

清华大学电气工程系列教材

电力电子电路的计算机仿真 (第2版)

The Application of Computer
Simulation in Power Electronics
(Second Edition)

朱桂萍 陈建业 编著

Zhu Guiping Chen Jianye

清华大学出版社

清华大学电气工程系列教材

| | |
|-------------------|-------|
| 高电压工程 | 梁曦东 等 |
| 电路原理（第2版） | 江缉光 等 |
| 电机学 | 孙旭东 等 |
| 电机学电子课件 | 孙旭东 等 |
| 电机学学习指导 | 孙旭东 等 |
| 柔性交流输电系统的原理与应用 | 谢小荣 等 |
| 电力设备的在线监测与故障诊断 | 王昌长 等 |
| 可编程控制器原理及系统设计 | 于庆广 |
| 电力电子电路的计算机仿真（第2版） | 朱桂萍 等 |
| 电动机控制 | 黄立培 |
| 高电压试验技术（第2版） | 张仁豫 等 |
| 电磁场基础 | 马信山 等 |
| 高压断路器原理和应用 | 徐国政 等 |
| 过电压防护及绝缘配合 | 张伟钺 等 |
| 电力系统稳定（待出版） | 闵 勇 |
| 电力系统分析（待出版） | 孙宏斌 等 |



与时代同步的优质学习资源

ISBN 978-7-302-17422-6



9 787302 174226 >

定价：33.00元

清华大学电气工程系列教材

电力电子电路的计算机仿真 (第2版)

The Application of Computer Simulation in Power Electronics (Second Edition)

朱桂萍 陈建业 编著

Zhu Guiping Chen Jianye

清华大学出版社

北京

内 容 简 介

本书针对电力电子电路的特点,对器件、装置和系统 3 个层次阐述了电力电子电路计算机辅助设计中各种数学模型的基本原理、分析方法和应用实例。本书注重将理论分析和实际应用相结合,通过大量的应用实例,对不同类型仿真软件在电力电子技术仿真计算中的适用性进行了详细的讨论,以期对进行电力电子电路分析设计的读者起到帮助和指导作用。

本书可以作为高等学校应用电子技术和相关专业高年级学生和研究生教材,也可供从事电力电子电路和系统分析与设计的科技工作者参考。

版权所有,侵权必究。侵权举报电话:010-62782989 13701121933

图书在版编目(CIP)数据

电力电子电路的计算机仿真/朱桂萍,陈建业编著. —2 版. —北京:清华大学出版社, 2008.11

(清华大学电气工程系列教材)

ISBN 978-7-302-17422-6

I. 电… II. ①朱…②陈… III. 电力系统—电子电路—计算机仿真—高等学校—教材 IV. TM7

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 123110 号

责任编辑:张占奎

责任校对:刘玉霞

责任印制:何 芊

出版发行:清华大学出版社

<http://www.tup.com.cn>

社 总 机:010-62770175

投稿与读者服务:010-62776969, c-service@tup.tsinghua.edu.cn

质 量 反 馈:010-62772015, zhiliang@tup.tsinghua.edu.cn

印 装 者:北京鑫海金澳胶印有限公司

经 销:全国新华书店

开 本:185×260 印 张:18

版 次:2008 年 11 月第 2 版

印 数:1~4000

定 价:33.00 元

地 址:北京清华大学学研大厦 A 座

邮 编:100084

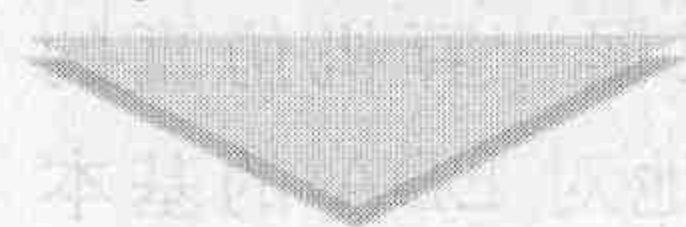
邮 购:010-62786544

字 数:430 千字

印 次:2008 年 11 月第 1 次印刷

本书如存在文字不清、漏印、缺页、倒页、脱页等印装质量问题,请与清华大学出版社出版部联系调换。
联系电话:010-62770177 转 3103 产品编号:027577-01

第2版前言



电子设计自动化(electronic design automation, EDA)是电子信息技术发展的一个重要成果,它的应用已经渗入到电子电路,特别是大规模集成电路设计的每一个阶段,引发了电子工业设计领域的革命,成为推动电子技术进步和产品更新换代的不可缺少的有力工具。随着电力电子技术的迅速发展和推广应用,利用计算机仿真与计算机辅助设计方法对电力电子电路进行分析研究也得到了日益广泛的重视。但迄今还没有一个电路设计的软件能对大功率电子器件中所存在的复杂的物理效应进行足够精确的描述。目前一系列可以用于电力电子电路仿真的软件,多是由某个领域的专业软件扩展而来,因此其中所建立的电力电子器件的模型的精度和应用领域均受到一定的限制。针对上述问题,本书结合目前国内常用的仿真软件,对电力电子电路仿真的基本理论、方法和思路进行了系统的介绍。

第1章对 OrCAD、MATLAB 和 PSCAD 三种目前我国应用最为广泛的电力电子仿真软件以及它们相互之间的接口实现方法做了简单介绍。OrCAD 是进行小功率电子器件仿真最权威的软件,它带有丰富的详细器件模型;MATLAB 具有非常丰富的控制功能工具箱;而 EMTP/PSCAD 是目前电力系统仿真领域公认的权威软件。随着电力电子系统的结构和控制日益复杂,将这三种软件通过接口实现相互之间的有限调用,可以充分发挥它们各自的长处,使得电力电子仿真更加快速、准确。

第2章根据电力电子器件的特点介绍了大功率器件建模的基本原理、方法和实用模型。器件是构成装置和系统的基本单元,电力电子器件的常用模型包括基本模型和子电路模型,该章对于每一种模型,又分单极型器件和双极型器件进行了介绍。

第3章首先根据电力电子装置的最本质的特点——开关非线性,介绍了对其进行建模的理论和常用方法,给出了电力电子装置的五种常用模型:详细器件模型、理想开关模型、状态平均模型、开关周期平均模型和电源周期平均模型。接着分别详细介绍了两大类常见的电力电子装置,即矩阵型和非矩阵型变流器的建模与仿真方法。最后特别介绍了非矩阵型变流器在电流不连续条件下的两种仿真方法,即状态方程递推法和节点电压递推法。该章介绍的所有方法都可以用于第4章中介绍的电力电子系统主电路的仿真。

第4章着重讨论了如何利用仿真软件进行电力电子系统控制器的设计。该章以 SVC、

STATCOM、直流调速系统、高功率因数变流器等常见的电力电子系统为例介绍了利用相应的仿真软件进行控制器设计的基本方法,还介绍了一些专用仿真软件和仿真平台,如myPOWER 在线设计中心、dSPACE、MAX+PLUS II、Hypersim 等,并且对仿真稳定性作了简要分析。

鉴于本书的读者定位是大学本科高年级的学生和从事电力电子电路设计的技术人员,并要求读者对 EDA 基本理论有所了解,因此本书的讨论重点放在如何根据计算机仿真的基本原理,去解决在进行电力电子系统设计中遇到的问题,而不是系统地对 EDA 的基本理论进行讨论,已有许多书对此进行了详细介绍。

本书第1版自2003年出版以来,受到了广大读者的厚爱和支持,在此一并表示感谢。近年来由于硬件技术的突飞猛进和仿真软件的日新月异,笔者深感有必要对本书的相关内容加以更新和修订,把电力电子仿真领域的最新进展和成果介绍给读者,使本书更具有时代感和使用参考价值。在本书的修订过程中,笔者把书中相关的仿真例程在目前主流的机器配置上重新做了一遍,并列出相应的用时,供读者参考、比较。结合新检索到的文献,在第3章中增加了对矩阵型变流器中开关时间控制方法的介绍;在第4章中介绍了最新的开关电源在线设计平台 myPOWER,简单介绍了其功能和使用步骤;第4章还增加了电压闪变的概念,新增了对 dSPACE 和 Hypersim 两种仿真软件的介绍,帮助读者拓宽眼界。

本书多年来一直作为清华大学电机系的教材对高年级同学进行讲授,并多次进行修改。由于作者水平有限,书中难免存在错误和不当之处,欢迎广大读者批评指正。联系方式:朱桂萍,清华大学电机系电力系统国家重点实验室,100084,010-62794878, gpzhu@tsinghua.edu.cn; 陈建业,清华大学电机系电力系统国家重点实验室,100084,010-62794702, cjianye@tsinghua.edu.cn。

作者

2008年7月于清华园

第1版前言



电子设计自动化(electronic design automation, EDA)是电子信息技术发展的一个重要成果,它的应用已经渗入到电子电路,特别是大规模集成电路设计的每一个阶段,引发了电子工业设计领域的革命,成为推动电子技术进步和产品更新换代的不可缺少的有力工具。随着电力电子技术的迅速发展和推广应用,利用计算机仿真与计算机辅助设计方法对电力电子电路进行分析研究得到了日益广泛的重视。但是由于迄今还没有哪一个电路设计的软件能对大功率电子器件中存在的复杂的物理效应进行足够精确的描述,所以尽管目前存在一系列可以用于电力电子电路仿真的软件,但这些软件多是由某个领域的专业软件扩展而来,所建立的电力电子器件的模型的精度和应用领域均受到一定的限制。针对上述问题,本书结合目前国内常用的仿真软件,对电力电子电路设计人员在进行仿真计算时所需了解的基本理论、方法和思路进行系统的介绍。值得指出的是,由于本书的主要读者对象是大学本科高年级学生和从事电力电子电路设计的技术人员,并假定读者对 EDA 基本理论已有所了解,所以本书的讨论重点放在如何根据计算机仿真的基本原理解决电力电子系统设计中遇到的问题,而不是系统地对 EDA 的基本理论进行讨论,因为对此已有许多书进行了很好的介绍。

本书根据电力电子系统本身的特点,按器件、装置和系统 3 个级别进行介绍。其中,第 1 章介绍电力电子电路 CAD 技术的基本原理和发展概况;第 2 章根据电力电子器件的特点介绍大功率器件建模的基本原理、方法和实用模型;第 3 章根据电力电子装置的最本质的特点——开关非线性,重点介绍对电力电子装置进行建模的理论和常用方法;第 4 章着重讨论如何利用仿真软件进行电力电子系统控制器的设计。

本书的主要内容多年来一直作为清华大学电机工程与应用电子技术系高年级学生的教材,并多次进行修改。在本书的编写和修改过程中一直得到赵良炳教授及其他老师的指教,特此表示感谢。

限于作者的水平,书中难免存在错误和不当之处,希望得到读者的批评指正。

陈建业

2003 年 2 月于清华园

目 录

| | | |
|-------|------------------------------|----|
| 第 1 章 | 绪论 | 1 |
| 1.1 | 系统、模型和仿真 | 1 |
| 1.1.1 | 基本概念 | 1 |
| 1.1.2 | 仿真的发展历史和发展趋势 | 3 |
| 1.2 | 电力电子电路的建模与仿真 | 5 |
| 1.2.1 | 数学建模 | 6 |
| 1.2.2 | 数学仿真 | 7 |
| 1.3 | OrCAD/PSpice | 13 |
| 1.3.1 | 仿真工具概述 | 13 |
| 1.3.2 | OrCAD/PSpice 的发展历史及特点 | 15 |
| 1.3.3 | OrCAD 仿真软件主要模块 | 18 |
| 1.3.4 | OrCAD/PSpice 在电力电子电路仿真中的局限 | 26 |
| 1.3.5 | OrCAD 在仿真中的收敛性 | 28 |
| 1.4 | EMTP/EMTDC/PSCAD | 33 |
| 1.4.1 | EMTP/EMTDC 的发展历史及特点 | 33 |
| 1.4.2 | EMTDC/PSCAD 的典型应用 | 36 |
| 1.5 | 基于 MATLAB 的电力电子系统仿真 | 39 |
| 1.5.1 | MATLAB 的发展历史及特点 | 39 |
| 1.5.2 | SimPowerSystems 中典型电力电子器件的模型 | 42 |
| 1.5.3 | SimPowerSystems 的典型应用 | 48 |
| 1.5.4 | MATLAB 与 OrCAD 的接口 | 50 |
| 1.5.5 | MATLAB 与 PSCAD 的接口 | 55 |
| 1.6 | 电力电子电路的计算机辅助设计 | 58 |
| | 参考文献 | 59 |

| | |
|---------------------------------|-----|
| 第 2 章 电力电子器件的仿真 | 61 |
| 2.1 引言 | 61 |
| 2.2 基本模型 | 65 |
| 2.2.1 双极型器件 | 65 |
| 2.2.2 单极型器件 | 71 |
| 2.3 子电路模型 | 72 |
| 2.3.1 原理性模型 | 72 |
| 2.3.2 功能(行为)性模型 | 84 |
| 2.4 数学模型 | 94 |
| 参考文献 | 96 |
| 第 3 章 电力电子装置的仿真 | 97 |
| 3.1 建模 | 100 |
| 3.1.1 精确的器件级模型 | 104 |
| 3.1.2 理想开关模型 | 108 |
| 3.1.3 平均模型 | 112 |
| 3.1.4 开关周期平均模型—— T_s 模型 | 114 |
| 3.1.5 电源周期平均模型—— T_L 模型 | 117 |
| 3.2 矩阵型变流器的建模与仿真 | 118 |
| 3.2.1 开关函数与变换模式 | 121 |
| 3.2.2 二电平开关 | 121 |
| 3.2.3 三电平开关 | 130 |
| 3.2.4 基频开关函数 | 135 |
| 3.2.5 开关时间控制 | 140 |
| 3.3 非矩阵型变流器的建模与仿真 | 146 |
| 3.3.1 分段线性化状态方程 | 146 |
| 3.3.2 符号法 | 148 |
| 3.3.3 状态平均法 | 154 |
| 3.3.4 PWM 开关模型 | 162 |
| 3.3.5 离散时域法和采样数据法 | 167 |
| 3.4 电流不连续条件下的仿真 | 171 |
| 3.4.1 状态方程的递推解法 | 172 |
| 3.4.2 节点电压的递推分析 | 174 |
| 参考文献 | 175 |
| 第 4 章 电力电子系统的仿真 | 176 |
| 4.1 电气元件的建模 | 176 |
| 4.1.1 变压器的建模 | 177 |

| | | |
|-------|-----------------|-----|
| 4.1.2 | 电机模型..... | 181 |
| 4.2 | 变流器简化模型 | 186 |
| 4.2.1 | 时延模型..... | 187 |
| 4.2.2 | 传递函数法..... | 193 |
| 4.2.3 | 电纳模型..... | 193 |
| 4.2.4 | 等效受控电源模型..... | 195 |
| 4.2.5 | 开关电源的建模与设计..... | 199 |
| 4.3 | 稳定性分析 | 209 |
| 4.3.1 | 状态平面法..... | 210 |
| 4.3.2 | 数字仿真法..... | 215 |
| 4.3.3 | 简化模型的稳定性分析..... | 247 |
| 4.3.4 | 数字控制器设计..... | 252 |
| 4.4 | 专用仿真软件 | 258 |
| 4.4.1 | 温度分析软件..... | 258 |
| 4.4.2 | 电磁兼容..... | 261 |
| 4.4.3 | 数模混合仿真..... | 262 |
| 4.4.4 | 实时仿真器..... | 268 |
| | 参考文献..... | 274 |

第 1 章

绪 论

1.1 系统、模型和仿真

1.1.1 基本概念

“系统”一词最早见于古希腊著名的原子论创始人德谟克里特所著《世界大系统》一书。系统是指具有某些特点功能、按照某些规律结合起来、相互作用、互相依存的所有实体的集合或总和。

系统具有两个基本特征，即整体性和相关性。换言之，系统内各个部分是不可分割的，它们相互之间以一定的规律联系着，它们的特定关系形成了具有特定功能的系统。

系统的分类方法很多，按照不同的分类方法就可以得到很多类型的系统。按照系统的物理特征可分为工程系统和非工程系统，常见的电气、化学、热学、机械等系统都属于工程系统，而社会、经济、交通、生态等系统则属于非工程系统。按照状态变量是否连续分为连续系统、离散系统和连续/离散混合系统。连续系统又包括集总参数系统和分布参数系统，离散系统包括离散时间系统和离散事件系统，混合系统则是由连续系统和离散时间系统组成。

系统模型是对实际系统的一种抽象，是对系统本质的描述，是人们对客观世界反复认识、分析，经过多级转换、整合等类似过程而形成的最终结果。模型具有与实际系统相似的数学描述或物理属性，可以以各种直观的形式给出所研究系统的有用信息。

在实际应用中，根据模型和原型系统的关系可以将模型分为如下几类：

(1) 形象模型。保留原型的外观特征，仅对实际系统的规模进行放大或缩小。

(2) 模拟模型。又称类比模型，它根据描述不同物理系统(力学、电学和热学等)的物理规律之间的相似性，建立物理意义完全不同的类比模型。

为了说明上述概念，下面对相似性和相似系统加以介绍。图 1-1 所示为一个由质块、弹簧和阻尼器组成的机械系统和一个由电阻、电感和电容组成的电气系统。

描述上述两个系统的微分方程分别为

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + f \frac{dx}{dt} + kx = p \tag{1-1}$$

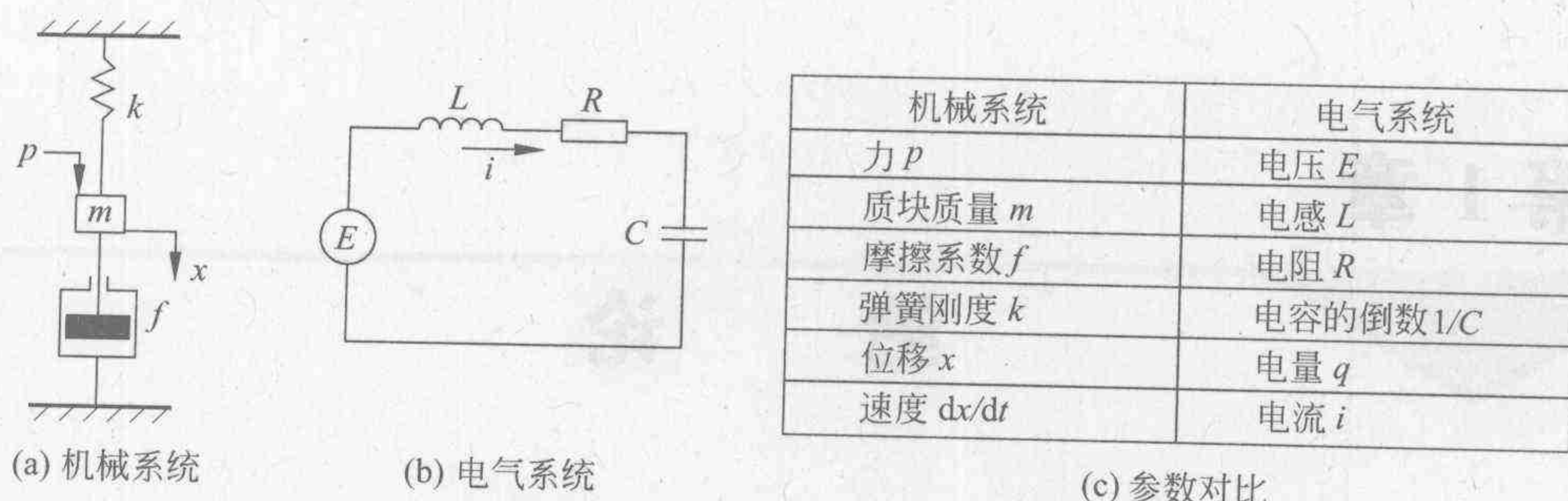


图 1-1 机械系统和电气系统的相似性

$$L \frac{d^2 q}{dt^2} + R \frac{dq}{dt} + \frac{1}{C} q = E \quad i = \frac{dq}{dt} \quad (1-2)$$

显然,二者具有相似的数学描述,并且在参数上存在一一对应的关系,相应地,两者的响应具有相似的振荡特性。可以设想,假如比例尺选择适当,利用电气系统进行试验的结果在数值上和利用机械系统进行试验的结果将完全相同,因此可以将电气系统看做机械系统的一个模型。当描述两个不同动态系统的微分方程具有相似的形式时,这两个系统就互为相似系统;而在微分方程中占据相同位置的物理量,称为相似量。相似系统的概念在实践中十分有用,因为在研究不同类型的系统时,一种系统(比如电气系统),可能比另一种系统更容易通过试验进行研究,所以可以通过建立和研究一个与作为研究对象的复杂系统(如机械系统),相似的电气模拟系统来代替对原系统的制作和研究。一个系统可以用其相似系统在某种意义上加以近似,这是整个系统仿真实理论的基础。但由于实际系统多为非线性系统,所以相似性的成立是有条件的。对于宽范围的相似研究,往往需划分为若干个子区间分别建立相似系统来进行。

(3) 符号模型。借助文字、字母、符号、图表或数学表达式来描述实际系统的模型。其中,利用数学表达式来描述实际系统的模型称为数学模型。

仿真的概念在其发展过程中不断演变,具体如表 1-1 所示。

表 1-1 具有代表性的仿真定义

| 年份 | 人 物 | 仿 真 定 义 |
|------|--------------------|-----------------------------------|
| 1961 | G. W. Morgenthater | 仿真指在实际系统尚不存在的情况下对系统或其活动本质的实现 |
| 1978 | Korn | 仿真就是用能代表所研究的系统的模型做实验 |
| 1982 | Spriet | 所有支持模型建立与模型分析的活动即为仿真活动 |
| 1984 | Oren | 仿真的基本概念框架是“建模—实验—分析”,仿真是一种基于模型的活动 |

G. W. Morgenthater 是最早对仿真给出技术性定义的,而 Oren 对仿真的定义则被认为是现代仿真技术的一个重要概念。无论哪种定义,仿真基于模型这一基本观点都是一致的,仿真就是通过对模型的实验达到研究系统的目的。

系统仿真以相似性原理、系统技术、信息技术以及应用领域的相关专业技术为基础,以计算机、仿真器和各种专用物理效应设备为工具,利用系统模型对真实的或设想的系统进行动态研究的一门多学科的综合技术。1946 年,电子微分分析器的诞生开创了系统仿真的

新阶段,系统仿真逐渐成为以相似论、系统科学、计算机科学、系统工程理论、概率论、数理统计和时间序列分析等多个学科为基础的新兴的综合性学科。

系统仿真有多种分类,下面做一简单介绍^[1]。

根据仿真使用的计算机分类,仿真可分为:

(1) 模拟计算机仿真。模拟机使用一系列运算放大器和无源器件相互连接成仿真电路。

(2) 数字计算机仿真。即将系统模型用一组程序语言来描述,并使它在数字计算机上运行。

(3) 模拟数字混合仿真。混合仿真有两种基本结构:一是在模拟机基础上增加一些数字逻辑功能;另一种是由模拟机、数字机及其接口组成,两台计算机之间通过 A/D 及 D/A 转换交换信息。

系统动态模型的时间标尺可以和实际系统的时间标尺不同,前者受仿真时钟控制,后者受实际时钟控制。因此,根据仿真时钟与实际时钟的比例关系分类,仿真可分为:

(1) 实时仿真。仿真时钟和实际时钟是完全一致的。

(2) 欠实时仿真。仿真时钟比实际时钟慢。

(3) 超实时仿真。仿真时钟比实际时钟快。

根据仿真系统的结构和实现手段分类,仿真可分为:

(1) 数学仿真。实际系统全部由数学模型代替,并把数学模型变成仿真模型,在计算机上对实际系统进行研究的过程。这也是目前电力电子系统进行仿真的主要方法,本书将只讨论这种类型的电力电子仿真。

(2) 物理仿真。指研制某些硬件结构(实体模型),使之可重现系统的各种状态,而不必采用昂贵的原型。

(3) 半实物仿真。在某些系统研究中,常把数学模型、实体模型(物理效应模型)和系统的实际设备(实物)联系在一起运行,组成仿真系统,这种仿真称为半实物仿真。

(4) 人在回路中仿真。这种仿真系统要着重解决人的感觉环境的仿真生成技术,其中包括视觉、听觉、动感、力反馈等仿真环境。

1.1.2 仿真的发展历史和发展趋势

仿真技术的发展是与控制工程、系统工程和计算机技术的发展密切相关的。控制工程 and 系统工程的发展促进了仿真技术的广泛应用,而计算机技术的发展则为仿真提供了非常有效的手段和工具。

20 世纪 50 年代初,连续系统仿真在模拟计算机上进行。50 年代中期,随着电子计算机技术的发展出现了数字仿真技术,此后计算机仿真技术就沿着模拟仿真和数字仿真两个方向发展。目前,数字仿真已经占据了绝对主导地位。

20 世纪 80 年代以来,随着信息技术、计算机技术、网络技术和图形图像处理技术等的高速发展,系统仿真技术又得到了一次迅猛发展的契机,先后出现了可视化仿真、多媒体仿真和虚拟现实仿真。

总的来说,系统仿真方法学的发展大致可分为两个阶段:从 20 世纪 40 年代到 70 年代末,是传统系统仿真方法学的发展阶段;而从 80 年代至今是复杂系统仿真方法学的发展阶

段。前一阶段主要是面向工程系统仿真,这类系统具有充分可用的理论知识,可以进行比较精确的数学建模。后一阶段主要是面向社会、经济、生态等非工程系统,仿真这类系统的难点在于系统的病态定义和病态结构,以及无充分可用的理论和先验知识。当然面向工程系统的仿真技术在这一阶段也得到了长足的发展,主要体现在仿真过程更加简单和人性化、系统模型更加准确、仿真分析中所采用的数学方法更加快速和稳定。传统系统和复杂系统仿真的侧重点和难点是有区别的,前者侧重于对系统的形式化模型进行更加准确、快速的推理、实验和分析,这显然具有工程技术的特点;而后者则侧重于解决如何更加准确、全面地建立系统的形式化模型,用一种抽象的表示方法获得对客观世界或自然规律的更加深刻的认识,这显然是面向科学的。

近年来,随着系统仿真技术应用领域的不断扩展,对仿真技术的新要求也不断提出,如提高仿真的可靠性和准确性、提高仿真和建模的效率等。为了满足这些需求,各种新的解决方案应运而生,概括起来有如下几个方面。

1. 分布式交互仿真(distributed interactive simulation, DIS)

分布式交互仿真起源于美国国防高级研究计划局(DARPA,现更名为 ARPA)和美国陆军在 1983 年共同制订的 SIMNET 计划。分布式交互仿真技术是一种将分布在不同地点的、自治的单一仿真系统,采用协调一致的结构、标准、协议和/或数据库,通过计算机网络连接成一个集数学仿真、半实物仿真和人在回路中仿真为一体的、交互式的仿真技术。

从体系结构上说,DIS 的基础结构和实现方式有如下几个特点:①没有控制整个仿真演练的中心计算机;②使用一个标准协议传输底层真实数据;③平台级的大系统仿真。从技术特点上看,DIS 还具有互操作性(interoperability)、可伸缩性(scalability)和仿真的时空一致性(time-space coherence)三大特性。

2. 面向对象仿真(object-oriented simulation, OOS)

20 世纪 80 年代兴起的面向对象分析和设计方法对仿真技术的发展影响很大,产生了面向对象的仿真方法。OOS 强调模型的框架化、层次化和模块化,有利于提高模型的封装性、灵活性、重用性、可扩展性和可维护性,在国防、工业、交通运输等各个领域都得到了广泛的应用。国外面向对象仿真的典型系统有用于队列网络仿真的 PRISM、用于神经网络建模的 SESAME 以及用于超大规模集成电路系统仿真的 OPERAS 等。国内的典型系统有面向对象的多媒体仿真环境 SimStudio 和面向对象的连续系统建模仿真支撑环境 ICSL2++ 等。

面向对象的方法学认为,客观世界是由许多各种各样的对象组成,每个对象都有自己的内部状态和运动规律,不同对象间的相互作用和联系构成了各种不同的系统。这与人们认识世界的自然思维方式是一致的。

面向对象仿真在理论上突破了传统仿真方法的观念,它根据组成系统的对象及其相互作用关系来构造仿真模型,模型的对象通常表示实际系统中相应的实体,从而弥补了模型和实际系统之间的差距,因而增强了仿真研究的直观性和易理解性。

在面向对象的仿真中,建模的中心任务就是描述组成系统的对象及其相互作用关系。对象是一个封装起来的模块,对象中定义了一组属性和操作,建模就是把系统类库中提供的对象进行适当的修改与组合形成仿真模型。用户也可以根据系统的实际需要,自己构造适当的对象模块并保存在系统类库中,具有很大的灵活性和方便性。

面向对象仿真具有内在的可扩充性和可重用性,因而为复杂的控制系统仿真研究提供了极为方便的手段。

3. 可视化、多媒体和虚拟现实仿真

可视化仿真(visual simulation, VS)可以为数值仿真过程和仿真结果增加文本提示、图形、图像和动画表现,使仿真过程更加直观,结果更容易理解,又能验证仿真结果是否正确。

多媒体仿真(multimedia simulation, MS)是在可视化仿真的基础上再加入声音,从而得到视觉和听觉媒体组合的多媒体仿真。多媒体仿真利用系统分析的原理和信息处理技术,以更加接近自然的形式建立描述系统内在变化规律的模型,并在计算机上再现系统动态演变的过程,从而得到对系统的感性和理性认识。

虚拟现实(visual reality, VR),也称虚拟实境或灵境,是近年来出现的一种高新技术,是一项综合集成技术,涉及计算机图形学、人机交互技术、传感技术、人工智能等诸多领域。它利用计算机技术生成一个逼真的、具有视、听、触等多种感知的虚拟环境,用户通过使用各种交互设备,同虚拟环境中的实体相互作用,使之产生身临其境感觉的交互式视景仿真和信息交流,是一种先进的数字化人机接口技术。与传统的模拟技术相比,其主要特征是操作者能够真正进入一个由计算机生成的交互式三维虚拟环境中,并与之产生互动,进行交流。通过参与者与仿真环境的相互作用,并借助人本身对所接触事物的感知和认知能力,帮助启发参与者的思维,以全方位地获取虚拟环境所蕴涵的各种空间信息和逻辑信息。沉浸/临场感(immersion)、实时交互性(interaction)和构思(imagination)是虚拟现实的实质性特征,对时空环境的现实构想(即启发思维、获取信息的过程)是虚拟现实的最终目的。自诞生以来,虚拟现实技术已经在军事模拟、先进制造、城市规划/地理信息系统、医学生物等领域中显示出巨大的经济、军事和社会效益,与网络、多媒体并称为 21 世纪最具应用前景的三大技术。

4. 模型的校核、验证与确认(verification, validation & accreditation, VV&A)

仿真置信度评估是仿真过程的一个重要环节,其目的是提高仿真结果的正确性、精度、可靠性和可用性,从而更深入地分析仿真对象,有可能降低仿真系统的总投资,扩大仿真系统的应用范围。

美国计算机仿真学会(SCS)于 20 世纪 70 年代中期成立了模型可信性技术委员会(Technical Committee on Model Credibility, TCMS),其任务是建立与模型可信性相关的概念、术语和规范。

建模和仿真的校核、验证和确认技术是提高仿真精度和仿真置信度的有效途径。

1.2 电力电子电路的建模与仿真

电力电子技术是利用功率半导体器件的开关作用控制电功率的流动,从而实现对电能进行变换和/或控制的技术。作为连接弱电和强电的纽带,电力电子技术为用户提供了一个可以根据需要改变电能的形态,使电能的应用更加合理和有效,所以其应用范围不断地扩大:从日光灯镇流器、电视机电源等数瓦到数十瓦的家用电器,再到数千兆瓦的直流输电系统,电力电子装置的应用已经渗入国民经济的各个领域。据专家估计,目前发达国家所使用电能的 75% 均经过电力电子技术的变换,在 21 世纪这个比例更将达到 90% 以上。随着我国科技产业的发展和传统电力工业和传动产业降损节能改造的进展,电力电子技术在我

国的应用也日益得到普及和推广。

一个典型的电力电子系统通常是由电力电子器件构成的开关装置(执行机构)、模拟电路或数字电路(如计算机构成的控制电路)和由电动机或其他机电设备构成的负荷三部分组合而成。这样一个复杂的非线性的数模混合系统,再加上各个部分往往又遵循不同的物理法则,从而给其设计和分析均带来了巨大的困难,使得传统的利用硬件面包板对设计进行验证的方法变得越来越不可行。计算机硬件和软件技术的发展,使得用户可以利用已知的电路理论和计算方法,在计算机上利用软件建立一个虚拟的电路模型,并对其进行大量且快速的计算,“仿真”出接近真实的电路结果。这种利用软件面包板的形式对电路设计进行验证的方法可以克服上述硬件试验方法所面临的困难,使得设计人员可以将精力更多地集中在设计层面,从而大大地节省产品开发费用并缩短开发周期,因此得到电路设计工程师日益广泛的应用。

近年来,电子电路设计自动化(electronic design automation, EDA)已经渗入到电子电路设计的各个领域,如原理图设计、逻辑或模拟电路仿真、设计优化、最坏条件分析和印刷电路板设计等。20世纪70年代以来,一系列CAD软件的相继推出更为电子电路仿真创造了非常好的条件。与此同时,电力电子电路的EDA工具也得到了长足的发展。此类工具大体包括以下几类:一是在传统的电子电路设计软件中,引入新的电力电子器件模型,将其应用领域扩展到电力电子系统设计之中,如为我国电路设计人员所熟知的OrCAD/PSpice;二是在专用领域的仿真软件(如电力系统仿真软件EMTP和控制系统仿真软件MATLAB)中加入以理想开关模型为代表的电力电子器件模型,从而使其在原有研究领域中对采用电力电子装置的问题时仍可进行有效的仿真;三是开发新的电力电子系统专用仿真软件,如以开关电源设计为目的的SIMPLIS等。总之,在对电力电子系统的开发设计中,计算机仿真已经成为电路设计人员的一种基本手段。

电力电子系统属于工程系统,系统中各部分的特性以及它们相互之间的联系一般都有严格的数学描述。对于目前已有的各种电力电子仿真软件,它们对电力电子系统的建模方法无一例外采用的都是数学建模,得到系统的数学模型后再进行数字仿真。因此下面将对一般的数学建模方法和数字仿真方法做详细介绍。

1.2.1 数学建模

数学建模是根据研究对象的基本物理规律,写出描述其运动规律的数学方程(即数学模型),从而在物理系统和抽象的数学描述之间建立起对应关系的过程。

由于实际系统十分复杂,往往不可能对其做出无所不包的全部描述。比如实际系统往往是多方面的,电力电子器件本身的特性就包括其电特性、热特性以及机械特性等不同的方面,对由其构成的系统进行研究时既没有必要也不可能建立一个包括上述全部特性的统一模型,而往往是根据所研究的问题建立相应的某一方面的模型。又如实际系统往往又是多层次的,比如采用电力电子装置的电力系统中,可能同时包括以数百秒为周期的汽轮机的调节过程、毫秒级的电磁暂态过程以及微秒甚至纳秒级的雷电和电力电子器件的开关过程。这样一个大时标跨度的系统,在数学上对应一个病态方程,会导致求解过程中出现数值稳定性问题。

实际上,对于同一个系统,从不同角度观察会得到不同的认识,相应地在数学上就有不

同的描述。虽然最理想的是建立符合所有目的的数学模型,但实际中很少有人会这样做。因为此类模型可能过于复杂而难以求解,特别是对于我们通常关心的特定领域和特定时间的问题而言,其他现象与其之间很可能是弱相关的,可以忽略不计。比如,当研究电力系统的暂态稳定时,由于发电机的惯量很大,完全可以近似认为转速基本不变,所以其机械部分的影响可以忽略不计。所以在建模过程中,重要的是记住数学模型所代表的数学系统只不过是实际系统在概念轴上的投影,建模的本质在于将所研究的系统投影到适当的概念轴。换句话说,我们所建立的数学模型,实际上只是根据研究目的确定的关于系统某一方面本质属性的抽象描述。

数学建模的过程大体可以分为以下五个步骤:

(1) 系统分解。如前所述,针对所研究的问题,对系统进行层次分解,抽取研究对象中与研究目的相关的物理规律,即对模型加以简化,建立所谓的集总模型。

(2) 数学建模。根据集总模型的物理规律建立系统的数学模型,即抽象为相应的数学方程——微分方程组或差分方程组。

(3) 模型转换。由于计算机数字仿真的实现依赖于程序的运行,因此需将模型的数学描述变换为相应的计算机程序或答题板上的结构,也即是编程过程。

(4) 参数估计。根据实际系统决定方程中未确定的系数。

(5) 可信度检验。通过仿真试验的结果与实际系统的对比以验证模型的正确性。

应当指出,上述过程是一个十分复杂的过程,并没有一个固定的程式可以遵循。有人更指出建模是一门艺术,是逻辑、直觉、抽象、联想与技艺的融合。

1.2.2 数学仿真

数学仿真是利用数学模型与实际物理系统之间的相似性为基础的仿真,主要特点是利用数学模型代替实际系统进行试验,以研究实际系统的静动态特性。其主要优点在于它完全建立在软件的基础之上,可以根据研究对象的不同随时对模型加以变动,而不用像物理模拟那样需对硬件加以更动,因此十分经济快捷。但是相对于利用按比例缩小的模型进行的物理模拟而言,由于其模型的正确性基于对物理规律的把握、抽象的准确性和计算机的计算能力,所以可信度受到一定的限制。数学仿真的基本前提是任何一个动态系统,从根本上来说均是可以由状态方程——微分方程组来加以描述的。由于微分方程组均可以利用积分的方法加以求解,所以解上述问题的核心就是解决积分计算问题。在实际中通常采用的有两种方法,即模拟仿真和数字仿真。

1. 模拟仿真

模拟仿真是基于数学模型相似原理的一种方法。尽管客观事物千差万别,但是其物理量的变化规律在数学描述上却具有相似性,均可以用同样的状态方程加以描述,因此可以借助电特性的相似运算来实现对任意类型系统的状态方程的计算。注意到状态方程求解的关键在于求解微分方程,所以由一些基本模拟运算部件,包括由运算放大器构成的积分器在内,所组成的模拟计算机就成为模拟仿真的主要工具。

实际应用中为了提高运算精度,模拟运算部件均用运算放大器实现,其中积分器结构如图 1-2(a)所示。这种方法的特点是根据实际系统的数学模型,通过将基本运算部件(积分器、加法器等)相连接,进行排题;通过选择适当的幅度和时间比例尺,将实际系统中的物理

量,如距离、速度、角度和重量用按一定比例变换的电压来表示,此时系统某一物理量的变化规律和模拟机上与该物理量对应的电压变化规律是相似的,从而可以对原系统进行仿真。这种方法适用于对各种类型,包括时变和非时变、线性和非线性的连续系统进行仿真。由于运行时各运算放大器并行工作,所以解题速度与系统复杂程度无关,适于进行高速运算和实时仿真。以图 1-1 所示机械系统为例,假设基值电压为 $\pm 100\text{ V}$,对应各个变量的最大值。取 $m=1, f=2, k=4, p=0$,位移的初值为 5 cm ,速度初值为 0 。经过比例尺变换后的标度方程为

$$5 \frac{d^2 x}{dt^2} = -10 \frac{dx}{dt} - 20x \quad (1-3)$$

对应的仿真模型如图 1-2(b)所示。

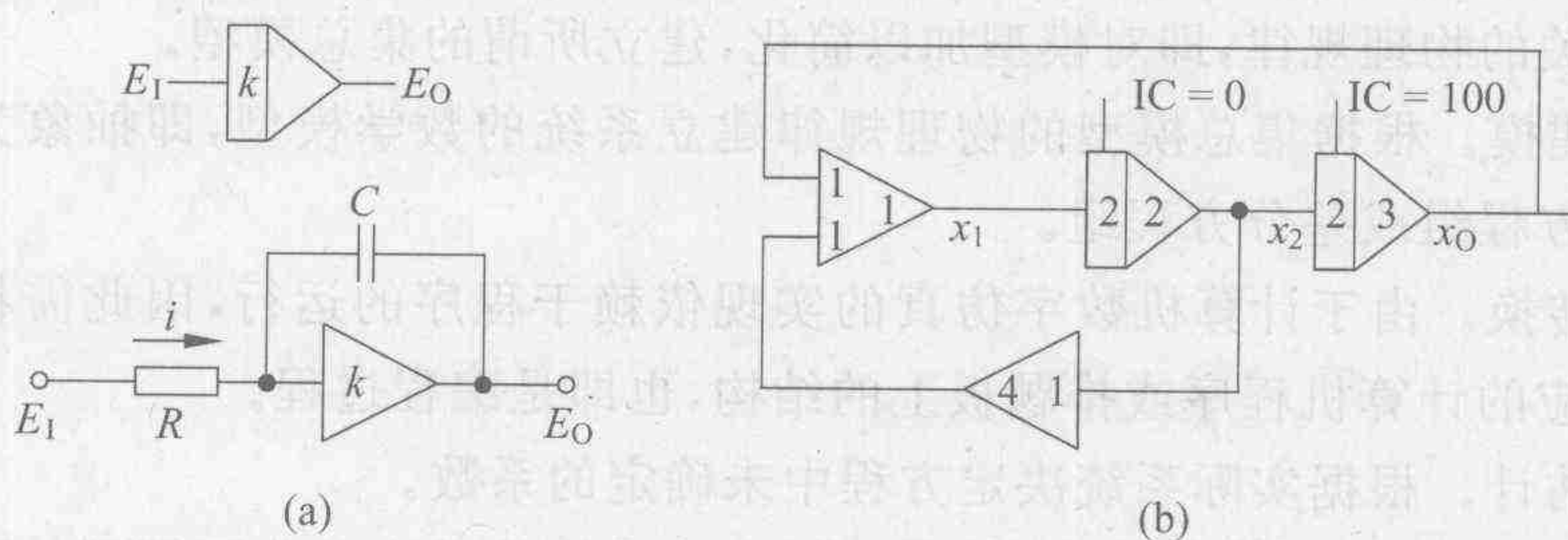


图 1-2 模拟计算机原理

通过记录相应变量的电压波形,即得到系统输出与输入间的关系。但是模拟计算机造价高,排题麻烦,计算精度较低,同时存在零漂等问题,所以除一些特定场合外,目前已经很少应用。

2. 数字仿真

数字仿真的工具是数字计算机。由于计算机的变量表现为离散的形式,所有连续的数学计算必须转换为离散形式才能进行,所以数字仿真模型的建立首先是将数学模型离散化,然后根据数值计算方法,将模型的运算编制成计算机所能识别的程序的过程。这里所谓的数值方法,即是求作为系统模型的微分方程在一系列离散的时间点 x_1, x_2, \dots, x_n 上的近似解,从本质上是利用差分方程的解来近似微分方程的解。

图 1-3 给出了利用仿真软件进行时域分析的一般步骤和使用的基本方法。

上述步骤说明如下:

1) 图形数据化

电连接网表是连接电路原理图和仿真软件之间的桥梁,只有将电路原理图翻译成仿真程序可以识别的描述电路中所有元器件性能和相互之间连接关系的文件,才能作为仿真软件的输入被调用。

2) 数学建模

常用的建模方法主要有状态方程法、改进节点法和拓扑法等。

3) 数值积分

为了利用数字计算机对连续系统进行求解,必须将所建立的描述系统的微分方程组利用数值积分方法进行离散化。表 1-2 中给出了几种典型的数值积分方法的计算公式。下面对应用最为广泛的欧拉法、龙格-库塔法和梯形法的基本原理做一简单介绍。



图 1-3 时域分析的一般顺序和方法

表 1-2 典型的数值积分方法和特征

| 名 称 | 计 算 公 式 | 特 征 |
|---------------------------------|---|--|
| FE: 向前欧拉法 R-K: 龙格-库塔法 | $x_{n+1} = x_n + h x'_n$ $x_{n+1} = x_n + h x'_n + h^2 x''_n / 2! + h^3 x^{(3)}_n / 3! + h^4 x^{(4)}_n / 4!$ | 显式, 1 步, 1 阶 显式, 4 步, 4 阶 |
| BE: 向后欧拉法 TR: 梯形法 G2: 吉尔法 | $x_{n+1} = x_n + h x'_{n+1}$ $x_{n+1} = x_n + h/2 (x'_n + x'_{n+1})$ $x_{n+1} = (4x_n - x_{n-1} + 2h x'_{n+1}) / 3$ | 隐式, 1 步, 1 阶 隐式, 1 步, 2 阶 隐式, 2 步, 2 阶 |

(1) 欧拉法

欧拉法又称折线法,其基本原理如图 1-4 所示。

假定描述系统的状态方程可以用微分方程 $y' = f(x, y)$ 加以描述,则由 (x_0, y_0) 出发,可得到 $y = y(x)$ 在该点 (x_0, y_0) 切线的斜率,以该斜率经 (x_0, y_0) 作切线与 $x = x_1$ 相交于 y_1 ,当步长 $\Delta h = x_1 - x_0$ 较小时,即可以近似地以 y_1 作为 $y(x_1)$ 近似值得到: $y_1 = y_0 + h f(x_0, y_0)$ 。

这种方法中由于求解 y_{n+1} 的值仅需了解 y_n 的值,故称为单步法。由于该算法简单,所以计算速度快,但计算精度不高。特别是其数值稳定性不好,由于其解仅依赖于前一个点的值,故各步的舍入误差有可能会恶性传播,使得后面的误差越来越大,所以这种向前欧拉法在仿真软件中通常不用。但由于其计算简单、物理概念明确,所以对于理解数值积分方法的基本原理是十分重要的。

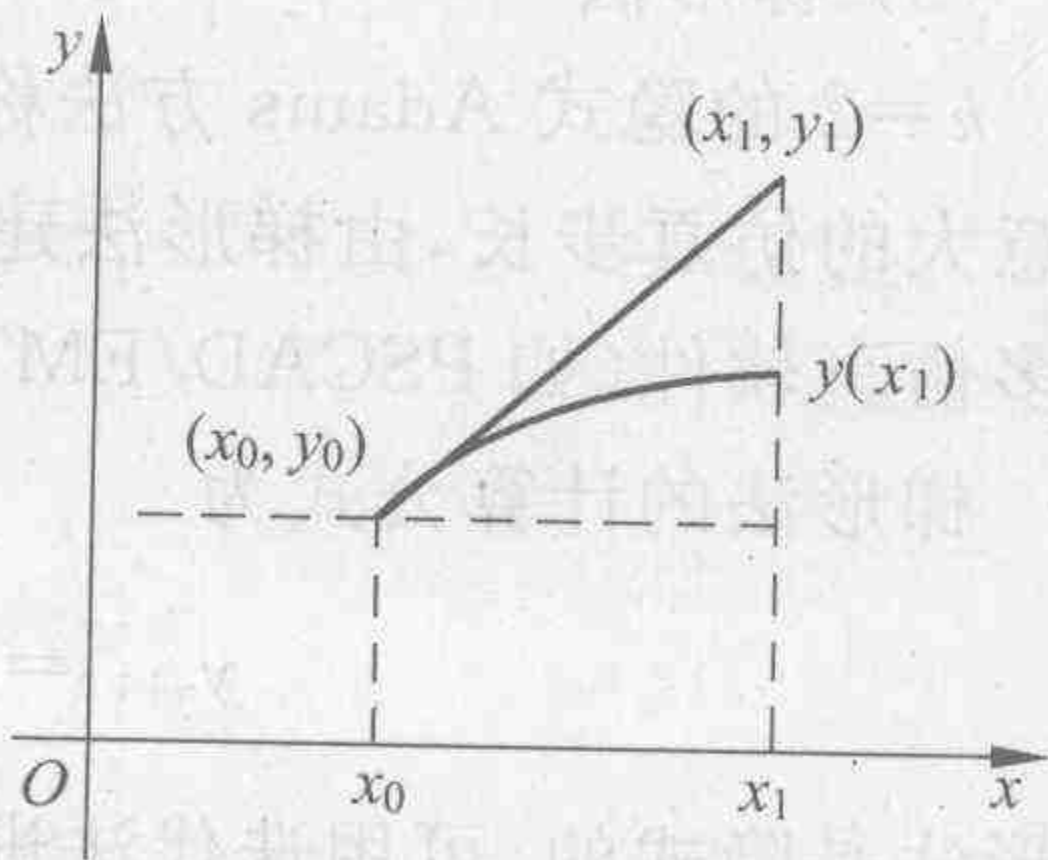


图 1-4 欧拉法的几何意义

(2) 龙格-库塔法

为了减轻计算时对前一个点的计算值的依赖性和提高计算精度,一个可行的方法就是利用多步法,在每一步计算时利用前面若干个点的值的线性组合,即

$$y_{k+1} = y_k + \sum_{i=1}^N \omega_i k_i$$

这种方法的基本思想是基于泰勒展开式,即

$$y(t+T) = y(t) + T \cdot y'(t) + \frac{1}{2!} T^2 y''(t) + \frac{1}{3!} T^3 y'''(t) + \dots$$

引入的截断误差为

$$\epsilon_n = \frac{1}{n!} T^n y^{(n)}(t) + \dots$$

即截断误差的阶次 n 越高,计算结果越精确。采用线性内插的方法增加计算次数,求出等效斜率是 R-K 法的基本思路,其中最常用的是四阶的 R-K 法:

$$y_{k+1} = y_k + \frac{1}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4)$$

其中

$$k_1 = hf(x_k, y_k)$$

$$k_2 = hf\left(x_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{k_1}{2}\right)$$

$$k_3 = hf\left(x_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{k_2}{2}\right)$$

$$k_4 = hf(x_k + h, y_k + k_3)$$

这种方法的精度比欧拉法高,同时具有较高的稳定性,并可以自行启动,因此广泛应用在系统仿真软件中。但是由于它要求所求解的函数一阶以上的导数连续,而欧拉法则没有该要求;同时由于每一积分步需要进行 4 次右函数计算,所以计算速度约为欧拉法的 $\frac{1}{4}$ 。实际上这两种方法均是基于在初值附近泰勒展开的原理,所不同的是取多少项,欧拉法仅取两项,而四阶龙格-库塔(R-K4)法取前 5 项。随着所取的项数增多,计算精度也增高;但计算公式随之变得复杂,计算工作量增大。实际中采用哪种方法需根据问题需要选择。

(3) 梯形法

$k=2$ 的隐式 Adams 方法称为梯形法。虽然它的仿真精度不如 R-K4 方法高,但是对于任意大的仿真步长,由梯形法建立的数字仿真模型具有与原系统相同的稳定性品质,因此在很多仿真软件(如 PSCAD/EMTDC)中得到了广泛应用。

梯形法的计算公式为

$$y_{n+1} = y_n + \frac{h}{2}[f(x_n, y_n) + f(x_{n+1}, y_{n+1})]$$

梯形法是隐式的,可用迭代法进行求解,利用欧拉法提供迭代初值。梯形法的迭代公式为

$$\begin{cases} y_{n+1}^{(0)} = y_n + hf(x_n, y_n) \\ y_{n+1}^{(k+1)} = y_n + \frac{h}{2}[f(x_n, y_n) + f(x_{n+1}, y_{n+1}^{(k)})] \end{cases}$$

为了控制计算量,通常只迭代一两次就转入下一步的计算。

直接使用梯形法的一个很大缺点是收敛速度慢。为了提高收敛速度,可以采用复化梯形法、辛普森法或外推加速法,有兴趣的读者可阅读参考文献[1]。

数值积分法除了存在上述单步与多步的区别外,实际计算中根据 y_{k+1} 的求解算式中是否隐含其本身又分为显式和隐式两种方法。显式方法采用直接计算,每步计算次数少,易于编程;但在求解病态方程时稳定性差,必须用很小的步长。隐式方法则通过迭代方式求解,

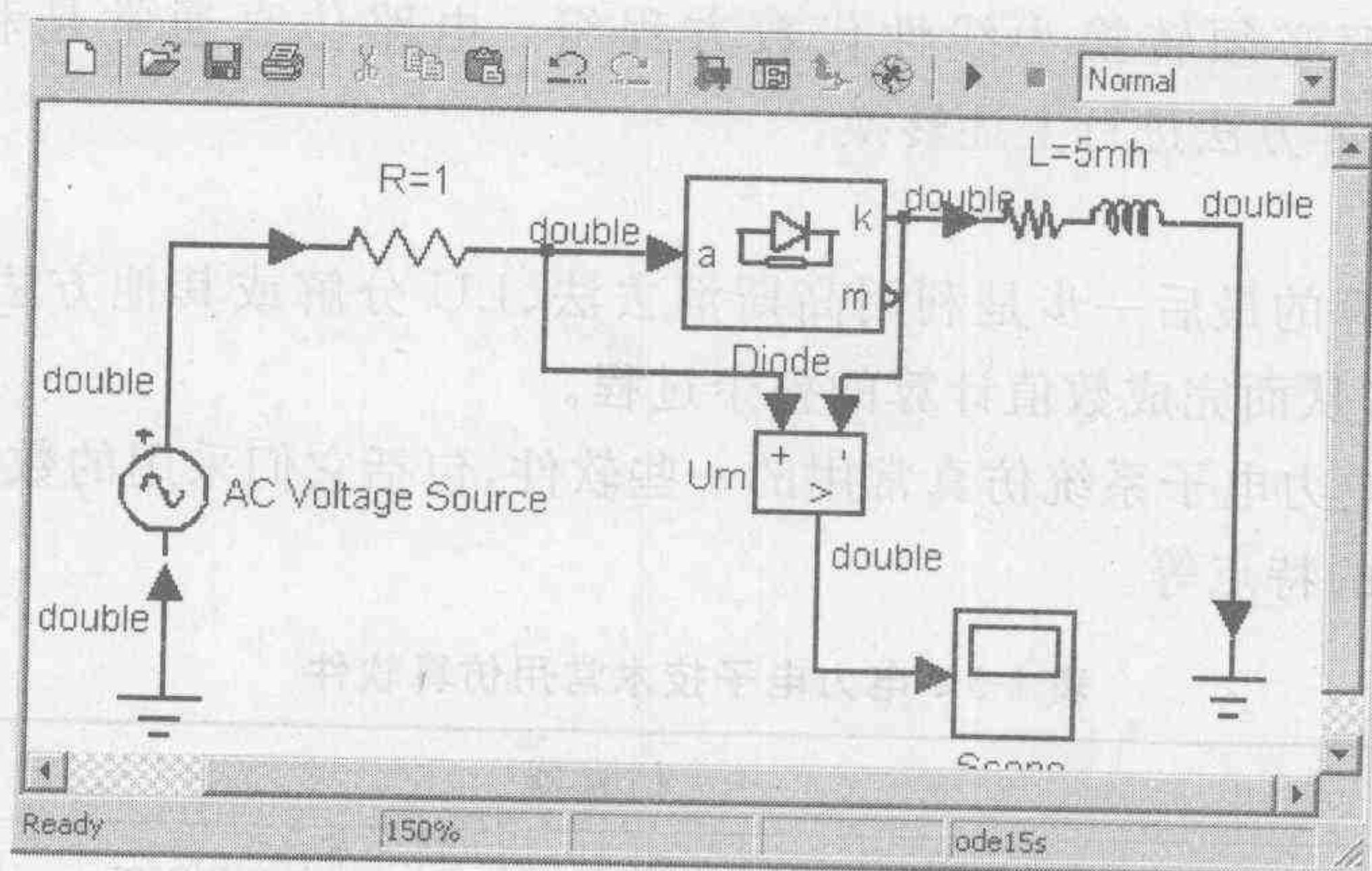
可以改善截断误差,稳定性好,对于病态方程求解可用较大步长,但每步计算次数多。表 1-2 中给出了常用数值积分法及特征。可以看到,隐式算法中的梯形法由于容易计算,数值稳定性好,同时具有适当的精度,所以在电路仿真软件中得到最广泛的应用,而除了向前欧拉法外其他方法也均在仿真软件中得到了应用。

在电力电子电路中,周期性开关过程会引起系统状态的突变,在数值计算中会带来如下问题:①步长选择的两难境地。如采用定步长计算可能会导致计算误差的积累,而采用变步长一方面周期性状态变量的突变将导致大量的计算时间被浪费在寻找适当的步长上;另一方面也可能导致过小的计算步长,总之会增大仿真计算所需的时间。②由于算法不收敛引起计算终止。③由于数值积分方法的原因引起开关动作时刻的数值振荡。为了解决上述问题,日本电气学会报告中指出:①可以通过在开关器件两端引入专门为改善计算稳定性所用的吸收回路(数字吸收回路),并且适当调整计算步长来改善计算稳定性。②引入插值算法。在电力电子开关时刻状态变量会发生突变,而仿真结果却是通过在一系列离散时刻求解网络方程实现的,假定电力电子器件开关时刻与计算时刻不重合,将可能导致较大的计算误差。利用插值的方法可以有效地消除由于算法所引起的振荡。

图 1-5(a)给出了基于 MATLAB 实现的一个简单二极管整流电路,输入电压的有效值为 100 V,频率为 50 Hz,采用变步长算法。当二极管吸收电路参数不适当时,关断过程出现强烈的振荡,如图 1-5(b)所示。这种现象虽然部分原因是由于关断过程引起的,但更主要的是由于数值算法造成的振荡。加上适当的数值吸收回路之后振荡明显消除,如图 1-5(c)所示。对比图 1-5(d)在没有吸收回路条件下采用详细器件模型的 OrCAD 的仿真结果,可以知道对于采用理想开关模型的仿真软件中开关过程出现的振荡进行分析时应当十分谨慎。实际上不应该用理想开关模型来分析电力电子电路的开关过程。

(4) 线性化

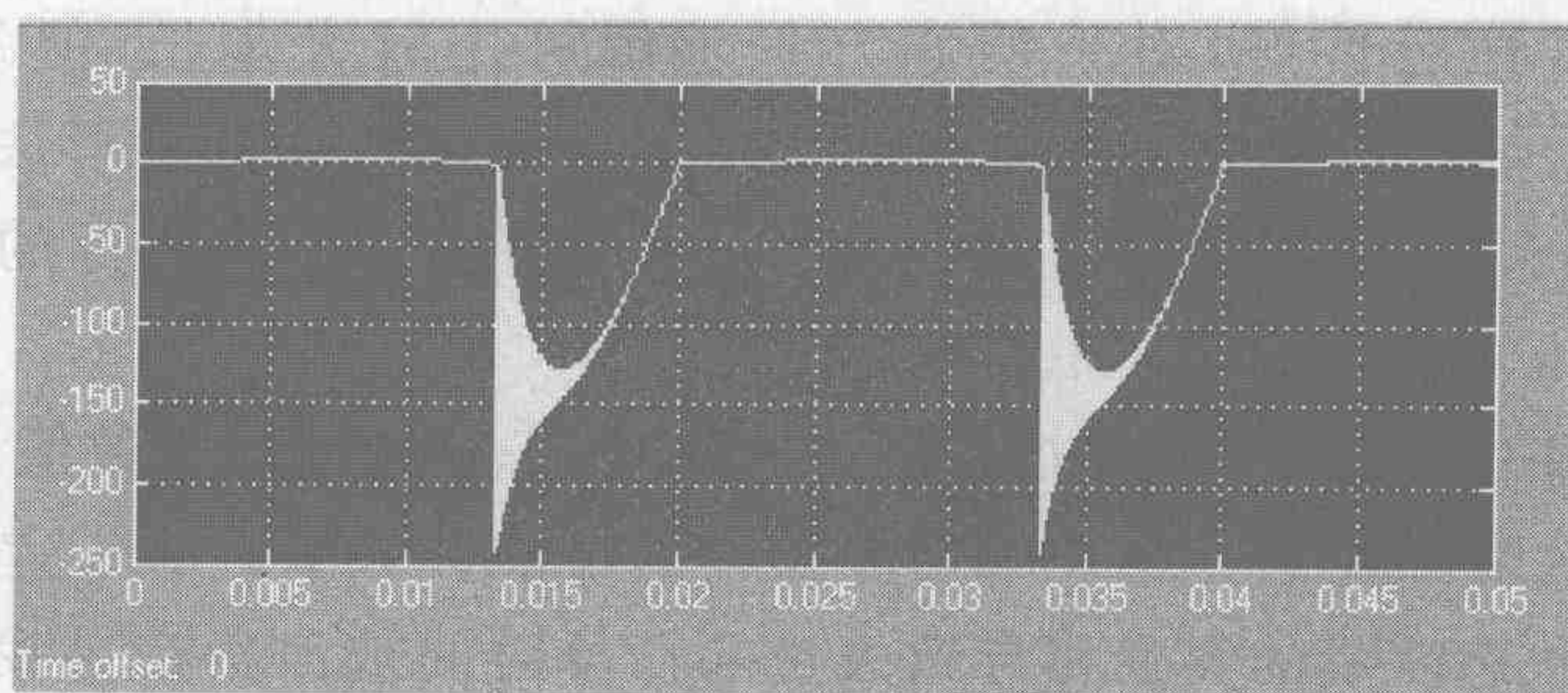
由于利用数值积分方法对系统状态方程进行离散化所得到的方程往往是非线性的代数



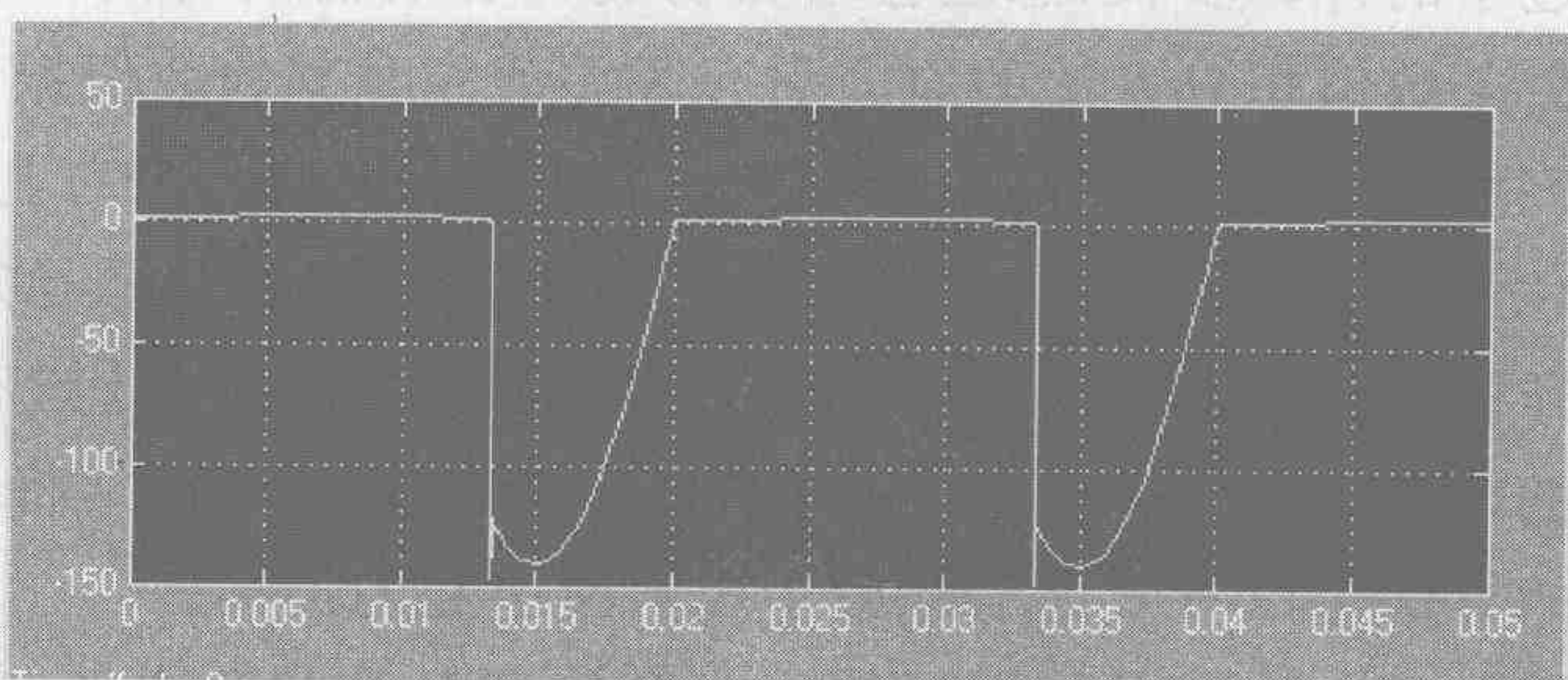
(a) MATLAB 构成的电路原理图^①

图 1-5 二极管整流电路的 MATLAB 和 OrCAD 仿真结果对比

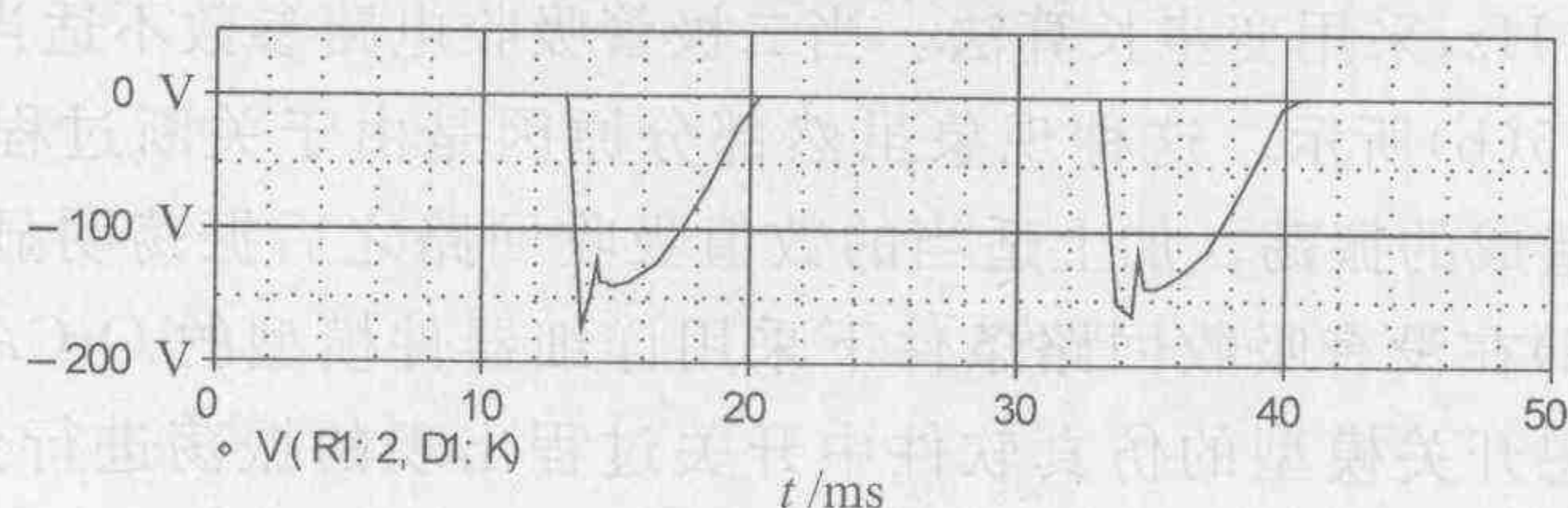
① 本书的电路图及波形图大多由软件自动生成,对由软件自动生成的电路图,为保持与软件图形一致,对其中的电阻、电感、二极管等的图形符号未做标准化处理。图中的单位符号也不全是标准符号。其中,h 等同于 H;u 等同于 μ 。



(b) 吸收回路参数不当时二极管两端电压



(c) 采用适当数值吸收回路时的电压波形



(d) OrCAD 仿真结果

图 1-5(续)

方程组,而为了求解必须转换为线性代数方程组。电路仿真通常是利用牛顿-拉夫逊(Newton-Raphson)等方法进行上述转换。

(5) 求解

仿真中数值计算的最后一步是利用高斯消去法、LU 分解或其他方法对生成的线性代数方程组进行求解,从而完成数值计算的整个过程。

表 1-3 列出了电力电子系统仿真常用的一些软件,包括它们采用的数值积分方法、开关器件模型以及各自的特点等。

表 1-3 电力电子技术常用仿真软件

| | 仿真器 | | | | | | | |
|-------|------|---------------------|-----------------|-------------|--------|-----------|------|-----------|
| | EMTP | Spice | SABER | SIMPLIS | SCAT | Simplorer | PSIM | MATLAB |
| 数值积分法 | 梯形法 | 梯形法 (默认) GEAR | GEAR(默认) 梯形法 | 转移矩阵的泰勒级数近似 | 梯形法 | 梯形法和欧拉法 | 梯形法 | R-K 法(默认) |
| 电路的建模 | 节点分析 | 改进节点法 | 改进节点法 | 状态变量分析 | 状态变量分析 | 状态变量分析 | 节点分析 | 状态变量分析 |

续表

| | 仿真器 | | | | | | | |
|-------------|--|-------------------------------------|--|--|-------------------------------|-------------------------------|---------------------|--|
| | EMTP | Spice | SABER | SIMPLIS | SCAT | Simplorer | PSIM | MATLAB |
| 计算步长 | 固定步长 (用户指定) | 可变步长 (自动) | 可变步长 (自动)和 固定步长 | 可变步长 (自动) | 可变步长 (自动) | 可变步长 (自动) | 固定步长 (自动) | 固定和可 变可选择 |
| 开关模型 | 理想开关 | 理想开关 和详细器 件模型 | 理想开关 和详细器 件模型 | 理想开关 (双电阻模 型) | 理想开关 (双电阻模 型) | 理想开关 (双电阻模 型) | 理想开关 (双电阻模 型) | 可变电阻 + 串联电 感 |
| 开关时刻的 确定 | 零点校正 (具有插值 功能) | 通过对计 算误差的 判断调整 步长 | 对过零点前 后值插值, 其后返回再 次计算 | 根据前后 值进行插 值 | 通过牛顿法 和二分法计 算状态变化 时刻 | 根据前后 值进行插 值 | 零点校正 | 不明 |
| 开发的 目的 | 系统扰动 分析 | 集成电路 设计 | 系统设计 | 开关电源 设计 | 开关电源 设计 | 通用电路 仿真软件 | 电力电子 电路 | 控制系统 设计 |
| 特长 | 包括电机 和系统的 电力电子 系统分析 | 包括详细器 件模型的电 力电子电路 分析 | 电气系统和 机械系统和 热力系统综 合分析 | 开关电源 分析 | 开关电源 分析 | 电力电子 电路分析 | 电力电子 电路分析 | 控制系统 设计与分 析 |
| 其他 | 各种不同 版本共存 包括研究 开关理论 的 GIFU 开关 | 具有大量 用户教育 用书并具 有功率器 件模型 | 利用 MAST 语言建模 具有与 Spice 通用 的器件库 | 具有周期 性定常状 态分析功 能并可于 该点进行 频域分析 | 具有周期 性定常状 态分析功 能 | 可以利用 电路,框图 和状态图 进行仿真 | 具有电力 电子模型 | SimPower- Systems 具 有包括开 关模型的 电力系统 |

1.3 OrCAD/PSpice

1.3.1 仿真工具概述

电子系统设计从传统上分为两个分支,即硬件和软件设计,设计人员因此而分为硬件和软件设计人员两类。传统上计算机仿真作为计算机辅助设计的一个组成部分属于软件设计的范畴。由于计算机仿真就是利用计算机程序对所设计的系统进行实验的过程,因此软件设计人员的任务首先就是借助适当的软件工具将所建数学模型转换为在一定软件环境下计算机可以操作的仿真模型,即编程。早期的仿真大多是用户利用通用的程序设计语言(如 Fortran,C 等)自己编程序进行的,而所编程序的核心部分就是上述数值解法。这种方法的一个明显优点就是使用人由于同时往往是程序编制人,所以应用上灵活,便于根据需要随时加以改动。缺点是工作量大,并且对使用人的要求较高;随着研究对象的日益复杂,编程工作变得十分困难。

随着计算机技术的发展和研究对象的日益复杂,20 世纪 50 年代开始,出现了一些专门设计的各种通用的或专用的编程语言。最初的研究重点是将用户所熟悉的模拟计算机的编程方法移植到数字仿真中,推出了一系列具有框图描述功能的连续系统仿真语言,如早期的 CSSL 和当前流行的 MATLAB 等。这些语言允许用户以更方便、直接的方式将问题公式

化,并以更简洁的语言进行编程,所以大大地减少了编写和调试程序的困难和时间,加快了仿真速度。但由于仿真软件本身的局限,仿真结果通常仍需通过硬件设计人员的再设计,即根据系统要求,细化电路设计,进行功能调试,最后完成电路原理图和印刷板的设计。而相应的硬件电路 CAD 软件(如 Tango 等)也仅是解决了电路设计和印刷板布线自动化的问题。在这个阶段,采用软硬件设计结合的方法进行的一个典型的电力电子装置的设计流程如图 1-6 所示。

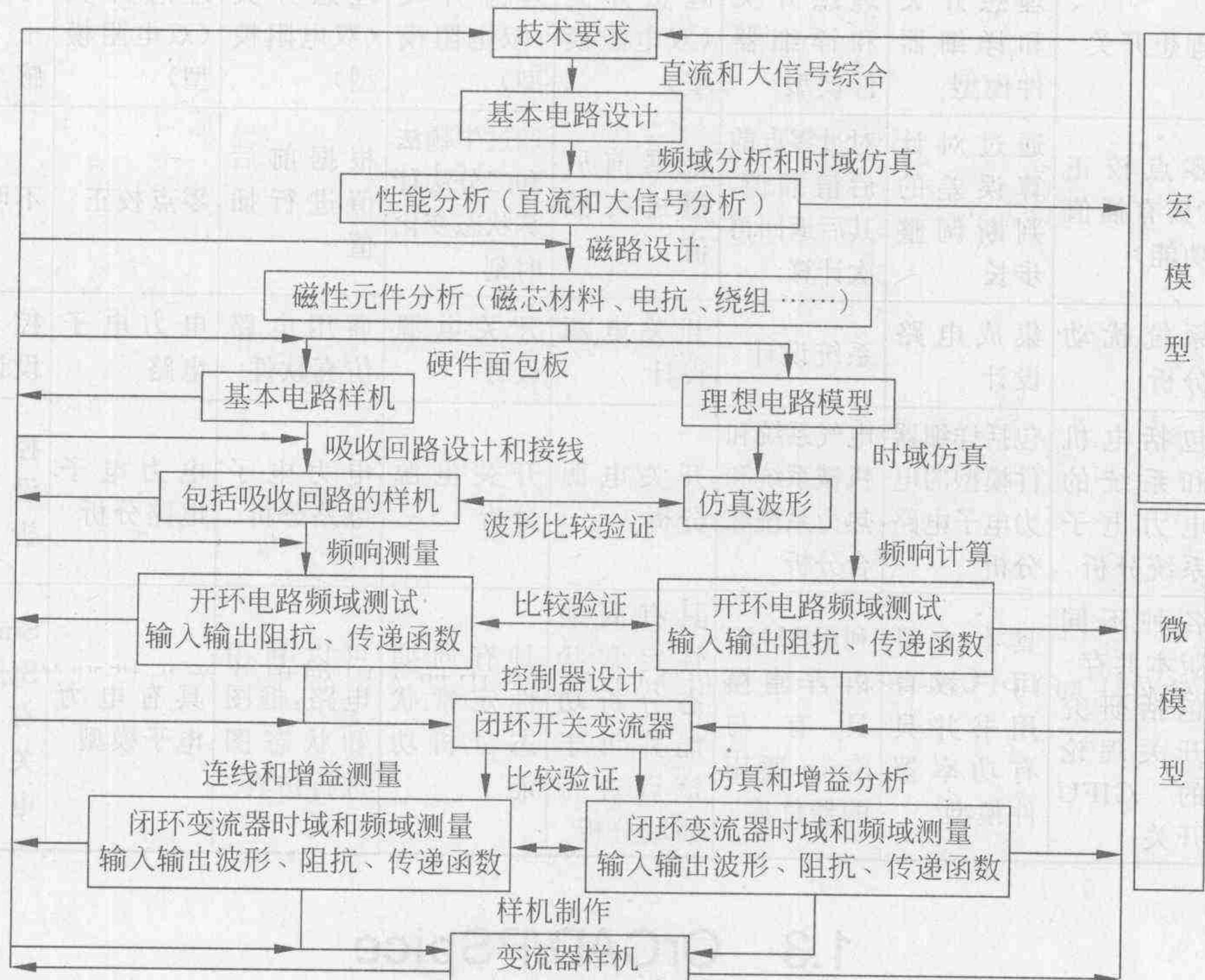


图 1-6 电力电子装置设计流程

近年来随着计算机技术的发展和人机交互性的改善,出现了一种完全新型的 CAD 语言,即所谓硬件描述语言 HDL(hardware description language,也称电路描述语言)。其基本思路是将实际应用的硬件与程序库中的模型之间建立一一对应的关系,从而可以不借助于中间的函数关系,直接建立系统模型。特别是随着计算机人机界面技术的进展,通过在软件中引入图形用户界面(GUI),使用户可以利用 GUI 在仿真软件上通过绘制电路图来直接建立数学模型。

利用该类语言进行设计的基本特点是采用自上而下(top-down)的设计方法,直接面向用户需要。首先从整体出发,根据所研究系统的行为和功能要求,利用数学模型进行行为描述,并通过对系统行为描述的仿真来发现设计中的问题。此时设计人员并不考虑实际的操作与算法实现,而仅研究所设计的系统结构及工作过程能否能达到系统设计的要求。在功能设计完成之后再转入具体的电路实现,即通过选择适当的电路和器件实现电路设计。由于此时利用软件模型所进行的原理图设计和利用硬件面包板进行实际的组装是一致的,所以使用人无需具有深入的计算机知识即可以进行操作,有效地简化了仿真过程。而采用软

件面包板的方法对电路进行分析研究不仅可以大大地节约硬件的开发费用,还可加快系统的开发时间,从而为电路仿真的推广应用提供了有利的条件。

由于这种设计理念将每一步的设计均与仿真结合,可以尽早发现设计中的问题,所以日益得到电路设计人员的重视和应用。在数字电路设计领域,常用的硬件描述语言包括 VHDL, Viewlogic, Verilog HDL 和 Altera 公司的 AHDL 等。这些语言具有可以多层次描述硬件电路的功能,国际上越来越多的电子设计自动化(EDA)软件开始接受上述 HDL 语言作为设计输入,进而完成从系统的高层次行为描述到直接生成 ASIC 器件的全面设计功能,因此它们得到了日益广泛的应用。

在模拟电路设计领域则以 Analogy 公司于 1986 年推出的所谓模拟电路硬件描述语言(AHDL)MAST 为代表。该语言的主要特点是对以 Spice 类型的电路网表为代表的电路描述模式进行了扩充,从而可以支持行为描述。此时设计人员不需要知道具体的电路结构,只需了解所设计系统的行为和输入输出特性即可对电路进行设计。其中 MAST 更进一步将仿真程序和建模分离,从而使用户可以自己创建新的器件模型并将其与软件中已有的模型相结合,对系统进行仿真。虽然模拟电路硬件描述语言已经显示出其巨大优点,但由于种种原因,在模拟电路设计领域传统的 Spice 系列的仿真软件仍占据主导地位。

目前在电力电子设计领域所使用的仿真软件大体可以分为以下几类:一类是通过将通用电路仿真软件如 Spice, SABER 中原有的小功率器件的详细模型加以改造,引入大功率器件模型,使其应用领域扩展到电力电子电路仿真;另一类是在现有的专用仿真软件,如电力系统仿真软件 EMTP, 控制系统仿真软件 MATLAB 中加入以理想开关为模型的电力电子器件模型,从而将仿真领域扩展到包括电力电子装置的系统分析中;还有一些专门为电力电子系统设计的仿真软件,如为开关电源设计用的 SIMPLIS 等。本节以及以后的两节中将对国内电力电子领域中常用的 OrCAD/PSpice, PSCAD 和 MATLAB 几种仿真软件的发展历史、性能特点、各自在电力电子电路仿真中的适用范围以及它们相互间的接口进行简单的介绍。

1.3.2 OrCAD/PSpice 的发展历史及特点

OrCAD 是美国 OrCAD Systems 公司于 20 世纪 80 年代推出的通用逻辑电路设计软件包,它包括电路原理图设计组件 OrCAD/SDT(schematic design tool)、逻辑电路仿真组件 OrCAD/VST(verification and simulation tool)、可编程逻辑电路设计组件 OrCAD/PLD(programmable logic device)和印刷电路板版图设计组件 OrCAD/PCB(printed circuit board)。设计人员可以首先借助 SDT 对电路原理图进行设计,经过后处理生成相应的电路连接网表文件;该文件随后作为 VST 的输入,在用户设置的输入信号作用下,根据电路的拓扑关系、各单元的功能和延迟特性进行仿真,通过分析电路中各节点的逻辑状态变化来确定所设计的电路是否满足预定的要求;在电路设计完成后,即可直接调用 PCB 组件,根据设计好的电路原理图进行印制版图的设计,从而完成逻辑电路计算机辅助设计的全过程。

Spice(simulation program with IC emphasis)是一种通用的电子电路仿真软件包。1972 年由美国加州大学伯克利分校计算机辅助集成电路设计小组开发的,主要用于大规模集成电路的计算机辅助设计,是应用最为广泛的一个电子电路设计软件。它利用设计人员易于掌握和应用的电路描述语言来对电路的结构、参数以及希望分析的电路特性进行描述,

然后根据用户设置的条件对电路进行仿真,并根据仿真结果验证所设计电路的可行性。PSpice 则是一个由美国 MicroSim 公司于 1984 年在 2G 版本的基础上加以改进以适合 PC 机使用的 Spice 版本,该软件在 PSpice6.0 及以后的版本中采用了图形界面,进一步方便了用户的使用。

1998 年,OrCAD 公司并购了 MicroSim 公司,经过重新集成的 OrCAD/PSpice 软件的环境如图 1-7 所示,主要包括作为前处理的 OrCAD Capture 组件,用于电路原理图的设计,仿真参数的设置以及产生电网络连接表(Netlist);仿真器 OrCAD PSpice 用于根据上述网络连接表对电路进行仿真验证。一旦设计的原理图通过验证,就可以进入后续的 Layout Plus 程序进行印刷电路板版图的设计,或进入 Express 进行可编程逻辑元件(PLD)的设计。OrCAD10.5 版本的启动界面如图 1-8 所示。

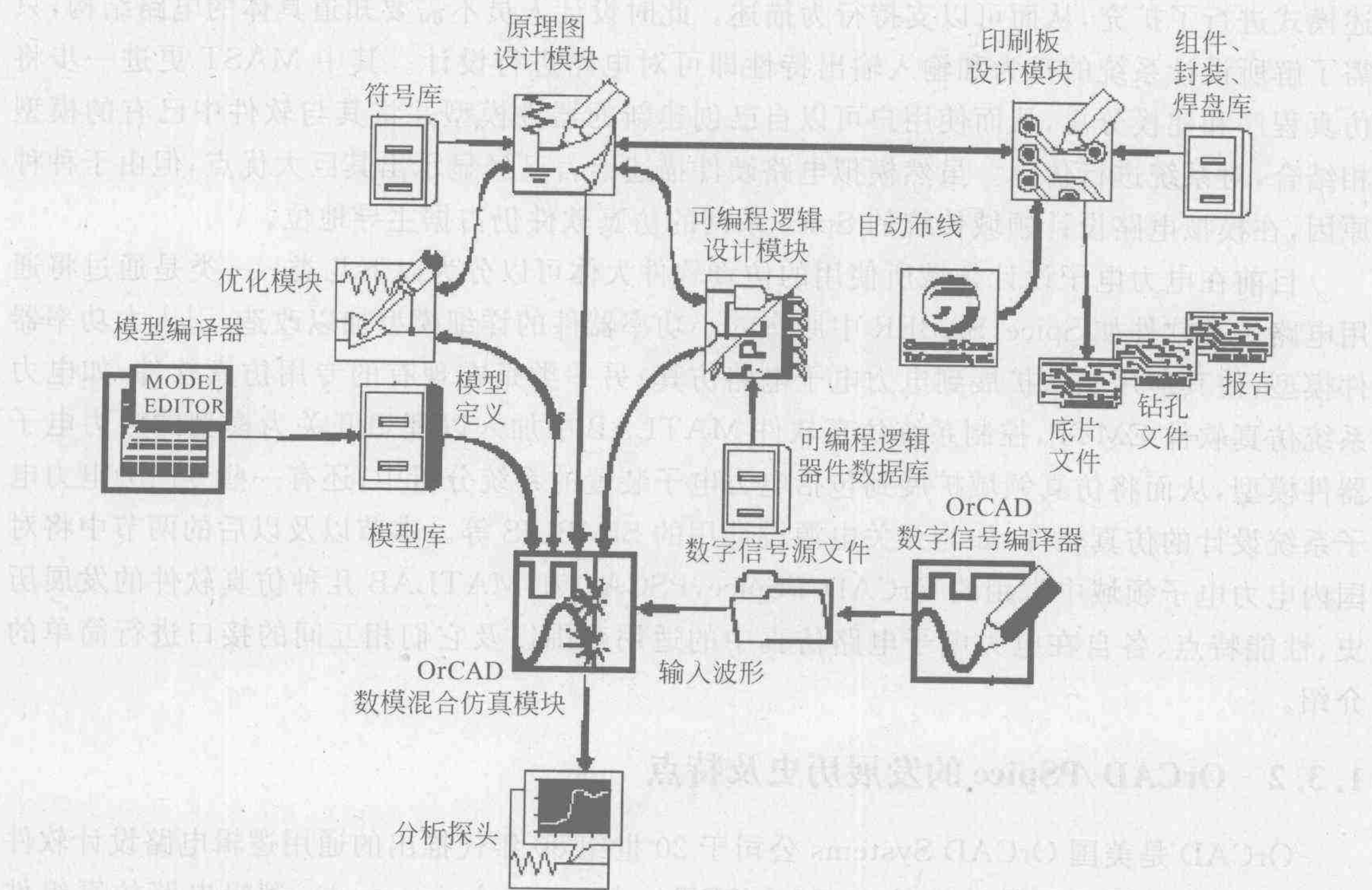


图 1-7 OrCAD 软件系统结构图

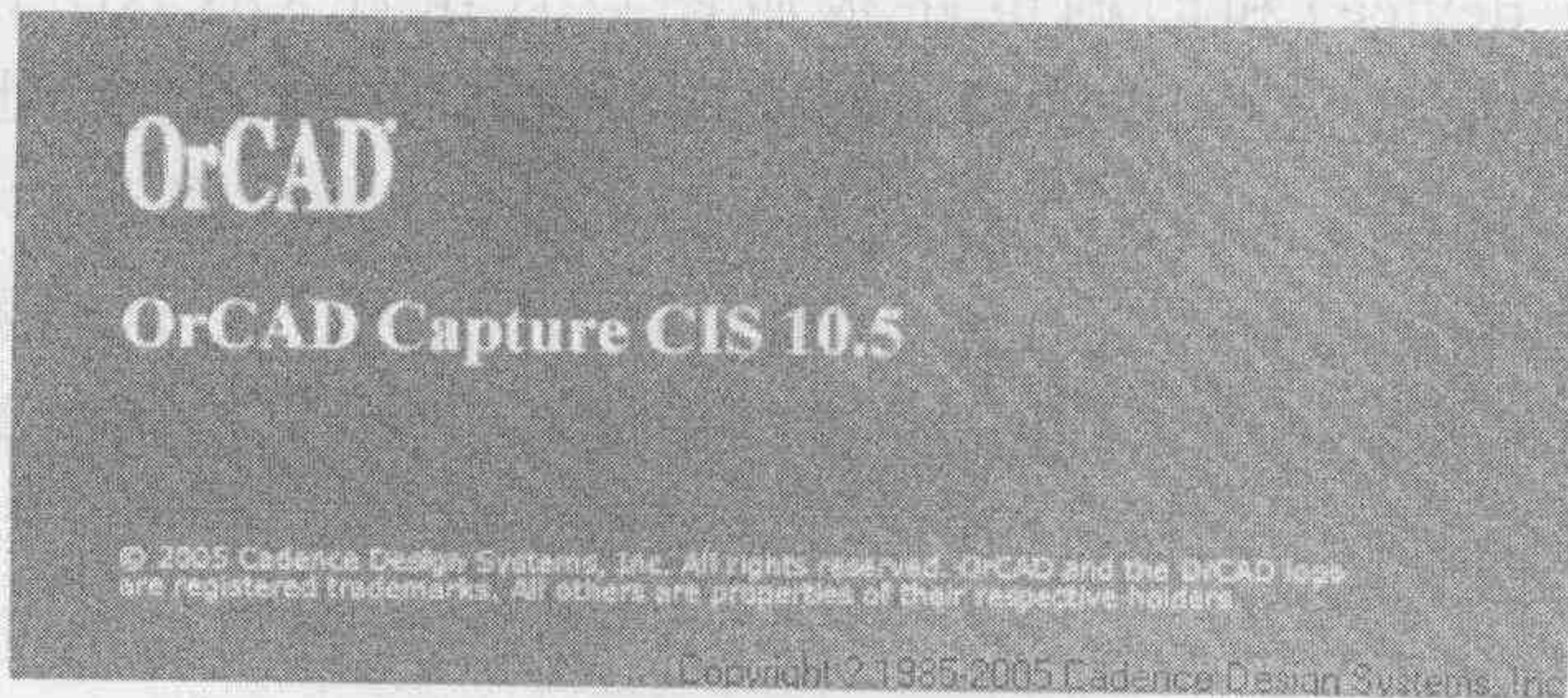


图 1-8 OrCAD 10.5 主界面

作为 PSpice 8 的改进,OrCAD 引进了 Top-Down 的设计理念,为设计者提供了一个由基于原理图或 VHDL 文件的电路设计,FPGA 和 CPLD 综合设计,到数字、模拟、数模混合仿真,直到印刷板设计的整体解决方法。

PSpice 的主要优点如下:

(1) 具有模拟/数字混合仿真功能,可以利用文本和原理图两种输入形式进行由数字和模拟元件构成的混合系统设计,这是大多数仿真器不能做到的。采用原理图作为输入时,该软件在电路设计中的作用相当于一个软件面包板,从而大大提高设计效率和节约开发成本。

(2) 现在提供的仿真模型库包括常用的模拟器件、数字器件的模型以及包括精确的传输线、磁芯模型在内的总数达 3 万以上的内建模型。此外它还可以通过其 CIS 组件从互联网站点上下载新的器件模型,从而帮助用户有效地改进设计和降低成本,用更少的时间设计出更好的电路。

(3) PSpice 具有大量的模拟功能模型和系统分析功能。其中模拟功能模型使用户可以用类似于传递函数框图的方法来对复杂的电路进行时域或频域分析;其电路基本分析功能,如直流、交流和瞬态分析,蒙特卡洛,最坏情况/灵敏度分析,参数扫描以及优化和波形分析等功能,使用户可以从不同的角度对所设计的电路进行分析和研究,从而优化设计。

(4) 允许用户通过使用参数、拉普拉斯函数和状态方程等建立用户自己的模型。

所有上述功能为其在电力电子电路仿真中的应用提供了可能。但是,当应用于电力电子领域时其缺点也是明显的:

(1) 它是为信息电子电路设计用的,因此器件的模型均是针对小功率电子器件的。对于模拟电力电子电路中所用的大功率电力电子器件中存在的高电压、大注入现象等不尽适用,有时甚至可能会导致错误的结果。

(2) 收敛问题是将该软件用于电力电子电路仿真的主要问题。通常为了改善计算结果的收敛性需要修改仿真条件,如降低仿真结果的相对精度 (RELTOL),加大迭代次数 (ITL_n) 即以加大仿真时间为代价来提高计算的稳定性。尽管如此,但由于它性能价格比较高,故在我国的电力电子仿真中仍是应用最广泛的软件。

为了便于对不同仿真软件在对电力电子电路进行时域仿真时的特点进行比较,以图 1-9(a) 所示的零电流准谐振变流器为例进行研究。其中开关频率为 1 MHz, 占空比为 0.3, 电路中续流二极管和功率 MOS 管分别用 PSpice 内建的 D1N4148 和 IRF150 详细模型描述。电路中 Cr 和 Lr 分别为谐振电容和电感, 电流源则用来模拟输出滤波电路和负载电阻。图 1-9(b) 显示了 PSpice 的仿真结果。

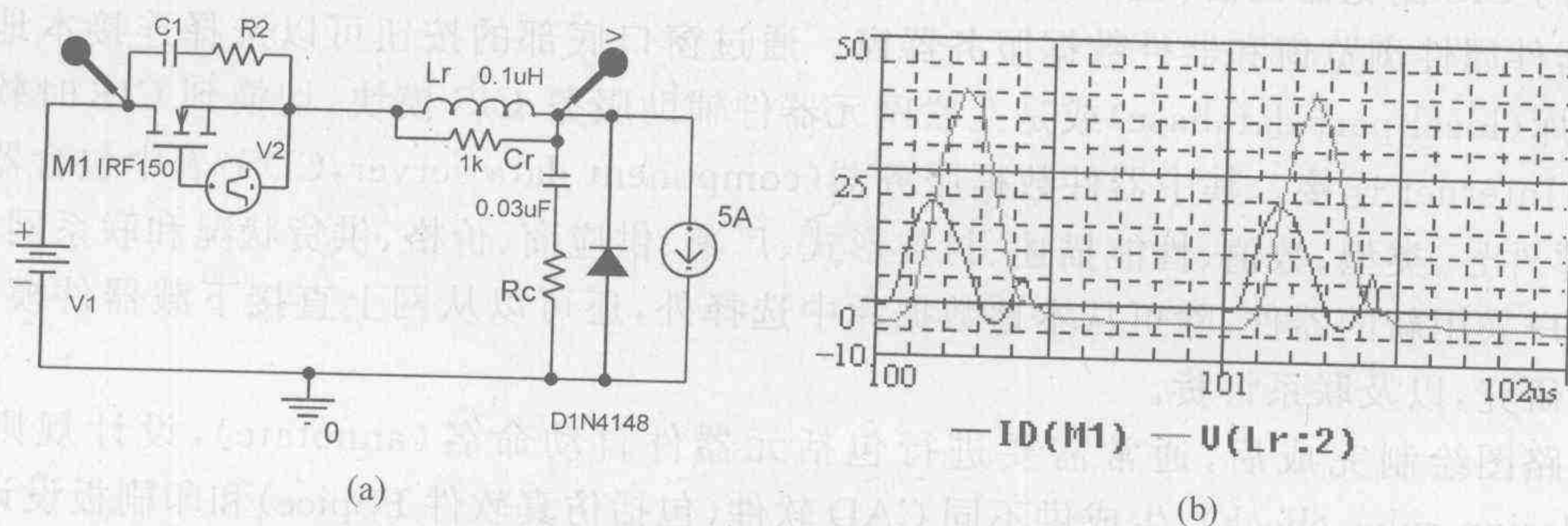


图 1-9 准谐振变流器仿真原理图和仿真结果

1.3.3 OrCAD 仿真软件主要模块

1. Capture——电路原理图设计软件

Capture 的主要功能是生成各种类型的电路原理图。图 1-10 所示为 Capture 的电路图编辑(Page Editor)视窗,通过选择 Place 中 15 条子命令或窗口右侧的绘图工具按钮调用所需的元器件,并按一定的方位放置在电路图的适当位置,然后通过连线即可生成所设计的电路原理图。同时在需要观测的地方可以设置电压、电流和功率探头,在程序运行的同时(或其后)观察该点相应变量的波形。图 1-10 所示为一个采用升压斩波器的高功率因数直直变换器电路。

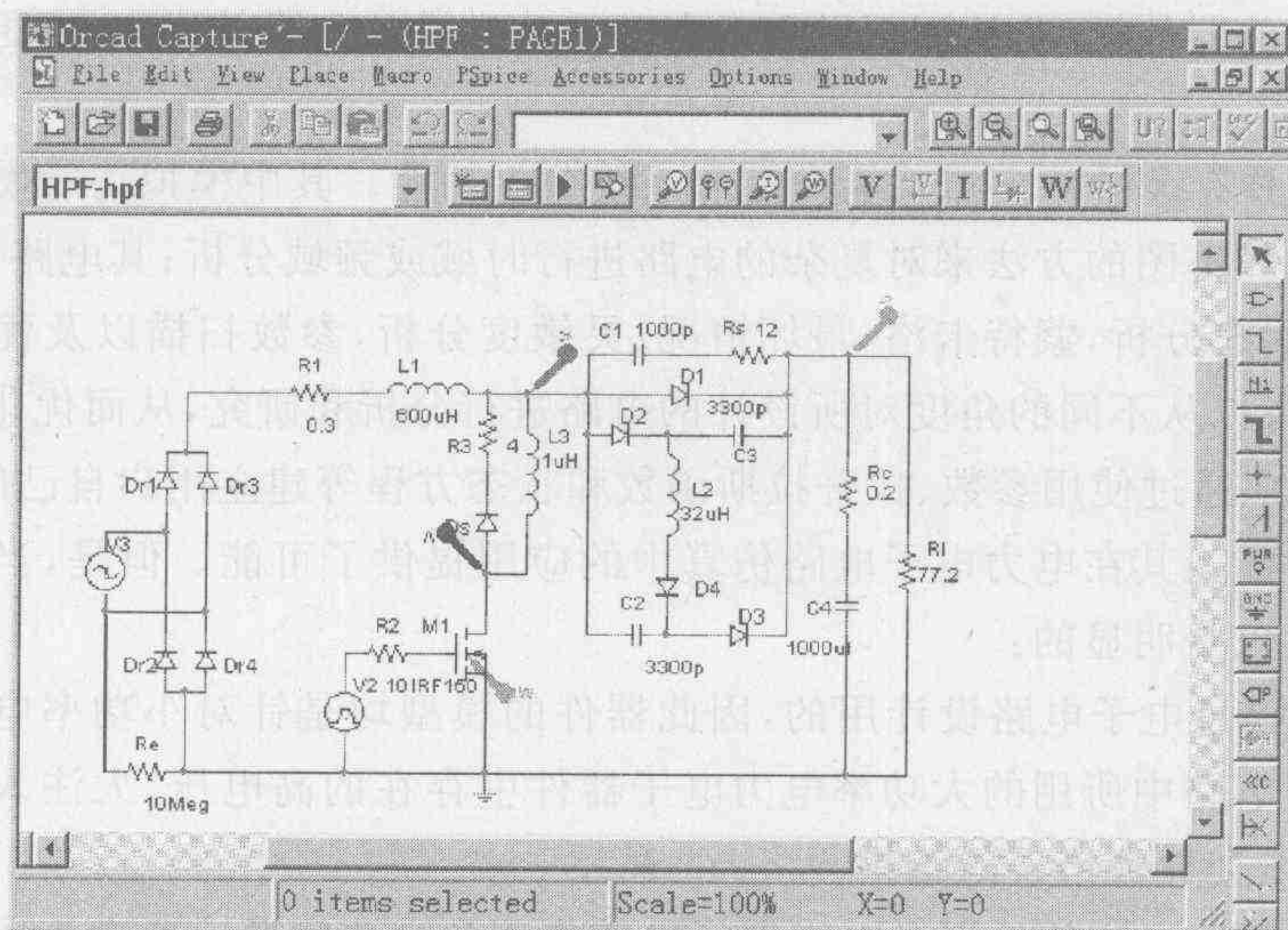
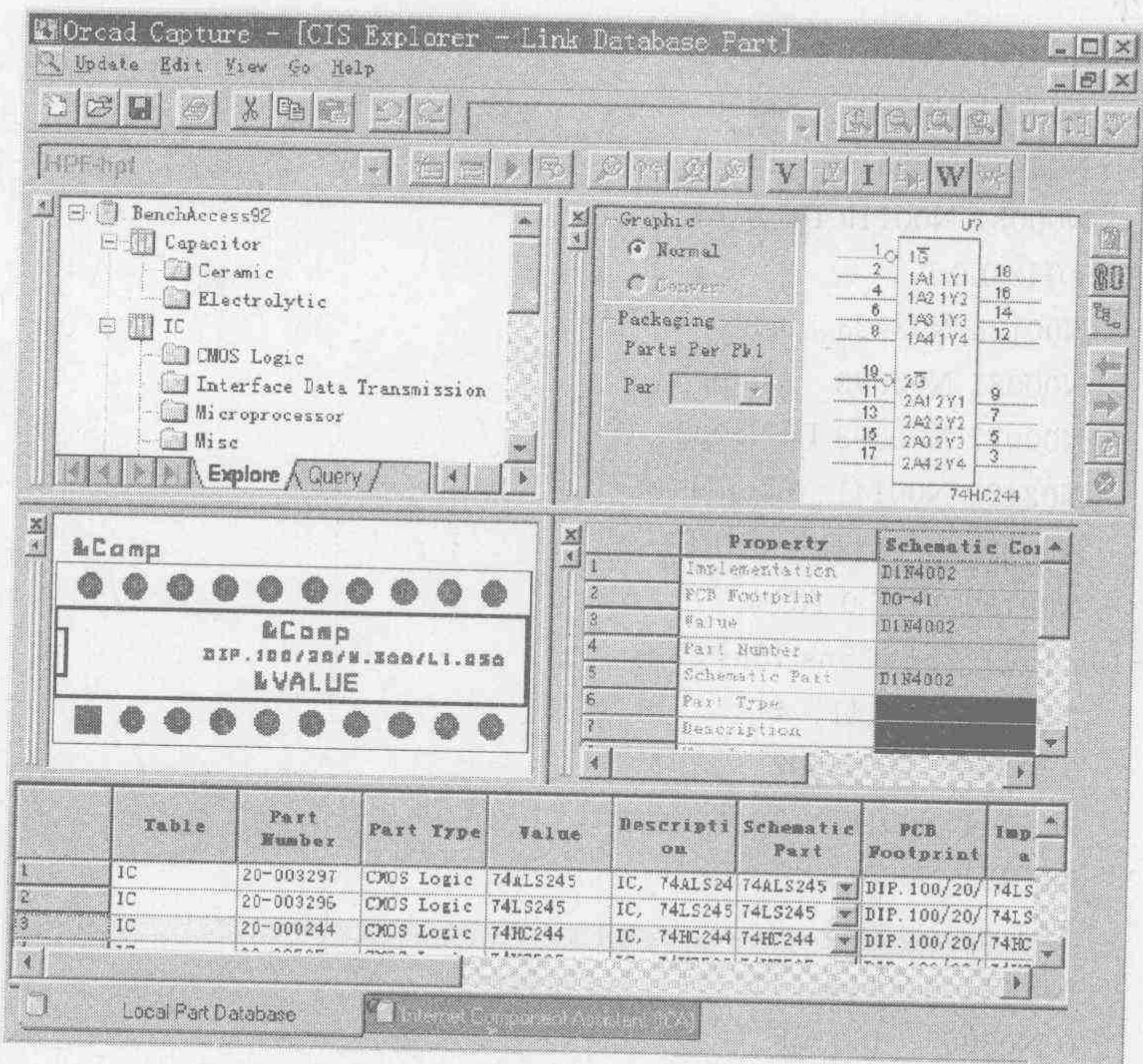


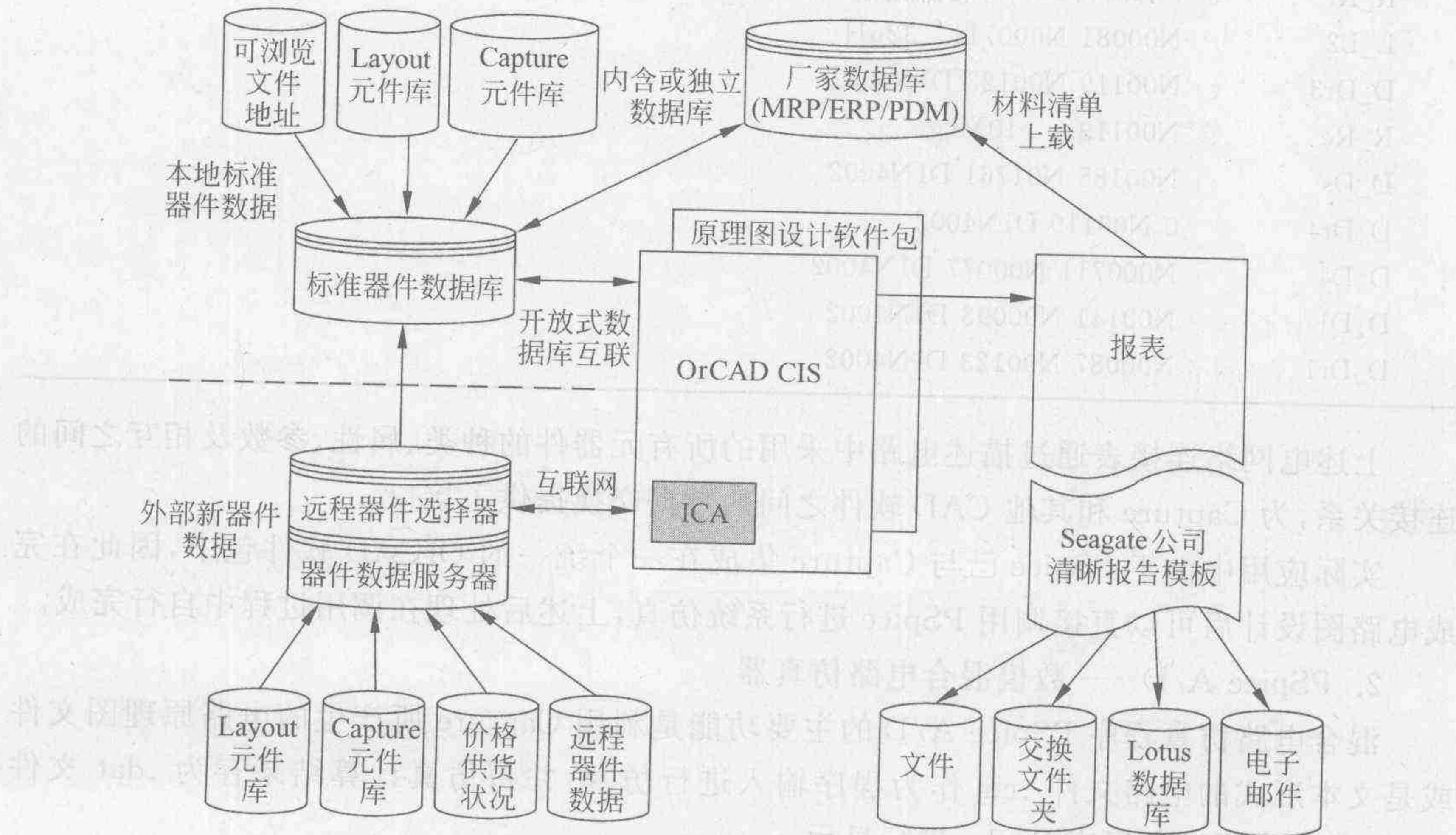
图 1-10 Capture 的电路图编辑(Page Editor)视窗

Capture 与其他电路图绘制软件的一个明显区别就是它包括一个元器件信息系统 CIS (component information system),应用时可以通过原理图编辑器中的“Place/Database Part”子菜单或“Edit/Link Database Part”子菜单进入。该模块不但可以对元器件的使用和存储进行管理,同时还具有互联网元器件辅助服务(internet component assistant, ICA)功能,可以通过 Internet 从指定网点提供的数据库中查阅各种元器件信息,并根据需要 will 查到的元器件模型应用到电路设计中或添加到 OrCAD 的元器件库中。图 1-11(a)所示为一个典型的 CIS 浏览器视窗,包括元器件类型浏览窗、元器件图形符号窗、元器件封装外形图窗、元器件属性浏览窗和器件数据服务器窗。通过窗口底部的按钮可以选择连接本地元器件数据库(local part database)或是互联网元器件辅助服务 CIS 模块,切换到 CIS 时软件将自动与 Internet 连接。其中器件数据服务器(component data server, CDS)表中包含器件的分类、零件号、类型、数值、性能描述、封装形式、厂家、供应商、价格、供货状况和联系网址等。一旦用户采用新的器件,除可从本地数据库中选择外,还可以从网上直接下载器件模型,进行仿真研究,以及联系订货。

电路图绘制完成后,通常需要进行包括元器件自动命名(annotate),设计规则检查 DRC(design rules check),生成供不同 CAD 软件(包括仿真软件 PSpice)和印刷板设计软件 Layout 调用的电网络连接表(netlist)等后处理。上述电路的电网络连接表见表 1-4。



(a)



(b)

图 1-11 CIS 的浏览器窗口和系统结构图

MRP(manufacturing resource planning):制造资源规划
ERP(enterprise resource planning):企业资源规划
PDM(produce data management):产品数据管理

表 1-4 电网络连接表清单

| | | | |
|---------------------------------------|---------|---------|------------|
| * source HPF | | | |
| D_D2 | N00141 | N00081 | D1N4002 |
| C_C2 | N00141 | N00077 | 3300p |
| R_R2 | N00139 | N000110 | 10 |
| V_V3 | N00087 | N00119 | DC 0 AC 0 |
| +SIN 0 84.8v 50Hz 0 0 0 | | | |
| R_R1 | N00123 | N03423 | 0.3 |
| C_C3 | N00081 | N00093 | 3300p |
| D_D3 | N00077 | N00093 | D1N4002 |
| L_L1 | N03423 | N00141 | 600uH |
| M_M1 | N00185 | N000110 | 0 0 IRF150 |
| V_V2 | N00139 | 0 | DC 0 AC 0 |
| +PULSE -15v 15v 0 25ns 25ns 15us 25us | | | |
| R_R3 | N01761 | N00141 | 4 |
| D_Dr2 | 0 | N00087 | D1N4002 |
| L_L3 | N00141 | N00185 | 1uH |
| C_C1 | N00141 | N00085 | 1000p |
| R_Rc | N03067 | N00093 | 0.2 |
| R_Rs | N00085 | N00093 | 12 |
| C_C4 | 0 | N03067 | 1000uF |
| R_Rl | 0 | N00093 | 77.2 |
| L_L2 | N00081 | N000711 | 32uH |
| D_Dr3 | N00119 | N00123 | D1N4002 |
| R_Re | N00119 | 0 | 10Meg |
| D_Ds | N00185 | N01761 | D1N4002 |
| D_Dr4 | 0 | N00119 | D1N4002 |
| D_D4 | N000711 | N00077 | D1N4002 |
| D_D1 | N00141 | N00093 | D1N4002 |
| D_Dr1 | N00087 | N00123 | D1N4002 |

上述电网络连接表通过描述电路中采用的所有元器件的种类、属性、参数及相互之间的连接关系,为 Capture 和其他 CAD 软件之间的数据交换提供了接口。

实际应用中由于 PSpice 已与 Capture 集成在一个统一的 OrCAD 软件包中,因此在完成电路图设计后可以直接调用 PSpice 进行系统仿真,上述后处理在调用过程中自行完成。

2. PSpice A/D——数模混合电路仿真器

混合电路仿真程序 PSpice A/D 的主要功能是利用 Capture 所产生的电路原理图文件或是文本形式的电路文件 .cir 作为程序输入进行仿真,并将仿真计算结果存为 .dat 文件或/和利用波形观察程序 Probe 进行显示。

在完成电路图进行仿真之前需确定分析目的,此时通过选择仿真参数文件“PSpice\Edit Simulation Profile”,打开如图 1-12 所示的参数设置(Setting)视窗,以确定计划进行的仿真类型。电力电子电路仿真中常用的仿真类型包括:交流扫描,即通过扫频研究频响特性;灵敏度分析,即寻找对电路直流偏置影响最大的元件,减小其对电路影响;蒙特卡洛和最坏条件分析,用于对电路参数进行统计分析;参数扫描,用于对模型参数对系统响应的影

进行分析;暂态分析,对系统的动态过程利用数值积分将状态方程转化为非线性代数方程,再用牛顿-拉夫逊法求解;电路优化分析。图 1-12 表示对图 1-10 所示系统的仿真类型确定为暂态时域分析(Time Domain (Transient)),仿真时间为 50 ms。仿真结果则如图 1-13 所示。

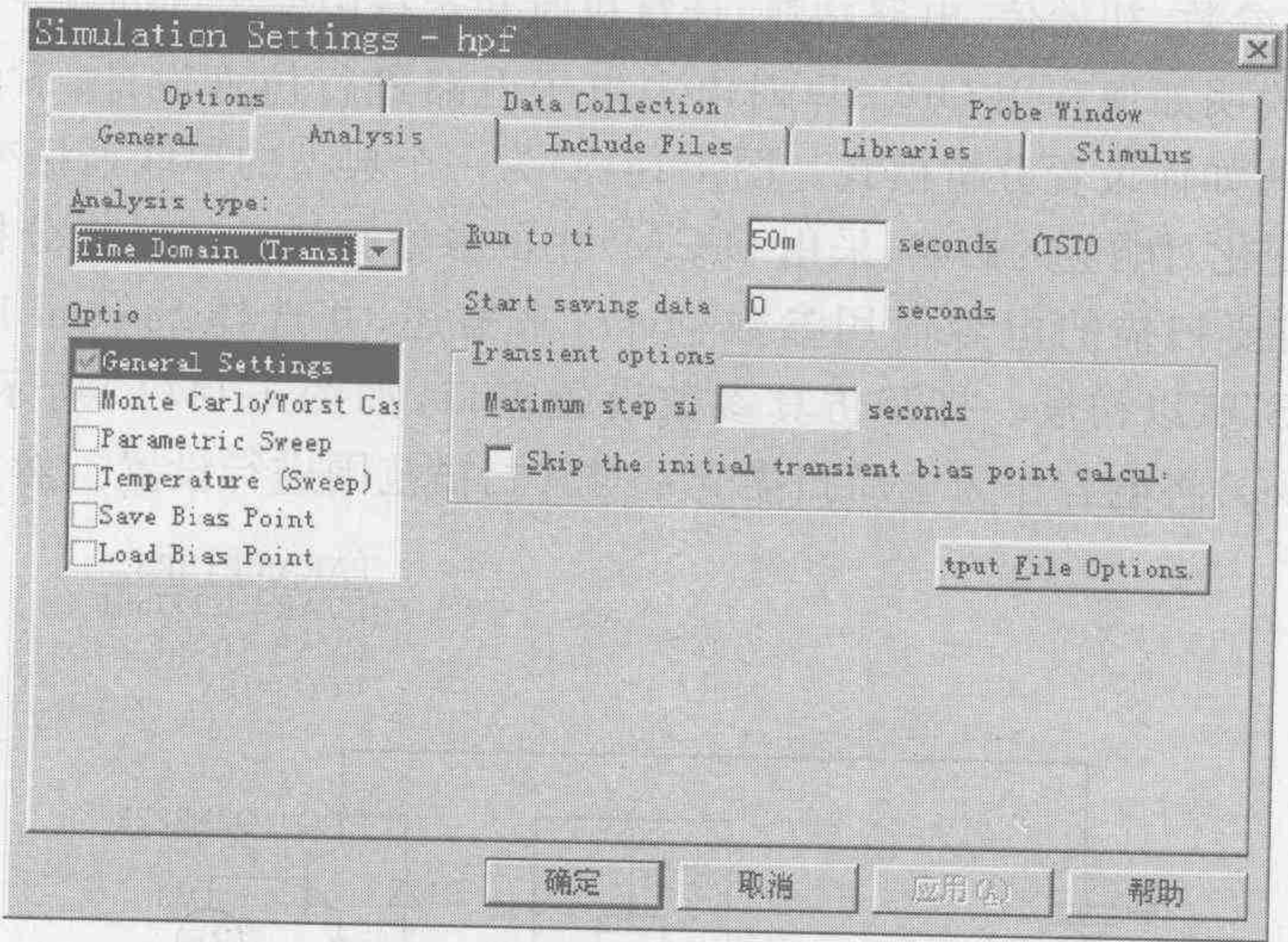
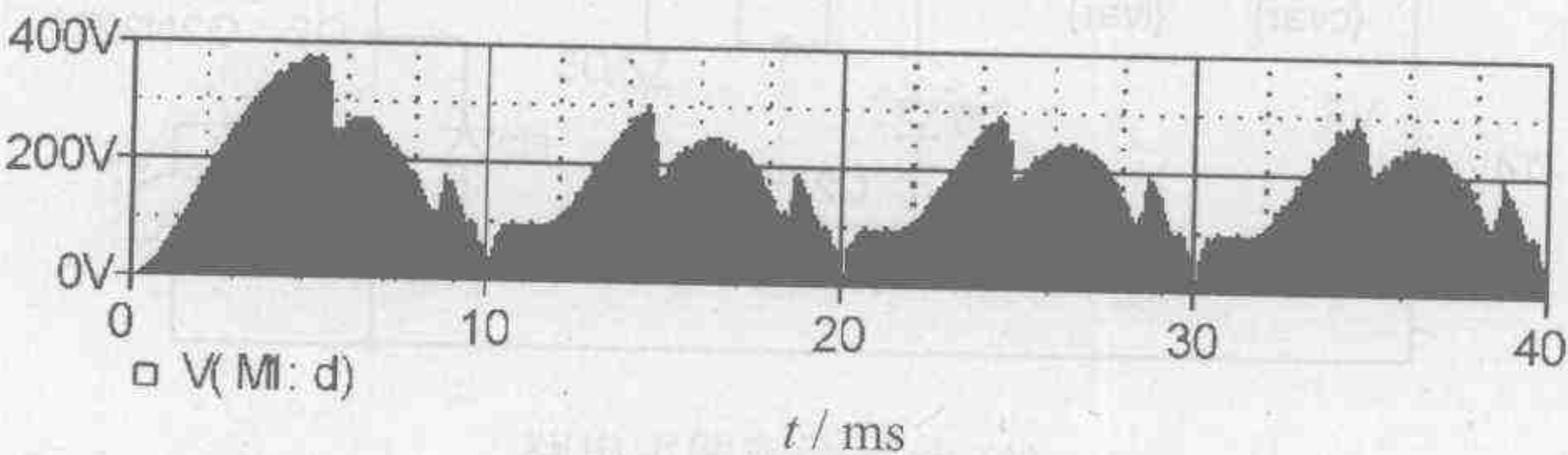
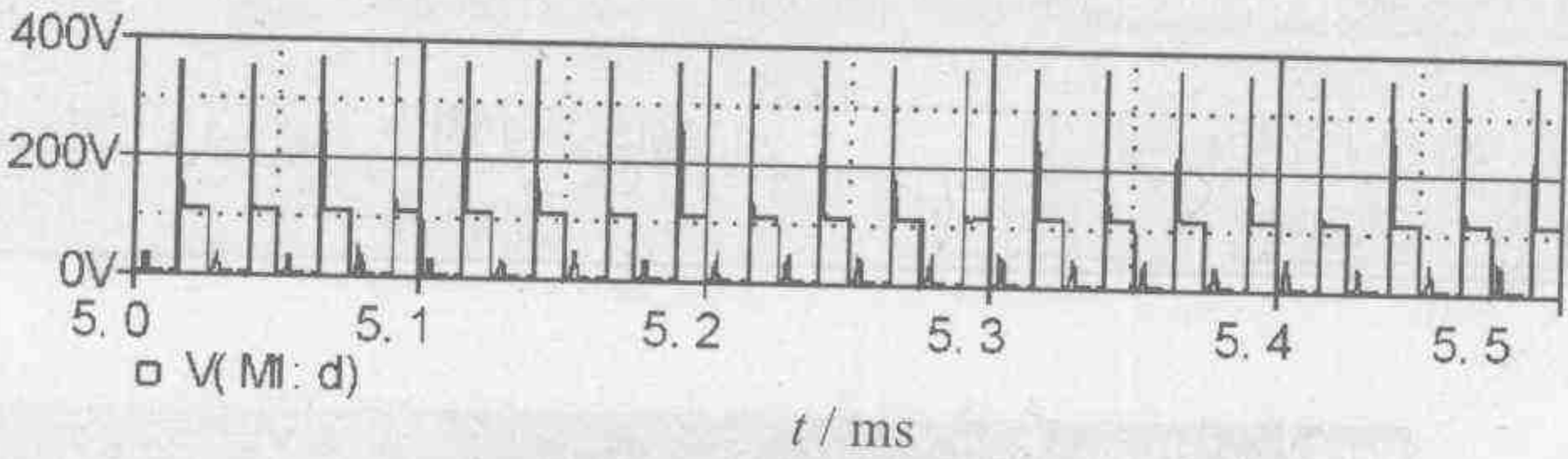


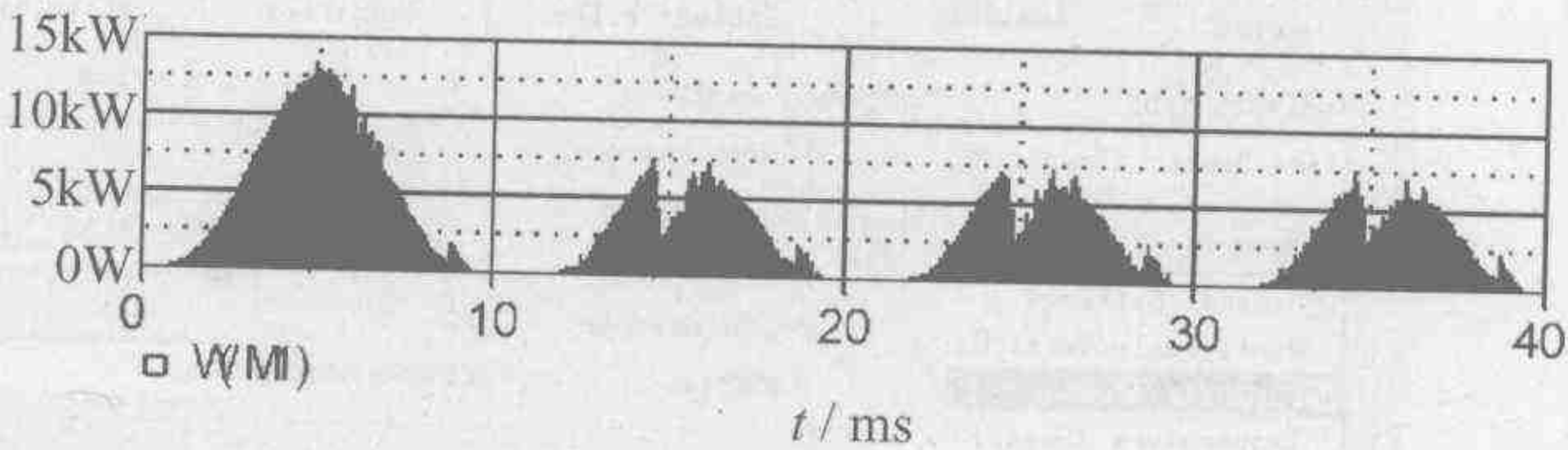
图 1-12 仿真参数设置视窗



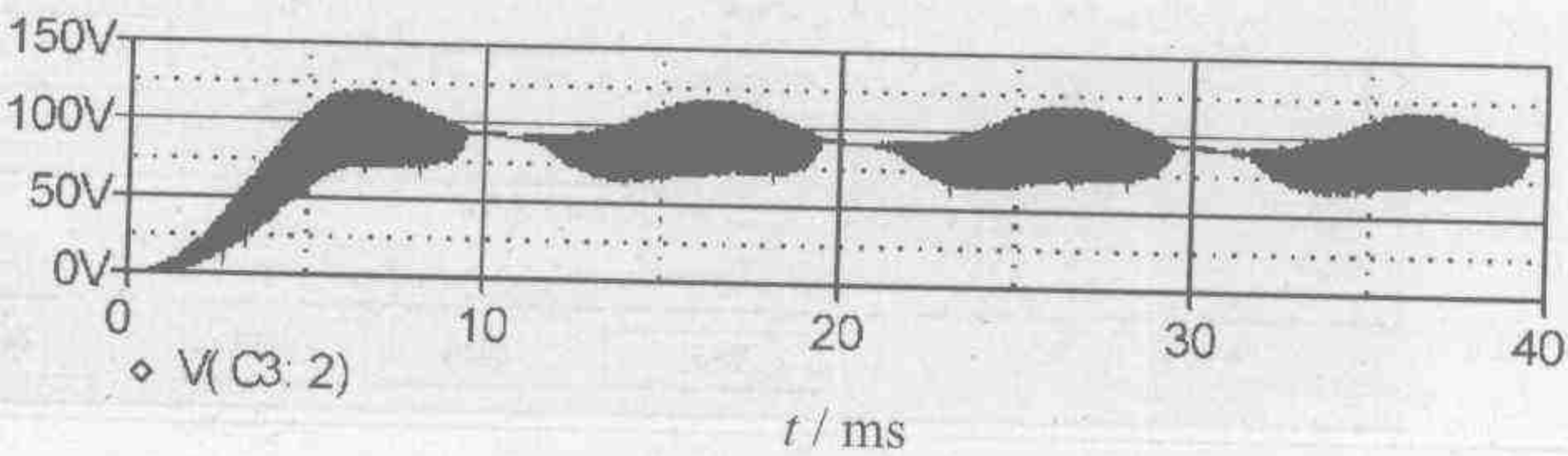
(a) 开关器件端电压



(b) 开关器件端电压细部



(c) 开关器件功耗

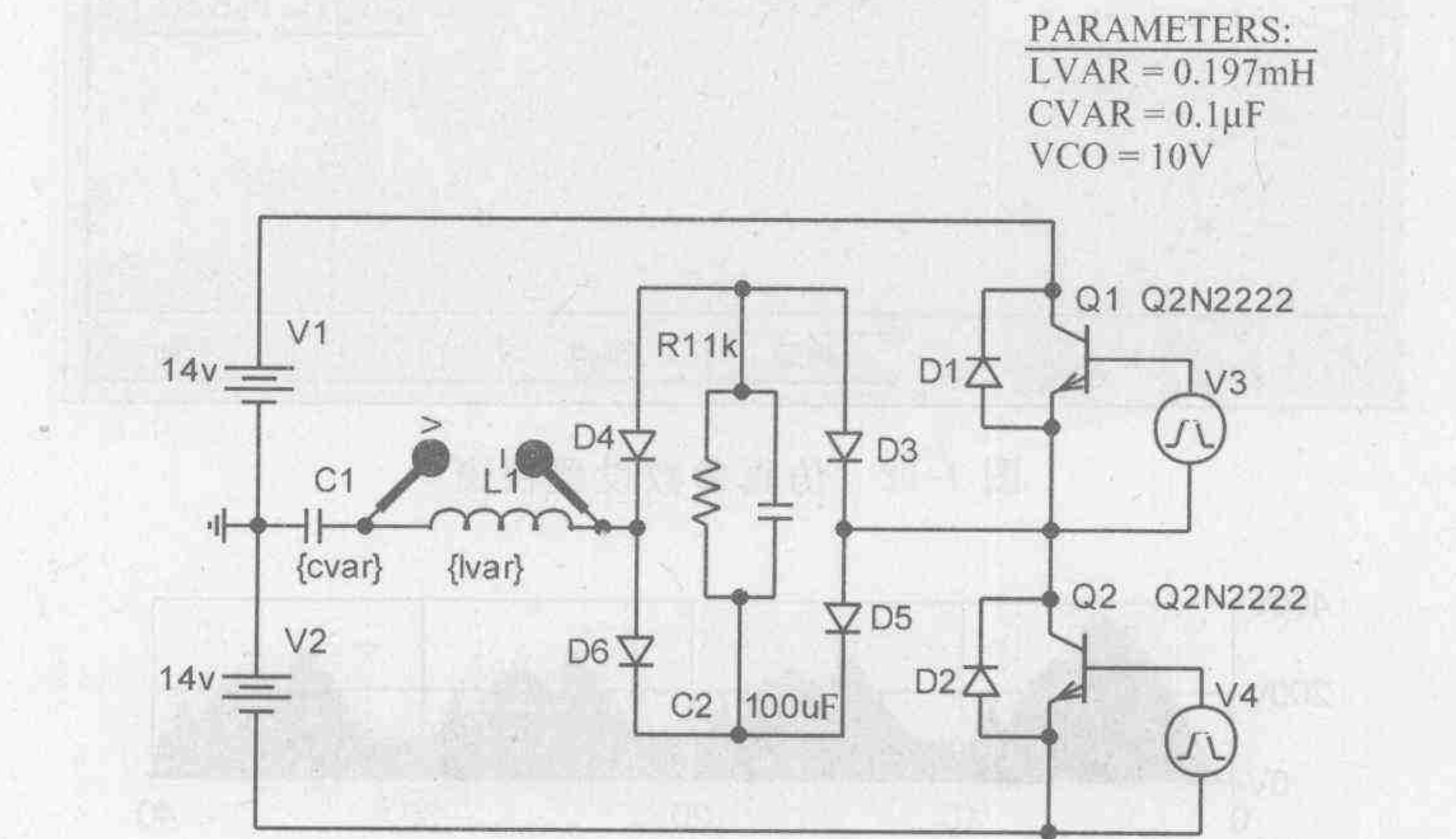


(d) 输出直流电压

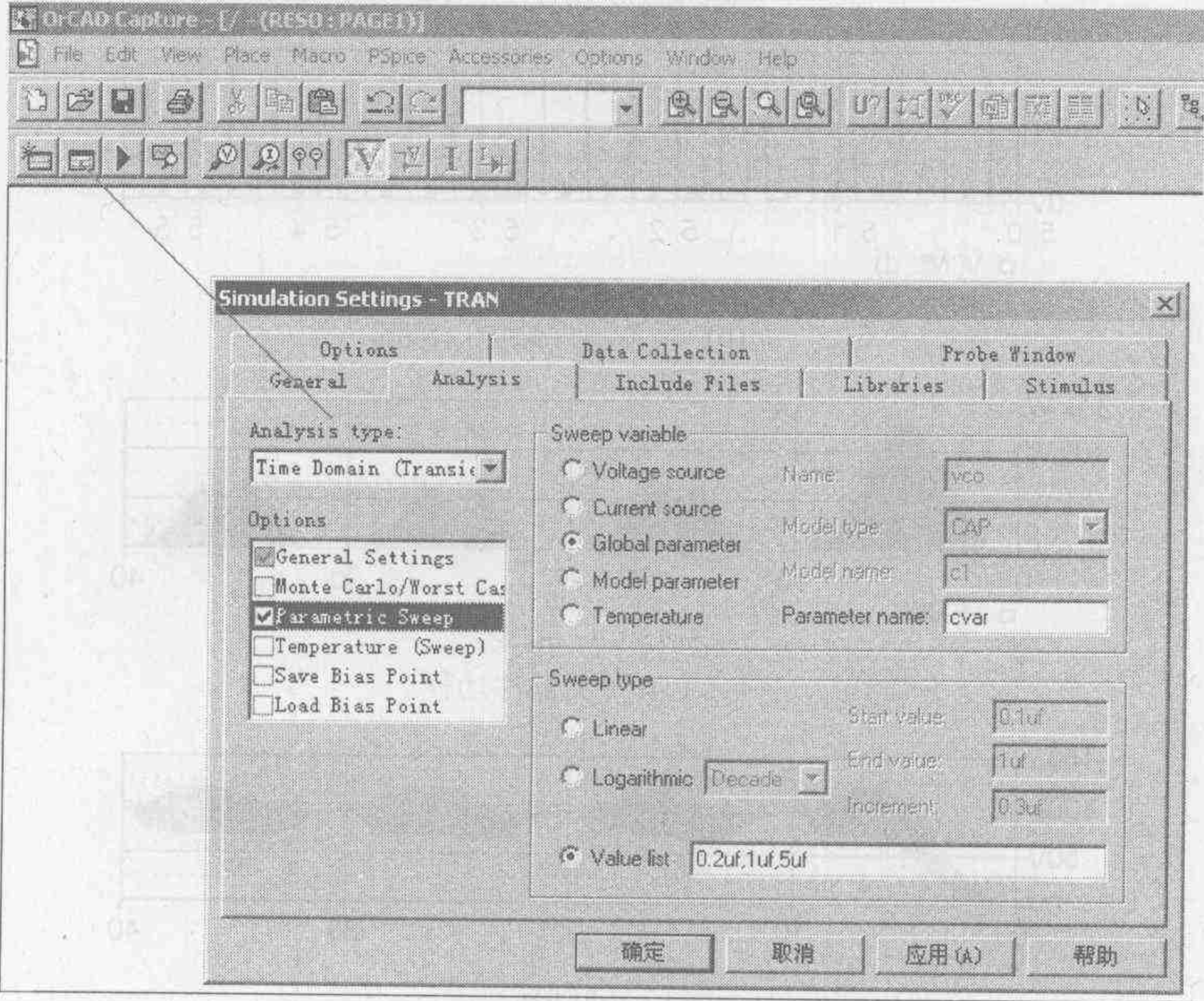
图 1-13 图 1-10 所示 DC/DC 变换器的仿真结果

仿真结束后,会产生一个输出文件,其中包括仿真电路的结构、参数和主要结果。如果仿真失败,文件中还将列出失败原因及失败时的系统参数,帮助用户分析原因。文件大体分为两大部分:一为程序部分,包括网络连接表,别名描述体和程序中存在问題;二为仿真环境,包括主要器件参数、初始值、电路功耗、计算机时和运行中发生的问题。

为了进一步说明如何利用 OrCAD 对电力电子电路进行仿真设计,下面以一个系统参数分析的例子说明如何设置分析模式。图 1-14(a)为一个典型的串联谐振变流器,为了研究谐振电容的容量变化对响应的影响,采用 OrCAD 中的参数扫描功能进行分析。在图 1-14(a)所示电路中,将需要扫描的电容值用参数 {cvar} 来描述,并选择 Special 库中的参数元件“PARAMETERS”赋以初值。打开仿真参数设置窗口,如图 1-14(b)所示,选择参数扫描 (Parametric Sweep)将电容作为全局扫描变量对其扫描范围进行设置。然后和通常一样进

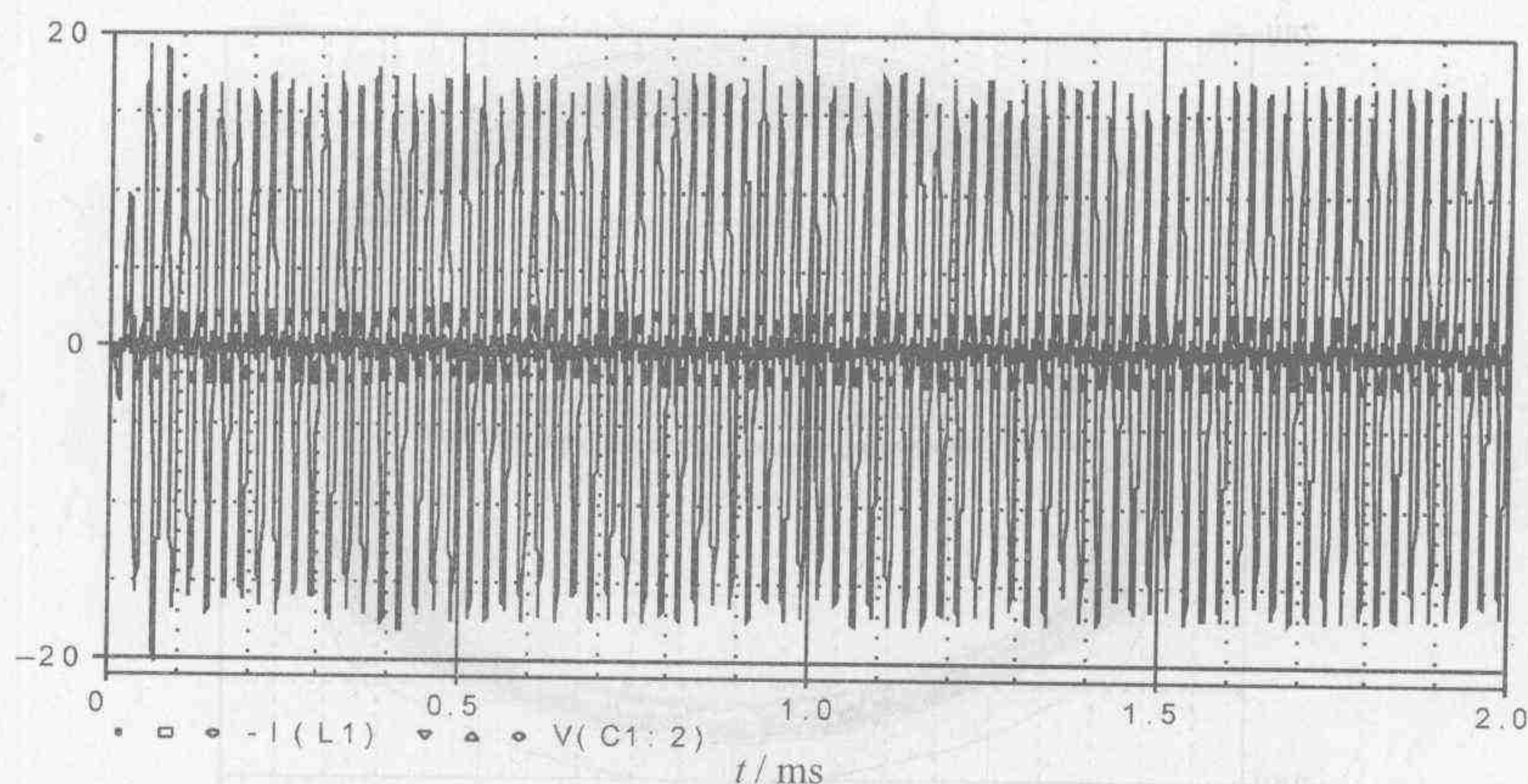


(a) 谐振变流器主电路



(b) 仿真参数设置视窗

图 1-14 谐振变流器仿真



(c) 时域波形

图 1-14(续)

行仿真,多次仿真的结果的时域波形如图 1-14(c)所示。

应用中往往希望通过相平面图了解状态变量之间的关系,此时需要改变横轴的变量,为此可选择按钮“Plot”中的坐标轴设置 (Axis Settings),如图 1-15 所示。

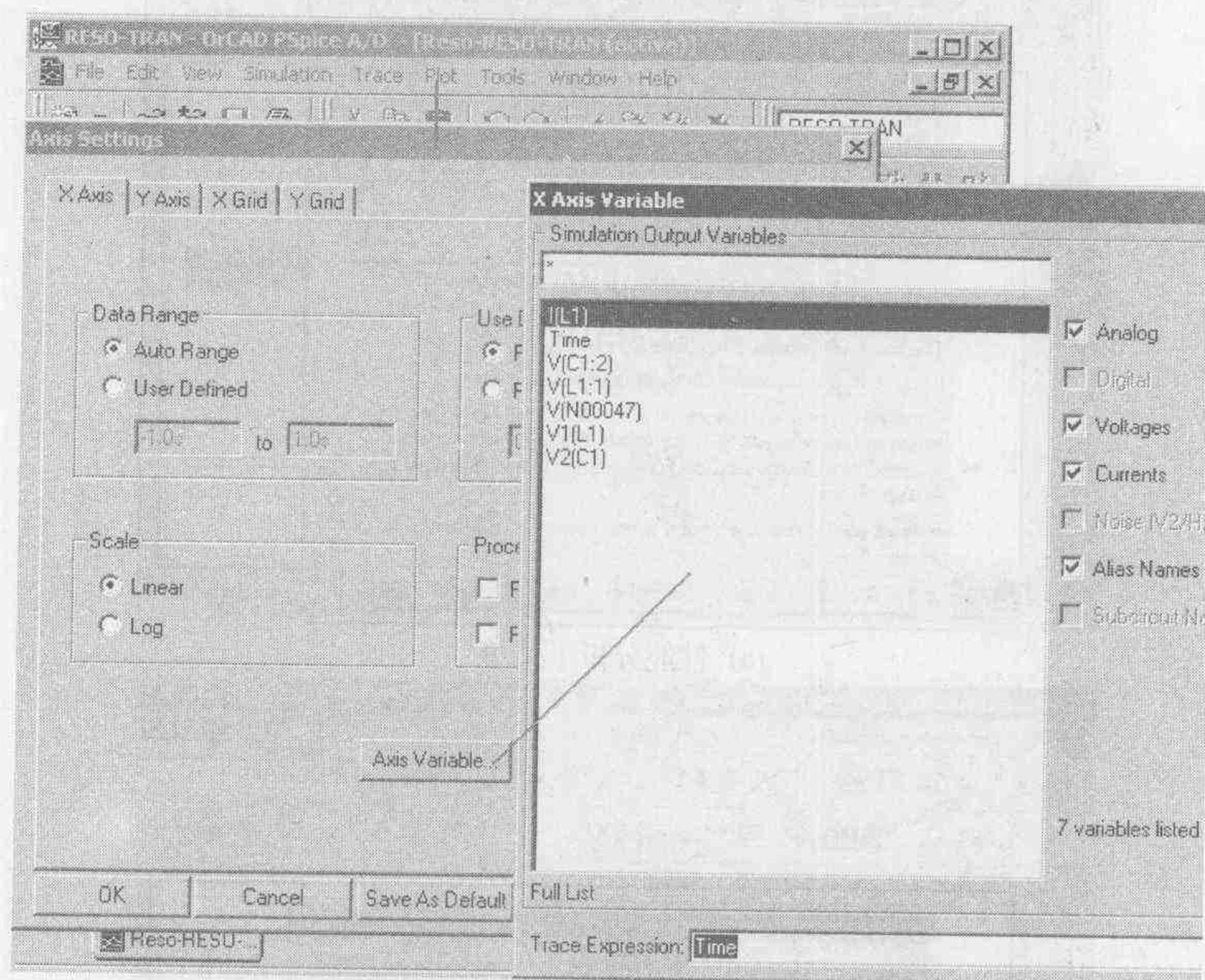


图 1-15 坐标轴设置(Axis Settings)视窗

X 轴变量的默认值为时间,为了绘制相平面图需将横轴变量改为电感中的电流(I_L),改变横坐标变量,图形自动变为图 1-16 所示的相平面图。显然随着串联谐振电容容量的增大,电容两端的谐振电压幅值降低,而当容量大到一定程度时,系统会停振。

实际设计中还经常利用某个目标函数来衡量参数对系统响应的影响,如以电容电压最大作为目标函数研究电容容量的选取。此时选择 Trace 选项下的系统性能分析 (Performance Analysis),如图 1-17(a)所示。在该菜单中选择分析向导(Wizard)进入参数设置子程,如图 1-17(b)~(f)所示。

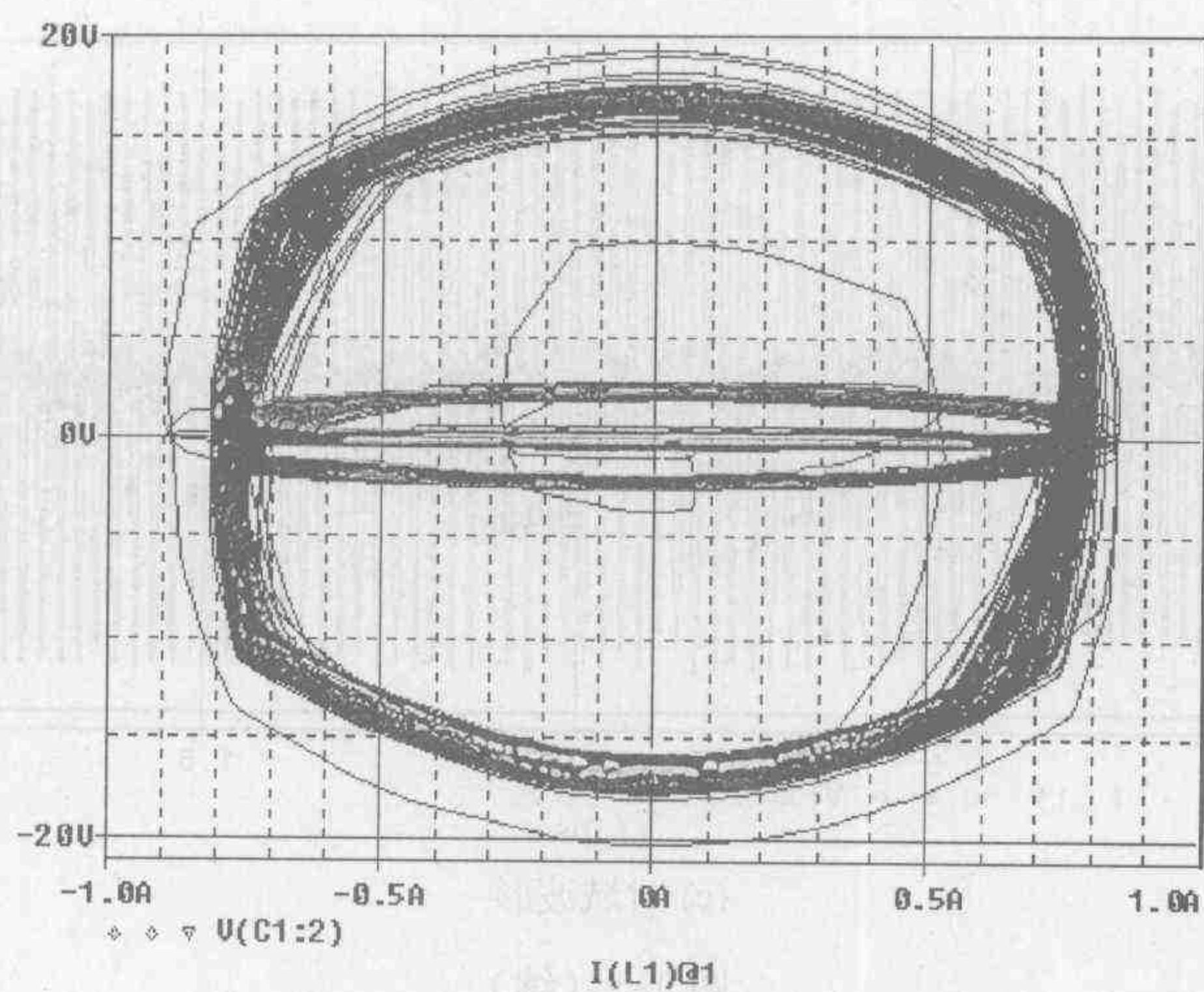
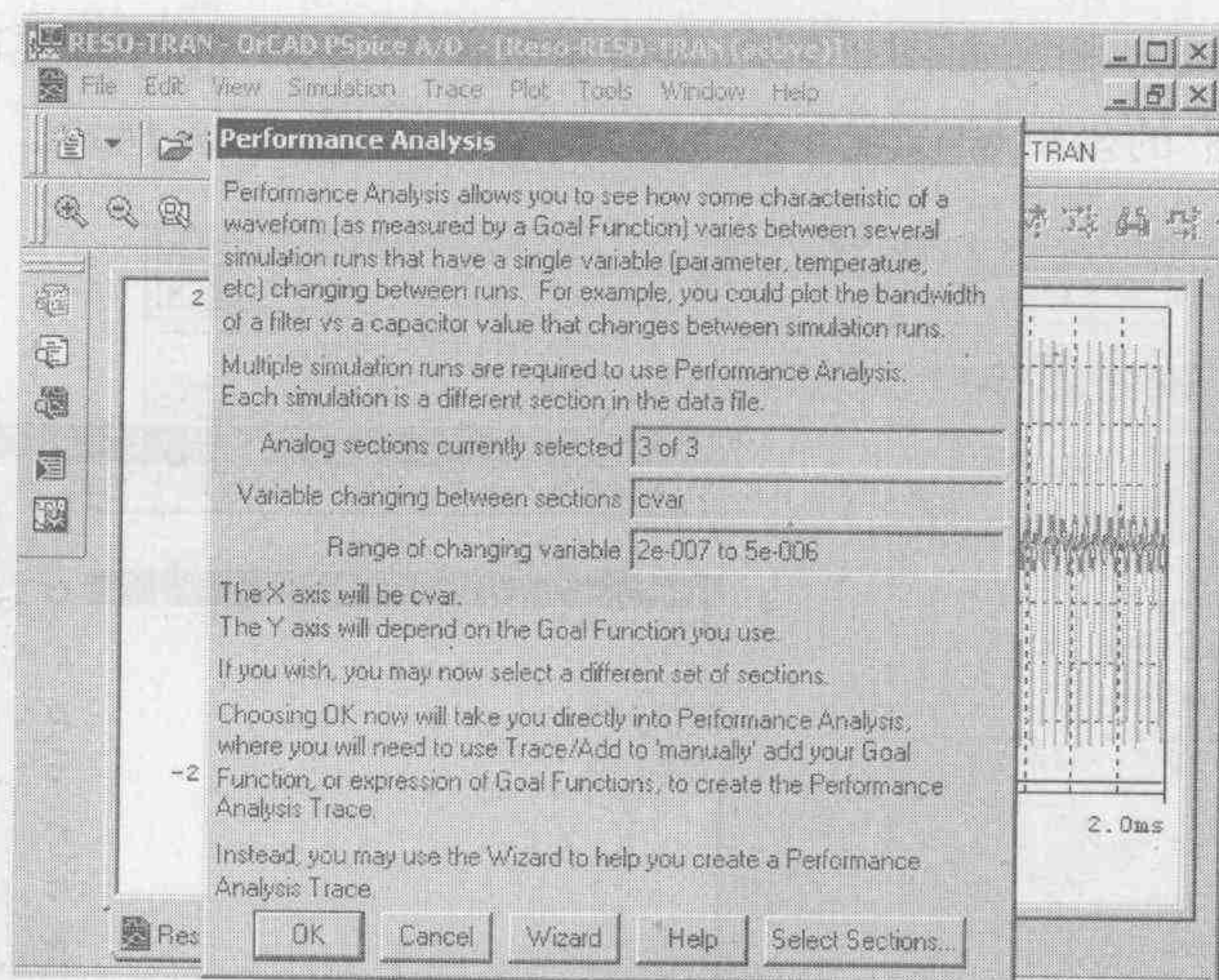
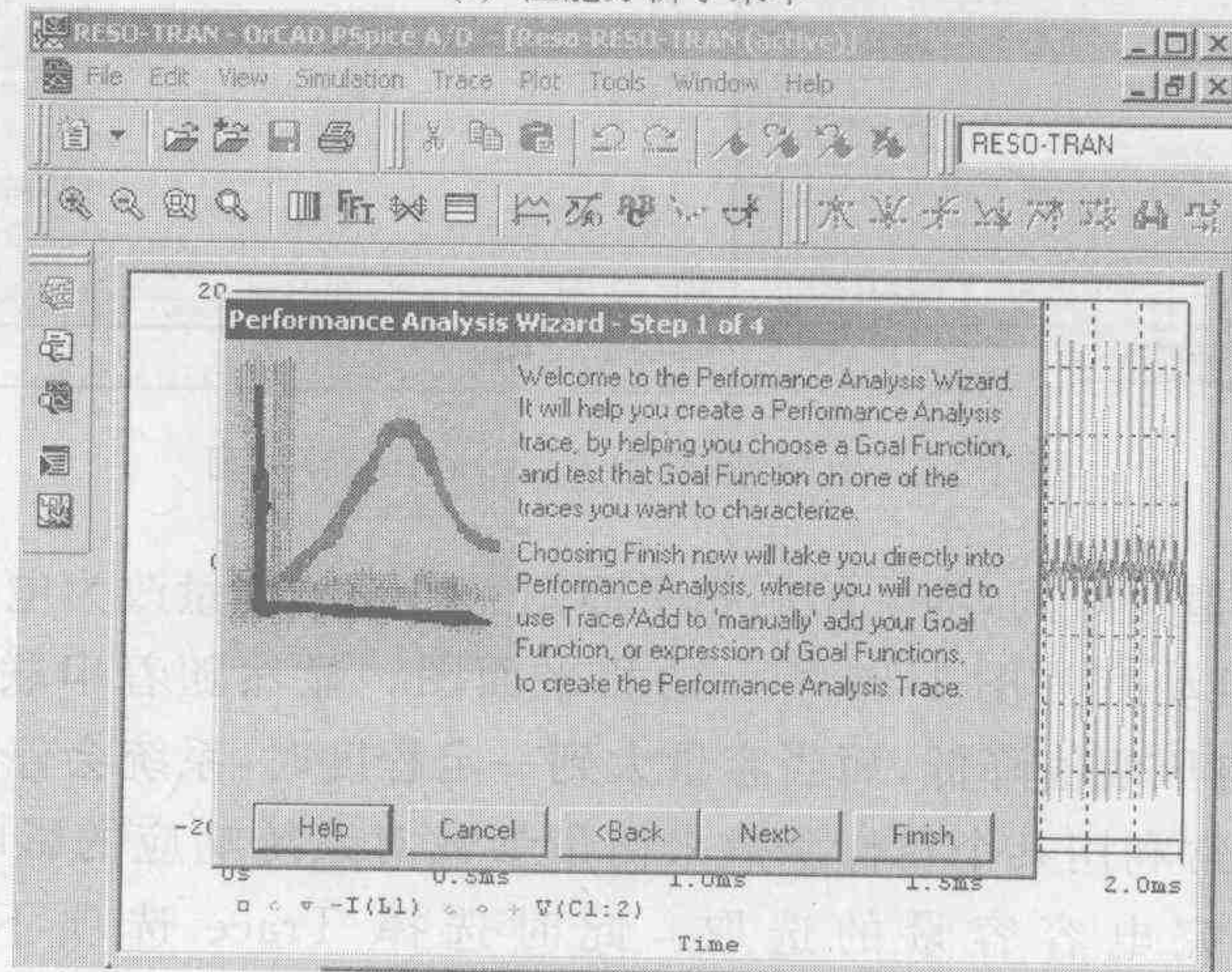


图 1-16 不同电容下的相平面图

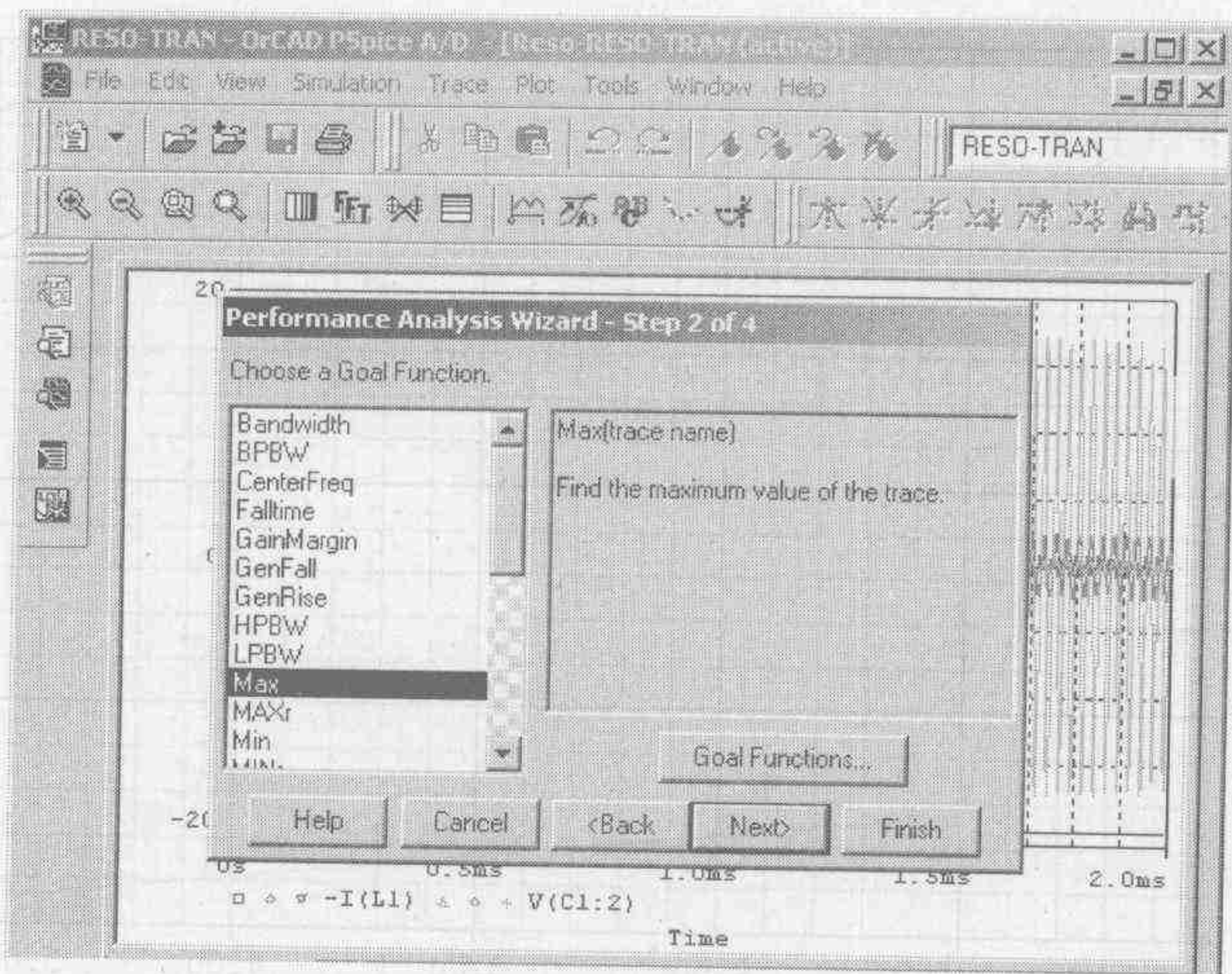


(a) 性能分析子菜单

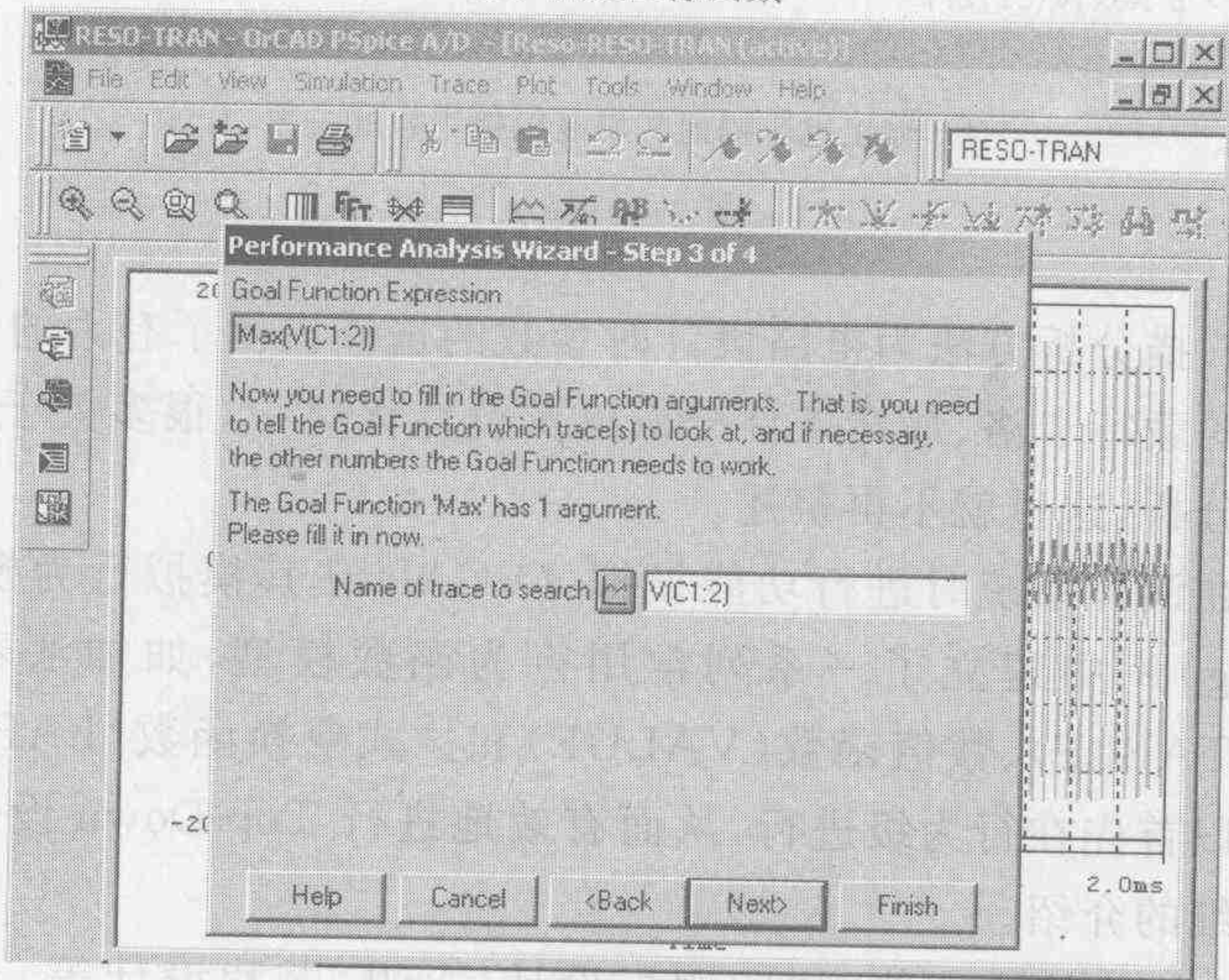


(b) 分析向导 1——选择自动或手动分析

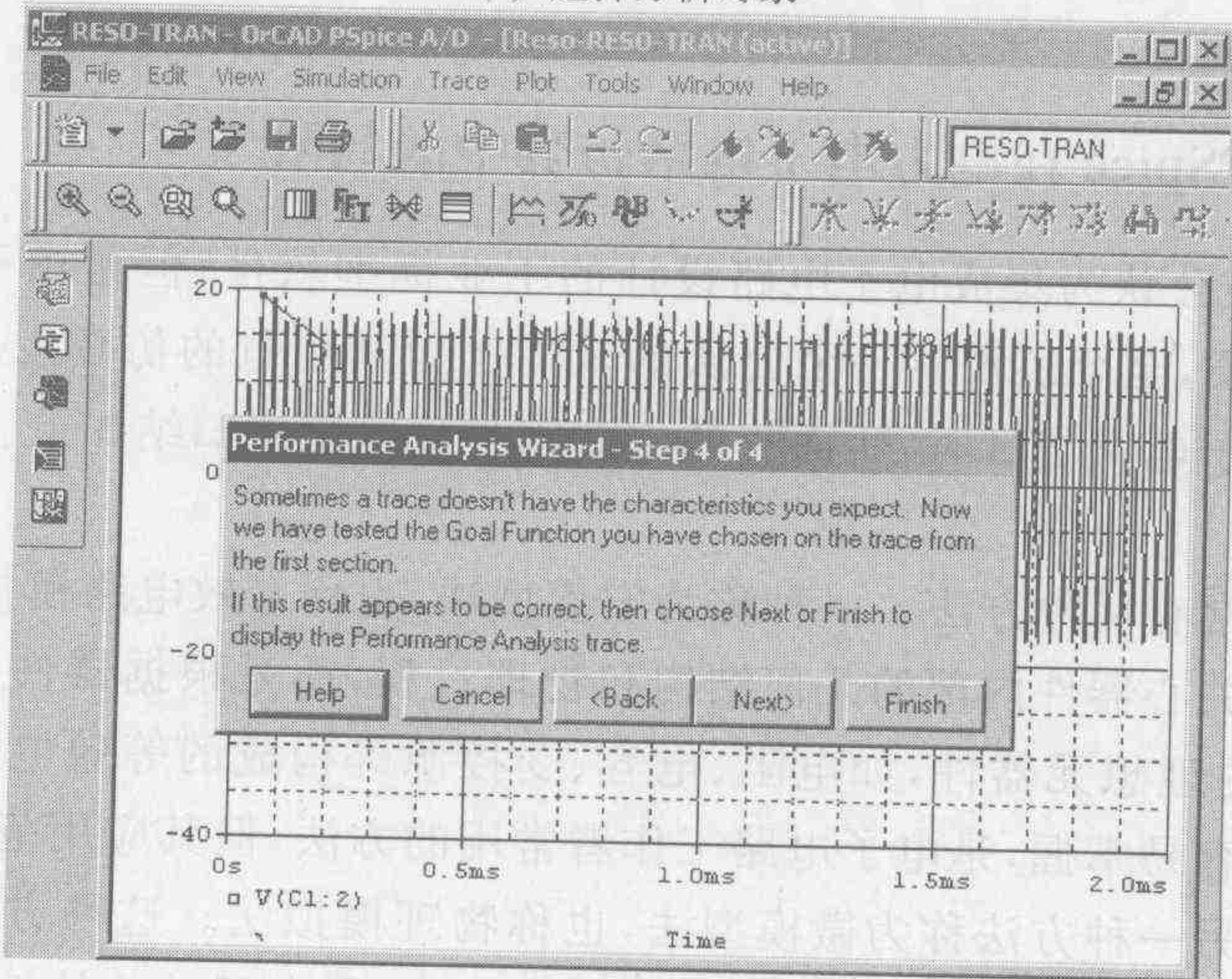
图 1-17 性能分析设置过程



(c) 确定目标函数

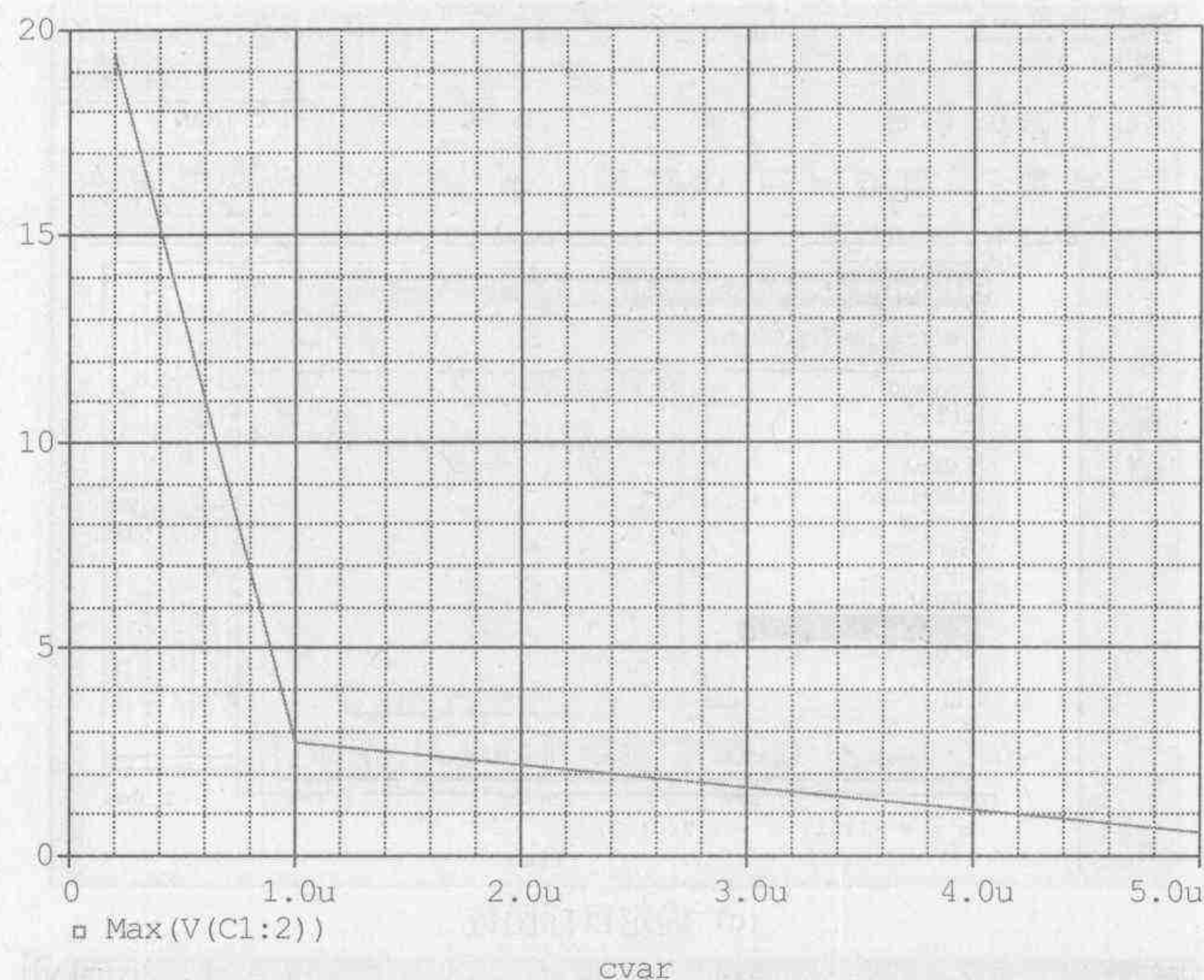


(d) 选择分析对象



(e) 确认分析对象

图 1-17(续)



(f) 输出电压幅值和串联谐振电容的关系

图 1-17(续)

显然上述参数扫描分析方法为电路设计时参数的选择提供了有力的工具。同样的方法还可用于系统参数的蒙特卡洛、最坏条件分析以及设计优化中,很多关于 OrCAD 应用的书中已经作了详细的分析,这里就不再赘述。

为了便于用户在设计系统时进行功能模拟,OrCAD 在其模拟行为模型 ABM(analogy behavioral modeling)库中建立了一系列常用行为函数模型,如加法器(SUM)、乘法器(MULT)、表函数(TABLE)、数值函数(VALUE)和拉式变换函数(LAPLACE)等,使得对复杂系统的设计可以首先在行为级进行,从而有效地进行 Top-Down 设计。在后面的讨论中将对此进行更详细的介绍。

对于 OrCAD 软件的其他功能,如印刷板设计、ASIC 芯片设计等,与本书主题关系不大,这里将不再讨论。

1.3.4 OrCAD/PSpice 在电力电子电路仿真中的局限

尽管 Spice 已被公认为集成电子电路设计的工业标准软件,但是由于电力电子电路固有的非线性时变性质,至今还没有一个公认的软件作为其规范的仿真工具。当将 OrCAD/PSpice 用于电力电子电路仿真时,所面临的主要困难可以简要归纳如下。

(1) 器件模型

器件的模拟通常有两种方法。一种称为宏模型法,也称等效电路模拟法,是一种基于经验的方法。它并不关心器件内部的几何结构和物理过程,而是根据器件已知的输入输出特性,利用审慎选择的理想元器件,如电阻、电容、受控源等构成的等效电路来模拟器件的特性。这种方法比较容易掌握,是电子电路工作者常用的方法,但其应用范围往往受到器件的非线性性能限制。另一种方法称为微模型法,也称物理模拟法。这种方法则是基于半导体器件内部的物理现象,由载流子的漂移与扩散运动、空穴与电子的连续性及空间电荷与电场的关系等出发,根据器件的几何结构与杂质分布建立严格的物理模型与数学模型,然后经计

算得到器件的性能参数。利用这种方法可以深刻地揭示器件内部的工作原理,了解器件的性能参数和设计参数之间的关系,是半导体器件工作者必须遵循的方法,也是目前模拟小尺寸半导体器件的最有力的工具。尽管可以用上述方法求得独立器件的严格瞬态解,然而当与外部电路相连进行电路分析时,联立求解器件方程就成为一个十分复杂的问题,即使在今天计算技术和电路理论已经达到很高水平的情况下仍然是非常困难的,所以上述方法一般只用于半导体器件设计。为减轻建模的难度和计算机时,Spice 中器件的建模采用了宏模型法;再加上 Spice 类型的仿真软件原是为大规模集成电路的设计开发的,其中程序设计的重点在于如何对包括大量高速、低压、小功率半导体器件的电路进行精确的计算,所以早期对器件进行建模时均附有一系列假定条件,其中主要包括:

- ① 器件中 P 区与 N 区的掺杂是均匀的,且在电学上是中性的;
- ② 低注入假定——与多数载流子相比,注入的少数载流子的浓度很低;
- ③ 基区宽度调制——忽略反向饱和电流 I_s 对外加电压 V_{BC} 的依赖关系。

模型中默认参数的设置均是根据小功率器件选择的,而由于高压大功率电力电子器件从结构和性能上存在大注入现象、电荷存储效应以及基区宽度调制,特别是由于引入低掺杂区所造成的器件结构上的不均匀,破坏了上述模型成立的条件。所以简单地采用软件中原有的小功率器件模型,特别是沿用原默认参数,去模拟电力电子器件可能会引入较大的误差,甚至得到完全错误的结论。比如用小功率 MOS 器件模拟开关电路时,其体电阻将可能导致大部分电压降在器件上,从而严重影响仿真结果的可靠性。近年来,虽然软件公司对其模型进行了一系列的改进,特别是引入了大功率器件的模型库以改进仿真结果,但还是难以对快速开关过程中器件的响应加以精确的描述。

(2) 非线性时变特性

利用 PSpice 中的理想开关对系统进行仿真时,由于构成电力电子电路的开关器件的非线性性质,电力电子电路依据开关的状态不同其拓扑也发生改变,也即为一个变结构的非线性时变电路。对于一个非线性时变系统,数学上不存在一般的解法,所以造成仿真的困难。

(3) 计算稳定性

由于电力电子系统中负荷的时间常数和开关周期往往相差若干个数量级,所以描述该系统的方程从本质上是病态的。由于 PSpice 在计算中采用的是梯形法,与高阶方法相比具有计算速度快和稳定的优点,但在计算开关动作时刻若感性节点的电压和容性支路的电流发生突变,容易发生数值振荡,所以算法的收敛性是其仿真中的一个大问题。为解决病态方程的计算稳定性问题,Spice 类软件采用了变步长算法来解决计算稳定性和计算时间之间的矛盾。变步长方法是根据截断误差来判断步长的选择是否合适,若截断误差大于允许值,则减小步长重新计算,否则保持原步长进行下一步计算。这种方法对于常规的病态系统是十分有效的。但电力电子电路中周期性的开关动作引起周期性的突变是系统固有的性质,采用这种方法往往造成仿真软件在开关时刻附近为寻找适当的步长而进行大量的计算,从而浪费大量的机时。

(4) 负载模型

电力电子电路的负载与信息电子电路不同,可能是如电阻、电容、电感等固定负荷,也可能是包括电机在内的各种运动负荷。此时负荷的模型可能包括机械、热力、流体等多种物理过程,因此一是由于负荷模型非常复杂,利用 PSpice 已有模块去建模比较困难;二是由于时

间常数可能相差很远,形成病态方程计算不易收敛。因此对于包括非电学负荷类系统的仿真还是应该利用专用的仿真器,比如对直流输电系统的研究利用 EMTDC/PSCAD 仿真较为合理。

为了解决上述问题,除了软件公司对于其器件模型进行了一系列改进外,大量用户也推出了一系列措施来克服上述局限,以将其应用领域扩展到电力电子电路的计算机辅助设计。下面将对如何改善 OrCAD 在电力电子电路仿真计算中的稳定性加以介绍。

1.3.5 OrCAD 在仿真中的收敛性

尽管 Spice 原来是为大规模集成电路的计算机仿真而设计的,但其基本算法并不局限于 LSI 领域,同样可以应用于数字电路、功率电路和高频微波电路的设计,但一个值得注意的问题是计算的收敛性。例如在进行 DC 扫描和暂态分析时,PSpice 需利用牛顿-拉夫逊法从一组初始近似值开始,通过若干次迭代逼近非线性方程组的解。尽管实际的物理系统均是存在解的,但在利用数值方法进行暂态过程求解时,往往由于解法的限制不能得到方程的解,即使状态变量收敛到一组相容的电压和电流。

解决算法发散问题的途径:一是确定一个合理的初值,但在实践中并没有一个一般的方法去寻找初值;二是使软件具有尽可能宽的动态范围,但由于计算机硬件的原因,较低版本的 PSpice 算法的精度和动态范围均受到一定的限制,这些限制包括:

- (1) 由于采用双精度算法,PSpice 的精度为 15 位;
- (2) 电压和电流的量值限制在 $\pm 1 \times 10^{10}$ V 和 $\pm 1 \times 10^{10}$ A 的范围内;
- (3) 导数的大小限制在 1×10^{14} 以下。

影响仿真计算稳定性的因素主要有以下几个方面。

(1) 器件杂散参数的影响

在 PSpice 模型中器件的杂散电阻和电容的默认值通常为 0,也即当模拟一个二极管时,假定器件的欧姆电阻(R_s)和零偏置时的结电容(C_{j0})均为 0。这个在小电流的信息电子电路中看来可行的假设,在电力电子电路的建模中不仅不符合实际,并且可能会降低数值计算的收敛性。以图 1-18 所示电路为例,当将二极管 D1N3600 通过一个很小的电阻接于 2 V 电源两端,此时由于二极管体电阻 $R_s = 1.22 \Omega$,故实际系统中工作电流为 1 A 左右。但如在仿真中将作为杂散参数的体电阻忽略,即令 $R_s = 0$,此时由于电路中除了串联的小电阻外没有任何东西限制二极管的正向电流,仿真在一开始计算偏置工作点时即不收敛,故方程无解。

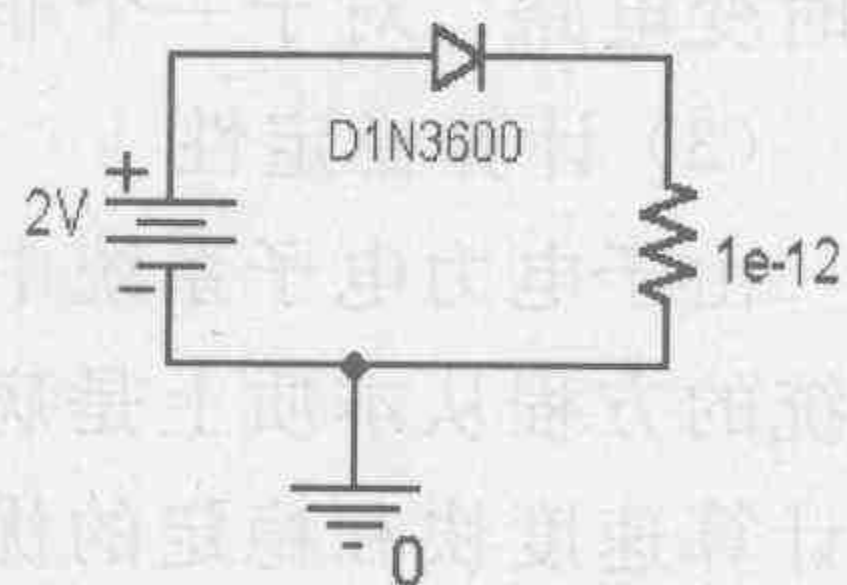


图 1-18 器件杂散参数对仿真的影响

输出文件尾部如下:

.....

ERROR -- Convergence problem in transient bias point calculation

Last node voltages tried were:

| NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE | NODE | VOLTAGE |
|----------|---------|----------|---------|------|---------|------|---------|
| (N00016) | 1.6099 | (N00022) | .0100 | | | | |

(N00016) 1.6099 (N00022) .0100

These supply currents failed to converge:

$I(V_V1) = -1e+010 / -1e+010$

Try running with .OPTION STEPGMIN

仿真模型参数表如下：

| 符 号 | 默 认 值 | 符 号 | 默 认 值 |
|-----|-----------|-----|--------|
| Is | 8.845E-18 | M | .3333 |
| N | .7522 | Vj | .75 |
| Rs | 1.22 | Fc | .5 |
| Ikf | 21.53 | Isr | 2.668u |
| Xti | 3 | Nr | 2 |
| Eg | 1.11 | Bv | 75 |
| Cjo | 2.5p | Ibv | 100u |
| Tt | 8.656n | | |

由于回路电流 I(V_V1) 超过上述 $\pm 1 \times 10^{10}$ 的限制，方程无解。实际上，如进一步忽略串联电阻，将上表中的参数 $N=0.7522$ 代入二极管电流方程 $I \approx I_s \times e^{V/(NkT)}$ ，其中 k 为玻耳兹曼常数，常温下取 $T=300\text{ K}$ ，代入式中可得

$I = 8.845 \times 10^{-18} \times \exp(V/(NkT)) = 1.37 \times 10^{29}\text{ A}$

该结果远远超出上面给出的动态范围，显然该电路在 PSpice 的动态范围中将无解。类似问题同样会发生在一个理想电容器和电压源相并联的场合。所以在含电压源的回路中，器件的串联杂散电阻是一个必须考虑的问题。

与之对偶，当回路中存在一个理想电流源时，假定一个不包括并联电阻的二极管(PN 结)与其相并联，此时由于 PSpice 中的二极管模型是由一个非线性电流源和一个并联小电导(默认值为 $1 \times 10^{-12}\text{ S}$)构成，当该结处于反偏时由于并联电阻阻值很大，在电流源作用下，可能导致结电压超过 $1 \times 10^{10}\text{ V}$ 的限制，而使计算失败，所以模型中在二极管两端并联电阻同样是改善收敛性的另一个重要措施。

忽略器件的结电容(Cjo)和渡越时间(Tt)则意味着器件的开关时间为 0，这同样是一个不合理的假定。实际上，对于双极性功率半导体器件而言，由于电荷的存储效应中注入电荷起主导作用，故二极管从关断到导通需要一定的电荷注入时间才能使少子的储存达到稳态值。而从开通到关断时则需要通过载流子内部复合与在电场作用下以反向电流的形式清除在基区存储的大量载流子，同样需要一定的时间。上述现象分别称为正向恢复与反向恢复，它们决定着大功率半导体器件的动态行为。在过渡过程的仿真计算中，零渡越时间意味着系统变量将发生突变，此时程序由于导数大小的限制，将通过不断地缩小步长以求满足上述限制，结果往往导致计算失败，而造成收敛问题。PSpice 程序中通过引入并联电容来模拟器件的电荷存储效应，并限制了回路中电流与电压的变化率(导数)，从而改善计算的收敛性。实际上在目前版本的 PSpice 中，二极管、晶体管、IGBT 等器件的内建模型中均已含有杂散电容，只是当用户利用理想开关和/或受控源自建模型时，必须注意与之并联杂散电容。

应当特别加以注意的是，当电路中包含受控源时，变量非常容易产生非常大的数值。当然随着计算机硬件技术的发展，32 位计算机已经成为主流，OrCAD 的动态范围也随之得到

扩展,对电流和电压最大值的限制即将成为历史。

综上所述,在利用 PSpice 进行仿真时,半导体器件的建模必须考虑杂散电容和电阻的影响。

(2) 运行参数设定

PSpice 的运行参数作为可设定的选项对于仿真计算的结果的收敛性和分析精度具有重大影响。在实际仿真中,运行参数的主要选项如图 1-19 所示,其中对于电力电子仿真影响最大的是模拟仿真参数设置(Analogy Simulation Option)。可设置参数包括:电压和电流的相对误差 RELTOL,默认值为 0.001(或 0.1%);电压的绝对误差(也称最佳精度) VNTOL,默认值为 $1.0\ \mu\text{V}$;电流的绝对误差 ABSTOL,默认值为 $1.0\ \text{pA}$;电荷的绝对误差 CHGTOL,默认值为 $0.01\ \text{pC}$;任何支路的最小电导 GMIN,默认值为 $1\times 10^{-12}\ \text{S}(1/\Omega)$;直流和偏置点迭代次数极限 ITL1,默认值为 40;直流和偏置点最佳估计次数 ITL2,默认值为 20;暂态分析迭代极限 ITL4,默认值为 10;位于 Advanced Options 选项窗口中的总迭代次数 ITL5=0(无穷);标称温度 TNOM, 27°C 。其他选项包括是否对最小电导进行步进调节(STEPPGMIN),该方法是在计算失败后通过增大并联电导的值,即减小并联电阻的值来帮助改善计算的收敛性;以及是否通过预定制降低状态方程的阶数(PREORDER)等。

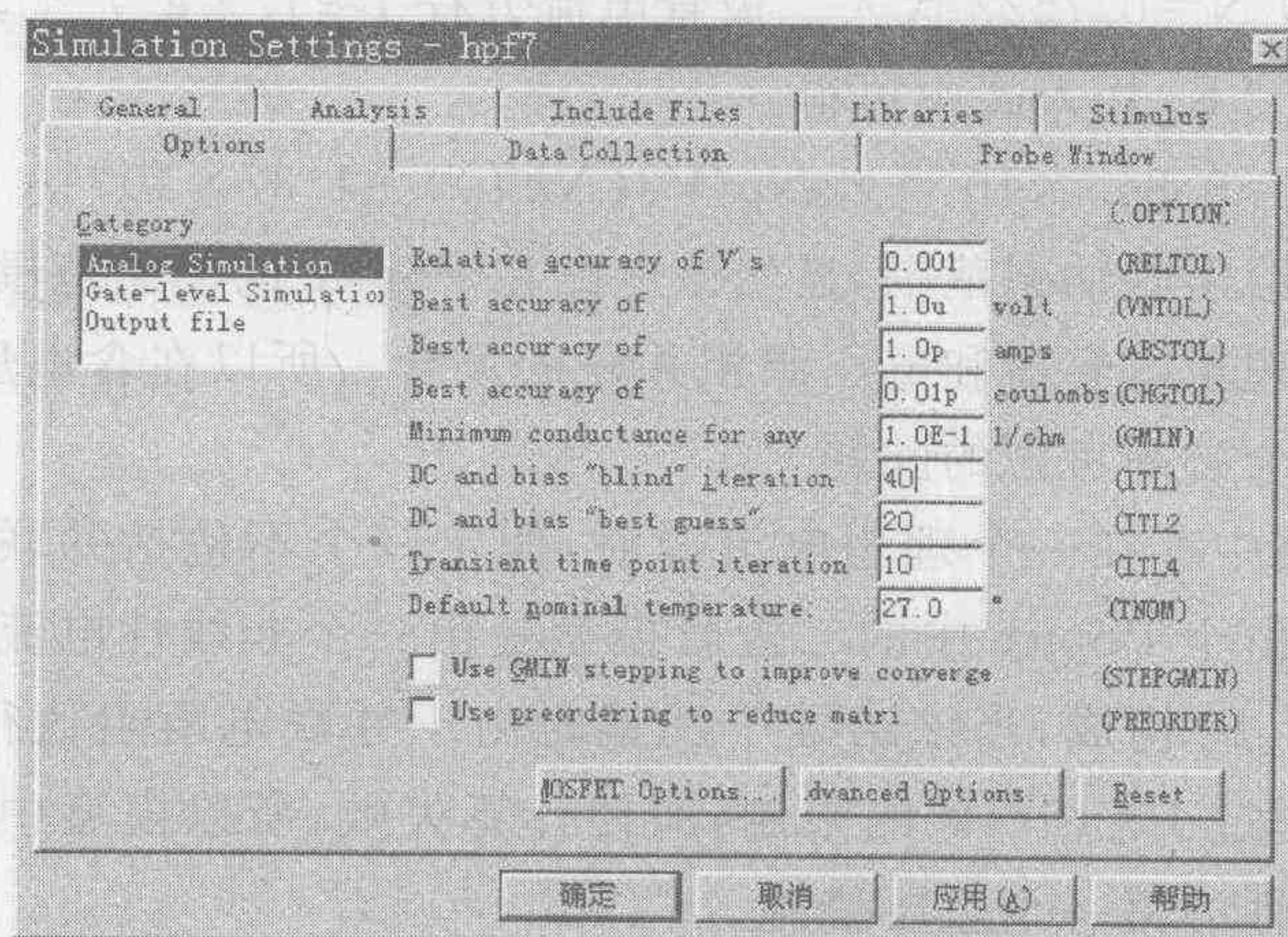


图 1-19 模拟仿真参数设置

PSpice 中由于 RELTOL(相对精度)默认值取 0.1%,所以仿真计算中可以应用的动态范围为 12 位。此时如按默认值 ABSTOL 取 $1\ \text{pA}$,则当电路的最大电流为数 kA 时,所需动态范围为 $k > \lg(10^3/10^{-9}) = 12$,超过软件的限制,从而引起计算结果发散。所以,在仿真大功率电路时,如电流的峰值在 kA 量级时,ABSTOL 取 $1\ \mu\text{A}$;当峰值在 MA 等级时,ABSTOL 取 $1\ \text{mA}$ 。作为一般的准则,VNTOL 和 ABSTOL 取为比电路典型的电压和电流值小 9 个数量级。虽然 $\text{VNTOL} = 1\ \mu\text{V}$ 在实际中可以满足绝大多数功率电路的要求,但为了改善其计算的收敛性,建议将该值取 $1\ \text{mV}$ 。当然在动态范围很大的条件下,也可通过将相对精度(RELTOL)降低到 1%使动态范围扩大到 13 位以改善收敛条件。

在进行初始偏置点计算和暂态分析时,PSpice 需利用牛顿-拉夫逊法从一组初始近似值开始,通过反复迭代逼近非线性方程组的解,因此迭代次数的选择同样是影响计算是否收敛的一个问题。实践中可以通过将暂态分析时的迭代次数(ITL2)由默认的 10 次提高到比如

50 次,可以有效消除暂态计算过程中出现的不收敛;将猜测直流偏置工作点的迭代次数 (ITL2)由默认的 20 次提高到 50 次,将有效减少由于初始条件不合适引起仿真计算终止的概率。而将总迭代次数 ITL5 置为 0(无穷大),则可以帮助改进仿真计算过程中的收敛性。

(3) 仿真时间的范围

利用 PSpice 进行过渡过程仿真的时间范围同样受到双精度的限制,具有 15 位的仿真精度。注意到默认的相对误差 RELTOL=0.001,所以时间的动态范围同样为 12 位,即最小的仿真步长应是总仿真时间除以 10^{12} 。假定计算步长变得过小,暂态分析将会由于两个原因而失败:一是所采用的牛顿-拉夫逊法在所允许的最小步长时仍不收敛,这是由于最小的仿真步长和仿真时间之比超过了上述限值。可以通过减小计划仿真的时间,从而允许采用更小的步长来改进计算的稳定性。二是电路中某变量变化的速度远远超出最小步长所能适应的范围。

(4) 电感模型

在 PSpice 中 L 作为理想电感模型(和变压器的漏抗)为线性电感,即其电感量不随频率的变化而变化。但实际功率电路中所用的电感,特别是铁芯电抗器,由于涡流损耗和趋肤效应的原因,高频时等效电感会发生变化,导致电感量的减小。因此一方面 PSpice 等仿真软件中的纯电感模型实际上是不真实的,往往会导致错误的计算结果。另一方面,上述模型在与之相连的开关器件快速动作时,会在电路中引起实际中可能并不存在的高速的电压或电流的脉冲——毛刺,从而导致仿真时间的加长,甚至仿真结果的不收敛,以及与电路中的杂散电容产生实际上并不存在的高频振荡。所以 OrCAD 建议仿真时应将电路中所有的电感都并联一个吸收电阻,用于模拟电感的涡流损耗和限制带宽。上述并联电阻的阻值应当等于转折频率时电感的电抗。比如,一个 1 mH 的铁芯电抗,若转折频率为 100 kHz,则并联电阻的最佳取值为: $R=2\pi\times 100000\times 0.001=628\ \Omega$ 。在转折频率以下,电感的感抗很小,所以并联电阻对电路的影响很小,该模型呈现感性;高频时并联电阻将吸收能量,从而对电路可能出现的高频振荡进行阻尼。这种方法可以将由于电流突变在电感上产生的毛刺,即脉冲电压限制在适当的范围,不仅改进了计算的收敛性,同时还相应地缩短了仿真计算的时间。

图 1-20 为上述高功率因数变流器简化后的结构图,曲线分别为采用理想电感(如图 1-21(a))和考虑杂散电阻时(如图 1-21(b))的输出电压和输入点对地电压的仿真结果。显然二者仿真结果相当接近,但进行 100 ms 仿真的时间后者却比前者降低了约 10%。显然在对包括电感元件的电路仿真时,采用附有杂散电阻的电感模型可以得到较好的仿真效果,这一点以后还要进一步讨论。

实际应用中根据形状、大小和用途的不同,电感的性能也存在很大的差异。比如在开关电源等电路中作为输出滤波器的电感通常体积较大,由于绕组之间的耦合,相当于在理想电感两端并联了一定的电容。上述电感通常在 500 kHz 到数十 MHz 间具有一个自振频率,该频率的大小与铁芯的体积有关,体积越大对应的谐振频率越低。而在制作时,为了降低有功损耗,通常上述电感的品质因数 Q 值很高,所以谐振特性非常陡且频带很窄,对于常用的以铁氧体做磁芯的电感更是如此。所以上述电感可以用一个有并联电容的理想电感来模拟,在谐振频率之上呈容性,即并联电容将起主导作用;而在该频率以下,电感将起主要作用。当以铁氧体环抑制 EMI 时,其特性则与以铁氧体做磁芯的电感相反,因为该环的目的是抑制电磁干扰,即对辐射能量进行衰减,所以 Q 值很低,谐振峰较为平坦且频带较宽。所

以可以将其建模为一个具有 $50 \sim 100 \Omega$ 的并联电阻和 $1 \sim 3 \text{ pF}$ 并联电容的电感,如图 1-22(a)所示。由于磁芯材料的性能随频率的变化呈现强烈的非线性和非单调性,如图 1-22(b)所示,所以精确建模十分困难,有兴趣的读者可以参见 OrCAD 的在线用户手册。

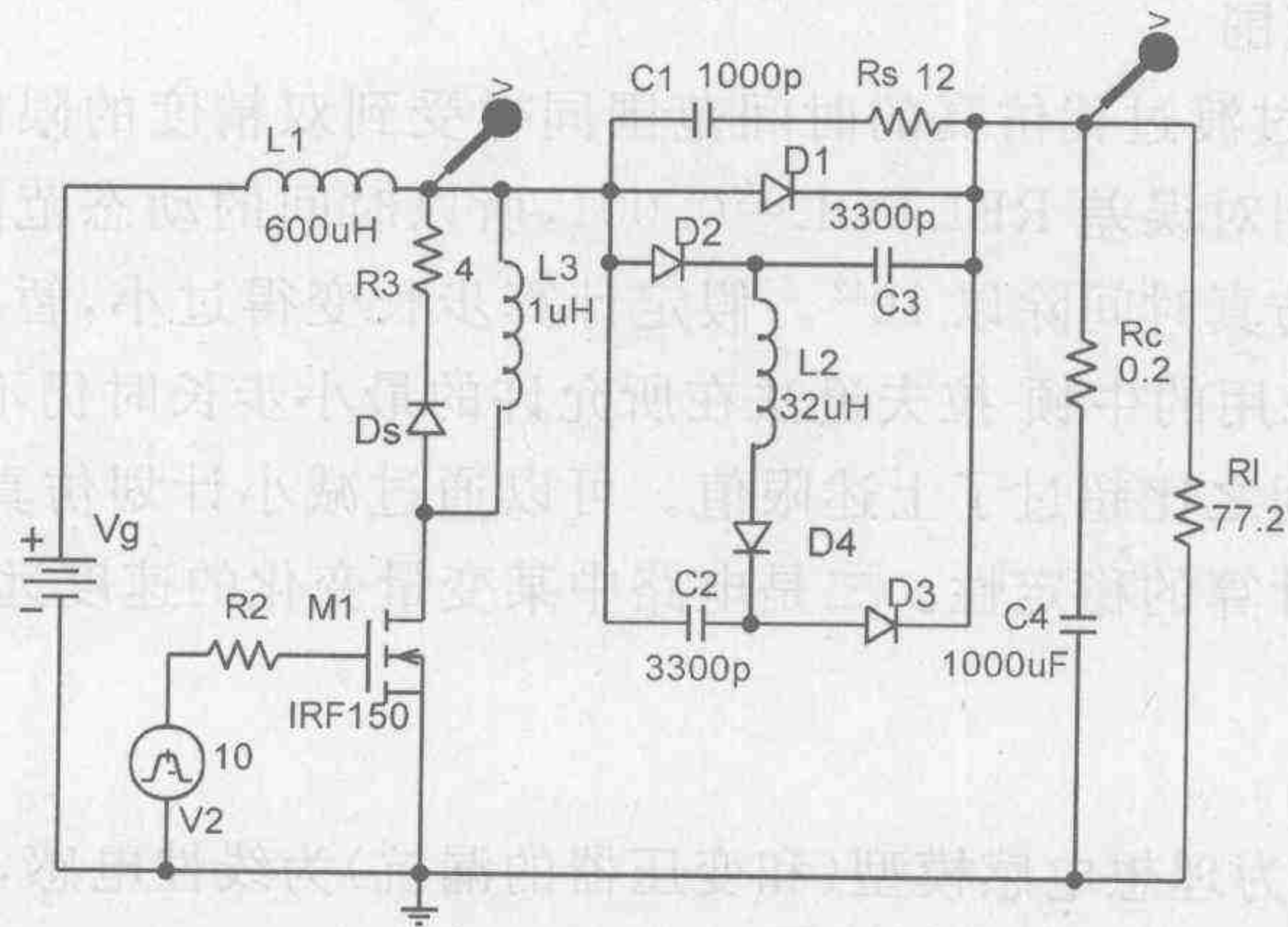


图 1-20 简化的高功率因数变流器结构图

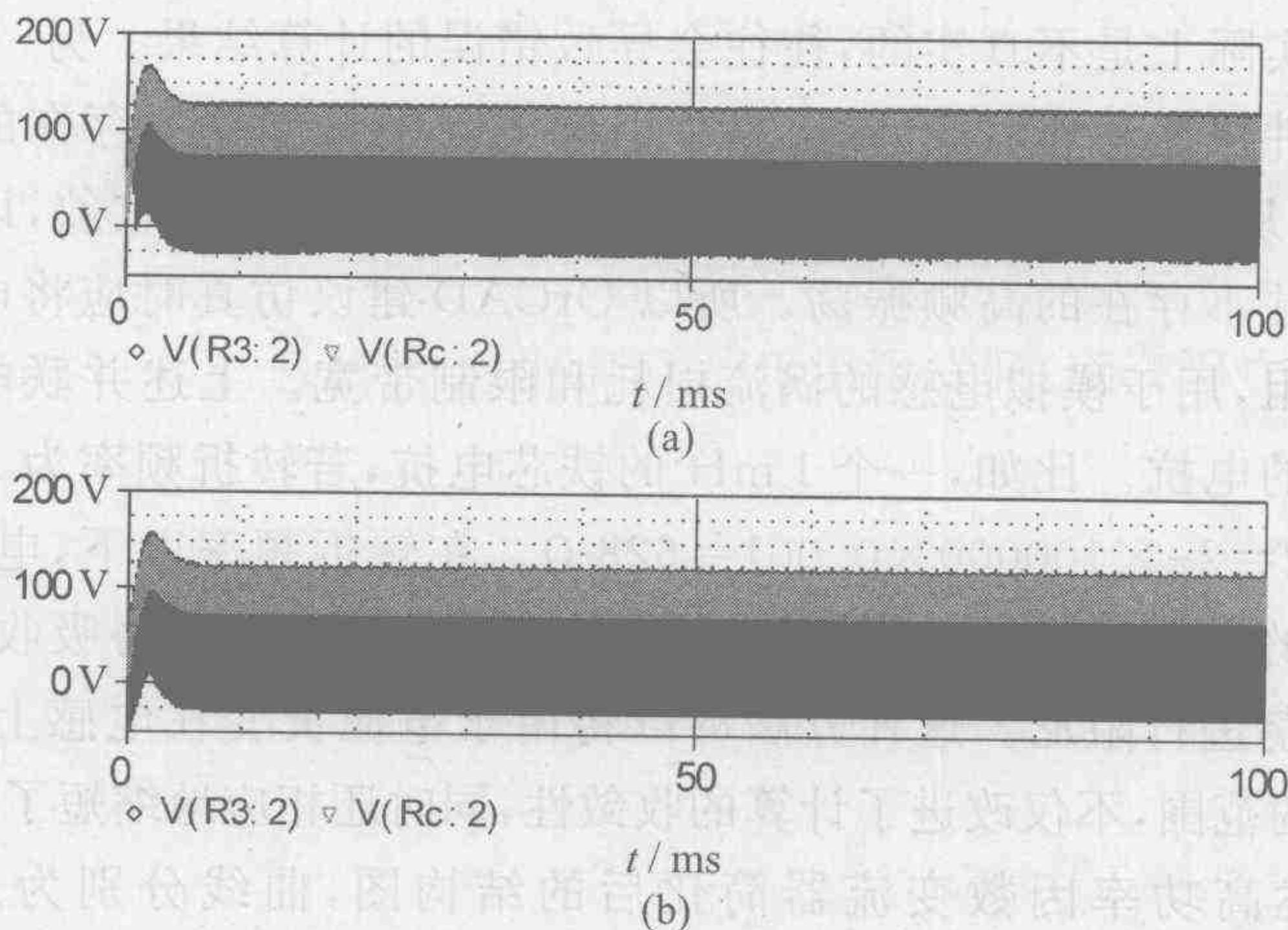


图 1-21 高功率因数变流器仿真结果比较

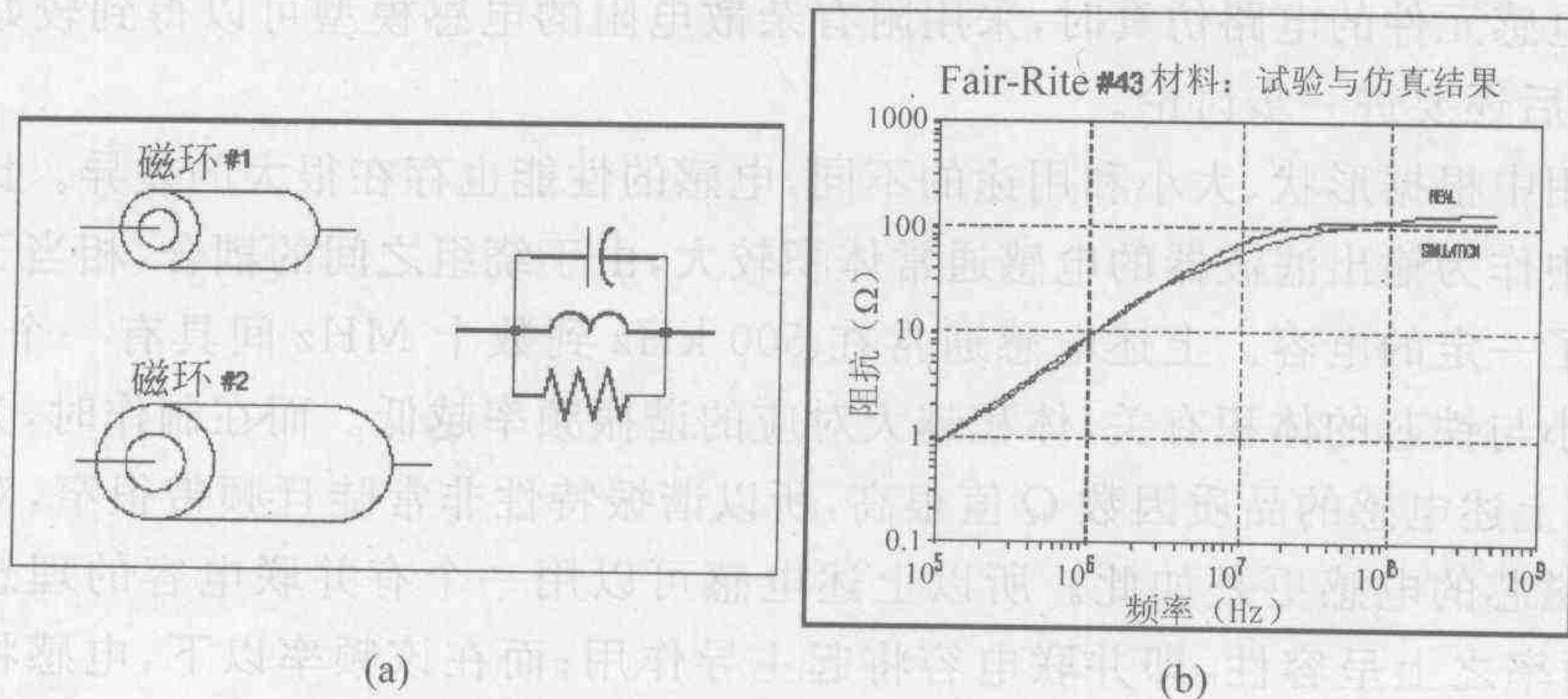


图 1-22 铁氧体环仿真模型和频率特性

1.4 EMTD/EMTDC/PSCAD

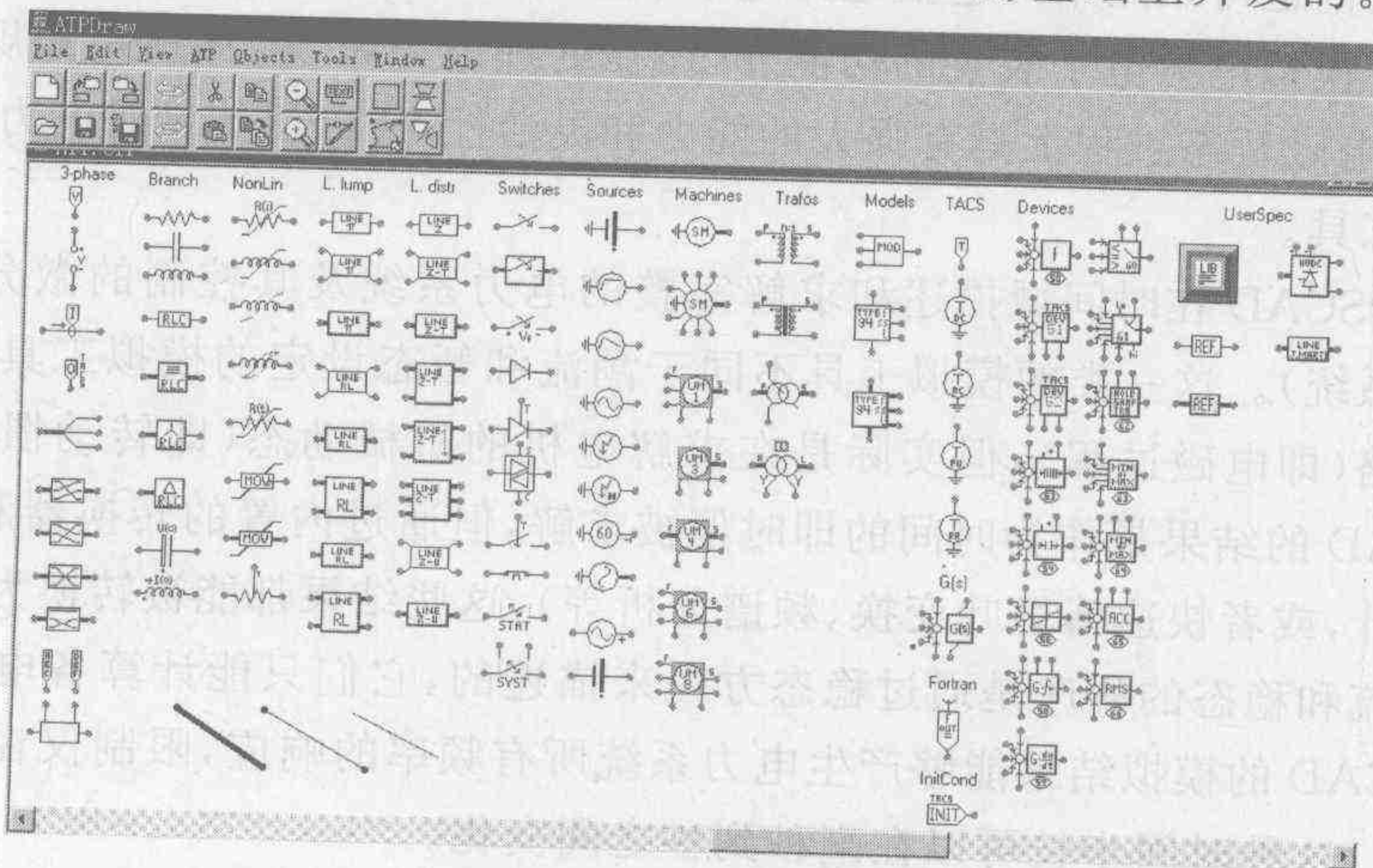
1.4.1 EMTD/EMTDC 的发展历史及特点

由于利用理想开关模型对电力电子器件进行模拟具有结构简单、节约计算机资源的优点,所以随着电力电子装置在各个领域中的应用日益广泛,在不同领域的专用仿真软件中加入电力电子器件的理想开关模型,将其应用扩展到包括电力电子装置的系统的研究中,或开发适用于某一领域的基于理想开关模型的专用仿真软件成为一种流行的趋势。

EMTD 是美国 BPA(Bonneville 电力局)于 1968 年开发的用于电力系统分析的软件。30 多年来该软件经过不断改进和发展,迄今已成为应用最广泛的电力系统仿真软件。此类软件以电力系统分析为目的,为了便于用户使用,软件中除了具有常用电气元件如电阻、电容、电感等模型外,还包括了一系列常用机电元件如发电机、电动机、传输线的模型以及断路器等电磁暂态元件和控制系统模型。在长期的使用中,根据研究领域的不同,在其基础上又产生了一系列用于特殊领域的软件,如 ATP(alternative transients program,交流暂态分析软件),EMTDC(直流输电系统电磁暂态分析软件)和 NETOMAC 等。

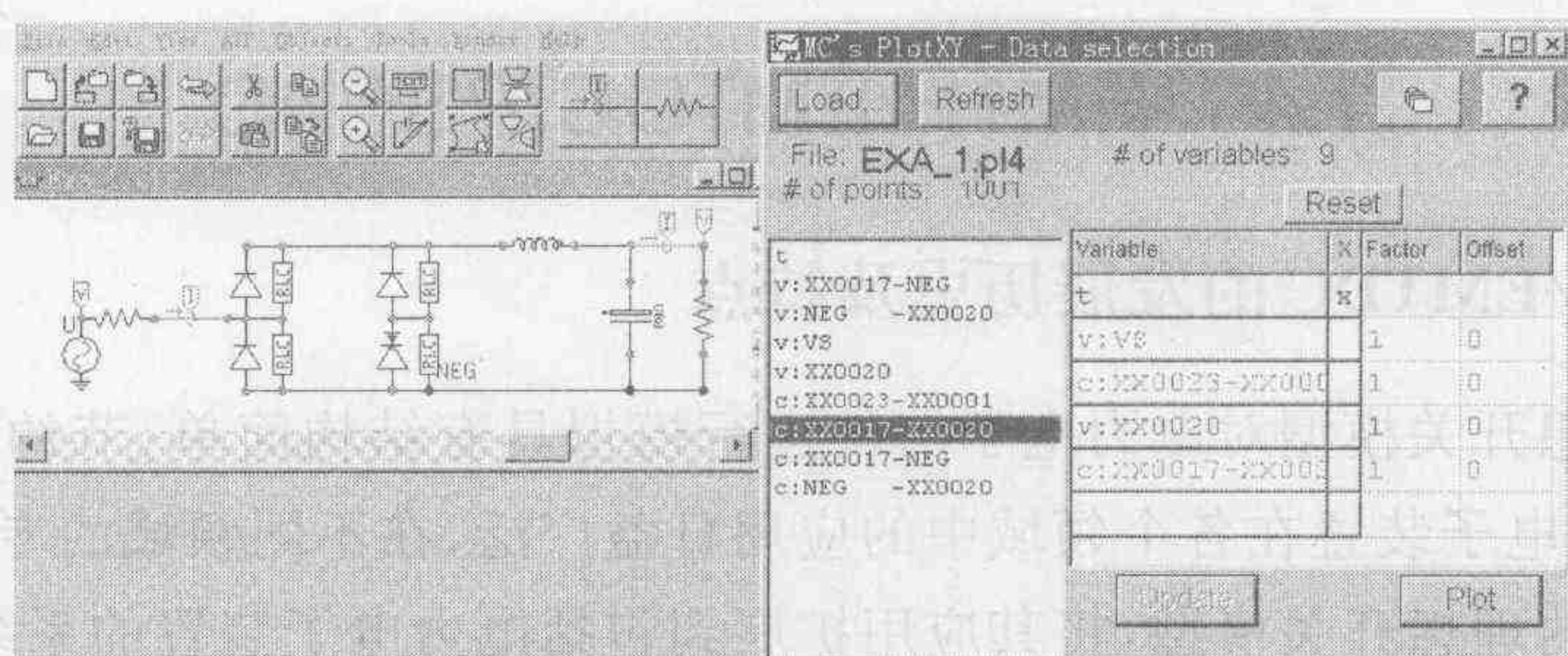
ATP 主要用于预测在电力系统故障或断路器动作时系统的时域响应,以及研究电力电子电路、过压保护装置和电力系统其他控制装置的行为对电力系统影响。但由于该软件的输入文件是利用 BPA 格式编写的,对于初学者十分复杂,在一定程度上限制了其应用。1996 年 EFI(挪威电力研究院)开发了用于 ATP 的图形前处理器 ATPDraw,可以将用户设计的电路原理图编译成 ATP 输入文件,使得用户可以利用所见即所得的方法对所研究电路进行编程,大大方便了应用。图 1-23 给出了 ATPDraw 的主菜单和模型库,以及用 ATPDraw 实现的一个单相整流电路的仿真电路图和仿真结果。

EMTDC 是加拿大 MANITOBAR HVDC(高压直流输电)中心为了便于对该发电站大量应用的 HVDC 和 SVC 进行研究,于 1975 年在 EMTD 的基础上开发的。为了便于对电

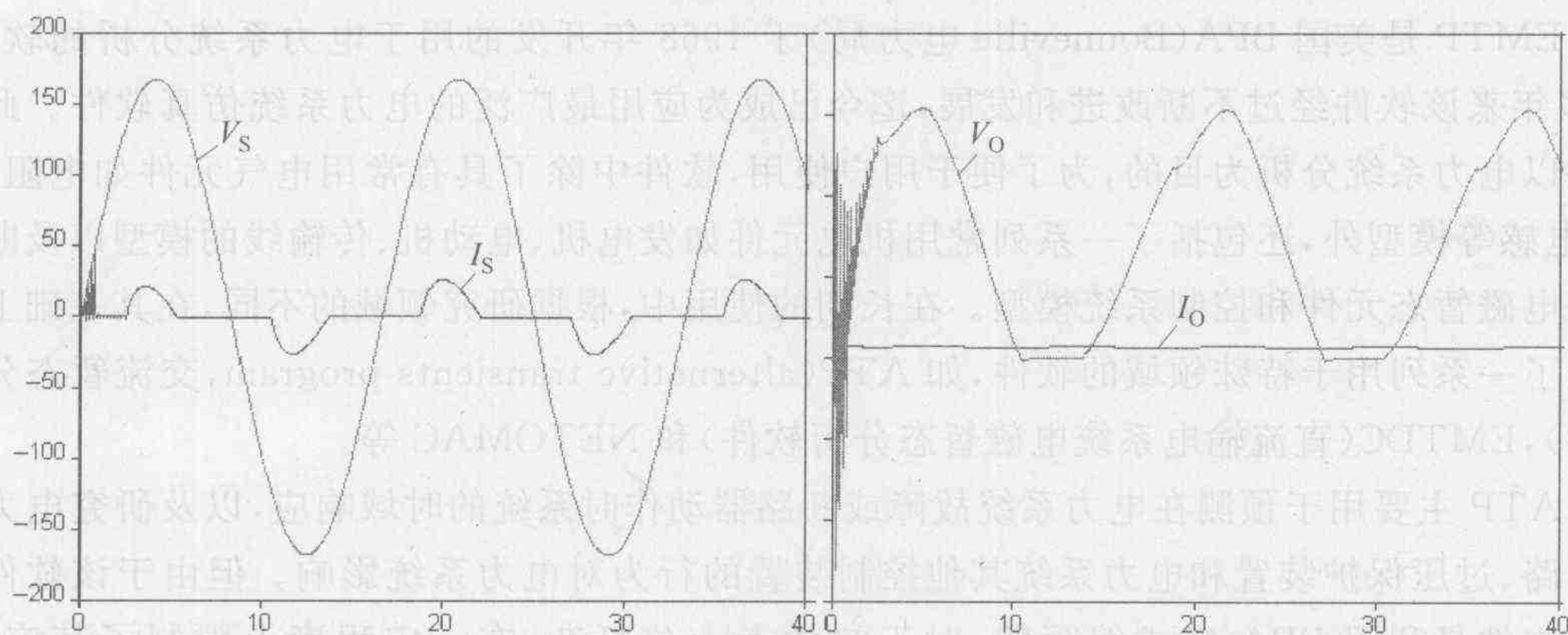


(a) ATPDraw 的主菜单和模型库

图 1-23 单相整流电路的 ATP 仿真



(b) 仿真电路图和 XY 绘图仪



(c) 输入电压和电流

(d) 输出电压和电流

图 1-23(续)

力电子装置进行研究,引入了以双电阻理想开关为模型的晶闸管等器件模型。近年来,随着计算机技术的发展引入了图形用户界面(GUI)PSCAD,进一步方便了用户的使用。图 1-24 所示为最新版本 PSCAD4.2 的模型库列表。

尽管其他软件也可以用来对包括电力电子装置的电力系统进行仿真,但是由于 EMTTP 类软件除了具有模拟电力电子装置的功能外,还在处理电力系统(特别是大规模电力系统)的静态、动态和电磁暂态过程上具有强大的能力和灵活性,所以仍然是对电力系统进行分析研究时的首选工具。

EMTDC/PSCAD 在时间域描述和求解完整的电力系统及其控制的微分方程(包括电磁和机电两个系统)。这一类的模拟工具不同于潮流和暂态设定的模拟工具。后者是用稳态解去描述电路(即电磁过程),但实际是在求解电机的机械动态(即转动惯量)微分方程。EMTDC/PSCAD 的结果是作为时间的即时值被求解,但通过内置的转换器和测量功能(例如实有效值表计,或者快速傅里叶变换、频谱分析等),这些结果都能被转换为相量的幅值和相角。由于潮流和稳态的程序是通过稳态方程来描述的,它们只能计算各电量的基频幅值和相位;而 PSCAD 的模拟结果能够产生电力系统所有频率的响应,限制仅在于用户自己选择的时间步长。这种时间步长可以在毫秒到秒之间变化。

利用 PSCAD 可进行的典型研究包括以下几个方面:

(1) 研究电力系统中由于故障或开关操作引起的过电压。它也能模拟变压器的非线性(即饱和)这一决定性因素。

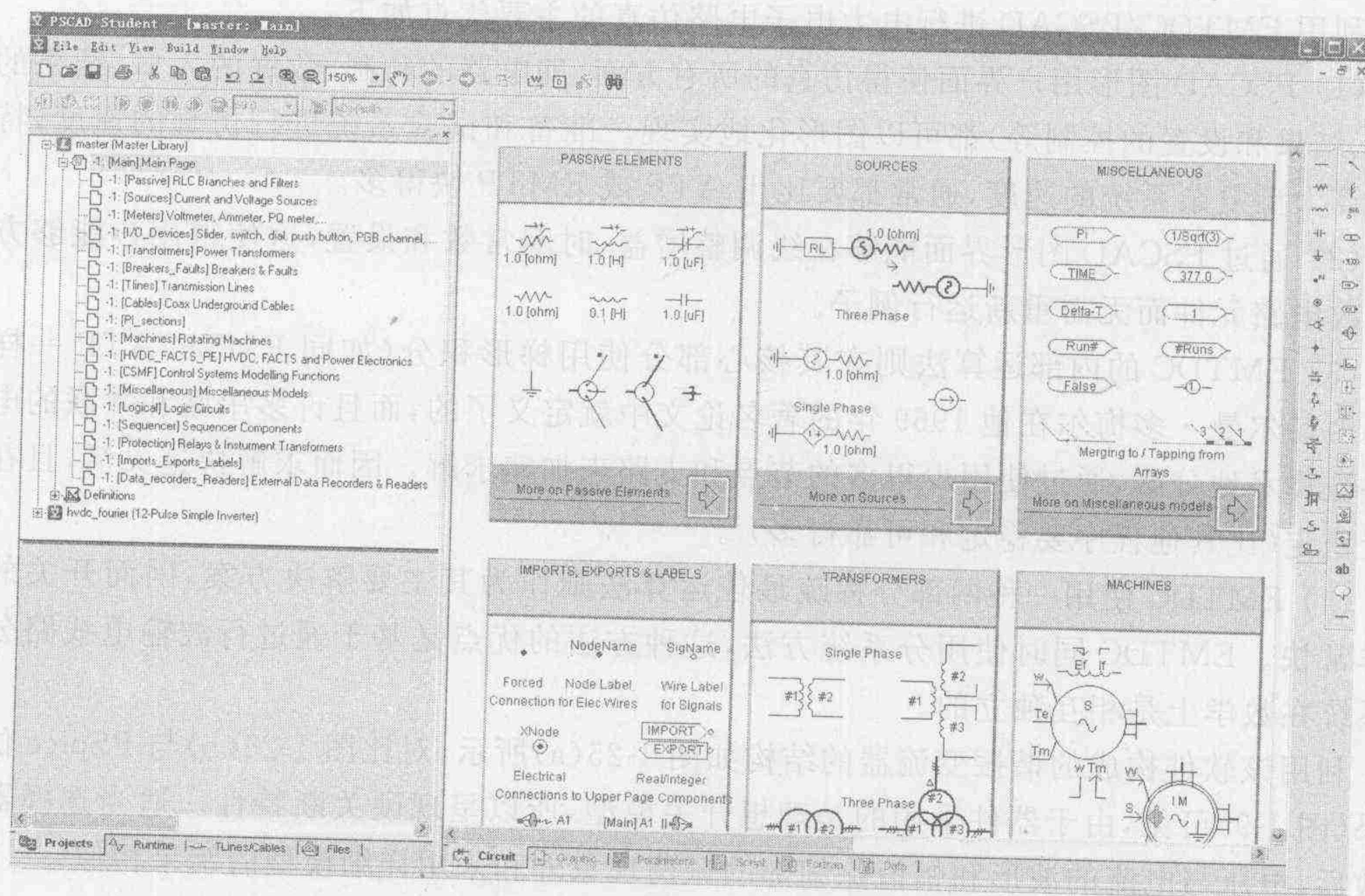


图 1-24 PSCAD4.2 仿真模型库

(2) 多运行工具(multiple infelicities)经常用来进行数以百计的模拟,从而确定在下列不同情况下发生故障时最坏的情况,如故障发生在波形的不同位置,故障的类型不同,故障点不同等。

(3) 在电力系统找出由于雷击发生的过电压。这种模拟必须用非常小的时间步长(毫微秒级)来进行。

(4) 研究电力系统由于 SVC、高压直流接入、STATCOM、机械驱动(事实上任何电力电子装置)所引起的谐波。这里需要详细的可控硅、GTO、IGBT、二极管等的模型以及相关的控制系统模型(模拟量的和数字量的两种类型)。

(5) 对给定的扰动,找出避雷中的最大能量。

(6) 调整和设计控制系统以达到最好的性能;多重运行工具常用于同时自动调整增益和时间常数。

(7) 当一个大型涡轮发电机系统与串联补偿的线路或电力电子设备互相作用时,研究次同步谐振的影响。

(8) STATCOM 或电压源转换器的建模,以及它们相关控制的详细建模。

(9) 研究 SVC、HVDC 和其他非线性设备之间的相互作用。

(10) 研究由于谐波谐振、控制交互作用等引起的不稳定性。

(11) 研究柴油机和风力发电机对电网的冲击影响。

(12) 绝缘配合。

(13) 各种类型可变速装置的研究,包括双向离子变频器、运输和船舶装置。

(14) 工业系统的研究,包括补偿控制、驱动、电炉、滤波器等。

(15) 对孤立负荷的供电。

利用 EMTDC/PSCAD 进行电力电子电路仿真的主要优点如下:

(1) PSCAD 图形用户界面使得仿真的所有方面(即电路的绘制、数据的入口、结果的可视化、结果和设置的控制等)都可以图形化地实现。准备和试验系统进行仿真的速度,特别是计算大型复杂系统的速度,通常都要比用 ATP 或 EMTP 快得多。

(2) 通过 PSCAD 图形界面能够在线调整增益、时间常数和设置,这使得用户能够方便地修改电路元件而无需重新运行例子。

(3) EMTDC 的内部运算法则在其核心部分使用梯形积分(如同 EMTP/ATP 一样)。这是由赫尔曼·多梅尔在他 1969 年的著名论文中就定义了的,而且许多串联和并联的电路元件被算术地分解,通过使用少得多的节点和支路来加速求解。因而求解快速灵活,且在数值上稳定(比其他程序要稳定和可靠得多)。

(4) EMTDC 使用一种两部分稀疏最佳运算法则作为其主要解决方案,因而开关的操作非常快。EMTDC 同时使用分系统方法,这种方法的优点是基于通过行波输电线路分割的系统在数学上是相互独立的。

利用该软件构成的谐振变流器的结构如图 1-25(a)所示,对比图 1-25(b)与 PSpice 仿真结果(图 1-9)可见,由于器件采用的是理想开关模型,所以呈现硬关断特性。适当选择器件参数后,电压与电流的波形和幅值除细部的振荡现象外和采用详细模型的结果相似。

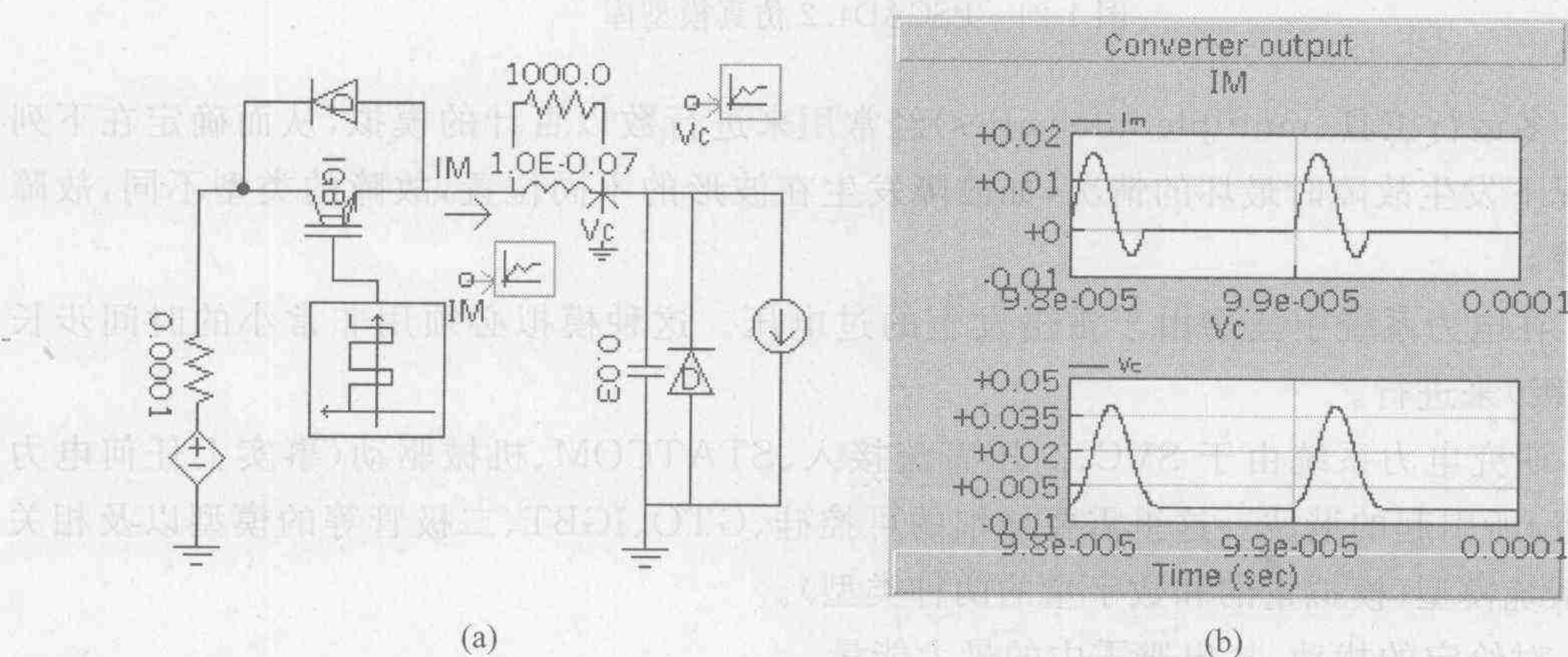


图 1-25 基于 PSCAD 的谐振变流器仿真原理图和仿真结果

1.4.2 EMTDC/PSCAD 的典型应用

由于 EMTP 软件最初是为了电力系统分析而设计的,因此它在大型电力系统分析方面具有独特的优势,事实上下一节中将要介绍的 MATLAB 中用于仿真电力系统的 SimPowerSystems 工具箱其主要模块都是由开发了 EMTDC 的 Hydro-Quebec 的研发人员重新编制的。PSCAD 中大量的变压器、旋转电机、输电线、各种短路故障模型以及 HVDC、SVC 等常用控制系统模块等大大节省了仿真系统的设计时间,因此迄今为止 PSCAD 仍然是电力系统仿真最常用和最权威的软件之一。下面以一个动态电压调节器(dynamic voltage regulator, DVR)的仿真为例说明 PSCAD 的主要仿真功能及过程。

DVR 仿真电路如图 1-26 所示。主电路由三相电源和三相对称负载构成。电源的频率和相位给定不变,其幅值由一个自定义的“跌落发生器”模块设置,用于设置电源电压跌落的

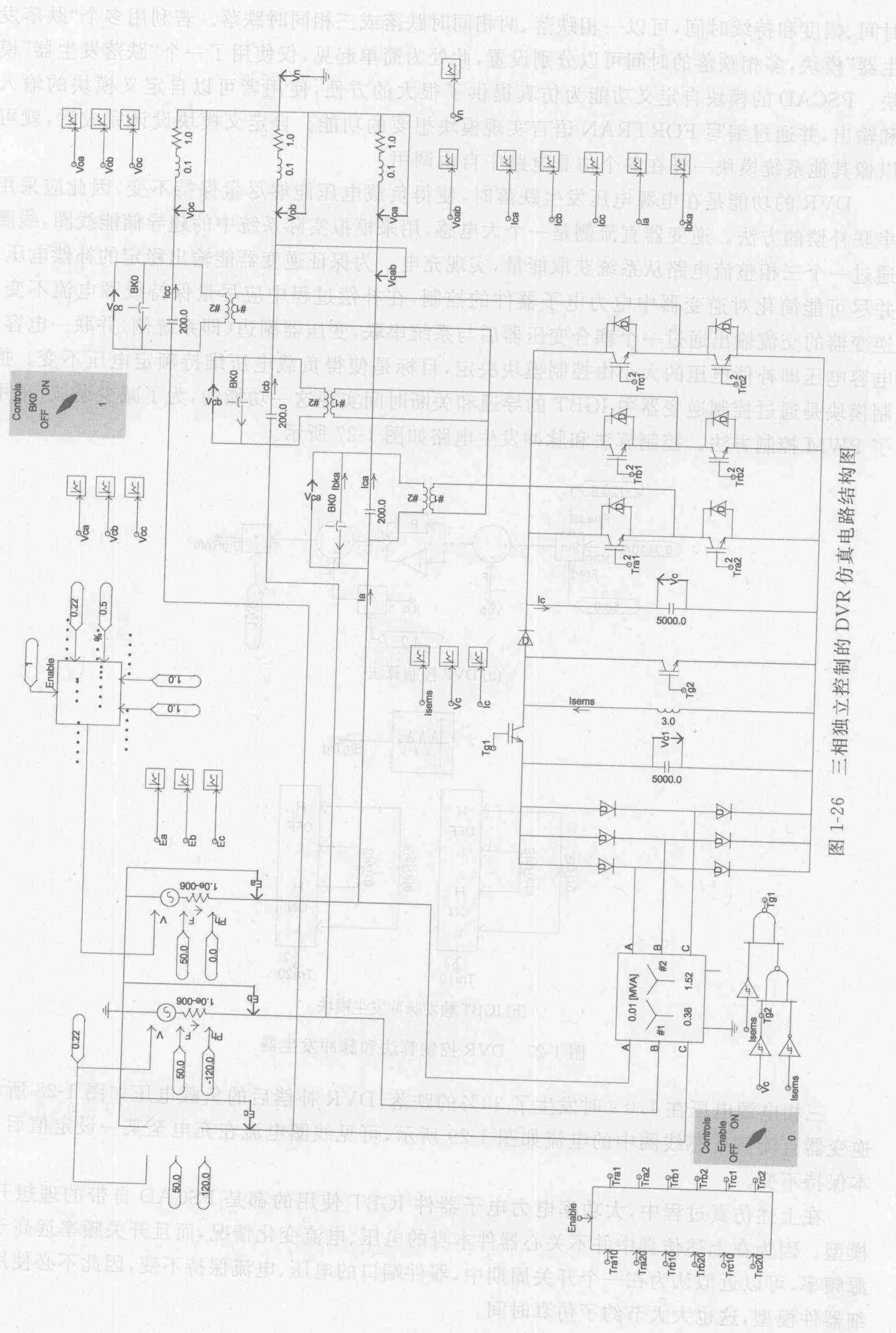
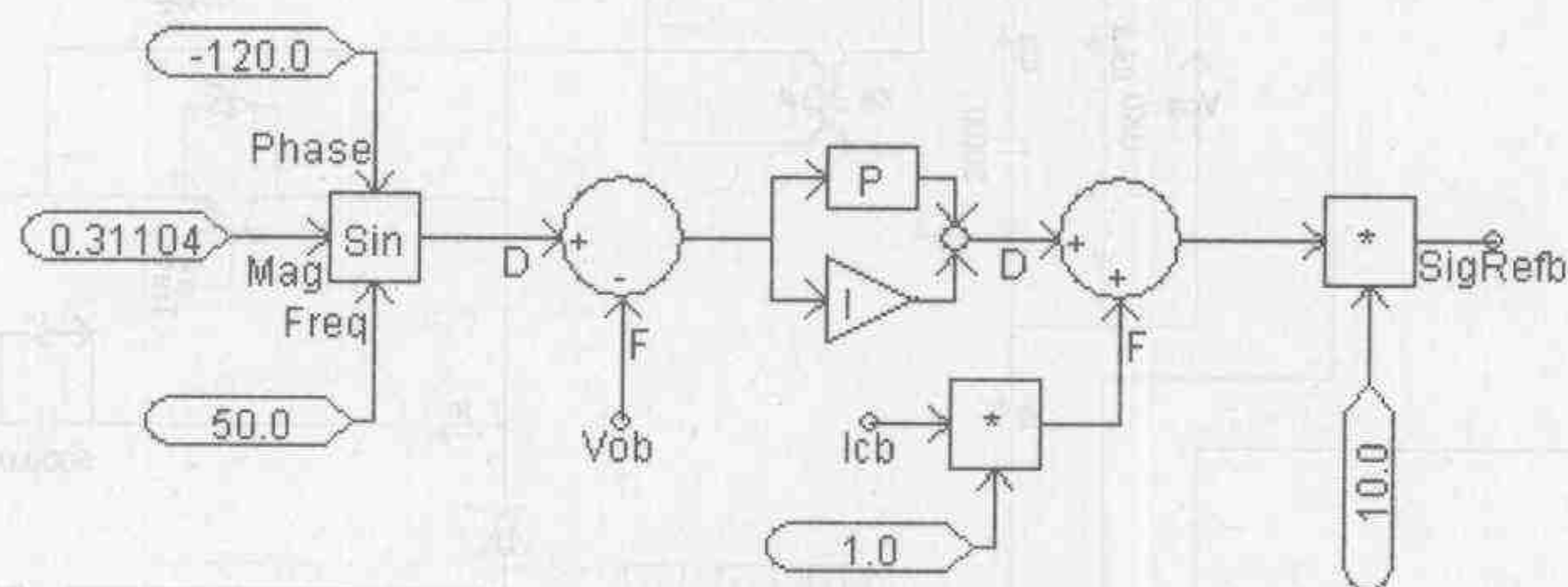


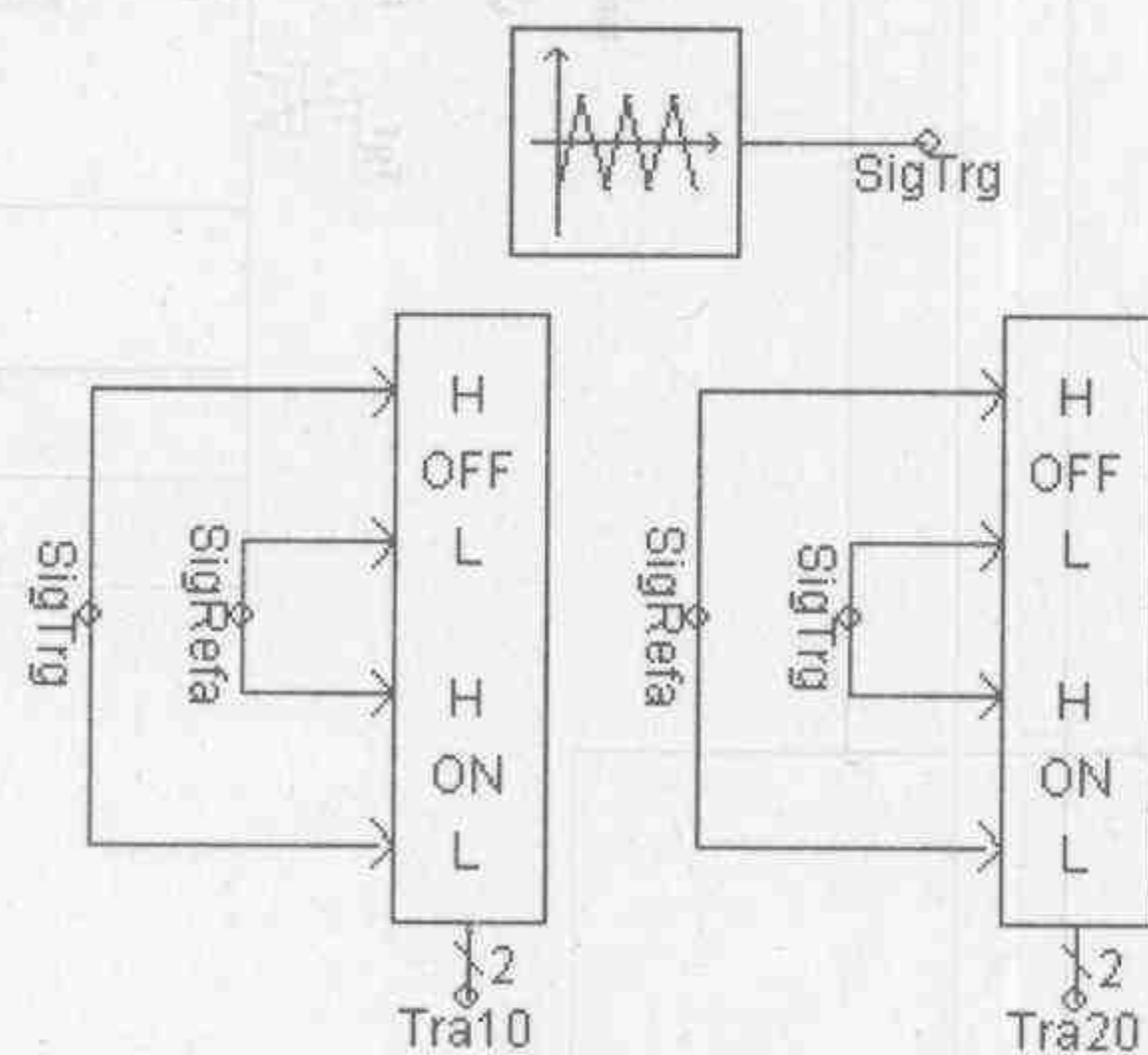
图 1-26 三相独立控制的 DVR 仿真电路结构图

时间、幅度和持续时间,可以一相跌落、两相同时跌落或三相同时跌落。若利用多个“跌落发生器”模块,多相跌落的时间可以分别设置,此处为简单起见,仅使用了一个“跌落发生器”模块。PSCAD 的模块自定义功能为仿真提供了很大的方便,使用者可以自定义模块的输入和输出,并通过编写 FORTRAN 语言实现模块想要的功能。自定义模块设计完成后,就可以像其他系统模块一样在各个仿真电路中自由调用。

DVR 的功能是在电源电压发生跌落时,使得负载电压能够尽量保持不变,因此应采用串联补偿的方法。逆变器直流侧是一个大电感,用来模拟实际系统中的超导储能线圈,线圈通过一个三相整流电路从系统获取能量,实现充电。为保证逆变器能输出稳定的补偿电压,并尽可能简化对逆变器中电力电子器件的控制,在补偿过程中应尽量保持线圈电流不变。逆变器的交流输出通过一个耦合变压器后与系统串联,变压器副边(即系统侧)并联一电容,电容电压即补偿电压的大小由控制模块决定,目标是使得负载电压维持额定电压不变。控制模块是通过控制逆变器中 IGBT 的导通和关断时间实现这一功能的,为了减少谐波,采用了 PWM 控制方法。控制算法和脉冲发生电路如图 1-27 所示。



(a) DVR 控制算法



(b) IGBT 触发脉冲发生模块

图 1-27 DVR 控制算法和脉冲发生器

三相电源电压在 1.0 s 时发生了 30% 的跌落, DVR 补偿后的负载电压如图 1-28 所示。逆变器直流侧电感线圈中的电流如图 1-29 所示,可见线圈电流在充电至某一设定值后,基本保持不变。

在上述仿真过程中,大功率电力电子器件 IGBT 使用的都是 PSCAD 自带的理想开关模型。因为在上述仿真中并不关心器件本身的电压、电流变化情况,而且开关频率远高于电源频率,可以近似认为在一个开关周期中,器件端口的电压、电流保持不变,因此不必使用详细器件模型,这也大大节约了仿真时间。

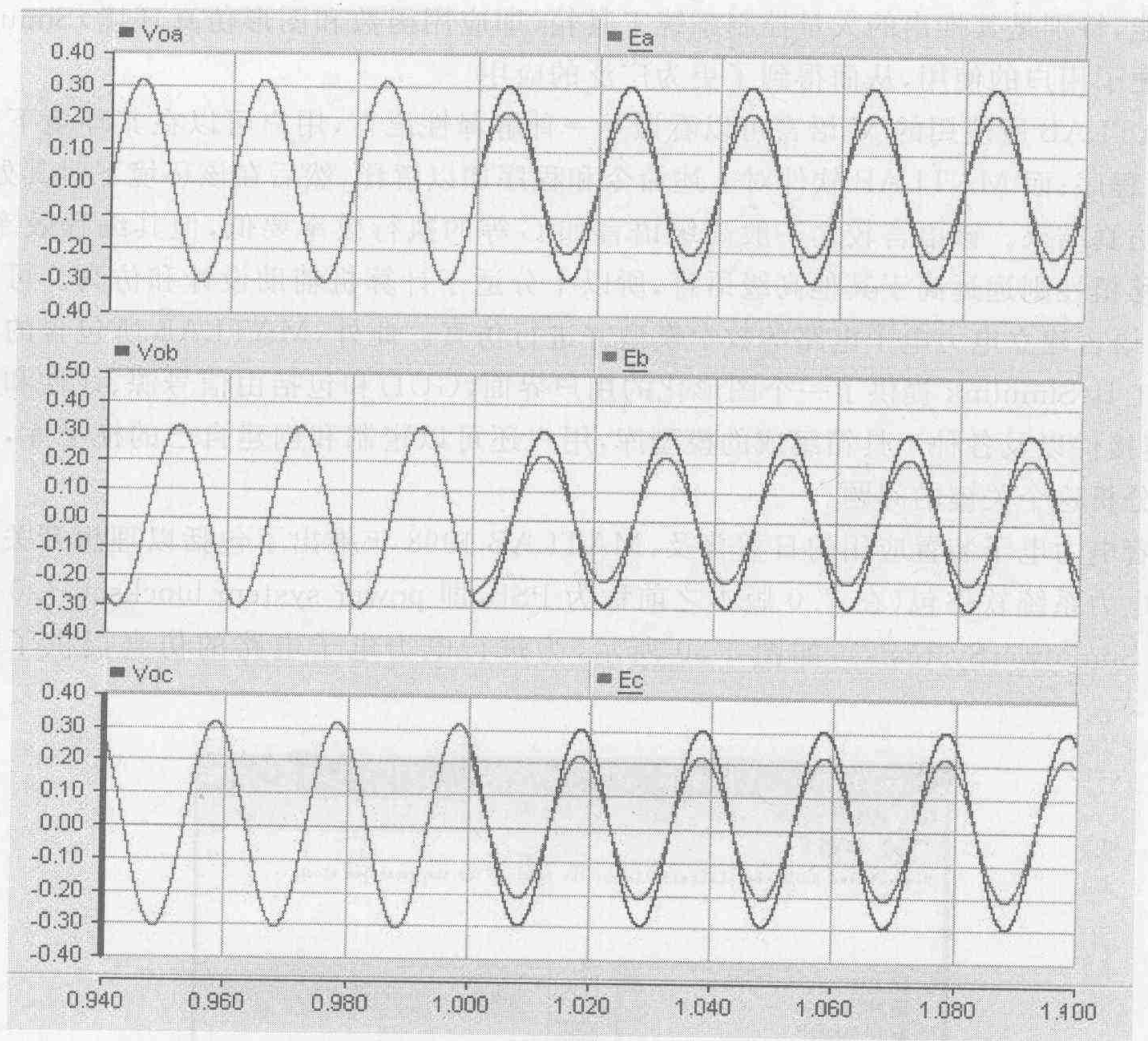


图 1-28 电源电压和 DVR 补偿后的负载电压

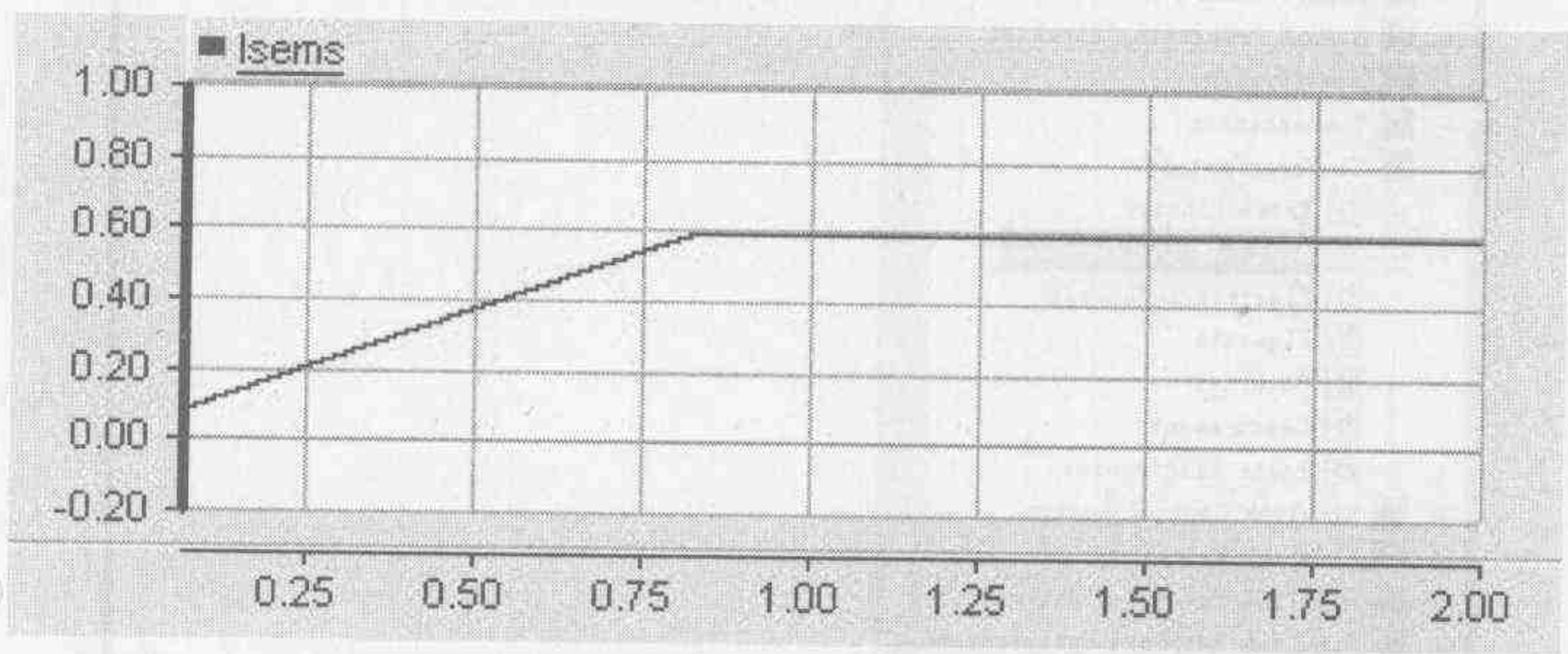


图 1-29 逆变器直流侧电感线圈中的电流

1.5 基于 MATLAB 的电力电子系统仿真

1.5.1 MATLAB 的发展历史及特点

MATLAB 软件是美国 Math Works 公司推出的最初用于数值计算和图形处理的科学计算系统, MATLAB 是 Matrix Laboratory(矩阵实验室)的缩写。MATLAB 作为控制领域中最流行的 CAD 软件, 自从 1980 年推出以来就一直受到工程技术人员的重视和广泛应用。该软件除了具有传统的交互式编程能力外, 还包括强有力的矩阵运算、数据处理和图像

处理功能,特别是其推出的大量控制系统工具箱(即应用函数和图形仿真环境)Simulink 进一步方便了用户的使用,从而得到了更为广泛的应用。

MATLAB 所使用的 M 语言可以看做是一种解释性语言,用户可以在其环境下键入命令,编写程序;而 MATLAB 软件对上述命令和程序加以解释,然后在该环境下对其处理,最后给出仿真结果。该语言较之一般高级语言如 C 等的执行效率要低,但其编程效率、可读性和可移植性则远远高于其他高级语言,所以十分适于计算机辅助设计和仿真。可以通过利用 M 语言建立电力电子电路的数学模型并进行仿真。此外, MATLAB 所包含的动态系统仿真工具 Simulink 提供了一个图形化的用户界面(GUI)和包括由信号源、线性和非线性器件、连接件以及各种工具箱组成的模型库,用户还可以定制和创建自己的模型库,解决了建模和分析这个关键的问题。

随着电力电子装置应用的日益普及, MATLAB 1998 年推出了包括以理想开关模型为基础的电力系统软件包(在 7.0 版本之前称为 PSB,即 power system blockset,7.0 版本开始称为 SimPowerSystems),如图 1-30 所示,为进行电力电子电路的仿真提供了有力的工具。

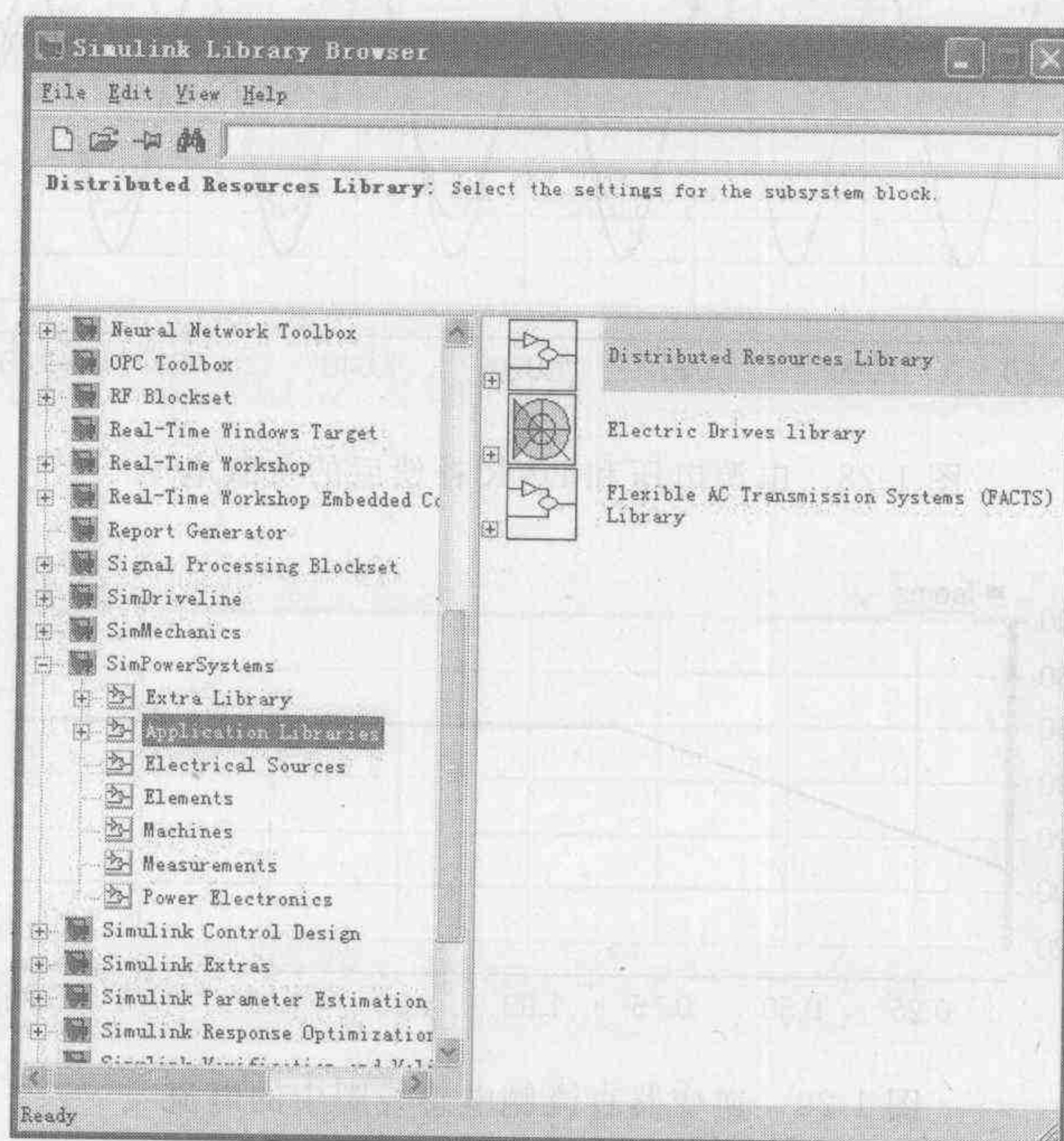
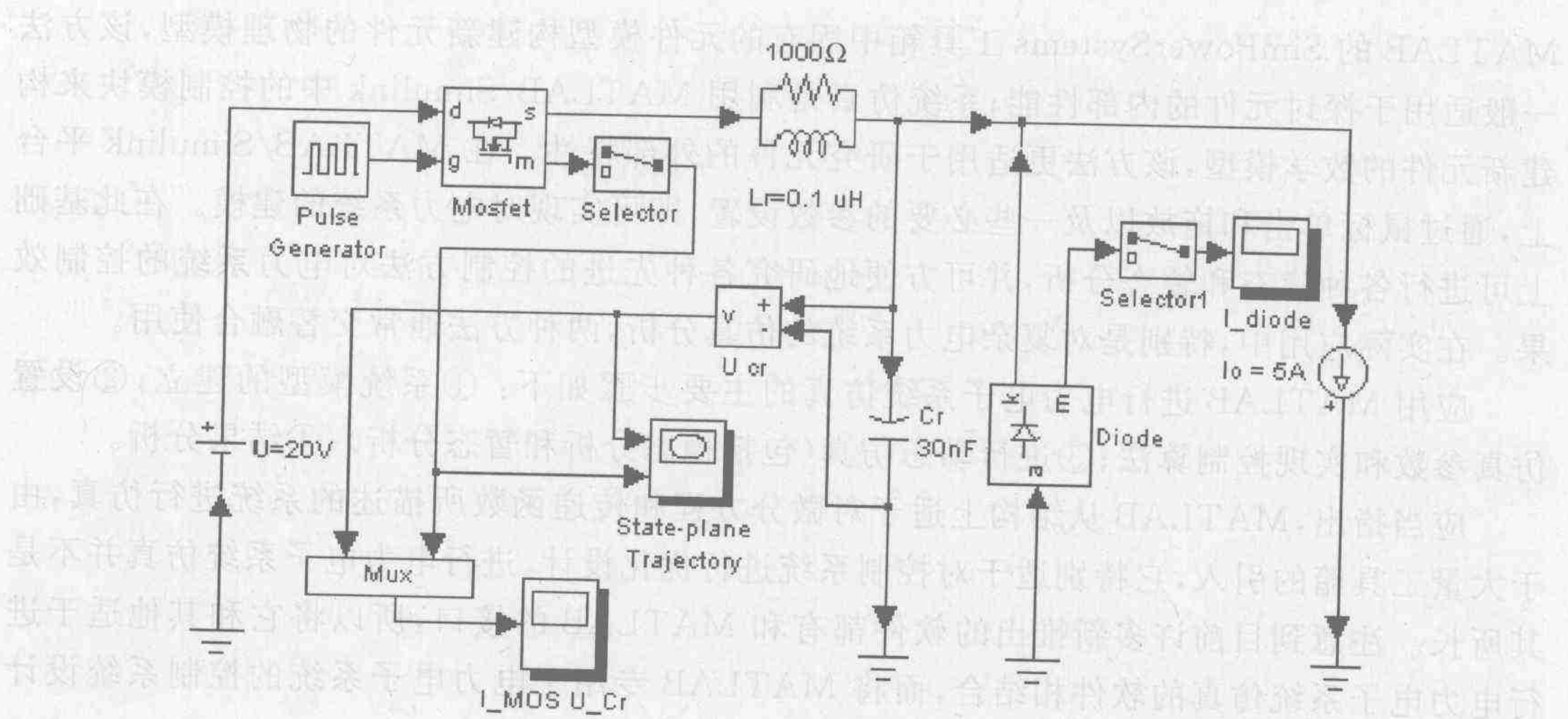


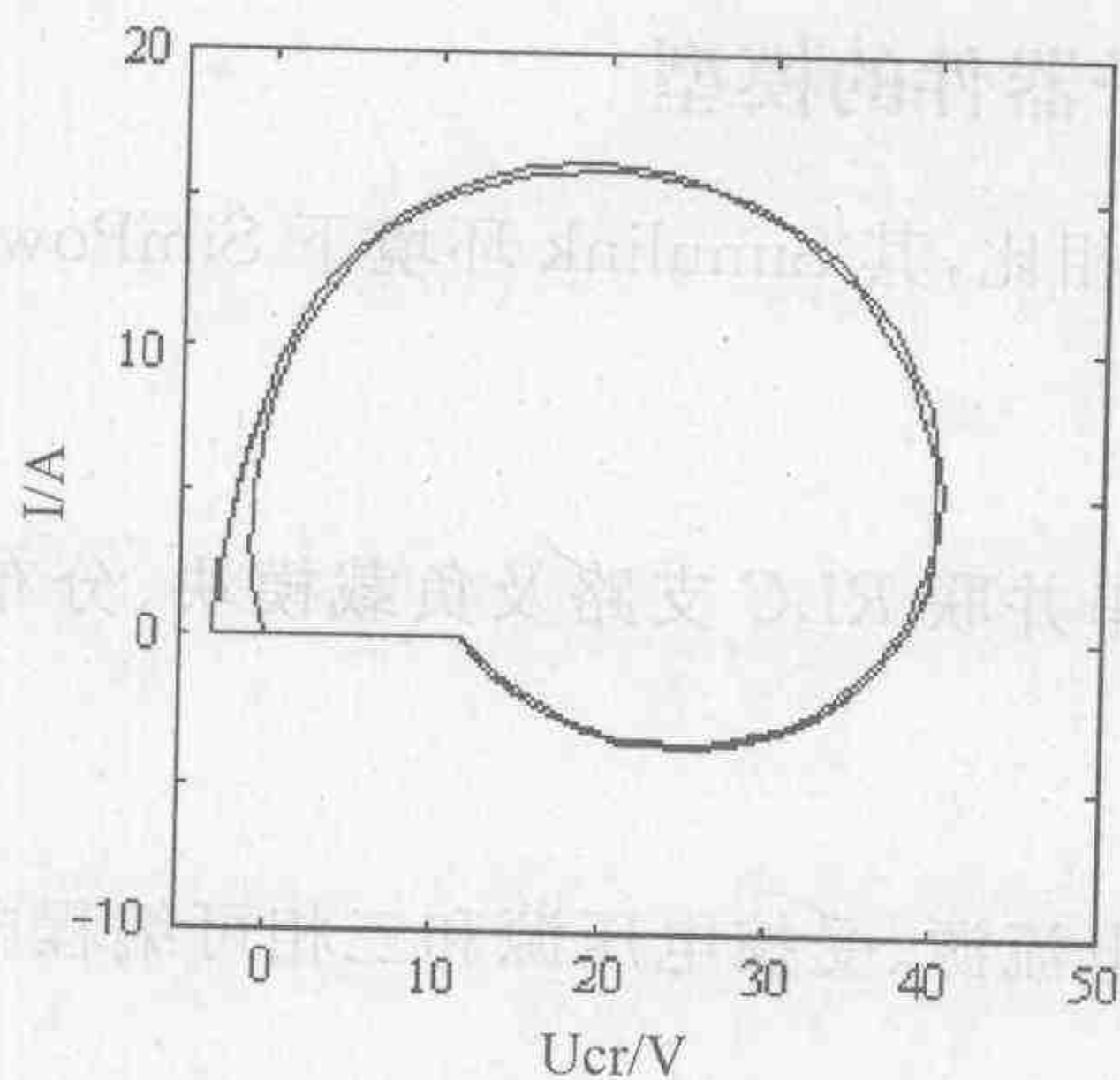
图 1-30 Simulink 主菜单中的 SimPowerSystems 工具包

利用 Simulink 生成的零电流谐振变流器的原理图和仿真曲线如图 1-31 所示。

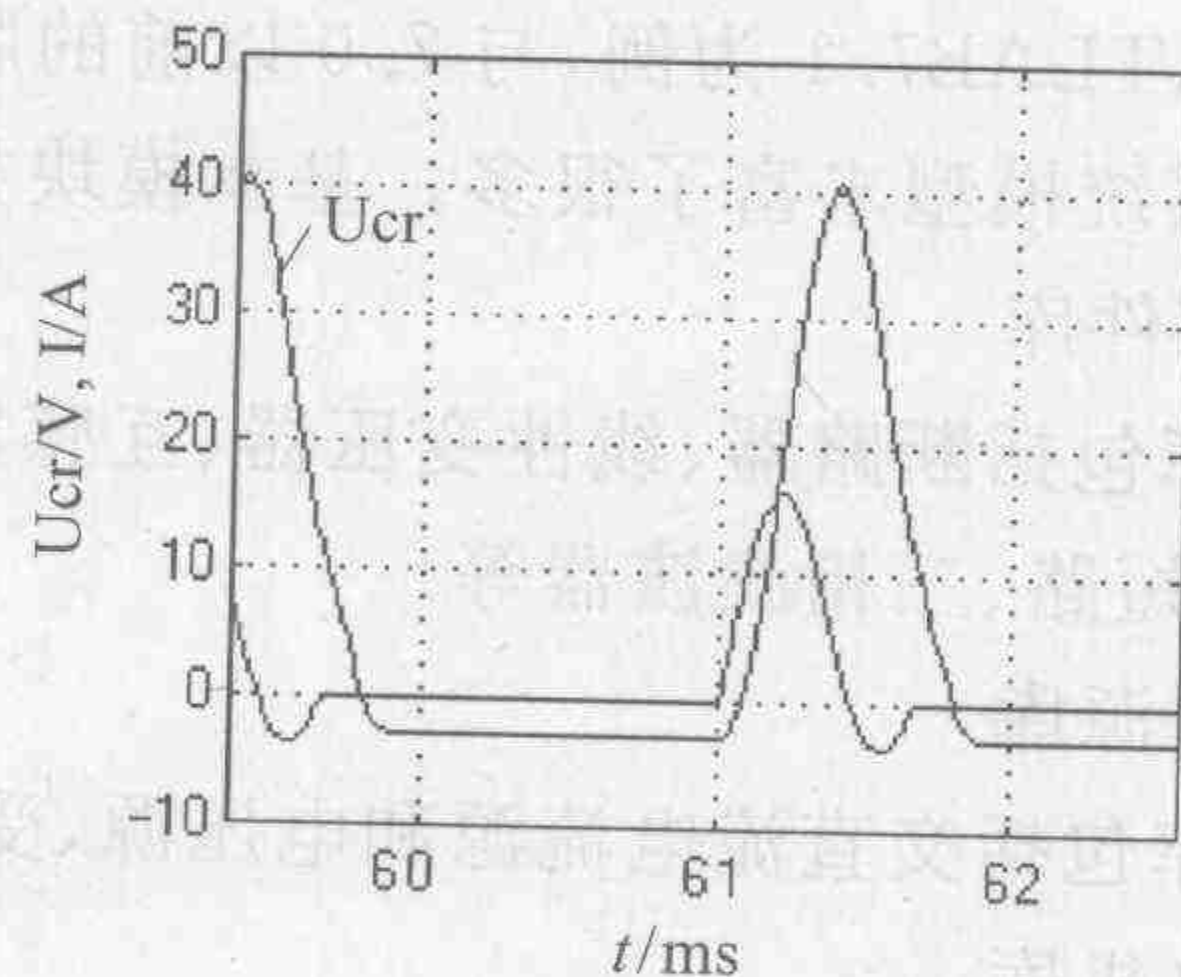
图 1-31(b)为由 MOS 管电流和谐振电容 C_r 上的电压所生成的状态平面图,而图 1-31(c)为相应的电压和电流曲线。对比 PSpice 仿真结果可以看到,在适当选择理想开关器件的导通电阻和吸收回路参数的条件下,如进一步忽略开关时刻曲线的细部,仿真结果具有相当好的一致性,这与 PSCAD 仿真类似。值得注意的是理想开关模型参数的选择对于仿真的结果具有一定的影响,对于高频低压开关电路的影响更为明显。在不同的软件中,由于理想开关模型往往采用了不同的结构,比如 MATLAB 中考虑到高频应用,器件模型中包括杂散电



(a) 仿真原理图



(b) 状态平面图



(c) 电压和电流曲线

图 1-31 基于 MATLAB 的零电流谐振变流器仿真

感,而 PSCAD 由于主要用于电力系统仿真,其模型就采用了单纯的双电阻形式,所以上述仿真中为了得到与 PSpice 类似的仿真结果,采用了不同的器件参数。这显然进一步加大了参数选择的困难。应用中,由于 MATLAB 本身具有丰富的微分方程算法和图形处理功能,所以比较灵活,便于按仿真要求优化配置。但是该软件和其他基于理想开关模型软件一样,不能对于开关的动态过程进行精确的描述;而利用电力系统软件包在 Simulink 环境下进行仿真速度较慢,这成为阻碍其应用的又一个问题。

MATLAB 实现对电力系统的仿真和分析通常有两种方法。

一种是传统的编程方法,即编写 *.m 文件,通过大量的代码来实现对电力系统的建模、稳态计算和暂态分析等。由于 MATLAB 提供了用户可以直接调用的高性能数值计算方法,如矩阵求差、数值微、积分等,较使用 C 或 FORTRAN 语言开发其源程序要简洁得多,可节省大量的内存空间和开发时间。

另一种是在 MATLAB/Simulink 平台上进行可视化仿真分析。按建模方法分为器件级仿真(又称为物理建模)和系统级仿真(又称为数学建模)。其中器件级仿真是利用

MATLAB 的 SimPowerSystems 工具箱中固有的元件模型构建新元件的物理模型,该方法一般适用于探讨元件的内部性能;系统仿真是利用 MATLAB/Simulink 中的控制模块来构建新元件的数学模型,该方法更适用于研究元件的外部特性。在 MATLAB/Simulink 平台上,通过鼠标单击和拖放以及一些必要的参数设置,即可实现对电力系统的建模。在此基础上可进行各种稳态和暂态分析,并可方便地研究各种先进的控制方法对电力系统的控制效果。在实际应用中,特别是对复杂电力系统的仿真分析,两种方法通常交替融合使用。

应用 MATLAB 进行电力电子系统仿真的主要步骤如下:①系统模型的建立;②设置仿真参数和实现控制算法;③进行动态仿真(包括稳态分析和暂态分析);④结果分析。

应当指出,MATLAB 从结构上适于对微分方程和传递函数所描述的系统进行仿真,由于大量工具箱的引入,它特别适于对控制系统进行优化设计,进行电力电子系统仿真并不是其所长。注意到目前许多新推出的软件都有和 MATLAB 的接口,所以将它和其他适于进行电力电子系统仿真的软件相结合,而将 MATLAB 专用于电力电子系统的控制系统设计应当是最佳的选择。

1.5.2 SimPowerSystems 中典型电力电子器件的模型

以 MATLAB7.1 为例,与 7.0 以前的版本相比,其 Simulink 环境下 SimPowerSystems 中的电力系统模型丰富了很多。基本模块如下:

(1) 元件库

元件库包括断路器、线性变压器、互感器、串并联 RLC 支路及负载模块、分布式参数传输线、三相短路、三相滤波器等。

(2) 电源库

电源库包括交直流电流源和电压源、受控电流源、受控电压源和三相可编程电压源等。

(3) 电机库

电机库包括多种形式的电机模块,如简单的同步电机、永磁同步电机、直流电机、异步电机、原动机调节器、励磁调节器、电力系统稳定器以及专用的电机电量测量等。

(4) 测量仪表库

测量仪表库包括电流表、电压表、阻抗测量模块、万用表、三相电压——电流测量模块以及其他各种附加测量模块等。

(5) 电力电子器件库

电力电子器件库包括二极管、理想开关、GTO、MOSFET、IGBT、晶闸管、三电平电桥和通用桥等。

(6) 应用库

应用库又分为分布式资源库(风力发电)、电力驱动器库(交流驱动器、直流驱动器和 shafts and speed reducers)和 FACTS 库(HVDC、SSC、SVC、UPFC 和移相变压器等)。

(7) 附加库

附加库包括离散控制模块(各种滤波器、PLL、采样保持模块、PI 控制器、PWM 发生器等)、离散测量模块、一般测量(三相瞬时有功无功测量、相序分析仪、 $dq0$ 正变换和逆变换、傅里叶分析、有效值、平均值、总谐波畸变率 THD 等)、相量库、附加电机、控制模块和三相器件库等。

SimPowerSystems 中常用的电力电子器件都在 Power Electronics 库中,包括二极管、理想开关、GTO、MOSFET、IGBT、晶闸管、三电平电桥和通用桥等。下面以 MATLAB7.1 为例,对它们的仿真模型和参数设置做简单介绍。

1. 理想开关

理想开关的电路符号、仿真模型以及参数设置对话框如图 1-32 所示。

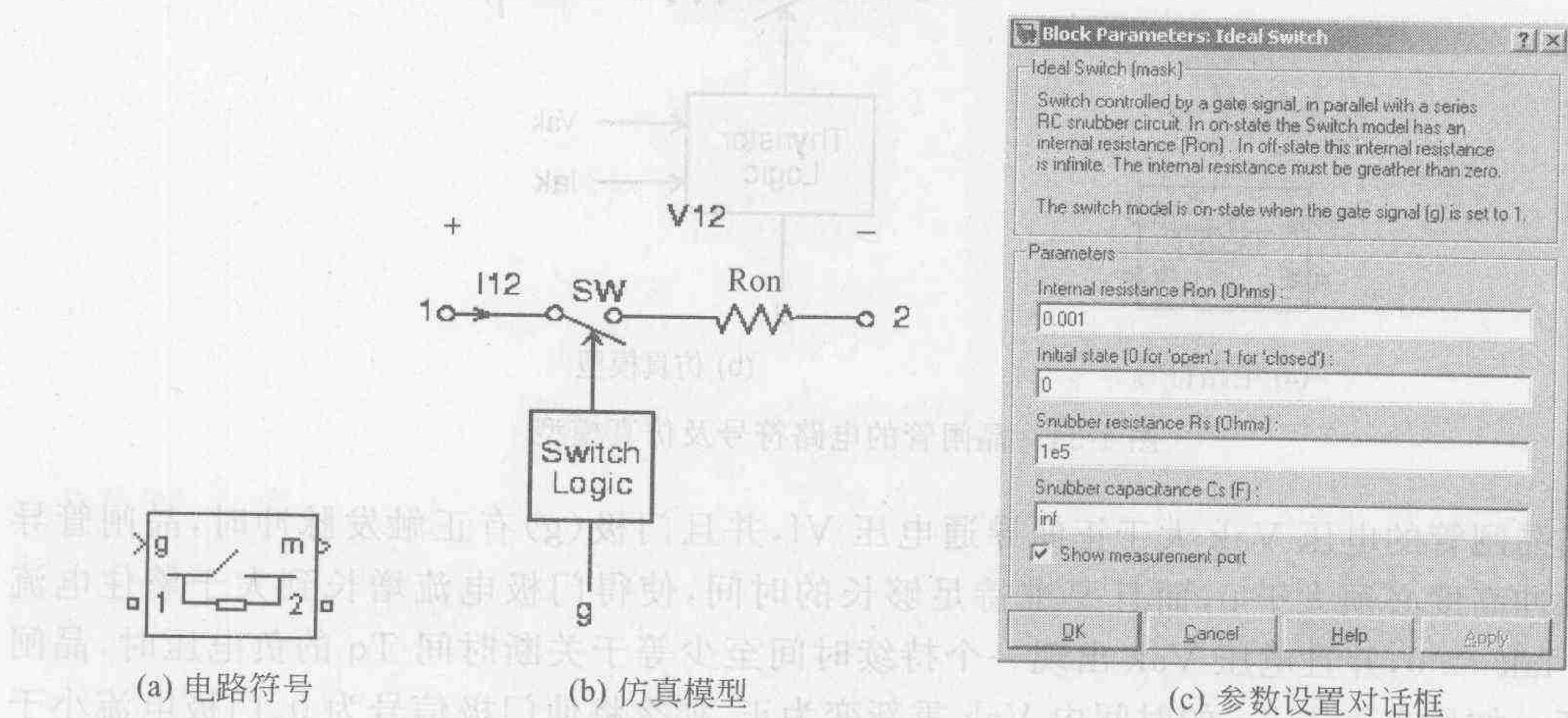


图 1-32 理想开关模型

理想开关状态由门极(g)的逻辑信号控制。虽然称为理想开关,事实上在参数设置时导通电阻 R_{on} 不能设置为 0,可以是一个很小的值。理想开关模型中还包括一个由电阻(R_s)和电容(C_s)串联构成的、与理想开关并联的吸收回路(仿真模型中没有体现),这两个元件的值可以在参数设置对话框中加以修改。

理想开关可以用做 MOSFET 或 GTO 的简化模型。

2. 二极管、晶闸管、GTO、IGBT 和 MOSFET

在 SimPowerSystems 中,二极管、晶闸管、GTO、IGBT 和 MOSFET 的仿真模型的结构是完全一样的,不同之处仅在于仿真模型中各元件的参数以及控制逻辑。

二极管的电路符号和仿真模型如图 1-33 所示。二极管的通断是由它两端的电压 V_{ak} 和电流 I_{ak} 决定的。在参数设置时,导通电阻 R_{on} 和导通电感 L_{on} 不能同时为 0,绝大多数情况下应将 L_{on} 设置为 0。二极管模型中也包括一个由电阻(R_s)和电容(C_s)串联构成的、与二极管并联的吸收回路(仿真模型中没有体现),这两个元件的值可以在参数设置对话框中加以修改。

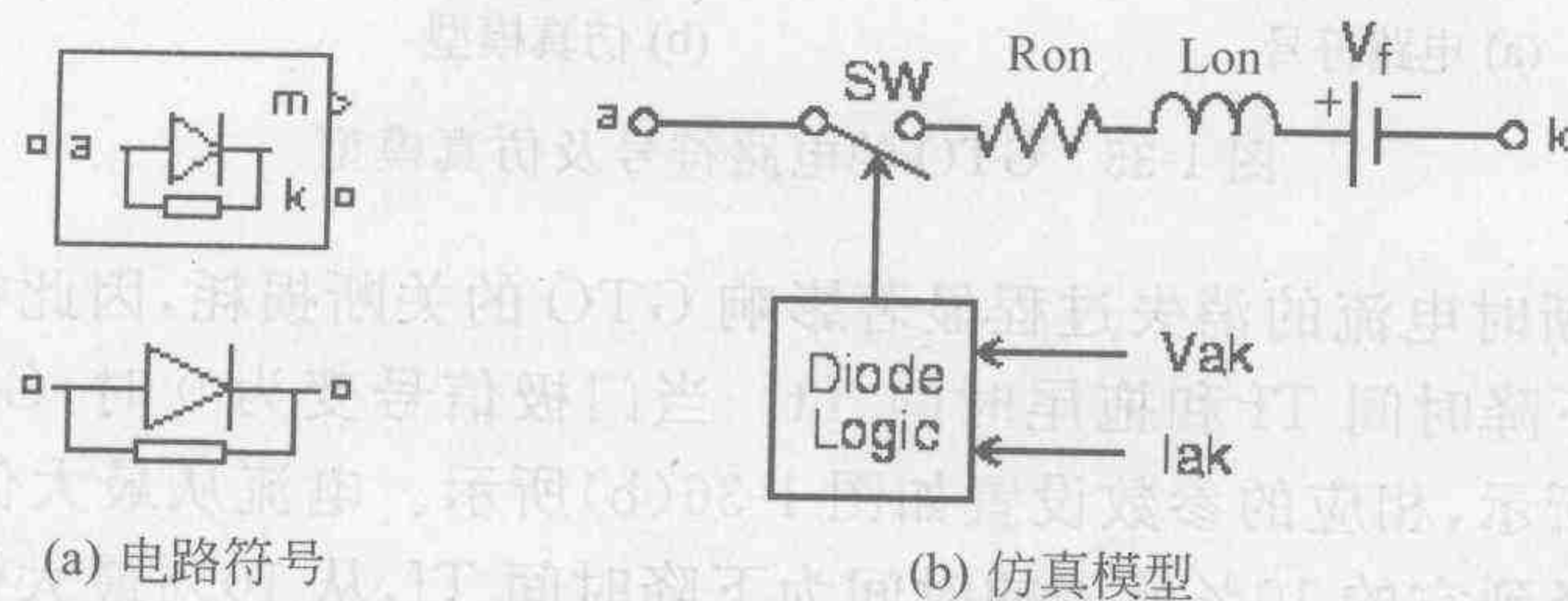


图 1-33 二极管的电路符号及仿真模型

在 SimPowerSystems 中,晶闸管有两个模块,分别是 Thyristor 和 Detailed Thyristor,它们的电路符号和仿真模型完全相同,如图 1-34 所示,但可以设置的参数不同,详细晶闸管模型中增加了擎住电流和关断时间两项。

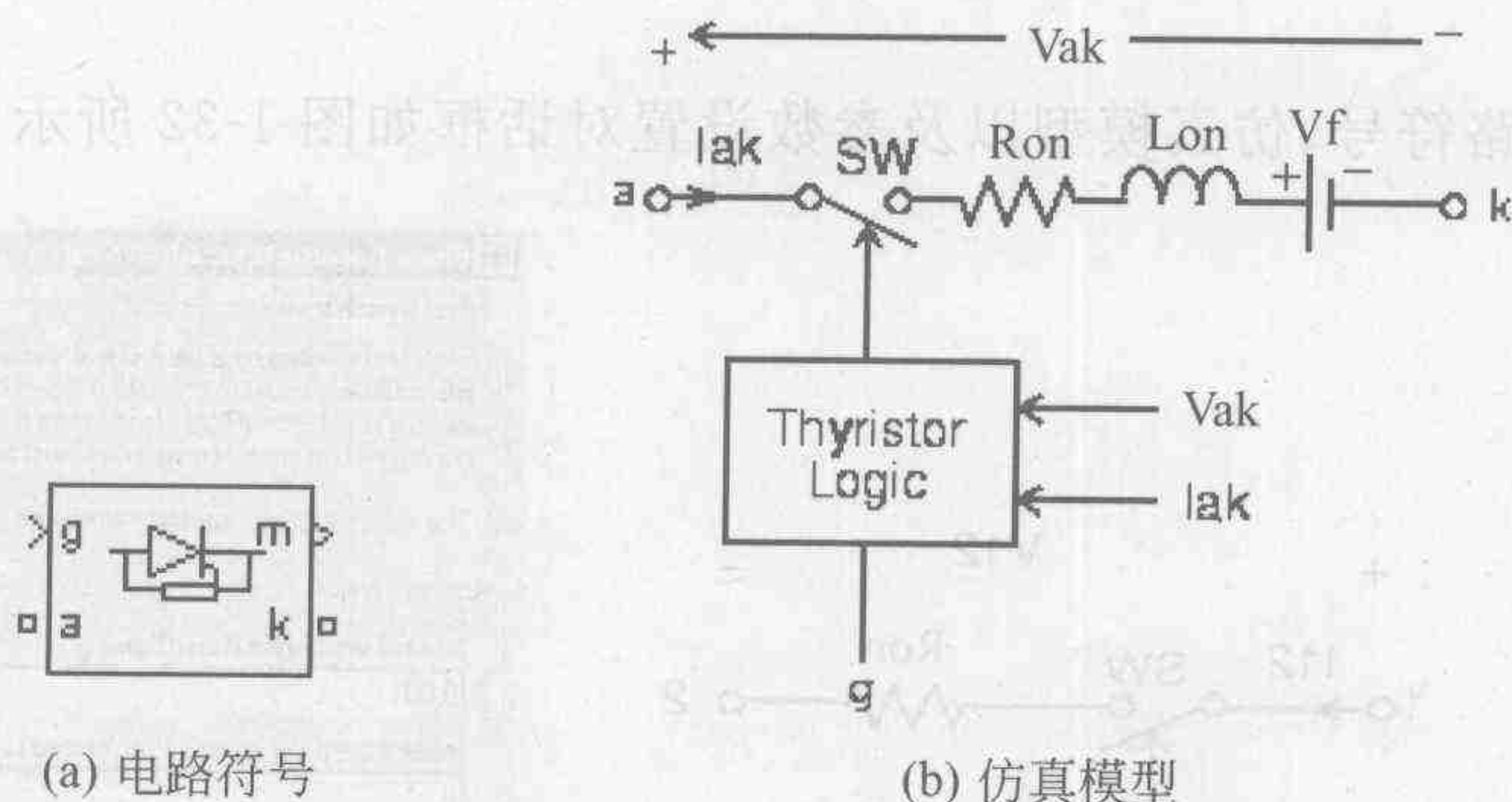


图 1-34 晶闸管的电路符号及仿真模型

当晶闸管的电压 V_{ak} 大于正向导通电压 V_f , 并且门极(g)有正触发脉冲时,晶闸管导通。脉冲高度必须大于 0, 而且要维持足够长的时间, 使得门极电流增长到大于擎住电流 I_i 。当 $I_{ak} = 0$, 并且电压 V_{ak} 出现一个持续时间至少等于关断时间 T_q 的负电压时, 晶闸管关断。如果在小于 T_q 的时间内 V_{ak} 重新变为正, 那么将使门极信号为 0、门极电流小于擎住电流。晶闸管也会自动导通。在晶闸管导通期间, 如果流过它的电流幅值持续小于所设置的擎住电流, 在门极信号变为低电平后, 晶闸管就会关断。

在参数设置时, 导通电阻 R_{on} 和导通电感 L_{on} 不能同时为 0, 绝大多数情况下应将 L_{on} 设置为 0。晶闸管模型中也包括一个由电阻(R_s)和电容(C_s)串联构成的、与二极管并联的吸收回路(仿真模型中没有体现), 这两个元件的值可以在参数设置对话框中加以修改。

GTO 即门极可关断晶闸管, 但与普通晶闸管不同的是, 它的导通和关断都可以通过门极信号来控制。GTO 的电路符号和仿真模型如图 1-35 所示。

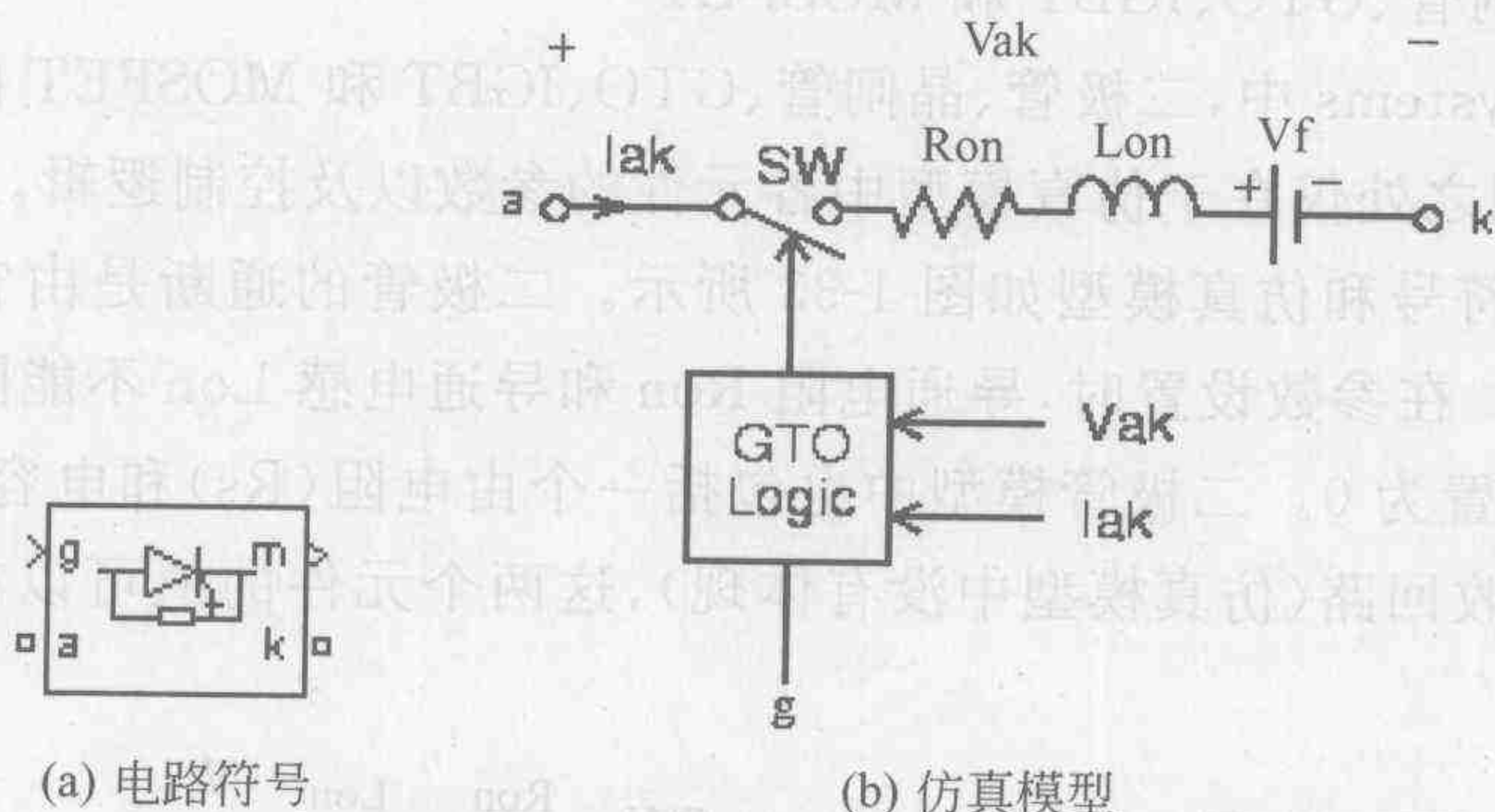
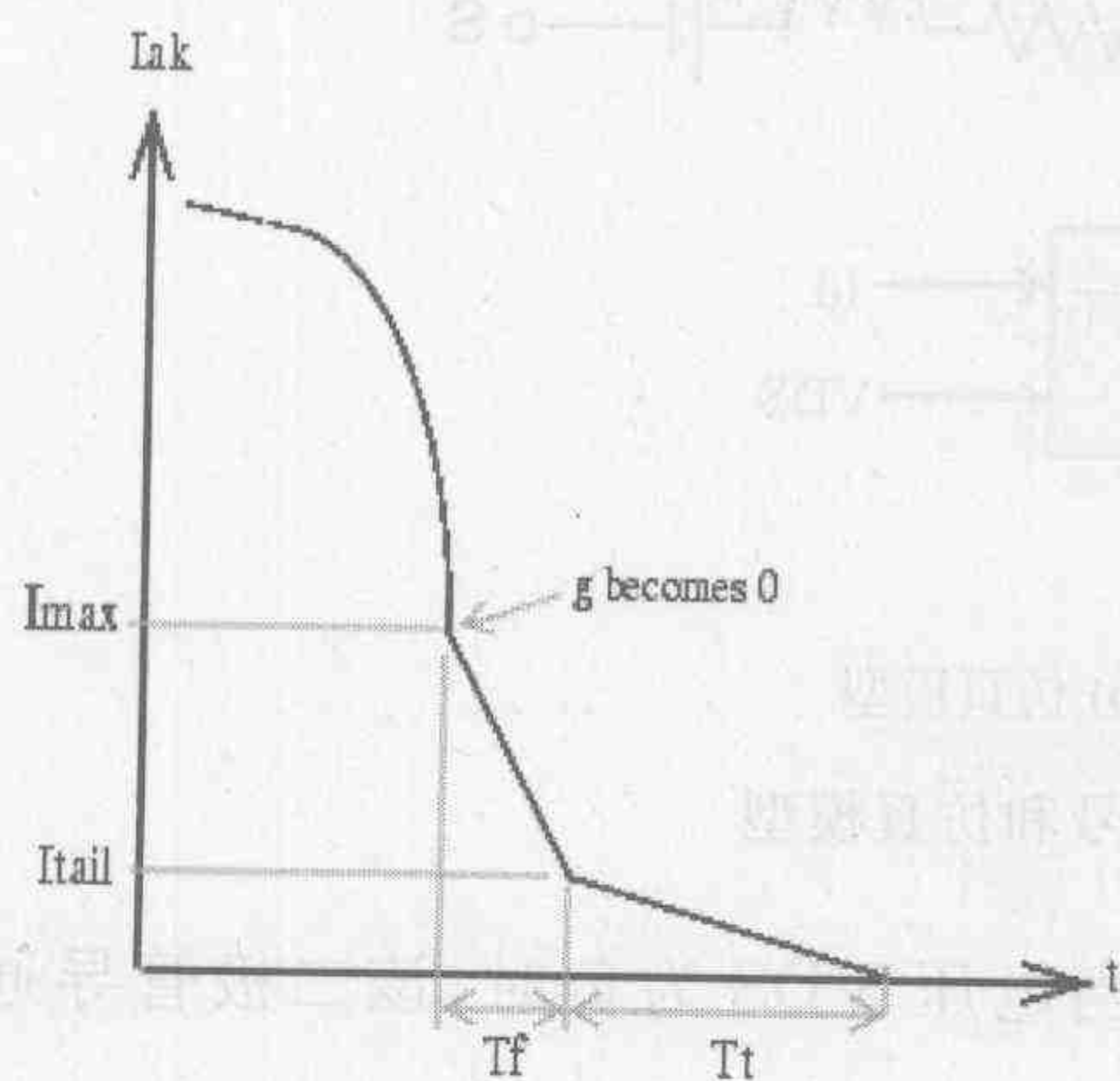
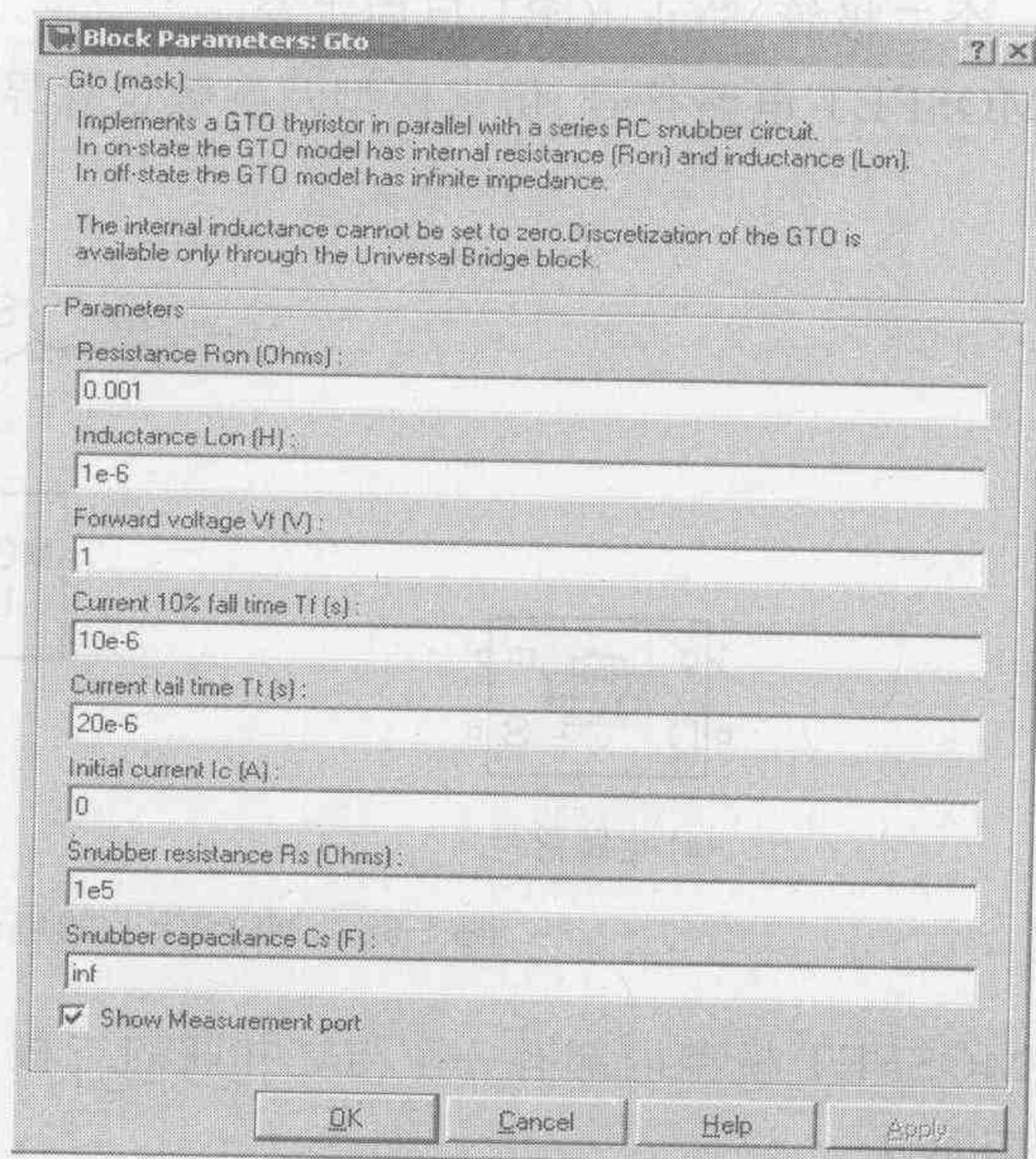


图 1-35 GTO 的电路符号及仿真模型

由于 GTO 关断时电流的消失过程显著影响 GTO 的关断损耗, 因此在它的仿真模型中体现了这一点, 即下降时间 T_f 和拖尾时间 T_t 。当门极信号变为 0 时, GTO 中电流的变化过程如图 1-36(a)所示, 相应的参数设置如图 1-36(b)所示。电流从最大值(能使 GTO 导通的电流最小值)下降到它的 10%所需的时间为下降时间 T_f , 从 10%最大值下降到 0 的时间称为拖尾时间 T_t 。



(a) GTO 关断时的电流变化

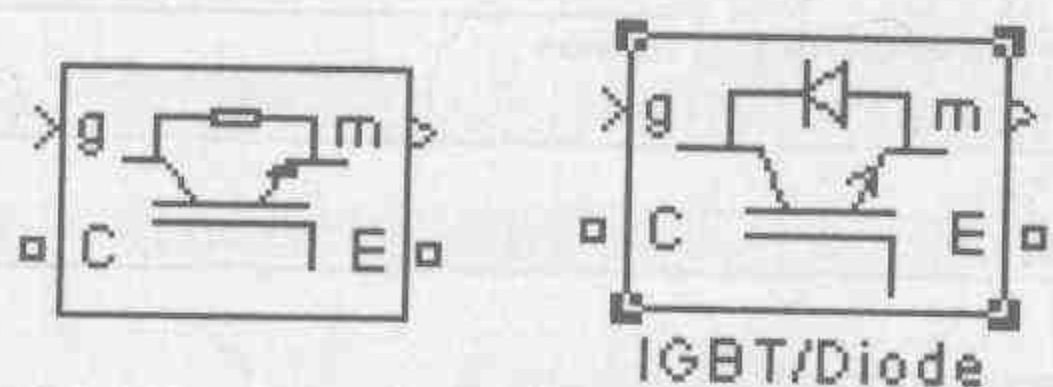


(b) 参数设置

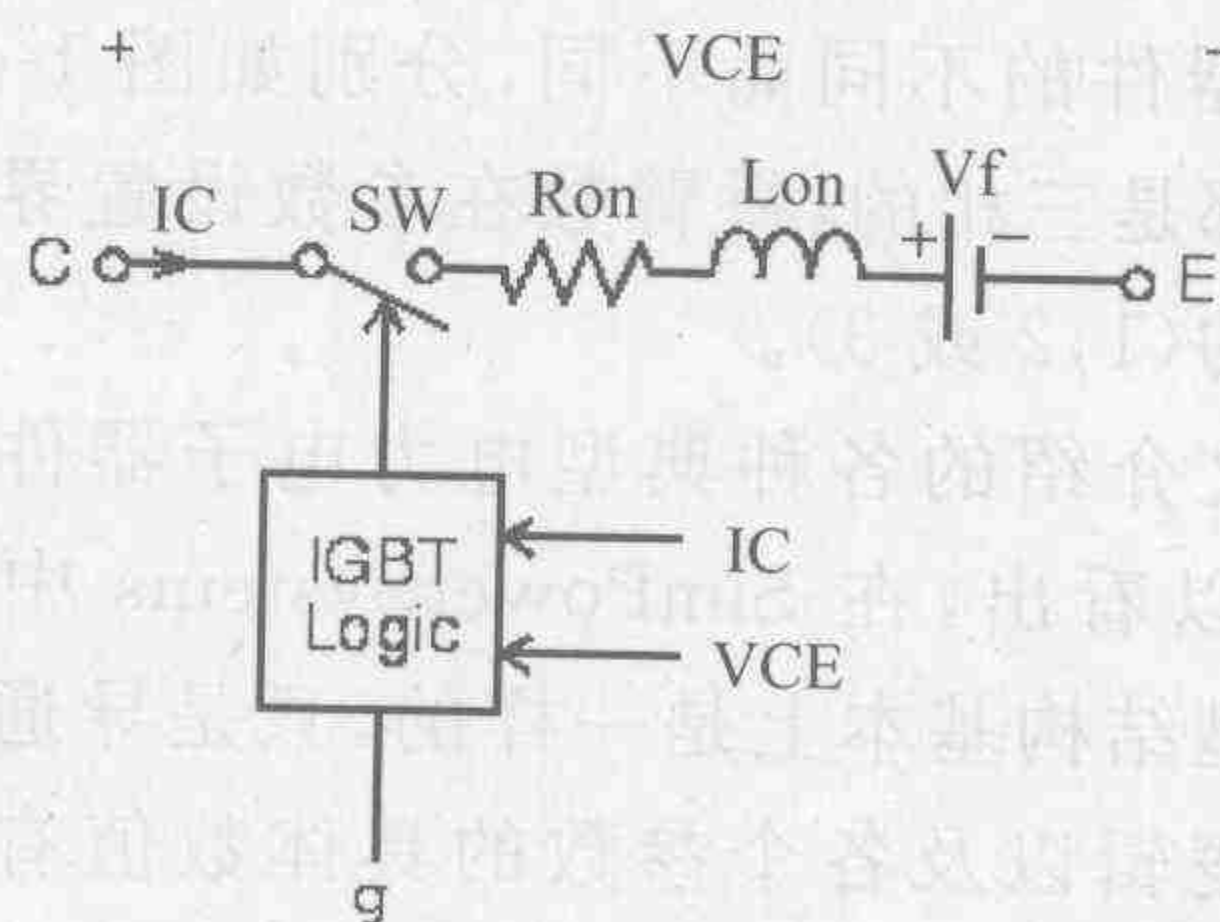
图 1-36 GTO 关断时电流的消失过程和参数设置

与晶闸管一样,在设置 GTO 参数时,导通电阻 R_{on} 和导通电感 L_{on} 不能同时为 0,绝大多数情况下应将 L_{on} 设置为 0。GTO 模型中也包括一个由电阻(R_s)和电容(C_s)串联构成的、与二极管并联的吸收回路(仿真模型中没有体现),这两个元件的值可以在参数设置对话框中加以修改。

在 SimPowerSystems 中,IGBT 也有两个模块,分别是 IGBT 和 IGBT/Diode,它们的电路符号和仿真模型如图 1-37 所示。



(a) 电路符号



(b) 仿真模型

图 1-37 IGBT 的电路符号和仿真模型

IGBT/Diode 模型模拟的是理想 IGBT、GTO 或 MOSFET 器件,并且器件上有一个反并联二极管。只需设置导通电阻以及吸收电阻、吸收电感的参数。

当 IGBT 的电压 V_{CE} 大于正向导通电压 V_f 时,如果门极信号为正,IGBT 导通;如果门极信号为 0($g=0$),IGBT 关断。如果 V_{CE} 小于 V_f ,不管门极信号如何,IGBT 都是关断的。一般来说,目前大部分 IGBT 承受反向电压的能力都比较差,因此在使用时都要与之反

并联一个二极管,防止 IGBT 反向击穿。

MOSFET 电路符号、仿真模型及参数设置界面如图 1-38 所示。

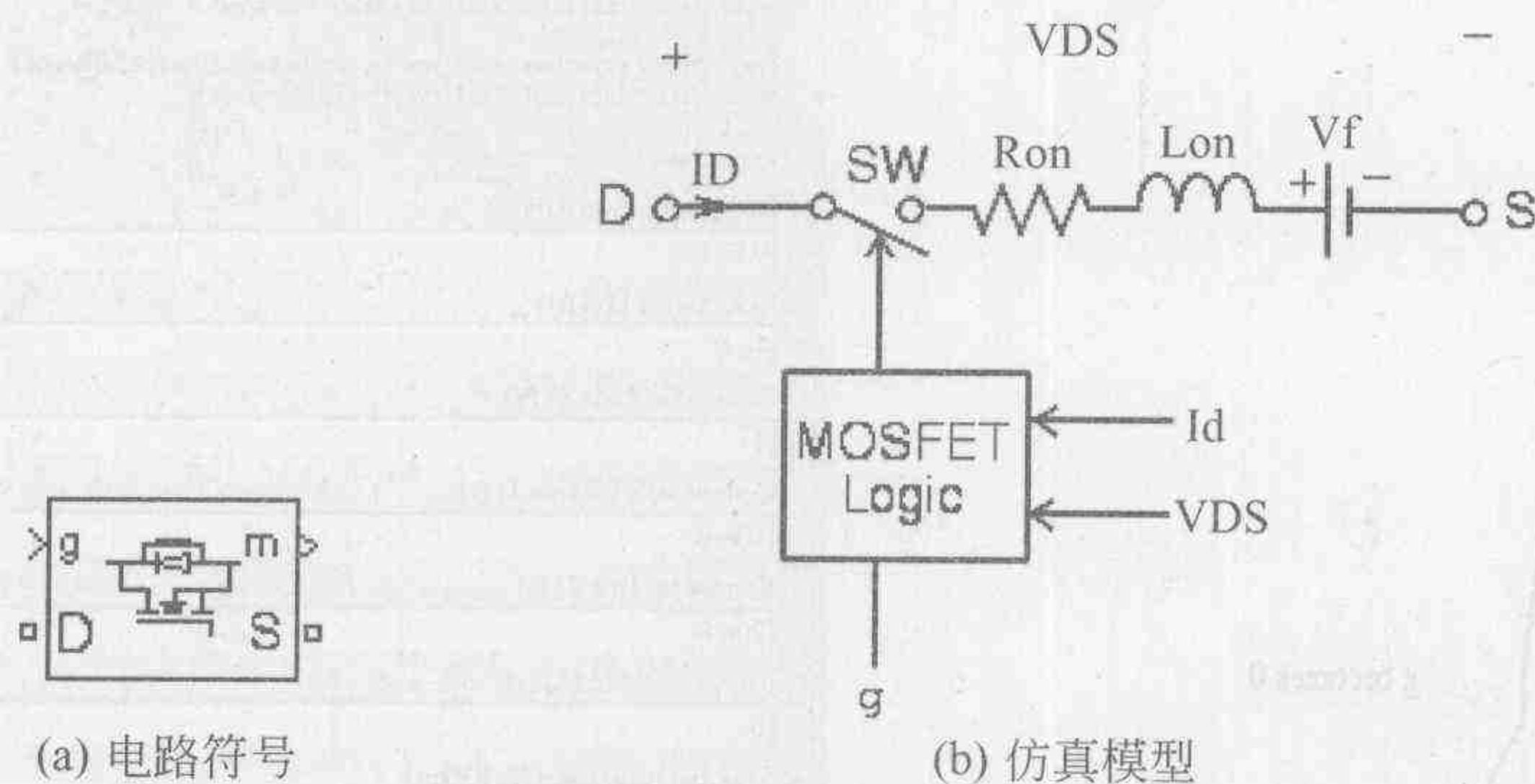


图 1-38 MOSFET 的电路符号和仿真模型

MOSFET 模型内部有一个与之并联的二极管,当电压 V_{DS} 为负时,该二极管导通,导通电阻 R_D 。

当 MOSFET 的电压 V_{DS} 和门极信号都为正时,MOSFET 导通;如果电流 I_d 为正,门极信号为 0 时,MOSFET 关断。如果 I_d 为负且没有门极信号,当 I_d 变为 0 时 MOSFET 关断。因此,MOSFET 的导通电阻有两种取值:

- (1) 若 $I_d > 0$,则 $R_t = R_{on}$, R_{on} 就是 MOSFET 仿真模型中的正向导通电阻;
- (2) 若 $I_d < 0$,则 $R_t = R_d$, R_d 是内部并联二极管的导通电阻。

3. 通用桥

整流桥是电力电子电路中常见的装置,SimPowerSystems 中提供了一个通用模型,避免了仿真时再用单个器件搭建整流电路的麻烦。

通用桥的参数设置如图 1-39 所示,它的电路符号随着选用器件的不同而不同,分别如图 1-40 所示。图示都是三相的,桥臂数在参数设置界面中也是可选的(1,2 或 3)。

从上文介绍的各种典型电力电子器件的仿真模型可以看出,在 SimPowerSystems 中它们的仿真模型结构基本上是一样的,只是导通和关断的控制逻辑以及各个参数的具体数值有所不同。因此,可以在同样的参数设置界面中对由不同器件组成的整流桥进行设置。

4. 三电平桥

多电平是 AC/DC 变换中一种有效地消除谐波的方法,基于各种可关断器件可以构成多电平的整流桥。SimPowerSystems 中提供了一个通用的三电平整流桥模型,其参数设置如图 1-41(a)所示,内部拓扑结构如图 1-41(b)所示,与通用桥相比,三电平桥多了一个中性点。它的电路符号同样随着选用器件的不同而不同,如图 1-42 所示。

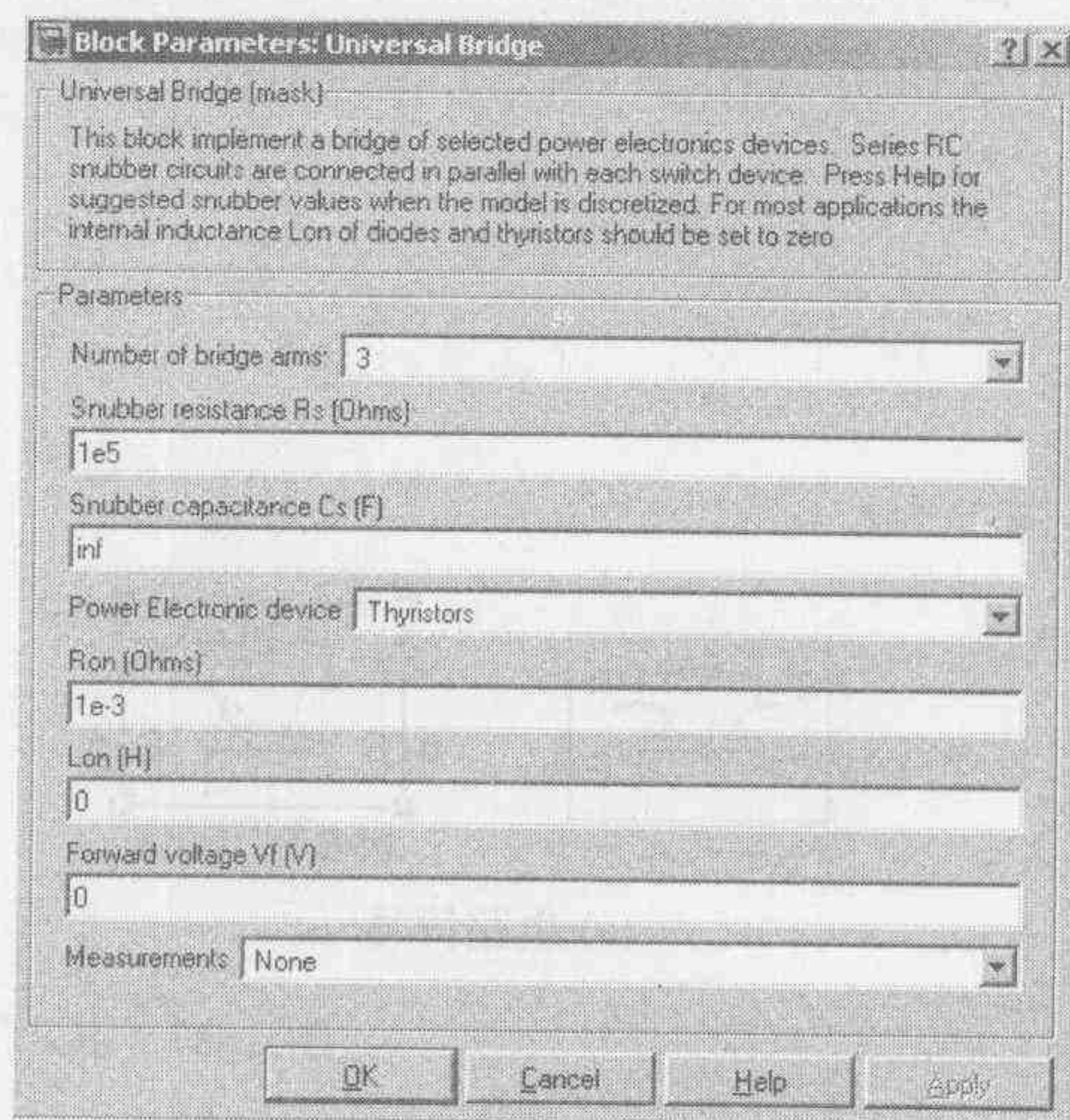


图 1-39 通用桥参数设置

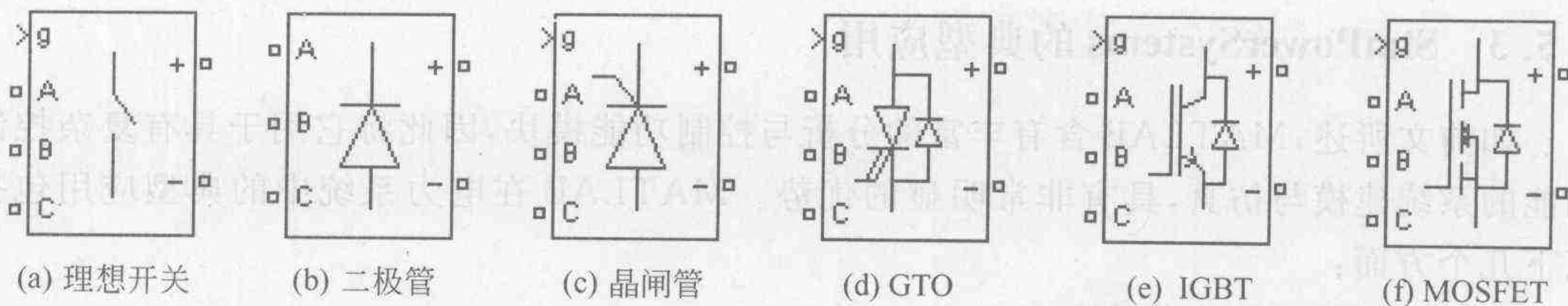
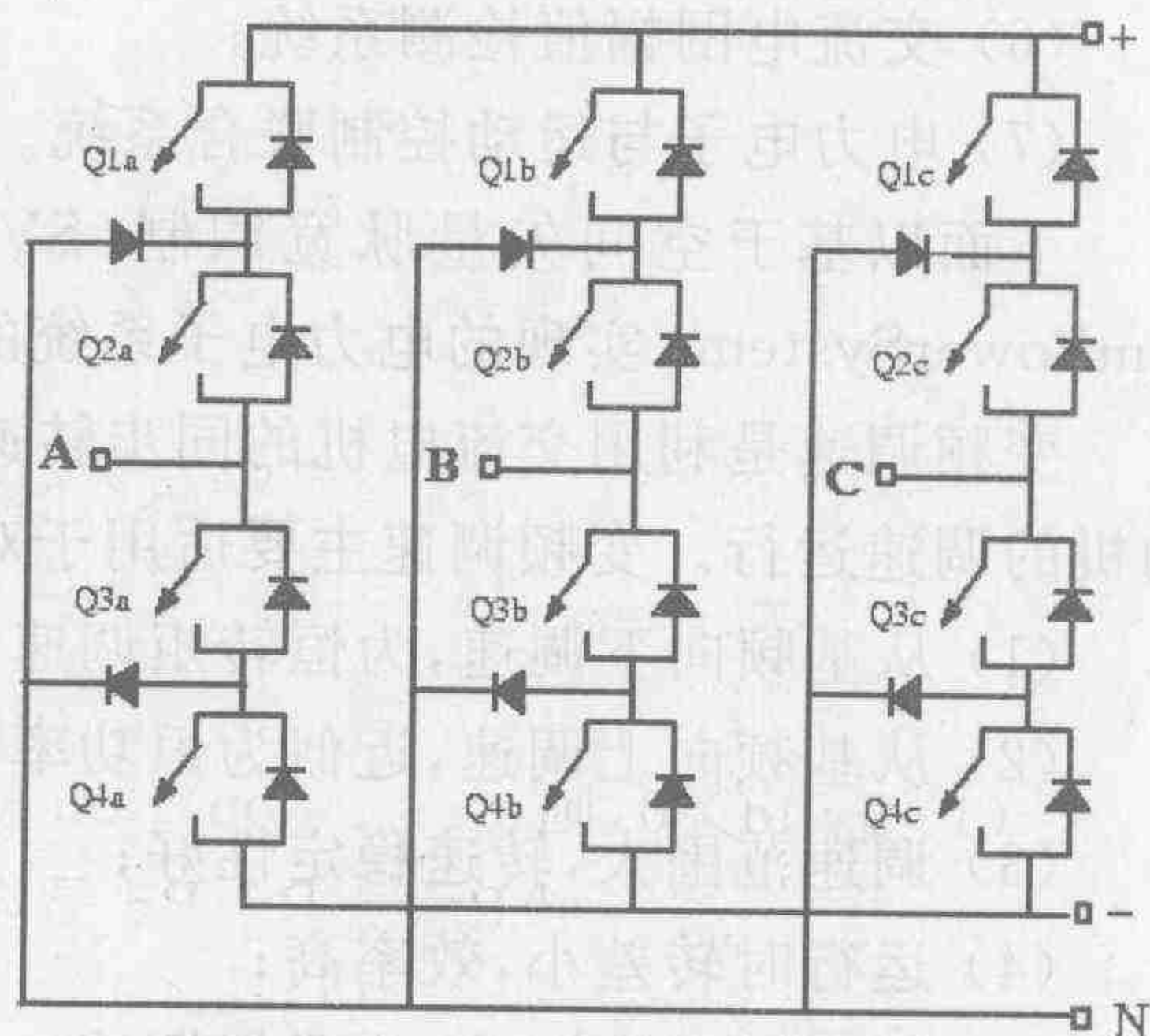
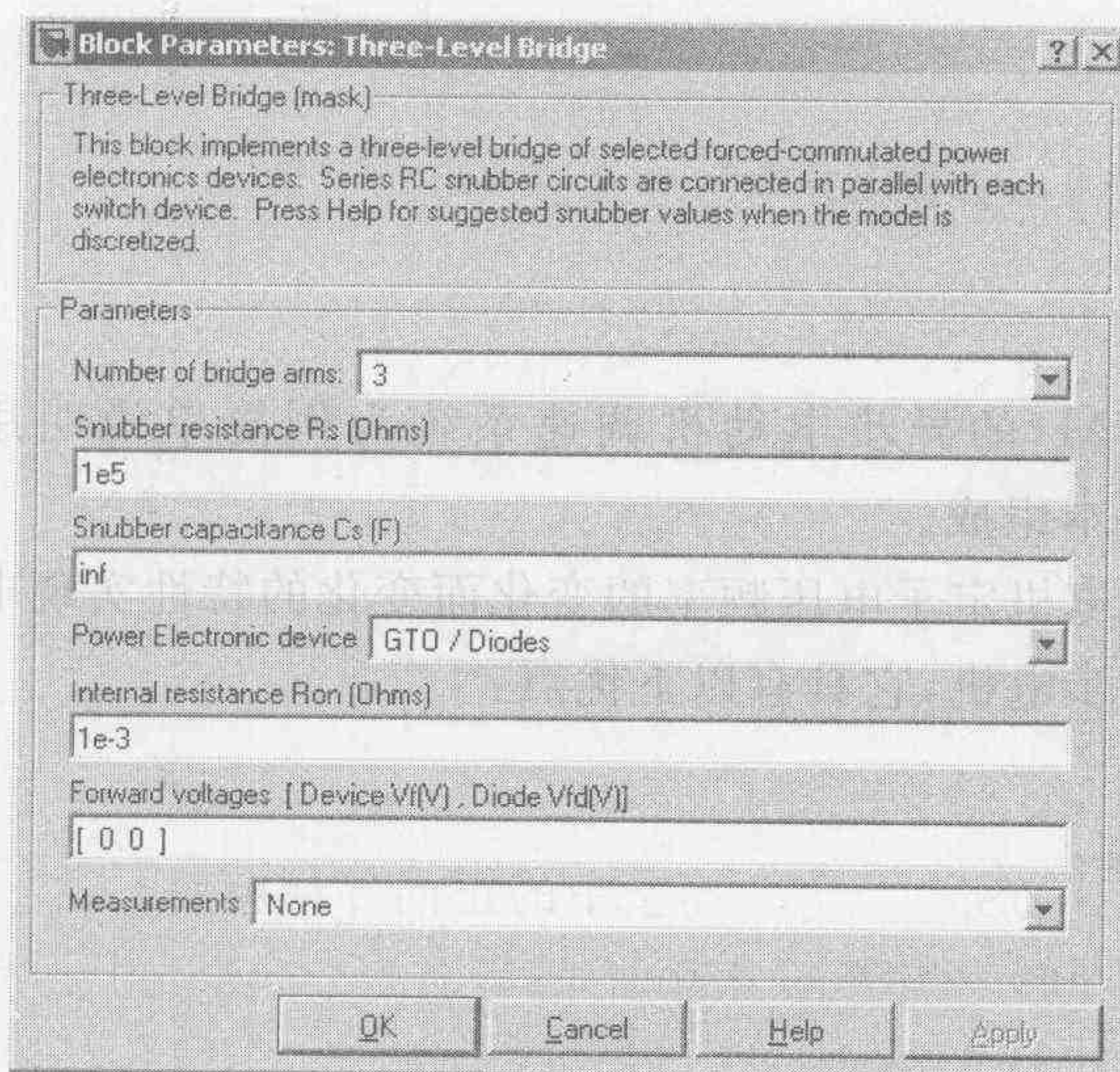


图 1-40 分别由各种器件构成的整流桥电路符号



(a)

(b) 三电平桥拓扑结构

图 1-41 三电平桥的参数设置及采用的拓扑结构

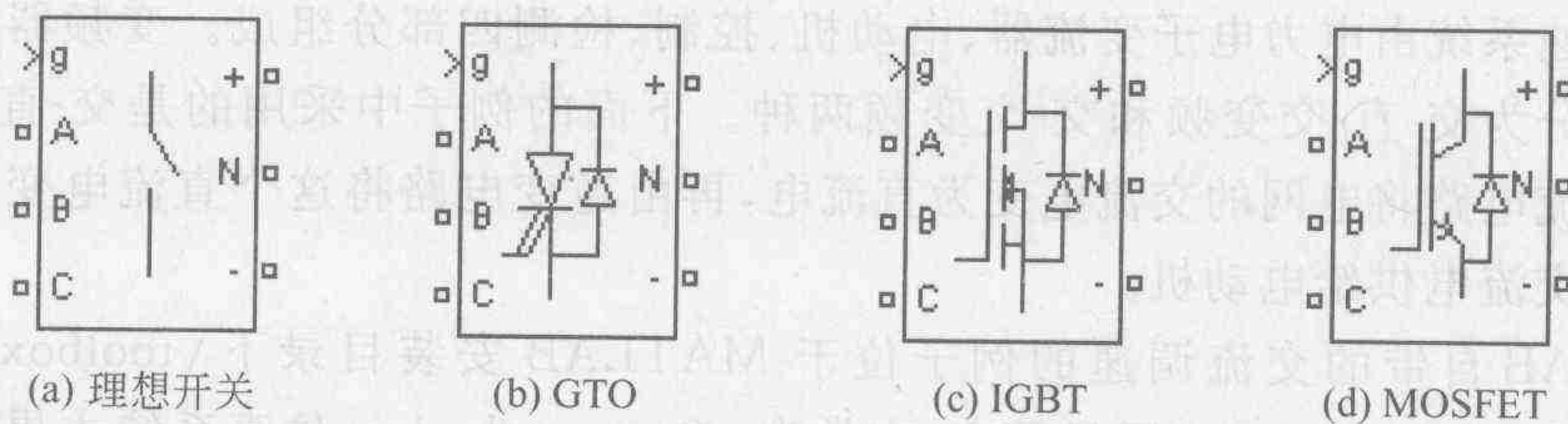


图 1-42 分别由各种可关断器件构成的三电平整流桥电路符号

对上述典型电力电子器件的工作原理以及在 MATLAB 中的仿真模型有了清楚的认识,就可以更加准确、合理地利用这些器件实现各种电力电子装置及系统,并正确理解仿真结果的含义。

从上述各电力电子器件的电路符号中,可以发现这些器件与外电路的连接端子分为两种类型,即箭头“>”和小方框“□”。这是 MATLAB 自 7.0 版本后新增的一个特点。箭头表示与之相连的是信号线,用箭头的方向明确表示信号的流向(输入或输出);而方框表示与之相连的是电源线,线上传输的是能量,能量流向不确定。这两种类型的端子是不能直接连接在一起的,若在某些情况下确实有数值上的联系,此时可以通过 SimPowerSystems 元件库中的受控源进行转换,实现两者之间的连接。

1.5.3 SimPowerSystems 的典型应用

如前文所述, MATLAB 含有丰富的分析与控制功能模块, 因此将它用于具有复杂控制功能的系统建模与仿真, 具有非常明显的优势。MATLAB 在电力系统中的典型应用包括以下几个方面:

- (1) 同步发电机励磁系统;
- (2) 直流电动机调速系统;
- (3) 交流电动机调速系统;
- (4) 轻型直流输电系统(Light HVDC);
- (5) 柔性交流输电系统(FACTS);
- (6) 交流电网幅值检测系统;
- (7) 电力电子与运动控制联合系统。

下面以基于空间矢量脉宽调制(SVPWM)的异步电动机调速系统为例简单说明用 SimPowerSystems 实现的电力电子系统的基本组成。

变频调速是利用交流电机的同步转速随电机定子电压频率的变化而变化的特性实现电动机的调速运行。变频调速主要适用于对异步电机, 它具有以下优点:

- (1) 从基频向下调速, 为恒转矩调速;
- (2) 从基频向上调速, 近似为恒功率调速;
- (3) 调速范围大, 转速稳定性好;
- (4) 运行时转差小, 效率高;
- (5) 频率可连续调节, 为无级调速。

随着电力电子技术的发展, 以变频调速为代表的交流调速在调速性能和运行可靠性方面已经可以和直流调速相媲美。

变频调速系统由电力电子变流器、电动机、控制、检测四部分组成。变频器从主电路结构形式上又分为交-直-交变频和交-交变频两种。下面的例子中采用的是交-直-交结构, 即首先通过整流电路将电网的交流电变为直流电, 再由逆变电路将这个直流电变为幅值和相位均可调的交流电供给电动机。

MATLAB 自带的交流调速的例子位于 MATLAB 安装目录下\toolbox\physmod\powersys\drives\drivesdemo 子目录内, 文件为 ac2_example.doc, 仿真系统主界面如图 1-43 所示。

图 1-43 中 SVPWM 电压源型异步电机调速模块在 MATLAB 中已经封装好, 在其他仿真系统中, 可以直接从 Simulink 中调用。选中该模块, 单击右键, 选择“Look Under Mask”, 显示该模块内部的详细结构如图 1-44 所示。

由图 1-44 可以看出: 变频部分由整流器、直流单元和逆变器组成。整流桥和逆变桥可以从 SimPowerSystems 元件库中直接选取, 组成桥的器件类型也可以更改。直流单元的子电路如图 1-45 所示。

由图 1-45 可以看出: 比例控制器(由延迟、求和和滞环比较环节组成)产生触发脉冲, 决定二极管和电阻串联支路的导通与断开, 从而将电容电压稳定在所需范围内, 同时也为过电流提供保护。

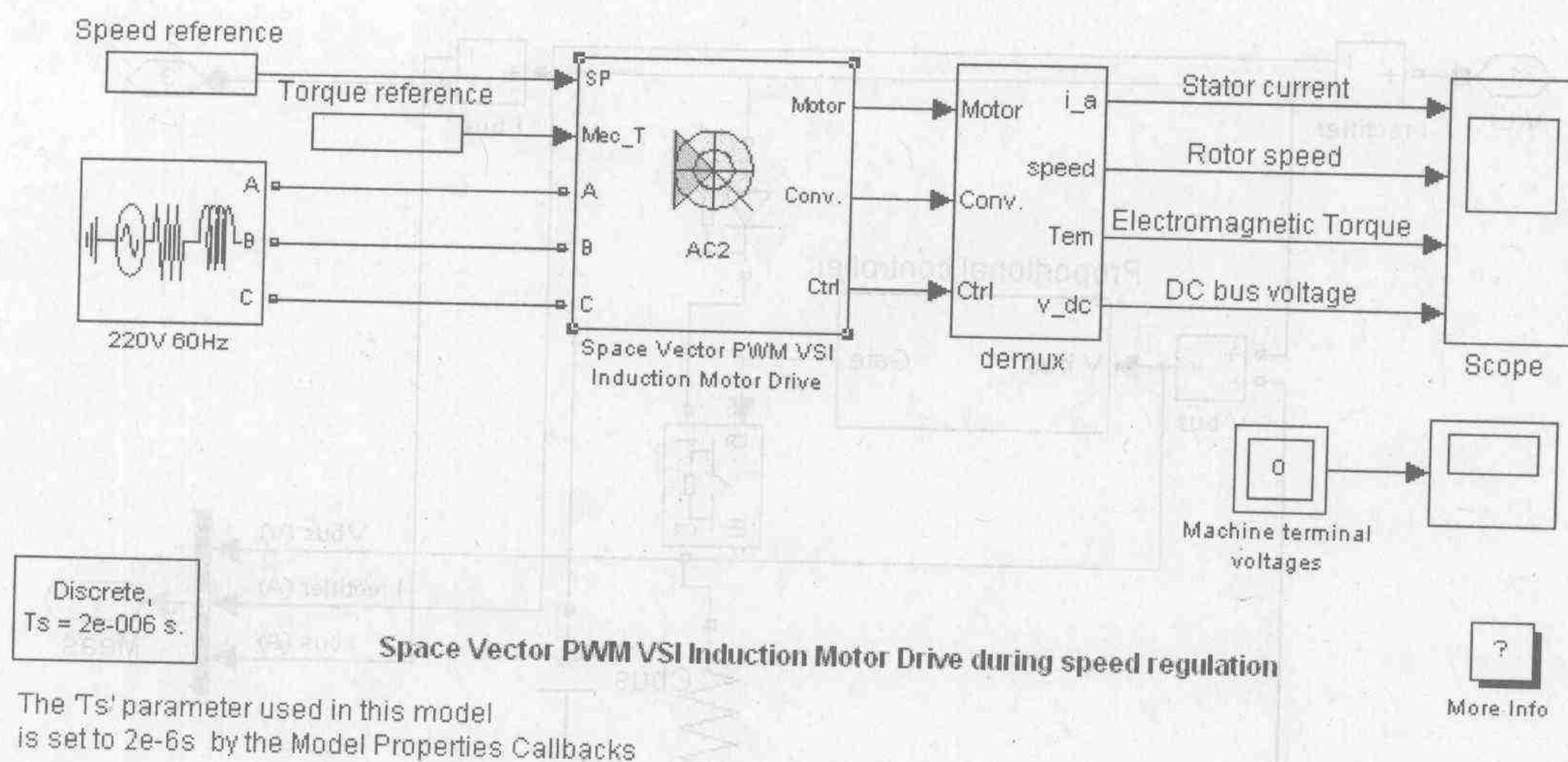


图 1-43 SVPWM 异步电机调速系统主界面

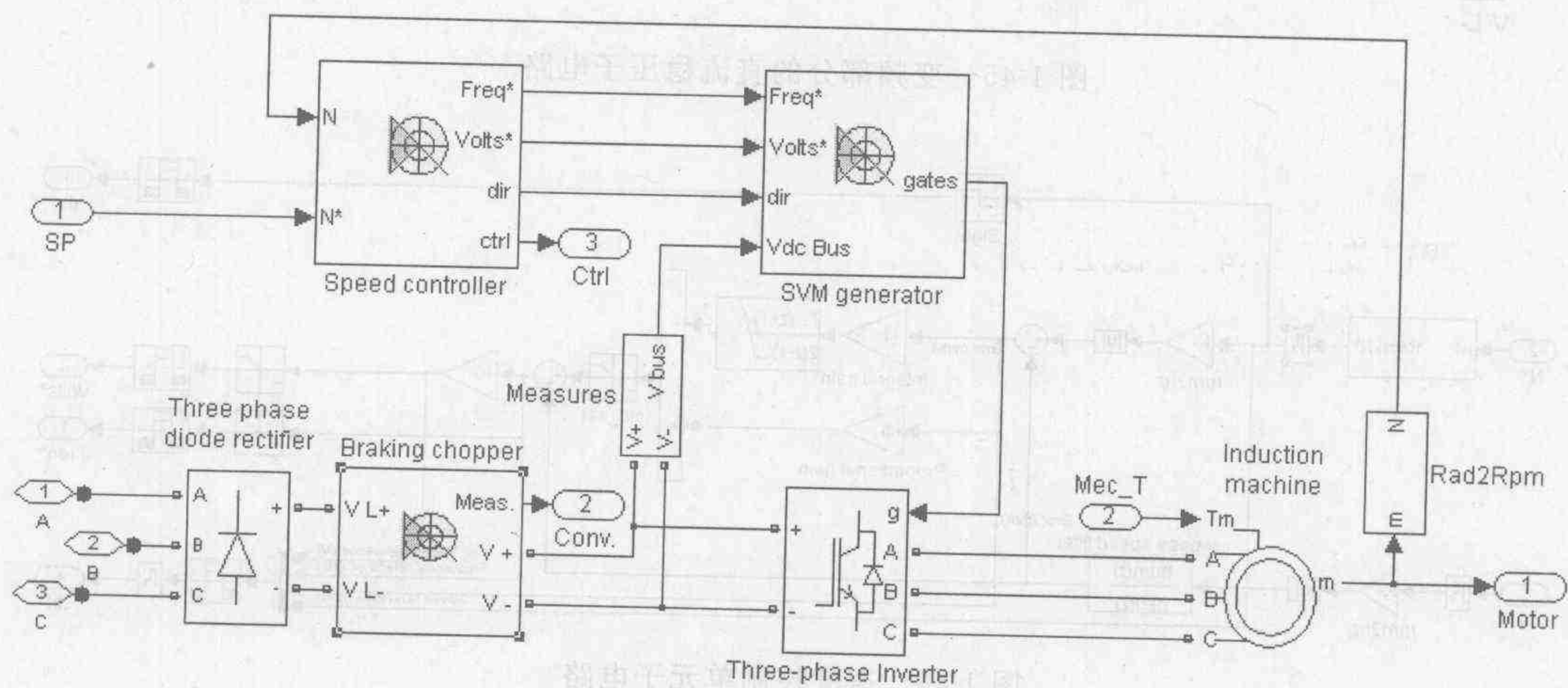


图 1-44 SVPWM 异步电机调速系统组成

电机模型也可以从 SimPowerSystems 元件库中直接选取,设置电机类型(为鼠笼式电机)以及其他电气参数,如额定电压、电流、频率、功率等。

测量部分检测电机转速,作为速度控制单元的输入参数。在现场应用中,速度传感器的安装、维护以及低速性能等方面的问题会影响系统可靠性,因此无速度传感器的控制方式越来越受到重视。实现无速度传感器控制的关键技术之一就是如何从容易得到的定子电流、定子电压中计算出与速度相关的量。

速度控制单元的子电路如图 1-46 所示。由图 1-46 可以看出:在速度控制部分,先将速度测量值和速度参考值都转换为频率,速度测量值还要经过低通滤波,然后求二者之差,再对这个差值进行比例、积分、限幅后,计算结果送往空间矢量调制(SVM)发生器,产生调制脉冲,控制逆变桥中各电力电子器件的工作状态,从而实现频率调节。

这个例子基本体现了用 Simulink 实现电力电子系统仿真的全过程。首先要对系统功

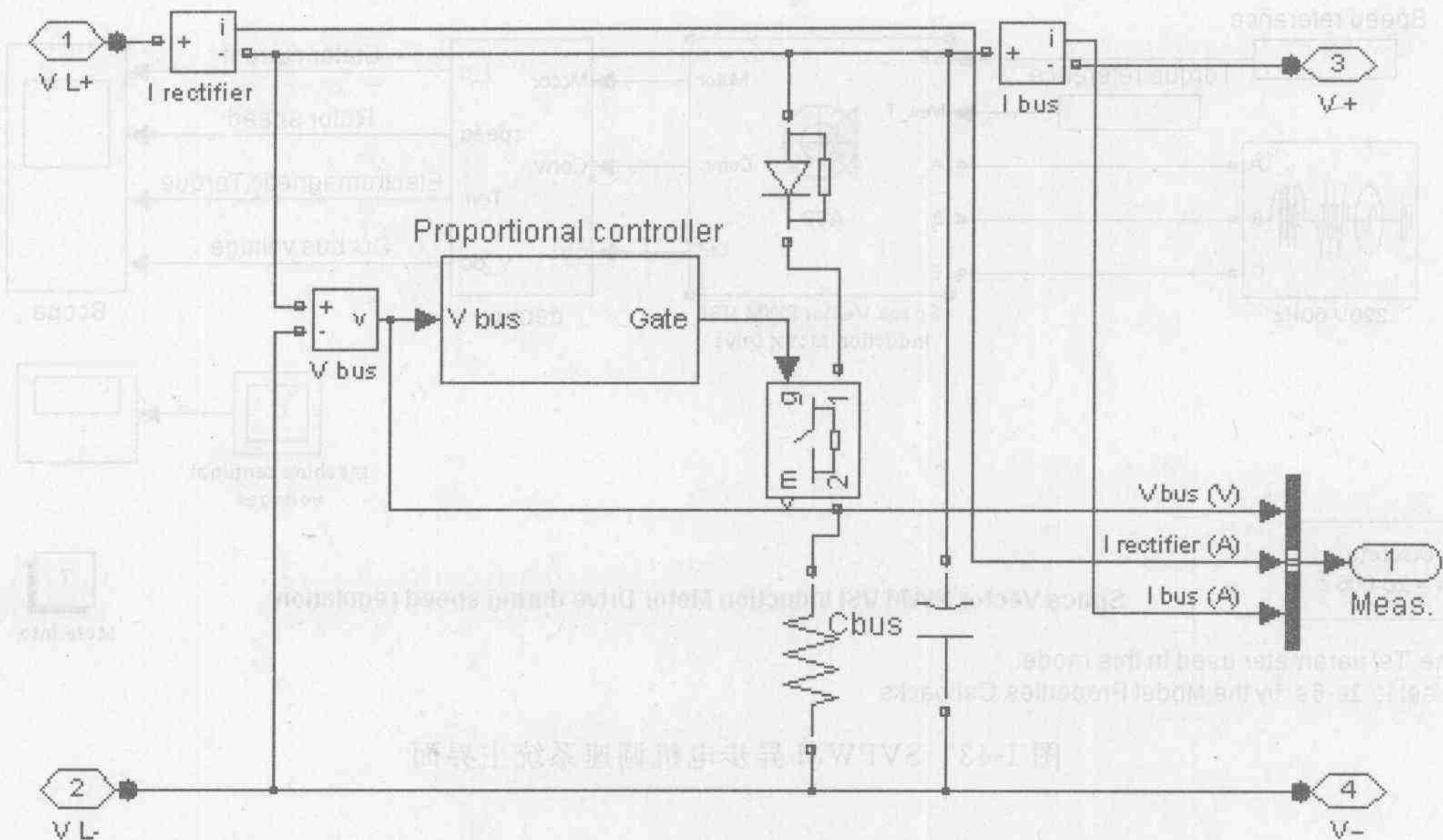


图 1-45 变频部分的直流稳压子电路

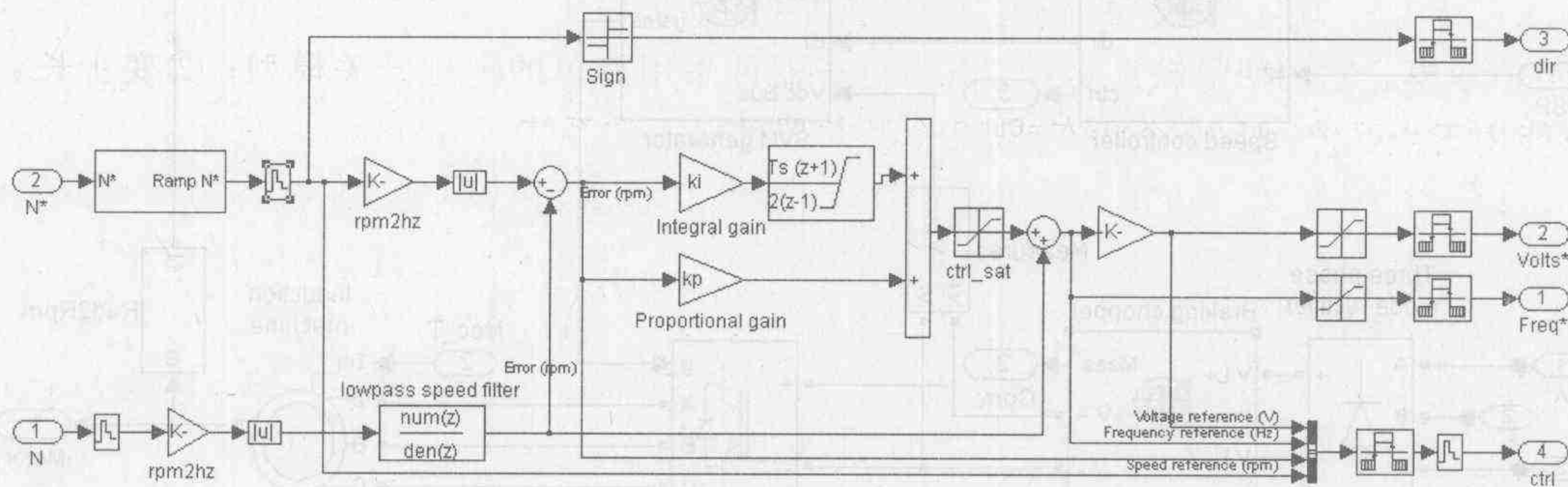


图 1-46 速度控制单元子电路

能进行分解,分成一个个功能模块,设计模块之间的接口,用子电路实现各功能模块。功能模块还可以再分层设计。先单独调试各功能模块,再连接各模块,最后进行系统仿真。上述系统的仿真结果如图 1-47 所示。

1.5.4 MATLAB 与 OrCAD 的接口

OrCAD 具有如下突出优点: ①采用电力电子器件的详细模型; ②具有丰富的电力电子器件和集成控制器模型; ③可进行数模混合仿真; ④输入界面友好,可以实现图形输出。但它同时也由很明显的缺点: ①非交互式仿真; ②用户不能对积分方法进行控制; ③没有电机和电力系统其他器件模型,特别是三相模型,如用户自己开发需要大量时间。

与之相比,MATLAB 的突出优点是: ①Simulink 的变步长算法可以提高过零点的计算精度; ②具有固定步长、变步长和离散积分方法,因此可以比其他软件在电力电子系统计算中具有更快的计算速度; ③同样具有良好的输出/输入界面; ④SimPowerSystems 中有

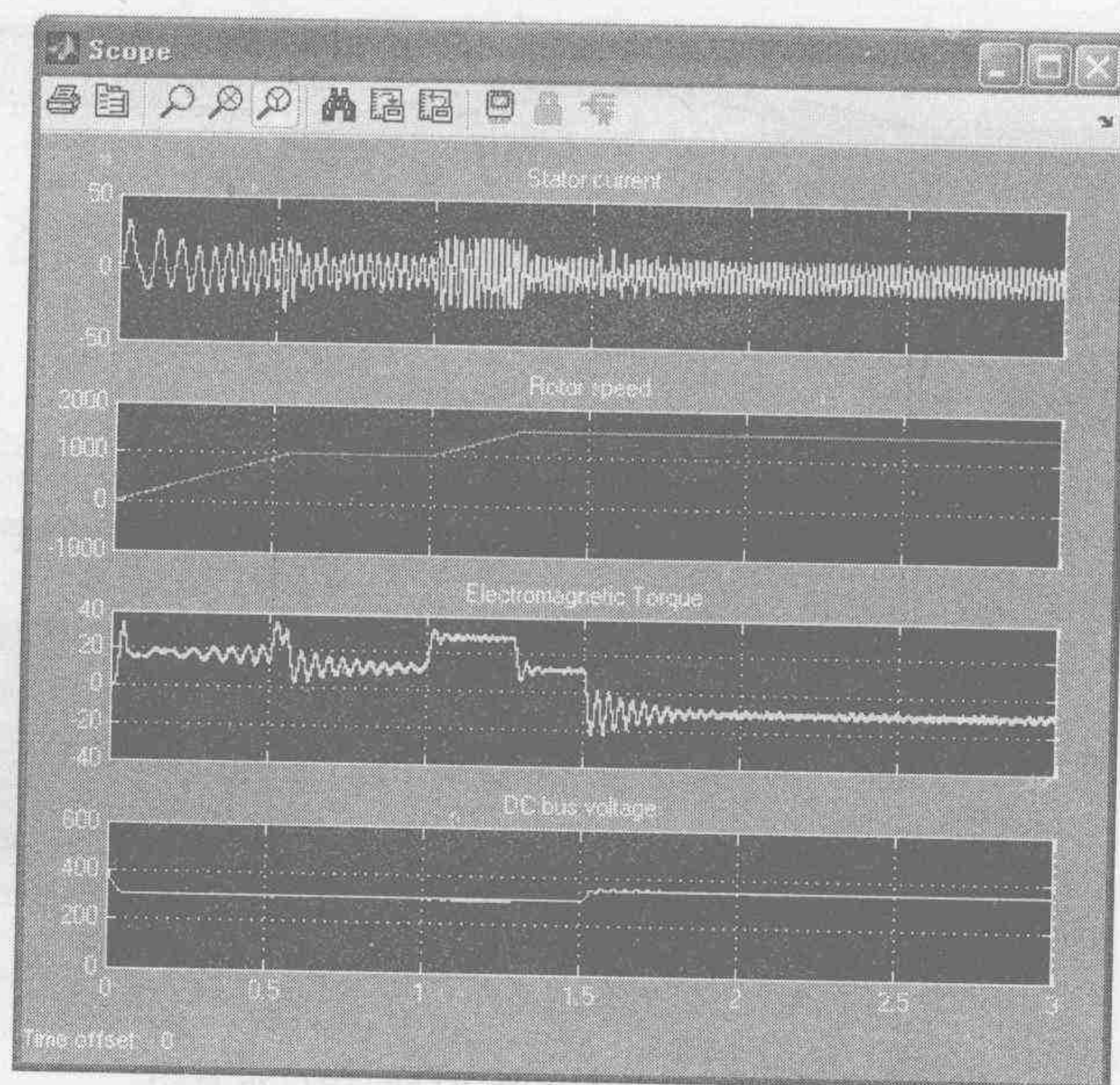


图 1-47 SVPWM 交流调速系统仿真结果波形

大量的包括电机、电力电子器件和控制模块在内的模型,可以方便、快速地对牵引系统和 FACTS 建模。它的明显缺点是:①电力电子器件采用简单的理想开关模型;②变步长算法只能用于小系统,如 30 个状态或 12 个开关器件以下的系统。

由以上分析可见,若能将 OrCAD 与 MATLAB 结合,则可以充分发挥各自所长,快速地对含有电机等多种装置的复杂电力系统建模,并可以采用电力电子器件的详细模型以及复杂的控制算法,得到更加准确的仿真结果。

MATLAB 和 OrCAD 的接口是通过一个第三方软件 SLPS 实现的。SLPS 是一个由 Cybernet Systems Co., Ltd. 和 Cadence Design Systems 联合开发的,用于 MATLAB/Simulink 和 PSpice A/D 模块的接口软件。利用 SLPS,可以将由 PSpice 绘制的电路图插入由 Simulink 建立的系统模型中,并且可以在 Simulink 中利用 PSpice 的分析引擎。MATLAB、SLPS 以及 OrCAD 的关系如图 1-48 所示。

下面以一个简单的 MOSFET 器件仿真为例,说明 MATLAB 和 OrCAD 接口的实现过程。

MATLAB 必须是 6.5 以上版本,OrCAD 必须是 10.5 以上版本^①,下面的例子采用的是 MATLAB7.1 和 OrCAD10.5。

首先,正确安装 MATLAB7.1 和 OrCAD10.5,然后安装 SLPS。接下来,要修改 MATLAB 中的路径设置和 OrCAD_105.dat(在相应的安装目录下)。MATLAB 中的路径设置如图 1-49 所示。选择 File 菜单下的 Set Path 命令,弹出如图 1-50 所示对话框。单击 Add Folder 按钮,加入 SLPS 及其 DEMO 的安装路径。

① 在最新的 OrCAD15.2 版本中,SLPS 已经成为标准模块,不必再进行下面的 dat 文件修改操作。

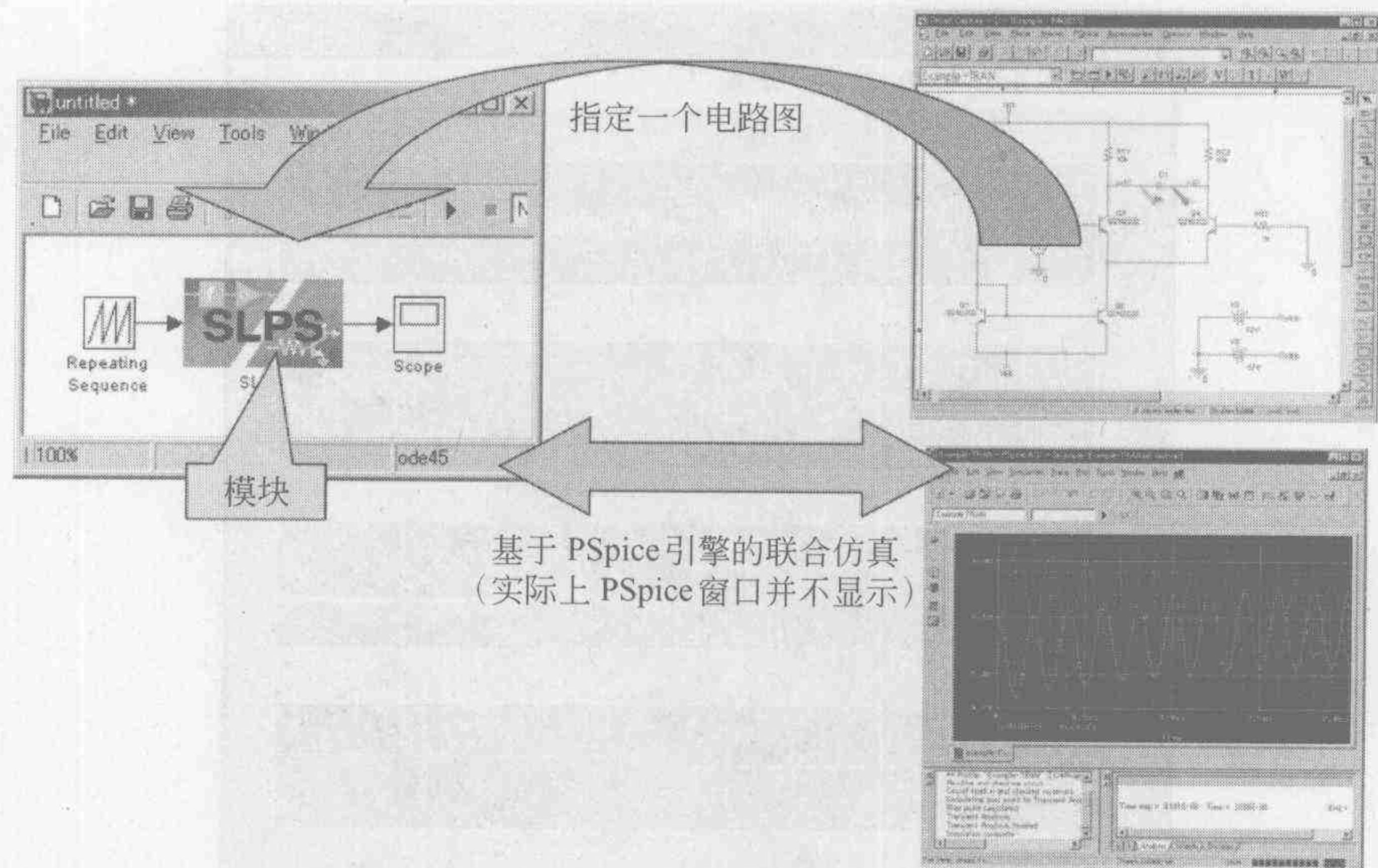


图 1-48 MATLAB 与 OrCAD 的接口示意图

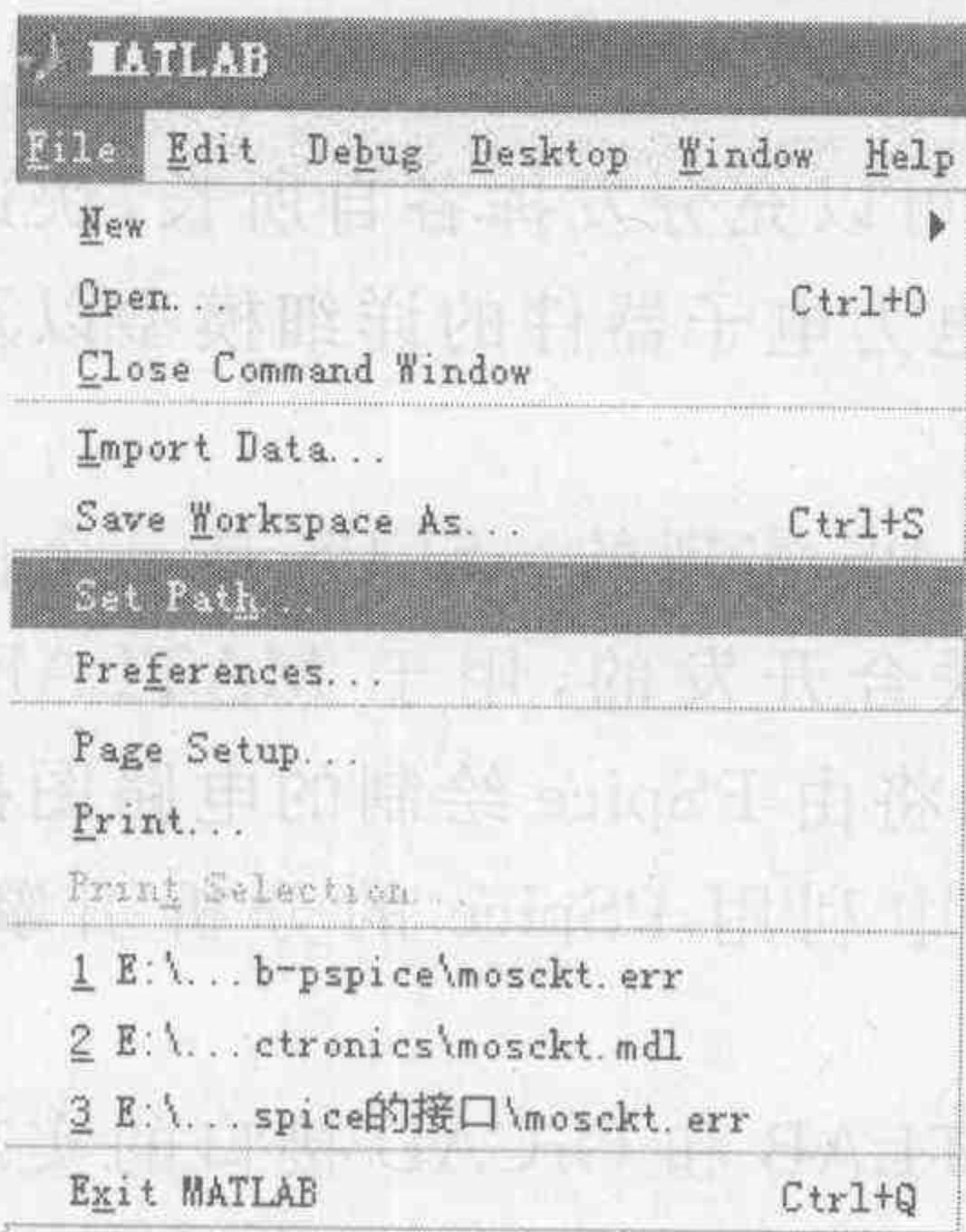


图 1-49 MATLAB 的路径设置命令

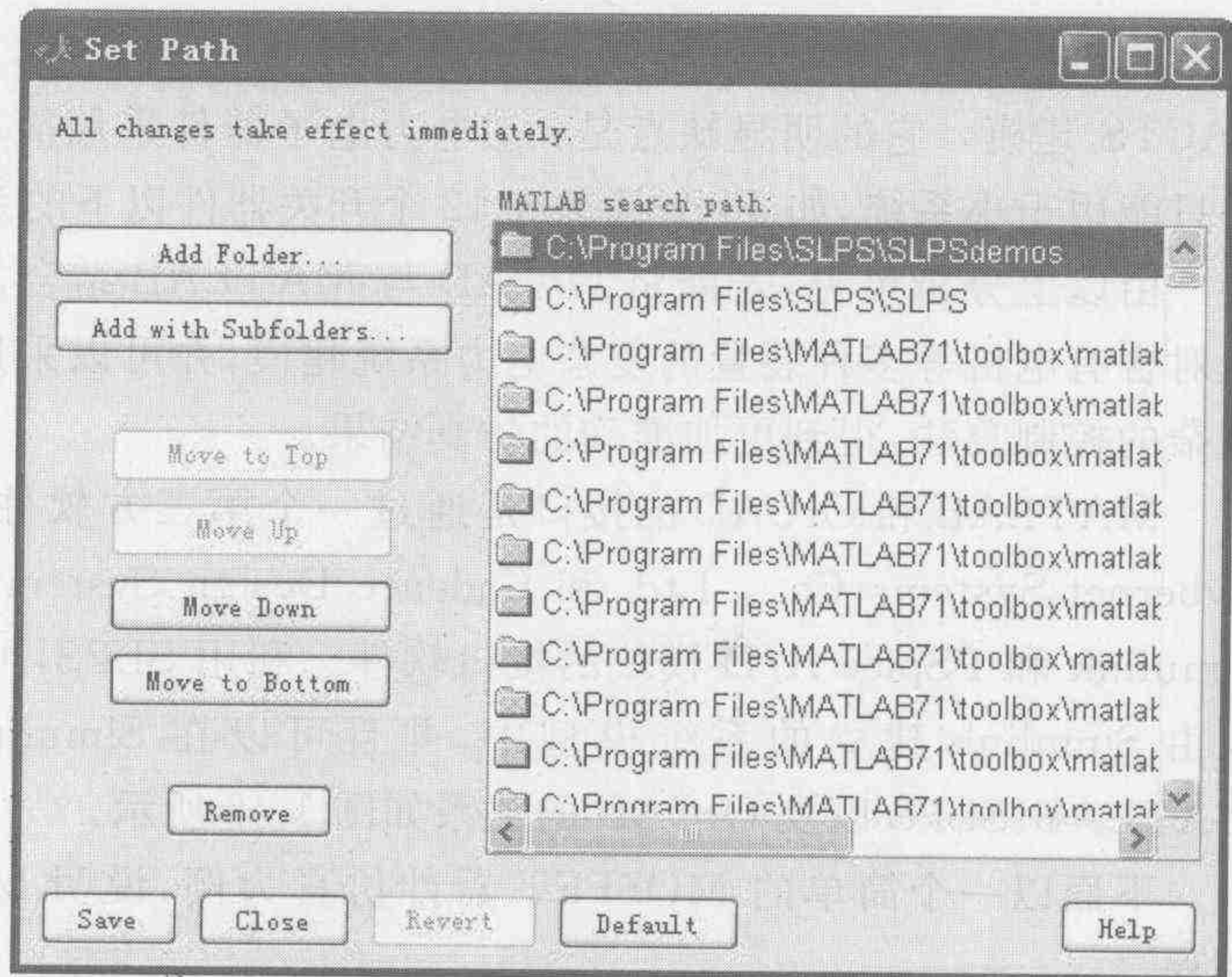


图 1-50 MATLAB 的路径设置界面

在 OrCAD_105.dat 文件末尾加上：

```
FEATURE PSpiceSLPSOpt cdsimd 17.0 permanent uncounted \
HOSTID=ANY ISSUER=SiGNMAKER SIGN=5DD475409C41612824D3
```

如图 1-51 所示。

至此就可以进行 SLPS-Simulink-PSpice 的联合仿真了。

第一步：先在 OrCAD10.5 CIS Capture 中绘制 MOSFET 器件仿真电路图，如图 1-52 所示。仿真项目文件假设命名为 mosckt.opj。

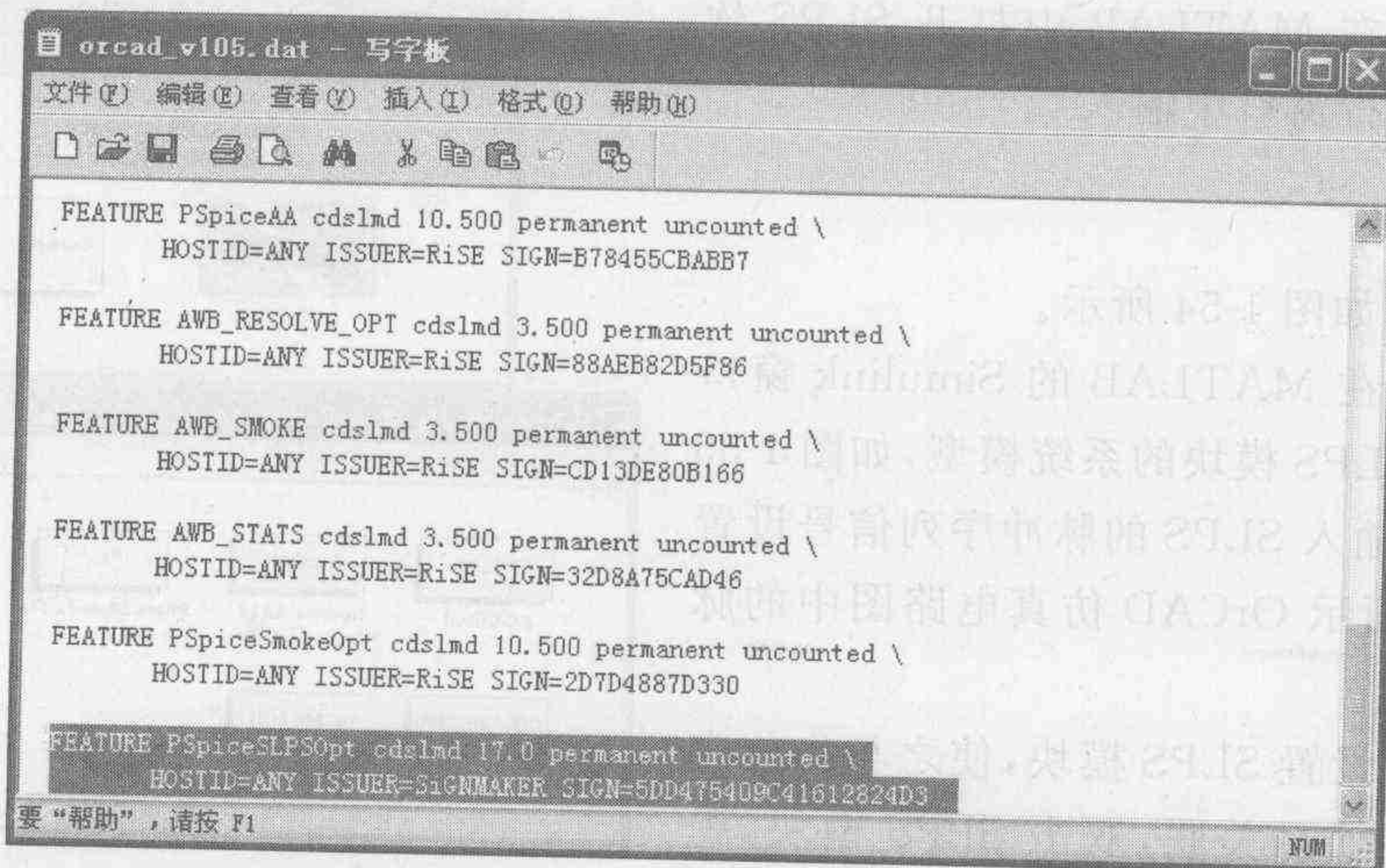


图 1-51 OrCAD_105.dat 文件修改界面

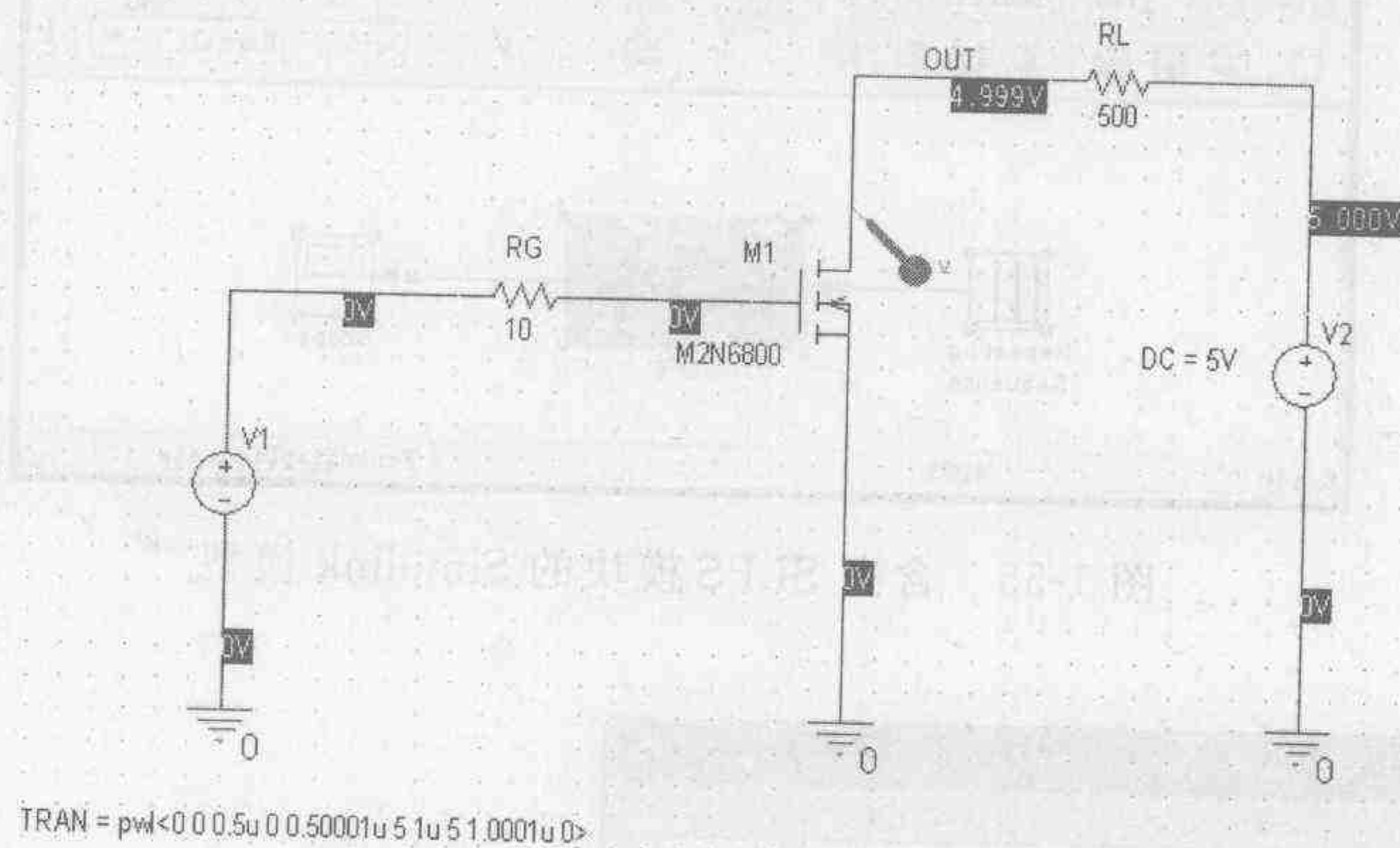


图 1-52 MOSFET 器件仿真电路图

在 OrCAD 中对图 1-52 所示电路进行时域暂态仿真,显示 MOSFET 的漏极电压,如图 1-53 所示。

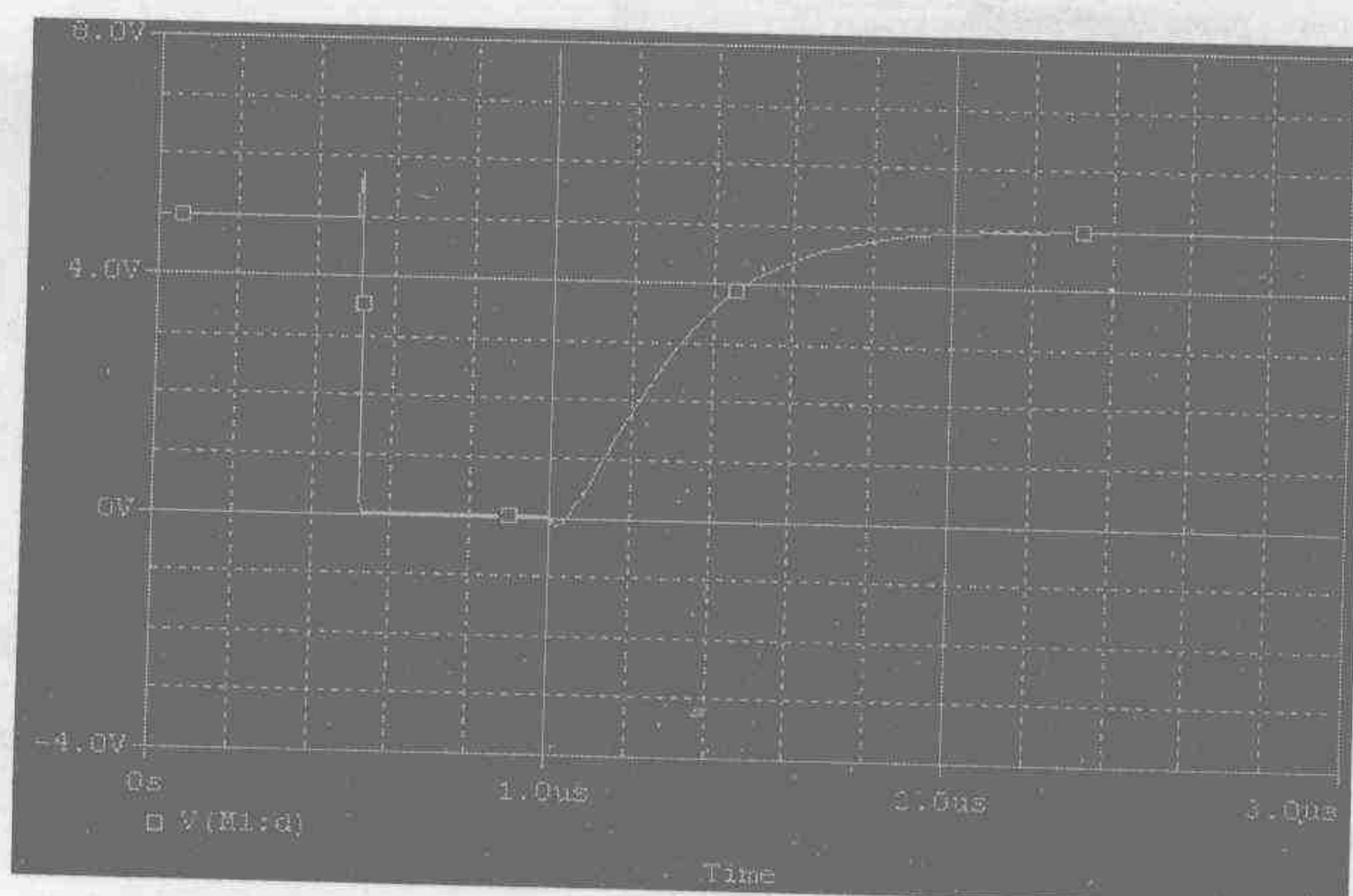


图 1-53 MOSFET 器件仿真结果

第二步：在 MATLAB 中打开 SLPS 软件包。在命令行窗口中输入

```
>>slpslib
```

弹出窗口如图 1-54 所示。

第三步：在 MATLAB 的 Simulink 窗口中建立含有 SLPS 模块的系统模型，如图 1-55 所示。其中，输入 SLPS 的脉冲序列信号设置值与图 1-52 所示 OrCAD 仿真电路图中的脉冲电源相同。

第四步：设置 SLPS 模块，使之与先前完成的 OrCAD 项目关联，双击 SLPS 模块，弹出界面如图 1-56 所示。

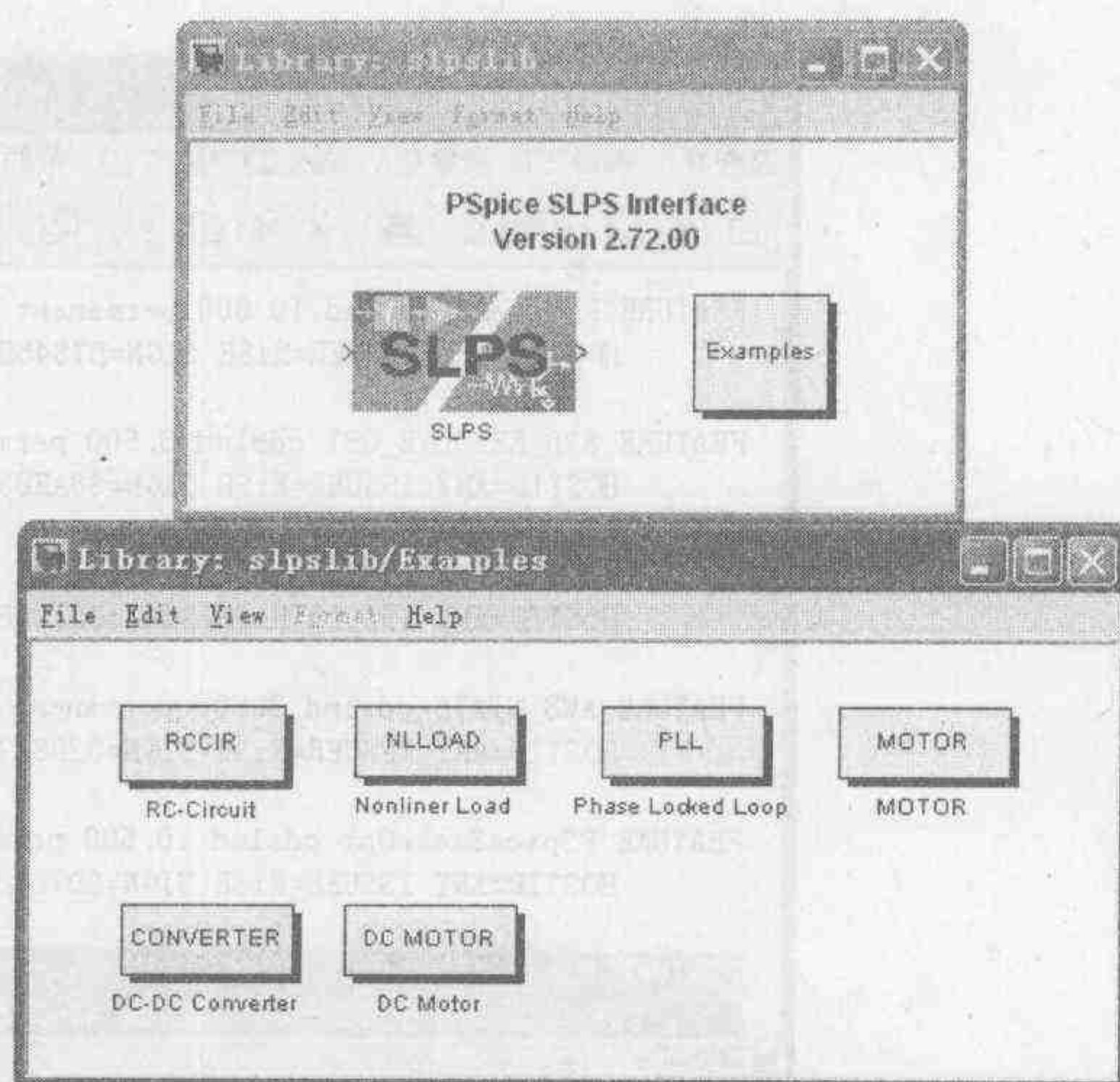


图 1-54 在 MATLAB 中打开 SLPS 软件包

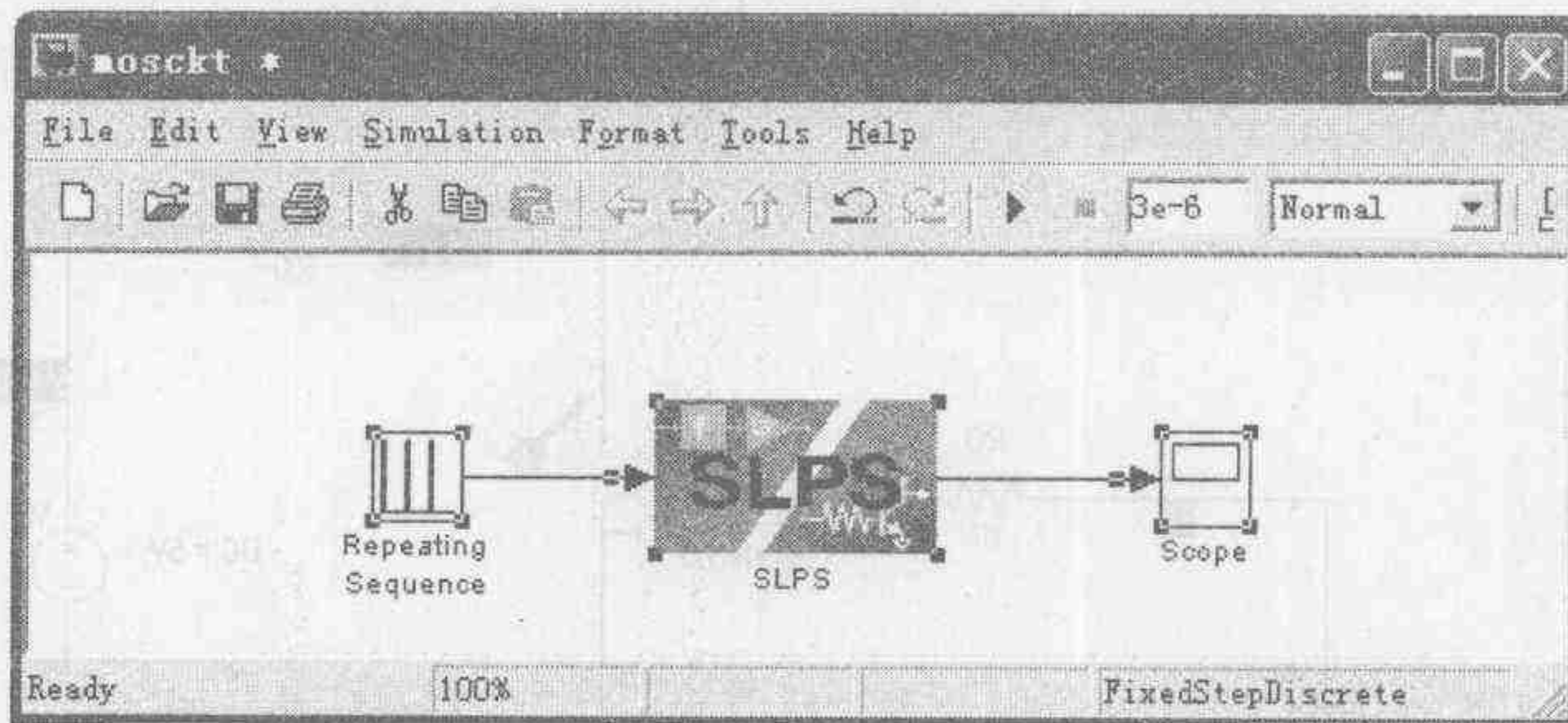
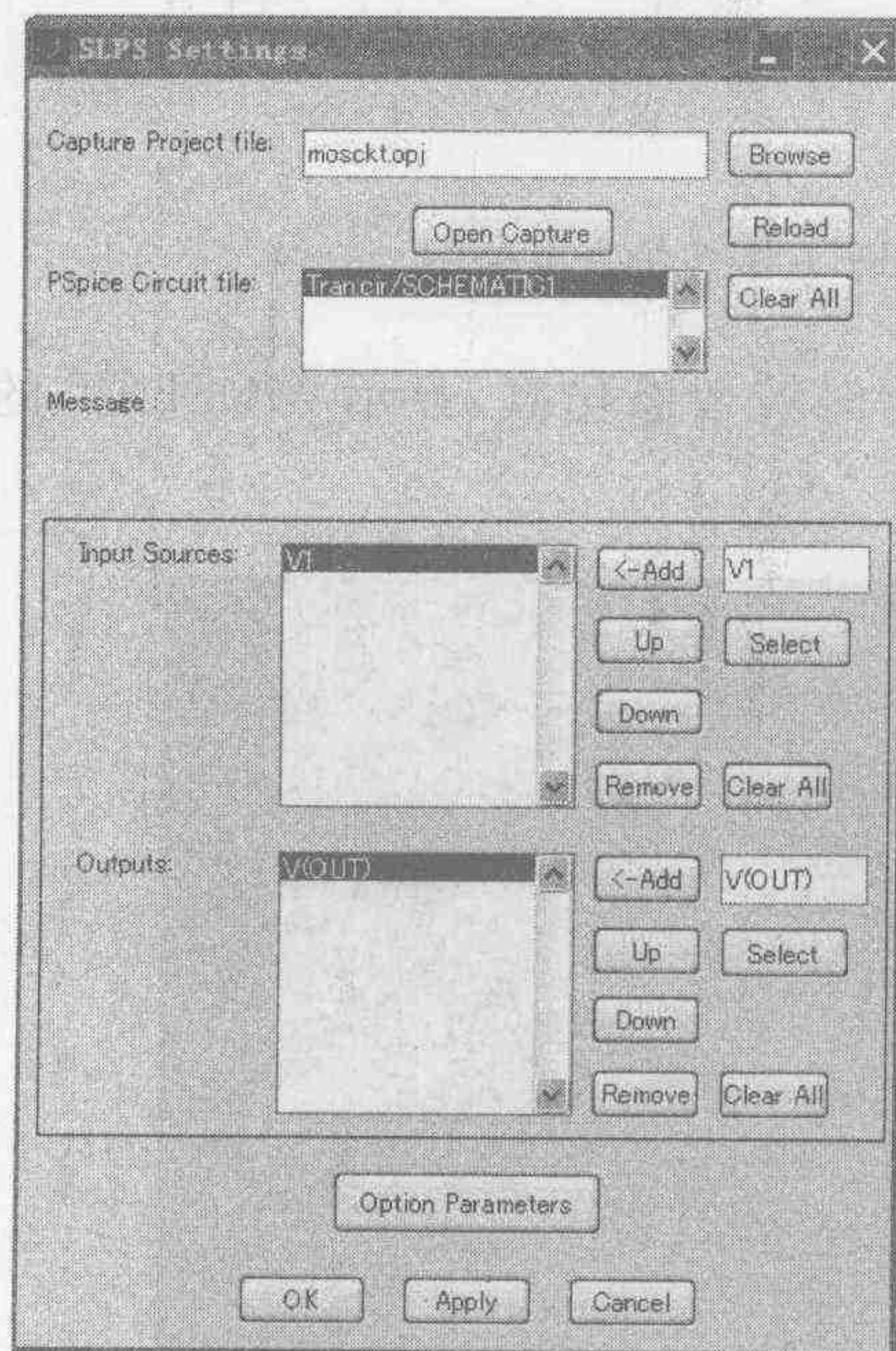
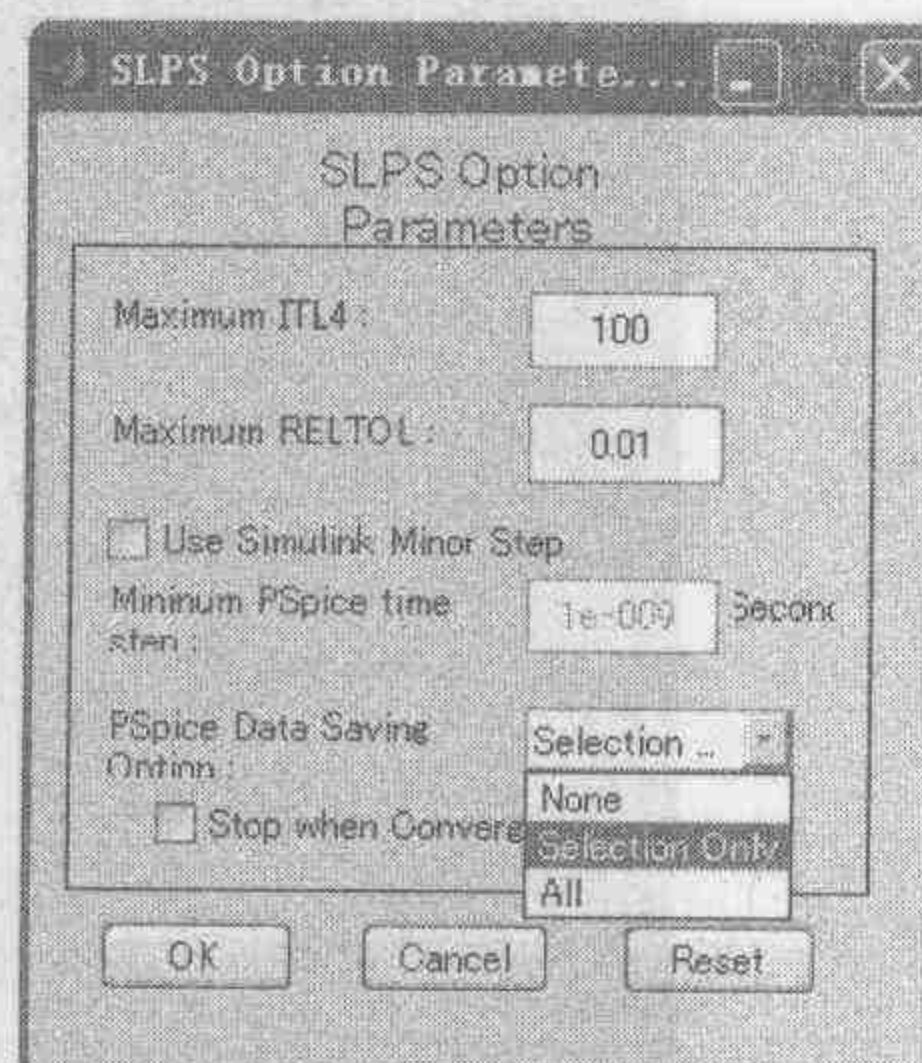


图 1-55 含有 SLPS 模块的 Simulink 模型



(a)



(b)

图 1-56 设置 Simulink 模型中的 SLPS 模块

图 1-56(a)的设置分别指定了与 SLPS 模块相关联的电路(Capture Project file),仿真内容(PSpice Circuit file,当在 OrCAD 中对同一个电路设置了多项仿真内容时,此处要进行选择),SLPS 的输入(Input Sources,指在 Simulink 中给出的 SLPS 的输入与 OrCAD 电路中的哪个电源对应),SLPS 的输出(Outputs,指将 OrCAD 电路中的哪些量作为输出 SLPS 模块的输出)。单击 Option Parameters 按钮弹出的对话框可以设置 SLPS 模块的仿真参数以及指定需要保存的数据,一般选择 Selection Only 选项,如图 1-56(b)所示。如果选择其他选项,有可能导致仿真速度非常慢。

第五步:像一般的 Simulink 模型一样进行仿真,可以在 Simulink 中设置仿真的起止时间、数值积分方法等。仿真结果如图 1-57 所示,与图 1-53 所示 PSpice 中的仿真结果一致。

第六步:可以进一步在 PSpice A/D 中查看和分析在 Simulink 中用 SLPS 模块得到的仿真结果。在第五步仿真结束后,SLPS 会在 Simulink 模型文件(.mdl)所在目录下建立一个子目录(在上述文件名下,为“MOSCKT-PSpiceFiles”),逐级查找,文件 SLPS_tran.dat 中就是保存的仿真结果。在 PSpice A/D 打开此文件就可以进行各种分析。

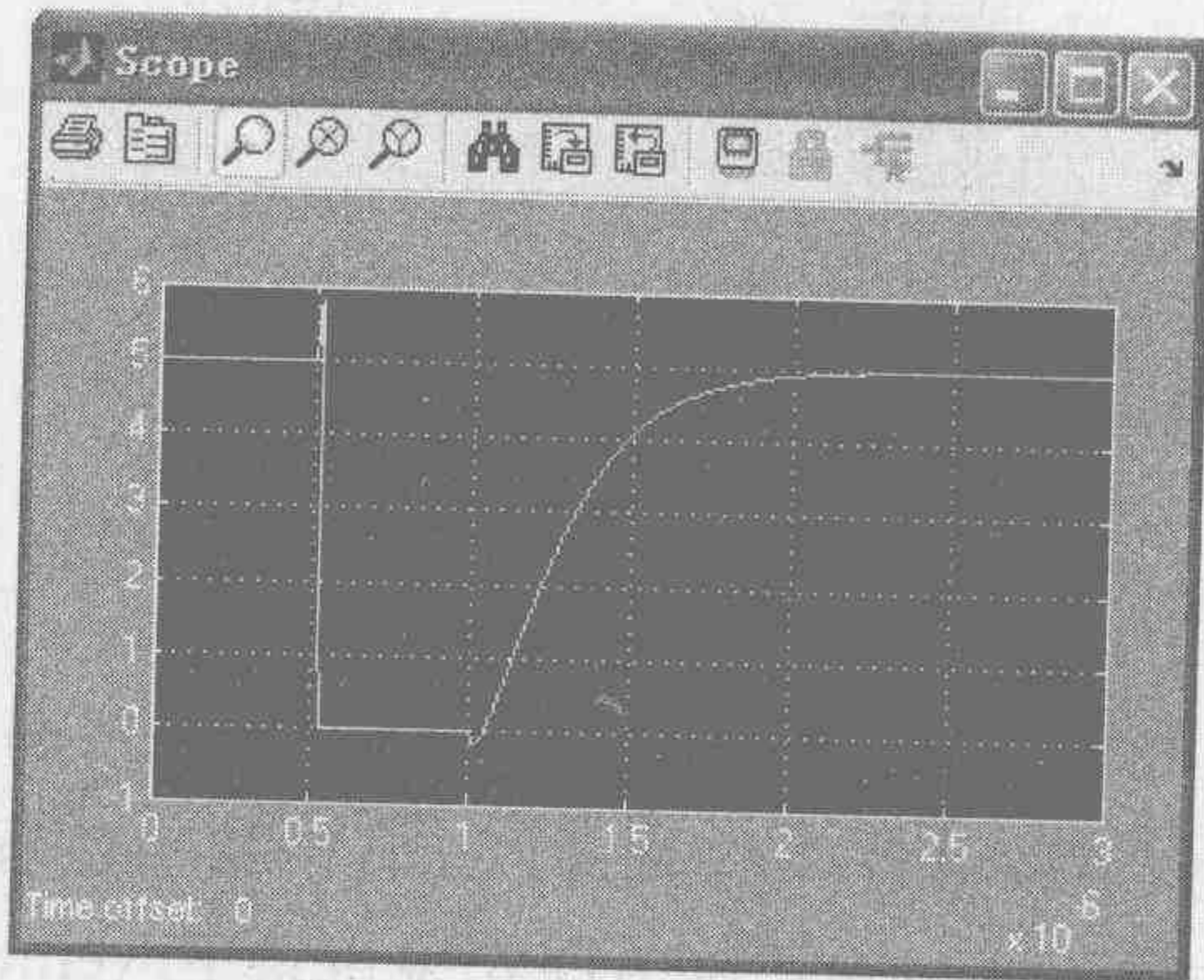


图 1-57 Simulink 中显示的仿真结果

从上文的描述可以看出, MATLAB 和 OrCAD 的结合是以 MATLAB 为主体,利用 OrCAD 中建立的基于详细器件模型的电路,从而得到更准确的仿真结果。对于仿真结果,又可以利用 PSpice A/D 进行各种直观而深入的分析。

1.5.5 MATLAB 与 PSCAD 的接口

与 MATLAB 和 OrCAD 的结合稍有不同的是, MATLAB 和 PSCAD 的结合是以 PSCAD 为主体,在其中引入 MATLAB 接口模块,利用 MATLAB 强大的数值分析和/或控制功能,对用 PSCAD 实现的电机或电力系统模型更加便捷地实现各种复杂控制算法和/或对仿真结果做更加深入的分析。

实现 MATLAB 和 PSCAD 的接口可以按以下步骤完成。

第一步:安装 Fortran 编译器。PSCAD4.0 或 4.2 自带的 Fortran77 是不支持 MATLAB 接口的,必须安装 Fortran90 以上的编译器。建议安装 Compaq Visual Fortran6.5 以上版本。

第二步:安装合适版本的 MATLAB。MATLAB 的版本是否合适,关键看在安装完的 MATLAB 目录中有没有子目录 \extern\lib\win32\digital\df60,如果没有,则不能实现与 PSCAD 的接口。

第三步:安装 PSCAD,此时不必再安装其自带的 Fortran 编译器了。安装完后重新启动计算机,使其能够找到已安装的 Fortran 编译器。

第四步:修改 PSCAD 的设置,如图 1-58 所示。选择 Workspace Settings 命令,弹出对话框如图 1-59 所示,修改其中 Fortran 选项卡的相关设置。

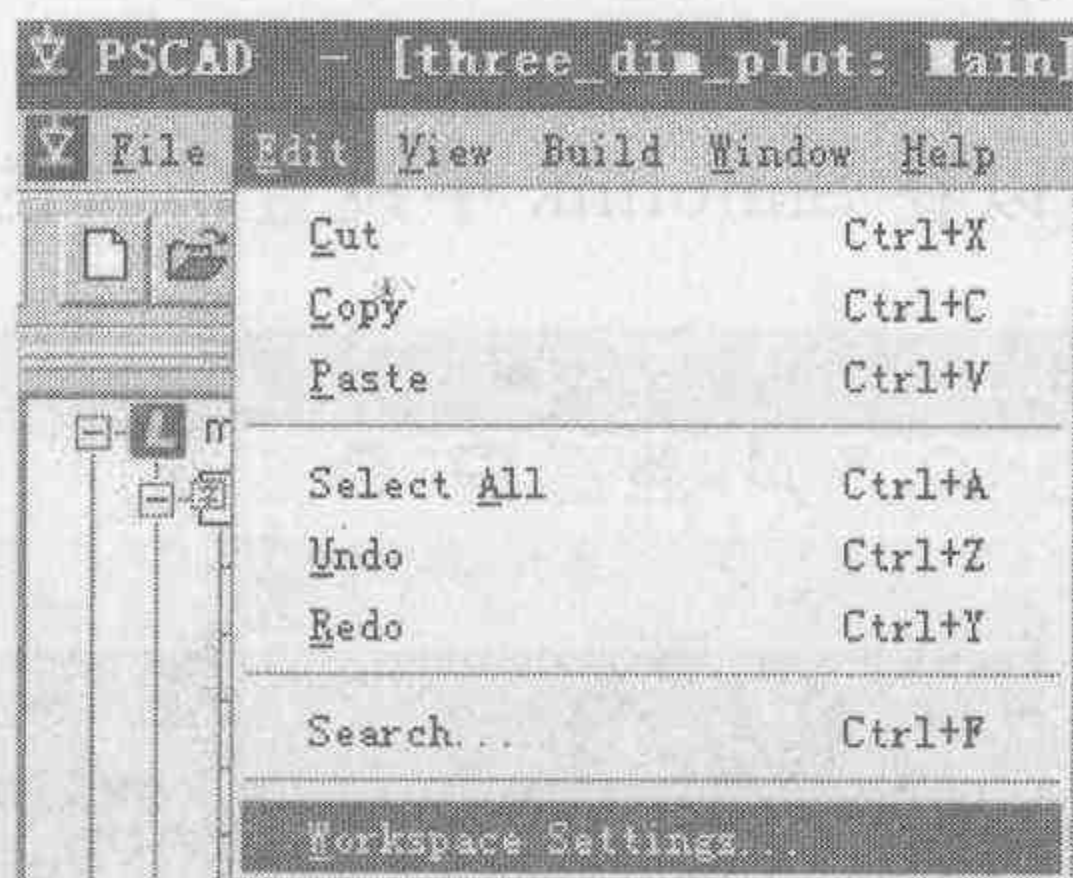


图 1-58 PSCAD 的设置命令

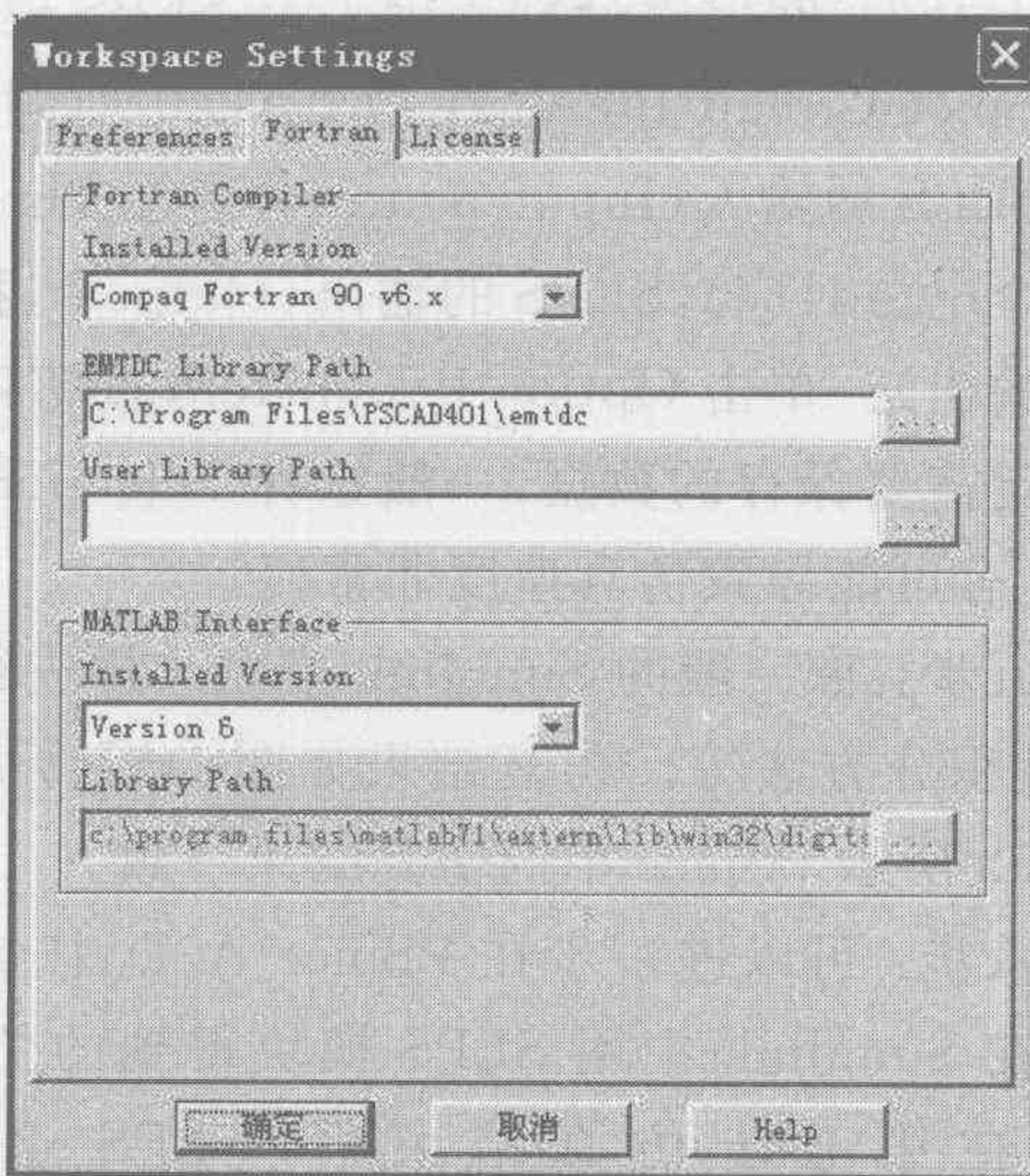


图 1-59 PSCAD 的 Fortran 参数设置界面

第五步：若在第三步中，PSCAD 自动找到了 Fortran 编译器的位置，此时就可以在 PSCAD 中打开与 MATLAB 的接口例程（\PSCAD401\examples\matlab）进行仿真。否则应进一步修改 PSCAD 安装目录下 \emtdc\cf6\windows\emtdc.cfg 文件，如图 1-60 所示。

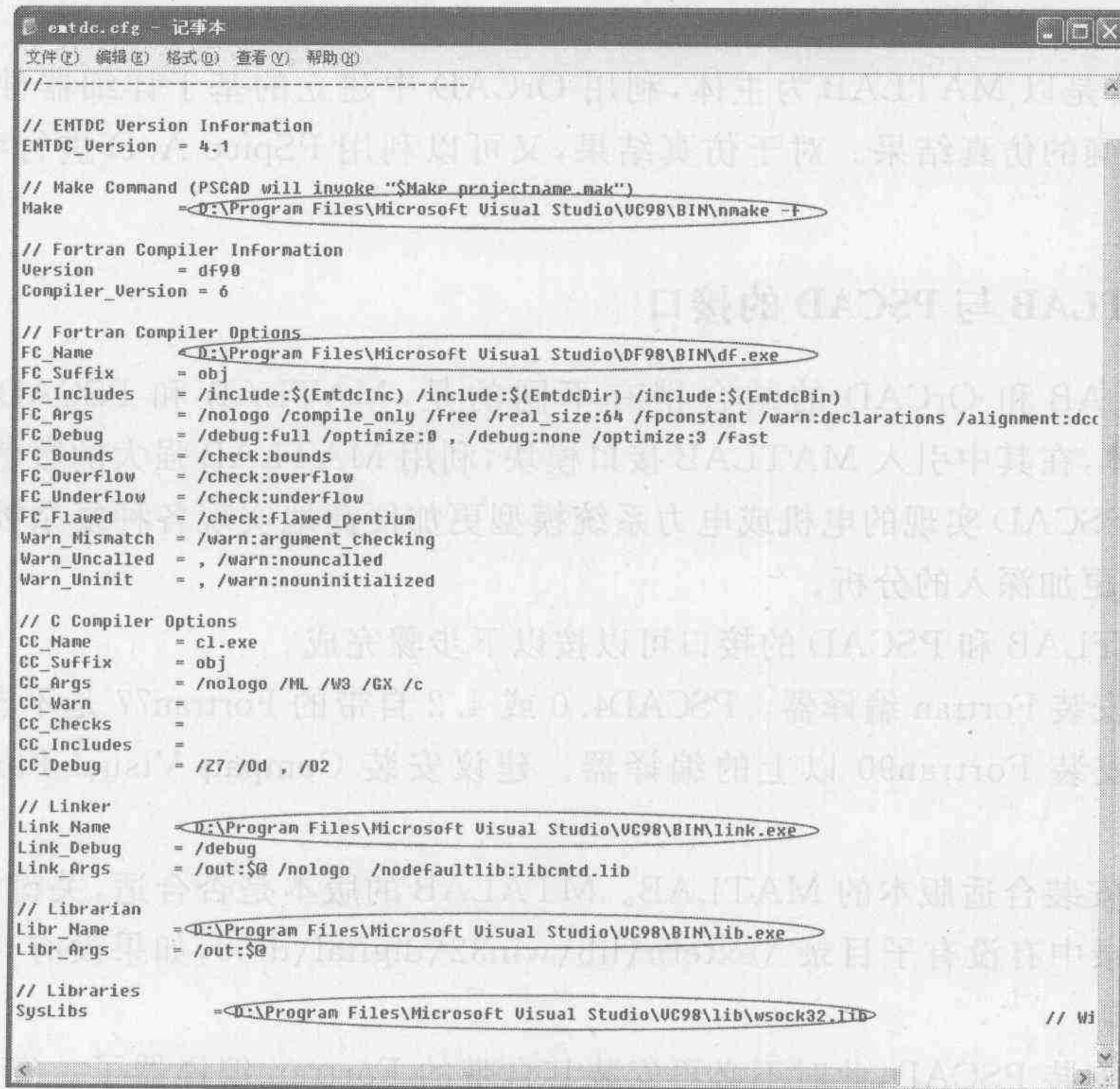


图 1-60 PSCAD 的 emtdc.cfg 文件修改细节

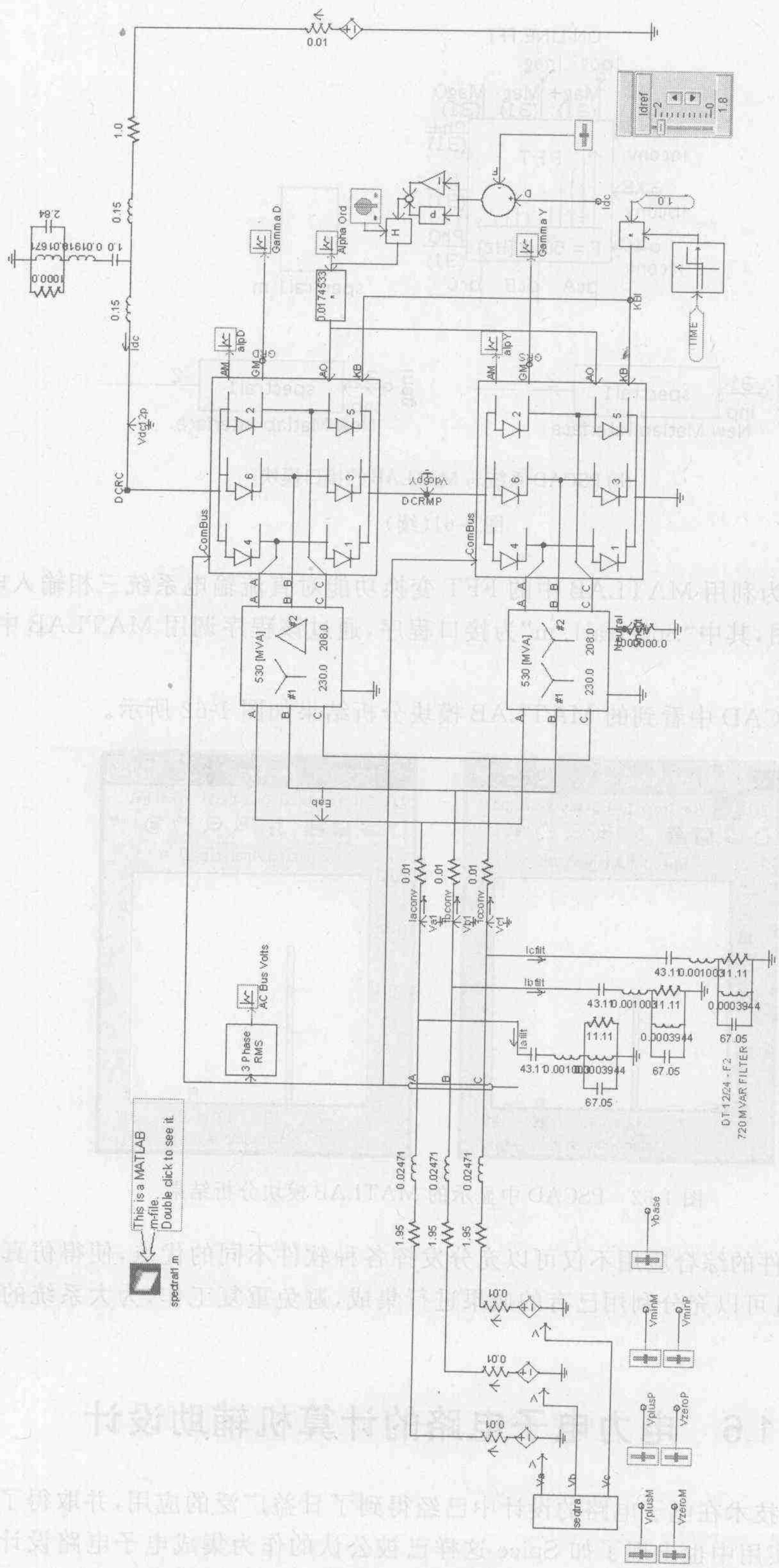
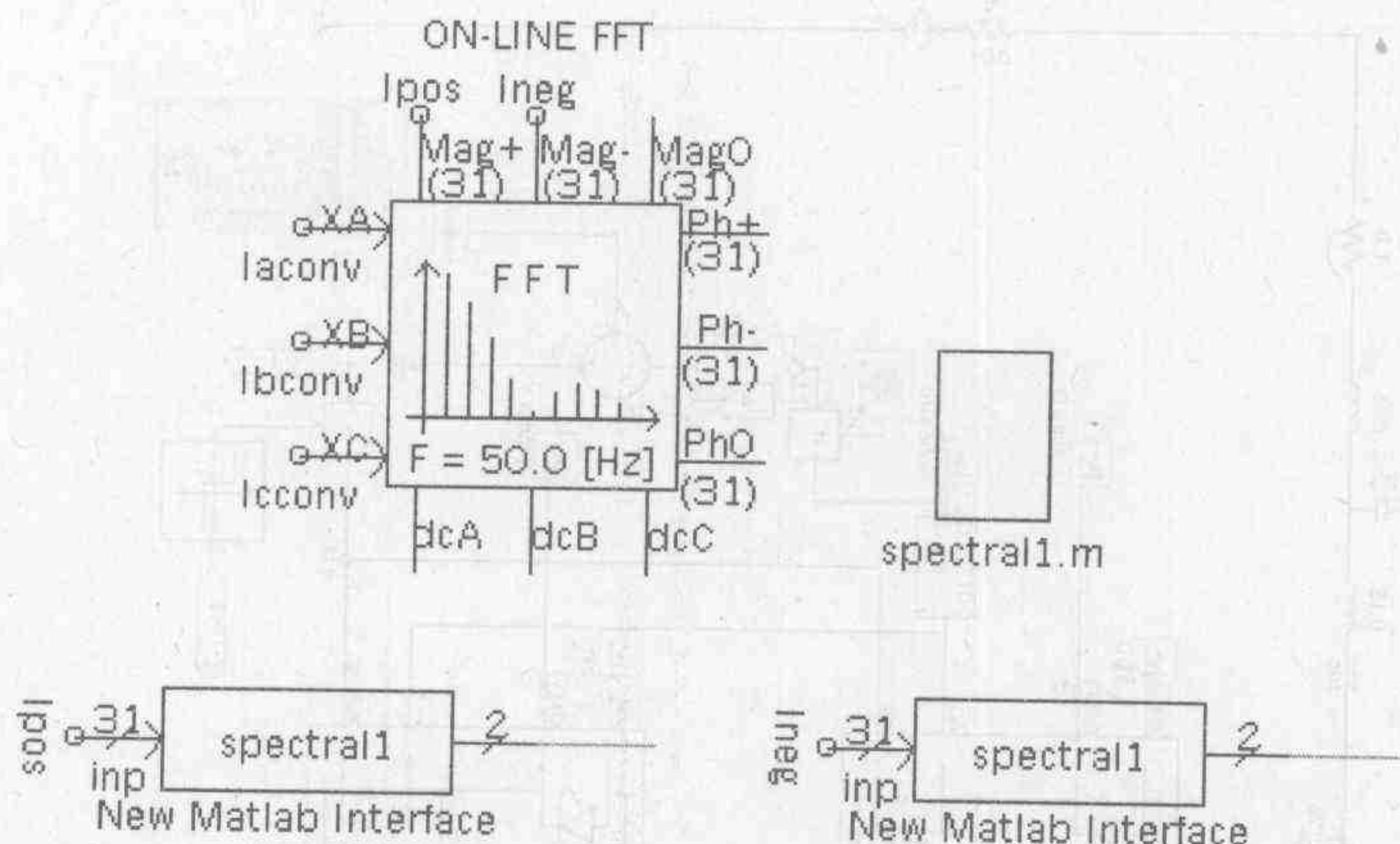


图 1-61 在 PSCAD 中调用 MATLAB 功能的仿真例子



(b) PSCAD 系统与 MATLAB 的接口模块

图 1-61(续)

图 1-61 所示为利用 MATLAB 中的 FFT 变换功能对直流输电系统三相输入电流进行仿真的系统机构图,其中“Spectral1.m”为接口程序,通过该程序调用 MATLAB 中 FFT 计算模块进行分析。

运行后在 PSCAD 中看到的 MATLAB 模块分析结果如图 1-62 所示。

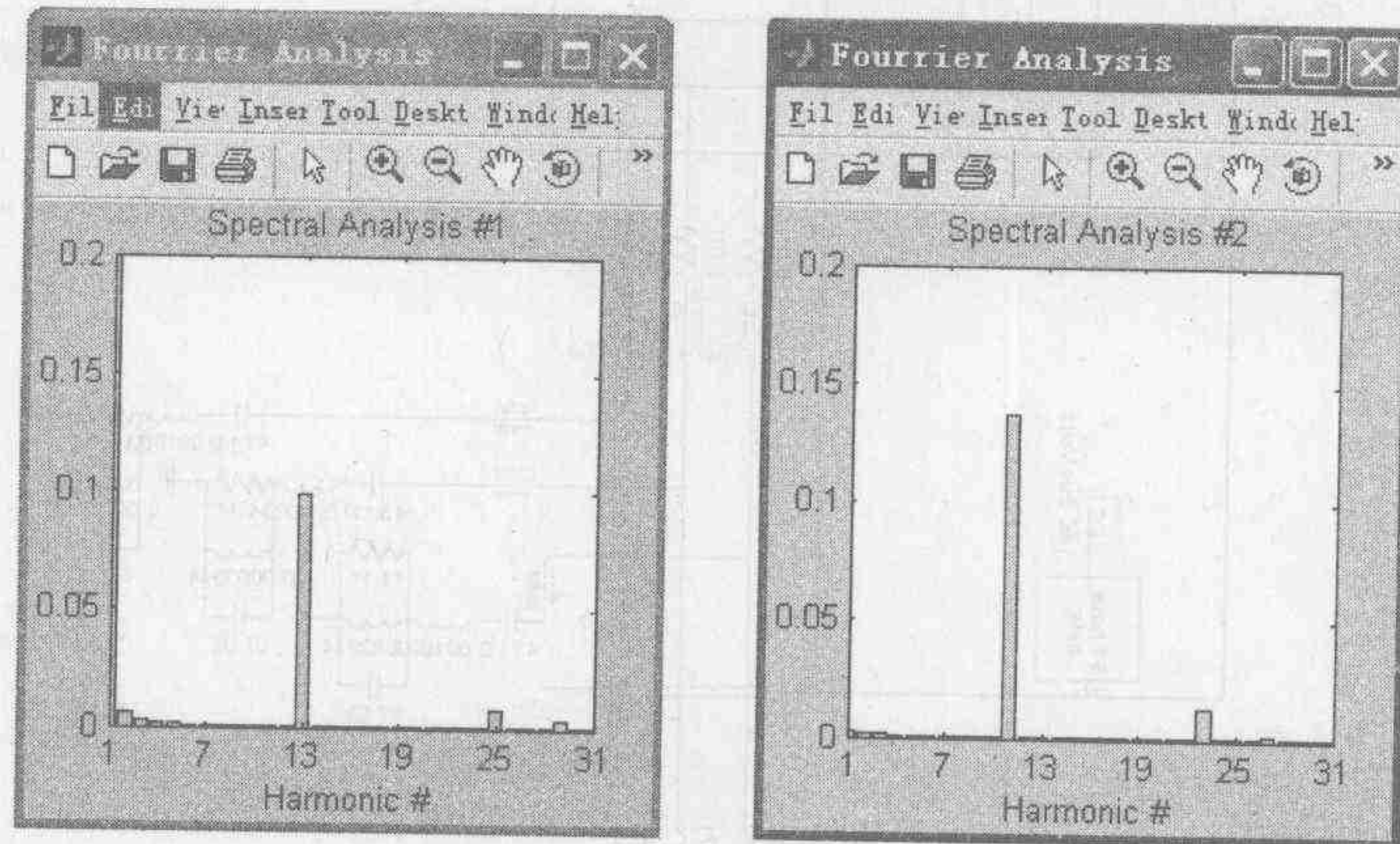


图 1-62 PSCAD 中显示的 MATLAB 模块分析结果

多种仿真软件的综合应用不仅可以充分发挥各种软件不同的优点,使得仿真结果更接近实际系统,而且可以充分利用已有的成果进行集成,避免重复工作,为大系统的仿真带来很大的便利。

1.6 电力电子电路的计算机辅助设计

计算机仿真技术在电子电路的设计中已经得到了日益广泛的应用,并取得了显著的经济效益,而且在实用中也出现了如 Spice 这样已被公认的作为集成电子电路设计的工业标准的软件。但是电力电子电路由于其固有的非线性时变的性质,使得至今还没有一个公认

的软件作为其规范的仿真工具。电力电子电路的特点可以简要归纳如下:

(1) 由于 Spice 类型的仿真软件原是为大规模集成电路的设计开发的,因此其中器件的模型均是针对低压、小功率器件建立的。而由于小功率电子器件与大功率电力电子器件结构和性能上的差异,所以简单地采用其模型去模拟电力电子器件可能会引入较大的误差,甚至得到完全错误的结论。比如用小功率 MOS 器件模拟中压开关电路时,其体电阻将可能使大多数低压降在器件上,从而严重影响仿真结果。近年来,虽然各软件公司做了大量努力,但由于大功率器件结构和机能上的复杂性,其模型仍有待改进。

特别应当指出的是,实践证明精确给出电力电子电路在快速开关转换过程中的电压和电流波形是十分困难的。为了得到有用的结果,需要有大量的实验验证、先进的器件模型(以及相应的参数值)和对寄生参数,包括电路器件封装方面的详细知识。因此,对于开关转换过程中的精确波形更为可靠的方法是通过在实验室中对实际电路的测试来了解。

(2) 在利用理想开关对系统进行仿真时,由于构成电力电子电路的开关器件的非线性性质,电路拓扑与状态发生周期性的重复变化,数学上对于这种电路结构本质上的时变非线性没有特别有效的处理方法,因此往往带来仿真上的困难。此外,由于电力电子电路中开关器件的工作频率和系统的特征频率往往相差几个数量级,因此它还是一个病态系统。常规的电子电路仿真软件中,一般均用数值方法(欧拉法、梯形法)求解微分方程。此时数值解的稳定性和计算时间对步长提出了矛盾的要求。常规的仿真软件采用变步长算法来解决这个矛盾。但对于开关电路来说周期性的开关动作引起的拓扑突变是系统固有的性质,变步长方法造成了仿真软件在开关点附近为寻找适当的步长而进行大量的计算,从而浪费大量的机时,导致计算机资源的大量浪费。

但是无论如何,电力电子电路的时域仿真在其设计中起着越来越大的作用。它可以降低对硬件面包板接线的依赖程度,从而降低造价;同时可以提供许多从硬件接线难以得到的信息,如各种电路损耗以及器件参数变动对响应的影响。实际上,在变流器的设计过程中那些琐碎、乏味、机械的和重复性大、易出错的工作,比如原理图确定、网络生成、时域波形仿真、频响计算、控制环设计、测量数据诊断、磁性材料设计以及测试等,均可以通过计算机辅助设计来实现。

总之,利用计算机辅助设计的方法来设计电力电子电路,可以提高设计工作的效率和设计质量。设计者可以将精力集中在设计上而不是各种计算上,并且在硬件没有建立之前即对系统进行研究、优化和对设计加以验证。当然,设计人员也应当清楚地了解运用各种仿真工具设计的局限性,从而避免导致错误的设计。

参 考 文 献

1. 日本電気學會半導體電力變換方式調査專門委員會. 半導體電力變換回路. 日本, 1987
2. パワエレクトロニクスシステムのシミュレーション技術协同研究委員会. パワエレクトロニクスシステムのシミュレーション技術. 电气学会技术报告, 第 761 号, 2000
3. Antognetti P, Massobrio G. Semiconductor Device Modeling with Spice. McGraw-Hill, 1988
4. Rashid M H. Power Electronics Handbook. Academic Press, 2001
5. 张占松, 孙时生, 伍言真. 电路和系统的仿真实践. 北京: 科学出版社, 2000

6. 贾新章. OrCAD/PSpice 9 实用教程. 西安:西安电子科技大学出版社, 1999
7. 孙鹤旭, 迟岩, 郑客光. 电力电子系统计算机仿真与辅助分析. 哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社, 1994
8. 吴兆麟. 电力电子系统的计算机仿真. 杭州:浙江大学出版社, 1997
9. 汪蕙, 王志华. 电子电路的计算机辅助分析与设计方法. 北京:清华大学出版社, 1996
10. 陈建业. 电力电子电路的计算机仿真与计算机辅助设计. 清华大学讲义, 1995
11. 陆志国. 电源的计算机仿真技术. 北京:科学出版社, 2001
12. Goody R W. Microsim PSpice for Windows. New Jersey: Prentice Hall, 1998
13. 杨华中, 汪蕙, 刘润生. 模拟集成电流的自动综合方法. 北京:科学出版社, 1999
14. 刘宝琴等. Altera 可编程逻辑器件及其应用. 北京:清华大学出版社, 1995
15. Macia N F, Thaler G J, 著. 李乃文, 孙江宏等, 译. 动态系统建模与控制. 北京:清华大学出版社, 2006
16. 齐欢, 王小平. 系统建模与仿真. 北京:清华大学出版社, 2004
17. 康凤举, 杨惠珍, 高立娥等. 现代仿真技术与应用. 北京:国防工业出版社, 2006
18. 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京:机械工业出版社, 2005
19. 苏金明, 黄国明, 刘波. MATLAB 与外部程序接口. 北京:电子工业出版社, 2004
20. 周渊深. 电力电子技术与 MATLAB 仿真. 北京:中国电力出版社, 2005
21. OrCAD. PSpice User's Guide. Cadence Inc., 2000
22. 郭齐胜. 分布交互仿真及其军事应用. 北京:国防工业出版社, 2003
23. 王维平, 赵雯. 面向对象的仿真技术综述. 国防科技大学学报, 1999, 1: 37~40
24. 贾新章, 武岳山. 电子电路 CAD 技术——基于 OrCAD9.2. 西安:西安电子科技大学出版社, 2004
25. 李维波. MATLAB 在电气工程中的应用. 北京:中国电力出版社, 2007

参考文献

1. 日本电气学会. 功率半导体器件. 1987
2. 日本电气学会. 功率半导体器件. 1987
3. 日本电气学会. 功率半导体器件. 1987
4. Rashid M H. Power Electronics Handbook. Academic Press, 2001
5. 张占松, 杨红生. 电力电子技术. 北京:机械工业出版社, 2000

第2章

电力电子器件的仿真

2.1 引言

如前所述,对于一个复杂系统进行分析的第一步是对系统进行层次分解,即根据研究问题的不同,建立相应的不同层次的模型。对电力电子系统而言,通常是将其分为器件(device)、装置(circuit)和系统(system)三级来进行分析,其中器件作为构成电力电子电路的基础,成为电力电子电路仿真研究的起点(参见文献[1,4,5,8])。

每一个具体的电力电子电路均是由元器件组成的,这些元器件既包括各种线性器件,如电容、电感、电阻和电源等,也包括各种非线性器件,如二极管、晶体管、MOS管、晶闸管、IGBT等。在利用计算机对电力电子电路进行计算机辅助分析与仿真时,就需要利用各种等效的数学模型来描述这些元器件。为了使得计算机分析与仿真的结果正确,要求上述模型既要便于计算机仿真程序的识别和计算,又能正确地反映器件的电气性能。因此,器件的建模及仿真就成了电力电子技术中建模与仿真的第一步。器件模型化,即用模型在理论上模拟器件的实际特性,起源于肖克莱在1949年发表的一篇论文“半导体中的PN结理论与PN结晶体管”。这篇论文从一组微分方程出发,奠定了对结型二极管和晶体管进行数值分析的理论基础。随着计算机的发展,利用数值模拟的方法对半导体器件的研究得到了越来越广泛的应用。

根据计算机仿真的要求,“理想”的器件模型至少应满足下述要求:可以在较宽的电压电流和温度范围内以足够的精度反映器件的性能;在器件的参数物理过程之间具有确定的对应关系,可以根据研究的问题做某些近似和简化处理,使其便于应用;其数学模型经过转换后可以成为适于计算机电路分析通用软件中的应用形式。在实际应用中,由于电子器件建模的工作涉及电学、热学、半导体物理等多个领域,所以描述其物理过程的数学模型将非常复杂,造成建模和计算的困难。而另一方面,使用简化的数学模型又会导致模拟精度的降低。因此,设计者通常根据研究问题的性质来确定采用模型的种类。在实际仿真中器件模型可以用原始参数系统的特性(按半导体器件设计人的观点)或所研究问题的性质(从电路设计人员的角度)为主要标志,将数学模型分为以下3类。

1. 工艺模型

原始参数为工艺规范参数,包括工艺过程的温度、时间、气体流量、扩散杂质的浓度等。由于工艺过程由许多因素决定,所以统计方法被广泛采用。这种模型不仅可以用于电路分析,还可以使器件制造工艺规范最优化。计算物理模型,即拓扑模型的原始参数,其目的是寻找结构特性,因此模型更为精确,当然也更加复杂,可应用于器件的设计制造过程中。

用于建立工艺模型的常用软件有 Superm (Stanford University process engineering model)(一维)和 Supra(二维)。以 Superm 为例,该软件通过离散化将半导体结构沿垂直表面的方向分成网格,每个网格中有一个中心网格,半导体结构的边界位于网格点上,并且假定每个网格中材料的物理性质和杂质浓度相等。仿真时计算机以网格点距离为步长进行计算,计算量非常大。

2. 物理模型

这种模型的特点是将器件的输入输出特性与物理结构和拓扑参数相联系。这种模型中的原始参数是器件的几何尺寸和半导体的物理参数,包括原子杂质浓度的空间分布、少数载流子寿命以及载流子的迁移率等。该模型利用描述半导体器件电特性的基本方程,即决定静电势的二维泊松方程、决定电子和空穴浓度的电流连续方程和电流密度方程,进行建模。由于上述偏微分方程的解析解一般很难求得,实际上一般采用数值方法求出所研究区间中某些点上函数的近似值。如果该区间内的点取得足够密,则由这种方法得到的数值解将是对实际物理过程的一种合理描述。实际中最常用的方法是有限元法和有限差分法。前者将求解区域划分为许多子单元,以单元组合而成的结构近似代替原连续结构;而通过对分区域的插值求解来逼近真实解。后者则首先对偏微分方程进行离散化,即在空间对研究的区域进行网格剖分,并在各子区域内将微分方程用适当的差分方程代替,然后对其求解。经验证明由于这种模型考虑了影响器件工作的电学方面的所有主要效应,所以这种模型的精确度要比电学模型高得多,当然也复杂得多,因此需要更多的计算工作量。这方面常用的软件有:斯坦福大学开发的用于模拟器件稳态和暂态特性的 PISCES- II (poisson and continuity equation solver),用于对高压和功率器件的稳态、瞬态、交流特性进行二维数值分析的 GEDS(general semiconductor devices simulator),斯坦福大学开发的另一种一维器件模拟程序 SEDAN(semiconductor device analysis)等。这些软件中对常见电力电子器件建立的物理模型以及对方程的处理方法如表 2-1 所示。

表 2-1 仿真软件中常见器件的物理模型以及计算方法

| 类 别 | MOS 器件 | 双极型器件 | 传感器件等 |
|-------------|---------------------|--------------|-----------------------|
| 基本模型方程 | 泊松方程,电流连续性方程或玻耳兹曼方程 | 泊松方程,电流连续性方程 | 麦克斯韦方程,电流连续性方程及其他模型方程 |
| 维数 | 1~2 | 1~3 | 1~2 |
| 数值处理方法 | 有限元,有限差分或蒙特卡洛法 | 有限元,有限差分法 | 有限元,有限差分法 |
| 非线性偏微分方程组解法 | 耦合法,非耦合法或粒子模拟法 | 耦合法,非耦合法 | 耦合法,非耦合法等 |
| 物理模型 | 经典与非经典 | 经典模型 | 经典模型 |

尽管可以用上述方法求得独立器件的严格瞬态解,然而将上述模型与外部电路相连进行电路分析时,需要联立求解系统方程,这将成为一个更为复杂的问题。因此这种方法一般被用于设计半导体器件本身,而不是用于模拟实际电路中的器件特性。

3. 电学模型

这种模型是从简化的物理原理中得到的,它仅考虑主要的输入输出效应,即元件引线的端电压和端电流。在简化过程中对其内部的物理过程进行了理想化,即假设器件的内部结构是均匀的,并且传输时间可以忽略不计。在简化中没有考虑的物理效应,可以通过在模型中引入某些相应的近似和形式系数来反映。这种模型的原始参数是根据在元件外部做电学测量得到的电学参数,例如器件的放大系数、跨导、输入输出阻抗等获得的。并且在大多数情况下,这些参数都应包括在器件的技术条件中。这种电路由于既能足够精确地反映器件的输入输出特性,又相对简单,所以在电路设计中得到广泛的应用。

整个电路的计算机辅助设计可分为:工艺模拟——Superm(一维),Supra(二维);器件(物理)模拟——Sedan, Gemini;参数提取——Impact;电路模拟——Spice;版图设计——Magic。过程之间的相互关系可以用图 2-1 表示。

作为电路设计工程师,我们所关心和采用的实际上就是电学模型。P. D. Lauritzen 根据对电力电子器件特性的详细分析,于 1990 年提出电力电子器件的电学模型可以进一步分为如下 3 类^[3]。

(1) 基本模型(generic model)

基本模型即基本的电学模型,其特点是根据简化后的电力电子器件的物理规律,对 Spice 等软件中原有的小功率器件的模型参数进行优化,并且引入一些新的特性,例如电荷存储效应、大注入现象等,从而使模型更适于模拟高压器件的性能。比如 OrCAD (Microsim) 公司近十几年来根据电力电子器件的特性对过去的晶体管、二极管等器件模型进行了一系列的改进,并引入了独立的大功率半导体器件的模型库,如 PWRBJT, PWRMOS 等,以改善电力电子电路仿真的精度。

(2) 子电路模型(subcircuit model)

子电路模型的特点在于利用仿真软件中已有的半导体器件模型、无源器件模型和受控源模型,根据所研究器件的物理规律,构造一个新的模型。由于它是由若干个已有的器件模型组合而成的,所以被称为子电路模型。它的一个明显优点在于具有可移植性,可以将在一个软件中形成的模型十分容易地移植到另一个与之兼容的软件中。这种电路存在的问题是其结构可能十分复杂,特别是由于它利用几个模型组合而成,从而不可避免地存在一定的冗余语句,从而浪费机时,同时对器件特性的描述也局限于原有的规律。

依据上述方法编制的 PSpice 软件建立了包括数字和模拟器件在内的两类器件库,其中在电力电子电路仿真中主要应用的是模拟器件库,表 2-2 给出了常用的器件类型。由于大功率电力电子器件为了满足高压阻断能力的要求,通常采用具有低掺杂浓度、高电阻率的外延层和大厚度的结构,因而破坏了电学模型中所提出的结构上是均匀的,传输时间可以忽略

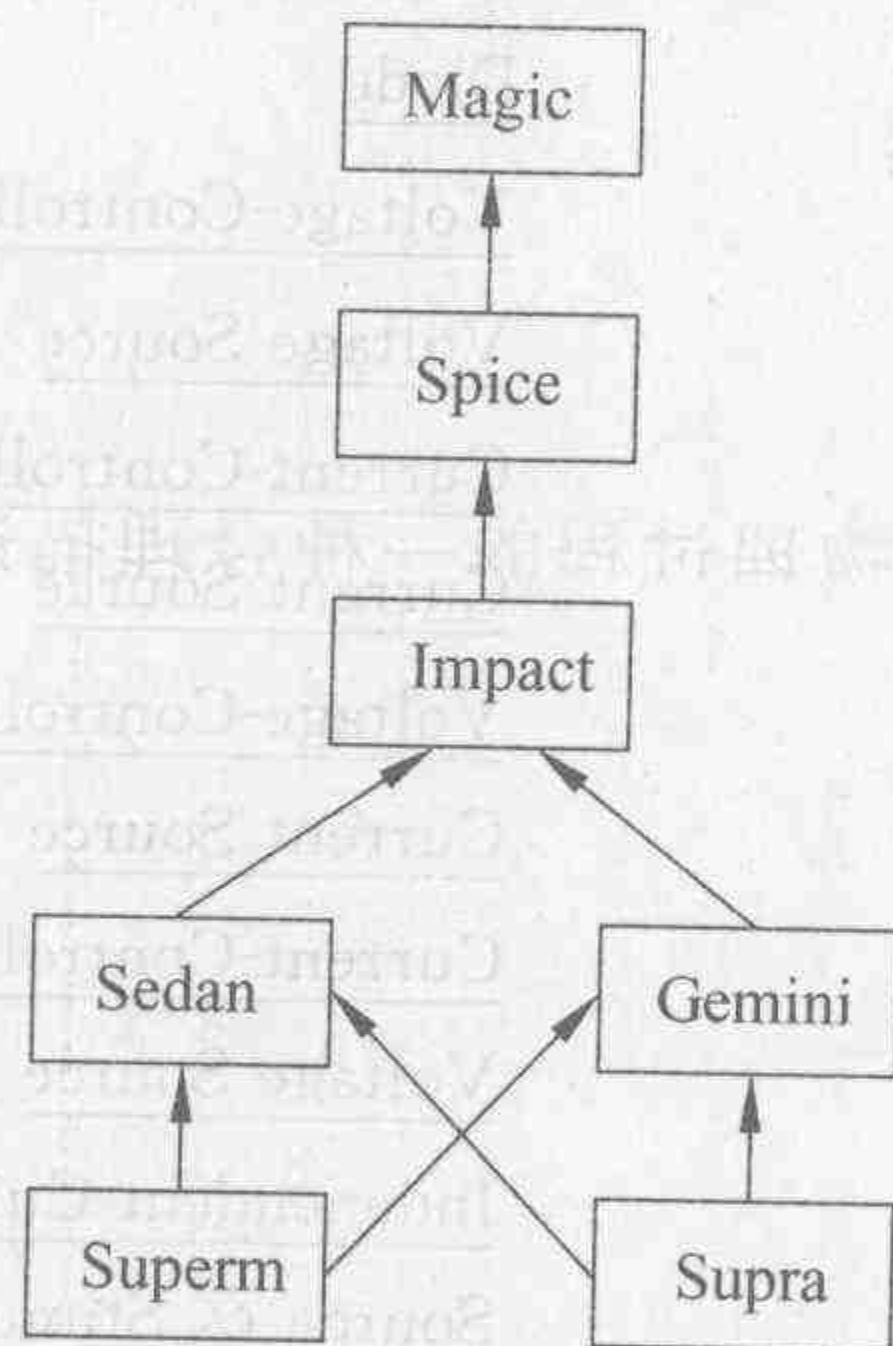


图 2-1 电路的计算机辅助设计流程示意图

不计的要求；而为了满足大电流的要求，采用了将大量单元器件(元胞)并联在一起的功率集成技术，同样打破了电学模型中集总参数的限制，使得分布参数同样成为器件建模时必须加以考虑的因素，特别在高频应用时更是如此。随着计算机技术的发展和电子电路设计对仿真的依赖日益增加，必须进一步提高仿真的精度，这就需要建立模型参数和器件物理结构及工艺的关系，以便改善对已知器件的仿真精度，并且还可利用电路仿真中提出的对器件外特性的要求，为器件结构和工艺优化提供依据。为了进一步提高仿真精度，近年出现了一系列将器件的电学模型和描述低掺杂区行为的偏微分方程联立求解的所谓复合模型，但这种模型结构上十分复杂，同时要求所应用的软件具有可以由用户进行自定义的能力，这大大限制了这种模型在电路仿真中的应用。

表 2-2 PSpice 模拟器件库目录

| Letter | Device Type | Letter | Device Type |
|--------|------------------------------|--------|----------------------------------|
| B | <u>GaAsFET</u> | N | <u>Digital Input(N Device)</u> |
| C | <u>Capacitor</u> | O | <u>Digital Output (O Device)</u> |
| D | <u>Diode</u> | Q | <u>Bigolar Transistor</u> |
| E | <u>Voltage-Controlled</u> | R | <u>Resistor</u> |
| | <u>Voltage Source</u> | | |
| F | <u>Current-Controlled</u> | S | <u>Voltage-Controlled Switch</u> |
| | <u>Current Source</u> | | |
| G | <u>Voltage-Controlled</u> | T | <u>Transmission Line</u> |
| | <u>Current Source</u> | | |
| H | <u>Current-Controlled</u> | U | <u>Digital Primitive Summary</u> |
| | <u>Voltage Source</u> | | |
| I | <u>Indenendent Current</u> | U STIM | <u>Stimulus Devices</u> |
| | <u>Source & Stimulus</u> | | |
| J | <u>Junction FET</u> | V | <u>Independent Voltage</u> |
| | | | <u>Source & Stimulus</u> |
| K | <u>Inductor Counline</u> | W | <u>Current-Controlled Switch</u> |
| | <u>(and Magnetic Core)</u> | | |
| K | <u>Transmission Line</u> | X | <u>Subcircuit Instantiation</u> |
| | <u>Coupling</u> | | |
| L | <u>Inductor</u> | Z | <u>IGBT</u> |
| M | <u>New! MOSFET</u> | | |

(3) 数学模型(mathematics model)

为了满足上述需要，在对用户开放的软件，例如 Saber 中允许用户直接利用由器件的物理过程中抽象出的数学方程进行编程，定义新的模型，因此用户可以根据自己的需要来建立自己的模型。但是由于各个软件的结构不同，此类模型的可移植性不好。

下面分别对各种模型的建模方法作一介绍。

2.2 基本模型

基本模型是根据器件的理想化的物理规律,建立状态方程,并据此编制成相应的程序语言。下面以 PSpice 中的几种基本器件模型为例,对其进行讨论。

2.2.1 双极型器件

1. 二极管模型

双极型器件是由 PN 结构组成,二极管则是 PN 双极型器件中最简单,同时又是最基本的一种器件。理想二极管的基本方程可以利用非线性电流源与施加在其两端的电压之间的关系进行描述,即

$$I_D = \begin{cases} I_S (e^{qV_D/nkT} - 1) & V_D \geq -5nkT/q \\ -I_S & V_D < -5nkT/q \end{cases} \quad (2-1)$$

式中, I_S 为器件反向饱和电流,可以用测量方法获得; n 为发射系数,在理想条件下 $n=1$; k 为玻耳兹曼常数 ($1.3806 \times 10^{-23} \text{ J/K}$); q 为电子电荷量 ($1.6022 \times 10^{-19} \text{ C}$); T 为分析温度; V_D 为加于二极管二端的电压。

上述公式表明,二极管模型可以用一个电流源来描述。但是在程序编制中为了改善其收敛性,一般均在电流源两端并联一个很小的电导 G_{MIN} ,其默认值为 10^{-12} S ,如图 2-2 所示。通常 G_{MIN} 的存在并不影响二极管的正常特性。引入 G_{MIN} 后二极管模型被修正为

$$I_D = \begin{cases} I_S (e^{qV_D/nkT} - 1) + V_D G_{\text{MIN}} & V_D \geq -5nkT/q \\ -I_S + V_D G_{\text{MIN}} & V_D < -5nkT/q \end{cases} \quad (2-2)$$

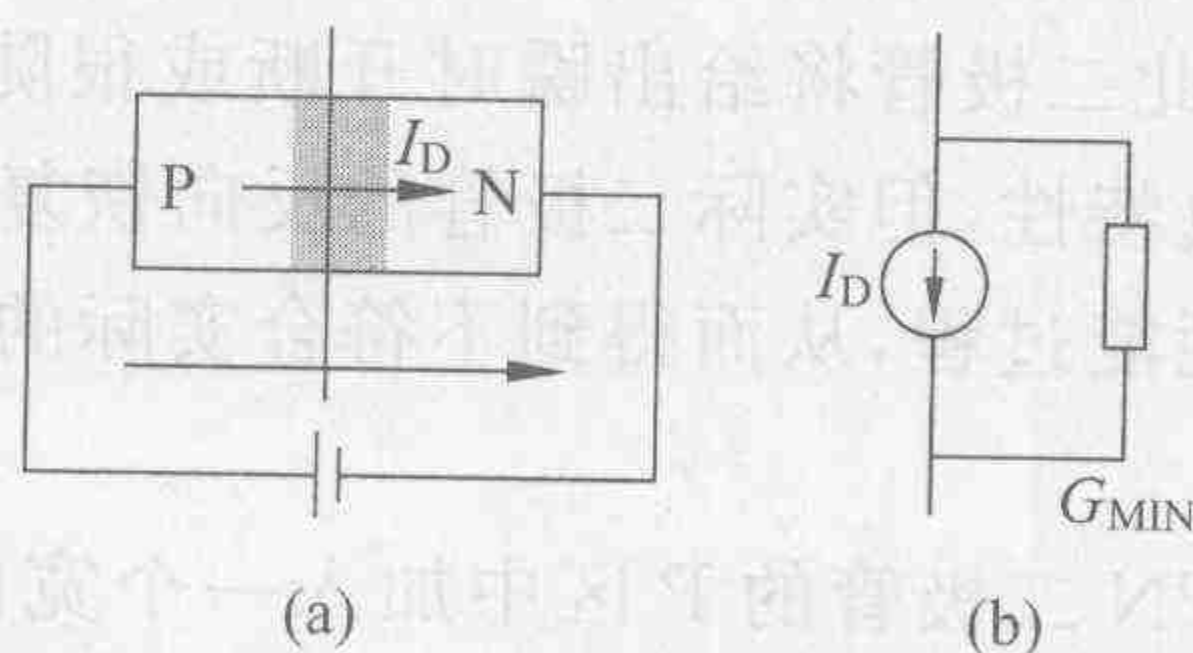


图 2-2 PSpice 中的二极管模型

上述模型为对小功率二极管基本性能的描述。自 1988 年以来,为了正确反映大功率二极管的特性,Microsim 公司相应地做了一系列的修改,这主要包括以下 3 项。

(1) 大注入现象

当二极管工作在小信号状态时,注入的少数载流子对多数载流子浓度的影响很小,在耗尽区外,这个影响可以忽略不计,也即注入载流子的流动将仅由扩散决定。大注入时,在耗尽区外多数载流子的浓度有明显的变化,从而产生附加电场。此时载流子的运动受到扩散和漂移两种运动的影响,注入基区(N区)的少数载流子(空穴)浓度与该区原始基片的多数载流子(电子)浓度可以相比拟。在基区需维持空间电荷的中性,这意味着需将总的多数载流子浓度增加到与少数载流子浓度相同的数量。上述多余的多数载流子的引入,将导致所谓的正向大电流滑动拐点, I_{kf} 以上的 I_D/V_D 特性曲线从理想曲线发生如图 2-3(b)所示的偏移,也即基片电阻率下降。为了对上述大注入现象进行模拟,Microsim 公司于 1988 年 7 月

在程序中引入了大注入条件下电流对拐点影响的模拟。

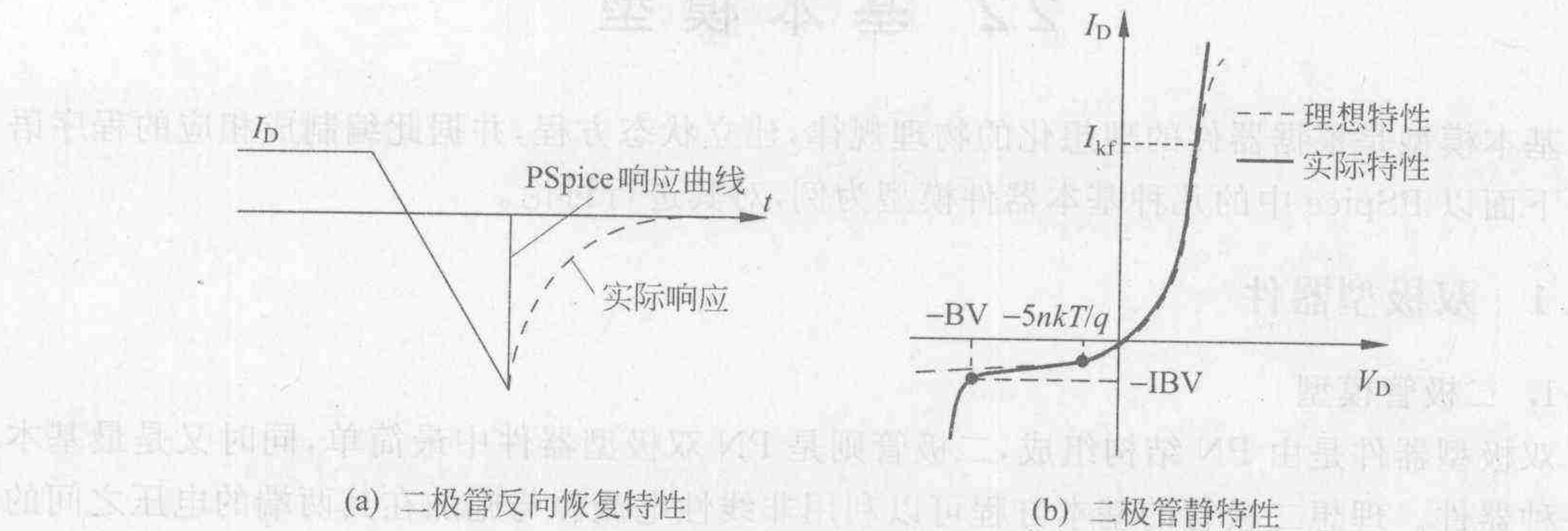


图 2-3 二极管特性

(2) 电荷存储效应

由于 PN 结在正向导通时基区存储了大量的少数载流子,因此当外电路迫使 PN 结由正向导通转入反向闭锁时,这些载流子不可能瞬间消除,需要一定的时间(反向恢复时间)才能达到稳态值,这就造成 PN 结不可能瞬时达到高阻态,而需经过一段时间逐渐升高阻值。这种使多余的少数载流子一方面经过复合消失,一方面被电荷区中的电场扫出的过程称为反向恢复过程,并形成很大的“反向恢复电流”。同样由于电荷的存储效果,在 PN 结由闭锁转入导通时其通态压降也不会瞬间达到稳态压降,而需要一个正向恢复过程才能使基区少数载流子存储到稳态值。为了描述其影响,Microsim 公司于 1988 年 8 月引入了再生与复合效应,又于 1989 年引入了电容效应来对其进行描述。电导调制效应与恢复现象一起支配着大功率二极管的动静态特性。标准的 Spice 二极管模型中虽然包括了电荷存储效应,但并没有包括上述两种现象,因此二极管将给出瞬时开断或很陡的“硬”关断特性。尽管利用并联电容可以得到较软的恢复特性,但实际二极管的反向恢复是个耗能的过程,如图 2-3(a)所示利用电容近似会成为无耗能过程,从而得到不符合实际的零开关功耗的模型。

(3) 耗尽区宽度

功率二极管在高掺杂的 PN 二极管的 P 区中加入一个宽的低掺杂的 P 区,以利用其高阻抗的特性耐受高电压,该区间载流子的行为决定了器件的电特性。此时虽然器件仍是二极管,实际上却呈现准三层的特性。P⁻区的加大使得传输时间难以忽略,而 P⁺与 P⁻区的掺杂浓度不同又破坏了结构上浓度均匀的假定,使得常规的二极管模型难以对其进行正确的描述。Microsim 公司在其模型中通过引入耗尽区宽度来进行模拟。但由于上述复杂的物理现象难以利用简单的数学公式来描述,所以在模拟大功率二极管时,上述模型的精度明显降低。

在 PSpice 二极管库 Diode.cpp 中,该模型的程序清单如下:

```
/* compute DC current & conductances */
{double itmp, vtmp;
if (vj >= -10 * (vtmp = N * vt)) { /* Shockley equation */
double evj = EXP(vj/vtmp);
```



```

    ij = IS* AREA* (evj-1);
    gj = IS* AREA* (evj/vtmp);
}
else {
    ij = -IS* AREA;
    gj = 0.;
}
if ( BV! =0. && vj<=-MINREAL) {
    double ijr, gjr, k,
    bvj = -(vj+BV);

    if ( bvj >= -35* (vtmp = NBV* vt)) { /* UCB Spice breakdown */
        itmp = EXP(bvj/vtmp)* IBV* AREA;
        ijr = itmp;
        gjr = itmp/vtmp;
    }
    else
        ijr =
        gjr = 0.;

    if ( IBVL! =0. &&
        bvj>= -35* (vtmp = NBVL* vt)) { /* low-level breakdown */
        itmp = EXP(bvj/vtmp)* IBVL* AREA;
        ijr += itmp;
        gjr += itmp/vtmp;
    }

    if ( (k = vj/(10* vt))> -1.) { /* smooth-fit breakdown current */
        double /* over -1 < k < 0, note: 0 test implicit */
        fact = (2*k+3)*k*k; /* use cubic: 2x^3 + 3x^2 */
        /* derivative: 6x^2 + 6x */
        gjr = gjr* fact - ijr* 6* (k+1)* k* k/vj; /* do gjr first as ijr used */
        ijr *= fact; /* note: f* g (d/dx) = f (dg/dx)
        + g (df/dx) */
    }

    ij -= ijr;
    gj += gjr;
}
}

if ( IKF! =0. && ij>0.) { /* high-injection correction, 大注入现象 1988.7 */
    double
    ikf = IKF* AREA,
    factor = ikf/(ikf + ij),

```



```

    sqfctr = sqrt(factor);

    ij* = sqfctr;
    gj* = sqfctr*(factor+1)/2;
}

if (ISR==0.) { /* GMIN "leakage" */
    gj += GMIN;
    ij += GMIN*vj;
}

else { /* gen.-rec. current effects, 电荷的再生和复合效应, 存储效应 1988.8 */
    if (vj >= -10.0 * NR * vt) {
        double
        vtr = NR*vt,
        evjr = EXP(vj/vtr),
        kv = 1-vj/VJ,
        fact = kv*kv+.005,
        kw = pow(fact,M/2), /* depletion region width factor, 耗尽区宽度系数 */
        ki = kw*AREA*ISR;

        gj += ki*(evjr/vtr - (evjr-1)*M*kv/(fact*VJ));
        ij += ki*(evjr-1);
    }
    else {
        double
        kv = 1-vj/VJ,
        fact = kv*kv+.005,
        kw = pow(fact,M/2), /* depletion region width factor */
        ki = kw*AREA*ISR;

        gj += ki*M*kv/fact;
        ij += -ki;
    }
}
...

```

其中, v_t 即为热电势 V_t , $V_t = kT/q$; V_J 即为 PN 结电压 V_J ; i_j 即为通过结的电流 I_j 。

近年来为解决上述问题引入了一种所谓的复合模型,如图 2-4 所示,该方法的特点在于对低掺杂区采用数值与分析两个部分进行描述,其中数值部分根据通过低掺杂区的电流和上一时刻的载流子分布,利用低掺杂区的半导体方程计算出该时刻载流子的分布。而分析部分据此计算出该部分的压降,并将其输出到电路仿真器。该低掺杂区模型的功能类似一个流控电压源,它既可以与原器件模型相关联,提高仿真的精度,又可以较常规方法大大减

少做精确的载流子分布计算所需的时间。实践证明这种复合模型可以很好地描述二极管(及其他功率器件)的电压和电流的过渡过程,并对器件的动态特性和存储效应给出很好的仿真结果,问题是过于复杂。

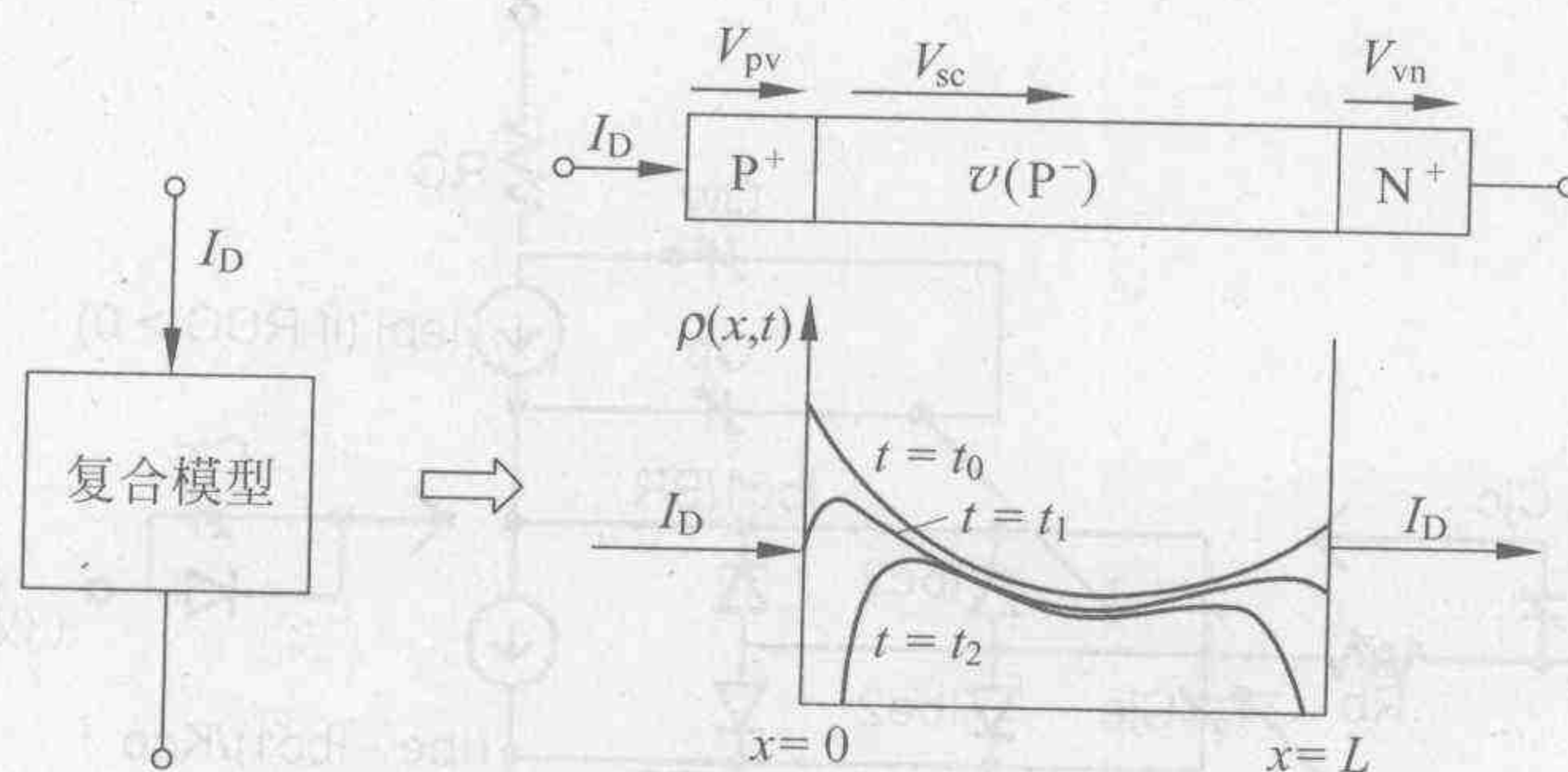


图 2-4 二极管复合模型

2. 晶体三极管

在结构上双极型晶体管模型(见图 2-5)可以看做是由背靠背连接的两个 PN 结组成,其中间部分为一个薄的 P(N)区,称为基极。在 Spice 中晶体管模型为一维,采用的是所谓的 Gummel-Poon 模型。当其中的模型参数均采用默认值时,在 Spice 中晶体管的模型自动采用简化了的 Ebers-Moll 模型。由于传输型模型的两个参考电流随结电压变化的曲线在若干个数量级内重合且保持线性,所以该模型更适于计算机仿真,因此 EM1 模型往往在软件中作为对晶体管进行分析的基础。

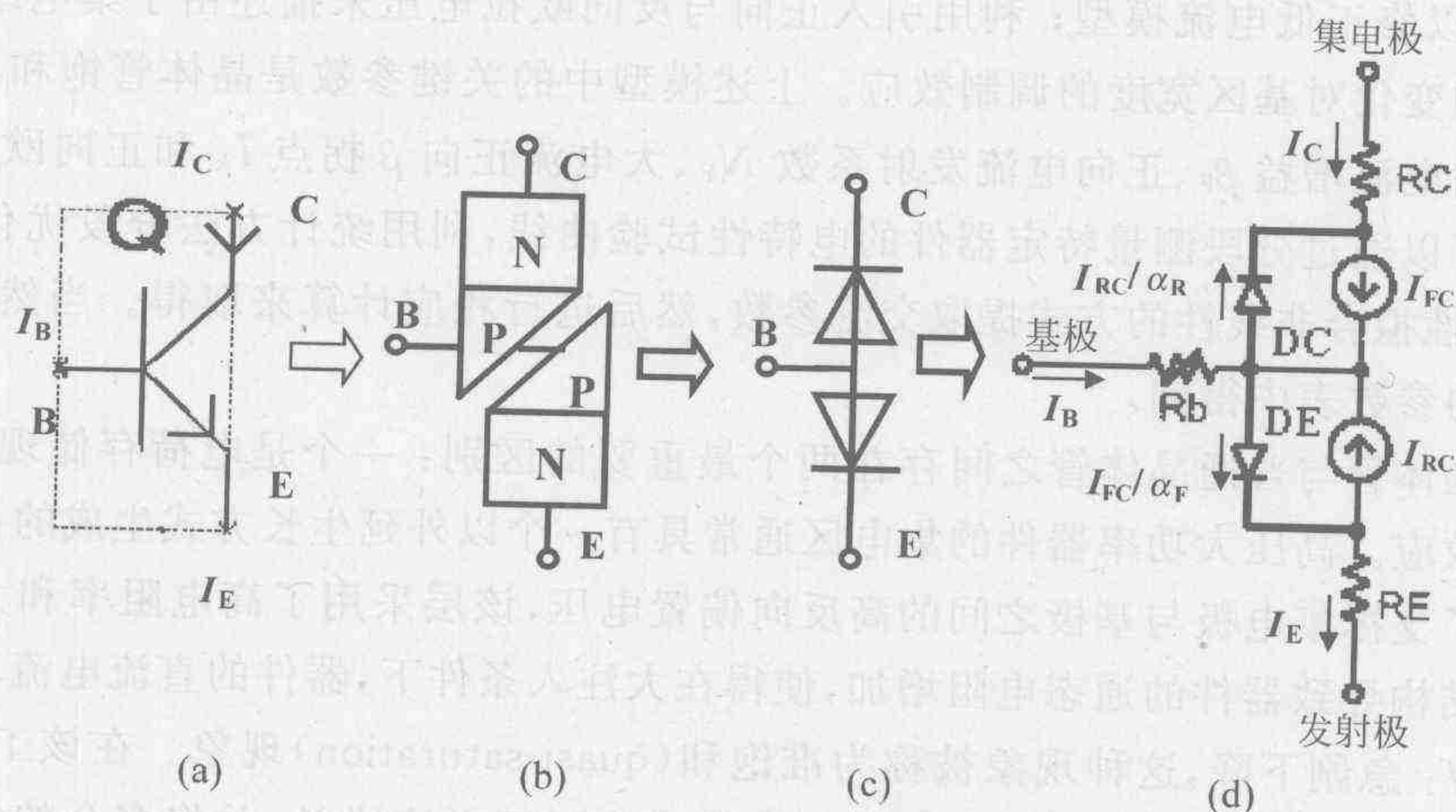


图 2-5 双极型晶体管模型

传输型模型中端口电流通常可以用下式给出:

$$\begin{cases} I_C = I_{FC} - I_{RC}/\alpha_R \\ I_E = -I_{FC}/\alpha_F + I_{RC} \\ I_B = (1/\alpha_F - 1)I_{FC} + (1/\alpha_R - 1)I_{RC} \end{cases} \quad (2-3)$$

式中, α_F, α_R 分别是晶体管共基极正向和反向电流放大系数。

将传输型模型稍加改动,即利用一个接于发射极和集电极之间的电流源来替代原来的

两个电流源就得到了新的静态模型——非线性混合 π 模型。在此基础上 PSpice 采用了如图 2-6 所示的新版双极型晶体管内置基本模型。

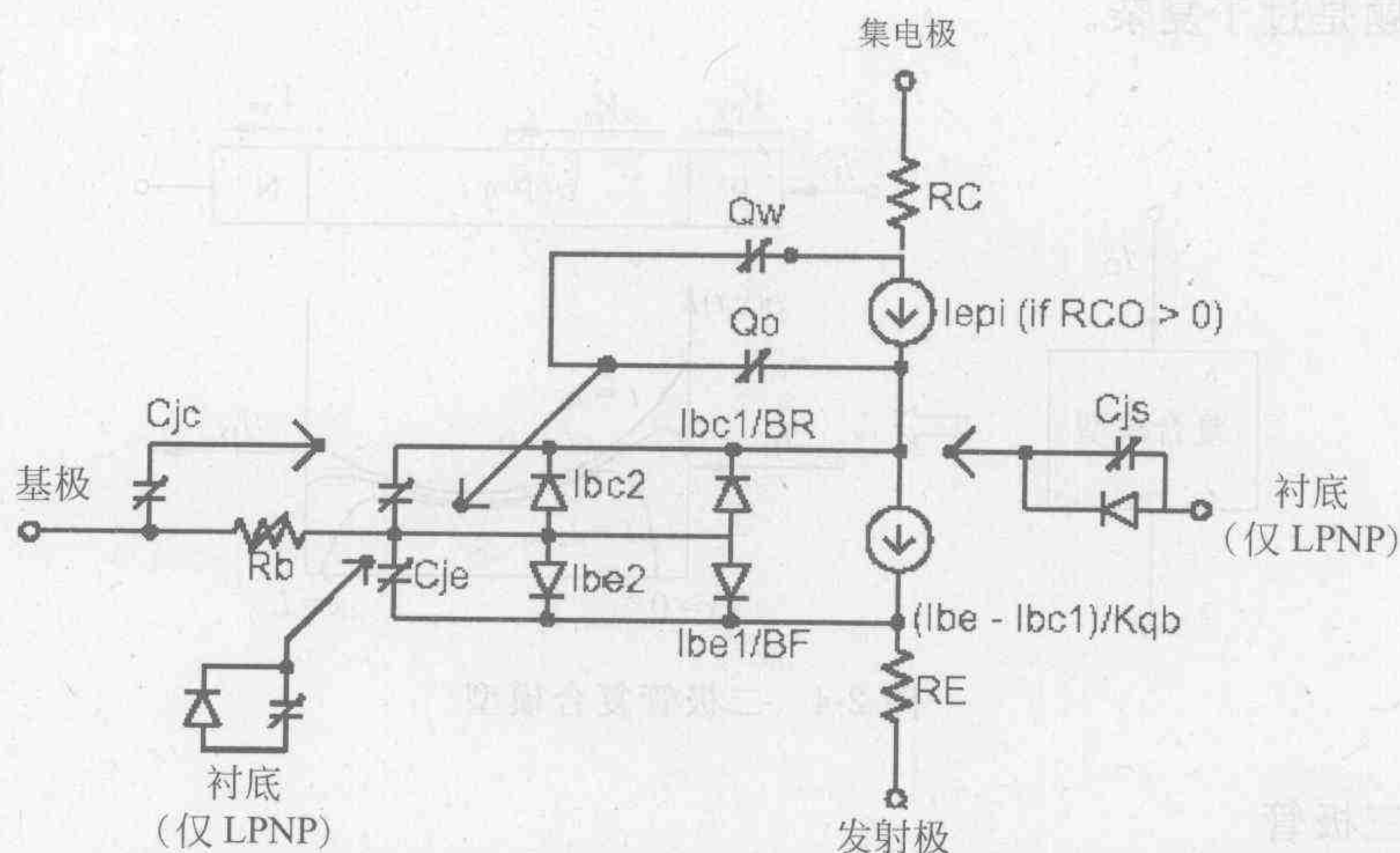


图 2-6 新版双极型晶体管内置基本模型

该模型利用 GP 大信号模型来描述晶体管在放大区的行为，相对于 EM 模型做了下述改进：为了描述大电流时的电阻效应，对各区分别引入了等效电阻 R_E, R_b, R_C ；为了模拟动态电荷的存储效应，引入了两个非线性结电容 C_{jc}, C_{je} ；为了进一步对于晶体管存在的低电流效应（即小电流时 β 下降）、基区宽度调制和大注入等效效应进行模拟，引入两个并联非线性二极管，以修正低电流模型；利用引入正向与反向欧拉电压来描述由于集电结电压和发射结电压的变化对基区宽度的调制效应。上述模型中的关键参数是晶体管饱和电流 I_s 、最大理想正向电流增益 β_F 、正向电流发射系数 N_F 、大电流正向 β 拐点 I_{kf} 和正向欧拉电压等。这些参数可以通过分段测量特定器件的电特性试验曲线，利用统计方法分段优化提取直流参数，用线性拟合非线性的方式提取交流参数，然后进行相应计算来取得。当然，也可以从厂家提供的参数表中得到。

功率晶体管与普通晶体管之间存在两个最重要的区别：一个是电荷存储现象，另一个是准饱和效应。高压大功率器件的集电区通常具有一个以外延生长方式生成的低掺杂的漂移层。为了支撑集电极与基极之间的高反向偏置电压，该层采用了高电阻率和大厚度的结构。上述结构导致器件的通态电阻增加，使得在大注入条件下，器件的直流电流增益和单位增益频率 f_T 急剧下降，这种现象被称为准饱和（quasi-saturation）现象。在该工作状态，少子被注入外延区，使得器件的电学基区加宽，从而降低了电流增益，并将多余的电荷存储于外延区。由于位于准饱和状态的晶体管可以快速退出饱和状态，故绝大多数的高速开关功率变流器希望双极型晶体管仅工作于截止与准饱和两个开关状态之间，因此准饱和特性的模拟对于晶体管开关电路的仿真而言是必需的。上述新版模型的一个特点就是引入了对准饱和效应的模拟。模型中引入一个受控电流源 I_{epi} 来描述外延区的电流，其值可以用下式给出：

$$I_{epi} = \text{area} \frac{V_o \{ V_t [K(V_{bc}) - K(V_{bn}) - \ln(1 + K(V_{bc})) / (1 + K(V_{bn}))] + V_{bc} - V_{bn} \}}{R_{co} (|V_{bc} - V_{bn}| + V_o)} \quad (2-4)$$

式中, area 为相对面积比值, 默认值为 1; V_{bc} 为 b-c 结内建电势; V_{bn} 为 b-衬底内建电势; V_t 为热电势; V_0 为载流子迁移率拐点电压; R_{co} 是平衡状态下外延区的电阻; 其中

$$K(V) = \sqrt{1 + \gamma e^{V/V_t}} \quad \gamma = (2n_i/N)^2$$

上述电流公式中包括了对电导调制效应和空穴偏移速度的饱和效应的描述。

存储于外延区的多余电荷在低频和非常大或非常小的注入条件下用两个存储电荷 Q_0 和 Q_w 来描述。实验证明上述模型与实际器件有很好的—致性, 由于对它的详细讨论超出了本书的范畴, 感兴趣的同志可以参见相应的文献。

为了方便用户, 在 PSpice 的 PWRBJT.LIB 库中包括了数百种常用的大功率晶体管模型, 因此在仅考虑外部稳态的输入输出特性, 而不考虑开关过程中由内部载流子的运动引起的瞬态响应时, 可以给出相当好的结果。由于对准饱和等现象的描述需建立低掺杂区半导体特性的偏微分方程的模型, 因此理想的方法是放大区器件的行为由 GP 模型描述, 而由于准饱和区与饱和区时的行为是由低掺杂的集电区电荷决定的, 故利用复合模型来描述。应当指出, 上述整个建模过程是完全依据器件的物理规律用现有的模型实现的, 故可以很容易地推广到其他器件的建模之中。

2.2.2 单极型器件

普通金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET)是目前集成电路中最常用的半导体器件, 其结构的剖面图如图 2-7 所示。当栅极和源极间有正电压时金属栅极和衬底构成一个电容, 形成一个排斥 P 型硅多数载流子空穴, 而吸引少数载流子电子的电场。该电场达到一定强度时, 形成一个与 P 型硅相反的反型层——N 型薄层, 在源极(S)与漏极(D)之间在 P 型硅衬底中形成一个 N 型的导电沟道。由于 PN 结形成了阻止电流流动的势垒, 所以沟道的电导是沟道宽度、厚度以及沟道中载流子密度和迁移率的函数。该电导可由加在栅极与源极之间的电压控制, 也可以由加在衬底与源极之间的电压控制。

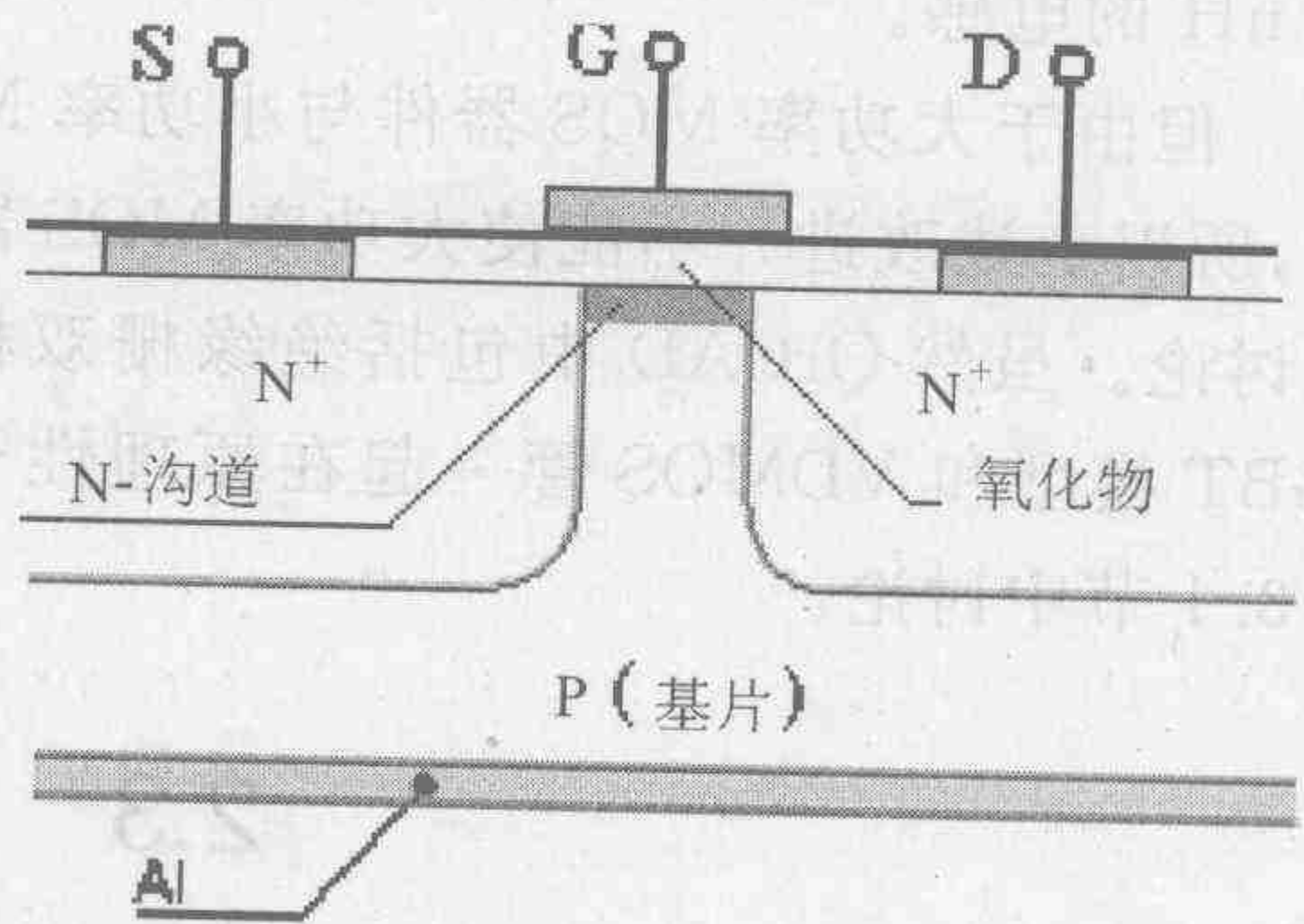


图 2-7 MOSFET 剖面图

MOS 管最主要的特征是由一层漏电很小的电介质(一般为二氧化硅 SiO_2)把栅极与沟道隔开。这就使得栅-沟道间的电压可正可负。正的栅源电压可使沟道电导增大, 而负的电导可使电导减小。由于栅极与该结构其他部分之间没有电流通路, 所以不论栅压是正还是负, 其栅-沟间电阻值均很大, 栅压的上限是由栅极金属下面的氧化层介质的击穿电压来限制的。作为四端器件, 其内建模型由与器件的源极、漏极、门极及与衬底相连的欧姆电阻 R_S 、 R_D 、 R_G 、 R_B 以及与非线性电流源 I_{drain} 并联的电阻 R_{DS} 组成; 漏-衬和源-衬之间的 PN 结分别用两个二极管表示; 用 5 个电容来描述 MOS 器件的电荷存储效应。根据器件上施加的栅源电压 U_{GS} 和漏源电压 U_{DS} 不同, 器件可工作在线性区、饱和区和截止区。

在 Spice 中最初的 MOS 器件模型为一种较为简单的一维近似模型, 如图 2-8 所示; 但不论是由于随着集成电路规模的增大, MOS 器件的沟道长度与宽度不断缩小, 还是由于上述大功率器件的高压大电流特性, 二阶效应均变得更为明显, 往往需二维甚至三维的数值解

法才能满足精度要求,所以 MOS 器件的模型也越来越复杂。在 OrCAD 中根据 $V-I$ 曲线的不同建立了 6 种 MOS 仿真模型,而根据不同模型中参数的选择进一步划分为 7 级。由于其模型较为复杂,对其讨论已超出本书的范围,感兴趣的读者请参阅有关文献。

近 15 年来大功率 MOS 晶体管的应用得到了迅速的发展,由于 MOS 器件的导通电阻与电压的 2.5 次方成正比,直接应用小功率器件模型会造成器件的压降过大,从而得到错误的结论,所以对原有模型进行改进成为电力电子电路领域应用的关键。为了适应这一发展,OrCAD 于 1998 年引进了大功率 MOS 器件库 (PWRMOS. LIB),对于器件的直流传输特性、门极驱动

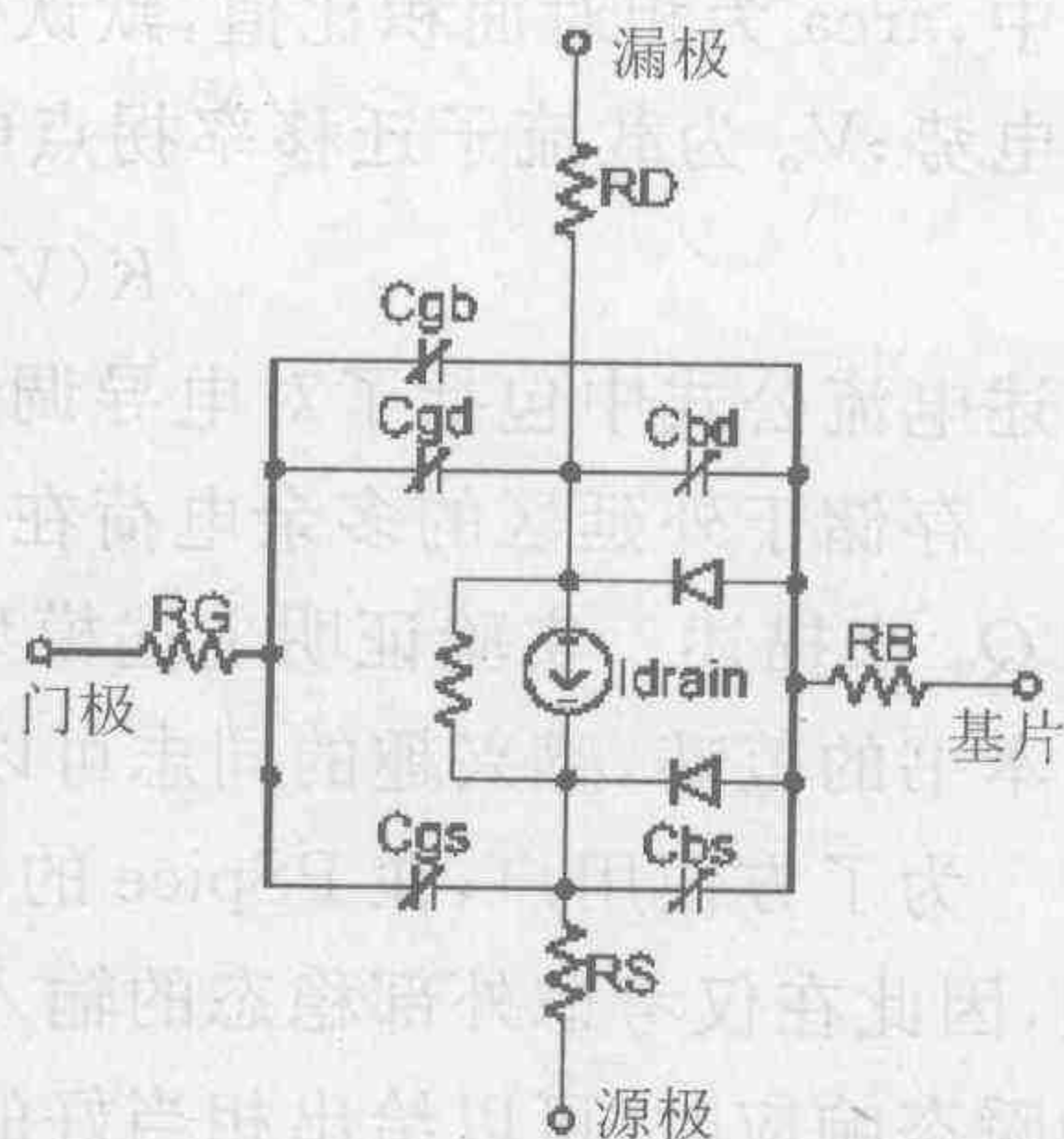


图 2-8 OrCAD 内建 MOSFET 模型

特性、开关动作的延迟、器件通态电阻和体内寄生二极管的反向工作特性进行了建模。但在建模过程中没有考虑最大额定参数、安全工作区、锁定效应和噪声。

在应用大功率 MOS 器件模型进行仿真时有两个问题需要引起注意：一个是由于 L , W , AD , AS , PD , PS , NRD 或 NDS 等模型参数的值,在建模时已经根据厂家提供的数据作为默认值计入,因此用户不要对其进行修改;另一个是为了模拟器件开关动作时的冲击电压,在对器件大电流作用进行仿真时,应分别在模型的漏极和源极上串联 $3 \sim 5 \text{ nH}$ 和 $7 \sim 15 \text{ nH}$ 的电感。

但由于大功率 MOS 器件与小功率 MOSFET 相比在结构和工作模式上均做了重大改动,所以上述改进并不能使大功率 MOS 器件的仿真得到满意的结果,下面将进一步对此进行讨论。虽然 OrCAD 中包括绝缘栅双极型晶体管 IGBT 的内建基本模型,但考虑到将 IGBT 模型和 VDMOS 管一起在原理性子电路模型中进行讨论其机能更为清晰,故将在 2.3.1 节中讨论。

2.3 子电路模型

子电路模型是利用仿真软件中已有的通用模型,按物理规律组合而成的新模型。实际应用中根据组合时依据的方法不同又可以大体分为两类,即原理性模型和功能性模型。

2.3.1 原理性模型

Spice 等软件实际上是一种基于电路特性的分析软件,其中元器件的模型是基于等效电路而不是基于物理机理建立的;器件内部的物理特性和载流子运动过程是通过电路集总参数体现的外部特性来进行描述的。因此在此基础上建立子电路的所谓“原理性模型”实际上是基于研究器件的电路原理和几何结构建立的,故也可以称之为结构型模型。这种模型的建立是从构成器件的半导体芯片的结构分析入手,结合对其输入输出特性的描述形成的。注意到半导体器件的行为实际上是由其结构决定的,所以在结构模型确定之后,分析结果的正确性就取决于提取相关参数的精度。

作为建模的一个重要组成部分,常用的参数提取方法有两种。一种是根据器件本身的

物理性质和模型参数之间的有机联系进行分析提取,可以通过分别测量若干个与模型参数有关的电学特性,对模型参数进行估算,然后在典型电路上进行校正。该方法计算简单,参数物理意义清楚,但测试和计算工作量大,并且由于是针对特定的器件和条件进行测量,所以全局的准确性较差。另一种是通过厂家提供的器件的主要电气参数,通过等效电路将上述电气参数和模型参数相联系,对主要模型参数进行计算,一些非主要参数则取默认值。该方法由于采用的是统计数据,所以全局性好,并且免去了测试所需的工作量;但由于半导体器件通常参数的分散性较大,对于特定的器件而言可能会有一定的偏差。上述两种方法均在实际中得到大量应用,并得到良好的效果。下面分别举例说明。

1. 双极型器件

双极型器件由于是由 PN 结构成,故可以将通用模型的二极管或晶体管模型作为其基本组成单元,根据其结构和原理构成相应的子电路模型。

(1) 晶闸管

晶闸管的结构,如图 2-9 所示,是一个三端四层的双极型元件。对于这样一个四层的器件可以通过不同的分割方式,用两种方法进行建模:一种方法是可以将构成晶闸管的 PNP 四层半导体看做是由 3 个 PN 结组合而成的器件,从而利用 3 个二极管进行建模;另一种方法就是将它看做是由一个 PNP(Q_1)和一个 NPN(Q_2)三极管组合而成的器件,由此构成的所谓 Hu-Ki 模型是得到最为广泛应用的晶闸管模型。

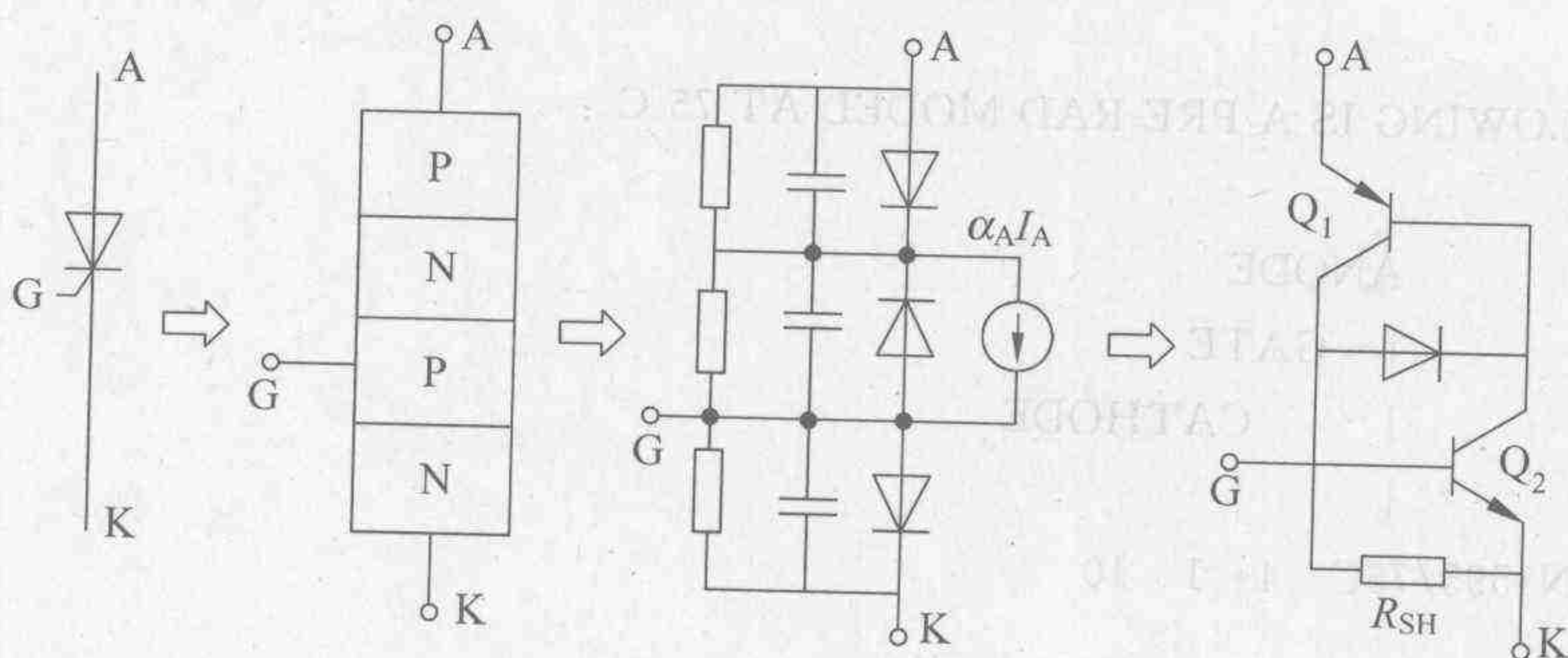


图 2-9 晶闸管模型

Hu-Ki 模型和传统的晶闸管双晶体管等效电路是一致的,但为了正确地描述其特性,需根据晶闸管手册提供的参数对模型中的器件参数加以定义。这大体包括下述 9 个步骤:

- ① 由给定的门极触发电流 I_{GT} , 计算模拟阴极短路电阻特性的并联电阻

$$R_{SH} = V_{GT} / I_{GT} \approx 0.75 / I_{GT}$$

- ② 令 $\alpha_2 = 0.9$ (或 0.95)。

- ③ 由维持电流 I_H 与 I_{GT} 计算 α_1 如下:

$$\alpha_1 = 1 - \alpha_2 + \frac{I_{GT}}{\alpha_2 I_H}$$

假定 $\alpha_1 > 0.9$, 则令 $\alpha_1 = 0.9$ 。并定义 Q_1 的反向电流放大系数 $\alpha_{R1} = \alpha_1$ 。

- ④ 由上升时间 t_r 计算 Q_1 的正向渡越时间

$$\tau_{F1} = (\beta_1 \beta_2 - 1) t_r / 1.8 \beta_1$$

- ⑤ 由通态平均电压 V_T 计算反向饱和电流。由于两个晶体管相串联,故反向饱和电流相同,均为 $I_{S1} = I_{S2} = 10^{-(V_T + 0.74)/0.11}$ 。

⑥ 由给定的通态 $I-V$ 特性确定通态电阻 R_{on} , 计算 Q_1 的发射极电阻 $R_1 = R_{on}$ 。

⑦ 由关断时间 t_q 计算 Q_1 的反向渡越时间 $\tau_{R1} = 9t_q$ 。

⑧ 由晶闸管维持电流 I_H 、断态临界电压上升率 dV/dt 和开通时间 t_{on} ($t_{on} = \frac{3}{2}t_r$) 计算 Q_2 的集电结电容

$$C_{jc2} = 0.4I_H \sqrt{t_{on} / \frac{dv}{dt}}$$

⑨ 由给定的反向击穿电压 V_{BD} 确定二极管的反向击穿电压 $BV = V_{BD}$ 。

实践证明从上述模型可以得到相对理想的仿真特性, 特别是当采用 PWRBJT.LIB 中电流等级相近的晶体管模型时更是如此。在 OrCAD 软件中的 Thyristr.lib 库中一个采用上述双晶体管模型的文本形式的晶闸管模型子程序如下:

```
* THIS MODEL CORRECTLY SIMULATES THE MEASURED PARAMETERS OF * TON, DV/
DT, IH, IGT, RON, AND VT. THIS MODEL IS TO BE USED ONLY AT THE * TEMP. FOR
WHICH IT WAS EXTRACTED.
```

```
*
```

```
* A TURN-OFF TIME OF 15US WAS USED.
```

```
*
```

```
* THE FOLLOWING IS A PRE-RAD MODEL AT 75 C :
```

```
*
```

```
*
*      ANODE
*      |
*      | GATE
*      |
*      | CATHODE
*      |
*      |
*      |
```

```
.SUBCKT 2N1595/75C 4 1 10
```

```
R 1 10 3200
```

```
DFOR 1 3 DMOD1
```

```
Q1 1 3 4 QMOD1
```

```
Q2 3 1 10 QMOD2
```

```
*
```

```
.MODEL DMOD1 D( IS = 1E-14 RS = 0 N = 1 TT = 0 CJO = 0 VJ = 1 M = .5
```

```
+ EG = 1.11 XTI = 3 KF = 0 AF = 1 FC = .5 BV = 288.5 IBV = .001)
```

```
.MODEL QMOD1 PNP( IS = 5.9E-15 BF = .19 NF = 1 VAF = 9.9999E+13
```

```
+ IKF = 9.9999E+13 ISE = 0 NE = 1.5 BR = .19 NR = 1 VAR = 9.9999E+13
```

```
+ IKR = 9.9999E+13 ISC = 0 NC = 2 RB = 0 IRB = 9.9999E+13
```

```
+ RBM = 0 RE = 0.0958 RC = 0 CJE = 0 VJE = .75 MJE = .33
```

```
+ TF = 2.8E-6 XTF = 0 VTF = 9.9999E+13 ITF = 0 PTF = 0 CJC = 0
```

```
+ VJC = .75 MJC = .33 XCJC = 1 TR = 135E-6 CJS = 0 VJS = .75
```

```
+ MJS = 0 XTB = 0 EG = 1.11 XTI = 3 KF = 0 AF = 1
```

```
+ FC = .5)
```

```
.MODEL QMOD2 NPN( IS = 5.9E-15 BF = 9 NF = 1 VAF = 9.9999E+13
```

```
+ IKF = 9.9999E+13 ISE = 0 NE = 1.5 BR = 1 NR = 1 VAR = 9.9999E+13
```



```

+ IKR = 9.9999E+13 ISC = 0 NC = 2 RB = 0          IRB = 9.9999E+13
+ RBM = 0 RE = 0 RC = 0 CJE = 0 VJE = .75 MJE = .33
+ TF = 0 XTF = 0 VTF = 9.9999E+13 ITF = 0 PTF = 0 CJC = 34E-12
+ VJC = .75 MJC = .33 XCJC = 1 TR = 0 CJS = 0 VJS = .75
+ MJS = 0 XTB = 0 EG = 1.11 XTI = 3 KF = 0 AF = 1
+ FC = .5)
.ENDS 2N1595/75C

```

(2) 可关断晶闸管 GTO 模型

GTO 是一种电流注入型的自关断器件,工作中利用正门极脉冲信号触发导通,利用很强的门极负脉冲去关断器件,因此在需要强迫换流的大功率直流电路和逆变电路中得到广泛的应用。作为晶闸管的一种,GTO 同样是三端四层元件,且具有一系列与普通晶闸管相同的特性,特别是其导通机能和普通晶闸管完全相同,但它与普通晶闸管相比存在两个根本的区别。

① GTO 的结构特点是其阴极被细分为许多个元胞,周围被门极包围,形成所谓多阴极的结构,因此可以将一个 GTO 看作是由许多小 GTO 并联而成的器件。晶闸管可以看作具有分立元件的结构;而 GTO 则具有集成元件的结构,或者说相当于分布参数电路。若采用中间门极的结构,则当阴极以多层同心圆的形式排列时,各层之间将存在触发的传输延时,因此为了精确建模,可以利用多个器件模块相并联来描述分布参数的模型。

例如,以并联器件的个数来描述 GTO 中阴极同心圆的层数,用延时电路 D 描述各个层之间的触发信号的传输延时,用互感 M 描述元胞间的相互作用,再以门极接触电阻描述不同的阴极小岛与门极间的连接关系,而阴极电阻在不同元胞中被适当分配阴极电流,可以得到如图 2-10 所示的 GTO 模型。该模型虽然为 GTO 提供了一个相当好的模拟,但是实际应用中由于互感 M 与延时环节 D 参数的确定均存在一定的困难,所以限制了对它们的使用。

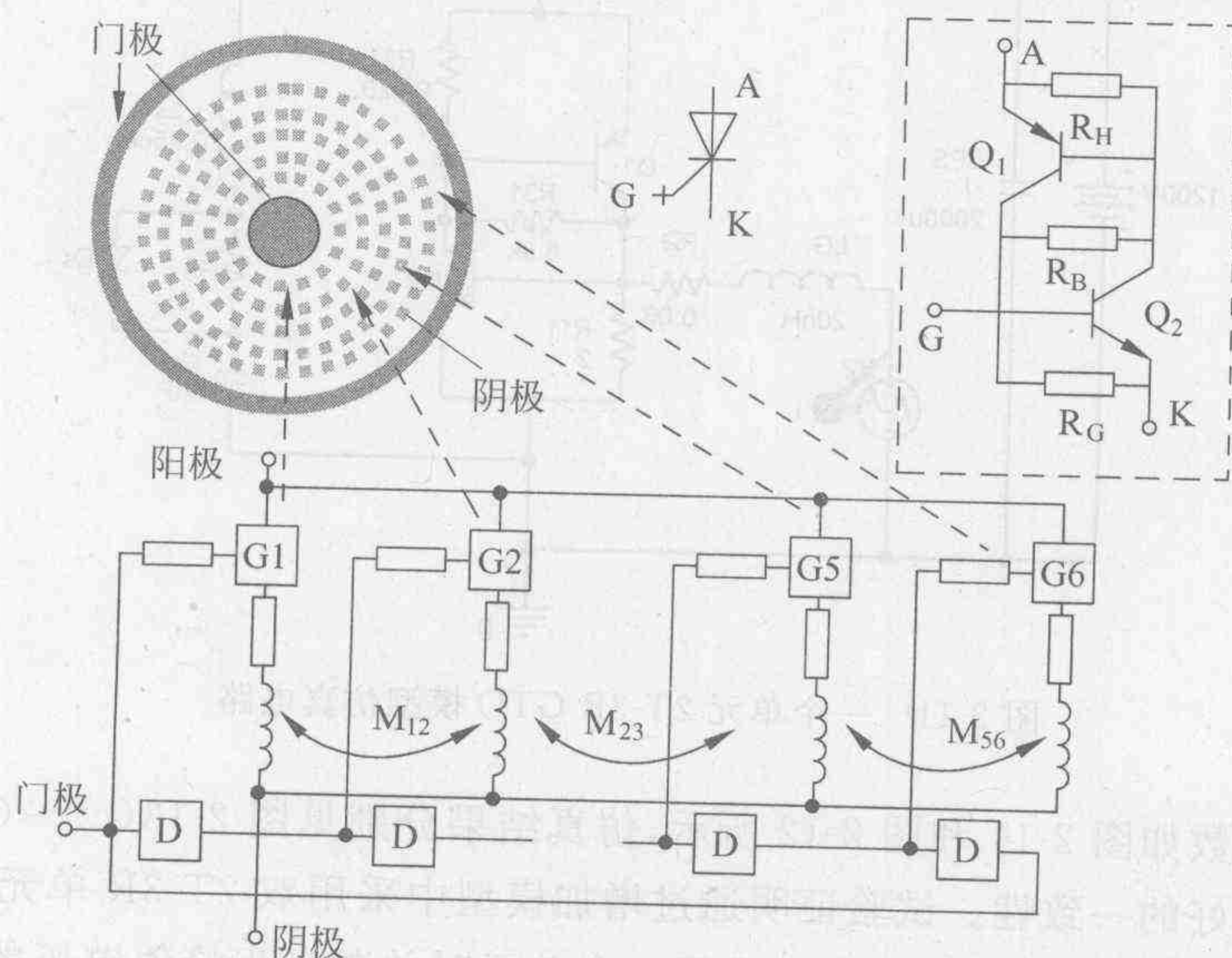


图 2-10 GTO 多元胞模型

(以 6 个单元模拟 6 层)

实践证明,当仿真中所采用的并联器件的个数大于2时,进一步增加并联模型的个数对仿真精度并没有明显的改善,故两个单元被认为是最优的选择。

② GTO 电性能的特点就是具有电流阻断能力,取得这个能力的其中重要一条是 $\alpha_1 + \alpha_2$ 的取值略大于1,使器件处于临界导通状态,从而为关断器件创造了条件。此外,由于 α_1 过大易进入过度饱和状态,故对模型中参数的选择应在保证器件可以导通的前提下,取尽可能小的 α_1 ;而取较大的 α_2 ,尽量接近1。换言之,应使 $P_1N_1P_2$ 晶体管 Q_1 不灵敏,而使 $N_1P_2N_2$ 晶体管 Q_2 灵敏,从而保证器件工作在临界饱和状态。GTO 的门极可关断能力通常是用关断增益

$$K_{\text{off}} = \alpha_2 / (\alpha_1 + \alpha_2 - 1) \quad (2-5)$$

来描述。由于 PSpice 等软件中晶体管参数通常是采用基极发射极放大系数 β 描述,为了便于使用,可以将式(2-5)改写为

$$K_{\text{off}} = (\beta_2 + \beta_1\beta_2) / (\beta_1\beta_2 - 1) \quad (2-6)$$

相应地, β_1 过大器件易进入深度饱和;但 β_1 过小,会使得 $\alpha_1 + \alpha_2$ 变小,可能难以进入饱和。比如为了得到较大的关断增益,通常将 β_2 取得较大,例如100,在 $K_{\text{off}}=5$ 时, $\beta_1=0.26$; β_1 的减小将有利于提高关断增益。GTO 器件的其他参数的提取方法可以参照晶闸管模型参数的提取方法。严格来说 GTO 是分布参数电路,因此实际上在 PSpice 中难以精确建模。

为了验证上述模型的正确性,图 2-11 和图 2-12 分别给出了利用一个单元和两个单元的 2T-3R 模型建立的 GTO 模型的原理图。以 GE 公司的 2000 A, 4500 V 的 GTO 元件参数作为仿真对象,相应的晶体管参数如表 2-3 所列。

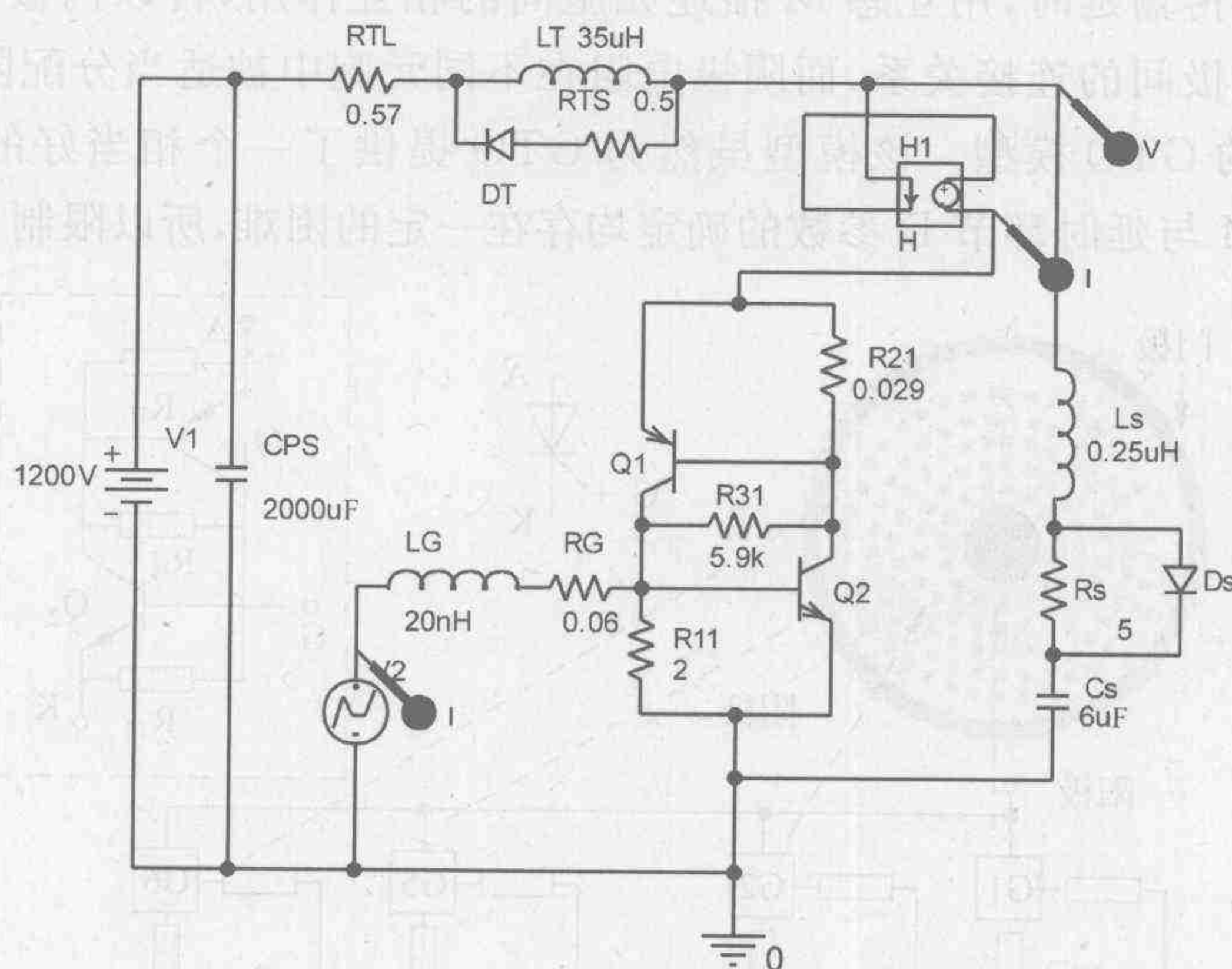


图 2-11 一个单元 2T-3R GTO 模型仿真电路

仿真电路参数如图 2-11 和图 2-12 所示,仿真结果分别见图 2-13(c)~(f),除了细部以外两者具有相当好的一致性。试验证明通过增加模型中采用双 2T-3R 单元的个数,模型的精度可以得到进一步的改善,比如模型采用一个单元时关断过程峰值电压的误差为 2%,而采用两个单元的模型时该值可以降为 0.9%。但当单元数超过 2 个时,单元数的增加对精度改善的影响逐渐变得不明显,所以两个 2T-3R 单元模型是最常采用的 GTO 模型。在实

际应用中有时在上述模型中串联一个电压源,以模拟器件的管压降,从而可以对仿真精度有进一步的改善。上述建模方法同样可以推广到 VDMOS 和 IGBT 等多元胞结构的电力电子器件的建模中。

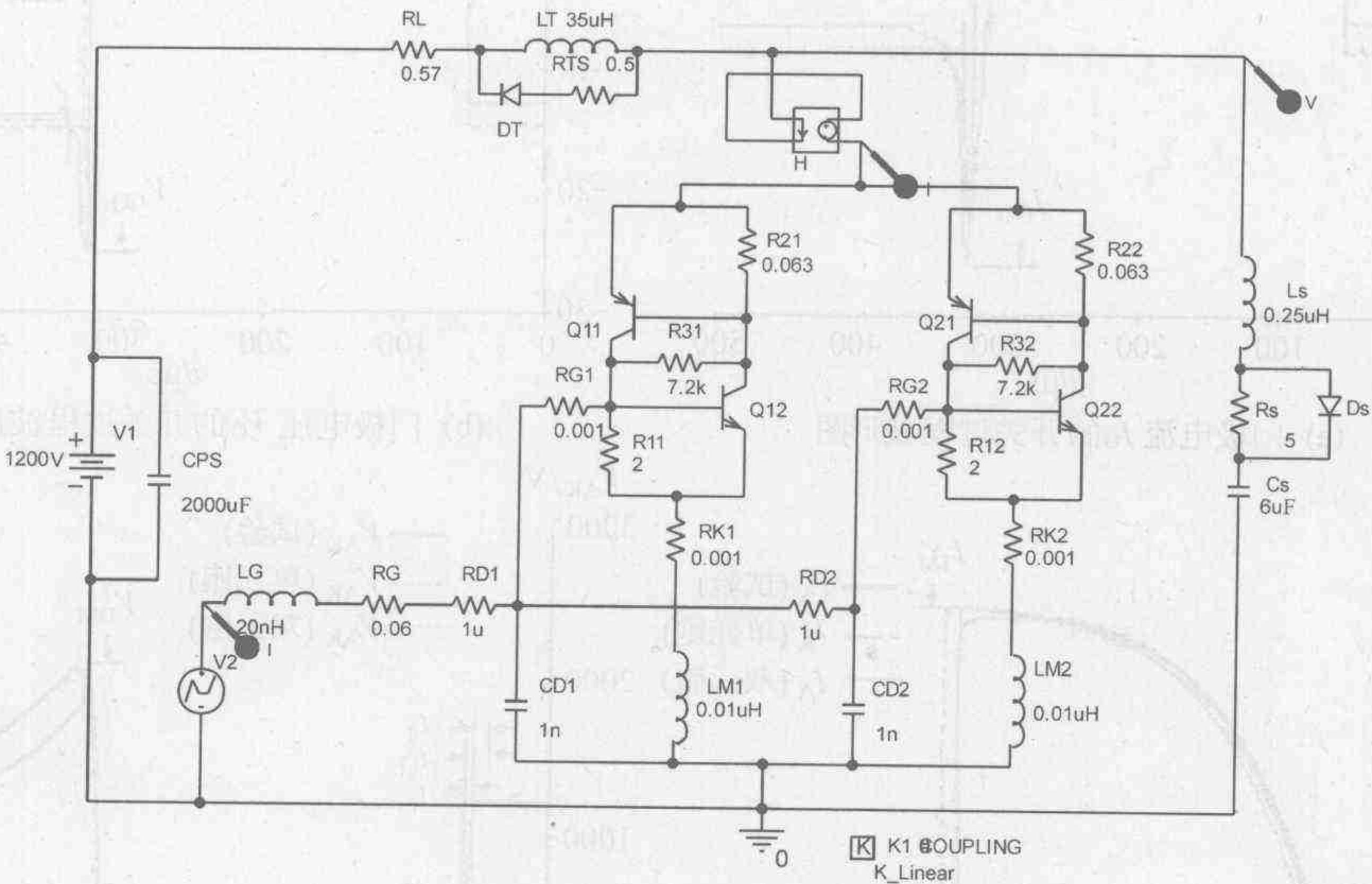


图 2-12 双 2T-3R GTO 模型仿真电路

表 2-3 仿真电路晶体管参数一览表

| 模型参数名称 | PSpice 关键字 | PNP | NPN | 单位 |
|-------------|------------|----------------------|----------------------|----------|
| 饱和电流 | IS | 10×10^{-16} | 10×10^{-16} | A |
| 正向电流增益 | BF | 0.16 | 100 | |
| 反向电流增益 | BR | 1 | 1 | |
| B-E 结饱和漏电流 | ISE | 0 | 0 | A |
| B-C 结饱和漏电流 | ISC | 0 | 0 | A |
| B-E 结泄漏发射系数 | NE | 1.5 | 1.5 | |
| B-C 结泄漏发射系数 | NC | 2 | 2 | |
| 基极电阻 | RB | 0 | 0 | Ω |
| 发射极电阻 | RE | 0 | 0 | Ω |
| 集电极电阻 | RC | 0 | 0 | Ω |
| 理想正向渡越时间 | TF | 0.1 | 0.1 | μs |

2. 单极型器件

所谓单极型器件指的是其工作仅依赖于多数载流子的漂移运动,而其电流是在同一类型的半导体中流动的器件,例如各种场效应晶体管。其中由于金属-氧化物-半导体场效应晶体管(MOSFET)具有输入电阻高,对栅极电压极性没有限制,工艺上适于制造大规模集成电路等优点,得到日益广泛的应用。

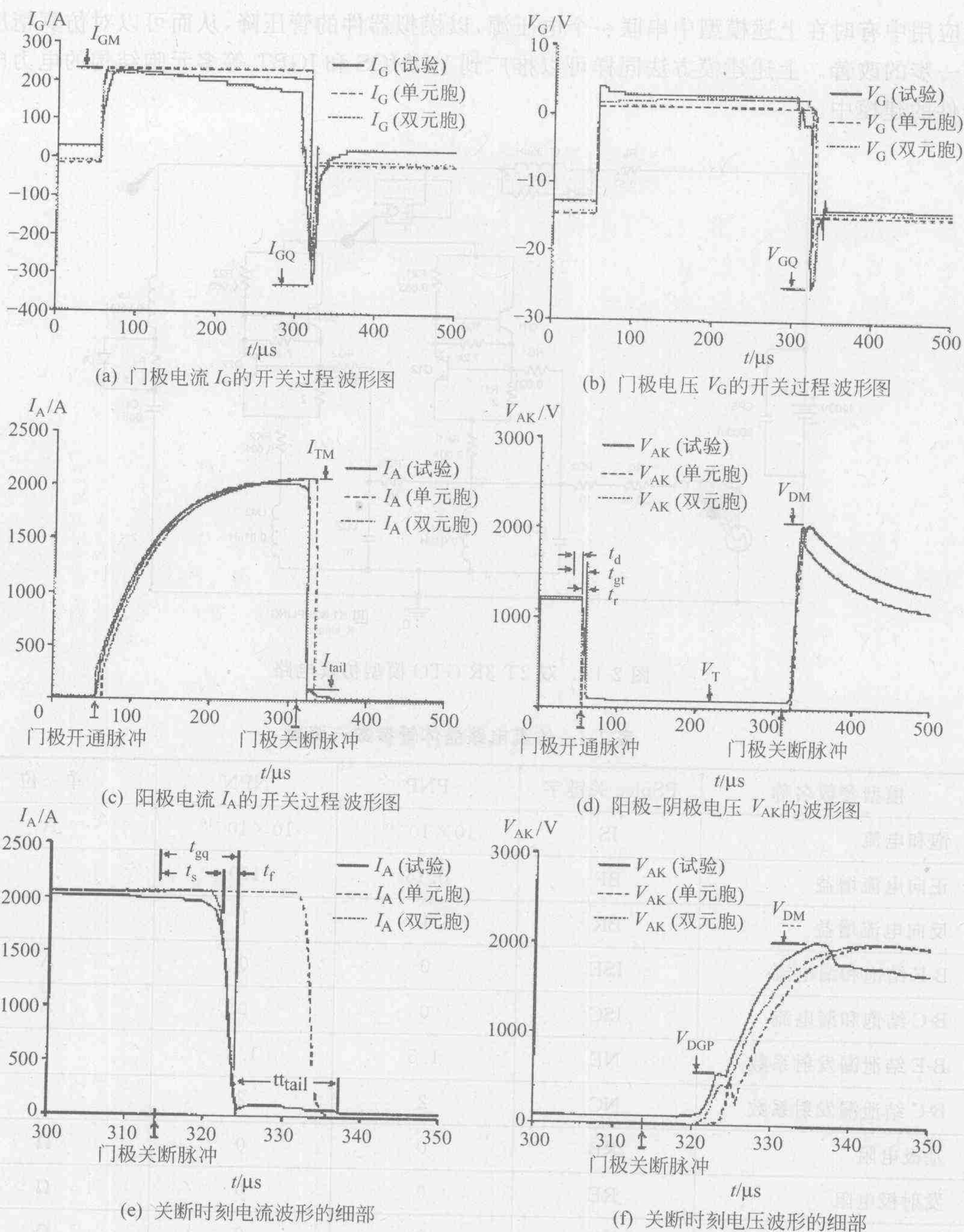


图 2-13 GTO 2T-3R 模型试验和仿真波形比较

(1) 功率 MOSFET 模型

MOS 器件在小功率下应用已经有近 40 年的历史了。近 15 年来大功率 MOS 晶体管的应用也得到了迅速的发展。制造功率 MOSFET 的关键是解决高电压、大电流的问题,20 世纪 80 年代研制成功了电流垂流通动的双扩散 MOS 场效应管,简称 VDMOS 管。在结构上 VDMOS 除了是由大量元胞组成外,还有 3 点不同:一是在垂直方向上安装源极、漏极,实现了垂直导电,从而充分利用了硅片面积,降低了体电阻数值,为实现大电流容量奠定了

基础；二是放置了高电阻率(低掺杂)的N型漂移区,从而提高了器件的耐压性,降低了结电容；三是实现短沟道,提高了工作速度,并使输出具有良好的线性。

如图2-14所示,N沟道VDMOS器件的栅极、 N^+ 型的源极和 N^- 型的漏极一起构成MOS器件。同普通的MOS场效应管一样栅极与基片之间隔着 SiO_2 薄层,只要 SiO_2 薄层不被击穿,栅极与源极之间的阻抗是非常高的。在应用中漏极接高电位,源极接低电位。当一个适当极性和大小的栅压加到栅极时,P型扩散沟道区的表面生成与原来半导体导电性相反的一层,即N反型层,称为N沟道。由于该沟道的生成,电子可以由源极 N^+ 区经反型层流向 N^- 区,再经 N^+ 区流向漏极。电子由 N^+ 源区流向 N^- 区时是平行于芯片表面做横向流动,而由 N^- 区流向漏极则是垂直于芯片流动。从结构上可以看出,VDMOS管还在外延层寄生着一个由 N^+ 型的源极、P型区和N型的漏极组成的寄生NPN $^+$ 双极型晶体管。为了防止该寄生晶体管发生二次击穿,VDMOS管在结构上使PN $^+$ 短路,即使发射极与基极短接,退化为一个寄生的漏源二极管,也叫反向二极管,从而保证它具有很宽的安全区。图2-15为一个由MOS管和晶体管组合而成的VDMOS器件模型,其中,源极和漏极的串联电抗用来模拟大电流条件下,开关动作时器件的冲击电流。此外,由于功率场效应管主要应用于高频场合,因此精确地表征其内部电容对于提高仿真精度是至关重要的,上述模型中的栅-源电容CGS和栅-漏电容CGD就是用来对MOS管的动态性能进行模拟的。但是由于VDMOS晶体管随着工作状态不同,内部电容的变化十分剧烈,而Spice程序只允许电容的值是恒定的,或者用一个以所加电压为自变量的多项式来描述,所以难以对其进行精确的描述。特别是模型参数的提取依赖于对器件外部参数的测量,比如,体电阻和跨导等参数的提取依赖于直流测量,而电容参数的提取依赖于利用脉冲式的恒流源进行测量等。由于这些已超出本书的范围,不加以讨论。

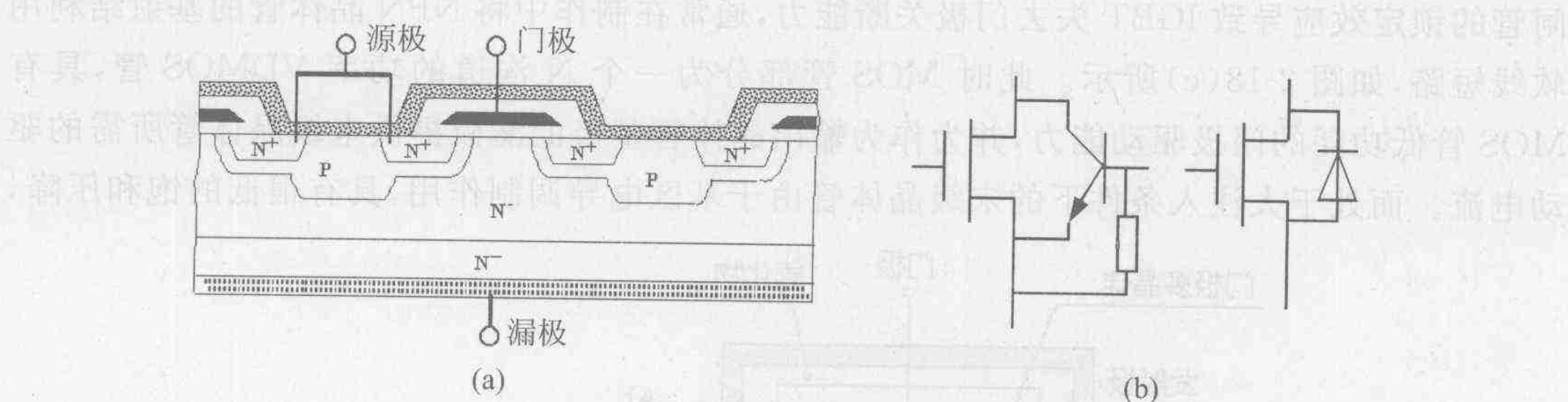


图2-14 N沟道VDMOS管元胞结构和等效电路

在其他一些利用理想开关模型的软件,例如MATLAB中VDMOS的模型(见图2-16)实际上是忽略了器件本身的几何尺寸和物理过程,用理想开关模型和一个模拟器件内部杂散参数的串联电阻和电感实现的,并且包括内置的吸收回路。该电路由于是以电流源实现的,所以在应用中需注意不能开路,并且在没有采用吸收回路的条件下,不能与电感和其他电流源相串联使用。该模型实际上应属于行为模型的范畴,但由于其中引入了模拟杂散参数的子电路,故为了方便起见在这里讨论。MATLAB中IGBT的模型也采用了类似的结构,只是两者的特性参数有所不同。

(2) IGBT

功率MOS管作为单极型电压驱动器件,虽然具有一系列优点,但是导通电阻大,从而限

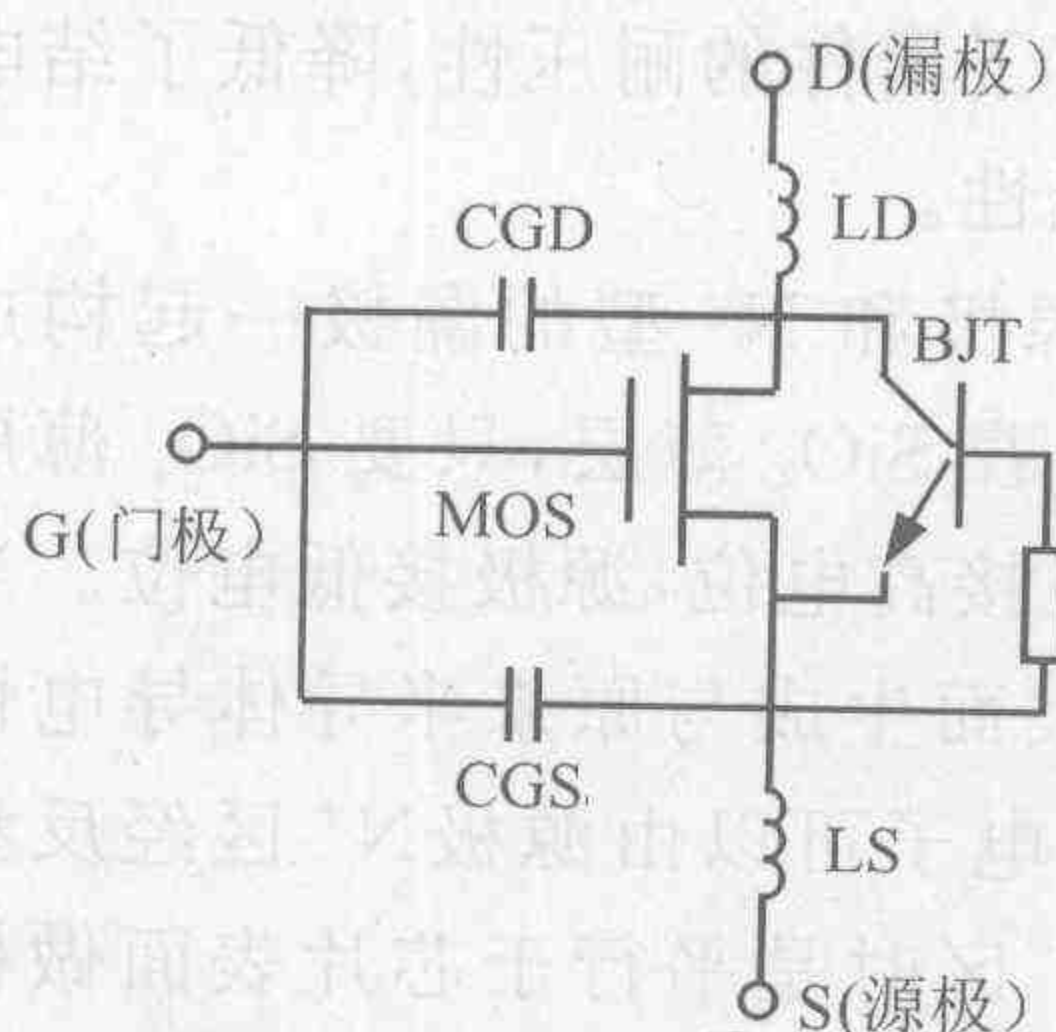


图 2-15 VDMOS 器件仿真模型

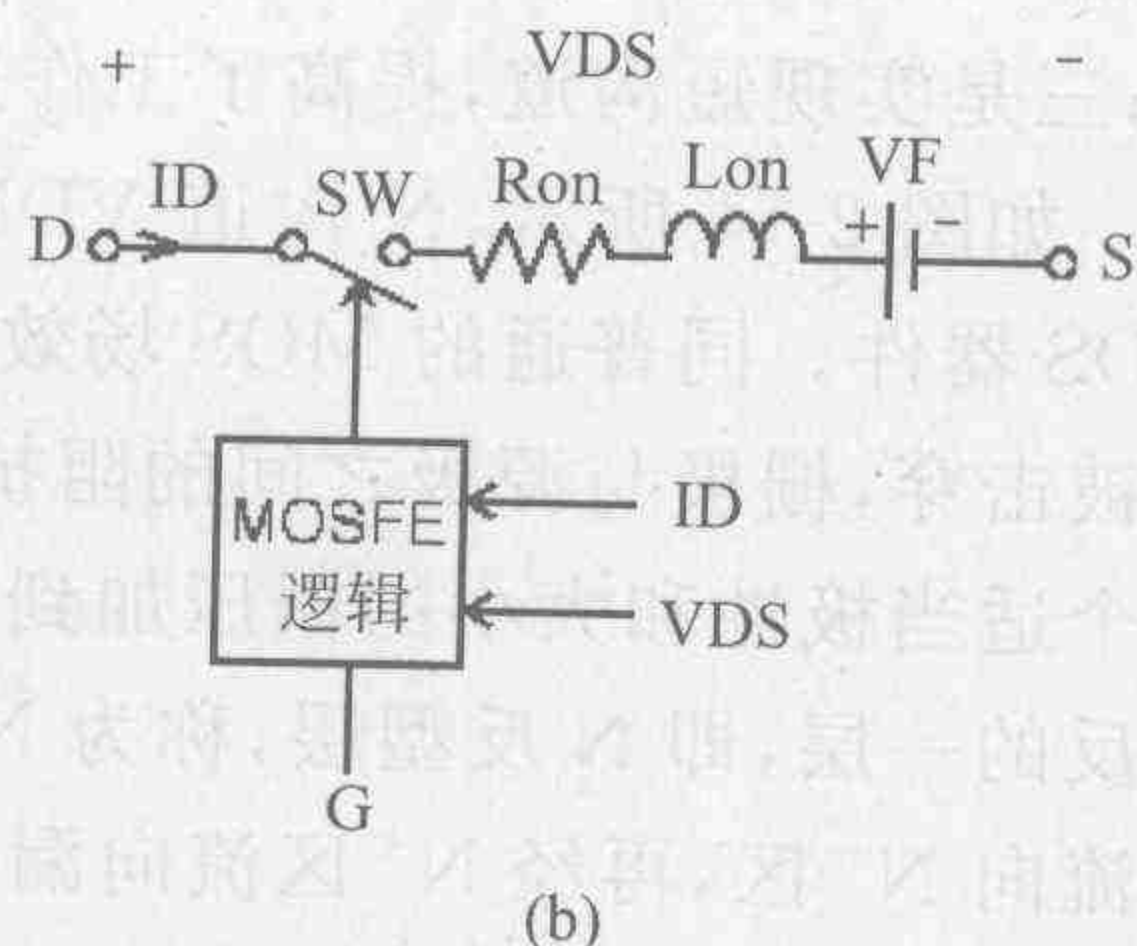
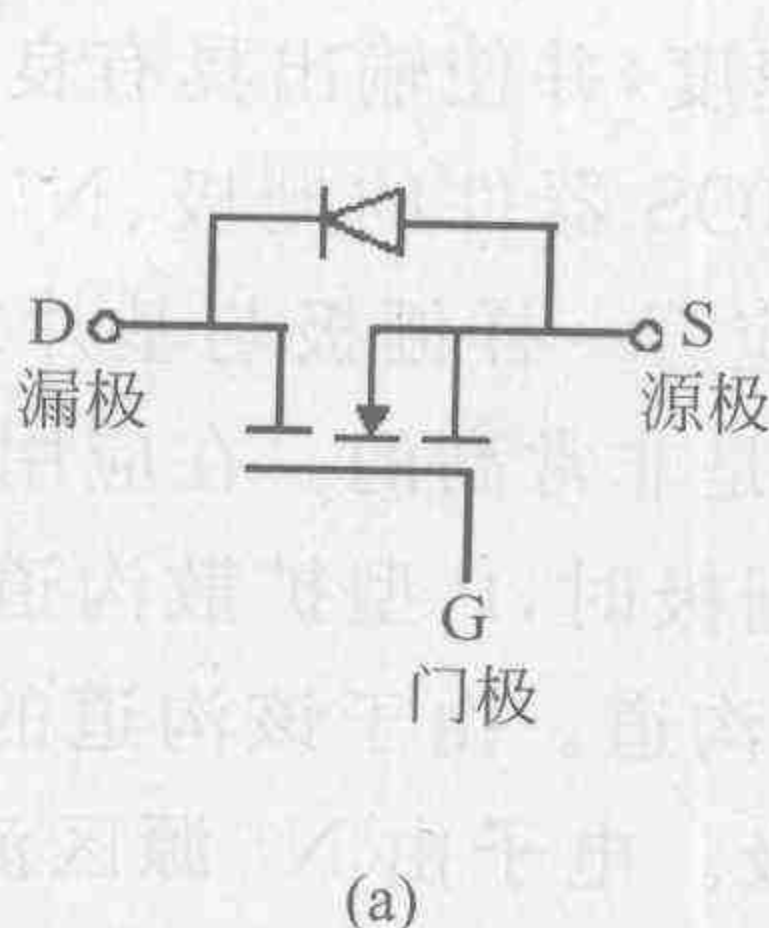


图 2-16 MATLAB 中 VDMOS 器件的理想开关模型

制了电流容量的提高。而双极型晶体管等电流驱动器件,载流能力强,阻断电压高,但是驱动电流大。IGBT 作为复合式器件结合了上述两种器件的优点,既具有场控器件驱动功率小、速度快的特点,又具有双极型器件饱和压降低的优点,因此已被广泛地应用于中、小功率的变流器中,以取代功率晶体管和 GTO 等元件。为此在计算机辅助设计中对 IGBT 建模和仿真成为一个重要的内容。为适应需要,OrCAD 等软件于近年相继推出了 IGBT 的仿真模型^[7]。

对比图 2-14 所示的 VDMOS 器件的模型,图 2-17 所示的 IGBT 结构相当于在 VDMOS 管元胞结构的衬底上增加一个 P^+ 层。此时原 VDMOS 管中由外延层的三层结构而来的寄生晶体管就成为四层结构,成为一个包括绝缘栅极在内的 $N^+P^-N^-P^+$ 四层器件,也即相当于与 MOS 管并联一个由 PNP-NPN 双晶体管构成的四层结构的晶闸管。为了防止由于晶闸管的锁定效应导致 IGBT 失去门极关断能力,通常在制作中将 NPN 晶体管的基射结利用软线短路,如图 2-18(c) 所示。此时 MOS 管部分为一个 N 沟道的功率 VDMOS 管,具有 MOS 管低功耗的门极驱动能力,并为作为输出晶体管基极的漏极提供末级晶体管所需的驱动电流。而处于大注入条件下的末级晶体管由于基区电导调制作用,具有很低的饱和压降,

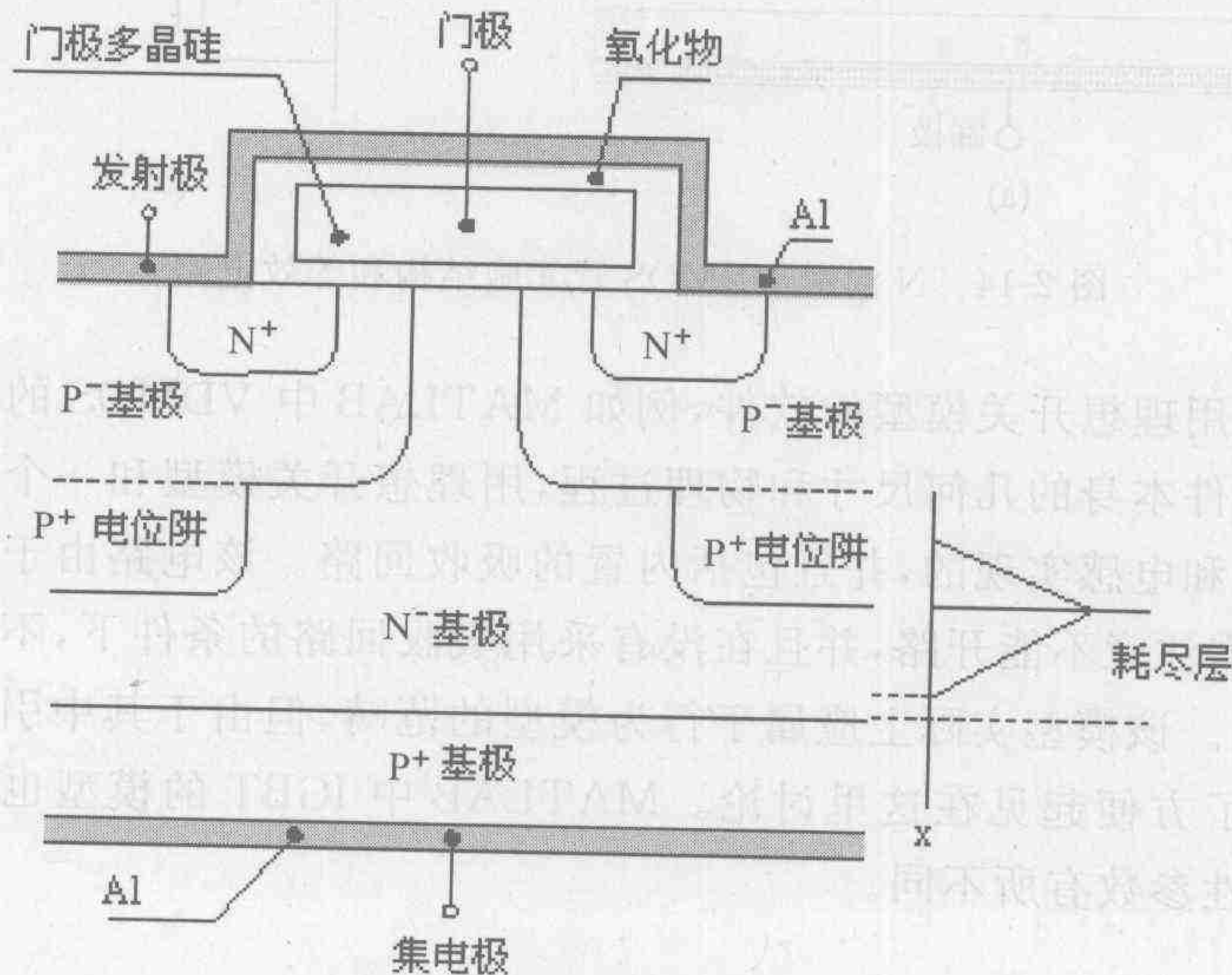


图 2-17 IGBT 元胞结构

使得 IGBT 的饱和压降与双极型晶体管大体在同一数量级,显然,这对于 VDMOS 管而言是一个重大的改进。

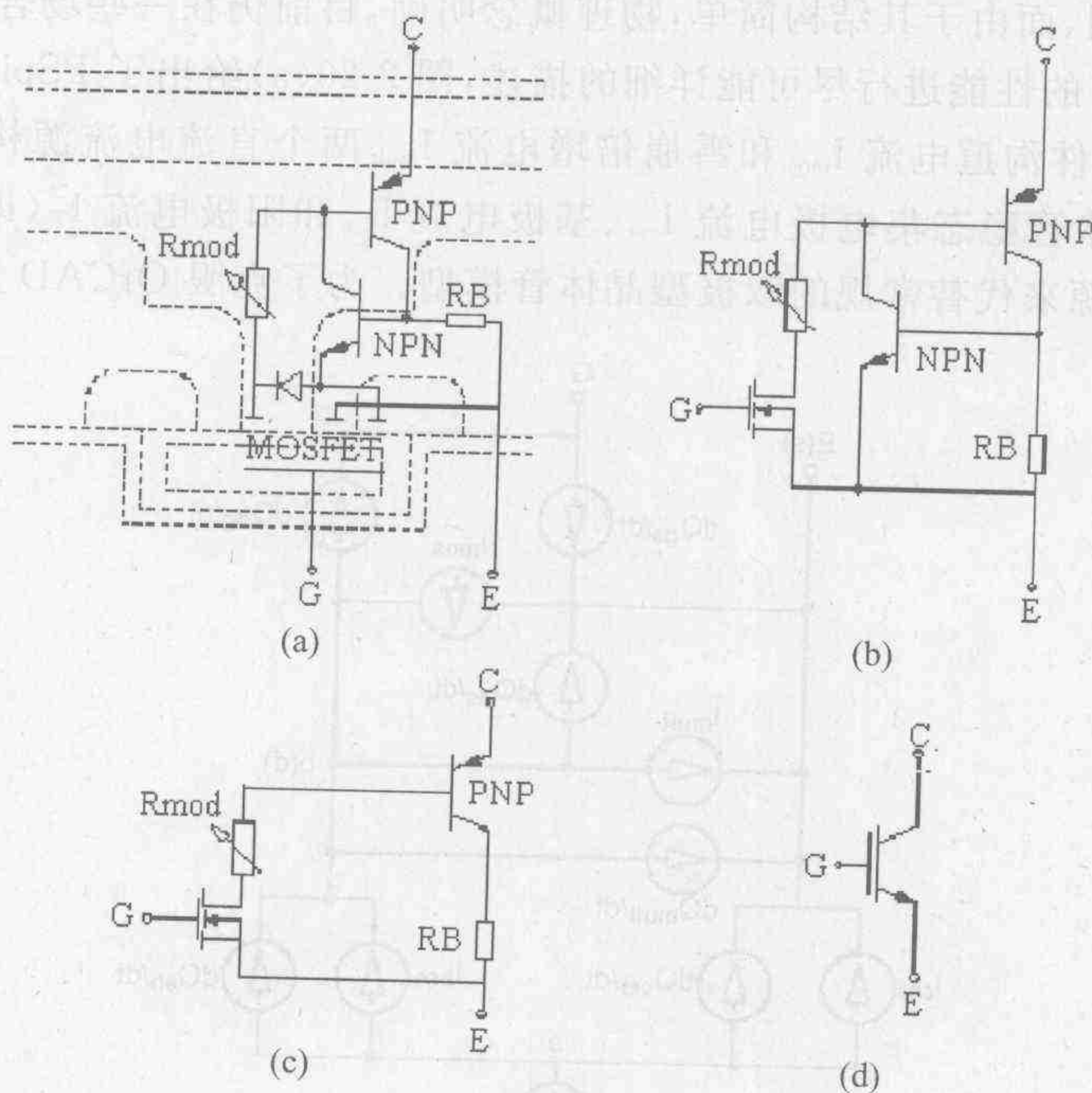


图 2-18 IGBT 等效电路

据此,N 沟道 IGBT 进行建模的基本方法就是利用如图 2-18(c)所示的电路,采用由 MOS 器件与 PNP 晶体管相组合的结构。图 2-19(a)为采用上述结构的 IGBT 模型构成的

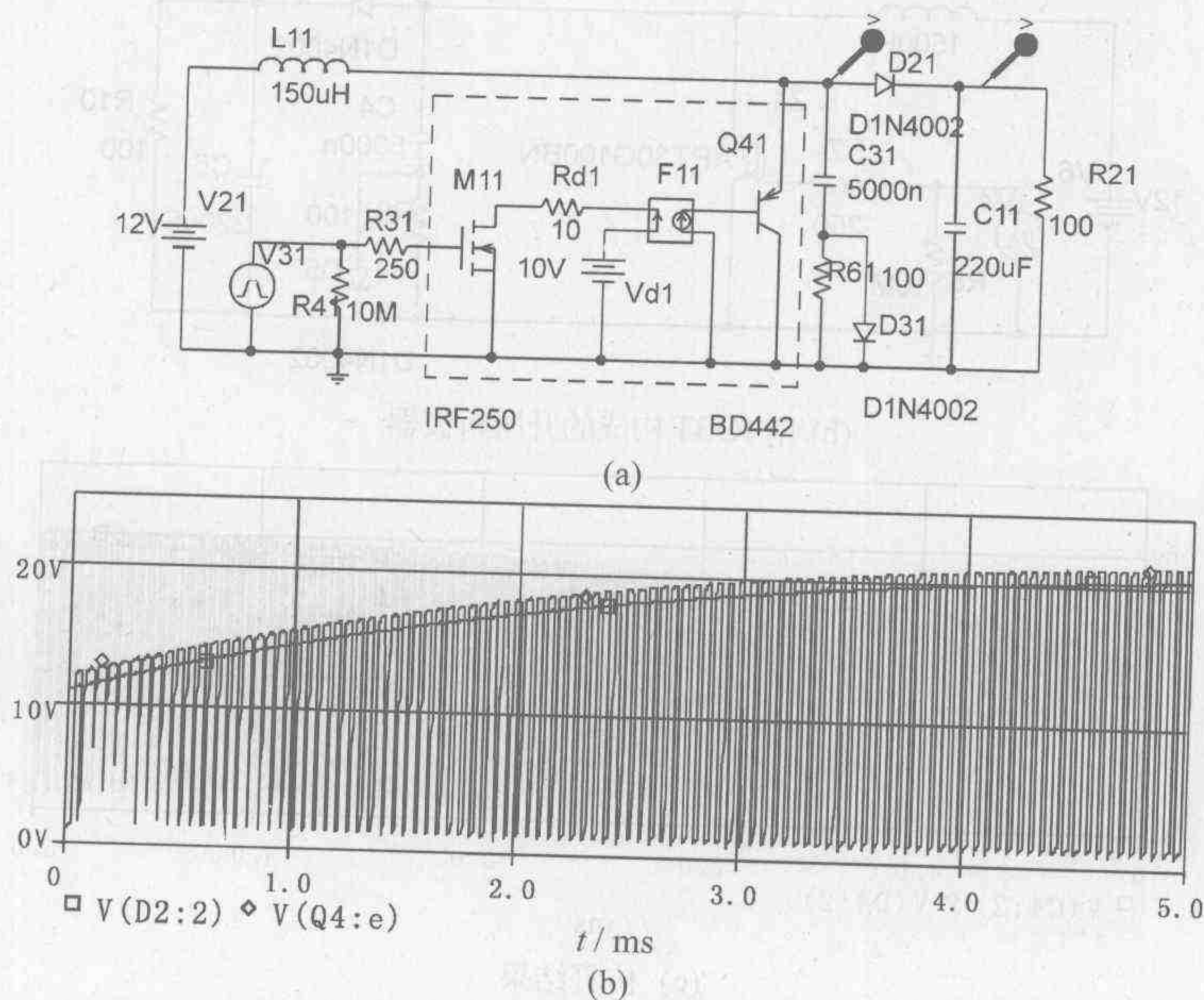
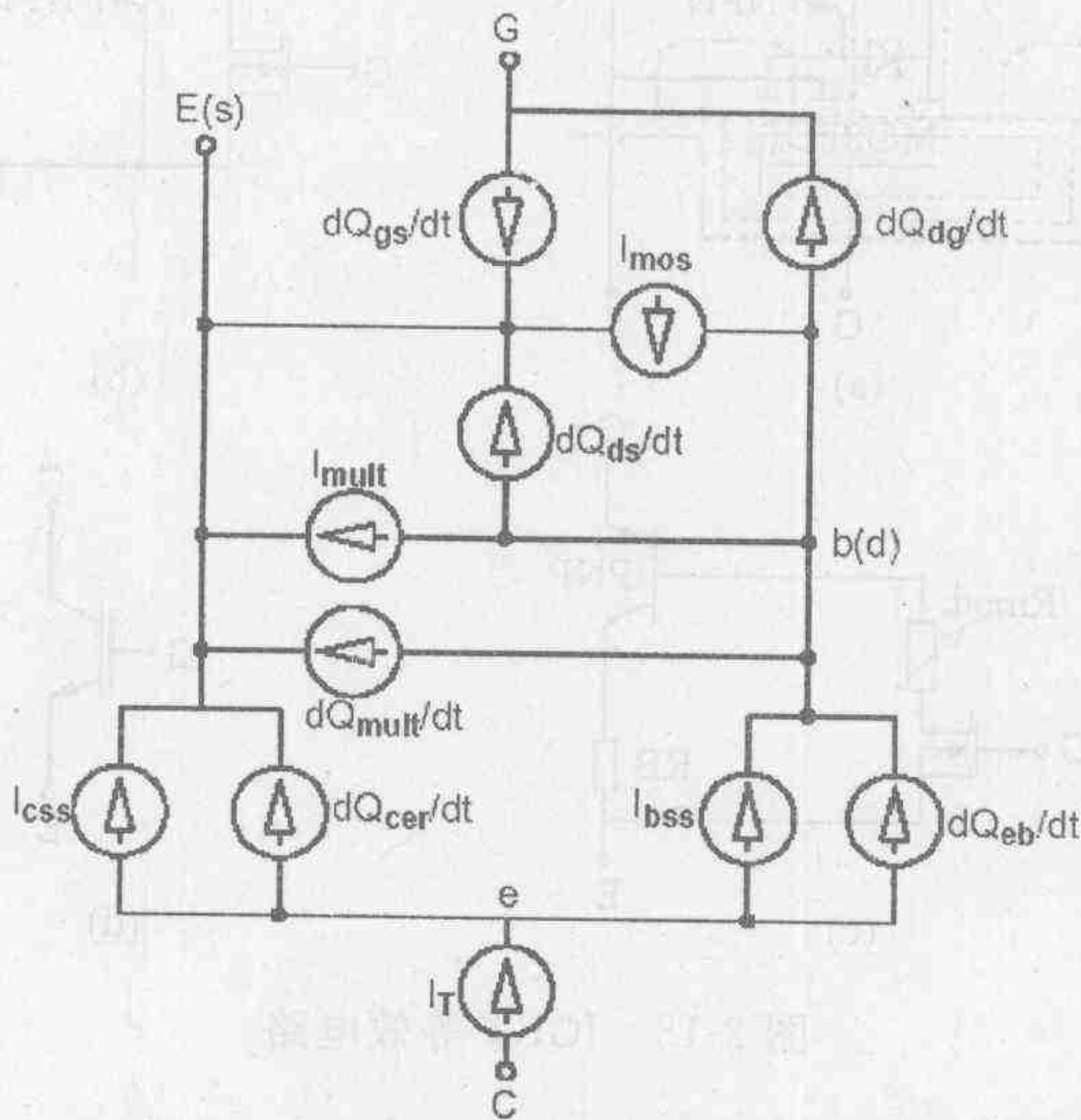


图 2-19 IGBT 升压斩波器电路及仿真结果

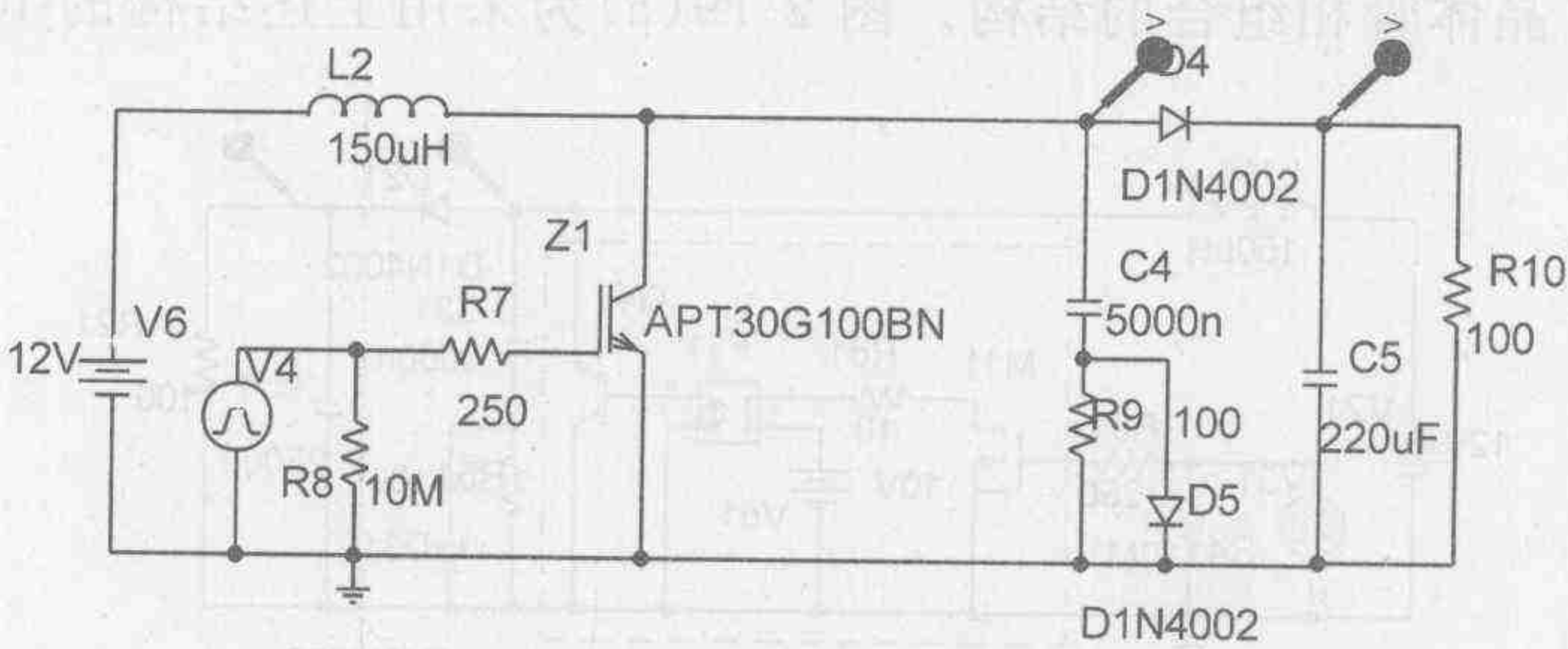
注:虚线框中为 IGBT 直流子电路模型

升压斩波器的电路原理图。考虑到 IGBT 的饱和压降大于常规的晶体管,在输出晶体管的集电极串联一个直流电源以模拟压降。该模型在 OrCAD 中内建的 IGBT 模型推出以前一直得到广泛的应用,而由于其结构简单,物理概念明确,目前仍在一些场合应用。

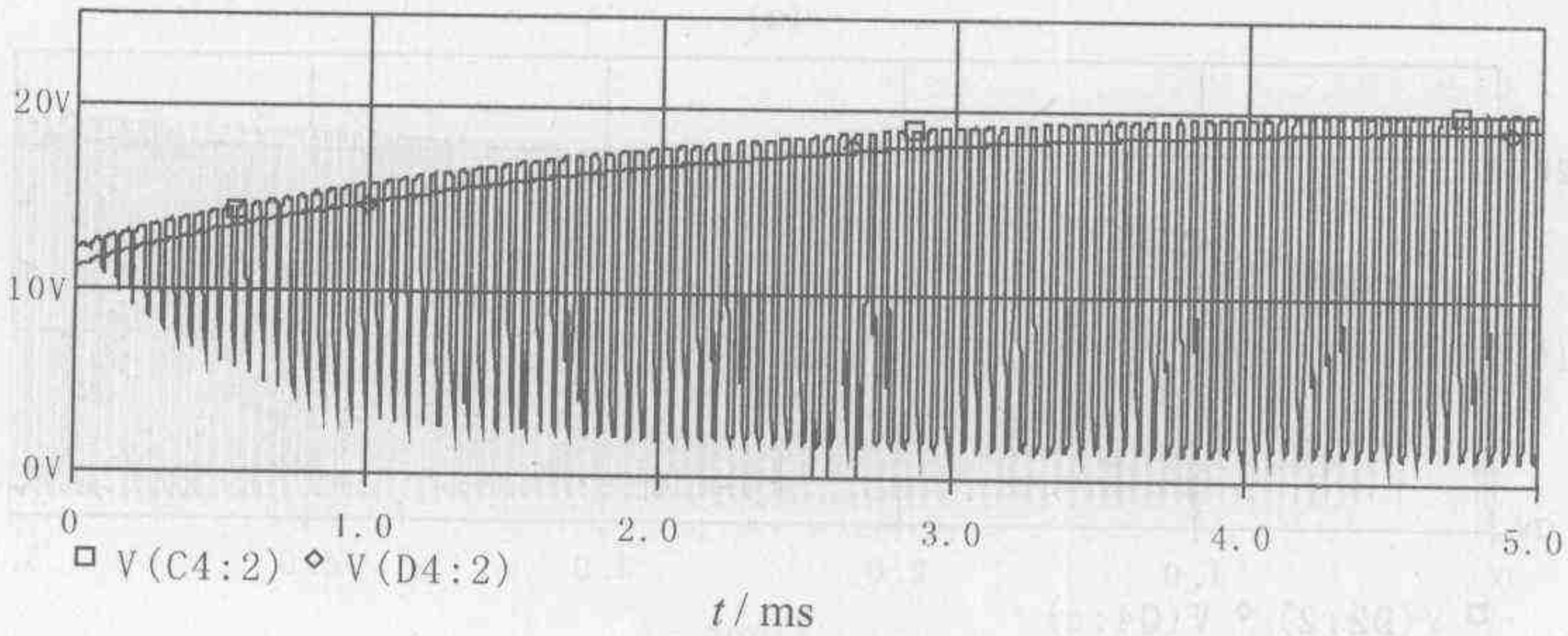
为了对 IGBT 的性能进行尽可能详细的描述,图 2-20(a)给出了 PSpice 中的内建模型。模型中由 MOS 器件沟道电流 I_{mos} 和雪崩倍增电流 I_{mult} 两个直流电流源构成 VDMOS 管模型。利用模拟晶体管稳态集电极电流 I_{css} 、基极电流 I_{bss} 和阳极电流 I_T (即晶体管发射极电流)3 个直流电流源来代替常规的双极型晶体管模型。为了克服 OrCAD 无法利用固定电容



(a) OrCAD 中的内建 IGBT 模型



(b) 用 IGBT 构成的升压斩波器



(c) 仿真结果

图 2-20 OrCAD 内建 IGBT 模型和仿真结果

来模拟器件在不同工作状态下内部电容激烈变化的困难,模型中利用 6 个表示电荷瞬时值的偏导数的微分电流源,即 $dQ_{gs}/dt, dQ_{dg}/dt, dQ_{ds}/dt, dQ_{mult}/dt, dQ_{cer}/dt, dQ_{eb}/dt$ 来描述 MOS 器件和晶体管多数载流子存储效应的电容的动态行为。实践证明,上述基于结构分析和 PSpice 基本元件建立的内建子电路模型,可以对 IGBT 进行足够精确的描述,其中参数的选取可以参考 OrCAD 的手册和相应的书籍。

利用该模型代替如图 2-19(a)所示电路中的混合模型进行仿真的结果如图 2-20(b)所示,显然除了初始阶段外,两者总的来说具有相当好的一致性。进行 5 ms 的仿真,混合模型的仿真时间为 3.38 s,内建模型的仿真时间为 3.51 s,也相当接近。这一切进一步说明简化模型的可行性。

在利用理想开关作为 IGBT 模型的软件中(例如 MATLAB),IGBT 模型采用了和 MOSFET 模型方程相近的结构,只是在开关特性上略有差别。由于 PN 结开启电压的影响,IGBT 外加正向电压只有大于开启电压,才具备开通条件。为了对上述作用进行模拟,模型在发射极串联一个电压源 V_f ,如图 2-21(b)所示。此时若触发信号大于零,则器件导通;若触发信号小于或等于零,则器件关断。应当注意,由于大多数 IGBT 没有反向阻断能力,故通常仿真时应加反并联二极管。MATLAB 中 MOS 管与 IGBT 特性曲线如图 2-22 所示。

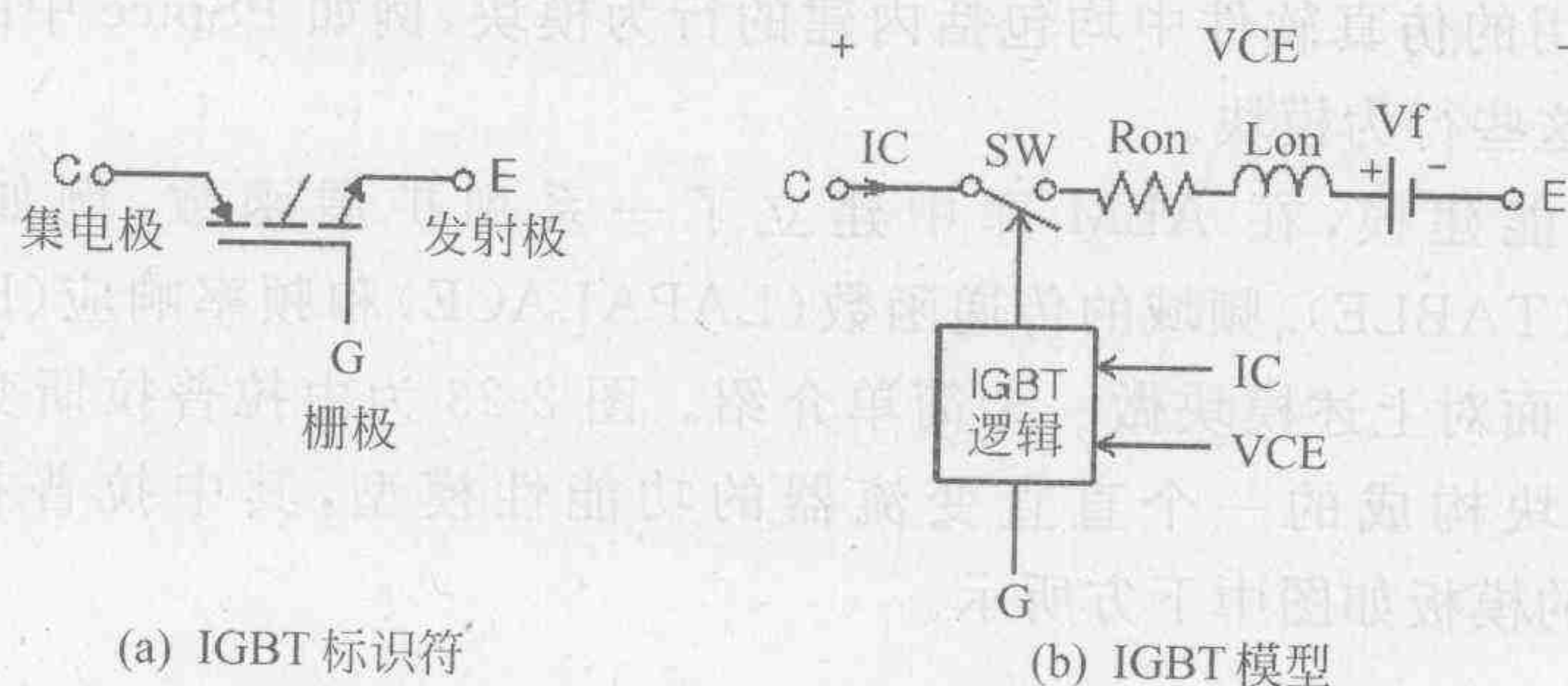


图 2-21 MATLAB 中的 IGBT 标识符和模型结构

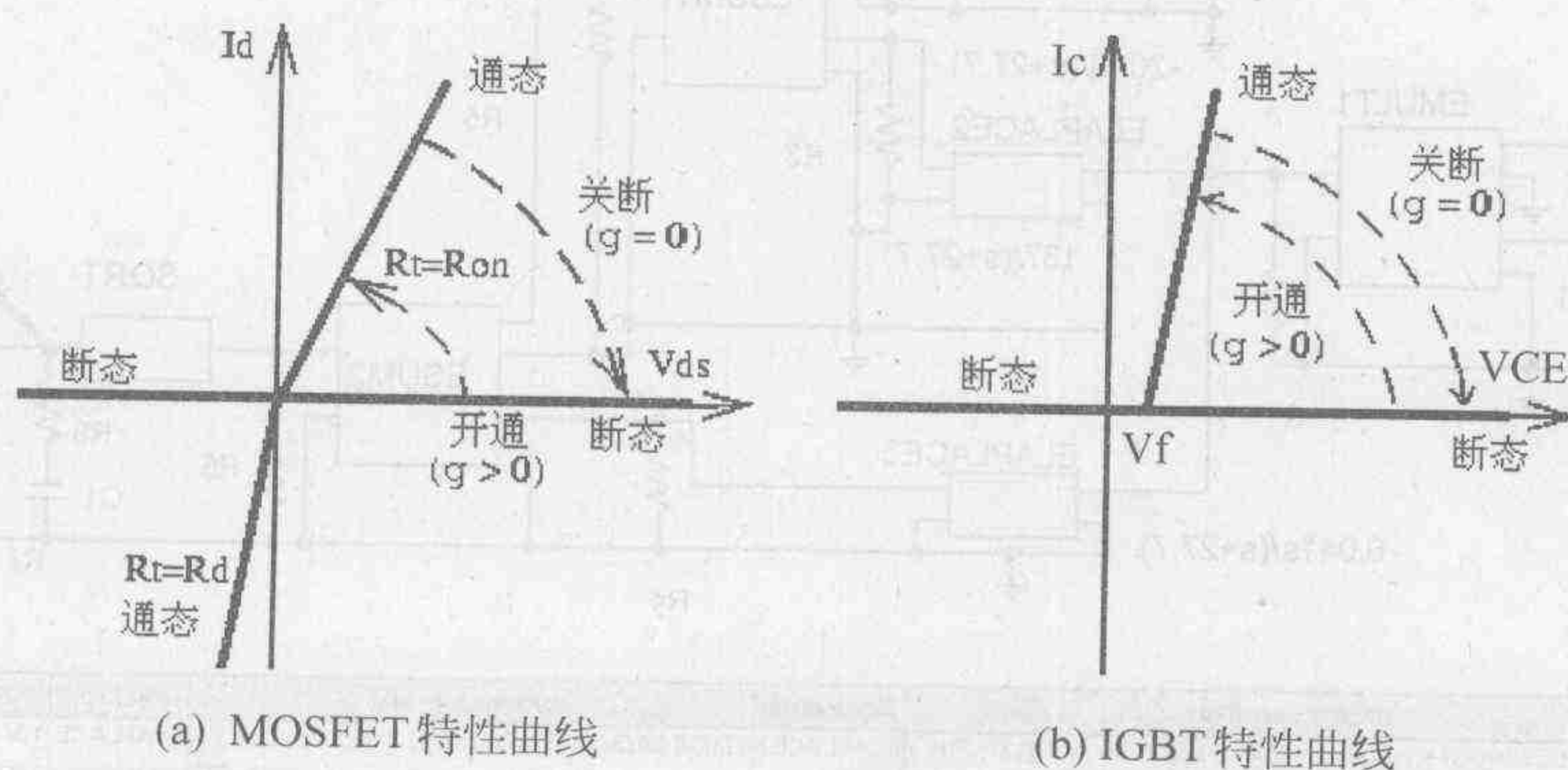


图 2-22 MATLAB 中 MOS 管与 IGBT 特性曲线

上述利用软件的内建模型晶体管、二极管和无源器件进行建模的方式是在电力电子电路的仿真中广泛采用的方法。由于其建模方式简单,易于学习和应用,同时可以用适当的精度反映器件的主要特性,所以是平衡计算时间、复杂程度和计算精度的一个很好的方法。当

用户主要关心装置的动静态行为,而不关心开关转换瞬间电路的详细波形时,这种方法是一个很好的选择。

2.3.2 功能(行为)性模型

利用模拟行为模型(analogy behavioral modeling, ABM)实现复杂系统的建模是OrCAD等仿真软件的一个特点,同时也是对高层次模拟电路进行仿真的基础。在原理性模型中模型的结构与参数均有明确的物理意义,但是实践中其中许多参数往往难以得到,而使用默认值又影响模型的精度,所以建模比较困难。而所谓“行为性模型”则完全忽视器件本身的内部构造和电路结构,只对系统的输入输出特性进行分析,利用适当的数学方程、表格、子电路或框图的形式进行建模。利用这种方法建立的模型可以看做是将器件的输入和输出之间的关系用数学公式——传递函数进行描述的模型。行为建模的核心是根据器件外部观察到的行为,而不是根据对内部物理过程的描述来建立器件或系统模型。

行为建模提供了一个利用传递函数、查表或子电路建立电子器件模型的方法,换句话说,由于它利用数学关系来进行子电路的建模,从而避免了利用一个个器件组合成模型的方法。当要建立的模型不包括在软件的内建模型中,或需对软件模型进行扩展时,就可以采用这种方式。在模拟仿真范畴其主要应用是用来建立新的器件模型,或对系统建立黑匣子模型。由于现在常用的仿真软件中均包括内建的行为模块,例如 PSpice 中的 ABM 库,因此建模时可以利用这些行为模块。

为了便于功能建模,在 ABM 库中建立了一系列扩展函数,例如时域的表达式(VALUE)、表格(TABLE)、频域的传递函数(LAPLACE)和频率响应(EFREQ)模块等。为了便于应用,下面对上述模块做一个简单介绍。图 2-23 为由拉普拉斯变换模块、乘法器模块和开平方模块构成的一个直直变流器的功能性模型,其中拉普拉斯变换模块 2 (ELAPLACE2)的模板如图中下方所示。

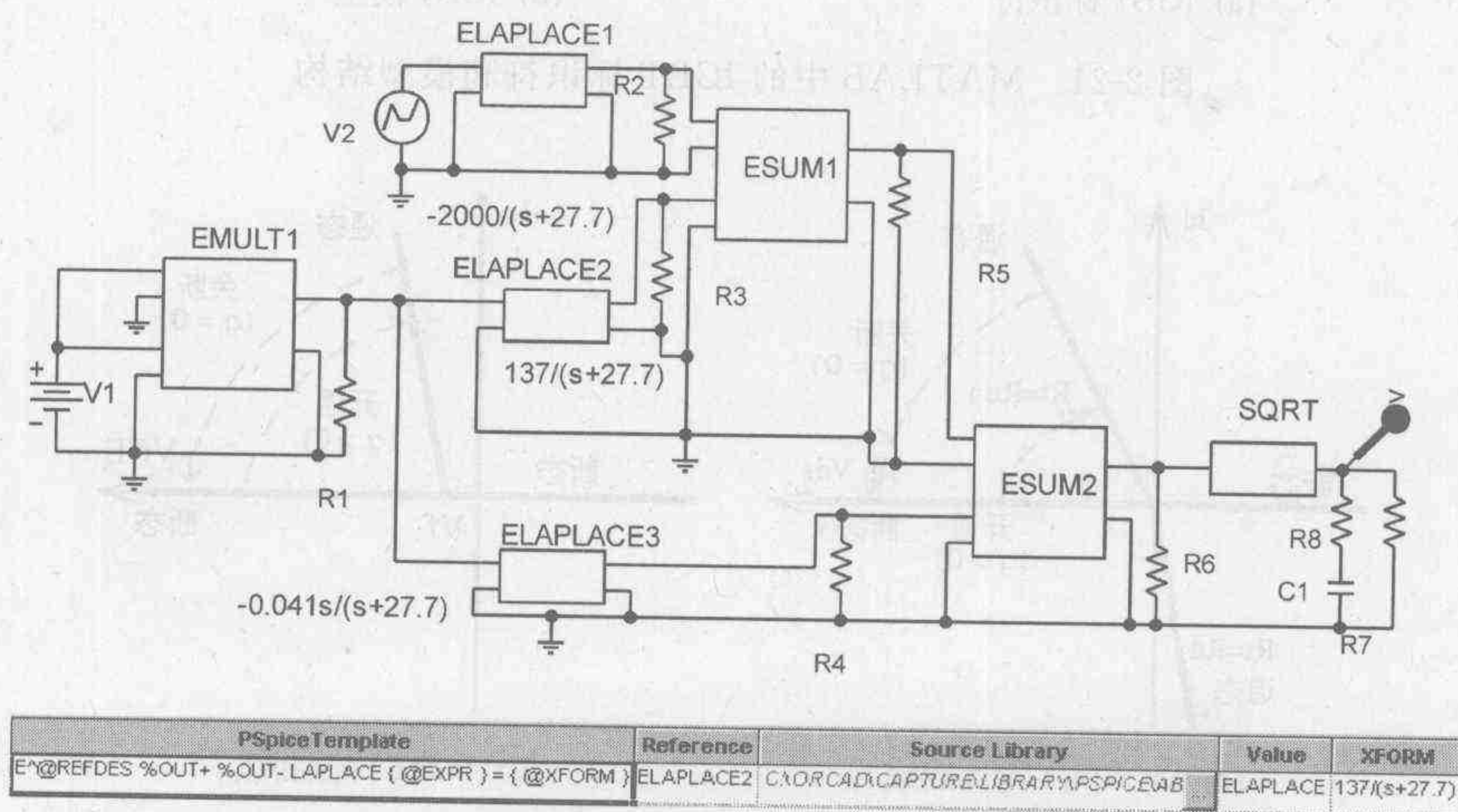


图 2-23 行为模块构成的直直变流器模型

(1) 拉普拉斯变换模块

上例中拉普拉斯变换模块 ELAPLACE2 表示压控电压源,它的模板(PSpice

Template)为

$$E^{\wedge}@REFDES \%OUT+ \%OUT-LAPLACE \{ @EXPR \} = \{ @XFORM \}$$

式中,等式左端的 $E^{\wedge}@REFDES$ 为 Spice 标准语句,其中 E 表示压控电压源的参考名, $^{\wedge}$ 为器件的路径,REFDES(reference designate)为器件的参考名称。

$\%$ 表示管脚, $\%IN$ 和 $\%OUT$ 表示输入和输出端子;+ - 分别表示正负端子;LAPLACE为关键词,定义运算的类型;花括号 $\{ \}$ 中的语句表示输入输出电压关系,例如 $EXPR=f(\%IN+, \%IN-)$;而 $@(id)$ 用来定义标识符 id。

等式右端为传递函数,此例中:

$$XFORM=137/(s+27.7)$$

(2) 表函数

ETABLE 的模板(Template)为

$$E^{\wedge}@REFDES \%OUT+ \%OUT- TABLE \{ @EXPR \} \backslash n+ (@TABLE)$$

其中, $\backslash n+$ 为换行符; $EXPR=V(\%IN+, \%IN-)$ 为输入输出关系表达式; $TABLE = (-1, -10) (-0.001, -10) (0.001, 10) (1, 10)$ 实际上定义了一个折线,如图 2-24 所示。

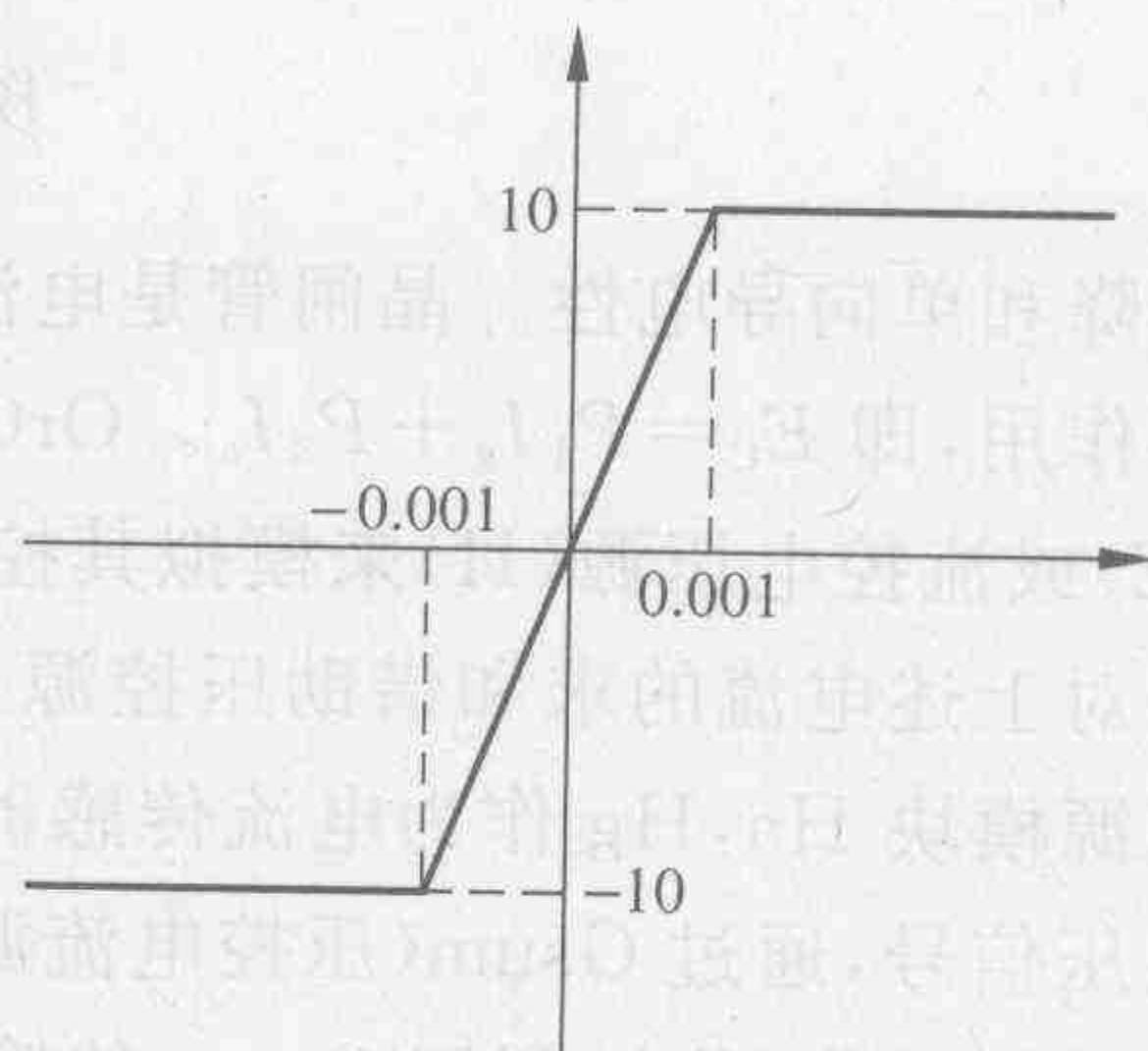


图 2-24 表函数曲线

(3) 表达式函数

VALUE 的模板为

$$E^{\wedge}@REFDES \%OUT+ \%OUT- VALUE \{ @EXPR \}$$

表达式

$$EXPR=\{V(\%IN+)*\sin(6.28*V(\%IN-)*TIME+6.28/3)\}$$

实际上定义了一个正弦函数

$$Vo=Vm*\sin(6.28*f*t+6.28/3)$$

其中,幅值 V_m 为连接到器件输入正端(IN+)的电压;频率 f 为连接到器件输入负端(IN-)的电压。

下面以晶闸管为例,说明如何利用行为模型进行建模。

1. 行为模型

晶闸管的主要行为可以描述如下:

① 在晶闸管处于正向偏置条件下,当门极加上一定的正偏置触发信号时,晶闸管即可以迅速开通——触发导通。

② 晶闸管导通后,当阳极电流在一定的维持电流 I_H 以上时,即使门极触发信号被解除,也可以维持导通——锁定功能。

③ 当器件处于反向偏置,或阳极电流小于一定值时,器件将被关断——自然关断。

图 2-25 为一个典型的晶闸管功能模型。

在上述模型中,压控开关 S1 用来模拟晶闸管的开关动作,二极管 D1 模拟器件的饱和

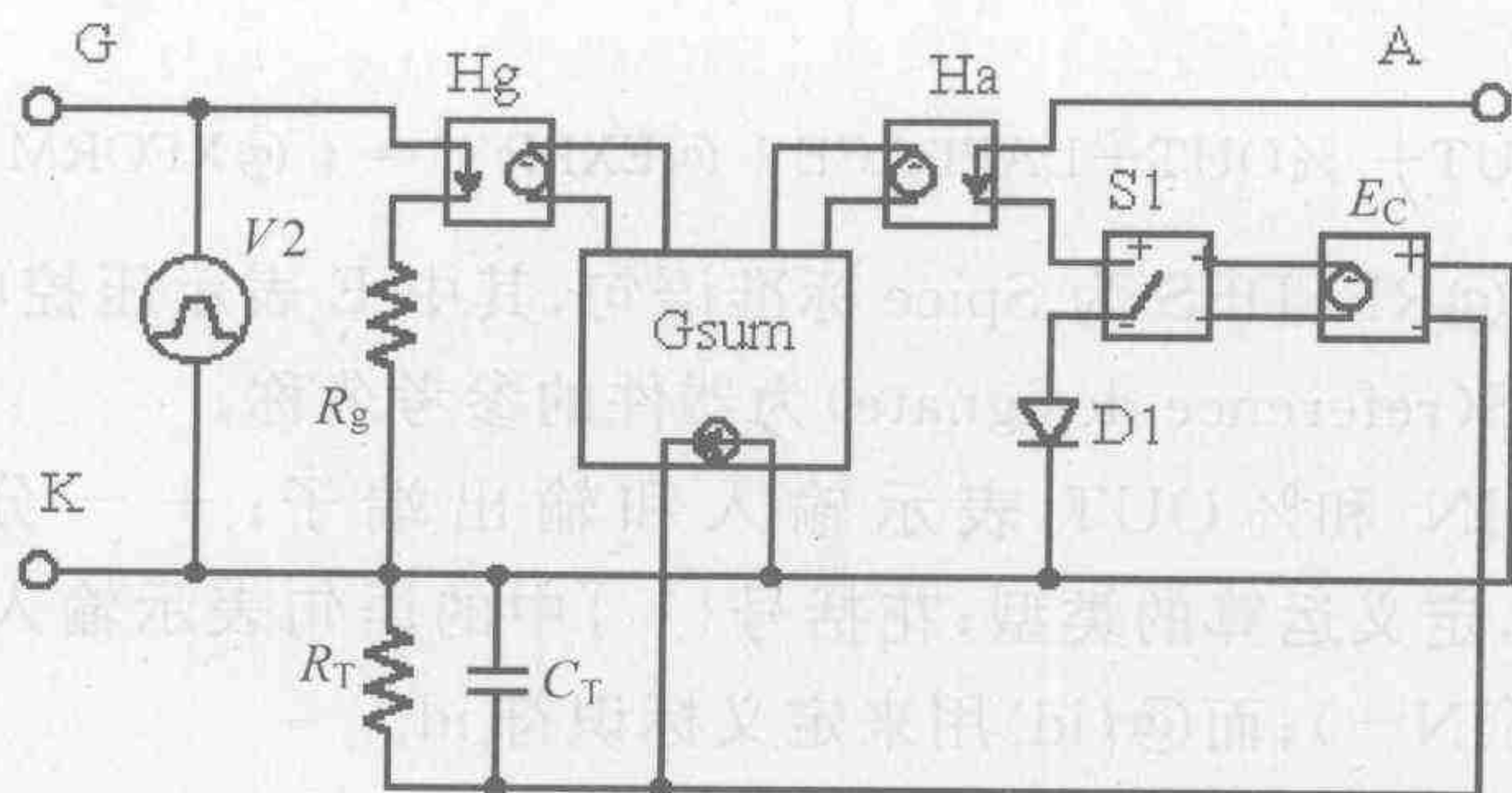


图 2-25 晶闸管简化功能模型

压降和单向导电性。晶闸管是电流控制元件,其开关动作取决于门极电流和阳极电流的共同作用,即 $E_c = P_1 I_g + P_2 I_a$ 。OrCAD 中既有压控开关也有流控开关,因此使用压控电压源(E)或流控电压源(H)来模拟其控制均可。但由于 OrCAD 中流控源模型只有一个输入,所以对上述电流的求和借助压控源来实现更方便。在图 2-25 的晶闸管模型中用两个流控电压源模块 Ha, Hg 作为电流传感器,分别将阳极电流 I_a 和门极电流 I_g 转换成与其成正比的电压信号,通过 Gsum(压控电流源)求和后输出,三者一起实现一种流控电流源的功能。为了模拟动作延时,利用 Gsum 的输出电流对 RC 网络充电,在电阻两端形成一个迅速上升的电压,该电压作为压控电压源 E_c 的输入,控制压控开关的动作。

(1) 导通过程

① 当 $V_g = (V2) > 0$ 时

$$I_g = V_g / R_g$$

其中 R_g 为门极电阻,可以定义为 $0.75 / I_g$ 。

② 由于该开关是电流控制的,故使用流控电压源来模拟,即 Gsum 的输出电流 I 为

$$I = P_1 I_g + P_2 I_a$$

式中, P_1 与 P_2 为两个权重系数,分别表示门极电流和阳极电流对器件开关动作的影响程度。由于门极电流对开关动作具有更大的影响,故取 $P_1 = 50, P_2 = 11$ 。电流源 I 用以对电容 C 充电。在电阻 R_T 两端形成一个迅速上升的电压:

$$u_R = \frac{R_T}{s \cdot C \cdot R_T + 1} I$$

该电压也即是压控电压源模块的输入电压。

③ 压控开关 S1 由电阻 R_T 两端的电压控制;为模拟晶闸管特性,开关 S1 的通态电阻取 $R_{on} = 0.01 \Omega$,关断电阻取 $R_{off} = 10^6 \Omega$;开关控制电压取 $V_{on} = 0.5 \text{ V}, V_{off} = 0 \text{ V}$ 。这使得当 u_R 大于 0.5 V 时, S1 导通。当电压在 $0 \sim 0.5 \text{ V}$ 之间时,电阻为外加电压的函数,开关过程中不会引起开关两端电压突变。

当晶闸管处于正偏置时,若没有触发信号,即 $I_g = 0$ 时, $I_a = 0, u_R = 0$,器件关断, $R_{off} = 10^6 \Omega$,仅流过漏电流。当 $V_g > 0, I_g > 0$ 时,电流源 $I = 50 I_g$,电流迅速上升,从而使电压 u_R 上升,开关 S1 的电阻 R_s 下降,并导致 I_a 上升; I_a 的上升进一步导致电流源电流 I 上升,从而使得电阻 R_T 两端的电压进一步上升,开关 S1 的电阻进一步下降, I_a 进一步上升,即形成一个正反馈过程,使得开关电阻 R_s 迅速下降,而通过开关 S1 (即晶闸管) 的电流 $I_a =$

$\frac{E_A - V_D}{R_S}$ 迅速上升；直至 $u_R = 0.5 \text{ V}$, R_S 达到通态值为止，相当于器件达到饱和，从而实现了晶闸管的第一条行为——触发导通。

此时即便撤除触发信号，即 $I_g = 0$ ，但由于 I_a 处于饱和电流，故电流源 $I = P_2 I_a$ 仍能提供足够的充电电流维持器件导通。稳态时电容上的电压不变，故全部电流流经电阻，而电阻和电容上电压将为

$$V_{CT} = u_R = (P_1 I_g + P_2 I_a) R_T$$

因此在 $I_g = 0$ 时为了保证晶闸管开关的导通，若维持电流为 $I_H (= I_a)$ ，取 $P_2 = \frac{V_{CT}}{I_H R_T}$ ，即可保持器件锁定。

(2) 关断过程

因晶闸管关断时门极触发信号 $I_g = 0$ ，故电流源 I 仅取决于阳极电流 I_a 。这个过程主要是通过降低阳极电压来实现的。由于阳极电流 $I_a = \frac{E_A - V_D}{R_S}$ ，故外施电压 E_A 的降低将导致阳极电流的减小，并使电流源 $I = P_2 I_a$ 的电流也随之减小。其结果将使得电容上的稳态电压 $V_{CT} = IR_T$ 也随之减小，该过程同样是一个正反馈的过程。当 V_{CT} 小于 V_{on} 之后，开关电阻 R_S 将进一步急剧上升。该正反馈过程的进行直至 $V_{CT} = V_{off}$ ，器件完全关断为止。

另外一个更为简单的晶闸管直流开关模型，可以用一个与二极管串联的压控或流控开关来实现，这里就不进行讨论了。

上述模型是一个十分典型的根据晶闸管工作原理建立的子电路功能性模型。值得注意的是，该模型基本不涉及晶闸管本身的参数，仅是对其工作过程，即单向受控开关功能的模拟。

在以理想开关模拟电力电子器件的软件中，往往对各种开关器件（开关器件的统一模型见图 2-26）均用类似的模型来模拟，典型的一个例子是在 PSCAD 中从不可控器件到全控器件，如二极管、晶闸管、VDMOS、IGBT 等均用一个理想开关和一个外加的吸收回路模拟，其不同仅在于特性曲线如图 2-27 所示。模型中正向和反向特性曲线的斜率取决于通态电阻 R_{on} 和断态电阻 R_{off} ，特性曲线的交点为正向压降 $EFVD$ 。模型中忽略了器件的正向和反向恢复过程。对于二极管，特性曲线如图 2-27(a) 所示，当外加电压大于 $EFVD$ 时，导通；而当电流过零时，关断。对于半可控器件晶闸管（如晶闸管），特性曲线如图 2-27(b) 所示。当外加电压大于 $EFVD$ ，且触发脉冲 $IPUL$ 为 1 时，触发导通；当外加电压大于 $EFVD$ ，且维持时间大于器件开通时间时，器件锁定，维持导通；当外加正向电压大于正向击穿电压 EBO 时，器件被击穿；而当器件电流降到 0 时关断。全控器件 VDMOS 和 IGBT 在 PSCAD 中采用了相同的模型，其特性曲线如图 2-27(c) 所示，显然与晶闸管模型十分相似。由于器件可控关断，所以当器件处于正向偏置，输入控制信号 $IPUL = 1$ 时，器件开通； $IPUL = 2$ 时，器件关断。除了不能模拟器件的存储效应等动态过程外，上述模型可以相当好地给出装置的仿真结果。

2. 外特性模拟

晶闸管开通工作的典型波形如图 2-28 所示，显然上述简化的开关模型难以对该波形的

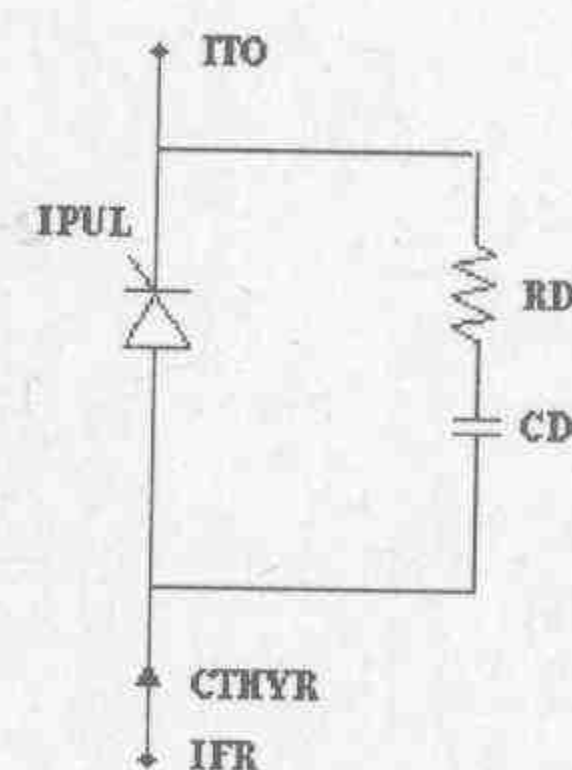


图 2-26 开关器件的统一模型

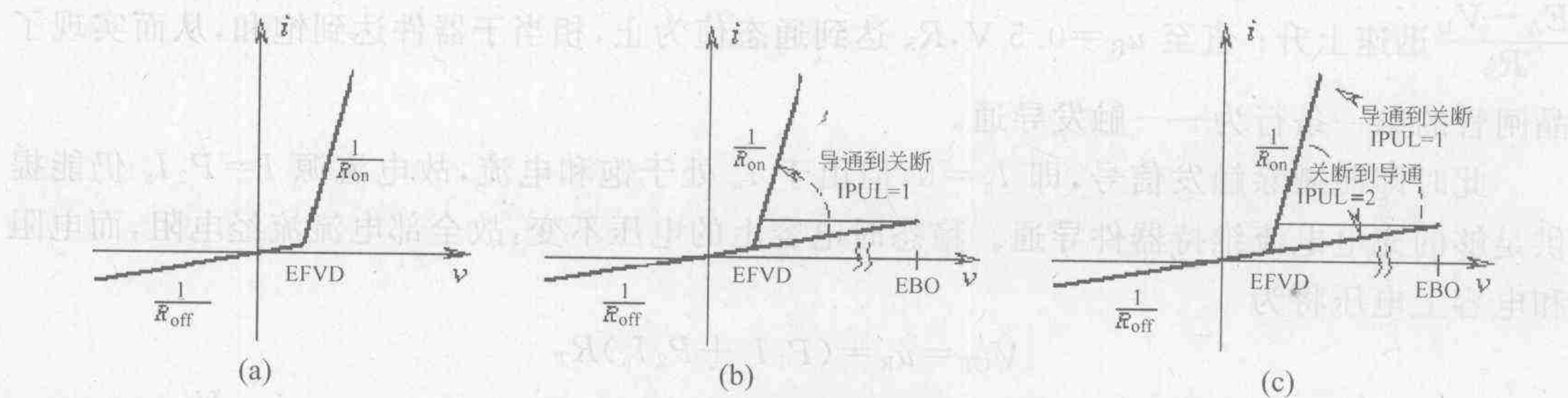


图 2-27 PSCAD 不同开关器件模型的电压-电流特性曲线

细部加以描述。为了解决这一问题, PSpice 在其 Thyristor.lib 子库中提供了一个利用子电路来模拟晶闸管输入输出特性的宏模型。实践证明, 采用其他方法建立的晶闸管模型在仿真中往往速度非常缓慢, 并且计算稳定性差, 容易发散; 而该宏模型尽管同样以受控开关模拟晶闸管主电路, 但是由于它引入了一系列的子电路对厂家提供的晶闸管参数进行详细的模拟, 所以可以比实际的晶闸管做更为精确的模拟。

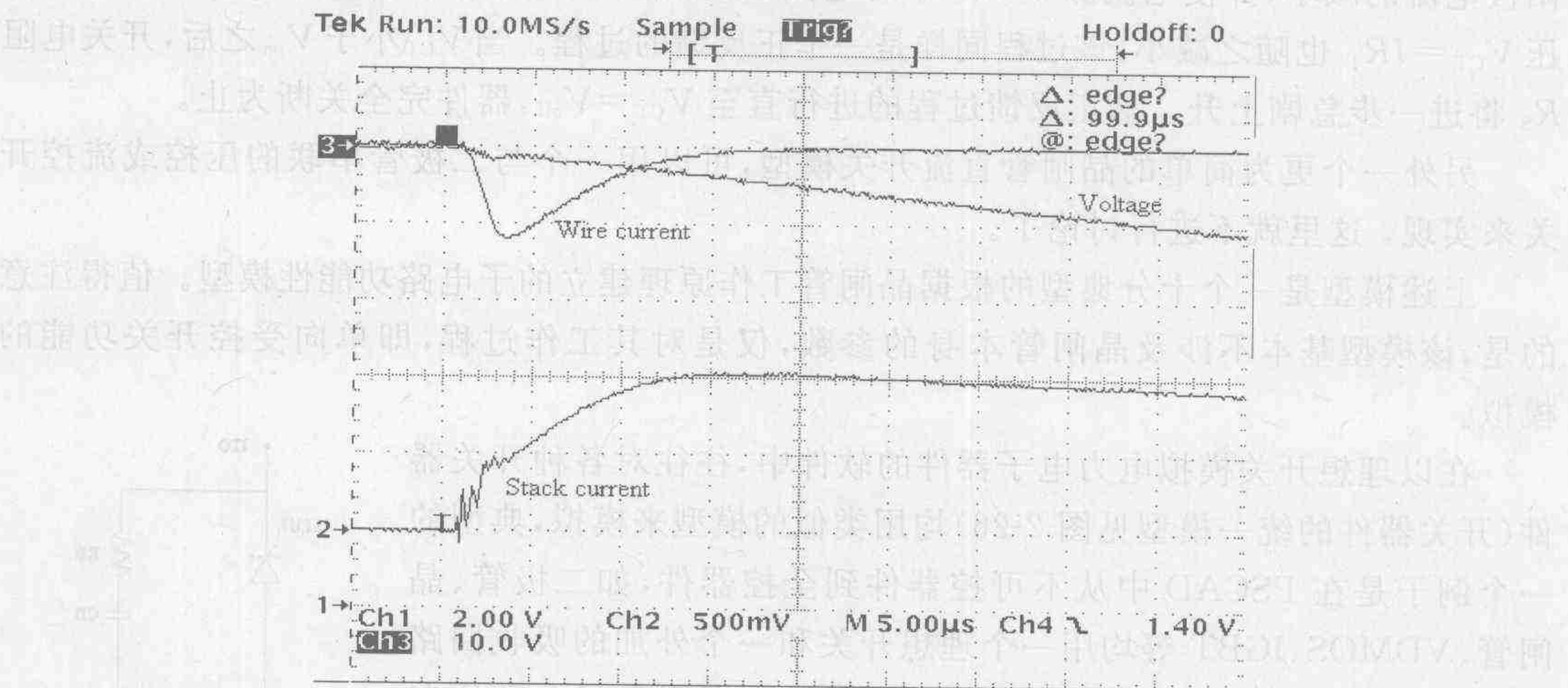


图 2-28 大功率晶闸管实际开通过程

在 PSpice 的晶闸管库中器件所采用的参数是从厂家提供的相应器件的性能参数中提取的, 并且尽可能采用“典型”参数。在没有典型参数的情况下, 库中器件的参数则利用相应的最小或最大值, 但此时将加以说明。模型使用的参数基本上是制造商通常提供的常规参数, 包括:

- Vdrm: 断态正向重复峰值电压;
- Vrrm: 反向重复峰值电压;
- Idrm: 断态重复平均电流;
- Ih: 维持电流;
- dVdt: 断态临界电压上升率 dV/dt ;
- Igt: 门极触发电流;
- Vgt: 门极触发电压;

V_{tm} : 通态峰值压降;

I_{tm} : 通态平均电流;

T_{on} : 开通时间;

T_{off} : 关断时间。

下面将以晶闸管为例对上述参数的提取过程分别加以讨论。

1) 主电路

* Main conduction path

Scr anode anode0 control 0 Vswitch;controlled switch

主电路中的 Scr 为压控开关,用以模拟晶闸管,其特性由下述语句描述:

.MODEL Vswitch vswitch

+ (Ron = {(Vtm-0.7)/Itm}, Roff = {Vdrm * Vdrm/(Vtm * Ih)},

+ Von = 5.0, Voff = 1.5)

开通电压为 5 V, 关断电压为 1.5 V。通态电阻由器件的通态压降除以器件中的电流来模拟。由于模型用开关与一个描述单向导电的二极管相串联,故语句中减去一个管压降 0.7 V。断态电阻由二极管反向特性来定义。

Dak1 anode0 anode2 Dakfwd off; Scr is initially off

Dka cathode anode0 Dkarev off

VIak anode2 cathode (以电压源模拟电流传感器)

主电路中的二极管 Dak1 用以模拟晶闸管的单向导通特性,Dka 则模拟晶闸管的反向漏电流。

Dbreak anode break1 Dbreak

Dbreak2 cathode break1 Dseries

两个反串联的二极管用以模拟反向击穿特性,其中 Dka 的反向击穿电压为

$$BV = \{1.1 \sim 1.25\} * V_{rm}$$

以上晶闸管主电路部分如图 2-29 中间部分所示。

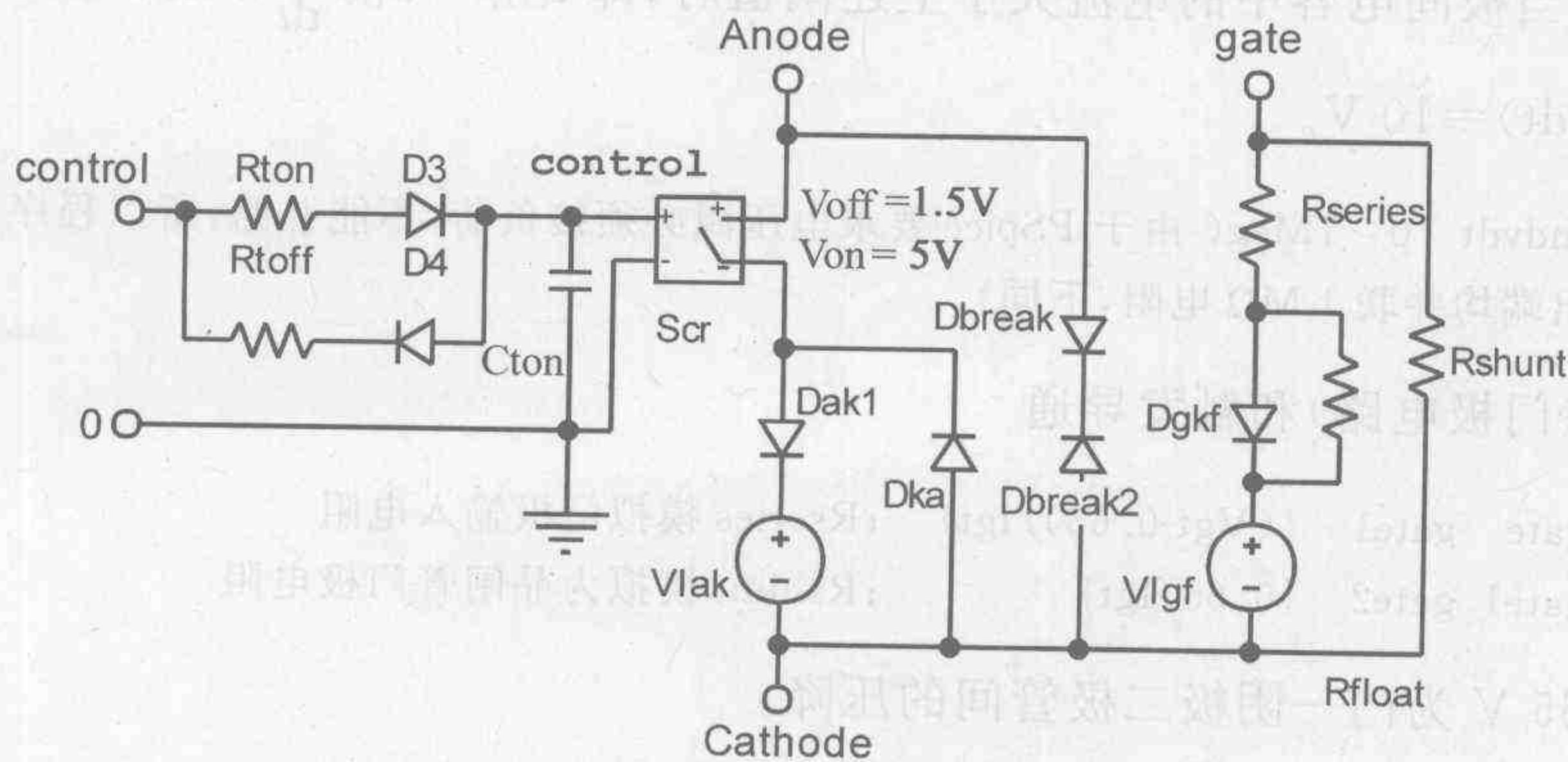


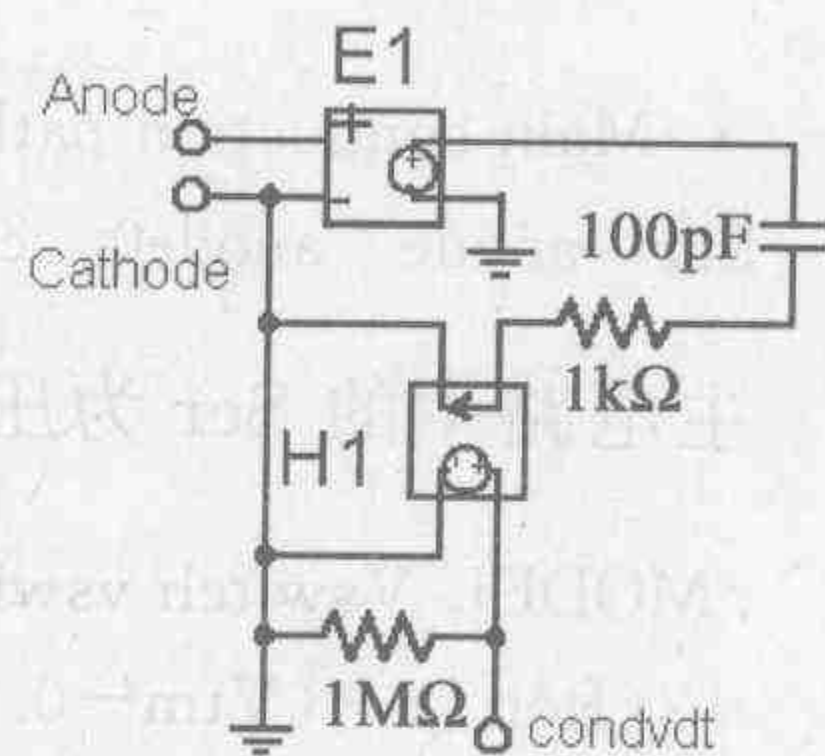
图 2-29 晶闸管模型主电路

2) 晶闸管导通控制

晶闸管的正向导通存在 3 种可能：当电压上升率 $\frac{dV}{dt}$ 过高时，引起导通；当正向偏置时，门极触发导通；锁定导通。下面分别讨论它们的建模。

(1) $dVdt$ Turn-on ($\frac{dV}{dt}$ 导通)

晶闸管为由四层半导体构成的具有 3 个结的器件，各个结均存在电容。结上承受的电压改变将导致相应的电容中产生充电电流 $i_c = C_j \frac{dV}{dt}$ ，相当于阳极电流增加。当 $\frac{dV}{dt}$ 过大时可能引起阳极电流过大，而使晶闸管误导通。为了模拟 $\frac{dV}{dt}$ 导通的过程引用了一个辅助电路，如图 2-30 所示，其中 E1 为受控源，用自由格式语言描述如下：

图 2-30 dV/dt 导通模拟

```
Emon dvdt0 0 TABLE {v(anode,cathode)} (0 0) (2000 2000)}
```

Emon 为 E1 的输出电压，它与晶闸管的正向偏置电压在 0~2000 V 之间成正比。

```
Cdvdv dvdt0 dvdt1 100pfd ;displacement current,模拟结间电容
Rdlay dvdt1 dvdt2 1k
Vdvdv dvdt2 cathod—e DC 0.0(以负极电压为零的电压源作电流互感器)
```

稳态时晶闸管的阳极(A)和阴极(C)之间的电压 $v(\text{anode}, \text{cathode})$ 为常量，故 Emon 为常量，电容中流过的电流 $i_{cov} = 0$ ；但当 Emon 改变时，会引起 $i_{cov} = C \frac{dV}{dt}$ 的变化，该电流的变化将相应地引起 S_{cr} 控制电压 Edvdt 的变化，模型中用受控电压源 H1 进行模拟：

```
Edvdt condvdt 0 TABLE {i(vdVdt)-100p * dVdt} (0 0) (.1m 10)
```

其中，100 p 为假定的结间电容， $dVdt$ 为晶闸管 $\frac{dV}{dt}$ 的极限值，二者之积即为晶闸管 $\frac{dV}{dt}$ 触发电流的阈值。当极间电容中的电流大于上述阈值时，即 $i_{cov} = C_{DV} \frac{dV}{dt} \gg 0.1 \text{ mA}$ ，输出的控制电压 $V(\text{condvdt}) = 10 \text{ V}$ 。

```
Rdvdv condvdt 0 1Meg( 由于 PSpice 要求电压源必须接负荷,不能开路,所以程序中所有受控电
```

压源的输出端均并联 1 MΩ 电阻,下同)

(2) gate(门极电路)和触发导通

```
Rseries gate gatel {(Vgt-0.65)/Igt} ;Rseries 模拟门极输入电阻
Rshunt gatel gate2 {0.65/Igt} ;Rshunt 模拟为晶闸管门极电阻
```

其中，0.65 V 为门—阴极二极管间的压降。

```
Dgkf gatel gate2 Dgk ;二极管 Dgkf 用于模拟输入特性的非线性。
```

```
VIgf gate2 cathode ;电流传感器
```

```
Rfloat gate cathode 1e10 ;是辅助电阻,用于使门极与阴极相连,防止门极电路浮地。
```


上述门极电路见图 2-31。

晶闸管的触发导通要满足两个条件：一是触发电流 I_g 达到额定触发电流 I_{gt} ；二是晶闸管必须处于正向偏置。程序中用两个语句进行描述：

```
Egate1 gate4 0 TABLE {i(VIgf)-0.95*Igt} (0 0) (1 m 10)
```

上句对触发条件进行了描述，即一旦流过电流传感器 $VIgf$ 的电流大于额定门极触发电流时， $I_g - 0.95 * I_{gt} > 1 \text{ mA}$ ，满足触发条件。此时，受控电压源将产生 10 V 的控制电压，表示满足门极触发导通条件。 0.95 模拟器件门极特性的分散性。

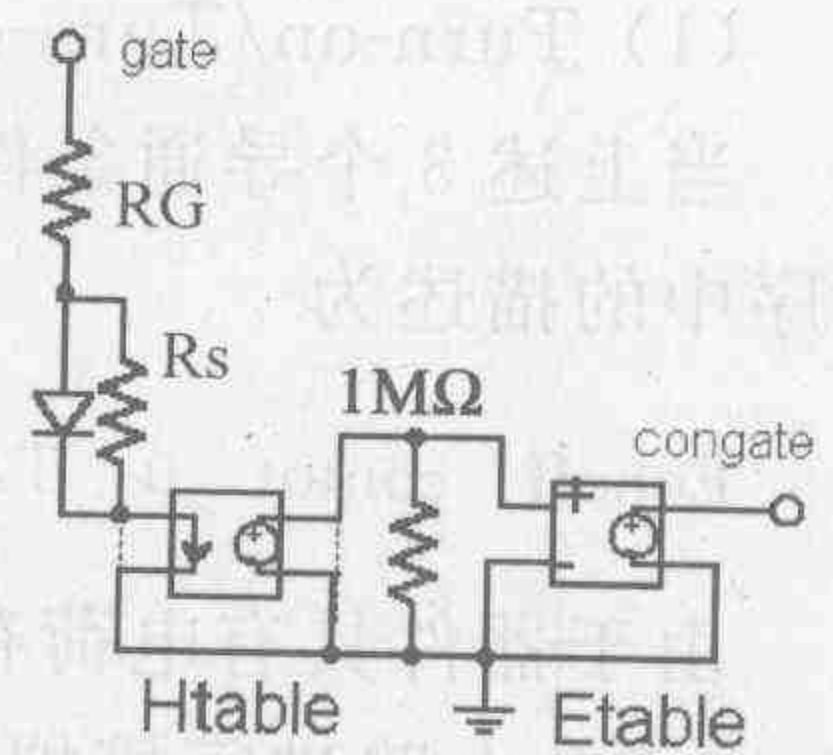


图 2-31 门极触发导通

仅具有门极控制信号并不能保证晶闸管导通，还要求晶闸管处于正向偏置。故引入一个由两个输入电压控制的非线性压控电压源 $Egon1$ 来产生控制信号。即当 $V(A,k) > 0$ 晶闸管正偏，同时 $V(\text{gate4}) > 0$ ，即门极触发电流 I_g 大于 I_{gt} 时，满足门极触发导通条件，从而晶闸管发出 10 V 的门极控制电压信号 $V_{congate}$ 。

```
Rgate1 gate4 0 1meg
```

```
Egon1 congate0 TABLE {v(gate4)*v(anode,cathode)} (0 0) (10 10)
```

```
Rgon1 congate0 1meg
```

(3) Main Turn-on (锁定导通)

晶闸管阳极电流大于维持电流 I_h 时，即使除去门极触发信号，晶闸管也能维持导通。在 PSpice 中利用如图 2-32 所示电路实现。

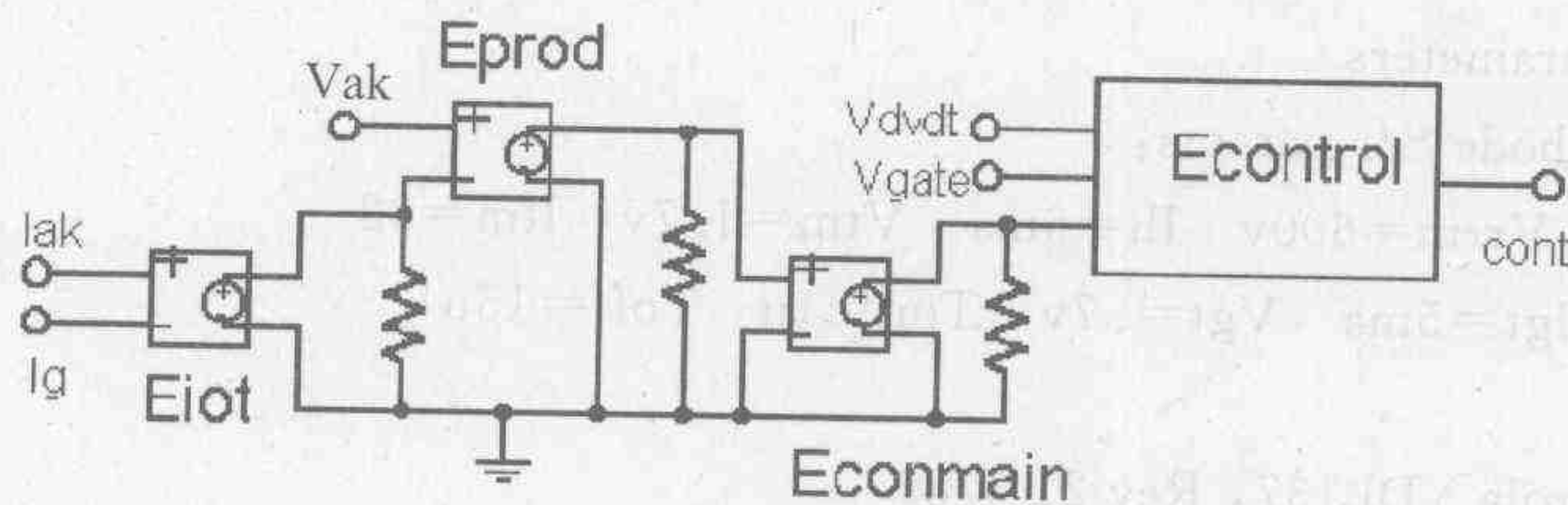


图 2-32 锁定导通控制子电路

```
EItot Itot 0 TABLE {i(VIak)+5E-5*i(VIgf)/Igt} (0 0) (2000 2000)
```

```
RIItot Itot 0 1meg
```

即中间控制电压 $EItot$ 与晶闸管阳极电流 I_{ak} 及门极触发电流 I_g 的和成正比。

```
Eprod prod 0 TABLE {v(anode,cathode)*v(Itot)} (0 0) (1 1)
```

```
Rprod prod 0 1meg
```

```
Elin conmain 0 TABLE {10*(v(prod)-(Vtm*Ih))/(Vtm*Ih)} (0 0) (2 10)
```

```
Rlin conmain 0 1meg
```

晶闸管的锁定导通不仅需要正向偏置电压，还需阳极电流与门极电流之和达到一定数值才能实现。之所以引入中间电压变量 $EItot$ 是因为较低版本的 PSpice 中受控源 $Eprod$ 的输入信号必须均是电压或是电流。此时导通条件 $Elin$ 可以描述为，当功率大于维持器件导通时的最小功率损耗 ($V_{tm} * I_h$) 的 1.2 倍以上时，电路输出才能满足锁定导通所需的控制电压。

3) 主电路开关控制

(1) Turn-on/Turn-off control (开通和关断控制)

当上述 3 个导通条件任一被满足时,即可输出 10 V 的主开关 Scr 的控制电压 Eonoff。程序中的描述为

```
Eonoff contot 0 TABLE{V(congate)+V(conmain)+V(condvdt)} (0 0) (10 10)
```

由于器件具有电荷存储效应,故导通与关断均存在一定的延时,电路如图 2-29 左部所示,以 RC 电路进行模拟。

(2) Turn-on/Turn-off delays (开通关断延时)

```
Rton contot dlay1 825
```

```
Dton dlay1 control Delay
```

```
Rtoff contot dlay2 {290* Toff/Ton}
```

```
Dtoff control dlay2 Delay
```

```
Cton control 0 {Ton/454}
```

晶闸管导通时,经 Rton 对 Cton 的充电时间常数 $T_{on}=1.8T_{on}$,使晶闸管的开通有延时。关断时则经 Roff 放电,时间常数为 $T_{off}=290/454T_{off}$ 。晶闸管的主开关 Scr 的开通电压 $V_{on}=5.0\text{ V}$,关断电压 $V_{off}=1.5\text{ V}$ 。当电压上升达到开通值 V_{on} 和下降至关断值 V_{off} 时,器件即自行开通或关断。

下面为库中一个晶闸管的标准参数赋值方法:

```
.subckt 2N6404 anode gate cathode
```

```
* Min and Max parameters
```

```
X1 anode gate cathode Scr params:
```

```
+ Vdrm=600v Vrrm=600v Ih=6ma Vtm=1.7v Itm=32
```

```
+ dVdt=50e6 Igt=5ma Vgt=.7v Ton=1u Toff=15u
```

```
+ Idrm=10u
```

```
* 90-5-18 Motorola DL137, Rev 2, 3/89
```

```
.ends
```

```
* $
```

实践证明上述子电路模型可以对晶闸管做出满意的仿真,其建模原则实际上可以用于对各种器件的建模。应当指出,该晶闸管的建模是根据器件在室温条件下的参数建立的,并且没有考虑器件性能随工作温度的变化。由于厂家提供的反向重复峰值电压 V_{drm} 仅在一定温度范围内存在,而 dV_{dt} 和 T_{off} 等参数是在 $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ 时测出的结果,所以相对于室温的运行条件,上述参数将给出保守的结果。根据输入输出特性的建模方法可以根据器件参数给出相当好的模拟结果,可以应用于对绝大部分器件的建模中。

利用晶闸管模型 2N6404 构成的单相整流桥的仿真原理图和响应曲线分别如图 2-33 和图 2-34 所示,仿真结果表明上述晶闸管模型可以给出满足用户精度要求的仿真结果。

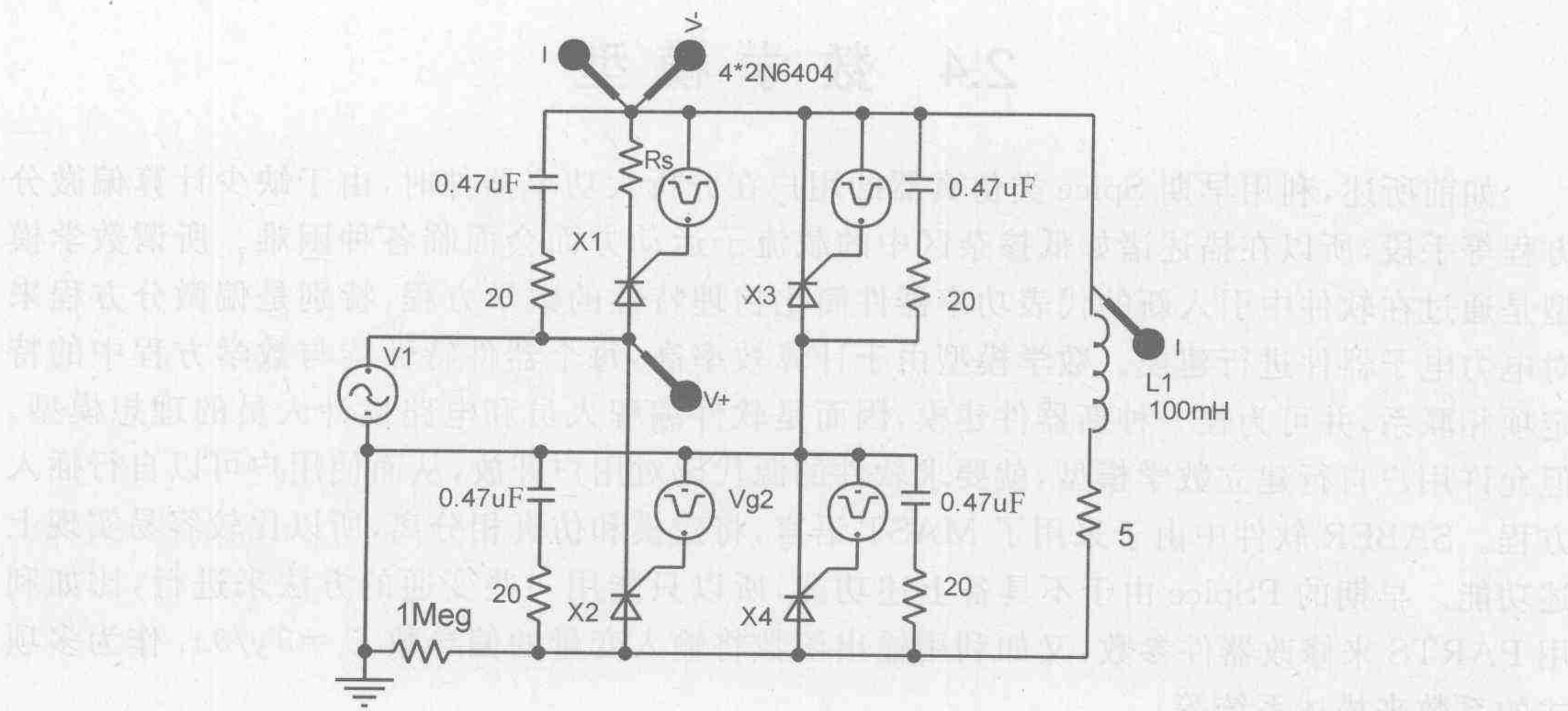
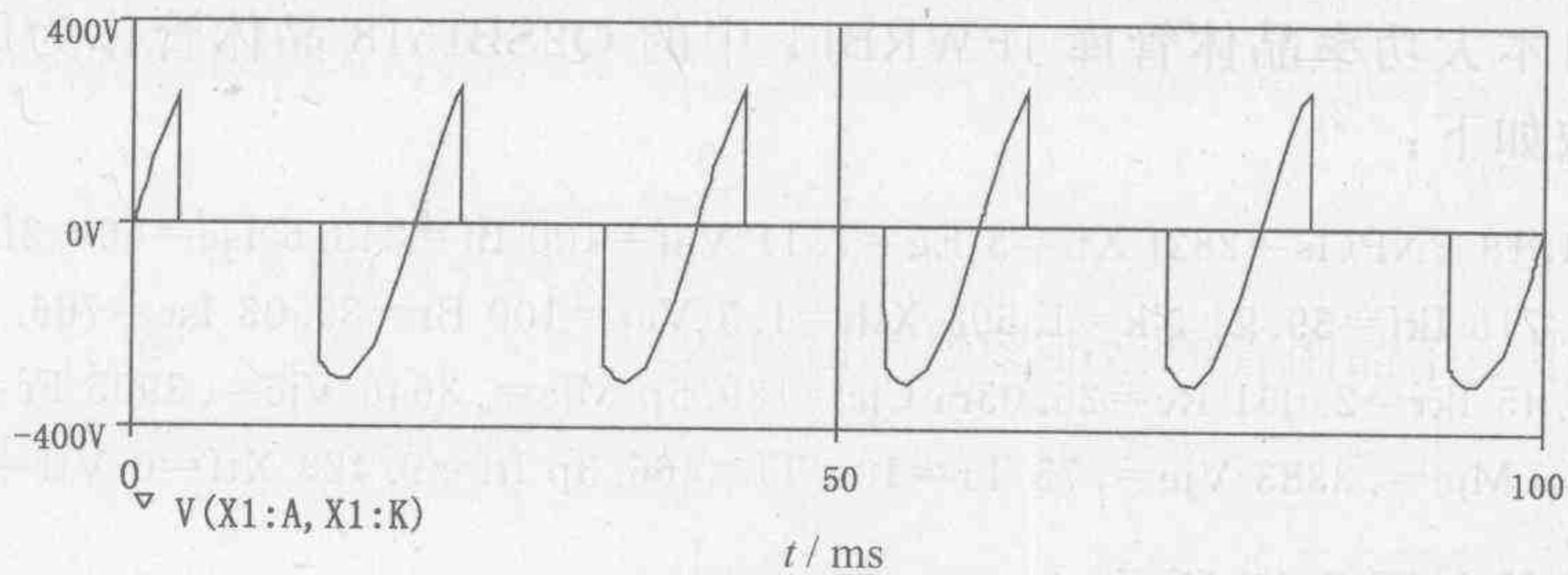
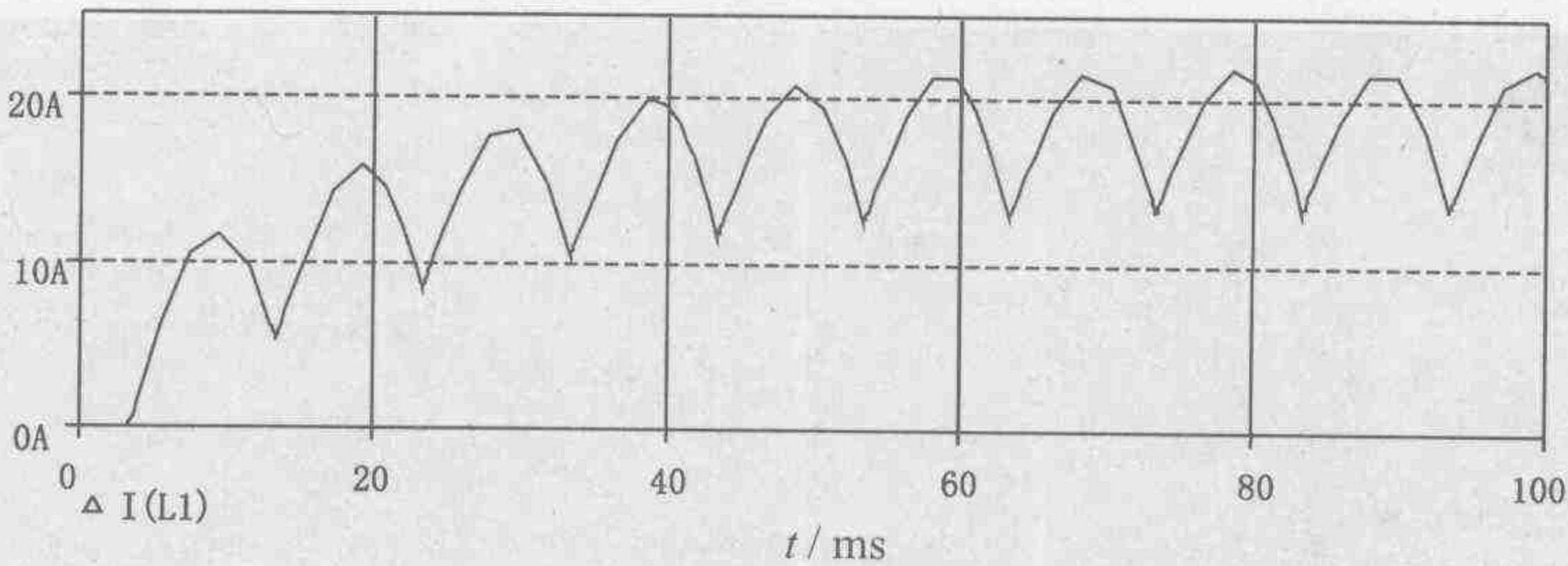


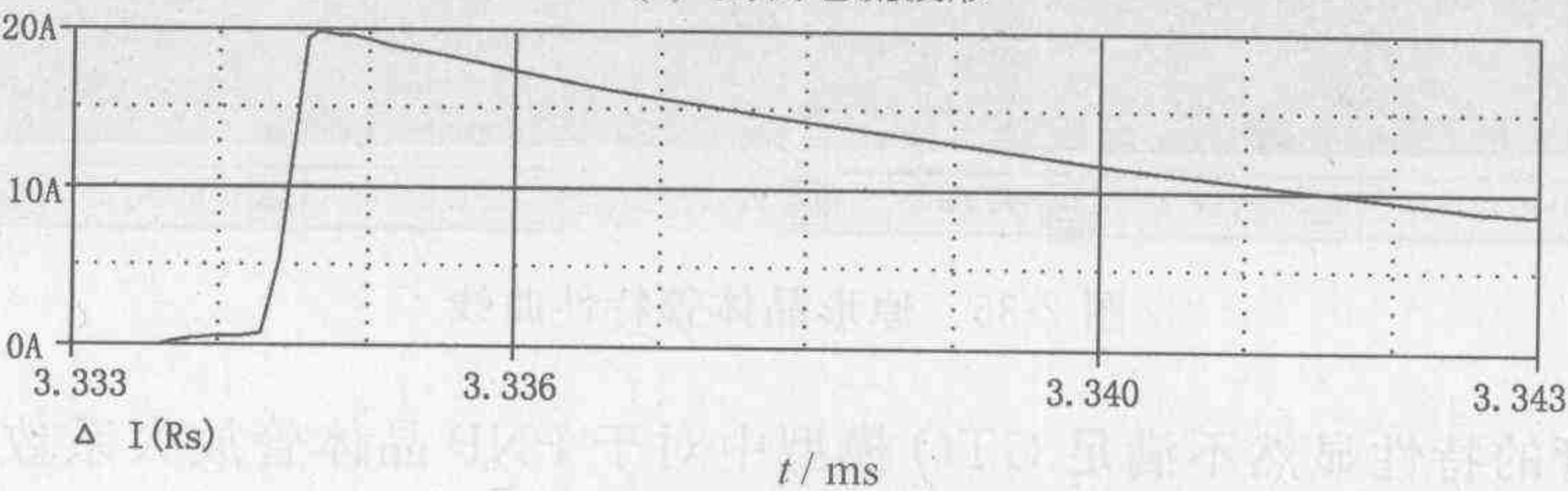
图 2-33 单相晶闸管全控整流桥原理图



(a) 晶闸管 X1 两端电压波形



(b) 负载电流波形



(c) 开通电流的细部

图 2-34 单相晶闸管全控整流桥仿真结果

2.4 数学模型

如前所述,利用早期 Spice 类仿真器的用户在分析大功率器件时,由于缺少计算偏微分方程等手段,所以在描述诸如低掺杂区中的载流子运动方面会面临各种困难。所谓数学模型是通过在软件中引入新的代表功率器件简化物理特性的数学方程,特别是偏微分方程来对电力电子器件进行建模。数学模型由于计算效率高,每个器件特性均与数学方程中的特定项相联系,并可为任一种新器件建模,因而是软件编程人员和电路设计人员的理想模型。但允许用户自行建立数学模型,就要求软件的源代码对用户开放,从而使用户可以自行插入方程。SABER 软件中由于采用了 MAST 语言,将建模和仿真相分离,所以比较容易实现上述功能。早期的 PSpice 由于不具备上述功能,所以只能用一些变通的方法来进行,比如利用 PARTS 来修改器件参数,又如利用输出函数将输入变量的偏导数 $C_i = \partial y / \partial x_i$ 作为多项式的系数来描述系统等。

下面以图 2-11 GTO 模型中所用的 PNP 晶体管模型为例,说明如何利用 OrCAD 中模型编译器(MODEL EDITOR)建立新器件模型。为了建立晶闸管模型,首先选用大功率晶体管模型中的日本大功率晶体管库 JPWRBJT 中的 Q2SB1518 晶体管作为原型进行建模。原型器件的参数如下:

```
.model Q2sb1518 PNP(Is=282f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=243.6 Ise=569.3f
+ Ne=1.716 Ikf=39.94 Nk=1.698 Xtb=1.5 Var=100 Br=89.03 Isc=766.4f
+ Nc=1.45 Ikr=2.061 Rc=26.03m Cjc=189.5p Mjc=.3646 Vjc=.3905 Fc=.5
+ Cje=5p Mje=.3333 Vje=.75 Tr=10n Tf=466.3p Itf=9.428 Xtf=0 Vtf=10)
```

所对应的特性曲线如图 2-35 所示。

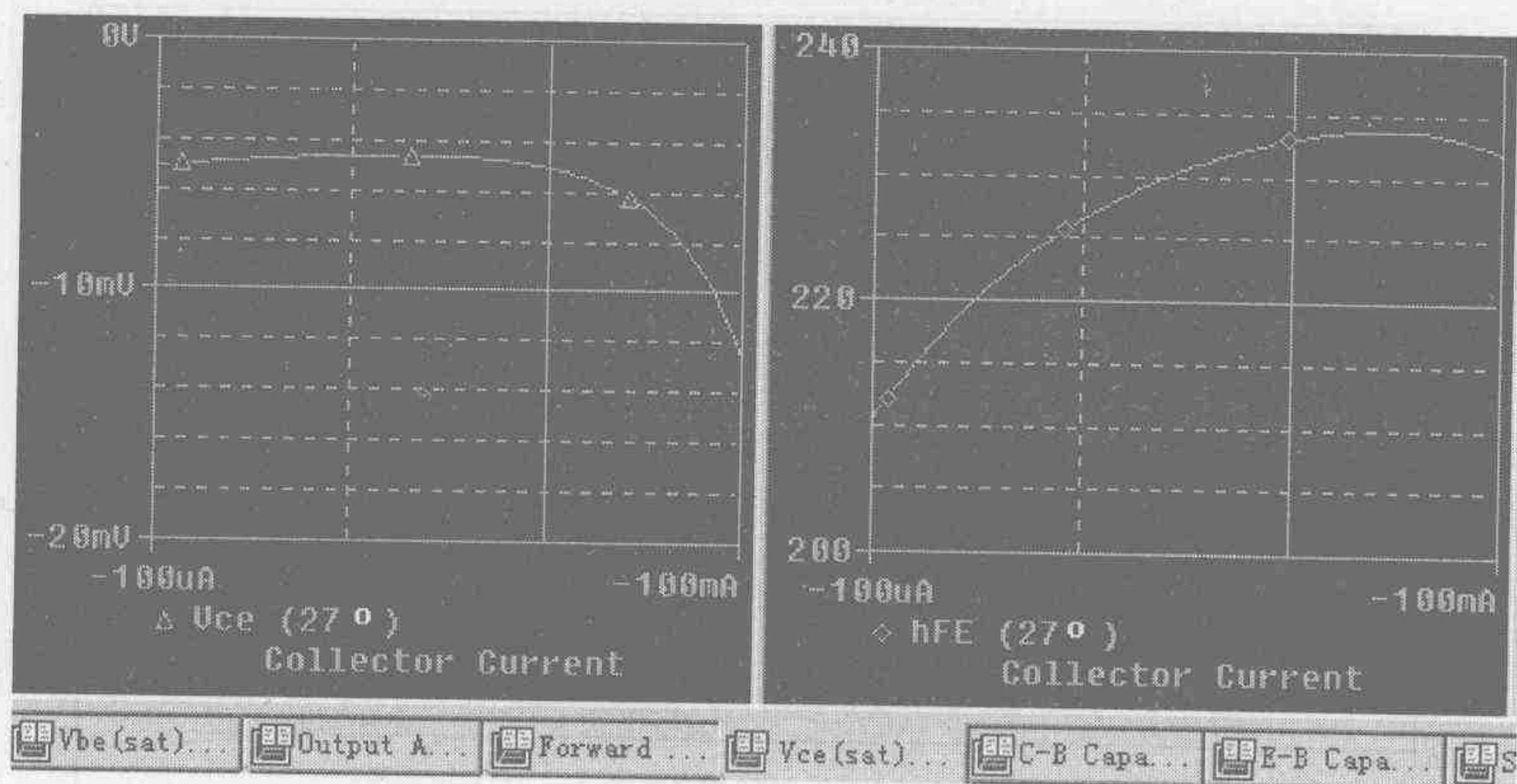


图 2-35 原形晶体管特性曲线

原型晶体管的特性显然不满足 GTO 模型中对于 PNP 晶体管放大系数要小,以保证不会进入深度饱和的要求,根据模型要求将参数修改如下:

```
.model Q2sb1518 PNP(Is=100f Bf=0.16 Ne=1.5
+ Br=1 Isc=0 Nc=2
+ Ikr=2.061 Rc=0 Cjc=189.5p Mjc=.3646 Vjc=.3905 Fc=.5 Cje=5p
+ Mje=.3333 Vje=.75 Tr=0 Tf=0.1u)
```


此时对应的晶体管参数也发生了变化,不仅满足了关断的要求,同时保证了器件的管压降处于合理的范围。

图 2-36 所示的仿真结果表明,上述改进为 GTO 的正确建模创造了条件。模型编译器为用户在 OrCAD 中自定义模型提供了一个有力的工具。

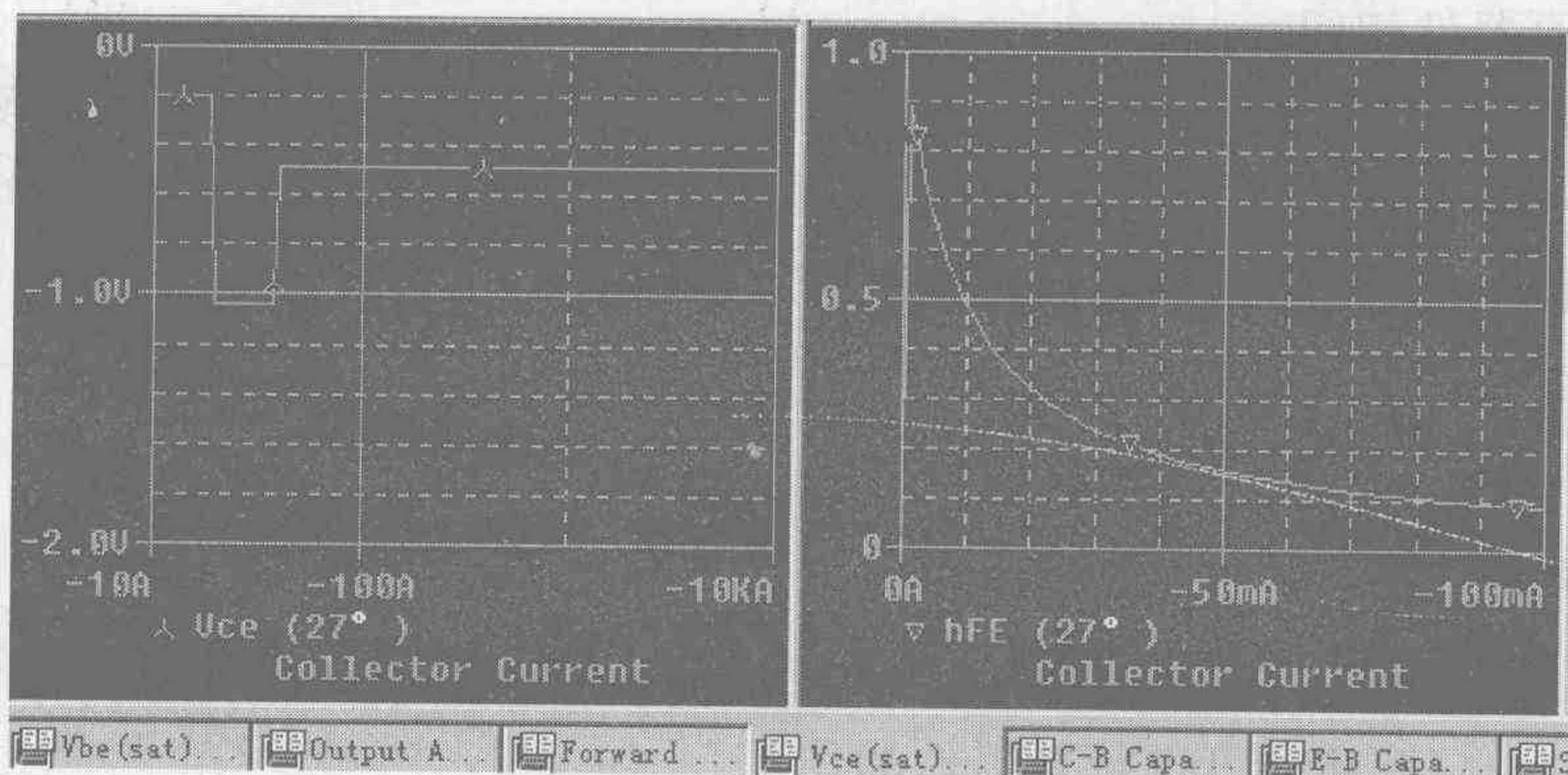


图 2-36 改造后的晶体管特性曲线

为了支持用户对已有的内建半导体模型进行修改,从而建立用户自己的自定义模型或具有自主知识产权的模型,新版的 OrCAD 提供了一个称为“器件方程”(DEVEQ—DEVICE EQUATIONS)的选项。该选项作为一个独立的软件包包括 OrCAD 中基于 C++ 环境的半导体器件模型子程序的源代码,用户若需修改或扩展上述模型,需要取得相应的许可证。

以 MOSFET 器件为例,其对应的器件方程包括一个描述输入输出的头文件 M.H 和主程序 MOS.CPP 等文件。其中 M.H 文件主要包括描述 MOS 晶体管结构和连接信息的器件结构定义(struct m_)和通常利用 .Model 语句进行描述的器件参数信息的模型结构定义(struct M_)两部分。除了必须对器件的内部结构拓扑加以修改外,通常建模时不要对器件结构定义 struct m_进行修改。如果必须修改,为了不破坏原程序,所作修改也应放在该部分的末尾。

在模型结构定义的下部有一个“关联宏”(ASSOCIATE)区,各个器件默认的参数名和参数值均在该部分作定义。若需增加参数,可以将参数名加入模型结构定义(M_)部分,并将其值加入数值结构(M_Assoc[])部分。仿真器在读入程序时将会按照上述宏为模型分配内存,并将读入的参数写入 .Model 语句。为了防止误操作,不要更改原程序中的模型参数,而将新的参数在宏的参数表末尾填入,从而在保证按修改后的参数运行的条件下不破坏原程序。通常用户对模型可能进行的修改包括以下几种:

(1) 修改器件参数。此时仅需在关联宏列表中找到参数,然后进行修改即可。同时也可自行添加参数,最好采用 OrCAD 常用的命名格式如 M_wd 等,并同时在模型结构和关联宏两个部分进行修改。

(2) 修改位于器件的类型文件,如 DIODE.C, MOS.C 中的器件方程。模型的源代码是根据器件的物理性质建立的数学模型,它在进行系统分析时是根据器件的参数和端电压计算电路的电流和其他参数的。但应当指出,对上述方程进行修改是一项相当复杂且困难的工作,必须对 Spice 有相当深入的了解才可进行。

(3) 加入新的器件。上述器件方程选项并不允许用户自行加入全新的器件,需要时可以通过一个折中的方法,即通过修改现有器件模型程序来实现。比如,可以通过对二极管方

程的修改来实现同为两端器件的避雷器模型。为了避免对原有二极管参数的影响,可以通过增加一个级(LEVEL)的方法来实现,此时第一级(LEVEL=1)表示常规二极管;第二级(LEVEL=2)表示避雷器。这种方法的限制条件是:①新器件必须套用原器件的名称,例如避雷器由于是由二极管脱胎而来,所以需用D作为器件类型标识;②新器件的输入输出端子数必须和原器件相同。

(4) 改变器件内部的拓扑结构,以适应对器件,特别是分布参数进行更精确的描述。此时需对原器件的导纳矩阵进行修改。此过程涉及编辑头文件,为新矩阵单元分配内存,建立网络连接,设置器件参数,最后建立新的器件方程等。

完成上述步骤之后,建立相应的器件方程动态连接库(device equations DLL)Deveq.dll,并在 PSpice9.ini 文件中插入一行:

```
USE_DEVEQ_MODELS="BDJMQ"
```

其中,B表示 GaAsFET;D表示 Diode;J表示 Junction FET;M表示 MOSFET;Q表示 Bipolar transistor。至此即可进行新器件的仿真。

上述方法的引入使得用户可以直接用编程的方式来建立模型,从而避免了 Spice 类软件的一个大的局限性。OrCAD 的手册对此进行了详细的介绍,有兴趣的读者可以查阅。

应当指出,尽管近年来软件技术得到了迅速发展,但目前还没有一种电路仿真软件可以对采用多元胞结构的大功率器件,如 IGBT, VDMOS, GTO, IGCT 等的分布参数和传输特性进行有效的描述。

器件的建模与仿真作为电力电子电路仿真的基础,对于理解电力电子电路仿真的原理、方法与局限性是十分重要的。仿真结果的可信度取决于采用的器件模型的正确性。由于在对系统进行分析时,精确的器件模型可能会涉及复杂的计算,导致计算时间和资源的加大,所以在一定精度范围内利用行为模型进行仿真可以使模型结构的复杂性明显降低,大大地节约计算机内存和计算时间。

以上较为详细地讨论了对于各种类型的电力电子器件进行建模的基本原理、常用方法和存在问题,读者在对电力电子系统进行仿真时,可以根据需要与可能选择适当的模型。

参 考 文 献

1. 杨华中,汪蕙,刘润生. 模拟集成电流的自动综合方法. 北京:科学出版社,1999
2. 杨晶琦. 电力电子器件原理与设计. 北京:国防工业出版社,1999
3. Lauritzen P O. Power Semiconductor Device Models for Use in Circuit Simulation. IAS Proc., Washington, 1990, 1559~1563
4. Antognetti P, Massobrio G. Semiconductor Device Modeling with Spice. McGraw-Hill, 1988
5. 汪蕙,王志华. 电子电路的计算机辅助分析与设计方法. 北京:清华大学出版社,1996
6. Rashid M H. Spice for Power Electronics and Electric Power. Prentice Hall, Inc., 1993
7. Hefner A R, etc. Instant-IGBT Network Simulation and Transient Analysis Tool. National Institute of Standards and Technology Special Publication SP 400~488, June 1992
8. 刘宝琴等. Altera 可编程逻辑器件及其应用. 北京:清华大学出版社,1995
9. Rashid M H. Power Electronics Handbook. Academic Press, 2001

第3章

电力电子装置的仿真

装置指的是能够独立完成某种特定功能的机构。电力电子系统通常由对电能进行变换的电力电子电路、接受变换后电能的负荷和对电能进行控制的控制系统组成。为了便于讨论这里将电路与负荷作为一个整体统称为装置。在电力电子技术中对装置进行仿真的目的是研究其中基本组成部分之间的相互关系和其自身的开环动、静态特性。装置仿真的重点要集中在作为一个整体的装置的响应过程,而对作为其组成部分的器件在开关瞬间的动态过程的详细分析则置于次要的地位。由于装置仿真将电力电子电路的本质特性——开关非线性作为研究的焦点,所以它在整个电力电子电路的仿真中居于核心位置。

但是,在利用软件对电力电子装置进行仿真时存在如下困难。

1. 电力电子电路的非线性

电力电子电路的非线性首先来源于作为电力电子器件的开关非线性。即便在采用理想开关模型的环境下,电力电子器件的开通和关断也意味着电路拓扑结构的变化,作为变结构系统的电力电子电路其状态方程的周期性变化造成了分析上的困难。而由于上述结构发生变化的时间,即开关动作的时刻,除了取决于外部的控制信号外,还取决于内部的状态(例如通过器件的电流是否为零,或施加在器件上的电压和电流是否造成器件的损坏等),这些更进一步增加了分析的困难。此外,电力电子电路的非线性还来源于其他组成元件的非线性、控制系统的非线性和负荷的非线性。其他元件中最主要的非线性来源于构成变压器铁芯的铁磁性材料的饱和非线性、谐波非线性等;而电容、电感和电阻等无源器件在一定工作条件下也会呈现非线性。作为电力电子电路负荷的非线性包括以电动机为代表的机电系统的非线性、以变压器为代表的铁磁非线性等。而电力电子装置的控制系统非线性主要来源于两个方面:一方面由于输出波形的需要和器件最小开通和关断性能的要求,器件的触发往往采用具有时滞非线性特性的控制策略;另一方面由于被控制对象不可避免地具有一定的非线性特性,为了得到良好的控制效果,常常需采用非线性的控制方法。所有这些都决定了电力电子系统是一个强非线性的时变系统。众所周知,除了一些特殊类型的非线性微分方程外,对于非线性微分方程组没有一般的解法,确定其解析解不是不可能,就是很困难。因此通常采用在平衡点附近线性化的方法,以数值方法进行求解,即利用离散化的方法首先将系统状态方程转化为非线性代数方程;然后再用牛顿-拉夫逊法进行线性化;最后求解相应的线性代数方程组。所以求解过程十分繁琐和困难。近年来对于电力电子电路的线性化提

出了许多不同的方法,但是由于电力电子电路的复杂性,所提出的方法往往是针对某一类电路,因而存在一定的局限性。至今还没有一种公认的规范方法,因而装置仿真在方法选择上具有一定的困难。

2. 电力电子装置的混合性

在构成电力电子装置的电路和负荷两个部分中,电力电子开关器件、电气元件RLCM和电源是构成电力电子电路的基本部件。由于主动型电力电子开关的动作取决于器件的状态和外部触发电路的综合作用,所以装置本身是由通常的电气回路和进行触发信号的生成和分配的逻辑电路组成的混合系统。由于目前上述逻辑电路多采用微处理器及相应的数字电路实现,所以装置本身又是数模混合系统,其仿真需要采用 PSpice 类的数模混合仿真软件进行。而构成其负荷的设备除了简单的 RLC 型电气负荷外,还包括电动机、发电机等进行机电能量转换的负荷,感应加热器等进行电热能量转换的负荷,电解、电镀等电化学变换的负荷等,因此仿真对象又进一步成为包括开关器件、电气系统、机械系统和热学、化学等物理现象在内的多学科混合系统。假定研究系统遵循同一个法则,如基尔霍夫定律,则可以通过电路分析建立数学模型,并利用计算机求解。由于该系统中的各种过程并不遵循同一法则,因此给开发通用的建模、分析和设计方法带来困难。

3. 装置模型的病态

在电力电子装置中为了提高系统的控制性能,消除谐波,往往采用尽可能高的开关频率。因此开关器件的动作速度与负荷的动作速度相比,即使在忽略电力电子器件内部的传输过程的条件下,往往也相差若干个数量级,如图 3-1 所示。这种快过程与慢过程混合,且时间常数相差非常大的系统称为病态(刚性)系统。从数学上知道,对于一个用状态方程 $\dot{u} = f(t, u)$ 进行描述的系统,假定在求解过程中某一步计算发生误差,如果随着计算的进行,该误差对以后的影响逐步消失,则数学上称该方法是绝对稳定的;而如果这一步的误差在以后的计算中恶性增大,则称该方法是不稳定的。由数值方法的理论可以知道,为了保证算法的绝对稳定性,步长应取为 h ,使 $\bar{h} = h\mu$ 属于绝对稳定区域。其中, μ 取遍 Jacobi 矩阵 $\frac{\partial f}{\partial u} = J$ 的特征值。在上述系统中,由于 J 的特征值相差悬殊, h 的选取就遇到了困难。在计算过程中对应于快过程(例如由开关过程引起的吸收回路和杂散参数的过渡过程)的项(即特征值大的项)将随时间的增加而迅速消失,也即当 t 适当大时,将只有对应慢过程的项(即

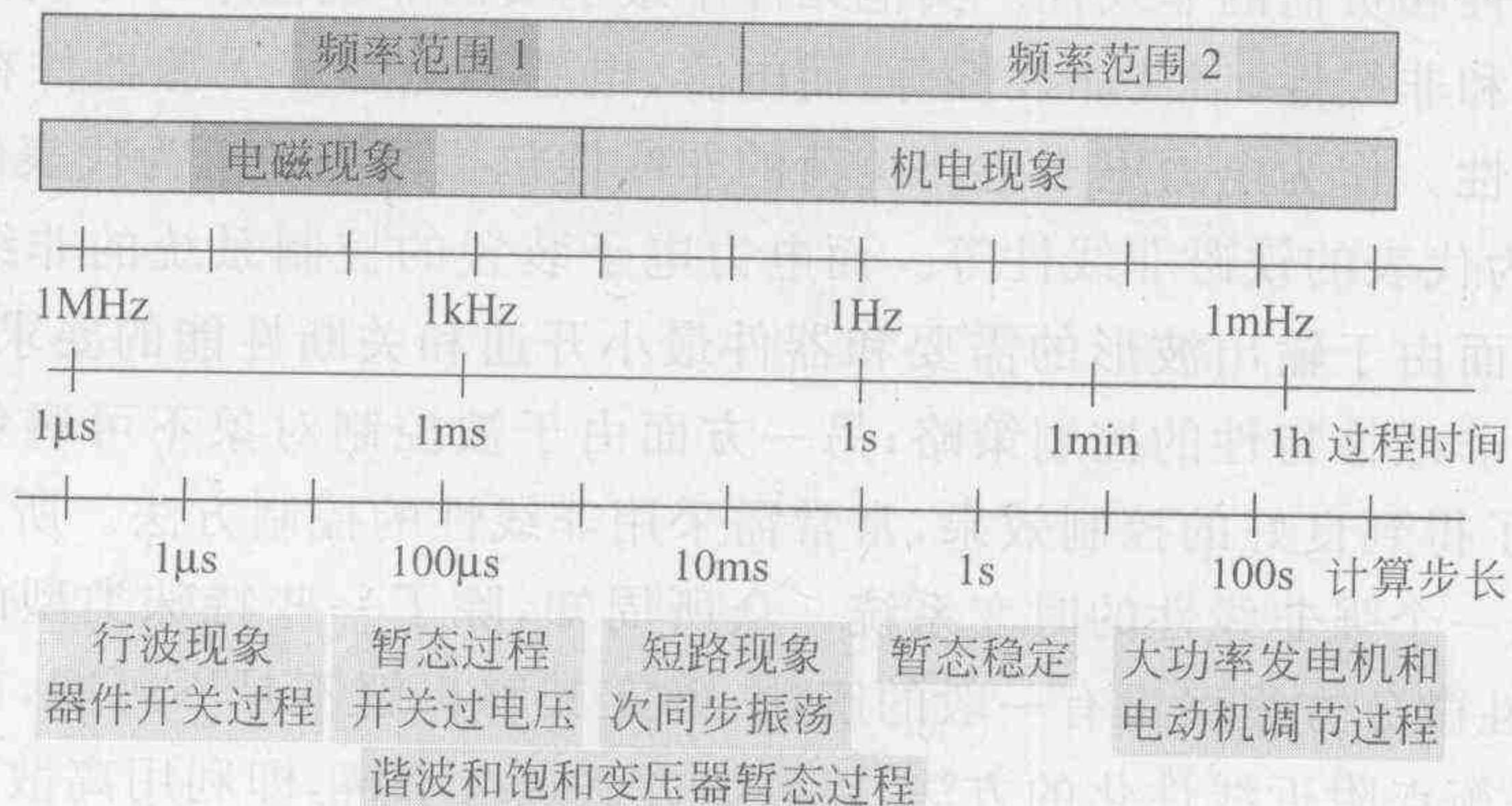


图 3-1 电力电子系统时标分布图

特征值小的项)还继续作用。因此若按快过程选取步长 h ,则要求 t 充分大时的 $u(t)$ 的值就需要计算很多步,据此决定步长将会导致计算时间的急剧增大,是不太合适的。但是如果按慢过程(即特征值小的项)来确定步长,则计算误差的迅速积累会导致计算结果完全丧失真实性,甚至发散。通常在数学上将此类最大与最小特征值(即时间常数)之比较大时的方程组,称为刚性(病态)方程组,而刚性恰恰是描述电力电子装置特征方程的一个基本的属性。数学上为了求解病态方程往往采用特殊的解法,例如 GEAR 法,但许多仿真软件中并不具备该种解法,例如 OrCAD 中仅采用变步长的梯形法;而 EMTP 则采用定步长的梯形法。因而计算不收敛问题易于出现。

电力电子电路开关过程的周期性则进一步导致了求解此类病态方程组的困难。求解病态方程组常用的变步长法,是在快过程活跃期间用小步长来进行计算,以保证精度;而在计算时间足够大,快过程衰减到可以忽略不计时,改用大步长来进行计算,以大大地缩短计算工作量。但是这种对于常规动态系统十分有效的算法在对电力电子电路的计算中遇到一个很大的困难。因为电力电子电路中周期性的开关过程和由此引起的周期性的过渡过程为其固有的性质,快过程和慢过程周期性的交替使得在 PSpice 类型的利用变步长的仿真软件中,大量的机时被花费在每次开关状态变化所引起状态量突变时均要重新选择计算步长上,从而造成大量机时的浪费。而采用固定步长算法在选取适当步长的问题上同样面临困难。

4. 器件模型的适用性

在装置仿真中存在两类时域模型:宏模型和微模型。宏模型中的有源器件是根据其外特性来进行建模的,大多由受控开关、受控源和无源器件组成。对研究变流装置的宏观响应波形而言,宏模型足够精确了,但对于杂散参数等微参数对开关动作的过渡过程的影响则缺乏适当的描述。只有由微模型,即器件的详细模型建立的装置模型才能对开关转换时刻的电路波形提供足够精确的描述,从而使设计人员可以对器件本身承受的电压和电流强度有足够的认识,为选择器件和吸收回路参数提供重要的参考。但一方面微模型仿真的效率很低,因为在仿真过程中涉及大量的开关过渡过程,这使绝大多数机时消耗在计算开关过渡过程中的波形上。另一方面微模型中必须要考虑电路的杂散参数,而实际上由于杂散参数依赖于电路的物理布置与封装,很难建模,所以也在一定程度上降低了分析的精度。特别是当电力电子器件作为大功率器件工作在非线性区时,它的动静态特性和用于信息电力技术的小功率器件有很大的不同;虽然各种软件对功率器件的模型进行了不断的改进,但对于大功率电力电子电路仿真得到的结果仍然不够理想,甚至可能给出错误的结论。所以应特别注意选择适当的器件模型,并事先对模型进行验证。

本书的第1章曾给出一个标准的 DC-DC 变流器设计过程的示意图,较为详尽地介绍了标准的电力电子电路设计流程。设计从顶层的行为建模开始,即设计人员首先利用由受控开关、电源和无源器件组成的宏模型对计划设计的系统进行仿真,以证明设计的电路在行为上能满足设计要求。然后进入实际的电路设计,通过建立详细的电路模型进行仿真,并在此基础上制作硬件面包板,比较和验证输入输出特性,进行修改,直至达到设计要求。对电力电子装置的特点进行详细分析与研究,以寻找适当的仿真模型和仿真方法是本章的宗旨。

3.1 建模

如前所述,电力电子电路的仿真涉及大量不同层次的物理过程,其大跨度的时标(纳秒级、秒级甚至分级)、高的系统维数(特别是包括了杂散参数之后更是如此)以及大量的拓扑结构使得对其做整体分析需大量的计算时间与内存,没有一种简单的软件工具或方法可以经济有效地分析电力半导体装置所面临的所有这些问题。因此近年来在电力电子学分析中引入多层次(或称多时标)的建模方法,为该问题的解决提供了一个可靠的基础。所谓多层次的建模方法,即通过分析根据研究问题的性质与目的,将建模的目的分散到各个层次上,从而在不同层次上利用不同的软硬件工具与技术建立不同的数学模型。对于低层次的建模往往希望了解开关器件动作的变化细节,因此必须建立包括器件的物理模型在内的精确且详细的数学模型。而在高层次建立的用于控制系统设计和故障诊断的模型则仅需要反映系统的某些主要特性,故可以把系统看作是工作在稳态,或稳定工作点的邻域,因此模型可以粗糙一些。这种由于建模目的的多样性而产生的对数学模型的不同要求,是传统的电力电子电路的建模中采用的单一数学模型的描述方法所不能解决的。因此根据仿真目的的不同而对其建立不同层次的模型的方法是本书介绍的基本方法。

在进行多层次的建模与仿真时需要注意如下问题:

(1) 在低层次模型中,器件的模型是基于对器件特性的数学物理分析而建立的,所以称为原理性模型;而在高层次建模中器件的模型侧重于器件的输入输出特性的描述,即为行为性模型。

(2) 高层次模型并不是低层次模型的完全组合,而是对低层次模型加以集结、简化后得到的机理性模型,即在建模时只需抽取出那些反映我们关心的那些功能的特征性关系,其他的非特征性信息可以忽略。比如,实用中在较高层次的建模中往往将开关器件加以简化,代之以理想开关。

(3) 在电力电子学仿真中大信号与小信号模型均被大量采用。小信号模型通常用于系统的稳定性分析、控制系统设计与输入输出特性研究。由于它是电路的线性化模型,所以结构上也较为简单。大信号模型则与之相反,用于分析在动态负载变化与输入激励变化过渡过程中系统的行为,特别是用于设计完成后模型的验证。

下面从一个高功率因数(HPF)的直直变流器为例,对多层次建模方法加以介绍。如图3-2所示,该变流器的核心部分是一个升压斩波器。斩波器的输入信号为交流信号经整流后的脉动直流电压,开关频率为20~40 kHz。它包括两个控制环:内环为电流环;外环为

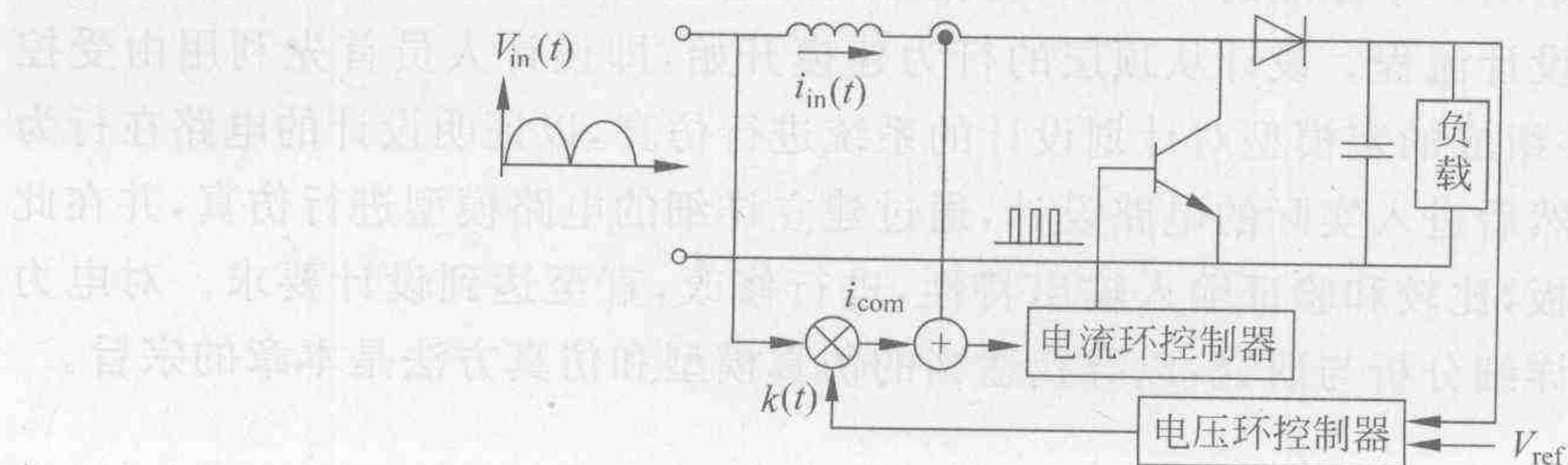


图 3-2 高功率因数直直变流器原理图

电压环,用以控制输出的直流平均电压。这里交流开关的频率至少比电源频率高两个数量级。

开关电源中通常末级是由一个用升压或降压斩波器构成的直直变流器来提供负荷所需的直流电压。早期的电源中,斩波器的输入是由一个二极管桥式整流器提供的。由于斩波器相当于一个感性负荷,因此这种电路存在的一个问题就是功率因数差。为了解决这个问题,近年来提出了一系列各种类型的功率因数校正电路,以提高其功率因数,图 3-2 就是其中一种较为成功的方法。其功率因数校正通过电压和电流控制环来实现的。为了保证装置中由电网取的电流与网压同相,将电网电压作为参考信号,并将它乘以一个适当的比例系数 k 作为参考电流,来与实际装置的工作电流相比较,据此控制 MOS 管的开关,使输入电流跟随系统电压变化。比例系数 k 的确定是通过控制直流电容上的电压来实现的。当输入电流超过负荷提取的电流时,多余的电流的有功分量将对电容充电,导致电压上升,此时通过负反馈作用将 k 降低,以减少由电网抽取的电流,反之亦然。

由于对控制系统特性的仿真需要较长的时间,而我们关心的仅是装置特性,故在不失一般性的情况下可将控制环的行为用一个固定频率的脉冲信号源代替,得到如图 3-3 所示的电路图。该电路主体部分由大功率 MOS 管 M1,二极管 D1, L1, C4, R1 构成,也即是一个标准的升压斩波器。当 M1 导通时,电源 V3 对 L1 充电,电压为左正右负;图的右侧则由于 C4 上的电压为正, D1 被反偏,故通过 C1 对负荷放电。当 M1 关断时,由于电容 C4 上的电压高于 b 点的电压,所以 D1 仍反偏, L1 为维持电流不发生瞬变,产生一个右正左负的电电压,该电压与电源电压相叠加生成一个幅值为 $V_3 + U_{L1}$ 的电压,使 D1 导通向右侧充电。电路中的 C1, R_s 为二极管 D1 的吸收回路; D2, D3, D4 与 C2, C3, L2 构成 MOS 管的关断吸收回路; L3 为 MOS 管的开通吸收回路。

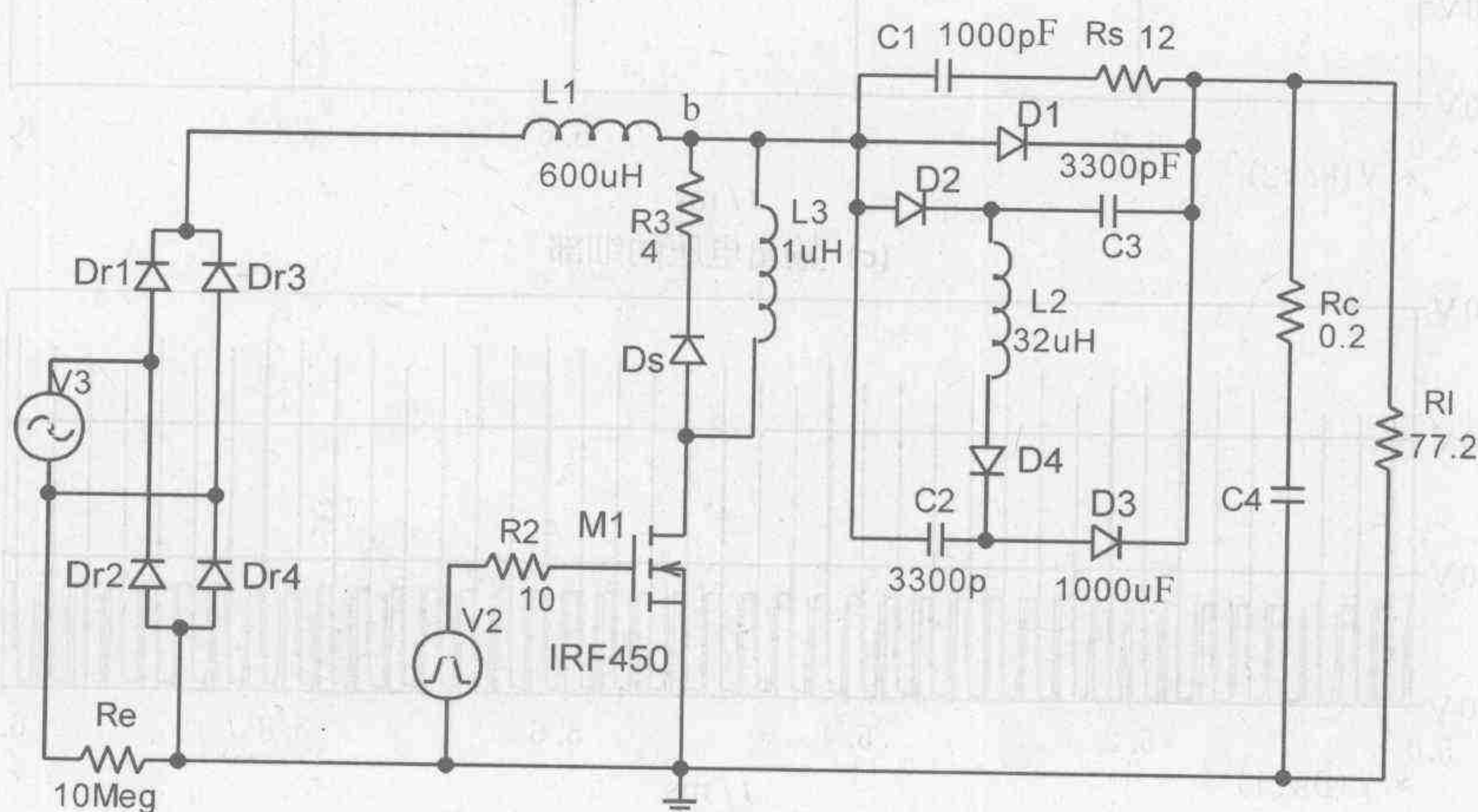


图 3-3 高功率因数变流器电路图

输入交流正弦电压有效值为 60 V,幅值为 84.8 V;由于斩波器进行的是直直变换,起作用的是电压的平均值,所以相当于输入直流电压 54 V。仿真中采用的触发脉冲频率为 40 kHz,触发信号的占空比为 60%(PW(脉宽)=15 μ s,PER(周期)=25 μ s)。此时输出电压和器件两端的电压如图 3-4(a)的波形所示。注意到输出从 10 ms 后就基本进入稳态,所以在研究系统达到稳态后的小扰动响应时,仅研究第一个周波的响应即可。VDMOS 器件

各种电压波形及其细部如图 3-4 所示。

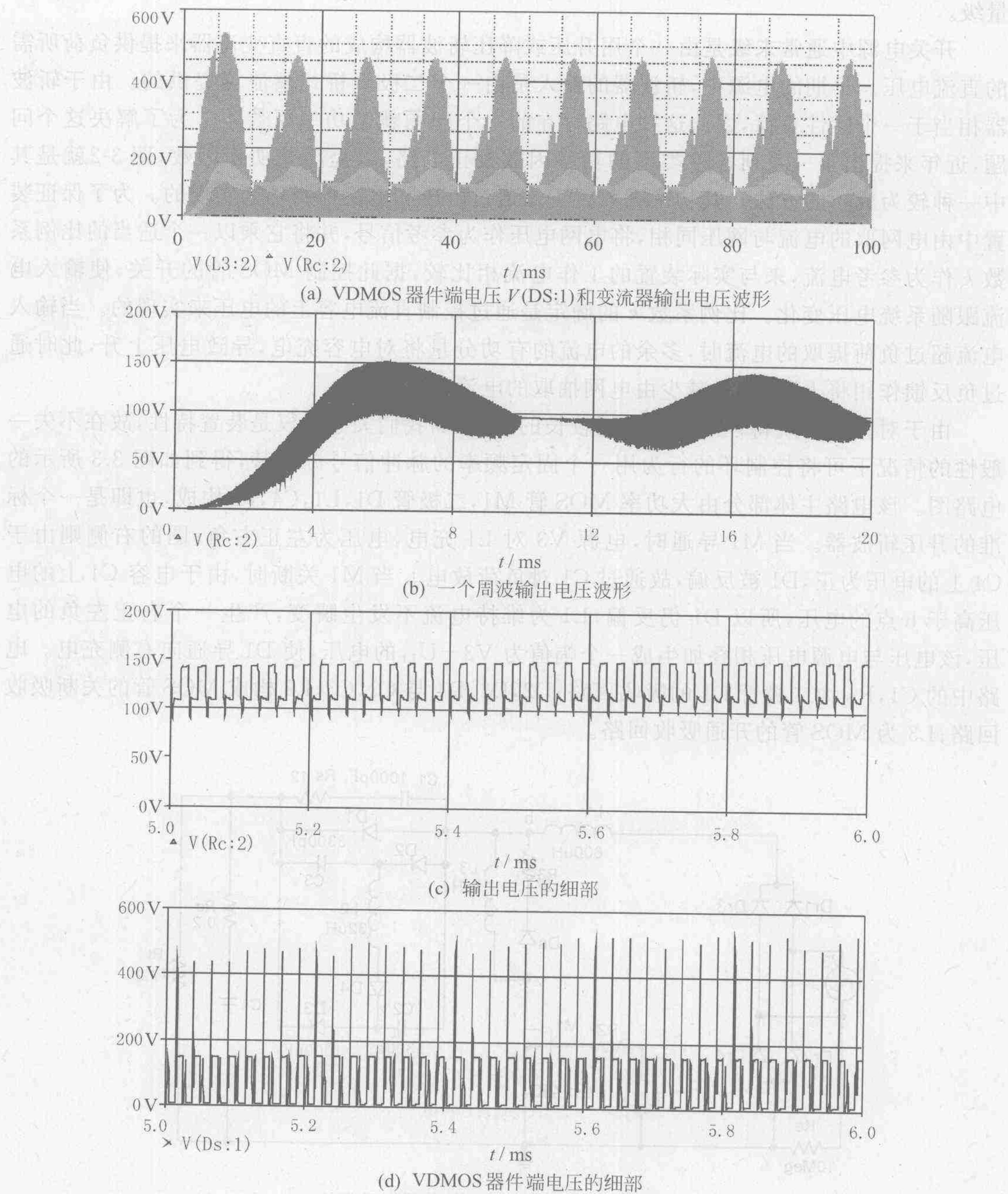


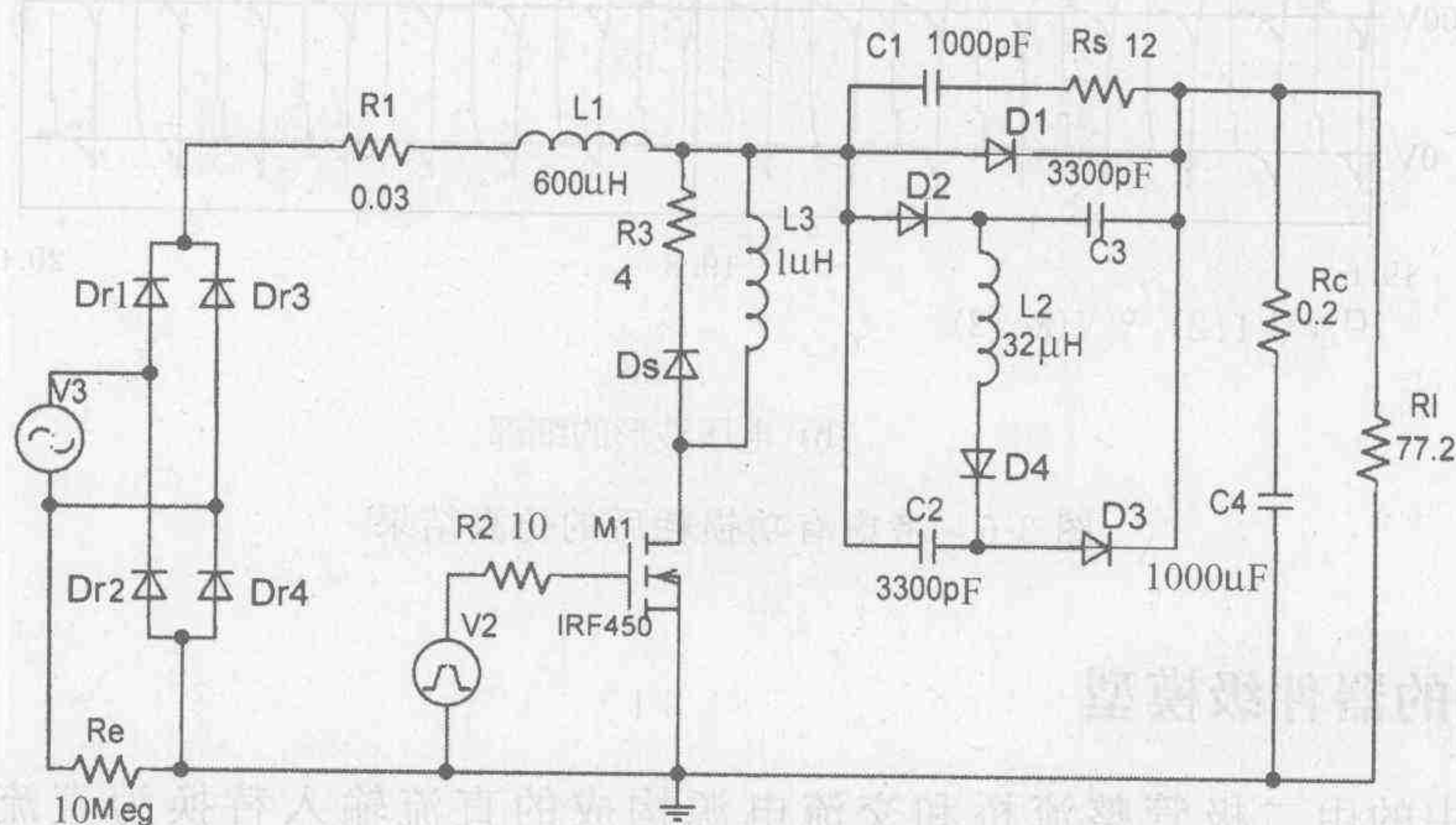
图 3-4 变流器部分电压波形及其细部

仿真结果显示,稳态输出电压大体在 100~150 V 之间波动,所以在仅关心稳态特性的条件下也可以用平均特性来代替,即以直流电压代替整流后的电源。

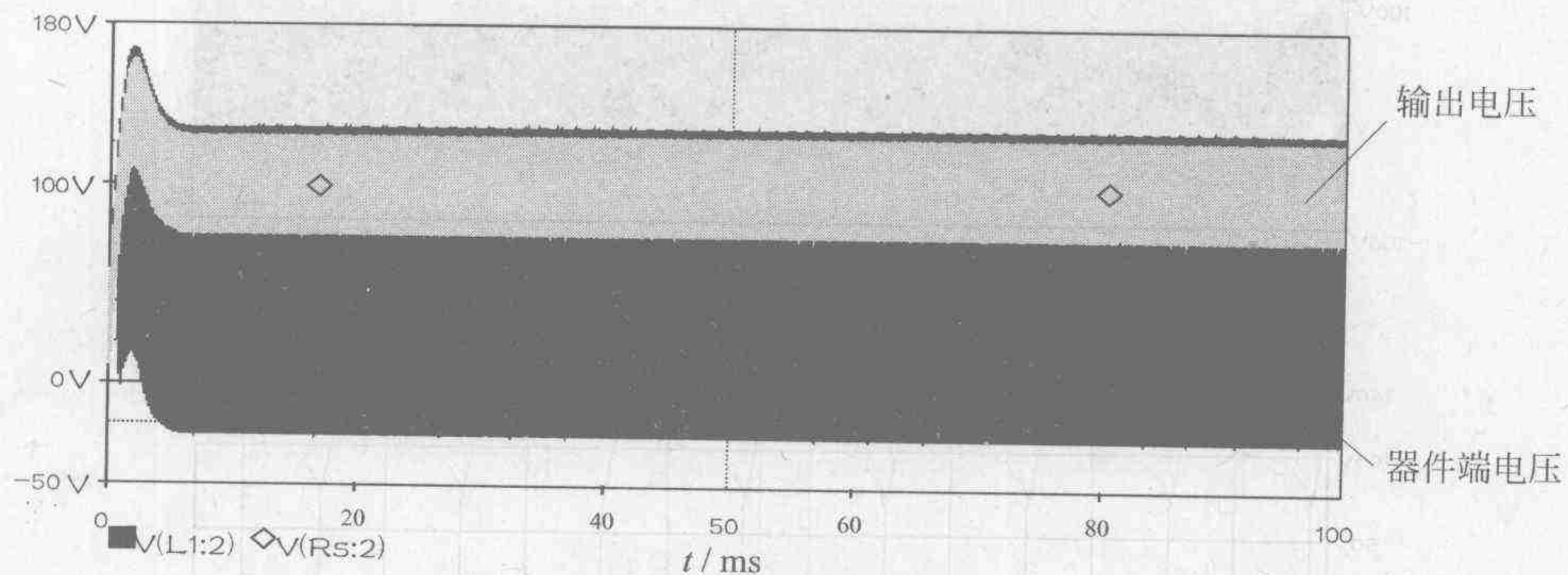
从仿真得到的输出文件看到,利用 P IV 3G(主频)/1G(内存)的计算机(下同)进行

100 ms 的仿真过程耗时 299.81 s^①, 即 5 min。对于 50 Hz 的系统而言, 模拟一个电源周期 20 ms 需 800 个开关周期, 一般认为对于由外界电源电压的变化引起的负载扰动, 系统至少需数百个电源周期, 例如 500 个周期才能达到稳态。对于频率为 50 Hz 的电源意味着要做 10 s 左右的仿真。而上述开环电路 100 ms 的仿真过程需机时约为 5 min, 则做 10 s 左右的仿真将需 500 min 左右, 显然利用上述模型去研究一个系统的稳定性将既费时又没有必要。所以详细模型的仿真通常多用于对开关动作过程中换流过程的研究, 并据此确定吸收回路参数的选取和杂散参数对器件电流和电压应力的影响, 而不适用于对稳态的仿真。

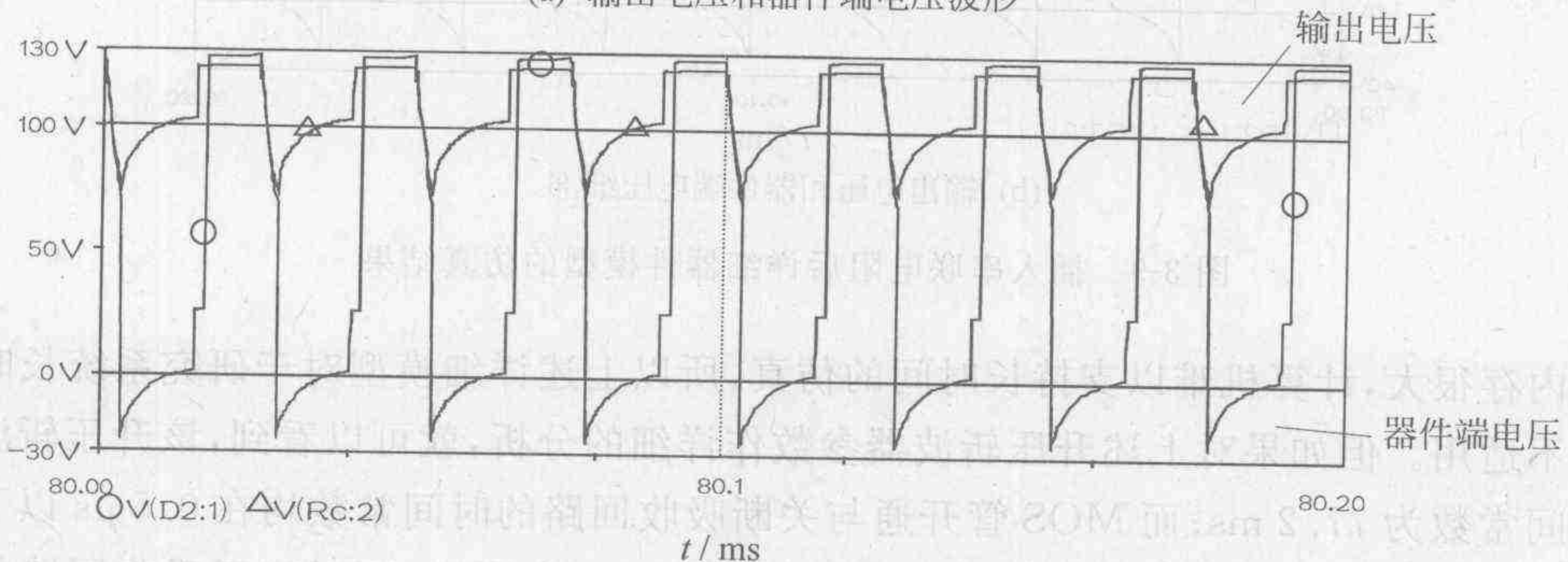
如果考虑到变流器中的电感不可避免地存在着有功损耗(这可以用串联电阻来表示), 则上述电路可以表示为如图 3-5 所示的图。在与前述电路相同条件下进行 100 ms 的仿真, 得到的结果如图 3-6 所示。



的 $1/2$, 同样进行 100 ms 的仿真, 作业时间下降到 158.16 s。而由于系统很快达到稳态, 故仅做一个周波仿真即可, 图 3-8 为做 100 ms 仿真的结果。



(a) 输出电压和器件端电压波形



(b) 输出电压和器件端电压的细部

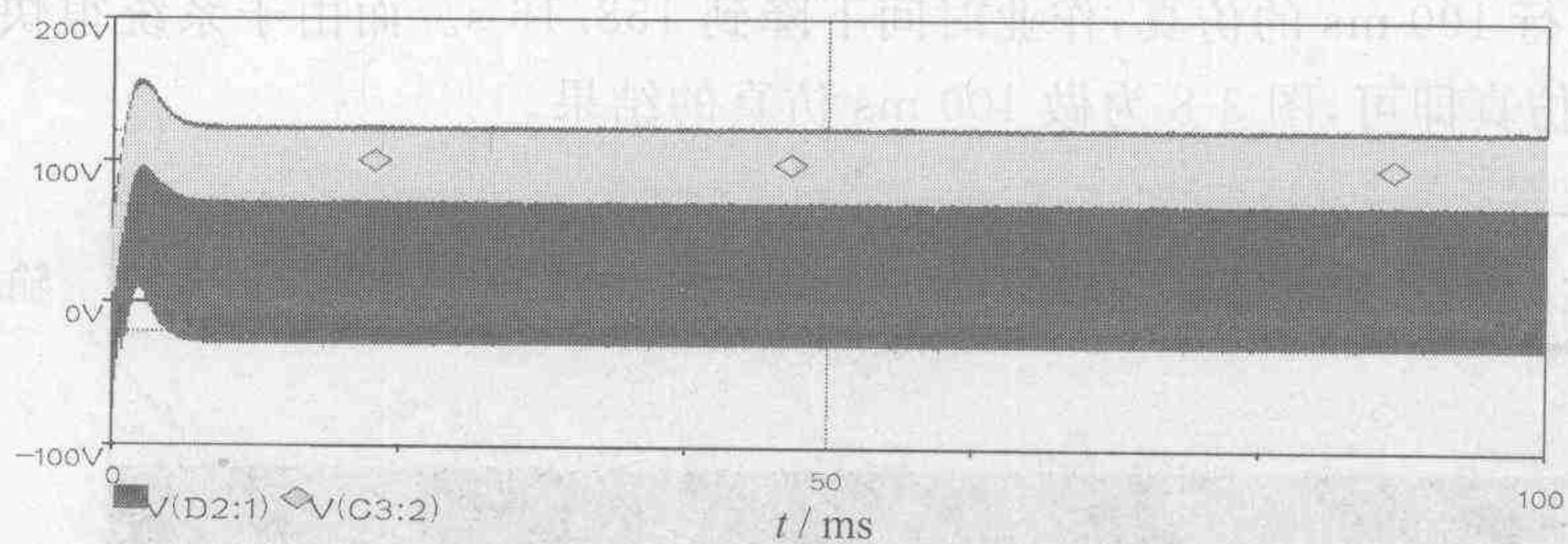
图 3-8 详细器件模型的仿真结果

对比采用交流输入时的波形, 可以看到, 两者稳态时的电容电压波形相当接近, 即输入电源的变换对于稳态仿真结果并没有明显的影响; 但装置启动时的峰值电压 (170 V) 远远小于交流输入时的峰值电压 550 V 左右, 因此用上述仿真结果对器件承受的电压、电流强度进行估计是不适宜的。

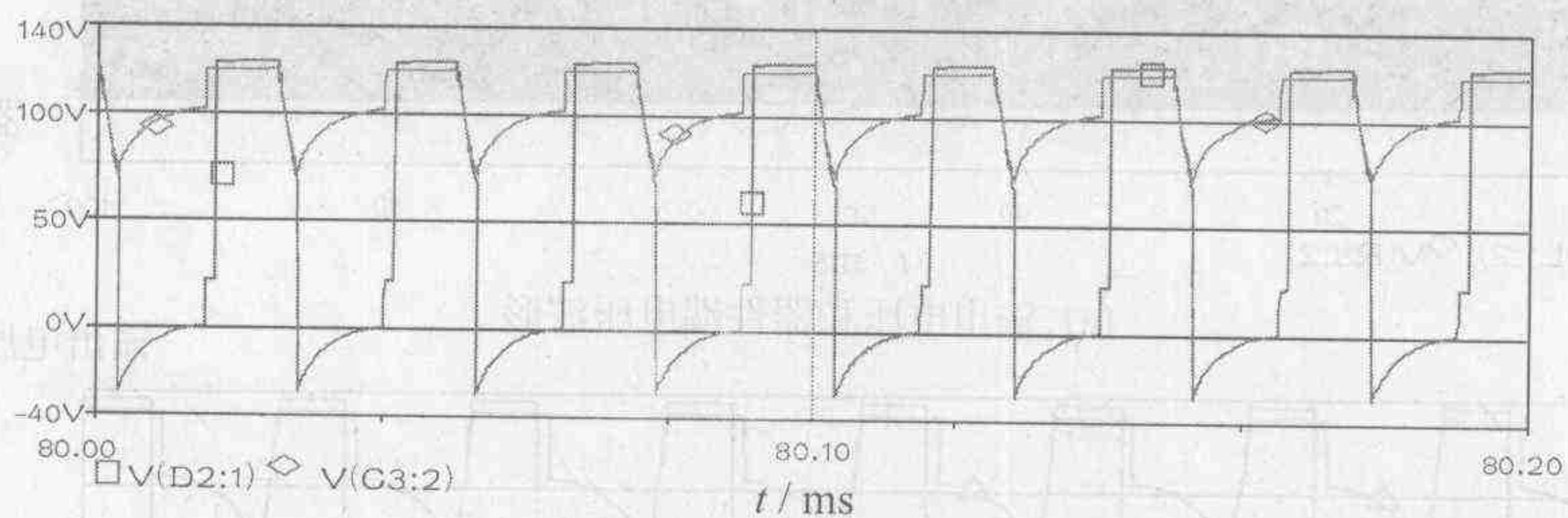
注意到稳态时前者的平均特性和现模型有相当好的一致性, 所以上述近似完全可以用来研究系统达到稳态后小扰动情况下的响应。同时 100 ms 仿真得到的数据文件大小为 9.92 MB, 为前者 19 MB 的 50%, 所以对于计算机资源同样是一个很大的节约。值得注意的是, 从系统的响应波形看, 两个模型起始阶段的波形有相当大的差别, 即近似模型不能给出器件经受的最大强度, 所以在利用仿真结果作为对器件进行选择的依据时, 仍需尽可能采用原模型。

值得注意的是, 实际电感线圈中总是不可避免地存在电阻, 同图 3-5 所示电路一样在电感上串联一个 0.03Ω 的电阻, 同样进行 100 ms 仿真, 所需计算时间降低为 170.88 s。对比增加电阻前后的仿真结果图, 增加电阻前两仿真结果见图 3-8, 增加电阻后两仿真结果见图 3-9, 两者具有相当好的一致性。虽然增加了一个电阻; 但由于电阻的加入限制了电感中电流的变化率, 所以仿真计算的稳定性有明显的改善。

对于简化系统, 在同一台机器上模拟 5 个电源周期 100 ms, 作业时间约为 170 s。同样进行 500 个周期的仿真大约需要 4.7 h, 所以如何降低仿真时间成为问题。此外上述两个模



(a) 输出电压和器件端电压波形



(b) 输出电压和器件端电压细部

图 3-9 插入串联电阻后详细器件模型的仿真结果

型占用内存很大,计算机难以支持长时间的仿真,所以上述详细模型对于研究系统长时间的行为并不适用。但如果对上述升压斩波器参数作详细的分析,就可以看到,该升压斩波器负荷的时间常数为 77.2 ms;而 MOS 管开通与关断吸收回路的时间常数均在 $0.5 \mu\text{s}$ 以下。从 S 平面上看,相当于对应负荷的时间常数的特征根位于 0 点附近;而对应于吸收回路的特征根位于远离零点的位置。根据自控原理可知,系统输入输出特性将主要由主导极点 T_i (即对应于慢系统的特征根)而定,当吸收回路的时间常数与主导极点对应的的时间常数 T_M 及开关周期 $T_s \left(= \frac{2\pi}{\omega} \right)$ 之比相差很大时,在描述系统的响应时,完全可以忽略对应于 λ_i 的吸收回路的特征根,而不至于引起大的误差。

换句话说,相当于在电路中存在快与慢两个模式,因此可以将其分解为瞬变和平均两种模型。瞬变模型主要应用于在比开关周期要小得多的时标中,对系统的过渡过程作详细的研究;而平均模型则用于对系统长期行为的仿真分析与控制系统设计之中。区分这两种模型的标准在于对于平均模型或慢系统而言,其系数矩阵中的所有特征根 λ_i 均应满足下述条件: $|\lambda_i T| \ll 1$, 其中 T 为对应的开关周期。实际上,利用上述标准形成的平均模型是在忽略快过程,例如开关动作和杂散参数的影响条件下得到的电力电子装置的降阶模型。图 3-10 显示了快变与慢变特征根在复平面上的位置,其中, $R \ll 1/T = f$, 是一个远小于开关周期的数。实践表明,当吸收回路的时间常数与开关周期相比可以忽略不计(例如小于 $1/10$),一般情况下完全可以将对应该特征根的电路略去,而不致引起明显的误差。从控制理论讲,这是通过忽略模型内部的模型关联作用,而以一个低阶模型来近似系统结构。

图 3-7 所示电路略去吸收回路之后的仿真电路如图 3-11 所示。简化的意义不仅在于使系统降了阶,同时由于在仿真中计算步长必须至少比最小的时间常数小一个数量级,以便精确地描述系统的过渡过程,而这一简化使得电路中最小的时间常数提高了两个数量级,因此这也意味着仿真的步长可以增大两个数量级,显然这将大大地提高仿真的效率。用同样

的步长进行 100 ms 的仿真,仿真时间可减小到 53.80 s。简化电路的输出电压和器件端电压波形如图 3-12 所示。

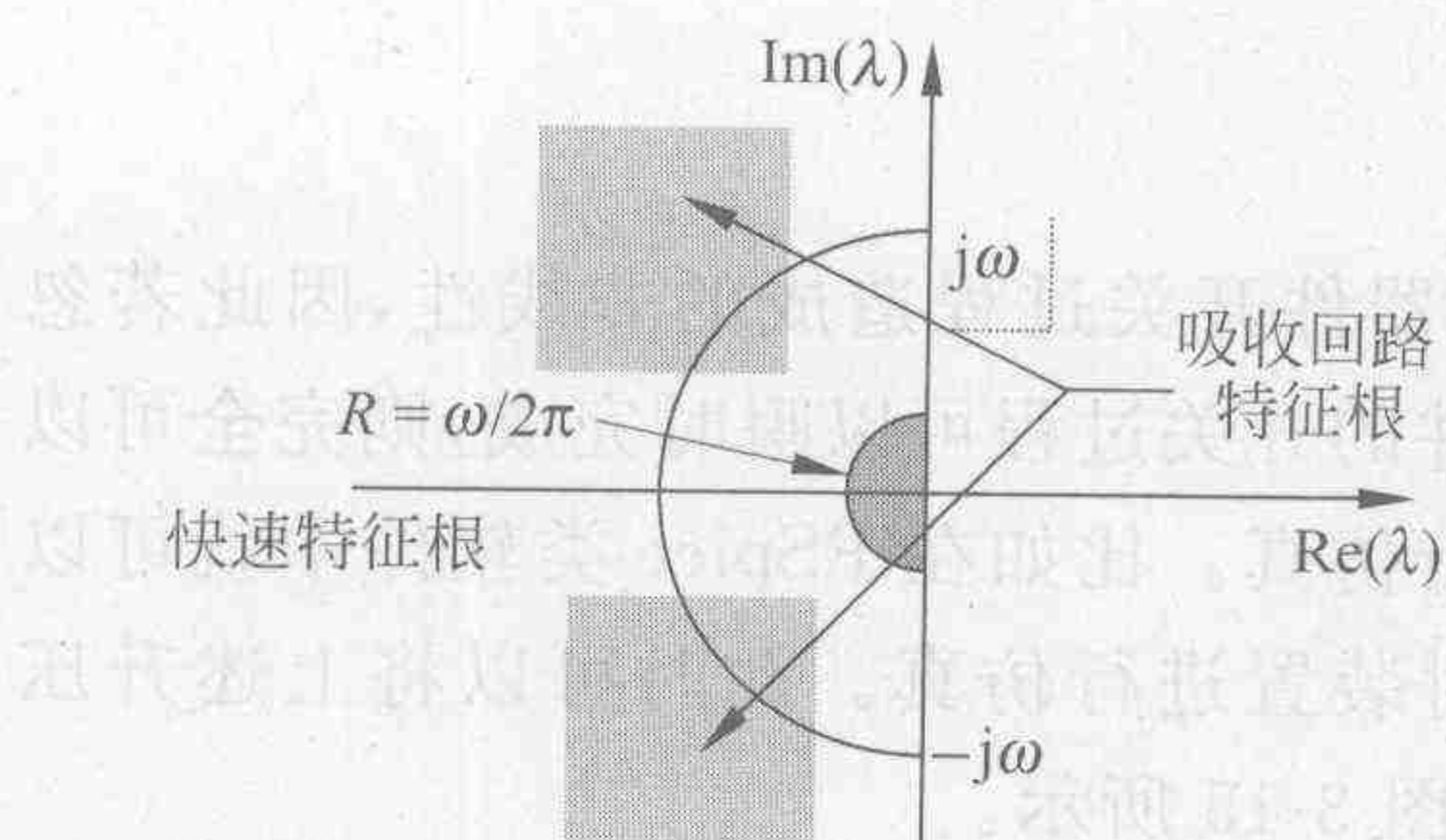


图 3-10 系统特征根在复平面上的位置

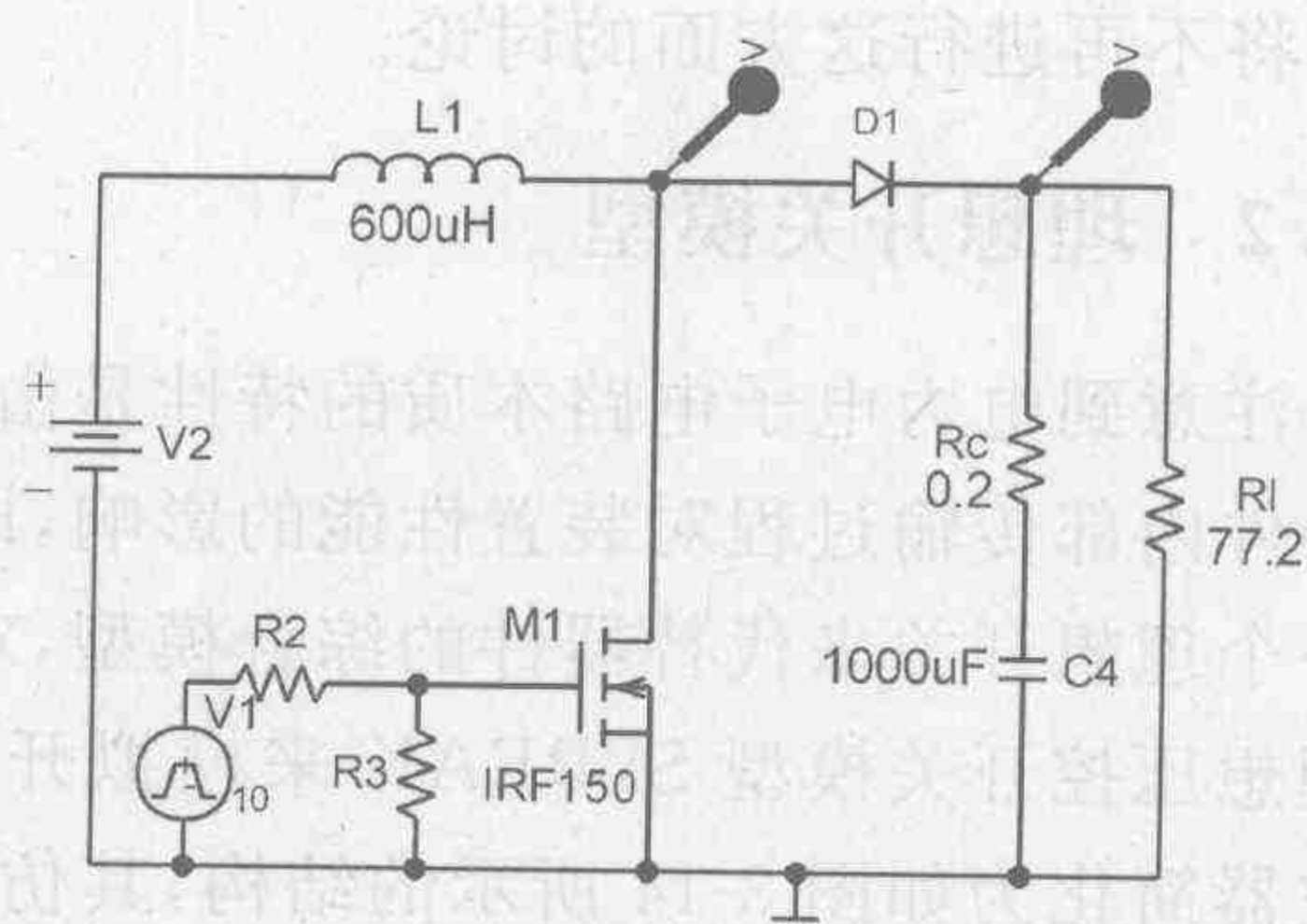


图 3-11 不含吸收回路的简化电路原理图

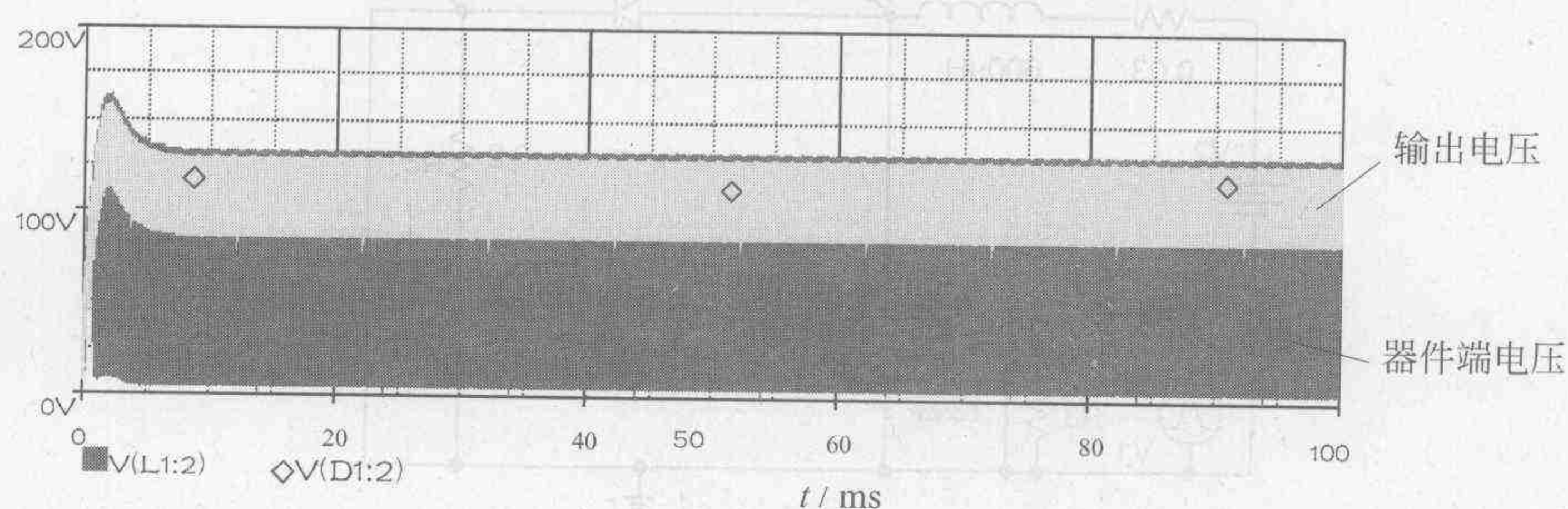
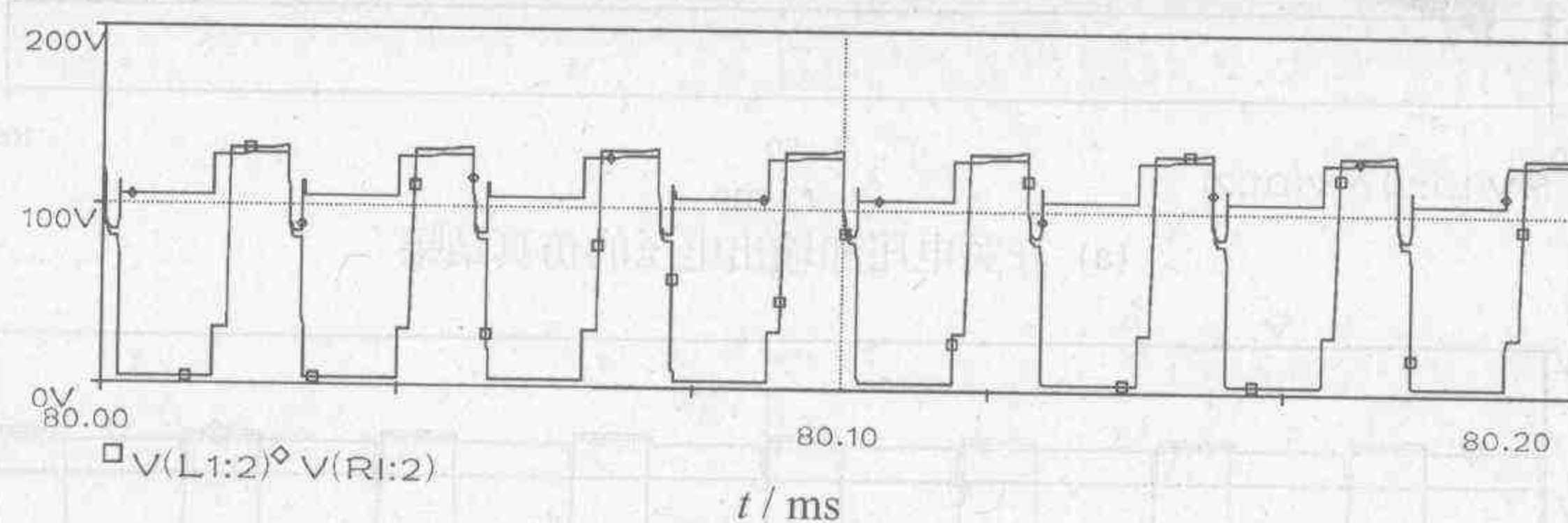


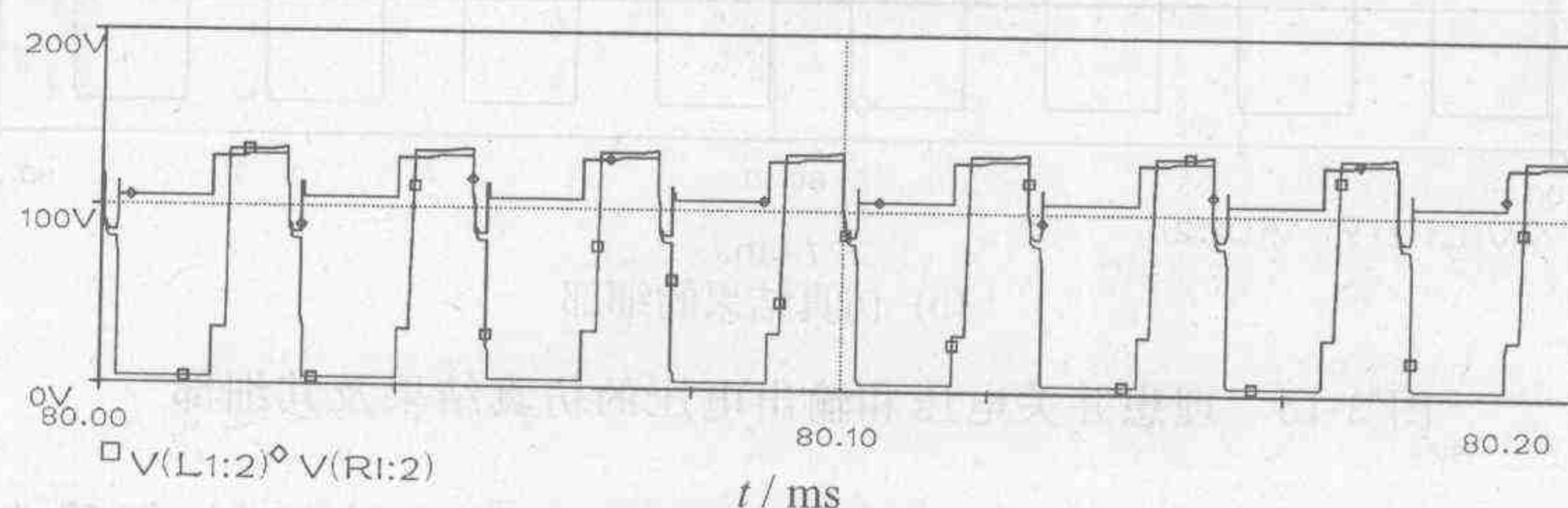
图 3-12 简化电路的输出电压和器件端电压波形

对比前面的仿真曲线,可以看到由于没有吸收回路,所以过渡部分的曲线较前明显变硬;除起动过程和细部外,平均性能没有明显的差别,但仿真时间却约为前者的 1/3,显然当仅关心稳态时装置的外特性时,这是一个很好的近似方法。

图 3-13(b)的仿真结果是考虑电感中的电阻后的结果,与图 3-13(a)相比,状态变化引起



(a) 不含杂散电阻的仿真结果细部



(b) 包括杂散电阻的仿真结果细部

图 3-13 不含和包含杂散电阻的仿真结果细部

的毛刺被有效地抑制；但由于简化电路本身计算稳定性较好，所以串联电阻的加入对仿真时间并没有显著的影响，此时仿真时间降为 46.95 s，即约降低 12%。由于改善效果不明显，此后将不再进行这方面的讨论。

3.1.2 理想开关模型

注意到电力电子电路本质的特性是由电力电子器件开关过程造成的非线性，因此若忽略器件内部传输过程对装置性能的影响，即认为器件的开关过程可以瞬时完成，则完全可以用一个理想开关来代替器件的综合模型，对装置进行仿真。比如在 PSpice 类软件中就可以用理想压控开关模型 SBREAK 来模拟开关器件，对装置进行仿真。此时可以将上述升压斩波器简化为如图 3-14 所示的结构，其仿真结果如图 3-15 所示。

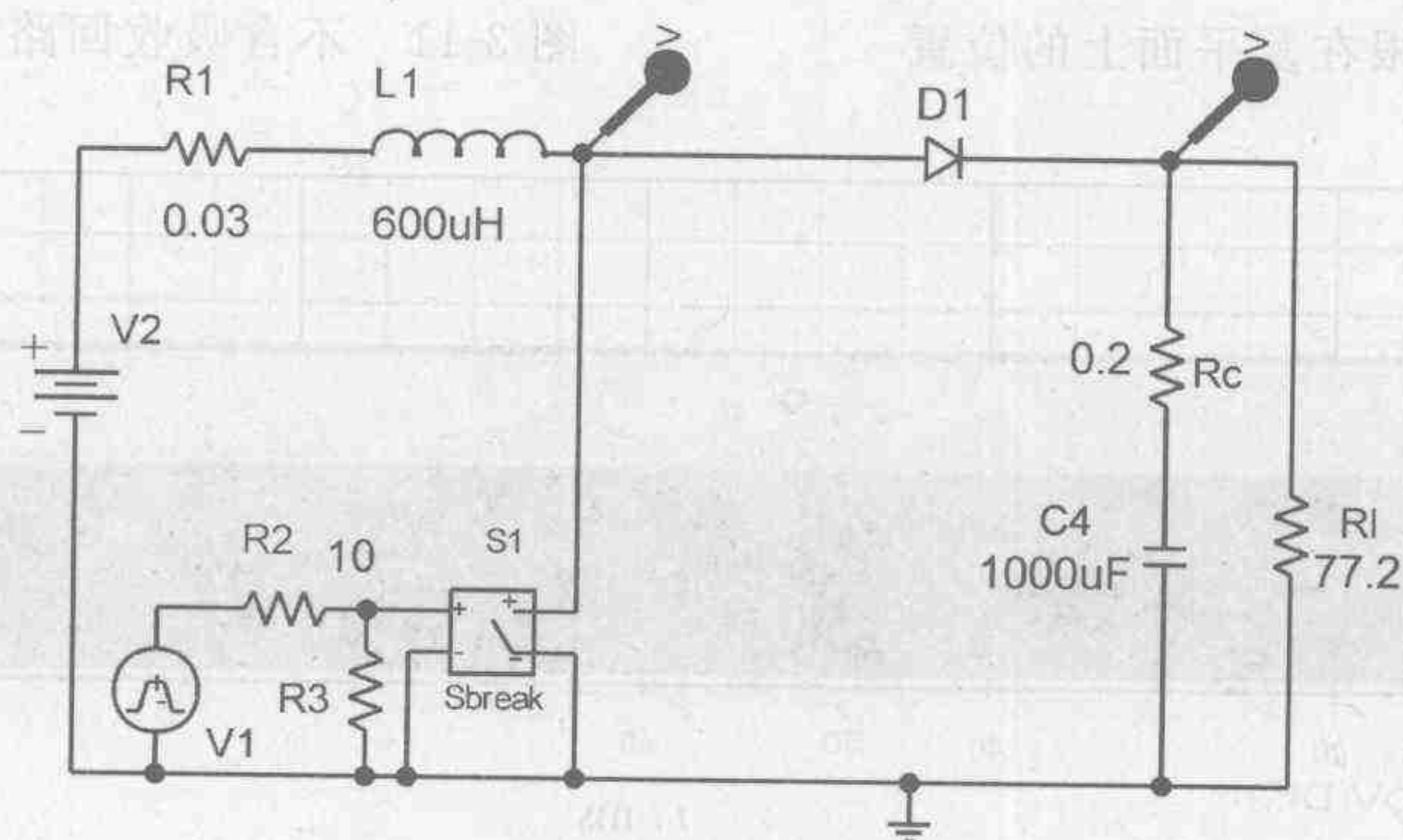
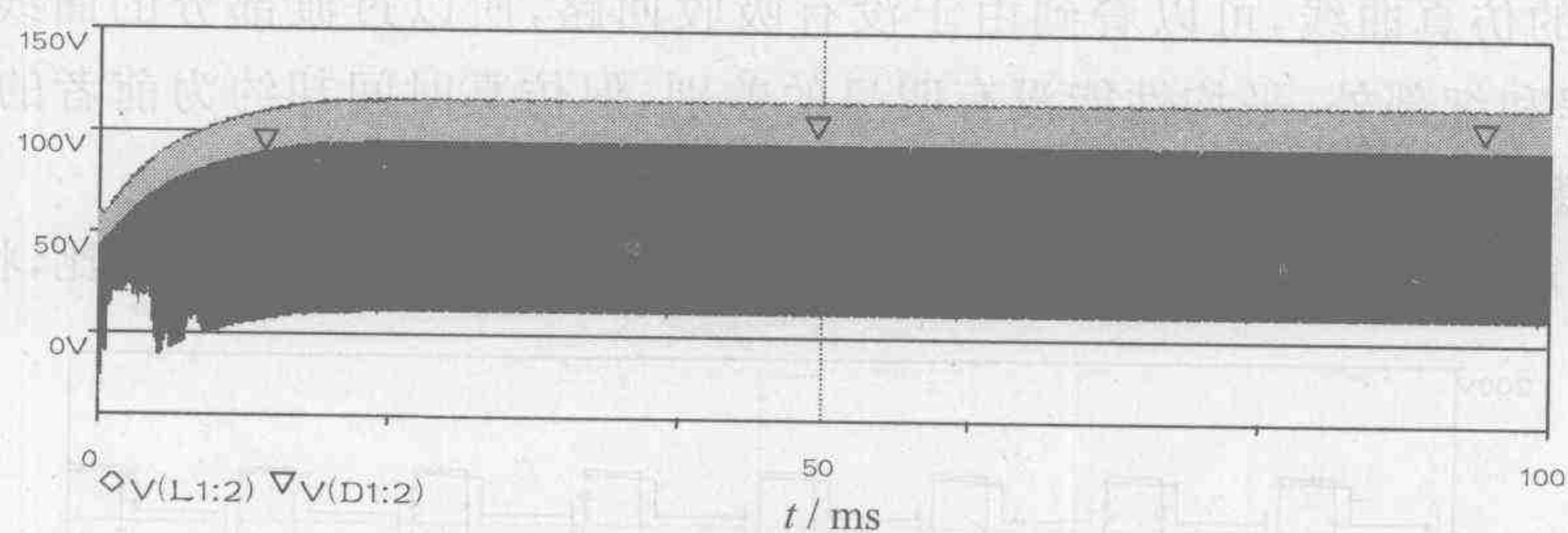
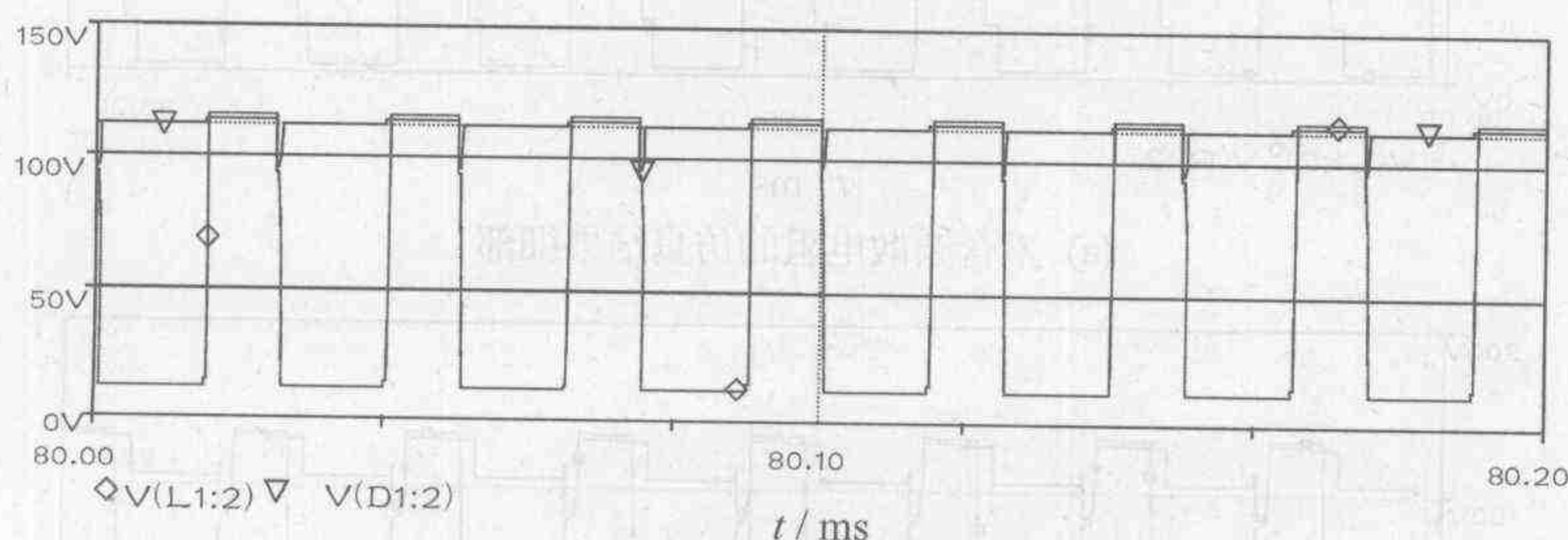


图 3-14 理想开关仿真原理图



(a) 开关电压和输出电压的仿真结果



(b) 仿真结果的细部

图 3-15 理想并关电压和输出电压的仿真结果及其细部

对比采用详细器件模型的结果，可以看到，启动时有较大的差别，但稳态时的平均特性仍有较好的一致性。计算时间由 44.80 s 降到 14.88 s，又下降了 67%。所以这是十分有效

的措施。应当指出,实际上 OrCAD 中的理想开关控制信号 V_c 和器件开关电阻 R_s 之间的关系如下:

假如 $V_c < V_{on}$, 则 $R_s = R_{on}$;

假如 $V_c > V_{off}$, 则 $R_s = R_{off}$;

当 $V_{off} > V_c > V_{on}$ 时, $R_s = \exp(L_m - 3L_r(V_c - V_m)/(2V_d) + 2L_r \cdot (V_c - V_m)^3/V_d^3)$;

其中, $L_m = \ln((R_{on} \cdot R_{off})^{1/2})$; $L_r = \ln(R_{on}/R_{off})$; $V_m = (V_{on} + V_{off})/2$; $V_d = V_{on} - V_{off}$ 。所以 OrCAD 中的开关模型并不是真正意义上的理想开关,它通过在两个状态的电阻之间建立一个连续的过渡区来避免参数突变。其优点是改善了计算的稳定性,对于半导体器件状态的连续变化给出了一个较好的模拟,其缺点是由于模型较为复杂,并不能大幅度地缩短仿真计算时间。

实际应用中的理想开关建模方法有两种。一种是根据开关的导通与闭合使电路形成两种不同的拓扑结构来实现建模,上述升压斩波器在开关闭合与开通时的电路如图 3-16 所示,此时开关状态的变化已转换成电路拓扑结构的变化。图 3-16(a)和图 3-16(b)分别为电流连续时,开关器件的开通与闭合条件下的拓扑结构;图 3-16(c)为开关断开电路中电感电流断流时电路的拓扑结构。

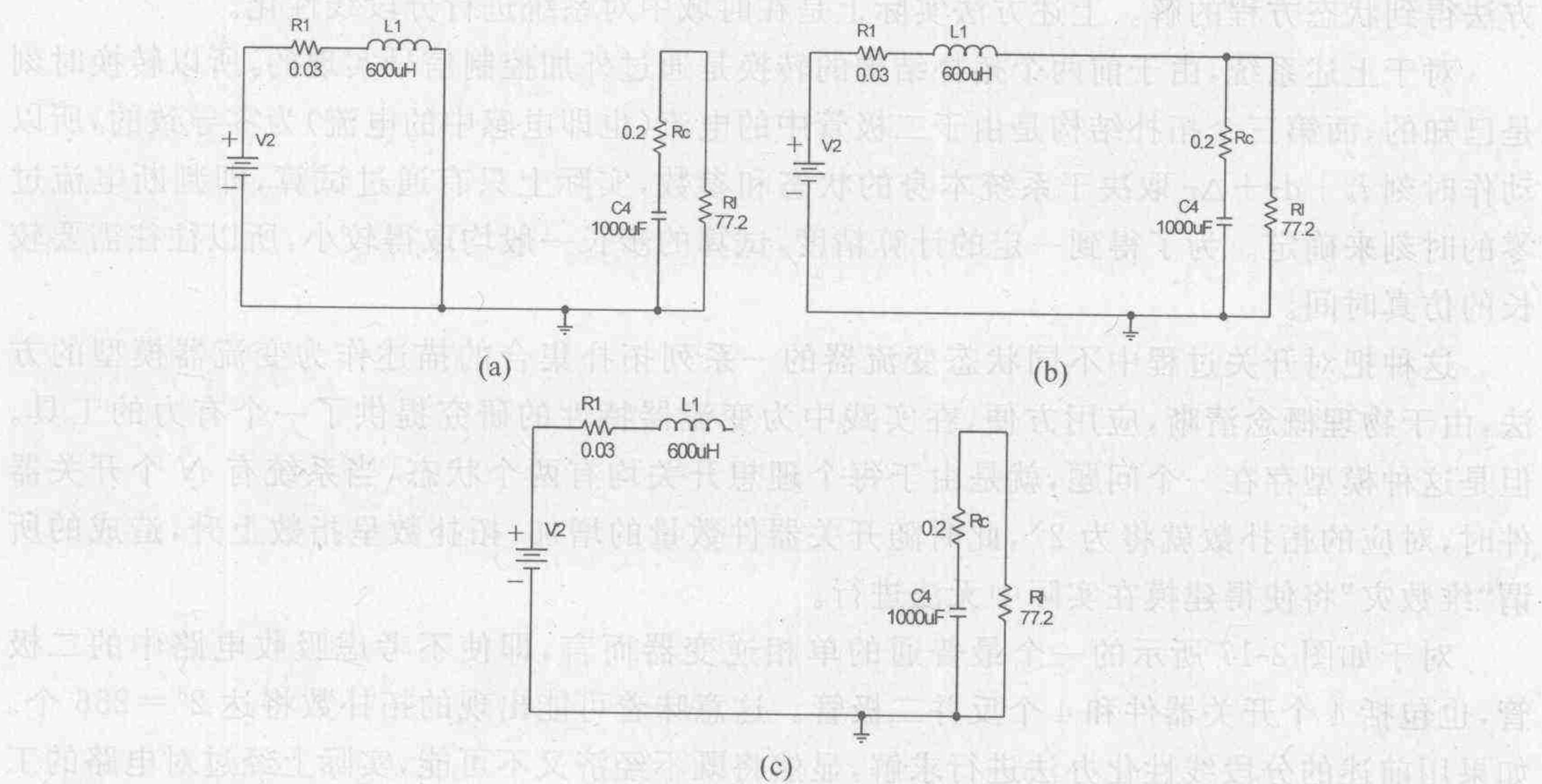


图 3-16 变流器拓扑结构^①

在电流连续的条件下,装置的两拓扑结构对应的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1/L & 0 \\ 0 & -1/((R+R_C) \cdot C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} u_g \quad (3-1)$$

其中, $t_k \leq t \leq t_k + d\tau$ 。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(R_1+R_C//R_L)/L & -R_L/(L \cdot (R_C+R_L)) \\ -R_L/((R+R_C) \cdot C) & -1/((R+R_C) \cdot C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} u_g \quad (3-2)$$

① 图 3-16 中的电路图为软件自动生成。RC 和 RL 分别等同于式(3-2)中的 R_C 和 R_L 。

其中, $t_k + d\tau \leq t \leq t_k + d\tau + \Delta\tau$; // 表示并联, $R_C // R_L = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L}$ 。

上述两种拓扑结构的起始时刻 t_k 和 $t_k + d\tau$ 是由外部控制信号主动决定的, 故动作时刻是可以预先确定的。但当电感中电流为 0, 即由第二种拓扑结构(b)转换到第三种拓扑结构(c)的时刻不是由外界控制, 而是由电路内部条件, 即该周期状态变量的初值和电路参数决定的, 故是被动的, 需通过计算才能确定。第三种拓扑状态下的电路方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/((R+R_C) \cdot C) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_g \quad (3-3)$$

其中, $t_k + d\tau + \Delta\tau \leq t \leq t_{k+1}$ 。

注意到上述方法的核心是将一个时变非线性系统转化为由若干个不同拓扑结构的子系统来描述。这样, 在每一个开关时段中, 系统保持固定的拓扑结构, 由于电路中不包括非线性的开关器件, 描述其行为的状态方程就成为线性定常的微分方程组。而整个系统的模型就成为一组在时间上分段描述的线性定常的状态方程。由于装置中的状态变量, 例如电容上的电压和电感中的电流均是连续变量, 所以每一个计算时段状态变量的终值就成为下一时段对应的状态方程中状态变量的初值; 从而在给定系统初值的条件下, 就可以利用递推的方法得到状态方程的解。上述方法实际上是在时域中对系统进行分段线性化。

对于上述系统, 由于前两个拓扑结构的转换是通过外加控制信号实现的, 所以转换时刻是已知的, 而第三个拓扑结构是由于二极管中的电流(也即电感中的电流)为零导致的, 所以动作时刻 $t_k + d\tau + \Delta\tau$ 取决于系统本身的状态和参数, 实际上只有通过试算, 即判断电流过零的时刻来确定。为了得到一定的计算精度, 试算的步长一般均取得较小, 所以往往需要较长的仿真时间。

这种把对开关过程中不同状态变流器的一系列拓扑集合的描述作为变流器模型的方法, 由于物理概念清晰, 应用方便, 在实践中为变流器特性的研究提供了一个有力的工具。但是这种模型存在一个问题, 就是由于每个理想开关均有两个状态, 当系统有 N 个开关器件时, 对应的拓扑数就将为 2^N , 此时随开关器件数量的增加, 拓扑数呈指数上升, 造成的所谓“维数灾”将使得建模在实际中无法进行。

对于如图 3-17 所示的一个最普通的单相逆变器而言, 即使不考虑吸收电路中的二极管, 也包括 4 个开关器件和 4 个反并二极管。这意味着可能出现的拓扑数将达 $2^8 = 256$ 个。如果用前述的分段线性化办法进行求解, 显然将既不经济又不可能, 实际上经过对电路的工作分析会发现, 在这些状态中有许多拓扑结构在实际应用中是不可能或不允许出现的。

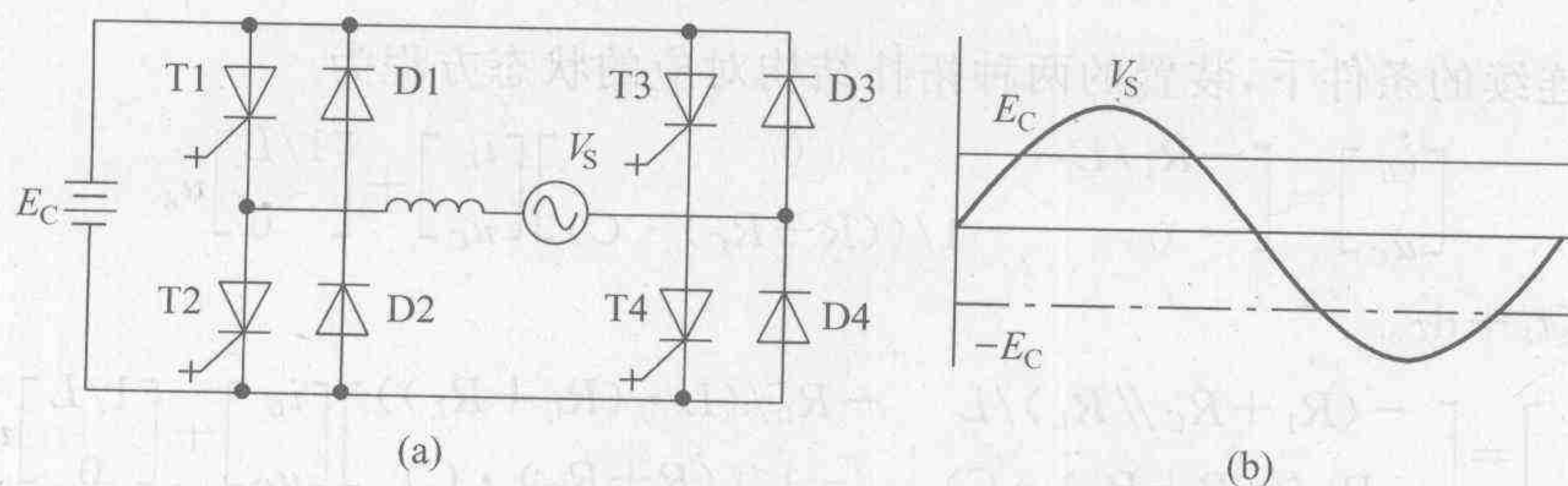


图 3-17 单相逆变器原理图及输出电压波形

通过对变流器工作的分析,可以用如下原则确定有效状态:在忽略换流过程的条件下,假定变流器工作电流连续。则

- ① 若忽略反并联的一对器件相互之间的换流过程,则在外加电压作用下反并联的开关器件与二极管中仅可能有一个导通;
- ② 为了防止贯穿短路现象的出现,在同一臂中相串联的两个开关元件,任何时刻仅可能有一个器件导通,因此在同一臂的 4 个器件中仅可能有一个导通;
- ③ 在任何情况下,单相桥中最多有两个器件处于导通状态。

据此可以对上述单相逆变器进行分析,逆变器输出端负荷为一交流电源,而直流电源的电压为 E_c ,在耦合电抗较小时,变流器的工作状态为:当 $E_c > V_s$ 时,装置工作在逆变状态;而在 $E_c < V_s$ 时,装置工作于整流状态。假定同一臂上两个开关器件的触发信号相反,即所谓 180° 导通型,此时在一个电源周期中,当一臂上的 4 个管子中有任一个导通时,另一个导通管将是与之异臂的 4 个管中可以与之构成回路的两个管中的一个。例如,当 T1 导通时;另一个可能的导通器件为 T4(逆变时)和 D3(经变压器短路续流)。

上述方法通过结构分析,剔除无效的拓扑数,将有效的拓扑数由 256 降到 $C_4^1 \cdot C_2^1 = 8$,对于建立拓扑模型上述降阶的方法显然是十分经济有效的。但对于复杂的系统,例如多重化的变流系统,上述通过对系统的各种拓扑状态进行分析来降阶的方法将是十分困难和费时的。比如如图 3-18 所示的 20MVA STATCOM 装置采用了四重化的方法,以增大变流器的容量,并减少谐波含量。此时系统共包括 12 个单相桥,即 48 个开关器件和 48 个反并二极管,总共 96 个器件,可能的拓扑数为 $2^{96} \approx 8 \times 10^{28}$ 。即便每个桥的拓扑数简化为 8 个,也将有 $8^{12} \approx 6.87 \times 10^{10}$,即上百亿个拓扑数。所以采用拓扑分析的方法仅适用于诸如 DC-DC 变流器这类拓扑数量有限的变流器的研究,对于复杂系统的仿真显然仍需采用其他的方法。

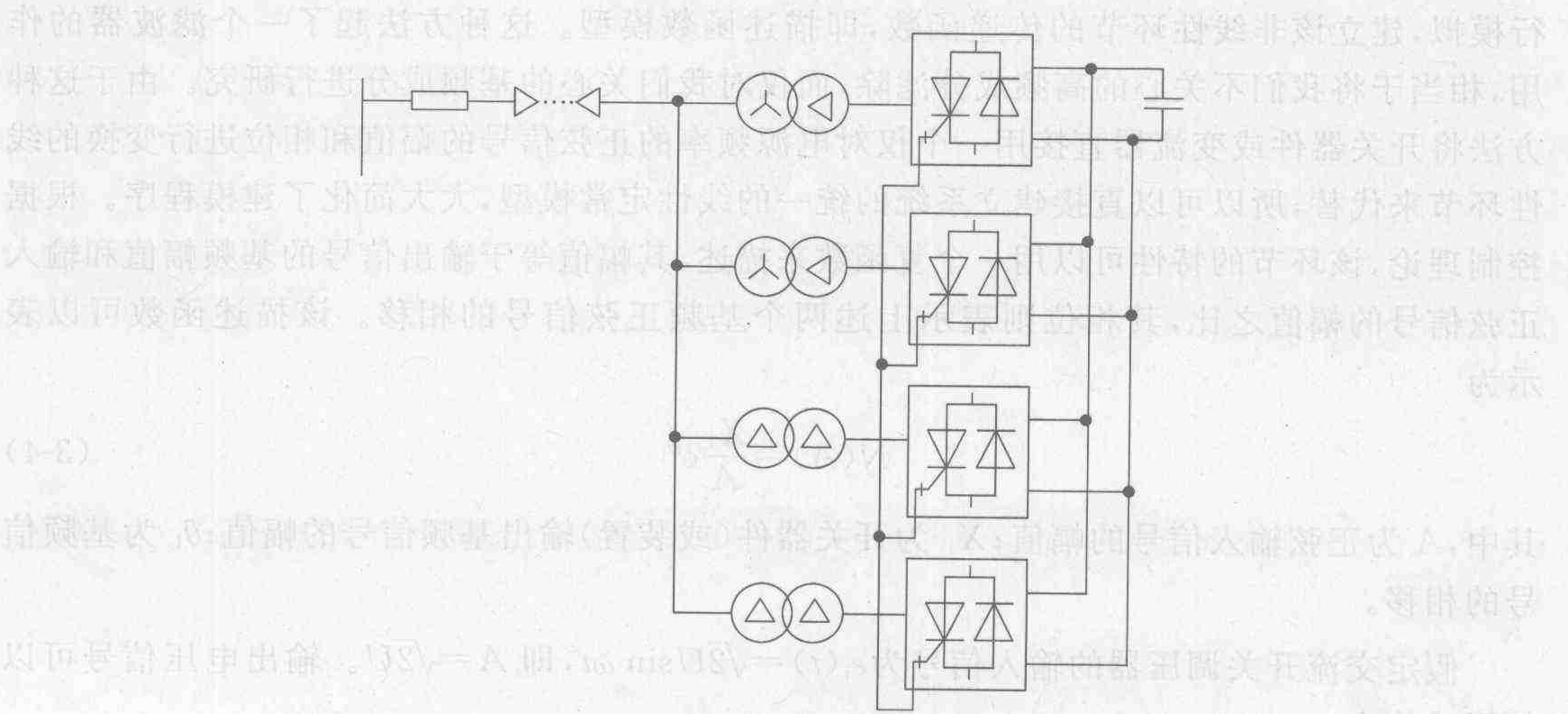


图 3-18 四重化 STATCOM 的仿真电路图

另一种理想开关的建模方法是将器件的两个状态用两个不同阻值的电阻(比如通态用小电阻 0.01Ω ;而断态用一个大电阻 $10^6 \Omega$)来表示(见图 3-19),此时在开关状态变化时,系统的拓扑结构(即状态方程)并不发生变化,而仅是状态方程的系数发生相应的变化。这种

双电阻法的实质是将一个含开关器件的非线性系统在时域中经过线性变换为一系列分段变系数的线性系统。这种方法由于不牵涉拓扑结构和状态方程的变化,所以便于利用计算机进行分析,从而成为大多数仿真软件采用的方法。但是由于理想开关器件中描述两个状态的电阻的阻值往往相差几个数量级,可能会导致方程的病态,从而引起数值计算的不稳定。因此选择适当的步长是其中的关键,这种方法特别适用于在忽略开关动作引起的过渡过程的条件下,对装置的动态与静态波形进行仿真。

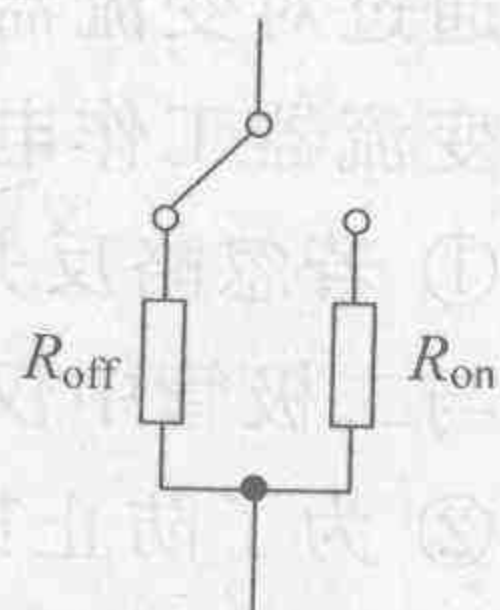


图 3-19 理想开关双电阻模型

3.1.3 平均模型

开关模型通过时域线性化的方法,利用一组线性时不变系统对非线性时变的电力电子系统进行描述,从而可以利用线性系统状态方程的求解方法进行求解,大大加快了仿真速度。但是在实际应用中求解这些状态方程,特别对于高阶系统的求解,仍是一个困难的问题。这就提出一个问题,即是否能进一步简化装置的模型,换句话说是否可以找到一个简化的模型 S_2 ,用较少的拓扑或状态变量对一个具有 K 个线性时不变拓扑的系统 S_1 进行描述,并保证在整个动态过程中 S_2 的状态 $Y(t)$ 始终保持原系统 S_1 的状态 $X(t)$ 的主要特征运动,或者说保持原系统的主模式。最为理想的当然是 S_2 又是一个线性时不变系统,从而可以用常规的方法求解。实践中进行上述简化有两种可能的方法。

第一种方法是针对电力电子装置非线性特点,通过对其输入输出特性,特别是基频特性进行模拟,将变流装置或开关器件用一个自建的线性化模型来代替。此时可将变流器看作一个具有对称特性的非线性环节向一个线性负荷供电。在输入信号是正弦波的情况下,假定负荷具有良好的低通滤波特性,则可将开关器件的输入输出特性利用其基频特性来进行模拟,建立该非线性环节的传递函数,即描述函数模型。这种方法起了一个滤波器的作用,相当于将我们不关心的高频成分滤除,而仅对我们关心的基频成分进行研究。由于这种方法将开关器件或变流器直接用一个仅对电源频率的正弦信号的幅值和相位进行变换的线性环节来代替,所以可以直接建立系统的统一的线性定常模型,大大简化了建模程序。根据控制理论,该环节的特性可以用一个复函数来描述,其幅值等于输出信号的基频幅值和输入正弦信号的幅值之比,其相位则表示上述两个基频正弦信号的相移。该描述函数可以表示为

$$N(A) = \frac{X_1}{A} e^{j\theta_1} \quad (3-4)$$

其中, A 为正弦输入信号的幅值; X_1 为开关器件(或装置)输出基频信号的幅值; θ_1 为基频信号的相移。

假定交流开关调压器的输入信号为 $e_i(t) = \sqrt{2}U \sin \omega t$, 即 $A = \sqrt{2}U$ 。输出电压信号可以如下式给出:

$$U(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega t < \alpha \\ \sqrt{2}U \sin \omega t & \alpha < \omega t < \pi \end{cases} \quad (3-5)$$

其中, α 为触发控制角; U 为输入交流电压的有效值。

这相当于将变流器用如图 3-20 所示的死区非线性函数代替。当负荷为纯感性时,如对

于晶闸管控制的电抗器(TCR)而言,电流的基频分量为

$$i_L = \frac{\sqrt{2}U}{X_L}(\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (3-6)$$

其中, X_L 为负荷电抗值。

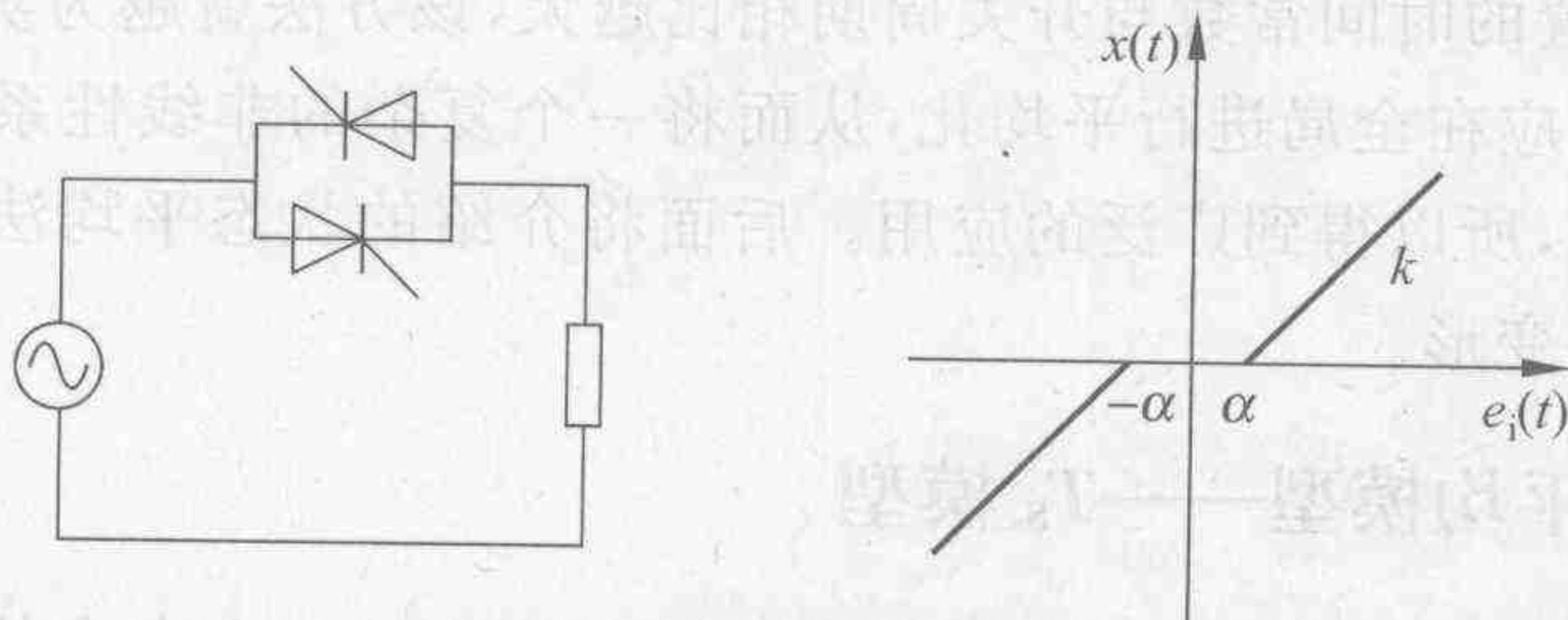


图 3-20 交流调压器电路图

在电流连续的条件下,此时输出电流同样为奇函数,其基频分量的傅里叶级数展开式的系数值为

$$\begin{cases} a_{L1} = -\frac{\sqrt{2}U}{\pi X_L}[2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha] = -\frac{\sqrt{2}U}{\pi X_L}[\sigma - \sin \sigma] \\ b_{L1} = 0 \end{cases} \quad (3-7)$$

其中, σ 为导通角,单位为 rad。 σ 和控制角(也称触发延迟角) α 之间的关系为

$$\alpha + \sigma/2 = \pi$$

相应的输出电流的描述函数可以计为

$$X(A) = Be^{j\theta} \quad (3-8)$$

其中, $\theta = 90^\circ$,

$$B = \frac{1}{\pi X_L}[\sigma - \sin \sigma]$$

上式表明作为纯电感负荷,TCR 通过电流的基频分量是一个纯余弦函数,换句话说,负荷电流的基频分量滞后外加电压基频分量 90° ,因此负荷所吸收的是纯感性无功功率。此时将一对反并的晶闸管组成的交流开关变流器可以由上述描述函数环节来表示,从而可以就地导出系统的框图,而不需经过其他变换。但值得注意的是,由于上述方法忽略了谐波分量对系统的影响,所以主要用于对由该装置组成的系统的稳定性分析,以及在系统发生基频振荡时振荡的幅度和频率的研究。

第二种方法是对器件或装置在不同拓扑条件下的输入输出特性平均化,从而将一个非线性时变系统简化为一个线性时不变系统。在数学上为了将平均过程引入时变系统,引入一个小正参数 ϵ ,得到所谓的标准形式的平均方程

$$\dot{x} = \epsilon F(t, x) \quad 0 < \epsilon \ll 1 \quad x(t_0) = x_0 \quad (3-9)$$

其中, $F(t, x)$ 为 t 与 x 的连续函数。对上述方程等号右边在时域中的平均数可用算子定义为

$$G(\cdot) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T F(s, \cdot) ds \quad (3-10)$$

由此得到一个系统新的状态空间表达式:

$$\dot{Y} = \epsilon G(Y)$$

Bogolioabov 指出存在一个小的正数 ϵ_0 , 使得当 ϵ 满足 $0 < \epsilon \leq \epsilon_0$ 时, 对一个给定的表示 X 与 Y 之间接近程度的量 K 存在一个区间 K/ϵ , 使得在该区间内方程的解 Y 逼近于 X 的真解。该参数越小, 平均系统的解就越接近原系统的解, 并且具有和原系统相同的稳定性。应用中通常将 ϵ_0 表示为 $\epsilon_0 = \alpha T$, 其中 T 为开关周期; α 与装置的参数相关。因此可见开关频率越高, 或者说装置的时间常数与开关周期相比越大, 该方法就越为实用。该方法的思路可以用来对装置的响应在全局进行平均化, 从而将一个复杂的非线性系统转换为一个简单的线性定常系统求解, 所以得到广泛的应用。后面将介绍的状态平均法和 PWM 开关模型均是其该方法的一种变形。

3.1.4 开关周期平均模型—— T_s 模型

平均模型的实践表明, 平均是对非线性系统进行简化的一个有力的工具。但是如果在仅关心装置的输入输出特性的情况下, 我们是否有可能在开关周期与装置的时间常数相比很小的条件下, 在整个开关周期中对系统进行平均? 如果可以, 利用什么原理来对这样一个非线性系统进行简化呢?

能量守恒是一切物理过程(不论是线性的还是非线性的)都必须遵循的一个根本原理。显然也可将该原理应用于前述功率因数校正器。假定输入信号的周期(电源周期)远远大于开关周期, 在忽略输入电压的纹波的条件下在一个开关周期内将输入信号 i_i, V_i 看做一个常量, 输出为 V_o, p_o 是负载侧的扰动功率, 则根据能量守恒的原理, 在开关损耗为 0 的条件下装置在一个开关周期内的平均特性可以描述为

$$\begin{aligned} V_i i_i &= L \frac{di_i}{dt} i_i + C \frac{dV_o}{dt} V_o + p_o + \frac{V_o^2}{R} \\ &= \frac{1}{2} L \frac{d(i_i)^2}{dt} + \frac{1}{2} C \frac{d(V_o)^2}{dt} + p_o + \frac{V_o^2}{R} \end{aligned} \quad (3-11)$$

其中, 等式左侧为输入功率; 右侧为输出功率。由于稳态时电流跟随型的功率因数校正器的输入电流与输入电压同相位, 即 $i_i = k(t) V_i$, 式中 $k(t)$ 是由电压控制器输出的控制变量, 用以调节输入电流与输入电压 V_i 间的比例关系。在输入信号周期远大于开关周期条件下, $k(t)$ 可用其平均值 k 代替, 故式(3-11)可改写为

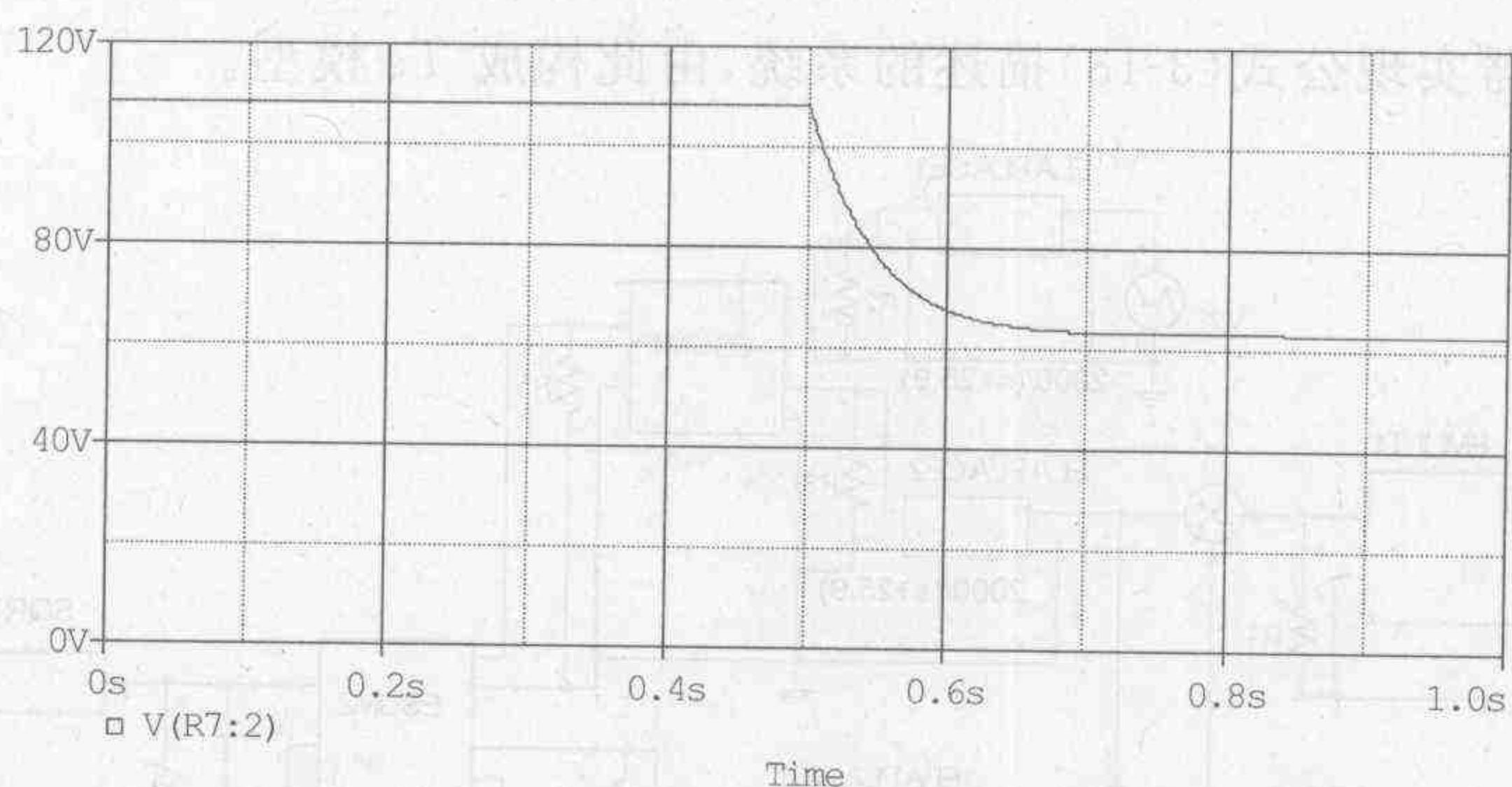
$$k V_i^2 = \frac{1}{2} L \frac{d(k V_i)^2}{dt} + \frac{1}{2} C \frac{d(V_o)^2}{dt} + p_o + \frac{V_o^2}{R} \quad (3-12)$$

将 $Y = V_o^2$ 看做输出变量, 如果以 $X = k V_i^2$ 为输入变量, 则式(3-12)是关于 X 的一个一阶线性状态方程, 可以利用 PSpice 构成如图 3-21 所示的时域仿真电路进行仿真。

而对上述方程进行拉氏变换可以得到初始条件为 0 情况下的频域方程:

$$Y(s) = \frac{-[2P_o + (Ls - 2)X(s)]}{C[s + 2/(RC)]} \quad (3-13)$$

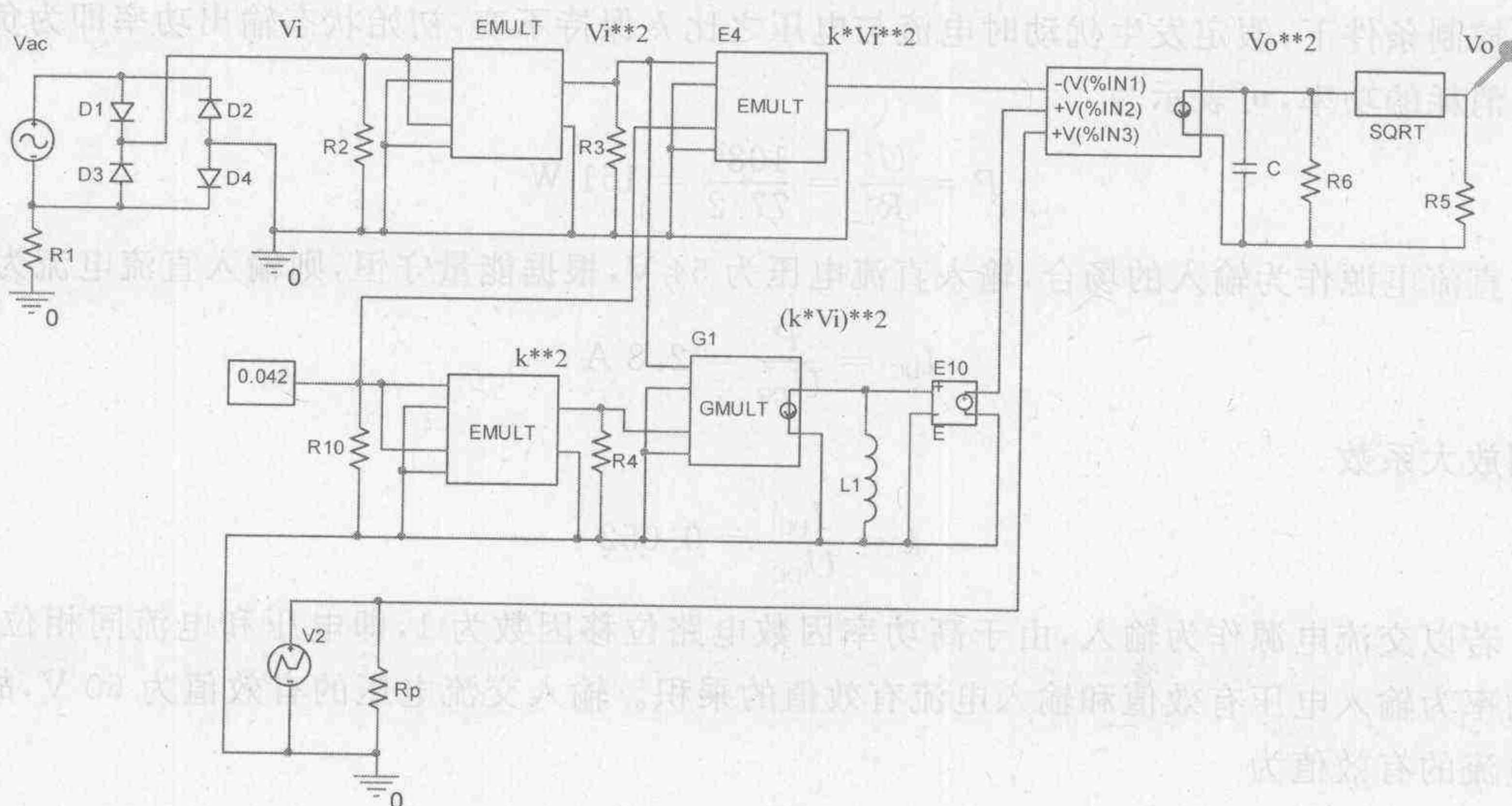
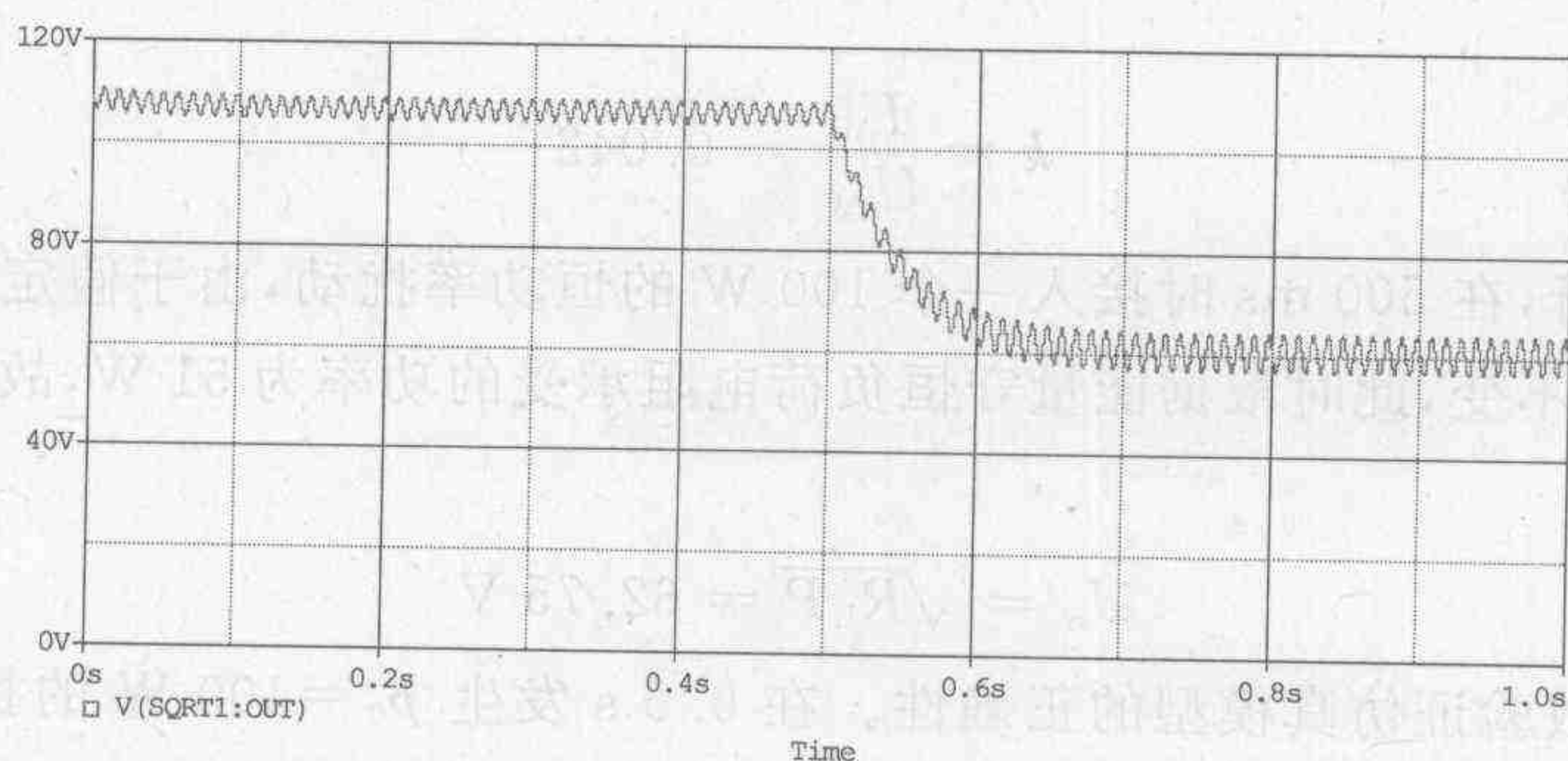
据此, 可以利用 PSpice 中的拉普拉斯变换模拟功能模块构成图 3-21 的频域仿真电路, 其中, ESUM 为加法器的模拟功能模块, 其输出电压信号为两个输入电压信号之和; EMULT 为乘法器模拟功能模块, 其输出电压信号为两个输入电压信号的乘积, 图中由它生成输入电压 V_1 的平方。而 3 个 ELAPLACE 模块为拉普拉斯变流器, 分别代表式(3-13)中的 3 项: ELAPLACE1 代表第一项, 其输入 V_2 用于描述扰动功率 p_o , 其他两个 ELAPLACE 模块分别描述第二、三项。由于 PSpice 中的内建功能模块只有两个输入端的加法器, 所以仿真中

图 3-22 频域 T_s 平均模型仿真结果

$$Kv_i^2 = \frac{1}{2}L \frac{d(Kv_i)^2}{dt} + \frac{1}{2}C \frac{d(v_o)^2}{dt} + p_o + \frac{v_o^2}{R}$$

相应的仿真电路与波形如图 3-23 和图 3-24 所示。

对比图 3-22 和图 3-24, 显然两者具有相当好的一致性。

图 3-23 时域 T_s 平均模型仿真系统图图 3-24 时域 T_s 平均模型仿真结果

型。此时系统方程可简化为

$$\frac{d(\bar{u}_o)^2}{dt} = -\frac{2}{RC}(\bar{u}_o)^2 + \frac{2}{C}(kV^2 - p_0) \quad (3-14)$$

式(3-14)是一个关于输出电压均值的平方 $(\bar{u}_o)^2$ 的一阶状态方程,利用拉氏变换可以得到

$$U(s) = \frac{2/C}{s + 2/RC} (kV^2 - p_0) \quad (3-15)$$

其中, $U(s) = L[(\bar{u}_o)^2]$ 。假定暂不考虑控制系统, k 为常量, 此时利用 PSpice 中内建的模拟行为模型建立的装置的时域仿真电路图如图 3-25 所示, 而频域仿真电路如图 3-26 所示。利用 T_L 频域模型进行 1 s 仿真的仿真结果与前述 T_S 仿真结果具有很好的一致性, 仿真速度也大大提高。频域 T_L 平均仿真模型的仿真波形如图 3-27 所示。

图 3-25 T_L 时域仿真模型

对比图 3-22 和图 3-27 的仿真结果可以看到,虽然电路复杂程度不同,但仿真结果具有相当好的一致性。

以上较为详细地讨论了如何对电力电子电路进行层次分解,并据此进行多层建模的方法。建立的 5 种模型的特点见表 3-1,在应用中根据研究的问题采用适当的装置模型,是装置仿真成功的关键。实际上在建模过程中,“效率”和“精度”是一对始终存在的矛盾。为了提高效率,对模型过分简化,就有可能将错误的结论引入分析的原型系统中;而过分详细的模型又会导致不必要的复杂性,即便可以得到可行解,也可能因涉及细节过多,难以利用可以获得的数据进行分析。所以可行的方法是在精确性和简单性二者之间寻找一个合理的折中方案,这就是本节研究的重点。

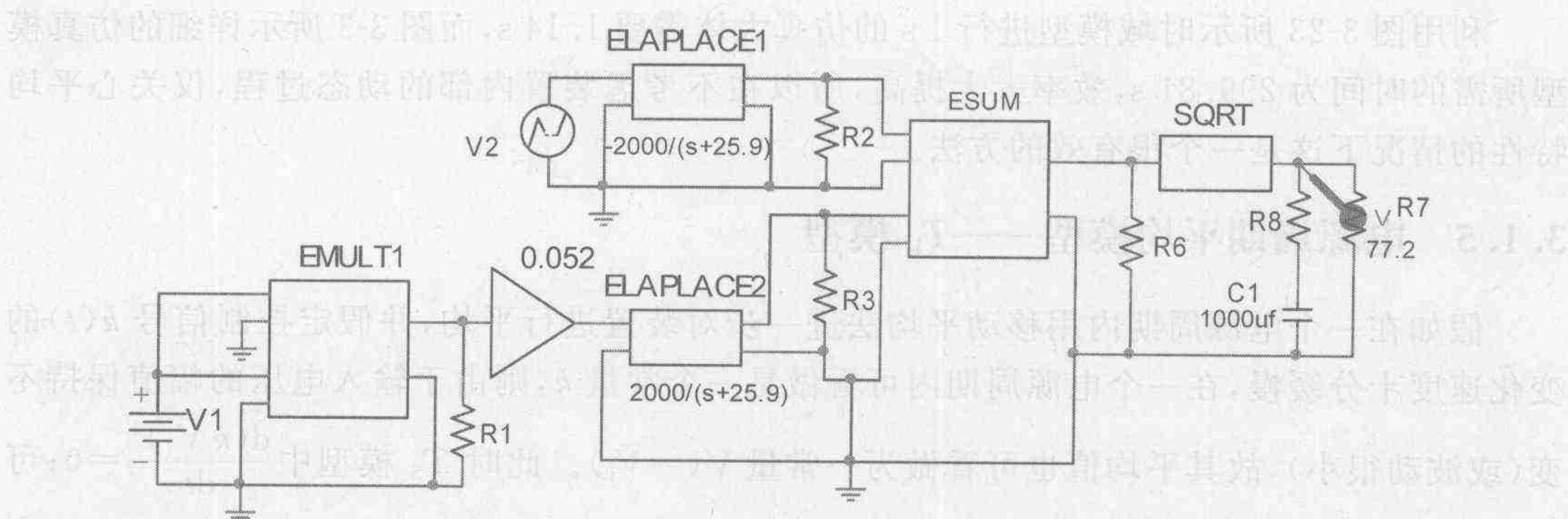
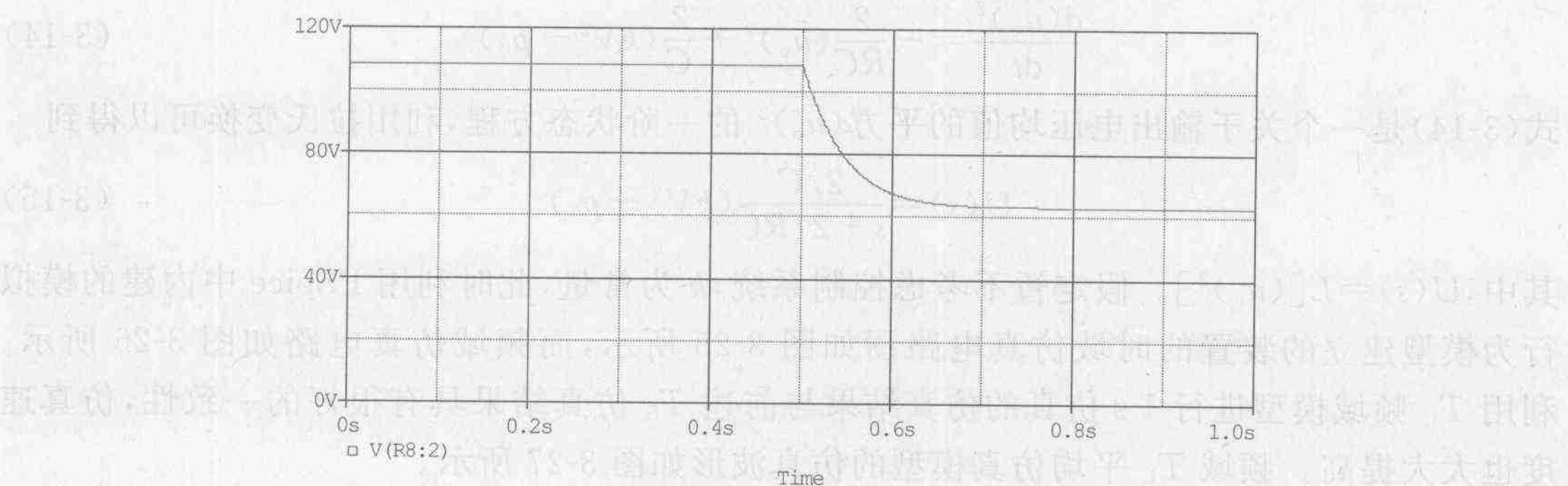
图 3-26 频域 T_L 平均模型仿真系统图图 3-27 频域 T_L 平均模型的仿真结果

表 3-1 多层建模应用领域和性能比较

| 模型类别 | 研究对象 | 仿真 1 s 的过程时间/s |
|----------|---------------------------|-------------------------|
| 精确的器件级模型 | 开关过程中的响应, 器件承受的电流、电压和功耗 | 3000(原系统) 1580(直流输入) |
| 理想开关模型 | 失真或次谐波振荡、稳态波形、起动过程 | 148 |
| 平均开关模型 | 失真、稳态波形、过渡过程响应与稳定性 | 2.6 |
| 开关周期平均模型 | 装置稳态波形、动态响应、稳定性 | 1.14 |
| 电源周期平均模型 | 系统动态与稳态响应、静止负载或电源调节小信号稳定性 | 0.82 |

3.2 矩阵型变流器的建模与仿真

通用仿真软件中的器件模型经过适当的参数调整后,可以成功地应用到电力半导体电路的仿真中,并且是一个十分有效的工具。但是对于系统级装置和复杂的装置利用上述精确器件模型进行仿真则存在一系列困难,特别是如下两个问题:

① 二极管、晶体管及功率半导体器件的模型通常均用包括指数项的受控源及非线性开关来描述,这就要求仿真中采用非常小的计算步长,而小的计算步长导致了很慢的计算过

程,并可能导致不收敛的问题;同时仿真时所产生的数据占用大量的计算机资源,从而对计算机的能力提出很高的要求。

② 复杂变流器的精确建模使仿真电路中包括大量的元器件模型,这不仅占用大量的计算机资源,同时元器件数量的增加也增大了系统病态的概率,从而进一步影响到计算的稳定性。随着电路开关频率的增大,这个问题就变得更为突出。

所以,当系统的时间常数与开关周期相比大得多时,如果所关心的主要是装置的输入输出特性,那么就可以忽略开关瞬间的动态过程,利用理想开关模型来进行建模,这样既可以把握电力电子器件的根本特性,即开关特性,同时又可以大大改善仿真计算的性能,成为复杂系统仿真的一个最佳选择。但开关器件的应用使得电力电子电路成为非线性的时变电路,而对电路做线性化处理的关键在于,如何利用理想开关模型随时间变化的开关状态,将系统表示为一组在时间上分段定义的线性时不变电路的组合。在利用理想开关模型对电力电子电路建模时通常需要遵循如下 3 条规则:

① 在任一时刻电力电子电路的拓扑均为一个线性时不变电路,而仿真过程则体现为对这一系列线性拓扑按时间序列进行计算。

② 由于装置中电容上的电压和电感中的电流不能突变,所以在在一个开关状态中电容上的电压和电感中的电流的终值,将成为下一个开关状态中电容上的电压和电感中电流的初值。又由于实际中均将电容上的电压与电感中的电流取作状态变量,这意味着虽然开关状态不连续,但是状态变量本身却是连续的变量,所以从本质上电力电子电路属于连续系统。

③ 开关动作的时刻由外部与内部两种因素决定:外部因素指的是控制信号与特殊状态,例如过压或过流引起的元器件的损坏,这一类电路可以方便地利用外部控制信号的作用时刻将系统定义为时间序列上分段定义的一组线性定常系统。内部因素指的是开关器件在达到某些阈值时自动改变状态,例如在流过器件的电流小于维持电流时,开关器件自然关断。后者成为仿真中的难点,因为其转换的时刻取决于包括原来的状态、系统参数等一系列因素。

在实践中,为了便于讨论,可以将变流器分为两类。

(1) 矩阵型变流器(matrix converter, MTC)

此类系统具有两个基本假设:一是作为矩阵变流器输入的信号源的内阻很低(对于电压源变流器上述条件通常是成立的),所以各个输出之间是解耦的,可以分别对其进行独立控制。二是此类变流器仅由理想的、无损耗的开关和变压器构成,此时变流器的输出电压将与负荷电流的大小无关,而仅是输入电压的线性组合。一个具有 k 个输入、 N 个输出的矩阵变流器的基本结构如图 3-28(a)所示,其中, $u_i^1 \sim u_i^k$ 为输入电压, $u_o^1 \sim u_o^N$ 为负荷电压。

由于各输出端之间是解耦的,所以变流器可以用 N 个 k 输入、单输出的子系统来描述。其中第 j 个输出变量对应的子系统的等效电路可用图 3-28(b)来表示,其中 $u_j^1 \sim u_j^k$ 为经输入变换后生成的各个中间电压,其大小取决于输入电压和变流器的工作状态,并可以用一个 $L \times k$ 维的常系数输入变换矩阵 T_j 来描述,即中间电压向量 u_j 可由下式给出:

$$u_j = T_j u_i \quad (3-16)$$

其中, u_i 为输入电压向量。

等效电路中的多路转换器 H 用来根据实际变流器在不同时刻的工作状态,将相应的电压施加到输出端,以模拟矩阵变流器的转换作用。以 H_j 表示第 j 个子系统中相应的多路转

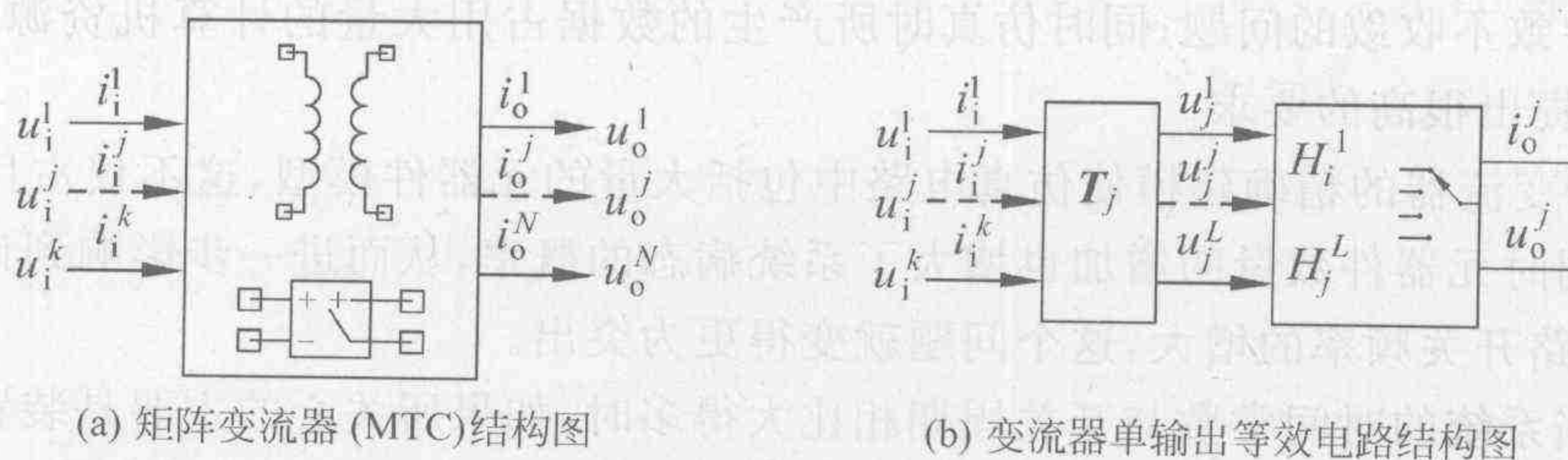


图 3-28 矩阵变流器

换器的状态向量(对于每个开关元件用 1 表示开通, 0 表示断开), 相应的输出变量 u_o^j 可以表示为

$$u_o^j = u_j^T H_j = u_i^T T_j^T H_j \quad (3-17)$$

由此, 对于矩阵型变流器, 其输出电压可以直接根据输入电压、输入变换矩阵和变流器开关函数求得。属于此类的变流器包括相控型变流器, 例如整流器、交交变频器以及脉宽调制型变流器, 如逆变器、斩波器等。由于此类变流器电路中除了吸收回路和滤波器外不需要任何其他无源器件, 并且可以对其输入信号的相位和波形进行精确的控制, 所以可以利用戴维南定律对它进行分析。以图 3-29 所示的逆变器的单线图为例, 系统可以表示为直流电源 u 通过变流器向负荷 Z 供电。此时虽然矩阵变流器为非线性的, 但输入直流信号 u 和负荷 Z 实际上均为线性时不变。由 BB' 向右看(见图 3-29(a)), 变流器与负荷 Z 一起构成输入信号 u 的负荷。注意到矩阵变流器的非线性, 此时系统相当于由一个线性电源向一个非线性的时变电路供电。由于非线性时变系统没有一个一般的对它求解的方法, 通常只能利用数值方法或分段线性化的方法求解, 二者均需进行大量的复杂计算, 从而造成仿真的困难。

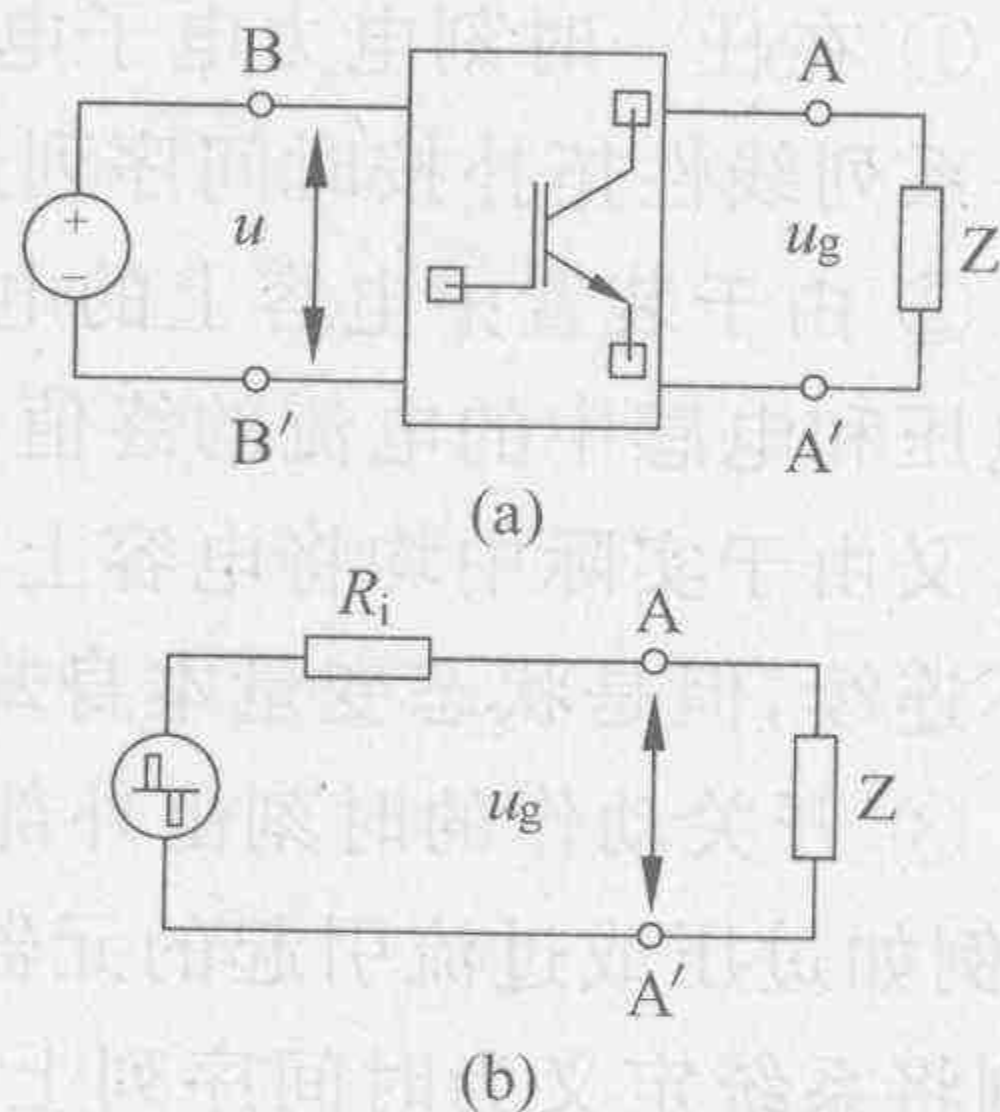


图 3-29 MTC 的戴维南等效电路

而若从 AA' 向左看, 则系统相当于一个时变电源向一个线性时不变的负荷供电。注意到矩阵变流器中不含任何其他元件的假定, 则该等效电源的内阻唯一由电源的内阻确定, 故可以将上述电路利用戴维南定理变换为一个由分段线性化的时变电源向一个线性负荷供电的系统。注意由于上述变换为等效变换, 所以不会影响负荷侧的电流与电压波形。这实际上也是一种线性化过程, 它将一个连续的线性信号输入到一个非线性时变系统的问题转换为, 一个将在时域中分段定义的输入信号输入到一个线性时不变系统的问题。由于线性时不变系统可以用常规的方法求解, 所以大大简化了问题。此时, 对于逆变器的仿真如图 3-29 所示, 将生成的 PWM 信号直接施加于线性负荷, 由于电路中不含任何非线性的开关器件, 完全是常规的线性 RLC 电路或其他机电负荷, 所以大大改善了计算的稳定性, 加快了仿真速度, 成为矩阵型变流器仿真的最优方法。下面将进行详细的讨论。

(2) 非矩阵型变流器(NMTC)

非矩阵型变流器也称开关模式变流器(switched mode), 其特点在于变流器电路是由开关器件和无源器件组成的一个整体, 所以需用完全不同的方法进行讨论。此类变流器主要

包括各种类型的直直变流器,如升压、降压和升降压斩波器等,对此将在 3.3 节中进行详细讨论。

3.2.1 开关函数与变换模式

变流器在忽略开关过程的条件下,可以看作是由理想开关构成,特别是在由开关器件和反并二极管构成的器件组合中,若对电流是流经二极管,还是流经开关器件不关心,可以十分方便地将该组合用一个理想开关来表示,从而可以用前面所示的方法求解。对于矩阵型的变流器(MTC),其根本特点在于变流器的输入与输出之间没有其他元件或子电路存在(或该元件或子电路的作用可以忽略不计,如吸收回路),则该变流器可以看做是一个由开关器件构成的矩阵。将输入变压器看做是由变比决定的系数矩阵的条件下,上述矩阵型变流器的输出相当于输入信号经过开关矩阵进行变换的结果, $u_o = Hu_i$ 。此时对变流电路的建模方法,从常规的通过对系统物理规律的分析建立状态方程模型,转化为通过对变流器的功能分析建立上述变换矩阵的过程。

为了方便起见,将输出(入)电压 u 和电流 i 其中一个作为自变量,另一个作为因变量,从而可以利用开关函数对系统进行描述。对于一个理想开关 S 若以开关闭合为 1,则开关关断为 0,开关函数 $S(t)$ 可记为

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \text{当 } S \text{ 闭合时} \\ 0 & \text{当 } S \text{ 断开时} \end{cases} \quad (3-18)$$

首先对如图 3-30 所示的串联型开关组合进行讨论。在负荷电流连续,且仅允许一个开关导通的条件下,有多个串联开关的系统可以用开关状态函数表示为

$$\sum_{j=1}^m S_j(t) = 1 \quad (3-19)$$

此时输出电压的瞬时值仅由含 $S_j = 1$ 的电源电压 u_j 决定,即

$$u_o = \sum_{j=1}^m S_j u_j \quad (3-20)$$

相应的输出电流 i_o 可以记为由流经对应开关的输入电流 i_j 构成:

$$i_o = \sum_{j=1}^m S_j i_j \quad (3-21)$$

注意到由于任何时刻仅允许一个开关开通,故输入电流可以表示为

$$i_j = S_j i_o \quad (3-22)$$

对于最常见的由两个开关串联构成的组合开关,每个开关有且仅有两个可能的状态 S 和 \bar{S} ,后者为前者的非故

$$\begin{cases} S_1 + \bar{S}_1 = 1 \\ S_2 + \bar{S}_2 = 1 \end{cases} \quad (3-23)$$

此时,根据 S_1 和 S_2 间的关系不同,构成所谓两电平和三电平两种变流器。

3.2.2 二电平开关

每个开关有且仅有两个可能的状态,根据排列组合,两个开关可能产生的组合数为 4

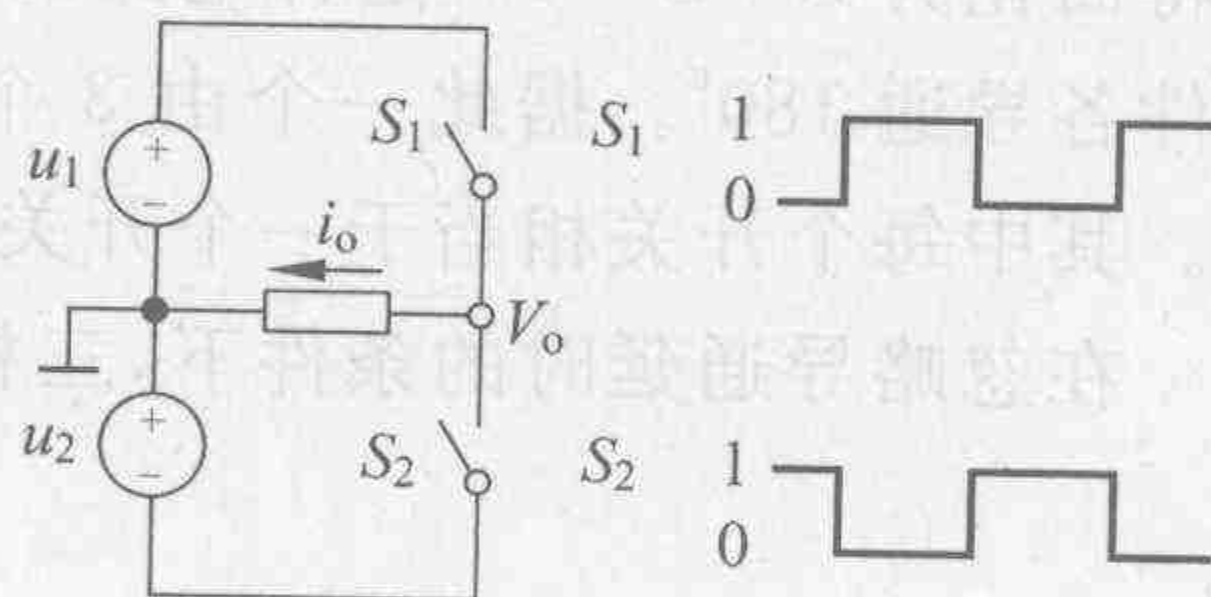


图 3-30 串联型组合开关

个, $S_1 + S_2 + \bar{S}_1 \bar{S}_2 + S_1 S_2 = 1$ 。对于图 3-31(a) 所示的串联开关, 即半桥变流器, 其中 $S_1 S_2$ 意味着电流将不经负荷, 而由上下两个开关导通, 这是一个不允许的故障状态, 在实际中是不允许出现的。所以半桥变流器允许的逻辑关系, 即如下的一般公式:

$$\begin{cases} S_1 + S_2 + \bar{S}_1 \bar{S}_2 = 1 \\ S_1 + \bar{S}_1 = 1 \\ S_2 + \bar{S}_2 = 1 \end{cases} \quad (3-24)$$

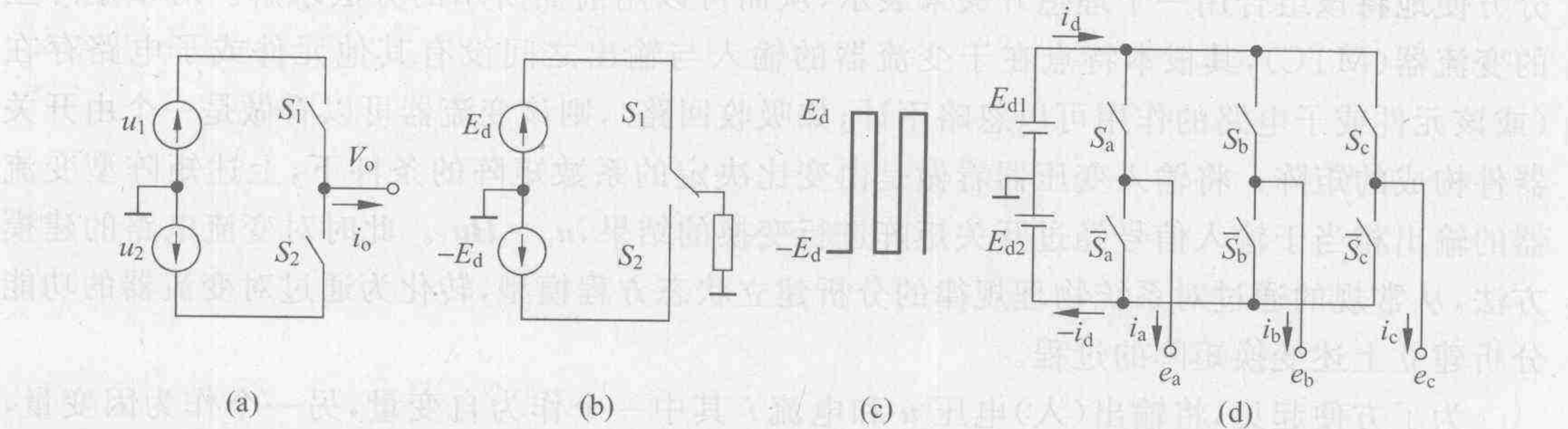


图 3-31 二电平变流器开关函数结构图

如果对上述逻辑式中再做进一步限定: $\bar{S}_1 \bar{S}_2$ 不为 1, 即两个开关不同时关断, 以保证状态连续, 则构成一个如图 3-31(a) 所示的所谓二电平开关。若再进一步令 $S_2 = \bar{S}_1$, 则上述公式将简化为 $S + \bar{S} = 1$ 。这种电路的特点为同一臂上的两个器件是互补的, 或者说上下两个器件各导通 180° 。据此一个由 3 个二电平开关构成的三相电压源逆变器如图 3-31(d) 所示。其中每个开关相当于一个开关器件和与其反并联的二极管的组合。

在忽略导通延时的条件下, 三相桥逆变器将满足

$$\begin{cases} S_a + \bar{S}_a = 1 \\ S_b + \bar{S}_b = 1 \\ S_c + \bar{S}_c = 1 \end{cases} \quad (3-25)$$

利用上述关系构成开关矩阵, 可以列出描述系统相电压的开关状态方程

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a & \bar{S}_a \\ S_b & \bar{S}_b \\ S_c & \bar{S}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{d1} \\ -E_{d2} \end{bmatrix} \quad (3-26)$$

令 $E_{d1} = E_{d2} = E_d/2$ 得到

$$e_a = S_a E_{d1} - \bar{S}_a E_{d2} = (S_a - \bar{S}_a) E_d/2 \quad (3-27)$$

将 $S_a + \bar{S}_a = 1$ 代入, 得到任一时刻的输出电压:

$$e_a = (2S_a - 1) E_d/2 = S_a E_d - E_d/2 \quad (3-28)$$

同理可以得到相电压:

$$\begin{cases} e_b = S_b E_d - E_d/2 \\ e_c = S_c E_d - E_d/2 \end{cases} \quad (3-29)$$

而线电压的瞬时值可以表示为

$$\begin{cases} e_{ab} = e_a - e_b = (S_a - S_b)E_d \\ e_{bc} = (S_b - S_c)E_d \\ e_{ca} = (S_c - S_a)E_d \end{cases} \quad (3-30)$$

当负载没有接地线时,直流电流 i_d 可以表示为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ -i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c \\ \bar{S}_a & \bar{S}_b & \bar{S}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3-31)$$

这种方式十分有利于对线电压进行描述,若没有中性点,则可以将式(3-28)变形,得到

$$e_a = (S_a - \bar{S}_a)E_d/2 = S_a E_d - E_d/2 \quad (3-32)$$

定义两电平开关函数

$$\hat{S}_{2a} = \frac{2S_a - 1}{2} = \begin{cases} 0.5 & S_a = 1 \\ -0.5 & S_a = 0 \end{cases} \quad (3-33)$$

利用此定义,三相开关函数可以描述为如下列向量:

$$\hat{\mathbf{S}}_2(t) = [\hat{S}_{2a} \quad \hat{S}_{2b} \quad \hat{S}_{2c}]^T \quad (3-34)$$

据此,系统电压平衡状态方程可以记为

$$\hat{\mathbf{u}}_o(t) = \mathbf{u}_i(t) \cdot \hat{\mathbf{S}}_2(t) \quad (3-35)$$

其中, $\hat{\mathbf{u}}_o(t) = [e_a \quad e_b \quad e_c]^T$ 为输出列向量; $\mathbf{u}_i(t) = E_d$ 为输入标量。

电流函数可以记为

$$\mathbf{i}(t) = \mathbf{i}_o(t)(\hat{\mathbf{S}}_2(t)) \quad (3-36)$$

其中 $\mathbf{i}_o(t) = [i_a \quad i_b \quad i_c]$ 为行向量。

此时可以将流经系统的直流电流记为

$$i_d - (-i_d) = (S_a - \hat{S}_{2a})i_a + (S_b - \hat{S}_{2b})i_b + (S_c - \hat{S}_{2c})i_c$$

通过变形,直流电流记为

$$i_d = \hat{S}_{2a}i_a + \hat{S}_{2b}i_b + \hat{S}_{2c}i_c \quad (3-37)$$

根据上述开关函数可以得到如图 3-32 所示三相二电平变流器仿真的宏模型。

$$\begin{cases} e_a = u_i \hat{S}_{2a} \\ e_b = u_i \hat{S}_{2b} \\ e_c = u_i \hat{S}_{2c} \\ i_1 = i_a \hat{S}_{2a} \\ i_2 = i_b \hat{S}_{2b} \\ i_3 = i_c \hat{S}_{2c} \end{cases}$$

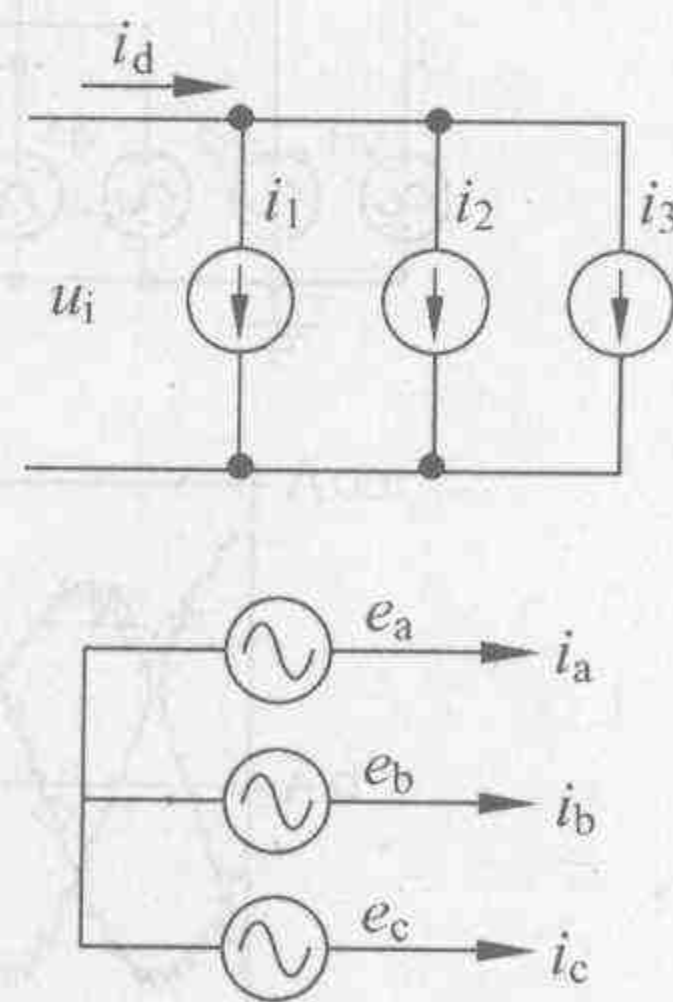


图 3-32 三相二电平变流器宏模型

由此可以把一个常规的三相电压源变流器(见图 3-33(a))

用开关函数宏模型(见图 3-33(b))表示,用 OrCAD 模拟器件建立的相应仿真原理图如图 3-34 所示。

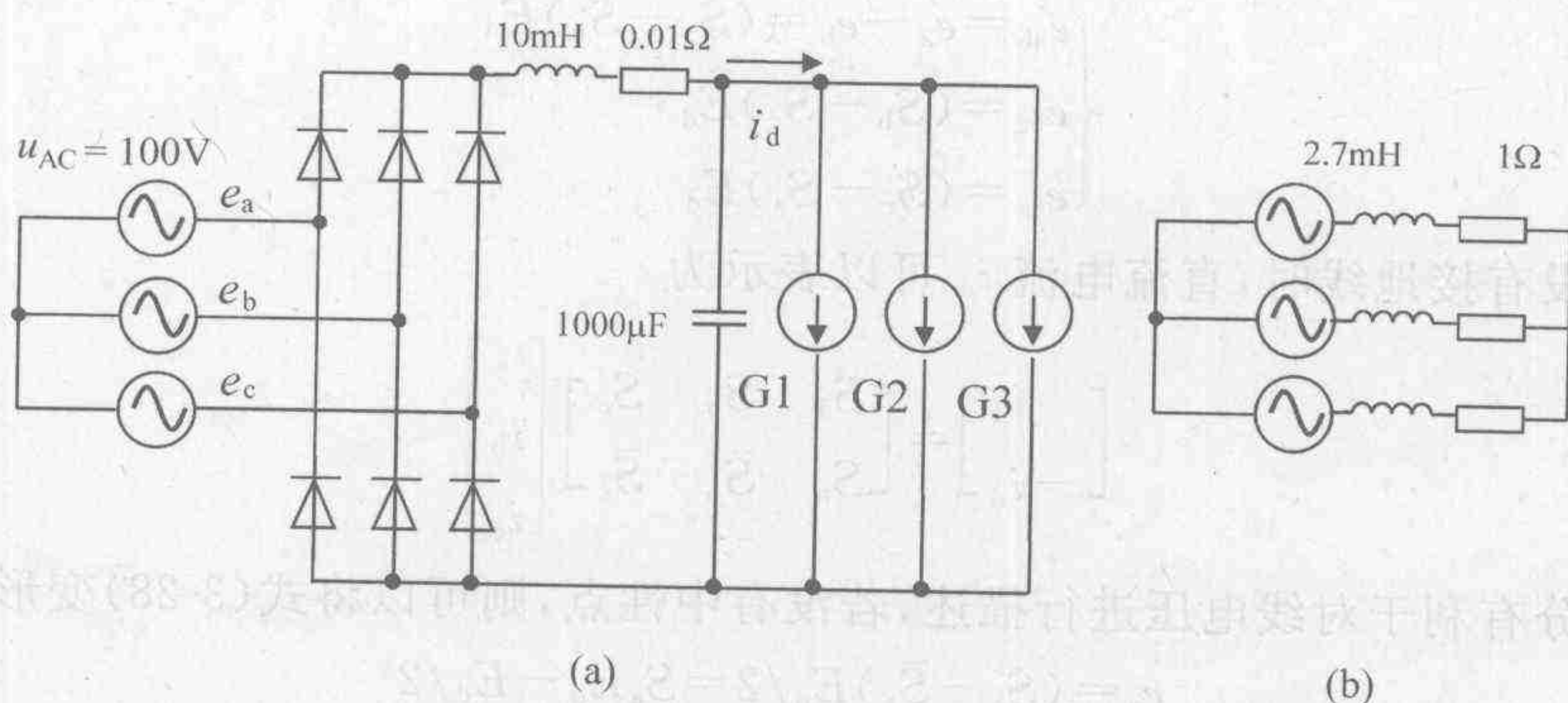


图 3-33 三相电压源变流器(VSI)的开关函数宏模型

这种用开关函数的方法对于所谓的矩阵型变流器的仿真可以提供一种比前述两种理想开关更为简单、有效的工具。它可以节省大量的(数十倍)机时,对复杂的变流器仿真是一个十分有效的方法。图 3-34(a)的仿真结果如图 3-34(b)~(d)所示。

在实践中同样可以利用 OrCAD 的模拟行为模型进行建模,由此构成的仿真结构图如图 3-35 所示。模拟行为模块参数编辑视窗如图 3-36 所示。

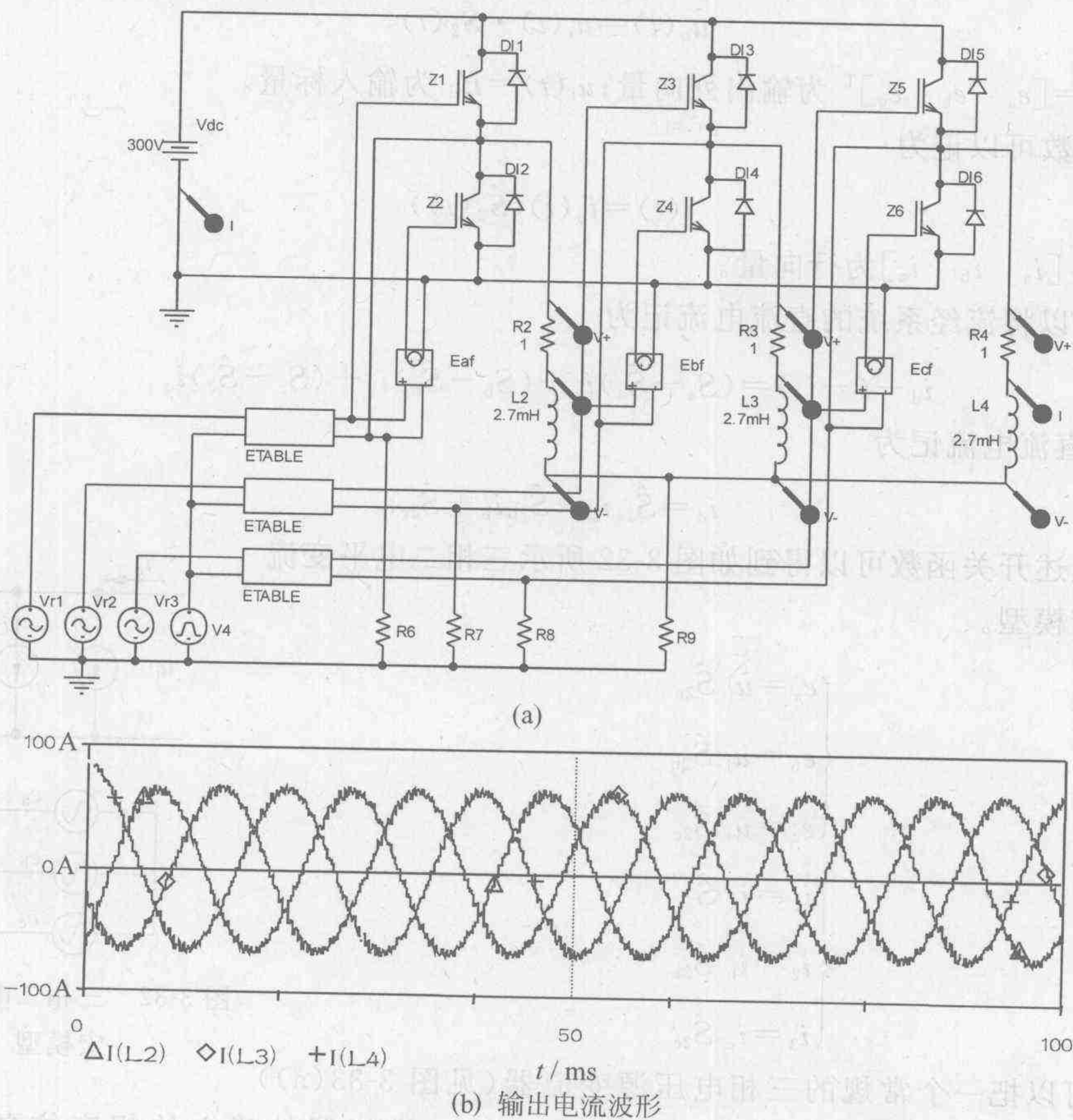
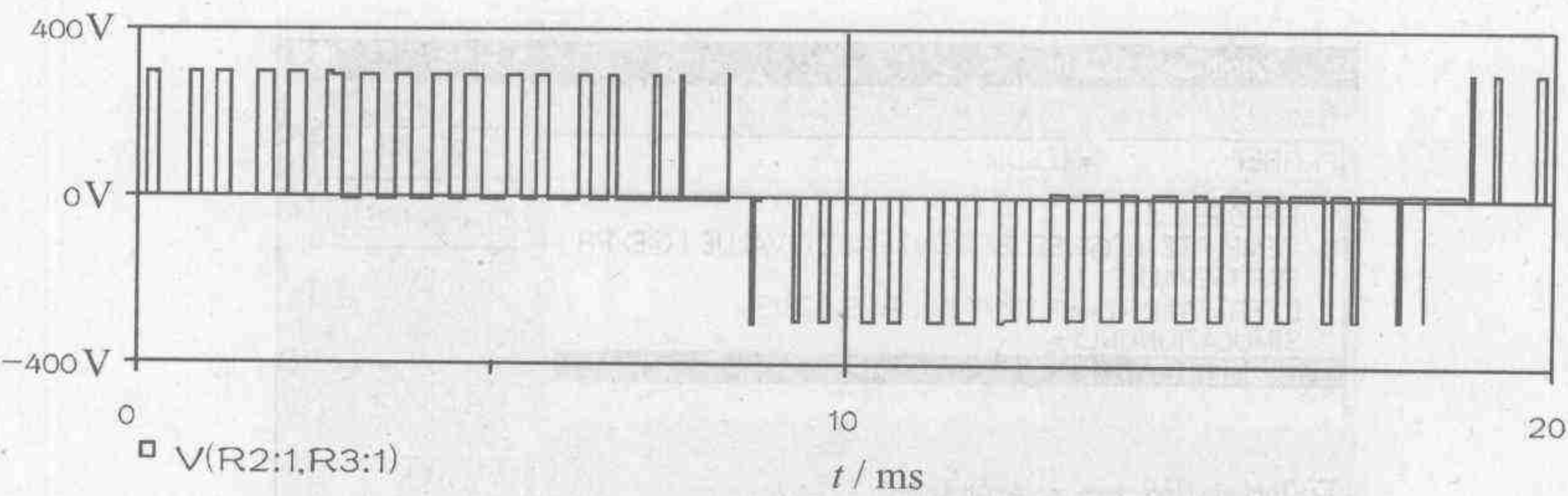
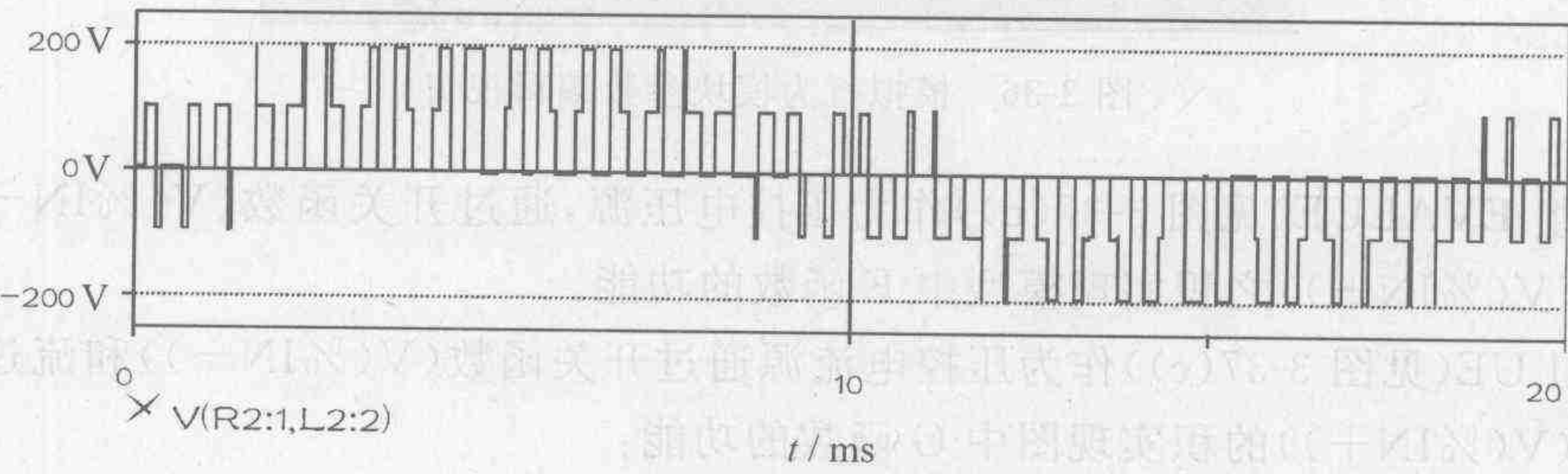


图 3-34 三相逆变器仿真原理图及仿真结果



(c) 输出线电压波形



(d) 输出相电压波形

图 3-34(续)

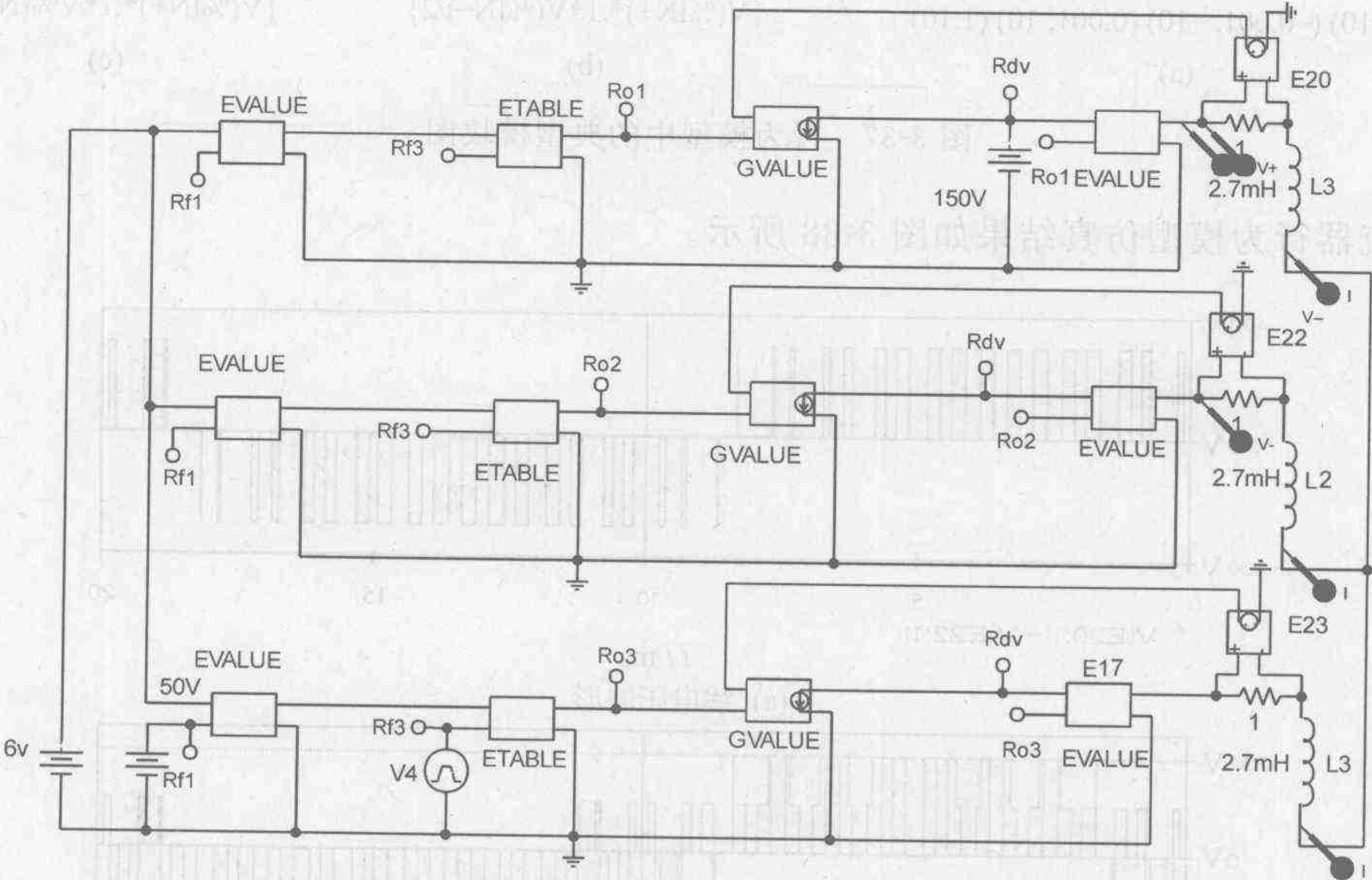


图 3-35 三相变流器开关函数宏模型仿真结构图

将模型中的第一组 EVALUE 作为压控电压源,其输出为两个输入信号(即用于描述参考信号幅值的 V_1 和表示输出频率的 V_2)的函数:

$$V_o = V_1 \sin(6.28V_2 \cdot t + 6.28n/3) \quad n=0,1,2$$

以其作为正弦参考信号。

用表函数 ETABLE(见图 3-37(a))对比较器进行建模,用于比较两个输入端输入的三角波载波信号($V(\%IN-)$)和正弦波参考信号($V(\%IN+)$)的大小,并据此产生 PWM 控制信号,即实现二电平开关函数。当参考信号大于载波信号时,输出 +10 V;反之,输出 -10 V。

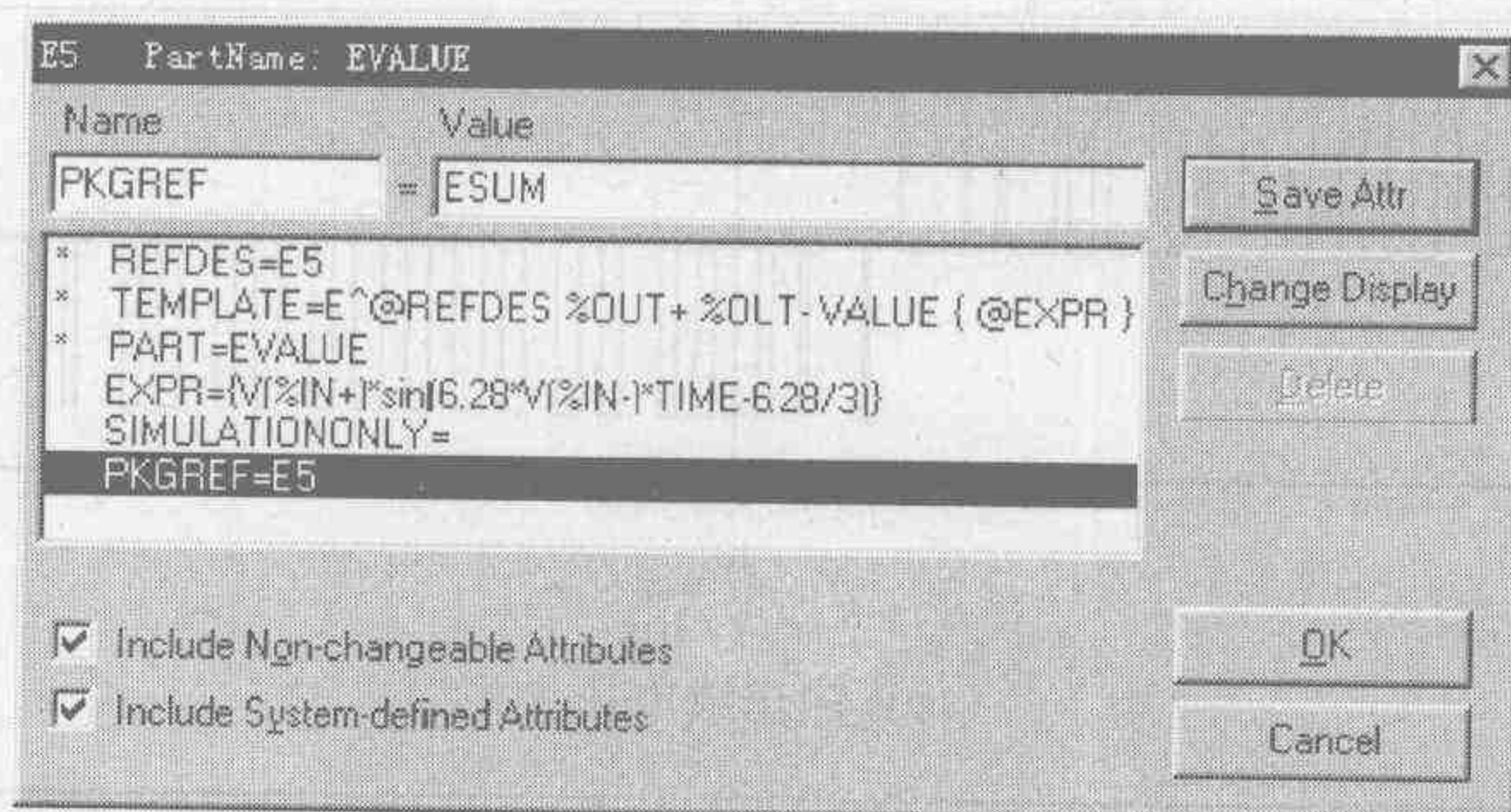


图 3-36 模拟行为模块参数编辑视窗

第二组 EVALUE(见图 3-37(b))作为压控电压源,通过开关函数(V(%IN-))和直流中间电压(V(%IN+))之积实现模型中 E 函数的功能。

GVALUE(见图 3-37(c))作为压控电流源通过开关函数(V(%IN-))和流过负荷电阻输出电流(V(%IN+))的积实现图中 G 函数的功能:

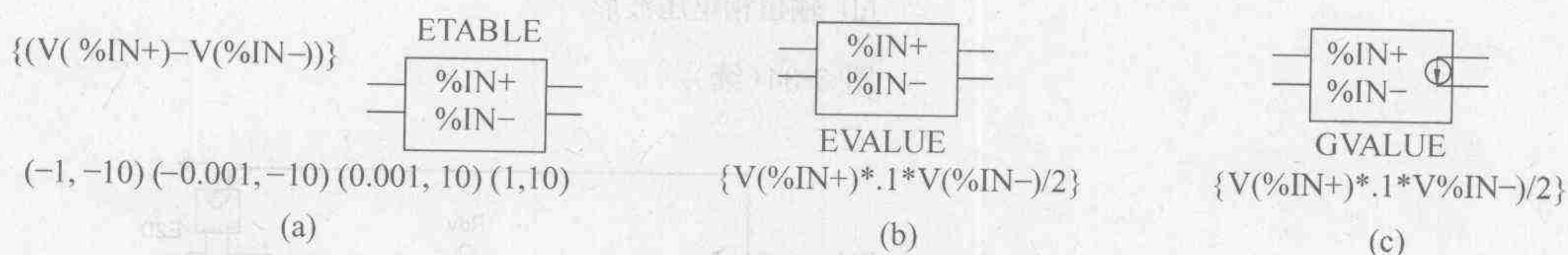


图 3-37 行为模型中的典型模块图

变流器行为模型仿真结果如图 3-38 所示。

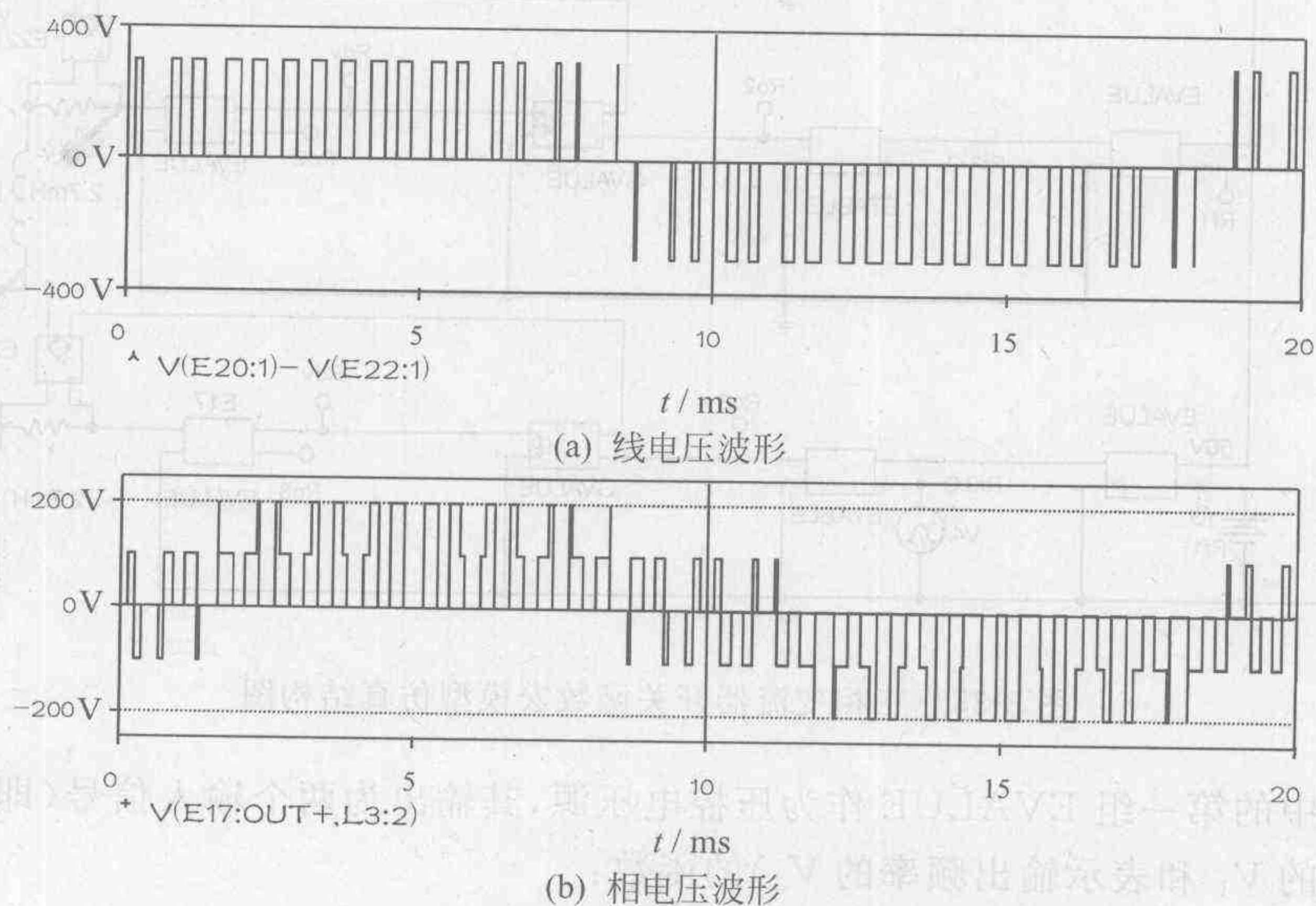
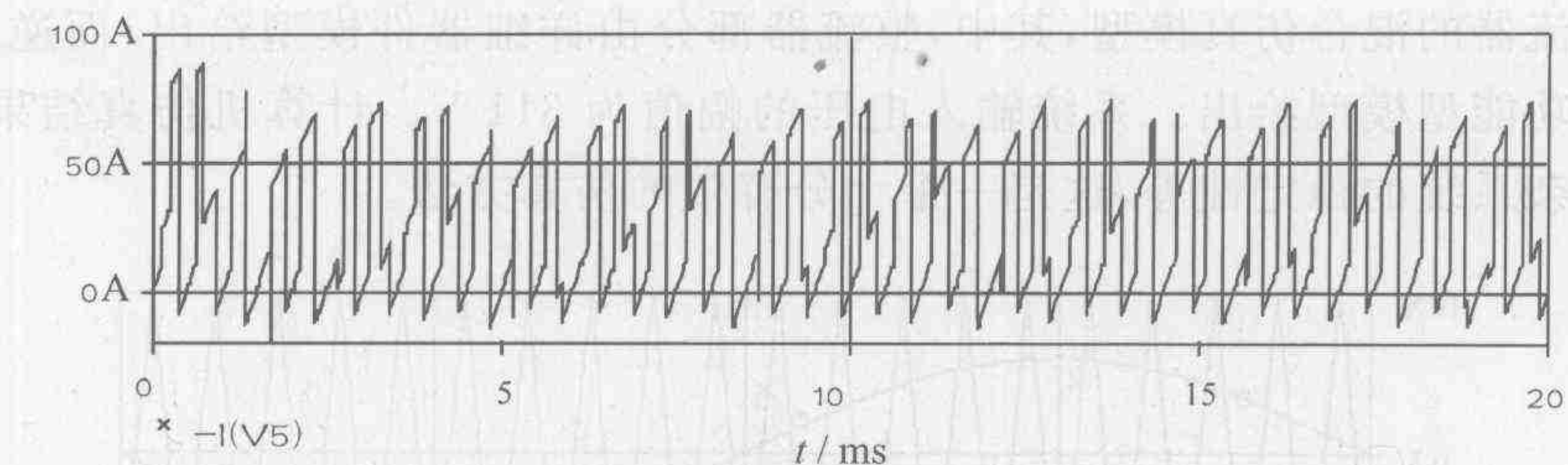
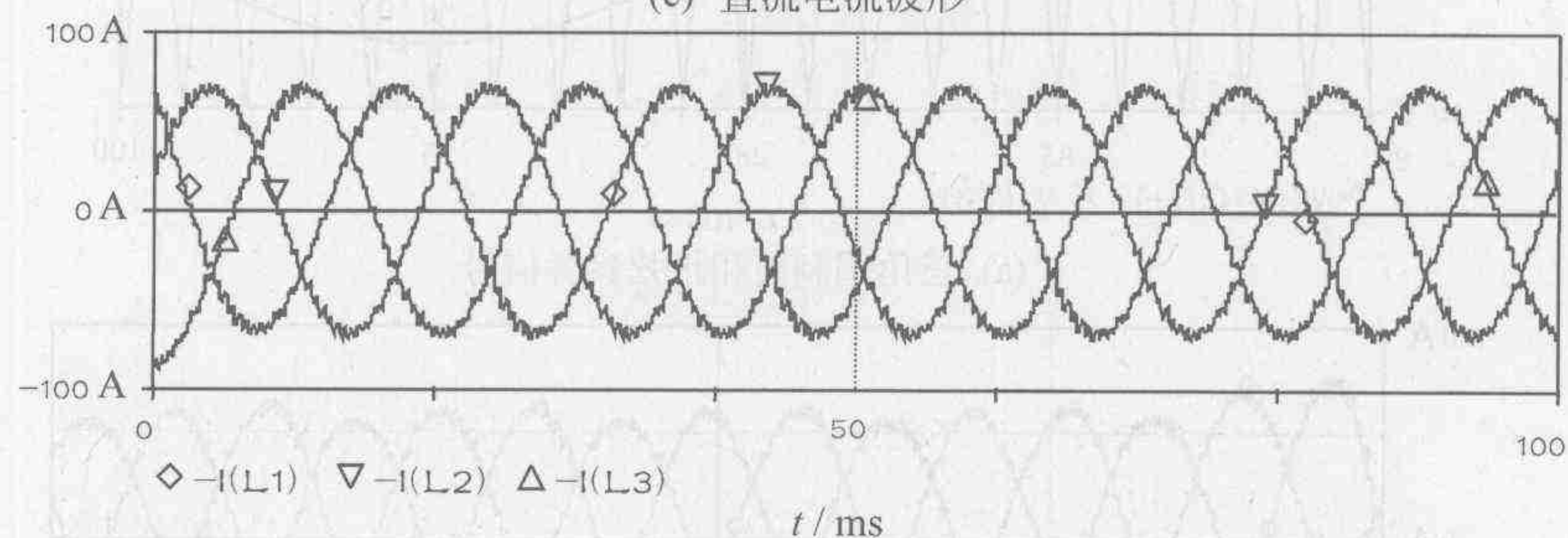


图 3-38 变流器行为模型仿真结果

对比采用详细模型的仿真结果(见图 3-35),两者具有相当好的一致性,但后者的仿真时间为 13.2 s,仅为前者的 191 s 的 7%左右,显然后者是一种高效的仿真计算方法。实际上整流器的输出波形也可以利用绝对值函数的方法来实现,从而进一步简化系统。图 3-39

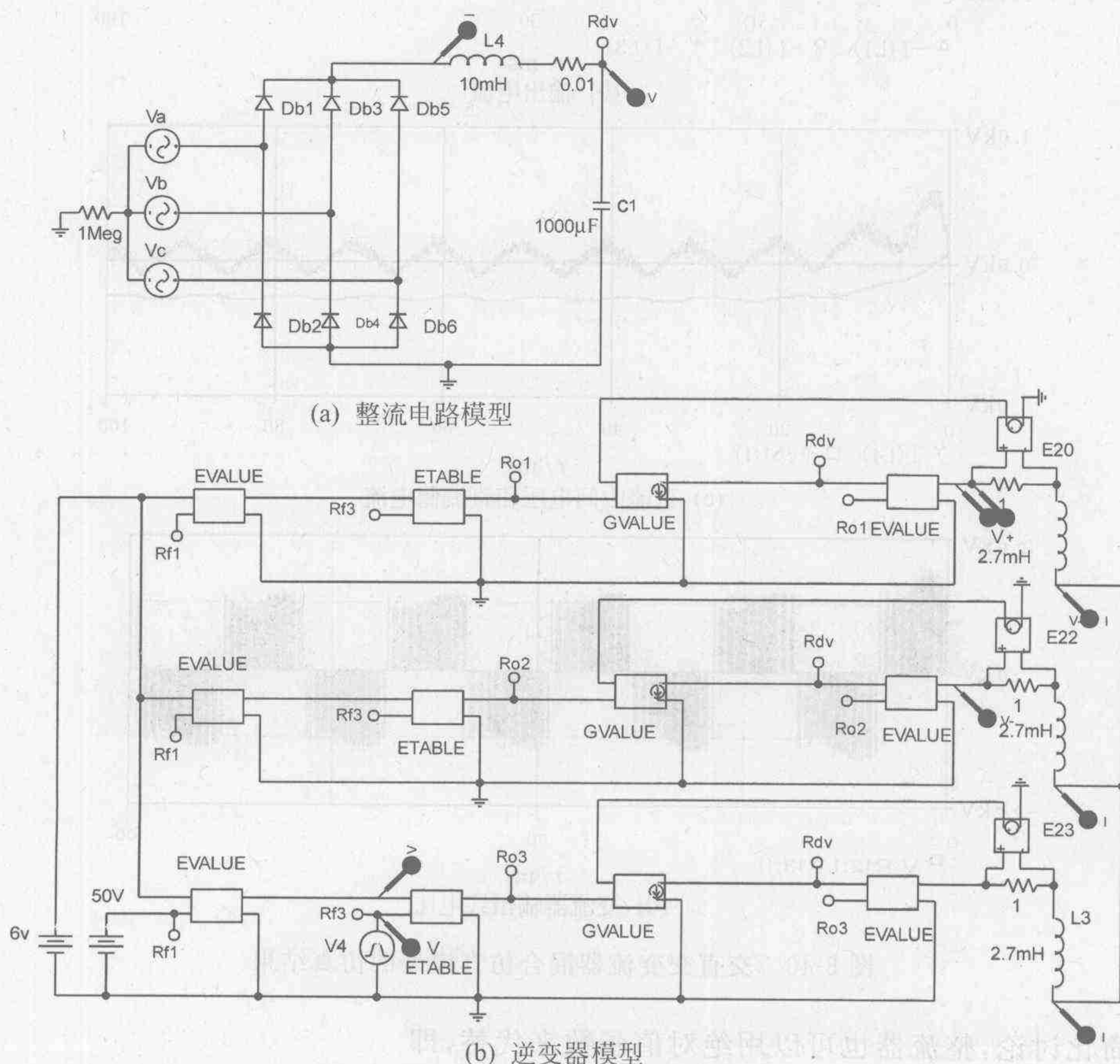


(c) 直流电流波形



(d) 交流电流波形

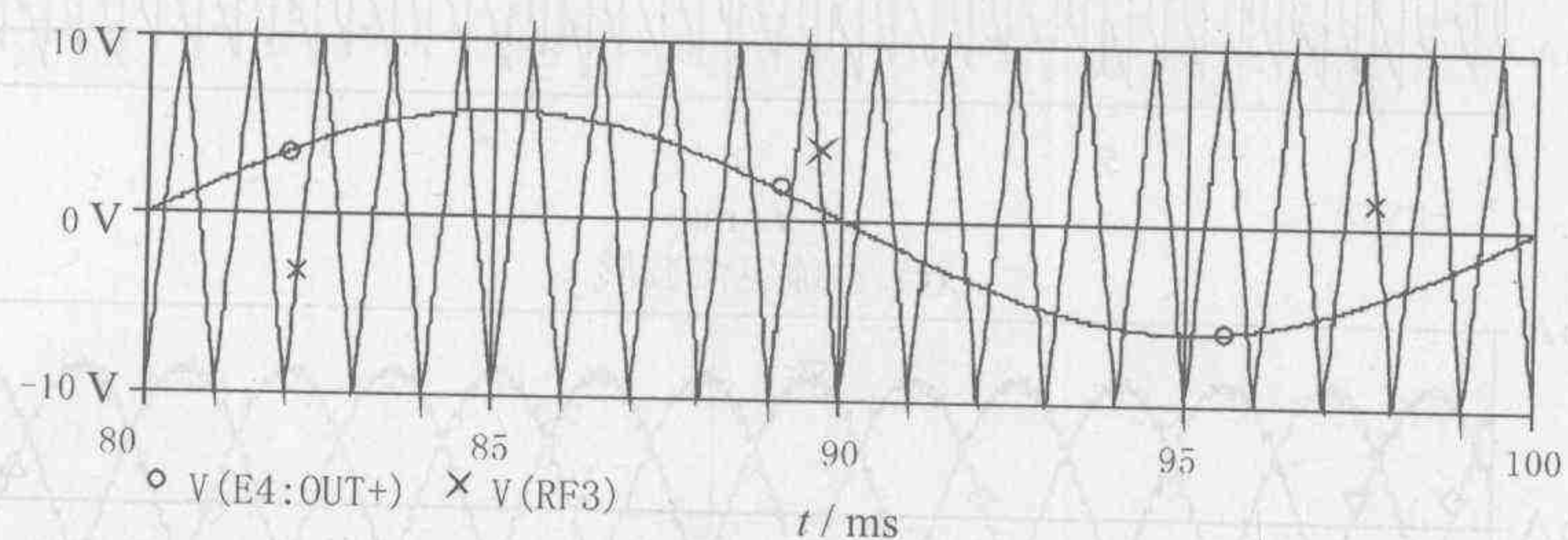
图 3-38(续)



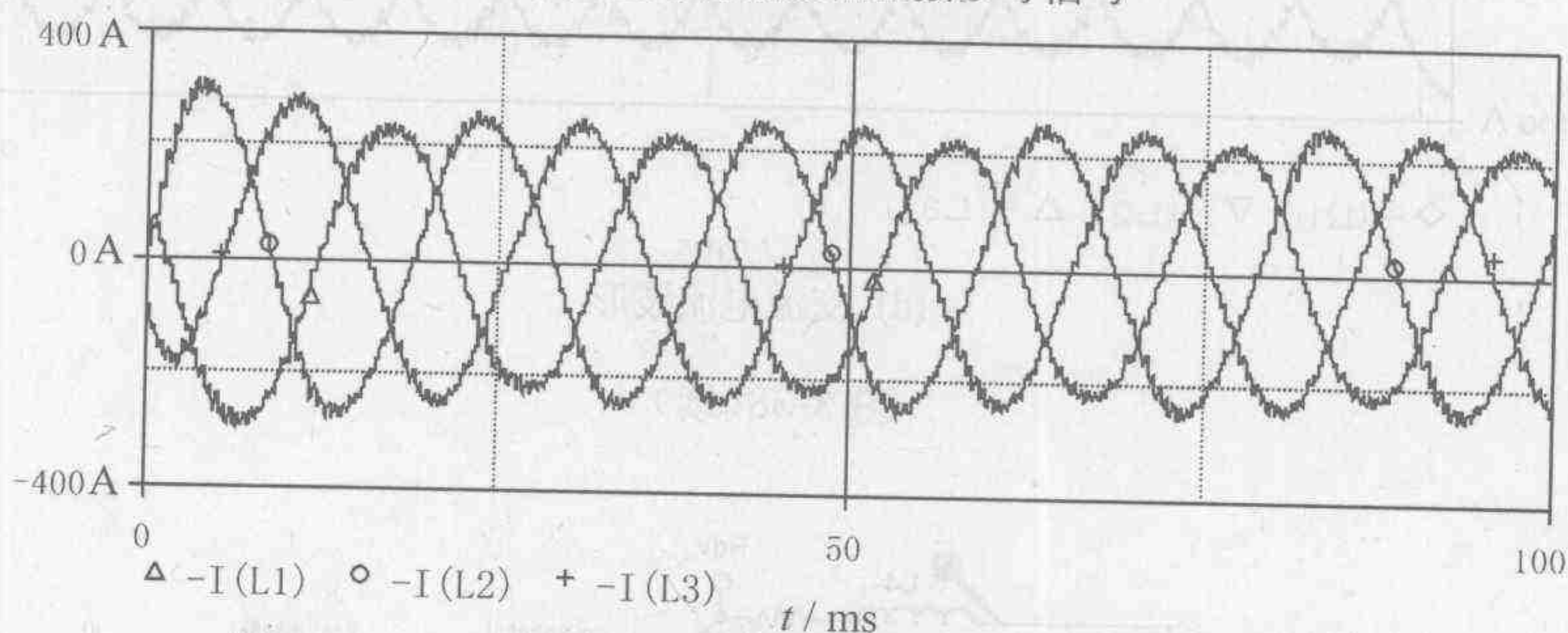
(b) 逆变器模型

图 3-39 交直交变流器的混合仿真模型

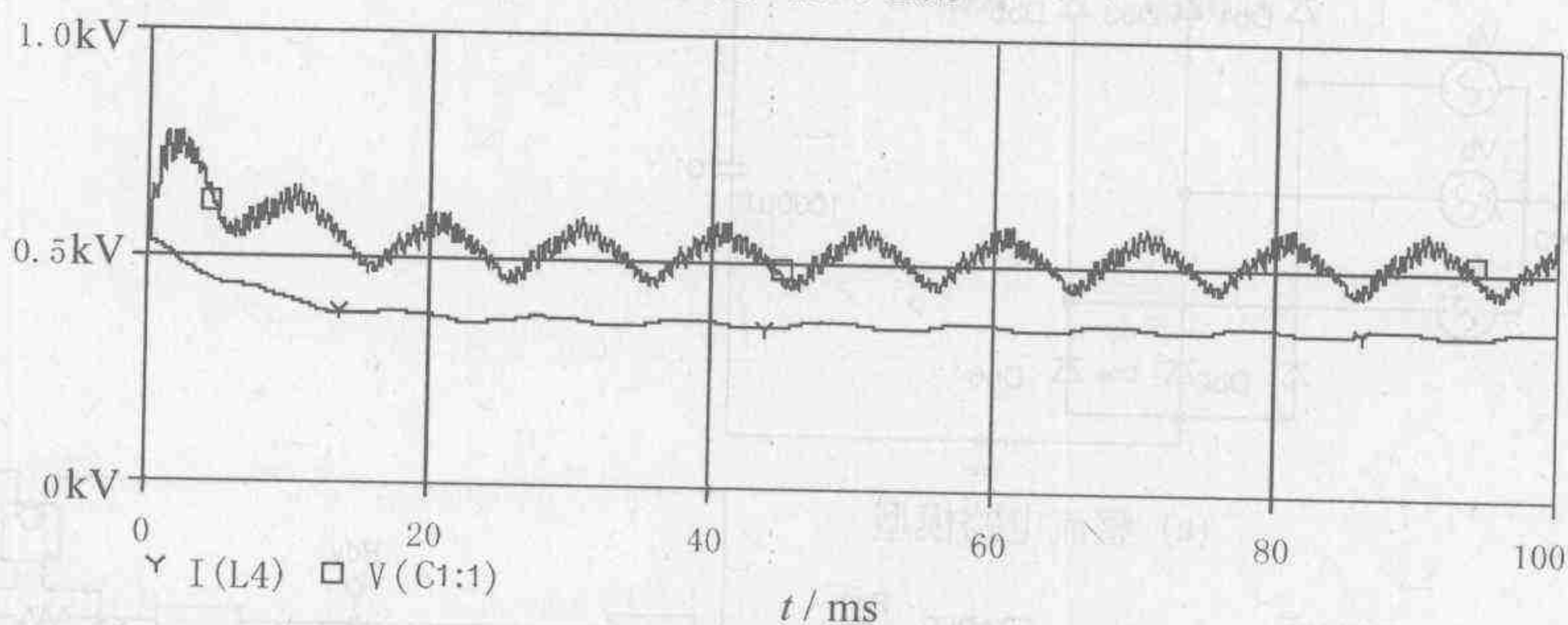
为交直交变流器的混合仿真模型,其中,整流器部分由详细器件模型给出;而逆变器部分由理想开关的功能型模型给出。系统输入电压的幅值为 311 V。计算机仿真结果见图 3-40,对于模拟复杂系统的稳定性等,这是一个十分有效的仿真方法。



(a) 三角调制波和正弦参考信号



(b) 输出电流



(c) 直流中间电压和直流侧电流



(d) 变流器输出线电压

图 3-40 交直交变流器混合仿真模型的仿真结果

为简化讨论,整流器也可以用绝对值函数来代替,即

$$V = \{ \text{ABS}(V_{ab}) + \text{ABS}(V_{bc}) + \text{ABS}(V_{ca}) \} / 2$$

此时得到的仿真结构如图 3-41 所示,仿真结果如图 3-42 所示。

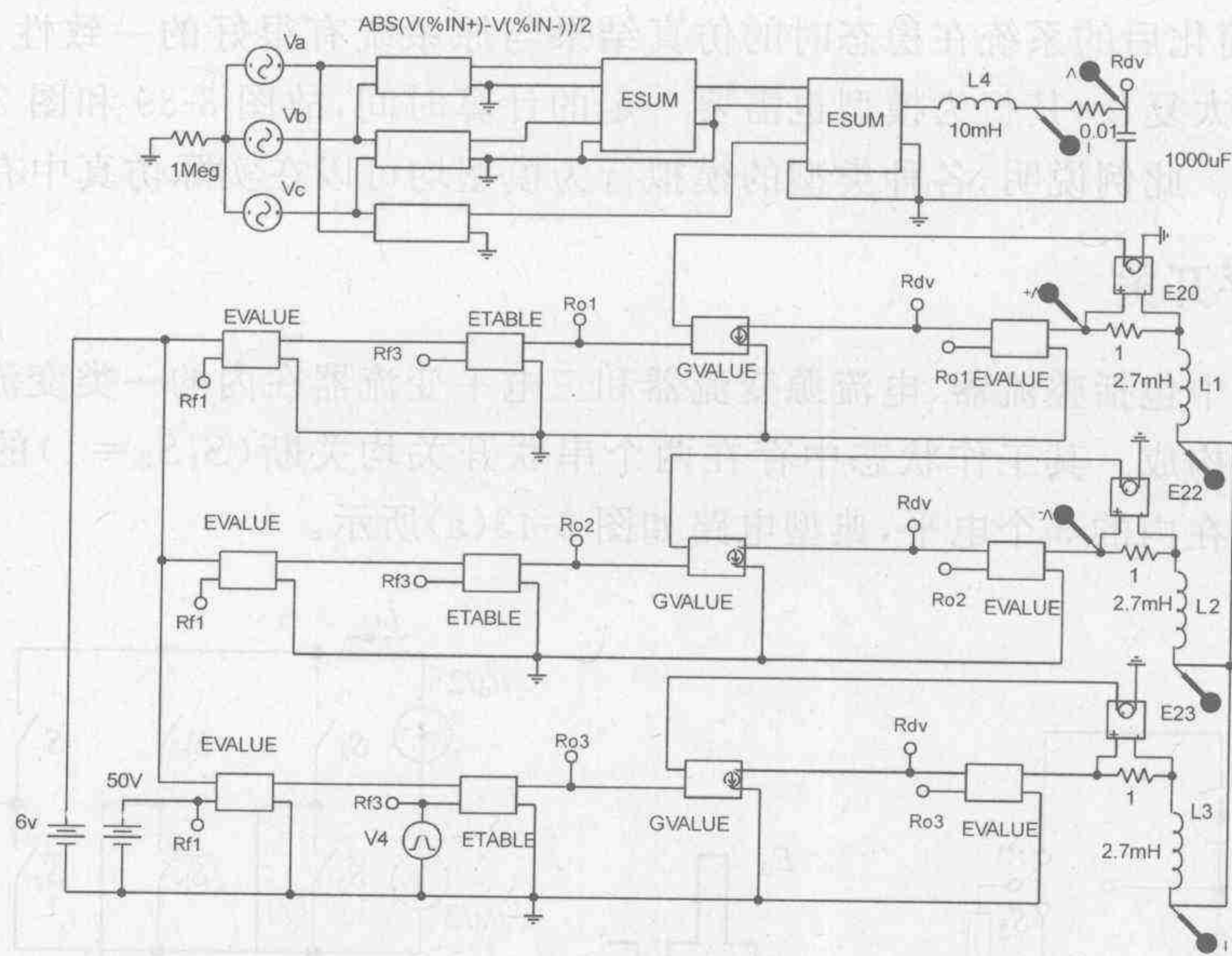
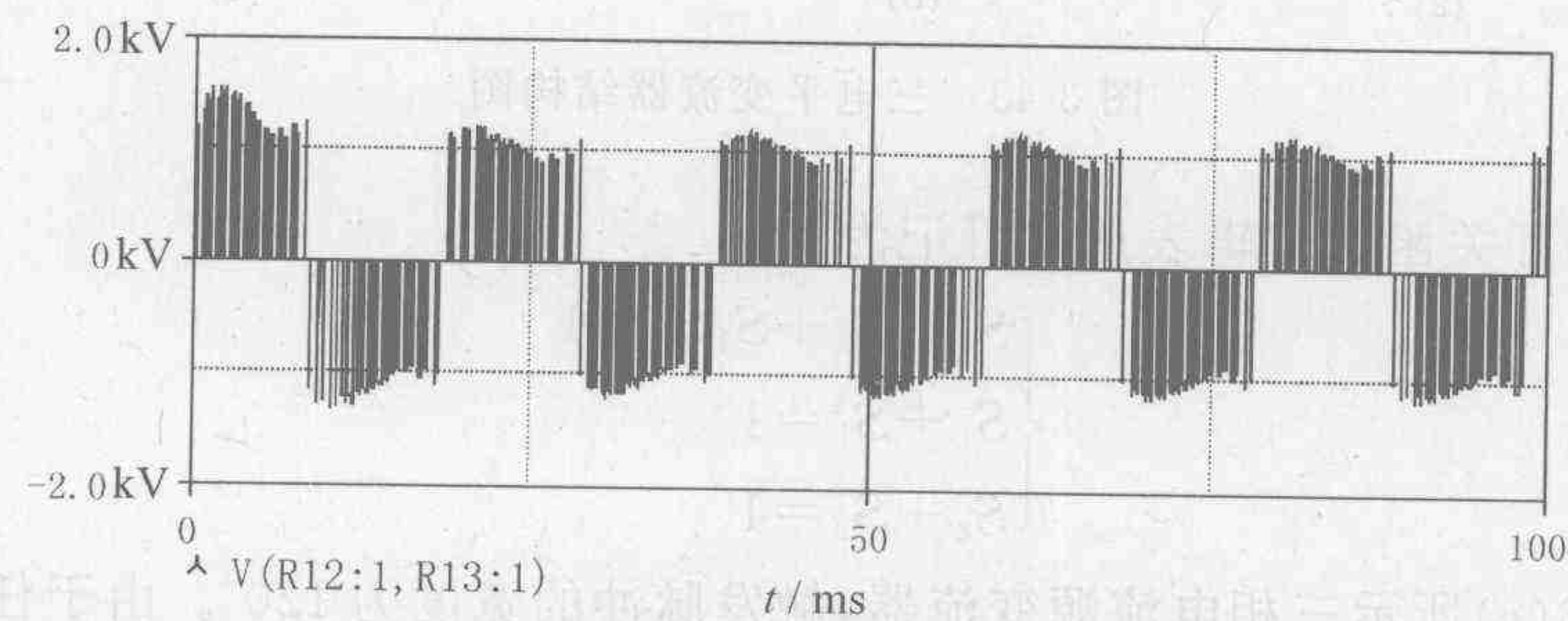
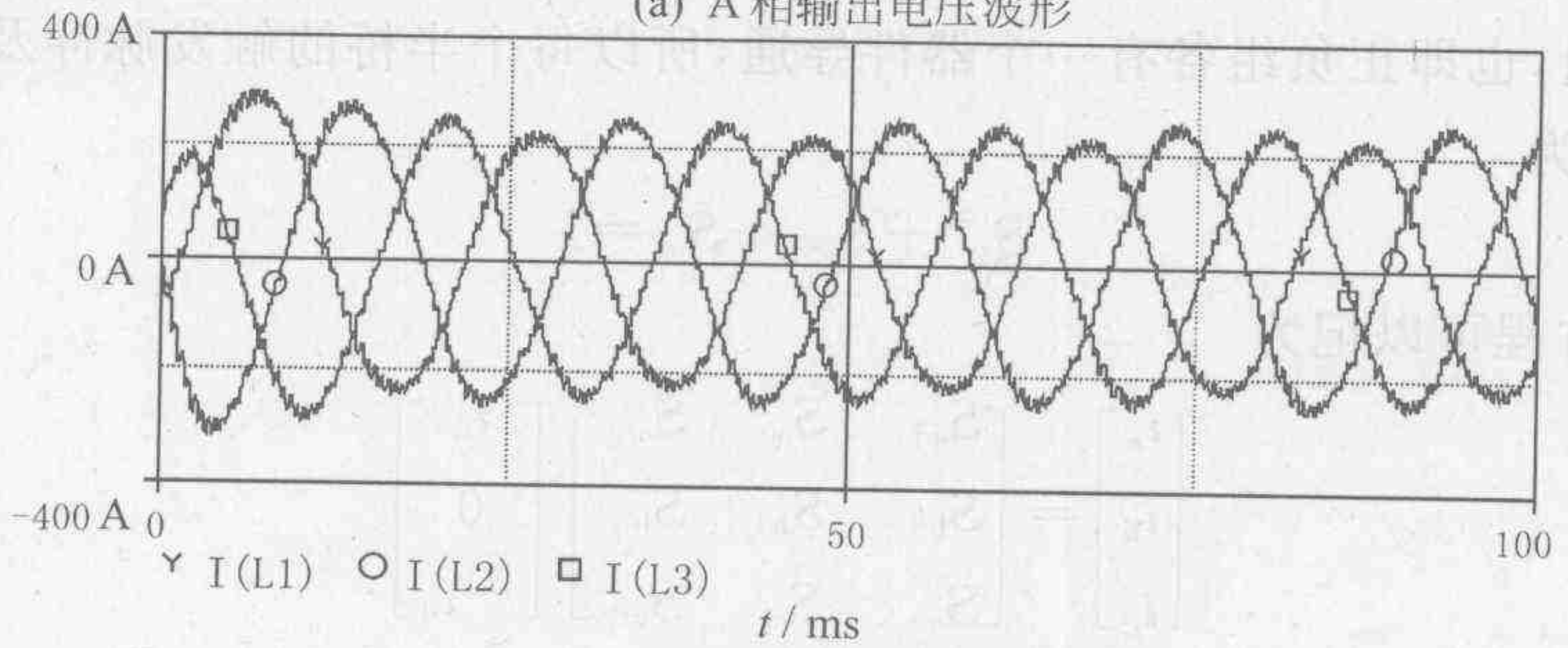


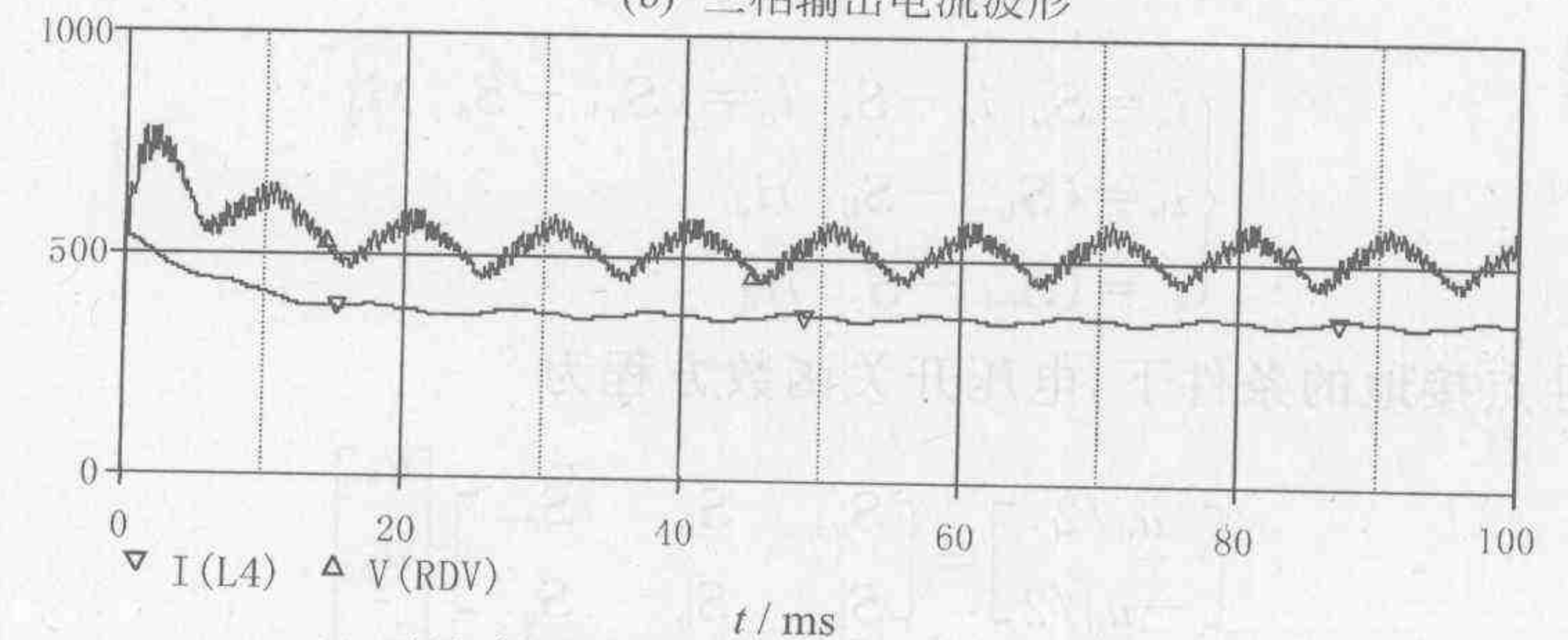
图 3-41 简化交直交变流器模拟行为模型



(a) A 相输出电压波形



(b) 三相输出电流波形



(c) 直流中间环节输出电压（上）和电流（下）波形

图 3-42 简化电路模型的仿真结果

可以看到,简化后的系统在稳态时的仿真结果与原系统有很好的 consistency。由于二极管的详细模型并不太复杂,其行为模型也需要一定的计算时间,故图 3-39 和图 3-41 的实际仿真时间大体相当。此例说明,各种类型的模拟行为模型均可以在实际仿真中有效地起作用。

3.2.3 三电平开关

在实际应用中包括整流器、电流源变流器和三电平变流器在内的一类变流器,均可以看做由三电平开关构成。其工作状态中存在两个串联开关均关断($\bar{S}_1\bar{S}_2=1$)的情况,也即输出为包括零电平在内的 3 个电平,典型电路如图 3-43(a)所示。

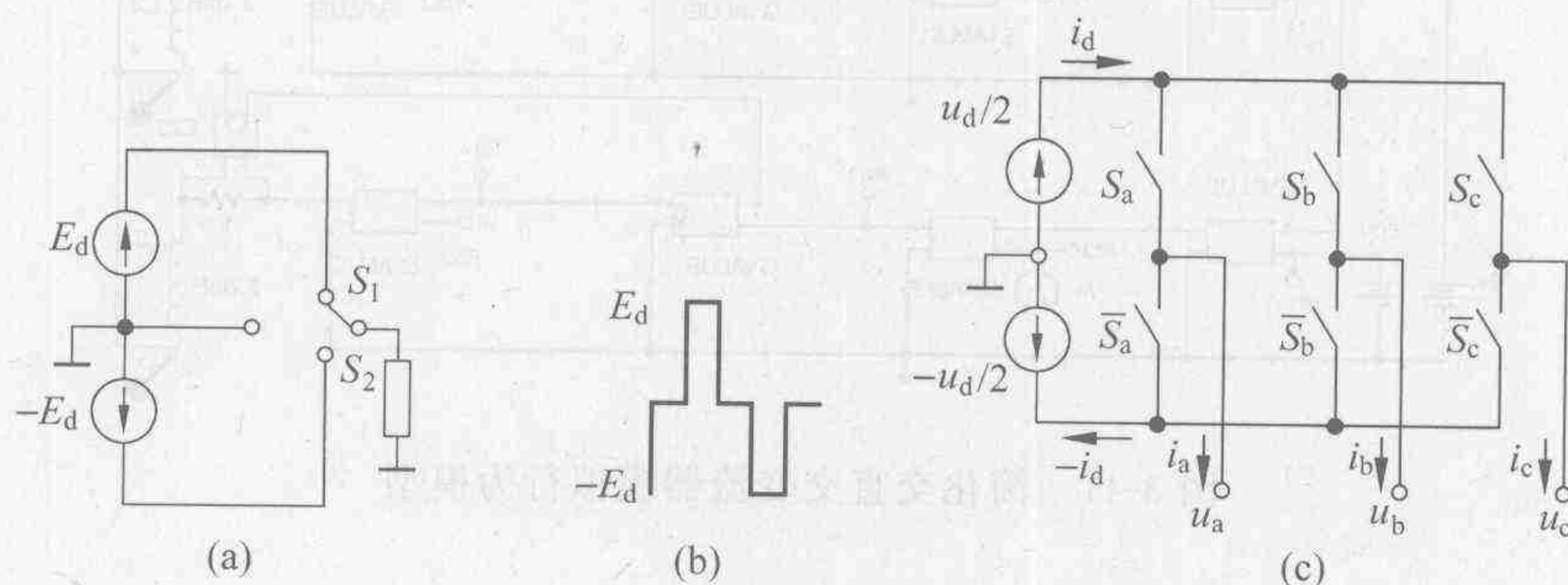


图 3-43 三电平变流器结构图

此时得到的开关函数逻辑表达式可记为

$$\begin{cases} S_1 + S_2 + \bar{S}_1\bar{S}_2 = 1 \\ S_1 + \bar{S}_1 = 1 \\ S_2 + \bar{S}_2 = 1 \end{cases} \quad (3-38)$$

对于图 3-43(c)所示三相电流源变流器,触发脉冲的宽度为 120° 。由于任何时间仅有两个开关处于导通,也即正负组各有一个器件导通,所以每个半桥的触发脉冲及电流将是三电平的,即可以记为

$$S_{a+} + S_{a-} + S_{a0} = 1$$

电流开关函数方程可以记为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{a0} & S_{a-} \\ S_{b+} & S_{b0} & S_{b-} \\ S_{c+} & S_{c0} & S_{c-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ 0 \\ -i_d \end{bmatrix} \quad (3-39)$$

展开为

$$\begin{cases} i_a = S_{a+} i_d - S_{a-} i_d = (S_{a+} - S_{a-}) i_d \\ i_b = (S_{b+} - S_{b-}) i_d \\ i_c = (S_{c+} - S_{c-}) i_d \end{cases} \quad (3-40)$$

在电源中性点接地的条件下,电压开关函数方程为

$$\begin{bmatrix} u_d/2 \\ -u_d/2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a+} & S_{b+} & S_{c+} \\ S_{a-} & S_{b-} & S_{c-} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (3-41)$$

定义三电平函数为

$$\hat{S}_{3a} = \begin{cases} 1, & S_{a+} = 1 \\ 0, & S_{a+} = S_{a-} = 0 \\ -1, & S_{a-} = 1 \end{cases} \tag{3-42}$$

将输出输入的电压和电流状态方程记为

$$\begin{cases} e_1(t) = u_a \hat{S}_{3a} \\ e_2(t) = u_b \hat{S}_{3b} \\ e_3(t) = u_c \hat{S}_{3c} \end{cases} \tag{3-43}$$

$$\begin{cases} i_a(t) = \hat{S}_{3a} i_d \\ i_b(t) = \hat{S}_{3b} i_d \\ i_c(t) = \hat{S}_{3c} i_d \end{cases} \tag{3-44}$$
$$\hat{S}_{3a} u_a + \hat{S}_{3b} u_b + \hat{S}_{3c} u_c = u_d$$

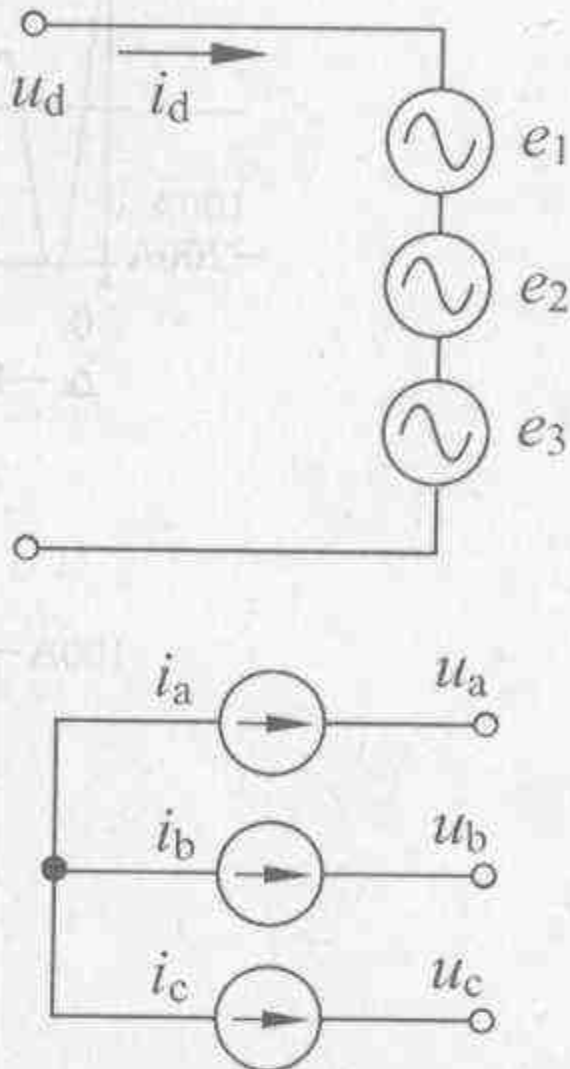


图 3-44 电流源变流器宏模型

而相应的电流源变流器的宏模型如图 3-44 所示。利用宏模型建立的一个常规 120°导通型三相电流源逆变器的仿真模型如图 3-45 所示,仿真结果如图 3-46 所示。显然上述电路的输出电流中包括大量的谐波分量。

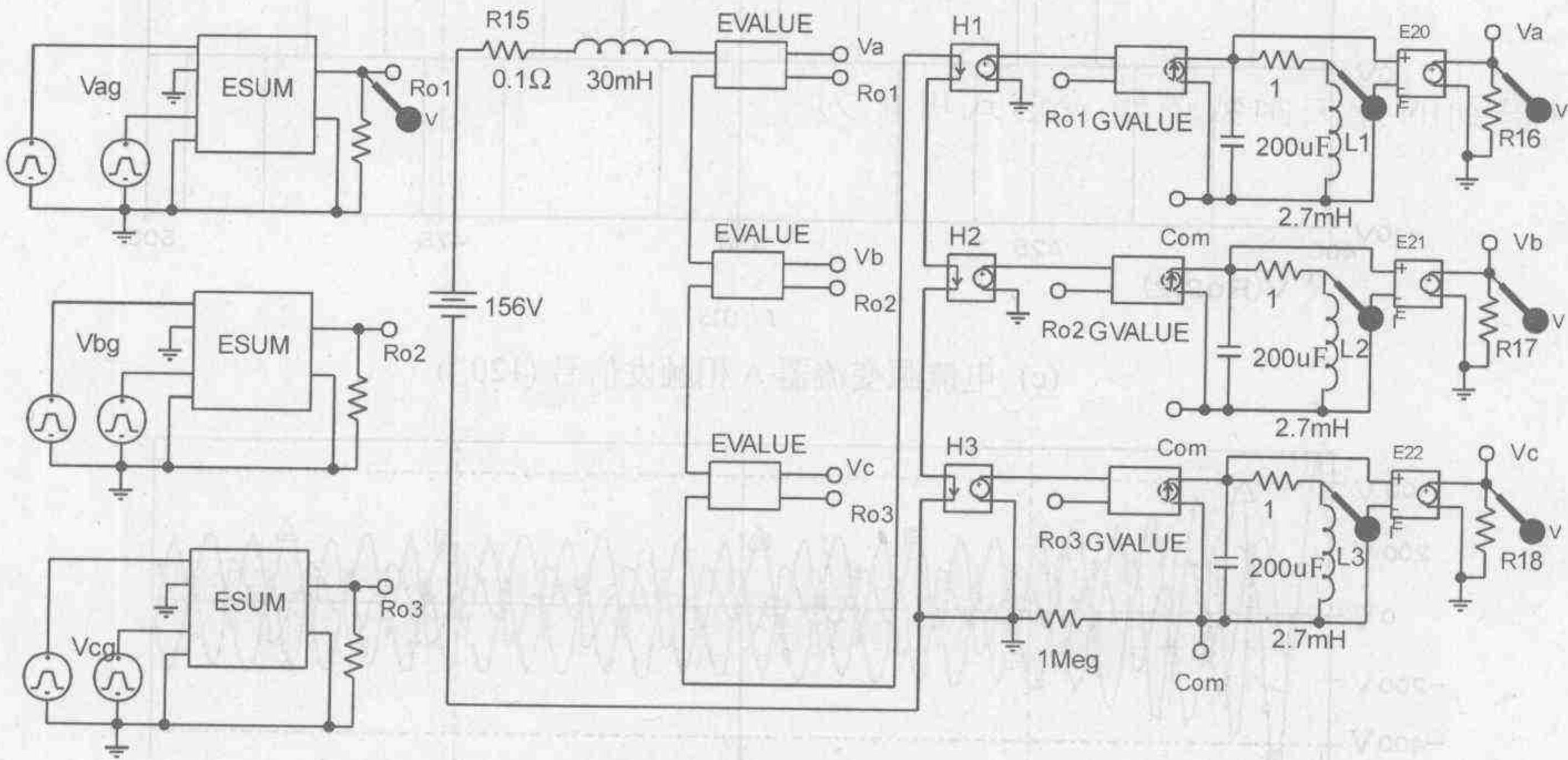


图 3-45 三相电流源变流器原理图

下面介绍一个利用三电平开关函数模型建立的,采用优化 PWM 的电流源逆变器的仿真模型,输入信号为直流电源,由 3 个数字激励源(stimulus)模型 DSTM1-V1,DSTM1-V2,DSTM1-V3 提供 PWM 的调制信号。变流器工作频率为 60 Hz,其中消除 5,7 次谐波的 A 相的调制信号 Vtima 的输出波形如图 3-47 所示,参数如下:

(0.001 ms,0) (0.366 ms,0) (0.367 ms,10) (0.636 ms,10) (0.637 ms,0) (1.388 ms,0) (1.389 ms,10) (2.142 ms,10) (2.143 ms,0) (2.410 ms,0) (2.411 ms,10) (5.923 ms,10) (5.924 ms,0) (6.192 ms,0) (6.193 ms,10) (6.945 ms,10) (6.946 ms,0) (7.696 ms,0) (7.697 ms,10) (7.966 ms,10) (7.967 ms,0) (8.699 ms,0) (8.700 ms,-10) (8.969 ms,-10) (8.970 ms,0) (9.721 ms,0) (9.722 ms,-10) (10.475 ms,-10) (10.476 ms,0) (10.743 ms,0) (10.744 ms,-10) (14.256 ms,-10) (14.257 ms,0)

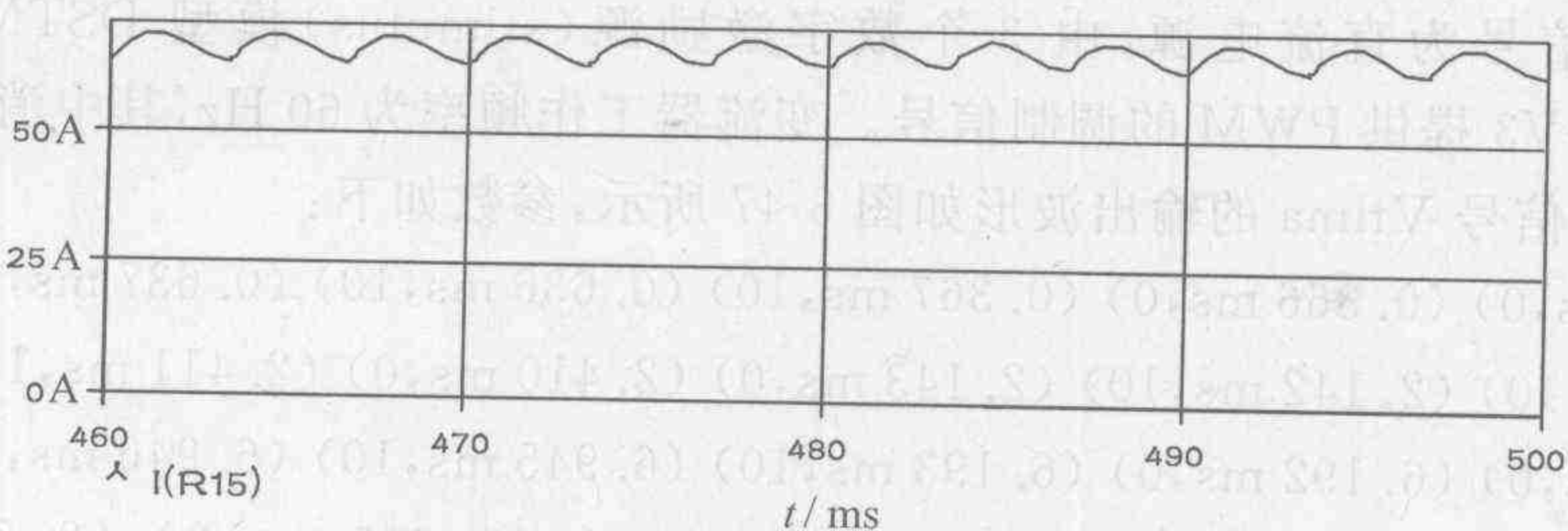
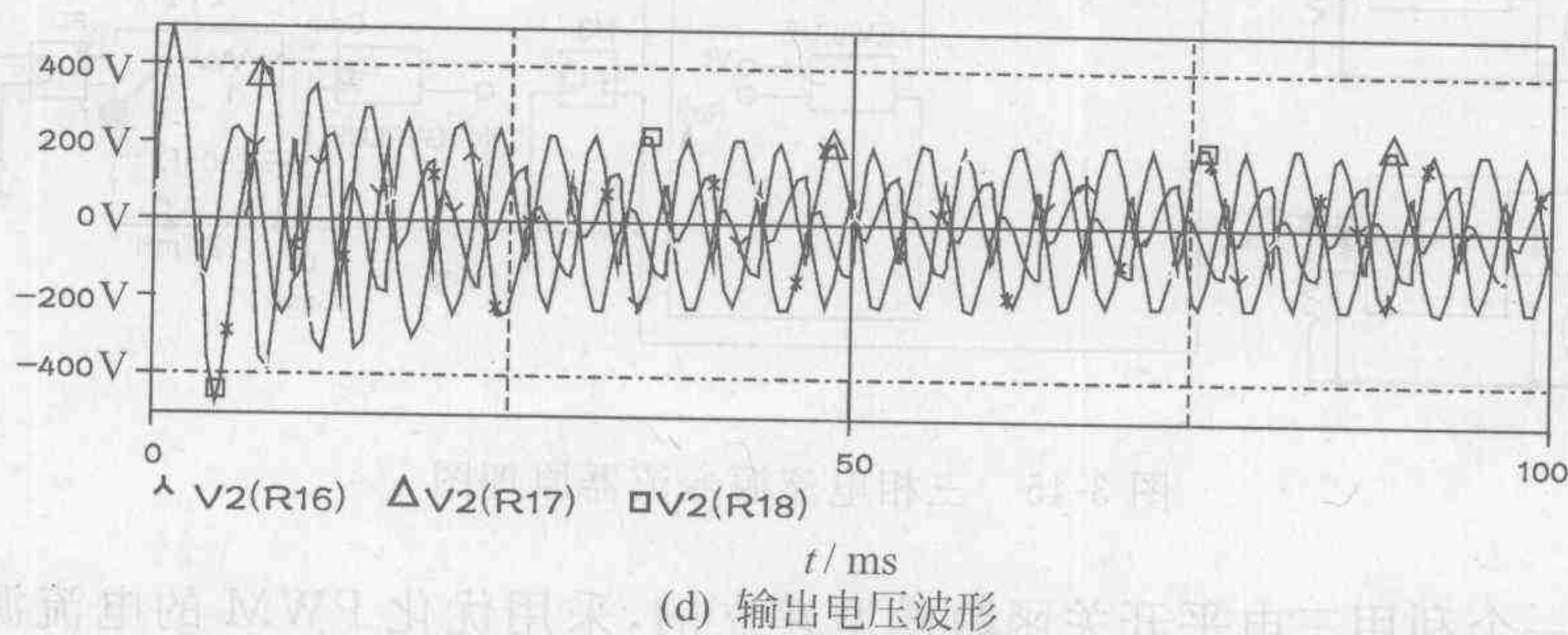
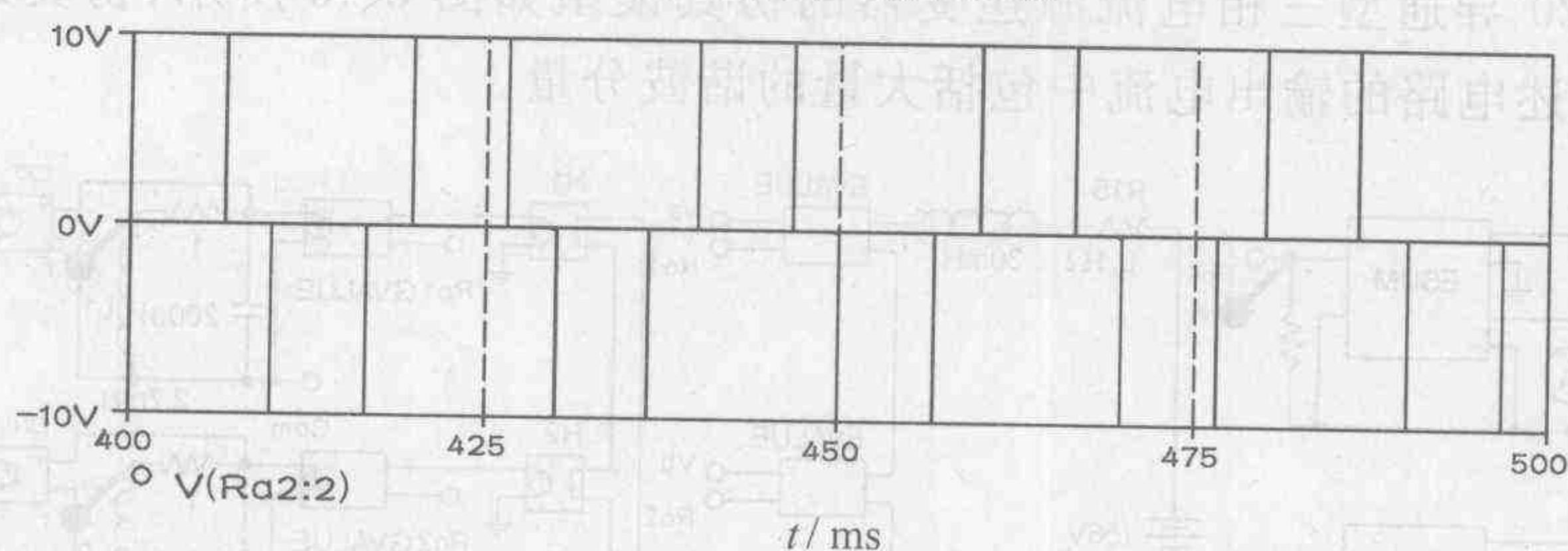
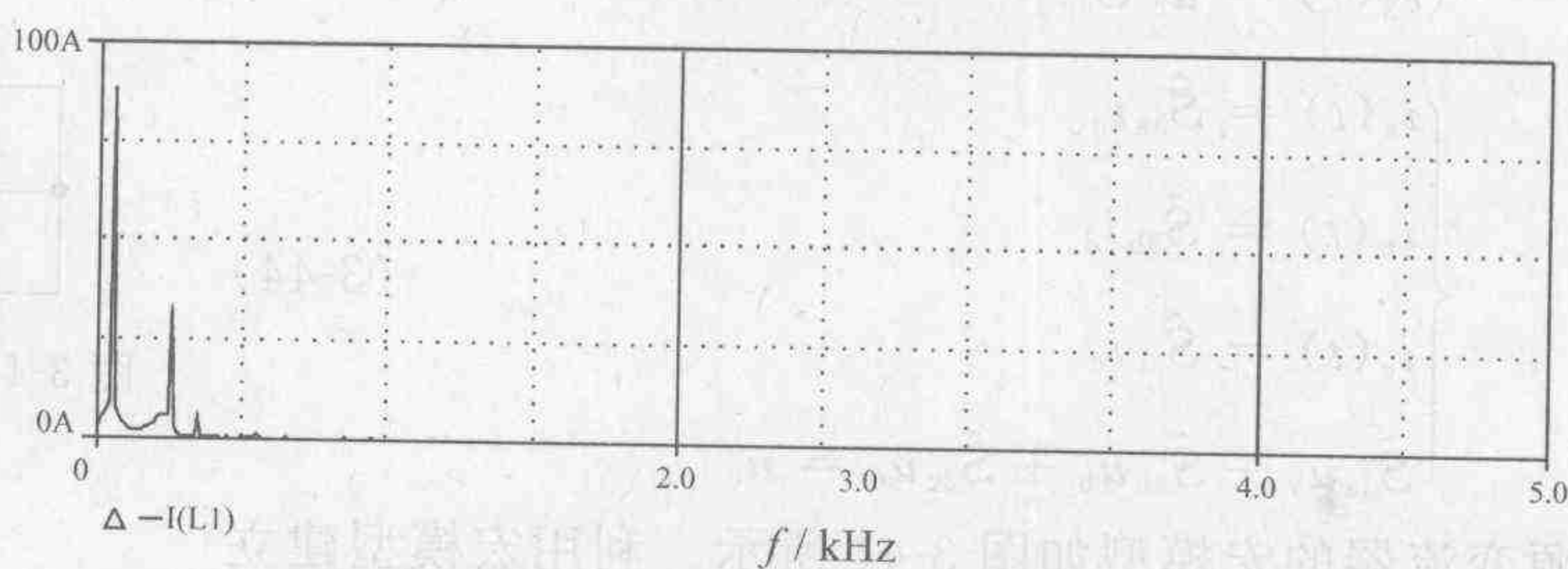
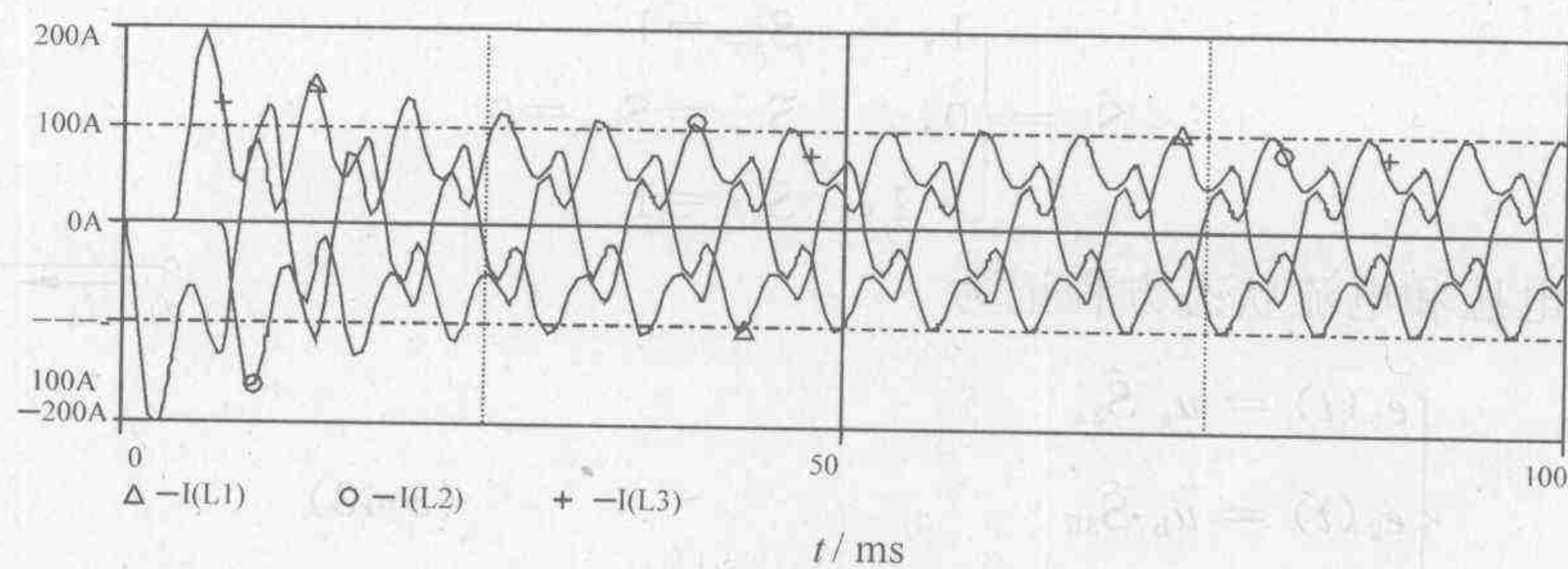


图 3-46 三相电流源变流器仿真结果

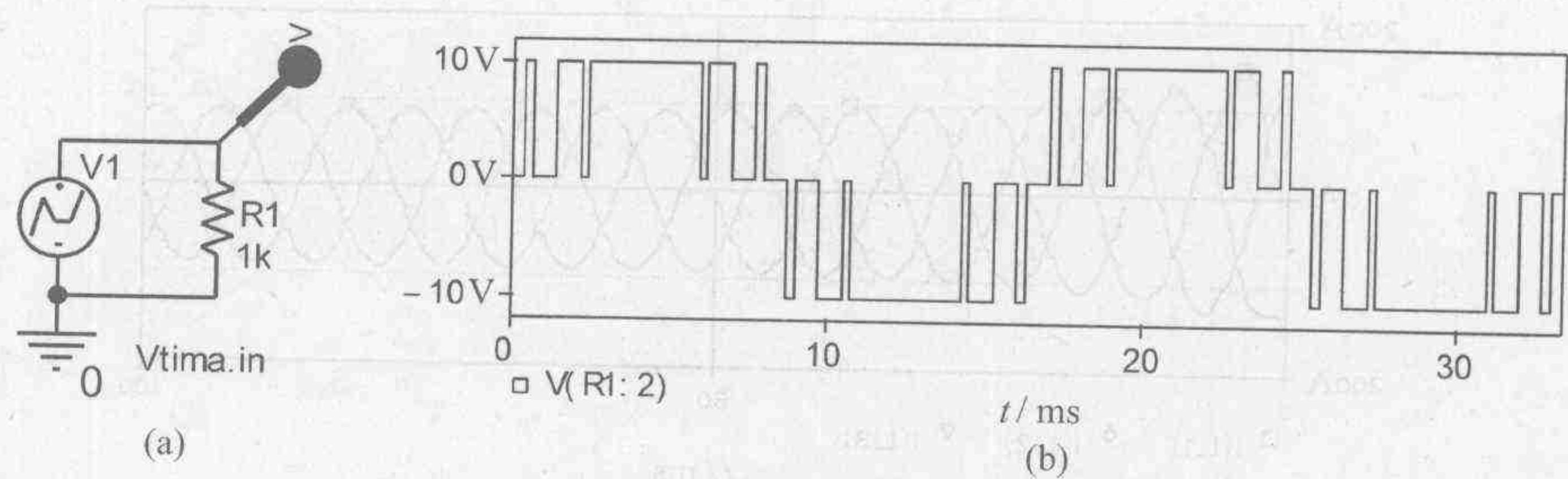


图 3-47 谐波消除型数字激励源 PWM 调制信号

(14.525 ms,0) (14.526 ms,-10) (15.278 ms,-10) (15.279 ms,0) (16.029 ms,0)
(16.030 ms,-10) (16.299 ms,-10) (16.300 ms,0) (16.667 ms,0)

其他两相的调制信号可以以相同的方式生成。据此构成的电流源逆变器原理图如图 3-48所示,输出波形如图 3-49 所示。

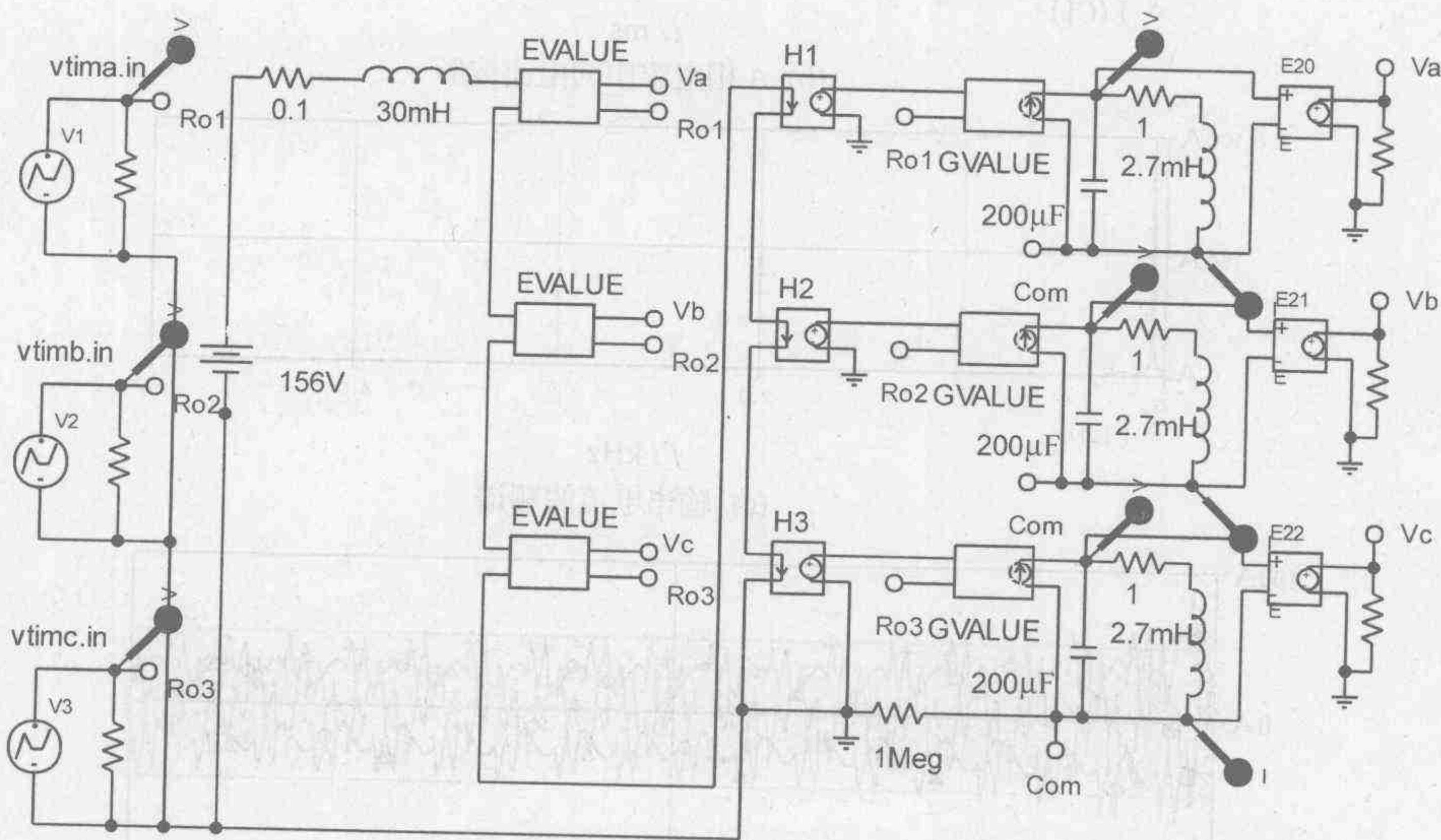


图 3-48 谐波消除式电流源逆变器原理图

常用的变流器还有电压源变流器,其宏模型如下:

$$\begin{cases} i_a(t) = i_o \hat{S}_{3a} \\ i_b(t) = i_o \hat{S}_{3b} \\ i_c(t) = i_o \hat{S}_{3c} \end{cases} \quad (3-45)$$

$$\begin{cases} e_1(t) = u_a \hat{S}_{3a} \\ e_2(t) = u_b \hat{S}_{3b} \\ e_3(t) = u_c \hat{S}_{3c} \end{cases} \quad (3-46)$$

将图 3-50(a)的宏模型插入图 3-50(b)的框中,即构成电压源变流器仿真电路图。

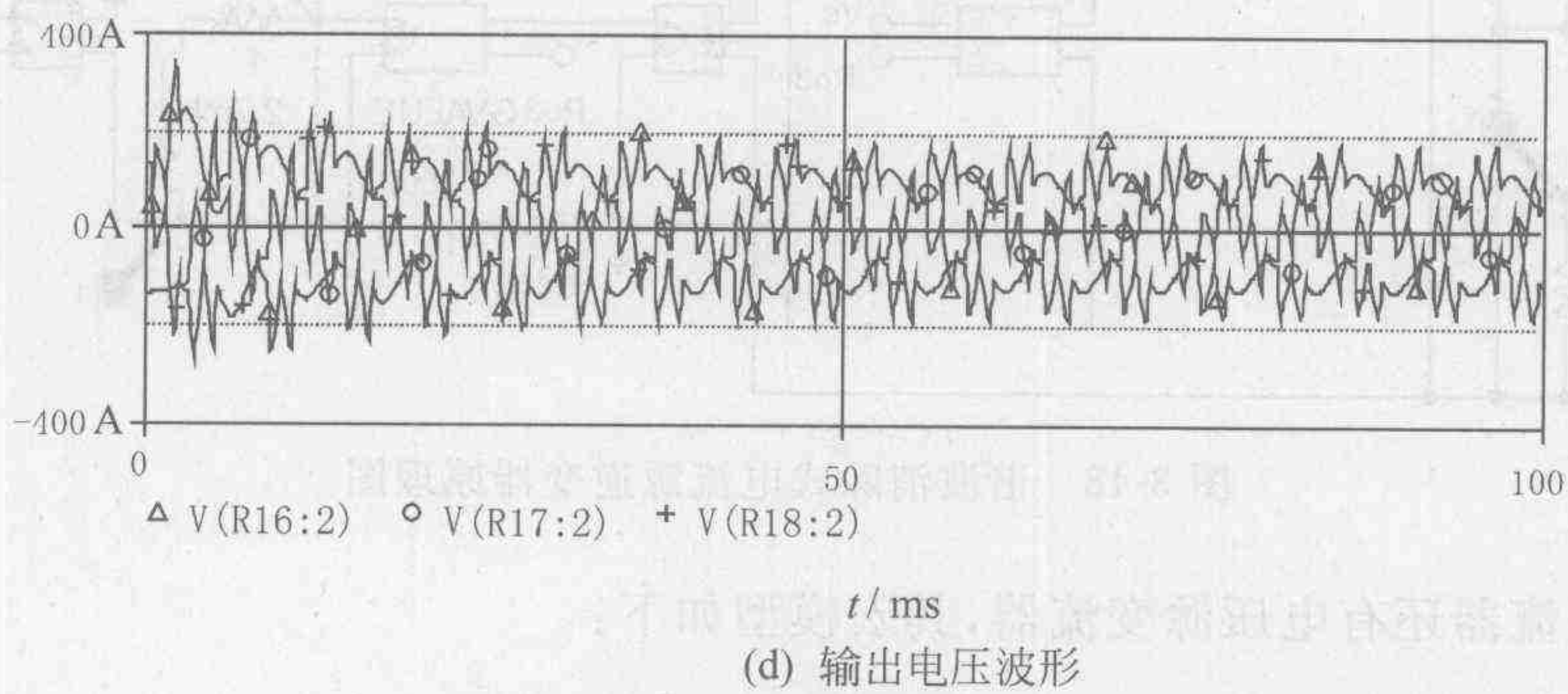
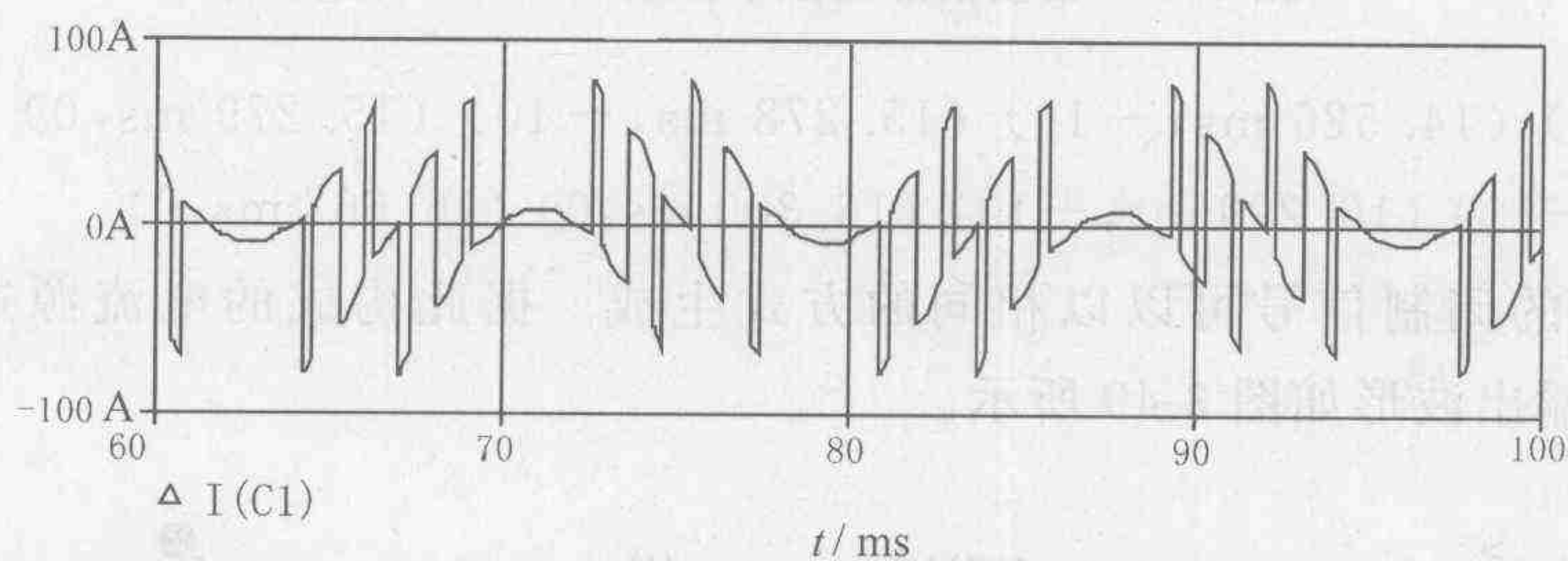
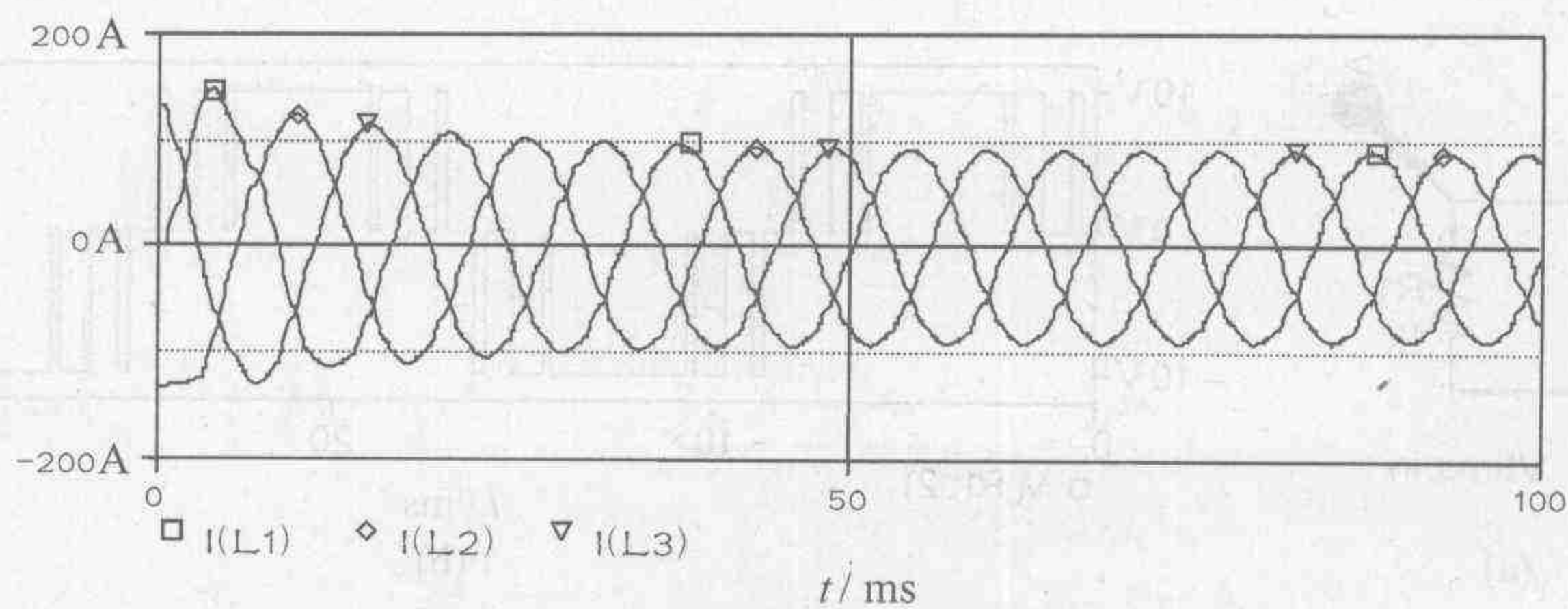


图 3-49 三相电流源变流器的输出波形

用相同的方法可以得到如下电流源变流器的宏模型：

$$\begin{cases} e_a = V_o \hat{S}_{2a} \\ e_b = V_o \hat{S}_{2b} \\ e_c = V_o \hat{S}_{2c} \end{cases} \quad (3-47)$$

$$\begin{cases} i_1 = i_a \hat{S}_{2a} \\ i_2 = i_b \hat{S}_{2b} \\ i_3 = i_c \hat{S}_{2c} \end{cases} \quad (3-48)$$

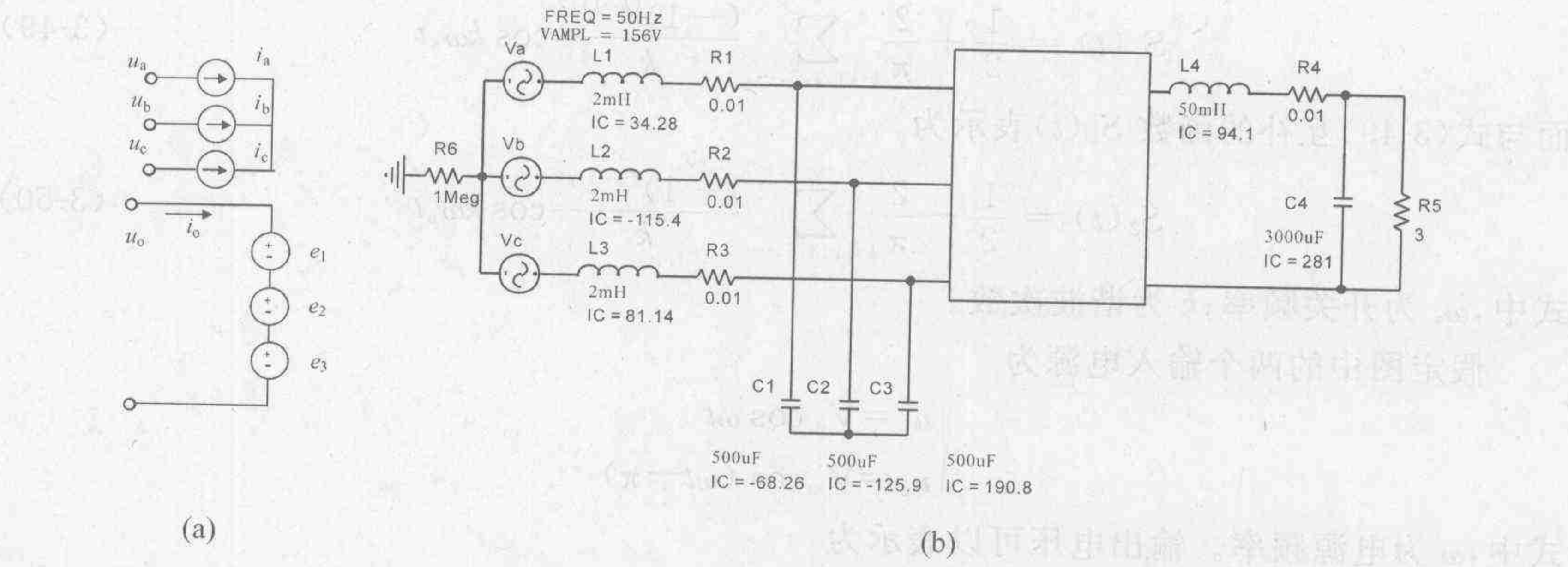


图 3-50 电压源整流器宏模型

将图 3-51(a)的宏模型插入图 3-51(b)的框中,便构成电流源变流器仿真电路图。

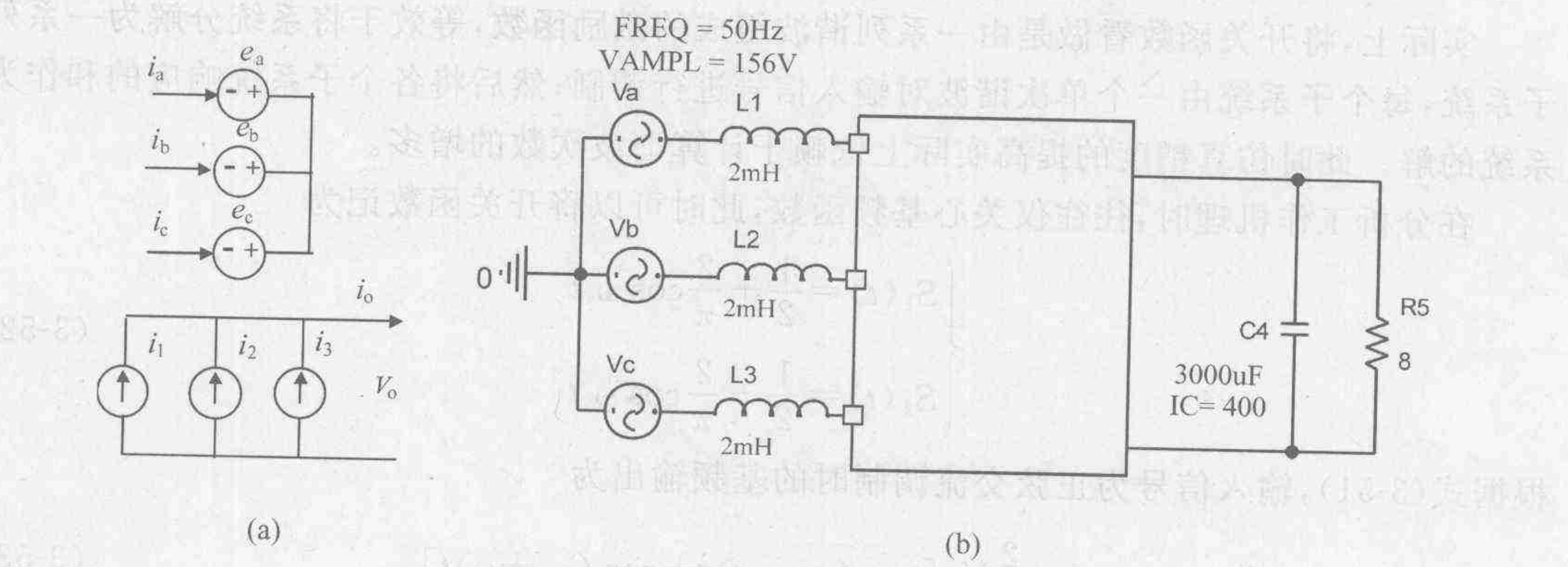


图 3-51 电流源变流器宏模型

上述建模过程中,变流器的模型是建立在开关函数的基础上,而不是根据实际的电路结构,采用非线性的理想开关模型实现的。由于除了输入信号外,模型中采用的均是线性模拟器件,所以大大地改善了仿真条件。实践证明上述理想开关模型可以在保证仿真精度的条件下,极大地提高仿真速度,节约计算机资源,并有效地改善仿真过程的收敛性。用这种方法建立的变流器宏模型可以有效地应用于系统级的稳态和大信号动态过程的分析中。

3.2.4 基频开关函数

尽管上述模型可以顺利地实现对电力电子电路的线性化与仿真,但还是较为复杂,因为需要经过中间数学变换建模,而不能将开关器件用所谓“就地”线性化的方法,像电阻、电容那样,用一个线性器件来直接加以描述。注意到控制理论中采用的利用描述函数对非线性系统线性化的方法,可以用傅里叶展开式将如图 3-52 所示的 180°导通型的开关函数表示为

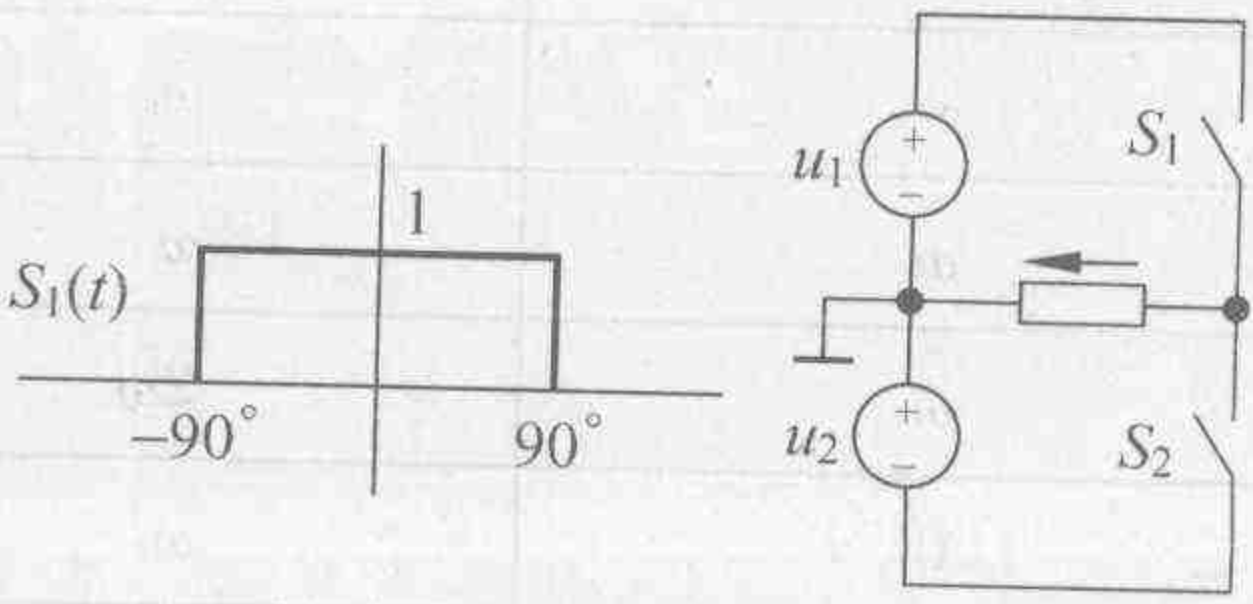


图 3-52 对称 180°导通型开关函数

$$S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(k-1)/2}}{k} \cos k\omega_s t \quad (3-49)$$

而与式(3-49)互补的函数 $S_2(t)$ 表示为

$$S_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(k-1)/2}}{k} \cos k\omega_s t \quad (3-50)$$

式中, ω_s 为开关频率; k 为谐波次数。

假定图中的两个输入电源为

$$\begin{cases} u_1 = V_m \cos \omega t \\ u_2 = V_m \cos (\omega t - \pi) \end{cases}$$

式中, ω 为电源频率。输出电压可以表示为

$$\begin{aligned} u_o &= S_1 u_1 + S_2 u_2 \\ &= \frac{2}{\pi} V_m \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(k-1)/2}}{k} \{ \cos (k\omega_s - \omega)t + \cos (k\omega_s + \omega)t \} \end{aligned} \quad (3-51)$$

实际上,将开关函数看做是由一系列谐波组成的激励函数,等效于将系统分解为一系列子系统,每个子系统由一个单次谐波对输入信号进行调制;然后将各个子系统响应的和作为系统的解。此时仿真精度的提高实际上依赖于计算谐波次数的增多。

在分析工作机理时,往往仅关心基频函数,此时可以将开关函数记为

$$\begin{cases} S_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_s t \\ S_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \cos \omega_s t \end{cases} \quad (3-52)$$

根据式(3-51),输入信号为正弦交流调制时的基频输出为

$$u_i = \frac{2}{\pi} V_m [\cos (\omega_s - \omega)t + \cos (\omega_s + \omega)t] \quad (3-53)$$

而在输入电源为直流时,即 $\omega=0$ 时,输出电压为

$$u_o = \frac{4}{\pi} V_m \sum_{k=1,2,3,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{(k-1)/2}}{k} \cos \omega_s t \quad (3-54)$$

$$\text{而其基频表达式为} \quad u_o = \frac{4}{\pi} V_m \cos \omega_s t \quad (3-55)$$

根据上述讨论,可以通过改变开关频率对输入信号做不同的变换,得到所需的信号。其中主要变换方式如表 3-2 所列。

表 3-2 主要频率变换方式

| 电 源 频 率 | 开 关 频 率 | 基 波 电 压 | 变 流 形 式 |
|----------|------------|---------------------------------|---------|
| ω | ω_s | $V_m \cos (\omega_s - \omega)t$ | 变频控制 |
| ω | ω | V_m | 交直变换 |
| ω | 2ω | $V_m \cos \omega t$ | 倍频 |
| 0 | ω_s | $V_m \cos \omega_s t$ | 逆变 |

下面以电力系统并联补偿装置 STATCOM 为例介绍上述基频开关函数的应用。

图 3-53 为 STATCOM 的简化模型表示,其中变流器采用如图 3-18 所示的四重化的结构,所以输出电压的谐波含量很小,可以近似看做是交流正弦电压。

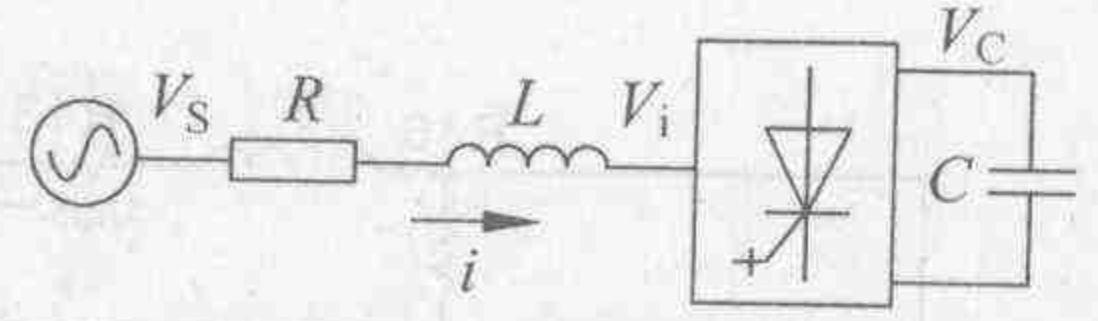


图 3-53 并联补偿装置

据此可以得到系统侧的三相电压 u_{su} , u_{sv} , u_{sw} 的平衡方程:

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{sp} \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t \\ \cos \left(\omega_0 t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left(\omega_0 t + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} u_{sn} \begin{bmatrix} \cos n \omega_0 t \\ \cos n \left(\omega_0 t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos n \left(\omega_0 t + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (3-56)$$

其中, ω_0 为电源的基频; u_{sp} 为系统线电压基波正序分量的有效值; u_{sn} 为系统线电压 n 次谐波分量的有效值。为了便于表达,负序 n 次分量记为 $-n$ 。当调制函数可以近似为正序基频信号时,逆变侧电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{iu} \\ u_{iv} \\ u_{iw} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} k u_c \begin{bmatrix} \cos (\omega_0 t + \delta) \\ \cos \left(\omega_0 t + \delta - \frac{2}{3} \pi \right) \\ \cos \left(\omega_0 t + \delta + \frac{2}{3} \pi \right) \end{bmatrix} \quad (3-57)$$

其中, u_c 为逆变器直流侧电容电压; u_{iu} , u_{iv} , u_{iw} 为逆变器输出相电压有效值; δ 为逆变器输出电压和系统电压之间的相位差; k 为输出电压有效值与直流电压的比值。系统相电压平衡方程为

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{iu} \\ u_{iv} \\ u_{iw} \end{bmatrix} \quad (3-58)$$

式中, i_u , i_v , i_w 为三相电流的有效值。

根据交直流侧瞬时功率平衡,可以得到

$$\begin{aligned} C u_c \frac{du_c}{dt} &= u_{iu} \cdot i_u + u_{iv} \cdot i_v + u_{iw} \cdot i_w \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} k u_c \left[i_u \cos (\omega_0 t + \delta) + i_v \cos \left(\omega_0 t + \delta - \frac{2}{3} \pi \right) \right. \\ &\quad \left. + i_w \cos \left(\omega_0 t + \delta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \end{aligned} \quad (3-59)$$

将式(3-59)两边各除以 u_c 可以变形为

$$C \frac{du_c}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} k \left[i_u \cos (\omega_0 t + \delta) + i_v \cos \left(\omega_0 t + \delta - \frac{2}{3} \pi \right) + i_w \cos \left(\omega_0 t + \delta + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \quad (3-60)$$

对于上述非线性时变状态方程,难以利用解析的方法求解,但是实际中对该类系统参数对补偿装置行为的影响的研究是一个十分重要的问题,而仿真正是解决这类问题的有力工具。注意到可以方便地利用模拟行为模型对上述方程进行建模,所以可以利用仿真软件建立如图 3-54 所示的基频模型。

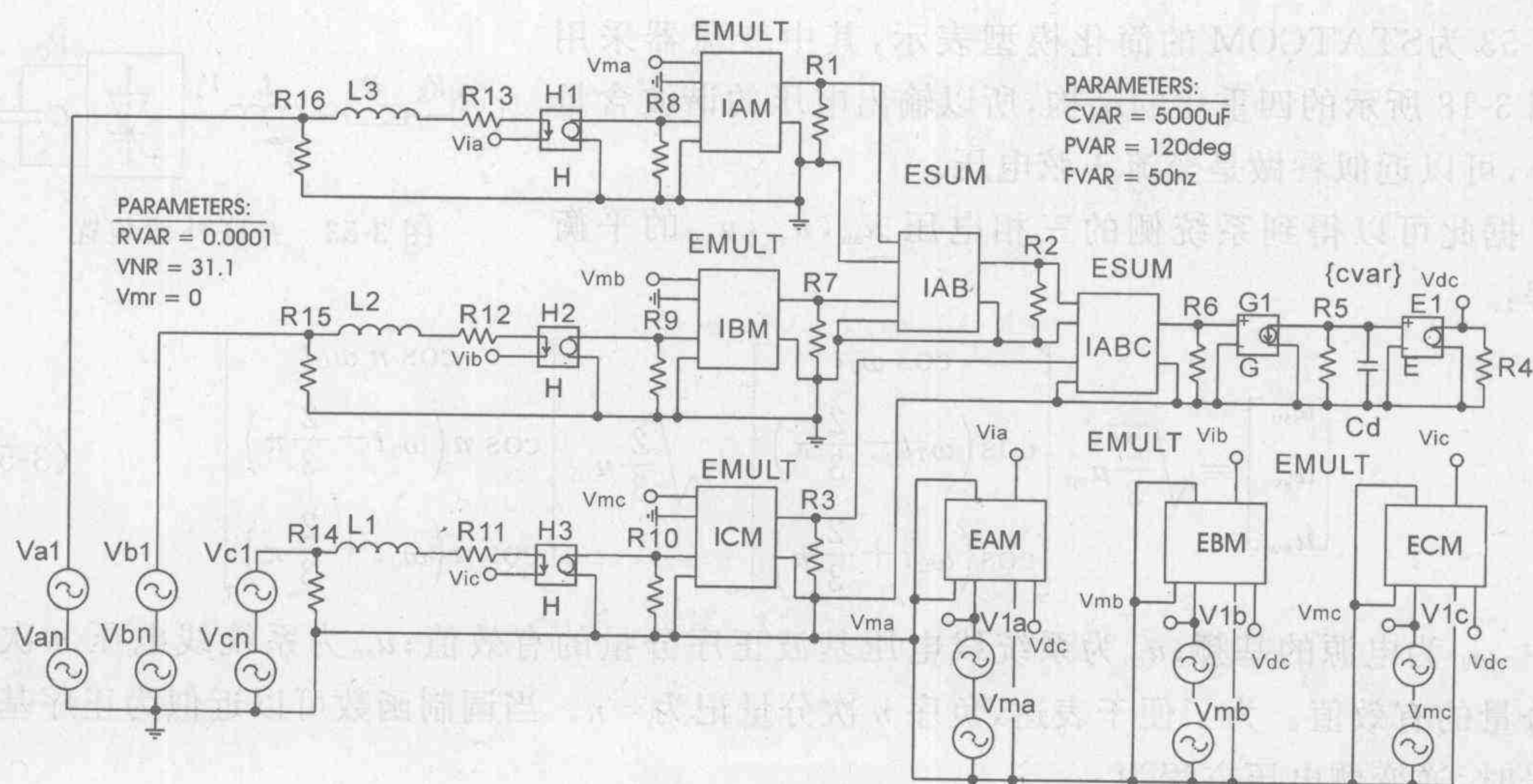
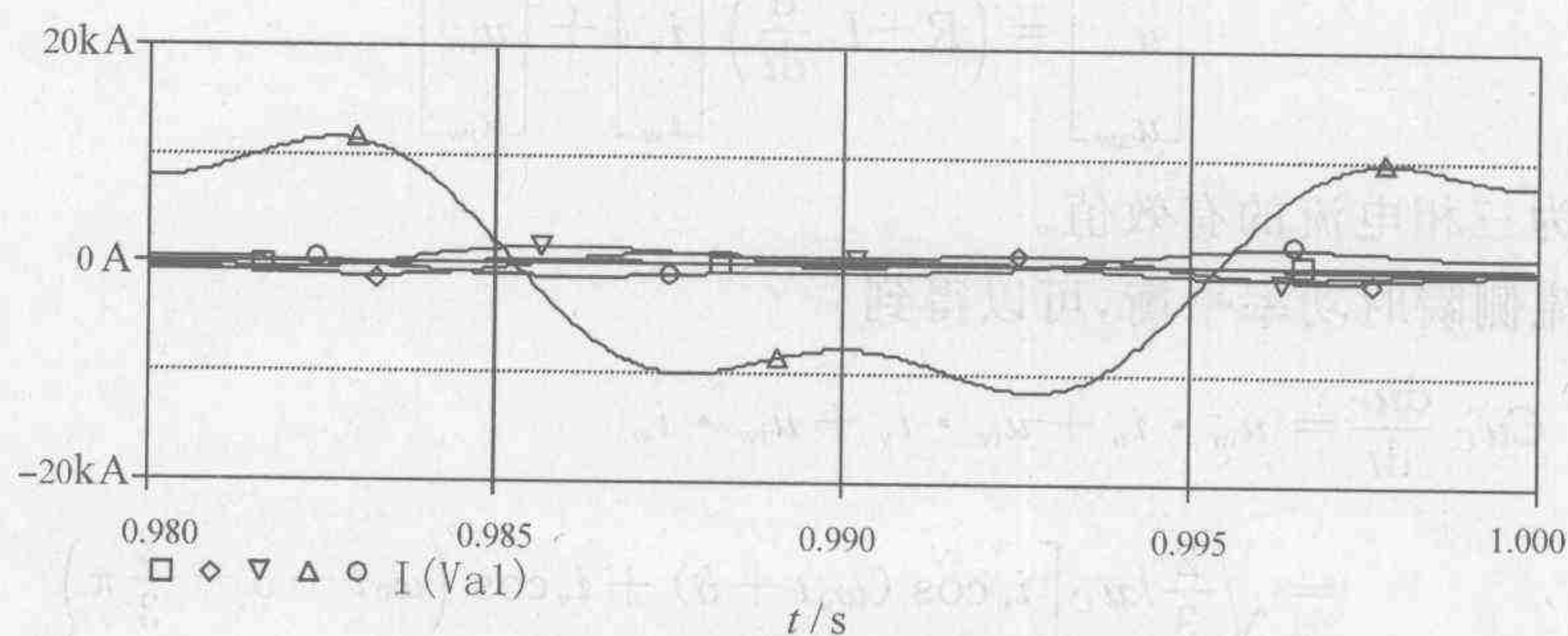


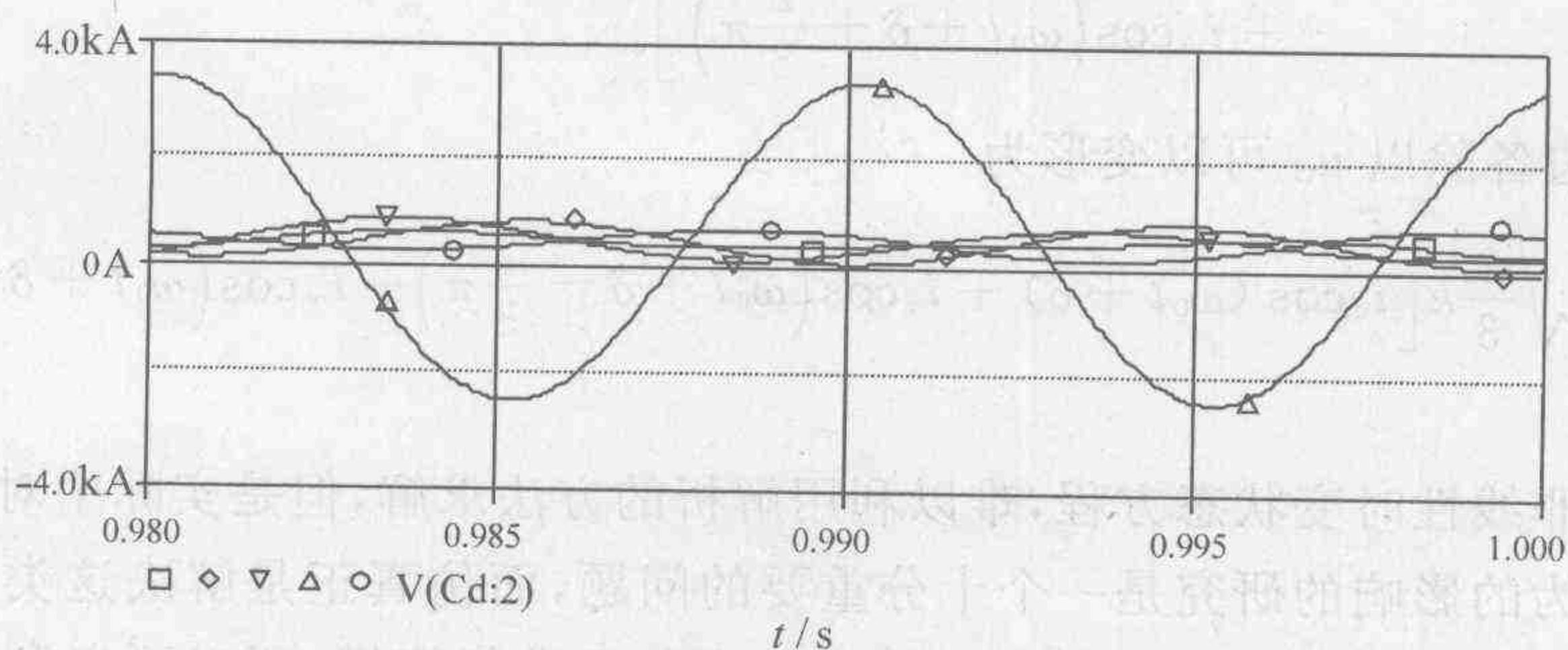
图 3-54 并联补偿系统仿真结构图

为了分析变流器参数的选取对系统响应产生的影响,可以采用 PSpice 内置扫描功能。如图 1-14 所示,在分析菜单中的参数设置子菜单里,既可以对无源参数,如电容、电阻、电抗参数的扫描进行设置,也可以进行输入信号频率的扫描。由于我们关心的是系统参数对输入信号谐波的影响,所以设置不同的输入激励信号频率对电容量进行扫描,以确定变流器的谐振频率,这样可以很容易地对装置的动态特性及参数对系统响应的影响进行分析。

图 3-55 为直流电容值在 $3000 \sim 9000 \mu\text{F}$ 之间变化,输入 10% 负序分量时,系统响应的扫描结果。



(a) A 相输入电流波形脉动的时域波形



(b) 直流电容电压脉动的时域波形

图 3-55 并联补偿系统的时域波形

同样可以用对电容或电感扫描的方式,发现在不同输入频率下引起系统谐振的元素参数,从而在设计中避开上述区域。

图 3-56 为当输入含 10% 的负序电压或三次谐波时,输入电流和直流电容上的电压的幅值与直流电容值的关系曲线。可以看到负序和三次谐波分量均在电容为 8.1 mF 附近发生谐振,这与理论分析结果是一致的。

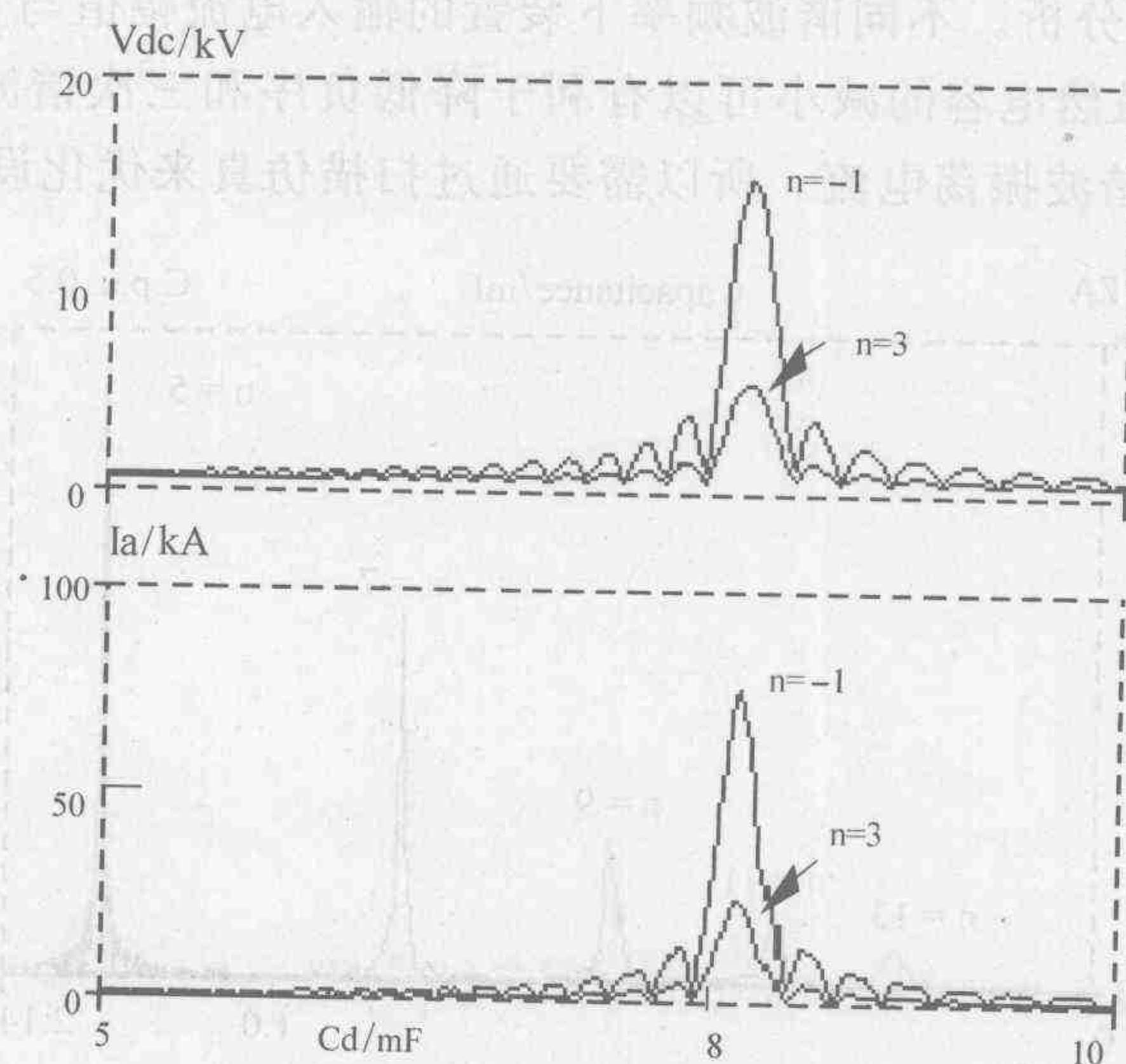


图 3-56 谐振与电容容量的关系

图 3-57(a)表示电感中电阻阻值(代表系统的有功损耗)的大小对谐振的影响。显然随着阻值的增大谐振被有效地抑制,但同时损耗增加。图 3-57(b)为对应的基频电流波形。

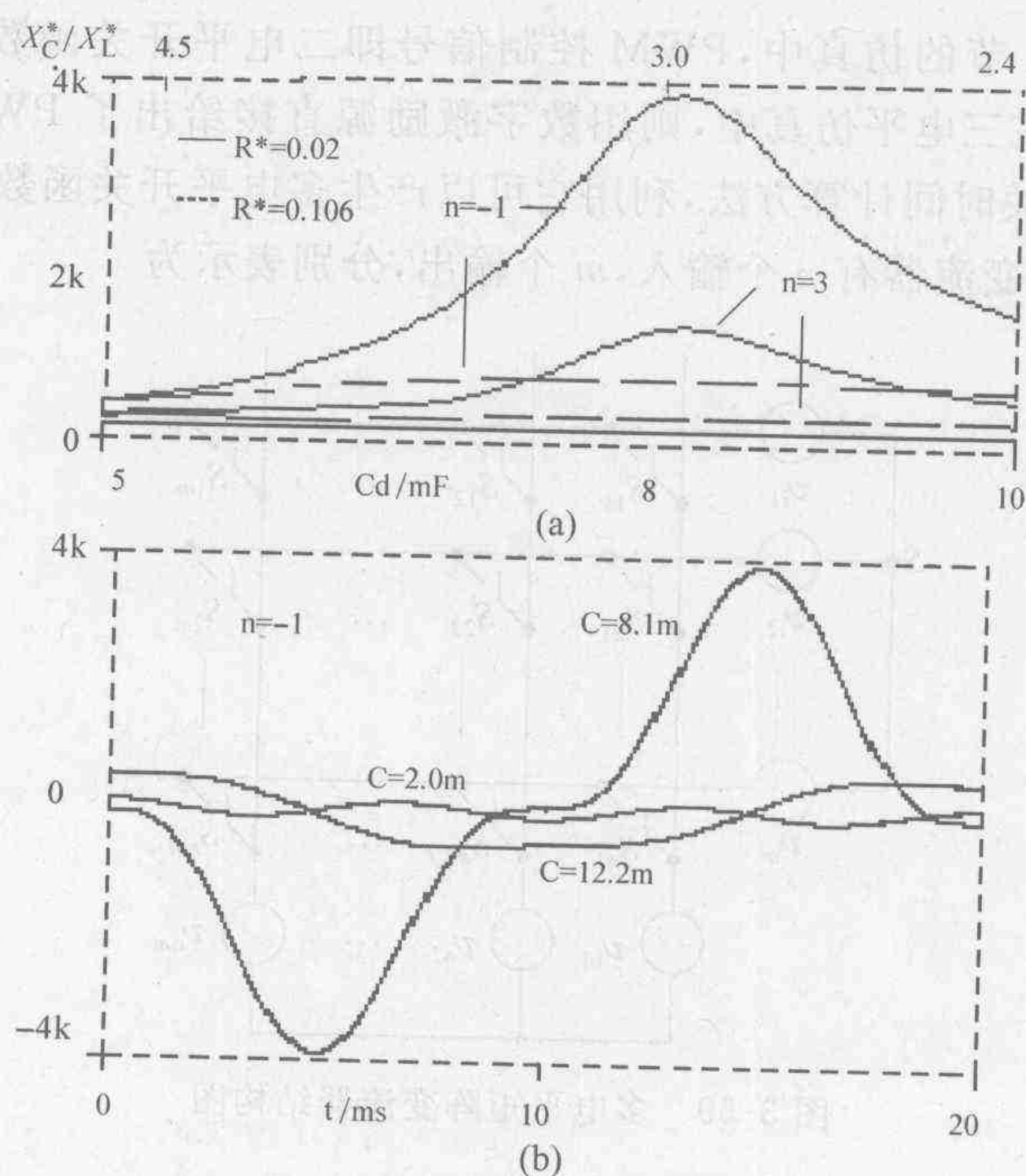


图 3-57 谐振与系统有功损耗的关系

上述结果均表明,当系统在容抗的标么值和感抗的标么值 X_C^*/X_L^* 之比接近 3 时,系统发生谐振,而不论增大或减小电容均使响应向有利于减小谐振的方向发展。但实际应用中电容容量的增大意味着其占地面积的增大和费用的上升,所以选择小于谐振容量的电容是有利的。上述方法对于研究常规的逆变器同样适用。

通过设置不同的输入激励信号的频率对电容值进行扫描,可以很容易地对装置的频率特性和参数的关系进行分析。不同谐波频率下装置的输入电流幅值与直流侧电容值之间的关系如图 3-58 所示。虽然电容的减小可以有利于降低负序和三次谐波输入信号引起的谐振,但可能会增大其他谐波振荡电流。所以需要通过扫描仿真来优化设计。

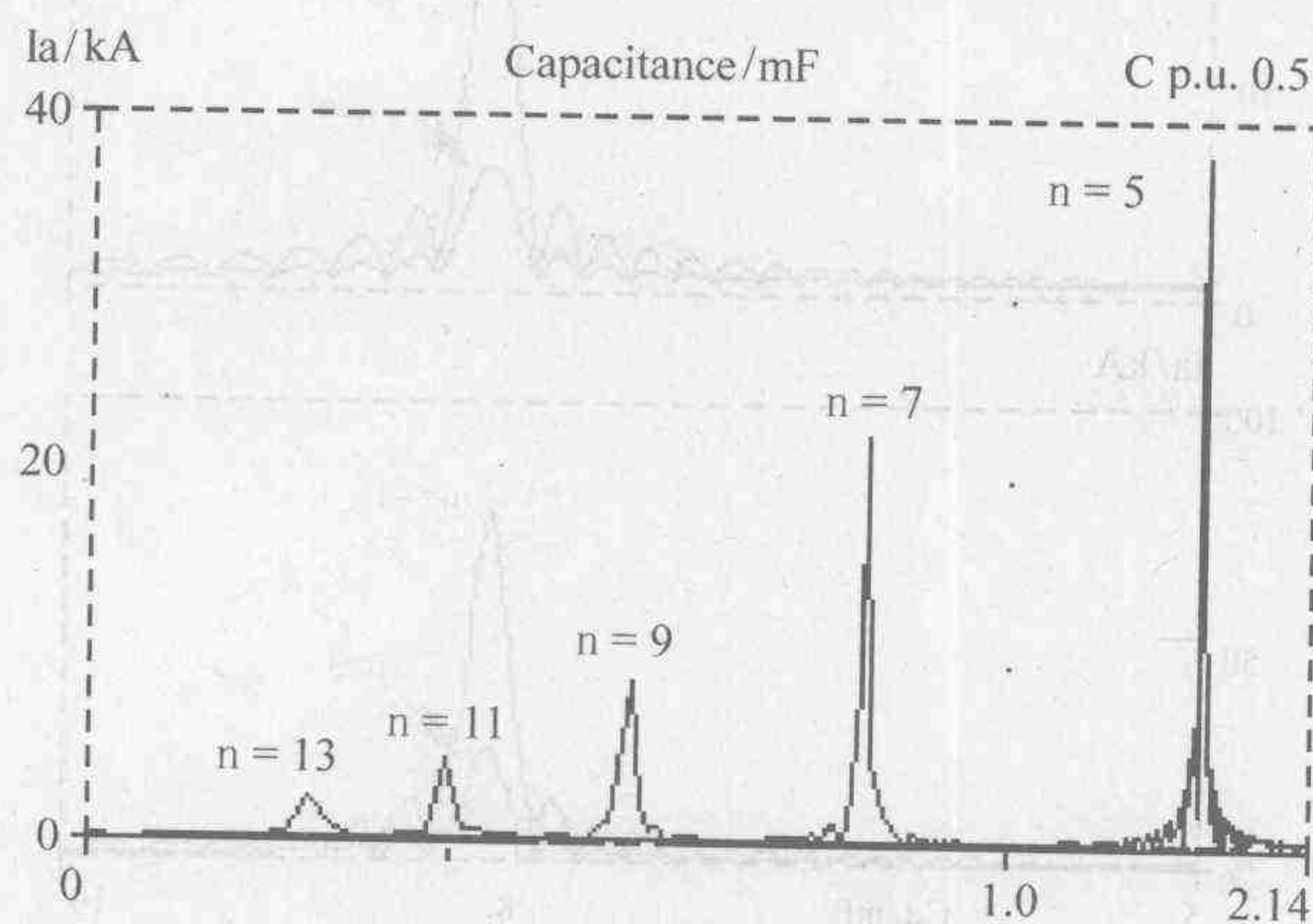


图 3-58 电流谐振与电容量的关系

3.2.5 开关时间控制

在 3.2.1~3.2.4 节的仿真中,PWM 控制信号即二电平开关函数的产生是用表函数 ETABLE 实现的,而在三电平仿真中,则用数字激励源直接给出了 PWM 的调制信号。下面介绍一种简单的开关时间计算方法,利用它可以产生多电平开关函数。

图 3-59 所示矩阵变流器有 n 个输入, m 个输出,分别表示为

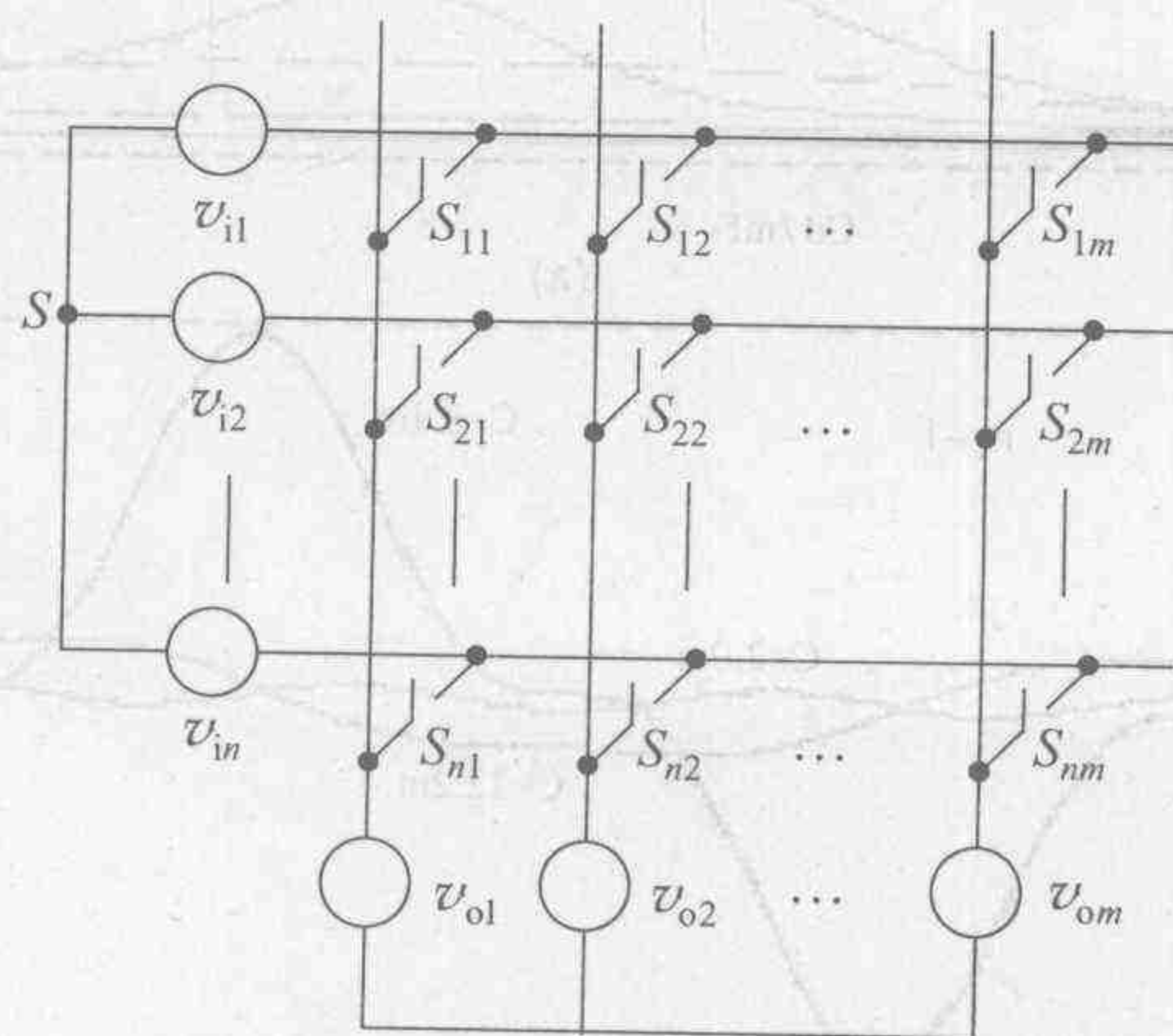


图 3-59 多电平矩阵变流器结构图

$$\begin{cases} v_{i1}(t) = V_i \cos(\omega_i t) \\ v_{i2}(t) = V_i \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{n}\right) \\ \vdots \\ v_{in}(t) = V_i \cos\left[\omega_i t - (n-1) \frac{2\pi}{n}\right] \end{cases} \quad (3-61)$$

和

$$\begin{cases} v_{o1}(t) = V_o \cos(\omega_o t) \\ v_{o2}(t) = V_o \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{m}\right) \\ \vdots \\ v_{om}(t) = V_o \cos\left[\omega_o t - (m-1) \frac{2\pi}{m}\right] \end{cases} \quad (3-62)$$

将采样周期 T_s 分成 q 个时间段 t_1, t_2, \dots, t_q , q 的数值取决于 n 与 m 的大小。若 $n > m$, 则 $q = n$; 否则 $q = m$ 。第 n 个采样周期可表示为

$$T_s = t_1^n + t_2^n + \dots + t_q^n \quad 0 \leq t_i^n \leq T_s \quad i = 1, 2, \dots, q \quad (3-63)$$

首先, 写出开关矩阵 S :

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1m} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2m} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nm} \end{bmatrix} \quad (3-64)$$

若 S 不是一个方阵, 则会导致输出端的电流不连续, 因此在第 n 行后从第一行开始重复, 直至将 S 补成方阵。假设这种补齐不会导致电压源短路和电流源开路。

接下来, 在 t_1 时刻让主对角线上的开关导通, 其余开关关断; 在 t_2 时刻让次对角线上的开关导通, 其余开关关断; 依此类推。则平均输出电压可表示为

$$\begin{cases} v_{o1,ov}(t) = \frac{1}{T_s} [v_{i1}(t)t_1 + v_{i2}(t)t_2 + \dots + v_{in}(t)t_n] \\ v_{o2,ov}(t) = \frac{1}{T_s} [v_{i2}(t)t_1 + v_{i3}(t)t_2 + \dots + v_{i1}(t)t_n] \\ \vdots \\ v_{on,ov}(t) = \frac{1}{T_s} [v_{in}(t)t_1 + v_{i1}(t)t_2 + \dots + v_{i(n-1)}(t)t_n] \end{cases} \quad (3-65)$$

写成矩阵形式为

$$v_o(t) = \frac{1}{T_s} v_i(t) t \quad (3-66)$$

当 $\det v_i(t) \neq 0$ 时, 上式有唯一解。

在实际应用中, 一般不会超过三相输入和三相输出, 因此可以假定其中一个时间段长为 t_1 , 则由式(3-63)得

$$t_1^n = T_s - t_2^n - \dots - t_q^n$$

代入式(3-66)就可以求得其他时间段的值。

根据输入、输出的类型(DC 或 AC)以及输入、输出的相数, 矩阵型变流器可以有很多种

类型,例如:

- (1) DC→单相 AC;
- (2) DC→两相 AC;
- (3) DC→三相 AC;
- (4) 单相 AC→单相 AC;
- (5) 单相 AC→两相 AC;
- (6) 单相 AC→三相 AC;
- (7) 三相 AC→三相 AC。

下面以 DC→单相 AC 和单相 AC→三相 AC 为例说明相应矩阵变流器的控制方法。

1. DC→单相 AC

DC→单相 AC 矩阵变流器结构图如图 3-60

所示。

开关矩阵为

$$S = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 \\ S_2 & S_4 \end{bmatrix}$$

将每个开关周期分为两个时间段,即 t_1 和 t_2 , $T_s = t_1 + t_2$ 。在 t_1 时间段, S_1 、 S_4 闭合, S_2 、 S_3 打开;在 t_2 时间段, S_2 、 S_3 闭合, S_1 、 S_4 打开。若要使得输出电压的基频分量为

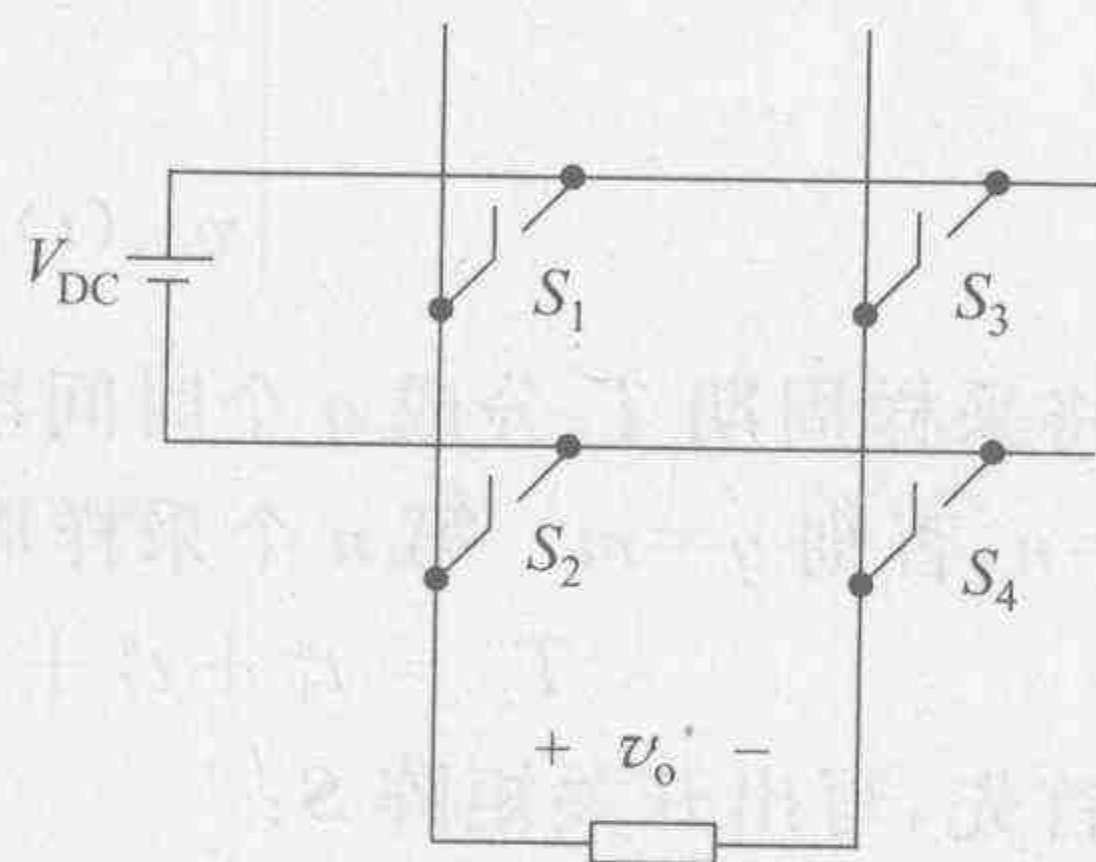


图 3-60 DC→单相 AC 矩阵变流器结构图

$$v_o(t) = V_o \cos(\omega_0 t) \quad (3-67)$$

则

$$\begin{aligned} V_o \cos \omega_0 t &= \frac{1}{T_s} [V_{DC} t_1 + (-V_{DC}) t_2] \\ &= \frac{V_{DC}}{T_s} [t_1 - (T_s - t_1)] \\ &= \frac{V_{DC}}{T_s} [2t_1 - T_s] \end{aligned} \quad (3-68)$$

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{T_s}{2} \left[1 + \frac{V_o}{V_{DC}} \cos \omega_0 t \right] \\ t_2 &= T_s - t_1 = \frac{T_s}{2} \left[1 - \frac{V_o}{V_{DC}} \cos \omega_0 t \right] \end{aligned}$$

因此,两组开关信号各自的占空比为

$$\begin{cases} p_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{V_o}{V_{DC}} \cos \omega_0 t \right] \\ p_2 = \frac{t_2}{T_s} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{V_o}{V_{DC}} \cos \omega_0 t \right] \end{cases} \quad (3-69)$$

根据式(3-63)和式(3-69),可得到

$$\left| \frac{V_o}{V_{DC}} \right| \leq 1 \quad (3-70)$$

若输入电压不是恒定直流电压,式(3-70)的情况就不一样了。假设输入电压中有一个纹波

3.2 矩阵型变流器的建模与仿真

$V_r \cos(\omega_r t)$, 即

$$v_{DC}(t) = V_{DC} + V_r \cos(\omega_r t) \quad \forall t: v_{DC} > 0 \quad (3-71)$$

则式(3-69)变为

$$\begin{cases} p_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{1 + \frac{V_o \cos(\omega_0 t)}{V_{DC} + V_r \cos(\omega_r t)}}{2} \\ p_2 = \frac{t_2}{T_s} = \frac{1 - \frac{V_o \cos(\omega_0 t)}{V_{DC} + V_r \cos(\omega_r t)}}{2} \end{cases} \quad (3-72)$$

根据式(3-63)和式(3-72)可得

$$\frac{|V_o|}{|V_{DC}| + |V_r|} \leq 1 \quad (3-73)$$

2. 单相 AC→三相 AC

单相 AC→三相 AC 的矩阵变流器结构图如图 3-61 所示。

输入电压为

$$v_i(t) = V_i \cos(\omega_i t) \quad (3-74)$$

假设欲使得输出电压的基波分量为

$$\begin{cases} v_{ab}(t) = V_o \cos(\omega_0 t) \\ v_{bc}(t) = V_o \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ca}(t) = V_o \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3-75)$$

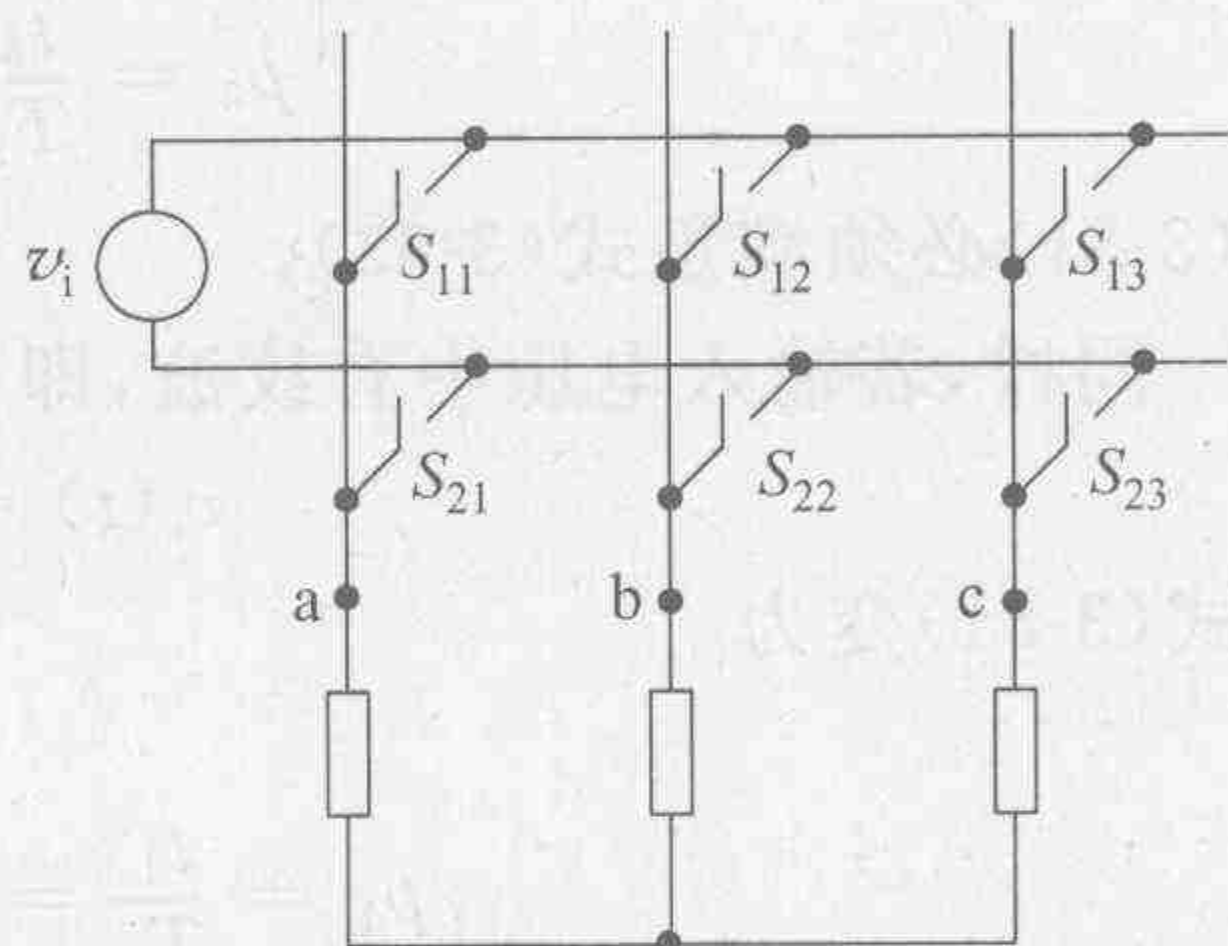


图 3-61 单相 AC→三相 AC 的矩阵变流器结构图

采样时间 T_s 分成 3 个时间段 t_1 、 t_2 和 t_3 , 且有

$$T_s = t_1^n + t_2^n + t_3^n \quad (3-76)$$

开关矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix}$$

由于 \mathbf{S} 不是方阵, 因此重复第 1 行作为第 3 行, 得到方阵形式的开关矩阵为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{11} & S_{12} & S_{13} \end{bmatrix} \quad (3-77)$$

为保证输入电压源不被短路, 采用如下的控制策略:

- ① t_1 时间段 S_{11} 、 S_{22} 、 S_{13} 闭合, 其余开关打开;
- ② t_2 时间段 S_{12} 、 S_{23} 、 S_{11} 闭合, 其余开关打开;
- ③ t_3 时间段 S_{13} 、 S_{21} 、 S_{12} 闭合, 其余开关打开。

当变流器频率很高时, 输出电压在一个周期 T_s 内的平均值可以用矩阵形式表示为

$$\begin{bmatrix} v_{ab}(t) \\ v_{bc}(t) \\ v_{ca}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} v_i & 0 & -v_i \\ -v_i & v_i & 0 \\ 0 & -v_i & v_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} \quad (3-78)$$

或

$$\mathbf{V}_o(t) = \frac{1}{T_s} \mathbf{V}_i(t) \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} \quad (3-79)$$

当 $\det \mathbf{V}_i(t) \neq 0$ 时, 式(3-78)有唯一解。令

$$t_1 = T_s - t_2 - t_3 \quad (3-80)$$

由式(3-78)、式(3-79)及式(3-80)可以解得

$$\begin{cases} p_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o}{V_i} \frac{\sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3})}{\cos(\omega_i t)} \\ p_2 = \frac{t_2}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o}{V_i} \frac{\sin(\omega_0 t)}{\cos(\omega_i t)} \\ p_3 = \frac{t_3}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o}{V_i} \frac{\sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3})}{\cos(\omega_i t)} \end{cases} \quad (3-81)$$

式(3-81)必须满足式(3-63)。

同样, 若输入电压中有纹波, 即有

$$v_i(t) = V_i \cos(\omega_i t) + V_r \cos(\omega_r t) \quad (3-82)$$

则式(3-81)变为

$$\begin{cases} p_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o \sin(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3})}{V_i \cos(\omega_i t) + V_r \cos(\omega_r t)} \\ p_2 = \frac{t_2}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o \sin(\omega_0 t)}{V_i \cos(\omega_i t) + V_r \cos(\omega_r t)} \\ p_3 = \frac{t_3}{T_s} = \frac{1}{3} + \frac{\sqrt{3}}{3} \frac{V_o \sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3})}{V_i \cos(\omega_i t) + V_r \cos(\omega_r t)} \end{cases} \quad (3-83)$$

3. 对上述控制策略进行仿真验证

以 DC→单相 AC 矩阵变流器为例。设输出端接一感性负载, $R=20 \Omega$, $L=40 \text{ mH}$, $T_s=1 \text{ ms}$, $V_o=50 \text{ V}$, $f_o=50 \text{ Hz}$ 。此时, 输出电压与输入电流的关系为

$$v_o(t) = R i_o(t) + L \frac{di_o(t)}{dt}$$

输入电流和输出电流的关系为

$$i_i = \begin{cases} i_o & \text{在 } t_1 \text{ 时间段} \\ -i_o & \text{在 } t_2 \text{ 时间段} \end{cases}$$

分别仿真输入电压为恒定直流和有纹波两种情况。

(1) $V_{DC} = 100 \text{ V}$, 仿真波形如图 3-62 所示。

(2) $v_{DC} = 100 + 5 \cos(120\pi t) \text{ V}$, 仿真波形如图 3-63 所示。

需要指出的是, 由于一般变流器的负载都是感性的, 它相当于一个低通滤波器, 因此输出电流中的高次谐波含量要小于输出电压中的高次谐波含量。仿真结果也验证了这一点。

综上所述, 利用各种类型的理想开关模型不仅有助于对电子装置的性能进行有效的分析, 同时又可简化分析程序, 节约计算机资源, 大大地缩短变流器设计过程。

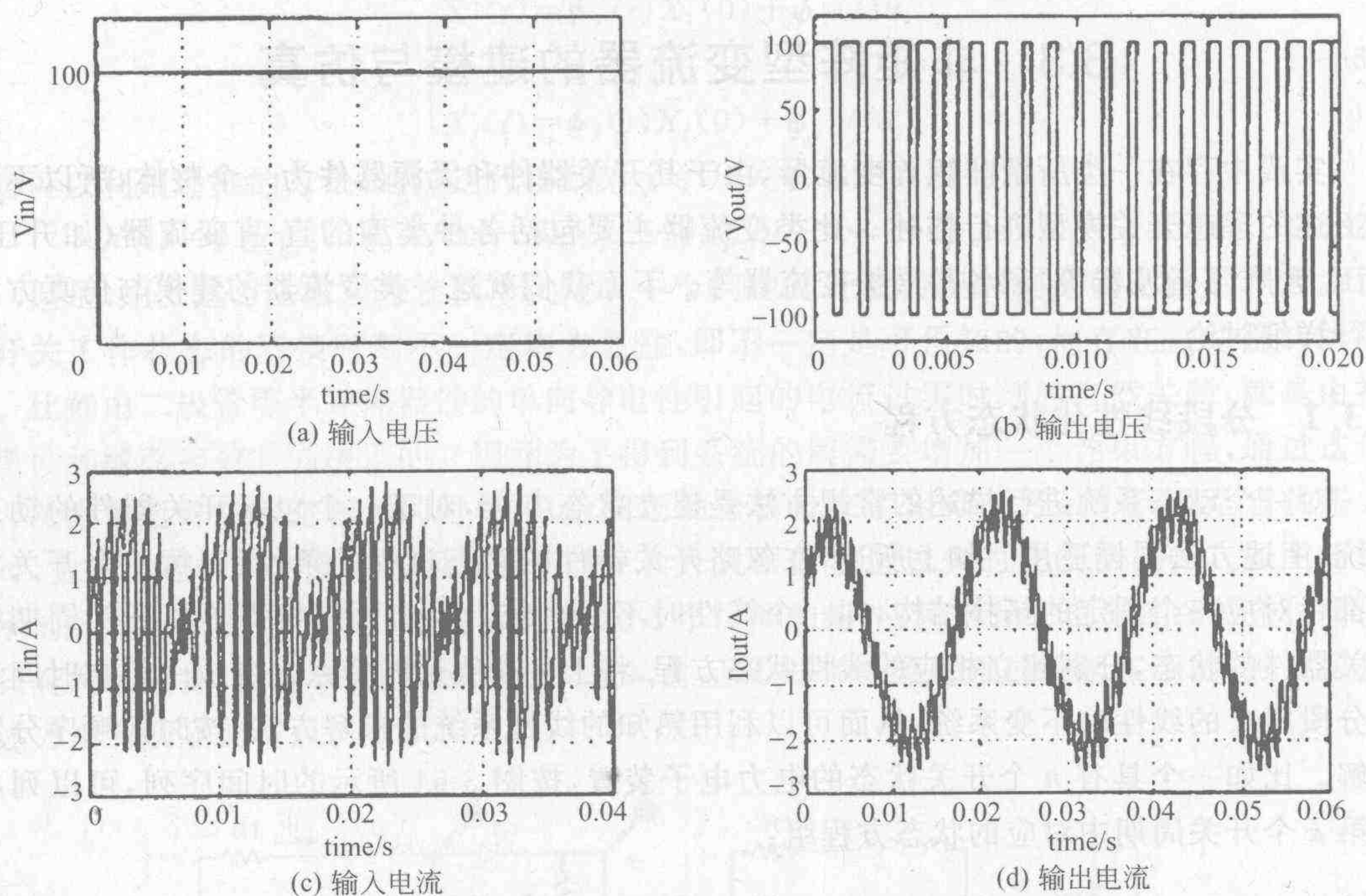


图 3-62 输入为恒定直流时 DC→单相 AC 矩阵变流器的波形

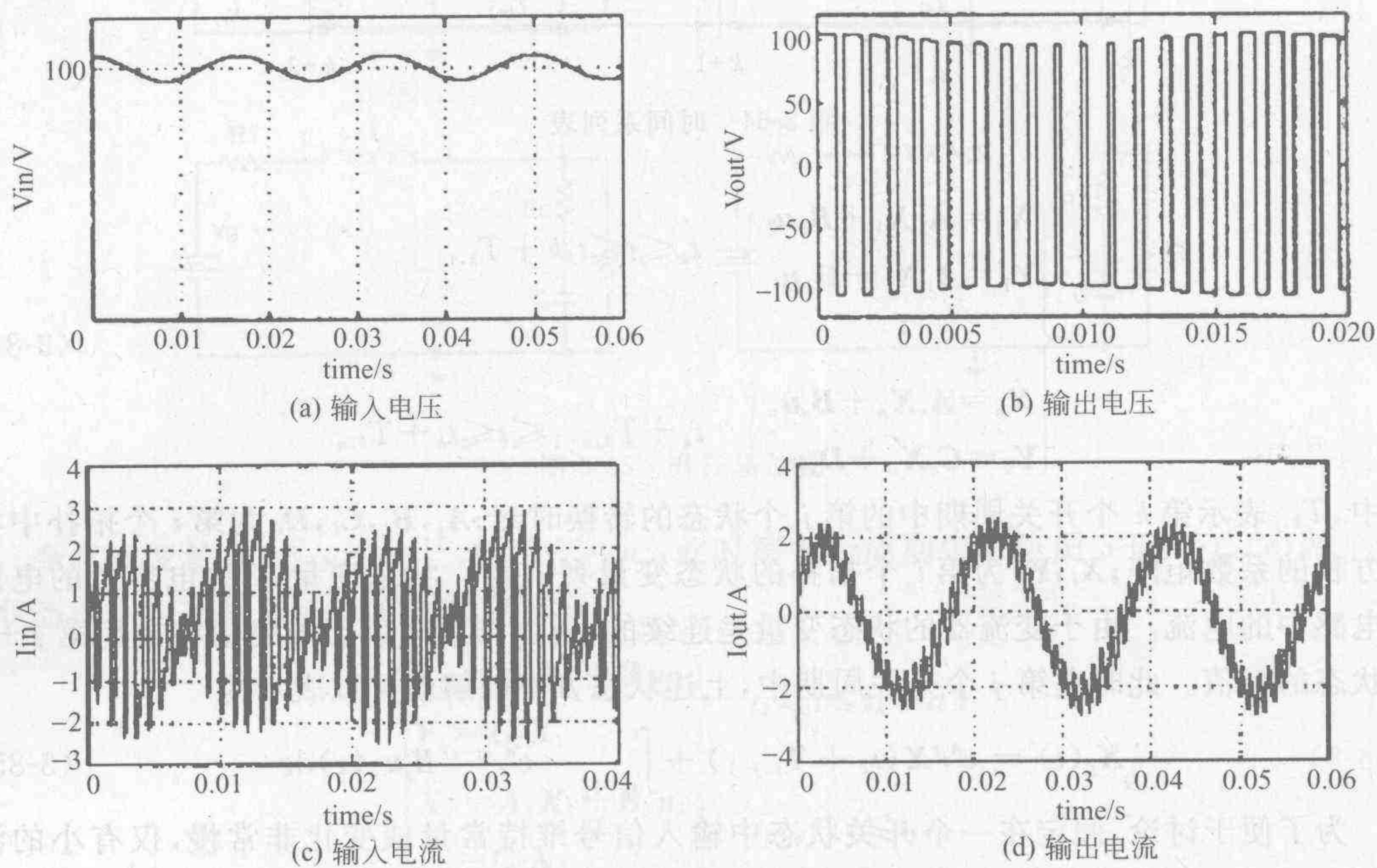


图 3-63 输入中有纹波时 DC→单相 AC 矩阵变流器的波形

3.3 非矩阵型变流器的建模与仿真

实践中存在一类所谓非矩阵变流器,由于其开关器件和无源器件为一个整体,所以不能用上述的理想开关模型进行描述。此类变流器主要包括各种类型的直-直变流器(如升压、降压、升降压斩波器等)和各种谐振变流器等。下面我们就这一类变流器的建模与仿真方法进行详细讨论。

3.3.1 分段线性化状态方程

对一个动态系统进行描述的常规方法是建立状态方程,对于一个包括开关器件的动态系统,上述方法同样适用。如上所述,在忽略开关器件的动态过程的条件下,每一个开关状态都将对应一个固定的拓扑结构,即一个线性时不变系统。因此可以根据不同开关周期中开关器件的状态,分别建立相应的线性状态方程,将上述非线性时变系统变成一组在时间域中分段定义的线性时不变系统,从而可以利用熟知的线性系统的求解方法,按时间顺序分别求解。比如一个具有 n 个开关状态的电力电子装置,按图 3-64 所示的时间序列,可以列出在第 k 个开关周期中对应的状态方程组:

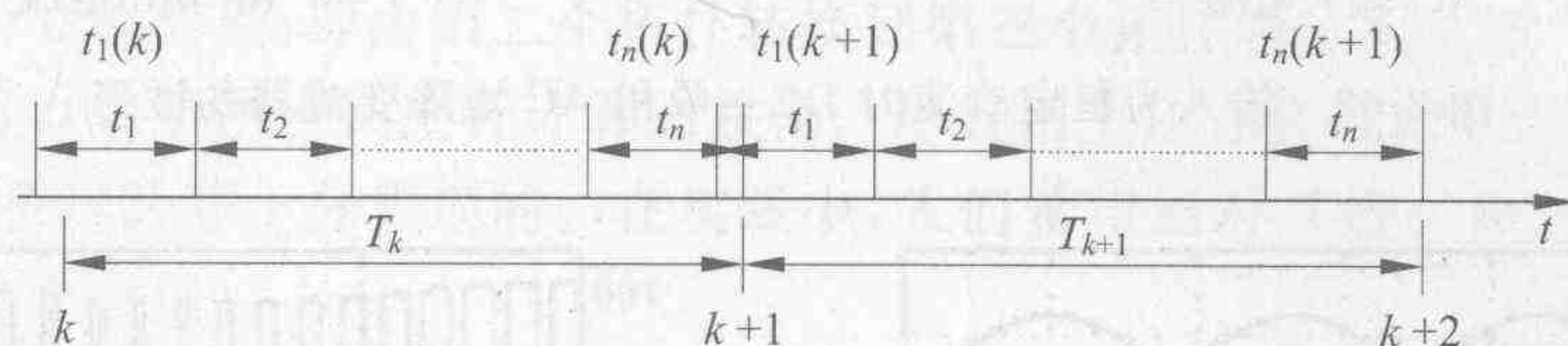


图 3-64 时间序列表

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{Y}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_1 + \mathbf{D}_1 \mathbf{u}_1 \\ \vdots \\ \dot{\mathbf{X}}_n = \mathbf{A}_n \mathbf{X}_n + \mathbf{B}_n \mathbf{u}_n \\ \mathbf{Y}_n = \mathbf{C}_n \mathbf{X}_n + \mathbf{D}_n \mathbf{u}_n \end{cases} \quad \begin{cases} t_k \leq t \leq t_k + T_{k,1} \\ t_k + T_{k,n-1} \leq t \leq t_k + T_{k,n} \end{cases} \quad (3-84)$$

其中, $T_{k,j}$ 表示第 k 个开关周期中的第 j 个状态的转换时刻; $\mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i, \mathbf{C}_i, \mathbf{D}_i$ 为第 i 个拓扑中状态方程的系数矩阵; $\mathbf{X}_i, \mathbf{Y}_i$ 为第 i 个拓扑的状态变量列向量。状态变量 \mathbf{X} 为电容上的电压和电感中的电流。由于变流器的状态变量是连续的,所以第 j 个状态的终值将成为第 $j+1$ 个状态的初值。此时在第 j 个开关周期中,上述状态方程的解就可以表示为

$$\mathbf{X}_j(t) = e^{\mathbf{A}_j t} \mathbf{X}(t_k + T_{k,j-1}) + \int_{t_k + T_{k,j-1}}^t e^{\mathbf{A}_j(t-\tau)} \mathbf{B}_j \mathbf{u}_j(\tau) d\tau \quad (3-85)$$

为了便于讨论,假定在一个开关状态中输入信号维持常量或变化非常慢,仅有小的波动,即 $\mathbf{u}_i(\tau) = \mathbf{u}_i$, 并定义:

$$\begin{aligned} \phi_j(t) &= e^{\mathbf{A}_j t} \\ \psi_j(t) &= \int_{T_{k,j-1}}^t e^{\mathbf{A}_j(t-\tau)} \mathbf{B}_j d\tau \end{aligned}$$

则方程(3-85)可改写为

$$\begin{cases} \mathbf{X}_1(t) = \phi_1(t) \mathbf{X}_1(0) + \phi_1(t) \mathbf{u}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_j(t) = \phi_j(t) \mathbf{X}_j(0) + \phi_j(t) \mathbf{u}_j \end{cases} \quad (3-86)$$

此时可以利用递推的方法,通过迭代得到第 j 个开关状态中方程的解:

$$\mathbf{X}(t) = \phi_j \phi_{j-1} \cdots \phi_1 \mathbf{X}_1(0) + \phi_j \phi_{j-1} \cdots \phi_2 \phi_1 \mathbf{u}_1 + \cdots + \phi_j \phi_{j-1} \mathbf{u}_{j-1} + \phi_j(t) \mathbf{u}_j \quad (3-87)$$

但是,用上述方法求解存在两个问题:一个问题是开关转换时刻的确定问题。因为每个开关工作状态的转换时刻不一定均为显性,即不一定是可预知的,而存在一些隐式的条件。比如由二极管等半导体器件的单向导电性引起的电流过零时刻的自然关断,就是由初始条件和线路参数共同决定的。因此为了得到系统的解需要增加一个约束方程,通过迭代的方法来确定开关状态转换的时刻,这给问题的分析带来了困难。另一个问题是当状态太多时,上述方程的求解是相当困难的。对于含开关器件数量较少的变流器,例如,如图 3-65 所示的升压斩波器仅含两个开关器件,具有 3 个可能的拓扑,特别是在电流连续的条件下装置只有两个拓扑,见图 3-65(b)和图 3-65(c),并且其拓扑转换是通过控制实现的,因此采用上述方法有明显的优点。

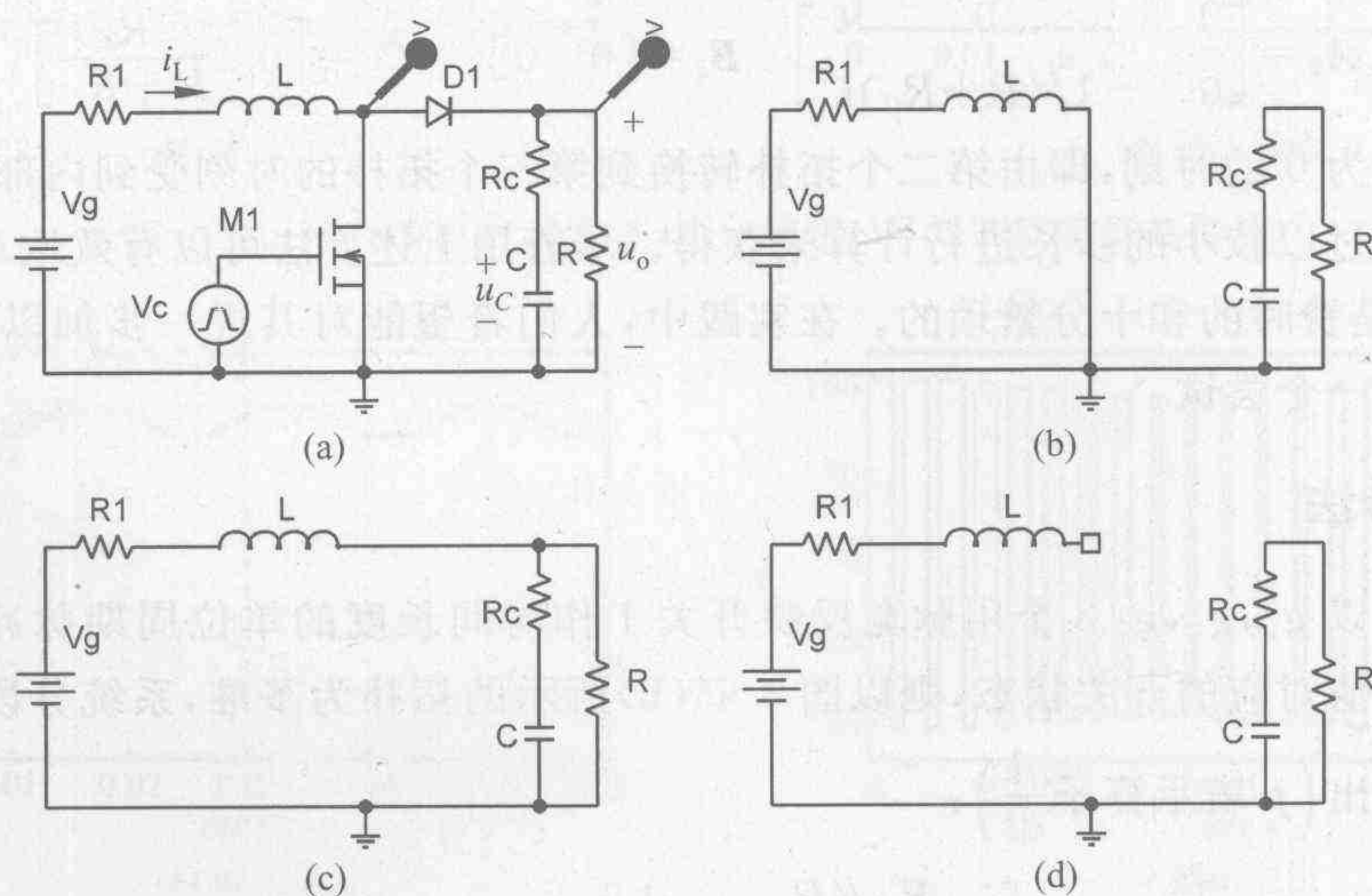


图 3-65 升压斩波器

令状态变量 $\mathbf{X} = [i_L \quad u_C]^T$, 输出 $Y = u_o$, 此时第 k 个周期中对应图 3-65(b)、(c) 两个开关状态的状态方程和输出方程可分别记为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}_1 + \mathbf{B}_1 u_1 \\ Y_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{X}_1 \end{cases} \quad t_k \leq t \leq t_k + dT$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_2 = \mathbf{A}_2 \mathbf{X}_2 + \mathbf{B}_2 u_2 \\ Y_2 = \mathbf{C}_2 \mathbf{X}_2 \end{cases} \quad t_k + d \leq t \leq t_{k+1} \quad (3-88)$$

式中, d 为占空比; $t_k + dT$ 简记为 t_{k+d} , $u_1 = u_2 = V_g$ 。其中, 对应图 3-65(b) 的拓扑为

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{(R+R_C)C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+R_C} \end{bmatrix} \quad (3-89)$$

对应图 3-65(c)的拓扑为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + R_c // R}{L} & -\frac{R}{L(R + R_c)} \\ \frac{R}{(R + R_c)C} & -\frac{1}{(R + R_c)C} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} R // R_c & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-90)$$

作为连续系统,计算时由上一个开关周期的终值 $\mathbf{X}(t_{k-1,2})$ 可以得到本周期的初值 $i(t_k, 0), V(t_k, 0)$ 。据此可以计算在第一个开关状态中的状态变量 $i(t, 1), V(t, 1)$, 并得到该拓扑终止时刻的状态变量的值 $i(t_k, 1), V(t_k, 1)$ 。该终值将作为第二个拓扑中的初值,并由此计算第二个拓扑中的状态变量。上两个状态的开始时刻是通过触发脉冲进行控制的,故是预定的。但是如果在第二个开关状态中电感电流降到 0,则此时变流器将进入第三个状态,即仅含电容与输出电阻的状态。新状态方程的系数矩阵分别为

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/(R + R_c)C \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad \mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + R_c} \end{bmatrix} \quad (3-91)$$

但电感中电流为 0 的时刻,即由第二个拓扑转换到第三个拓扑的时刻受到内部条件的影响,仿真中可以通过以较小的步长进行计算来获得。尽管用上述方法可以有效地对装置的特性进行计算,但是费时的和十分繁琐的。在实践中,人们希望能对其进一步加以简化,而符号法就是其中的一个尝试。

3.3.2 符号法

假定分别以 g_1, g_2, g_3 3 个用脉宽反映开关工作时间的单位周期脉冲函数来描述开关函数的真值对应的开关状态,则以图 3-65(b)所示的拓扑为基准,系统分段线性化方程可以由下式给出(p 表示算子 $\frac{d}{dt}$):

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} p + \frac{R_1}{L} & 0 \\ 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{R_c // R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{C(R + R_c)} & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \begin{bmatrix} i_L \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & +\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \begin{bmatrix} i_L \\ V_g \end{bmatrix} \\ & = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \end{aligned} \quad (3-92)$$

式(3-92)可改写为

$$\begin{cases} L p i_L + g_2 u_o + g_3 V_g = V_g \\ (C p + 1/R) u_o - g_2 i_L = 0 \end{cases} \quad (3-93)$$

在电路方程中, $(C p + 1/R) u_o$ 表示输出端电流; $L p i_L$ 描述电感上的电压。此外包括两个附加电压源和一个附加电流源,其中,电感上的电压和两个附加电压源电压之和等于输入电压,而附加电流源电流等于输出端电容中的电流和负荷电阻中的电流之和。据此可以构造斩波器模型。

为了便于用模型描述,将附加电源定义为如下两个等效电源 u_{cs} 和 i_{cs} :

$$\begin{cases} u_{cs} = u_o g_2 + V_g g_3 \\ i_{cs} = i_L g_2 \end{cases} \quad (3-94)$$

则升压斩波器可用如图 3-66(b)所示的等效电路图来描述。类似的结果同样可以推广到其他类型的斩波器的建模中。

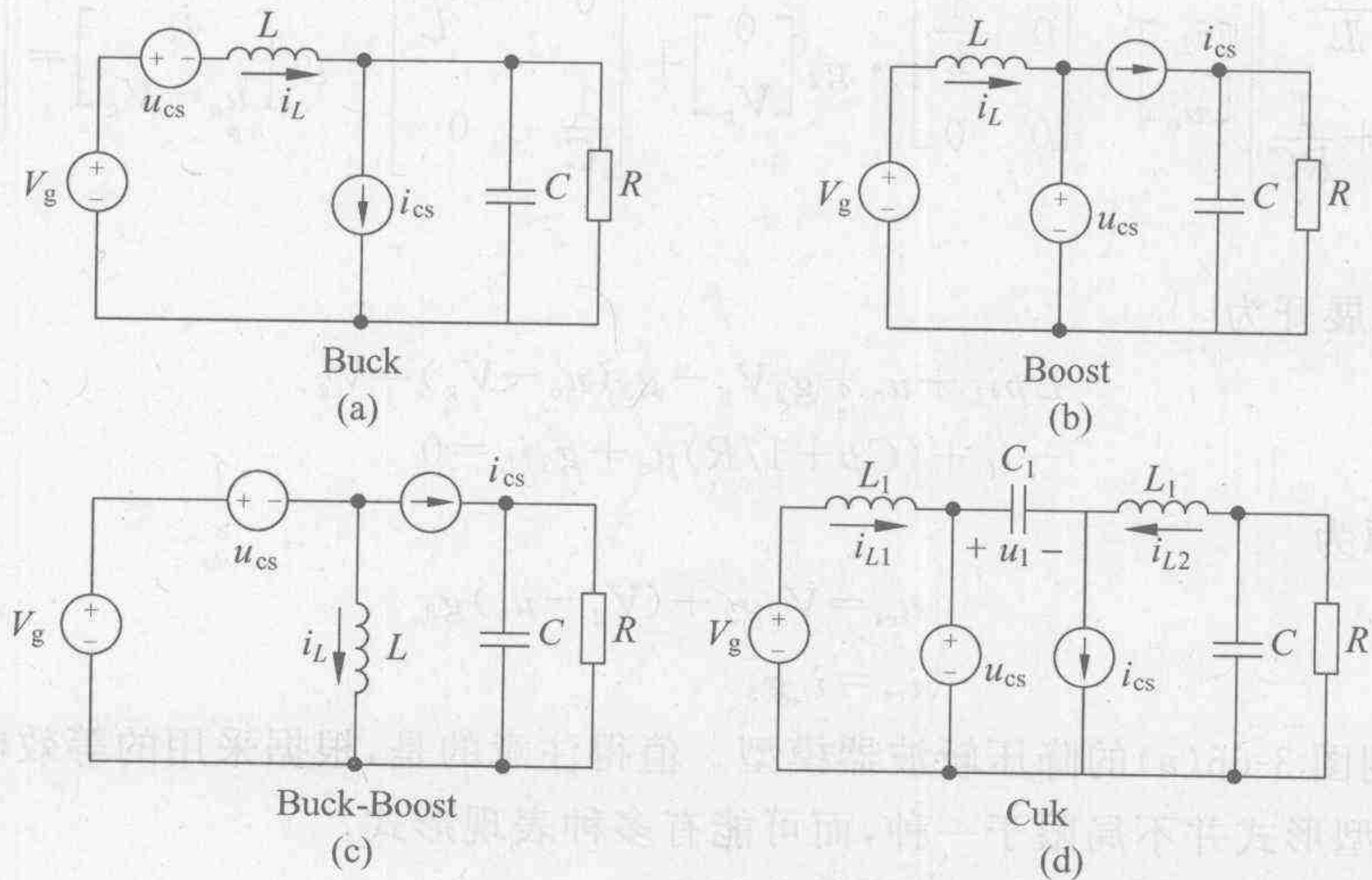


图 3-66 各种斩波器的符号法模型

为了进一步说明符号法的应用,以降压斩波器为例建立模型。在包括电流不连续情况的条件下降压斩波器同样有 3 个可能的拓扑,对应的拓扑图见图 3-67,状态方程为

$$\begin{cases} \dot{X} = A_1 X + B V_g & t_k < t < t_k + d T_s \\ \dot{X} = A_1 X & t_k + d T_s < t < t_k + (d + d_2) T_s \\ -\dot{X} = A_2 X & t_k + (d + d_2) T_s < t < t_{k+1} \end{cases} \quad (3-95)$$

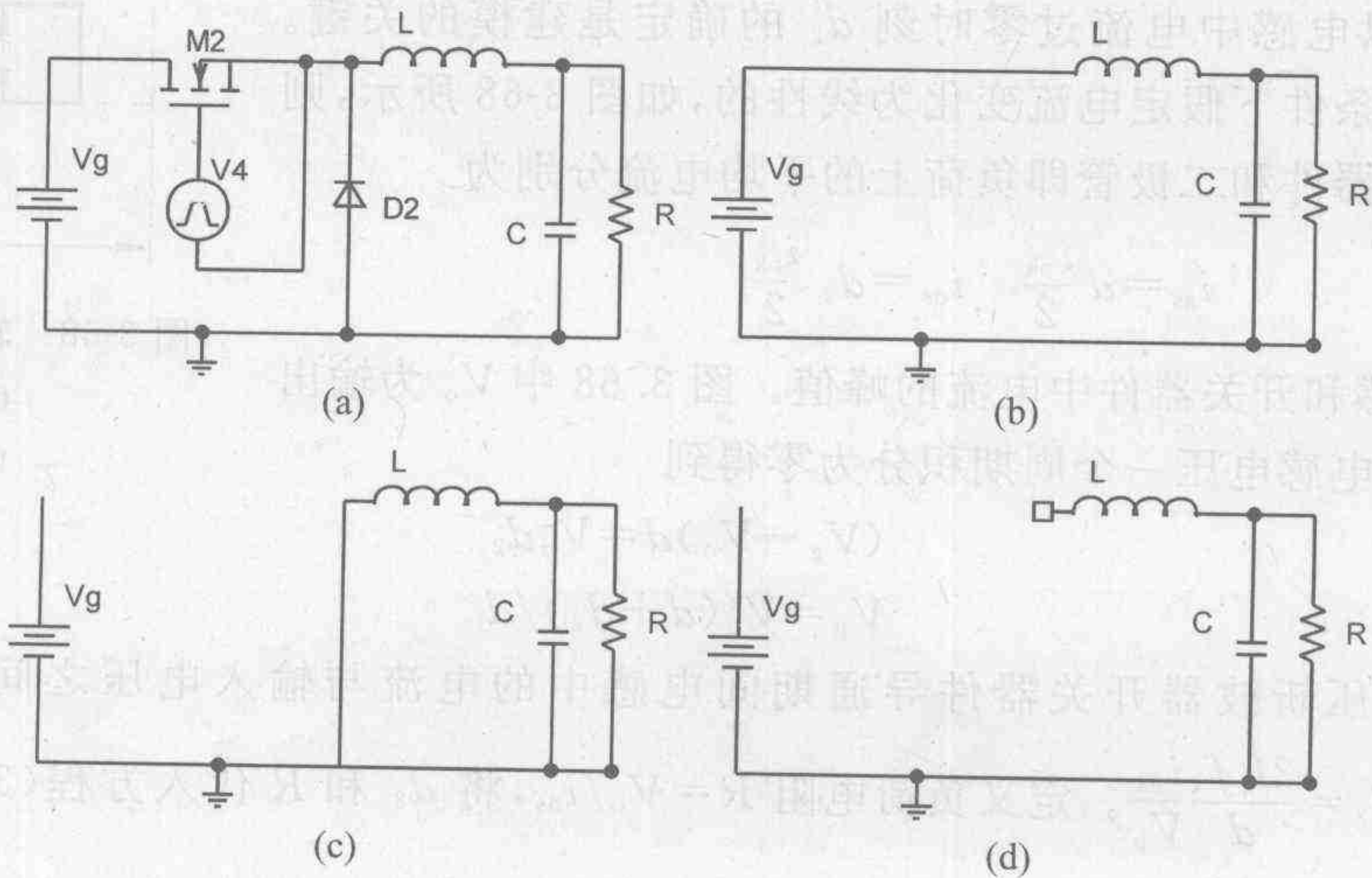


图 3-67 降压斩波器拓扑图

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

化为符号方程则得到

$$\begin{bmatrix} p & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \begin{bmatrix} 0 \\ V_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \begin{bmatrix} i_L \\ u_o - V_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-96)$$

式(3-96)可以展开为

$$\begin{aligned} L p i_L + u_o + g_2 V_g - g_3 (u_o - V_g) &= V_g \\ -i_L + (C p + 1/R) u_o + g_3 i_L &= 0 \end{aligned} \quad (3-97)$$

代入附加电源为

$$\begin{cases} u_{cs} = V_g g_2 + (V_g - u_o) g_3 \\ i_{cs} = i_L g_3 \end{cases} \quad (3-98)$$

由此得到图 3-66(a)的降压斩波器模型。值得注意的是,根据采用的等效电源的方式不同,可能的模型形式并不局限于一种,而可能有多种表现形式。

同理可以得到升降压斩波器的附加电源为

$$\begin{cases} u_{cs} = (V_g + u_o) g_2 + V_g g_3 \\ i_{cs} = i_L g_3 \end{cases} \quad (3-99)$$

而 Cuk 斩波器为

$$\begin{cases} u_{cs} = u_{cl} g_2 + (u_{cl} - u_o) g_3 \\ i_{cs} = (i_{L1} + i_{L2}) g_2 \end{cases} \quad (3-100)$$

为了在电流不连续的条件下也能求解上述系统,必须确定开关状态转换的时刻。以降压斩波器为例,由于通常占空比 d 是预先给定的,所以电感中电流过零时刻 d_2 的确定是建模的关键。在电流不连续条件下假定电流变化为线性的,如图 3-68 所示,则可以得到开关器件和二极管即负荷上的平均电流分别为

$$i_{as} = d \frac{i_{pk}}{2} \quad i_{ds} = d_2 \frac{i_{pk}}{2}$$

式中, i_{pk} 为电感和开关器件中电流的峰值。图 3.68 中 V_o 为输出电压。再根据电感电压一个周期积分为零得到

$$\begin{aligned} (V_g - V_o) d &= V_o d_2 \\ V_g &= V_o (d + d_2) / d \end{aligned} \quad (3-101)$$

再根据降压斩波器开关器件导通期间电感中的电流与输入电压之间的关系 $V_g = L \frac{i_{pk}}{dT_s}$, 得到 $d_2 = \frac{2L f_s i_{ds}}{d V_g}$ 。定义负荷电阻 $R = V_o / i_{ds}$, 将 d_2 和 R 代入方程(3-101), 可以得到断流时刻的占空比为

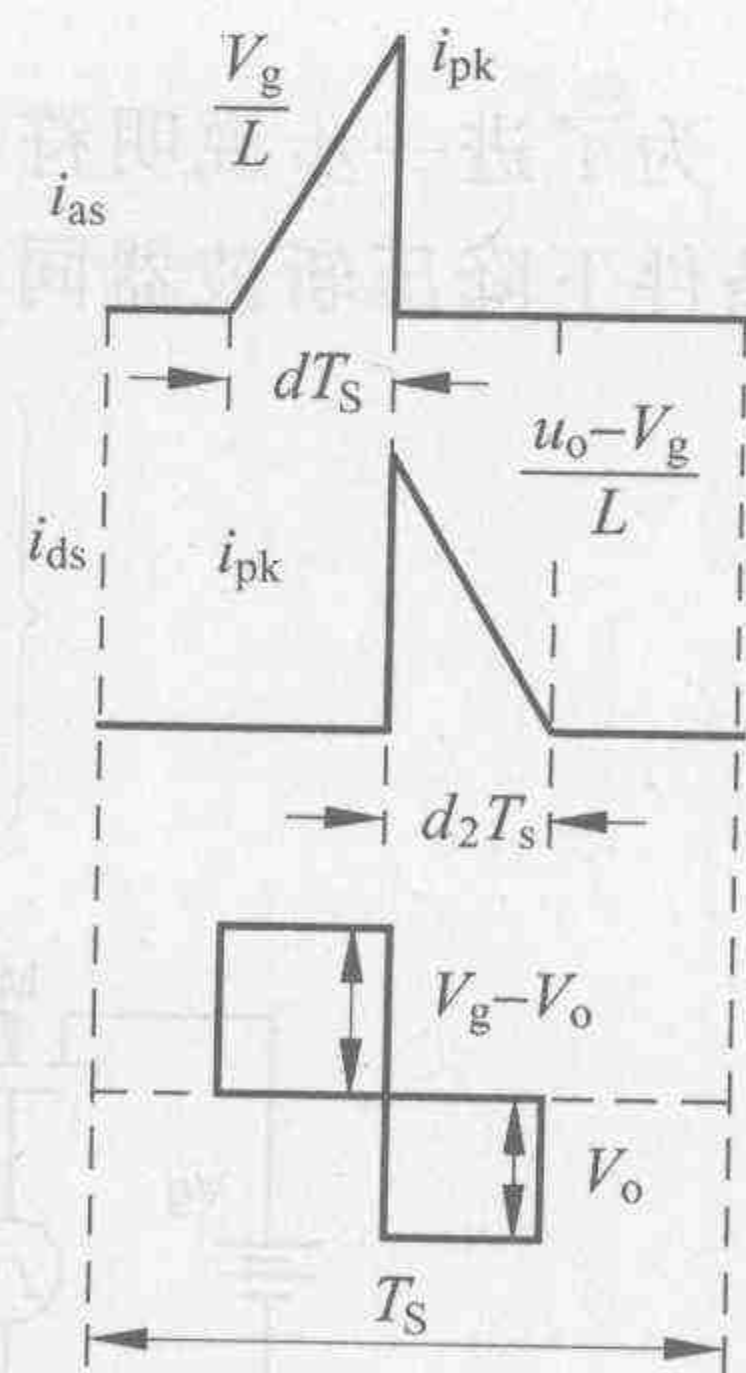


图 3-68 斩波器电流/电压关系

$$d_2 = \frac{k}{d} \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4k/d^2}}$$

(3-102)

其中, $f_s = \frac{1}{T_s}$; k 为一无量纲数, $k = 2Lf_s/R$ 。上述方法实际上是根据变流器中电感充放电能量相等这个约束条件, 推导出变流器电流断流时刻, 并据此来确定二极管导通时间, 即二极管导通时的占空比 d_2 。

占空比 d 的临界值可以利用下述方法推出。由于当变流器处于临界状态时, 输出电流的平均值为峰值的 $1/2$, 故

$$I_{ob} = \frac{1}{2} i_{pk} = \frac{dT_s}{2L} (V_g - V_o) = \frac{1-d}{2f_s L} V_o$$

(3-103)

将输出负荷的等效电阻 $R = \frac{V_o}{I_{ob}}$ 代入式(3-103), 可以得到临界占空比为

$$d = 1 - \frac{2f_s L}{R}$$

(3-104)

实践中为了方便起见, 常将在一定占空比条件下使系统处于临界状态的负荷电阻定义为临界负荷电阻 $R_{crit} = \frac{2f_s L}{1-d}$ 。当负荷电阻大于 R_{crit} 时, 变流器处于电流不连续状态。该方法可以推广应用到其他几种类型斩波器中, 它使斩波器在非电流连续条件下采用符号法或其他基于线性化状态方程的仿真方法成为可能。但由于其他类型变流器有时不能这样简单地获得占空比, 所以求解电流不连续条件下的变流器响应是个复杂的问题斩波器临界参数见表 3-3。

表 3-3 斩波器临界参数一览表

| 变流器种类 临界参数 | Buck | Boost | Buck-Boost | Cuk |
|---------------|---|---|--------------------------|-------------------------------------|
| k | $k = 2Lf_s/R$ | $k = 2Lf_s/R$ | $k = 2Lf_s/R$ | $k = 2Lf_s/R$ $L_e = L_1 // L_2$ |
| d_2 | $\frac{k}{d} \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4k/d^2}}$ | $\frac{k}{d} \frac{1 + \sqrt{1 + 4d^2/k}}{2}$ | \sqrt{k} | \sqrt{k} |
| R_{crit} | $\frac{2f_s L}{1-d}$ | $\frac{2f_s L}{d(1-d)^2}$ | $\frac{2f_s L}{(1-d)^2}$ | $\frac{2f_s L_e}{(1-d)^2}$ |

此时就可以直接利用表中的公式对各种斩波器的运行进行求解。下面给出用一个利用 MATLAB 编写的降压斩波器的求解程序清单。电路的主要参数通过预设的数据文件 “buckd.txt” 读入。仿真条件为: $L = 200 \mu\text{H}$, $C = 10 \mu\text{F}$, $R = 30 \Omega$, $E = 10 \text{ V}$, 开关频率 $f_s = 25 \text{ kHz}$, 占空比 $D = 0.3$ 。由于变流器具有 3 个拓扑, 故相应的状态方程分别用子程序 “buck1.m”, “buck2.m”, “buck3.m” 进行描述, 利用 MATLAB 中常微分方程求解程序 ode45() 进行求解。仿真结果如图 3-69 所示。

```
% 降压斩波器计算机仿真程序
fid=fopen('buckd.txt','r');
```

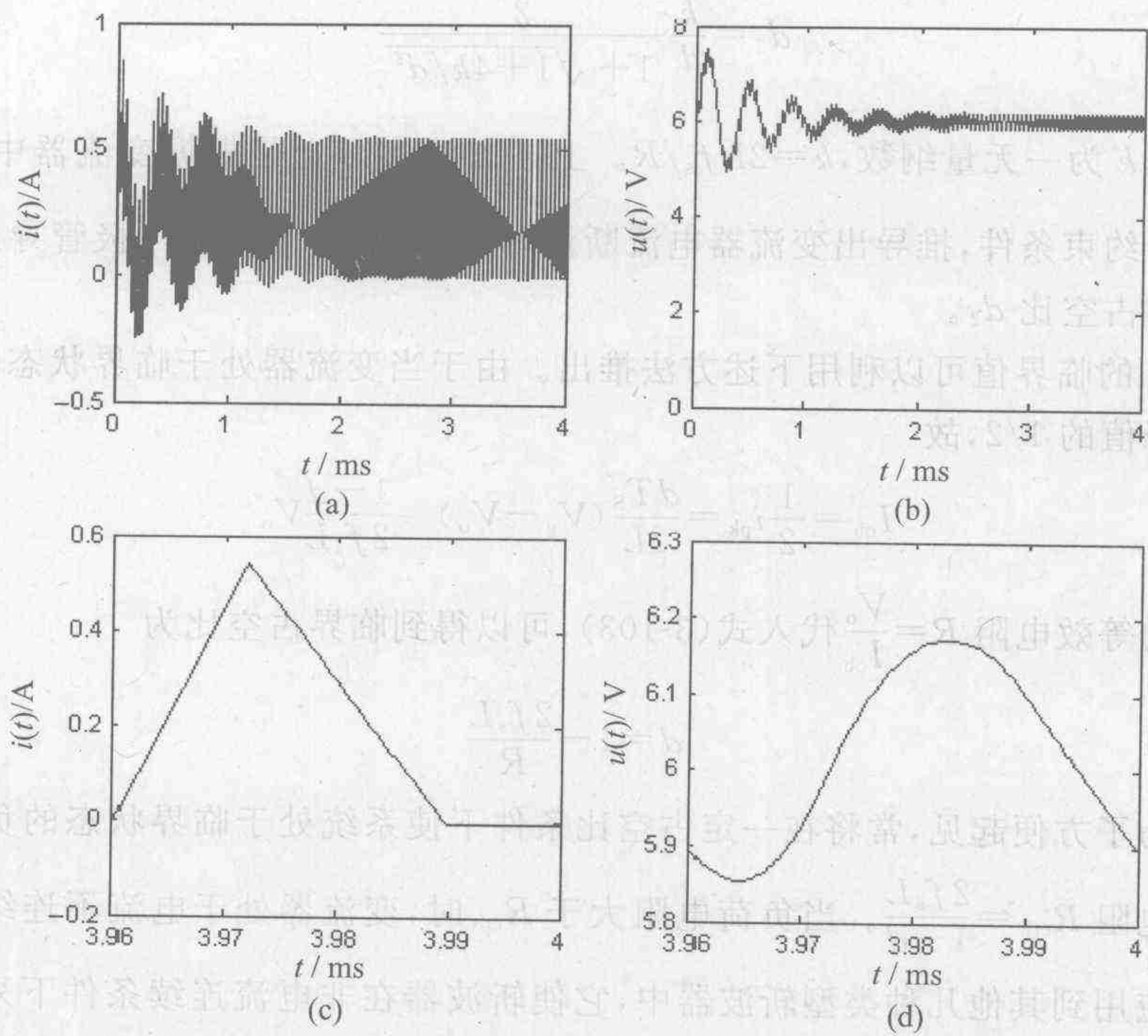



图 3-69 降压斩波器仿真结果

A=fscanf(fid,'%f');

L=A(1);

C=A(2);

R=A(3);

E=A(4);

fs=A(5);

D=A(6);

fclose(fid);

X0=[0.3;5.2];

figure(1);clg;clc;

R0=2 * L * fs/(1-D);ks=2 * L * fs/R;

Ws=2 * pi * fs;Ts=1/fs;t1=D * Ts;

if(R==R0),disp('临界状态');break;

elseif (R>R0),disp('降压斩波器运行于 DCM.');

Ds=D * (1+sqrt(1+4 * ks/D^2));D2=2 * ks/Ds;d=1-D-D2;

if(d<0),disp('不可能情况'),D2,break,end

else,disp('降压斩波器运行于电流连续状态');

end

n=100;

表 3-3 降压斩波器参数一览表

| 参数名称 | Buck-Boost | Boost | Buck | 变阻器种类 |
|------|-----------------------------------|-----------------------------------|-----------------------------------|-------|
| k | $k=2L\omega_s/R$ | $k=2L\omega_s/R$ | $k=2L\omega_s/R$ | |
| d2 | $d_2=\frac{k}{k+1+\sqrt{1+4k^2}}$ | $d_2=\frac{k}{k+1+\sqrt{1+4k^2}}$ | $d_2=\frac{k}{k+1+\sqrt{1+4k^2}}$ | |
| R0 | $R_0=\frac{2L\omega_s}{1-D}$ | $R_0=\frac{2L\omega_s}{1-D}$ | $R_0=\frac{2L\omega_s}{1-D}$ | |

此时可以直接利用表中的公式对各种斩波器的运行状态进行判断。下面给出一个利用 MATLAB 编写的降压斩波器的求参数程序。该程序要求输入电感 L、电阻 R、开关频率 fs、占空比 D=0.3。由于变阻器具有非线性特性，因此需要进行迭代求解。仿真结果如图 3-69 所示。

降压斩波器仿真程序 buck.m

fid=fopen('buck.txt','r');


```

if(R<R0) %电流连续
    t=[];X=[];
    for k=1:n
        t0=(k-1)*Ts;tout=t0+t1;
        [temp,Xout]=ode45('buck1',[t0 tout],X0);
        t=[t;temp];X=[X;Xout];X0=Xout(length(Xout),:);
        t0=t1+(k-1)*Ts;tout=k*Ts;
        [temp,Xout]=ode45('buck2',[t0 tout],X0);
        t=[t;temp];X=[X;Xout];X0=Xout(length(Xout),:);
    end
end

if(R>R0) %电流断续
    t=[];X=[];t2=(D+D2)*Ts;
    for k=1:n
        t0=(k-1)*Ts;tout=t0+t1;
        [temp,Xout]=ode45('buck1',[t0 tout],X0);
        t=[t;temp];X=[X;Xout];X0=Xout(length(Xout),:);
        t0=t1+(k-1)*Ts;tout=t2+(k-1)*Ts;
        [temp,Xout]=ode45('buck2',[t0 tout],X0);
        t=[t;temp];X=[X;Xout];X0=Xout(length(Xout),:);
        t0=t2+(k-1)*Ts;tout=k*Ts;
        [temp,Xout]=ode45('buck3',[t0 tout],X0);
        t=[t;temp];X=[X;Xout];X0=Xout(length(Xout),:);
    end
end

figure(1);
subplot(221);plot(1e+3*t,X(:,1),'r-');hold on;
set(gca,'Fontname','Arial','FontSize',[8]);
xlabel('t(ms)');title('i(t)A');

subplot(222);plot(1e+3*t,X(:,2),'r-');hold on;
set(gca,'Fontname','Arial','FontSize',[8]);
xlabel('t(ms)');title('u(t)V');

```

图 3-69(c)和图 3-69(d)的曲线分别为稳态时一个周期中电感电流和电容电压的波形,显然斩波器工作在电流断续状态。对于其他类型的斩波器,上述程序只要稍加改动,就可以成功地应用。

如果希望直接利用符号方程求解,那么一个值得注意的问题是,由于 g_i 是脉冲函数,所以不能直接由此得到系统的解。但此类系统可以用如下的一种统一公式来描述:

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2 \cdot (X + e_2) + G_3(p)g_3 \cdot (X + e_3) = E \quad (3-105)$$

式中, $p = d/dt$, $G_0(p)$, $G_i(p)$ 是系数矩阵, x 是变流器的状态变量, e_i 为常数向量, $i = 2, 3$; $g_i e_i$ 表示脉冲函数和电源的积, 称为弱非线性项; 而 $g_i X$ 表示脉冲函数和状态之积, 称为强非线性项。对于上述方程可以采用一种所谓的等效小参量法求解。这个方法的核心是周期脉冲函数可以用傅里叶级数表示为

$$g_i = b_{i0} + \sum_{m=1}^{\infty} (b_{im} e^{jm\pi} + \bar{b}_{im} e^{-jm\pi})$$

式中, $b_{i0} = d_i$; $i = 2, 3, \dots, N$;

$$b_{im} = \left[\left(\sin 2 \left(\sum_{k=0}^i d_k \right) m \pi - \sin 2 \left(\sum_{k=0}^{i-1} d_k \right) m \pi \right) - j \left(\cos 2 \left(\sum_{k=0}^i d_k \right) m \pi - \cos 2 \left(\sum_{k=0}^{i-1} d_k \right) m \pi \right) \right] / 2m\pi \quad (3-106)$$

其中, $d_i = (t_i - t_{i-1}) / T_s$, $d_0 = 0$, $i = 1, 2, \dots, N$ 。

求解过程即是各次谐波分量分别代入求解。对于斩波器, 其输出和状态以直流为主, 同时具有低通性质, 所以通常仅求到二阶分量。关于具体解法在参考文献中张占松的书^[9]中有详细的介绍, 感兴趣的读者可以参考。

上述方法通过对两个开关模式的状态方程的描述建立了变流器主电路的统一模型, 利用数值方法可以有效地对装置的特性进行计算。但由于采用的是变结构的解法, 所以要将系统的不同拓扑用不同的状态方程描述, 然后通过迭代求解。由于在求解中需要不断地判断电路所处的状态, 所以相当费时且繁琐。在实践中, 人们希望能对它做进一步的简化, 比如是否可能用一个统一的线性系统来描述? 所谓的“状态平均方法”就是其中一个较为简单易行, 同时物理概念明确的方法。

3.3.3 状态平均法

为了便于讨论, 同时也不失去一般性, 假定讨论的升压斩波器电路工作中的电流连续, 系统具有两个拓扑。在变流器处于第一个拓扑条件下, 即当 $t_k < t < t_{k+1}$ 时,

$$X(t) = e^{A_1(t-t_k)} X(t_k) + \int_{t_k}^t e^{A_1(t-\tau)} B_1 u_1 d\tau \quad (3-107)$$

如果系统的开关频率足够高, 则在一个开关周期内系统的输入信号可以看作是个常量, 即 $u_1 = u_2 = V_g$, 即可以将与输入信号相关的常数项 $B_1 V_g$ 提到积分号之外。又注意到

$$\int_{t_k}^t e^{A_1(t-\tau)} d\tau = A_1^{-1} (e^{A_1(t-t_k)} - I)$$

式中, I 为单位矩阵。式(3-107)可以改写为

$$X(t) = e^{A_1(t-t_k)} X(t_k) + A_1^{-1} (e^{A_1(t-t_k)} - I) B_1 V_g \quad (3-108)$$

而当变流器处于第二个拓扑条件下, 即 $t_k + dT_s \leq t \leq t_{k+1}$ 时, 该方程的解可以表示为

$$X(t) = e^{A_2[t-(t_k+dT_s)]} X(t_k + dT_s) + A_2^{-1} (e^{A_2[t-(t_k+dT_s)]} - I) B_2 V_g \quad (3-109)$$

其中, d 为占空比; T_s 为开关周期。

注意到由于作为系统状态变量的电感中的电流和电容上的电压是连续的, 所以第二个开关状态对应的线性化系统的初值为描述第一个开关状态的线性化系统的终值:

$$X(t_k + dT_s) = e^{A_1 dT_s} X(t_k) + A_1^{-1} (e^{A_1 dT_s} - I) B_1 V_g \quad (3-110)$$

故第二个开关周期中状态变量的解为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t) = & e^{A_2[t-(t_k+dT_s)]} [e^{A_1 dT_s} \mathbf{X}(t_k) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{A_1 dT_s} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 V_g \\ & + \mathbf{A}_2^{-1} (e^{A_2[t-(t_k+dT_s)]} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 V_g] \end{aligned} \quad (3-111)$$

因此第 k 个周期结束时系统的解为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t_{k+1}) = & e^{A_2(1-d)T_s} [e^{A_1 dT_s} \mathbf{X}(t_k) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{A_1 dT_s} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 V_g] \\ & + \mathbf{A}_2^{-1} [e^{A_2(1-d)T_s} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_2 V_g \\ = & e^{[A_1 d + A_2(1-d)]T_s} \mathbf{X}(t_k) + e^{A_2(1-d)T_s} \mathbf{A}_1^{-1} (e^{A_1 dT_s} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 V_g \\ & + \mathbf{A}_2^{-1} [e^{A_2(1-d)T_s} - \mathbf{I}] \mathbf{B}_2 V_g \end{aligned} \quad (3-112)$$

矩阵指数可以表示为

$$e^{AT} = \mathbf{I} + \mathbf{A}T + \frac{\mathbf{A}^2 T^2}{2!} + \frac{\mathbf{A}^3 T^3}{3!} + \dots$$

对于高频斩波器,由于开关周期 T 很小,故在进行上述计算时可以将 T 的高次项略去,而不至于引起大的误差,也即可以利用指数函数的线性表达式 $e^{AT} \approx \mathbf{I} + \mathbf{A}T$ 来代替上式,这样开关周期终止时刻系统的解就可以改写为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t_{k+1}) = & \{\mathbf{I} + [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1-d)]T_s\} \mathbf{X}(t_k) + [\mathbf{I} + \mathbf{A}_2(1-d)T_s] \\ & \times \mathbf{A}_1^{-1} (\mathbf{A}_1 dT_s) \mathbf{B}_1 V_g + \mathbf{A}_2^{-1} [\mathbf{A}_2(1-d)T_s] \mathbf{B}_2 V_g \\ = & \mathbf{X}(t_k) + [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1-d)]T_s \mathbf{X}(t_k) + [\mathbf{I} + \mathbf{A}_2(1-d)T_s] \\ & \times dT_s \mathbf{B}_1 V_g + (1-d)T_s \mathbf{B}_2 V_g \end{aligned} \quad (3-113)$$

进一步略去关于 T_s 的高次项,式(3-113)简写为

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(t_{k+1}) - \mathbf{X}(t_k) = & [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1-d)]T_s \mathbf{X}(t_k) + [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2]T_s V_g \end{aligned} \quad (3-114)$$

将式(3-114)等式两边均除以 T_s ,即将方程在一个周期中求平均,并定义

$$\dot{\mathbf{X}}(t) = \frac{\mathbf{X}(t_{k+1}) - \mathbf{X}(t_k)}{T_s}$$

得到

$$\dot{\mathbf{X}} = [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2] \mathbf{X} + [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2] V_g \quad (3-115)$$

注意,如果将该方程记为状态方程的标准形式 $\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}U$,则新的状态方程的系数矩阵分别为原来两个子系统系数矩阵的线性组合,即

$$\mathbf{A} = [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2]$$

$$\mathbf{B} = [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2]$$

同理,可以得到系统的输出平均方程为

$$\mathbf{Y} = [d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2] \mathbf{X} + [d\mathbf{D}_1 + (1-d)\mathbf{D}_2] V_g \quad (3-116)$$

该方程实际上是构成对系统拓扑描述的两个状态方程的线性组合,其中每个状态对系统整个周期响应的贡献是由其作用时间的长短 $(\mathbf{A}_1 dT_s) \cdot \mathbf{A}_2(1-d)T_s$ 来描述的,也即将各状态的影响用其作用在整个周期中的平均值来描述。这样可得到在一个开关周期中状态与输入变量均保持不变(即仅有小波纹)条件下的平均特性的状态空间描述。从整体上看,这相当于以一个开关周期为步长对系统进行采样得到的状态方程。在经过上述状态平均的变

化之后,我们等于在忽略一个开关周期中的状态和输入输出信号变化的条件下(当开关周期与系统的时间常数相比相差几个数量级时,上述忽略是合理的),将一个非线性的时变系统转化成一个以开关周期为步长的线性时不变系统来研究。而由于这样一个系统的状态方程可以根据其不同的拓扑得到系统的系数矩阵和占空比,所以在系统分析中得到了广泛的应用。下面以电流连续时的升压斩波器为例进行讨论。

如前所述,对于具有两个状态的电力电子电路,例如电流连续条件下的升压斩波器,当开关周期与负荷周期相比小得多时,可以忽略在一个开关周期中输入输出变量和状态的变换,而以如下状态平均方程来描述:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = [d\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2(1-d)]\mathbf{X} - [d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2]\mathbf{V}_g \\ \mathbf{Y} = [d\mathbf{C}_1 + (1-d)\mathbf{C}_2]\mathbf{X} - [d\mathbf{D}_1 + (1-d)\mathbf{D}_2]\mathbf{V}_g \end{cases} \quad (3-117)$$

此时根据前面推导的两个状态的系数矩阵得到如下新状态方程的系数矩阵 \mathbf{A} 、输入矩阵 \mathbf{B} 和输出矩阵 \mathbf{C} :

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [d\mathbf{A}_1 + (1-d)\mathbf{A}_2] = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + (1-d)R_c // R}{L} & -\frac{(1-d)R}{L(R+R_c)} \\ \frac{(1-d)R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= [1/L \quad 0]^T \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} (1-d)R // R_c & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

经过上述处理得到的方程为一个描述线性时不变系统的线性常微分方程,上述方程仍较为复杂,并且对应的模型较为麻烦。一个简单的方法就是对方程进行适当的变形,首先在上述方程中令 $d' = 1 - d$,有

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + d'R_c // R}{L} & -\frac{d'R}{L(R+R_c)} \\ \frac{d'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-118)$$

为了使模型更为直观,将上述方程中的状态变量电容上的电压 V_C 改用输出电压 V_o 来代替,得到

$$\begin{aligned} V_o &= \mathbf{C}\mathbf{X} = \begin{bmatrix} +d'R // R_c & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \\ &= d'R // R_c i_L + \frac{R}{R+R_c} V_C \end{aligned} \quad (3-119)$$

即输出电压等于电容电压 V_C 经电容内阻和负荷电阻电压分压后,再加上系统电流流经并联电阻的压降,经过变形得到

$$\frac{R}{R+R_c} V_C = V_o - d'R // R_c i_L \quad (3-120)$$

将式(3-120)代入状态方程式(3-118)中,得到

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + [d' - d'^2]R // R_c}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + dd'R // R_C}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-121)$$

状态方程(3-121)的第一行为系统的电压平衡方程

$$V_g = i_L(R_1 + dd'R // R_C) + L \frac{di_L}{dt} + d'V_o \quad (3-122)$$

而第二行为电流平衡方程为

$$C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} = d'i_L \quad (3-123)$$

注意到 V_o 与 i_L 是两个方程的耦合变量,而且式(3-122)中电压项 V_o 的值与式(3-123)中电压项之间存在一个变换系数 d' ;而式(3-123)中电流项 i_L 的值与式(3-122)中电流项之间同样存在上述变换系数。这说明两者之间存在类似变压器初次级间电压与电流的变比关系。故当引入一个虚拟的直流变压器后,上述系统对应的等效电路如图 3-70 所示。但由于实际系统中并不存在直流变压器,所以在 OrCAD 仿真中可以用一个压控电压源和一个流控电流源来模拟 $d'V_o$ 和 $d'i_L$,从而得到如图 3-70(b)右所示的采用理想开关模型(见图 3-14)的变流器的状态平均模型的仿真电路图。

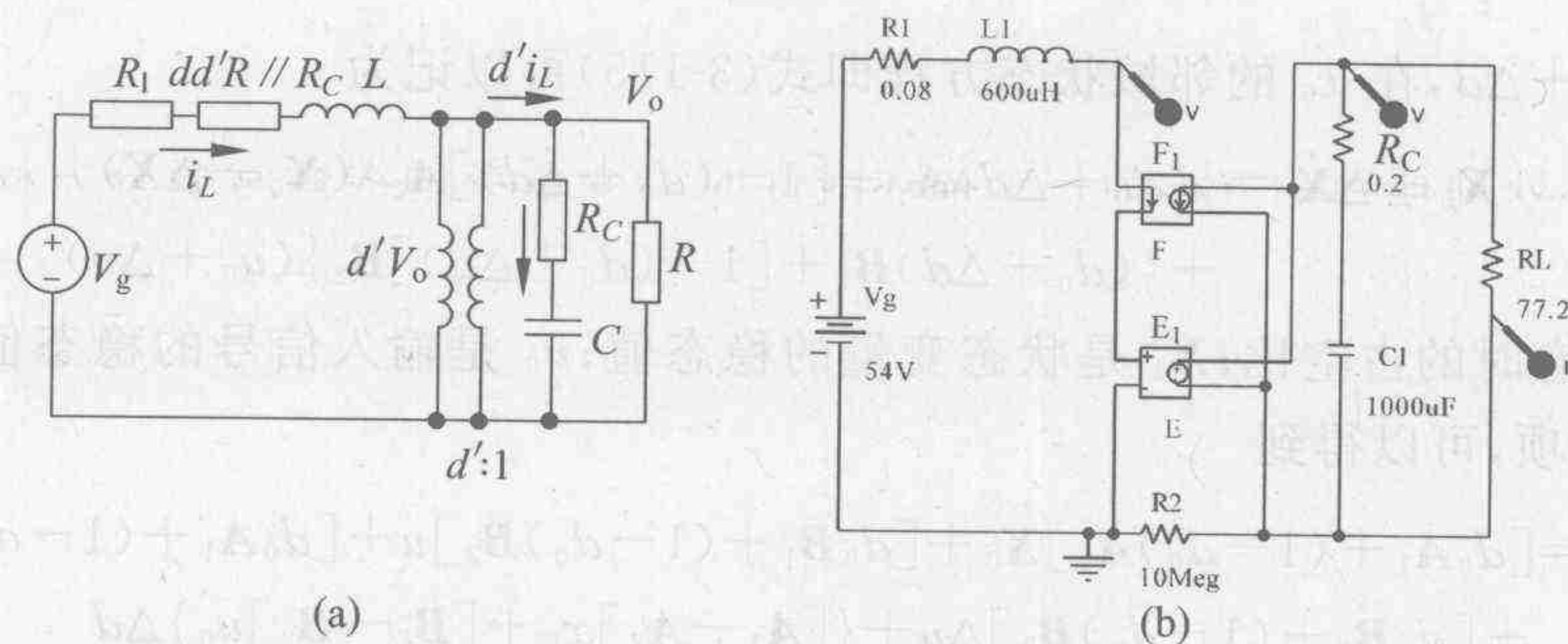


图 3-70 升压斩波器状态平均模型和 OrCAD 仿真原理图

图 3-71 给出了进行 100 ms 仿真得到的输入输出电压波形,70 ms 时输入电压发生 8% 的脉动(由 54 V 降为 50 V),输出电压的稳态值(约 110 V)和前述系统仿真中得到的结果的平均值具有相当好的一致性,但仿真时间却降到理想开关模型时的 4.5%,显然对于处于稳态、固定占空比条件下的小扰动研究该模型是一个很好的模型。

应当指出,方程(3-88)的线性化的过程实际上是通过忽略指数函数展开式的高次项得到的,所以适用的前提是相对于系统的时间常数而言,开关周期很小,即开关频率足够高。该建模过程可以看作是一个滤除原系统状态变量和输入输出变量中高频分量的过程,所以得到的状态方程实际上是对经过滤波后的系统的描述。还应注意到,简化后得到的方程(3-121)中的系数阵实际上是占空比 d 的函数,因此该方程线性是有条件的,即仅当占空比 d 为常数时上述方程描述一个线性系统。而当占空比发生扰动时,方程(3-121)将是非线性的。而在实际应用中,特别是研究控制特性时, d 的调节是一个重要的参数,因此在对控制系统进行研究时应当进一步建立其小扰动方程。

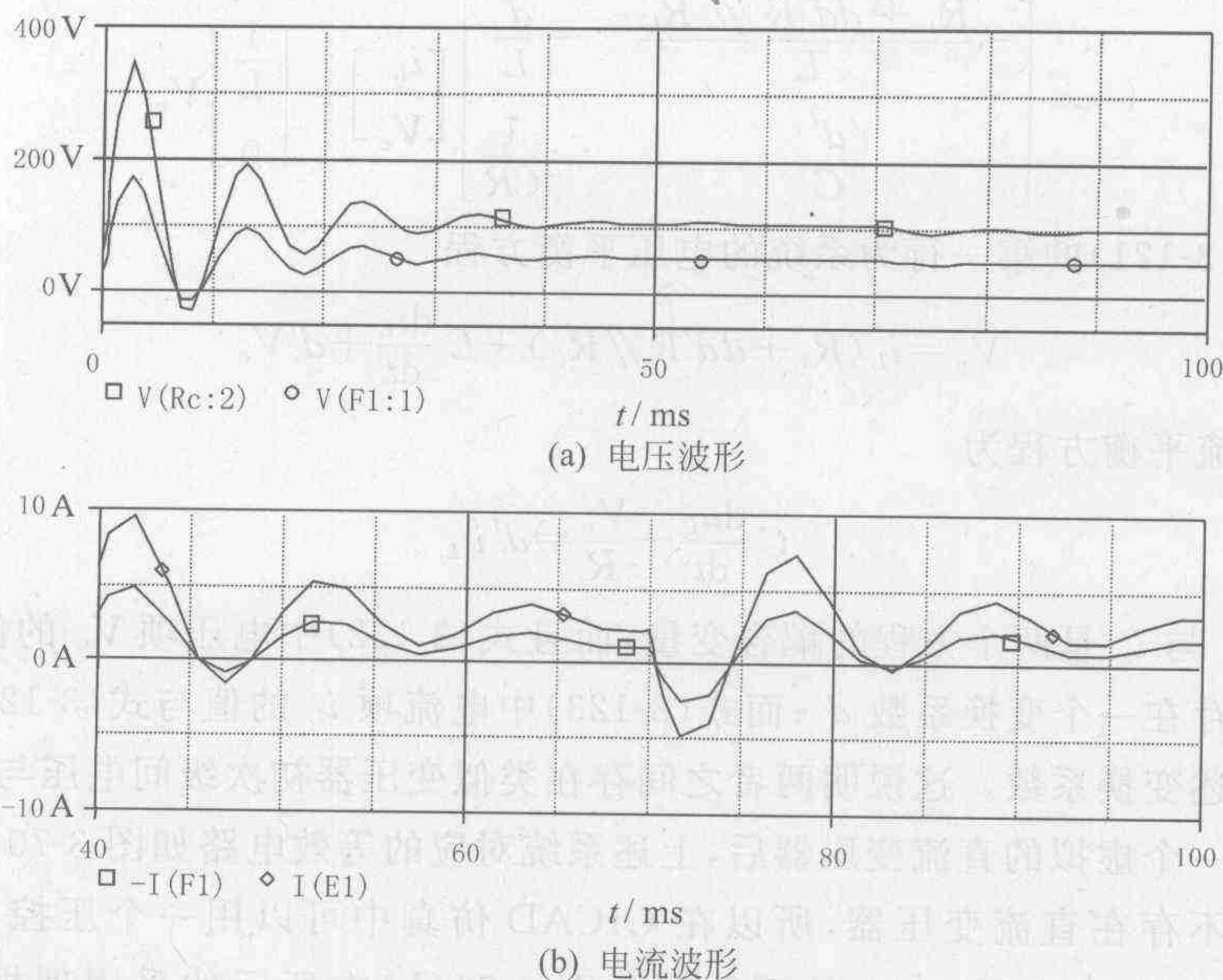


图 3-71 升压斩波器状态平均模型输入输出侧的电压和电流波形

令 $d = d_0 + \Delta d$, 在 x_0 的邻域状态方程即式(3-115)可以记为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}_0 + \Delta \dot{\mathbf{X}} = & \{ (d_0 + \Delta d) \mathbf{A}_1 + [1 - (d_0 + \Delta d)] \mathbf{A}_2 \} (\mathbf{X}_0 + \Delta \mathbf{X}) \\ & + \{ (d_0 + \Delta d) \mathbf{B}_1 + [1 - (d_0 + \Delta d)] \mathbf{B}_2 \} (u_0 + \Delta u) \end{aligned} \quad (3-124)$$

式中, d_0 为稳态时的占空比; \mathbf{X}_0 是状态变量的稳态值; u_0 是输入信号的稳态值。略去其中小扰动的高次项,可以得到

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}_0 + \Delta \dot{\mathbf{X}} = & [d_0 \mathbf{A}_1 + (1 - d_0) \mathbf{A}_2] \mathbf{X}_0 + [d_0 \mathbf{B}_1 + (1 - d_0) \mathbf{B}_2] u_0 + [d_0 \mathbf{A}_1 + (1 - d_0) \mathbf{A}_2] \Delta \mathbf{X} \\ & + [d_0 \mathbf{B}_1 + (1 - d_0) \mathbf{B}_2] \Delta u + \{ [\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2] \mathbf{x}_0 + [\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2] u_0 \} \Delta d \\ = & \mathbf{A} \mathbf{X}_0 + \mathbf{B} u_0 + \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} + \mathbf{B} \Delta u + \{ [\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2] \mathbf{X}_0 + [\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2] u_0 \} \Delta d \end{aligned} \quad (3-125)$$

此方程可以分为两个部分,即稳态部分和小信号交流模型部分。稳态部分也称直流方程,可以记为

$$\dot{\mathbf{X}}_0 = \mathbf{A} \mathbf{X}_0 + \mathbf{B} u_0 \quad (3-126)$$

若认为达到稳态后状态变量在一个周期中的平均值保持不变,即 $\dot{\mathbf{X}}_0 = 0$, 则稳态模型可以进一步简化为如下代数方程:

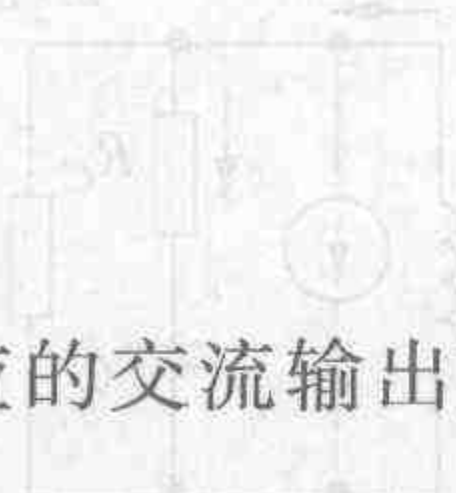
$$\mathbf{A} \mathbf{X}_0 + \mathbf{B} u_0 = 0 \quad (3-127)$$

而小信号交流模型部分为

$$\Delta \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} + \mathbf{B} \Delta u + \{ (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) u_0 \} \Delta d \quad (3-128)$$

其中

$$(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}_0 = \begin{bmatrix} \frac{R // R_c}{L} & \frac{R}{(R + R_c)L} \\ -\frac{R}{(R + R_c)C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ u_{co} \end{bmatrix} \quad (3-129)$$



$$(B_1 - B_2)u_0 = \begin{bmatrix} -\frac{dR//R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{C(R+R_c)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ V_0 \end{bmatrix}$$

相应的交流输出方程为

$$\Delta Y = C\Delta X + (C_1 - C_2)X_0\Delta d$$

由式(3-120)得 $\frac{R}{R+R_c}u_\infty = V_0 - d'R//R_c I_0$ 代入式(3-129), 方程改写为

$$(A_1 - A_2)X_0 = \begin{bmatrix} \frac{R//R_c I_0}{L} & \frac{V_0 - d'R//R_c I_0}{L} \\ -\frac{R}{C(R+R_c)} I_0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{dR//R_c}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{C(R+R_c)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (3-130)$$

据此交流状态方程可以改写为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i} \\ \Delta \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + d'R_c//R}{L} & -\frac{d'R}{(R+R_c)L} \\ \frac{d'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta u_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_g \\ + \begin{bmatrix} \frac{dR_c//R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{C(R+R_c)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ V_0 \end{bmatrix} \Delta d \quad (3-131)$$

根据输出方程

$$\begin{aligned} \Delta V_0 &= C\Delta X + (C_1 - C_2)X_0\Delta d \\ &= d'R//R_c\Delta I + \frac{R}{R+R_c}\Delta u_c - R//R_c I_0\Delta d \end{aligned} \quad (3-132)$$

将方程(3-132)代入状态方程(3-131), 消去 Δu_c , 得到

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta \dot{i} \\ \Delta \dot{u}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + d'R_c//R}{L} & -\frac{d'}{L}[\Delta V_0 + R//R_c I_0\Delta d - d'R//R_c\Delta i_L] \\ \frac{d'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{RC}[\Delta V_0 + R//R_c I_0\Delta d - d'R//R_c\Delta i_L] \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_g + \begin{bmatrix} \frac{dR_c//R}{L} & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{C(R+R_c)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ V_0 \end{bmatrix} \Delta d \\ &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + dd'R_c//R}{L} & -\frac{d'}{L} & \frac{d-d'}{L}R//R_c I_0 + \frac{1}{L}V_0 \\ \frac{d'}{C} & -\frac{1}{RC} & -\frac{1}{C}I_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta V_0 \\ \Delta d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_g \end{aligned} \quad (3-133)$$

利用此方程可以得到如图 3-72 所示的交流小扰动模型和相应的 OrCAD 仿真模型(见图 3-73)。该模型可以看做是一个标准的升压斩波器的小信号模型, 同样的方法也可以用到降压斩波器和升降压斩波器的模型中。

图 3-74 给出了由 5% 的占空比扰动和输入电压扰动引起的输出电压的扰动, 输出电压的扰动大体为 5% 左右。其中假定稳态输出电压为 120 V, 占空比的扰动 $\Delta d = 0.05$, 相应地发生于 50 ms 时输入电压的扰动为

$$\Delta V_g = -0.05 V_g = 2.7 \text{ V}$$

众所周知, 电力电子电路具有两个本质的特点: 即其状态是连续的, 其拓扑结构是变化的, 也即描述其结构的状态方程是离散的。在前面对状态平均法的讨论中我们着重保持了变流器中状态变量是连续的这一个特性, 而对由于开关动作引起的离散的特性进行了忽略。在仿真研究中发现, 状态平均法的输出往往不够精确, 主要是由用于输出滤波的电容器电阻 R_C 导致的在一个开关周期中电容电压的波动引起的。由于实际控制器是利用一个固定的采样频率工作的, 也即采样时刻从本质上是离散的, 因此在分析时可以考虑将输出信号的采样频率取得和开关频率相同, 并将采样时刻固定在周期的结束时刻, 这样输出信号将仅由关断周期中的输出矩阵决定, 即将状态平均模型中原来的输出矩阵 $Y(t) = (dC_1 + d'C_2)X(t)$ 改写为 $Y(t) = C_2 X(t)$ 。

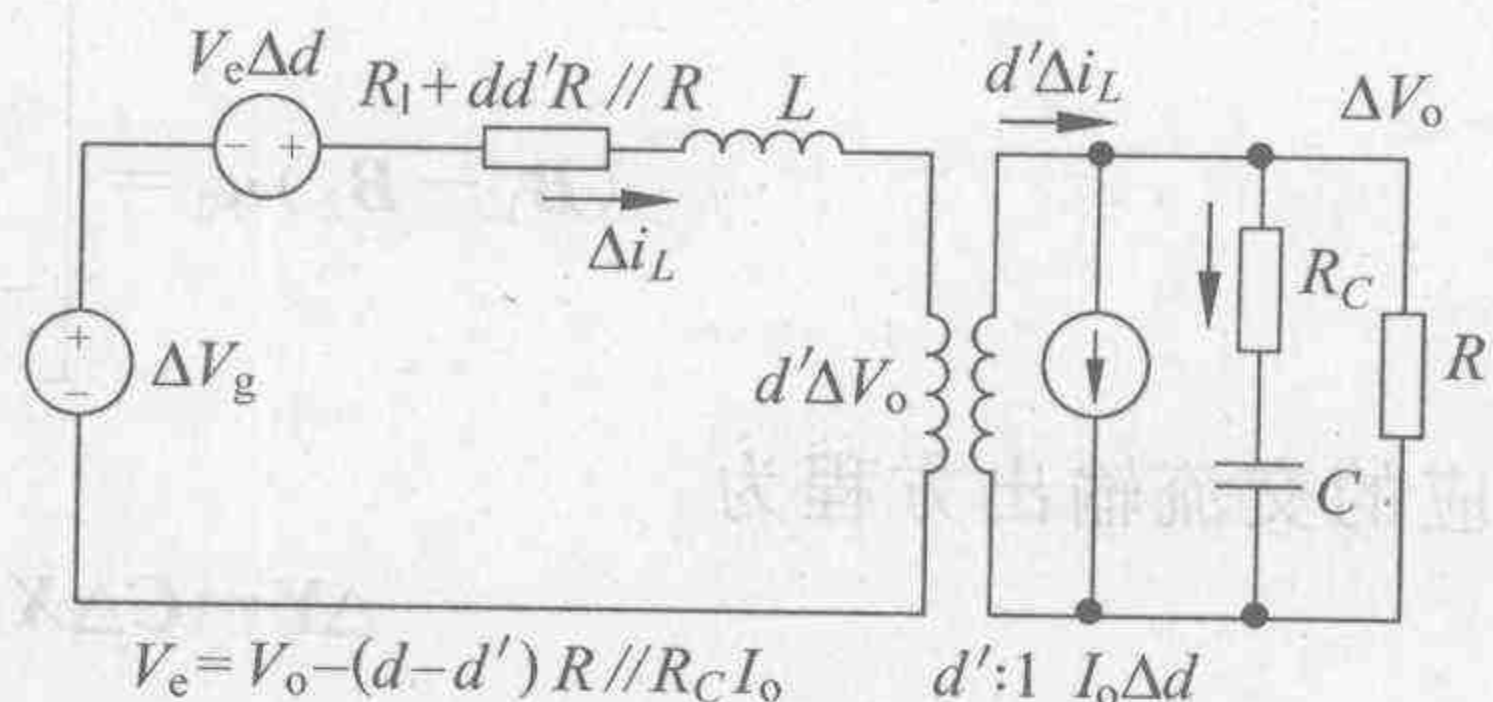


图 3-72 升压斩波器交流模型

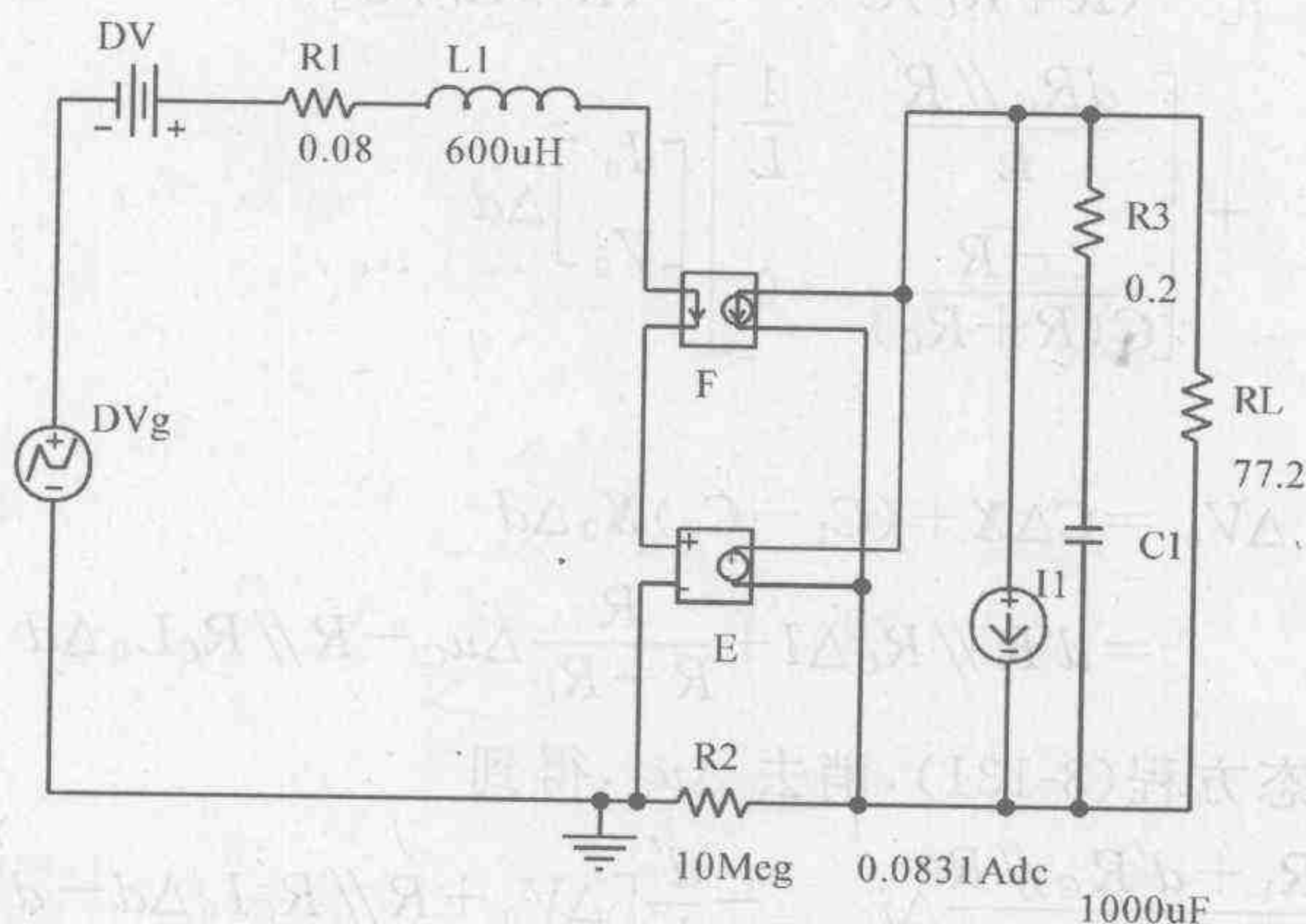


图 3-73 升压斩波器交流仿真模型

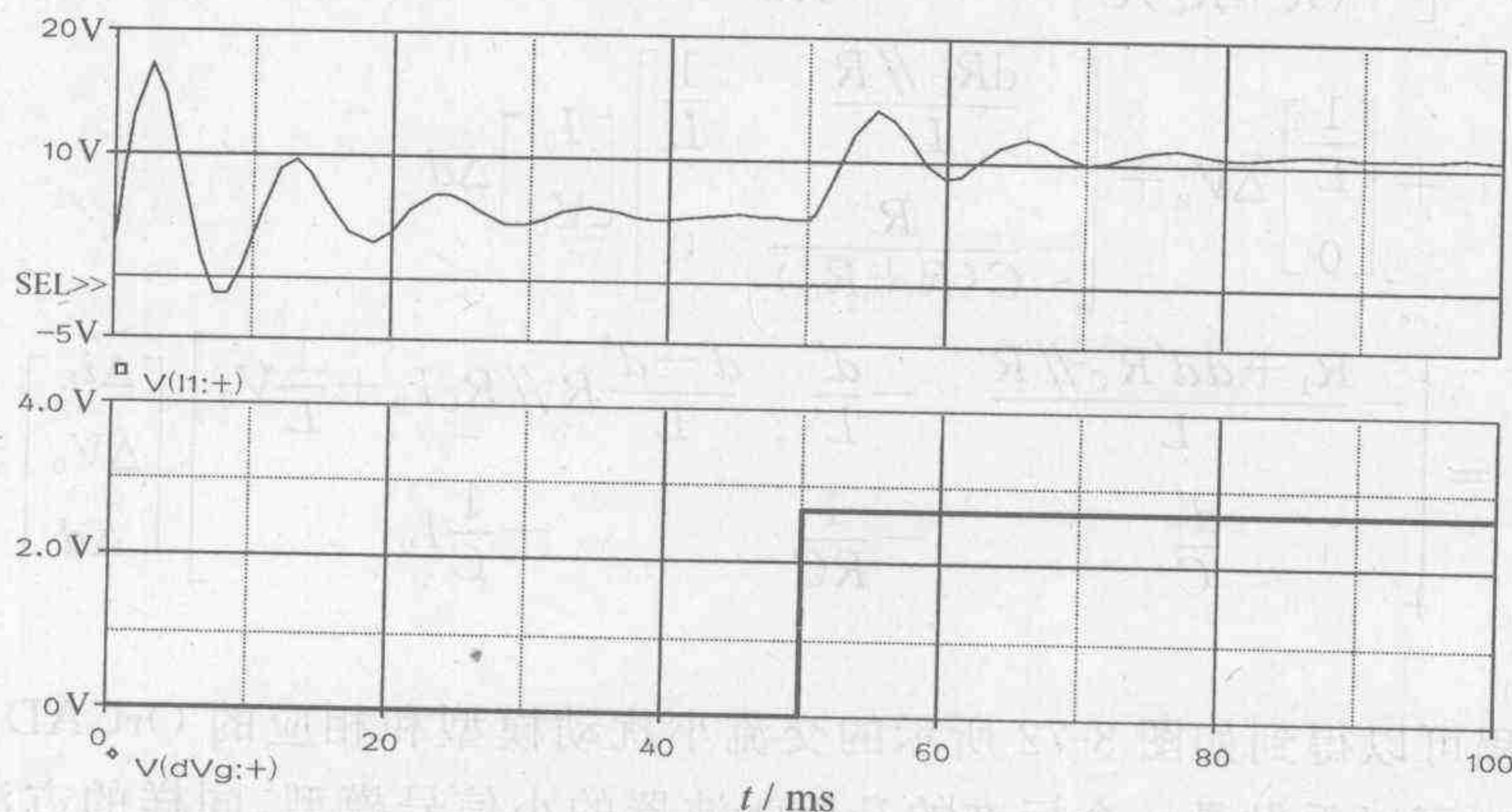


图 3-74 输入电压扰动(上)和输出电压波形(下)

此时原状态平均法的直流模型可改写为

$$\begin{aligned}\ddot{\mathbf{X}} &= \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}u \\ \mathbf{Y}_o &= \mathbf{C}_2\mathbf{X}\end{aligned}$$

展开后得到

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_1 + d'R_c // R}{L} & -\frac{d'R}{(R+R_c)L} \\ \frac{d'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \\ \mathbf{Y}_o &= \begin{bmatrix} R_c // R & \frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_{co} \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3-134)$$

式中, V_{co} 为电容电压, 根据式(3-120)从稳态方程(3-134)中消去 V_{co} 得

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'(R+R_c/d')}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-135)$$

升压斩波器稳态离散平均模型如图 3-75(a) 所示, 其中电压平衡方程对应图 3-75(a) 中变压器的左侧电路; 电流方程对应同图中变压器的右侧电路。其中电流方程为

$$C \dot{V}_{co} = d'i_L + \frac{(1-d')R_c}{R+R_c}i_L - \frac{V_o}{R} = d'i_L + \frac{dR_c}{R+R_c}i_L - \frac{V_o}{R} \quad (3-136)$$

为便于建模, 将变压器次边电流改写为 $\frac{1}{C} \left(d' + d - \frac{dR}{R+R_c} \right) i_L$, 得到稳态模型, 如图 3-75(a) 所示。

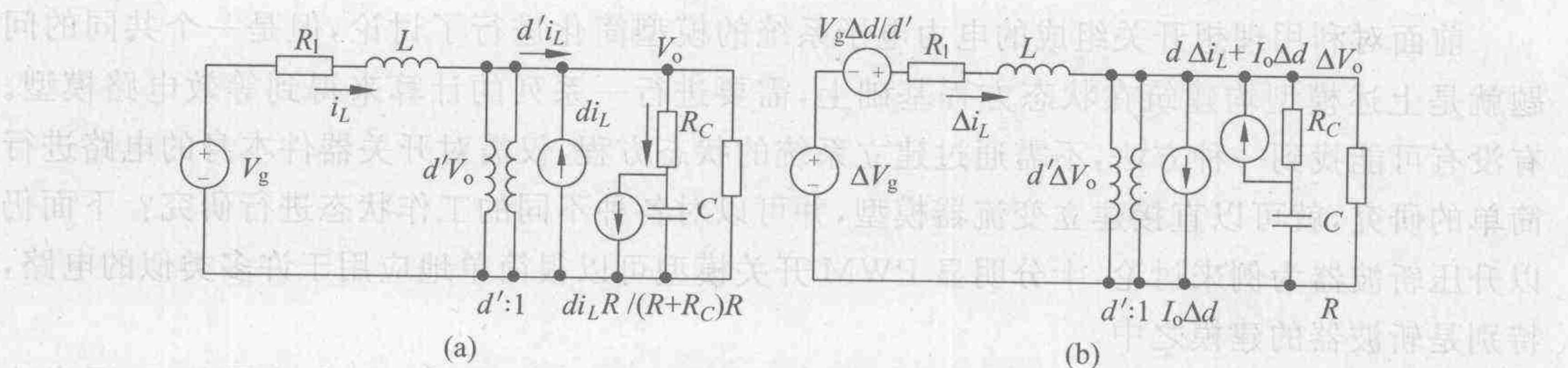


图 3-75 直流和交流离散平均模型

系统发生小扰动时的交流模型可以由下式给出:

$$(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \frac{R // R_c}{L} & \frac{R}{(R+R_c)L} \\ -\frac{R}{(R+R_c)C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ u_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{R}{(R+R_c)C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_o \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3-137)$$

式中, I_o 和 V_o 分别是电压和电流的稳态值。小扰动的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i} \\ \Delta \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L} & -\frac{d'}{L} & -\frac{1}{L}V_g \\ \frac{R_c + d'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{CR} & -\frac{R}{C(R+R_c)}I_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_L \\ \Delta V_o \\ \Delta d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \Delta V_g \quad (3-138)$$

若将次边电流方程

$$C \frac{d\Delta u_C}{dt} = d' \Delta i_L + \frac{dR_C}{R+R_C} \Delta i_L - \frac{V_o}{R} - \frac{R_C I_o}{R+R_C} \Delta d \quad (3-139)$$

进一步改写为

$$d' \Delta i_L = C \frac{d\Delta u_C}{dt} + \frac{V_o}{R} + I_o \Delta d - \frac{dR_C}{R+R_C} \Delta i_L - \frac{R_C I_o}{R+R_C} \Delta d \quad (3-140)$$

可以得到如图 3-75(b) 所示的仿真模型, 其中电流源 $I_o \Delta d + d \Delta i_L$ 与流经并联电阻 R_C 的电流相并联。采用这种模型的一个明显的优点是它可以不用求解 V_o 的值。实际上当 $R_C \ll R$ 时, 该模型与状态平均模型的传递函数具有相同的形式。

这种方法的特点在于其模型的建立完全借助了状态平均的概念, 但对输出方程采用了离散的采样方式, 因而美国科学家李泽元(C. C. Lee)称之为离散平均法。

状态平均法具有明确的物理意义, 它的一个显著特点就是利用了系统的状态变量是连续的概念, 从而在开关频率足够高时, 可以忽略一个开关周期中输入信号的变化, 以平均的概念将一个非线性的时变系统用一个线性时不变的状态方程来近似, 可节省计算机资源, 并且易于应用。但当系统的特征频率与开关频率接近时, 会引起较大误差。此外, 状态平均法忽略了电力电子装置的另一个重要特性, 即拓扑的不连续性, 或离散特性, 导致了模型的不精确性。而采用离散技术, 即便在开关频率仅为调制频率的两倍时 also 具有很高的精度, 但是需利用 z 变换求解, 所以求解过程变得十分复杂。离散平均法结合了二者的优点, 采用了平均的状态变量和由离散采样方式得到的输出, 所以在调制频率比较低时仍可以得到很高的精度。

3.3.4 PWM 开关模型

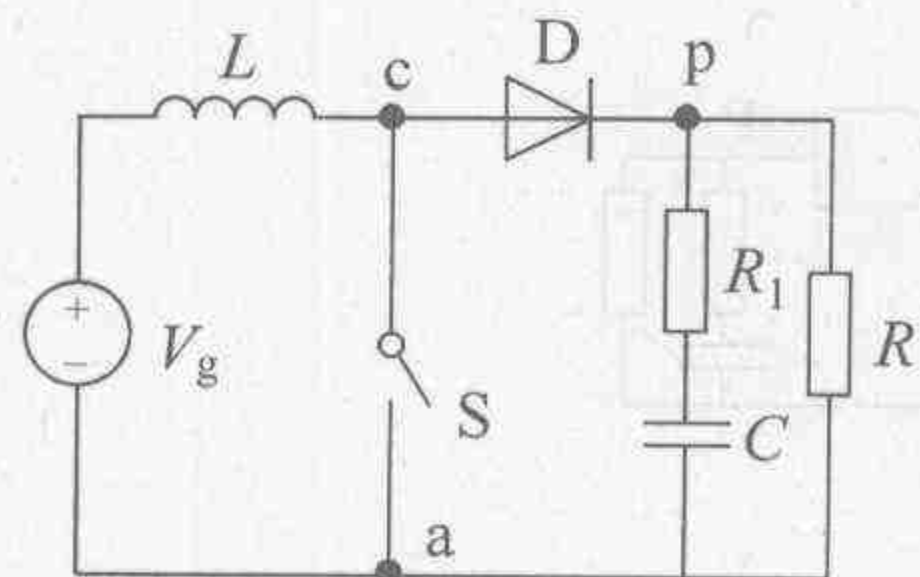
前面对利用理想开关组成的电力电子系统的模型简化进行了讨论, 但是一个共同的问题就是上述模型均建筑在状态方程基础上, 需要进行一系列的计算来得到等效电路模型。有没有可能找到一种方法, 不需通过建立系统的状态方程, 仅需对开关器件本身的电路进行简单的研究, 就可以直接建立变流器模型, 并可以对各种不同的工作状态进行研究? 下面仍以升压斩波器为例来讨论, 十分明显 PWM 开关模型可以很简单地应用于许多类似的电路, 特别是斩波器的建模之中。

升压斩波电路如图 3-76(a) 所示, 其中包括两个开关器件: 一个主动开关 S , 通常为 IGBT, MOS 等全控器件; 一个被动开关, 通常为二极管 D , 它的动作受主动开关的状态和电路中电流的影响。在电流连续的条件下可以将上述两个开关器件组成一个三端口网络器件, 称为 PWM 开关, 端口分别为主动端 a 、被动端 p 和公共端 c 。PWM 开关模型如图 3-76(b) 所示, PWM 开关变量之间的关系如图 3-77 所示。

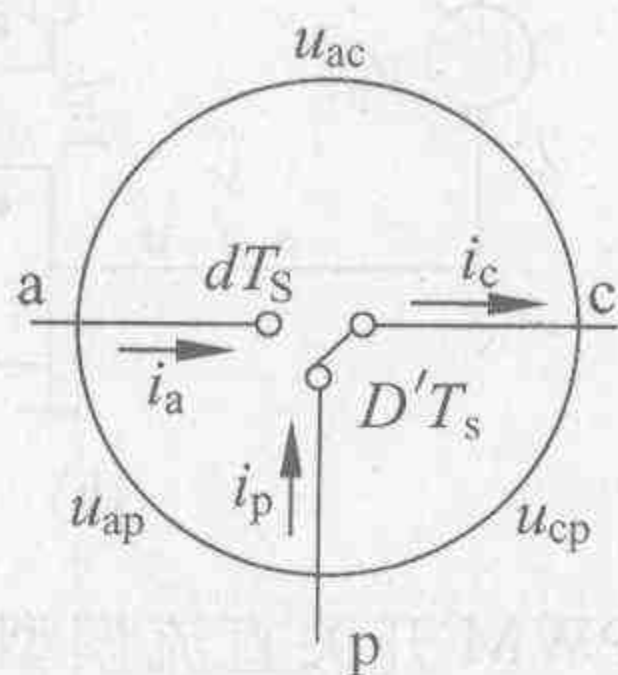
主动和被动开关的动作类似于一个单个双掷的开关。在 $0 \leq t < dT_s$ 时, 主动开关闭合, 被动开关被反偏置关断, 也即主动端 a 与公共端 c 相连; 而在 $dT_s \leq t < T_s$ 时, 主动开关断开, 被动开关(二极管)导通, 从而使被动端 p 接到公共端 c , 因此可以得到如下的电流瞬时值:

$$i_a(t) = \begin{cases} i_c(t) & 0 \leq t < dT_s \\ 0 & dT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3-141)$$

$$i_p(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < dT_s \\ i_c(t) & dT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3-142)$$



(a)



(b)

图 3-76 升压斩波器和 PWM 开关模型

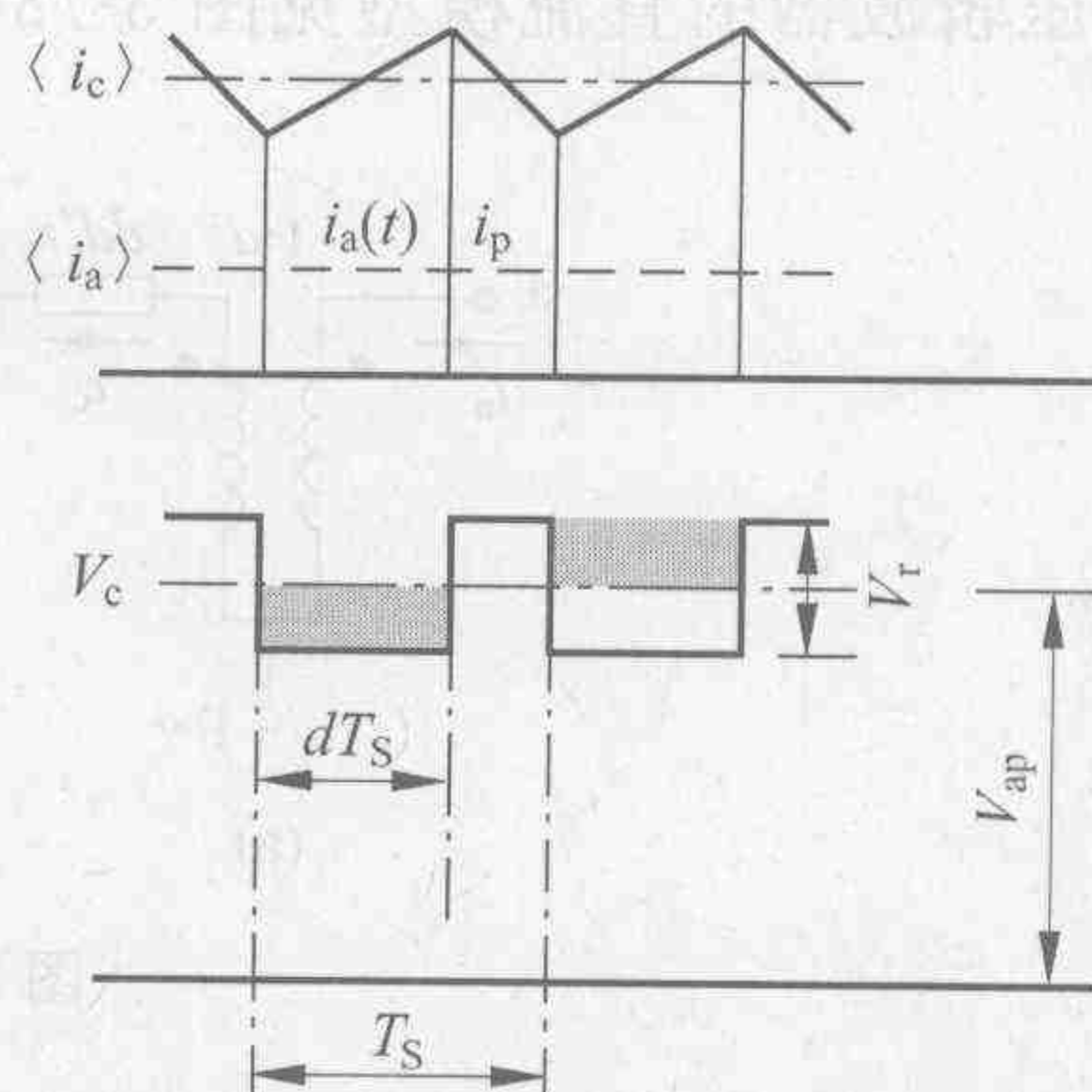


图 3-77 PWM 开关变量

同样可以得到电压的瞬时值为

$$u_{cp}(t) = \begin{cases} u_{ap}(t) & 0 \leq t < dT_s \\ 0 & dT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3-143)$$

$$u_{ac}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < dT_s \\ u_{ap}(t) & dT_s \leq t < T_s \end{cases} \quad (3-144)$$

因为 $i_c(t)$ 实际上是作为状态变量的电感 L 中的电流 i_L ，故选做自变量；而 u_{ap} 实际上是开关模型的输出电压，并与作为状态变量的电容上的电压 u_1 直接相关，因此也作为自变量。

由于直直变流器中的平均特性对于确定变流器的直流和小信号特性是十分关键的，所以可以得到在开关周期足够小的条件下的平均端口电流： $\langle i_a \rangle = d \langle i_c \rangle$ 。

应当特别注意的是 a-p 端口电压的瞬时值与平均值。a-p 端口电压包括一个叠加在平均电压之上的小的交变分量，该分量是由于流经电容的脉动电流在电阻 R_1 上引起的压降。假如忽略输入公共端电流 i_c 的脉动，则电压 V_c 的脉动可以用它的平均值记为

$$V_r = i_c r_c \quad (3-145)$$

其中

$$r_c = R_1 // R$$

假定负荷电流 i_L 恒定，则当 a 导通时， C 将对负荷 R 放电，以维持负荷电流的恒定，此时电容电压下降。由于放电时间很短，故可以认为放电电流为定值。而在 a 断开时，电源开始对电容充电，电容电压上升，故 a 断开时刻，电容电压达到最低值 V_o 。根据充放电能量相等得到

$$d'[(V_o + V_r) - V_{ap}] = d(V_{ap} - V_o)$$

$$V_{ap}(d + d') = V_o(d + d') + d'V_r$$

其中 $d' = 1 - d$ ，即 $d + d' = 1$ ，因此

$$V_o = V_{ap} - d'V_r$$

得到

$$V_{cp} = dV_o = d(V_{ap} - d'i_c r_c) \quad (3-146)$$

再注意到 $i_a = di_c$ ，此时可以用一个变比为 $1:d$ 的变压器来近似上述开关，得到图 3-78(a) 所示的所谓 PWM 开关的直流模型，而将该模型代入由开关器件和二极管构成的组合开关得

到升压斩波器的直流模型见图 3-78(b)。

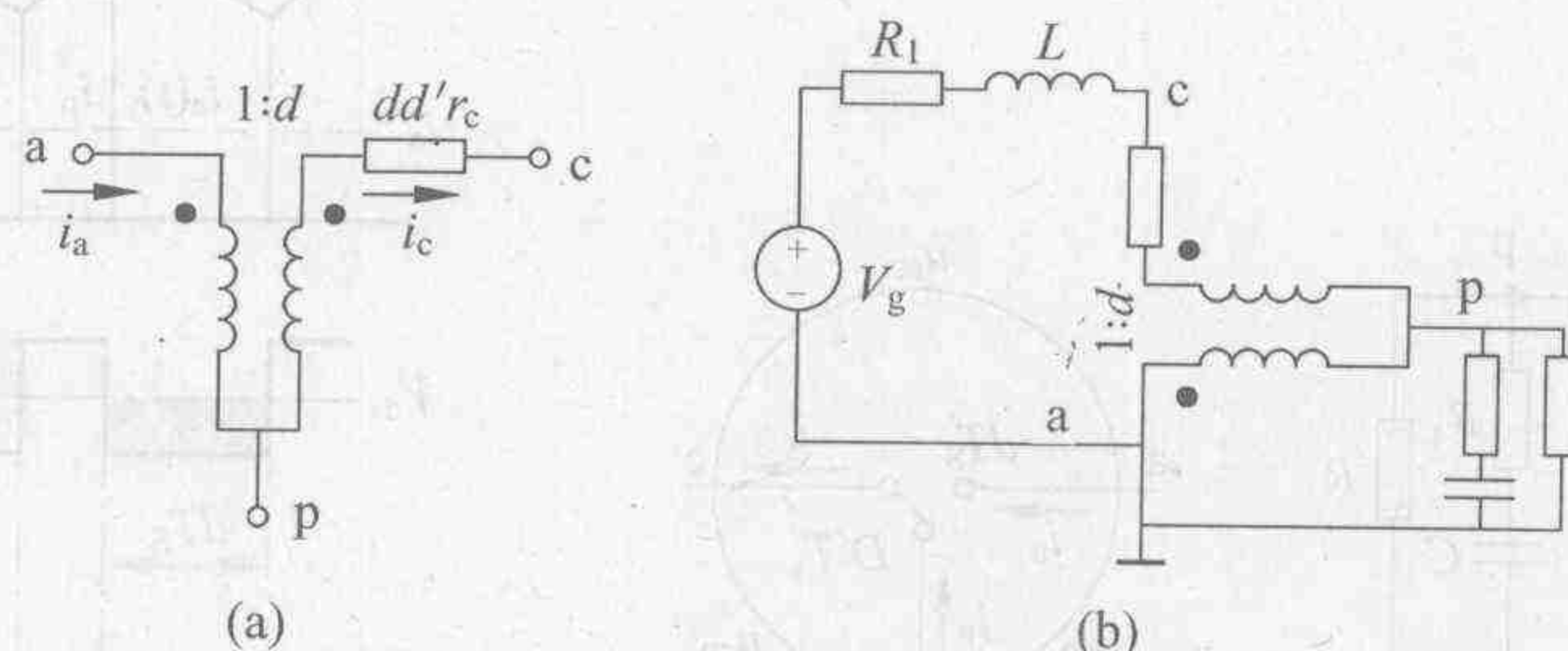


图 3-78 PWM 开关直流模型

假定在占空比发生小扰动的条件下，

$$d = D + \Delta d \quad \Delta i_a = D \Delta i_c + I_c \Delta d$$

其中, D 为占空比的稳态值; Δd 是占空比的扰动分量。略去高阶小扰动项, 得到

$$\Delta V_{cp} = D(\Delta V_{ap} + I_c r_c \Delta d - r_c D' \Delta i_c) + (V_{ap} - I_c r_c D') \Delta d \quad (3-147)$$

进一步变形可以导出

$$\Delta V_{ap} = \frac{\Delta V_{cp}}{D} + \Delta i_c r_c D' - V_D \frac{\Delta d}{D} \quad (3-148)$$

对应的 PWM 开关小扰动交流模型如图 3-79(a) 所示, 由其构成的升压斩波器的交流小扰动模型如图 3-79(b) 所示, 其中, $V_D = V_{ap} - I_c r_c (D - D')$ 。该仿真方法一个最重要的优点就是其开关器件模型可以直接建立在对电路参数进行的计算上, 而不需建立状态方程, 即所谓就地平均法, 所以大大地简化了建模过程。

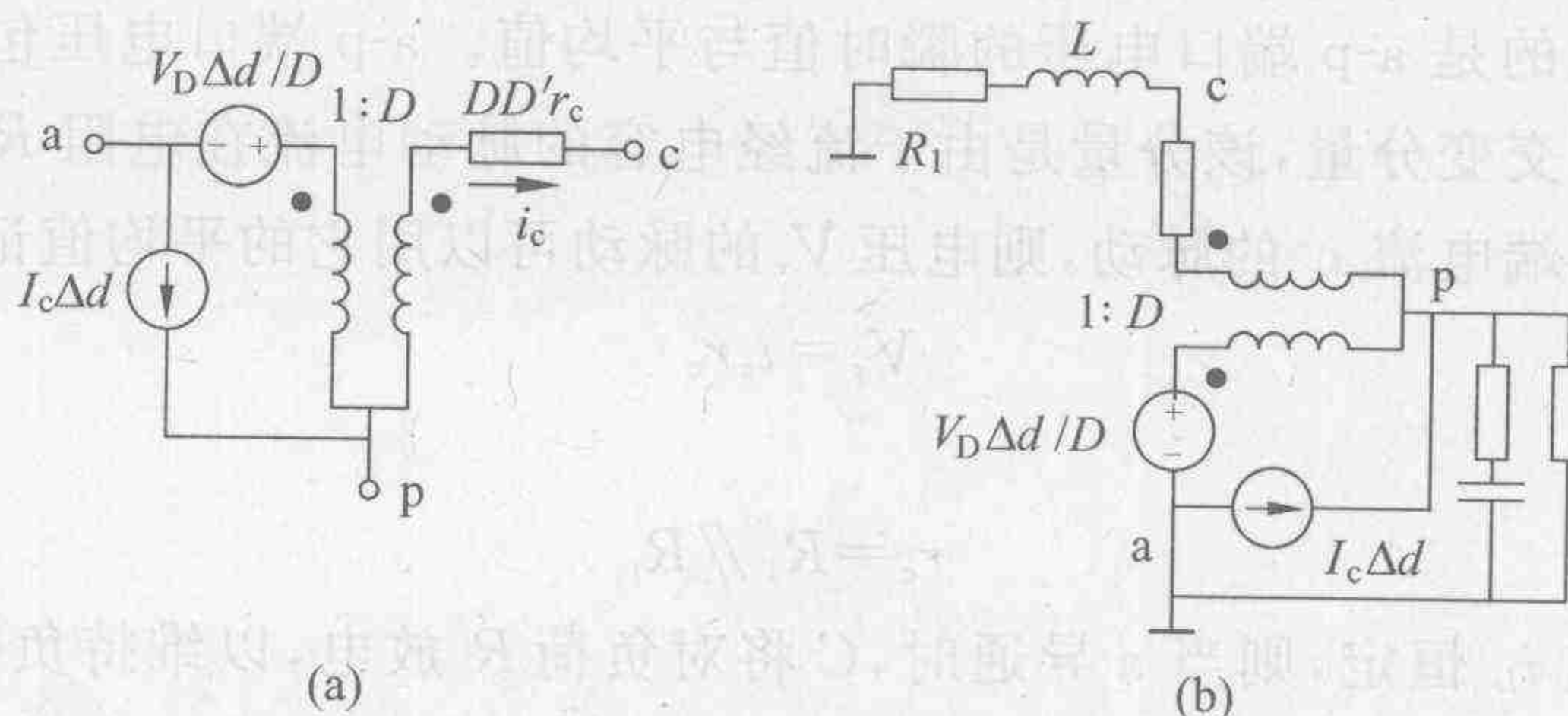


图 3-79 PWM 开关交流模型

进一步假定在一个开关周期中上述两个状态变量 V_{ap} 和 i_c 近似不变, 当 a 闭合时, $u_{cp} = u_o$; 当 a 断开时, 二极管导通, 电压 u_{cp} 为 0。由此得到的平均值为

$$\begin{cases} \langle u_{cp} \rangle = d \langle u_{ap} \rangle \\ \langle u_{ac} \rangle = d' \langle u_{ap} \rangle \end{cases} \quad (3-149)$$

相应地

$$\begin{cases} \langle i_a \rangle = d \langle i_c \rangle \\ \langle i_p \rangle = d' \langle i_c \rangle \end{cases} \quad (3-150)$$

若将可控开关用电流源描述, 二极管用平均电压源模拟, 则可以得到如图 3-80(b) 所示的由受控源构成的 PWM 开关的平均模型。其中:

$$\begin{cases} i_{cs} = di_L \\ u_{cs} = du_o \end{cases} \quad (3-151)$$

上述两个等效电源模型的本质在于将一个周期中通过开关器件的平均电流作为可控开关器件的模型,用二极管两端的平均压降作为二极管的模型。

电感和电容中的有功损耗分别以串联电阻 R_L 和 R_C 来描述,仍以 PWM 开关模型代入,上式改写为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + (1-d)^2 \frac{RR_C}{R+R_C}}{L} & -\frac{(1-d)R}{L(R+R_C)} \\ \frac{(1-d)R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-152)$$

而前面利用状态平均法得到的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L + (1-d)R // R_C}{L} & -\frac{(1-d)R}{L(R+R_C)} \\ \frac{(1-d)R}{C(R+R_C)} & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_g \quad (3-153)$$

由式(3-152)和式(3-153)表示的两个模型除系数矩阵 A 的第一项略有不同外完全相同,实际上这是由于 PWM 开关建模过程中忽略了由 R_C 引起的输出电压变化造成的。

图 3-81(a) 为利用简化的 PWM 开关构造的升压斩波器仿真模型,其仿真结果如图 3-81(b) 所示。对比图 3-71 所示的仿真结果,可以看到稳态值具有很好的一致性,而仿真 100 ms 的时间仅为理想开关模型的 1/130,所以这是一个十分有效的方法。

如前所述,两个方程式(3-152)与式(3-153)不同的原因在于 PWM 建模中忽略了一个周期中作为状态变量的电容电压的波动。为了使二者一致,将描述二极管的表达式进行修正,即将输出电压 u_o 用电容上经电阻分压后的电压作为模型的电压源:

$$\begin{cases} i_{cs} = di_L \\ u_{cs} = d \frac{R}{R+R_C} u_C \end{cases} \quad (3-154)$$

再代入方程(3-152),便可以得到与状态平均法相同的结果。

从上述讨论可以得到如下结论:

(1) 由于由简化 PWM 开关模型的建模方式建立的数学模型不需通过中间复杂的状态方程的转换,其平均模型的参数可以通过简单计算获得,故可称之为就地平均法。就地平均法大大简化了建模过程。

(2) 状态平均法是对一个周期中整个变流器的行为进行平均,其波形和占空比均包括直流和交流两个部分,并且是在小信号条件下忽略高次项得到的,因此本质上是小信号模型。但简化 PWM 开关模型在建模过程中没有任何小信号的近似,因此得到的模型对于大信号同样是适用的,并且可以由此得到占空比扰动条件下的小信号的传递函数。简化 PWM 开关模型适用于具有一个单一 PWM 开关的变流器,实际上它也可以应用于类似于

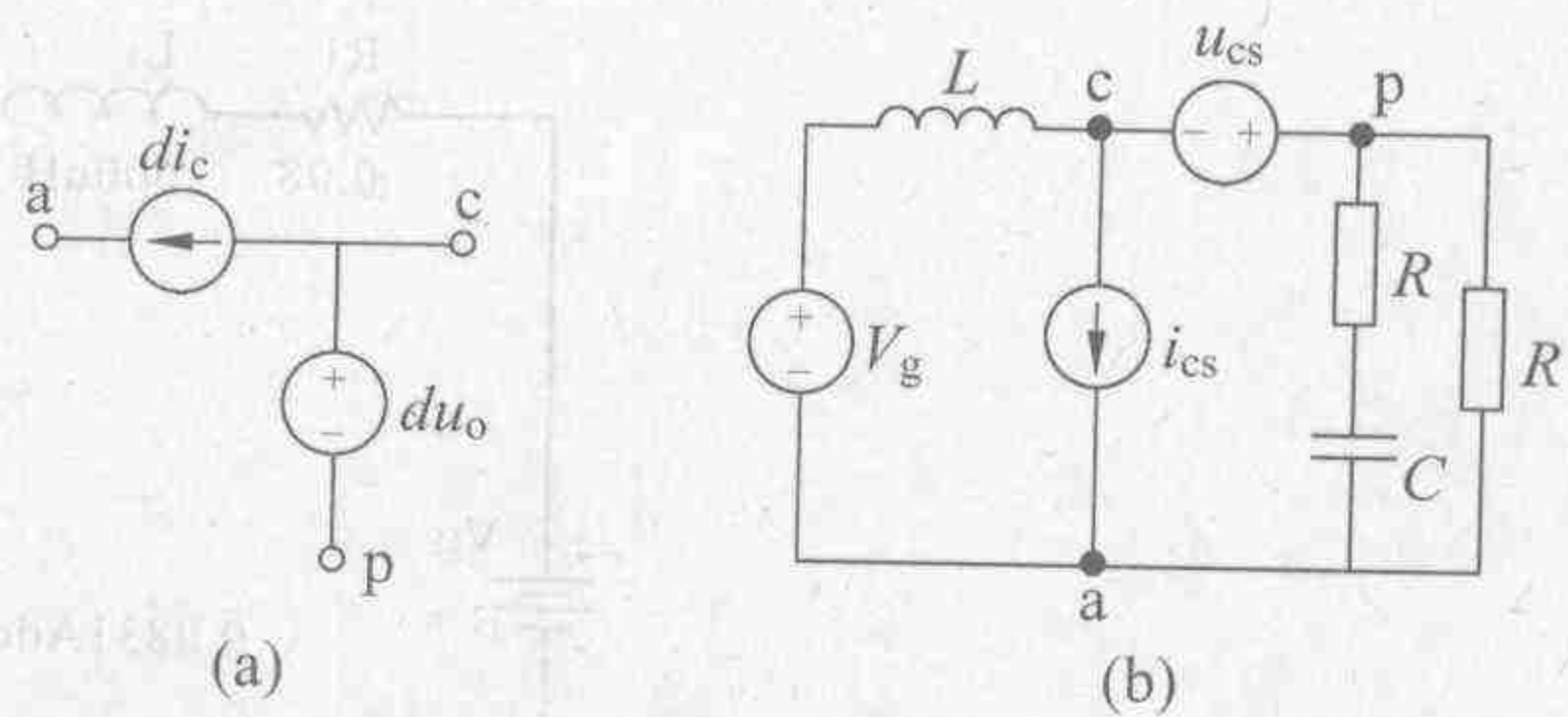


图 3-80 PWM 开关平均模型及其构成的升压斩波器模型

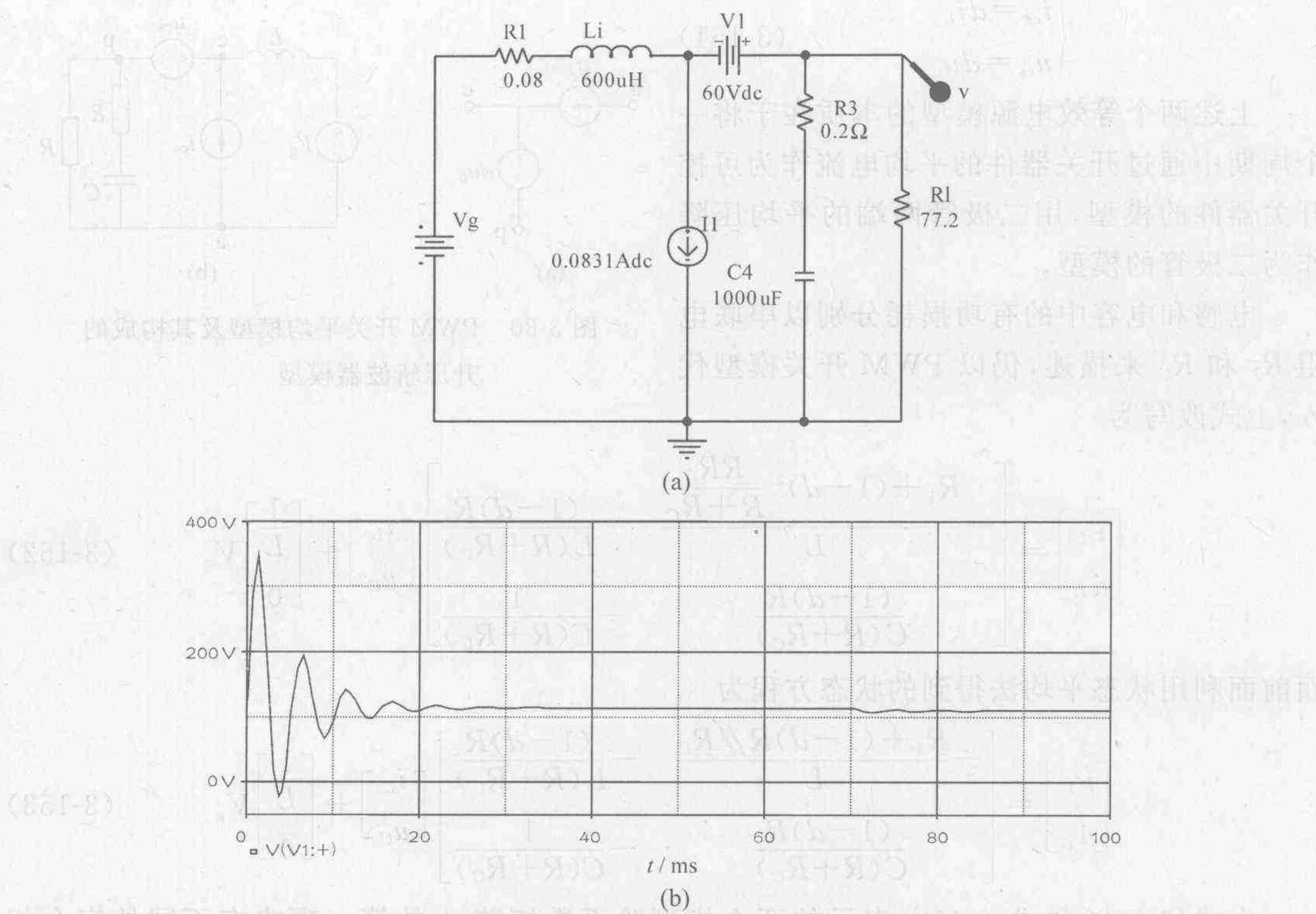


图 3-81 OrCAD 仿真 PWM 开关模型和仿真结果

具有若干个分离开关的场合。唯一条件是电路中的开关应是由一组主动和被动开关对组成的。在建模时注意到,主动开关通常与电感相连,故一般以电流源来模拟;而二极管的导通是由偏置电压决定的,所以以电压源来模拟。图 3-82 给出了一个实际的例子。

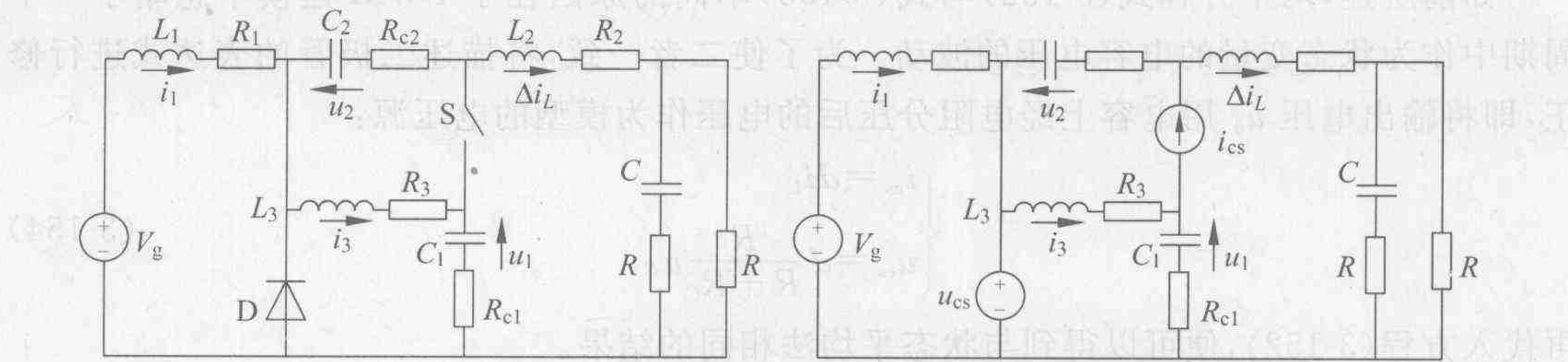


图 3-82 分离式 PWM 开关电路及其模型

该电路实际上是一个利用一组分离的开关对构成的降压斩波器,电压增益为 $(2d-1)/d$ 。开关闭合时的电流为 $i_1 = i_3 + i_2 - i_{cs}$,即

$$i_{cs} = d(i_2 + i_3 - i_1) \quad (3-155)$$

此时二极管两端电压为

$$u_{cd} = u_1 + R_{c1}(i_1 - i_2) + u_2 + R_{c2}(i_1 - i_3) \quad (3-156)$$

故等效电压源的电压为

$$u_{cs} = d[u_1 R_{c1}(i_1 - i_2) + u_2 + R_{c2}(i_1 - i_3)] \quad (3-157)$$

该电路模型实际上适用于一切具有一对主动与被动开关对的系统。实验表明,上述模型的结果与试验结果十分一致。应当说这是一个一般方法,且可以很快建立模型的方法,所以有时也称它为快速时域法。该电路模型实际上是一个大信号的非线性平均模型,它具有两个限制:一个是它所适用的对象应是状态有限的装置;另一个是要求电流连续,也即状态的变换时刻是确定的。

该电路模型在形式上与所谓符号分析法给出的模型十分相似,但它具有更强的可操作性。此方法的应用条件和状态平均法相似,即开关周期远小于变流器的时间常数,但仅适用于电流连续的场合。

3.3.5 离散时域法和采样数据法

状态平均法忽略了电力电子装置的一个重要特性,即拓扑的不连续性,或说离散特性。下面就从离散的特点出发来研究开关函数的简化问题。仍对一个具有两个拓扑的系统来讨论。当以 D 表示占空比时,可以将方程记为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{X} + \mathbf{B}_1 u & t_k \leq t < t_k + DT_s \\ \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{X} + \mathbf{B}_2 u & t_k + DT_s \leq t < t_{k+1} \end{cases} \quad (3-158)$$

定义开关函数 $d = \begin{cases} 1 & t_{ri}(t, T_s) \leq D \\ 0 & t_{ri}(t, T_s) > D \end{cases}$, 其中, $t_{ri}(t, T) = t \bmod (T)$, 即表示 t/T 的余数, 此时上述方程可以改写为

$$\dot{\mathbf{X}} = [d(t)\mathbf{A}_1 + (1-d(t))\mathbf{A}_2]\mathbf{X} + [d(t)\mathbf{B}_1 + (1-d(t))\mathbf{B}_2]V_g \quad (3-159)$$

注意,虽然式(3-159)在形式上与状态平均法的状态方程相似,但这里 $d(t)$ 是一个幅度为1的双值时间函数,而不是占空比;并且和平均法也不同,模型的建立没有附加任何诸如小信号的假定。为了便于讨论,假定开关脉冲的前沿是固定的,控制过程中的扰动均发生在后沿,也即第 n 个脉冲的后沿,即 $d_n = D + \Delta d_n$, 则相应的输入电压的扰动为 ΔV_g , 而状态的扰动为 $\Delta \mathbf{X}$ 。

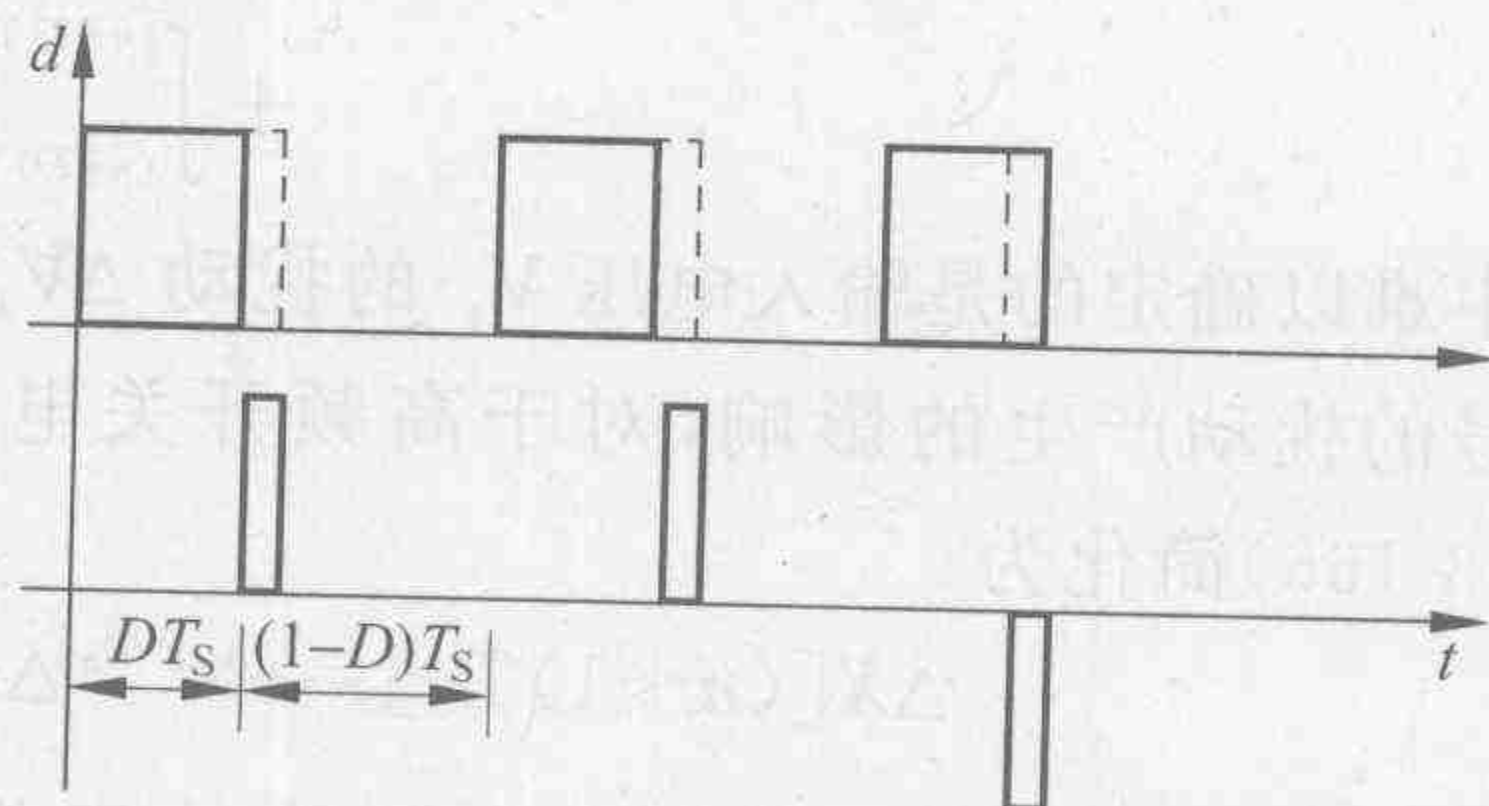


图 3-83 开关扰动示意图

当假定发生的扰动为小扰动时,状态方程可以改写为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}} + \Delta \dot{\mathbf{X}} &= [(d_o + \Delta d)\mathbf{A}_1 + (d'_o - \Delta d)\mathbf{A}_2](\mathbf{X} + \Delta \mathbf{X}) \\ &\quad + [(d_o + \Delta d)\mathbf{B}_1 + (d'_o - \Delta d)\mathbf{B}_2](V_g + \Delta V_g) \end{aligned} \quad (3-160)$$

其中, $d'_o = 1 - d_o$ 。

注意到由于 Δd 为小扰动项,略去高次项后可以将方程分别记为直流方程

$$\dot{\mathbf{X}} = (d_o \mathbf{A}_1 + d'_o \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (d_o \mathbf{B}_1 + d'_o \mathbf{B}_2)V_g \quad (3-161)$$

和交流方程

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{X}} &= (d_o \mathbf{A}_1 + d'_o \mathbf{A}_2)\Delta \mathbf{X} + (d_o \mathbf{B}_1 + d'_o \mathbf{B}_2)\Delta V_g \\ &\quad + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_g]\Delta d \end{aligned} \quad (3-162)$$

而将扰动看做是一系列在 $(n+D)T_s$ 时刻出现的幅度为 ± 1 的窄脉冲

$$\begin{aligned}\Delta d(t) &= \hat{p}(t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Delta d_n T_s \delta[t - (n+D)T_s] = \Delta u(t) T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[t - (n+D)T_s] \quad (3-163)\end{aligned}$$

其中, $\Delta u(t)$ 是一个时间函数, 仅在采样时刻其值等于占空比的扰动值:

$$\Delta u[(n+D)T_s] = \Delta d_n \quad (3-164)$$

由于冲击函数仅在 $t = (n+D)T_s$ 时取值, 故方程可以记为

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{X}} &= (d_o \mathbf{A}_1 + d'_o \mathbf{A}_2) \Delta \mathbf{X} + (d_o \mathbf{B}_1 + d'_o \mathbf{B}_2) \Delta V_g + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}[(n+D)T_s] \\ &\quad + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) V_g] \Delta p(t) \quad (3-165)\end{aligned}$$

注意 d 为开关函数, 而不是状态平均方程中的占空比。状态平均方程是不同状态根据作用时间在一个周期中进行加权平均得到的方程; 而离散时域法则用交流方程的第三项来表示占空比的扰动, 以脉冲函数而不是它在一个周期中的平均值来表示其影响, 所以离散时域法应当可以得到比状态平均法更为精确的解。为了方便起见, 方程(3-165)通常以差分方程的形式先从后半周求解, 即当

$$[(n+D)T_s] < t < [(n+1)T_s]$$

时, 令

$$\mathbf{K} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}[(n+D)T_s] + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) V_g]$$

由于在每一个周期中仅发生一个扰动, 所以将该脉冲扰动包括在开关计算周期的起点。此时得到结束时刻的响应为

$$\begin{aligned}\Delta \mathbf{X}[(n+1)T_s] &= e^{\mathbf{A}_2 D' T_s} \Delta \mathbf{X}[(n+D)T_s] + e^{\mathbf{A}_2 D' T_s} \mathbf{K} T_s \Delta d_n \\ &\quad + \int_{(n+D)T_s}^{(n+1)T_s} e^{\mathbf{A}_2 [(n+1)T_s - \tau]} \mathbf{B}_2 \Delta V_g d\tau \quad (3-166)\end{aligned}$$

其中难以确定的是输入电压 V_g 的扰动 ΔV_g 。若研究目的是控制特性, 即在 d 而不是输入信号的扰动产生的影响, 对于高频开关电路可以认为在一个计算周期中 $\Delta V_g \approx 0$, 因此式(3-166)简化为

$$\Delta \mathbf{X}[(n+1)T_s] = e^{\mathbf{A}_2 D' T_s} \Delta \mathbf{X}[(n+D)T_s] + e^{\mathbf{A}_2 D' T_s} \mathbf{K} T_s \Delta d_n \quad (3-167)$$

而前半周的解可以用类似方法得到, 由于此时 $\Delta V_g = 0$, 且对应的扰动为 0, 故 $\Delta \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}_1 \Delta \mathbf{X}$, 得到

$$\Delta \mathbf{X}[(n+1+D)T_s] = e^{(\mathbf{A}_2 D + \mathbf{A}_1 D') T_s} \Delta \mathbf{X}[(n+D)T_s] + e^{(\mathbf{A}_2 D + \mathbf{A}_1 D') T_s} \mathbf{K} T_s \Delta d_n \quad (3-168)$$

该方程是利用离散方法得到的结果, 为一个线性差分方程。在上述整个讨论中仅做了一个假设, 即在计算周期中 $\Delta V_g = 0$, 而这在开关频率足够高时是正确的, 因此该方程具有较高的精度。由于该方程着眼于电力电子装置的离散性的特点, 所以称之为离散时域法。通常可以利用 z 变换得到它的解

$$\Delta \dot{\mathbf{X}}(z) = (Z\mathbf{I} - \mathbf{M})^{-1} \mathbf{M} \mathbf{K} T_s \Delta D(z) + (Z\mathbf{I} - \mathbf{M})^{-1} Z \Delta \mathbf{X}(0) \quad (3-169)$$

其中, $\mathbf{M} = e^{(\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2 D') T_s}$ 。应当指出, 这种利用差分方法求解是相当复杂的。在控制系统的仿真设计中, 我们更关心的实际上是, 在第 k 个工作周期中能否算出占空比的扰动对其后 n 个工作周期中系统输出电压造成的影响。由于该扰动可以看作是脉冲信号, 因此实际上需要求的是描述变流器在平衡状态下交流小信号响应的线性化离散脉冲响应函数。此函数可以

用方程表示为

$$g(nT_s) = \Delta Y_o(t_{k+n}) / \Delta d_k \quad (3-170)$$

式中, $\Delta d_k (= \Delta t_k)$ 是在第 k 个周期发生的占空比扰动; $\Delta Y_o(t_{k+n})$ 是该扰动引起的在第 $k+n$ 个周期中输出向量的变化。同状态平均法, 将一个开关周期作为一个整体来看待。函数的求解可以通过对开关动作时刻的稳态输出响应求导来实现, 即

$$g(nT_s) = dY_o(t_{k+n}) / dt_k = C dX(t_{k+n}) / dt_k \quad (3-171)$$

当占空比为常量时, 注意到 $X(k+1) = \Phi_k X(k) + \Psi_k$, 即通过

$$\frac{\partial X(k+1)}{\partial X(k)} = \Phi_k$$

故解为

$$\frac{\partial X(k+n)}{\partial X(k)} = \Phi_k^n \quad (3-172)$$

而由于在发生扰动前后系统的状态方程不同, 分别为 $\dot{X} = A_1 X + B_1 V_g$ 和 $\dot{X} = A_2 X + B_2 V_g$, 故该时刻的变化率可以表示为

$$\frac{\partial(X_k)}{\partial t_k} = (A_1 - A_2)X(t_k) + (B_1 - B_2)V_g = K \quad (3-173)$$

由此得到的占空比扰动的传递函数为

$$g(nT_s) = C \Phi^n(T_s) K \quad (3-174)$$

由于系统的响应速率比采样速率慢得多, 所以假如忽略响应波形的细节而仅考虑变流器的长期响应, 则完全可以将 $t = nT_s$ 代入表达式中, 将式(3-174)变为线性连续的脉冲响应 $g(t)$ 表达式。例如对于上述升压斩波器的输出响应式(3-172), 通过对占空比扰动的传递函数求解, 可以得到

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_g}{(d')^2} \frac{1 + s/\omega_a}{1 + s/(\omega_0 Q) + (s/\omega_0)^2} \quad (3-175)$$

其中

$$\omega_0 = \frac{d'}{\sqrt{LC}} \frac{R \sqrt{1 + R_c/(d'R)}}{R + R_c} \quad Q = \frac{d'}{\omega_0} \frac{R}{R + R_c} \frac{1 + R_c/(d'R)}{L/(d'R) + R_c C}$$

当 $R \gg R_c$ 时,

$$\omega_a = \frac{d'^2 R}{R_c C d' R + L}$$

而状态平均法的传递函数为

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta d(s)} = \frac{V_g}{(d')^2} \frac{1 + R_c/R}{(1 + R_c/(d'R))^2} \frac{1 + s(1/\omega_1 - 1/\omega_2) + s^2/(\omega_1 \omega_2)}{1 + s/(\omega_0 Q) + (s/\omega_0)^2}$$

其中

$$\omega_1 = \frac{d'^2 R^2 / (R + R_c)}{L} \quad \omega_2 = \frac{1}{R_c C}$$

仔细分析上述结果可知, 用两个方法得到的特征方程相同, 并且两个模型具有相同的固有频率和品质因数 Q 。当 $R \gg R_c$ 时, 两个方程的直流增益相同, 均为 $V_g/(d')^2$, 并且进一步在 $R_c = 0$ 时, 得到

$$\frac{1}{\omega_2} = 0 \quad \omega_1 = \omega_a = \frac{d'^2 R}{L}$$

即两种方法将给出相同的结果。但是离散时域模型具有一个零点;而状态平均法有两个零点,因此两者在稳定性分析上将给出不同的结果。并且两者的差别随占空比的增大和频率的增高而变大。注意到状态平均法成立的条件较强,因为除小信号外,还要求开关频率相对于系统时间常数足够高,所以其分析结果的可靠性需加以检验,这一点后面将会给出详细的讨论。

根据前述离散时域方程(3-164)得到

$$\Delta \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \Delta V_g(t) + \mathbf{K} \Delta p(t) \quad (3-176)$$

其中:

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2 \quad \mathbf{B} = D\mathbf{B}_1 + D'\mathbf{B}_2$$

$$\mathbf{K} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}[(n+D)T_s] + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_g$$

$\Delta p(t) = \Delta u(t)T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[t - (n+D)T_s]$, 该项用来描述占空比扰动对系统响应的影响。

假定对上述由离散时域法得到的交流方程引入状态平均的概念,则包括两个步骤:一是对方程中 $d\mathbf{A}_1 + d'\mathbf{A}_2$ 和 $d\mathbf{B}_1 + d'\mathbf{B}_2$ 的作用在整个开关周期中进行平均;二则是对驱动项 $\Delta P(t)$ 的脉冲性质加以平滑。首先注意到上述脉冲函数在一个周期中的平均值可以表示为

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} T_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[t - (n+D)T_s] d\tau = 1 \quad (3-177)$$

若将 $\Delta u(t)$ 看做一个对系统始终起作用的连续时间函数,则可以导出前述状态平均模型

$$\Delta \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X} + \mathbf{B} \Delta u + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)u_0] \Delta d \quad (3-178)$$

注意到占空比的扰动实际上仅在扰动发生后才对系统起作用,并且其影响取决于脉冲产生时刻系统的状态。故在引入状态平均的同时,采用采样时刻的数据

$$\mathbf{K} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}[(n+D)T_s] + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_g$$

即得到所谓的采样数据模型

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \Delta V_g(t) + \mathbf{K} \Delta u(t) \\ &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \Delta V_g(t) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}[(n+D)T_s] \\ &\quad + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_g] \Delta u(t) \end{aligned} \quad (3-179)$$

显然,式(3-178)和式(3-179)具有非常相似的形式,只是采样数据模型对应于占空比的扰动采用了一个脉冲性质的输入信号,从而更精确地反映了该扰动在不同时刻对系统响应的影响;而状态平均法由于将占空比的扰动作为在整个周期中均起作用的一个输入变量来对待,较前者具有较低的精度。实际上这两个模型从本质上看,一个是采用离散变量,一个是采用连续变量,具有完全不同的性质。

利用拉氏变换的方法在 S 平面上建立的两者的模型框图如图 3-84 所示。

模型的主要区别在于,采样数据法中增加了一个延时为 ϵ 的采样器,其他是相同的,因此在仿真中两者的模型实际上也具有相似的结构。通过比较,显然采样数据法既具有状态平均法简单易行的优点,又具有离散时域法高精度的特点,所以是一种较好的方法。

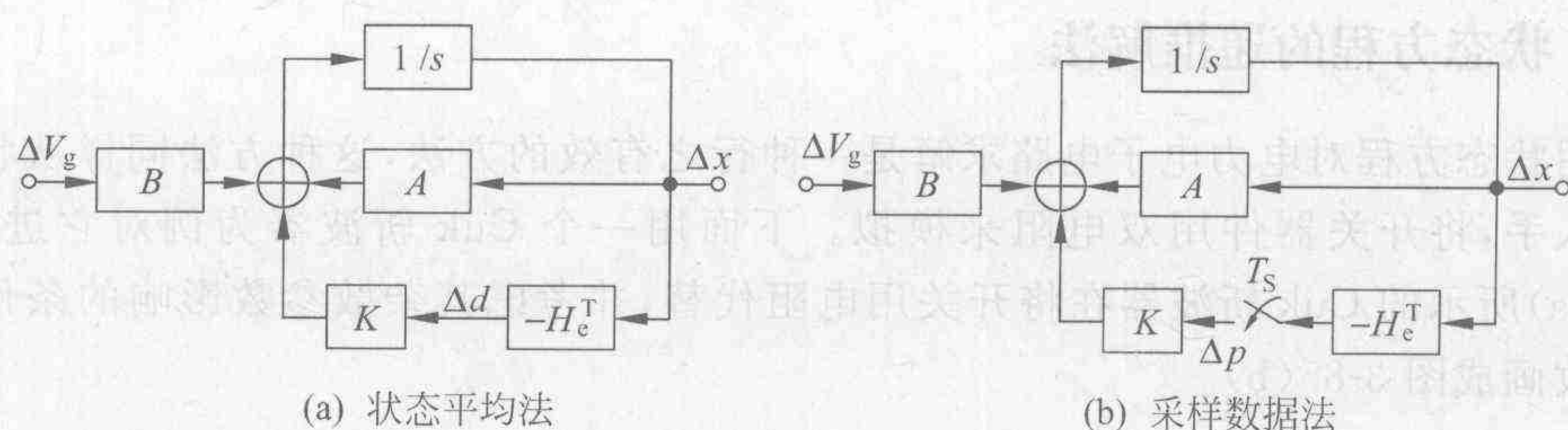


图 3-84 模型框图

3.4 电流不连续条件下的仿真

在前面讨论的仿真中均假定了一个条件,即开关动作的时刻是已知的。但在实际中这个假定往往是不成立的,因为电力电子电路中开关动作的产生通常取决于两个条件:一个是器件外部的控制信号,比如可控器件的门极触发信号。在开环或闭环条件下,若系统处于稳态,并且占空比的扰动可以忽略不计,则该动作发生的时刻往往是可以预知的。另一个是器件内部的条件。具体地说,由于开关器件为半导体器件,故其单向导电性决定了在电流趋于零时,器件将会自然关断;又如当施加于器件的电流和电压区内超过一定阈值会引起器件的损坏。这种开关动作取决于器件原有的状态,以及整个系统中的各个状态变量和开关状态,因此是难以预知的。而在装置闭环条件下由运行条件的变化引起的占空比的扰动更增加了开关时刻,即拓扑转换时刻确定的困难。此时用前述的方法对装置动态特性的求解带来了困难。因此在电流不连续条件下,电力电子装置的求解通常仍是利用非线性电路模型求解。

若想用前述线性化方法对上述问题求解,通常需在常规的状态方程外再增加一个对开关状态的阈值进行描述的约束方程,也可称为边界条件方程

$$\mathbf{Y}(t_s) = \mathbf{Y}_s$$

其中, t_s 为开关动作的时刻; \mathbf{Y}_s 为相应的边界值。

注意到状态方程的解为

$$\mathbf{Y}_i(t) = \mathbf{C}_i e^{A_i t} \mathbf{X}_i(0) + \mathbf{C}_i \int_0^t e^{A_i(t-\tau)} \mathbf{B}_i u_i(\tau) d\tau + \mathbf{D}_i u_i(\tau) \quad (3-180)$$

因此利用约束方程,求解开关时刻 t_s , 实际上即是求解方程

$$\mathbf{Y}_{si} = \mathbf{C}_i e^{A_i t} \mathbf{X}_i(0) + \mathbf{C}_i \int_0^t e^{A_i(t-\tau)} \mathbf{B}_i u_i(\tau) d\tau + \mathbf{D}_i u_i(\tau) \quad (3-181)$$

应当指出,虽然对上述方程可以用矩阵指数或特性向量的方式进行简化,但是对作为超越方程的式(3-181)的求解实际上是相当困难的,对电流不连续引起的开关状态变化时刻的求解通常采用数值方法,通过递推求解,较为困难;而利用 OrCAD 等仿真软件来模拟上述约束更是如此。

近年来,经过实践,有一系列的力图简化对方程(3-180)的求解方法被提出,下面介绍其中的两种。

3.4.1 状态方程的递推解法

利用状态方程对电力电子电路求解是一种行之有效的方法,这种方法同样从状态方程的求解入手,将开关器件用双电阻来模拟。下面用一个 Cuk 斩波器为例对它进行讨论。图 3-85(a)所示的 Cuk 斩波器在将开关用电阻代替,并考虑其杂散参数影响的条件下可以将电路改画成图 3-85(b)。

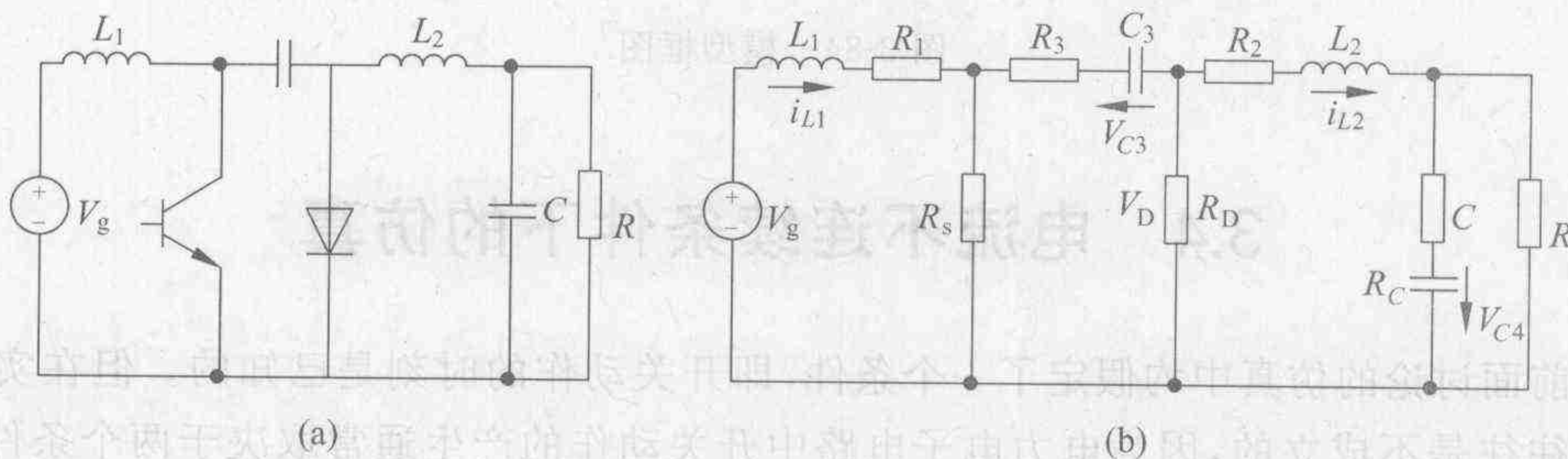


图 3-85 Cuk 斩波器和等效电路模型

假定以 d_1, d_2, d_3 表示一个开关周期中系统结构变化的时刻,则 Cuk 斩波器的动作可以描述如下:

当 $t=t_n$ 时,在触发信号作用下,开关 S 导通, $R_s = R_{\text{son}}$ 为低值;而二极管被反偏关断, $R_D = R_{\text{doff}}$ 为高值。

当 $t=t_n+d_1$ 时,二极管上的电压 $V_D(t)$ 降为 0,即处于正偏置导通。此时 R_s 和 R_D 均为低阻值,电容电压 V_{C3} 几乎维持不变。

当 $t=t_n+d_2$ 时, S 被强迫关断,此时电容在电源作用下被充电,即 V_{C3} 变化。

当 $t=t_n+d_3$ 时,随电容电压 V_{C3} 的增大,流经二极管 D 的电流 i_D 降为 0,二极管关断。此时 R_s 和 R_D 均为高阻值,而电感中的电流 i_{L1} 可以认为一直维持不变。

由此看到,在 Cuk 斩波器的 4 个阶段中 d_1 与 d_3 均依赖于施加于二极管上的电压,而该电压是装置中各个状态 $\mathbf{X}(t_n) = [i_{L1} \ i_{L2} \ V_{C3} \ V_{C4}]$ 的函数,并受输入信号 V_g 和占空比 d 的影响。下面分别进行讨论。

(1) $t_n \leq t < t_n + d_1$

注意到, d_1 时刻开关器件与二极管之间的换流是由于加在二极管上的电压 $V_D = 0$,满足二极管导通的条件,从而使二极管由关断转换为导通,故对该时刻的计算应根据二极管电压进行,并且应在上一个周期的计算值附近,故利用牛顿插值方法进行估算。由于注意到

$\Delta V \approx \Delta t \frac{dV}{dt}$, 故

$$d_{1,n} = d_{1,n-1} - \frac{V_D(n+d_1, n-1)}{\dot{V}_D(n+d_1, n-1)} = d_{1,n-1} - \frac{\mathbf{C}_1^T \mathbf{X}(n+d_1, n-1)}{\dot{\mathbf{C}}_1^T \mathbf{X}(n+d_1, n-1)} \quad (3-182)$$

式中, n 表示第 n 个周期; $d_{i,n}$ 表示第 n 个周期中的第 i 个换流时刻。第 n 个周期的状态方程为

$$\mathbf{X}(n+d_{1,n-1}) = e^{\mathbf{A}_1 d_{1,n-1}} \mathbf{X}(n) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{\mathbf{A}_1 d_{1,n-1}} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 u(n)$$

$$\dot{\mathbf{X}}(n+d_{1,n-1}) = \mathbf{A}_1 \mathbf{X}(n+d_{1,n-1}) + \mathbf{B}_1 u(n)$$

$$\mathbf{C}_1^T = [\alpha R_3 \quad -\alpha(R_{\text{on}} + R_3) \quad \alpha \quad 0]$$

$$\alpha = R_{\text{doff}}(R_3 + R_{\text{son}} + R_{\text{doff}})^{-1}$$

即

$$\mathbf{X}(n+d_{1,n}) = e^{A_1 d_{1,n}} \mathbf{X}(n) + \mathbf{A}_1^{-1} (e^{A_1 d_{1,n-1}} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 u(n) \quad (3-183)$$

(2) $t_n + d_1 \leq t < t_n + d_2$

由于 $d_{2,n}$ 是由外部控制信号决定的, 故可以直接求解:

$$\mathbf{X}(n+d_{2,n}) = e^{A_2(d_{2,n}-d_{1,n})} \mathbf{X}(n+d_{1,n}) + \mathbf{A}_2^{-1} (e^{A_2(d_{2,n}-d_{1,n})} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 u(n) \quad (3-184)$$

(3) $t_n + d_2 \leq t < t_n + d_3$

$d_{3,n}$ 时刻表示二极管电流 i_D 过零, 即断流关断, 可利用与 $d_{1,n}$ 相似的方式由插值计算得到。但不同的是它利用对二极管电流在 $d_{3,n}^- = d_{2,n} + d_{3,n-1} - d_{2,n-1}$ 时的斜率来计算, 即将 $d_{2,n}$ 的扰动包括在 $d_{3,n}$ 的计算中, 由此得到

$$d_{3,n} \approx d_{3,n-1} - \frac{i_D(n+d_{3,n}^-)}{i_D(n+d_{3,n}^-)} = d_{3,n-1} - \frac{\mathbf{C}_3^T \mathbf{X}(n+d_{3,n}^-)}{\mathbf{C}_3^T \dot{\mathbf{X}}(n+d_{3,n}^-)} \quad (3-185)$$

式中,

$$\mathbf{X}(n+d_{3,n}^-) = e^{A_3(d_{3,n-1}-d_{2,n-1})} \mathbf{X}(n+d_{2,n}) + \mathbf{A}_3^{-1} (e^{A_3(d_{3,n-1}-d_{2,n-1})} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_3 u(n)$$

$$\dot{\mathbf{X}}(n+d_{3,n}^-, n) = \mathbf{A}_3 \mathbf{X}(n+d_{3,n}^-, n) + \mathbf{B}_3 u(n)$$

$$\mathbf{C}_3^T = [-\beta R_3 \quad \beta(R_{\text{off}} + R_3) \quad -\beta \quad 0]$$

$$\beta = (R_3 + R_{\text{soff}} + R_{\text{doff}})^{-1}$$

故

$$\mathbf{X}(n+d_{3,n}) = e^{A_3(d_{3,n}-d_{2,n})} \mathbf{X}(n+d_{2,n}) + \mathbf{A}_3^{-1} (e^{A_3(d_{3,n}-d_{2,n})} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_3 u(n) \quad (3-186)$$

(4) $t_n + d_2 \leq t < t_n + d_3$

在第 4 个周期中, 因 $i_L = i_{L1} - i_{L2}$ 趋近于 0, 故二极管 D 关断。此时

$$\mathbf{X}(n+1) = e^{A_4(1-d_{3,n})} \mathbf{X}(n+d_{3,n}) + \mathbf{A}_4^{-1} (e^{A_4(1-d_{3,n})} - \mathbf{I}) \mathbf{B}_4 u(n) \quad (3-187)$$

可以得到其封闭形式的递推方程

$$\mathbf{X}(n+1) = \mathbf{A}_n^d(\mathbf{X}(n), u(n), d_{2,n}) \mathbf{X}(n) + \mathbf{B}_n^d(\mathbf{X}(n), u(n), d_{2,n}) u(n) \quad (3-188)$$

式中的各个参数均可以利用递推的方式求解:

$$\mathbf{A}_n^d = \mathbf{A}_{4n}^d \mathbf{A}_{3n}^d \mathbf{A}_{2n}^d \mathbf{A}_{1n}^d$$

$$\mathbf{B}_n^d = \mathbf{A}_{4n}^d \mathbf{A}_{3n}^d \mathbf{A}_{2n}^d \mathbf{B}_{1n}^d + \mathbf{A}_{4n}^d \mathbf{A}_{3n}^d \mathbf{B}_{2n}^d + \mathbf{A}_{4n}^d \mathbf{B}_{3n}^d + \mathbf{B}_{4n}^d$$

$$\mathbf{A}_{4n}^d = e^{A_4(1-d_{3,n})}$$

$$\mathbf{A}_{3n}^d = e^{A_3(d_{3,n}-d_{2,n})}$$

$$\mathbf{A}_{2n}^d = e^{A_2(d_{2,n}-d_{1,n})}$$

$$\mathbf{A}_{1n}^d = e^{A_1 d_{1,n}}$$

$$\mathbf{B}_{4n}^d = \mathbf{A}_4^{-1} (\mathbf{A}_{4n}^d - \mathbf{I}) \mathbf{B}_4$$

$$\mathbf{B}_{3n}^d = \mathbf{A}_3^{-1} (\mathbf{A}_{3n}^d - \mathbf{I}) \mathbf{B}_3$$

$$\mathbf{B}_{2n}^d = \mathbf{A}_2^{-1} (\mathbf{A}_{2n}^d - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2$$

$$\mathbf{B}_{1n}^d = \mathbf{A}_1^{-1} (\mathbf{A}_{1n}^d - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1$$

该模型实际上给出了一个基于系统状态方程的、大信号通用变流器模型, 模型虽然相当复杂, 但是它避免了对系统的状态方程进行复杂的求解, 而仅利用递推的方法对电流不连续条件下的变流器进行分析。显然该方法易于利用计算机进行编程, 但利用现有仿真软件编程还较为困难。

3.4.2 节点电压的递推分析

3.4.1 小节的递推方法虽然是一般的递推方法,但是由于需利用状态方程求解,所以计算量往往很大。注意到在任何时刻电容上的电压和电感中的电流均为一个确定的值,假定在一个开关周期中该值维持不变,则就有可能将装置中的电容看做是一个直流电压源,而将电感看做是一个直流电流源,此时描述动态电路的微分方程组形式的状态方程就退化为一个代数方程组,从而大大地简化了系统分析。以下如图 3-86 所示的降压斩波器为例进行讨论。

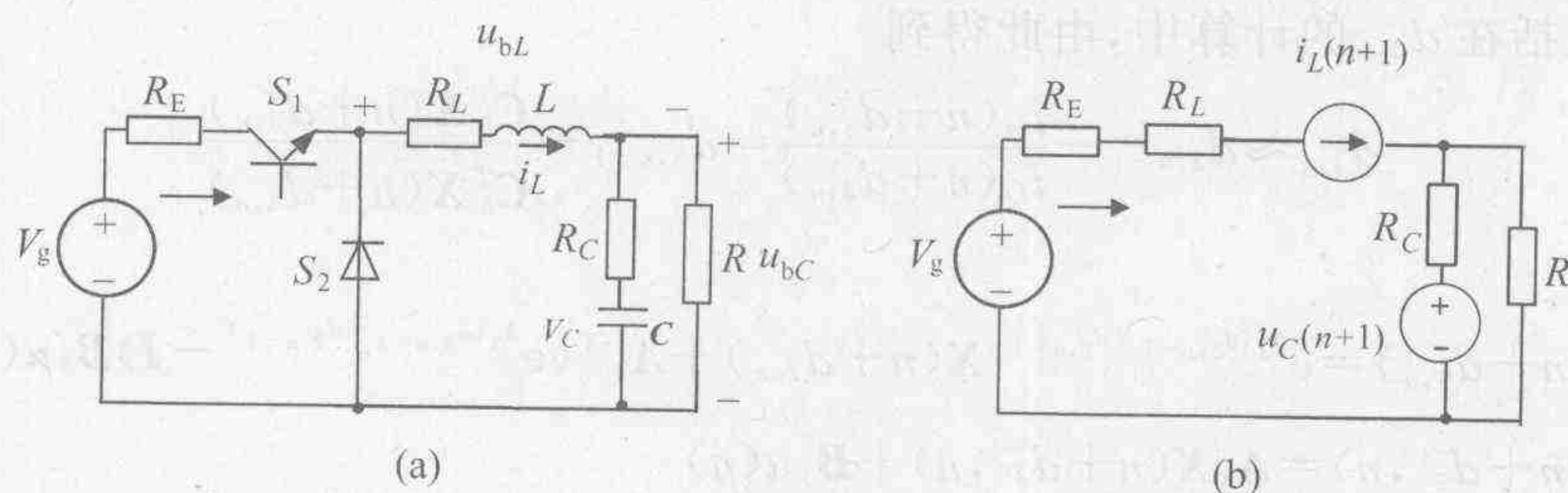


图 3-86 节点电压递推和降压斩波器模型

这种方法的递推计算包括两个步骤:第一步是由本周期的初值利用电感电容模型计算终值。假设 $t=t_n$ 时电容上的电压为 $u_C(t_n)$,电感上的电压为 $u_L(t_n)$;并假定步长取 $\sigma=t_{n+1}-t_n$,则若在 $[t_n, t_{n+1}]$ 开关周期中 u_{bc} 保持不变,即相当于一个恒压输入信号,则 t_{n+1} 时刻电容上的电压可以表示为

$$\begin{aligned} u_C(t_{n+1}) &= u_C(t_n) e^{-\frac{\sigma}{T_C}} + u_{bc}(t_n) \left[1 - e^{-\frac{\sigma}{T_C}} \right] \\ &= u_{bc}(t_n) + [u_C(t_n) - u_{bc}(t_n)] e^{-\frac{\sigma}{T_C}} \end{aligned} \quad (3-189)$$

其中,电容支路时间常数 $T_C=CR_C$; σ 为积分步长。

电感中的电流可以类似地表述为

$$u_L(t_{n+1}) = \frac{1}{R_L} u_{bL}(t_n) + \left[i_L(t_n) - \frac{1}{R_L} u_{bL}(t_n) \right] e^{-\frac{\sigma}{T_L}} \quad (3-190)$$

其中,时间常数 $T_L=L/R_L$; u_{bL} 为考虑电感中的电阻条件下电感上的电压。

第二步是根据上述结果将电容器用直流电压源代替,而电感用直流电流源代替,从而求解整个网络,如图 3-86(b)所示。实际上在拓扑不发生变化的条件下,假定积分步长 σ 比时间常数 T_C 和 T_L 小得多时,由这种方法引起的误差是可以忽略不计的。大的开关电压变化仅发生在开关动作时,相当于在开关时刻出现了一个冲击函数 $k\delta(t)$,因此一旦开关状态发生变化,需要引入相应的冲击函数,否则上述方法将是不适用的。

开关状态的变化如前所述有两种可能:一是开关器件的驱动信号发生变化,即外部受控开关的动作导致拓扑发生变化,从而对应一个新的电阻网络。二是某些状态变量达到半导体开关器件的阈值,例如通过半导体器件的电流变负等,表明相应的开关周期 $[t_n, t_{n+1}]$ 中开关状态发生了变化。为了精确仿真,应对开关区间重新分割,即减少计算步长,然后由 t_n 开始重新计算,直到开关时刻的计算精度达到仿真精度的要求。

这种方法由于不需要建立状态方程,或求解反拉普拉斯变换,而仅需求解代数方程,所

以计算速度很快;同时它仅是根据器件中电流或电压的状态来判断内部阈值控制的拓扑转换,从而进一步减少了工作量。仿真结果表明,这种方法具有常规状态方程解法相似的精度,但问题是需要对一系列参数进行存储作为下一步计算的起点。

虽然近年来在实践中推出了一系列新的解法,由于本书的重点是介绍如何利用现有的仿真软件对电力电子系统进行分析,所以就不在此加以介绍了。有兴趣的读者可以查阅相关书籍。

至此,本章较为详细地讨论了电力电子装置仿真中常用的方法及其存在的问题。正如在本文一开始所指出的那样,装置的仿真作为电力电子电路仿真的核心问题是得到所有电力电子专家重视与研究的问题。迄今为止虽然有一系列的方法被开发出来,但是仍存在两个关键问题有待解决,这就是如何建立理想开关的“就地”等效模型和内部控制开关时刻的确定问题。

参 考 文 献

1. Hosseini S H, Babaei E. A New Generalized Direct Matrix Converter. IEEE ISIE, 2001. 1071~1076
2. Thottuvelil V J, Chin D, Verghese G C. Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, 1991, PE-6(2): 179~187
3. Dijk E V, Spruijt H, et al. PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, Vol. 10(6): 659~665
4. Mahabir K, Verghese G, et al. Linear Averaged and Sampled Data Models for Large Signal Control of High Power AC-DC Converters. IEEE PESC Record, 1990. 372~380
5. Polivka W M, Chetty P R K, Middlebrook R D. State-Space Average Modelling of Converter with Parasitics and Storage-Time Modulation. IEEE PESC Record, 1980. 119~142
6. Salazar L, Joos G. PSpice Simulation of Three-Phase Inverters by Means of Switching Functions. IEEE Trans., 1994, PE-9(1): 35~41
7. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Part I and II, AES May 1990, 26(3): 490~505
8. Shortt D J, Lee F C. Improved Switching Converter Model Using Discrete and Averaging Techniques. IEEE Trans., 1983 Vol. AES-19(2): 190~201
9. 张占松,孙时生,伍言真. 电路和系统的仿真实践. 北京:科学出版社,2000
10. 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制. 北京:机械工业出版社,2005

第 4 章

电力电子系统的仿真

所谓“系统”是指由若干相互关联、相互作用的单元要素结合起来构成的、具有某种特定功能的集合体。本书所指的电力电子系统是一个由受控对象和控制器(包括开环与闭环两类控制器)组成的系统,其中电力电子装置——变流器是作为控制器中的执行机构而作用的(有的书中将变流器归入被控对象),如图 4-1 所示。

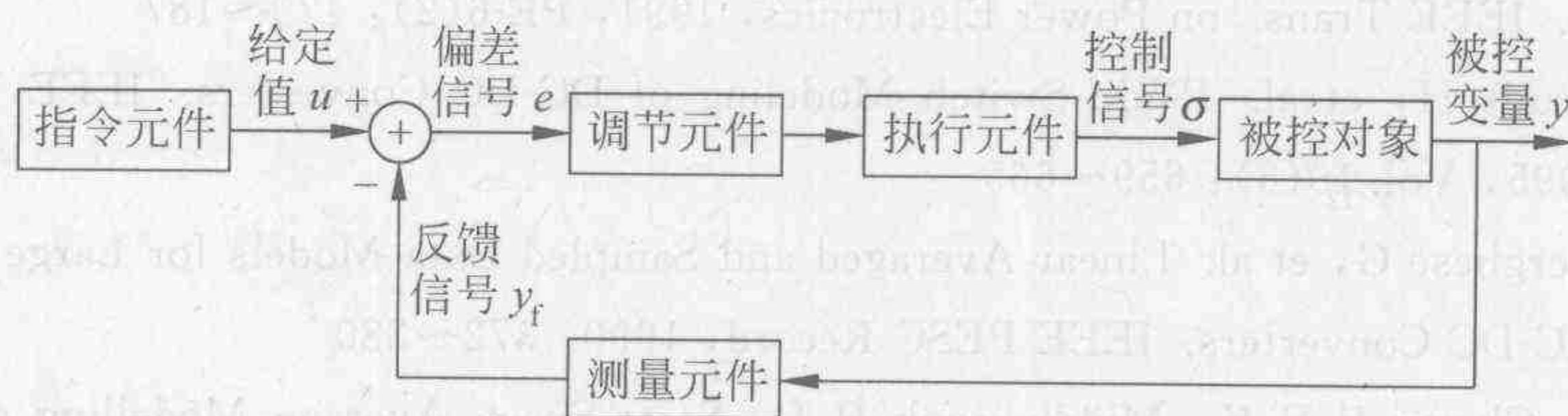


图 4-1 电力电子系统结构图

利用计算机仿真技术建立模型,通过仿真试验对所生成的各类信息进行识别、分析、传递、变换等一系列信息处理,就可以获得对系统动静态特性认识的新信息,而因此就可以去分析、研究利用该系统,或进一步改善该系统,利用精心设计的控制器来获得能满足性能指标要求的最优控制系统。

对电力电子系统进行的计算机仿真研究已得到广泛的应用,其中主要的应用范围包括:

- ① 预测系统的特性以及外界干扰的影响;
- ② 控制策略的确定,控制系统的分析、设计和综合;
- ③ 实施生产人员的模拟培训等工作。

4.1 电气元件的建模

在电力电子系统的仿真中,除了变流器的建模外,对电气元件,如电机、变压器、电阻、电容、电感、分布参数传输线等的建模均是仿真中必须解决的问题。下面将对其中较为复杂的变压器和电机的建模进行介绍。

4.1.1 变压器的建模

一个两绕组变压器结构如图 4-2(a)所示, L_{11} 为绕组 1 的自感, L_{22} 为绕组 2 的自感, L_{12} 为互感。此时电压电流关系为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

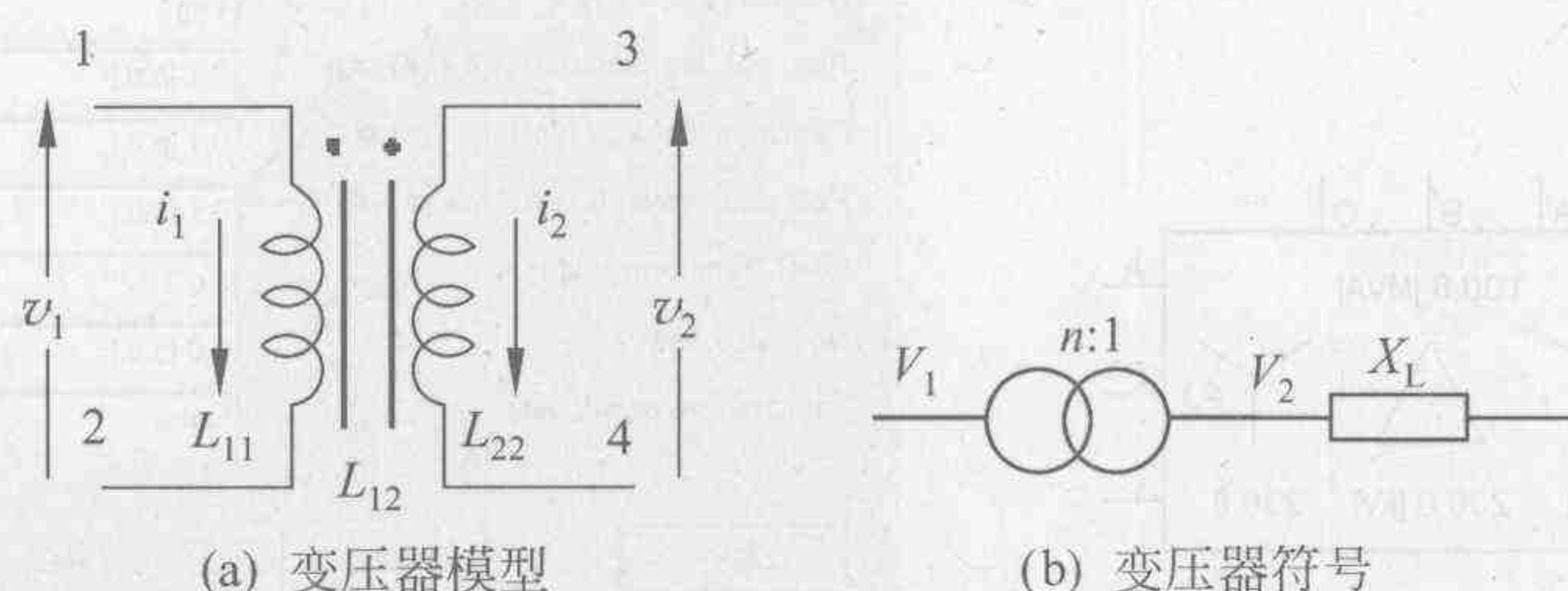


图 4-2 变压器模型及变压器符号

或用电压表示电流为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & -L_{12} \\ -L_{12} & L_{22} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

其中, $\Delta = L_{11} \cdot L_{22} - L_{12}^2$ 。定义 $K_{12} = L_{12} / \sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}$ 为耦合系数。当 $K_{12} = 1$ 时, 为理想耦合, 此时变压器两端电压之比等于绕组匝数之比 n 。式(4-1)可改写为

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ nV_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & nL_{12} \\ nL_{12} & n^2L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2/n \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

考虑线圈绕组的电阻, 得到如图 4-3 所示的变压器等效电路, 其中的参数可以从厂家提供的数据或标准测试数据中得到。

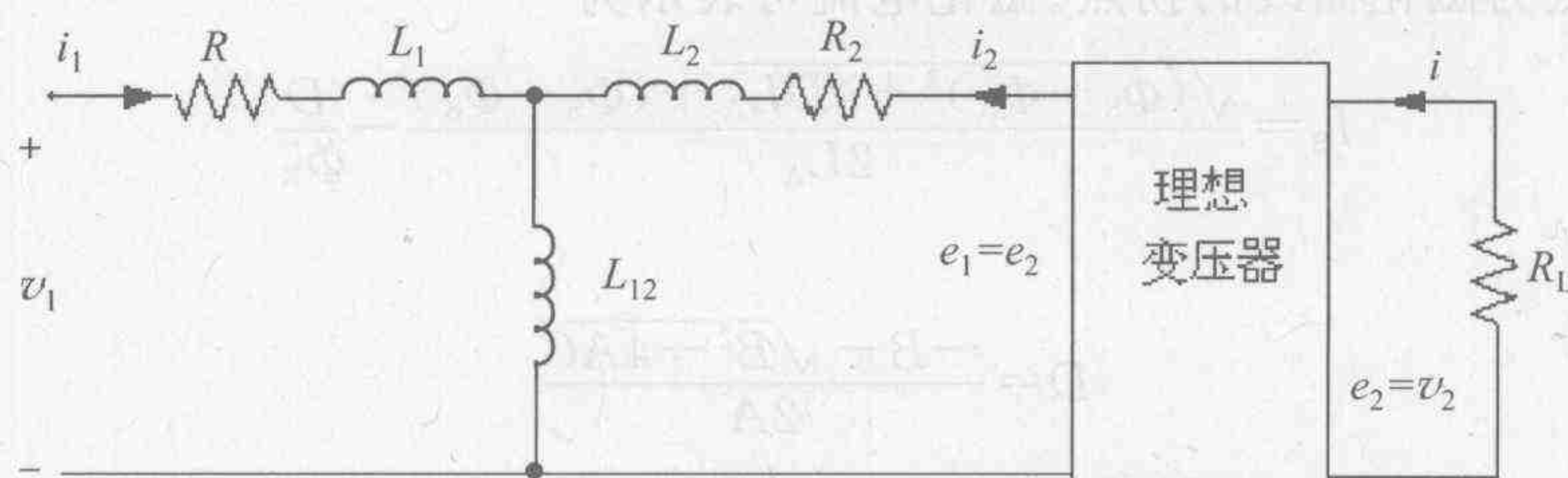


图 4-3 变压器等效电路

在稳态计算中变压器通常由一个变比函数和漏抗来描述。对于一个实际的三相变压器, 仿真中需要提供的参数除了变压器容量、电压等级、工作频率、连接方式等外, 还需提供各线圈的标么值短路阻抗, 以及是否是理想模型, 即磁化曲线是否线性和空载损耗。图 4-4 为 PSCAD 中三相三绕组变压器的模型和参数设置窗口。

当采用理想变压器模型时, 磁化回路和铁心损耗均没有在模型中反映出来, 所以在建模时需加以补充描述。一般可以在其中一个绕组, 最好是实际变压器中最接近铁心的绕组的两端并联一个电阻, 该电阻的阻值应近似可以产生所需的激磁电流。在许多情况下, 由于相对于变压器外部线路损耗而言, 即使忽略线圈和铁心损耗, 也不会对仿真结果产生很大

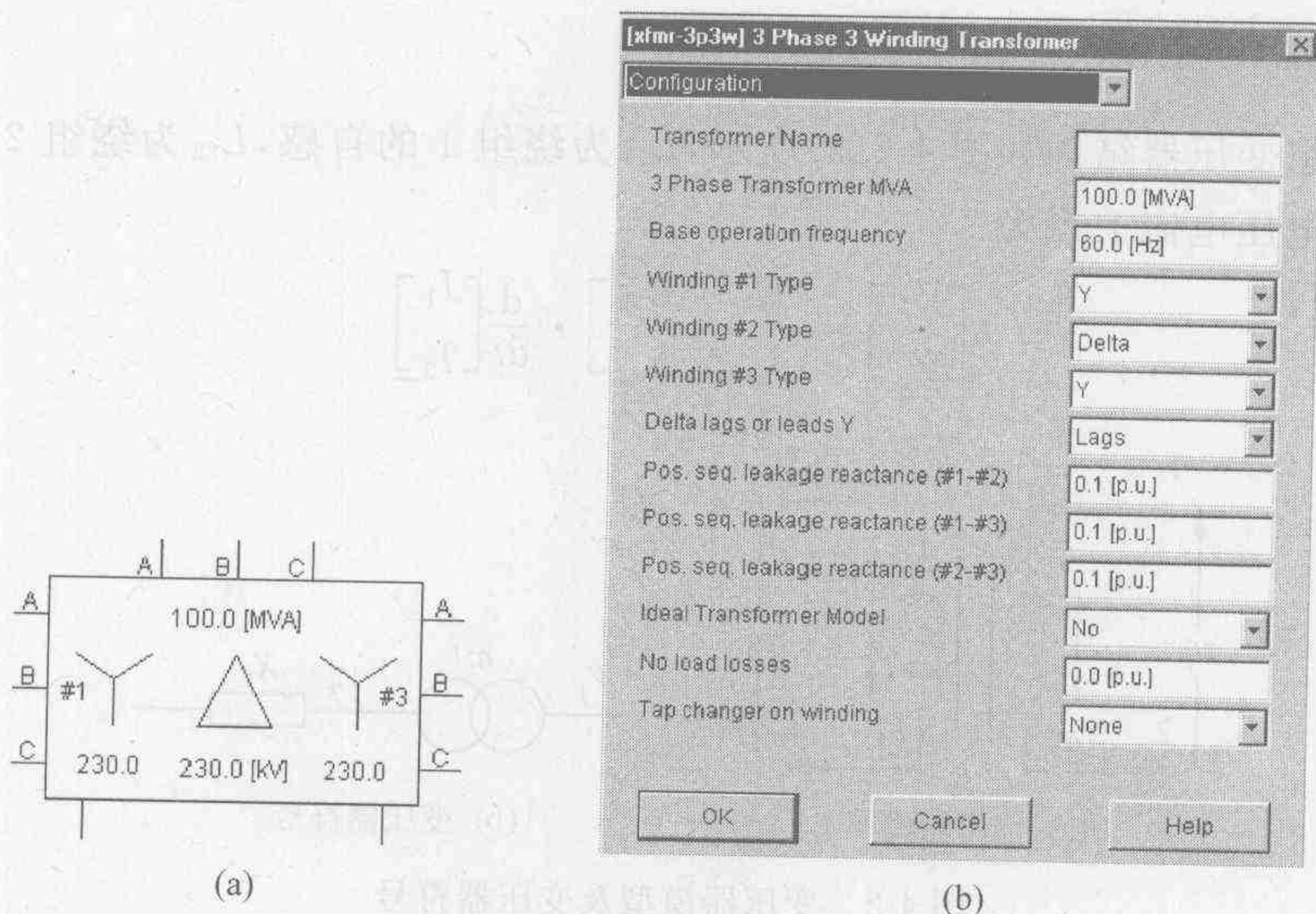


图 4-4 变压器模型和参数编辑视窗

影响。

EMTP 模型中采用电流源对变压器铁心的饱和特性进行仿真,避免了在计算中对子系统系数矩阵求逆。铁心的非线性磁化曲线如图 4-5 所示,图中 L_S 为一个铁心等效的非线性电抗,而变压器的磁通可以据下式给出:

$$\Phi_S(t) = L_S(t) \cdot I_S(t) \quad (4-4)$$

式中, $I_S(t)$ 为磁化电流, $L_S(t)$ 为等效非线性饱和电感。

空气隙电抗 L_A 为与磁通轴相交于 Φ_K 的直线,而 Φ_M 和 I_M 的交点为磁化曲线的拐点。磁化电流可表示为

$$I_S = \frac{\sqrt{(\Phi_S - \Phi_K)^2 + 4DL_A} + (\Phi_S - \Phi_K)}{2L_A} - \frac{D}{\Phi_K} \quad (4-5)$$

其中,

$$D = \frac{-B - \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

$$A = \frac{L_A}{\Phi_K^2}$$

$$B = \frac{L_A I_M - \Phi_M}{\Phi_K}$$

$$C = I_M(L_A I_M - \Phi_M + \Phi_K)$$

式中, L_A 为变压器空心电感,它与磁通轴的交点为 Φ_K ; Φ_M 和 I_M 为额定电压时励磁磁通和励磁电流的幅值;而磁通定义为绕组两端电压的函数

$$\Phi_S(t) = \int V_L(t) dt \quad (4-6)$$

通常厂家并不提供空心电感的值 L_A ,一般可以将 L_A 近似看做是漏抗的 2 倍,这样就可以对变压器建模。下面以 STATCOM 为例对上述模型的应用进行说明。

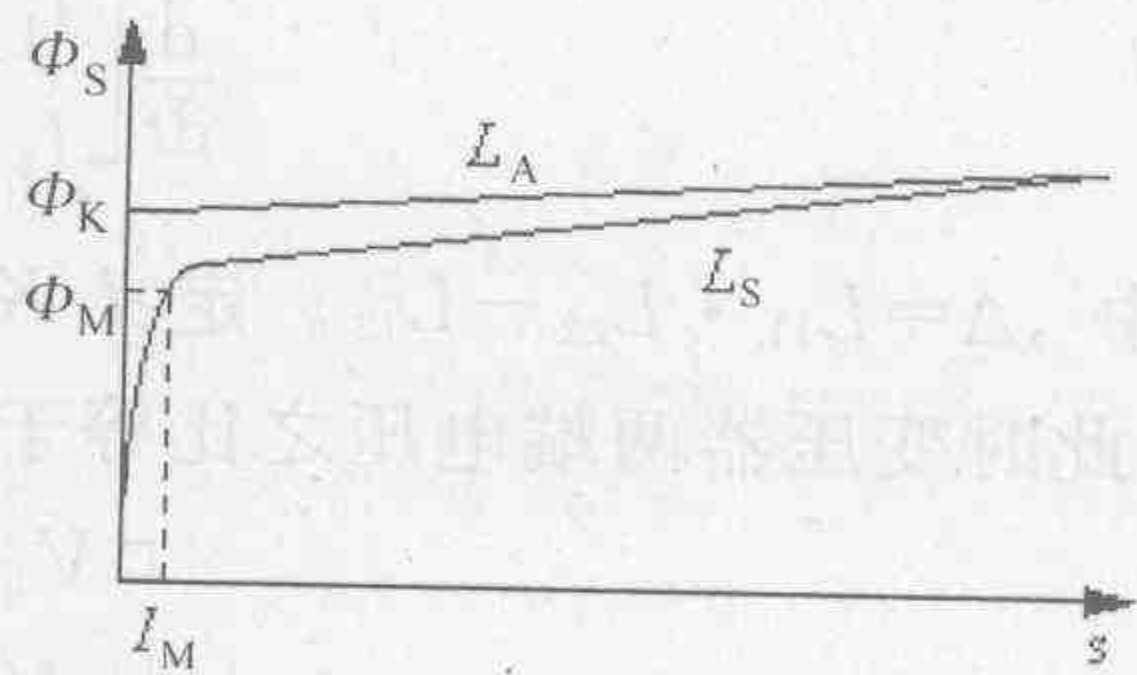


图 4-5 非线性磁化曲线

在大功率变流器(如 STATCOM 中)为了达到增大容量和抑制谐波的双重目的,通常采用由曲折变压器或如图 4-6 所示的 Y- Δ 连接形成多重化的结构,利用各个桥产生的方波的叠加来逼近正弦波。但在实际应用中发现,在运行中当因保护的目的是对开关器件的触发脉冲进行封锁时,变流器将经过反并二极管对直流电容充电。正常情况下电容将被充至略高于额定直流电压,对于开发的采用曲折变压器的 18 脉波 300 kvar STATCOM 而言,额定直流电压为 500 V。实际运行中却发现脉冲封锁时,直流电压会从额定的 500 V 升到 1500 V 以上,导致装置损坏。经分析,上述现象应当归结于变压器铁心磁化特性的非线性。为分析上述现象,依据式(4-5)给出的模型,利用 MATLAB 建立了曲折变压器模型,对变压器的开路电压,即感应电动势进行仿真。图 4-6 为在 24 脉波 STATCOM 中采用的变压器组模型,其次边开路时电压的仿真结果和测试结果如图 4-7 所示。两个结果的一致性说明上述模型为变压器特性的一个足够精确的描述,并且为我们深入研究解决脉冲封锁时直流电压的异常升高问题提供了一个有力的工具。

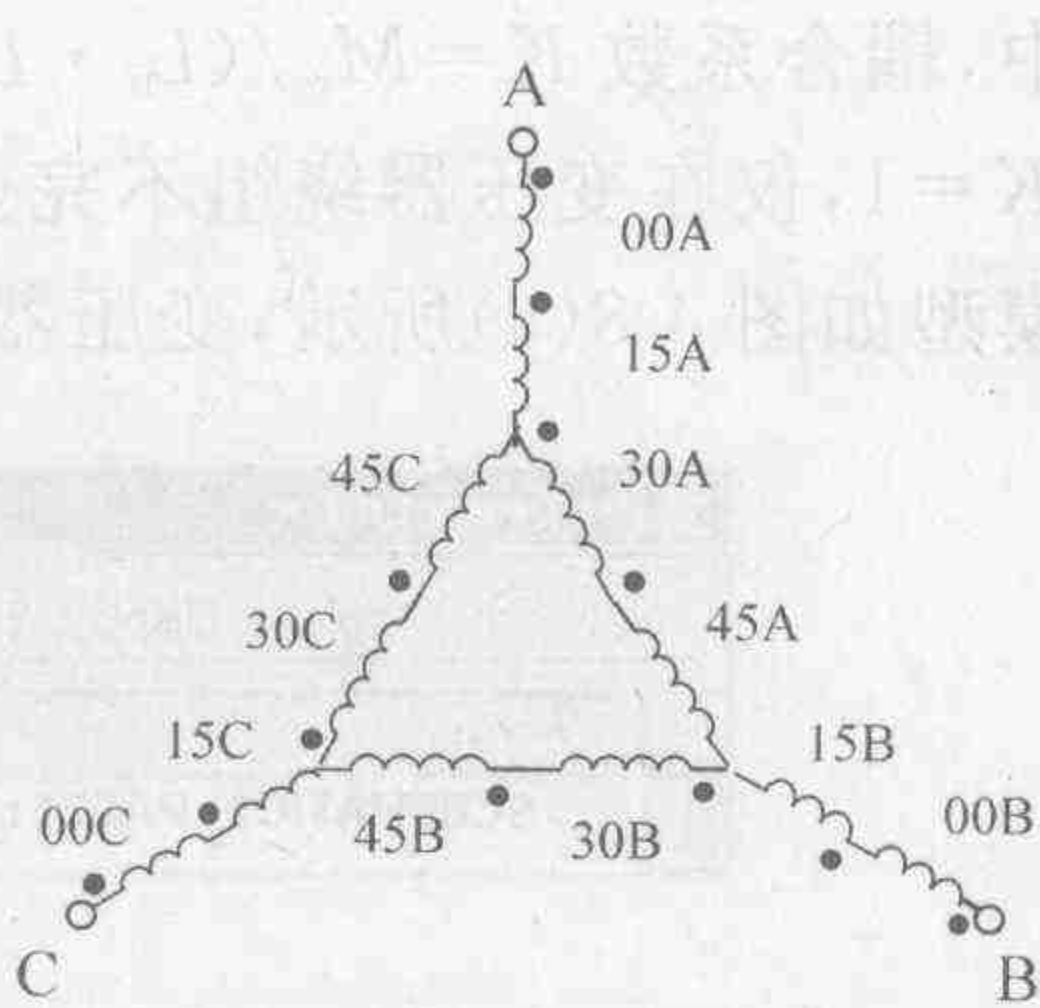


图 4-6 曲折变压器接线图

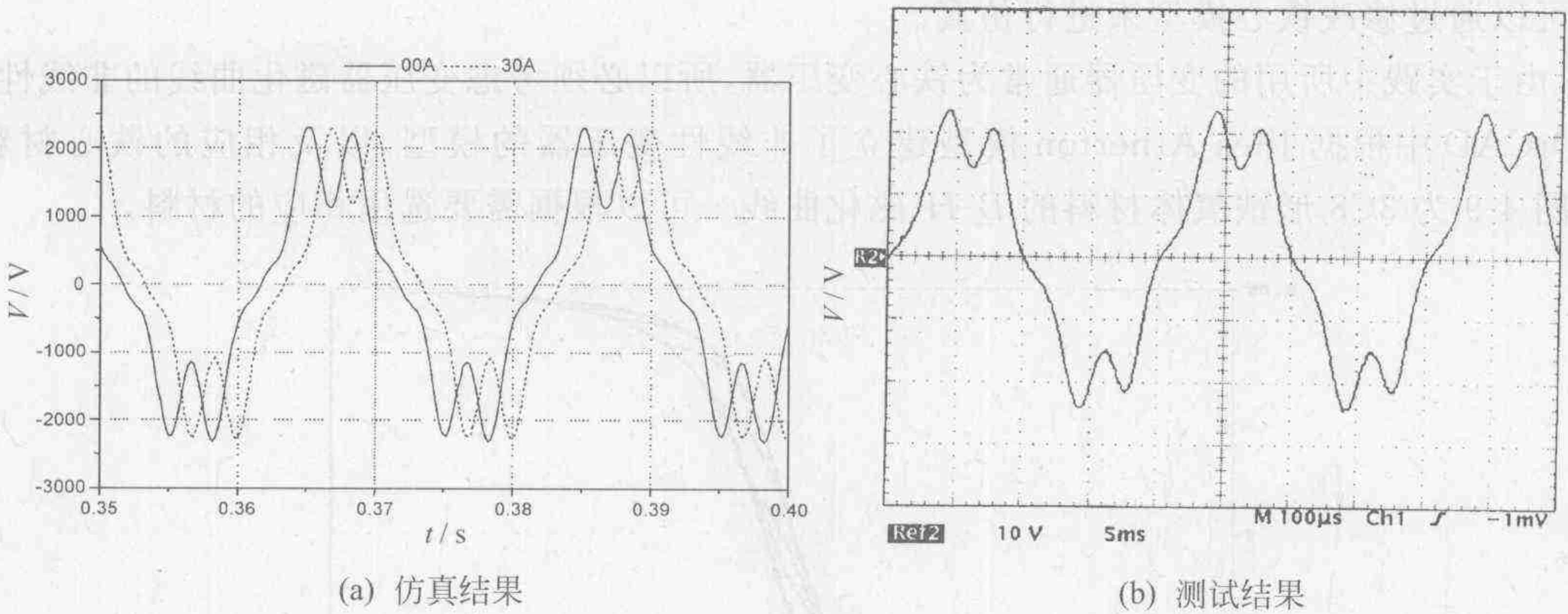


图 4-7 变压器次边电压波形

从波形可以看出,上述现象的出现是由于感应电动势中谐波叠加的结果。根据变压器的基本理论,假定励磁电流中的高次谐波分量没有通路,而维持正弦波,则由于铁心的非线性,励磁磁通和感应电动势的波形将产生畸变。因此在变流器直流电容两端并联一个电阻,在开关器件被关断时为高次谐波提供通路,从而有效地改善感应电压的波形。采用该方法后,原 300 kvar 装置曲折变压器次边的开路电压由 1680 V 降到 600 V,显然这是一个非常有效的方法。

在 OrCAD 中,根据小功率变流器的不同,需要建立不同复杂程度的变压器的模型。在其文本形式的程序中,典型的格式为

```
L1 1 0 10uH
L2 2 0 10uH
K12 L1 L2 1
```


其中,耦合系数 $K=M_{ij}/(L_i \cdot L_j)^{1/2}$,其值取在 $-1\sim1$ 之间。对于常规形式的变压器可以取 $K=1$,仅在变压器绕组不完全重叠时采用小于 1 的值。作为理想变压器代表的线性变压器模型如图 4-8(a)所示,变压器的绕组参数采用上面的电感值。

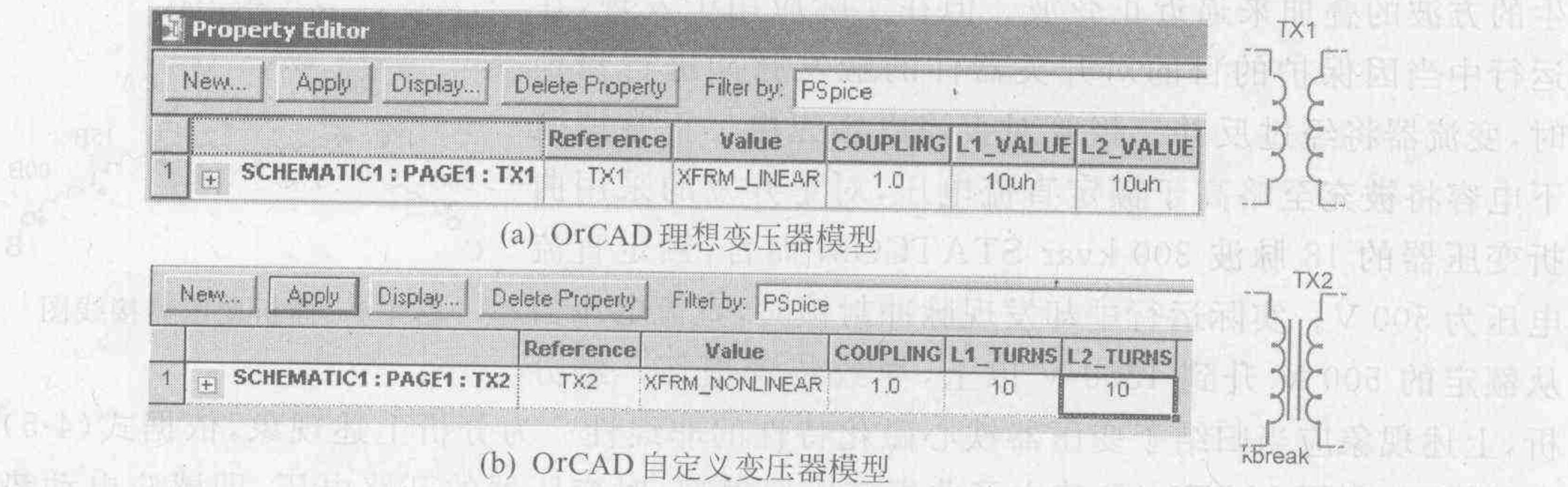


图 4-8 变压器模型

值得注意的是,当采用线性变压器模型时,绕组的参数是线圈的电感(value);当采用位于 Breakout(自定义模型库)中非线性变压器模型时,绕组的参数需要用圈数(turns)来描述,如图 4-8(b)所示。在 PSpice A/D Basic 中 Kbreak 仅包括线性模型,其铁心采用默认值,可以通过修改铁心模型来进行仿真。

由于实践中所用的变压器通常为铁心变压器,所以必须考虑变压器磁化曲线的非线性。在 OrCAD 中根据 Jiles-Atherton 模型建立了非线性变压器的模型,以及相应的铁心材料库,图 4-9 为 3C8 形铁氧体材料的 $B-H$ 磁化曲线。可以根据需要选用相应的材料。

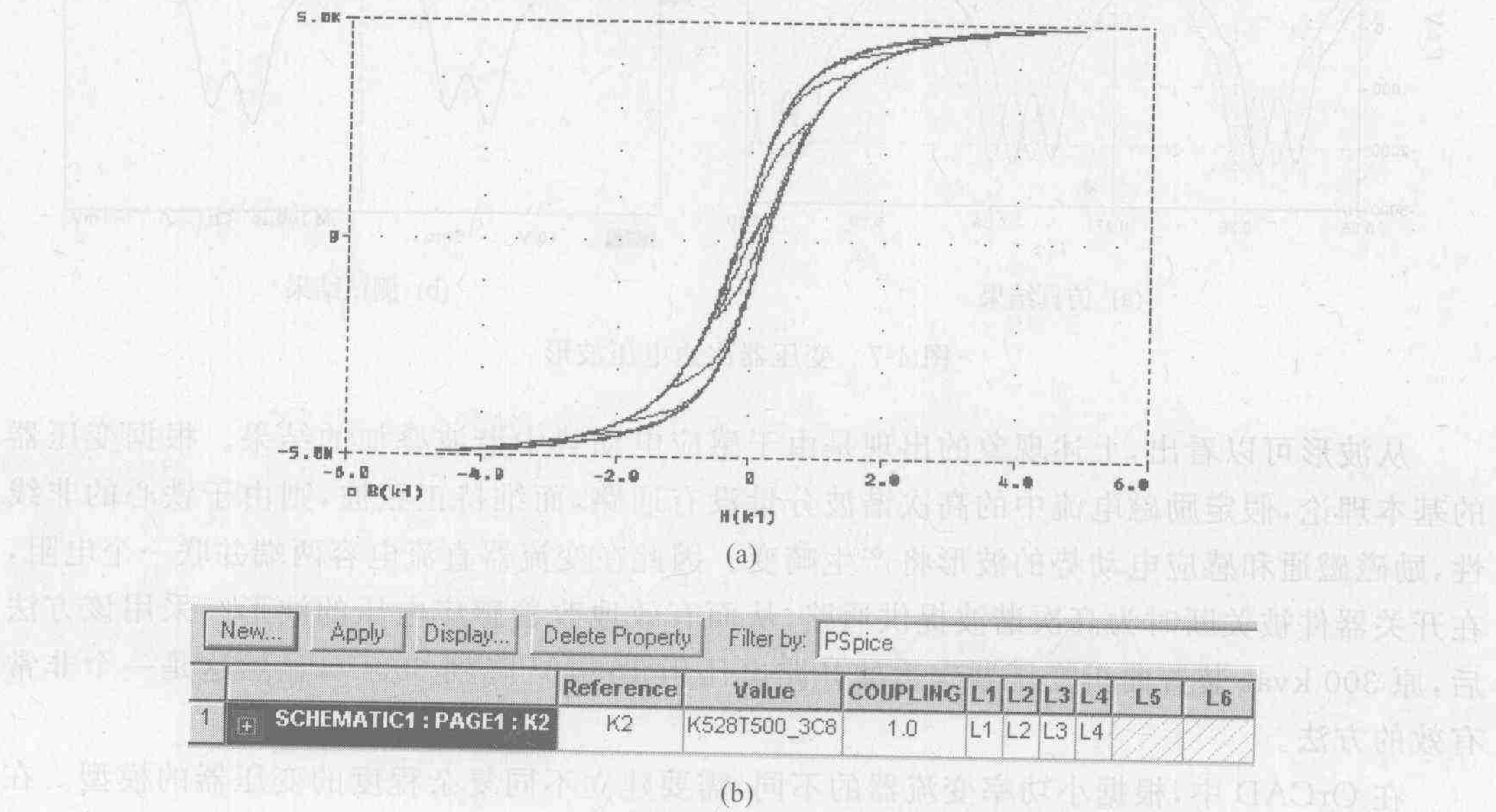


图 4-9 铁氧体磁化曲线和耦合变压器参数编辑视窗

图 4-10 为一个由电流源型 PWM 开关电源控制器 SG1846 构成的 5 V, 2.5 A 推挽输出开关电源的 OrCAD 仿真原理图。其中用 OrCAD 中的非线性铁心模型与电感模型建立

脉冲变压器模型,耦合电感的参数为绕组匝数,而铁心参数如前所示为互相耦合的绕组名。注意此时变压器的漏抗和绕组的有功损耗利用外接电感和电阻来模拟。

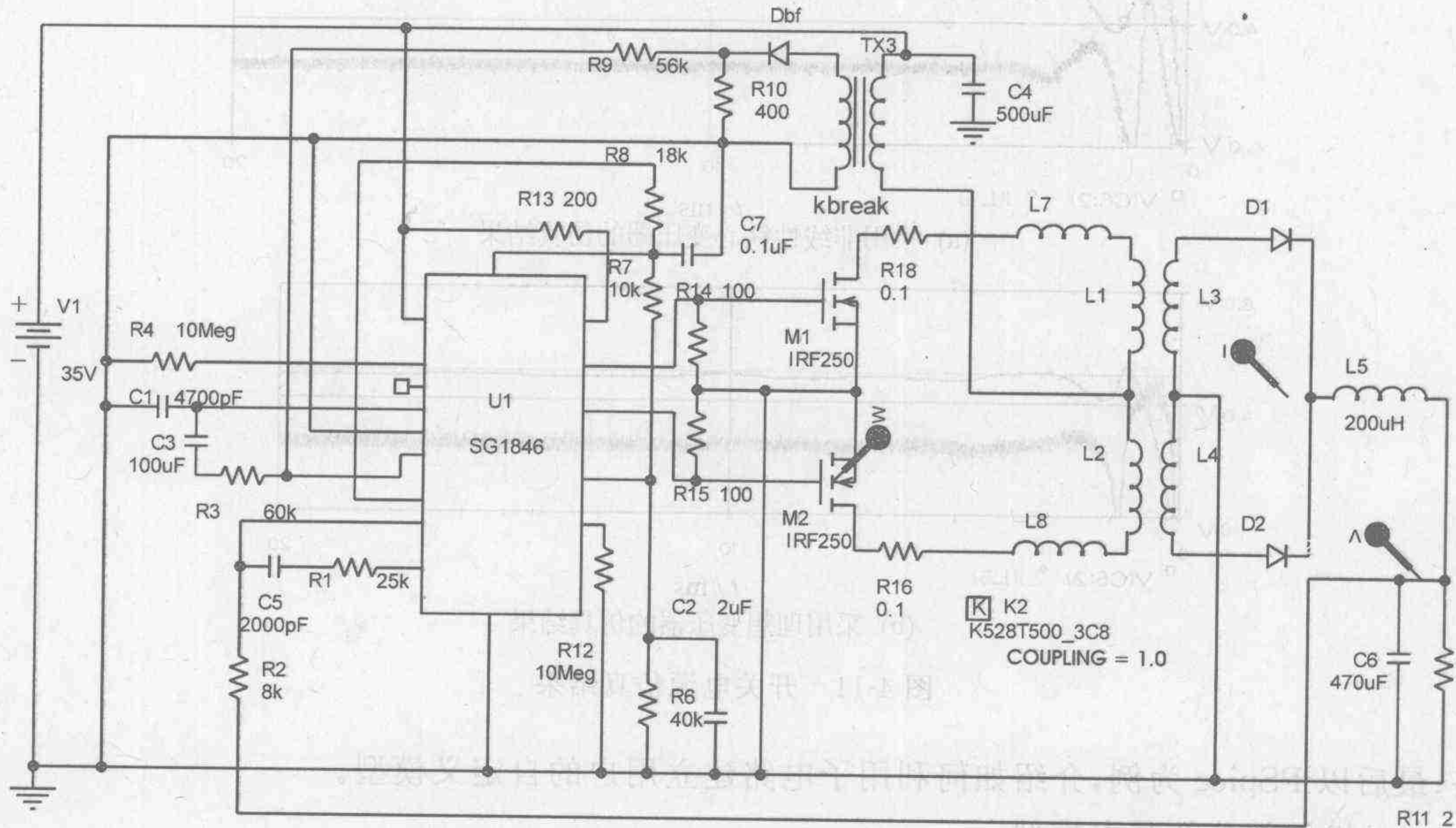


图 4-10 开关电源仿真原理图

电流采样变压器采用了可由用户自定义参数的专用模型 Kbreak,变比为 200:1。为了使仿真更接近实际,脉冲变压器的磁耦合部分 K2 采用 OrCAD 器件库 Magnetic.lib 中的磁性材料 3C8 磁芯,脉冲变压器的变比为 4:1,耦合系数为 1。铁心参数为

(.model K528T500_3C8 CORE

Ms(饱和磁化强度)=415.2 k

A(形状参数)=44.82

C(磁畴壁的挠曲参数)=0.4112

K(磁畴壁的鞘连常数)=25.74

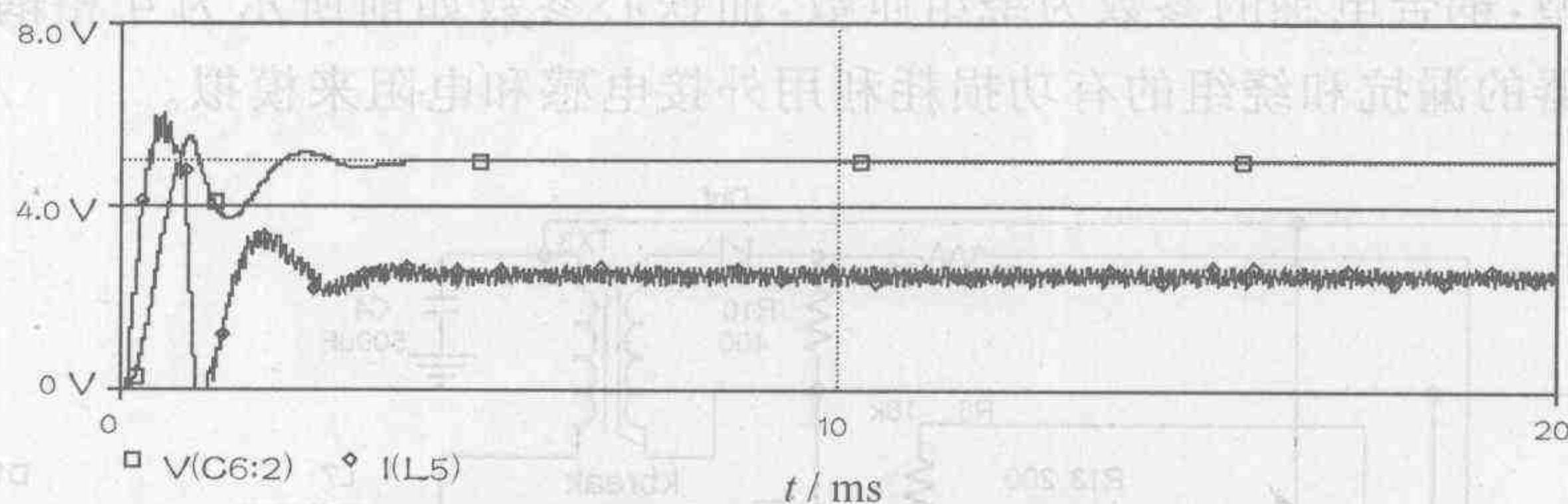
AREA(平均磁芯有效截面积)=1.17

PATH(平均磁路长度)=8.49)

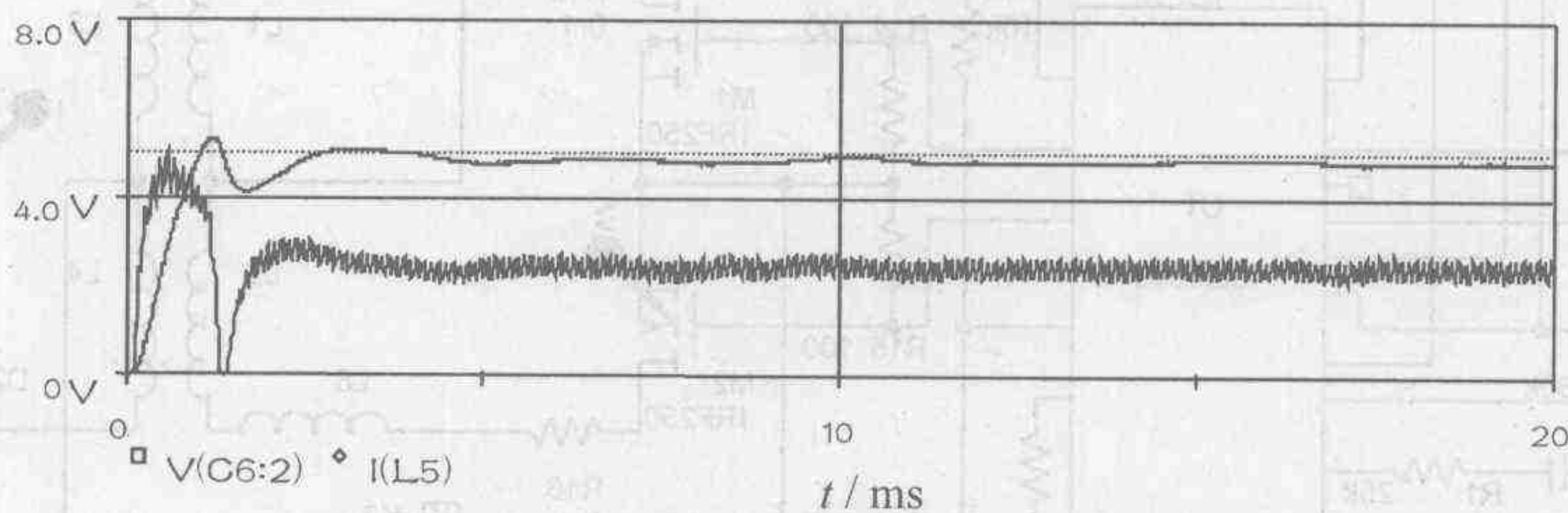
开关电源电路的仿真结果如图 4-11 所示,采用理想变压器的系统的仿真结果如图 4-11(b)所示,和采用非线性铁心变压器的仿真结果(见图 4-11(a))略有差别。但仿真 20 ms 动态过程的时间由后者的 197 s 降到 118.4 s,节约 1/3 的时间,所以在对响应的细部不十分关心的情况下,可以考虑采用理想变压器模型进行仿真。

4.1.2 电机模型

电机模型,通常均根据电机的一般理论用状态变量方法建模。定子和转子通常采用 $dq0$ 变换转换为两相模型。常用的电机模型包括同步发电机模型和异步电动机模型两种。由于模型较为复杂,这里均不进行详细介绍,而仅是从实用角度出发,以 MATLAB 中 SimPowerSystems 软件包为例,介绍在一些通用软件中如何利用电机方程建模的主要思



(a) 采用非线性铁心变压器的仿真结果



(b) 采用理想变压器的仿真结果

图 4-11 开关电源仿真结果

路;最后以 PSpice 为例,介绍如何利用子电路建立用户的自定义模型。

1. 机械部分的基本模型

同步电机的机械模型是采用系统稳定性研究中所谓单质量块模型,它以速度的增量而不是速度作为变量:

$$\Delta\omega(t) = \frac{1}{2H} \int_0^t (T_m - T_e) dt - K_d \Delta\omega(t) \quad (4-7)$$

$$\omega(t) = \Delta\omega(t) + \omega_0$$

式中, H 为旋转的汽(水)轮机——发电机组质量块的惯性常数; $\Delta\omega$ 为速度增量; ω_0 为运行速度(p. u.); ω 为转子机械转速; K_d 为粘滞和空气摩擦阻尼系数; T_m 为输入的机械转矩; T_e 为发电机电磁转矩。

图 4-12 为 MATLAB 中给出的电机机械部分模型的框图。

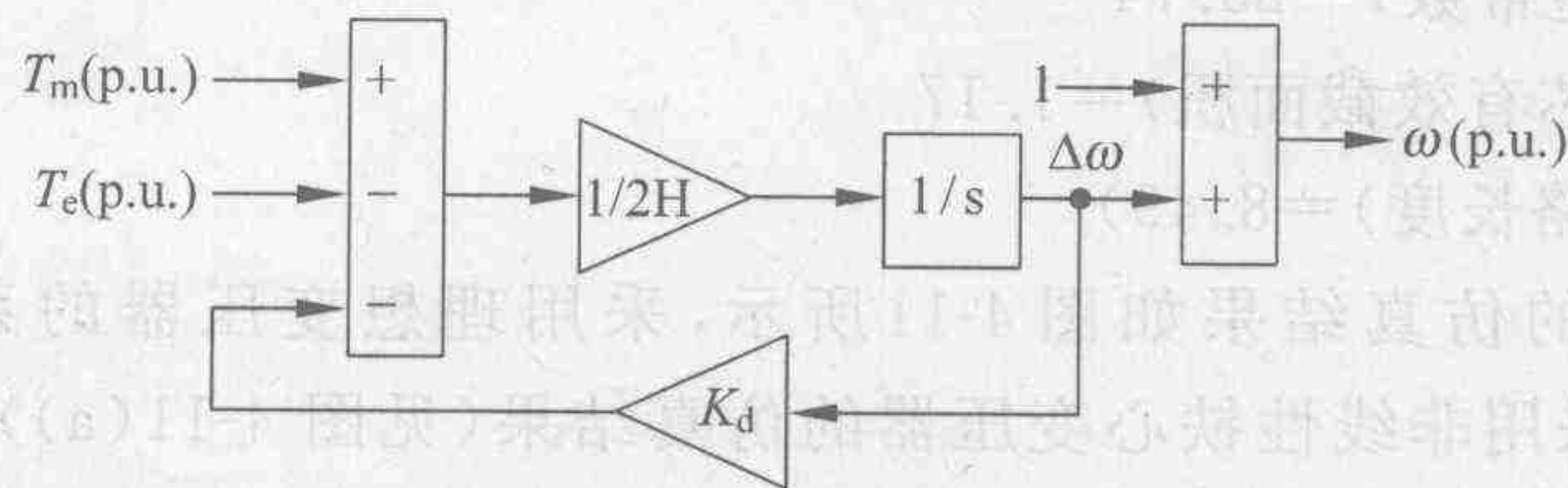


图 4-12 MATLAB 电机模型的机械部分

在有些暂态研究中,发电机速度变化很小,所以其机械部分的作用可以忽略不计,比如模拟几个周波的短路电流就属于此类情况。此时上述机械方程中转速的增量 $\Delta\omega$ 为常数,而转子位置 δ 可以简单地计算为 $\delta(t) = \delta(0) + \omega_0 t$ 。

2. 电气部分的基本方程

不论是在稳态计算还是在暂态计算中,电机的电气部分都被模拟为一个在阻抗后的电压源,其不同处在于:稳态计算时,连接电抗和电压源构成能在网络求解中得到所需电压和

电流的等效电源；而暂态计算时电压源为次暂态电抗 X_q'' 后的瞬时电压源，并且其值在计算中不断被更新。

在 MATLAB 的 SimPowerSystems 中，同步电机的电气部分用一个包括阻尼绕组影响的 6 阶状态方程——同步电机基本方程来描述。

经过派克变换得到的电压平衡方程为

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_R \varphi_q$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_R \varphi_d$$

$$V_{fd}' = R_{fd}' i_{fd}' + \frac{d}{dt} \varphi_{fd}'$$

$$V_{kd}' = R_{kd}' i_{kd}' + \frac{d}{dt} \varphi_{kd}'$$

$$V_{kq1}' = R_{kq1}' i_{kq1}' + \frac{d}{dt} \varphi_{kq1}'$$

$$V_{kq2}' = R_{kq2}' i_{kq2}' + \frac{d}{dt} \varphi_{kq2}'$$

磁链方程为

$$\varphi_d = L_d i_d + L_{md} (i_{fd}' + i_{kd}')$$

$$\varphi_q = L_q i_q + L_{mq} i_{kq}'$$

$$\varphi_{fd}' = L_{fd}' i_{fd}' + L_{md} (i_d + i_{kd}')$$

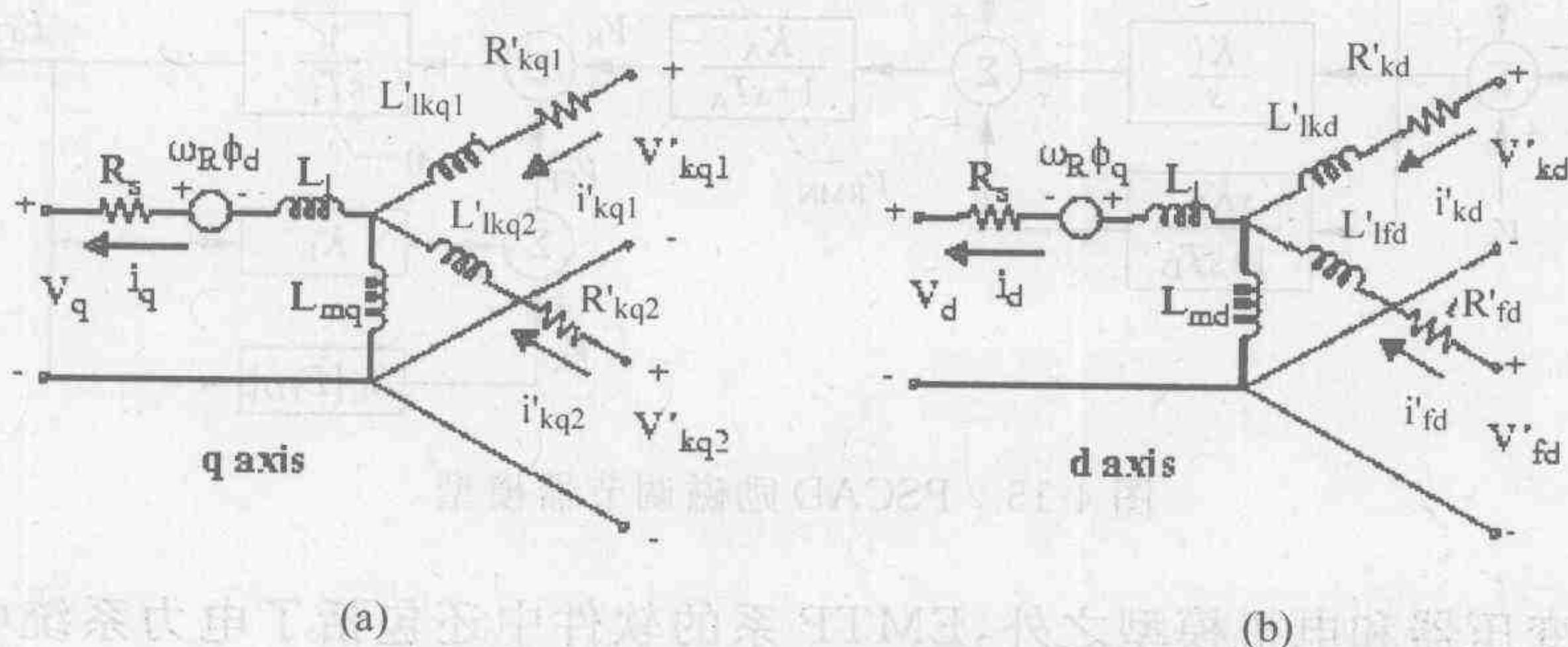
$$\varphi_{kd}' = L_{kd}' i_{kd}' + L_{md} (i_d + i_{fd}')$$

$$\varphi_{kq1}' = L_{kq1}' i_{kq1}' + L_{mq} i_q$$

$$\varphi_{kq2}' = L_{kq2}' i_{kq2}' + L_{mq} i_q$$

其中，下标 d 和 q 分别表示 d 轴和 q 轴分量； R 和 s 分别表示转子和定子分量； l 和 m 分别表示漏抗和激磁电抗； f 和 k 分别表示激磁绕组和阻尼绕组分量。

对应的交轴和直轴模型分别如图 4-13(a) 和图 4-13(b) 所示。



(a) (b)

图 4-13 MATLAB 电机模型的电气部分

由此得到的同步发电机模型如图 4-14 中左侧阴影部所示；图 4-14 右侧则为同步发电机的编辑视窗，模型参数既可以采用标么值(p. u.)，也可以采用国际标准单位(SI)。

在 EMTP 等软件中为了方便用户，还提供了电力系统分析中常用的原动机(水轮机和汽轮机、调速器、励磁调节器等)模型，可以直接连接组成模块进行仿真。图 4-15 为 PSCAD

中采用晶闸管整流器的励磁调节器模型,其中, K_A 和 T_A 分别为电压调节器的增益和时间常数; K_E 和 T_E 分别为励磁机的增益和时间常数; E_{FD} 为励磁机输出电压; V_R 为电压调节器输出电压; V_S 为系统镇定器的输入信号; V_X 为成正比于励磁器饱和度的信号; V_{FE} 为成正比于励磁电流的信号;整流器用比例环节表示。

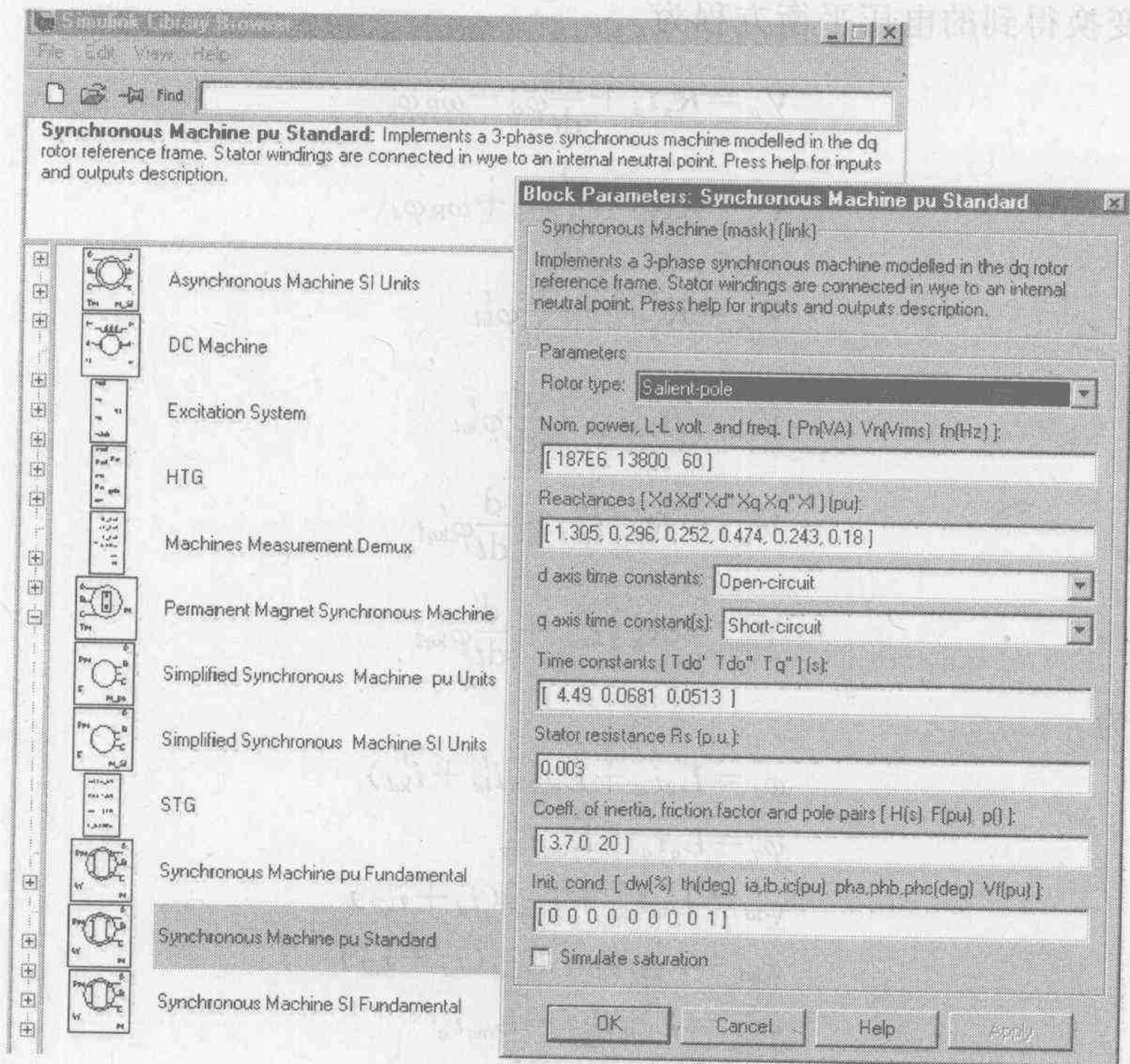


图 4-14 同步电机参数编辑视窗

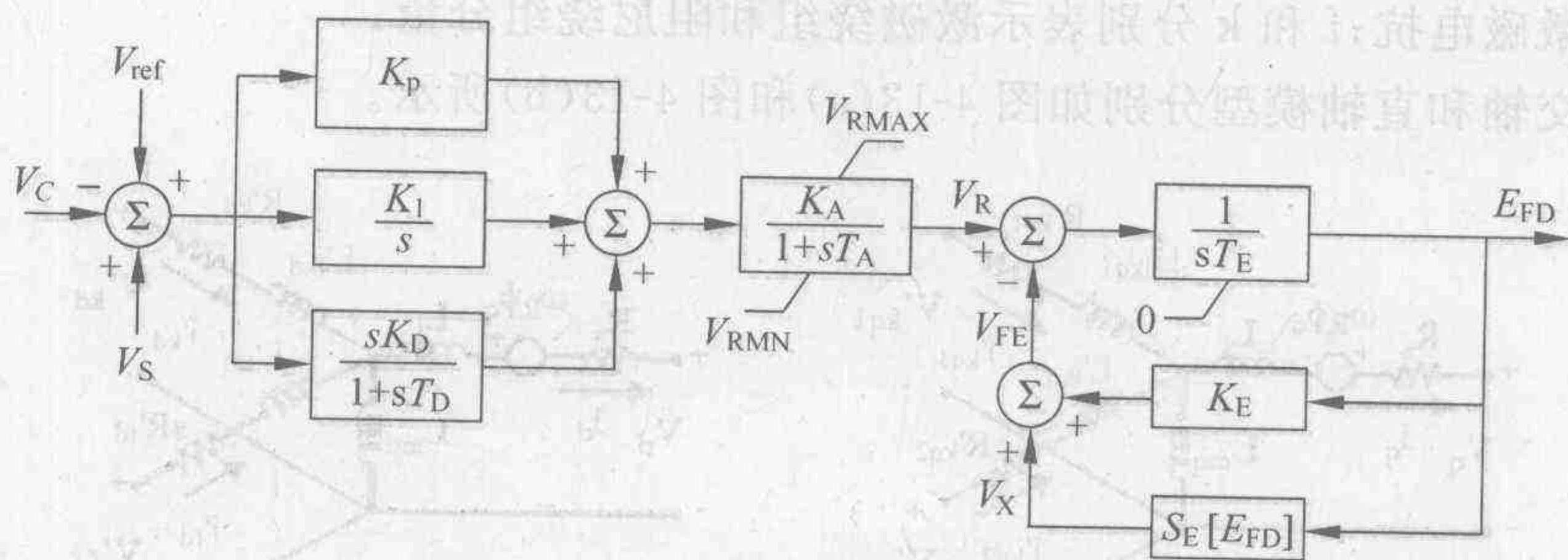


图 4-15 PSCAD 励磁调节器模型

除了上述变压器和电机模型之外,EMTP 系的软件中还包括了电力系统中常用的输电线、开关、避雷器等各种集中和分布参数元器件的模型,从而为电气工程技术和研究人员分析系统问题提供了十分方便的工具。

3. 用户自定义模型

前面曾提到对于 PSpice 之类的软件而言,由于没有内建的电机模型,为了对包括电机传动、FACTS 控制器之类的系统进行仿真,用户只能通过子电路等形式来建立用户自己的

机电模型。以异步电动机传动为例,实践中通常利用“派克”变换建立其两相电机模型。首先根据三相或二相变换方程式

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

利用模拟行为模型 ABMn 建立三相静止 A,B,C 坐标系到两相 dq 坐标系的变换模块,如图 4-16 所示,变换前后的电压如图 4-17 所示。

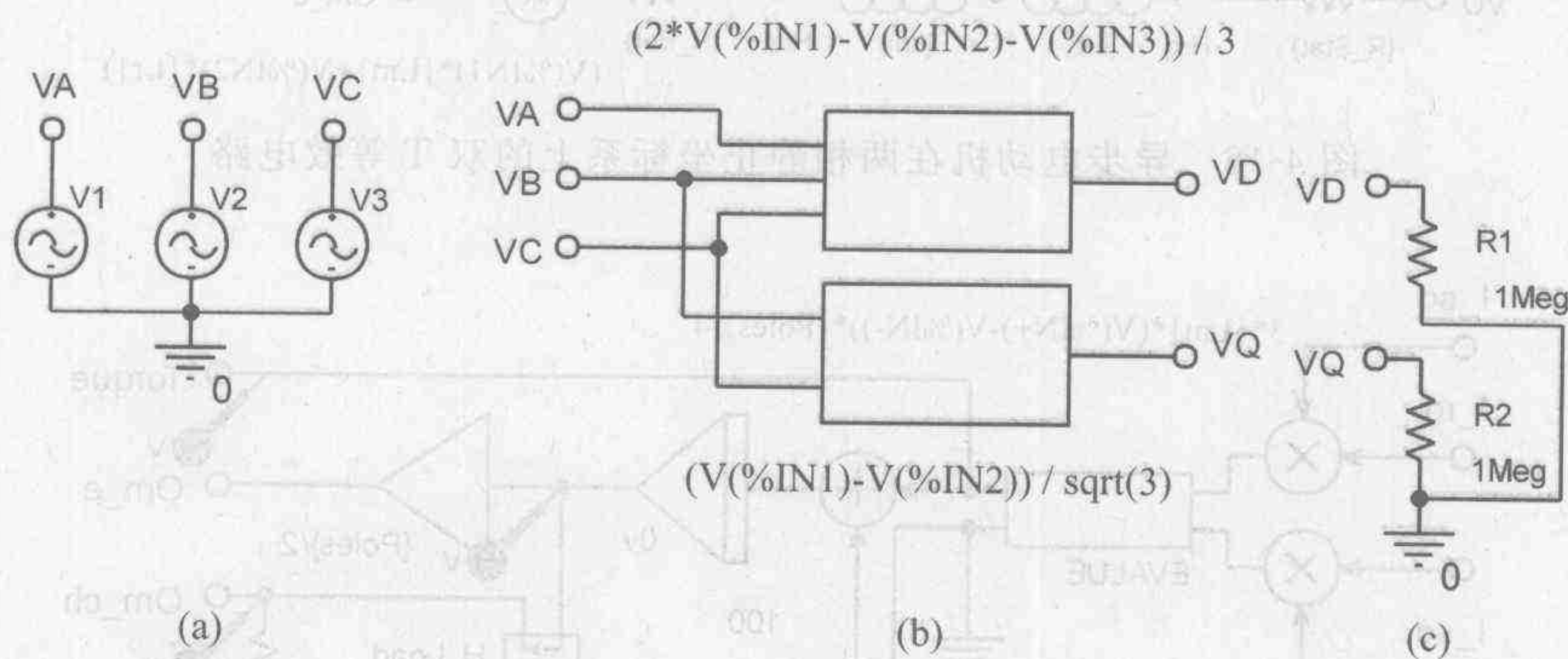


图 4-16 坐标变换模块

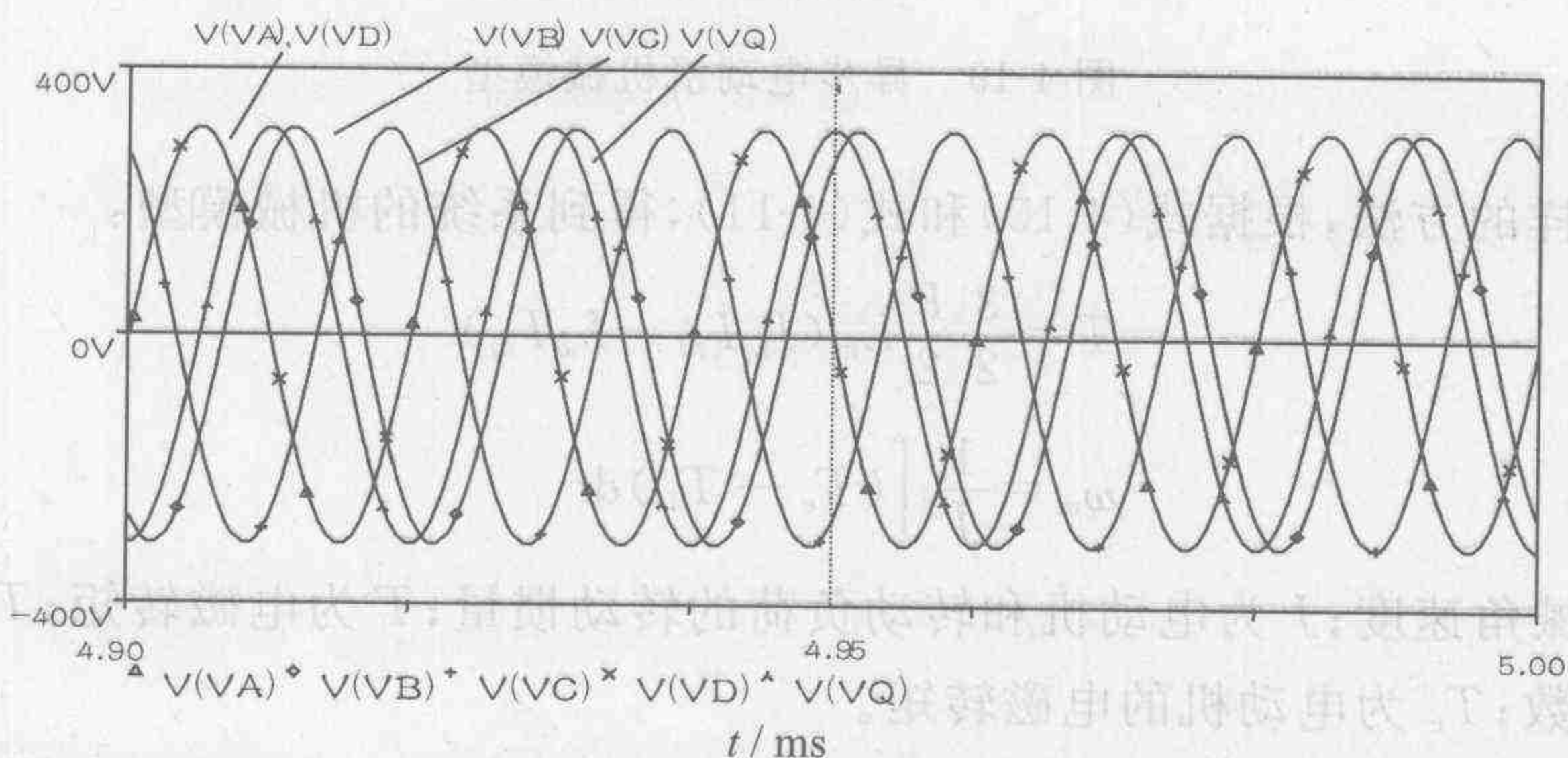


图 4-17 坐标变换模块变换前后的电压

然后根据两相电机电气方程(4-9)建立相应的双 T 等效电路(见图 4-18)。

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\text{stat}} + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_{\text{stat}} + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_e L_m & p_{\text{rot}} + pL_r & \omega_e L_r \\ -\omega_e L_m & pL_m & -\omega_e L_r & R_{\text{rot}} + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

式中, $p = d/dt$; ω_e 为电源角频率; V_d 为图中的 VD; V_q 为图中的 VQ; R_{stat} 为图中的 R_{stat} ; R_{rot} 为图中的 R_{rot} ; L_s 为图中的 L_{sl} ; L_r 为图中的 L_{rl} ; L_m 为图中的 L_m ; I_{sd} 为图中的 I_{sd} ; I_{sq} 为图中的 I_{sq} ; I_{rd} 为图中的 I_{rd} ; I_{rq} 为图中的 I_{rq} 。

据此将图 4-16(b)和图 4-18 所示的子电路相连就可以得到异步电动机的电气模型,如图 4-19 所示。如果希望得到标准的三相输出信号,则可以利用图 4-16(b)的框图再实现所需的反变换,从而完成异步电动机的仿真模型。

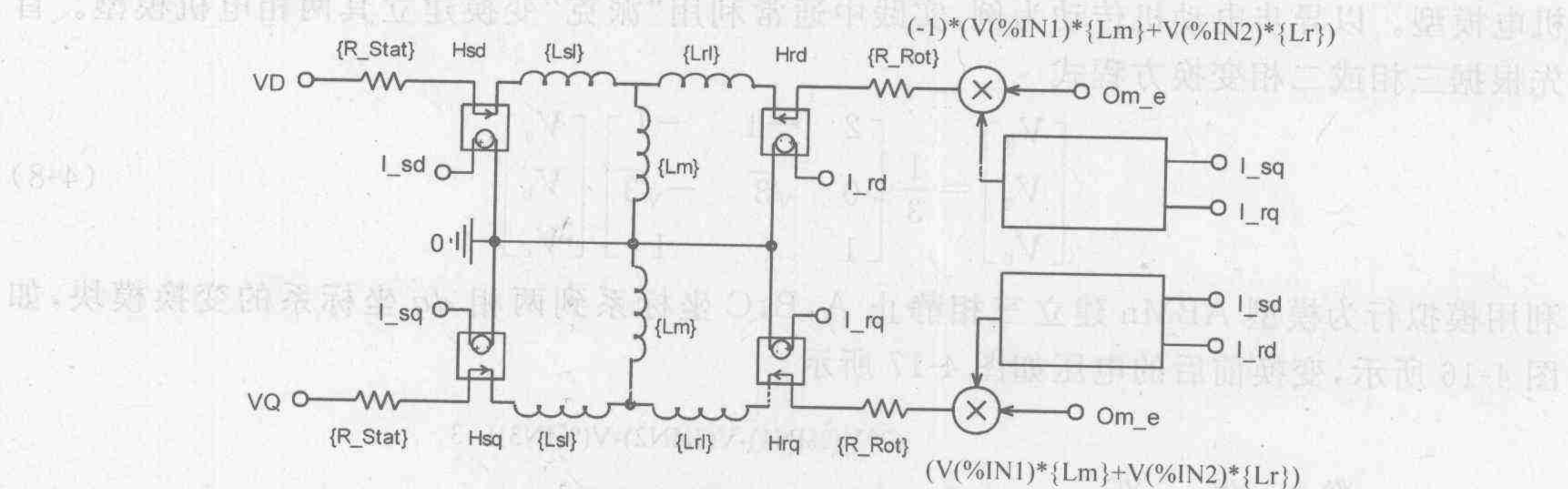


图 4-18 异步电动机在两相静止坐标系上的双 T 等效电路

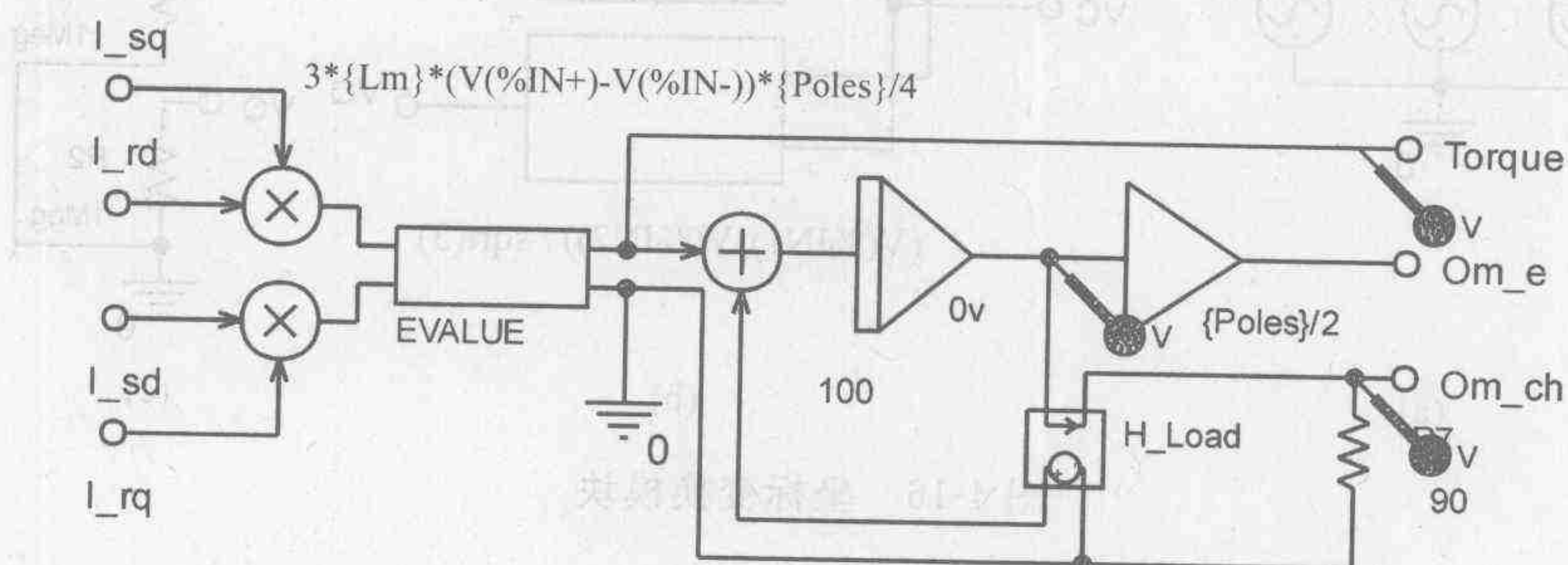


图 4-19 异步电动机机械模型

可以用同样的方法,根据式(4-10)和式(4-11),得到系统的机械模型:

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_m (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (4-10)$$

$$\omega_m = \frac{1}{J} \int (T_e - T_L) dt \quad (4-11)$$

式中, ω_m 为机械角速度; J 为电动机和转动负荷的转动惯量; T 为电磁转矩; T_L 为阻力矩; P 为电动机的极数; T_e 为电动机的电磁转矩。

模型中为了便于讨论,用电阻上的电压模拟机械角速度 ω_m ,而流过电阻的电流来模拟阻力矩 T_L ,据此可以利用 PSpice 对异步电动机进行仿真。

尽管上述例子表明,可以成功地利用子电路模型对包括电机在内的各种系统进行仿真,但是建模的过程比较复杂,同时也容易出错,所以采用具有诸如 EMTP, Simplorer, MATLAB 等具有内建的电机模型的仿真软件对上述系统进行仿真应当是一个更好的选择。

4.2 变流器简化模型

第3章中详细地讨论了电力电子装置的建模和仿真问题,显然上述模型均可以用于电力电子系统的仿真设计中。但在实际中存在一类采用电力电子技术的复杂大系统,如由多台电力电子装置和相应的变压器、发电机、电动机、输电线路、各种静止负荷等构成的电力系统。如果对所有器件均用详细模型或理想开关模型进行描述,势必造成仿真电路过于庞大

和复杂,相应地描述系统的微分方程阶数过高,以致难以进行仿真或造成仿真工作量过大。为了简化分析,实践中对于包括电力电子器件的装置模型多采用简化的方法,也即在对电力电子装置进行建模时,抓住其主要特征,尽可能正确地模拟那些对于运行状态影响较大的因素,而忽略一些次要因素,以达到分析的目的。应当指出,简化方法虽然有助于对系统的过渡过程进行仿真,但也会带来一定的误差,所以根据研究的问题,适当选择简化模型是应用的关键。下面以典型的变流装置为例介绍几种常用的简化建模方法。

4.2.1 时延模型

在分析电力电子装置,特别是分析由半控器件构成的装置时,当负荷的时间常数远大于开关时间常数时,由开关过程引起的输出信号在一个周期中的脉动完全可以忽略不计,所以可以用装置在开关周期中的平均特性来代替。此时该装置对系统响应的影响将集中体现在触发控制对装置响应的时延特性的影响上,或说控制延时。

对于由普通晶闸管构成的装置,一旦某个晶闸管触发导通,装置将失去对该器件的控制,直至该器件自然关断,或另一个晶闸管具备导通条件为止,也即控制上存在死区。这通常可用一个延迟环节来描述,即晶闸管装置的传递函数为

$$W(S)=Ke^{-T_kS}$$
 (4-12)

式中, $K=\frac{u_{dc}}{u_{con}}$ 为电力电子装置的增益,其中 u_{con} 为输入的反馈信号; $T_k=\frac{1}{2mf}$ 为平均时间常数, m 为相数, f 为电源频率。

一个典型的应用体现在美国电气和电子工程师协会 IEEE 推荐的 SVC 模型中。所谓 SVC 是如图 4-20 所示的并联型静止无功补偿器,它通常包括 TSC 和 TCR 两部分。TSC 为晶闸管投切电容器(也可以采用固定电容器,FC),用以提供一个可调的(或固定的)容性电流;TCR 为晶闸管控制的电抗器,通过控制晶闸管导通时间的长短调节流经电抗 L 的感性电流 i_L ,从而改变流入整个装置的无功电流的有效值 $i_Q=i_L-i_c$,即改变了 SVC 装置的等效并联电抗。

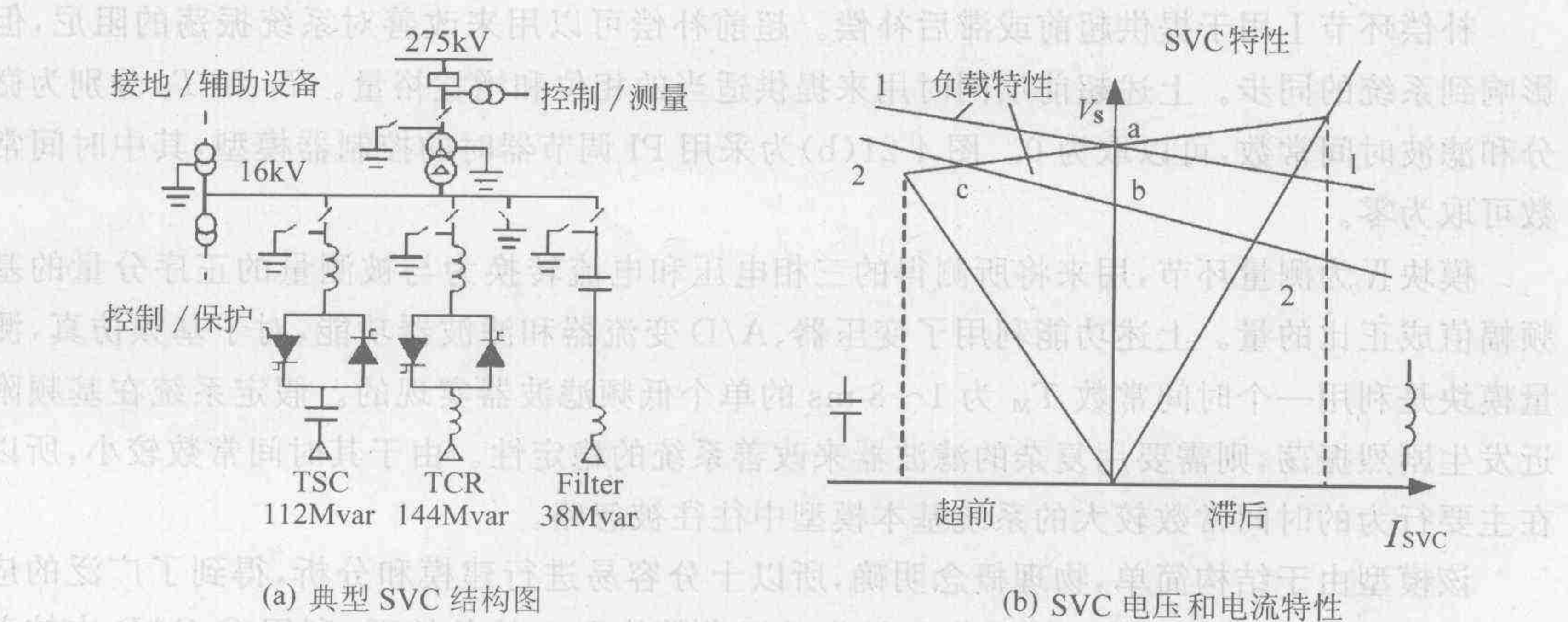


图 4-20 SVC 单元结构图和电压/电流特性

在对 SVC 动态性能进行分析时,由于涉及的系统往往十分复杂和巨大,若采用详细模型,则对应的状态方程阶数很高,计算十分困难或需要大量机时,故实践中往往对模型进行简化。注意到当使用 SVC 时,主要关心的是其基频特性,因为 SVC 本身以及系统产生的谐波主要被并联的滤波器吸收,所以只需建立其基频模型。IEEE 推荐并被电力系统暂态稳定分析程序广泛采用的 SVC 小扰动简化模型如图 4-21 所示。

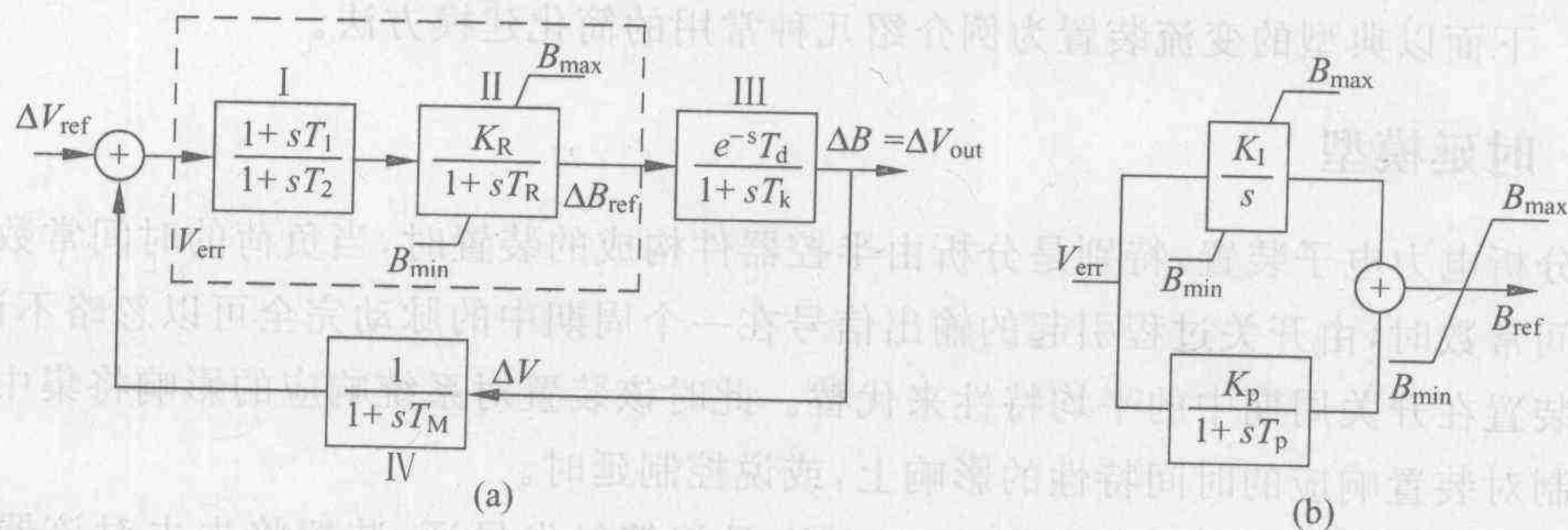


图 4-21 SVC 小扰动模型

图 4-21 中模块 III 为国际电网会议 CIGRE 推荐的包括晶闸管触发延时的晶闸管可调电纳模型,其中, T_d 表示晶闸管触发信号的传输延时,通常取 1 ms; T_k 为晶闸管阀触发信号系列的控制延时,由于通常采用三相 6 脉波或 12 脉波变流器,故该值通常取 3~6 ms。图 4-21(a)所示的模型近似描述了装置的控制系统和在对晶闸管进行触发时的物理限制。由 SVC 小扰动模型可以看到,随着 SVC 接入的电力系统短路容量的变化, SVC 的控制性能可能会影响到系统的稳定性。在实际应用中,由于稳定分析程序的带宽限制,上述晶闸管可调电纳模型往往被忽略。应当指出的是,在实际系统中,晶闸管控制角和输出电纳之间的非线性关系通常是通过一个线性化函数来校正的,但由于基频模型中没有包括触发角,所以模型中没有对线性化函数进行模拟。

模块 II 为采用常规电压调节器(AVR)的模型。其中 K_R 为设定的 SVC 工作斜率的倒数。在斜率为 5% 时, $K_R = 20$ p. u.; 斜率为 1% 时, $K_R = 100$ p. u.。时间常数 T_R 取 20~150 ms。

补偿环节 I 用于提供超前或滞后补偿。超前补偿可以用来改善对系统振荡的阻尼,但影响到系统的同步。上述超前项同时用来提供适当的相位和增益裕量。 T_1 和 T_2 分别为微分和滤波时间常数,可以取为 0。图 4-21(b)为采用 PI 调节器时的控制器模型,其中时间常数可取为零。

模块 IV 为测量环节,用来将所测得的三相电压和电流转换为与被测量的正序分量的基频幅值成正比的量。上述功能利用了变压器、A/D 变流器和滤波器功能,对于基频仿真,测量模块是利用一个时间常数 T_M 为 1~8 ms 的单个低频滤波器实现的。假定系统在基频附近发生剧烈振荡,则需要用复杂的滤波器来改善系统的稳定性。由于其时间常数较小,所以在主要行为的时间常数较大的系统基本模型中往往被忽略。

该模型由于结构简单,物理概念明确,所以十分容易进行建模和分析,得到了广泛的应用。图 4-22 为在补偿环节 I 的微分和积分时间常数均取 0 的条件下,利用 OrCAD 中拉普拉斯变换模块建立的用于分析 SVC 性能与系统基频戴维南阻抗 Z_{th} (即当用 SVC 容量作为基值时,系统短路容量的标么值的倒数)关系的简化电路。其中,因 SVC 的斜率为 3%,故

相应的增益 $K_R = 33.3$; 滤波时间常数 T_R 为 100 ms; $T_d = 1.4$ ms; $T_k = 4.17$ ms; $T_M = 3$ ms。在输入扰动信号为 $\Delta V_{\text{ref}} = \frac{1+K_R}{K_R}$ 的条件下, 分别取系统的短路容量为 SVC 容量的 100, 50, 20, 10, 5, 2 和 1 倍进行仿真, 仿真结果如图 4-23(a)、(b)所示。

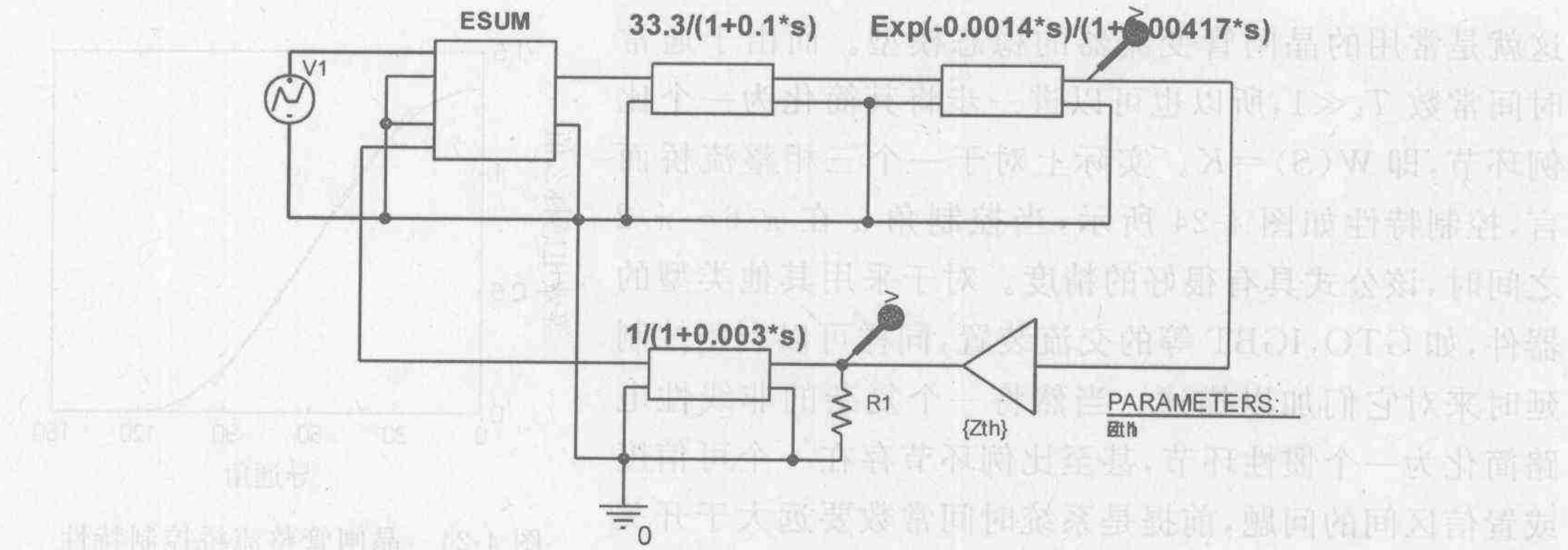
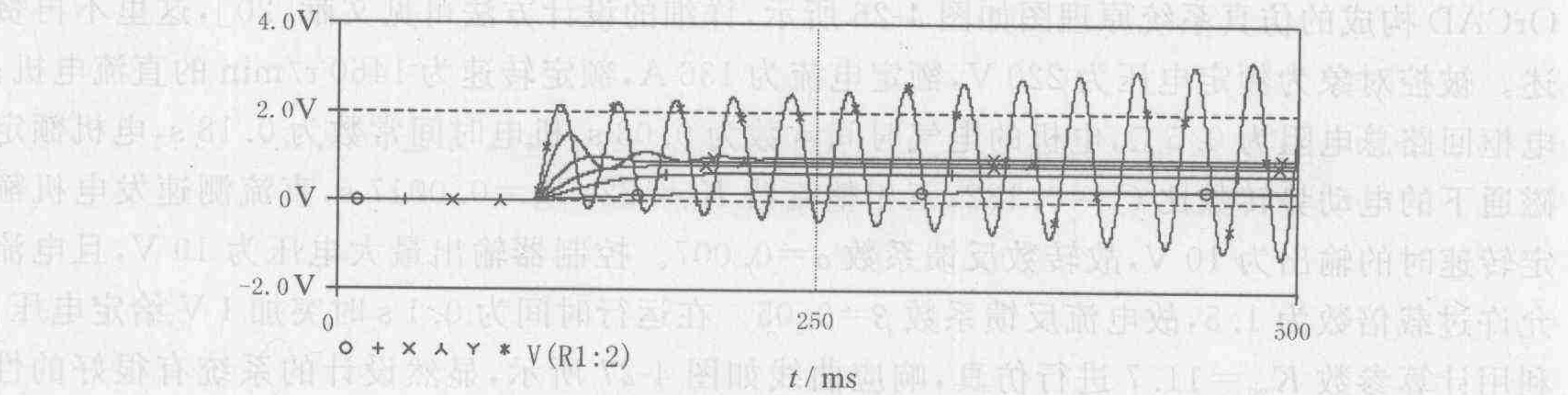
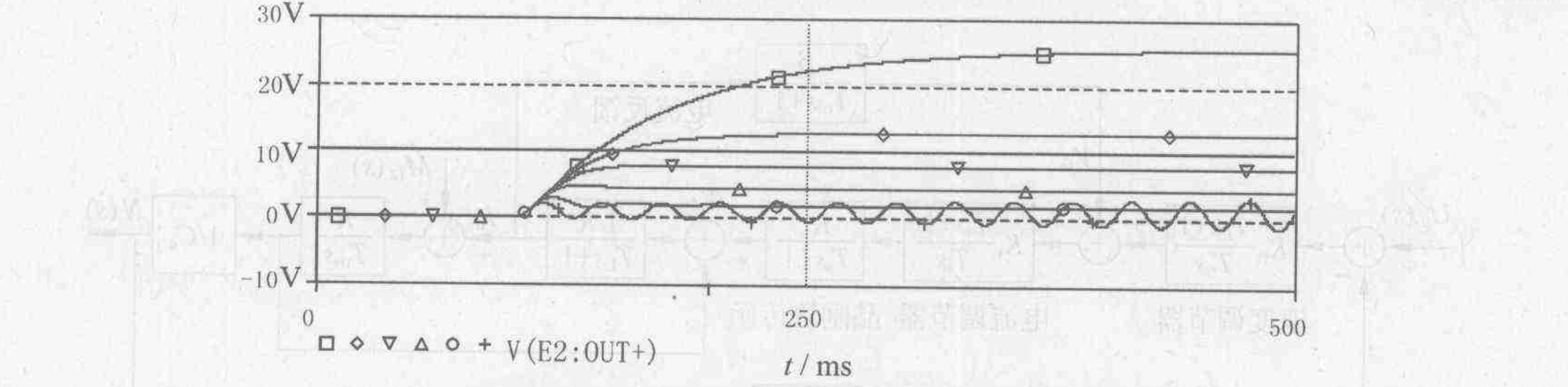


图 4-22 OrCAD 软件 SVC 小扰动模型仿真原理框图



(a) SVC 输出电压扰动和系统短路容量的关系



(b) SVC 输出电纳变化与系统小扰动模型的短路容量的关系

图 4-23 OrCAD 软件 SVC 小扰动模型的仿真结果

从仿真结果可以看出, 随着系统短路容量的减小, 系统的稳定性逐渐降低, 当系统短路容量和 SVC 容量相等时(弱系统), 系统电压出现了明显的振荡现象。上述方法可以在仿真中对各参数对 SVC 控制系统的稳定性及响应时间的影响进行粗略的估计, 所以被大量地应用于 SVC 系统的初步设计中。应当指出, 当希望最终设计的 SVC 有很快速的响应时, 需要采用详细模型以进行更精确的计算。

由于延时函数的计算较为困难, 所以工程中常利用指数函数的展开式 $e^{T_k s} = 1 + T_k s +$

$\frac{1}{2!}(T_k S)^2 + \dots$ 求解。由于 T_k 比系统时间常数小得多,所以可以利用线性近似将式(4-12)改写为

$$W(S) = \frac{K}{1 + T_k S} \quad (4-13)$$

这就是常用的晶闸管变流器的稳态模型。而由于通常时间常数 $T_k \ll 1$,所以也可以进一步将其简化为一个比例环节,即 $W(S) = K$ 。实际上对于一个三相整流桥而言,控制特性如图 4-24 所示,当控制角 α 在 $\pi/6 \sim \pi/2$ 之间时,该公式具有很好的精度。对于采用其他类型的器件,如 GTO,IGBT 等的交流装置,同样可以利用控制延时来对它们加以描述。当然将一个复杂的非线性电路简化为一个惯性环节,甚至比例环节存在一个可信度或置信区间的问题,前提是系统时间常数要远大于开关周期。

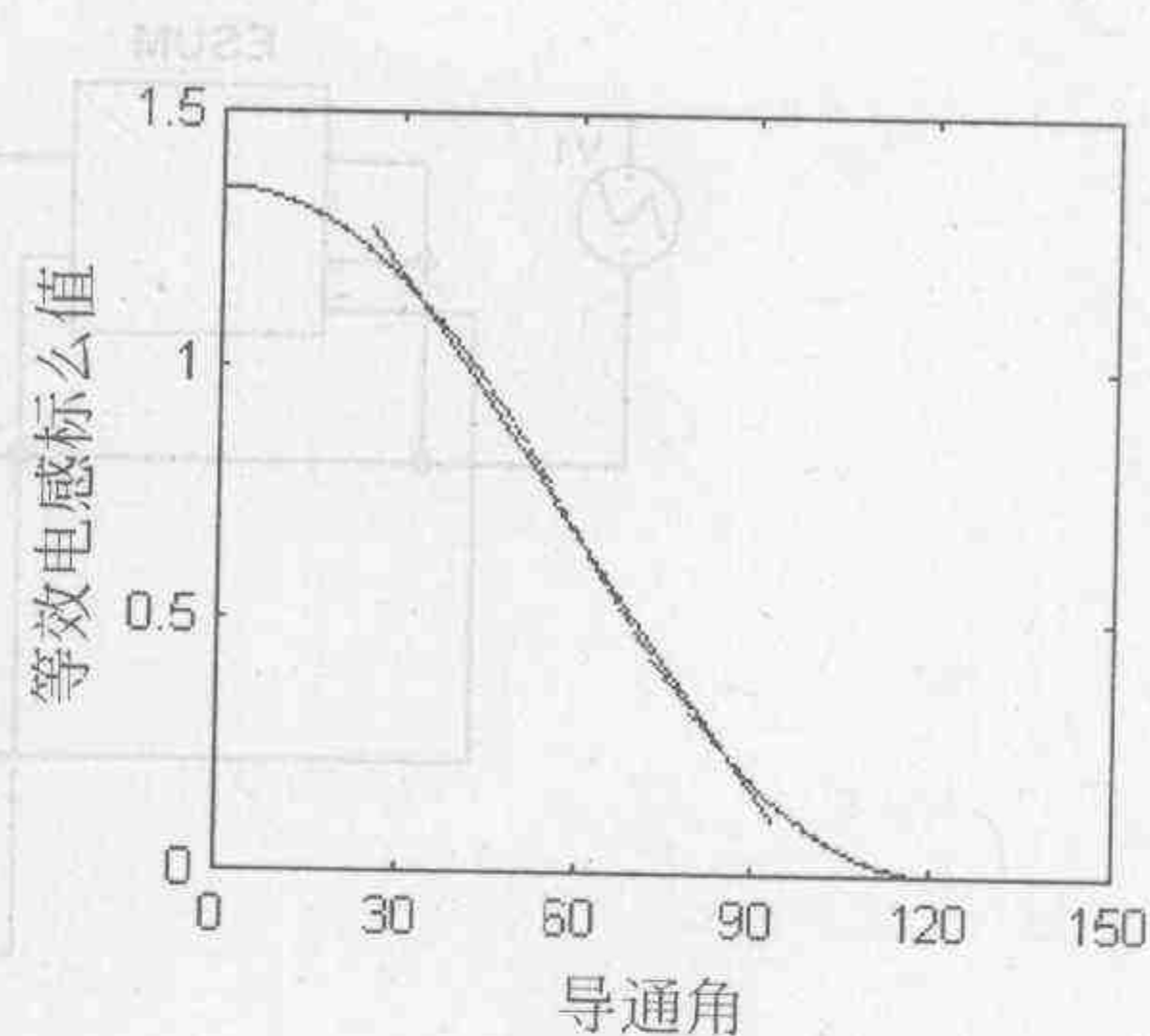


图 4-24 晶闸管整流桥控制特性

图 4-25 为采用工程设计方法设计的双闭环直流调速系统的结构图,相应的利用 OrCAD 构成的仿真系统原理图如图 4-26 所示,详细的设计方法可见文献[20],这里不再赘述。被控对象为额定电压为 220 V,额定电流为 136 A,额定转速为 1460 r/min 的直流电机;电枢回路总电阻为 0.5 Ω ,电机的电气时间常数为 0.03 s,机电时间常数为 0.18 s,电机额定磁通下的电动势转数比 $C_e = 0.132$;三相整流器 $K_s = 22$, $T_s = 0.0017$ s,直流测速发电机额定转速时的输出为 10 V,故转数反馈系数 $\alpha = 0.007$ 。控制器输出最大电压为 10 V,且电流允许过载倍数为 1.5,故电流反馈系数 $\beta = 0.05$ 。在运行时间为 0.1 s 时突加 1 V 给定电压,利用计算参数 $K_{vo} = 11.7$ 进行仿真,响应曲线如图 4-27 所示,显然设计的系统有很好的性能指标。

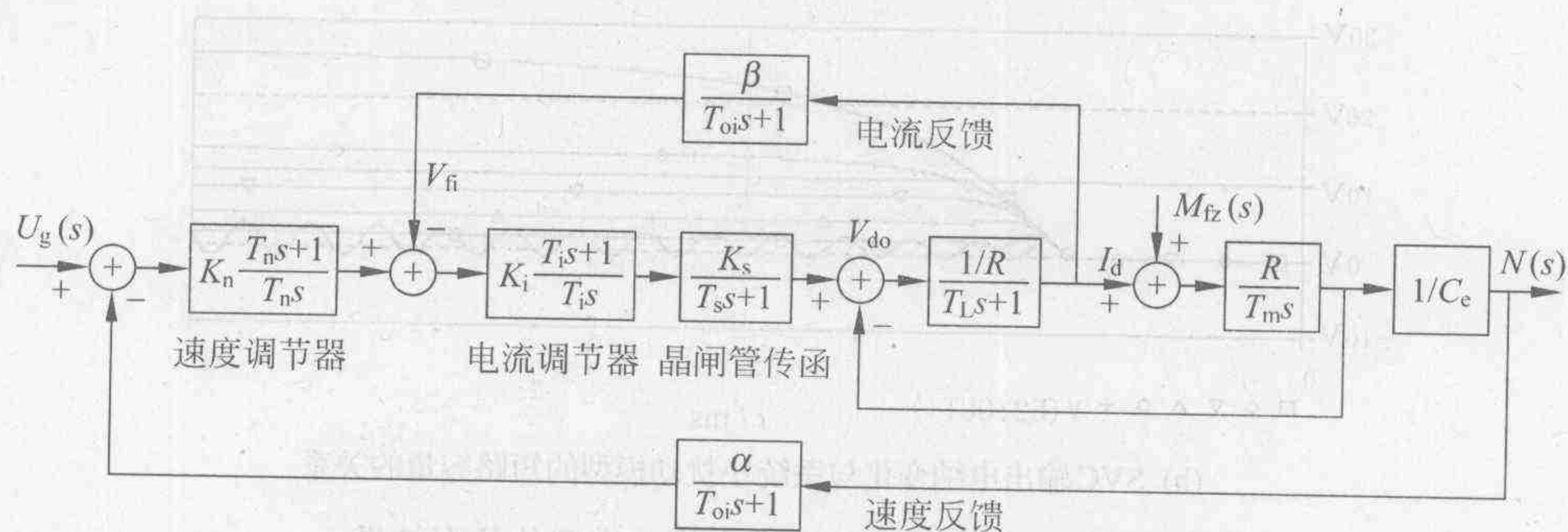


图 4-25 晶闸管双闭环直流调速系统的结构图

为了优化控制器的设计,下面利用 OrCAD 的优化功能对速度控制器的放大系数 K_{vo} 进行优化。首先在原理图视窗中选择设置优化参数,见图 4-28,得到如图 4-29 所示的视窗,并设置 K_{vo} 的优化范围 5~50。

仿真结束后,即可转到优化子程序中,其界面如图 4-30 所示,选择编辑优化指标,得到所示视窗。假定优化的目的是使输出转速 $V(\text{GAIN1: IN})$ 的超调尽可能小,则尽可能选择超调量和稳态转速值 146 的误差的最大值为 0,并将这个误差最大值作为目标函数。注意,

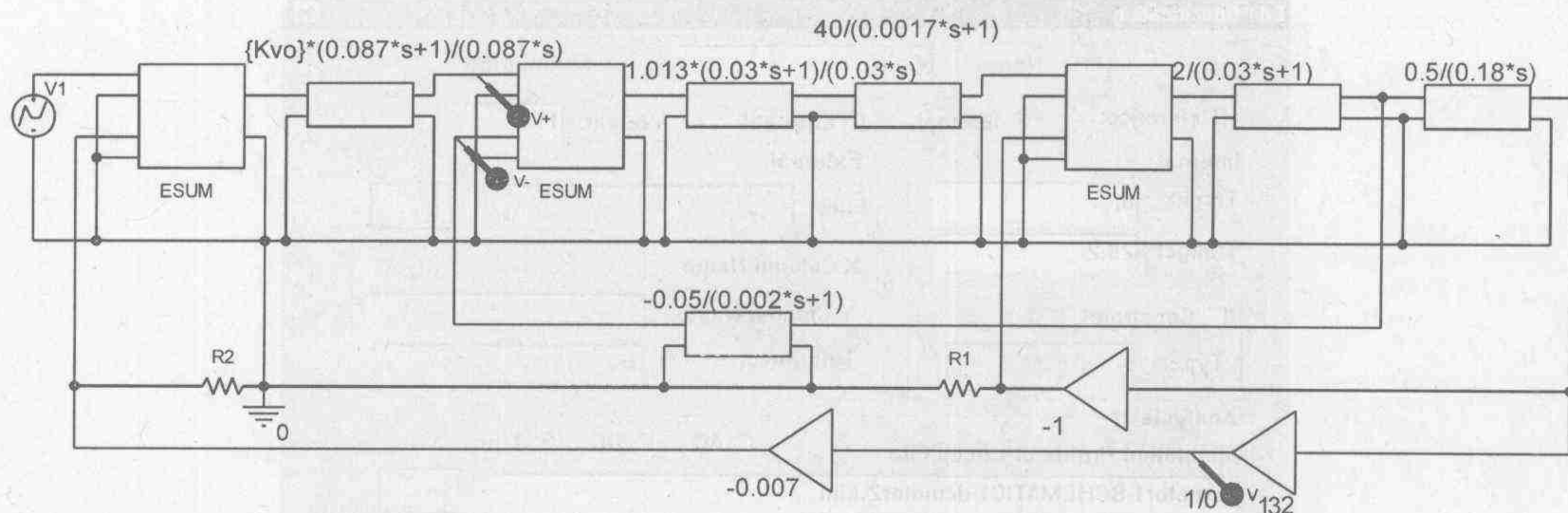


图 4-26 晶闸管双闭环直流调速系统的仿真系统原理图

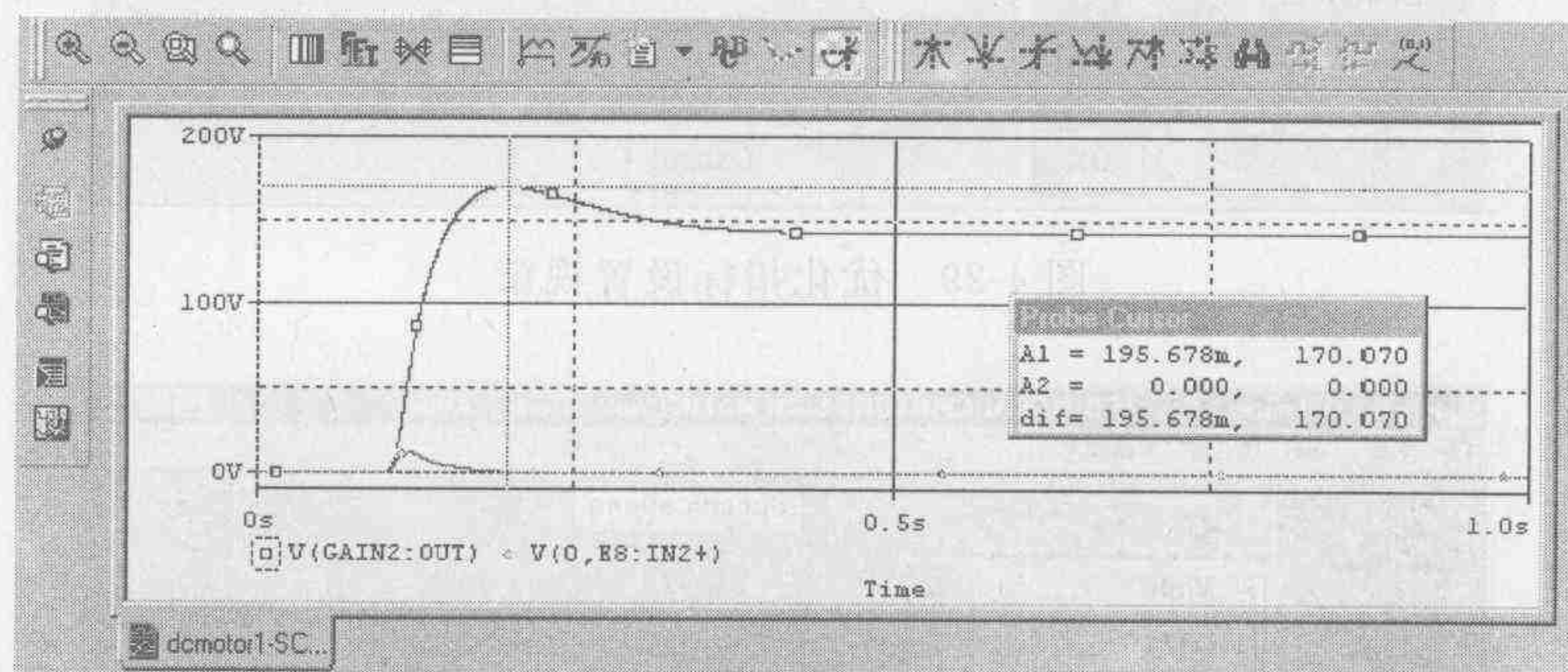


图 4-27 晶闸管双闭环直流调速系统的速度和电流响应曲线

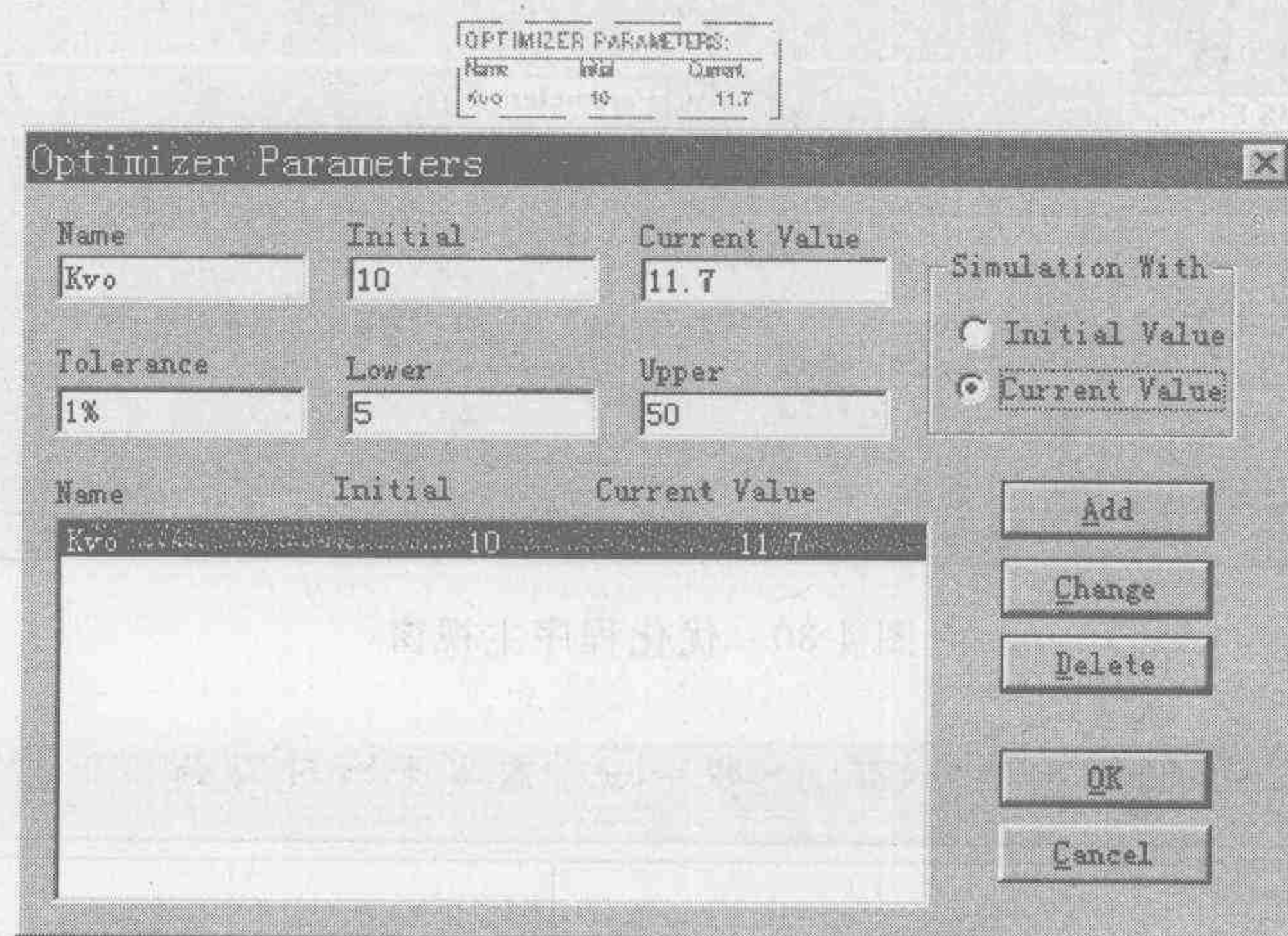


图 4-28 优化参数设置视窗

为保证超调量在 20% 以内,需将约束范围定为 29.2。仿真中选择 $K_{vo}=11.7$ 作为初值。

图 4-30 为优化结果,程序通过 28 次仿真,得到 $K_{vo}=20.3623$ 时的超调量,由初始的 26.5 降到 15.9,如果对仿真结果不满意,而希望得到更为满意的结果,则可以进一步放宽约束条件,或对电路做其他改进,并以优化后的参数进行仿真,优化参数仿真结果如图 4-31 所示。

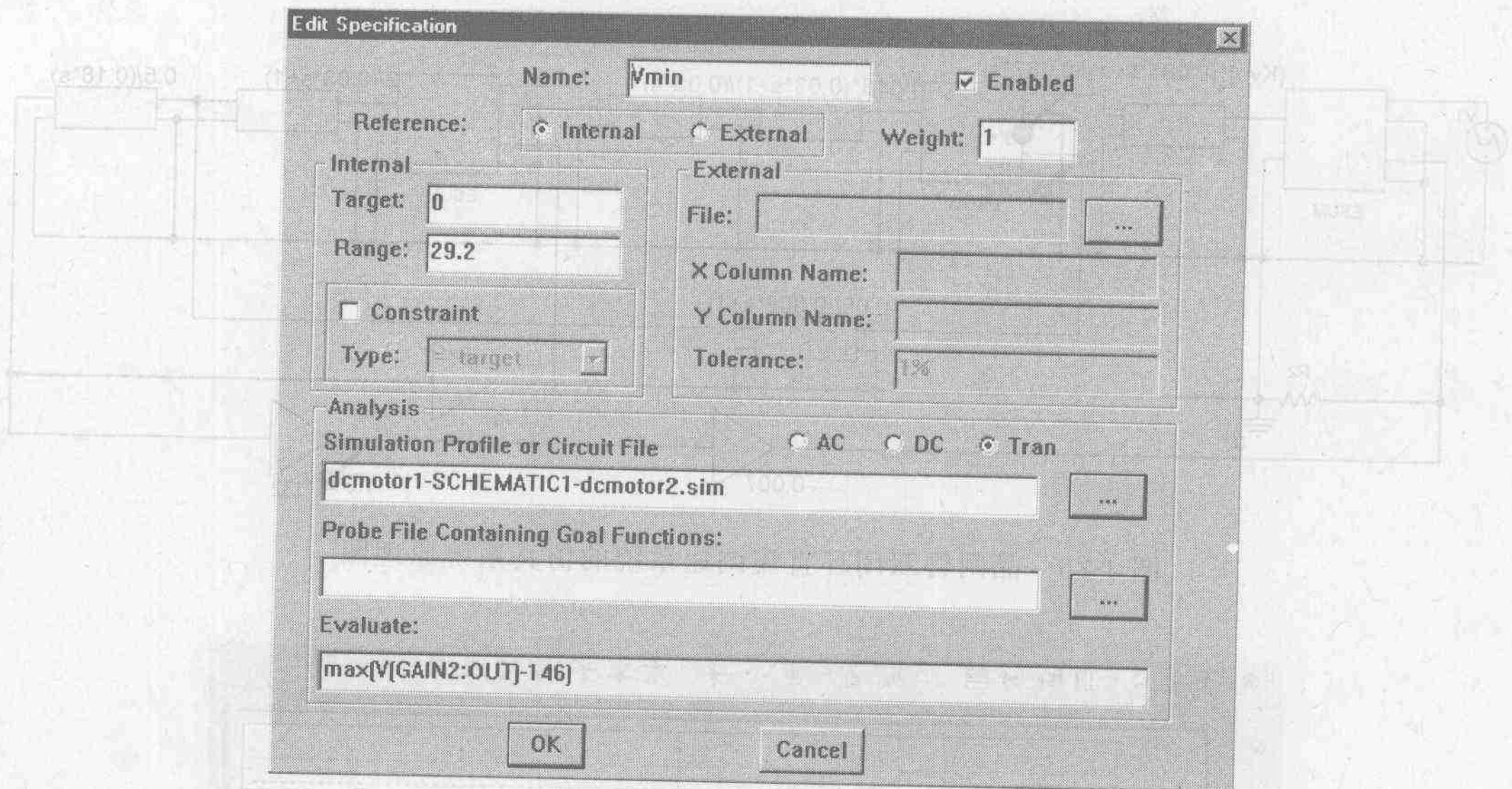


图 4-29 优化指标设置视窗

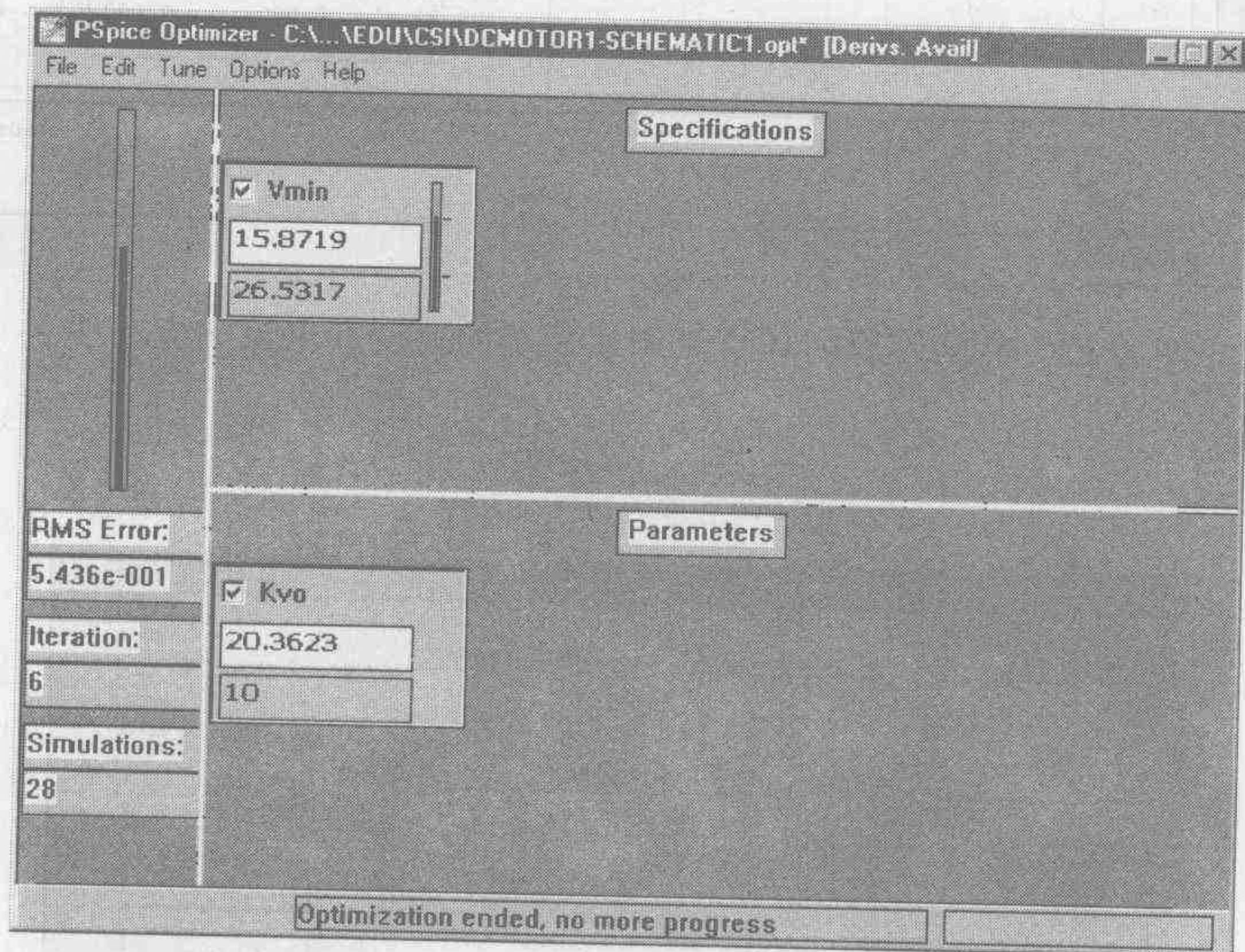


图 4-30 优化程序主视窗

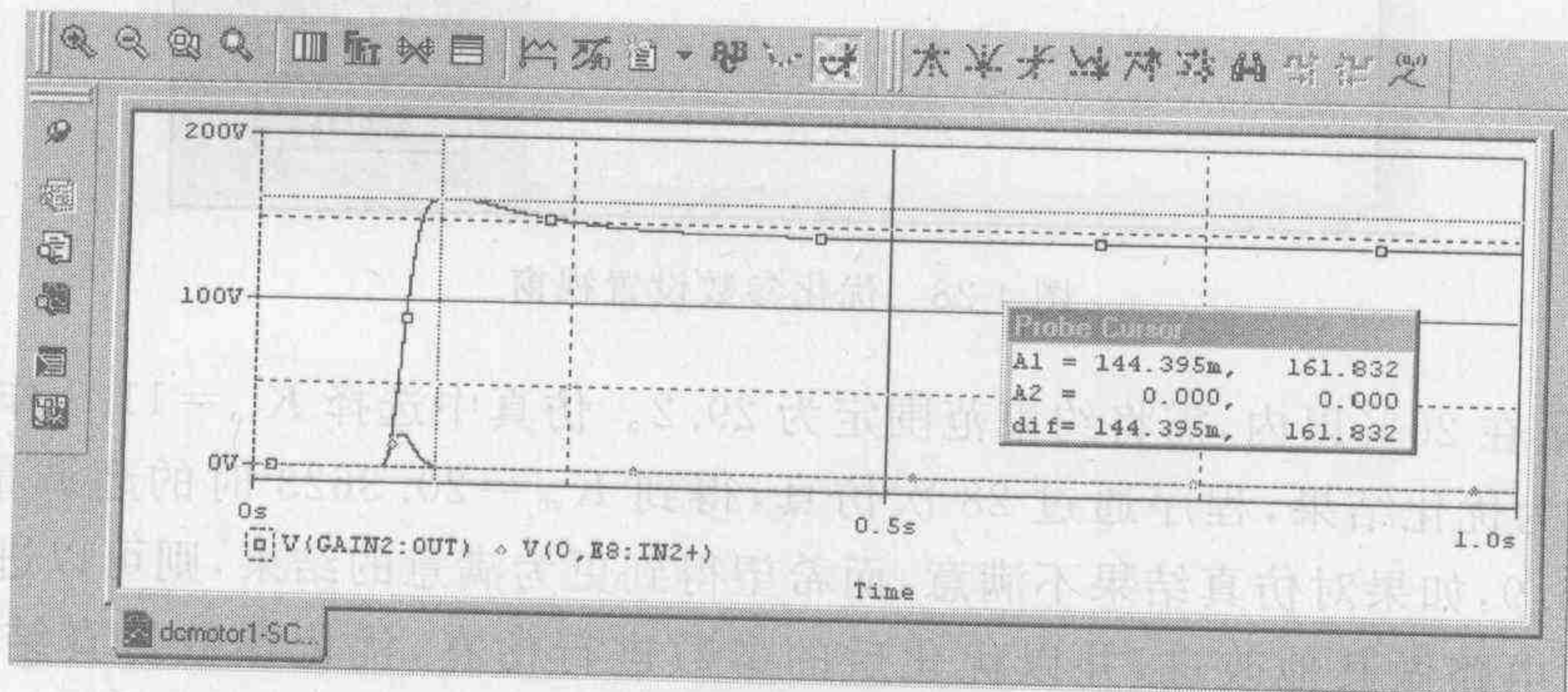


图 4-31 优化参数仿真结果

仿真曲线表明,从抑制超调量这一指标出发,优化程序给出了满意的结果。如果还需考虑其他因数的影响,OrCAD 具有可以对多达 8 个变量的函数进行优化的能力,从而为优化电路设计提供了一个有力的工具。

4.2.2 传递函数法

利用小扰动的方法建立系统的线性化模型,是在系统的研究中经常采用的一种方法。如前所述的高功率因数电源取输出 $y(t)=V_o^2$,其 T_L 平均模型为

$$\frac{dy}{dt} = -\frac{2}{RC} y(t) + \frac{1}{C} (k(t)V^2 - 2p) \quad (4-14)$$

式中, p 为扰动功率,据此得到的传递函数框图如图 4-32(a)所示。当输入信号发生小扰动时,系统方程可以记为

$$(s+2/RC)(V_o+\Delta V_o)^2 = 1/C[V^2(k+\Delta k) - 2(P+\Delta P)] \quad (4-15)$$

略去高阶无穷小,小信号传递函数为

$$\Delta V_o = \frac{1}{2V_o C} \frac{V^2 \Delta k - 2\Delta P}{s + 2/(RC)} \quad (4-16)$$

可以表示为图 4-32(b)。

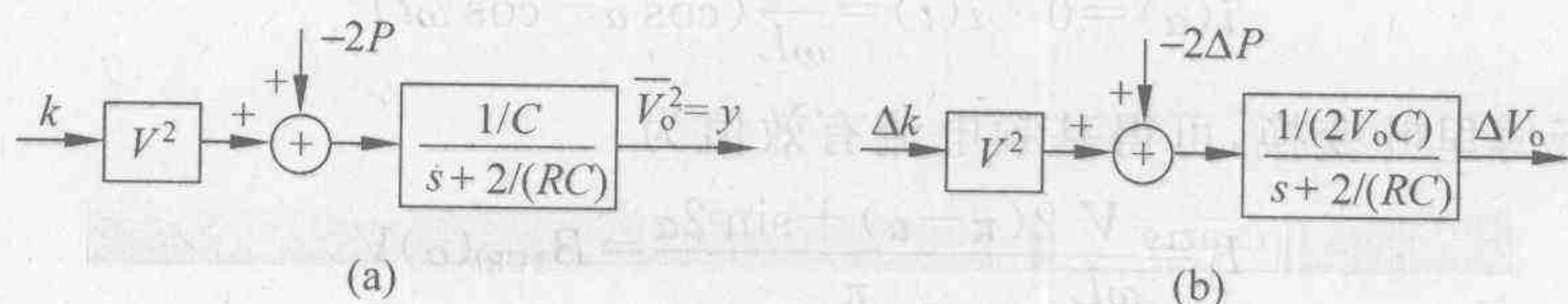


图 4-32 T_L 平均模型的传递函数框图

据此可以利用仿真来寻找合理的系统参数,优化控制器设计。采用第 3 章第 1 节所给参数,相应的大信号 OrCAD 频域模型如图 4-33 中的虚线框中所示。仿真结果已在前面给出,所以不再讨论。

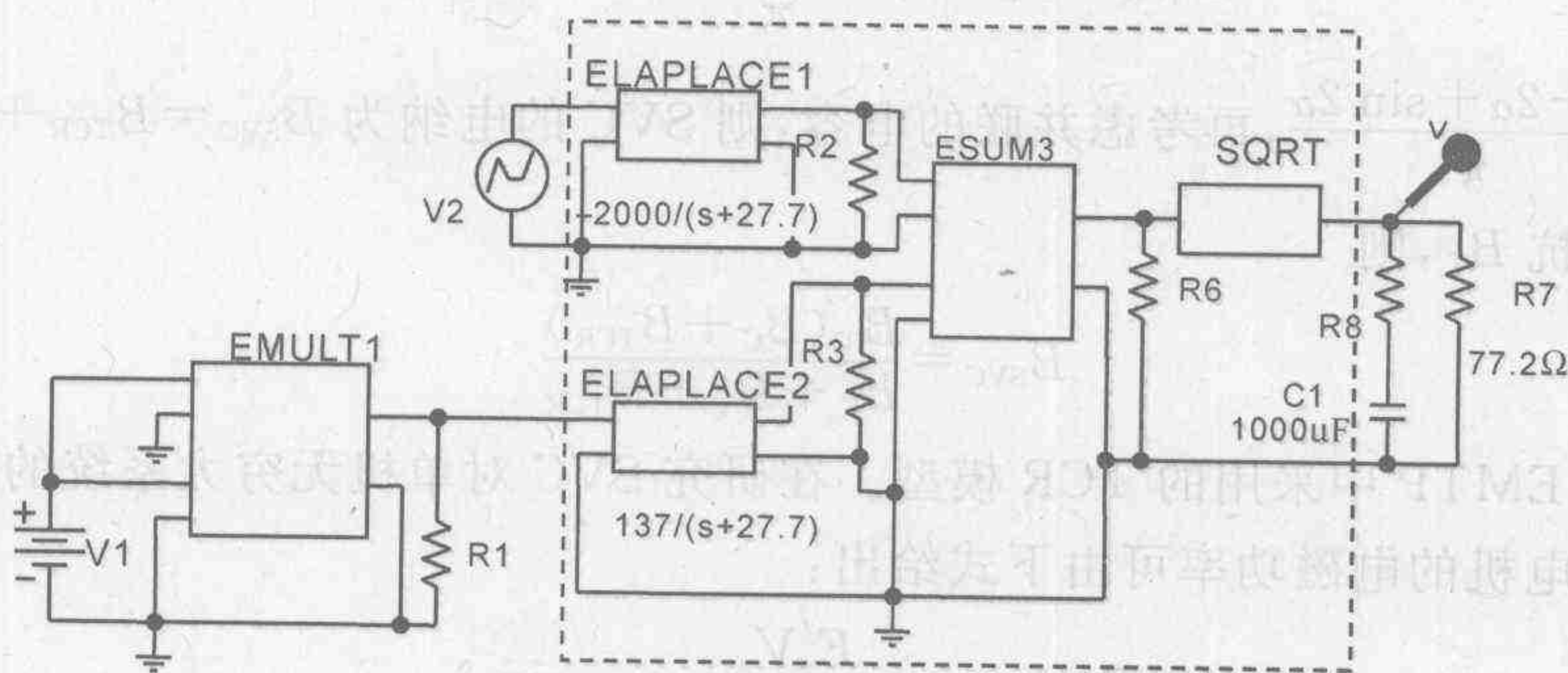


图 4-33 T_L 平均模型频域仿真原理图

4.2.3 电纳模型

在对变流器进行建模时,有时为了便于讨论,可以将变流器和被控器件作为一个整体,看做是一个变参数(电纳、相角)负荷,在电力系统的仿真中经常用可变电纳作为模型。仍以

SVC 为例,其中 TCR 实际上是一个由交流开关控制的电感,其单相等效电路图如图 4-34(a)所示,电流波形如图 4-34(b)所示。

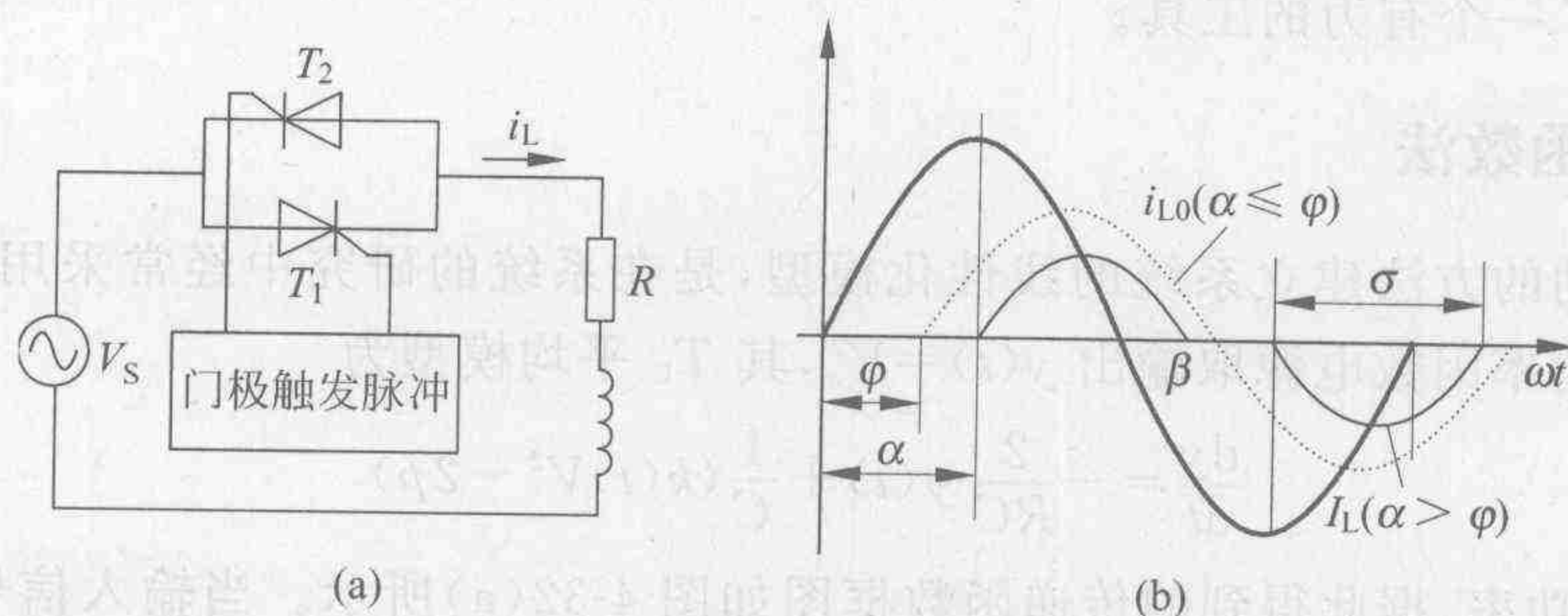


图 4-34 单相交流开关电路及电流波形

电流可以由下式给出:

$$i(t) = \frac{1}{L} \int V_m \sin \omega t dt = \frac{-V_m}{\omega L} \cos \omega t + C \quad (4-17)$$

在电流不连续条件下

$$i(\alpha) = 0 \quad i(t) = \frac{V_m}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \omega t) \quad (4-18)$$

对式(4-18)进行傅里叶变换,可得基频电流有效值为

$$I_1 = \frac{V}{\omega L} \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\pi} = B_{\text{TCR}}(\alpha) V \quad (4-19)$$

由于电感的导纳为

$$B_L = \frac{1}{\omega L} = \frac{1}{X_L}$$

故

$$B_{\text{TCR}} = B_L \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\pi} = A_1 B_L$$

其中, $A_1 = \frac{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha}{\pi}$,再考虑并联的电容,则 SVC 的电纳为 $B_{\text{SVC}} = B_{\text{TCR}} + B_C$ 。进一步考虑变压器电抗 B_T ,则

$$B_{\text{SVC}} = \frac{B_T (B_C + B_{\text{TCR}})}{B_C + B_T + B_{\text{TCR}}} \quad (4-20)$$

实际上这就是 EMTP 中采用的 TCR 模型。在研究 SVC 对单机无穷大系统的补偿作用时,假定系统中发电机的电磁功率可由下式给出:

$$P_e = \frac{E'_q V_s}{x_1 + x_2 + x_1 x_2 B_{\text{SVC}}} \sin \delta \quad (4-21)$$

若再进一步假定发电机的暂态电势 E'_q 和机械功率恒定,则系统状态方程可以记为

$$\begin{cases} \dot{\delta}(t) = \omega(t) - \omega_0 \\ \dot{\omega}(t) = \frac{\omega_0}{H} \left(P_m - \frac{D}{\omega_0} (\omega - \omega_0) - \frac{E'_q V_s}{x_1 + x_2 + x_1 x_2 B_{\text{SVC}}} \sin \delta \right) \end{cases} \quad (4-22)$$

卢强院士指出,如果选择 $u = \frac{1}{x_1 + x_2 + x_1 x_2 B_{\text{SVC}}}$ 作为控制变量,则可以通过直接反馈线性化

的方法设计 SVC 与发电机励磁系统协调非线性控制器。研究证明用上述方法建立的非线性控制器可以实现本地信号控制,易于实现;并且具有改善系统的暂态稳定性和维持接入点电压恒定双重优点。由于本书的重点是讨论电力电子装置的建模,而对非线性控制器进行讨论超出了本书的范畴,所以这里不再赘述。

可控串联补偿器(TCSC)是另一种通过改变系统的等效电抗来控制电力系统潮流的装置,结构图见图 4-35,从结构上看相当于将 SVC 装置串联在输电线中,通过改变晶闸管开关的导通时间来控制等效电抗用以改变线路的阻抗。与之相应的基频电纳模型可以表示为

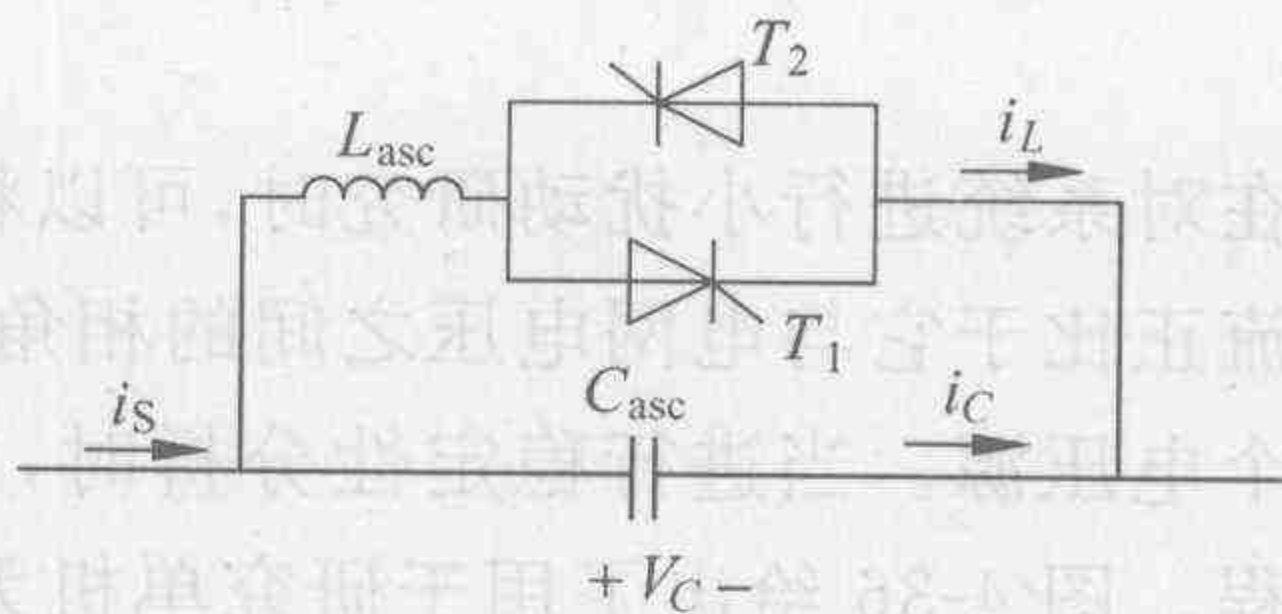


图 4-35 可控串联补偿器结构图

$$Z(\alpha) = X_C - [X_C + X_{90}]A_1(\alpha) + \frac{X_{90}^2}{X_L}A_2(\alpha) \quad (4-23)$$

其中:

$$A_1 = \frac{2\sigma - \sin 2\sigma}{\pi} \quad \sigma = \pi - \alpha \quad A_2 = \frac{4\cos^2 \sigma (k \tan(k\sigma) - \tan \sigma)}{\pi}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad X_L = \omega L \quad X_{90} = \frac{X_L X_C}{X_C - X_L}$$

$$k = \frac{1}{\omega \sqrt{L_{asc} C_{asc}}}$$

式中, \$\omega\$ 为电源频率。

上述模型实际上正广泛用于 TCSC 的动静态分析中。

4.2.4 等效受控电源模型

采用全控器件的变流器由于其开关时刻完全可控,所以输出的电流(电压)的频率及幅值均是可控的,从而可以将它看做是一个独立的可控电源。比如由它构成的电力系统并联补偿装置 STATCOM 就可以用一个独立的电流源来描述。该系统可以用式(3-58)和式(3-60)来进行描述,若将系统电压向量 \$u_s\$ 放在 \$d\$ 轴上,则该装置可以在同步坐标系中描述为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{u}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & +\omega_0 & -\frac{K}{L}\cos\delta \\ -\omega_0 & -\frac{R}{L} & -\frac{K}{L}\sin\delta \\ +\frac{3K}{2C}\cos\delta & \frac{3K}{2C}\sin\delta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_c \end{bmatrix} + \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

其输出电流的稳态解为

$$\begin{cases} i_q = \frac{u_s}{2R} \sin 2\delta \\ i_d = +\frac{u_s}{2R} \sin^2 \delta \end{cases} \quad (4-25)$$

即注入系统的无功功率可表示为

$$Q = i_q u_s = \frac{u_s^2}{2R} \sin 2\delta \quad (4-26)$$

当 δ 很小时, $\sin 2\delta \approx 2\delta$, 由式(4-26)可得

$$i_q = \frac{u_s}{R} \delta \quad (4-27)$$

即在对系统进行小扰动研究时, 可以将并联 STATCOM 看做是一个恒流源; 其注入系统的电流正比于它与电网电压之间的相角。利用类似的方法可以将串联的同步电源装置看做是一个电压源。当进行稳定性分析时, 可以将 STATCOM 作为电流源接入系统来建立系统方程。图 4-36 给出了用于研究单机无穷大(SMIB)系统的戴维南等效电路, 为了便于表示, 式中变量均为标么值。

$$V = \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) + \frac{I_c}{4} X_L$$

$$P = \frac{1}{X_L} \sin \delta + \frac{I_c}{2} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_0 \omega_r$$

$$M \frac{d\omega_r}{dt} = P_M - P$$

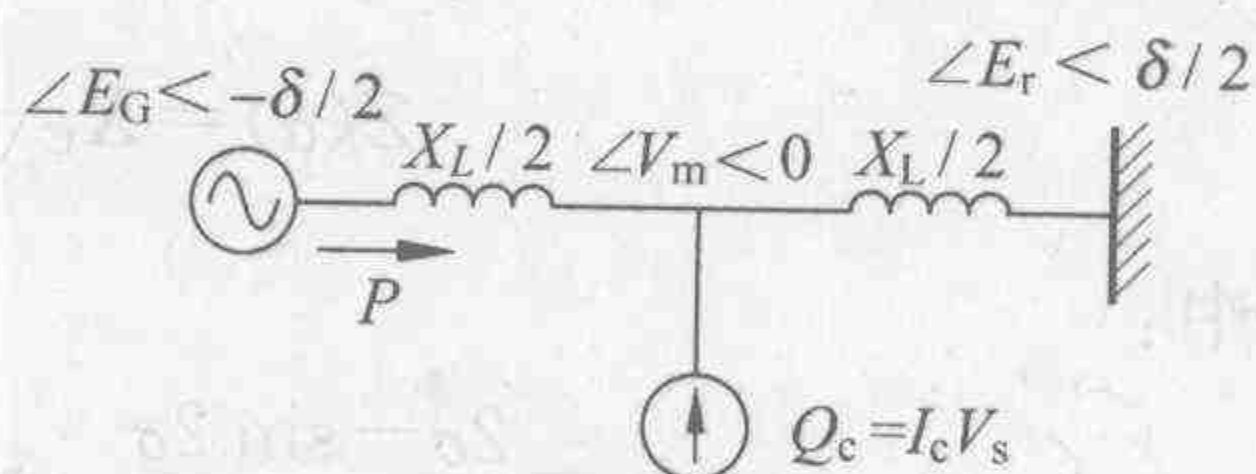


图 4-36 SMIB 仿真系统的戴维南等效电路

式中, P_M 为输入机械功率; ω_r 为转子角速度的标么值; ω_0 为转子角速度的额定值; δ 为发电机相角; M 为惯性系数。 Q_c 为 STATCOM 额定无功功率, 而 $I_c = Q_c$ 为在标么值系统中的额定无功电流。 $X_L = X_1 + X'_d$ 为传输线等效电抗, 并且 $E_G = E_R = 1.0$ 。通过小扰动线性化, 上述系统的增量方程为

$$\Delta V = -\frac{1}{2} \sin\left(\frac{\delta_0}{2}\right) \Delta \delta + \frac{1}{4} X_L \Delta I_c$$

$$\Delta P = \left[\frac{1}{X_L} \cos \delta_0 + \frac{I_{c0}}{4} \cos\left(\frac{\delta_0}{2}\right) \right] \Delta \delta + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\delta_0}{2}\right) \Delta I_c$$

$$\frac{d\Delta \delta}{dt} = \omega_0 \Delta \omega_r$$

$$M \frac{d\Delta \omega_r}{dt} = -\Delta P$$

若电压调节器和电力系统稳定器(PSS)均采用比例控制, 则作为控制器输出的电流表示为

$$\Delta I_c = -(K_V \Delta V + K_\omega \Delta \omega_r) \quad (4-28)$$

为了分析 STATCOM 对系统稳定性的影响, 令单机无穷大系统在 0.1 s 线路首端发生三相对地短路故障, 并于 200 ms 后切除故障, STATCOM 安装母线处的电压(安装在电气中点)的动态变化过程如图 4-37(a)所示。系统选取的基本参数为 $X'_d = 0.15$ p. u., $X_T = 0.1$ p. u., $X_{Line} = 0.65$ p. u., $\lambda = 0.5$, $H = 6.5$ s, 原动机出力 $P_e = 0.8$ 。利用 MATLAB 进行数值仿真的结果说明, 当没有加入 STATCOM 装置时, 系统将如图 4-37(a)所示单摆失步; 而当引入 STATCOM 装置, 并且控制器参数分别取 $K_\omega = 40$, $K_V = 1$ 时, 即使故障经 200 ms 切除, 系统仍将在 8 s 左右恢复稳定, 如图 4-37(b)所示。从而有力地证明了 STATCOM 对系统受到大干扰时恢复稳定状态做的贡献。

为了简化讨论, 采用如下的单机无穷大系统模型。对于这样的系统, 静态稳定的条件是

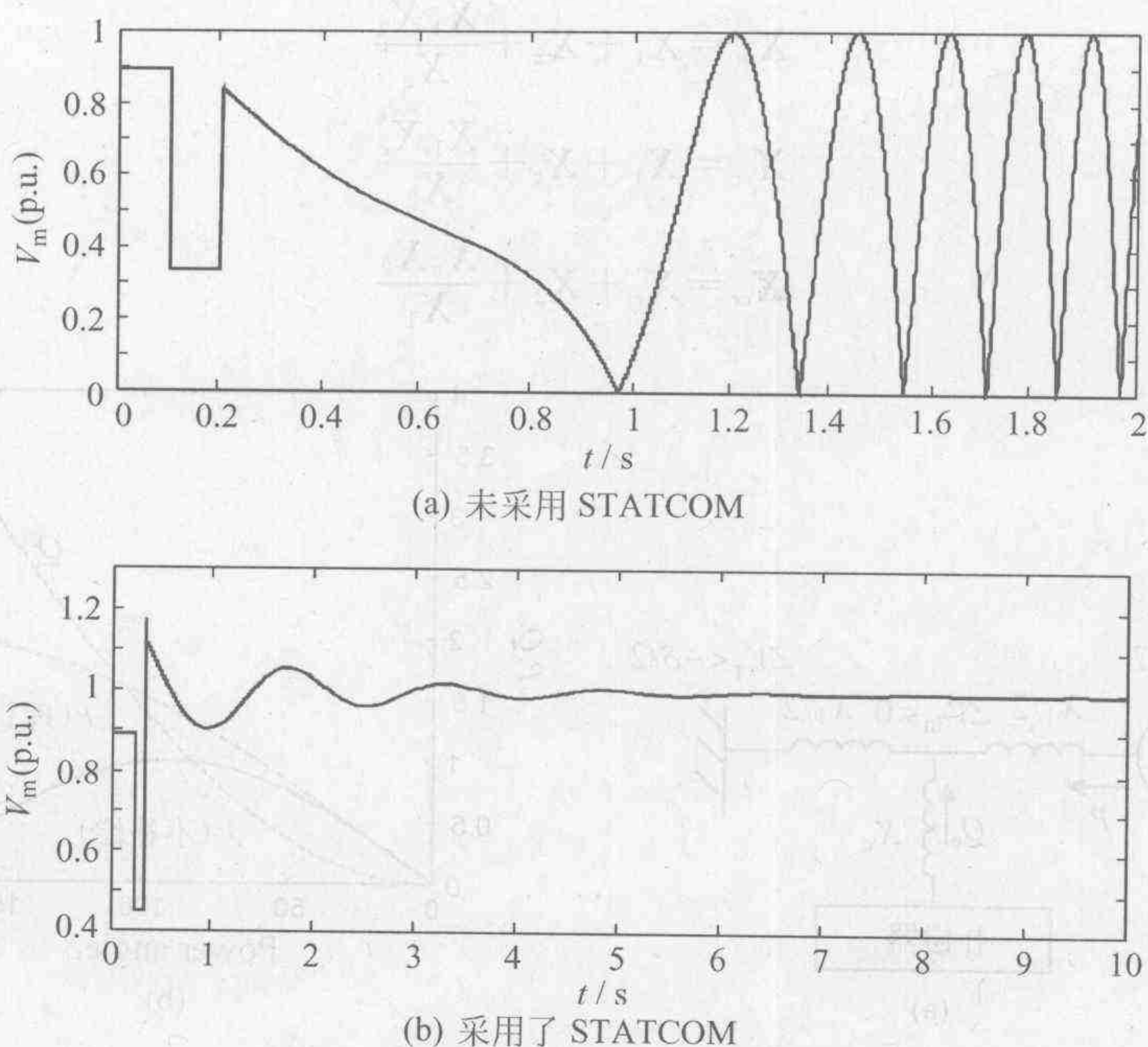


图 4-37 单机无穷大系统采用 STATCOM 前后系统的故障响应

$dP_e/d\delta > 0$, 此时输电线路输送的有功功率可以记为

$$P = \frac{V_s V_r}{X_l} \sin \delta \quad (4-29)$$

故

$$\frac{dP}{d\delta} = \frac{V_s V_r}{X_l} \cos \delta \quad (4-30)$$

显然, 当 $\delta < \frac{\pi}{2}$ 时, 系统是静态稳定的。随着原动机的输出功率不断增大, 负荷角 δ 也将随

之增加, 直到 $\delta = \frac{\pi}{2}$ 时, 线路输送的有功功率达到最大值 $P_m = \frac{V_s V_r}{X_l}$, 该值被称为静态稳定的功率极限, 简称“静稳极限”。因此判断补偿系统有效性的指标可以简化为两条: 一是能否增加线路的传输能力, 以便通过提高其静稳极限来改善稳定性; 二是是否有助于在所有功率传输水平下, 在线路上建立大体上平坦的电压分布。

假定在线路中点插入一个并联补偿装置, 并使该点的电压等于系统两端的电压, 相当于线路长度缩短一半, 则所输送的有功功率和所需无功功率如下:

$$P = \frac{2V^2}{X_l} \sin \frac{\delta}{2}$$

$$Q = \frac{4V^2}{X_l} \left(1 - \cos \frac{\delta}{2} \right)$$

式中, X_l 为线路电抗。此时输送功率增大一倍, 但所需无功功率同样有急剧的增加, 如图 4-38 所示。为了便于讨论, 对电路进行星-三角变换, 如图 4-39 所示, 得到变换后的支路阻抗分别为

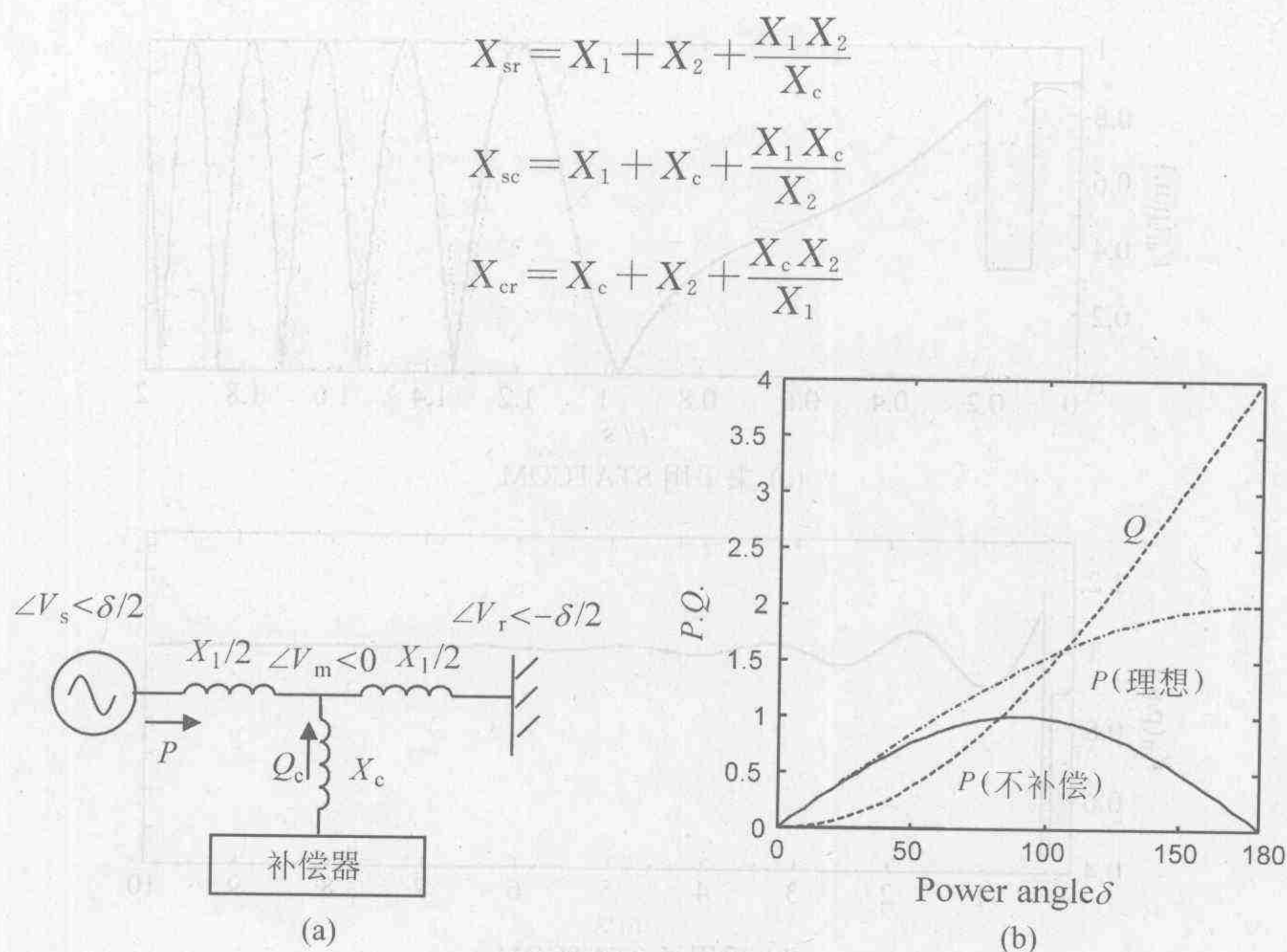


图 4-38 单机无穷大系统和功角曲线

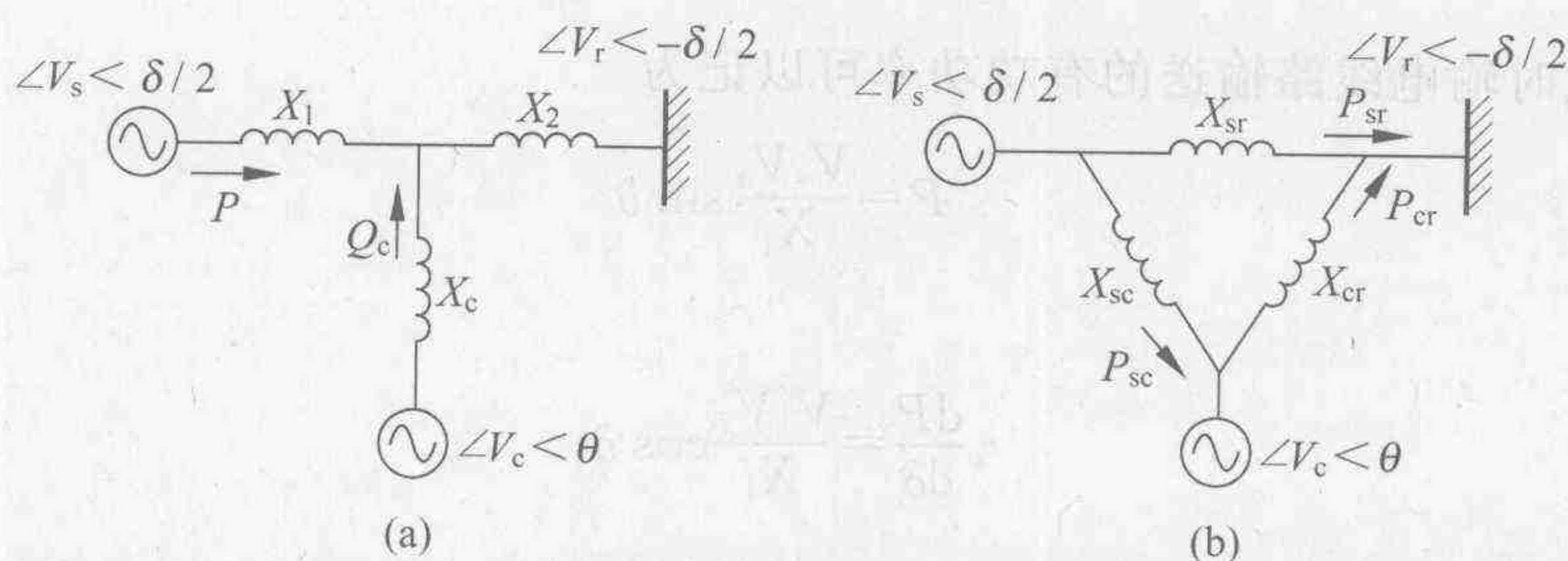


图 4-39 简化电路的星-三角变换

将补偿器用一个电源来模拟,得到

$$P = \frac{V_s V_r}{X_{sr}} \sin \delta + \frac{V_c V_r}{X_{cr}} \sin \delta_r \quad (4-31)$$

当补偿器位于中点时,得到 $X_1 = X_2 = \frac{X_l}{2}$, 即

$$X_{sr} = X_l + \frac{X_l^2}{4X_c} \quad X_{sc} = X_{cr} = 2X_c + \frac{X_l}{2}$$

故线路的传输功率可以描述为

$$P = \frac{V_s V_r}{X_l + \frac{X_l^2}{4X_c}} \sin \delta + \frac{V_c V_r}{2X_c + \frac{X_l}{2}} \sin \frac{\delta}{2} \quad (4-32)$$

定义 $P_m^* = \frac{1}{X_l^*}$, 为 $V_s = V_r = V_c = 1.0$ 条件下线路可以传输的最大功率,并用它作为输出功率的基准值,可以得到采用不同并联补偿装置时系统的传输功率。

(1) 恒压源补偿器

调相机是一种典型的恒压源补偿装置,若定义补偿系数 $K_v = \frac{4X_c^*}{X_l^*}$,则由式(4-32)可以得到传输功率的标么值为

$$\frac{P^*}{P_m^*} = \frac{1}{1+K_v} \left(K_v \sin \delta + 2 \sin \frac{\delta}{2} \right) \quad (4-33)$$

对应的中点电压为

$$V_m^* = \frac{1 + K_v \cos \frac{\delta}{2}}{1 + K_v} \quad (4-34)$$

(2) 恒电纳补偿器(SVC)

作为恒电纳补偿装置,选取补偿器等效电抗的标么值为 $X_c^* = -\frac{1}{Q_{cR}^*}$,据此定义补偿系数 $K_c = \frac{4X_c^*}{X_l^*}$,注意到此时补偿电源电压为零,得到传输功率的标么值为

$$\frac{P^*}{P_m^*} = \frac{1}{1+K_c} K_c \sin \delta \quad (4-35)$$

而线路中点电压为

$$V_m^* = \frac{K_c \cos \frac{\delta}{2}}{1 + K_c} \quad (4-36)$$

(3) 恒流源补偿器(STATCOM)

由于此时连接电抗可以看做趋于无穷,故可以得到系统传输功率的标么值为

$$\frac{P^*}{P_m^*} = \sin \delta + \frac{X_l^*}{2} Q_{cR}^* \sin \frac{\delta}{2} \quad (4-37)$$

同理可以得到中点电压为

$$V_m^* = \cos \frac{\delta}{2} + \frac{X_l^*}{4} Q_{cR}^* \quad (4-38)$$

其中,变流器的额定容量的标么值为

$$Q_{cR}^* = I_c^*$$

图 4-40 为利用 MATLAB 对上述单机无穷大系统模型进行仿真所得的结果,仿真条件是线路阻抗的标么值为 $X_l^* = 0.4 \text{ p.u.}$,补偿装置的标么值为 0.5 p.u. 。显然,电压源补偿器在 $K_v = 0.01$ (即连接阻抗很小)时,系统电压几乎维持不变,所以理论上电压源补偿器可以给出最好的补偿效果。但补偿效果随串联阻抗的增大会急剧下降,目前实际中用的电压型并联补偿器——调相机阻抗较大,难以达到理想效果,再加上响应速度较慢,所以实际应用中仍是 STATCOM 给出较好的补偿效果,并是新一代最有希望的并联补偿装置。

4.2.5 开关电源的建模与设计

高频开关电源作为得到最广泛应用的一种电力电子装置,在 OrCAD 等软件中也得到了特别的重视。开关电源主要由主电路和控制电路两部分组成,主电路用于将交流电网的电能传递给负荷,而控制电路根据输入输出条件控制主电路的工作状态。随着微电子技术

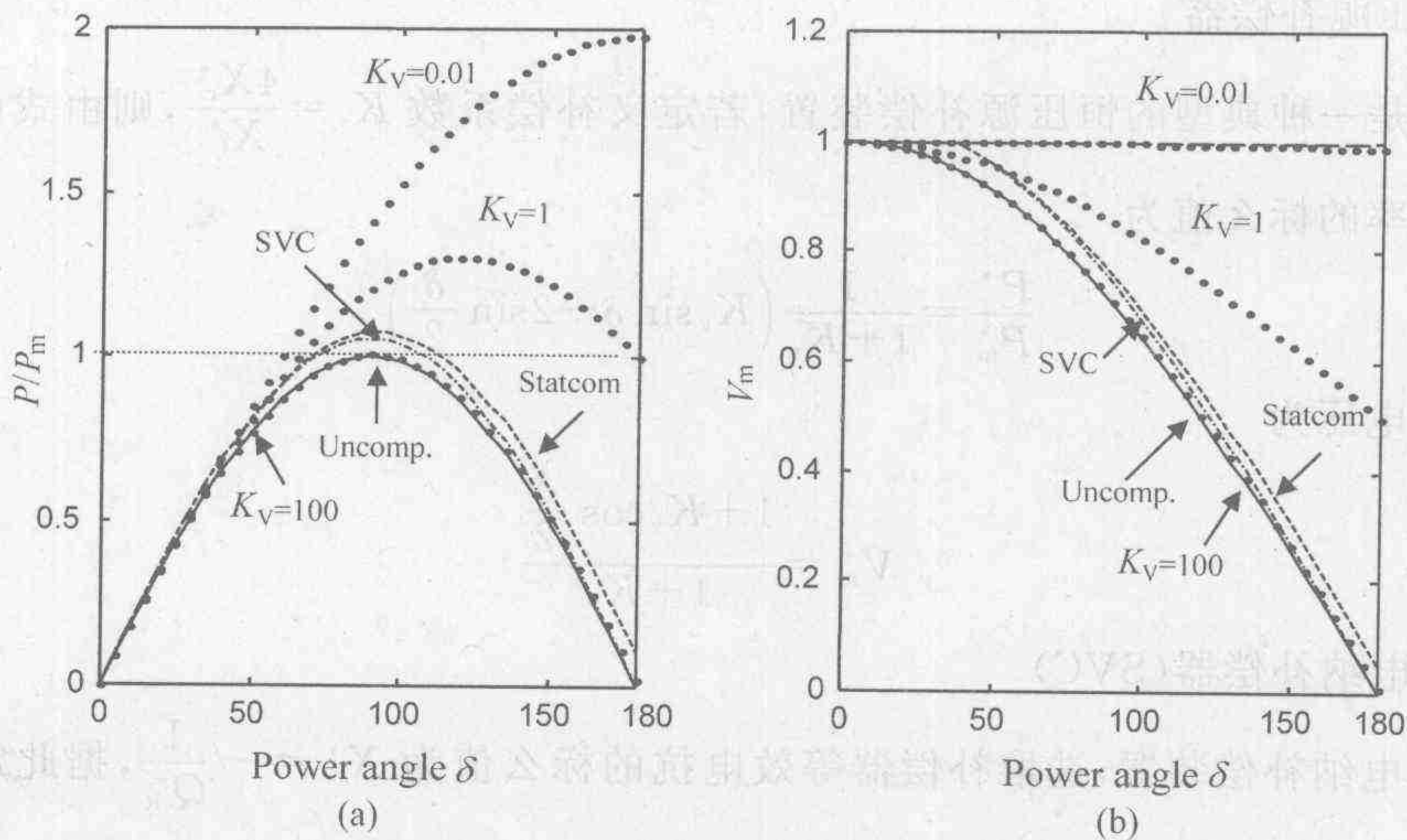


图 4-40 输出功率和中点电压的仿真结果

的发展,各种集成化的控制电路,即开关电源集成控制器不断出现。此类控制器除了控制主电路,将输入交流电压变换成符合设计要求的高频方波脉冲信号外,还应具有调整电压,保护电源及负荷的功能。市场上常见的开关电源集成控制器一般为脉宽调制型,它包括开关稳压器所需的全部控制电路,如误差放大器(EA)、振荡器、脉宽调制器、脉冲发生器、输出开关管和限流保护电路(CL)等。为了便于仿真,OrCAD 在 swit_reg,即开关电源控制器芯片库中给出了根据 Silicon General 公司提供的数据建立的部分芯片模型。

以 SG1524B 为例进行介绍。该芯片具有完整的 PWM 功率控制功能,输出工作频率大于 100kHz,集电极和发射极开路输出,并采用双列直插式 16 管脚封装,其结构框图如图 4-41 所示。芯片中包括基准电源、软启动、振荡器、检测与反馈电路、误差放大器(EA)、V/W 变换、分频与控制、双端输出级、限流保护(CL)、防干扰补偿等。为了加快仿真的速度,用 OrCAD 对它进行建模时,在不影响芯片功能的条件下,对模型做了如下简化:

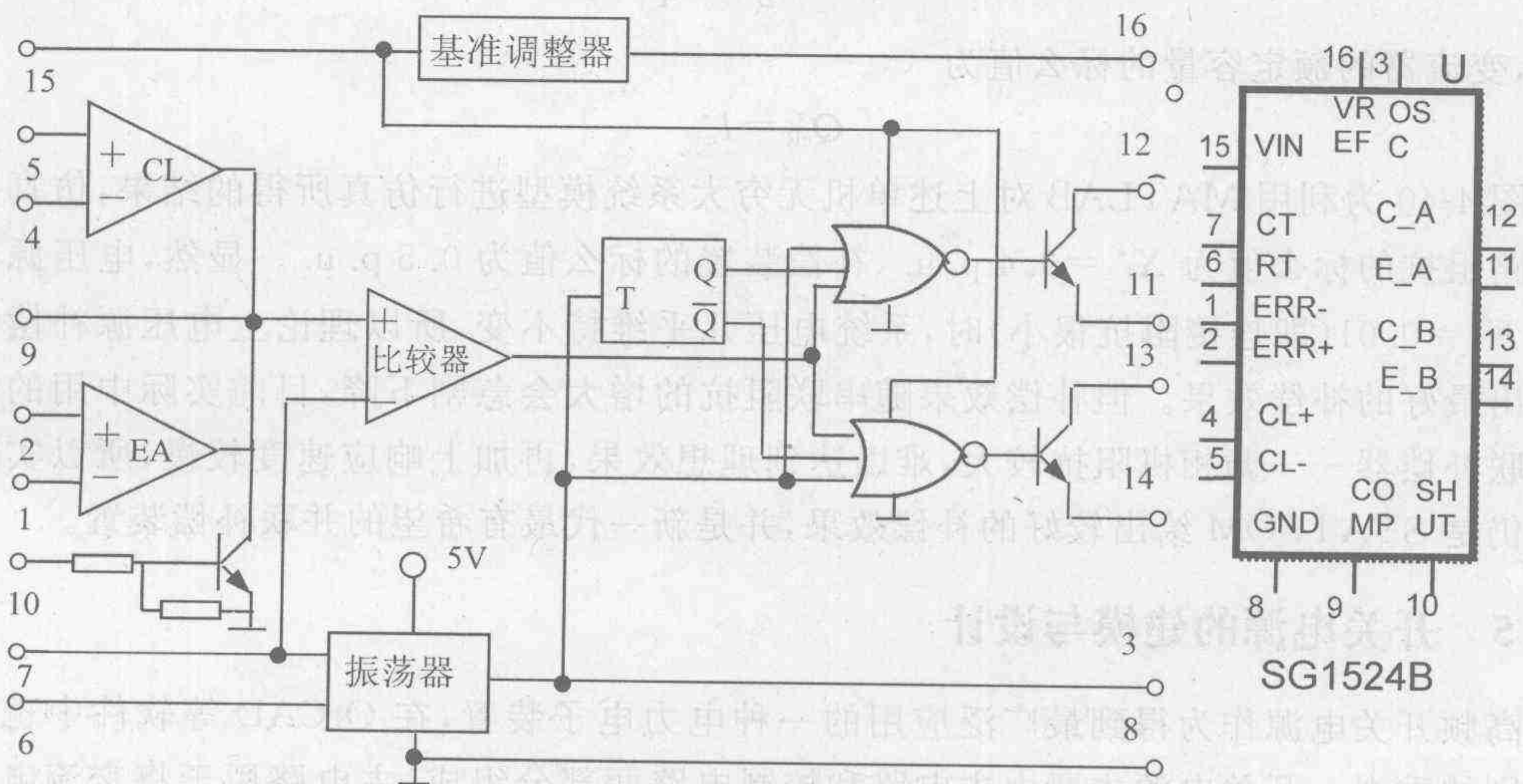


图 4-41 SG1524 仿真模型和内部结构框图

① 用一个理想电源代替振荡器,通过设置时钟周期来给定振荡频率,因此在仿真时用于控制振荡频率的外接定时电阻和电容的 6 和 7 脚均可以不接;

② 利用两个晶体管来模拟输出级;

③ 可以用数字激励信号关闭控制端;

④ 利用数字仿真器对于内部逻辑进行仿真。

在进行电路参数选择和设计时,应当考虑上述简化对系统的影响。

对应的模型子程序清单如下:

```
.subckt SG1524B ; note: the node numbers are equivalent to chip pinout
```

```
+ 1 ; - input of error amp
```

```
+ 2 ; + input of error amp
```

```
+ 3 ; oscillator output
```

```
+ 4 ; + current loop sense
```

```
+ 5 ; - current loop sense
```

```
+ 7 ; oscillator ramp output, capacitor NOT NECESSARY due to (a) above.
```

```
+ 8 ; ground
```

```
+ 9 ; compensation pin
```

```
+ 10 ; shutdown pin
```

```
+ 11 ; emitter A
```

```
+ 12 ; collector A
```

```
+ 13 ; collector B
```

```
+ 14 ; emitter B
```

```
+ 15 ; vin
```

```
+ 16 ; vref
```

```
+ params:
```

```
+ period = 1ms; internal clock period
```

```
+ deadtime = 1us; internal clock deadtime
```

```
* Pin 6 (RT pin) NOT NECESSARY due to (a) above.
```

```
xdigpwr 8 DPWR DGND DIGIFPWR
```

```
xbufpwr 8 bufpwr bufgnd digifpwr params: voltage=5.7v
```

```
rextcl1 4 15 6.7meg
```

```
rextcl2 5 15 6.7meg
```

```
* standby current
```

```
gp 15 DGND table {v(15)} (0 0) (6 5m)
```

```
v_clkset 7 DGND pulse(1 3 .1ns
```

```
+ {period-deadtime-2 * deadtime/100} {deadtime} {deadtime/100} {period})
```

```
u99 BUF bufPWR DGND dclk 3 d0_gate io_std
```

```
x15 7 dclk DPWR DGND gen_clk
```

```
* current limit section
```

```
ecurlim 909 DGND table {(v(4)-.2)-v(5)) * 1200} (0 0) (5 5)
```

```
rlim 909 911 43k
```

```
qclim 9 911 DGND q_pwm
```

```
rext 16 0 1G
```



```

rout 116 16 1
el8 116 0 table={v(15)} (0 0) (6 5)
x91 116 55 DPWR DGND uvsch
sreset1 9 DGND 55 DGND sreset
.model sreset vswitch (ron=500 roff=100meg von=2 voff=1.9)
x6 1 2 9 DPWR DGND erramp
o6 9 7 compmod dgtnet=39 io_std
.model compmod doutput(
+ s0name=0 s0vlo=-15 s0vhi=0
+ s1name=1 s1vlo= 0 s1vhi=7)
un1 and(2) DPWR DGND 510 39 4110 d0_gate io_std
uin1 inv DPWR DGND 10 510 dshutd io_std
uinvd1 inv DPWR DGND 4110 4113 delgate io_std ; organizes the delay through cl
uinvd2 inv DPWR DGND 4113 40 delgate io_std ; comparator
.model dshutd ugate(tplhty=100ns, tphlty=100ns)
.model delgate ugate(tplhty= 62ns, tphlty= 62ns)
eintern 115 0 15 0 1
x1 115 dclk 40 31 32 DPWR DGND log1524b
x2 31 32 12 13 11 14 DPWR DGND ppout
.ends

```

根据子程序建立的子电路模型如图 4-42 所示。

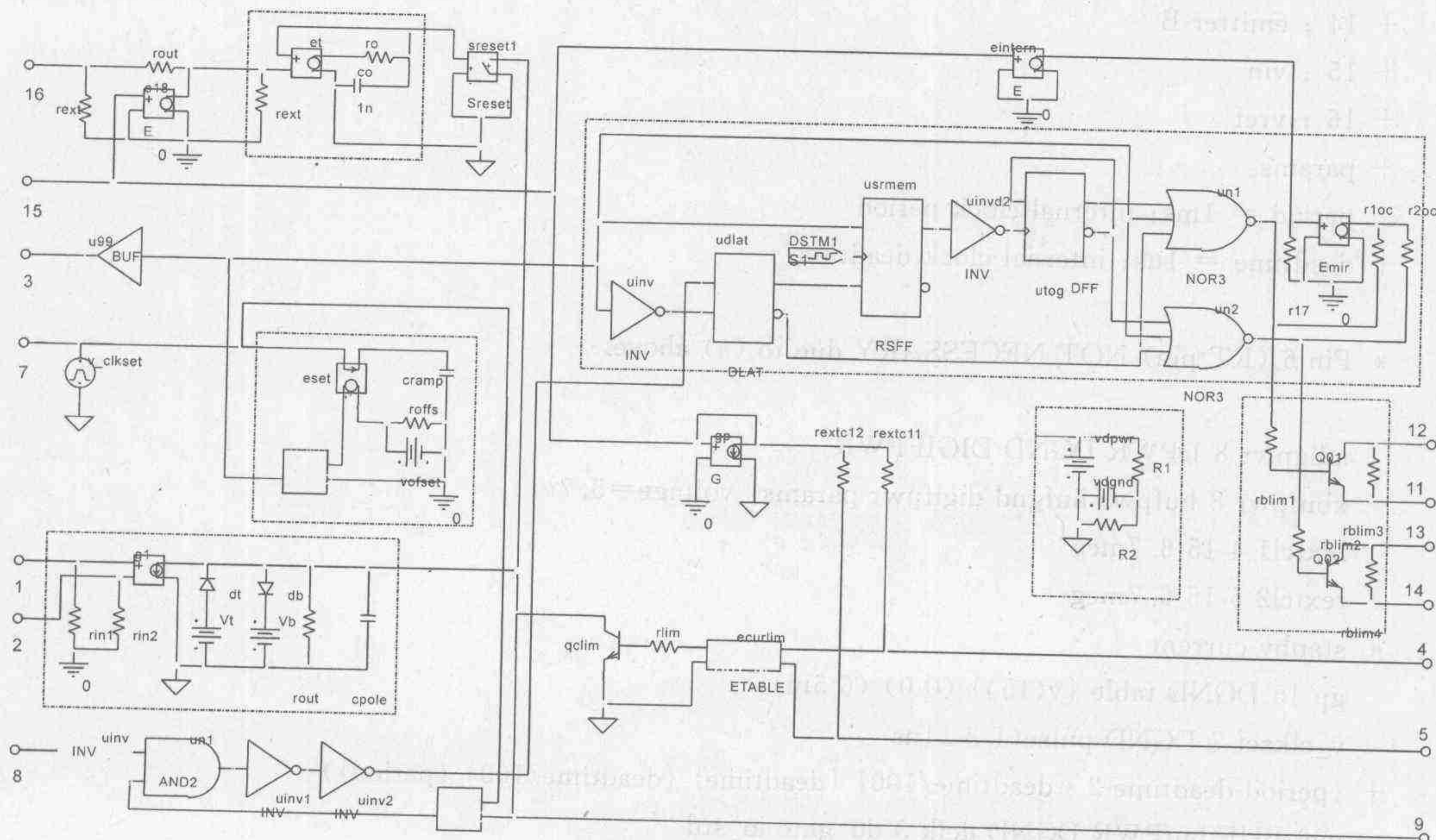


图 4-42 OrCAD 中 SG1524B 模型原理图

由于电路采用了 40 多个器件,其中包括 17 个基本模型,相当复杂,所以仿真中所需机时较长。图 4-43 为一个用芯片 SG1524B 作为控制器的 5V 1A 单端降压型开关电源电路。

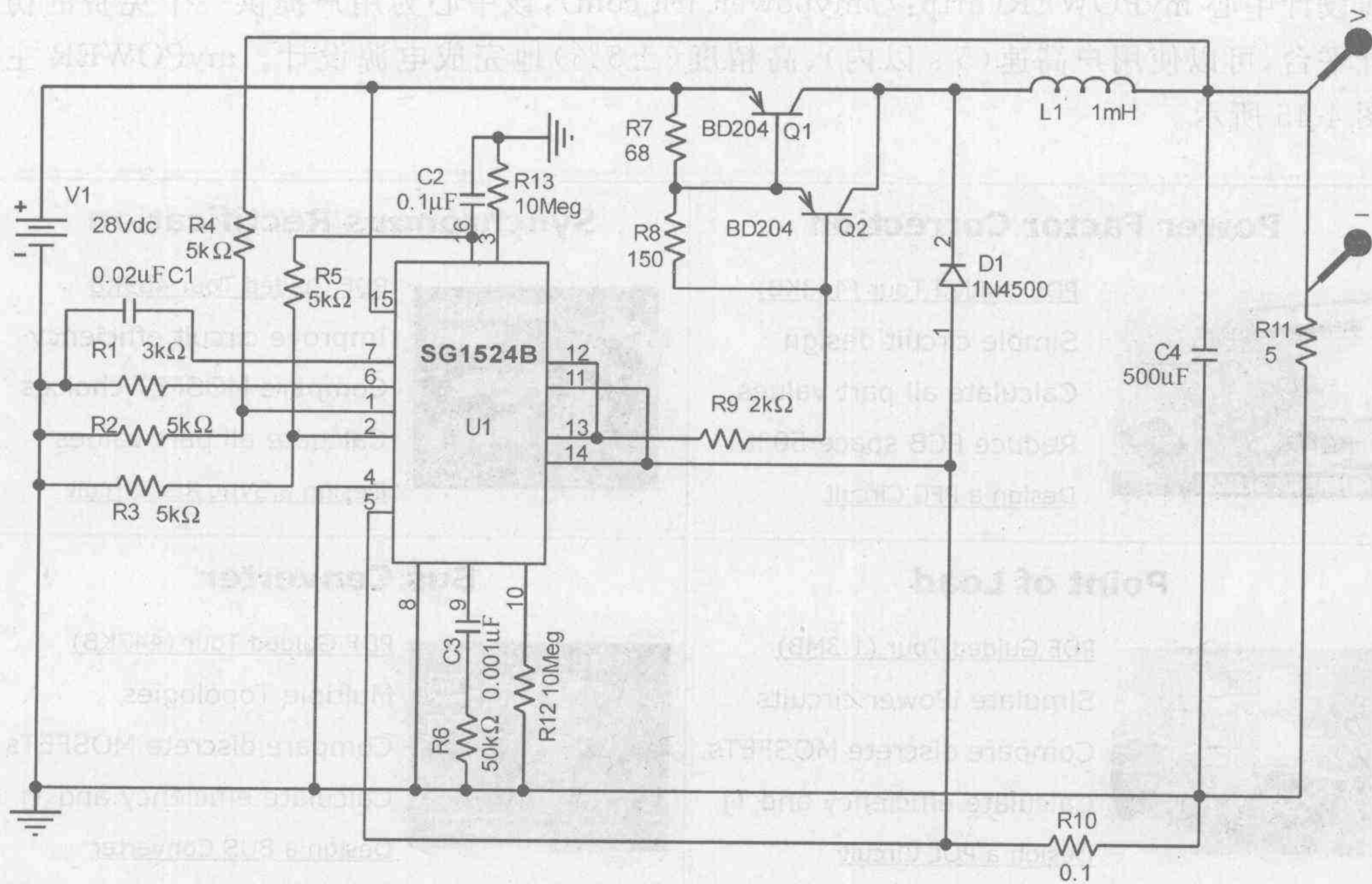


图 4-43 单端降压开关电源仿真原理图

图中将 5Ω 电阻 R11 用于模拟输出端的负荷。由于 OrCAD 中的端子不能开路,故作为振荡器输出端的 3 和关闭控制端 10 分别经一个大电阻接地。基准电压是利用片内基准电源 $V_{ref}(=5\text{ V})$ 经电阻 R5 和 R3 分压后加于误差放大器的同相输入端 2,而输出电压 V 。通过电阻 R4 和 R2 分压后作为反馈信号加于误差放大器的反相输入端 1,通过闭环控制维持输出直流电压的稳定。该电路的开关工作频率为 10 kHz,可以通过调整芯片模型中的周期(period)选定。仿真结果如图 4-44 所示。

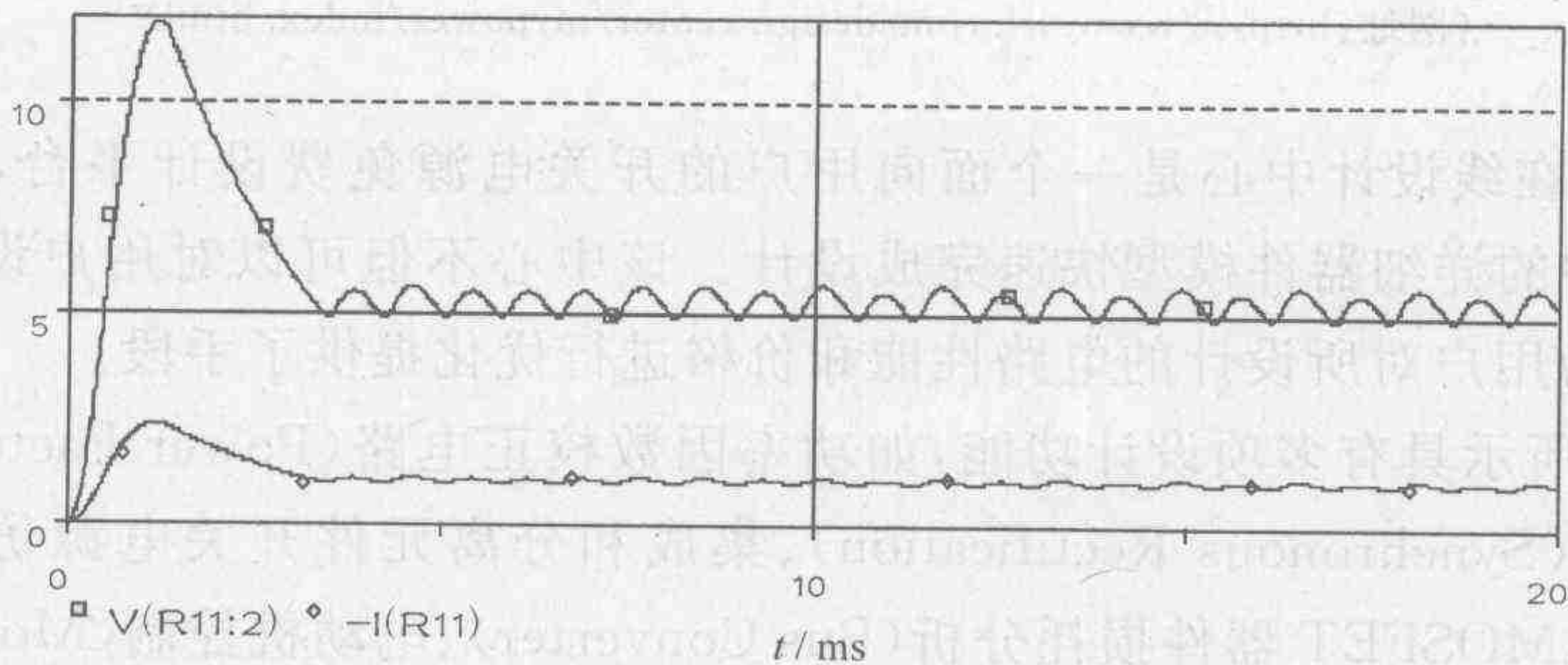


图 4-44 单端降压开关电源仿真输出电压电流波形

随着电力电子技术的发展,开关电源的功率密度迅速提高,功能日益增多,相应的结构也变得越来越复杂,这就使得开关电源的设计和优化成为一个技术水平和专业化程度越来越高的任务。许多开关电源集成控制器生产厂家为了推广和普及自己公司的产品,先后在互联网上建立了在线设计中心,为用户选用该公司的产品设计开关电源提供了一个有力的工具。以国际半导体公司(International Rectifier)为例,它就建立了一个基于 Spice 软件的

在线设计中心 myPOWER(<http://mypower.irf.com>),该中心为用户提供一个免费的仿真设计平台,可以使用户高速(5 s 以内)、高精度($\pm 5\%$)地完成电源设计。myPOWER 主页如图 4-45 所示。

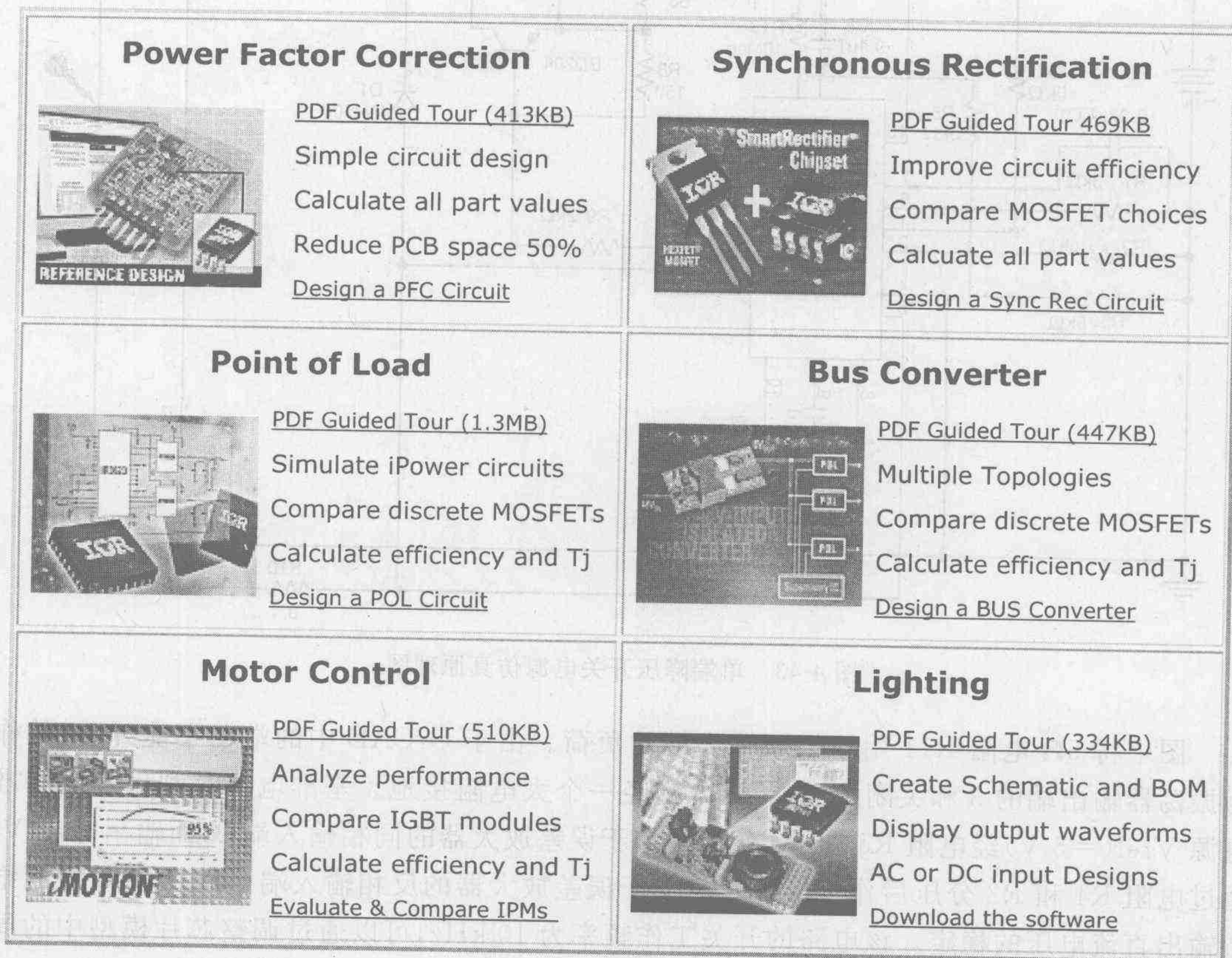


图 4-45 myPOWER 网站界面

(网址:<http://www.irf.com/design-center/mypower/index.html>)

myPOWER 在线设计中心是一个面向用户的开关电源免费设计平台,用户可以利用 Spice 仿真软件中的详细器件模型快速完成设计。该中心不但可以对用户设计的系统进行仿真验证,并且为用户对所设计的电路性能和价格进行优化提供了手段。

该平台如图所示具有多项设计功能,如功率因数校正电路(Power Factor Correction)、同步整流器电路(Synchronous Rectification)、集成和分离元件开关电源仿真和损耗分析(Point of Load)、MOSFET 器件损耗分析(Bus Converter)、电动机控制(Motion Control)以及照明电路(Lighting)等。下面以设计一个双路输出的同步整流器为例说明如何利用上述软件进行在线设计。单击同步整流器(Synchronous)(也可从 Point of Load 进入),转到相应界面,如图 4-46 所示。

随后选择软件设计平台(Mypower),仿真(Simulation)和选集成功率模块 IP1202 及其结构(双路输出)(IP1202 Dual Output)。其中 IP1202 是一个经优化设计的两相同步降压直直变换器集成功率模块,它包括内置的 PWM 控制器和相应的无源元件,作为单路输出时负荷电流可达 30 A,而分为两路输出时每个支路的输出为 15 A。

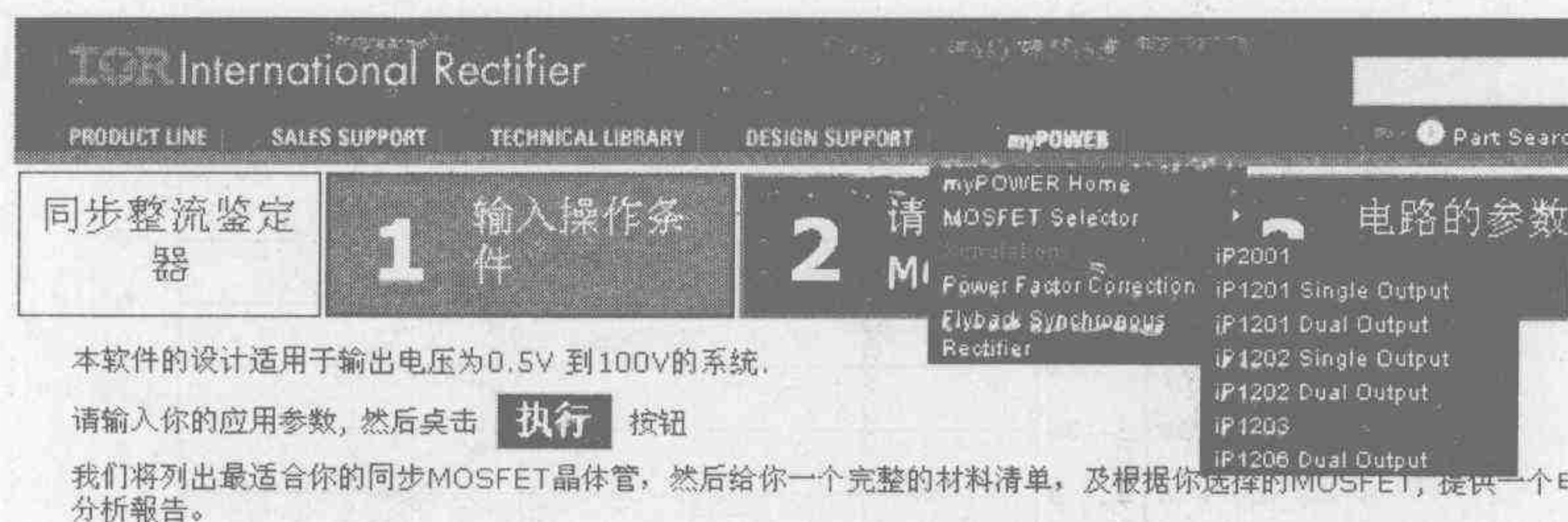


图 4-46 同步整流器设计界面

进入设计界面,如图 4-47 所示,进入设计第一步——工作条件确定。用户可以根据自己要求选择两个通道各自的输出电压、负荷电流、工作频率和输入电压、电源内阻,以及位于界面下方的无源参数表(如图 4-52 所示),选择电路所用的器件参数(如图 4-53 所示)。

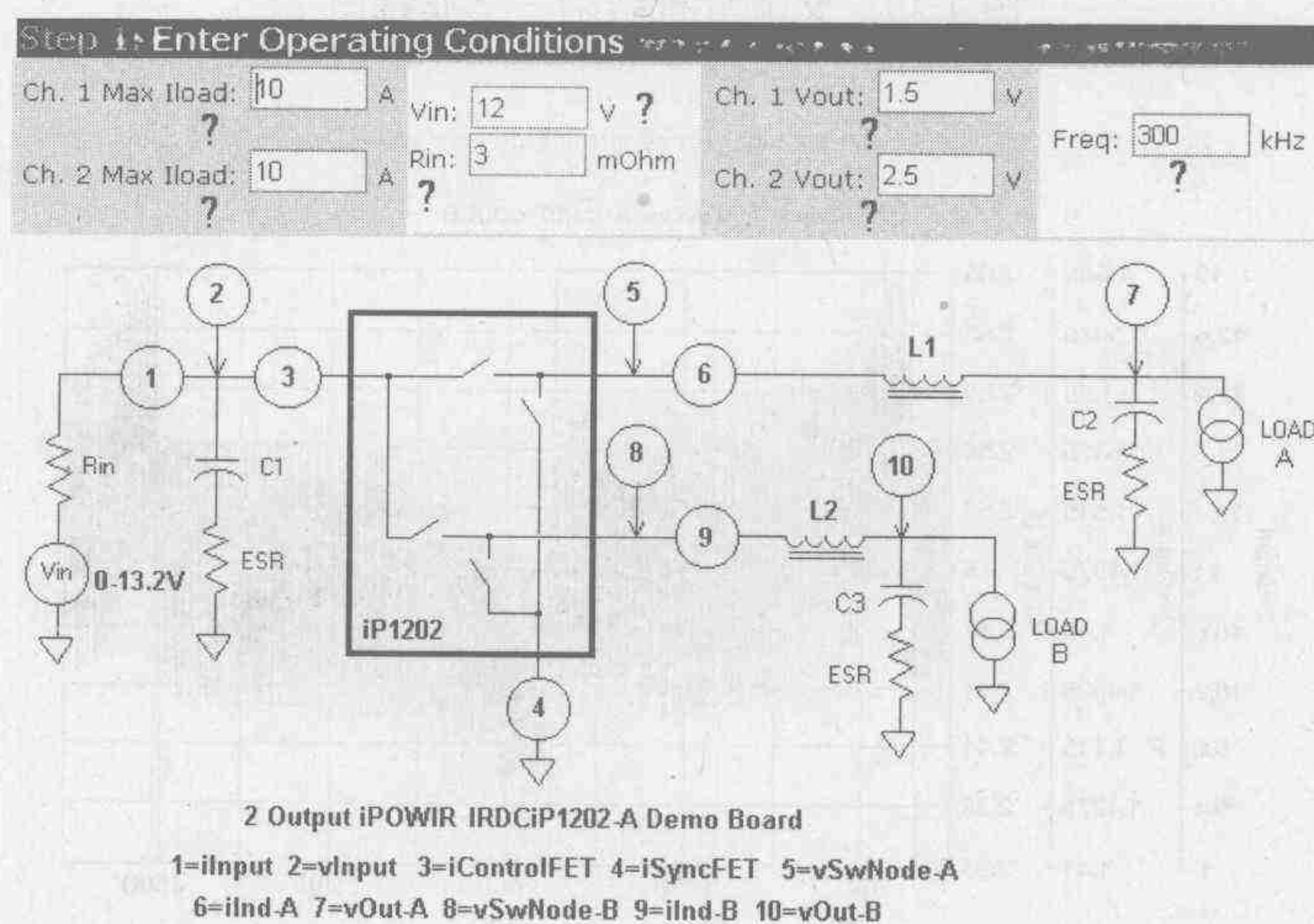


图 4-47 同步整流器设计第一步(左半部分)

在同一界面的右半部分是选择仿真模式,也是设计的第二步,如图 4-48 所示,可以进行的仿真包括交流扫描分析(绘制波特图)、输入信号(直流电源电压)阶跃分析和输出负荷阶跃扰动分析。

下面分别给出所述同步整流器上述各种仿真分析的结果,分别为交流分析(图 4-49)、电源电压阶跃响应(图 4-50)和负荷扰动分析(图 4-51)。

接下来,进入设计的第三步,根据响应情况决定是否对原电路所选用的器件参数进行修改,图 4-52 所示为原参数值,图 4-53 则可供用户进行修改。

对修改参数后的电路可以再回到第二步进行仿真,根据仿真结果再进行参数修改,直至得到满意的结果。完成上述仿真设计后,可以根据需要确定是否采用该设计,甚至

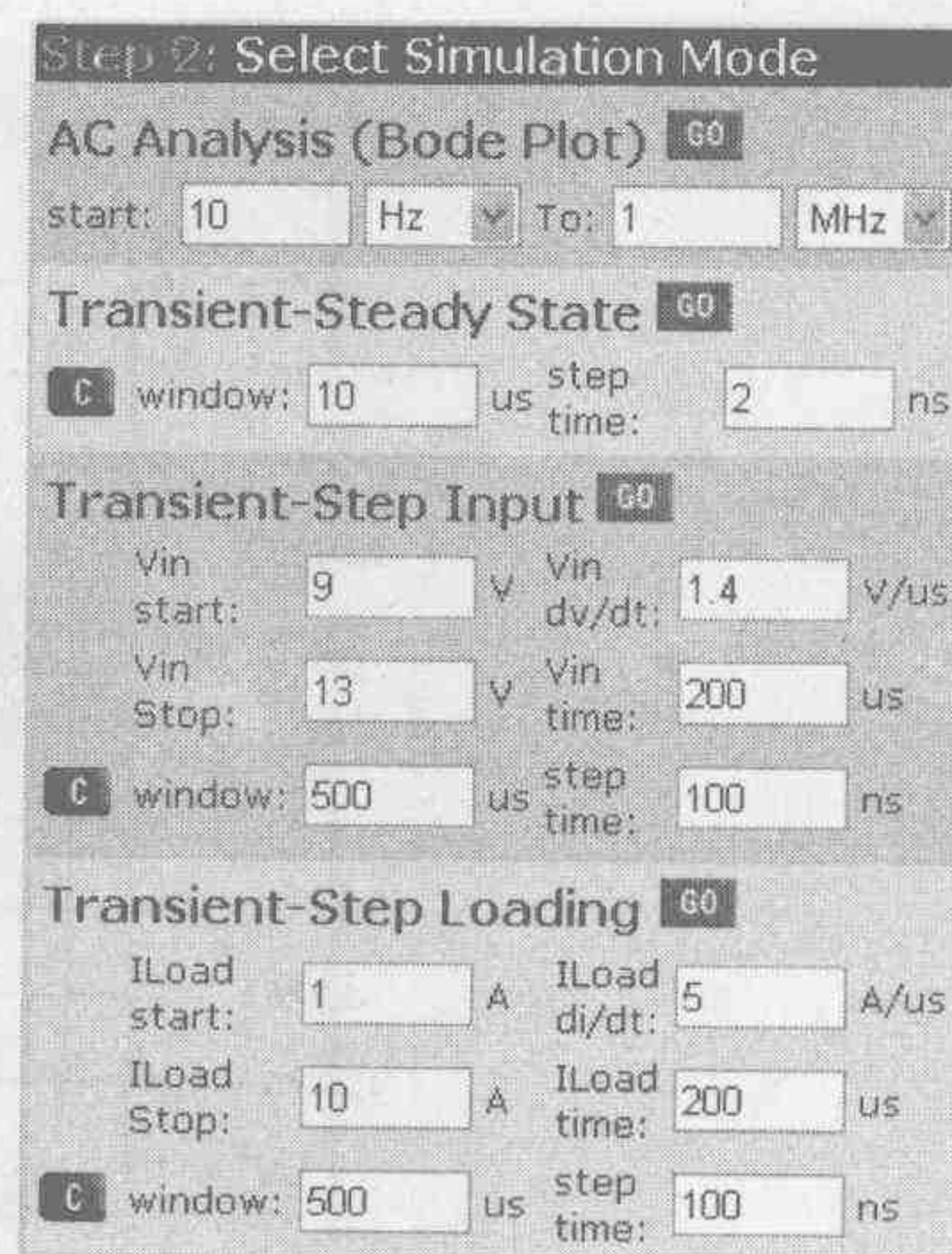


图 4-48 仿真模式选择

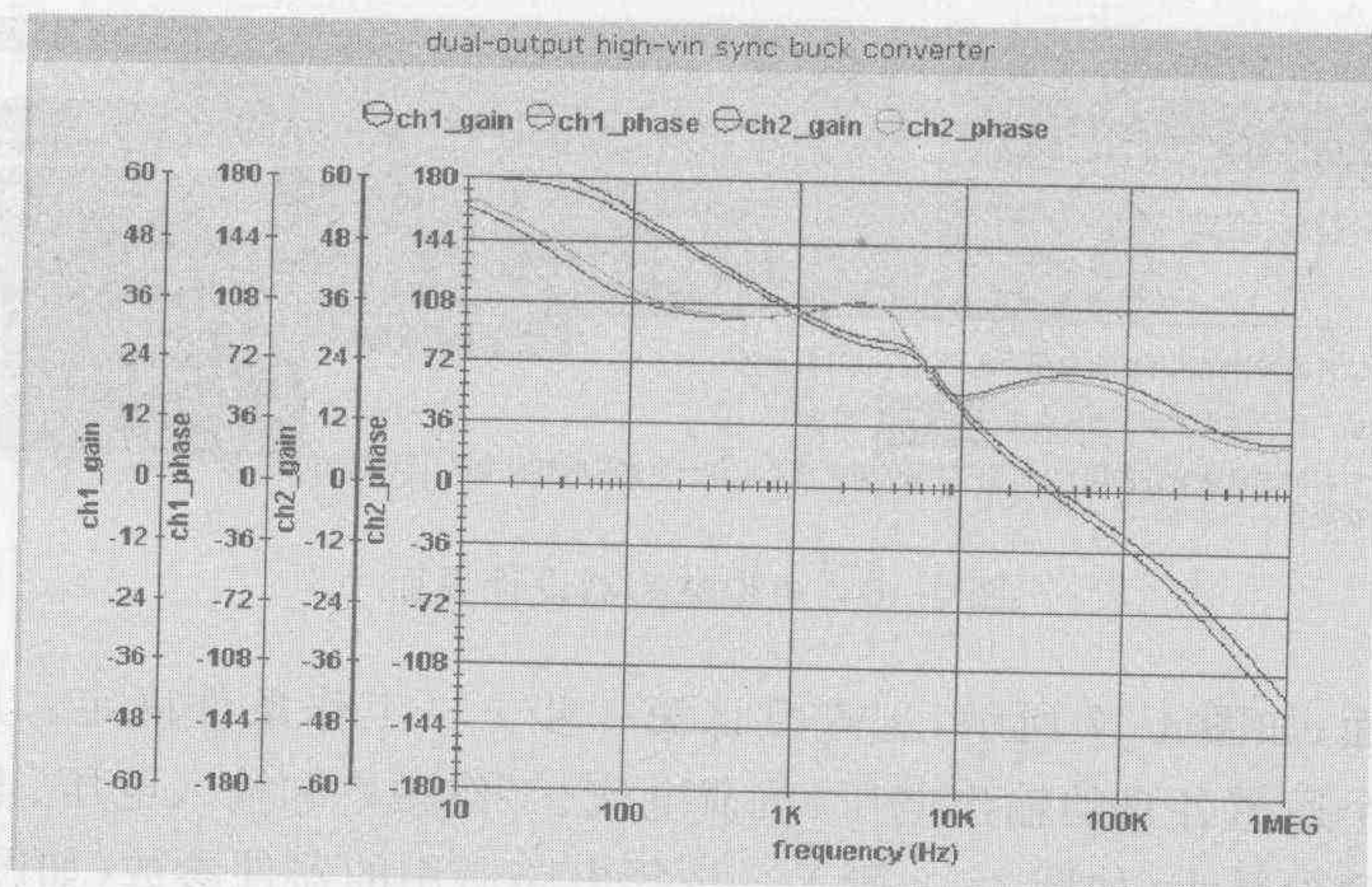


图 4-49 交流分析结果——波特图

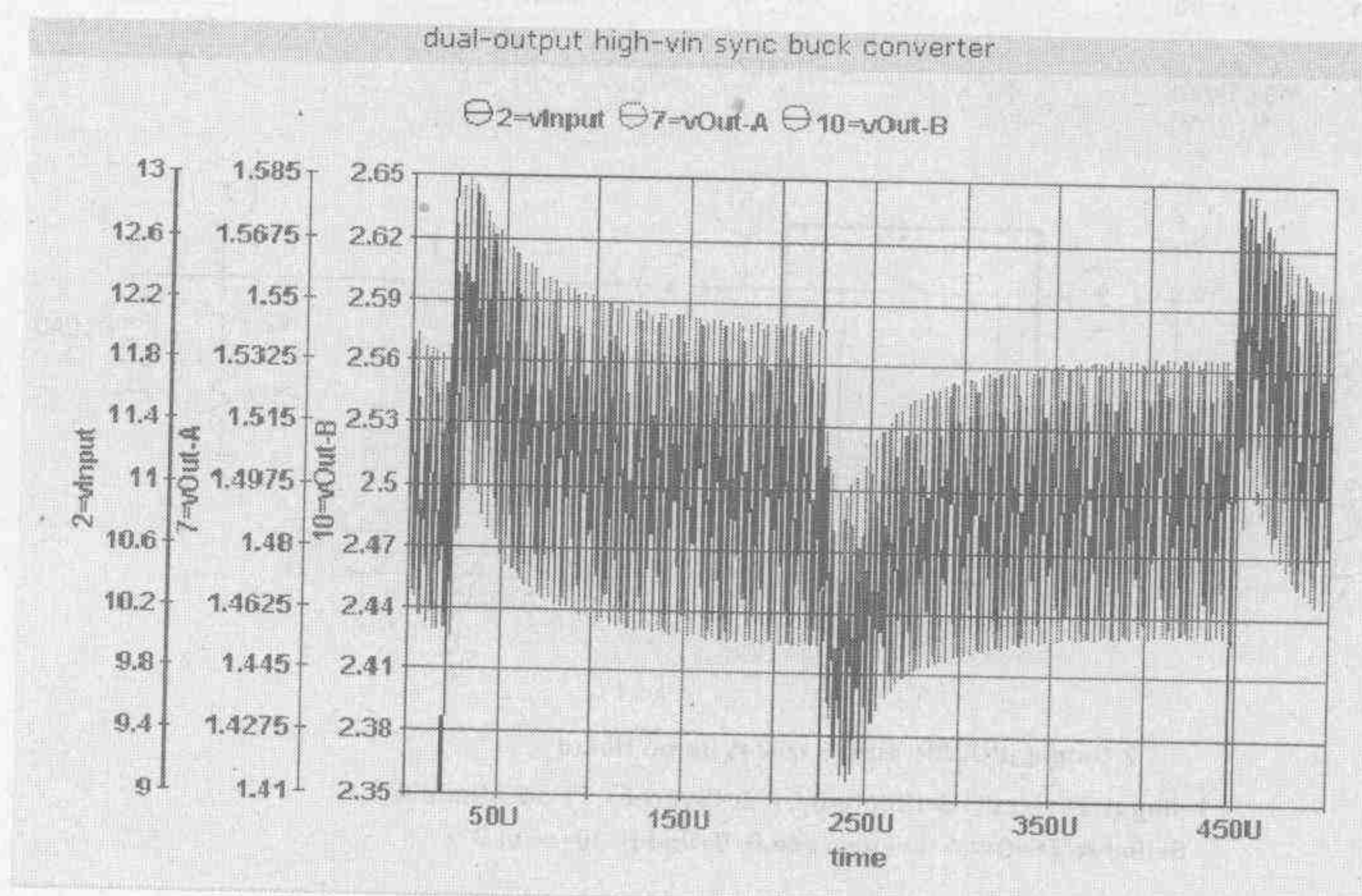


图 4-50 阶跃响应

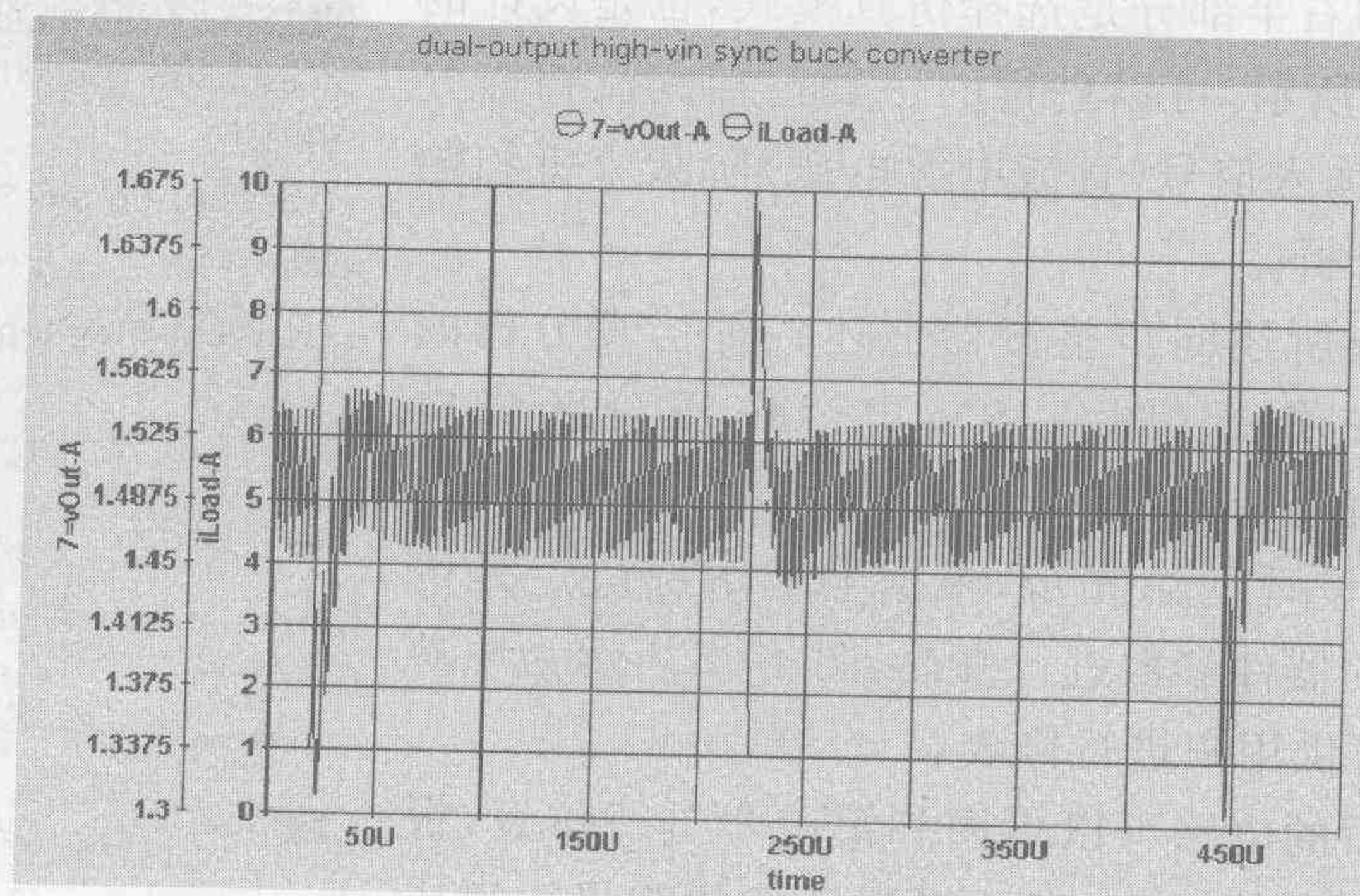


图 4-51 扰动响应

Step 3: Customize Your Design

Choose Alternate Passive Components

Select the radio button next to the choices of passive components for simulation validation

| Standard Component | Value | Qty |
|--|----------------------------------|-----|
| <input checked="" type="radio"/> C1: ? | 33uF 16V (C4532X5R1C336M - TDK) | 6 ? |
| <input checked="" type="radio"/> L1: ? | 1.0uH (ETQP1H1R0BFA - Panasonic) | 2 ? |
| <input checked="" type="radio"/> C2: ? | 470uF 6.3V (6TPB470M - Sanyo) | 2 ? |
| <input checked="" type="radio"/> L2: ? | 1.0uH (ETQP1H1R0BFA - Panasonic) | 2 ? |
| <input checked="" type="radio"/> C3: ? | 470uF 6.3V (6TPB470M - Sanyo) | 2 ? |

图 4-52 原设计选用的无源器件参数

Create Custom Components

Select the radio button next to the custom values of components to be simulated (IR however does not supply these components)

| Custom Component | Value | Esr | Qty |
|-----------------------------|---------|-----------|-----|
| <input type="radio"/> C1: ? | 100 uF | 1.8 mOhm | 6 ? |
| <input type="radio"/> L1: ? | 1000 nH | 1.56 mOhm | 2 ? |
| <input type="radio"/> C2: ? | 470 uF | 35 mOhm | 2 ? |
| <input type="radio"/> L2: ? | 1000 nH | 1.56 mOhm | 2 ? |
| <input type="radio"/> C3: ? | 470 uF | 35 mOhm | 2 ? |

图 4-53 用户自定义的无源器件参数

可以直接向 IR 公司订购你所设计的系统,如图 4-54 所示。

Step 4: Buy Your Design

Order the design kit you just customized. Includes: a standard, fully assembled and tested evaluation board with your custom components.

图 4-54 订购所设计的系统

实践中若需对图 4-55 所示的功率模块 IP1202 的外部补偿电路的参数进行修改,可以回到第一步界面,对弹出的下述补偿电路参数进行修改(如图 4-56 所示),以优化响应。

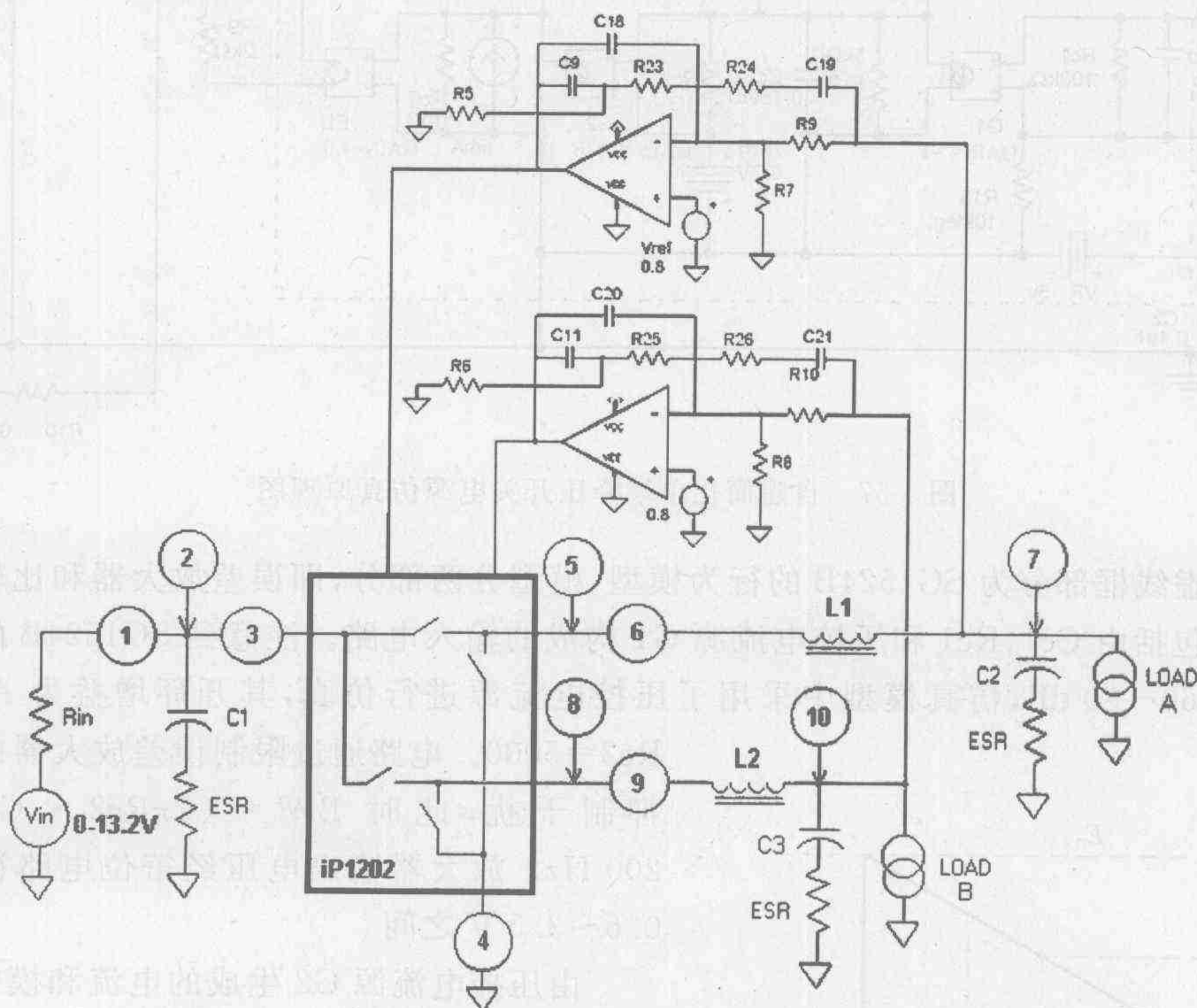


图 4-55 功率模块及其电路原理图

至此完成开关电源的全部设计。可以看到该软件设计平台对于用户而言是一个十分便捷和有效的设计工具,特别是由于其中的模型均为厂家提供,所以设计的可信度高,这种开

放式设计平台已经成为新一代开关电源设计的有效工具。

虽然 OrCAD 等仿真软件和类似 myPower 这样的设计平台内建的开关电源控制电路模块对于开关电源的设计是一个行之有效的仿真方法,但上述模型是由大量的基本数模模型组成的子电路构成,模型较为复杂,导致通常的仿真时间较长。为了加快仿真过程,可以考虑根据开关电源控制器的行为建立其简化的行为模型,以节约计算机资源。图 4-57 所示为采用 SG1524B 控制器行为模型建立的单端降压开关电源的简化电路图。

| Step 1b: Enter Compensation Values | | | | | | | | | |
|------------------------------------|----------|----|---|------|----------|----|---|--|--|
| C9: | 10 | nF | ? | C11: | 10 | nF | ? | | |
| C19: | 1 | pF | ? | C21: | 1 | pF | ? | | |
| C18: | 1 | pF | ? | C20: | 1 | pF | ? | | |
| R5: | 4.75 | kΩ | ? | R6: | 4.75 | kΩ | ? | | |
| R7: | 1.013714 | kΩ | ? | R8: | 417.4117 | Ω | ? | | |
| R9: | 887 | Ω | ? | R10: | 887 | Ω | ? | | |
| R24: | 10 | MΩ | ? | R26: | 10 | MΩ | ? | | |
| R23: | 10 | MΩ | ? | R25: | 10 | MΩ | ? | | |

图 4-56 修改补偿电路参数

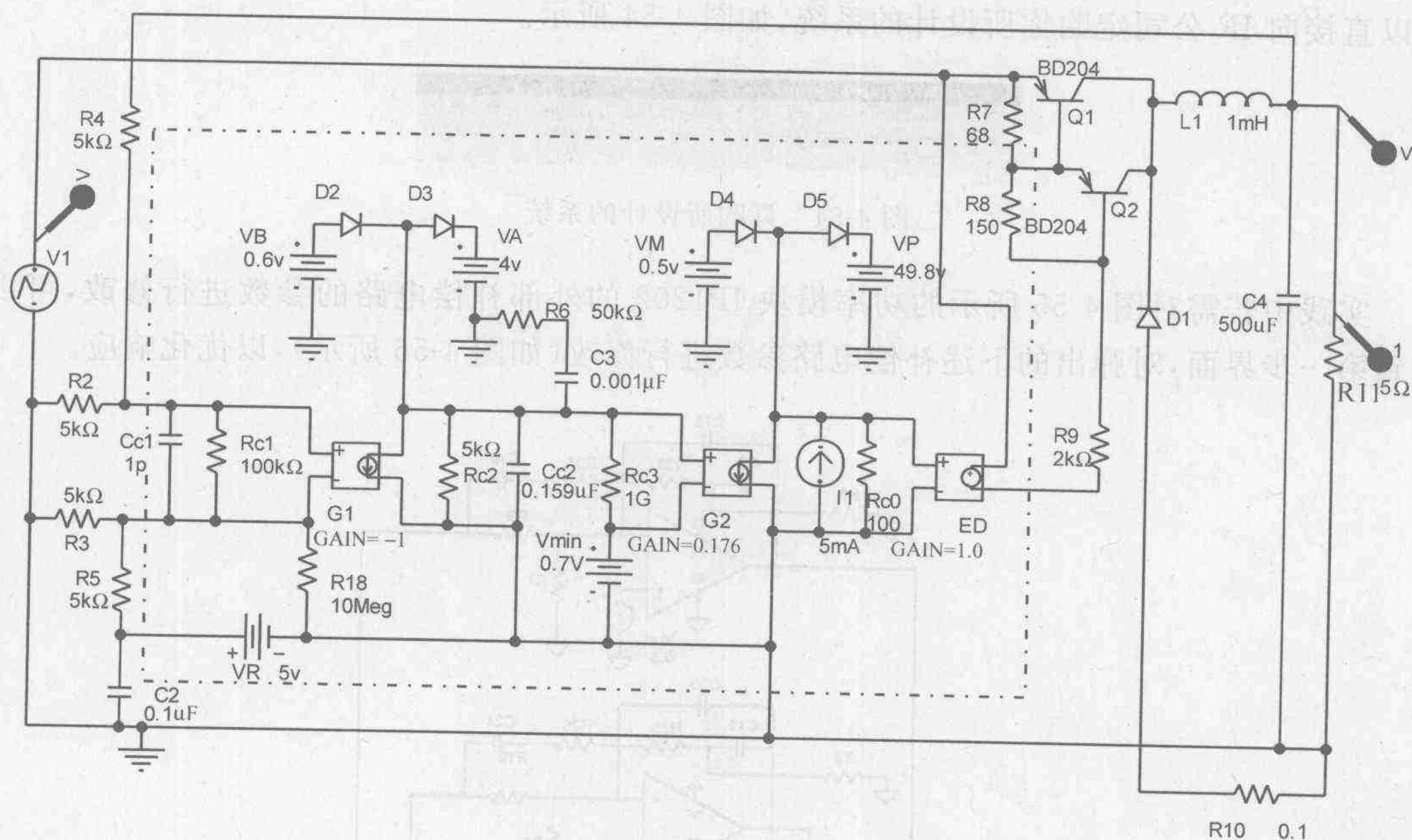


图 4-57 自建简化单端降压开关电源仿真原理图

图中虚线框部分为 SG1524B 的行为模型,模型分两部分,即误差放大器和比较器。误差放大器包括由 $Cc1$, $Rc1$ 和压控电流源 $G1$ 构成的输入电路。注意到 SG1524B 的开环电压增益为 60~80 dB,仿真模型中采用了压控电流源进行仿真,其开环增益为 $A = G1 \cdot Rc2 = 5000$ 。电路通过限制误差放大器的带宽来抑制干扰,此时 $BW = (2\pi Rc2 \cdot Cc2)^{-1} \approx 200$ Hz。放大器输出电压经箝位电路被限定在 0.6~3.5 V 之间。

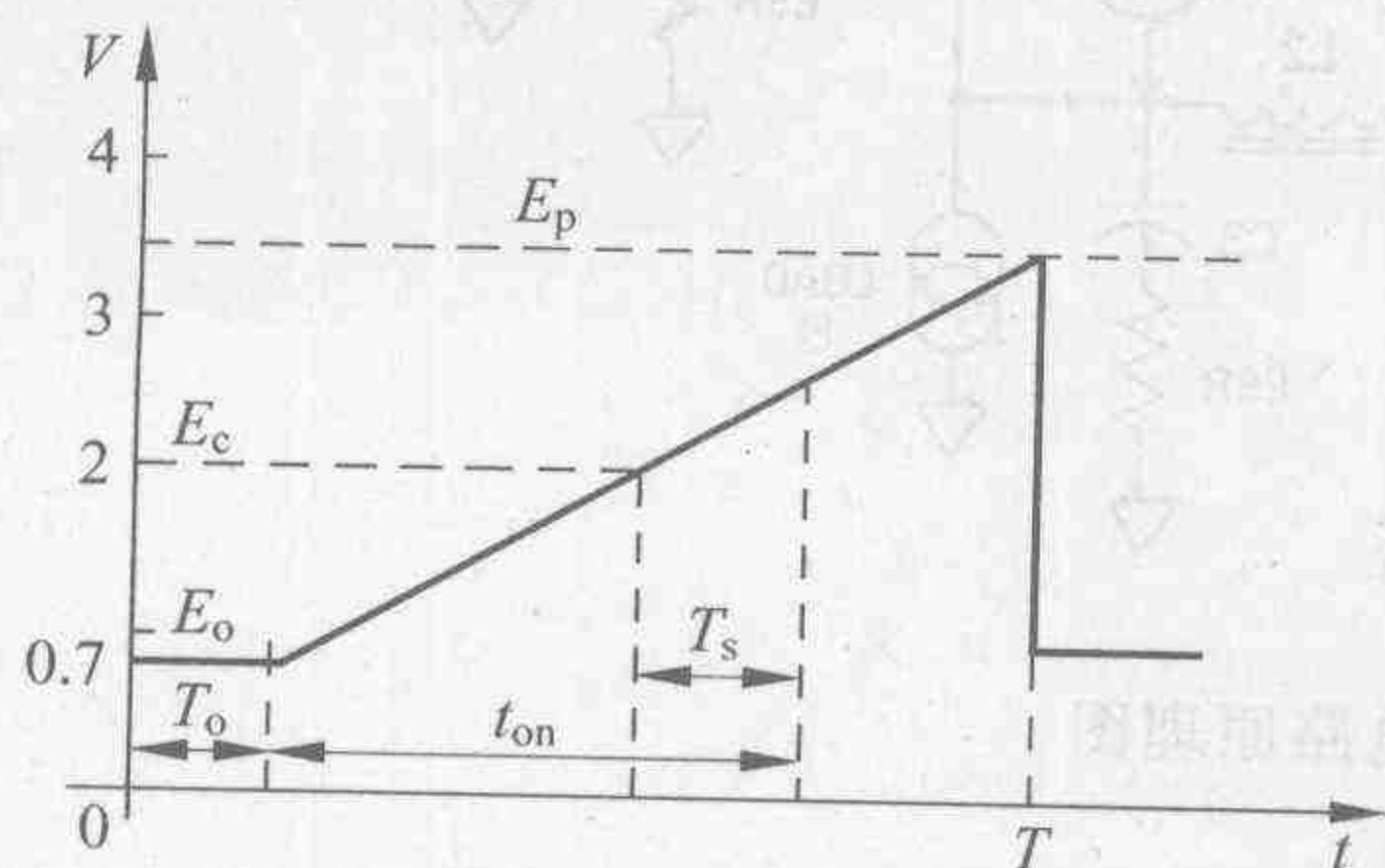


图 4-58 调制信号波形

由压控电流源 $G2$ 生成的电流和模拟晶体管存储时间的电流 $I1$ 一起在电阻 $Rc0$ 上生成锯齿波电压,再经压控电压源放大生成脉冲触发信号,由 12 脚输出触发晶体管的脉冲信号。器件生成的锯齿波如图 4-58 所示,其中 T 为开关周期,

由压控电流源 $G2$ 生成的电流和模拟晶体管存储时间的电流 $I1$ 一起在电阻 $Rc0$ 上生成锯齿波电压,再经压控电压源放大生成脉冲触发信号,由 12 脚输出触发晶体管的脉冲信号。器件生成的锯齿波如图 4-58 所示,其中 T 为开关周期,

在上述电路中为 $100\ \mu\text{s}$; T_o 为死区时间, 由于 SG1524 具有两个输出晶体管, 故延时为 $T_o = 0.5T + 0.7\ (\mu\text{s})$; T_s 为晶体管存储时间, 取 $0.5\ \mu\text{s}$; E_p 为 SG1524 振荡器锯齿波峰值电压 ($3.5\ \text{V}$), E_c 为误差放大器输出的控制电压 (即 Rc3 上的电压), E_o 为锯齿波的最小电压 ($0.7\ \text{V}$)。器件的占空比可由下式给出:

$$D = \frac{t_{\text{on}}}{T} = \frac{T_s}{T} + \frac{E_c - E_o}{E_p - E_o} \left[\frac{T - T_o}{T} \right] \quad (4-39)$$

可用控制电压 E_c , G2 和 I1 进行模拟。其中, 等式右边第一项表示存储时间对占空比的影响, 以等效电流源进行模拟 $I1 = T_s/T$; 第二项用压控电流源 $G2 = \frac{T - T_o}{(E_p - E_o) \cdot T}$ 模拟控制信号的影响; 利用两个参考电压 $V_M (= 100T_s/T)$ 和 $V_p (= 100(T + T_s - T_o)/T)$ 组成的箝位电路限定最小和最大占空比。仿真结果如图 4-59 所示, 对比图 4-44 的仿真结果, 二者的输出电压和电流波形有相当好的一致性, 但仿真时间由 $281.96\ \text{s}$ 降低为 $16.48\ \text{s}$, 即约为原机时的 5.8% , 显然对于复杂系统的仿真采用此类行为模型是一个十分有效的方法。详细讨论可见参考文献[1]。

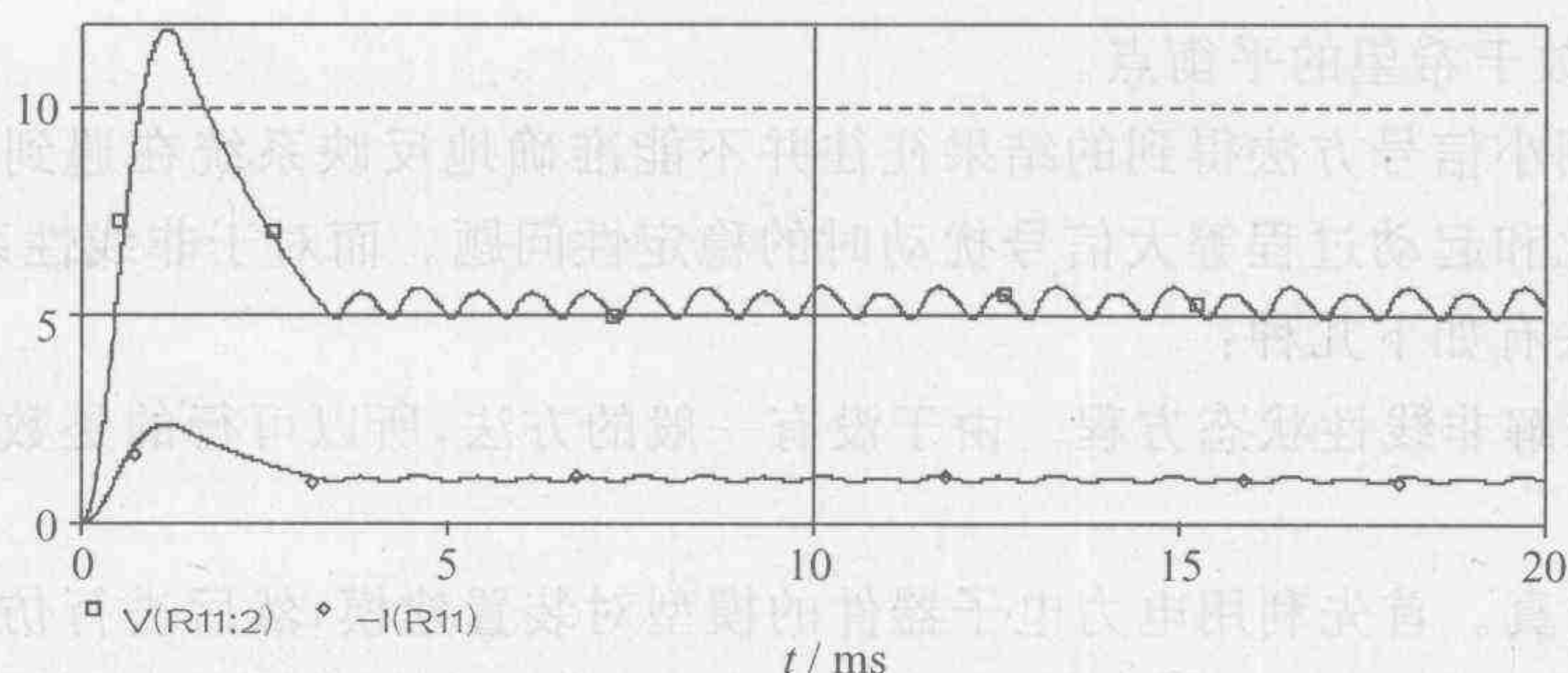


图 4-59 简化电路仿真结果

4.3 稳定性分析

从实用的角度出发, 可以将系统的稳定性分为两类, 即所谓的经典意义上的稳定性和短期稳定性。所谓经典意义上的稳定性是指随着系统运行的时间趋于无穷, 其响应应当落在某一个范围内; 而所谓“短期稳定性”是指系统的响应在给定的观察时间内落在某一个范围中。这两种稳定性的意义是不同的, 也即系统可能是短期稳定, 而不是经典意义上的稳定; 反之可能是经典意义上的稳定, 但不满足短期稳定的要求。短期稳定性概念如图 4-60 所示。

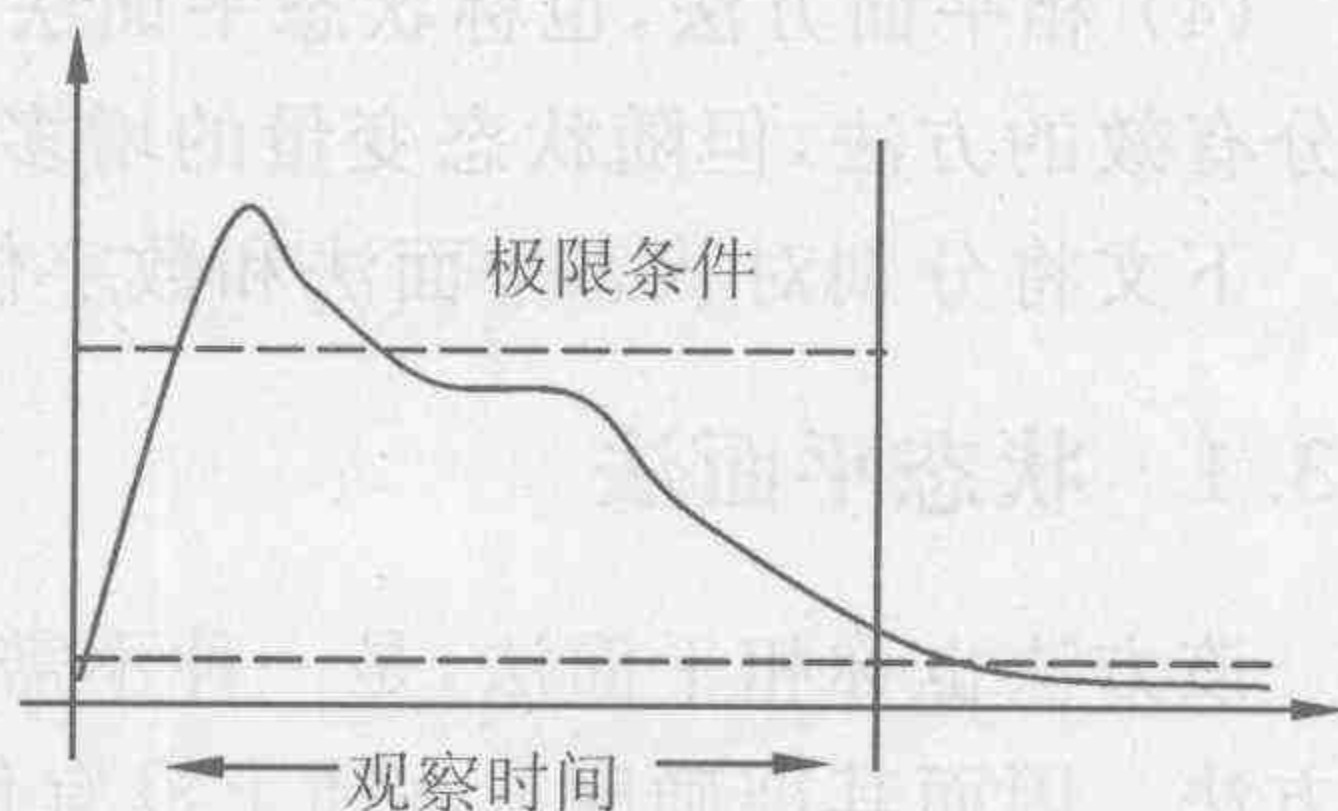


图 4-60 短期稳定性概念

在实际中短期稳定性是可以通过观察得到的。假定观测时间足够大, 则得到的短期稳定性和经典意义上的稳定性是一致的。通常指的稳定性问题均是指经典意义上的稳定性, 但这并不意味着短期稳定性不重要。比如对于电力

电子装置而言,为了保证装置在其器件的合理阈值中工作,必须给出一定的极限条件,如最大电压、最大电流等,一旦超出极限就会引起装置的永久性损坏。因此也可以将短期稳定看做是附加约束条件的经典意义上的稳定。而确定这个极限条件的一个重要方法就是利用仿真。

应当注意的是,由于非线性系统所对应的状态方程通常不具备封闭形式的解析解,在对非线性的变流系统的稳定性进行分析时,往往难以找到一个精确的解法,以设计一个全局稳定的反馈控制系统。

在静态工作点附近对系统进行线性化分析的方法对于研究电力电子装置控制器在小扰动条件下的行为是一个十分有效的方法,对采用这种小扰动线性化方法建立的各种信号交流模型可以用熟知的线性系统的分析方法,如波特图、根轨迹等求解。但是不幸的是,由于电力电子装置本身具有本质性的非线性,对于在某一个静态工作点采用小信号方法建立的模型不能做如下保证:

- ① 适用于所有的静态工作点;
- ② 同一个静态工作点在大扰动条件下的稳定性;
- ③ 其解收敛于希望的平衡点。

实际中利用小信号方法得到的结果往往并不能准确地反映系统在遇到诸如负载扰动、外界电源的变化和起动过程等大信号扰动时的稳定性问题。而对于非线性系统求解需用的稳定性分析方法有如下几种:

(1) 精确求解非线性状态方程。由于没有一般的方法,所以可行的是数值分析方法,但一般十分困难。

(2) 数字仿真。首先利用电力电子器件的模型对装置建模,然后进行仿真,这是最具有一般性的方法。但是对于一个大系统,例如包括几百台发电机的系统,系统时间常数与变流器开关周期差几个数量级,因此仿真相当困难,需要的机时也很长。实践中往往利用各种简化模型,如理想开关模型、小信号模型等进行仿真,在保证适当精度的条件下加快仿真速度。

(3) 李雅普诺夫方法。这种方法具有普遍意义,但是往往难以得到适当的李雅普诺夫函数。

(4) 相平面方法,也称状态平面法。实际上它对于含两个状态变量的系统而言是一个十分有效的方法,但随状态变量的增多,该方法的应用就显得较为困难。

下文将分别对状态平面法和数字仿真法进行讨论。

4.3.1 状态平面法

该方法也称相平面法,是一种不需要经过修改或线性化即可以对非线性系统进行分析的方法。因而其准确度从本质上没有什么限制。这种方法常应用图解法,最适用于与时间没有明显相关性的二阶系统。在控制理论中指出,应用相平面方法的充要条件是系统的基本状态方程可以写成如下的一般形式,即 $\dot{x} - f(x, \dot{x}) = 0$, 而通过代换可以将方程化为

$$\frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}} \quad (4-40)$$

时间虽然仍是实际的独立变量,但它在形式上已从基本方程中消除了。新的方程仅含

两个变量 x 与 \dot{x} , 因而可以 x 轴与 \dot{x} 轴构成一个相平面, 见图 4-61, 并且使得原二阶微分方程的解 $x(t)$ 为相平面中的一曲线, 即相轨迹。

所谓相平面就是以 x 和 \dot{x} 为坐标的平面, 在该平面上满足式(4-40)的点称为相点, 而由相点随时间变化描出的曲线称为相轨迹。相平面上一个闭合轨迹对应于系统的一个周期解。相平面图具有几何直观性, 可以将系统的平衡状态, 过渡过程和周期解同时展示出来, 相平面法就是利用相平面图研究系统的状态和特性的方法。

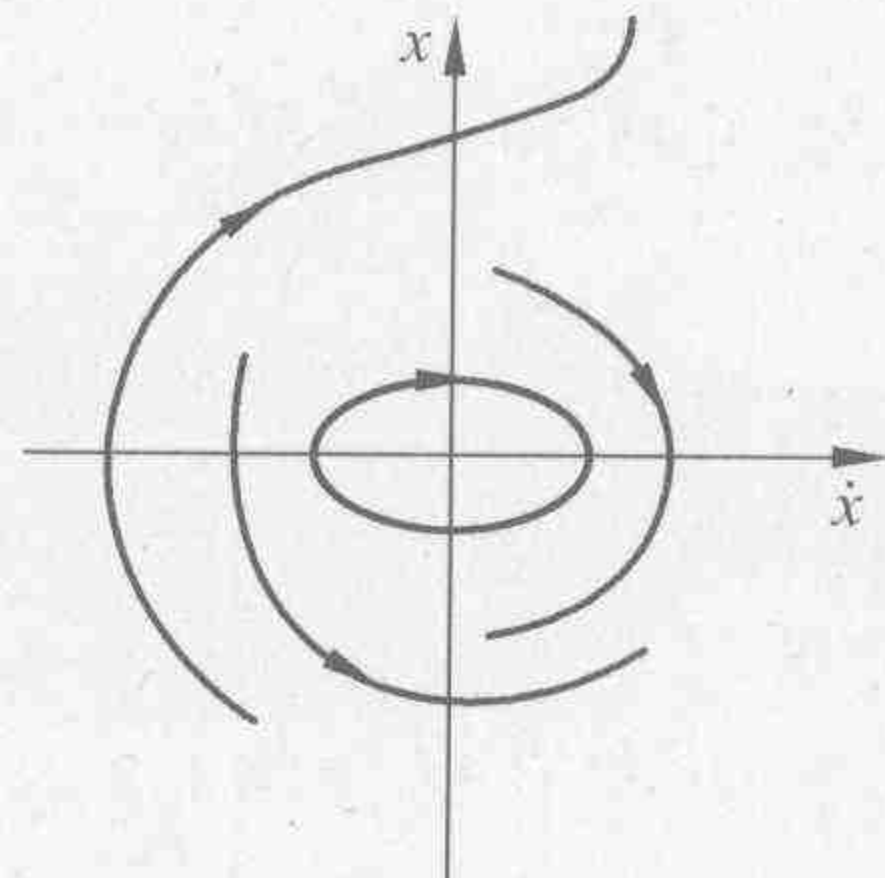


图 4-61 相平面图

例如在某一相点处: $\frac{dy}{dx} = \frac{0}{0}$, 即轨迹在该点的斜率不确

定, 表明该点上存在若干条相交的相轨迹, 该点称为奇点。若该轨迹在某一相点上满足 $\dot{x} = 0, \dot{y} = 0$, 即状态变量的加速度为零, 则该点对应于系统的一个平衡状态, 称为平衡点。从相轨迹看, 螺旋形相轨迹对应于衰减或增幅振荡。如果轨迹是单调收敛或发散的, 系统的过渡过程就是单调衰减或增幅的。相平面上封闭的轨迹对应于系统的周期振荡, 其中极限环对应于非保守自治系统的自激振荡。作为孤立的闭轨, 稳定的极限环对环内和环外的相点均有吸引力, 即内外的相点都趋近它。没有阻尼的保守自治系统的轨迹属于一般闭轨, 可以有无限多条。

由于 \dot{x} 确定了 x 随时间的变化, 因此一般 $\dot{x} > 0$ 对应相轨迹向右移动; 而 $\dot{x} < 0$ 对应相轨迹向左移动。而由于沿 x 轴 \dot{x} 为 0, 因此相轨迹通常垂直过 x 轴, 而当方程右端出现不定值的点, 即与 x 轴的交点, 通常称为奇点, 该点的性状决定了系统的特性。常见的有两种情况: 一种是当相平面曲线为螺旋线时, 若螺旋线向内运行, 则对应一个衰减的振荡, 也即系统在李雅普诺夫意义上是稳定的; 反之若螺旋线向外运动, 则对应一个向外发散的增幅振荡。另一种是当相平面上的曲线为椭圆时, 这种运动形式对应等幅振荡。在电力电子电路, 特别是对于 DC-DC 变流器一类具有两个状态变量的系统中, 相平面法, 此时称为状态平面法得到了广泛的应用。在电力电子装置中由于电力电子电路是一个变结构系统, 而在每一个拓扑中可以看做是一个线性系统, 所以实际上是将相平面划分为若干个区间, 每个区间对应一个独立的线性系统。相邻区域的边界上由于仍然假定电力电子电路的状态是连续的, 所以相连的曲线也是连续的。

由开关状态引起的结构上的变化对应于状态平面上定义的边界。在实际中边界包括 4 种类型: 两种是固定(S)边界, 比如二极管中由 $i_L = 0$ 等不可控器件内部阈值构成的边界, 若 i_L 作为一个状态变量, 则形成的边界实际上是平面上的轴。另外两种边界是时变边界(m), 也即该动作是由一种外界控制决定的, 它随控制时刻而定, 而与边界条件无关, 所以是一种非固定的, 随控制时刻而定的边界。而在每种开关边界中又存在两种不同的边界: 一种为单向边界(V), 即意味由一个方向达到时才有开关动作, 比如二极管导通的条件是流经其中的电流大于 0 时才会导通。而另一种边界条件是双向(B)的, 即不论由那个方向达到均可有开关动作, 例如可控开关。因此有 4 种边界, 即(BM), (BS), (VM)和(DS)。

下面以一个串联谐振变流器来加以说明。如图 4-62 所示, 图中 S_1, S_3 和 S_2, S_4 为两个组合开关, 可以把它们看做是两组理想开关。工作中二者互补, 即占空比为

$$h_1 = h_3 = 1 - h_2 = 1 - h_4$$

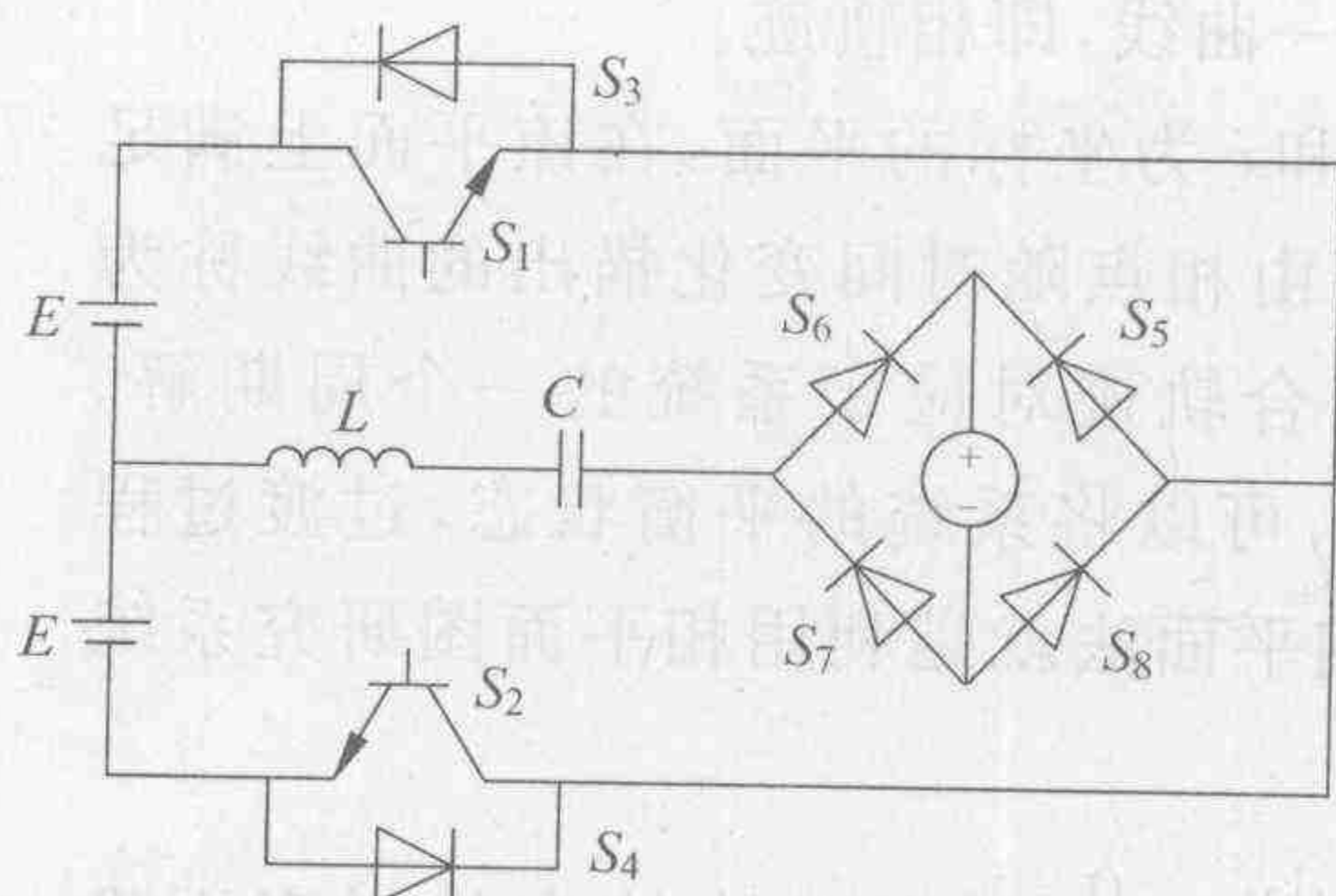


图 4-62 串联谐振变流器

同样 S_5 与 S_7 , S_6 与 S_8 为一组组合开关, U_o 为负载, 负载为单向供电, S_5, S_7 与 S_6, S_8 为两组互补开关, $h_5 = h_7 = 1 - h_6 = 1 - h_8$, 系统可简化为如图 4-63 所示的简化模型。此时 S_1, S_2 为全控开关, 故由它们构成的是可变边界, 而 $S_5 \sim S_8$ 为二极管, 故对应的是固定边界。系统具有 4 个可能的拓扑结构, 如图 4-64 所示。

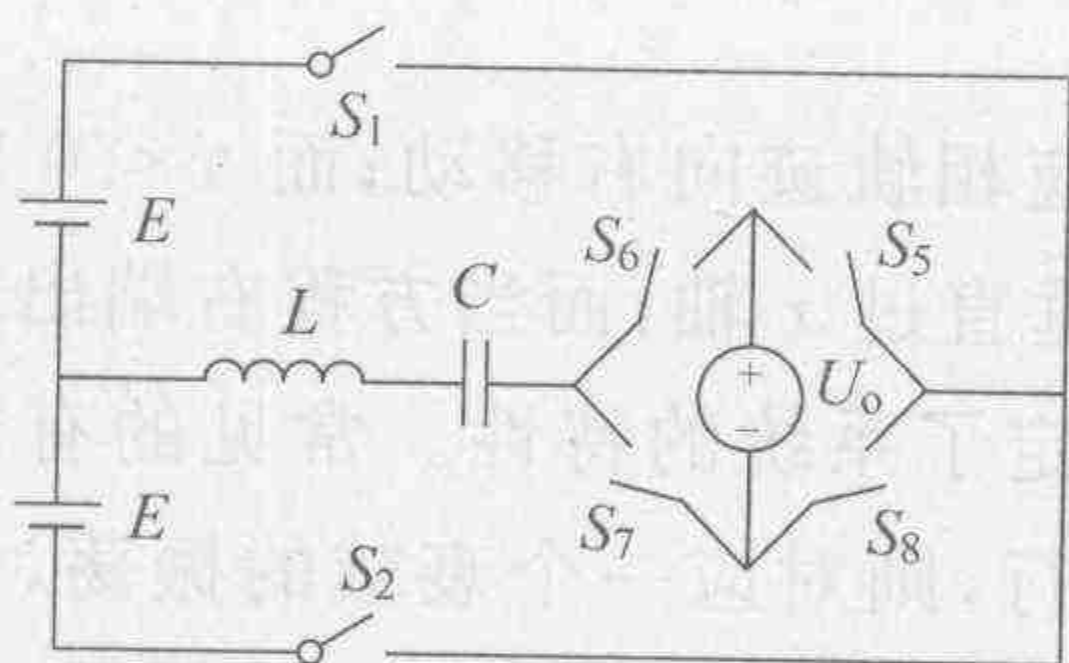


图 4-63 串联谐振变流器简化模型

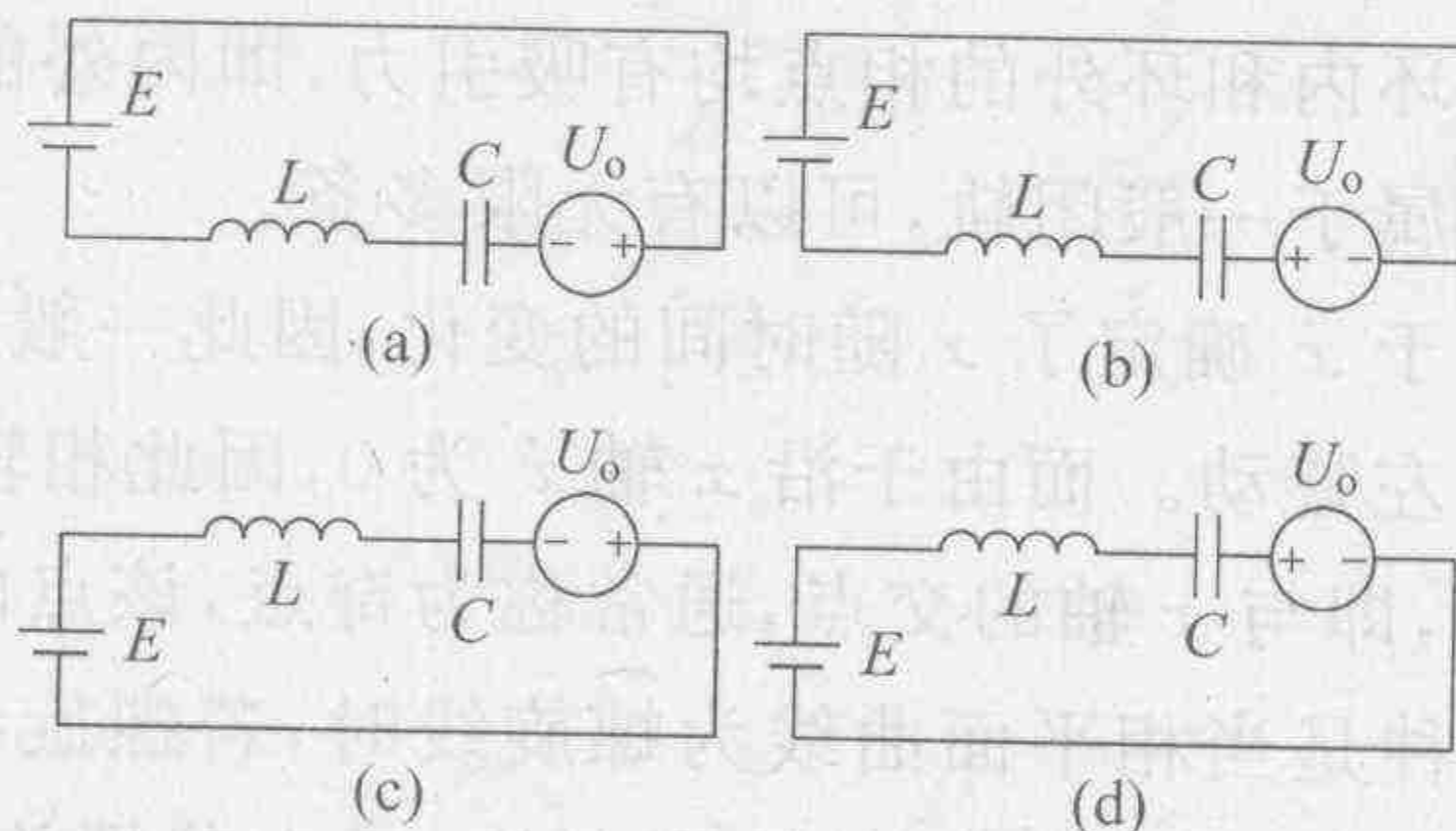


图 4-64 串联谐振变流器电路拓扑

当 S_1, S_5, S_7 导通时, 可得到

$$\begin{cases} E = L \frac{di_L}{dt} + U_C + U_o \\ i_L = C \frac{du_C}{dt} \end{cases} \quad (4-41)$$

也即状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{u_C}{L} + \frac{E}{L} - \frac{U_o}{L} \\ \frac{du_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L \end{cases} \quad (4-42)$$

系数矩阵为

$$\{A0 \quad B0\} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (4-42a)$$

对于其他 3 个拓扑, 即图 4-64(b), (c), (d), 编程时可以以 $\{A0, B0\}$ 作为一个基本矩阵, 而仅将矩阵中各项的增量代入, 相应的各项为

$$S_1, S_6, S_8 \text{ 导通见图 4-64(b): } \{\hat{A}1 \quad \hat{B}1\} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (4-42b)$$

$$S_2, S_5, S_7 \text{ 导通见图 4-64(c): } \{\hat{A}2 \quad \hat{B}2\} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} -\frac{2}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (4-42c)$$

$$S_2, S_6, S_8 \text{ 导通见图 4-64(d): } \{\hat{A}3 \quad \hat{B}3\} = \left\{ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} -\frac{2}{L} & \frac{2}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (4-42d)$$

以下为用 QBASIC 编制的上述系统的仿真程序。

```
Screen 9: Cls: Color , 9
WINDOW (-50, -1)-(50, 1)
Line (-40, 0)-(40, 0)
Line (0, -0.8)-(0, 0.8)
LOCATE 3, 38: Print "iL"
LOCATE 12, 72: Print "Vc"
C = 0.0000001
L = 0.000197
Vc0 = 0
U1 = 14
U2 = 10
Ts = 0.0000001    (Ts 为计算步长)
```

根据前述方程(4-42)可以得到:

```
A0(1, 1) = 0: A0(1, 2) = -1 / L: A0(2, 1) = 1 / C: A0(2, 2) = 0
A1(1, 1) = 0: A1(1, 2) = 0: A1(2, 1) = 0: A1(2, 2) = 0
A2(1, 1) = 0: A2(1, 2) = 0: A2(2, 1) = 0: A2(2, 2) = 0
A3(1, 1) = 0: A3(1, 2) = 0: A3(2, 1) = 0: A3(2, 2) = 0
B0(1, 1) = 1 / L: B0(1, 2) = -1 / L: B0(2, 1) = 0: B0(2, 2) = 0
B1(1, 1) = 0: B1(1, 2) = 2 / L: B1(2, 1) = 0: B1(2, 2) = 0
B2(1, 1) = -2 / L: B2(1, 2) = 0: B2(2, 1) = 0: B2(2, 2) = 0
B3(1, 1) = -2 / L: B3(1, 2) = 2 / L: B3(2, 1) = 0: B3(2, 2) = 0
Time = 0
Do
```

为了定义状态的变换,引入开关函数: $h_q(t) = u_+ [D - t_{ri}(t)]$ 表示开关 1 和开关 2 控制信号的转换,其中 $t_{ri}(t) = \text{MOD}\left(\frac{t}{T_f}\right)$, 即运行时间 t 除以开关周期 T_f 的余数。由 $u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$, 开关的状态可记为: 如果 $t_{ri} < D$, 那么 $h_q = 1$, 即正组的组合开关 1 工作; 否则 $h_q = 0$, 负组的开关 2 工作。

以开关函数 $h_d(t) = u_- [i_L]$ 表示二极管 5, 7 与 6, 8 工作的转换。如果 $i_L > 0$ 表明电流经开关和负荷流入电容, 二极管开关中的 D5, D7 工作, 记为 $h_d = 1$; 否则 $h_d = 0$, 因此得到如

下程序(其中, h_q 等同于 $h_q(t)$, h_d 等同于 $h_d(t)$):

```

* 开关状态更新。
h0p = h0: h1p = h1: h2p = h2: h3p = h3
tri = (Time / Tf - Int(Time / Tf))
If tri < 0.5 Then
hq = 1
Else: hq = 0
End If
If il > 0 Then
hd = 1
Else: hd = 0
End If
If hq = 1 And hd = 1 Then
h0 = 1 \* 即 S1 导通, D5, D7 导通, 对应拓扑(a), 系数阵 A0, B0
Else: h0 = 0
End If
If hq = 1 And hd = 0 Then
h1 = 1 \* 即 S1 导通, D6, D8 导通, 对应拓扑(b), 系数阵 A1, B1
Else: h1 = 0
End If
If hq = 0 And hd = 1 Then
h2 = 1 \* 即 S2 导通, D5, D7 导通, 对应拓扑(c), 系数阵 A2, B2
Else: h2 = 0
End If
If hq = 0 And hd = 0 Then
h3 = 1 \* 即 S2 导通, D6, D8 导通, 对应拓扑(d), 系数阵 A3, B3
Else: h3 = 0
End If
ilp = il
Vcp = Vc
il0 = A0(1, 1) * ilp + A0(1, 2) * Vcp + B0(1, 1) * U1 + B0(1, 2) * U2
il1 = A1(1, 1) * ilp + A1(1, 2) * Vcp + B1(1, 1) * U1 + B1(1, 2) * U2
il2 = A2(1, 1) * ilp + A2(1, 2) * Vcp + B2(1, 1) * U1 + B2(1, 2) * U2
il3 = A3(1, 1) * ilp + A3(1, 2) * Vcp + B3(1, 1) * U1 + B3(1, 2) * U2
il = ilp + Ts * (il0 + il1 * h1 + il2 * h2 + il3 * h3) \* 利用正向欧拉积分

```

方程中各项是否作用取决于相应的拓扑状态。由于采用增量矩阵的方式所以 A0, B0 始终作用。

```

Vc0 = A0(2, 1) * ilp + A0(2, 2) * Vcp + B0(2, 1) * U1 + B0(2, 2) * U2
Vc1 = A1(2, 1) * ilp + A1(2, 2) * Vcp + B1(2, 1) * U1 + B1(2, 2) * U2
Vc2 = A2(2, 1) * ilp + A2(2, 2) * Vcp + B2(2, 1) * U1 + B2(2, 2) * U2
Vc3 = A3(2, 1) * ilp + A3(2, 2) * Vcp + B3(2, 1) * U1 + B3(2, 2) * U2
Vc = Vcp + Ts * (Vc0 + Vc1 * h1 + Vc2 * h2 + Vc3 * h3)
/* 绘制轨迹

```



```

If h0 = 1 And h0p = 0 Then col = 4 /* 赋予不同的前景颜色来显示状态切换
If h1 = 1 And h1p = 0 Then col = 6
If h2 = 1 And h2p = 0 Then col = 14
If h3 = 1 And h3p = 0 Then col = 15
'PRINT (Vc)
'PRINT (il)
PSet (Vc, il), col /* 屏幕上画一个点。
Time = Time + Ts
Loop Until INKEY $ (>)"

```

作出的相平面图固定边界在 $i_L=0$ 处,可以看出:A、C 为二极管的一对切换点;B、D 为可变边界的切换点,即强迫换相点。

对于高阶系统,特别是三阶系统可以通过将描述 2 个状态变量之间关系的一个相平面扩展为描述 3 个状态变量两两之间关系的三个相平面来实现,但是较为麻烦。图 4-65 为 $C=0.1\ \mu\text{F}$, $L=0.197\ \text{mH}$, 开关频率为 $40\ \text{kHz}$, $i_L=0$, $V_c=0$, $E=14\ \text{V}$, 负载电压 $U_o=10\ \text{V}$ 时, $d=0.5$ 时得到的仿真结果。改变参数和振荡频率,可以得到停振(螺旋线向 0 点收缩)、发散(螺旋线向外旋)和等幅振荡(椭圆)时的曲线。图中清晰地给出了不同开关状态的工作情况,比如器件中电流过零点,即横轴明显地构成固定边界;浅色曲线表示开关器件的触发导通,当其电流过零时,即经过换流由与其反并联的二极管导通。上述仿真有利于深入了解变流器的工作状态。

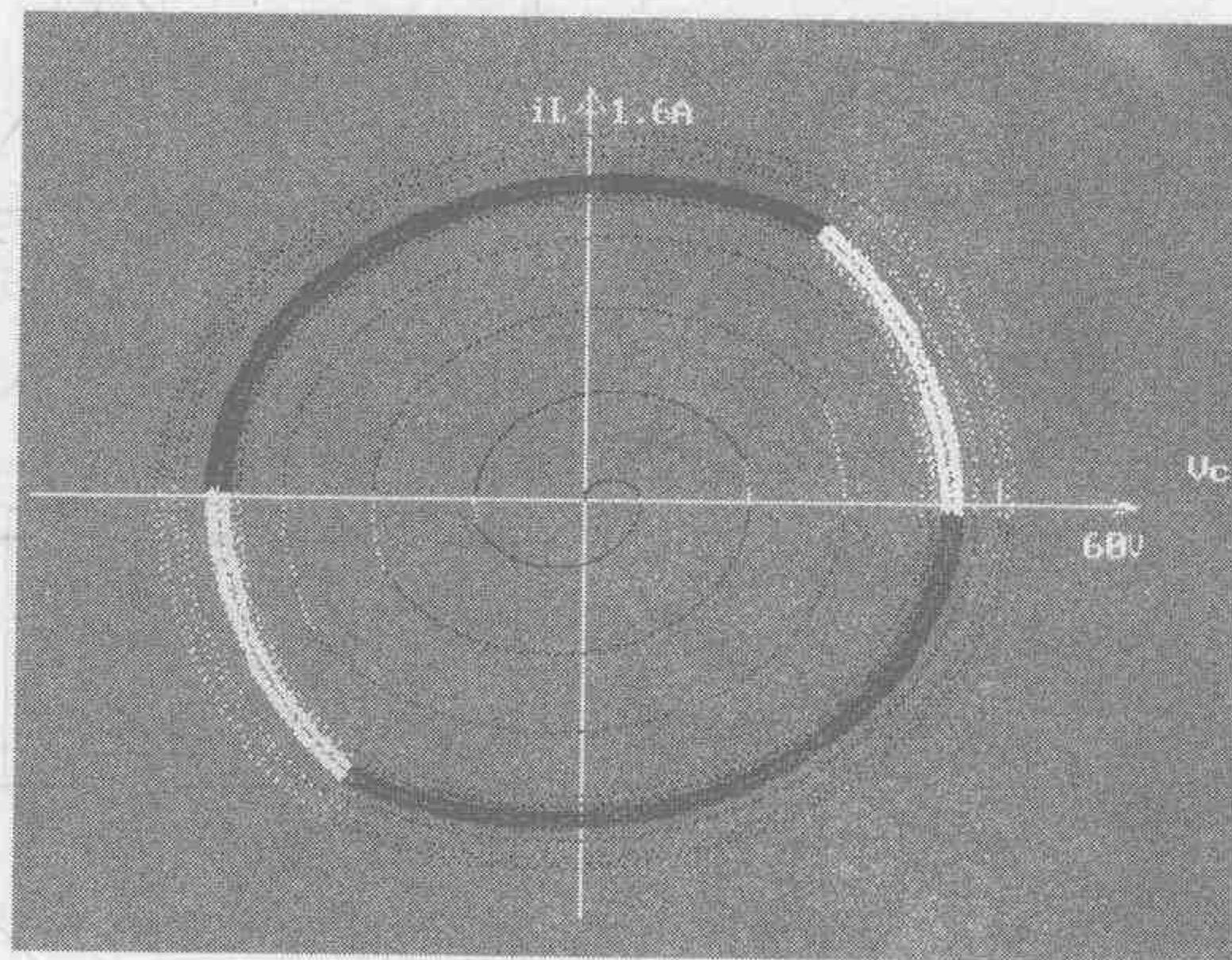


图 4-65 QBASIC 仿真结果

仿真结果的可视化,特别是实时动画是近年来仿真技术发展的一个重要趋势,因为它可以利用直观的图形使研究人员透过复杂而且抽象的状态方程的数学描述和大量的数据,深入了解研究的电气系统的各种现象,如暂态稳定、稳态潮流、补偿装置作用等发生的原因和发展过程,从而把握系统的物理特性以及复杂系统中不同组成元件之间的相互关系;并且为在线实时控制系统提供了一个有力的工具。如图 4-65 所示的仿真就是在仿真结果动画化方面的一个实例。

4.3.2 数字仿真法

利用在仿真软件上建立的研究对象的数学模型对系统的性能进行分析与试验,然后根据试验结果来判断系统的稳定性是工程设计和科研开发中常用的方法,对于大系统而言,就更是如此。

1. 大型电力系统的计算机仿真

随着研究系统规模的增大和复杂程度的增加,用户编程工作变得越来越困难,利用前述微模型的仿真也变得越来越不可行。因此出现了一些在 C 或 Fortran 等高级语言基础上设计的专用软件包,软件包中通常包括丰富的内建元器件模型和常用算法,特别是采用模块化的程序结构使用户可以通过十分简洁的语言构造,对软件模块进行连接和编程,从而大大地

减少了编制和调试程序的时间。出现于 1966 年的电力系统电磁暂态分析程序的 EMTP 可以作为此类软件的一个先驱。仿真是对描述非线性系统的常微分方程进行求解的过程,但在电路仿真器中这些微分方程不是被直接输入的,而是以构成系统的电网络中的各个部件之间相互连接的电路连接网表的形式输入仿真器的。实际上,其中每个部件的模型均是由相应的状态方程加以描述的,通过上述连接规律将所有编辑的状态方程连接到一起,就组合成整个系统的状态方程。仿真的过程就是求解上述状态方程的过程,所以仿真软件的输入实际上就是电路连接网表。由于当时计算机发展水平的限制,程序往往采用 Fortran 语言进行编程,由于 Fortran 的输入输出采用的是所谓固定格式语言,即对语句的结构有非常严格的限定,所以至今仍在软件中应用。图 4-66 是一个 IEEE 30 母线(BUS)结构,其输入文件采用了 IEEE 标准格式。

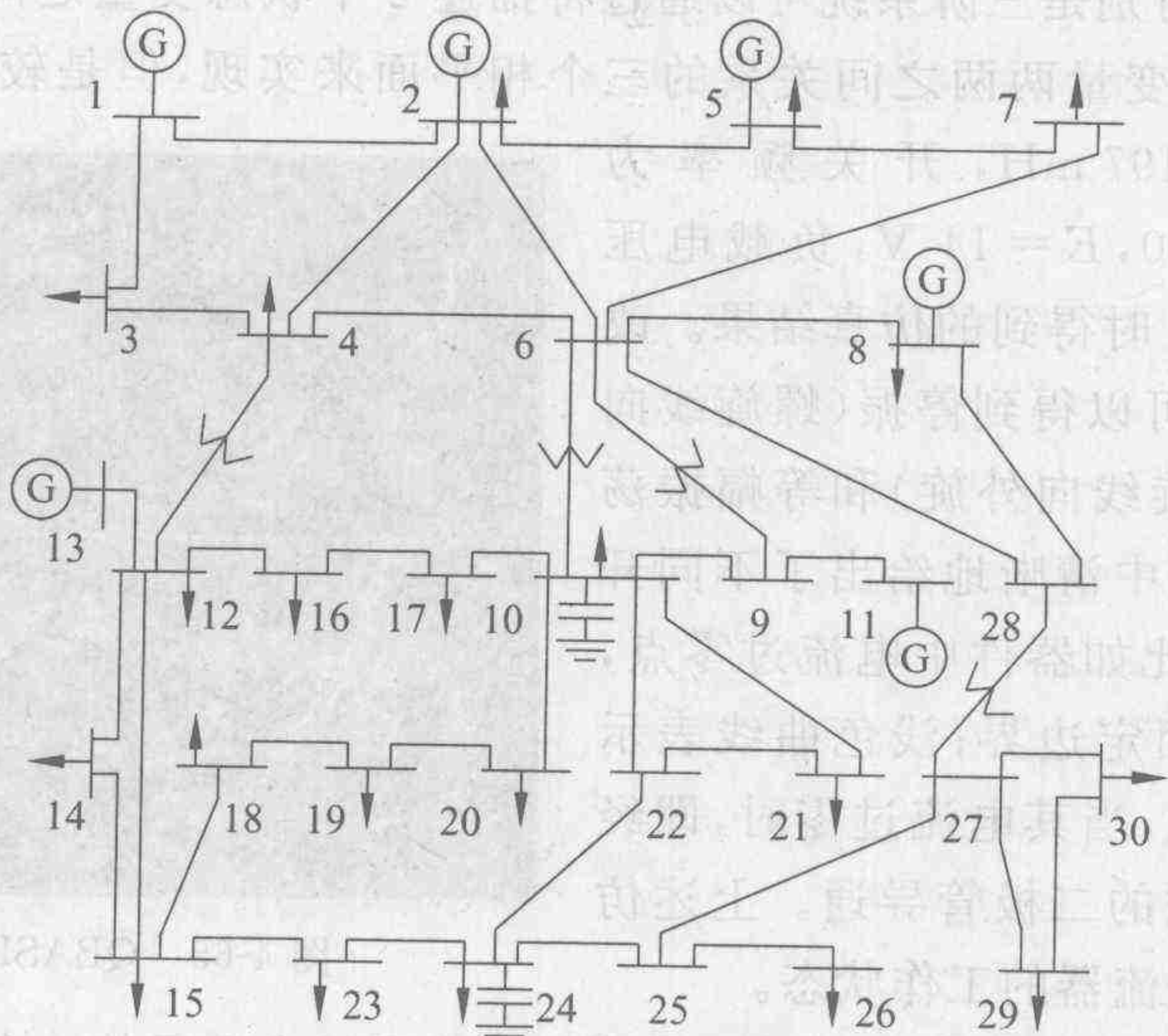


图 4-66 IEEE 30 母线系统结构图

Data type codes:

A - Alphanumeric (no special characters)

I - Integer (right justified)

F - Floating point (right justified)

* - Mandatory item

Title Data *

Columns 2-9 Date, in format DD/MM/YY with leading zeros. If no date provided, use 0b/0b/0b where b is blank.

Columns 11-30 Originator's name [A]

Columns 32-37 MVA Base [F] *

Columns 39-42 Year [I]

Column 44 Season (S - Summer, W - Winter)

Column 46-73 Case identification [A]

Bus Data *

Section start card * :

Columns 1-16 BUS DATA FOLLOWS (not clear that any more than BUS in 1-3 is significant) *

Columns 40? - ? NNNNN ITEMS (column not clear)

Bus data cards * :

Columns 1-4 Bus number [I] *

Columns 6-17 Name [A] (left justify) *

Columns 19-20 Load flow area number [I]. Don't use zero! *

Columns 21-23 Loss zone number [I] *

Columns 25-26 Type [I] *

0 - Unregulated (load, PQ)

1 - Hold MVAR generation within voltage limits, (gen, PQ)

2 - Hold voltage within VAR limits (gen, PV)

3 - Hold voltage and angle (swing, V-Theta; must always have one)

Columns 28-33 Final voltage, p. u. [F] *

Columns 34-40 Final angle, degrees [F] *

Columns 41-49 Load MW [F] *

Columns 50-59 Load MVAR [F] *

Columns 60-67 Generation MW [F] *

Columns 68-75 Generation MVAR [F] *

Columns 77-83 Base kV [F]

Columns 85-90 Desired volts (pu) [F] (This is desired remote voltage if this bus is controlling another bus.)

Columns 91-98 Maximum MVAR or voltage limit [F]

Columns 99-106 Minimum MVAR or voltage limit [F]

Columns 107-114 Shunt conductance G (per unit) [F] *

Columns 115-122 Shunt susceptance B (per unit) [F] *

Columns 124-127 Remote controlled bus number

Section end card:

Columns 1-4 -999

Branch Data *

Section start card * :

Columns 1-16 BRANCH DATA FOLLOWS (not clear that any more than BRANCH is significant) *

Columns 40? - ? NNNNN ITEMS (column not clear)

Branch data cards * :

| | |
|---------------------|--|
| Columns 1-4 | Tap bus number [I] * |
| | For transformers or phase shifters, the side of the model the non-unity tap is on. |
| Columns 6-9 | Z bus number [I] * |
| | For transformers and phase shifters, the side of the model the device impedance is on. |
| Columns 11-12 | Load flow area [I] |
| Columns 13-15 | Loss zone [I] |
| Column 17 | Circuit [I] * (Use 1 for single lines) |
| Column 19 | Type [I] * |
| | 0 - Transmission line |
| | 1 - Fixed tap |
| | 2 - Variable tap for voltage control (TCUL, LTC) |
| | 3 - Variable tap (turns ratio) for MVAR control |
| | 4 - Variable phase angle for MW control (phase shifter) |
| Columns 20-29 | Branch resistance R, per unit [F] * |
| Columns 30-40 | Branch reactance X, per unit [F] * No zero impedance lines |
| Columns 41-50 | Line charging B, per unit [F] * (total line charging, +B) |
| Columns 51-55 | Line MVA rating No 1 [I] Left justify! |
| Columns 57-61 | Line MVA rating No 2 [I] Left justify! |
| Columns 63-67 | Line MVA rating No 3 [I] Left justify! |
| Columns 69-72 | Control bus number |
| Column 74 | Side [I] |
| | 0 - Controlled bus is one of the terminals |
| | 1 - Controlled bus is near the tap side |
| | 2 - Controlled bus is near the impedance side (Z bus) |
| Columns 77-82 | Transformer final turns ratio [F] |
| Columns 84-90 | Transformer (phase shifter) final angle [F] |
| Columns 91-97 | Minimum tap or phase shift [F] |
| Columns 98-104 | Maximum tap or phase shift [F] |
| Columns 106-111 | Step size [F] |
| Columns 113-119 | Minimum voltage, MVAR or MW limit [F] |
| Columns 120-126 | Maximum voltage, MVAR or MW limit [F] |
| Section end card: | |
| Columns 1-4 | -999 |
| Loss Zone Data | |
| Section start card: | |
| Columns 1-16 | LOSS ZONES FOLLOWS (not clear that any more than LOSS is significant) * |
| Columns 40? - ? | NNNNN ITEMS (column not clear) |

Loss Zone Cards:
Columns 1-3 Loss zone number [I] *
Columns 5-16 Loss zone name [A]
Section end card:
Columns 1- 3 -99
Interchange Data
Section start card:
Columns 1-16 INTERCHANGE DATA FOLLOWS (not clear that any more than first word is significant) *
Columns 40? - ? NNNNN ITEMS (column not clear)
Interchange Data Cards:
Columns 1-2 Area number [I], no zeros! *
Columns 4-7 Interchange slack bus number [I] *
Columns 9-20 Alternate swing bus name [A]
Columns 21-28 Area interchange export, MW [F] (+ = out) *
Columns 30-35 Area interchange tolerance, MW [F] *
Columns 38-43 Area code (abbreviated name) [A] *
Columns 46-75 Area name [A]
Section end card:
Columns -1- 2 -9
Tie Line Data
Section start card:
Columns 1-16 TIE LINES FOLLOW (not clear that any more than TIE is significant) *
Columns 40? - ? NNNNN ITEMS (column not clear)
Tie Line Cards:
Columns 1-4 Metered bus number [I] *
Columns 7-8 Metered area number [I] *
Columns 11-14 Non-metered bus number [I] *
Columns 17-18 Non-metered area number [I] *
Column 21 Circuit number
Section end card:
Columns 1- 3 -999Bus data cards * :
09/25/93 UW ARCHIVE 100.0 1961 W IEEE 30 Bus Test Case
BUS DATA FOLLOWS 30 ITEMS
1 Glen Lyn 132 1 1 3 1.060 0.0 0.0 0.0 260.2 -16.1 132.0 1.060 0.0 0.0 0.0 0.0 0

| | | | | | | | | | | | | | | | | |
|--------------|-----|---|---|---|-------|--------|------|------|------|------|-------|-------|------|----------|-----|---------|
| 2 Claytor | 132 | 1 | 1 | 2 | 1.043 | -5.48 | 21.7 | 12.7 | 40.0 | 50.0 | 132.0 | 1.045 | 50.0 | -40.00.0 | 0.0 | 0 |
| 3 Kumis | 132 | 1 | 1 | 0 | 1.021 | -7.96 | 2.4 | 1.2 | 0.0 | 0.0 | 132.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 4 Hancock | 132 | 1 | 1 | 0 | 1.012 | -9.62 | 7.6 | 1.6 | 0.0 | 0.0 | 132.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 5 Fieldale | 132 | 1 | 1 | 2 | 1.010 | -14.37 | 94.2 | 19.0 | 0.0 | 37.0 | 132.0 | 1.010 | 40.0 | -40.00.0 | 0.0 | 0 |
| 6 Roanoke | 132 | 1 | 1 | 0 | 1.010 | -11.34 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 132.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 7 Blaine | 132 | 1 | 1 | 0 | 1.002 | -13.12 | 22.8 | 10.9 | 0.0 | 0.0 | 132.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 8 Reusens | 132 | 1 | 1 | 2 | 1.010 | -12.10 | 30.0 | 30.0 | 0.0 | 37.3 | 132.0 | 1.010 | 40.0 | -10.00.0 | 0.0 | 0 |
| 9 Roanoke | 1.0 | 1 | 1 | 0 | 1.051 | -14.38 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 1.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 10 Roanoke | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.045 | -15.97 | 5.8 | 2.0 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.19 0 |
| 11 Roanoke | 11 | 1 | 1 | 2 | 1.082 | -14.39 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 16.2 | 11.0 | 1.082 | 24.0 | -6.0 | 0.0 | 0.0 0 |
| 12 Hancock | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.057 | -15.24 | 11.2 | 7.5 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 13 Hancock | 11 | 1 | 1 | 2 | 1.071 | -15.24 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 10.6 | 11.0 | 1.071 | 24.0 | -6.0 | 0.0 | 0.0 0 |
| 14 Bus 14 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.042 | -16.13 | 6.2 | 1.6 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 15 Bus 15 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.038 | -16.22 | 8.2 | 2.5 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 16 Bus 16 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.045 | -15.83 | 3.5 | 1.8 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 17 Bus 17 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.040 | -16.14 | 9.0 | 5.8 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 18 Bus 18 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.028 | -16.82 | 3.2 | 0.9 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 19 Bus 19 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.026 | -17.00 | 9.5 | 3.4 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 20 Bus 20 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.030 | -16.80 | 2.2 | 0.7 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 21 Bus 21 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.033 | -16.42 | 17.5 | 11.2 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 22 Bus 22 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.033 | -16.41 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 23 Bus 23 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.027 | -16.61 | 3.2 | 1.6 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 24 Bus 24 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.021 | -16.78 | 8.7 | 6.7 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.043 0 |
| 25 Bus 25 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.017 | -16.35 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 26 Bus 26 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.000 | -16.77 | 3.5 | 2.3 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 27 Cloverdle | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.023 | -15.82 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 28 Cloverdle | 132 | 1 | 1 | 0 | 1.007 | -11.97 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 132.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 29 Bus 29 | 33 | 1 | 1 | 0 | 1.003 | -17.06 | 2.4 | 0.9 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |
| 30 Bus 30 | 33 | 1 | 1 | 0 | 0.992 | -17.94 | 10.6 | 1.9 | 0.0 | 0.0 | 33.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0 |

-999

BRANCH DATA FOLLOWS

41 ITEMS

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|----|---|---|---|---|--------|--------|--------|---|---|---|---|---|-------|-----|-----|-----|-----|-----|
| 1 | 2 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0192 | 0.0575 | 0.0528 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 1 | 3 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0452 | 0.1852 | 0.0408 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 2 | 4 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0570 | 0.1737 | 0.0368 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 3 | 4 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0132 | 0.0379 | 0.0084 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 2 | 5 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0472 | 0.1983 | 0.0418 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 2 | 6 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0581 | 0.1763 | 0.0374 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 4 | 6 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0119 | 0.0414 | 0.0090 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 5 | 7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0460 | 0.1160 | 0.0204 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 6 | 7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0267 | 0.0820 | 0.0170 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 6 | 8 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0120 | 0.0420 | 0.0090 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 6 | 9 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0.0 | 0.2080 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.978 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 6 | 10 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0.0 | 0.5560 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.969 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 9 | 11 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0 | 0.2080 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 9 | 10 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0 | 0.1100 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|----|----|---|---|---|---|--------|--------|--------|---|---|---|---|---|-------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| 4 | 12 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0.0 | 0.2560 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.932 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 12 | 13 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0 | 0.1400 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 12 | 14 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1231 | 0.2559 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 12 | 15 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0662 | 0.1304 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 12 | 16 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0945 | 0.1987 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 14 | 15 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.2210 | 0.1997 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 16 | 17 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0824 | 0.1923 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 15 | 18 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1073 | 0.2185 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 18 | 19 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0639 | 0.1292 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 19 | 20 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0340 | 0.0680 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 10 | 20 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0936 | 0.2090 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 10 | 17 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0324 | 0.0845 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 10 | 21 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0348 | 0.0749 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 10 | 22 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0727 | 0.1499 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 21 | 22 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0116 | 0.0236 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 15 | 23 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1000 | 0.2020 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 22 | 24 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1150 | 0.1790 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 23 | 24 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1320 | 0.2700 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 24 | 25 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1885 | 0.3292 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 25 | 26 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.2544 | 0.3800 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 25 | 27 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.1093 | 0.2087 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 28 | 27 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0.0 | 0.3960 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.968 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 27 | 29 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.2198 | 0.4153 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 27 | 30 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.3202 | 0.6027 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 29 | 30 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.2399 | 0.4533 | 0.0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 8 | 28 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0636 | 0.2000 | 0.0428 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |
| 6 | 28 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0.0169 | 0.0599 | 0.0130 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 | 0.0 |

-999

LOSS ZONES FOLLOWS

1 ITEMS

1 IEEE 30 BUS

-99

INTERCHANGE DATA FOLLOWS

1 ITEMS

-9

1 2 Claytor 132 0.0 999.99 IEEE30 IEEE 30 Bus Test Case

TIE LINES FOLLOWS

0 ITEMS

-999

END OF DATA

由上述清单可以看出,显然据此进行编辑不是一件容易的工作。虽然可以用这种固定格式的电路描述语言对电路网络进行描述,但由于电路的拓扑结构是用符号输入的,输入过程是非常繁琐且耗时的,发生差错而难以发现的情况很容易发生。对于复杂的电力电子电路,其变结构的特点使得描述语句中必须含有改变电路拓扑结构、元件参数和其他条件的语句,从而使得描述变得更为复杂,而导致差错发生的可能性进一步增大。对程序进行修改往往是既麻烦又不直观。为了克服这些困难,随着计算机人机交互技术的发展,EMTP 系的软件,如 PSCAD 和 ATP 等均相继引入了图形接口(GUI)。这样的接口除了对用户友好

外,还具有一些十分明显的优点,比如,由于输入电路单元以使用者熟悉的电路图模块形式,而不是数据元件形式,所以十分容易被对计算机编程知道不多的用户掌握,在应用中还可以很快地生成欲研究的系统,且差错较少。但由于历史的原因,上述固定格式,包括所谓 IEEE 格式、WSCC 格式仍是此类软件的基本输入输出格式。

为了进一步说明仿真软件的应用,以电力系统为例加以说明。考虑到电力系统中不同元件之间时间常数的巨大区别,可以利用奇异摄动的方法将它们表示为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, y, \lambda, p) \\ \epsilon \dot{y} = g(x, y, \lambda, p) \end{cases} \quad (4-43)$$

式中, x 表示慢变状态变量,包括机电暂态过程中发电机、负荷及其他大时间常数的时变单元; y 是快变状态变量,用来描述电力电子装置,以及系统的电磁暂态过程; ϵ 为一个小参数; 变量 λ 为一组与系统的负荷水平相应的不可控的慢变参数; 而 p 为系统的一组可控参数,比如操作人员的控制指令。电力系统中快变和慢变系统的时间常数可能相差若干个数量级,所以式(4-43)是一个病态方程。因此对于这样一个系统的仿真往往会遇到两个问题:一是计算可能不收敛;二是时间比较长。详细的系统仿真就是解决此类问题。以 PSCAD 为例,一个采用 SVC 的系统仿真电路图如图 4-67 所示。

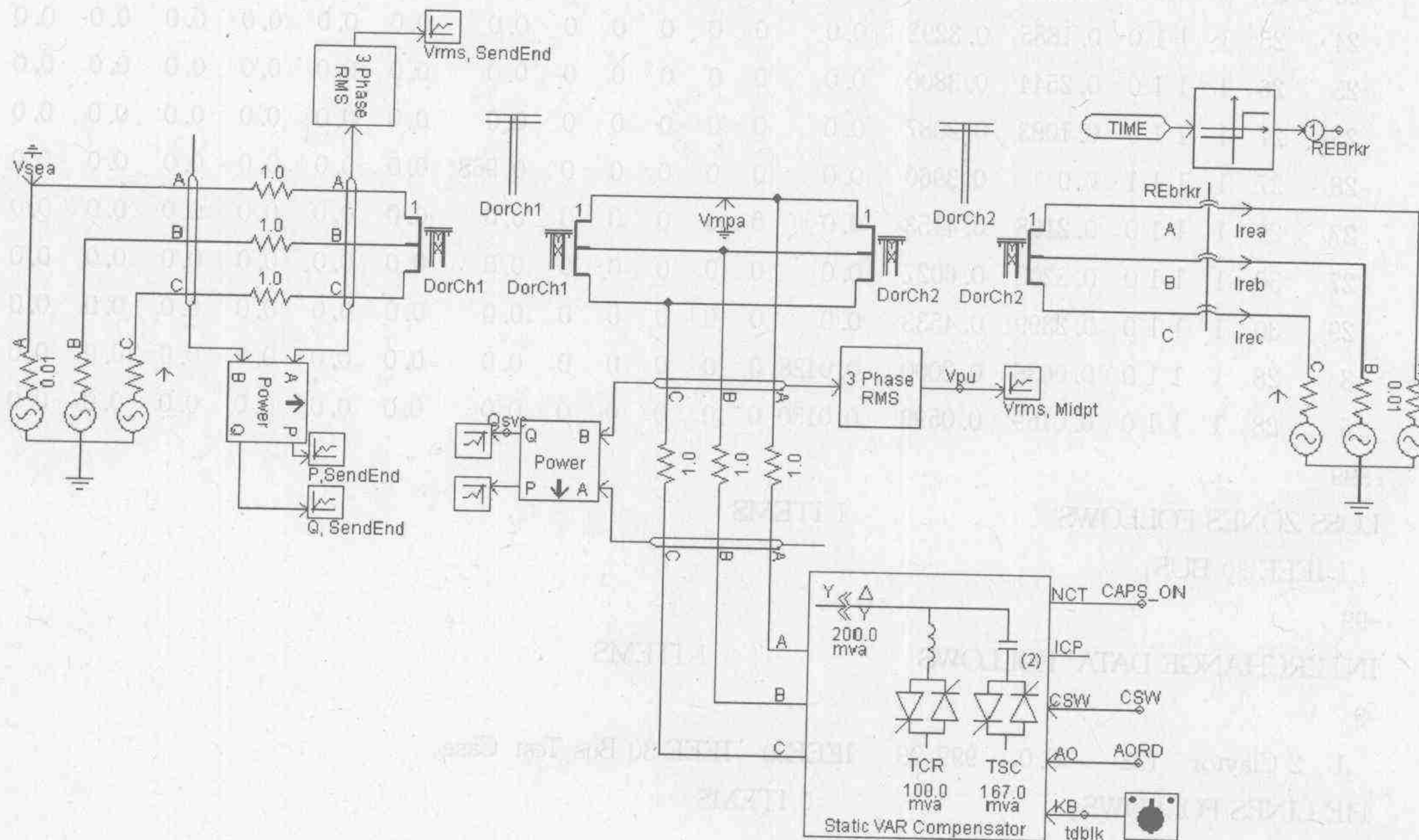


图 4-67 PSCAD 中电力系统用 SVC 的详细仿真电路图

开关器件的动作速度与负荷的变化速度相比,即使在忽略电力电子器件内部传输过程的条件下,也相差若干个数量级。这种快过程与慢过程混合,且时间常数相差非常大的系统称为病态(刚性)系统。注意到电力电子过程的时间常数比电磁和机电时间常数差若干个数量级,故以平均特性代入,所以在快变过程中仅考虑电磁暂态过程。但实践中常常通过将快慢两个系统解耦的方法,对问题进行简化,可以将式(4-43)根据时标不同变换为 3 个子系统。

对于稳态分析,由于 $\dot{x} = 0, \dot{y} = 0$, 所以式(4-43)退化为下述代数方程:

$$\begin{cases} f(x_0, y_0, \lambda_0, p_0) = 0 \\ g(x_0, y_0, \lambda_0, p_0) = 0 \end{cases} \quad (4-44)$$

该方程可以用来分析系统的稳态特性,相应的计算即是所谓的潮流计算。潮流问题实质上是当电力系统处于稳态时,对各条母线上的电压的幅值和相位的计算问题。采用适当的 FACTS 装置模型,就可以了解上述装置的引入对系统稳态性能的影响。IEEE 推荐的 SVC 潮流模型如图 4-68 所示,此时在控制范围中可以将 SVC 用一个具有一定电抗(斜率) X_{SL} 的电压源来模拟;而在控制范围之外固定电抗。

当系统有扰动时,假定两个系统的时间常数相差很大,可以近似认为当快系统作用时,慢系统几乎来不及动作,此时式(4-43)退化为

$$\begin{cases} 0 = f(x_0, y, \lambda_0, p_0) \\ \epsilon \dot{y} = g(x_0, y, \lambda_0, p_0) \end{cases} \quad (4-45)$$

式(4-45)可以用来描述系统的暂态稳定性,特别是研究 FACTS 装置对于系统稳定性的影响。由于忽略由电力电子装置构成的快系统内的开关变化,所以可用如图 3-21 所示的电力电子装置的平均特性建模,进行系统的暂态研究。若进一步假定小参数 $\epsilon \rightarrow 0$,则式(4-45)中描述快变过程的第二个方程也退化为代数方程,即对应于快速的暂态过程结束后,系统达到新的稳态后的响应。相当于假定快速过程结束后,慢过程还没有发生显著变化。

慢变子系统可以由如下微分-代数方程表示:

$$\begin{cases} \dot{x}_s = f(x_s, y_s, \lambda_s, p_s) \\ 0 = g(x_s, y_s, \lambda_s, p_s) \end{cases} \quad (4-46)$$

如前所述, λ 表示系统中的一个或一组“慢变分量”,随着其变化,系统将由一个平衡状态移向另一个平衡状态,直到方程的雅可比矩阵奇异,即达到电压崩溃点。这也称为暂稳态方程,可以用来解决两类问题:一是通过求解方程研究机电暂态过程;二是可以并不实际求解上述微分方程,而是用根据预定的步长逐步改变负荷工作点的方法对系统进行求解。实际上,除了将负荷的变化作为参数以外,使用的方程和潮流计算时相同,所以也称为连续潮流方法,这种方法广泛应用于对电压崩溃点的定位,和补偿装置对电压稳定性的影响进行的有效分析。

由加拿大 WATERLOO 大学 CANIZARES 编制的用于电力系统电压稳定分析的 UWPFLOW 就是仍采用上述 IEEE 格式的一个例子。随着电力工业的发展,虽然电网结构不断得到加强,而近年来西方电网相继发生的大规模停电事故表明,电压稳定已日益成为值得关注的问题。该问题在数学上可以用非线性系统中的鞍点分叉现象来进行描述,而用非线性系统理论对该现象进行分析是当前的发展趋势。由于与电压稳定相关的电力系统事故往往是在系统的负荷增加的情况下发生的,因此电压稳定分析集中讨论系统由于负荷的缓慢变化而逐渐失稳的过程、系统中各个电气量的变化。所以在 UWPFLOW 软件中作者为了分析负荷缓慢变化的过程,将上述系统的动态方程组转化为只有负荷因子 λ 变化的准静态过程,利用连续潮流法进行分析。

图 4-69 描述了当 IEEE 30 母线系统的每个母线的负荷按 1% 的比例($\Delta\lambda = 0.01$)逐渐

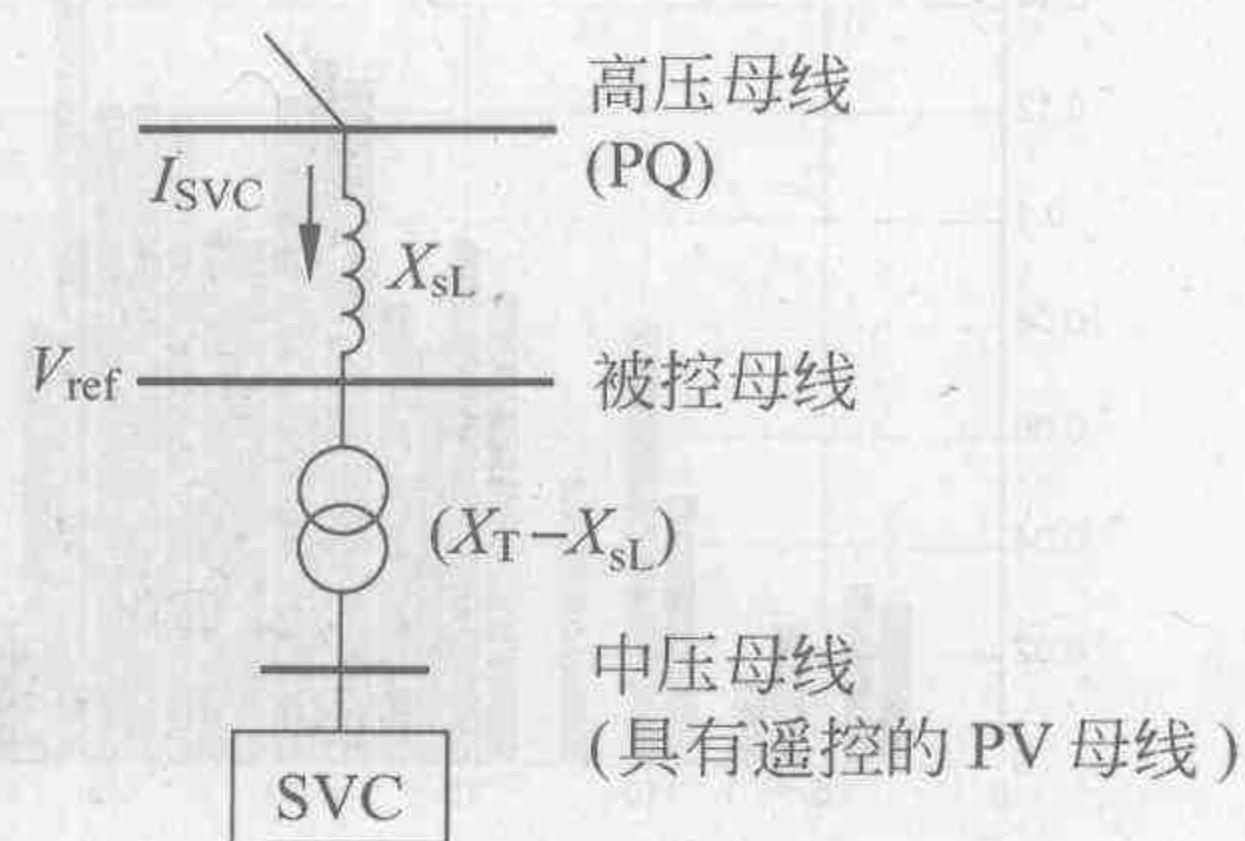


图 4-68 SVC 潮流模型

增加时,系统中各个母线电压参与因子的柱形图和敏感母线的电压崩溃过程。

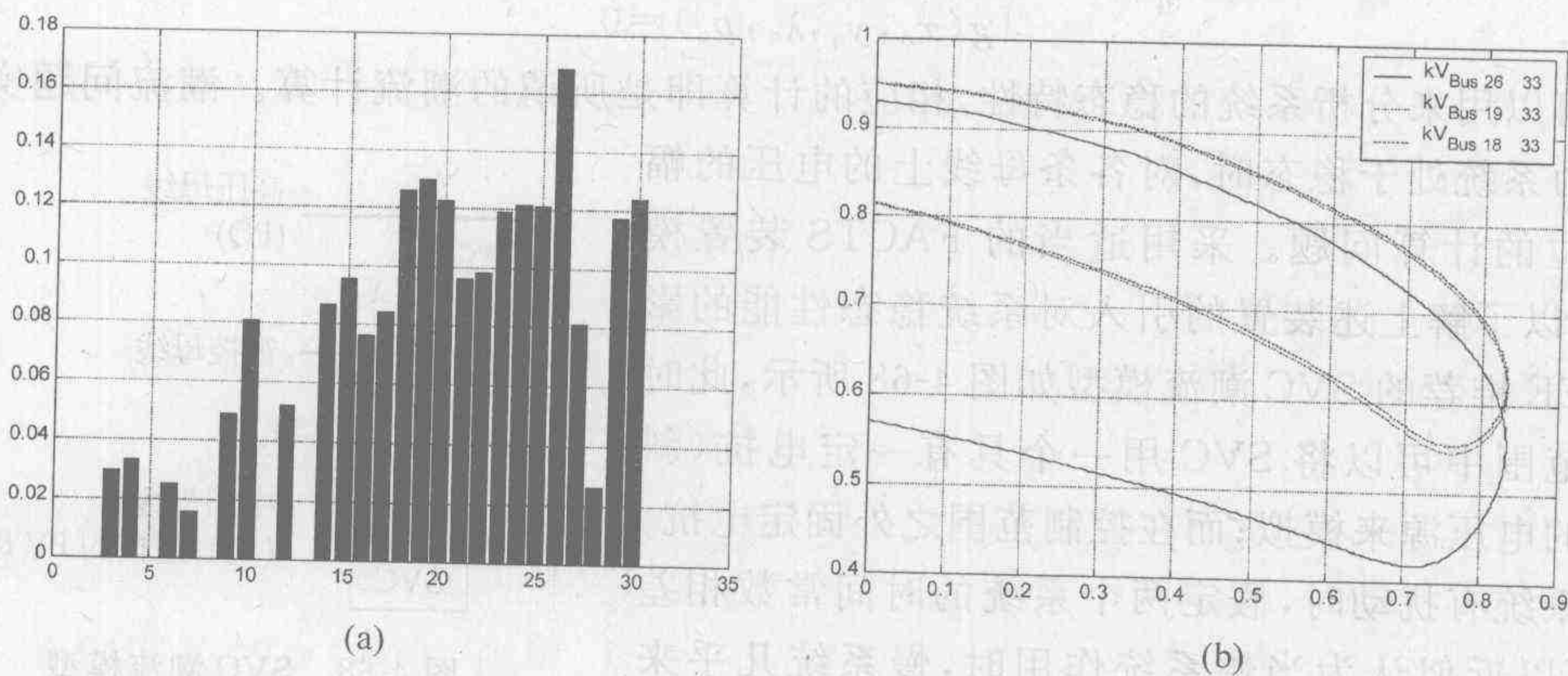


图 4-69 30 母线系统敏感母线的响应

为了提高系统的电压稳定性,计划在电压变化最剧烈的 26 号母线安装容量为 20Mvar 的 STATCOM, UWPFLOW 中 STATCOM 的模型如图 4-70 所示,由在中间的直流电压和系统交流电压控制环控制下的电压源来模拟。安装 STATCOM 后敏感母线的响应如图 4-71 所示,这里发生了两个明显的变化。安装 STATCOM 后在电压崩溃点附近,图 4-71 所示的各个母线电压对负荷变化的灵敏程度与图 4-69 相比有了明显的降低,而且系统中比较灵敏的母线只集中在 BUS26 附近,所以通过在 BUS26 上安装 STATCOM 可以很好地减少系统电压受负荷变化的影响,并减小系统中受负荷影响的区域。其次,安装 STATCOM 后图 4-69 的 PV 曲线说明各个母线能够承受的最

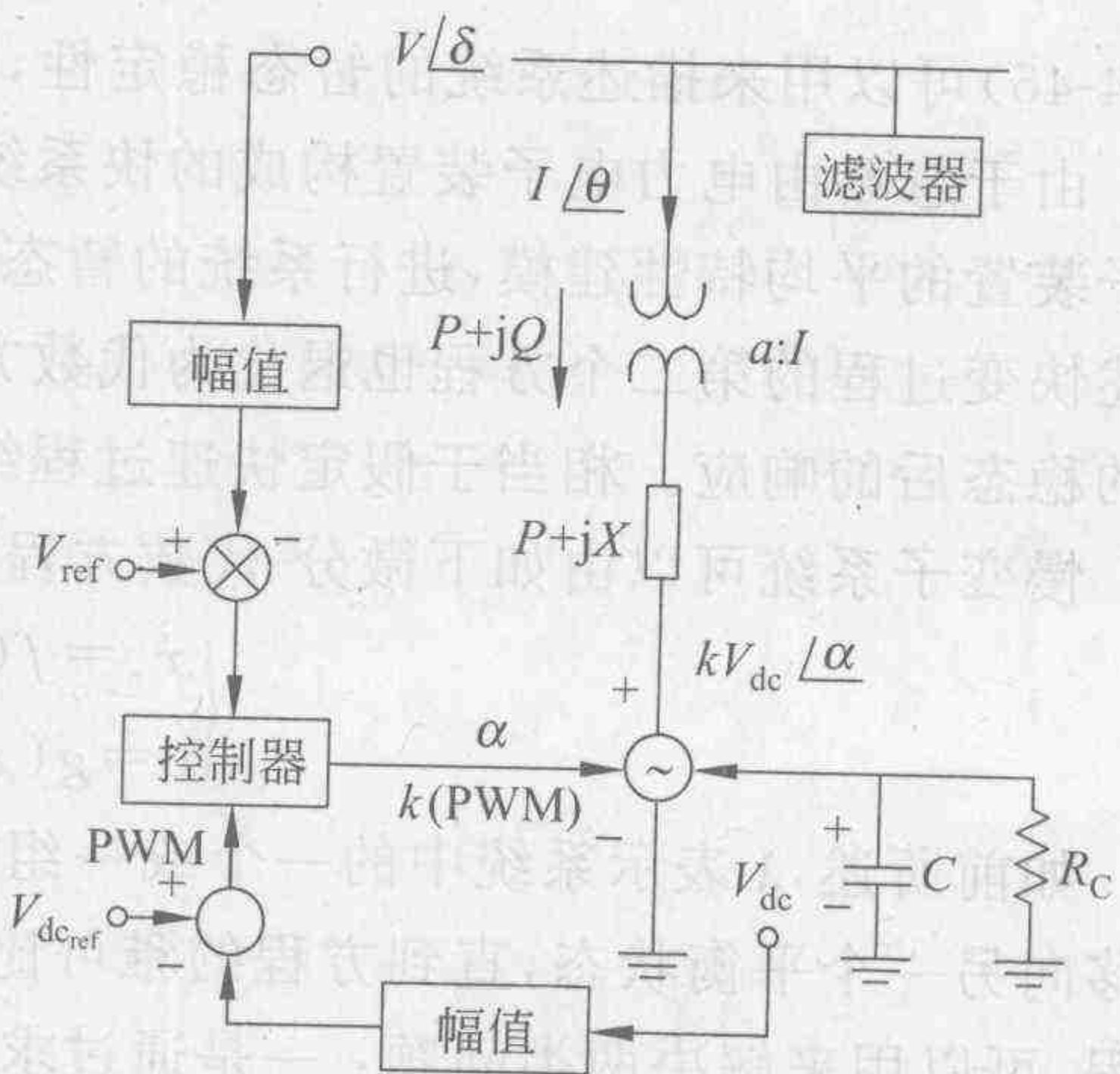


图 4-70 STATCOM 模型

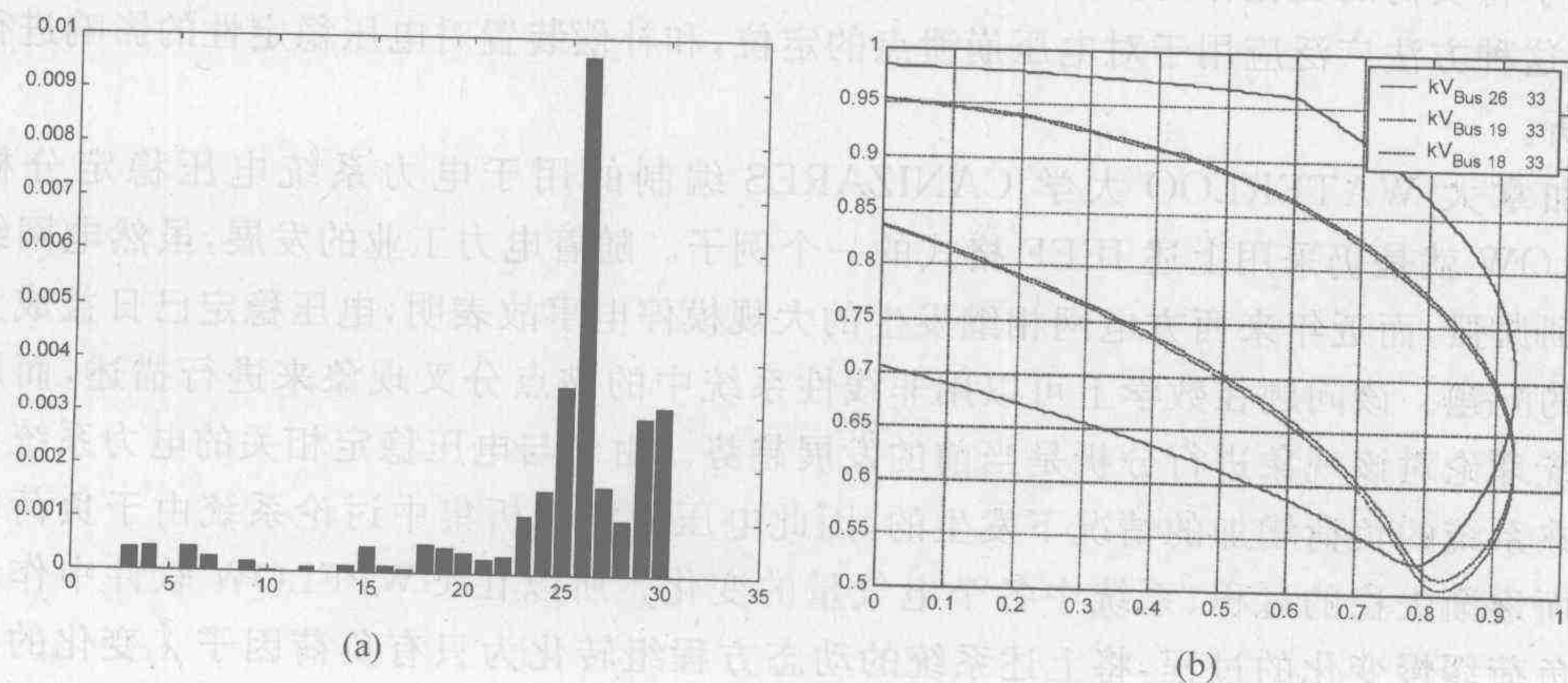


图 4-71 安装 STATCOM 后敏感母线的响应

大负荷增加了,而且电压下降的速度也变慢了。尤其对于母线 26,当负荷因子增加到 0.6 时,母线电压仍然在 95% 以上,可以满足系统对电压指标的要求。

对安装 STATCOM 前后系统电压指标进行比较。安装后,系统最大负荷度可以提高 11.6%,而母线电压的下降速度可以减少 12.19%,系统的电压稳定性得到了明显的改善。上述软件为用户对系统电压稳定性的研究和无功补偿措施的选择提供了有力的工具。

上述用固定格式语言作为网表文件输入的软件接口的方式,由于格式规范,物理概念清晰,在电力系统的仿真中一直得到广泛的应用;但由于不够直观,对于初学者较为复杂,所以也限制了其进一步的应用范围。随着计算机多媒体技术和人机交互技术的发展,采用电路描述语言,将实际元器件和仿真软件中的模型符号建立一一对应的关系,从而为用户提供一个利用元器件图形符号进行仿真电路设计的平台,使设计人员可以像常规系统设计时在纸上绘制系统图一样建立仿真电路原理图。然后该图形经图形界面处理,转换为电路连接网表,成为相应仿真器的输入。这种方式极大地方便了用户使用,所以近年来得到了迅速的发展。

下面以某钢厂用于抑制闪变的 SVC 系统的仿真为例,介绍如何利用图形界面建立复杂系统的模型,并进行仿真。

电压波动和闪变是电能质量的重要指标之一,它主要反映在稳态运行的工况下,波动性负荷所能引起的供电系统电压波动的大小。它可能危害电气设备并引起照明闪变。电弧炉是电力系统各类负荷中对电网电压影响最大的负荷。由于其熔炼过程中有功功率和无功功率会发生频繁的剧烈变化,再加上正常情况下供电系统的阻抗比系数(R/X)很小,该无功功率的剧烈变化将引起公共连接点电压闪变,从而导致其他用电设备不能正常工作甚至损坏。因此,国际和国内都相继推出了一系列的电压波动和闪变标准,来保证供电系统的电能质量。

利用静止无功补偿装置如 SVC 的高速精确补偿功能来抑制电弧炉引起的闪变,从而抑制此类冲击负荷对系统电能质量的影响是一项经过大量实践证明并且技术成熟的有效措施;而利用工程计算和计算机仿真的方法在设计阶段对 SVC 设置后公共连接点的性能指标进行评估,是冶金系统长期以来行之有效的方法。下面以如图 4-72(a)所示的某钢厂用于抑制闪变的 SVC 系统的仿真为例,介绍如何利用专用仿真软件建立大型系统的模型并进行仿真。

该电弧炉通过配电变压器连接到短路容量为 $3000 \text{ MV} \cdot \text{A}$ 的 220 kV 母线,配电变压器初级/次级额定工作电压 220/21 kV,容量 $100 \text{ MV} \cdot \text{A}$,百分数阻抗 13%。电炉变压器额定容量 75~85 $\text{MV} \cdot \text{A}$,二次侧电压调压范围 21/435~997 V,百分数阻抗 6.5%~21.0%,电弧炉变压器一次侧还串联有 1.6Ω 的固定电抗器。

图 4-73 即为利用 PSCAD 软件建立的某钢厂高功率电弧炉及其补偿装置的系统仿真原理图。图中电弧炉(EAF)、滤波器(Filters)和闪变测试仪(Flicker Meter)分别用子电路表示,下面分别进行讨论。

(1) 电弧炉模型

图 4-74 为电弧炉的等效阻抗图,电弧炉的供电一般由系统电源经输电线(X_s)连接到变电站,经配电变压器(X_{ST})降压后接到电弧炉变压器(X_{FT})上,再由电炉变压器经短网(X_F)接到电弧炉。电弧用一个可变电阻 R_{ARC} 代替。

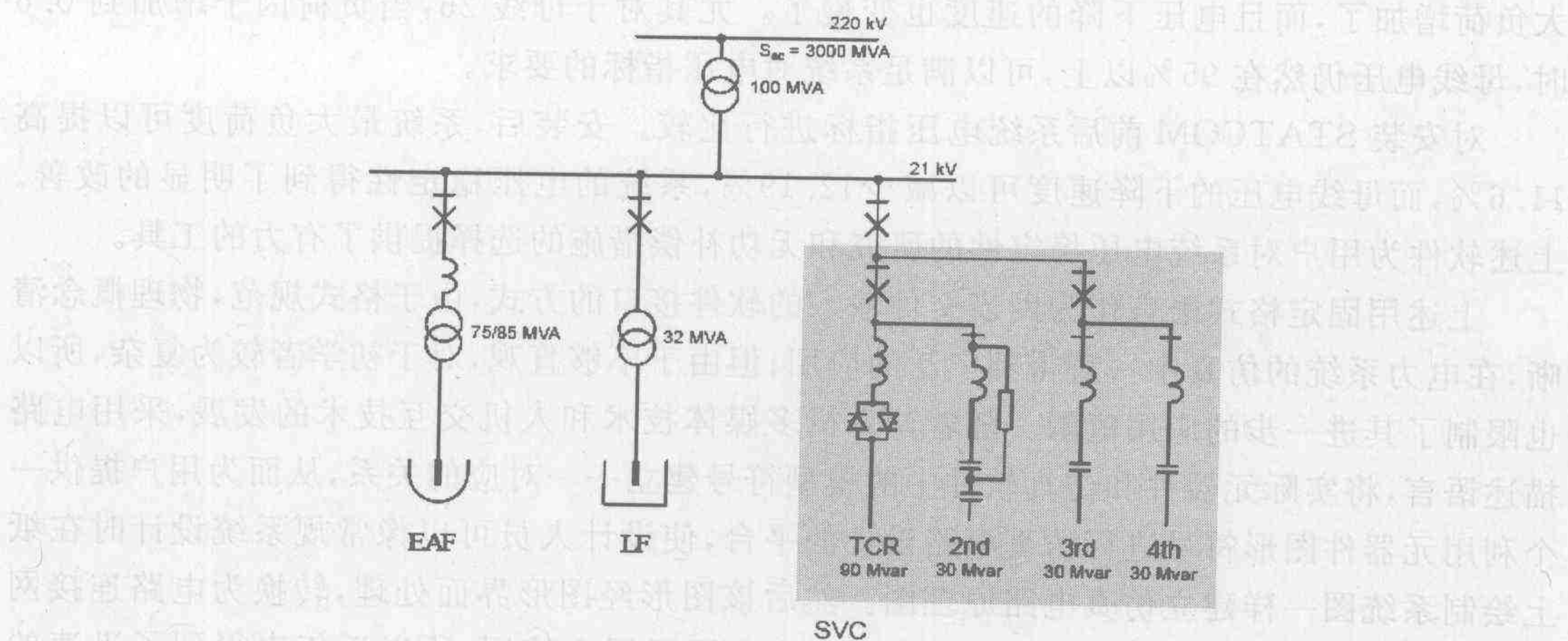


图 4-72 钢厂电弧炉与 SVC 单线系统图

EAF—电弧炉(electrical arc furnace); LF—钢包精炼炉(ladle furnace)

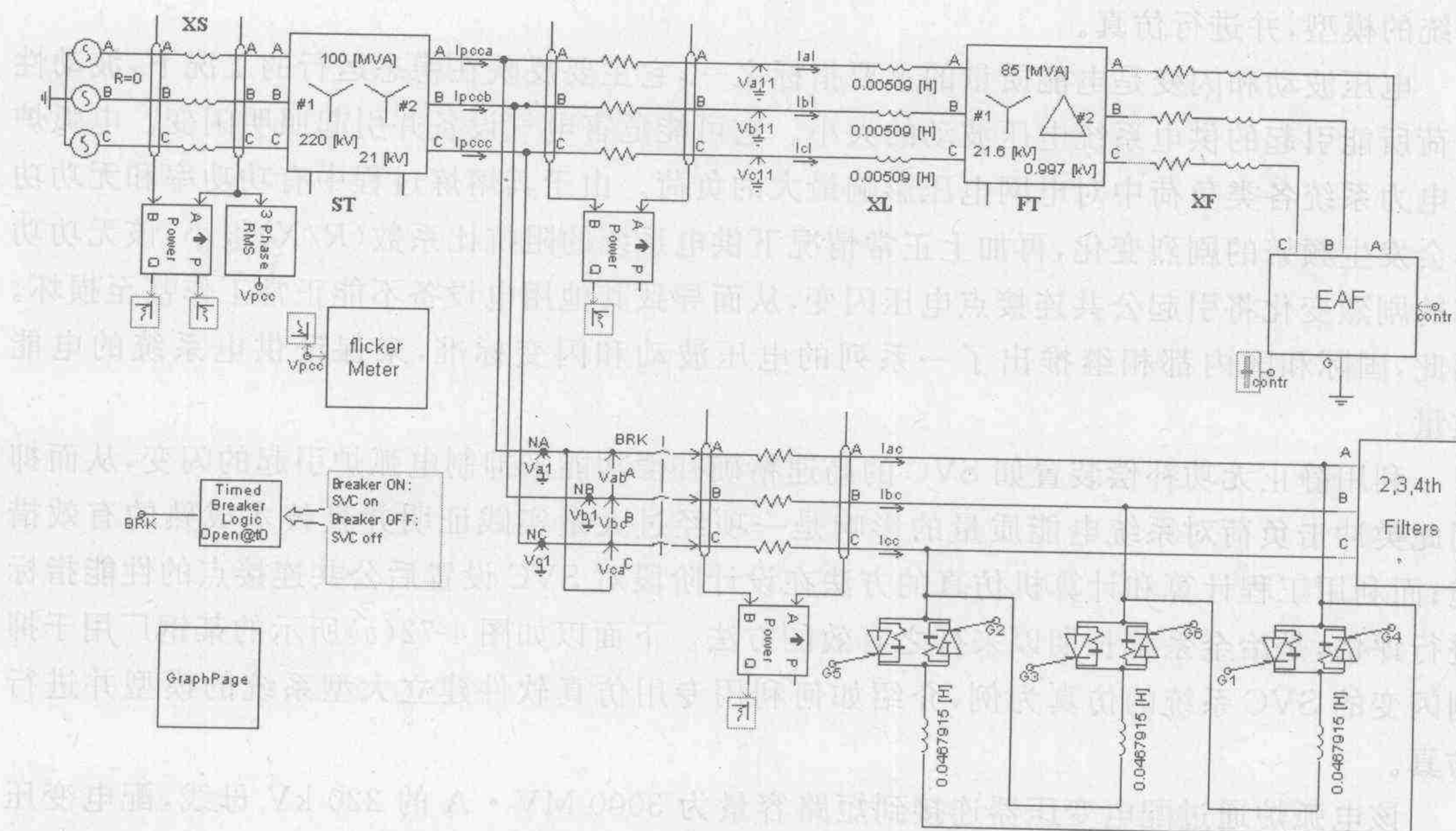


图 4-73 电弧炉和其 SVC 补偿系统仿真电路图

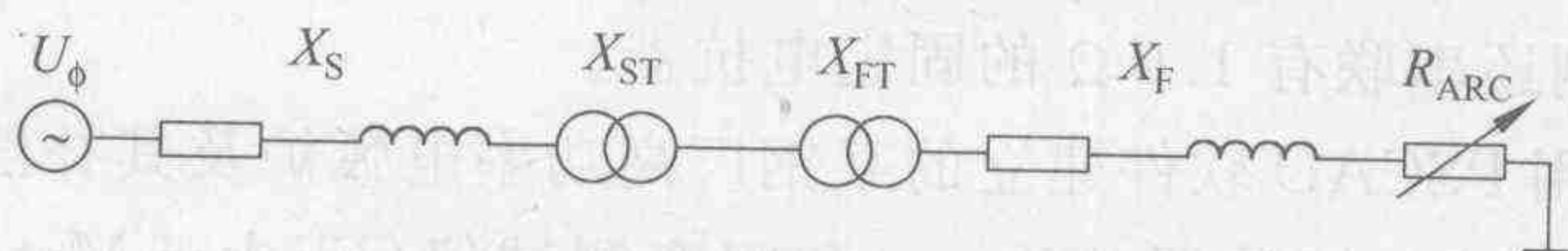


图 4-74 电弧炉系统的等效阻抗图

工程实践中一般把变电站变压器的一次侧作为 PCC。图 4-74 中, X_S 为 PCC 点至无限大电源侧的电抗, 实际系统中常给出该处的最大短路容量和最小短路容量作为参考。 X_{ST} 为配电变压器的等效阻抗, X_{FT} 为电炉变压器的等效阻抗, 二者通常以百分数给出。 X_F 为电弧炉的短网阻抗, 它是影响电弧炉电气特性的一个重要参数, 并且电弧炉容量越大, 短网

阻抗越小。短网阻抗一般为几毫欧姆。 R_{ARC} 是电弧电阻,一般为几毫欧姆,它是吸收有功功率的主要部分。

原国标中采用等效 10 Hz 电压闪变值 ΔV_{10} 作为闪变标准,此时由上述等效阻抗图进行计算是工程实践中大量采用的方法^[16]。但在 GB12326—2000“电能质量 电压波动和闪变”中,参照 IEC 标准,将电压波动和闪变的限值改为利用短时间闪变值 P_{st} 和长时间闪变值 P_{lt} 作为闪变指标。由于该指标是利用长时间的累积概率函数对闪变进行统计判定^[17,18],原来的设计和评估方法就不再适用。所以在考虑电弧炉工作过程中功率随机变化的条件下如何建立适用的电弧炉工作过程的仿真模型,并据此对电弧炉的补偿方式和控制算法进行研究,成为国内外相关领域设计和研究人员关注的一个焦点。

为了模拟电弧炉的随机过程,R. Mienski 等^[19]提出把电弧炉看做一个电压源,其电压的幅值为弧长的函数,而相位随弧电流相位而变。此时三相电弧炉随机的特性是通过三个随机函数改变各自所在相的弧长实现的,并以实测的电弧炉的有功功率流和无功功率流为标准。该模型通过对随机函数发生器系数的合理选择,对熔化及精炼过程均能进行模拟,所以适用性很广,既能对供电网络进行谐波分析,同时又可以研究电弧炉对电网电压波动、闪变等的影响。据此建立的电弧炉模型如图 4-75 所示。

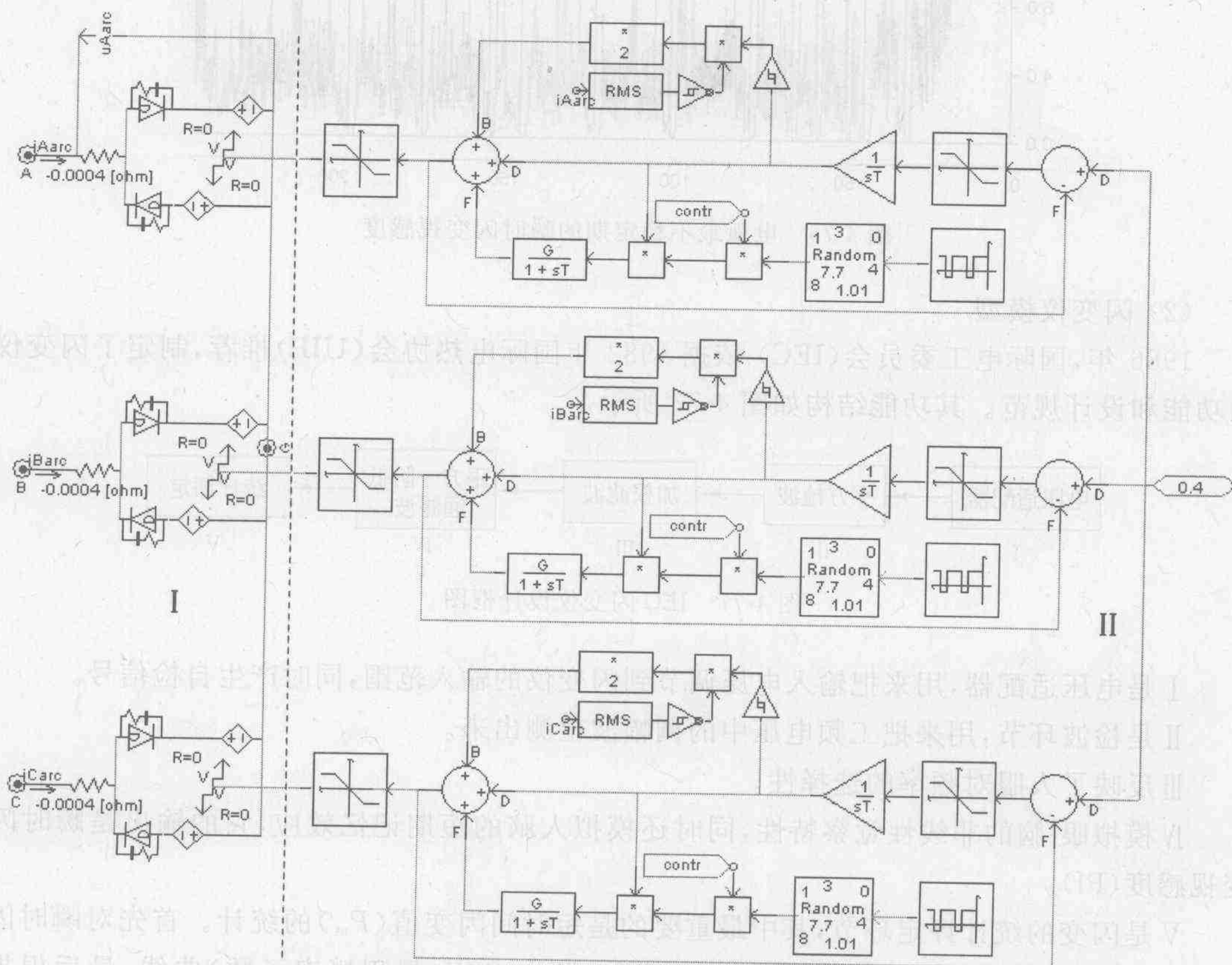


图 4-75 交流电弧炉的 PSCAD 仿真模型

该模型分为两部分。

第一部分是利用受控电压源、负电阻和二极管的组合模拟电弧炉的 $V-I$ 特性,利用两个

二极管交替导通用来模拟交流电弧炉的电极换向过程。

第二部分用来模拟弧长的随机特性。理论上,电弧电极之间的电压 $U_a(t)$ 最小可能值为 0, 最大可能值为电弧炉一相供电电压的峰值 U_m 。根据统计规律,电弧电压与弧长关系为 10 V/cm; 平均而言,电弧电压变化范围约为 U_m 的 1/3 左右;而在电弧最不稳定的过程,电弧电压变化范围约为 U_m 的 2/3 左右。为了对此进行模拟,该部分包括用来产生对应弧长变化的随机数的随机函数(Random)发生器和控制弧长变化频率的矩形波发生器。模型中还加入了控制环节,通过积分器的输出来改变电弧控制系数,从而把弧长控制在参考值附近。本模型通过比较电流还可以模拟电弧断弧的情况。当电弧电流降到电流最小值以下时,断弧发生。断弧后电极经自动调节装置改变位置,从而使电弧出现类似短路的重燃。图 4-76 给出利用上述模型得到的闪变结果。

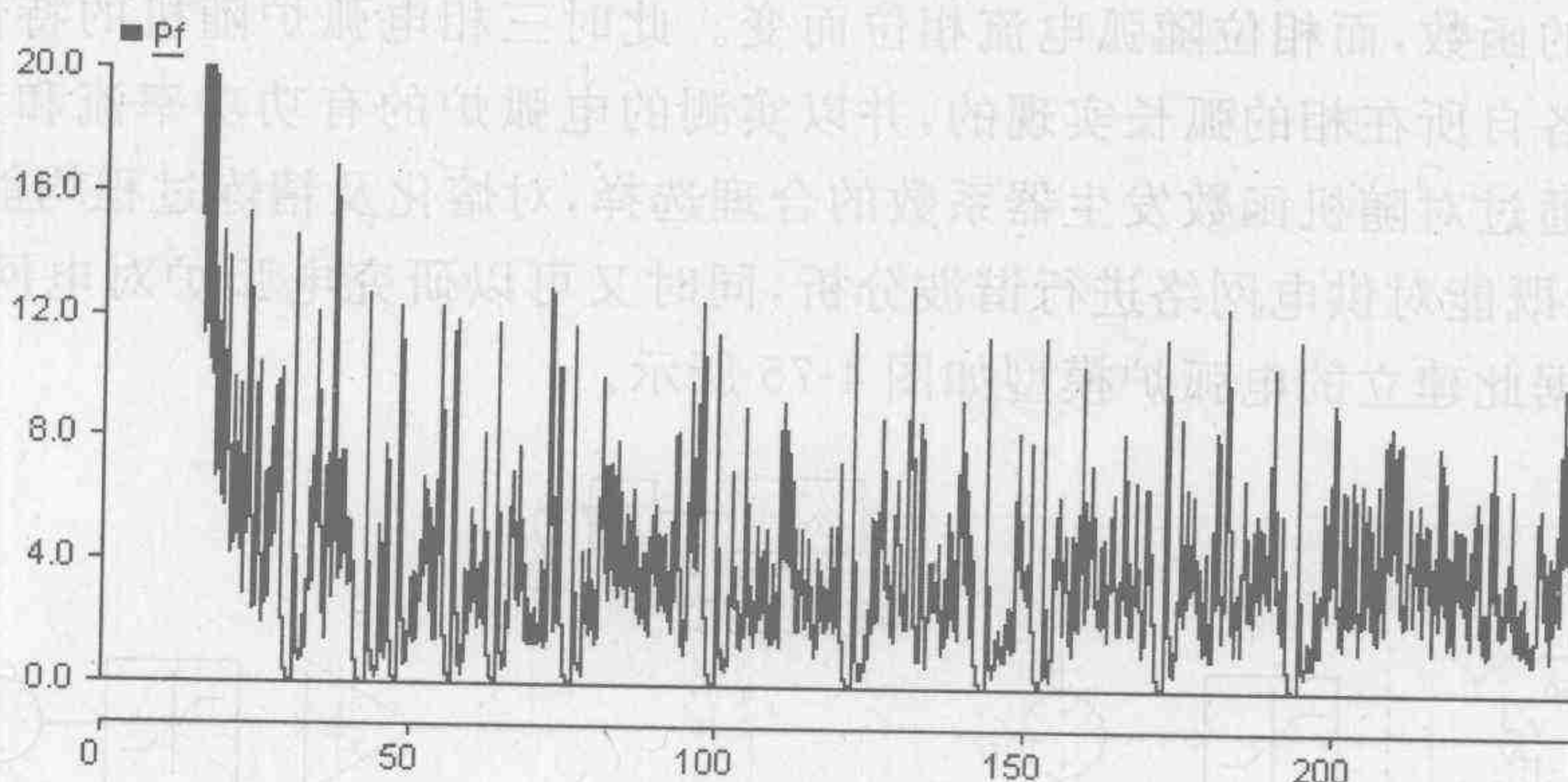


图 4-76 电弧最不稳定性期的瞬时闪变视感度

(2) 闪变仪模型

1986 年,国际电工委员会(IEC)依据 1982 年国际电热协会(UIE)推荐,制定了闪变仪的功能和设计规范。其功能结构如图 4-77 所示。

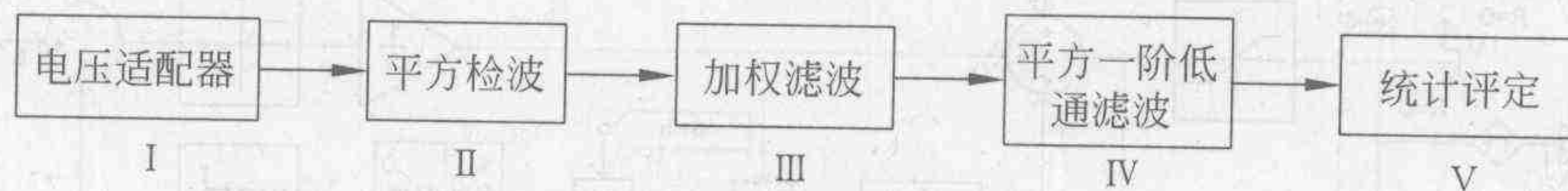


图 4-77 IEC 闪变仪设计框图

I 是电压适配器,用来把输入电压调节到闪变仪的输入范围,同时产生自检信号。

II 是检波环节,用来把工频电压中的调幅波检测出来。

III 反映了人眼对频率的选择性。

IV 模拟眼-脑的非线性觉察特性,同时还模拟人脑的短期记忆效应,它的输出是瞬时闪变视感度(Pf)。

V 是闪变的统计评定环节,其中最重要的是短时间闪变值(P_{st})的统计。首先对瞬时闪变视感度进行分级,然后统计每级的时间概率,做出 CPF(累积概率函数)曲线,最后根据 IEC 规定的算法,对不同的时间概率所对应的瞬时闪变视感度取不同的权重,计算出 P_{st} 。

图 4-73 的闪变仪模型就是根据上述 IEC 标准建立的,其原理图如图 4-78 所示。

图 4-78 中最上端的一行模块用来模拟 I ~ IV,其中电压适配器由 RMS 模块和除法器

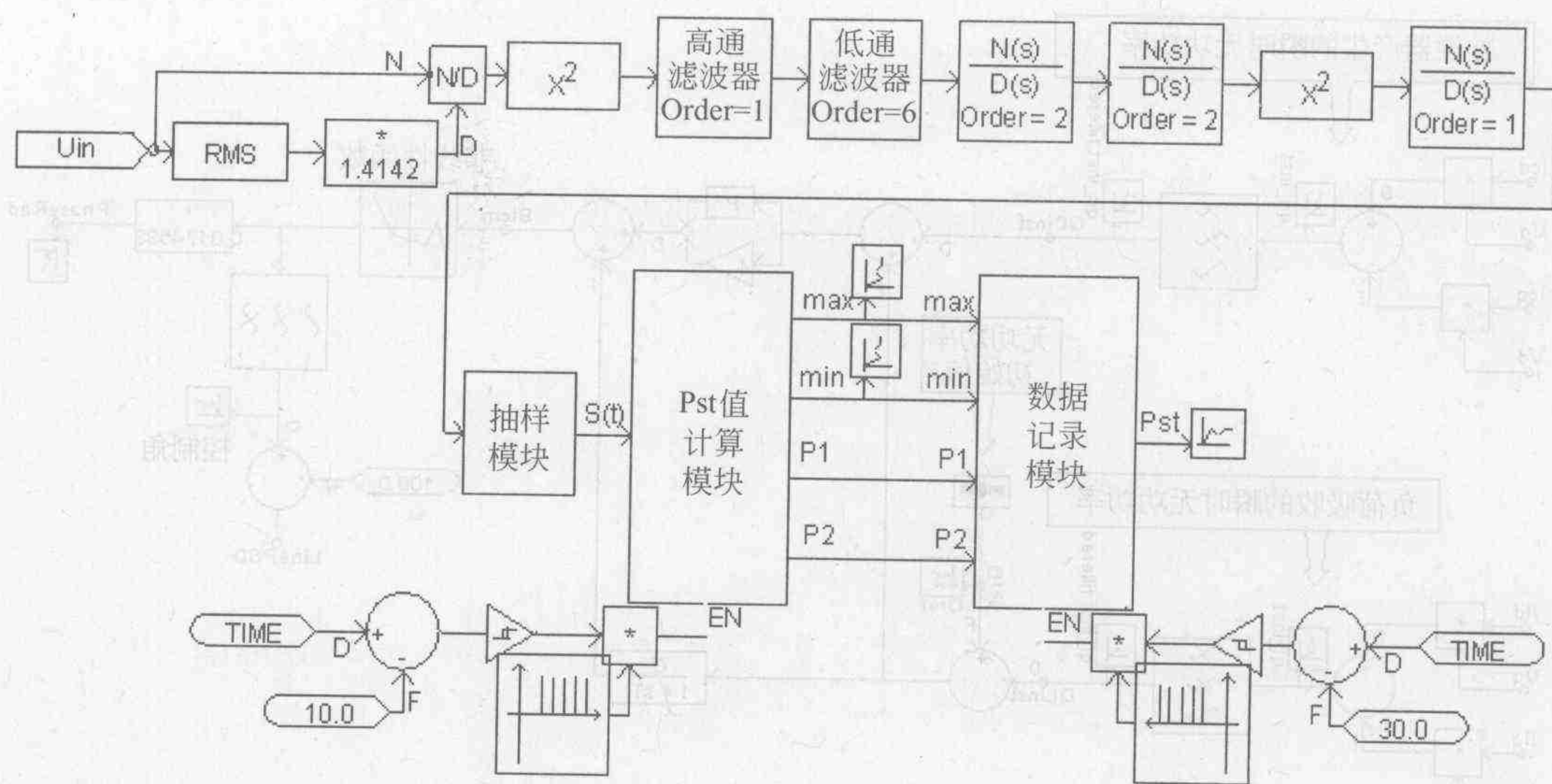


图 4-78 IEC 闪变仪 PSCAD 模型原理图

组成,加权滤波环节中的带通滤波器由截至频率为 0.05 Hz 的一阶巴特沃斯高通滤波器和截至频率为 35 Hz 的六阶巴特沃斯低通滤波器来实现,视感度加权传递函数用两个二阶传递函数模块实现,平方低通滤波环节中的低通滤波器采用的是截至频率为 0.53 Hz 的一阶低通滤波器。图中其余部分用来对闪变进行抽样、计算和记录,输出是 P_{st} 。两个表示时间的常数 TIME 分别对应统计开始时刻和统计结束时刻。由于 RMS 模块达到稳定需要一段时间,因此数据统计的开始时刻应该在瞬时闪变视感度达到稳定以后。在对抽样值的计算模块中还调用了 MATLAB,用于绘制 CPF 曲线。

IEC 闪变仪模型抽样频率为 100 Hz,分级数为 1024,统计时长为 10 min。

上述模型的仿真结果与文献[16,17]中的电弧炉实测结果进行了对比,仿真误差在工程允许的范围内,因此,本文中的电弧炉模型和闪变仪模型可以用来对实际电弧炉的闪变进行研究。

(3) SVC 模型

SVC 主电路模型如图 4-73 下部所示。实际中为了达到快速补偿闪变的目的,SVC 多采用开环控制。这里为了详细说明控制系统仿真电路的构成,采用基于瞬时无功理论的闭环控制,晶闸管触发电路分别如图 4-79 和图 4-80 所示。

控制系统采用面向负荷的控制方法。图 4-79 前半部分是根据瞬时无功理论,根据采样得到的三相瞬时电压和电流计算补偿器无功和负荷无功的瞬时值。控制部分将得到的瞬时负荷无功功率 Q_{Linst} 作为参考值,而将补偿器输出的无功功率 Q_{Cinst} 作为反馈信号,二者之差作为偏差信号,输入 PI 控制器。PI 控制器的输出为补偿器的电纳(B_{tern})参考值,该电纳值作为非线性环节的输入,通过由十条折线构成的非线性函数所描述的电纳和控制角之间的非线性关系得到 TCR 中晶闸管的控制角,输出到图 4-80 所示的触发脉冲发生电路,产生 SVC 六个晶闸管所需的门极触发脉冲 $G1 \sim G6$,控制晶闸管的通断,得到所需的等效电纳,从而产生所需的无功功率。

由于电弧炉和 SVC 运行时均会产生大量的谐波,因此滤波器,特别是 2,3,4 次(或 5

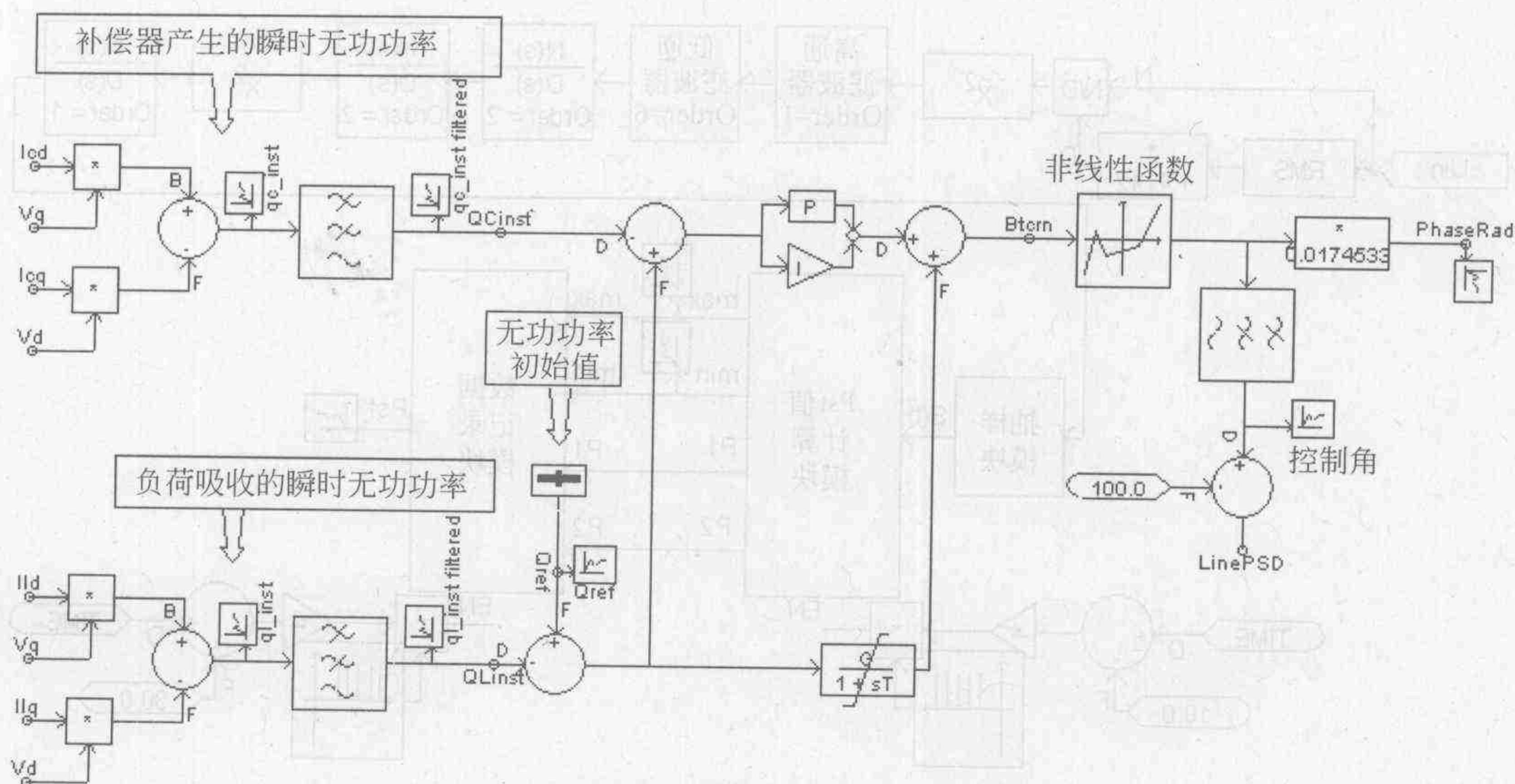


图 4-79 基于瞬时无功理论的 SVC 闭环控制系统

次)滤波器通常是必需的。这里两次采用了 C 型滤波器,3 次为单调谐滤波器,4 次为高通滤波器,由于均是常规电路,所以下文不再赘述。

(4) 仿真研究

为了更直接的看到投入 SVC 前后闪变的变化,进行 100 s 仿真,在 50 s 时投入 SVC,仿真结果如图 4-81 所示。

从仿真结果可以看到:瞬时闪变视感度达到稳定后,投入 SVC 前,瞬时闪变视感度最大可以达到 4 左右,平均水平也将近 2;50 s 时投入 SVC 后,瞬时闪变视感度大大降低,最大值在 1 附近,平均水平只有零点几。该结果与实测结果十分相近,说明仿真模型的正确性。

为了进一步说明补偿的作用,下面对无功功率的波动进行分析。图 4-82 和图 4-83 分别为电弧处于最不稳定的熔炼状态时投入 SVC 前后对应的无功功率波动。

可以看出,投入 SVC 前,系统无功波动最大可达将近 120 Mvar,平均波动范围在 0~80 Mvar;投入 SVC 后,系统无功功率明显减小,平均波动范围在 -20~20 Mvar。与没投入相比,减小了近一倍。

闪变仪模型的输出表明,没有进行无功补偿前,PCC 的闪变值 $P_{st}=1.10$,投入 SVC 后,PCC 的闪变值降为 0.67,小于国家标准规定的 0.8,达到了补偿要求。

图 4-84 给出了图 4-73 所示电弧炉系统的仿真结果,曲线分别为无功功率、PCC 点电压和瞬时闪变视感度的波形。未投入 SVC,闪变水平 $P_{st}=1.2$,投入后降低到 0.66。

上述两个电弧炉系统的仿真结果表明 SVC 对补偿电弧炉这样的冲击负荷具有显著的作用。利用仿真软件,在系统设计阶段对 SVC 等补偿装置对电弧炉闪变的抑制效果进行评估,具有重要技术与经济意义。上文介绍的基于 PSCAD 实现的利用 SVC 对电弧炉闪变进行补偿的计算机仿真模型包括基于统计规律的电弧炉模型、符合 IEC 标准的闪变仪模型和 SVC 模型,并用这三个模型实现了实际系统的仿真。仿真结果和试验结果的一致性表明上述模型是合理的,可以用来研究 SVC 对电弧炉闪变补偿效果,从而为电弧炉补偿用 SVC 的设计提供依据。

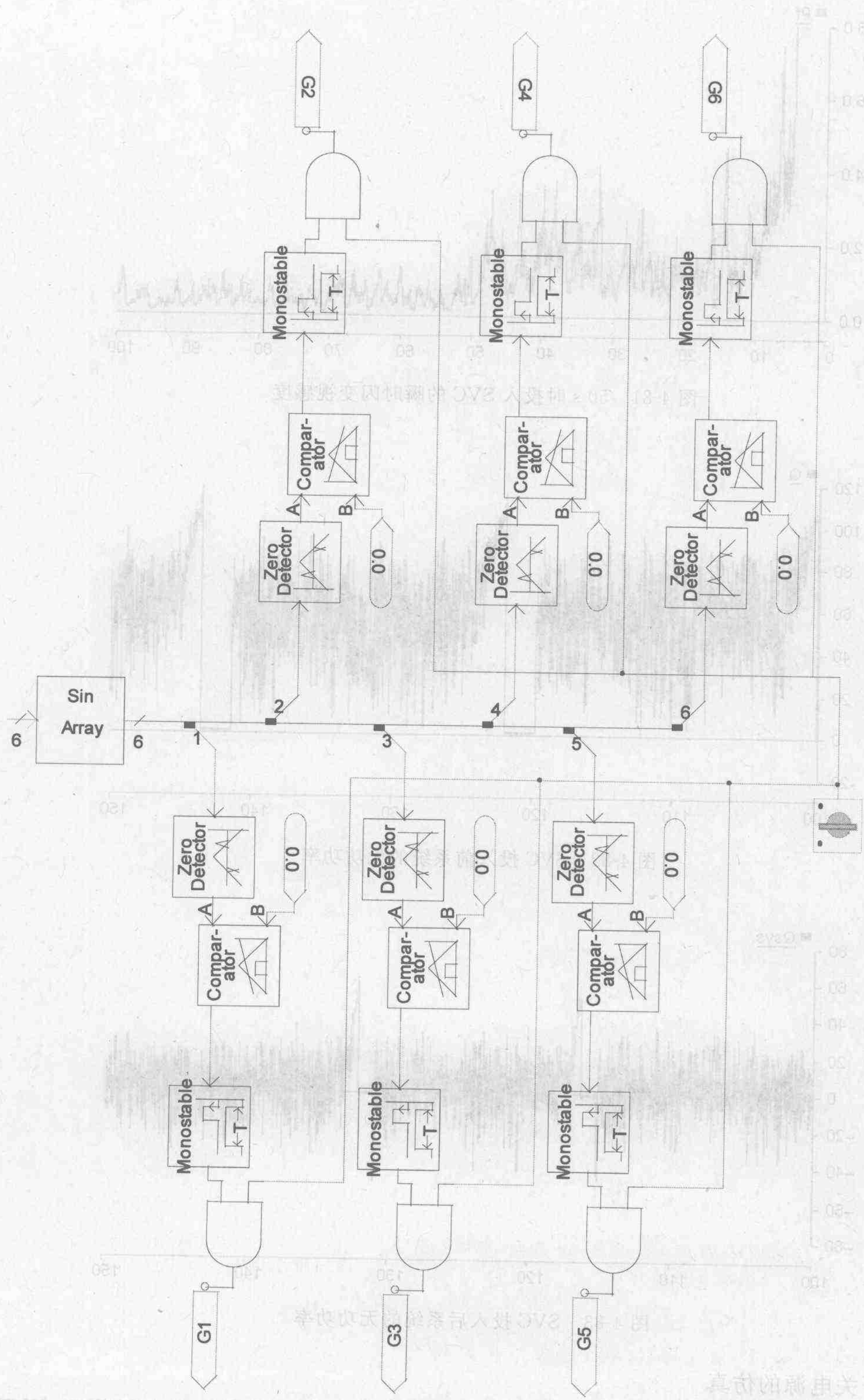


图 4-80 SVC 晶闸管触发电路
(输入 Sin Array 为加入控制角相移后的三相正弦电压)

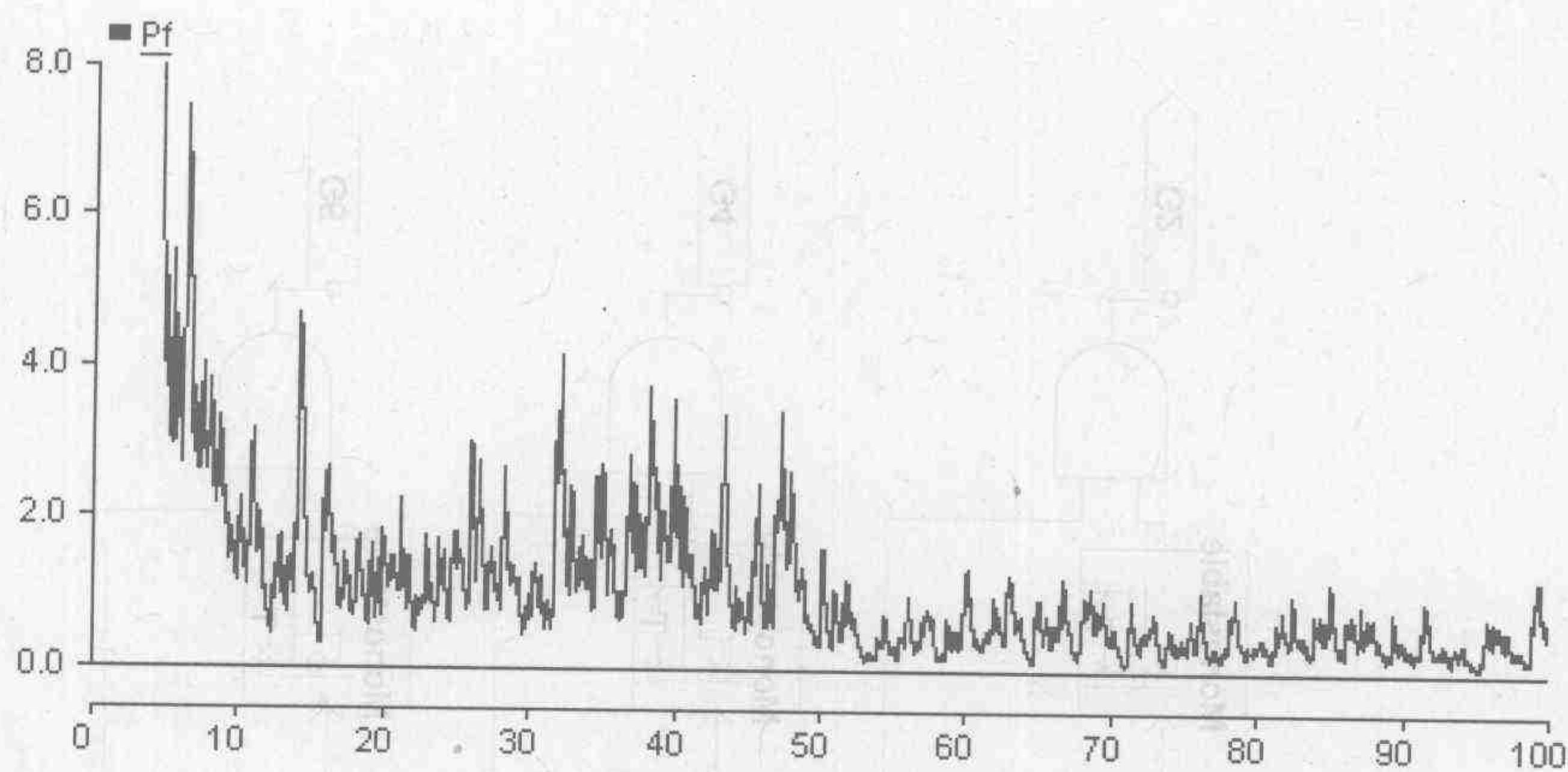


图 4-81 50 s 时投入 SVC 的瞬时闪变视感度

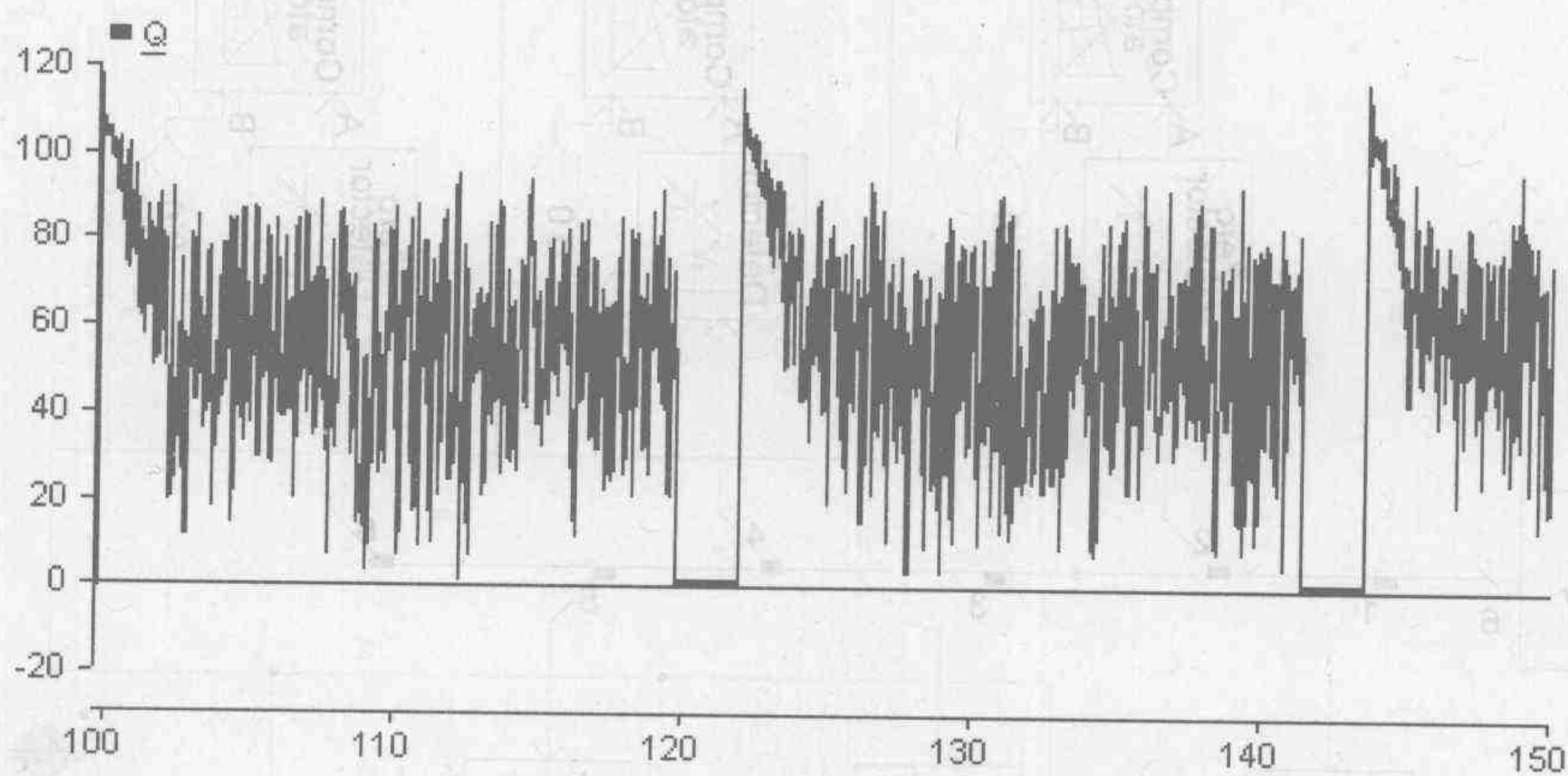


图 4-82 SVC 投入前系统的无功功率

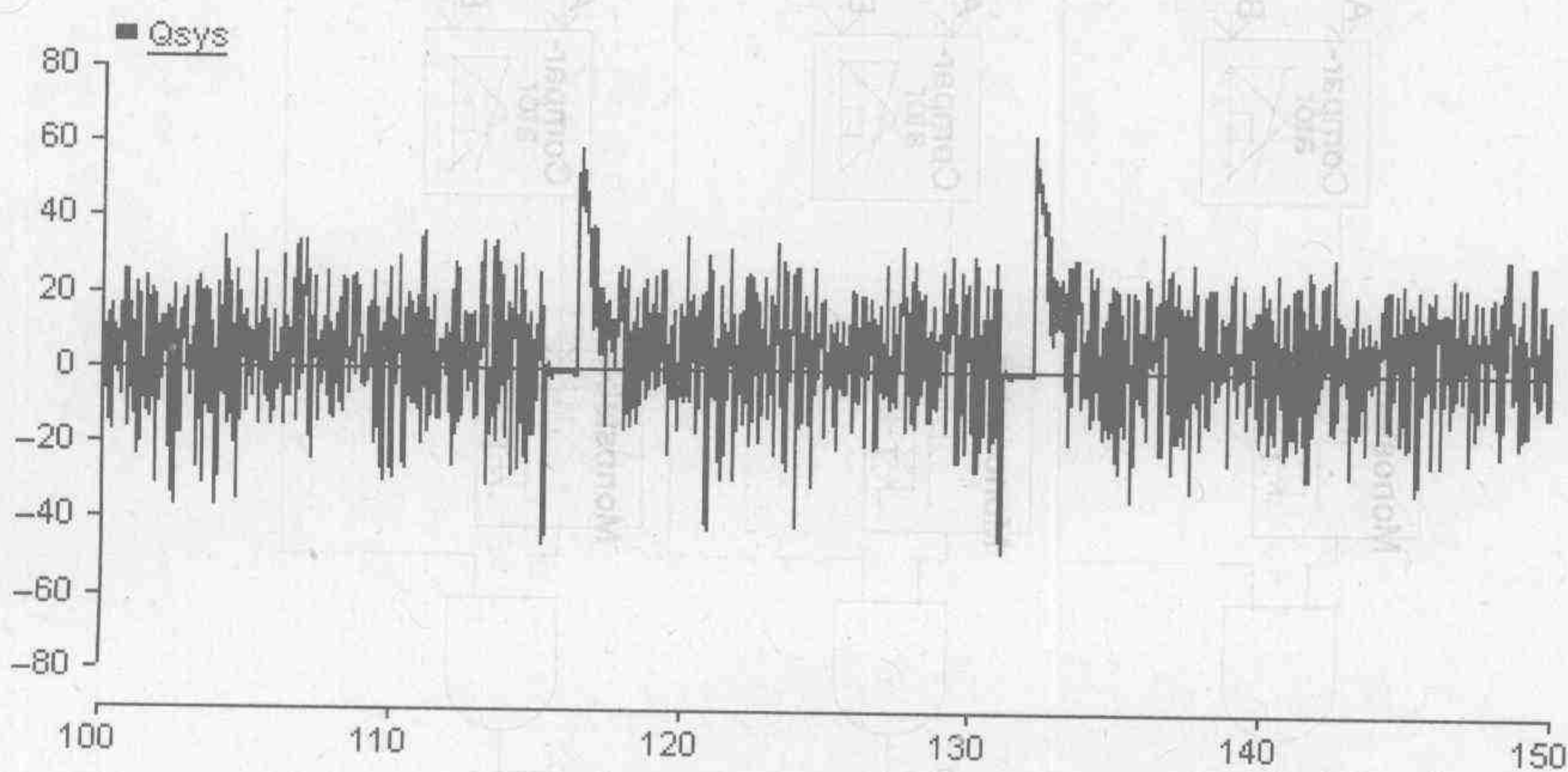


图 4-83 SVC 投入后系统的无功功率

2. 开关电源的仿真

实践中大量采用的电力电子装置仍是以开关电源为代表的小型电力电子装置,下面以

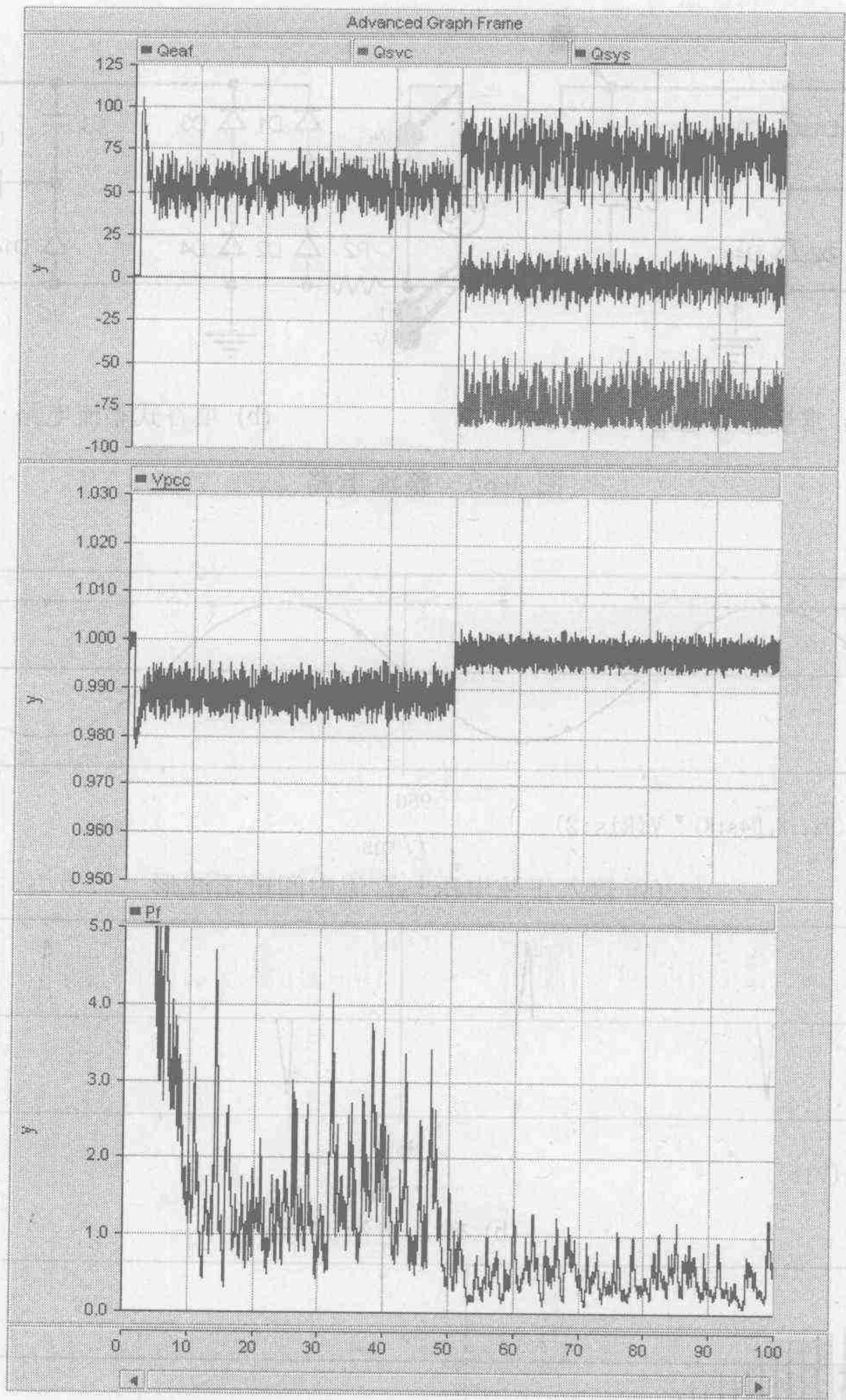


图 4-84 图 4-73 所示系统的仿真结果

开关电源的功率因数校正电路为例进行讨论。实际应用中电子电路通常采用直流供电的方式,但生活用电则主要来自交流电网,因此 AC/DC(交直)变换成为电子产品的一个不可缺少的部分。最简单的 AC/DC 变流器通常是通过一个简单的二极管整流桥来实现,为了消除输出直流电压的脉动,常用一个大的电容进行滤波,如图 4-85(a)所示。由于当电容电压被充电到接近峰值时,器件仅可在一个很短的时间内处于正向偏置而导通,所以输入电流波形发生严重的畸变,如图 4-86(b)所示。

当输入信号为非正弦波时,功率因数通常定义为

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} \cos \varphi \tag{4-47}$$

式中, $\cos \varphi$ 定义为位移因子;总谐波含量(THD)定义为 $THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$ 。因此在电力电子

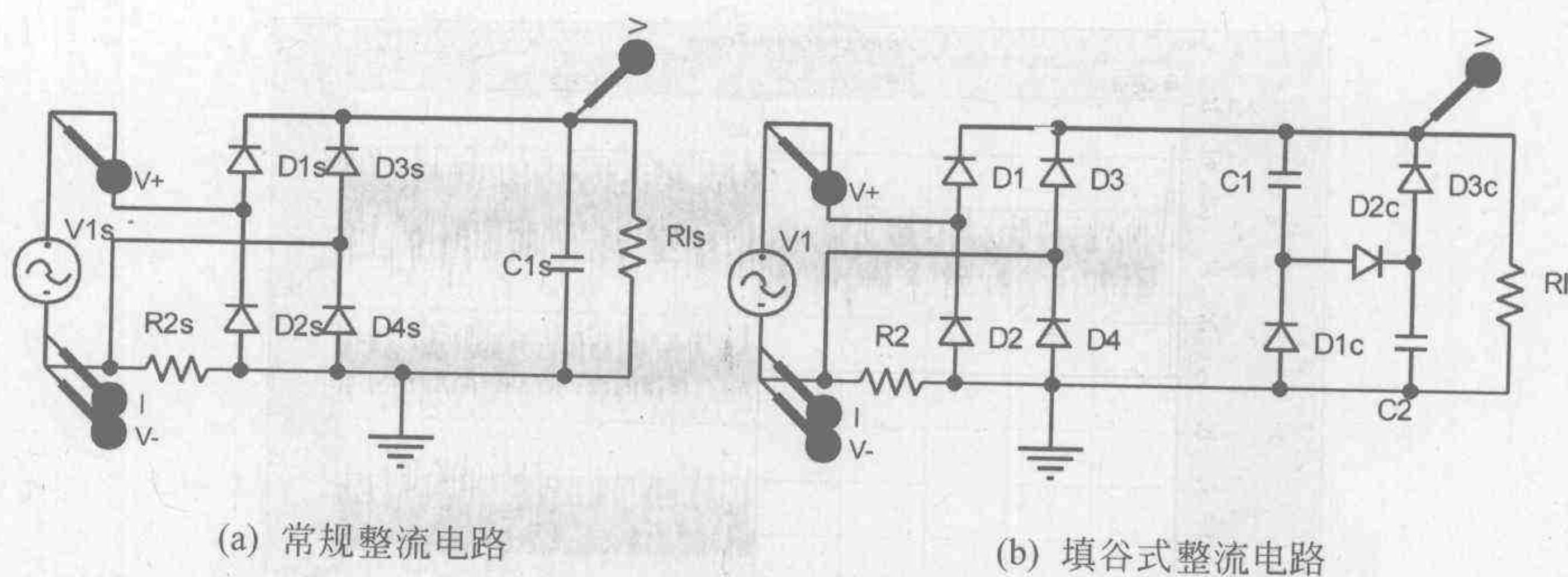


图 4-85 整流电路

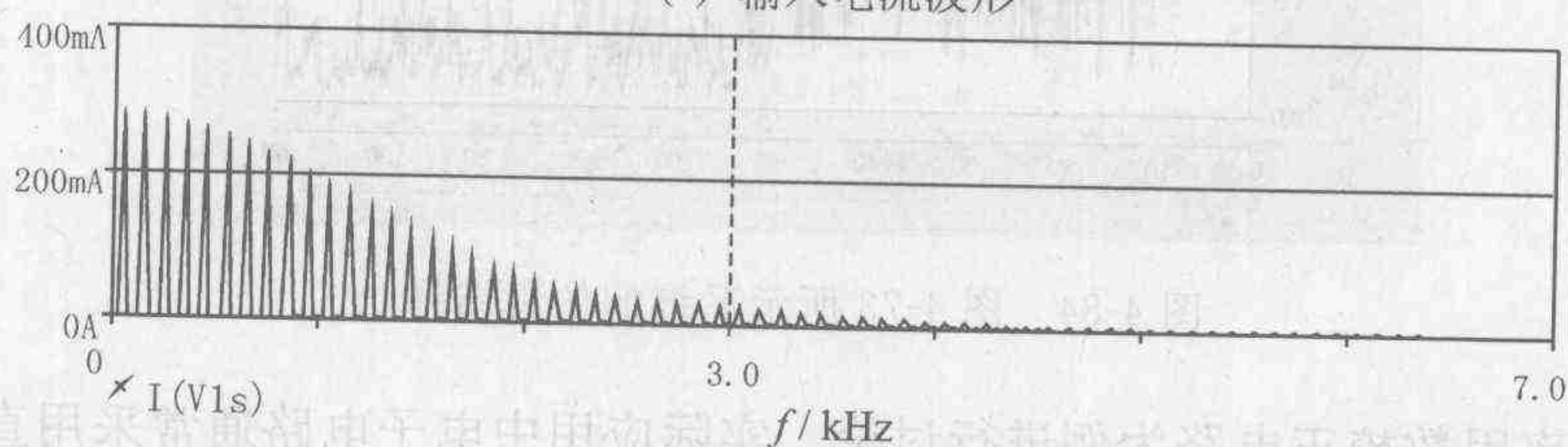
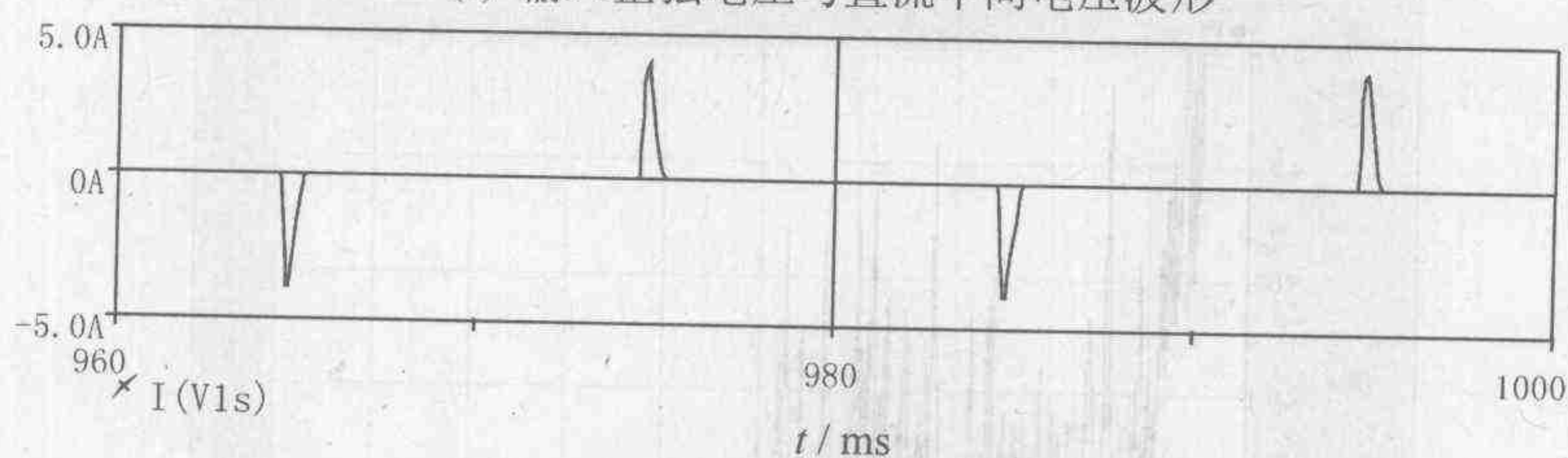
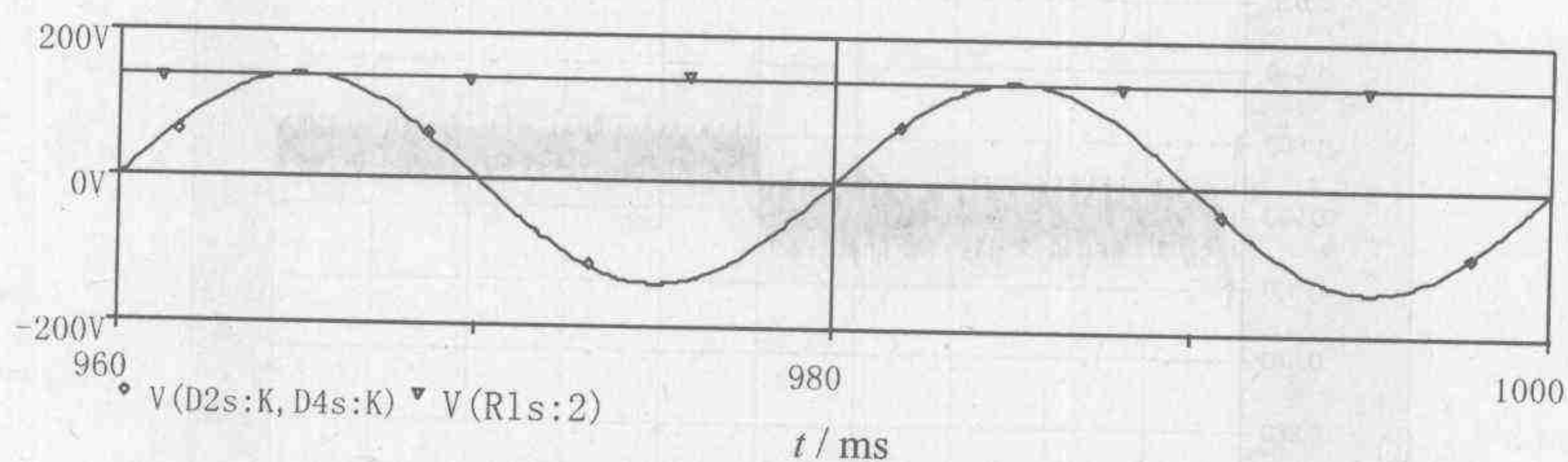


图 4-86 常规整流电路的输入波形及频谱

系统中校正功率因数不仅意味着对基频电流和电压之间的相位关系进行补偿,同时还包括对高次谐波进行抑制。

为了抑制谐波电流对周围环境的影响,功率因数校正技术得到日益广泛的重视和应用。早期的校正往往是利用电感与电容构成的无源网络进行。图 4-85(b)所示的所谓填谷(valley-fill)式整流就是其中的一个例子,其典型电流波形及频谱如图 4-87 所示,较之图 4-86(b)和图 4-86(c)具有明显的改善。这种方法可使功率因数达 0.92 以上,但采用无源校正的方法通常需要较大的滤波电感和电容,同时对谐波抑制效果不是很好,所以随着电力电子技术的发展,有源功率因数校正技术得到了日益广泛的应用。

有源功率因数校正(APFC)的基本思想是将输入交流电压进行全波整流,然后进行交

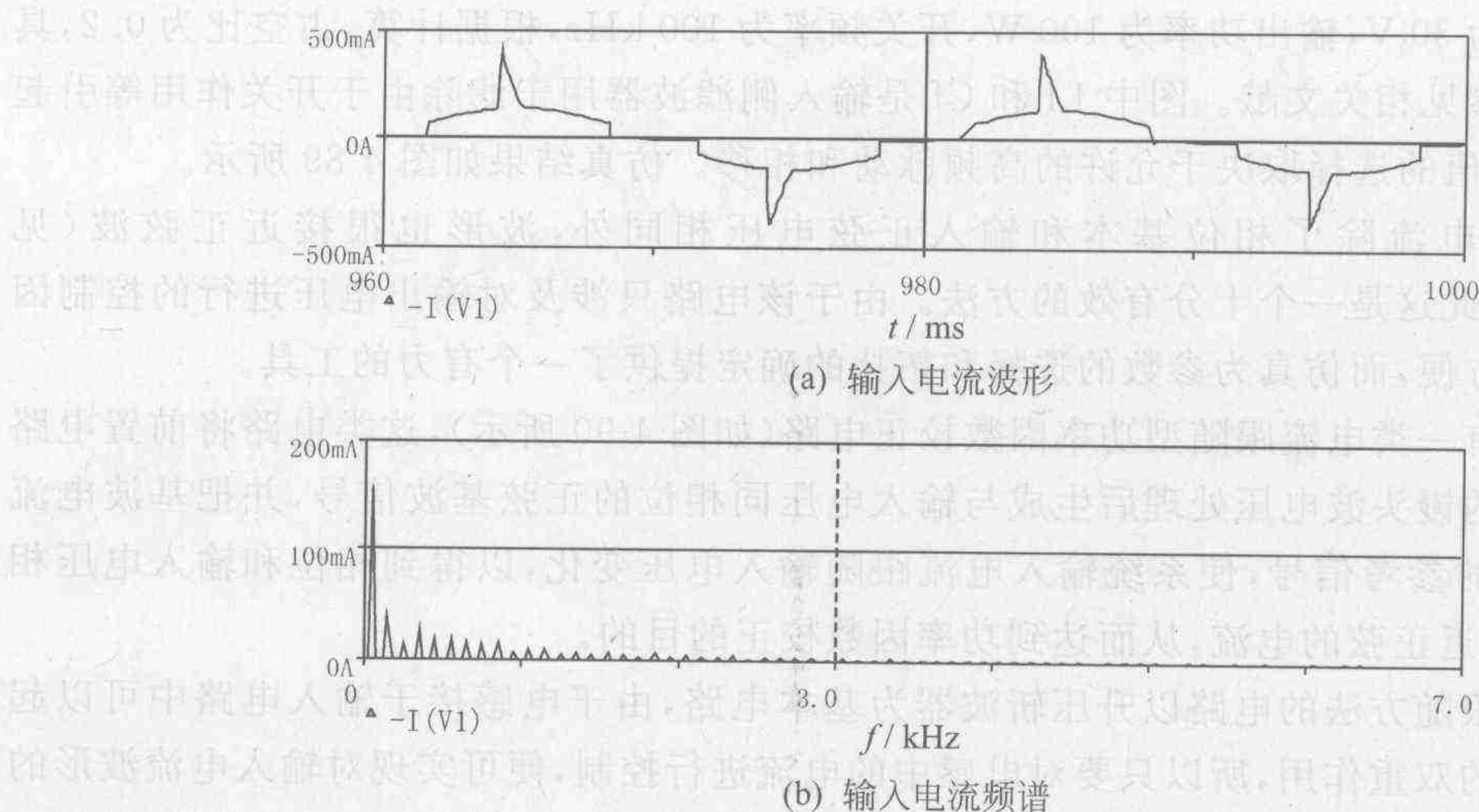


图 4-87 降压式整流器输入电流波形与频谱

直变换。在变换过程中通过适当地控制使输入电流平均值(或峰值)自动跟随整流生成的馒头波波形,从而实现输入保持单位功率因数和输出保持电压稳定的双重目的。通常将基本类型的有源功率因数校正电路分为两类:一类是前面已提到的变流器工作在连续导电模式的“乘法器”型;另一种是变流器工作在不连续导电模式的“电压跟随”(voltage follow)型。

由 D. Freeland 于 20 世纪 80 年代提出的“电压跟随器型”功率因数校正器的电路如图 4-88 所示,它是一种基于不连续导电模式的校正技术^[5]。该电路中的开关由输出电压的误差信号进行控制,由于峰值电感电流基本正比于输入电压,所以输入电流波形自然跟随输入电压波形。虽然在不同拓扑条件下输入电流会发生不同程度的畸变,但对功率因数本身的影响很小。由于开关仅通过输出电压控制,所以现有的各种开关电源均可采用集成电路芯片。值得注意的是,该电路只有工作在电流不连续条件下才会产生好的补偿效果;此外由于输入电流为三角波,所以输入端通常需要一个 LC 滤波器,以消除高次谐波。图 4-88 为一个由降压斩波器构成的开环控制电压跟随型 PFC 电路,输入电压为 110 V, 50 Hz 交流,

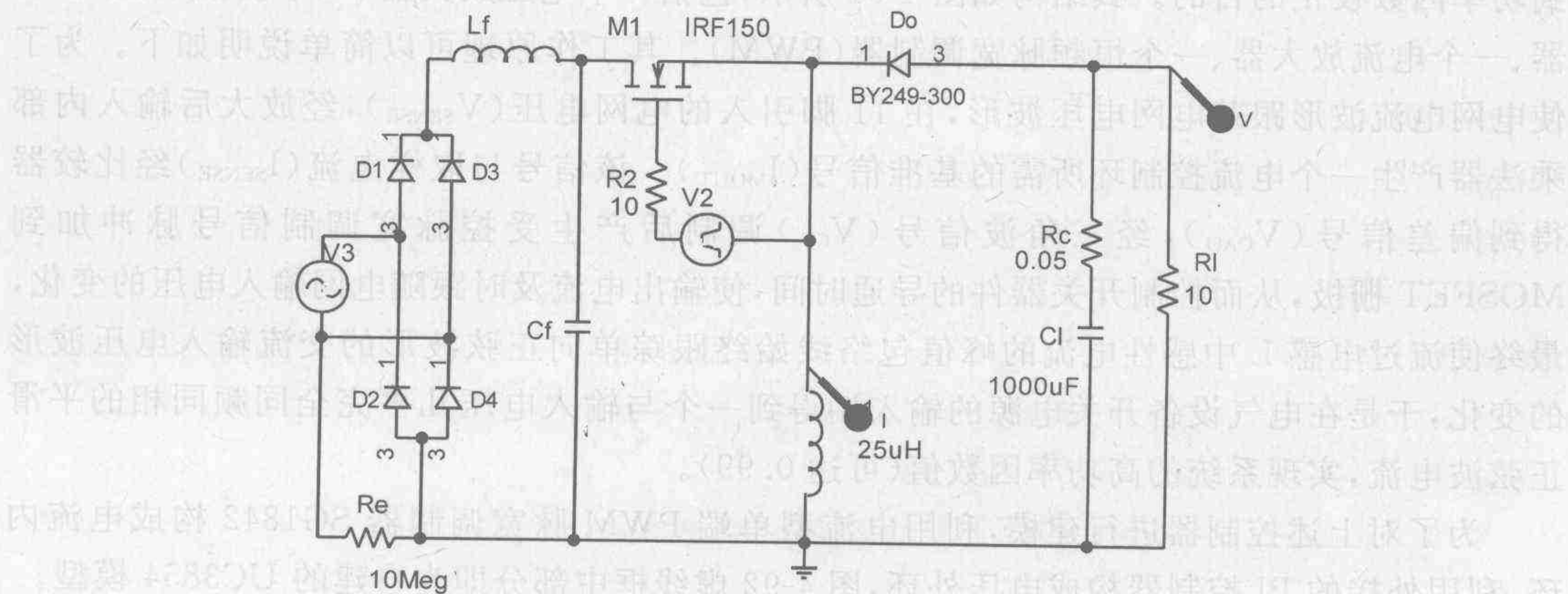


图 4-88 电压跟随器型降压斩波器电路

设计输出电压为 30 V, 输出功率为 100 W, 开关频率为 100 kHz, 根据计算, 占空比为 0.2, 具体设计方法可参见相关文献。图中 L_f 和 C_f 是输入侧滤波器用于滤除由于开关作用等引起的高次谐波, 数值的选择取决于允许的高频脉动和相移。仿真结果如图 4-89 所示。

显然, 输入电流除了相位基本和输入正弦电压相同外, 波形也很接近正弦波(见图 4-89(a)), 因此这是一个十分有效的方法。由于该电路只涉及对输出电压进行的控制因此应用中十分方便, 而仿真为参数的选择和拓扑的确定提供了一个有力的工具。

应用中还有一类电流跟随型功率因数校正电路(如图 4-90 所示), 这类电路将前置电路中整流桥输出的馒头波电压处理后生成与输入电压同相位的正弦基波信号, 并把基波电流作为系统电流的参考信号, 使系统输入电流跟随输入电压变化, 以得到相位和输入电压相同, 同时波形接近正弦的电流, 从而达到功率因数校正的目的。

采用电流跟随方法的电路以升压斩波器为基本电路, 由于电感接于输入电路中可以起到储能和滤波的双重作用, 所以只要对电感中的电流进行控制, 便可实现对输入电流波形的控制和校正。该类控制器通常包括两个控制环, 即外环和内环。外环为电压调节器, 是用于控制直流输出电压的控制环由于中间直流电容上电压的变动意味着输入有功功率有变化, 电压上升表示输入装置的有功电流提供的有功功率超过负荷和补偿变流器损耗所需的能量; 电压的下降表明输入装置的有功功率少于所需的能量。所以该环除了可以用于控制输出电压的幅度外, 还可用于控制电流参考信号的幅值和相位, 两者一起决定了输入装置的有功功率。内环为电流跟随环, 通过 PWM 方法迫使输入电流跟踪参考电流的变化, 达到功率因数校正的目的。目前采用较多的是所谓乘法器型的 PFC, 自 20 世纪 80 年代以来, 已开发出一系列控制芯片, 如 UC3845, UC3855, ML4812 等, 但目前 OrCAD 的 PSpice 库中没有相应的控制器件模型, 这给仿真造成了一定困难。一种解决方法就是建立控制器的子电路模型, 即利用软件原有的控制器模型和元件进行组合, 从而模拟上述控制器的功能。下面以广泛应用的 HPF 控制器 UC3854 为例加以说明。

UC3854 系列平均电流模式高功率因数预调节器是由美国 Unitrode 公司推出的一款适用于 500 W 以上的大功率开关变换器中使用的调节器, 它采用基于升压斩波器的平均电流控制模式, 在乘法器和比较器之间增加了一个电流调节器, 通过控制输入电流的平均值, 达到功率因数校正的目的。其结构如图 4-91 所示, 包括一个电压放大器、一个模拟乘法/驱动器、一个电流放大器、一个恒频脉宽调制器(PWM)。其工作原理可以简单说明如下。为了使电网电流波形跟踪电网电压波形, 在 11 脚引入的电网电压(V_{SENSE}), 经放大后输入内部乘法器产生一个电流控制环所需的基准信号(I_{MOUT})。该信号与取样电流(I_{SENSE})经比较器得到偏差信号(V_{CAO}), 经三角波信号(V_{CT})调制后产生受控脉宽调制信号脉冲加到 MOSFET 栅极, 从而控制开关器件的导通时间, 使输出电流及时跟随电网输入电压的变化, 最终使流过电感 L 中感性电流的峰值包络线始终跟踪单向正弦波形的交流输入电压波形的变化, 于是在电气设备开关电源的输入端得到一个与输入电压几乎完全同频同相的平滑正弦波电流, 实现系统的高功率因数值(可达 0.99)。

为了对上述控制器进行建模, 利用电流型单端 PWM 脉宽调制器 SG1842 构成电流内环, 利用外接的 PI 控制器构成电压外环, 图 4-92 虚线框中部分即为自建的 UC3854 模型。

图 4-92 所示为一个采用 UC3854 控制器的高功率因数变流器, 输入交流电压 220 V, 输出电压为直流 385 V, 输出功率 400 W。电路采用升压斩波器结构, 开关工作频率为

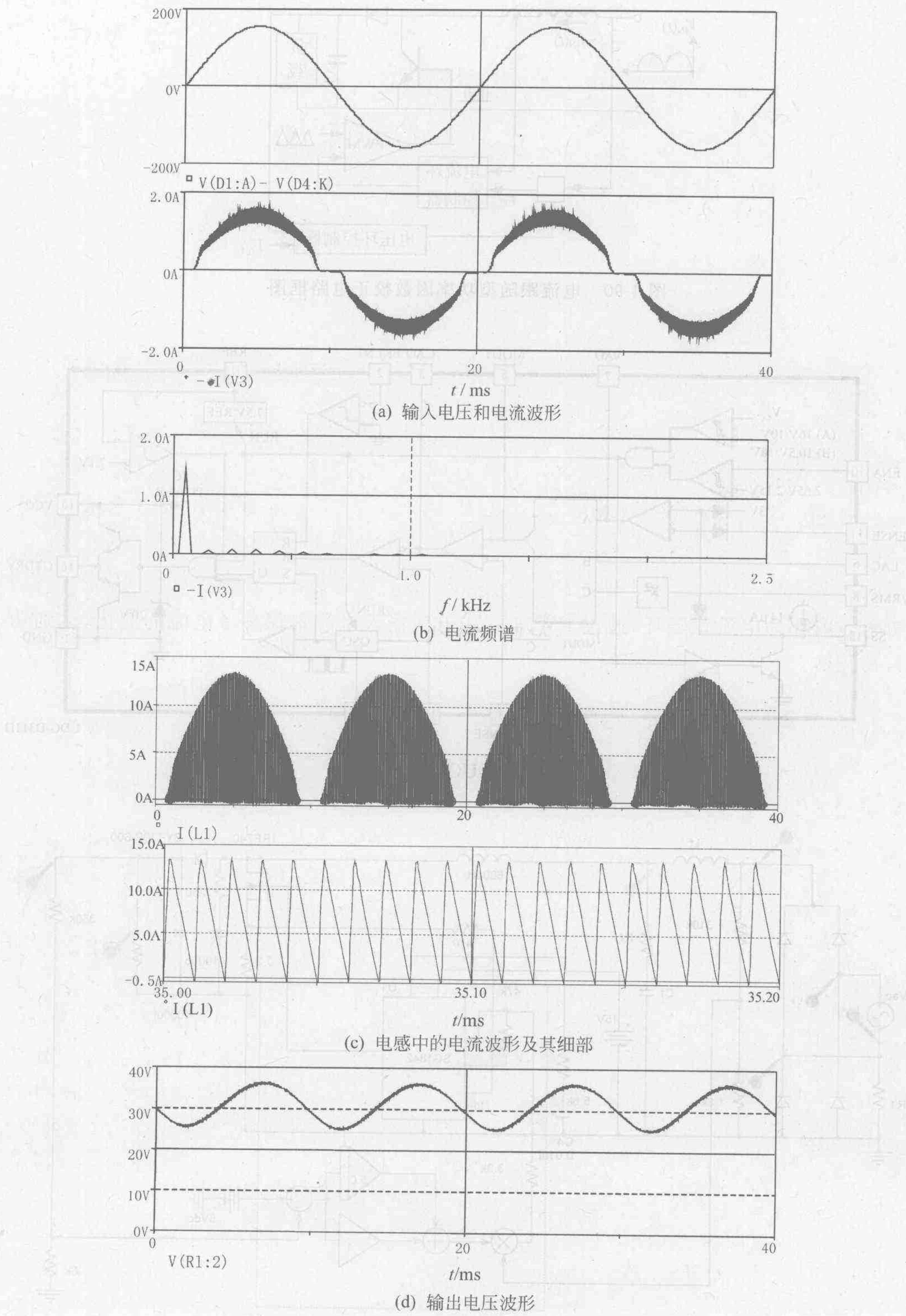


图 4-89 电压跟随器降压斩波器电路仿真波形

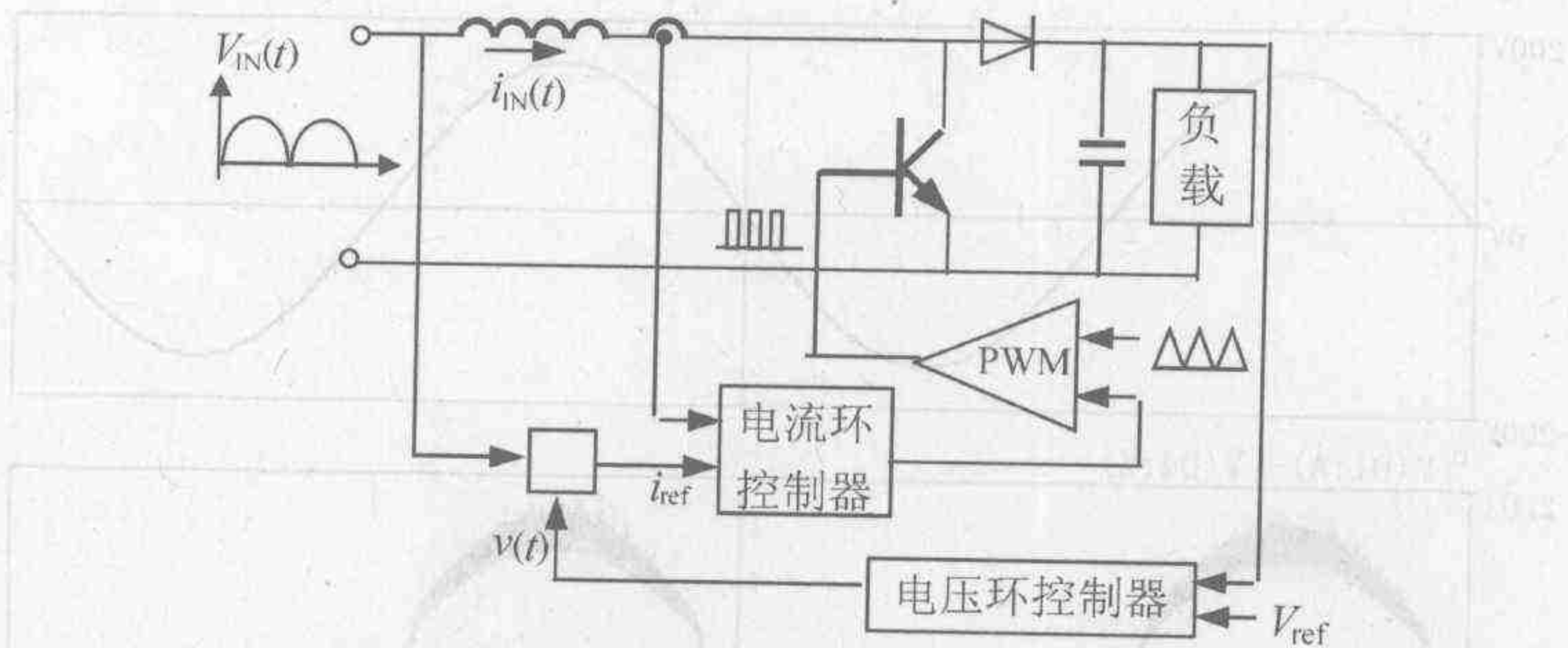


图 4-90 电流跟随型功率因数校正电路框图

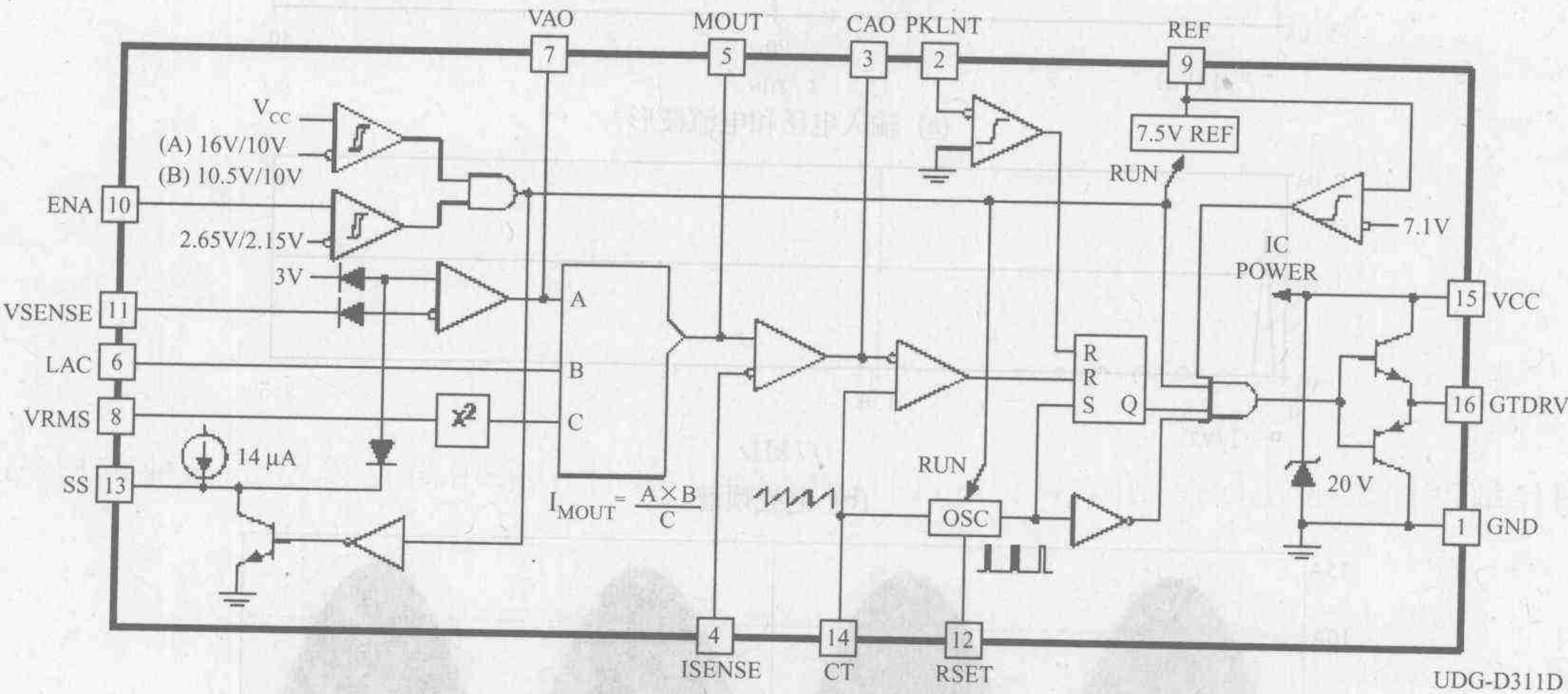


图 4-91 UC3854 框图

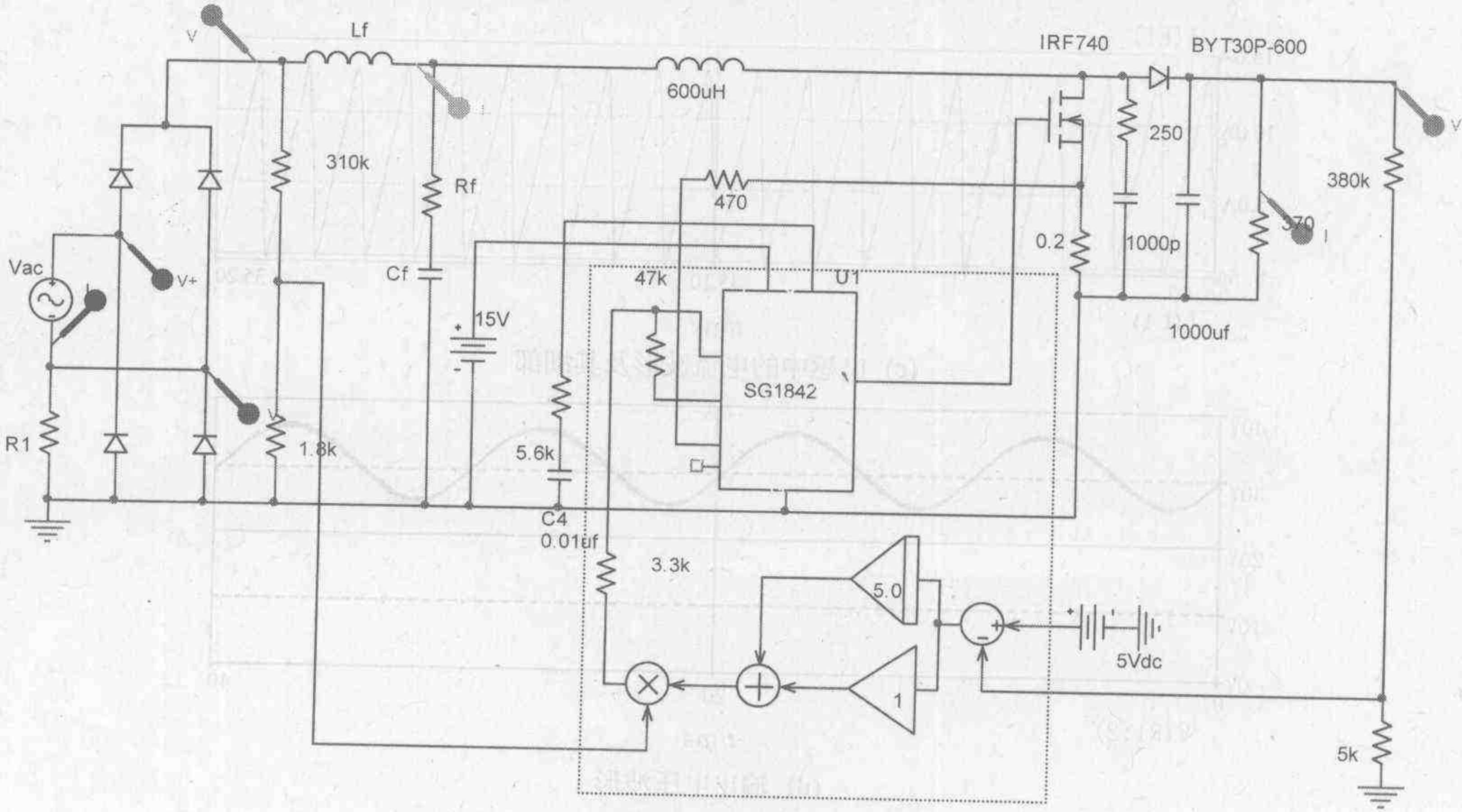


图 4-92 HPF 仿真电路原理图

100 kHz。其仿真结果如图 4-93 所示,其中 $V(V_{ac})$ 表示线电压波形, $I(V_{ac})$ 为输入电流波形(为了显示清楚,将电流放大 50 倍,下同), $I(L_f)$ 为电感中的电流波形。可以看到输入电流波形基本跟随线电压波形,虽然波形有一些畸变($THD \approx 11\%$, 除 3 次谐波为 7.6% 外其他各次谐波均在 2% 以下),但总体而言还是取得了较好的补偿效果。

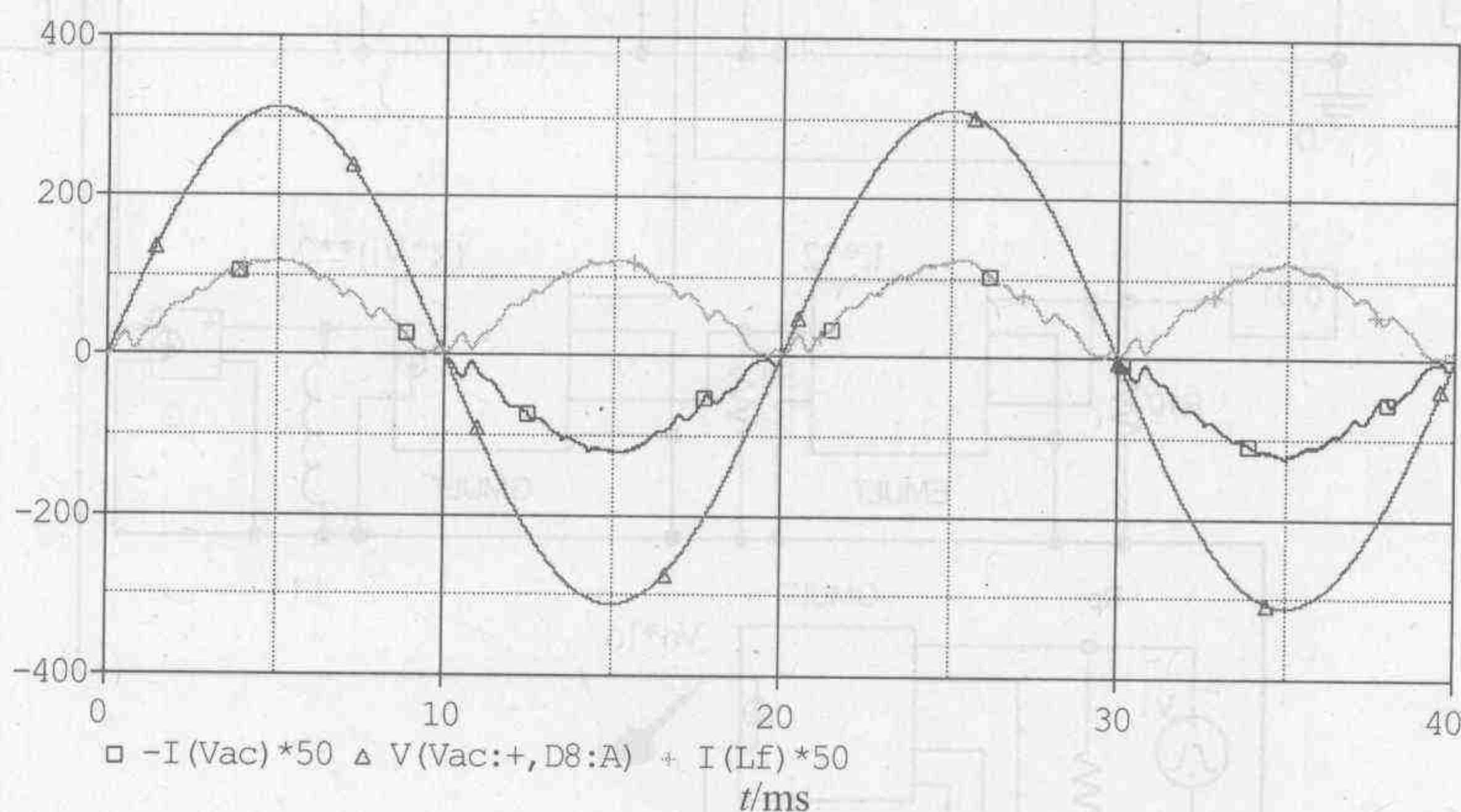


图 4-93 基于 SG1842 实现的 HPF 仿真结果

在图 4-92 所示仿真电路中,由于开关电源控制器本身结构复杂,仿真所需时间很长,难以用详细器件模型进行控制效果分析,因此在控制器设计中采用简化模型是一种常用的方法。

为了便于讨论,仍以高功率因数交直变流器为例,对如何用仿真技术对控制器进行大信号设计进行讨论。该控制器一般包括电流和电压两个环,其中电流内环采用电流跟随控制,即控制器抽取和交流电源同相位的正弦信号作为有功电流的参考信号, $i_{ref}(t) = k(t)v_{in}(t)$, 其中 $k(t)$ 为变换系数,由电压外环决定,通常在一个开关周期中可以认为它近似不变,而以电感中的电流作为反馈信号。在每个开关周期的开始,根据反馈电流和参考电流之间的关系决定开关的动作,从而使负荷电流跟随参考电流变化。假定负荷电流在内环控制器控制下跟随参考电流变化,则可以根据前面 3.1 节中讨论过的开关周期平均(T_s 平均)和电源周期平均(T_L 平均)来对外环控制器进行大信号设计。

(1) T_s 平均模型

如前所知,根据能量守恒,系统的大信号 T_s 平均模型可以由下式给出:

$$\frac{1}{2}C \frac{d(v_o^2(t))}{dt} = k(t)v_i^2(t) - \frac{1}{2}L \frac{d(k^2(t)v_i^2(t))}{dt} - p - \frac{1}{R}v_o^2(t) \quad (4-48)$$

式中,取 $v_o^2(t)$ 作为状态变量, $v_i^2(t)$ 作为输入变量,并且假定 $k(t)$ 在一个开关周期内保持不变。上式给出一个一阶线性模型,可以很容易地以常规的设计方法进行设计。图 4-94 为利用 OrCAD 建立的 T_s 平均模型,其中,式(4-48)后两项合成负荷模型。

图中输入信号由交流电源 $v_{ac} = 120\sqrt{2}\sin(2\pi \times 60t)$ 经二极管桥整流后供给,而 $k(t)$ 设为一个固定系数,例如 0.01。电路中的电感 $L1 = 1 \text{ mH}$, $C1 = 410 \mu\text{F}$, 稳态输出电压平均值 $V_d = 386 \text{ V}$ 。在仿真试验中,假定负荷电流原为 0.2 A,在 5 s 时发生跃变,变为 0.4 A。以一个分段线性化的方波电压源 V1 模拟负荷电流,其幅值分别为 0.2 V 和 0.4 V,它和输出电压 $\sqrt{v_o^2(t)}$ 的乘积即为负荷功率。在上述负荷作用下开环系统的输出电压波形如图 4-95(a) 所示,以电压源模拟的负荷电流变化如图 4-95(b) 所示。

在没有控制系统的条件下,系统输出电压随负荷电流的变化在 280~570 V 之间剧烈变化,显然不能正常应用,为了改善其工作特性,适当的电压控制器是必需的。

为了便于和已有的采用积分控制器的实际装置的试验参数进行比较,一个采用积分控制器的设计框图如图 4-96 所示,其中,V4 用于提供直流参考电压,反馈电压通过 R7 和 R8 的分压得到;输出变换系数 $k(t)$ 经 R_o 输出到变流器 T_s 模型中。控制器的主导极点由 $C_f(167.8 \text{ nF})$ 和 $R_f(31.62 \text{ k}\Omega)$ 确定^[13],为 30 Hz,开环增益 90 dB,其仿真波形如图 4-97 所示,显然加入控制器后,变流器输出电压上叠加了明显的交流脉动,但脉动的幅度被控制在 375~395 V 之间,系统的动静态性能均得到明显改善。特别是仿真结果和采用相同参数积

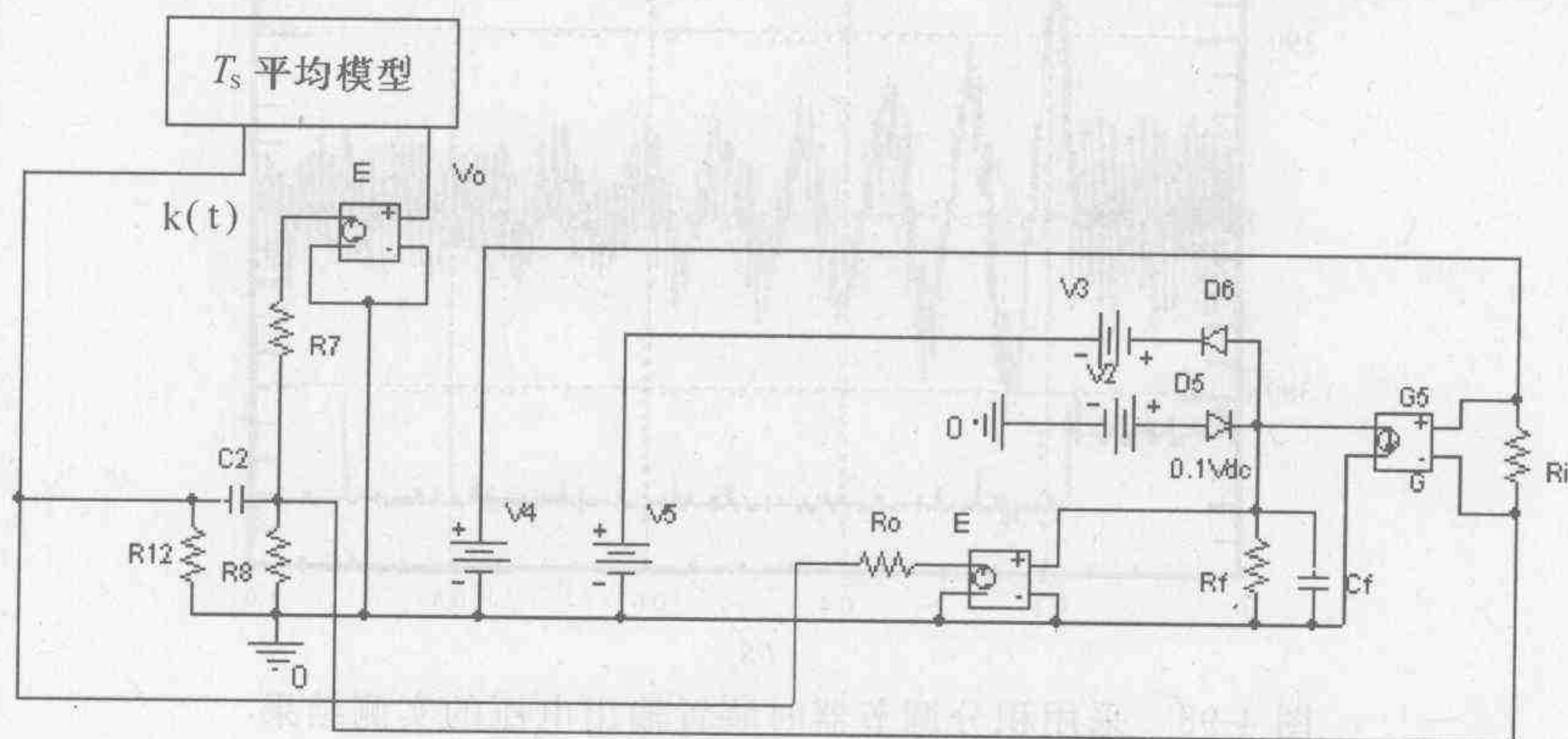
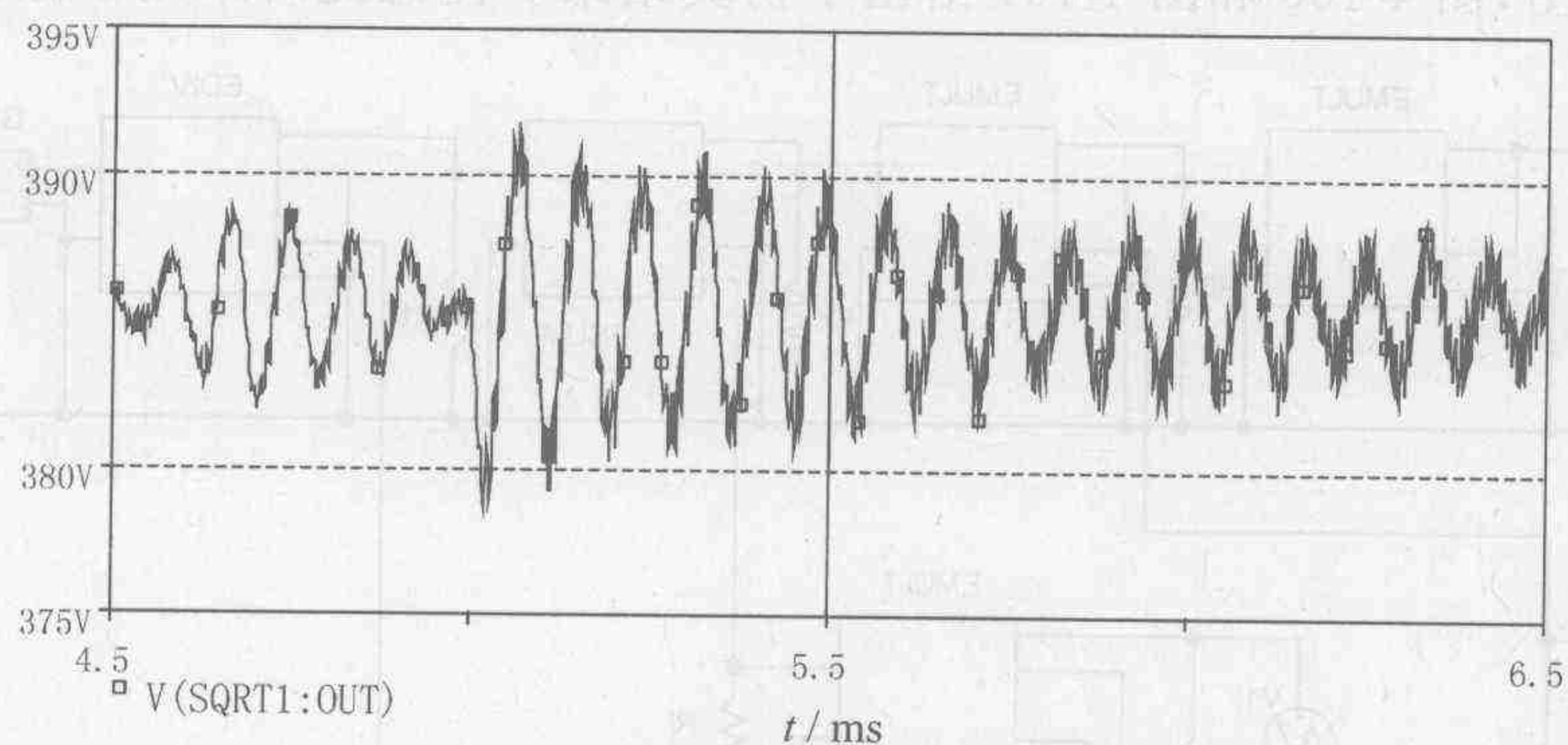
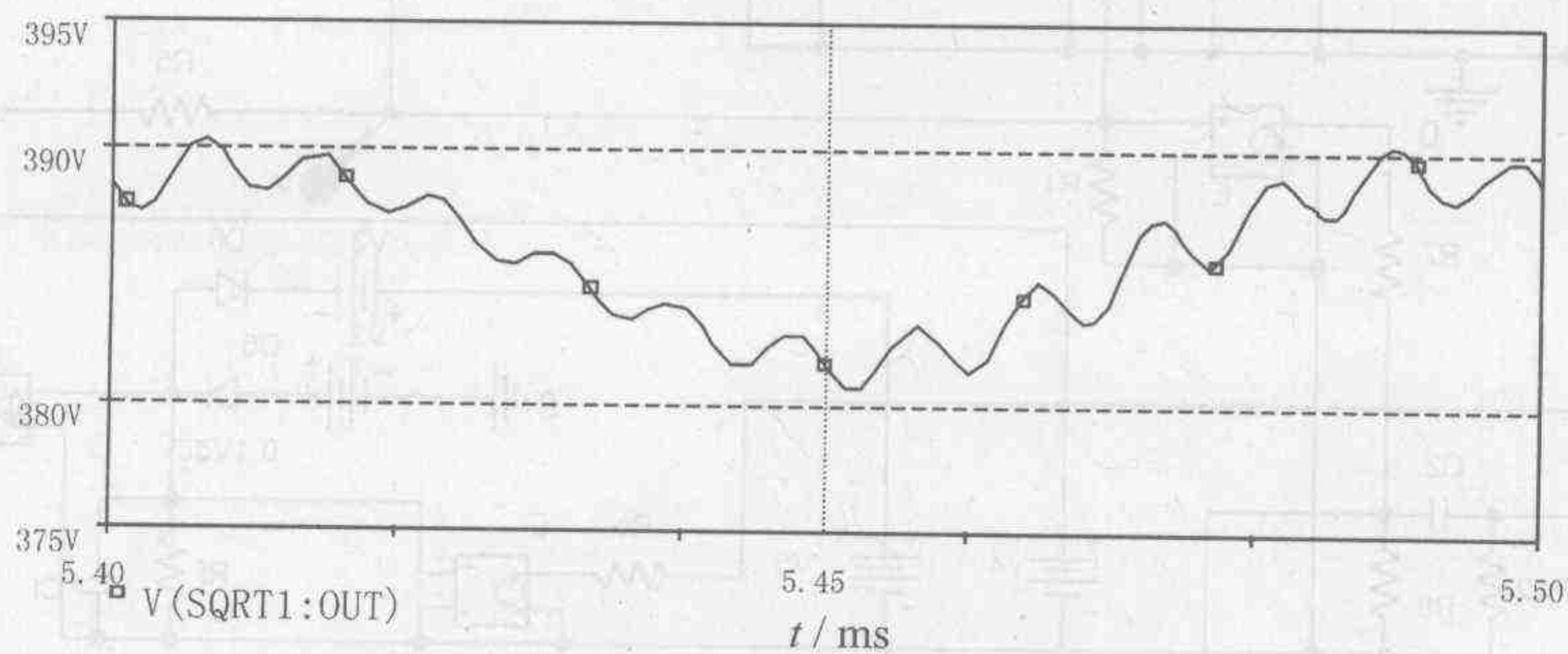


图 4-96 积分控制器原理图



(a) 输出电压响应曲线



(b) 输出电压响应曲线细部

图 4-97 积分控制器的仿真波形

图 4-97 所示交流输入的输出电压波形相比,显然两者具有相同的频率、相位和幅度,主要区别在于没有电源频率引起的脉动。

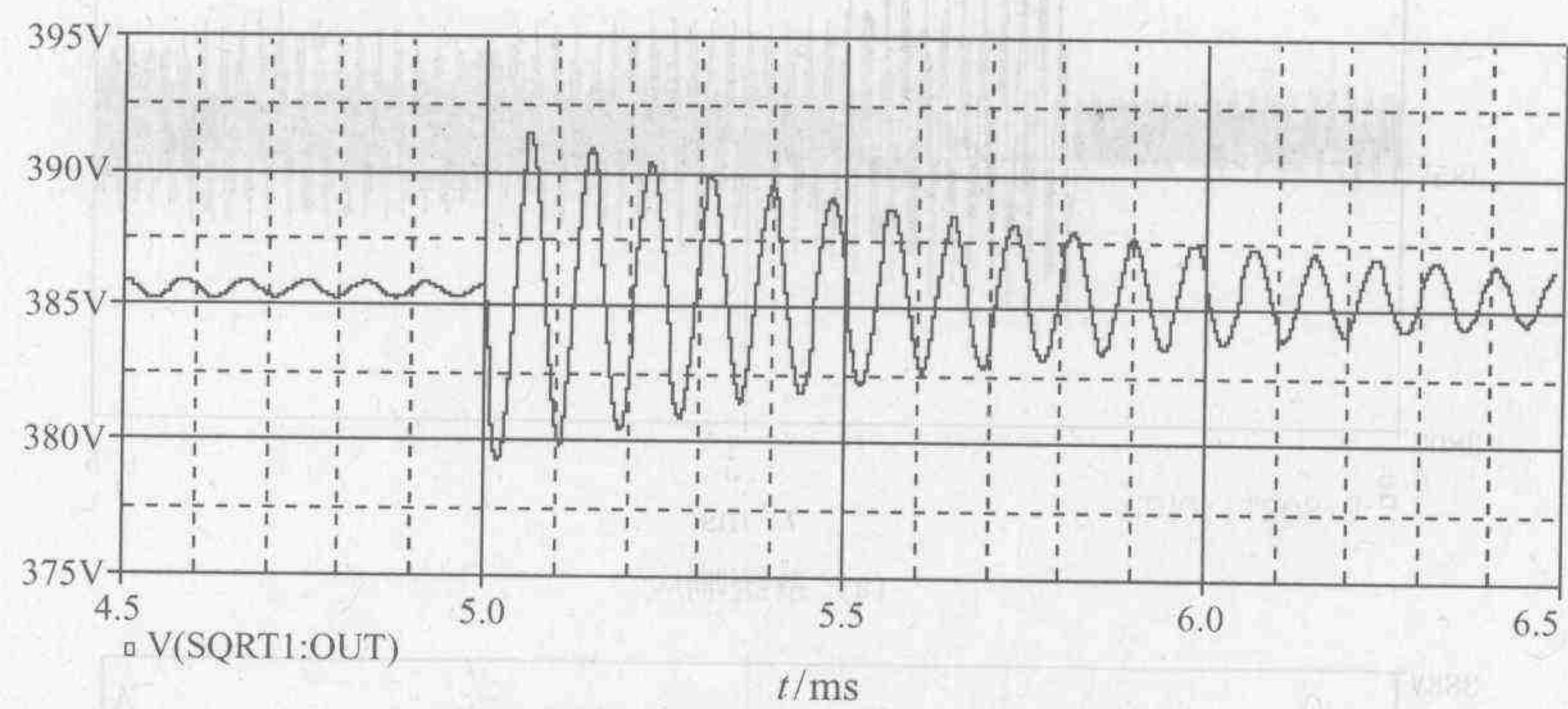


图 4-100 简化系统仿真结果(步长最大值为 1 μ s)

图 4-101 为不限步长时同一电路的仿真结果。虽然仿真的速度很快,相对于限定最大步长为 1 μ s 进行仿真时所需的 3883 s,所用机时仅为 3.39 s;但是由于曲线中两个采样点之间的数据用直线相连,故响应曲线失去了仿真的细节。但在用户仅关心电路的发展趋势,而不关心细节的条件下上述方法仍不失为一个加快研究过程的措施。

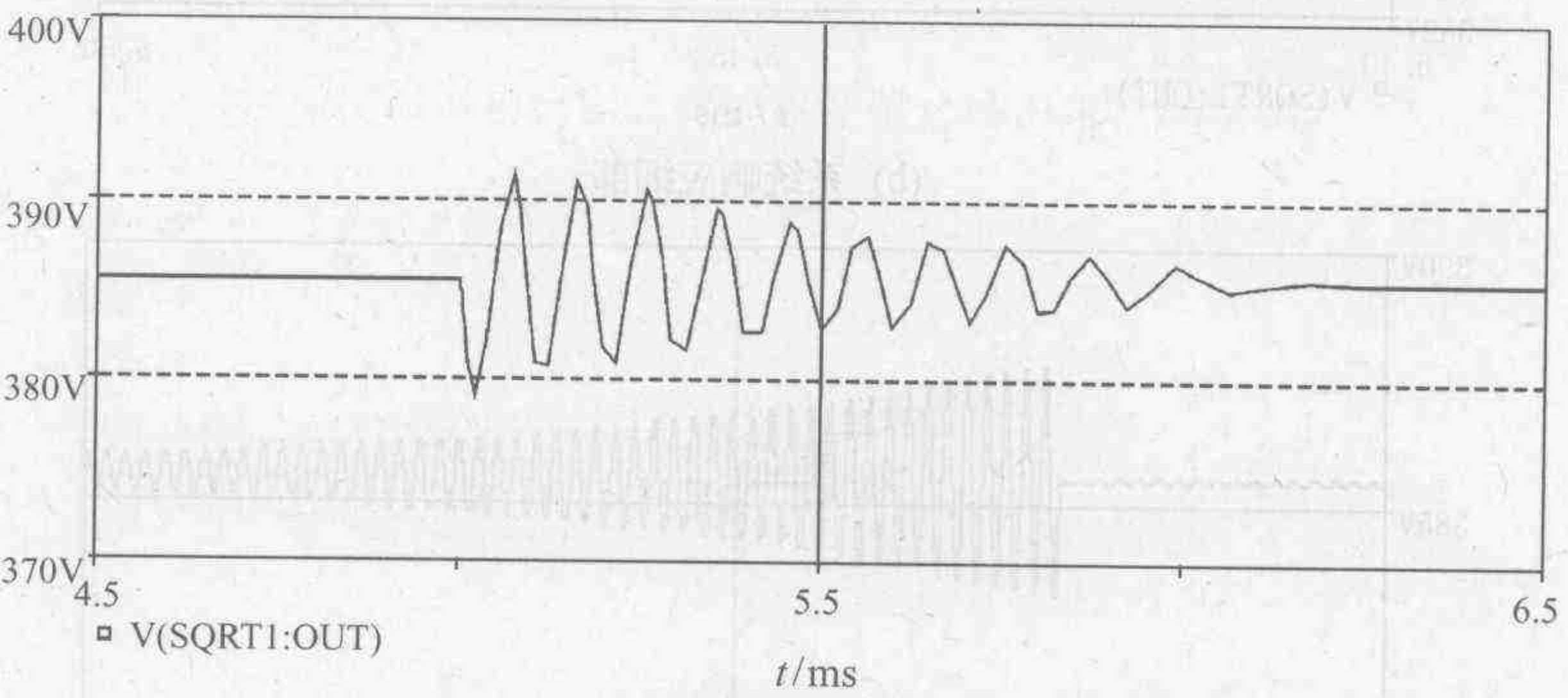


图 4-101 采用积分调节器且不限步长时的仿真结果

为了进一步改善系统特性,可以采用 PI 调节器对上述装置进行控制,相应的原理图如图 4-102 所示,仿真曲线如图 4-103 所示。脉动的幅度有了明显的减小,同时脉动频率也随

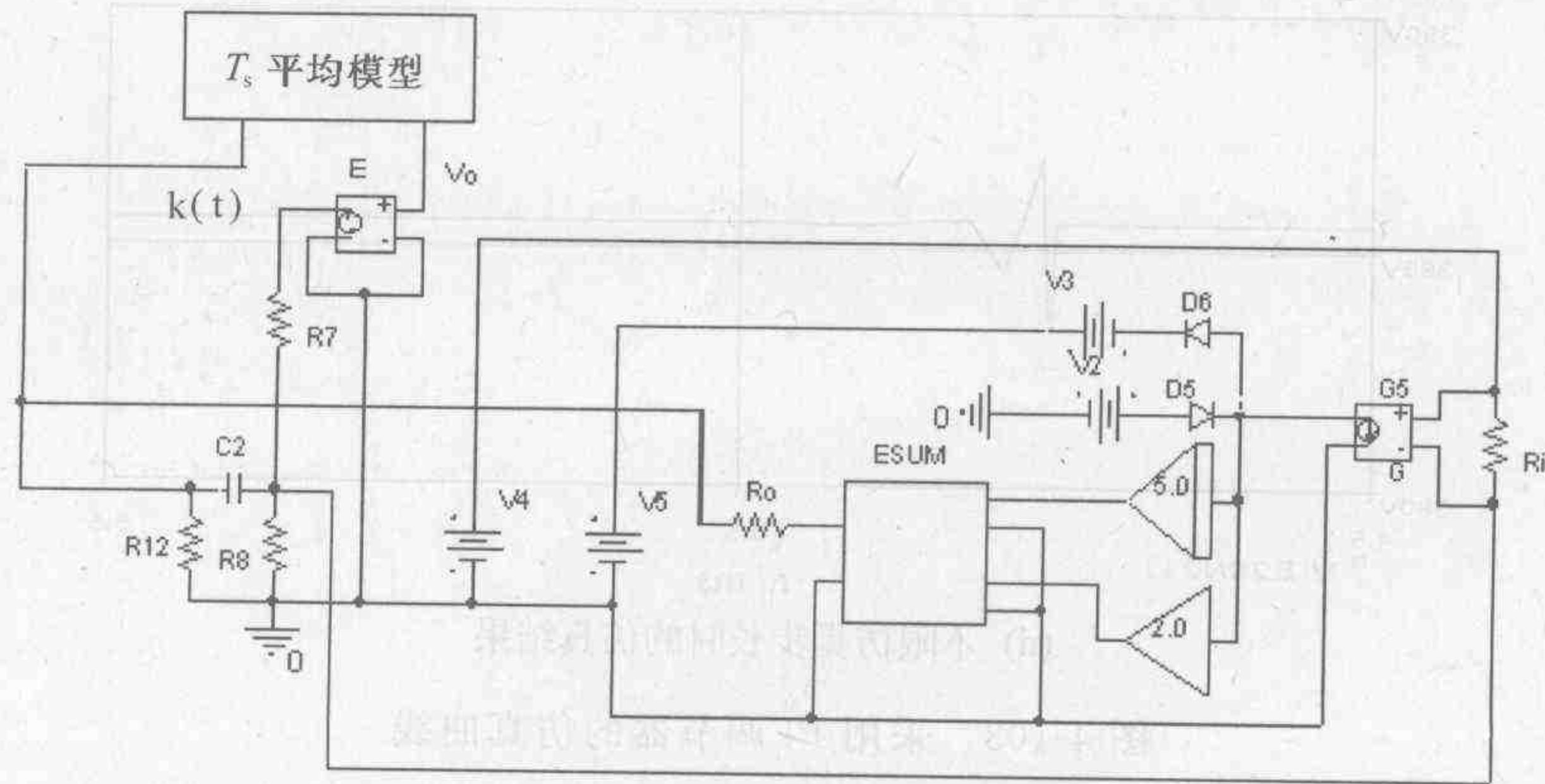
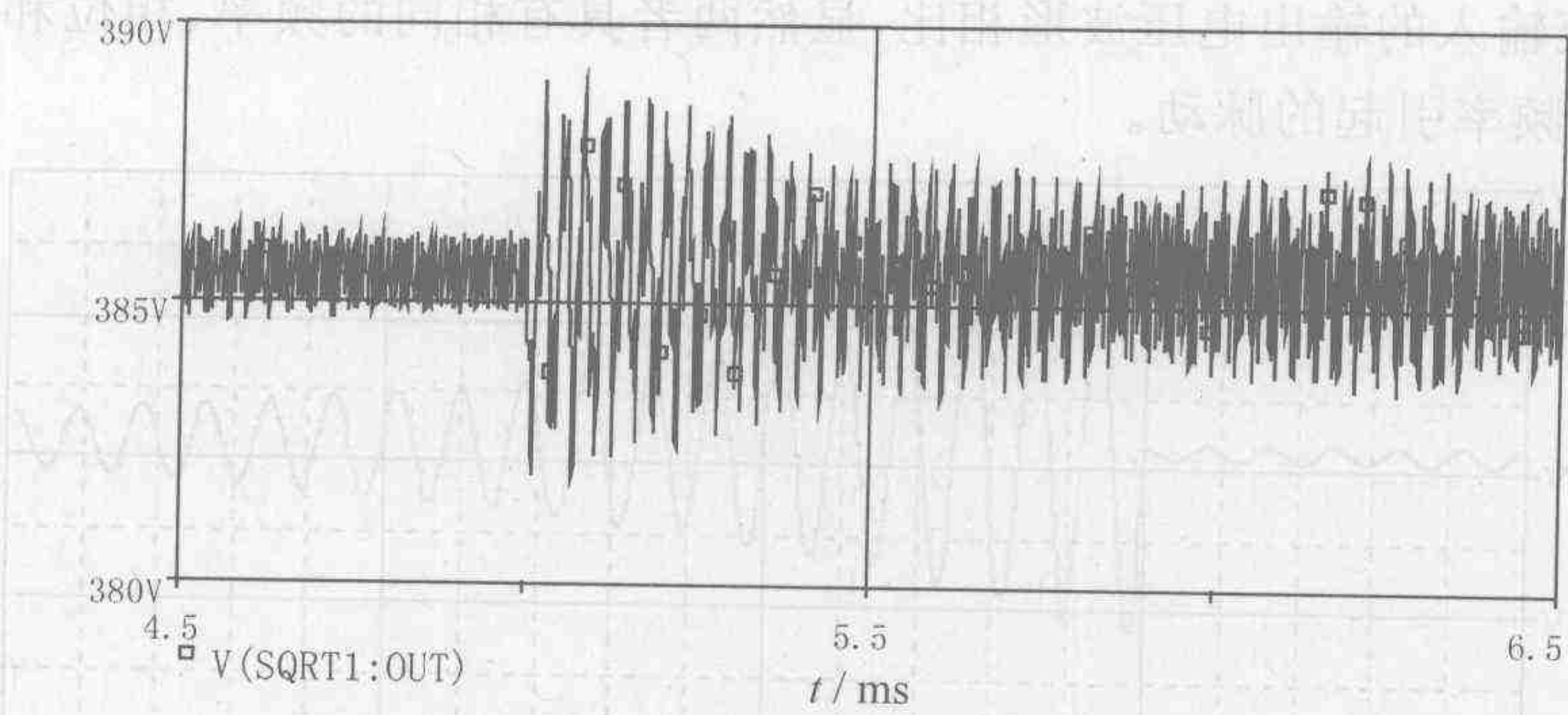
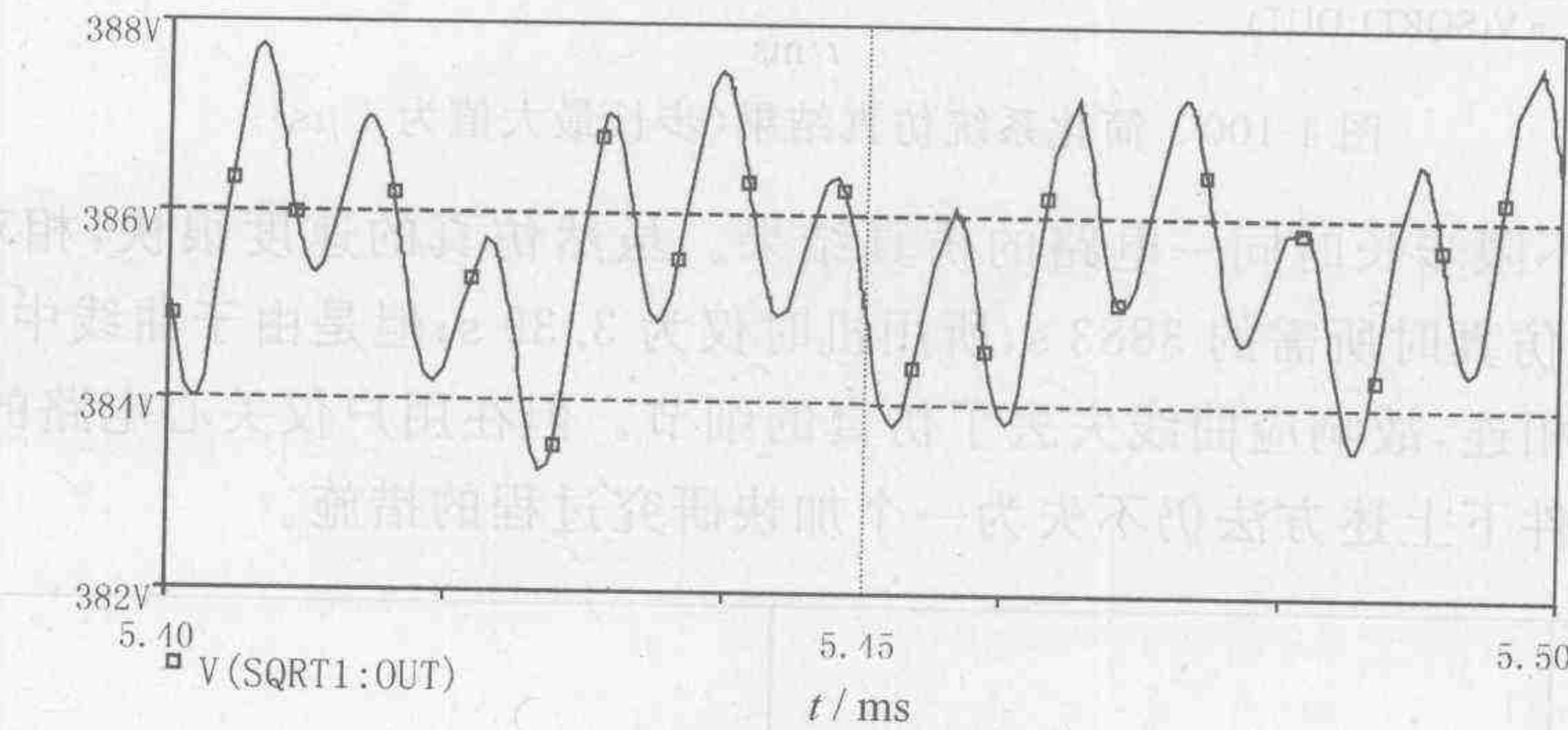


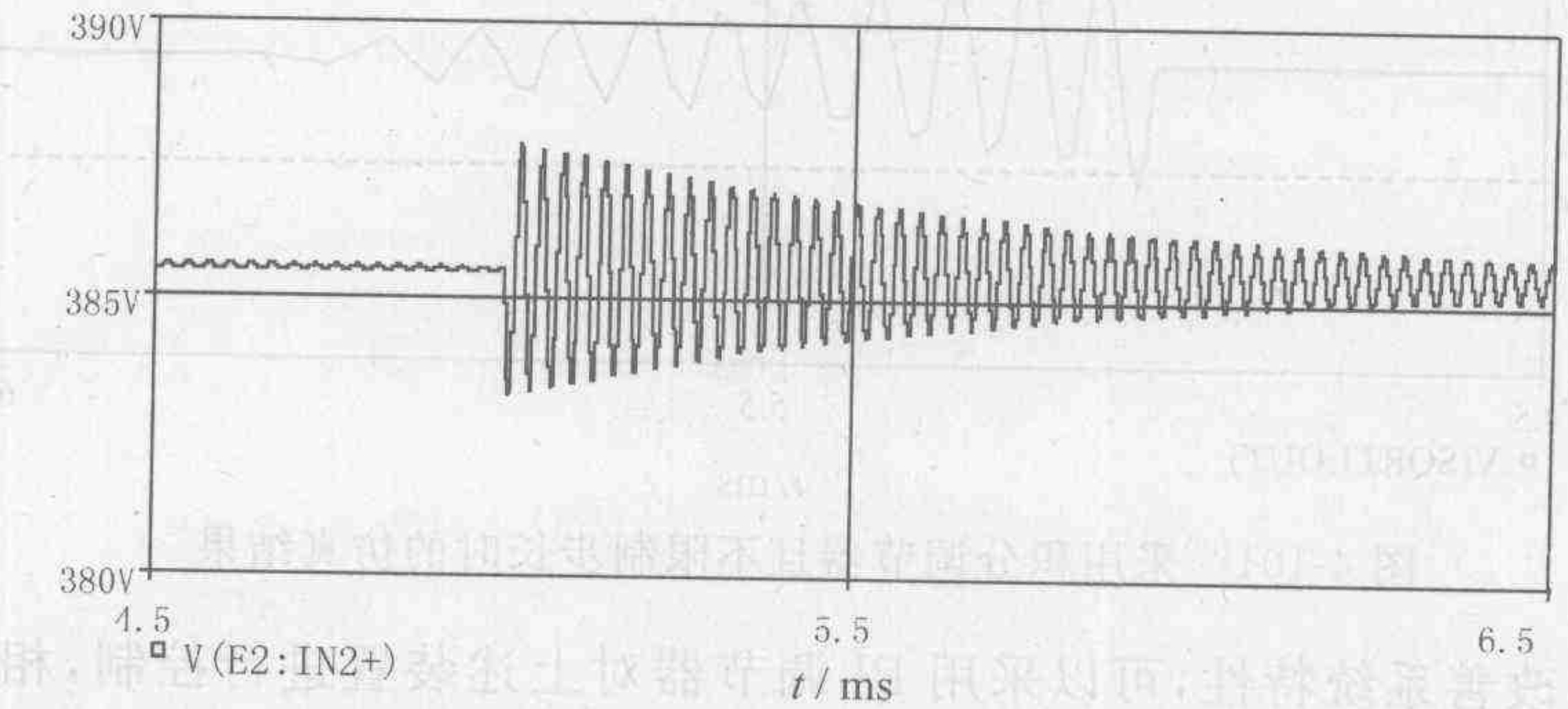
图 4-102 采用 PI 调节器的控制系统原理图



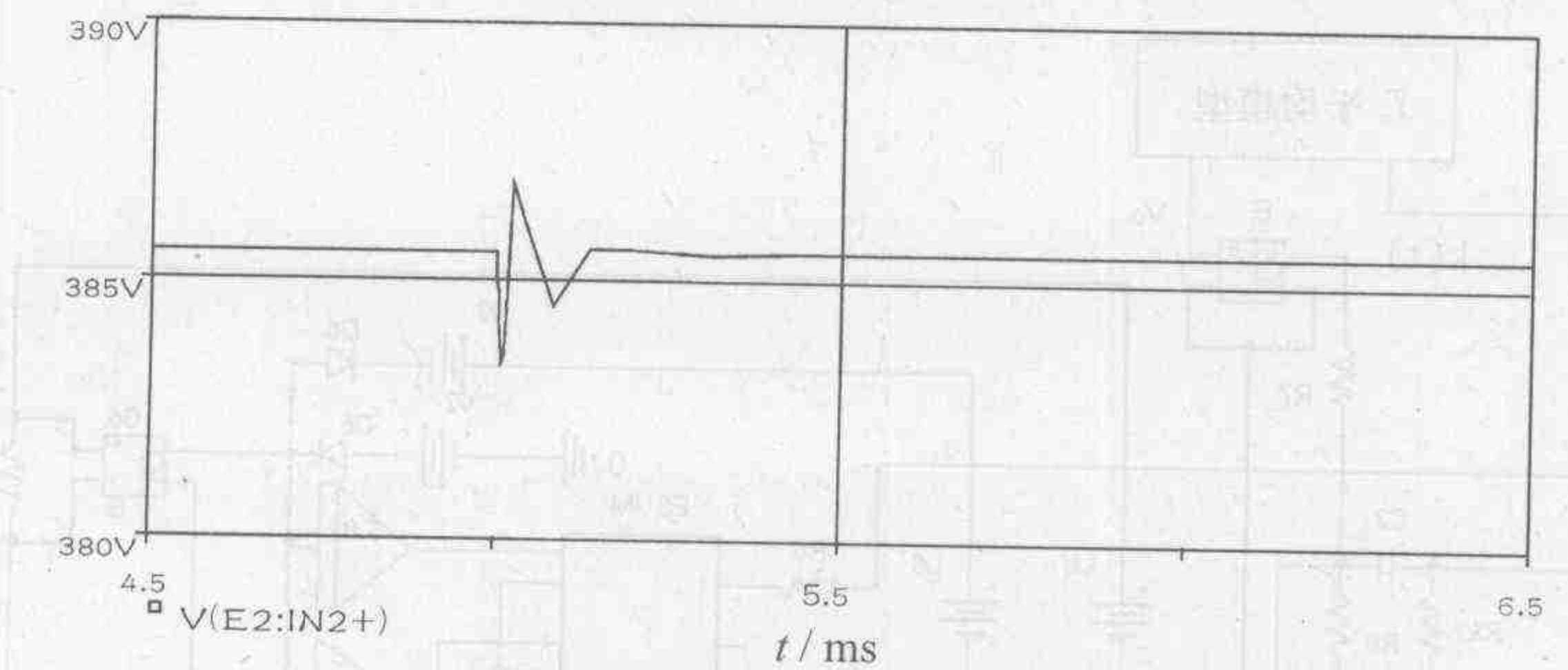
(a) 系统响应



(b) 系统响应细部



(c) 输入为直流电压且步长限定为 1 μs 以下时的仿真结果



(d) 不限仿真步长时的仿真结果

图 4-103 采用 PI 调节器的仿真曲线

调节器参数的改变,发生了变化。显然可以通过详细研究 PI 参数来改进控制器设计。

(2) T_L 平均模型

若进一步认为在一个电源周期中,输出信号 $v_o(t)$ 和变换系数 $k(t)$ 的脉动均很小,可以近似看做常量,而在一个电源周期中进行讨论时,可以将输入交流信号对系统能量交换的贡献以其平均值来描述,即输入信号 $\bar{v}_i(t) = V_i$,则 T_s 平均模型中 $L \frac{d(k^2(t)v_i^2(t))}{dt}$ 一项对系统能量交换的贡献很小,可以忽略不计,得到如下 T_L 平均模型:

$$\frac{1}{2}C \frac{d(v_o^2(t))}{dt} = k(t)V_i^2(t) - p - \frac{1}{R}v_o^2(t) \quad (4-49)$$

为了便于仿真,建模时也可引入除法器将上式变形为

$$C \frac{d(v_o(t))}{dt} = \frac{k(t)V_i^2(t) - p}{v_o(t)} - \frac{1}{R}v_o(t) \quad (4-50)$$

若将式(4-49)中的后两项仍以组合负荷代入,而输入信号以交流电源 V_i 表示,则在包括积分调节器的条件下,得到如图 4-104 所示的 OrCAD 模型。系统的开环响应曲线如图 4-105(a)所示。

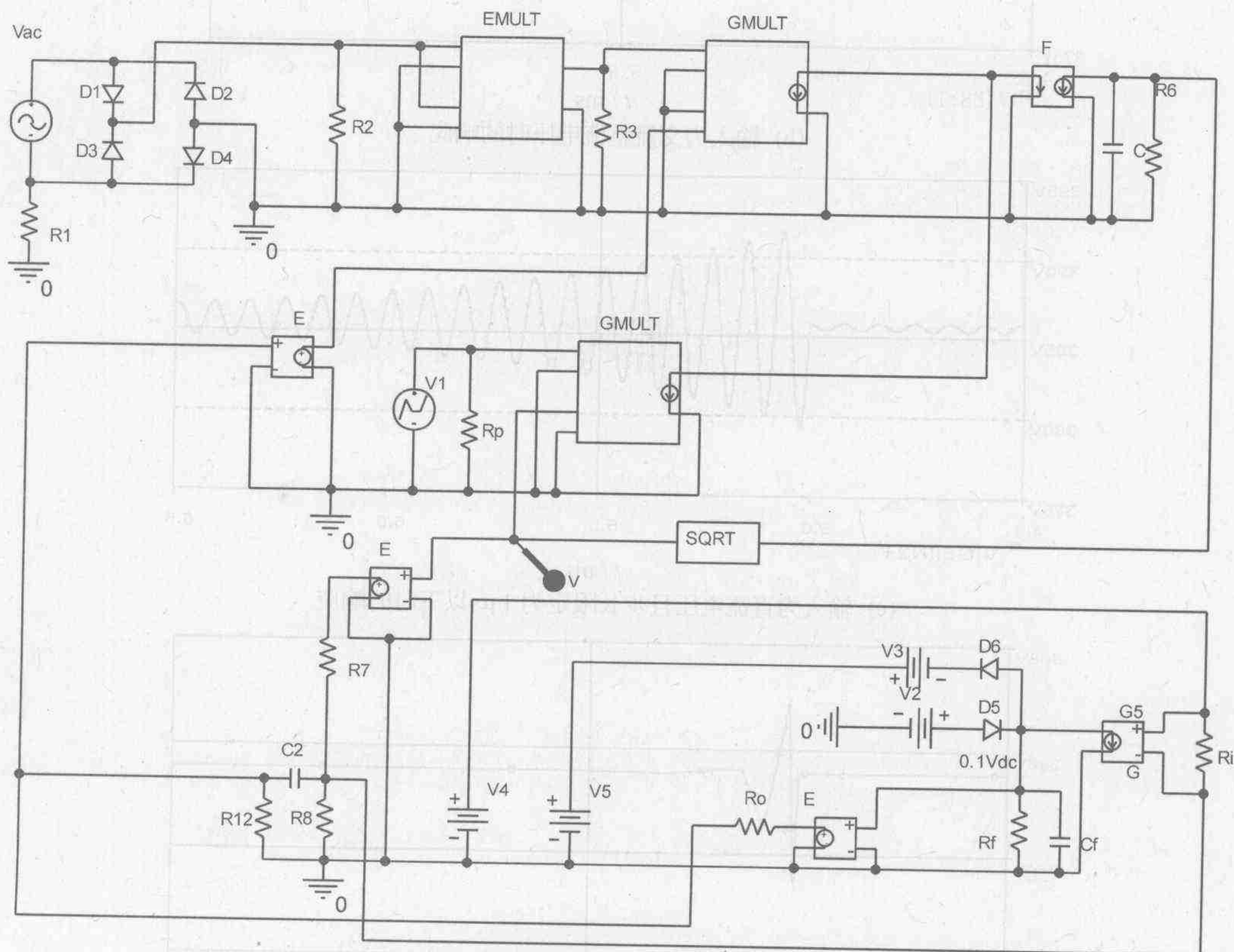
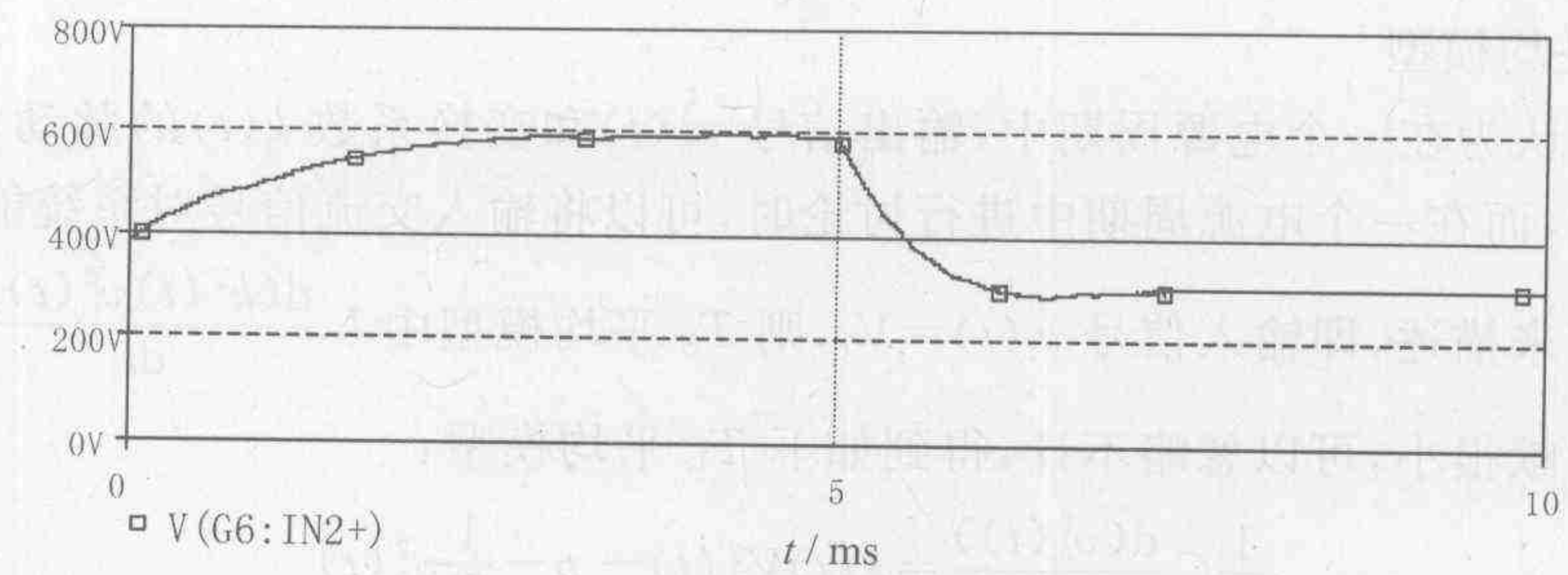
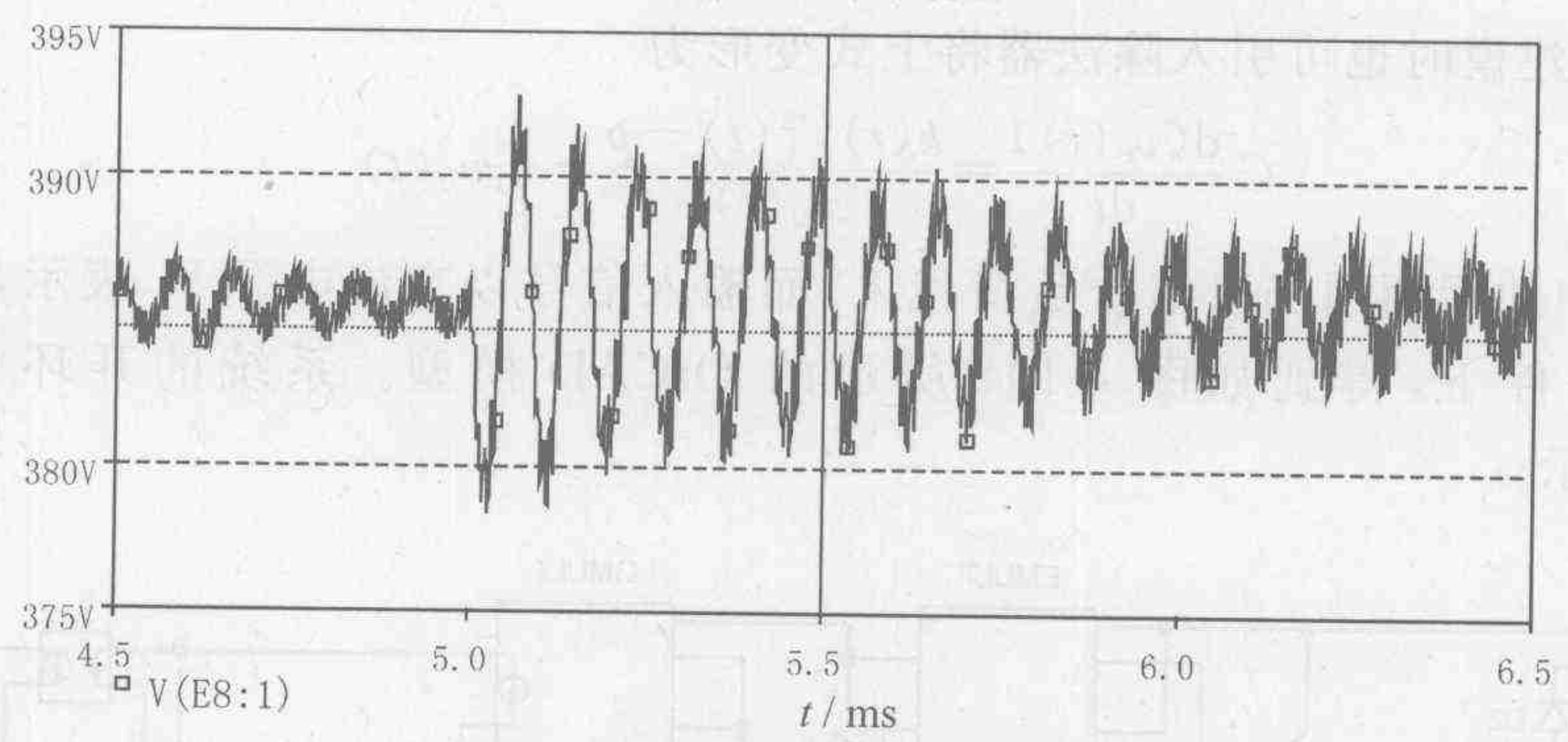


图 4-104 T_L 平均模型仿真原理图

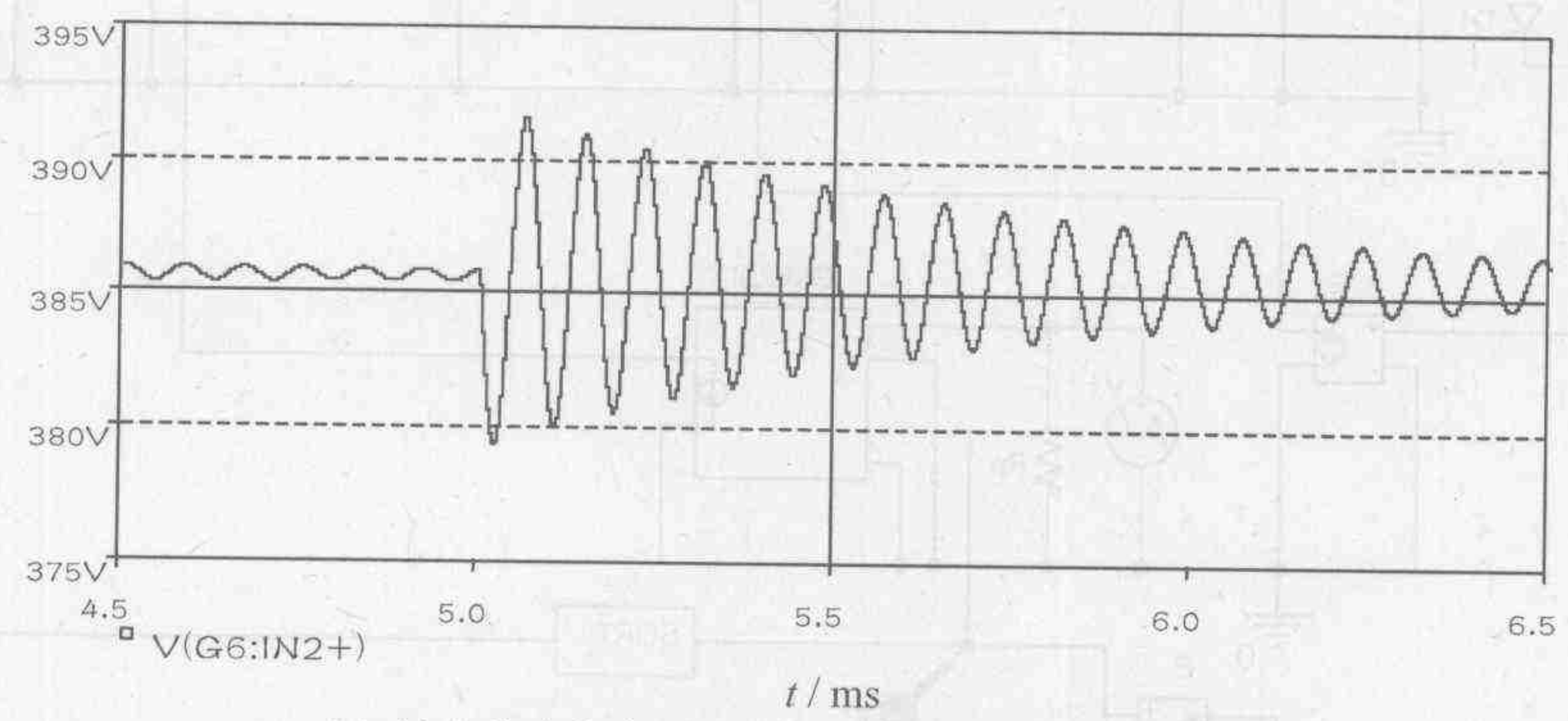
对比 T_s 平均模型的输出,虽然电路结构存在相当大的差异,但两种模型的开环输出电压,见图 4-95(a)和图 4-105(a),却具有相当好的一致性。这再次说明,当忽略装置内部的动态过程,而主要关注其输入输出特性时,平均模型可以给出相当好的近似效果。以 T_L 模型



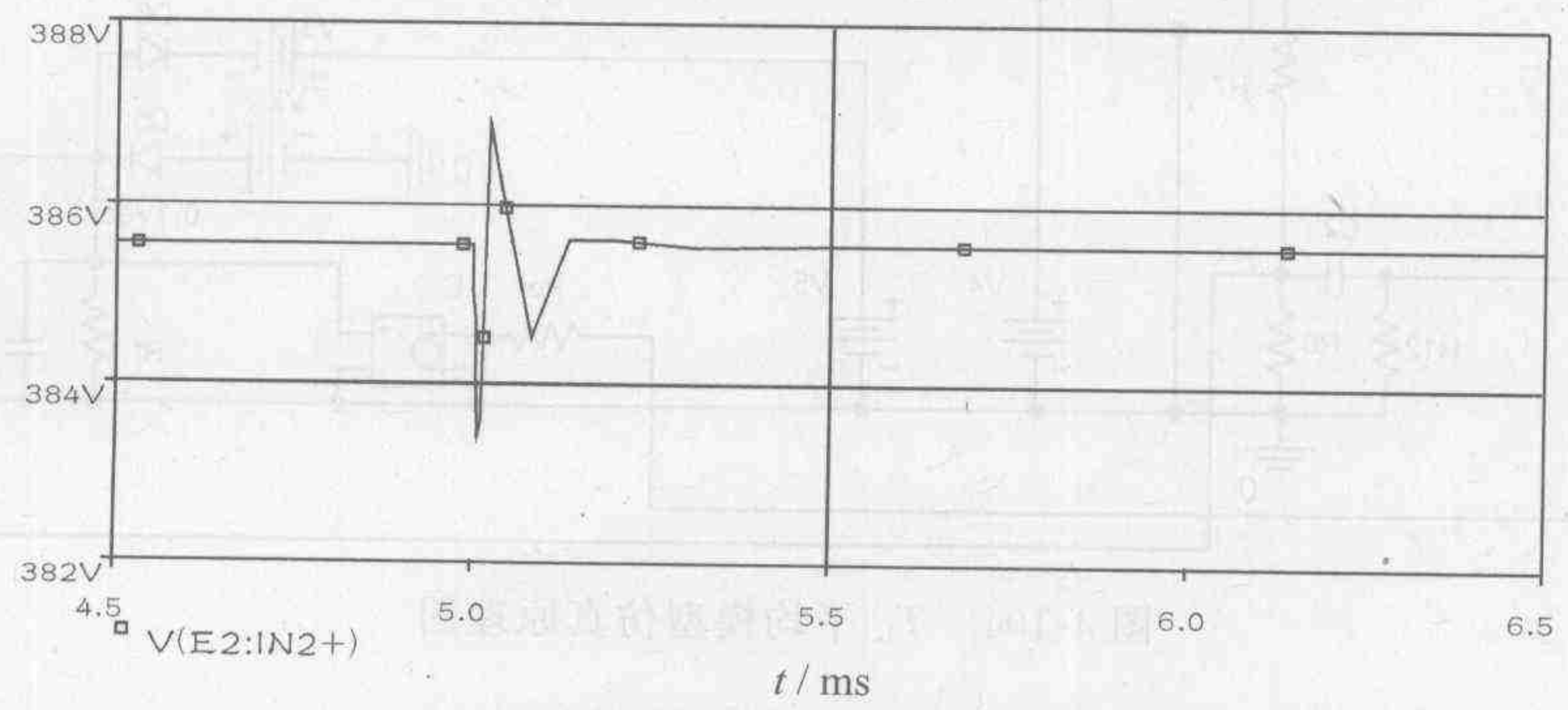
(a) 系统开环响应



(b) 输入为交流整流电压时的响应



(c) 输入为直流电压且步长限定为 1 μs 以下的响应



(d) 输入为直流电压且自行选择步长时的响应

图 4-105 T_L 平均模型仿真曲线

替代图 4-102 中的 T_s 模型,可以得到采用积分调节器和 PI 调节器后系统的仿真原理图。采用积分调节器后的输出波形如图 4-105 所示,图 4-105(c)的输入为直流电压,与图 4-105(b)的交流输入模型相比具有相同的振荡周期,但不存在由输入交流信号引起的脉动,相当于采用交流输入时装置的响应经滤波后的效果。

当不限步长时,仿真时间降低到 0.47 s,与 T_s 模型相同。上述仿真速度的增加是以牺牲仿真的精度为代价的;采用哪种方法取决于用户仿真的目的。而对比该模型的仿真结果,与前述 T_s 模型的仿真结果具有相当好的一致性,说明上述模型的可行性。

结果表明,计算机仿真的方法在电力电子系统的设计和验证中是一个十分有效的工具。

4.3.3 简化模型的稳定性分析

前面相继介绍了在一定假设条件下得到的几种简化理想开关模型,但对于简化过程中基于不同假设建立的模型系统和原系统在稳定性上的一致性并没有进行讨论,由于稳定性关系到仿真结果的可信度,所以必须加以研究。下面仍以高功率因数变流器 HPF 为例对用状态平均法、离散时域法和采样数据法建立的模型的精度和可信度进行分析^[14]。包括电流环时的装置结构图如图 4-106(b)所示。

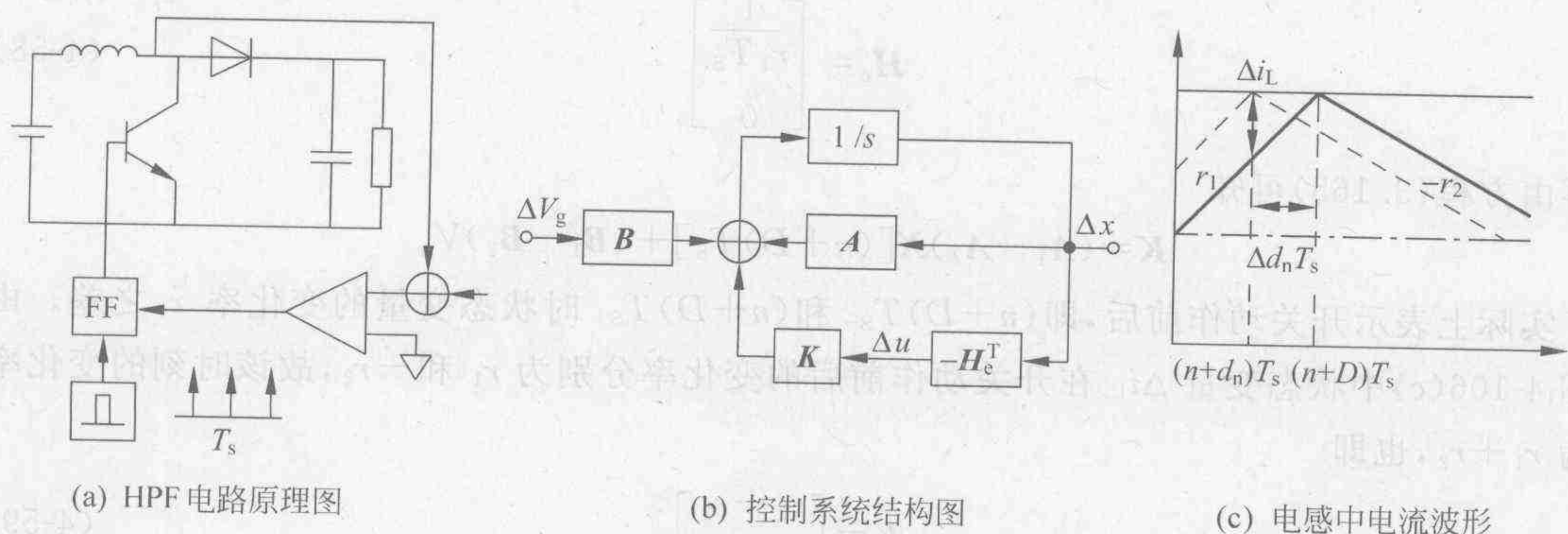


图 4-106 HPF 闭环结构图和电感电流波形图

该变流器具有一系列重要的特性,其中一个就是当占空比超过 1/2 时,会产生频率为开关频率 1/2 的谐振,从而影响装置的稳定性。下面分别就 3 种不同的建模方法对上述高频不稳定性的影响进行讨论。

1. 状态平均法

系统的交流状态平均方程根据式(3-131)可以由下式给出:

$$\dot{\Delta \mathbf{X}}(t) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \Delta V_g + \mathbf{K} \Delta u(t) \quad (4-51)$$

加入电流环之后,见图 4-106(b),占空比的扰动可以记为

$$\Delta u(s) = -\mathbf{H}_e^T \Delta \mathbf{X}(s) \quad (4-52)$$

其中增益向量 \mathbf{H}_e 是工作频率的函数,经变形后得到其闭环传递函数:

$$\Delta u(s) = \frac{-\mathbf{H}_e^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}}{1 + \mathbf{H}_e^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{K}} \Delta V_g(s) \quad (4-53)$$

对应的开环传递函数为

$$T(s) = \mathbf{H}_e^T (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{K} \quad (4-54)$$

由于该变流器本质上是一个低通装置,即输出信号的周期远远大于开关周期,也即状态系数矩阵 \mathbf{A} 在本质上是低频的,所以在讨论系统高频稳定性时可以近似认为 $\mathbf{A}=0$ 。此时得到简化系统的开环传递函数为

$$T(s) = \mathbf{H}_e^T (s\mathbf{I})^{-1} \mathbf{K} \quad (4-55)$$

求解上述方程的关键在于导出增益向量 \mathbf{H}_e , 根据图 4-106(c) 所示的电感中的电流波形, 其中, 实线表示稳态电流, 虚线表示扰动后电流, 可以得到由占空比的扰动造成的电流增量:

$$\Delta d_n T_s = -\frac{\Delta i_L [(n+D)T_s]}{r_1} \quad (4-56)$$

式(4-56)中, Δd_n 为第 $(n+1)$ 个周期中占空比的增量; r_1, r_2 分别为电感中电流增量 Δi_L 在开关动作前后的变化率; D 为稳态占空比; T_s 为开关周期。由方程(3-164)、式(4-56)可改写为

$$\Delta u = -\frac{\Delta i_L}{r_1 T_s} \quad (4-57)$$

由于系统仅采用电流反馈, 故 \mathbf{H}_e 可记为

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_1 T_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-58)$$

再由方程(3.165)可知

$$\mathbf{K} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X}[(n+D)T_s] + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{V}_g$$

\mathbf{K} 实际上表示开关动作前后, 即 $(n+D)T_s^-$ 和 $(n+D)T_s^+$ 时状态变量的变化率 \dot{x} 之差。由图 4-106(c) 中状态变量 Δi_L 在开关动作前后的变化率分别为 r_1 和 $-r_2$, 故该时刻的变化率为 $r_1 + r_2$, 也即

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} r_1 + r_2 \\ - \end{bmatrix} \quad (4-59)$$

由式(4-55)、式(4-58)和式(4-59)得相应的开环传递函数为

$$T(s) = \frac{r_1 + r_2}{r_1} \frac{1}{s T_s} \quad (4-60)$$

而由于 $D r_1 = D' r_2$, 即 $\frac{r_2}{r_1} = \frac{D}{D'}$, 故当 $T(s) = -1$ 时, 得到系统的闭环极点 s_p 为

$$s_p = -\frac{1}{T_s} \frac{r_1 + r_2}{r_1} = -\frac{1}{T_s D'} \quad (4-61)$$

由于忽略了低频特性, 系统为一阶系统, 并且极点始终位于 S 平面的左半平面(图 4-107), 故是恒稳的, 和已知的可能发生 $1/2$ 开关频率的谐振不符, 扩大了系统的稳定性范围, 所以利用该模型作出的系统稳定性的预测是错误的。

2. 离散时域法

同样在研究高频特性时, 可以将状态矩阵 \mathbf{M} 近似为一个单位阵, 即

$$\mathbf{M} = e^{\mathbf{A}_1 D T_s} e^{\mathbf{A}_2 D' T_s} = \mathbf{I} \quad (4-62)$$

注意到此时的 \mathbf{K} 与 \mathbf{H}_e 和状态平均法时有相似的形式, 得到其开环传递函数为

$$D_z(z) = \frac{r_1 + r_2}{r_1} \frac{1}{z-1} = \frac{1}{D'} \frac{1}{z-1} \quad (4-63)$$

$$\frac{1}{D'} \frac{1}{z-1} = -1 \quad (4-64)$$

$$Z_p = -\frac{D}{D'}$$

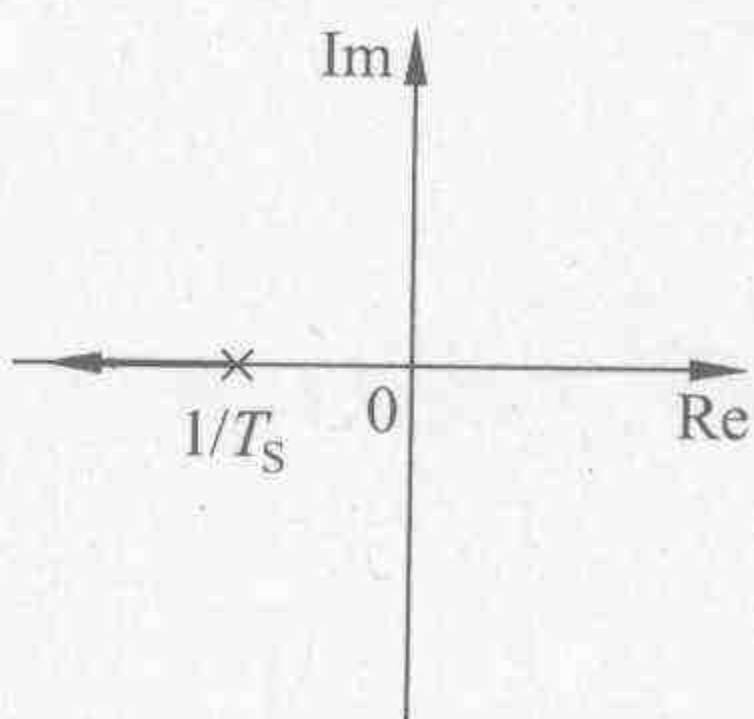


图 4-107 状态平均法根轨迹图

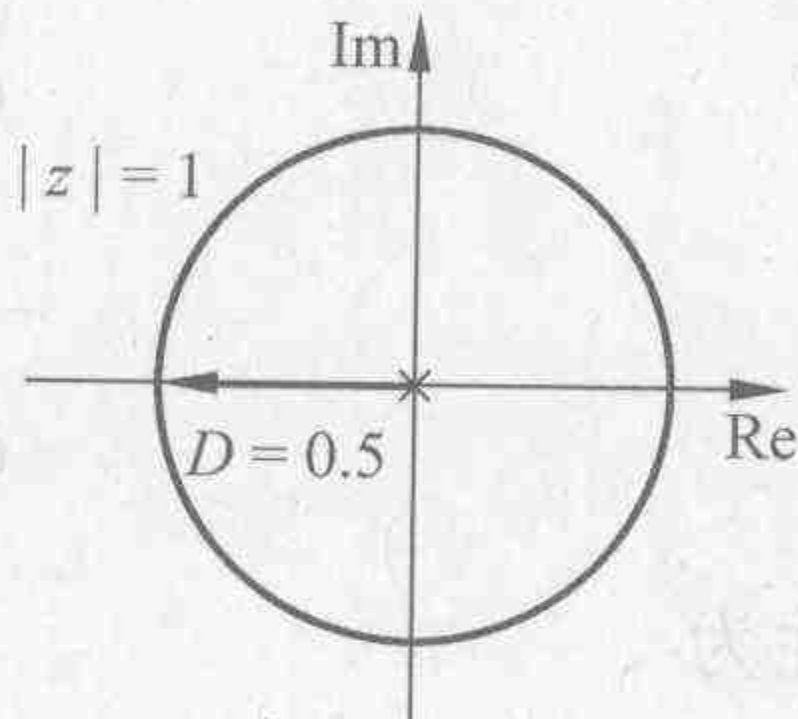


图 4-108 离散时域法根轨迹图

离散时域法根轨迹图如图 4-108 所示,从根轨迹可以看出,在占空比为 0.5 时,系统不稳定,出现振荡。即利用离散时域法也可以较为成功地对系统的稳定性进行预测,或者说离散时域法较之状态平均法更适于对电力电子装置的控制器进行分析。

3. 采样数据法

考虑到采样延时,其状态方程的采样形式拉氏变换式可以记为

$$\Delta U^*(s) = \frac{-\mathbf{H}_e^T [e^{-sT_s} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}^{-1}) \mathbf{B} \Delta d(s)]^*}{1 + \mathbf{H}_e^T [e^{-sT_s} (s\mathbf{I} - \mathbf{A}^{-1})]^* \mathbf{K}} \quad (4-65)$$

利用前面相同的方法得到如下开环传递函数:

$$G_s^*(s) = \frac{1}{T_s} \left(\frac{e^{-sT_s}}{s} \right)^* \frac{r_1 + r_2}{r_1} \quad (4-66)$$

根据采样形式的拉氏变换得到^[15]:

$$\left(\frac{e^{-sT_s}}{s} \right)^* = \frac{T_s}{e^{sT_s} - 1}$$

上式可以改写为

$$G_s^*(s) = \frac{r_1 + r_2}{r_1} \frac{1}{e^{sT_s} - 1} \quad (4-67)$$

由此,系统的极点可以由下式给出:

$$e^{s_p T_s} = -\frac{r_2}{r_1} = -\frac{D}{D'} \quad (4-68)$$

其中极点 s_p 为

$$s_p = \frac{1}{T_s} \ln \left(-\frac{D}{D'} \right) = \frac{\omega_s}{2\pi} \ln \left(\frac{D}{D'} \right) + j \left(n + \frac{1}{2} \right) \omega_s, \quad n=0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (4-69)$$

显然,当 $D < 0.5$, 即 $D < D'$ 时,极点的实部均为负,如图 4-109 所示,所有的极点均在 s 平面的左半平面,系统是恒稳的。而当 $D > 0.5$ 时,极点将位于 s 平

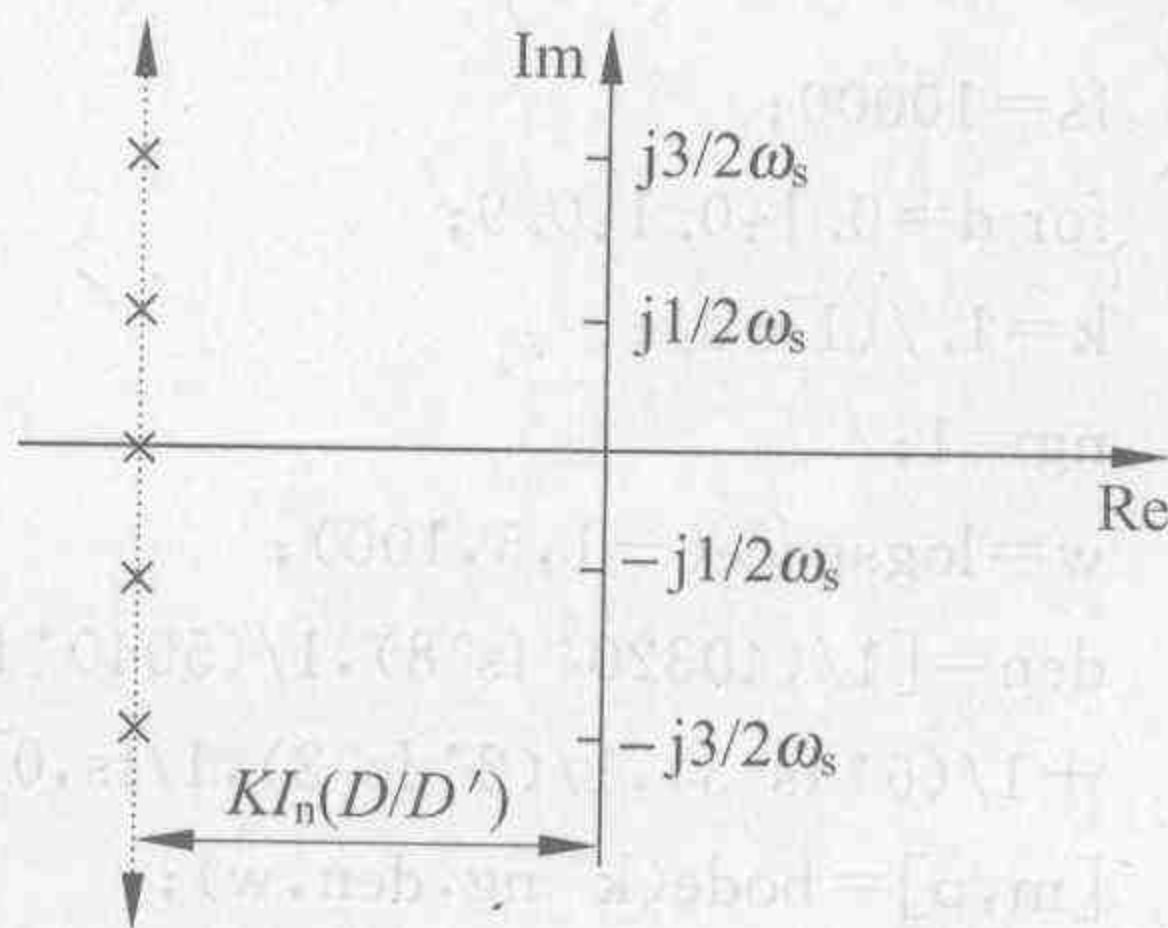


图 4-109 采样数据法的根轨迹图

面的右半平面,也即系统不稳定。

为了进一步分析其解的结构,可以对简化系统的相频特性进行分析。由于状态平均法的开环传递函数(4-60)为一个积分环节,所以对数相频特性为一条平行于横轴的直线,其纵坐标为 -90° 。

对于离散时域模型,利用双线性变换,将 $z=\frac{1+w}{1-w}$ 代入式(4-63)得到

$$G(w) = \frac{1}{2D'} \frac{1-w}{w} \quad (4-70)$$

其频率响应为

$$G(j\omega) = \frac{1}{2D'} \frac{1-j\omega}{j\omega} \quad (4-71)$$

对应的相频特性为

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctan \omega \quad (4-72)$$

当 $\omega \rightarrow \infty$ 时,相移 -180° ,由于此时传递函数的幅值为 $G|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{1}{2D'}$,因此幅度裕量为 $h = \frac{1}{G|_{\omega \rightarrow \infty}} = 2D'$,即当占空比 $D < 0.5$ 时, $h > 1$,系统是稳定的;而当占空比 $D > 0.5$ 时, $h < 1$,系统不稳定。这个结论和已知的占空比大于0.5时系统不稳定的结论是一致的,所以离散时域法较状态平均法提供了更多的系统信息,但是它不能预测谐振频率。

进一步对采样数据法进行分析可以得到其频率响应为

$$G_s^*(j\omega) = \frac{1}{D'} \frac{1}{e^{j\omega T_s} - 1} = \frac{1}{D'} \frac{1}{(\cos \omega T_s - 1) + j \sin \omega T_s} \quad (4-73)$$

相频特性为

$$\varphi(\omega) = -\arctan \frac{-\sin \omega T_s}{1 - \cos \omega T_s} = -\frac{\pi}{2} - \tan \frac{\omega T_s}{2} \quad (4-74)$$

即当 $f = f_s/2$ 时,相移为 -180° ;对应的幅度裕量同前。采样数据法除了提供当占空比大于0.5时,系统不稳定的信息外,还指出所发生的次谐波振荡的频率大体为开关频率的一半,这 and 实际系统的实验结果是一致的。在开关频率为10 kHz时,3种方法的波特图分别如图4-110、图4-111和图4-112所示,其中采样数据法的对数频率特性用8阶的指数展开式近似,相应的MATLAB程序如下:

```
fs=10000;
for d=0.1:0.1:0.9;
k=1./(1-d);
ng=1;
w=logspace(-1,5,100);
den=[1/(40320*fs^8),1/(5040*fs^7),1/(720*fs^6),1/(120*fs^5),1/(24*fs^4),
+1/(6*fs^3),1/(2*fs^2),1/fs,0];
[m,p]=bode(k*ng,den,w);
figure(1);
subplot(211);
semilogx(w,20*log10(m));hold on;
```

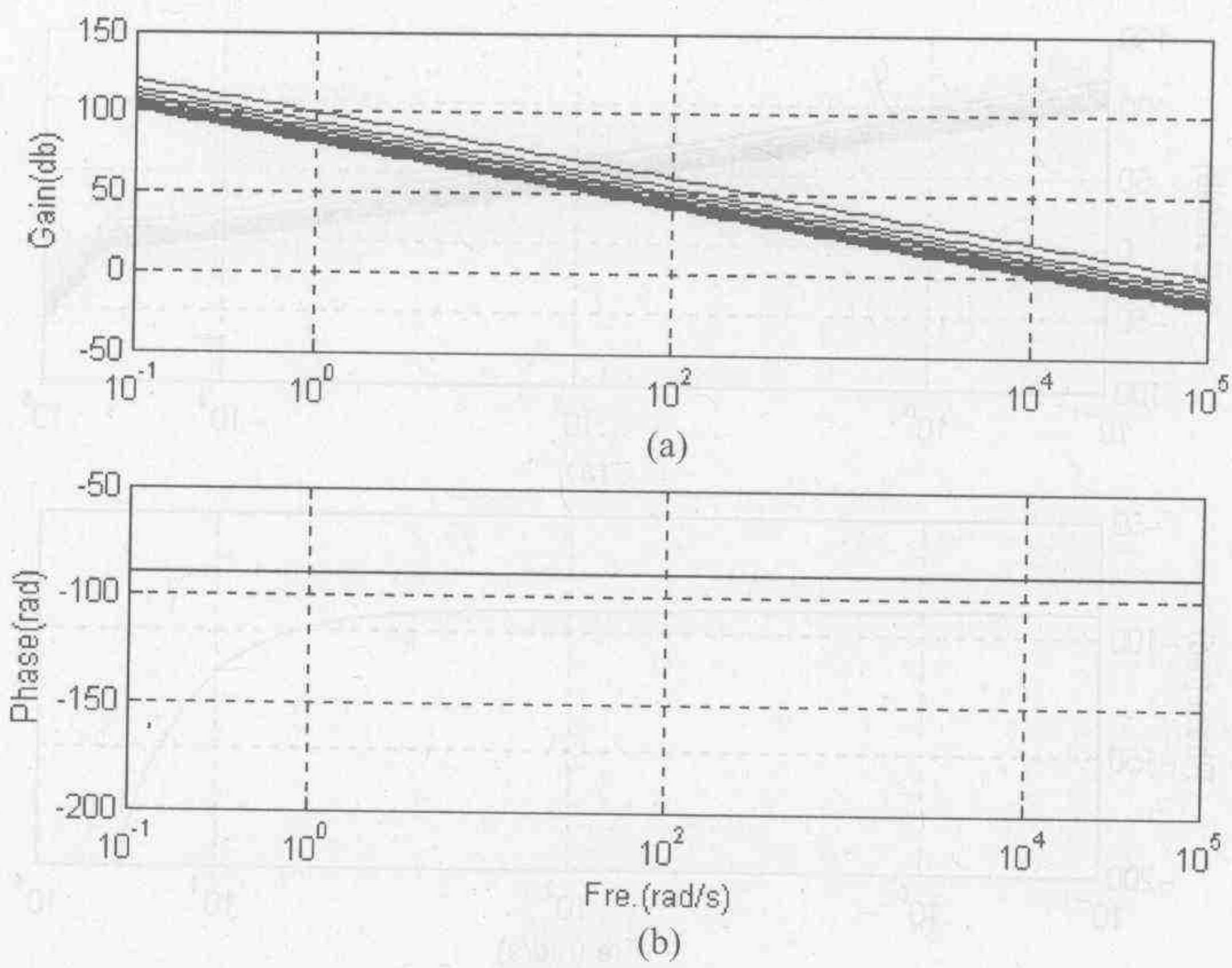



图 4-110 状态平均模型波特图

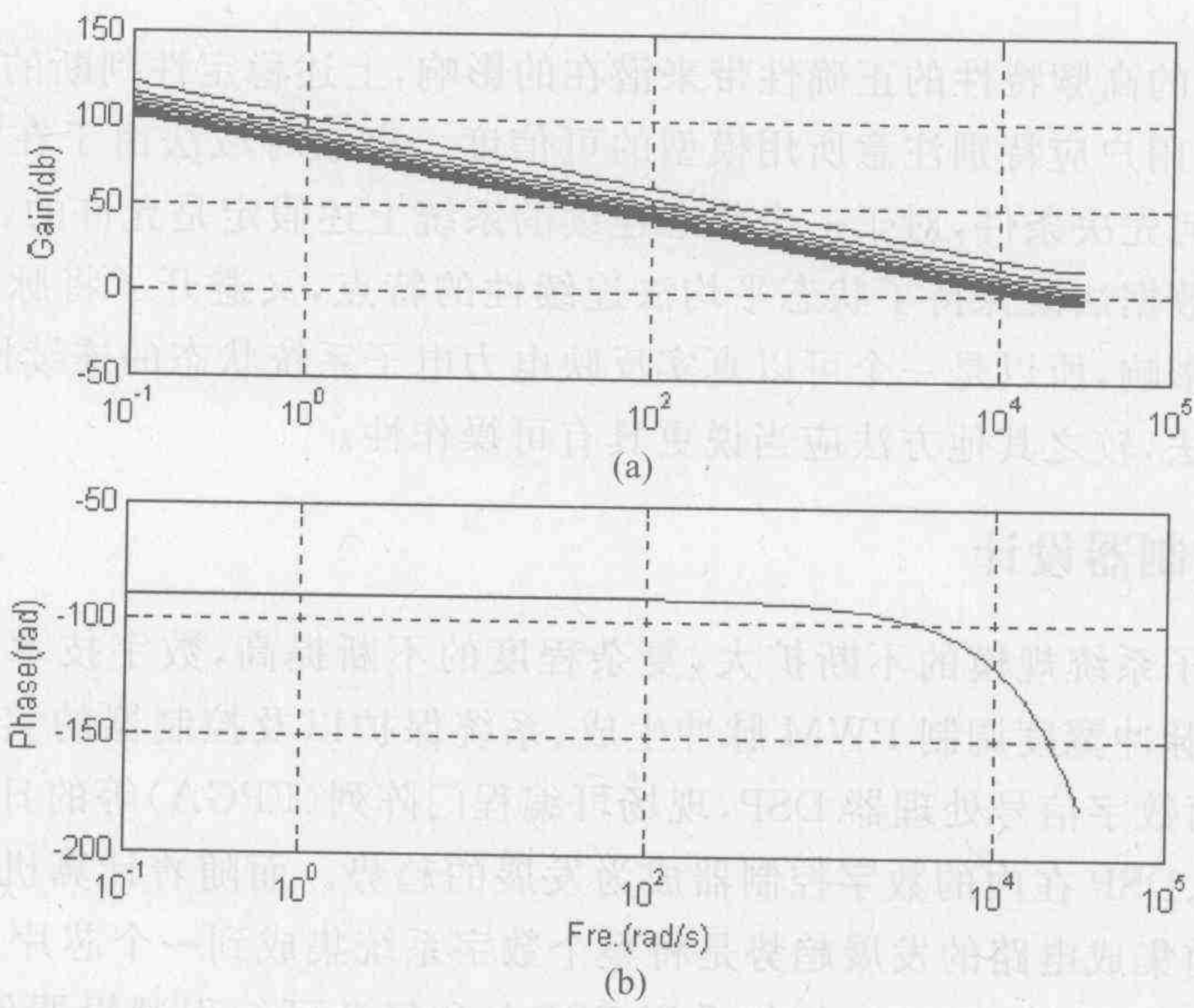


图 4-111 离散时域法波特图

```
grid;ylabel('Gain(db)');
subplot (212);
semilogx(w,p);hold on;
grid;xlabel('Fre. (rad/s)');ylabel('Phase(rad)');
end;
```

通过上述讨论可以知道,作为得到最广泛应用的一种方法——状态平均法,由于在建模过程中附加了诸如小信号等一系列重要的假定条件,特别是将占空比扰动的影响平均到整个开关周期中,也即将一个脉冲函数平滑为一个连续函数,这个近似并没有严格的理论依

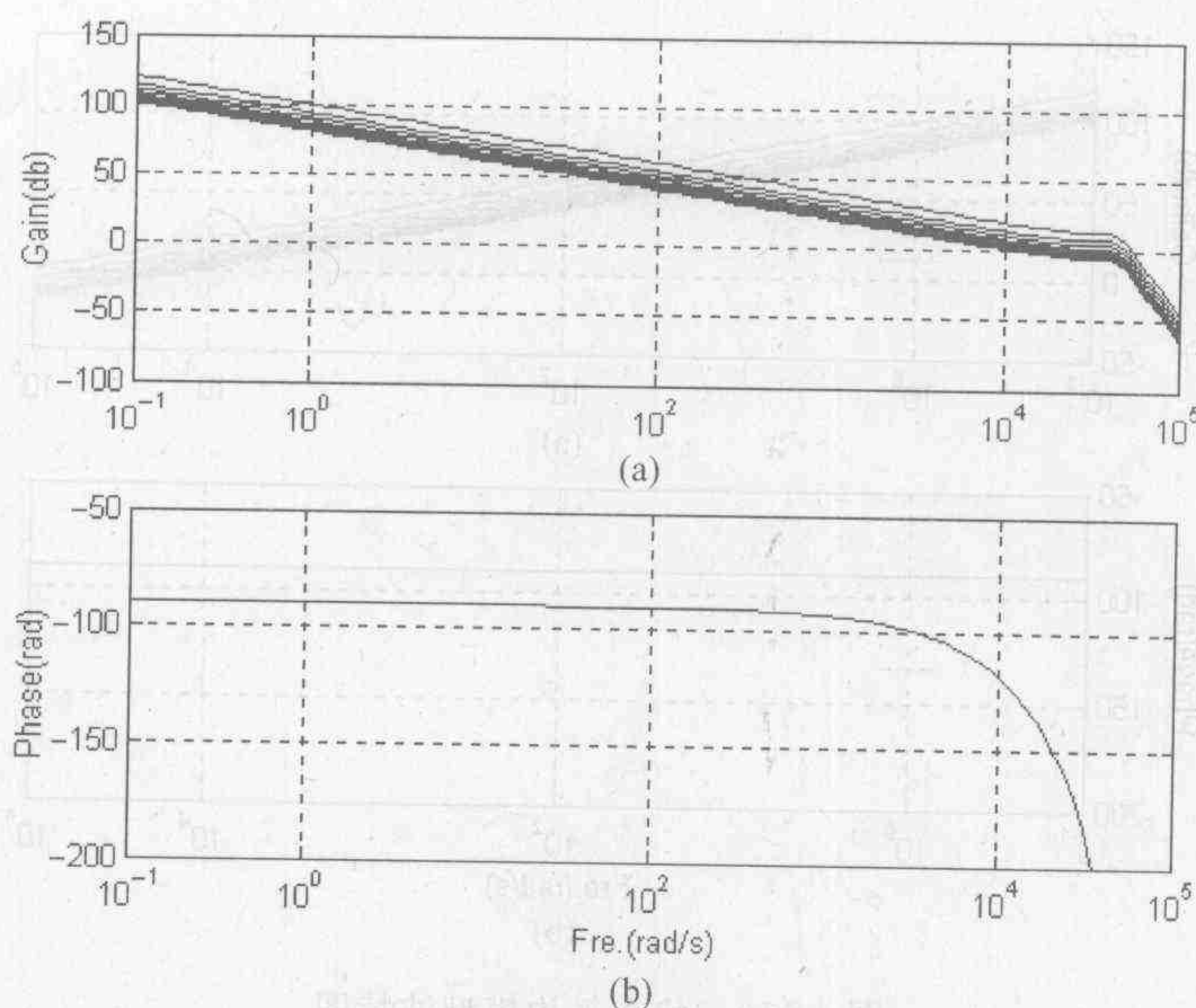


图 4-112 采样数据模型波特图

据,因而会对模型的高频特性的正确性带来潜在的影响,上述稳定性判断的错误就是一个证明,所以在使用中用户应特别注意所用模型的可信度。离散时域法由于在建模过程中除了小信号外没有任何先决条件,对于一个状态连续的系统上述假定是允许的,所以具有高精度的特点。而采样数据法既保持了状态平均法连续性的特点,又避免了将脉冲信号平均化可能带来的不精确影响,所以是一个可以真实反映电力电子系统状态的连续性,和控制的离散性双重特征的方法,较之其他方法应当说更具有可操作性。

4.3.4 数字控制器设计

随着电力电子系统规模的不断扩大,复杂程度的不断提高,数字技术在电力电子系统中,如数据采集、脉冲宽度调制 PWM 脉冲生成、系统保护以及控制器的实现等都得到越来越广泛的应用,而数字信号处理器 DSP,现场可编程门阵列(FPGA)等的日益广泛应用。使采用包括单片机、DSP 在内的数字控制器成为发展的趋势。而随着计算机技术和数字集成电路的发展,目前集成电路的发展趋势是将整个数字系统集成到一个芯片上,即实现所谓片上系统(system on a chip, SOC),例如采用 FPGA 和复杂可编程逻辑器件(CPLD)实现的可编程片上系统,使数字系统的复杂程度不断提高。对于一个包括从数万到数十万门的逻辑芯片,早期的硬件面包板设计方法和前面介绍的原理图输入设计方法就变得力不从心,这导致了电子电路设计领域的革命,使电子设计逐渐从原理图输入方法向利用硬件描述语言对复杂系统进行设计的方向发展,也给电力电子系统设计人员提出了学习和掌握数字电路设计技术的迫切要求。

为了缩短包括超大规模集成电路(VLSI)在内的数字电路的开发周期,逻辑合成方式在 20 世纪 90 年代初成为设计标准,在其后的设计实践中进一步增补了各种工具,使具有多功能的复杂集成电路设计可以用电子设计自动化(EDA)软件实现。而随着集成电路的复杂程度的不断提高,各供应商纷纷开发出支持自己产品的、用 HDL 语言描述的、构成集成电

路中各种功能单元的软件群的知识产权功能块(intelligence property core, IP),用知识产权功能块进行设计可以进一步使设计人员集中精力解决系统中的重点问题,并将优化的 IP 功能块集成到定制的核心电路中进行逻辑合成。其中比较典型的是 Xilinx 公司的 FPGA 产品系列和 Altera 公司的 CPLD 产品系列。后者的 FLEX10K 系列的可用门数达 30 万个,管脚 470 个,可以进行快速处理。

下面以 Altera 公司的软件开发工具 MAX+PLUS II 为例做一个简单的介绍。该软件的特点是提供了一个与结构无关的设计环境,可以利用自身 AHDL(Altera)或其他标准的 EDA,如 OrCAD 作为输入工具建立逻辑设计,利用内置的编译器对器件设计进行编译,并作为校验工具进行器件或系统的仿真,功能强大且易于使用,同时其基本功能同样适用于常规的数字电路设计,所以下面以 MAX+PLUS II 为例,对数字电路设计进行简单介绍。MAX+PLUS II 软件结构框图如图 4-113 所示。

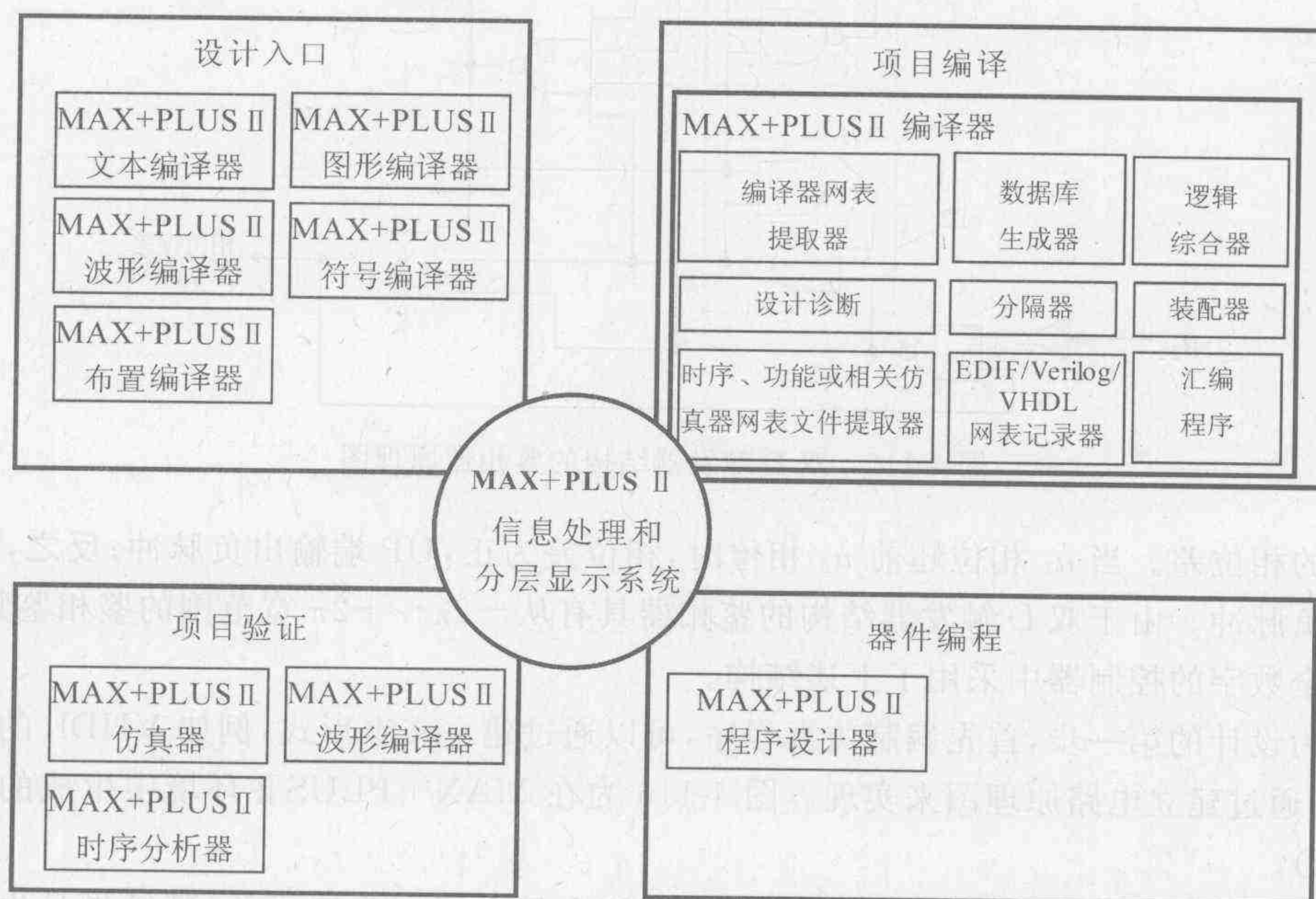


图 4-113 MAX+PLUS II 软件结构框图

该软件由 4 部分组成：设计输入、项目编译、项目验证和器件编程。下面以锁相环电路的设计为例介绍采用图形输入方式时数字系统的设计过程。

锁相环作为一种可以产生与参考信号源同步倍频信号的手段在电力电子系统的相位控制中得到广泛的应用。随着数字集成电路的发展,开发全数字的控制器逐渐提上了日程,而数字锁相环作为控制系统的一个重要组成部分也得到了广泛的重视。图 4-114 就是开发的三相异步电机通用控制器中的数字锁相环结构。和常规锁相环一样,该系统由鉴相(phase detector)、环路滤波(loop filter)、可控振荡器(controllable oscillator)和 M 倍分频器(frequency divider)组成。

输入的被锁信号首先与同步倍频信号经过 M 倍分频后,产生的锁相信号进行鉴相处理,输出相位误差信号,鉴相过程相当于一个系统的检测环节。图 4-115 为一个双 D 触发器结构的鉴相器的门电路图。这种信号鉴相器可以依据两个输入信号 u_1 和 u_2 的上升沿来判

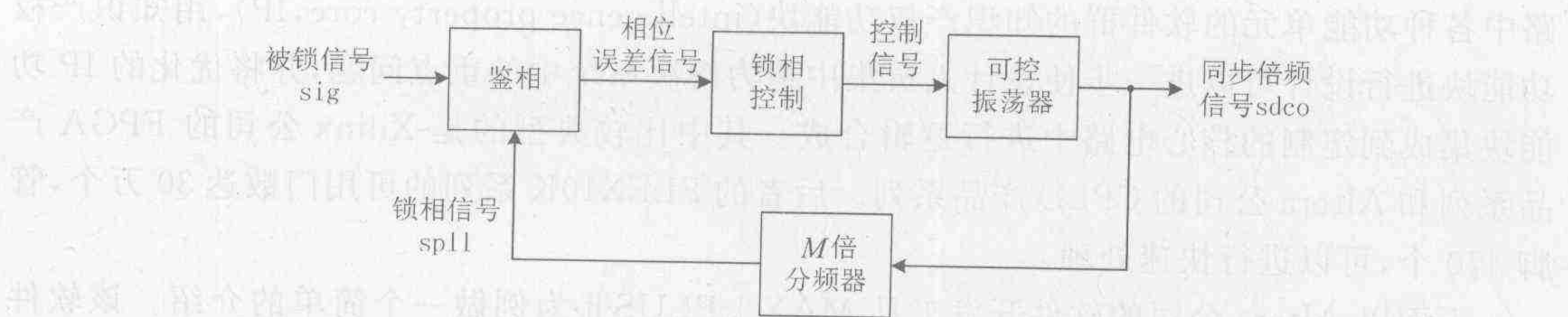


图 4-114 锁相环整体结构

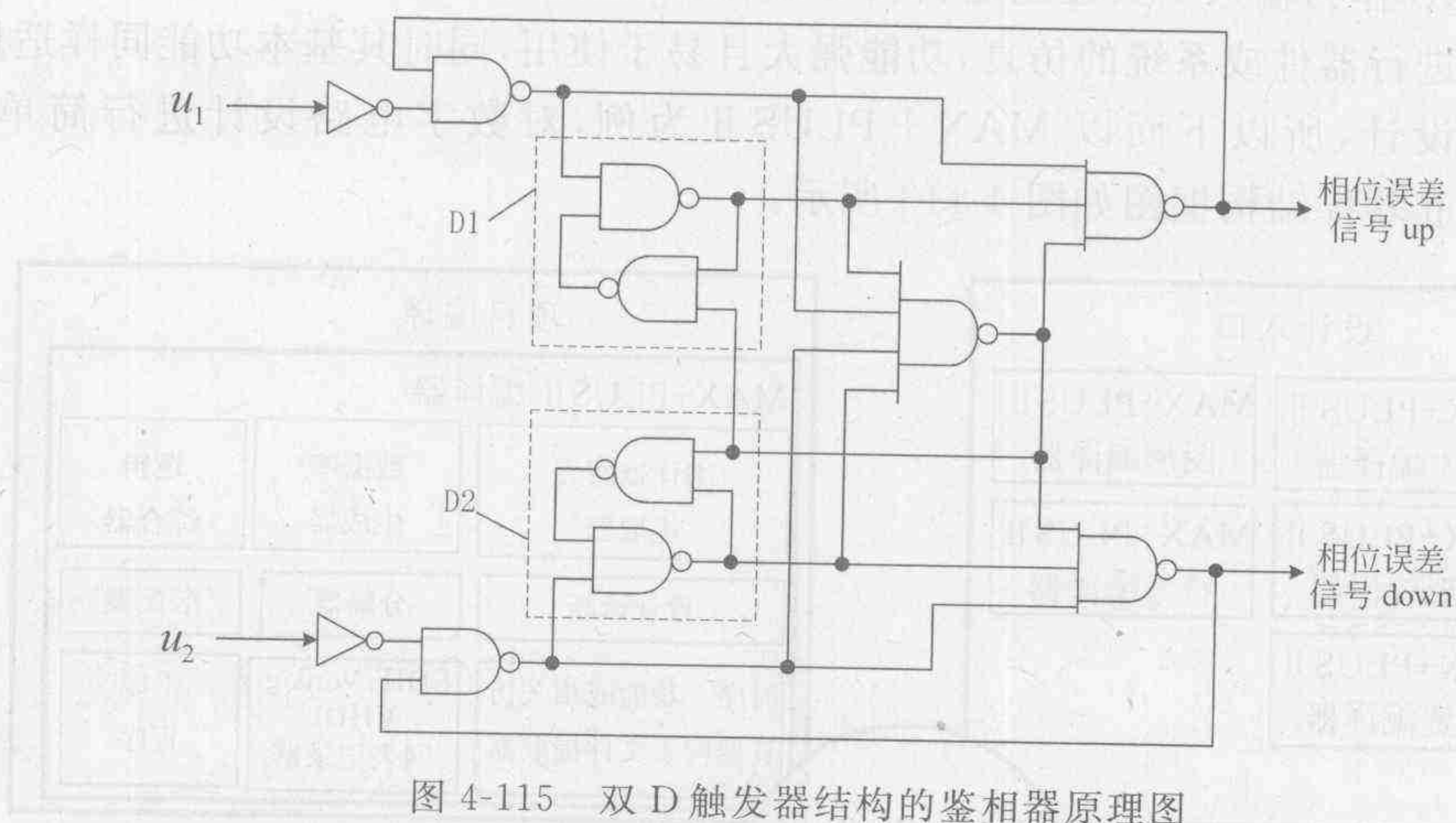


图 4-115 双 D 触发器结构的鉴相器原理图

断二者的相位差。当 u_1 相位超前 u_2 相位时，相位差为正，UP 端输出负脉冲；反之，DOWN 端输出负脉冲。由于双 D 触发器结构的鉴相器具有从 $-2\pi \sim +2\pi$ 宽范围的鉴相鉴频能力，所以在全数字的控制器中采用了上述结构。

作为设计的第一步，首先编制仿真程序，可以通过建立文本形式，例如 VHDL 的仿真程序，也可通过建立电路原理图来实现。图 4-116 为在 MAX+PLUS II 环境中生成的图形文件(.gdf)。

然后选择芯片。MAX+PLUS II 的编译和综合是在同一步完成的，其结果是生成适于写入可编程器件的文件，所以在编译之前需根据设计系统的规模，选定欲下载芯片。这里仅选用 FLEX8000 系列产品，该系列产品适用于需要大量寄存器和 I/O 管脚的系统，它有 2500~16000 个可用门、78~208 个管脚和 282~1500 个寄存器。具体型号可让软件帮助确定。

最后调用主视窗中 MAX+PLUS II 或编译器按钮，进入编译器视窗。编译器视窗中包括编译网表提取器、数据库编制器、逻辑合成器、分配器、装配器、时域 SNF(仿真器网表文件)提取器、汇编程序等。单击 Start 按钮即进入编译程序，根据图 4-116 的电路连接网表进行编译。在编译中如果编译器发现问题，就会自动弹出错误信息窗口进行提示；若正常，则如图 4-117 所示给出编译完成的指令。

至此，完成了设计过程。为了验证设计的正确性，需对设计进行仿真。在完成上述操作后，可调出 Simulator 进行仿真，仿真结束后，将产生相应的信息窗，说明是否有错误信息，若没有，则可回到仿真子菜单，再单击 Open SCF(simulator channel file, 仿真器通道文件)，

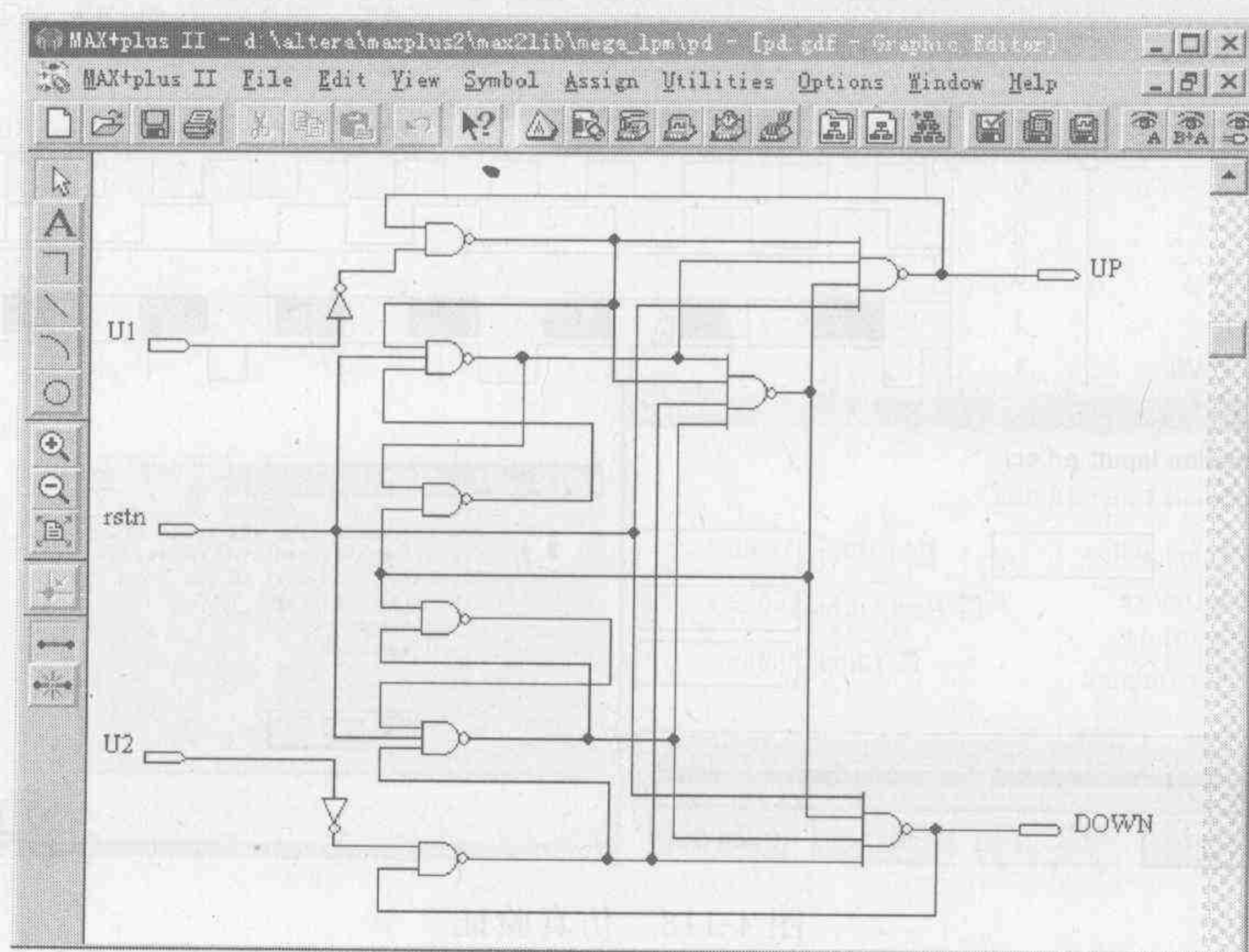


图 4-116 鉴相器电路原理图

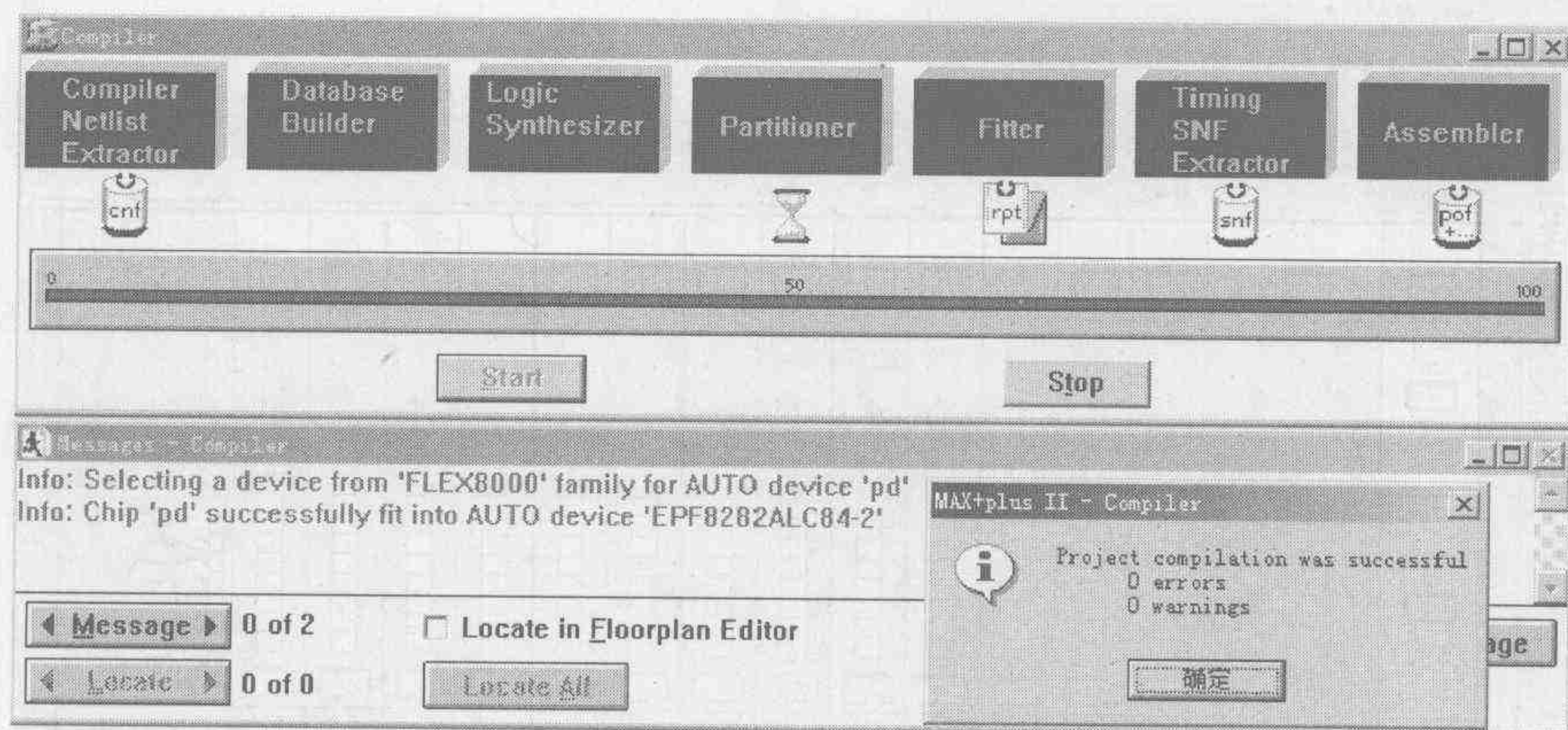


图 4-117 编译器视窗

即可观察仿真结果。如图 4-118 所示,以验证设计的正确性。

此后可以利用平面布置编译器(floorplan editor),对编译器进行的分配和安装结果进行检查,同时对设计的物理实现选用器件进行确认,图 4-119 为芯片设计结果。若上述设计均满足要求,则可以利用编程器将设计写入所选芯片,从而完成整个设计过程。

为了验证采用上述鉴相器构成的数字锁相环的性能,我们对数字锁相环进行了大量的试验,图 4-120 即为利用所设计的数字锁相环对输入信号的频率由 3 kHz 突变到 6 kHz 时锁相过程的试验结果。结果证明,利用上述方法开发的 FPGA 控制器结构简单,同时具有良好的动静态性能,所以是一个重要的发展方向。

由于对于 ASIC 芯片的设计过程已经有许多很好的专著进行了介绍,同时也超出了本书的研究范围,所以不再进行讨论。下面仅以一个三相交流异步电机空间矢量 PWM 控制系统为例,介绍它在电力电子系统中的应用。

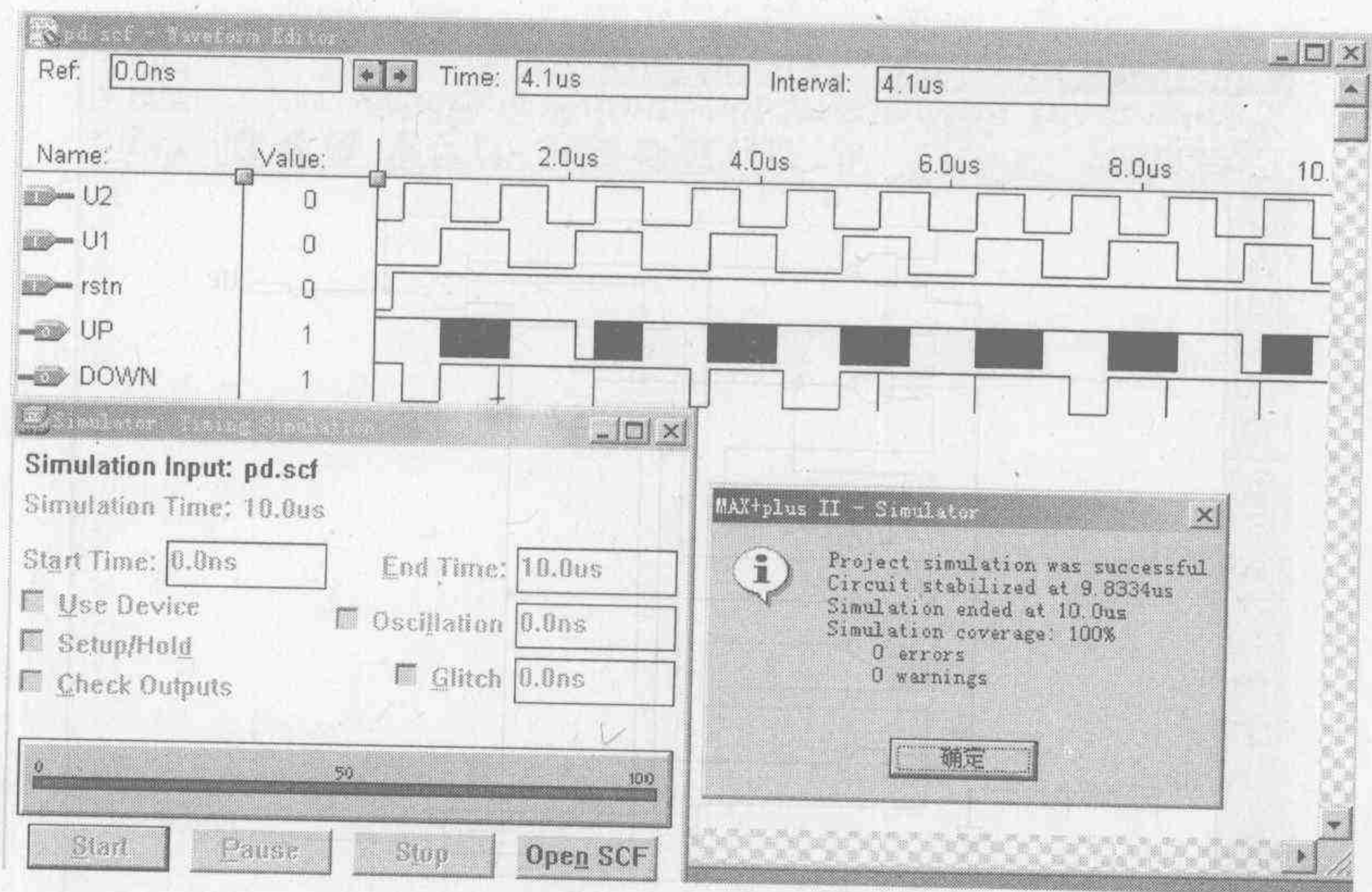


图 4-118 仿真验证

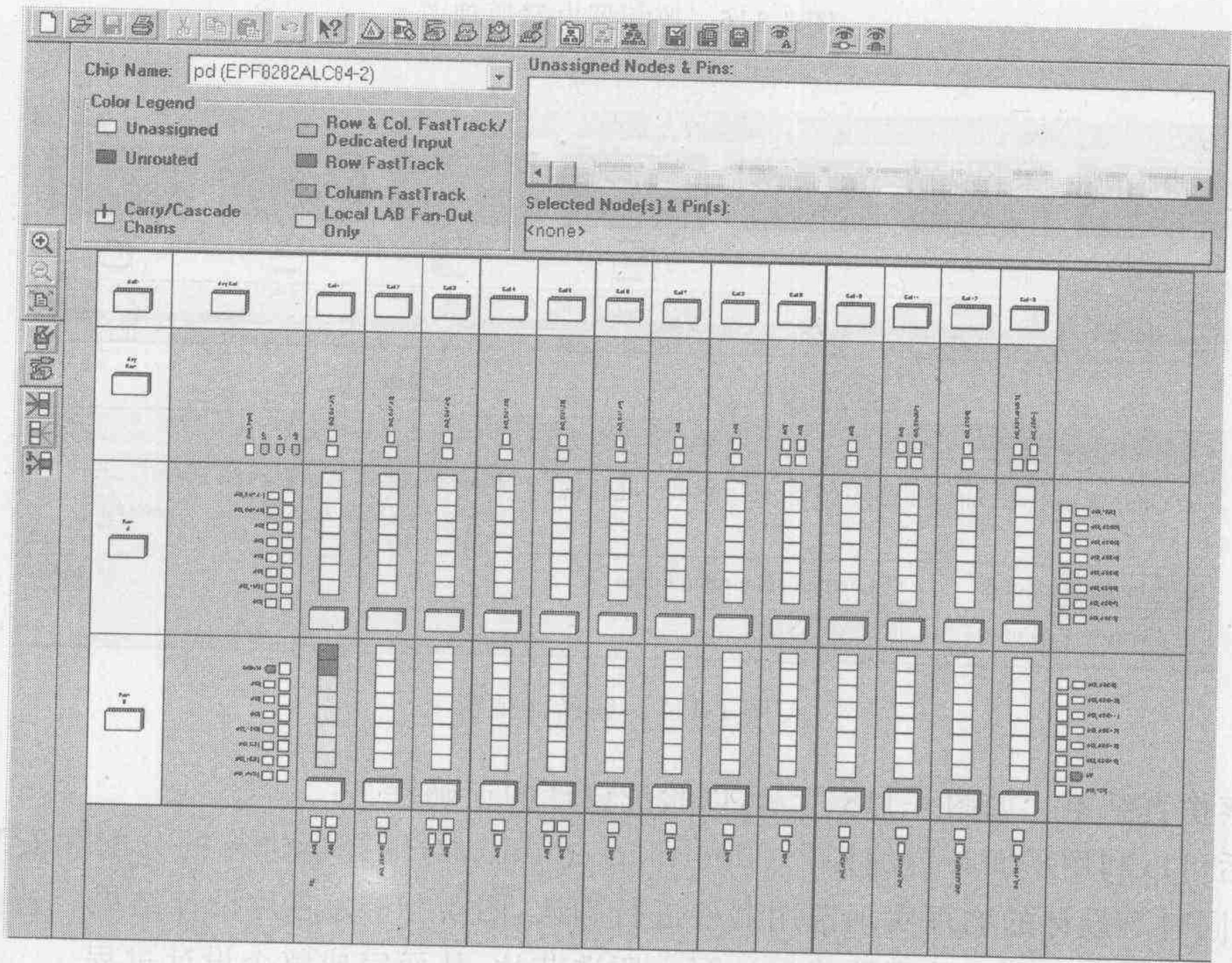


图 4-119 芯片结构图

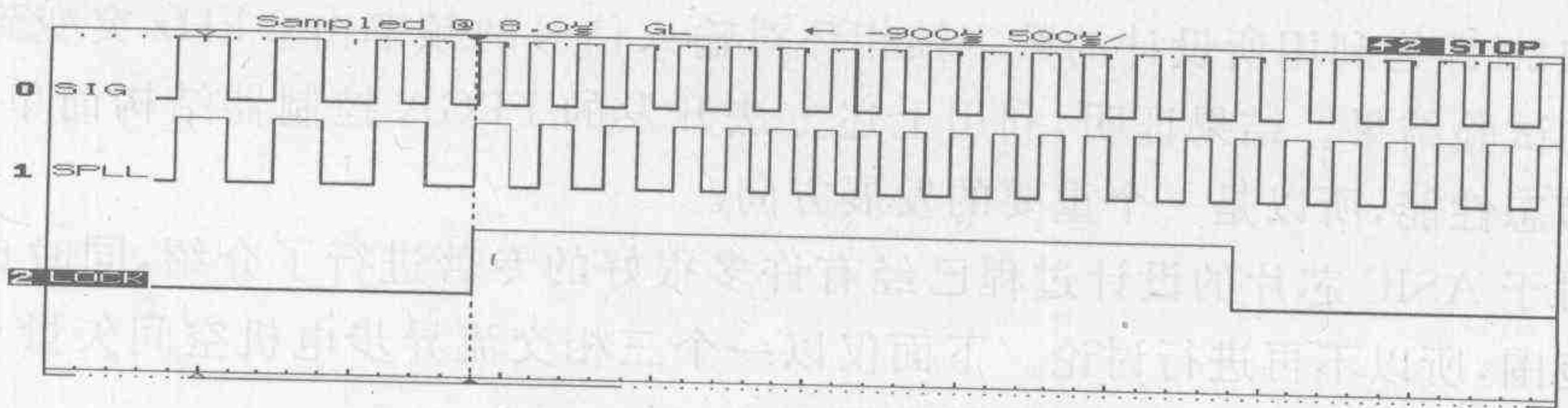


图 4-120 频率从 3 kHz 到 6 kHz 突变时的锁相过程

图 4-121 为一个采用 Xilinx 公司的 XC4010 芯片和 DSP 作为控制器的三相异步电动机调速系统^[6]。其中,用 FPGA 作为正弦空间矢量 PWM 信号发生器(原理框图见图 4-122,结构图见图 4-123),采用 5 个指令寄存器分别存放空间矢量的频率、幅值、相位以及开关频率和延迟时间,而在 FPGA 中实现正弦 Sin 表地址译码器、占空比计算器、2/3 轴变流器、PWM 波形发生器和可编程延时时间控制器。软件是用该公司的开发器 XACT 开发,并通过仿真验证后,下载到芯片上生成的。

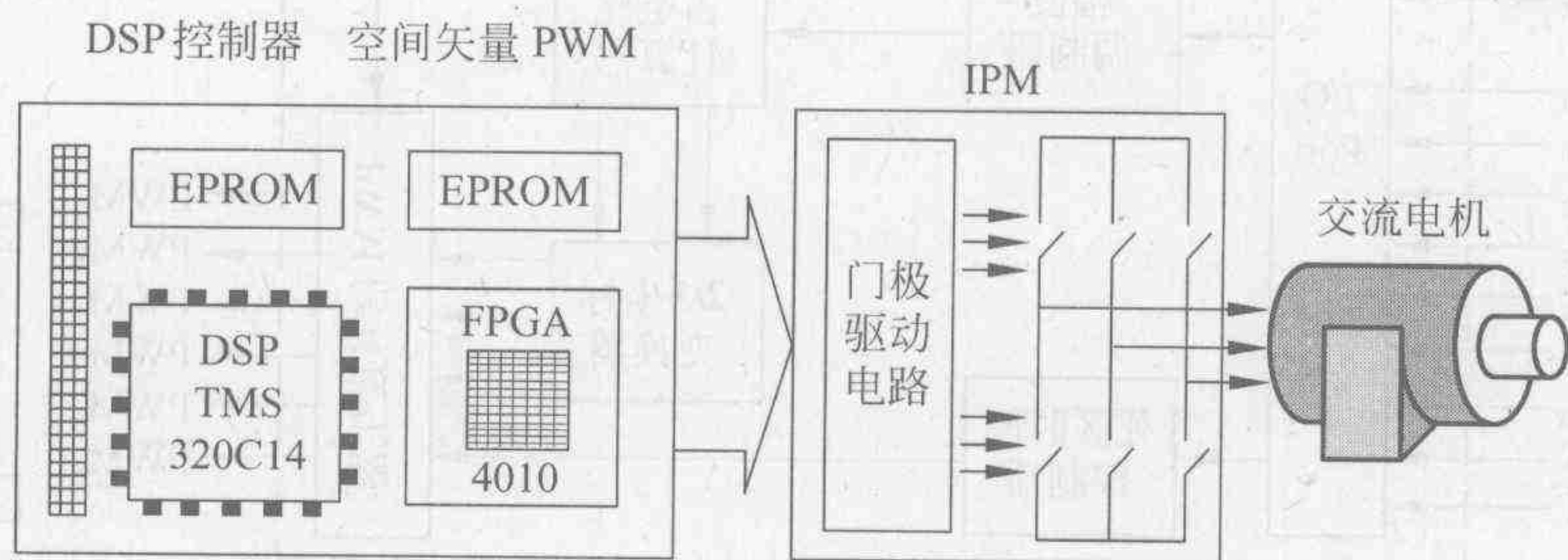


图 4-121 三相异步电动机调速系统框图

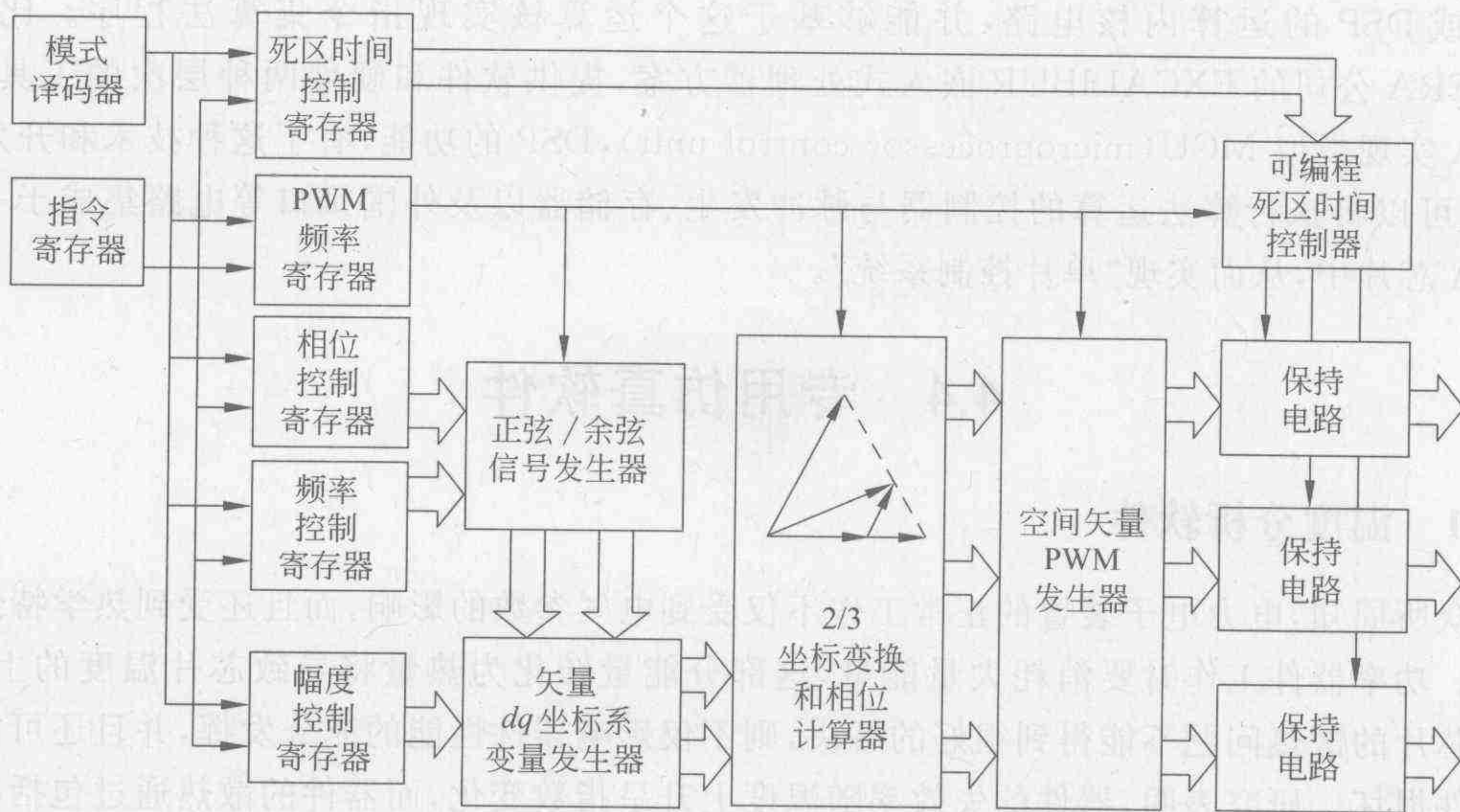


图 4-122 基于 FPGA 的正弦空间矢量 PWM 信号发生器的原理框图

实践证明,FPGA 器件的发展和 EDA 设计能力的提高给不断追求高速化和数字化的电力电子控制设备提出了新的设计思路。比如利用 FPGA 芯片和 EDA 开发平台,运用 VHDL 的硬件描述语言开发的电力电子设备脉冲发生器 ASIC 具有丰富的脉冲发生功能和灵活的控制接口,可以为各种电力电子设备提供所需的脉冲,并能方便地实现与模拟或者数字控制器的连接。较好地解决电力电子装置全数字化控制器设计的关键问题,简化了控制装置的实现过程,缩小了控制器的体积,并且能够使控制性能达到更快的速度和更高的精度。

应当指出,复杂的算术运算在特定用途集成电路 ASIC 中会占用大量的逻辑单元,实现起来比较复杂;但是,现在已经可以利用 CPLD 或 FPGA 的逻辑资源来构造类似单片机、

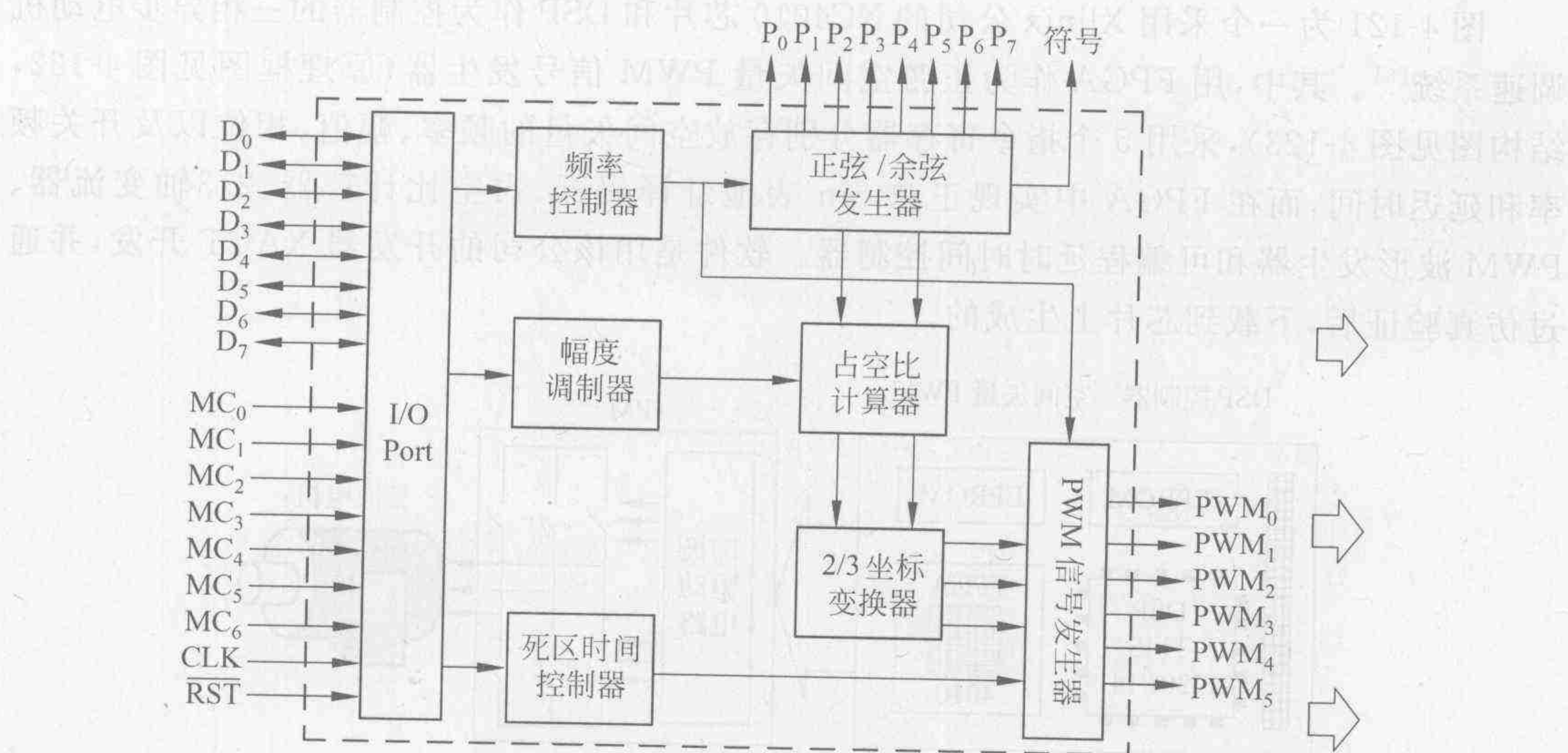


图 4-123 正弦空间矢量 PWM 信号发生器的结构图

CPU 或 DSP 的运算内核电路,并能够基于这个运算核实现指令集算法程序。比如,ALTERA 公司的 EXCALIBUR 嵌入式处理器方案,提供软件和硬件两种层次的工具,使 FPGA 实现类似 MCU(microprocessor control unit),DSP 的功能,有了这种技术和开发平台,就可以将执行算法运算的控制器与脉冲发生、存储器以及外围接口等电路集成于一枚 FPGA 芯片中,从而实现“单片控制系统”。

4.4 专用仿真软件

4.4.1 温度分析软件

众所周知,电力电子装置正常工作不仅受到电气参数的影响,而且还受到热学特性的限制。功率器件工作时要消耗大量能量,这部分能量转化为热量将导致芯片温度的上升。如果芯片的散热问题不能得到很好的解决,则不仅影响器件性能的充分发挥,并且还可能导致器件损坏。研究表明,器件的失效率随温度上升呈指数变化,而器件的散热通过包括印刷板在内的固体传导和与空气的对流实现。因此在电路设计阶段正确地估价各种不同散热和布置条件下印刷板上的温度分布和器件的结温,确保装置的正常工作,对于产品的可靠性是至关重要的。由美国动态软件分析公司(DSA)于 1988 年推出的 BETAsoft 温度分析软件为包括开关电源在内的电子装置的快速精确分析提供了一个有力的工具,一个包括数百个器件的印刷板仅需几秒钟就可分析完毕。而由于该软件可以方便地与包括 OrCAD 和 Protel 等 CAD 软件接口,所以又为用户的使用提供了极大的灵活性。

如图 4-124~图 4-128 所示为 BETAsoft 的界面,图中通过不同的颜色表示一个电源装置印刷板上各器件的功耗。该软件可以进行印刷板表面(包括正面和背面)分析和层分析,分析种类包括:器件消耗功率、温度、超温、印刷板的温度场和梯度场。下面以超温为例进行介绍。

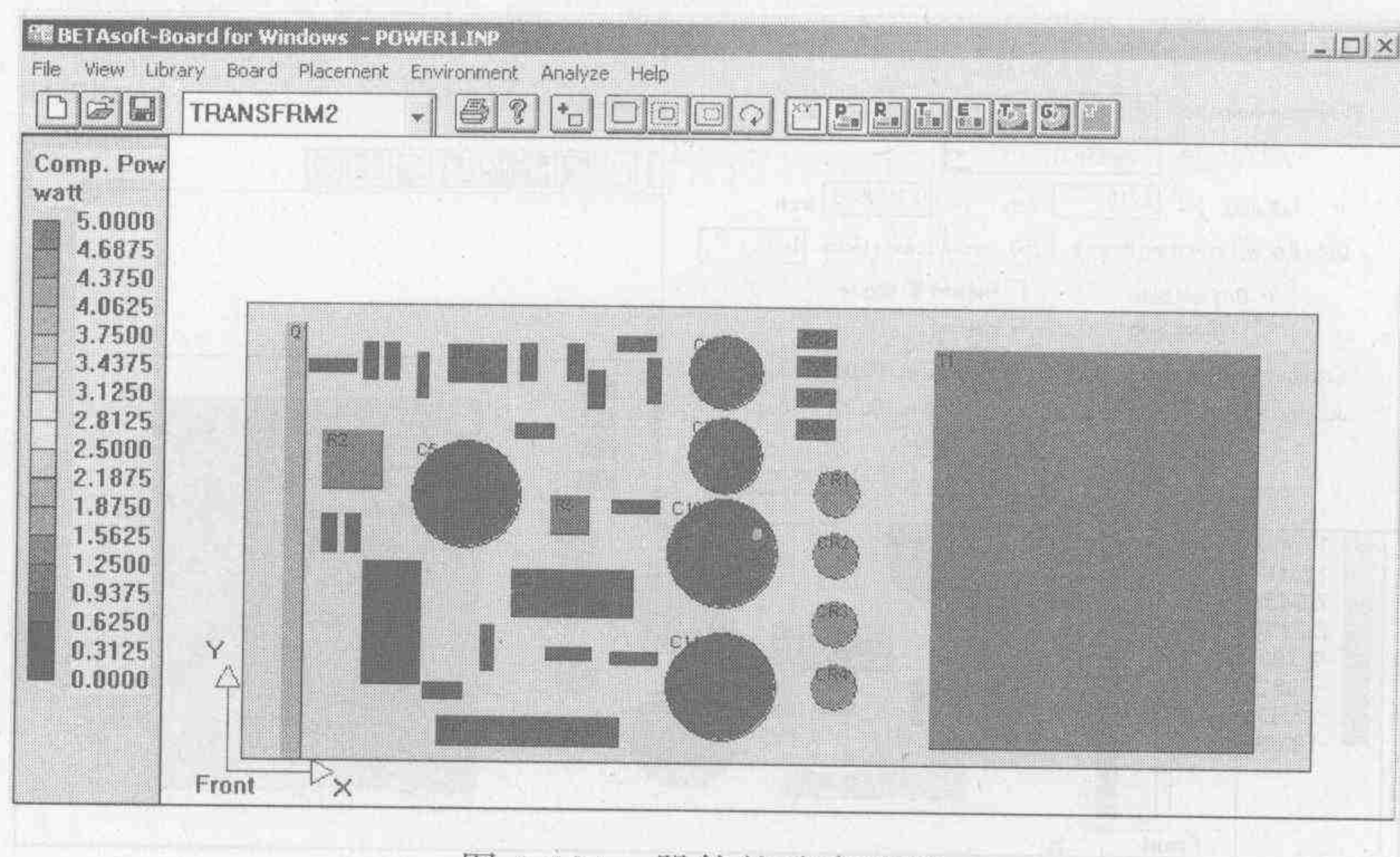


图 4-124 器件的功率消耗

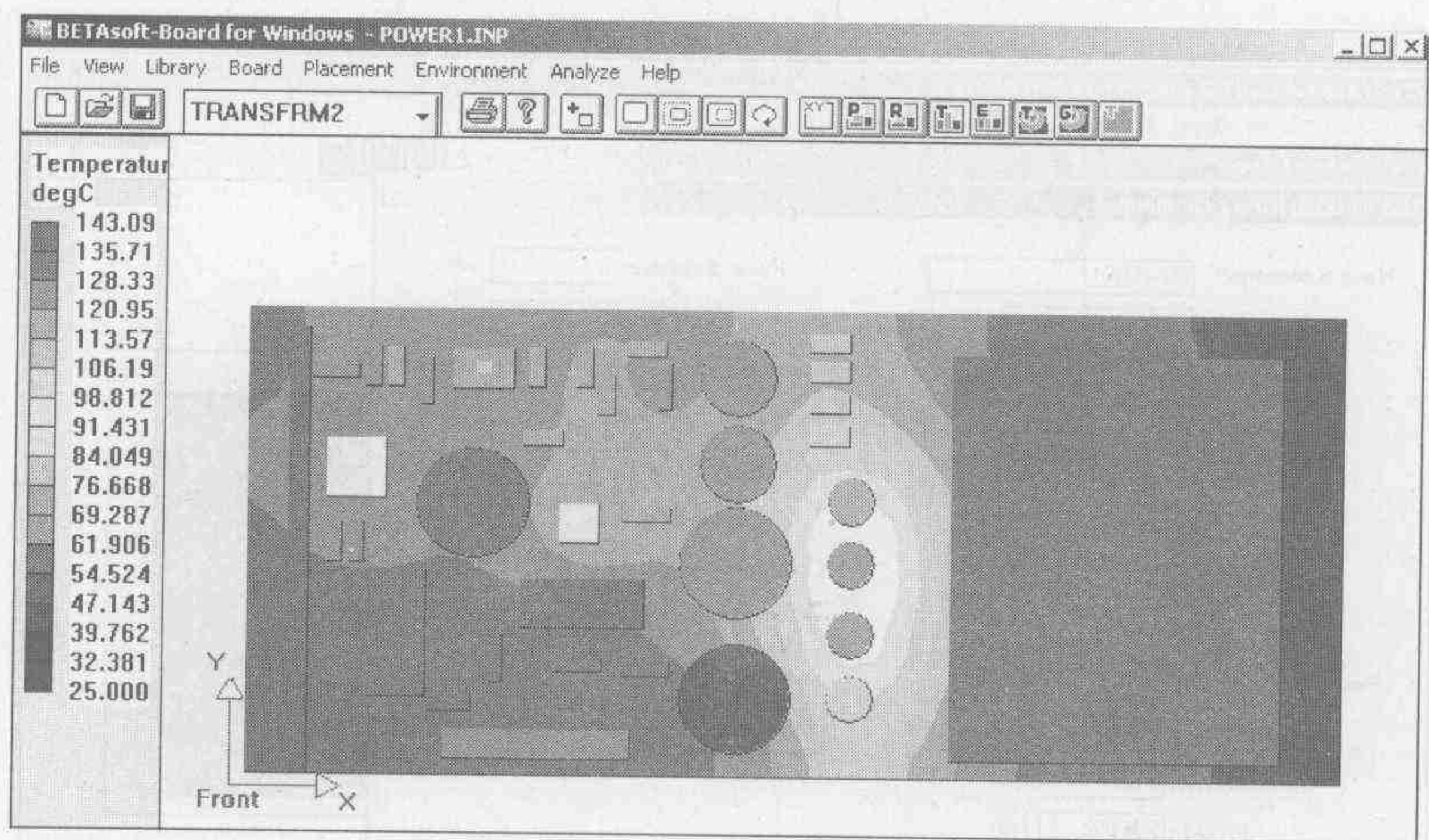


图 4-125 印刷板表面的温度场分析

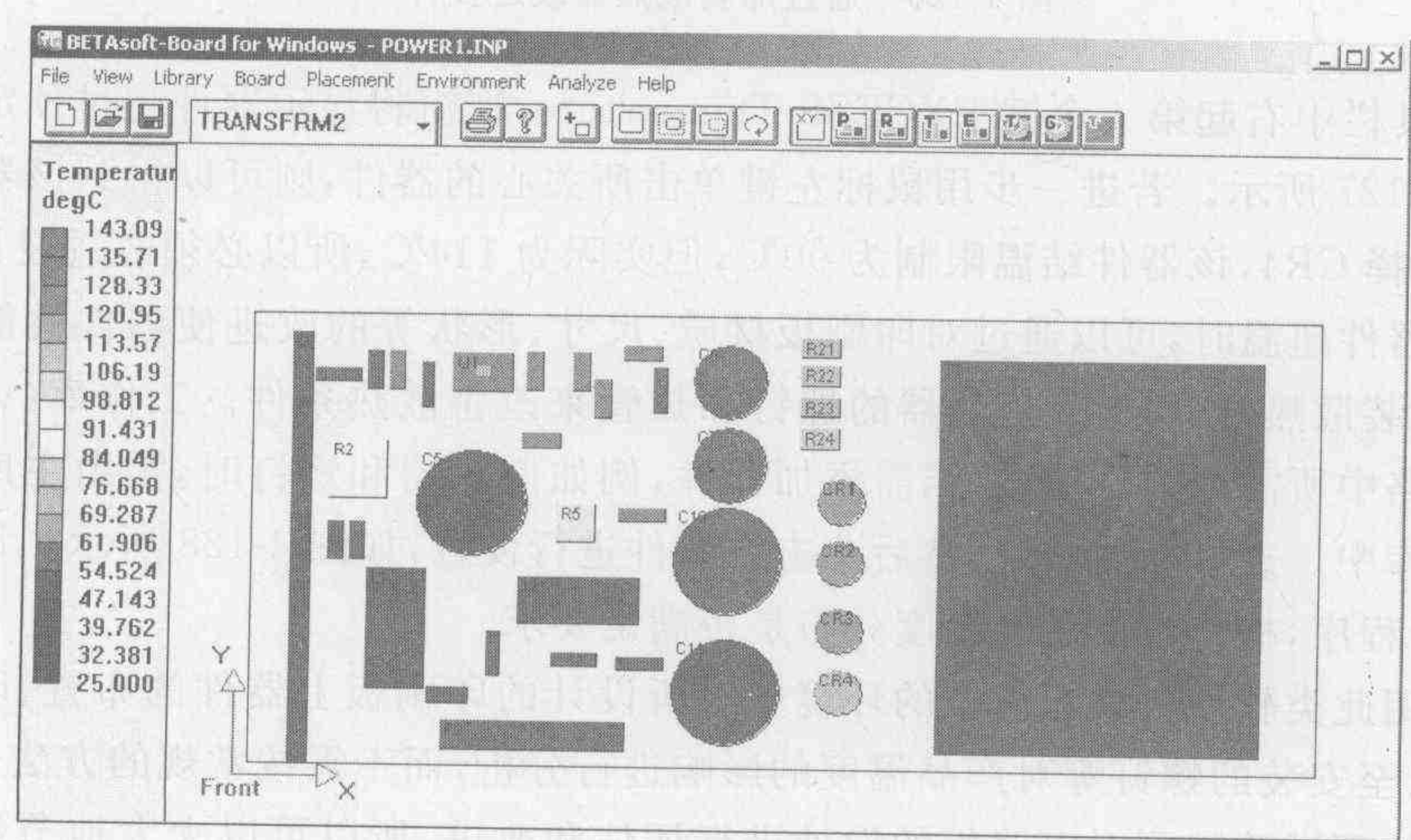


图 4-126 器件本身的温度分析

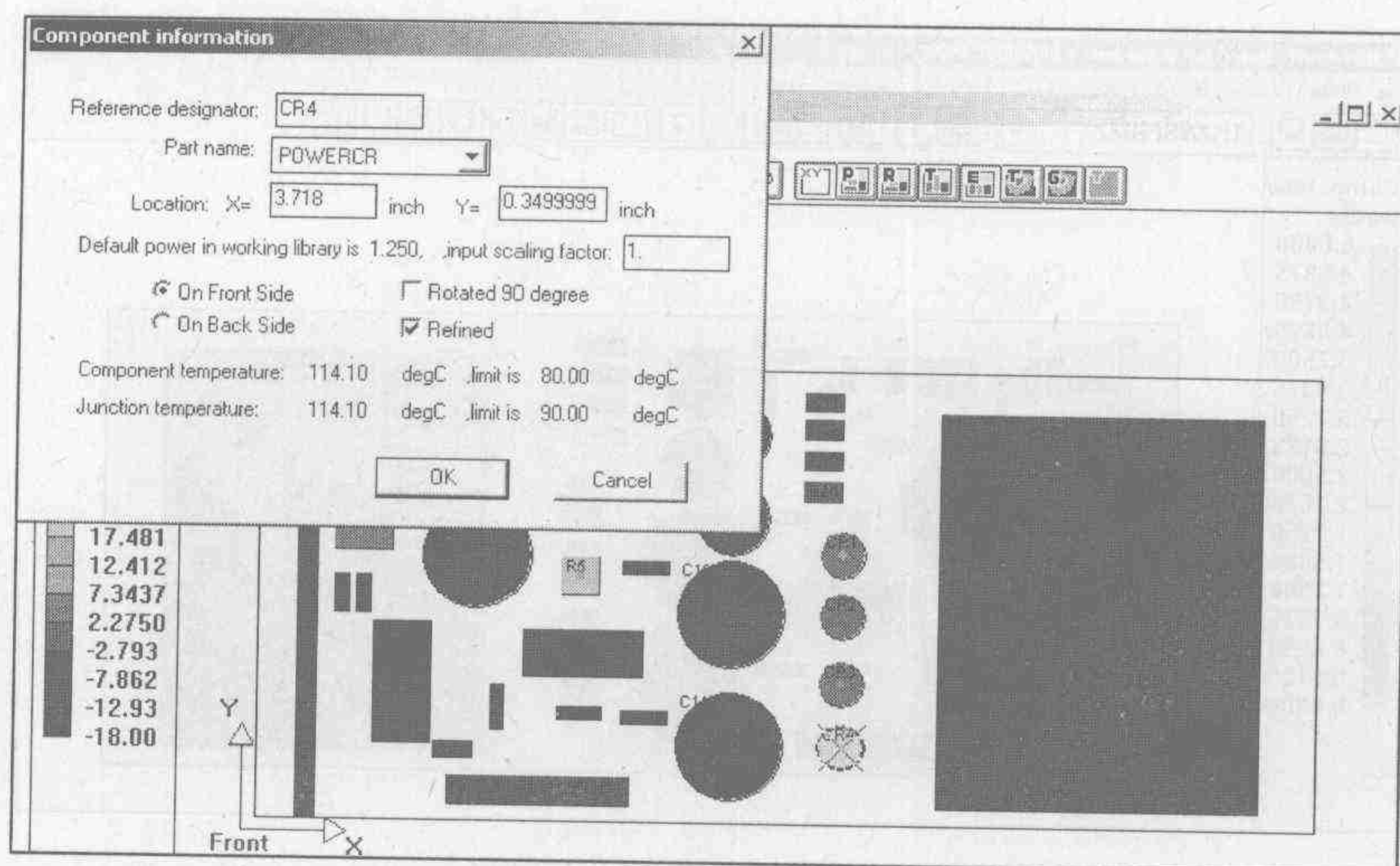


图 4-127 器件超温分析

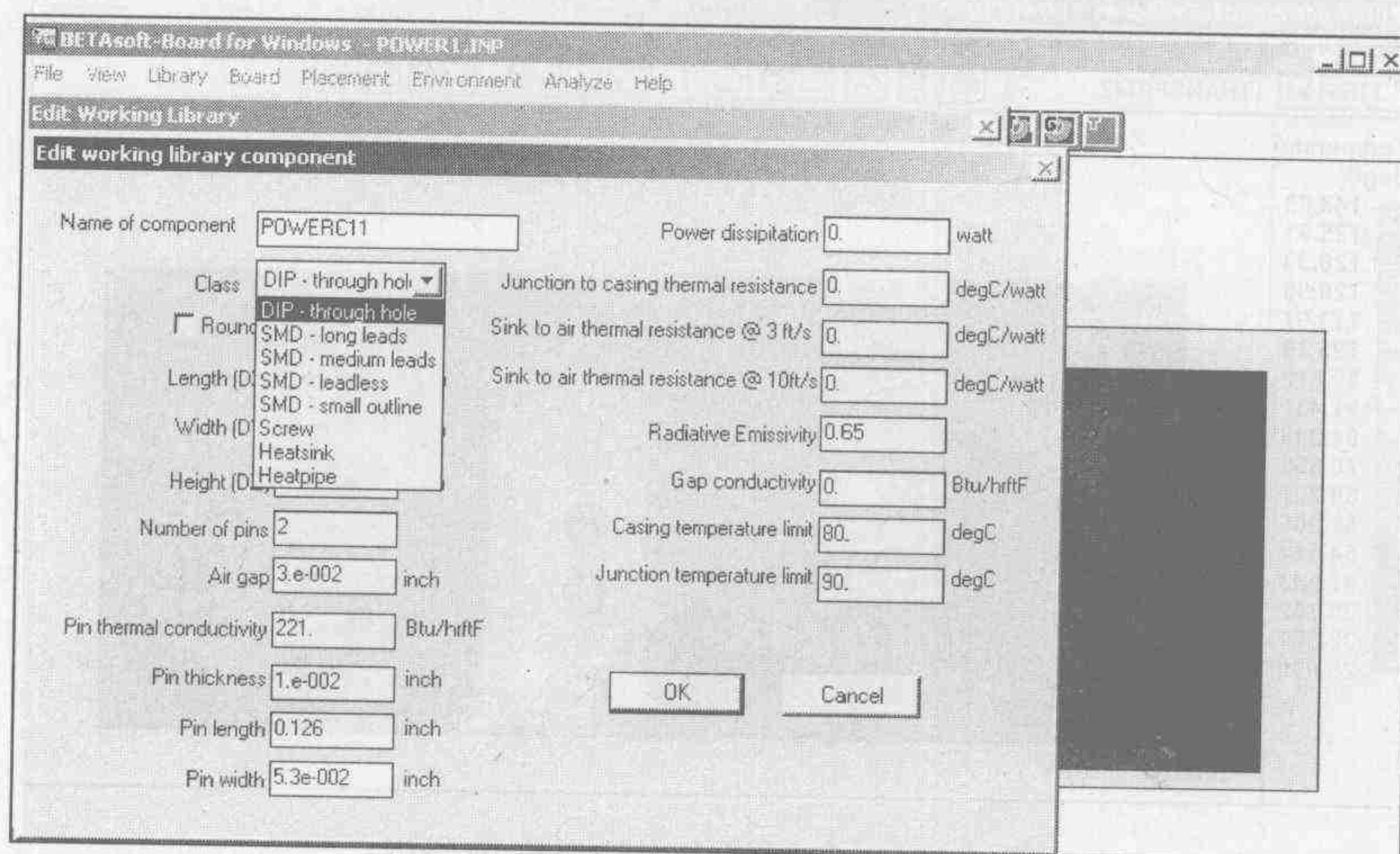


图 4-128 通过加装散热器改进设计

选择工具栏中右起第4个键 EXCESS Temperture, 视窗将显示器件超过预定的温度限的值, 如图 4-127 所示。若进一步用鼠标左键单击所关心的器件, 则可以得到该器件的详细信息, 例如选择 CR4, 该器件结温限制为 90°C , 但实际为 114°C , 所以必须改进设计。

当发现器件超温时, 可以通过对印刷板材质、尺寸、形状等的改进使器件性能位置得到改变, 通过安装散热器、连接到散热器的螺钉和热管来改善散热条件。工作库(working)中必须包含电路中所需的器件模型, 当需添加器件, 例如散热器和螺钉时, 需由主库将所需器件装入工作库中。选择加装器件, 然后单击该器件进行设置, 如图 4-128 所示。设计修改完毕, 即可运行程序, 检查修改后的温度分布是否满足要求。

由于采用此类软件可以在虚拟的环境中对所设计的印刷板上器件的布置、印刷板的材质、散热器以至安装的螺钉等对产品温度的影响进行分析, 而不需按常规的方法进行实际的硬件制作和物理试验就可对电路板的设计进行评估和改进, 所以可以大大地节约产品开发的时间和费用。

4.4.2 电磁兼容

随着工作频率的提高,电磁兼容(EMC)问题成为在电力电子装置印刷板设计中必须解决的另一个问题。这个问题包括两方面的内容:一是印刷板自身的 EMC 问题,即高速信号沿电路板传输时,由于金属连线的传输线效应,信号本身产生失真,严重时甚至导致逻辑失败,印刷板上相邻连线之间的电磁耦合导致串扰。二是所设计的电路板上的高速信号的辐射作用对其他电路板和系统产生干扰。越来越严格的辐射标准和设计更干净的印刷板的要求使得上述问题受到设计人员越来越多的关注。而由于没有直观的方法对上述 EMC 问题进行估价,试验就成为唯一可行的方法。但对电路板进行电磁干扰的物理试验既昂贵又费时,所以采用仿真的方法进行分析成为厂家的希望。由 PADS 软件公司于 20 世纪 90 年代初开发的 HYPERLYNX 软件提供了这样的可能。

该软件包括印刷板设计(BoardSim)和传输线仿真(LineSim)两个软件包,使设计人员可以在印刷电路设计的整个过程中发现问题,从而加快设计过程,降低开发费用。下面以利用印刷板仿真器对所设计的印刷板进行仿真为例进行介绍。首先选择电路,对欲分析的线路通过 PROBE 选项设定探头,如图 4-129 所示。

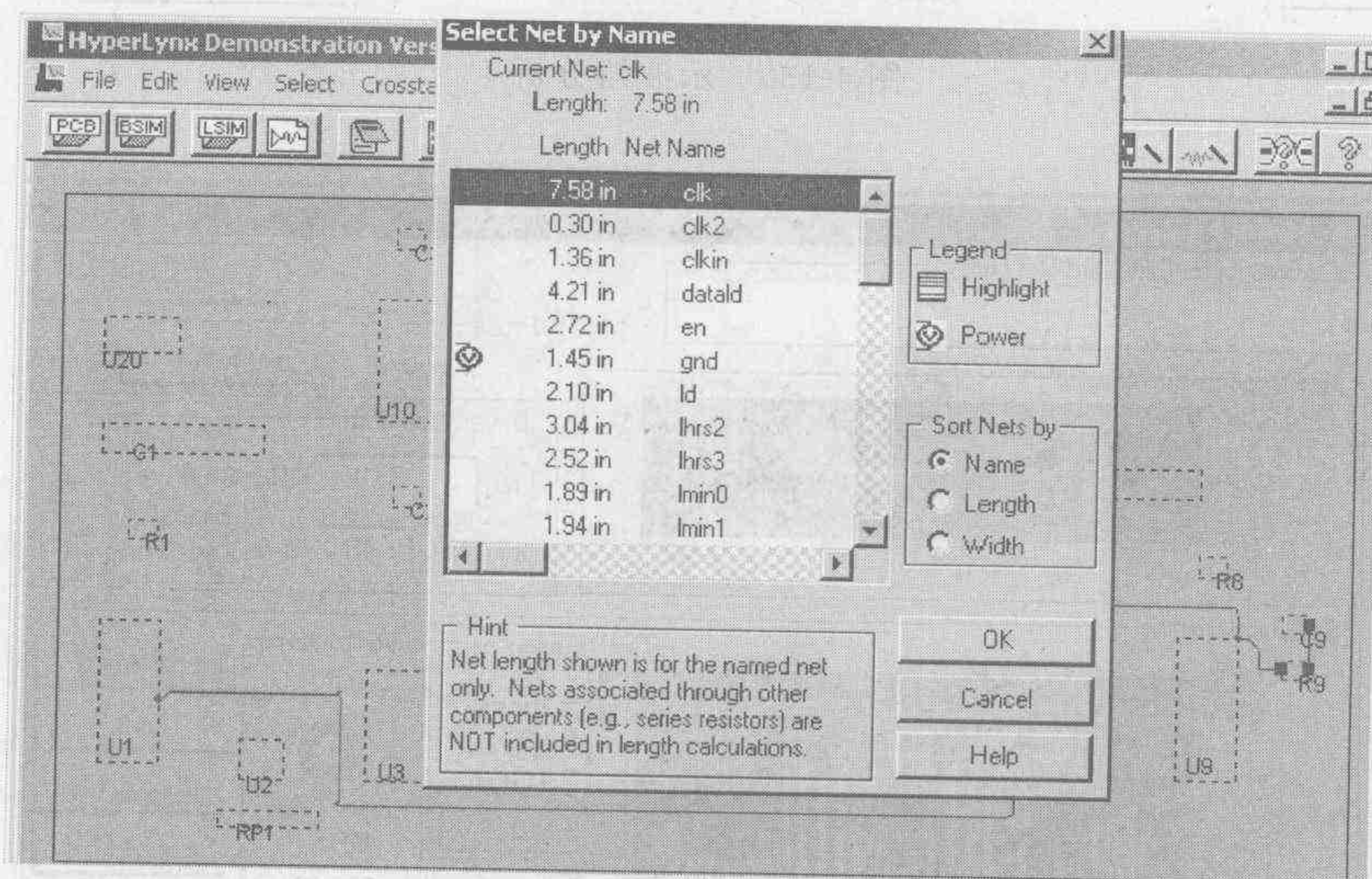


图 4-129 分析对象选择

选择示波器与仿真菜单(Scope/Sim),在波形区选择 Osc 设置频率和占空比,也可选择 Edge,即触发沿进行仿真,得到所设各点的实际电压波形,如图 4-130 所示。

其次利用 Spectrum/Sim 进行频谱分析。其中,黄线表示电场强度的幅值;红线表示 FCC 美国政府标准;蓝线为 CISPR 欧洲标准;VCCI 为日本标准,如图 4-131 所示。定义超标部分需采取措施解决。

可以通过选择相互耦合的传输线研究相互之间的串扰,如图 4-132 所示。选择干扰源,例如 CLOCK2,确定干扰阈值,会自动出现串扰达到设定阈值以上的引线。

通过上面的简单说明可知,HYPERLYNX 软件可以通过在虚拟环境下对设计的印刷板的电磁兼容性进行有效的分析,从而大大地节约开发时间和经费,为设计人员创造明显的经济效益。

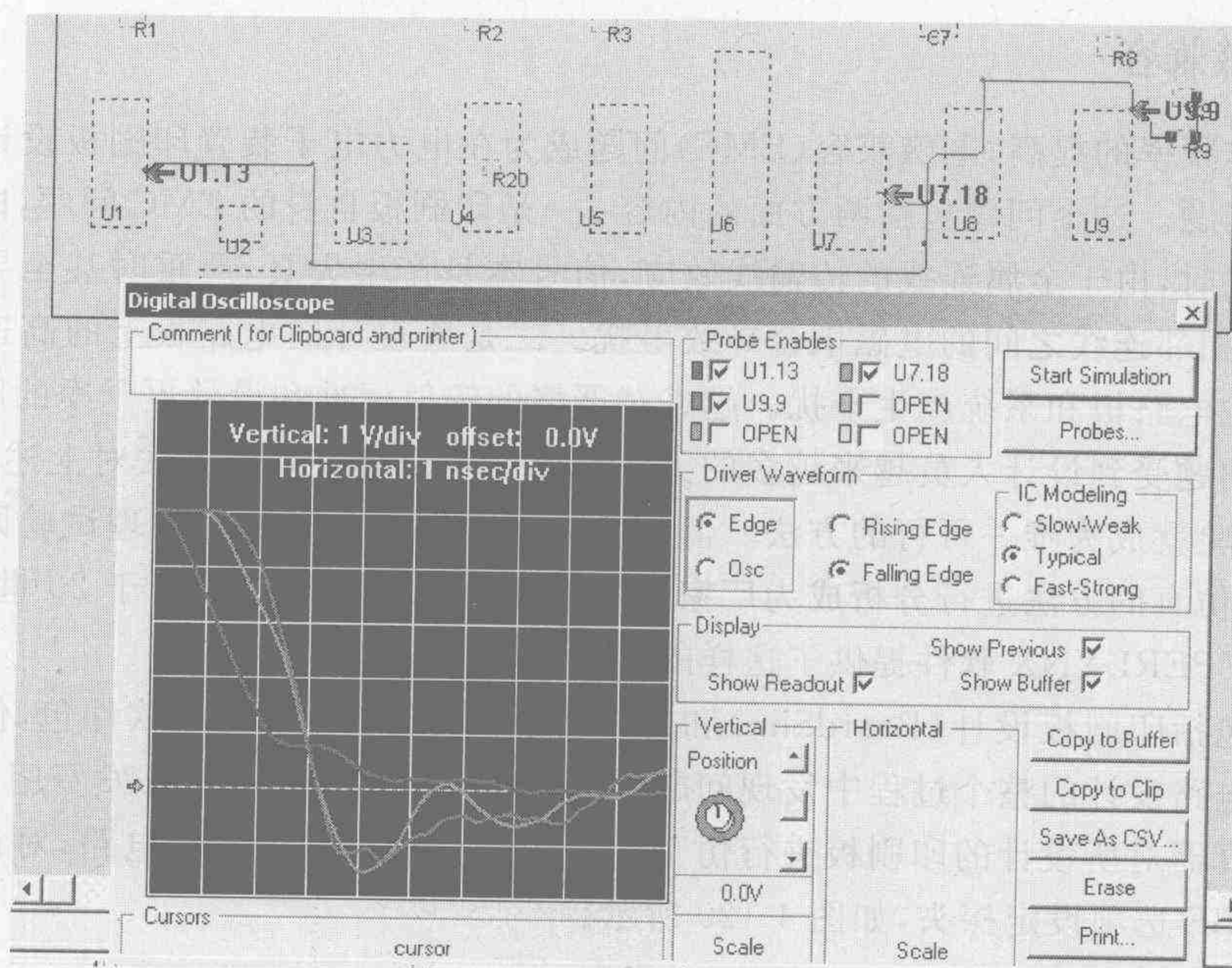


图 4-130 示波器分析

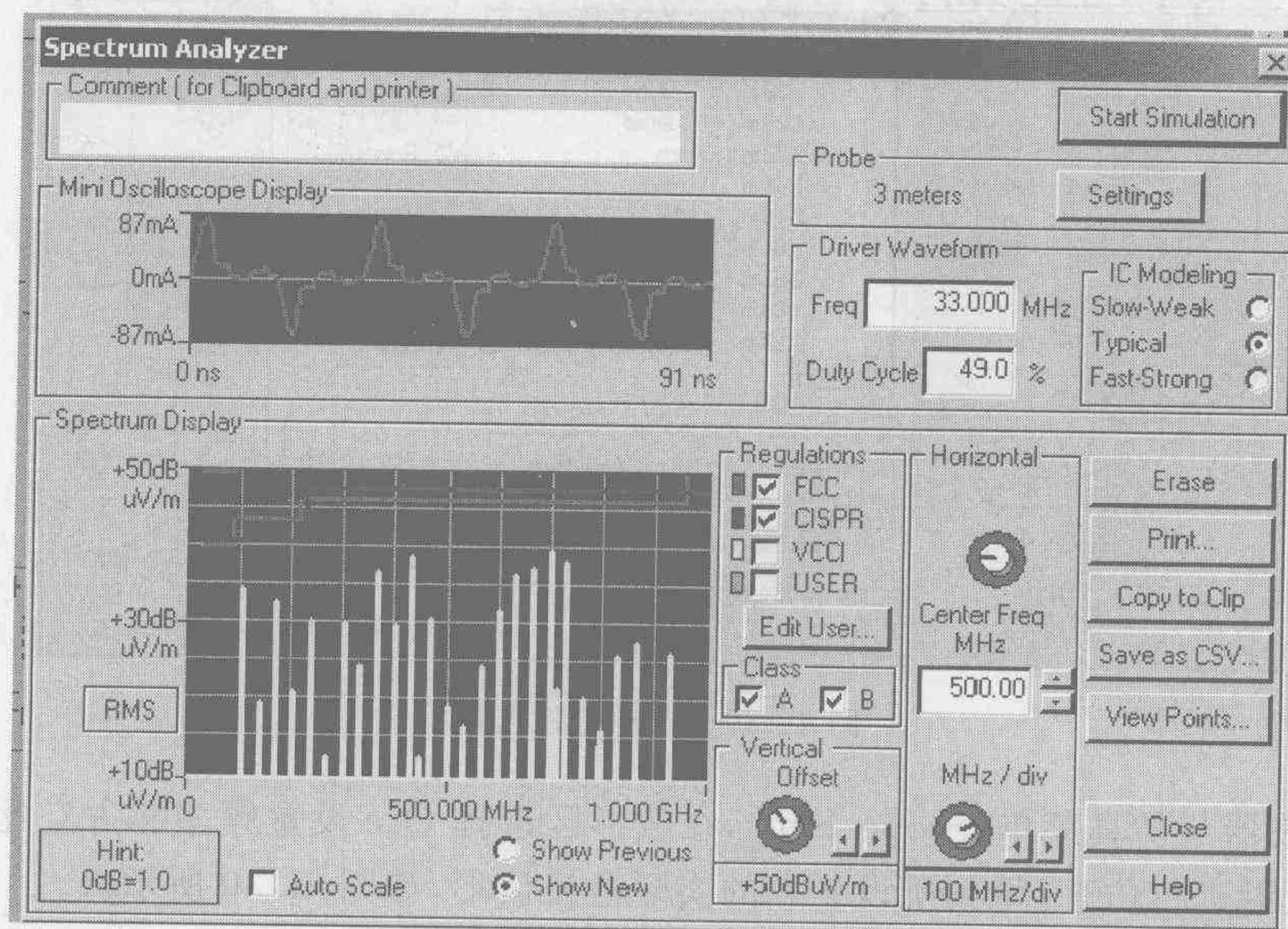


图 4-131 频谱分析

4.4.3 数模混合仿真

由于数字计算机技术的迅速发展,数字仿真正在取代模拟仿真原来的地位,成为仿真领域中的主流。但是模拟式仿真由于具有快速和并行计算的优点,所以自 20 世纪 80 年代中期以来,它与数字仿真相结合形成的混合仿真日益得到人们的重视。这种方式的主要优点

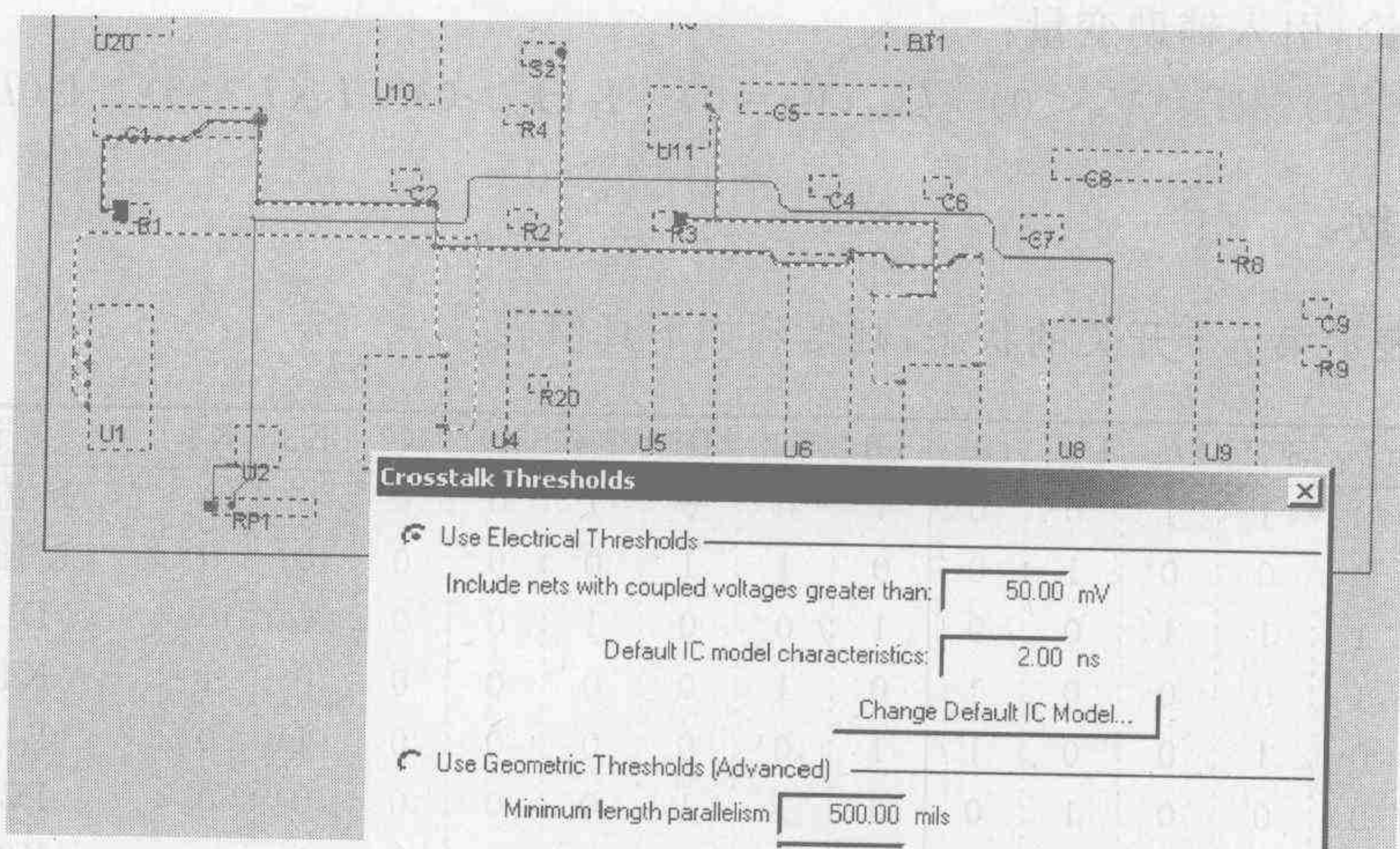


图 4-132 串扰分析

在于它将高速的电力电子装置部分,例如直流系统或静止补偿器的变流器用缩小的物理模型代替,而与高速的数字计算机之间用 A/D 变流器连接。模拟部分可以实时动作,而数字部分可以建立大系统的模型,系统中由于没有高速动作的变流器,故可以用较大的步长进行计算,从而大大地提高了仿真速度。此类仿真器可以用于对控制器和保护装置的动作进行的实时仿真和出厂测试,从而可以大大地提高系统的可靠性。

下面介绍一个利用 FPGA 技术实现变流器的仿真实例。一个典型的两电平变流器如图 4-133 所示。假定由反并二极管与开关元件构成的组合可以用理想开关 $O_{C1}, O_{C2}, O_{C3}, O_{C4}$ 来描述,并以 (1,0) 来描述其通断,则在上下臂互补的条件下可以得到下述结果。

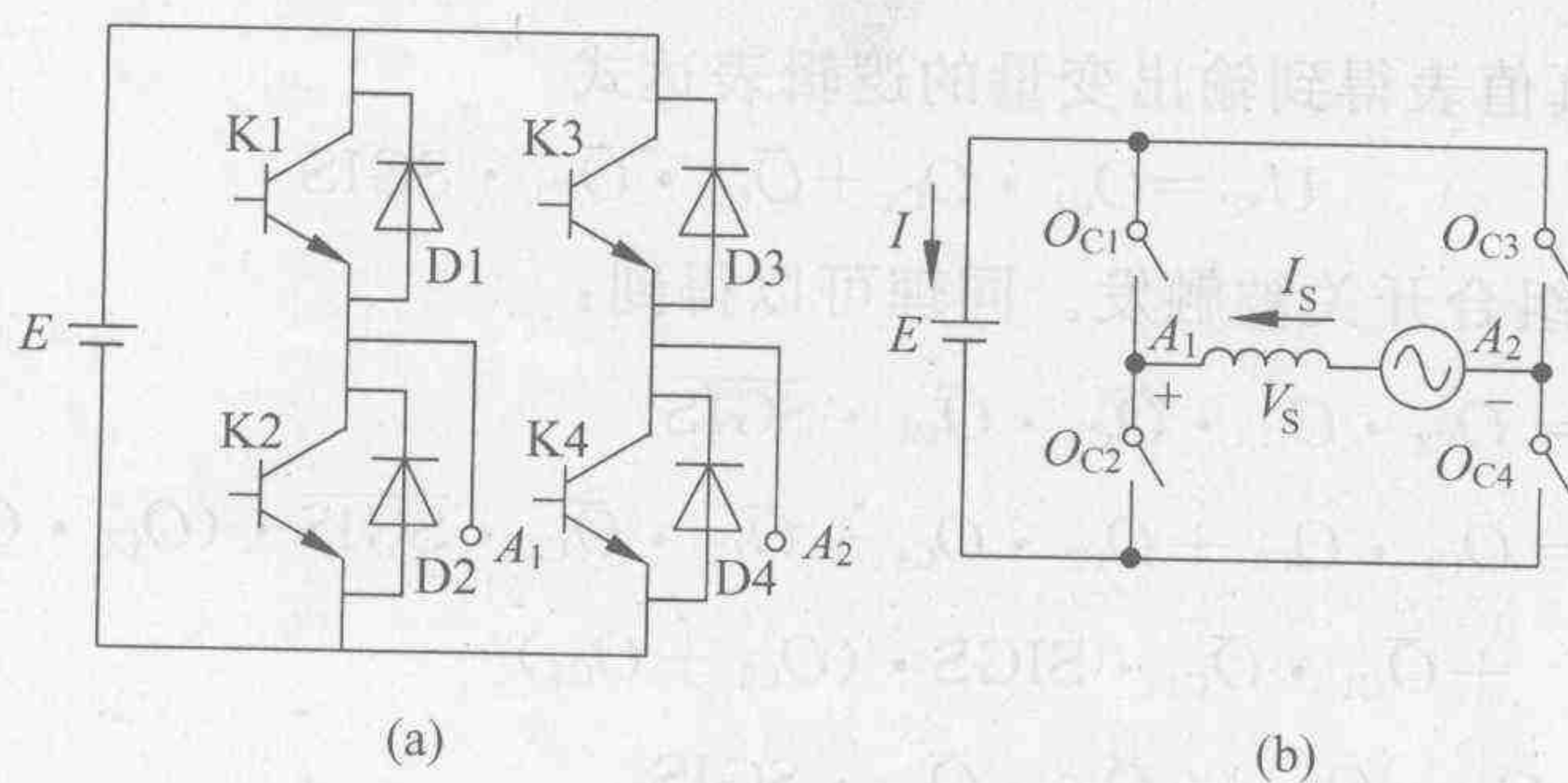


图 4-133 两电平变流器结构图

当 $O_{C1} = O_{C3} = 0, O_{C2} = O_{C4} = 1$ 时,对应的正组开关 O_{C1}, O_{C3} 关断,负组开关 O_{C2}, O_{C4} 导通;输出交流侧短路, $V_s = 0$, 而直流侧开路 $I = 0$ 。

当 $O_{C2} = O_{C3} = 1, O_{C1} = O_{C4} = 0$ 时,对应的 O_{C2}, O_{C3} 导通, O_{C1}, O_{C4} 断开;变流器接到电源负端,输入电压 $V_s = -E$,输入电流 $I_s = -I$ 。

当 $O_{C1} = O_{C4} = 1, O_{C2} = O_{C3} = 0$ 时,对应的 O_{C1}, O_{C4} 导通, O_{C2}, O_{C3} 断开,变流器接到电源正端,输入电压 $V_s = E$,输入电流 $I_s = I$ 。

当 $O_{C1} = O_{C3} = 1, O_{C2} = O_{C4} = 0$ 时,对应的 O_{C1}, O_{C3} 导通, O_{C2}, O_{C4} 断开,即变流器正组短路, $V_s = 0, I = 0$ 。

为便于讨论,引入辅助变量:

$$U_{SP}(V_S > 0) \quad U_{SN}(V_S < 0) \quad U_{SZ}(V_S = 0) \quad I_P(I_o > 0) \quad I_N(I_o < 0) \quad I_I(I_o = 0)$$

并定义符号函数:

$$SGI_s = \begin{cases} 1 & I_s > 0 \\ 0 & I_s \leq 0 \end{cases}$$

若以 O_{Ci} 表示第 i 个开关的状态,则得到如下真值表:

| O_{C1} | O_{C2} | O_{C3} | O_{C4} | SGI_s | U_{SP} | U_{SN} | U_{SZ} | D1 | D2 | D3 | D4 | K1 | K2 | K3 | K4 | 说 明 |
|----------|----------|----------|----------|---------|----------|----------|----------|----|----|----|----|----|----|----|----|----------------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | I_s 流经 D1,D4 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | I_s 流经 D3,D2 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | D1,D4 导通 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | K4,D2 导通 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | D1,K3 导通 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | D3,D2 导通 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | K2,D4 导通 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | D3,D2 导通 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | D1,D4 导通 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | D3,K1 导通 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | K2,D4 导通 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | K4,D2 导通 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | D1,K3 导通 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | D3,K1 导通 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | D1,D4 导通 |
| 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | K4,K1 导通 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | K2,K3 导通 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | D3,D2 导通 |

由此可以根据真值表得到输出变量的逻辑表达式

$$U_{SP} = O_{C1} \cdot O_{C4} + \bar{O}_{C2} \cdot \bar{O}_{C3} \cdot SGIS \quad (4-75)$$

其中 O_{Ci} 表示第 i 个组合开关被触发。同理可以得到:

$$U_{SN} = O_{C2} \cdot O_{C3} \cdot \bar{O}_{C1} \cdot \bar{O}_{C4} \cdot \overline{SGIS} \quad (4-76)$$

$$U_{SZ} = O_{C1} \cdot O_{C3} + O_{C2} \cdot O_{C4} + \bar{O}_{C2} \cdot \bar{O}_{C3} \cdot \overline{SGIS} \cdot (O_{C1} \cdot O_{C4}) + \bar{O}_{C1} \cdot \bar{O}_{C4} \cdot SGIS \cdot (O_{C2} + O_{C3}) \quad (4-77)$$

$$I_P = O_{C1} \cdot O_{C4} + \bar{O}_{C2} \cdot \bar{O}_{C3} \cdot SGIS \quad (4-78)$$

$$I_N = O_{C2} \cdot O_{C3} + \bar{O}_{C1} \cdot \bar{O}_{C4} \cdot \overline{SGIS} \quad (4-79)$$

而输入电压 U_s 等于网压,即变流器输入端开路的条件为

$$U_{SL} = \bar{U}_{SP} \cdot \bar{U}_{SN} \cdot \bar{U}_{SZ} \quad (4-80)$$

当得到上述逻辑关系之后,就可以利用 FPGA 去直接编程,从而得到所需的模拟仿真器。两电平变流器数模混合仿真器如图 4-134 所示。

若定义 O_{C1}, O_{C2} 组成的左臂定义为 S1, O_{C3}, O_{C4} 组成的右臂为 S2;同时正组开关导通为 1,负组开关导通为 0,则可以得到如下结论:

当 S1 的状态与 S2 的状态相同时,变流器内部使交流侧短路,输出定义 U_s 和电流 I 均为零。

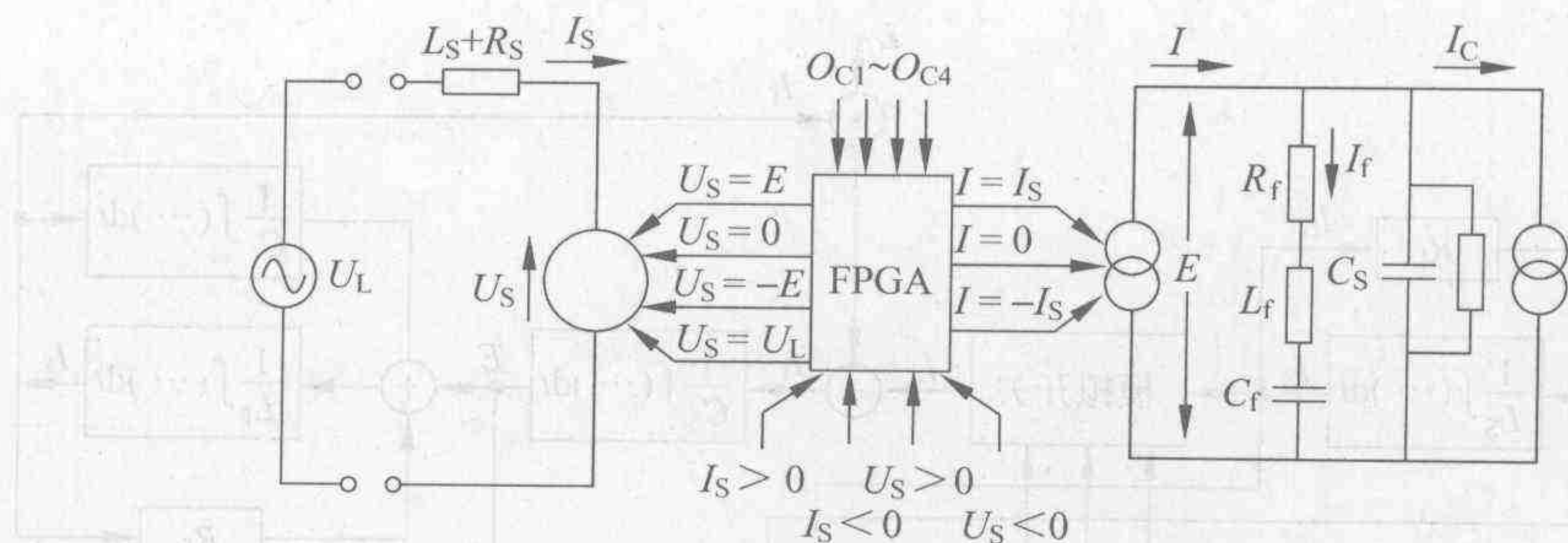


图 4-134 两电平变流器数模混合仿真器原理图

当 S1 的状态与 S2 的状态不同时,变流器向直流侧输送有功功率。若 S1 状态的值大于 S2 状态的值,则输出直流电压等于直流中间电压;反之输出电压 U_S 的幅值与中间直流电压相同,但符号相反。

对于模拟部分的仿真,即作为状态变量的直流电容的电压和滤波电感中的电流可以分别列出相应的微分方程:

$$I_S = \frac{1}{L_S} \int (U_L - U_S - R_S I_S) dt$$

$$E = \frac{1}{C_S} \int (I - I_C - I_f) dt$$

$$I_f = \frac{1}{L_f} \int (E - I_f R_f) dt - \frac{1}{C_f} \int I_f dt$$

其中,变流器输出电流为

$$I = \begin{cases} I_S & I_P = 1 \\ 0 & I_Z = 1 \\ -I_S & I_N = 1 \end{cases}$$

由此得到如图 4-135 所示的变流器模型结构图。

该仿真器是所谓自持的,除了工作的触发信号 $O_{C1} \sim O_{C4}$ 需由控制器提供外,可以独立工作。由于它具有实时特性,所以可以很好地验证两电平变流器控制器的工作,并将其工作状态利用发光二极管等进行显示。此类仿真器被大量地应用于电力电子装置触发器和控制器的调试之中。

dSPACE 实时仿真系统是另一个可以进行实时仿真的数模混合仿真系统。该系统是由德国 dSPACE 公司开发的一套进行开发及测试工作的半实物仿真平台,也称基于硬件电路(hardware in loop, HIL)的仿真器。它利用控制台(ControlDesk)与 MATLAB/Simulink 进行连接,借助后者的 Real-Time Workshop 和 Stateflow Coder,由 Simulink 的控制框图和 Stateflow 系统自动生成 C 语言代码,再利用 dSPACE 的实时接口实现框图和 dSPACE 实时硬件之间的无缝转换,最后将生成的 C 程序写入目标控制器中,完成控制器的设计过程。这种软件环境组成可以方便地实现代码生成、下载和试验调试等工作,从而可以利用虚拟仿真系统替代实际系统对电子控制单元(ECU)的机械、电气和电子特性进行实时仿真验证,加速控制系统的开发过程。

如图 4-136 所示,dSPACE 仿真平台主要由主控计算机(简称主机)、dSPACE 仿真器、

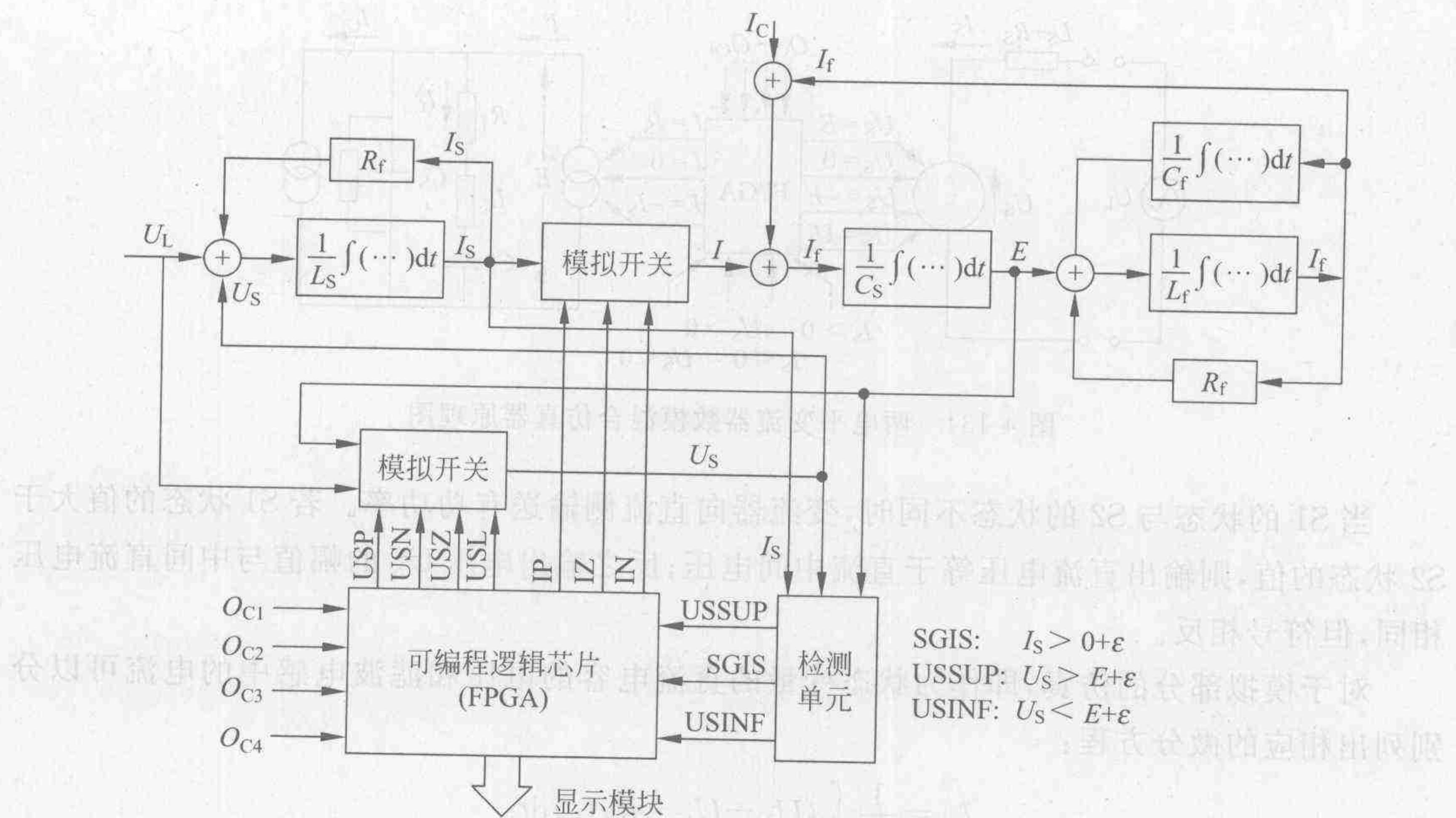


图 4-135 变流器模型结构图

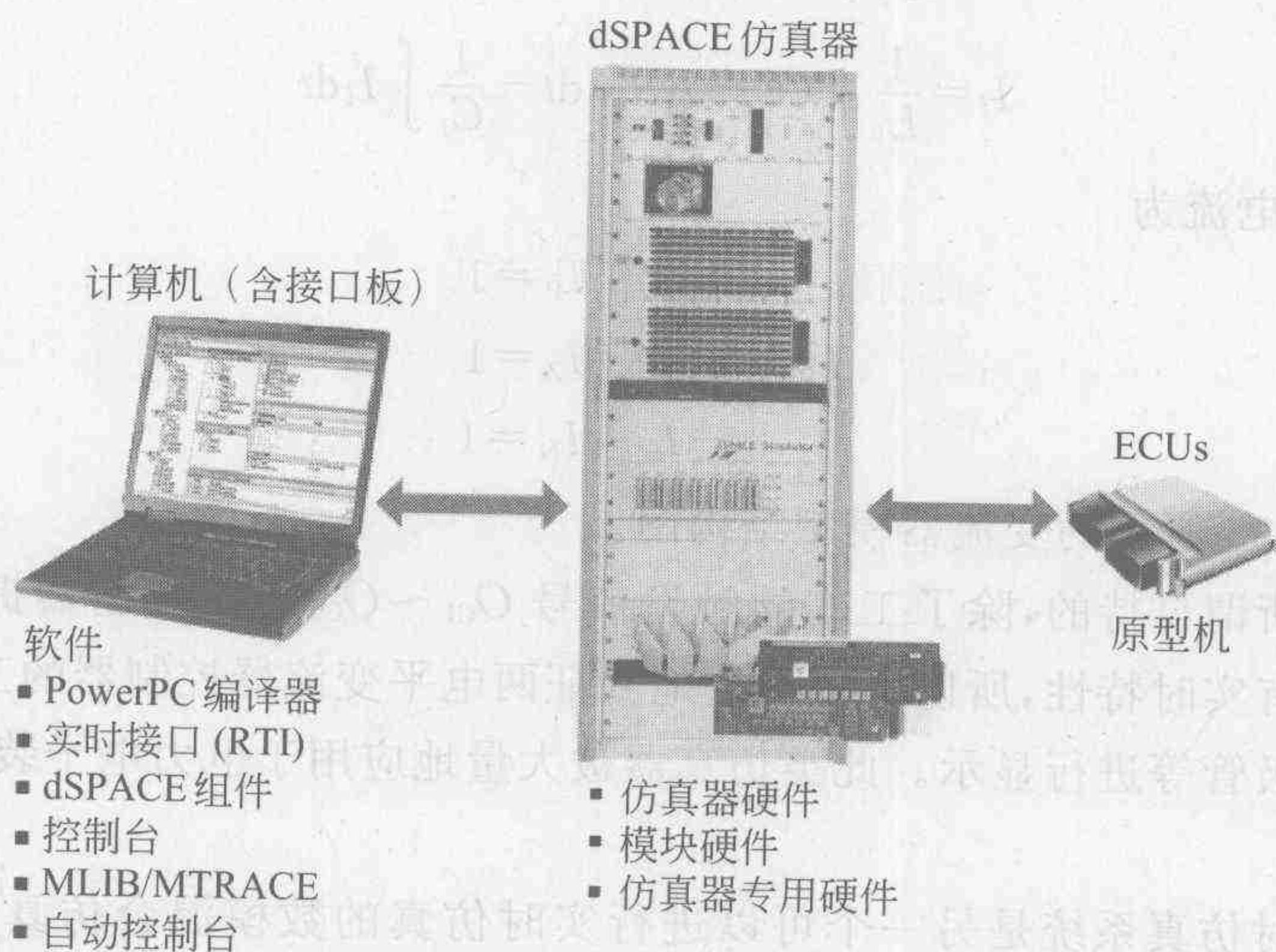


图 4-136 dSPACE 仿真系统结构图

目标处理器(target processor,也称原型机)、各种接口及相关辅助设备组成。其中主控计算机是整个仿真系统的上位机,其任务是为用户提供试验环境和用户接口。主机首先利用 MATLAB/Simulink 建立系统的框图和状态图,并据此进行数字仿真分析和参数优化。随后借助 dSPACE 的实时接口(RTI)软件的图形用户接口和 MATLAB 的实时工作室(RTW),由被控对象和电控单元的 Simulink 和 Stateflow 模型自动生成可执行的 C 语言代码,并分别下载到 dSPACE 仿真器和 ECU 原型机(即目标板)中。dSPACE 仿真器由 DS100X 处理器板和 DS2211 HIL I/O 板等实时模块构成,它和生成的模型一起为用户提供

一个受控系统虚拟的实时仿真环境,也称受控装置模型;它通过各种接口与 ECU 相连,可以进行系统的开闭环实时仿真和控制算法的验证。被测试的目标板,即电控单元(ECU)的原型机,被接入 HIL 仿真系统中,在由实时仿真器的软件和硬件产生的虚拟受控装置的运行环境取代实际受控系统的条件下,对控制器的功能进行全面试验,其软件流程如图 4-137 所示。下面我们以后硬盘(HD)定位系统闭环控制器的设计为例对其应用加以说明。



图 4-137 仿真系统框图

硬盘驱动器的定位系统的动态仿真根据 ECU 模型分别由功能性模型、在主机上运行的 C 语言程序和为目标板上运行的 C 语言程序表示,可分为如下三种仿真模式(如图 4-138 所示)。

基于模型的仿真电路(model in loop, MIL),硬盘控制器设计的第一步就是在主机的 MATLAB/Simulink 开发环境下建立控制器和受控装置——硬盘驱动器的全部模型,并在上述虚拟现实环境中进行系统的离线仿真分析。

基于软件的仿真电路(software in loop, SIL),目的是对位于主机上的电控单元(ECU)模型的代码进行仿真测试。在经过前述离线仿真之后,RTW 和 RTI 将自动进行模型代码的生成、优化、编译,并下载到 dSPACE 实时硬件中。此时,Simulink 中的受控对象模型被 dSPACE 仿真器中的受控对象的 C 语言模型或实际受控设备,如本例中的硬盘驱动器所取代;而控制器模型则被代之以在主机中生成的硬盘控制器的 C 语言代码,至此就可以在虚拟的实时环境下对控制器的结构和控制策略进行仿真验证。

基于硬件的仿真电路(hardware in loop, HIL),用来对包括目标控制器的电控单元评估板,即所谓原型机上的 ECU 代码进行测试。此时原型机(处理器),即目标板被接入仿真电路中,而绝大多数系统元件均用数学模型替代,使得整个测试过程均在软件虚拟环境下进行。与 SIL 不同的是此时 C 程序在原型机上运行,但二者的结果应当相同,否则说明编译器或原型机存在问题。

完成上述仿真步骤后,作为目标控制器的硬盘驱动器定位系统控制器的设计就已完成。

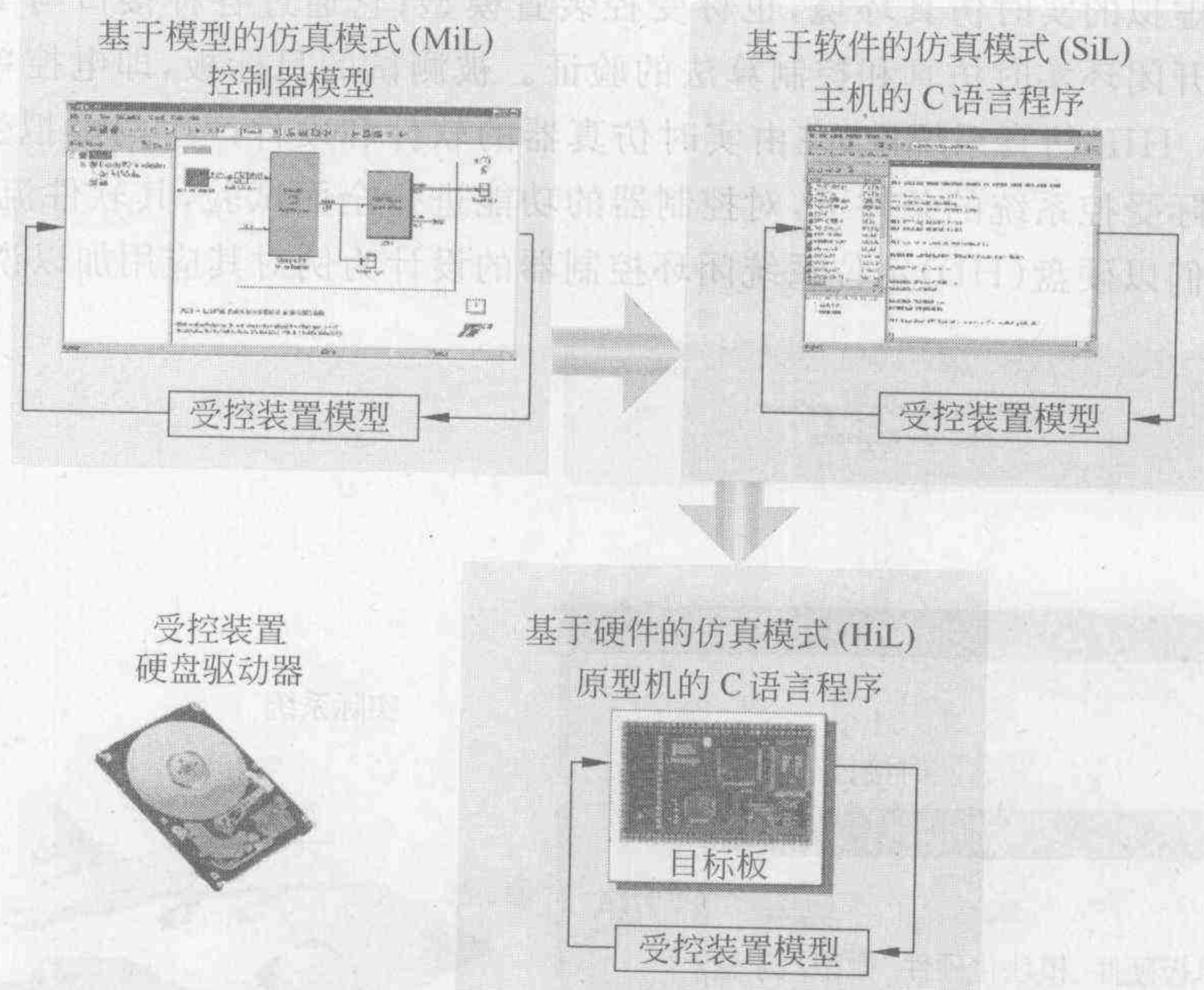


图 4-138 ECU 模型的三种仿真模式

实践证明, dSPACE 仿真平台能快速构建控制原型机, 具有在线优化、实时仿真、目标代码快速原型化等优点, 仿真精度高, 可靠性好, 大大节约了研制成本, 缩短了研制周期。

4.4.4 实时仿真器

随着计算机技术的发展, 仿真技术正渗入到工业设计的各个阶段, 但仿真结果的可信度一直是一个受到科技界和工业界广泛关注的问题。总的来说, 仿真结果的精确性取决于模型的精确性, 这主要是因为一个实际的物理系统的结构十分复杂, 进行详细的理论分析大都比较困难, 而且往往很难得到解析解。因此在实际建模中通常均需要采用一些假设, 进行一些简化。这样得到的理论分析结果与真实系统的实际特性之间就有可能产生较大的误差, 因此其可靠性就需要有相应的试验验证。比如在控制器设计时, 仿真所建立的控制器和对象均是虚拟的, 这样的设计结果直接用到实际中就有可能产生问题, 所以通常均需要通过长时间的调试才可能正式应用。假定仿真能做到实时, 这样就有可能从虚拟的对象和虚拟的控制器开始, 进行设计和验证, 然后将设计完成的实际的控制器与虚拟的系统实现互联, 进行仿真试验, 最后完成设计, 实现实际的控制器和实际的系统互联, 进行最终的调试。因此实时仿真(RTDS)一直是设计人员的希望。

长期以来, 模拟仿真器一直被用于实时仿真。模拟仿真器通过由按比例缩小的无源器件, 如电阻、电容、电感、电源、变流器等系统组件以及运算放大器等构成的模拟装置, 根据一定的规律进行连接, 以构成研究的电力系统的模型。由于包括电源模型和仿真器均在实际的系统频率下独立运行(并行计算), 所以该模拟仿真器可以在实时条件下运行。

此外, 基于数字计算机技术的电磁暂态仿真软件, 例如前述的 EMTP 等多年来也作为一种公认的技术一直被用于对系统的研究。这类软件依赖内建的各种电力系统组件的数学

模型的互联来建立整个系统的仿真模型。由于数字计算机只能利用离散的方法,以一定的步长对模型进行求解,而在计算的每一步又必须对所用的方程相继进行求解,即串行计算,所以对于一个复杂的系统上述计算难以在常规的计算机上达到实时运行。数字仿真的主要优点在于不需要对实际的器件进行物理上的连接和标定,大大地简化了运行的复杂程度和建模与运行的费用。但是该优点在很大程度上被模拟仿真器可以进行实时仿真,从而可以与实际的控制和保护系统进行物理的互联,以进行调试所抵消。结合上述两种仿真器优点的实时仿真器(RTDS)是一种全数字的实时系统仿真器,由于它采用了高速的信号处理器和并行计算的技术,所以可以对步长为数十微秒以上的暂态过程进行实时仿真。其实时特性为用户提供了一个虚拟的系统环境,可以对设计的实际闭环控制系统和继电保护系统进行测试、培训、开发和研究。RTDS 目前的主要应用领域包括以下几方面:

- ① 继电保护系统和综合的控制与保护系统;
- ② HVDC, SVC, 同步发电机和灵活交流输电系统 FACTS 设备的控制系统;
- ③ 交直流系统的运行和性能;
- ④ 互联交直流系统的相互作用;
- ⑤ 电气设备之间的相互作用。

为了方便用户应用,RTDS 仿真器用与 PSCAD 相兼容的图形用户界面(GUI)对仿真器的环境设置、参数选择、系统结构和仿真进行控制。用户可以利用用户图形界面在工作站上编程,并通过编译器的作用将工作站的图形和参数变换为并行的处理码输入 RTDS。编译器将自动地根据所仿真的系统和 RTDS 硬件,分配每个 DSP 在仿真过程中的作用,所以仿真十分方便。同时厂家还提供了许多内建的电力系统和控制系统元件模型,以方便用户使用。PTDS 主界面如图 4-139 所示,仿真结果如图 4-140 所示。

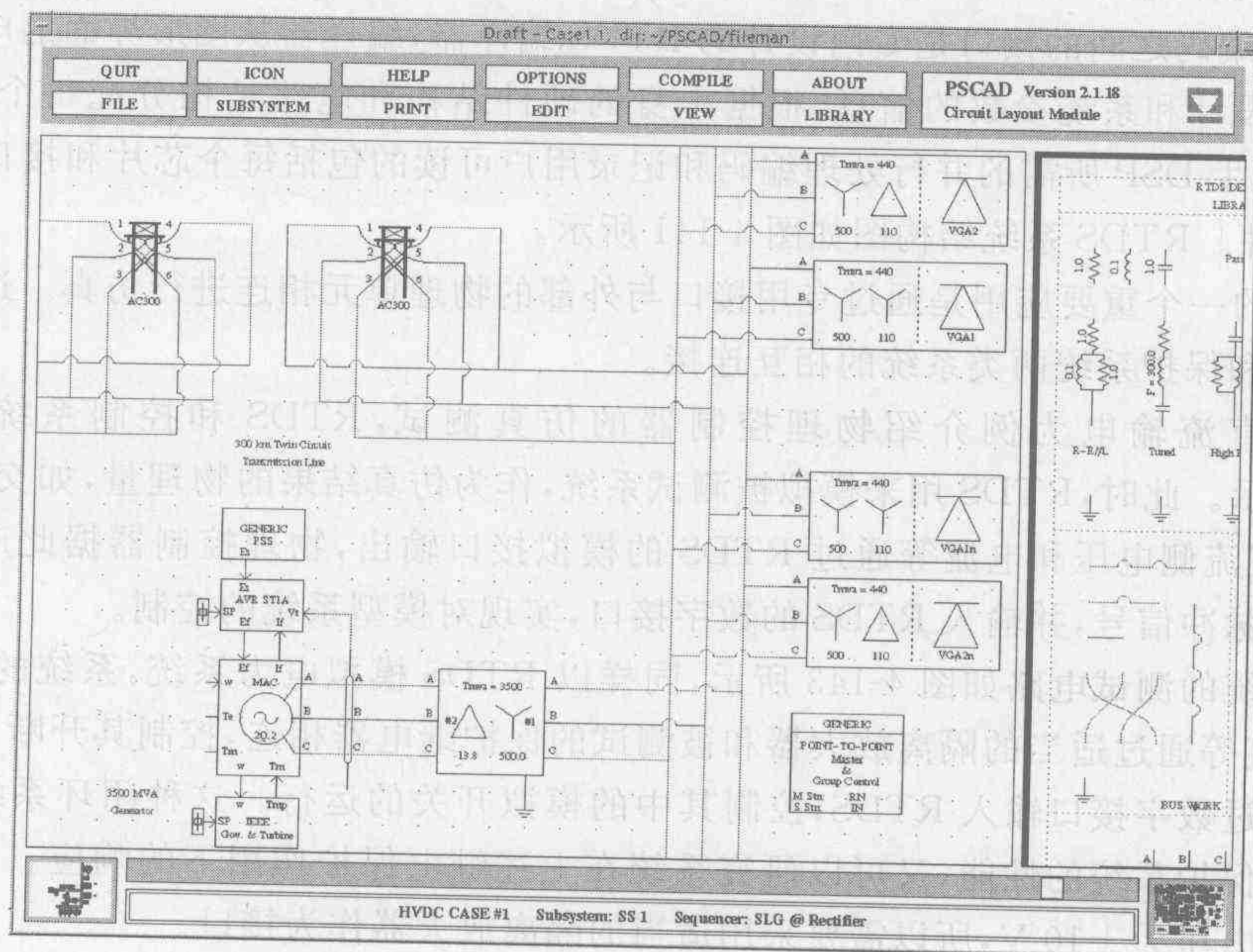


图 4-139 RTDS 主界面

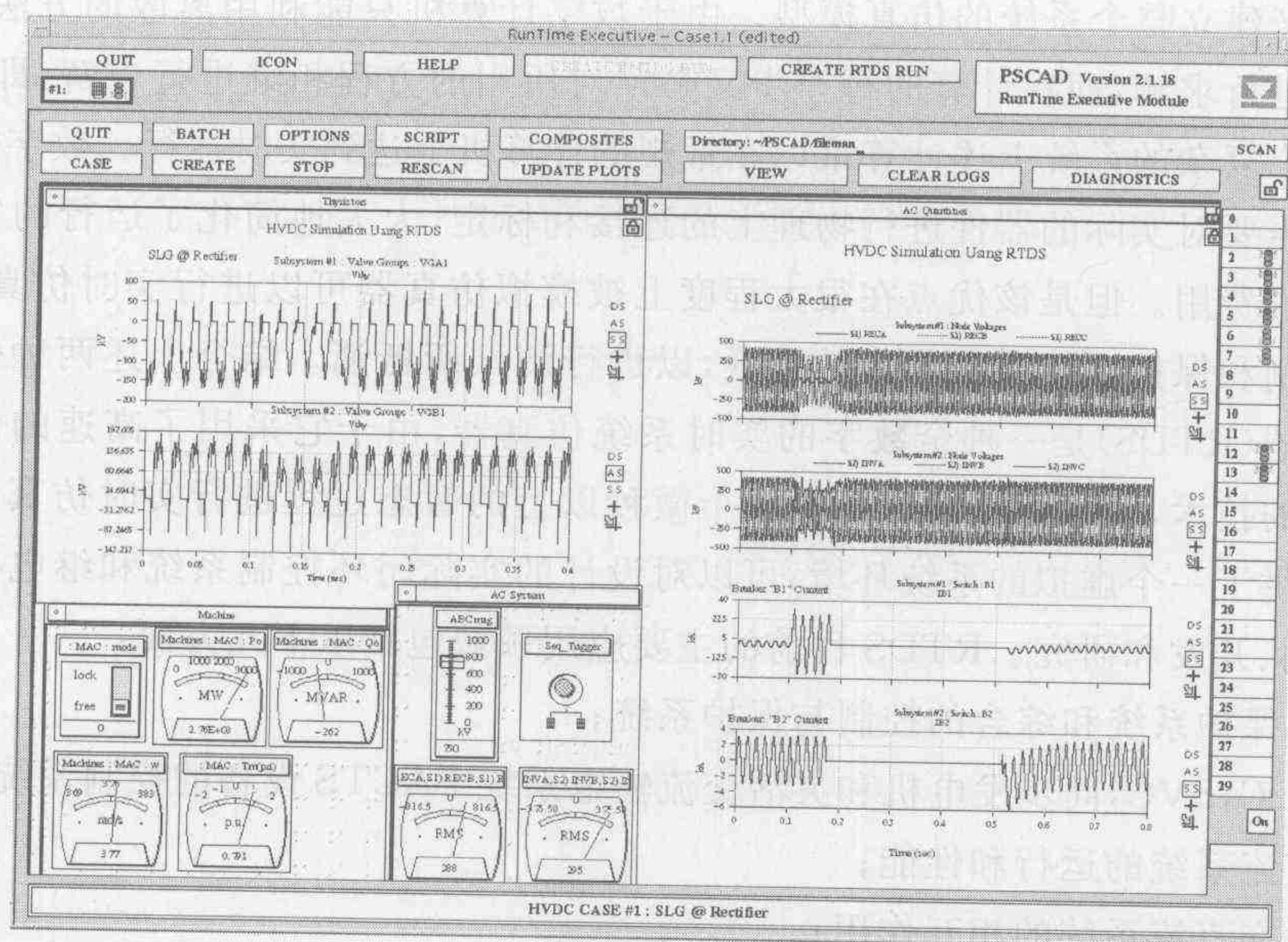


图 4-140 RTDS 仿真结果

RTDS 仿真器的核心是所谓的 3PC 卡(3 处理器卡),每个卡包括 3 个独立的信号处理器(DSP),用于根据 GUI 的分配对用户定义的系统的相应部分进行建模和计算。每个标准架上装有 12 个相同的 3PC 卡,而用户根据仿真系统容量的大小决定所需架的多少。由于各个处理器的计算是并行进行的,所以系统具有很高的运算速度。在每个架上除了相互之间互连的总线外,包括工作站接口卡(WIF)、数字输入输出(DIO)卡和架间通信卡(IRC)。从硬件的角度看,整个 RTDS 仿真器相当于一个特殊设计的局域网。图形界面和 RTDS 仿真器的 DSP 编码之间的接口是专门设计的 RTDS 编译器,编译器从图形界面的电路原理图中读取电路设计和系统参数的信息,根据本身的硬件结构和电路结构分配每个 DSP 的作用,并据此产生 DSP 所需的并行处理编码和记录用户可读的包括每个芯片和接口功能信息的 MAP 文件。RTDS 系统结构图如图 4-141 所示。

RTDS 的一个重要应用是通过专用接口与外部的物理单元相连进行仿真。这主要包括与控制系统和保护系统两类系统的相互连接。

下面以直流输电为例介绍物理控制器的仿真测试,RTDS 和控制系统的接口如图 4-142 所示。此时,RTDS 用来模拟被测试系统,作为仿真结果的物理量,如交流电压、变流器电流、直流侧电压和电流等通过 RTDS 的模拟接口输出,物理控制器据此产生对模拟阀体的触发脉冲信号,并输入 RTDS 的数字接口,实现对模型系统的控制。

保护系统的测试电路如图 4-143 所示,同样以 RTDS 模拟电力系统,系统的输出变量,如电压、电流等通过适当的隔离放大器和被测试的保护继电器相连,控制其开断。同时继电器的状态通过数字接口输入 RTDS,控制其中的模拟开关的运行。这种闭环系统既可以用来估价继电保护系统的性能,又可以研究系统在上述继电保护作用下的响应。由于 RTDS 的接口工作电压为 $\pm 10\text{ V}$,所以需要采用适当的隔离放大器作为接口。

RTDS 的推出为电力电子系统的实时仿真提供了一个有力的工具,RTDS 刚一问世就得到了工业界的广泛关注,目前国际上的电力设备供应商均利用它作为系统开发的工具。

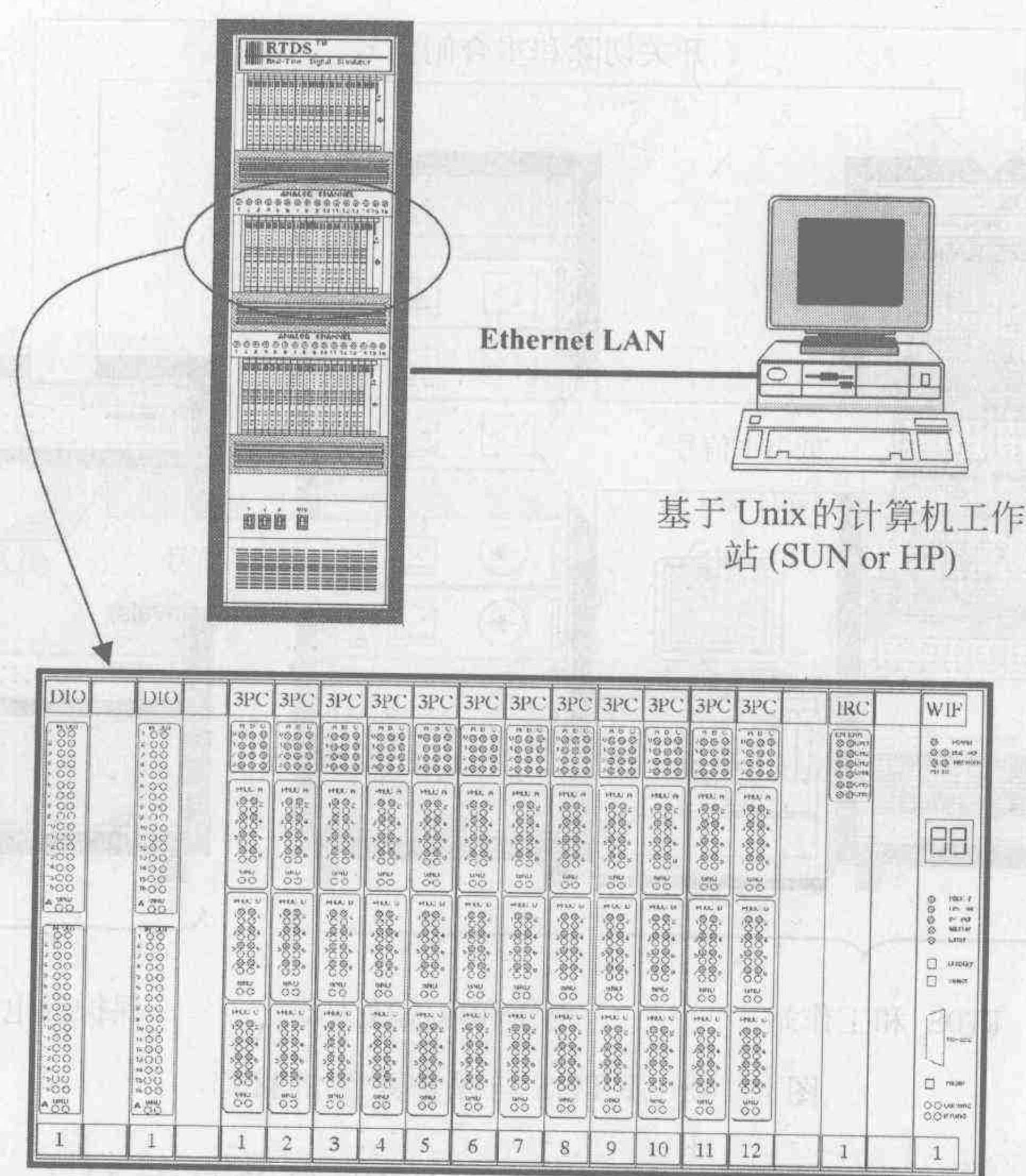


图 4-141 RTDS 系统结构图

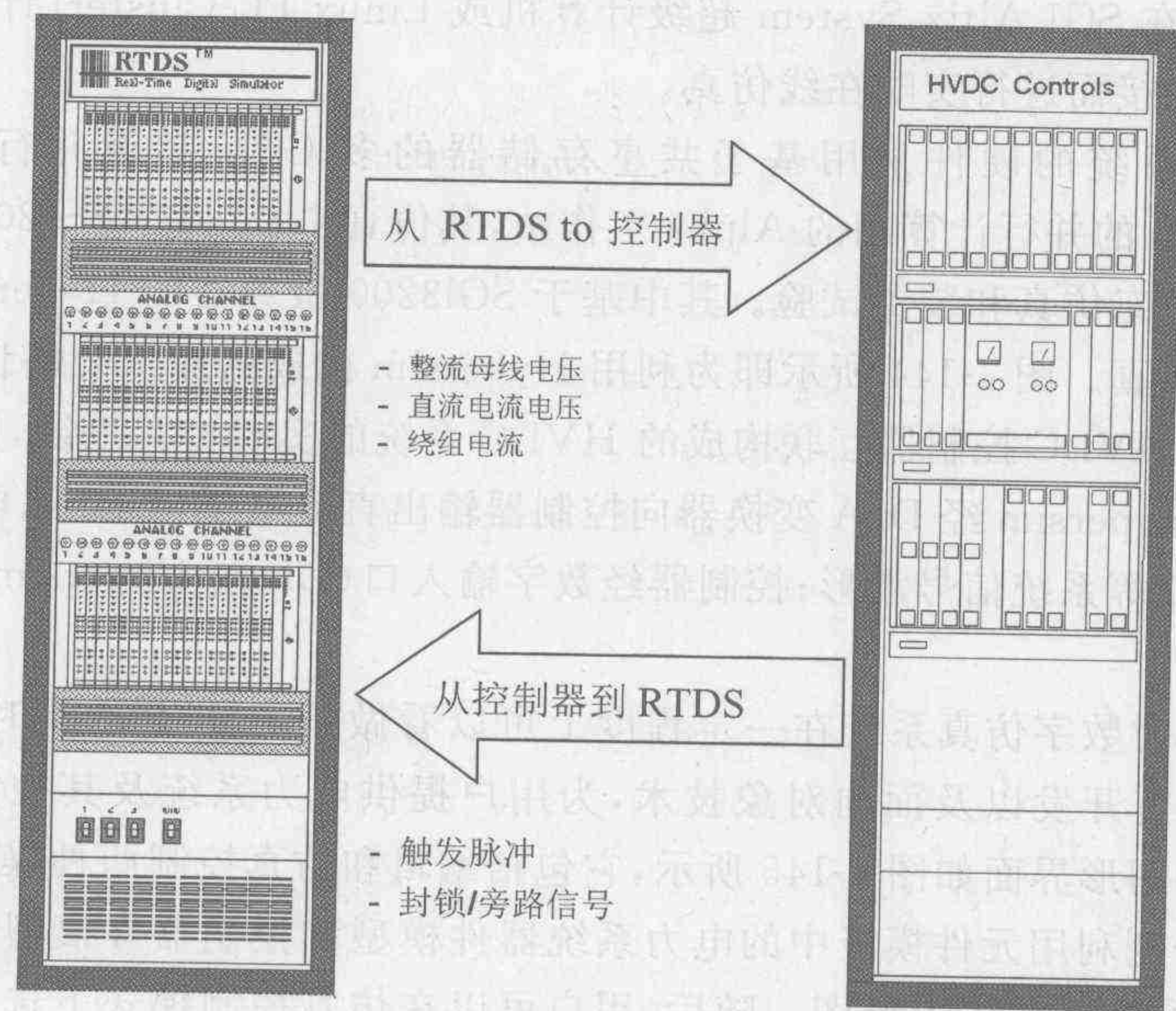


图 4-142 RTDS 和控制系统的接口

我国天(生桥)广(州)直流输电工程的设计就是由作为设备供应商的西门子公司在 RTDS 上进行的。目前我国电科院等单位也相继引进了上述设备,为大型动力系统的研究提供了一个平台。

Hypersim 是加拿大魁北克 TEQSIM 公司开发的一种基于并行计算技术、采用模块化

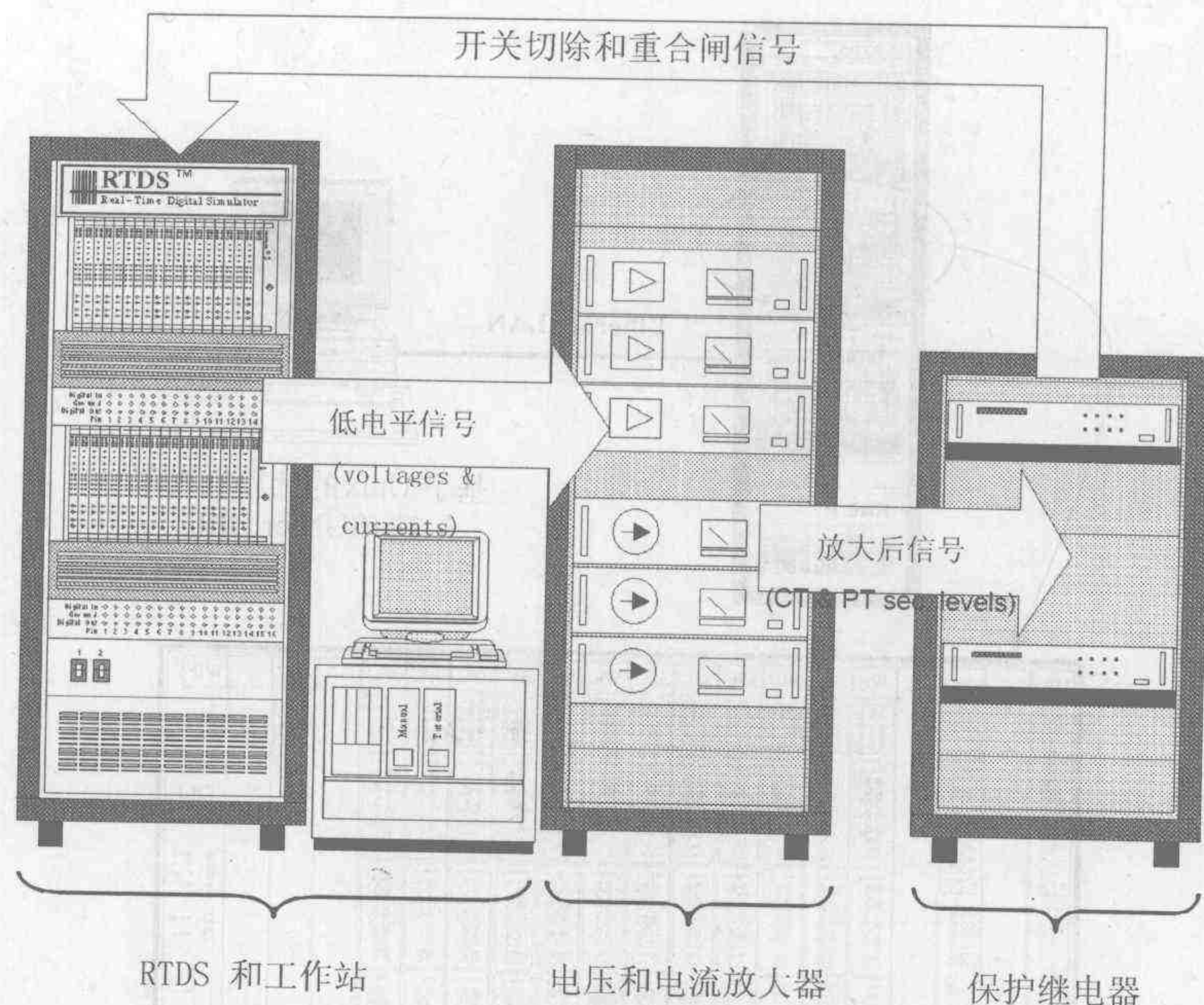


图 4-143 RTDS 与保护系统的接口

设计、面向对象编程的电力系统全数字实时仿真软件,目前具有 Unix, Linux 和 Windows 等 3 种版本。这种实时仿真软件既可在 SUN Unix 工作站或 Linux / Windows PC 机上进行离线仿真,也可在 SGI Altix System 超级计算机或 Linux PC-Cluster(计算机群)上与实际电力系统器件联接而进行实时在线仿真。

这种 RTDS 系统的硬件采用基于共享存储器的多 CPU 超级并行处理计算机如 SGI2000 或多 CPU 的并行计算用的 Alpha 工作站,其仿真步长可达 $15 \sim 20 \mu\text{s}$,主要用于电力系统实时电磁暂态仿真和装置试验。其中基于 SGI3200 服务器的 Hypersim 也可用于直流系统动态特性仿真。图 4-144 所示即为利用 Hypersim 构成的加拿大魁北克 HVDC 输电系统模型和 ABB HVDC 控制器互联构成的 HVDC 系统的实时仿真系统,用来对控制器的功能进行验证。Hypersim 经 D/A 变换器向控制器输出直流电压(UDL)、电流(IDL),三相交流线电压和电流等系统信号波形;控制器经数字输入口(DI)向 Hypersim 输出 12 脉冲触发信号。

Hypersim 实时数字仿真系统在一定程度上可以看做是 EMTP 的实时化,它基于商用软件并采用 C 语言开发以及面向对象技术,为用户提供电力系统及其控制系统的编辑环境。Hypersim 的图形界面如图 4-145 所示,它包括编辑和仿真控制两种操作模式。在编辑模式下,用户可分别利用元件模板中的电力系统器件模型和控制器件模型构建电力系统网络拓扑和相应的控制系统的电路图。随后,用户可以在仿真控制模式下选择离线或在线仿真模式、仿真平台和步长。由于 Hypersim 采用了并行算法,因此仿真时需将系统分解成多个子任务,并将子任务分配到各可用的处理器中,而上述任务分配、代码编辑及生成均是由 Hypersim 自动完成的。

Hypersim 具有以下几个明显的优点。①Hypersim 的元件模型是用 C 语言开发的,可移植性优于用汇编语言开发的 RTDS,修改更方便。与其他 RTDS 系统相比,Hypersim 的

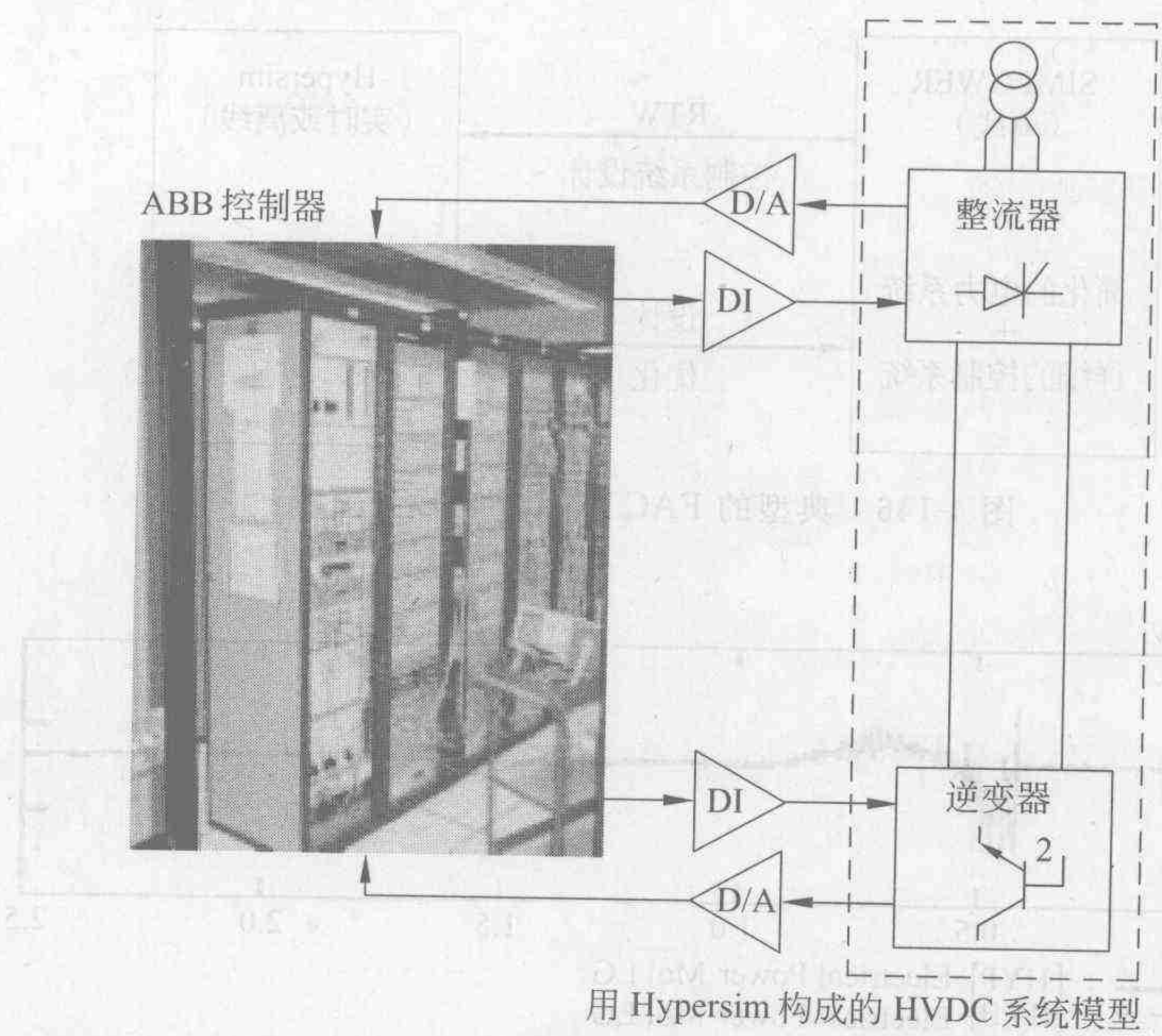


图 4-144 Hypersim 和 ABB 高压直流输电系统控制器闭环结构示意图

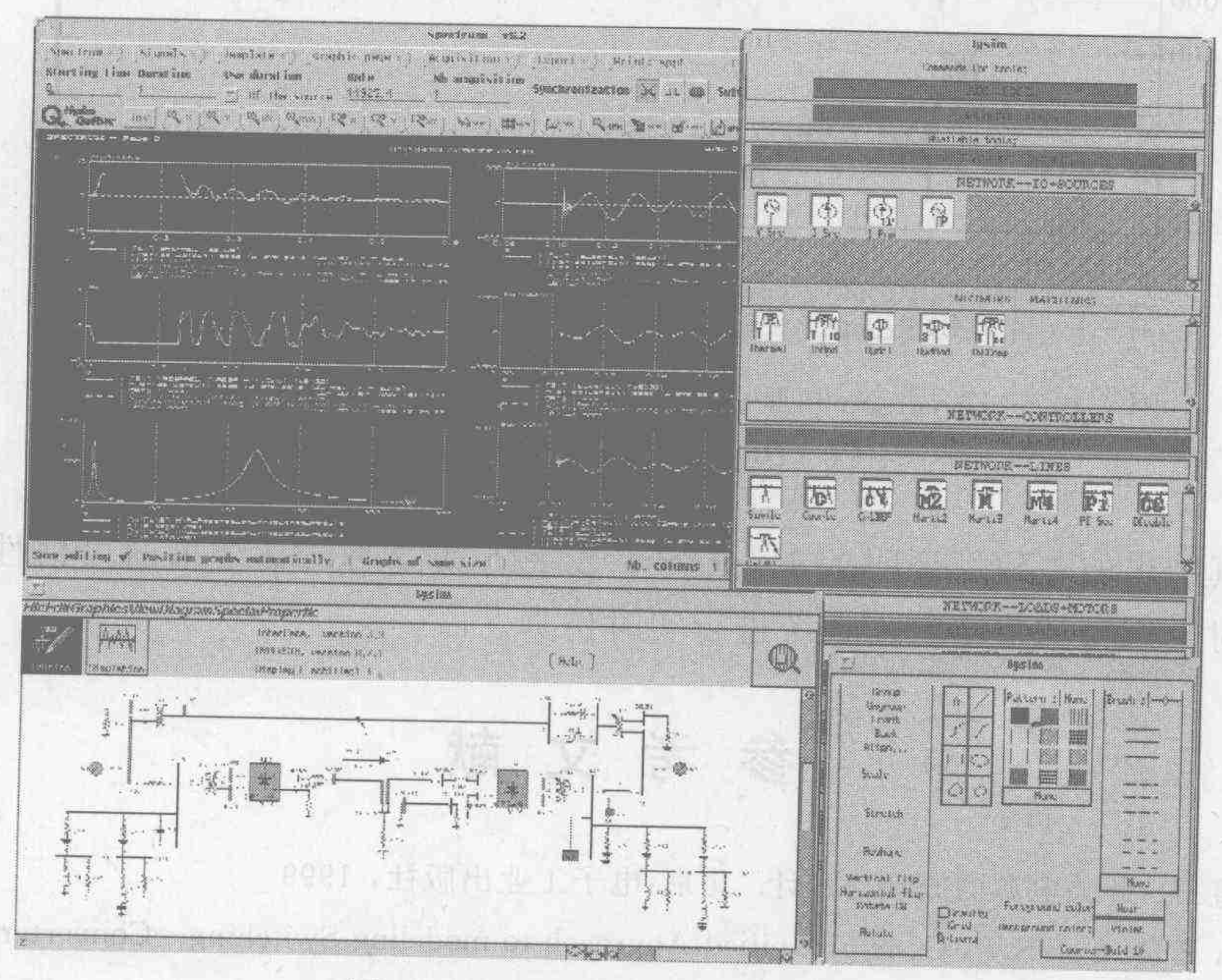


图 4-145 Hypersim 的图形界面

性能价格比更高,更易于安装维护和升级换代。②可以离线或在线接受用户通过 MATLAB 定义的控制系统,从而可在不停止仿真的情况下,快速调节模型参数。图 4-146 即为 FACTS 控制器的 Simulink/Hypersim 的设计流程。

图 4-147 为利用图 4-144 所示的闭环仿真系统和用经过多年验证的 Hydro-Quebec 混合仿真系统对魁北克高压交直流系统 735 kV 母线发生 3 相接地故障时交流侧有功与无功功率仿真的波形的比较。

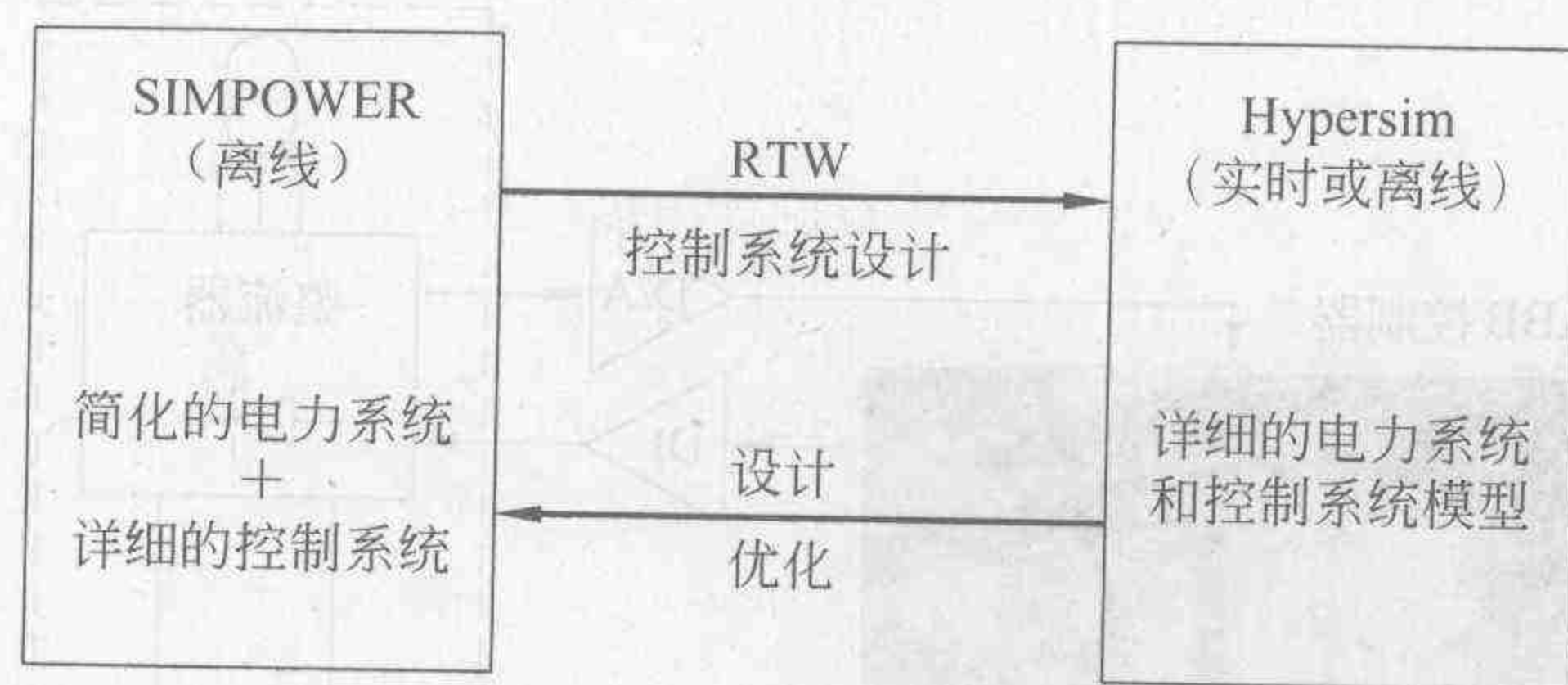
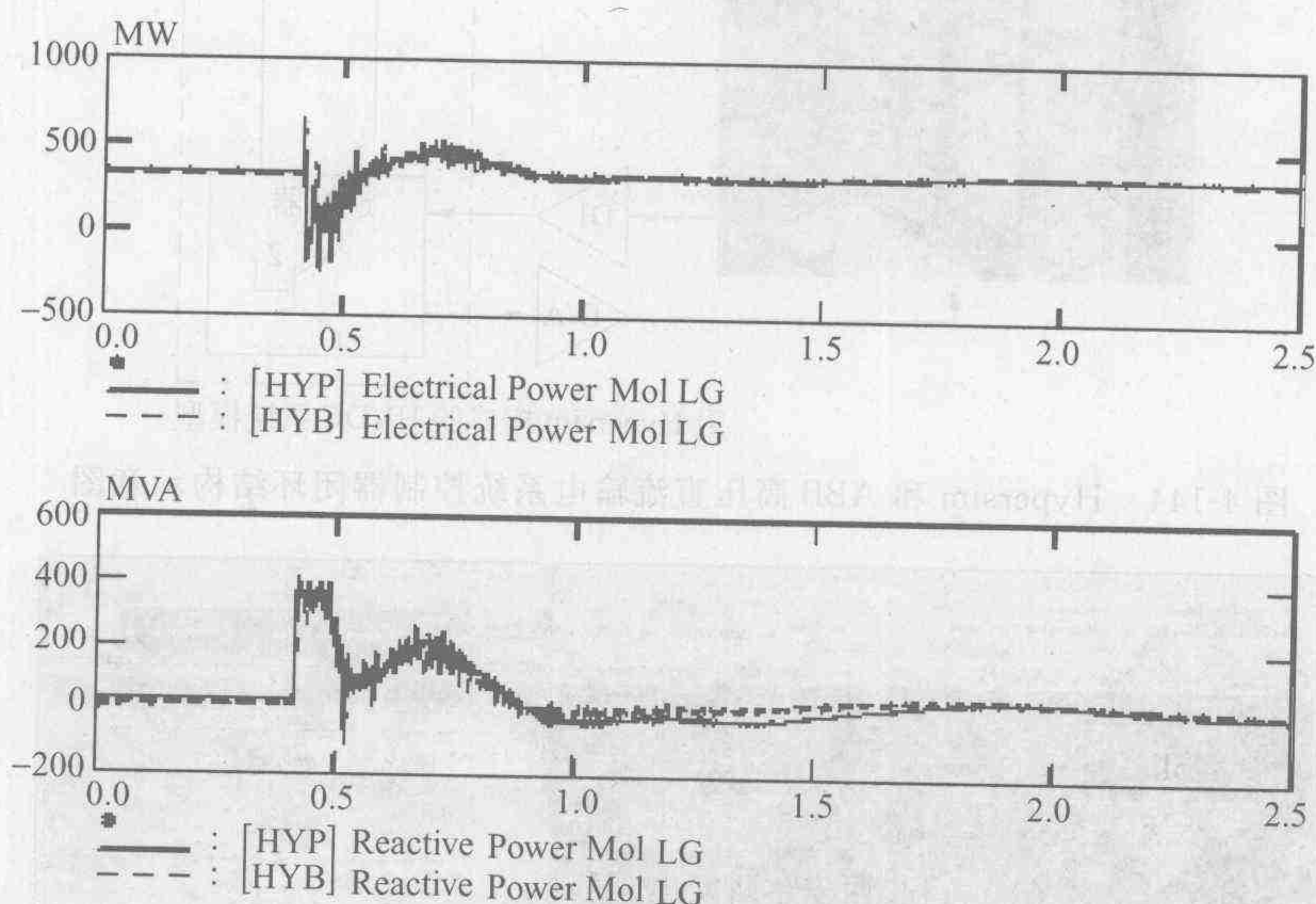


图 4-146 典型的 FACTS 控制器设计流程

图 4-147 Hypersim 和混合仿真器交流侧有功与无功功率波形比较
HYP—Hypersim; HYB—混合仿真器

两种仿真结果的一致性证明了 Hypersim 数字仿真器的仿真结果的可信性,说明它完全可以用来对大规模的复杂电力系统进行实时仿真。

参 考 文 献

1. 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京:电子工业出版社,1999
2. Middlebrook R D, Cuk S. A General Unified Approach to modeling Switching—Converter Power Stage. Int. J. Electronics, 1977, Vol. 42(6): 521~550
3. Shortt D J, Lee F C. Improved Switching Converter Model Using Discrete and Averaging Techniques. IEEE Trans. , 1983, Vol. AES-19(2): 190~201
4. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch. Part I and II, AES May 1990, Vol. 26(3): 490~505
5. 严百平,刘健,陈红丽. 不连续导电模式高功率因数开关电源. 北京:科学出版社,2000
6. Ying-Yu Tzou, Hau-Jean Hsu. FPGA Realization of Space-Vector PWM Control IC for Three—Phase PWM Inverter. IEEE Trans. On Power Electronics, 1997, Vol. 12(6): 953~963

7. 林集民. 电力系统快速暂态数字仿真的现状与问题. 电网技术, 1996, 20(10): 1~4
8. 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2000
9. 钢铁企业电力设计手册编委会编. 钢铁企业电力设计手册. 北京: 冶金工业出版社, 1996
10. Mienski R, Pawelek R, Wasiak I. Shunt compensation for power quality improvement using a STATCOM controller: Modelling and simulation. IEE Proceedings: Generation, Transmission and Distribution, March 2004, 151(2): 274~280
11. Sousa J, Correia de Barros M T, M Covas, A Simoes. Harmonic and flicker analysis in arc furnace power system. Proc. Int. Conf. on Power Systems Transients (IPST), Budapest, Hungary, 1999, 626~630
12. Montanari ALG C, Loggini M, Cavallini A, Pitti L. Flicker and distortion compensation in electrical plants supplying arc-furnaces. Conference Record-IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), 1994, 3: 2249~2255
13. Rashid M H. Power Electronics Handbook. Academic Press, 2001
14. Mahabir K, Verghese G, et al. Linear Averaged and Sampled Data Models for Large Signal Control of High Power AC-DC Converters. IEEE PESC Record 1990, 372~380
15. Thottuvelil V J, Chin D, Verghese G C. Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters. IEEE Trans. on Power Electronics, 1991, PE-6(2): 179~187
16. 同向前, 余健明等. 电弧炉引起的电网电压闪变测量. 电网技术, 1993, 5: 50~53
17. 佟为明, 宋雪雷. 电压闪变的相关标准及分析. 低压电器, 2006, 2: 57~61
18. 林海雪. 电能质量国家标准及其完善. 大众用电, 2005, 7: 21~23
19. Mienski R, Pawelek R, Wasiak I. Shunt compensation for power quality improvement using a STATCOM controller: modelling and simulation. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, Issue 2, March 2004, Vol. 151: 274~280
20. 贾新章. OrCAD/PSpice 9 实用教程. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]
S S 号 = 1 2 0 9 1 5 8 2
书名 = 电力电子电路的计算机仿真
页数 = 2 7 5
作者 = 陈建业编著
出版社 = 清华大学出版社
出版日期 = 2 0 0 8 . 1 0