

基于双向电流型 CMOS 电路的谱综合¹

王伶俐 宋灵贵 吴桂初* 陈偕雄

(浙江大学电子工程系 杭州 310028)

* (温州师范学院物理系 温州 325003)

摘要 数字逻辑中的谱技术主要用于数字电路的分析, 本文则研究谱技术在数字电路设计中的应用。文中用双向电流 CMOS 电路实现谱函数, 为数字电路设计提供了新的技术手段。

关键词 谱函数, 双向电流 CMOS 电路, 电路设计

中图分类号 TN431, TN79

1 引言

在数字信号处理中, 谱技术方法起着很大的作用^[1-3]。数字信号中的许多正交变换, 如 Hadamard 变换, Walsh 变换都是谱技术应用的例子。在谱函数中, 变量的取值范围为 $\{-1, 1\}$ 。这与取值范围为 $\{0, 1\}$ 的布尔代数只是不同的符号表示而已。谱函数中的“取负”, “取大”, “取小”, “乘”运算分别等同于布尔代数中的“非”, “与”, “或”, “异或”运算, 所以都可借助于布尔代数中的运算来实现谱函数电路。但是“取负”, “加”, “乘”运算在谱函数中也构成完备集。即任意二变量函数 $Y(A, B)$ 均可表示为

$$Y(A, B) = h_0 + h_1B + H_2A + h_3BA, \quad (1)$$

其中

$$\begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y(1, 1) \\ Y(1, -1) \\ Y(-1, 1) \\ Y(-1, -1) \end{bmatrix} = \frac{1}{4} T^2 Y, \quad (2)$$

而在电流型 CMOS 电路中, “加”运算只要线和即可实现。一个变量乘以一个常数只需用这个常数调节 MOS 的宽长比, “取负”运算可用电流镜来实现。由此可见, 只要用电流型 CMOS 实现两个变量的相乘运算就能实现任意谱函数, 且电路成本较低。

2 谱函数的表示^[1]

对于任一谱函数 $Y(A)$ 它可表示为

$$Y(A) = h_0 + h_1A, \quad (3)$$

或用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} Y(1) \\ Y(-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \end{bmatrix} = T^1 H. \quad (4)$$

¹ 1998-04-09 收到, 1999-01-09 定稿
浙江省自然科学基金资助项目

由于 T^1 的逆矩阵为 $T^{-1} = T^1/2$, 所以有

$$H = T^1 Y/2. \quad (5)$$

引入 Kronecker 矩阵积, 用 “ \otimes ” 来表示, 则任一 n 变量谱函数 Y 和谱系数 H 就有如下变换关系

$$Y = T^n H, \quad (6)$$

$$H = T^n Y/2^n, \quad (7)$$

式中 $T^n = \overbrace{T^1 \otimes T^1 \otimes \dots \otimes T^1}^{\text{共 } n \text{ 个}}$ 。对于二变量而言, 由于谱函数值 $Y(1,1)$, $Y(1,-1)$, $Y(-1,1)$, $Y(-1,-1)$ 均只能取 1, -1 两个值, 因此它们有 16 个取值组合。将它们代入 (7) 式可以得到 16 组不同的 h_0, h_1, h_2, h_3 值, 它们分别相应于二变量的 16 个布尔函数。对于任意一个二变量布尔函数, 只要将该函数列矢量的函数值 0, 1 分别换成 1, -1, 由此可得到 $Y(1,1)$, $Y(1,-1)$, $Y(-1,1)$, $Y(-1,-1)$ 。然后代入 (7) 式便可得到谱函数 $Y(A,B)$ 。以下将讨论用双向电流型 CMOS 电路来设计谱函数。为统一起见, 本文规定电流的正方向为自左向右。

3 双向电流型 CMOS 的谱函数设计

电流型 CMOS 电路自 1983 年问世以来已被广泛用于电路设计的许多领域^[4]。由于电流信号容易设置, 所以它在数字电路中较适用于多值逻辑, 工作电压为 5V^[5-6], 由它设计的电路在精度、速度和带宽上都优越于电压型电路。但在 5V 电源下的电流型电路一般功耗较大, 这不符合当今集成电路低功耗的设计趋势^[7], 所以以下讨论工作于 1.5V 电源下的双向电流型 CMOS 电路设计。当 MOS 管阈值为 0.8V 时, 1.5V 的工作电源就不可能同时驱动两个串联的 MOS 管, 使它们都工作于饱和区, 所以使用基于开关信号理论的多值电流型 CMOS 电路设计方法就不很方便, 因为它们一般都是由一个电压信号触发阈开关管, 使电流从工作于饱和区的电流源流到负载管。

3.1 双向电流型 CMOS 电流镜

本文使用的双向电流镜结构如图 1 所示。图中输入电压 V_i 接高电平时 M1 导通, M2 截止, 电流就从负载管 M3 输出负电流。当 V_i 接低电平时, M2 导通, M1 截止, 电流从负载管 M4 输出正电流。当 V_i 悬空时, 由于 $V_{dd}=1.5V$, MOS 管的阈值电压设置为 0.8V, 所以 M1、M2 均截止, 无电流输出, 即无静态功耗。所以只要控制 V_i 的电平, 就能输出双向电流, 电流的大小由 V_i 控制。为明显起见, 本文将图 1(a) 画为图 1(b) 的等效图, I_i 直接表示电流的大小。当 I_i 自上至下时, PMOS 导通, 输出正电流, 当 I_i 自下至上时, NMOS 导通输出负电流。当需要多个双向电流时, 只要从双向电流镜接多个 CMOS 负载管即可。图 1 只画出输出两个双向电流的情形。本文假定输出双向电流的大小均为 I_u , 高低电平是以阈值 $V_{dd}/2$ 来区分的。

3.2 双向电流型 CMOS 反相器

反相器的作用就是实现“取负”运算, 将前级输入的电流反相后输出, 大小相等。电路见图 2。当前级输出电流 I_i 为正向时, 由 PMOS 提供电流, 结点 1 为高电平, 使 M1 导通, M3 截止, M1 流过电流的大小就是由前级提供的正向电流的大小 I_u , 从而 M2 导通, 从后

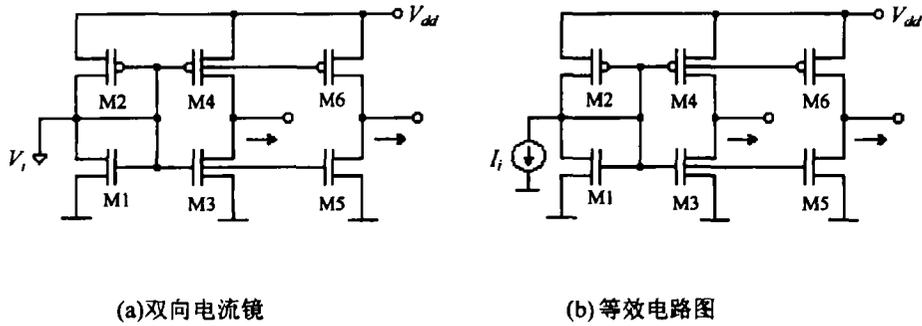


图 1

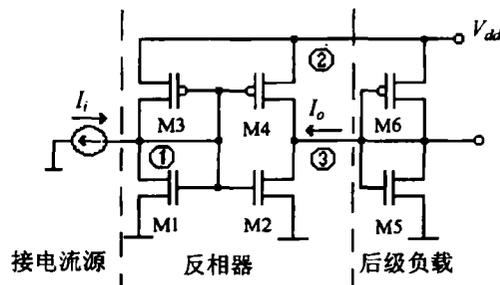


图 2 双向电流型 CMOS 反相器

级拉取相同大小的电流, 即 M6 导通, M5 截止, 结点 3 为低电平 (小于 $V_{dd}/2$), 输出负向电流。同理, 当 I_i 为负向电流时, M3 和 M4 导通, M1 和 M2 截止, 使后级负载的 M5 导通, 结点 3 为高电平 (大于 $V_{dd}/2$), 输出正向电流, 电流大小为 I_u 。

3.3 双向电流型 CMOS 乘法器

乘法器的真值表见图 3(b), 可见当 $X1 = X2$ 时, 输出为 1, 反之输出为 -1。图 3(a) 用六个 MOS 管来实现双向电流乘法运算。M17 和 M18 为后级负载, $X1$ 、 $X2$ 为前级输入电流, M5~M8 是前级输入 MOS 管, 即图 1 中的 M5~M8。其工作原理如下:

(1) 当 $X1 = X2 = 1$ 时, M8 和 M6 导通, M5 和 M7 截止, 它们输出本是正向电流。但由于 $X1$ 是与 M11、M12 和 M13 的栅极相连, 并且 M15 的栅源电压小于阈值电压, 所以 M8 的漏极电流约为零, 从而使结点 4 的电压为 V_{dd} , 则结点 6 为低电平, 使 M16 截止。另外, $X2$ 为正向电流, 它不可能使 M13 导通, 所以 M13 和 M15 均截止。这样, 只有 M14 导通, 电流从 V_{dd} 经 M6, 由 M14 驱动 M17, 输出正向电流, 大小由 M6 拷贝为 I_u 。

(2) 当 $X1 = -1$, $X2 = 1$ 时, M7 和 M6 导通, M5 和 M8 截止, 结点 4 为低电平, 使得结点 6 为高电平, 由于结点 3 也为高电平, M14, M16 均截止, 所以 M6 的输出电流为零, 结点 3 电平约为 V_{dd} 。这样, M13 因反偏而截止, M15 导通, 电流由 M18 经 M15, 流到 M7, 方向为负方向, 大小由 M7 拷贝为 I_u 。

(3) 当 $X1 = 1$, $X2 = -1$ 时, 同理, 由于 $X1$ 的电流无处可流, 使得结点 4 的电平约为 V_{dd} , 结点 6 为低电平。由于 M5 导通, 结点 3 为低电平。这样, M14, M16 均截止。M15 由于反偏而截止, 所以只有 M13 导通, 电流从 M18 经 M13, 再流过 M5, 方向为负方向, 大小由 M5 拷贝为 I_u 。

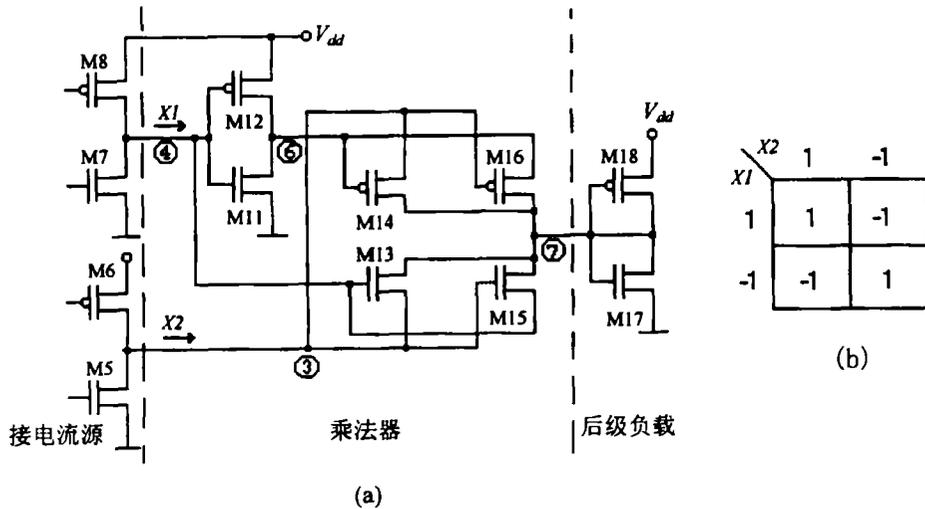


图3 双向电流型 CMOS 乘法器和真值表

(4) 当 $X1 = X2 = -1$ 时, 同理, 由于结点 3 为低电平, 使得 M15 截止, 导致 M7 的漏极电流为零, 所以结点 4 电平约为零, 则结点 6 为高电平, 使 M14 截止, M16 导通, 电流从 V_{dd} 经 M12, 由 M16 驱动 M17, 输出为正向电流, 大小由三个管子的参数决定。这样就可以确定 I_u 的值, 使电流大小相等。

由以上分析可知, 对于输入的四组态, 分别由 M13~M16 导通与之对应, $X1$ 与 $X2$ 同极性时, M14 或 M16 导通, 反之 M13 或 M15 导通, 并且任一时刻只有一个管子导通。

由图 2 和图 3 的电路结构可知, 乘法器的负载为一对二极管方式连接的 MOS 管, 这刚好是反相器输入一对 MOS 管的连接方式。这样, 乘法器可直接驱动反相器, 不必再用 MOS 管拷贝电流, 满足电路匹配的要求。因为电流信号的扇出系数为 1, 所以电路的匹配是一个不容忽视的问题。在图 2 中, 用四个 MOS 管实现“反相”运算, 其中就有两个 MOS 管是用来拷贝前级输入电流的。同样, 图 3 中用十个 MOS 管来实现乘法器, 但其中四个 MOS 管用来拷贝输入电流。由此可见, 电流信号的扇出系数是相对于电压信号的一个主要缺点。

对于任一二变量谱函数, 由“加”、“取负”、“乘”运算便构成完备集, 即它们均可按(1)式规范展开, 三种运算分别由“线和”、“反相器”、“乘法器”来实现。其中 h_0 , h_1B , h_2A 均可由图 1 所示的双向电流镜来实现, $|h_0|$, $|h_1|$, $|h_2|$ 为 MOS 管的宽长比。 h_3BA 由一个乘法器实现, $|h_3|$ 作为图 3 所示的乘法器负载管 M17, M18 的宽长比, 因为当 $|h_3| = 1/2$ 时, 必有 $|h_0| = |h_1| = |h_2| = 1/2$ 。

4 PSPICE 模拟结果

为了验证以上分析的正确性, 用 PSPICE 模拟图 2 和图 3 的反相器和乘法器的性能, 其结果见图 4 和图 5。本文采用的 $2\mu\text{m}$ 工艺 CMOS 管, 参数 $I_u = 10\mu\text{A}$ 。模拟时反相器 MOS 管的宽长比均为 $5\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ 。可见输出的电流为输入的反相。由于沟道宽度调制效应, 使输出电流的绝对值约为 $9.5\mu\text{A}$, 比 I_u 稍微小一点。这可以通过微调宽长比来修正。

在乘法器的模拟中, 输入为 1,1; 1,-1; -1,-1; -1,1 的四组态, 输出分别为 1,-1; 1,-1。其中 M5、M6、M7 三个管子的宽长比为 $7\mu\text{m}/2\mu\text{m}$, $8\mu\text{m}/2\mu\text{m}$, $7\mu\text{m}/2\mu\text{m}$, 用来修

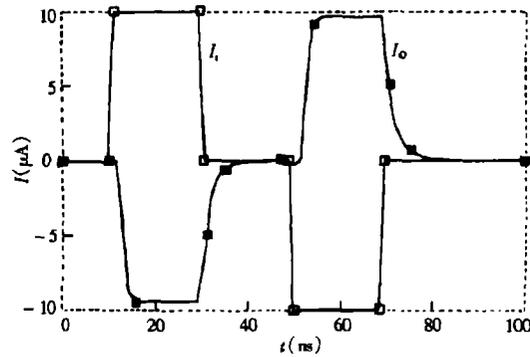


图 4 双向电流型 CMOS 反相器模拟结果

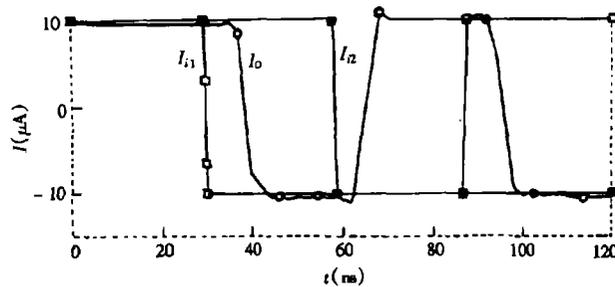


图 5 双向电流型 CMOS 乘法器模拟结果

正沟道宽度调制效应的影响。由模拟曲线可知, 输出电流大小约为 $10\mu\text{A}$, 平均传输延迟约 10ns , 与通常电压工作下的电路的平均传输延迟差不多。

5 结 论

谱技术在数字电路中主要用于数字电路的分析, 将谱技术直接用于数字电路设计, 即在谱空间 $\{1, -1\}$ 实现谱函数遇到的主要困难是: 对于电压型电路需要增加一组负电源; 对于电流型电路需要解决双向电流问题。本文在作者以前关于双向电流型 CMOS 电路研究的基础上^[8], 用双向电流型 CMOS 电路实现任意的二值二变量函数, 为数字电路设计开辟了新的途径。此外, 本文设计的电路具有以下特点:

- (1) 低电压 1.5V 工作环境, 动态功耗低, 弥补了一般电流型电路的缺点。
- (2) 无信号输入时静态功耗为零。

参 考 文 献

- [1] Hurst S L, et al. Spectral Techniques in Digital Logic. London: Academic Press, 1985, 9-14.
- [2] Edwards C R. The application of the Rademacher-Walsh transform to Boolean function classification and threshold logic synthesis. IEEE Trans. on Comput. 1975, C-24(1): 48-52.
- [3] Falkowski B J, et al. Calculation of the Rademacher-Walsh spectrum from a reduced representation of Boolean functions, Euro. DAC'92, Paris: 1992, 181-186.
- [4] 张玉浩等译. 模拟集成电路设计 - 电流模法. 北京: 高等教育出版社, 1996, 1-7.
- [5] 应时彦, 陈借雄. 三值 CMOS 电流型反相器电路设计. 杭州大学学报, 1991, 18(3): 359-360.

- [6] 吴训威等. 基于开关信号理论的三值电流型 CMOS 电路设计. 电子科学学刊, 1993, 15(2): 113-120.
- [7] Rabaey J M, Pedram M. Low Power Methodologies. Kluwer Academic Publisher, Boston: 1996, 1-14.
- [8] 沈继忠, 陈偕雄, 姚茂群. 对称传输电流开关理论与对称三值电流型 CMOS 算术电路. 电路与系统学报, 1997, 2(2): 7-13.

SPECTRAL SYNTHESIS BASED ON BIDIRECTIONAL CURRENT-MODE CIRCUITS

Wang Linli Song Linggui Wu Guichu Chen Xiexiong

(Department of Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310028)

**(Department of Physics, Wenzhou Teacher College, Wenzhou 325003)*

Abstract The spectral techniques is mainly used in the analysis of digital circuits. This paper studies its application in the synthesis of digital circuits. In this paper, the spectral function is realized by using bidirectional current-mode CMOS circuits, and it provides a new technique method for the design of digital circuits.

Key words Spectral function, Bidirectional current-mode CMOS circuits, Design of circuits

王伶俐: 男, 1972 年生, 博士生, 从事数字电子学专业.
宋灵贵: 男, 1965 年生, 工程师, 从事电子技术专业.
吴桂初: 男, 1957 年生, 讲师, 从事电子技术专业.
陈偕雄: 男, 1941 年生, 教授, 博士生导师, 从事数字电子学专业.