

目 录

第一章	PC 机仿真基础	1
1.1	概述	1
1.2	电路仿真分析(建模)常用软件	3
1.3	从编程输入到交互绘图输入	4
1.4	从 Pspice 到 Design Center 所加的新软件	4
1.5	Design Center 的安装	5
1.6	Design Center 环境的介绍	5
1.7	电力电子仿真实论的发展概况	6
1.8	PSPICE 的基本功能	9
1.9	单管放大器的仿真	13
1.10	线性串联稳压电源仿真	16
1.11	数字电路仿真	17
第二章	DC-DC 变换器及开关稳压电源的 PC 机仿真	19
2.1	概述	19
2.2	降压式和升压式 DC-DC 变换器的仿真	19
2.3	降-升压式和升-降压式 DC-DC 变换器的仿真	25
2.4	反、正激式 DC-DC 变换器的仿真	33
2.5	半桥、全桥及推挽式 DC-DC 变换器的仿真	39
2.6	谐振式 DC-DC 变换器的仿真	50
2.7	具有反馈系统的脉宽调制开关稳压电源的仿真	61
第三章	电力电子电路的 PC 机仿真	65
3.1	概述	65
3.2	半波整流电路的仿真	65
3.3	各种全波整流电路的仿真	70
3.4	各种倍压整流电路的仿真	77
3.5	桥式整流电路的仿真	82
3.6	三相整流电路的仿真	86
3.7	各种可控整流电路的仿真	90
3.8	各种逆变电路的仿真	98
3.9	斩波器电路的仿真	107
3.10	各种交流-交流变换电路的仿真	109
第四章	DC-DC 开关变换器开环建模及符号分析	115
4.1	PWM 型 DC-DC 开关变换器的统一建模	115
4.2	PWM 型 DC-DC 开关变换器的统一数学描述	116
4.3	PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号分析	117
4.4	本章小结	125
第五章	PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号仿真	126

5.1 概述	126
5.2 MATLAB 语言简介	126
5.3 MATLAB 语言的安装	126
5.4 MATLAB 语言的基本命令	127
5.5 PWM 型 DC-DC 开关变换器数值仿真的 MATLAB 实现	128
5.6 PWM 型 DC-DC 开关变换器符号分析的程序实现	135
5.7 实例仿真分析	139
5.8 本章小结	152
参考文献	153

www.zhfix.com

第一章 PC* 机仿真基础

1.1 概 述

1.1.1 电能变换的概念

电能以其特有的许多优点获得大众的欢迎，因此形成交流电和直流电等品种的广泛应用。但是，电的品种、电压等级或电流大小不一定与用电器具和装置的要求相符，在许多情况下，需要一种装置进行变换。能完成电能形态转换的装置称整流器或变换器 (converter 或 inverter)。设计一个整流器或变换器是电气工程中的系统设计问题，它与许多领域的知识有关，例如，电路、模拟与数字电子技术、半导体变流技术、电力电子技术、电机调速、自动控制理论、开关电源和数学模型等。目前，随着 PC 机性能的提高，使用 PC 机仿真方法帮助掌握这些领域的基本知识并解决设计问题是通行的方法。本书力图通过整流、变换器设计介绍仿真方法。

变换器主要类别相互关系可用图 1-1-1 表示。计有整流器、逆变器、直接 AC-AC 变频器、间接 AC-AC 变频器、DC-DC 变换器 (开关电源) 和离线式 DC-DC 开关变换器等。它们相互关系用交流电 1, 2 和直流电 1, 2 间连线表示。

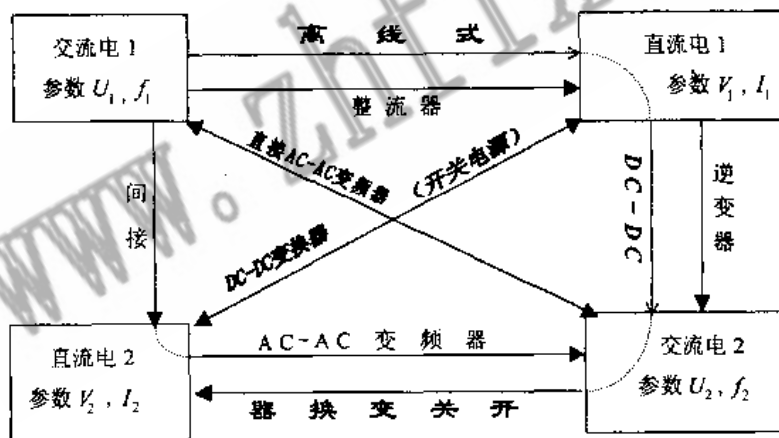


图 1-1-1 电能变换和相互关系示意图

随着科技的发展，整流、变换器在不断发展。每经一段时间，就会发生新老替换。后来者总是以效率高、体积小、重量轻、寿命长、维修容易等优势取代前者。近年来，电气工作者充分利用新的半导体材料、大规模集成电路等新的元器件，利用控制理论和计算机辅助设计等现代化设计手段，使整流、变换器得到极大发展。例如，在直流电压变换时，经历了线性串联调节器后，多数改用 DC-DC 开关式变换技术 (称开关电源)。在电力电子技术中，此是较受重视的技术，因为在交流变换时，有些要经直流环节 (如

* PC 是 personal computer 的缩写，意指微型计算机。

间接 AC-AC 变频器),有些不经直流环节(如直接 AC-AC 变频器),不管哪一种都可利用开关式变换技术中对开关的控制技术。

1.1.2 仿真是设计电气工程电路和系统的有效手段

电气工程电路及其组成的系统主要功能是能源变换、传递过程的控制。要变换的是电力形态,控制方法靠电子线路。电力与电子结合形成了电力电子学科。它是一个较为年轻的学科,也是多学科的边缘学科。电力本质是能源,有相当惯性,控制它的是电子线路,有相当快速性,两者构成系统,尤其形成闭环系统时,用自动控制术语来说属病态系统,意即有不易解决的稳定性方面的问题。这样的系统品质在 80 年代中、后期有飞速的提高。究其原因是借助于 CAD(计算机辅助设计)技术。

例如现在的开关式变换器已日益成熟,设计和研制一个新的更好的变换器有一定的难度,重要原因是为求得快响应输出特性,在开关动作时,开关电流、电压的上升率大,引起应力大;体积减小、散热条件变差,变换器内部工作环境趋向恶劣;集成度高、元件密集、电磁的耦联易成干扰,可靠性受到更大挑战;开关频繁切断、接通,在一定条件下会产生谐波;谐波产生的电磁波会污染用电环境。同时,新型变换器一般线路比以前复杂,使用元器件类型、数量增多,元器件参数容差、批容差、组合容差等影响可靠性。如果都采用高质量、高精度的元件,成本提高、市场竞争力下降,更何况电路参数合理性才是根本问题。面对这些复杂问题,按传统方法来设计一个完善的电气系统往往很难达到。

上述这个问题,在使用计算机来进行辅助设计,选择合适电路设计软件时会得到一定的解决。前些时候的软件多解决线性电路、连续工作的稳态电路,这里介绍的软件及方法,既可解决线性电路,也适合非线性电路;既可解决模拟电路,也适合数字电路;既可解决连续状态工作问题,也适合不连续状态工作的问题;既可解决连续稳定工作电路,也适合开关调节的启动工作电路。总之,电气工程电路均可仿真。仿真时,要读取电路中任何一点电流、任何两点间的电压都很容易。还可以进行频率响应、频谱分析、温度分析、参数变化分析、蒙特卡罗分析、最坏情况分析、噪声分析等等。可以说,后面几种分析在面包板实验中是无法模拟进行的。加之,本方法在 PC 机上运行,所以有使用方便、简单的优点。

1.1.3 仿真的目的与优点

根据初拟的或实际电路建立模型,利用计算机对模型进行分析、研究以达到开发或改进真实的实用电路的目的,这个过程称为计算机仿真。近年来,使用计算机画电路原理图,由计算机中的原理图编辑器自动将原理图转化为程序单,即电路网单文件,并标上节点号,进行后续的设计也称为仿真。本书介绍的是后面一种。它有如下一些好处:

- (1) 取代人工解析分析,减轻设计劳动强度和重复性劳动。
- (2) 提高分析速度、分析精度和分析广度。比真实电路实验可扩大研究范围,测得更多数据。可测一些实验中无法直接测量的数据,如元器件中的数值和波形,研究系统性能受其变化的影响。

- (3) 设计任务确定后立即做仿真,进行充分可行性论证后再订购贵重、特殊元件,

既节省资金又缩短开发过程，提高产品的质量。用 PC 机仿真系统代替实验可大大减少元器件损坏引起的损失。更重要的是某些无法进行实地实验、艰苦和危险场合（如太空），只有通过仿真，才能进行全面的考察，故障的模拟，实际存在的非线性因素允许到什么程度等。

(4) 减小初投资。一套仿真设备就是规模很大的实验室，可以做许多电路与系统产品的研究。本书介绍的软件和方法通用性强，不但可做模拟电路，而且可研究数字电路以及常用的模拟-数字混合电路的仿真。准备工作就是画线路图，或编写不太复杂的程序。这些工作常常比实验室的方案比较、购置元件、线路安装、调试测量、更换坏元件要容易得多。在产品系列化、产品转型、换代时无论在省时、省钱方面均能体现优越性。

根据 1998 年 11 月由 IEEE 北京分部邀请的国际著名日本专家原田耕介（Koosuke Harada）教授来华讲演时介绍，电力电子学科近年发展形成了能源电子学科。所谓能源电子学科，除电力电子学科内容外，还应考虑材料、环境、可靠性、管理等方面的问题，才能解决好能源转换问题。由此可见，如此复杂的系统工程，只有充分利用计算机，处理综合信息才能迅速得到成效。仿真的必要性、有效性可见一斑。但目前所谓能源电子学科的一些制约条件尚未建模。

仿真的不足之处在于使用此法之后尚需做真实电路实验。

1.2 电路仿真分析(建模)常用软件

自 60 年代计算机应用以来，对分析以模拟状态工作的电路和系统不断提出多种仿真分析方法，但对分析以开关状态工作的电路与系统，一直到 70 年代才有仿真软件出现。对开关工作的电路与系统的仿真方法，在《开关电源的原理与设计》一书中把它分成状态变量法、节点分析法、改进的节点分析法和状态空间平均法等。书中对 Spice2 及离散法仿真有详细介绍，并有应用实例。

一般认为，应用普遍并曾对开关工作电路与系统仿真产生影响的软件有如下几种：

CANCER：美国加州大学伯克利分校（University of California, Berkeley）创建的原始电路模拟程序，以它为蓝本发展为 Spice（simulation program with integrated circuit emphasis），后来，基于改进节点分析法形成 Spice2，获得极大成功，广为使用。

ECAP（electronic circuit analysis program）：分析电子线路的程序，在前期发挥作用。

SCAP（switching converter analysis program）：美国加州理工学院研制开发，以状态空间平均法为基础的方法，其已获得广泛应用。

还有以节点分析法为基础的 EMTP（电力系统瞬态分析工具），ATP（功率变换器和电气传动仿真工具），PECAN（电力电子闭环系统分析工具）等软件也在一定范围内使用。

当前为电源界实际应用的软件还有：

ICAP（interactive circuit analysis program）是 Spice 发展形成的一种电路分析程序，有 IGBT，MOSFET，UC1637，IR2110 众多类型元件，在 Windows 下运行，可以用电

路或图形方式输入,自动转成仿真所需信息,进行仿真.可以用于变压器、整流器、触发器、控制器、静止变换器、电网供电、保护装置等系统分析.

SIMNON, MATIAB 是命令驱动的交互式程序,可以对微分方程、结构图模拟以及数字系统进行仿真分析.这时,电力电子器件一般按理想开关进行系统仿真.

最后还应指出;由 Interactive Image Technologies Ltd. 开发的 Electronics Workbench (电子工作室) 软件也是学习电力电子知识时较受欢迎的软件.因为它提供了模拟和数字电子电路的虚拟实验环境,有和真实实验时一致的可视化界面,含有许多电子元器件模型,也允许自行扩充器件库,甚至输出量与流行的 PCB 设计软件(如 Protel ORCAD 等)连起来,可以布线制版.因此,这种软件在高等学校实验教学中应用较普遍.

1.3 从编程输入到交互绘图输入

考察一个软件好坏的标准是很复杂的,但都离不开使用方便、快捷和仿真精度高等基本要求,围绕这要求还会不断改进.就以 Spice2 而言,从 Spice2 发展而来的同类软件计有:

Pspice(Microsim), Hspice(Meta-Software), IS-Spice(Intusoft), IG-Spice(A. B. Associates), I-Spice(Ncss timesharing)等,最受欢迎的是 Pspice. 主要原因是 Pspice(还有 ICAP)充分利用了计算机图形处理技术,可以在计算机显示设备上做到输入、输出图形化.进行电路输入时,可以很直观地在显示器上形成方便使用的几个区.这几个区是:绘图区(点线组成)、元件选择区(用文字、图形或符号显示)、信息显示区(告知使用者是否有错,下一步该做什么)、控制区(使用者输入命令和参数).

无疑,交互绘图法比编程法大进一步,比人机对话电路描述法也好用许多.所谓人机对话,用户可按计算机显示器上提示的信息逐步将电路输入到计算机.这种方法,可以做到使用者提目的、要求,计算机自动逐步提出问题,使用者作答或进行选择.常见的是一种分级菜单式的人机对话.菜单分一级、二级、三级……逐步细化.但是,过去交互绘图输入,对计算机硬件要求较高,如要有交互式图形显示设备或光笔等.本书介绍的 Pspice 则无需增添上述硬件设备,因为 Pspice 的软件已完成了电路图自动转变成程序工作.另外, Pspice 在算法的可靠性和收敛性、模拟功能提高、参数库和宏模型库的扩充上都有显著的特点,因此应用较广.

1.4 从 Pspice 到 Design Center 所加的新软件

1984 年 Microsim 公司以用 FORTRAN 语言写的 Spice2G.6 为基础,改用 C 语言写成 Pspice 并再改成能在 IBM-PC (包括兼容机)上应用的软件.由于 Pspice 有价格低廉的学生版,所以在学生中普及很快.由学生又很快普及到社会各界,从而应用更趋社会化.当其引起普遍注意后,在 1992 年由美国 Microsim 公司加上了使用方便的 Schematic Entry 软件,能完成用电路图输入的功能,成为一套电路分析的软件,并正式更名为“Design Center”,成为仿真“设计站”.

Design Center 在画完电路图后，呼叫 Pspice 程序即能进行仿真。整个工作在 Windows 下进行。这样避免了传统的用文字来描述电路以及用键盘输入的麻烦。到现在为止可以见到 Design Center 5.3 版本了。

Design Center 主要有 Schematics 软件，该部分相当于一个软体“石包板”，它主要由 Pspice 和 Probe 两部分构成。前者是主要的部分，所有画的电路经由它转化成网单文件，编好序号，翻译成可计算的程式，并计算后输出。后者(Probe)相当软体“示波器”，可观察输出，可得到输出统计资料。

Design Center 除了 Schematics Entry 软件外还有 Stimulus 软件。它是一个相当于信号发生器的软件，可以产生多种模拟的或数字的信号，甚至一般信号发生器不能产生的波形。另外还有 Parts 软件，供使用者自行建立未提供元件的模拟参数。最后还有 Filter Designer 软件。输入滤波器的目标参数即可自动给出电路及元件参数，供快速设计滤波器应用。必要时也可以整合印制电路板制作的软件，在此不作深入的介绍。

1.5 Design Center 的安装

1.5.1 Design Center 的硬件要求

Design Center 在 IBM-PC 上运行，主要硬件是：①主机 486/586；②>4MB 的动态 RAM；③200M 以上(学生版与专业版有些不同)的硬盘；④RS232 串行口(供专业版连接保护装置)；⑤1.2MB 软盘驱动器；⑥VGA 或 EGA 彩显；⑦MS-DOS 3.0 以上；⑧ Windows 3.0 以上；⑨鼠标。

1.5.2 安装步骤

Pspice 7.1 版本是在 Windows 95 环境下运行的，其安装方法如下：

首先将含有 Pspice 7.1 软件的光盘放入光驱动器，然后开机进入 Windows 95→点选我的电脑→点选 [D:] 光驱动器→出现光盘目录→点选 Pspice 7.1→出现文件目录→点选 Instut95→点选 Setup32→出现对话框，指示典型安装、选择安装和最小安装三种安装方式，一般可选择典型安装(Typical)→Next→此时机器开始安装，约几分钟后，出现 Microsim Eval 7.1 画面，再点选 Next，出现 Finish 字样，用鼠标点一下 Finish，出现 Pspice 的在线说明书。至此，全部安装过程结束。

1.6 Design Center 环境的介绍

因为 Design Center 是在视窗 Windows 环境下工作的套装软件，有关视窗环境基本操作方法与 Windows 相同。在此要求读者对 Windows 有一定了解，如不了解可参考其他有关文献。

Schematics 是 Design Center 软件的核心部分，包括电路图编辑和元件符号编辑两个视窗。

1.6.1 电路图编辑视窗

在电路图编辑视窗中自上而下主要有如下各栏：

(1) 标题栏。此栏有下列信息：

① “*”表示此图修改后未存档；

② “P. <#>”表示当前显出的电路图为第<#>页数；

③ “Part: <name>”表示最近呼叫过的元件名称；

④ “(stale)”表示此图之前的图已做过仿真并在仿真后修改为现图，如不出现 stale，则表示此图未做过仿真；

⑤ “(current)”表示当前仿真所得是由所见的电路而来，如不出现 current，则表示此图未做过仿真；

⑥ “(simulation error)”表示所见的电路图在仿真中中断或出错。

(2) 功能栏

此为标题栏下的一栏，列出各项功能，如Edit(编辑)、Draw(画图)、Analysis(分析)等，当用鼠标点选后，呼叫执行。

其中 Help = F₁，表示一旦需要，点选 Help = F₁ (或直接按 F₁ 键)可进行在线查询，可对任何执行功能进行了解。

(3) 状态栏

显示在画面倒数第二行，此栏有下列信息：

① 游标(Cursor)，所在位置的 X 和 Y 坐标值；

② 指令执行后提示(错误)信息。

1.6.2 元件符号编辑视窗

在元件符号编辑视窗中最上一行的标题栏有如下信息：

① 目前所编辑元件的符号名称及包含此元件的符号元件库；

② 符号元件库所在的子目录路径；

③ 元件符号的属性。

了解上述一般规则之后，可以试着呼叫出 Schematics, Pspice 和 Probe 三视窗。

1.7 电力电子仿真实理论的发展概况

1.7.1 仿真实理论研究是电力电子发展的关键

仿真研究是从建电路方程和解方程起步的。模拟量连续工作的电路仿真较为容易；开关断续工作的电路是非线性电路，仿真较为困难。就目前发展来看，既有模拟量连续工作，又有开关断续工作的电力电子仿真最为困难。目前电力电子仿真实理论研究落后于实践，仿真研究成了电力电子领域的关键问题。

一些电力电子学专家的研究主要放在 DC-DC (直流-直流) 开关变换器的拓扑、控制、系统建模、稳态分析和瞬态分析上。这些都是电路分析设计的主要问题。

不管采用什么形式的输入方法,如何建立电路的方程(即仿真模型)和如何求解电路方程是要解决的主要问题。相对而言,前者尤为重要。因为所谓解方程,主要是采用某种数值计算方法(如牛顿-拉夫逊方法)。数值计算方法已有现成的好几种,根据情况选择就是了。

1.7.2 DC-DC 变换器仿真分析(建模)方法概述

闭环工作的 DC-DC 变换器,属于时变非线性周期工作的系统,对此,如用经典分析方法(如拉氏变换和奈魁斯特等)很难进行研究。

随着开关变换器和计算机辅助设计技术的发展,仿真分析(建模)方法也得到迅速发展。常使用的有分析建模法,该法用解析表达式作为模型,以对特性进行定性、定量仿真分析。这种方法,就 PWM 型变换器而言有连续平均法、离散平均法和两者结合起来的方法;就谐振型 DC-DC 变换器而言有二端口等效电路法、状态平面法、交流等效电路法等。其中 PWM 型变换器离散平均法是把在一个周期中特定时刻的变量值作为求解值,例如建立时刻 $(n+D)T_s$, 或时刻 nT_s (n 为周期序号, D 为占空比, T_s 为周期)的描述这个变量与各作用量之关系的差分方程或 Z 变换函数关系,求解此差分方程或通过 Z 变换得到变量解析式。

这个方法优点是准确度高,缺点是求解程序复杂,所得结果物理概念不明确,难指导设计。连续平均法是把一个周期内有两个或三个不同电路拓扑的电路,在某种意义上进行平均,从而变成一个电路拓扑连续工作的电路,对此电路用一连续的微分方程组描述之,然后用解微分方程式(或 s 域分析)得到稳态和动态小信号特性的解析解。这种方法能用人们熟知的经典的线性电路理论和控制理论来解决非线性电路的工作,物理概念清楚,方法上也易于掌握,因此受到普遍欢迎。缺点是此法只能用在扰动频率比开关频率低很多的情况,如果扰动频率较高(例如达到开关频率一半时),误差很大。

根据上面的连续平均法概念产生过许多各自不同的平均方法。最早(1973年)对 PWM 型 DC-DC 变换器建模分析的是 Wester 的电路平均法。它从变换器电路出发,对电路中的非线性开关元件进行平均和线性化处理,得到 Buck, Boost, Buck-Boost 变换器连续工作模式的线性等效电路。该方法的特点是等效电路与原电路拓扑一致。1976年 R.D.Midlbroom 等人提出状态空间平均法,该方法的步骤如下:

(1) 画出变换器每一种状态的线性等效电路。在连续状态下,对应于开关在不同的位置有两个等效电路;在不连续状态下,则有三个等效电路。

(2) 写出每一状态等效电路的电路方程。

(3) 对所列电路方程按开关占空比 D (导通时间 t_{on} 与周期 T_s 之比), D' (关断时间 t_{off} 与周期 T_s 之比) 作为加权时间进行平均处理,将两个或三个方程组合并为一组平均状态方程组。

(4) 扰动上面所得的平均状态方程组,以产生直流分量和交流分量,交流分量即小信号分量。运算中忽略所有非线性高阶项。

(5) 把小信号分量方程从时域转换到复数频率域(即所谓 s 域)。

(6) 相应于数字模型画出等效电路模型。

这种方法得到了四种基本电路(指 Buck, Boost, Buck-Boost 和 Cuk)在连续或不连续

状态的模型系数及电路。

此方法影响深远，至今仍受欢迎。在此基础上发展了各种各样的等效平均法。1987年美国弗吉尼亚功率电子中心（简称 VPEC，下同）的 V. Vorperian 提出了三端开关器件模型法，把变换器的开关晶体管和二极管作为整体看成一个三端开关器件，用其端口的平均电压、电流的关系来表征，然后把它们适当地嵌入到要讨论的变换器中，变成平均值等效电路。此法建立了统一的开关模型，建模方法灵活简单，但建模时需预知变换器的直流稳态特性。张兴柱、许建平先生提出等效受控源法，把开关晶体管经过平均处理后用受控电流源代替，二极管用受控电压源代替，电路的其他部分保持不变。用此模型分析的结果与状态空间平均法相同，这种方法优点是等效电路与原电路结构相同，保留信息最多、处理简单、概念清楚。蔡宣三先生等推导出的 PWM 型 DC-DC 开关变换器统一的大信号等效电路，分析了变换器工作特点，并进行数值仿真计算。仿真精度较高。

电路平均法强调的是对开关元件的处理，而高潮先生提出的脉冲波形积分法强调对电路中各支路电压和电流的处理。它用脉冲函数将变换器的各个子拓扑统一表示在一个等效电路中，但只讨论了电路的连续工作模式。因其忽略了电路变量纹波的影响，此法的实质是平均法。

不论是对全电路进行时间平均的状态空间平均法还是对开关元件进行时间平均处理，都能简单、有效地对 PWM 型 DC-DC 开关变换器进行直流稳态分析和动态小信号分析，但不能进行纹波分析。这是因为这些方法在建模过程中进行了平均处理，有关纹波的信息被平均掉了；同时，由于假设小信号远小于直流稳态值，故也不能进行大信号分析。

80 年代初期，开关变换器开关频率可达几十千赫，可以以各个开关工作周期为单位，对系统进行离散化，建立系统的差分方程，或采用 Z 变换技术。由于离散法在 DC-DC 变换器建模分析过程中未作任何近似假设，故这种方法可以分析任何一种 DC-DC 变换器。Projoux 提出了一种精确描述多种拓扑非线性系统的线性化离散模型，并应用在对连续工作的 Boost 变换器为例的分析中。VPEC 的 F.C. Lee 等人则将 Projoux 的线性化离散模型推广到断续工作的模型，并分析了 Buck, Boost, Buck-Boost 三种电路的工作。

随着开关变换器技术的发展以及 VMOSFET 管的应用，开关工作频率极大地提高。VPEC 在 80 年代中期以来，提出准谐振(QRC)电路，零电流、零电压多谐振(MRC)电路和周期准谐振(CQRC)电路，由此派生出许多新型变换器。变换器的谐振工作，巧妙利用了开关器件的极间寄生电容参量，把工作频率提高到兆赫数量级。

VPEC 的 Vorperian 等人利用三端开关理论对串联谐振变换器进行模型分析，得出电路的电压转换比 M 与开关频率 f_s 和自然谐振频率 f_N 的关系 ($f_N = L_r/C_r$, 式中 L_r , C_r 是滤波输出回路有关参数)，以及 M , f_s/f_N 和负载电阻 R 的关系。分析表明，串联谐振变换器参数 f_s/f_N 的重要性与 PWM 型 DC-DC 开关变换器中的占空比 D 是相当的。 f_s/f_N 和 D 都是在 0 至 1 之间变化。这样，状态空间平均法赖以使用的前提，即要求输出滤波器的特征频率 f_f 远低于开关频率 f_s 就不成立了。状态空间平均法不能适用于谐振变换器。虽然，曾用降阶方法处理，但是，当要把高阶方程降至较低时，显得很

繁琐。尤其串联谐振变换器发展起来的 QRC, MRC, CQRC 等是高阶谐振系统, 它由 LLC 电路、LCC 电路和 LLCC 电路组成。由于系统状态变量增加, 把系统降阶处理很复杂, 状态空间法趋于不能使用。

人们从时域分析和状态平面法转而改用频域分析法。频域分析法是利用傅里叶级数和双口网络理论来分析串联谐振变换器电路, 并可推广到其他谐振拓扑中去。在一定程度上其等效模型比较简单, 但仍是无法得到输出电压的纹波大小。

1.7.3 符号分析法及本书对该法的介绍

80 年代末, 我国学者丘水生先生在访问加拿大期间与 I.M.Filanovskg 一起研究非线性电路的稳态振荡计算时提出了一种新方法。90 年代初开始用此法研究 PWM 四种基本电路拓扑、E 类放大器工作等。1996 年在《电子学报》介绍此法时, 称之为“符号分析法”。经使用说明, 此法是求解强非线性高阶系统的一种精度高, 且分析过程简单的方法。它能够求得变换器稳态的符号周期解表达式。在该表达式中, 包含变换器状态解的 1—3 次纹波的近似解析解。仿真结果说明, 可以求解强、弱非线性高阶系统, 所得仿真精度较高, 使用也简单、方便。

在本书的第四章对符号分析法进行了推证, 第五章结合 PWM 的四种基本形态电路拓扑介绍其使用方法, 在仿真分析时借助了 Matlab 软件解矩阵。为了使使用者能实际应用符号分析法, 给出了软件包。这样, 即使在不太了解符号分析法的情况下, 照样能解强非线性电路的稳态、暂态问题, 尤其能求得稳态下的纹波值。为设计要求预知纹波值的情况提供了解决办法。目前此法正应用在对谐振变换器的研究。

Matlab 软件被公认为是解决电路仿真较好的工具, 已有专门书籍介绍。为了使用方便, 本书在使用前, 在第五章进行了简单的介绍。

1.8 PSPICE 的基本功能

使用 PSPICE 来模拟电路时, 首先要在屏幕上画出要分析的电路。画电路时首先要从元件库找到所需元件如电阻、电容、电感、晶体管、场效应管、集成电路等。PSPICE 有一个庞大的元件库, 其中几乎包括了目前世界上已经生产的所有型号的半导体器件的模型。取出过程称为调出, 调出元件后, 再用“画笔”画上连接导线, 组成完整的电路。有些元件如电阻、电感、电容等, 软件中已有一个预设值, 如不符合使用者的要求时可以重新设定。

画好电路后即可对电路进行各种分析, 最基本的分析包括直流分析、交流小信号分析、瞬态分析和上面三种分析一起使用的分析。下面分别对前三种分析加以说明, 其他如温度分析、最坏情况分析、调变参数分析等将在后面分析电路实例时予以说明。

1.8.1 直流分析

直流分析包括直流工作点分析、直流扫描分析、计算直流小信号传输函数和直流小信号灵敏度分析, 以下进行详细说明。

1. 计算直流工作点

在电路分析中, 确定直流工作点是十分重要的. 实际上, PSPICE 在作其他任何类型的电路分析之前, 都必须先计算电路的直流工作点 (也就是计算电路中各节点电压和各元件上的直流电流). 直流工作点实际是一个电路的具体状态. 因为一旦给电路加电, 电路马上建立直流工作点. 对大部分电路来说, 直流工作点是稳定、无振荡的. 因而, PSPICE 可以求得直流组的解. 计算直流工作点对于确定电路中半导体元件的参数和模型也是必需的. PSPICE 在作直流分析时把电路中的电感视为短路, 电容视为开路, PSPICE 在完成直流工作点的计算后, 可按要求输出电路所有节点的电压, 所有独立电源的电流和功率消耗, 非线性受控源的小信号参数和全部半导体元件的直流工作点参数和有关模型参数等.

2. 直流扫描分析

直流扫描分析的意义是计算当电路中某一个(或两个)直流电源电压(或电流)变化或其他电路元器件数值变化时电路中直流工作参数的变化情况. 直流扫描分析实际上相当于使电源或元件参数在某一范围内波动, 然后再对电路求一系列的直流工作点. 因此这一过程要多次重复.

PSPICE 作直流扫描分析的过程是这样的: 电源起始于设置的初始值, 对电路求静态工作点. 然后, 电源的参数值按照指令中规定的步长增值后再进行求工作点的计算. 重复这一过程直至电源参数到达指令中规定的终止值并作完最后一次求工作点的运算为止. 直流扫描分析的过程虽然在功能上等同于电源变化情况下的多次求静态工作点运算, 但其运算速度比想像中的速度要快得多. 这不仅仅是因为每次分析都省略了输入电路和输出结果这一费时的步骤, 而且由于直流扫描分析时前一步的分析结果可以用于估计后一步电路直流方程组的解, 因此可以缩短求解直流方程组的时间.

分析时, 直流扫描类型有四种: ①线性扫描, 扫描变量按线性变化. ②数量级扫描, 扫描变量按数量级变化. ③倍频程扫描, 扫描变量按倍频程规律. ④列表扫描, 按自行列出的任意的起始和终止值变化.

除了上面提到的电压、电流(独立源)、元器件数值可作为扫描变量之外, 温度和模型参数也可以作为扫描变量.

3. 计算直流小信号传输函数

直流小信号传输函数的计算是另一种直流分析, 它侧重于计算电路的直流外部特性. 分析结果包括:

- (1) 小信号直流增益;
- (2) 直流输入阻抗;
- (3) 直流输出阻抗.

所谓小信号是指电路中信号的幅度非常小(近于零), 此时, 可认为电路处于线性工作状态, 要知道尽管信号幅度接近于零, 但这并不意味着电路处于“关闭”或“不变”状态, 各节点电压更不是全为零. 此时的电路一直处于正常的直流工作状态, 只是作用

于电路的激励非常小，各处的输出的增量也不会大。直流小信号分析即是计算这种电路在小信号作用下传输函数值，即输出与输入之比(增益)，也可计算输入阻抗和输出阻抗。

增益定义为输出量变化相对于输入量(信号)变化的比值。根据输入输出参量的不同，小信号增益共有四种并分别定义如下(见图 1-8-1，图中下标 o 表示输出，下标 i 表示输入。):

- (1) 小信号电压增益: $\Delta V_o / \Delta V_i$;
- (2) 小信号电流增益: $\Delta I_o / \Delta I_i$;
- (3) 小信号跨导增益: $\Delta I_o / \Delta V_i$;
- (4) 小信号互阻增益: $\Delta V_o / \Delta I_i$ 。

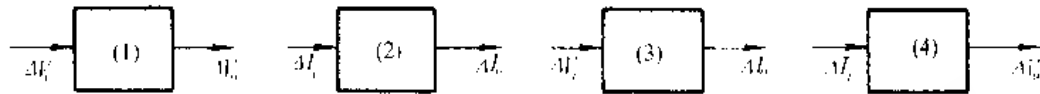


图 1-8-1 小信号增益

PSPICE 在计算直流传输函数的同时，自动计算出电路的输入阻抗和输出阻抗，这对考虑电路的匹配问题十分有用。输入、输出阻抗的定义如下：

输入阻抗: $\Delta V_i / \Delta I_i$

输出阻抗: $\Delta V_o / \Delta I_o$

4. 灵敏度分析

PSPICE 可以用来验证设计和改进设计。对验证设计来说，用户需要测量系统或电路的各项电性能是否能够满足要求。对改进设计来说，用户要使系统或电路更稳定、更可靠地工作，并且要尽可能地降低成本。直流小信号灵敏度分析可以帮助设计者找到对电路直流工作时影响最大的元件(即对电路的直流特性影响最敏感的元件)。进而，我们可以设法减小这些元件变化对电路的影响程度。PSPICE 在计算完直流偏置点之后随即进行直流灵敏度分析，它将改变每一个偏置元件的值并记录它们的变化对直流工作点的影响，然后按需要自动输出计算结果。

灵敏度分绝对灵敏度和相对灵敏度。前者指元器件参数变化单位值时，考察的输出变量的相应变化量；后者指元器件参数变化 1% 时，输出变量的相应变化量。

目前只能分析直流参数的灵敏度。

1.8.2 交流小信号分析

PSPICE 对电路的交流小信号分析是一种线性频域分析。它主要包括频率响应分析、计算交流输入输出阻抗、群时延特性分析和噪声分析。

1. 频率响应分析

PSPICE 最常用的功能之一就是分析电路的频率响应。频率响应分析是在整个规定的扫描频率内计算电路中所有节点电压和支路电流的交流响应。频率响应分析的输出包

括：①节点电压和支路电流的幅值；②节点电压和支路电流的相位。频率响应分析实际上是假定信号的幅度足够小，以保证电路工作在线性状态。在作频率响应分析之前，PSPICE 同样先要计算电路的直流工作点，然后将整个电路用线性化等效电路代替，再进行交流分析。在交流分析过程中所有参量都被认为是复数参量。电路阻抗、电压和电流都是复数值。

在作频率响应分析时，在分析所规定的扫描频范围内，电路中各交流电源的工作频率都将跟随扫描频率一起变化。扫描频率的类型可以是线性变化、数量级变化或倍频程变化。需要注意的是：当被分析电路中只有一个交流电源时，常将其幅度设置为单位值 1，将其初始相位设置为零。其实，不管设置电源的幅度为任何值，PSPICE 一律把电路线性化。因此，在频率响应分析中，交流电源和各节点电压（或支路电流）的绝对幅度意义不大，有意义的是对应于不同频率，各参量幅度和相位的相对变化。将输入电源的幅度设置为单位值 1、相位为零有如下优点，它使各输出参量（电压或电流）的频率特性实际就是相对于输入端的交流小信号的传输函数。

输入阻抗等于信号端的端电压与信号源输出的电流的比值。输出阻抗表示式为 $|Z_o| = |v_{out}/i_{out}|$ ，实质上是将负载开路，加入隔直电容（目的是不影响电路的直流工作点）并把输入电压源短路（但保留内阻）下计算出来的。

用 PSPICE 绘图输入仿真频率响应时，自动把图转换成一组复数（有幅度和相位）方程组，计算后输出的也是复数形式。一个复数形式，可以用幅度、相位表示，可以用实部和虚部表示，也可以用分贝和群时延表示。最后一个形式，在某些场合显得特别有用。

2. 群时延特性

对于滤波器或信号处理电路来说，相位响应是一个非常重要的电路特性，它将直接影响信号通过该电路后所引起的波形畸变。当电路的相移特性是频率的线性函数时，信号通过电路后将维持原来的波形，只不过在时间上有一延迟。当信号的相移特性是频率的非线性函数时，信号通过电路后便不能维持原来的波形，即会发生畸变。群时延被定义为相位相对于频率的变化率的负值：

$$\text{群时延} = -d(\text{相位})/d(\text{频率})$$

从物理概念上讲，群时延即是信号中每个频率分量通过电路后的延时。因此，对于相位特性是频率的线性函数的电路，其群时延特性是常数，说明信号中所有频率分量通过电路后都有相同的延时，信号波形没有畸变。对于相位特性是频率的非线性函数的电路，其群时延特性不是常数，而是频率的函数，说明信号中各个频率分量通过电路后的延时不相同，信号波形发生了畸变。PSPICE 是利用相位和频率的差分来计算群时延的。因此，分析误差取决于两个相邻扫描点的频率间隔。分析的结果可以用数据或曲线的形式输出。

3. 噪声分析

PSPICE 可以计算电路中产生的噪声强度。它是与交流小信号分析同时进行的。其原理是先计算每一个电阻元件产生的热噪声和半导体元件产生的散粒噪声和闪光噪声，这些噪声源的大小与小信号的工作点有关。噪声源的噪声强度确定后就可以计算出输入、输出端（或其他节点处）的等效噪声强度，即在规定的输入、输出端将每个噪声源

产生的噪声相加。最后，程序计算出每个频率点总的输出噪声电平及其等效的输出噪声电平。输出和输入噪声电平都是相对于噪声带宽的平方根进行归一化的，噪声电压的单位为“V/√Hz”，噪声电流的单位为“A/√Hz”。

1.8.3 瞬态分析

1. 瞬态响应分析

电路分析中运用最多、计算最复杂而且耗时最长的部分就是进行电路的瞬态分析。瞬态分析的内容是电路的动态特性。所谓动态特性，是指含有储能元件（电感或电容）的电路在有激励信号时的特性。这时，描述电路方程的一般形式是一个非线性微分方程组。由于瞬态响应分析是非线性时域分析，这就必须采用适当的数值积分的方法进行求解。也就是将非线性微分方程组转化为非线性代数方程组，然后再用牛顿-拉夫逊迭代法求解。因此，在对非线性电路进行分析时，每求一个分析点的离散值，相当于求解一次非线性代数方程组。即要进行若干次（几十次甚至上百次）牛顿迭代。于是，瞬态分析所需要的总的迭代次数是离散化迭代次数与牛顿迭代次数的乘积。这意味着计算量相当大，故 PSPICE 在瞬态分析计算过程中耗时相对较长。

瞬态分析也就是系统的时域响应分析，即相对于时间变化连续地分析电路的状态。分析时，把指定的瞬态分析变量作为时间的函数来计算其变化情况。程序先自动计算电路的直流偏置工作点，以作为瞬态分析的初始值，并把与时间无关的电源均设置成直流值。计算瞬态分析时电路的偏置点与计算直流工作点有所不同，直流分析时的初始电路节点电压对直流工作点的计算没有影响，电容被视为开路，电感被视为短路。但在瞬态分析中，偏置点及小信号参数的计算必须考虑初始电路节点的电压值，有初始电压的电容及有初始电流的电感都将直接影响电路分析后的值。因此，进行瞬态分析时应给出电路的初始值，否则程序认为初始值为零。有初始值时，程序将利用它们计算瞬态分析时的偏置及非线性元件在偏置点的线性化参数。

2. 傅里叶分析

傅里叶分析（或称频谱分析）是 PSPICE 的组成部分之一，它可以完成指定节点电压或支路电流在基本频率上的谐波分解。同时计算各次（直流分量、基波分量、二次—九次谐波分量）的傅里叶级数的系数。计算完成后程序输出各次谐波的幅度和相位值（绝对值和相对值），并计算谐波失真。谐波失真定义为各次谐波幅度的均方根值与基波幅度之比，即：

$$\text{谐波失真} = (V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \dots)^{1/2} / V_1$$

1.9 单管放大器的仿真

下面以较简单的电路开始介绍仿真方法。

图 1-9-1 是一个单管放大器的电路，图中 Q_1 是 NPN 双极型三极管 2N3904。直流电源 V_{cc} 通过 R_1 给晶体管提供基极电流。集电极电流由直流电源 V_{cc} 提供。 R_2 是集电极电

阻, C_1, C_2 为耦合电容, 正弦信号源 V_{in} 为放大器提供输入信号. 现在我们用 PSPICE 来仿真该电路, 求得电路的静态工作点、频率特性曲线以及输入输出端的信号波形.

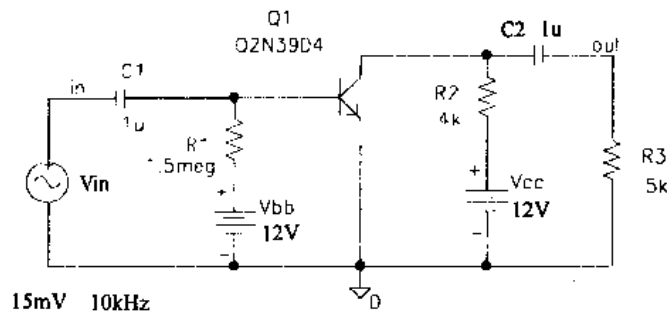


图 1-9-1 单管放大器电路

首先要用 PSPICE 中的 Schematics (绘图) 程序画出电路图.

在 PSPICE 的菜单中点选 Schematics, 屏幕上出现 Schematics 窗口.

点选图标 Selects a part to draw (选元件), 出现对话框, 点选 Libraries 出现元件库清单. 元件库中的 EVAL.slb 储存有各种晶体管、集成电路; ANALOG.slb 中储存有电容、电阻、电感等元件; Port.slb 中储存有接地符号、接插件等元件; Source.slb 中储存有各类电源、信号源. 点选上述各元件库, 就会出现该库中的所有元件清单, 再从中点选出所要的元件.

按上述方法可从元件库中找出图 1-9-1 中所有各元件, 再点选画笔图标, 将各元件连接成放大器电路. 要修改某元件参数时, 只要用鼠标左键连点两下该元件的参数, 就会出现一对话框, 只要在该对话框中填入新的元件值, 再点 OK, 该元件参数就变为新的参数值了.

按照图 1-9-1 画好电路图并设好元件参数后, 即可对电路进行分析参数的设定.

点选 Schematics 中的图标 Sets up the simulation analyses for active (设置模拟当前电路), 出现分析设置对话框, 分别在 AC sweep (交流扫描), Bias Point Detail (静态工作点), Transient (瞬态分析) 前点“√”号, 表示要对放大器的这三个项目进行模拟.

点选 AC sweep, 在对话框中键入 Type→Decade, Prs/Decade 50, Start Freq 1Hz, End Freq 1GHz 表明要在 1Hz—1000MHz 范围内对电路作频率特性分析. 采用对数坐标, 每十倍频程内取 50 个点.

点选 Transient, 在对话框中键入: Print Step 1μs, Final Time 0.5ms, Step Ceiling 1μs, 表明瞬态分析的时间范围是 0—0.5ms, 图形显示的最小间隔是 1μs. 模拟运算时的步长为 1μs.

以上分析参数设定后, 点选图标 Simulates the active schematic, 对电路实施模拟. 经过几秒钟的时间, 模拟完成, 程序转到图形输出 (Probe), 对话框中出现一系列变量符号供选择. 选择输出电压 $V(out)$ 和输入电压 $V(in)$, 再键入除法符号“/”即 $V(out)/V(in)$, 则屏幕出现该放大器的频率特性曲线 (图 1-9-2). 图中横坐标表示频率, 纵坐标为 $V(out)/V(in)$ (输出电压比输入电压).

观察瞬态分析结果时, 分别点选变量 $V(out)$ 和 $V(in)$, 屏幕上的波形图如图 1-9-3 所示, 分别为输出和输入信号的波形.

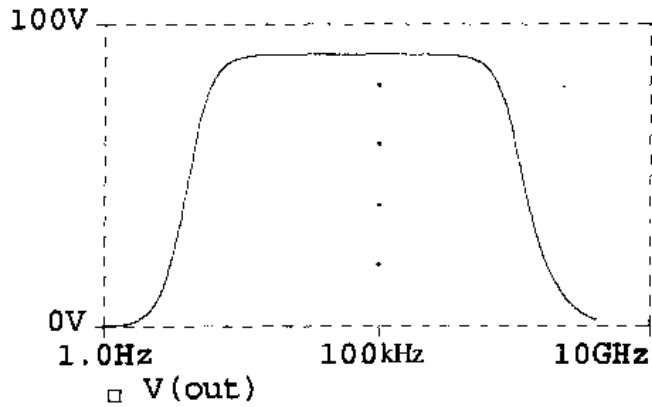


图 1-9-2 单管放大器的频率特性曲线

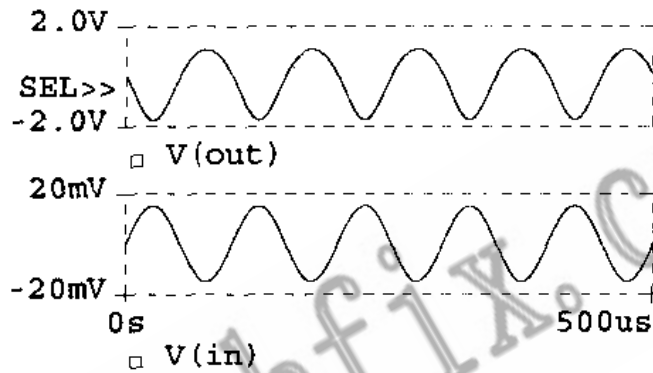


图 1-9-3 单管放大器的输入输出波形

表 1-9-1 单管放大器的静态工作点

*** BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS	
NAME	Q-Q1
MODEL	Q2N3904
IB	7.56E-06
IC	110E-03
VBE	6.66E-01
VBC	-6.94E+00
VCE	7.61E+00
BETAIC	1.45E+02
GM	4.18E-02
RPI	3.98E+03
RX	1.00E+01
RO	7.37E+04
CBF	1.91E-11
CBC	1.77E-12
CJS	0.00E+00
BETAAC	1.66E+02
CBX	0.00E+00
FT	3.19E+08

点选 Schematic 中的 Analysis, 出现了菜单, 点选 Examine Output, 则屏幕出现模拟结果的文字资料. 其中有关晶体管静态工作点的详细资料见表 1-9-1.

1.10 线性串联稳压电源仿真

下面分析带电压反馈的电路与系统仿真过程.

图 1-10-1 是一个线性串联稳压电源电路. 图中 v_{in} 是输入交流正弦电源. d_1-d_4 组成桥式整流器. Q_1, Q_2 复合管作为稳压电路的调整元件. Q_4 为比较放大器, d_5 与 R_4 构成基准电压电路. R_5, R_6 为采样电路, Q_3, R_{14} 为限流保护电路. C_1-C_3 为滤波电容.

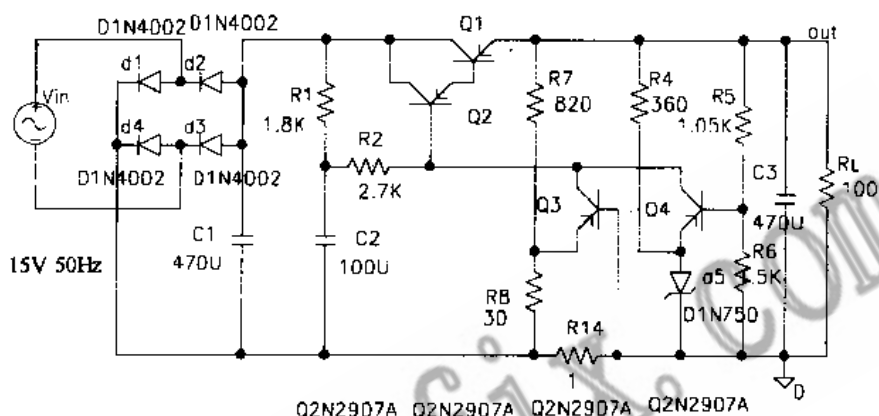


图 1-10-1 线性串联稳压电源

画电路的方法与前相同, 在各元件库中找出所需元件, 用画笔连成电路, 设定各电阻、电容及输入电源的参数. 其中 v_{in} 的参数设为 $VOFF$ (漂移电压) = 0, $VAMPL$ (幅值) = 15V, $FREQ$ (频率) = 50Hz, $PHASE$ (相位) = 0.

对该电路进行瞬态分析, 点选图标 Sets up the simulation analyses for active, 设置瞬态分析参数为:

Print step: 200 μ s, Final time: 0.7s

Step ceiling: 200 μ s

点选图标 Simulates the active schematic, 计算机开始仿真运算, 十几秒钟后运算结束, 自动进入图形输出程序 Probe. 点选图标 Add trace(s) to the selected plot, 出现变量表. 选择稳压电路输入、输出端的电压 $V(C1:2)$ 、 $V(R5:2)$, 即 C_1, R_5 上端的电压, 得图 1-10-2 所示的这两个电压随时间变化的曲线.

点选 Probe 中的图标 Toggle display of cursor (显示游标), 屏幕出现游标, 用鼠标移动游标的位置, 可显示出曲线上任一点的坐标值. 对于图 1-10-2 可测得 0.5s 处输出电压为 -9.13V.

若将电路中电源 v_{in} 的幅值改为 20V, 再重复上述的仿真过程可得到图 1-10-3 的结果.

这时, 用游标功能可测得输出电压 $V(R5:2)$ 在 0.5s 处的电压是 -9.2V. 由此可见,

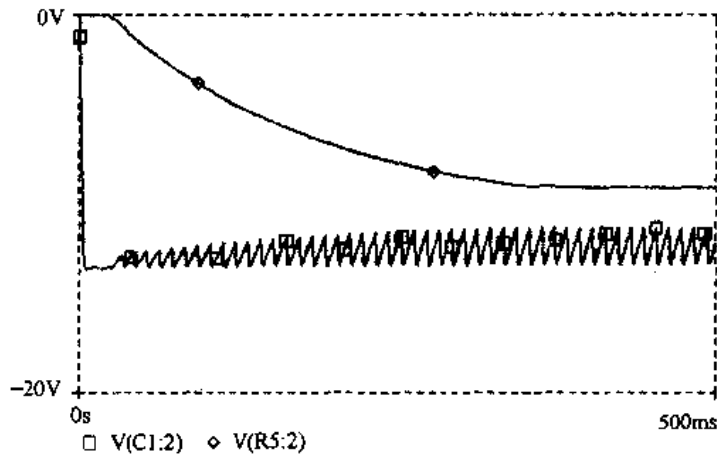


图 1-10-2 电源电压为 15V 时的瞬态特性

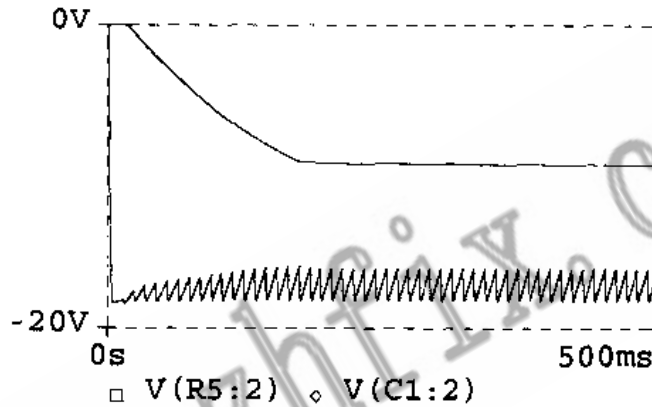


图 1-10-3 电源电压为 20V 时的瞬态特性

该稳压电路在输入电压变化 $20\text{V} - 15\text{V} = 5\text{V}$ 时，输出电压的变化量仅为 $-9.13\text{V} - (-9.2\text{V}) = 0.07\text{V}$ 。其稳压效果是相当明显的。

1.11 数字电路仿真

用 PSPICE7.1 不仅可以仿真模拟电路，同样也可以仿真数字电路。例如图 1-11-1 就是一个数字电路（组合逻辑电路），它由三个或非门和一个非门组成。画电路时，各门电路由元件库 Eval.slb 中取出。输入输出端子是元件库 Port.slb 中的 Interface。该电路输出与输入的逻辑关系是 $Y = \overline{(A+B)} \cdot \overline{(B+C)}$ 。

该电路三个输入信号的编辑过程如下：

点选 Schematics→Analysis→Edit Stimuli→出现一个信号编辑窗口。点选菜单 Stimulus→New→出现对话框。在对话框中键入 Name A，Type Digital→Clock，表示输入信号 A 是数字信号中的时钟信号。点选 OK 后又出现对话框，在框中键入 Frequency 5kHz，Duty Cycle 0.5，表示设定该时钟信号的频率为 5kHz，占空比为 0.5。

用同样的方法设定时钟信号 B、C 的频率分别为 2kHz 和 1kHz，占空比均为 0.5。

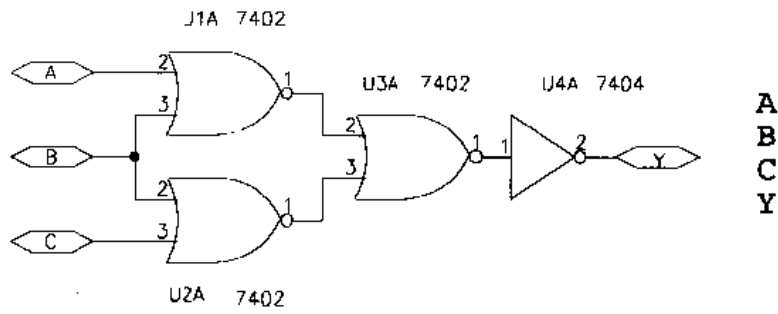


图 1-11-1 组合逻辑电路

编辑好三个输入信号后再回到 Schematics 窗口，设置瞬态分析参数：点选 Analysis→Set up→Transient，出现对话框，在框中设定 Print Step 100μs，Final time 1ms。点选 Analysis→Simulate，开始仿真运算，几秒钟后运算完成，自动转到 Probe。点选变量 A，B，C，Y 得到图 1-11-2 的结果。从图中的输入输出电压波形可以验证该电路的逻辑关系式为：

$$Y = (A + B) \cdot (C + B)$$

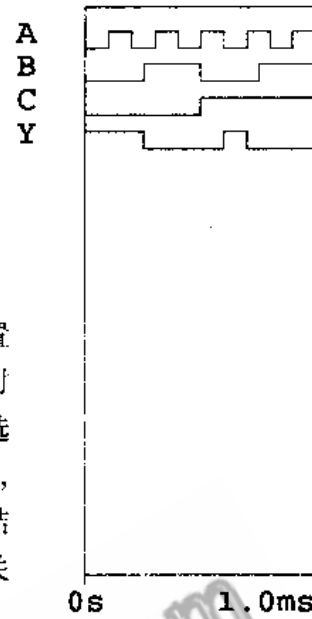


图 1-11-2 图 1-11-1 组合逻辑电路的输入输出电压波形

第二章 DC-DC 变换器及开关稳压电源的 PC 机仿真

2.1 概 述

随着计算机软硬件技术的飞速发展,计算机辅助设计技术(CAD)(也称计算机仿真)已在各领域获得日益广泛的应用,CAD将计算机的高速运算、优良的数据处理能力与人的创造性思维有机地结合起来.采用CAD技术可以模仿(仿真)电路的各种特性而无需任何实际元器件.因此,这时的计算机从某种意义上讲就是一个现代化的实验室.

电路分析方面目前具有代表性的软件是SPICE,经不断改进,发展成为一个有很高实用价值的计算机辅助设计工具.我们现在使用的PSPICE是当今众多SPICE不同分支中的一种,它能完成如下工作:

- (1) 在制作实验电路前模拟指定电路的电性能.
- (2) 估计元器件改变时对电路所造成的影响.
- (3) 分析一些较难测量到的电路特性如噪声、杂波失真、频谱分析、环境温度分析等.
- (4) 优化设计.

用PSPICE分析、设计电子线路的例子已有很多,但目前在开关电源的设计中使用PSPICE的还不多见.本章将用PSPICE对各种DC-DC变换器及开关稳压电源进行计算机仿真分析.本章所列举的电路都有具体的元件型号及元件值,并经过实际运行得到结果(数据或曲线),具有可重复性.各实例中所用的分析方法基本上包括了PSPICE的主要功能.读者熟悉了这些例子,就可以举一反三,灵活地运用PSPICE的各种功能来分析自己所设计的开关电源电路.

本章除了对各种典型电路的计算机仿真进行详细说明外,还以例题的形式为读者提供更多的PSPICE仿真开关电源的实例,这些例题也都通过计算机实际调试和运行.

2.2 降压式和升压式DC-DC变换器的仿真

2.2.1 降压式DC-DC变换器

降压式(Buck)DC-DC变换器的电路如图2-2-1所示.图中 V_i 为输入直流电源, M_1 为场效应管,工作于开关状态,其栅极通过限流电阻 R_1 接脉冲信号源 v_s . D_1 为续流二极管,当场效应管 M_1 截止时, D_1 导通,给滤波电感 L_1 中的电流提供通路. L_1 与 C_1 构成滤波器,将 V_i 点的脉冲电压变为较平滑的直流电压输出给负载 R_L .

该电路的输出电压在理想情况下(M_1, D_1 的管压降为零, L_1, C_1 无损耗)为 $V(\text{out}) = DV_i$,式中 $D = \frac{t_{\text{on}}}{T}$ 为占空比.因 $D < 1$,所以 $V(\text{out}) < V_i$,故称降压式变换器.对这一

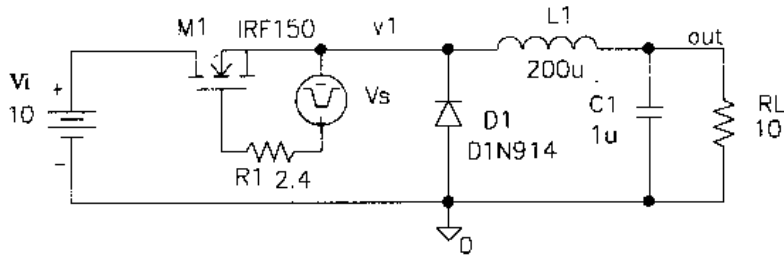


图 2-2-1 降压式 DC-DC 变换器

电路进行计算机仿真时可分为以下三个步骤。

1. 画电路

开启 PSPICE 程序后, 首先进入 Schematics (绘图) 子程序, 用鼠标点选元件图标 (Selects a part to draw), 再点选“元件库”(Libraries)。PSPICE 有 10 个元件库, 各种元件分类存放在这 10 个库中。在 ANALOG.slb 库中取电阻 R, 电容 C, 电感 L, 二极管 D1N914。在 EVAL.slb 库中取场效应管 IRF150。在 SOURCE.slb 库中取直流电源 VDC、脉冲源 VPULSE。这些元件取出后, PSPICE 会自动在元件符号旁注出元件名 R1, R2, C1, L1, D1, M1, V1, V2 等。若这些元件名不合使用者的需要, 可以重新命名。对于电阻、电容、电感元件, PSPICE 会给出一个内定值(分别为 $1k\Omega$, $1nF$ 和 $10\mu H$), 使用者也可以根据电路的需要任意设立为其他值。元件取出后, 其位置及方向可以在屏幕上任意移动和改变。取出元件并排好位置后, 点选“画笔”图标 (Draws a new wire), 这时屏幕上出现一支画笔, 用它可将各元件连接起来构成一个完整的电路(见图 2-2-1)。图中输入直流电源 V_i 设为 $10V$, 脉冲信号源 v_s 幅度 $V_2 = 5$, 上升时间 $TR = 0.01\mu s$, 下降时间 $TF = 0.01\mu s$, 脉冲宽度 $PW = 7\mu s$, 周期 $PER = 20\mu s$ (在 PSPICE 中 μ 用 u 代替)。

2. 设置仿真参数

电路画好后, 用鼠标点选“设置仿真参数”(Sets up the simulation analyses for active schematic) 图标。这时出现了交流分析、直流分析、瞬态分析等 10 个选项。对该电路我们主要希望看各点电压波形, 所以应选择瞬态分析 (Transient)。屏幕出现对话框, 在框中打印步长 (Print step) 项可填 $200ns$, 这一时间表示计算机在绘制曲线时, 曲线中相邻两点间的时间间隔。这一间隔太大, 曲线可能不够平滑, 间隔太小, 计算机运算时间就会增大。终止时间 (Final time) 可填 $200\mu s$, 表示曲线的时间范围从 $0-200\mu s$ 。

3. 仿真及分析结果

仿真参数设置好后, 点选“仿真当前电路”(Simulates the active schematic) 图标, 计算机开始按照所设定的参数对电路进行仿真运算。由于电路比较简单, 所设置的瞬态分析时间也较短($200\mu s$), 所以几秒钟即可得到仿真的结果。运算结束后, PSPICE 程序自动转到“图形输出”(probc)。这时的屏幕就好像是一个示波器的荧光屏。可以显示我们要观察的各点电压、电流波形。此时点选“显示变量”图标 (Add trace(s) to the selected plot), 出现了几十个电压电流变量供选择。这里我们选择场效应管的源极电压 $V(V1)$, 漏极电

流 $I_D(M1)$ 、输出电压 $V(out)$ 和电感电流 $I(L1)$ 。这时屏幕上出现了相应的电压电流波形 (图 2-2-2)。

图 2-2-2 (下图) 为 V_1 点电压 $V(V1)$ 和场效应管 M_1 漏极电流 $I_D(M1)$ 的波形。其中 $I_D(M1)$ 扩大了 15 倍, 使其幅度足够大, 可与 $V(V1)$ 在同一纵坐标中显示。(纵坐标的单位是伏、安。) 由于 M_1 工作于开关状态, $V(V1)$ 的波形为方波脉冲, 其脉宽为 $7\mu s$, 周期为 $20\mu s$ (频率为 $50kHz$), 故 $D = \frac{t_{ON}}{T_s} = \frac{7}{20} = 0.35$ 。当 M_1 导通时, V_1 点为高电平 ($V_1 \approx 10V$)。漏极电流 $I_D(M1)$ 跳变到某一值, 然后线性增长。当 M_1 截止时, D_1 导通, V_1 点为低电平 ($V_1 \approx 0V$), 此时 $I_D(M1)$ 跳变为 0。图 2-2-2 (上图) 中输出电压 $V(out)$ 在开机时由 0 迅速增长, 约 $50\mu s$ 后达到稳态值 (平均值约为 $2.7V$, 有纹波, 最大值 $3V$)。由理论计算可得 (在理想情况下):

$$V(out) = DV_i = 0.35 \times 10 = 3.5 (V)$$

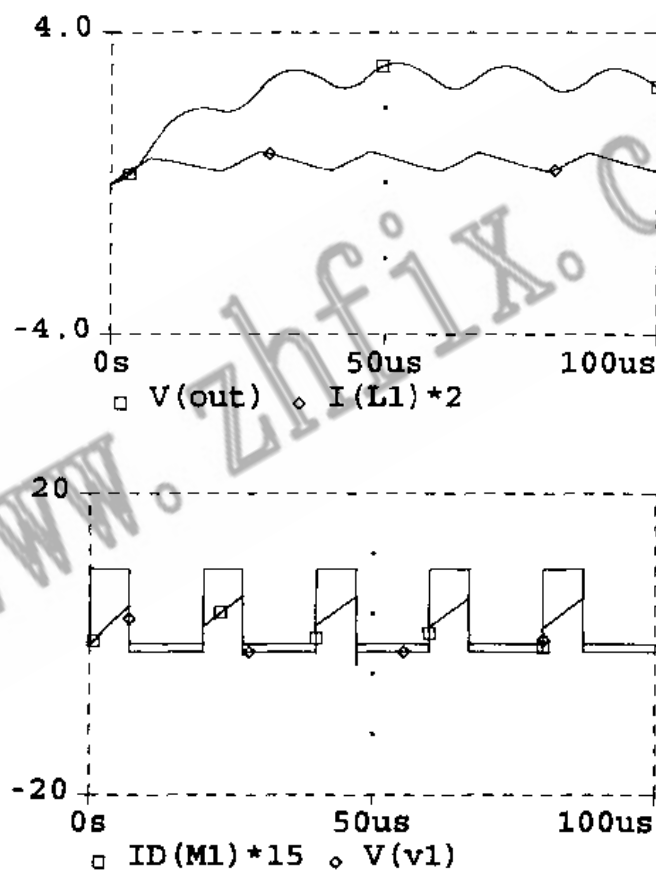


图 2-2-2 降压式 DC-DC 变换器各点电压、电流波形

由于 M_1, D_1 管饱和压降的存在及滤波电路 $L_1 C_1$ 时间常数为有限值, 实际输出电压会低于 $3.5V$, 且有纹波存在, 仿真的结果证实了这一点。电感 L_1 中电流 $I(L1)$ 为锯齿波, 当 M_1 导通时, 电源电流经 M_1, L_1 流向负载 R_L , 同时给电容 C_1 充电, $I(L1)$ 电流线性增长; 当 M_1 截止时, D_1 导通, $I(L1)$ 经 L_1, R_L, D_1 构成的回路流通, $I(L1)$ 线性减

小, 其平均电流即为负载电流 $I(R_L)$ 。在屏幕上可使用游标(Cursor)读出 $I(L1)$ 的平均值为 270mA。

若将信号源 V_S 的占空比改为 $\frac{12\mu s}{20\mu s}=0.6$, 重新模拟一次, 得到 V_1 点及输出端电压 $V(V1)$, $V(out)$ 的波形如图 2-2-3 所示。由于占空比增大, 相应的输出电压增大到 5.4V (平均值)。

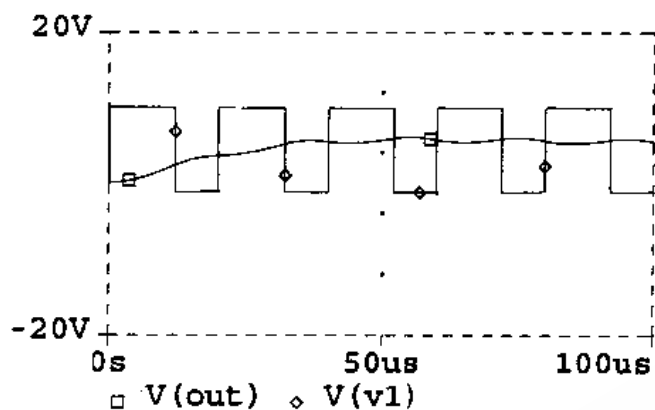


图 2-2-3 增大占空比后各点电压波形

随着电路参数不同, 变换器有两种状态: 当电感电流 $I(L_1)$ 减到最小时仍为某一正值, 也就是说, 储存在 L_1 中的能量不会完全释放, 这是连续状态, 否则为不连续状态。连续和不连续的边界条件为:

$$\frac{1}{2} \Delta I(L_1) < I_0 \quad (\text{连续})$$

$$\frac{1}{2} \Delta I(L_1) = I_0 \quad (\text{临界})$$

$$\frac{1}{2} \Delta I(L_1) > I_0 \quad (\text{不连续})$$

是否工作在连续状态是影响任何开关电源变换器电气性能的关键问题。如果在分开的两个黑箱里放置两个结构相同的开关电源变换器, 它们之间唯一的差别是其中一个电感值按连续工作状态来选择, 另一个则有意选在不连续工作状态。这时, 如果对每个黑箱进行一系列的检测, 确定其输出电气性能时, 就会认为是两个完全不同的变换器电路。可见, 电感电流的连续与否, 对变换器性能有重大影响。

降压变换器的电流连续与否与负载电阻 R_L , 电感 L_1 和开关频率 f_s 密切相关。当 R_L 值增大, L_1 值减小, f_s 减小时, 变换器将由连续状态逐渐转化为不连续状态。

将图 2-2-1 中 L_1 改为 $100\mu\text{H}$, R_L 改为 50Ω , 电路变为不连续状态, 此时对电路进行仿真, 得到图 2-2-4 的结果。图中可看到 V_1 点的电压与连续状态相比多了一个 $V(V1) = V(out)$ 的台阶(台阶上叠加有自激振荡电压)。因而输出电压也升高了, 达 5.3V (连续状态时为 2.7V)。从 $I(L1)$ 的波形可清楚地看到每个周期都有一段其值为零, 表明这段时间内电感能量已全部释放。

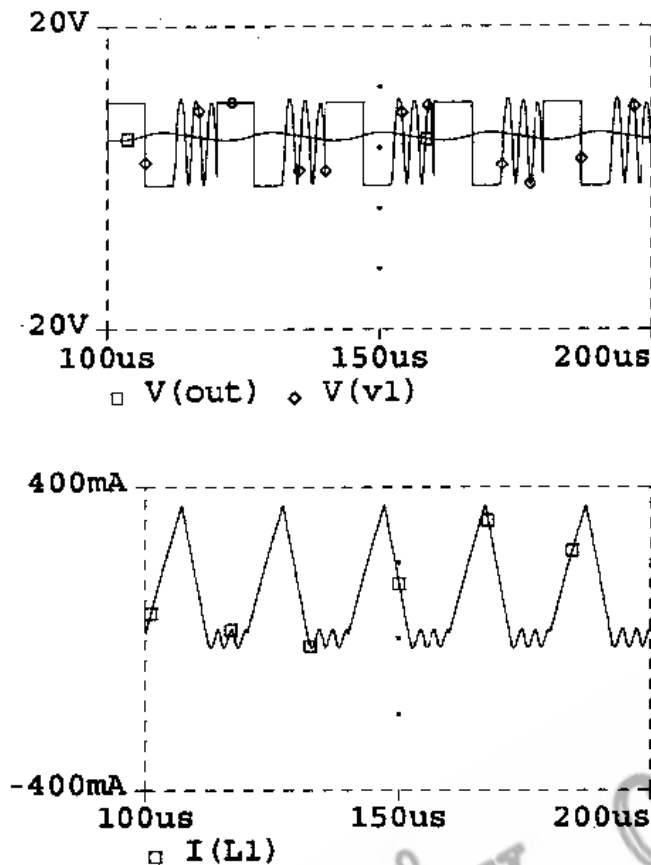


图 2-2-4 不连续状态各点电压、电流波形

2.2.2 升压式 DC-DC 变换器

升压式(Buck-boost)DC-DC 变换器的电路如图 2-2-5 所示。\$V_i\$ 为输入直流电源，\$M_1\$ 为功率开关管。在脉冲信号源 \$v_s\$ 的激励下工作于开关状态。\$v_s\$ 为正时，\$M_1\$ 导通，输入电流流经 \$L_1, M_1, L_1\$ 储能；\$M_1\$ 截止时，\$D_1\$ 导通，输入电流经 \$L_1, D_1\$ 流向负载 \$R_L\$，同时给电容 \$C_1\$ 充电，\$L_1\$ 释放能量，在理想情况下，该电路输出电压：

$$V(\text{out}) = \frac{1}{1-D} V_i$$

因占空比 \$D < 1\$，所以 \$V(\text{out}) > V_i\$，故称为升压式变换器，画电路的方法仍同图 2-2-1。

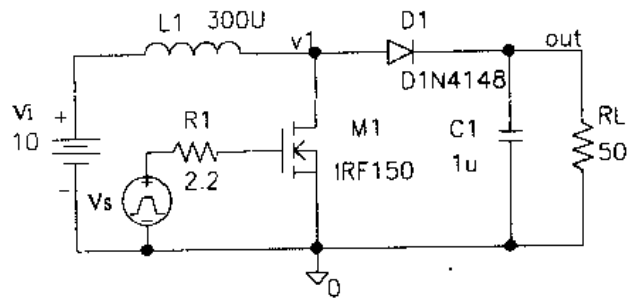


图 2-2-5 升压式 DC-DC 变换器电路图

首先对该电路进行瞬态分析。仍设脉冲信号源 \$v_s\$ 的参数为 \$V1=0, V2=5, TD=0, TR=.01\mu s, TF=.01\mu s, PW=7\mu s, PER=20\mu s\$。其他元件值均在电路上标明。瞬态分析参数设定为 Print step = 100ns, Final time = 600\$\mu s\$。仿真结果用图形输出如图 2-2-6 所示。图中电感电流 \$I(L1)\$ 为锯齿波，且始终为正值，说明该电路工作于连续状态。输出电压 \$V(\text{out})\$ 有纹波（受 \$R_L, C_1\$ 时间常数的影响），用游标测得输出电压平均值为 13.8V，最大值为 14.9V。理论计算可得：

$$V(\text{out}) = \frac{1}{1-D} V_i = \frac{1}{1-0.35} \times 10 = 15.4\text{V}$$

与仿真值的差别是由于场效应管、二极管的管压降及电感、电容本身的损耗所致。该图的横坐标定为 300—600 μs ，可以更清楚地看到输出电压进入稳态后的波形。横坐标的范围可在图形(plot)功能中的 X 轴设定(X Axis Settings) 一项中任意设置。

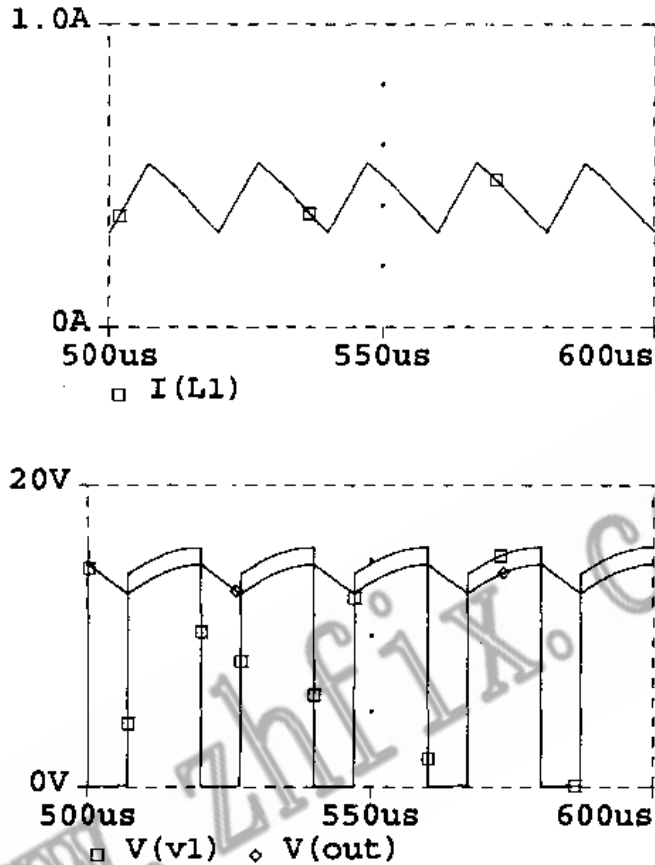


图 2-2-6 图 2-2-5 电路的各点电压、电流波形

若将电路中的电感 L_1 减小到 50 μH ，负载电阻 R_L 增加到 70 Ω ，其他参数不变，得到的仿真结果如图 2-2-7 所示。这时电感电流 $I(L_1)$ 不连续(有一段时间为零)，输出电压 $V(\text{out})$ 上升至 19.3V (最大值)。可见升压式 DC-DC 变换器与降压式变换器一样，当电感 L_1 减小，负载 R_L 增加时，电路将由连续状态进入不连续状态。输出电压将会升高。

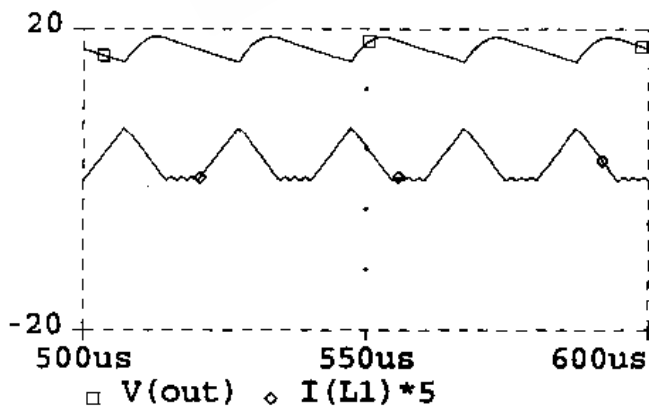


图 2-2-7 不连续状态时的电压、电流波形

如果我们还希望进一步了解负载电阻 R_L (或电感 L_1) 的值在某一范围内变化时对电路工作状态的影响，例如希望知道电阻 R_L 增大到多少时，电路由连续状态变为不连续状态，可以使用 PSPICE 的参数调变分析功能。首

先将 R_L 值设定为 $\{R\}$ ，这里不设具体数值是为了令其在一定范围内变化。然后从元件库中的 SPECIAL.slb (特殊元件) 取出 PARAM (调变参数)，这时屏幕上会出现 PARAMETERS 字样。将其移到电路图中 $\{R\}$ 附近，表示该电阻为参数可变化的电阻。用鼠标在 PARAMETERS 上连点 2 下，出现一对话框，在框中填入 NAME1=R, VALUE1=50 表示变化的元件为电阻，内定值为 50Ω 。在仿真参数设定时选择 Parametric 项。在对话框中选择扫描变量类型 (Swept Var Type) 为通用参数 (Global Parameter)，扫描类型为线性 (Linear)，再填入变量名 (Name) 为 R，初始值 (Start Value) 为 50，End Value (终止值) 为 450，Increment (增量) 为 100，表示该电阻变化范围是 $50\sim 450\Omega$ ，变化的步长是 100Ω ，经上述设置后再对电路进行瞬态分析，得到图 2-2-8 的结果。图中有 5 条电感电流 $I(L1)$ 的波形，分别代表 $R_L = 50, 150, 250, 350, 450\Omega$ 时的曲线。可以看出当 $R_L = 50, 150, 250\Omega$ 时，电感电流是连续的，当 $R_L = 350\Omega, 450\Omega$ 时电流不连续。由此可以判断， R_L 为 300Ω 左右时，电路由连续状态转变为不连续状态。

调变参数分析功能可根据我们的需要灵活运用，当变量增多、变化范围增大而步长减小时，更可发挥出计算机快速运算的优越性。这项工作如果在实验室里用实际的电路及元件去做，可想而知将会多么费时费力！

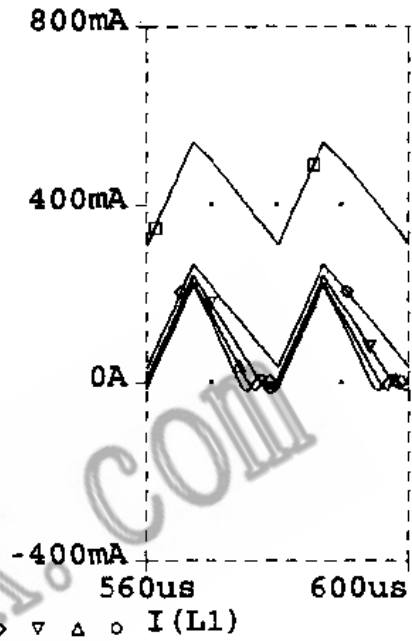


图 2-2-8 调变参数分析结果

2.3 降-升压式和升-降压式 DC-DC 变换器的仿真

2.3.1 降-升压式 DC-DC 变换器

降升压式 (Buck-Boost) DC-DC 变换器的电路如图 2-3-1 所示。 V_i 为输入端直流电压， v_s 为驱动脉冲。开关管 M_1 导通时 V_i 通过 M_1 给电感 L_1 储能， M_1 截止时， D_1 导通， L_1 通过 R_L ， D_1 释放能量，同时给 C_1 充电。此时流过 R_L 的电流方向是白下而上，因而输出电

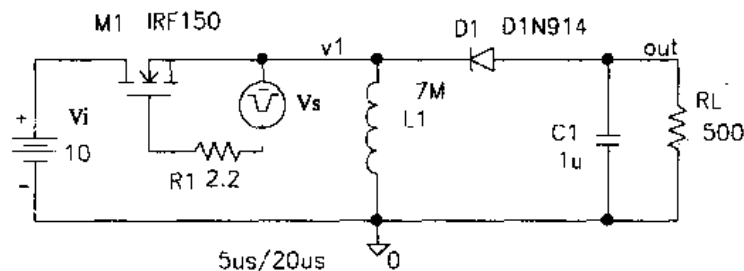


图 2-3-1 降-升压式 DC-DC 变换器电路图

压的方向为下正上负,即输出负电压.通过分析开关管 M_1 导通和截止时的等效电路可推导出该电路输出电压的表达式为:

$$V(\text{out}) = \frac{D}{1-D} V_i$$

当 $D = 0.5$ 时, $V(\text{out}) = V_i$; 当 $D > 0.5$ 时, $V(\text{out}) > V_i$; 当 $D < 0.5$ 时, $V(\text{out}) < V_i$. 因而称之为升-降压式变换器.

设脉冲源 v_s 的脉冲宽度 $PW = 5\mu\text{s}$, 周期 $PER = 20\mu\text{s}$, 脉冲幅度 $V_2 = 5\text{V}$, 其他元件值为图 2-3-1 中所标. 对电路进行瞬态响应分析得到图 2-3-2 的结果. 图中输出电压 $V(\text{out})$ 为负值, 幅度为 3.65V (最大值). 因占空比 $D = \frac{5\mu\text{s}}{20\mu\text{s}} = 0.25$, 输出电压的理论值为:

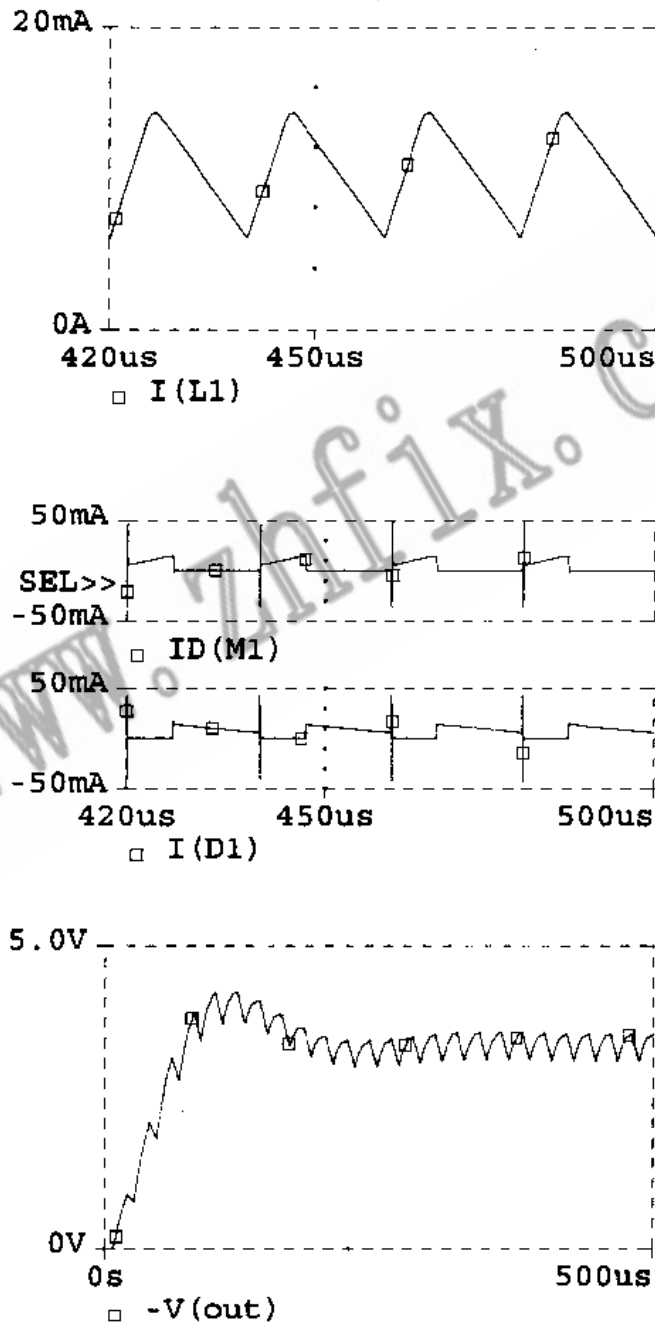


图 2-3-2 图 2-3-1 电路的各点电压、电流波形

$$V(\text{out}) = \frac{D}{1-D} V_i = \frac{0.25}{1-0.25} \times 10 = 3.3\text{V}$$

相当接近仿真结果。

从图中还可看到场效应管 M_1 导通时，其漏极电流 $I_D(M_1)$ 流过 L_1 ，且线性增长，此时二极管 D_1 截止，其电流 $I(D_1)$ 为零。当 M_1 截止时， $I_D(M_1)$ 为零，此时 D_1 导通，其电流 $I(D_1)$ 流经 L_1 ，且线性减小，所以 L_1 中电流 $I(L_1)$ 为 $I_D(M_1)$ 和 $I(D_1)$ 之和，为锯齿波。

若改变 v_s 的脉宽为 $15\mu\text{s}$ ，则占空比 $D = \frac{15\mu\text{s}}{20\mu\text{s}} = 0.75$ ，输出电压 $V(\text{out}) = \frac{0.75}{1-0.75} \times 10 = 30\text{V}$ 。此时仿真结果如图 2-3-3 所示。图中输出电压 $V(\text{out}) = -32.6\text{V}$ （最大

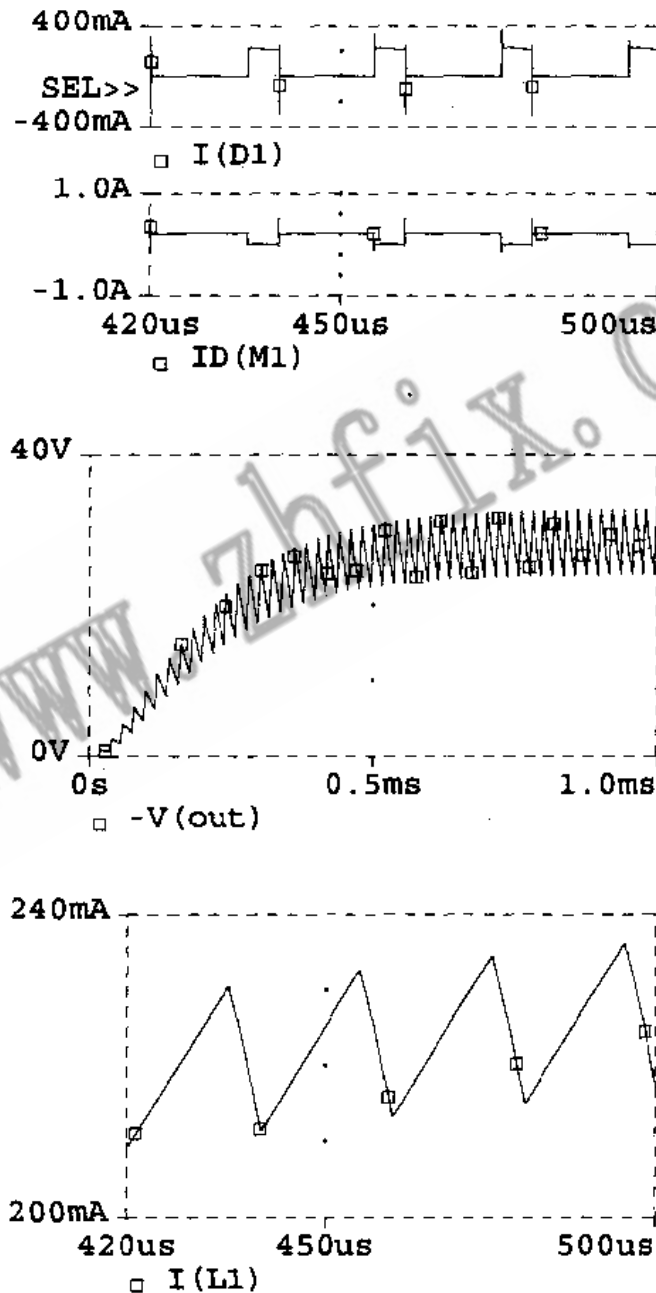


图 2-3-3 占空比为 0.75 时各点电压、电流波形

值), 接近理论值. 因占空比增大, M_1 导通时间增大, D_1 导通时间缩短, 这从图中 $I_D(M1)$ 和 $I(D1)$ 的波形可以看出. 电感电流 $I(L1)$ 仍为锯齿波, 但幅度增大了许多, 因而流过负载电阻 R_L 的电流增大, 输出电压增大(绝对值).

若将电感 L_1 减小为 1mH , 负载电阻 R_L 增大为 $1\text{k}\Omega$, v_S 脉宽为 $5\mu\text{s}$, 电路将工作于不连续状态, 此时的仿真结果见图 2-3-4. 图中电感电流 $I(L1)$ 不连续. 从 $I_D(M1)$ 和 $I(D1)$ 的波形也可看到, 每个周期都有一段两者均为零. 这段时间也就是 $I(L1)$ 不连续的一段时间. 输出电压的最大值为 -7.94V , 与理论值 -3.3V 相差甚远, 这说明电路工作于不连续状态时, 输出电压与输入电压的关系不满足在上面介绍的公式.

如果需要知道 L_1 为何值时电路开始进入不连续工作状态, 我们可以将调变参数分

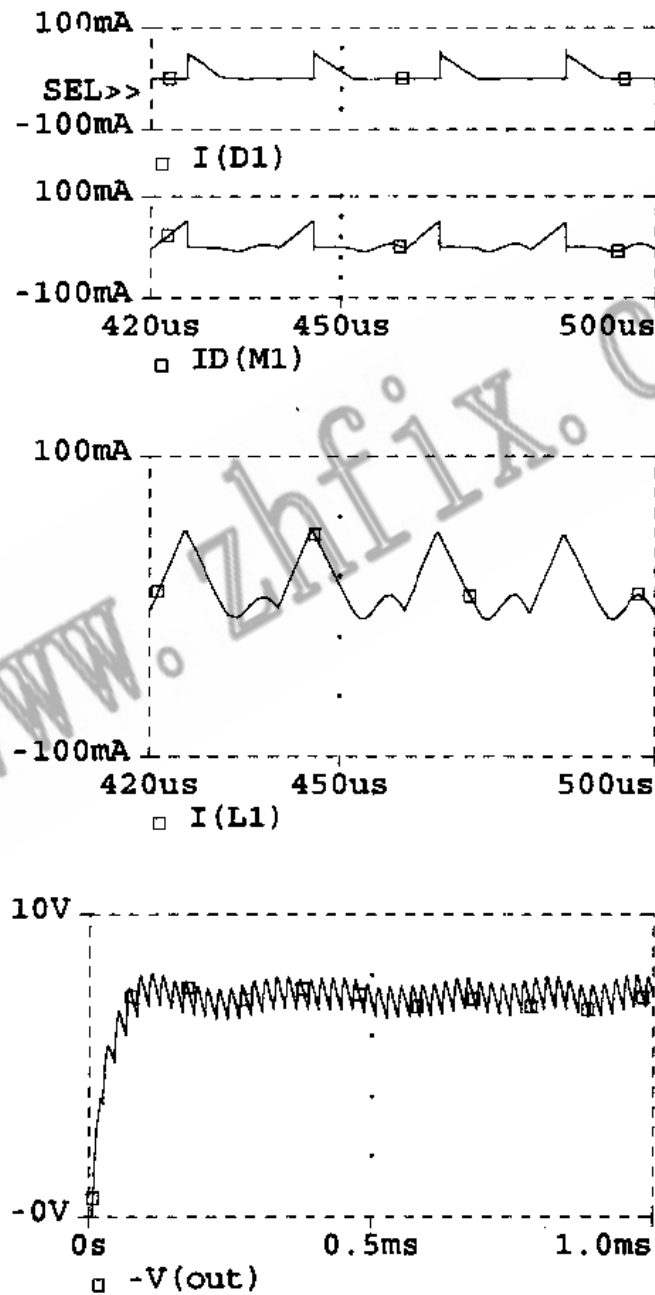


图 2-3-4 不连续状态各点电压、电流波形

析法用于电感 L_1 。首先将 L_1 的值改为 $\{L\}$ ，再从元件库取出 PARAM 并设其参数 NAME1 = L, VALUE1 = 1mH。此时的电路见图 2-3-5。然后设调变参数分析中的 Name=L, Start Value = 2mH, End Value = 0.5mH, increment = 0.5mH (即设定初始值、终止值和步长)。这时再对电路进行瞬态响应分析, PSPICE 将按照设定的 L_1 值的变化对电路进行 4 次仿真运算, 结果如图 2-3-6 所示。图中 4 条曲线分别代表 $L_1 = 2\text{mH}$, 1.5mH , 1mH , 0.5mH 时的 $I(L_1)$ 曲线。第 1, 2 条曲线是连续的, 第 3, 4 条曲线不连续, 也就是说 L_1 的临界值大约在 $1\text{--}1.5\text{mH}$ 。

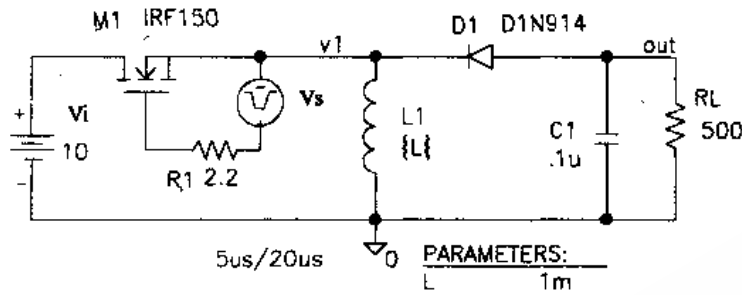


图 2-3-5 设置调变参数分析后的电路图

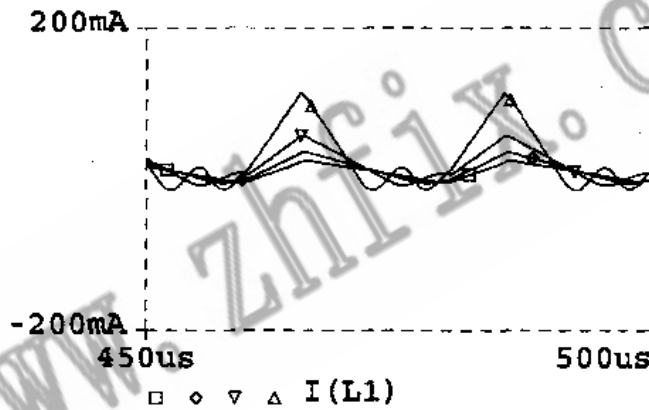


图 2-3-6 调变参数分析结果

2.3.2 升-降压式 DC-DC 变换器

升-降压式 DC-DC 变换器亦称 Cuk 变换器, 其电路见图 2-3-7。图中 V_i 为输入直流

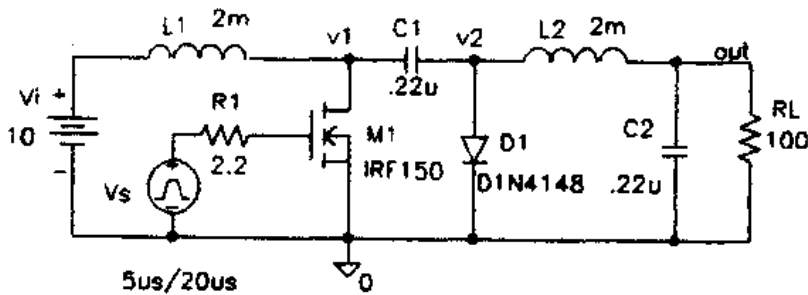


图 2-3-7 Cuk DC-DC 变换器电路图

电压, L_1, L_2 为输入及输出的储能电感, M_1 为开关场效应管, C_1 为传递能量的耦合电容, D_1 为续流二极管, C_2 为滤波电容, R_L 为负载电阻. Cuk 变换器的一个主要特性是其输入及输出电流都是非脉动的, 它们是在一个直流成分上叠加了一个相当小的开关纹波而成, Cuk 变换器的能量储存和传递是在两个开关期间和两个环路中同时进行的.

当开关管 M_1 导通时, 续流二极管 D_1 截止, 此时的等效电路如图 2-3-8 所示. 输入电流(即流过电感 L_1 的电流)使 L_1 储能, C_1 的放电电流使 L_2 储能, 同时供电给负载 R_L . M_1 中流过的电流是输入、输出电流之和.

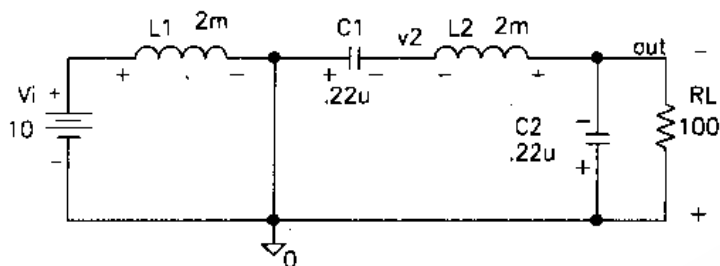


图 2-3-8 M_1 导通、 D_1 截止时的等效电路

当开关管 M_1 截止时, D_1 导通, 等效电路见图 2-3-9. 此时电源 V_i 和 L_1 的释能电流向 C_1 充电, L_2 的释能电流通过 D_1 给负载供电. 流过 D_1 的电流为输入、输出电流之和. 由此可见, 这个电路无论在 M_1 导通或截止期间, 都从输入向输出传递功率. 只需输入、输出电感 L_1, L_2 及耦合电容 C_1 足够大, 则 L_1 及 L_2 中的电流基本上是恒定的. 在 M_1 导通时, 输入电流使 C_1 充电, 在 M_1 截止时, C_1 向负载放电. 因此, C_1 是能量的传递者, 由它来完成能量的接收与传递. 该电路输入与输出电压的关系为:

$$V(\text{out}) = \frac{D}{1-D} V_i$$

可见, Cuk 变换器与降-升压变换器一样, 可升高或降低电压, 输出电压也为负值.

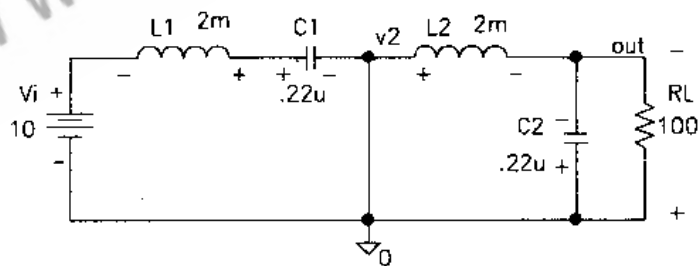


图 2-3-9 M_1 截止、 D_1 导通时的等效电路

我们首先对图 2-3-7 电路进行瞬态响应分析(仍设信号源 v_s 的占空比 $D = \frac{5\mu\text{s}}{20\mu\text{s}} = 0.25$), 结果如图 2-3-10 所示. 输出电压 $V(\text{out})$ 为负值, 测得其达到稳态后的值为 2.85V ($t = 1\text{ms}$ 时). 理论值为 $\frac{0.25}{1-0.25} \times 10 = 3.3\text{V}$, 与仿真结果很相近. 从图中看到输入、输出电流(即电感 L_1, L_2 的电流) $I(L_1), I(L_2)$ 均为锯齿波(非脉动电流), 因而对电网产生的噪声干扰较小, 这也是 Cuk 变换器的优点之一.

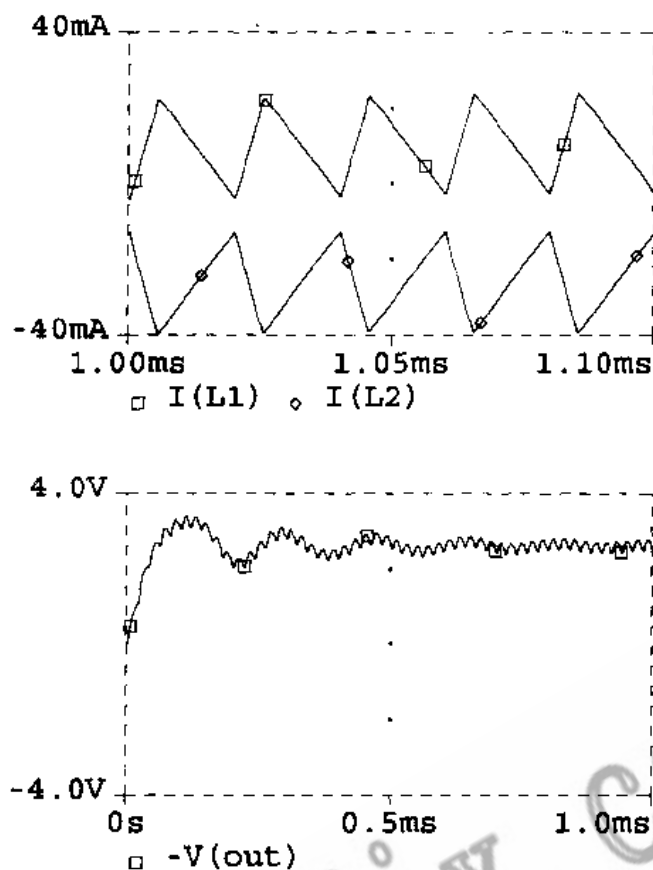


图 2-3-10 图 2-3-7 电路的瞬态响应分析结果

若将 v_S 脉冲信号的占空比改为 $\frac{15\mu s}{20\mu s}=0.75$ ，其他元件参数不变，仿真结果见图 2-3-11。此时输出电压 $V(out)$ 上升到 27.1V，理论值为 $\frac{0.75}{1-0.75} \times 10 = 30V$ ，两者比较接近。输入、输出电流 $I(L1)$ ， $I(L2)$ 仍为锯齿波，其绝对值总是大于零。

若将 L_1, L_2 减小为 1mH，负载 R_L 增大为 500 Ω ，脉冲源占空比仍设为 $\frac{5\mu s}{20\mu s}$ 。此时的仿真结果为图 2-3-12。输出电压 $V(out)$ 为 8.19V，与理论值 3.38 相差甚远。电感电流 $I(L1)$ ， $I(L2)$ 均为不连续。这说明当 L_1, L_2 值减小、 R_L 值增大时，Cuk 变换器进入不连续工作状态。

下面我们仍旧让电路工作于连续状态(L_1, L_2 的值恢复为 2mH)， v_S 信号源占空比为 $\frac{15\mu s}{20\mu s}$ ，只是令 $C_1=0.1\mu F$ ， $R_L=300\Omega$ 。再作瞬态分析，得到图 2-3-13 的结果。此时的输出电压 $V(out)$ 升高了，最大值为 30.4V，平均值为 29.8V。可见，当 $R_L C_1$ 时间常数增大时，输出电压更接近于理论计算值 30V。这是因为 R_L 增大，输出功率减小，变换器在传递功率的过程中损耗也减小了(主要是开关管 M_1 和续流二极管 D_1 的损耗)。

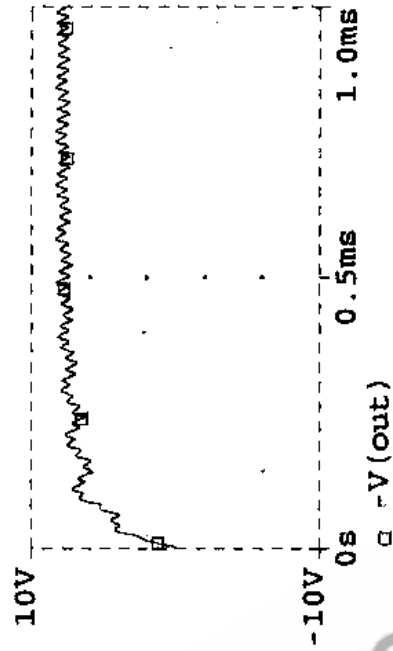
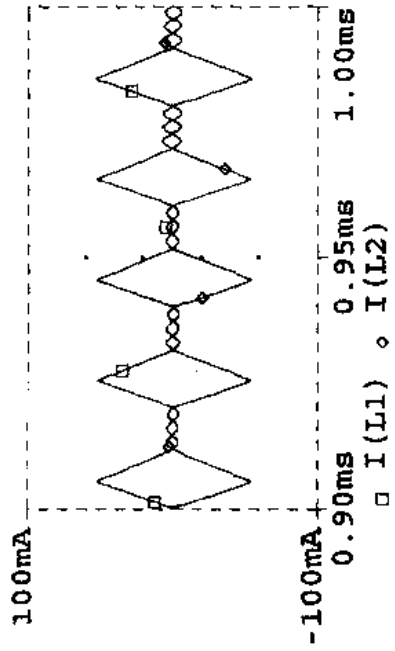
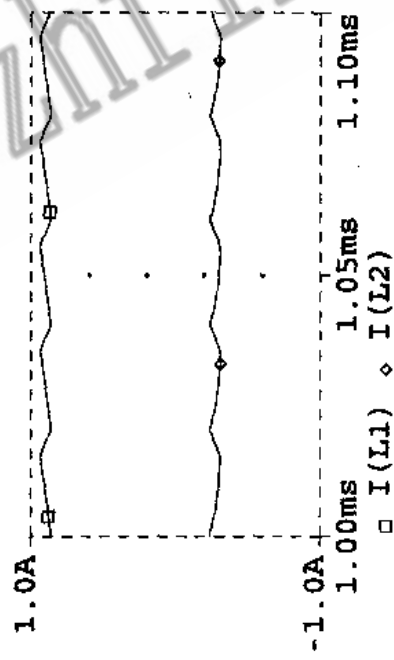
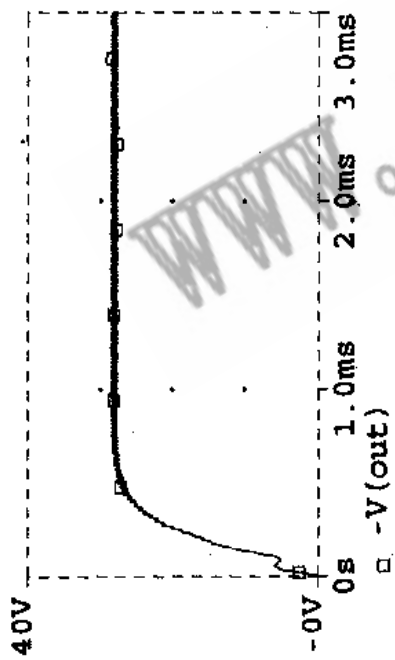


图 2-3-11 占空比为 0.75 时的结果

图 2-3-12 不连续状态时各点电压电流波形

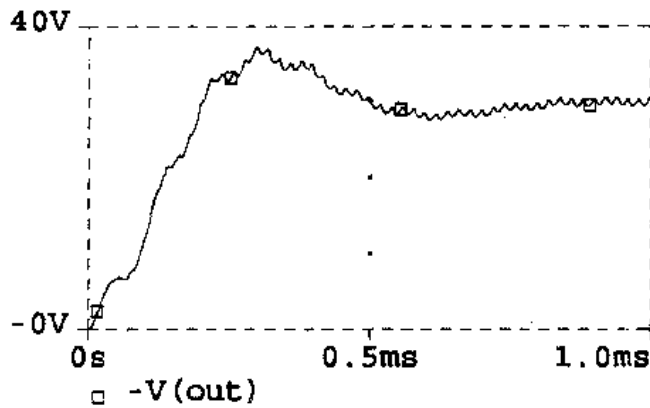


图 2-3-13 C_1, R_L 增大时 $V(out)$ 的波形

2.4 反、正激式 DC-DC 变换器的仿真

2.4.1 反激式变换器电路

单管反激式 DC-DC 变换器的电路如图 2-4-1 所示。其输入和输出之间以变压器的形式对电网进行电气隔离，虽然隔离元件是以变压器的形式画出，但这个变压器的作用相当于一个扼流线圈，作储能用。所以准确地说，它是扼流变压器或电感储能式变换器。其中只有单一方向的磁通，即只工作在磁滞回线的第一象限，所以又称之为单端变压器。电路中 V_{CC} 为输入直流电源； TX_1 为变压器，其原副边匝数分别为 5，2.5； M_1 为开关管。

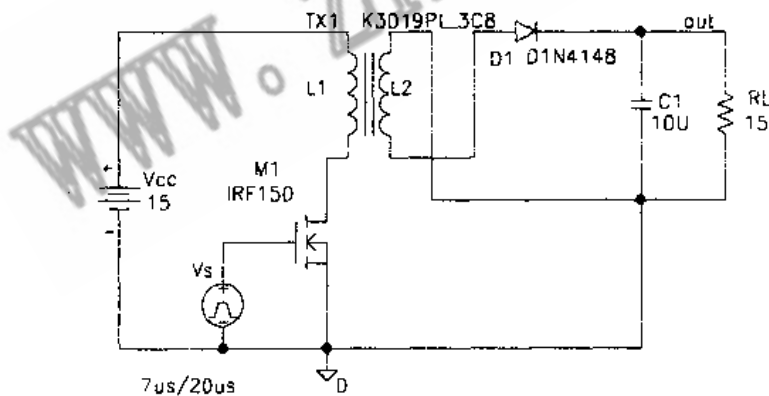


图 2-4-1 单管反激式 DC-DC 变换器

当 M_1 导通时，电流流过初级线圈，电感 L_1 储能，但由于 L_1 和 L_2 同铭端相反，二极管 D_1 承受反向电压，没有能量传送到负载 R_L 上。

当 M_1 关断时， L_2 电压极性反向， D_1 导通，从而向电容 C_1 充电，并向负载 R_L 传送电流。由于 M_1 与 D_1 工作相位相反，即 M_1 关断时 D_1 导通，耦合的能量经副边传送到负载。这就像在 M_1 回程时传送能量一样，故亦称 ON-OFF 工作方式或回扫变换器。由于能量的传送经过磁的转换，电网的干扰不能直接进到负载，故线路的抗干扰能力较强。

2.4.2 反激式变换器的仿真

画该电路时, 变压器元件取自元件库 EVAL.slb, 元件名为 K3019PL-3C8. 当鼠标左键连点两下该元件符号时, 屏幕上出现对话框. 在框中填入 L1-TURNS=5, L2-TURNS=2.5. 在信号源 V_s 的对话框中填入 DC=0, AC=0, V1=0, V5=5, TD=0, TR=.01 μ s, TF=.01 μ s, PER=20 μ s, 然后设置瞬态分析参数: print Step=100ns,

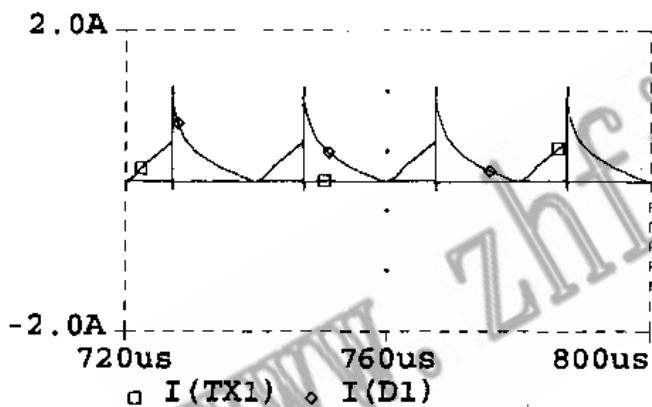
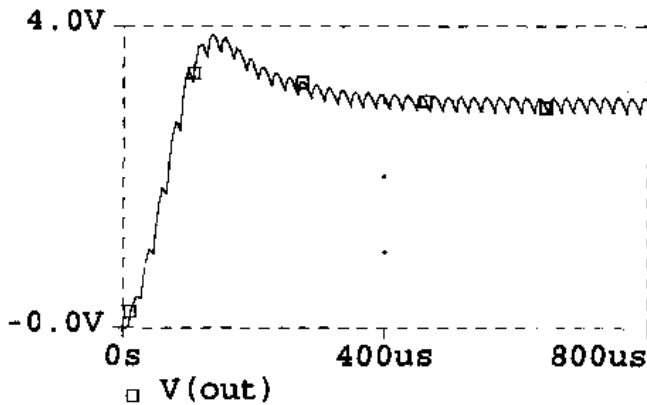


图 2-4-2 图 2-4-1 电路的瞬态分析结果

Final Time=800 μ s, 瞬态分析的结果如图 2-4-2 所示. 图中变压器初级电流 $I(TX1)$ 在 M_1 导通时线性上升(此时次级电流 $I(D1)$ 为零), M_1 关断时 $I(TX1)$ 突变为零, 而 $I(D1)$ 突然上升, 然后又线性下降, 当 $I(D1)$ 下降到零时, 恰好 M_1 导通, $I(TX1)$ 又开始产生并线性增长, 这种工作状态为临界状态. 输出电压

$$\begin{aligned} V(\text{out}) &= \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{t_{\text{on}}}{t_{\text{OFF}}} V_{\text{CC}} \\ &= \frac{2.5}{5} \times \frac{7\mu\text{s}}{20\mu\text{s} - 7\mu\text{s}} \times 15\text{V} \\ &= 4.03\text{V} \end{aligned}$$

式中 N_1, N_2 分别为初、次级绕组的匝数. 仿真输出电压 $V(\text{out})$ 为 3.05V (800 μ s 时), 比理论值低, 这是因为 D_1 的管压降一般在 1V 左右.

当把负载电阻 R_L 改为 60 Ω , C_1 改为 2.2 μ F 时, 瞬态分析结果见图

2-4-3. 从图中可见, 当变压器副边电流 $I(D1)$ 减小到零时, 原边电流 $I(TX1)$ 还未开始产生, 这就出现了一段不连续的时间 ($I(TX1), I(D1)$ 均为零). 这时电路工作在不连续状态. 输出电压 $V(\text{out})=6.75\text{V}$ (800 μ s 处测得), 由于负载轻了, 所以输出电压升高.

PSPICE 的元件库中有压控开关, 在研究开关电路时, 可以用压控开关代替开关管, 二者的不同在于晶体管开关有导通压降和导通电阻, 而压控开关导通压降和电阻都可设为零.

现在从 BREAKOUT.slb 元件库中取出压控开关 Sbreak, 取代图 2-4-1 中的场效应管 M_1 (见图 2-4-4). 负载电阻仍取 15 Ω , 进行瞬态分析可得图 2-4-5 的结果.

图 2-4-5 中各电压、电流的波形与图 2-4-2 几乎完全一样. 输出电压的稳态值为 3.03V. 这里要注意的是采用受控源时应受控源的输出端并联一个吸收支路 R_1, D_2 , 使得 S_1 关断瞬间由 L_1 反电动势产生的尖刺电压被吸收, 否则 PSPICE 在分析该电路

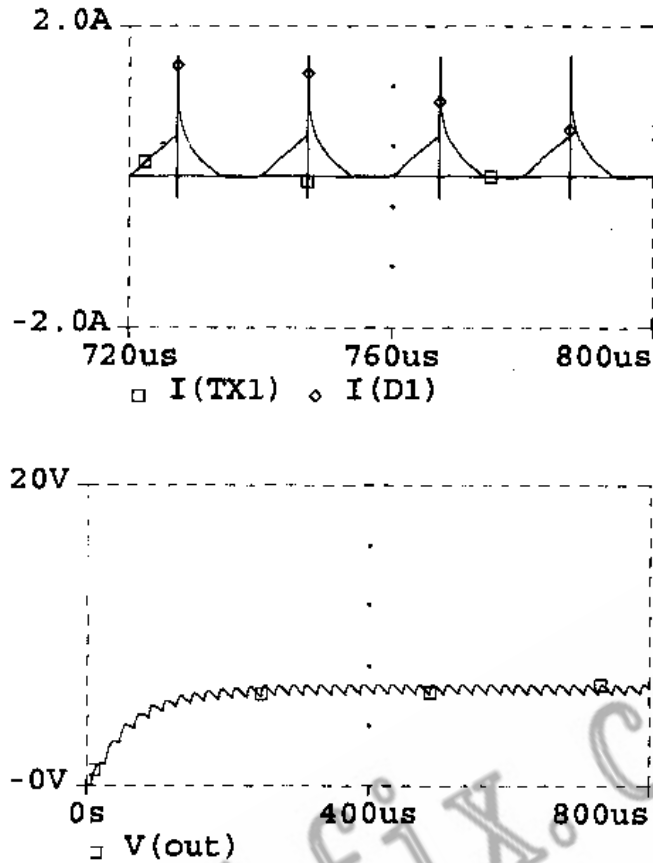


图 2-4-3 不连续状态时的电压电流波形

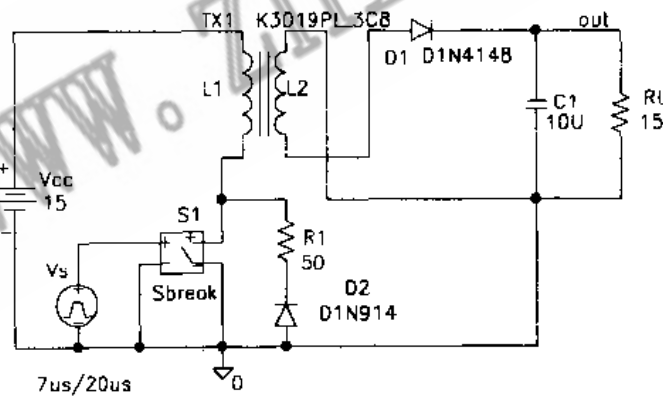


图 2-4-4 用压控开关代替开关管

时可能产生不收敛的问题，使分析中断。这一尖刺电压在 R_1 、 D_2 支路中产生的尖刺电流约 80mA，持续时间只有 $0.003\mu\text{s}$ ，对输出电压电流没有影响。

若将图 2-4-4 中 R_L 改为 5Ω ，则仿真结果如图 2-4-6 所示。图中变压器次级电流 $I(D1)$ 尚未减到零时，初级电流 $I(TX1)$ 已经出现 (M_1 已导通)。因此 $I(TX1)$ 的起始电流不为零。这种情况有可能使磁芯内磁通随周期的重复而逐次增加，导致磁芯的饱和而损坏高压开关管。因此，一般采用软磁粉压制的磁芯，或增加磁芯气隙来增大磁芯的最大允许磁场强度 H_m 值，使得原边电流最大时，磁芯也不会进入饱和状态。

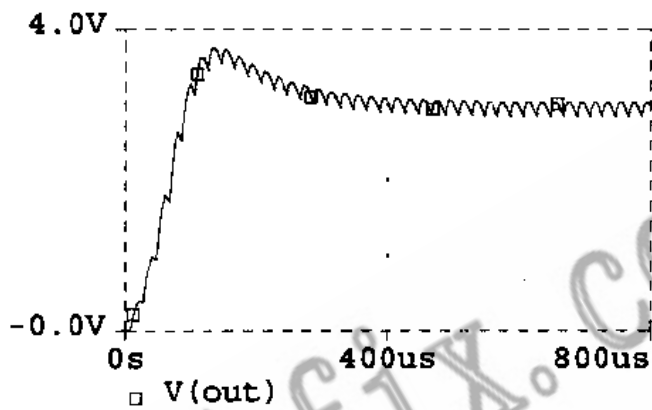
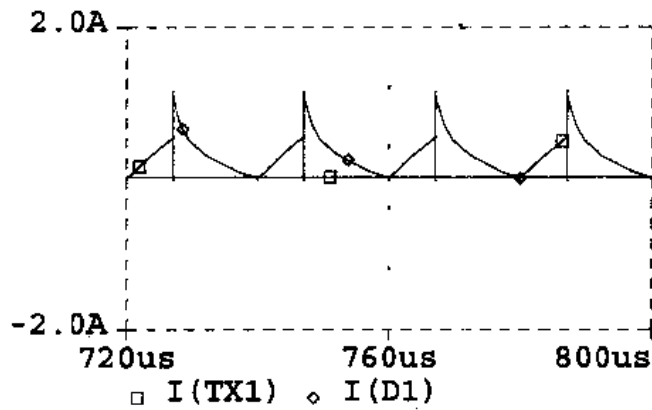


图 2-4-5 采用压控开关时的电压、电流波形

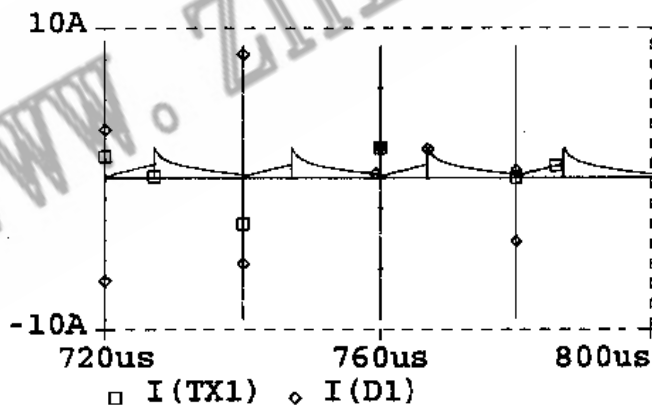


图 2-4-6 负载电阻减小时的工作状态

例题：试对正激式变换器进行仿真。

正激式变换器电路见图 2-4-7，它在结构及工作过程上均与反激式变换器有明显的差别。它的隔离元件 K_1 纯粹是个变压器，因此在输出端要附加一个电感器 L_4 作为能量的储藏及传送元件。电路中必须有一个续流二极管 D_3 ，同时要注意变压器原、副边绕组 L_1, L_2 要有相同的同铭端，这一点也和反激式变换器不同。在 PSPICE 中电感的同铭端可用如下方法确定：用鼠标点一下某电感，它将变成红色，表示要对该电感作某

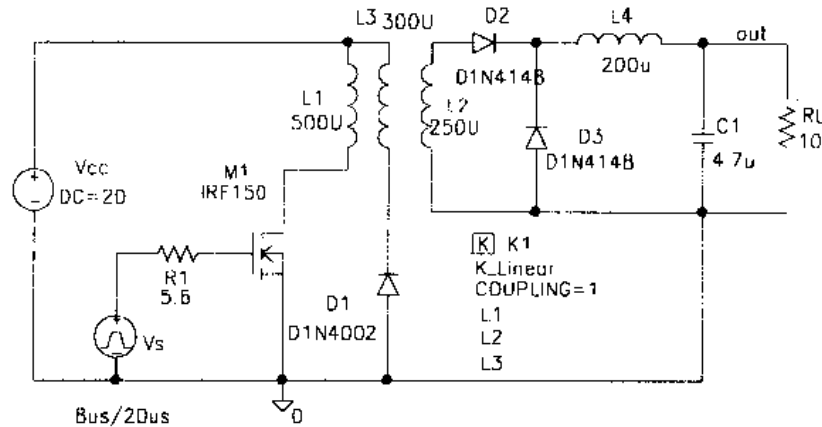


图 2-4-7 正激式变换器电路图

些操作。然后按住 Ctrl 键，再连续按 R 键，电感会在屏幕上绕一个端点旋转，这个端点就可确定为该电感的同铭端。注意本图中具有三个绕组的变压器是用 3 个耦合系数为 1 的电感来代替。在 PSPICE 中设置互感的方法如下：

在元件库 ANALOG.slb 中取出表示互感的元件 K-Linear。用鼠标连点两下该元件符号，屏幕上出现对话框，在框中填入 L1=L1, L2=L2, L3=L3，则电路中 L₁, L₂, L₃ 三个电感就变为互相耦合的电感了。耦合系数内定为 1，也可以另行设定。

将脉冲信号源设置为 PW=8μs, PER=20μs。设直流电源 V_{CC}=20V。对电路进行瞬态响应分析得图 2-4-8 的结果。图中开关管 M₁ 的漏极电流(也即是 I(L1)) 在 M₁ 导通时有一个脉动，接着线性增长。当 M₁ 截止时，它突变为零。与此同时去磁电路中的 D₁ 导通产生 I(L3)，该电流通过变压器将 L₁ 产生的磁场能量回送到直流输入端。电感 L₄ 在 M₁ 导通时储存电源能量，在 M₁ 截止时向负载 R_L 释放能量，因此其电流 I(L4) 为锯齿波。它的平均值即为负载电流。开关管 M₁ 的漏极电压 V(M1:d) 在管子导通期间为零，截止时为 2V_{CC}=40V，这是因为电感 L₁ 上的反电动势与电源 V_{CC} 叠加所致。当 L₁ 中能量释放完后，V(M1:d) 就恢复到电源电压 V_{CC} 的值(20V)，所以该电压的波形在管子截止期间有一个台阶。输出电压 V(out) 有一个瞬态增长及振荡的过程，稳定下来以后，其值为 4.42V (在 430μs 处)。

PSPICE 的元件库中还备有电压控制电压源、电流源及电流控制电压源、电流源。其中的压控电压源在有些场合可以代替变压器，因为变压器副、原边的电压比为--常数，相当于压控电压源的增益。本例中图 2-4-7 的变压器 K₁ 就可以用压控电压源来代替，代替后的电路如图 2-4-9 所示(取消 L₃, D₁)。图中的压控电压源 E₁ 取自元件库 ANALOG.slb，元件名为 E。取出后将光标指向该元件连点两下鼠标左键，屏幕上出现对话框，在框中填入 CAIN=0.5，即设置受控源的增益。其他元件参数仍如图 2-4-7 所示。此时进行瞬态响应分析，结果如图 2-4-10 所示，由于受控源不存在储能元件，所以它的输出端和输入端电压 V(E1:3)、V(M1:d) 都是理想的矩形波，其幅度比为受控源的增益(0.5)。图中开关管栅极电压 V(M1:g) 近似为信号源 v_s 的电压，与漏极电压 V(M1:d) 相位相反，V(M1:g) 为高电平(5V) 时，M₁ 导通，V(M1:d)=0；V(M1:g)

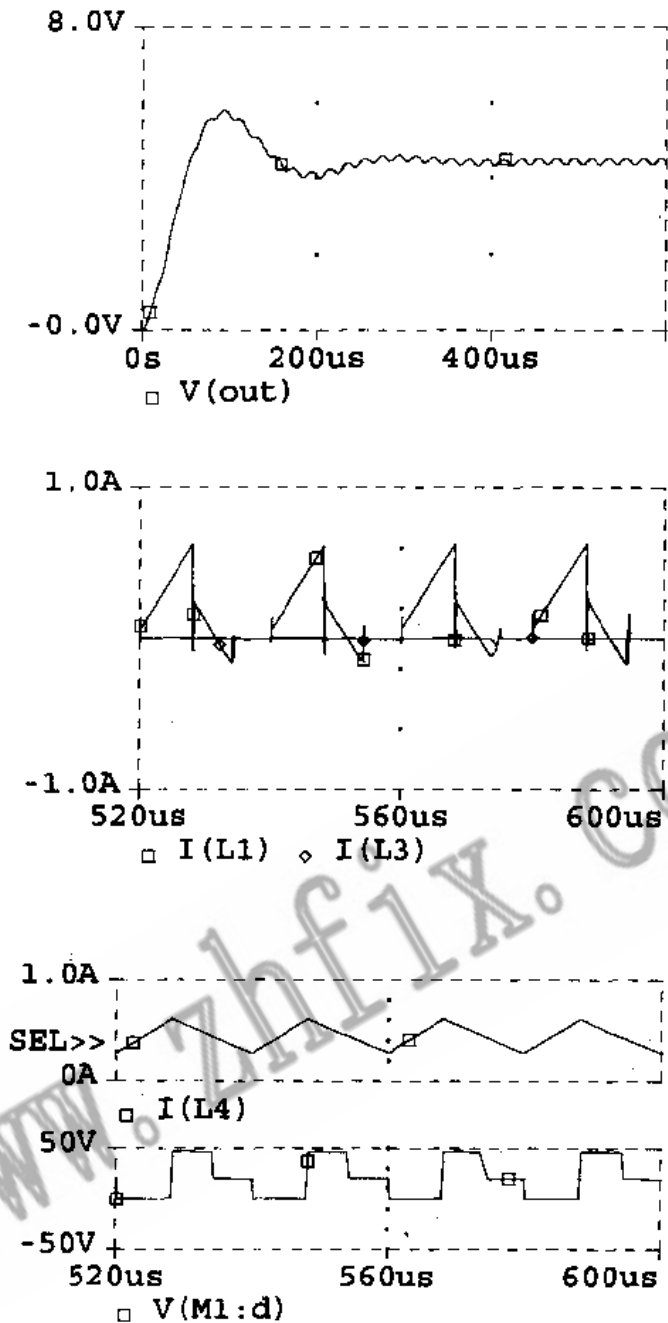


图 2-4-8 图 2-4-7 电路的瞬态响应分析结果

为零时, M_1 截止, $V(M1:d)$ 为高电平(20V). 滤波电感 L_4 的电流 $I(L_4)$ 为锯齿波. 输出电压 $V(out)$ 的稳态值为 3.05V, 理论计算值为:

$$V(out) = \frac{D}{N} V_{CC} = \frac{8\mu s / 20\mu s}{2} \times 20 = 4V$$

考虑到 D_2, D_3 的管压降, 实际输出电压为 3.05V 是合理的. 输出电压的纹波与电感 L_4 , 电容 C_1 及负载 R_L 有关, 对要求纹波很小的电路, 应增大 L_4, C_1 和 R_L 的值, 但这时变换器的瞬态特性将变差. 输出电压的响应速度变慢, 每当输入电压或控制信号变化时, $V(out)$ 都需要较长的时间才能达到稳态值.

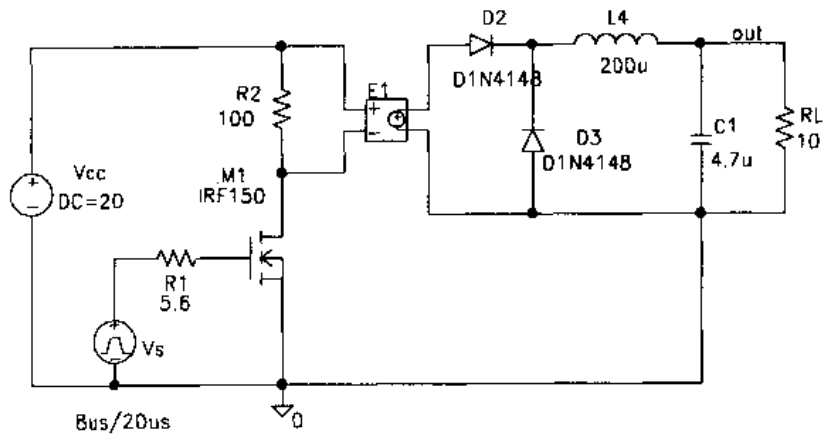


图 2-4-9 用受控源代替变压器后的电路

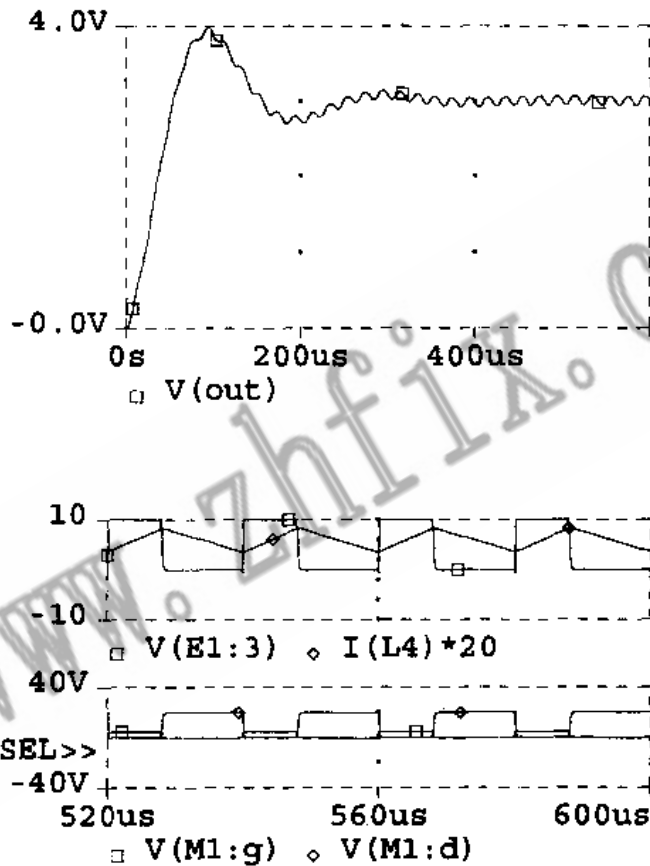


图 2-4-10 采用受控源时的瞬态响应

2.5 半桥、全桥及推挽式 DC-DC 变换器的仿真

2.5.1 半桥式变换器

半桥式变换器是一种性能优良、应用广泛的直流-直流变换器，其电路如图 2-5-1 所示。图中 V_{CC} 是输入直流电源，电容 C_1, C_2 和开关管 M_1, M_2 构成电桥的四个臂，因其中两个臂是电容而不是晶体管，因而称为半桥式 DC-DC 变换器， C_1, C_2 称为桥路电容。信号源 v_1, v_2 均为幅度为 10V 的矩形脉冲，脉宽 $7\mu s$ ，周期 $20\mu s$ ，两脉冲源相位相差 180° ，以便

驱动两开关管 M_1, M_2 轮流导通, 因而设置 v_1 时, 令其脉冲延时时间 $TD=0$, 而 v_2 的延时 $TD=10\mu s$, 这样, v_1 较 v_2 超前半个周期 ($10\mu s$). 其他参数设为 $V1=0$ (初始电压), $V2=10$ (脉冲幅度), $TI=0.01\mu s$ (上升时间), $TR=0.01\mu s$ (下降时间), $PW=7\mu s$ (脉冲宽度), $PER=20\mu s$ (脉冲周期). 在 PSPICE 中, μs 是用 us 表示的, s 也可以不写.

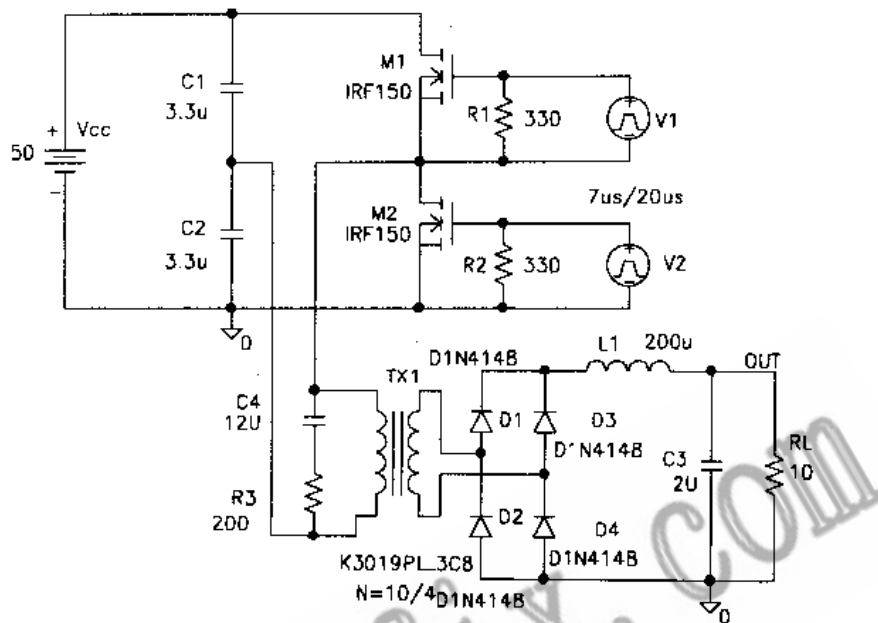


图 2-5-1 半桥式 DC-DC 变换器

变压器 TX1 在元件库 EVAL.slb 中, 其匝数比设为 10:4, 电容 C_4, R_3 为吸收回路, 用以改善变压器初级绕组电压的波形, 削弱尖峰电压.

D_1-D_4 构成桥式整流电路, 将变压器次级的高频交流脉冲电压变为直流. L_1, C_3 为滤波元件. 负载电阻为 R_L . R_L 上端的字母 OUT 表示输出端. 是通过 Draw 菜单中的 Text 写上去的. 在 Text 对话框中键入 OUT, 再用鼠标将这文字移到所需要的地方. 其他文字也可用这方法写到电路图上. 例如“半桥式 DC-DC 变换器”可利用汉字输入法写到 Text 上, 再移到适当位置.

半桥式电路的优点是不需要很高反压的开关管 ($V_{BR(CEO)}$ 大于 V_{CC} 即可) 就能用在 220V 的电网上. 另外, 在使用无气隙变压器时, 为了平衡晶体管开关每次开关中的伏秒值, 可采用简单的方法, 例如采用廉价的对称校正电路.

对该电路实施瞬态响应分析, 得到图 2-5-2 的结果. 图中 $V(M2:g)$ 是开关管 M_2 的栅极电压波形, 也就是信号源 V_2 的波形. 它是脉宽为 $7\mu s$ 、周期为 $20\mu s$ 的矩形脉冲, 幅度为 10V. $V(M2:d)$ 为开关管 M_2 的漏极电压波形. 当驱动脉冲到来时, M_2 导通, 漏极电压为零. 脉冲过后, M_2 截止, $V(M2:d) = \frac{1}{2} V_{CC} = 25V$. 当 M_1 导通时, M_1 管压降为零, 致使 M_2 的漏极电压达到 V_{CC} 电压 (50V).

滤波电感 L_1 中的电流 $I(L1)$ 为锯齿波, 起到能量储存和转换的功能.

变压器初级电流 $I(TX1)$ 为两开关管 M_1, M_2 漏极 (源极) 电流之和. 两管轮流导通, 因而 $I(TX1)$ 的波形一正一负地变化, 在某一开关管导通期间, $I(TX1)$ 线性增长

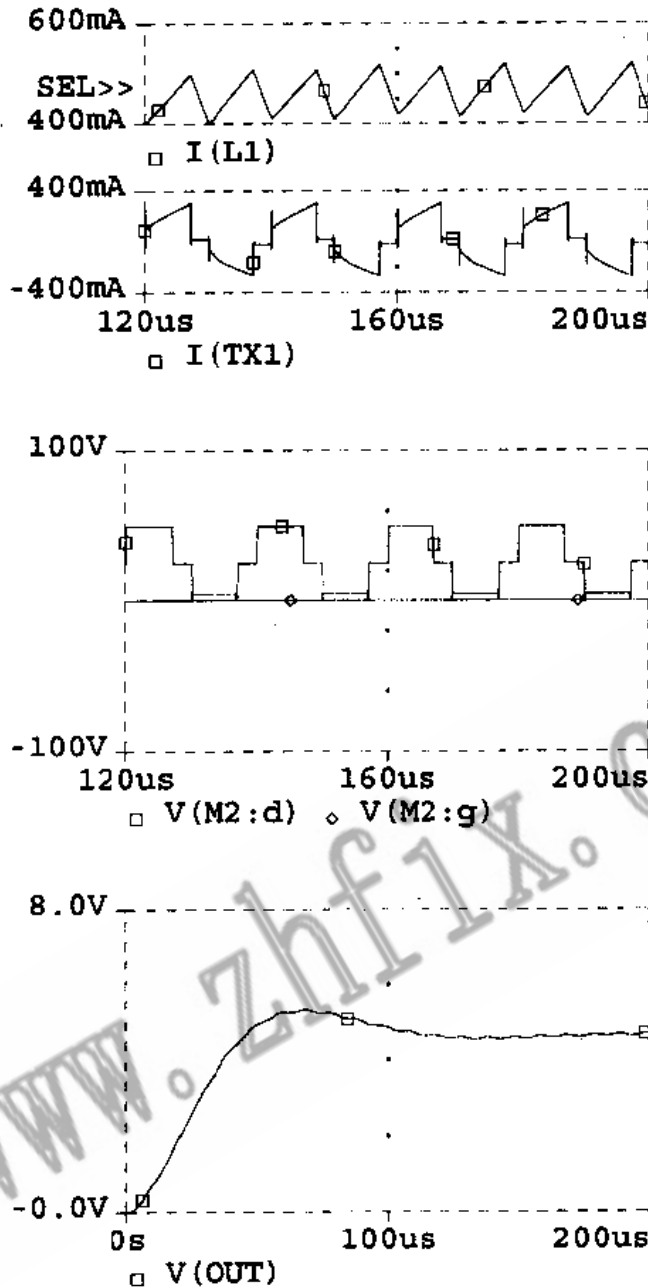


图 2-5-2 半桥式变换器瞬态分析结果

或减小，在两开关管都截止的期间， $I(TX1)=0$ 。输出电压 $V(out)$ 的波形在加电后约 $150\mu s$ 即进入稳定状态，其值为 $4.77V$ 。LC 滤波器的特点是输出电压较低，但电压稳定性较好(外特性好)，尤其在输出电流较大时。

若减小驱动脉冲的脉宽(由 $7\mu s$ 减至 $3\mu s$)，其他电路元件及参数不变，得到的瞬态分析结果如图 2-5-3 所示。图中信号源 $V(M2:g)$ 脉宽变小，开关管 M_2 漏极电压 $V(M2:d)$ 为零及为 V_{CC} 的时间变短，说明 M_1, M_2 管的导通时间缩短。最终导致输出电压降低($V(out)$ 稳态值为 $1.45V$)。这种用改变控制电压脉宽来调整输出电压的方法就称为脉宽调制(pulse width modulation)。

为研究滤波电容 C_3 对该变换器的瞬态响应的影响，我们可将 C_3 设定为调变参数，

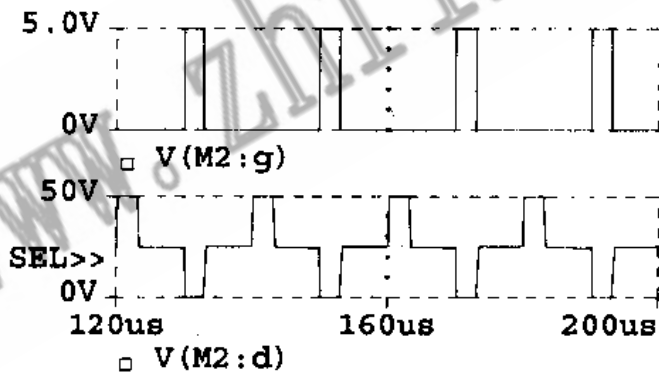
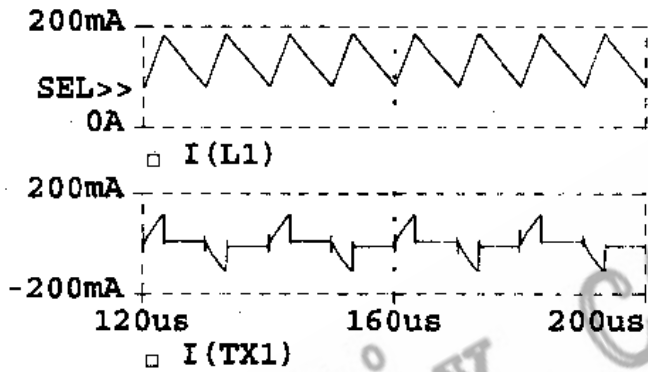
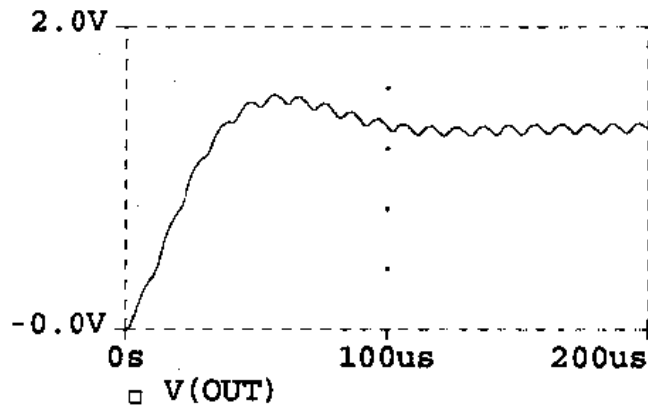


图 2-5-3 占空比为 $3\mu\text{s}/20\mu\text{s}$ 时各点电压电流波形

令其在 $0.47\text{--}47\mu\text{F}$ 间变化，由此得到电容值不同时的输出电压曲线。

首先将 C_3 值设为 $\{C\}$ 。然后在调变参数分析(Parametric)对话框中选择 Global Parameter (通用参数)，Decade (十倍率)，Start Value = $0.47\mu\text{F}$ ，End Value = $47\mu\text{F}$ ，Pts/Decade = 2。以上设置表示 C_3 的值将从 $0.47\mu\text{F}$ 变到 $47\mu\text{F}$ ，按十倍率变化，每个十倍率内分析 2 次。也就是令 C_3 的值分别为 $0.47\mu\text{F}$ ， $1.48\mu\text{F}$ ， $4.7\mu\text{F}$ ， $14.86\mu\text{F}$ ， $47\mu\text{F}$ 进行瞬态响应分析。分析的结果见图 2-5-4。

由图可知，当滤波电容 C_3 较小时，输出电压上升速度快，很快达到稳态值，但纹波较大。随着 C_3 的增大， $V(\text{out})$ 上升速度变缓且有上冲，达到稳态值需要较长的时间。但随着 C_3 的增大，输出电压的纹波越来越小。由此可知选择 C_3 并非越大越好，

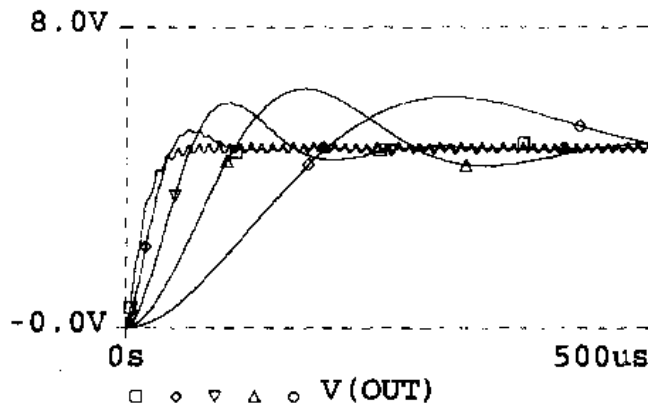


图 2-5-4 滤波电容 C_3 对瞬态特性的影响

应兼顾滤波和瞬态响应两方面的需要。

如果在桥路两开关管的连接点与变压器初级间串接一电容，如图 2-5-5 所示，就可以自动地平衡每个晶体管开关的伏秒值，防止因开关管不对称而引起的变压器磁芯的饱和现象。

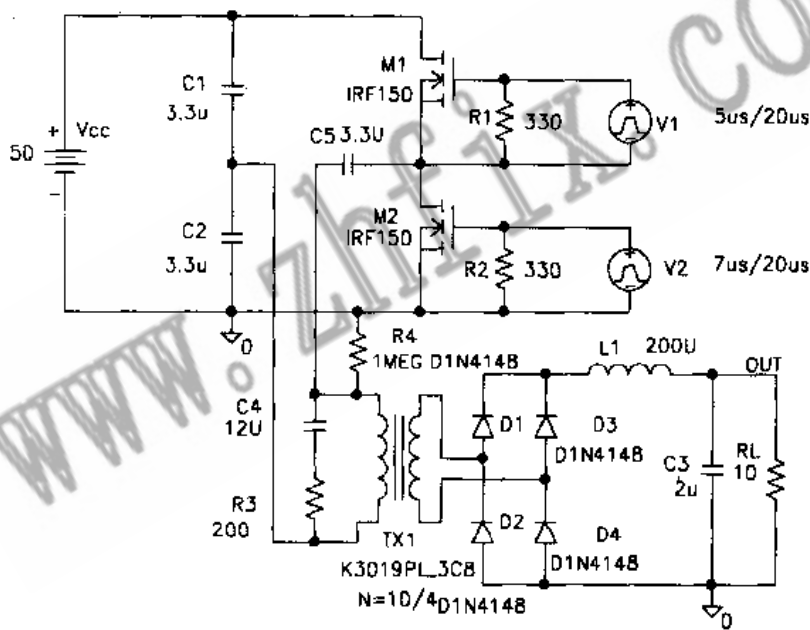


图 2-5-5 自动平衡半桥式变换器

图 2-5-5 中 C_5 为平衡电容，另外还增加了电阻 R_4 ，使变压器初级绕组不致于直流悬空，在 PSPICE 中规定电路中不能有任何元件或部分电路处于直流悬空状态，否则就认为电路出错。

这里设信号源 v_1 的脉宽为 $5\mu\text{s}$ ， v_2 的脉宽为 $7\mu\text{s}$ ，这就相当于两个开关管不对称， M_2 比 M_1 的截止时间多 $2\mu\text{s}$ 。在实践中，两开关管不对称是很常见的，尤其是在工厂大批量生产中。对该电路进行瞬态分析的结果见图 2-5-6。图中两开关管源极间电压波形 $V(M1:g,M1:s)$ 、 $V(M2:g)$ 不对称，它们的脉宽不同。 $V(M1:g,M1:s)$ 表示 M_1 管栅、源极间的电压。 M_1 管的源极不接地，所以不能用 $V(M1:g)$ 直接表示其栅、源间电压。从

M_2 管的漏极电压波形 $V(M2:d)$ 可以看到： M_2 管的导通时间比 M_1 管要长，但是由于 C_5 的作用(移动直流电平)，使得变压器初级电流 $I(TX1)$ 的正、负伏秒值保持平衡(正、负半周波形的面积相等)。正半周持续时间短，但幅度较大；负半周脉宽大，但幅度较小。半桥电路这种自动平衡伏秒值的作用使其获得广泛应用。

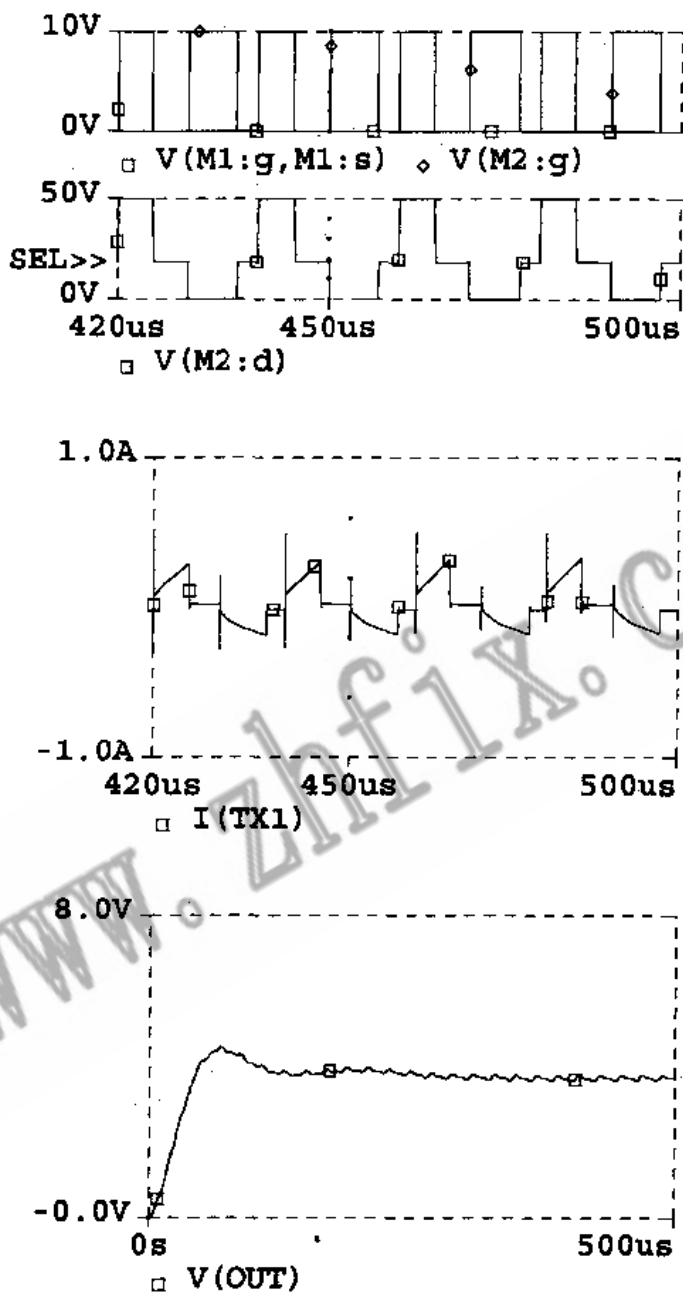


图 2-5-6 两开关管不对称时的情况

图 2-5-1 半桥式电路的变压器也可用两个电压控制电压源代替。两个受控源的控制端并联，被控端串联，可以构成全波整流电路(见图 2-5-7)。压控电压源 E_1 , E_2 取自元件库 ANALOG.slb。若其增益 GAIN 设为 1，电源电压 V_{CC} 设为 100V，对该电路进行瞬态分析可得图 2-5-8 的结果。图中 $V(D1:2)$ 为整流二极管 D_1 负端的电压，其幅值为：

$$V(D1:2)_m = \frac{1}{2} V_{cc} \cdot G = \frac{1}{2} \times 100V \times 1 = 50V$$

式中 G 为压控电源的电压增益。

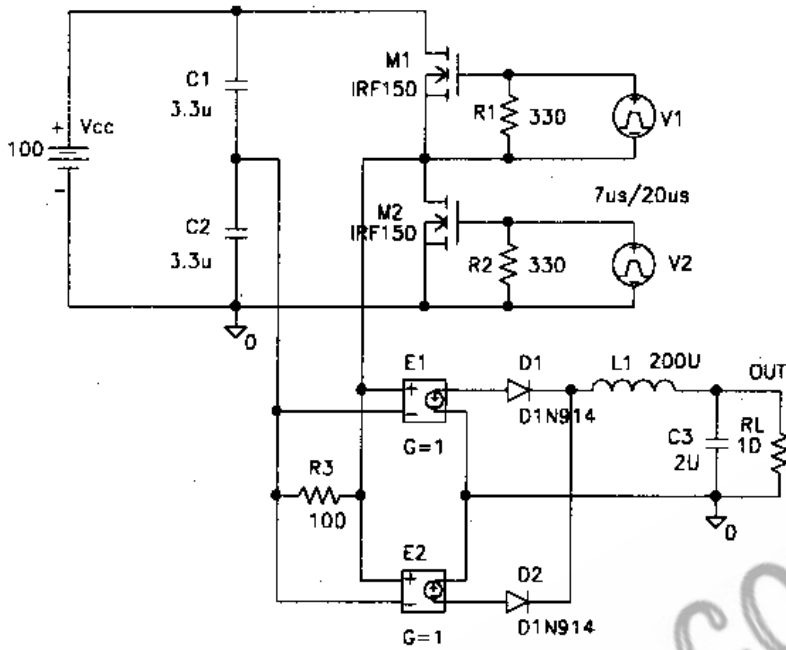


图 2-5-7 用受控源代替变压器构成全波整流电路

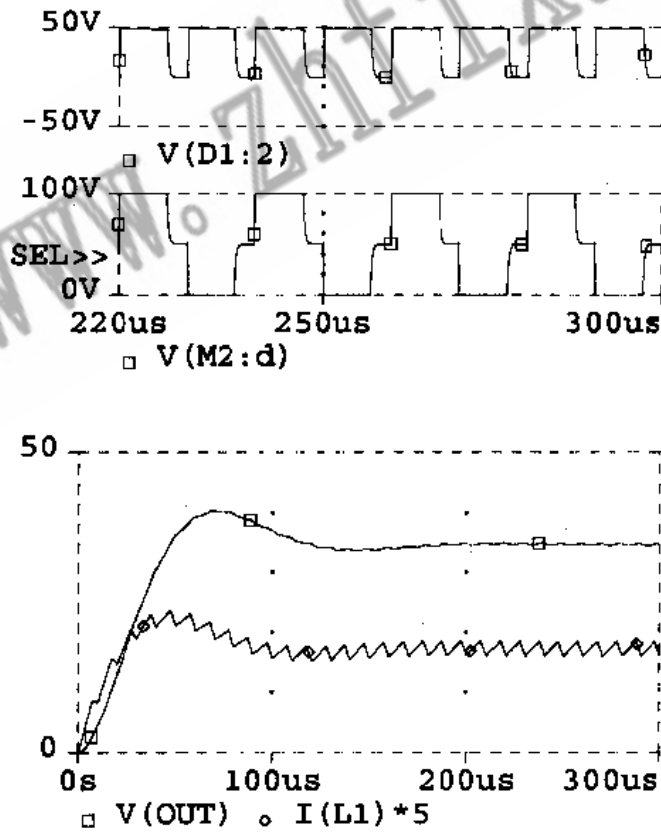


图 2-5-8 图 2-5-7 电路的瞬态分析结果

2.5.2 全桥式变换器

上述半桥式电路成功地将晶体管在开关时开关电压值减少为直流输入电压的一半，但与推挽式电路相比，却使晶体管导通时的集电极电流增加了一倍。这就限制了该电路只能适用于低功率或中等功率的电源中，不能满足大功率电源的要求。

解决这个问题的一个方法是设计出一种既保持半桥电路电压特性，又具有推挽电路电流特性的电路。该电路就称为全桥式电路，如图 2-5-9 所示。该电路中 M_1 — M_4 为桥路中的四个开关管， M_1, M_4 导通时， M_2, M_3 截止； M_1, M_4 截止时， M_2, M_3 导通。四个脉冲信号源 v_1 — v_4 的幅度为 5V，占空比 $D = 3.5\mu\text{s}/10\mu\text{s}$ （相应的频率为 100kHz）。 v_1, v_4 的脉冲比 v_2, v_3 延迟 $5\mu\text{s}$ ，这样即可实现 M_1, M_4 和 M_2, M_3 轮流工作，使加到变压器原边上的电压在 $+V_{CC}$ 和 $-V_{CC}$ 之间，每个晶体管集电极关断电压不超过 V_{CC} ，而晶体管的电流是半桥式电路的一半。

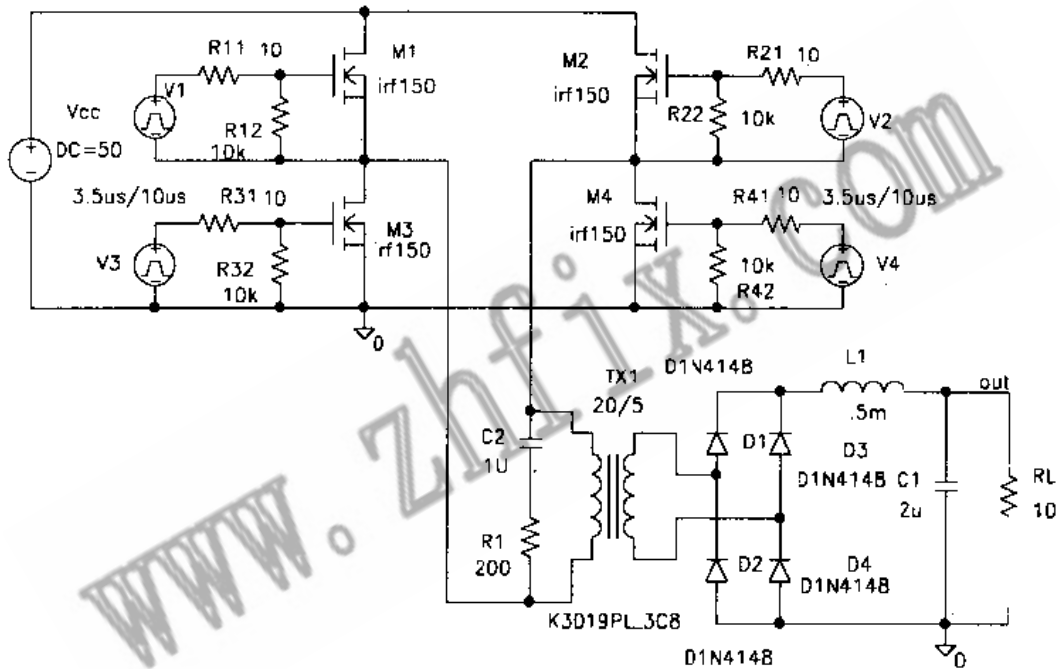


图 2-5-9 全桥式 DC-DC 变换器

这种电路由于每个晶体管需分别使用隔离的驱动器，所以电路相当复杂。当电源电压 V_{CC} 相同时，全桥式电路的输出电压为半桥式的 2 倍。

变压器 TX1 取自元件库 EVAL.slb。其耦合系数 coupling 设为 0.9，匝数比设为 20/5。

对图 2-5-9 电路进行瞬态分析的结果见图 2-5-10。图中变压器原边电压 $V(M3:d, M4:d)$ 幅值为 50V，峰-峰值达 100V。 $V(M3:d, M4:d)$ 表示 M_3 漏极与 M_4 漏极间电压差，也就是变压器原边的电压。变压器副边电压 $V(D1:1, D3:1)$ 为原边电压的四分之一（变压器变比为 5:20），其峰-峰值为 25V。经 D_1 — D_4 组成的桥式整流器后变为 $V(D3:2)$ 的波形，幅度为 12.5V，再经 L_1, C_1 滤波，变为输出电压 $V(out)$ ，其值与脉冲宽度及 L_1, C_1, R_L 值有关，本例中 $V(out) = 6.3V$ 。

$I(TX1)$ 为变压器原边的电流，正、负对称，使变压器两个方向的磁通密度相同，

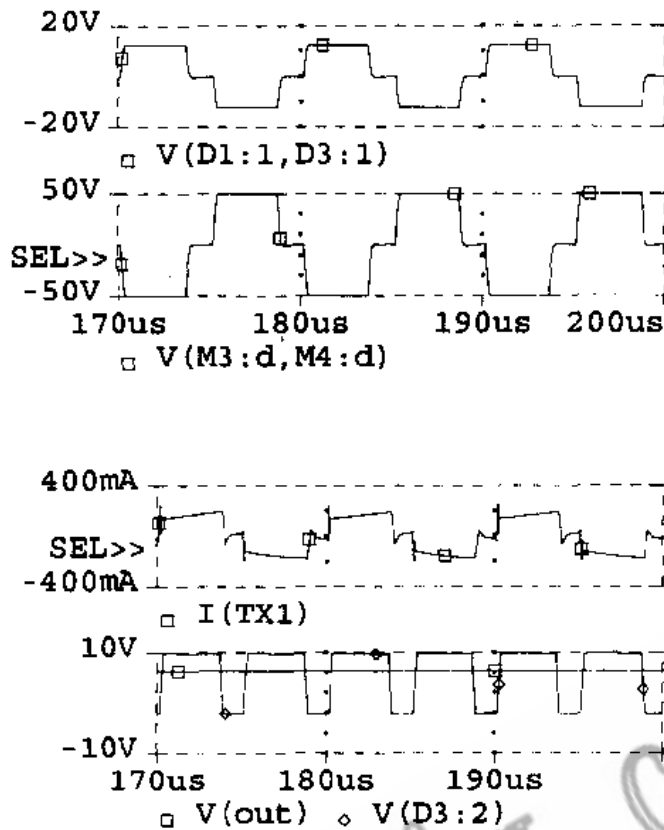


图 2-5-10 图 2-5-9 电路的瞬态分析结果

$B-H$ 特性曲线的两半部分都得到应用，因而可用体积较小的无气隙变压器。

用脉宽调制方式控制输出电压可用仿真方法验证。将 v_1-v_4 的脉冲信号宽度减小为 $2\mu\text{s}$ ，再对该电路进行瞬态响应分析，所得结果见图 2-5-11。由于信号源脉宽减小，晶体管导通时间缩短，最终导致整流输出端电压 $V(D3:2)$ 的脉宽减小，输出电压的平均值也减小。本例的输出电压 $V(\text{out})=3.18\text{V}$ 。应该指出一点：各点电压波形的脉宽随信号源的脉宽而变化，但脉冲的幅度不变，因脉冲幅度是由电源电压 V_{CC} 及变压器的变比决定的。脉冲的周期也不变，因此，有时称这种方式为恒频控制方式。

例题：试对推挽式 DC-DC 变换器进行仿真。

推挽式 DC-DC 变换器的电路见图 2-5-12。 v_1, v_2 为脉冲信号源，占空比 $D=7\mu\text{s}/20\mu\text{s}$ 。两信号源相位相差 180° ，因而应设 v_2 的延迟时间 $\text{TD}=10\mu\text{s}$ ， v_1, v_2 的幅度均为 5V 。开关管 M_1, M_2 在 v_1, v_2 的作用下轮流导通，因而它实质上是两个正激式变换器轮流交替工作。

推挽变压器这里用四个紧耦合的电感 L_1-L_4 代替。在 PSPICE 中是用 K 来表示耦合电感的，耦合系数 Coupling 设为 1，输出端采用全波整流、电感电容滤波电路。

对该电路作瞬态分析得图 2-5-13 的波形图。两开关管的漏极电压波形 $V(M1:d)$ ， $V(M2:d)$ 形状相同，但相位相差 180° ，说明二者是轮流工作的。在 M_1 导通期间， $V(M1:d)=0$ ， $I_D(M1)$ (漏极电流) 在电源电压 V_{CC} 的作用下线性增长。图中因 $I_D(M1)$ 太小，将其扩大 80 倍，便于观察。 $V(M1:d)$ 和 $V(M2:d)$ 波形中部有个台阶，这是两管都截止的期间。两管电流均为零，原边绕组 L_1, L_2 无电流流过，电感两端电

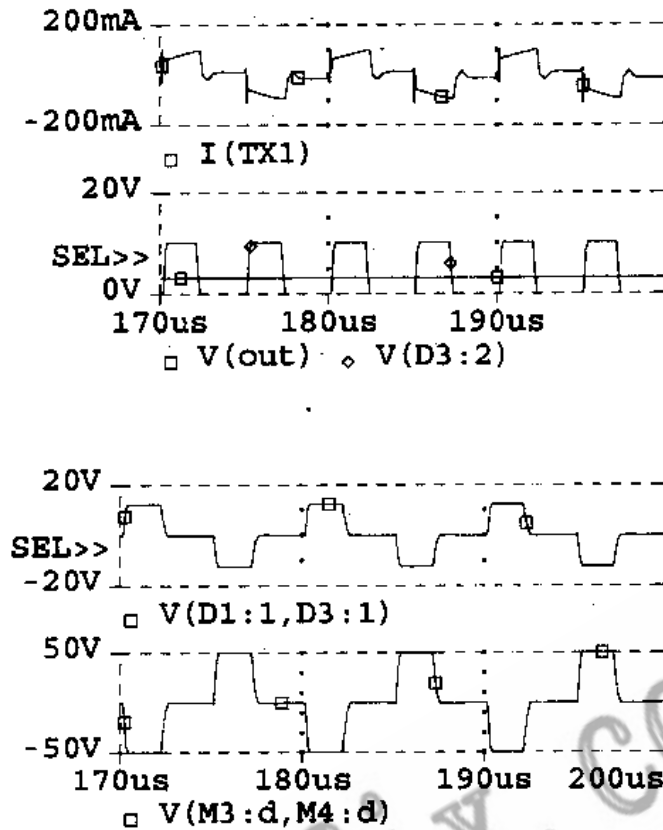


图 2-5-11 脉宽减小到 $2\mu\text{s}$ 时各点电压、电流波形

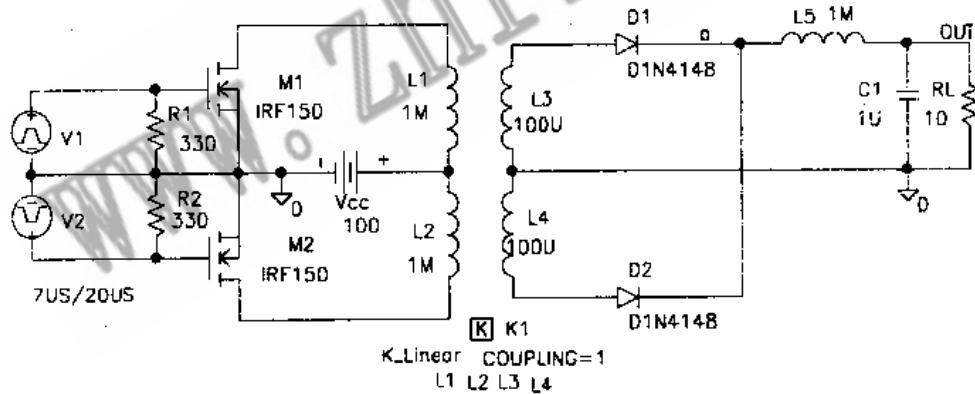


图 2-5-12 推挽式 DC-DC 变换器电路图

压为零，所以两管的漏极电压都等于电源电压 V_{CC} 。输出电压 $V(\text{out})$ 的大小与 V_{CC} 和 L_1, L_3, L_2, L_4 的比值及滤波电路元件参数有关，尤其与信号源的占空比有关。本例中 $V(\text{out})$ 的稳态值为 20V。

为对电路实行脉宽调制，将 v_1, v_2 的占空比改为 $D = 3.5\mu\text{s}/20\mu\text{s}$ 。这时进行瞬态分析的结果如图 2-5-14 所示。

各电压脉冲的幅度不变，但脉宽减小为 $3.5\mu\text{s}$ ，致使输出电压的平均值减小。 $V(\text{out})$ 的稳态值约为 10V。可见输出电压是与驱动脉冲信号的脉宽成正比的。

下面看一下当开关管不对称时，对推挽式电路会有什么影响。在图 2-5-12 的推挽

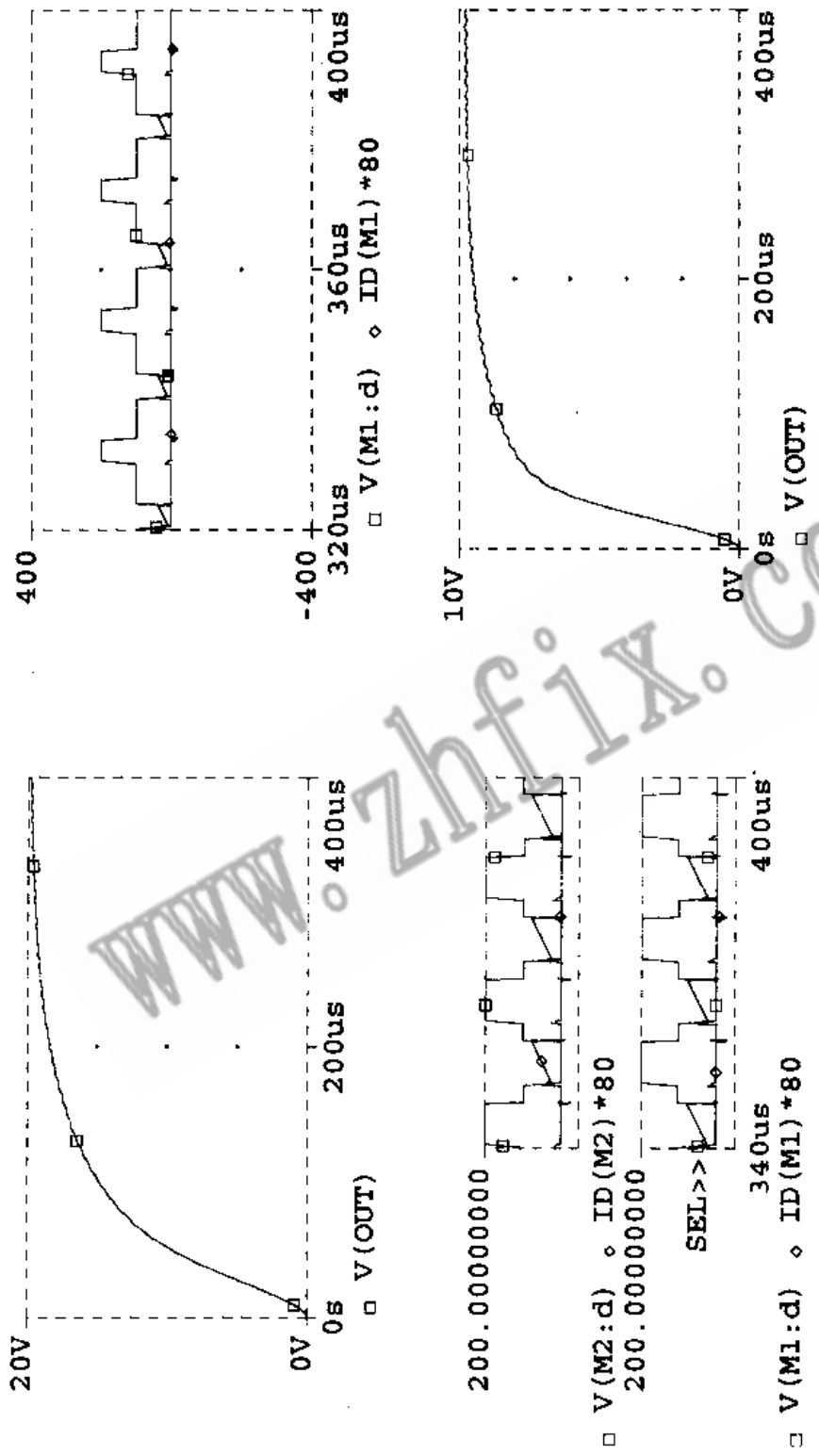


图 2-5-13 图 2-5-12 电路的瞬态分析结果

图 2-5-14 改变脉宽后的瞬态分析结果

式电路中, 设信号源 v_1 的脉冲宽度为 $3.5\mu\text{s}$, v_2 的脉冲宽度为 $5\mu\text{s}$, 这相当于开关管 M_1 的截止时间比 M_2 长 $1.5\mu\text{s}$. 对电路进行瞬态分析得图 2-5-15 的结果. 从图中开关管漏极电压 $V(M1:d)$, $V(M2:d)$ 的波形可以看到, 电源 V_{CC} 经 M_1, M_2 加到变压器原边绕组 L_1, L_2 上的电压幅度相同, 但作用时间不同, 造成两绕组的伏秒值不同, L_2 的伏秒值大于 L_1 的伏秒值. 由此导致两电感电流 $I(L1)$, $I(L2)$ 平均值不同. 这说明推挽式变换器电路不能自动平衡变压器两个方向的磁通密度, 最终导致变压器铁芯饱和, 产生过大的电流而烧毁功率管. 解决这个问题的是使用具有气隙的铁芯, 以增大漏感, 但这样就增多了—个耗能的缓冲器, 降低了效率. 也可以使用校正电路, 但增大了电路的复杂程度. 较好的方法还是使用前述的具有自动平衡作用的桥式变换器.

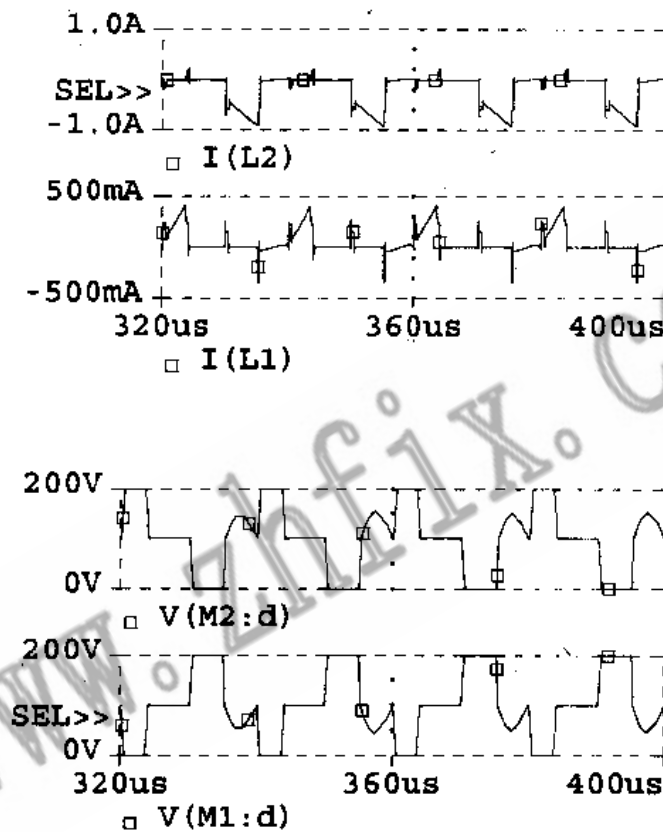


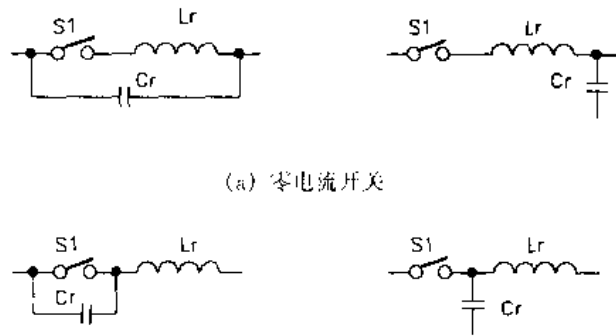
图 2-5-15 开关管不对称时的情况

2.6 谐振式 DC-DC 变换器的仿真

从功率变换器开关接通时的电流或电压的情况来看, 其控制方式基本上有两种: 一种是占空比调制, 或称 PWM 控制; 另一种为谐振控制. 两种方法均在深入发展. 其中 PWM 技术由于是控制占空比, 电流或电压是开关式的; 谐振技术却是以正弦波方式处理功率的. 因此, 谐振技术与 PWM 技术相比, 变换器开关的损耗和开关应力(即电压或电流强激的程度)都减少了, 所以谐振控制是理想的开关形式.

谐振控制中最基本的概念是谐振开关, 谐振开关又分为零电流开关(ZCS)和零电压开关(ZVS).

用 LC 谐振电路使通过开关元件的电流波形近似为正弦波, 从而为开通和关断瞬间电流为零创造了条件, 这就是所谓的准谐振零电流开关 (QRZCS). 其电路如图 2-6-1 (a) 所示. 零电流开关使得关断损耗减小, 但由于开关内有较高的电流有效值和直流峰值, 使导电损耗增加. 另外, 在开关开通时, 谐振电容 C_r 经开关形成闭路, 开关内部损耗掉这一电容储能, 使开关损耗增大.



(a) 零电流开关



(b) 零电压开关

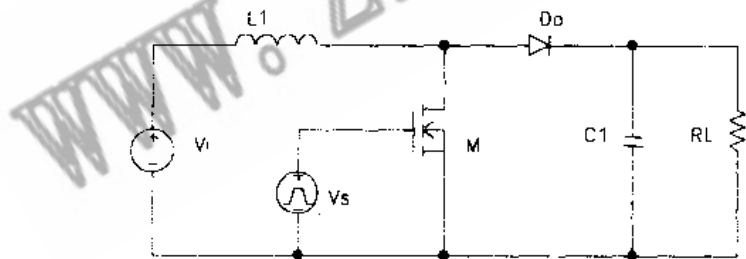
图 2-6-1 准谐振开关

若使谐振电容与开关并联, 在开关断开期间形成振荡, 为开关开通建立起零电压条件, 这就是所谓的准谐振零电压开关, 如图 2-6-1 (b) 所示.

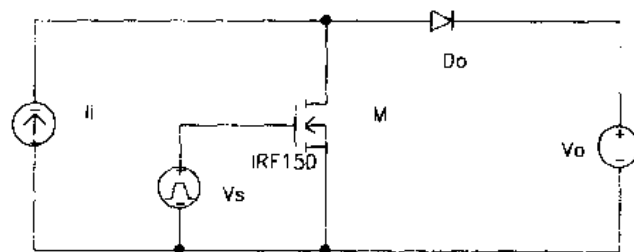
零电压开关使得开通损耗减小, 但在关断时, 由于 S_1 中电流较大, 会产生较大的关断损耗.

2.6.1 零电压准谐振升压变换器等效电路

图 2-6-2 (a) 所示为在 2-4-2 中讨论过的普通升压式变换器. 它在稳态运行时, 电感中电流和输出电压基本不变, 因而可看作为一个恒流源 I_i , 通过对开关 M 占空比的控制给恒压源 V_o 供电, 如图 2-6-2 (b) 所示. 用图 2-6-1 (b) 的电压谐振开关代替电路中的普通开关 M 后就形成了图 2-6-3 所示的电压型准谐振升压变换器等效电路. 图中 C_r , L_r 分别为谐振电容、电感, 二极管 D_1 与开关管并联, 成为半波式电路; 若 D_1 与



(a) 基本电路



(b) 稳态等效电路

图 2-6-2 升压式变换器

M_1 串联, 则为全波式电路.

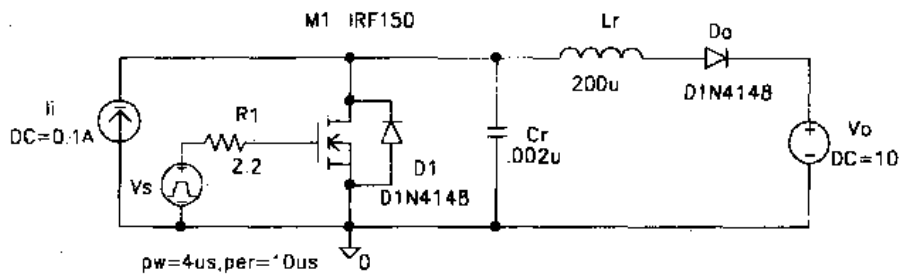


图 2-6-3 电压型准谐振升压变换器等效电路(半波型)

对该电路进行瞬态分析后得图 2-6-4 的结果. 对图中各电压、电流波形的分析可分为四个阶段(见图 2-6-5), 假设在开关 M_1 断开前, 输入电流 I_i , 二极管 D_o 处于断态, 电压负载为 V_o . 此时开关 M_1 断开, 则输入电流 I_i 被传送到电容 C_r 上, 此时作为工作的开始. 下面概述四个阶段中各个阶段电路的运行情况.

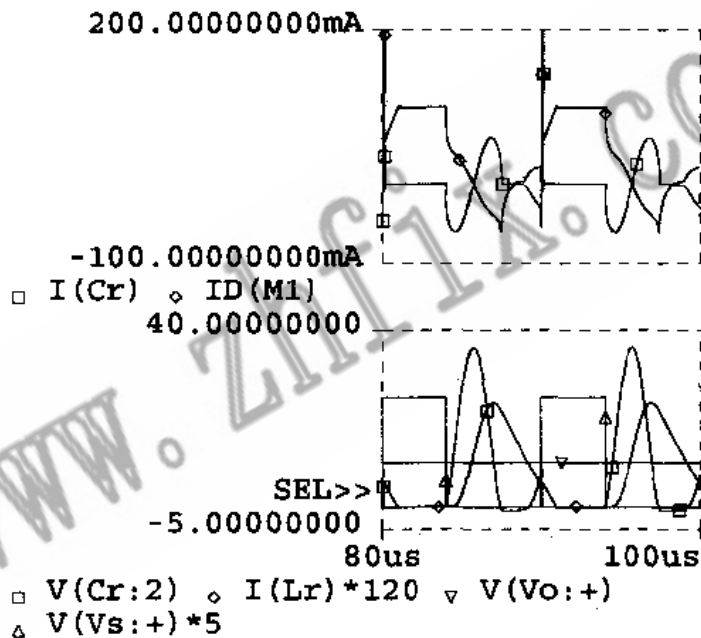


图 2-6-4 图 2-6-3 电路的瞬态分析结果

(1) 电容充电阶段(84—84.4 μ s)

当脉冲激励电压 $V(Vs: +)$ 消失时(84 μ s), 开关管 M_1 截止, 电流 I_i 转为流入 C_r 中, C_r 上的电压 $V(Cr: 2)$ 线性增长. 到 84.4 μ s 处, C_r 充电到 $V(Cr: 2) = V_o$, 这段时间里 $V(Cr: 2) < V_o$, 所以二极管 D_o 不导电. 该阶段的等效电路见图 2-6-5 (a).

(2) 谐振阶段(84.4—87.5 μ s)

84.4 μ s 时, D_o 开始导通, 部分 I_i 开始流入 V_o , 电容 C_r 上的电压 $V(Cr: 2)$ 在 87.5 μ s 时降到零, 并由反并联二极管 D_1 箝位于零值上. 该阶段的等效电路如图 2-6-5 (b) 所示.

(3) 电感放电阶段(87.5—91.1 μ s)

87.5 μ s后,电感电流 $I(L_r)$ 线性下降,并在 91.1 μ s 处达到零.该阶段的等效电路如图 2-6-5 (c) 所示.在 87.5—89.4 μ s 期间,电容 C_r 上的电压被反并联二极管 D_1 箝位于零值,而开关管 M_1 恰好在这段时间内导通,而实现了零电压开通.

(4) 续流阶段(91.1—95 μ s)

此阶段中电流源电流全部流经开关管 M_1 ,因而 $I_D(M_1)$ 保持不变.直到 95 μ s 时, M_1 再次关断(见图 2-6-5 (d)).

当二极管 D_1 与开关管 M_1 串联时,电路工作于全波状态(见图 2-6-6).这时谐振电容 C_r 上的电压可以自由振荡,不被 D_1 箝位,因而 C_r 上的电压有负半波,近似正弦波.对图 2-6-6 电路作瞬态分析的结果如图 2-6-7 所示.全波电路与半波电路的不同点主要在电容 C_r 上的电压.全波电路中 $V(C_r:2)$ 有负半周,开关管 M_1 在此负半周期间导通, D_1 承受负半周的电压,因而 M_1 实现零电压开通.

零电压准谐振升压变换器的直流电压转换比

$$M = \frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{\frac{f_s}{2\pi f_n} \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos\alpha) \right]}$$

式中,谐振频率: $f_n = \omega/2\pi = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$;

开关频率: $f_s = 1/T_s$;

负载电阻标么值: $r = R_L/Z_n$;

特性阻抗: $Z_n = \sqrt{L_r/C_r}$;

$\alpha = \sin^{-1}(V_o/Z_n I_i)$.

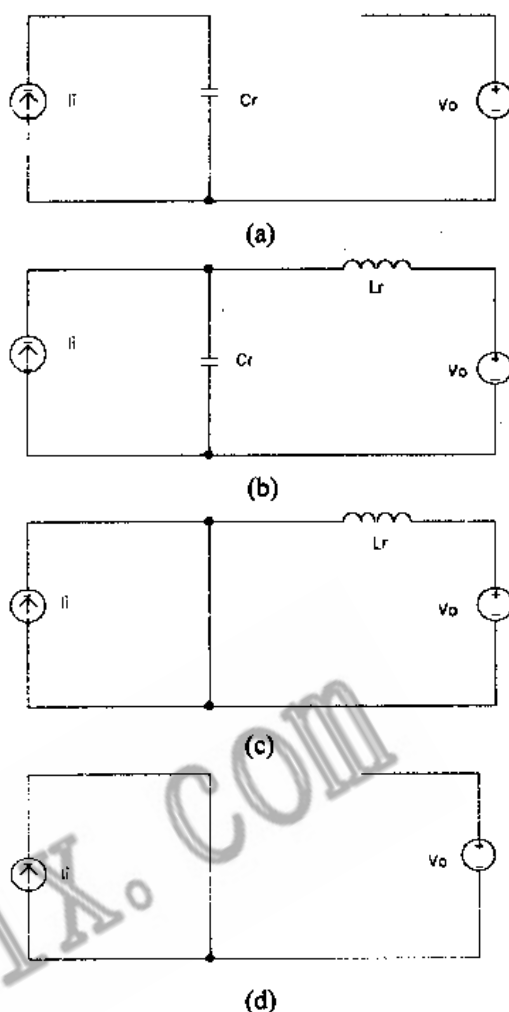


图 2-6-5 图 2-6-3 电路工作的四个阶段

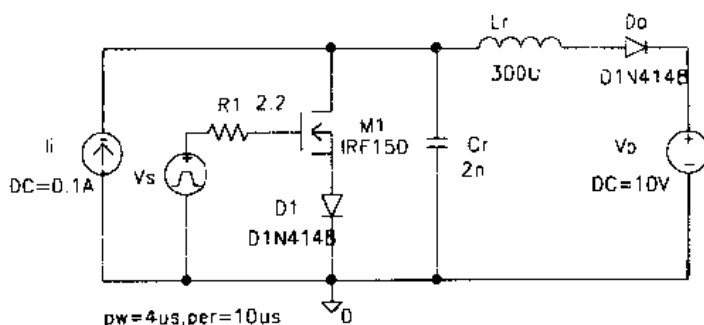


图 2-6-6 全波零电压准谐振变换器等效电路

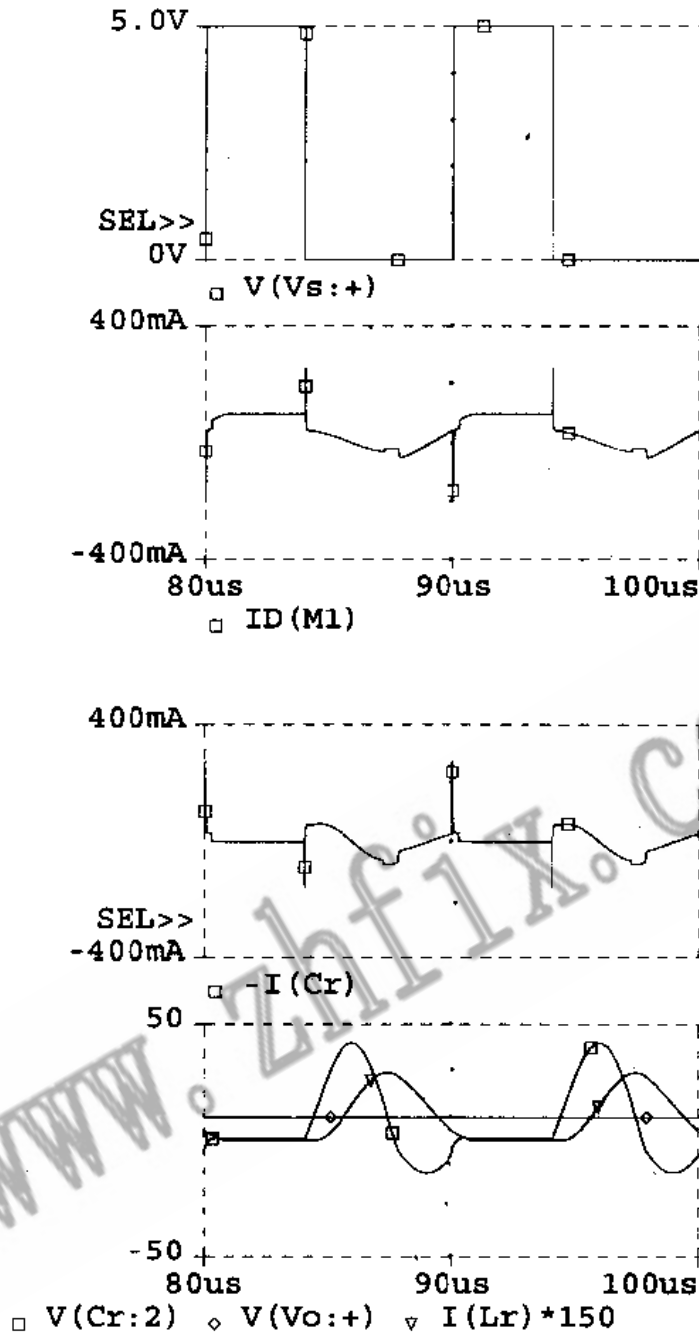


图 2-6-7 图 2-6-6 电路瞬态分析结果

2.6.2 零电压准谐振升压式变换器

一个实际的电压型准谐振升压变换器的电路如图 2-6-8 所示。图中 V_i 为输入电压， v_S 为激励信号源，其占空比 $D = 0.5\mu s / 1\mu s$ 。场效应管 M_1 为开关元件，开关频率 $f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{1\mu s} = 1\text{MHz}$ ， M_1 内部并联二极管使电路工作于半波状态。 C_r, L_r 为谐振电容、电感，与 M_1 一起构成零电压谐振开关。 D_o 为续流二极管， C_o 为滤波电容。该电路工作原理已如前

所述(见等效电路图 2-6-3)。

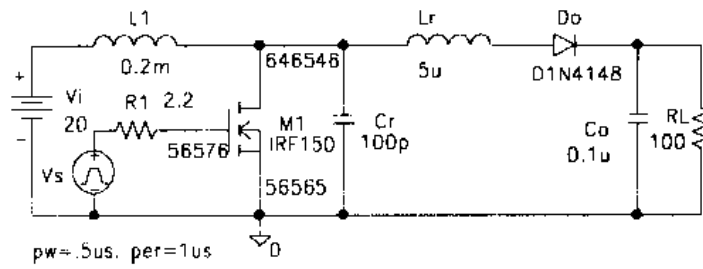


图 2-6-8 零电压准谐振升压式变换器

对该电路作瞬态分析的结果见图 2-6-9。从图中可看到开关管 M_1 漏极电压(即电容 C_r 两端的电压) $V(M1:d)$ 为一自由振荡的正弦电压,其负半周被 M_1 内部二极管箝位至零,因而只有正半周。该电压在 $36\mu s$ 处降为零,恰在此时激励脉冲 $V(M1:g)$ 到来, M_1 导通,产生漏极电流 $ID(M1)$, 实现了零电压开通。为在同一纵坐标下看清 $ID(M1)$ 曲线,只需将 $ID(M1)$ 扩大 30 倍即可,这就像在示波器上增大 Y 轴放大倍数一样。然而,在示波器上要同时显示多条电压电流曲线是很困难的,而在 PSPICE 中可以同时显示几十条曲线,每条曲线都可在 X, Y 轴方向任意放大、缩小,还可用游标精确地定出某一点的坐标。

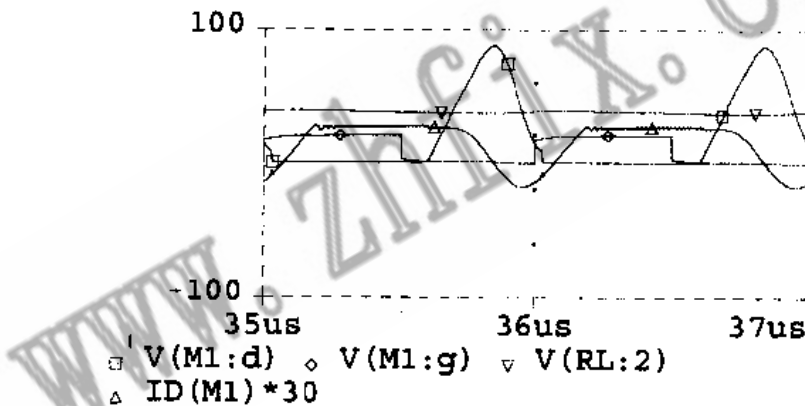


图 2-6-9 图 2-6-8 瞬态分析结果

当电路负载电阻增大,负载电流很小时, $V(M1:d)$ 尚未降至零,开关管已经导通,电路失去了零电压开关性能。此时的瞬态分析结果见图 2-6-10。这里将负载电阻 R_L 改为 500Ω ,相应地滤波电容 C_o 可减小为 $60nF$ 。图中 $36\mu s$ 处 $V(M1:d)$ 的值还相当大(约为 $70V$),这时 M_1 已有激励脉冲并开始导通,产生 $ID(M1)$ 。在这一过程中将会产生很大的开关损耗,使变换器的效率下降。

例题: 试对零电压准谐振反激式变换器进行 PSPICE 仿真。

DC-DC 变换器在高频运行时,电路的寄生因素,如变压器漏感和半导体器件的结电容通常对电路运行是不利的,然而,某些电压型准谐振变换器的拓扑结构可以利用这些固有的寄生元件来形成所要求的谐振工作方式。

图 2-6-11 示出一个利用变压器的漏感和半导体器件结电容形成谐振槽路的电压型准谐振反激式变换器。图中 Z_1 为绝缘栅双极型晶体管(IGBT),具有输入阻抗大、饱和

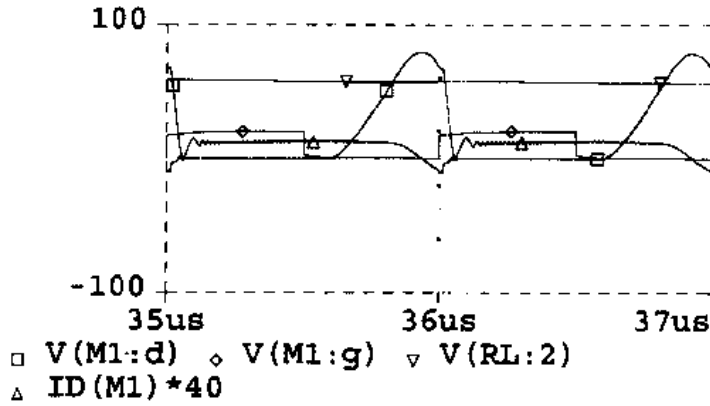


图 2-6-10 增大负载电阻时的瞬态分析结果

压降小的特点. 该管的结电容 C_{ce} 和电容 C_r 并联构成谐振电容. 变压器 TX_1 的原边漏感和电感 L_r 串联形成谐振电感. 信号源 v_s 占空比 $D=0.13\mu s/0.3\mu s$, 开关频率 $f_s = \frac{1}{T_s} = 1/0.3\mu s = 3.3\text{MHz}$.

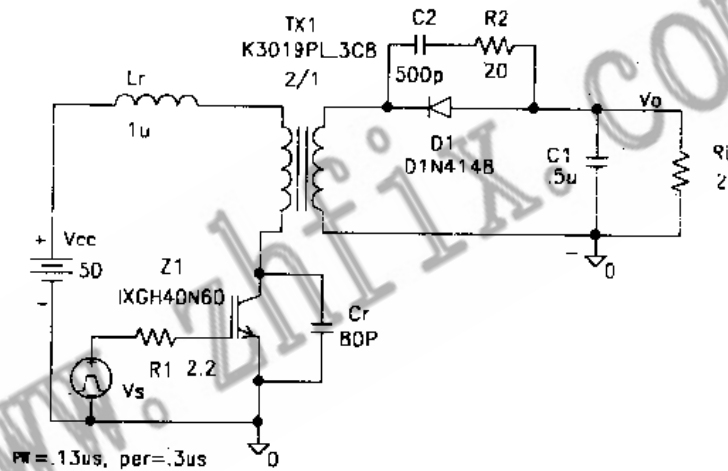


图 2-6-11 零电压准谐振反激式变换器

该电路仿真分析结果如图 2-6-12 所示. 从图中可以看到, 当开关管 Z_1 两端电压 $V(Z_1:C)$ 降到零时, 激励信号 $V(Vs:+)$ 到来, 开关管导通, 产生集电极电流 $IC(Z_1)$, 从而实现了零电压开通. 输出电压 $V(RL:2)$ 约为 -75V , 其纹波的大小取决于 C_1 , R_L 的时间常数值.

若将该电路中的谐振电感 L_r 增大为 $4\mu\text{H}$, 使得谐振频率变低, 谐振周期变长, 将会破坏电路的零电压开通条件. 这时的仿真分析结果如图 2-6-13 所示. 图中开关管两端电压 $V(Z_1:C)$ 刚从峰值开始下降, 还远未减到零时, 开关管已导通, 谐振电容 C_r 通过开关管放电, 产生了很大的瞬时电流(见 $IC(Z_1)$ 波形), 因而不能实现零电压开通, 在开通时产生很大的损耗, 使变换器效率降低. 输出电压也由 -75V 降到 -30V . 由此可见, 适当地选择谐振电感 L_r 和 谐振电容 C_r 的值是很重要的. 而计算机仿真的方法正是一个比较快速, 方便、安全的选择 L_r , C_r 的方法.

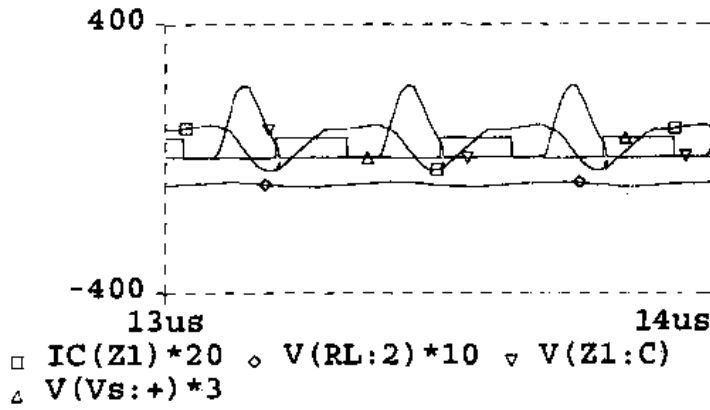


图 2-6-12 图 2-6-11 电路的仿真结果

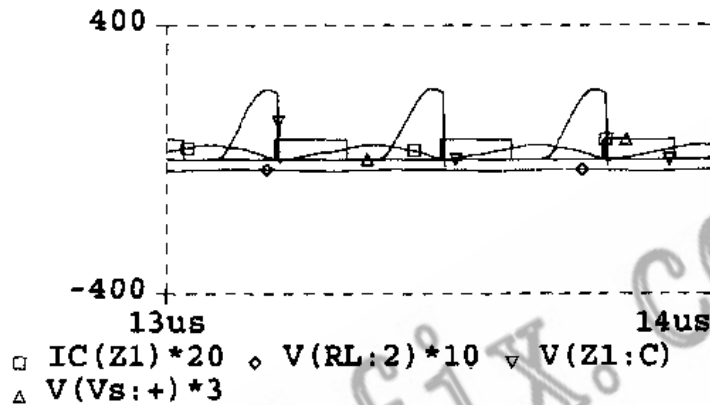


图 2-6-13 增大电感 L_r 的结果

2.6.3 多谐振变换器

如上所述，零电流开关可以实现开关的零电流关断，而零电压开关可以实现开关的零电压开通。在脉宽调制(PWM)型变换器里，开关总与一个二极管相连，称为 PWM 开关(见图 2-6-14 (a))。开关导通时，二极管截止；开关截止时，二极管导通。加上谐振电容、电感后，可将 PWM 开关变为各种谐振开关，如图 2-6-14 (b)，(c)，(d)所示。其中图(b)，(c)分别为零电流、零电压开关，这两种开关无法使开关和二极管的开关条件同时最佳化。而图(d)的多谐振开关中，谐振电容既与开关又与二极管并联，把开关和二极管都变成零电压开关。用多谐振开关代替 PWM 开关，就可从 PWM 拓扑结

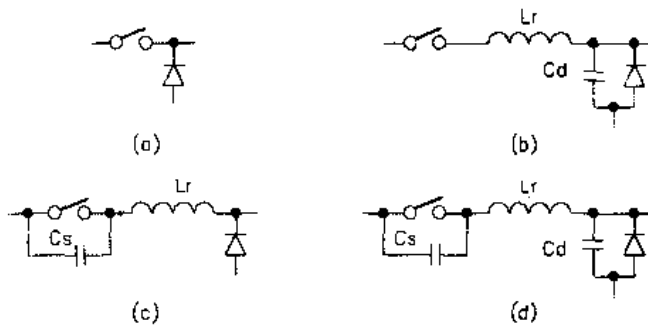


图 2-6-14 PWM 开关和各种谐振开关

构产生出零电压开关多谐振变换器(ZVC-MRC)。

多谐振电路把包括晶体管输出电容、二极管结电容和变压器漏感在内的所有主要寄生元件并入谐振电路，这就使得多谐振变换器在高频工作时，对所有半导体器件都具有最合适的零电压开关条件。

图 2-6-15 是一个降压式零电压多谐振变换器。图中 M_1 为开关管， D_1 为续流二极管。谐振电容 C_s 、 C_d 分别与它们相并联，使其成为零电压开关。 L_r 为谐振电感。电流源 I_{DC} 用来等效输出滤波电路及负载电阻。该电路的工作过程可分为四个阶段(见图 2-6-16)。

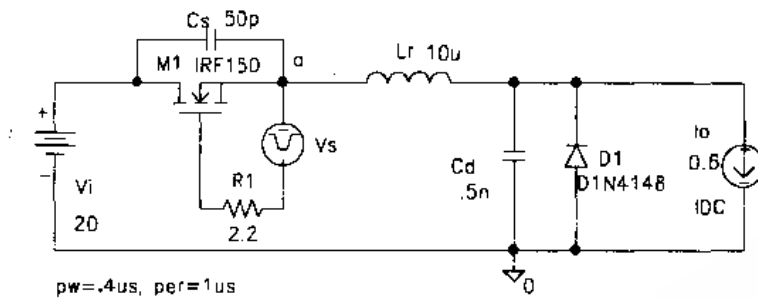


图 2-6-15 降压式零电压多谐振变换器电路

(1) 线性阶段

在此阶段中开关 M_1 和二极管 D_1 都导通，电感 L_r 中电流线性增长，而 I_{DC} 电流不变，因而二极管电流线性减小(图 2-6-16 (a))。

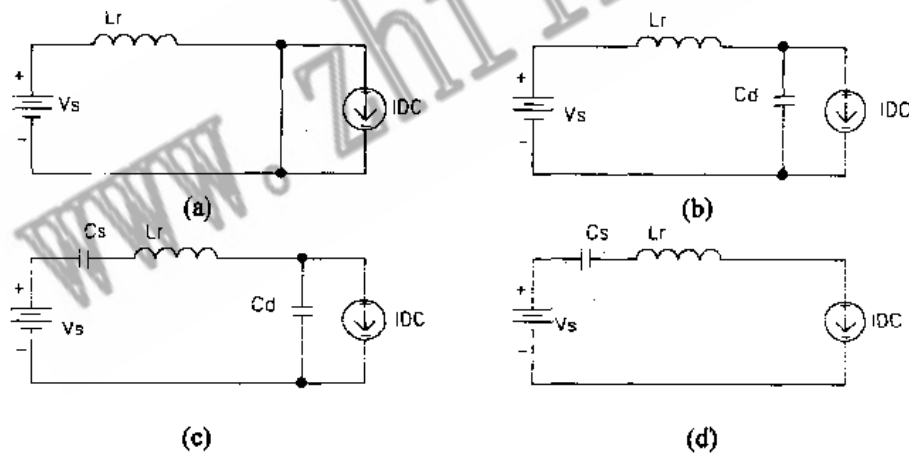


图 2-6-16 图 2-6-15 电路工作过程

(2) 谐振第一阶段

当 L_r 中电流等于输出电流 I_{DC} 时，二极管电流为零，二极管关断。此时 L_r 、 C_d 构成谐振回路， C_d 充电，其上电压按正弦规律上升(图 2-6-16 (b))。

(3) 谐振第二阶段

当 M_1 关断时，此阶段开始，于是三个谐振元件， C_s 、 C_d 、 L_r 形成谐振回路(图 2-6-16 (c))。

(4) 谐振第三阶段

当整流二极管的电压降到零并开通时,此阶段开始.电容 C_d 和电感 L_r 形成谐振电路.当开关 M_1 上的电压降到零并开通时,此阶段结束(图 2-6-16(d)).

对图 2-6-15 电路进行瞬态分析的结果见图 2-6-17. 图中可以看到,当二极管 D_1 两端的电压 $V(D1:2)$ (也即是电容 C_d 两端的电压)降到零时,二极管导通,产生电流 $I(D1)$,实现了二极管的零电压开通.

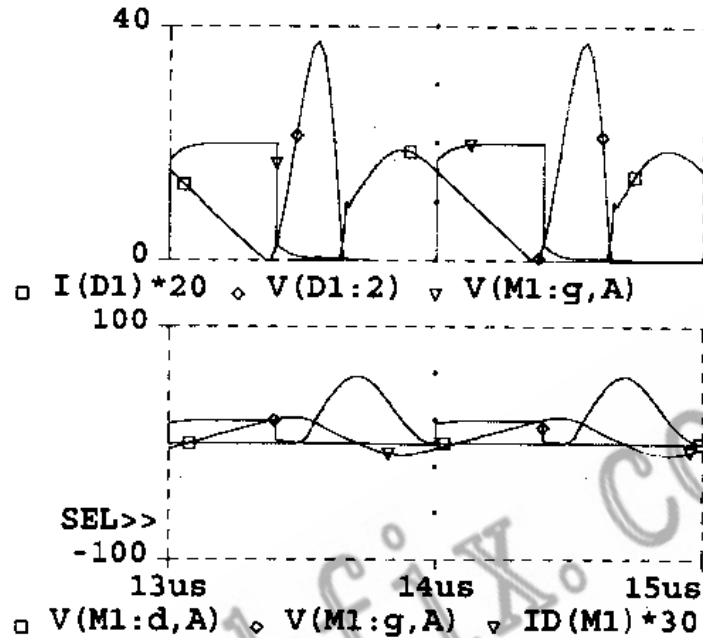


图 2-6-17 图 2-6-15 电路的仿真结果

当开关管 M_1 两端电压 $V(M1:d,A)$ (也即是电容 C_s 两端的电压)降为零时,开关闭合,产生电流 $ID(M1)$,实现了开关 M_1 的零电压开通.在同一个 PWM 开关内使开关和二极管都形成了零电压开关,因而称之为多谐振开关变换器.

例题: 试对恒频多谐振变换器进行仿真.

以上几种多谐振变换器均为频率调制型,其电压转换比主要取决于开关频率 f_s 与负载电阻 R_L .若要实现多谐振变换器的恒频工作,就需把多谐振开关中的二极管用一个可以控制其通断的晶体管来取代,如图 2-6-18 所示.图中 S_2 代替了一般多谐振开关中的二极管.当把恒频多谐振开关取代 PWM 开关时,就可以得到一系列恒频零电压多谐振变换器(CF-ZVS-MRC).图 2-6-19 示出了一个典型电路.图中 M_1, M_2 为两个开关管,相当于图 2-6-18 中的 S_1, S_2 ,它们分别用脉冲源 V_{S1} 和 V_{S2} 驱动. C_s, C_d 和 L_r 为谐振电容、电感.

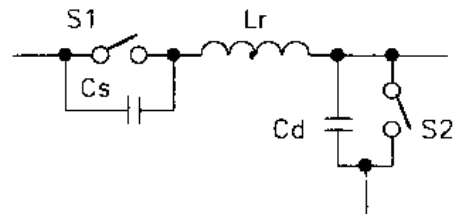


图 2-6-18 恒频多谐振开关

对该电路作瞬态分析的结果见图 2-6-20. 图中两开关管 M_1, M_2 的栅极激励信号 $V(M1:g,A)$ 和 $V(M2:g)$ 的周期相同,均为 $1\mu s$,因而频率也相同(1MHz),且保持不

变(恒频工作)。但它们的导通时间(即脉冲宽度)不同。 M_2 管的导通时间比 M_1 管短。 M_1 管截止时,其两端产生谐振电压 $V(M1:d,A)$ 。 $V(M1:d,A)$ 是PSPICE中变量的表示方法,它表示M1:d与A点之间的电压差,即 M_1 管的管压降。 A 可以大写也可以小写。 M_2 管截止时,其两端产生谐振电压 $V(M2:d)$ 。

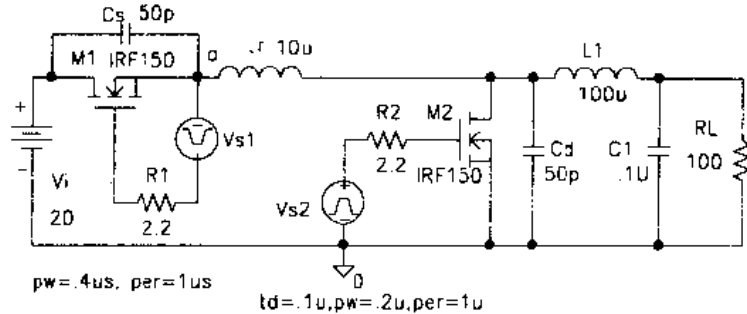


图 2-6-19 恒频多谐振变换器

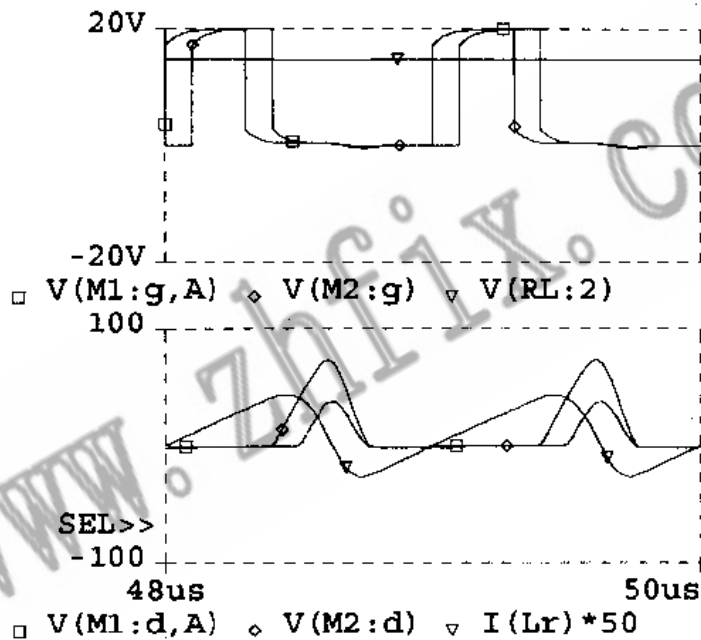


图 2-6-20 图 2-6-19 的瞬态分析结果

在两管都导通的期间,输入电压 V_i 加在电感 L_r 两端,使流过 L_r 的电流 $I(L_r)$ 线性增长.此时, V_i 与 V_o 脱开,没有功率传到输出端, V_i 以磁能形式存于 L_r 中.当 M_2 断开时, L_r 与 C_d 开始谐振,功率开始传递到负载去,于是 $I(L_r)$ 开始下降.负载 R_L 上的电压 $V(RL:2)$ 就是谐振电容 C_d 上的电压的平均值.在本例中 $V(RL:2)=14.8V$.

若将负载电阻 R_L 改为 70Ω ,输出电压则下降为 $14.1V$.这时调整 M_2 的导通时间,令其脉宽由原来的 $2\mu s$ 改为 $0.15\mu s$,则瞬态分析结果如图 2-6-21 所示.图中可看到,开关管 M_2 导通时间缩短,即截止时间提前,其上的谐振电压 $V(M2:d)$ 也提前出现,且振荡幅度变大,因而其平均值(即输出电压)也增大.可见,恒频多谐振变换器可以在不改变频率的情况下,通过改变开关管 M_2 的导通时间来控制输出电压.

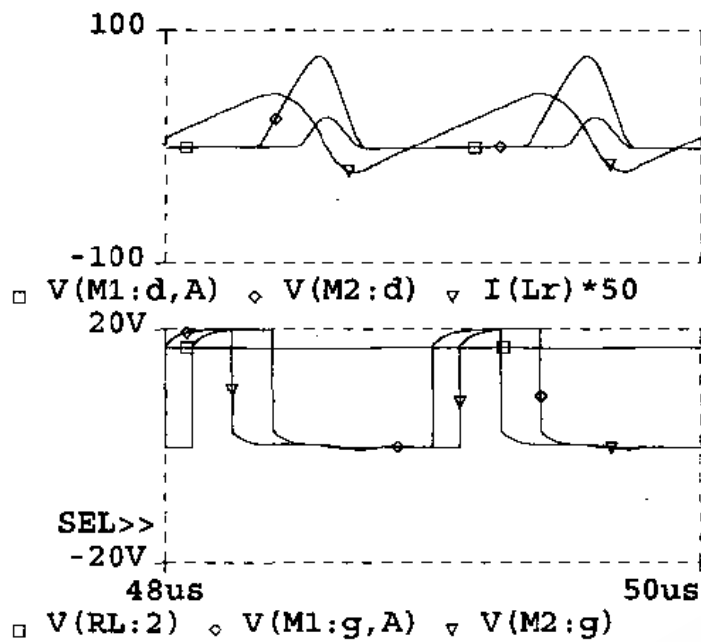


图 2-6-21 M_1 管导通时间缩短后的结果

2.7 具有反馈系统的脉宽调制开关稳压电源的仿真

图 2-7-1 为具有反馈控制系统的脉宽调制开关稳压电源。图中 V_{in} 为输入直流电源。

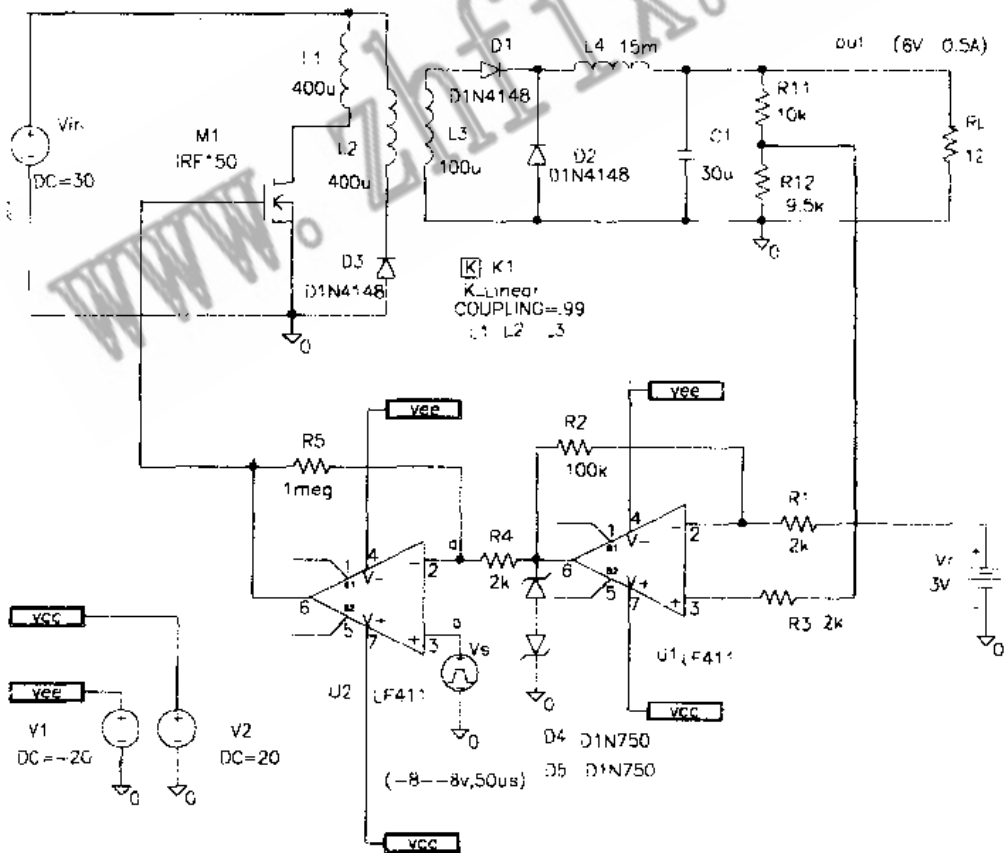


图 2-7-1 具有反馈控制系统的开关稳压电源

场效应管 M_1 、高频变压器 K_1 及整流二极管 D_1, D_2 等元件构成正激式 DC-DC 变换器。集成运放 U_1 与周围元件构成误差放大器，将取样电路 R_{11}, R_{12} 送来的误差电压加以放大。 V_i 为基准电压。放大后的误差信号送到脉宽调制器 U_2 的反相输入端，与同相输入端的锯齿波电压相比较，在 U_2 输出端得到矩形脉冲。反相输入端电压 $V(U_2:-)$ 增大时脉冲宽度减小，反之则脉宽增大，实现了脉宽调制(PWM)。经调制的脉冲直接控制功率开关管 M_1 的栅极，实现了整个电路的闭环控制系统的工作。

设该电路输入电压 $V_{in} = 30V$ ，开关频率为 $20kHz$ ，对电路进行瞬态分析，结果如图 2-7-2 所示。直流输出电压 $V(out)$ 和负载电流 $I(RL)$ 在开机约 $3ms$ 后达到稳态值。

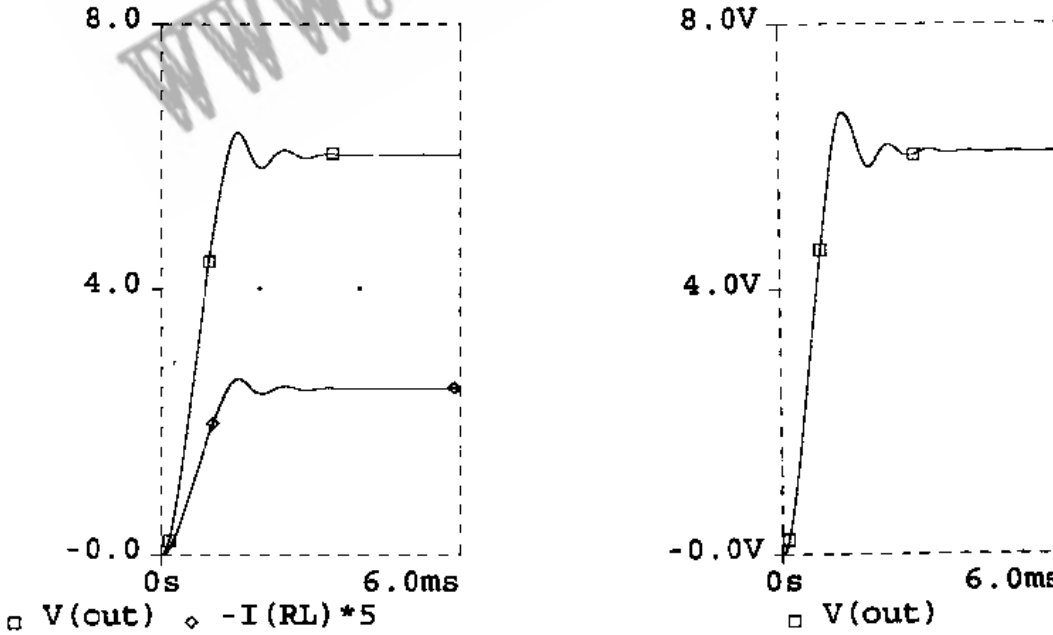
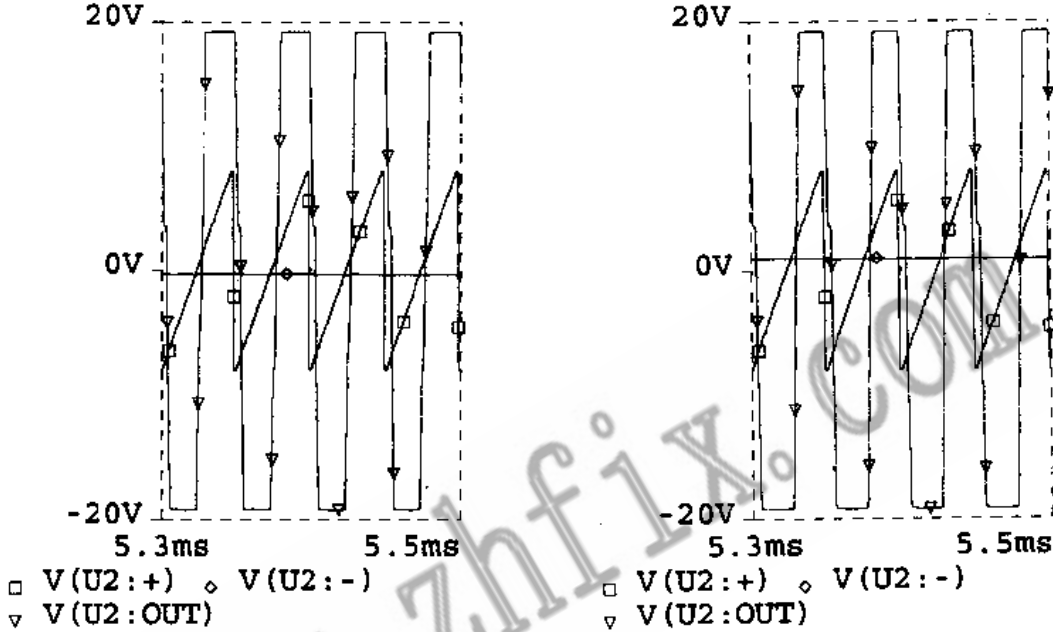


图 2-7-2 图 2-7-1 电路的瞬态分析结果

图 2-7-3 输入电压增大时的瞬态分析结果

在屏幕上用游标读出 5.5ms 时的输出电压 $V(out) = 6.03V$ ，负载电流 $I(RL) = 0.5A$ 。图中 $I(RL)$ 前的负号表示电流的方向是由电阻 R_L 上端流向下端(参考正方向由下向上)。*5 表示扩大 5 倍。脉宽调制器输入误差电压 $V(U2:-)$ 是在锯齿波电压 $V(U2:*)$ 的中部，因而脉宽调制器输出矩形波 $V(U2:OUT)$ 的占空比为 50%。

改变输入电压 $V_{in} = 35V$ ，再作瞬态分析，结果如图 2-7-3 所示。此时输出电压 $V(out) = 6.12V$ 。脉宽调制器输入误差电压 $V(U2:-)$ 移至锯齿波电压 $V(U2:*)$ 的上部，使输出脉冲电压 $V(U2:OUT)$ 的脉宽减小，占空比为 31%。由此得该稳压电源的

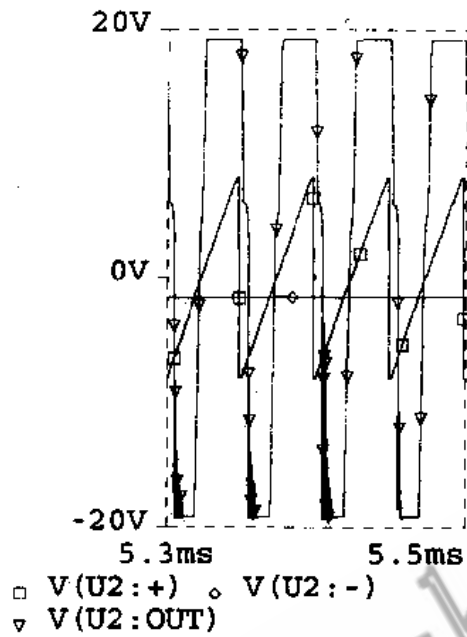


图 2-7-4 负载电阻减小时的瞬态分析结果

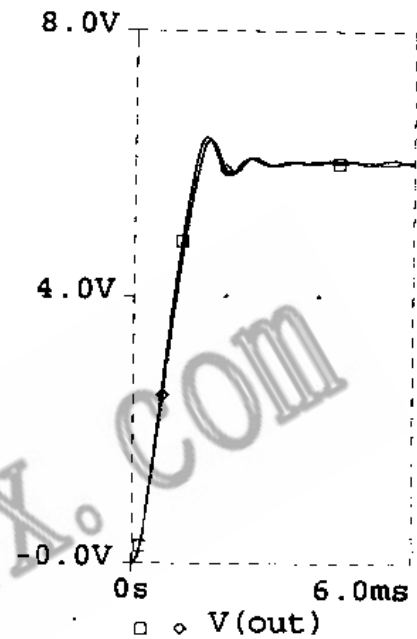
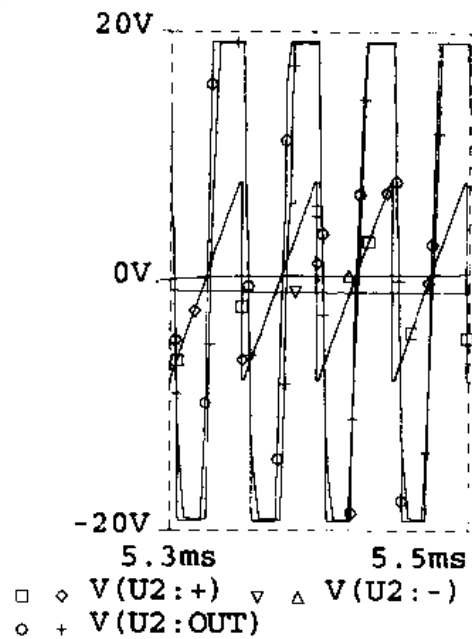
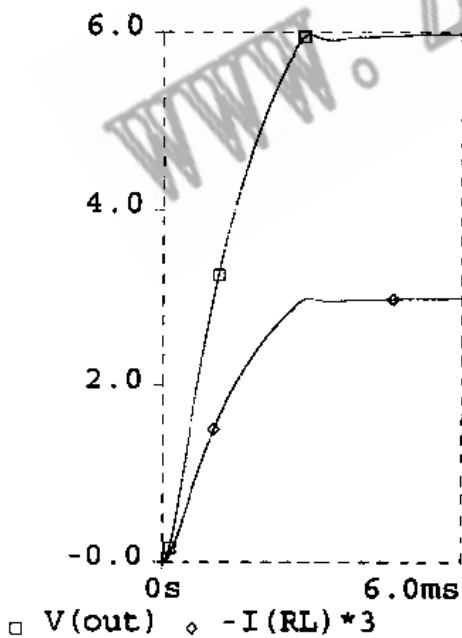


图 2-7-5 图 2-7-1 电路的温度分析结果



稳压系数

$$\gamma = \frac{\Delta V(\text{out})/V(\text{out})}{\Delta V_{\text{in}}/V_{\text{in}}} = \frac{(6.12-6.03)/6.03}{(35-30)/30} = 0.09$$

若保持 $V_{\text{in}}=30\text{V}$ 不变, 将负载电阻 R_L 改为 6Ω , 则瞬态分析的结果如图 2-7-4 所示. 此时输出电压 $V(\text{out})=5.96\text{V}$, 负载电流 $I(R_L)=0.99\text{A}$. 脉宽调制器的输入误差电压 $V(U2:-)$ 移至锯齿波下部, 输出矩形脉冲 $V(U2:\text{OUT})$ 的脉宽增大, 占空比增至 0.7. 由此可得稳压电源的输出电阻

$$R_o = \frac{\Delta V(\text{out})}{\Delta I(R_L)} = \frac{6.03-5.96}{0.99-0.5} = 0.14\Omega$$

最后, 利用 PSPICE 的温度分析功能对该电源进行温度分析. 将电路恢复至图 2-7-1, 设场效应管 M_1 和集成运放 U_1, U_2 的温度由 0°C 上升至 70°C , 对电路进行温度分析, 得到图 2-7-5 的结果. 图中脉宽调制器输入锯齿波电压 $V(U2: +)$ 不受温度影响, 而取样比较电压 $V(U2:-)$ 在温度升高时也随之升高(标有 Δ 号的曲线). 调制器输出电压 $V(U2:\text{OUT})$ 的脉宽随温度升高而变窄(标有 + 号的曲线). 电源输出电压 $V(\text{out})$ 随温度变化而略有升高或降低, 达到稳态后, 两曲线基本重合, 说明该稳压电源对温度的影响不敏感.

第三章 电力电子电路的 PC 机仿真

3.1 概 述

电力电子学是电力技术与电子学结合而产生的一门新的学科；它以利用大功率电子器件对能量（包括电能和太阳能等）进行变换和控制为主要内容。作为一门学科，电力电子学包含以下几个组成部分：电力电子器件、电力电子电路和电力电子装置及系统。任何实用的电力电子装置都是由一些基本电路按照一定的要求组合而成的，这些基本电路就称为电力电子电路。在分析电力电子电路时，涉及到电能转换方式的电路是最基本、最重要，也是最常用的电路。

电能的转换方式可概括为以下四种：

(1) AC-DC：指把交流电能转换为直流电能的过程，凡能实现上述转换的电路系统称为整流电路。

(2) DC-AC：指把直流电能转换为交流电能的过程，凡能实现这一过程的电路统称为逆变电路。

(3) AC-AC：指将交流电能的任一参数(幅值、频率和相位)加以转换的过程，实现这一过程的电路称为交流变换电路。例如对交流频率进行转换的电路称为频率变换器电路，简称变频电路。

(4) DC-DC：指将直流电能的任一参数(幅度和极性)加以转换的过程，实现这一过程的电路统称为直流斩波电路或称直流变换器。

以下将用 PSPICE 电路分析软件对各种常用的电能转换电路进行计算机仿真。对于每一个电路都给出电路图、简略的电路原理说明、各元件参数、计算机仿真的方法及步骤、仿真的结果。通过这些具体的仿真实例，读者可以逐步掌握并熟悉这一类电路的仿真方法，进一步熟悉电路分析软件 PSPICE 的使用方法，更多地了解它的功能、特点，并能举一反三地用到其他各种电力电子电路的分析、研究中去。

与第二章相同，本章也提供了相当数量的例题，进一步拓展 PSPICE 的应用范围，给读者以更多的练习机会。

3.2 半波整流电路的仿真

3.2.1 基本半波整流电路

图 3-2-1 为最基本的半波整流电路。图中 v_1 为 50Hz 的正弦电压源，其有效值为 220V，峰值为 $\sqrt{2} \times 220 \approx 310$ (V)。该元件从元件库 SOURCE.slb 中取出，元件名为 VSIN，表示其为正弦电压源，在描述该元件的对话框中填入：VOFF=0，VAMPL=310，FREQ=50，分别表示该电源的漂移电压、幅度和频率。

整流二极管 D_1 从 BREAKOUT.slb 元件库中取出，元件名为 Dbreak。负载电阻 R_L 从元

件库 ANALOG.lib 中取出, 其内定值为 1k. 要改变它的值, 只要将光标移至数字 1k 处, 连点两下鼠标左键, 屏幕上即出现一对话框, 在框中填入欲设值即可, 这里设 $R_L = 10\Omega$.

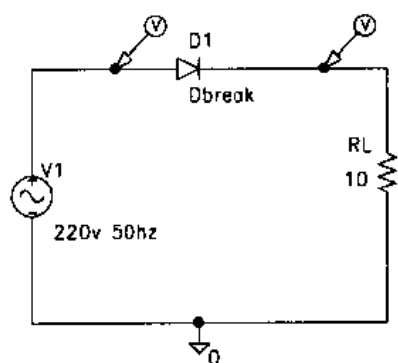


图 3-2-1 基本半波整流电路

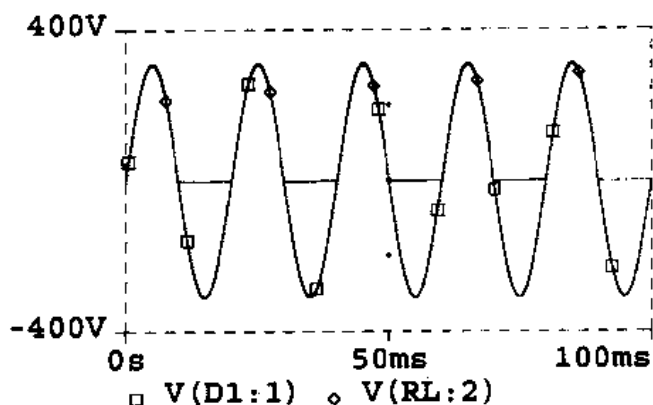


图 3-2-2 半波整流电路输入、输出端电压波形

电路画好后, 设置分析参数(Analysis Setup). 点选 Transient(瞬态分析), 在对话框中填入 Print Step = $10\mu\text{s}$, Final Time = 100ms, No-Print Delay = 50ms, Step Ceiling = $100\mu\text{s}$. 点选 Simulates the active schematic (仿真当前电路) 图标或点选菜单 Analysis 中的 Simulate (仿真) 项, 计算机即开始对该整流电路进行仿真运算. 约 1 秒钟后即得到仿真结果. 由于电路图上已事先在二极管 D_1 两端设置了两个箭头符号, 表示模拟的结果是显示这两点的电压波形, 所以模拟结束后屏幕立即显示出如图 3-2-2 所示的该两点的电压波形. 图中 V(D1:1) 是输入电压波形, 是完整的正弦波, 峰值为 310V. V(D1:2) 是整流输出电压波形, 为半波整流波形. 点选菜单 Windows 中的 New 项, 出现一新的坐标, 点选 Add trace (s) to the selected plot 图标可选择新的变量并使其显示在坐标上. 这里选择变量 I(RL) (流过负载的电流), 得到图 3-2-3 的波形. 电流波形也是半波整流波形, 峰值为 31A, 周期为 20ms.

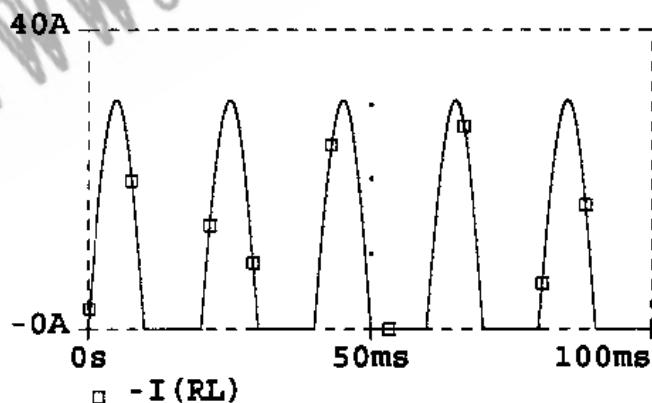


图 3-2-3 半波整流电路输出电流波形

利用 PSPICE 也可对信号进行傅里叶分析, 得出其频谱. 将瞬态分析参数设定为 Print Step = $10\mu\text{s}$, Final Time = 100ms, Step Ceiling 设为 $10\mu\text{s}$. 在 Fourier Analysis (傅里叶分析) 对话框中设 Center Frequency (中心频率) = 50, Number of harmonics (谐波个数) = 6, Output Vars (输出变量) = V(d1:2), 还要在 Enable Fourier 旁的小空格内点一下鼠标, 使其出现 \checkmark 号, 表示要进行傅里叶分析. 仿真结束后点选 Display the Fourier

transform of all Analog traces in the selected plot 图标即可将屏幕上所显示的各条波形进行傅里叶分析. 分析结果见图 3-2-4. 这里删去了输入电压波形 V(D1:1), 因它是正弦

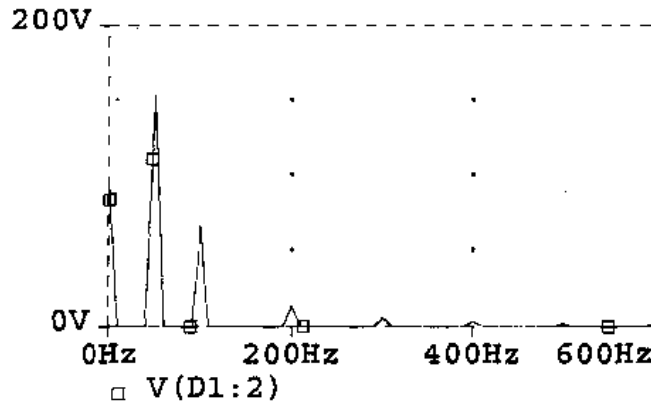


图 3-2-4 半波整流波形的傅里叶分析

波, 无需进行傅里叶分析. 该图的 X 轴长度设立为 600Hz. 从图中可看到半波整流波形的直流分量 (0Hz 处)、基波分量 (50Hz 处) 及各高次谐波分量的值. 从图上测得直流分量值为 97.25V. 与理论值 $0.45 \times 220 = 99(V)$ 有微小差值, 这可以认为是由于二极管正向压降所致.

3.2.2 半波整流电容滤波电路

图 3-2-5 是一个有电容滤波电路的半波整流器. 电路元件参数与图 3-2-1 相同, 只是多了一个 $3300\mu\text{F}$ 的电容 C_1 . 瞬态分析和傅里叶分析的结果分别如图 3-2-6 和图 3-2-7 所示.

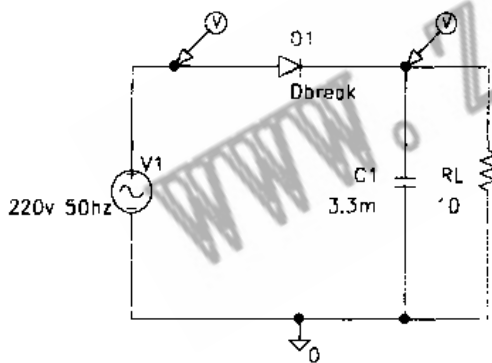


图 3-2-5 半波整流电容滤波电路

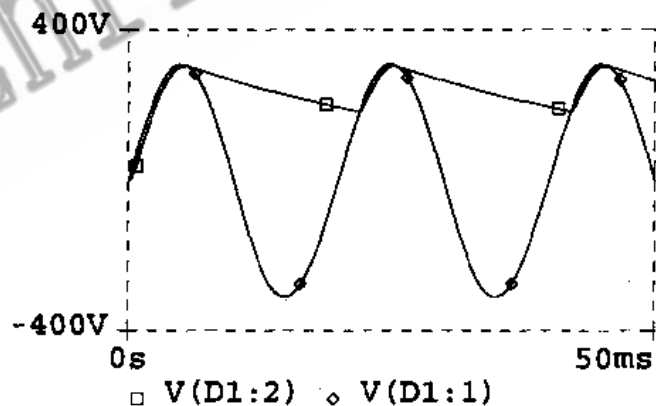


图 3-2-6 半波整流电容滤波电路的瞬态分析结果

由于有电容滤波, 输出电压 V(D1:2) 的波形比较平滑. 其频谱中的基波分量增到 240V, 而谐波幅度则大大减小. 若将电容 C_1 容量增至 10mF , 则输出电压波形及频谱如图 3-2-8 和图 3-2-9 所示. 其波形更加平滑, 直流分量进一步增加, 基波和谐波分量进一步减小.

为更详细地研究电容对输出电压的影响, 我们可以利用 PSPICE 的参数分析功能. 首先将 C_1 设为不确定值 [C1], 然后在 SPECIAL.slb 元件库里找出 PARAM (参数), 则在电路图中多了 PARAMETERS 一行字. 用鼠标连点 2 下 PARAMETERS, 出现一个对话框. 填入 NAME1=C1, VALUE1=100U (U 表示微法). 在 Analysis Setup (分析

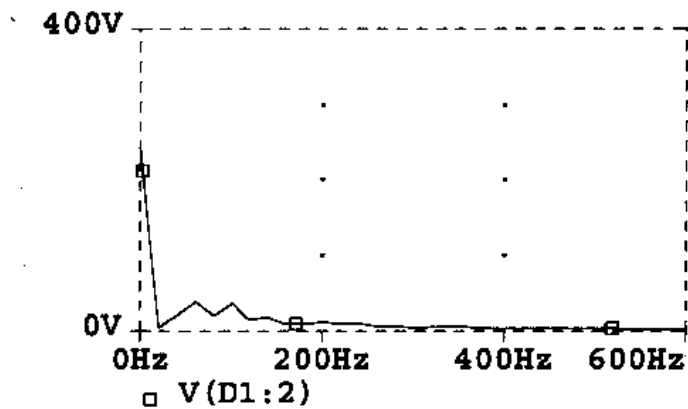


图 3-2-7 图 3-2-6 波形的傅里叶分析结果

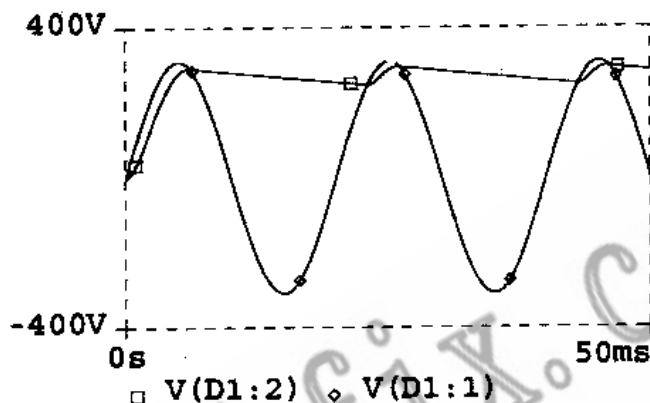


图 3-2-8 滤波电容为 10mF 时的波形

设置) 的菜单里选择 Parametric 一项, 则出现 Parametric 的对话框, 填入 Name = C1, Start Value = $100\mu\text{F}$, End Value = 10mF , Pts/Decade = 2. 表示电容 C_1 从 $100\mu\text{F}$ 变到 10mF , 按 10 倍的步长递增且每一个 10 倍步长范围内取 2 个值. 调变参数分析的电路和结果如图 3-2-10 和图 3-2-11 所示. 图 3-2-11 中共有 5 条曲线, 分别是 $C_1 = 100\mu\text{F}$, $316\mu\text{F}$, 1mF , 3.16mF , 10mF 时的曲线. 由此可见, 当 C_1 容量较小时, 容量的变化对曲线的影响较大. 当曲线已经较平滑时, C_1 容量要有很大的变化才能对曲线的平滑度产生影响.

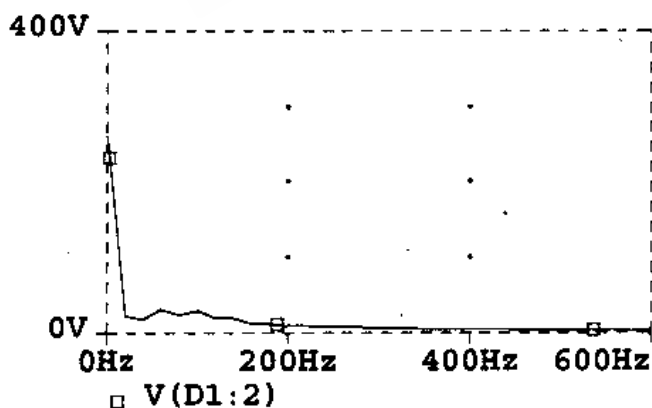


图 3-2-9 傅里叶分析结果 ($C_1 = 10\text{mF}$)

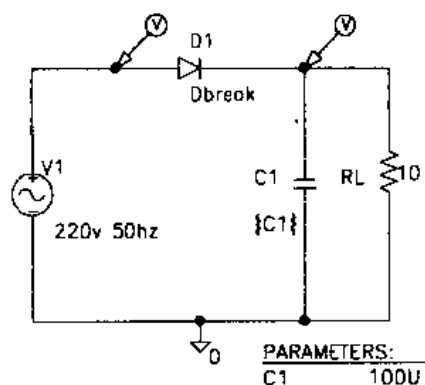


图 3-2-10 设置调变参数后的电路

例题：试对含电感负载的半波整流电路进行仿真。

在电力电子电路中，含电感的负载是常见的，如电动机、变压器、电感器、电磁铁等。图 3-2-12 是一个半波整流带电感负载的电路。

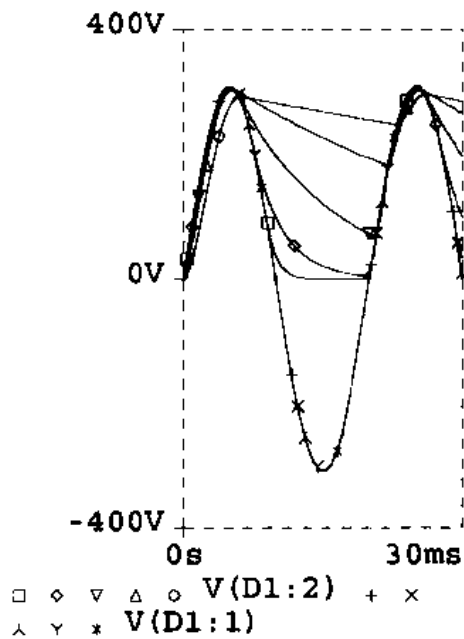


图 3-2-11 C_1 容值变化对输出电压的影响

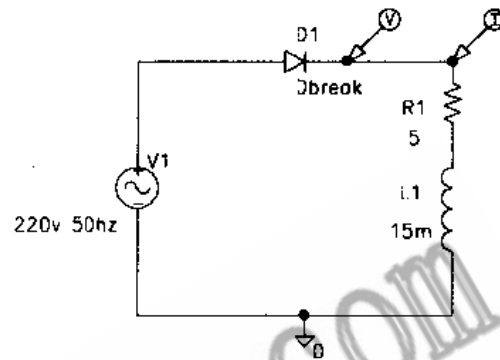


图 3-2-12 带电感负载的半波整流电路

图中 v_1 为交流电源，电压为 220 V(有效值)， D_1 为整流二极管，负载由电阻 R_1 和电感 L_1 串联而成。设瞬态分析的参数 print step = $10\mu\text{s}$ ，Final Time = 80ms，No-Print Delay = 40ms，step Ceiling = $10\mu\text{s}$ 。点选 Simulates the activ schematic 图标，很快得到仿真结果如图 3-2-13 所示。

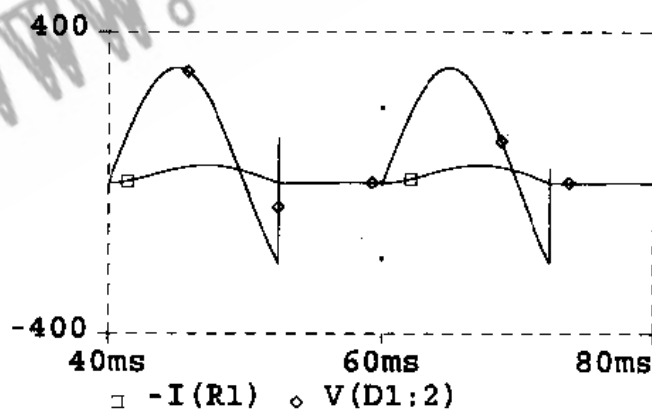


图 3-2-13 图 3-2-12 电路的瞬态分析结果

由于负载为感性，从图中可看到负载电流 $-I(R_1)$ 的相位滞后于负载电压 $V(D_1:2)$ 。当电流值下降时，电感 L_1 上的感应电动势突然改变符号（上负下正），以阻止电流的下降趋势，此时电路仍有电流，但逐渐减少。直到电感上的负电压与电源 v_1 的负电压相等时， D_1 关断，电阻电流为 0，电感上电压再次改变方向（上正下负）形成一个正脉冲电压。

对负载电压、电流进行傅里叶分析的结果见图 3-2-14。电压 $V(D1:2)$ 波形因有尖脉冲，其谐波分量很大，其基波和二次谐波分量分别达到 166.9V 和 83.2V。而负载电流 $I(L1)$ 相对比较平滑，其谐波分量的幅度较小，直流分量为 16.6A，基波分量幅值为 23.8A。

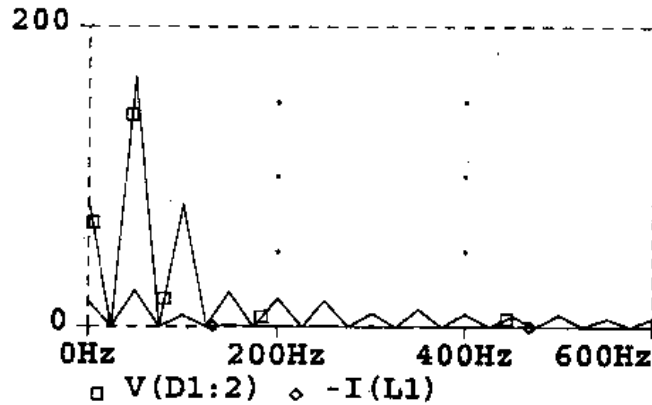


图 3-2-14 图 3-2-13 波形的傅里叶分析结果

3.3 各种全波整流电路的仿真

3.3.1 基本全波整流电路

图 3-3-1 是一个基本全波整流电路。 v_1 为输入交流电压源（峰值为 310V，频率 50Hz）。K_Linear 是由三个耦合电感构成的变压器，原边绕组 L_1 ，副边绕组 L_2 ， L_3 的电感量均设为 0.2H，因而变压器的匝数比为 1:1。在 PSPICE 中耦合电感是在元件库 ANALOG.slb 中，元件名为 K_Linear。取出该元件后，在其对话框中填入 $L_1=L1$ ， $L_2=L2$ ， $L_3=L3$ ，COUPLING=0.999。 D_1 ， D_2 为整流管， R_1 表示 L_1 的直流电阻。在 PSPICE 中规定电压源不能直接与电感并联，因为这里的电感是理想元件，直流电阻为零，当电压源为直流源时会造成电源短路。所以这里需要串联一个小阻值的电阻 R_1 。整流管 D_1 ， D_2 轮流工作的结果在负载 R_L 上形成直流电压，因每半个周期都有直流电压输出，其纹波要比半波整流电路减小一半。

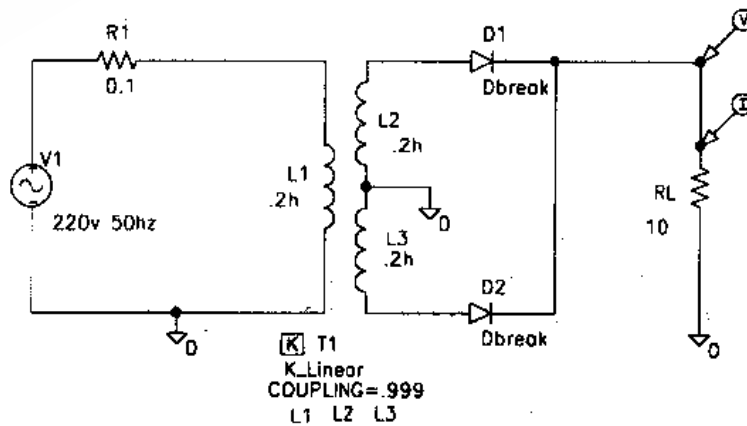


图 3-3-1 基本全波整流电路

对该电路进行瞬态分析的结果见图 3-3-2。图中可看到负载电压 $V(RL:2)$ 与负载电流 $-I(RL)$ 是同相位。电压波形的峰值为 303V，比电压源 v_1 的峰值 310V 略低，因为 R_1 及 D_1, D_2 均会降去一部分电压。电流 $I(RL)$ 的峰值为 30.3A。

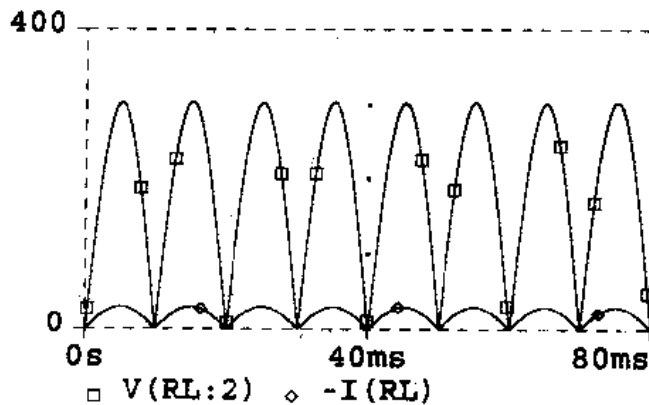


图 3-3-2 负载电压、电流波形

对输出电压 $V(RL:2)$ 进行傅里叶分解，即点选图标 Display the Fourier transform of all Analog traces 可得图 3-3-3 的结果。图中用游标可测得直流分量幅度为 192V，二次谐波(100Hz)幅度为128V，4次谐波(200Hz)的幅度为 25.7V。据理论计算，全波整流器输出直流电压 $V(RL:2) = 0.9 \times 220 = 198V$ ，考虑到 R_1 和 D_1, D_2 的压降，以上仿真的结果与理论值是一致的。PSPICE 对傅里叶分析的结果既可用上述图形曲线输出，也可以用文字和数据的形式输出。点选主菜单 Analysis，再选择子菜单的 Examine Output 项即得到瞬态分析及傅里叶分析的文字资料，从中可找到如下的傅里叶分析结果：

表 3-3-1 图 3-3-1 电路的傅里叶分析结果

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE V (\$N-0003)					
DC COMPONENT=1.923958E+02					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	5.884E-01	1.000E+00	1.795E+02	0.000E+00
2	1.000E+02	1.288E+02	2.189E+02	-9.123E+01	-2.708E+02
3	1.500E+02	1.961E-01	3.332E-01	1.784E+02	-1.156E+00
4	2.000E+02	2.575E+01	4.375E+01	-9.246E+01	-2.720E+02
5	2.500E+02	1.175E-01	1.998E-01	1.773E+02	-2.262E+00
TOTAL HARMONIC DISTORTION=2.232464E+04 PERCENT					
JOB CONCLUDED					
TOTAL JOB TIME			10.16		

对比以上的文字资料和图 3-3-3 的图形，两者是完全吻合的。

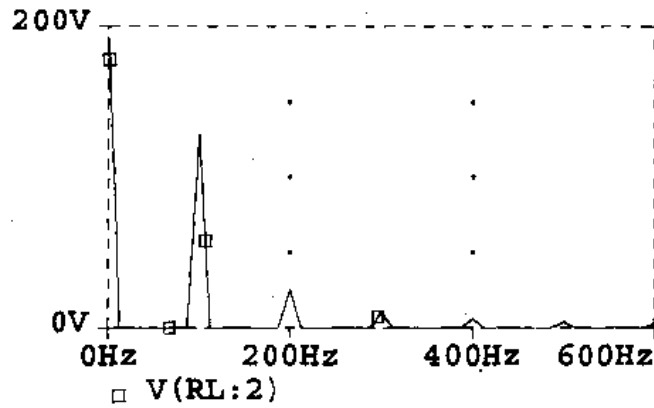


图 3-3-3 图 3-3-2 波形的傅里叶分析结果

3.3.2 全波整流电容滤波电路

基本全波整流电路输出电压的纹波较大，在其输出端并接滤波电容可大大减小这种纹波。这就是图 3-3-4 所示的全波整流电容滤波电路。对该电路进行瞬态分析的结果如图 3-3-5 所示。

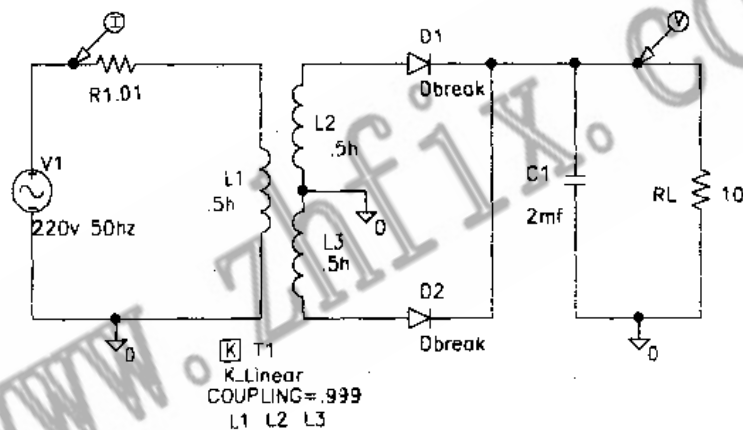


图 3-3-4 全波整流电容滤波电路

图中的输出电压 $V(RL:2)$ 波形与图 3-3-2 相比已平滑了许多。流过变压器原边的电流 $I(R1)$ 正负对称，表明两整流管 D_1 、 D_2 轮流工作。这种工作方式使得变压器可利用铁芯的 $B-H$ 曲线的两半部分，使铁芯体积减半（与半波电路相比）且无需空气隙。对原边电流 $I(R1)$ 作傅里叶分析得图 3-3-6。由于电流 $I(R1)$ 正负对称，所以频谱中没有直流分量，而基波分量的幅度较大。另外，这种波形只有奇次谐波分量而没有偶次谐波分量。其中基波分量和三次谐波分量的幅值分别是 63.5V 和 29.3V。在 PSPICE 的图形输出功能中时域的波形图和频域的频谱图可以互相转换，需转换时只要点选图标 FFT（快速傅里叶变换）即可。

例题：试对全波整流带电感负载的电路进行仿真。

全波整流带电感负载的电路如图 3-3-7 所示。负载由电阻 R_L 和电感 L_4 串联而成。变压器（耦合电感）原、副绕组电感量相等因而匝数比为 1:1。 R_1 串联在 v_1 与 L_1 间，可看作是 L_1 的直流电阻，同时也是为满足 PSPICE 的规定：电源与电感不能直接并联。

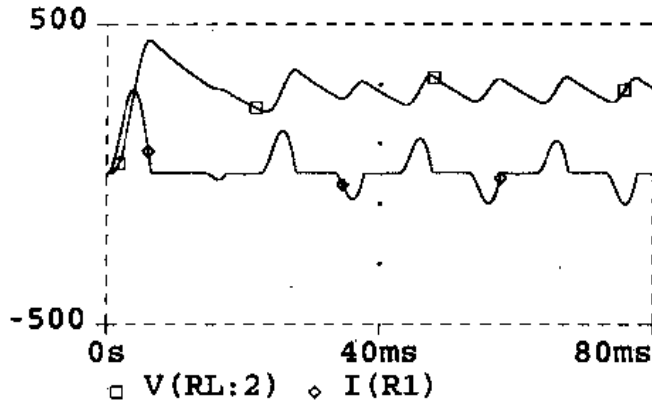


图 3-3-5 图 3-3-4 电路的瞬态分析结果

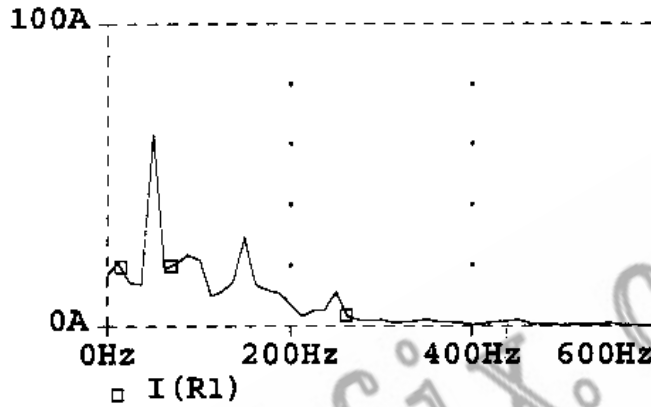


图 3-3-6 图 3-3-5 波形的傅里叶分析结果

对该电路作瞬态分析得到输出电压、电流的波形如图 3-3-8 所示。因负载含电感，所以负载中的电流滞后于电压。由图可测得电流滞后电压 1.6ms，而交流电源的周期是 20ms，因而电流的相位滞后电压 $360^\circ \times \frac{1.6\text{ms}}{20\text{ms}} = 28.8^\circ$ 。对输出电压和电流作傅里叶分析得图 3-3-9 的频谱图。用 PSPICE 的游标功能可读出输出电压的直流、二次、四次谐波分量的幅度分别为 179V，122V 和 22.9V，输出电流的直流、二次、四次谐波分量的幅值分别为 88.4A，39.2A 和 22.9A。

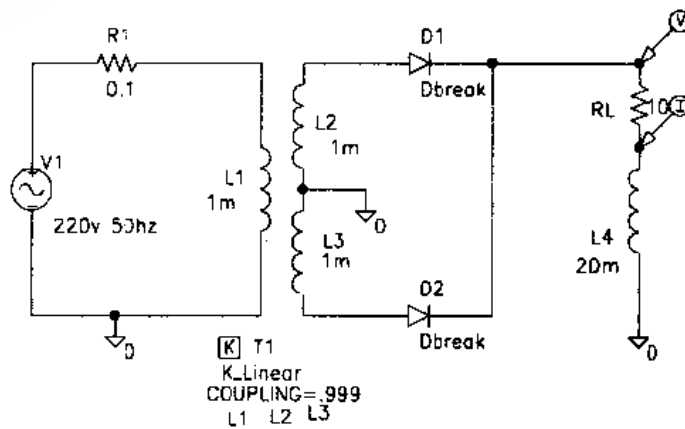


图 3-3-7 全波整流含电感负载电路

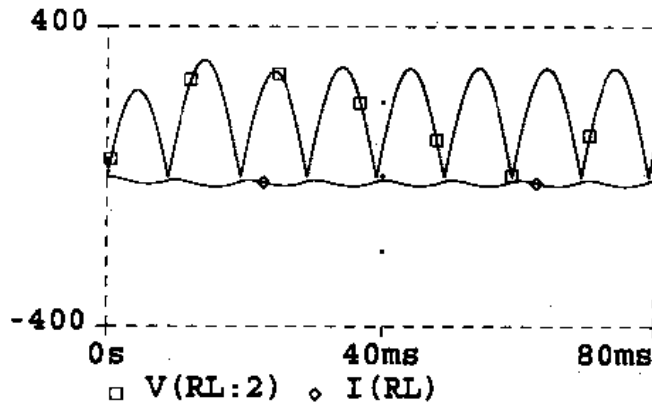


图 3-3-8 图 3-3-7 电路的输出电压、电流波形

如果考虑到变压器的漏感，全波整流器电路如图 3-3-10 所示。图中 L_s 为变压器原边漏感， L_{L2} ， L_{L3} 是副边漏感。这三个电感与原、副边绕组 L_1 ， L_2 ， L_3 不存在耦合的关系，因而在设置互感 K_1 时不应包括这三个电感。交流电源 v_1 峰值为 310V，频率为 50Hz。如果整流输出的负载是固定的，可以用电流源来等效。这里用 15A 电流源 I_0 来等效。PSPICE 规定，电路中任一元件都不允许对地悬空（指直流电位悬空），因此在变压器原边绕组下端与地之间接一电阻（1M Ω ），使 v_1 以及 R_s ， L_s ， L_1 等元件不至于对地悬空。

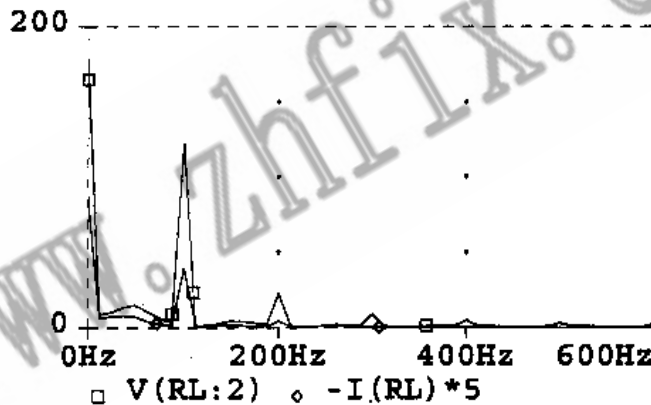


图 3-3-9 图 3-3-8 中输出电压、电流的频谱

对该电路进行瞬态分析得输出电压波形（图 3-3-11）。输出电压的峰值为 616.8V。由理论计算可得变压器原、副边匝数比：

$$N = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \sqrt{\frac{5}{20}} = \frac{1}{2}$$

所以，副边电压峰值 = $\frac{1}{N} \times 310 = 2 \times 310 = 620V$ ，考虑到 R_s ， D_1 ， D_2 上的压降，实际输出电压峰值降为 616.8V。输出电压中的尖峰电压发生在 D_1 ， D_2 换流时，此时输出电流有下降的趋势，因而导致电流源 I_0 两端电压（即输出电压）上跳。

对输出电压进行傅里叶分析得图 3-3-12 的频谱图。从图中可读出直流分量值为 296.2V，二次谐波分量幅值为 341.1V。由于输出电压波形有尖刺电压，其频谱中的高次谐波幅度都比较大。

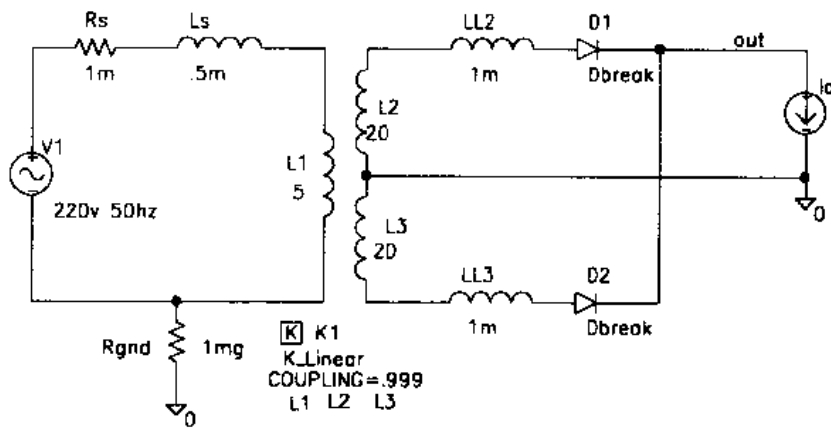


图 3-3-10 有源滤波的全波整流电路

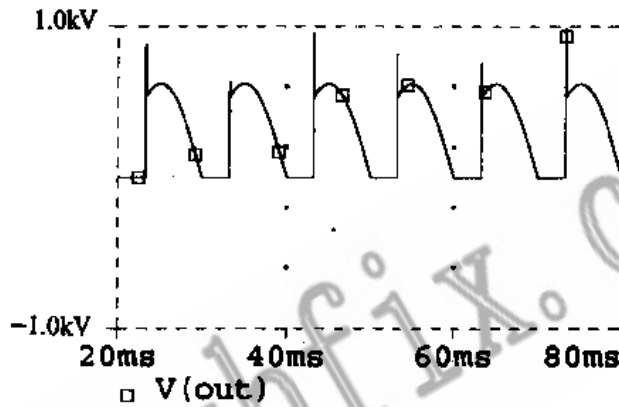


图 3-3-11 图 3-3-10 电路的输出电压波形

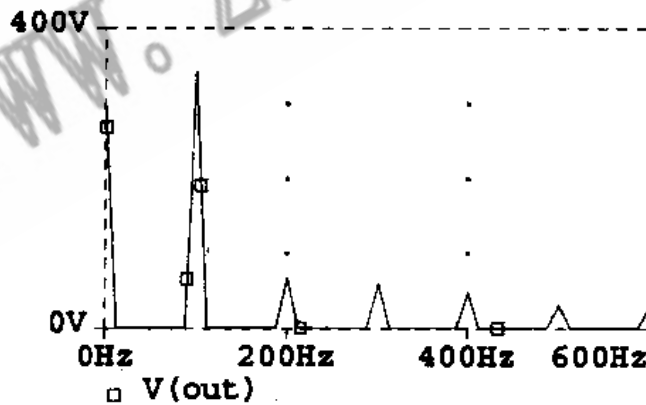


图 3-3-12 图 3-3-11 中输出电压波形的频谱

电路中整流二极管 D_1 , D_2 在输入电压的正、负半周轮流导通, 流过两二极管的电流如图 3-3-13 所示. 其换流情况在图上可看得很清楚.

一般来说, 我们比较关心变压器原边的输入电流, 因为输入端与电网连接, 输入电流的高次谐波可能对电网造成干扰, 整流器的功率因数也会影响到电网的运行效率. 图 3-3-10 的整流器输入端电流如图 3-3-14 所示, 输入电流的频谱如图 3-3-15 所示. 傅里叶分析的文字资料见表 3-3-2. 比较可知图 3-3-15 与表 3-3-2 的数据是相符的.

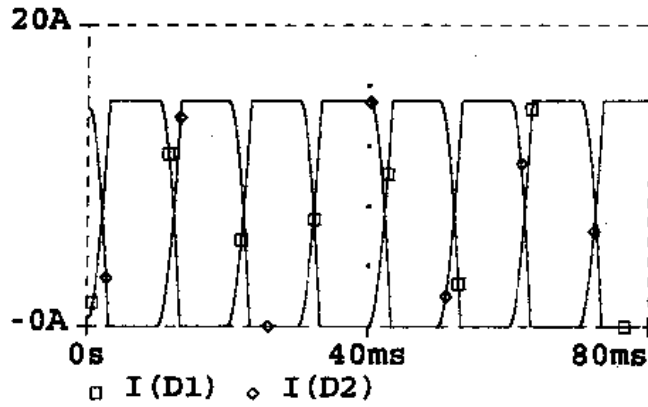


图 3-3-13 整流二极管 D_1 , D_2 的电流

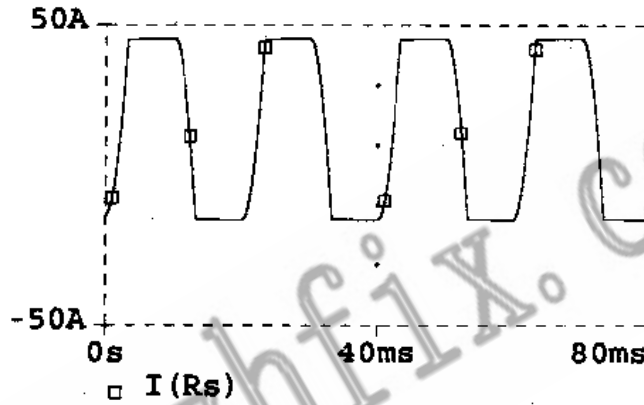


图 3-3-14 输入电流波形

从表 3-3-2 可得:

整流器的直流输入电流: $I_s(\text{dc}) = 15.17\text{A}$

输入电流基波分量的有效值: $I_1(\text{rms}) = \frac{37.14}{\sqrt{2}} = 26.3\text{A}$

输入电流总谐波失真: $\text{THD} = 27.72\%$

输入电流谐波成分: $I_n(\text{rms}) = 26.3 \times 27.72\% = 7.29\text{A}$

输入电流有效值: $I_s = [I_s^2(\text{dc}) + I_1^2(\text{rms}) + I_n^2(\text{rms})]^{1/2}$
 $= [15.17^2 + 26.3^2 + 7.29^2]^{1/2}$
 $= 31.22\text{A}$

输入电流相移: $\varphi_1 = -38.97^\circ$

功率因数:

$$\text{PF} = \frac{I_1(\text{rms})}{I_s} \cos \varphi_1 = \frac{26.3}{31.22} \times 0.777 = 0.6655 \text{ (滞后)}$$

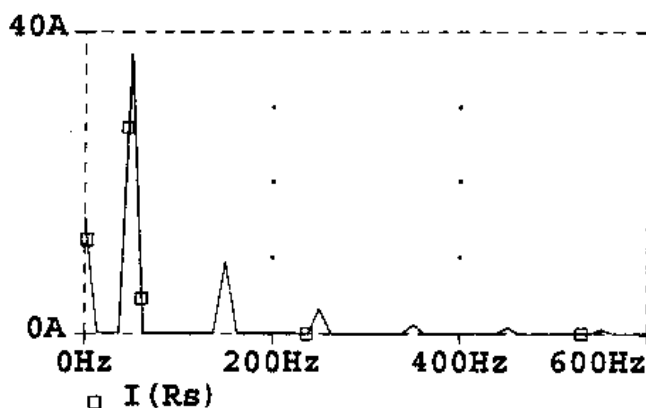


图 3-3-15 输入电流的频谱

表 3-3-2 输入电流的傅里叶分析结果

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I (R-RS)

DC COMPONENT = 1.516606E+01

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	5.000E+01	3.714E+01	1.000E+00	-3.897E+01	0.000E+00
2	1.000E+02	1.858E-03	5.002E-05	-1.687E+02	-1.298E+02
3	1.500E+02	9.613E+00	2.588E-01	-1.182E+02	-7.919E+01
4	2.000E+02	1.264E-03	3.404E-05	1.066E+02	1.455E+02
5	2.500E+02	3.382E+00	9.106E-02	1.536E+02	1.926E+02
6	3.000E+02	6.704E-04	1.805E-05	4.601E+00	4.357E+01
7	3.500E+02	1.208E+00	3.253E-02	3.688E+01	7.584E+01
8	4.000E+02	4.588E-04	1.235E-05	-1.252E+02	-8.626E+01
9	4.500E+02	8.413E-01	2.265E-02	-9.336E+01	-5.439E+01

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 2.772274E+01 PERCENT

由以上分析计算可见，由于变压器是感性负载，降低了整流器的功率因数，且输入电流滞后于电源电压。

3.4 各种倍压整流电路的仿真

3.4.1 二倍压整流电路

倍压整流电路分为二倍压、三倍压及多倍压整流电路。二倍压整流电路可得到二倍于输入电压的输出电压。其电路如图 3-4-1 所示。

在输入电压的正半周，整流管 D_1 导通，给负载 R_1 供电，同时对 C_1 充电。在输入电压的负半周， D_2 导通，给负载 R_2 供电，同时对 C_2 充电。总输出电压为 C_1 、 C_2 上电压之和，最高可达变压器副边电压峰值的二倍，因而称之为二倍压整流电路。设电源 v_1 电压为 310V（峰值），频率为 50Hz。对该电路作瞬态分析得到输出电压 $V(R1:2)$ 和输入电流 $I(Rs)$ 的波形如图 3-4-2 所示。

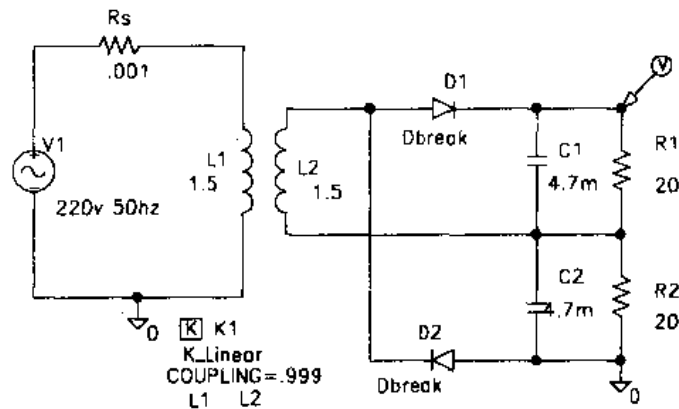


图 3-4-1 倍压整流电路

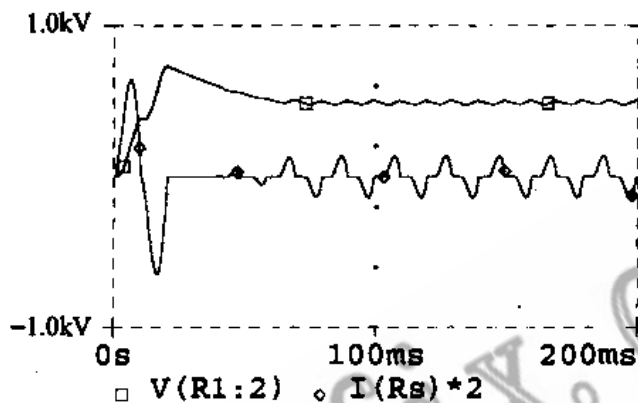


图 3-4-2 图 3-4-1 电路的输出电压及输入电流波形

输出电压在起动时有一过冲，在 60ms 后基本趋于稳定，达到 506V，接近输入电压峰值的二倍。输出电压及纹波的大小主要取决于 C_1 、 C_2 、 R_1 、 R_2 的值。其值越大，电容放电速度越慢，输出电压越大，纹波越小。

变压器原边的输入电流波形正负对称因而其频谱（图 3-4-3）中不含直流分量。其波形比较接近正弦波，所以频谱中高次谐波分量很少，幅度也较小。基波分量及三次谐波分量值分别为 63.4A 和 18.5A，三次谐波以上的值基本为 0。

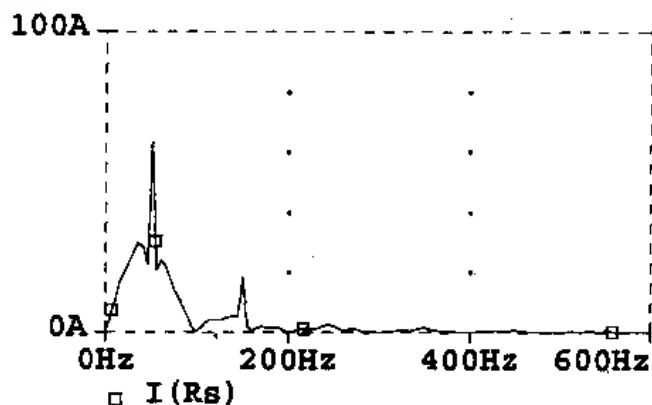


图 3-4-3 输入电流的频谱

输出负载 R_1 、 R_2 上的电流波形如图 3-4-4 所示。电流的稳态值为 13.3A。两电流相位

相差 180° ，因为两二极管是轮流工作的。若将 R_1, R_2 用一个 40Ω 的电阻取代，如图3-4-5所示，此时输出电流波形如图3-4-6所示，其纹波更小，因为此时输出电压为 C_1, C_2 上电压之和，纹波的频率增加了一倍。二倍压整流电路一般用在高电压小电流的场合。

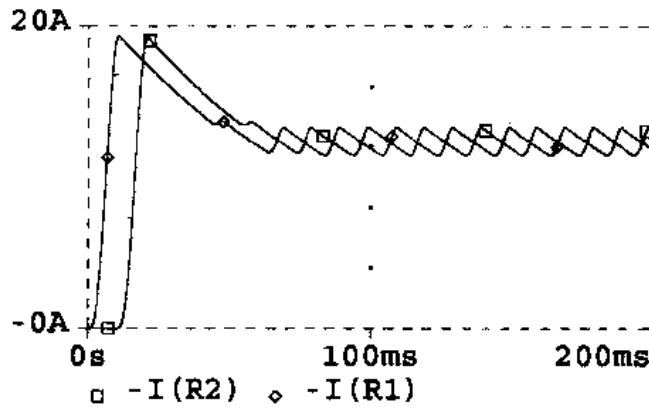


图 3-4-4 负载电流波形

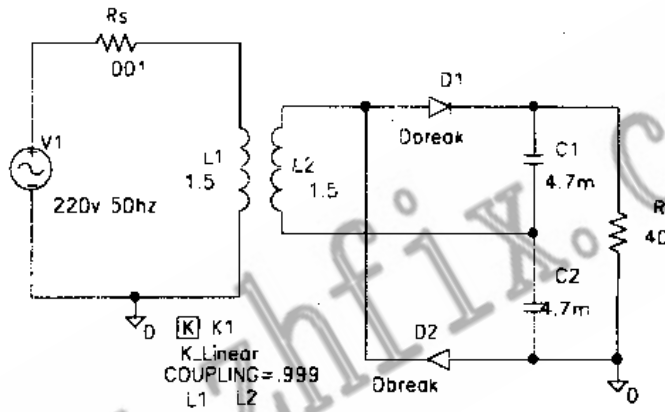


图 3-4-5 单负载倍压整流电路

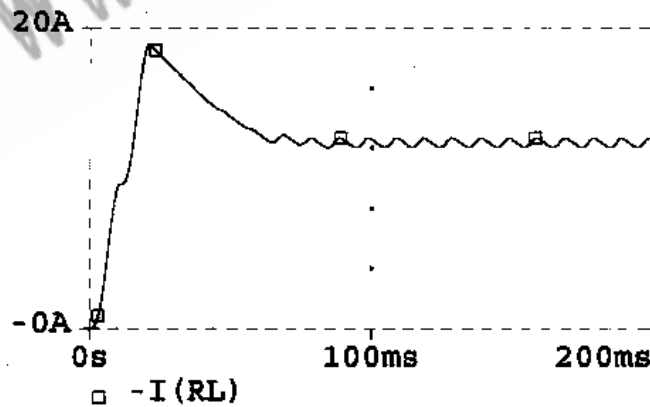


图 3-4-6 负载电流波形

3.4.2 考虑变压器漏感的倍压整流电路

图3-4-5的倍压整流电路考虑变压器的漏感后，可画成如图3-4-7所示电路。对该电路作瞬态分析得到图3-4-8所示的输入电压和输入电流的波形，从图中可看到由于电

感 L_s 的存在，副边输入电流的相位略滞后于副边输入电压的相位。整流二极管 D_1 、 D_2 上的电流波形如图 3-4-9 所示，它们分别是输入电流的正、负半周。二极管只在输入电压高于输出电压的短暂瞬间导通，所以流过二极管的电流为尖脉冲。它们的幅度为 125.3A。这些电流脉冲一方面给电容 C_1 、 C_2 充电，同时也给负载 R_L 供电，因而电容 C_1 、 C_2 的充电电流（见图 3-4-10）比二极管电流略小些（幅度为 110.8A）。但二者的波形是相同的。在二极管截止期间， C_1 （或 C_2 ）将放电以维持负载电流 $I(R_L)$ 。

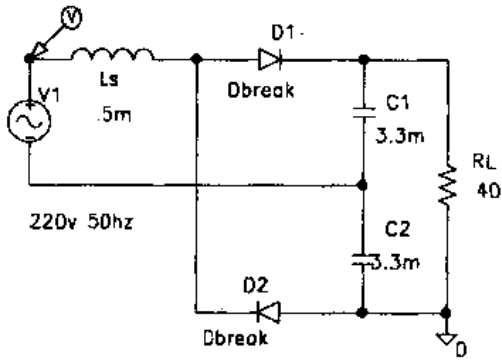


图 3-4-7 输入端有漏感的倍压整流电路

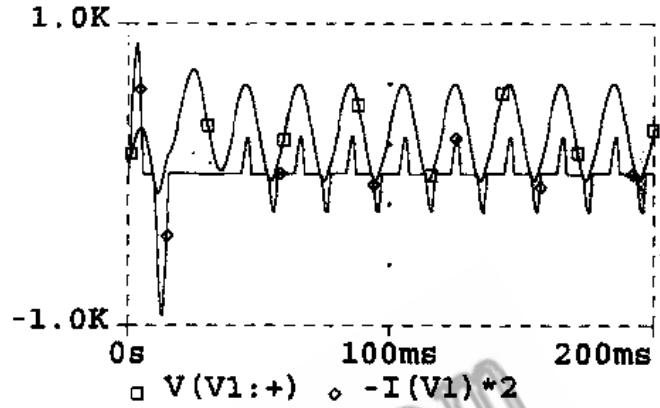


图 3-4-8 图 3-4-7 电路的输入电压、电流波形

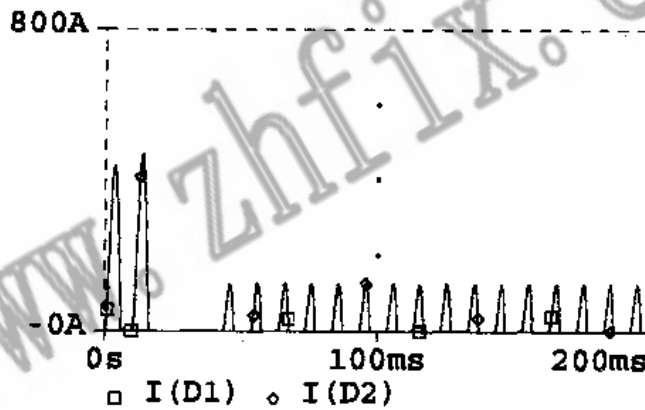


图 3-4-9 整流二极管的电流

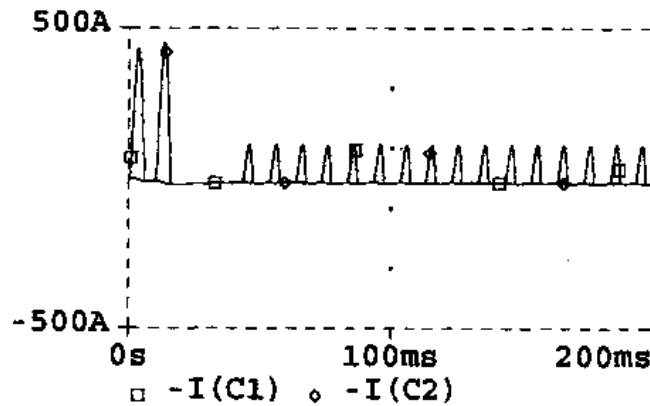


图 3-4-10 电容 C_1 、 C_2 的充电电流波形

例题：试对三倍压整流电路进行仿真。

在某些需要更高直流电压的场合，常采用三倍压或多倍压整流电路。图 3-4-11 为三倍压整流电路，电路中 v_1 为 310 V(峰值)的正弦交流电压，变压器 K_1 的匝数比为 1:1. 输入电压的第一个正半周通过 D_1 给 C_1 充电，充电电压峰值为 310V. 输入电压的第一个负半周通过 C_1 , D_2 给 C_2 充电，充电电压峰值达 $2 \times 310V = 620V$. 输入电压的第三个正半周通过 C_1 , C_2 和 D_3 给 C_3 充电，充电电压峰值为 620V. 最后在负载端形成的电压为 C_1 , C_3 上电压之和即 $620 + 310 = 930V$.

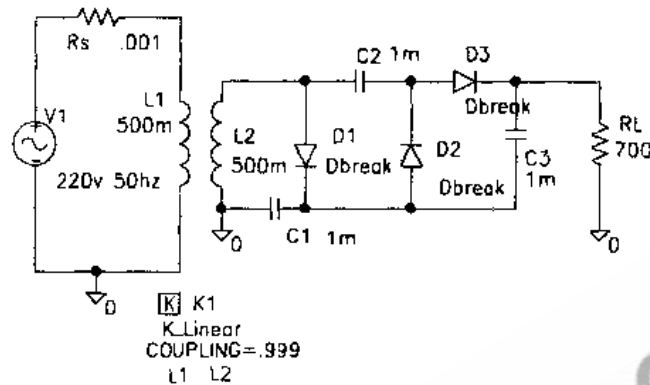


图 3-4-11 三倍压整流电路

对该电路进行瞬态分析得到图 3-4-12 所示的输入电流波形和输出电压波形。输入电流开始时较大，随着 C_1 , C_2 , C_3 上逐渐建立起电压，输入电流逐渐减小，最后达到稳定值。输出电压开始时较低，经若干个周期的充电过程， C_1 , C_2 , C_3 的电压达到稳定值，输出电压 $V(RL:2)$ 也达到稳定值 (929.6V)。 C_1 , C_2 , C_3 上的电压波形如图 3-4-13 所示。电路稳定后，这三个电容器上的最大电压分别为 325.6V, 623.1V 和 595.4V。从图中还可看到， C_1 上的电压纹波最大， C_3 的电压纹波最小。由此可以判断，增大 C_1 容量，可以较大程度地改善输出电压的纹波，而增大 C_3 的容量则影响不大。

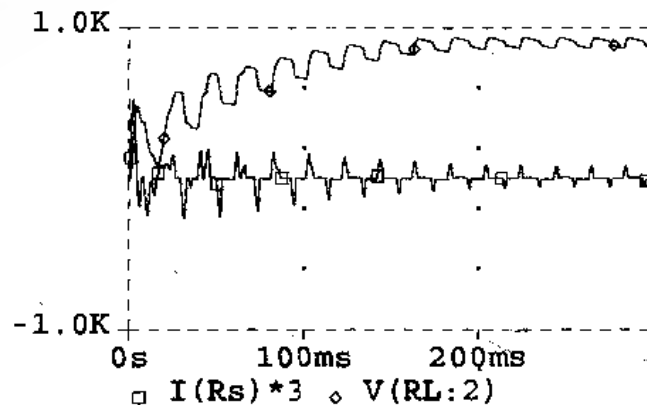


图 3-4-12 图 3-4-11 电路的输入电流和输出电压波形

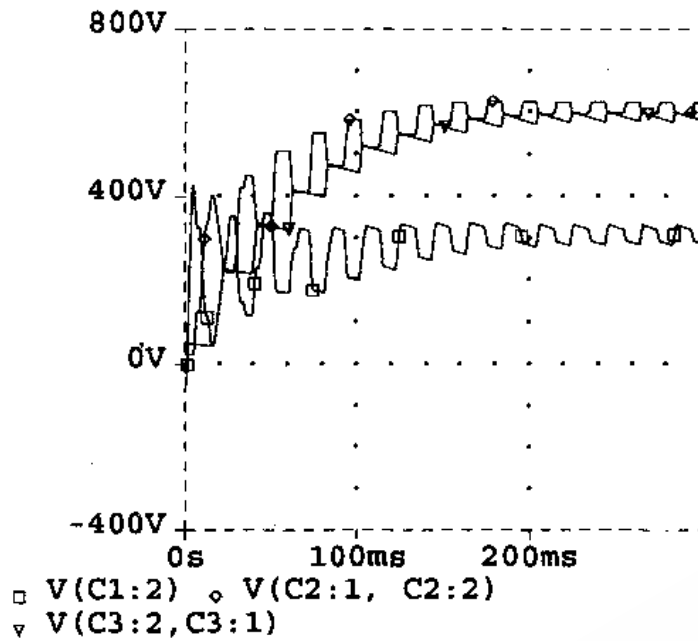


图 3-4-13 C_1, C_2, C_3 上的电压波形

3.5 桥式整流电路的仿真

桥式整流电容滤波电路如图 3-5-1 所示。图中 v_1 为 310V (峰值)、50Hz 的正弦交流电源。 D_1 — D_4 构成桥式整流电路, C_1 为滤波电容。 R_1, L_1 为负载。 v_1 正半周时, D_1, D_4 导通; v_1 负半周时, D_2, D_3 导通。负载上得到的始终是正向电压, C_1 起到减小纹波的作用。对该电路进行瞬态分析可得到输入、输出端的电压如图 3-5-2 所示。图中输入端电压 $V(V1:+, V1:-)$ 为正弦交流电, 峰值为 310V (有效值 220V)。输出电压 $V(R1:2)$ 的最大值近似等于输入电压的峰值。流过二极管的电流如图 3-5-3 所示。其中 $I(D1) = I(D4), I(D2) = I(D3)$, 表明 4 个二极管是轮流工作的, 当 D_1, D_4 导通时, D_2, D_3 截止; 当 D_1, D_4 截止时, D_2, D_3 导通。电流呈尖脉冲状, 因为只有当输入电压高于输出电压的瞬间, 二极管才导通。电流脉冲的幅度为 89.9A。

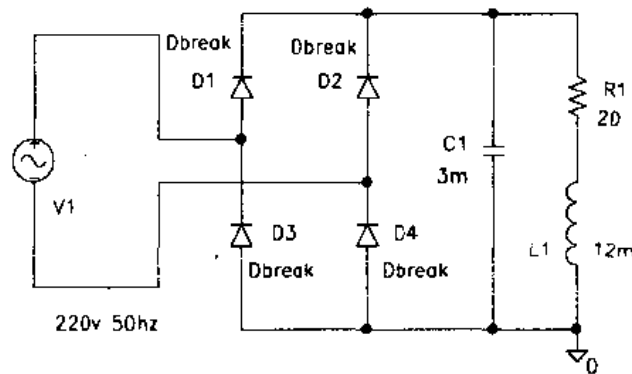


图 3-5-1 桥式整流电容滤波电路

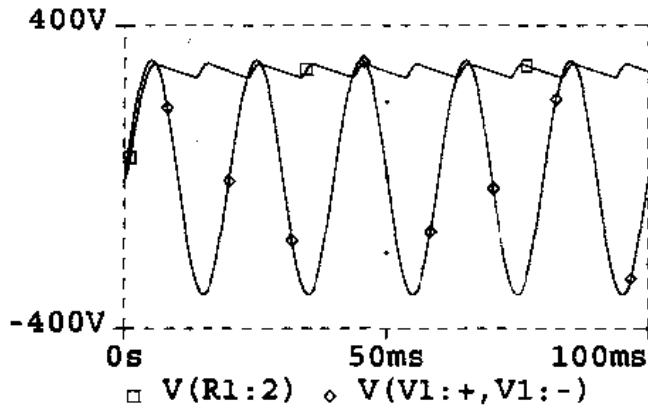


图 3-5-2 图 3-5-1 电路的输入、输出电压波形

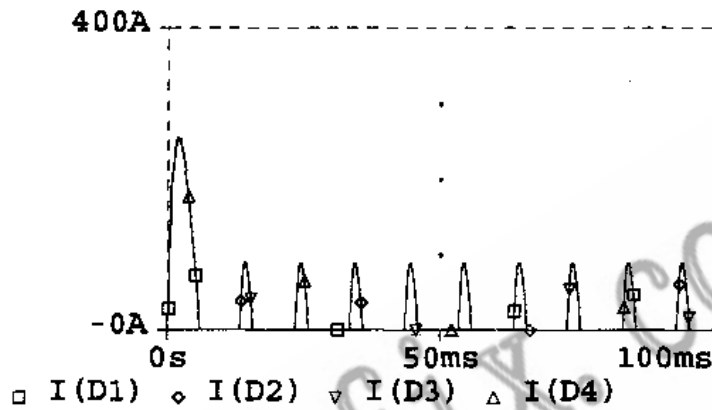


图 3-5-3 流过二极管的电流

整流器的交流输入电流为正、负对称的尖顶脉冲（图 3-5-4）。其正脉冲为 D_1 、 D_4 的电流，负脉冲为 D_2 、 D_3 的电流。电流的幅度为 90.5A。

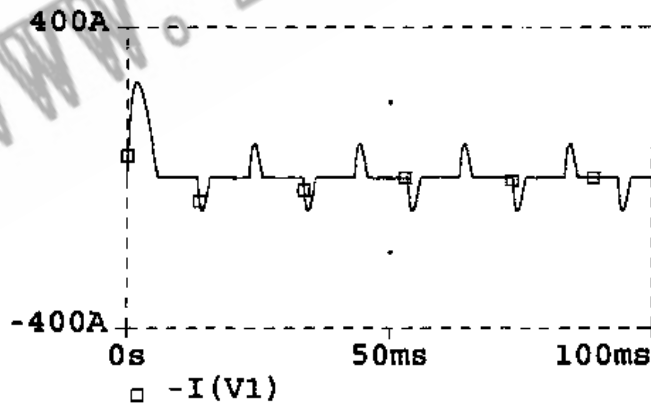


图 3-5-4 交流输入电流波形

对输入电流进行傅里叶分析得到的频谱如图 3-5-5 所示。图中基波分量和三次谐波分量的幅值分别是 40.6V 和 20.7V。

值得注意的是输入电流 $I(V1)$ 的第一个波形幅度很大 (256.3A)，这是因为 C_1 的初始电压为 0，刚开始充电时近乎等于短路，所以第一个充电电流的波形幅度极大，有时会造成整流二极管过流，瞬时发热而损坏。此外，由于第一个电流波形幅度很大，使输

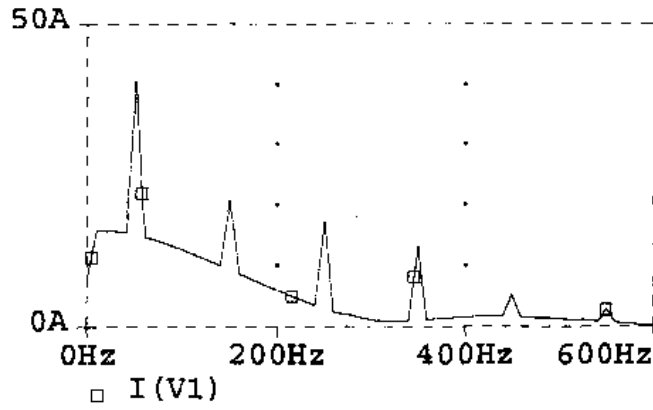


图 3-5-5 图 3-5-4 输入电流的频谱

入电流波形整体上看属于非周期信号，其频谱实际上是连续频谱，表现为低频段各谱线的起始点不为零。

为减轻初始充电电流对整流二极管的冲击，可在输入电路串联一小阻值的电阻，如图 3-5-6 所示。图中 L_s 为变压器副边漏感， R_s 为 0.5Ω 的限流电阻，对该电路进行瞬态分析的结果如图 3-5-7 所示。

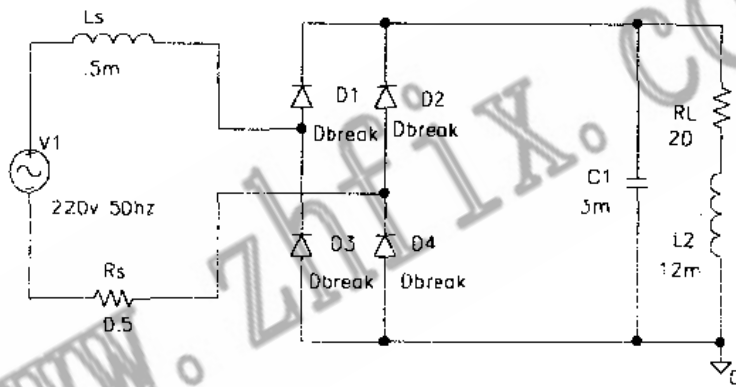


图 3-5-6 减小浪涌电流的措施

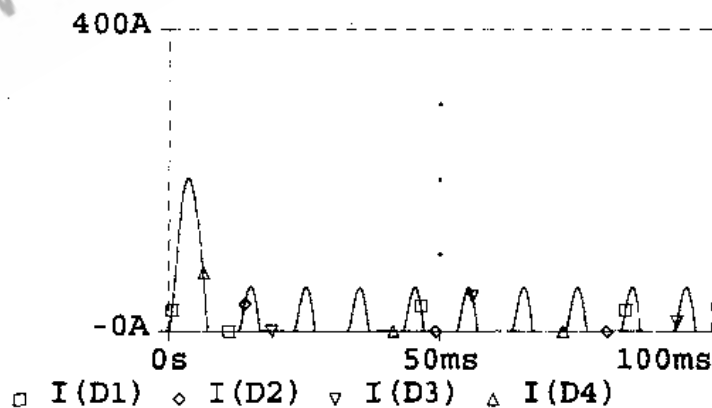


图 3-5-7 流过二极管的电流

图中第一个脉冲的幅度是 201A ，比图 3-5-3 中第一个脉冲幅度 (256.3A) 要小得多，但其后的电流脉冲幅度也相应地减小了。为了不影响输出电流的稳态值和减少稳态

功耗，往往采用一个负温度系数的热敏电阻取代 R_1 。这样，刚开机时 R_1 较大，起到限流作用。在大电流的冲击下 R_1 开始发热，阻值减小，限流作用减小，对稳态输出电流基本不产生影响。

例题：试对桥式整流电感电容滤波电路进行仿真。

采用电感电容滤波的桥式整流电路如图 3-5-8 所示。图中 L_1 、 C_1 为滤波电感、电容。 R_1 、 L_2 为负载。对电路作瞬态分析得到输入输出电压波形如图 3-5-9 所示。与图 3-5-2 相比，输出电压幅度减小了（幅值为 208V），但平滑度较好。整条曲线各处的变化率都较小。

流过整流二极管的电流波形如图 3-5-10 所示。与图 3-5-3 比较，电流脉冲的宽度大大增加了，而幅度下降了很多（由 89.9A 降到 20.1A）。这是滤波电感 L_1 的限流作用所致。这样，二极管所承受的电流冲击被缓解，使得整流电路对二极管的要求可大大降低。

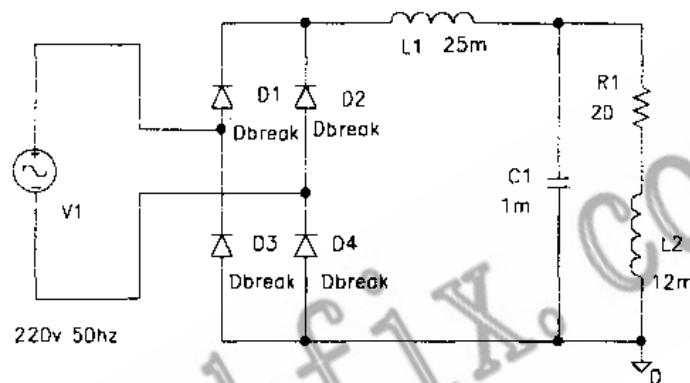


图 3-5-8 桥式整流电感电容滤波电路

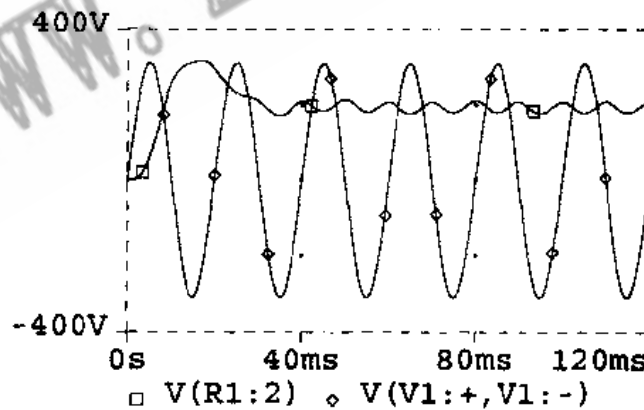


图 3-5-9 图 3-5-8 电路的输入输出电压波形

该电路的输入电流波形如图 3-5-11 所示。与图 3-5-4 相比，它已不是一个个断续的尖脉冲，而是连续的、比较圆滑的电流波形，因而其傅里叶分析的结果（图 3-5-12）也与图 3-5-5 有较大区别。其基波分量和各高次谐波分量的幅度均减小了很多，基波和三次谐波分量的幅度分别为 17.1A 和 5.78A。

综上所述，采用电感电容滤波的桥式整流器性能较好。

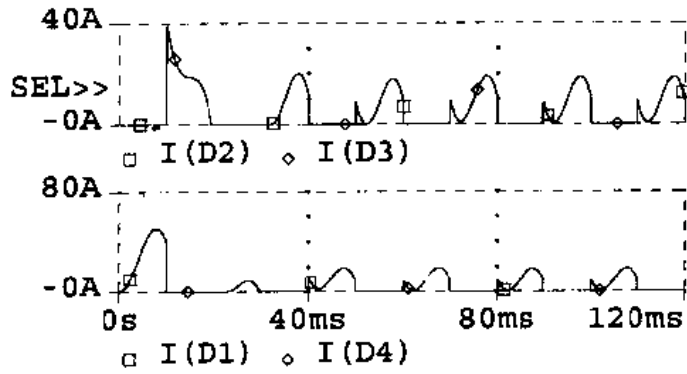


图 3-5-10 二极管电流波形

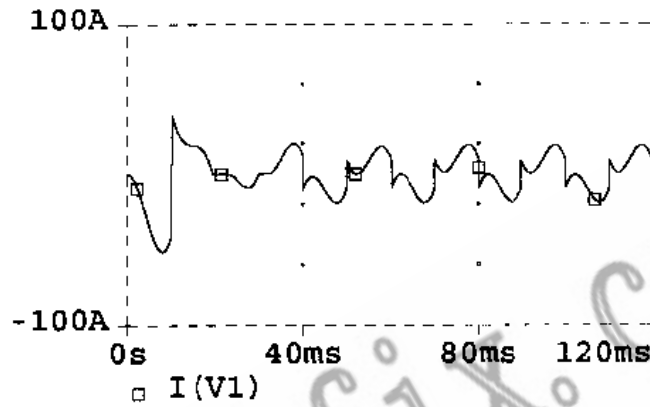


图 3-5-11 图 3-5-8 电路的输入电流波形

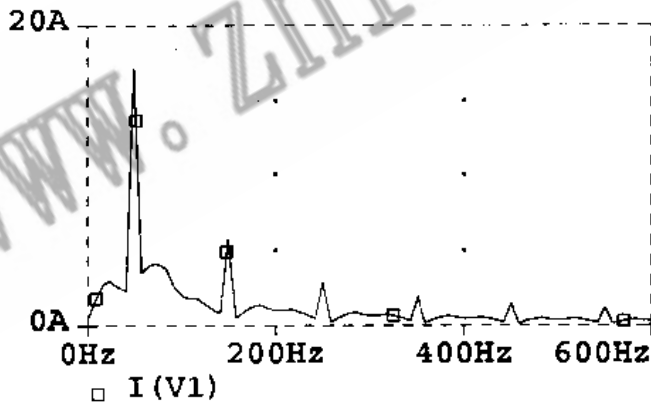


图 3-5-12 输入电流的频谱

3.6 三相整流电路的仿真

在工业用电领域，三相整流电路的应用比单相整流电路更为普遍。图 3-6-1 就是一个三相桥式整流电容滤波电路。图中 v_a, v_b, v_c 为星形接法的三相正弦交流电源，相电压为 220V，线电压为 380V。整流二极管 $D_1 \sim D_6$ 组成三相桥式整流电路， R_l 为负载电阻， C_l 为滤波电容。对电路进行瞬态分析得三相电源电压波形和输出电压波形，如图 3-6-2 所示。三相电源的相位依次相差 120° 。输出电压 $V(R1:2) = 476.6V$ 。理论计算值为：

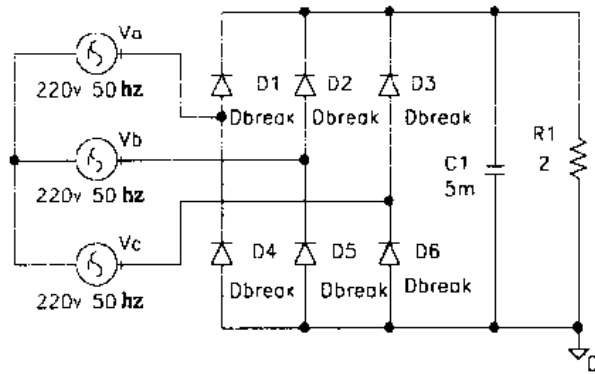


图 3-6-1 三相桥式整流电容滤波电路

$$V(R_1:2) = \frac{3 \times \sqrt{2} \times \sqrt{3}}{\pi} V_a = 2.34 \times 220 = 514.8V$$

考虑到整流二极管的压降，该理论值与仿真结果相符。

流过 6 个二极管的电流波形如图 3-6-3 所示。从图中可看到二极管 D_3, D_2, D_1 轮流导通， D_6, D_5, D_4 轮流导通。各管轮流导通的结果形成了比较平滑的纹波较小的直流输出电压和电流。

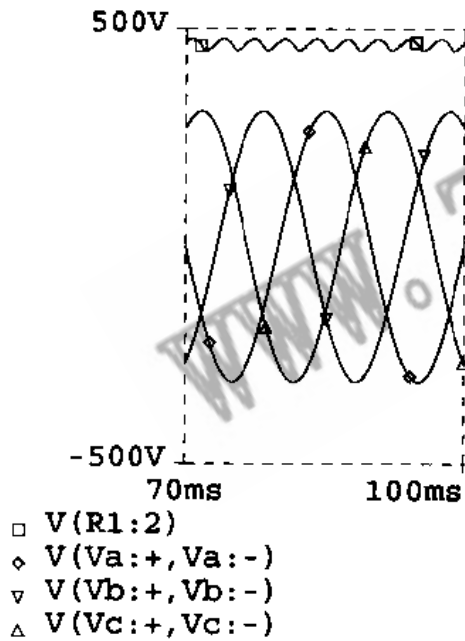


图 3-6-2 输入、输出电压波形

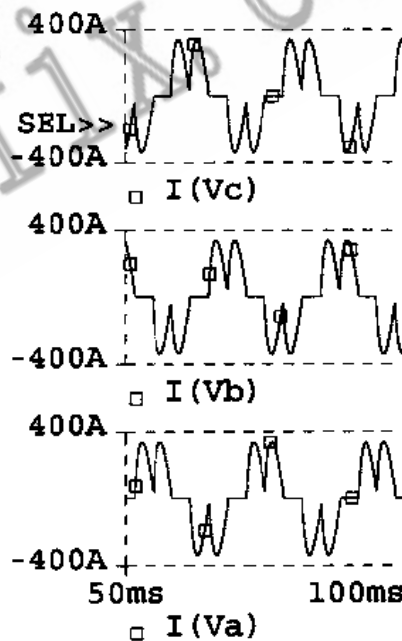


图 3-6-3 流过二极管的电流

三相电源 v_a, v_b, v_c 中的电流见图 3-6-4。对其中的 $I(Va)$ 进行傅里叶分析得到图 3-6-5 的频谱，因电流波形正负对称，所以频谱中无直流分量。其基波和 5 次谐波分量的幅值分别为 260.1A 和 115.2A。另外，从 PSpice 的功能项 Analysis 的子菜单 Examine Output 资料中也可读到这些傅里叶分析的结果， $I(Va)$ 的总谐波失真为 46.7%。

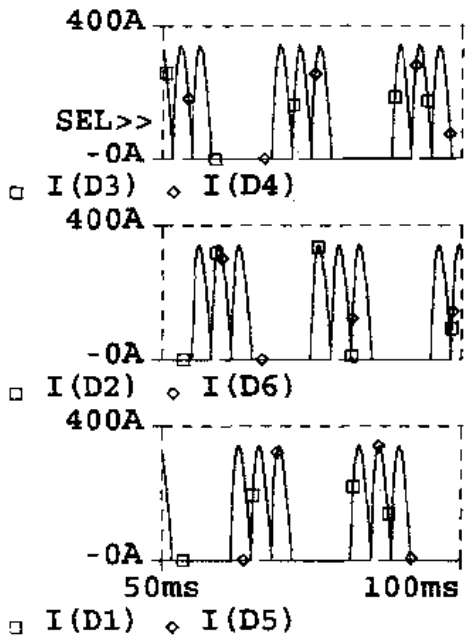


图 3-6-4 三相电源的电流

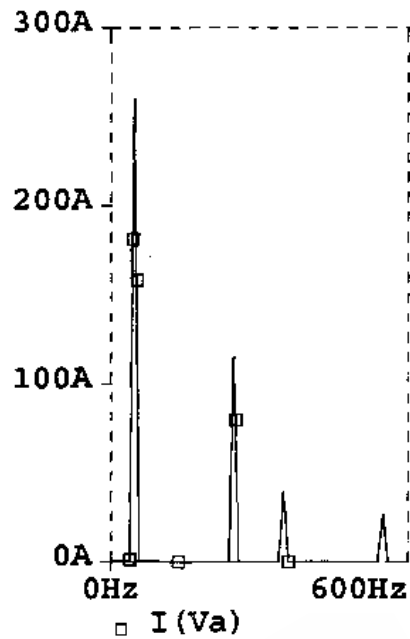


图 3-6-5 $I(v_a)$ 的频谱分析

例题：试对三角形接法的三相桥式整流电路进行仿真。

在需要提供较大电流的场合，电源可采用三角形接法。图 3-6-6 所示为三角形接法的三相桥式整流电路。

图中三相电源仍为 220V(有效值)，50Hz。此时的线电压 $V(a,b)$ 、 $V(b,c)$ 、 $V(c,a)$ 等于相电压。

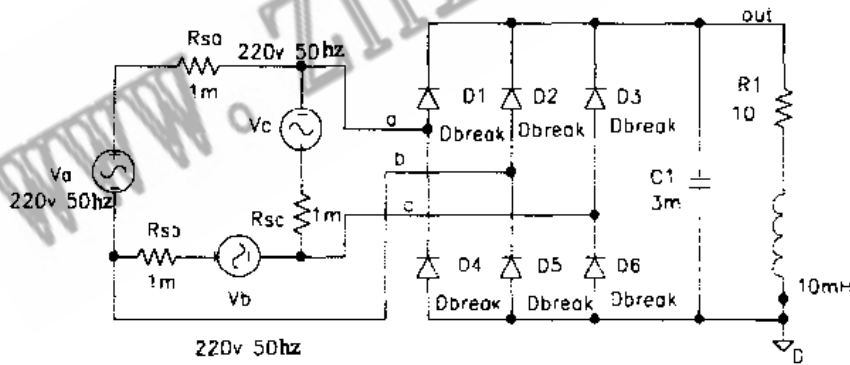


图 3-6-6 电源为三角形接法

电源间串接三个小阻值电阻 R_{sa} 、 R_{sb} 、 R_{sc} 是为了满足 PSPICE 对电源接法的规定，即电压源不能与电压源直接并联。

对该电路进行瞬态分析可得三相电源及输出电压的波形如图 3-6-7 所示。此时输出电压为 298V，理论计算值为 $1.35 \times 220V = 297V$ ，比星形接法的桥式整流电路 (514.8V) 要低很多。

流过整流二极管 D_1 — D_6 的电流波形如图 3-6-8 所示。由图可见， D_3 、 D_2 、 D_1 三管依次轮流导通； D_6 、 D_5 、 D_4 三管依次轮流导通，电流的峰值为 71.6A。各管依次轮流导通使得输出到负载的总电流相当平滑。这是三相桥式整流电路的优点之一。

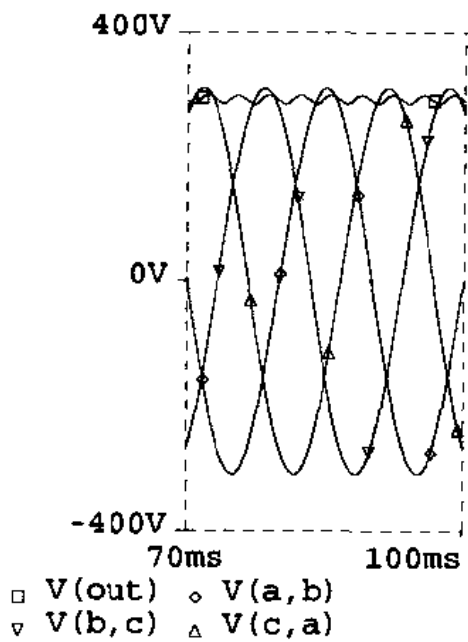


图 3-6-7 电源及输出电压波形

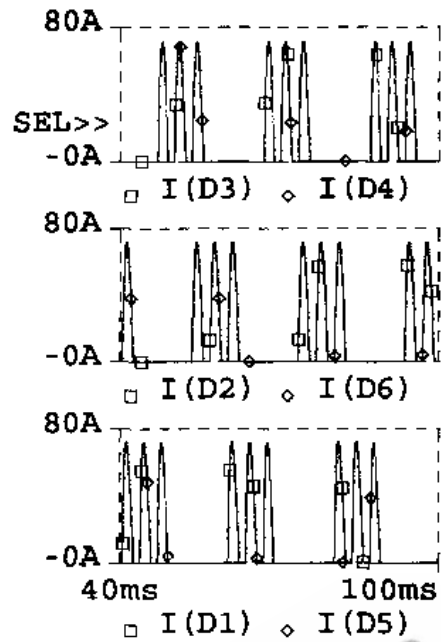


图 3-6-8 流过整流管 D_1 — D_6 的电流波形

图 3-6-9 和图 3-6-10 分别给出了流过电源的电流波形及其傅里叶分析。电流波形正负对称，峰值为 47.7A。频谱中无直流分量，基波、5 次谐波和 7 次谐波的振幅分别为 19A，14.5A 和 10.9A。仿照上节方法从 PSPICE 傅里叶分析的文字资料中可读到从直流到 9 次谐波的幅值、归一化幅值、相角、总谐波失真等详细资料。I(Rsa) 的总谐波失真为 95.1%。

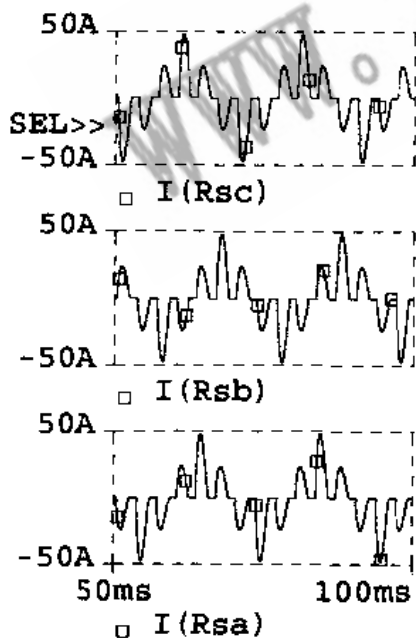


图 3-6-9 三相电源的电流波形

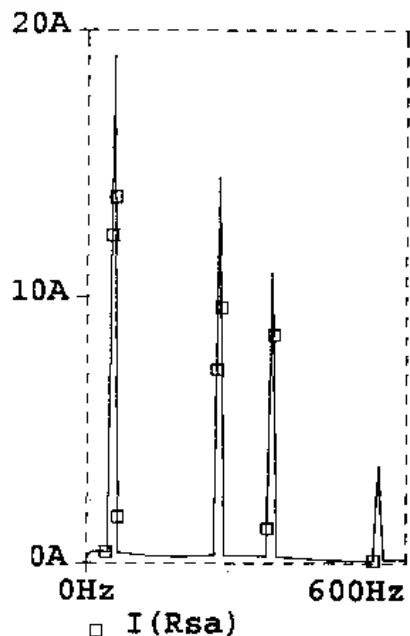


图 3-6-10 $I(R_{sa})$ 的频谱

3.7 各种可控整流电路的仿真

在大功率的电力电子电路中广泛采用可控整流电路对输出电压进行控制和调整，以满足各种功率较大的用电器对电源的要求。可控整流电路最常用的控制器件是可控硅（又称晶闸管），因为可控硅性能可靠、价格低廉、控制电路简单。下面介绍各种使用可控硅的可控整流电路的计算机仿真方法及结果。

3.7.1 单相半波可控整流电路

图 3-7-1 为单相半波可控整流电路。图中 v_1 为 220V，50Hz 的正弦交流电源。S₁ 为可控硅， v_2 为可控硅的触发脉冲信号源。触发脉冲的幅度为 -10V，脉冲宽度为 0.1ms，周期与电源周期相同，为 20ms。作图时， v_1 取自元件库 SOURCE.slb；可控硅 S₁ 和脉冲信号源 v_2 分别取自元件库 EVAL.slb 中的 2N1595 和 SOVRCE.slb 中的 VPULSE。

对该电路进行瞬态分析得图 3-7-2 的结果。图中 V(S1:A) 为输入交流电源的波形，V(V2:-, V2:+)、V(R1:2) 分别为触发脉冲和输出电压的波形。当触发脉冲尚未到来时，可控硅截止，无输出电压。当触发脉冲到来时，可控硅被触发导通，这时输出电压等于输入电源电压（忽略可控硅的管压降）。因此，只要控制触发脉冲到来的时刻，就可控制可控硅的导通时间的长短，从而控制输出直流电压的平均值。由于负载中含电感元件，当可控硅截止的瞬间，输出电流突变为零，电感上产生很大的反电动势，所以输出电压波形中有幅度很大的尖刺脉冲出现。正因为如此，输出电压的频谱中含有较丰富的高次谐波（图 3-7-3）。频谱中的直流分量、基波和 2 次谐波分量的幅度利用游标测出分别为 57.8V，132.4V 和 98.9V。频谱中的直流分量也就是该电路输出直流电压的平

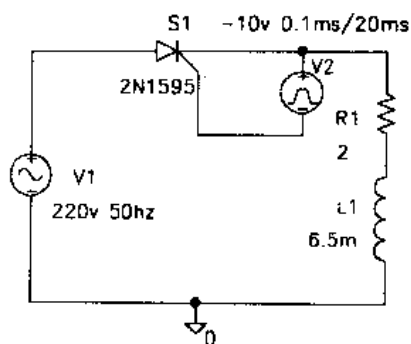


图 3-7-1 半波可控整流电路

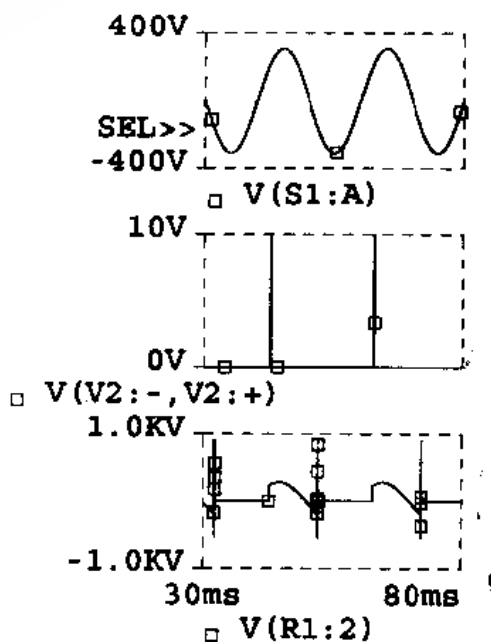


图 3-7-2 图 3-7-1 电路的瞬态分析结果

均值。

该电路输入电流与触发脉冲波形如图 3-7-4 所示。当触发脉冲到来时，可控硅 S_1 导通，输入电流亦同时产生。可控硅阳极电压低于阴极电压（要考虑电感 L_1 上的反电动势），可控硅关断。这时回路中电流为零，输入电流 $i(v_1)$ 亦为零。对输入电流作傅里叶分析得图 3-7-5 的结果。图中直流、基波和 2 次谐波分量的幅值分别为 28.8A、46.4A 和 21.8A。输入电流总谐波失真为 48.3%。

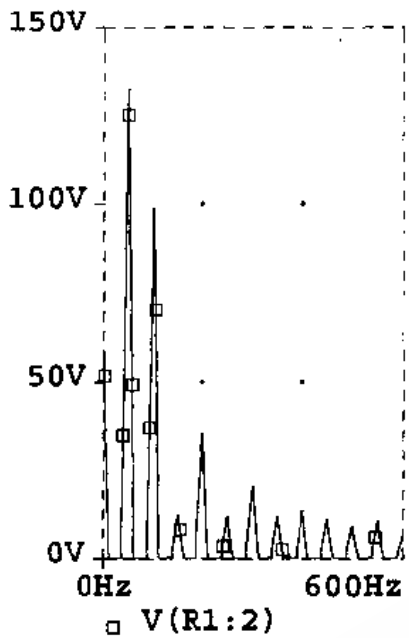


图 3-7-3 输出电压的频谱

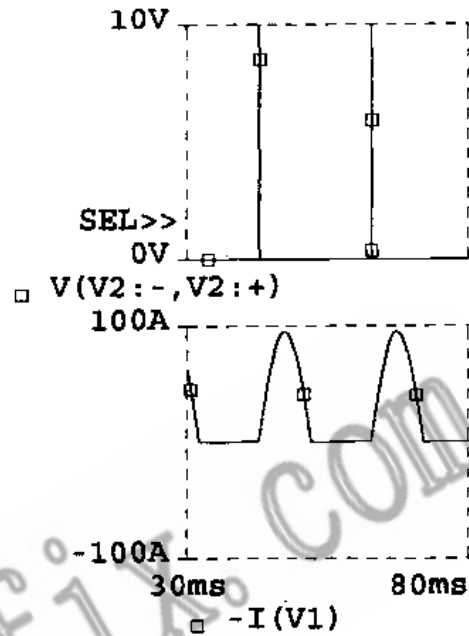


图 3-7-4 输入电流及触发脉冲波形

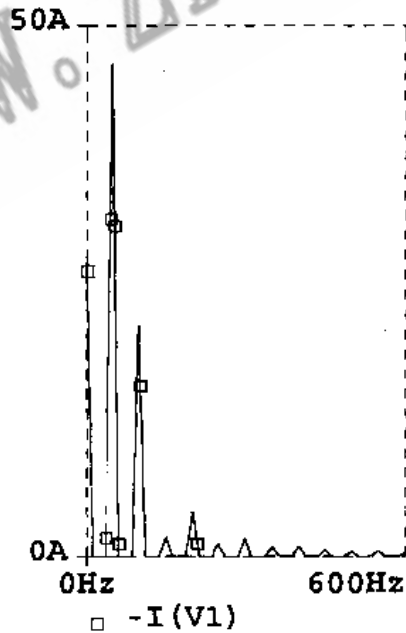


图 3-7-5 输入电流的傅里叶分析结果

3.7.2 单相桥式可控整流电路

在单相桥式整流电路（图 3-5-6）中用可控硅取代两个整流管 D_1 、 D_2 就构成了单相桥式可控整流电路（见图 3-7-6）。

图中 v_1 为输入交流电源， S_1 、 S_2 为可控硅，其栅、阴极间接脉冲电源 v_2 、 v_3 ，用来触发可控硅在适当的时候导通。 v_2 、 v_3 脉冲的幅度为 $-10V$ （对栅、阴极间而言是 $+10V$ ），脉宽为 $100\mu s$ ，上升、下降时间均为 $1\mu s$ ，周期等于输入电源 v_1 的周期（ $20ms$ ）。两个脉冲源不同之处是： v_2 的延迟时间是 $3ms$ ，而 v_3 的延迟时间是 $13ms$ ，以便使两可控硅在正、负半周的适当时刻导通。

负载含有电感 L_1 ，所以并联一个续流二极管 D_3 ，消除其反电动势。对电路作瞬态分析得图 3-7-7 的结果。 v_2 脉冲在 $3ms$ 时出现，可控硅 S_1 导通，电流经 S_1 、 R_1 、 L_1 、 D_2 构成回路； v_3 脉冲在 $13ms$ 时出现，可控硅 S_2 导通，电流经 S_2 、 R_1 、 L_1 、 D_1 构成回路。负载获得的是被“削去”一部分的全波整流电压波形 $V(R1:2)$ 。输入电压是在 $\omega t = 2\pi ft = 2\pi \times 50 \times 3 \times 10^{-3} = 0.3\pi$ （弧度）时传导至负载，所以称该电路的触发角（或延迟角）为 0.3π （弧度）。

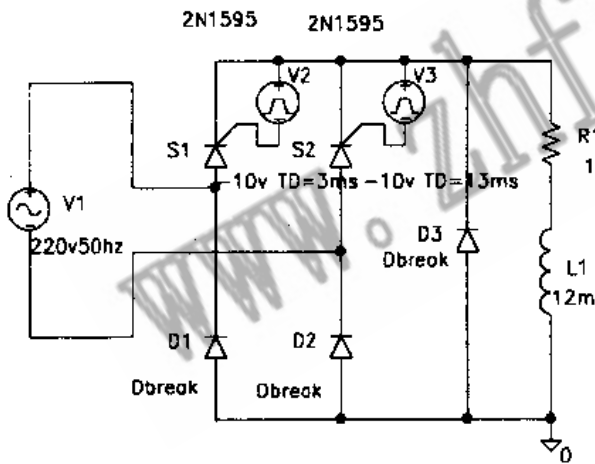


图 3-7-6 单相桥式可控整流电路

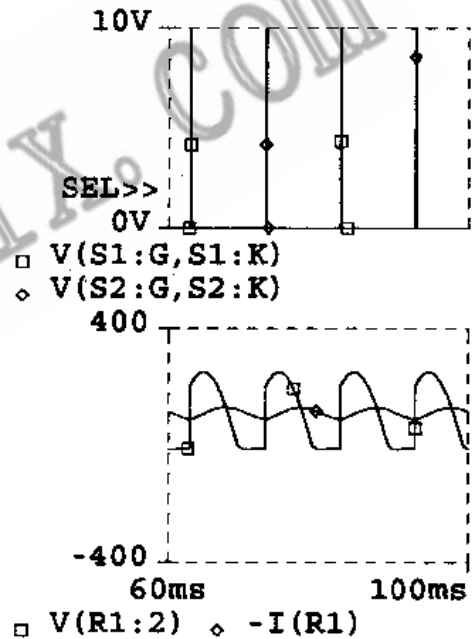


图 3-7-7 图 3-7-6 电路的瞬态分析结果

该电路的输入电压、电流的波形如图 3-7-8 所示。电源的正、负半周都有电流通路，所以输入电流波形是正、负对称的。对输入电流 $I(V1)$ 作傅里叶分析得图 3-7-9 的频谱。其中基波分量、3 次谐波分量和 5 次谐波分量幅值分别为 $122.6A$ 、 $11.2A$ 和 $20.8A$ 。从傅里叶分析的数据输出资料中可得输入电流的总谐波失真为 19% 。

单相桥式可控整流电路还有另外一种形式，如图 3-7-10 所示。这里仍使用 2 只可控硅，但 2 只可控硅接在同一侧桥路上。在输入电压的正半周， S_1 、 D_2 导通，给负载

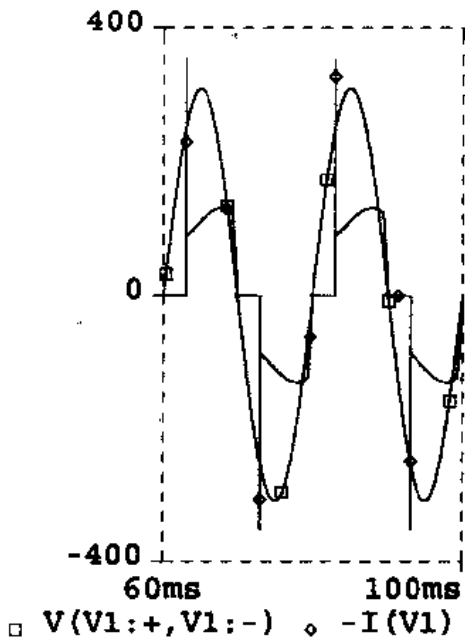


图 3-7-8 输入电压电流波形

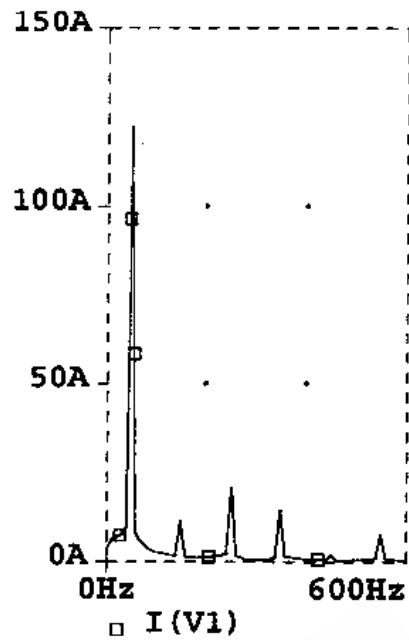


图 3-7-9 输入电流的频谱

提供电流；在输入电压的负半周， D_1 、 S_2 导通，给负载提供电流。这里采用电阻负载。脉冲信号 v_2 的延迟时间为 5ms， v_3 的延迟时间为 15ms，因此该电路的触发角 $\alpha = 2\pi ft = 2\pi \times 50 \times 5 \times 10^{-3} = 0.5\pi$ 。

对该电路作瞬态分析可得各点电压、电流波形。图 3-7-11 为触发脉冲和输出电压波形。触发脉冲 $V(S1:G, S1:K)$ 和 $V(S2:G, S2:K)$ 轮流出现，因此可控硅 S_1 、 S_2 轮流导通，形成断续的输出电压 $V(RL:2)$ 。

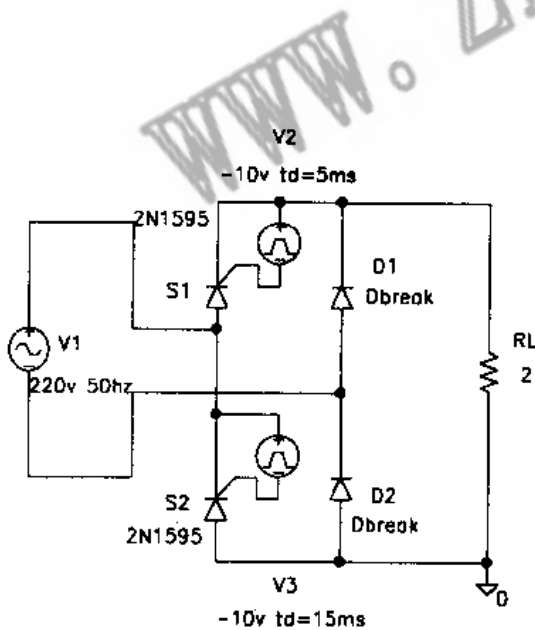


图 3-7-10 另一种形式的单相桥式可控整流电路

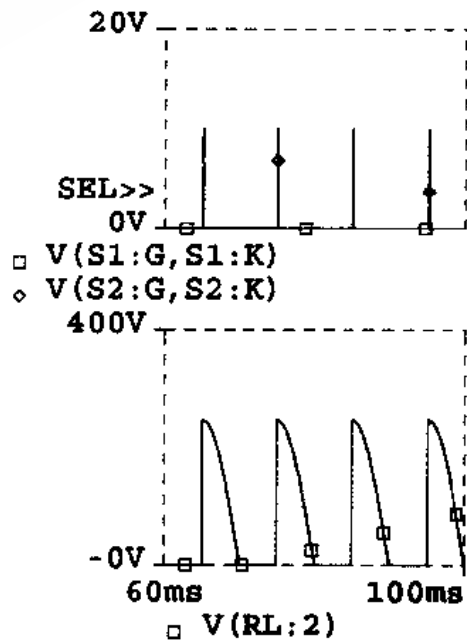


图 3-7-11 触发脉冲和输出电压波形

图 3-7-12 和图 3-7-13 为电路输入电流的波形和频谱。输入电流的基波和 3 次谐波分量幅值分别为 72.9A 和 39.3A，总谐波失真系数 THD=61%。

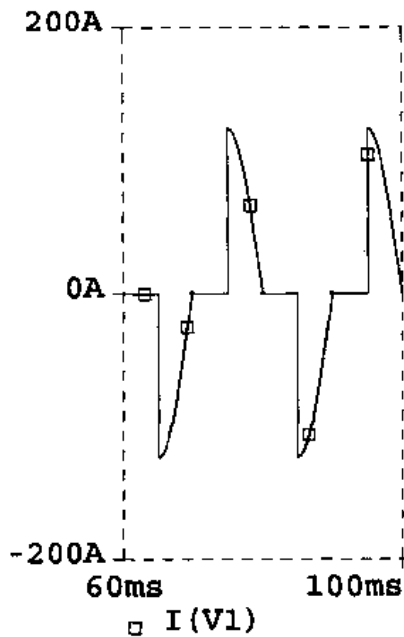


图 3-7-12 输入电流波形

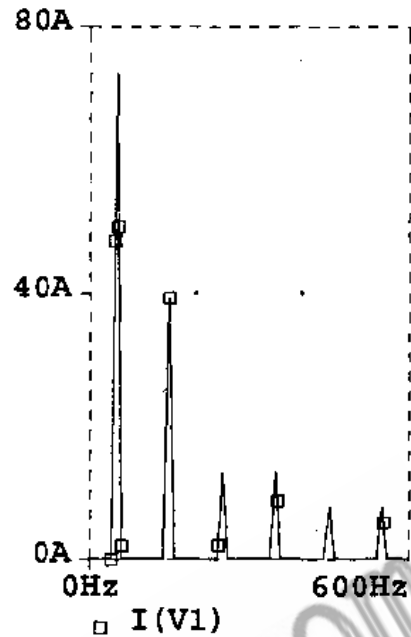


图 3-7-13 输入电流的频谱

3.7.3 三相半波可控整流电路

图 3-7-14 所示为三相半波可控整流电路。

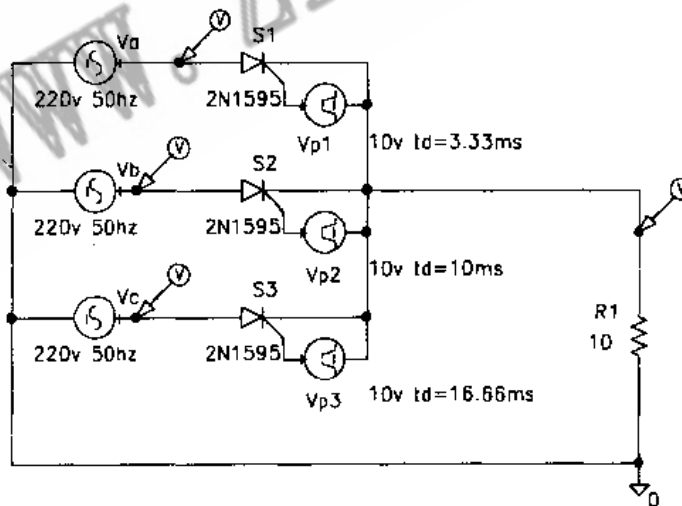


图 3-7-14 三相半波可控整流电路

v_a, v_b, v_c 为三相交流电源，相位依次相差 120° 。 S_1-S_3 为可控硅，分别由脉冲源 $v_{p1}-v_{p3}$ 提供触发信号。触发信号的幅度设为 10V，触发角设定为 60° ，则延迟时间分别为：

$$t_{d1} = \frac{\alpha_u}{2\pi f} = \frac{\frac{1}{3}\pi}{2\pi \times 50} = 3.33\text{ms}$$

$$\begin{aligned} t_{d2} &= 3.33\text{ms} + 20\text{ms} \times \frac{120^\circ}{360^\circ} \\ &= 3.33\text{ms} + 6.66\text{ms} \\ &= 9.99\text{ms} \end{aligned}$$

$$t_{d3} = 9.99\text{ms} + 6.66\text{ms} = 16.65\text{ms}$$

对图 3-7-14 进行瞬态分析可得各点电压波形如图 3-7-15 所示。

图中三个脉冲源的触发信号依次出现，每两个脉冲间的距离为 6.66ms。在这些脉冲的作用下，三个可控硅依次导通，形成输出电压 $V(R1:2)$ 波形。图中亦可看到输出电压与三相电源电压之间对应的相位关系。对输出电压 $V(R1:2)$ 作傅里叶分析得图 3-7-16 的频谱，其直流分量幅值为 208.1V。

改变触发角即可改变输出直流电压的平均值（即直流分量的幅值）。例如，设定触发角 $\alpha = 120^\circ = \frac{2}{3}\pi$ ，则三个触发脉冲的延迟时间分别为：

$$t_{d1} = \frac{\alpha_u}{2\pi f} = \frac{\frac{2}{3}\pi}{2\pi \times 50} \approx 6.66\text{ms}$$

$$t_{d2} = 6.66\text{ms} + 20\text{ms} \times \frac{120^\circ}{360^\circ} = 6.66\text{ms} + 6.66\text{ms} \approx 13.32\text{ms}$$

$$t_{d3} = 13.32\text{ms} + 6.66\text{ms} \approx 19.98\text{ms}$$

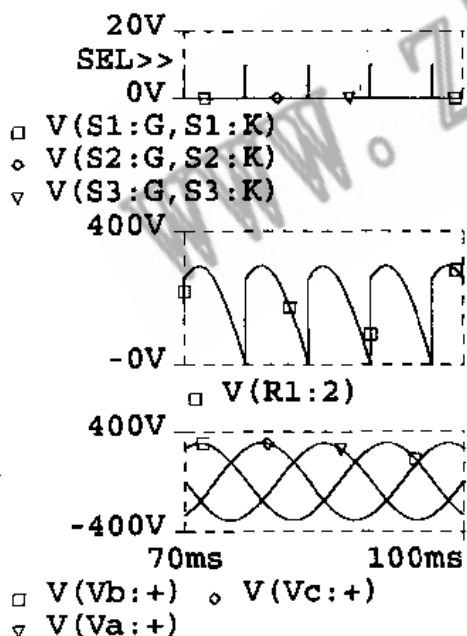


图 3-7-15 图 3-7-14 电路的各点电压波形

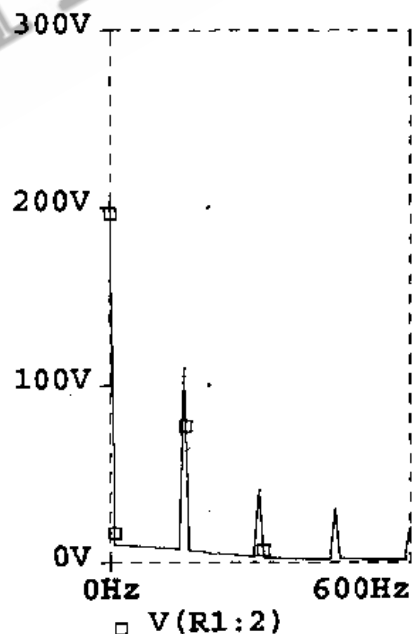


图 3-7-16 输出电压的频谱

按以上参数设定脉冲源并对电路进行瞬态分析得出图 3-7-17 所示的各点电压波形。由于触发角增大，触发脉冲延迟时间增大，可控硅导通时间延迟，导通角减小，所

以输出电压波形变为较窄的脉冲，其平均值减小。由此可知，只要改变触发脉冲的触发角，就可以在相当大的范围内连续改变输出电压的平均值。

对V(R1:2)作傅里叶分析得图3-7-18所示的频谱。其直流分量幅值为66.1V，比触发角为60°时的电压(208.1V)减小了很多。

三相半波可控整流电路的最大输出直流电压平均值(触发角 $\alpha=0$ 时)为 $1.17 \times 220V = 257.4V$ 。

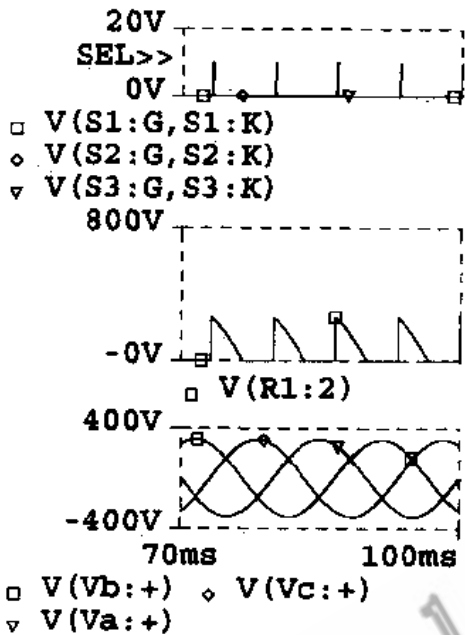


图3-7-17 触发角为120°时的各点电压波形

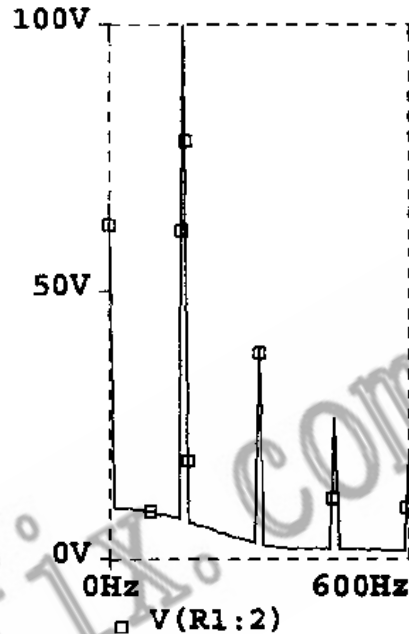


图3-7-18 输出电压的频谱

例题：试对三相桥式可控整流电路进行仿真。

在电源电压相同的情况下，为获得更高、更平滑的直流输出电压，可采用桥式可控整流电路，如图3-7-19所示。

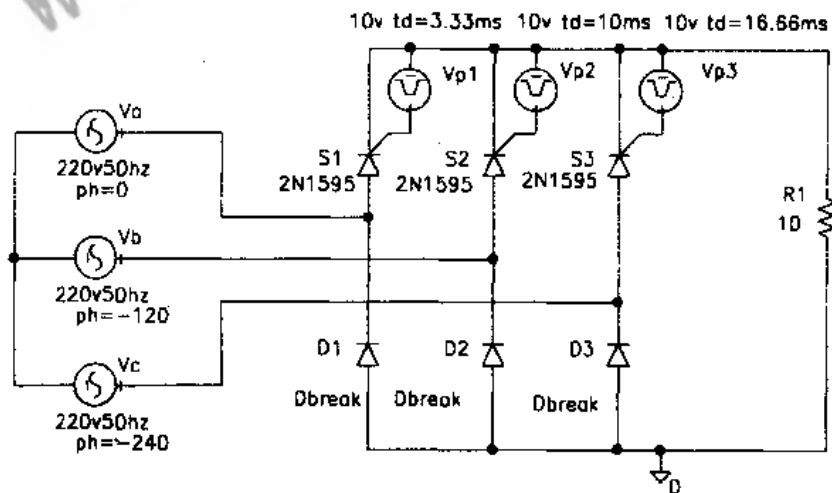


图3-7-19 三相桥式可控整流电路

与三相半波整流电路相比，这里多用了3只二极管。设可控硅的触发角为60°，则

与图 3-7-14 电路一样，三个脉冲信号源的延迟时间分别为 3.33ms、10ms 和 16.66ms。

设定以上参数后对电路进行瞬态分析得图 3-7-20 的结果。脉冲源 v_{p1} — v_{p3} 的触发脉冲依次出现，脉冲间隔时间为 6.66ms。在触发脉冲的作用下，三个可控硅 S_1 — S_3 依次导通，给负载提供电流，同时形成了含纹波的输出电压 $V(R1:2)$ 。

对 $V(R1:2)$ 进行傅里叶分析可得其频谱如图 3-7-21 所示。

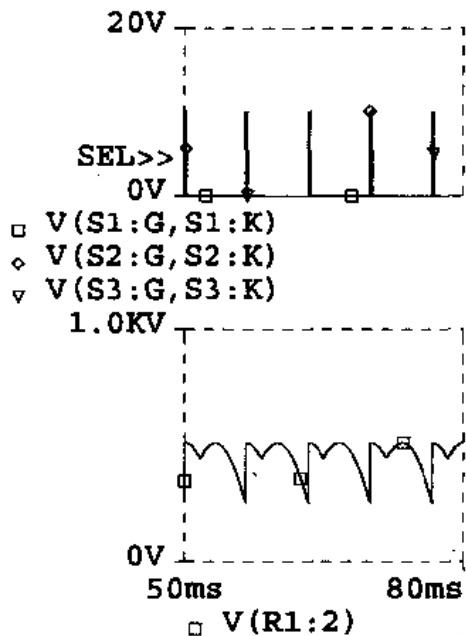


图 3-7-20 图 3-7-19 电路的瞬态分析结果

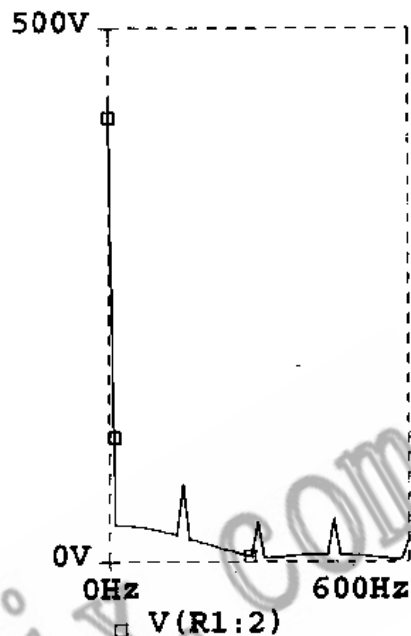


图 3-7-21 输出电压的频谱

其直流分量幅值为 436.4V。可以想到，只要改变触发脉冲的延迟时间即可控制输出直流电压的平均值。

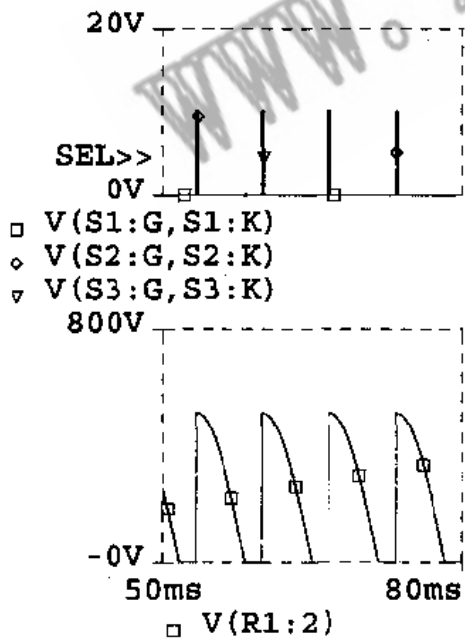


图 3-7-22 触发角为 120° 时的瞬态分析结果

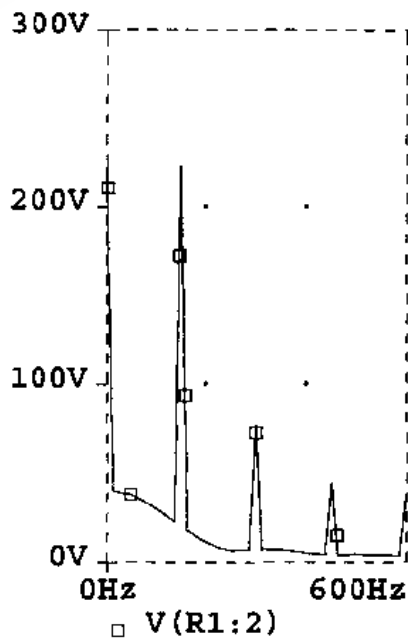


图 3-7-23 输出电压的频谱

设触发角 $\alpha = 120^\circ$ ，则三个触发脉冲的延迟时间为：

$$t_{d1} = \frac{\alpha_u}{2\pi f} = \frac{\frac{2}{3}\pi}{2\pi \times 50} \approx 6.666\text{ms}$$

$$t_{d2} = 6.666\text{ms} + 20\text{ms} \times \frac{120^\circ}{360^\circ} \approx 13.33\text{ms}$$

$$t_{d3} = 13.33\text{ms} + 6.666\text{ms} \approx 19.99\text{ms}$$

按以上参数设定脉冲源 $v_{p1} \sim v_{p3}$ 并对电路进行瞬态分析得图 3-7-22 的结果。从图中看到，由于触发脉冲延迟出现，可控硅导通时间变短，输出电压成为断续的波形，其平均值减小了。对其进行傅里叶分析可知其平均值（直流分量）只有 222.6V（见图 3-7-23）。

三相桥式可控整流电路的最大输出电压平均值（触发角 $\alpha = 0$ 时）为 $220\text{V} \times \sqrt{3} \times 1.35 = 514.4\text{V}$ 。

3.8 各种逆变电路的仿真

在电力电子电路中，涉及到将直流电能转换为交流电能的电路称为逆变电路，逆变电路分为单相逆变电路和三相逆变电路，下面分别介绍它们的电路及仿真方法。

3.8.1 单相逆变电路

图 3-8-1 所示为一单相逆变电路，它能将直流电源变为矩形交流电源。

图中 V_{cc} 为输入直流电源， $M_1 \sim M_4$ 为接成桥式电路的 4 只开关场效应管， $v_1 \sim v_4$ 为脉冲信号源，用来给场效应管提供栅极控制电压，在控制信号的作用下， M_1, M_2 首先导通，直流电源 V_{cc} 通过 M_1, M_2 给负载 R_L 提供电流，形成输出电压的正半周。 M_1, M_2 截止后，控制脉冲再开通 M_3, M_4 ，直流电源 V_{cc} 通过 M_3, M_4 给 R_L 提供电流并形成输出电压的负半周。

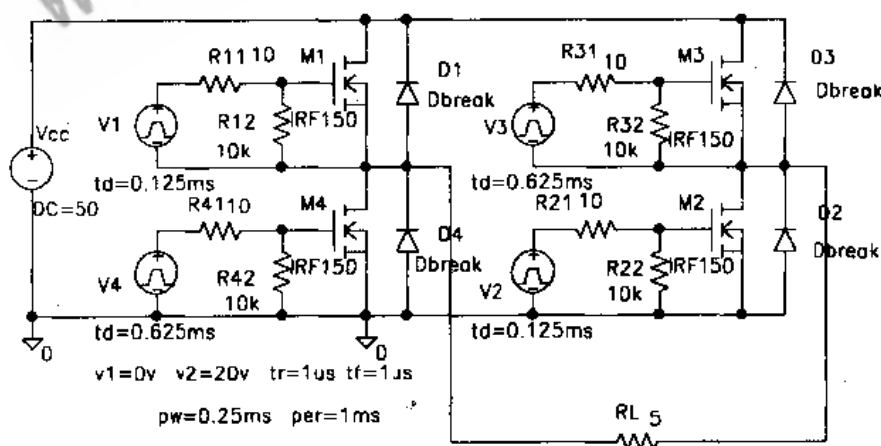


图 3-8-1 单相逆变电路

4 个脉冲信号源的幅度，脉宽，上升、下降时间和周期均相等，只是延迟时间不

同，以保证 M_1, M_2 与 M_3, M_4 轮流导通。

按图中所给数据设置脉冲源参数并对电路进行瞬态分析便得到图 3-8-2 所示的各点电压波形。图中 $V(V2: +)$ 为脉冲信号源 v_2 的波形 (v_1 信号源相位与 v_2 相同)； $V(V4: +)$ 为脉冲信号源 v_2 的波形 (v_3 信号源相位与 v_1 相同)。

在 $0.125\text{--}0.375\text{ms}$ 期间， v_1, v_2 电压为 20V ，促使 M_1, M_2 导通，形成输出电压 $V(RL:2, RL:1)$ 的正半周。在 $0.625\text{--}0.875\text{ms}$ 期间， v_3, v_4 的电压 $V(V4: +)$ 为 20V ，促使 M_3, M_4 导通，形成输出电压 $V(RL:2, RL:1)$ 的负半周。因此输出电压为 $\pm 50\text{V}$ 的矩形交流电压，频率为 1kHz 。

该电路的输入电流波形及频谱如图 3-8-3 所示。输入电流为矩形波，因此含有丰富的高次谐波。频谱中的直流、2 次、6 次谐波的幅值分别为 5A 、 6.31A 、 2.1A 。 $I(Vcc)$ 的总谐波失真系数为 4845% 。

例题：试对三相逆变电路进行仿真。

图 3-8-4 为一三相逆变电路，它能将直流电源转变为矩形的三相交流电源。

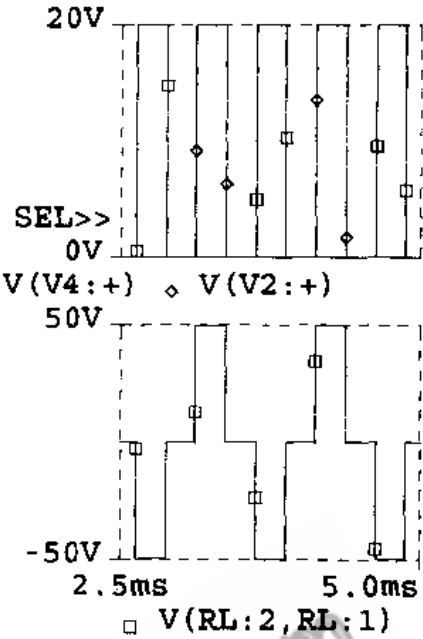


图 3-8-2 输出电压及控制脉冲的波形

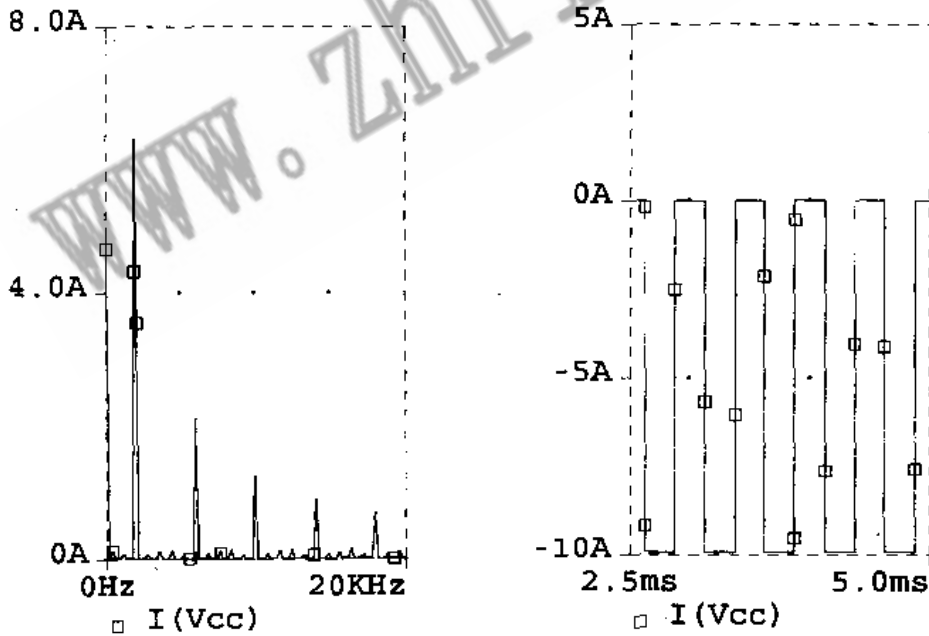


图 3-8-3 输入电流的波形和频谱

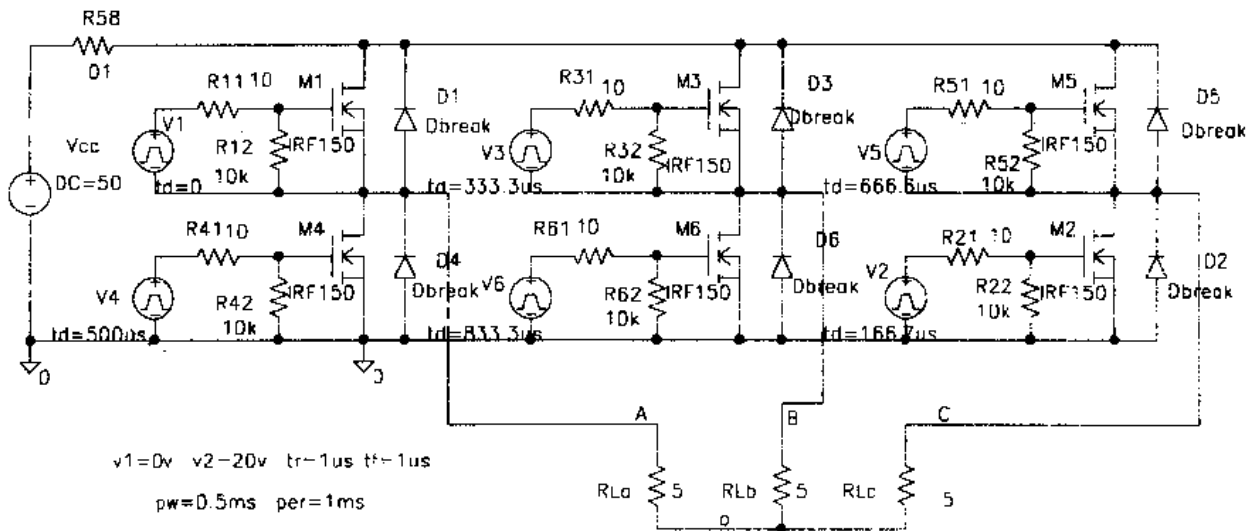


图 3-8-4 三相逆变电路

图中 V_{cc} 为输入直流电源， $M_1 \sim M_6$ 为 6 只场效应开关管， $v_1 \sim v_6$ 分别为开关管 $M_1 \sim M_6$ 的驱动脉冲信号源。各脉冲源的幅度，脉宽，周期，上升、下降时间均相同（如上图所标），只是脉冲的延迟时间不同。设输出三相交流电的频率为 1kHz，则各脉冲信号的延迟时间为：

$$t_{d1} = 0 \times \frac{1}{1\text{kHz}} = 0 \times 1\text{ms} = 0$$

$$t_{d4} = \frac{180^\circ}{360^\circ} \times 1\text{ms} = 500\mu\text{s}$$

$$t_{d2} = \frac{60^\circ}{360^\circ} \times 1\text{ms} = 166.7\mu\text{s}$$

$$t_{d5} = \frac{240^\circ}{360^\circ} \times 1\text{ms} = 666.67\mu\text{s}$$

$$t_{d3} = \frac{120^\circ}{360^\circ} \times 1\text{ms} = 333.33\mu\text{s}$$

$$t_{d6} = \frac{300^\circ}{360^\circ} \times 1\text{ms} = 833.33\mu\text{s}$$

按以上参数设定脉冲源 $v_1 \sim v_6$ 并对电路进行瞬态分析可得图 3-8-5 所示的输出相电压波形和图 3-8-6 所示的输出线电压波形。各相电压或线电压间相位差为 120° ，频率为 1kHz。

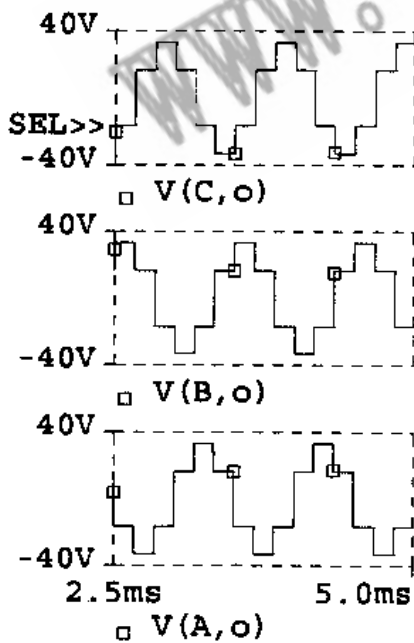


图 3-8-5 输出相电压波形

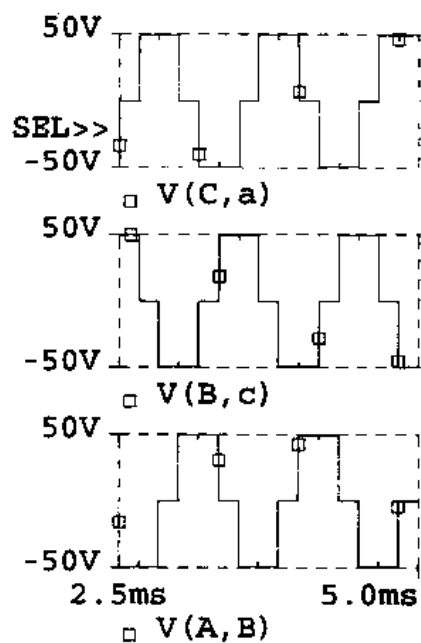


图 3-8-6 输出线电压波形

对图 3-8-5 中的矩形交流相电压 $V(A, 0)$ 作傅里叶分析得图 3-8-7 所示的频谱。其中基波分量和 5 次谐波分量的幅值分别为 31.7V 和 6.14V。因这种矩形交流电压波形比较接近正弦波，因此它的高次谐波分量幅度较小，总谐波失真系数也不大(24.6%)。

3.8.2 PWM 控制单相逆变电路

脉冲宽度调制 (PWM) 是电能转换电路中常用的一种控制技术。脉宽调制器的输出端为一系列的矩形脉冲，输出脉冲的宽度受输入指令电压的控制。用这种控制技术可以使逆变器的输出为一系列的正、负脉冲。脉冲宽度由指令电压进行控制。当脉冲宽度增加时，输出电压就增加，反之，则输出电压减小。这就使得输出交流电压的大小可以调节（频率保持不变）。这种逆变电路的一个例子如图 3-8-8 所示。

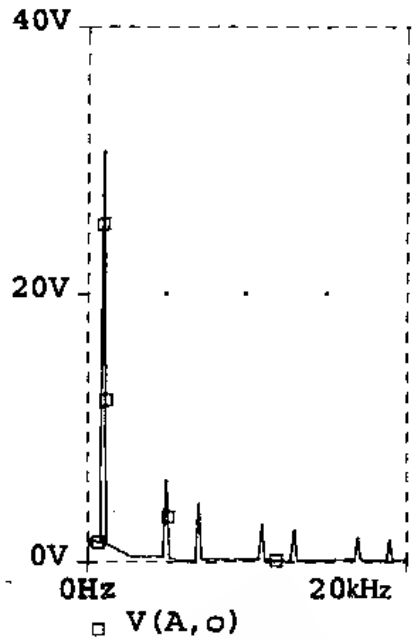


图 3-8-7 输出相电压的频谱

图中压控开关 S_1 — S_4 为逆变器主电路中的四个开关元件。当 S_1, S_4 导通时，电源的电流经 S_1 流入负载电阻 R_L ，再经 S_4 回到电源负端，形成负载电流的正半周。当 S_2, S_3 导通时，电源电流经 S_3 流向负载 R_L ，再经 S_2 回到电源负端，形成负载电流的负半周。因此， S_1, S_4 和 S_2, S_3 轮流导通，在 R_L 中产生正、负交替的电流，完成逆变。

电路中的压控电压源 E_1, E_2 及周围元件构成两个脉宽调制器，分别给 S_2, S_3 和 S_1, S_4 提供控制脉冲。脉宽调制器 E_1 有两个输入信号 v_{R1} 和 v_c 。指令电压 v_{R1} 是负矩形脉冲，幅度为 $-4V$ ，频率为 $50Hz$ ，如图 3-8-9(c) 所示。参考电压 v_c 是频率为 $500Hz$ 的三角波电压，如图 3-8-9(d) 所示。这两个电压叠加后送到压控电压源 E_1 的控制端，在其输出端就得到图 3-8-9(b) 的波形。用这个电压去控制压控开关 S_2 和 S_3 ，得到负载电压 $V(a,b)$ 的负半周如图 3-8-9(a) 所示。它由 5 个负脉冲组成，脉冲宽度为 $0.8ms$ 。

另一个脉宽调制器 E_2 的电路与 E_1 相同，但指令电压 v_{R2} 在相位上比 v_{R1} 延迟 $10ms$ 。它的输出用来控制压控开关 S_1 和 S_4 ，形成负载电压 $V(a,b)$ 的正半周（由 5 个正脉冲组成），脉冲宽度也是 $0.8ms$ 。

如果改变指令电压 v_{R1}, v_{R2} 的幅度为 $-8V$ ，则瞬态分析结果如图 3-8-10 所示。此时脉宽调制器输出电压 $V(VO1)$ 中正半周三角波的直流分量增大，使压控开关 S_2, S_3 导通时间增大，因而输出负载电压 $V(a,b)$ 负半周的 5 个脉冲的脉宽增大到 $1.6ms$ 。其负半周平均值也将增大。正半周的 5 个脉冲受 v_{R2} 的调制也发生同样的变化。

由此可见，PWM 控制逆变电路是通过改变指令电压使脉冲宽度改变而间接地改变输出交流电压的大小。在上例中，如果在负载电阻 R_L 两端并联一个 $3mF$ 的滤波电容，再对电路作瞬态分析可得到图 3-8-11 的结果。图 3-8-11(a) 是控制电压 V_{R1}, V_{R2} 为 $-4V$ 时的输出电压，幅度为 $\pm 29.9V$ 。图 3-8-11(b) 是控制电压为 $-8V$ 时的输出电压，幅度为 $\pm 51.1V$ 。显然， V_{R1}, V_{R2} 为 $-8V$ 时，输出电压每半波中每个脉宽较宽，所以

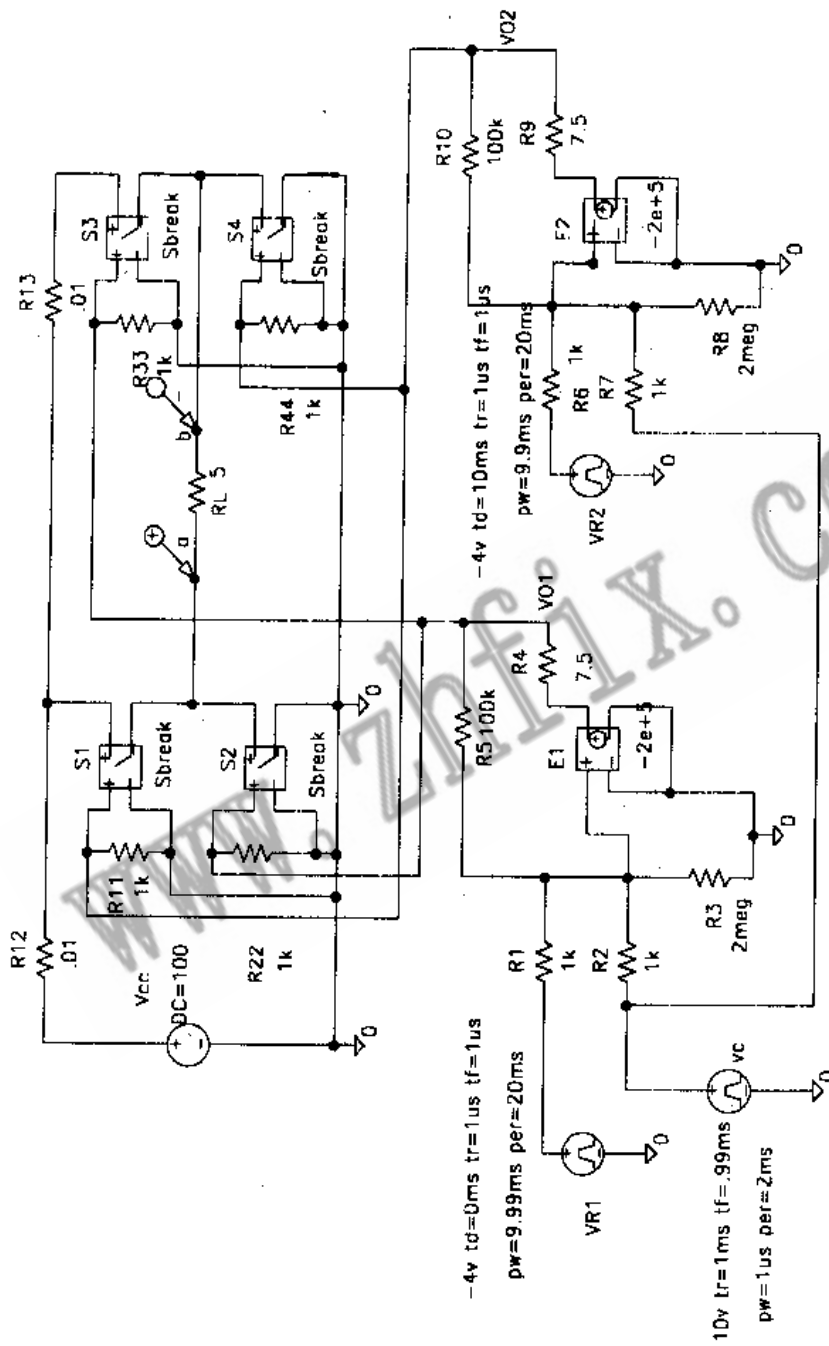


图 3-8-8 PWM控制单相逆变电路

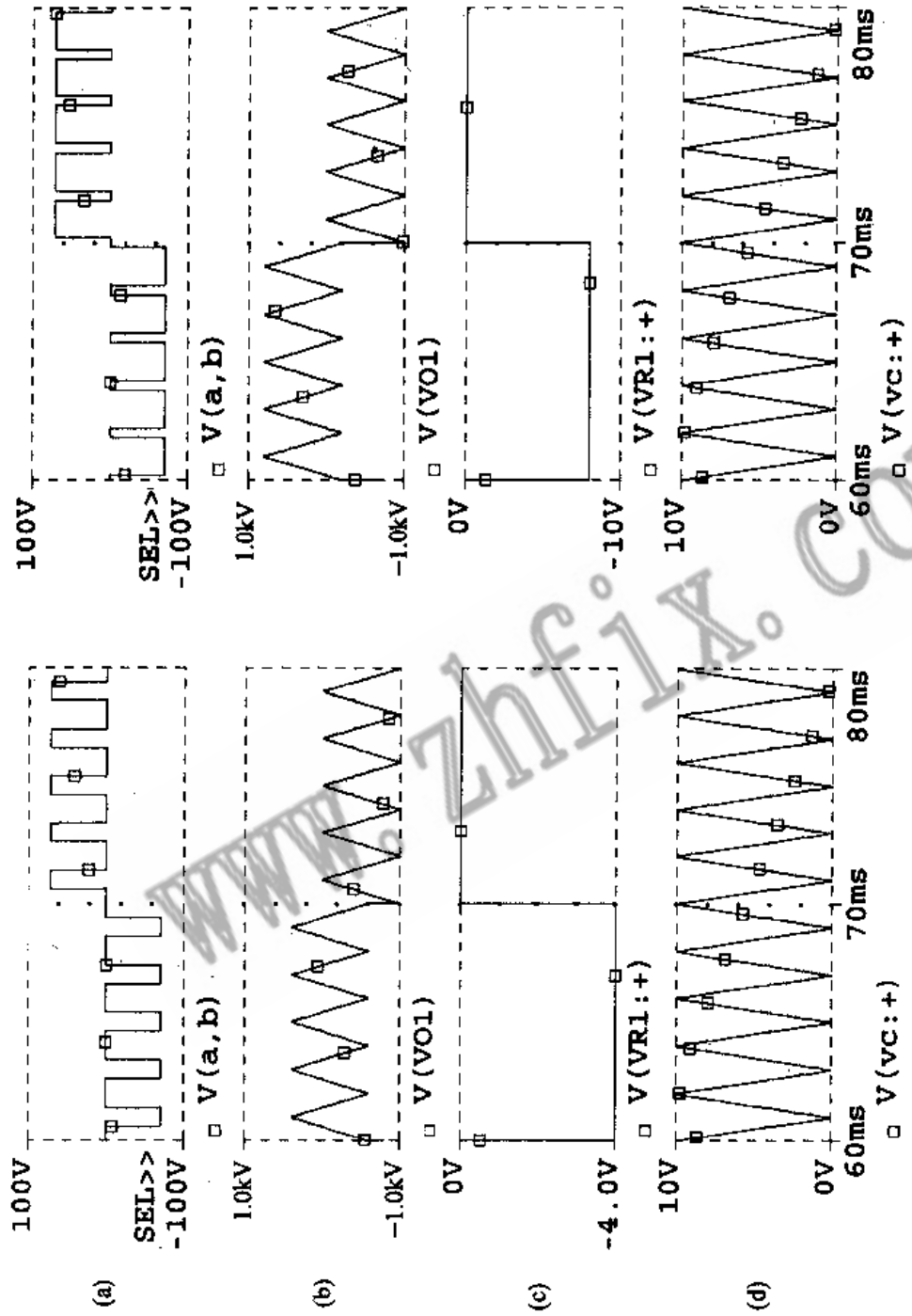
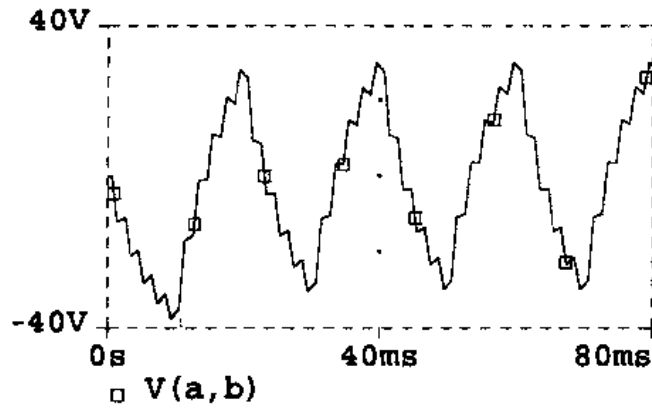
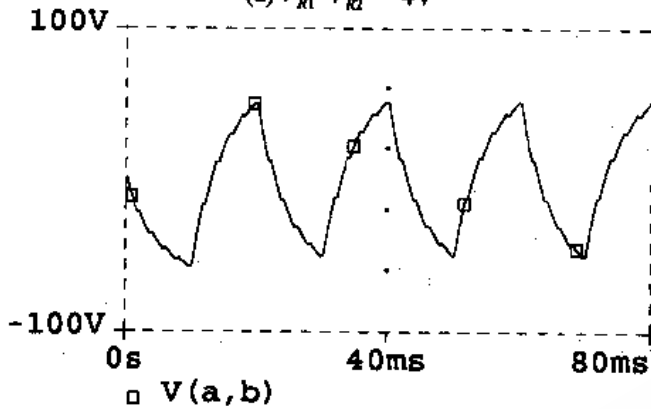


图 3-8-9 图 3-8-8 的瞬态分析结果

图 3-8-10 改变控制电压(VR1:+) 后的结果



(a) $V_{R1}=V_{R2}=-4V$



(b) $V_{R1}=V_{R2}=-8V$

图 3-8-11 加滤波电容后的输出交流电压

开通时, S_2 关断; 当 S_1 关断时, S_2 开通。同样, S_3 与 S_4 是一对开关, 由子电路 HB_2 控制, S_5, S_6 由 HB_3 控制。压控开关 S_1-S_6 都工作于 PWM 方式, 即开通的时间按正弦规律变化, 从而使其输出脉冲的宽度按正弦规律变化, 经滤波后可以形成比较

经滤波后交流幅值也增加。

电路中的压控开关 S_1-S_4 和压控电压源 E_1, E_2 分别在 PSPICE 的元件库 Breakout.slb 和 Analog.slb 中。 E_1, E_2 的增益设为 -2×10^5 。在这里压控电压源实际上相当于一个运算放大器, 由它组成的脉宽调制器实际上是一个反相输入的负反馈放大器。

3.8.3 PWM 控制三相逆变电路

三相逆变电路亦可采用 PWM 控制, 图 3-8-12 电路就是一例。

图中压控开关 S_1-S_6 作为主电路的开关元件, HB_1-HB_3 为三个 PWM 控制电路, 这里以三个子电路的形式出现。子电路的电路图如图 3-8-13 所示。

主电路中 S_1, S_2 是一对开关, 由控制电路 HB_1 控制, 当 S_1

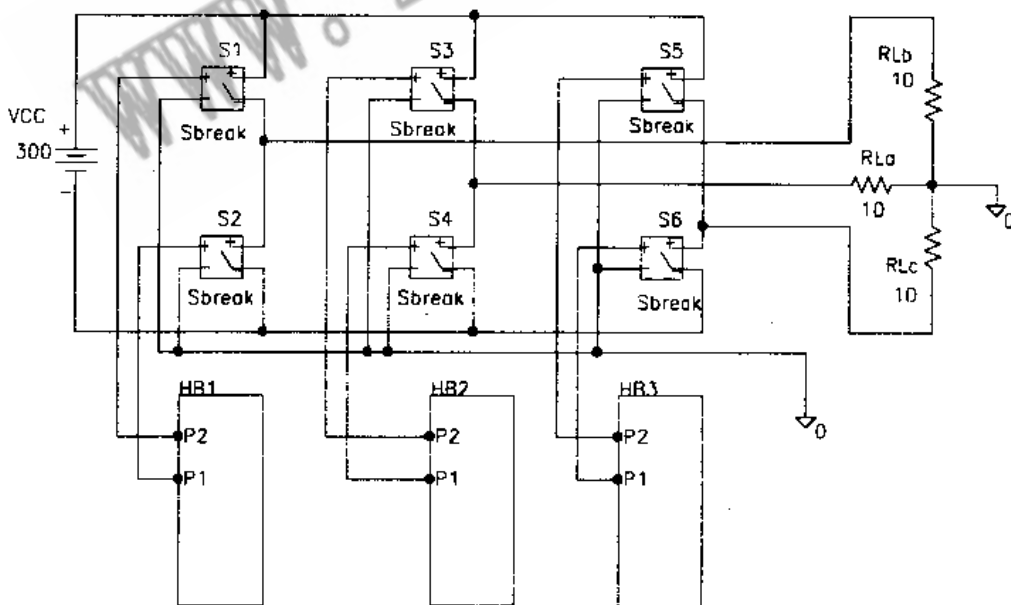


图 3-8-12 PWM 控制三相逆变电路

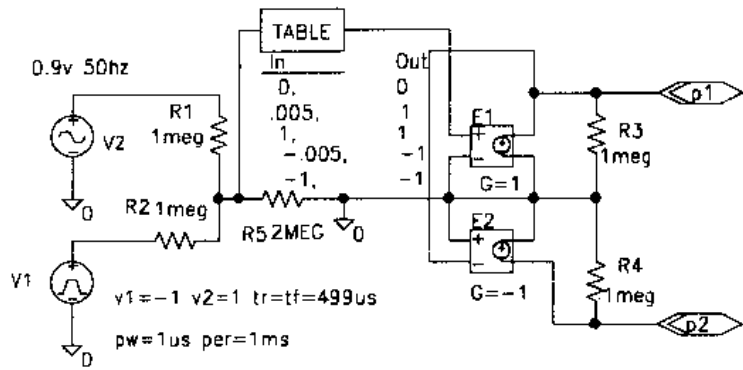


图 3-8-13 PWM 控制子电路

理想的三相正弦交流电。

在 PWM 控制子电路 HB_1 中, v_1 为输入参考电压, 是频率为 1kHz、幅度为 $\pm 1V$ 的三角波, 如图 3-8-14(d)所示。图中 $V(HB1.V1: +)$ 表示子电路 HB_1 的脉冲源 v_1 正极电压。

v_2 为输入控制电压, 是 $\pm 0.9V$, 50Hz 的正弦电压源。其波形如图 3-8-14(c)所示。图 3-8-13 中的 TABLE 是具有某种特性的电路模型 (analog behavioral model), 在 PSPICE 的元件库 ABM.slb 中。在其输入输出特性参数中设定 (0, 0), (0.005, 1), (1, 1), (-0.005, -1), (-1, -1)。括号中数字表示输入、输出电压间的对应关

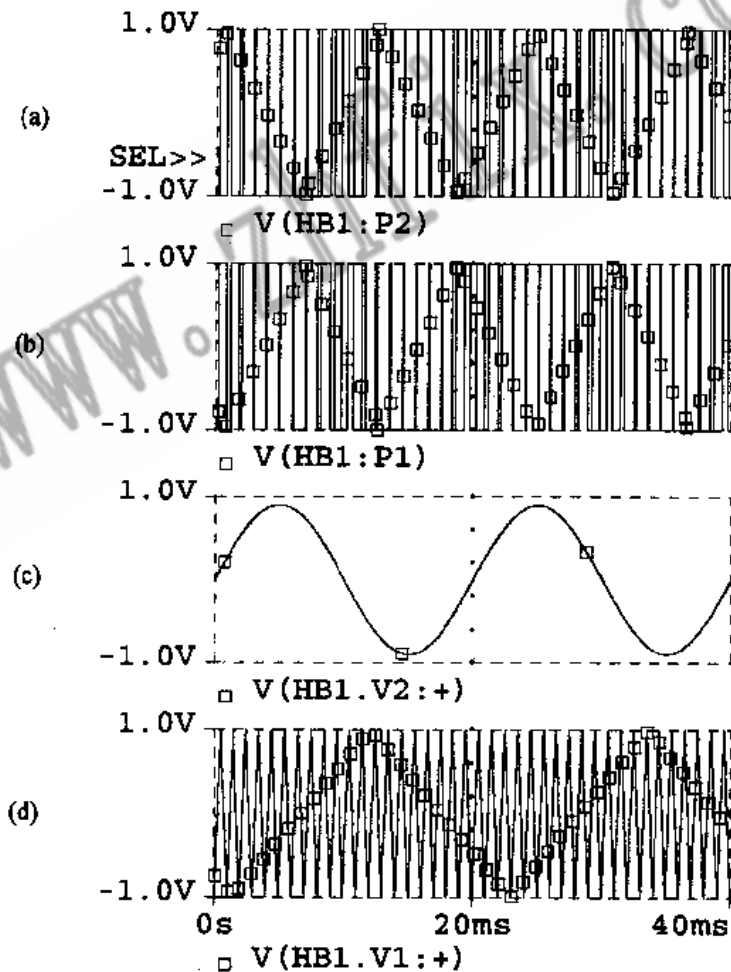


图 3-8-14 图 3-8-12 和图 3-8-13 的瞬态分析结果

系。经过这样的设定后，在 TABLE 的输入端输入 v_1, v_2 叠加后的信号，即可在输出端得到一系列脉冲，脉冲的宽度按正弦规律变化，实现了正弦脉宽调制 (SPWM)。这些 SPWM 脉冲经压控电压源 E_1, E_2 后成为相位相反的两列 SPWM 脉冲 (如图 3-8-14 (a), (b) 所示) 分别去控制主电路的开关 S_1, S_2 。压控电压源 E_1, E_2 的增益分别为 $+1, -1$ 。子电路通过输出端子 p_1, p_2 与主电路连接。

子电路 HB_2, HB_3 的电路与 HB_1 相同，但控制电压 v_1 的相位分别比 HB_1 子电路中的 v_1 滞后 120° 和 240° ，如此方能保证主电路中的开关 $S_1—S_5$ 按一定的顺序及相位关系动作，在负载 $R_{La}—R_{Lc}$ 上形成三相交流电压。

在三相负载 $R_{La}—R_{Lc}$ 上形成的相电压如图 3-8-15 所示。图中变量 $V(RLa:1)$ 表示

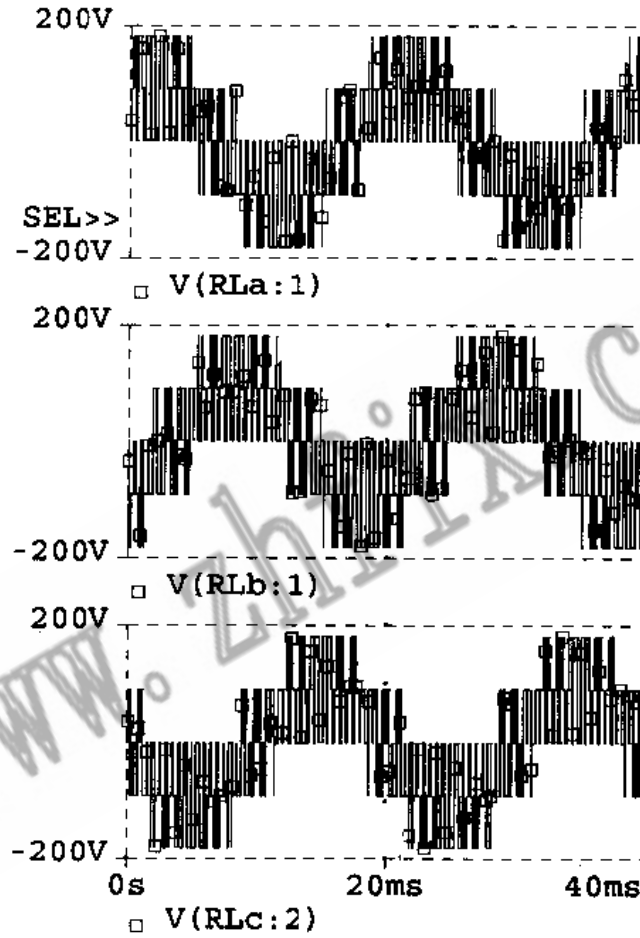


图 3-8-15 三相负载 $R_{La}—R_{Lc}$ 上的电压波形

电阻 R_{La} 的 1 端电压， $V(RLc:2)$ 表示电阻 R_{Lc} 的 2 端电压，余类推。从图中可看到三相电压的相位差各为 120° ($6.67ms$)。各相电压都是由正弦调制的 PWM 脉冲组成的，它们经简单的滤波后应为正弦波。为证明这一点，可在各相负载电阻上并联 $3mF$ 的电容器，再作瞬态分析就得到图 3-8-16 的各相电压波形。这时脉宽调制波变成了比较平滑的三相正弦交流电压波形。脉冲宽的地方对应较大的电压幅值，脉冲变窄时，对应的电压幅值亦变小。

PSPICE 的子电路功能为分析较复杂的电路提供了方便，尤其是当一个电路中包含有几个相同的部分电路时。需要使用子电路功能时，只要点选图标 *Draws a new block*，即出现

一个代表了电路的方框。按照对话框的要求给子电路起文件名后即可画子电路图了。由子电路返回到主电路只要按 F_3 键即可。由主电路进入子电路可用鼠标连点两下子电路方框。

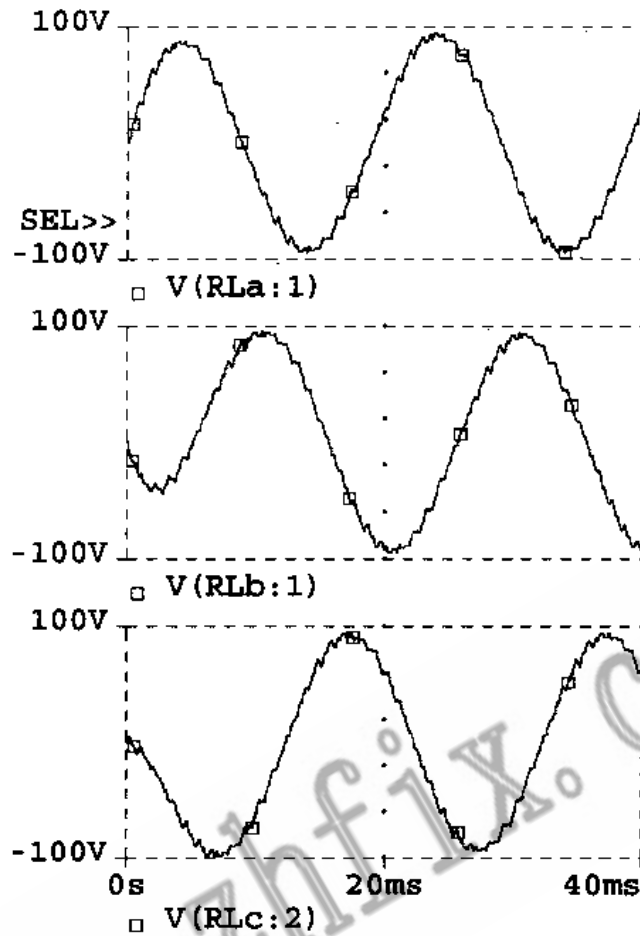


图 3-8-16 经过滤波的负载电压波形

3.9 斩波器电路的仿真

直流-直流变换是指改变直流电压的幅值和极性。这种电路在开关电源中已分析多例。由于这种装置是用开关从直流电源斩出一串串的脉冲，再通过滤波器将这些脉冲变为平滑的直流电，在一些场合也称为斩波器，具体电路如图 3-9-1 所示。与以前开关电源所述不同的是，它们所带的负载为有内阻的大电感。

图中 V_1 为输入直流电源， S_1 为压控开关， L_1 为负载电感， R_1 是电感的内阻。由于负载为感性，因此需在输出端并接一只续流二极管 D_1 ，防止 L_1 的反电动势在输出端形成负电压。 v_2 为 S_1 的控制信号源，是频率为 1kHz 的矩形脉冲，如图 3-9-2(a) 所示。图中 $V(V2:+, V2:-)$ 表示 v_2 正、负端电压之差值。

当开关 S_1 闭合时，输出电压等于输入电压 (220V)。当开关 S_1 关断时，输出电压 $V(R1:2)$ 等于零。由于 L_1 的储能作用，流过负载 R_1 ， L_1 的电流是连续的，如图 3-9-2 (b) 所示。 $-I(R1) \times 10$ 表示将电流波形幅度放大 10 倍。负号表示实际电流方向是从电阻的 2 端流向 1 端 (从上端流向下端)。

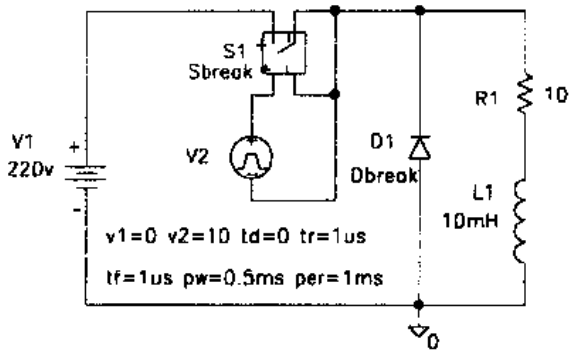


图 3-9-1 斩波器电路图

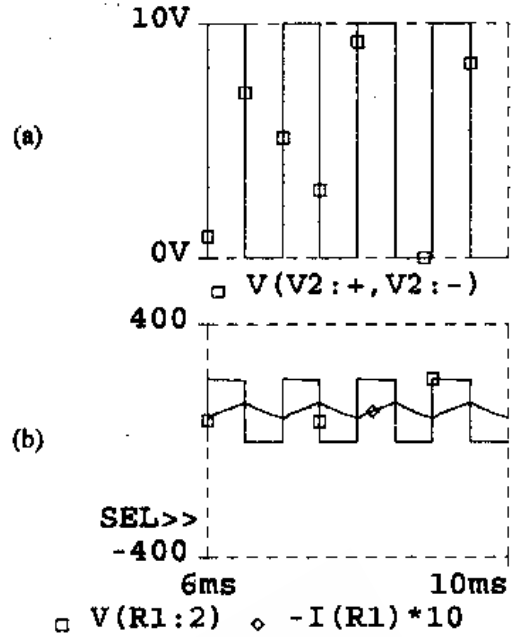


图 3-9-2 斩波器各点电压波形

要想改变输出电压、电流的幅度，只要控制 v_2 脉冲的占空比即可。占空比 $D = t_{on}/T$ ，式中 T 为脉冲周期， t_{on} 为脉冲持续时间。输出电压的平均值 $V_o = DV_1$ 。

电路的输入电流波形及其傅里叶分析的结果见图 3-9-3。输入电流波形是锯齿脉冲波，因而其高次谐波分量较大。直流分量和基波分量的值分别为 4.87A 和 6.33A。二次谐波和三次谐波的值分别为 0.82A 和 2.2A。

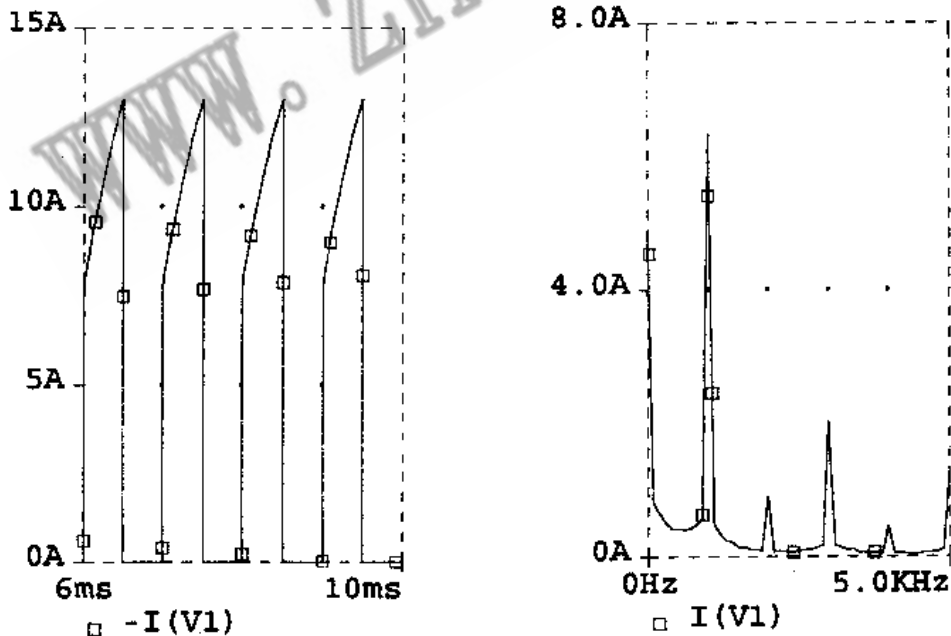


图 3-9-3 输入电流及其频谱

3.10 各种交流-交流变换电路的仿真

3.10.1 单相交流电压控制电路

单相交流电压变换电路是交流-交流变换电路的一种，它能根据需要改变输出交流电压的幅度。图 3-10-1 是用可控硅作为控制元件的单相交流电压控制电路。在输入电源的正半周，电流经二极管 D_1 、可控硅 S_1 、二极管 D_4 流向负载 R_L ；在 v_1 的负半周，电流经负载、 D_2 、 S_1 、 D_3 流回电源 v_1 。因此在负载 R_L 上流过的是交流电流，并在 R_L 两端形成交流电压。控制可控硅 S_1 的触发角，即可控制输出交流电压的大小。

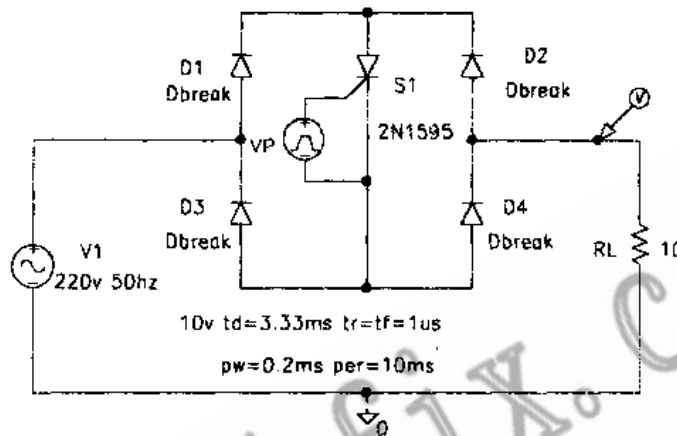


图 3-10-1 单相交流电压控制电路

现设可控硅的触发脉冲信号源 v_p 的参数为：初始电压 $V_1 = 0$ ，脉冲幅度 $V_2 = 10V$ ，延迟时间 $t_d = 3.33ms$ （触发角为 50° ），上升时间 $t_r = 1\mu s$ ，下降时间 $t_f = 1\mu s$ ，脉宽 $pw = 0.2ms$ ，脉冲周期 $per = 10ms$ 。输入正弦交流电设为 $220V$ （有效值）、 $50Hz$ 。对电路进行瞬态分析得图 3-10-2 的结果。

图 3-10-2(a)中 $V(V1: +)$ 是输入交流电压波形，图(b)中 $V(S1:G, S1:K)$ 是可控硅控制极和阴极间的触发脉冲波形。图(c)中的输出交流电压 $V(RL:2)$ 的频率与输入电压相同($50Hz$)，但波形受到可控硅 S_1 的控制已不是正弦波。其幅值与输入电压相同，但很明显，其有效值小于输入电压。

若增大可控硅的触发角（延迟角）到 120° ，即触发脉冲的延迟时间 $t_d = \frac{120^\circ}{360^\circ} \times \frac{1}{50Hz} = 6.66ms$ ，则瞬态分析结果如图 3-10-3 所示。

由于可控硅 S_1 的导通时间减少了，输出电压 $V(RL:2)$ 波形的幅度和宽度均减小，因而其有效值亦减小。由此可知，该电路通过控制可控硅的触发角即可控制输出电压，实现交流-交流电压变换。

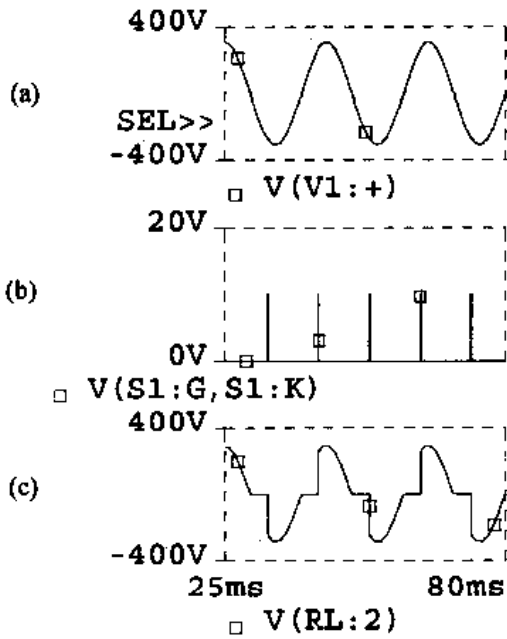


图 3-10-2 触发角为 60° 时的瞬态分析结果

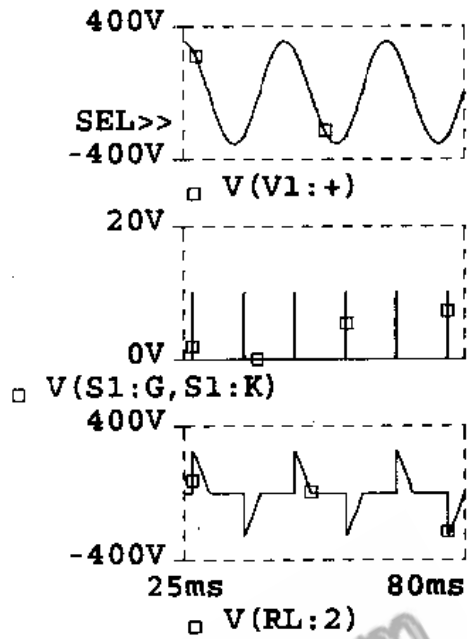


图 3-10-3 触发角为 120° 时的瞬态分析结果

3.10.2 单相交流变频电路

频率变换是交流-交流变换的重要内容，因为它可用来对交流电动机进行变频调速。

图 3-10-4 是由两组反并联的可控硅整流电路构成的单相交流变频电路。当可控硅 S_1 导通时，交流电源 v_{11} 通过可控硅 S_1 给负载 R_L 供电，形成输出电压的正半周；当可控硅 S_2 导通时，交流电源 v_{12} 通过 S_2 给负载供电，形成输出电压的负半周。只要控制可控硅 S_1 、 S_2 导通时间的长短，即可控制输出交流电压的周期，也就控制了输出交流电压的频率。

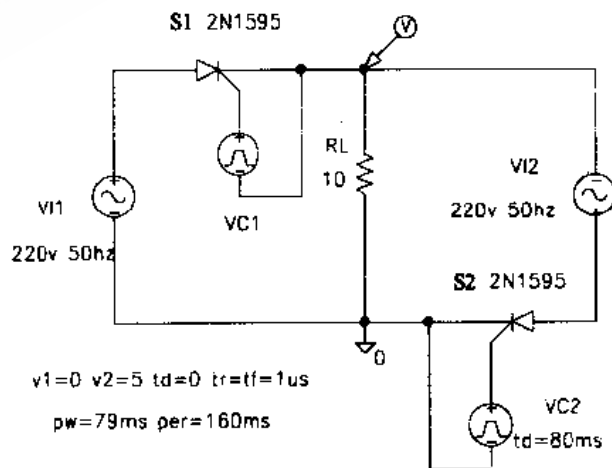


图 3-10-4 单相交流变频电路

例如, 设可控硅的触发脉冲源 v_{c1} , v_{c2} 的脉冲幅度为 5V, 脉冲持续时间为 79ms, 脉冲周期为 160ms, 对电路作瞬态分析得到图 3-10-5 所示的各点电压波形。

在输入电压 $V(VI1: +)$ 的前 4 个周期 (80ms), 可控硅 S_1 的控制电压为 +5V, 可控硅 S_2 的控制电压为 0V (见图 3-10-5(b), (c)), 因此可控硅 S_1 导通, S_2 关断, 交流电源 v_{11} 经 S_1 整流在负载上形成正向电压 (含 4 个半波整流波形 (见图 3-10-5 (d)). 在输入电压的第 4—8 个周期 (80—160ms), S_1 的控制电压 $V(S1:G, S1:K)$ 为 0V, S_2 的控制电压 $V(S2:G, S2:K)$ 为 +5V, 于是 S_1 关断, S_2 导通, 交流电源经 S_2 整流在负载上形成负向电压 (含 4 个半波整流波形). 这一过程不断重复下去, 在负载上得到周期为 160ms (频率为 6.25Hz) 的交流电压, 实现了变频. 输出电压的频率为输入电压的

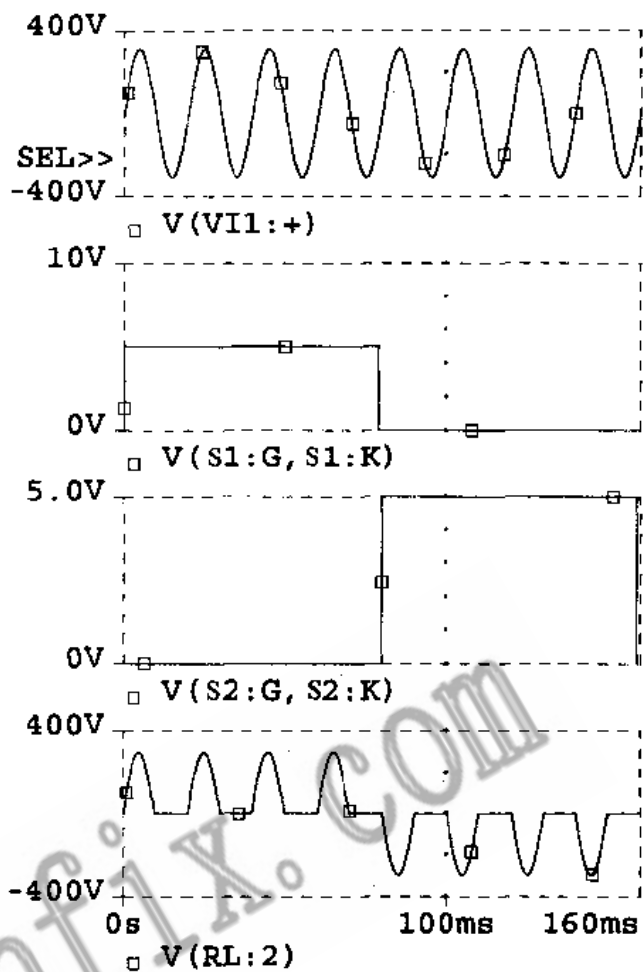


图 3-10-5 单相交流变频电路的瞬态分析结果

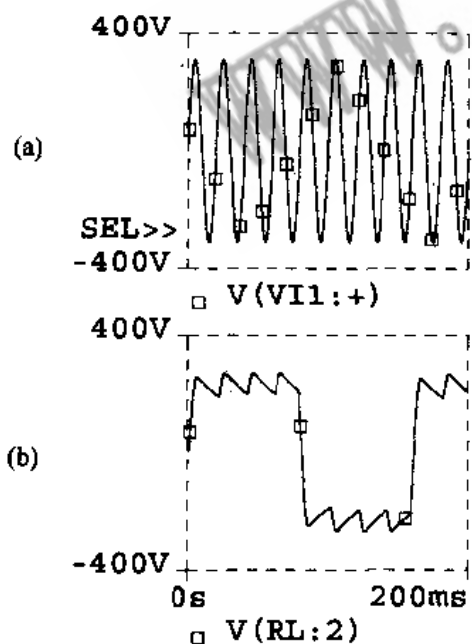


图 3-10-6 经滤波后的输出电压波形(b)与输入电压波形(a)的比较

$\frac{1}{8}$. 改变可控硅控制脉冲 v_{c1} , v_{c2} 的频率, 就可以改变输出电压的频率. 这种电路的输出电压频率只能低于 (或等于) 输入电源的频率, 因此常用于大功率、低转速的交流调速装置如卷扬机、轧钢机等设备中.

若在负载电阻 R_L 两端并联一个 5mF 的电容, 则输出电压波形如图 3-10-6(b) 所示. 这时正、负半波整流波形经滤波后变为较平滑的、连续的正、负半周波形. 与图 3-10-6(a) 所示的输入电压相比较可以明显地看到两者频率上的变化.

3.10.3 三相交流变频电路

上述交-交变频电路所用元器件少, 电路简单, 但输出电压的频率只能低于或等于输入电源的频率. 为得到频率较高的输出电压, 可采用交-直-交变频电路. 图 3-10-7 和图 3-10-8 就是一个采用交-直-交变频

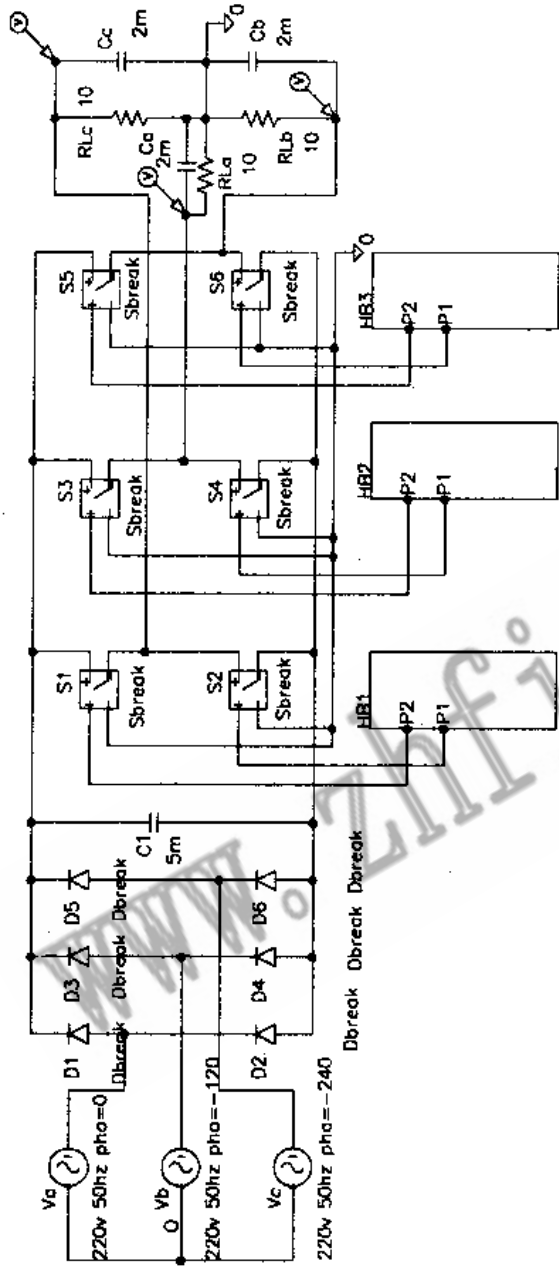


图 3-10-7 交直交三相变频电路

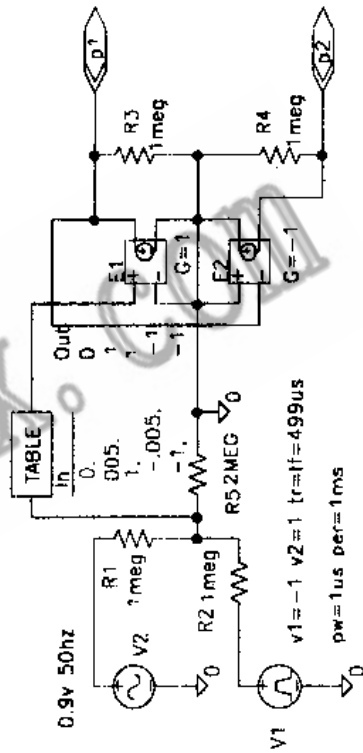


图 3-10-8 三相变频电路的子电路

方式的三相变频器。电路中三相交流电源 v_a, v_b, v_c 经三相桥式整流器 $D_1 \sim D_6$ 变为 500V 左右的直流电压。 C_1 为滤波电容。

压控开关 $S_1 \sim S_6$ 、子电路 $HB_1 \sim HB_3$ 及负载电阻 $R_{L_a} \sim R_{L_c}$ 构成 PWM 控制三相逆变电路（与图 3-8-12 和图 3-8-13 相同）。有关三相 PWM 控制逆变电路的工作原理请参阅本书第 3.8 节。

三相逆变电路采用 PWM 控制的方法将输入直流电源变为三相正弦交流电源。输出三相交流电源的频率取决于子电路中的控制电压 v_2 的频率（见图 3-8-14）。

例如，设子电路 HB_1 中正弦控制电压 v_2 的参数为：漂移电压 $VOFF=0$ ，峰值电压 $VAMPL=0.9V$ ，频率 $FREQ=50Hz$ ，延迟时间 $TD=0$ ，阻尼系数 $DF=0$ ，相位延迟 $PHASE=0$ 。子电路 HB_2 和 HB_3 中的控制电压 v_2 的相移分别设为 -120° 和 -240° ，其余参数与 HB_1 相同，然后对电路作瞬态分析得图 3-10-9 的结果。

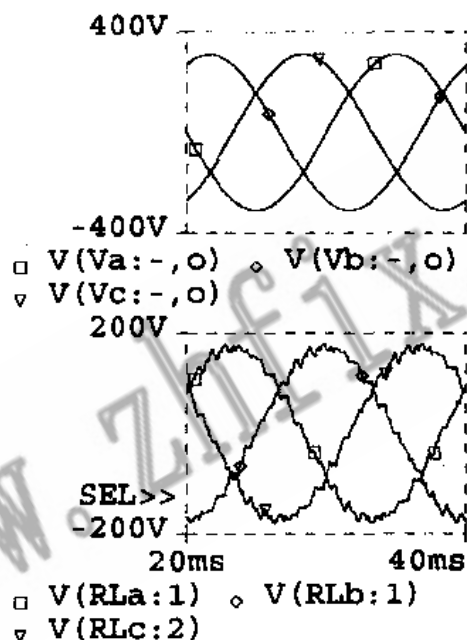


图 3-10-9 输出电源频率等于输入电源频率时的波形图

图中输入三相交流电源 $V(Va: -, 0)$ ， $V(Vb: -, 0)$ ， $V(Vc: -, 0)$ 的频率为 50Hz，周期为 20ms。输出三相交流电源 $V(RLa: 1)$ ， $V(RLb: 1)$ ， $V(RLc: 2)$ 的频率也是 50Hz，两者相同。

用同样的方法设子电路 $HB_1 \sim HB_3$ 中的控制电压 v_2 为 100Hz 的三相交流电压，则得到图 3-10-10 的瞬态分析结果。图中输出三相交流电源的频率为输入交流电源的 2 倍。

若再将子电路控制电压 v_2 的频率改为 25Hz，则得到图 3-10-11 的结果。这时输出三相交流电源的频率为 25Hz（周期为 40ms），是输入电源频率的 $\frac{1}{2}$ 。

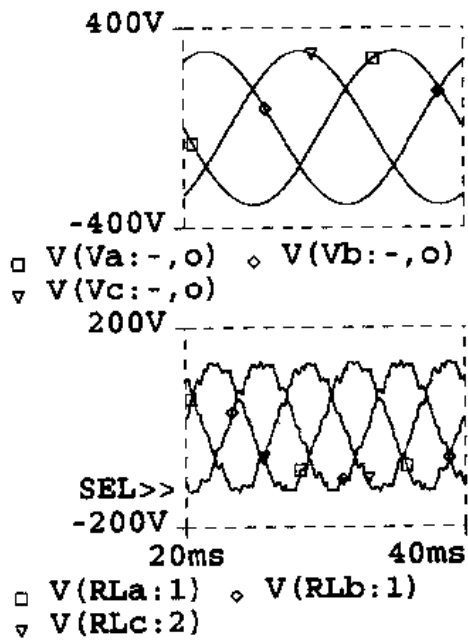


图 3-10-10 输出电源频率高于输入电源频率时的波形图

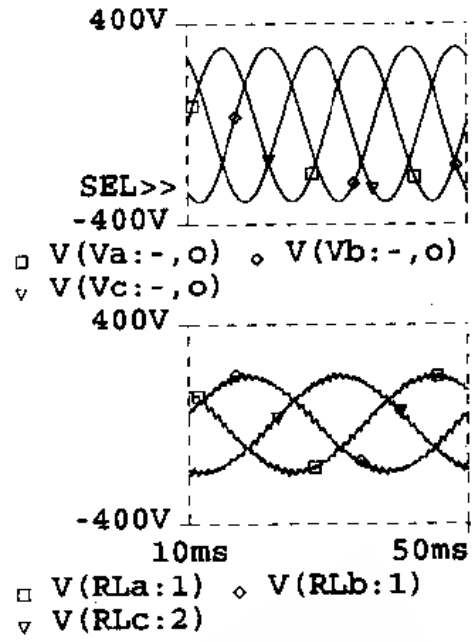


图 3-10-11 输出电源频率低于输入电源频率时的波形图

综上所述，采用交-直-交频率变换电路可以升高或降低电源的频率，而且方法也很简单，只要改变控制电压的频率即可。若控制电压的频率是连续可调的，则变频电路输出电压的频率也是连续可调的，从而可以实现交流电机的无级变速。

第四章 DC-DC 开关变换器开环建模及符号分析

4.1 PWM 型 DC-DC 开关变换器的统一建模

一个 PWM 型 DC-DC 开关变换器包含三个部分，即开关元件、能量传递元件和滤波元件。与输入电源相连的开关是有源开关 S ，与低通滤波电路相连的是无源开关 D ，开关 S 与开关 D 不会同时导通。DC-DC 开关变换器属于时变非线性周期工作的系统。随着开关元件的导通和截止，变换器的工作拓扑将随之呈周期性的变化。PWM 型 DC-DC 开关变换器的这种时变性是我们首先需加以解决的问题。注意到在变换器开关变化时刻，电路的状态变量，即电感电流、电容电压是连续变化的，而开关电流和开关电压却是跳变的。因而对电路中开关元件的正确处理则是解决 PWM 型 DC-DC 开关变换器建模的关键。PWM 型 DC-DC 开关变换器电路的基本结构如图 4-1-1 所示。

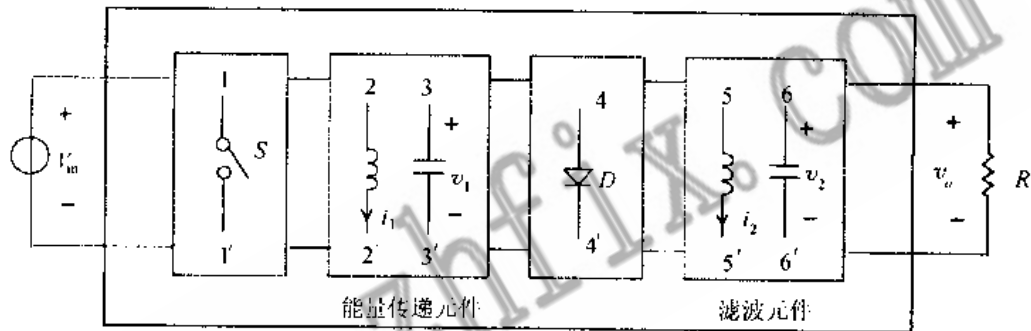


图 4-1-1 PWM 型 DC-DC 开关变换器示意图

分析这类开关变换器的工作过程可以看到，开关 S 控制电路能量的传递，开关 D 是当开关 S 截止时让电路续流。为此，开关 D 又被称为续流二极管。同时注意到在变换器开关变化时刻，电路的状态变量，即电感电流、电容电压是连续变化的，而开关电流和开关电压却是跳变的。由电路替代定理，可以用时变电压源和时变电流源来替代开关元件 S 和 D 在电路中的作用，这样可以得到关于 PWM 型 DC-DC 开关变换器等效电

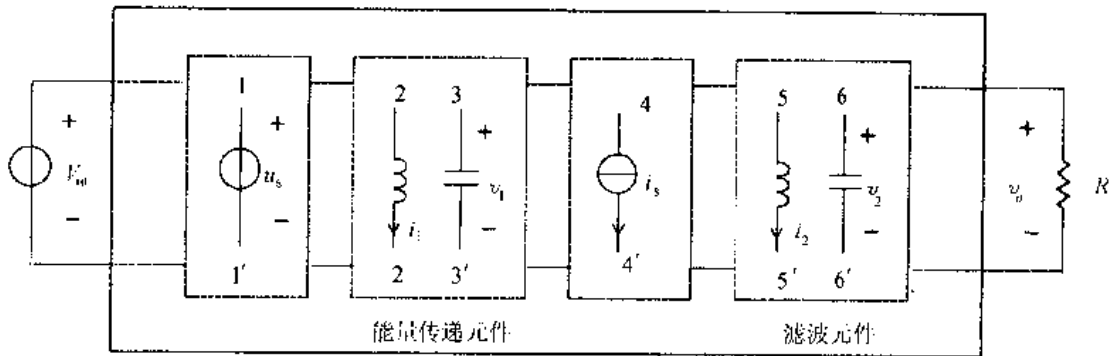


图 4-1-2 PWM 型 DC-DC 开关变换器等效电路

路,如图 4-1-2 所示。这样建模的等效电路将 PWM 型 DC-DC 开关变换器工作于连续导电模式 (CCM) 和断续导电模式 (DCM) 模式统一起来,且与原电路拓扑基本一致。四种基本 DC-DC 开关变换器的等效电路和等效电源参见表 4-1-1。

表 4-1-1 PWM 型 DC-DC 开关变换器等效电路

	Buck	Boost	Buck-boost	Cuk
等效电路				
等效电源	$\begin{cases} u_s = V_m \cdot g_2 + (V_m - v_o) \cdot g_3 \\ i_s = i \cdot (g_1 + g_2) = i - i \cdot g_3 \end{cases}$	$\begin{cases} u_s = v_o \cdot g_2 + V_m \cdot g_3 \\ i_s = i \cdot g_2 \end{cases}$	$\begin{cases} u_s = (V_m + v_o) \cdot g_3 + V_m \cdot g_2 \\ i_s = i \cdot g_2 \end{cases}$	$\begin{cases} u_s = v_1 \cdot g_2 + (v_1 - v_o) \cdot g_3 \\ i_s = (i_1 + i_2) \cdot g_2 \end{cases}$

4.2 PWM 型 DC-DC 开关变换器的统一数学描述

解决了 PWM 型 DC-DC 开关变换器的建模问题,并得到了变换器不同工作模式下统一的等效电路,则直接对 PWM 型 DC-DC 开关变换器的等效电路列写 KCL 和 KVL 方程,可以建立这类开关变换器一般的数学描述为

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2 \cdot (x + e_2) + G_3(p)g_3 \cdot (x + e_3) = E \quad (4-2-1)$$

或者

$$G_0(p)x + G_2(p)f_2 + G_3(p)f_3 = E \quad (4-2-2)$$

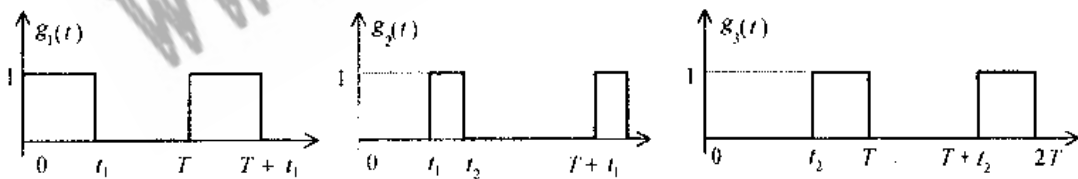


图 4-2-1 周期性脉冲函数

从式(4-2-1)或式(4-2-2)中可以看到, PWM 型 DC-DC 开关变换器电路的系统方程是用非线性方程来表示的,其中,非线性函数 $f_i = f(g_i, x, e_i)$ ($i=2, 3$, 下同) 有两种形式,即 $f_i = g_i \cdot e_i$ 和 $f_i = g_i \cdot (x + e_i)$ (当 $e_i=0$ 时,即为 $f_i = g_i \cdot x$ 的形式)。函数 g_i 是单位脉冲周期函数,其脉冲宽度反映的是各开关工作时间长度,它是一个非线性函数,如图 4-2-1 所示。因此我们认为形如 $f_i = g_i \cdot e_i$ 的非线性项是弱非线性项,而形如 $f_i = g_i(x + e_i)$,由于它包含了非线性函数 g_i 和 x 乘积项,我们认为它是强非线性项。前面提到的四种基本变换器的数学描述见表 4-2-1。

表 4-2-1 PWM 型 DC-DC 开关变换器的数学模型

数学描述	
Buck	$\begin{bmatrix} p & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \begin{bmatrix} 0 \\ V_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \left\{ \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -V_m \end{bmatrix} \right\} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_m \\ 0 \end{bmatrix}$
Boost	$\begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \begin{bmatrix} 0 \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_m \\ 0 \end{bmatrix}$
Buck-Boost	$\begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \left\{ \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -V_m \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \begin{bmatrix} 0 \\ V_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_m \\ 0 \end{bmatrix}$
Cuk	$\begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & -\frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & p & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} & 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2 \\ i_2 \\ v_1 \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_2 \begin{bmatrix} i_2 \\ i_2 \\ v_1 \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot g_3 \begin{bmatrix} i_2 \\ i_2 \\ v_1 \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} V_m \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

表 4-2-2 D_2 值的确定

变换器类型	Buck	Boost	Buck-Boost	Cuk
k	$k = 2Lf_s/R$	$k = 2Lf_s/R$	$k = 2Lf_s/R$	$k = 2L_o f_s/R$ $L_o = L_1 // L_2$
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}
D	t_1/T			
D_2	$(t_2 - t_1)/T$			

表 4-2-2 给出了当几种变换器工作于断续导通模式时，二极管导通时间长度的确定。为方便起见，这里采用各阶段开关工作占空比， D 是有源开关 S 的导通占空比， D_2 即是二极管导通占空比。

4.3 PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号分析

符号分析属于解析分析的范畴。与数值分析方法不同的是，符号分析是通过符号运算而得到问题的解析表达式。

这里我们给出的 PWM 型 DC-DC 开关变换器开环系统稳态工作情况的符号分析方法是基于等效小参量法。等效小参量法是我国学者丘水生教授和加拿大学者 I. M. Fi-

Ilanovsky 在 80 年代初为求解强非线性高阶系统而提出的一种精度高、分析过程简单的符号分析方法。目前已有不少文献报道用等效小参量法来求解 DC-DC 开关变换器电路和 DC-AC 变换器，并取得了良好的效果。将等效小参量法推广应用于 PWM 型 DC-DC 开关变换器电路，能够得到变换器稳态的符号周期解表达式。在该表达式中，只包含了变换器状态解的一至三次纹波的近似解析解。

为了分析问题的方便，我们先分别讨论电路的数学描述方程只含弱非线性项和强非线性项的简单情况。

4.3.1 系统方程非线性项为弱非线性函数

设开关变换器方程为

$$G_1(p)x + G_2(p)f = u \quad (4-3-1)$$

$$f = g * e \quad (4-3-2)$$

式中， $p = d/dt$ ， $G_1(p)$ 和 $G_2(p)$ 是 $n \times n$ 阶矩阵， x 是变换器的状态变量，是 n 阶列向量， u 和 e 都是 n 阶与输入有关的列向量， g 是单位脉冲函数。

设开关周期为 T ($\omega = 2\pi/T$)， $\epsilon(t)$ 是单位阶跃函数。在一个开关周期 $(0, T)$ 内，定义

$$g = \epsilon(t - t_1) - \epsilon(t - T) \quad (4-3-3)$$

$$D = t_1/T, D_2 = (T - t_1)/T \quad (4-3-4)$$

上式中，时间 t_1 是变换器有源开关的导通时间。现将周期函数 g 展开成傅里叶级数的指数形式：

$$g = b_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (b_m e^{j m \tau} + c.c) \quad (4-3-5)$$

其中， $b_0 = D_2$ ， $b_m = (a_m - j\beta_m)/2$ ， $a_m = -\sin(2mD\pi)/m\pi$ ， $\beta_m = [\cos(2mD\pi) - 1]/m\pi$ ， $\tau = \omega t$ ， $\omega = 2\pi/T$ ， $c.c$ 表示复共轭项（下同）。

现在我们将 x 和 f 表示为

$$x = x_0 + \epsilon^1 x_1 + \epsilon^2 x_2 + \dots \quad (4-3-6)$$

和

$$f = f_0 + \epsilon^1 f_1 + \epsilon^2 f_2 + \dots \quad (4-3-7)$$

式中， x_0 和 f_0 分别是 x 和 f 的主要分量； x_i 和 f_i 分别是 x 和 f 的第 i 阶分量。设 E_0 表示 x_0 的频率集，它由系统的有关物理知识来决定，而 x_i 的频率集 E_i 将在求解过程中逐步决定。

由于 PWM 型 DC-DC 开关变换器的输出电压（滤波电容上的电压）和电感电流是以直流为主，它们是变换器的状态变量，因此我们选取 $E_0 = \{0\}$ 。则

$$x_0 = a_{00} \quad (4-3-8)$$

这里 x_0 表示 x 的直流分量， x_i 可表示为

$$x_i = \sum_{k \in E_i} x_{ki} = \sum_{k \in E_i} a_{ki} e^{j m \tau} + c.c \quad (4-3-9)$$

x_i 的频率集 E_i 将在求解过程中逐步决定。

现设 g 也表示为

$$g = g_0 + \epsilon^1 g_1 + \epsilon^2 g_2 + \dots \quad (4-3-10)$$

且可选取

$$g_i = b_{2i} e^{j2i\tau} + b_{2i+1} e^{j(2i+1)\tau} + c.c \quad (i=0, 1, 2, \dots) \quad (4-3-11)$$

将式(4-3-10)代入式(4-3-2), 有

$$f = g_0 e + \epsilon^1 g_1 e + \epsilon^2 g_2 e + \dots \quad (4-3-12)$$

比较式(4-3-12)和式(4-3-7), 可得

$$f_0 = g_0 e = (b_0 + b_1 e^{j\tau} + c.c) \cdot e \quad (4-3-13)$$

$$f_1 = g_1 e = (b_2 e^{j2\tau} + b_3 e^{j3\tau} + c.c) \cdot e \quad (4-3-14)$$

$$f_2 = g_2 e = (b_4 e^{j4\tau} + b_5 e^{j5\tau} + c.c) \cdot e \quad (4-3-15)$$

而 f_0 可以表示成其主量和小量之和, 即

$$f_0 = f_{0m} + \epsilon R_1$$

因此有

$$f_{0m} = b_0 e, \quad R_1 = (b_1 e) e^{j\tau} + c.c \quad (4-3-16)$$

由上式可知, x_1 只含有基波, 即 $E_1 = \{1\}$, 故设

$$x_1 = a_{11} e^{j\tau} + c.c \quad (4-3-17)$$

将 f_1 也表示成其主量和小量之和, 有

$$f_1 = f_{1m} + \epsilon R_2 \quad (4-3-18)$$

f_{1m} 与 R_1 有相同的频率集, 比较式(4-3-14)和式(4-3-18), 可得

$$f_{1m} = 0, \quad R_2 = (b_2 e) e^{j2\tau} + (b_3 e) e^{j3\tau} + c.c \quad (4-3-19)$$

由上式可确定 x_2 的频率集, 即 $E_2 = \{2, 3\}$. 因此设

$$x_2 = a_{22} e^{j2\tau} + a_{32} e^{j3\tau} + c.c \quad (4-3-20)$$

同样, 我们有

$$f_2 = f_{2m} + \epsilon R_3 \quad (4-3-21)$$

和

$$f_{2m} = 0, \quad R_3 = (b_4 e) e^{j4\tau} + (b_5 e) e^{j5\tau} + c.c \quad (4-3-22)$$

由上面的分析, 我们最后得到一组线性方程

$$G_1(p)x_0 + G_2(p)f_{0m} = u \quad (4-3-23)$$

$$G_1(p)x_1 + G_2(p)f_{1m} = -G_2(p)R_1 \quad (4-3-24)$$

$$G_1(p)x_2 + G_2(p)f_{2m} = -G_2(p)R_2 \quad (4-3-25)$$

.....

式(4-3-23)称为主振荡方程, 由它可以确定主要分量 x_0 . 其余方程称为修正方程, 由它们可以确定 x_i .

由于 PWM 型 DC-DC 开关变换器具有低通的性质, 因而我们只取前三个方程即可保证稳态周期解有一定的精确度.

由式(4-3-6), 我们得到系统方程(4-3-1)的稳态周期解为

$$x \approx x_0 + x_1 + x_2 = a_{00} + a_{11} e^{j\tau} + a_{22} e^{j2\tau} + a_{32} e^{j3\tau} + c.c \quad (4-3-26)$$

为了求解出 x 中的 $a_{00}, a_{11}, a_{22}, a_{32}$, 我们必须利用主振荡方程和修正方程. 由主振荡方程 (4-3-23), 得

$$a_{00} = G_1^{-1}(0) \cdot [u - G_2(0) \cdot b_0 e] \quad (4-3-27)$$

由修正方程 (4-3-24), 得

$$a_{11} = -G_1^{-1}(j\omega) \cdot G_2(j\omega) \cdot b_1 e \quad (4-3-28)$$

由修正方程 (4-3-25) 并利用谐波平衡原理, 得

$$a_{22} = -G_1^{-1}(j2\omega) \cdot G_2(j2\omega) \cdot b_2 e \quad (4-3-29)$$

和

$$a_{32} = -G_1^{-1}(j3\omega) \cdot G_2(j3\omega) \cdot b_3 e \quad (4-3-30)$$

当系统只含一个弱非线性函数时, 由前面分析可以看到, 所得符号解 (直流解和纹波振幅值的大小) 的形式很简单, 这主要是由于非线性函数的每一阶主量 $f_{im} = 0$.

4.3.2 系统方程非线性项为强非线性函数

属于这种情况的 DC-DC 开关变换器类型很多, 例如当 Buck-Boost 和 Cuk 电路工作于 CCM 模式时, 其电路方程中非线性函数分别为 $f = g \cdot (x + e)$ 和 $f = g \cdot x$ 的形式. 设这时系统方程为

$$G_1(p)x + G_2(p)f = u \quad (4-3-31)$$

$$f = g \cdot (x + e) \quad (4-3-32)$$

式中的定义与方程 (4-3-1) 和式 (4-3-2) 相同. 同样非线性周期函数 g 可展开成傅里叶级数的指数形式, 其展开式同式 (4-3-5).

我们将 x 和 f 表示为

$$x = x_0 + \epsilon^1 x_1 + \epsilon^2 x_2 + \dots \quad (4-3-33)$$

和

$$f = f_0 + \epsilon^1 f_1 + \epsilon^2 f_2 + \dots \quad (4-3-34)$$

考虑到 PWM 型 DC-DC 开关变换器特性, 我们选取 $E_0 = \{0\}$. 则

$$x_0 = a_{00} \quad (4-3-35)$$

将式 (4-3-10) 代入式 (4-3-32), 并与式 (4-3-7) 进行比较, 得

$$f_0 = g_0(x_0 + e) \quad (4-3-36a)$$

$$f_1 = g_0 x_1 + g_1(x_0 + e) \quad (4-3-36b)$$

$$f_2 = g_0 x_2 + g_1 x_1 + g_2(x_0 + e) \quad (4-3-36c)$$

.....

而 f_0 可以表示成其主量和小量之和, 即

$$f_0 = f_{0m} + \epsilon R_1 \quad (4-3-37)$$

因此有

$$f_{0m} = b_0(a_{00} + e), R_1 = b_1(a_{00} + e)e^{j\tau} + c.c \quad (4-3-38)$$

由上式可知, x_1 只含有基波, 即 $E_1 = \{1\}$, 故设

$$x_1 = a_{11}e^{j\tau} + c.c \quad (4-3-39)$$

同理可得

$$\begin{cases} f_{1m} = b_0 a_{11} e^{j\tau} + c.c \\ R_2 = (b_1 \bar{a}_{11} + \bar{b}_1 a_{11}) + [b_1 a_{11} + b_2(a_{00} + e)] \cdot e^{j2\tau} + b_3(a_{00} + e) \cdot e^{j3\tau} + c.c \end{cases} \quad (4-3-40)$$

式中, \bar{a}_{11} , \bar{b}_1 分别表示 a_{11} , b_1 的共轭复数. 在本书的后面部分, 我们也采用这种书写形式.

由式(4-3-40)中 f_1 的余项 R_2 可以看到, 它含有直流项, 二次谐波项和三次谐波项, 故 $E_2 = \{0, 2, 3\}$. 因此设

$$x_2 = a_{02} + a_{22} e^{j2\tau} + a_{32} e^{j3\tau} + c.c \quad (4-3-41)$$

同样, 我们有

$$f_{2m} = b_0 a_{02} + (b_0 a_{22} + \bar{b}_1 a_{32} + b_3 \bar{a}_{11}) \cdot e^{j2\tau} + (b_0 a_{32} + \bar{b}_1 a_{22} + b_2 a_{11}) \cdot e^{j3\tau} + c.c \quad (4-3-42)$$

由上面的分析, 我们最后得到一组线性方程, 形式同式(4-3-23)——(4-3-25).

由式(4-3-33), 我们得到系统方程(4-3-31)的稳态周期解为

$$x \approx x_0 + x_1 + x_2 = a_{00} + a_{02} + a_{11} e^{j\tau} + a_{22} e^{j2\tau} + a_{32} e^{j3\tau} + c.c. \quad (4-3-43)$$

为了求解出 x 中的 a_{00} , a_{11} , a_{02} , a_{22} , a_{32} , 我们必须利用主振荡方程和修正方程. 由主振荡方程(4-3-23), 得

$$a_{00} = [G_1(0) + G_2(0)b_0]^{-1} \cdot [u - G_2(0) \cdot b_0 e] \quad (4-3-44)$$

由修正方程(4-3-24), 得

$$a_{11} = -[G_1(j\omega) + G_2(j\omega)b_0]^{-1} \cdot G_2(j\omega) \cdot b_1 e \quad (4-3-45)$$

将式(4-3-41)——(4-3-43)代入修正方程(4-3-25), 并令

$$\begin{cases} A_{22} = G_1(j2\omega) + G_2(j2\omega)b_0, A_2 = G_2(j2\omega)\bar{b}_1, \\ B_{22} = -G_2(j2\omega)[b_1 a_{11} + b_2(a_{00} + e) - b_3 \bar{a}_{11}], \\ A_{32} = G_1(j3\omega) + G_2(j3\omega)b_0, A_3 = G_2(j3\omega)b_1, \\ B_{32} = -G_2(j3\omega)[b_2 a_{11} + b_3(a_{00} + e)] \end{cases} \quad (4-3-46)$$

利用谐波平衡原理得

$$a_{02} = -[G_1(0) + G_2(0)b_0]^{-1} G_2(0)(b_1 \bar{a}_{11} + \bar{b}_1 a_{11}) \quad (4-3-47)$$

$$\begin{cases} A_{22} a_{22} + A_2 a_{32} = B_{22} \\ A_3 a_{22} + A_{32} a_{32} = B_{32} \end{cases} \quad (4-3-48)$$

解式(4-3-48), 得

$$\begin{cases} a_{22} = (A_{22} - A_2 A_{32}^{-1} A_3)^{-1} (B_{22} - A_2 A_{32}^{-1} B_{32}) \approx A_{22}^{-1} \cdot B_{22} \\ a_{32} = (A_{32} - A_3 A_{22}^{-1} A_2)^{-1} (B_{32} - A_3 A_{22}^{-1} B_{22}) \approx A_{32}^{-1} \cdot B_{32} \end{cases} \quad (4-3-49)$$

比较含弱非线性函数和含强非线性函数最后直流解及其纹波振幅值的符号表达式, 可见, 由于强非线性函数在分析过程中的 $f_{im} \neq 0$ ($i = 1, 2, \dots$), 所得解的形式相对弱非线性函数要复杂. 现将两种情况的等效小参量法的分析结果(至二阶修正方程)列表如表 4-3-1 所示.

表 4-3-1 两种非线性函数的等效小参量法结果

主项和余项	$f = g \cdot e$	$f \approx g \cdot (x + e)$
f_{0m}	$b_{01} \cdot e$	$b_{11} (a_{00} + e) e^{j\tau} + c.c$
f_{1m}	0	$(b_{01} \cdot a_{11}) e^{j2\tau} + c.c$
f_{2m}	0	$b_{01} \cdot a_{02} + (b_{01} \cdot a_{22} + b_{11} \cdot a_{32} + b_{31} \cdot a_{11}) e^{j2\tau}$ $+ (b_{01} \cdot a_{32} + b_{11} \cdot a_{22} + b_{21} \cdot a_{11}) e^{j3\tau} + c.c$
R_1	$(b_{11} \cdot e) e^{j\tau} + c.c$	$b_{11} (a_{00} + e) e^{j\tau} + c.c$
R_2	$(b_{21} \cdot e) e^{j2\tau} + (b_{31} \cdot e) e^{j3\tau} + c.c$	$(b_{11} \cdot a_{11} + b_{11} \cdot a_{11}) + [b_{11} \cdot a_{11} + b_{21} (a_{00} + e)] e^{j2\tau} + b_{31} \cdot (a_{00} + e) e^{j3\tau} + c.c$

4.3.3 PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号分析统一算法

虽然前面已得到系统方程形如 $G_1(p)x + G_2(p)f = u$ 的等效小参量法分析结果，但它们所考虑的系统属于那种较简单的系统，如方程中只含有一个非线性函数。现在我们来讨论 PWM 型 DC-DC 开关变换器等效小参量分析法的统一算法。

PWM 型 DC-DC 开关变换器的统一数学描述可以用如下时变微分方程来表示

$$G_0(p)x + \sum_{i=2}^N G_i(p)f_i(g_i, x, e_i) = u \quad (4-3-50)$$

式中

$p = d/dt$, $G_0(p)$, $G_i(p)$ 是系数矩阵, x 是变换器的状态变量, u, e_i 是与 x 有相同阶的常数向量, g_i 是单位脉冲函数. ($i=2, 3, \dots, N$)

设开关周期为 T ($\omega = 2\pi/T$), $\epsilon(t)$ 是单位阶跃函数. 在一个开关周期 ($0, T$) 内, 定义

$$\begin{cases} g_i = \epsilon(t - t_{i-1}) - \epsilon(t - t_i), & i=2, 3, \dots, N \\ D_i = (t_i - t_{i-1})/T_s, D_0 = 0, & i=1, 2, \dots, N \end{cases} \quad (4-3-51)$$

单位脉冲函数 g_i 是周期函数, 其傅里叶级数展开式为:

$$g_i = b_{i0} + \sum_{m=1}^{\infty} (b_{im} e^{jm\tau} + \bar{b}_{im} e^{-jm\tau}), \quad i = 2, 3, \dots, N \quad (4-3-52)$$

其中

$$b_{i0} = D_i, \quad b_{im} = (\alpha_{im} - j\beta_{im})/2$$

$$\alpha_{im} = [\sin 2(\sum_{k=0}^i D_k) m\pi - \sin 2(\sum_{k=0}^{i-1} D_k) m\pi] / m\pi \quad (4-3-53)$$

$$\beta_{im} = [\cos 2(\sum_{k=0}^{i-1} D_k) m\pi - \cos 2(\sum_{k=0}^i D_k) m\pi] / m\pi \quad (4-3-54)$$

假设稳态周期解可表示为

$$x = x_0 + \epsilon^1 x_1 + \epsilon^2 x_2 + \dots \quad (4-3-55)$$

式中, x_0 是 x 的主分量, x_i ($i=1, 2, \dots$) 是 x 第 i 阶分量, ϵ 是小量位置标志 (而不是小量, 可令 $\epsilon=1$).

对于 PWM 型 DC-DC 开关变换器, 其输出是以直流为主, 故选取 $E_0 = |0|$. 这时 $x_0 = a_{00}$ (直流量). 用等效小参量法分析方程 (4-3-50), 最后得到一组线性方程组.

$$G_0(p)x_0 + \sum_{i=2}^N G_i(p)f_{i0m} = u \quad (4-3-56)$$

$$G_0(p)x_1 + \sum_{i=2}^N G_i(p)f_{i1m} = - \sum_{i=2}^N G_i(p)R_{i1} \quad (4-3-57)$$

$$G_0(p)x_2 + \sum_{i=2}^N G_i(p)f_{i2m} = - \sum_{i=2}^N G_i(p)R_{i2} \quad (4-3-58)$$

.....

其中

$$x_0 = a_{00}, \quad x_1 = a_{11}e^{j\tau} + c.c., \quad x_2 = a_{02} + a_{22}e^{j2\tau} + a_{32}e^{j3\tau} + c.c. \quad (4-3-59)$$

由于PWM型DC-DC开关变换器具有低通的性质,通常我们只要求至二阶修正量的稳态周期解即可。

由式(4-3-56) — (4-3-58),利用谐波平衡原理,我们来求出 a_{00} , a_{02} , a_{11} , a_{22} , a_{32} 的符号解。

首先将 $x_0 = a_{00}$ 代入式(4-3-56),由表4-3-1的分析结果,得

$$G_0(0)a_{00} + \sum_{m \in E_1}^M G_m(0)b_{m0}e_m + \sum_{n \in E_2}^{N-M} G_n(0)b_{n0}(a_{00} + e_n) = u \quad (4-3-60)$$

式中, E_1 为所有弱非线性项 $f = g \cdot e$ 的集合, E_2 为所有强非线性项 $f_i = g_i \cdot (x + e_i)$ 的集合。

为了能得到PWM型DC-DC开关变换器的统一算法,现设定一个标志行向量 $F = [F_2 \ F_3 \ \dots \ F_N]$,它表明方程(4-3-50)中对应第 i 项中的非线性函数的类型,当 $F_i = 0$ 时,代表 $f_i = g_i \cdot e_i$,当 $F_i = 1$ 时,代表 $f_i = g_i \cdot (x + e_i)$ 。这样,式(4-3-60)可表示为

$$\left[G_0(0) + \sum_{i=2}^N G_i(0) \cdot F_i \cdot b_{i0} \right] a_{00} = u - \sum_{i=2}^N G_i(0) \cdot b_{i0} e_{i0} \quad (4-3-61)$$

令

$$\begin{cases} A_0 = G_0(0) + \sum_{i=2}^N G_i(0) \cdot F_i \cdot b_{i0} \\ B_{00} = u - \sum_{i=2}^N G_i(0) b_{i0} e_{i0} \end{cases} \quad (4-3-62)$$

则

$$a_{00} = A_0^{-1} \cdot B_{00} \quad (4-3-63)$$

将 $x_1 = a_{11}e^{j\tau} + c.c$ 代入到式(4-3-57)中,有

$$G_0(j\omega)a_{11} + \sum_{n \in E_2}^{N-M} G_n(j\omega)b_{n1}a_{11} = - \left(\sum_{m \in E_1}^M G_m(j\omega)b_{m1}e_m + \sum_{n \in E_2}^{N-M} G_n(j\omega)b_{n1}(a_{00} + e_n) \right) \quad (4-3-64)$$

利用标志行向量,将上式表示为

$$\left[G_0(j\omega) + \sum_{i=2}^N G_i(j\omega) \cdot F_i \cdot b_{i0} \right] a_{11} = - \sum_{i=2}^N G_i(j\omega) \cdot b_{i1} \cdot (F_i \cdot a_{00} + e_i) \quad (4-3-65)$$

令

$$\begin{cases} A_{11} = G_0(j\omega) + \sum_{i=2}^N G_i(j\omega) \cdot F_i \cdot b_{i0} \\ B_{11} = - \sum_{i=2}^N G_i(j\omega) \cdot b_{i1} \cdot (F_i \cdot a_{00} + e_i) \end{cases} \quad (4-3-66)$$

于是

$$a_{11} = A_{11}^{-1} \cdot B_{11} \quad (4-3-67)$$

同理，将 $x_2 = a_{02} + a_{22}e^{j2\tau} + a_{32}e^{j3\tau} + c.c$ 代入到式 (4-3-58) 中，特别要注意的是，在 x_2 中含有直流分量、二次谐波和三次谐波分量。利用谐波平衡原理，可得到三个方程。

令

$$B_{02} = - \sum_{i=2}^N G_i(0) \cdot F_i \cdot (b_{i1}\bar{a}_{11} + b_{i1}a_{11}) \quad (4-3-68)$$

$$\begin{cases} A_2 = \sum_{i=2}^N G_i(j2\omega) \cdot F_i \cdot b_{i1} \\ A_{22} = G_1(j2\omega) + \sum_{i=2}^N G_i(j2\omega) \cdot F_i \cdot b_{i0} \\ B_{22} = - \sum_{i=2}^N G_i(j2\omega) [F_i \cdot (b_{i1}a_{11} + b_{i2}a_{00} + b_{i3}\bar{a}_{11})a_{11} + b_{i2}e_i] \end{cases} \quad (4-3-69)$$

$$\begin{cases} A_3 = - \sum_{i=2}^N G_i(j3\omega) \cdot F_i \cdot b_{i1} \\ A_{32} = G_1(j3\omega) + \sum_{i=2}^N G_i(j3\omega) \cdot F_i \cdot b_{i0} \\ B_{32} = - \sum_{i=2}^N G_i(j3\omega) [F_i \cdot (b_{i2}a_{11} + b_{i3}a_{00}) + b_{i3}e_i] \end{cases} \quad (4-3-70)$$

得

$$\begin{cases} a_{11} = A_{11}^{-1} \cdot B_{11} \\ a_{02} = A_0^{-1} \cdot B_{02} \end{cases} \quad (4-3-71)$$

和

$$\begin{cases} A_{22}a_{22} + A_2a_{32} = B_{22} \\ A_3a_{22} + A_{32}a_{32} = B_{32} \end{cases} \quad (4-3-72)$$

解方程 (4-3-72)，有

$$\begin{cases} a_{22} = (A_{22} - A_2A_{32}^{-1}A_3)^{-1} (B_{22} - A_2A_{32}^{-1}B_{32}) \approx A_{22}^{-1} \cdot B_{22} \\ a_{32} = (A_{32} - A_3A_{22}^{-1}A_2)^{-1} (B_{32} - A_3A_{22}^{-1}B_{22}) \approx A_{32}^{-1} \cdot B_{32} \end{cases} \quad (4-3-73)$$

最后得到方程 (4-3-50) 的解为：

$$\begin{aligned} x &\approx a_{00} + a_{02} + a_{11}e^{j\tau} + a_{22}e^{j2\tau} + a_{32}e^{j3\tau} + c.c \\ &= a_0 + a_1\cos\tau + b_1\sin\tau + a_2\cos2\tau + b_2\sin2\tau + a_3\cos3\tau + b_3\sin3\tau \end{aligned} \quad (4-3-74)$$

至此，可将统一算法的计算过程叙述为：

- 第一步：首先得到PWM变换器的数学描述方程(4-3-50)，并确定标志行向量 $F = [F_2 \ F_3 \ \dots \ F_N]$ 的值；
- 第二步：根据方程(4-3-51)，计算单位脉冲函数的傅里叶级数；
- 第三步：由式(4-3-62)，式(4-3-63)计算 a_{00} ；
- 第四步：由式(4-3-64) — (4-3-73)，逐步计算 a_{11} ， a_{02} ， a_{22} ， a_{32} ；
- 第五步：由式(4-3-74)可以得到方程(4-3-50)的稳态周期解(包含直流解和纹波解)。

4.4 本章小结

本章给出了一种PWM型DC-DC开关变换器开环系统的统一建模方法，只需对相应的开关元件进行等效替换，而符号分析统一算法是基于这种建模分析所得到的这类电路的统一数学描述。该统一算法并未涉及PWM型DC-DC开关变换器电路的具体类型，因而通用性更强。统一算法表达式简洁，采用矩阵运算使得整个求解过程直观清楚。

www.zhfix.com

第五章 PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号仿真

5.1 概 述

上一章中的符号分析过程中有大量的矩阵运算，因而在选择计算机语言来实现符号分析的算法时，我们采用 MATLAB 语言，主要由于这种语言在矩阵运算方面的优点。

5.2 MATLAB 语言简介

MATLAB 是 Matrix Laboratory (矩阵实验室) 的单词缩写组合。MATLAB 语言实际上是以矩阵为基础的一套集命令翻译、科学计算于一体的交互式软件系统。MATLAB 语言处理的变量都是矩阵，即 MATLAB 语言只有一种数据类型，因此自 80 年代被 Math Works 软件公司开发以来，就很受科学研究人员的欢迎，并广泛用于各个领域。除了 MATLAB 语言本身的矩阵运算操作简单外，其库函数也相当丰富，而且使用者可以将自己编写的软件扩充到它的工具箱中，作为其本身的库函数。特别是自 1992 年提出的基于 Microsoft Windows 平台 4.0 版本，使得这种高级语言的应用范围越来越广。二年之后推出的 MATLAB 4.2 版本则扩充了 4.0 版本的功能，尤其在图形界面设计方面，让使用者用起来更加得心应手。MATLAB 的版本升级很快，它的工具箱的功能不断增强，现在已出现更新的 MATLAB 5.x 版本，它在计算机进行符号计算方面具有强大功能，并且自带编辑器，但其软件本身与 MATLAB 4.x 版本相比，容量大很多。

目前，MATLAB 4.2 版本在我国高等学校已广泛流行，在许多学校的网络站点上都可以下载到。该语言提供在线帮助并自带演示程序 (DEMO 命令)，初学者可以根据演示程序熟悉 MATLAB 语言的一些基本命令和操作，了解这种语言在 MATLAB 环境下为用户提供的多种多样功能和灵活应用方式，包括基本函数运算、矩阵运算、绘图功能、数值分析、数据分析、稀疏矩阵等。目前已出版了许多有关 MATLAB 语言的参考书，如有需要，可参考其他有关书目。

5.3 MATLAB 语言的安装

5.3.1 MATLAB 语言的软、硬件要求

MATLAB 4.x 或以上版本是基于 Windows 系统而开发的，因此 MATLAB 语言完全兼容 Windows 系统所必需的硬件系统，也兼容 Windows 系统所支持的各种外部设备。MATLAB 4.2 版本的基本部分有 6 M 左右，运行 MATLAB 所需硬盘空间约 6—8 M，要求计算机至少有 4 M 内存，并首先运行了 386 增强型 Windows 环境。

5.3.2 MATLAB 语言的安装

MATLAB 是以压缩格式贮存的。要安装 MATLAB 4.2 版本，首先要启动 Microsoft Windows 环境。如用软盘安装，MATLAB 4.2 版本的基本部分需 4 张 3.5 英寸软盘，首先插入第一张软盘，运行 setup.exe 文件，安装程序会提示依次插入其他软盘，即可完成 MATLAB 4.2 的安装过程。如果从网络上安装，则首先将 MATLAB 4.2 整个软件下载到本地计算机上，再运行 setup.exe 文件，即可完成 MATLAB 4.2 的安装过程。

5.4 MATLAB 语言的基本命令

在本小节介绍中，有关 MATLAB 语言的许多重要和有用的特性，我们将不在这里讨论，而只着重介绍与 PWM 型 DC-DC 开关变换器符号仿真有关的矩阵运算、逻辑运算及 MATLAB 语言中的一些特殊字符。

5.4.1 矩阵运算

下列符号常出现在矩阵运算中：

+	加法
-	减法
*	乘法
'	转置
\	左除
/	右除
=	等于

5.4.2 关系运算和逻辑运算

下列符号常出现在矩阵的关系运算和逻辑运算中：

<	小于
<=	小于等于
>	大于
>=	大于等于
==	等于
~=	不等于
&	逻辑与
	逻辑或
~	逻辑非

5.4.3 特殊字符

[]	中括号，产生向量或矩阵
()	括号，表示数学运算优先权

,	逗号, 分隔矩阵下标和函数变量
;	分号, 行结束尾符, 压缩打印
:	冒号, 定义矩阵行列元素, 产生向量
!	感叹号, 执行操作系统命令
%	注释符, 表明该语句行不被执行

5.5 PWM 型 DC-DC 开关变换器数值仿真的 MATLAB 实现

PWM 型 DC-DC 开关变换器数值仿真除了用 PSPICE 仿真软件直接对电路进行仿真, 即基于电路拓扑的数值仿真方法外, 另一种常用的方法是用龙格-库塔法 (RKF) 求得变换器在不同工作阶段状态方程的数值解, 即用 RKF 法求解常微分方程的数值解。

MATLAB 语言本身提供了两个常微分方程求解的库函数, 即 `ode23()` 和 `ode45()`, 它们分别是用 2/3 阶和 4/5 阶 RKF 方法, 并采用自适应变步长求解, 以保证计算速度和计算精度。但是, 这两个函数只适用于形如 $y' = f(t, x)$ 的方程, 如果用它们求解常微分方程的数值解时, 必须编写一个主程序和一个关于微分方程描述的子程序。特别是, 如果电路的参数改变, 相应的微分方程将改变, 则子程序的数量相应地增加。像 PWM 型 DC-DC 开关变换器那样是分段线性工作的, 其状态方程也是一组分段线性的常微分方程, 那么直接用 `ode23()` 和 `ode45()` 函数, 相应要编写多个关于微分方程描述的子程序。

尽管 PWM 型 DC-DC 开关变换器电路是非线性的, 但是其各个工作子拓扑电路却是线性的, 它们可以统一描述成一阶线性常微分方程的形式, 即 $\dot{X} = AX + BU$ 的形式。其中, A 和 B 是常系数矩阵, U 是与激励有关的常数矩阵。因此完全可以只需用 RKF 法求解形如 $\dot{X} = AX + BU$ 这类常微分方程的数值解。为了充分利用 MATLAB 的库函数文件, 避免自己重新编写程序, 又达到求解线性常微分方程无需每次另外编写子程序的目的, 只需对 `ode23()` 和 `ode45()` 两个函数的相应语句进行修改。同时, 编写的描述微分方程 $\dot{X} = AX + BU$ 的程序, 可以作为 MATLAB 的库函数保存起来, 如以 `abu.m` 文件的形式保存到 MATLAB 工具箱 (Toolbox) 下函数命令集中。这样, 我们只需针对各个 PWM 型 DC-DC 开关变换器电路的不同工作过程, 编写一个程序作数值仿真了。

5.5.1 线性常微分方程的数值仿真 MATLAB 程序

在 MATLAB 的 Toolbox 中, `ode23()` 或 `ode45()` 程序分别以 `ode23.m` 和 `ode45.m` 的文件形式存在。这里我们先给出这两个函数的调用格式和程序, 它们的参数说明将直接在程序说明中给出。

```
[tout, yout] = ode23 (ypfun, t0, tfinal, y0, tol, trace)
[tout, yout] = ode45 (ypfun, t0, tfinal, y0, tol, trace)
```

`ode23.m` 程序如下:

```
function [tout, yout] = ode23 (ypfun, t0, tfinal, y0, tol, trace)
% ODE23 Solve differential equations, low order method.
% ODE23 integrates a system of ordinary differential equations using
```

```

% 2nd and 3rd order Runge-Kutta formulas.
% [T, Y] = ODE23 ('yprime', T0, Tfinal, Y0) integrates the system of
% ordinary differential equations described by the M file YPRIME. M,
% over the interval T0 to Tfinal, with initial conditions Y0.
% [T, Y] = ODE23 (F, T0, Tfinal, Y0, TOL, 1) uses tolerance TOL
% and displays status while the integration proceeds.
%
% INPUT:
% F- String containing name of user-supplied problem description.
% Call: yprime = fun (t, y) where F = 'fun'.
% t - Time (scalar).
% y - Solution column-vector.
% yprime - Returned derivative column-vector; yprime (i) = dy (i) /dt.
% t0 - Initial value of t.
% tfinal- Final value of t.
% y0 - Initial value column-vector.
% tol - The desired accuracy. (Default; tol = 1. e-3).
% trace - If nonzero, each step is printed. (Default; trace = 0).
%
% OUTPUT:
% T - Returned integration time points (column-vector).
% Y - Returned solution, one solution column-vector per tout-value.
%
% The result can be displayed by: plot (tout, your).

% Initialization
pow = 1/3;
if nargin < 5, tol = 1. e-3; end
if nargin < 6, trace = 0; end

t = t0;
hmax = (tfinal - t) /16;
h = hmax/8;
y = y0 (:);
chunk = 128;
tout = zeros (chunk, 1);
yout = zeros (chunk, length (y));
k = 1;
tout (k) = t;
yout (k,:) = y';

if trace
    clc, t, h, y

```

```

end

% The main loop
while (t < tfinal) & (t + h > t)
    if t + h > tfinal, h = tfinal - t; end
    % Compute the slopes
    s1 = feval (ypfun, t, y); s1 = s1 (:);
    s2 = feval (ypfun, t+h, y + h*s1); s2 = s2 (:);
    s3 = feval (ypfun, t+h/2, y+h*(s1+s2)/4); s3 = s3 (:);

    % Estimate the error and the acceptable error
    delta = norm (h*(s1 - 2*s3 + s2)/3, 'inf');
    tau = tol*max (norm (y, 'inf'), 1.0);

    % Update the solution only if the error is acceptable
    if delta <= tau
        t = t + h;
        y = y + h*(s1 + 4*s3 + s2)/6;
        k = k+1;
        if k > length (tout)
            tout = [tout; zeros (chunk, 1)];
            yout = [yout; zeros (chunk, length (y))];
        end
        tout (k) = t;
        yout (k,:) = y.';
    end
    if trace
        home, t, h, y
    end

    % Update the step size
    if delta ~ = 0.0
        h = min (hmax, 0.9*h*(tau/delta)^pow);
    end
end

if (t < tfinal)
    disp ('Singularity likely.')
    t
end

tout = tout (1: k);
yout = yout (1: k,:);

```

由于采用变步长算法，这两个函数得到的输出时间参数 tout 向量并不是等间距的，

状态变量 $yout$ 是在各个时刻的值所构成的矩阵的转置。有了 $tout$ 和 $yout$ 变量，在仿真结束后可以用 `plot (tout, yout)` 语句绘制仿真结果曲线。

在 `ode23.m` 程序中，有三条语句与微分方程的描述有关，在“computer the slope”步骤中，语句

```
s1= feval (ypfun, t, y);
s2= feval (ypfun, t+h, y+h*s1);
s3= feval (ypfun, t+h/2, y+h*(s1+s2));
```

描述变量 $s1$ 、 $s2$ 和 $s3$ 要调用描述微分方程的子程序，因此只需对这三条语句稍作修改，即可满足形如 $\dot{X} = AX + BU$ 常微分方程的 2/3 阶 RKF 方法求解。

分别将上述三条语句更改为

```
s1= feval (ypfun, t, y, A, B, U);
s2= feval (ypfun, t+h, y+h*s1, A, B, U);
s3= feval (ypfun, t+h/2, y+h*(s1+s2)/4, A, B, U);
```

这时相应修改文件入口参数为：

```
function (tout, yout) = newode23 (ypfun, t0, tfinal, y0, A, B, U, tol, trace)
```

即修改后的程序名被更改为 `newode23.m`。则 `newode45` () 函数的调用格式为：

```
[tout, yout] = newode23 (ypfun, t0, tfinal, y0, A, B, U, tol, trace)
```

因为入口参数增加了三个，在 `newode45.m` 程序开始初始化阶段，对应的参数值要作修改。即输入参数个数由原来的 5 个，至多 6 个，分别改为 8 和 9。

`ode45.m` 程序如下：

```
function [tout, yout] = ode45 (ypfun, t0, tfinal, y0, tol, trace)

% ODE45 Solve differential equations, higher order method.
% ODE45 integrates a system of ordinary differential equations using
% 4th and 5th order Runge-Kutta formulas.
% [T, Y] = ODE45 ('yprime', T0, Tfinal, Y0) integrates the system of
% ordinary differential equations described by the M-file YPRIME. M,
% over the interval T0 to Tfinal, with initial conditions Y0.
% [T, Y] = ODE45 (F, T0, Tfinal, Y0, TOL, 1) uses tolerance TOL
% and displays status while the integration proceeds.
%
% INPUT;
% F- String containing name of user-supplied problem description.
% Call: yprime = fun (t, y) where F = 'fun'.
% t - Time (scalar).
% y - Solution column-vector.
% yprime - Returned derivative column-vector; yprime (i) = dy (i)/dt.
% t0 - Initial value of t.
```

```

% tfinal- Final value of t.
% y0 - Initial value column vector.
% tol - The desired accuracy. (Default; tol = 1.e-6).
% trace - If nonzero, each step is printed. (Default; trace = 0).
%
% OUTPUT;
% T - Returned integration time points (column-vector).
% Y - Returned solution, one solution column-vector per tout-value.
%
% The result can be displayed by: plot (tout, yout).

% The Fehlberg coefficients;
alpha = [ 1/4 3/8 12/13 1 1/2]';
beta = [ [ 1 0 0 0 0 0 ]/4
         [ 3 9 0 0 0 0 ]/32
         [ 1932 -7200 7296 0 0 0 ]/2197
         [ 8341 -32832 29440 -845 0 0 ]/4104
         [ -6080 41040 -28352 9295 -5643 0 ]/20520 ]';
gamma = [ [902880 0 3953664 3855735 -1371249 277020] /7618050
          [-2090 0 22528 21970 -15048 -27360] /752400 ]';
pow = 1/5;
if nargin < 5, tol = 1.e-6; end
if nargin < 6, trace = 0; end

% Initialization
t = t0;
hmax = (tfinal - t)/16;
h = hmax/8;
y = y0 (:);
f = zeros (length (y), 6);
chunks = 128;
tout = zeros (chunk, 1);
yout = zeros (chunk, length (y));
k = 1;
tout (k) = t;
yout (k,:) = y.';

if trace
    clc, t, h, y
end

% The main loop

```

```

while (t < tfinal) & (t + h > t)
    if t + h > tfinal, h = tfinal - t; end

    % Compute the slopes
    temp = feval (ypfun, t, y);
    f (:, 1) = temp (:);
    for j = 1: 5
        temp = feval (ypfun, t + alpha (j) * h, y + h * f * beta (:, j));
        f (:, j + 1) = temp (:);
    end

    % Estimate the error and the acceptable error
    delta = norm (h * f * gamma (:, 2), 'inf');
    tau = tol * max (norm (y, 'inf'), 1. 0);

    % Update the solution only if the error is acceptable
    if delta <= tau
        t = t + h;
        y = y + h * f * gamma (:, 1);
        k = k + 1;
        if k > length (tout)
            tout = [tout; zeros (chunk, 1)];
            yout = [yout; zeros (chunk, length (y))];
        end
        tout (k) = t;
        yout (k, :) = y.';
    end
    if trace
        home, t, h, y
    end

    % Update the step size
    if delta == 0. 0
        h = min (hmax, 0. 8 * h * (tau/delta) ^ pow);
    end
end

if (t < tfinal)
    disp ('Singularity likely.')
    t
end

tout = tout (1: k);

```

```
yout = yout (1: k,:);
```

在 ode45.m 程序中, 有两条语句与微分方程的描述有关, 一条是在 “compute the slope” 步骤中, 语句

```
tout = t + h * beta (ypfun, t, y)
```

描述 tout 变量是调用描述微分方程的子程序。而语句

```
temp = feval (ypfun, t + alpha (j) * h, y + h * f * beta (:, j))
```

描述用 4/5 阶 RK4 方法求解 $y' = f(t, x)$ 的数值解。对这两条语句稍作修改, 即可满足形如 $\dot{X} = AX + BU$ 一阶线性常微分方程的 4/5 阶 RK4 方法求解。

分别将上述两条语句更改为

```
temp = feval (ypfun, t, A, B, U)
```

和

```
temp = feval (ypfun, t + alpha (j) * h, y + h * f * beta (:, j), A, B, U)
```

这时相应修改文件入口参数为:

```
function (tout, yout) = newode45 (ypfun, t0, tfinal, y0, A, B, U, tol, trace)
```

即修改后的程序名被更改为 newode45.m。故 newode45 () 函数的调用格式为:

```
[tout, yout] = newode45 (ypfun, t0, tfinal, y0, A, B, U, tol, trace)
```

同样, 在 newode45.m 程序开始初始化阶段, 对应的参数值要作修改。即输入参数个数由原来的 5 个, 至多 6 个, 分别改为 8 和 9。详见下面程序, 读者可以自己比较与原程序的不同之处。

newode45.m 程序

```
function [tout, yout] = newode45 (ypfun, t0, tfinal, y0, A, B, U)
alpha = [1/4    3/8   12/13    1    1/2]';
beta = [ 1    0    0    0    0    0 ]/4
       [ 3    9    0    0    0    0 ]/32
       [1932  7200  7296    0    0    0 ]/2197
       [8341  -32832  29440  848    0    0 ]/4104
       [-6080  41040  -28352  9295  -5643    0 ]/20520];
gamma = [ 902880  0  3953664  3855735  -1371249  277020 ]/7618050
        [-2090  0  22528  21970  -15048  -27360 ]/752400];
pow = 1/5;
if nargin < 8, tol = 1. e - 6; end
if nargin < 9, trace = 0; end
t = t0;
hmax = (tfinal - t) /16;
h = hmax/8;
y = y0 (:);
f = zeros (length (y), 6);
chunk = 128;
```



```

    tout = zeros (chunk, 1);
    yout = zeros (chunk, length (y));
    k = 1;
    tout (k) = t;
    yout (k,:) = y.';
    if trace
        disp (t, h, y)
    end
    while (t < tfinal) & (t + h > t)
        if t + h > tfinal, h = tfinal - t; end
        temp = feval (ypfun, t, y, A, B, U);
        f (:, 1) = temp (:);
        for j = 1: 5
            temp = feval (ypfun, t + alpha (j) * h, y + h * f * beta (:, j), A, B, U);
            f (:, j + 1) = temp (:);
        end
        delta = norm (h * f * gamma (:, 2), 'inf');
        tau = tol * max (norm (y, 'inf'), 1. 0);
        if delta <= tau
            t = t + h;
            y = y + h * f * gamma (:, 1);
            k = k + 1;
            if k > length (tout)
                tout = [tout; zeros (chunk, 1)];
                yout = [yout; zeros (chunk, length (y))];
            end
            tout (k) = t;
            yout (k,:) = y.';
        end
        if delta == 0.0
            h = min (hmax, 0.8 * h * (tau/delta) ^pow);
        end
    end
    if (t < tfinal)
        disp ('Singularity likely.')
        t
    end
    tout = tout (1: k);
    yout = yout (1: k,:);

```

为了应用 newode23 和 newode45 函数，必须先编写描述 $\dot{X} = AX + BU$ 微分方程的程序 abu.m 文件，其语句描述相当简单。

```

function y=abu (t, x, A, B, U)
    y = A * x + B * U;

```

将上述两条语句作为 abu.m 文件保存到 MATLAB 的 Toolbox 工具箱中。

5.6 PWM 型 DC-DC 开关变换器符号分析的程序实现

由上一章的符号分析可以看到，用计算机来实现 PWM 型 DC-DC 开关变换器开环

系统稳态工作符号分析的统一算法将十分简单。

只要将 PWM 型 DC-DC 开关变换器的符号分析统一算法编成子程序, 入口参数是变换器数学方程中的系数矩阵 G_0, G_n , 常数矩阵 c, U_s , 以及占空比行向量 $D_k = [D_1 \ D_2 \ \dots \ D_N]$ 和 $F = [F_2 \ F_3 \ \dots \ F_N]$, 但要指出的是这里的 G_0 是原方程中 $G_0(p)$ 令 p 分别等于 $0, j\omega, j2\omega, j3\omega$ 时得到的增广系数矩阵, G_n 是由原方程中 $G_i (i=2, 3, \dots, N)$ 组成的增广系数矩阵, 即 $G_n = [G_2 \ G_3 \ \dots \ G_N]$ 。

5.6.1 程序流程图

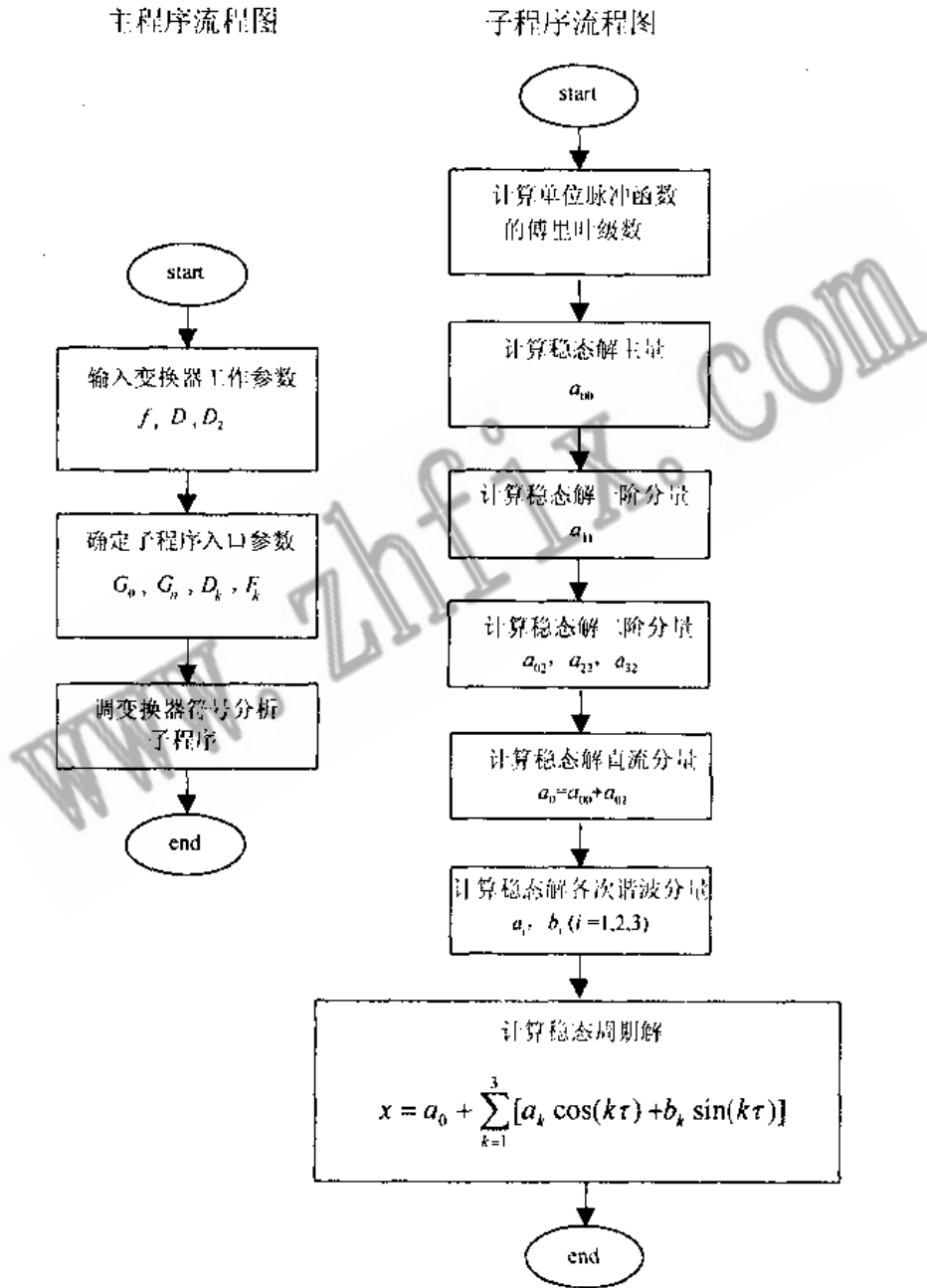


图 5-6-1 符号仿真程序流程图

5.6.2 符号分析子程序 PWMSUB.M

```
function [t, y, y2, a00] = pwmsub (G0, Gn, Dk, ftype, U, e, fs)

% This program is to figure out a0, a1, a22 and a32.
% ftype—the mark vector of the nonlinear function f which
% has three type, i. e.  $f=ge$ ,  $f=gx$ ,  $f=g(x+e)$ . Here we take
% the later two types as the same when  $e=0$ . In this case,
% there are only two kinds of f function.
% It's value can only be 1 or 0.
% 1— $f=g(x+e)$  type; 0— $f=ge$  type.

[m, n] = size(Gn);
N=length (ftype);
ftype=ftype (:);

for n=2:N+1, Bn0(n) =Dk(n); end;
Bn0=Bn0 (2:N+1); Bn0=Bn0 (:);
D2=0;
for n=1:N+1
    D1=Dk (n) + D2;
    for k=1:3
        Q1=2 * D1 * k * pi; Q2=2 * D2 * k * pi; q=k * pi;
        aa=(sin(Q1) - sin(Q2))/q; bb=(cos(Q2) - cos(Q1))/q;
        Bmn (n, k)=(aa - j * bb)/2;
    end
    D2=D1;
end
Bmn= [Bn0 Bmn (2:N+1, :)];

bn0=Bmn (:, 1) * ftype;
bn1=Bmn (:, 2) * ftype;
bn2=Bmn (:, 3) * ftype;
bn3=Bmn (:, 4) * ftype;

A00=zeros (m); A2=zeros (m); A3=zeros (m); B0=U;
for k=1:N
    Ai=Gn (:, (k-1) * m + 1:k * m) * bn0(k);
```

```

Bi = Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * Bmn(k,1) / c(:,k);
Ai = Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * conj(bn1(k));
Bii = Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * bn1(k);
A00 = A00 + Ai; A2 = A2 + Ai; A3 = A3 + Bii;
B0 = B0 - Bi;
end

A0 = G0(:,1:m) + A00;      A11 = G0(:,m+1:2*m) + A00;
A22 = G0(:,2*m+1:3*m) + A00;      A32 = G0(:,3*m+1:4*m) + A00;
a00 = inv(A0) * B0;

B11 = zeros(m, 1);
for k=1:N
    Bi = -Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * (bn1(k) * a00 + Bmn(k,2) * c(:,k));
    B11 = B11 + Bi;
end
a11 = inv(A11) * B11;      ca11 = conj(a11);

B02 = zeros(m, 1);
for k=1:N
    Bi = -Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * (bn1(k) * ca11 + conj(bn1(k)) * a11);
    B02 = B02 + Bi;
end
a02 = inv(A0) * B02;

B22 = zeros(m, 1);
for k=1:N
    Bii = bn1(k) * a11 + bn2(k) * a00 + bn3(k) * ca11;
    Bi = -Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * (Bii + Bmn(k,3) * c(:,k));
    B22 = B22 + Bi;
end

B32 = zeros(m, 1);
for k=1:N
    Bii = bn2(k) * a11 + bn3(k) * a00;
    Bi = -Gn(:,(k-1)*m+1:k*m) * (Bii + Bmn(k,4) * c(:,k));
    B32 = B32 + Bi;
end

```

```

a22 = inv (A22 - A2 * inv (A32) * A3) * (B22 - A2 * inv (A32) * B32);
a32 = inv (A32) * (B32 - A2 * a22);

a0 = a00 + a02;

a1 = 2 * real (a11); b1 = -2 * imag (a11);
a2 = 2 * real (a22); b2 = -2 * imag (a22);
a3 = 2 * real (a32); b3 = -2 * imag (a32);

n = 100; Ws = 2 * pi * fs; Ts = 1/fs;
t = 0:Ts/n: Ts; x = Ws * t;
y1 = a1 * cos(x) + a2 * cos(2 * x) + a3 * cos(3 * x);
y2 = y1 + b1 * sin(x) + b2 * sin(2 * x) + b3 * sin(3 * x);

y = [];
for k = 1:length(y2), y3 = y2(:,k) + a0; y = [y,y3]; end
end.

```

该子程序是 M 文件，读者同样可以将它作为一个库函数而补充到 MATLAB 的工具箱 Toolbox 中去。对 PWM 型 DC-DC 开关变换器进行符号仿真时，只需编写主程序。从主程序流程图可以看到，自己编写主程序远比用其他高级语言编写程序要容易得多。

5.7 实例仿真分析

5.7.1 Buck 电路分析

Buck 电路如图 5-7-1 所示，其统一数学描述方程为：

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2e_2 + G_3(p)g_3(x + e_3) = u \quad (5-7-1)$$

其中，

$$G_0(p) = \begin{bmatrix} p & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad G_2(p) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G_3(p) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix}, \quad e_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{in} \end{bmatrix}, \quad e_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ -V_{in} \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot V_{in} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$g_2(t)$ 和 $g_3(t)$ 的定义同前。当电路工作于 CCM 模式， $g_3(t) = 0$ 。

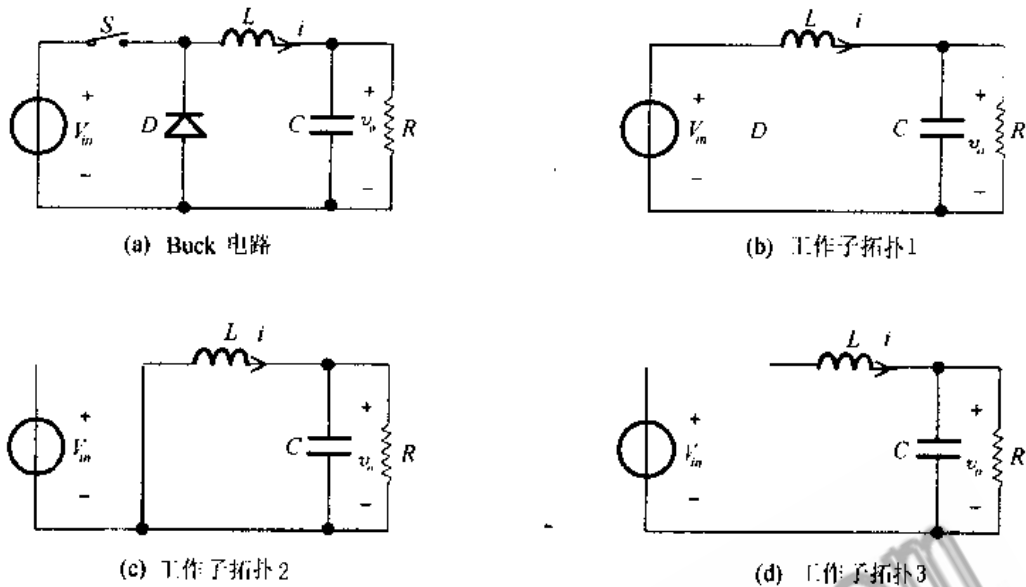


图 5-7-1 Buck 电路及其工作子拓扑

在一个工作周期 $(0, T)$ 内, 各工作子拓扑对应的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot V_{in}, & 0 < t < t_1 \\ \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot 0, & t_1 < t < t_2 \\ \dot{x} = A_2 \cdot x + B \cdot 0, & t_2 < t < T \end{cases} \quad (5-7-2)$$

其中,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

选取电路参数如下:

电路工作于连续导通模式(CCM):

$$L = 150\mu\text{H}, \quad C = 4.7\mu\text{F}, \quad R = 10\Omega, \quad V_{in} = 15\text{V}, \quad f_s = 50\text{kHz}, \quad D = 0.35.$$

则

$$D_k = [D \quad 1-D], \quad F = 0$$

电路工作于断续导通模式(DCM):

$$L = 150\mu\text{H}, \quad C = 4.7\mu\text{F}, \quad R = 40\Omega, \quad V_{in} = 15\text{V}, \quad f_s = 50\text{kHz}, \quad D = 0.35.$$

则

$$D_k = [D \quad D_2 \quad 1-D-D_2], \quad F = [0 \quad 1] \quad (D_2 \text{ 取值方法见表 4-2-2})$$

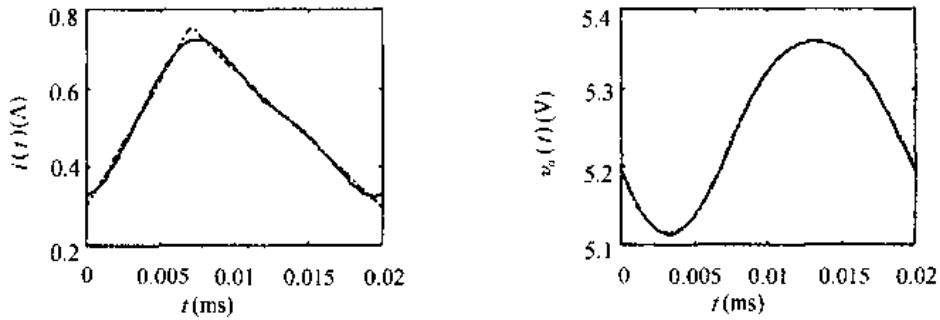


图 5-7-2 Buck 电路仿真结果 (CCM) 比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

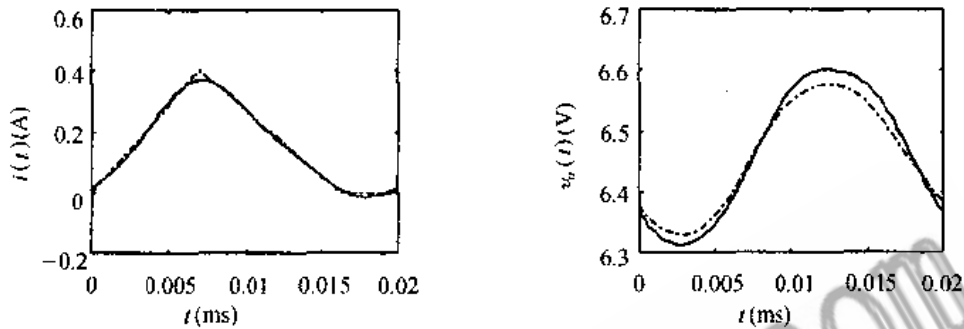


图 5-7-3 Buck 电路仿真结果 (DCM) 比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

Buck 电路仿真程序:

```
function buck (L, C, R, Vin, fs, D, X0)

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;

% PART A: Symbolic Simulation of Buck converter

G0 = [];
for k=0:3, p=j * Ws * k; g0 = [p1/L; -1/C p + 1/(R * C)]; G0 = [G0 g0]; end
G2 = [0 1/L; 0 0]; G3 = [0 -1/L; 1/C 0]; e2 = [0; Vin]; e3 = -e2; U = [Vin/L; 0];

if (R == R0), disp ('临界状态'); break;
elseif (R > R0), disp ('Buck Converter Operating in DCM. ');
    Ds=D * (1 + sqrt (1 + 4 * ks/D^2)); D2=2 * ks/Ds, d=1 - D - D2;
    if (d < 0), disp ('Impossible Situation'), D2, break, end
    Dk = [D D2 1-D-D2]; ftype = [0 1]; Gn = [G2 G3]; e = [e2 e3];
    else, disp (' Buck Converter Operating in CCM ');
    Dk = [D 1-D]; ftype=0; Gn=G2; e=e2;
    end
end
```

```

[t, y, y2, a00] =pwmsub (G0, Gn, Dk, ftype, U, e, fs);

figure (1);
subplot (221); plot (1e+3 * t, y (1,:), 'y-'); hold on;
set (gca, 'Fontname', 'Arial', 'FontSize', [8]);
xlabel ('t (ms)'); title ('i (t) A');
subplot (222); plot (1e+3 * t, y (2,:), 'y-'); hold on;
set (gca, 'Fontname', 'Arial', 'FontSize', [8]);
xlabel ('t (ms)'); title ('u (t) V');

% PART B: Numerical Simulation of Buck converter

A1=[0 -1/L;1/C -1/(R*C)]; A2=[0 0;0 -1/(R*C)]; B=[1/L; 0] ;
n=200; % 设定数值仿真工作时间

if (R<R0) % 电路工作于 CCM 模式
    t=[]; X=[];
    for k=1: n
        t0=(k-1)*Ts; tout=t0+t1; E=Vin;
        [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t=[t;temp]; X=[X;Xout]; X0=Xout(length(Xout),:);

        t0=t1+(k-1)*Ts; tout=k*Ts; E=0;
        [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t=[t;temp]; X=[X;Xout]; X0=Xout(length(Xout),:);
    end

    k=1; t=[]; X=[]; % 一个周期数值仿真结果
    t0=(k-1)*Ts; tout=t0+t1; E=Vin;
    [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
    t=[t;temp]; X=[X;Xout]; X0=Xout(length(Xout),:);

    t0=t1+(k-1)*Ts; tout=k*Ts; E=0;
    [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
    t=[t;temp]; X=[X;Xout];
end

if (R>R0) % 电路工作于 DCM 模式
    t=[]; X=[]; t2=(D+D2)*Ts;
    for k=1: n
        t0=(k-1)*Ts; tout=t0+t1; E=Vin;
        [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t=[t;temp]; X=[X;Xout]; X0=Xout(length(Xout),:);

        t0=t1+(k-1)*Ts; tout=t2+(k-1)*Ts; E=0;
        [temp, Xout]=newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t=[t;temp]; X=[X;Xout]; X0=Xout(length(Xout),:);
    end
end

```



```

t0 = t2 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = 0;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:);
end

k = 1; t = []; X = []; t2 = (D + D2) * Ts;
t0 = (k - 1) * Ts; tout = t0 + t1; E = Vin;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:);

t0 = t1 + (k - 1) * Ts; tout = t2 + (k - 1) * Ts; E = 0;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:);

t0 = t2 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = 0;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout];
end

figure(1);
subplot(221); plot(1e+3*t, X(:, 1), 'w-'); hold on;
subplot(222); plot(1e+3*t, X(:, 2), 'w-'); hold on;

```

程序输入参数说明:

L, C, R 是电路参数, V_{in} 是输入电压, f_s 是电路工作频率, X_0 是数值仿真电路状态初始值。

在 MATLAB 工作窗口, 给定输入参数的值后, 直接调用 buck () 函数就行了。

5.7.2 Boost 电路分析

Boost 电路如图 5-7-4 所示, 其统一数学描述方程为:

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2x + G_3(p)g_3e_3 = u \quad (5-7-3)$$

其中,

$$G_0(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, G_2(p) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, G_3(p) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$x = \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix}, e_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{in} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot V_{in} \\ 0 \end{bmatrix}$, $g_2(t)$ 和 $g_3(t)$ 的定义同前。当电路工作于 CCM 模式, $g_3(t) = 0$ 。

在一个工作周期 $(0, T)$ 内, 各工作子拓扑对应的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot V_{in}, & 0 < t < t_1 \\ \dot{x} = A_2 \cdot x + B \cdot V_{in}, & t_1 < t < t_2 \\ \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot 0, & t_2 < t < T \end{cases} \quad (5-7-4)$$

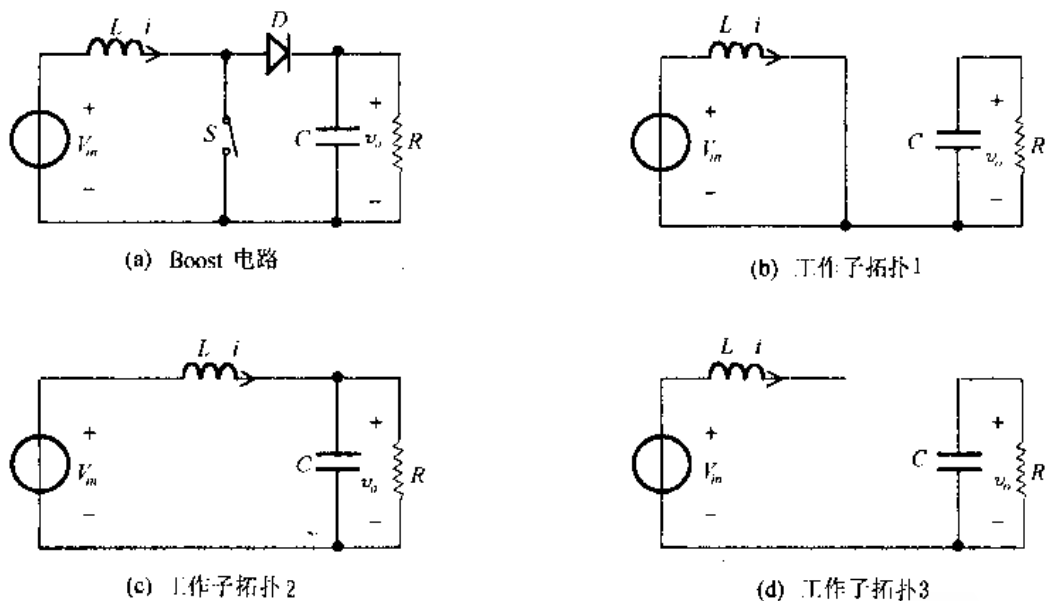


图 5-7-4 Boost 电路及其工作子拓扑

其中,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

选取电路参数如下:

电路工作于连续导通模式 (CCM):

$$L = 6\text{mH}, C = 45\mu\text{F}, R = 30\Omega, V_{in} = 37.5\text{V}, f_s = 50\text{kHz}, D = 0.25.$$

则

$$D_k = [D \quad 1 - D], F = 1$$

电路工作于断续导通模式 (DCM):

$$L = 208\mu\text{H}, C = 222\mu\text{F}, R = 12.5\Omega, V_{in} = 37.5\text{V}, f_s = 50\text{kHz}, D = 0.3.$$

则

$$D_k = [D \quad D_2 \quad 1 - D - D_2], F = [1 \quad 0] \quad (D_2 \text{ 取值方法见表 4-2-2})$$

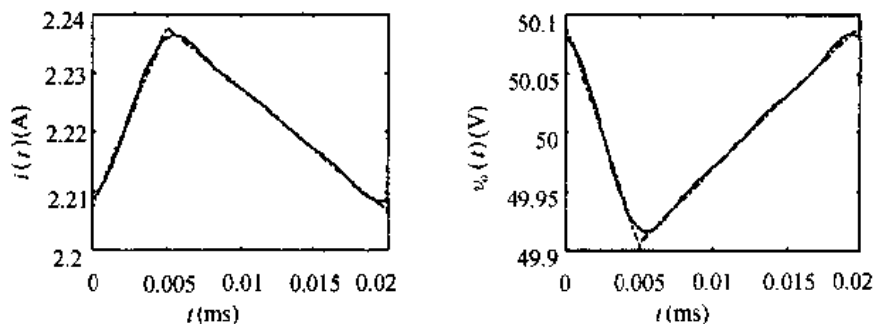


图 5-7-5 Boost 电路仿真结果 (CCM) 比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

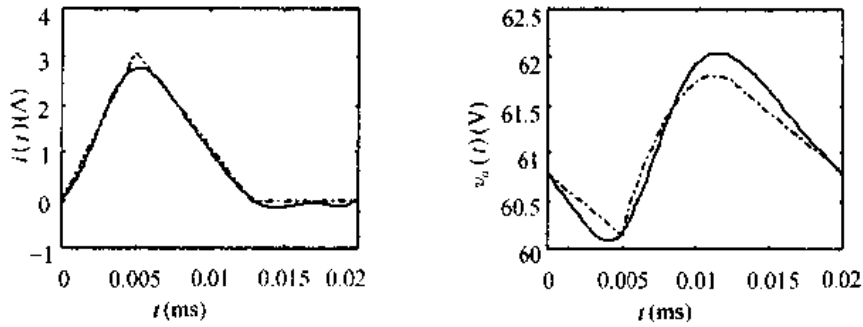


图 5-7-6 Boost 电路仿真结果 (DCM) 比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

Boost 电路仿真程序:

```
function boost (L, C, R, Vin, fs, D, X0)

figure (1); clf; clc;

R0=2 * L * fs / (1 - D); ks=2 * L * fs/R;
Ws=2 * pi * fs; Ts=1/fs; t1=D * Ts;

% PART A: Symbolic Simulation of Boost converter

G0 = [];
for k=0:3, p=j * Ws * k; g0 = [p 0; 0 p + 1/(R * C)]; G0 = [G0 g0]; end
G2 = [0 1/L; -1/C 0]; G3 = [0 1/L; 0 0]; e2 = [0; 0]; e3 = [0; Vin]; U = [Vin/L; 0];

if (R == R0), disp ('临界状态'); break;
elseif (R > R0), disp ('Boost Converter Operating in DCM. ');
    Ds = ks * (1 + sqrt (1 + 4 * D^2/ks)); D2 = Ds / (2 * D); d = 1 - D - D2;
    if (d < 0), disp ('Impossible Situation'), D2, break, end
    Dk = [D D2 1 - D - D2]; ftype = [1 0]; Gn = [G2 G3]; e = [e2 e3];
    else, disp (' Boost Converter Operating in CCM ');
    Dk = [D 1 - D]; ftype = 1; Gn = G2; e = e2;
end
end

[1, y, y2, a00] = pwmsub (G0, Gn, Dk, ftype, U, e, fs);

figure (1);
subplot (221); plot (1e+3 * t, y (1,:), 'y-'); hold on;
set (gca, 'Fontname', 'Arial', 'FontSize', [8]);
xlabel ('t (ms)'); title ('i (t) A');
subplot (222); plot (1e+3 * t, y (2,:), 'y-'); hold on;
set (gca, 'Fontname', 'Arial', 'FontSize', [8]);
xlabel ('t (ms)'); title ('u (t) V');
```

```

% PART B: Numerical Simulation of Boost converter

A1 = [0 0; 0 -1/(R * C)]; A2 = [0 -1/L; 1/C -1/(R * C)]; B = [1/L; 0];

n=200; % 设定数值仿真工作时间

if (R<R0) % 电路工作于 CCM 模式
    t = []; X = [];
    for k=1: n
        t0 = (k - 1) * Ts; tout = t0 + t1; E = Vin;
        [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);

        t0 = t1 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = Vin;
        [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
        t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);
    end

    k=1; t = []; X = []; % 一个周期数值仿真结果
    t0 = (k - 1) * Ts; tout = t0 + t1; E = Vin;
    [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
    t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);

    t0 = t1 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = Vin;
    [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
    t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);
end

if (R>R0) % 电路工作于 DCM 模式
    t = []; X = []; t2 = (D + D2) * Ts;
    for k=1: n
        t0 = (k - 1) * Ts; tout = t0 + t1; E = Vin;
        [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);

        t0 = t1 + (k - 1) * Ts; tout = t2 + (k - 1) * Ts; E = Vin;
        [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
        t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:);

        t0 = t2 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = 0;
        [temp, Xout] = newode45 ('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
        t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout (length (Xout),:)
    end
end

```

end

```

k = 1; t = []; X = []; t2 = (D+D2) * Ts;
t0 = (k - 1) * Ts; tout = t0 + t1; E = Vin;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:);

t0 = t1 + (k - 1) * Ts; tout = t2 + (k - 1) * Ts; E = Vin;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A2, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:);

t0 = t2 + (k - 1) * Ts; tout = k * Ts; E = 0;
[temp, Xout] = newode45('abu', t0, tout, X0, A1, B, E);
t = [t; temp]; X = [X; Xout]; X0 = Xout(length(Xout),:)

end
figure (1);
subplot(221); plot(1e+3 * t, X(:, 1), 'w-'); hold on;
subplot(222); plot(1e+3 * t, X(:, 2), 'w-'); hold on;

```

程序输入参数说明:

L, C, R 是电路参数, Vin 是输入电压, fs 是电路工作频率, X0 是数值仿真电路状态初始值.

在 MATLAB 工作窗口, 给定输入参数的值后, 直接调用 boost() 函数就行了.

5.7.3 Buck-Boost 电路分析

Buck-Boost 电路如图 5-7-7 所示. 其符号分析数学描述为:

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2e_2 + G_3(p)g_3(x + e_3) = u \quad (5-7-5)$$

其中,

$$G_0(p) = \begin{bmatrix} p & 0 \\ 0 & p + \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, G_2(p) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, G_3(p) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$x = \begin{bmatrix} i \\ v_o \end{bmatrix}, e_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ -V_{in} \end{bmatrix}, e_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ V_{in} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \cdot V_{in} \\ 0 \end{bmatrix}, g_2(t)$ 和 $g_3(t)$ 的定义同前. 当电路工作于 CCM 模式, $g_3(t) = 0$.

在一个工作周期(0, T)内, 各工作子拓扑对应的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot V_{in}, & 0 < t < t_1 \\ \dot{x} = A_2 \cdot x + B \cdot 0, & t_1 < t < t_2 \\ \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot 0, & t_2 < t < T \end{cases} \quad (5-7-6)$$

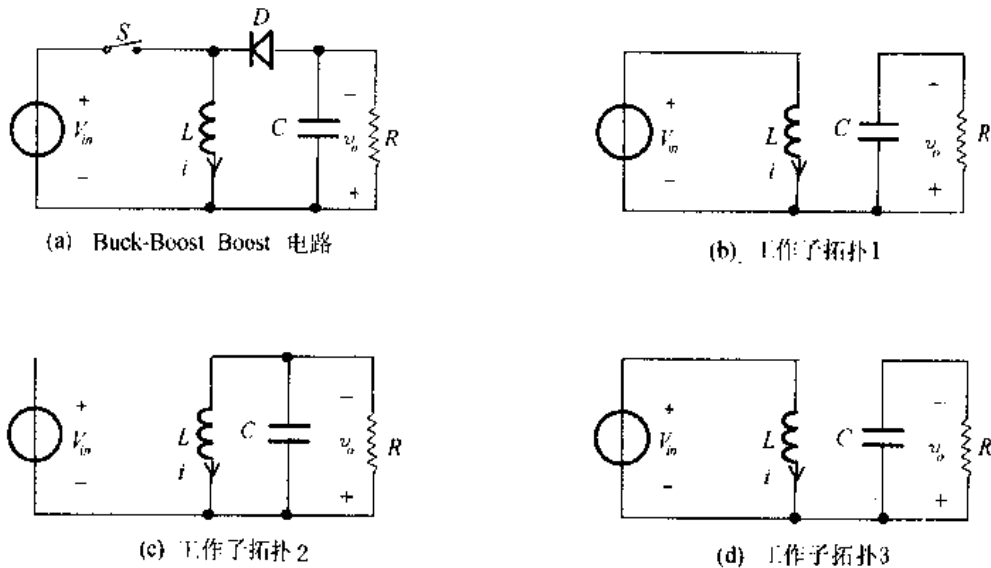


图 5-7-7 Buck-Boost 电路及其工作子拓扑

其中,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

选取电路参数如下:

电路工作于连续导通模式 (CCM):

$$L = 3.5 \text{ mH}, C = 12 \mu\text{F}, R = 110 \Omega, V_{in} = 6 \text{ V}, f_s = 50 \text{ kHz}, D = 0.35.$$

则

$$D_k = [D \quad 1-D], F = 1$$

电路工作于断续导通模式 (DCM):

$$L = 0.35 \text{ mH}, C = 12 \mu\text{F}, R = 100 \Omega, V_{in} = 6 \text{ V}, f_s = 10 \text{ kHz}, D = 0.4.$$

则

$$D_k = [D \quad D_2 \quad 1-D-D_2], F = [1 \quad 0] \quad (D_2 \text{ 取值方法见表 4-2-2})$$

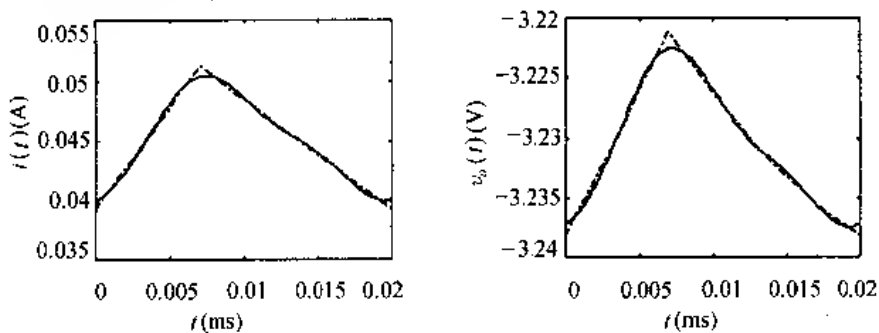


图 5-7-8 Buck-Boost 电路 (CCM) 仿真结果比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

读者可以比较一下 buck.m 和 boost.m 两个程序, 它们有很多相似之处. 限于篇幅, 这里我们只给出 Buck-Boost 电路及下面要分析的 Cuk 电路的符号仿真程序, 不再给出

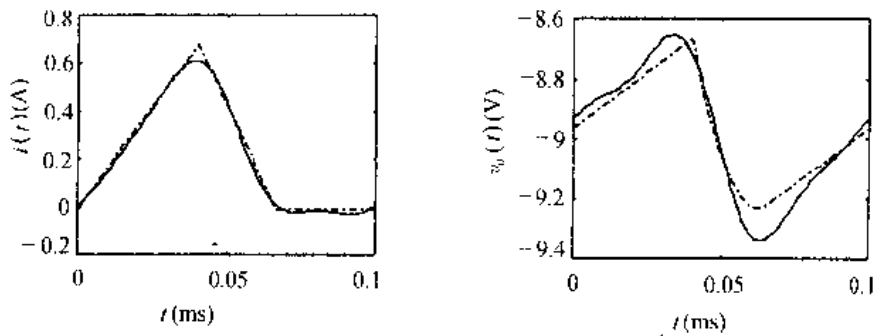


图 5-7-9 Buck-Boost 电路 (DCM) 仿真结果比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

数值仿真程序.

Buck-Boost 电路仿真程序:

```
function buboost (L, C, R, Vin, fs, D)
figure (1); clg; clc;
R0=2 * L * fs/(1 - D) ^2; ks=2 * L * fs/R;
Ws=2 * pi * fs; Ts=1/fs; t1=D * Ts;
G0 = []; R0,
for k=0: 3, p=j * Ws * k; g0 = [p 0; 0 p+1/(R * C)]; G0 = [G0 g0]; end
G2 = [0 -1/L; 1/C 0]; G3 = [0 1/L; 0 0]; e2 = [0; -Vin]; e3 = [0; Vin]; U = [Vin/L;
0];
if (R == R0), disp ('临界状态'); break;
elseif (R > R0), disp (' Buckboost Converter Operating in DCM. ');
D2 = sqrt(ks),
Dk = [D D2 1 - D - D2]; ftype = [1 0]; Gn = [G2 G3]; e = [e2 e3];
else, disp('Buckboost Converter Operating in CCM');
Dk = [D 1 - D]; ftype = 1; Gn = G2; e = e2;
end
end
[1, y, y2, a00] = pwmsub (G0, Gn, Dk, ftype, U, e, fs);
figure(1);
subplot(221); plot (1e+3 * t, y (1,:), 'y'); hold on;
subplot(222); plot (1e+3 * t, y (2,:), 'y'); hold on;
```

程序输入参数说明:

L, C, R 是电路参数, Vin 是输入电压, fs 是电路工作频率.

在 MATLAB 工作窗口, 给定输入参数的值后, 直接调用 buboost() 函数就行了. 由于 MATLAB 的函数名不能超过 8 个字符, 我们将 Buck-Boost 电路仿真程序命名为 buboost.m.

5.7.4 Cuk 电路分析

Cuk 电路如图 5-7-10 所示. 其符号分析数学描述为:

$$G_0(p)x + G_2(p)g_2x + G_3(p)g_3x = u \quad (5-7-7)$$

其中,

$$G_0(p) = \begin{bmatrix} p & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & p & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & p + \frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}, \quad G_2(p) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$G_3(p) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \cdot V_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

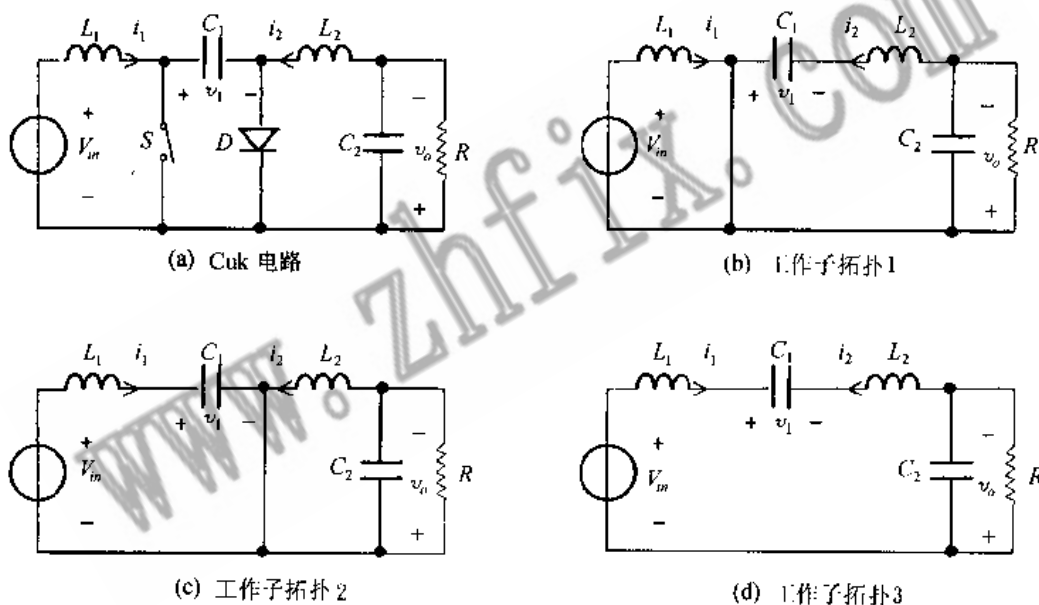


图 5-7-10 Cuk 电路及其工作子拓扑

各工作子拓扑对应的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot V_{in}, & 0 < t < t_1 \\ \dot{x} = A_2 \cdot x + B \cdot V_{in}, & t_1 < t < t_2 \\ \dot{x} = A_3 \cdot x + B \cdot V_{in}, & t_2 < t < T \end{cases} \quad (5-7-8)$$

其中,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix},$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \cdot V_{in} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

选取电路参数如下：

电路工作于连续导通模式 (CCM)；

$L = [L_1 \ L_2] = [1.9 \ 0.96] \text{ mH}$, $C = [C_1 \ C_2] = [850 \ 47] \mu\text{F}$, $R = 30\Omega$,
 $V_{in} = 25 \text{ V}$, $f_s = 50\text{kHz}$, $D_1 = 0.55$.

则

$$D_k = [D \ 1-D], F = [1 \ 1]$$

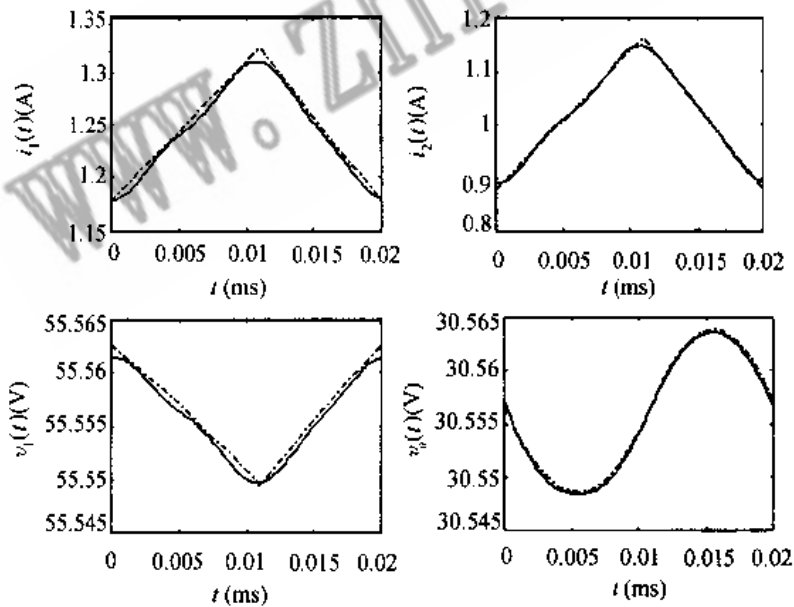


图 5-7-11 Cuk 电路 (CCM) 仿真结果比较 (实线是符号仿真, 虚线是数值仿真)

Cuk 电路仿真程序：

```
function cuk (L, C, R, Vin, fs, D)
```

```

figure (1); clg; clc;
Le=L(1)*L(2)/(L(1)+L(2));
R0=2*Le*fs/(D*(1-D)); ks=2*Le*fs/R;
Ws=2*pi*fs; Ts=1/fs; t1=D*Ts;
G0=[];
for k=0:3
    p=j*Ws*k;
    g0=[p 0 0 0; 0 p -1/L(2) 1/L(2); 0 1/C(1) p 0; 0 -1/C(2) 0 p+1/(R*C(2))];
    G0=[G0 g0];
end
G2=[0 0 1/L(1) 0; 0 0 1/L(2) 0; -1/C(1) -1/C(1) 0 0; 0 0 0 0];
G3=[0 0 1/L(1) -1/L(1); 0 0 1/L(2) -1/L(2); 0 0 0 0; 0 0 0 0];
e2=[0; 0; 0; 0]; e3=e2; U=[Vg/L(1); 0; 0; 0];
if (R==R0), disp('临界状态'); break;
elseif (R>R0), disp('Cuk Converter Operating in DCM');
    D2=sqrt(ks),
    Dk=[D D2 1-D-D2]; ftype=[1 1]; Gn=[G2 G3]; e=[e2 e3];
else, disp('Cuk Converter Operating in CCM');
    Dk=[D 1-D]; ftype=1; Gn=G2; e=e2;
end
end
[t, y, y2, a00]=pwmsub(G0, Gn, Dk, ftype, U, e, fs);
figure(1);
subplot(221); plot(1e+3*t, y(1,:), 'y-'); hold on;
subplot(222); plot(1e+3*t, y(2,:), 'y-'); hold on;
subplot(223); plot(1e+3*t, y(3,:), 'y-'); hold on;
subplot(224); plot(1e+3*t, y(4,:), 'y-'); hold on;

```

程序输入参数说明:

L, C, R 是电路参数, V_{in} 是输入电压, f_s 是电路工作频率.

在 MATLAB 工作窗口, 给定输入参数的值后, 直接调用 Cuk() 函数就行了. 要注意的是 Cuk 电路是四阶电路, 数值仿真时要经过相当长的时间电路才会到达稳态. 因此本章 Cuk 电路 DCM 模式的仿真结果从略.

5.8 本章小结

本章用 MATLAB 语言实现 PWM 型 DC-DC 开关变换器开环系统的符号仿真. 给出的实例仿真结果表明, 无论是对二阶系统还是对四阶系统, 无论系统具有两个工作子拓扑或具有三个或三个以上子拓扑, 统一符号算法无需对每个系统重新推导, 与数值仿真方法相比, 符号仿真只需编写简单的几条语句. 符号分析算法可以编写成子程序作为库函数保留, 即使对上一章的等效小参量法不十分了解, 也可以进行符号仿真.

参 考 文 献

- [1] 张占松、蔡宣三, 开关电源的原理与设计, 电子工业出版社, 1998, 306—318, 467—499.
- [2] 陈淳杰, 从实例中学习 Design Center3, 儒林图书有限公司, 1993, 1—17.
- [3] 张占松, 高频开关稳压电源, 广东科技出版社, 1992.
- [4] 钱积新等, 控制系统的数学仿真及计算机辅助设计, 浙江大学出版社, 1995.
- [5] 任兴权等, 控制系统计算机仿真与辅助设计, 东北工学院出版社, 1986.
- [6] 黄进, 电力电子装置的计算机辅助分析, 浙江大学出版社, 1994, 1—2.
- [7] 丘水生, 非线性网络与系统, 电子科技大学出版社, 1990.
- [8] 伍言真, DC-DC 开关变换器建模分析及其变结构控制方法的研究(学位论文), 华南理工大学, 1998.
- [9] Vatche Vorperian, equivalent circuit models for resonant and PWM switches, VPEC, Presented at International Symposium, on Circuits and Systems ISCAS 87 Philadelphia, PA.
- [10] Wester, G. W., Middlebrook, R. D., Low frequency characterization of switched DC-to-DC converters IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems, 1973, 9 (5): 376—385.
- [11] Middlebrook, R. D., Cuk, S., A general unified approach to modelling switching-Converter power Stages. IEEE PESC Rec. 1976, 18—34.
- [12] Cuk, S., Middlebrook, R. D., A general unified approach to modelling switching DC-to-DC converters in discontinuous conduction mode. IEEE PESC Rec. 1977.
- [13] Vorperian, V., Simplified analysis of PWM Converters using model of PWM switch part 1 continuous conduction mode. IEEE Trans, on AES, 1990, 26 (3).
- [14] 张兴柱、黄是鹏, 等效受控源平均法与开关式变换器的模型, 电杂志, 1986, 3.
- [15] 许建平, 开关变换器的工作原理、建模、分析和仿真(学位论文), 电子科技大学, 1988.
- [16] 蔡宣三、刑岩, PWM 开关变换器大信号等效电路统一模型, 清华大学学报, 1990, 30 (1).
- [17] 蔡宣三、陈芬, PWM 开关稳压电源反馈控制律的大信号设计, 清华大学学报, 1991, 31 (1).
- [18] 高潮, DC-DC 开关转换器统一建模及改进电路的研究(学位论文), 西安交通大学, 1992.
- [19] Guinjoan, F., Poveda, A., et al, An accurate small-signal modelling approach for switching DC-DC converters, IEEE PESC Rec., 1993.
- [20] Lee, F. C., Yu, Y., et al, Modeling of switching regulator power stages with and without zeroinductor current dwell time, IEEE PESC Rec., 1976.
- [21] Brown, A. R., Middlebrook, R. D., Sampleddata modeling of switching regulators, IEEE PESC Rec., 1981.
- [22] 吴新余、刘陈, 直流开关转换器建模的快速方法, 电子学报, 1990, 18 (6): 20—26.
- [23] Liu Y. F., Sen, P. C., A general unified large signal model for current programmed DC-to-DC converters, IEEE Trans. on Power Elec., 1994, 9 (4): 414—424.
- [24] 林波涛、丘水生, 一种统一的准谐振开关变换器的等效电路分析法——高频网络平均法, 电子学报, 1995, 23 (8): 71—74.
- [25] 邓建中、葛仁杰、程正形, 计算方法, 西安交通大学出版社, 1985.
- [26] 廖常初, 电力电子电路的分阶段仿真方法, 重庆大学学报, 1994, 17 (7): 119—124.
- [27] 张培强, MATLAB 语言——演算纸式的科学与工程计算语言, 中国科学技术大学出版社, 1995.
- [28] 薛定宇, 控制系统计算机辅助设计——MATLAB 语言及应用, 清华大学出版社, 1996.