

低压低功耗阶跃增益对数域电流模滤波器的 状态空间设计方法

王晓宇^{1,2}, 杨海钢¹, 尹 韬¹, 刘 飞¹, 李凡阳^{1,2}

(1 中国科学院 电子学研究所, 北京 100190; 2 中国科学院 研究生院, 北京 100049)

摘 要: 本文提出了一种基于状态空间方程理论的阶跃增益对数域 CMOS 电流模滤波器设计新方法, 并构建了构成阶跃增益对数域高阶滤波器的基本状态方程及其对应的基本电路单元. 可简化电路设计, 易于实现电路优化; MOS 管工作在亚阈值区, 低电压低功耗; 电路中间变量可观测, 可实现阶跃增益及可调带宽. 采用该方法, 实现了一款基于 $0.35\ \mu\text{m}$ 工艺的二阶 CMOS 对数域电路, 工作电压 $1.4\ \text{V}$, 功耗 $15\ \mu\text{W}$, 电路面积 $150 \times 160\ \mu\text{m}^2$.

关键词: 对数域滤波; 阶跃增益; 带宽可调; 状态空间方程

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2012)07-0018-05

A Matrix Approach to the Design of Low-Voltage Low-Power Log-Domain Current-Mode Step-Gain Filter

WANG Xiao-yu^{1,2}, YANG Hai-gang¹, YIN Tao¹, LIU Fei¹, LI Fan-yang^{1,2}

(1 Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2 Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: A novel approach based on state space equation is developed that yields a step-gain log-domain CMOS current-mode filter design methodology and the basic circuit unit of the log-domain filter is proposed. According to the methodology, the responding filter has some advantages: low power, low voltage, step gain and adjustable bandwidth. Moreover, the design flow is simple and easy to be optimized. Based on the methodology, a second-order filter ($15\ \mu\text{W}@1.4\text{V}$) is presented in the $0.35\ \mu\text{m}$ technology and occupies the area of $150 \times 160\ \mu\text{m}^2$.

Key words: log-domain filter; step gain; adjustable bandwidth; state space equation

1 引言

低压低功耗的实现方式多种多样, 如电荷泵技术, 对数域电路技术等. 对于对数域电路, 其核心的 CMOS 管均工作在亚阈值区. 在亚阈值区中, CMOS 管的特性服从 KEV 模型^[1], 即其电流和相应控制端的电压呈现对数特性. 基于这一特性, 状态空间方程理论的对数域电路设计方法发展了起来. 1979 年, Adams 首先提出了基于双极性工艺的对数域电路设计思路^[2]. 随后, 基于 Bipolar 和 CMOS 工艺的对数域电路相继见诸于许多刊物^[3-4]. 2005 年, 西班牙

巴塞罗纳微电子研究院建立了一阶和二阶对数域滤波器电路设计的理论模型雏形, 然而, 由此模型设计出的滤波器不具有阶跃增益特性, 在整个带宽范围内增益都为同一值, 不能完全满足模拟助听器系统的需求^[5].

本文提出了低压低功耗阶跃增益对数域滤波器基于状态空间方程的设计方法, 构建可应用于高阶对数域电流模滤波器设计的基本状态方程及其对应的基本电路单元, 并采用此理论模型实现了一款二阶对数域电流模滤波器. 该滤波器具有低压、低功耗特性, 并在两个连续的滤波频率通道内具有不同的

收稿日期: 2011-12-10; 修回日期: 2011-12-28

基金项目: 国家“八六三”计划项目(2008AA010701)

增益,且通过电容及电流参数的调节,可在每一频率通道内实现不同的带宽.该滤波器可应用于助听器系统,如图 1 所示.

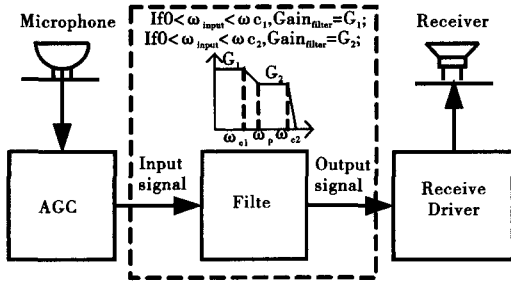


图 1 助听器系统的滤波器

2 亚阈值区 CMOS 管模型介绍

CMOS 管工作于亚阈值区时,其电流与电压呈指数关系^[6],即:

$$I = F(V) = \begin{cases} I_s e^{-(V_{TO} + nV_{bias})/(nU_t)} e^{V/(nU_t)} & \text{GD} \\ I_s e^{-(V_{TO} + V_{bias})/(nU_t)} e^{-V/U_t} & \text{SD} \\ I_s e^{(V_{bias} - V_{TO})/(nU_t)} e^{-(n-1)V/(nU_t)} & \text{BD} \end{cases} \quad (1)$$

其中 V 、 I 和 V_{bias} 分别为控制端的压缩电压、漏电流和偏置端的偏置电压。 V_{TO} 表征阈值电压,而 $I_s = 2n\beta U_t^2$ 。其中, n 为亚阈值斜坡系数, β 为电流系数, U_t 为热势。亚阈值区的 CMOS 管有三种工作模式:栅极驱动 (Gate Driven, GD)、源极驱动 (Source Driven, SD) 和衬底驱动 (Bulk Driven, BD),如图 2 所示.本文只讨论基于 SD 的对数域滤波器状态空间设计法。

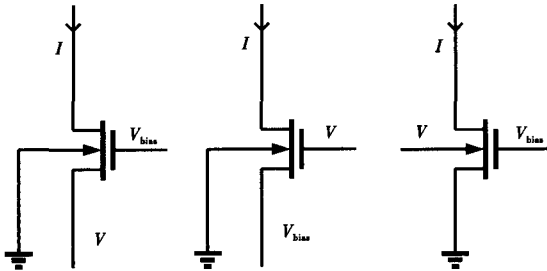


图 2 三种驱动模式:SD(左),GD(中),BD(右)

3 设计方法的提出

根据状态空间理论,建立 n 阶对数域滤波器的方程:

$$\begin{cases} \dot{I} = AI + BI_{in} \\ I_{out} = CI + DI_{in} \end{cases} \quad (2)$$

其中 $I = (I_1, I_2, \dots, I_n)^T$ 为状态变量矢量, I_{in} 为输入信号标量, I_{out} 为输出信号标量, A 为 $n \times n$ 阶矩阵, B 为 $n \times 1$ 阶矢量, C 为 $1 \times n$ 阶矢量, D 为一标量.矩阵 A 、 B 、 C 、 D 的值由 n 阶滤波器的设计指标确定.将式(1)代入到对数域滤波器的状态方程,并引入电容:

$$\begin{cases} I_{\alpha pi} = - \sum_{j=1}^n I_{\alpha n Aij} e^{\frac{(V_i - V_j)}{U_t}} - B_{\alpha ni} e^{\frac{(V_i - V_{in})}{U_t}} \\ I_{out} = \sum_{j=1}^n C_j I_j + D I_{in} \end{cases} \quad (3)$$

其中, V_i 、 V_j 与式(3)中的状态变量 I_i 、 I_j 呈式(1)中所示的对数关系,且 $I_{\alpha pi} = C_i dV_i/dt$, $I_{\alpha pj} = C_j dV_j/dt$, $I_{\alpha n Aij} = U_t C_i A_{ij}$, $I_{\alpha n Bi} = U_t C_i B_i$.可见,状态空间方法通过参数 $I_{\alpha n Aij}$ 、 $I_{\alpha n Bi}$ 、 C_i 、 C_j 的调节,可以实现对滤波器通道带宽的调节.其中 $I_{\alpha pi}$ 的表达式构成了基于状态空间方程设计方法的对数域滤波器基本电路单元,CMOS 电路及其框图如图 3 所示.这些基本电路单元组成了状态空间设计方法的基础,将这些基本电路单元级联起来即可构成 n 阶对数域滤波器,如图 4 所示.

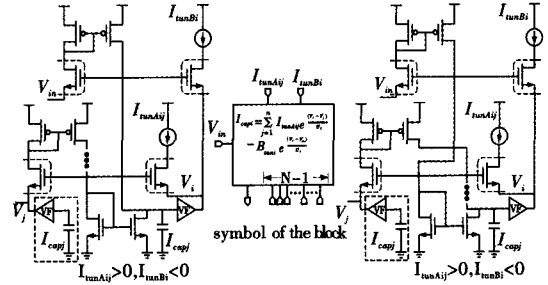


图 3 n 阶对数域滤波器的第 i 阶基本电路单元(左、右)及其框图(中)

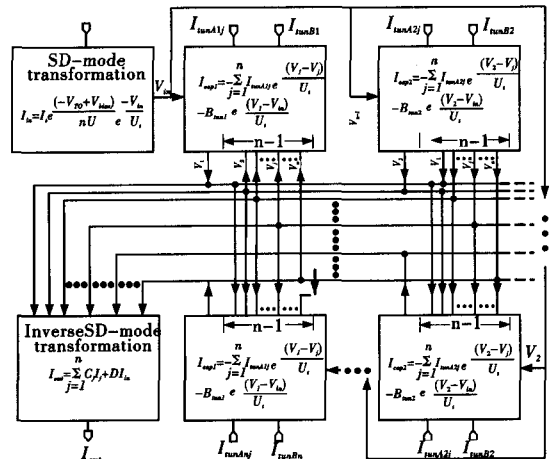


图 4 级联 n 阶对数域滤波器框图

状态方程中,由目标滤波器指标确定的初始矩

阵 A 、 B 、 C 、 D 一般不是最简单的形式,这会导致对应的电路实现比较复杂.基于状态空间方程的设计方法,可对其进行优化,化简矩阵 A 、 B 、 C 、 D 的元素,使尽可能多的元素转换为零,并确保矩阵同一行的非零元素大小相同或数量级相同,从而使对应的电路简化,具体的优化流程见表 1.

表 1 中,设定目标滤波器系统的初始状态矩阵为 A_0 、 B_0 、 C_0 、 D_0 (矩阵值由目标滤波器指标确定),经 n 阶可逆矩阵 P 线性可逆优化后的最终状态矩阵为 A 、 B 、 C 、 D . 在由滤波指标确定矩阵 A_0 时,尽可能将 A_0 表示为对角线型或若当标准型,因这两种形式均可使初始矩阵 A_0 的元素数值数量级相当.

表 1 优化流程

① 根据提出的设计方法,确定状态空间方程.

$$\begin{cases} \dot{I}_0 = A_0 I_0 + B_0 I_{in} \\ I_{out} = C_0 I_0 + D_0 I_{in} \end{cases}$$

② 设优化后的状态变量 $I = PI_0$,代入步骤 1 中.

$$\begin{cases} \dot{I} = AI + BI_{in} \\ I_{out} = CI + DI_{in} \end{cases}$$

其中 $A = PA_0P^{-1}$, $B = PB_0$, $C = C_0P^{-1}$, $D = D_0$, P 为 n 阶可逆优化矩阵.

③ 设 $I = [\alpha \ \alpha \ \cdots \ \alpha]^T$,代入到步骤 2 中.

$$-I = PA_0^{-1} B_0$$

由此,可求得矩阵 P 的大多数元素值.

注:为简化电路,要确保矩阵 A 和 B 的同行元素绝对值尽可能相等.

④ 将 P 代入到 $C = C_0P^{-1}$ 中,对矩阵 C 进行优化.要确保 C 元素不能太大,否则会导致 CMOS 管尺寸巨大.最后,求出矩阵 P 的所有元素,带入步骤②中,即可得到优化电路的状态空间方程,进而求出 CMOS 电路.

4 设计方法验证及实现

文中实现了电流模结构的二阶对数域滤波器,满足低压低功耗、可模块化设计、阶跃增益、滤波频率带宽可调,验证了状态空间设计方法的优点.

确定二阶对数域滤波器的状态空间方程^[7]

$$\begin{cases} \dot{I}_0 = A_0 I_0 + B_0 I_{in} \\ I_{out} = C_0 I_0 + D_0 I_{in} \end{cases} \quad (4)$$

其中, I_{in} 、 I_{out} 为滤波器的输入、输出信号标量, I_0 为 2×1 阶初始状态变量,由滤波器指标确定的状态矩阵 A_0 、 B_0 、 C_0 、 D_0 的值如下:

$$\begin{cases} A_0 = \begin{bmatrix} -\omega_{c1} & 0 \\ 0 & -\omega_{c2} \end{bmatrix} & B_0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} & D_0 = 0 \\ C_0 = \begin{bmatrix} \omega_{c1}\omega_{c2}\left(1-\frac{1}{r}\right) & \omega_{c2}\left(\frac{\omega_{c2}}{r}-\omega_{c1}\right) \\ \omega_{c2}-\omega_{c1} & \omega_{c2}-\omega_{c1} \end{bmatrix} \end{cases}$$

其中, ω_{c1} 、 ω_{c2} 分别为第一、第二 -3dB 带宽频率, $r = \omega_p / \omega_{c1}$. 可以看出,矩阵 A_0 和 B_0 的同行元素相差太大, C_0 的元素取值也很大,这会导致电路实现复杂,CMOS 管尺寸相差太大,故需根据表 1 所示的步骤,对其式(4)进行优化.

设优化后新的状态变量 $I = PI_0$, P 为 2×2 阶可逆矩阵, α 、 β 为正实数,且令初始状态 $I = [\alpha; \alpha]$, 矩阵 $B = [0; \beta]$,代入式(4):

$$P[A_0^{-1} B_0 \quad B_0] = PM = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 \\ -\alpha & \beta \end{bmatrix} = T \quad (5)$$

求解式(5)得矩阵 $P = TM^{-1}$,并将结果带入表 1 中的步骤,得到优化后的矩阵:

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} \frac{-\alpha\omega_{c1}\omega_{c2}}{\beta} & \frac{\alpha\omega_{c1}\omega_{c2}}{\beta} \\ \frac{-(\alpha\omega_{c2}-\beta)(\alpha\omega_{c1}-\beta)}{\alpha\beta} & \frac{\alpha\omega_{c1}\omega_{c2}-\beta\omega_{c1}-\beta\omega_{c2}}{\beta} \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} 0 \\ \beta \end{bmatrix} & C = \begin{bmatrix} \frac{\beta^2-\alpha\omega_{c2}}{\alpha\beta r} & \frac{\omega_{c2}}{\beta r} \end{bmatrix} & D = 0 \end{cases} \quad (6)$$

在电路中,矩阵 C 的元素取值与电路实现中的电流镜 CMOS 管的尺寸相对应,为减小电流镜的尺寸,取 $\beta = \omega_2 / r$. 为了进一步简化电路,可令 $A_{21} = 0$, 可得 $\alpha = 1/r$.

联立上述各式结果,可得目标二阶对数域滤波器优化后的状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{I} = AI + BI_{in} \\ I_{out} = CI + DI_{in} \end{cases} \quad (7)$$

其中,优化后的矩阵为:

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} -\omega_{c1} & \omega_{c1} \\ 0 & -\omega_{c2} \end{bmatrix} & B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_{c2}}{r} \end{bmatrix} \\ C = [1 \quad 1] & D = 0 \end{cases}$$

根据式(1),将状态变量 I_1 和 I_2 用 V_1 和 V_2 来表示,然后带入式(7),并结合式(4)、式(5)进行化简,即得到二阶对数域滤波器对应的基本电路单元的级联形式,如图 5 所示.

二阶对数域滤波器由两个相似基本电路单元模块、SD 模式输入信号压缩模块及 SD 模式输出信号释放模块组成,对应的系统方程如式(8)所示.

$$\begin{cases} I_{wp1} = I_{n11} - I_{n11} e^{(V_1-V_2)/U_t} \\ I_{wp2} = I_{n22} - I_{n22} / r e^{(V_2-V_{in})/U_t} \\ I_{out} = I_1 + I_2 \end{cases} \quad (8)$$

式中 $I_{n11} = U_t C_1 \omega_{c1}$, $I_{n22} = U_t C_2 \omega_{c2}$. 由图 4 和图

5 的对比可以看出,采用优化方法之后,可以减少电路端口(图 5 中虚线所示),降低了电路的复杂度.图 5 对应的详细电路实现及其说明见表 2 所示.

二阶对数域滤波器的完整电路如图 6 所示,其中处于亚阈值区的 CMOS 管均为倒比管,对其进行仿真,得到的 AC 仿真曲线如图 7 所示.仿真中,电源电压 $V_{dd}=1.4V$, $r=1.125$.

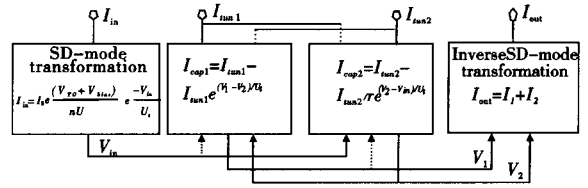


图 5 二阶对数域滤波器框图

表 2 二阶对数域滤波器电路

模块	CMOS 电路	说明
		M1、M5 工作在亚阈值区, M1 根据公式(1)中的 SD 模式完成输入电流信号从 I_{in} 到 V_{in} 的压缩, 并将 V_{in} 输出到下一级的模块, 进行处理.
		M3、M4 工作在亚阈值区, M3 和 M4 根据公式(3)产生电流 $I_{tun1} e^{(V1-V2)/U_t}$, 并经电流镜 M13 和 M14 以及 M15 和 M16 后, 在电容 C1 的上极板处与 I_{tun1} 相减, 实现 I_{cap1} .
		M6、M7 工作在亚阈值区, M6 和 M7 根据公式(3)产生电流 $I_{tun2} / r e^{(V1-V2)/U_t}$, 并经电流镜 M19 和 M20 以及 M21 和 M22 后, 在电容 C2 的上极板处与 I_{tun2} 相减, 实现 I_{cap2} .
		M2 和 M8 工作在亚阈值区, 其栅极与 M5 的栅极连接在一起, 如图中实心节点所示. M2 和 M8 根据公式(1)中 SD 模式将输入电压信号 V_1 和 V_2 转换为电流信号 I_1 和 I_2 , 并经过电流镜结构后, 实现输出信号 I_{out} .

仿真共得到 4 条曲线, 参数 $[(I_{tun1}, I_{tun2}), (C_1, C_2)]$ 分别为 $[(60, 80)\text{nA}, (90, 10)\text{pF}]$ 、 $[(60, 80)\text{nA}, (150, 1)\text{pF}]$ 、 $[(120, 160)\text{nA}, (90, 10)\text{pF}]$ 、 $[(120, 160)\text{nA}, (150, 3)\text{pF}]$. 通过适当设置参数

$[(I_{tun1}, I_{tun2}), (C_1, C_2)]$, 可实现滤波器不同频滤波通道的带宽可调. 将其应用于模拟助听器设计中, 并采用 $0.35\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺实现, 1.4 V 的工作电压时, 功耗仅为 $15\ \mu\text{W}$, 具有低电压低功耗的特性. 表

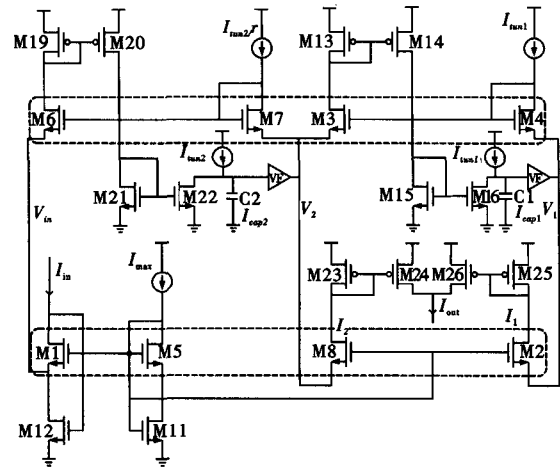


图 6 二阶对数域电流模滤波器电路图

3 所示与其他模拟及数字助听器滤波器电路的性能对比,可以看出根据本文提出的设计方法实现的电流模电路结构二阶对数域滤波器的独特优势:低电压、低功耗、阶跃增益、滤波通道带宽可调,这样不仅延长了模拟助听器微型电池的工作寿命,而且同数字助听器一样,实现了对常见低频听力缺陷患者的频率补偿。

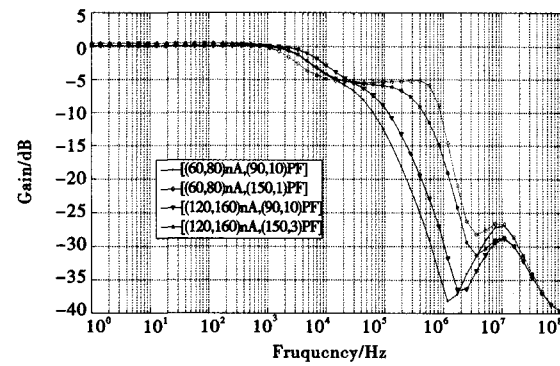


图 7 二阶对数域滤波器的 AC 仿真曲线

表 3 性能对比

	文献[5]	文献[8]	本文设计
工作电压	1.0~2.0V	1.1 V	1.4 V
功耗	—	247.5 μ W	15 μ W
阶跃增益	×	✓	✓
滤波通道带宽可调	×	✓	✓
数字(D)/模拟(A)	A	D	A
芯片面积	750×200 μ m ²	1.62 mm ²	150×160 μ m ²
对应助听器价格 (高 H/低 L)	L	H	L
CMOS 工艺	1.2 μ m	0.35 μ m	0.35 μ m

5 结束语

文中以状态空间理论为基础,提出了一种全新的阶跃增益对数域滤波器设计法,并建立了对数域滤波器的基本状态方程及其对应的基本电路单元.基于此设计法,本文在 0.35 μ m 工艺基础上,实现了一款全新结构的二阶对数域滤波器,并成功应用于助听器系统。

参考文献:

[1] Enz C C ,Krummenacher F . An analytical MOS transistor model valid in all regions of operation and dedicated to low voltage and low current application[J]. Journal of analog IC and signal processing, 1995(8): 83-114.

[2] Adams. Filtering in the log domain[C]// the 63th AES Conf. Los Angeles, 1979.

[3] Prommee P, Somdunyakanok M, Angkeaw K, et al. Tunable current-mode log-domain universal filter[C]// Circuits and Systems (ISCAS), Proceedings of 2010 IEEE International Symposium . France; Paris, 2010: 1041-1044.

[4] Kilio V, Psychalinos C. Design of low-voltage filters with maximized dynamic range[C]// Electronics, Circuits and Systems (ICECS), 17th IEEE International Conference. Greece;Athens, 2010: 454-457.

[5] Francisco Serra Graells. Low-voltage CMOS subthreshold log-domain filtering[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 2005,52(10) 2090-2100.

[6] Francisco Serra Graells. A true 1-V 300 μ W CMOS subthreshold log-domain hearing-aid-on-chip[J]. IEEE journal of solid-state circuits, 2004, 39 (8): 1271 - 1281.

[7] Katsuhiko Ogara. Modern control engineering[M]. Prentice-Hall, Inc, 2002.

[8] Kwen-Siong, Bah-Hwee Gwee, Joseph S Chang. A 16-channel low-power nonuniform spaced filter bank core for digital hearing aids[J]. IEEE Transations on circuits and systems II, 2006,52(9): 853-857.

作者简介:

王晓宇 男,博士研究生.研究方向为 SoC 高精度模拟信号处理.

杨海钢 男,研究员.研究方向为可编程芯片设计技术、传感及数模混合信号 SOC 设计、大规模集成电路设计.