

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96122661.7

[45] 授权公告日 2001 年 10 月 31 日

[11] 授权公告号 CN 1074212C

[22] 申请日 1996. 10. 25

[21] 申请号 96122661.7

[30] 优先权

[32] 1995. 10. 27 [33] JP [31] 280153/1995

[73] 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京

[72] 发明人 武铨良治

[56] 参考文献

EP 0526423A1 1993. 2. 3 H03F3/45

US 5389892 1995. 2. 14 H03F3/45

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

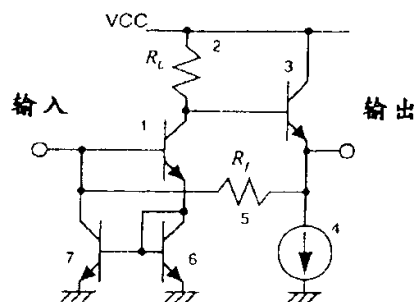
代理人 杨国旭

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图页数 6 页

[54] 发明名称 前置放大器

[57] 摘要

本发明所提出的前置放大器中,小电流输入时的低噪音和大电流输入时的线性放大可以相兼容。这样的兼容性能通过由在前置放大器的输入侧所提供的旁路晶体管所组成的、相对于跨接阻抗部分的第一级晶体管的电流的电流镜象电路来实现。在这样的配置中,通过使旁路电流与在大电流输入时的输入瞬时电流成正比,就能等效地使跨接阻抗变小,从而拓宽了动态范围。



权 利 要 求 书

1.一种前置放大器, 包括:

用于接收电流信号的输入装置;

包括至少一个晶体管、用于放大所接收的电流信号的放大装置;

连接到所述放大器装置内部的电流检测装置;

插入所述输入装置和所述前置放大器的输出部分之间的电阻元件;

连接所述输入装置的控制电流源, 该控制电流源由所述电流检测装置控制;

连接到所述控制电流源的分流电路, 所述分流电路的至少一个输出端被连接到所述前置放大器的输入端;

低通滤波器, 用于接收所述前置放大器的输出信号; 以及

积分器装置;

其中所述的低通滤波器产生所述前置放大器的多个输出信号的平均输出电势, 所述的积分器装置将检测的电势与一个参考电势比较; 以及

其中所述的分流电路由所述的前置放大器的平均输出电压控制。

2.根据权利要求 1 的前置放大器, 其中所述的电流检测装置包括与所述晶体管的发射极串联连接的二极管, 其中所述控制电流源和所述二极管组成电流镜像电路。

3.根据权利要求 1 或 2 的前置放大器, 还包括与所述电流检测装置并联连接的电流源。

4.根据权利要求 1 的前置放大器, 还包括插入在所述输入装置和电源之间并连接到所述控制电流源的电流源。

5.一种光接收机, 包括一个连接到前置放大器的控制装置, 用于对应于输入到所述前置放大器的光信号的功率控制所述前置放大器的电流分配比;

其中所述的前置放大器包括用于接收电流信号的输入装置;

包括至少一个晶体管、用于放大所接收的电流信号的放大装置；

连接到所述放大器装置内部的电流检测装置；

插入所述输入装置和所述前置放大器的输出部分之间的电阻元件；

连接所述输入装置的控制电流源，该控制电流源由所述电流检测装置控制；

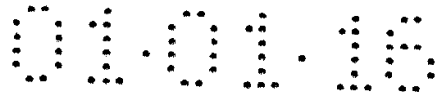
连接到所述控制电流源的分流电路，所述分流电路的至少一个输出端被连接到所述前置放大器的输入端；

低通滤波器，用于接收所述前置放大器的输出信号；以及

积分器装置；

其中所述的低通滤波器产生所述前置放大器的多个输出信号的平均输出电势，所述的积分器装置将检测的电势与一个参考电势比较；以及

其中所述的分流电路由所述的前置放大器的平均输出电压控制。



说明书

前置放大器

本发明涉及前置放大器，尤其涉及一种用于放大由光电二极管将光信号变换成的电流信号的前置放大器，并更特别地涉及被称作跨接阻抗型前置放大器的反馈型前置放大器。

在现行公共通信网络中所实施的光传输中，在接收一侧必须提供一种将微弱光信号变换成电信号的功能。为提供这样的一种功能，一般来说需要使用光电二极管和低噪音前置放大器。

一种跨接阻抗型前置放大器是如图 8 所示的这种类型的前置放大器，倒相放大器的输出通过反馈电阻 5 连接同一放大器的输入。在这类前置放大器中，因为噪音与反馈电阻 5 的阻值成反比，因此，为提高灵敏度的前置放大器的第一个目的可以通过提高反馈电阻 5 的阻值来实现。

但是，在实际的光传输系统中，仅仅是高灵敏度还不能使系统达到实用程度。由于根据各自网络的物理结构传输范围彼此各不相同，因此，网络的传输损耗不是恒定不变的。加之，存在光发射机的输出功率中的散射和构成光传输路径的光纤的损耗。因此，所接收的光的功率不总是常量，从而，要求光接收机能接收在一定范围内的光功率。接收光功率的范围越宽，也就是说，动态范围越宽，光接收机的应用范围也越宽。进而，如果动态范围宽，就能克服因老化变坏引起接收的光功率的变化。

如上所述，虽然高灵敏度能通过增大前置放大器的反馈电阻来实现，但高反馈电阻总是不能导致动态范围变宽。跨接阻抗型前置放大器的输出电压的值为输入电流值和反馈电阻的阻值的乘积。当输入的光信号变大时，通过反馈电阻的压降也相应地变大，从而使该电路饱和。通常，因为前置放大器的电路饱和幅度取决于根据该前置放大器的工作速度来确定的应用电子设备，因此，可以认为只要前置放大器的工作速度不变，则饱和幅度基本保持恒定。因此，如果通过增大反馈电阻的电阻

值来提高灵敏度，则不使电路饱和的输入幅度就要成反比例减小。因此，在使用电阻反馈的跨接阻抗型前置放大器中，实现高灵敏度和宽动态范围的兼容是困难的。

作为在跨接阻抗型前置放大器中使动态范围变宽的典型方法，有在 1992 年 IEICE 秋季会议会刊 B - 979 中所描述的适于 FET（场效应晶体管）的电路配置的建议和在 1992 年 IEICE 例会会刊 B - 1165 中所描述的适于双极型晶体管的电路配置的建议。

图 7 表示 FET（场效应晶体管）用作电子设备情况中的电路。在这种电路中，反馈电阻是由 FET18 的漏-源极电阻所组成，该反馈电阻的阻值通过控制 FET18 的栅极电位来改变。当所接收的光功率小时，高灵敏度可通过增大漏-源极电阻来实现，而当所接收的光功率大时通过降低漏-源极电阻就可以避免该电路饱和。

图 8 表示使用是电子器件主流的双极晶体管的电路。因为这种电路能使用 Si（硅）进行生产而不使用用于高速 FET 的化合物半导体，从生产和成本看来是有利的。这是一种方法，在该方法中，二极管 19 和串联的低阻值电阻 5' 与反馈电阻 5 并联连接；以便当输入变大时使反馈电阻的有效阻值变小从而避免了电路饱和。

图 9 表示图 8 中所示的电路的输入-输出特性曲线。当输入电流小时，二极管 19 不导通，使得输入电流只流过反馈电阻器 5。因此，跨接阻抗等于反馈电阻 5 的阻值。当输入电流变大时，在反馈电阻 5 两端所产生的电压超过二极管 19 的导通电压，这样，输入电流既流过反馈电阻 5 又流过与二极管 19 串联连接的反馈电阻 5'，因而跨阻等于反馈电阻 5 和反馈电阻 5' 的并联电阻值。因此，在大电流输入时可使平均跨接阻抗变小。

但是，在使用如图 8 所示的双极晶体管这样的电路中，存在着动态范围改善程度小的问题。

在图 9 中，输入电流波形用横坐标轴表示而输出电压波形用纵坐标轴表示。当输入幅度小时，就执行线性放大，输出波形电平中心与输入波形电平中心相对应，而当输入幅度变大时，传输特性曲线变成多角形折线，使输出波形电平中心与低于输入波形电平中心的位置的电平相对

应。因为通过前置放大器放大的波形具有模拟值，如有必要，在接收机中，在前置放大器以后的一级以鉴别电平执行逻辑判断。因为用于逻辑判断的阈值被设置在脉冲的中心，在图 9 的传输特性曲线状况下，由于符号间的干扰而引起的数据出错概率变大。因此，在图 8 所示的电路中，相对于符号间干扰大的输入波形，在扩大输入动态范围方面受到限制，人们认为扩大动态范围的改善程度大约为 6dB。

本发明的一个目的是提供一种灵敏度高和动态范围宽的前置放大器。

为了达到以上目的，根据本发明的前置放大器包括：一种前置放大器，包括：

用于接收电流信号的输入装置；

包括至少一个晶体管、用于放大所接收的电流信号的放大装置；

连接到所述放大器装置内部的电流检测装置；

插入所述输入装置和所述前置放大器的输出部分之间的电阻元件；

连接所述输入装置的控制电流源，该控制电流源由所述电流检测装置控制；

连接到所述控制电流源的分流电路，所述分流电路的至少一个输出端被连接到所述前置放大器的输入端；

低通滤波器，用于接收所述前置放大器的输出信号；以及

积分器装置；

其中所述的低通滤波器产生所述前置放大器的多个输出信号的平均输出电势，所述的积分器装置将检测的电势与一个参考电势比较；以及

其中所述的分流电路由所述的前置放大器的平均输出电压控制。

根据本发明的又一种状况的光接收机包括一种光接收机，包括一个连接到前置放大器的控制装置，用于对应于输入到所述前置放大器的光信号的功率控制所述前置放大器的电流分配比；

其中所述的前置放大器包括用于接收电流信号的输入装置；

包括至少一个晶体管、用于放大所接收的电流信号的放大装置；

连接到所述放大器装置内部的电流检测装置；

插入所述输入装置和所述前置放大器的输出部分之间的电阻元件；

连接所述输入装置的控制电流源，该控制电流源由所述电流检测装置控制；

连接到所述控制电流源的分流电路，所述分流电路的至少一个输出端被连接到所述前置放大器的输入端；

低通滤波器，用于接收所述前置放大器的输出信号；以及

积分器装置；

其中所述的低通滤波器产生所述前置放大器的多个输出信号的平均输出电势，所述的积分器装置将检测的电势与一个参考电势比较；以及

其中所述的分流电路由所述的前置放大器的平均输出电压控制。

在根据本发明的上述前置放大器中，控制电流源与输入端并联连接，将多余的电流旁路，而用上述控制电流源和是电流检测装置的二极管组成一个相对于流过跨阻抗部分第1级晶体管电流的电流反射镜电

路，从而能根据输入信号的电流波形改变旁路电流。此外，通过分配流过旁路晶体管的电路，就能改变旁路电流的比例，从而改变跨接阻抗。

图 1 是表示根据本发明的实施例的基本电流图；

图 2A 和 2B 是用来抵消第 1 级旁路电流的电路图；

图 3 是表示用来改变旁路电流与第一级电流的比例的电路图；

图 4A 和 4B 是表示用来改变旁路电流与输入电流的比例的电路图；

图 5 是表示用来自动地控制旁路电流与输入电流的比例的配置图；

图 6 是表示根据本发明的实施例的前置放大器的输入 - 输出特性曲线图；

图 7 是表示使用 EFT 的常规宽动态范围前置放大器图；

图 8 是表示使用双极晶体管的常规宽动态范围前置放大器图；

图 9 是表示常规双极型宽动态范围前置放大器的输入 - 输出特性曲线图。

图 1 表示根据本发明的最基本的跨接阻抗型前置放大器的电路配置。第一级放大电路是由晶体管 1 和负载电阻 2 所组成，输出通过发射极跟随器晶体管 3 和反馈电阻 5 反馈到输入端。因此，上述电路是普通的跨接阻抗型电路，而晶体管 7 是电流旁路晶体管。晶体管 7 的基极和二极管 6 连接，构成电流镜象路。二极管 6 实际上是基极和集电极连在一起的晶体管，作为电流检测装置。

当反馈电阻 5 的电流和第一级旁路电流分别用 i_f 和 $i_{by-pass}$ 表示时，则晶体管 7 的电流用下面表达式 1 来表示：

$$\frac{R_f}{R_L} i_f + i_{by-pass} \quad \dots \dots (1)$$

此处，如果输入电流用 i_{in} 表示，并且二极管 6 和旁路晶体管 7 的电流比用 K 表示，则旁路晶体管 7 所旁路的电流值由下式 2 表示：

$$k \frac{\frac{R_f}{R_L} i_{in} + i_{by-pass}}{\frac{R_f}{R_L} + 1} \quad \dots \dots (2)$$

因此，流过反馈电阻 5 的电流将取由下式 3 表示的值：

$$\frac{i_{in} - ki_{by-pass}}{k \frac{R_f}{R_L} + 1} \dots\dots(3)$$

通常，必须使旁路电流流过第一级晶体管 1。可采用如图 2A 或 2B 所示那样的电路，因为这旁路电流不一定非要是输入信号的旁路电流，图 2A 表示第一级晶体管 1 所需的旁路电流由电流源 10 供给的电路。因此，由于第 1 级晶体管 1 是通过使用电流源 10 供给旁路电流，所以输入信号的旁路电流可以被抵消，在旁路晶体管 7 中没有旁路电流流过。因此，只有与输入信号电流成正比的电流分量才能流过电流镜象二极管 6。

图 2B 表示具有一种配置的电路，在该配置中，通过输入第一级旁路电流乘以 K 的电流源 11 的装置，从旁路电流中减去输入第 1 级旁路电流。因此，只有与其中减去了输入第 1 级旁路电流 $i_{by-pass}$ 的输入电流 i_n 成正比的电流分量才流过反馈电阻器 5。

为了改变跨接阻抗，必须改变输入信号电流和旁路电流的比例。图 3 表示用以改变输入信号电流和旁路电流之间的比例的电路配置。图 3 所示的电路具有一个特点，有一个分流电路连接到旁路晶体管 7 的集电极。该分流电路路由电流分配晶体管 8 和 9 组成。电流分配晶体管 8 和 9 的发射极连接到旁路晶体管 7 的集电极。通过控制电流分配晶体管 8 和 9 的各自基极电压的相对值，就能够改变跨接阻抗。

在第一级旁路电流为零的情况下，当信号电流分配晶体管 8 和仿真电流分配晶体管 9 之间的电流分配比例用 P 表示时，则跨接阻抗值用下式 4 表示：

$$\frac{1}{pk \frac{R_f}{R_L} + 1} R_f \dots\dots(4)$$

因此，通过控制电流分配比率 P，就能改变跨接阻抗。

与图 2A 和 2B 类似，图 4A 和 4B 表示使旁路电流流过第 1 级晶体

管 1 的情况。

上面已说明，电流分配比例 P 可以通过调节电流分配晶体管 8 和 9 各自基极电压之间的基极电压差来改变。在图 4A 和 4B 的各图中，为了调节基极电位差，控制端点 CONTROL1 和 CONTROL2 分别连接到电流分配晶体管 8 和 9 的基极，并且应加在各基极的电压通过控制端点 CONTROL1 和 CONTROL2 来控制。

图 5 表示一种电路配置，在该配置中，电流分配比例在输入的幅度大时受到自动调节，从而使其输出幅度为恒定。其输出信号通过由电阻 12 和积分电容 13 所组成的低通滤波器平滑，检测出平均输出电位。所检测到的电位与参考电位 14 进行比较，这两个电位的差通过由误差放大器 15 和积分电容 16 组成的积分器进行积分。积分器的输出连接到仿真电流分配晶体管 9 的基极，来自电压源 17 的预定电位加到信号电流分配晶体管 8 的基极。通过这样连接，形成了一个反馈回路，这样就能自动确定电流分配晶体管 8 和 9 之间的分配比例 P ，使得输出平均电位成为恒定。因为传输数据的标记率 (mark rate) 在公共数据通信网或同步数字结构中为 $1/2$ ，假定标记率为 $1/2$ ，则输出幅度为第一级晶体管的基极电位和参考电位 14 之间电位差的 2 倍。因此，人们将参考电位 14 设置为比输入晶体管 1 的基极电位低所要求的输出幅度 $1/2$ 的值。当输入电流幅度小时，信号电流分配晶体管 8 关闭，使所有输入信号电流流过反馈电阻器 5，前置放大器起着高传输阻抗低噪音前置放大器的作用。

虽然图 5 是在图 3 的基础上说明的，但如果连接了相应的控制端，图 3 也可适用于图 4A 和 4B 的电路。

图 6 表示根据本发明的输入-输出特性曲线。当输入幅度小时，使用 R_f 跨阻抗实施线性放大，而当输入幅度变大时，由于输入电流被旁路从而使跨阻抗降低。与常规电路不同，输入电流的旁路与输入电流成正比，因而，输入-输出特性呈线性。因此，由于输出波形中心的电位始终与输入波形中心的电流值相对应，因而符号间干扰等影响被抑制到更小的程度。

根据本发明，因为跨接阻抗型前置放大器的输入信号电流能与其瞬时电流值成比例地被旁路，所以能够改变跨接阻抗。当输入信号电流小

时，该跨接阻抗大，因此能降低噪音；而当输入信号电流变大时，跨接阻抗变小，从而防止了前置放大器饱和。因此，增大了前置放大器的最大输入电流大，使动态范围能变宽而保持原来的高灵敏度。因此，这种前置放大器可以广泛地应用于从短距离到长距离的传输。

图 1

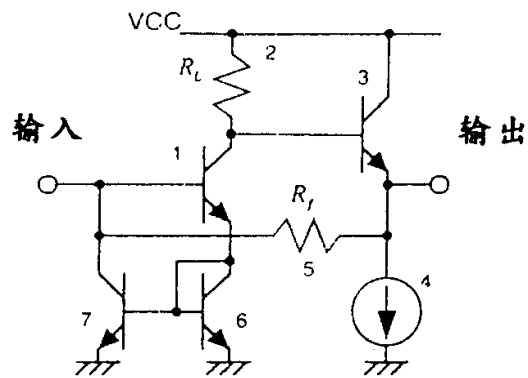


图 3

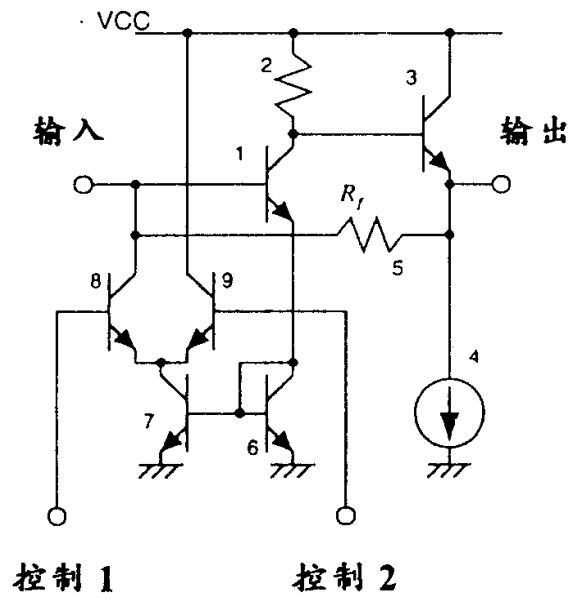


图 2A

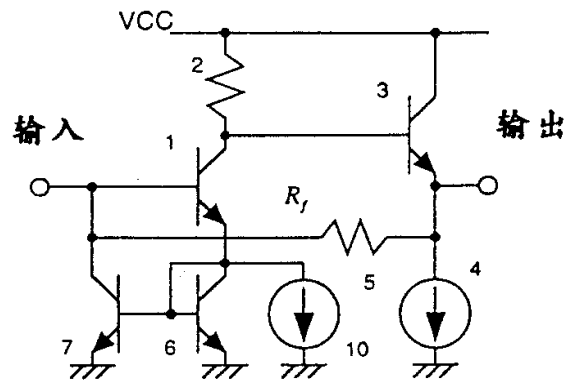


图 2B

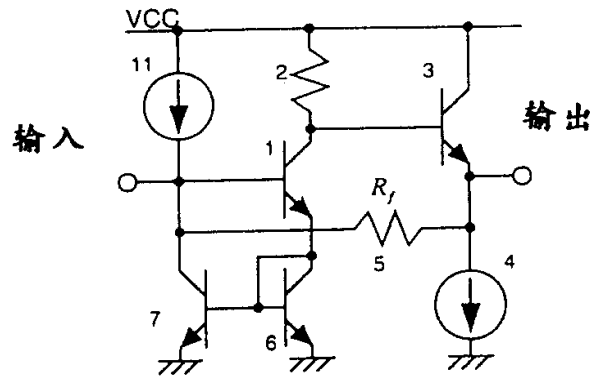


图 4A

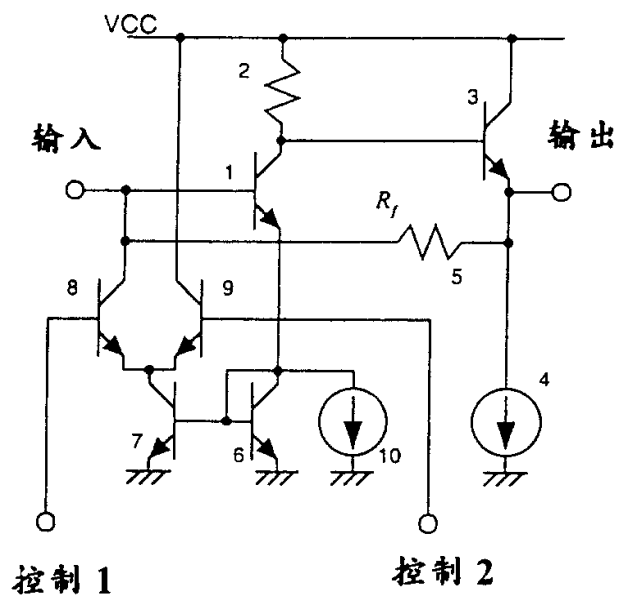


图 4B

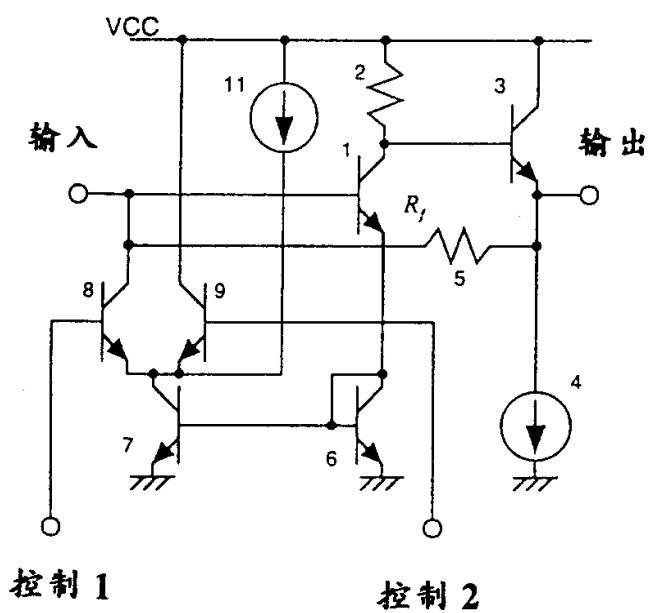
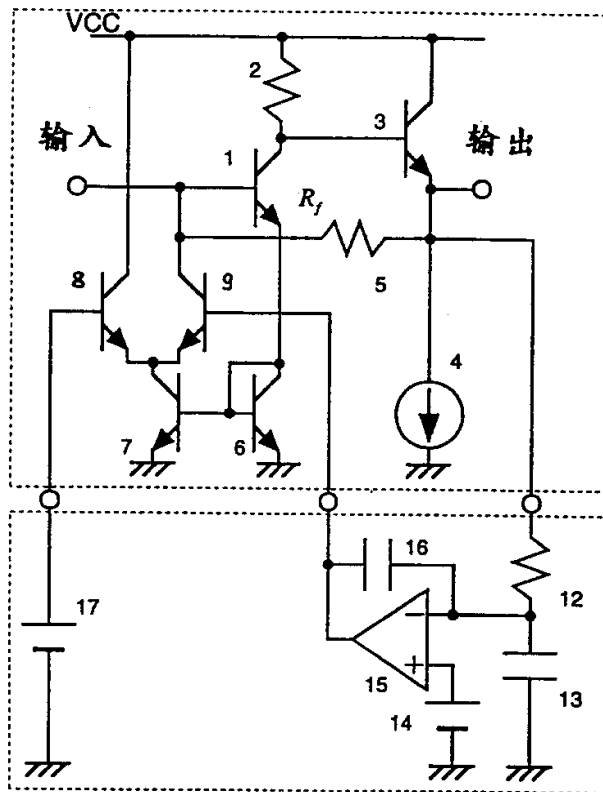


图 5

前置放大电路



控制电路

图 6

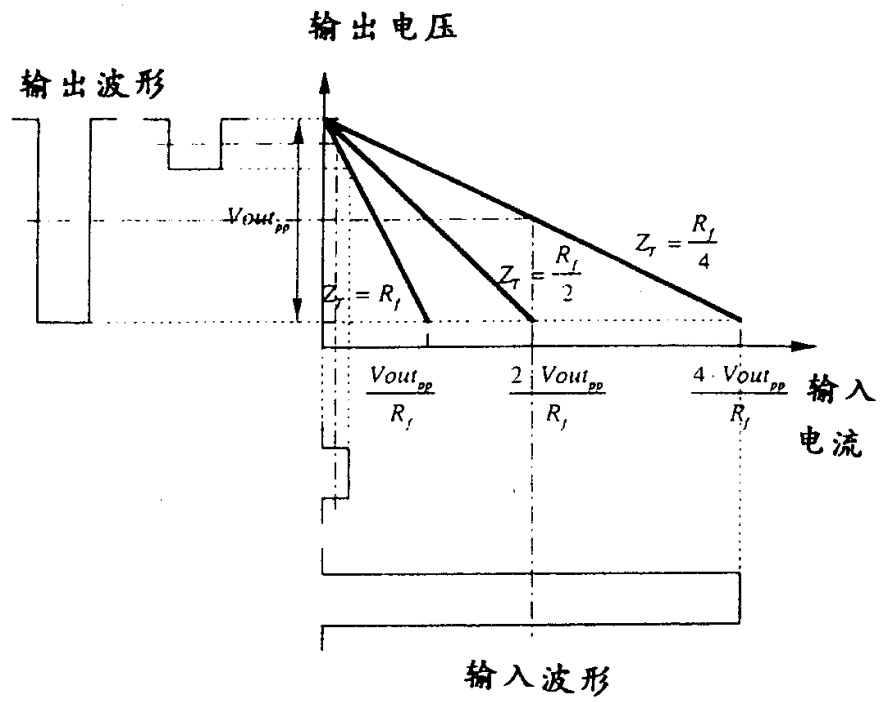


图 7

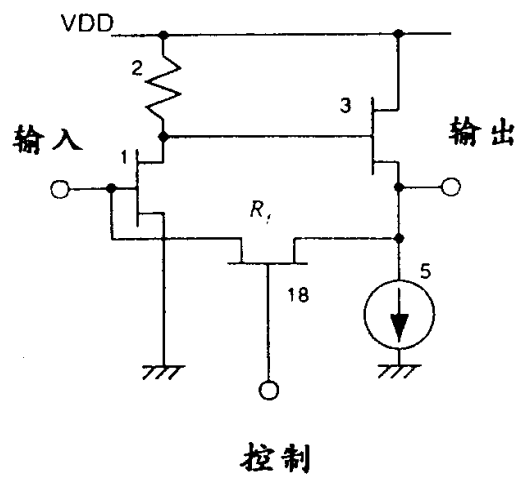


图 8

现有技术

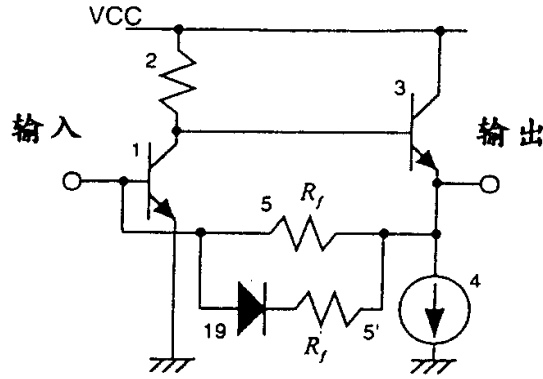


图 9

