

用感性开关电容的正弦波振荡器*

易明铨

(北京半导体器件研究所)

(一) 引言 开关电容(SC)滤波器在1977年被重新提出后^[1,2],受到了极大的注意.最近,一些作者又利用开关电容方法来实现别的模拟电路,如正弦波振荡器^[3]、过零检波器和峰值检波器^[4]、跟踪滤波器、锁相环和平衡解调器^[5]、压控张弛振荡器^[6],以及模拟延迟线^[7]等.

本文描述一种采用感性开关电容的正弦波振荡器^[8].与文献[3]中采用并联开关电容的方案相比,由于感性开关电容在一个时钟周期 T_c 内,完成两次信息传输,因而预期将有更小的时钟谐波含量.本文对比分析了感性开关电容与并联开关电容两种振荡器方案.结果表明,在振幅平衡特性方面,前者也优于后者.

(二) 工作特性分析 我们采用维恩振荡电路,如图1所示,其中图1(a)为采用感性开关电容的情形,图1(b)为采用并联开关电容的情形(只画出反馈网络部分).运放OA与电阻 R_1 、 R_2 和稳幅用的非线性电阻 \tilde{R} 构成反馈放大器,其增益 $A=1+(R_2+\tilde{R})/R_1$ 为输出电压幅度的函数.

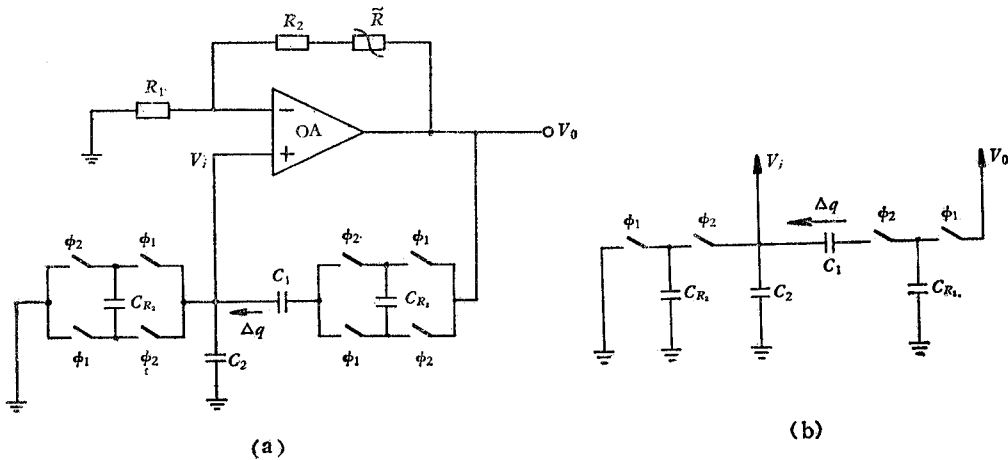


图1 感性 SC (a) 和并联 SC (b) 维恩振荡器
Fig. 1 Wein bridge switched-capacitor oscillators using
(a) terminal-inverter SC and (b) parallel SC

首先考虑图1(a)的情形.在时钟 ϕ_1 或 ϕ_2 的任意时隙 n ,我们有

$$V_o(n) = V_i(n) + \frac{Q_1(n)}{C_1} + \frac{Q_{R1}(n)}{C_{R1}}, \quad (1)$$

* 1983年2月24日收到.

$$V_i(n) = \frac{Q_2(n)}{C_2} = \frac{Q_{R2}(n)}{C_{R2}}, \quad (2)$$

其中 Q_1 、 Q_2 和 Q_{R1} 、 Q_{R2} 分别是 C_1 、 C_2 和 C_{R1} 、 C_{R2} 中的电荷。设相邻两时隙(从 n 到 $n+1$) 通过 C_1 传输的电荷为 Δq , 则有

$$Q_1(n+1) = Q_1(n) + \Delta q, \quad (3)$$

$$Q_{R1}(n+1) = -Q_{R1}(n) + \Delta q, \quad (4)$$

以及

$$Q_2(n+1) - Q_2(n) + Q_{R2}(n+1) + Q_{R2}(n) = \Delta q. \quad (5)$$

对式(1)–(5)进行 z -变换, 得到开关电容反馈网络的传输函数为

$$F = \frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{1 + \frac{C_{R2}}{C_{R1}} + \frac{C_2}{C_1} + \frac{C_{R2}}{C_1} p^{-1} + \frac{C_2}{C_{R1}} p}, \quad (6)$$

其中

$$p \triangleq \frac{z-1}{z+1} = \tanh\left(\frac{s\tau}{2}\right), \quad (7)$$

这里 $z = e^{s\tau}$, s 为数字拉普拉斯变量, τ 为时隙宽度 ($\tau = \frac{T_c}{2} = \frac{1}{2f_c}$)。令 $C_1 = C_2 = C$, $C_{R1} = C_{R2} = \alpha C$, 则式(6)简化为

$$F = \frac{1}{3 + \frac{\alpha}{p} + \frac{p}{\alpha}}. \quad (8)$$

故图 1(a) 的特征方程 ($AF = 1$) 为

$$p^3 - \alpha(A-3)p + \alpha^2 = 0. \quad (9)$$

注意到式(7)所定义的变换是将 z -平面上的单位圆外域(不稳定域)映射到 p -平面的右半平面^[9], 故由式(9)可得稳定振荡的振幅和频率方程分别为

$$A - 3 = 0, \quad (10)$$

$$p = j\alpha. \quad (11)$$

将式(7)代入式(11), 并令 $s = j\omega$, 得到振荡频率

$$f_o = \frac{2}{\pi} f_c \arctg \alpha. \quad (12)$$

在 $\alpha \ll 1$ 时(准连续近似), 式(12)成为

$$f_o = \frac{2\alpha}{\pi} f_c. \quad (13)$$

现在考虑图 1(b) 的情形。在 ϕ_1 时隙, C_{R1} 对放大器 OA 的输出电压 $V_o(n)$ 采样, 此时 OA 相应的输入电压为 $V_i(n)$ 。在相继的 ϕ_2 时隙, C_{R1} 通过 C_1 传输电荷 Δq 至 C_2 和 C_{R2} , 使 $V_i(n)$ 成为 $V_i(n+1)$ 。故我们有

$$Q_{R1}(n) = C_{R1}V_o(n), \quad (14)$$

$$(C_2 + C_{R2})V_i(n+1) = C_2V_i(n) + \Delta q, \quad (15)$$

$$V_i(n+1) + \frac{Q_1(n+1)}{C_1} = \frac{Q_{R1}(n) - \Delta q}{C_{R1}} \quad (16)$$

以及 $\Delta q = Q_1(n+1) - Q_1(n)$. 这里 Q_1, Q_{R1} 等仍为相应的电容器上的电荷, 在式(14)~(16)中消去 Δq , 并进行 z -变换, 再令 $C_1 = C_2 = C, C_{R1} = C_{R2} = \alpha C$, 得到图 1(b) 的传输函数为

$$F = \frac{V_i}{V_o} = \frac{z^{-1}}{3 + \frac{1}{\alpha} \frac{z-1}{z} + \alpha \frac{z}{z-1}}, \tag{17}$$

这里, $z = e^{T_c}$. 对上式也进行式(7)定义变换(但其中 τ 用 T_c 代替), 得到图 1(b) 情形下振荡器的特征方程为

$$[4 + \alpha(2A + 6 + \alpha)]p^2 - 2\alpha(A - 3 - \alpha)p + \alpha^2 = 0. \tag{18}$$

相应地可得振幅方程和振荡频率分别为

$$A - 3 - \alpha = 0, \tag{19}$$

$$f_o = \frac{1}{\pi} f_c \operatorname{arctg} \frac{\alpha}{\sqrt{4 + 3\alpha(4 + \alpha)}}. \tag{20}$$

在 $\alpha \ll 1$ 的情形下式(20)成为

$$f_o = \frac{\alpha}{2\pi} f_c. \tag{21}$$

对比式(13)和式(21)可以看到, 当时钟频率 f_c 相同时, 为了产生预定频率的振荡, 感性 SC 振荡器中的电容比值 α 将是并联 SC 振荡器情形的 1/4. 因而感性 SC 振荡器输出波形的准连续性更好, 从而时钟谐波含量也更少. 此外, 对比式(10)和式(19), 还可以看到, 感性 SC 振荡器的振幅平衡条件只依赖于增益 A 的幅度特性, 而对于并联 SC 振荡器的情形, 振幅平衡条件则还与 α 有关. 因而当改变 α 来改变振荡频率时(例如在利用

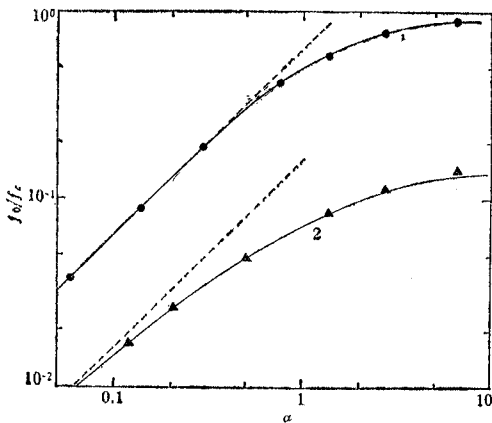


图 2 归一化振荡频率 (f_o/f_c) 对电容比 α 的实验结果和理论曲线. 实验点: “●”为感性 SC 振荡器, “▲”为并联 SC 振荡器. 计算曲线: 1——按式(12), 2——按式(20)

Fig. 2 Normalized frequency of oscillation (f_o/f_c) versus capacitance ratio α . Measured dots and triangles: “●” terminal-inverter SC oscillator, “▲” parallel SC oscillator; calculated curves: 1—by Eq. (12), 2—by Eq. (20)

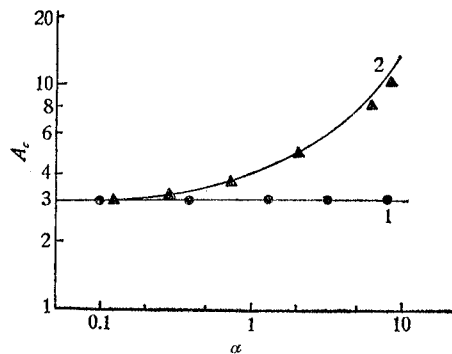


图 3 临界振荡增益 A_c 对电容比 α 的实验结果和理论曲线. 实验点: “●”为感性 SC 振荡器, “▲”为并联 SC 振荡器. 计算曲线: 1——按式(10), 2——按式(19)

Fig. 3 Critical oscillation gain A_c versus capacitance ratio α . Measured dots and triangles: “●” terminal-inverter SC oscillator, “▲” parallel SC oscillator; calculated curves: 1—by Eq. (10), 2—by Eq. (19)

电容的 $C-V$ 特性来实现压控振荡的情形中^[3]), 并联 SC 振荡器可能停振, 或者产生非线性失真.

(三) 实验结果和讨论 用 BG313 型集成运放和 CD 4016 型 CMOS 传输门进行了电路实验. 图 2 为振荡频率 f_0 随参数 α 变化的实验结果与理论曲线的比较, 其中虚线表示准连续近似. 图 3 给出了临界振荡增益 A_c 对 α 的实验结果和理论曲线. 可以看到, 实验结果与理论分析一致. 图 4 为振荡器输出电压总谐波失真 (THD) 对 α 的实验结果. THD 用 SZ-3 型失真仪测量. 实验中将振幅平衡条件调整到接近于临界振荡, 使非线性失真可以忽略. 因而测量的 THD 值主要来自时钟谐波分量. 开关电容振荡器实际上是以阶梯波来逼近正弦波, 如图 5 所示. 按准连续近似估计, 其 THD 近似正比于时隙 τ 与振荡周期 T 之比的平方根, 即近似正比于 $\sqrt{\alpha}$. 这与图 4 的实验结果是一致的. 然而, 从图 4 看, 似乎感性 SC 振荡器的时钟谐波含量更大. 但实际上如式 (13) 和 (21) 所表明的, 在比值 f_0/f_c 相同时, 感性 SC 振荡器的 α 值是并联 SC 振荡器的 1/4. 因而在相同的频率下, 并联 SC 振荡器的时钟谐波含量实际上大约比感性 SC 振荡器大一倍.

开关电容正弦波振荡器可以用于音频锁相环跟踪滤波器. 由于电容比值 α 的稳定性好, 它能够提供精确的中心频率. 但在应用中需滤除时钟谐波分量. 而感性 SC 振荡器的时钟谐波含量较小, 并且其频率比钟频率 f_c 高一倍, 因而比并联 SC 振荡器的情形更容易过滤. 此外, 作为音调发生器, SC 振荡器远比采用 D/A 变换器的方案更简单.

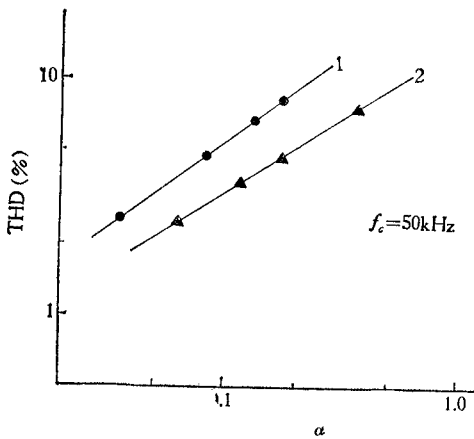


图 4 总谐波失真 (THD) (%) 对电容比 α 的实验结果.

1——感性 SC 振荡器, 2——并联 SC 振荡器

Fig. 4 Measured total harmonic distortion THD (%) versus capacitance ratio α . 1——terminal-inverter SC oscillator, 2——parallel SC oscillator

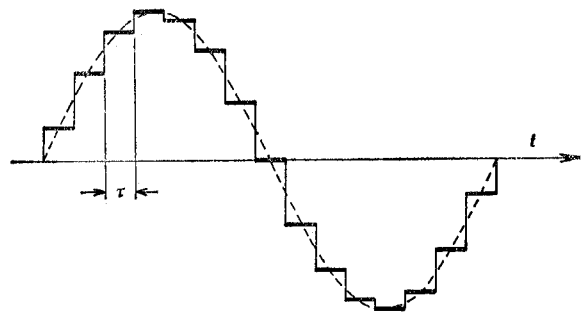


图 5 振荡器波形示意图

Fig. 5 illustrative waveform of the oscillator

参 考 文 献

- [1] B. J. Hosticka, R. W. Broderson and P. R. Gray, *IEEE J. of SC*, SC-12(1977), 600.
- [2] J. T. Caves, M. A. Copeland, C. F. Rahim and S. D. Rosenbaum, *IEEE J. of SC*, SC-12(1977), 592.
- [3] E. A. Vittoz, *IEEE J. of SC*, SC-14(1979), 622.

-
- [4] B. J. White, G. M. Jacobs and G. F. Landburg, *IEEE J. of SC*, SC-14(1979), 991.
[5] K. Martin and A. Sedra, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-28(1981), 576.
[6] K. Martin, *IEEE J. of SC*, SC-16(1981), 412.
[7] T. Enomoto, T. Ishihara and Masa-Aki Yasumoto, *Electronics Letters*, 18(1982), 194.
[8] D. Herbst, B. Hoefflinger, K. Schumacher, R. Schweer, et al., *IEEE J. of SC*, SC-14(1979), 1010.
[9] W. D. Stanley 著,常迺译,数字信号处理,科学出版社,1979年.

AN INDUCTIVE SWITCHED-CAPACITOR OSCILLATOR

Yi Mingguang

(Beijing Research Institute of Semiconductor Devices)

An inductive switched-capacitor (i.e., terminal-inverter SC) oscillator is described in this paper. It is found that the amplitude equation is independent of the capacitor ratio α and high-frequency components introduced by the sampling process are about 50 percent lower than those of a parallel SC oscillator.