

基于可编程跨导运算放大器 POTA 低通有源滤波器设计

王淑艳^{①②} 滕建辅^①

^①(天津大学电子信息工程学院 天津 300072)

^②(中国民用航空学院 天津 300300)

摘 要 该文给出了基于可编程跨导运算放大器(POTA)的有源滤波器设计方法,能在一定范围内实现跨导值程控调节,提高调节精度和准确度。并且利用 Jacobi 法求解相似对角形矩阵,避免解高次方程的难题。所设计的有源滤波电路不易受分布电容的影响,稳定性好、灵敏度低。本文给出了设计实例,显示了该方法的优点。

关键词 有源滤波器, 可编程跨导运算放大器(POTA), 实对称矩阵, Jacobi 法

中图分类号: TN713.8

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)07-1331-04

Lowpass Active Filter Design Based on Programmable Operational Transconductance Amplifiers(POTA)

Wang Shu-yan^{①②} Teng Jian-fu^①

^①(School of Electronic Information Engineering, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

^②(Civil Aviation University, Tianjin 300300, China)

Abstract In this paper, a method of active filter design based on Programmable Operational Transconductance Amplifiers(POTA) is given. The transconductance is adjusted by software in order to improve accuracy. The design procedure is based on Jacobi method and similar diagonal matrix. The difficulties of finding the roots of high order polynomial can be avoided by using Jacobi method. Active filter circuit is composed of POTA and ground capacitors. It has the characteristics of high stability and low sensitivities. A design example is given and the simulated results show that the given method is suitable for continuous time active filter design.

Key words Active filter, Programmable Operational Transconductance Amplifiers(POTA), Symmetry matrix, Jacobi -method

1 引言

跨导运算放大器(Operational Transconductance Amplifier, OTA)是一种电压控制的电流源。该器件电路简单,高频性能好,很适合用于实现全集成连续时间有源滤波器。但普通 OTA 的跨导值一般通过可调电阻来调节,而普通的可调电阻是不利于高度集成及程控调节的。为了解决这个问题,采用模数混合信号处理技术,给出基于可编程分压器^[1]的跨导运算放大器(Programmable Operational Transconductance-Amplifiers, POTA),其跨导值在一定范围内实现程控调整,提高调节精度和准确度。利用 POTA 设计出的有源滤波器,其截止频率和增益都可程控调节,提高了使用范围和灵活性。

由于双端接载的无源 LC 滤波器具有响应元件变化灵敏度低的特性,在有源集成滤波器的设计过程中,往往采用双端接载的无源 LC 滤波器作为设计原型。在各种无源 LC 滤波器中,考尔滤波器具有衰减快的特点。以考尔型 LC 滤波器作为有源滤波器的设计原型具有一定的代表性。对双端接载的考尔型滤波器列写网络方程,其由电容构成的导纳矩阵为实对称矩阵,实对称矩阵可与对角形矩阵相似,在本文利用

Jacobi 法^[2]求解相似对角形矩阵,实现网络变换,避免解高次方程的难题,易于软件编程。文中第 1 节给出了可编程低通有源滤波器设计原理;基于 POTA 有源滤波器设计实例在第 2 节给出,可编程有源滤波器中 POTA 的跨导值是通过软件调节,提高了调节精度和准确度,并且无反馈电容,减少分布电容的影响,克服了元件替代法的弊端,提高了稳定性,很好地验证了理论。

2 可编程低通有源滤波器设计

2.1 可编程跨导运算放大器(POTA)设计

可编程跨导运算放大器(POTA)就是在一定范围内实现其跨导值的程控可调,与普通的跨导运算放大器(OTA)相比提高了调节精度和准确度。OTA 是一种电压控制的电流源,电路简单,高频性能好,很适合于实现全集成连续时间滤波器。OTA 的设计方法多种多样,在本文中,所采用的 OTA 单元电路为文献[2]中的电路。这是个全 MOS 管电路,有利于集成,如图 1 所示。本电路采用 $\pm 2.5V$ 电源供电,与市场上畅销的跨导运算放大器 CA3080 的 $\pm 15V$ 供电电压相比,大幅度降低了电源电压,降低了功耗。图 2 为共模反馈电路,起到稳定输出电压作用,提高了电路的稳定性。

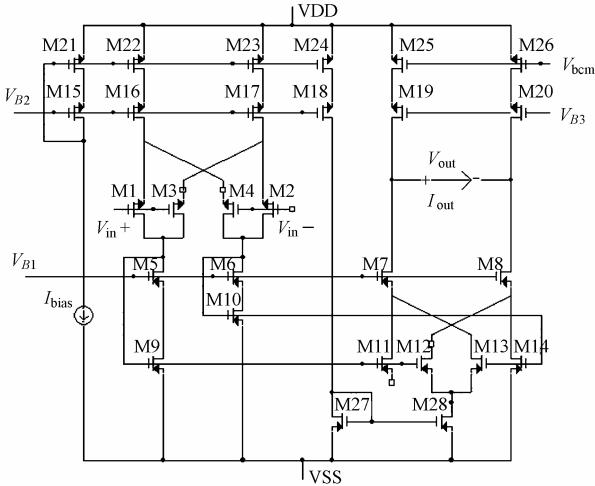


图1 OTA的电路图

Fig.1 OTA circuit

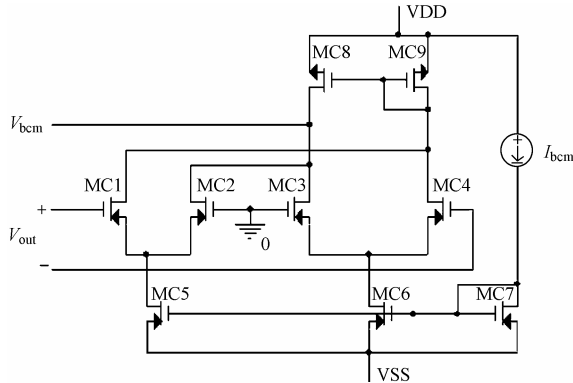


图2 共模反馈电路

Fig.2 Common mode feedback circuit

对于普通的 OTA, 跨导值是通过调节偏置电流来改变, 需可调电阻来完成, 一般的可调电阻是不利于高度集成及程控调节。为了解决这个问题, 采用模数混合信号处理技术, 设计出一个可编程电流源, 其输出电流值可程控调节, 其电路图如图3所示。

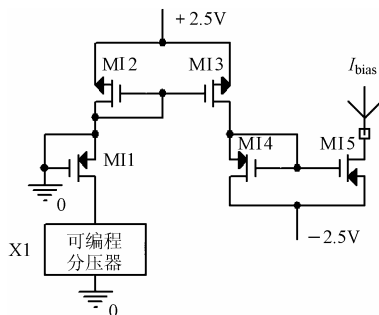


图3 可编程电流源

Fig.3 Programmable current source

图3中M12和M13组成镜像电流源, 做为M11的漏极有源负载; M14和M15也组成镜像电流源, 作用为调整电流的输出方向, 其中M15的漏极为电流源输出端。而图中X1为可编程分压器, 其输出分压值可通过编程改变, 从而达到了改变输出偏置电流 I_{bias} 大小, 那么输出电流为

$$I_{bias} = k(V_{GS1} - V_{th}) = k(-V_W - V_{th})^2 \quad (1)$$

其中 V_{th} 为MOS管的门限电压, V_W 为可编程分压器X1的 W 端输出电压, 可通过软件编程改变, 从而实现了输出电流的程控调节。

在本文中, 可编程分压器采用ANALOG公司研制的AD8400芯片来完成。这是全集成CMOS电路, 通过计算机打印口进行数据传输, 易于软件控制, 可直接读出、写入数据, 定位精度高, 不受机械震动影响。如当 A 端接+5V, B 端接地时, 在 W 端相对地产生的输出电压范围为0至(+5V-1LSB), 这里1LSB对应的电压等于5/256V。滑动触点 W 相对地输出电压 V_W 与输入数据 D_x 之间的关系式为

$$V_W = D_x / 256 \times V_{AB} + V_B \quad (2)$$

在规定温度范围内, 其输出电压仅依赖于内部电阻器的比率而不是绝对值, 所以温度漂移可提高到15ppm/°C。

把式(2)代入式(1)中, 可得输出电流 I_{bias} 的表达式, 如下:

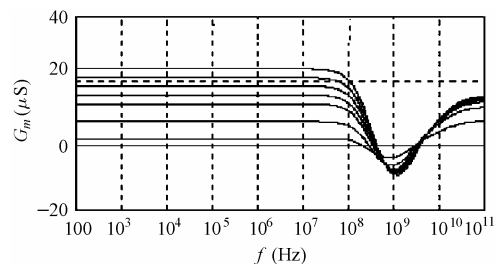
$$I_{bias} = k(-D_x / 256 \times V_{AB} - V_B - V_{th})^2 \quad (3)$$

可见通过编程改写分压器的输入数据 D_x , 就调节OTA偏置电流 I_{bias} 的大小, 从而实现了OTA跨导值的程控调整。在本文中, 利用SPICE软件进行了仿真研究, 可编程电流源中MOS管参数的取值请见表1。下面给出当输入数据 D_x 从1到255变化时, D_x 与POTA的跨导值 G_m 的关系, 如图4所示。从图中可以看出, 可编程跨导运算放大器(POTA)可以在一定范围内实现其跨导值的程控调整。

表1 可编程电流源 MOS 管参数值

Tab.1 MOS model parameters of programmable current source

管标	沟道长度 $L(\mu\text{m})$	沟道宽度 $W(\mu\text{m})$
MI1	20	500
MI2	20	30
MI3	20	30
MI4	20	1
MI5	20	1

图4 不同输入数据 D_x 与POTA跨导幅频响应图Fig.4 Magnitude response of the POTA based on different input D_x

2.2 基于 Jacobi 法有源滤波器设计

2.2.1 实对称矩阵的 JACOBI 法 根据矩阵理论可知, 实对称矩阵可与实对角矩阵相似, 即 $P^{-1}AP = P^TAP = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ 。对于求解实对称矩阵问题, 大多数解法都是通过解特征方程获得, 如果这个方程为三阶以上的高阶方程, 是很难求解的, 因此本文采用 Jacobi 法求解实对称矩阵的特征值和特征向量如下:

输入 n 维矩阵 $\mathbf{A}=(a_{pq})$ 和 $\mathbf{V}=(v_{pq})$; 精度取 $\text{TOL}=10^{-6}$; 最大循环次数 M ;

输出 特征估计值 λ ; 特征向量估计矩阵 $\mathbf{V}$, 或给出数据溢出信息;

(1) 对于 $k=2,3,\dots,M$ 循环做 (2)-(4);

(2) 令 $a_{pq}^{(k)}=0$, 那么 θ 取值可通过式 $\tan 2\theta = 2a_{pq}^{(k-1)} / (a_{pp}^{(k-1)} - a_{qq}^{(k-1)})$ 估计出, 其中 $|\theta| \leq \frac{1}{4}\pi$;

(3) 设

$$\begin{aligned} a_{ip}^{(k)} &= a_{ip}^{(k-1)} \cos \theta + a_{iq}^{(k-1)} \sin \theta = a_{pi}^{(k)} \\ a_{iq}^{(k)} &= -a_{ip}^{(k-1)} \sin \theta + a_{iq}^{(k-1)} \cos \theta = a_{qi}^{(k)} \\ a_{pp}^{(k)} &= a_{pp}^{(k-1)} \cos^2 \theta + 2a_{pq}^{(k-1)} \cos \theta \sin \theta + a_{qq}^{(k-1)} \sin^2 \theta \\ a_{qq}^{(k)} &= a_{pp}^{(k-1)} \sin^2 \theta - 2a_{pq}^{(k-1)} \cos \theta \sin \theta + a_{qq}^{(k-1)} \cos^2 \theta \\ a_{pq}^{(k)} &= (a_{pq}^{(k-1)} - a_{qp}^{(k-1)}) \cos \theta \sin \theta + a_{pq}^{(k-1)} (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) = a_{qp}^{(k)} \end{aligned}$$

其中 $i=1,2,\dots,n$, 并且 $i \neq p, q$. (估计特征值 λ);

(4) 设 $v_{ip}^k = v_{ip}^{(k-1)} \cos \theta + v_{iq}^{(k-1)} \sin \theta$
 $v_{iq}^k = -v_{ip}^{(k-1)} \sin \theta + v_{iq}^{(k-1)} \cos \theta$
 $v_{ij}^k = v_{ij}^{(k-1)}$,

其中 $i=1,2,\dots,n$, $j=1,2,\dots,n$, 并且 $j \neq p, q$ (估计特征向量 $\mathbf{V}$);

(5) 如果 $\max(a_{pq}^{(k)}) < \text{TOL}$, 那么执行 $(\mathbf{A}^k \rightarrow \text{diag}(\lambda_i))$ 并且输出估计值 λ_i 和 $\mathbf{V}$;

否则, 如果 $k < M$ 那么返回步骤(2);

否则, 输出数据溢出信息, 停止循环。上述结论的证明过程请看参考文献[3]。

2.2.2 基于POTA有源滤波器设计 先根据设计条件给出无源滤波器电路, 并用回转器等效滤波器中无源电感^[4], 可以证明回转器是一种无源无损元件。

然后, 根据等效电路给出网络方程即 $\mathbf{I}=\mathbf{YV}$, 其中, $\mathbf{I}$ 为电流矩阵, $\mathbf{V}$ 为节点电压矩阵, $\mathbf{Y}$ 为导纳矩阵。其中导纳矩阵 $\mathbf{Y}$ 为电容和电导构成的导纳矩阵之和, 即 $\mathbf{Y}=\mathbf{SC}+\mathbf{G}$, 则滤波器网络方程为

$$\mathbf{I}=(\mathbf{SC}+\mathbf{G})\mathbf{V} \quad (4)$$

一般矩阵 $\mathbf{C}$ 为实对称矩阵, 而实对称矩阵可与实对角矩阵相似, 即: $\mathbf{PCP}^{-1}=\text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n)$ 其中 $\mathbf{P}$ 为非奇异矩阵。特征值 λ_i 可通过 Jacobi 法求得, 矩阵 $\mathbf{P}$ 为特征值所对应的特征向量构成的矩阵, 如矩阵 $\mathbf{P}$ 不是正交矩阵, 可通过 Schmidt 正交化法获得。

用非奇异矩阵 $\mathbf{P}$ 左乘式(4)两边, 并将 $\mathbf{V}$ 变成 $\mathbf{V}=\mathbf{P}^{-1}\mathbf{V}'$, 从而

$$\mathbf{I}'=(\mathbf{sC}'+\mathbf{G}')\mathbf{V}' \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{I}'=\mathbf{PI}, \mathbf{C}'=\mathbf{PCP}^{-1}, \mathbf{G}'=\mathbf{PGP}^{-1} \quad (6)$$

$\mathbf{C}'$ 为矩阵 $\mathbf{C}$ 的相似实对角矩阵, $\mathbf{G}'$ 为矩阵 $\mathbf{G}$ 的相似矩阵。

最后, 根据变换后的网络方程(6), 并利用相应的网络知识, 可以给出基于 POTA 全集成有源滤波器电路。

3 设计实例

设计一个低通有源滤波器, 其通带边界为 100kHz, 通带允许的最大波动为 1dB, 阻带允许的最小衰减为 40dB。

在设计 LC 原型电路时, 采用具有有限传输零点的考尔参数滤波器。根据上述设计指标, 可获得归一化考尔参数滤波器电路图 5 所示, 其中电阻的单位为欧姆、电容的单位为法拉、电感的单位为亨利。

将电路图 5 中浮地电感用回转器等效, 得到的等效电路图如图 6 所示。

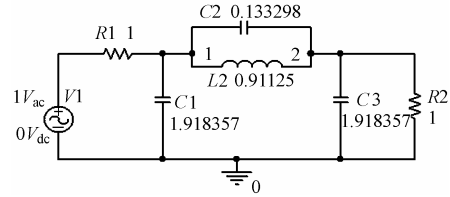


图5 归一化三阶考尔参数滤波器电路图

Fig.5 Third order elliptic low-pass LC filter

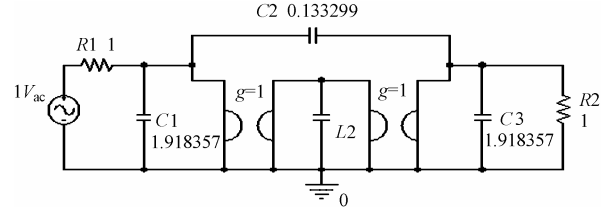


图6 归一化回转器模拟电感等效图

Fig.6 The equivalent circuit with the gyrator

依据图 6 可得到无源低通滤波器网络方程为

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & 2.051655 & 0 & -0.133298 \\ 0 & 0 & 0.91125 & 0 \\ -0.133298 & 0 & 0 & 2.051655 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

可以看出导纳矩阵 $\mathbf{C}$ 是实对称矩阵, 由矩阵理论可知它可与实对角矩阵相似。利用 Jacobi 法, 可分别求得导纳矩阵 $\mathbf{C}$ 和 $\mathbf{G}$ 的相似矩阵, 即

$$\mathbf{C}'=\mathbf{PCP}^{-1}=\mathbf{PCP}^T=\text{diag}(2.184953, 0.91125, 1.918357) \quad (8)$$

$$\mathbf{G}'=\mathbf{PGP}^{-1}=\begin{bmatrix} 1 & 2 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

最后, 对所设计的电路进行反归一化处理, 可确定出实际有源滤波器的网络方程为

$$\begin{bmatrix} 6.28318 \\ 0 \\ 6.28318 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & 21.84953 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 9.1125 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 19.18357 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ V_3' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 6.28318 & 12.5664 & 0 \\ -6.28318 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6.28318 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ V_3' \end{bmatrix} \quad (10)$$

并且有源滤波器实际输出为 $V_{out} = -5V_1' + 5V_3'$ 单位: [皮法(pF), 微导纳(μ S)]。

根据式(10), 给出基于可编程跨导运算放大器(POTA)有源滤波器的电路如图 7 所示, 从图中可以看出, 虽然电容值不同, 但元件值差别不大, 易于集成, 而且均为接地电容, 无反馈电容, 避免了分布电容的影响, 提高了电路的稳定性。在本文中, 利用SPICE软件进行了电路仿真研究, 计算机仿真时可编程输入数据 D_x 的取值请见表 2, 仿真结果如图 8 所示。

表 2 可编程输入数据 D_x 与跨导值对应表
Tab.2 Reflection between the transconductance and input D_x

POTA	跨导值(μ S)	输入数据 D_x
$G_m 1$	6.28318	155
$G_m 2$	12.5664	131
$G_m 3$	6.28318	155
$G_m 4$	6.28318	155
$G_m 5$	5.0	160

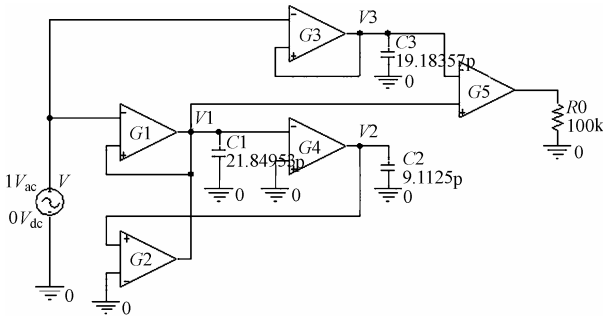


图 7 可编程有源滤波器电路图
Fig.7 Programmable active filter circuit

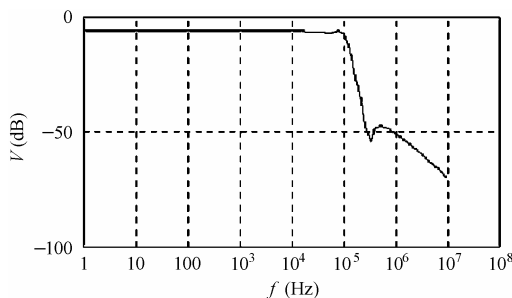


图 8 可编程有源滤波器频响曲线($f_s=100$ kHz)
Fig.8 Frequency response of programmable active filter

利用SPICE软件, 对电路进行了灵敏度分析, 发现输出电压对各元器件参数的敏感程度都在 10^{-9} 数量级以下, 可见电路灵敏度低, 稳定性好。

设计的可编程有源滤波器, 通过调整输入数据 D_x 的取值, 就可实现滤波器的截止频率和增益的程控调节。下边给出通带边界为 500kHz、增益为 1.98dB的频响曲线图(图 9)及 D_x 数据(表 3)。

表 3 可编程输入数据 D_x 与跨导值对应表
Tab.3 Reflection between the transconductance and input D_x

POTA	跨导值(μ S)	输入数据 D_x
$G_m 1$	3.14159	170
$G_m 2$	6.28318	155
$G_m 3$	3.14159	170
$G_m 4$	3.14159	170
$G_m 5$	12.5664	131

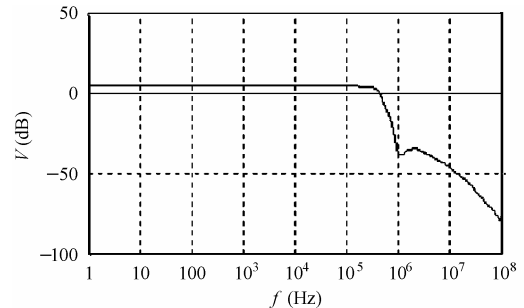


图 9 可编程有源滤波器频响曲线($f_s=500$ kHz)
Fig.9 Frequency response of programmable active filter($f_s=500$ kHz)

4 结束语

从上述结果可以看出, 可编程跨导运算放大器(POTA)的跨导值在一定范围内实现了程控调节, 提高调节精度和准确度, 并且设计的基于 POTA 可编程有源滤波器, 其截止频率和增益都可程控调节, 提高滤波器的使用范围和灵活性。而且从电路结构中看, 虽然电容值不同, 但元件值差别不大, 易于集成, 而且均为接地电容, 提高了电路的稳定性。

利用 Jacobi 法求解相似对角形矩阵, 避免了解高次方程的难题, 易于计算机编程。从模拟结果可以看出, 很好地达到了滤波器的设计指标。为了提高集成度, 下步将自行研制可编程分压器, 以便实现片上系统。

参考文献

- [1] Analog Devices Inc., 1-/2-/4- Channel Digital Potentiometers, Data Sheet.2002.
- [2] Oziel S, Szczepanski S, Schaumann R. Design of highly linear tunable CMOS OTA, 2002. ISCAS 2002. IEEE International Symposium on, Circuits and Systems, May 26-29, 2002, Vol. 3: 731-734.
- [3] J. H. 威尔金森[英]著, 石钟慈, 登健新译. 代数特征值问题. 北京: 科学出版社, 2001: 275-354.
- [4] Hayahara E, Enomoto M. Deriving technique of equivalent forms from general filter circuits and its application. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1999, 46(9): 1037-1041.

王淑艳: 女, 1970 年生, 博士生, 研究方向为全集成有源滤波器设计、心电信号检测、小波分析以及图像压缩等领域。
滕建辅: 男, 1954 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为全集成有源滤波器设计、集成电路设计等领域。