

# 基于 Hammerstein 模型的模拟电路结构级行为模型建模方法研究

马 华<sup>1</sup>, 马建国<sup>2</sup>, 喻明艳<sup>1</sup>, 叶以正<sup>1</sup>

(1. 哈尔滨工业大学微电子中心, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054)

**摘 要:** 本文提出了一种适用于较大规模模拟电路行为级的建模方法. 首先, 将任何一个模拟电路等效为由电源(Source)、放大器(Amplifier, 也可以看作为一个有增益的滤波器)、开关(Switch)、阻抗(Impedance)、等基本单元组成的网络. 本文把这种网络称为模拟电路的 SASI 结构. 其次, 根据此种划分下的网络结构和 Hammerstein 模型结构的等价性, 基于 Hammerstein 模型对模拟电路的宏模块进行建模. 最后, 采用硬件描述语言(VerilogA, VHDL2AMS 等)来描述这种 SASI 结构, 从而完成整个模拟电路的行为级建模. 采用该方法建立的模拟电路行为模型是一个参数化非线性动态模型, 有利于模拟电路系统级整体设计. 以采用 Top2Down 法设计红外遥控接收器、建立其行为模型为例, 结果表明了该建模方法的有效性.

**关键词:** Hammerstein 模型; 模拟电路行为模型; 非线性动态特性; 红外遥控接收器

**中图分类号:** TN402      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2009)02-0410-09

## Methodology of the Structural Behavioral Modeling for Analog Circuits Based on Hammerstein Method

MA Hua<sup>1</sup>, MA Jian2guo<sup>2</sup>, YU Ming2yan<sup>1</sup>, YE Y2zheng<sup>1</sup>

(1. Microelectronics Center, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China;

2. Institute of Electronic Engineer, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, Sichuan 610054, China)

**Abstract:** A methodology to build a behavioral model for large scale analog circuits is presented in the paper. Any analog circuit can be equivalently described by a network consisting of Sources, Amplifier (amplifier can be considered as a virtual filter with gains), Switchers and Impedance. This network is defined as analog circuits SASI structure in the paper. Due to the equivalency between this abstracted network and Hammerstein model, macro behaviors of analog circuits can be modeled based on Hammerstein method. Then, those macro behavior models can be described by using the standard HDL (VerilogA, VHDL2AMS, and so on) accordingly. This Top2Down methodology is validated using the in-house designed Infrared Remote Control Receiver as an example.

**Key words:** hammerstein model; analog circuits behavioral model; nonlinear dynamic characteristics; IR receive

### 1 引言

在数字/模拟混合信号 SoC 或大规模模拟集成电路的设计中, 采用 Top2Down 设计方法<sup>[1]</sup>建立集成电路高层次行为模型是最关键的第一步<sup>[2]</sup>, 在此基础上, 可以进行电路的系统级划分和优化, 提高系统的早期仿真效率. 建立每个功能电路模块的行为模型才能建立起整个电路系统级行为模型, 相比较而言: 数字电路高层次行为建模方法相当成熟, 已经应用于商业化设计, 而建立模拟电路行为模型的方法研究比较滞后<sup>[3]</sup>.

为了建立模拟电路精确的行为模型, 文献中提出了许多方法, 这些方法主要从已有的晶体管级电路设计中提取模拟电路的行为模型. 文献[4~6]提出了符号分析

法, 这种方法只适用于电路的交流小信号分析. 文献[7, 8]提出了一种基于电路 SPICE 描述并化简的系统方程法, 这种方法可以建立高精度的行为模型. 但是对于大规模的模拟电路, 该方法涉及的数学方程数量巨大, 最终得到的行为模型的数学表达式太过于复杂<sup>[9]</sup>. 针对此文献[9~11]提出了模型降阶法, 该方法应用巧妙的数学处理得以简化行为模型的数学表达式. 在已知大量的设计参数变化和相应的电路性能变化的情况下, 文献<sup>[12, 13]</sup>提出了非线性模型回归法, 利用强大的自动化计算能力以及相适应的算法, 找到设计参数和性能参数之间的映射表达式, 完成行为建模. 这种建模方法首先需要在详细了解电路的基础上, 获取一个黄金模型模版的前提下, 才可以高效的建立电路的行为模型<sup>[3]</sup>. 这些

方法基本上都是一种/ Bottom2up0的建模方法, 如果在顶层最后的设计指标不能满足给定的要求, 只能从最底层的晶体管级重新做起. 尽管可能只有某一小的部分需要修改, 但所有的过程必须重复, 使模型和模块的可重用性受到了限制.

利用这些模拟电路行为模型的提取理论, 针对某些具体的功能模块模拟电路行为建模作了大量的研究. 例如 PLL<sup>[14]</sup>、静电保护<sup>[15]</sup>、VCO<sup>[16]</sup>、LNA<sup>[17]</sup> 等. 但是这些行为模型并未完全体现相应电路的非线性动态特性, 模型精度不高; 也不满足完全参数化的行为模型的要求, 降低了模型的通用性.

Hammerstein 模型<sup>[18]</sup>是一个把未知的系统等效为由非线性静态模块和线性动态模块级联而成的宏模块模型. 其主要应用于控制领域内, 用来建立控制对象的宏模块的非线性动态行为模型. 最近, Hua2Dong Wang 等人<sup>[19]</sup>利用这种模型分析了功率放大器, 并采用 Matlab 建立了其行为模型, 结果表明可以建立一个高精度的功率放大器行为模型.

为了建立一个较为通用的、同时又保证足够精度的模拟电路行为模型, 本文提出了一种基于 Hammer2 stein 模型的模拟电路结构级行为模型建模方法. 这种方法考虑了模拟电路本身的结构特点和行为模型参数化要求, 使得建模的复杂度介于高层次抽象行为模型与晶体管级电路之间. 应用 Top2Down 设计方法、设计红外遥控器接收器电路的过程中建立其行为模型为例, 表明该方法的有效性.

## 2 模拟电路结构级行为模型建模理论和方法

### 2.1 模拟电路的 SASI 结构

模拟集成电路一般由晶体管(MOSFET、BJT)、PN 结二极管、电阻、电容、电感等器件连接而成的拓扑网络, 每个器件实现某种电路功能. 如果确定模拟集成电路中每个器件实现的电路功能, 并看作具有某种信号处理的功能单元, 这时, 模拟集成电路器件构成的拓扑网络就可以等价为由这些功能单元构成的互连网络.

模拟集成电路中, 电阻实现电压信号的衰减, 电容实现电流信号的积分, 电感实现电流信号的微分, PN 结二极管可以看作是压控可变电阻. 而电路中三极晶体管器件实现的电路功能较为复杂, 为了分析三极晶体管的电路功能, 本文引入了以下定义:

定义 1 在模拟电路器件组成的拓扑网络中, 器件端口之间的连接称为节点; 如果节点电压随着输入信号(或者某种扰动信号)的变化而变化, 则定义这个节点为信号节点, 如果不随着输入信号变化而变化, 则定义为普通节点(标注为/ U0).

定义 2 信号从外部输入(或者内部某个节点信

号的扰动)到电路的输出之间的信号节点, 依据信号变化与响应变化的因果关系, 构成了信号流通路. 如果电路中的器件处于信号流通路的节点之间, 则称与信号流通路前一级连接的器件端口属于输入信号节点(标注为/ I0), 与后一级连接的属于输出信号节点(标注为/ O0).

定义 3 如果与器件端口相连接的信号节点之间没有明确的输入输出关系, 则称这些端口既是输入信号节点又是输出信号节点(标注为/ X0). 如果器件只有一个端口与信号节点连接, 并且随着节点电压的变化, 通过该器件的电流也随之变化, 则称这个端口属于既是输入信号节点又是输出信号节点(标注为/ X0).

定义 4 任意一个器件至少有一个端口属于信号节点, 并且能完成某种电路功能, 则称这个器件为有效器件, 反之, 称为无效器件(标注为/ ) 0).

表 1 MOSFET 晶体管端口对应不同信号节点时的电路功能表

端口 SGD	功能	端口 SGD	功能
U, U, U	)	I, U, U	)
U, U, I	)	I, U, I	)
U, U, O	)	I, U, O	共栅放大器
U, U, X	带输出阻抗电流源	I, U, X	)
U, I, U	)	I, I, U	)
U, I, I	)	I, I, I	)
U, I, O	共源放大器	I, I, O	可控放大器
U, I, X	)	I, I, X	)
U, O, U	)	I, O, U	)
U, O, I	)	I, O, I	)
U, O, O	)	I, O, O	)
U, O, X	)	I, O, X	)
U, X, U	电容	I, X, U	)
U, X, I	)	I, X, I	)
U, X, O	)	I, X, O	)
U, X, X	二极管接法	I, X, X	)
O, U, U	)	X, U, U	)
O, U, I	反向共栅放大器	X, U, I	)
O, U, O	)	X, U, O	)
O, U, X	)	X, U, X	电阻、电容
O, I, U	源跟随器	X, I, U	)
O, I, I	压控电阻	X, I, I	)
O, I, O	)	X, I, O	)
O, I, X	)	X, I, X	开关、压控电阻
O, O, U	)	X, O, U	)
O, O, I	)	X, O, I	)
O, O, O	)	X, O, O	)
O, O, X	)	X, O, X	)
O, X, U	)	X, X, U	)
O, X, I	)	X, X, I	)
O, X, O	)	X, X, O	)
O, X, X	)	X, X, X	)

三极晶体管不同端口属于不同的信号节点, 可以实现不同的电路功能. 下面将以 MOSFET 晶体管为例来

分析说明其在集成电路中具体的电路功能(对于 BJT 晶体管也有相似的分析). 假设 MOSFET 晶体管的衬底电压不变, 将其看作为一个三端口器件, 这些端口包括源极(S)、漏极(D)、栅极(G), 并且这些端口属于不同的信号节点类型, 其实现的电路功能归纳于表 1. 由表 1 中发现 MOSFET 晶体管(或者 BJT 晶体管)可以等效为放大器、开关、电流源等等.

由以上电路构成器件所实现的电路功能分析可知: 任何模拟电路都能等效为由基本功能单元如电源(Source)、放大器(Amplifier)、开关(Switch)、阻抗(Impedance)等构成的网络. 本文定义这种网络为模拟电路的 SASI 结构. 其有利于研究模拟电路的功能和性能, 对于小规模电路, 将其中的每个晶体管进行如表 1 的分析而获得其等价的 SASI 结构, 这种结构非常便于研究其电路功能和性能; 但是对于较大规模的模拟电路, 通过这种分析而建立的 SASI 结构依然非常复杂, 不利于电路分析. 幸运的是, 可以依据已有的电路设计理论, 大部分电路都可以把其中一部分子电路等效为一个放大器单元, 使得模拟电路划分并等效为更为简化的 SASI 结构. 此时放大器单元包括的类型有: 电压放大器、跨阻放大器、电流传输器、跨导放大器、运算放大器等等.

任意一个晶体管级模拟电路可以等效为 SASI 结构, 也意味着任意一个虚拟的模拟电路系统都可以由 SASI 结构来描述. 我们可以在研究 SASI 结构的基础上, 应用 Top2Down 设计方法, 设计虚拟模拟电路系统. 比如利用开关、电容和运算放大器构成的网络来研究 SC 滤波器; 多个电压放大器环路连接结构来研究环路振荡器等等.

模拟电路的非线性动态特性决定了其 SASI 结构的非线性动态特性, 并且两者的非线性动态特性相一致. 在模拟电路的 SASI 结构中, 其非线性特性取决于其 SASI 结构中放大器单元的非线性.

## 212 基于 Hammerstein 模型的模拟电路 SASI 结构级行为模型建模

### 21211 Hammerstein 模型

Hammerstein 模型<sup>[18, 19]</sup>把建模对象看作为这样一种结构(如图 1 所示): 一个无记忆的非线性增益模块, 级联一个有记忆的线性模块, 其输出和建模对象的噪声叠加得到最终的输出. 其中非线性增益用一系列加权的非线性函数之和近似表示(如式(1)所示), 线性动态

部分针对连续信号采用微分方程表示(如式(2))(针对离散信号采用差分信号). 另外还包括了系统本身产生的等效噪声  $\alpha(t)$  叠加在输出端(如式(3)所示).

$$x(t) = \sum_{k=1}^p G_k W_k(u(t)) \quad (1)$$

式(3)中( $W_1, \dots, W_p$ )是一组已知的基本非线性函数,  $G_k$  代表了非线性函数的加权系数.

$$\begin{cases} w(t) = \frac{B(q)}{A(q)}x(t) \\ B(q) = b_0q^m + b_1q^{m-1} + \dots + b_m \\ A(q) = q^n + a_1q^{n-1} + \dots + a_n \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} y(t) = w(t) + \alpha(t) \\ |\alpha(t)| \leq S G \end{cases} \quad (3)$$

式(1)、(2)、(3)中,  $x(t)$  代表了输入信号经过增益模块后的输出,  $w(t)$  代表了信号经过线性模块后的输出,  $y(t)$  代表了最终的输出信号,  $S G$  代表了噪声的最大值,  $q$  代表了微分算符, 比如  $q^m x(t) = d^m x(t)/dt^m$ .

211 小结中模拟电路的 SASI 结构中也包括了放大器增益单元和其他的阻抗、开关、电源等线性单元, 这种结构和 Hammerstein 的模型结构相吻合. 同时, Hammerstein 模型能够反映建模对象的非线性动态特性, 从而应用于模拟电路的宏模块行为建模也能反映其非线性动态特性.

### 21212 模拟电路宏模块 Hammerstein 模型辨识

Hammerstein 模型本身是一个参数化的模型, 正如式(1)、(2)、(3)中描述的那样, 其中增益单元的( $G_1, \dots, G_p$ )、线性单元的( $a_1, \dots, a_n$ )和( $b_0, \dots, b_m$ )、以及噪声部分的  $S G$  都是待定参数, ( $W_1, \dots, W_p$ )也是一组需要待定的非线性函数. 模拟电路行为模型辨识的过程, 就是确定这些待定参数的过程.

确定非线性函数组( $W_1, \dots, W_p$ )和( $a_1, \dots, a_n$ )、( $b_0, \dots, b_m$ )系数数目是建模的首要步骤. 当模拟电路足够简单的时候, 可以根据模拟电路的理论, 建立方程组推导这组函数( $W_1, \dots, W_p$ ), 求解得到一组近似的函数. 在保证建模精度的同时, 得到的非线性函数组数目越少, 其待定系数也越少, 可以加快模型辨识. 通过对模拟电路的交流分析, 可以确定其中( $a_1, \dots, a_n$ )、( $b_0, \dots, b_m$ )维数, 系统中极点的个数对应了向量( $a_1, \dots, a_n$ )的维数, 零点的个数对应了( $b_0, \dots, b_m$ )的维数.

分析模拟电路本身产生的噪声, 得到  $S G$  减少行为建模时的误差分析难度, 为行为模型的进一步辨识提供方便.

通过仿真和测试可以得到大量的输入输出对应关系, 这些采样的数据通常是离散的, 利用这些离散的数据进行数值拟的方法可以得到待定的参数. 假设系统在某个稳态输入时(某种程度上, 模拟电路的直流分析

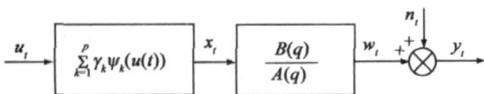


图1 Hammerstein模型结构

属于一种稳态分析), 并且线性动态部分的增益为 1 (增益不等于 1 的时候, 非线性部分自动损益增益以补偿其增益为 1, 并且不会影响模型辨识), 那么由式(1)、(2)和(3)可以得到式(4):

$$y_s = \sum_{k=1}^p C_k u_{s-k} + G, \quad s = 1, \dots, M \quad (4)$$

在式(4)中,  $u_s$ 、 $y_s$  和  $G$  分别代表了稳态时候的输入输出采样点, 并且采样点的数目  $M$  不少于待定系数  $C_k$  的数目  $p$ . 结合式(3)和式(4)利用迭代回归方法得到待定系数 ( $C_1, \dots, C_p$ ).

根据上面确定的稳态非线性部分的传递特性, 输入信号  $u_s$  经过稳态非线性部分, 得到了其输出信号  $x_s$ , 并通过动态线性部分, 得到其对应的输出信号  $y_s$ . 把微分表达式(2)等价数学变换为离散信号的差分表达式(5). 式中  $x_s$  和  $y_s$  是等时间间隔的采样点, 并且采样点的数目  $N$  大于  $(m + n + 2)$ . 同理采用数值拟合的方法确定其中的待定系数 ( $c_1, \dots, c_n$ )、( $d_0, \dots, d_m$ ), 并用数学方法求出 ( $a_1, \dots, a_n$ )、( $b_0, \dots, b_m$ ).

$$\sum_{k=0}^n c_k y_{s-k} - \sum_{k=0}^m d_k x_{s-k}, \quad s = 1, \dots, N \quad (5)$$

以上的方法是基于仿真、测试结果的数值拟合方法, 具有很强的通用性. 而通常一些较为简单的模拟电路模块只给出了宏模块的性能参数, 依据模拟电路理论分析的公式法, 得到性能参数和模型中待定参数之间的映射关系, 也可以确定行为模型中的待定参数. 本文涉及的行为模型参数提取主要依据后一种方法.

### 21213 Hammerstein 宏模块模型误差分析

如图2所示, 原系统网络中包含两个非线性增益模块, 其中  $y_1$ 、 $y_2$  分别代表了两个增益模块,  $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$  分别代表了两个线性传递模块. 根据 Hammerstein 宏模块模型的辨识过程可知, 其模型辨识的主要原理是: 系统建模前后两者的稳态增益不变、动态特性不变. 则利用 Hammerstein 宏模块模型建模后, 增益模块  $y_2$  和线性模块  $G_1(s)$  的级联顺序发生了调换, 此时  $y_1$ 、 $y_2$  的级联共同构成了 Hammerstein 模型的增益部分, 而  $G_1(s)$ 、

$G_2(s)$  的级联一起构成了模型的线性动态部分.

系统的 Hammerstein 建模前后, 由于系统网络结构发生变化, 这种变化不属于等价变换, 其传递特性也发生了改变, 这种改变引起的相对误差如式(6)所示. 这种相对误差会随着网络中包含的增益模块数目的增加而增加, 也会随着网络的复杂度增加而增加. 为了减少模型误差, 应该尽可能的恢复系统的本来网络结构, 体现更多的子系统特性.

$$\delta = \left\| \frac{b_2(1 - G_1(s))x}{a_2 + b_2 G_1(s)x} \right\| \quad (6)$$

通常, SASI 结构中包含了较多的增益单元, 并且和其他单元一起构成了复杂的网络, 如果将整个 SASI 结构看作为宏模块并基于 Hammerstein 模型建模, 依据式(6)必然造成非常大的模型误差. 而且在模拟电路的 SASI 结构中, 放大增益单元本身也是一个较为复杂的网络, 仅仅对放大增益单元基于 Hammerstein 模型建立其行为模型, 才能保证模拟电路 SASI 结构级行为模型具有足够的模型精度.

### 21214 模拟电路 SASI 结构级行为模型建模方法

根据以上的分析, 本文提出的模拟电路行为级建模过程可分成以下几步:

- (1) 模拟电路(包括虚拟模拟电路系统)划分为多个子模块, 划分子模块的标准可以是: 每个子模块的功能简单、易于实现、并且可再划分等效为 SASI 结构, 从而完成整个模拟电路的 SASI 结构的划分;
- (2) 基于 Hammerstein 模型建立 SASI 结构中每个放大器单元的行为模型;
- (3) 使用模拟电路硬件描述语言 (Verilog2A、VHDL2AMS 等) 实现基本单元的行为建模, 并且根据 SASI 结构的拓扑网络, 形成一个能够类 Spice 仿真器仿真的网表描述, 从而建立整个模拟电路系统的行为模型(同时也可以建立每个子模块的行为模型);
- (4) 对模型进行误差分析.

根据此方法建立的行为模型是一个参数化的非线性动态行为模型, 其中放大器如以下 213 节所述是性能参数化(性能参数就是性能指标、属于晶体管级电路设计的结果), 而其他单元设计参数化(设计参数是晶体管级电路设计时可以直接实现的参数, 比如电阻、电容的大小). 这种模型具有较高的通用性, 在 Top2Down 的设计过程中, 采用该方法建立的行为模型, 为模拟电路系统级验证和性能参数优化提供了便利条件.

### 213 基于 Hammerstein 模型的运算放大器行为建模

较大规模模拟电路的 SASI 结构中, 相比较其它单元简单的行为模型, 放大器的行为模型最为复杂, 它的非线性动态特性最根本的放映了整个模拟电路的非线性动态特性. 放大器是整个 SASI 结构中最重要单元, 它

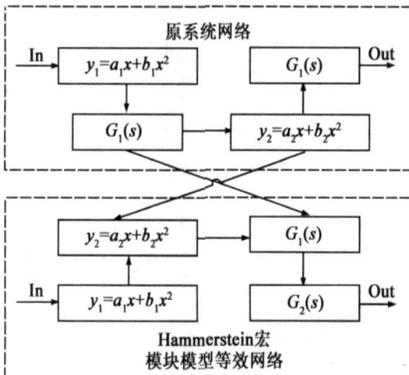


图2 两级非线性增益系统网络的 Hammerstein 宏模块行为级建模

的模型精度决定了整个模拟电路行为模型的精度,建立放大器的行为模型是模拟电路行为建模的关键步骤。

下面将以基于 Hammerstein 模型建立运算放大器行为模型的过程为例,说明运算放大器如何考虑非线性特性、动态特性和噪声特性,并建立其性能参数化的行为模型,也为建立其他的放大器模型提供了参考价值。

### 21311 运算放大器的非线性特性

根据 Hammerstein 模型,运算放大器的非线性特性包括在了无记忆的非线性增益模块中,由电路本身的分析可知,非线性产生的最主要的原因在于其直流大信号的非线性转移特性。假设 CMOS 运算放大器的输入级是一个带有尾电流源的差分输入结构,经过分析并利用 Spice Level1 模型以公式推导两个差分输入 MOS 晶体管的源漏电流差,从而得到整个放大器的大信号输入输出基本满足式(7)。

$$V_{out} = G_{DC} (V_{in} - V_{off}) \# \left[ a_1 + (1 - a_1) \sqrt{1 - b_1 (V_{in} - V_{off})^2} \right] + V_{cm} \quad (7)$$

在式(7)中  $G_{DC}$  代表了运算放大器的直流增益,  $V_{off}$  代表了放大器的失调电压,  $V_{cm}$  代表了放大器的输出信号的直流工作电压,  $a_1$ 、 $b_1$  是非线性待定系数,  $a_1$  是小于 1 的正数,  $b_1$  约等于输入箝位电压平方 2 倍的倒数。

放大器输入信号箝位和输出信号饱和特性也是非线性产生的主要原因<sup>[20]</sup>,由此可以得到式(8)。

$$\begin{cases} -V_{in,max} [V_{in} - V_{off} [V_{in,max} \\ V_{out,min} [V_{out} [V_{out,max} \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中  $V_{in,max}$  代表了输入箝位电压,  $V_{out,min}$  和  $V_{out,max}$  分别代表了输出信号的最小和最大有效值。只有当输入信号  $(V_{in} - V_{off})$ 、输出信号  $V_{out}$  满足式(10)的时候,其输入输出信号才是有效的。

结合式(7)和式(8),得到了完整的运算放大器大信号非线性输入输出传递函数(9)。

$$\begin{cases} V_{in,df} = \frac{|V_{in,max} + V_{in} - V_{off}| - |V_{in,max} - V_{in} - V_{off}|}{2} \\ V_{out,df} = G_{DC} V_{in,df} \left[ a_1 + (1 - a_1) \sqrt{1 - b_1 V_{in,df}^2} \right] + V_{cm} \\ V_{out} = \frac{|V_{out,df} - V_{out,min}| - |V_{out,max} - V_{out,df}|}{2} \\ + \frac{V_{out,min} + V_{out,max}}{2} \end{cases} \quad (9)$$

### 21312 运算放大器的动态特性

运算放大器一般应用在闭环的反馈回路中,根据闭环稳定性原则,运算放大器看作为一个二阶低通网络是合理的。假设运算放大器线性动态传递函数如式(10)所示。

$$H(s) = \left( 1 + \frac{s}{X_1} \right) \left( 1 + \frac{s}{X_2} \right) \quad (10)$$

根据式(10)可知:主极点频率  $X_1$ 、次极点频率  $X_2$  和直流增益  $G_{DC}$ ,可以计算得到它们和单位增益带宽  $X_0$ 、相位裕度  $A$  之间的映射关系如式(11)所示。

$$\begin{cases} X_1 = \frac{X_0}{\sqrt{G_{DC}^2 \sin^2 A - 1}} \\ X_2 = X_0 \operatorname{tg} A \end{cases} \quad (11)$$

### 21313 运算放大器的噪声特性

模拟电路中的噪声源主要包括电阻(和 MOS 沟道)热噪声、散粒噪声和闪烁噪声等等,这些噪声的大小限制了电路能够处理的最小信号电平。热噪声和散粒噪声的功率谱密度属于白噪声,而闪烁噪声的功率谱密度与频率近似成反比,可以通过频谱整形滤波器变换白噪声得到有色噪声。这样可以把所有噪声都等效为一个系统输出端的噪声源,并在模型的输出端输出。随机数发生器是瞬态白噪声建模有力方法,以此建立的时域瞬态噪声可以和其他的瞬态信号在时域叠加。并且这些随机数可以满足正态分布、高斯分布等。

在运算放大器电路中,电源/地信号的变化能够耦合到输出信号,相对输入信号来说是一个额外的噪声源(或者干扰源)。电源抑制比说明了运算放大器抗电源/地噪声的能力。电源/地作为输入信号耦合到运算放大器的输出具有一阶高通特性,其 3dB 带宽是 PSRR,那么电源/地噪声  $V_{in,ps}$  造成的输出  $V_{o,ps}$  如式(12)所示。

$$\frac{V_{o,ps}}{V_{in,ps}} = A_0 \frac{A_1 \# \text{PSRR} + s}{\text{PSRR} + s} \quad (12)$$

式(12)中  $A_0 A_1$  是电源输入的直流增益,并且  $A_1$  远远小于 1。

### 21314 运算放大器的 Hammerstein 模型

综上所述,运算放大器的宏模块行为模型应该包含其非线性特性、动态特性和噪声特性,基于 Hammerstein 模型(如图 3 所示)能够描述这些行为特性。此时,利用 Verilog2A 语言描述并建立了一个典型的 CMOS 运算放大器的行为模型如表 2 所示。该模型是性能参数化模型,与运算放大器具体的晶体管级设计无关,具有很强的通用性,只要给定每个参数的具体数值就可以确定运算放大器的行为模型。如果设计了一个运算放大器电路,依据仿真或者测试结果,确定其每个性能参数,并把这些参数反向标注到这个行为模型中,就可以建立这个运算放大器电路的行为模型。正如文献<sup>[21]</sup>所

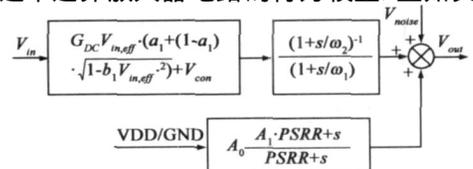


图3 运算放大器的Hammerstein宏模块模型

述,可以建立高精度的运算放大器的行为模型, CMOS 运算放大器利用这种方法建立的其行为模型, 并和其晶体管级电路比较, 仿真结果表明两者的性能参数基本一致.

表 2 典型运算放大器 Hammerstein 行为模型之 VerilogA 语言描述

```

module opa_model ( inp, inm, out, vdd, vss );
input inp, inm, vdd, vss;
output out;
electrical inp, inm, out, out_in, vdd, vss;
parameter real fre_unitgain= ; // 单位增益频率
parameter real gain_DC= ; // 直流增益
parameter real phase_margin= ; // 相位裕度
parameter real M_PI= 3.1415926; // 圆周率
parameter real vin_max= ; // 最大输入摆幅
parameter real vout_max= ; // 最大输出摆幅
parameter real vcon= ; // 输出电压的直流工作点
parameter real voff= ; // 输入失调电压
parameter real a1= ; // 非线性系数 a1
parameter real b1= ; // 非线性系数 b1
parameter real PSRR= ; // 3dB 电源抑制比频率
parameter real A0= ; // 电源抑制系数 A0
parameter real A1= ; // 电源抑制系数 A1
parameter real V_noise= ; // 电路本身产生的白噪声电压
Real grand, vin_eff, vin_val, vout, vout_val;
integer seed;
analog begin
    @(initial_step/ a0, / dc0, / tran0, / xf0) begin
        seed= 23;
        V(out_in, vss) <+ vcon;
        end
    grand= $dist.normal(seed, 0, 1);
    vin_val= V(inp, inm) - voff;
    if(vin_val > vin_max) vin_eff= vin_max;
    else if(vin_val < -vin_max) vin_eff= -vin_max;
    else vin_eff= vin_val;
    vout_val= gain_DC * vin_eff * (a1 + (1 - a1) * sqrt(1 - b1 * vin_eff *
        vin_eff)) + vcon;
    if(vout_val > vout_max + vcon) vout= vout_max + vcon;
    else if(vout_val < vcon - vout_max) vout= vcon - vout_max;
    else vout= vout_val;
    V(out_in, vss) <+ vout;
    V(out, vss) <+ laplace_zp(V(out_in, vss), {
        - 2.0 * M_PI * fre_unitgain * tan((phase_margin * M_PI) / 180), 0, -
        (2.0 * M_PI * fre_unitgain) / sqrt(pow(gain_DC * sin(phase_margin *
        M_PI / 180), 2) - 1), 0}) + V_noise * grand + A0 * laplace_zp(V(vdd,
        vss), {- A1 * M_PI * PSRR, 0}, {- M_PI * PSRR, 0});
    end
endmodule
    
```

### 3 红外遥控接收器 SASI 结构级行为模型建模

在红外遥控接收器的 Top2Down 设计过程中, 采用上述的建模方法建立红外遥控接收器的行为模型, 利用建立的行为模型指导红外遥控接收器的电路设计, 比较两者的仿真结果, 以阐述这种建模方法的有效性.

红外遥控接收器被广泛应用于家电、玩具等产品以及工业设备控制场合. 红外遥控接收器的主要功能模块(如图 4 所示)包括: 外接光电转换二极管, 芯片内跨阻放大器、VGA/AGC、滤波器、包络检波器、滞回比较器和缓冲输出.

建立红外遥控接收器的行为模型的主要过程是:

(1) 将图 4 中每个功能模块进一步划分并等效为相应的 SASI 结构, 完成整个接收器的 SASI 结构分析; (2) 并对其中任意一个放大器都采用 2.3 小节提出的方法建立其行为模型; (3) VerilogA 语言建立每个基本单元的模型, 依据每个功能模块的 SASI 结构, 形成接收器的网表描述, 建立其行为模型. 同时, 为了满足接收器 Top2Down 设计的需要, 分析接收器各个模块的 SASI 结构并推导每个模块的性能参数与其中放大器性能参数、其它单元设计参数之间的映射关系, 最终建立整个接收器的参数化行为模型.

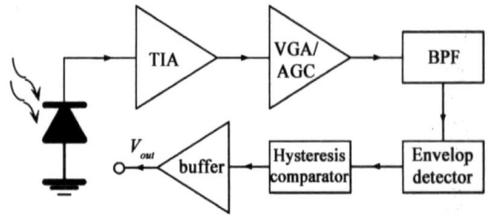


图 4 红外遥控接收器主要电路结构示意图

#### 3.1 红外遥控接收器的 SASI 结构描述

红外光电二极管可以把接收到红外光信号转换为电流信号, 并且对波长在 830nm~ 1100nm 范围之外的光波有强烈的抑制作用, 对波长范围之内的光, 其产生的光电化电流  $I_{ph}$  与其输入光强度基本成正比. 那么光电二极管较为通用的 SASI 结构描述如图 5 所示, 其中  $I_d$  是反偏的光电二极管的暗电流,  $C_0$  是 PN 结电容,  $R_0$ 、 $R_s$  是分别是等效的并、串联电阻,  $I_{noise}$  是等效的输出噪声电流.

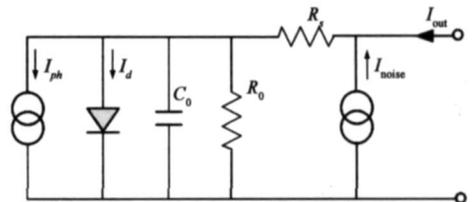


图 5 红外光电二极管的等效 SASI 结构

跨阻放大与前置放大器把输入的光电流信号转换(放大增益  $R_d$ ) 为电压输出信号. 由于光电流直流干扰信号太大, 需要采用了电容间接耦合方式, 其电路结构

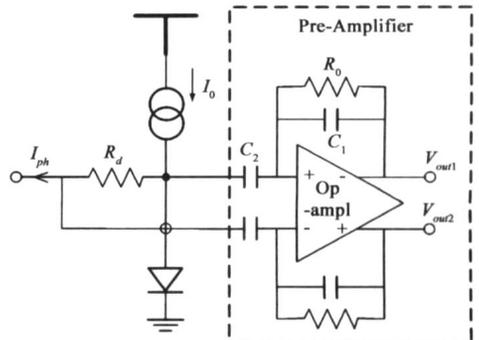


图 6 跨阻放大器等效 SASI 结构

如图 6 所示, 随后的前置放大器 (Pre2Amplifier) 电压增益  $G_0$  约等于  $C_2/C_1$ .

VGA/AGC 和限幅放大器的输入信号的幅度可以在一定范围内变化, 输出信号的幅度几乎可以保持恒定, 可变增益放大器的主要性能指标有增益  $G_1 I [G_{1min}, G_{1max}]$  和最大输入箝位电压  $V_{in, VGA}$ . 由于输入信号的动态范围大于 VGA 增益的动态范围, 所以 VGA/AGC 之后级联一个限幅放大器, 其增益  $G_2 I [G_{2min}, G_{2max}]$ . 其电路结构如图 7 所示. 在图 7 中  $V_c$  是可变增益放大器 (VGA) 的增益控制电压, 虚线框内是限幅放大器. 其中 AGC 主要由包络检波器构成, 并在随后讨论包络检波器的 SASI 结构.

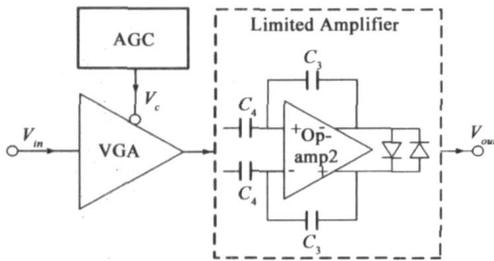


图7 VGA/AGC等效SASI结构

带通滤波器的主要性能参数有: 放大增益  $G_3$ 、中心频率  $X_c$ 、3dB 带宽范围  $[f_{min}, f_{max}]$ . 由于芯片制造过程中, 存在工艺起伏, 可能导致中心频率漂移, 有必要设计成为可编程带通滤波器. 选择采用双二阶 OTA2C 滤波器结构, 其 SASI 结构如图 8 所示, 其中跨导放大器  $G_m$  是可编程的. 它可以滤除干扰信号, 提高整个红外接收器的抗干扰性. 其行为模型仿真结果发现: 其中跨导放大器输入信号箝位幅度决定了滤波器输出信号的最大幅度; 交流小信号时, 其中心频率  $X_c$  和 3dB 带宽满足式(13).

$$\begin{cases} X_c = \frac{\sqrt{G_m^2}}{\sqrt{C_5 C_6}} \\ \text{Band}_{3\text{dB}} = \left( \sqrt{2} - 1 \right) \frac{G_m}{C_5} \\ \omega_c = \sqrt{\frac{G_m^2}{C_5 C_6}} \\ \text{Band}_{3\text{dB}} = (\sqrt{2} - 1) \frac{G_m}{C_5} \end{cases} \quad (13)$$

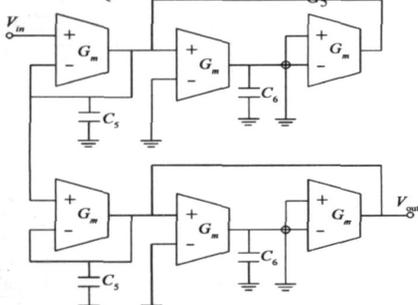


图8 OTA-C带通滤波器的SASI结构图

包络检波器实现 ASK 调制信号的解调, 其 SASI 结构如图 9 所示. 它包括的性能参数有: 建立时间  $S$ 、包络纹波变化幅度  $\$A$ 、包络幅度  $A_0$  等; 包括的设计参数有: 电流源大小  $I_1$ 、 $I_2$  和电容  $C_0$ . 假设当输入恒幅度  $A_1$ 、周期  $T$  的正弦波时, 此时性能参数和设计参数之间满足式 (14).

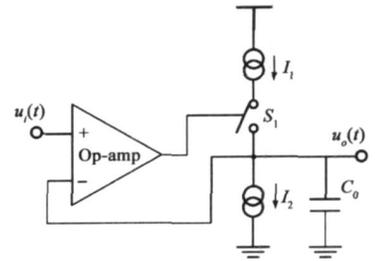


图9 包络检波器SASI结构

$$\begin{cases} HF = \frac{2\pi I_2}{I_1} \\ \$A = \frac{(I_1 - I_2) \# T \# I_2}{I_1 C_1} \\ \$A = A_1 (\sin(A + H) - \sin A) \\ A_0 = A_1 \sin A \\ SU \frac{A}{\$A} \# T = \frac{A_1 I_1 C_1}{(I_1 - I_2) \# I_2} \end{cases} \quad (14)$$

滞回比较与缓冲放大器输入信号与两个不同电平的参考电压比较, 输出稳定可靠的脉冲信号, 多加一级缓冲输出, 作为红外遥控接收芯片的信号输出端. 其电路主要包括两个比较器、一个 RS 触发器和缓冲器.

### 3.1.2 接收器参数化行为模型的参数设置

建立红外接收器参数化行为模型, 完成了 Top2 Down 行为级设计的一部分主要任务; 为每个参数选取适当的参数值, 是行为级设计的另一主要任务. 依据多个整体设计性能指标要求和行为模型中反映的参数之间的关系, 可确定行为模型中最直接相关、最重要的模型参数. 同时考虑电路实现时一些次级模型参数取值限制, 需要折中考虑所有相关参数, 以实现参数优化.

接收器需要满足的整体性能包括了抗干扰性、抗直流电源变化、高灵敏度等性能. 本文将以满足红外遥控接收器灵敏度性能指标为例(所有模型参数设定与优化不是本文的重点, 故不宜详细展开说明), 选取各个模块合适的增益参数, 以说明参数取值、优化的原则和过程.

光电二极管产生的光电流大小与接收距离的平方近似成正比, 本文所设计的红外遥控接收器在最大接收距离时, 产生的输入最小光电流  $I_{ph, min}$  幅度约为 600pA; 在较近接收距离时, 产生的输入最大光电流  $I_{ph, max}$  幅度约为 3A. 分析整个红外遥控接收器的结构可知, 当信号到达滤波器, 信号幅度大于滤波器的箝位电压时, 滤波器输出稳定的波形, 而与滤波器输入信号幅度无关. 假设滤波器的输入的箝位电压是  $V_{in, max}$ , 那么此时式(15)近似成立. 式(15)是确定各个模块的增益

大小的主要判据,但是还不能完全确定各个模块的增益参数.同时综合考虑每个增益模块的非线性影响特性和冗余设计原则,得到较为优化的增益参数.

$$\frac{V_{in,max}}{I_{ph,min}} = R_d * G_0 * G_{1max} * G_{2max}$$

$$\frac{V_{in,max}}{I_{ph,max}} = R_d * G_0 * G_{1min} * G_{2min} \quad (15)$$

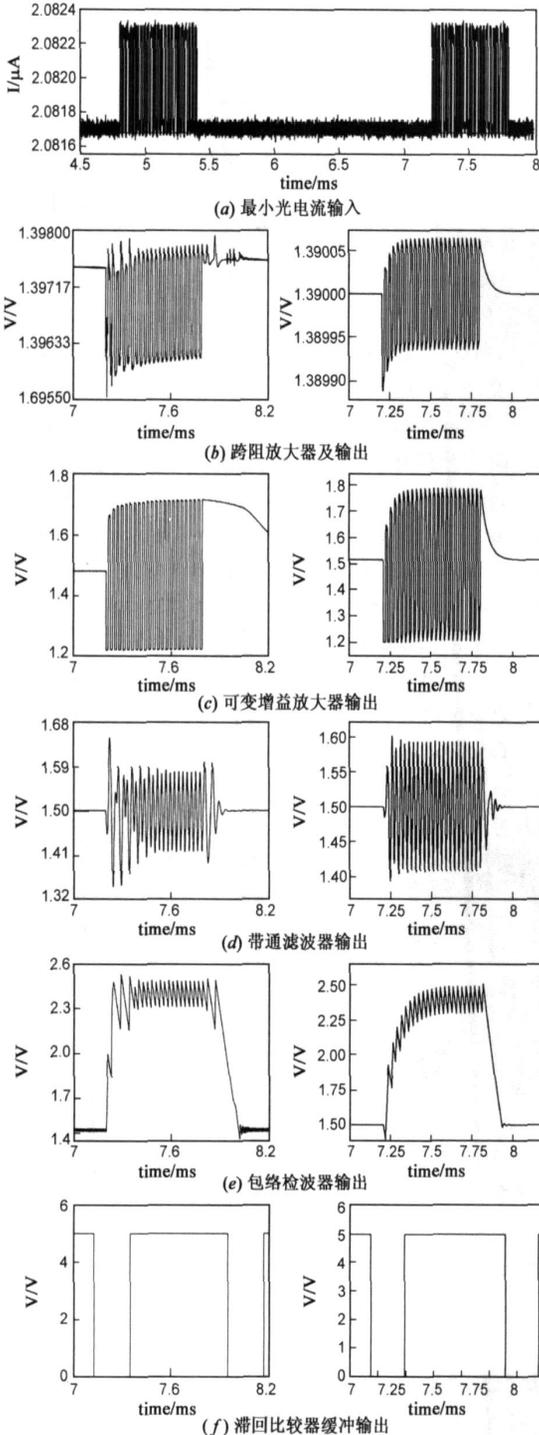


图10 红外遥控接收器行为模型瞬态仿真结果

式(15)中,  $R_d$ 、 $G_0$  分别是跨阻放大器中的跨阻增益和放大器增益,  $[G_{1min}, G_{1max}]$  是 VGA/AGC 中的可变增益放大器的增益范围,  $[G_{2min}, G_{2max}]$  是其中限幅放大器的增益范围.

### 3.1.3 红外遥控接收器行为模型仿真结果

利用 Verilog2A 语言描述并建立红外遥控接收器的行为模型,所有子模块都采用了参数化的行为模型,并且设置了每个模块的行为模型参数.依据接收器的参数化行为模型,设计了接收器的晶体管级电路.

在 SUN Blade2000 工作站上采用 Cadence 的 SpectreTM 仿真器对行为模型和设计的电路进行各种性能仿真分析.行为模型仿真相对电路仿真加速比为 513.针对接收器灵敏度性能的瞬态分析仿真结果如图 10 所示.在图 10(b)、(c)、(d)、(e)、(f)中,左边的波形代表电路仿真的结果,右边的波形代表了行为模型仿真的结果.其中图 10(a)描述了两者光电二极管相同的输出信号:ASK 调制、脉冲宽度 60Ls、周期 214ms、最小等效输入光电流(幅度为 600pA、同时有 50pA 的噪声电流);图 10(c) VGA/AGC 的输出电压,从零时刻起有一个稳定过程,在本图中未显示出来;图 10(e) 包络检波器的输出电压,由于有了前一级滤波器的最大输出摆幅限制,也使得包络检波器的可以稳定输出.

仿真结果表明:各个模块的行为模型的电路仿真的结果基本一致,两者的性能参数基本相同.并且每个模块的行为模型与电路之间的误差经过累积,在最终输出(如图 10(f)所示)达到误差最大值.行为模型仿真输出延迟 89Ls、脉宽为 599Ls 的数字信号;电路仿真输出延迟 82Ls、脉宽为 635Ls 的数字信号.两者的延迟相对误差 811%,脉冲宽度相对误差 518%,都能满足红外接收器输出波形要求,也满足了红外遥控接收器的灵敏度设计要求.

## 4 结论

任意一个模拟电路都可以等效为由放大器、开关、阻抗、电源等元件构成的网络,称为模拟电路的 SASI 结构.这种 SASI 结构与 Hammerstein 模型结构一致,应用 Hammerstein 模型建立模拟电路宏模块模型,并分析得到模型误差产生的主要原因.据此提出:仅对 SASI 结构中的放大器采用 Hammerstein 法建模,并采用硬件描述语言(Verilog2A, VHDL2AMS 等)来描述这种 SASI 结构,从而完成整个模拟电路结构级行为模型建模.采用该方法建立的行为模型是一个参数化的、非线性动态行为模型.该方法更适用于较大规模模拟电路的行为建模,使得建立的模拟电路行为模型既不会过于复杂,又保证了足够的模型精度.

本文首次详细阐述了基于 Hammerstein 模型建立的

运算放大器(类运算放大器电路)行为模型的方法,并且该模型可以进一步改进. 第一,改进接口特性:假设输出电阻和输出电容一起构成了运算放大器的次极点 $X_2$ ,并把由输出电阻和电容构成的低通电路作为输出端;第二,增加共模抑制特性:考虑共模抑制比,把输入信号的共模分量作为输入信号. 此时,更为完整的运算放大器(或者类运算放大器电路)行为模型有利于建立精确的模拟电路软 IP 核.

采用本文提出的建模方法,建立了红外遥控接收器的参数化行为模型,设置适当的参数值,指导设计了相应的电路,对比两者的仿真结果表明:该方法具有较高的仿真加速比、和保证足够的行为模型精度. 在模拟电路的 Top2Down 设计过程中,采用这种方法建立的行为模型可以进行系统验证、参数优化等等. 也可以利用这种行为模型建立模拟电路软 IP 核,以促进模拟电路 Top2Down 设计方法学的进一步研究.

#### 参考文献:

- [1] R J Binns, P Hallam, et al. High2level design of analogue circuitry using an analogue hardware description language [A]. IEE Colloquium on Mixed2Signal AHDL/ VHDL Modelling and Synthesis [C]. London UK: IEE Press, 1997. 3/ 1- 3/ 8.
- [2] K Kundert, H Chang, et al. Design of mixed2signal system2on22chip [J]. IEEE Transactions on Computer2Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2000, 19: 1561- 1571.
- [3] G G E Gielen. CAD tools for embedded analogue circuits in mixed2signal integrated systems on chip [J]. IEE Proceedings2Computers and Digital Techniques, 2005, 152(3): 317- 332.
- [4] C J Shi, X D Tan. Compact representation and efficient generation of 2expanded symbolic network functions for computer2aided analog circuit design [J]. IEEE Transactions on Computer2Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2001, 20(7): 813- 827.
- [5] P Wambacq, G Gielen, et al. Symbolic network analysis methods for practical analog integrated circuits: a survey [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1998, 45(10): 1331- 1341.
- [6] G Gielen, R. Rutenbar. Computer2aided design of analog and mixed2signal integrated circuits [J]. Proceedings of the IEEE, 2000, 88(12): 1825- 1854.
- [7] C Borchers, L Hedrich, et al. Equation2based behavioral model generation for nonlinear analog circuits [A]. In Design Automation Conference Proceedings [C]. Las Vegas USA: IEEE Press, 1996. 236- 239.
- [8] H Mantooth, L Ren, et al. A survey of bottom2up behavioral modeling methods for analog circuits [A]. Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems [C].

Bangkok Thailand; IEEE Press, 2003. 3: 910- 913.

- [9] N Dong, J Roychowdhury. Piecewise polynomial nonlinear model reduction [A]. Proceedings of the 40th Conference on Design Automation [C]. Anaheim (USA) CA: ACM Press, 2003. 484- 489.
- [10] A Odavasioglu, M Celik, et al. PRIMA: Passive reducedorder interconnect macromodeling algorithm [J]. IEEE Trans Comput2Aided Design, 1998, 17(8): 645- 654.
- [11] Rewiński M, White J. A trajectory piecewiselinear approach to model order reduction and fast simulation of nonlinear circuits and micromachined devices [J]. IEEE Trans. Comput2Aided Des, 2003, 22(2): 155- 170.
- [12] V Devabhaktuni, M Yagoub, et al. A robust algorithm for automatic development of neural 2 network models for microwave applications [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2001, 49(12): 2282- 2291.
- [13] G Wolfe, R Vemuri. Extraction and use of neural network models in automated synthesis of operational amplifier [J]. IEEE Transactions on Computer2Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2003, 22(2): 198- 212.
- [14] Oua T, Hiraku Y, et al. Modeling and Simulation of Phase2Locked Loop with Verilog2A Description for Top2Down design [A]. The 2004 Asia2Pacific Conference on Circuits and Systems [C]. Hong Kong: IEEE Press, 2004, 1: 549- 552.
- [15] Yuanzhong Zhou, Connerney D, et al. Modeling MOS snapback for circuit2level ESD simulation using BSIM3 and VBIC models [A]. The sixth IEEE International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED. 05) [C]. San Jose (USA) CA: IEEE Press, 2005. 476- 481.

#### 作者简介:



马 华 男,汉族,1977 年生,哈尔滨工业大学微电子中心博士研究生. 主要研究方向为模拟集成电路设计、模拟电路行为级建模及其 Top2Down 设计方法学.

通讯作者: E2mail: mahuahit@hit. edu. cn

马建国 男,汉族,1961 年生,电子科技大学电子工程学院教授、博士生导师、长江学者. 主要研究方向为射频、微波、毫米波电路与系统、集成系统芯片(SoC)设计与验证、射频集成电路(RFIC)设计.

喻明艳 男,汉族,1965 年生,哈尔滨工业大学微电子中心主任、教授. 研究方向为 SoC 与 IP 设计、超大规模集成电路设计、计算机体系结构.

叶以正 女,汉族,1937 年生,信息产业部5 集成电路 IP 核标准工作组6 组长,哈尔滨工业大学微电子学与固体电子学学科首席教授、博士生导师. 主要研究方向为 SoC 设计方法学、集成电路设计方法学、EDA 技术和 IP 核的可复用设计. (下转第 423 页)

设计与实行[J]. 电子学报, 2002, 30(12): 2126- 2129.  
Fu Yu2zhou, Wang Jia2fang, Hu Ming2zeng. The Design and

Implementation of a Novel 2DCT/IDCT Architecture[J]. Acta  
Electronica Sinica, 2002, 30(12): 2126- 2129. (in Chinese)

作者简介:



方 健 男, 1980 年生于浙江德清. 浙江大学信息学院信电系博士, 从事视频压缩, 数字电视和集成电路方面的研究.

E2mail: fangjian1980@163.com

张 丁 男, 1978 年生于浙江绍兴. 浙江大学信电系博士, 从事视频压缩, 数字电视和集成电路方面的研究.

王 匡 男, 1968 年生于浙江江山, 浙江大学信电系教授, 博士生导师, 主要从事数字通信、集成电路和数字电视的研究.

(上接第 418 页)

[16] 刘帘曦, 杨银堂, 朱樟明, 付永朝. 基于 Verilog2A 行为描述模型的 VCO 设计[J]. 电路与系统学报, 2005, 10(6): 25 - 28.

Liu Lian2xi, Yang Yin2tang, Zhu Zhang2ming, Fu Yong2chao.  
Design of VCO based behavioral model uing Verilog2A[J].  
Journal of Circuits and Systems, 2005, 10(6): 25- 28. (in Ch2  
nese)

[17] Chih2de Hung, Wen2shen Wuen, et al. A Unified Behavior Model of Low Noise Amplifier for System2Level Simulation [A]. Proceedings of the 9th European Conference on Wireless Technology[C]. Manchester UK: IEEE Press, 2006. 139 - 142.

[18] Eskinat, E, S H Johnson, et al. Use of Hammerstein Models in Identification of Nonlinear Systems[J]. AiChE Journal, 1991, 37(2): 255- 268.

[19] Hua2dong Wang, Song2bai He, et al. An Envelope Hammer2stein Model for Power Amplifiers [J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2007, 5(4): 362- 365.

[20] Kamal K Sabet, T Riad. A Generic VHDL2AMS Behavioral Model Physically Accounting For Typical Analog Non2Linear Output Behavior[A]. IEEE International Workshop on Behavioral Modeling and Simulation(BMAS. 2007) [C]. San Jose (USA)CA: IEEE Press, 2007. 105- 109.