第1期
2000年1月

电　子　学　报
ACTA ELECTRONICA SINICA

Vol.28 No.1
Jan. 2000

电路分析的时-频混合方法

郭裕顺
(杭州电子工业学院,杭州 310037)

摘　要: 随着高速集成电路及MMIC(微波单片集成电路)的发展,提出了对时-频混合表示电路进行分析的任务.本文用统一的观点考察了通常属于高速电路互连与封装分析、非线性电路稳态响应分析两个不同方面的混合分析问题,指出这类问题的实质是要求解一个时-频混合的电路方程,给出了求解这一方程的基本思路,阐明了现有的各种方法是如何从这一基本思路导出的.这可为认识这些方法的本质与联系,促进它们的应用与发展提供参考.此文还探讨了某些方法之间的相互借鉴,提出了若干新的想法.

关键词: 电路模拟; 时-频混合分析; VLSI互连与封装分析; 微波非线性电路分析

中图分类号: TN702　**文献标识码:** A　**文章编号:** 0372-2112(2000)01-0092-04

Mixed Time-Frequency Methods for Circuit Analysis

GUO Yu-shun
(*Hangzhou Institute of Electronics Engineering, Hangzhou 310037, China*)

Abstract: The developments of high-speed circuits and MMIC pose the problem of analyzing the circuits characterized both in time and frequency domains. A variety of mixed time-frequency methods have been developed during the last quarter century in the research of the VLSI interconnect and package analysis and nonlinear steady-state analysis. This paper examines these methods from a unified point of view. Various mixed problems are formulated as circuit equations in the mixed time-frequency domain. Fundamental approaches to slove the equations are given, from which all of the published mixed methods can be naturally deduced. This facilitates the comprehension of these methods and is helpful for their applications. Some new ideas are proposed based on the cross reference among these different kinds of methods.

Key words: circuit simulation; mixed frequency-time analysis; VLSI interconnect and package analysis; nonlinear microwave circuit analysis

1 引言

传统电路理论对一个电路进行分析,一般是从元器件特性的时/频域描述出发,根据时/频域中的KCL与KVL,建立起电路方程并各自在时/频域中进行求解,或开展对解的性质的研究,这便是众所周知的时域分析与频域分析方法.长期以来,这两类分析方法相辅相成,共同为电气与电子工程中遇到的各种实际电路分析问题提供了解决的途径.

随着计算机辅助电路分析技术及当今微电子工业,主要是高速集成电路与系统及MMIC的发展,遇到了要对一个同时具有时域与频域表示的电路进行分析的任务.七十年代在研究电路稳态响应分析的谐波平衡法时,首先提出了这样的问题[1].目前这已是微波非线性电路分析的主要方法.近年来在高速集成电路中互连线与封装的分布参数效应的分析,通常也将其处理为时-频混合电路的分析[2,3].在这两类电路的分析过程中,都不同程度地同时使用了时域与频域中的技术,并要经历时域与频域之间的转换.本文从时-频混合分析这样一个统一的观点来理解这两方面的问题,发现在解决这些问题的过程中发展起来的、源于不同背景的各种时-频混合方法有着共同的出发点.对这些方法在这一观点下进行比较分析,可帮助我们认识它们的本质与联系,并在此基础上借鉴各自的研究成果,促进相互间的渗透和融合,推动它们的应用和发展.下面首先给出问题的统一描述,指出这类问题的实质是要求解一个时-频混合的电路方程,及求解这一方程的基本思路:转化到时域中求解的方法、转化到频域中求解的方法与时频域间的松弛迭代法,然后分别阐明现有的各种方法是如何从这一基本思路自然导出的;同时还探讨了某些方法之间的相互借鉴,提出了若干新的想法.

2 时-频混合表示的电路

通常,对线性电路,既可在时域中、也可在频域中进行描述与分析,而对非线性电路,则只能在时域中进行描述与分析.但是,随着集成电路的发展,出现了一些例外的情况,主要的如:

收稿日期:1998-10-06;修订日期:1999-08-30
基金项目:国家九五重点科技攻关项目课题

(1)对于微波集成电路,由于微波无源元件在频域中进行描述与测量比较方便(如色散等特性只能在频域中描述),而有源元件工作在大信号状态时,其非线性特性只能在时域中进行描述与测量;

(2)在高速集成电路及 MCM(多芯片组装)技术中,由于连接线、连线过程中的不连续性(如拐角、分支、通孔等)及电路的封装等体现出来的分布参数效应,必须将它们等效为微波传输线与不连续性处理,同样,这些传输线与不连续性的特性较易在频域中表达,而连线两端的电路都是非线性的,只能在时域中描述.

因此,整个电路的描述就只能是时-频混合的.类似的问题,还出现在宽带雷达与通信系统、时域反射计系统等电路与系统中.

根据上述问题的特点,将电路表示为如图 1 所示的形式.不失一般性,假定其中的非线性子电路特性可用下式描述:

$$i = f(v, \dot{v}, t) \tag{1}$$

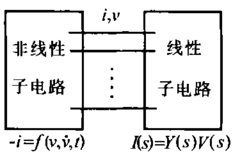

图 1　具有时-频混合描述的非线性电路

线性子电路的特性可用下式描述:

$$I(s) = Y(s)V(s) \tag{2}$$

式中:$Y(s)$是导纳矩阵.对这一电路,无法列写传统的纯时域或纯频域中的电路方程,而只能写出:

$$f(v, \dot{v}, t) + L^{-1}[Y(s)V(s)] = 0 \tag{3}$$

或

$$L[f(v, \dot{v}, t)] + Y(s)V(s) = 0$$

L 是 Laplace 变换.这类电路的分析即是要求解形如(3)的方程.一般地,对高速集成电路,实际中关心的是信号延时、畸变、串扰等电路的瞬态特性,因而需求瞬态解;而对微波集成电路,则关心的是功率增益、交调等电路的稳态特性,因此需求周期或准周期的稳态解.

式(3)中同时包含了未知量的时域与频域表示,按一般的方程解法,求解对象只能是未知量的一种表示,因此首先必须将其转化为:

$$f(v(t), \dot{v}(t), t) + L^{-1}\{Y(s)L[v(t)]\} = 0 \tag{4}$$

$$L\{f(L^{-1}[V(s)], \dot{L}^{-1}[V(s)], t)\} + Y(s)V(s) = 0 \tag{5}$$

即或以时域(4)、或以频域(5)中的电压作为要求解的对象.除了直接求解时域或频域中的电压外,利用数学上松弛迭代的思想,还可由式(3)构造 $v(t)$时频域间的交替迭代:

$$v^{K+1} = -L^{-1}\{Y^{-1}L[f(v^K, \dot{v}^K, t)]\} \tag{6}$$

$$V^{K+1} = -Y^{-1}L\{f(L^{-1}(V^K), \dot{L}^{-1}(V^K), t)\} \tag{7}$$

式(6)以时域中的电压作为迭代对象,而式(7)则以频域中的电压作为迭代对象.式(4)~(7)是目前时-频混合表示电路各种分析方法的出发点.下面以此为线索,对这些方法进行论述,从中可以看出各种方法之间的联系,及它们是如何自然地从式(4)~(7)导出的.

3　转化到时域中的方法

式(4)实际是将方程转化到时域中求解,问题的关键是如何实现频域子网络向时域的转换.这里按瞬态与稳态分析两种情况进行讨论.

3.1　瞬态分析

利用卷积不难写出式(4)在时域中的表示:

$$f(v, \dot{v}, t) + \int_0^t y(t-\tau)v(\tau)\,d\tau = 0 \tag{8}$$

$y(t)$是频域子网络的冲激响应,一般要用 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)或 NILT(Numerical Inversion of Laplace Transform)算得.将上式中的微分与卷积离散化即可进行瞬态分析,例如,按基本的后向 Euler 公式与矩形积分公式将式(8)中的微分与积分离散化:

$$f(v_{n+1}, (v_{n+1} - v_n/h), t_{n+1}) + h[y(0)v_{n+1} + y(h)v_n] + \int_0^{t_n} y(t-\tau)v(\tau)\,d\tau = 0 \tag{9}$$

从中可算出第 $n+1$ 个时间点的解.可以看到,卷积被离散化后,频域子网络事实上被转换成

$$i_{n+1} = y_{n+1}v_{n+1} + j_{n+1},\ y_{n+1} = hy(0)$$

$$j_{n+1} = hy(h)v_n + \int_0^{t_n} y(t-\tau)v(\tau)\,d\tau$$

的离散模型.这是目前在高速电路与系统互连线分析中的主要方法.实际应用中的主要问题是卷积的计算,由于在每个时间点上都要进行,总的运算量是与时间点数的平方成正比的,对于分析时间较长或规模稍大一些的电路,都是无法承受的.因此出现了递推卷积技术[4,5],这对方法的成功是决定性的,其关键是用一系列指数函数来逼近线性子网络的冲激响应,因指数函数与任意函数的卷积都可递推完成.具体的方法主要是在频域中寻找 $Y(S)$的一个有理函数逼近,也可在时域中直接寻找冲激响应的指数函数逼近.

若已有 $Y(S)$的一个有理函数逼近:

$$(Y_p)_{i,j} = \frac{b_q s^q + b_{q-1}s^{q-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{s^q + a_{q-1}s^{q-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \tag{10}$$

不通过卷积也可完成频域子网络到时域的转换,并获得其离散伴随模型[6].利用传递函数的状态变量表示,与(10)对应的时域 $i-v$ 关系可实现为:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= v(t) - \sum_{j=0}^{q-1} a_j x_{q-j}(t) \\ \dot{x}_j(t) &= x_{j-1}(t),\ j = 2, \cdots, q \\ i(t) &= b_q \dot{x}_1(t) + \sum_{j=0}^{q-1} b_j x_{q-j}(t) \end{aligned} \tag{11}$$

将其中的微分离散化并消去中间变量 x,即得离散等效模型:

$$i(t_{k+1}) = G_{eq}(t_k)v(t_{k+1}) + I_{eq}(t_k) \tag{12}$$

另外,满足正实条件的有理函数可实现为一个 RLC 网络,因此,先用一个 RLC 网络对图 1 中的频域子网络进行逼近,再直接利用现有的电路模拟器也可完成瞬态分析,这就是传输线分析中的基本元件逼近法.早期通常将传输线分成许多段,每一段用 RLC 元件组成的 T 或 π 型节来近似,其实就是这一方法.近年来在 VLSI 连接线的分析中,采用了更加有效的逼近方法[7,8].

上述方法都是通过数值途径在完成频域子网络向时域的转换.由于现代电路模拟正是基于各个元器件的数值离散模型的,因此这样的办法能顺利完成图 1 所示混合电路的分析.

基本元件逼近法似乎没有明显地包含频域到时域的转换，但瞬态分析时逼近得到的 RLC 网络在各个时间点上与前两种方法得到的离散伴随模型是等效的.

3.2 稳态分析

对稳态分析，首先要明确信号的表示.一般对稳态周期信号用 Fourier 级数，在时域这相当于用有限个时间点 $kt_s, k=0,1,\cdots,H$ 上的采样值来表示信号.对这样的信号表示，线性子网络的特性式(2)在时域中可用循环卷积描述为：

$$i_k = \sum_{k=0}^{H} \gamma_{s-k} v_k \tag{13}$$

$v_k = v(kt_s), i_k = i(kt_s), \gamma_k$ 是线性子电路的冲激响应矩阵.由式(8)知，电路在各采样点上满足：

$$f(v_s, \dot{v}_s, t_s) + \sum_{k=0}^{H} \gamma_{s-k} v_k = 0, s = 0,1,\cdots,H \tag{14}$$

$\dot{v}_k$ 是各采样点的导数，应将 v_k 用 FFT 转换到频域从频域中得到，再用 IFFT 反变换到时域.从式(14)中解出 $v_1, v_2, \cdots, v_H$，即是电路的稳态解.与式(8)不同的是这里各采样点上的电压必须联立求解，这是由问题的性质决定的.这一方法就是近年来在微波非线性电路中出现的波形平衡法[9]，式(14)称为波形平衡方程.对电路响应是准周期稳态的情况也可用上述波形平衡法.根据 APFT(Almost Periodic Fourier Transform)[14]，稳态波形同样可用一个采样序列表示，因此也可写出上述波形平衡方程.

时域中求稳态响应的另一种方法是试射(shooting)法.以往认为这一方法只适合于集中参数电路，对微波电路，因状态是无穷维的，故无法使用[10].但现在可利用上述瞬态分析中得到的结果，将传输线及不连续性用有理函数去逼近，然后转化为等价的时域表示(11)，这样整个电路就可描述为一个能用试射法的常微分系统.由于试射法独特的收敛特性(取决于电路状态转移函数的非线性度，而不是非线性元件本身[10])，因此若将这一方法用于微波非线性电路的分析，可能会取得较平衡法更好的效果.

4 转化到频域中的方法

与应用式(4)的情况类似，在频域中求解方程(5)，关键是要有非线性子网络特性的频域表达.由于一般情况下不存在解析表示，因此通常认为无法在频域中进行非线性电路的分析，即使用数值或近似方法，也是很困难的.但谐波平衡法使我们相信，在某些特殊情况下，这不仅可行，而且还能取得意外的效果.依赖 FFT 这一有效的工具，谐波平衡通过数值途径完成了稳态时非线性子网络时-频域之间特性的转换，使其在电路稳态分析，尤其是微波非线性电路中得到了广泛应用.类似地，在非线性用分段线性近似这一情况下，可以实现频域中的瞬态分析，且使用得当这一方法也能取得较好的效果.同时需要指出的是，对弱非线性元件的 Volterra 级数方法，也可认为是这一类的，但这是较为经典的内容，这里不予涉及.

4.1 稳态分析的谐波平衡法

若图 1 所示电路处于周期稳态，则 $v(t)$ 与 $f(v,\dot{v},t)$ 都可展开为如下的 Fourier 级数：

$$v(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} V_k e^{jk\omega_0 t}$$

$$f(v,\dot{v},t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k(\cdots, V_{-H}, \cdots, V_0, \cdots, V_H, \cdots) e^{jk\omega_0 t} \tag{15}$$

此时 $F_k(\cdots, V_{-H}, \cdots, V_0, \cdots, V_H, \cdots), k = \cdots, -H, \cdots, 0, \cdots, H, \cdots$，即是非线性子电路特性的频域表达.因此由式(5)可得

$$F_k(\cdots, V_{-H}, \cdots, V_0, \cdots, V_H, \cdots) + Y(jk\omega_0) V_k = 0 \tag{16}$$

Laplace 变换这时换成了 Fourier 展开.式(16)就是谐波平衡方程.对图 1 所示的电路，这其实是交界面处各次谐波上的 KCL 方程.实际分析时式(15)与(16)中均取有限次谐波，通过 Newton-Raphson 迭代求得 v 的各次谐波.将式(16)与(14)比较，可以看出它们是互为对偶的.这里的难点是保证强非线性时的收敛性，为此可采用延拓(Continuation)(或称同伦(Homotopy))、元件特性的参数表达(设法降低特性的非线性程度)等措施.

由于可直接得到电路的稳态解，因此这一方法早在集中参数非线性电路的稳态响应分析就受到了重视[1].80 年代以后，由于 MMIC 设计的需要，这种方法在微波电路的 CAD 中又得到了很大的发展[10~14].一般情况下，式(16)中的 $F_k(V_{-H}, \cdots, V_0, \cdots, V_H)$ 只能用数值方法(DFT/FFT)计算，每次迭代时先将 v 从频域转换到时域，在时域中计算非线性的 f，再转换到频域中.但对一些特殊的非线性，如多项式，输入与输出之间存在频域中的解析表达，因此可避免这样的反复转换[13].对于混频器等具有准周期稳态响应的电路，按准周期函数理论，准周期信号也可与周期信号类似地在频域中得到表示，因此，准周期的稳态响应分析也可用相同的思路，列出如式(16)的谐波平衡方程，但这时时-频域之间的转换就无法通过 FFT 实现，而应采用多维 Fourier 变换，或 APFT[14].

4.2 瞬态分析

频域中的瞬态分析难以实现的主要原因是非线性特性不好在频域中表达.但若先将图 1 中非线性子网络的特性用分段线性近似：

$$-i = \gamma_r v + w_r \dot{v}, r = 1,2,\cdots,R \tag{17}$$

γ_r, w_r 是区域 r 中的特性矩阵，R 是区域总数.则它在频域中可表示为：

$$-I(s) = \gamma_r V(s) + w_r(sV(s) - v(0)), r = 1,2,\cdots,R \tag{18}$$

问题是这一表示是在各区域中成立的，其中的 $v(0)$ 在获得电路的解之前是不知道的.尽管如此，仍可利用这一表达加上适当的时-频变换技术得到时域解.按式(5)，有：

$$\gamma_r V(s) + w_r(sV(s) - v(0)) + Y(s)V(s) = 0, \quad r = 1,2,\cdots,R \tag{19}$$

从电路的初始状态所在的区域开始先求解一次式(19)，将结果变换到时域并跟踪非线性子网络特性的变化，当到达区域的边界将要进入下一区域时，以两个区域的交界点作为初始状态，重新求解式(19)并将结果再变换到时域进行跟踪，这样重复下去一直到所需的分析终了时间为止.

这一实现频域瞬态分析的方法其思想其实早已出现[15].由于只需在各个区域中求解一些线性方程，避免了通常的电路模拟方法在每个时间点上进行的Newton-Raphson迭代，因

此有可能获得更快的分析速度.决定的因素是:一是要有有效的频域到时域的变换技术,使每个分段线性区域内的响应都可很快获得,二是电路在整个变化过程中经历的区域不能太多.数字电路由于具有休眠(Latency)特性,大部分时间处于休眠状态,而休眠期内各器件的状态不变,因此这适宜对数字电路作分析.频域到时域的变换技术这里宜用 NILT,文献[15]采用的是文[16]的 NILT.由于这种 NILT 方法需在每一时间点上解一次电路方程,因此分析速度可能不比通常的电路模拟快很多.近年出现 AWE(Asymptotic Waveform Evaluation)技术后,又对这一方法作了试验[17],取得了较好的效果.将它用于互连线与不连续性的分析,有显著的优点,即不再需要对连接线与不连续性的特性进行频域到时域的转换,因为整个分析是在频域中进行的.这很好地符合了这些元件的特点,是值得尝试的方法.

5　时-频域之间的松弛迭代

在前面转化到时域或频域中求解的方法中,要先将线性或非线性子电路的特性从频域转换到时域或从时域转换到频域,然后在时域或频域中求解整个电路.这一转换是方法应用的关键.用式(6)或(7)的松弛迭代,则可避免时-频域间线性或非线性子电路特性的转换,使线性子电路能用频域分析,非线性子电路用时域分析,两个子电路的分析变得相互完全独立,需要转换的成为两个子电路交界面上的电压.

对稳态分析,如同谐波平衡的情形一样,首先想到的是用式(7)以频域中的电压作为求解对象,注意到式(15),有如下的迭代式:

$$V_k^{K+1} = -Y^{-1}(jk\omega_0)F_k(V_{-H}^K,\cdots,V_H^K),k=-H,\cdots,0,\cdots,H \quad (20)$$

不难发现这事实是在用松弛迭代求解方程(16),在谐波平衡中早就有人使用[12].这一迭代计算非常简单,但问题是收敛性较差,按压缩映射原理,只有对弱非线性电路才能收敛[12].为此,Ushida 等对这一简单迭代进行了改进[18].

若以时域中的电压作为迭代对象,则由式(6)有:

$$v^{K+1}(t) = -\int_0^t z(t-\tau)f(v^K(\tau),\dot{v}^K(\tau),\tau)\,d\tau \quad (21)$$

$z(t)=L^{-1}[Y^{-1}(s)]$,稳态时用循环卷积代替卷积,于是有:

$$v_s^{K+1} = -\sum_{k=0}^{H} z_{s-k}f(v_k^K,\dot{v}_k^K,t_k),s=0,1,\cdots,H \quad (22)$$

这相当于用松弛迭代求解波形平衡方程(14),与式(20)互为对偶,可以预期在某些情况下这比直接求解式(14)会更有效.文献中尚未见到这样的做法.

对瞬态分析也可用类似的松弛迭代.文[19]就用式(6)求解了传输线的瞬态响应,用 FFT 进行时-频域之间的转换:

$$v^{K+1}(t) = -\mathrm{IFFT}\{Y^{-1}(j\omega)\mathrm{FFT}[f(v^K(t),\dot{v}^K(t),t)]\} \quad (23)$$

这一迭代的收敛性也是不好的.但与稳态分析的情形不同,这对方法的实际应用带来的影响可能更大,因要作瞬态分析的往往是脉冲数字电路,这些电路多工作在强非线性状态.为此,文[19]中提出了一种改进收敛性的措施,办法是在线性与非线性网络的交界面上插入一 $-R,2R,-R$ 的电阻网络,再进行交替迭代.从文[19]给出的结果来看,采取这一措施后,可大大改善迭代的收敛性.这一改善收敛性的措施能否用于稳态时的迭代式(20)及(22),是一个值得探讨的问题.如能获得成功,将具有较大的实际意义.因平衡方法(14)、(16)往往规模很大,直接求解耗时太多.

6　总结

前面论及的各种求解时-频混合电路的方法是近 20 余年在非线性稳态分析、微波集成电路分析及高速电路互连与封装分析等实际电路问题的解决过程中分别发展起来的.通过论述可以看到它们的出发点是共同的,都能从式(4)~(7)导出.作为对时-频混合问题的解决途径,可以看出这些方法已初步形成一个完整的框架如下表:

表 1

	瞬态分析	稳态分析
转化到时域中的方法	卷积法等	波形平衡法
转化到频域中的方法	频域瞬态分析法	谐波平衡法
时-频域间的松弛法	瞬态波形松弛法	稳态波形松弛法

转化到时域或频域中的方法,本质上仍是要在传统的时/频域中解决问题.其中卷积法与谐波平衡法是实际中应用最多的两种方法.波形平衡法是转化到时域中的方法用于稳态分析时的必然结果,又是谐波平衡法在时域中的对偶.频域瞬态分析是长久以来人们关心的问题,目前虽办法不多,但今后未尝不会得到更多的发展.这些方法的关键,是线性/非线性子网络在时/频域中的表示,依赖数值技术,这都可完成,但如何提高速度、精度,增强适应性,仍是目前许多文献所讨论的焦点.时-频域间的松弛迭代是针对这类电路的特点产生的新方法,避免了子网络特性的转换问题,虽要通过迭代才能得到解,但某些情况下(如弱非线性系统的稳态分析)也能取得好的效果.

随着微电子技术的发展,器件、电路与系统正在向更高的集成度、更高的速度与频率发展,可能会遇到更多的时-频混合问题.本文的分析与总结可为现有时-频混合方法的应用与发展,及今后类似问题的解决提供有益的启示.

郭裕顺　1965 年出生,1984 年毕业于杭州电子工业学院,1986 年获电子科技大学硕士学位.现在杭州电子工业学院微电子 CAE 研究所工作,副教授,目前主要从事微波与高速集成电路 CAD 研究.

参考文献

[1] M.S.Nakhla and J.Vlach.A piecewise harmonic balance technique for determination of the periodic response of nonlinear systems.IEEE Trans.CAS,1976,23(2):85~91

[2] A.R.Djordjevic,T.K.Sarkar and R.F.Harrington.Time-domain response of multiconductor transmission lines.Proc.IEEE,1987,75(6):743~764

[3] R.Griffith,M.S.Nakhla.Mixed frequency/time domain analysis of nonlinear circuits.IEEE Trans.CAD,1992,11(8):1032~1043

[4] S.Lin & E.S.Kuh.Transient simulation of lossy interconnect based on the recursive convolution formulation.IEEE Trans.CAS,1992,39(11):879~892

(下转第 77 页)

(3)从时间复杂度来看,传统神经网络每次需要进行 $O(N^2)$级次乘法和 $O(N)$级次加法来更新神经元状态;而相同过程,协同网络仅需要 $O(p^2)$级次乘法和 $O(p)$级次加法.识别过程中,SNN 平均每步迭代所需时间为 0.0704 秒,而识别出一幅图像一般所需迭代次数小于 25 次.

(4)在复杂背景及噪声环境下,SNN 识别方法可靠、鲁棒性强,且不存在伪状态.这是由于协同神经网络的构造方法是自上而下的,人们按照期望的性质建立算法,最终导致技术实现.这与传统神经网络自下而上的方法,即从单个神经元的特性入手,试图去配置它们的连接,并用其完成特定任务的传统思想是完全不同的.

5 结论

综上所述,对于一个许多子系统组成的系统,传统的神经网络采用先研究子系统的性质进而揭示出系统的性质的方法,确是一项非常困难的工作,其原因之一就是在整个系统这样的宏观尺度上可能会出现一些不能用子系统的语言描述的新量.协同学的研究就在于探索统一性原理,发现合适的量,来描述以新的方式发展着的,宏观尺度上的质的特征.为此,协同学将注意力集中于许多单个部分构成的系统在宏观尺度上经历着质的变化情况.它从数学意义上严格处理网络行为,准确知道它们的特性,尤其不会出现传统神经网络经常出现的伪状态,符合某些心理学、生理学研究结果,成为更符合人类感知机制的神经网络.因此,协同神经网络是一种全新的神经网络系统,具有极大的潜力和广阔的应用前景.

参考文献

[1] Wang F Y. Robotic vision system for object identification and manipulation using synergetic parttern recognition. Robotics and Computer Integrated Manufacturing, 1993, 10(6): 445 ~ 459

[2] Haken H. An algorithm for the recognition of deformed patterns including hand-written characters. J. of Math. & Phys. Sci., 1991, 25(5 ~ 6): 731 ~ 735

[3] Hogg T, Rees D, Talhami H. Three dimen-sional pose from 2D images - a novel approach using synergetic networks. Proc. of IEEE ICNN, 1995, 1140 ~ 1144

[4] Haken H. Synergetic computers and cognition——a top-down approach to neural nets. Berlin: Springer-Verlag, 1991

[5] Haken H. Pattern Formation by Dynamical Systems and Pattern Recognition. Springer, Berlin Heidelberg New York, 1979

[6] 尹虎君.协同学在图像处理和图像识别中的应用.硕士学位论文.上海:上海交通大学,1997

(上接第 95 页)

[5] J. E. Bracken, U. Raghavan & R. A. Rohrer. Interconnect simulation with asymptotic waveform evaluation (AWE). IEEE Trans. CAS, 1992, 39(11): 869 ~ 878

[6] S. Y. Kim, N. Copal and L. T. Pillage. Time-domain macromodels for VLSI interconnect analysis. IEEE Trans. CAD, 1994, 13(10): 1257 ~ 1270

[7] F. Y. Chang. Waveform relaxation analysis of RLCG transmission lines. IEEE Trans. CAS, 1990, 37(11): 1394 ~ 1415

[8] Qingjian Yu, Omar Wing. Computational models of transmission lines with skin effects and dielectric loss. IEEE Trans. CAS, 1994, 41(2): 107 ~ 119

[9] V. D. Hwang et al. Nonlinear modelling and verification of MMIC amplifiers using waveform-balance method. IEEE Trans. MTT, 1989, 37(12): 2125 ~ 2132

[10] K. S. Kundert et al. Steady-state methods for simulating analog and microwave circuits. Kluwer Academic Publishers, 1990

[11] V. Rizzoli, A. Neri. State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques. IEEE Trans. MTT, 1988, 36(2): 343 ~ 365

[12] K. S. Kundert and A. Sangiovanni-Vincentelli. Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain. IEEE Trans. CAD, 1986, 5: 521 ~ 535

[13] G. W. Rhyne, M. B. Steer and B. D. Bates. Frequency-domain nonlinear circuit analysis using generalized power series. IEEE Trans. MTT, 1988, 36(2): 379 ~ 387

[14] K. S. Kundert and A. Sangiovanni-Vincentelli. Applying harmonic balance to almost-periodic circuits. IEEE Trans. MTT, 1988, 36(2): 366 ~ 378

[15] I. Hajj, K. Singhal & J. Vlach. Efficient analysis of nonlinear networks by piecewise linear approximation. Proc. 11th All. Conf. Circuits Theory, 1973, 635 ~ 642

[16] K. Singhal, J. Vlach. Computation of time domain response by numerical inversion of the Laplace transform. J. Franklin Inst., 1975, 299: 109 ~ 126

[17] C. T. Dikmen et al. Picewise linear asymptotic waveform evaluation of transient simulation of electronic circuits. Proc. IEEE Int. Symp. CAS, 1991

[18] A. Ushida et al. Steady-state response of nonlinear circuits: A frequency-domain relaxation method. Int. J. Circuit Theory and Applications, 1989, 17: 249 ~ 269

[19] R. Wang, Omaer Wing. Transient analysis of dispersive VLSI interconnects terminated in nonlinear loads. IEEE Trans. CAD, 1992, 11(10): 1259 ~ 1277