[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int.Cl[7]
H03F 1/30
H03F 3/217

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94114095.4

[45]授权公告日 2000 年 8 月 30 日

[11]授权公告号 CN 1056023C

[22]申请日 1994.11.23 [24]颁证日 2000.6.24
[21]申请号 94114095.4
[30]优先权
[32]1993.11.23 [33]CA [31]2109755
[73]专利权人 布拉德工艺公司
地址 加拿大安大略
[72]发明人 琼·B·福兰斯
[56]参考文献
US 5075634 1991.12.24 H03F3/217
审查员 段成云

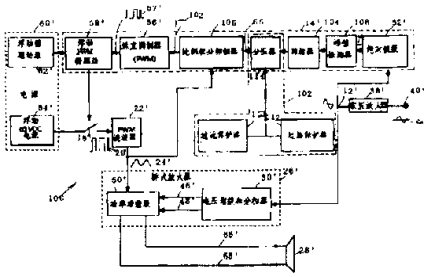
[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 冯庚宣

权利要求书 6 页 说明书 16 页 附图页数 4 页

[54]发明名称 一种经改进的具有输出过载和热保护的复合桥式放大器

[57]摘要

一种复合桥式放大器，其输出晶体管接收来自连接在一个浮动电源和滤波器之 间的开关的功率信号。该开关由输入信号得到的脉宽调制(PWM)信号所操 纵。在滤波器输出端和调制器之间的比例积分控制器提供闭环反馈。称相器使 滤波器输出与输入信号相匹配。峰值检测器跟踪输入信号并对 PWM 信号进行 补偿。运行时过负载保护电路减少净空而不是钳制输出。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种用于放大一个输入信号的放大器，所述的放大器包括:

（a）第一，第二，第三和第四放大器装置，其中的每一个都具有第一和第二功率端以及一个控制端;

（b）所述的放大器装置被连接成桥式结构，所述第一和第二放大器装置的第一功率端被耦合到一起，并连接到一个第一功率输入端上，所述第三和第四放大器装置的第一功率端被耦合到一起，并连接到一个第二功率输入端上;

（c）所述第一和第三放大器装置的所述第二功率端被耦合到一起，并耦合到一个第一输出端上，所述第二和第四放大器装置的所述第二功率端被耦合到一起，并耦合到一个第二输出端，所述第一和第二输出端适宜 于连接到一个负载上;

（d）用于所述输入信号的一个输入端，以及一个位于所述输入端和所述第一到第四放大器装置所述控制端之间的控制电路，用于交替运行所述第一和第三放大器装置，进而交替运行所述第二和第四放大器装置，以使来自所述第一功率输入端的电流流经所述第一放大器装置，所述第一输出端，所述负载，所述第二输出端，所述第三放大器装置以及所述第二功率输入端，进而使来自所述第一功率输入端的电流流经所述第二放大器装置，所述第二输出端，所述负载，所述第一输出端，所述第四放大器装置和所述第二功率输入端;

（e）耦合到所述输入端的调制装置，用于产生 一个其调制特性取决于所述输入信号的调制信号;

（f）电源装置，和一个用于该电源装置的滤波装置;

（g）具有一个控制输入端的开关装置，所述开关装置将所述的电源装置耦合到所述的滤波装置，所述的滤波装置被耦合到所述第一和第二功率输入端；

（h）所述的调制装置被耦合到所述开关装置的所述控制输入端，在所述的功率输入端产生一个依赖于所述输入信号的功率信号，所述调制装置包括用于产生功率控制信号的装置，用于控制所述开关装置，

其特征在于所述调制装置还包括一个用于使所述功率控制信号移相的移相器，从而使所述功率信号产生移相与所述的输入信号相匹配。

2. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，还包括一个耦合到所述滤波装置和所述调制装置的一个反馈控制装置，该控制装置具有一个响应用于产生控制所述开关装置的误差信号的移相后功率控制信号和所述功率信号，以在所述功率输入端产生 一个校正后功率信号的装置。

3. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，还进一步包括一个过流保护装置，该装置包括:

（a）耦合到所述放大器装置的传感器装置，用于感应在所述放大器装置中流动的电流;

（b）平均值装置，用于产生一个相当于所述感应电流平均值的输出信号;

（c）峰值检测器装置，用于产生一个相当于所感应电流峰值的输出信号;

（d）所述的平均值装置包括一个阈值装置，用于当所述的平均值输出信号超过一个第一预定阈值时产生一个过流信号;

（e）所述的峰值检测器装置包括一个阈值装置，用于当所述

的峰值输入信号超过一个第二预定阈值时产生所述的过流信号;

（f）耦合到所述调制装置上的分压器装置，用于响应所述的过流信号，成比例地减少所述功率控制信号。

4. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，还包括一个热保护装置，该装置包括:

（a）耦合到多个所述放大器装置中一个上的温度传感器，该传感器包括一个响应所述放大器装置中温度的变化而产生一个温度输出信号的装置;

（b）耦合到所述温度传感器，并当所述的温度输出信号超过一个第一预定阈值时产生热保护信号的装置；和

（c）耦合到所述调制装置的分压器装置，该装置具有一个响应所述热保护信号，以成比例地减小所述功率控制信号幅值的装置。

5. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，所述的调制装置还包括一个耦合到所述输入端的补偿器，该补偿器具有一个响应其频率在选择范围之内的输入信号的装置，以用于并产生一个用于控制所述滤波装置的频率得到补偿的功率控制信号。

6. 根据权利要求 2 所述的放大器，其中，所述的调制装置还包括一个耦合到所述输入端的补偿器，该补偿器包括一个响应其频率处于所述选择范围之内的所述输入信号的装置，用于产生一个控制所述滤波装置的频率得到补偿的功率控制信号。

7. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，用于产生一个功率控制信号的装置包括一个耦合到所述输入端的绝对值装置，所述的功率控制信号是一个绝对值信号，其绝对值正比于所述输入信号的绝对值。

8. 根据权利要求 2 所述的放大器，其中，用于产生 一个功

率控制信号的所述装置包括一个耦合到所述输入端的绝对值装置，所述功率控制信号是一个绝对值信号，其绝对值正比于所述输入信号的绝对值。

9. 根据权利要求 7 或 8 所述的放大器，其中，所述的移相装置包括一个耦合到所述绝对值装置用以接收所述绝对值信号的输入端，并使所述绝对值信号移相，以在一个输出端上产生所述移相过的功率控制信号的求和与微分装置。

10. 根据权利要求 2 所述的放大器，其中，所述的反馈控制装置包括一个差动放大器，该差动放大器具有一个耦合到所述移相装置，并用于接收所述移相后功率控制信号的一个输入端，并且有耦合到所述滤波装置，并用于接收所述功率信号的一个输入端，所述的差动放大器包括一个将所述功率信号和所述移相后功率控制信号进行比较，以在耦合到所述开关装置的一个输出端上产生所述误差信号的装置。

11. 根据权利要求 4 所述的放大器，其中，所述的过热保护装置包括一个用于当所述的热保护信号超过一个第二预定阈值时关闭所述放大器的装置。

12. 根据权利要求 4 或 11 所述的放大器，其中，所述的温度传感器包括一个负系数热敏电阻。

13. 根据权利要求 5 或 6 所述的放大器，其中，所述的补偿器包括一个峰值检测器电路，该电路具有一个对所述滤波器中的高频平均值进行补偿的时间常数。

14. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，还包括一个过流保护装置，该过流保护装置包括一个耦合到所述多个放大器装置中的一个并用以传感所述放大器装置中所流动电流的传感器装置，所述的传感器装置包括一个用于产生与所述传感电流的平均

值相对应的输出信号的平均值装置和一个用于产生相当于所述传感电流峰值的输出信号的峰值检测器装置，所述的平均值装置包括一个阈值装置，用于当所述的平均值输出信号超过一个第一预定阈值、所述的峰值输出信号超过一个第二预定阈值时产生一个过流信号，还包括一个耦合到所述调制装置的分压器装置，用于响应所述的过流信号减小所述的功率控制信号。

15. 根据权利要求 14 所述的放大器，其中，所述的平均值装置包括一个电阻，该电阻的一端连接到一个输入端，用于接收所传感的电流，其另一端连接到一个电容器上，用于求所传感电流的平均值，以产生与所传感电流的平均值相当的所述输出信号。

16. 根据权利要求 14 或 15 所述的放大器，其中，所述的峰值检测器装置包括一个具有用于接收所传感电流的输入端的电阻分压器和一个用于产生相当于所传感电流比例峰值的输出信号的装置。

17. 根据权利要求 1 所述的放大器，其中，还包括过热保护装置，该装置具有一个耦合到所述多个放大器装置中一个上的温度传感器，并具有一个用于响应在所述放大器装置中温度的变化而产生一个温度输出信号的装置，同时还具有一个耦合到所述温度传感器上，并用于当所述的温度输出信号超过一个第一预定阈值时产生一个热保护信号的装置，和一个耦合到所述调制装置的分压器装置，该装置包括一个用于响应所述热保护信号，以成比例地减小所述功率控制信号幅值的装置。

18. 根据权利要求 17 所述的放大器，其中，所述的过热保护装置包括用于当所述的热保护信号超过一个第二预定阈值时关闭所述放大器的装置。

19. 根据权利要求 18 所述的放大器，其中，所述的温度传感

器包括一个负系数热敏电阻。

20. 根据权利要求 17、18 或 19 所述的放大器，其中，还包括有一个过流保护电路，该电路包括:

（a）耦合到所述放大器装置的传感器装置，用于传感流经所述放大器装置的电流;

（b）平均值装置，用于产生一个和所传感电流的平均值相对应的输出信号;

（c）峰值检测器装置，用于产生一个和所传感电流的峰值相对应的输出信号;

（d）所述的平均值装置包括一个阈值装置，用于当所述的均值输出信号超过一个第一预定阈值时产生一个过流信号;

（e）所述峰值检测器装置包括一个阈值装置，用于当所述的峰值输出信号超过一个第二预定阈值时产生所述的过流信号；和

（f）耦合到所述调制装置的分压器装置，用于响应所述的过流信号成比例地减少所述的功率控制信号.

说　明　书

一种经改进的具有输出过载和热保护的复合桥式放大器

本发明涉及到一种放大器，特别涉及到一种经改进的复合桥式放大器。

在美国专利 5，075，634 中披露了一种复合桥式放大器，该放大器包括一个单端 D 类放大器和一个线性 AB 类桥式放大器的串联组合。所述 D 类放大器的输出为所述的桥式放大器提供电源。需要放大的所述信号，即音频信号使所述桥式放大器的电源电压发生变化，从而使所述桥式放大器中输出晶体管两端产生小而恒定的电压降，这就导致了在提供 AB 类性能的同时，极大地减小了所述输出晶体管的功率损耗。

在美国专利 5，075，634 中所披露的所述放大器的特性在于桥式放大器和 D 类放大器的所述组合只需要一个单端 D 类放大器。很明显，这能够极大地降低所述放大器的成本，所述的 D 类放大器包括一个脉宽调制级，该级用于控制所述桥式放大器的电源电压。所述的脉宽调制（或 P_{wm}）级包括一个脉宽调制器，一个开关和一个 P_{wm} 滤波器。利用受所述脉宽调制器控制的所述开关将所述电源耦合到所述 P_{wm} 滤波器的输入端。在现有技术的放大器中，所述脉宽调制器的控制包括一个开环系统。对应于所述绝对值的一个基准信号或全波整流输入音频信号被用于直接地控制或建立用于所述脉宽调制器的脉冲宽度。为了使所述脉宽调制器的输出与所述的桥式音频信号相匹配，需要有一个时间延迟。

所述时间延迟的目的就是要使所述脉宽调制级的输出与所述

桥式放大器相匹配或同步。主要由于在所述 P_{wm} 滤波器中存在有电抗，所以，在到达所述桥的电源电压信号和输入给所述桥的音频信号之间存在有一个滞后。在所述现有技术的放大器中，利用置于桥式信号通路中的延时使所述的电源信号和输入信号相互匹配。因为时延是出现在音频信号通路中，为了保持用于所述放大器的高性能规格，它必需含有高质量的电路。实际上，这通常意味着利用数字执行过程去提供一个高带宽和低失真，这种情况相当大程度地加重了所述放大器的成本损耗。

在现有技术放大器中的脉宽调制级的开环控制可以以其它的方式影响所述放大器的性能。在所述 P_{wm} 滤波器中的变化，例如由于在所述滤波器中所述开关有限电阻和所述滤波器各结构成分的响应特性所引起的变化都能使所述脉宽调制级的输出产生误差和失真。由于所述 D 类放大器为所述的桥式放大器提供电源电压，存在于所述脉宽调制级输出中的失真和误差将导致所述桥式放大器的失真和误差。

另一个与用于所述脉宽调制器的开环操作相关的问题是对所述电源中噪声的敏感性问题。由于所述电源（是通过所述开关）连接到所述 P_{wm} 滤波器上的，在所述电源上的任何一个音频噪声都将耦合到所述滤波器上。

尽管美国专利 5，075，634 披露了一种复合桥式放大器，在这种新颖放大器中，可以使用比公知放大器更低的费用而实现较高的效率，但仍然需要提供一种经过改善的组合桥式放大器。

因此，本发明的一个目的就是要提供一种经过改进的组合桥式放大器；

本发明的另一个目的是提供一种带有用于脉宽调制级的闭环控制系统的组合桥式放大器，从而改进放大器的性能；

本发明的再一个目的是提供一种组合桥式放大器，其不需要延时，从而降低了放大器的成本；

本发明的进一步的目的是提供一种组合桥式放大器，带有用于输出级的过流保护；

本发明的再进一步的目的是提供一种组合桥式放大器，具有用于输出级的过热保护。

为此，本发明提供一种用于放大一个输入信号的放大器，所述的放大器包括：第一，第二，第三和第四放大器装置，其中的每一个都具有第一和第二功率端以及一个控制端；所述的放大器装置被连接成桥式结构，所述第一和第二放大器装置的第一功率端被耦合到一起，并连接到一个第一功率输入端上，所述第三和第四放大器装置的第一功率端被耦合到一起，并连接到一个第二功率输入端上；所述第一和第三放大器装置的所述第二功率端被耦合到一起，并耦合到一个第一输出端上，所述第二和第四放大器装置的所述第二功率端被耦合到一起，并耦合到一个第二输出端，所述第一和第二输出端适宜 于连接到一个负载上；用于所述输入信号的一个输入端，以及一个位于所述输入端和所述第一到第四放大器装置所述控制端之间的控制电路，用于交替运行所述第一和第三放大器装置，进而交替运行所述第二和第四放大器装置，以使来自所述第一功率输入端的电流流经所述第一放大器装置，所述第一输出端，所述负载，所述第二输出端，所述第三放大器装置以及所述第二功率输入端，进而使来自所述第一功率输入端的电流流经所述第二放大器装置，所述第二输出端，所述负载，所述第一输出端，所述第四放大器装置和所述第二功率输入端；耦合到所述输入端的调制装置，用于产生 一个其调制特性取决于所述输入信号的调制信号；电源装置，和一个用于该电源装置的滤波装置；具有一个控制输入端的开关装置，

所述开关装置将所述的电源装置耦合到所述的滤波装置，所述的滤波装置被耦合到所述第一和第二功率输入端；所述的调制装置被耦合到所述开关装置的所述控制输入端，在所述的功率输入端产生一个依赖于所述输入信号的功率信号，所述调制装置包括用于产生功率控制信号的装置，用于控制所述开关装置，其中所述调制装置还包括一个用于使所述功率控制信号移相的移相器，从而使所述功率信号产生移相与所述的输入信号相匹配。

为了更好地理解本发明和更详细地表示其如何实施，下面将借助于举例并参考表示本发明最佳实施例的附图加以说明，其中：

图 1 示出了现有技术中桥式放大器的方框图；

图 2 是图 1 所示现有技术复合桥式放大器较为详细的方框图；

图 3 示出了依据本发明经过改进的放大器的方框图；

图 4 是图 3 所示放大器的更为详细的方框图；和

图 5 示出了图 4 所示的脉宽调制器和峰值检测器电路的波形图。

参看图 1，它示出了现有技术的复合桥式放大器 10 所述组合桥式放大器 10 在美国专利 5，075，634 中已有披露，该专利所披露的内容在这里作为参考资料。

如图 1 所示，所述组合桥式放大器 10 具有一个用于输入信号 Vin 例如是一个音频信号的输入端 12，位于端 12 的所述输入信号 Vin 控制电路 14，该控制电路将一个脉宽调制后（或 P_{wm}）信号（对应于所述的输入信号 Vin）提供给开关 16．单相直流电源 18 或 V_{DC} 通过所述开关 16 馈送其输出，以产生一个 P_{wm} 功率信号 20，该 P_{wm} 功率信号 20 通过一个平均网络或 P_{wm} 滤波器 22 求平均值．所述的平均网络或滤波器 22 产生一个均值的或滤波后的功率信号 24，该信号对应或追踪所述的输入信号 Vin．

使用所述的平均信号 24 对桥式放大器 26 提供功率，该桥式放

大器包括用于驱动例如一个扬声器 28 的负载并示作可控电源 V_1、V_2、V_3和 V_4的四个输出晶体管。如本专业技术领域技术人员所能理解的，在下面的叙述中，使用 mosfet（金属氧化物半导体场效应晶体管），当然双极结晶体管在此也可以使作为所述的电压源 V_1、V_2、V_3和 V_4。所述桥式放大器 26 由所述输入信号 Vin 进行控制；该输入信号 Vin 由电压增益和分相级 30（构成所述桥式放大器一部分）进行分相和前置放大然后流向电源 V_1、V_4。所述的桥式放大器 26 基本上是两个彼此相位差 180°驱动的推挽放大器。在每个信号的 1/2 周期内，如箭头 32 所示，电源 V_1和 V_4接通，电流流经负载 28。在另外的半个周期内，电源 V_1和 V_4接通，电流流经所述桥 26，如箭头 34 所示。其结构是如参考号 36 所示，通过负载 28 流过一个组合输出波形。

图 1 所示之结构的优点在于由于所述桥 26 的极性反转特性，和其它公知的放大器，例如 D 类开关式放大器或推免组合放大器相比较，这种结构仅仅需要一个 DC 电源 18，一个控制电路 14 和一个 P_{wm} 开关 16，这样虽然增加了所述桥的复杂程度，但却极大地降低了成本。使用桥 26 具有减少失真的优点。另外，图 1 所示之电路还可以作得很紧凑，以用于高功率场合。

下面参考图 2，该图是进一步详细地示出了图 1 所示之放大器电路 10 的方框图，相应之参考数字用于表示图 1 和图 2 中相对应的部分。

如图 2 所示，所述放大器 10 包括一个耦合到所述输入端 12 的前置放大器 38。所述前置放大器（或 Preamp）38 提供一个用于所述输入音频信号 Vin 的放大器输入端 40，利用所述的前置放大器 38 对所述放大器输入端 40 上的输入信号 Vin 进行处理，以在端 12 处产生一个输出信号 42，它在输入端 12 处被分成两个分支。所述第

一分支通过一个时间延迟级 44（其作用下面将描述到）传送所述前置放大器 38 的输出信号。所述信号由延时级 44 传送给一个电压增益级/分相级 30，在这里，该信号被分相并放大，以控制所述的可控电源或输出晶体管 V_1 和 V_4。所述的分相信号从所述电压增益级 30 通过引线 46、48 被引向一个功率增益级 50，该功率增益极 50 包括输出电压源 V_1 到 V_4。

所述前置放大信号 42 的其它部分被引向所述控制电路 14。如图 2 所示，所述控制电路 14 包括一个绝对值极 52，用以产生 一个绝对值信号 53，该信号相应于所述输入信号 Vin 的全波整流形式。所述绝对值信号 53 被导向一个脉宽调制级 56，其输出信号是一个相应于所述输入信号 Vin 的脉宽调制过的控制信号 57。所述 P_{wm} 控制信号被导向一个浮动的 P_{wm} 栅驱动级 58，该驱动级 58 用于操作开关 16。由具有浮动门驱动电源模块 62 的电源 60 向所述 P_{wm} 栅驱动级 58 提供能源。

还请参看图 2，所述开关 16 将一个浮动 60V 直流电源 64 或 V_{DC}（也是电源 60 的一部分）连接到所述平均网络或脉宽调制滤波器 22 上，在所述 P_{wm} 信号 57 的控制下，所述开关 16 将一个与所述输入信号 Vin 成正比的脉宽调制过的功率信号 20 提供给滤波器 22。所述滤波器 22 求所述 P_{wm} 功率信号 21 的平均值以产生一个均值后功率信号 24，该信号被提供给所述功率增益级 50。所述功率增益级 50 的输出出现引线 66 和 68 上。

图 2 所示之系统特性是所述的脉宽调制器 56 使得均值后功率信号 24（它被提供给功率增益级 50）去跟踪所述的输入信号 Vin，这就促使实现了所述图 1 复合放大器 10 的主要优点，即高效率。

通过选择图 2 所示之控制方法，可以获得两个另外的优点。首先，用于所述桥的“净空”（即在到达 V_1 - V_4 中每一个的电压和 V_1

$-V_4$ 中每一个的输出电压之间的电压差，正比于所述放大器 26 的输出信号，这一点很适合由 mosfet 功率晶体管所构成的 V_1-V_4，由于它们的阻抗特性，mosfet 晶体管需要正比于流经它们的电流的净空，在使用桥 26 的情况下，需要正比于所述输出信号的净空。

下面参考图 3，该图示出一个根据本发明经过改进的组合桥式放大器，该放大器以参考标号 100 表示，其形式类似于图 1 和图 2 所示之形式。在图 3 中，主要参考所指示的部分对应于图 1 和图 2 中的这些部分。

如图 3 所示，经改进的复合桥式放大器 100 包括一个输入端 12′，一个控制电路 14′，一个 P_{wm} 开关 16′，一个桥式放大器 26′和一个电源 60′。所述的输入端 12′通过一个前置放大器 38 ′耦合到一个放大器输入端 40′上。所述放大器 100 包括两个位于功率增益级 50′之内的输出端 66′和 68′，这两个输出端被连接到负载 28′，即一个音频扬声器上。

如图 3 所示，所述组合桥式放大器 100 包括一个由虚线的示出的保护电路 102. 根据本发明，所述的控制电路 14′也包括一个脉宽调制控制器，该控制器包括一个移相器 104 和一个比例积分控制器 106，这些将下面予以叙述。所述的保护电路 102 包括一个过流保护电路 110 和一个过热保护电路 112，如图 3 所示，这两个电路却通过分压器 114 被耦合到所述的控制电路 14′上。从下面的描述中可以很明显地看出，图 3 和图 4 中所示经改进的组合桥式放大器 100 的优点在于所述的延时级 44（图 2）被取消了。延时级 44 的取消导致成本的节省而又没有牺牲所述放大器的性能。实际上，图 3 和图 4 所示之系统使得一个放大器在高频状态下具有更低数量的谐波失真，具有更少的元器件（即取消了延时级 44）和更少的电源干扰。

在假设不存在所述峰值检测器 108 的前提之下，首先来叙述脉

宽调制控制电路，即移相器 104 和比例积分控制器 106 的工作情况。

在工作过程中，和用所述的前置放大器 38′对所述的输入信号 Vin（即一个音频输入信号）进行缓冲和放大。所述的前置放大器 38′包括一个反相和一个非反相信号输出端。所述的前置放大器 38′还可以包括一个电位计（未示出），以允许从外部来设定所述前置放大器 38′的增益或放大系数。所述前置放大器 38′的输出被分开并馈送给所述的控制电路 14′（即所述 D 类开关放大器的前端）和所述的桥式放大器 26′。

通过所述电压增益/分相级 30′使来自所述前置放大器 38′的信号反相，以用于所述桥式放大器 26′的负边。（所述桥式放大器的操作在美国专利 5，075，634 中之进行了描述）利用位于所述电压增益级 30′中的高压运算放大器（未示出）对反相信号和非反相信号进行放大。然后，所述高压运算放大器的输出 46′和 48′通过一个“浮动”偏压电路馈送给所述输出（mosfet）晶体管 V_1 - V_4（在此披露之中未示出），这些晶体管位于所述功率增益级 50′中。所述的桥式放大器 26′包括一个负反馈，该负反馈将所述级 50′的增益设计为包括所述桥式输出双效应的 6.所述的负反馈还减少了由所述桥式放大器 26′所引入的失真。利用两个单独“浮动”（即变压器隔离的）功率干线为所述输出晶体管 V_1 - V_4 提供了偏压源。所述的功率干线是一个旁路线，调节该旁路线以减少所需之偏差电流（请看美国专利 5，075，634）。可以利用两个电位计来调节所述的偏流。

所述的功率增益级 50′还可以包括一个对来自所述桥式放大器 26′的输出的无线电干扰即（未示出）射频滤波和阻抗稳定电路。

来自所述前置放大器 38′的输出还被馈送给所述控制电路 14′。所述的控制电路 14′构成了用于所述 D 类放大器的所述“前端“。如将要描述到的，所述控制电路 14′的主要作用是为向所述增益级 50′

提供能源的所述 D 类放大器提供一条功率控制通路。来自所述前置放大器 38′的反相和非反相输出被所述的绝对值级 52′进行二极管或运算，以产生一个绝对值信号 53′，该信号相应于全波整流输入信号 Vin。所述的绝对值信号 53′提供一个基准信号 55，该信号被馈送给所述比例积分控制器 106，以控制由所述脉宽调制器 56′所产生的脉冲宽度。如下面将要描述的，为了保护所述功率增益级 50′不致因过载而产生损坏，利用所述的保护电路 102 对所述的基准信号 55 进行衰减。

仍然参看图 3，所述的绝对值信号 53′被馈送到移相器 104。所述移相器 104 的作用就是要使所述 P_{wm}22′的输出与正被馈入给所述桥式放大级 26′的所述音频信号相匹配。为在下面将要参照图 4 所叙述，所述移相器 104 产生两个共同构成所述基准信号 55 的成份。所述第一成份包括所述绝对值信号 53′（即整流后音频信号），所述第二成份包括一个所述绝对值信号 53′的从变量。

所述比例积分器 106 将所述基准信号 55 和所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出（即所述 D 类放大器的输出）进行比较，并产生一个误差信号 107。所述误差信号 107 为所述的脉宽调制 56′提供一个输入。所述的脉宽调制器 56′将所述误差信号 107 和一个三角波形相比较；以产生一个脉宽调制后控制信号 57′，该信号通过所述浮动 P_{wm} 驱动级 58′去控制所述开关 16′。所述浮动驱动级 58′包括一个用于绝缘所述脉宽调制后控制信号 57′的光耦合器（未示出）。

所述输出晶体管 V_1－V_4 通过开关 16′获得电源，以产生一个脉宽调制过的功率信号 20′。利用所述的 P_{wm} 滤波器 22′以指向于功率增益级 50 ′的一个均值功率信号 24′的形式从所述脉宽调制过的功率信号 20′中恢复所述音频信号成份。所述 P_{wm} 滤波器 22′包括一个低通 Lc 滤波器。为了保护稳定，所述的比例积分控制器 106 包括一个

相位超前和滞后补偿电路，这在后面将要讲到。

所述保护电路 102 对位于所述功率增益极 50′中的输出晶体管 V_1 - V_4 过流和过热保护。在工作过程中，所述的过流保护电路 110 在功率增益级 50′中感测一个输出电流。所感测的输出电流被求平均值，若该平均值超过了一个阈值，那么，利用分压器 114 并按照所述阈值电压被超过的量，成比例地衰减或减少所述的基准信号。其效果是减少了输出晶体管 V_1 - V_4 两端的电压，即所述放大器的电压摇摆。为了响应过流状态，在所有输出晶体管 V_1 - V_4 完全饱和以前，它们两端的电压将被减小，并且在这种方式下，所述的输出电流将绝不会超过最大可控值。

所述保护电路 102 的特性在于所述输出晶体管 V_1 - V_4 两端电压摇摆（即净空）的减少不包括对所述输出信号 36 的嵌位。因此，在过载状态期间，所述放大后的输出信号 36 的失真将少于惯用放大器。应当注意到，在极端情况下所述净空的减少将把所述输出信号 36 压缩到某一点，在这点处，它可能表现出一种交叉失真型状态。

过流保护电路 110 还可以对所述的输出信号进行峰值检测，以保护不产生“全电路短路”故障状态。如下面将要参考图 4 所示，假如所检测的峰值输出电流的一个标度值超过了一个预定的阈值，姥所述的保护电路 110 就通过减少所述的基准信号 55 来限制所述晶体管 V_1 - V_4 的输出电流。这种特性保证可以对所述的峰值输出电流进行限制，并利用它去提供一个与所述放大器 100 相关的短路保护。

仍然参看图 3，过热保护电路 112 保护所述的输出或功率增益级 50′免受过热的损害。如果在一个时间持续周期内，所述晶体管 V_1 - V_4 都提供较大的输出电流，就可能出现过热情况。如下面将要结合附图 4 所描述，所述的过热保护电路 112 包括一个热敏电阻，该热敏电阻被耦合到多个输出晶体管中的一个，即 V_1 上。当所述输出

晶体管 V_1 的温度超过了一个预定阈值即摄氏 90℃时，所述的过热电路 112 将通过分压器 114 减小所述的基准信号 55。这样作的结果是减小了输出晶体管 V_1－V_4 两端之间的电压，因而也减少了它们所损耗的功率。一旦预定温度被超过，所述的过热电路 112 将与所述温度的增加成比例地减少所述的基准信号 55（和输出功率）。若温度达到了一个预定最大值，所述的过热保护电路 112 还可以包括一个用于完全关断所述放大器 100 的逻辑。

下面参考图 4，该图示出以一个本发明的详细电路。相关成份值在括号内示出。

所述移相器 104 包括一个运算放大器 116。所述运算放大器 116 的非反相输入端被耦合到峰值检测器 108 的输出端。运算放大器 116 的反相输入端通过电阻 118，电容 120 和另一个电阻 122 被耦合到信号地端。所述的反相输入端还通过电阻 124 耦合到所述运算放大器 116 的输出端。所述移相器 104 和比例积分控制器 106 共同工作以使基准信号 55 产生移相，并借此，在取消延时级 44（图 2）的同时，提供一个所述 P_{wm} 滤波器 22′的闭环控制电路。

如图 4 所示，所述的比例积分控制器 106 包括一个运算放大器 126。该运算放大器 126 的非反相输入端通过电阻 128（电阻 128 和压控电阻或 VCR 130 相组合构成了分压器 114，这在下面将要讲到）耦合到移相器 104 的输出端上。运算放大器、126 的反相输入通过由电阻 132、134 和电容 136 所构成的网络耦合到所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出端上，从而形成一个闭环反馈网络，本专业技术领域的人员将能理解，电阻 134 和电容 136 构成一个超前网络。所述反相输入端还通过一个由与电容 140 相并联的电阻所构成的“滞后”网络而耦合到所述运算放大器 26 的输出端。相位超前或滞后网络的作用在于保持所述闭环反馈系统的稳定。

在操作过程中，电容 136 对所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出进行微分，该信号在节点 142 处通过电阻 132 与所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出相加。在节点 142 处相加所得的信号被馈送给运算放大器 126 的反相输入端，并与出现在所述运算放大器 126 非反相输入端上的基准信号 55 相比较。由所述运算放大器 126 所产生的误差信号 107 表示在反相输入端和非反相输入端之间的信号差。所述的误差信号用于控制所述的脉宽调制级 56′。

所述经改进的放大器 100 的特性之一就是所述的闭环控制可以提供一个供电衰减。由于所述的比例积分控制器 106 被连接到所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出端上，所以，所述的负反馈就能够消除由所述电源 64′引起并出现于所述 P_{wm} 功率信号 20′上的噪声。

耦合到所述运算放大器 126 的非反相输入端上的基准信号 55 是如下所述利用移相器 104 对所述绝对值信号 53′进行移相而产生的。在移相器 104 中，电容器 120 对所述绝对值信号 53′进行微分运算，并利用电阻 122 使微分后的绝对值信号与所述的绝对值信号 53′在结点 144 处相加，以在所述运算放大器 116 的输出端产生所述的基准信号 55。本专利技术领域内的技术人员将理解，上述的操作（微分和相加）将产生如下的效果，即使所述的基准信号 55 相对于所述的音频输入信号 Vin 产生了相移。所述移相后的基准信号 55 补偿了由所述滤波级 22′中的 LG 网络所引入的相移，并用于使所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出与所述音频信号输入 Vin 相匹配，借此以取消对于延时级 44（图 2）的需要。通过取消在用于所述桥式放大器 26′的所述音频信号馈给通路中的延时级 44，对于在所述放大器 100 的带宽性能方面的限制随之也取消了。

如图 4 所示，所述基准信号 55 通过分压器 114 被馈给所述比例积分控制器 106。所述的分压器 114 被耦合到所述过流保护电路 110

和过热保护电路 112. 所述分压器 114 的主要作用在于响应过流和/或过热状态去减小基准信号 55（和因而减小输出晶体管 V_1 - V_4 中的电流）. 所述分压器 114 包括一个耦合到所述压控电阻（即 VCR）130 的电阻 128. 所述的 VCR 例如可以使用一个结型场效应晶体管或 JEFT 来实现. 所述 VCR 130 的控制输入端（即 JEFT 的栅极）被耦合到所述过流保护和过热保护电路 110 和 112，并对其作出响应，下面将加以描述. 在所述绝对值级 52′之后设置分压器 114 的优点在于（由于所述的输入信号 Vin 已经经过整流），所述分压器 114 就不是双端引线的. 双端引线分压器（未示出）应当用例如是跨导放大器实现并且应当置于所述绝对级 52′之前.

所述过流保护电路 110 包括一个均值网络 146 和一个峰值检测网络 148. 所述的均值和峰值检测器网络 146 和 148 从所述功率增益级 50′耦合到一个输出线 150 上. 所述的输出线 150 向过流电路 110 提供一个电流信号. 所述电流信号在所述功率增益级 50′中感测，并对应于由所述输出晶体管 V_1 - V_4 所提供的输出电流. 如图 4 所示，所述均值和峰值检测器网络 146 和 148 的输出被利用一对二极管 152 和 154 进行二极管“或”运行，并通过这一齐纳二极管 156 耦合到分压器 114.

过流电路 110 中的均值网络 146 包括一个电阻 158 和一个均值电容器 160. 在工作过程中，所述的电阻 158 和电容器 160 产生一个与所述功率增益级 50′中输出电流平均值成正比的信号. 峰值检测器网络 148 包括一个对电阻 162 和 164，它们形成了一个电阻分压器并提供一个极快的峰值检测响应. 这一点对于例如全电路短路而言的某些故障状态是极为重要的. 所述的电阻分压器确定所述输入信号的比例，从而使所述峰值和平均值对于一个正弦电流来讲是相同的. 所述的峰值和均值电流随后通过二极管 152 和 154 进行二极

管“或”运行，并耦合到齐纳二极管 156。所述齐纳二极管 156 的作用就是要提供一个过流状态的阈值电平，可以对齐纳二极管 156 的值进行选择以提供一个阈值，该阈值例如表示当加诸的功率为 200 瓦时，其电阻值为 2 欧姆。若输出电流的平均值峰值超过所述阈值时，那么，齐纳二极管 156 将导通。进而使所述压控电阻 130 成比例地减少其阻值。所述 VCR 130 中的电阻压降将衰减基准信号 55′，并借此增加所述 P_{wm} 滤波器 22′的输出以及在所述功率增益极 50′中的“净空”。净空的减少导致在不对所述输出信号 36 进行相位的情况下输出晶体管 V_1－V_4上功率的减小。

仍然参看图 4，过热保护电路 112 也被耦合到 VCR 130，并响应一个过热状态比例地减少所述电阻，以衰减基信号 55。所述过热电路 112 包括一个负系数热敏电阻 166、一个电阻 168 和另外一个齐纳二极管 170。所述齐纳二极管 170 提供一个用于过热状态的阈值电平。所述热敏电阻 166 的输入（即感测 7 端直接连接到所述功率增益级 50′中多个输出晶体管中的一个，即 V_1 上，有关该点如图 4 所示。所述热敏电阻 166 的其它输入端被连接到电阻 168 和所述齐纳二极管 170 的阴极。所述的热敏电阻 166 和电阻 168 形成了一个电阻分压器，该分压器用以产生所述齐纳二极管 170 两端的电压，该电压随输出晶体管 V_1 的温度而变化。当温度增加时，所述齐纳二极管 170 阴极处（即结点 172）的电压也增加。当结点 172 处的电压过所述齐纳电压（即过热阈值）时，所述齐纳二极管 170 将导通并且结点 172 处的电压将加到 VCR 130 上，从而引起阻值的比例减少。所述 VCR 130 阻值的减少衰减基准信号 55′并借此减少输出晶体管 V_1－V_4 中的输出电流。

如图 4 所示，所述过热保护电路 112 也可以包括一个当所述温度超过一个最大值时关闭放大器 100 的一个输出线 167。所述最大

值可以和用一个施密将触发缓冲器 169 来设定，该触发缓冲器 169 把所述输出线 167 耦合到放大器 100 的电源开/关逻辑上，如方框 171 所示。

回过头来参看图 3，在高频情况下，在所述 P_{wm} 滤波器 22′中的电容就不能跟踪所述的脉宽调制输入信号，因此，所述的 P_{wm} 滤波器 22 将产生一个平均功率信号（未示出），该信号替代跟踪所述的输入信号 Vin，来表示所述输入信号 Vin 的平均值。为了补偿这种影响，在所述经改进的放大器 100 中的控制电路 14′包括一个峰值检测器级 108。如图 3 所示，所述的峰值检测器 108 被耦合到所述经对值级 52′的输出端。所述的峰值检测器 108 被设计成具有极快的衰减速率（下面将要结合图 4 进行描述）这种极快的衰减速率将使得在低频状态下所述峰值检测器 108 的工作状态同于一个绝对值检测器。而在高频状态下，所述峰值检测器 108 用作一个峰值检测器。所述峰值检测器 108 的作用在于高频状态下，所述的基准信号 55 将跟踪所述输入信号 Vin 的峰值。这就使得所述放大器 100 回复到 AB 类工作状态，这就是本专利技术领域以内的技术人员所能理解的与 D 类放大器高频性能相关所希望的调整。

所述的峰值检测器级 108 详细地示于图 4。峰值检测器包括一个电容 174 和一个电阻 176.所述电容 174 和电阻 176 通过二极管 178 被耦合到所述绝对值级 52′的输出上。在工作过程中，所述电容 174 将被充电，使其电压相当于所述输入信号 Vin 绝对值 53′的峰值。一旦电容 174 被充电到这个峰值，二极管 178 将截止，以避免对电容 174 进一步充电。（由于二极管 178 截止，所述电容 174 由所述电容和电阻所形成的时间常数，通过电阻器 176 进行放电）。当所述的输入信号 Vin 超过了所存储的峰值时，所述二极管 178 被正向偏置，并电容器 174 被充电到一个新的峰值。可以对电阻器 176 和电容器

174 的值进行选择以提供一个 50 微秒的时间常数。与所述峰值检测器 108 相关的各种波形之间的关系示于图 5。

在图 5 中，所述 P_{wm} 滤波器 22′将产生一个输出信号 180，在没有峰值检测器 108 的情况下将表示在高频状态下所述绝对值信号 53′平均值，在具有峰值检测器 108 的情况下，对基准信号 55 进行修改，以跟随所述绝对值信号 53′的峰值，有关这点为参考号 182 所示。这就导致所述 P_{wm} 滤波器 22′产生一个补偿输出信号 184，该信号跟随所述峰值，并使得放大器 100 反过来工作于 AB 类放大器状态。应当理解，就所述放大器 100 而言，在高频状态下转换到 AB 类操作存在一种非常好的调整。

下述方面对于本专业技术领域以内的技术人员来讲是很明显的，即：本发明的其它实施例也落入由下述权利要求以限定的本发明的精神和范围之中。

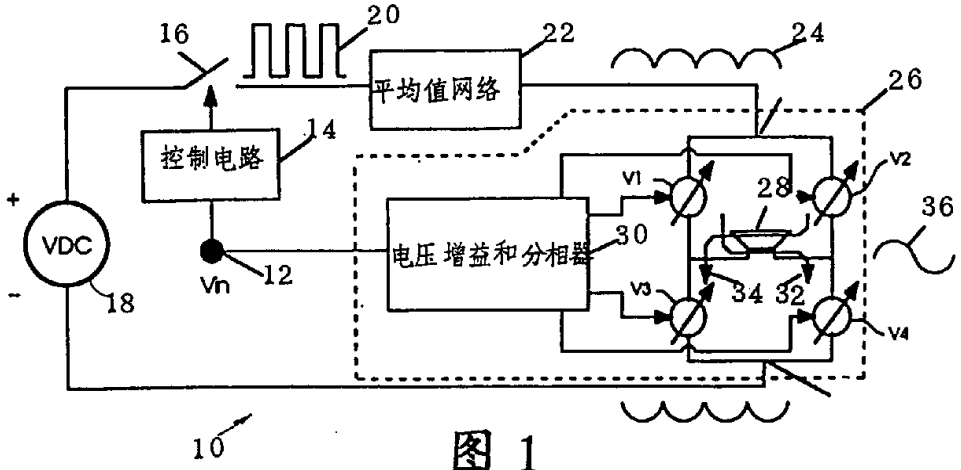

16
20
22
24
26
平均值网络
控制电路
14
V1
V2
28
36
VDC
+
-
18
Vn
12
电压增益和分相器
30
V3
34
32
V4
10

图 1
现有技术

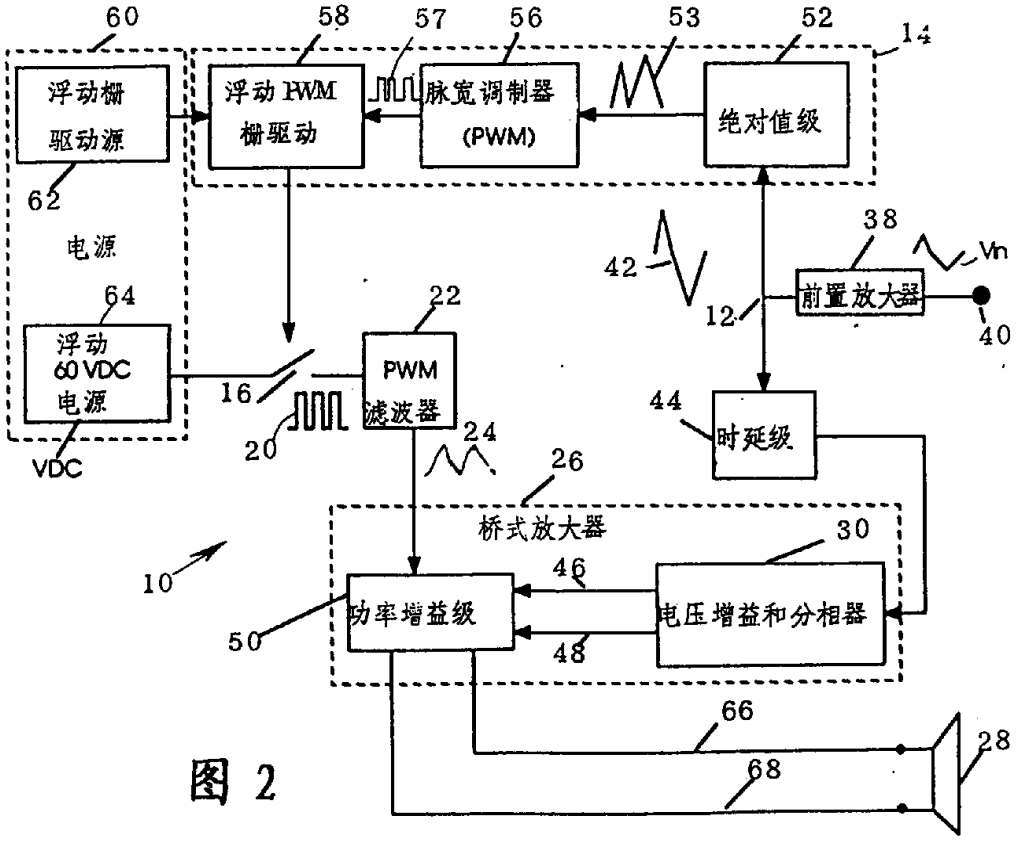

60
58
57
56
53
52
14
浮动栅
驱动源
浮动 PWM
栅驱动
脉宽调制器
(PWM)
绝对值级
62
电源
38
Vn
42
64
22
12
前置放大器
40
浮动
60 VDC
电源
PWM
滤波器
16
44
时延级
20
24
26
VDC
桥式放大器
30
10
46
功率增益级
电压增益和分相器
50
48
66
28
68

图 2

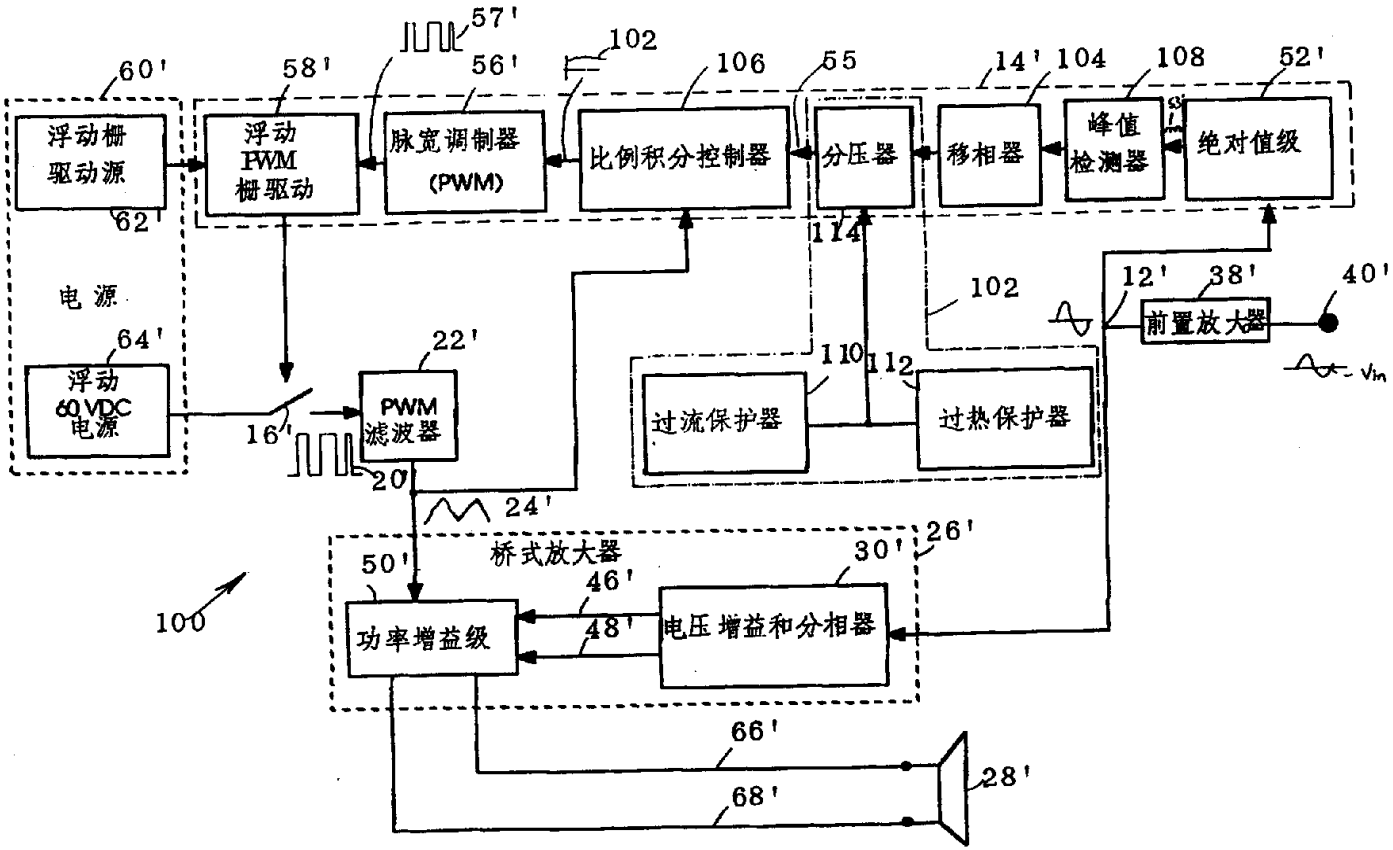
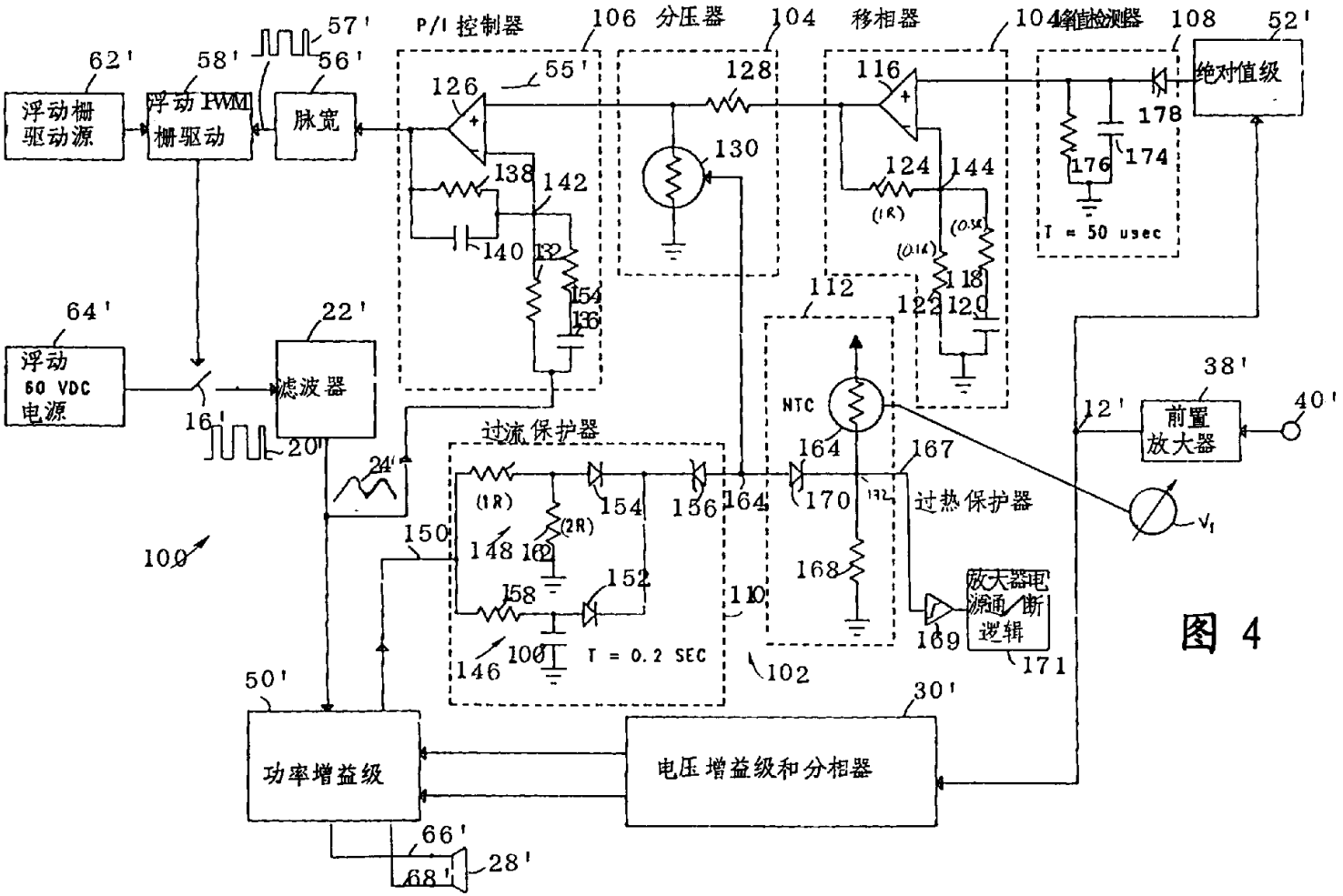
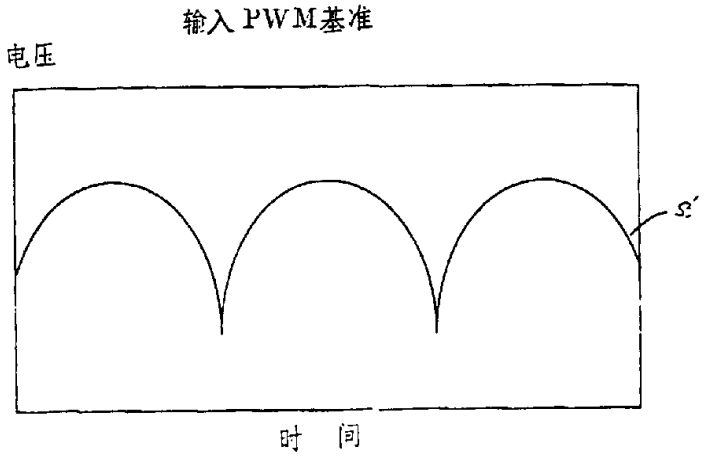

浮动栅驱动源
浮动PWM栅驱动
脉宽调制器(PWM)
比例积分控制器
分压器
移相器
峰值检测器
绝对值级
电源
浮动60 VDC电源
PWM滤波器
过流保护器
过热保护器
前置放大器
桥式放大器
功率增益级
电压增益和分相器
60'
58'
57'
56'
102
106
55
14'
104
108
52'
62'
114
12'
38'
40'
64'
22'
16'
20'
24'
110
112
26'
50'
30'
46'
48'
100
66'
68'
28'

图 3



浮动栅驱动源
浮动PWM栅驱动
脉宽
P/I 控制器
分压器
移相器
峰值检测器
绝对值级
T = 50 usec
浮动 60 VDC 电源
滤波器
过流保护器
T = 0.2 SEC
NTC
过热保护器
放大器电源通/断逻辑
前置放大器
功率增益级
电压增益级和分相器

图 4



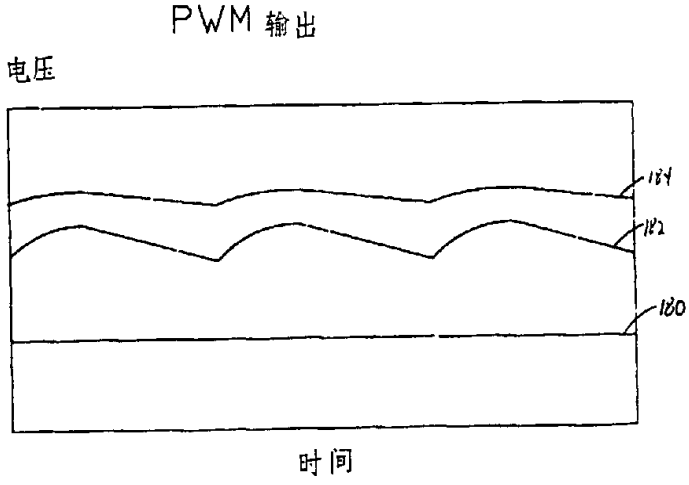


图 5