

模拟 VLSI 电路故障诊断的相关分析法^{*}

谢永乐[†]

(电子科技大学自动化工程学院, 成都 610054)

摘要: 为了提高模拟 VLSI 电路的测试精度, 提出了一种基于数字信号处理的模拟 VLSI 电路测试方法. 将测试响应经余弦调制实现的数字滤波器组完成子带滤波, 随后对各子带滤波序列进行能量计算和相关分析, 实现模拟响应的数字特征提取. 对国际标准电路中的 19 个故障的实验表明: 子带滤波序列的能量计算适合诊断硬故障; 相关分析既可诊断硬故障, 又可诊断软故障. 实验还表明该方法对故障的分辨率远高于文献[7].

关键词: 模拟电路测试; 故障诊断; 子带滤波; 余弦调制
EEACC: 0170J

中图分类号: TN47 文献标识码: A 文章编号: 0253-4177(2007)12-1999-07

1 引言

模拟与数模混合集成电路测试的重要性日益显著, 其研究得到持续关注^[1,2]. 当前对数字电路的自动诊断已有多种实用方法, 并实现了自动化. 然而要对模拟电路实现测试和诊断的自动化还有相当大的距离, 存在一系列理论和技术问题亟待解决.

模拟电路中的故障通常分为灾难型故障(或称硬故障)和参数型故障(或称软故障)两类^[3]. 灾难型故障包括电路节点和连线的短路和开路, 这种故障可改变电路的拓扑结构. 参数型故障一般指由各种原因造成的元件参数偏离其标称值, 造成电路性能下降甚至失效. 目前与硬故障的测试相比, 参数型故障的测试要困难得多, 相关研究十分活跃^[4]. 本文研究对参数型故障的测试针对性较强的方法.

模拟电路故障诊断方法可分为两类: 测试前仿真(simulation before test, SBT)和测试后仿真(simulation after simulation, SAT). 故障字典方法是属于 SBT 的典型方法, 它是测试和诊断灾难型故障的有效手段, 但对元件参数偏差的测试效率不高. SAT 方法对大型电路普遍耗时, SBT 对复杂电路的时间开销较 SAT 低. SBT 方法是基于比较正常电路在预先确定的测试激励下的响应和各种故障条件下的响应, 通过随后的分类识别来实现故障的检测与故障隔离/定位功能. 在进行诊断前, 通过对电路的仿真生成故障特征, 将各种故障条件下的特征汇集形成“故障字典”. 其中故障特征的选取是一个关键环节, 尤其对参数型故障, 特征提取的质量对故障分

辨率和测试效率的影响较大. 特征量选择得不好将使某个(些)故障的特征和正常输出的特征几乎一致, 产生所谓的“混叠”, 这时对故障的分辨率下降, 甚至出现误判.

本文利用余弦调制实现的滤波器组, 对测试响应序列实现子带滤波, 随后计算各子带序列能量和相关系数, 可显著降低故障“混叠”的概率, 测试分辨率高, 且容易实现测试自动化.

2 测试原理

基于子带滤波的模拟 VLSI 电路测试原理如图 1 所示. 模拟电路在测试激励下的响应经模/数转换(A/D)量化为时间序列 $x[n]$, 对序列 $x[n]$ 经子带滤波器组 $H_0(z), H_1(z), \dots, H_n(z)$ 后的输出序列(记为 $v_0[n], v_1[n], \dots, v_n[n]$)计算子带输出序列能量和进行相关分析, 完成特征提取.

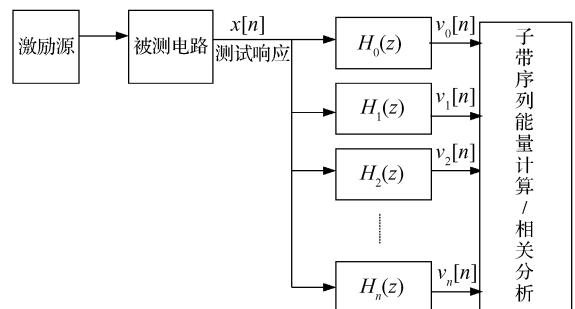


图 1 基于余弦调制滤波器组的测试原理

Fig. 1 Cosine modulation filter bank based test principle

^{*} 国家自然科学基金重大研究计划资助项目(批准号: 90407007)

[†] 通信作者. Email: xicyongle@uestc.edu.cn

2007-05-10 收到, 2007-07-30 定稿

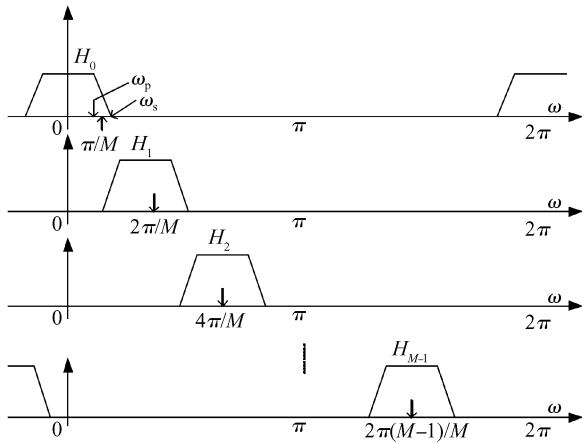


图 2 滤波器组实现的子带划分

Fig.2 Sub-band division implemented by filter bank

图 1 中的子带滤波具有相等通带宽度.不失一般性,记 $H_0(z)$ 为一无限脉冲响应因果低通数字滤波器的传输函数, $h_0[n]$ 为其单位脉冲响应.

$$H_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} h_0[n]z^{-n} \quad (1)$$

在 $\omega = \pi/M$ 附近, $H_0(z)$ 有通带边界 ω_p 和阻带边界 ω_s , 其中, M 是一整数. 现在考虑传输函数 $H_k(z)$, 其冲击响应 $h_k[n]$ 定义为:

$$h_k[n] = h_0[n]W_M^{-kn}, 0 \leq k \leq M-1 \quad (2)$$

其中 $W_M = e^{-j2\pi/M}$.

由(2)式, $H_k(z) = H_0(zW_M^k)$, $0 \leq k \leq M-1$. 频率响应为(3)式.

$$H_k(e^{j\omega}) = H_0(e^{j(\omega-2\pi k/M)}), 0 \leq k \leq M-1 \quad (3)$$

即 $H_k(z)$ 的频率响应可以通过将 $H_0(z)$ 的响应右移 $2\pi k/M$ 得到. $M-1$ 个滤波器 $H_1(z)$, $H_2(z)$, \dots , $H_{M-1}(z)$ 的频率响应如图 2 所示, 可由基本原型滤波器 $H_0(z)$ 的频率响应在频率轴上均匀频谱搬移得到, 这通过余弦调制来实现.

余弦调制原理^[5]即是利用余弦函数频域搬移特性, 进行系统函数的频谱变换, 实现时可以利用已有的快速离散余弦变换(DCT)算法, 每个子带滤波器共享原型滤波器的实现成本, 具有低计算复杂度. 利用余弦调制可实现的子带数目多, 可满足提高模拟电路测试精度的需求.

在设计余弦调制滤波器组时, 首先要找一个 N 阶线性相位低通原型滤波器 $H(z)$. 为分析方便, 设 $N+1$ 是子带数目 M 的偶数倍, 即 $N=2LM-1$.

对原型滤波器进行余弦调制后得到的分析滤波器组如下:

$$h_m[n] = 2h[n]\cos\left[(2m+1)\frac{\pi}{2M}\left(n-\frac{N}{2}\right) + (-1)^m\frac{\pi}{4}\right] \quad (4)$$

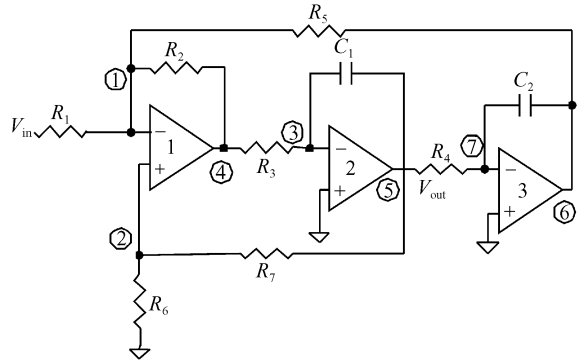


图 3 状态变量滤波器

Fig.3 State variable filter

(4) 式中, $n = 0, \dots, N; m = 0, \dots, M-1$. 和 $h[n]$ 相乘的因子与大小为 $(M \times 2LM)$ 的 DCT 矩阵 c 中下标为 (m, n) 的元素对应, 即:

$$c_{m,n} = 2\cos\left[(2m+1)\frac{\pi}{2M}\left(n-\frac{N}{2}\right) + (-1)^m\frac{\pi}{4}\right] \quad (5)$$

分析滤波器组^[5]为:

$$H_m(z) = \sum_{j=0}^{2M-1} c_{m,j}z^{-j} \sum_{l=0}^{L-1} (-1)^l h[2LM+j]z^{-2lM} = \sum_{j=0}^{2M-1} c_{m,j}z^{-j} E_j(-z^{2M}) \quad (6)$$

有限长序列 $x[n]$ ($N_1 \leq n \leq N_2$) 的总能量, 由帕斯瓦尔关系定义为:

$$\xi_g = \sum_{n=N_1}^{N_2} |x[n]|^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (7)$$

对每个子带滤波器输出的序列进行相关分析. 对因果能量序列 $x[n]$ 和 $y[n]$, $x[n]$ 的自相关序列 $r_{xx}[l]$, $x[n]$ 和 $y[n]$ 的互相关序列 $r_{xy}[l]$, $x[n]$ 和 $y[n]$ 的相关系数 ρ_{xy} 分别见(8), (9)和(10)式.

$$r_{xx}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]x[n-l], l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (8)$$

$$r_{xy}[l] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]y[n-l], l = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (9)$$

$$\rho_{xy} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} x[n]y[n]}{\left(\sum_{n=0}^{\infty} x^2[n]\sum_{n=0}^{\infty} y^2[n]\right)^{1/2}} \quad (10)$$

3 实验

实验电路采用国际标准电路^[6]中的状态变量滤波器(state variable filter), 如图 3 所示. 器件参数:

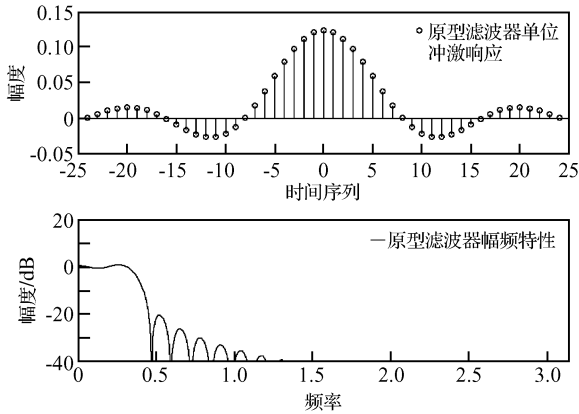


图 4 原型滤波器的单位脉冲响应和频率特性

Fig.4 Unit impulse response and frequency characteristic of generation filter

$R_1 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = 10\text{k}\Omega, R_2 = 1\text{k}\Omega, C_1 = C_2 = 20\text{nF}$.

对滤波器组的原型低通滤波器,本文采用加权最小平方方法.此方法的准则是使误差函数能量的平方值最小.实验中的余弦调制滤波器组的原型低通滤波器阶数 $N = 48$,通带截止频率 $\omega_p = 0.38\text{kHz}$,阻带截止频率 $\omega_s = 0.40\text{kHz}$,过渡带宽 $\rho = 0.01\text{kHz}$,最小阻带衰减为 20dB .在 Matlab 下设计出的原型低通滤波器的单位冲激响应和频率特性如图 4 所示.

本实验采用 8 子带滤波器组,当然本文方法支持采用多于或少于 8 个子带.图 5 示出了第四子带滤波器的单位脉冲响应和幅频特性.为节省篇幅,这里未画出其他子带.

为了提高测试的分辨率,特别是为了实现测试的自动化,接下来对子带滤波输出提取数字特征.

首先采用(7)式定义的序列能量作为特征量.将故障输出与正常输出经子带滤波后的能量,来验证特征量化的可信性.11 个硬故障下输出经子带滤波器后的子带序列能量见表 1,实验中共计算了 8 个子带,为节省篇幅,表 1 中仅给出了前三个子带的计算结果,因为用这三个子带已能说明问题.表 1 的第 1 列为故障序号,第二列为故障,“1&2 短路”表示节点 1 与节点 2 短路故障.8 个参数漂移故障下经滤波器组的子带序列能量 E_{falt} 和正常电路的能量 (E_{free})之比, $\text{Ratio} = E_{\text{falt}}/E_{\text{free}}$,见表 2.表 2 中第一行为 8 个参数漂移故障,“ $C_1 + 2\text{nF}$ ”表示电容 C_1 参数正偏移 2nF .

由表 1,就第一至第三子带滤波后的结果而言,在发生硬故障时,故障序列在能量方面整体远小于正常输出序列,最大能量比仅为 0.22.选择第一子带检测 #2 号故障,故障序列与无故障序列的能量比为 0.005;而选择第二子带检测 #2 故障,能量比

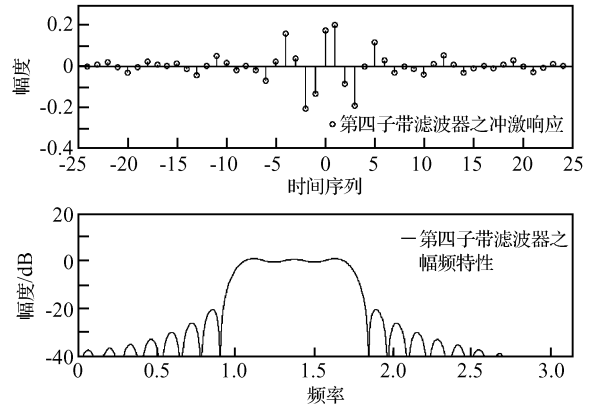


图 5 第四子带滤波器单位脉冲响应及频率特性

Fig.5 Unit impulse response and frequency characteristic of the 4th subband filter

为 0.004.由此得出,使用第一、第二子带,皆可以有效地检测出 #2 故障,但尤以使用第二子带更佳.对其他硬故障可作出类似分析.可见,利用本文的子带滤波方案加上子带序列能量计算,可以有效检测出硬故障.

然而,由表 2 可见,对于参数漂移故障,故障下子带序列能量与正常电路子带序列的能量之比在大多数情况下接近于 1,这意味着通过计算子带序列能量难以区分参数漂移型故障,原因在于:第一,迥然不同的序列可以具有很小的能量差异;第二,在能量计算时将噪声的能量也一起计入,降低了对故障的分辨率.所以下文采用相关分析测试参数漂移故障.

本文采用了(8),(9)和(10)式所定义的序列相关系数作为特征量.通过故障输出和正常输出序列的互相关序列,与正常输出的自相关序列,来验证特征量化的可信性.8 个参数漂移故障经 8 个子带滤波器后的相关系数如表 3 所示.

由表 3 可见,“ $R_1 - 1.0\text{k}\Omega$ ”参数故障经第一子带滤波后的序列与无故障序列的相关系数 $\rho_{xy} = 0.3105$,显然,故障序列与无故障序列的相关性较强,而在第 2、第 3、第 4、第 5 和第 7 个子带中的相关系数皆较小,特别是在第 4 子带中达到极低,仅为 0.0001,故障序列与无故障序列的相关性很弱.说明当发生此类故障时,故障输出和正常输出间的差异在第一个子带中的表现远远不及在第 2、第 3、第 4、第 5 和第 7 个子带中突出,从图 6 和图 7 也可以看出这点.图 6 是经第一子带滤波下的故障序列与正常序列的互相关序列(上图)及无故障输出的自相关序列(下图),差异不明显.图 7 是经第 4 子带滤波后的故障序列与正常序列的互相关序列(上图)以及无故障输出的自相关序列,差异明显.所以从可信度

表 1 11 个硬故障对三子带滤波序列的能量和正常时的对比

Table 1 Energy comparison of faulty sequence and normal one for 3 subbands filtering of 11 hard-faults

序号	故障	子带 1 (故障)	子带 1 (正常)	子带 2 (故障)	子带 2 (正常)	子带 3 (故障)	子带 3 (正常)
1	1&2 短路	189.0435	1.6726×10^4	6.3844	530.8373	0.6864	72.4927
2	2&3 短路	110.6361	2.0208×10^4	2.5191	630.5736	0.3750	86.3125
3	3&4 短路	72.4051	1.7690×10^4	2.2736	539.7249	0.3171	74.9743
4	2&4 短路	400.8603	1.9516×10^4	7.7754	614.1388	0.8192	83.5777
5	5&6 短路	160.2939	2.1030×10^4	2.3154	650.4952	0.1459	87.7700
6	4&6 短路	4.3945×10^3	1.5853×10^4	4.7894	500.2917	0.6128	68.6753
7	R_1 开路	0.0032	4.3155×10^3	0.0021	139.1157	1.1818×10^{-4}	18.6809
8	R_2 开路	4.3532×10^3	2.1030×10^4	28.2213	650.4952	1.7277	87.7700
9	R_4 开路	125.0118	1.2321×10^4	8.8731	382.3276	1.0785	49.9315
10	R_6 开路	89.8821	1.8731×10^4	2.3560	588.1291	0.2774	80.2981
11	R_7 开路	359.2819	1.6756×10^4	9.7594	531.3516	1.0840	72.5219

表 2 参数故障和正常下各子带滤波序列的能量比 ($E_{\text{falt}}/E_{\text{free}}$)

Table 2 Energy ratio of subband filtering sequence for parametric fault and normal circuit

故障 子带	$R_1 + 1.0\text{k}\Omega$	$R_1 - 1.0\text{k}\Omega$	$R_2 + 0.1\text{k}\Omega$	$R_2 - 0.1\text{k}\Omega$	$R_6 + 1.0\text{k}\Omega$	$R_7 - 1.0\text{k}\Omega$	$C_1 + 2\text{nF}$	$C_1 - 2\text{nF}$
#1 子带	0.8127	1.1853	1.2105	0.8214	0.9624	0.9463	0.9209	1.1773
#2 子带	0.9025	1.2491	1.2354	0.8626	1.0412	1.0274	0.9466	1.1673
#3 子带	1.0252	1.3598	1.2866	0.9170	1.2282	1.1195	1.0630	1.4867
#4 子带	1.0499	1.3588	1.2672	0.9411	1.1596	1.0946	0.8975	1.4450
#5 子带	0.7867	1.2131	1.1610	0.8112	0.8499	0.9661	0.8007	1.1181
#6 子带	0.7554	1.2656	1.2056	0.8234	0.9089	0.9884	0.6925	1.0626
#7 子带	0.8771	1.2905	1.3091	0.8217	1.0516	0.9805	0.8920	1.1589
#8 子带	0.9915	1.3915	1.5205	0.8767	1.1673	1.0483	1.2698	1.3672

表 3 对参数故障所作的相关分析

Table 3 Correlation analysis of parametric fault

故障 子带	$R_1 + 1.0\text{k}\Omega$	$R_1 - 1.0\text{k}\Omega$	$R_2 + 0.1\text{k}\Omega$	$R_2 - 0.1\text{k}\Omega$	$R_6 + 1.0\text{k}\Omega$	$R_7 - 1.0\text{k}\Omega$	$C_1 + 2\text{nF}$	$C_1 - 2\text{nF}$
#1 子带	0.3038	0.3105	0.5242	0.7900	0.7053	0.5057	0.6306	0.8065
#2 子带	0.0663	0.0101	0.0967	0.1418	0.2909	0.1288	0.0969	0.2081
#3 子带	0.0591	0.0454	0.1513	0.0191	0.0757	0.1259	0.0383	0.0393
#4 子带	0.0813	0.0001	0.0464	0.0453	0.0072	0.1925	0.0053	0.0449
#5 子带	0.0925	0.0300	0.0942	0.0058	0.1088	0.1210	0.0554	0.0344
#6 子带	0.0523	0.1298	0.0849	0.1587	0.1767	0.2061	0.1295	0.1695
#7 子带	0.1129	0.0034	0.0257	0.1591	0.0213	0.0367	0.0684	0.0901
#8 子带	0.0705	0.0998	0.0939	0.0427	0.0601	0.0583	0.0389	0.0585

考虑,对 R_1 参数漂移故障的测试不应依据第一个子带进行,而应选择第 2、第 3、第 4、第 5 和第 7 中的一个子带进行,尤以第 4 个子带为最佳.同一个参数漂移在不同的子带中有不同的分辨率,测试应在分辨率高的子带中进行.同理可以对表 3 中其他故障在不同子带中的表现作出分析.

为了验证相关分析对诊断硬故障的适用性,对 11 个硬故障进行了实验,效果良好,结果见表 4.例如,节点 2 和节点 4 的短路故障在子带 5 中相关系数仅为 -0.0007 ,说明此故障在这个子带中分辨率高.同理可以对表 4 中其他故障在不同子带中的分

辨率作出分析.

为了进一步验证确立本文方法的优势,实验研究还和文献[7]中的方法进行了对比,结果如表 5 所示.文献[7]的方法和本文方法的显著区别在于:(1)文献[7]中采用数字积分作为故障特征提取,而本文采用正常序列和故障响应序列的互相关系数作为故障特征;(2)本文采用余弦调制技术实现子带滤波,而文献[7]采用的是小波滤波器组.这里所进行的对比的可比性通过以下三个条件得以保证:(1)对比中采用了相同的实验电路,并且针对相同的故障;(2)实验中的输入信号频率、采样频率和采样点数与文

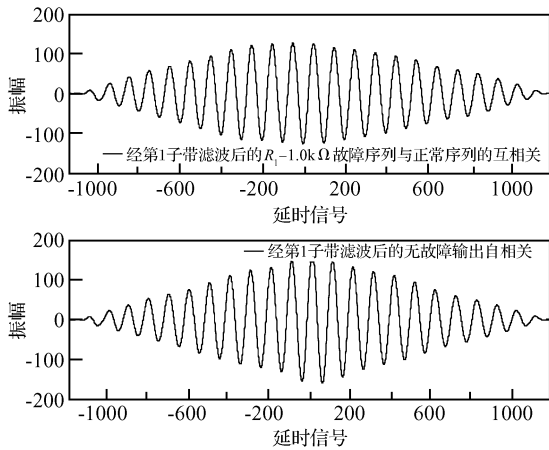


图 6 经第 1 子带滤波后的故障序列与无故障输出序列的相关性

Fig.6 Correlation of faulty and fault-free sequences after the 1st subband's filtering

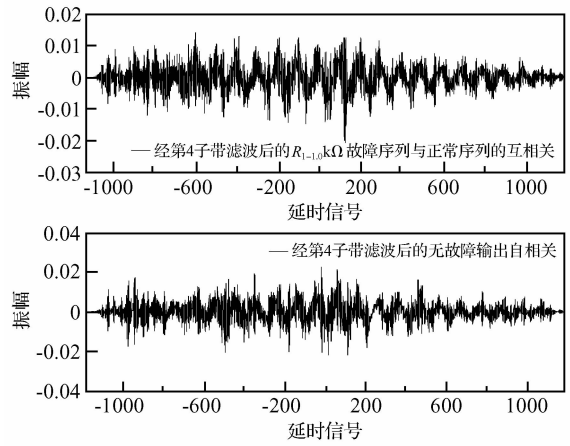


图 7 经第 4 子带滤波后的故障序列与无故障输出序列的相关性

Fig.7 Correlation of faulty and fault-free sequences after the 4th subband's filtering

献[7]完全一致；(3) 文献[7]的实验结果中给出了正常特征和故障特征的相对差异(以百分比给出)，以表征对应方法诊断故障的分辨率，此数值越大，说明故障特征和正常电路特征间的差异越大，差异越大，说明对故障的分辨率越高。本文的实验同样给出本文方法下的这一故障分辨率指标，并进行了对比。

表 5 中的第 1 列为故障序号，各序号所对应的故障和表 4 一致；第 2、第 3 和第 4 列分别为文献[7]中采用 Antonini 小波的故障特征、正常特征和故障特征的相对差异、对应子带；第 5、第 6 和第 7 列为文献[7]中采用 Haar 小波得到的结果，各列的含义分别和第 2、第 3、第 4 列一致；第 8 和第 9 列分别为采用本文方法所得到的故障特征相对差异最小值及对应的滤波子带；第 10 和第 11 列分别为采用本文方法所得到的故障特征相对差异最大值及对应的滤波子带。

由表 5 可见，采用本文方法的故障特征相对差

异最大值(第 10 列)皆远远大于采用文献[7]方法所得到的最大值。特别值得一提的是，采用本文方法时，除序号为“5”和“6”的故障的故障特征相对差异最小值略低于文献[7]的 Antonini 小波方法外，即使是本文方法的故障特征相对差异最小值皆普遍高于采用文献[7]得到的故障特征相对差异最大值。上述事实已充分说明本文方法的故障分辨率远高于文献[7]。

进一步分析可以得出，本文方法对故障的高分辨率来源于两方面：第一，本文采用的是正常序列和故障序列的相关系数作为故障特征，而文献[7]采用的是数字积分值作为故障特征，从两者的数学含义本身来看，本文方法对噪声的抑制能力明显优于文献[7]；对序列的相关运算可以发现两序列间的微小差异，而不同的序列可以对应相同的数字积分，使本文方法产生故障混叠的概率远远低于文献[7]的方法。

表 4 用相关分析对硬故障的诊断结果

Table 4 Diagnosis results of hard-faults by correlation analysis

序号	故障	子带 1	子带 2	子带 3	子带 4	子带 5	子带 6	子带 7	子带 8
1	1&2 短路	0.0813	0.0403	-0.0227	-0.0999	-0.0468	-0.0317	-0.0706	-0.0014
2	2&3 短路	0.3512	-0.0863	0.0324	-0.0880	0.0731	0.0515	-0.0246	-0.0381
3	3&4 短路	0.0725	0.0796	0.0266	0.0566	-0.0048	-0.0830	0.0036	-0.0184
4	2&4 短路	0.0720	-0.0992	0.0099	-0.0493	-0.0007	0.0565	0.0377	-0.0542
5	5&6 短路	-0.1113	-0.1083	0.0095	-0.0111	-0.0688	-0.0845	-0.0010	0.1334
6	4&6 短路	-0.0129	-0.0130	-0.0248	0.0209	0.0419	-0.0025	-0.0128	0.1522
7	R ₁ 开路	0.0484	-0.0545	0.0636	0.0184	-0.1010	0.0527	0.0433	-0.0229
8	R ₂ 开路	0.0036	0.1151	-0.0503	-0.0377	-0.0662	-0.0753	-0.0432	-0.0336
9	R ₄ 开路	0.0902	0.0544	0.1209	-0.0132	0.0018	0.0459	0.0258	-0.1468
10	R ₆ 开路	0.0709	0.0383	-0.0092	0.0374	-0.0321	0.0358	0.0193	0.0254
11	R ₇ 开路	0.0761	-0.0020	0.0903	0.1263	0.0598	-0.0028	-0.0192	0.0435

表 5 本文方法和文献[7]的对比
Table 5 Results of comparing approach presented with ones in Ref.[7]

故障号	文献[7]方法						本文方法			
	Antonini 小波	差异/%	子带	Haar 小波	差异/%	子带	最小/%	子带	最大/%	子带
1	7.3	-48	LP5	121	-41	LP5	901	4	71329	8
2	5.9	-34	HP2	289	-34	HP5	185	1	3965	7
3	8.0	-43	LP5	122	-41	LP5	1105	6	27678	7
4	23.6	165	HP2	159	20	HP1	908	2	142757	5
5	147.0	943	LP5	1076	422	LP5	650	8	99900	7
6	282.8	1913	LP5	2093	916	LP5	1624	8	39900	6
7	0.2	-99	LP5	6.1	-99	HP3	890	5	5335	4
8	7.0	55	HP1	826	12	HP4	769	2	27678	1
9	8.1	-42	LP5	132	-36	LP5	581	8	55456	5
10	2.6	-71	HP2	70.7	-66	HP5	1310	1	10770	3
11	20.4	130	HP2	258	25	LP5	779	4	49900	2

本文方法的另一特点在于:借助表 3 中多子带中的互相关系数,可以对参数型故障进行区分.如表 3 中,电阻 R_1 正偏 $1.0\text{k}\Omega$ 和负偏 $1.0\text{k}\Omega$ 在 #4 子带中的相关系数皆较低,似乎不能区分了,但在 #7 子带中的差异明显,这种情况借助其他子带可以区分.

4 结论

元件参数的容差、非线性效应的客观存在、更难以模型化的故障类型、宽广的测试规范以及集成度和复杂度的持续提高是造成模拟集成电路测试困难的主要原因之一.其中对元件参数偏移及参数型故障的测试又是其中的难题,国内外工程界和学术界对其研究从未松懈.本文提出了一种基于数字信号处理的模拟 VLSI 电路测试方法.将测试响应经余弦调制实现的数字滤波器组完成子带滤波,随后对各子带滤波后的序列进行能量计算和相关分析,完成模拟响应的数字特征提取.对国际标准电路的实验表明,对各滤波子序列计算能量适合于检测硬故障,对滤波子序列进行相关分析既适合诊断软故障(参数型故障),又适合诊断硬故障,特别是对参数偏差的测试具有高分辨率,并且容易实现测试自动化.

本文还和文献[7]中的方法进行了对比,实验表明本文方法对故障的分辨率远远高于文献[7].

参考文献

- [1] Varaprasad B K S V L, Patnaik L M, Jamadagni H S, et al. A new ATPG technique (Expotan) for testing analog circuits. IEEE Trans Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, 2007, 26(1): 189
- [2] Miura Y, Kato J. Fault diagnosis of analog circuits based on adaptive test and output characteristics. The 21st IEEE International Symposium on Defect and Fault Tolerance in VLSI Systems (DFT'06), 2006: 410
- [3] Slamani M, Kaminska B. Multifrequency analysis of faults in analog circuits. IEEE Design & Test of Computers, 1995, 12(2): 70
- [4] Zhen G, Jacob S. Coefficient-based test of parametric faults in analog circuits. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 2006, 55(1): 150
- [5] Diniz P S R, Silva E A B da, Netto S L. Digital signal processing: system analysis and design. Cambridge University Press, 2002: Chap4
- [6] Kaminska B, Arabi K, Bell I, et al. Analog and mixed-signal Benchmark circuits-first release. Proceeding of the International Test Conference, 1997: 183
- [7] Roh J, Abraham J A. Subband filtering for time and frequency analysis of mixed-signal circuit testing. IEEE Trans Instrumentation and Measurement, 2004, 53(2): 602

A Correlation Analysis Approach Based Fault Diagnosis of Analog VLSI Circuits *

Xie Yongle[†]

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Aimed at improving test accuracy of analog VLSI circuits, an approach based on digital signal processing (DSP) is presented. Sub-band filtering to test response signals is achieved with a filter bank implemented by Cosine modulation. Energy computing and correlation analysis follow sequences acquired from sub-band filtering. Consequently, digital signature extraction to analog response signal is executed. Experiments to 19 faults in an international Benchmark circuit show that energy computation of a sub-band sequence is applicable for diagnosing hard faults, and correlation analysis has high effectiveness for both hard faults and soft faults. It is also shown that the fault resolution of the approach presented in this paper is much higher than the one reported in Ref. [7].

Key words: testing of analog circuits; fault diagnosis; sub-band filtering; Cosine modulation

EEACC: 0170J

Article ID: 0253-4177(2007)12-1999-07

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 90407007)

[†] Corresponding author. Email: xieyongle@uestc.edu.cn

Received 10 May 2007, revised manuscript received 30 July 2007