



(12) 发明专利申请审定说明书

(21) 申请号 86105137

[51] Int.Cl⁴

H04M 19/00

(44) 审定公告日 1989年1月4日

(22) 申请日 86.8.20

(30) 优先权

[32]85.8.20 [33]JP [31]180960/85

[32]85.8.20 [33]JP [31]180956/85

[32]85.8.20 [33]JP [31]180957/85

[32]85.8.20 [33]JP [31]18095/85

[32]85.8.20 [33]JP [31]18095/85

(71) 申请人 富士通株式会社

地 址 日本神奈川

(72) 发明人 高远健司 东僚敏郎 池谷阳三

绫野光俊 涉谷清

(74) 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利

代理部

代理人 张卫民

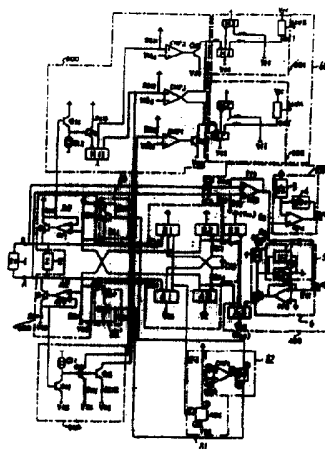
说明书页数: 29

附图页数: 17

[54] 发明名称 用户线接口电路

[57] 摘要

可在单片 I C 上制造的平衡型用户线接口电路, 其电路馈电电路包括三对相互连接以消除纵向和电源噪声的镜像电路。用户线电流超过阈值时用改变镜像比实现过流保护。用 N 倍于负载阻抗和端阻抗的两个元件构成电阻网络实现二至四线转换器频率补偿。四线系统输出中转向信号由与输入反相的信号抵消。监测电路提供校验信号来检测用户线电流并识别其状态, 还配有不同电压源的接地分离电路。通过发送与两系统间信号电流两幅反向的电流实现接地分离。



<45>

1. 一种用户线接口电路, 包括:

一个电池馈电电路 (300), 用于为分别连接到端点 A 和 B 上的由线 A 和线 B 组成的二线用户线提供直流电流;

一个二至四线转换器 (400);

一个监测电路 (500);

其特征在于:

上述二至四线转换器 (400) 具有两条端线分别连接到上述端点 A 和 B 上, 另外两条端线与四线输入端 (4WS, 4WR) 相连, 还有两条端线与上述电池馈电电路 (300) 相连, 以此将二线信号转换为四线信号或作相反的转变;

上述监测电路 (500) 具有两条端线与上述电池馈电电路 (300) 相连, 用于产生与用户线的挂机、摘机、与地或电压源短路各状态相对应的信号;

上述电池馈电电路 (300) 包括:

一对电流馈送镜象电路 (A_0 , B_0), 其输出端分别连接到上述端点 A 和 B 上, 以提供上述直流电流;

一对第一电压—电流转换装置 (Rb_0 , Rb_1) 分别连接到上述端点 A 和 B 上;

一对第一镜象电路 (A_1 , B_1), 其输入端分别连接到上述电压—电流转换装置 (Rb_0 , Rb_1) 的输出端;

一个电容器 (C_{AB}) 连接在上述第一镜象电路对 (A_1 , B_1) 的输入端之间;

一对电阻器 (R_{C_0} , R_{C_1}), 它们分别有一端连接到上述电容器 (C_{AB}) 上; 和

一对第二镜象电路 (A_2 , B_2), 其输入端经上述电阻器 (R_{C_0} , R_{C_1}) 分别连接到上述第一镜象电路 (B_1 , A_1) 相反侧的镜象电路输出端上, 而上述第二镜象电路 (A_2 , B_2) 的输出端分别连接到上述电流馈送镜象电路 (A_0 , B_0) 相反侧的镜象电路输入端, 并连接到上述二至四线转换器 (400)。

2. 一种根据权利要求 1 的用户线接口电路, 其特征在于所述电流馈送镜象电路 (A_0 , B_0) 分别包括:

一个电压跟随型第一运算放大器 (OP_0 , 或 OP_1), 其同相输入端 (+) 成为上述电流馈送镜象电路的输入端, 并连接到上述第二镜象电路 (A_2 或 B_2) 的输出端;

一个三极管 (Q_0 或 Q_1), 其集电极连接到上述端点 A 或 B 之一上, 基极连接到上述第一运算放大器 (OP_0 , 或 OP_1) 的输出端, 发射极连接到上述第一运算放大器 (OP_0 或 OP_1) 的反相输入端 (-); 和

一个输入电阻 (R_{a_0} 或 R_{a_1}) 连接在上述第一运算放大器 (OP_0 或 OP_1) 的上述同相端 (+) 和电压源 (V_{BB} 或地) 之间。

3. 一种根据权利要求 1 的用户线接口电路, 其特征在于所述一对第一电压-电流转换装置分别是电阻器 (R_{b_0} , R_{b_1})。

4. 一种根据权利要求 1 的用户线接口电路, 其特征在于所述第一电压-电流转换装置具有限制流过其中的电流的功能, 由电阻器 (r_c 和 r_e) 以及三极管 (Q_5 和 Q_6) 构成。

5. 一种根据权利要求1的用户线接口电路, 其特征在于所述第二镜像电路(A_2)的电池侧公共端连接到一个稳压电源(V_z)上。

6. 一种根据权利要求1的用户线接口电路, 其进一步的特征为包括一个过流保护电路, 其组成为:

多个电阻性装置($83, 83'$), 该装置可分别进行切换以便以并联方式连接到上述输入电阻器(R_{a0}, R_{a1})上或与之断开;

一个检测装置(81), 用于检测流过上述输入电阻器(R_{a0}, R_{a1})的电流之间的差值;

一个比较装置(CMF), 用于将上述电流的差值与一个预定的阈值(V_{th})相比较; 和

一个驱动装置(DV), 用于控制上述电阻性装置的切换。

7. 一种根据权利要求6的用户线接口电路, 其特征在于所述电阻性装置($83, 83'$)分别包括:

一个开关三极管(Q_{r0} 或 Q_{r1}), 其发射极连接到一个电压源上, 基极连接到上述驱动装置上, 集电极通过一个第二输入电阻器(R_{f0} 或 R_{f1})连接到上述第一运算放大器(OP_0 或 OP_1)的上述同相输入端上; 和

一个电阻器(R_{g0} 或 R_{g1}), 连接在上述开关三极管的基极和电压源(V_{BB} 或地)之间。

8. 一种根据权利要求6的用户线接口电路, 其特征在于所述检测装置(81)包括一个电阻器(R_d)和一个绝对值检测器(ABS), 上述绝对值检测器包括:

一对 $pnp(Qg)$ 和 $npn(Qf)$ 三极管，它们的发射极相互连接以接收输入信号，上述 $npn(Qf)$ 的集电极成为绝对值的输出端；和

一个镜象电路 (CM_1)，其输入端连接到上述 $pnp(Qg)$ 的集电极上，输出端连接到上述 $npn(Qf)$ 的集电极上。

9. 一种根据权利要求1的用户接口电路，其特征在于二至四线转换器包括：

一个第二电压—电流转换装置 (6)，用于将四线输入信号

(4WR) 电压转换为电流；

一对第三镜象电路 (A_s, B_s)，用于将上述四线输入信号的电流转换成一对相位彼此相反的电流，并分别将它们送到上述电流馈送镜象电路 (A_o, B_o) 的输入端；

一个电压检测装置 (151)，用于检测在上述端点A和B之间出现的二线信号的电压；和

一个消除装置 (152)，用于通过为上述电压检测装置的输出信号加上一个反相位的四线输入信号消除上述电压检测装置 (151) 的输出中的转向四线输入信号，并提供与二线输入信号对应的一个输出信号。

10. 一种根据权利要求9的用户线接口电路，其特征在于所述第二电压—电流转换装置 (6) 包括：

一个第二运算放大器 (OP_2)，其反相输入端通过一串连电阻 (RS_1) 加上四线信号 (4WR)，同相输入端接地，输出端经一反馈电阻器 (Rf_s) 连接到反相端；

一个三极管 (Q_p), 用于将上述第二运算放大器的输出转换为电流, 并把它送到上述第三镜像电路之一 (A₃); 和

一个恒流源 (9), 向上述三极管 (Q_p) 馈送电流。

1 1. 一种根据权利要求 9 的用户线接口电路, 其特征在于所述电压检测装置 (1 5 1) 包括:

一个第三运算放大器 (O P₃), 其同相与反相输入端经上述第二或第三串联电阻 (R S₂ , R S₃) 和电容器 (C_A , C_B) 分别连接到上述端点 A 和 B 上, 在同相输入端与地之间连接一个第二反馈电阻器 (R f₂), 在输出端和反相输入端之间连接了一个第三反馈电阻器 (R f₃) 。

1 2. 一种根据权利要求 9 的用户线接口电路, 其特征在于所述消除装置 (1 5 2) 由一个发送电阻器 (R S) 和一个接收电阻器 (R_R) 相互串联而组成, 上述发送电阻器 (R S) 的另一端连接到上述第三运算放大器 (O P₃) 的输出端, 上述接收电阻器 (R_R) 的另一端连接到四线信号 (4·W R) 的输入端, 这两个电阻器 (R S 和 R_R) 的连接点提供了与二线输入信号相对应的输出电压;

另外, 这两个电阻器的阻值决定于

$$|V_{P_3}| / R_S = |V_{4_R}| / R_R$$

其中 $|V_{P_3}|$ 和 $|V_{4_R}|$ 分别为上述电压检测装置 (1 5 1) 的输出电压以及四线信号的输入电压。

1 3. 一种根据权利要求 9 的用户线接口电路, 其进一步的特征在于包括一个第一补偿网络 (5), 用于补偿四线输入 (4 W R_e) 向二线输出传送的信号频率特性, 上述第一补偿网络分别由与端点 A 和 B 处的二线用户线负载阻抗 (Z₀) 以及电池馈电电路的端阻抗 (Z)

成 N 倍的并联阻抗元件构成，其中 N 是常数。

14。一种根据权利要求13的用户线接口电路，其特征在于所述第一补偿网络(5)装配在上述恒流源(9)和地之间。

15。一种根据权利要求9的用户线接口电路，其进一步的特征在于包括一个第二补偿网络(150)，该网络用于补偿从二线输入端向四线输出端(4WS)传送的信号频率特性，上述第二补偿网络(150)包括：

一个第四运算放大器(OP₄)，上述消除装置(152)的输出信号被送入其同相输入端上；

一个第一阻抗元件(3)，它所具有的阻抗是上述端阻抗(Z)的 N' 倍，上述第一阻抗元件连接在上述第四运算放大器(OP₄)的反相输入端和地之间；和

一个第二阻抗元件(4)，它所具有的阻抗是上述负载阻抗(Z_0)的 N' 倍，上述第二阻抗元件连接在上述第四运算放大器(OP₄)的输出端与反相输入端之间，其中 N' 是一个常数。

16。一种根据权利要求15的用户线接口电路，其特征在于所述第二补偿网络进一步包括：

一个第四反馈电阻(Rf₄)连接在第四运算放大器(OP₄)的输出端和上述第二阻抗元件(4)之间；和

一个第四串连电阻(Rs₄)连接在地和第四反馈电阻(Rf₄)与第二阻抗元件(4)的连接点之间。

17。一种根据权利要求1的用户线接口电路，其特征在于上述监测电路包括：

第一和第二电流检测装置，用于分别检测上述二线中各线流过的

电流 (I_A , I_B);

第一和第二比较电路 (CMP_1 , CMP_2), 用于将由上述第一和第二电流检测装置检测到的值分别与第一和第二阈值电压 (V_{th_1} , V_{th_2}) 相比较;

一个第三比较电路 (CMP_3), 用于将由上述第一和第二电流检测装置检测到的值的和与第三阈值 (V_{th_3}) 相比较; 和

第一和第二与门 (G_1 , G_2), 用于根据各自的信号分别提供 $SCNA$ 和 $SCNB$ 信号, 第一门 (G_1) 上的输入是第一和第三比较电路的输出, 第二门 (G_2) 上的输入是第二和第三比较电路的输出。

18. 一种根据权利要求17的用户线接口电路, 其特征在于所述第一和第二电流检测装置分别是插入电流馈送镜象电路 (A_0 或 B_0) 的电流通道中的一个电阻器 (R_{e_0} 或 R_{e_1})。

19. 一种根据权利要求17的用户线接口电路, 其特征在于所述第三比较电路 (CMP_3) 的输入电路包括一个连线的或路。

用户线接口电路

本发明涉及一种用于具有数字开关系统的电话终端站的用户线接口电路。它特别涉及在单片 IC (集成电路) 上制造一个电池馈电电路, 一个混合电路和一个监测电路, 以缩小这些电路的尺寸并减少它们的生产成本。

如图 1 所示, 用于电话站的用户线接口电路一般由七个基本电路组成。即, 一个用于为用户线提供直流电源的电池馈电电路, 一个用于将电话信号由二线信号转换为四线信号或由四线信号转换为二线信号的混合电路, 过压保护电路, 用于处理振铃信号的振铃开关电路, 用于电话代码的 CODEC (编码与译码电路), 用于监测电路运行的监测电路, 以及测试通道继电器电路。因此, 减小它们的尺寸, 功率消耗和价格是非常重要的。

首先, CODEC 已经能在单片 IC 上制造, 并且现在已被广泛使用,

因为向它施加的电压较低 (5V 左右), 它容易在 IC 上实现。把其它电路制作在一片 IC 上的尝试正在付诸实践。这些努力在于设计出用于电池馈电电路, 二至四线转换器和监测电路的 IC。其原因是这些电路涉及的是 40—60V 的中等电压, 而剩下的电路涉及由继电器处理的几百伏电压或高电流。

用户线接口电路可以被认为等效于如图 2 (a) 所示的电路。一个具有阻抗 Z_0 的用户设备与端线 A 和 B 相连, 该阻抗 Z_0 包括 (例如) 用户线的阻抗和电话设备的阻抗。用户线接口电路 (在此以后简称为 SLIC) 提供的是交流端阻抗 Z , 该阻抗连在用户线的末端上, 电池

馈电电路将一个直流电压加到某一根用户线上，例如 A 上，而另一用户线 B 通过一馈送电阻接地。来自用户的电话信号经过一个将二线信号转换为四线信号的混合电路从 A 端和 B 端取出。因此，电池馈电电路的内阻抗对于在 A 线与 B 线之间以有相位差的差模形式出现的电话信号必须尽可能高。但是为了防止在用户线上产生的噪声，对于噪声的内阻抗应该尽量小。噪声一般以在 A 线和 B 线上具有相同相位的共模形式在用户线上产生。所以，电池馈电电路的内阻抗对于共模信号最好是尽可能低，但对差模信号应尽可能高。

为了实现这样的内阻抗，曾提出过各种电路。但是它们对于纵向噪声电压可以化简为如图 2 (b) 所示的等效电路。该等效电路是一个桥式电路具有分别对应于 A 线与 B 线的两个电阻 R ，和分别对应于 A 线与 B 线的电池电源内阻抗 R_A 和 R_B 。噪声电压 V_n 对两条线以相同的相位加到两个电阻 R 的连接点上。因此，在消除 A 线与 B 线之间的噪声电压的 SLIC 的设计中出现了两个主要趋势。其中之一是使桥式电路平衡，即，使 $R_A/R = R_B/R$ 。另一个是使 R_A 和 R_B 与 R 相比尽可能小。前者称为平衡型 SLIC，而后者称为非平衡型 SLIC。

1981 年 8 月的 IEEE 杂志固态电路部分中，W. David Pace 的“单片电话用户环路接口电路”一文中公开了用于非平衡型 SLIC 的单片 IC 的原理。

下面的日本公开专利：Tokkai 55-150658；56-141655；57-25766；57-38053；58-104559 公开了平衡型电池馈电电路，Tokkai 58-210775；59-161172 公开了非平衡型电池馈电电路，以及 Tokkai 57-42263 公开了用于二至四线转换器的一个 IC 电路。

在单片 IC 上实现非平衡型电池馈电电路有非常大的进展。重要

的是使电阻 R_A 和 R_B 的等效值尽可能地小。使用镜象电路和反馈电路，使 R_A 与 R_B 的等效值已经减到小于 $1\ \Omega$ ，并且当该电路调整后，获得了 $45\ \text{dB}$ 的纵向平衡。但是纵向平衡的值是越大越好。

为了获得更大的纵向平衡，必须使图 2 (b) 中等效电路的桥式电路平衡。这是平衡型的电路。但在先有技术的电路中，必须使用象电容器、功率管等分立原件，这类元件难于在单片 IC 上制造。另外，平衡容易受用户线阻抗、电源电压、信号电平等变化的干扰，并且当平衡受到干扰时，电路将受到噪声的影响，所以必须对平衡进行精密调整。

本发明的总的目的是用单片 IC 制造 SLIC 的主要部分以减小其尺寸，功耗和价格。

本发明的另一个目的是提供电池馈电电路，二至四线转换混合电路和监测电路相结合的一个电路，该电路的绝大部分可以制造在一个单片 IC 上。

本发明进一步的目的是提供一种易于调整并且其绝大部分可以在一个单片 IC 上实现的平衡型 SLIC。

本发明包括了一个电池馈电电路，一个过流限制电路，一个用于将二线转换到四线或相反转换的混合电路，和一个监测电路。它们的绝大部分都可以制作在单片 IC 上。

本发明的电池馈电电路将参考图 3 的框图描述。它采用了三对镜象电路 AO、BO、AI、BI、A2 和 B2。它们以级联方式连接到用户线上（线 A 和 B），并且对 A 线和 B 线是对称安排的。电流馈送镜象电路对 AO 和 BO 的输出端分别连接到线 A 和线 B，把它们的输出电流作为直流供电馈送到每一条线上。电流馈送镜象电路对 AO、BO 的输入端（镜象电路的输入端由一个小圆圈判别）以串联方式分别连接

到第二镜象电路对 B2 和 A2 的输出端。第一镜象电路对 A1 和 B1 的输入端分别通过电阻 R_{b0} 和 R_{b1} 连接到 B 线和 A 线，它们的输出端以串联方式分别通过电阻 R_{c1} 和 R_{c0} 连接到第二镜象电路 B2 和 A2 的输入端。在电阻 R_{c0} 和 R_{c1} 之间接有一个电容器 C_{AB} 。

当一个电压出现在端线 A 和 B 上时，与相应的端电压 V_A 和 V_B 对应的电流流入第一镜象电路 A1 与 B1 的输入端，根据镜象电路的基本特性，具有相同方向、同样大小的电流流过第一镜象电路 A1、B1 的输出端。

如果一个具有相同相位的电压加到端线 A 和 B 上，第一镜象电路 (A1、B1) 的输出电流将彼此相等。因此，电容 C_{AB} 的两边都充起同样的电压，这将等效于没有电容。所以相同的电流流过第二镜象电路 (A2、B2)，但这些电流的方向与第一镜象电路 (A1、B1) 的电流相反，因为它们的输入端以串联方式连接到第一镜象电路上。即，如果电流流入 B1，则相同的电流流出 A2，反之也是一样。这些电流分别送到电流馈送镜象电路 A0 和 B0 的输入端。由于电流馈送镜象电路的输入端以串联方式连接到第二镜象电路上，则电流馈送镜象电路的输出电流相同，但是方向与第二镜象电路的电流相反。因此，电流馈送镜象电路的输出电流与流入端线 A 和 B 的输入电流具有相同的幅值和相同的方向。这意味着该电路纵向输入阻抗变成为与馈送阻抗相等的低值。馈送阻抗由 R_{b0} 、 R_{b1} 和镜象比所决定，镜象比是镜象电路输入和输出电流之比。

如果在端线 A 和 B 之间有一个电压差，即具有差模的输入信号，则在第一镜象电路 A1 和 B1 的输出端之间出现电流差。但是这一差模分量被电容 C_{AB} 分流，此外，电容 C_{AB} 与电阻 R_{c0} 和 R_{c1} 一起构成一个对差模信号的滤波电路。所以，差模分量不会输入到第二个镜象

电路 A2 和 B2。因此，不出现对应于差模输入电压的电流。这意味着电路对差模输入信号提供了一个非常高的阻抗。所以，输入的差模电话信号无损耗地送到二至四线转换器。但是对于共模噪声信号，电路变为低阻抗，而且电路对于线 A 和 B 是平衡的，所以噪声的输出电压相互抵消，因而在二至四线转换混合电路处没有噪声信号出现。

在第二镜象电路 A2 的一个公共端上加上来自一个稳压源 V_Z 的恒定电压。这使电路避免了由电池电源 V_{BB} 引入的噪声。

根据本发明的电池馈电电路中还提供了一个防止由于错误接地或与用户线的 V_{BB} 故障接触等引起电池馈电电路过流的限流电路。限流的原理按以下方式实现：如果检测到过流，电流馈送镜象电路 AO 或 BO 的输入电阻的阻值就切换到一较低阻值，镜象电路的镜象比减少，从而限制了由电流馈送镜象电路 AO 或 BO 送到 A 线或 B 线上的电流。

二至四线转换混合电路的原理将对应于图 4 的框图给予解释。在图 4 中，数字 1 表示一个负载阻抗 Z_0 ，数字 2 表示一个端阻抗 Z ，数字 3 表示一个阻值为 $N'Z$ 的阻抗元件，数字 4 表示一个阻值为 $N'Z_0$ 的阻抗元件，数字 5 表示一个补偿网络，数字 6 表示一个电压至电流转换器 VI。由输入端 4WR 接收的一个四线输入信号由一个电压——电流转换器 (VI) 6 转换为一个电流信号，并送到第二镜象电路对 A3 和 B3 之一。镜象电路 A3 的第一输出送到图 3 中构成电流馈送电路的电流馈送镜象电路 BO，其第二输出电流由另一个第三镜象电路 B3 将方向反转，并送到另一个电流馈送镜象电路 AO。因此，从电流馈送镜象电路对 AO 和 BO 输出的是彼此相位相反的一个双线信号，分别送到线 A 和线 B。

由输入端 A 和 B 接收的二线信号被送到运算放大器 OP3，检测其差模分量。运算放大器 OP3 的输出中包括输入到 4WR 端的四线输入信

号分量，因为它是来自电流馈送镜象电路 AO 和 BO 的输出，并且和输入到端线 A 和 B 的二线信号一起转向 OP3。这个转向信号与端 4WR 上的输入信号反相。所以，OP3 的输出与从 4WR 端分出的一个信号在一个适当的网络中混合以消除该转向的四线信号，并且从四线输出端 4WS 取出的只有二线信号。

参照图 5 的框图解释用于识别用户的挂机或摘机状态并探测用户线与地或电源的故障接触的监测电路。构成图 1 所示电流馈送电路的电流馈送镜象电路 AO 和 BO 分别包括功率三极管 Q_0 、 Q_1 和串联电阻 Re_0 和 Re_1 。流过线 A 与 B 的电流 I_A 与 I_B 分别作为跨在电阻 Re_0 和 Re_1 上的电压降被探测。这些电压由第一和第二比较器 CMP1 和 CMP2 分别与阈值电压 V_{th1} 和 V_{th2} 相比较。同时，将被测电压送到一个加法电路 ADD 上，而这一相加电压也由比较器 CMP3 与第三阈值电压 V_{th3} 相比较。这些比较器的输出分别送到图 5 中所示的与门 G1 和 G2。

在正常的摘机状态下，电流 I_A 和 I_B 差不多平衡，且它们的被测电压大于 V_{th1} 和 V_{th2} 。被测电压之和也大于 V_{th3} 。因此，门电路 G1 和 G2 都分别输出监测信号 SCNA 和 SCNB。由噪声引起的电流 I_A 和 I_B 的变化被加法电路 ADD 抵消，因为噪声是以共模方式感应到线 A 和 B 中。这样，加法器的输出几乎保持恒定而与噪声无关。因此，只要噪声电流没有太大使电流 I_A 或 I_B 降到小于阈值 V_{th1} 或 V_{th2} ，那么 SCNA 和 SCNB 信号的产生就是稳定的。

如果线 A 或 B 由于故障而接地， I_A 变大而 I_B 变得很小，但加法电路的输出仍然超过阈值电压 V_{th3} 。因此，不产生 SCNB 信号，但产生 SCNA 信号，使得状态可被辨别。相反地，如果线 A 或 B 与电源 V_{BB} 接触，SCNB 信号产生而 SCNA 信号不产生。在挂机状态下，电

流 I_A 和 I_B 非常小，所以，检验信号 SCNA 或 SCNB 都不产生。因此，状态总是可以辩别的。

当系统中采用分离接地的方法时本发明还表现出另一个重要性质。一般来说，SLIC 在运行中使用多种电压源。例如，电池供电电路是由地 G 与 $-48V$ 之间的电压源来工作，逻辑电路是用 $5V$ 的 V_a ， $-5V$ 的 V_{EE} 和地 E 来工作。因此必须在（例如）具有不同地 G 和 E 的系统之间传送信号。换言之，在电路相互连接的情况下，必须将地 G 与 E 分离。通常使用变压器完成这种接地分离，但在 IC 电路中应当避免使用变压器。

本发明打算从系统 E（其具有地 E）向系统 G（其具有地 G）发送一个电流，（例如）该电流具有与从系统 G 到系统 E 的电流相同的幅度但是相反的方向。这样做，虽然信号电流在系统 G 和 E 间流动，但它总是被从系统 E 送向 G 的电流抵消，反之亦然，因此，两系统之间的全部电流总是零，这就等效于系统 G 与 E 互相分离。图 6 显示了创造性的接地分离方法的原理。

一个来自系统 G 的输入信号被加到输入端 IN，并被送到镜象电路 M1。M1 的一个输出被送到另一个镜象电路 M2。M1 的另一个输出通过检测器 DET 连接到 V_{CC} ，而 M2 的输出连接到系统 E 的 V_{EE} 电压源。由于从系统 E 流向 G 的电流与从系统 G 流向 E 的电流相等但方向相反，因此系统 G 和 E 等效于相互分离，但是与输入端 IN 的输入信号相同的电流流过系统 E 的检测器 DET，因此，来自系统 G 的输入端 IN 的信号被检测到，并从系统 E 的输出端 OUT 取出。与此类似，来自系统 E 的信号输入到系统 E 的输入端 IN'，并从系统 G 的输出端 OUT' 取出。

本发明的这些和其它目的及优点通过结合附图的详细描述将变得

明显。

图 1 是显示其主要功能的用户线接口电路 (SLIC) 的框图。

图 2 (a) 是显示 SLIC 与用户设备之间阻抗关系的框图。

图 2 (b) 是 SLIC 对于在用户线上感应噪声电压的等效电路。

图 3 是显示按照本发明的电池馈电电路运行原理的框图。

图 4 是显示按照本发明将 2 线信号转换为 4 线信号或做相反转换的混合电路运行原理的框图。

图 5 是本发明监测电路的框图。

图 6 是显示应用在本发明中的地分离方法原理的框图。

图 7 是显示由按照本发明的基本电路组成的 SLIC 的一个全图的框图。

图 8 是实施本发明的电池馈电电路的框图。

图 9 显示了适用于本发明的各种类型镜象电路的电路图。其中：

(a) 是镜象电路的电路符号；

(b) 是镜象电路的基本电路；

(c) 是镜象电路的另一个例子，以及

(d) 是具有两个输出的镜象电路。

图 10 是可应用于电池馈电电路的电压源以减少电压源中感应噪声的电压稳定电路的一个例子。

图 11 是可应用于本发明中电池馈电电路的限流电路的一个例子。

图 12 是图 11 中限流电路的电压 — 电流特性。

图 13 是应用于本发明的电池馈电电路的绝对值检测器的电路图。

图 14 是本发明中用于过流保护电路的比较器和驱动电路的电路图。

图 15 是显示本发明中二至四线转换器和电池馈电电路之间关系的

框图。

图 16 是适用于图 15 中二至四线转换器以校正其频率特性的另一个电路实施方案的电路图。

图 17 是适用于图 15 中二至四线转换器的电压——电流转换器的另一个实施方案的电路图。

图 18 是图 5 中所示的监测电路的电路框图。

图 19 是显示根据本发明的地分离的工作的框图。

图 20 是显示用于用户线接口线路的电压供电系统的框图。

图 21 是显示根据本发明的用户线接口电路的不同电压源之间环境的示意图。

图 22 是根据本发明的 SLIC 的全部电路图。

现在参照附图对用户线接口电路 (SLIC) 进行详细描述。图 7 是显示由按照本发明的上述基本电路所构成的 SLIC 完整结构的框图。该电路对应图 1 框图中被点状线围住的部分。在图 7 中很明显, 被链状线 300 包围的部分对应于图 3 的电池馈电电路, 被链状线 400 包围的部分对应于图 4 的二至四线转换电路, 被链状线 500 包围的部分对应于图 5 的监测电路, 被链状线 600 包围的部分对应于图 6 的接地分离电路。

首先, 将描述完成 SLIC 基本功能的电路部分的实施方案, 然后将给出完整的电路图。在所有的图中, 类似或相同的参考号或字符指示这些图中类似或对应的部分。

图 8 是实施本发明的电池馈电电路的框图。其中链状线 80 分别表示电流馈送镜像电路 A_0 和 B_0 , 链状线 81 表示一个用于检测第一镜像电路 A_1 和 B_1 之间电流差值的检测装置, 链状线 82 表示一个控制装置, 它用于将检测到的电流与一个阈值相比较并控制电阻切换装置

的切换，链状线83和83'表示电阻切换装置，它们用于切换电流馈送镜象电路A₀和B₀的输入电阻。该图对应于描述电池馈电电路原理的图3。该电路包括三个镜象电路对，A₀、B₀、A₁、B₁、A₂和B₂。在它们中间，由链状线80包围的电流馈送镜象电路A₀和B₀分别向用户线A和B馈送大约20—100mA的直流电流。其它镜象电路是处理小于1mA电流的常规小电流器件。很清楚这些镜象电路与电阻R_{b0}、R_{b1}、R_{c0}、R_{c1}和电容C_{AB}之间的相互连接与图3类似，因此为了简单起见就省略了对电路连接的进一步描述。

线路的构成对于线A与B是类似的，因此将主要对于线B进行详细描述。电流馈送镜象电路B₀是由运算放大器OP1，三极管Q1和电阻R_{a1}与R_{e1}构成。运算放大器OP1的同相输入端（用符号+指示）成为镜象电路B₀的输入端，三极管Q1的集电极成为电流馈送镜象电路B₀的输出端。反相输入端（用符号—指示）连接到Q1的发射极。作为输出电流与输入电流之比的镜象电路的电流比决定于R_{a1}/R_{e1}。由于从镜象电路A₂加给B₀的输入电流很小，所以B₀的电流比选得较大。但第一和第二镜象电路A₁、B₁、A₂和B₂的电流比常常设定为1。

电阻值也受到其它条件的限制。线A和B的电池馈电电路的馈送阻抗Z_A和Z_B分别给出如下：

$$Z_A = R_{b0} \cdot R_{e0} / R_{a0} \quad (1)$$

$$\text{和 } Z_B = R_{b1} \cdot R_{e1} / R_{a1} \quad (2)$$

为了减小噪声，这些阻抗越低越好，但是相反，为了无损耗地将

二线输入信号传送给二至四线转换器，电阻 R_{b0} 和 R_{b1} 的阻值是越高越好。因此在一个实施方案中，这些电阻被选为， R_{e1} 是 50Ω ， R_{a1} 是 $6K\Omega$ ， R_{b1} 是 $50K\Omega$ 。因此，电流比是 120，通常在单片 IC 上难于制造更高值的电阻，并且，重要的是使这些电阻对 A 和 B 线平衡，从这种观点出发便确定了上面的电阻值。

功率三极管 Q_0 和 Q_1 是达林顿三极管，电容 C_{AB} 是（例如） $0.1 - 0.2\mu F$ 。必须选择电容与电阻值使其满足 $R_{c1} = R_{c0} >> 1 / j\omega C_{AB}$ ，其中 ω 是输入信号的频率。其原因在后面将会清楚。在一个实施方案中 R_{c0} 和 R_{c1} 曾被选为几 $+ K\Omega$ 。这些三极管 Q_0 、 Q_1 与电阻 R_{e0} 、 R_{e1} 及电容 C_{AB} 因为尺寸与功耗大，一起作为外部电路元件连接到该电路上，用电阻 R_{e0} 和 R_{e1} 来调整电路的平衡。图 8 中的其它电路元件全都制造在一单片 IC 芯片上。

其它镜象电路 A_1 、 B_1 、 A_2 和 B_2 可以是常规的电路，图 9 中示出了一些例子。在该图中，(a) 是镜象电路的电路符号，其输入端由小圆圈识别。C 是公共端。如果 IN（输入端）与公共端 C 之间流过电流，则在 OUT（输出端）与端 C 之间流过具有预先给定的电流比并与该输入电流同方向的电流。图 9 中， $Q_a - Q_e$ 是三极管， $R_1 - R_3$ 是电阻。图 9 (b) 的电路是镜象电路的基本结构，图 9 (c) 的电路能在更宽范围的输入电流下稳定其工作。图 9 (d) 的电路有两个输出。电流比分别由 R_1 / R_2 和 R_1 / R_3 的比值决定。但是由于镜象电路的电路结构与本发明没有明显的关系，因此进一步的描述就省略了。

在图 8 中，如果在端 A 和 B 之间出现具有相位差的差模信号，对应于各自对地电压的电流将会流过第一镜象电路对 A_1 与 B_1 的输入端。这些电流出现在电容 C_{AB} 的两边，并通过 C_{AB} 被分流，因为如

上所述, R_{c0} 和 R_{c1} 的电阻与 C_{AB} 的容抗相比要大。此外, 通过 R_{c0} 与 R_{c1} 和 C_{AB} 结合的滤波作用, 这些差模信号电流不会流入第二镜象电路对 A2 与 B2。因此, 没有差模信号反馈到电流馈送镜象电路 AO 和 BO, 所以在 AO 和 BO 的输出端没有对应于差模信号的电流变化出现。这就等效于电池馈电电路对差模信号具有高阻抗, 例如对一个电话信号。所以, 输入信号无损耗地由端 A 和 B 送到二至四线转换器电路。

与此相反, 如果在端 A 和 B 上出现纵向噪声信号, 将会在电容 C_{AB} 的两边都出现相应的电流。但由于这些电流的相位彼此相同, C_{AB} 两边的电压总是相等。这等效于对纵向信号没有电容。所以, 这些电流在镜象电路 A2 和 B2 中流动, 并反馈到 AO 和 BO。由于 AO 和 BO 的电流比大, 所以在电路中出现与输入的纵向信号同相位的大电流。这意味着电池馈电电路的有效纵向输入阻抗变为等于电池馈送电阻的低阻值。事实上, 对于线 A 和 B 纵向输入阻抗变为分别如等式 (1) 和 (2) 所示。

如上所述, 图 8 的电路满足了电池馈电电路的基本需要。如前面提到的, 对于线 A 和 B 而言电路的组成非常类似, 对 A、B 线的阻抗的平衡非常好。所以, 图 8 的电路是一个平衡型的电池馈电电路。此外, 通过调整外部电阻 R_{e1} 和 R_{e0} 可以对平衡进行精密调整。这样, 纵向噪声可以被大大减小。在一个实施方案中已经得到了 55dB 的纵向平衡。

图 8 中, 加到第二镜象电路 A2 的公共端的电压 V_Z 等效于加到其它镜象电路的电源电压 V_{BB} , 但是它的电压特别稳定, 以便减少从电压源 V_{BB} 感应的噪声。利用这个稳定电压源 V_Z 的噪声抑制过程如下述。首先, 如镜象电路的一般特性, 从它的输出端看的阻抗非常高。

所以在图8中, 如果 V_{BB} 由于噪声而变化, 在电流馈送镜象电路A0的输出端没有电压变化出现。因此, 来自A0的电压源的噪声可以忽略不计。其次, 关于第二镜象电路A2, 噪声可被忽略, 因为它的电压源是稳定的。第三, V_{BB} 的电压变化在第一镜象电路A1中引起噪声, 因此它必须被检测。

如果 V_{BB} 变化, 存在两条产生噪声的途径。第一噪声电流途径由 V_{BB} , A1, R_{b0} , 端A, 用户设备, 端B, R_{b1} , B1和地构成。但是如上所述, R_{b1} 和 R_{b0} 选得与端A和B之间的阻抗相比非常高。所以在这个第一途径中引入的噪声电压在端A和B之间变得非常低。因此, 这样的噪声实际上可以忽略。

另一噪声路径由 V_{BB} , A1, R_{c1} , B2和地构成。但是, 流过A1输出端的电流不仅流过 R_{c1} , 还流过 R_{c0} , 因为 R_{c1} 与 R_{c0} 由电容 C_{AB} 相互连接。因此, 噪声电流分成两半且每一半电流分别流过第二镜象电路对的B2和A2。流向B2和A2的电流方向相同。例如, 如果电流流入B2, 则也有同样的电流流入A2, 反之亦同。因此, B2与A2相互之间的输出电流也相同。这些电流分别送到A0与B0的输入端, 因此, A0与B0的输出总是与从 V_{BB} 引入的噪声同相位。所以, 端A和B上的噪声电压便彼此相等, 不会被二至四线转换器拾取。

上面已经给出关于A1的描述。而流过B1的噪声电流也以类似的方法被减小。因此, 仅用一个稳定电压源 V_Z , 从电压源 V_{BB} 引入的噪声便可消除。

在一个实施方案中, (例如) V_{BB} 是 $-48V$, V_Z 是 $-35V$ 。稳定电压源可以是任何类型的, 例如可以采用一组串联的齐纳二极管和电阻。但是功耗应该小, 并要求端 V_Z 与地之间的内阻要低, 但

V_Z 与 V_{BB} 之间的阻抗要高, 以减少 V_{BB} 中的噪声感应。图 10 中示出了这样的电压稳定电路的一个例子。在图中, $Q_2 - Q_4$ 是三极管, D_0 是齐纳二极管, R_4 、 R_5 分别为 $100\text{K}\Omega$ 和 $3\text{K}\Omega$ 的电阻, D_n 是串联连接的齐纳二极管。可以理解图 10 中的电路构成一个修改了的镜象电路。由于电流经 R_4 、 Q_3 和 D_0 从地流向负电源 V_{BB} , 因而 D_n , Q_2 和 R_5 中流过相同电流。由齐纳二极管 D_n 决定的一个恒定电压通过发射极跟随三极管 Q_4 加到图 8 中所示的第二镜象电路 A_2 的公共端。由于稳定电压源的结构与本发明无明显关系, 所以进一步的描述将省略。

有时, 由于某种原因可能发生电池馈电电路的电源电流增加得很大的情况, 例如用户使用了非常低阻抗的设备, 用户线很短, 或偶然短路。在此情况下需要把供电电流限制在预定值以下。为了这个目的, 电阻 R_{b_0} 与 R_{b_1} 由限流电路代替。图 11 中示出一个可用于这个目的的限流电路的一个例子。符号 $+$ 和 $-$ 分别表示电源电压的正端与负端。该电路由三极管 Q_5 、 Q_6 和电阻 r_c 、 r_e 组成, 并且采用常规技术, 因此进一步的描述将省略。图 12 中给出了电压——电流特性的一个例子。通过选择 r_c 和 r_e 的阻值可以使曲线变化。通常, 将电流调整为使其工作在曲线高斜率部分。但是如果电源电流不正常地增加, B_1 和 A_1 的输入电流便受到限制, 因此电流馈送镜象电路 B_0 和 A_0 的输出不会超过对应于图 12 中的最大值。

对图 8 的电池馈电电路还提供了对由于用户线与地或 V_{BB} 故障接触而引起过流时的电路保护功能。根据本发明的过流保护电路包括图 8 中被链状线 83 和 83' 包围的用于切换电流馈送镜象电路 A_0 和 B_0 的输入电阻的阻值切换装置; 被链状线 81 包围的用于检测第一镜象电路 A_1 和 B_1 之间流过的电流之差的检测装置; 和被链状线 82

包围的用于将检测到的电流与阈值比较并控制阻值切换装置进行切换的控制装置。

当用户线在正常状态下工作时，通过线 A 和 B 的电流几乎平衡，所以流过第一镜象电路 A1 和 B1 的电流几乎相等。如果其中一条线与地或电压源短路，电流就变得不平衡。这一不平衡被检测装置检测，并与阈值电压 V_{th} 比较。当不平衡超出预定的阈值时，控制装置便控制阻值切换装置用另一个电阻对输入电阻 R_{a0} 或 R_{a1} 进行分流。这样便减小了电流馈送镜象电路 A0 或 B0 的电流比，使得 A0 或 B0 的输出电流减小。

如图 8 中所示，第一镜象电路 A1 和 B1 具有两个输出端，图 9 (d) 中示出了这种电路的一个例子。A1 和 B1 的第二输出互相连接并连接到检测装置 81 上。通过这样做，检测装置接收到 A1 和 B1 的输出电流间的电流差。因为在正常状态下，线 A 与 B 的电流相等但方向相反，这是由于电池电流沿着由地，B0，端 B，用户设备，端 A，A0 和 V_{BB} 组成的电路流动，B1 和 A1 的输入电流分别与 B0 和 A0 的输出电流成比例，所以 B1 和 A1 的输出电流彼此相等但它们的方向彼此相反。

检测装置 81 由电阻 R_d 和接收电流差并检测其绝对值的绝对值检测器 ABS 所组成。ABS 的输出电流通过阻值为数千欧的电阻 R_d 转换为电压。图 13 中示出了绝对值检测器的一个例子。它是由两个三极管 Q_f (npn)、 Q_g (Pnp) 和一个镜象比为 1 的镜象电路 CM1 构成。画圆圈的端 1—3 分别对应输入端，电压源端，和输出端，并且它们分别对应图 8 中有圆圈的端 1—3。在该电路中，(例如)如果有一电流流入端 1，它将经过三极管 Q_g 流入镜象电路 CM1 的输入端，因此有相同的电流从端 3 流入 CM1。与此相反，如果一个电流从端 1

流出，它将通过三极管 Q_f 从端 3 流入。所以，同样数量的电流流入输出端 3 而与流过输入端 1 的电流的方向无关。这等效于流入输出端 3 的电流是输入端 1 的绝对值。绝对值检测器可以是任何类型的，但它与本发明无明显关系，因此进一步的描述将省略。

图 14 中示出了控制装置的电路图，它是由比较器 CMP 和驱动电路 D_v 组成。有圈的端 4—8 分别对应于图 8 中有圆圈的端 4—8。比较器 CMP 由三个三极管 Q_h (npn)， Q_i (pnp)， Q_j (npn) 和一个恒流源 C_I 组成。这些电路都是采用现有技术的常规电路。电阻 R_d (图 8) 两端的电压被送到端 7 并与加到比较器 CMP 的端 8 上的预定阈值电压 (例如 -2 伏) 比较。

驱动电路 D_v 由两个三极管 Q_k 、 Q_l (都是 pnp) 和另一个镜象比为 1 的镜象电路 CM_2 组成。端 5 和 6 分别连接到图 8 中的电阻开关装置 83 和 83' 上。

当绝对值检测器 ABS 的输出电流小时，即用户线处于正常状态时，三极管 Q_h 变为“开”状态，而三极管 Q_i 和 Q_j 变为“关”状态。因此，三极管 Q_k 和 Q_l 变为“关”状态且阻值切换装置 83 和 83' 不工作。这时电流馈送镜象电路 AO 和 BO 的输入电阻分别是 R_{a_0} 和 R_{a_1} ，且 AO 和 BO 分别向用户线 A 和 B 馈送预定的电流。

如果 ABS 的输出电流变大，即用户线变为反常状态，则端 7 的输入电压增加超过预定的阈值电压 V_{th} ，三极管 Q_h 成为“关”状态。因此，三极管 Q_i 、 Q_j 、 Q_k 和 Q_l 变成“开”状态，并在端 5 和 6 出现驱动电流。这些电流分别流过图 8 中的电阻 R_{g_1} 和 R_{g_0} ，并使阻值切换装置 83 和 83' 的三极管 Q_0 和 Q_1 导通。这意味着输入电阻 R_{a_0} 和 R_{a_1} 分别被 R_{f_0} 和 R_{f_1} 分流。使有效电阻下降为一个较低值。由于 AO 和 BO 的电流比分别由 R_{a_0}/R_{e_0} 和 R_{a_1}/R_{e_1} 决定，则

镜象比变小且 A_0 和 B_0 的输出电流被抑制到一个低值。该值可以通过选择 R_{f0} 和 R_{f1} 的电阻值来调整。在一个实施方案中，当用户线短路时镜象比从 120 减至 20，而电流被抑制到正常电流的六分之一。

图 15 示出根据本发明的二至四线转换器的框图。其中链状线 5 和 6 表示图 4 中所示的补偿网络 5 和电压至电流转换器 6；链状线 150 表示提供四线输出信号的输出电路，链状线 151 表示用于检测 A 和 B 两端之间电压值的电压检测电路；链状线 152 表示由电阻 R_S 和 R_R 组成的一个抵消电路，它用于抵消转向信号。将它与说明二至四线转换器工作原理的图 4 的框图比较，将更明显地看出转换器电路与电池馈电电路的关系。对二至四线转换器的基本要求是将由端 4WR 接收的四线信号传送到与端 A 和 B 连接的用户设备 Z_0 ，并将从用户设备发送的信号传送到四线的输出端 4WS，而且它应该将 4WR 的输入信号转向到输出端 4WS。

对二至四线转换器还有另一个要求，即，上述要求应在设备的整个工作频带上得到满足。一般地，在电池馈电电路的输入侧，端 A 和 B 用端阻抗 Z （图中用 Z 表示）端接，但包括用户设备和用户线阻抗的负载阻抗 Z_0 随着设备和用户线长度的变化而变化，因此将用户线与电池馈电电路很好的端接是困难的。并且，端阻抗 Z 具有某种频率特性，使上述要求变得更加困难。

图 15 中，用链状线 5 和 6 包围的部分分别对应于图 4 中的补偿网络 5 和电压——电流变换器 6。端 4WR 接收的四线信号经过电阻 R_{S1} 输入到运算放大器 OP2 的反相输入端（一）。同相输入端（十）接地。OP2 的输出通过电阻 R_{f5} 反馈到输入端，pnp 三极管 Q_P 的电流由恒流源 9 供给。在恒流源 9 的输出端和地之间以并联元件 7 和 8 组成的补偿网络 5 作为负载。这些阻抗元件的阻抗分别是 N_Z 和 N_{Z_0} 。

它们分别是端阻抗 Z 和负载阻抗 Z_0 的 N 倍, Z_0 是包括用户线的用户设备阻抗。因此, 网络的整个阻抗是由 Z 和 Z_0 组成的电流馈送电路输入侧的整个阻抗的 N 倍。如果令 Z 和 Z_0 的并联阻抗为 B , 则补偿网络 5 的整个阻抗就为 $B \cdot N$ 。

端 4WR 处的输入信号电压 V_{4R} 由运算放大器 OP2 乘以 Rf_5 / R_{s1} , 并送到 pnp 三极管 Q_p 的基极。如果可以忽略三极管 Q_p 的基极发射极电压 V_{BE} , 则对应于 OP2 输出电压的电流将流过补偿网络 5。所以, 流过三极管 Q_p 的电流 i_p 变为:

$$i_p = \left(\frac{Rf_5}{R_{s1}} \right) V_{4R} \bigg/ \frac{NZ \times NZ_0}{NZ + NZ_0} = \left(\frac{Rf_5}{R_{s1}} \right) V_{4R} \bigg/ \frac{B \cdot N}{B \cdot N}$$

其中 $B = \left(\frac{Z_0 \times Z}{Z_0 + Z} \right)$ 是 Z_0 和 Z 并联连接时的整个阻抗。

因为恒流源的内阻无限大, 这一电流要流过第三电流镜象电路对之一的 A3。A3 有两个输出端, 一个输出送到电流馈送镜象电路 B0, 另一个输出经另一个镜象电路 B3 反相后送到 A0。因此, 从这些电流馈送镜象电路 A0 和 B0 输出幅度与输入电压对应而彼此相位相反的电流。这样, 在二线 A 和 B 两端的电压 V_{AB} 便成为:

$$V_{AB} = i_p \times M \times B$$

其中 M 是 A0 和 B0 的电流比, 于是

$$V_{AB} = (Rf_5 / Rs_1) (V_{4R} / BN) \times M \times B$$

$$= (Rf_5 / Rs_1) \times (M / N) \times V_{4R} \quad (3)$$

因此，二线信号的输出电压 V_{AB} 与四线信号的输入电压 V_{4R} 成比例。在上面等式(3)中，重要的是 V_{AB} 既与负载电阻 Z_0 无关又与端阻抗 Z 无关。这意味着输出电压既与 Z_0 又与 Z 无关，因此，上面提到的 Z 和 Z_0 的频率特性就可全都取消。

通过对 M/N ， Rf_5 和 Rs_1 值的选择，可以调整电路的增益。在一个实施方案中， M 和 N 的值已分别被选为 120 和 100， Rf_5 是 $5K\Omega$ ， Rs_1 是 $10K\Omega$ 。 N 的值还具有另一个意义，如上面所述， N_Z 和 N_{Z_0} 的阻抗分别是 Z 和 Z_0 的 N 倍。所以，电阻若大 N 倍，电容就是 Z 和 Z_0 中电容的 $1/N$ 倍。这意味着它们的尺寸和所处理的电流变小。这对在单片 IC 上制造它们或缩小它们的尺寸都有好处。

从负载电阻 Z_0 加到端 A 和 B 上的二线信号通过电容 CA 、 CB 和电阻 Rs_2 、 Rs_3 送到第三运算放大器 OP3。OP3 的反相和同相输入电压分别通过电阻 Rf_3 反馈或通过电阻 Rf_2 分压。若忽略 CA 与 CB 的电抗性阻抗，并选择电阻满足 $Rs_2 = Rs_3$ ， $Rf_2 = Rf_3$ ，则 OP3 增益 K 变成

$$K = Rf_3 / Rs_3$$

令来自负载 Z_0 的二线信号输入电压为 V_2 ，则端 A 和 B 之间的电压可以给出为：

$$V_{AB} = \left(\frac{Z}{Z + Z_0} \right) V_2$$

这个电压被送到具有增益 K 的第三运算放大器 OP3，并送到第四运算放大器 OP4。OP4 的输出通过分别具有阻抗 $N'Z$ 和 $N'Z_0$ 的阻抗网络 3 和 4 反馈，即， N' 倍于二线的连线 A 和 B 的端阻抗 Z 负载阻抗 Z_0 的阻抗值。因此，运算放大器 OP3 的输出电压 V_{4S} 变为

$$\begin{aligned} V_{4S} &= V_{AB} \cdot K \cdot \left(\frac{R_R}{R_R + R_S} \right) \cdot \left(1 + \frac{N'Z_0}{N'Z} \right) \\ &= \left(\frac{Z}{Z_0 + Z} \right) \cdot K \cdot \left(1 + \frac{N'Z_0}{N'Z} \right) \left(\frac{R_R}{R_R + R_S} \right) \cdot V_2 \\ &= K \cdot \left(\frac{R_R}{R_R + R_S} \right) \cdot V_2 \end{aligned} \quad (4)$$

如方程 (4) 中所见，四线输出电压 V_{S4} 与二线输入电压 V_2 成比例，并且由于方程 (4) 与 Z 和 Z_0 都无关，因此也避免了频率特性的问题。

在端 A 和 B 上出现的四线信号也送到运算放大器 OP3 并成为转向信号。但如在图 15 中电路可见，四线输入信号还通过电阻 R_R 送到运算放大器 OP4，它的相位与转向信号相反。因此，通过调整 R_S 和 R_R 的电阻值使得

$$\left| V_{P3} \right| / R_S = \left| V_{4R} \right| / R_R$$

可将两个信号都抵消掉。用这个方法，避免了从四线输入端到四线输出端的信号转向。这样，所有对二至四线转换器所要求的特性就都满足了。

在一个实施方案中， R_{S1} 的电阻是 $10K\Omega$ ， R_{f1} 是 $5K\Omega$ ， R_{S2} 和 R_{S3} 是 $200K\Omega$ ， R_{f2} 和 R_{f3} 是 $32K\Omega$ ， R_S 是 $10K\Omega$ ， R_R 是 $100K\Omega$ ，电容 C_A 和 C_B 是 $0.1\mu F$ 。

对图 15 中的二至四线转换器进行某种修改是可能的。图 16 示出了可应用于校正图 15 的二至四线转换器频率特性的电路的另一个实施方案。这个电路可用来代替图 15 中被链状线 150 包围的部分与图 15 相比图 16 的电路还有在第四运算放大器 OP4 与地之间串联连接的附加电阻 R_{f4} 和 R_{S4} 。而阻抗元件 4 ($N'Z_0$) 与 R_{f4} 和 R_{S4} 的连接点相连。可给出增益 G 如下

$$G = \left(\frac{R_{f4}}{N'Z_0} + \frac{R_{f4}}{R_{S4}} + 1 \right) \left(1 + \frac{N'Z_0}{N'Z} \right) - \frac{R_{f4}}{N'Z_0}$$

由于 NZ_0 和 $N'Z$ 与 R_{S4} 和 R_{f4} 相比非常大，因而增益可写成

$$G = \left(\frac{R_{f4}}{R_{S4}} + 1 \right) \left(1 + \frac{N'Z_0}{N'Z} \right)$$

因此，可以通过改变 R_{S4} 和 R_{f4} 的阻值来改变增益 G 而不影响电路的频率特性。在一个实施方案中， R_{S4} 与 R_{f4} 都选为小于 $1K\Omega$ 。

图 17 示出了能代替图 15 中的电路中由链状线 5 和 6 包围部分的补偿网络和电压——电流变换器的另一个实施方案。在图 17 的电路中，三极管 QP 的发射极电压反馈到运算放大器 OP2 的反相输入端 (-)。输入信号 4WR 经过电阻 R_{f6} 送到同相输入端 (+)，同时同相

输入端通过电阻 R_{S1} 接地。

这样的电路可以抑制三极管 Q_P 增益变化引起的特性变化。所以可期望工作得更稳定。应指出的是，这个电路输出的相位与图 15 中的相反，因此为了抵消四线信号的转向信号，必须将图 15 中的 $OP3$ 的输入连接反过来。

由图 17 中电路从输入电压 V_{4R} 转换的电流变为

$$I_P = V_{4R} \left(\frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{f_g}} \right) / \left(\frac{NZ_0 \times NZ}{NZ_0 + NZ} \right)$$

所以，如同关于图 15 已经描述的类似的方法，二线信号的输出电压变为

$$V_{AB} = \left(\frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{f_g}} \right) \left(\frac{M}{N} \right) V_{4R} \quad (5)$$

这一方程对应于方程 (3)。因此避免了频率特性问题。

可以看出，电路可以用各种方法修改，但是本发明的实质是通过在四线信号一侧提供比由负载和在二线一侧的端阻抗组成的并联阻抗大 N 倍的并联阻抗来补偿频率特性。

在图 18 中示出了用于检测用户线的情况并发出一个与挂机、摘机、接地或与电压源接触等用户线状态对应的信号的监测电路。这一电路对应于图 7 中用链状态 500 包围的部分，该图显示了 SLIC 的全部电路结构。

在图 18 中，由虚线 A_0 和 B_0 包围的三极管 Q_0 、 Q_1 和电阻 R_{e_0} 和 R_{e_1} 分别属于在图 5 或 8 中所示的电流馈送镜象电路 AO 和 BO 。它们分别向用户线 A 和 B 提供电流 I_A 和 I_B 。这些电流作为

R_{e0} 或 R_{e1} 上的电压分别由三极管 $Q11$ 或 $Q14$ 检测。由于这些三极管的发射极分别连接到恒流源 $C11$ 和 $C12$ 上，它们的输入阻抗就变得很高。因此，对 I_A 和 I_B 的检测不会有检测器的干扰。由于三极管 $Q12$ 和 $Q13$ 的基极连接到 $Q11$ 的发射极，它们的电压变得与具有相对低阻值（例如 50Ω ）的电阻 R_{e0} 上的电压相等。这一电压在电阻 R_{c11} 和 R_{c12} 中产生电流。类似地，基极与 $Q14$ 的发射极连接的三极管 $Q15$ 的发射极电压变为与电阻 R_{e1} 上的电压相等，并在电阻 R_{c13} 中产生电流。

流过电阻 R_{c13} 的电流流入镜象电路 $M11$ 并且它的一个输出电流由电阻 R_{s12} 转换为电压送到比较器 $CMP2$ 的 (+) 侧输入端。镜象电路 $M11$ 的另一个输出电流流过电阻 R_{s13} 。在电阻 R_{s13} 中还流通过电阻 R_{c11} 的电流，因此比较器 $CMP3$ 的 (+) 输入端的电压对应于 I_A 和 I_B 的和。因此，由虚线 ADD 包围的这样的电路结构相当于图 7 中的加法器电路 ADD 。即，比较器 $CMP3$ 的输入电路由一个“或”连接的加法器构成。

流过电阻 R_{s11} 的电流转换为电压，然后送往第一比较器与第一阈值电压 V_{th1} 比较。镜象电路 $M11$ 的一个输出电流由电阻 R_{s12} 转换为电压，并送往第 2 比较器 $CMP2$ 与第二阈值电压 V_{th2} 比较。电阻 R_{s13} 上的电压由第三比较器 $CMP3$ 与第三阈值电压 V_{th3} 比较。

由虚线 G_1 包围的镜象电路 $M12$ 和三极管 $Q16$ 组成的电路对应于图 7 中的门 $G1$ ，而由虚线 $G2$ 包围的镜象电路 $M13$ 和三极管 $Q17$ 构成的电路对应于图 7 中的门 $G2$ 。阈值电压 V_{th1} 和 V_{th2} 是相对较低的电压，例如 $-1V$ 。所以，当用户线处于摘机状态并且电流 I_A 和 I_B 流过时，即使用户设备的负载电阻相对较高，（即电流 I_A 和 I_B 相对小）到 $CMP1$ 和 $CMP2$ 的输入电压也将分别变得比 V_{th1} 和

V_{th2} 大, 于是三极管 Q_{16} 和 Q_{17} 成为“关”状态。但如果 I_A 和 I_B 的电流之和小于对应于第三阈值 V_{th3} 的预定值, 则第三比较器 $CMP3$ 不发出信号。这就防止了 SLIC 由于摘机状态下用户线的小泄漏电流引起的误判断。并且, 如果与 I_A 和 I_B 之和电流相对应的电压超过阈值 V_{th3} , 则 $CMP3$ 的输出电流流过镜象电路 M_{12} 和 M_{13} 。所以, 校验信号 $SCNA$ 和 $SCNB$ 同时从 M_{12} 和 M_{13} 发出, 表示用户线处于摘机状态。

相反地, 当用户设备处于挂机状态, I_A 和 I_B 很小。因此, 到比较器的所有输入电压变得低于各自的阈值电压。然后三极管 Q_{16} 和 Q_{17} 变为“开”态, $CMP3$ 的输出流过三极管 Q_{16} 和 Q_{17} 。所以, 没有电流流过 M_{12} 和 M_{13} 。因此, 没有校验信号出现就表示用户线处于挂机状态。

如果用户线由于故障对地短路, 则 I_A 变得非常大而 I_B 变得非常小, 但 I_A 与 I_B 的电流之和没有这样大的变化, 以致超过阈值 V_{th3} 。所以, 三极管 Q_{16} 变成“关”而 Q_{17} 变成“开”态。因此, $CMP3$ 的输出流过镜象电路 M_{12} , 但 $CMP3$ 的输出流过 Q_{17} 而不流过 M_{13} 。因此, $SCNA$ 信号产生, 而 $SCNB$ 信号不产生, 表示用户线接地。

可以明白, 如果用户线与 V_{BB} 短路, 则 I_A 变得非常小而 I_B 变得非常大。所以, $SCNB$ 信号产生, 但 $SCNA$ 不产生, 表示用户线与 V_{BB} 短路。用这种方法, 可以辨别摘机、挂机、对地或对 V_{BB} 的故障短路。

另外必须检查电路抗噪声的稳定性。如果纵向噪声迭加到输入电流上, 它将增加 I_A 和减少 I_B 或与之相反。但是, I_A 和 I_B 的全部电流由加法器电路几乎保持恒定, 从 $CMP3$ 提供稳定的输出。因此,

只要噪声电流不是太高以使CMP1和CMP2的输入电压被减少到小于 V_{th1} 和 V_{th2} ，这些比较器的运行就是安全的。如前面提到的，选择 V_{th1} 和 V_{th2} 为低电压以保持这样的运行。

在一个实施方案中， V_{th1} 和 V_{th2} 选为 $-1V$ ， V_{th3} 选为 $-2V$ 。电阻 R_{c11} 、 R_{c12} 和 R_{c13} 的值是 $12K\Omega$ ， R_{s11} 、 R_{s12} 是 $30K\Omega$ 、 R_{s13} 是 $20K\Omega$ 。恒流源和阈值电压源都是采用现有技术的常规电路，它们的电流处理能力很小（例如大约 $50\mu A$ ）。所以，进一步的描述将省略。

一般地，SLIC利用不同的电压源工作。例如，电池电源电路使用地G和 $-48V$ 之间的电压源工作，逻辑电路使用 $+5V$ 的 V_{cc} ， $-5V$ 的 V_{EE} ，和地E工作。在电池馈电电路中有各种噪声，象用户线中感应的噪声和电池电源中产生的噪声。虽然对于电池电源电路来说噪声电压不是太大，但对工作在低电压的逻辑电路而言是很大的。因此就必须将这些电压源互相分离以保证低电压电路的稳定运行，但是信号还必须互相传送。例如，必须将电池馈电电路的电池电源与逻辑电路的电压源分离，但信号还必须在它们之前传送。换言之，必须分离地G和地E而电路还互相连接。

本发明的意图在于在具有不同电压源的系统之间传输信号电流。当从具有地G（简称为系统G）的系统发出一个信号到具有地E（简称系统E）的系统时，（例如）则有一个与该信号电流具有相等幅度但方向相反的电流从系统E送往系统G。这样做，虽然系统G和E之间有信号电流流过，但两个系统之间的总电流总是被从系统E向G发出的电流抵消，反之亦然，因此，两个系统之间的全部电流总为0，这就等效于系统G和E相互分离了。

图19是显示按照本发明的接地分离电路的工作框图。该图示出

了当象摘机信号等等类似信号经接地分离电路通过电池馈电电路 BFC 从用户线发送到逻辑电路 (未示出) 的一种情况。电池馈电电路 BFC 具有地 G 和 (例如 -48V 的) 电压源 V_{BB} , 而逻辑电路工作在 $+5\text{V}$ 的 V_{CC} 和 -5V 的 V_{BB} 并具有地 E。该图相当于图 6 的上半部分。

镜象电路 M1 的公共端连接到由 V_{BB} 产生的一个相对较低的电压 V_{SS} (例如 -5V), 因此它属于系统 G。系统 E 和系统 G 由一条垂直链状线分开。信号电流 I_1 , (例如可以是 SCNA) 被送到第一镜象电路 M1。M1 的第一和第二输出端分别连接到第二和第三镜象电路 M2 和 M3 的输入端。M2 的输出端连接到系统 E 的电压源 V_{EE} 。如果输入电流 I_1 流入 M1, 则有按图 19 所示的方向流动的相同电流 I_2 、 I_3 、 I_4 和 I_5 。如果 I_1 的方向反向, 则所有这些电流的方向都反向。所以, 来自系统 G 的输入信号电流 I_1 作为电流 I_5 传送到系统 E。但由于电流 I_3 和 I_4 的方向彼此相反, 使得系统 G 和 E 之间的总电流总是为 0。这就等效于两个系统互相分离。

与这种方式相同, 来自系统 G 的信号电流作为从第三镜象电路 M3 流出的信号电流 I_5 传输到系统 E。图 6 中的检测器 DET 由镜象电路 M3、三极管 Q21 和电阻 R21、R22 组成。信号电流 I_5 由电阻 R21 转换为电压后, 由三极管 Q21 检测, 并从输出端 OUT 取出。以类似的方式, 其它信号象 SCNB, 4WS 可以从系统 G 传输到系统 E。在一个实施方案中, R21 和 R22 曾分别是 $50\text{K}\Omega$ 和 $10\text{K}\Omega$ 。

在上面描述中, 已经说明了从系统 G 到系统 E 的信号。但是如图 6 的下半部分所见, 系统 E 发出的信号也能以类似的方式传输到系统 G。这种反向传输适用于例如图 7 中的从端 4WR 到端 A 和 B 的四线信号在二线信号的传输。由于这种应用对于对本领域内熟练的人是明显的, 所以为了简单起见将进一步的描述省略。

此外，镜象电路基本具备高阻特性的，它们的电流不受电源电压 V_{BB} 、 V_{SS} 、 V_{CC} 和 V_{EE} 变化的扰动，所以它们将系统 G 和 E 与电源中引入的噪声进一步分离。

图 20 示出了用于 SLIC 的电压供电系统。由链状线 210 包围的电池（例如是 48V）在它的正端接地。该电池通过电池馈电电路（未示出）向用户线提供电流 I_a 。它们的地和负端分别标为 G 和 V_{BB} 。这个系统构成系统 G，它的负载标为 R_G 。直流一直流变换器 CV 使用电池 210 发生电压 V_{CC} （例如是 +5V），并提供系统 E 的电流 I_E 。直流一直流变换器 CV 的负电压侧的输出由端线 E 接地。按类似方式提供另一个电压源 V_{EE} 。该直流一直流变换器产生一个不受噪声影响的恒定电压。

通过下面的考虑将可明白接地分离的重要性。图 21 显示了电压源之间的环境。系统 G 使用负电压源 V_{BB} 工作，系统 E 使用 V_{CC} 和 V_{EE} 工作，在两个系统之间有一条电流 I 的信号通道。系统 G 在端 G 接地，系统 E 在端 E 接地。如果点 G 和 E 处的电位相等，就不存在问题。但是为了防止引入的噪声，不可避免的（特别是在具有长用户线的系统 G 中）在点 G 和 E 之间要出现电压差 ΔV 。等效于在点 G 和 E 之间插入一个发生器 ΔV 。如果系统的各接地点不相互分离，这一电压 ΔV 或与其对应的电流在两个系统中都将出现。这对于工作在低电压下的系统 E 尤为有害，并引起误动作。

但是如果接地分开，换言之，如果点 G 与 E 之间没有电流流过，即使在两个地端 G 和 E 之间出现电压差，系统 G 的电路（是电池馈电电路等）和系统 E 的电路（例如是逻辑电路）只要各自的电源电压保持恒定就能正常工作。这样的恒压由电池 210 和直流一直流变换器 CV 保证。

如上所述，并在图 21 中所示，本发明还在系统 G 和 E 之间提供另一条电流通路（用断续线指示），并流过电流 $-I$ ，它与信号电流 I 幅度相同但方向相反。这样两个系统之间的总电流始终保持为 0。这就等效于点 G 和 E 互相分离。这是一种创造性的接地分离方法。在先有技术的系统中一直是用变压器完成这样的接地分离。但不可能在 IC 电路中制造变压器，也不能在系统之间传输直流信号。最近，已开始光耦合器用于这一目的，但在 IC 上制造光耦合器仍有困难。

图 22 显示根据本发明的用户线接口电路的完整电路图。对于本领域的人容易明白用链状线包围的部分与图 7 中显示的部分分别对应。电路的细节已经结合各功能电路描述过了。因此，为简单起见将各部分的进一步描述省略。

应该指出，用链状线 601 和 602 包围的接地分离电路对应于图 6 电路的上半部分。这些电路在图中都从左至右传送信号（SCNA 和 SCNB）。但是，对于四线电路的输出信号 4WS，接地分离不是必需的，因为输出电路 150（对应于系统 E）靠电容 C_A 和 C_B 与电池馈电电路（对应于系统 G）是分离的。因此，没必要担心两个地线之间的直流电压差。如上所述，交流电压差（即纵向噪声）通过差动放大器 OP3 消除，而不在输出端出现。

还应指出，在图 22 中，由晶体管 Q16 和镜象电路 M1' 以及晶体管 Q17 和镜象电路 M1 分别构成了图 7 和 18 中所示的门 G_1 和 G_2 。同时，镜象电路 M1' 和 M1 还作为接地分离电路 601 和 602 的一部分。利用这种方式，监测电路 500 与接地分离电路 601 和 602 实现了良好的连接。显而

易见，在图 22 的电路结构中不必增加如图 18 所示的镜象电路 M12 和 M13。

对应于图 6 下半部分并在图中从右向左传送信号的一个电路被用作由链状线 5 和 6 包围的 4WR 的输入电路。虽然为了简单起见它未在图中显示，但该电路应插在三极管 Qp 和运算放大器 OP2 之间。对于本领域内的熟练人员，在这一点上引入接地分离电路是容易实现的。另外，应该指出，如果恒流源 9 的电压从 V_{CC} 提供，且给镜象电路 A3 和 B3 的供电电压分别由 V_{EE} 和 V_{CC} 代替，那么很清楚这些镜象电路起着图 6 中接地分离电路下半部分的作用。

图 22 中的其余部分与前面描述的类似，所以不作进一步的描述。本发明的 SLIC 已经设计为可在单片 IC 上制造，因此它对减小尺寸和价格是非常有效的。如上所述，电路的许多修改都是可能的，但它们都在本发明的实质的范围之内。

图. 1 先有换本

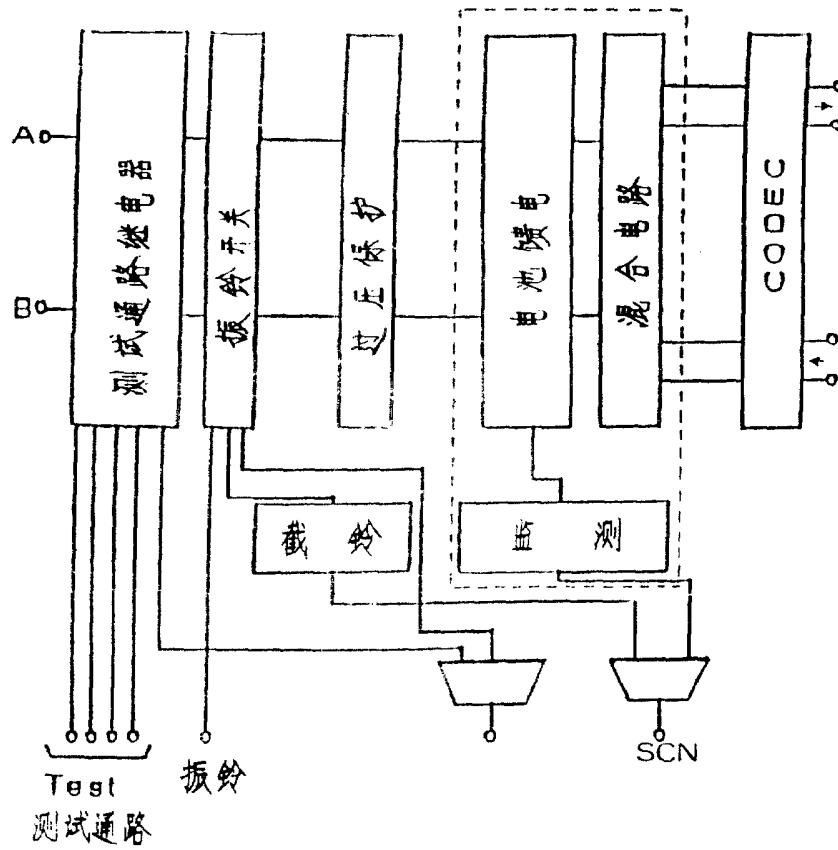


图. 2 (a) 现有技术

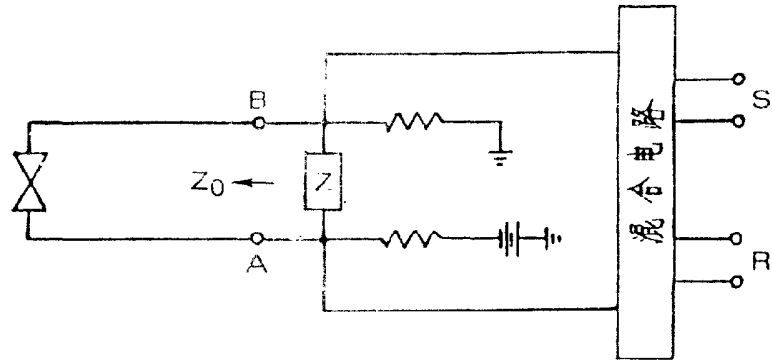
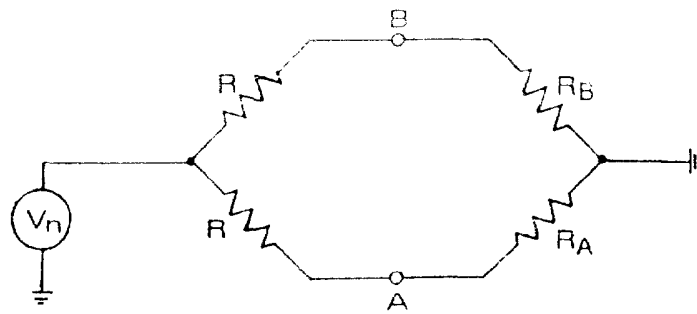


图. 2 (b) 现有技术



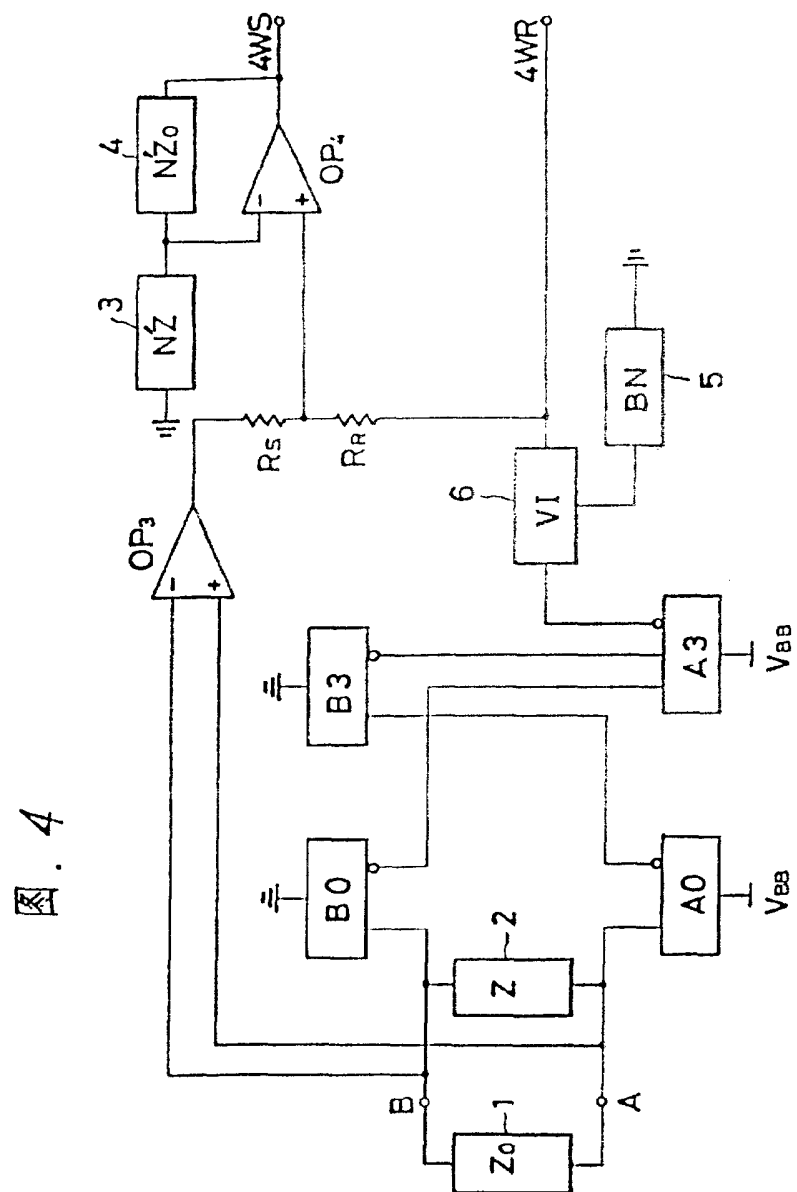


图. 5

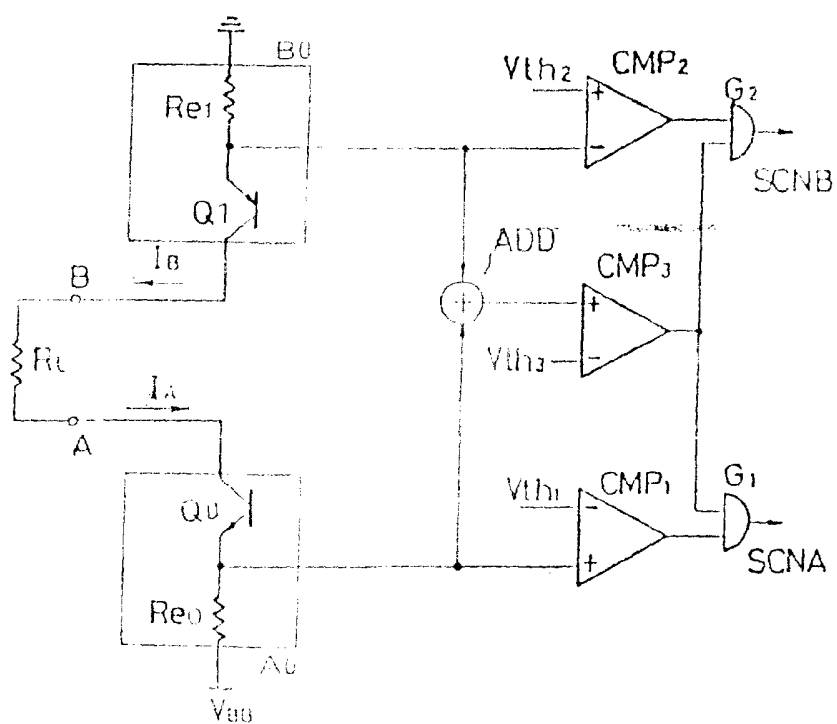


图.6

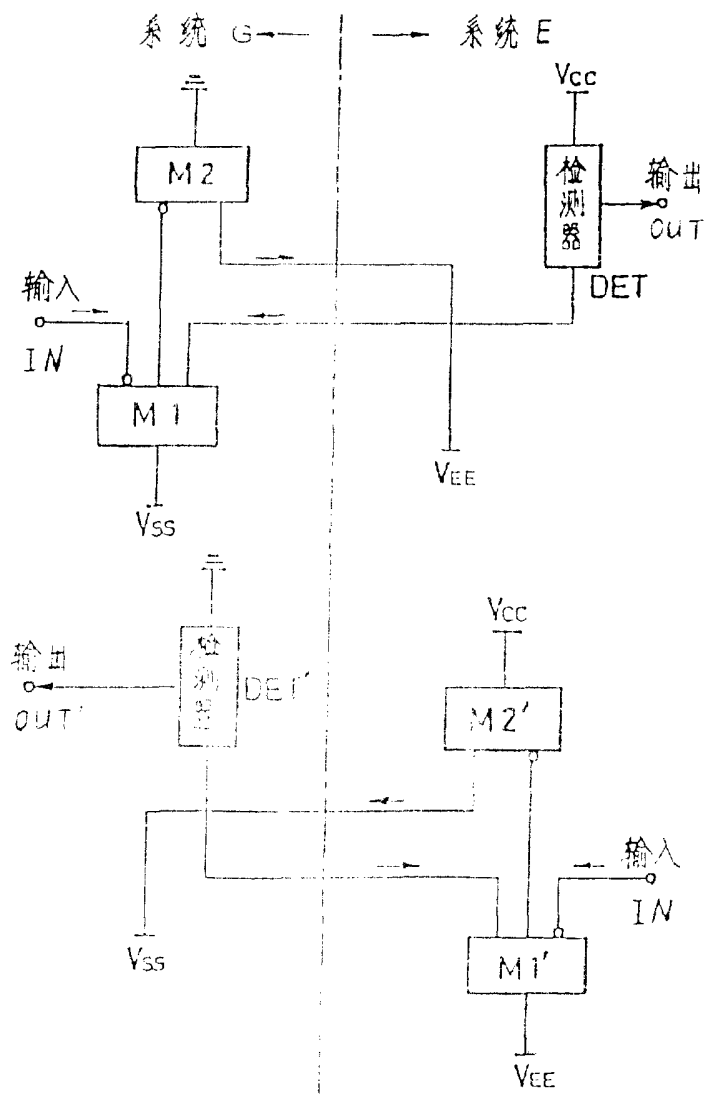


图. 7

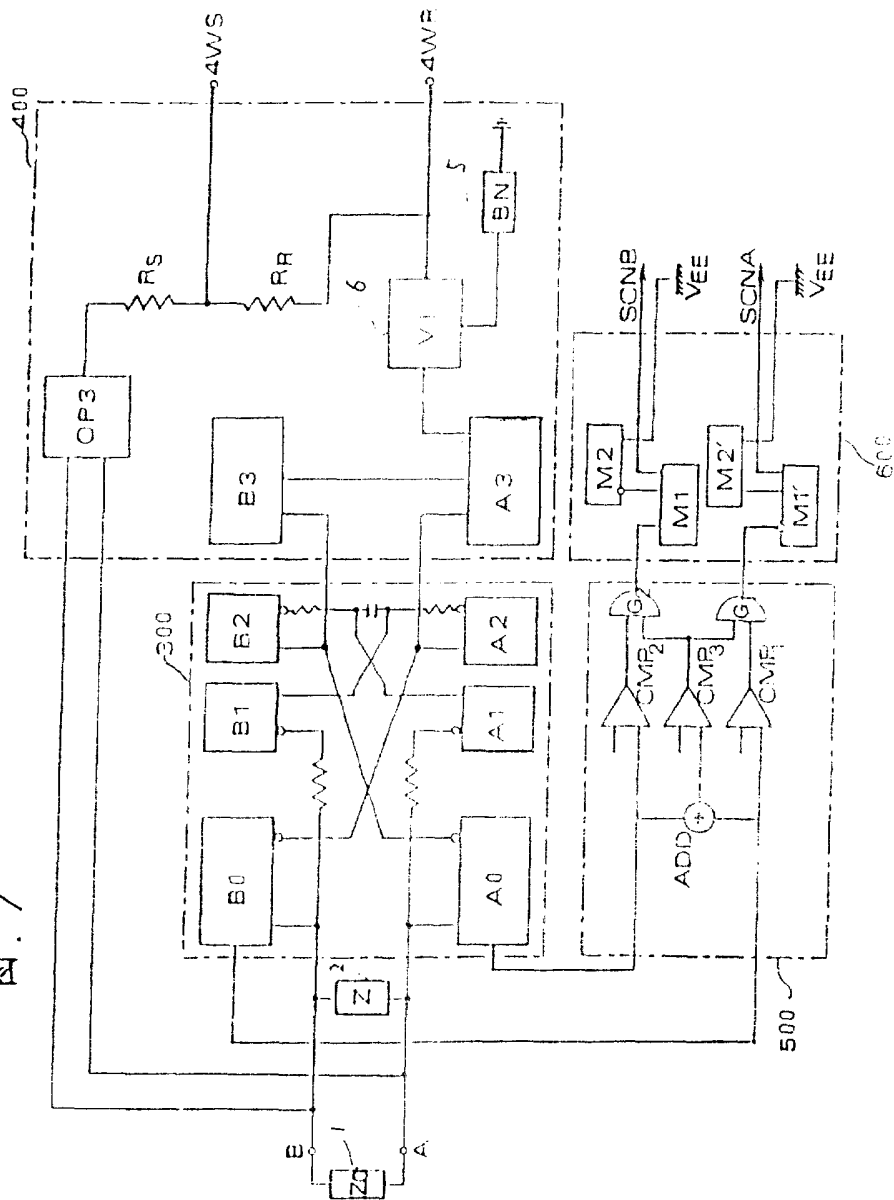


图 8

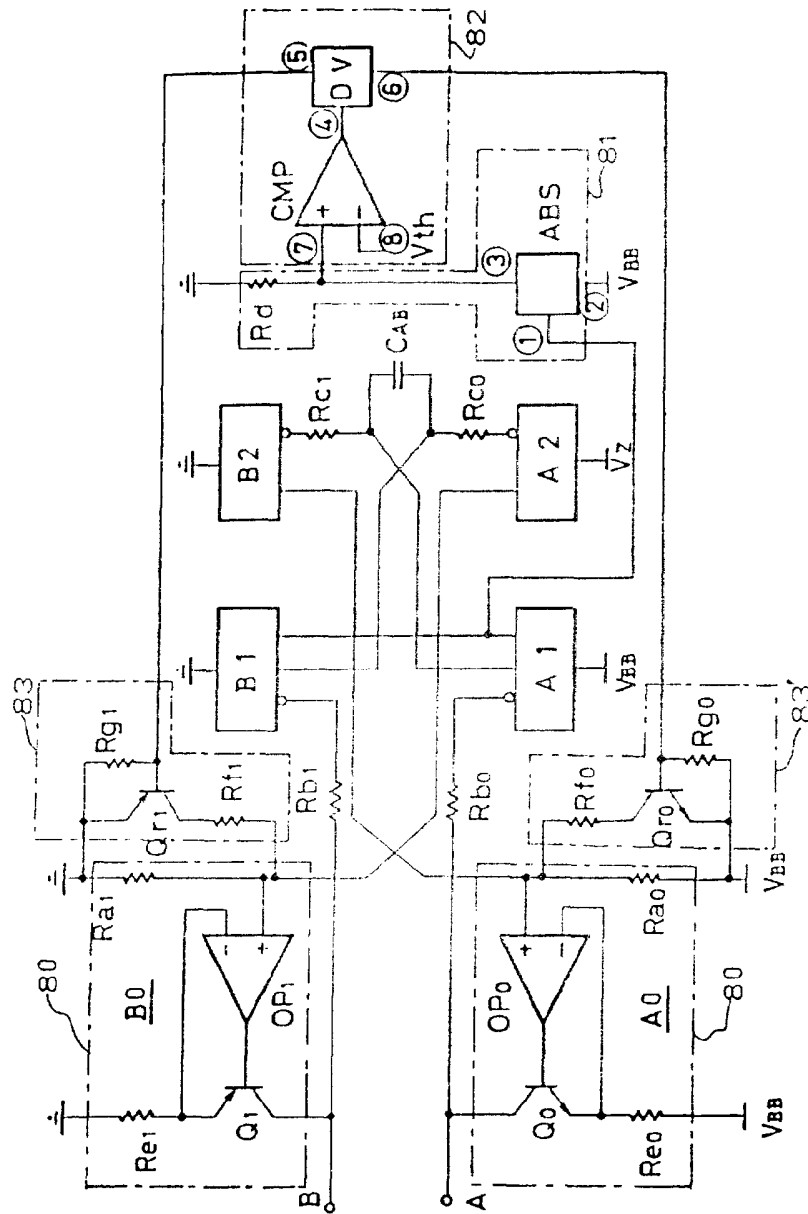


图. 9 现有技术

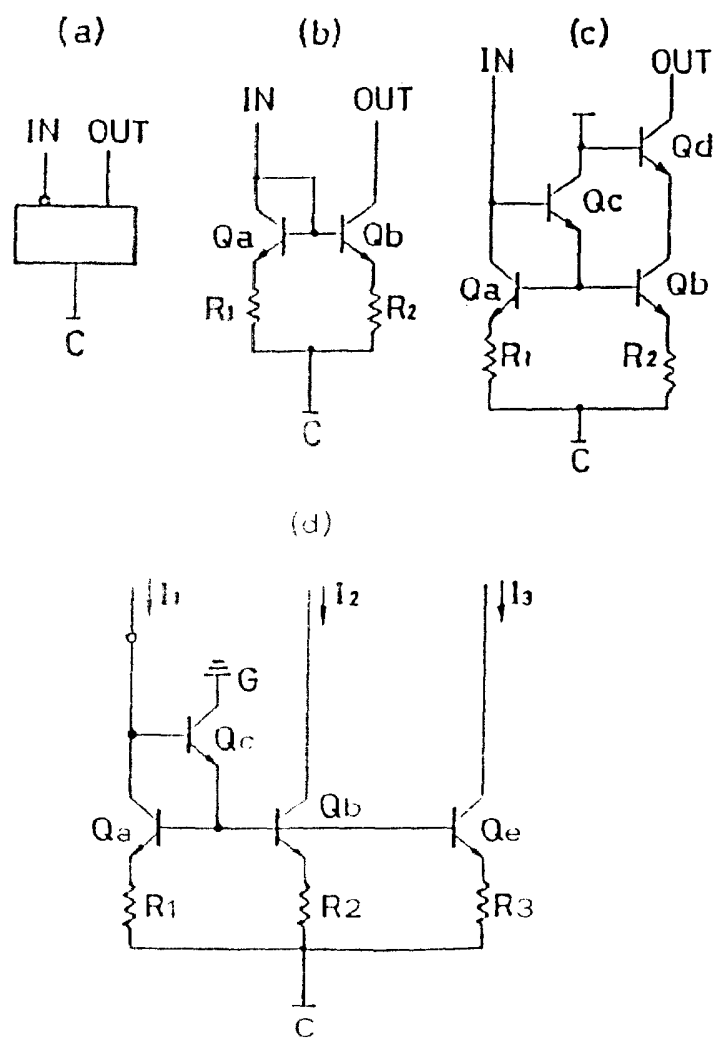


图. 10 现有技术

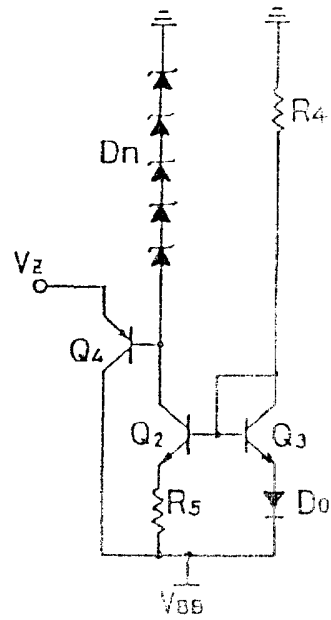


图. 11 现有技术

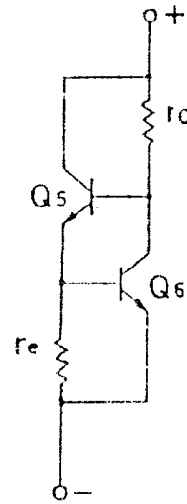


图. 12 现有技术

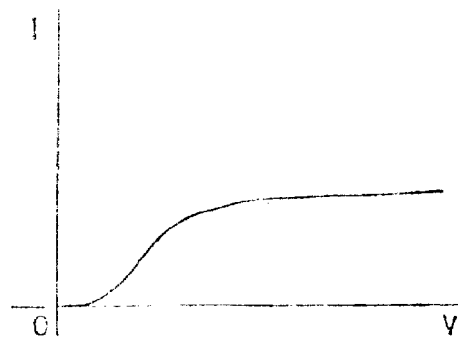


图. 13

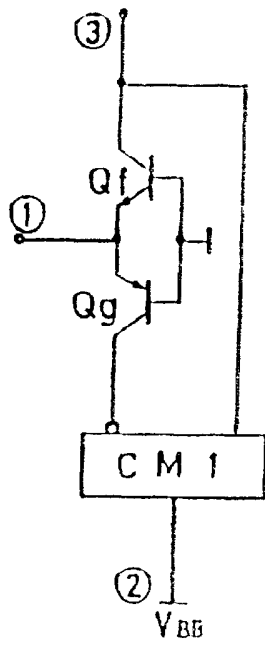
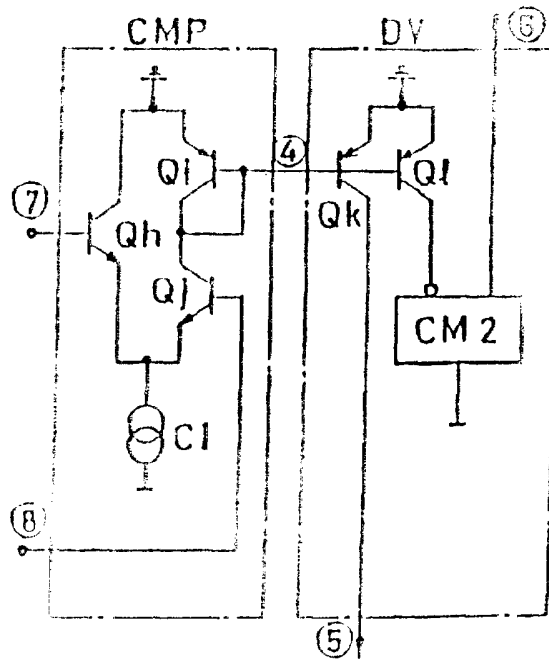


图. 14



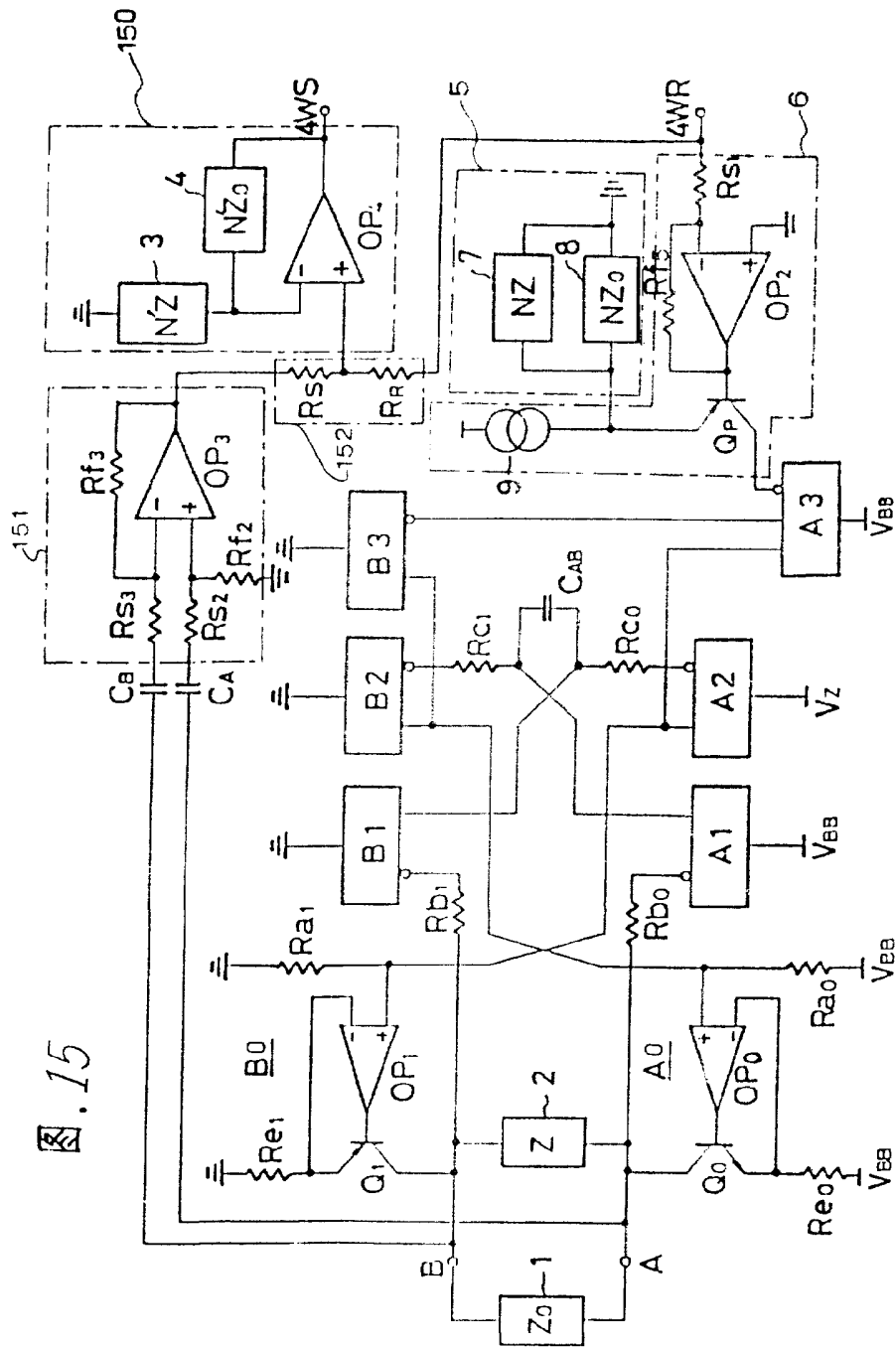


图. 16

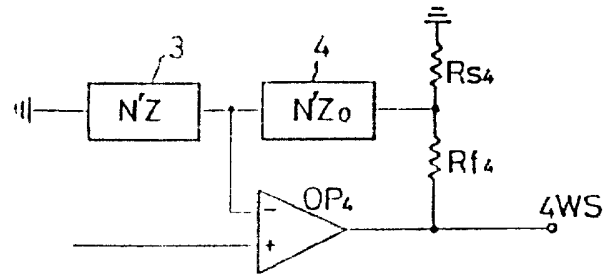


图. 17

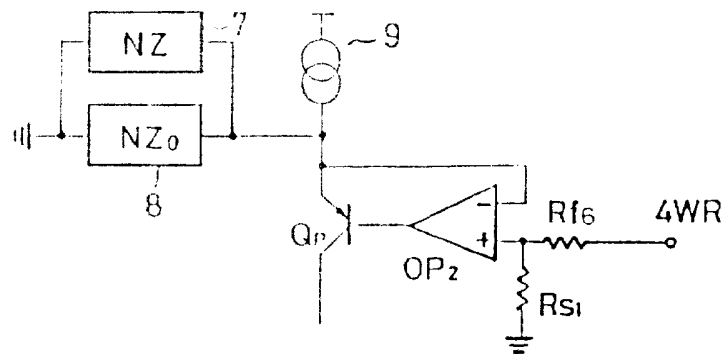


图.18

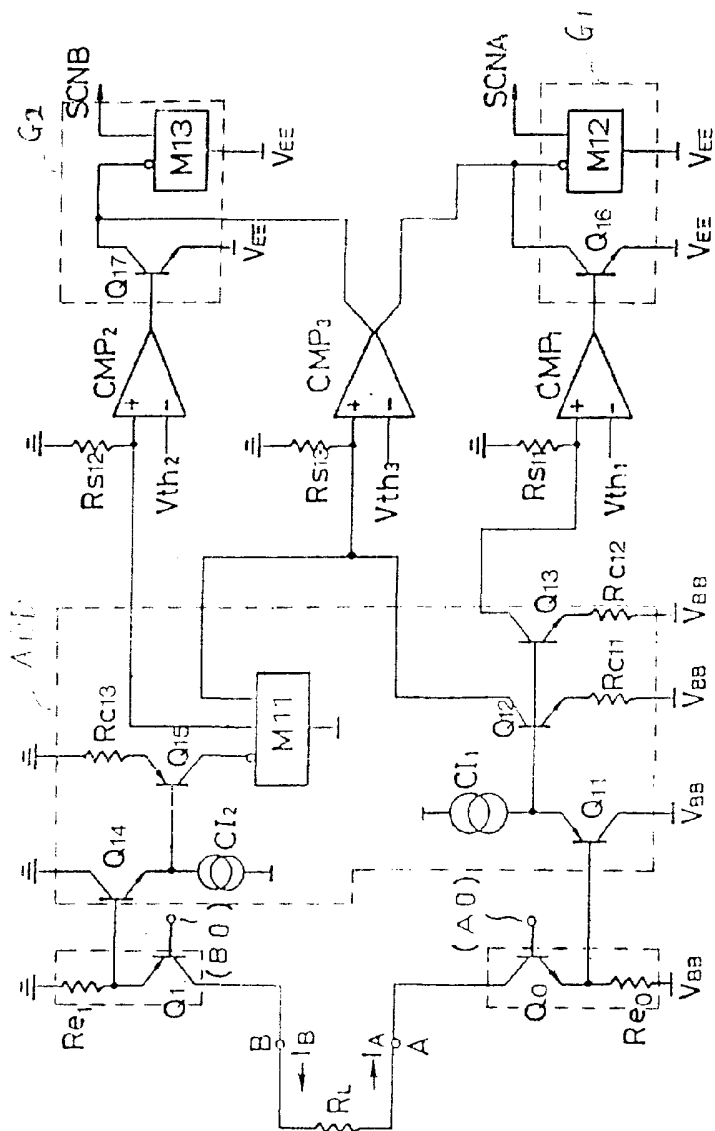


图. 19

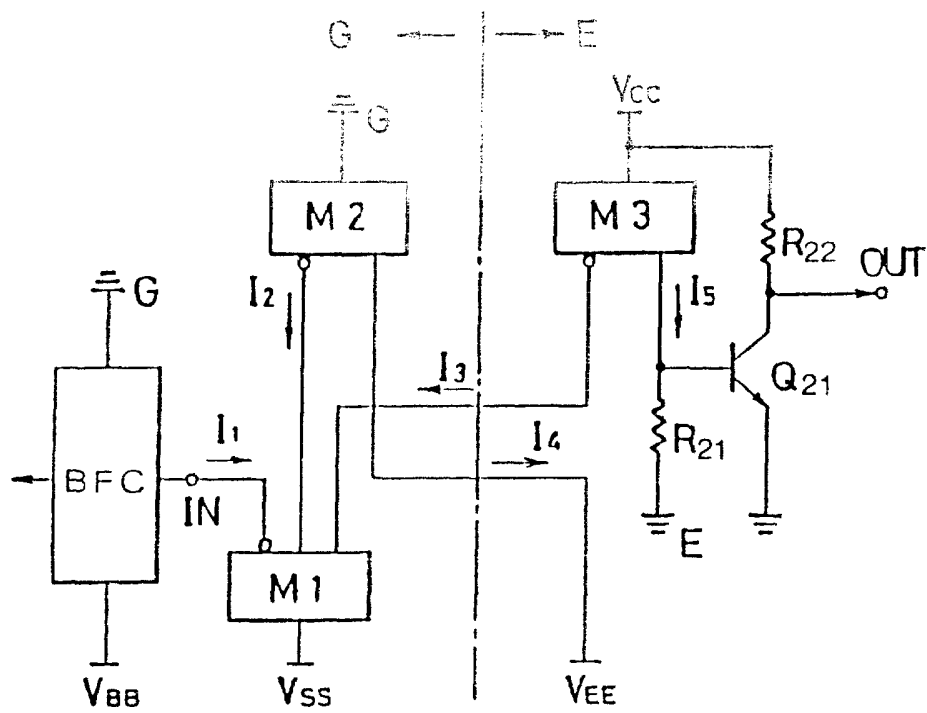


图. 20 现有技术

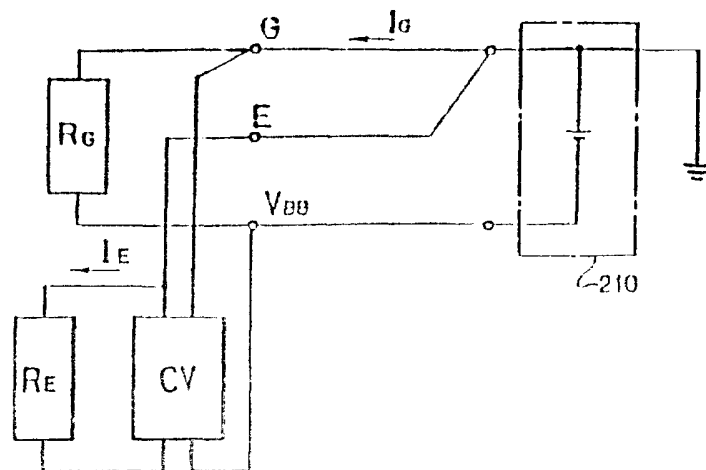


图. 21

