



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 01126958.8

[43] 公开日 2003 年 4 月 9 日

[11] 公开号 CN 1409511A

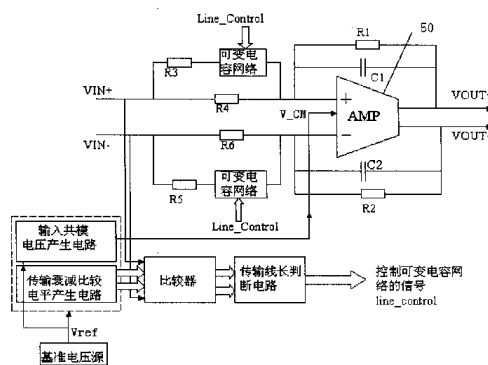
[22] 申请日 2001.9.30 [21] 申请号 01126958.8
 [71] 申请人 深圳市中兴通讯股份有限公司上海第二研究所
 地址 200233 上海市桂林路 396 号
 [72] 发明人 马 侠

权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 3 页

[54] 发明名称 自适应短线均衡器

[57] 摘要

本发明提出一种自适应短线均衡器，包括共模运算放大器：其正向输入端和正向输出端之间，并联着第一电容和第一电阻；其反向输入端和反向输出端之间，并联着第二电容和第二电阻，还包括：第一阻容网络，第二阻容网络，输入共模电压产生电路，传输衰减比较电平产生电路，基准电压源，比较器，传输线长判断电路，通过对比较器输出的结果进行判断，来得到一组控制信号，并通过该组控制信号来同时选通第一可变电容网络或第二可变电容网络中的可变电容，来达到自适应均衡的目的。本发明可以根据不同的传输线长度来自动调整均衡器的增益和频率特性，改变均衡器的零极点的位置，从而达到自动均衡经过不同长度传输线的 E1 信号的目的；本发明所述均衡器配置灵活，可满足短线(小于 1 公里)传输距离的要求。



1、一种自适应短线均衡器，包括共模运算放大器：用于提供高增益，低输出阻抗，其正向输入端和正向输出端之间，并联着第一电容和第一电阻；其反向输入端和反向输出端之间，并联着第二电容和第二电阻，其特征在于，还包括：

第一阻容网络：串接在正输入端上，包括第四电阻和第一可变电容网络串联后再与第三电阻并联；第二阻容网络：串接负输入端上，包括第六电阻和第二可变电容网络串联后再与第五电阻并联；

输入共模电压产生电路：该电路的输出给均衡器的输入提供共模电压；

传输衰减比较电平产生电路：提供输入信号经不同距离传输线后的衰减电平；

基准电压源：得到一个不受温度和电源电压波动影响的稳定的电压，提供给所述传输衰减比较电平产生电路，同时给输入共模电压产生电路提供电压；

比较器：提供输入信号与来自传输衰减比较电平产生电路的衰减电平的比较，并输入到传输线长度判断电路中进行判断；

传输线长判断电路：通过对比较器输出的结果进行判断，来得到一组控制信号，并通过该组控制信号来同时选通第一可变电容网络或第二可变电容网络中的可变电容，来达到自适应均衡的目的。

2、如权利要求1所述的自适应短线均衡器，其特征在于，所述第一阻容网络和第二阻容网络具有相同的结构。

3、如权利要求1所述的自适应短线均衡器，其特征在于，所述第一电阻与第四电阻相等，所述第二电阻与第六电阻相等。

自适应短线均衡器

技术领域

本发明涉及通信领域中的同步数字传输技术，具体地说，涉及一种应用于 SDH 系统中的 E1 线路均衡器。

背景技术

在通讯传输系统中，E1 是一种常用的数字传输标准。在通讯领域，信号失真和衰减是一个非常重要的问题，由于传输线造成信号的失真，常常需要在 E1 接口电路中使用均衡器进行信号均衡。均衡器实际是一种补偿电路，它对输入信号的频率特性和相位特性进行补偿，从而滤除由于传输线引起的信号失真，并放大减弱的信号，得到失真较小的信号。

均衡器在 SDH 系统的 E1 线路中的位置如图 1 所示。外部的信号经过传输线衰减后，首先经过均衡器均衡，得到不失真的信号，经过均衡器处理的信号经过码型判断和恢复模块将模拟信号变成数字信号，该数字信号再经过数据时钟恢复和去抖电路输入到解码电路中，该解码电路将输入的 HDB3 码或 AMI 码解码后送到 SDH 系统进行处理。由图 1 可以看出，不同的传输距离，不同衰减程度的信号进入均衡器后，如何保证信号完整不失真地输出是一个非常重要的问题，均衡器的均衡效果对系统的影响也是非常大的。具体来说，输入信号经过传输线衰减后，信号失真主要反映在以下几个方面：一是接收的信号的波形幅度变小，这是由于传输线存在衰减造成的；二是波峰延后，这是由于传输线的延时特性造成的；三是脉冲宽度大大增加，这是由于传输线的频率特性造成的。

图 2 为输入的标准方波信号经过传输线衰减后的信号波形，传输线传输距离越长，信号衰减越大，脉冲宽度越宽。而均衡器的作用就是利用波形补偿将失真的波形加以校正，经过均衡器的输入信号的波形如图 3 所示，可见均衡器能在最大程度上补偿和减小输入信号的失真。

传统均衡器是由运算放大器和固定反馈均衡网络共同组成的，由于其均衡网络是固定的，传输函数也是固定的，只能针对特定传输距离的衰减情况进行均

衡补偿，无法灵活地根据实际传输距离作出相应的调整，一旦输入信号的传输距离长于或短于该均衡器所能均衡的范围，则输入信号经该均衡器输出后就会出现欠均衡和过均衡的情况，因此无法达到理想的均衡效果。

发明内容

本发明要解决的技术问题是克服现有技术的均衡器无法灵活地根据实际传输距离作出相应的调整的缺点，提出一种能自适应进行调整的 E1 短线均衡器。

本发明的技术方案是这样的，一种自适应短线均衡器，包括共模运算放大器：用于提供高增益，低输出阻抗，其正向输入端和正向输出端之间，并联着第一电容和第一电阻；其反向输入端和反向输出端之间，并联着第二电容和第二电阻，其特征在于，还包括：

第一阻容网络：串接在正输入端上，包括第四电阻和第一可变电容网络串联后再与第三电阻并联；第二阻容网络：串接负输入端上，包括第六电阻和第二可变电容网络串联后再与第五电阻并联；

输入共模电压产生电路：该电路的输出给均衡器的输入提供共模电压；

传输衰减比较电平产生电路：提供输入信号经不同距离传输线后的衰减电平；

基准电压源：得到一个不受温度和电源电压波动影响的稳定的电压，提供给所述传输衰减比较电平产生电路，同时给输入共模电压产生电路提供电压；

比较器：提供输入信号与来自传输衰减比较电平产生电路的衰减电平的比较，并输入到传输线长度判断电路中进行判断；

传输线长判断电路：通过对比较器输出的结果进行判断，来得到一组控制信号，并通过该组控制信号来同时选通第一可变电容网络或第二可变电容网络中的可变电容，来达到自适应均衡的目的。

本发明所述的均衡器是一种线幅度均衡器，它可以根据不同的传输线长度来自动调整均衡器的增益和频率特性，改变均衡器的零极点的位置，从而达到自动均衡经过不同长度传输线的 E1 信号的目的。本发明所述均衡器配置灵活，可满足短线（小于 1 公里）传输距离的要求。

附图说明

下面结合附图进一步详细说明本发明。

图 1 是均衡器在 SDH 系统中的位置示意图。

图 2 是经过传输线衰减后的信号的波形示意图。

图 3 是经过均衡器均衡后的波形示意图。

图 4 是传输线衰减幅度、均衡器放大幅度及总衰减特性与 E1 信号频率关系曲线图。

图 5 是本发明所述短线均衡器的具体结构图。

图 6 是图 5 中的运算放大器 50 的结构示意图。

图 7 是图 5 中基准电压源的示意图。

具体实施方式

本发明所述的均衡器的设计原理是这样的，由传输线理论可知，传输线的衰减是随着信号频率和传输距离的升高而逐渐增大的，由于传输线的传输函数近似于一个非理想的低通滤波器，且具有一个单主极点。因此，本发明所述均衡器的传输函数中需要有一个主零点来消除传输线函数中主极点的影响，消除由于传输线有限带宽而引起的信号衰减，这样才能有效地补偿信道衰减，特别是高频端的衰减，从而得到比较理想的低通传输特性。当信号通过这种特性的传输网络时，信号的衰减和失真可达到最小。

图 1 至图 3 是现有技术及理论，已在前面详细叙述过，这里不再赘述。

在图 4 所示的关系曲线图中，横坐标代表 E1 信号的频率，纵坐标代表幅度，单位为 dB。传输线的衰减特性是与传输线的长度和输入信号频率相关的，E1 输入信号如果不进行任何补偿，直接由传输线输出后信号的衰减和失真是非常大的。所以必须采用均衡器来对传输线的衰减进行补偿，均衡器可对输入信号的不同衰减幅度进行最大限度的补偿，在信号衰减最大处设置一个增益的顶点，均衡器的特性曲线如曲线 3。传输线和均衡器共同作用的结果，是一个理想的低通特性曲线，如曲线 1 所示。输入信号通过这样的低通网络，信号的衰减和失真很小。

对于曲线 (2)，纵坐标代表传输线的衰减幅度，可以看出，E1 信号频率在 2.048MHz 频率时，传输线的衰减最大。

曲线(3)中，纵坐标代表均衡器的增益，对于 E1 信号来说，信号在接近 2.048MHz 时衰减最大，因此在此处需要有一个增益的提升，为防止高频段的串扰和噪声干

扰，均衡器在 E1 频率点以上的高频端的增益降低。

曲线（1）是传输信号和均衡器共同作用的曲线，是 E1 信号频率为 2.048MHz 时总衰减特性，类似于一个理想的低通滤波器。

本发明自适应均衡器的具体结构如图 5 所示，该均衡器由具有高增益宽带宽的运算放大器、输入共模电压产生电路、基准电压源、传输衰减比较电平产生电路、比较器、传输线长判断电路和电阻及可变电容网络共同组成。

本发明自适应均衡器通过电阻及可变电容网络和运算放大器组成一个闭环反馈网络来共同完成均衡功能。由输入共模电压产生电路、基准电压源、传输衰减比较电平产生电路、比较器和传输线长判断电路组成自适应调节电路部分来共同完成传输距离判断和自动调节均衡器中可变电容的功能，即可以根据不同的传输距离输出不同的控制信号给均衡器来自动调节均衡器的可变电容，从而起到自动均衡不同传输线的作用。

本发明自适应均衡器的自适应调节电路部分的工作原理为：衰减比较电平产生电路提供输入信号经不同距离传输线后的衰减电平，可以每隔 100 米设定一个比较电平；这是由于传输线每传输 100 米，幅度上衰减 2.1dB，信号传输距离越长，信号衰减越大，得到的衰减比较电平幅度越低。以输入信号经同轴线传输为例，如果该输入信号的幅度为 2.37V，通过计算可以很容易得到一组衰减比较电平。比较器的作用是将经传输线衰减后的输入信号与衰减比较电平进行比较，以得到一组比较结果送入传输线长判断电路中进行判断，该电路可以估算出信号传输的距离，并输出一组控制信号来自动选通均衡器电阻电容网络中可变电容的值，信号衰减越大，所选的该可变电容值越高。

所述共模运算放大器 50 采用全 CMOS 电路，采用二级放大来得到高的电压增益；阻容网络决定均衡器的传输特性。均衡器可分别对从传输线过来的正负 AMI 或 HDB3 编码的信号进行均衡，该信号以差分形式输入，并以差分形式输出，输入信号叠加在共模电平上输入到所述运算放大器。

均衡器的均衡特性是通过电阻电容网络和运算放大器组成的闭环网络来实现的，下面通过均衡器的传输函数分析，可以得到均衡器的均衡特性。

以正信号为例，均衡器的传输函数为（其中， C_{sel} 是可变电容的取值）：

$$\frac{V_{out+}}{V_{in+}} = \frac{SC_{sel}R_1R_4 + SC_{sel}R_3R_1}{S^2C_1C_{sel}R_1R_3R_4 + SC_1R_4R_1 + SC_{sel}R_3R_1 + R_4} \quad (1)$$

这里取 $R_1=R_4$;

$$\text{则} \frac{V_{out+}}{V_{in+}} = \frac{SC_{sel}R_4 + SC_{sel}R_3}{S^2C_1C_{sel}R_3R_4 + SC_1R_4 + SC_{sel}R_3 + 1} \quad (2)$$

从上式可看出，均衡器具有两个零点和两个极点， $Z_1=C_{sel}R_4$ ， $Z_2=C_{sel}R_3$ ，极点为 $P_1=C_1R_4$ ， $P_2=C_{sel}R_3$ 。由于 $Z_2=P_2$ 作用相互抵消，所以均衡器的频响特性取决于 P_1 和 Z_1 ， C_{sel} 应大于 C_1 才能够实现 BOOST，增加 C_{sel} 可增强均衡器的均衡效果，均衡器零极点的位置是通过自适应调节电路产生的控制信号来完成调整的，该控制信号与传输距离相关，传输距离越长，信号衰减越大，该控制信号对应的可变电容 C_{sel} 值越大。因此不同的传输衰减情况对应不同的 C_{sel} 值，从而改变均衡器零极点的位置，以达到不同的均衡效果。

这种自适应可以根据传输距离的长短灵活自动地改变均衡器的零极点的位置，实时调整均衡器的频率响应特性。当输入信号经过长距离的传输线时，使高频部分衰减很大，则均衡器在其高频部分增加增益，以补偿信号在高频的衰减；当信号经过的传输线较短时，由于高频衰减程度较低，则均衡器的高频增益也相应被调小。具体实现为：如果传输线距离较短，通过自适应电路选择小的 C_{sel} 值；如果传输线距离较长，则通过自适应电路选用较大的 C_{sel} 。

下面结合图 6 和图 7 对均衡器内部主要单元电路进行详细说明，图 6 是均衡器中共模运算放大器 50 的结构图，该共模运算放大器 50 由三级放大单元组成。跨导差分输入级具有高的输入阻抗，低的直流失调电压和噪声，其作用是将输入的信号放大。放大后的信号再经过由高增益放大级组成的第二级将输入信号进一步放大，这里采用了共源共漏结构组成的增益放大级来实现高增益放大，共源共漏结构又叫 CASCODE 结构，采用这种结构电路的好处是其输出阻抗高，增益大。由于减轻了 Miller 效应的影响，-3DB 带宽变宽，同时使整个电路的电压抑制比较好。输出级的作用是提供比较低的输出阻抗，并将信号差分输出。偏置电路给放大器各级提供一个稳定和适当的工作点，该工作点保证了运算放大器中各晶体管在静态和规定的动态条件下处于饱和区。偏置电路提供的工作电流由运算放大器

增益、输出动态幅度等决定。

由于带差分输出的运算放大器其共模输出信号可能是不确定的，这样会使运算放大器偏离高增益区，为防止这种现象发生，同时使共模输出信号稳定，运算放大器中加入共模反馈检测电路。该电路对共模输出信号进行采样，并与输入信号的共模电压进行比较，并将比较结果反馈到共源共栅电路的电流源负载中调节，从而使输出的共模电压稳定。

基准电压源的产生，如图 7 所示，该基准电压值是由二极管产生一个 V_{BE} 的压降与通过电阻 R3 的电压相加得到的，运算放大器在这里的作用是提供放大，负反馈电路保证输出到运算放大器两输入端 A5、A2 的电压相等，从而稳定共模电压输出，该电路电源灵敏度和温度系数非常小并且噪声很低，长期稳定度较高。对该电路的分析如下，

当图 7 所示电路建立平衡时， $V_{A2}=V_{A5}$ ，而运算放大器 AMP1 输出端通过比较 A2 与 A5 的电平来起到负反馈的作用，使 V_{ref} 的输出更加稳定。

$$V_{BE1} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{c1}}{I_{s01}}\right)$$

$$V_{BE2} = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{c2}}{I_{s02}}\right)$$

$$R4I4 = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{I_{c1} \times I_{s02}}{I_{c2} \times I_{s01}}\right)$$

$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = 6, \frac{I_{s02}}{I_{s01}} = 8$; 根据管子的宽长比和二极管的面积大小确定

$$R4I4 = \frac{KT}{q} \ln 48$$

$$V_{ref} = V_{BE1} + R1 * 5 * \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{48}{R4}\right)$$

通过对 V_{ref} 电路的仿真，基准电压源对电源电压和温度变化都不敏感，在 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ 温度变化范围内， V_{ref} 变化不超过 3mV。

综上所述，采用本发明所述均衡器，通过自适应调节对传输不同距离的 E1 信号都能实现比较好的均衡效果，通过改变均衡器传输特性，类似的原理可应用于有多种速率的线路均衡。

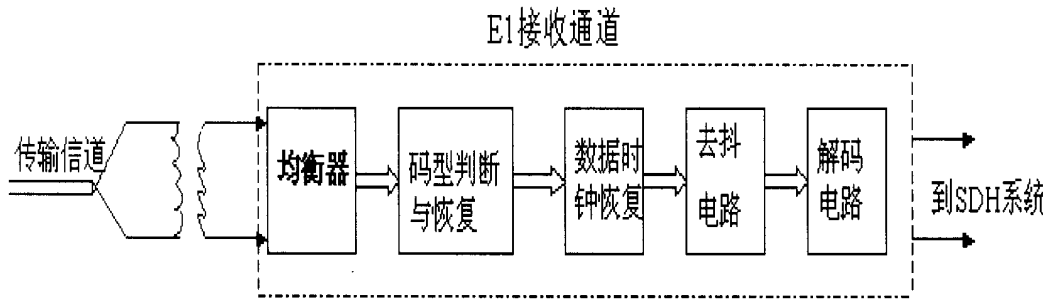


图 1

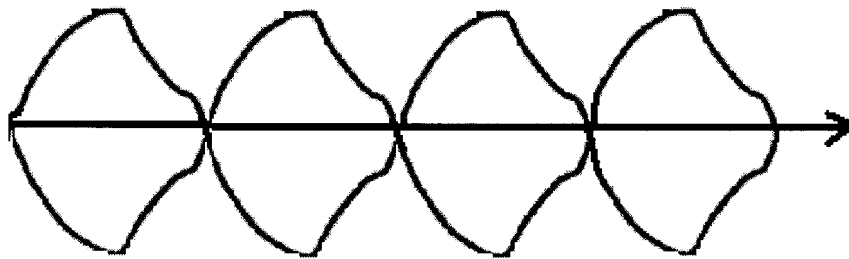


图 2

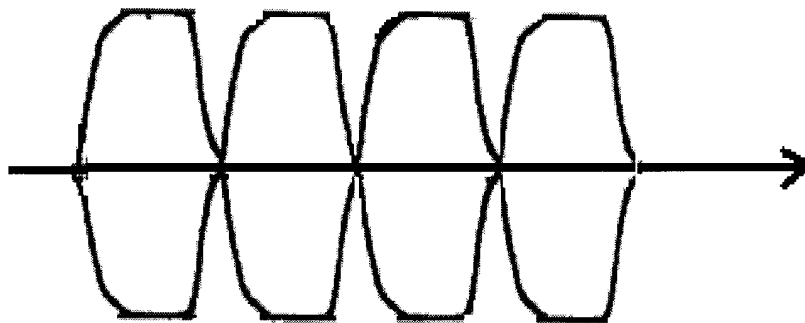


图 3

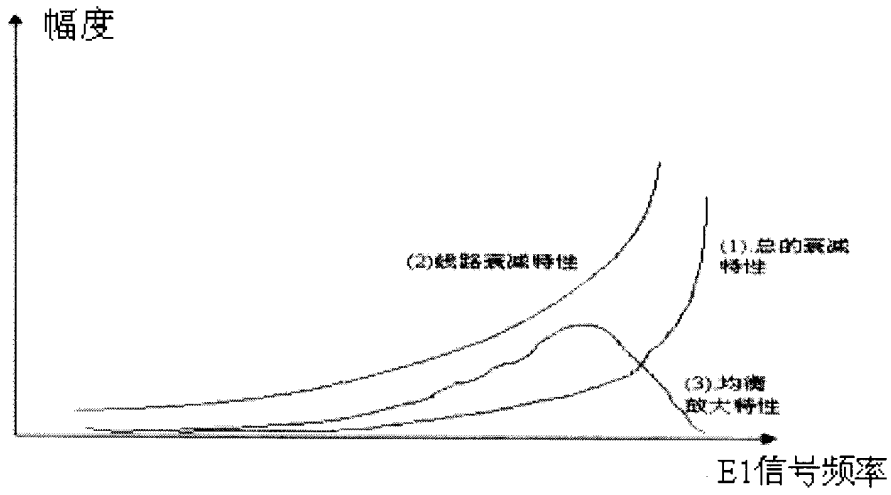


图 4

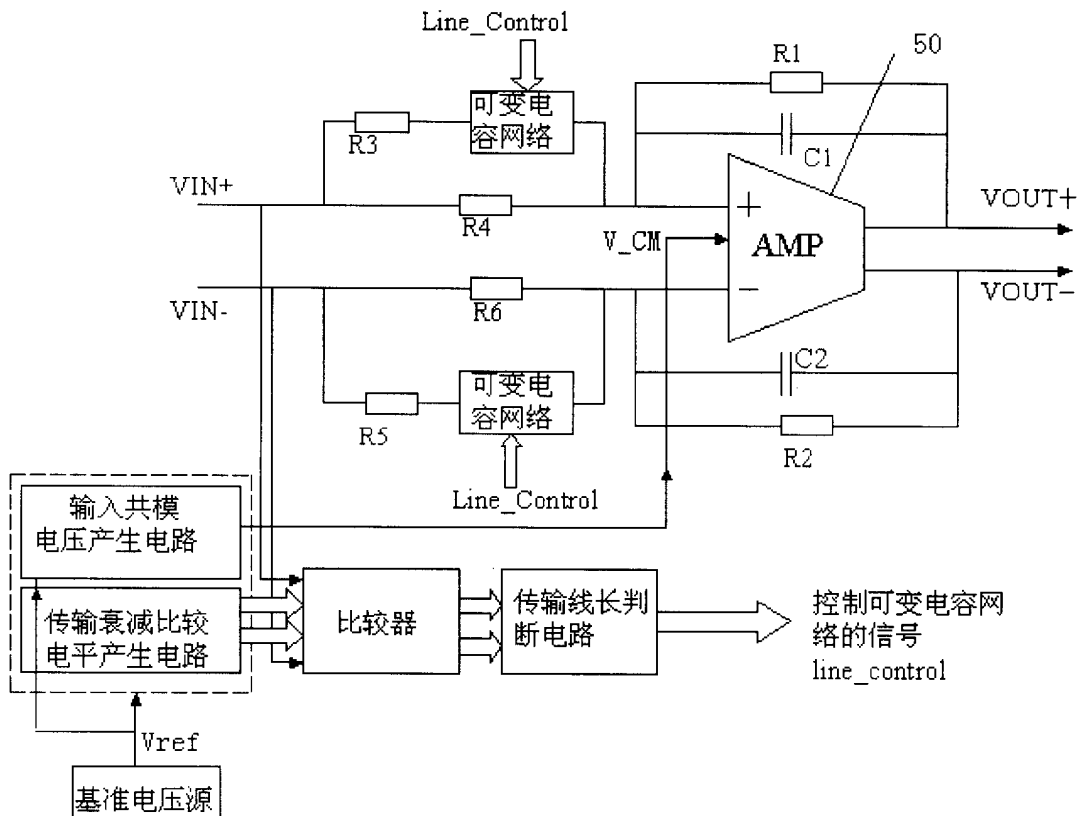


图 5

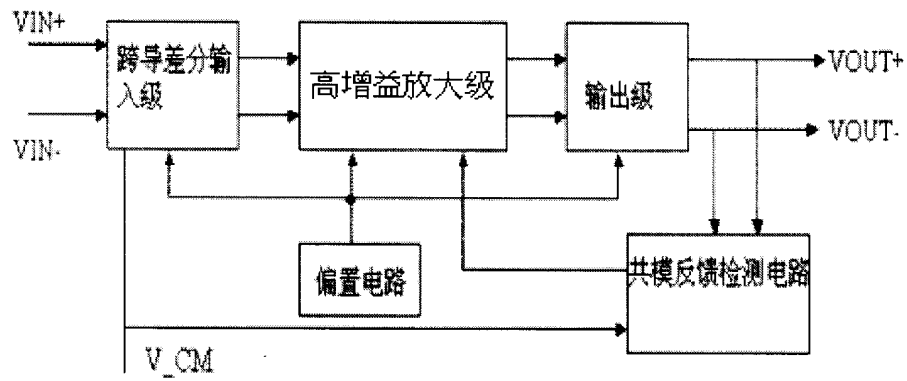


图 6

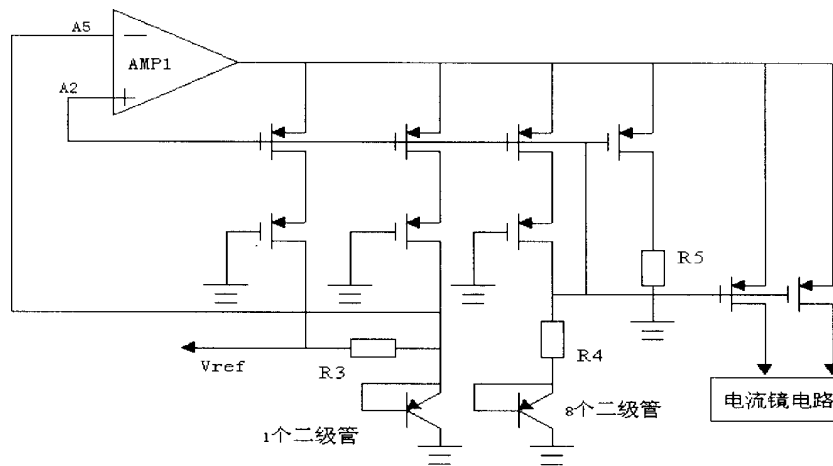


图 7