

# 用于模拟电路行为级建模的自动压扩子波方法\*

王 健 曾 璇 陶 俊 童家榕

(复旦大学微电子系 专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 200433)

**摘要:** 提出了一种新的自动压扩方法, 适用于基于子波配置方法的模拟电路行为级建模. 该压扩方法采用的压扩函数根据模块输入-输出函数的奇异性自动生成, 因而这一方法具有通用性, 可应用于任意输入-输出函数的电路模块的建模. 与已有的建模方法相比, 该方法能有效地降低模拟误差并减少使用基函数的个数.

**关键词:** 行为级模型; 子波配置方法; 非线性自动压扩; 模拟电路

**EEACC:** 1130B; 1180; 0290F

**中图分类号:** TN43

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0253-4177(2004)10-1338-07

## 1 引言

随着混合信号电路的不断发展, 模拟电路的行为级模拟变得日益重要. 在自顶向下设计中, 行为级模拟能帮助设计人员在设计早期评估设计折中并快速确定系统结构<sup>[1,2]</sup>. 在自底向上设计中, 对包含大量模拟元件的整个模拟集成电路进行晶体管级模拟, 无论在时间上还是内存占用上, 通常都是无法接受的<sup>[3]</sup>. 在这一情况下, 建立考虑了电路非理想效应的行为级模型, 并进行系统级模拟, 将可以提供验证系统性能所必需的信息.

最近十年来, 人们提出了许多用于模拟电路行为级建模的方法. 在互连线分析中, 模型降阶方法<sup>[4]</sup>能够有效地生成复杂线性电路的降阶传输函数. 不幸的是, 在非线性电路模拟领域中, 虽然近年来开展了一些理论工作, 但目前还没有类似的成熟方法<sup>[5]</sup>. 实际应用的非线性电路建模方法通常可以分为三类. 第一类方法是文献[6]提出的回归方法, 该方法通过将设计空间参数(例如晶体管尺寸)直接映射到

性能空间参数(例如增益、面积、主极点), 建立起高维非线性函数. 第二类方法对于非线性连续时间系统, 建立 Hammerstein 模型<sup>[7]</sup>, 把非线性动态电路的输入-输出关系表示为一个静态非线性函数和一个线性传输函数的串联. 第三类方法适用于开关电路, 例如开关电容/电流滤波器和 delta-sigma 转换器等. 这类电路的数据采样过程, 可以用一些理想单位时延单元和静态非线性函数的组合来有效表示<sup>[1,2]</sup>. 显而易见, 对于上述三类方法而言, 非线性函数逼近是整个行为级建模和模拟过程中的一个关键问题.

在非线性电路建模中, 逼近非线性函数的现有方法有两种: 基于理论分析的公式方法<sup>[2]</sup>和数据拟合方法<sup>[1,3,6]</sup>. 前者通过对模拟电路内部非理想因素的人工推导, 得到其显式方程, 但这类方法一般只适用于简单电路结构和器件模型的情况. 相对而言, 第二种方法则更灵活和有效. 在模拟电路综合方面, 近年来陆续出现了一些新的方法, 包括径向基逼近<sup>[8]</sup>和数据挖掘<sup>[6]</sup>等, 用于逼近综合过程中出现的高维非线性函数. 同时, 对于自底向上的验证过程, 有许

\* 国家自然科学基金(批准号: 90307017, 60176017, 60076014, 90207002), 国家高技术研究发展计划(批准号: 2002AA1Z1340, 2002AA1Z1460), 美国 Synopsys 公司, 教育部科学技术重点项目(批准号: 02095), 教育部跨世纪优秀人才培养计划基金, 教育部高等学校博士学科点专项科研基金(批准号: 2000024628), 上海市科学技术委员会(批准号: 01JC14014)和上海应用材料研究与发展基金(批准号: 0107)资助项目

王 健 男, 硕士研究生, 研究方向包括 VLSI 互连电路的分析和设计、模拟电路的建模和模拟.

曾 璇 女, 教授, 研究方向包括 VLSI 互连电路的分析和设计、VLSI 物理设计以及模拟电路设计自动化.

童家榕 男, 教授, 研究方向包括 VLSI 的计算机辅助设计技术以及 FPGA 结构和 CAD 技术.

2003-09-07 收到, 2004-01-16 定稿

多方法可通过简单模型精确表示电路模块的非理想输入-输出函数, 例如全局支撑的多项式展开<sup>[1]</sup>和 Fourier 展开, 以及局域支撑的子波逼近<sup>[3]</sup>. 根据文献[3]的结果, 子波基在处理电路奇异性和控制误差分布方面, 优于传统的全局支撑基. 此外, 文献[3]中采用的非线性压扩算法能对模型误差进行连续调整, 这正是模拟电路建模所需要的.

但是, 文献[3]给出的压扩函数是一种特定的对数函数, 目的在于提高原点附近区域的模型精度, 只适用于特定的电路模块. 而如何根据任意模块的输入-输出函数自动建立压扩函数, 在文献[3]中并没有讨论. 实验结果表明, 对于某些电路模块, 按文献[3]中的方法进行压扩, 反而会造成采用的基函数个数的增多或模型精度的下降. 因此, 如果希望在实际应用中采用子波方法进行行为级建模, 必须建立一种通用的自动建立压扩函数的方法. 文献[9]提出了一种通过首次逼近误差构造压扩函数的方法, 但是该方法无法应用于子波的多分辨率自适应逼近, 因而无法充分利用子波优异的数值特性. 此外, 该方法提出了用包络(envelope)的方法对压扩函数进行优化, 但这种优化方法基于简单的穷举搜索, 无法给出对压扩后函数性质的理论保证. 本文提出了一种根据电路模块输入-输出函数的奇异性自动生成压扩函数的算法. 该方法可以应用于子波的自适应逼近, 与现有方法<sup>[1,3]</sup>相比, 采用自动压扩方法能有效地减少使用的基函数数目, 同时达到更高的模型精度.

## 2 非线性压扩子波配置方法原理

### 2.1 非线性压扩子波配置方法

一个单输入单输出(SISO)模拟电路模块的非线性输入-输出函数

$$y = f(x) \quad (1)$$

用子波基展开<sup>[3]</sup>为

$$f(x) \cong \sum_{i=1}^N d_i w_i(x) \quad (2)$$

其中  $x$  表示输入, 其定义域  $[x_a, x_b]$  称为输入域;  $y$  代表输出;  $\{w_i(x) | i = 1, 2, \dots, N\}$  是使用的  $N$  个子波基函数;  $\{d_i | i = 1, 2, \dots, N\}$  是对应的子波系数, 可通过配置方法<sup>[10]</sup>解得.

文献[3]中提出的非线性压扩方法, 主要目的是控制模型误差的分布. 定义压扩函数  $x_c = g(x)$ , 其

中  $x \in [x_a, x_b]$ ,  $x_c \in [x_{ca}, x_{cb}]$ . 函数  $g(x)$  满足以下约束条件:

$$(1) x_{ca} = g(x_a) = x_a, \text{ 且 } x_{cb} = g(x_b) = x_b \quad (3)$$

(2)  $g(x)$  应为连续函数, 且单调递增, 因此存在反函数  $g^{-1}(x)$ .

从而建立了从输入域到压扩域  $[x_{ca}, x_{cb}]$  的一一对应映射. 需要特别说明的是: 在本文中, 函数或变量添加下标 "c" 后, 表示与之相对应的压扩域的函数或变量.

在文献[3]中提出了一种对子波基函数进行压扩的方法: 子波基函数  $w_i(x)$  首先通过函数  $g(x)$  进行压扩, 用压扩后的子波  $w_i(g(x))$  对输入-输出函数  $f(x)$  进行逼近, 如公式(4)所示.

$$y = f(x) \cong \sum_{i=1}^N c_i w_i(g(x)) = \sum_{i=1}^N c_i w_i(x_c) \quad (4)$$

根据子波理论<sup>[11]</sup>, 对于被逼近函数奇异性较强的区域, 应采用较高阶的子波. 类似地, 为了控制模型误差, 在函数奇异性较强的区域, 也可以提高相应位置的子波基函数的奇异性. 本文提到的奇异性是指函数波形的快速变化, 即函数频谱上包含更多高频成分, 我们可以把函数的导数作为其奇异性的量化标准. 如公式(5)所示, 压扩后的子波的导数  $dw_i(g(x))/dx$  变为原子波函数导数  $dw_i(x_c)/dx_c$  的  $g'(x)$  倍, 即

$$\frac{dw_i(g(x))}{dx} = \frac{dw_i(x_c)}{dx_c} \times \frac{dx_c}{dx} = \frac{dw_i(x_c)}{dx_c} \times g'(x) \quad (5)$$

### 2.2 输入-输出函数压扩

我们将给出输入-输出函数压扩方法, 并证明该方法和前面介绍子波基函数压扩方法的等价性.

定义:

$$f_c(x_c) \equiv f(g^{-1}(x_c)) \quad (6)$$

将  $x_c = g(x)$  代入公式(6)的右端, 可以得到

$$f_c(x_c) = f(x) \quad (7)$$

因此, 公式(4)可以等价变换为

$$y_c = f_c(x_c) \cong \sum_{i=1}^N c_i w_i(x_c) \quad (8)$$

其中 系数  $\{c_i | i = 1, 2, \dots, N\}$  与公式(4)中的相等.

输入-输出函数压扩方法即如公式(8)所示: 先对输入-输出函数  $f(x)$  进行压扩, 得到压扩域的  $f_c(x_c)$ , 然后利用子波  $w_i(x_c)$  进行逼近.

公式(4)和(8)的等价性进一步说明: 对于控制

模型误差,提高子波基函数的奇异性等价于降低输入-输出函数的奇异性.因此,类似于(5)式可以推导出(9)式,说明 $f_c(x_c)$ 的导数是原函数导数的 $1/g'(x)$ 倍,即

$$\frac{df_c(x_c)}{dx_c} = \frac{df(x)}{dx_c} = \frac{df(x)}{dx} \times \frac{dx}{dx_c} = \frac{f'(x)}{g'(x)} \quad (9)$$

总而言之,通过选取合适的 $g'(x)$ ,两种压扩方法都可以等效地控制模型误差的分布.

### 3 自动压扩技术

为了采用子波方法自动生成模拟电路的行为级模型,必需有一种根据任意输入-输出曲线自动构造压扩函数的方法,好的基于函数展开的建模方法应该达到两个目标:较高的模型精度和较少的基函数个数.在本节中,我们首先给出通用压扩函数设计的方案,接着推导出自动压扩函数,以达到上述的两个建模目标.

#### 3.1 通用压扩函数设计的方案

我们将建立压扩函数设计的两个等价方案,以达到前述的建模目标.通过第2节中的分析,可以得出以下的两种方案:方案一是对输入-输出函数进行压扩,使得被逼近函数的频谱集中在低频区域.方案二是对子波进行压扩,使得在输入-输出函数奇异性较强的区域,子波的阶数较高.

对于一个子波展开系统,逼近空间 $V_J$ 可以分解为一系列正交子空间的集合:

$$V_J = V_0 \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus \cdots \oplus W_{J-1} \quad (10)$$

其中 $J$ 为空间阶数.逼近误差将取决于采用的子波空间的阶数,空间阶数越高,误差越小.在逼近输入-输出函数 $f(x)$ 时,可采用基于多分辨率分析<sup>[11]</sup>的自适应方法<sup>[10]</sup>.在自适应方法中,只有在被逼近函数具有高频分量(即奇异性)因而逼近达不到指定精度的区域时,高阶子波才被自动添加上去.

图1中给出的是不同子波空间的频段分布示意图,可以看出,高阶子波的频谱分布在高频区域.另一方面,子空间的子波数目将随着空间阶数的提高而按指数上升.为了达到较高精度和较少基函数数目的建模目标,一个可行的方法就是将被逼近函数的频谱向低频方向移动,从而使得数目较少的低阶子波能够有效地对目标函数进行逼近,达到所需的

精度.

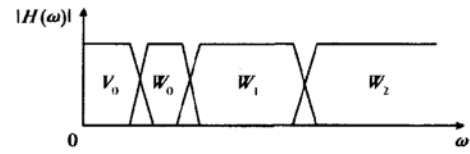


图1 不同子波空间的频段分布

Fig. 1 Frequency bands of different wavelet spaces

需要特别说明的是,对被逼近函数的压扩等价于对子波基函数的压扩.因此,方案二也可以类似地得出.由于篇幅的限制,下面我们将只讨论基于方案一的自动压扩函数设计.

#### 3.2 自动压扩方法

正如第2节中所述,被逼近函数的奇异性可以用函数导数来量化,而(9)式进一步提供了通过函数 $g'(x)$ 调整输入-输出函数导数的方法.因此,通过在输入-输出函数有较多高频分量(即导数较大)的区域选取较大的 $g'(x)$ ,就可以使输入-输出函数的频谱向低频方向移动.本文,令 $g'(x)$ 正比于 $|f'(x)|$ ,如(11)式和(12)式所示:

$$p(x) = |f'(x)| + \Delta \quad (11)$$

$$g(x) = x_A + \frac{1}{G} \int_{x_A}^x p(t) dt \quad (12)$$

其中 $\Delta$ 是一个足够小的正数,以保证 $p(x) > 0$ ,从而使 $g(x)$ 为单调递增函数,以满足2.1小节中关于压扩函数的约束条件(2); $G$ 为常数,定义为:

$$G = \frac{1}{x_B - x_A} \int_{x_A}^{x_B} p(t) dt \quad (13)$$

以保证 $g(x)$ 满足2.1小节中的约束(1).

采用这一压扩函数 $g(x)$ ,原系统可按照(8)式进行压扩.存在以下两个定理,保证自动压扩方法确实可以将原输入-输出函数的频谱集中到低频区域.

定理1:假定原输入-输出函数上有两个点 $(x_1, f(x_1))$ 和 $(x_2, f(x_2))$ .如果这两个点上的导数满足 $|f'(x_1)| > |f'(x_2)|$ ,那么压扩后函数 $f_c(x_c)$ 对应点上的导数值也满足 $|f'_c(x_{c1})| > |f'_c(x_{c2})|$ .并且,如果 $\Delta \rightarrow 0$ ,有 $|f'_c(x_{c1})| - |f'_c(x_{c2})| \rightarrow 0$ .

定理2:基于和定理1相同的假设,如果这两点上的导数满足 $|f'(x_1)| > |f'(x_2)|$ ,那么压扩后函数 $f_c(x_c)$ 满足:

$$\frac{|f'(x_2)|}{|f'(x_1)|} < \frac{|f'_c(x_{c2})|}{|f'_c(x_{c1})|} < 1 \quad (14)$$

因篇幅所限, 这两个定理的证明不再给出. 定理 1 保证了经压扩之后, 原函数不同位置的奇异性强弱的相对关系将保持不变, 但是由于  $\Delta$  充分小, 从而压扩过程可以使得函数导数接近一致. 定理 2 说明压扩后函数导数之间的差异将减小, 从而整个函数的频谱更加集中.

例如, 图 2 中给出的是一个 SI 延迟单元<sup>[12]</sup>的输入-输出函数, 在  $x < 0$  的区域包含有大量的高频成分. 对于该输入-输出函数, 其对应的自动压扩函数和压扩后的输入-输出函数  $f_c(x_c)$  分别在图 3 和图 4 中给出. 显然, 经过压扩, 具有高频分量的区域被拉开了, 函数的导数因而变得更加一致.

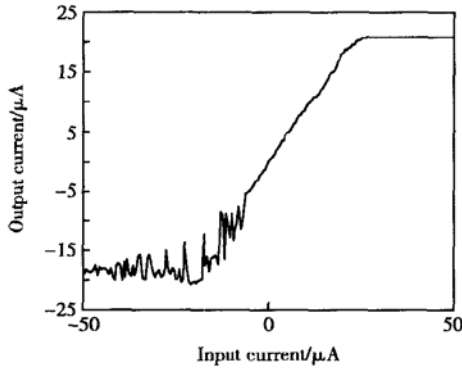


图 2 延迟单元的输入-输出曲线  
Fig. 2 I-O function of the delay cell

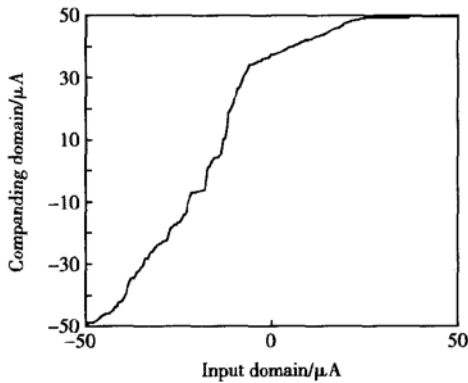


图 3 延迟单元对应的自动压扩函数  
Fig. 3 Auto-companding function for the delay cell

作为最终模型的一部分, (12) 式给出的压扩函数  $g(x)$  需要存储大量的数据. 然而  $g(x)$  的一个近似表示并不影响前面提到的建模目标, 因而在实际建模过程中, 压扩函数  $g(x)$  可采用线性分段或者三次样条插值<sup>[13]</sup>表示(由于篇幅限制, 这里略去了具体的算法). 两种插值算法都可以保证  $g(x)$  的单调

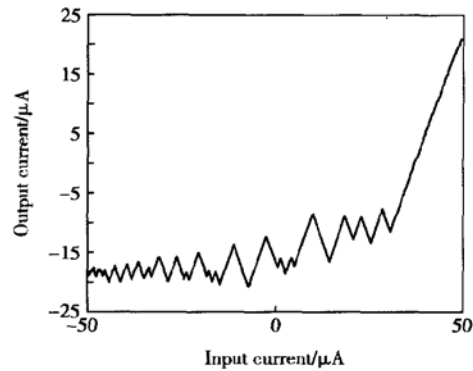


图 4 自动压扩后的函数  $f_c(x_c)$   
Fig. 4  $f_c(x_c)$  of the delay cell by auto-companding

性, 而且插值结果可以推导出显式的反函数, 因而满足 2.1 节中的约束 (1) 和 (2). 此外, 对多数实际应用而言, 与用来表示输入-输出函数的子波系数相比, 压扩函数插值结果的系数个数要少得多.

总而言之, 自动压扩方法能够将被逼近函数的频谱向低频方向移动和集中, 这一方法使得子波逼近过程中, 可以利用较少的子波基函数达到较高的逼近精度. 在下一节中, 我们将给出数值实例的结果以证明这一自动压扩方法的有效性.

### 4 实例

为了检验所提出的方法的有效性, 本节我们对一个 SI 延迟单元和一个 SI 记忆单元以不同的方法进行建模, 并利用得到的模型对一个 4 阶 SI 滤波器进行了模拟. 本节中所有提到的误差均为相对误差, 定义为:

$$ERR_{relative} = \frac{|f(x) - f_{\Lambda}(x)|}{|f(x)| + \alpha} \quad (15)$$

其中  $f_{\Lambda}(x)$  是  $f(x)$  的逼近值;  $\alpha$  是一个小的正数, 以保证当  $f(x)$  趋近于 0 的时候, 误差值不会变为无穷大. 在后面的例子中,  $\alpha$  设定为  $f(x)$  最大值的 2%. 自动压扩方法中的常数  $\Delta$  取 0.01. 所有例子均在一台 Pentium III 933MHz 的 PC 机上完成.

#### 4.1 SI 延迟单元的建模结果

该 SI 延迟单元<sup>[12]</sup>的输入-输出函数如图 2 所示. 我们采用三种方法对该电路模块进行了建模: 无压扩的子波方法, 文献 [3] 中采用的非线性压扩方法, 以及自动压扩方法. 三种方法均采用自适应策

略,并设定相同的误差阈值.建模结果如表 1 所示.除表中数据外,自动压扩方法还需要额外存储 40 个数据,用于压扩函数的分段线性表示.

表 1 延迟单元建模结果

Table 1 Modeling results of the delay cell

方法	最大误差/%	均方误差	基函数个数
无压扩	8.76	0.012211	235
非线性压扩 <sup>[3]</sup>	5.71	0.006562	281
自动压扩	4.33	0.007113	149

与不进行压扩的方法相比,文献[3]中采用的非线性压扩方法获得了较高的模型精度,但这是以较多的基函数个数为代价的.文献[3]中的方法为了提高原点附近区域的模型精度而对该区域进行了扩张,并对其他区域进行了压缩.对本例而言,原始输入-输出函数 $f(x)$ 中奇异性较强的区域( $x < 0$ ),在压扩后由于被压缩,奇异性变得更强.因此,这一区域在逼近时需要更多的高阶子波,以达到自适应方法指定的误差阈值,这导致了模型需要基函数个数的增多.

对于自动压扩方法而言,如图 4 所示,原函数中包含高频成分的区域经过压扩后,这些区域的函数导数变得更加一致,表明原函数频谱的高频部分被移动到低频区域,从而逼近过程需要的高阶子波数目就比较少.显然,在这个例子中,自动压扩方法在模拟精度和基函数个数上都优于另外两种方法.

#### 4.2 SI 记忆单元的建模结果

第二个例子是一个 SI 记忆单元<sup>[12]</sup>,我们仍然采用上一小节的三种方法建立模型,均采用自适应策略,并设定相同的误差阈值.这个例子中,自动压扩方法存储压扩函数需要额外的 8 个数据.此外,我们还采用了多项式展开的建模方法以进行比较.由于多项式方法在高阶时存在数值不稳定性,这里只使用了 30 阶.建模结果如表 2 所示,可以看出,相对其他方法而言,自动压扩方法可获得最好的模型精度,同时减少了基函数的个数.

表 2 记忆单元建模结果

Table 2 Modeling results of the memory cell

方法	最大误差/%	均方误差	基函数个数
无压扩	3.74	0.004881	41
非线性压扩 <sup>[3]</sup>	2.49	0.002685	57
自动压扩	1.54	0.002399	29
多项式	7.69	0.021078	30

模块的输入-输出函数通过 SPICE 模拟得到,模拟时间为 15.8s.采用文献[3]中提出的压扩方法进行建模,需要进行参数优化,建模时间为 12.7s;其他三种方法建立模型的时间均少于 0.1s.

#### 4.3 4 阶 SI 滤波器的模拟结果

本小节中给出一个四阶低通 Butterworth 滤波器<sup>[3]</sup>的模拟结果,这一滤波器由 8 个相同的记忆单元<sup>[12]</sup>构成.首先采用 4.2 节中的四种方法对记忆单元进行建模,然后利用记忆单元的模型,根据电路结构建立整个滤波器的信号流图<sup>[12]</sup>,采用 MATLAB SIMULINK 模拟这一信号流图.

(1) 时域响应:滤波器的输入端加幅度为士  $10\mu\text{A}$ 、频率为 1kHz 的正弦信号.图 5 给出了 SPICE 模拟的结果和采用四种模型进行行为级模拟的结果,模拟的误差在表 3 中给出(以 SPICE 模拟结果作为标准).可以看出,自动压扩方法的模拟精度最高.

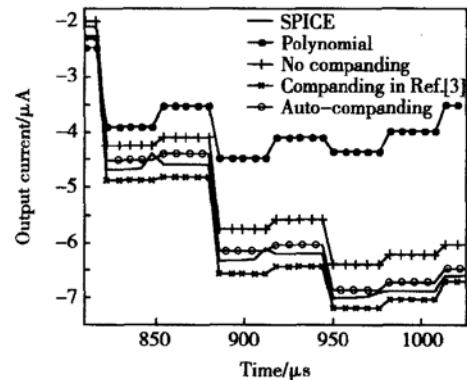


图 5 滤波器时域响应

Fig. 5 Time domain response of the filter

表 3 滤波器模拟结果

Table 3 Simulation results of the filter

方法	均方误差	模拟时间/s	建模总时间/s
SPICE	—	199.1s	—
无压扩	0.110020	< 0.1	15.9
非线性压扩 <sup>[3]</sup>	0.078223	< 0.1	28.6
自动压扩	0.057903	< 0.1	15.9
多项式	1.232399	< 0.1	15.9

(2) 频域响应:滤波器的输入端加幅度为士  $10\mu\text{A}$ 、不同频率的正弦信号.图 6 给出了 SPICE 模拟和采用四种模型进行行为级模拟得到的频域响应结果.同样地,自动压扩方法取得了最好的模拟精度.

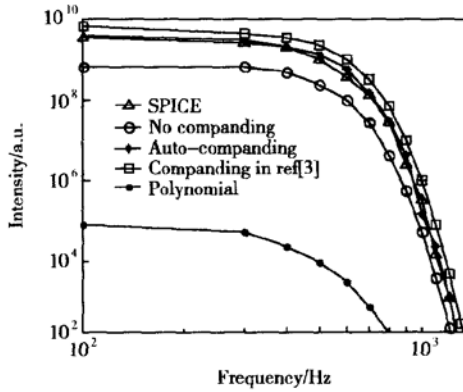


图 6 滤波器频域响应

Fig. 6 Frequency domain response of the filter

(3) 模拟速度: 对该 4 阶滤波器在时域区间  $[0, 5\text{ms}]$  上进行瞬态分析, 各方法需要的模拟时间在表 3 中给出. 与 SPICE 模拟相比, 采用行为级模型进行时域模拟, 速度提高了三个数量级. 如果将获得模块输入-输出曲线和建立模型的时间(二者总和在表 3 的“建模总时间”一栏给出)也计算在内, 本文提出的方法进行整个行为级模拟过程的时间为  $16.0\text{s}$ , 远少于 SPICE 模拟需要的时间, 也优于文献[3]中方法的  $28.7\text{s}$ .

## 5 结论

本文提出了一种新的自动压扩方法, 适用于基于子波配置方法的模拟电路行为级建模. 与传统方法相比, 这一方法有以下一些优点: 首先, 压扩函数根据任意模块的输入-输出函数自动生成, 因而该方法具有通用性, 而不仅仅局限于某些特定电路模块; 其次, 与已有方法相比, 这一方法可以有效地控制模型误差并减少使用的基函数的个数.

该自动压扩方法只能用于通过模拟可以获得输入-输出关系的模块, 且目前只适用于单输入单输出系统. 我们正在研究如何对该方法进一步扩展, 使其应用于多输入多输出系统.

## 参考文献

- [ 1 ] Schneider E, Fiez T. Simulation of switched-current systems. Proc IEEE ISCAS '93, 1993, 2: 1420
- [ 2 ] Yufera A, Rueda A. Studying the effects of mismatching and clock-feedthrough in switched-current filters using behavioral simulation. IEEE Trans CAS-II, 1997, 44(12): 1058
- [ 3 ] Li Xin, Zeng Xuan, Zhou Dian, et al. Behavioral modeling of analog circuits by wavelet collocation methods. Proc IEEE/ACM ICCAD 2001, 2001, 1: 65
- [ 4 ] Freud R W. Reduced-order modeling techniques based on Krylov subspaces and their use in circuit simulation. Bell Lab, <http://cm.bell-labs.com/cs/doc/98>
- [ 5 ] Phillips J. Projection frameworks for model reduction of weakly nonlinear systems. Proc IEEE/ACM DAC 2000, 2000, 1: 184
- [ 6 ] Liu H, Singhee A, Retenbar R, et al. Remember of circuit past: macromodeling by data mining in large analog design spaces. Proc IEEE/ACM DAC 2002, 2002, 1: 437
- [ 7 ] Unbehauen H, Rao G. Identification of continuous systems. Netherlands: Elsevier Science Publishing Inc, 1987
- [ 8 ] Walker D M, Tufillaro N B, Gross P. Radial-basis models for feedback systems with fading memory. IEEE Trans CAS-I, 2001, 48(9): 1147
- [ 9 ] Wang Wei, Zeng Xuan, Tao Jun, et al. Nonlinear auto-companding method for behavioral modeling of switched-current circuits. Chinese Journal of Semiconductors, 2002, 23(12): 1254
- [ 10 ] Zhou Dian, Cai Wei. A fast wavelet collocation method for high-speed circuit simulation. IEEE Trans CAS-I, 1999, 49(8): 920
- [ 11 ] Burrus C S, Gopinath R A, Guo H. Introduction to wavelets and wavelet transforms-A primer. New Jersey: Prentice Hall, 1998
- [ 12 ] Toumazou C, Hughes J, Battersby N. Switched-currents: an analog technique for digital technology. London: Peter Peregrinus Ltd, 1993
- [ 13 ] Hyman J M. Accurate monotonicity preserving cubic interpolation. SIAM J Sci Stat Comput, 1983, 4(4): 645

## Analog Circuit Behavioral Modeling via Wavelet Collocation Method with Auto-Companding\*

Wang Jian, Zeng Xuan, Tao Jun and Tong Jiarong

(ASIC and System State Key Laboratory, Microelectronics Department, Fudan University, Shanghai 200433, China)

**Abstract:** An auto-companding technique on analog circuit behavioral modeling based on wavelet collocation method is proposed. The companding function is automatically constructed according to the input/output function of any given circuit block. Such a general-purpose technique can be applied to the automatic modeling of arbitrary building block of arbitrary I-O function. Moreover, compared to the published modeling approaches, this method works more efficiently in reducing both the modeling errors and the number of basis functions.

**Key words:** behavioral modeling; wavelet collocation method; nonlinear auto-companding; analog circuit

**EEACC:** 1130B; 1180; 0290F

**Article ID:** 0253-4177(2004)10-1338-07

---

\* Project supported by National Natural Science Foundation of China (Nos. 90307017, 60176017, 60076014, and 90207002), National High Technology Research and Development Program of China (Nos. 2002AA1Z1340 and 2002AA1Z1460), Synopsys Inc, Science & Technology Key Project of Ministry of Education of China (No. 02095), Cross-Century Outstanding Scholar's Fund of Ministry of Education of China, the Doctoral Program Foundation of Ministry of Education of China (No. 2000024628), Shanghai Science and Technology Committee Project (No. 01JC14014), and Shanghai AM R&D Fund (No. 0107)

Wang Jian male, MS candidate. His research interests include analysis and design of VLSI interconnect circuit, modeling and simulation of analog circuit.

Zeng Xuan female, professor. Her research interests include analysis and design of VLSI interconnect circuit, VLSI physical design, and analog circuit design automation.

Tong Jiarong male, professor. His research interests include computer aided design of VLSI, FPGA architecture, and CAD tool development.