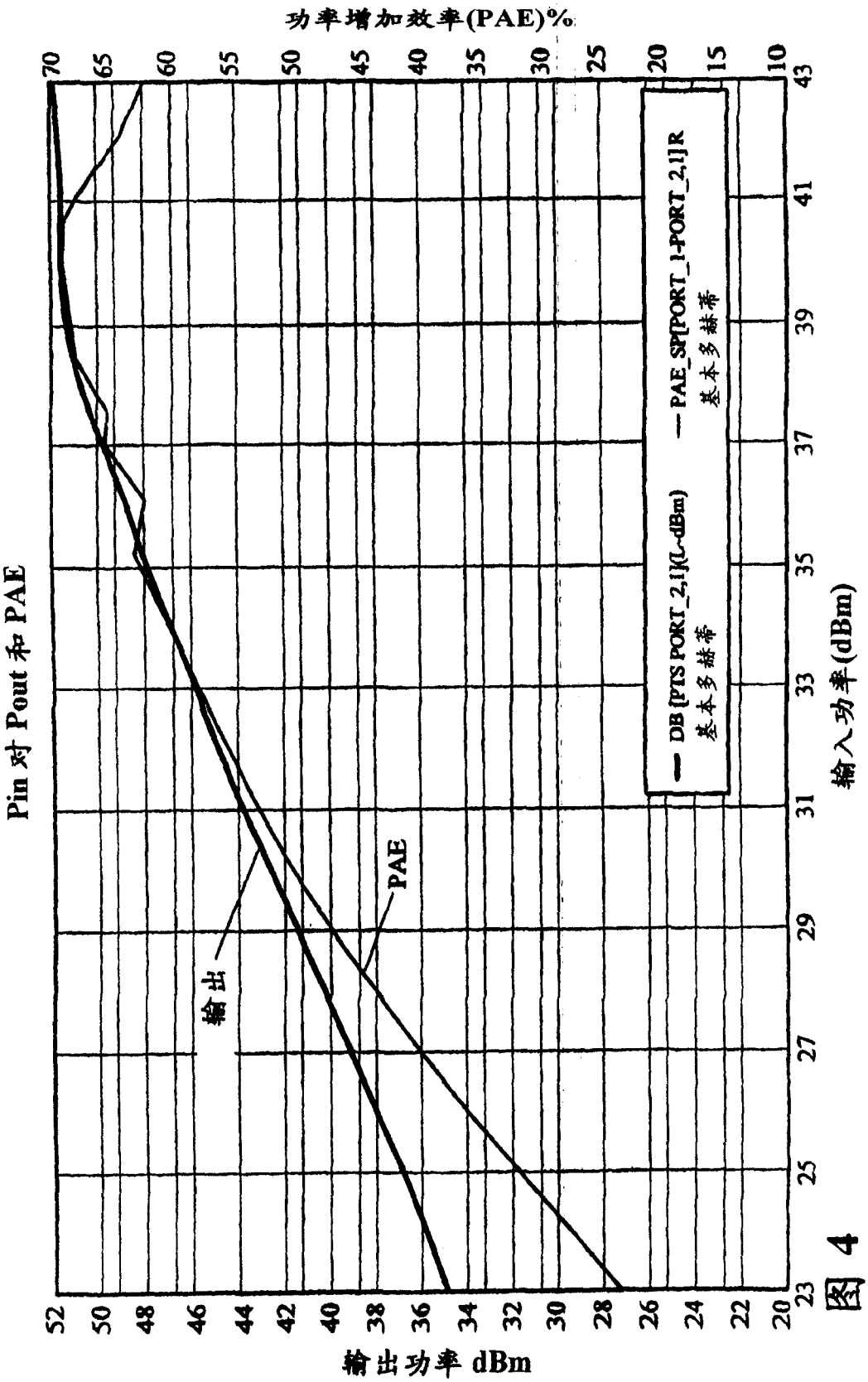
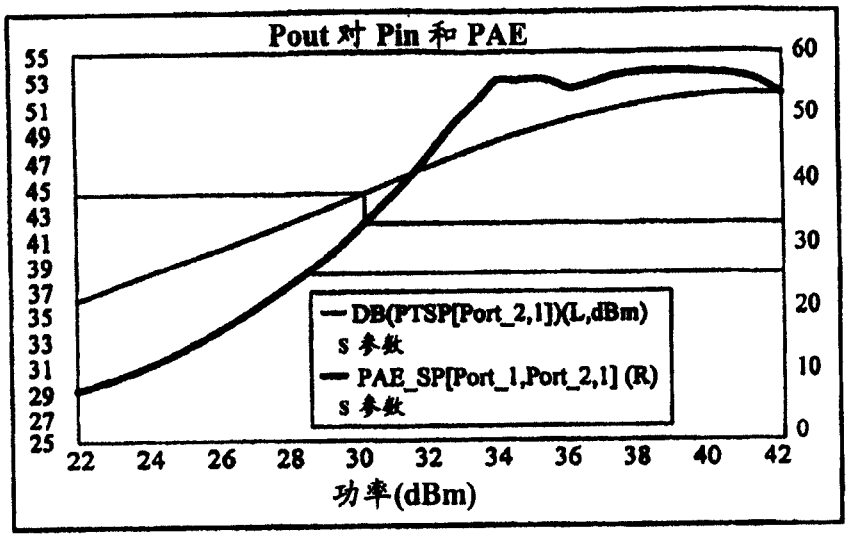

功率增加效率(PAE)%
Pin 对 Pout 和 PAE
输出功率 dBm
输入功率(dBm)
输出
PAE
DB [PTS PORT_2,1](L-dBm)
基本多赫蒂
PAE_SP[PORT_1-PORT_2,1]R
基本多赫蒂

图 4

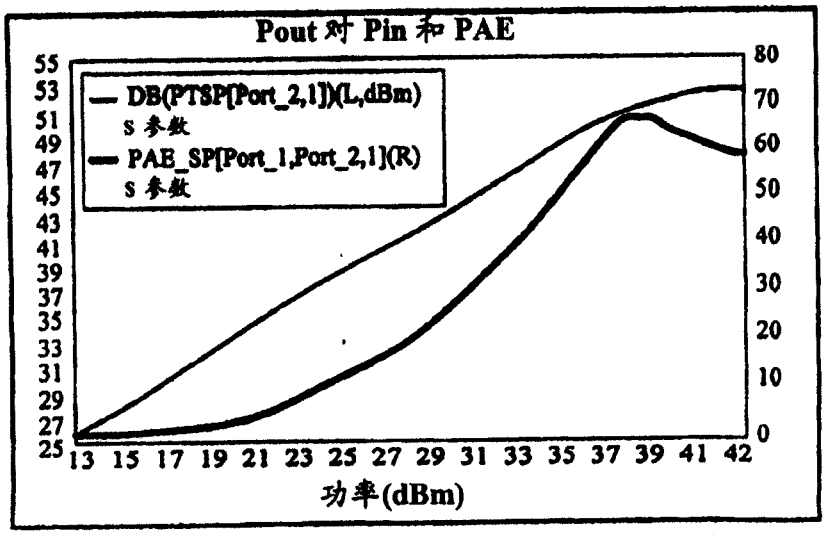
图 5

均衡分配 180W 多赫蒂放大器性能



* 7dB 补偿时的 PAE 是 34%；9dB 补偿时的 PAE 是 27%

不均衡功率分配(1.8 和 4.8 dB)

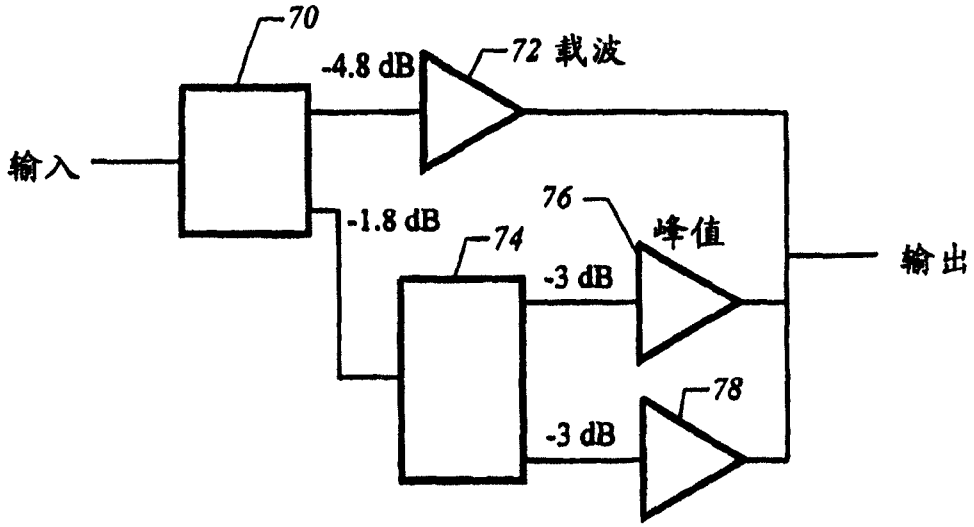


*具有更多到峰值放大器的功率的不均衡功率分配使峰值放大器能够在阈值处偏置，从而将补偿的 PAE(7dB 时)改进了 3%到 37%

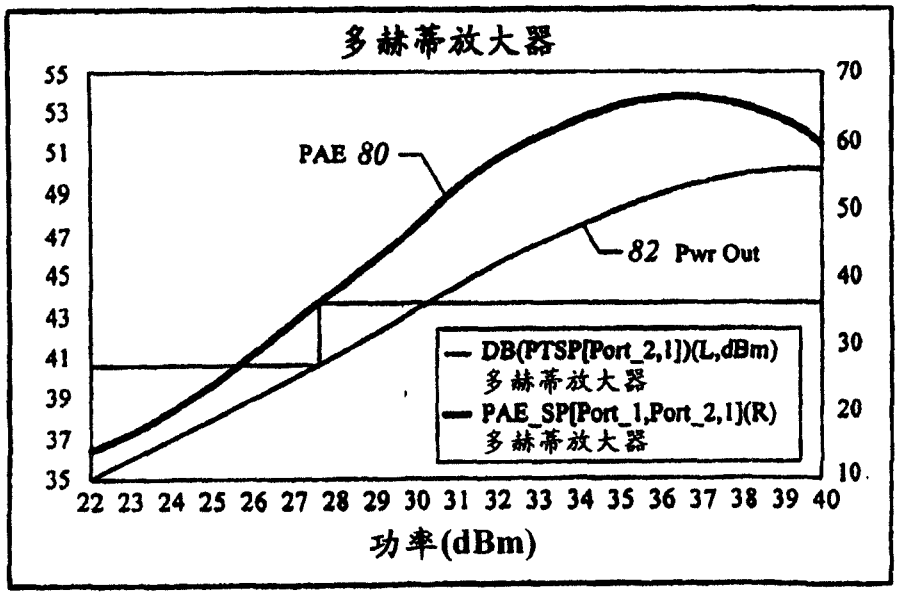
图 6

图 7

具有不均衡功率分配的 3 路 90 瓦多赫蒂



3 路不均衡分配 90W 多赫蒂放大器性能

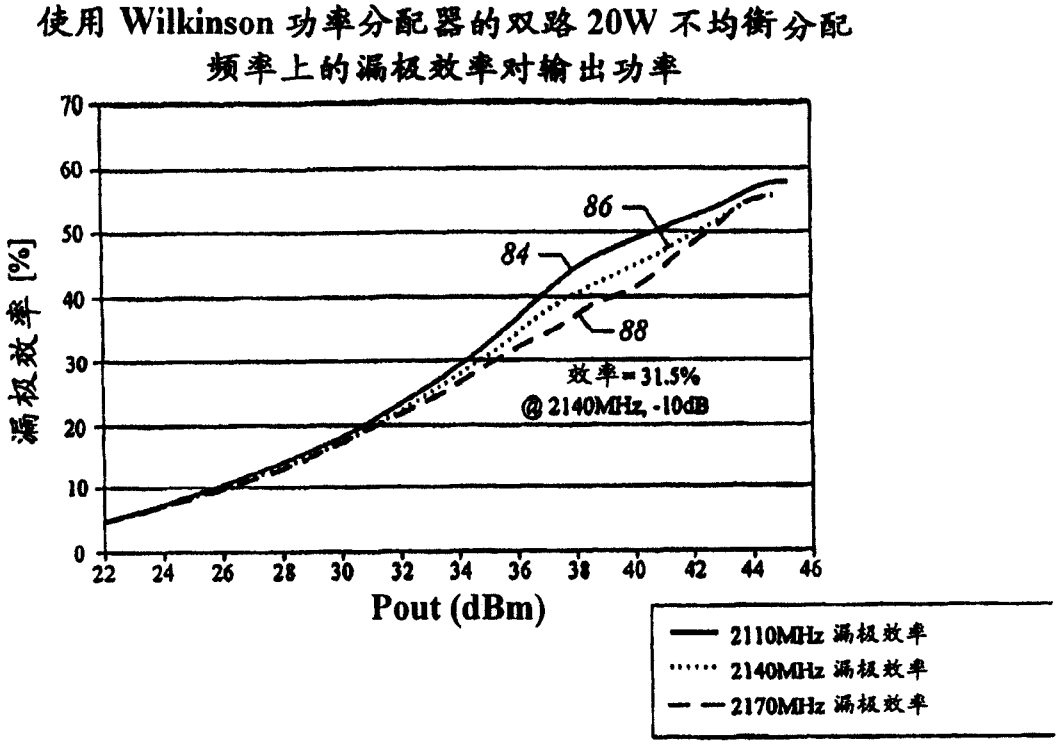


* 90 瓦 P_{1dB} 在 7dB 补偿时 PAE 为 45%

* 90 瓦 P_{1dB} 在 9dB 补偿时 PAE 为 35%

图 8

图 9


使用 Wilkinson 功率分配器的双路 20W 不均衡分配
频率上的漏极效率对输出功率
漏极效率 [%]
70
60
50
40
30
20
10
0
22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42 44 46
Pout (dBm)
86
84
88
效率=31.5%
@2140MHz, -10dB
2110MHz 漏极效率
2140MHz 漏极效率
2170MHz 漏极效率

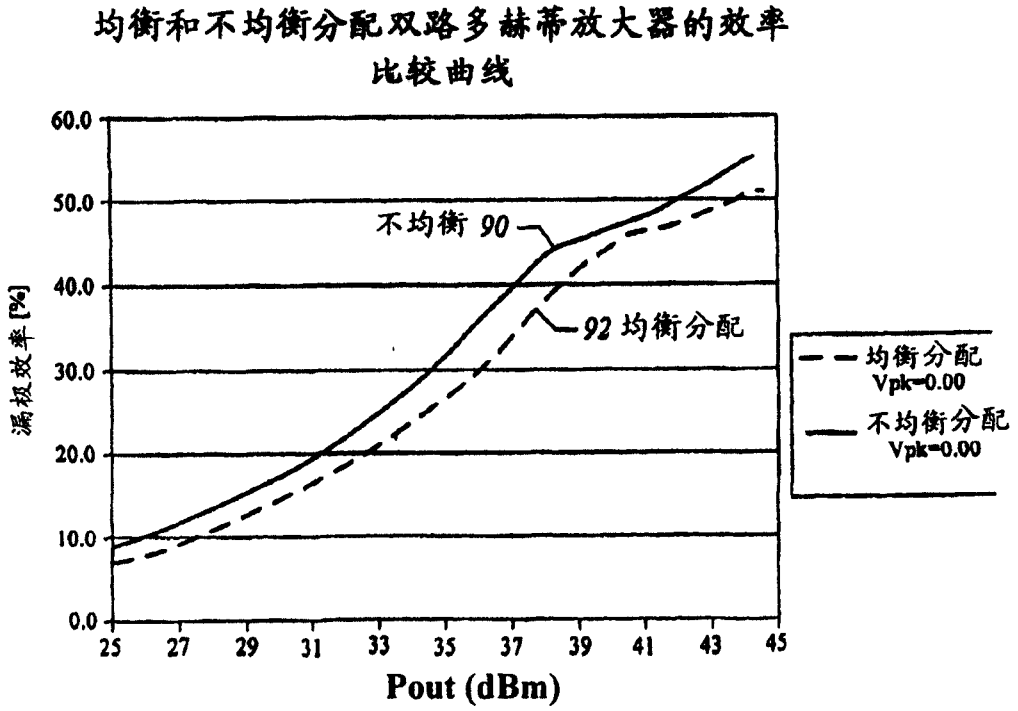

均衡和不均衡分配双路多赫蒂放大器的效率
比较曲线
漏极效率 [%]
60.0
50.0
40.0
30.0
20.0
10.0
0.0
25 27 29 31 33 35 37 39 41 43 45
Pout (dBm)
不均衡 90
92 均衡分配
均衡分配
Vpk=0.00
不均衡分配
Vpk=0.00

图 10