

# 低电压对数域滤波器的低功率性能分析

蔡理<sup>1</sup>, 马西奎<sup>2</sup>

(1. 空军工程大学 工程学院, 陕西 西安 710038; 2. 西安交通大学 电气学院, 陕西 西安 710049)

**摘要:**对线性  $G_m - C$  积分器和对数域积分器的功率性能进行了分析, 表明对数域滤波器更适合于在低电源电压下的低功率信号处理。计算机仿真结果显示, 对数域积分器比线性  $G_m - C$  积分器具有更低的失真度。因此, 对数域电路适合于低电压低功率和高频率的低失真滤波器设计。

**关键词:**低电压; 低功率; 对数域电路

**中图分类号:** TN713    **文献标识码:** A    **文章编号:** 1009 - 3516(2001)04 - 33 - 36

近来出现的对数域滤波器技术直接利用了晶体管的电流与电压的指数特性, 来实现整个输入—输出线性传递函数<sup>[1-2]</sup>。在传统的线性跨导—电容 ( $G_m - C$ ) 滤波器中, 为了得到所要求的线性传递函数, 必须将跨导器线性化, 这就不可避免地需要增加电源电流, 同时也使得实际实现中的最小电源电压增加, 结果导致功率效率很低。对数域技术不需要做线性化处理, 因此, 就减少了额外的功率损耗。采用对数域滤波器技术可以在低电源电压下处理信号, 电压等于晶体管的一个结电压与两个使集电极电流为最大信号电流的饱和电压之和<sup>[3-4]</sup>。所以, 对数域技术提供了在最低电源电压下, 对所实现的电路中的电流最有效的利用, 这对低电压和低功率集成电路的设计非常具有吸引力。

线性和对数域滤波器因其结构种类的多样性, 所以, 在它们之间作一般的比较是很困难的, 但是为了说明问题又不失一般性, 本文讨论了一个线性  $G_m - C$  积分器和一个对数域积分器具体电路的功率性能, 说明对数域积分器在低电源电压下比线性积分器更有效。而且, 对数域电路在较高工作频率下比跨导器—电容电路有更低的失真度。

## 1 积分器的功率性能分析

### 1.1 线性 $G_m - C$ 积分器的功率

实现线性积分器可以用许多不同的方法, 它们有各自的优缺点。如图 1 所示的电路为具有发射极负反馈的  $G_m - C$  积分器, 因它有一定的功率效率, 并且使用较广泛, 所以, 这里就以它为例来说明设计的主要限制。

这个积分器即为一阶低通滤波器, 并且由  $v_{in} = V_p \sin \omega t$  的正弦输入电压激励, 其频率比截止频率  $f_c$  低得多。这样, 它的输出动态范围 (DR) 由信号功率和噪声功率的比来给定

$$DR = \frac{V_p^2 C}{2 \gamma_{lin} kT} \quad (1)$$

这里,  $kT$  是热能,  $\gamma_{lin}$  是线性跨导器的噪声余量系数, 对图 1 的线性跨导器,  $\gamma_{lin}$  约为 6。

若截止频率为  $f_c$ , 则  $2\pi f_c = G_{mo}/C$ ,  $G_{mo}$  为小信号跨导, 而由图 1 的电路, 可得到小信号跨导  $G_{mo} = I_o/(V_T$

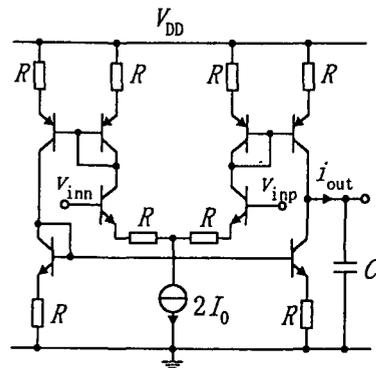


图 1 线性  $G_m - C$  积分器

收稿日期: 2001 - 02 - 16

作者简介: 蔡理 (1959 - ), 女, 福建永春人, 副教授, 博士生, 主要从事模拟集成滤波器理论和设计研究。

+  $U_R$ ), 其中,  $V_T = kTq$  为热电压,  $U_R$  是电阻的偏置电压  $U_R = RI_0$ 。因此, 偏置电流  $I_0 = 2\pi f_c (V_T + U_R)$ 。从式(1)可求出电容  $C$ , 偏置电流可进一步表示为

$$I_0 = 4\pi f_c DR \frac{V_T + U_R}{V_p^2} \gamma_{lin} kT \quad (2)$$

这个跨导器的最小电源电压  $V_{min}$  为一个结电压与两个饱和电压之和, 约为 0.9 V。假设与电流镜连接的所有电阻都相等, 那么, 全部电阻上的电压均相同, 因此, 由下式给出最大的信号电压峰值

$$V_p = \frac{1}{2}(V_{DD} - V_{min} - 2U_R) \quad (3)$$

这里, 为了处理幅值  $V_p$  的正弦电压, 所需要的电压  $U_R$  至少取为  $U_R = V_p/2\sqrt{12THD} - V_T$ , 其中, THD 为总谐波失真值。而整个电路的功率损耗等于

$$P = 4I_0 V_{DD} \quad (4)$$

将上述  $V_p$  和  $U_R$  代入到式(2), 则上式结果为

$$P = \frac{2\pi f_c DRkT}{3} \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{min} + 2V_T} \times \gamma_{lin} \frac{1 + 2\sqrt{12THD}}{THD} \quad (5)$$

由此可看出, 线性积分器的功率损耗与电源电压与信号摆幅之比近似成正比, 也近似地与总谐波失真 THD 成反比。

### 1.2 对数域积分器的功率

· 与上述线性  $G_m - C$  积分器对应, 图2电路是差分输入 - 单输出低电压对数域积分器<sup>[3]</sup>。输入信号由晶体管  $Q_1$  和  $Q_2$  对数压缩, 而  $Q_3$  和  $Q_4$  及电容  $C$  则形成对数域积分器。电平移位器由  $Q_5$ 、 $M_5$  构成, 且  $Q_6$  完成信号的指数扩展功能。

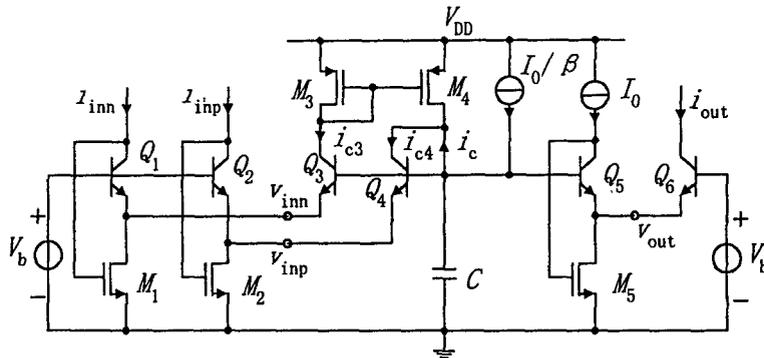


图2 差分对数域积分器

为了便于分析, 假设各晶体管完全匹配。在图2中有两个套在一起的跨导线性环, 分别由晶体管  $Q_2, Q_4 \sim Q_6$  和  $Q_1, Q_3, Q_5 \sim Q_6$  构成。根据跨导线性原理<sup>[5]</sup>, 它们的集电极电流之间可具有如下方程

$$i_{inp} I_0 = i_{C4} i_{out} \quad (6a)$$

$$i_{inn} I_0 = i_{C3} i_{out} \quad (6b)$$

因为晶体管  $Q_5$  有一恒定偏置电流  $I_0$ , 它的基-射结电压  $v_{BE}$  是常数, 所以, 电容器电流  $i_c$  可用输出电压  $v_{out}$  来表示, 进而也能用输出电流  $i_{out}$  表示

$$i_c = i_{C4} - i_{C3} = -C \frac{dv_{out}}{dt} = -C \frac{dv_{out}}{di_{out}} \frac{di_{out}}{dt} = \frac{CV_T}{i_{out}} \frac{di_{out}}{dt} \quad (7)$$

将式(6)代入到式(7)中, 则有

$$\frac{di_{out}}{dt} = \frac{I_0}{CV_T} (i_{inp} - i_{inn}) \quad (8)$$

用传递函数表示, 为

$$\frac{i_{out}(s)}{i_{inp}(s) - i_{inn}(s)} = \frac{1}{s\tau} \quad (9)$$

式(8) 或式(9) 说明, 图2 为差分无损积分器。其中,  $\tau = CV_T/I_0$ , 为积分器常数, 而  $\omega_0 = 1/\tau = I_0/CV_T$ , 为积

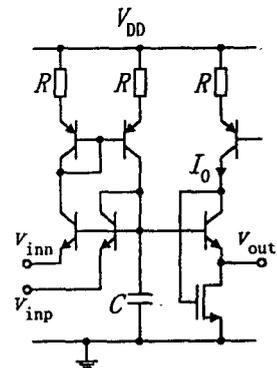


图3 对数域积分器

分器单位增益频率,它也是可调谐的,正比于偏置电流  $I_0$ 。

为了与  $G_m - C$  积分器作更好的比较,将图2对数域积分器的电流镜和偏置电流源亦用双极型晶体管和电阻表示,如图3所示,这些电阻上电压也为  $U_R$ 。用与线性  $G_m - C$  积分器类似的方法,能估算出图3所示的对数域积分器的功率。此积分器亦为一个一阶低通滤波器,并且用一个比它的截止频率低得多的频率信号来驱动。在扩展器后,也就是在未压缩的电流域中,比较容易讨论积分器的动态范围(DR)。此时,偏置电流  $I_0$  限制了信号的峰值,因而,DR由下式给出

$$DR = \frac{I_0^2}{2} \frac{C}{\gamma_{\log} k T} \left( \frac{V_T}{I_0} \right)^2 = \frac{V_T}{2} \frac{C}{\gamma_{\log} q} \quad (10)$$

这里,  $\gamma_{\log}$  是此积分器的噪声余量系数。对图3对数域积分器可取  $\gamma_{\log} = 2$ 。象线性分器的情况一样,式(10)也确定了所需要的电容。从大信号传递函数式(8)或(9)中能求出偏置电流

$$I_0 = 2\pi C f_c V_T \quad (11)$$

因此,可求出对数域积分器的功率损耗为

$$P = 3I_0 V_{DD} = 12\pi f_c DR q \gamma_{\log} V_{DD} \quad (12)$$

显然,对数域积分器的功率损耗与电源电压成正比。

## 2 积分器的功率有效性比较

为了更直观地对上述两种积分器的功率性能进行比较,将上节中公式(5)和(12)用曲线表示。图4表示了上述两个一阶滤波器结构的功率损耗对截止频率  $f_c$  和动态范围 DR 乘积归一化后的曲线,它们是随电源电压  $V_{DD}$  变化的。由此可以看出,线性  $G_m - C$  积分器的功耗是随着电源电压  $V_{DD}$  的增加而逐渐地减小,但对数域积分器功耗是正比于电源电压  $V_{DD}$  的。显然,对数域积分器对低电源电压比线性积分器更有效,这个特性可用对数域滤波器的电压摆幅与电源电压无关来解释。而线性积分器则随电源电压的增加更有效。因此对数域积分器更适合于低电压、低功率工作。

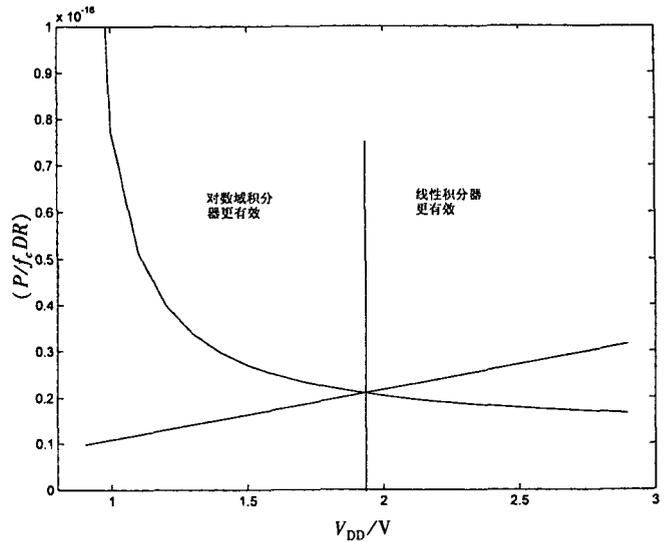


图4 积分器功率效能比较 (1 - 线性;2 - 对数域)

## 3 仿真分析

对数域电路的特点是外部线性,内部非线性,因此,整个电路线性度的优劣是很重要的。通过对图2电路在1KHz时,取两个不同的截止频率,即对应两个偏置电流  $I_0$  为  $1\mu A$  和  $3\mu A$  时,进行 PSpice 仿真分析,计算其总谐波失真 THD,如图5所示。结果表明,对数域积分器在输入信号峰峰值等于偏置电流时,仍然有  $THD < 1\%$  ( $-40\text{ dB}$ ),说明它有很好的线性度。

为了进一步比较线性  $G_m - C$  积分器和对数域积分器性能,对图1和图2电路作计算机仿真分析。适当选择电容  $C$ ,取偏置电流  $I_0$  为  $1\mu A$ ,使图1和图2有相同的截止频率272 KHz。当两个电路正常工作时,图1的电源电压  $V_{DD} = 2V$ ,而图2的电源电压只有  $V_{DD} = 1.1V$ 。因此,经过 PSpice 仿真计算得出:图1电路的功率损耗为  $2.1\mu W$ ,图2电路的功率损耗为  $1.6\mu W$ 。若取图1的输入电压幅值为偏置

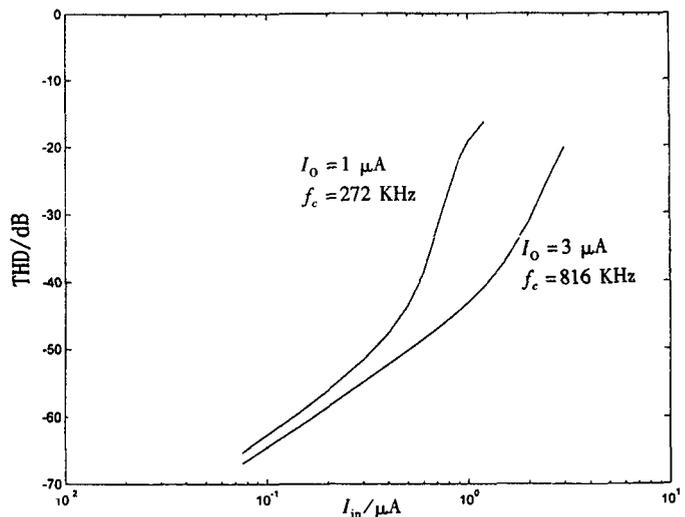


图5 图2电路两个截止频率的 THD

电流  $I_0$  时,图1的输入电压幅值为偏置

电压的 0.015 倍,取图 2 的输入电流幅值是偏置电流的 0.1 倍,则表 1 给出了一些仿真结果。可以看出,对数域积分器的总谐波失真 THD 比线性  $G_m - C$  积分器要低,因此,前者具有更低的失真度。而且,对数域电路的工作频率比跨导积分器电路要高。

表 1 积分器的总谐波失真 THD/%

$f/\text{Hz}$	30 k	50 k	80 k	100 k	150 k	180 k	200 k	220 k
图 1 电路	0.131	0.349	0.817	1.188	2.160	2.719	3.059	3.380
图 2 电路	0.083 2	0.099 6	0.128	0.148	0.203	0.219	0.237	0.275

## 4 结论

基于线性  $G_m - C$  积分器和对数域积分器的功率性能的研究,可以看出,对数域电路更适合于在低电源电压下的低功率信号处理。而且,对数域电路内部虽然工作在线性状态,但是,对外部整个电路而言却有很好的线性度。对数域电路在较高工作频率下比  $G_m - C$  电路有更低的失真度。因此,对数域电路在低电压低功率、高频率和低失真信号处理中将有广泛的应用。

### 参考文献:

- [1] Seevinck E. Companding current - mode integrator: A new circuit principle for continuous - time monolithic filters[J]. Electron Lett, 1990, 26(24): 2046 - 2047.
- [2] Frey D R. Log - domain filtering: an approach to current - mode filtering[J]. IEE Proc G, 1993, 140(6): 406 - 416.
- [3] Enz C C, Punzenberger M. Low - power log - domain signal processing in CMOS and BiCMOS. IEEE Trans[J]. Circuits Syst II, 1999, 46(3): 279 - 289.
- [4] Serdijn W A, Broest M, Muldec J, et al. A low - voltage ultra - low - power translinear integrator for audio filter applications[J]. IEEE J Solid - State Circuits, 1997, 32(4): 577 - 581.
- [5] Toumazou C, Lidgey F J, Haigh D G. 模拟集成电路设计—电流模法[M]. 姚玉洁. 北京:高等教育出版社, 1996.

## Analysis of the Low Power Efficiency for Low Voltage Log - domain Filters

CAI Li<sup>1</sup>, MA Xi - kui<sup>2</sup>

(1. The Engineering Institute of the Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China; 2. Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

**Abstract:** The investigation of the power efficiency of the linear  $G_m - C$  integrator and the log - domain integrator is given. It is shown that log - domain filters are better suited for low - power signal processing at low supply voltages. The simulations show that the log - domain integrator has lower distortion than the linear  $G_m - C$  integrator. The log - domain circuits are appropriate for the filter designs with the low - voltage, low - power, high frequency and low distortion.

**Key words:** low - voltage; low - power; log - domain circuits