



经典译丛

Mc
Graw
Hill
Education

实用电子与电气基础

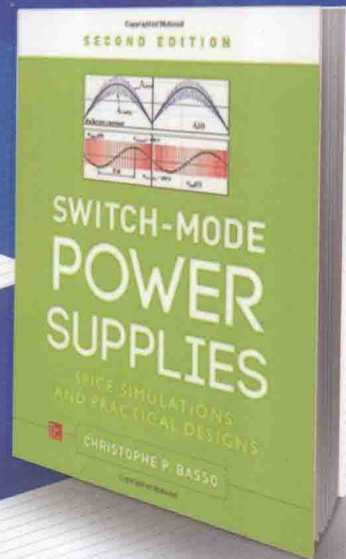


Switch-Mode Power Supplies:
SPICE Simulations and Practical
Designs, Second Edition

开关电源仿真与设计 ——基于SPICE

Switch-Mode Power Supplies:
SPICE Simulations and Practical Designs (第二版)
Second Edition

【法】 Christophe P. Basso 著
吕章德 译



中国工信出版集团



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
<http://www.phei.com.cn>

经典译丛·实用电子与电气基础

开关电源仿真与设计

——基于SPICE（第二版）

Switch-Mode Power Supplies

SPICE Simulations and Practical Designs, Second Edition

[法] Christophe P. Basso 著

吕章德 译

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

本书全面介绍了开关电源变换器的理论和仿真方法，内容主要有：电源变换器介绍、小信号建模、反馈和控制环、基本功能电路和通用模型、非隔离变换器前端整流和功率因数校正电路的仿真与设计、反激式变换器的仿真和设计、正激式变换器的仿真和设计等。本书创建了多种市场上流行变换器的理论方程，给出了相应的 SPICE 模型，提供了大量电路和仿真曲线插图，为读者描述了完整的开关电源变换器理论和仿真设计方法。本书特色是对开关电源理论不进行过于学术化的讨论，只给出必需的理论方程推导，同时通过大量实例介绍了仿真方法，并提供了应用常用仿真软件对这些开关电源变换器电路进行仿真的完整模型，架起了理论分析和市场应用之间的桥梁。

本书可供从事开关电源仿真与设计的工程技术人员参考，也可供电气信息类、自动化控制等相关专业高校师生参考。

Christophe P. Basso: Switch-Mode Power Supplies: SPICE Simulations and Practical Designs, Second Edition
ISBN 978-0-07-182346-3

Copyright ©2015 by McGraw-Hill Education.

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including without limitation photocopying, recording, taping, or any database, information or retrieval system, without the prior written permission of the publisher.

This authorized Chinese translation edition is jointly published by McGraw-Hill Education and Publishing House of Electronics Industry. This edition is authorized for sale in China Mainland.

Copyright ©2015 by McGraw-Hill Education and Publishing House of Electronics Industry.

版权所有。未经出版人事先书面许可，对本出版物的任何部分不得以任何方式或途径复制或传播，包括但不限于复印、录制、录音，或通过任何数据库、信息或可检索的系统。

本授权中文简体翻译版由麦格劳-希尔（亚洲）教育出版公司和电子工业出版社合作出版。此版本经授权仅限在中国大陆销售。

版权©2015 由麦格劳-希尔（亚洲）教育出版公司与电子工业出版社所有。

本书封面贴有 McGraw-Hill Education 公用防伪标签，无标签者不得销售。

版权贸易合同登记号 图字：01-2015-560



图书在版编目（CIP）数据

开关电源仿真与设计：基于 SPICE。第2版。（法）巴索（Basso, C. P.）著；吕章德译。—北京：电子工业出版社，2015.5

（经典译丛·实用电子与电气基础）

书名原文：Switch-Mode Power Supplies: SPICE simulations and practical designs, Second Edition

ISBN 978-7-121-25949-4

I. ①开… II. ①巴… ②吕… III. ①开关电源—计算机仿真 ②开关电源—电路设计 IV. ①TN86

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 086815 号

策划编辑：谭海平

责任编辑：谭海平 特约编辑：王 崧

印 刷：北京京师印务有限公司

装 订：北京京师印务有限公司

出版发行：电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本：787×1092 1/16 印张：45.25 字数：1274 千字

版 次：2015 年 5 月第 1 版（原著第 2 版）

印 次：2015 年 5 月第 1 次印刷

定 价：118.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

译者序

作者 Basso 先生是安森美公司法国图卢兹分公司的工程部经理，他在 ac-dc 和 dc-dc 开关电源设计领域有独到的研究，是许多 PWM 控制器的研制者。他研制的 NCP120X 系列控制器已经成为离线电源的待机功率标准。本书第一版涉及两方面的内容——开关电源和电路仿真。就开关电源而言，它作为一种电子设备专用电源，极受当今工程技术人员关注。开关电源以其轻、薄、小和高效的特点为人们所熟悉，是各种电子设备小型化和低成本化不可缺少的一种电源方式，已成为当今电源的主流。与此相应，国内出版了许多介绍开关电源工作原理和设计的好书，大大方便了从事开关电源研究和设计的工程技术人员。但美中不足的是，这类书籍的内容往往过于学术化，使初涉开关电源设计领域的工作者望而却步。另外，这类书籍缺乏比较直观的、可供读者直接进行训练的手段。本书的另一内容是 SPICE 仿真。近十多年来，电力电子技术在国内外蓬勃发展，相应的仿真方法和软件也大量出现，并得到了广泛应用。书中对开关电源的理论做了十分清晰但不复杂的分析推导，并给出了目前市场上流行的开关电源拓扑的 SPICE 模型及仿真结果，提供了大量插图，很好地搭起了理论和实际之间的桥梁，使初学者能很快通过书中实例，应用仿真方法来体会电路的奥秘。同时熟练的设计者能从书中找到许多设计和仿真过程中碰到的疑难问题的解决方法。

第二版相对第一版做了许多更新，在理论上新增了基本方程及详尽的公式推导，新增了均方根电流分析、QR 变换器、跨导放大器补偿电路、晶体管级 TL431 模型等内容；在仿真技术上应用了 SPICE 的新特点和功能，详细解释了如何进行开关电源仿真、测试及改进设计的步骤。提供了用最新 SPICE 工具快速设计制造更小型、更高效散热的电源方法。本书是从事开关电源电路开发、设计和应用的工程技术人员，LED 灯具驱动设计人员，电力电子类专业高年级学生和研究生的优秀参考书。

由于译者水平有限，错误之处在所难免，敬请读者指正。

吕章德
译于绍兴文理学院

前 言

很高兴向读者介绍本书的第二版。我想感谢所有为本书第一版的成功做出过贡献的读者。我收到了来自世界各地的大量温暖和支持性的信息，这些信息对我而言都是非常有益的。没有你们，这本新书将不会存在。有些读者友好地指出了第一版中发现的排印错误和内容误差。几年来我把这些信息列表汇总，并用该列表来简洁方程和图形。

修订一本书并不简单，因为有些读者会对新书中更新的内容过少而不满，而有些读者会抱怨新版本与他们所购买的第一版呈现过多不同的内容！毋庸置疑，要让两部分人都高兴是很困难的事情。忠实于原有的方法，我增加了一些做了详尽数学处理的主题，便于读者理解和学习本书。第 1 章增加了基本开关单元电路的均方根描述。在大多数现有著作中，作者只给出公式而没有公式推导，经常会把读者的分析限制在单向模式中。本书探讨了双向模式并做了详细探讨，章末以表格形式做了清晰的总结。www.mhprofessional.com/Basso 上提供了大量的 Mathcad 文档，以便于读者评估自己的电路。第 2 章扩展了工作于非连续导通模式升压变换器 PWM 开关和前馈补偿增益的内容。第 3 章现在包含了基于 OTA 的补偿电路并提供了晶体管级 TL431 模型。第 4 章对 D 触发器和前沿消隐定时器模块做了一些修改。第 6 章现在增加了工作于电压或电流模式的边界导通升压 PFC 电路的完整小信号分析。第 7 章详细讨论了所有固定频率非连续和连续反激变换器的过功率现象，包括准谐振的情况，其中一个附录中论述了准谐振反激变换器小信号模型。第 8 章包含了工作于电压模式控制的有源钳位正向变换器新的小信号模型。

希望读者能对第二版感兴趣，特别是对新增加的内容。尽管尽了最大努力，但少许拼写或内容错误总会逃过我的眼睛，若读者能把对本书的校正或评论信息发送至 cbasso@wanadoo.fr，我会非常高兴。通常，我会将这些信息保留并把它们汇总在网页 <http://cbasso.pagesperso-orange.fr/Spice.htm> 上，便于读者们阅读交流。我先向你表示感谢并祝你在设计中好运。

Christophe P. Basso

致 谢

首先要真诚地感谢我的家庭成员，我的妻子 Anne 及两个可爱的孩子 Lucile 和 Paul。修订近千页的书稿不可能一夜完成，我很庆幸可以花无休止的时间来修改和书写新的段落而未影响家庭生活。现在，书稿已经完成，我很高兴又可以和家人一起徒步旅行、骑车、阅读，一起度过休闲时光。

本书的修订出版得到了许多人的帮助。我想感谢安森美公司的朋友和同事 Joël Turchi，感谢他与我做了许多次长时间的技术主题讨论并为我审阅了书稿；我也很幸运地能经常与一起工作的团队成员进行讨论，他们是 Thierry Sutto、Stéphanie Cannenterre、Yann Vaquetté 和 Jose Capilla 博士。他们友好地审阅了第二版的书稿。特别感谢安森美公司的 Alain Laprade，他友好地审阅了本书第二版的其中几章。

感谢我的父母 Michele 和 Paul Basso。在我 14 岁时，是他们给我买了第一个电源，培养了我对电子电路的兴趣，尽管付出了多次跳闸的代价。还要感谢我少年时期的老师 Rene Vinci 和 Bernard Métral，他们给我这样好动的学生慢慢地灌输了热情和知识。那时，我在 *Radio-Plans* (1982) 杂志上发表了第一篇文章。感谢我的朋友 Claude Ducros 和 Christian Duchemin，他们是该杂志的最后一任主编，现在这一杂志已经停刊。最后，感谢蒙波利埃大学的 Claudé Duchémin 指引我走上了开关电源之路。

本书第一版和第二版吸收了许多知名专家的意见和建议，我为能与他们一起工作而深感荣幸。真诚感谢他们为审阅第一版书稿并指出不准确的内容：Vatche Vorperian 博士（喷气推进实验室），Richard Redl 博士（Elfi），Ed Bloom（e/j BLOOM 联合公司），Raymond Ridley 博士（Ridley 工程公司），Ivo Barbi 博士（圣卡塔利娜州联合大学电力电子技术研究所），Jeff Hall（安森美公司），Dhaval Dalal（Acptek 公司）和为磁设计部分友好贡献了两个附录的 Monsieur Mullett（安森美公司以前的同事）；Christian Zardini（已从 ENSEIRB 工程学校退休），Franki Poon 和 S. C. Tan 博士（保和电力电子实验室和香港理工大学），Dylan Lu 博士（悉尼大学），Arnaud Obin（Lord 工程公司前职员），V. Ramanarayanan 博士（印度班加罗尔科技研究所电气工程部），Jean-Paul Ferrieux 博士（格勒诺布尔电子技术实验室），Steve Sandler（AEi 系统公司），Didier Balocco 博士（安全电力系统公司前职员），Pierre Aloisi（摩托罗拉公司前职员）。

感谢 Intusoft 软件公司员工 Larry 和 Lise Meares 及其整个支持团队（George、Farhad、Everett 和 Tim），他们在本书大量例证电路的测试过程中为我提供了很大的帮助。还要感谢仿真软件的编辑，他们友好地贡献了仿真例子。

最后，感谢 McGraw-Hill 出版公司的 Mike McCabe 为我提供了出版新版的机会。

符 号 表

A_e	磁材料横截面面积
BV_{DSS}	漏源击穿电压
B	磁介质内感应磁通密度
BCM	边界导通模式
B_r	磁场为零时的剩余感应磁通密度
B_{sat}	μ_r 下降为 1 时的感应磁通密度
CCM	连续导通模式
CL	闭环
C_{lump}	电路中某点上存在的总电容
CRM	临界导通模式
CTR	光耦合器电流传输系数
D 或 d	变换器占空比, 在 DCM 分析中也用 d_1 表示
D' 或 d'	占空周期中的截止时间 ($d' = 1 - d$)
d_2, d_3	DCM 条件下占空周期中的截止时间: $1 = d_1 + d_2 + d_3$
DT	死区时间
D_0	偏置点分析过程中的静态占空比
ΔI_L	电感纹波电流峰-峰值
ESR	等效串联电阻
ESL	等效串联电感
η	变换器效率
f_c	交叉频率, $ T(f_c) = 0 \text{ dB}$
F_{sw}	开关频率
F_{line}	输入电源频率
$G(f)$	补偿频率响应
Gf_c	所选交叉频率处的增益
φ	磁介质中的磁通量
φ_m	交叉频率 f_c 处的相位裕度
g_m	运算跨导放大器 (OTA) 的跨导
H	磁化力
H_c	使磁通密度回到零所需的矫顽磁场
$H(f)$	变压器功率级频率响应
I_a 、 I_p 和 I_c	流入或流出 PWM 开关端点的平均电流
I_C	电容电流
I_d	二极管电流
I_D	MOSFET 漏极电流
I_{in}	变换器输入电流
$I_{in,rms}$ 或 I_{ac}	变换器输入电源的输入电流有效值

I_L	电感电流
I_{mag}	正激变换器磁化电感电流
I_{out}	变换器输出电流
I_p	基于变压器的变换器原边电流
I_{peak}	元件峰值电流
I_{sec}	基于变压器的变换器副边电流
I_{valley}	元件谷值电流
k_D	MOSFET BV_{DSS} 降额因子
k_d	二极管 V_{RRM} 降额因子
l, l_e, l_m	平均磁程长度
l_g	变压器空隙宽度
L_p	变压器原边电感 (常用于反激式变换器)
LHP	左半平面零点 (LHPZ) 或极点 (LHPP)
L_{leak}	原边测得的变换器总漏电感 (所有输出端短路)
L_{mag}	变压器磁化电感 (常用于正激式变换器)
L_{sec}	变压器副边电感
M	变换器变换比, V_{out} / V_{in}
M_c	电流模式变换器斜坡补偿
M_r	电流模式设计斜坡系数 (表示为截止斜率的百分比)
μ_r	相对磁导率
μ_i	原点处磁化曲线斜率的初始磁导率
μ_0	空气磁导率
N	用原边绕组归一化后的变压器匝数比, 如 $N_p = 10, N_s = 3$ 则 $N = 0.3$
OL	开环参数, 如增益、相位或输出阻抗
P_{cond}	元件导通损耗, 即回路电阻和有效电流的平方的乘积
PF	功率因数
PFC	功率因数校正
P_{out}	变换器输出功率
PIV	二极管峰值反向电压
P_{SW}	元件开关损耗, 即电流和电压的交叠区域
Q	滤波器品质系数或电量 (库仑)
Q_r	二极管恢复阻断能力之前需要抽取的电荷
Q_{rr}	二极管总恢复电荷
Q_G	使 MOSFET 完全导通需要的电荷量
r_{Cf}	电容串联电阻, 也表示为 ESR
r_{Lf}	电感串联电阻, 也表示为 ESL
$R_{DS(on)}$	MOSFET 导通时的漏源电阻
rms	均方根
R_{sense} 或 R_i	电流模式变换器检测电阻, 有时也称为负载电阻
RHP	右半平面零点 (RHPZ) 或极点 (RHPP)
S_a 或 S_c	外部斜坡补偿
S_{on} 或 S_1	导通期间电感电流斜率
SEPIC	单端初级电感变换器

SMPS	开关电源
SPICE	集成电路通用仿真程序
S_{off} 或 S_2	截止期间的电感电流斜率
S_r	二极管阻断时, 外部施加的阻断斜率
t_c	整流二极管导通时间
t_d	集中电容放电时间
t_{on}	功率开关导通时间
t_{off}	功率开关截止时间
t_{prop}	控制器逻辑电路延迟时间
t_{rr}	二极管反向恢复时间
THD	总谐波失真
TVS	瞬态电压抑制器
$T(f)$	补偿环路增益
T_j	结温
T_{sw}	开关周期
V_{ac} 、 V_{cp}	PWM 开关端点平均电压
V_{bulk}	集中电容两端电压
$V_{\text{bulk,max}}$ 或 V_{peak}	输入电压最大条件(忽略纹波)下的集中电容两端电压
V_C	电容两端电压
$V_{\text{ce(sat)}}$	双极型晶体管发射极和集电极之间的饱和压降
V_{clamp}	钳位电压
V_{DS}	MOSFET 漏源电压
V_f	二极管正向压降
V_{GS}	MOSFET 栅源电压
V_{in}	变换器输入电压
$V_{\text{in,rms}}$ 或 V_{ac}	输入有效电压
V_L	电感两端电压
V_{leak}	漏电感两端电压
V_{min} 或 $V_{\text{bulk,min}}$	集中电容两端的最小电压
V_{OS}	RCD 钳位过冲电压
V_{out}	输出电压
V_{peak}	电压模式 PWM 锯齿斜坡峰值幅度
V_p	负载阶跃时的欠压脉冲响应峰值
V_r	基于变压器的变换器副边电压折算到原边的电压值
V_{sense}	电流模式变换器检测电阻两端产生的电压
V_{ripple}	纹波电压峰-峰值
V_{RRM}	二极管最大重复反向电压
ζ	阻尼因子(容易与 ξ 相混)

目 录

第 1 章 电源变换器介绍	1	3.3 相位裕度和瞬态响应	197
1.1 电路真的需要仿真吗	1	3.4 交叉频率选择	197
1.2 本书讨论的内容	2	3.5 补偿网络构建	198
1.3 本书不讨论的内容	3	3.6 简易稳定性工具—— k 因子	207
1.4 用电阻变换电源	3	3.7 用 TL431 实现反馈	224
1.5 用开关变换功率	12	3.8 光耦合器	238
1.6 占空比因子	18	3.9 运算跨导放大器	244
1.7 降压变换器	20	3.10 分流调节器	248
1.8 升压变换器	32	3.11 应用 PSIM 和 SIMPLIS 实现 小信号响应	251
1.9 降压-升压变换器	46	3.12 小结	255
1.10 输入滤波	57	附录 3A 自动放置极-零点	256
1.11 小结	70	附录 3B TL431 SPICE 模型	259
附录 1A RLC 传输函数	71	附录 3C 放大器类型 2 手动放 置极-零点	264
附录 1B 电容等效模型	74	附录 3D 理解闭环系统中的虚地	266
附录 1C 电源按拓扑的分类	76	第 4 章 基本功能块和通用开关模型	270
附录 1D CCM 和 DCM 开关波形的均 方根值	77	4.1 用于快速仿真的通用模型	270
第 2 章 小信号建模	81	4.2 运算放大器	271
2.1 态空间平均 (SSA)	83	4.3 具有给定扇出数的电源	275
2.2 PWM 开关模式——电压模式	92	4.4 可调无源元件产生的电压	276
2.3 PWM 开关模型——电流模式	116	4.5 磁滞开关	279
2.4 PWM 开关模型——寄生元件效应	142	4.6 欠压锁定 (UVLO) 功能块	281
2.5 在边界导通模式下的 PWM 模型	150	4.7 前沿消隐	283
2.6 PWM 开关模型——电路集	160	4.8 具有磁滞作用的比较器	284
2.7 其他平均模型	167	4.9 逻辑门	285
2.8 小结	175	4.10 变压器	287
附录 2A 变换器基本传输函数	176	4.11 非稳态发生器	293
附录 2B 极点、零点和复平面简介	182	4.12 通用控制器	296
附录 2C 电压模式 DCM 升压变换器 小信号分析	185	4.13 死区时间的产生	302
第 3 章 反馈和控制环	192	4.14 短脉冲发生器	304
3.1 观察点	193	4.15 通用模型列表	305
3.2 稳定判据	195	4.16 收敛选项	305
		4.17 小结	306

附录 4A 磁件设计中所用术语的简要回顾	306	7.14 变换器的待机功率	534
附录 4B 为变压器模型提供物理值	311	7.15 20 W 单输出电源	538
第 5 章 非隔离变换器的仿真和设计实践	316	7.16 90 W 单输出电源	550
5.1 降压变换器	316	7.17 35 W 多输出端电源	564
5.2 升压变换器	340	7.18 反激式变换器元件约束	578
5.3 降压-升压变换器	358	7.19 小结	578
附录 5A 工作于非连续工作模式的升压变换器设计公式	374	附录 7A 通过波形求变压器参数	579
第 6 章 离线变换器前端的仿真和设计实践——前端电路	378	附录 7B 应力	581
6.1 整流桥	378	附录 7C 90 W 适配器的变压器设计	583
6.2 功率因数校正	392	附录 7D 工作于准谐振的反激变换器小信号模型	587
6.3 BCM 升压 PFC 设计	429	附录 7E 含非线性变化寄生电容的开关损耗	594
6.4 小结	441	附录 7F 变压器磁心饱和度测试	596
附录 6A 二极管和输出电容电流约束：从不同视角观察	443	第 8 章 正激变换器的仿真和实用设计	598
附录 6B 工作于电压或电流模式控制的边界导通模式 (BCM) 变换器功率校正电路小信号模型	448	8.1 隔离降压变换器	598
第 7 章 反激式变换器仿真和设计实践	457	8.2 复位方案 1：第 3 绕组	602
7.1 隔离降压-升压变换器	457	8.3 复位方案 2：双开关结构	609
7.2 无寄生元件条件下的反激式变换器波形	459	8.4 复位方案 3：谐振退磁	613
7.3 含寄生元件的反激式变换器波形	461	8.5 复位方案 4：RCD 钳位	617
7.4 准谐振反激变换器	463	8.6 复位方案 5：有源钳位	625
7.5 无钳位作用时观察漏极信号	466	8.7 同步整流	641
7.6 漏极电压偏移钳位	468	8.8 多输出正激式变换器	643
7.7 求 DCM 工作条件下的谷点	472	8.9 正激变换器的小信号响应	656
7.8 钳位网络的设计	474	8.10 单输出 12 V/250 W 正激式变换器设计	666
7.9 双开关反激式变换器	486	8.11 正激变换器的元件约束	680
7.10 有源钳位	488	8.12 小结	680
7.11 反激式拓扑的小信号响应	495	附录 8A 应用自举技术的半桥驱动器	681
7.12 反激式变换器的实际考虑	506	附录 8B 阻抗折算	684
7.13 过功率补偿	519	附录 8C 250 W 适配器的变压器和电感设计	687
		附录 8D 工作于电压模式控制的有源钳位正向变换器小信号模型	694
		附录 8E 网页内容	713
		结语	714

第 1 章 电源变换器介绍

任何商业上成功的仿真软件，必然拥有一个友好的用户界面。随着集成电路和设备复杂程度的不断增加，对用户界面的要求也越来越高。尽管有许多书籍致力于介绍集成电路仿真软件（SPICE），然而提到 SPICE 软件时，人们仍然觉得相当陌生。

SPICE 是由美国加州大学伯克利分校于 20 世纪 70 年代中期开发出来的，SPICE 程序开发的主要目的是为了满足不同电子工业，主要是集成电路制造商的需要。然而，在独立编程者的技术支持和经费资助下，SPICE 程序在数年内，设计出了许多实用的软件包，特别是对于初学者，得到了既便宜又方便的入门机会。

SPICE 能在很大程度上帮助设计者缩短研制设备的过程，即使 SPICE 本身不能产生电路图。如果设计者从不熟悉的概念开始工作，SPICE 是很有效的。它可以通过揭示所要设计电路的波形，让设计者很快抓住电路的全部含义。设计者可以使用仿真引擎来观察要构建的电路，在实际连接电路之前考察所有电路参数。

本书是为各领域内的电源设计者、专家而写的，但也适用于希望理解开关电源变换器机理的初学者。在计算机屏幕上操作虚拟元件，提供了一种有趣、安全的学习仿真技术的途径——没有高压的危险。同时，从仿真中得到的结果，将让设计者在实验工作台上连接电路时变得更便捷。对专家而言，用仿真引擎仿真一些新的概念也是很有益的。

1.1 电路真的需要仿真吗

当问到仿真软件或新款计算机时，读者或许听过很多次这类问题。下面的描述并不表示对计算机仿真彻底的肯定，但这些描述在某种程度上可认为是对讨论仿真软件有帮助的观点。

（1）业内有着这样的论点：仿真可以避免时间和金钱的浪费。SPICE 内在的迭代能力使其可以应用于许多场合，方便地检测电路的设计缺陷和产品的弱点。闭环开关电源的稳定性是 SPICE 的一个典型应用，如讨论某些关键反馈元件参数变化（如可变负载影响极点）或者性能随着温度升高而降低和老化的问题（如电解串联等效电阻）。另外，电路设计思想也能通过计算机仿真被快速地测试和评估，如果设计思想值得尝试，可进一步在实验室细化。

（2）在设计者准备做实验之前或等待实验样品送达之前，可以通过下载元件模型进行仿真，从而熟悉主要的单元电路，开始项目设计。一旦元件送到，设计者已经通过仿真器中的原型电路建模对电路有了认识，因此第一个基于计算机的实验，对实验台上设计项目的实际修改会有明显的益处。

（3）在设计者没有相应的测试设备和无法做实际测试的情况下，SPICE 随时可以为设计者做仿真测试——带宽测量是一个很好的例子。如果设计者没有网络分析仪，那么小信号模型可以帮助其完善反馈环。在运行最终电路模型时，稳定性评估会变得更快速有效。

（4）电源库是安全的，可以让设计者做任何假设性实验。即使在电路连接错误的情况下，电路中产生大电流和几千伏电压也不会引发爆炸。另外，电源库可以让大家看到把光耦元件设计成短路或把电阻设计成开路时电路的反应。SPICE 能给大家提供这些方面的答案。

1.2 本书讨论的内容

本书将详细介绍 SPICE 的优点，让大家理解、仿真、测试，并最终完善要设计的开关电源。通过提供具体的仿真要点，本书致力于为大家的开关电源设计尽可能地提供便利。与其他书籍不同，作者努力在理论分析、必要的理解、仿真实例和仿真结果的探讨等方面进行平衡。这一思想贯穿于全书。

第 1 章介绍开关电源技术和变换器的类型，并引入帮助读者更好理解平均技术的几个重要结果。第 2 版中包含了基本开关单元电路均方根 (rms) 电流关系式的综合推导，这些单元电路是工作于连续或非连续导通模式的降压、升压和降压-升压变换器。通常，给出了详细的推导步骤，便于读者在遇到不同开关单元电路时参照和学习该技术。本章还增加了一个新附录。第 2 章介绍平均模型的推导，描述了不同的平均模型。很好地理解这一章是全面学习本书的基础。这一章可以帮助读者探讨一些由不良电路模型产生的奇怪的 SPICE 数据。如果不能理解已有模型的推导方法，那么在求解这些问题时将会遇到一些困难。第 2 章还会学习连接平均模型的方法，然后运行基本的仿真。第 2 版中增加了前馈调制器的内容，增加了对小信号 PWM 开关的更详细讨论。特别地，给出了如何用同一的电压模式平均模型，通过在模型中加一个“占空比发生器”将其变换为电流模式简化模型。新增的附录中讨论了非连续导通模式 (DCM) 电压模式升压小信号传输函数。闭环显然是变换器设计中的一个重要方面，但常常被忽略，本书不会发生这种情况。第 3 章引导读者进行控制环设计，同样应用大家在文献中经常看到的实例。这些实例将使用 TL431 而不只是运算放大器。本章增加了由类型 1 和类型 2 运算跨导放大器 (OTA) 构成的比较器内容。在专门的附录中增加了完整的 TL431 晶体管级模型的讨论。由于不是每个集成电路都有 SPICE 模型，第 4 章将描述通用开关模型的推导。第 4 章对那些希望加强 SPICE 模型编写知识的读者来说会很感兴趣。本章新增了功能更强的 D 触发器描述和几个新的电路。第 5 章将描述三种基本非隔离拓扑结构的实际设计，包括前端滤波器。在分析离线变换器之前，第 6 章将给出如何设计整流电路，并讨论不同的功率因数校正技术。在专门的附录中新增了流行的、工作于边界线条件的功率因素校正 (PFC) 电路小信号响应。第 7 章完全致力于反激变换器的讨论，最后给出了具体的例子。新增一节涵盖了对所有工作模式，包括准谐振 (QR) 变换器的过功率问题的讨论。一个新增的附录给出了 QR 变换器小信号响应。新增的非线性电容开关损耗在专门的附录中探讨。最后，正激变换器放在第 8 章中讨论，同样涉及设计例子。更新了耦合电感章节的内容，给出了完整的工作于电压模式的有源钳位变换器小信号模型及实验结果。

对 SPICE 而言，软件版本的语法是很重要的问题。大多数 SPICE 编辑器使用专用的语法，有的与 SPICE 3 一致，使得从一个软件平台转换到另一个软件平台变得很困难。为了允许使用不同的仿真器，本书给出的标准模型与 Intusoft 的 IsSpice (位于美国加州圣佩德罗) 和 CADENCE 的 PSpice 相兼容。

为了帮助读者快速地练习书中的例子，书中的仿真文件可从 McGraw-Hill 网站下载，请详细参看附录 8E 中的说明。下载文档中提供了一些书中应用 IsSpice 和 PSpice 语法编写的仿真例子。如果读者的计算机安装了其中的一种软件，就可以很方便地在计算机中加载这些例子。对于学生或 SPICE 软件的初学者，一些仿真软件的演示版本可以让大家打开前述文件，并仿真其中的一部分 (这些演示版本只具有限制功能)，来体会完整功能软件能做的工作。McGraw-Hill 下载网页包含 PPT 和 Mathcad 文件，可让读者输入自己的设计参数并检查小信号响应或基本开关单元电路的均方根关系式。

对于专业的电源设计者，可以提供另外的库文件，这些库文件包含了书中的设计例子以及大量的应用实际控制器的工业应用。详情请访问作者的网站 (<http://perso.orange.fr/cbasso/Spice.htm>)。

1.3 本书不讨论的内容

本书不讨论 SPICE 的操作方法，也不求解典型的电子电路。本书假设读者已熟悉 SPICE 仿真的基本知识。许多书籍和文章提供了这方面的内容，详细情况请看参考文献 [1,2]。无论如何，参考文献可帮助读者选择某个具体领域来加深相关的知识，如某些不熟悉的拓扑。如果一些理论性的结果令读者感到晦涩难懂，那么我们强力建议读者先去深入阅读文献来理解相应的理论。

本书只集中讨论系统方法，而不讨论典型分立功率元件(如二极管、MOSFET 等)的 SPICE 描述。

最后要声明的是，SPICE 不能代替实验。这句话看上去很简单，但作者经常看到设计者把实验板扔进垃圾桶并声称：“SPICE 说电路能工作。”所有的思想在纸上都是可行的，但设计者很有可能面对实际测量失败的结果。把 SPICE 当作设计伙伴，用它来揭示电路内部难以观察的波形。但是始终应该对得到的数据进行理性分析：这是真实的性能吗？我是否在某个地方出错了，一些简单的计算是否或多或少能验证我所看到的？

介绍完上述内容后，现在我们探讨复杂的开关电源 (SMPS) 设计和 SPICE 仿真。

1.4 用电阻变换电源

在电子世界里，不同类型的电路必须共存，如逻辑器件、模拟电路、微处理器等。令人遗憾的是，对设计而言，这些电路不能用单个的、固定的电源来处理。微处理器或数字信号处理器需要稳定的 3.3 V 或更低的电源，前端采集卡需要 ± 15 V 的电源，而某些逻辑器件需要约 5 V 的标准电源。对于由单一电源供电（如主电源输出或电池）的电路板，如何采用电源、如何给相应电路分配不同的电压？解决这个问题需要在电路中插入所谓的变换器，来提供电路需要的电压。

1.4.1 电阻分压器

图 1.1 所示为设计者认为最简单的选择——电阻分压器。若数字信号处理器的电源为 3.3 V 时，消耗电流为 66 mA，则该 DSP 可以用 $50\ \Omega$ 的电阻代替，与电源为 5 V、电流为 50 mA 的逻辑电路通过用 $100\ \Omega$ 的电阻代替是相同的。从 12 V 电源，可以计算降压电阻：

$$R_1 = \frac{12 - 5}{50\text{m}} = 140\ \Omega \quad (1.1)$$

$$R_2 = \frac{12 - 3.3}{66\text{m}} = 132\ \Omega \quad (1.2)$$

在进一步讨论之前，注意 0.066 A 或 0.05 A 在计算过程中分别表示为 66 m 或 50 m。这是 SPICE 中保留的单位符号，需要严格遵守。单位符号遵守以下规则，将进一步应用于本书的其余部分：

$$\begin{aligned} \text{p} &= \text{pico} = 10^{-12}, \text{ n} = \text{nano} = 10^{-9} \\ \mu &= \text{micro} = 10^{-6}, \text{ m} = \text{milli} = 10^{-3} \\ \text{k} &= \text{kilo} = 10^3, \text{ Meg} = \text{mega} = 10^6 \end{aligned}$$

注意：不要把 mega 和 milli 相混： $10\ \text{m}\Omega = 10\ \text{m}$ ， $1\ \text{M}\Omega = 1\ \text{Meg}$ 。

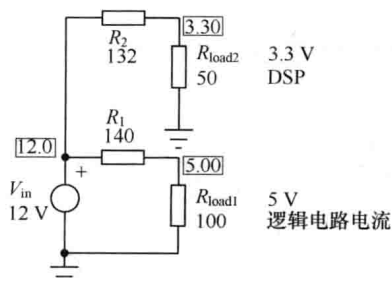


图 1.1 通过电阻实现的最简单的电压分配

很遗憾，这些电阻也是产生持续压降的原因，它将以热的形式产生功率消耗。每个电阻上消耗的功率为

$$P_1 = \frac{(12-5)^2}{140} = 350 \text{ mW} \quad (1.3)$$

$$P_2 = \frac{(12-3.3)^2}{132} = 573.4 \text{ mW} \quad (1.4)$$

从这些数值中，将传递的输出功率 P_{out} 除以从电源上得到的功率 P_{in} ，可计算得到系统效率：

$$P_{\text{out}} = \frac{5^2}{100} + \frac{3.3^2}{50} = 250\text{m} + 218\text{m} = 468 \text{ mW} \quad (1.5)$$

$$P_{\text{in}} = \frac{12^2}{100+140} + \frac{12^2}{50+132} = 600\text{m} + 791\text{m} = 1.39 \text{ W} \quad (1.6)$$

用希腊字母 η 表示的效率为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{0.468}{1.39} \times 100 = 33.6\% \quad (1.7)$$

这个效率是很低的。

以热方式产生的损耗为

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}} = \frac{P_{\text{out}}}{\eta} - P_{\text{out}} = P_{\text{out}} \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right) \quad (1.8)$$

在该例中，损耗是 $1.39 \text{ W} - 0.468 \text{ W} = 922 \text{ mW}$ 。

1.4.2 闭环系统

如果负载变化，或者输入电压漂移，将会发生什么？由于输入/输出传输比（用 M 表示）是固定的，输出电压也将变化。因此，如果输出电压是变量，需要考虑一种调节系统，它始终能观测输出功率的变化来调整串联电阻以保持输出电压恒定。对于一个设计良好的系统，变换器还须能独立于输入电压变化进行适当的调整。为达此目的，需要使用几个特殊的元件，例如：

- 参考电压 V_{ref} ：这个电压定义为具有极好的温度稳定性和很高的数值精度（如 $\pm 1\%$ ）。一个可编程并联调压器（如 TL431 可调整齐纳二极管）可完成该任务。
- 运算放大器：观测输出电压的一部分（ αV_{out} ），并将它与参考电压 V_{ref} 比较。运放实际上是通过放大误差信号（ αV_{out} 和 V_{ref} 之差）来驱动串联调整元件的。被运放检测的误差通常用希腊字母 ε 表示： $\varepsilon = \alpha V_{\text{out}} - V_{\text{ref}}$ 。

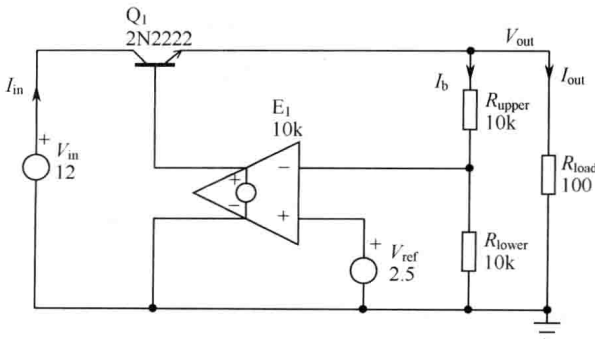


图 1.2 增加误差放大器以构建线性调压器

- 串联调整元件：可以是工作于线性模式下的 MOSFET 或双极型晶体管，起到必需的可变电阻的作用。如果是 MOSFET，静态驱动功率为零。对于双极型晶体管，需要提供足够的基极电流来传送合适的集电极电流或发射极电流。这就是偏置电流。

最后，图 1.2 所示为改进电阻变换器的方式。例如，5V 电路，误差放大器由电压控制电压源构成，增益为 10k（或 80dB）。误差放

大器的输入之一接参考电压，而另一个输入端（反向输入端）被输出电压的一部分偏置。这实际上是一个输入电压范围受到限制的线性调压器，因为 V_{in} 至少比 V_{out} 高 V_{be} ，以便确保对 Q_1 有适当的驱动。如果 V_{out} 低于目标（本例中为 5 V）， E_1 输出增加， Q_1 驱动电流加强，最终导致 V_{out} 升高。另外，假如负载突然减少，因此 V_{out} 超过 5 V。由于 E_1 的存在， Q_1 驱动电流下降，降低输出电压直到调压器输出重新调整为 5 V。

输出电压的观测值是由 R_{upper} 和 R_{lower} 构成的电阻分压器获得的，它是输出电压的一部分 (αV_{out})，可直接计算分压电阻值：

(1) 固定流经分压桥的电流，本例中 E_1 没有电流偏置（因为多数为 MOS 偏置技术），如取 $I_b = 250 \mu A$ ，较低的电流值是可以接受的，但在噪声环境下会降低抗干扰能力。

(2) $I_b = 250 \mu A$ ，全部流过 R_{lower} ， R_{lower} 两端产生 2.5 V 的电压。因此， $R_{lower} = 2.5/250 \mu = 10 \text{ k}\Omega$ 。

(3) 电阻 R_{upper} 两端的电压降是 $V_{out} - V_{ref}$ 。这样， $R_{upper} = (V_{out} - V_{ref})/I_b = (5 - 2.5)/250 \mu = 10 \text{ k}\Omega$ 。

如果忽略驱动 Q_1 所需的功率，则所有源电流 I_{in} 流入负载作为输出电流 I_{out} 。故应用式(1.7)，可以推导出该线性调压器的效率为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} I_{out}}{V_{in} I_{in}} \approx \frac{V_{out}}{V_{in}} = M \quad (1.9)$$

若画出效率与输入电压的关系曲线，在小 M 系数情况下，可以看到效率变得很低（见图 1.3）。因此，电阻分压器型变换器，也即串联调整调节器，适用于在 M 不低于 0.3 的场合。另外，热损耗的负担也将成为实际应用的障碍。另外，当用户需要让调压器工作于 M 接近 1 时（ V_{in} 很接近 V_{out} ），由 PNP 组成的低压差调节器是个很好的选择。输入下限与晶体管电压 $V_{ce(sat)}$ （几百 mV 或更小）相关，而与 V_{be} （在室温 25°C 时，约为 650 mV）无关。

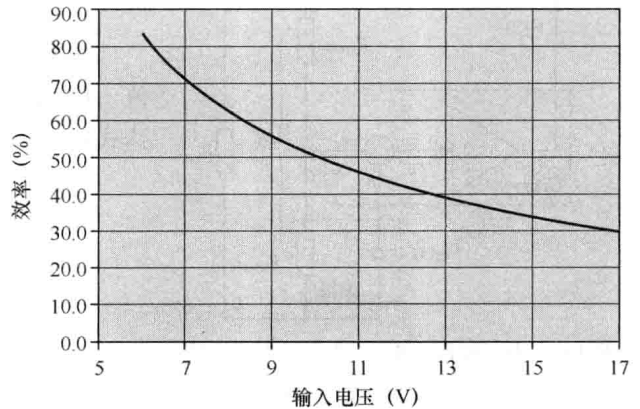


图 1.3 随着 M 减小效率很快下降 ($V_{out} = 5 \text{ V}$)

下面给出线性调压器的三种不同的输出例子，以结束对调压器效率的研究，其输出和输入条件变化如下：

(1) $V_{in} = 14 \text{ V}$ $V_{out} = 5 \text{ V}$ $\Delta V = V_{in} - V_{out} = 9 \text{ V}$ $\eta = 5 \times 100/14 = 35.7\%$

(2) $V_{in} = 14 \text{ V}$ $V_{out} = 12 \text{ V}$ $\Delta V = V_{in} - V_{out} = 2 \text{ V}$ $\eta = 12 \times 100/14 = 85.7\%$

(3) $V_{in} = 5 \text{ V}$ $V_{out} = 3 \text{ V}$ $\Delta V = V_{in} - V_{out} = 2 \text{ V}$ $\eta = 3 \times 100/5 = 60\%$

从上述结果可以看到，当 ΔV 较小时，应用线性调压器可以得到高的效率（见图 1.3），但如果 $V_{out} \gg \Delta V$ ，同样可以得到高的效率。

1.4.3 用线性调压器推导实用式

本节将利用图 1.2 来推导将要讨论的有关线性或非线性闭环电路的一般描述。假设移去误差放大器，用如图 1.2 所示的运算放大器的实际输出 5.77 V 固定电压源代替，如图 1.4 所示。调压器成为一个简单的、受输出阻抗和输出电压影响的射极跟随电路。这样，电路可以用如图 1.5 所示的等效戴维南发生器描述。 $R_{s,OL}$ 表示开环输出阻抗， V_{th} 表示偏置电压为控制电压 V_c 时传送的电压， V_c 在本电路中固定为 5.77 V。通过这一描述，忽略输入电压的贡献，可重画闭环调压器。

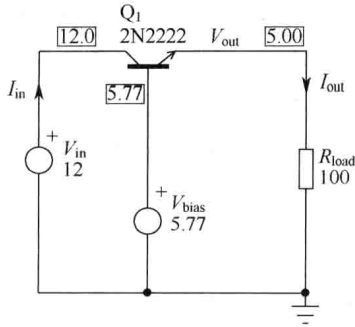


图 1.4 如果反馈受到压制, 就不存在用来调节 Q_1 偏置点的输出电压, 电路运行在开环状态

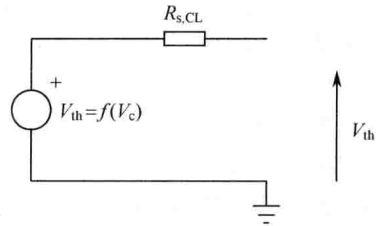


图 1.5 调压器运行在闭环时的等效戴维南发生器

如图 1.6 所示, $V_{out}(s)$ 通过电阻分压器与 $V_{ref}(s)$ 比较, 分压器受传输比 α 影响。 $H(0)$ 表示静态或直流的输出电压和控制电压之间的关系, 如本例中, $V_c = 5.77\text{ V}$, 得到 $V_{out} = 5\text{ V}$ 。 从该电路结构中能得到的期望理论直流电压 ($s = 0$, 为清楚起见不用 $s = 0$ 这个下标) 为

$$V_{out} = \frac{V_{ref}}{\alpha} \quad (1.10)$$

然而, 整个增益链和不同的阻抗都会影响输出电压值。应用代数运算, 可以写出如下静态的输出电压的表达式:

$$V_{out} = (V_{ref} - \alpha V_{out})HG - R_{s,OL} \frac{V_{out}}{R_{load}} \quad (1.11)$$

$$V_{out} = \frac{V_{ref}HG}{1 + \alpha HG + \frac{R_{s,OL}}{R_{load}}} \quad (1.12)$$

图 1.6 当环路闭合时, 假设忽略输入扰动, 戴维南发生器经历动态变换

静态输出误差, 即想要得到的输出电压与最后得到的输出电压 V_{out} 的偏差, 由式 (1.10) 减去式 (1.12) 推导得到:

$$V_{error} = \frac{V_{ref}}{\alpha} - \frac{V_{ref}HG}{1 + \alpha HG + \frac{R_{s,OL}}{R_{load}}} = V_{ref} \left[\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\frac{1}{HG} + \alpha + \left(\frac{R_{s,OL}}{R_{load}}\right) \frac{1}{HG}} \right] \quad (1.13)$$

如果考虑 $R_{s,OL} \ll R_{load}$, 式 (1.13) 可简化为

$$V_{error} = V_{ref} \left(\frac{1}{\alpha} - \frac{1}{\alpha + \frac{1}{HG}} \right) \quad (1.14)$$

式 (1.14) 等于 0, 如果

$$\alpha = \alpha + \frac{1}{HG} \quad (1.15)$$

从式 (1.15) 可以看到, 增大直流增益 $G(0)$, 能帮助减小静态误差, 而静态误差最终会影响输出电压精度。

另一受环路增益影响的重要参数是闭环输出阻抗。系统的输出阻抗可以用不同的方法推导。如图 1.5 所示, 闭环发生器可以简化成戴维南等效, 即由电压源 V_{th} 和输出阻抗 $R_{s,CL}$ 串联而成,