

# 一种新的 CMOS 负阻器件

易 明 铊

(北京半导体器件研究所)

1982年1月3日收到

## 提 要

本文提出了一种新的,能够产生电流控制型负阻特性的 CMOS 集成电路结构,并进行了理论分析,导出了负阻特性的特征参数表达式。实验结果与理论分析满意一致。

## 一、引言

近年来功能集成负阻器件受到了较大的注意。并且,已经报道了许多种实现负阻特性的集成结构<sup>[1-15]</sup>。这些结构可以归结为如下几种类型: ①互补结型场效应结构<sup>[1,4,6]</sup>; ②MOS 场效应与双极结构<sup>[2,14]</sup>; ③结型场效应与双极结构<sup>[3,5,8]</sup>; ④单沟道MOS结构<sup>[12,13]</sup>; ⑤CMOS 结构<sup>[7,9,10]</sup>; 以及⑥双基极双极管结构<sup>[15]</sup>等。然而,所有这些结构都是给出电压控制型负阻特性。

本文提出一种新的电路结构,它能够产生电流控制型负阻特性。这种结构由两个互补的电流镜和一个启动元件构成,它与通常的双极型集成工艺和 CMOS 工艺是完全相容的。文中讨论了这一结构的理想化模型,并对一种实际的 CMOS 实现方案进行了分析,给出了负阻特性的特征参数: 峰值电流、峰值电压、维持电流,以及维持电压等的表达式。实验结果表明与理论分析满意地一致。

## 二、理想模型

图 1 为所提出的功能集成负阻结构的理想化模型。图中虚线所示的方框  $M_p$  与  $M_n$  为两个互补的电流镜,它们组成一个电流正反馈环。电阻  $R_1$  为启动元件。电流  $I_t$  为偏置电流(或触发电流)。

由图 1,负阻结构的阳极电流  $I$  可以表示为

$$I = I_1 + I_2 = (1 + M_p)I_2 \quad (1)$$

或

$$I = I_3 + I_4 - I_t = (1 + M_n)I_4 - I_t. \quad (2)$$

其中  $M_p$  与  $M_n$  也分别用来表示两个电流镜各自的电流增益,即

$$M_p = \frac{I_1}{I_2} \quad (3)$$

$$M_n = \frac{I_3}{I_4}. \quad (4)$$

启动电阻  $R_1$  上的电流为

$$I_5 = I_2 - I_3 = I_2 - M_n I_4 \quad (5)$$

再从式(1)与式(2)解出

$$I_2 = \frac{I}{1 + M_p}, \quad (6)$$

$$I_4 = \frac{I + I_t}{1 + M_n}. \quad (7)$$

将式(6)与式(7)代入式(5), 得到

$$I_5 = \frac{1 - M_p M_n}{(1 + M_p)(1 + M_n)} I - \frac{M_n}{1 + M_n} I_t. \quad (8)$$

由于我们已假定电流镜  $M_p$  与  $M_n$  是理想的, 即它们的输入电流  $I_2$  与  $I_4$  的支路电阻为零, 如图 1 中所示, 因而阳极端子电压  $V$  等于电阻  $R_1$  上的电压降。故有

$$V = \frac{1 - M_p M_n}{(1 + M_p)(1 + M_n)} R_1 I - \frac{M_n}{1 + M_n} R_1 I_t. \quad (9)$$

当  $I_t = 0$  时, 有

$$V = \frac{1 - M_p M_n}{(1 + M_p)(1 + M_n)} R_1 I \quad (10)$$

式(10)即是图 1 所示结构的二端伏-安特性方程。显然, 如果环路电流增益  $M_p M_n$  随电流  $I$  增加, 并且从某一小于 1 的值出发可以增长到大于 1, 那么式(10)将给出一个电流控制的 A 形负阻特性, 如图 2a 所示。从式(10)可以看出, 当  $M_p M_n$  增长到等于 1 时,  $V = 0$ 。这一点相应的电流称为维持电流, 记作  $I_H$ , 它由下述方程决定

$$M_p M_n = 1. \quad (11)$$

显然,  $I_H$  与启动电阻  $R_1$  无关, 而仅仅取决于环路增益  $M_p M_n$  的电流关系。

需要指出, 当电流  $I$  超过  $I_H$  时, 由于电流镜实际上将进入饱和区, 环路增益  $M_p M_n$  不可能继续增长, 因此端电压  $V$  不会成为负值, 而是维持在  $V = 0$  的状态。

$I-V$  特性的峰值电流  $I_P$  与峰值电压  $V_P$  可由式(10)微分得出。式(10)对  $I$  微分, 并假定  $M_n$  与  $M_p$  均与电压  $V$  无关, 得到微分电阻  $R_d$  为

$$R_d = \frac{dV}{dI} = R_1 \left[ \frac{1 - M_p M_n}{(1 + M_p)(1 + M_n)} - I \left( \frac{M'_p}{(1 + M_p)^2} + \frac{M'_n}{(1 + M_n)^2} \right) \right]. \quad (12)$$

其中

$$M'_p = \frac{dM_p}{dI}, \quad M'_n = \frac{dM_n}{dI}.$$

令  $R_d = 0$ , 由式(12)得到峰值电流  $I_P$  的方程为

$$I_P = \frac{1 - M_p M_n}{\frac{1 + M_n}{1 + M_p} M'_p + \frac{1 + M_p}{1 + M_n} M'_n}. \quad (13)$$

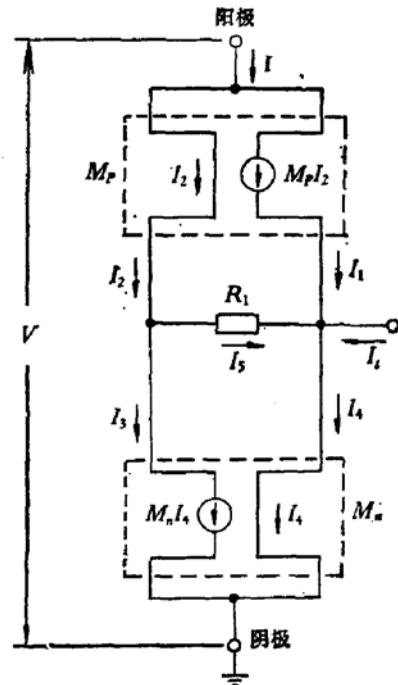


图 1 产生电流控制负阻特性的电路结构

式(13)代入式(10), 得到峰值电压  $V_P$  的方程为

$$V_P = \frac{(1 - M_p M_n)^2}{(1 + M_n)^2 M'_n + (1 + M_p)^2 M'_p} R_1. \quad (14)$$

式(13)与式(14)并不是  $I_P$  与  $V_P$  的显式表达式, 因为  $M_n$  与  $M_p$  隐含电流。也就是说, 上两式中的  $M_n$  与  $M_p$ , 及其微分  $M'_n$  与  $M'_p$  均应取相应于  $I_P$  时的值。虽然如此, 我们还是可以从式(13)与(14)得出有用的结论: 峰值电流  $I_P$  与启动电阻  $R_1$  无关, 而只取决于  $M_n$  与  $M_p$  的电流关系, 正如维持电流  $I_H$  的情形那样; 而峰值电压  $V_P$  则与  $R_1$  成正比。

以上是  $I_t = 0$ , 即两端运用的情形。对于三端运用, 即  $I_t \neq 0$  的情形, 为了简便, 我们假定  $M_n$  与电流  $I$  无关。这时, 对于给定的  $I_t$ , 式(9)右端第二项为常数。这意味着, 偏置电流  $I_t$  不改变伏-安特性曲线的形状, 而仅仅使之沿电压坐标轴平移, 如图 2b 所示。

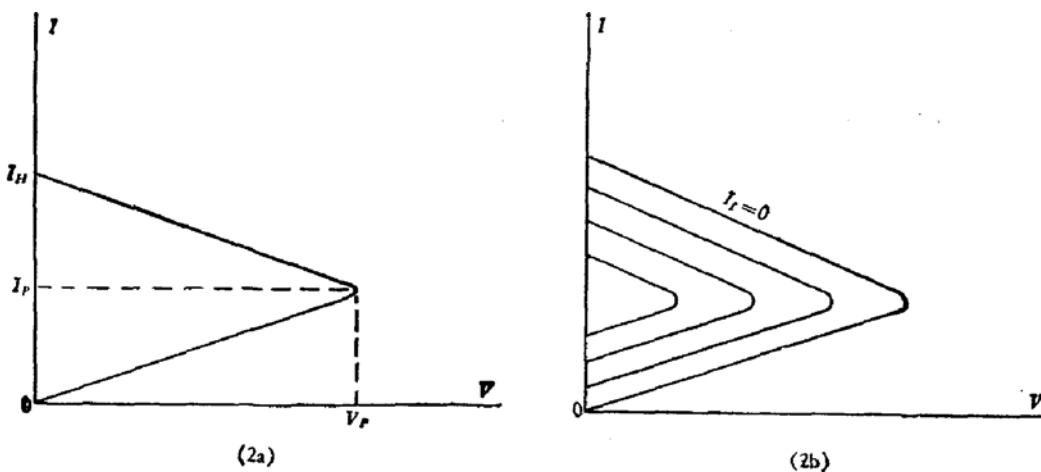


图 2 图 1 所示结构的两端特性(a)与三端运用特性(b)

### 三、CMOS 实现方案

图 3 为理想模型的一个实际的 CMOS 实现方案。其中 n-型电流镜由 NMOS 管  $Q_3$  与  $Q_4$  构成, p-型电流镜由电阻  $R_2$  与 PMOS 管  $Q_1$  构成。在一级近似条件下, n-型电流镜的电流增益仅取决于  $Q_3$  与  $Q_4$  的沟道宽长比, 即

$$M_n \simeq \frac{W_3}{L_3} \frac{L_4}{W_4} = \text{const.}$$

p-型电流镜的增益  $M_p$  是电流的递增函数。若 MOS 管的传输特性采用平方律近似,

$$I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_{th})^2.$$

再注意到  $Q_1$  的栅压  $V_{GS,1} = I_2 R_2$ , 并利用式(6), 则  $M_p$  将由下述方程给出

$$M_p = \beta_1 R_2 V_{th,1} (1 + M_p) \left( \frac{IR_2}{V_{th,1}(1 + M_p)} - 1 \right)^2 \frac{V_{th,1}}{IR_2}. \quad (15)$$

其中,  $V_{th,1}$  为  $Q_1$  的平方律阈值电压,  $\beta_1$  为  $Q_1$  的结构与物理常数。引入归一化的参数

$$m = \beta_1 R_2 V_{th,1}, \quad (16)$$

$$\theta = \frac{IR_2}{V_{th,1}}. \quad (17)$$

则式(15)可表示为

$$M_p = m \frac{1 + M_p}{\theta} \left( \frac{\theta}{1 + M_p} - 1 \right)^2 = \frac{(y - 1)^2}{y}, \quad (y \geq 1) \quad (18)$$

其中

$$y = \frac{\theta}{1 + M_p}. \quad (19)$$

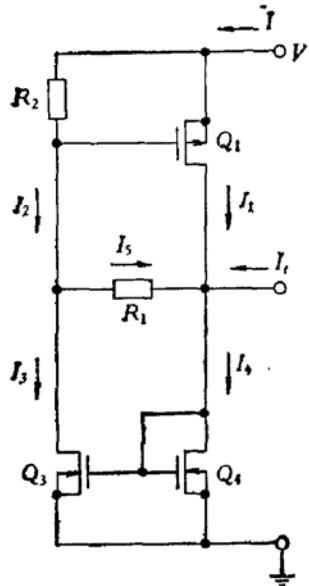


图3 图1模型的CMOS实现方案

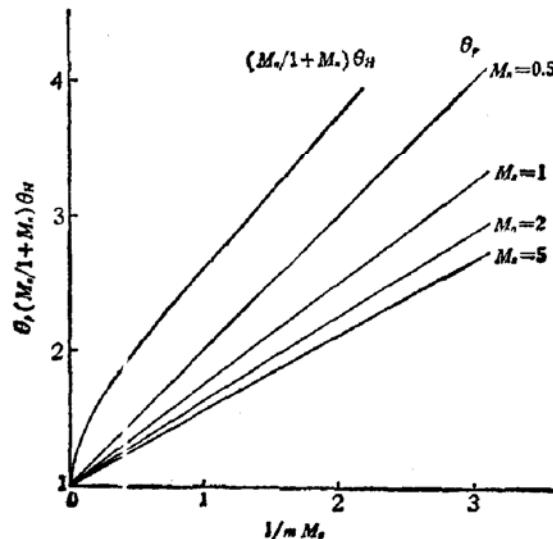


图4 归一化维持电流与峰值电流随参量  $mM_n$  的变化

### 1. 维持电流 $I_H$

考虑到  $M_n$  为常数, 将式(18)代入式(11), 可得到相应于  $I_H$  时的  $y_H$  值为

$$\frac{(y_H - 1)^2}{y_H} = -\frac{1}{mM_n}, \quad (20)$$

或

$$y_H = \frac{1 + 2mM_n + \sqrt{1 + 4mM_n}}{2mM_n}. \quad (21)$$

因为在  $I = I_H$  时有  $M_p = 1/M_n$ , 故由式(19), 又有

$$y_H = \frac{1}{1 + M_p} \theta_H = \frac{M_n}{1 + M_n} \theta_H, \quad (22)$$

从而由式(21)与(22)得到

$$I_H = \frac{V_{th,1}}{R_2} \theta_H = \frac{V_{th,1}}{R_2} \frac{1 + M_n}{M_n} \frac{1 + 2mM_n + \sqrt{1 + 4mM_n}}{2mM_n}. \quad (23)$$

图4中给出了按式(21)计算的归一化维持电流  $y_H = \frac{M_n}{1 + M_n} \theta_H$  随参数  $mM_n$  变化的曲线。

### 2. 峰值电流 $I_P$

式(18)对电流  $I$  微分, 得到

$$M'_p = \frac{dM_p}{dI} = \frac{d\theta}{dI} \frac{dM_p}{d\theta} = \frac{R_2}{V_{th,1}} \frac{2m(y-1) - M_p}{y(1+2m(y-1))}. \quad (24)$$

再将式(18)代入式(24), 得到

$$M'_p = \frac{R_2}{V_{th,1}} \frac{m(y^2-1)}{y^2(1+2m(y-1))}. \quad (25)$$

将式(25)代入式(13), 注意到  $M'_n = 0$ , 并利用式(18)与式(19), 可以得到相应于峰值电流  $I_p$  时的  $y_p$  为

$$y_p = 1 + \frac{1}{2mM_n}. \quad (26)$$

由式(26), 并再次利用式(18)与式(19), 最后得到归一化峰值电流为

$$\theta_p = y_p + m(y_p - 1)^2 - 1 + \frac{1}{2mM_n} \left( 1 + \frac{1}{2M_n} \right). \quad (27)$$

从而

$$I_p = \frac{V_{th,1}}{R_2} \theta_p = \frac{V_{th,1}}{R_2} \left( 1 + \frac{1+2M_n}{4mM_n^2} \right). \quad (28)$$

图 4 中也给出了不同的  $M_n$  值时, 归一化峰值电流  $\theta_p$  随  $mM_n$  变化的曲线.

### 3. 通导状态电压 $V_{sat}$ 与维持电压 $V_H$

在图 1 的理想模型中, 我们没有考虑电流镜输入支路的电压降. 因而当电流超过  $I_H$  值以后(通导状态), 由于  $R_1$  上不再有电流, 故电压  $V$  保持等于零. 对于图 3 的实际电路, 通导状态的电压为

$$V_{sat} = I_2 R_2 + V_{GS,4} = I_2 R_2 + V_{th,4} + \sqrt{\frac{I_2}{\beta_4}}. \quad (29)$$

这里  $Q_4$  的栅压  $V_{GS,4}$  仍按平方律计算. 对于  $I_t = 0$  的情形, 将式(6)与式(7)代入式(29), 得到

$$V_{sat} = V_{th,4} + V_{th,1}y + \sqrt{\frac{I}{\beta_4(1+M_n)}}. \quad (30)$$

其中  $V_{th,4}$  为  $Q_4$  的平方律阈值电压,  $\beta_4$  为  $Q_4$  的结构与物理常数.

将式(21)与(23)代入式(30), 得到维持电压  $V_H$  为

$$\begin{aligned} V_H &= V_{th,4} + V_{th,1} \left( 1 + \frac{1 + \sqrt{1 + 4mM_n}}{2mM_n} \right) \\ &\quad + \sqrt{\frac{V_{th,1}}{\beta_4 M_n R_2} \left( 1 + \frac{1 + \sqrt{1 + 4mM_n}}{2mM_n} \right)}. \end{aligned} \quad (31)$$

### 4. 峰值电压 $V_p$

考虑到电流镜输入支路的电压降, 实际的峰值电压是式(14)给出的理想峰值电压与峰值电流  $I_p$  对应的通导电压之和.

$$V_{sat}(I_p) = V_{th,4} + y_p V_{th,1} + \sqrt{\frac{I_p}{\beta_4(1+M_n)}} \quad (32)$$

利用式(25)与(26), 由式(14)与(32)得到

$$V_P = V_{th,1} + V_{th,1} \left( 1 + \frac{1}{2mM_n} \right) + \sqrt{\frac{V_{th,1}}{\beta_4 R_2 (1 + M_n)} \left( 1 + \frac{1 + 2M_n}{4mM_n^2} \right)} \\ + V_{th,1} \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{1 + M_n} \left( 1 + \frac{1}{4mM_n} \right). \quad (33)$$

### 5. 触发特性

如前所述，在 $M_n$ 为常数的情况下，触发电流 $I_t$ 的作用是使伏-安特性曲线沿电压坐标轴平移。因此，峰值电流将不受 $I_t$ 的影响。 $I_t$ 主要是引起峰值电压和维持电流的变化。根据式(9)，峰值电压的增量为

$$\Delta V_P = - \frac{M_n}{1 + M_n} R_1 I_t. \quad (34)$$

现在考虑 $I_t$ 对 $I_H$ 的影响。将式(18)代入式(9)，并令 $V = 0$ ，得到 $I_t \neq 0$ 时，相应于 $I_H$ 的 $y_H$ 值为

$$M_n \theta_t = y_H - m M_n (y_H - 1)^2. \quad (35)$$

其中

$$\theta_t = \frac{R_2 I_t}{V_{th,1}}. \quad (36)$$

再将式(18)代入式(19)，得到

$$\theta_H = y_H + m(y_H - 1)^2. \quad (37)$$

式(37)乘 $M_n$ 再与式(36)相加，得到

$$y_H = \frac{M_n}{1 + M_n} (\theta_H + \theta_t). \quad (38)$$

再由式(35)解出 $y_H$ ，并代入式(38)，最后可得

$$\theta_H = \frac{1 + M_n}{M_n} \frac{1 + 2mM_n + \sqrt{1 + 4mM_n(1 - M_n\theta_t)}}{2mM_n} - \theta_t. \quad (39)$$

由于 $\theta_H$ 不能为虚数，故令式(39)中根号内的项等于零，得到临界触发电流为

$$\theta_{t,crit.} = \frac{1}{M_n} \left( 1 + \frac{1}{4mM_n} \right). \quad (40)$$

将式(40)代入式(39)，得到相应的 $\theta_H$ 为

$$\theta_{H,crit.} = 1 + \frac{1}{2mM_n} \left( 1 + \frac{1}{2M_n} \right). \quad (41)$$

注意到上式给出的 $\theta_{H,crit.}$ 值与式(27)给出的峰值电流 $\theta_P$ 相等，这就是说，当 $\theta_t$ 大于 $\theta_{t,crit.}$ 时，负阻特性将消失，伏-安特性变成为式(30)所给出的通导状态 $I-V$ 特性曲线。

## 四、实验结果

按照图3的电路，用CMOS器件CD4007(RCA公司)进行了实验。为便于在宽范围内改变阻值，电路中的 $R_1$ 与 $R_2$ 采用外接电阻。图5为实验电路的伏-安特性波形。可以看到，负阻特性十分清晰、明确。实验所用器件的参数为： $V_{th,1} \approx 1V$ ， $V_{th,4} \approx 2V$ ， $\beta_1 \approx 800\mu A/V^2$ ， $\beta_4 \approx 380\mu A/V^2$ ， $M_n = 1$ 。图6到图9为特征参数 $I_H$ 、 $I_P$ 、 $V_H$ 、 $V_P$ ，以

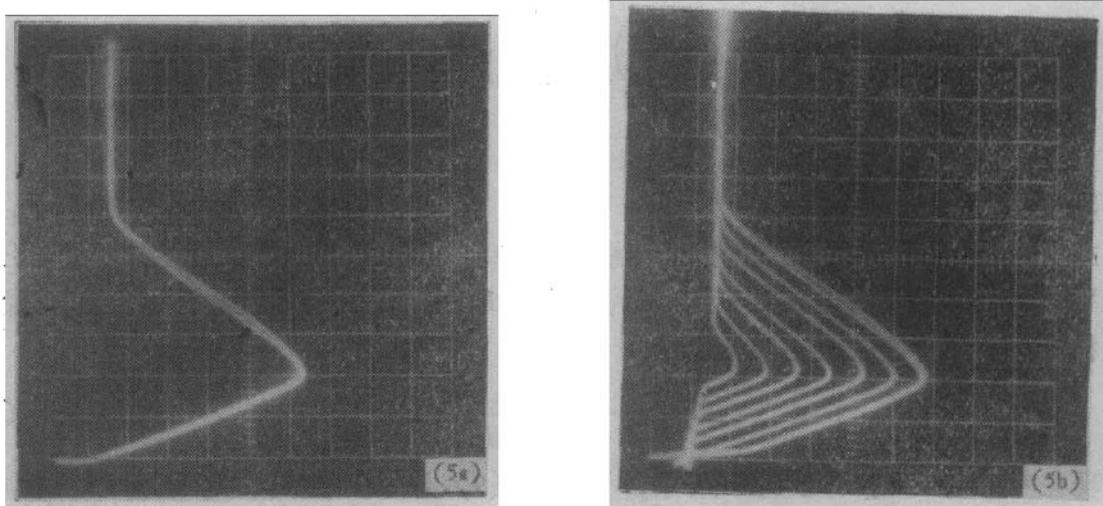


图 5 实验的 CMOS 负阻特性。 (a) 两端运用, (b) 三端运用(偏置电流  $I_t = 20\mu A/\text{阶}$ )。标尺: 纵轴  $\sim 50\mu A/\text{格}$ ; 水平轴  $\sim 2V/\text{格}$

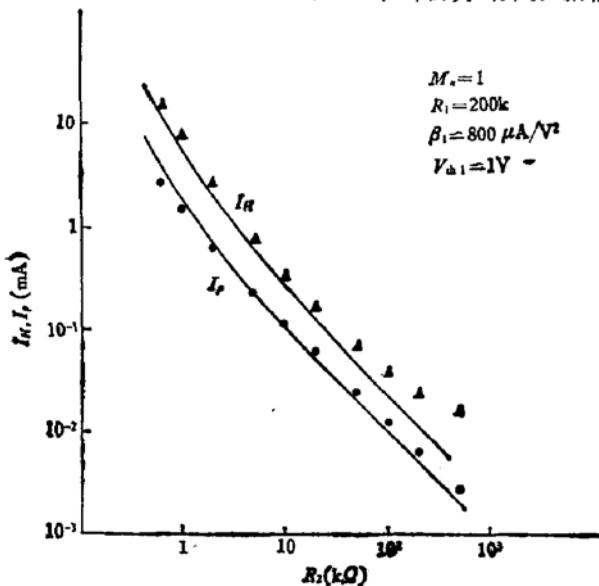


图 6  $I_H$  与  $I_P$  随  $R_2$  变化的理论曲线  
与实验数据点的比较

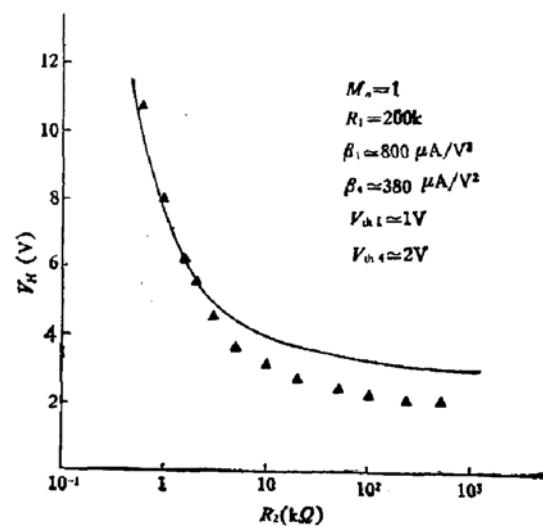


图 7  $V_H$  随  $R_2$  变化的理论曲线  
与实验数据点的比较

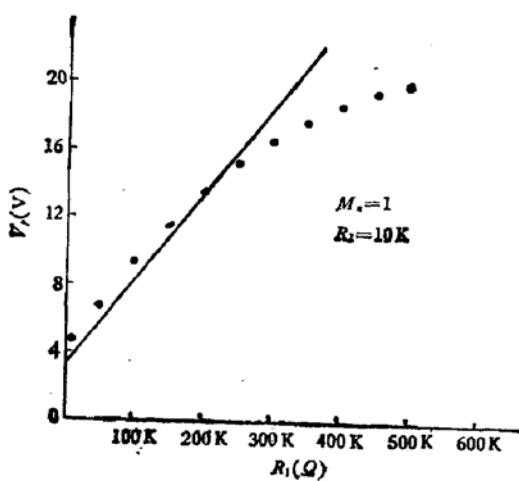


图 8  $V_P$  随  $R_1$  变化的理论曲线与实验数据点的比较

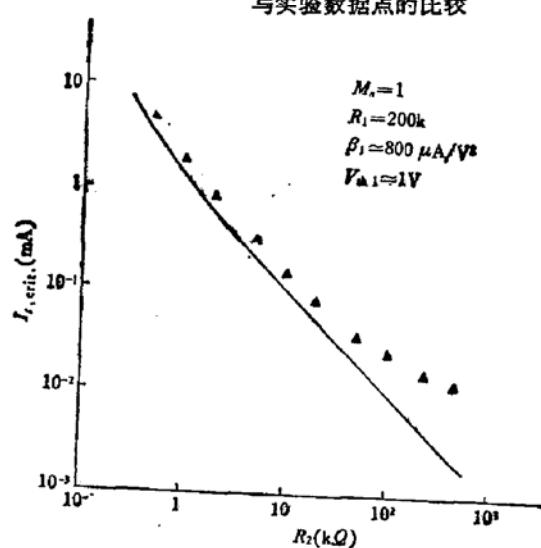


图 9  $I_{t, crit.}$  随  $R_2$  变化的理论曲线与实验数据点的比较

及临界触发电流  $I_{t, crit.}$  的实验结果与理论曲线的比较。所有的结果都表明，在一级近似程度上，理论分析与实验结果满意地一致。二者之间尚存在的一些偏离主要是由于对 MOS 管采用了简单的平方律模型。因而当电阻  $R_2$  较大，电路的工作电流降至 MOS 管的亚阈值电压区时（等效于  $V_{th}$  与  $\beta$  减小）， $I_H$  与  $V_H$  等参数的实际值偏离理论值。另一方面，由于沟道长度调制效应，图 3 中 MOS 管  $Q_1$  与  $Q_3$  的结构常数  $\beta$  实际上将随端电压  $V$  增加。特别是当峰值电压接近于 MOS 管的击穿电压时，正如图 8 中所示， $V_F$  的实际值将明显低于理论值。

## 五、结 论

本文提出了一种新的功能集成负阻器件结构，并给出了一个简单的 CMOS 实现方案。实验结果表明，所进行的一级近似理论分析与实验满意地一致。文中推导出的负阻特性的特征参数表达式可以作为器件设计的依据。

在所提出的结构中，启动元件并不是必需的。例如，在作为存储单元运用，或别的开关运用场合中， $R_1$  可以取消，或者用 MOS 管代替，并作为通导状态的触发管。图 3 中的  $R_2$  与  $Q_4$  也可以用工作于“线性”电阻区的 MOS 管代替。

感谢成都电讯工程学院虞厥邦副教授\*引起了作者对这一课题的注意，从而导致了这一工作结果。

## 参 考 文 献

- [1] G. Kano and H. Iwasa, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-21, 448 (1974).
- [2] K. Lebovec and R. Zuleeg, *Proc. IEEE (Lett.)*, 62, 1163 (1974).
- [3] 易明锐，物理学报，24, 327 (1975).
- [4] H. Takagi and G. Kano, *IEEE J. Solid-St. Circuits*, SC-10, 509 (1975).
- [5] B. J. Baliga, D. E. Houston and S. Krishna, *Solid-St. Electron.*, 18, 937 (1975).
- [6] H. Mizuno, G. Kano, H. Takagi and I. Teramoto *IEEE J. Solid-St. Circuits*, SC-11, 313 (1976).
- [7] S. Koike, G. Kano, A. Kashiwakura and I. Teramoto, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-23, 1036 (1976).
- [8] J. A. Porter, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-23, 1098 (1976).
- [9] H. Takagi and G. Kano, *IEEE J. Solid-St. Circuits*, SC-12, 424 (1977).
- [10] A. C. Ipri, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-24, 751 (1977).
- [11] Ching-Yuan Wu and Khun-Nan Lai, *Solid-St. Electron.*, 22, 779 (1979).
- [12] \_\_\_\_\_, *IEEE J. Solid-St. Circuits*, SC-14, 1094 (1979).
- [13] Ching-Yuan Wu, Khun-Nan Lai and Chung-Yu Wu, *Solid-St. Electron.*, 23, 1 (1980).
- [14] Ching-Yuan Wu and Chung-Yu Wu, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-27, 414 (1980).
- [15] Chung-Yu Wu and Ching-Yuan Wu, *Solid-St. Electron.*, 23, 1113 (1980).

\* 现为美国加州大学(Berkeley)访问学者。

## A New CMOS Negative Resistance Device

Yi Mingguang

(Beijing Research Institute of Semiconductor Devices)

### Abstract

A new structure is proposed for the implementation of current-controlled negative resistance devices in standard CMOS technology. A theoretical analysis of this device is presented and the experimental results show agreement with it.