

用 CMOS 门电路设计振荡器

中国科学院原子能研究所 高维祥

近年来 CMOS 电路有了飞速的发展。由于它具有噪声容限高、静态功耗极低、输入阻抗极高、电源电压范围广等一系列优点，从而获得了广泛的应用。用 CMOS 门电路设计的振荡器不但种类多，而且各具特色。下面是我们应用 CMOS 门电路设计的几种振荡器。

1. 自激多谐振荡器

用门电路设计多谐振荡器最简单的办法是用奇数个门首尾相连。但这种振荡器精度低，振荡频率也不能随心所欲的设计，它只是与奇数个门的延迟时间有关。阻容定时的多谐振荡器结构简单，定时精度高，振荡频率可以自由进行设计。图1(a)为阻容定时的多谐振荡器电路图， G_A 、 G_B 为 CMOS 反相器， R_1 、 C_1 为定时元件， R_s 为串联电阻。图1(b)是其各点的波形图，工作过程可用图 2 所示电路来说明。当接通电源后，③点电位上升，④点电位亦上升。当④点电位上升到 G_A 门的 V_{TV} 电平时， G_A 被打开，②点跳变到

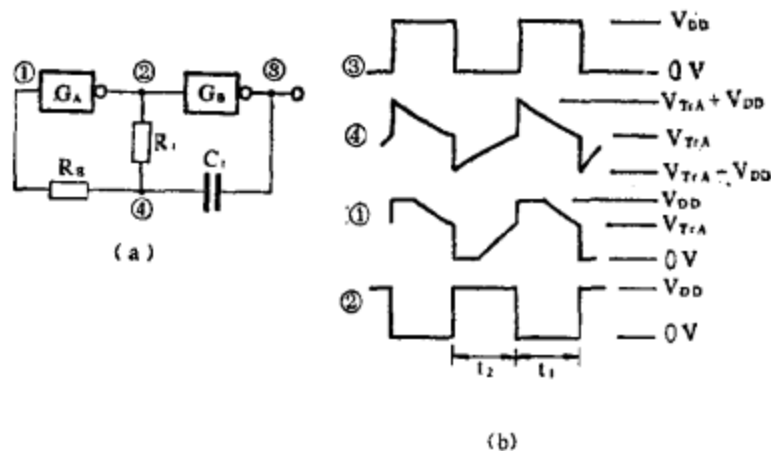


图1 多谐振荡器

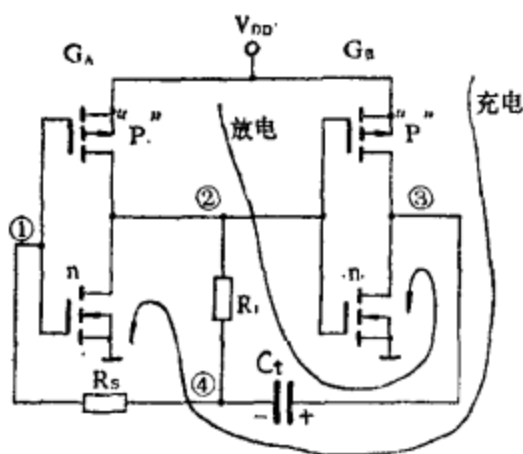


图2 振荡器的充放电原理图

低电平，③点上升到 V_{DD} 电平。接着 C_1 通过 G_A 的“P”管， R_1 、 C_1 、 G_B 的“n”管放电，在放电的过程，④点电位按 $R_1 \cdot C_1$ 的时间常数下降，当④点电位下降到 V_{TFA} 电平时， G_A 门被关闭，②点跳变到接近 V_{DD} 的电平，③点跳变到接近 $0V$ 、④点电位跳变到 $(V_{TFA} - V_{DD})$ 的电平上。接着 C_1 通过 G_B 的“p”管、 C_1 、 R_1 、 G_A 的“n”管充电。就这样振荡下去。在③点和②点得到互补的输出波形。

可以用数学方法，根据 $V(t) = V(\infty) + [V(0) - V(\infty)]e^{-t/\tau}$ 的公式推导出输出波形的占空时间的计算公式

$$t_1 = R_1 \cdot C_1 \ln[(V_{DD} + V_{TFA})/V_{TFA}] \quad (1)$$

$$t_2 = R_1 \cdot C_1 \ln[(2V_{DD} - V_{TFA})/(V_{DD} - V_{TFA})] \quad (2)$$

设 $V_{TFA} = \frac{1}{2}V_{DD}$

$$T = t_1 + t_2 \approx 2.2R_1 C_1 \quad (3)$$

从上面的公式可以看出，振荡器的振荡周期只与定时元件值有关，选取不同的电阻电容即可以设计出不同振荡频率的振荡器。

图1(a)中的 R_s 电阻可以不要，这时上面推导的三个公式应变成：

$$t_1 = R_1 C_1 \ln(V_{DD}/V_{TFA}) \quad (4)$$

$$t_2 = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln[V_{DD}/(V_{DD} - V_{TFA})] \quad (5)$$

$$T \approx 1.4R_1 \cdot C_1 \quad (6)$$

加入 R_s 电阻可以改善振荡器的性能。首先，可以使振荡周期受电源电压的变化影响减小。表1列出了三种电路在不同的电源电压下，振荡周期的变化。另外，公式(3)、(6)是在假设 $V_{TFA} = 1/2V_{DD}$ 的情况下得到的，实际上 CMOS 门的阈电压 V_{Tf} 是不相同的，它的值可以在 $V_{DD}/3 \sim 2V_{DD}/3$ 之间变化。由于 V_{Tf} 的变化，给振荡周期带来的变化是不小的，加入 R_s 之后可以使这个变化减小。表2给出了加与不加 R_s 且当阈电压的变化为 $\pm 33\%V_{DD}$ 时，对振荡周期的不同影响。

从(1)、(2)、(4)、(5)式可以看出，阈电压 V_{Tf} 不同，对输出脉冲的占空比影响也是很大的。为了说明这个问题，把图1(b)的有关波形重画于图3中。当 $V_{Tf} = 2V_{DD}/3$ 时，输出波形如③中的实线所示。如

表1 有、无Rs时振荡周期随电源电压的变化

电 路	V _{Tr} (V _{DD} = 10V)	不接 R _s 时 周 期 (ms)				接 R _s 时 周 期 (ms)			
		V _{DD} = 7V	10V	14V	%	V _{DD} = 7V	10V	14V	%
C033A	4.9V	0.67	0.63	0.62	7%	0.98	0.97	0.965	1%
C035A	5.4V	0.65	0.61	0.58	7%	0.915	0.91	0.91	0.5%
C036A	4.4V	0.64	0.61	0.59	5%	0.885	0.88	0.88	0.7%

注: C_s = 1000PF, R_t = 390KΩ, R_s = 910KΩ

表2 有、无Rs时阈电压对周期影响

阈 电 压 V _{Tr}		V _{DD} /2	V _{DD} /3	2V _{DD} /3	误 差
周 期	有 R _s	2.2τ	2.3τ	2.3τ	4.5%
	无 R _s	1.4τ	1.5τ	1.5τ	8%

注: τ = R_t · C_t

V_{Tr} = V_{DD}/3时, 输出波形占空比如③中虚线所示。这个问题给设计者带来很大的麻烦。

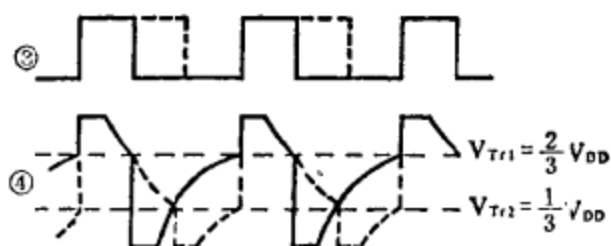


图3 阈电压对输出波形占空比的影响

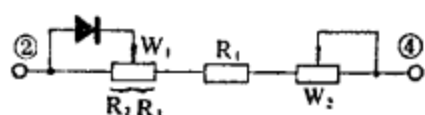


图4 定时电阻网络

图1(a)中的定时电阻用图4的网络代替, 调节电位器W₁则可以补偿由于V_{Tr}的不同

对占空比的影响。这实质上是改变充放电时间常数。如图4所示, 充电电阻为W₁ + R₁ + W₂, 而放电电阻则为R₃ + R₁ + W₂。调节电位器W₂可以补偿由于调节W₁而引起的频率变化。电阻R₁是必不可少的, 当W₁, W₂一旦调到短路时, R₁可限制G_A流出的电流值, 使G_A免遭损坏。R₁一般大于1KΩ。

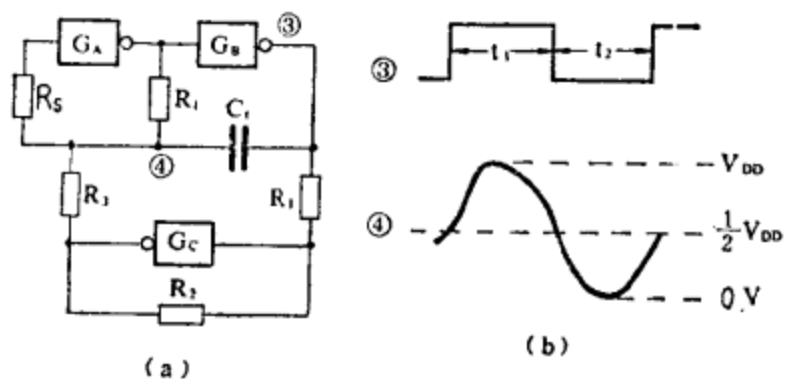


图5

为了得到输出占空比1:1的波形而不受阈电压

的影响, 可采用图5(a)所示电路, 它是在图1(a)的电路基础上增加一个反相器G_C和三个电阻。图5(b)是其波形, 通常t₁ = t₂。反相器G_C与R₁、R₂构成一个放大器, 它对G_A形成第二条反馈通路, 这个负反馈补偿了由于G_A阈电压的变化引起对占空比的影响。如G_A、G_B、G_C是在同一块封装中的反相器, 则它们的阈电压就基本相等, 选取R₁ = R₁, R₂ = R₃, 则由阈电压不同引起的占空比变化就基本可以消除, 从而得到占空比为1:1的输出波形。为了防止G_C输出饱和, G_C的增益要进行适当调节, 调节结果G_C象一个放大倍数较低的放大器。如G_A、G_B、G_C为C033A中的三个反相器, 实验证明, G_C的放大倍数调到0.5左右为宜。需要说明的是这时的振荡周期计算公式为: T = R₁C₁。以C033A为反相器, 取R₁ = R₁ = 68KΩ, R₂ = R₃ = 30KΩ, C₁ = 270PF, 实测波形如图5(b)所示, t₁ = t₂ = 9.5μs。而理论计算值t₁ = t₂ = 9.2μs, 可见实测值与理论值是很接近的。

2. 受控振荡器

图1(a)电路的G_A如用与非门代替, 象图6表示的那样, 则可构成受控振荡器。当控制端为高电平时, 振荡器起振。当控制端为低电平时振荡器停振。这种振荡器使用起来非常

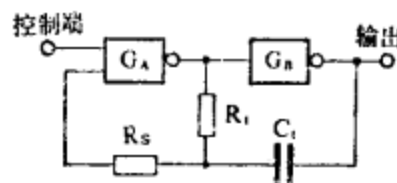


图6 受控振荡器

方便。

3. 石英晶体振荡器

用CMOS门电路和石英晶体可以方便地构成石英晶体振荡器。图7为它的方框图。它由放大器和反馈网络两部分构成。为了维持振荡, 电路必须满足Kβ > 1和闭环相移为360°。放大器部分提供必要的放大倍数和180°相移, 反馈网络提供另外的180°相移和β倍的衰减。



图7 石英振荡器框图

用CMOS门电路构成放大器, 由于它的输入阻抗极高, 所以

设计比较容易,只要在反相器输入输出端加接一个反馈电阻 R_f 即可,如图8(a)所示。图8(b)给出了输入输出转移特性曲线。过0点做OM直线,与转移特性

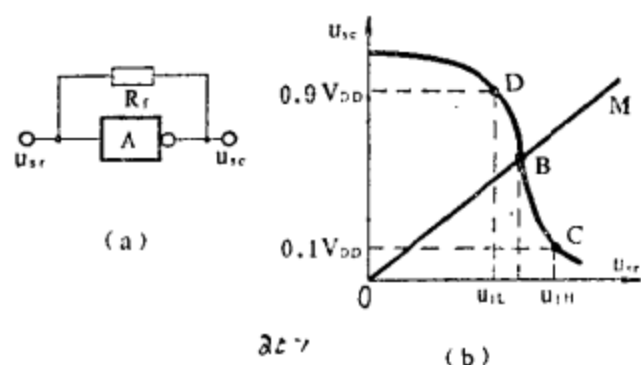


图8 CMOS 放大器

曲线交B点, B点即为放大器的静态工作点。即是反相器被 R_f 偏置在 $V_{sr} = V_{sc}$ 的静态工作点上。曲线上可看出DBC段基本上是线性区。反馈电阻 R_f 的选值要综合考虑,太大了就会使放大器偏置不稳,甚至不能正常工作。太小了会使反馈网络的负担加重。以C033A为例, R_f 通常在 $10 \sim 500M\Omega$ 间选取。

在设计反馈网络时,必须对晶体本身作分析,在并联谐振情况下,晶体可以用一个电阻和一个电抗来表示,这里分别用 R_e 和 X_{CL} 表示。图9(a)为所设计的电路图,图9(b)为其等效电路。输入端串联电阻 R 不但可以降低振荡器的功耗,防止三次谐波振荡,而

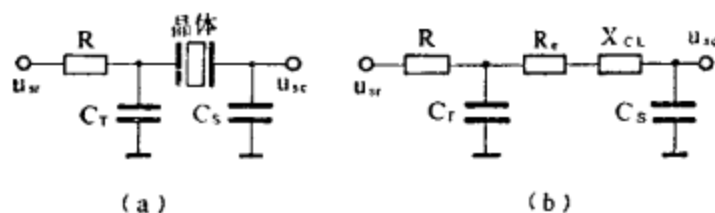


图9 反馈网络

且由于它提高了反相器的输出阻抗而限制了流入晶体的电流,这样可以避免对晶体的过激励而造成晶体的老化和频率不稳的现象。 C_T , C_S 与晶体共同构成 π 型网络,完成对振荡频率的控制并提供必要的 180° 相移。

由于 CMOS 电路本身存在时间延迟,所以放大器的相移往往不正好为 180° , 其相移差 $\Delta\phi$ 可由下式计算:

(上接第 18 页)

主要参考文献

- [1] Proceedings of the 1st sensor Symposium(Japan)1981
- [2] 第2回《センサの基礎と応用》シンポジウム講演予稿集1982. 5
- [3] 小长井诚高桥清“センサ・エレクトロニクス”, “エレクトロニクス”1980, Vol: 25 NO: 1 p35~p46, No: 2 p147~p164
- [4] 丰田实“最近のセンサの动向”システムと制御,

$$\Delta\phi = 2\pi f \cdot t_{pd}$$

其中 t_{pd} 为 CMOS 电路的传输延迟。

如 $t_{pd} = 200ns$, 晶体谐振频率为 $100KHz$, 则 $\Delta f = 7^\circ$ 。这个相移差,就要由反馈网络给以补偿。通过选取不同的 C_S , C_T 和 R 的值来达到补偿的目的。经过一系列的数学推导可以求得图9(a)中 C_T , C_S , R 的计算公式:

$$C_S = 4C_L / (3 + 5f \cdot C_L \cdot R_e)$$

$$C_T = 4C_L / (1 - 5f \cdot C_L \cdot R_e)$$

$$R = (1 + 0.56fC_L \cdot R_e)(1 - 5fC_L \cdot R_e) / (210f^2 \cdot C_L^2 \cdot R_e)$$

其中: C_L 为晶体负载电容, 单位为 PF;

R_e 为晶体的等效电阻, 单位为 Ω ;

f 为晶体标称频率, 单位为 KHz。

例如一个谐振频率为 $100KHz$; $R_e = 8K\Omega$; $C_L = 30PF$ 的石英晶体, 经计算可得 $C_S \approx 40PF$, $C_T \approx 138PF$, $R = 60K\Omega$ 。

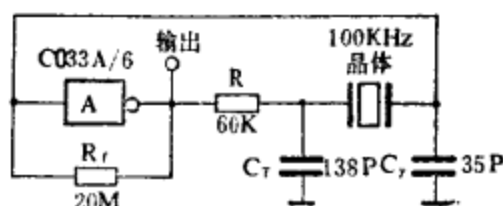


图10 振荡器完整电路图

一个石英晶体振荡器的完整电路图如图10所示。

其中 $C_Y = C_S - C_0$, C_0 为反相器的输入电容, 通常 $C_0 = 5PF$, 则 $C_Y = 35PF$ 。

实践证明,依我们所叙述的设计原则设计出的几种振荡器,结构简单,可靠性和稳定性都达到了我们的预期目的。

参考文献

- [1] R. C. A. COS/MOS integrated circuits Manual 1971年 p138
- [2] 荆震 高稳定晶体振荡器 国防工业出版社 1975年 p18~51
- [3] Olschewski CMOS oscillator has 50% duty cycle Electronics. march 1 1978年 p118
- [4] 特集——CMOS IC 应用の技術 トランジスヌ 技术 11卷 2月号 1974年 1980, Vol 22, No9 p567~p576
- [5] 丰田实“センシング”材料电子材料特集 1981.6p119~p126
- [6] W. G. Wolber and K. D. Wise “Sensor Development in the Micro Computer Age” IEEE Trans, 1979, Vol ED-26 NO: 12 p1864~p1874
- [7] Wen H. Ko, Min-Hang Bao, Yen-Ding Hong “A High-Sensitivity Integrated-Circuit Capacitive pressure transducer” IEEE Trans 1982 Vol ED-29 NO: 1 p48~p56