

- 915023

开关电容电路及

MOSFET C

连续时间电路

——原理与应用

魏志源 编

高等教育出版社

开关电容电路及 MOSFET C连续时间电路 —原理与应用

魏志源 编

高

高等教育出版社

内 容 提 要

本书作为高等学校电子线路课程的教学小丛书, 将开关电容电路引入教学内容. 首先讨论了开关电容电路工作原理和分析方法; 接着重点讨论了开关电容电路的各种应用, 例如, 开关电容滤波器、微功耗仪用放大器、开关电容差分放大器、开关电容比较器、施密特触发器、正弦波振荡器、模拟乘法器、A/D 和 D/A 转换器、调制器、解调器和锁相环等; 最后介绍了有发展前途的 MOS 场效应晶体管-电容连续时间电路. 鉴于已有开关电容滤波器的专著出版, 故本书侧重于非滤波器方面的应用.

开关电容电路及 MOSFET C 连续时间电路 ——原理与应用

魏志源 编

*

高等教育出版社出版
新华书店北京发行所发行
国防印刷厂印刷

*

开本 787×1092 1/32 印张 5.125 字数 115 000

1990 年 4 月第 1 版 1990 年 4 月第 1 次印刷

印数 0001—920

ISBN7-04-002223-0/TN·117

定价 1.10 元

编者的话

一、本书拟作高校工科“电子线路”课程补充读物，期望能对开关电容电路引入教学内容，提供参考。

二、开关电容电路广泛应用于有源滤波器领域。鉴于：

1. 开关电容滤波器已有专著出版；2. 对滤波器另设专门课程，已成通例。故本书侧重于非滤波应用。

三、第一章采用 Tsividis 提出的方法^[8]，尝试分析各种电路实例，旨在阐明此法简便易行。

四、第二章简述四种常用频域映射，以弥补第一章分析方法之不足。论述不详，力避与已出版的类似读物雷同。至于涉及开关电容滤波器之具体内容，仅介绍余书皆不录之波式滤波器。

五、第三章刻意求新，所引文献多取自近年外刊，鲜有早于 1981 年者。

六、全 MOS 连续时间滤波器崛起于 1983 年，已成为开关电容滤波器之潜在对手，特辟第四章，稍述其进展。

七、本书承清华大学董在望教授、尹达衡副教授悉心审阅，提出许多宝贵意见；并在编写中得到他们的热情支持和帮助。南京工学院谢嘉奎教授、沈永朝教授和北京航空学院张凤言副教授亦曾大力支持、鼓励。谨此一并表示衷心感谢。

编者于本课题涉猎甚浅，舛错难免。敬祈行家、读者不吝指正。

魏志源

1988年7月

目 录

第一章 开关电容电路原理与分析方法	1
§ 1-1 引言	1
§ 1-2 开关电容基本单元电路	3
1-2-1 开关电容模拟电阻	3
1-2-2 开关电容积分器	5
1-2-3 开关电容电路的基本部件	6
1-2-4 电压反相器开关组	10
§ 1-3 开关电容电路的分析方法	14
1-3-1 电荷守恒原理	15
1-3-2 一般时域分析	17
1-3-3 一般频域分析	24
1-3-4 小结	47
第二章 开关电容滤波器	49
§ 2-1 引言	49
§ 2-2 频域映射	49
2-2-1 后差映射	50
2-2-2 前差映射	52
2-2-3 双线性映射	52
2-2-4 无耗离散积分器映射	53
§ 2-3 电压波开关电容滤波器概述	55
§ 2-4 微波滤波器简述	56
§ 2-5 电压波采样数据滤波器	59
§ 2-6 转接器结构	62
§ 2-7 电压波 SCF 的发展概况	68
第三章 开关电容电路的应用	70
§ 3-1 引言	70

§ 3-2	微功耗仪用放大器	70
3-2-1	相关双采样仪用放大器(CDS-1A)	71
3-2-2	微功耗、低电平、高性能仪用放大功能块	75
§ 3-3	正弦振荡器	78
3-3-1	双积分环开关电容振荡器	78
3-3-2	电容-频率转换器	80
§ 3-4	模拟乘法器	83
3-4-1	两象限乘法器	84
3-4-2	四象限乘法器	86
§ 3-5	A/D 和 D/A 转换器	88
3-5-1	高分辨率开关电容算法 D/A 转换器	88
3-5-2	A/D 转换器	96
3-5-3	小结	105
§ 3-6	组合式非线性模拟开关电容电路的基本单元	106
3-6-1	SC 差动放大器	107
3-6-2	SC 差动积分器	108
3-6-3	SC 比较器	110
§ 3-7	筒式组合电路	112
3-7-1	施密特触发器	112
3-7-2	三角波、方波发生器	116
3-7-3	正弦波发生器	118
§ 3-8	锁相环(PLL)	119
3-8-1	简易 SC 锁相环	120
3-8-2	相位比较器	122
3-8-3	SC 低通滤波器	124
3-8-4	时相倒换器	126
3-8-5	压控振荡器(VCO)	128
3-8-6	组合式 SC 锁相环	129
§ 3-9	移频键控调制器与解调器	131
3-9-1	FSK 调制器	131
3-9-2	FSK 解调器	132

§ 3-10 结语	134
第四章 MOSFET C 连续时间电路	136
§ 4-1 开关电容电路优缺点纵览	136
§ 4-2 MOSFET C 连续时间全集成电路	137
4-2-1 沿革	137
4-2-2 MOSFET 压控电阻	138
4-2-3 非线性的抵消	141
§ 4-3 平衡结构的 MOSFET C 滤波器	142
4-3-1 工作原理	142
4-3-2 滤波器综合	144
4-3-3 在片自动调谐电路	147
§ 4-4 全 MOS 连续时间非线性电路	148
4-4-1 全 MOS 整流器	148
4-4-2 四象限乘法器	150
4-4-3 实验结果	151
§ 4-5 结语	153

第一章 开关电容电路原理 与分析方法

§ 1-1 引 言

开关电容电路(SCN)付诸实用,始于70年代末期,近十年内发展迅猛,使得MOS半导体技术在电路微型化的竞争中,明显优于双极型(BJT)。其发展过程概述如下。

莫基于集成运算放大器的有源 RC 电路,结束了传统的 RLC 无源滤波器居统治地位近50年(1920~1965)的历史^[1],一度风靡于世。其突出优点是用电阻、电容、和运放模拟各种频变元件,取消了在 RLC 滤波器中笨重而价昂的电感元件,同时却保留原型滤波器性能稳定(即敏感度很小)的优点。其致命弱点是不便于单片集成。关键在于难以在单片集成中实现稳定而精确的 RC 时间常数。以声频滤波器为例,设上限频率为4 kHz, RC 时间常数约为 10^{-4} s量级。当氧化层厚700Å时,1 pF电容占芯片面积约为 $2000(\mu\text{m})^2$,因而通常MOS电容最大不超过100pF。即使电容取较大值,如10pF,所需的电阻值仍达 $10^7\Omega$ 。这样大的电阻,无论用多晶硅或扩散掺杂来制作,所占芯片面积都接近 $10^9(\mu\text{m})^2$,约占一般单个模拟集成电路平均面积的 $1/10$ ^[2]。此外,MOS电阻还具有非线性。MOS电阻和MOS电容,误差均为5~10%,两者的误差互不相关,从而导致 RC 时间常数的误差可高达20%。此误差且随温度及信号电平而变化。

用开关电容构成模拟电阻,使上述难题迎刃而解。在下

一节中将推证, 开关电容模拟电阻为

$$R = \frac{T}{C} = \frac{1}{Cf} \quad (1-1)$$

式中, C 为电容量, T 为采样时钟信号周期, f 为采样频率. 在 SCN 中, 时间常数为

$$RC_1 = \frac{C_1}{Cf} \quad (1-2)$$

其值取决于采样频率和电容比, 前者可借助晶体振荡器实现稳定, 后者在单片集成中误差能控制在 1% 以内, 两者相结合使 RC 时间常数的误差降到 0.1~0.5%. 在同一芯片上十分靠近的两个电容器 C 和 C_1 , 受环境的影响大致相同, 从而进一步提高了 SCN 时间常数的稳定性.

开关电容模拟电阻占用的芯片面积奇迹般地得到减小. 按式 (1-1) 计算, 同样的电阻值 $10^7\Omega$, 当 $f=100\text{kHz}$ 时, $C=1\text{pF}$, 如前所述, 与 MOS 电阻所占的芯片面积相比较, $\frac{10^6}{2000}=500$, 降到 $\frac{1}{500}$.

SCN 本质上为采样数据系统, 其实现充分利用了 MOS 工艺的独特优点, 即 MOS 管的自我绝缘性. 在 MOS 电路中, 节点上储存的电荷能保持若干毫秒, 并被多次连续检测而不流失. 前者有赖于 MOS 管处于截止区的高绝缘度, 后者则有赖于 MOS 管工作于放大区的高输入阻抗. 如此优异的模拟记忆功能是双极工艺所不能比拟的.

最后强调指出, 正是由于采用了 MOS 工艺, 它与数字电路兼容, 才提供了将两种电路 (数字与模拟) 溶合于同一单片上制成 VLSI 的可能性, 为 SCN 的进一步开拓展现出灿烂前景.

发轫于滤波器的 SCN 首先在这一领域内取得了广泛应

用。早在 1978 年美国便制成用于 PCM 电话系统的开关电容滤波器 (SCF), 如 Intel 公司的 2912 型双信道滤波器。各种程式 SCF 电路的研究吸引着人们的兴趣, 发表于各专业学术刊物上的 SCF 论文琳琅满目。在大学教材中, 已开辟独立篇章介绍 SCN^[1,3]。

现在, SCN 的应用已突破话音滤波器领域, 扩展到模拟信号处理的各个方面, 如振荡器、平衡调制器、D/A 与 A/D 变换器、自适应均衡器等。SCN 工作频率也正在向高端发展, 例如, 用来代替电视接收机中频声表面波滤波器的 SCF 正在研制中。

SCN 技术在国内也引起了广泛关注。从事这方面研究和制作的单位众多。仅作者所知, 清华大学 1986 年初制成的 CF2932 NMOS DM 信适滤波器在许多方面已超过美国的 2912^[4]。南京工学院沈永朝教授开发的 SCNSOP 适合于微型计算机的专用程序^[5], 两年前已投入实用。仅此两项, 就足以说明, 我国在 SCN 的开发上正急起直追。

§ 1-2 开关电容基本单元电路

本节先介绍开关电容模拟电阻和积分器, 使读者对开关电容电路有初步认识。接着简述构成上述单元电路的 MOS 基本部件: 开关、电容和运算放大器。最后, 论述 SCN 中独有的电压反相器开关组 (VIS)。

1-2-1 开关电容模拟电阻

常见的开关电容模拟电阻有接地(并联)和浮地(串联)两种类型, 如图 1-1 所示。图中开关受两相不重叠时钟信号 ϕ 与 $\bar{\phi}$ 控制, 其波形示于图 1-2。当 ϕ 处于高电平时(即时相 1),

开关 S_1 闭合, S_2 开启; ϕ 处于低电平时 (时相 2), S_1 开启, S_2 闭合。

就图 1-1(a) 而言, 在时相 1 期间电容上储存的电荷为 Cv_1 , 至时相 2 期间储存的电荷为 Cv_2 , 每周期 (T) 内电荷增量为 $\Delta Q = C(v_1 - v_2)$, 其等效电流 $I = \frac{C(v_1 - v_2)}{T}$, 于是可求得并联开关电容模拟电阻

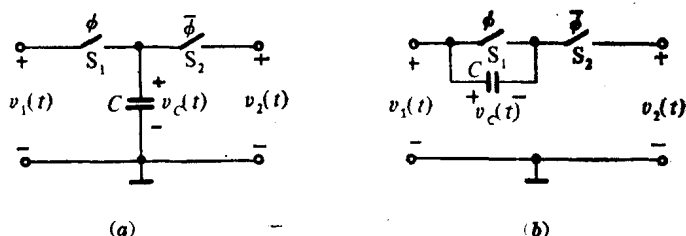


图 1-1 开关电容模拟电阻

(a) 接地(并联)型

(b) 浮地(串联)型

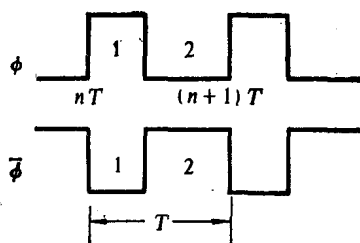


图 1-2 两相不重叠时钟

$$R = \frac{v_1 - v_2}{I} = \frac{T}{C} \quad (1-3)$$

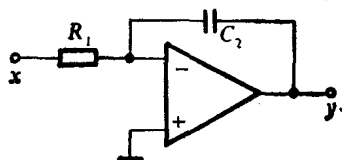
对于图 1-1(b) 电路, 用类似的推算也可导出式 (1-3). 应指出, 式 (1-3) 是极粗略的.

开关电容模拟电阻还有其他类型, 不一一列举. 各种类型开关电容模拟电阻的共有特征是无记忆功能. 以图 1-1 为例, 设 v_1 和 v_2 为任意两个时变电压. 则图 1-1(a) 中, v_c 在时相 1 或 2 期间分别随 v_1 或 v_2 实时变化. 图 1-1(b) 中, 在时相 1 期间 $v_c = 0$, 在时相 2 期间 v_c 随 $v_1 - v_2$ 实时变化. v_c 与 v_1 、 v_2 只存在实时等量关系, 表明两电路均无记忆功能.

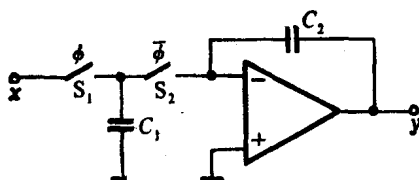
1-2-2 开关电容积分器

图 1-3(a) 为连续信号积分器. 将其中电阻 R_1 以图 1-1(a) 电路取代, 便得到图 1-3(b) 开关电容积分器. 图中 x 表示激励, y 表示响应. 不难求得, 图 1-3(a) 的传递函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = -\frac{1}{sR_1C_2} \quad (1-4)$$



(a)



(b)

图 1-3 积分器

若图 1-3(b) 中开关也用两相不重叠时钟控制, 则式(1-4)中的 R_1 可用式(1-3)代入. 在考虑积分器频率响应时, $s = j\Omega$, $\Omega = 2\pi f_s$, f_s 为激励信号频率. 于是式(1-4)可改写如下:

$$H(j\Omega) = -\frac{1}{j\Omega(T/C_1)C_2} = -\frac{C_1}{j\Omega TC_2} \quad (1-5)$$

比较式(1-4)和式(1-5), 不难看出, 在开关电容积分器中, 时间常数为

$$R_1 C_2 = \frac{C_2 T}{C_1} = \frac{C_2}{C_1 f} \quad (1-6)$$

其值取决于电容比(C_2/C_1), 及时钟周期 T (或 $1/f$).

式(1-5)和式(1-6)同样是粗略的. 在 § 1-3 中将对它进一步做精确推导.

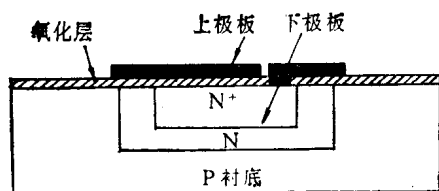
图 1-3 中, 通常称(a)为(b)的原型; 而(b)则是(a)的开关电容实现. 如法炮制, 不难从其它(如同相、差动)原型积分器导出其对应的开关电容实现. 在此不赘.

1-2-3 开关电容电路的基本部件

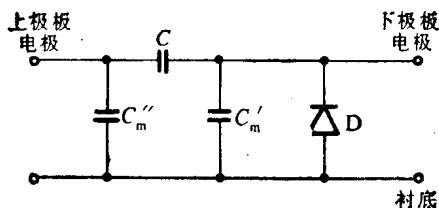
从图 1-3(b)可看出, 开关电容电路含三种基本部件: 电容器、开关和运算放大器. 如上文所述, 它们均由 MOS 工艺制成. 分述如下:

1. MOS 电容器

MOS 电容器剖面示意图如图 1-4(a), 图 1-4(b)为其等效电路. 由图 1-4 可知, MOS 电容器为一平行板电容器, 氧化层为绝缘介质, 金属膜为上极板, 重掺杂 N^+ 区为其下极板. 下极板与 P 衬底之间的反向 PN 结, 在图 1-4(b) 中用反向二极管 D 表示.



(a)



(b)

图 1-4 MOS 电容器

MOS 电容器容量正比于氧化层的介电常数及极板有效面积，反比于氧化层厚度。其值一般为 $1 \sim 40 \text{ pF}$ 。为提高其长期可靠性，有时也采用双氧化层结构。

MOS 电容器上、下极板对衬底均存在寄生电容，分别用 C_m'' 和 C_m' 表示。其值约为

$$C_m' = (5 \sim 20) \% C$$

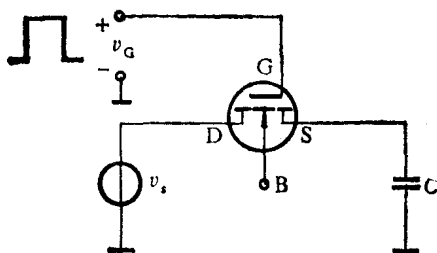
$$C_m'' = (0.1 \sim 1) \% C$$

一般 C_m'' 的影响可忽略不计，但 C_m' 则常不能忽视。

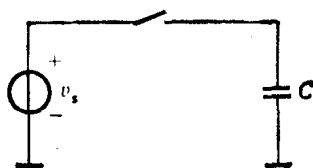
2. MOS 开关

增强型绝缘栅场效应管 (MOSFET)，由于结构上对称，源、漏两极可以互换，特别适合作模拟开关。以下两点使 MOSFET 接近于理想开关：(1) 导通时源、漏两极间无漂移电压；(2) 控制端(栅极)与信号通道绝缘，即控制通道与信号通道之间无直流电流流通。

图 1-5(a) 为 N 沟道增强型 MOSFET 用作开关的实际电路，图 1-5(b) 为其理想化等效电路。对于理想开关，开启和闭合电阻分别为 ∞ 和 0。



(a)



(b)

图 1-5 MOS 开关

MOSFET 导通时漏源电阻 r_{ds} 不为零，其值反比于沟道的宽长比 (W/L)，当 $W/L=1$ 时，约为千欧级，且随电压和温度而变。因此 MOS 开关不适合用在精确电阻分压器中。但对于开关电容电路，当开关频率不过高时， r_{ds} 不致引起麻烦。设负载电容 C 为 100pF， r_{ds} 为 1 k Ω ，则电压上升到距终值 0.01% 所需时间为 1 μ s 左右。

MOSFET 源、漏、栅、衬底之间均有寄生电容，如图 1-6 所示。其中 C_{DB} 和 C_{SB} 的影响可通过提高衬底偏置使其减小，但 C_{GS} 和 C_{GD} 却导致控制电压与信号通道的直通效应。

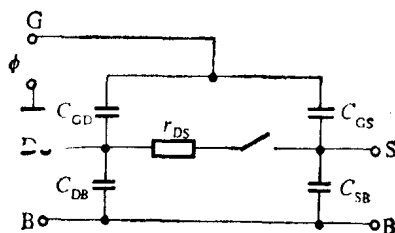


图 1-6

采用图 1-7 电荷抵消电路, 可以消除 C_{GD} 、 C_{GS} 的直通效应。图中 T_1 为开关管, 加时钟 ϕ 。 T_2 为“仿真”开关管, 加 ϕ 的反相信号 $\bar{\phi}$ 。由于 ϕ 与 $\bar{\phi}$ 正好反相, 使 T_1 与 T_2 引起的直通效应相互抵消。

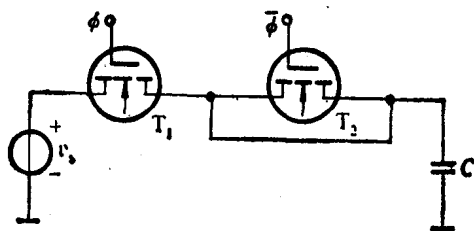


图 1-7

3. MOS 运算放大器

一般说来, MOS 运算放大器的性能稍逊于同类型 BJT 运放, 因此单个 MOS 运放商品罕见。但 MOS 运放却有以下两个突出优点: (1) 工艺上与数字电路兼容, 制作时可充分利用规范的大规模数字电路集成技术; (2) 所需芯片面积仅为同类型 BJT 运放的 $\frac{1}{3} \sim \frac{1}{5}$ 。MOS 运放通常在单片大规模集成系统中作为一个部件使用。在开关电容电路中, MOS 运放是不可缺少的基本部件。

囿于本书宗旨,对MOS运放不遑多论,这里仅列举常见的MOS运放各项指标,使读者对它的性能略知梗概。欲作进一步了解,可参阅参考文献[6]。

MOS运放性能指标举例:

开环电压增益 A : 1500; 输入失调电压 V_{OS} : 20 mV;

单位增益带宽: 3.2 MHz; K_{OMR} : 60 dB;

摆率: 正摆, $+8\text{V}/\mu\text{s}$; 负摆, $-33\text{V}/\mu\text{s}$;

共模电压范围(当电源为 $\pm 10\text{V}$ 时): $\pm 7.5\text{V}$;

功耗: 22mW; 输入噪声均方根值: $51\mu\text{V}$;

所占芯片面积: 0.35mm^2 。

1-2-4 电压反相器开关组

电压反相器开关组 (Voltage Inverter Switches, 简称VIS), 是开关电容电路中独特的功能组件, 其妙用在于: (1) 保证电路的无耗传输; (2) 消减MOS电容器寄生电容的影响。本节只论述其构成和工作原理, 其功能则留待 § 1-4 中结合实例阐明。

VIS一般由开关、电容和有源器件三者组合而成。主控开关分为两组, 分别受两相不重叠时钟 ϕ 和 $\bar{\phi}$ 控制。将VIS与任一纯电容网络的某端口相连接, 在 ϕ 启动前, 设该端口电压为 v_b (下标 b 为 before 缩写, 表示VIS启动前), 在 $\phi, \bar{\phi}$ 顺次启动后, 原端口电压变为 v_a (a 为 after 缩写, 指VIS启动后), 并且

$$v_a = -v_b.$$

有源器件采用MOS运放的VIS示例于图1-8。其中图1-8(a)为一步反相型, 图1-8(b)为两步反相型。说明如下。