



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 95196600.6

[43]公开日 1997年12月24日

[11] 公开号 CN 1168749A

[22]申请日 95.10.10

[30]优先权

[32]94.10.12[33]US[31]08 / 321,446

[86]国际申请 PCT / US95 / 12485 95.10.10

[87]国际公布 WO96 / 12342 英 96.4.25

[85]进入国家阶段日期 97.6.3

[71]申请人 艾利森公司

地址 美国北卡罗莱纳州

[72]发明人 P·W·登特

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

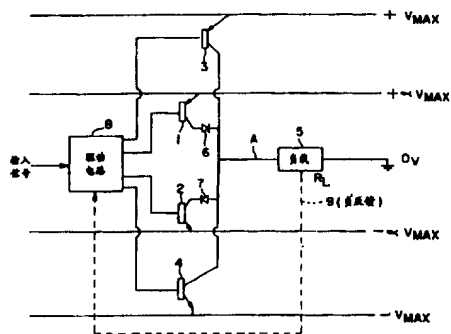
代理人 王 勇 陈景峻

权利要求书 6 页 说明书 15 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 使用BC类的AM-FM发射机功率放大器

[57]摘要

一种在多于一个交替的功率电平上用于高效率产生输出信号到一负载中去的功率放大器具有至少两个放大器，每个放大器在不同的功率输出电平上具有最佳的效率。该功率放大器电路可按多个模式工作，包括在整个欲被放大的输入信号期间启动一个放大器，或根据与被放大的输出信号无关的控制信号启动另一个放大器。对于这两种情况之一情况，剩余的放大器是被抑制的，在放大器之间的耦合将防止被抑制的放大器阻止功率从该启动放大器的功率流到负载。在本发明的另一方面，借助于将每个放大器耦合到公共电源并通过一阻抗匹配网络接到负载，则在不同的功率输出电平上达到最佳效率，该阻抗转换对于不同的放大器是不相同的。阻抗匹配电路包括具有抽头的推挽变压器，在各个放大器和负载之间提供不同的圈数比。另一方面，该匹配电路可以包括许多1/4波长线，其一端耦合到负载，而另一端通过平衡不平衡变压器耦合到一个放大器。



权 利 要 求 书

1.一种在多于一个交替的功率电平上有效地产生输出信号到一负载中去的功率放大器电路, 包括:

至少两个放大装置, 每个在不同的功率输出电平上具有最佳效率;

5 驱动信号装置, 耦合到该至少两个放大装置, 用于有选择性地启动该至少两个放大装置中之一个以及抑制所有未被选择启动的放大装置; 以及

耦合装置, 耦合到该至少两个放大器的每一个以及负载, 用于按这样一种方式将该至少两个放大装置耦合到该负载, 即由被启动放大装置传送到负载的信号功率不受到该被抑制的放大装置的干扰。

2.按权利要求 1 的功率放大器电路, 还包括耦合到该至少两个放大装置的装置, 用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制放大装置被启动时能够产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置降低该功率放大器的效率。

15 3.按权利要求 2 的功率放大器电路, 其中, 该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

4.按权利要求 2 的功率放大器, 其中, 该防止装置包括连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

20 5.按权利要求 1 的功率放大器电路, 还包括耦合到该至少两个放大装置的装置, 用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制放大装置被启动时能产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置使该输出信号失真。

6.按权利要求 5 的功率放大器电路, 其中, 该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

25 7.按权利要求 5 的功率放大器, 其中, 该防止装置包括一个连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

8.一种在多于一个交替功率电平上有效地产生输出信号到一负载中去的功率放大器电路, 包括:

至少两个放大装置, 每个在不同的功率输出电平上具有最佳效率;

30 驱动信号装置, 耦合到该至少两个放大装置, 用于有选择地启动该至少两个放大装置中之一个以及抑制所有未被选择启动的放大装置,

其中：

该被启动的放大装置产生输出信号并加到负载；以及

该被启动的放大装置对于由该被启动放大装置放大的输入信号的整个周期是有效的；以及

5 耦合装置，耦合到该至少两个放大器的每一个以及负载，用于按这样一种方式将该至少两个放大装置耦合到该负载，即由被启动放大装置传送到负载的信号功率不受到该被抑制的放大装置的干扰。

9.按权利要求 8 的功率放大器电路，还包括耦合到该至少两个放大装置的装置，用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制放大装置被启动时能产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置降低该功率放大器的效率。

10.按权利要求 9 的功率放大器电路，其中，该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

11.按权利要求 9 的功率放大器，其中，该防止装置包括连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

12.按权利要求 8 的功率放大器电路，还包括耦合到该至少两个放大装置的装置，用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制的放大装置被启动时能产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置使该输出信号失真。

13.按权利要求 12 的功率放大器电路，其中该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

14.按权利要求 12 的功率放大器，其中，该防止装置包括连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

15.一种在多于一个交替的功率电平上有效地产生输出信号到一负载中去的功率放大器电路，包括：

至少两个放大装置，每个在不同的功率输出电平上具有最佳效率；

驱动信号装置，耦合到该至少两个放大装置，用于有选择地启动该至少两个放大装置中之一以及抑制所有未被选择启动的放大装置，其中

30 该被启动的放大装置产生输出信号并加到负载；以及
选择是基于调制信号的幅度，该调制信号具有比载波频率低的频率，该载波信号是作为输入信号加到该功率放大器电路的；以及

耦合装置，耦合到该至少两个放大器的每一个以及负载，用于按这样一种方式将该至少两个放大装置耦合到该负载，即由被启动放大装置到负载的信号功率不受到该被抑制的放大装置的干扰。

5 16.按权利要求 15 的功率放大器电路，还包括耦合到该至少两个放大装置的装置，用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制的放大装置被启动时能产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置降低该功率放大器的效率。

17.按权利要求 16 的功率放大器电路，其中，该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

10 18.按权利要求 16 的功率放大器，其中，该防止装置包括连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

15 19.按权利要求 15 的功率放大器电路，还包括耦合到该至少两个放大装置的装置，用于当该被启动的放大器产生的输出信号电压幅度大于该被抑制的放大装置被启动时能产生的输出信号电压幅度时防止该被抑制的放大装置使该输出信号失真。

20.按权利要求 19 的功率放大器电路，其中该防止装置施加一负偏压到该被抑制的放大装置的输入电极。

21.按权利要求 19 的功率放大器，其中，该防止装置包括一个连接在该耦合装置和该至少两个放大装置之一的输出端之间的二极管。

20 22.一种在多于一个交替的功率电平上有效地产生输出信号到一负载中去的功率放大器电路，包括：

至少两个放大装置；

25 驱动信号装置，耦合到该至少两个放大装置，用于有选择地启动该至少两个放大装置中之一个以及抑制所有未被选择启动的放大装置，其中，该被启动的放大装置产生输出信号施加到负载；

输入装置，用于从一公共电源接收功率；以及

30 耦合装置，耦合到该输入装置，到至少两个放大装置之每一个以及到负载，用于从公共电源将功率加到该至少两个放大装置的每一个，以及用于将该至少两个放大装置按这样一种方式耦合到负载，即在相应不同的功率输出电平上，该至少两个放大装置的每一个具有最佳效率，以及由被启动的放大装置传送到负载的功率不受到该被抑制的放大装置的干扰。

23.按权利要求 22 的功率放大器电路, 其中该耦合装置是一个推挽变压器, 该变压器包括:

一个次级绕组, 用于耦合到负载; 以及

5 一个初级绕组, 它具有一个耦合到输入装置的中心抽头, 并且其余抽头耦合到该至少两个放大装置, 使得在该至少两个放大装置之第一个和负载之间的第一圈数比不同于在该至少两个放大装置之第二个和负载之间的第二圈数比。

24.按权利要求 23 的功率放大器电路, 其中, 该至少两个放大装置的每一个是一个推挽放大器。

10 25.按权利要求 22 的功率放大器电路, 其中该耦合装置包括至少两个阻抗匹配网络, 每个耦合到输入装置和负载, 而且每个还耦合到该至少两个放大装置的相应的一个, 其中耦合到第一个放大装置的第一个阻抗匹配网络的阻抗转换不同于耦合到第二个放大装置的第二个阻抗匹配网络的阻抗转换, 由此该第一放大装置的最佳效率在第一功率输出电
15 平出现, 而该第二放大装置的最佳效率在第二功率输出电平出现, 该第一和第二功率输出电平彼此不相等。

26.按权利要求 25 的功率放大电路, 其中

该至少两个阻抗网络之每一个包括:

- $1/4$ 波长线, 以一匹配比为特征; 以及

20 - 平衡不平衡变压器, 具有耦合到该 $1/4$ 波长的次级绕组以及具有耦合到该输入装置的一个中心抽头的和耦合到该至少两个放大装置相应的一个的余下的抽头的初级绕组; 以及

该至少两个阻抗匹配网络之第一个具有第一匹配比, 以及至少两个阻抗匹配网络之第二个具有第二匹配比, 第一匹配比不等于第二匹配

25 比。

27.一种用于在多于一个交替的功率电平上控制一功率放大器电路产生输出信号到负载中去的方法, 该功率放大器电路至少包括两个放大装置, 每个耦合到负载, 以及每个在不同的功率输出电平上具有最佳效率, 该方法包括如下步骤:

30 选择该至少两个放大装置之一;

启动该被选择的放大装置, 以便产生对由该被启动的放大装置放大的整个输入信号周期的放大信号;

和该启动步骤同时，抑制所有未被选择启动的放大装置；
将来自该被启动的放大装置的被放大的信号提供给负载；以及
防止该被抑制的放大装置消耗被放大信号的信号功率。

28.按权利要求 27 的方法，还包括按线性模式控制被启动的放大装
5 置的步骤。

29.按权利要求 27 的方法，还包括按饱和模式控制被启动的放大装
置的步骤。

30.一种用于在多于一个交替的功率电平上控制一功率放大器电路
产生输出信号到负载中去的方法，该功率放大器电路至少包括两个放大
10 装置，每个耦合到负载，以及每个在不同的功率输出电平上具有最佳效
率，该方法包括下述步骤：

产生与输出信号无关的一个控制信号；

用该控制信号去选择该至少两个放大装置之一放大装置；

启动该被选择的放大装置产生一个被放大的信号；

15 和该启动步骤同时，抑制所有未被选择启动的放大装置；

将来自该被启动的放大装置的被放大的信号提供给负载；以及

防止该被抑制的放大装置消耗被放大信号的信号功率。

31.按权利要求 30 的方法，还包括按线性模式控制被启动的放大装
置的步骤。

20 32.按权利要求 30 的方法，还包括按饱和模式控制被启动的放大装
置的步骤。

33.按权利要求 30 的方法，其中产生控制信号的步骤包括根据调制
信号产生控制信号，该调制信号具有比施加到该功率放大器电路的载波
信号更低的频率。

25 34.一种用于放大幅度变化的输入信号的高效 BC 类放大器，包括：

- 第一功率放大器，工作在 B 类模式，用于放大输入信号使其高达
第一输出电平；

- 第二功率放大器，工作在 C 类模式，用于放大输入信号使其超过
该第一输出电平；以及

30 耦合装置，用于将该第一和第二功率放大器的输出耦合到一公共负
载阻抗。

35.按权利要求 34 的 BC 类放大器，其中每当第二功率放大器提供

输出功率到公共负载阻抗时，该耦合装置防止该第一功率放大器消耗功率。

36.按权利要求 34 的 BC 类放大器，其中该耦合装置防止该第一功率放大器使由第二功率放大器加到该公共负载阻抗的输出信号失真。

5 37.按权利要求 34 的 BC 类放大器，其中在该输入信号的一个信号周期期间产生由第一功率放大器提供输出功率到该公共负载阻抗到由第二功率放大器提供输出功率到该公共负载的转换。

38.按权利要求 34 的 BC 类放大器，其中：

该输入信号由一个调制信号进行幅度调制；以及

10 响应从一第一输入电平到一第二输入电平变化的调制信号的幅度产生由第一功率放大器提供输出功率到该公共负载阻抗到由第二功率放大器提供输出功率到该公共负载的转换。

说明书

使用 BC 类的 AM - FM 发射机功率放大器

背景

- 5 本发明涉及一种射频功率放大器，该放大器当用于放大幅度改变的信号时能高效运行，当放大固定幅度的信号时，能转换到更有效的工作模式。本发明还涉及到这样一种射频功率放大器，该放大器当需要在间歇输出电平状态下进行工作时提供更高的效率，这既包括固定的又包括变化的幅度的信号在内。
- 10 信号和信息的无线电发射是通过将该信号附加到被称为“载波”的一个射频波上产生的，附加该信息的处理过程被称作为“调制”。最常用的调制方法为两种专用的类型，各自被称作幅度调制（AM）和频率调制（FM）。
- 15 对于 AM，只是射频（RF）载波的幅度或强度随信息承载信号改变，该 RF 载波的频率是固定的。而对于 FM，只是 RF 载波的频率是改变的，而其幅度是固定的。
- 20 频率调制是固定幅度调制更广泛的一种类型，其中该载波的相位角的变化携带信息。针对固定幅度调制来设计一个有效的发射机是最容易的，一般它们的设计能够是最佳的，能在使用一个且仅仅一个输出功率电平上给出最大的效率。
- 幅度调制更难离散地产生，并通常要求不同的发射机设计。
- 一种更为一般的被称作为“复合调制”（complex modulation）的调制类型，既允许载波的幅度变化，又允许载波的相位角变化。该种调制类型要求使用“线性”方式的发射机功率放大器，以便准确地再现该
- 25 输入波型的被调制的幅度，并且由此欲得到高的效率而同时维持线性操作和避免交叉调制失真那是最为困难的。属于这种类型的最常见的一种调制是 SSB（单边带）调制。
- 在本领域中许多不同的 RF 功率放大技术是众所周知的。现在将描述这些技术。

30 1. 高电平调制

产生高功率幅度调制信号的最有效的途径被称为高电平调制方

法，在此低频调制信号本身被强有力地放大并用作该高功率 RF 放大器的可变电源。在该系统中，如果在 FM 情况下处 C 类状态，该 RF 功率放大器可以在最大效率上运行，因为输出功率的变化通过改变与要求的瞬时功率电平成正比的输入功率来产生。

- 5 一个高电平调制器必须产生高达一半的发射机输出载波功率，并由此成为大、重以及昂贵的元件。这就使得该类放大器不适合于用在尺寸、重量或价格的考虑比产生功率的效率更重要的应用场合。在这种情况下，有时使用低电平调制方案取而代之。一种典型的低电平调制方案首先在一低功率电平上产生幅度被调制的 RF 载波，然后使用类似于例如复合调制（诸如 SSB）使用的线性功率放大器将它放大到高的功率电平，而在低功率电平调制时该方法的效率是不重要的。

2. 线性功率放大器

该类线性功率放大器在传统形式上工作在人们熟悉的 A 类或 B 类状态。

15 2.1 A 类功率放大器效率

- A 类放大器被偏置的结果是连续消耗电流，甚至在当不要求产生任何输出功率时，也消耗等于它在产生最大输出功率时提取的峰值电流的一半的平均电流。当用一个最大幅度的 AC 输入信号 - 例如一个正弦无线电载波频率信号驱动时，该 A 类放大器电流在零以及两倍于该平均电流之间摆动，但是在该输入信号的一个周期上的平均保持不变。在这些情况下信号功率输出为最大，而效率最大为 50%。

- 当由低于该最大幅度的一个 AC 输入信号驱动时，该 A 类电流在相应的平均电流的几分之一之间摆动，但平均电流仍然不变。例如，假定 AC 输入信号为最大幅度的一半的情况，A 类电流在平均电流的 0.5 和 1.5 倍之间摆动，但平均电流仍然等于该平均（mean）电流。在这些条件下信号功率只是最大功率输出的 1/4，而电源的电流消耗保持在最大功率输出时的相同的高值。由此在更低的输出条件下效率降低，在半幅度条件下效率只有 12.5%，为最大输出功率时的 1/4。

- 30 为避免失真，必须调整这样一个 RF 信号，该信号通过一个幅度调制信号在幅度上对称地围绕一平均幅度改变，最大幅度从零通过平均幅度到两倍于该平均幅度（即，幅度从平均 - 平均到平均 + 平均变化），从而两倍于该平均值的峰值幅度对应于小于或等于上述的 A 类放大器

的最大功率情况。这样，只有在瞬时峰值幅度该 A 类功率放大器给出其最大效率 50 %，而在一个调制周期上平均的平均效率将被降低。在调制信号是沉默的，以及放大器被驱动到等于峰值 RF 输出电平的一半的 RF 平均输出电平的条件下（- AM 发射机的未调载波条件），对于产生沉默载波的效率仅为 12.5 %。

2.2 B 类功率放大器的效率

在平均值上的 A 类放大器低的效率主要是由于当输出功率要处在低点时不减小其功率消耗。这个缺点由 B 类放大器部分地加以克服。

B 类放大器由两个相同的放大器器件组成，该两个相同的放大器器件按推挽结构配置，并且正好偏置在当不存在 RF 输入驱动信号时不消耗任何电源电流的工作点上。如果该 RF 输入驱动信号摆动在正方向，其中的一个放大器器件将开始按比例取用电流，而另一个在负半周上起作用。

这样在 B 类放大器中每个器件取用具有 $1/\pi$ 倍峰值的平均值的半个正弦式的电流脉冲串。两个放大器器件从电源取用的总电流为 $2/\pi$ 峰值电流。该总电流随着 RF 驱动电平增加，由此按比例地增加传递到负载（天线）的信号，直到在负载阻抗两端产生的输出电压摆动几乎等于可利用的电源电压为止。而超过此点 RF 驱动信号的进一步增加将不增加负载两端的电压，该放大器被认为是已饱和，或“削波”。对于线性调制应用，放大器不能被驱动到这个范围，否则将产生调制失真。

削波前由每一个推挽器件提取的最大峰值电流等于电源电压 V_0 。除以负载阻抗 R_L 。

$$I_{\max} = V_0 / R_L$$

平均电流为 $2/\pi$ 倍峰值电流，我们由电源得到平均输入功率：

$$V_0 \cdot I_{\max} \cdot 2/\pi = (2/\pi) V_0^2 / R_L$$

而在该负载 R_L 中产生的 AC 功率为 $0.5 V_0^2 / R_L$ 。取输出 AC 功率与功率消耗之比给出效率为 $\pi/4$ 或 78.5%。

通过观测功率消耗与输出电压摆动成比例减小，而功率输出与输出电压摆动的平方成比例减小来计算低于峰值幅度时的效率。这样效率随输出幅度线性降低，使得在等于峰值之半的一平均幅度上，效率等于峰值效率之半，即为 $0.5\pi/4$ 或 39 %。

这对于在半峰值幅度电平上 A 类放大器的 12.5 % 的效率而言是一

个显著的改善，而且这是由于 B 类放大器降低了它的与要求成比例提取的电流。然而与在满输出状态下的 B 类功率放大器的 78.5 % 的效率相比仍然是低效率。非线性 C 类放大器的理论上的效率甚至更好，接近 100 %，因此，与 FM 发射机相比对于低电平调制 AM 发射机，在效率上存在着大的损失。

3. 负载阻抗转换

在一个发射机有时必须用 AM 信号工作而有时用 FM 信号工作的场合，而 AM 设计效率低下通常仍然与 FM 模式有关。在例如便携式无线电话发射机这样的应用中这是会有问题的，因为小尺寸要求和对电池电源的信赖要求单个功率放大器有效地按交替的 AM 和 FM 操作方式工作，并且在两种情况中具有相同的平均功率输出电平。

如果一个 B 类放大器用于 1W 载波功率 AM 发射机，则在幅度加倍的调制峰值状态下必须有能力产生 4W 的功率。如果这样的一个放大器被用于 1W 的 FM 发射机，则其效率在理论上仅可能为 39 % 而不是 78.5%。在例如手持无线电话用电池工作的设备中，既可选择功率放大器运行在 1W 而效率为一半，也可选择 4W 全效率的功率放大器，两者对电池寿命都有消极的影响。

公知的一些技术将说明这个问题。

授与 Schwent 的在此作为参考的美国专利 US 5,060,294 描述了一种放大器，其中，负载阻抗在使该放大器饱和的第一值和防止该放大器饱和的第二值之间转换。这使该放大既可使用固定幅度的信号，也可使用变化幅度的信号。然而，Schwent 未提及关于在改善效率的情况下达到的比较方案功率输出电平。

授与 Dent 的在此也作为参考的美国专利申请（申请号 08/061,345，申请日 1993 年 5 月 17 日）公开了一种放大器，该放大器在比较方案的输出功率电平上使用转换到获得最佳效率的负载阻抗，该比较方案输出功率电平既相应于在使用变化幅度信号的两个情况下的线性（例如，B 类）模式的放大器工作，又相应于在使用固定幅度信号的两个情况下的饱和（例如，C 类）模式的放大器工作。但是使用阻抗转换存在若干缺陷，包括与转换有关的损失以及从一种模式到另一种模式的突然的转变。此外，当工作在线性模式时该类放大器的效率不高。

因此期待提供一种 RF 功率放大器，它可以在一个功率电平上接线

性(例如, B类)模式工作, 以及在另一输出功率电平上按饱和(例如, C类)模式工作, 不使用负载阻抗转换或交变电源电压。

概述

5 因此本发明的一个目的在于提供一种功率放大器, 它既可按线性模式工作, 用于放大幅度调制的信号, 又可在 FM 模式不降低功率电平的情况下仍具有十分实际的可达到的效率。

本发明的另一目的在于提供一种功率放大器, 它在满功率电平以及另一种较低的功率输出电平上高效率工作。

10 本发明的再一目的在于提供一种功率放大器, 它在线性或非线性模式比只要求单一电源电压加电的典型的 B 类放大器更有效地工作。

按本发明的一个方面, 一个用于放大幅度变化的输入信号的高效 BC 类放大器包括工作在 B 类模式的将输入信号放大到第一输出电平的第一功率放大器; 工作在 C 类模式的用于放大超过该第一输出电平的输入信号的第二功率放大器; 以及将第一和第二功率放大器的输出耦合到
15 一公共负载阻抗的耦合装置。

按本发明的另一方面, 本发明的功率放大器至少包括两个放大器, 每个在不同功率电平上对于电源是优选的, 该两个放大器通过合适的耦合网络固定地一起耦合到一个负载, 该耦合网络具有这样一个性能, 即
20 至少两个放大器之一的未被驱动或未被启动的输出阻抗是由该耦合网络转换的, 因此并不阻止通过驱动至少两个放大器之一将功率传递到该负载。在另一种不同的输出功率电平上的高效率是通过选择启动两个可能提供满的预期输出功率的放大器之一来达到的。

按本发明的再一方面, 耦合网络包括具有用于从一电源接收功率的一中心抽头的一个推挽变压器, 该电源是接到所有放大器的公共电源。
25 负载被耦合到该变压器的次级绕组, 每个放大器被耦合到该变压器初级绕组上的相应抽头, 因此, 在任何给定放大器和负载之间的圈数比不同于其他放大器的圈数比。

按本发明的再一方面, 该耦合装置至少包括两个阻抗匹配网络, 每个被耦合以便从公共电源接收功率并耦合到负载, 还耦合到相应的一个
30 放大器, 其中, 每个阻抗匹配网络在负载和相应的一个放大器之间执行不同的阻抗转换, 因此任何一个放大器达到最佳效率的功率输出电平不同于其他放大器的功率输出电平。

按本发明的再一方面，每个阻抗匹配网络包括以匹配比为特征的一个四分之一波长线；具有初级和次级绕组的平衡-不平衡变压器（Balun）。次级绕组耦合到该1/4波长线。初级绕组具有一个中心耦合抽头，以便从一公共电源接收功率。在初级绕组上的剩余抽头每个耦合到至少两个放大装置的相应的一个。任何一个阻抗匹配网络的匹配比不同于其他阻抗匹配网络的匹配比。

按本发明的再一方面，一个功率放大器电路至少包括两个放大器，每个被耦合到一个负载，并且在不同的功率输出电平上具有最佳效率，该功率放大器电路按一种方法工作，因此一个输出信号可以在多于一个的另外的功率电平上加到该负载。该方法包括至少选择两个放大器中的一个并启动所选择的放大器的步骤，以便对由该被启动的放大装置放大的整个输入信号周期产生一个放大的信号。与该启动步骤同时，所有未被选择的放大器都不启动。之后被放大的信号从该被启动的放大装置加到负载，而未被启动的放大器将防止消耗来自被放大信号的信号功率。

按本发明的再一方面，一个功率放大器至少包括两个放大器，每个被耦合到一个负载，并且在不同的功率输出电平上具有最佳效率，该功率放大器电路按一种方法工作，以便在多于一个的另外的功率电平上将功率放大器电路的输出信号加到负载。该方法包括产生独立于该输出信号的一个控制信号以及使用该控制信号选择至少两个放大器之一的步骤。之后被选择的放大器被启动，以便产生一个放大的信号，与该启动步骤同时，所有未被选择的放大器都不启动。该被放大的信号由启动的放大器加到负载，而防止未被启动的放大器消耗来自被放大信号的信号功率。

按本发明的再一方面，任何上述实施例的放大器可以按线性模式工作，或它们可以按饱和模式工作。

附图的简要说明

本发明的目的和优点将通过结合附图阅读下列详细说明进行理解，这些附图是：

图1是按本发明一个方面的一种线性BC类放大器的示意图；
图2是按本发明另一方面的一种BC类高频放大器的示意图；以及
图3(a)，3(b)和3(c)是按本发明再一方面的使用传输线变压器的放大器的示意图。

详细说明

为克服线性 B 类放大器的上述 78.5 % 的效率极限, 本发明包括按 B 类和 C 类混合模式工作的一个放大器 (由此被称作一个线性 BC 类放大器), 如在此参照图 1 所描述的那样。这样的放大器使用第一对推挽晶体管或其他器件, 以便在 0 和 $\pm\alpha$ 倍于最大值之间产生输出信号波形, 之后使用第二对推挽器件, 以便产生在 $\pm\alpha$ 倍最大值外直到最大正或负电压值的信号波形值。

如图 1 所示, 第一对互补晶体管 1, 2 连接在 $\pm\alpha \cdot V_{max}$ 的对称的电源电压线之间, 并通过驱动电路 8 的激励将在 A 点的负载电压或向上牵引到 $+V_{max}$ (晶体管 1 导通) 或向下牵引到 $-V_{max}$ (晶体管 2 导通)。这样该工作周期的部分按熟悉的单个终止的推挽的 B 类的线性工作模式使用该晶体管 1, 2。对该种工作模式, 电压可在接近 $\pm\alpha \cdot V_{max}$ 之间变化, 在晶体管 1, 2 或二极管 6, 7 中引起任意电压降, 如果 $\alpha \cdot V_{max}$ 比损耗大得多, 则可忽略该电压降。如果在该模式中输出电压按正弦波形式变化, rms 输出功率将为:

$$\frac{(\alpha \cdot V_{max})^2}{2 \cdot R_L}$$

以及来自每条电源线路的平均电流消耗为:

电源	平均电流	平均功率
+Vmax	0	0
+ $\alpha \cdot V_{max}$	$\frac{\alpha \cdot V_{max}}{\pi \cdot R_L}$	$\frac{(\alpha \cdot V_{max})^2}{\pi \cdot R_L}$
- $\alpha \cdot V_{max}$	$\frac{\alpha \cdot V_{max}}{\pi \cdot R_L}$	$\frac{(\alpha \cdot V_{max})^2}{\pi \cdot R_L}$
-Vmax	0	0
总功率消耗		$\frac{2 \cdot (\alpha \cdot V_{max})^2}{\pi \cdot R_L}$

通过将输出功率除以功率消耗, 得到效率为 $\pi/4$, 这就是 B 类工作模式的极限理论值。

然而对于图 1 的本发明的线性 BC 类放大器, 通过启动第二对晶体管 3、4, 输出电压的摆幅可以增加高于 $\alpha \cdot V_{max}$ 。驱动电路 8 由一个负反馈信号 9 控制, 以便当它检测所要求的输出电压大于第一对晶体管 1, 2 能提供的电压时去启动第二对晶体管 3, 4。当在 A 点的输出

电压超过 $+\alpha \cdot V_{\max}$ ，并且由于启动晶体管 3 而向上增至 $+V_{\max}$ 时，二极管 6 成为反向偏置，由此停止晶体管 1 从居中的 $+\alpha \cdot V_{\max}$ 电源线提取功率，即使晶体管 1 继续被偏置导通状态。而晶体管 3 从更高的 $+V_{\max}$ 电源线在此区域提供负载电流。

5 同样，当在低于晶体管 2 能提供的最大负值 $-\alpha \cdot V_{\max}$ 并向下到 $-V_{\max}$ 的点上启动晶体管 4 以取得负载电压时，二极管 7 成为反向偏置，由此将阻止晶体管 2 从居中的 $-\alpha \cdot V_{\max}$ 电源线提取电流，即使晶体管 2 继续被偏置导通状态。而晶体管 4 从更负的 $-V_{\max}$ 电源线在此区域提供负载电流。

10 如果产生的输出电压按此方式在 $\pm V_{\max}$ 之间变化，则部分时间从四条电源线消耗电流，但是由于优于纯粹的 B 类模式，当 $\alpha = 1/\sqrt{2}$ 时，效率将接着增加到 85.6% 的理论值，对于纯粹的 B 类模式，电流只从降低了的电源线取用，对这部分时间输出电压处在 $+/-\alpha \cdot V_{\max}$ 之间。对于幅度为纯正弦波的信号，在试验样机上的测试效率和 85.6% 的理论值相符。

15 以上描述的线性 BC 类放大器对于甚高频工作存在某些缺陷。首先，半导体二极管的技术状态对 RF 不允许状态甚快的反转，更何况对于微波频率；其次，图 1 的 BC 类放大器通常受到音频或中频的 RF 应用的限制。此外电路要求提供居中的电源电压。按本发明的另一方面，
20 这些缺陷将被消除。

现在参照图 2，本发明的一个优选实施例具有若干个放大器（最好配置推挽结构的 FET 对），每个被耦合以便将功率传递到负载 R_L 10。驱动电路 11 接收由功率放大器放大的输入信号 26。驱动电路 17 还接收控制信号 25，该电路指示在任意给定的瞬间哪一对 FET 被启动（是
25 FET 12，13 或 FET 14，15）。如在下面将更详细描述的那样，可按独立于加到负载 10 的瞬时输出信号产生控制信号 25。驱动电路 17 用控制信号 25 将输入信号 26 送到选择启动的放大器。该驱动电路 17 还产生信号以保证未被选择的放大器是截止的，为此最好施加一个负偏压到该未被选择的 FET 的栅极。该驱动电路 17 还包括用于在高频工作情
30 况下匹配并调谐该 FET 栅极输入电容的装置。那些具备普通专业的人员将容易设计按这些参数起作用的一个驱动电路。

按本发明，必须提供居中电压（如图 1 中所示）的问题已建议由连

5 接到高频推挽输出变压器 11 的第一对 FET 12, 13 来解决。公共电源 (未示) 向变压器 11 的初级绕组的中心抽头提供功率 (V_{\max})。在第一对 FET 12, 13 和负载 10 之间的变压器的圈数比为 $N - - 0 - - N : M$ 。这样当 FET 12 由来自驱动电路 17 的一个信号导通时, 负载电压能在 0 和 $(M/N) \cdot V_{\max}$ 之间变化。

同样, 当驱动电路 17 交替地使 FET 13 导通时负载电压能在 0 和 $(M/N) \cdot V_{\max}$ 之间变化。

10 如果负载电压以正弦波方式在 $\pm (M/N) \cdot V_{\max}$ 之间变化, 这意味着该放大器按 B 类模式工作, 在以下输出功率电平上具有 78.5 % 的理论效率

$$\frac{((M/N) \cdot V_{\max})^2}{2 \cdot R_L}$$

15 通过用来自驱动电路 17 的适当信号启动 FET 14 或 FET 15, 负载电压能在 $\pm (M/N) \cdot V_{\max}/\alpha$ 值之间变化, 因为该 FET 14, 15 使用不同的变压器圈数比 $\alpha N - - 0 - - \alpha N : M$ 。当 FET 14 导通在负载两端产生最大正电压时, FET 12 将具有等于 $-V_{\max} \cdot (1 - \alpha)/\alpha$ 的负的漏极电压。

20 为防止 FET 12 在负的漏极电压条件下导通和由此降低电路效率以及使输出信号失真, 栅极电压必须通过驱动电路 17 保持在低于该漏极电压的状态, 同样, 假定对块状 CMOS 工艺的结构, 半导体基片电压必须保持在低于最大负的漏极电压。例如, 对于 $V_{\max} = +8V$ 以及 $\alpha = 1/\sqrt{2}$, 断开的 FETS 的漏极和基片必须保持低于约 $-3V$ 。对于该基片而言, 这个条件可以通过允许该基片浮动而脱离去耦电容 22 的方法来达到, 该去耦电容将通过附加的漏极 - 基片二极管 18, 19, 20, 21
25 的整流作用被充电到最大的负的漏极电压。

另一方面, 可使用可选的二极管 23, 24 (用虚线表示), 它们的功能类似于图 1 中所示的二极管 6, 7。当 FET 14 已由其相应的驱动信号指示已把负载接过来时, 二极管 23 防止 FET 12 取用电流, 即使该 FET 12 保持导通的偏置。类似地, 当 FET 15 已由其相应的驱动信号指示已把负载接过来时, 二极管 24 防止 FET 13 取用电流, 即使该 FET 13
30 保持导通的偏置。

这种方案能够简化偏置装置和驱动电路, 对于甚高频, 例如微波频

率，可选的二极管 23，24 可以成为频率限制元件，这是由于它们能从正向导通向反向导通转换的速度所决定的。使用可选的二极管 23，24，对于较低频率和高电源电压的应用可能是最合适的解决办法，例如当本发明的放大器被用作一个高效正弦 DC - AC 电源转换器时；而当省略该可选的二极管 23，24 时，对于低电源电压的高频应用可能是最合适的解决办法，例如对于在电池供电的移动无线电话中的发射机的功率放大器。

图 2 所示的本发明的放大器能按下列七种模式的任一种工作：

i) 线性模式（即 A，B 类或 AB 类），处于第一功率电平状态，仅 FET 12，13 被驱动，而 FET 14，15 被偏置截止状态。

ii) 同上模式，只是处于饱和状态（即，FET 12，13 被驱动到限幅状态）。

iii) 线性 A，B 类或 AB 类，处于第二功率电平状态，仅 FET 14，15 被启动，而 FET 12，13 保持偏置截止状态。

iv) 同(iii)模式，只是处于饱和状态（即 FET 14，15 被驱动到限幅状态）。

v) 线性 BC 类模式，FET 12，13 被驱动到导通，仅用于具有 $\pm (M/N) \cdot V_{\max}$ 之间值的输出波形部分，之后 FET 14，15 导通，用于在超出上述范围之外的输出波形电压。（该模式相应以上关于图 1 所描述的工作模式）

vi) 同（v）模式，只是处于饱和状态（即 FET 14，15 被驱动到限幅状态）。

vii) 为了使按模式（i）工作的幅度信号变化，只要提前知道要求的输出幅度将不超阈值，而为了使按模式（iii）或(v)工作的幅度信号变化，只要所要求的输出幅度被期待超出该阈值。

原理上，所有以上模式都可借助与所要求的输出功率电平相关的适当的控制信号 25 来进行选择。但是实际上在一个给定的工作中将不要求所有的模式。例如，在移动电话发射机应用中，BC 类模式（v）和（vi）在典型的 1GHz 频率上将难以实现。在数字变化幅度和模拟固定幅度的双模式移动电话中主要感兴趣的模式为（i），（ii），（iii）和（vii），例如在在此作为参考的美国专利（申请号 07/967,027）中所描述的双模式电话。

当在不超过第一功率电平情况下要求使用变化幅度调制时选择模式 (i) (与数字模式满载功率相比功率电平降低) 。当在连续但被降低的 FM 功率电平情况下要求固定幅度调制 (例如, 先进的移动电话服务(AMPS)FM 调制) 时能使用模式 (ii) , 而当在数字模式情况下周期性要求更高的峰值功率时使用模式 (iii) 。按此方式选择模式将形成上述模式 (vii) 。

能选择 α 值以得到满载功率数字(变化幅度)模式的峰值功率和 FM 模式的满载功率电平之间的准确要求的关系。例如在按以上引证的美国专利申请号 07/967,027 的一种手持可携电话中, FM AMPS 模式发出天线的满载功率电平为 600mw 。在数字模式中满功率平均也为 600mw , 但由于幅度变化, 峰值功率为 1.2w 。这样与模式 (i) 或(ii)的功率电平相比, 选取 α 近似 $1/\sqrt{2}$ 使模式 (iii) 达到两倍的峰值功率电平。当可携电话由基站支配使其输出从满载输出向下一等级电平降低时可使用半功率线性模式 (i) 。按此方式, FM 模式或被降低了功率的数字模式的效率显著地得到改善。

在例如约 1GHz 的高频率上, 实现变压器, 例如变压器 11 是困难的, 这是由于在那些频率上, 它们趋于蜕变成单圈元件。这样, 按本发明的另一方面, 在放大器和负载之间的阻抗变换通常不用例如变压器圈数比 M/N 来实施, 而是用匹配网络实施, 该匹配网络可以是电感-电容滤波器或例如 1/4 波长变压器那样的传输线网络, 匹配短线 (Stub) 或带线网络。一种适合于实现本发明的 BC 类放大器的电路的理想化的优选实施例表示在图 3 (a) 和 3 (b) 中。

图 3 (a) 表示一第一推挽晶体管放大器对 32, 33 通过一个合适的平衡-不平衡转换器 (balun) 30 连接到特性阻抗为 Z_{01} 的 1/4 波长变压器, 之后通过具有 T 接头 38 的 1/4 波长的匹配传输线 Z_0 连接到阻抗为 Z_0 的一个负载 (未示) 。一第二推挽晶体管放大器对 34, 35 通过平衡-不平衡变压器 31 和 1/4 波长变压器 Z_{02} 被连接。按此方式, 晶体管 32, 33 通过平衡-不平衡变压器视为负载阻抗 Z_{01}^2/Z_0 , 而晶体管 34, 35 通过平衡-不平衡变压器 31 视为负载阻抗 Z_{02}/Z_0 , 这样晶体管放大器对 32, 33 的理想化的理论的线性 (B 类) 输出功率为

$$0.5 \cdot V_{\max}^2 \cdot Z_0 / Z_{01}^2$$

而晶体管 34, 35 能等效地产生功率

$$0.5 \cdot V_{\max}^2 \cdot Z_0 / Z_0^2$$

假定平衡 - 不平衡变压器 30, 31 具有 $(1 + 1) : 1$ 的变换比。

- 5 如果通过驱动电路 36 只启动晶体管对 32, 33, 以及驱动电路 37 保持晶体管 34, 35 偏置截止, 则晶体管 34, 35 的开路的漏极将通过 $1/4$ 波长变压器 Z_{02} 在同 Z_0 线的连接处转换成短路, 并在之后通过该 $1/4$ 波长线在负载 T 形连接 38 处, 返回到开路状态。这样晶体管 34, 35 在被偏置截止时不影响功率从晶体管 32, 33 传送到负载。此外, 假定
- 10 $Z_{02} < Z_{01}$, 则当晶体管 32, 33 产生其最大输出时, 在晶体管 34, 35 上产生的电压摆动将不超过 V_{\max} , 由此晶体管 34, 35 的漏极从不变成负的。

- 如果现在晶体管 34, 35 由其相应的驱动电路 37 启动, 在 T 形连接 38 处对负载提供功率, 并且 $Z_{02} < Z_{01}$, 则能产生更高的功率。这个功
- 15 率由于乘上因子 $(Z_{01}/Z_{02})^2$ 而更高, 并且当产生最大输出时, 晶体管 32, 33 的漏极能被迫使摆动到负的电压, 使晶体管 32, 33 的栅极和基片保持在比漏极最大的负电压摆动更负的电压上, 以便防止能降低效率以及导致信号失真的不希望有的导通。由此能够理解这种设计方案允许晶体管 32, 33 在负载中单独产生高达由 Z_{01} 确定的第一值的功率,
- 20 在线性 B 类模式, 最大效率理论上为 78.5%, 而晶体管 34, 35 能单独产生超过该电平的功率, 高达由 Z_{02} 确定的更高的第二电平, 并在该最大值, 线性 B 类输出将在该电平上也在理论上达到 78.5% 的 B 类效率。这样对于本发明的装置有可能在两个不同的可能的功率电平上达到最大的 B 类效率。按本发明的另一方面, 如在图 3 (b) 中所示这种原理
- 25 通过 T 形接头 (tee-ing) 得到扩展, 另外的推挽晶体管放大器对经过另外的 $1/4$ 波长线 (Z_{03}, Z_0) , (Z_{04}, Z_0) 到达负载的公共连接点。

- 按本发明的另一方面, 图 3 (c) 表示一个功能上等效的另一个实施例, 但避免了 T 形连接线 Z_0 。在该装置中, 当晶体管 34, 35 未被
- 30 驱动而处在断开漏极模式状态下时, 它们的开路输出阻抗通过 Z_{02} 被转换成在负载 39 右手端的短路状态, 而其左手端由晶体管 32, 33 提供功率。对于另外的更高的功率模式, 晶体管 32, 33 漏极断开, 该断开的漏极通过 Z_{01} 被转换成在负载 39 左手端的短路, 而晶体管 34, 35

提供功率到其右手端。

那些微波放大专业技术人员将理解到，对于说明目的而言，是理想化的运行。实际上，断开的 FET 并不是开路，而代之以存在的寄生电容输出阻抗。不过这些寄生的输出电容可以被吸收到在晶体管和负载之间的匹配或耦合网络的设计中去。这种网络设计必须满足校正本发明工作的要求是，对于在图 3 (a) 或图 3 (b) 中所描绘的放大器类型而言，在晶体管漏极和负载之间的网络的矩阵链 (chain matrices) 应当具有非对角线的零元素，而对于在图 3 (c) 中所描绘的电路而言，该矩阵链应当具有主对角线的零元素。本领域普通技术人员将能够使用传输线网络或分立电抗元件或两者混合来设计满足这些要求的合适的网络。本领域技术人员还认识到由驱动电路 36，推挽晶体管放大器对 32，33，和平衡不平衡变压器 30 构成的放大器以及由驱动电路 37，推挽晶体管放大器对 34，35 和平衡不平衡变压器 31 构成的放大器每个都可等效地用单端接的互补放大器取代，推挽的多样性例如可以用互补的 MOS 晶体管工艺技术构成。另外可使用互补双极或 GaAs 异质结双极晶体管 (HBT) 形成单端接的推挽功率放大器，但是在此情况下，如在图 1 中 (二极管 6，7) 说明的串连二极管 (未示) 被要求来保护该较低功率对的集电极 - 基极结免于变成正向偏置，如果一旦较高功率放大器对工作的话。

20 当每个放大器按线性模式工作时，所有上述本发明的功率放大器的实施能按三种方式之一控制可变化幅度的信号：

1) 按需要峰值输出功率的先有的经验，只启动一个放大器或另外一个放大器。这种模式例如可以包括当选择数字模式时使用一个放大器用于一整个输出信号的周期的持续时间 (等效于一整个输入周期的持续时间) 以及当选择模拟模式时使用另外一个放大器；或者当选择降低的功率电平时使用一个放大器用于一整个输入信号周期的持续时间以及当选择较高功率电平时使用另外一个放大器；或者

2) 在一单个信号波形周期的不同的电平上动态地启动每个放大器对的晶体管，使得第一对产生输出电压高达第一电平的负载电流，以及之后第二对接过来产生输出电压高达第二电平的负载电流；或者

3) 动态地选择第一对晶体管或第二对晶体管，以便并不动态地按所要求的输出瞬时电压 (例如，RF) 而是按相对预料要求输出信号的幅

度调制或包络的相对较慢的时标动态地维持负载电流。

在以上第三种情况中,目前共同的是使用数字信号处理器 (DSP) 再现数字的被调信号,之后在向上变频成所要求的输出频率信号之前将该数字信号转换成模拟形式以便驱动传输功率放大器。这样对于 DPS 简单的事情是去识别该功率放大器是被要求来产生超过第一放大器能力的幅度,并应随产生一个驱动信号用于第二个更高功率的放大器作为替代。在该情况下选择驱动一个或另一个放大器是按该调制的相对慢的时标进行的而不是在无线电载波频率周期的时标内进行的。取作一个例子,一双音调试验信号,显示 100 % 正弦波幅度调制,可以如下计算本发明放大器实际效率的优点:

首先对双音调试验信号计算普通的先有技术的 B 类的效率。

对于公式 $V_{\max} \cdot \cos(\omega_m \cdot t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$ 这样的输出信号, ω_m 是该双音调间隔之半 (half the two -tone spacing), 而 ω_c 是载波频率, RF 周期 (ω_c 的) 的 DC 电流平均由下式给出:

$$I_{dc} = \frac{2 \cdot V_{\max} |\cos(\omega_m \cdot t)|}{\pi \cdot R_L}$$

在调制周期 ω_m 上再平均, 给出平均 DC 电流:

$$I_{dc} = 4 \cdot V_{\max} / (\pi^2 \cdot R_L)$$

DC 功率消耗等于该电流消耗乘以电源电压 V_{\max} , 即:

$$P_{dc} = 4 \cdot V_{\max}^2 / (\pi^2 \cdot R_L)$$

在 RF 周期 (ω_c) 上平均的输出功率由下式给出:

$$P_{out} = \frac{(V_{\max} \cdot \cos(\omega_m \cdot t))^2}{2 \cdot R_L}$$

在调制周期 (ω_m) 上再平均给出平均输出功率:

$$P_{out} = V_{\max}^2 / (4 \cdot R_L)$$

这样效率为 $P_{out}/P_{dc} = \pi^2/16$ 或约 61 %。

使用上述工作在第三模式的本发明的放大器, 功率输出的表示式是相同的, 而对于 DC 功率消耗的表示式是参数 α 的函数。

$$P_{dc} = (2/\pi)^2 \cdot \frac{V_{max}}{R_L} \left(\alpha^2 + (1-\alpha^2) (1-\alpha) / \left(1 - \frac{2}{\pi} \cdot \sin^{-1}(\alpha)\right) \right)$$

当 α 是0.659值时，效率最大为78.05%。这样本发明放大器根据双音调试提高了理论效率极限，从B类的61%到本发明放大器的78%。

5 人们将理解到使效率最大的 α 值将取决所期待的信号的幅度统计，这样，不同于0.659的一个值对于除两正弦波和以外的信号可以是最佳的。另外的公共信号统计包括高斯（Gaussian）幅度概率分布，并且对 α 的一个不同的最佳值可以对上述情况进行计算。当高斯分布特性是其峰值不受限制时，在这里这一实验是不能进行的，因此对于某些时间

10 片段限幅是不可避免的。高斯信号标度（scaling）也是必须选择的另一个参数，以便使限幅总量不产生过量的交叉调制失真或过量的不必要的频谱分量。 α 的值将取决于该第二个参数，并且对于研究所有的结合将超出本发明公开的范围，这所有的结合可以由具有本专业的普通技术人员使用以上计算作为引导去执行。

15 所有在以上说明书中描述的变化，包括为避免反向偏置对放大器不起作用引起失真或效率降低而在网络或装置方面的改变均被考虑包括在本发明的范围之内，这些变化能够由某些本专业技术人员按照以上概述的原理设计。

20 本发明已参照具体实施例进行了描述。然而对于本专业的技术人员而言有可能按不同于上述优选实施例的具体方式去实施本发明，而这点将是容易明白的。然而可以这样做，但不脱离本发明的精神。优选实施例只是一个说明而已，并不应该考虑为在任何方面的限制。本发明的范围由附加的权利要求给定，而不是上面的说明书给定，以及所有包括在权利要求范围内的变化和等效在此均意味着被接受。

说明书附图

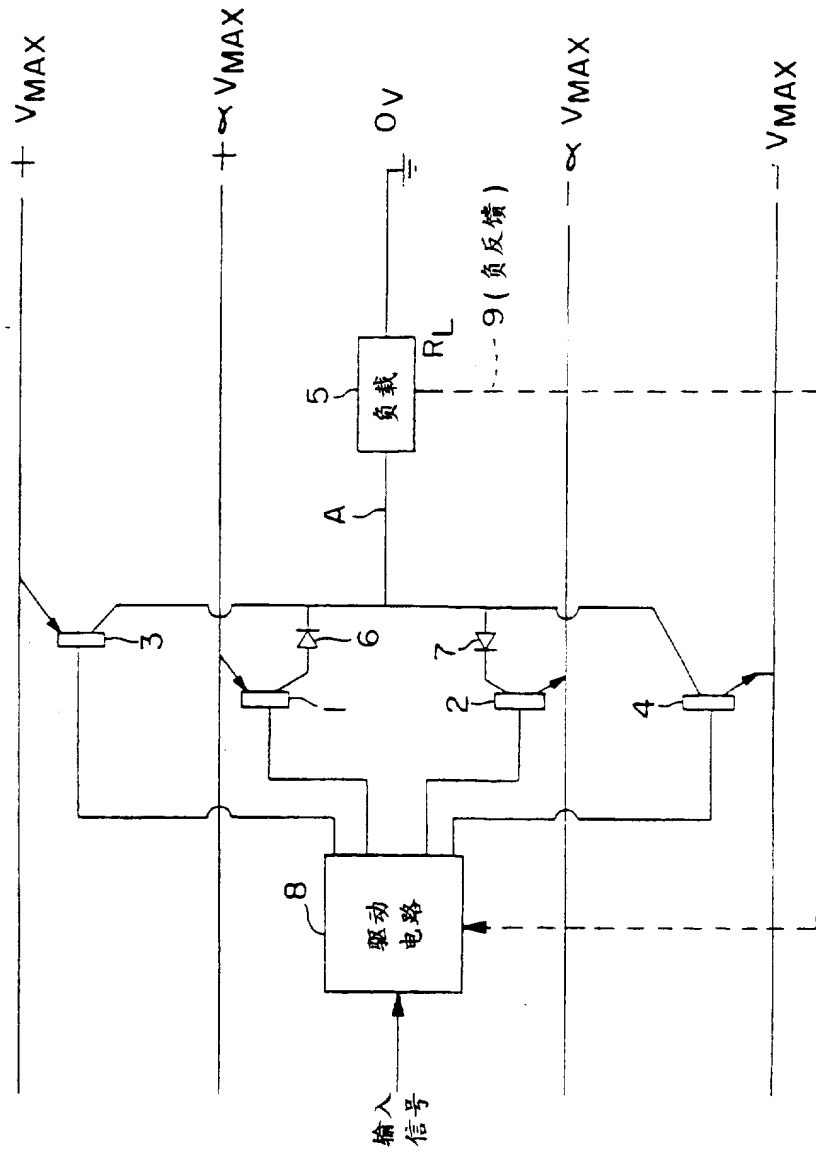


图 1

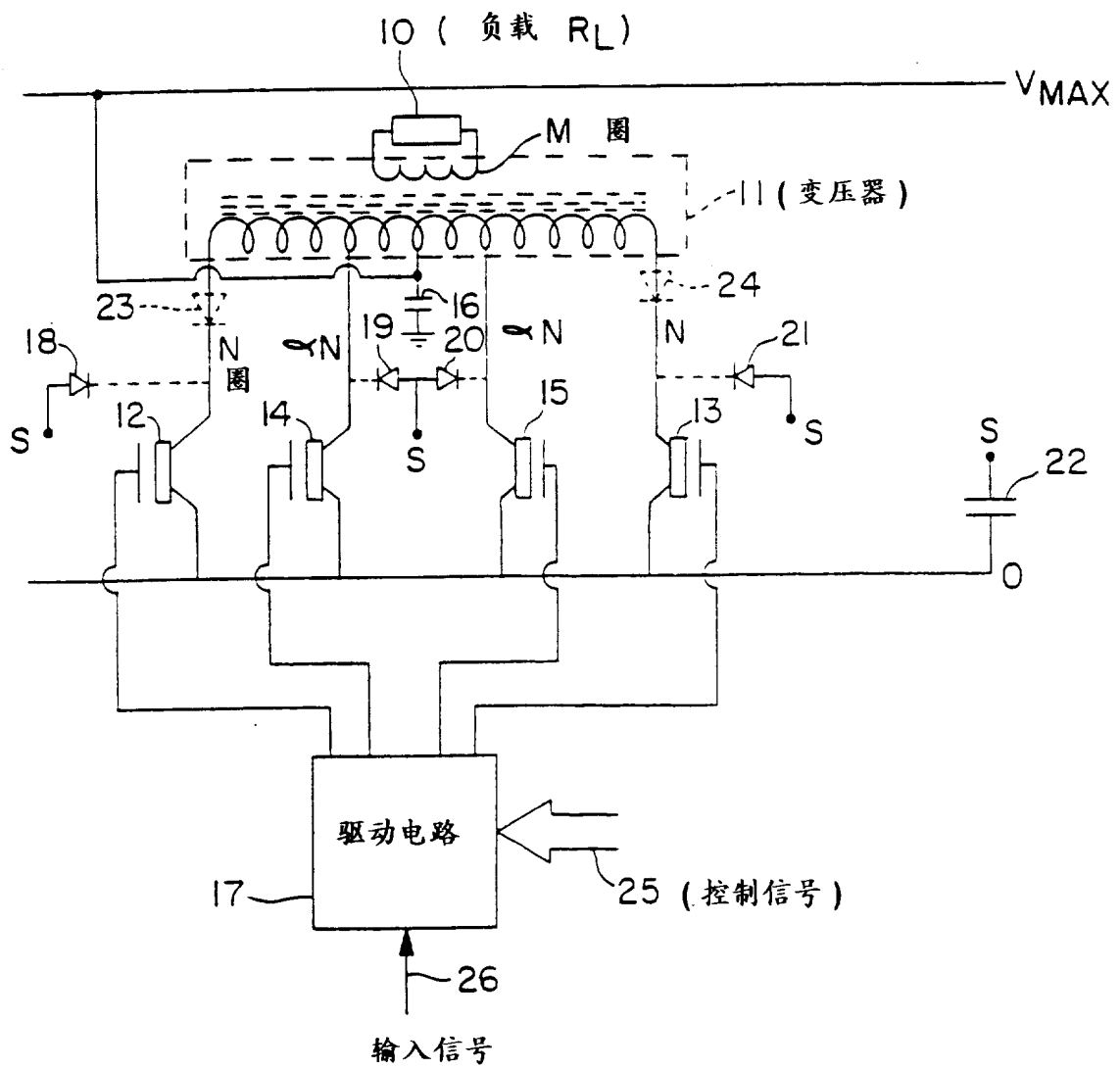


图 2

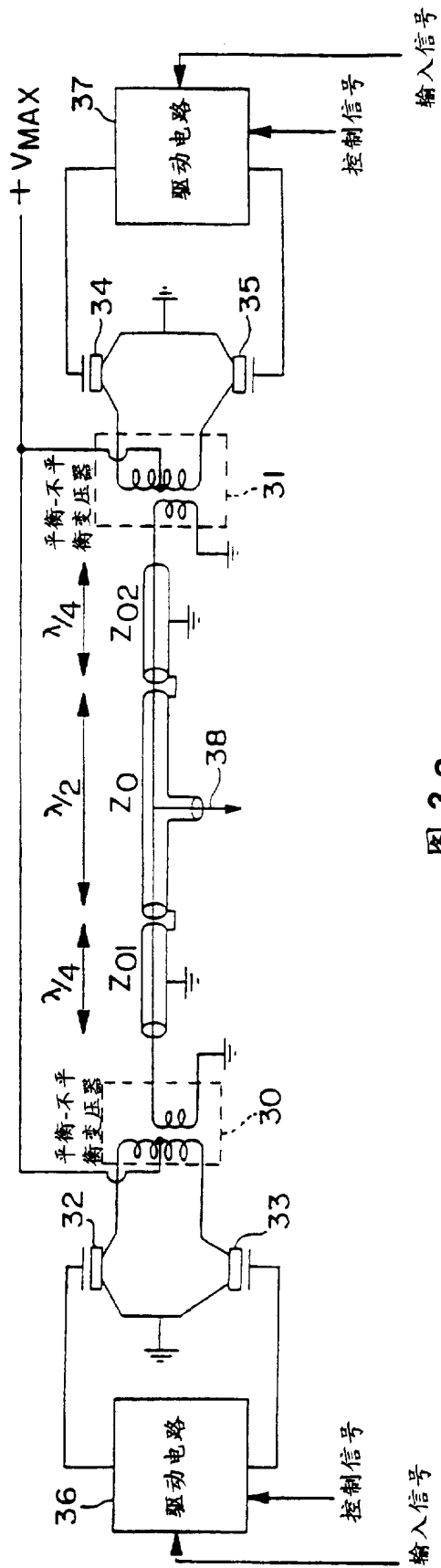


图 3 a

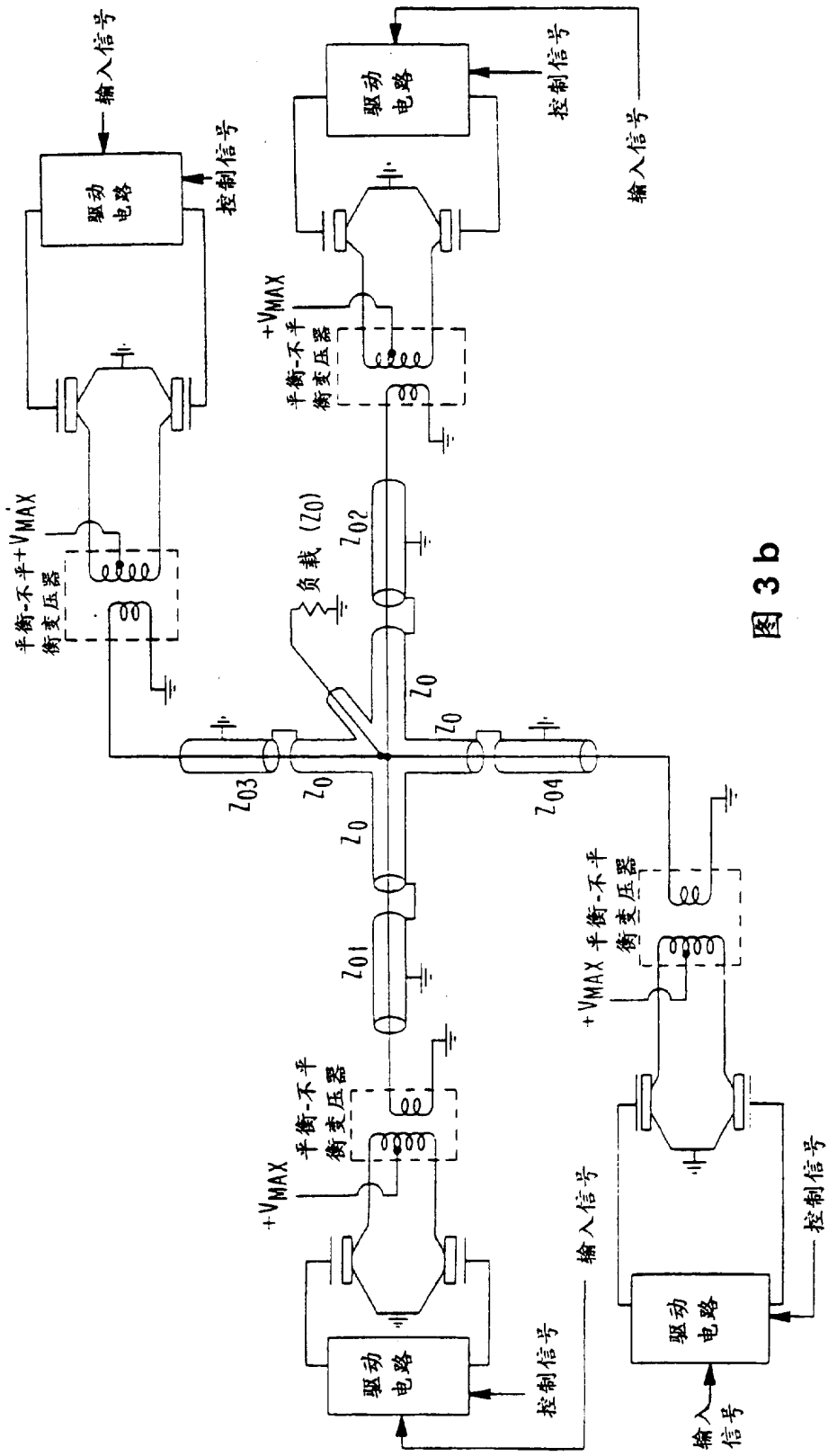


图 3 b

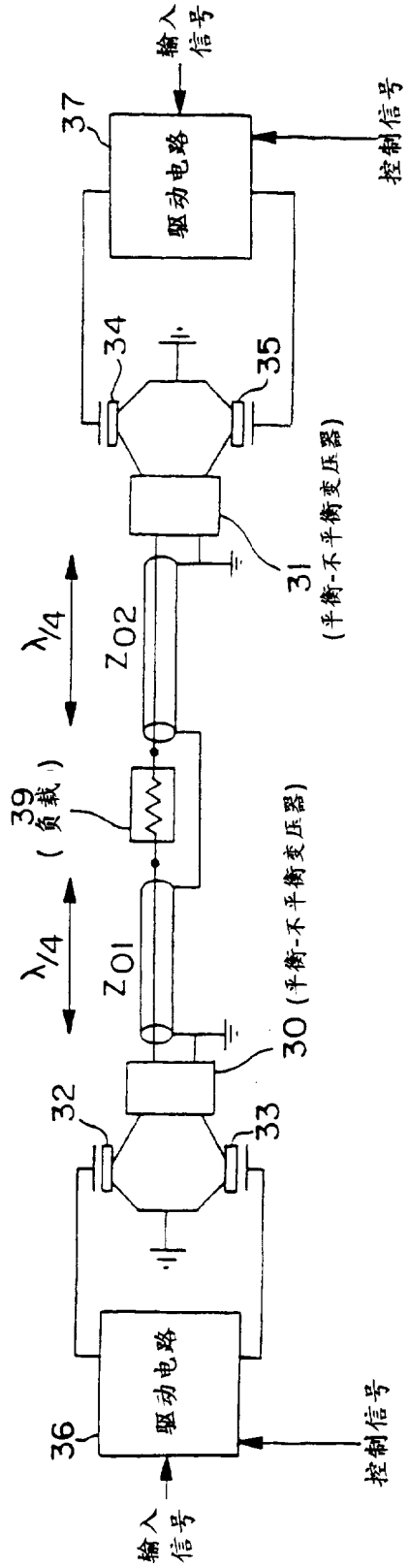


图 3c