

精密单片视频绝对值变换器

易明铨

(北京半导体器件研究所)

1983年7月18日收到

应用局部正反馈方法设计了第一个精密视频绝对值变换器。用常规集成电路工艺试制的电路达到了 6MHz 的大信号带宽。输出信号 2.5V_{p-p} 时的线性精度为 0.1%。

一、引言

绝对值变换器可以作为幅度检波器用于测量仪器中，或在模-数转换器中用作符号位，实现对输入信号的极性转换。用绝对值变换器也可以构成格雷码 A/D 转换器，实现 n 毕特变换只需要 $(n - 1)$ 个绝对值变换器和 n 个比转器。这比全并行和逐次比较式 A/D 变换都要简单。

理想的差动绝对值变换器满足下述关系：

$$y = K|x_2 - x_1| \quad (1)$$

其中 y 为输出变量(电压或电流)， x_1 与 x_2 为差动输入变量(通常为电压)， K 为增益系数。用于 8 毕特 A/D 转换的绝对值变换器应具有优于 0.2% 的增益线性精度。目前实现这样的高精度绝对值变换的电路方案通常是采用二极管或晶体管作为极性转换开关，并利用运算放大器的负反馈连接来减小二极管或晶体管 EB 结正向压降产生的“死区”^[1-3]。但由于运算放大器的压摆率和稳定单位增益带宽的限制，这一类绝对值电路只能在较低的频率范围内运用。

实现绝对值变换的另一类电路方案采用了“模拟或”电路原理^[4]，如图 1 所示。

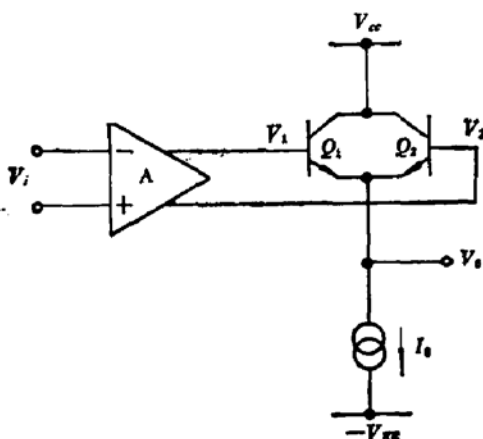


图 1 应用“模拟或”原理的绝对值变换器电路
 $V_0 = \max(v_1, v_2) = \max(-AV_1, AV_2) = A|V_1|$

图中 A 为差动放大器，对管 Q_1 、 Q_2 为模拟或电路单元。图 1 的方案为开环结构，在扩展频带方面较为有利，可用于视频范围。但是其中的模拟或单元在小信号端的非线性误差较大(约为 18 mV)。因此，为减小相对误差，需增大模拟或单元的驱动电压。例如，对于 8 毕特 A/D 转换精度，驱动电压 V_1 与 V_2 的动态范围应达到 10 伏以上。然而，对于模拟或单元的前置差动放大器来说，在这样宽动态范围内很难达到 8 毕特线性精度。并且，后级电路(如比较器)一般也不具有这样宽的共模电压范围。

本文提出一个采用正反馈方法校正模拟或单元小信号非线性的精密视频绝对值变换器的设计方案,并报道了试制的这类电路的第一个集成芯片的测量结果。

二、模拟或单元

1. 模拟或单元的传输特性

图 1 中模拟或单元的小信号非线性是由于 Q_1 与 Q_2 中电流分配比改变时,引起 EB 结压降变化的结果. 利用 I_C-V_{BE} 的指数关系 $I_C = I_S \exp(V_{BE}/V_T)$ 可以得出, 模拟或单元的输出电压为

$$V_o = V_T \ln \left(1 + \exp \frac{V_1 - V_2}{V_T} \right) + V_2 - V_{BE}^0 - V_T \ln 2 \quad (2)$$

其中 $V_T = kT/q$, V_{BE}^0 为 $V_1 = V_2$ 时 Q_1 与 Q_2 的 EB 结偏压. 设 $V_1 = AV_i + V_C$, $V_2 = -AV_i + V_C$, V_C 为差分放大器的直流输出工作电平, 则除去一直流电平外, 式(2)给出的电压传输特性可以归一化表示为

$$U_o = \ln(1 + \exp 2U_i) - U_i \quad (3)$$

其中 $U_i = AV_i/V_T$, $U_o = V_o/V_T$. 式(3)给出, 当 $|U_i| \gg 1$ 时, $U_o = |U_i|$; 当 $U_i = 0$ 时, $U_o = \ln 2$. 可见, 图 1 中模拟或单元的传输特性在小信号端的非线性误差为 $V_T \ln 2 \approx 18\text{mV}$ (参见图 3 中曲线 1). 从物理上看, 这是显而易见的. 因为, 当 $|U_i| \gg 1$, 例如, $V_1 \gg V_2$ 时, 偏置恒流源 I_0 全部流经 Q_1 , $V_{BE1} = V_T \ln I_0/I_S$ 为常数, V_o 将线性的跟随 V_1 增加. 然而, 当 $|U_i| < 1$ 时, Q_1 中的电流 (从而 V_{BE1}) 将随 U_i 变化. 当 $U_i = 0$ 时, 有 $\Delta V_{BE1} = V_T \ln 2$.

2. 模拟或单元的正反馈校正

本文提出的模拟或单元的正反馈校正原理如图 2 所示, 其中 R_C 为差动输入级的负载电阻, E_1 与 E_2 为电流控制的反馈电压源. 设 Q_1 与 Q_2 的基流可以忽略. 我们考虑 E_1 与 E_2 为线性受控源的情形. 令

$$E_1 = \frac{I_0 r}{2} \left(1 - \frac{2I_{C2}}{I_0} \right), \quad (4)$$

$$E_2 = \frac{I_0 r}{2} \left(1 - \frac{2I_{C1}}{I_0} \right), \quad (5)$$

其中 r 为受控源的传输阻抗. I_{C1} 与 I_{C2} 为 Q_1 与 Q_2 的集电极电流, 可表示为 V_1 与 V_2 的函数

$$\frac{I_{C1}}{I_0} = \frac{1}{1 + \exp \frac{V_2 - V_1}{V_T}}, \quad (6)$$

$$\frac{I_{C2}}{I_0} = \frac{1}{1 + \exp \frac{V_1 - V_2}{V_T}}, \quad (7)$$

又,由图 2 有

$$V_1 = V_{CC} + E_1 - R_C(I_1 + \Delta I), \tag{8}$$

$$V_2 = V_{CC} + E_2 - R_C(I_1 - \Delta I). \tag{9}$$

结合式(4)一式(9),并利用式(2),可得归一化输出电压(除去一直流分量外)为

$$U_0 = \ln(1 + \exp U_{1-2}) - \frac{I_0 r}{V_T} \times \frac{\exp U_{1-2}}{1 + \exp U_{1-2}} - U_i. \tag{10}$$

其中 $U_i = -R_C \Delta I / V_T$,

$$U_{1-2} = \frac{V_1 - V_2}{V_T} = 2U_i - \frac{I_0 r}{V_T} \frac{1 - \exp U_{1-2}}{1 + \exp U_{1-2}}. \tag{11}$$

由式(10)与式(11)不难算出,当 $U_i = 0$ 时, $U_0 = \ln 2 - \frac{I_0 r}{2V_T}$; 当 $|U_i| \gg 1$ 时, $U_0 = |U_i|$. 可见,若令反馈电压源 E_1 与 E_2 的传输阻抗

$$r = \frac{2V_T}{I_0} \ln 2. \tag{12}$$

则图 2 中模拟或单元的传输特性在零点处的非线性误差将获得校正. 具体的计算表明,校正后传输特性在小信号区域的最大非线性误差为 $\Delta U_0 = U_i - U_0 \approx 0.06$ (室温时为 1.5mV). 这将比未校正 ($r = 0$) 的情形提高 3—4 毕特的线性精度,即在动态输入范围为 3 伏的条件下也可达到 10 毕特精度.

然而,要设计其传输阻抗满足式(12)的线性受控源并非易事. 从便于实现集成化考虑,可以利用晶体管 EB 结的微分电阻来近似满足式(12)的要求. 这时式(4)与式(5)的线性源由下述的非线性源所取代

$$E_1 = V_T \ln \frac{2}{1 + \frac{2I_{C2}}{I_0}}, \tag{13}$$

$$E_2 = V_T \ln \frac{2}{1 + \frac{2I_{C1}}{I_0}}, \tag{14}$$

相应地可得模拟或单元的归一化输出电压为

$$U_0 = \ln \frac{1 + \exp U_{1-2}}{1 + \frac{2}{1 + \exp(-U_{1-2})}} - U_i. \tag{15}$$

其中

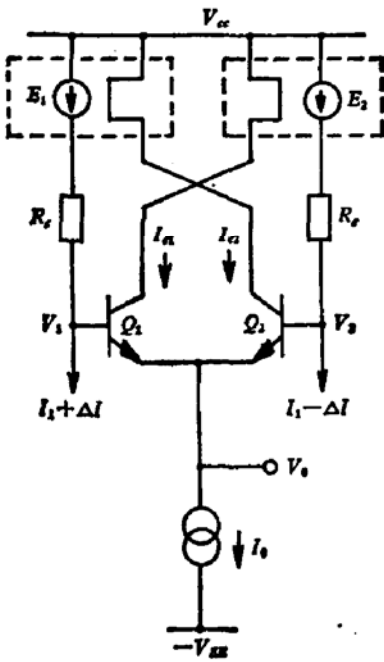


图 2 具有正反馈非线性校正的模拟或单元

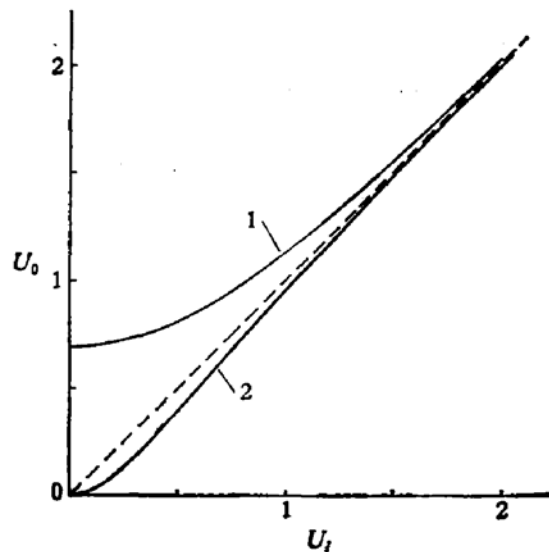


图 3 模拟或单元的归一化传输特性
曲线 1——按式(3)计算;
曲线 2——按式(15)、(16)计算.

$$U_{1-2} \triangleq \frac{V_1 - V_2}{V_T} = 2U_i + \ln \frac{1 + \frac{2}{1 + \exp(-U_{1-2})}}{1 + \frac{2}{1 + \exp U_{1-2}}} \quad (16)$$

图 3 给出了按式(15)与(16)计算的归一化传输特性(曲线 2), 其最大非线性误差 $\Delta U_0 = U_i - U_0 \approx 0.012$, (室温时为 3mV)。这比线性反馈校正的误差大一倍, 但比未经校正的情形仍有显著的改善。作为对比, 图 3 中也给出了未经校正的传输特性(曲线 1)。

三、差动输入级

1. 大信号非线性

在图 1 的绝对值变换方案中, 大信号非线性误差主要来自差动输入级。图 4(a) 为基本的差动输入电压-电流 ($V-I$) 转换级, 其 $V-I$ 转换特性为

$$\frac{V_i}{V_T} = \frac{I_1 R_E}{V_T} \frac{\Delta I}{I_1} + \ln \frac{1 + \frac{\Delta I}{I_1}}{1 - \frac{\Delta I}{I_1}} \quad (17)$$

设 $\Delta I/I_1 \ll 1$, $I_1 R_E/V_T \gg 1$, 并考虑到 $\Delta I R_E \approx V_i$, 则

$$\frac{V_i}{V_T} \approx \frac{\Delta I}{I_1} \left(\frac{I_1 R_E}{V_T} + 2 \right) (1 + \varepsilon) \quad (18)$$

其中

$$\varepsilon = \frac{2}{3} \left(\frac{V_T}{I_1 R_E} \right)^3 \left(\frac{V_i}{V_T} \right)^2 \quad (19)$$

为非线性误差项。设最大输入电压 $V_{i\max} = 80V_T \approx 2V$, $I_1 R_E = 160V_T \approx 4V$, 则 $\varepsilon \approx 0.1\%$ 。这一误差已满足 8 毕特精度要求。增大 $I_1 R_E$ 可进一步提高线性精度, 但与改善失调电压指标有矛盾。

2. 电流均分环节

差动级的输出电流变化将在反馈电压源的内阻上产生附加电压误差。采用电流均分措施可使差动级的输出电流变化成为零。图 4(b) 为具有电流均分环节的差动输入级, 其中 Q_3-Q_6 具有相同的发射结面积。它们将 Q_1 与 Q_2 的集电极电流分别均分后重新组合为相等的恒定输出电流。均分环节本身将引起 V_1 与 V_2 随信号电流 ΔI 的超线性变化, 其误差为

$$\varepsilon \approx \frac{V_T}{2I_1 R_C} \frac{\Delta I}{I_1} \approx \frac{V_T}{2I_1 R_C} \frac{V_i}{I_1 R_E} \quad (20)$$

仍设 $V_{i\max} = 2V$, $I_1 R_E = 4V$, 并设 $R_C = R_E$, 则 $\varepsilon \approx 0.16\%$ 。但是这一误差将被 ΔI 随 V_i 变化的亚线性误差所补偿。补偿后的非线性误差约为 0.06%。这就是说, 电流均分环节的插入不仅消除了差动级信号对反馈电压源的影响, 而且改善了差动输入级的大信号线性精度。

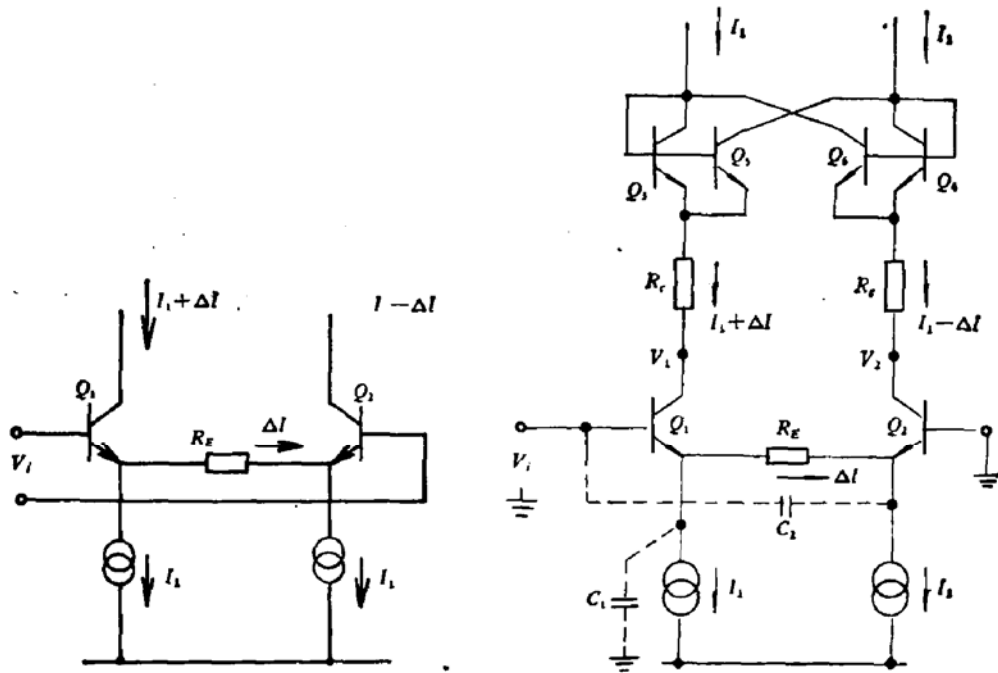


图 4 (a) 基本的差动输入 $V-I$ 转换级 (b) 具有电流均分输出环节的 $V-I$ 转换级

3. 频响校正

在高频情况下,由于寄生电容的影响,差动级输出电压 V_1 与 V_2 的信号分量将不是严格的倒相等幅信号,从而将使模拟或单元的输出波形产生畸变,如图 5 所示. 导致 V_1 与 V_2 的幅度和相位差的主要贡献者是偏置恒流源的寄生电容,如图 4(b) 中虚线连接的 C_1 所示. C_1 的存在使 Q_1 中出现附加的容性电流分量,其影响在一级近似上,可由连接到 Q_2 发射极的直馈电容 C_2 来校正,如图 4(b) 中所示.

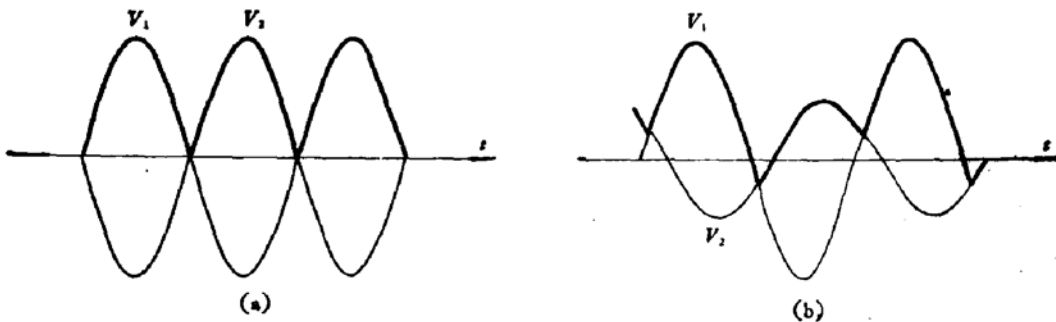


图 5 差动信号 V_1 与 V_2 通过理想模拟单元产生的输出波形(粗实线)

(a) V_1 与 V_2 等幅、反相; (b) V_1 幅度大并有附加超前相移.

4. 输入失调电压

在 $I_1 R_E \gg V_T$ 的情况下,图 4(b) 差动级的输入失调电压主要取决于 Q_1 与 Q_2 的偏置电流 I_1 及负载电阻 R_C 的失配度. 在 Q_1 与 Q_2 的电流放大系数 β 较低时, β 的失配度对失调电压也有较大的贡献. 容易算出,失调电压 V_{os} 为

$$V_{os} \approx \frac{I_1 R_E}{2} \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} + \frac{\Delta I_1}{I_1} + \frac{\Delta \beta}{\beta^2} \right). \quad (21)$$

表 2 视频绝对值变换器 BG331 的主要性能指标

电源电压 V_{CC}, V_{EE}	+12V, -6V
输入电压范围	$\pm 2.5V$
增益系数 K	1, 或 2
增益对称性(均方根值)	0.4%
线性精度	0.1%
频率响应: 小信号带宽	15MHz
大信号带宽	6MHz
输入偏流 I_{ib}	20 μA
输入失调电压 V_{os} (均方根值)	40mV
输出零点误差: 均方根值	80mV
电源灵敏度 (PSRR+/PSRR-)	-40mV/V, 10mV/V
功耗	280mW

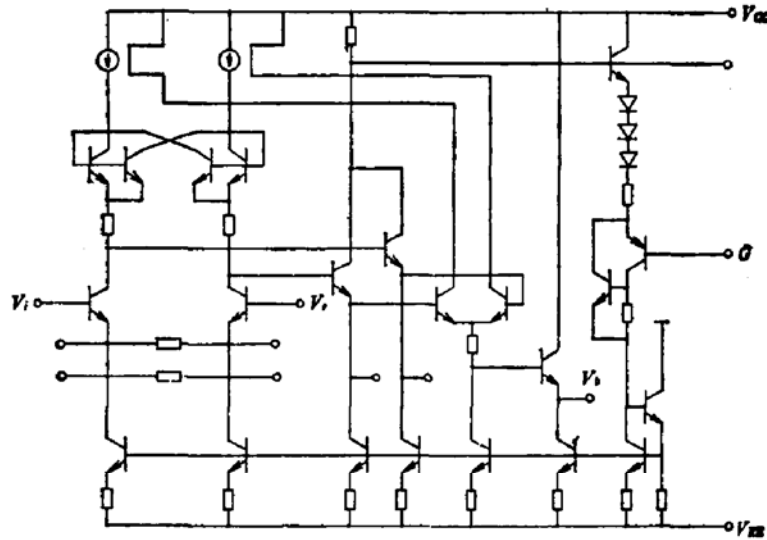


图 6 视频绝对值变换器 BG331 的完整电路

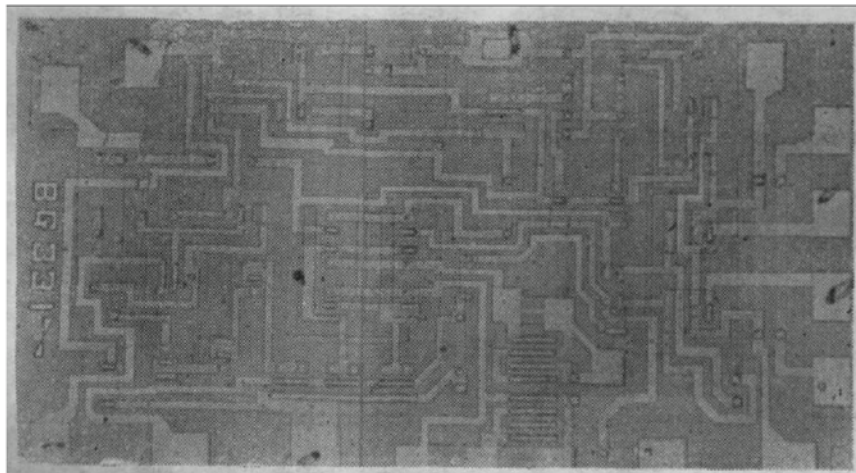


图 7 集成变换器 BG331 的芯片照片

四、实验结果

图 6 为实验的视频绝对值变换器的完整电路, 其集成芯片的显微照片如图 7 所示. 变换器小信号区传输特性的实测结果如图 8 所示, 非线性误差约 3mV , 与图 3 中曲线 2 的理论预期一致. 变换器的主要性能指标如表 2 所示.

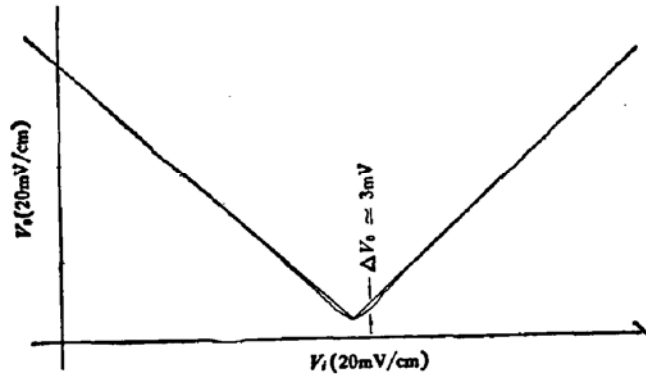


图 8 用 X-Y 记录仪记录的集成变换器 BG331 的小信号区传输特性

五、结 论

应用正反馈方法设计了第一个集成绝对值变换器. 在 ± 2.5 伏的输入范围内, 其线性精度优于 0.1% , 带宽达到 6MHz . 试制的器件已用于采样频率 13.3MHz 的 8bit A/D 转换器中.

感谢本所杨铮与刘树民等同志帮助设计掩模版图和进行电路实验.

参 考 文 献

- [1] J. Graeme, *Electronics*, 47, 104 (1974).
- [2] R. W. J. Barker and B. L. Hart, *Electron. Lett.*, 13, 143 (1977).
- [3] J. Graeme, et al., *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, (1971).
- [4] U. Fiedler and D. Seitzer, *IEEE J. Solid-State Circuits*, SC-14, 547 (1979).

A Precision Monolithic Video Absolute-Value Converter

Yi Mingguang

(Beijing Research Institute of Semiconductor Devices)

Abstract

The use of localized positive feedback has led to the first precision video absolute-value converter using a conventional IC process. The circuit achieves a large-signal bandwidth up to 6MHz . Linearity for 2.5V_{p-p} output signal is 0.1% .