

用谱半径和迹实现模拟电路故障诊断与参数辨识

周启忠^{1,2}, 谢永乐¹, 谢 暄¹

(1 电子科技大学 自动化工程学院, 四川 成都 611731; 2 宜宾学院 物理与电子工程学院, 四川 宜宾 644007)

摘 要: 为解决模拟电路参数辨识困难和故障诊断成本高的问题, 提出一种基于矩阵的迹和谱半径的模拟电路故障诊断和参数辨识方法。该方法以矩阵理论为支撑, 把被测电路输出电压的时间序列组成响应矩阵, 以响应矩阵的谱半径和迹随被诊断器件参数的变化而变化的对应关系为基础, 建立了故障模型。该模型将故障检测、故障定位和参数辨识一体化处理, 具有易于工程实施的优点, 解决了基于数字信号处理与人工智能的方法难以实现模拟电路故障参数辨识的不足。实验结果表明该方法的故障定位和故障参数辨识精度高, 计算时间开销小, 测试成本低。

关键词: 模拟电路; 故障诊断; 参数辨识; 谱半径; 迹

中图分类号: TP206⁺.3

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2016)11-0109-05

Using Spectral Radius with Trace to Achieve Fault Diagnosis and Parametric Identification for Analog Circuits

ZHOU Qi-zhong^{1,2}, XIE Yong-le¹, XIE Xuan¹

(1 School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

2 School of Physics and Electronic Engineering, Yibin University, Yibin 644007, China)

Abstract: To realize the parameter identification and reduce the fault diagnosis cost of analog circuits, a methodology on fault location and parameter identification method for analog circuits based on the spectral radius and trace is proposed. Applying of matrix theory, the fault diagnosis model is established according to the correspondence between the fault device parameter variations and the change of the spectral radius and trace of response matrix of circuit under test (CUT). The fault detection, fault localization and parameter identification are integrated into one framework, so, the proposed method has the characters of low test cost and easy implementation. Experimental results show that this method is effective and the fault diagnosis accuracy and computational time overhead are satisfactory.

Key words: analog circuit; fault diagnosis; parameter identification; spectral radius; trace

1 引言

近年在模拟电路故障检测和故障定位上, 提出了许多基于数字信号处理(DSP), 以及结合 DSP 与人工智能(如人工神经网络)的方法, 但是这类方法难以进行故障定位^[1]; 对非线性关系的线性近似法能实现故障定位^[2], 但对电路中的非线性效应的处理结果不理想; 小波变换具有良好的时频分辨率^[3], 但计算比较复杂。其他可以实现模拟电路故障检测

和定位的方法^[4-7]在模拟电路故障检测和故障定位上具有优势, 但也对故障参数辨识的效果欠佳。

目前与模拟电路故障参数辨识相关的技术鲜有报道, 亟待高效的新方法和技术措施。

为了实现模拟电路故障检测、故障定位和故障参数辨识, 本文不同于基于 DSP 与人工智能的方法, 而是从代数学观点出发, 提出一种能完成模拟电路故障诊断与元件参数辨识的方法, 具体而言, 该方法通过分析被测电路测试响应矩阵的本征值随器件

参数的变化而变化的关系,以矩阵的迹和谱半径为故障特征,建立故障模型,完成模拟电路故障检测、故障定位和故障参数辨识的一体化处理。

2 方法原理

2.1 器件参数与响应矩阵本征值间有对应关系

$Y(nT_s)$ 表示被测电路输出电压响应信号 $Y(t)$ 的采样序列, T_s 是采样周期,如果 n 取 1 到 $k \times k$ 的整数,当 $k \geq 2$ 时,序列 $Y(nT_s)$ 可以表示成一个 k 阶方阵如(1)所示:

$$\begin{pmatrix} Y(T_s) & Y((k+1)T_s) & \cdots & Y(k \times (k-1)T_s) \\ Y(2T_s) & Y((k+2)T_s) & \cdots & Y(k \times (k-1)+1)T_s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y(kT_s) & Y(2kT_s) & \cdots & Y(k \times k)T_s) \end{pmatrix} \quad (1)$$

后面称这个方阵为响应矩阵 $\mathbf{A}$,它具有明确的物理意义:行元素代表 k 倍下抽样频率的采样值,列元素代表一个时间段内的连续采样值。相同测试条件下,被测电路同一测试点上的输出响应随器件参数的变化而变化,这种变化体现为矩阵 $\mathbf{A}$ 的元素的扰动。

矩阵扰动理论中的 Rouché's 理论^[8]表明:矩阵的本征值是矩阵元素的连续函数。若矩阵 $\mathbf{A} = (a_{ij}) \in C^{n \times n}$,定义变量

$$a'_i = (a_{i1}, \cdots, a_{i,i-1}, a_{i,i+1}, \cdots, a_{in})^T \quad (2)$$

$$G_i(\mathbf{A}) = \{z \in C: |z - a_{ii}| \leq \|a'_i\|_1\}, i = 1, \cdots, n \quad (3)$$

那么,由盖尔圆盘定理可知矩阵 $\mathbf{A}$ 的所有本征值 $\lambda(\mathbf{A})$ 满足

$$\lambda(\mathbf{A}) \subset \bigcup_{i=1}^n G_i(\mathbf{A}) \quad (4)$$

另外,Ostrowski 定理给出了矩阵本征值扰动的上界与矩阵元素扰动的动量之间的关系:

$$|\lambda' - \lambda| < (n+2)(n^2\epsilon)^{\frac{1}{n}} \quad (5)$$

这里, λ' 是矩阵 $(\mathbf{A} + \epsilon\mathbf{B})$ 的本征值, λ 是矩阵 $\mathbf{A}$ 的本征值, ϵ 是任意大于 0 的常数,矩阵 $\mathbf{A}$ 与 $\mathbf{B}$ 的元素满足 $|a_{ij}| < 1, |b_{ij}| < 1, n$ 是矩阵的阶。式(4)和(5)表明:矩阵元素的变化量与矩阵本征值变化量之间存在一一对应关系。因为响应矩阵元素随电路器件参数的变化而变化,所以器件参数的变化与响应矩阵本征值的扰动之间具有一定的对应关系。这从理论上可通过测前仿真找到被测电路参数变化与响应矩阵本征值扰动之间的对应情况,建立故障模型,实现故障诊断和参数辨识。

2.2 以响应矩阵的谱半径和迹作为故障特征

如直接用响应矩阵的本征值作为故障特征建立故障模型,有两个困难:(1) n 阶方阵有 n 个本征值,每个本征值建立一个模型的话,计算量复杂,如果只取部分本征值的话,会丢失一些特征信息;(2) 量子力学理论表明可观测物理量可用一个厄密算符表示,并且该算符只有实数本征值。这从理论上说明由 $Y(nT_s)$ 构成的响应矩阵 $\mathbf{A}$ 的本征值是实数。但在实际测试中总会存在测试误差的,误差的影响可能导致响应矩阵的本征值不全是实数。这样就难以在实坐标系下建立故障模型。在复平面建立故障模型必然增加计算难度,提高测试成本,降低方法的实用性。

矩阵本征值的全体构成的集合称为矩阵的谱,记为 $\sigma(\mathbf{A})$,谱半径 $\rho(\mathbf{A})$ 定义为

$$\rho(\mathbf{A}) = \sup\{|\lambda| : \lambda \in \sigma(\mathbf{A})\} \quad (6)$$

式(6)说明 $\rho(\mathbf{A})$ 总是实数,所以用 $\rho(\mathbf{A})$ 作为故障特征,能解决本征值受误差影响而不全是实数的问题,但不同器件的参数偏离标称值连续变化时,所对应的 $\rho(\mathbf{A})$ 在实数域有交集,所以只用 $\rho(\mathbf{A})$ 作为故障特征,故障覆盖率低,更不能进行参数辨识。考虑到矩阵的迹等于矩阵本征值之和,即

$$\text{tr}\mathbf{A} = \sum_{p=1}^n \lambda_p \quad (7)$$

这里 λ_p 表示矩阵 $\mathbf{A}$ 的第 p 个本征值。因为矩阵的复本征值是成共轭对形式出现的,所以实矩阵的迹总是实数,而且式(7)说明矩阵的迹是矩阵的谱 $\sigma(\mathbf{A})$ 的元素和,能反映本征值的总体情况。如只用 $\text{tr}\mathbf{A}$ 作为故障特征,同只用 $\rho(\mathbf{A})$ 作为故障特征一样,具有故障覆盖率低的不足,不能进行参数辨识的问题。

$\rho(\mathbf{A})$ 和 $\text{tr}\mathbf{A}$ 与矩阵的本征值之间的关系决定了这两个故障特征都与电路参数有对应关系,而且不同的器件发生参数变化时,即使响应矩阵间的 $\rho(\mathbf{A})$ 有相同的情况,但很少有 $\rho(\mathbf{A})$ 和 $\text{tr}\mathbf{A}$ 两个量同时相同的情况,所以从理论上讲,用 $\rho(\mathbf{A})$ 和 $\text{tr}\mathbf{A}$ 这两个观测量作为故障特征,以二者随器件参数的变化而变化的关系函数为基础,建立故障模型,能进行故障定位和故障参数辨识。

3 故障模型

3.1 基于测前仿真建立的故障模型

仿真 Tow-Thomas 带通滤波器电路,它的四个无源器件的参数分别从它的标称值的 70%~130%

以 3% 的步进变化,共 84 个状态,得到 84 个响应矩阵对应的 84 个迹和 84 个谱半径,每个器件分别对应 21 个迹和 21 个谱半径.四个器件对应的迹和谱半径随参数变化而变化的情况如图 1 所示.图 1 的横坐标表示器件的归一化参数值,将器件参数进行归一化处理的目的是避免不同器件的参数大小和单位不同而难以建立统一的故障模型.图 1 所示的每个器件对应的迹和谱半径随器件归一化参数变化而变化的关系,可以用二阶方程近似表示如下:

$$\sigma_{i,j} = a_i x_{i,j}^2 + b_i x_{i,j} + c_i \tag{8}$$

$$\rho_{i,j} = a'_i x_{i,j}^2 + b'_i x_{i,j} + c'_i \tag{9}$$

这里,“ $x_{i,j}$ 、 $\sigma_{i,j}$ 和 $\rho_{i,j}$ ” 分别表示与第 i 个器件的第 j 个参数状态相对应的“归一化器件参数、响应矩阵的迹和响应矩阵的谱半径”; a_i, b_i, c_i 和 a'_i, b'_i, c'_i 是方程系数.

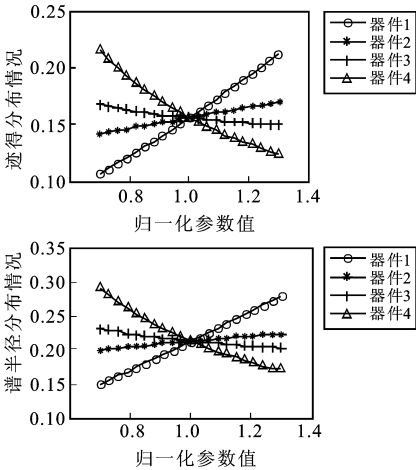


图 1 迹和谱半径的分布情况

对编号为 p 的器件仿真 n (j 的值从 1 取到 n) 个参数状态,可得到对应 n 个 $\sigma_{p,j}$ 和 n 个 $\rho_{p,j}$.对这 n 个 $\sigma_{p,j}$ 和 n 个 $\rho_{p,j}$ 分别进行最小二乘拟合可以得到对应的方程(8)和(9)中 $i = p$ 时对应的系数 a_p, b_p, c_p 和 a'_p, b'_p, c'_p .依次对每个要诊断的器件进行上述仿真和计算,可以得到所有要诊断的器件对应的方程系数 a_i, b_i, c_i 和 a'_i, b'_i, c'_i ,这样就建立了基于测前仿真的故障模型,该模型能反映输出响应矩阵的迹和谱半径随器件参数变化而变化的对应关系.

3.2 能减少参数容差影响的故障模型

因为老化、材料性能、生产工艺,以及温湿度环境变化等因素的影响,模拟器件的实际参数与标称值之间存在一定差异,这种差异称为容差.要保证方法的实用性,必须考虑容差的影响,下面介绍容差对 3.1 节介绍的仿真模型的影响和该故障模型的改进

方法.

图 2 描述的是国际标准电路 Tow-Thomas 带通滤波器^[9]中一个电阻和一个电容的参数变化时,容差对响应矩阵的迹和谱半径的影响情况.左图中, F 和 G 是通过测前仿真获得的一个电阻和一个电容的参数变化时,对应的迹的变化的曲线.实际电路受容差的影响,对应的迹和谱半径的变化曲线(用“○”和“*”标识的曲线 G_1 和 F_1)与 F 和 G 不重合,与通过测前仿真获得的故障模型存在一定的偏移,不同的容差对应的偏移量不同,这种偏移会影响诊断精确度,比如图中 G 与 F_1 的交点 (x, y) ,本来是 与 F_1 对应的电阻发生故障,如果用测前仿真模型 F 和 G 进行诊断,会得到与 G 对应的电容发生故障,结果错误.同理,右图中的谱半径受容差的影响也存在相似情况.下面先证明容差引起故障模型偏移的量与器件参数变化量之间满足近似线性的关系,然后介绍如何采用线性补偿法,从测前仿真故障模型得到能减少容差影响的故障模型.

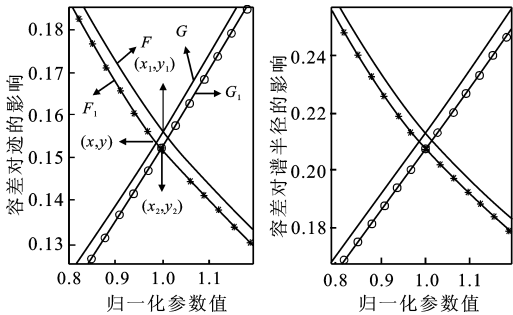


图 2 容差对故障模型的影响

把响应矩阵 A 看成是欧几里得空间上的实映射,实欧几里得空间 X 的任意 j 维线性子空间 S (满足 $\dim S = j$), X 满足以下 $j - 1$ 个标量积条件:

$$(x, f_i) = 0, i = 1, \dots, j - 1 \tag{10}$$

这里 f_i 是 A 的第 i 个本征值所对应的本征向量.根据 X 的子空间在线性映射 T 下的象是 U 的子空间,如果 $\dim U < \dim X$,则存在 $x \neq 0$,使得 $Tx = 0$.每个 j 维子空间 S 都包含满足式(10)中 $j - 1$ 个线性条件的非零向量 x .因此,在 x 按 A 的本征向量展开的公式 $y = \sum z_j f_j$ 中,前 $j - 1$ 个本征向量的系数为零, X 中的任意向量 Y 都可以表示成本征向量 f_i 的线性组合.即

$$\frac{(x, Ax)}{(x, x)} = \frac{\sum \lambda_i z_i^2}{\sum z_i^2}, \tag{11}$$

这里, $x \in X$, 标量积 (x, Ax) 和 (x, x) 是双线性

映射函数, $\frac{(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})}{(\mathbf{x}, \mathbf{x})}$ 是瑞利商, z_i 是实系数(对任意 $i < j$, 有 $z_i = 0$). 取 $\mathbf{A}$ 的本征值从小到大依次为 $\lambda_1, \dots, \lambda_n$, 则 $\frac{(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})}{(\mathbf{x}, \mathbf{x})} \geq \lambda_j$ 成立, 即

$$\max_{\mathbf{x} \in S} \frac{(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})}{(\mathbf{x}, \mathbf{x})} \geq \lambda_j \quad (12)$$

另外, S 可以由 $f_1, \dots, f_j$ 张成的空间, 其中每个向量都形如 $\sum_1^j z_i f_i$. 对任意 $i \leq j$ 都有 $\lambda_i \leq \lambda_j$, 所以由式(11)可得:

$$\lambda_j \geq \frac{(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})}{(\mathbf{x}, \mathbf{x})} \quad (13)$$

根据式(12)和(13)得

$$\lambda_j = \min_{\dim S=j} \max_{\mathbf{x} \in S, \mathbf{x} \neq 0} \frac{(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})}{(\mathbf{x}, \mathbf{x})} \quad (14)$$

因为标量积 $(\mathbf{x}, \mathbf{Ax})$ 和 $(\mathbf{x}, \mathbf{x})$ 的最高次项是 x^2 , 所以对式(14)求导可得 $\Delta \lambda_i$ 的最高次项为 x . 这样, 即使受量化误差等测试和计算误差的影响, 响应矩阵的本征值的变化与参数 x 的变化之间也具有近似的线性对应关系. 又因为矩阵的迹在数值上等于矩阵所有本征值之和, 所以被测电路响应矩阵的迹和谱半径的变化都和器件参数的变化之间存在近似的线性关系.

图2左图中的点 (x_1, y_1) 对应器件参数为标称值的无故障状态, 通过仿真可以获得; 点 (x_2, y_2) 对应实际电路参数存在容差影响的无故障状态, 通过测量正常工作的被测电路可以获得. 假定被测电路正常工作状态的器件的归一化参数值仍为1, 那么, 点 (x_1, y_1) 和 (x_2, y_2) 的横坐标 x_1 和 x_2 都为1, 纵坐标 y_1 和 y_2 之间具有一个偏移量. 同样, 图2右图描述的谱半径也存在相同情况, 如果通过测前仿真获得的故障模型和实际的故障模型的无故障状态对应的谱半径分别用 y'_1 和 y'_2 表示, 那么能减少容差影响的故障模型可以表示为

$$\sigma_{i,j} = a_i x_{i,j}^2 + b_i x_{i,j} + d_i \quad (15)$$

$$\rho_{i,j} = a'_i x_{i,j}^2 + b'_i x_{i,j} + d'_i \quad (16)$$

这里, $d_i = c_i - y_1 + y_2$, $d'_i = c'_i - y'_1 + y'_2$, 即对方程(8)和(9)描述的测前仿真故障模型进行了线性补偿. 这种补偿虽然不能完全消除容差的影响, 但是能确保故障模型中曲线的交点总在实际电路的无故障状态, 所以可以解决前面介绍的图2中交点 (x, y) 会得到错误结果的问题, 提高故障定位的准确性.

采用最小误差准则, 找到方程(15)和(16)描述的故障模型中与实际电路输出响应矩阵的迹和谱半

径最匹配的一组曲线, 可实现故障诊断和参数辨识, 下面介绍具体过程.

4 故障诊断与参数辨识过程

诊断过程和具体步骤如下.

(1) 得到测前仿真故障模型. 对要诊断的 p 个器件编号, 即 $i = 1, \dots, p$, 通过仿真和计算获得方程(8)和(9)的系数 a_i, b_i, c_i 与 a'_i, b'_i, c'_i , 以及与标称值状态对应的迹和谱半径 y_1, y'_1 ;

(2) 得到能减少容差影响的故障模型. 测试实际电路的正常输出, 计算响应矩阵的迹和谱半径 y_2 和 y'_2 , 由 $d_i = c_i - y_1 + y_2$, $d'_i = c'_i - y'_1 + y'_2$, 得出方程(15)和(16)的系数 a_i, b_i, d_i 和 a'_i, b'_i, d'_i ;

(3) 测试. 测试被测电路输出响应, 算出响应矩阵 $\mathbf{A}$ 的迹和谱半径, 记为 σ 和 ρ ;

(4) 计算. 用 σ 代替方程(15)中的 $\sigma_{i,j}$ 后, 再分别把步骤(2)获得的 a_i, b_i, d_i 按下标 i 从1到 P 依次取值, 得到 P 个在归一化参数取值范围内的非负实数解, 记为 $x_i, i = 1, \dots, p$. 用 x_i 替换方程(16)中的 $x_{i,j}$, 这里不考虑下标 j 是因为步骤(3)中的一个测试结果只对应电路的某一个参数状态. 由 P 个 x_i 和 P 组 a'_i, b'_i, d'_i 构成的 P 个方程组可算出 P 个可能的谱半径值, 记为 ρ_i . 这 P 个可能的谱半径值 ρ_i 与实际的谱半径值 ρ 之间的误差: $\Delta \rho_i = |\rho - \rho_i|$, 用冒泡法找出 $\Delta \rho_i$ 中最小的元素 $\Delta \rho_q$;

(5) 故障诊断和参数辨识. 判断步骤(4)中算得的 x_i 中与 $\Delta \rho_i$ 中最小的元素 $\Delta \rho_q$ 的下标 q 相对应的元素 x_q 的取值大小. 如果 x_q 超过器件 q 的容差允许范围对应的归一化参数值, 则器件 q 发生故障, 故障参数辨识结果为 x_q , 否则电路为无故障状态.

5 实验结果

选取国际标准电路中的跳蛙低通滤波器^[9]电路作为实测电路. 电路中器件的标称值和电路结构如图3所示, U1到U5是5个运算放大器, 器件的容差限是标称参数的 $\pm 5\%$, 器件 R_4, C_2, R_{12} 和 R_{17} 是待诊断和参数辨识的器件, 激励信号是幅度为5V, 频率为1kHz的正弦电压, V_{out} 为测试输出端. 用信号源 YB1603 加入真实的激励信号, 用 NI 公司 USB-9201 数据采集器对被测电路采样获得响应输出信号. 在3GHz处理器、1GB随机存取器的个人电脑上用 Matlab 工具软件中进行响应信号处理. 图4是诊断系统连接图和实际制作的跳蛙滤波器电路.

将 R_4, C_2, R_{12} 和 R_{17} 分别从1到4进行编号. 测前仿真阶段,在HSPICE软件中对每个器件仿真7个参数状态,即每个器件的取值在标称值的70%到130%间以10%的步进改变. 每一个器件对应的7个输出响应信号构成7个响应矩阵后,算得7个谱半径和7个迹,分别对这7个谱半径和7个迹进行最小二乘拟合,得到这个器件的迹和谱半径随器件归一化参数变化而变化的曲线方程系数. 依次对四个器件进行相同的处理,得到要诊断的四个器件的测前仿真故障模型中的方程系数 a_i, b_i, c_i 与 a'_i, b'_i, c'_i ,以及标称值状态对应的迹和谱半径 $y_1 = 0.155\ 9, y_2 = 0.212\ 7$. 然后测量实际电路正常输出响应,算出对应的迹和谱半径 $y'_1 = 0.150\ 8, y'_2 = 0.205\ 7$ 后,得到方程(15)和(16)描述的故障模型中的方程系数 a_i, b_i, d_i 和 a'_i, b'_i, d'_i . 具体数值如表1所示.

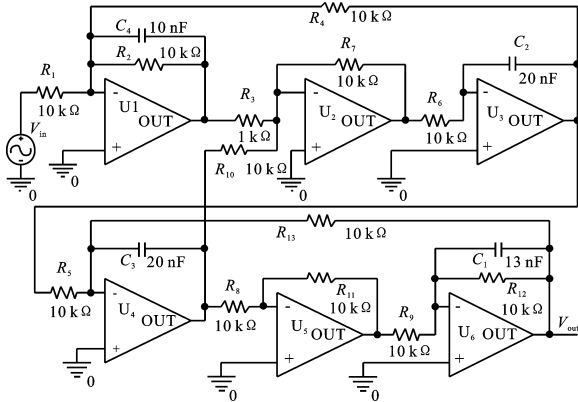


图3 跳蛙滤波器电路

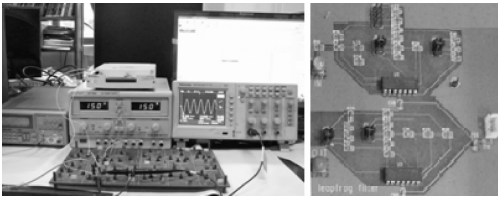


图4 诊断系统连接图和实测电路

表1 诊断过程中的部分参数值

参数	器件1 (R_4)	器件2 (C_2)	器件3 (R_{12})	器件3 (R_{17})
a_i	0.034 5	-0.005 4	0.153 6	0.028 9
b_i	0.106 8	0.056 3	-0.456 9	-0.086 1
c_i	0.014 7	0.105 1	0.459 0	0.213 0
a'_i	0.027 7	-0.008 6	0.202 5	0.047 0
b'_i	0.160 7	0.056 6	-0.601 9	-0.139 3
c'_i	0.023 7	0.164 2	0.611 9	0.305 0
d_i	0.009 6	0.100 0	0.453 9	0.207 9
d'_i	0.016 7	0.157 2	0.604 9	0.298 0

为检验所提方法的实际效果,实验中对每个器件的多个参数状态进行故障诊断和参数辨识. 用可调电阻代替 R_4, R_{12}, R_{17} ,用可调电容代替 C_2 进行故障注入. 具体注入方式是把 R_4, R_{12}, R_{17} 和 C_2 四个器件的参数都从它们标称值的70%~130%以3%的步进变化,每个器件对应21种参数状态,共对84个参数状态进行故障定位和参数辨识.

用 $\Delta\rho_i = |\rho - \rho_i|$ 计算得到的 $\Delta\rho_i$ 的结果. $\Delta\rho_i$ 中最小的元素与器件参数发生改变的器件对应. 该方法能够正确地进行故障定位.

实验中,84个参数状态的故障定位全部正确,故障参数辨识的最大误差为2.37%.

将本方法与最近提出的几种模拟电路故障诊断方法进行比较的结果如表2所示. 结果表明,本方法在故障定位准确率上与其他方法一样都比较高,但所需测试点比较少. 在计算时间开销上仅仅比使用熵的方法多一点,但功能上多了参数辨识功能.

表2 与不同方法间的比较

比较内容	熵方法	遗传算法	文献[6]	本方法
计算时间/ms	82	193	129	114
故障定位/%	100	100	100	100
参数辨识	不能	不能	不能	能
测试点数	6	7	6	5

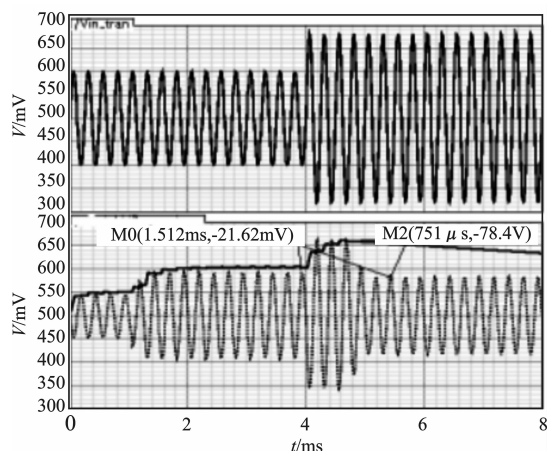
6 结束语

本文从矩阵分析理论出发,证明了线性模拟电路的输出响应矩阵的迹和谱半径与器件参数变化之间具有对应关系,由此建立了能把故障检测、故障定位和故障参数辨识一体化处理的故障模型. 实验结果表明应用该模型进行故障诊断和参数辨识的准确度高,计算时间开销小,所需测试节点较少,可满足复杂模拟电路和测试点少的模拟集成电路的故障诊断和参数辨识需求.

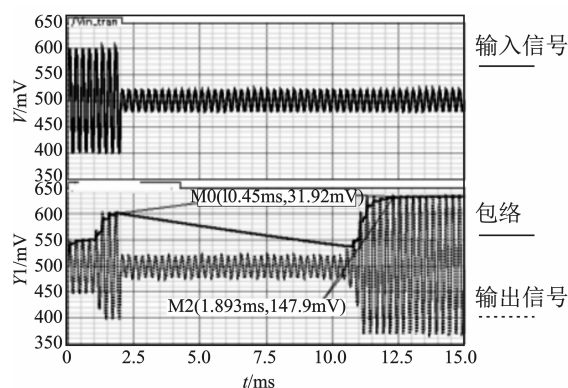
参考文献:

[1] Roh J, Abraham J A. Subband filtering for time and frequency analysis of mixed-signal circuit testing[J]. IEEE Trans Instrum Meas,2004, 53(2): 602-611.

[2] Farzan Aminian, Mehran Aminian, Collins H W. Analog fault diagnosis of actual circuits using neural networks[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(3): 544-550.



(a)信号幅度变大



(b)信号幅度变小

图 12 信号幅度变化示意图

PGA 设定为单位增益时等效输入噪声小于 $5\mu\text{V}_{\text{RMS}}$, 总谐波失真(THD)在输出峰峰值为 0.4V 时小于 -70dB . AGC 环路增益控制的上升时间和下降时间分别约为 1.5ms 和 10.5ms , 适合语音信号的包络变化特点. 在 1V 的工作电压下, AGC 环路的功耗约为 0.17mW .

(上接第 113 页)

- [3] Yang C, Tian S, Liu Z, et al. Fault Modeling on Complex Plane and Tolerance Handling Methods for Analog Circuits[J]. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2013, 62(11): 2730-2738.
- [4] 张朝龙, 何怡刚, 袁莉芬, 等. 基于核熵成分分析的模拟电路早期故障诊断方法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(3): 675-683.
- [5] 刘美容, 张立玮. 基于小波分解和模糊聚类的模拟电路软故障诊断[J]. 微电子学与计算机, 2014, 31(12): 140-143.
- [6] 许军, 张耀辉, 陈圣俭. 基于结点电压增量的模拟电路多故障诊断方法研究[J]. 微电子学与计算机, 2015, 32(2): 138-141.

参考文献:

- [1] Alegre Pérez J P, Celma Pueyo S, Calvo López B. Automatic Gain Control[M]. Belin: Springer, 2011: 13-15.
- [2] Haerizadeh S, Jorgensen I H H, Marker-Villumsen N, et al. Investigation of an AGC for audio applications[C]// Ph D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 2015 11th Conference on. Monterey: IEEE, 2015: 145-148.
- [3] Willy M C Sansen, Analog Design Essentials[M]. Berlin: Springer, 2006.
- [4] Karki J. Fully differential amplifiers Analog Applications Journal, Texas Instruments[R]. Belin; 2000: 38-41.
- [5] Silva-Martinez J, Salcedo-Suner J. A CMOS automatic gain control for hearing aid devices[C]// Circuits and Systems, 1998. ISCAS '98. Proceedings of the 1998 IEEE International Symposium on. JLASOW; IEEE, 1998: 297-300.
- [6] Saint Judy, Saint Christopher. IC Mask Design[M]. NY: McGraw-Hill Professional, 2002: 97-120.
- [7] 陈良栋. 低电压低功耗 16 bit 音频 $\Delta\Sigma$ ADC 的研究与实现[D]. 北京: 清华大学, 2001: 31-70.
- [8] 赵力. 语音信号处理[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 10-30.
- [9] 王明轩. 高精度低功耗语音信号采集系统芯片设计关键技术研究[D]. 北京: 清华大学, 2016.

作者简介:

王明轩 男, (1989-), 硕士研究生. 研究方向为数模混合电路设计. E-mail: sdwmx866@163.com.

李冬梅 女, (1966-), 副教授, 博士. 研究方向为模拟及数模混合集成电路设计、SOC 集成电路设计、语音信号处理 SoC 芯片关键技术.

- [7] Z Li. A Novel Fault Diagnostic Method Based on Node-Voltage Vector Ambiguity Sets[J]. Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, 2014, 63(8): 1957-1965.
- [8] Wilkinson J H. The algebraic eigenvalue problem[M]. Oxford: Clarendon, 1988: 62-64.
- [9] Kaminska B, Arabi K, Bell I. Analog and mixed-signal benchmark circuits—First release[C]// Proc ITC. Washington, DC: IEEE, 1997: 183-190.

作者简介:

周启忠 男, (1976-), 副教授. 研究方向模拟电路故障诊断. E-mail: zhouxu0813163.com.

谢永乐 男, (1969-), 教授. 研究方向模拟电路故障诊断、系统可靠性设计.