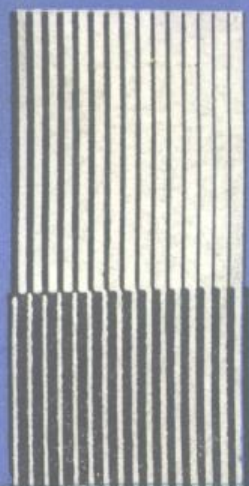
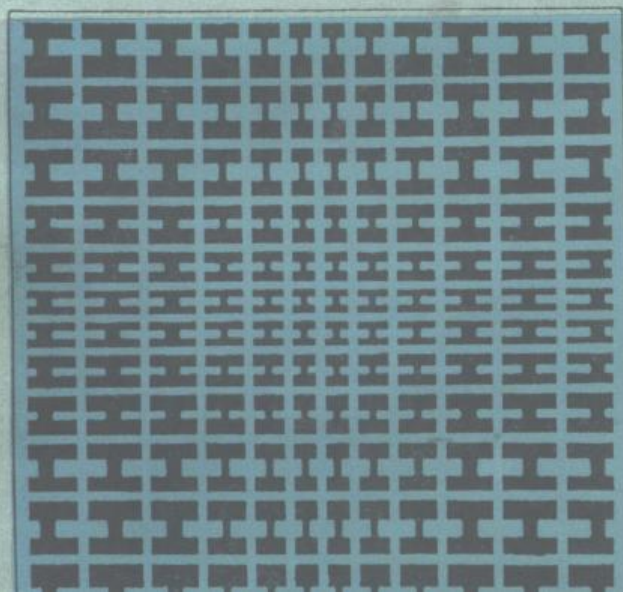


郑君里 王培英 孙崇洲 宋焕民 陆 跃 译

尹达衡 校



容 电 关 开 编 汇 料 资



7557
7559

338968

开关电容资料汇编

郝君里 王培英 孙崇洲 宋焕明 陆跃 译

尹达衡 校

高等教育出版社

开关电容电路是七十年代后期迅速发展起来的一种适于大规模集成的电子线路。目前它的应用范围日趋广泛。

本书是从1978年以来国外发表的大量有关文献中选取十余篇具有代表性的论文和专著翻译汇编而成的。内容包括开关电容电路的工作原理、理论方法、设计技术以及用它实现的滤波器、振荡器、调制解调器等电路。

本书各文章的内容新颖，在理论论述的基础上附有一定的实例，注意到了理论与实际应用的结合。

开关电容资料汇编

郑君里 王培英 孙崇洲 宋焕明译

尹达衡 校

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

河北省香河县印刷厂印装

开本850×1168 1/32 印张13.625 字数320 000

1989年8月第1版 1989年9月第1次印刷

印数0001—1 350

ISBN 7-04-001056-9/TN·115

定价 4.25 元

序

开关电容电路是七十年代后期迅速发展起来的一种适合于大规模集成的电子线路，在开始阶段，它主要用作为有源滤波器，目前已将应用范围扩展到放大、振荡、频率变换等领域。

开关电容电路仅由电容，模拟开关和集成运算放大器三种基本器件组成，而且都是采用MOS集成工艺实现的，它的性能又主要取决于电容的相对比值。因此，特别适宜于集成化，而且可以与大规模数字集成电路兼容。可以预言，开关电容电路必将成为模拟集成电路的一个十分有生气的发展方向。

国际上，开关电容电路的理论研究和应用研究已渐趋成熟，已生产出一系列开关电容滤波器以及包含开关电容电路的大规模集成电路产品。近年来，国内对开关电容电路的研究也十分活跃，而且正在将它吸收到电子线路课程的教材中去。

本书是从1978年以来国外发表的大量文献中选取十余篇具有代表性的论文和专著翻译汇编而成的，内容包括开关电容电路的工作原理、理论方法、设计技术、滤波器及其它应用技术。期望本书的出版将能推动开关电容电路的理论和应用研究，推动大规模模拟集成电路的发展，推动电子线路课程的教学改革。

本书的选题是由东南大学院李素珍提出，并经东南大学院王子仪和清华大学尹达衡、董在望审查确定的，尹达衡还负责全书的校审工作。我受国家教委电子线路课程教学指导小组委托，组织了本书的编译工作。

谢嘉奎

1987.10.

目 录

1. 开关电容滤波器·····	(1)
2. 开关电容梯形滤波器与CCD横向滤波器的比较·····	(135)
3. 一种低噪声斩波稳定差动开关电容滤波技术·····	(152)
4. GB 影响小的双二次型SC滤波器·····	(170)
5. 使用电压反相开关的 MOS 开关电容滤波器·····	(194)
6. 利用LDI变换和双线性变换构成的开关电容滤波器·····	(226)
7. 用NMOS工艺实现的开关电容电压波滤波器原型·····	(241)
8. 用VIS-SC技术设计高阶幻N通道滤波器 和频率平衡滤波器·····	(260)
9. 简单开关电容压控振荡器·····	(285)
10. 音频信号处理乘法器 ·····	(296)
11. 新型开关电容循环式模一数变换器 ·····	(303)
12. 开关电容调制器 ·····	(313)
13. 采用CMOS工艺的开关电容移频键控调制器 和解调器·····	(321)
14. 开关电容电路计算机辅助分析综述 ·····	(340)
15. 开关电容电路计算机辅助分析的等效电路法 ·····	(397)
16. 用通用电路模拟程序分析开关电容网络 ·····	(415)

1

开关电容滤波器(SCF)

开关电容电路最一般、也是最值得研究的应用领域是完成信号的频域滤波。本章讨论这种滤波器的设计原理、基本结构单元和实际电路。对于两种最有用的滤波器实现形式——级联与梯形电路，借助典型的设计实例，说明了它们的相对优点和缺点。此外，也详细讨论了重要的尺度处理方法。

§ 1 集成滤波器^[1,2]

MOS 模拟集成电路发展的最主要原因是由于制作全集成化高质量模拟滤波器的需要。历史上，这种滤波器最早以无源电路实现，它们由电阻(R)、电感(L)和电容(C)构成。然而，在这种应用条件下，电感有一些缺陷^[1]：

1. 通常，电感有较大的损耗。在低频段，损耗可借助图 1(a)等效电路描述。按下式定义电感品质因数

$$Q_L = \frac{\omega L}{R} \quad (1)$$

实际上，此 Q_L 可达到的最高值仅1000左右。

2. 对于低频(例如低于100Hz)，电感的体积和重量将变得很大。

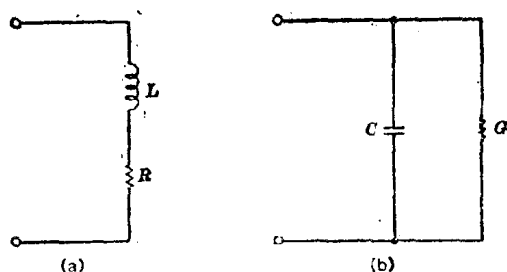


图1 有损电抗元件
(a)有损电感；(b)有损电容

3. 通常，电感线圈需要以铁磁材料构成芯体，这样的电感总是非线性的，因而产生不需要的信号谐波。

4. 电感线圈辐射和接受电磁波。因而，很容易对电路引入干扰噪声。

5. 品质因数 Q_L 与电感线圈尺寸（长、宽、高）的平方成正比^[1]。因而，在不允许降低 Q_L 值的条件下，电感线圈的体积不能减小。另一方面，考虑一个有损电容器。在低频段，它的等效电路示于图1(b)。电容器的品质因数是

$$Q_C = \frac{\omega C}{G} \quad (2)$$

可以证明^[1]，它与器件的实际尺寸并无依从关系。因此，可以制作高 Q 的微型电容，对于一般的实际电容器 Q_C 值可高达10000。

由于上述原因，大约25年以前低成本的单片运算放大器初步制作成功后，人们就主要致力于只利用运算放大器、电阻和电容设计与制作滤波器。这种有源 RC 滤波器在通信、控制以及其它应用领域中曾经扮演(目前仍在扮演)重要的角色。它们常常用混合结构实现，以单片运算放大器、单片电容装焊在含有薄膜电阻的印刷板上。这样构成的有源 RC 滤波器可以制作得比等效 RLC 电路小很多，特别是在低频段。然而，对于真正的超小型结

构, 这种混合装置尺寸的减小明显地受到实际因素的限制。

从逻辑上讲, 下一步的工作是将有源 RC 滤波器实现全集成结构。这里, 必须从双极与 MOS 制作工艺中二者取一。在大多数情况下(文献[3]说明了例外情况)选用 MOS 工艺。主要理由[2]是 MOS 集成电路能够实现高质量的电容、在节点上长时间(高达 1 s)无漏电流储存电荷的能力、以及无破坏性和连续读出电荷的可能性。由于 MOSFET 的截止电流小于 pA , 到衬底的漏电流也非常小, 那么, 连接到节点的任意 MOSFET 几乎完全可以切断, 因而, 能够在节点存储电荷。由于实际应用中 MOSFET 低频输入(栅极)阻抗趋于无限大, 因而, 也具有无破坏性读出电容的能力。

如前面的讨论*①, 用各种方法以 MOS 工艺制作高质量电容完全可能。然而, 数值较大的电容需要相当大的芯片面积(典型值是 $4mil^2 \approx 2500\mu m^2$ /每 pF), 因此, 大于 100 qF 以上的电容很少被采用。

MOS 模拟集成滤波器最一般的应用是在语音频段 ($0 \sim 4kHz$)。这样的滤波器所需极点(也即 RC 时间常数的倒数)约在 10k rad/s 量级。即使选定一个相当大的电容, 例如 10 pF , 也需要大约 10 $M\Omega$ 的电阻。此电阻将占用大约 $1600mil^2 \approx 10^3\mu m^2$ 的面积, 这的确太大了。典型模拟 MOS 芯片的总面积大约在 20000 mil^2 。再者, 这样的 MOS 电阻, 无论以扩散法或多晶硅条实现, 都将具有非线性。最终 MOS 电阻值将不很精确。即使在同一芯片上的两电阻的误差可以保持在低至 1 ~ 2 %, 而要求电阻的相对精度(非同一芯片)优于 10 % 仍难以达到。

由于电容与电阻不是在同一步序内制成, 因而同一芯片上的电容误差与电阻误差相互独立。电容误差和电阻误差具有相同的

① 见原书第3章3.5节。

数量级, 大约10%的独立相对误差和1%的片内复制误差, 因而, 任意RC时间常数的误差最大可达20%。即使在低选择性的滤波器中, 也很少能够容许这样的误差。进一步讲, 电阻与电容的温度和电压系数也互不相关, 因而, 时间常数也要随温度和信号电压的改变而有些变动。至此, 得到以下结论, 直接把有源RC滤波器的各元件逐个集成并不能满足一般精度和稳定性的要求。因而, 必须另辟蹊径。在美国由Fried首先提出了关键性的新概念, 借助图2予以说明(也可参看与此论题有关的欧洲作者发表的文献[5]~[8])。在图2(a)和图2(b)两电路中, 各自包含一个电容和两个MOS开关。图2(c)示出控制MOS开关的时钟信号。当 $v_{\phi 1}$ 等于 V_C 时, 由于 V_C 足够大(5V~10V), T 完全导通。因而, 在此时间内, T_1 在其源漏之间提供一个低电阻。当 $v_{\phi 1}$ 等于零时, T_1 开路。对于 T_2 和 $v_{\phi 2}$ 也可构成类似的条件。假定 v_1 和 v_2 是慢变化信号, 在时钟间隔 T 内[见图2(c)]它们不会发生明显改变。只要 v_1 和 v_2 的最高频率成分远小于时钟频率 $f_c = 1/T$, 即属于上述情况。

在图2(a)中当 $v_{\phi 1}$ 升高到 V_C 时, 电荷 Δq_1 自输入端充向 C 。因为 C 已经充电到 v_2 , 而现在通过 T_1 再充电到 v_1 , 显然 $\Delta q_1 = C(v_1 - v_2)$ 。依次 $v_{\phi 1} \rightarrow 0$, T_1 截止, C 保持其电压 v_1 值。当 $v_{\phi 2} \rightarrow V_C$, C 通过 T_2 再充电到 V_2 。显然,

$$\Delta q_2 = C(v_1 - v_2) = \Delta q_1$$

在每个时钟周期 T 间隔之内, 电荷 $C(v_1 - v_2)$ 在节点①进入, 在节点②离去, 可以定义从①到②的平均电流 i 为

$$i = \frac{\Delta q_1}{T} = \frac{\Delta q_2}{T} = \frac{C}{T}(v_1 - v_2) \quad (3)$$

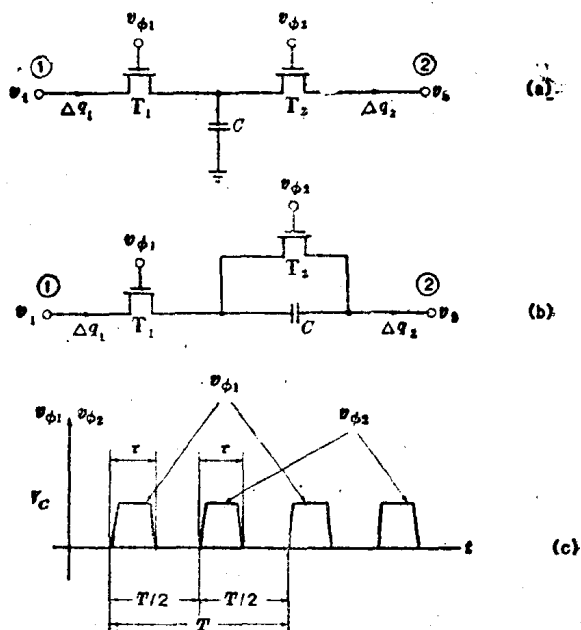


图 2 模拟电阻

(a) 并联实现; (b) 串联实现; (c) 时钟波形

或 $i = (1/R)(v_1 - v_2)$, 此处 $R \triangleq T/C$ 。那么平均电流 i 和电压差 $v_1 - v_2$ 之间满足欧姆定律, 图2(a)电路的作用相当于数值为 T/C 欧姆的电阻实际上, 可以按下述原理将此现象解释清楚。电阻与电容的区别在于电阻可以消耗电能而不能够存储信息, 电容则与此相反。通过电容周期性地重复充电, 可以用开关消耗能量, 而电容的记忆作用被周期性地破坏了。因而, 实际上它模拟了电阻的功能。

上述论点给我们一些启发,但是忽略了实际电压与电流变化的细节。对于精确的设计,这些细节是不能忽略的,这将在下节讨论。

对于图2(b)电路可以进行同样的近似分析。此处,当 $v_{\phi 2}=V_C$ 时, C 经 T_2 放电, T_1 断开,因而 $\Delta q_1=\Delta q_2=0$ 。依次,当 T_2 断开、 T_1 导通时, C 充电到电压 $v_C=v_1-v_2$ 。因此,它需要电荷量 $\Delta q_1=\Delta q_2=C(v_1-v_2)$ 。于是,有电荷流动,其平均值与图2(a)电路类似。可以得出以下结论,即此电路也实现了对于阻值为 $R=T/C$ 电阻的近似等效。

显然,按照上述论点,以等效开关电容支路取代所有的电阻,有源 RC 滤波器可修改为开关电容滤波器。由此构成的网络,只包含运算放大器、开关和电容。假定运算放大器和开关都是理想元件,频响特性只取决于电容值。形式上为 R_1C_2 的时间常数将被 $(T/C_1)C_2=(C_2/C_1)/f_c$ 所取代。此处 C_1 是用来替换电阻 R_1 的开关电容值, f_c 是时钟频率。如前所述,各个电容的数值只能以10%左右的精度来实现,而重复制作的误差(也即在同一芯片上两电容比值之误差)至少可保持在1%或更小。利用石英振荡器作时钟可精确控制时钟频率为 $f_c=1/T$ 。因此,集成开关电容滤波器时间常数之精度可达1%或更好。对于大多数滤波器的应用,此精度是足够的。

模拟电阻需用的面积比直接实现此电阻所需面积要小很多。对于电阻 $R=10\text{M}\Omega$ 的情况,取 $f_c=100\text{kHz}$,所需电容为 $C=T/R=10^{-12}\text{F}$ 或 1pF 。它需占用大约 4mil^2 的面积,而不是直接制作 R 所需的 1600mil^2 。面积减少至 $1/400$ 。

在集成滤波器中实现精密小电阻的另一种方案是采用工作在线性区(非饱和区)的MOS晶体管作为模拟电阻。因为这样的“电阻”值可用改变栅压来控制,时间常数可利用具有片外参考标准的

片上控制电路来调整, 片外参考标准可以是晶振时钟信号或某些外接RC元件。此方法目前尚未被普遍采用, 然而, 其成果已表明按此原理制作MOS集成滤波器是可行的、有希望的^{[49]、[51]}。

§ 2 开关电容积分器

有源RC滤波器的基本单元是有源积分器^{[9]~[16]}(图3)。假定这里都是理想元件, 电路方程式为

$$v = 0, \quad i = 0 \quad (4)$$

和

$$i_1 = \frac{v_{IN}}{R_1} = i_2 = -C_2 \frac{dv_{OUT}}{dt} \quad (5)$$

因此, 输出-输入关系式为

$$v_{OUT}(t) = -\frac{1}{R_1 C_2} \int_{-\infty}^t v_{IN}(\tau) d\tau \quad (6)$$

利用拉氏变换并假定起始状态为零(即 $v_{C_2} = v_{IN} = 0$, 当 $t = 0^-$ 时, 则关系式为

$$V_{out}(s_a) = \frac{-V_{in}(s_a)}{s_a R_1 C_2}$$

经整理得到

$$H_a(s_a) = \frac{V_{out}(s_a)}{V_{in}(s_a)} = -\frac{1/R_1 C_2}{s_a} \quad (7)$$

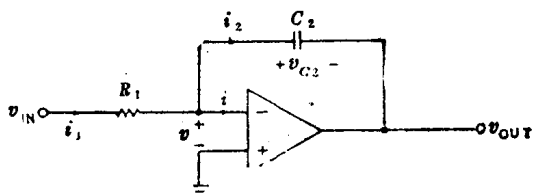


图3 有源RC积分器

此处, S_a 是模拟拉氏变换变量。

对此积分器利用图2(a)电阻模拟开关电容的等效电路示于图4(a)。时钟波形示于图4(b); 输入波形示于图4(c)。注意到在此图中(包括以后的图中), 对时钟信号采用了简写符号: v_{ϕ_1} 和 v_{ϕ_2} 分别被 ϕ_1 和 ϕ_2 取代, $\phi_1 = 1$ 表示 $v_{\phi_1} = V_C$ 等等。通常在实际中采用逻辑变量(ϕ_1 、 ϕ_2), 而不用精确的时钟电压(v_{ϕ_1} 、 v_{ϕ_2}), 这样可以简化讨论。此外, 对于开关器件采用开关符号而不用MOS场效应管[见图7(a)和图7(b)]。

下面考虑此开关电容积分器的工作过程。当 $t = t_n - \tau$ 时 ϕ_1 增高到 1, T 导通、 C_1 (已放电) 充电到 v_{IN} 。在 $t = t_n$ 时, T_1 截止, C_1 已获得电荷量

$$\Delta q_1(t_n) = C_1 v_{IN}(t_n) \quad (8)$$

并与其它部分隔断。在 $t = t_n + T/2 - \tau$ 时刻, ϕ_2 增高到 1, T_2 导通。于是, C_1 连接到运算放大器反相输入端虚地与实际地之间, 因而放电。那么, 电荷

$$\Delta q_2(t_n + T/2 - \tau) = C_1 v_{IN}(t_n) \quad (9)$$

经 T_2 流入 C_2 [图4(a)]。结果使 C_2 储存的电荷量增加 Δq_2 , C_2 端电

压 v_{C_2} 变化量为

$$\Delta v_{C_2}(t_n + T/2 - \tau) = (C_1/C_2)v_{IN}(t_n) \quad (10)$$

如果开关为理想元件, 那么在 $t_n - \tau$ 和 $t_n + T/2 - \tau$ 瞬时 Δq_1 与 Δq_2 分别流过, 也即, 每个电流波形包含冲激函数的组合。

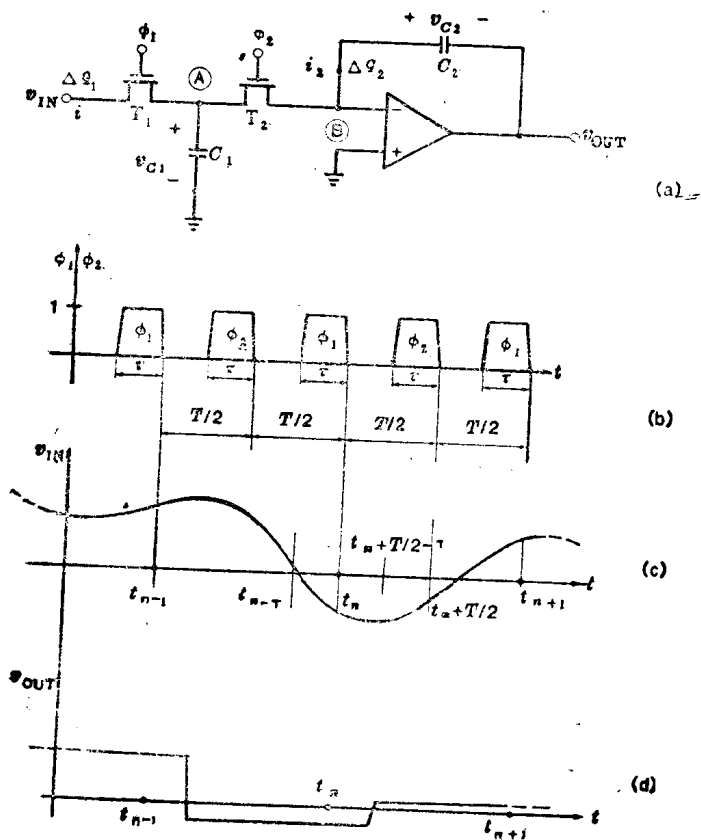


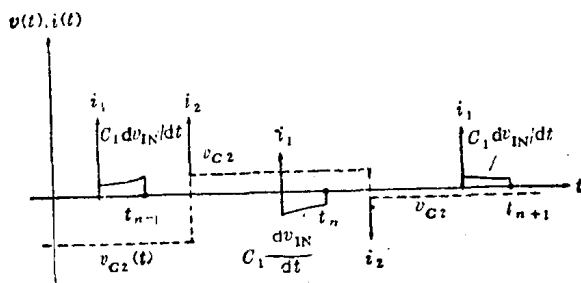
图 4 并联开关电容积分器

(a) 电路; (d) 时钟信号; (c) 输入电压; (d) 输出电压

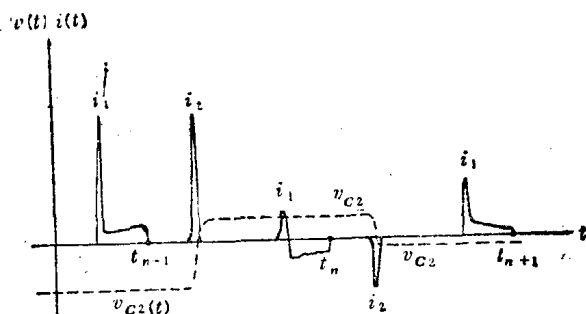
此外, 通过 T_1 的电流 i_1 在 $t_n - \tau < t < t_n$ 时间内还要包含 $C_1 \frac{dv_{IN}}{dt}$ 项[只有在此时间内 $v_{IN}(t)$ 有变化才出现此项]。

所得波形示于图5(a)。对于实际的开关, 导通电阻 不等于零。因此, 电荷不能瞬时流过; 电流不会变成无限大, v_{C2} 也不会突跳。实际的响应波形示于图5(b)。

通常, $v_{IH}(t)$ 本身是阶梯形函数。因而, 除 v_{IN} 跳变点之外,



(a)



(b)

图5 在图4(a)积分器中的电压与电流波形
(a)理想情况; (b)实际情况。

$dv_{IN}/dt = 0$, 那么, 在 $i_1(t)$ 中 $C_1 dv_{IN}/dt$ 项将不存在。无论 $v_{IN}(t)$ 是否为阶梯函数, 在任何情况下 v_{C_2} 和 v_{oAT} 都是阶梯函数。

根据以上分析, 可以在 $v_{IN}(t)$ 与 $v_{oAT}(t)$ 取 t_{n-1} , t_n , t_{n+1} 等时刻的抽样值之间建立差分方程。由式(10)和图 4 可知

$$\begin{aligned} & v_{oAT}(t_{n+1}) - v_{oAT}(t_n) \\ &= -v_{C_2}(t_{n+1}) + v_{C_2}(t_n) \\ &= -\Delta v_{C_2}(t_n + T/2 - \tau) \\ &= -(C_1/C_2)v_{IN}(t_n) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)中的第一部分和最后一部分可构成方程式, 利用 z 变换求解, 得到

$$V_{out}(Z)(Z-1) = -(C_1/C_2)V_{in}(Z)$$

和

$$\begin{aligned} H(Z) &= \frac{\Delta V_{out}(Z)}{V_{in}(Z)} = -\frac{C_1/C_2}{Z-1} \\ &= -\frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{Z^{-1}}{(1-Z^{-1})} \end{aligned} \quad (12)$$

我们的兴趣在于将图 3 连续时间积分器与图 4 开关电容等效电路在正弦输入信号作用下相互比较。令 $s_a = j\omega a$, 式(7)给出

$$Ha(j\omega a) = \frac{-R_1 C_2}{j\omega a} \quad (13)$$

令 $z = \exp(j\omega T)$, 式(12)变为

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{-C_1/C_2}{e^{j\omega T} - 1} \quad (14)$$

对于 $\omega T < 1$ ，利用泰勒级数展开

$$e^{j\omega T} = 1 + j\omega T - (\omega T)^2/2 - \dots + \dots \quad (15)$$

于是

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{-C_1/(C_2 T)}{j\omega - \omega^2 T/2 - \dots + \dots} \quad (16)$$

注意到 $H_a(j\omega a)$ 是纯虚数(有时称为“无耗的”), 而 $H(e^{j\omega T})$ 不是这样。此外, $H(e^{j\omega T})$ 是 ω 的周期函数, 而 $H_a(j\omega a)$ 不是 ωa 的周期函数。因此, 只有在限定的频率范围内这两个函数才能够近似相等。特别是, 若 $\omega T \ll 1$ 和 $C_1 = T/R_1$, 式(16)给出与式(13)相同的结果:

$$H(e^{j\omega T}) \approx \frac{-1/R_1 C_2}{j\omega} \quad (17)$$

可以认为, 对于信号频率满足(例如) $\omega < \frac{1}{100T} = f_c/100$ 时, 开关电容(SC)积分器较好地模拟了其有源RC原型。

考察连续时间响应与 SC 积分器响应相互关系的另一种方法是直接将式(17)和式(12)进行比较。如果选择 $C_1 = T/R_1$, 为获得 $H(z)$ 必须在 $H_a(s_a)$ 表达式中以 $(z - 1)/T$ 取代 s_a 。这种关系与前面讨论过的前向欧拉变换相同。^{*①} 因此, 若有源 RC 滤波器只是由图 3 形式的积分器适当地连接组成, 而且每个积分器由图 4 所示等效开关电容电路置换, 那么, 由此构成的开关电容滤波器响应特性将呈现前向欧拉映射所讨论的频率失真^②。

①见原书第2章式(2.70)。

②见原书第2章2.6节。