

寄生不灵敏的开关电容三相振荡器*

杨永明 唐治德 周宝薇

(重庆大学, 重庆)

摘要 本文提出并讨论了两使用开关电容技术设计振荡器的新方法. 设计出的振荡器产生三相对称正弦信号, 在通信、信号处理等领域有广泛应用. 本文使用了两类 RC 振荡器作为模拟振荡器原型: 一类是 SD 振荡器, 另一类是三状态变量振荡器. 由此实现的 SC 振荡器均易于集成, 其振荡频率与时钟频率的关系是线性的, 并具有电路特性对寄生电容不灵敏, 电容比较小的显著特点. 文中给出了比较结果和实验结果. 实验结果与理论值相符.

关键词 振荡器, 开关电容振荡器, 三相振荡器

一、引言

近几年来, 开关电容 (SC) 电路以其精度高、稳定性好、功耗低、易单片集成等独特优点引起人们的注意. 采用 SC 技术设计振荡器已成为热门研究课题. 文献[1—7]给出了基于不同模拟原型和设计方法的多种 SC 振荡器 (SCO), 但它们多属单相和两相输出. 在许多情况下, 需要用到幅值相等、相位对称的多相正弦波振荡器, 而现在通用的 RC 振荡器存在难以单片集成、损耗大等缺点, 使之不能满足现代技术对电子电路小型化、集成化的要求. 因此设计性能优良、易单片集成的多相 SCO 就成了电路研究者们的一个目标. 目前, 实现三相 SCO 的方法还限于文献[3]提出的方法. 这种方法, 由于采用了浮点电容和双线性变换, 还存在一些问题, 比如存在着电路的特性对寄生电容灵敏, 电路的电容比较大等问题. 这些缺陷使设计出的 SCO 电路并不实用. 针对这一实际问题, 本文提出了两种实现三相 SCO 的新方法. 文中首先给出了第一种模拟原型——SD (sequence discriminator) 振荡器和几种寄生不灵敏的 SC 支路, 并绘制出由几种 SC 支路构成的信号流图, 给出了第一种方法实现的 SCO 电路. 然后给出了第二种模拟振荡器原型和相应的转移函数框图. 最后给出了用寄生电容不灵敏的 SC 积分器实现的 SC 三状态变量振荡器.

二、以 SD 振荡器为原型的三相 SCO

1. 三相 SD 振荡器

n 相 SD 振荡器能产生 n 相幅值相等、相位对称的正弦信号^[2]. 由 SD 网络和反馈电路构成的有源 SD 三相振荡器如图 1(a) 所示. 图 1(b) 为图 1(a) 电路各节点电压的相

* 1987 年 1 月 7 日收到, 1988 年 5 月 16 日修改定稿.

位图。

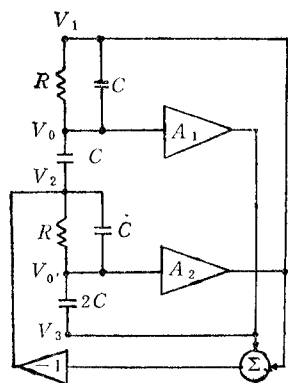
图 1(a) 电路的特征方程为

$$D(s) = (sRC)^2(3A^2 + 9A + 9) + sRC(6A + 6) + (A^2 + A + 1) \quad (1)$$

式中 A 是反馈电路中放大器的增益。

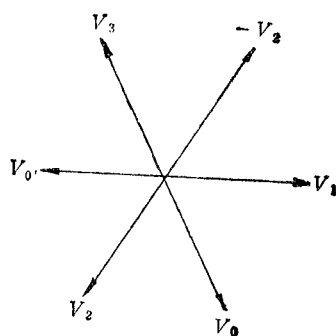
当 $A = -1$ 时, 图 1(a) 电路满足振荡条件, 从(1)式很易求得电路的振荡频率为

$$f_0' = \frac{1}{2\sqrt{3}\pi RC} \quad (2)$$



(a)

(a) SD 三相振荡器,



(b)

(b) 节点电压相位图

图 1

由图 1(b) 可知, 信号 V_1, V_2, V_3 和 $V_0, V_0', -V_2$ 形成两组三相正弦信号。选 V_1, V_2, V_3 为输出变量, 可写出三个变量之间在 s 域的关系式为

$$\left. \begin{aligned} V_1(s) &= -\frac{\left(\frac{1}{R} + sC\right)V_2(s) + 2sCV_3(s)}{3sC + \frac{1}{R}} \\ V_2(s) &= -(V_1(s) + V_3(s)) \\ V_3(s) &= -\frac{\left(\frac{1}{R} + sC\right)V_1(s) + 2sCV_2(s)}{3sC + \frac{1}{R}} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

2. 寄生不灵敏的 SC 支路

在 SC 电路设计中, 为了使设计出的 SC 电路易单片集成, 一般要求设计出的电路的特性对寄生电容不灵敏, 电容比和总电容量尽可能小。因此寻找对寄生电容不灵敏的 SC 电路一直是 SC 电路设计者的一个目标。图 2 给出了四种寄生不灵敏的 SC 支路, 图中虚线所标电容 C_{p1} 和 C_{p2} 为集成时工作电容 C 的两极板到地的寄生电容。

图 2(a) 和 (b) 电路中的寄生电容 C_{p1} , 当运放有足够的开环增益时, 被“虚地”所短

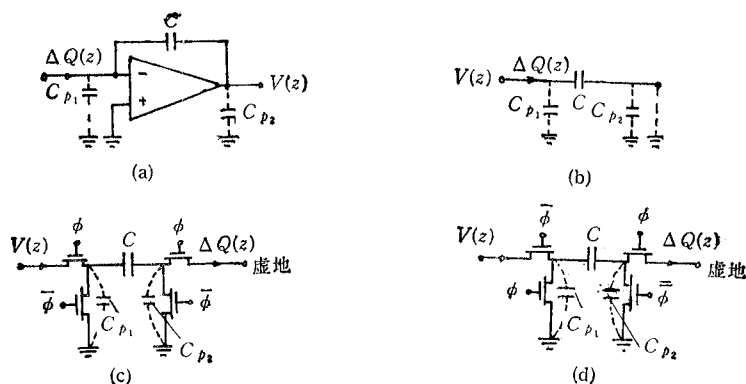


图 2 寄生不灵敏的 SC 支路.

接,而 C_{p2} 相当于电压源的负载一部份,所以均不影响电路的运算精度. 图 2(c) 和(d) 电路的工作电容 C 两端依次接地,使 C_{p1} 和 C_{p2} 所得电荷全部泄放入地,不影响运算精度. 因此图 2 四种 SC 支路均对寄生电容不灵敏.

图 2(a)SC 支路的电压、电荷转移函数为

$$\frac{V(z)}{\Delta Q(z)} = -\frac{1}{C(1-z^{-1})} \quad (4)$$

其中 $V(z)$ 是运放输出电压 $V(t_n)$ 的 z 变换, $\Delta Q(z)$ 是输入电荷序列 $\Delta q(t_n)$ 的 z 变换.

图 2 的其余支路的电荷、电压转移函数依次为

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta Q(z)}{V(z)} &= C(1-z^{-1}) \\ \frac{\Delta Q(z)}{V(z)} &= C \\ \frac{\Delta Q(z)}{V(z)} &= -Cz^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

下面将证明上述四种 SC 支路可以用来实现寄生不灵敏的三相 SC 振荡器.

3. 三相 SCO 的实现

SC 电路的设计实际上包含三个方面的问题: (1)根据给定技术指标求出相应的转移函数 $H(s)$ (设计出相应的模拟电路原型); (2)选用适当的映射方法将 $H(s)$ 变换为 $H(z)$; (3)采用 SC 技术实现 $H(z)$,并对所存在的各种误差效应进行考虑.

前面已给出了模拟振荡器原型及相应的转移函数 $H(s)$. 现在将选用一种适当的映射方法得到 $H(z)$. 在设计 SC 电路时,最适于采用双线性变换和无损离散积分器 (LDI) 变换^[8-11]. 对于三相 SD 振荡器只能采用双线性变换^[1].

将 (3) 式进行双线性 z 变换, $s = \frac{2}{T_c} \frac{z-1}{z+1}$, 可得 (3) 式的 z 变换表达式

$$\left. \begin{aligned} V_1(z) &= -\frac{[1+z^{-1}+2a(1-z^{-1})]V_2(z)+4a(1-z^{-1})V_3(z)}{6a(1-z^{-1})+(1+z^{-1})} \\ V_2(z) &= -(V_1(z)+V_3(z)) \\ V_3(z) &= -\frac{[1+z^{-1}+2a(1-z^{-1})]V_1(z)+4a(1-z^{-1})V_2(z)}{6a(1-z^{-1})+(1+z^{-1})} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\text{式中,} \quad a = \frac{RC}{T_c} \quad (7)$$

经整理,方程(6)很易写成如下形式

$$\left. \begin{aligned} V_1(z) &= -\frac{\Delta Q_1(z)}{(6a-1)C(1-z^{-1})} \\ V_2(z) &= -\frac{\Delta Q_2(z)}{2C(1-z^{-1})} \\ V_3(z) &= -\frac{\Delta Q_3(z)}{(6a-1)C(1-z^{-1})} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中, C 是基本电容,而

$$\left. \begin{aligned} \Delta Q_1(z) &= (2a+1)CV_2(z) - (2a-1)Cz^{-1}V_2(z) \\ &\quad + 4aC(1-z^{-1})V_3(z) + 2CV_1(z) \\ \Delta Q_2(z) &= 2C(1-z^{-1})V_1(z) + 2C(1-z^{-1})V_3(z) \\ \Delta Q_3(z) &= (2a+1)CV_1(z) - (2a-1)Cz^{-1}V_1(z) \\ &\quad + 4aC(1-z^{-1})V_2(z) + 2CV_3(z) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由(8),(9)式可画出仅由图2四种 SC 支路构成的 z 域信号流图,如图3所示。

在图3信号流图中,每一个电压、电荷转移函数 $V(z)/\Delta Q(z)$ 都可以由图2(a)的 SC 支路代替,每一个电荷、电压转移函数 $\Delta Q(z)/V(z)$ 都可以由图2(b),(c),(d)的 SC 支路代换。图4给出了实现后的三相 SCO 电路。电路中各电容值为

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_{A_2} = 2C \\ C_2 &= (2a-1)C \\ C_3 &= (2a+1)C \\ C_4 &= 4aC \\ C_{A_1} &= C_{A_3} = (6a-1)C \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

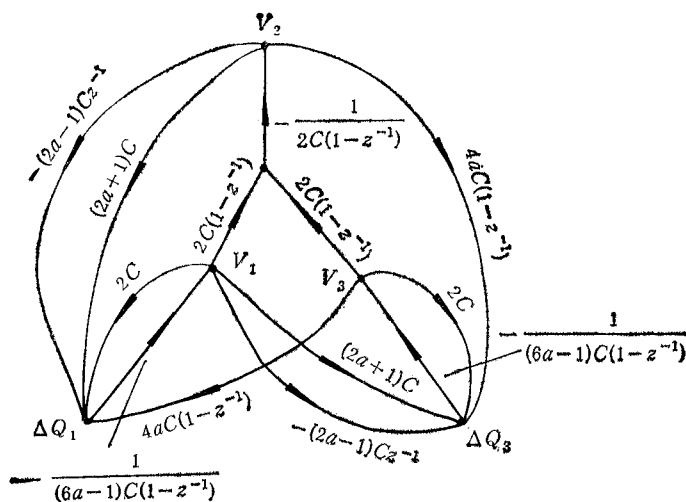
从(10)式可知,仅当 $2a \geq 1$ 时,图4电路中所有电容非负,电路才是可实现的。在 $2a < 1$ 的取值情况下,其实现方法在此不详述,参看文献[12]。

双线性变换连续域角频率 Ω 与离散域角频率 ω 之间的关系为^[11]

$$\Omega = \frac{2}{T_c} \tan \frac{\omega T_c}{2} \quad (11)$$

由(2),(7)和(11)式很易求出图4电路的振荡频率

$$\begin{aligned} f_0 &= \frac{f_c}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{1}{\sqrt{3} \cdot 2a} \right) = \frac{f_c}{\pi} \tan^{-1} \left(\frac{C_{A_2}}{\sqrt{3} C_4} \right) \\ &= \frac{f_c}{K}, \quad C_4/C_{A_2} \geq 1 \end{aligned} \quad (12)$$

图3 z 域信号流图

其中 f_c 是采样频率, 等于图 4 电路的时钟频率, K 是每振荡周期的采样数。

从 (12) 式可知, 固定电容比 (C_4/C_{A1}), f_0 与 f_c 成正比, 比例系数 K 仅与电容比有关。

上述方法实现的三相 SC 振荡器的主要优点是电路的特性对寄生电容不灵敏, 而主要缺点是电路的结构较复杂, 总电容量大。第二种方法将克服上述缺点。

三、以状态变量振荡器为原型的三相 SCO

1. 三状态变量振荡器

前述的实现方法, 由于采用 SD 振荡器为原型, 只能使用双线性变换, 因此存在一些缺点。为了克服双线性变换方法所固有的电路结构复杂、总电容量大的缺点^[8-13], 首先需要寻找能用 LDI 变换精确实现的模拟振荡器原型。

连续三相正弦波振荡器可由模拟求解下述系统方程得到:

$$\left. \begin{aligned} \dot{u}_1 &= \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}} (u_2 - u_3) \\ \dot{u}_2 &= \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}} (u_3 - u_1) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

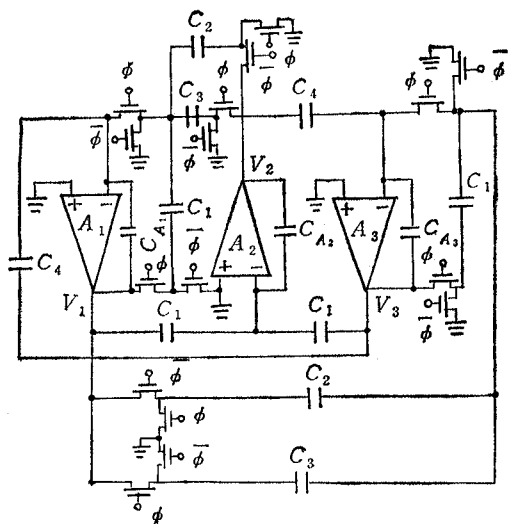


图4 三相 SCO 电路

$$\dot{u}_3 = \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}} (u_1 - u_2)$$

式中, u_1, u_2, u_3 为状态变量, 作为振荡器的三个对称输出信号, Ω_0 为振荡频率. 根据 (13) 式实现的模拟振荡器, 我们称为三状态变量振荡器.

将 (13) 式进行 s 变换, 并假定初始值为零可得

$$\left. \begin{aligned} V_1(s) &= \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}s} (V_2(s) - V_3(s)) \\ V_2(s) &= \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}s} (V_3(s) - V_1(s)) \\ V_3(s) &= \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}s} (V_1(s) - V_2(s)) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

相应的信号流图如图 5 所示.

从图 5 可知, 三状态变量振荡器由三个积分回路构成, 以它作为模拟原型, 可以采用 LDI 变换方法精确实现 SCO.

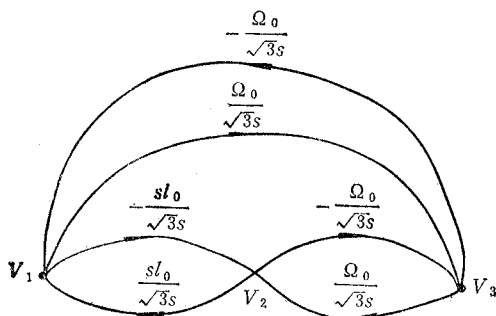


图 5 s 域信号流图

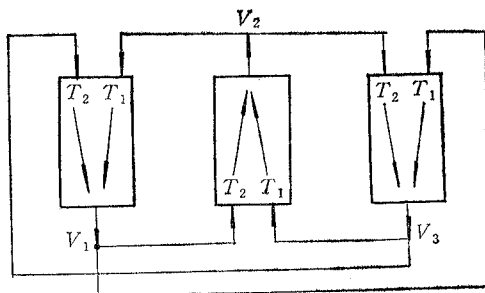


图 6 转移函数框图

2. 转移函数框图

如将图 5 信号流图中的每一积分回路用 SC 电路设计中常用的 LDI 双积分器代替, 可以实现 SC 振荡器, 但这样实现所需的 SC 积分器较多.

考察 (14) 式, 我们可以画出图 6 所示的转移函数框图. 图 6 框图中, 每一方框的转移函数形式均为:

$$T_1(s) = -T_2(s) = \frac{\Omega_0}{\sqrt{3}s}.$$

将 $T_1(s), T_2(s)$ 施以 LDI 变换, 得 z 域转移函数为

$$T_1(z) = -T_2(z) = T_1(s) \Big|_{s = \frac{1}{T_c} (z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}})} = \frac{\Omega_0 T_c z^{-\frac{1}{2}}}{\sqrt{3} (1 - z^{-1})} \quad (15)$$

满足 LDI 变换关系的 z 域转移函数框图仍为图 6 的形式.

3. 转移函数框图的 SC 实现

对于图 6 所示的 z 域转移函数框图的每一个方框可用图 7 所示寄生不灵敏的 SC 积

分器来实现。

图 7 所示电路的输出、输入关系为

$$V_o(z) = T'_1(z)V_{i1}(z) + T'_2(z)V_{i2}(z) \quad (16)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} T'_1(z) &= \frac{C_1}{C} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\ T'_2(z) &= -\frac{C_1}{C} \frac{1}{1 - z^{-1}} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

(17)式的转移函数与(15)式的形式不同,如果在设计电路时,使之构成双积分回路的形式,(17)式的等效形式就成为(15)式的形式。将图 7 电路代换图 6 的每一方框,并令

$$C_1/C = \Omega_0 T_c / \sqrt{3} \quad (18)$$

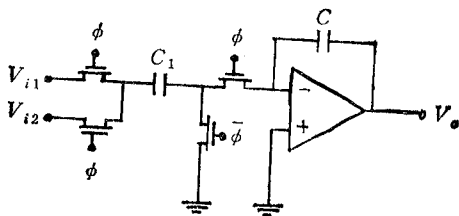


图 7 寄生不灵敏的 SC 积分器

可得实现的 SC 三状态变量振荡器,如图 8 所示。

LDI 变换的连续域角频率 Ω 与离散域角频率 ω 的关系式为^[11]

$$\Omega = \frac{2}{T_c} \sin \frac{\omega T_c}{2} \quad (19)$$

由(18)和(19)式,很易求出图 8 电路的振荡频率为

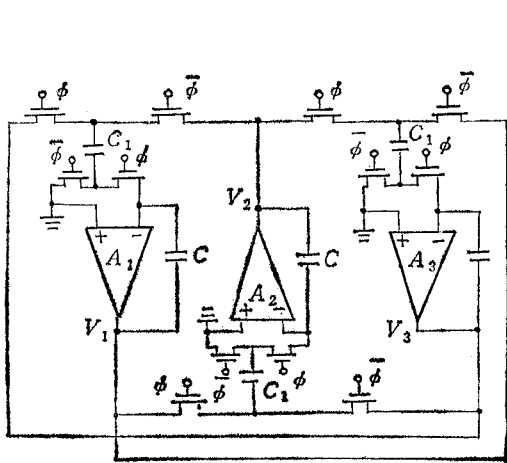


图 8 SC 三状态变量振荡器

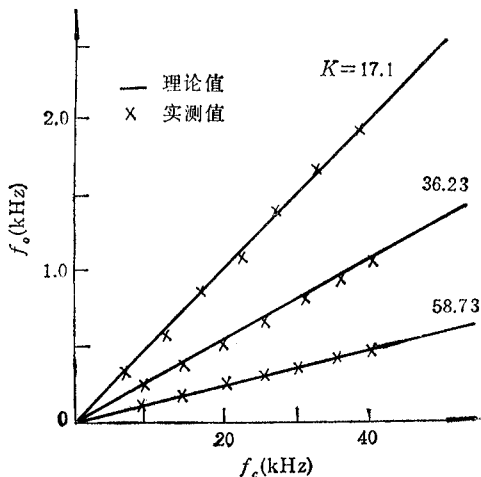


图 9 f_o 与 f_c 的关系

$$f_0 = \frac{f_c}{\pi} \sin^{-1} \frac{\sqrt{3} C_1}{2C} = \frac{f_c}{\pi} \sin^{-1} \frac{\sqrt{3}}{2\alpha}$$

$$= f_c/K, \quad 2C > \sqrt{3} C_1 \quad (20)$$

其中 $\alpha = C/C_1$, f_c 是采样频率, 等于图 8 电路的时钟频率, K 是振荡周期采样数。

四、结构比较和实验结果

1. 结构比较

表 1 列出了本文两种 SCO 电路与文献[3] SCO 电路的结构性能参数的比较结果。

表 1

(K = 100)

SCO	对寄生电容	$\max \alpha_i$	C_T	运放	电容数	电容种类	开关	K 值范围
文献[3]	灵敏	36.74	119.2	3	13	3	8	$K > 2$
图 4	不灵敏	27.1	132.7	3	13	5	16	$K \geq 6$
图 8	不灵敏	27.5	85.7	3	6	2	12	$K > 2$

表 1 中, $\max \alpha_i$ 为 SCO 电路中的最大电容比, C_T 为电路的总电容量。

从表 1 可看出, 三种 SCO 电路以后两种寄生不灵敏的电路实用, 而后两种电路, 又以结构简单、元件数较少的 SC 三状态变量振荡器为佳。

2. 实验结果

我们用分立元件对本文提出的两种新的 SCO 电路进行了实验。

对于图 4 电路, 选定 $C_4/C_{A_2} = 3.1$, 设计值 $K = 17.1$, 其它电容值为: $C_1 = C_{A_2} = 200\text{pF}$, $C_2 = 210\text{pF}$, $C_3 = 410\text{pF}$, $C_4 = 620\text{pF}$, $C_{A_1} = C_{A_3} = 830\text{pF}$; 电子开关采用 CMOS TC4006B 传输门; 运算放大器采用 5G353 双运放。

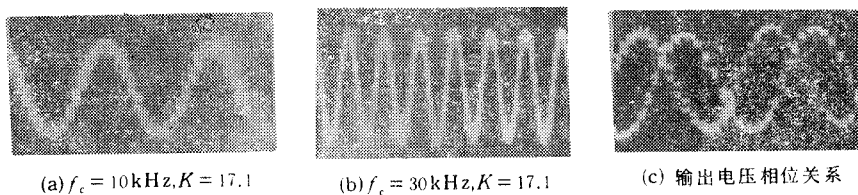


图 10 基于 SD 振荡器的 SCO 输出波形

电路的振荡频率 f_0 与时钟频率 f_c 的关系见图 9。电路的输出波形见图 10。

对于图 8 电路, 选择了两种电容比 α 进行了实验。

(1) $\alpha = C/C_1 = 16.2$, 设计值 $K = 58.73$, 选电容 $C_1 = 100\text{pF}$, $C = 1620\text{pF}$; 电子开关采用 CMOS 传输门 C544B; 运算放大器选用 5G353。

(2) $\alpha = C/C_1 = 10$, 设计值 $K = 36.23$, 选定 $C_1 = 100\text{pF}$, $C = 1000\text{pF}$, 其它

元件不变。

电路在不同电容比下的振荡频率 f_o 与时钟频率 f_c 的关系见图 9。输出波形见图 11。

从图 9 可知, 两种新的振荡器的实际振荡频率 f_o 与时钟频率 f_c 的关系几乎是线性的。从图 10 和图 11 可知, 两种新的振荡器产生稳定的采样-保持正弦信号, 输出信号间的相位为 $2\pi/3$ 。从图 11 还可知, 调整 K 值, 可以改变输出信号的频谱纯度, K 值越大, 输出越接近连续正弦信号。

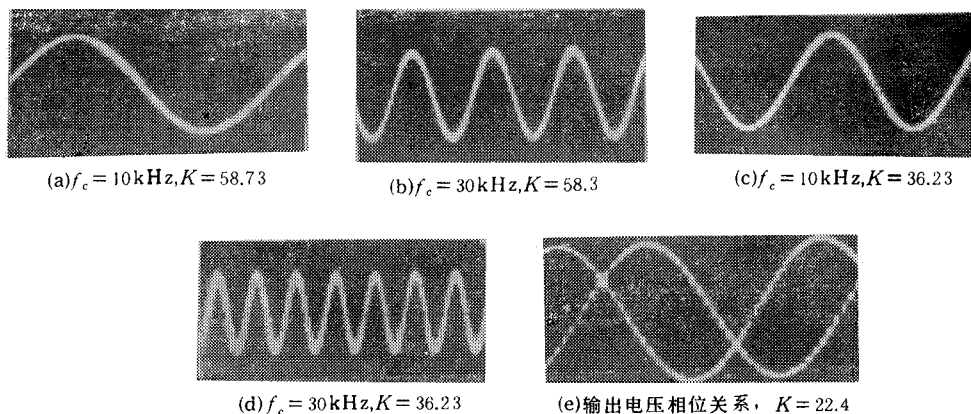


图 11 SC 三状态变量振荡器输出波形

五、结 论

通过理论推导和实验验证证明了本文提出的两种新的 SC 三相振荡器的实现方法是正确的, 有效的。两种方法实现的 SCO 电路结构稳定、性能良好、输出为三相对称采样-保持正弦信号, 信号的频率与时钟频率成正比, 比例系数 K 仅与电容比有关, 不仅调整方便, 而且随 K 的增加, 可以提高输出波形的频谱纯度, 对任何 K 值没有量化误差。本文提出的两种 SCO 电路均克服了文献[3]电路对寄生电容灵敏的缺点, 向实用化方向迈进了一大步, 而且 SC 三状态变量振荡器还具有结构简单、总电容量小的显著优点。本文第一种实现方法还可用于 n 相 SC 振荡器的实现。

由于两种新的 SC 振荡器的优良性能, 可望在测量、控制、通信和信号处理等领域得到应用。如果对两种 SCO 电路进行改进, 便可以实现精确的幅值和频率控制振荡器、电容控制振荡器以及可编程振荡器等。

参 考 文 献

- [1] R. Gregorian, K. R. Matin, G. C. Temes, *Proc. IEEE*, 71(1983), 941.
- [2] W. B. Mikhael, S. Tu, *IEBE Int. Symp. CAS*, Chicago, (1981), 188.
- [3] W. B. Mikhael, S. Tu, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-31**(1984), 280.
- [4] E. Vittoz, *IEEE J. of SC*, **SC-14**(1979),
- [5] R. P. Colbeck, *IEEE J. of SC*, **SC-19**(1984), 996.

- [6] J. L. Huertas, A. Rodriguez-Vazquez, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-31**(1984), 310.
- [7] P. E. Fleischer, A. Ganesun, K. R. Laker, *IEEE J. of SC*, **SC-20**(1985), 641.
- [8] L. T. Bruton, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-22**(1975), 168.
- [9] G. M. Jacobs, D. J. Allstok, R. W. Brodersen, P. R. Gray, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-25**(1978), 1014.
- [10] P. E. Fleischer, K. R. Laker, *Bell Sys. Tech. J.*, 58(1979), 2235.
- [11] M. S. Lee, C. Chang, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-28**(1981), 265.
- [12] 杨永明, 寄生不灵敏的开关电容三相正弦波振荡器, 重庆大学硕士学位论文, 1986 年.
- [13] B. J. Hosticka, W. Brockherde, U. Kleine, R. Schweet, *IEEE Trans. on CAS*, **CAS-31**(1984), 354.

PARASITIC INSENSITIVE SWITCHED-CAPACITOR THREE-PHASE OSCILLATORS

Yang Yongmin Tang Zhide Zhou Baowei

(Chongqing University, Chongqing)

ABSTRACT A novel design of three-phase oscillator using switched-capacitor (SC) techniques is developed. Two classes of active RC prototypes are used to realize the switched-capacitor oscillators (SCO): one is the SD oscillator while the other is the three state variable oscillator. These SCOs have the following advantages: easily to be constructed in IC form, their oscillation frequency/clock frequency relationship being linear, and having the features of stray capacitance insensitivity and smaller capacitance ratio. The experimental results are in agreement with the theoretical ones.

KEY WORDS Oscillator; Switched-capacitor oscillator; Three-phase oscillator