

另一方面，通用的 s-域双二次传递函数如下：

$$H(s) = \frac{x_o(s)}{x(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$$

式中， $x(s)$ 和  $x_o(s)$ 为输入和输出信号（电压、电流等）， $k_0$ ， $k_1$ 和  $k_2$ 为常数， $\omega_0$ 和  $Q$ 为极点频率和品质因数。将双线性  $z$  变换  $s \rightarrow 2(1-z^{-1})/[T(1+z^{-1})]$ 用于式中得到

$$H(z) = \frac{\left[ \frac{4k_2 + 2k_1 T + k_0 T^2}{X} \right] z^2 + \left[ \frac{2k_0 T^2 - 8k_2}{X} \right] z + \left[ \frac{4k_2 - 2k_1 T + k_0 T^2}{X} \right]}{\left[ \frac{\omega_0 T^2 + \frac{2\omega_0 T}{Q} + 4}{X} \right] z^2 + \left[ \frac{2\omega_0 T^2 - 8}{X} \right] z + 1}$$

式中

$$X = \omega_0 T^2 - \frac{2\omega_0 T}{Q} + 4$$

比较系数，得

$$a_6 = \frac{4k_2 - 2k_1 T + k_0 T^2}{X}$$

$$a_3 = \frac{4k_1 T}{X}$$

$$a_4 = \frac{4\omega_0 T}{QX}$$

$$a_2 a_3 = \frac{4\omega_0^2 T^2}{X}$$

$$a_1 a_3 = \frac{4k_0 T^2}{X}$$

这样,如果根据以上 5 式来选择系数可以实现双二次函数的双线性  $z$  变换。

数值设计的第一步是从滤波器设计表格中选出 6 阶切比雪夫(0.5dB 纹波)

低通滤波器的归一化的多项式系数。它们用因式分解形式表示为

$$H(s) = \frac{n_1}{(s^2 + m_1s + n_1)} \frac{n_2}{(s^2 + m_2s + n_2)} \frac{n_3}{(s^2 + m_3s + n_3)}$$

系数在附表 1 中给出（已知条件）。

附表 1: 6 阶 0.5dB 纹波切比雪夫低通函数的双二次因子的系数 m 和 n ( $\omega_c = 1.041029 \text{rad s}^{-1}$ )

	第一节	第二节	第三节
m	0.155300	0.424288	0.579588
n	1.023022	0.590010	0.156997

响应在+0.5dB 和-3dB 截至角频率  $1.041029 \text{rads}^{-1}$  上出现峰值。为了设计具有 5MHz 截至频率的滤波器，必须将双二次节因子的系数对由下式确定的预翘曲频率  $\omega_p = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2}$  定标，这是因为频率翘曲是由双线性 z 变换产生的。在本实例中， $\omega = 10 \pi \times 10^6 \text{s}^{-1}$  (对应于 5MHz) 和  $T = 0.05 \times 10^{-6} \text{s}$  (对应于 20MHz 的时钟频率)，算出  $\omega_p = 40 \times 10^6 \text{s}^{-1}$  ( $\omega_p = 2 \pi f_p$  等于 6.3662MHz)。则按照下式定标常数：

$$m_p = \left[ \frac{\omega_p}{1.041029} \right] m$$

$$n_p = \left[ \frac{\omega_p}{1.041029} \right] n$$

式中  $m_p$  和  $n_p$  分别是应用于用来导出开关电流滤波器的预翘曲原型的  $\omega_0/Q$  和  $\omega_0$  的定标系数。进而，为了产生峰值在 0dB 出现的响应，设第一节的增益为 -0.5dB(0.9406)。附表 2 给出了定标参数，由于 6 阶切比雪夫低通滤波器的归一化的多项式系数分子只有常数项，因此只给出  $k_0$  的值， $k_1 k_2$  均为 0。

附表 2: 定标和预翘曲滤波器参数 ( $s^{-1}$ )

	第一节	第二节	第三节
$m_p = \omega_0 / Q$	$5.9673 \times 10^6$	$16.3268 \times 10^6$	$22.2711 \times 10^6$
$n_p = \omega_0^2$	$1510.4 \times 10^{12}$	$871.07 \times 10^{12}$	$231.179 \times 10^{12}$
$k_0$	$1425.9 \times 10^{12}$	$871.07 \times 10^{12}$	$231.179 \times 10^{12}$

然后利用  $a_1 \cdots a_6$  式表达式计算取样数据滤波器系数。其结果列于附表 3。

利用这个表和图 4 和图 5 即可构成设计所需滤波器。

附表 3: 数据滤波器系数及对应晶体管归一化参数 (表中的晶体管与图 5 中的晶体管对应)

	第一节		第二节		第三节	
	系数值	对应晶体 管	系数值	对应晶 体管	系数值	对应晶 体管
$a_1$	1.9845	Mc	1.9134	Mg	0.9845	Me
$a_2$	2.1021	Mj	1.9134	Mg	0.9845	Me
$\frac{a_3}{1+a_4}$	0.8577	Mi	0.5827	Mf	0.3455	Md
$\frac{1}{1+a_4}$	0.8577	Mi	0.5827	Mf	0.3455	Md
$\frac{a_5}{1+a_4}$	0.0000		0.0000		0.0000	
			00		00	
$\frac{a_6}{1+a_4}$	0.4255	Mb	0.2787	Mk	0.0850	Mh

采样输入晶体管  $T_1$  跨导值是任意的, 可以设定归一化为 1, 其他晶体管归一化跨导依照附表 3 进行赋值。(前文已经说明: 取样数据滤波器系数可由晶

体管沟道的宽长比实现，即电流定标值，由于晶体管跨导值与宽长比值成常数比例关系，因而可由此确定跨导的归一化值)

3)、根据电流定标计算的归一化跨导值，相同归一化跨导值的晶体管生产工艺是一致的，产生误差或故障缺陷的形式也将一致，因而可以开关晶体管按归一化跨导值群组，相同归一化跨导值晶体管为一个群组。

4)、计算群组参数关于电路性能参数的灵敏度、绝对或统计偏差。

由于开关电流是一种完全兼容数字 CMOS 工艺的技术，它仅采用 MOS 管构成电路，通过改变 MOS 管的沟道宽度来获得开关、跨导以及电流源。为获得设计要求的传输响应，各级晶体管的面积比值必须严格与计算的电流定标值一致。选择输入端的采样保持电路晶体管归一化跨导值为 1，其他晶体管归一化跨导依照电流定标进行赋值。将所有开关晶体管归一化跨导按相同值分组。灵敏度是电路性能随电路元件值变化而变化的一种测量，是电路元件参数  $x_i$  变化对电路传输性能参数节点电压  $E_i$  的影响。根据分析一般周期开关线性电路的方法，在交流小信号条件下采用节点分析方法，求解节点电压矩阵及其伴随矩阵从而分析电路的相关特性。对于一个开关周期为  $T$  的开关电流电路网络，其每一个开关周期又分为  $N$  个相，每个相位元件作用一次。例如 MOS 晶体管的栅源电阻  $R_{gs}$ ，在阻值相同的情况下，有两个不同的作用，一个是作为电导，另一个是在不同的相位期间作为输入和输出的跨导。因此节点电压对元件值的导数是该节点电压对该元件的所有这些出现值的导数之和，因此节点电压  $E_i(z)$  对参数  $x(z)$  的灵敏度表达式为：

$$S_x^{E_i} = \frac{x}{E_i} \sum_{m=1}^f \sum_{k=1}^f \sum_{l=1}^f \frac{\partial E_{i,mk}}{\partial x_l}$$

其中  $m=1, 2..f$  为输出相位， $k=1, 2..f$  为输入相位， $x_l(z)$  是在相位 1

期间的参数  $x(z)$ 。

节点电压  $E_{i,mk}(z)$  对于工作在不同相位的输入支路 a 和输出支路 b 的跨导  $G_{mab}(z)$  的灵敏度为：

$$S_{G_{mab}}^{E_i} = \frac{G_{mab}}{E_i} \sum_{m=1}^f \sum_{k=1}^f \sum_{l=1}^f V_{a,lk} \hat{V}_{b,lm}$$

式中  $V_{a,lk}$  是在相位  $l$  中支路 a 上的电压，其输入工作在相位  $k$ ， $\hat{V}_{b,lm}$  是伴随网络中的对应电压。计算出灵敏度后，在给定跨导随机误差的条件下可以进一步计算出统计偏差，从标准曲线加上或减去偏差就可以获得误差容限。用灵敏度分析计算的误差是统计偏差，以  $x(z)$  5% 的随机误差为例，参数  $E_i(z)$  对元件参数  $x(z)$  的最大容许偏差是：

$$\Delta|E_i(z)| = 0.05 \times 8.686 \sqrt{\sum_i (\text{Re} S_{G_{mi}}^{E_i(z)})^2}$$

其中 0.05 是给定的一个群组器件参数的随机误差，0.868 是分贝衰减常数，若不用分贝表示则可以去掉。

以一个 6 阶开关电流切比雪夫低通滤波器（图 5）为例进行计算，设截止频率为 5MHz，按照 1: 4 的比例取时钟频率为 20MHz，带内纹波 0.5dB。根据双二次节因子对预翘曲线截至频率的定标设定各晶体管的宽长比，获得的仿真响应如图 6 所示。可以通过公式计算出相关灵敏度以及统计偏差。

5)、从标准曲线加上或减去偏差就可以获得误差容限。

标准曲线加上或减去偏差就可以获得误差容限。图 6(a)(b) 是归一化跨导值为 0.8577 的群组 MOS 管分别在 1% 和 5% 随机误差条件下计算出的增益容差上下限。

为分析工艺和制版技术的扩散产生的晶体管宽长度的系统失配误差对电路的影响，以上例中跨导归一化值为0.8577群组的晶体管为例，分别取正负15%左右的随机误差，计算出电路在失配情况下的相对灵敏度值以及偏差。由图7可以看出，由于失配造成的电流定标误差将严重影响电路的相对偏差值，不论误差正负，滤波器的相对偏差都明显地高于标称值。而对于以表3  $a_1$  类系数为1.984的群组（设为a群组）的灵敏度分析（图8）可以看出较细微的正向失配（<10%）对灵敏度的值影响较小，称线性下降，但高于10%后灵敏度变化明显，而对预负值的偏差获得的灵敏度实部值与标称值差距明显。

用标准增益减去由此形成的绝对偏差值获得的增益容差上、下限如图9所示，随正向失配的加大，计算出的容差下限超出标称下限值并逐渐下降，反向失配获得的容差下限失真明显。

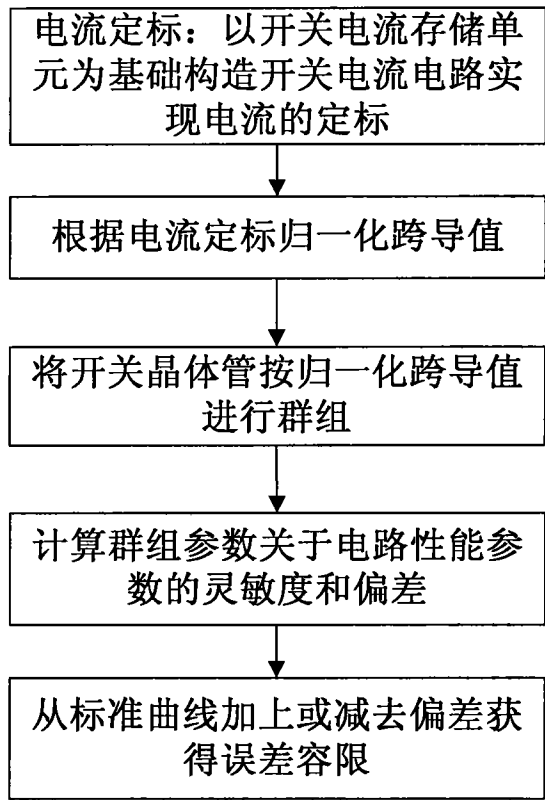


图 1

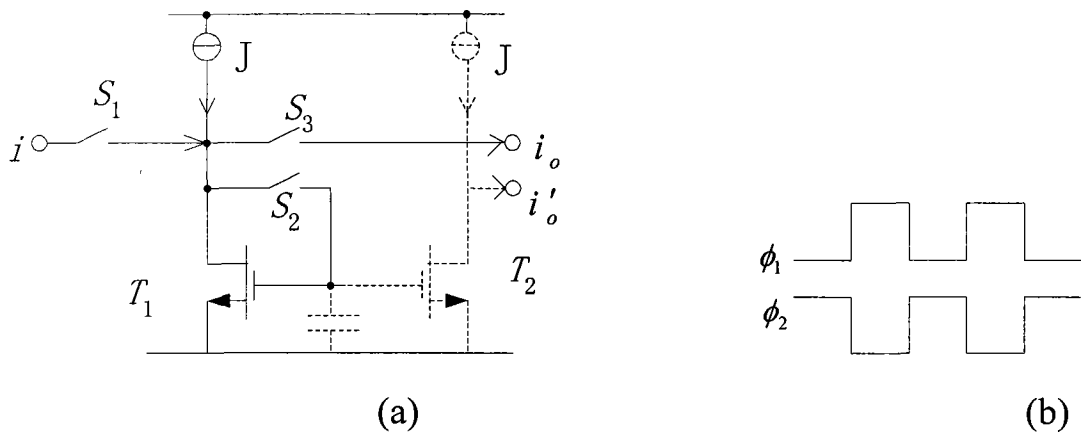


图 2

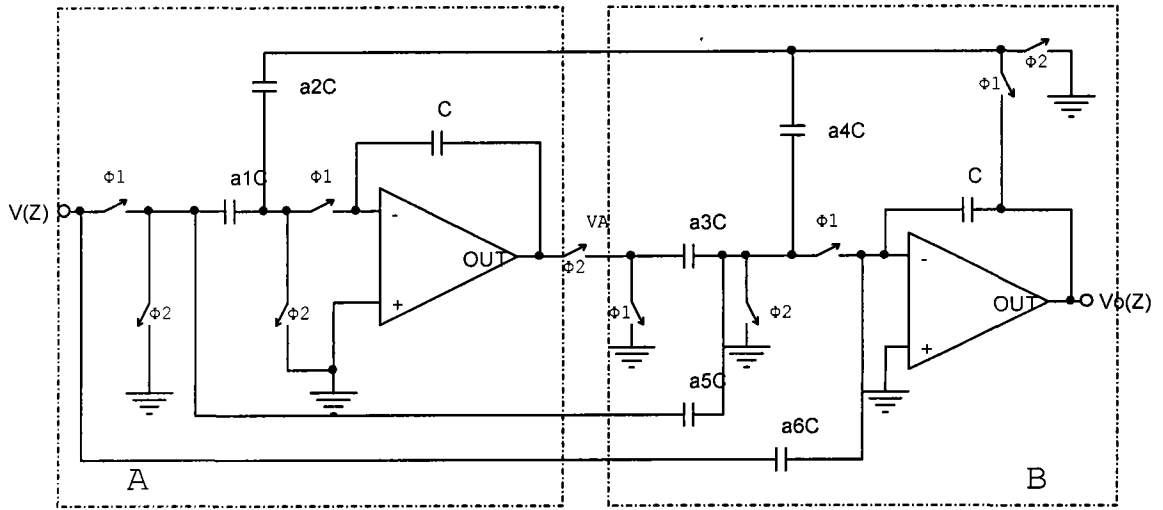


图 3



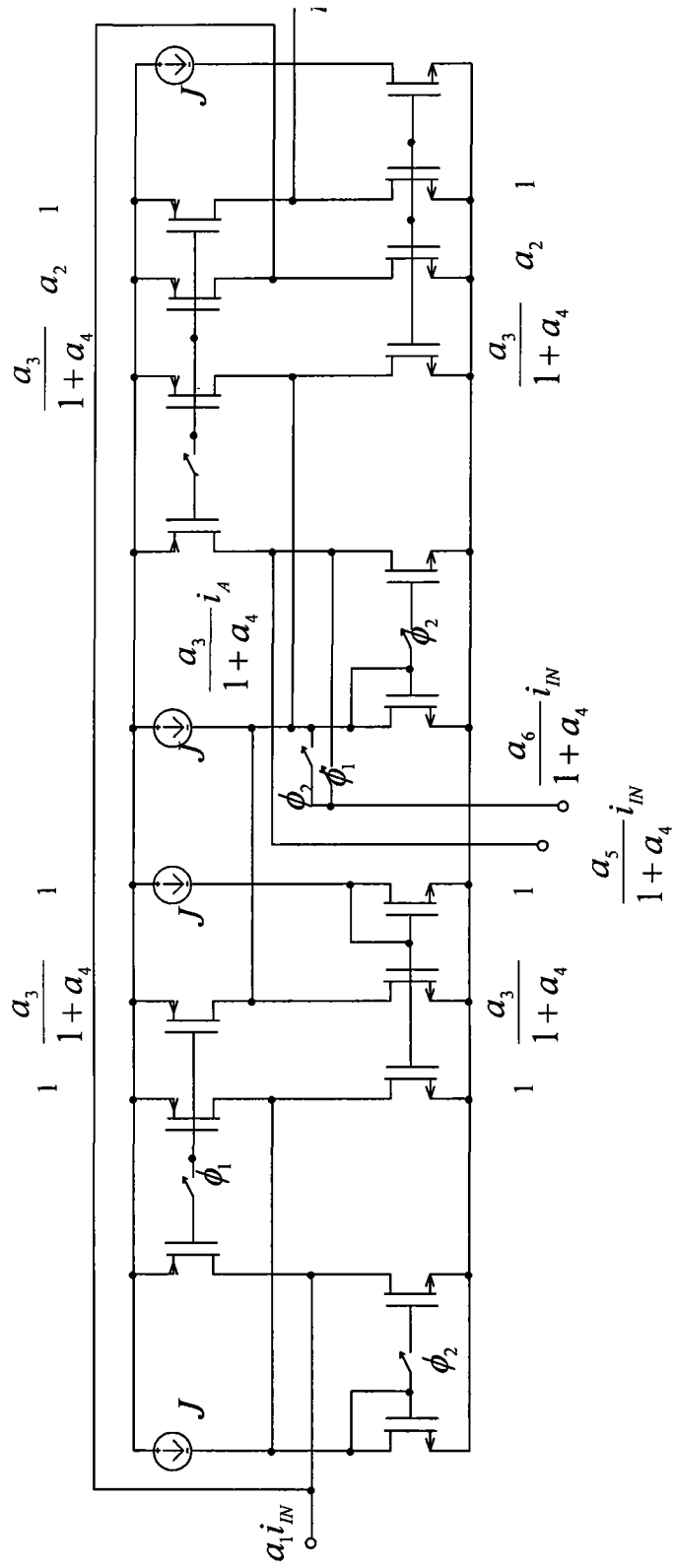


图 4

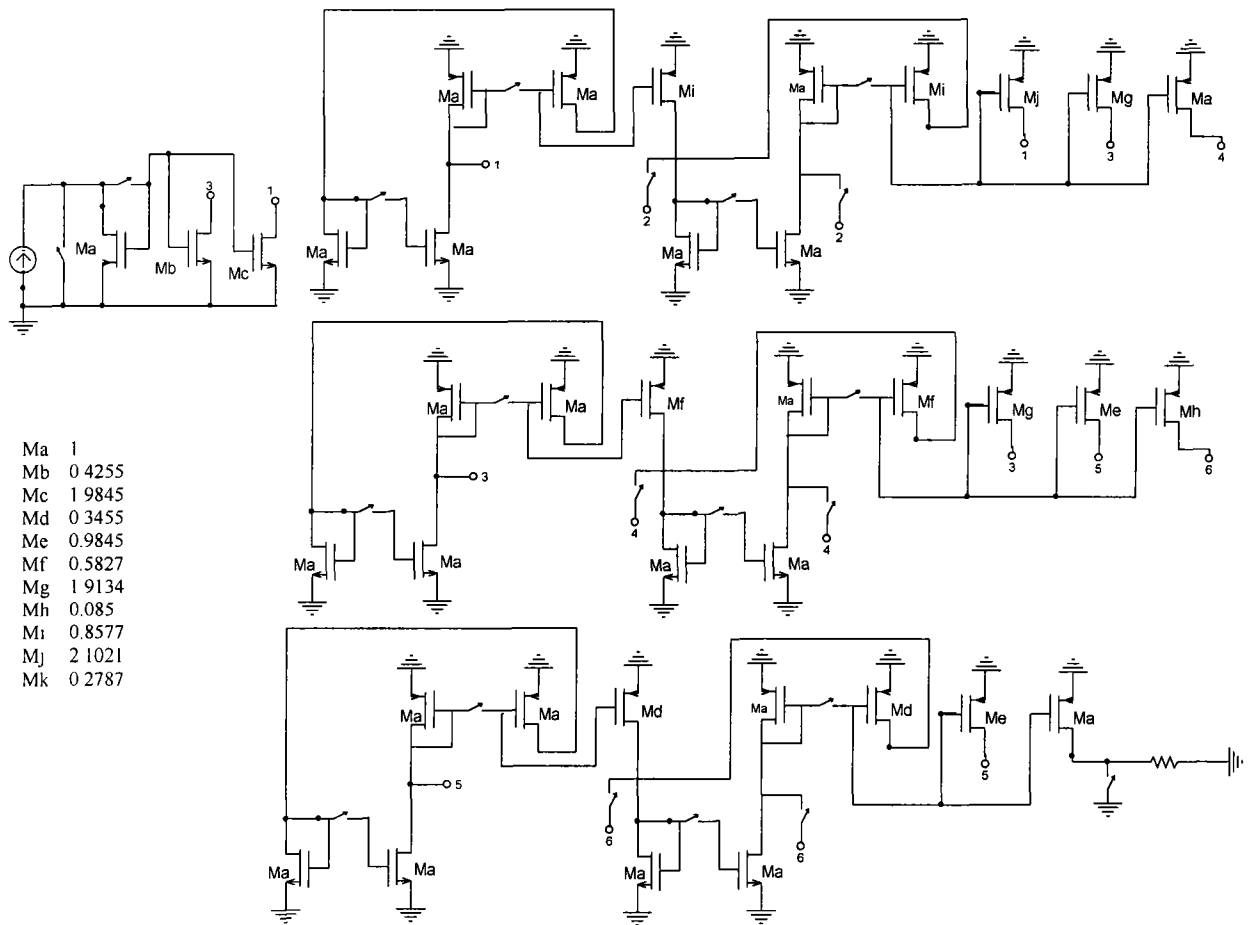


图 5

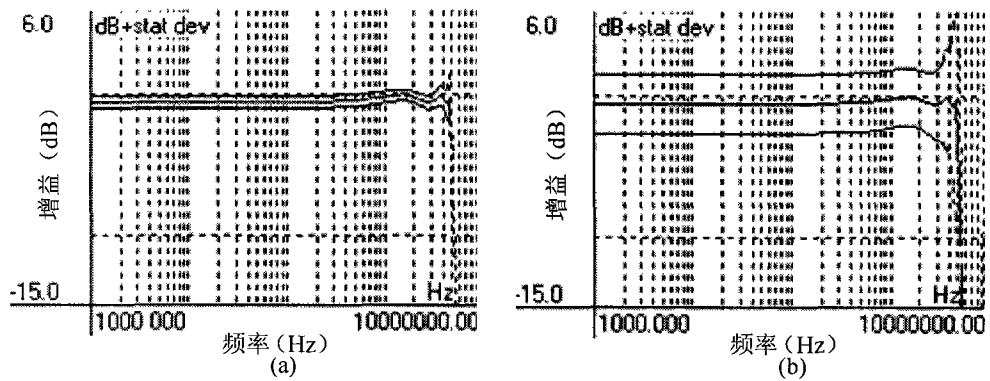


图 6

1、一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法，其特征在于，包括以下步骤：

1) 电流定标：以开关电流存储单元为基础构造开关电流电路，计算晶体管沟道宽长比，实现电流的定标；

2)、根据电流定标归一化跨导值：以输入端的采样保持电路晶体管跨导值为基准，其他晶体管归一化跨导值依照电流定标进行赋值；

3)、将开关晶体管按归一化跨导值进行群组：即按照相同归一化跨导值的晶体管设为一个群组的标准将所有的晶体管进行分组；

4)、计算群组参数关于电路性能参数的灵敏度和偏差；

5)、从标准曲线加上或减去偏差获得误差容限。

2、如权利要求 1 所述的一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法，其特征在于，所述的开关电流电路为延迟器、积分器、微分器或二次滤波器电路。

3、如权利要求 1 或 2 所述的一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法，其特征在于，所述的步骤 4) 为：

计算节点电压  $E_{i,mk}(z)$  对于工作在不同相位的输入支路 a 和输出支路 b 的跨导  $G_{mab}(z)$  的灵敏度为：

$$S_{G_{mab}}^{E_i} = \frac{G_{mab}}{E_i} \sum_{m=1}^f \sum_{k=1}^f \sum_{l=1}^f V_{a,lk} \hat{V}_{b,lm}$$

式中  $V_{a,lk}$  是在相位  $l$  中支路 a 上的电压，其输入工作在相位  $k$ ， $\hat{V}_{b,lm}$  是伴随网络中的对应电压；

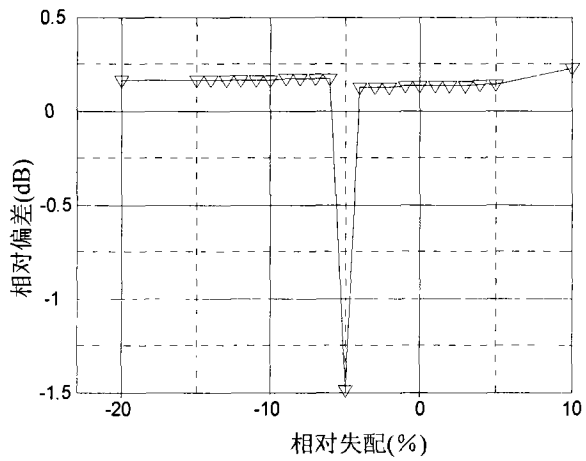


图 7

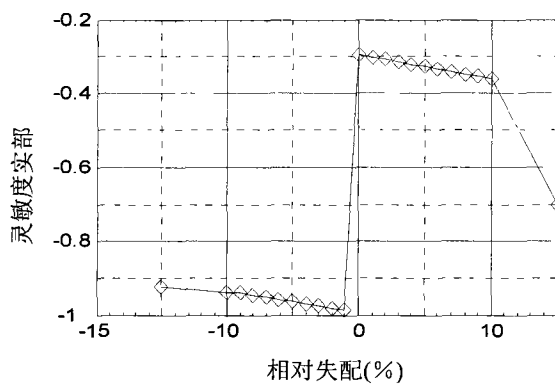


图 8

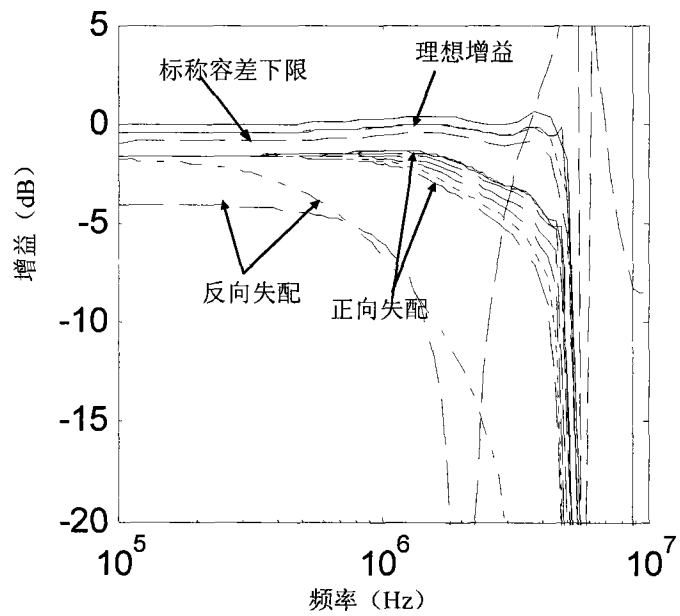


图 9

参数  $E_i(z)$  对元件参数  $x(z)$  的最大容许偏差是:

$$\Delta|E_i(z)| = P_0 \times \sqrt{\sum_i (\operatorname{Re} S_{G_m}^{E_i(z)})^2} \quad \text{或}$$

$$\Delta|E_i(z)| = P_0 \times 8.686 \sqrt{\sum_i (\operatorname{Re} S_{G_m}^{E_i(z)})^2} \quad (\text{dB})$$

其中  $P_0$  是给定的一个群组器件参数  $x(z)$  的随机误差, 0.868 为分贝衰减常数。

## 技术领域

本发明涉及模拟集成开关电流电路容差确定方法，特别涉及一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法，可用于对模拟集成开关电流电路进行故障缺陷测试。

## 背景技术

模拟电路传统的故障模型分为灾难性故障或硬故障（模拟元器件开路或短路）和参数性故障或称为软故障（模拟器件的参数值充分地变化超出其容差范围造成不可接受的性能衰退）。模拟电路输入和输出信号之间存在相当复杂的关系，许多模拟电路是非线性系统，即采用MOSFET晶体管作为放大器，电路参数值变化范围非常宽。确定性模型对模拟电路是无效的。因而，信号是由正常值与正常值周围的可接受范围一起决定的，IC制造工艺的偏差确定了可接受的信号值容差。

开关电流电路通常仅采用 MOS 晶体管作为开关、跨导以及电流源。（对于开关电流电路来说跨导即 MOS 晶体管漏极电流的微变量和引起这个变化的栅源电压的微变量之比）。输入电容  $C_{gs}$  存储电荷通过对应的晶体管存储电流。这种技术依靠精密的电流镜实现采样数据结构。由于开关电流晶体管工艺的一致性，不同的跨导和偏置电流源都是通过改变 MOS 管的沟道宽度来获得的，因此沟道宽长比的变化将会对电路性能产生相当大的影响。而沟道宽长比( $W/L$ )也正是晶体管失配效应的最主要原因。由工艺等因素引起的沟道宽

长比变化不仅会造成跨导值的偏差，也会造成电流的定标的误差，产生失配效应与响应偏差。因而确定这种特有的响应偏差可接受的信号值容差范围是在开关电流电路设计和测试时都是必须考虑的重要因素。这种偏差可以通过灵敏度分析进行检测。

## 发明内容

本发明所要解决的技术问题是，提供一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法。

本发明为解决上述技术问题所采用的技术方案是：

一种基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定方法，其特征在于，包括以下步骤：

1) 电流定标：以开关电流存储单元为基础构造开关电流电路，计算晶体管沟道宽长比，实现电流的定标；

2)、根据电流定标归一化跨导值：以输入端的采样保持电路晶体管跨导值为基准，其他晶体管归一化跨导值依照电流定标进行赋值；

3)、将开关晶体管按归一化跨导值进行群组：即按照相同归一化跨导值的晶体管设为一个群组的标准将所有的晶体管进行分组；

4)、计算群组参数关于电路性能参数的灵敏度和偏差；

5)、从标准曲线加上或减去偏差获得误差容限。

所述的开关电流电路为延迟器、积分器、微分器、双二次滤波器和其他实用电路。

所述的步骤4)为：

计算节点电压  $E_{i,mk}(z)$  对于工作在不同相位的输入支路 a 和输出支路 b 的跨

导  $G_{mab}(z)$  的灵敏度为:

$$S_{G_{mab}}^{E_i} = \frac{G_{mab}}{E_i} \sum_{m=1}^f \sum_{k=1}^f \sum_{l=1}^f V_{a,lk} \hat{V}_{b,lm}$$

式中  $V_{a,lk}$  是在相位  $l$  中支路  $a$  上的电压, 其输入工作在相位  $k$ ,  $\hat{V}_{b,lm}$  是伴随网络中的对应电压;

参数  $E_i(z)$  对元件参数  $x(z)$  的最大容许偏差是:

$$\Delta|E_i(z)| = P_0 \times \sqrt{\sum_i (\operatorname{Re} S_{G_{mi}}^{E_i(z)})^2} \quad \text{或}$$

$$\Delta|E_i(z)| = P_0 \times 8.686 \sqrt{\sum_i (\operatorname{Re} S_{G_{mi}}^{E_i(z)})^2} \quad (\text{dB})$$

其中  $P_0$  是给定的一个群组器件参数  $x(z)$  的随机误差,  $0.868$  为分贝衰减常数。即采用分贝表示时需要在公式中加入分贝衰减系数, 否则不必加入该系数。

有益效果:

本发明有益的技术效果在于: 本发明首先根据开关电流特有结构, 将构成电路的 CMOS 元件通过群组灵敏度分析的方法进行分类, 以群组的方式计算绝对误差或统计误差, 最终确定电路容差边界。在进行误差容限的分析将大大地提高矩阵分析的效率。

附图说明

图 1 为本发明中基于时域与频域中多尺度小波分解及神经网络非线性映



射归纳的对模拟集成开关电流电路进行故障缺陷测试的方法流程图；

图 2 SI 基本存储单元(a)SI 基本存储单元电路(b)时钟波形；

图 3 开关电容双二次函数的拓扑电路图；

图 4 用于 6 阶切比雪夫低通滤波器的开关电流双二次节；

图 5 6 阶开关电流切比雪夫低通滤波器；

图 6 6 阶开关电流切比雪夫低通滤波器增益及其容差(a) 随机误差 1%，  
(b) 随机误差 5%)；

图 7 跨导失配的统计偏差；(横轴为相对失配 (%), 纵轴为统计偏差 (dB))

图 8 a 群跨导失配灵敏度实部；(横轴为相对失配 (%), 纵轴为灵敏度实部)

图 9 失配的增益容差上、下限。

## 具体实施方式

下面结合图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

实施例 1:

如图 1, 基于群组跨导灵敏度的开关电流电路容差确定包括以下步骤:

1) 构成开关电流电路的 CMOS 电流定标。以开关电流存储单元为基础, 采用级联等方式并对晶体管沟道宽长比进行计算, 实现电流的定标, 是构造出延迟器、积分器、微分器及双二次滤波器节等各种实用电路的基本方法。

开关电流电路 (SI 电路) 由 MOS 存储管、受时间控制的开关、电流镜电路构成, 利用 MOS 器件栅源间寄生电容的电荷存储效应实现对电流信号的处理, 所以在 SI 电路中不需要线性浮置电容, 且在原理上具有低电源电压工作潜力, 可以采用标准 VLSI CMOS 工艺实现。电流存储器是构成 SI 电路的

基础，如图 2 所示

图 2 (a)所示的 SI 结构可在单个晶体管  $T_1$  中实现电流存储器，各时钟波形如图 2 (b)所示。开关  $S_1$ 、 $S_2$  受时钟  $\phi_1$  控制， $S_3$  则由  $\phi_2$  控制，在时钟  $\phi_1$  即取样相，开关  $S_1$ 、 $S_2$  闭合，于是输入电流  $i$  加到偏置电流  $J$  上， $J+i$  对  $T_1$  管的栅—源电容  $C$  充电，当栅—源电压  $V_{gs}$  超过阈值电压  $V_T$  时，晶体管  $T_1$  导通，当  $C$  完全充电后，即：

$$V_{gs} \approx V_T + \sqrt{\frac{J+i}{k'W/L}} \quad \text{其中 } k' \text{ 称为本征导电因子，且 } k' = \frac{\mu C_{ox}}{2} \text{ (} \mu A/V^2 \text{)}。$$

其中  $\mu$  为载流子迁移率， $C_{ox}$  为单位面积电容， $W/L$  为晶体管宽长比。

$J+i$  全部流入  $T_1$  漏极。在时钟  $\phi_2$  相即保持相， $S_1$ 、 $S_2$  断开，且  $S_3$  闭合，此时栅源电容  $C$  上维持  $V_{gs}$  值，从而使  $T_1$  漏极电流维持  $J+i$ ，在  $T_1$  管漏极节点上由基尔霍夫电流定律可知输出电流： $i_o = -i$ ，在整个  $\phi_2$  相期间完成对取样电流  $i$  的存储。由此可见，通过晶体管  $T_1$  栅—源寄生电容  $C$  上电荷的存储，即可完成对输入电流的采样与保持。当然在这种由晶体管实现的 SI 存储电路中，输出  $i_o$  只能在  $\phi_2$  有值，若要在整个时钟周期得到输出，可采用电流拷贝器结构，即增加晶体管  $T_2$  及相应的偏置结构，在  $\phi_1$  相、 $\phi_2$  相期间，通过电流镜作用都可以得到输出电流  $i'_o = -i$ ，同时通过选择适当的  $T_2$  宽长比，可以实现电流的定标（即任一个电流都可以表示为基准电流  $i_o$  乘以一个固定系数，该系数取决于对应晶体管沟道宽长比）。在图 2 中， $T_2$ 、 $T_1$  宽沟道长比之比为  $a$ ，则  $i'_o = -ai_o$ 。

以图 2 给出的开关电流存储单元为基础，可以方便的构造出延迟器、积分器、微分器及双二次滤波器节等各种实用电路。

2)、根据电流定标归一化跨导值。

理想MOS管的跨导  $g_m = \frac{Wu_n C_{ox}}{L} (V_{GS} - V_T) = a \cdot u_n C_{ox} (V_{GS} - V_T)$ ,  $C_{ox}$ 为存储晶

体管栅氧化区单位面积电容,  $u_n$ 为电子迁移率,  $V_{GS}$ 为栅源电压,  $V_T$ 为沟道域值电压, 在制造工艺确定的条件下, 这些参数都是常数, 因此可以采用晶体管沟道宽长比  $a$  作为归一化跨导值。

采样输入晶体管  $T_1$  跨导值是任意的, 其他晶体管归一化跨导依照电流定标进行赋值。

下面以双二次节构成的切比雪夫响应(0.5dB等纹波)的6阶低通滤波器为例进行说明, 采用20MHz的时钟频率, 其-3dB截至频率为5MHz。因为开关电容滤波器中的电容比与开关电流对应元件的电流定标系数(宽长比  $W/L$ )有直接的对应关系, 可以由三个双二次节开关电容拓扑结构变换构造开关电流滤波器。第一步选择开关电容双二次节传输函数为:

$$H(z) = \frac{x_o(z)}{x(z)} = \frac{(a_5 + a_6)z^2 + (a_1 a_3 - 2a_6 - a_5)z + a_6}{(1 + a_4)z^2 + (a_2 a_3 - a_4 - 2)z + 1}$$

拓扑结构如图3:

其传输方程如下:

$$i_A(z) = -\frac{a_2 i_o(z)}{1 - z^{-1}} - \frac{a_1 i_{IN}(z)}{1 - z^{-1}}$$

$$i_o(z) = \frac{a_3}{1 + a_4} \frac{z^{-1}}{1 - \frac{z^{-1}}{1 + a_4}} i_A(z) - \frac{a_5}{1 + a_4} \frac{1}{1 - \frac{z^{-1}}{1 + a_4}} i_{IN}(z)$$

$$- \frac{a_6}{1 + a_4} \frac{1 - z^{-1}}{1 - \frac{z^{-1}}{1 + a_4}} i_{IN}(z)$$

其中  $i_A(z)$  是第一个积分器(图中A部分)的输出电流,  $i_o(z)$  是输出端电流,  $i_{IN}(z)$  是输入端电流。结合上面两个式子采用基本积分器结构构成开关电流双二次节如图4所示。