

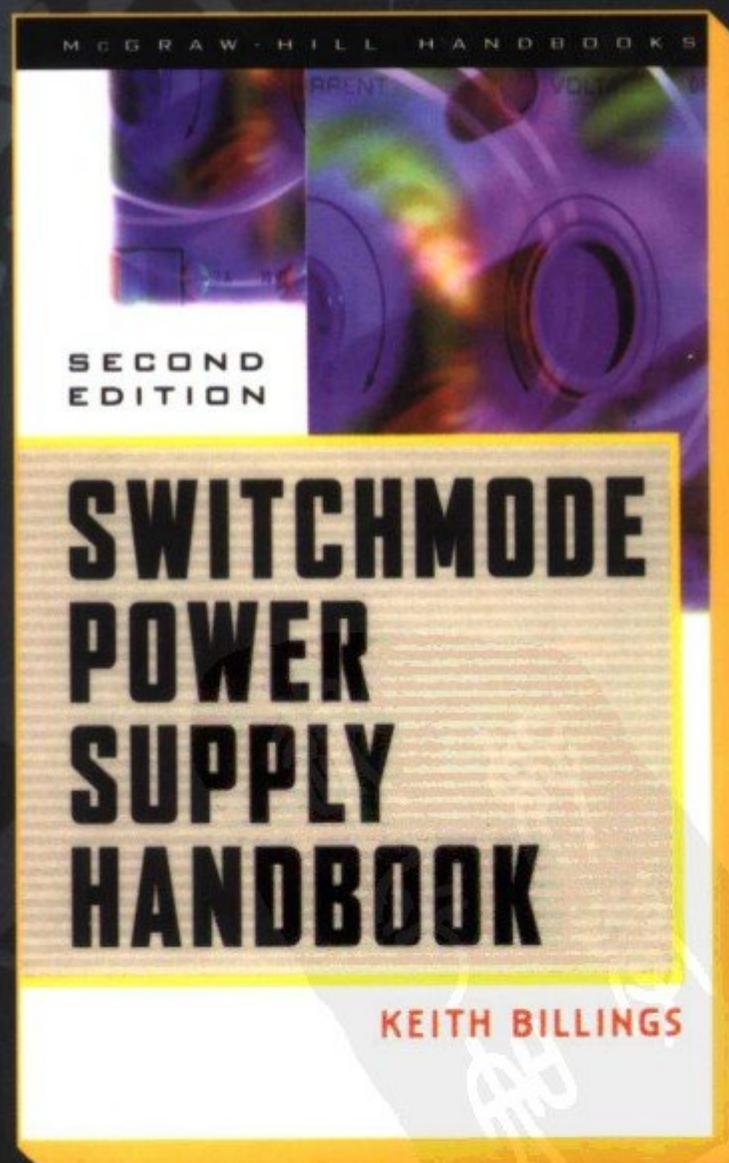
开关电源手册

(第2版)

**Switchmode
Power Supply
Handbook
(Second Edition)**

Keith Billings 著

张占松 汪仁煌 谢丽萍 译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

TURING

图灵电子与电气工程丛书

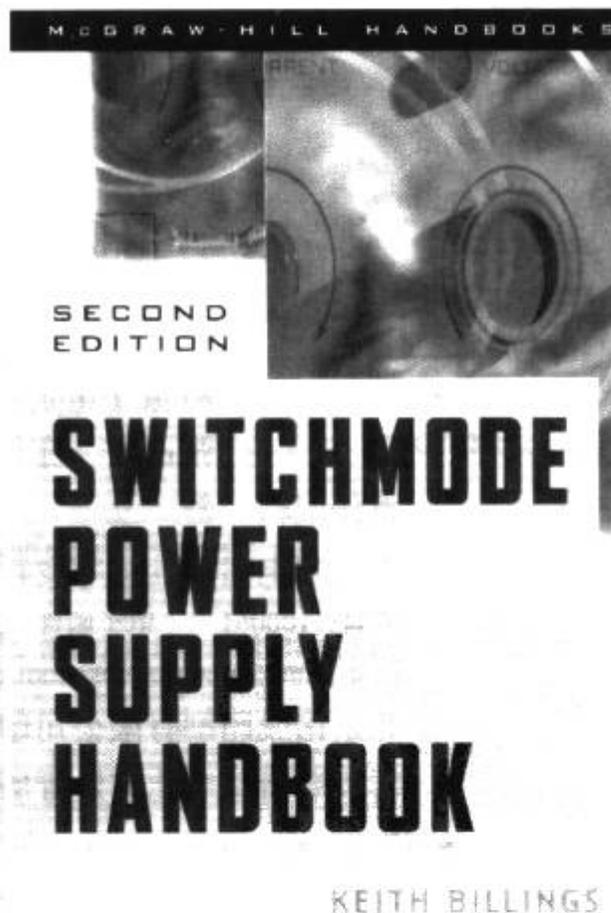
开关电源手册

(第2版)

**Switchmode
Power Supply
Handbook**
(Second Edition)

Keith Billings 著

张占松 汪仁煌 谢丽萍 译



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

译者序

随着我国信息化战略计划的制定、国家现代化工业化进程和整体国民经济的发展，电力电子研究应用类学科肩负了新的使命，开关电源有了广阔的发展空间。在这种形势下，人民邮电出版社经过调查，将 Keith H. Billings 先生所著《开关电源手册》引进国内，这无疑是适时之举。译者受托翻译，深感荣幸。

细读原书就会感觉到该书有很多特点。例如，系统完整、结构严谨、与工程应用结合紧密。该书反映出作者的实际经验，作者用大量的诺模图说明各变量之间的关系，简单实用；用分立的元件线路说明原理，使读者能够更加容易地了解物理本质；对繁琐问题不用公式推导，直接进入使用，这样解决问题显得事半功倍。因此，可以说这本书填补了我国开关电源应用上的某些不足，减少了使用公式设计带来的不便，对深入应用开关电源有推动作用。

承担这次翻译的工作人员是广东工业大学的张占松、汪仁煌、谢丽萍。其中，汪仁煌翻译第一部分、第三部分的第 10 章~第 16 章、第四部分、附录 1. A、电源常用术语；谢丽萍翻译第二部分；张占松翻译第三部分的第 1 章~第 9 章以及其他编译工作。另外，广东工业大学自动化学院研究生龚雄文、谭义、周玉、高延增、余章平¹也参与了一些前期工作。

本书中的输入电源为 110V、60Hz，与我国的输入电源 220V、50Hz 有较大差别。根据国家规定，用物理量符号作为下标时，下标用斜体，其他下标为正体。为图文一致，本书沿用原版书中的书写方式。本书图中的 SI 词头中的 k 大部分用了 K。这几点，请读者在阅读时特别注意。

由于译者水平所限，加之时间比较紧迫，因此在翻译过程中的遣词造句上难免会有不足之处。对于未见过的英文专业词汇或概念，译者均根据自己的理解而订出，是否妥善，有待同行认可。总之，希望广大读者多提宝贵意见。

译者

2006 年 6 月

1. 具体分工为：龚雄文（第一部分的第 1 章~第 10 章）；谭义（第一部分的第 11 章~第 24 章）；周玉（第三部分的第 10 章~第 16 章）；高延增（第四部分、附录 1. A、电源常用术语）；余章平（第三部分的第 1 章~第 9 章）。——译者注

前 言

在过去的 30 多年里，作者一直在设计线性和开关型电源，其间不断有呼声要求出版一本这方面的通用手册，于是作者编写了本书。本手册实用性强，通俗易懂，包含了当今许多常用的技术，同时也介绍了最新的发展动态。

本手册特意采用了一种易于接受、非学术性、将简单理论和数学分析相结合的编写风格（作者也呼吁专家同行们为了简单起见抛弃完整严格的方式）。因此本书不仅得到专业电源工程师的肯定，也受到包括学生、初级工程师和感兴趣的非专业使用者在内的广大读者的青睐。本书所涵盖的范围，从简单的系统原理（包括对典型系统和参数性能的说明）到最终的元器件、热阻和电路的设计及计算。

作者将以往学生和初级工程师在学习此门课程中最为关心的问题进行了综合，并根据自己在处理这些问题中累积的经验，通过一些简单易懂的设计实例对该主题进行了最为直接的讨论，本书所列举的例子不需读者事先具备相关的知识。尤其是在对绕线元件的处理上，由于绕线元件直接关系到系统的性能，但是读者对此知之甚少，所以本书对绕线元件的设计进行了全面覆盖。

为了简化设计，在很多情况下使用了诺模图，其中很多方法是由作者本人在使用诺模图时发展出来的。一些更深层次的理论包含在附录中，想进一步深入了解的读者可以查阅附录和书后参考文献里所列的一些优秀的专业图书和论文。

在过去的 20 多年中，开关电源应用设计从最初的被人们所忽视的“秘技”发展成了一门精确的工程科学。电子元件缩微化和太空探索的迅猛发展使得对小而高效的电源处理设备的需求不断增加。最近几年这种需求已经引起了全球许多电子工程师的关注。由于更深入的研究和发展，现在已经出现了很多新的创新，拓扑也随之愈加复杂。

到目前为止，还没有哪个单一的“理想系统”能满足所有的需要。每一种拓扑都会有相应的优缺点，对于一些特殊的应用，为了确定其最优的方法，电源设计者的技能和经验仍需要与最合适的拓扑结构的规格需求相匹配。

现代开关电源在更复杂的处理系统中只占一个相当小的部分，因此，除了提供电器元件所必需的电压和电流外，开关电源还提供了其他一些辅助的功能，例如电源良好信号（显示当前输出均在其指定的范围内）、电源故障报警信号（提供高级的电源故障报警）和温度过高时的保护功能（当系统温度过高时，此功能将会停止系统的工作进程以避免造成损坏）。此外，开关电源能根据外部 TTL 信号进行开关转换。限压和限流电路将会保护电源，使其避免在故障条件下工作。对于敏感负载要使用过压保护，在某些特殊的应用中，要使开关频率与外部时钟频率同步。因此，电源设计人员必须理解并满足许多相关的要求。

为了更加有效地利用或规定一个现代电源处理系统，用户应熟悉一些可用方法

的优缺点。根据这些信息，系统工程师规定电源的规格要求，以便设计出能满足要求而且最具经济效益和可靠性的系统。通常，规定中的一个很小的变化或者电源分配系统的重新安排，都会使得电源设计者设计出更可靠和更经济的系统来满足用户的需求，因此为了得到最经济、最可靠的设计方案，电源系统的规格要求应由电源设计人员和用户相互交流共同规定。

很多情况下，电源规格要求中有一些生硬的且通常是人为规定的适用范围和使用局限性。这些不切实际的规定导致过于严格死板的规格和随之而来的设计过于复杂的电源。这样会陆续带来高成本、高复杂性和低可靠性等一系列问题。用户要甩开这些不切实际的规格，真正理解开关电源的优缺点，那么在依照电源要求去规定和获取可靠性强、经济效益高的解决方案时将会更加得心应手。

本书分为如下4个部分。

第一部分“常用离线开关电源的功能和基本要求”简明地讨论了对于直接工作在交流电源上的任何电源现在已经普遍需要满足的要求。详细介绍了一些常用方法的具体内容，结合典型的应用实例重点强调了这些方法各自的优缺点。

第二部分“设计：理论与实践”涉及在一些著名转换电路中对功率器件以及变压器设计的选用问题。主要为了帮助工程师在最短时间内、高效地对传统原型进行研究。本部分所提供的例子、信息和设计理论通俗易懂，读者在掌握本部分内容后，就具有了对更实用的开关电源进行初始设计的能力。然而，如果想达到真正的最优设计，读者还必须要掌握第三部分中更多的专业知识以及书后参考文献中的相关知识。

第三部分“应用设计”主要针对开关系统更通用的工程设计要求，例如变压器设计、扼流圈设计、输入滤波器、射频干扰控制、缓冲器及热设计等等。

第四部分“补充内容”主要考察系统中有功功率因数的校正问题。供电行业越来越关注由未校正的电器设备（尤其是荧光照明用镇流器）所带来的不断增加的谐波分量。有功功率因数的校正对于电源设计者来说是一项比较新的任务。由于boost拓扑结构的动态特性和它的高、低频率上的要求，其波形很难显示，且设计功率电感也是相当困难的一项任务。这部分有助于读者消除这一领域的神秘感。

在绝大多数的开关电源里，绕线元件控制着整个系统的效率和性质。如果输入输出绕组耦合较好且其漏电感较小，那么开关元件的工作效率就较高。因此在设计电源时，电源设计者应该注意对绕线元件的控制，还需要相当多的知识和技巧去解决在实际工程方面的问题。所以作者集中地论述了绕线元件，且提供了许多可行的例子。如果想在这一关键性领域里有所作为，读者应该参考第三部分中所罗列的较为严格的变压器设计方法和书后参考文献中的相关知识。

由于最近几年这门学科的迅猛发展，本书难以涵盖所有的内容。希望本书至少可以部分满足人们对开关电源领域通用手册的需求。

致谢

没有人是孤立存在的。我们的进步不仅仅是自己努力的结果，也是我们利用周围人的成果和站在前人肩上的结果。为此本书中列出了许多参考文献，我要感谢它

们的作者，在这里，我要强调的是还有许许多多的参考文献应该列举出来，由于查询知识点的出处确实是一件艰巨的工作，因此，作者对这里的遗漏表示歉意。

我要感谢对本书做出贡献的人员，首先要特别提到的是我以前工程上的同事和朋友 Rodney Weaving，他不仅仅花费了数百小时的时间用以核对原始手稿和计算，并且提出了很多宝贵的意见。没有他的认可，我是没有足够的勇气来出版这本书的。这里还要感谢 Betty Magee，她将我的口述录入计算机以便进行进一步的文档处理。还有加拿大的 Hammond 制造公司，它无私地提供了示例元件，并给予我们鼓励。感谢 Bloom 公司的董事长 Gordon (Ed) Bloom 先生，他提出了有益的建议。感谢 Lloyd H. Dixon, Jr., 他允许我们使用他在“右半平面零点”方面的研究成果。还有 McGraw-Hill 公司的编辑和员工，感谢他们专业化的协助。最后，感谢加拿大 Douglas J. Donald 公司的 Line Donald，她制作了 300 多张插图和表格。正是她的专业技能使本书增色不少。

本手册使用的单位、符号、量纲及缩略语

单位、符号和量纲

本书使用的单位和符号一般都与国际单位制 (SI) 一致。但是, 为了得到方便的结果, 公式的量纲常作调整, 以方便使用十进制倍数与分数词头 (所选量纲表示在下面每一个公式中)。

热学方面的计算使用英制, 因为大多数热学数据仍用这种形式。长度的量度用英寸 ($1\text{in} = 2.54\text{cm}$), 温度用摄氏温标, 但是辐射热计算用开尔文绝对温标。

在磁学方面的图和公式使用普遍使用的 CGS (厘米·克·秒) 单位。许多制造厂仍然提供 CGS 单位的资料及信息。例如, 磁场强度单位为 Oe 而非 A/m ($1\text{A/m} = 12.57 \times 10^{-3}\text{Oe}$)。

用 mW/g 表示磁心损耗, 用“峰值磁通密度 \hat{B} ”作为参量是一种业界标准的做法 (因为这些图通常是为推挽变压器开发的, 并假设磁通密度在零线上对称摆动)。为了防止混淆, 在本书考虑非对称磁通激励时, “峰值磁通密度 \hat{B} ”仅用来指示峰值。另一符号“磁通密度摆幅 ΔB ”用来指示总的峰峰激励值。

基本单位

单位符号	单位名称	量	量的符号	量 纲
kg	千克	质量	m	M
m	米	长度	l	L
s	秒	时间	t	T
A	安 [培]	电流	I	Q/T^{-1}
K	开 [尔文]	温度	T	θ

所用的 SI 词头

符号前缀	前缀名称	所乘的权值
M	兆	10^6
k	千	10^3
m	毫	10^{-3}
μ	微	10^{-6}
n	纳	10^{-9}
p	皮	10^{-12}

物理量的符号

量	量的符号	单位名称	单位符号	计算公式
电的物理量				
电容	C	法[拉]	F	$S \cdot s$
电荷	Q	库[仑]	C	$A \cdot s$
电流	I	安[培]	A	V/Ω
电能	U	焦[耳]	J	$W \cdot s$

2 本手册使用的单位、符号、量纲及缩略语

(续)				
量	量的符号	单位名称	单位符号	计算公式
阻抗	Z	欧[姆]	Ω	—
自感	L	亨[利]	H	Wb/A
电位差	V^1	伏[特]	V	Wb/s
有功功率	P	瓦[特]	W	$VI \cos\theta$
视在功率	S	伏安	VA	$V \cdot A$
电抗	X	欧[姆]	Ω	—
电阻	R	欧[姆]	Ω	V/A
体积电阻率	ρ	欧姆立方厘米	$\Omega \cdot \text{cm}^3$	$\frac{R \cdot A}{l}$
磁的物理量				
场强	H	安培每米	A/m	—
场强(CGS)	H	奥[斯特]	Oe	$4\pi \times 10^{-3} \text{ A/M}$
磁通	Φ	韦伯	Wb	$V \cdot s$
磁通密度	B	特[斯拉]	T	Wb/m
磁导率	μ	亨利每米	H/m	$V \cdot s / A \cdot m$
其他				
角速度	ω	弧度每秒	rad/s	$2\pi f$
面积	A	平方厘米	cm^2	—
频率	f	赫[兹]	Hz	cycles/s
长度	l	厘米	cm	—
趋肤(穿透)深度	Δ	毫米	mm	—
温度	T	摄氏度	$^{\circ}\text{C}$	—
绝对温度	T	开[尔文]	K	—
时间	t	秒	s	—
绕组高度	φ	毫米	mm	—

本书所用的变量、参数和单位

变 量	参 数	单 位
A	面积	cm^2
A	增益(无反馈)	dB
A'	增益(带反馈)	dB
A_c	最小磁极中心柱横截面积(变压器)	cm^2
A_{cp}	(磁心)中心柱面积	cm^2
ac	交流电流	A
A_e	(磁心)有效截面积	cm^2
A_g	(磁心)气隙面积	cm^2
A_L	电感系数(单匝电感)	nH
A_m	最小磁心面积	cm^2
A_n	衰减系数	—
A_p	磁极(磁心)中心柱截面积	cm^2

1. 国内的书籍中一般用字母 U 表示电位差, 本书中沿用国外书籍习惯, 使用字母 V 表示电位差。

——编者注

(续)		
变 量	参 数	单 位
A_p'	原边绕组截面积	cm ²
AP	磁心面积乘积 ($A_w \times A_e$)	cm ⁴
A_{pe}	有效面积乘积 ($A_{wb} \times A_e$)	cm ⁴
A_r	(骨(绕线)架) 阻抗系数或衰减系数	—
A_w	(磁心) 绕组窗口面积	cm ²
A_{wb}	(骨(绕线)架) 绕组窗口面积	cm ²
A_{we}	绕组中铜有效面积 (总值)	cm ²
A_{wp}	原边绕组窗口面积	cm ²
A_s	表皮面积	cm ²
A_x	铜面积 (对于单支铜线)	cm ²
B	磁通密度	mT
\hat{B}	峰值磁通密度	mT
β	反馈系数	—
ΔB	磁通密度 B 的增量	mT
ΔB_{ac}	磁通密度摆幅值 (峰峰值)	mT
B_{dc}	稳态磁通密度 (H_{dc} 引起)	mT
B_{opt}	最佳磁通密度摆幅值 (最小损耗)	mT
B_r	剩余磁通密度	mT
B_s	饱和磁通密度	mT
B_w	磁通密度的峰峰值 (工作中)	mT
b_w	骨(绕线)架上绕组有效宽度	mm
C	电容	μ F
C_c	漏(寄生)电容	pF
cfm	(空气流动) 立方英尺每秒	cfm
C_h	热(储存)容量	Ws/°C
C_k	极间电容	pF
C_p	寄生电容	pF
D	占空比 (t_{on}/t_p)	
d'	导通时间与关断时间的比率 (t_{on}/t_{off})	
D'	$D'(1-D)$ = “关断” 时间	
dB	对数率 (电压 $20 \log_{10} V_1/V_2$ 或功率 $10 \log_{10} P_1/P_2$)	dB
dB_m	1mW 时的功率对数率 ($10 \log_{10} P_1/1mW$)	dB
DC	直流电流或电压	A 或者 V
di/dt	电流对时间的变化率	A/s
di_p/dt	原边电流对时间的变化率	A/s
di_s/dt	副边电流对时间的变化率	A/s
dv/dt	电压对时间的变化率	V/s
d_w	导线直径	mm
e	感生电动势 (矢量)	V
e'	表面发射系数	
$ e $	emf (仅指 emf 幅值)	V
E	电能	J

4 本手册使用的单位、符号、量纲及缩略语

			(续)
变 量	参 数		单 位
f	频率		Hz
F_1	层间系数		
F_r	绕组的 ac/DC 电阻比率		
H	磁场强度		Oe
\hat{H}	有效磁场强度峰值		Oe
h	导体厚度 (窄条形) 或导线直径		mm
H_{ac}	磁场强度摆幅		Oe
H_{dc}	直流电流产生的磁场强度		Oe
H_{opt}	磁场强度最佳值		Oe
H_s	磁场强度饱和值		Oe
ΔH	磁场强度的小增量		Oe
I	直流电流 (DC)		A
i	交流电流均方根值 (ac)		A
\hat{i}	峰值电流		A
I_a	电流密度 (导线中的)		A/cm ²
I_{ave}	某确定期间电流的平均密度		A
I_{cp}	集电极峰值电流		A
I_{dc}	(相关变化) 直流电流		A
I_e	实际输入电流		A
I_i	谐波干扰电流		A
I_L	电感或扼流圈电流 (平均值)		A
i_L	交流电感器电流		A
$I_{L(p-p)}$	电感或扼流圈纹波电流峰峰值		A
I_{max}	电流最大值		A
I_{mean}	电流平均值		A
I_{min}	最小电流值		A
I_p	原边电流值 (变压器)		A
I_s	副边电流 (或缓冲器电流)		A
ΔI	电流小增量		A
$I^2 R$	有功损耗		W
j_{wc}	容抗 $1/2\pi fC$		Ω
j_{wl}	电抗 $2\pi fL$		Ω
K'	铜的有效利用系数 (拓扑系数)		
K_m	物质常数		
K_p	原边面积系数		
K_t	原边电流均方根值系数		
K_u	(导线) 填充系数		%
K_{ub}	骨 (绕线) 架利用系数		
L	电感 (绕制线圈自感)		H
l	长度 (磁路长度)		cm
l_e	有效 (磁) 路长度		cm
l_g	(磁心) 气隙总长度		cm

(续)		
变 量	参 数	单 位
L_{LP}	原边漏电感	μH
L_{Ls}	副边漏电感	μH
L_{LT}	总的漏电感 (变压器)	μH
l_m	导线或磁路 (磁心) 平均长度	cm
L_p	原边电感	mH
L_s	副边电感	mH
M_{ll}	线圈每匝平均长度	cm
mmf	磁动势 (磁势安匝值)	At
N	匝数	
N_{fb}	反馈绕组	
N_{\min}	最小匝数 (防止磁通饱和)	
N_{mpp}	峰峰工作时的最小原边匝数	
N_p	原边匝数 (变压器)	
N_s	副边匝数 (变压器)	
N_v	每伏匝数 (变压器上)	T/V
N_w	每层匝数 (或导线)	
P	功率	W
p	周期 (时间)	μs
P_c	磁心的功率损耗	W
P_f	功率因数 (每伏安有功功率比)	—
P_{in}	输入功率	W
P_{id}	内部损耗总值	W
P_{out}	输出功率	W
P_{q1}	晶体管 Q1 的功率损耗	W
P_q	热能 (焦耳)	J
P_t	总内部损耗	W
P_v/N	原边每匝电压	V/T
P_w	绕组铜损耗	W
Q	热流动率 (导通瓦特数或散热器 J/s/in ²)	W J/s
R	电阻	Ω
r	(导线) 半径	mm
R_{Cu}	在指定温度下绕制线圈的直流电阻	Ω
R_e	变压器绕组有效直流电阻	Ω
R_{c-h}	外壳 - 散热器的热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{h-a}	散热器 - 空气热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{ha}	散热器热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{j-c}	结 - 外壳, 热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
rms	所有谐波分量的方均根值	V 或 I
R_o	总热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_s	主电源或网络有效电阻值	Ω
R_{sf}	有效源电阻 ($R_{sf} = R_s \times W_{out}$)	Ω
RT	电阻温度系数 (铜在 0 $^{\circ}\text{C}$ 时为 0.00393)	$\Omega/\Omega/^{\circ}\text{C}$

(续)

变 量	参 数	单 位
RT_{cm}	在温度 T °C 时的导线电阻	Ω/cm
R_{θ}	热阻 (热通道)	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta ja}$	热点至空气的热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_{th}	热阻	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
R_w	在频率 f 下绕制线圈的有效电阻	Ω
R_x	线架的电阻系数	
S_f	标尺系数	
T	摄氏温度	$^{\circ}\text{C}$
t	时间	s
T_{amb}	(空气) 环境温度	$^{\circ}\text{C}$
T_c	铜 (绕组) 温度	$^{\circ}\text{C}$
t_d	滞后周期时间	s
T_{ds}	(二极管) 表面温度	$^{\circ}\text{C}$
t_f	下降时间 (电压或电流下降所需时间)	μs
T_h	热交换器表面温度	$^{\circ}\text{C}$
t_p	周期时间 (即单循环持续时间)	μs
t_{off}	非导通关断时间	μs
t_{on}	导通时间	μs
ΔT	温度小变化量	$^{\circ}\text{C}$
ΔT_a	小量温升 (相对于环境)	$^{\circ}\text{C}$
Δt	时间小增量	μs
T_r	温升 (相对于环境)	$^{\circ}\text{C}$
VA	伏安乘积 (视在功率)	VA
V_c	晶体管集电极电压	V
V_{cc}	线电压 (伏特)	V
V_{ce}	集电极 - 发射极电压	V
V_{ceo}	集电极 - 发射极击穿电压 (基极开路)	V
V_{cer}	集电极到发射极击穿电压 (基极 - 发射极带规定的电阻)	V
V_{cex}	集电极 - 发射极击穿电压 (基极反偏)	V
V_e	磁心有效体积	cm^3
V_{fb}	反馈电压	V
V_h	端电压 (调整器输入端电压)	V
V_{hi}	谐波干扰电压, 有效值	V_{rms}
V_{in}	输入电压	V
V_l	电感两端电压	V
V_m	平均电压	V
V_n	额定 (额定平均值) 电压	V
V/N	每匝电压	V/T
V_o	纹波电压	V
V_{out}	输出电压	V
V_p	峰值电压或原边电压	V
V_{p-p}	纹波电压, 峰峰值	V
V_{ref}	参考电压	V

(续)		
变 量	参 数	单 位
V_{rms}	电压有效值	V _{rms}
V_{sat}	饱和电压	V
W_{in}	输入有功功率 ($VI \cos \theta$ 或 $VA \times P_f$, 加热效应)	W
W_{out}	输出有功功率 ($VI \cos \theta$ 或 $VA \times P_f$, 加热效应)	W
W_j	结点热耗散, J/s	W
X_c	容抗 ($1/2\pi fC$)	Ω
X_L	感抗 ($2\pi fL$)	Ω
ρ	铜体积电阻率 (0°C 时为 $1.588\mu\Omega/\text{cm}^3$)	$\mu\Omega \cdot \text{cm}^3$
ρ_{tc}	铜在 t_c $^\circ\text{C}$ 时电阻率 ($R_{cu} = \frac{\rho_{tc} \cdot l}{A}$)	$\mu\Omega \cdot \text{cm}^3$
μ_0	磁场常数 ($4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$)	Vs/Am
μ_r	(磁心) 相对磁导率	
μ_x	有效磁导率 (引入气隙后)	
η	效率 (输出功率/输入功率 $\times 100\%$)	%
Δ	增量, 穿透厚度	mm
$\Delta\Phi$	总磁通增量	Φ
φ	有效导体高 (长) 度	mm
Φ	总磁通	Vs
\approx	近似于	
α	比例于	
ω	角速度 ($\omega = 2\pi f$)	rad/s
0V	零电压参考线 (公共输出端)	V
$1-D$	1 - 占空比 ("关断" 期间)	s
π	物理常数	
$ x $	函数 (x) 幅值	

缩略语

ac alternating current, 交流电

AIEE American Institute of Electrical Engineers, 美国电气工程师学会

AWG American wire gauge, 美国线规

B/H (curve) hysteresis loop of magnetic material., 此材料的磁滞回线

CISPR Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques, 国际无线电干扰特别委员会

CSA Canadian Standards Association, 加拿大标准协会

dB decibels (logarithmic ratio of power or voltage), 分贝 (功率或电压对数比率)

DC direct (nonvarying) current or voltage, 直流 (不变) 电流或电压

DCCT direct-current current transformers, 直流电流变换器

e. g. exemplia gratis, 例如

emf electromotive force, 电动势

EMI electromagnetic interference, 电磁干扰

ESL effective series inductance, 有效串联电感

ESR effective series resistance, 有效串联电阻

- FCC Federal Communications Commission, 美国联邦通信委员会
- FET field-effect transistor, 场效应晶体管
- HCR heavily cold-reduced, 深度降温
- HRC high rupture capacity, 高遮断能力
- IC integrated circuit, 集成电路
- IEC International Electrotechnical Commission, 国际电工委员会
- IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers, 电气与电子工程师学会
- LC (filter) a low-pass filter consisting of a series inductor and shunt capacitor, (滤波器) 由一个串联电感和并联电容组成的低通滤波器
- LED light-emitting diode, 发光二极管
- LISN line impedance stabilization network, 线性阻抗稳定网络
- mmf magnetomotive force (magnetic potential, ampere-turns), 磁动势 (安匝)
- MLT mean length (of wire) per turn, 每匝 (导线) 平均长度
- MOV metal oxide varistor, 金属氧化物压敏电阻
- MPP molybdenum Permalloy powder, 含钼镍铁导磁合金粉
- MTBF mean time before/between failure(s), 故障之前的平均时间/故障之间的无故障平均时间
- NTC negative temperature coefficient, 负温度系数
- OEM original equipment manufacturer, 原始设备制造商
- “off” nonconducting (nonworking) state of device (circuit), 器件 (电路) 非导通 (非工作) 状态
- “on” conducting (working) state of device (circuit), 器件 (电路) 导通 (工作) 状态
- OVP overvoltage protection (circuit), 过压保护 (电路)
- PARD periodic and random deviations (see glossary), 周期和随机飘移, 参见电源常用术语
- pcb printed circuit board, 印制电路板
- PFC power factor correction, 功率因数校正
- PFS power failure sense/signal, 功率故障感测/信号
- p-p peak-to-peak value (ripple voltage/current), 峰峰值 (纹波电压/电流)
- PTFE polytetrafluoroethylene, 聚四氟乙烯
- PVC polyvinyl chloride, 多元氯乙烯
- PWM pulse-width modulation, 脉宽调制
- RF radio frequency, 无线电频率 (射频)
- RFI radio-frequency interference, 射频干扰
- rms root mean square, 有效值
- RHP right-half-plane (zero), a zero located in the right half of the complex s -plane, 右半平面零点, 零点在复平面 s 的右半平面
- +s positive remote sensing (terminal, line), 正极性远程信号 (端, 线)
- s negative remote sensing (terminal, line), 负极性远程信号 (端, 线)
- SCR silicon controlled rectifier, (晶闸管) 可控硅整流
- SMPS switchmode power supply, 开关电源

- SOA safe operating area, 安全工作区域
- SR saturable reactor, 可饱和电抗器, 参见电源常用术语
- TTL transistor-transistor logic, 晶体管 - 晶体管逻辑
- UL Underwriters' Laboratories, 美国保险商实验室
- UPS uninterruptible power supply, 不间断电源
- UVP undervoltage protection (circuit), 欠压保护 (电路)
- VA volt amps (product; apparent power), 伏安值 (乘积; 视在功率)
- VDE Verband Deutscher Elektrotechniker, 德国电气工程师协会

目 录

第一部分 常用离线开关电源的功能和基本要求

第 1 章 基本要求概述	1
1.1 导论	1
1.2 输入瞬变电压保护	2
1.3 电磁兼容性	2
1.4 差模噪声	2
1.5 共模噪声	2
1.6 静电屏蔽	3
1.7 输入熔断器的选择	3
1.8 交流电整流与电容输入滤波器	3
1.9 浪涌限制	4
1.10 启动方法	4
1.11 软启动	4
1.12 防止启动过电压	5
1.13 输出过电压保护	5
1.14 输出欠电压保护	5
1.15 过载保护(输入功率限制)	5
1.16 输出电流限制	6
1.17 高压双极型晶体管基极驱动要求	6
1.18 比例驱动电路	6
1.19 抗饱和技术	6
1.20 缓冲器网络	6
1.21 直通	7
1.22 输出滤波, 共模噪声和输入-输出隔离	7
1.23 供电故障信号	7
1.24 供电正常信号	8
1.25 双输入电压供电运行方式	8
1.26 供电维持时间	8
1.27 同步	9
1.28 外部禁止方式	9

1.29 强制均流	9
1.30 远程取样	10
1.31 P 端连接	10
1.32 低压禁止	11
1.33 电压和电流的限制值调节	11
1.34 考虑安全标准要求	11
第 2 章 交流供电线的浪涌保护	12
2.1 导论	12
2.2 位置类别	12
2.3 浪涌发生的概率	14
2.4 浪涌电压波形	15
2.5 瞬变抑制器件	15
2.6 金属氧化物压敏电阻	16
2.7 瞬变保护二极管	17
2.8 充气式电涌放电器	17
2.9 交流滤波器和瞬变抑制器的组合使用	19
2.10 A 类别瞬变抑制滤波器	19
2.11 B 类别瞬变抑制滤波器	20
2.12 完全瞬变保护的状况	21
2.13 接地电压的电震应力的原因	21
2.14 习题	22
第 3 章 开关电源的电磁干扰	23
3.1 导论	23
3.2 EMI/RFI 传播模式	23
3.3 输电线传导型干扰	23
3.4 安全标准(接地电流)	25
3.5 输电线滤波器	25
3.6 在干扰源抑制 EMI	26
3.7 实例	28
3.8 线路阻抗稳定网络	29
3.9 线路滤波器设计	29
3.10 共模线路滤波电感	30
3.11 共模线路滤波电感的设计实例	31
3.12 串模电感	32

3.13 习题	32	6.16 功率因数与效率的测量	55
第4章 静电屏蔽	33	6.17 习题	57
4.1 导论	33	第7章 浪涌控制	58
4.2 应用于开关设备的静电屏蔽	33	7.1 导论	58
4.3 变压器的静电屏蔽和安全屏蔽	34	7.2 串联电阻	58
4.4 输出元件上的静电屏蔽	35	7.3 热敏浪涌抑制	58
4.5 减小有气隙变压器磁心的辐射型 EMI	35	7.4 有源抑制电路(双向三极晶闸管启动电路)	59
4.6 习题	37	7.5 习题	60
第5章 熔断器选择	38	第8章 启动方法	61
5.1 导论	38	8.1 导论	61
5.2 熔断器参数	38	8.2 无源耗能启动电路	61
5.3 熔断器的类型	39	8.3 晶体管有源启动电路	62
5.4 选择熔断器	40	8.4 脉冲启动电路	63
5.5 晶闸管过电压急剧保护熔断器	40	第9章 软启动与低压禁止	65
5.6 变压器输入熔断器	41	9.1 导论	65
5.7 习题	41	9.2 软启动电路	65
第6章 离线开关电源的整流与电容输入滤波	42	9.3 低压禁止	66
6.1 导论	42	9.4 习题	68
6.2 典型的双电压电容输入滤波电路	42	第10章 接通电压过冲抑制	69
6.3 等效串联电阻 R_s	43	10.1 导论	69
6.4 恒功率负载	44	10.2 开关电源接通电压过冲的典型原因	69
6.5 恒电流负载	44	10.3 防止过压	70
6.6 整流器与电容器的波形	45	10.4 习题	71
6.7 输入电流、电容纹波与峰值电流	46	第11章 过压保护	72
6.8 有效输入电流 I_e 与功率因数	47	11.1 导论	72
6.9 选择浪涌抑制电阻	48	11.2 过压保护的种类	72
6.10 电阻因数 R_{vf}	48	11.3 第一类:晶闸管过电压急剧保护	72
6.11 设计实例	48	11.4 过电压急剧保护的性能	74
6.12 直流输出电压与整流电容输入滤波器的校准	49	11.5 简单过电压急剧保护电路的局限性	76
6.13 整流电容输入滤波器直流输出电压的计算实例	52	11.6 第二类:过压钳位技术	76
6.14 选择储能或滤波电容的大小	52	11.7 采用晶闸管过电压急剧保护方式的过压钳位	77
6.15 供电线路熔断器额定值的选择	55	11.8 用于晶闸管过电压急剧保护过压保护电路的熔断器选择	79
		11.9 第三类:基于限压技术的过压保护	80

11.10 习题	82	15.2 二次击穿	100
第 12 章 欠压保护	83	15.3 不正确的关断驱动波形	100
12.1 导论	83	15.4 正确的关断波形	101
12.2 欠压抑制特性参数	83	15.5 正确的接通波形	101
12.3 基本工作原理	83	15.6 反非饱和驱动技术	101
12.4 实际电路描述	86	15.7 高压晶体管最佳的驱动电路	101
12.5 实际电路工作原理	87	15.8 习题	103
12.6 瞬变行为	87	第 16 章 双极型晶体管的比例驱动	
12.7 习题	87	电路	104
第 13 章 过载保护	88	16.1 导论	104
13.1 导论	88	16.2 一个比例驱动电路的例子	104
13.2 过载保护的类型	88	16.3 导通工作过程(比例驱动)	104
13.3 类型 1: 超功率限制	88	16.4 关断工作过程(比例驱动)	104
13.4 类型 1 形式 A: 原边超功率		16.5 驱动变压器的恢复	105
限制	89	16.6 宽范围比例驱动电路	105
13.5 类型 1 形式 B: 超功率延时		16.7 导通工作过程(宽范围比例	
关断保护	89	驱动电路)	106
13.6 类型 1 形式 C: 逐个脉冲的		16.8 关断工作过程(宽范围比例	
超功率或过电流限制	89	驱动电路)	107
13.7 类型 1 形式 D: 恒功率		16.9 带有高压晶体管的比例驱动	107
限制	90	16.10 习题	108
13.8 类型 1 形式 E: 反激超功率		第 17 章 高压晶体管的抗饱和	
限制	90	技术	109
13.9 类型 2: 输出恒流式限制	90	17.1 导论	109
13.10 类型 3: 用熔断器、限流电路		17.2 二极管补偿性钳位电路	109
或跳闸设备的过载保护	91	17.3 习题	110
13.11 习题	92	第 18 章 缓冲网络	111
第 14 章 折返输出电流限制	93	18.1 导论	111
14.1 导论	93	18.2 具有负载线整形的缓冲电路	111
14.2 折返电流限制的原理	93	18.3 工作原理	111
14.3 用于线性电源的折返电流限制		18.4 经验估计缓冲网络元件值	114
电路的工作原理	94	18.5 计算求得缓冲网络元器件	
14.4 折返电流限制电源中的“锁定”	95	的值	114
14.5 具有交叉连接负载的折返锁定		18.6 晶体管 Q1 的关断损耗	115
问题	97	18.7 缓冲网络的电阻值	115
14.6 折返电流限制在开关电源中的		18.8 缓冲网络中电阻的功耗	115
应用	99	18.9 密勒电流效应	115
14.7 习题	99	18.10 组合低功耗缓冲二极管	
第 15 章 高压双极型晶体管基极		电路	116
驱动的基本条件	100	18.11 高压双极晶体管的典型	
15.1 导论	100	驱动电路	117

18.12 习题	119	23.2 60Hz 电源变压器	146
第 19 章 交叉导通	120	23.3 辅助变换器	146
19.1 导论	120	23.4 工作原理	147
19.2 防止交叉导通	121	23.5 稳定的辅助变换器	148
19.3 禁止交叉耦合	121	23.6 高效辅助电源	149
19.4 电路的工作	122	23.7 主变换变压器驱动辅助电源	150
19.5 习题	123	23.8 习题	150
第 20 章 输出滤波器	124	第 24 章 稳压电源的并联工作	151
20.1 导论	124	24.1 导论	151
20.2 基本要求	124	24.2 主从工作	151
20.3 开关方式输出的滤波器的 寄生效应	124	24.3 压控电流源	152
20.4 二级滤波器	126	24.4 强迫型均流	153
20.5 高频扼流圈实例	126	24.5 并联冗余运行	154
20.6 谐振滤波器	128	24.6 习题	155
20.7 谐振滤波器实例	128	第二部分 设计：理论与实践	
20.8 共模噪声滤波器	130	第 1 章 多输出反激开关电源	156
20.9 选择输出滤波器的元件值	130	1.1 导论	156
20.10 冲跳变换器的主电路输出的 电感值	130	1.2 期望特性	156
20.11 设计实例	131	1.3 工作方式	158
20.12 输出电容值	132	1.4 工作原理	158
20.13 习题	133	1.5 储能阶段	159
第 21 章 供电故障报警电路	134	1.6 能量转换方式(反激阶段)	160
21.1 导论	134	1.7 确定工作方式的因数	161
21.2 供电故障与持续低电压	134	1.8 不规则传递函数	162
21.3 供电故障的简单报警电路	134	1.9 变压器通过能力	163
21.4 动态供电故障报警电路	135	1.10 特性特征	163
21.5 独立的供电故障报警模块	137	1.11 110W 离线式反激电源性能 举例	164
21.6 反激变换器的供电故障 报警	138	1.12 习题	165
21.7 快速供电故障报警电路	139	第 2 章 反激变压器设计——针对 离线反激式开关电源	167
21.8 习题	141	2.1 导论	167
第 22 章 多输出变换器的辅助输出 电压的中心校正	142	2.2 磁心参数和气隙的影响	167
22.1 导论	142	2.3 常用设计方法	169
22.2 实例	142	2.4 110W 反激变压器设计例子	170
22.3 用饱和电抗器调整电压	143	2.5 反激变压器饱和及暂态影响	178
22.4 电抗器的设计	143	2.6 小结	178
22.5 习题	144	2.7 习题	178
第 23 章 辅助电源系统	146	第 3 章 减小晶体管开关应力	179
23.1 导论	146	3.1 导论	179

3.2 自跟踪电压抑制	179	第 8 章 离线单端正激变换器	203
3.3 反激变换器“缓冲”电路	180	8.1 导论	203
3.4 习题	182	8.2 工作原理	203
第 4 章 选择反激变换器功率元件	183	8.3 输出扼流圈取值的限定因素	204
4.1 导论	183	8.4 多输出	205
4.2 原边元件	183	8.5 能量恢复线圈 (P2)	206
4.3 副边功率元件	184	8.6 优点	206
4.4 输出电容	185	8.7 缺点	207
4.5 电容寿命	186	8.8 习题	207
4.6 小结	187	第 9 章 正激变换器的变压器	
4.7 习题	187	设计	208
第 5 章 对角半桥反激变换器	188	9.1 导论	208
5.1 导论	188	9.2 变压器设计实例	208
5.2 工作原理	188	9.3 选择功率晶体管	213
5.3 有用性质	190	9.4 最后设计注意事项	214
5.4 变压器设计	190	9.5 变压器饱和	215
5.5 驱动电路	191	9.6 小结	215
5.6 工作频率	191	第 10 章 对角半桥正激变换器	216
5.7 缓冲器元件	191	10.1 导论	216
5.8 习题	191	10.2 工作原理	217
第 6 章 自振荡直接离线反激		第 11 章 对角半桥正激变换器	
变换器	192	变压器设计	219
6.1 导论	192	11.1 导论	219
6.2 工作种类	192	11.2 设计注意事项	222
6.3 常规工作原理	192	第 12 章 半桥推挽占空比控制	
6.4 隔离的自振荡反激变换器	195	变换器	224
6.5 控制电路 (简要描述)	195	12.1 导论	224
6.6 不规则振荡	197	12.2 工作原理	224
6.7 自振荡反激变换器主要参数		12.3 系统优点	226
小结	198	12.4 存在的问题	226
6.8 习题	198	12.5 电流型控制和次谐波纹波	227
第 7 章 应用电流型控制的反激		12.6 防止交叉导通	227
变换器	199	12.7 缓冲元件 (半桥)	228
7.1 导论	199	12.8 软启动	228
7.2 应用于自振荡反激变换器的		12.9 变压器设计	228
功率限制和电流型控制	199	12.10 优化磁通密度	228
7.3 电压控制环	199	12.11 暂态条件	229
7.4 输入纹波抑制	201	12.12 计算原边匝数	230
7.5 在可变频率反激变换器中		12.13 计算最小原边匝数	231
使用场效应晶体管	202	12.14 计算副边匝数	231
7.6 习题	202	12.15 控制和驱动电路	232
		12.16 双倍磁通效应	232

12.17	习题	233	18.4	buck 调整器部分	267
第 13 章	桥式变换器	235	18.5	直流变压器选择	268
13.1	导论	235	18.6	同步混合调整器	268
13.2	工作原理	235	18.7	具有副边后调节的混合 调整器	270
13.3	变压器设计 (全桥)	238	18.8	习题	270
13.4	变压器设计举例	239	第 19 章	占空比控制推挽变换器	271
13.5	阶梯形饱和	243	19.1	导论	271
13.6	瞬间饱和影响	244	19.2	工作原理	271
13.7	强迫磁通密度平衡	244	19.3	缓冲元件	273
13.8	习题	245	19.4	推挽变换器中的阶梯形饱和	274
第 14 章	低功率自振荡辅助变换器	246	19.5	磁通密度平衡	275
14.1	导论	246	19.6	推挽变压器设计 (一般考虑)	275
14.2	一般工作原理	246	19.7	双倍磁通	275
14.3	工作原理, 单变压器变换器	246	19.8	推挽变压器设计实例	276
14.4	变压器设计	247	19.9	习题	280
第 15 章	单变压器双晶体管自振荡 变换器	250	第 20 章	DC-DC 开关调整器	281
15.1	导论	250	20.1	导论	281
15.2	工作原理 (增益限制开关)	250	20.2	工作原理	284
15.3	限制开关电流	251	20.3	控制和驱动电路	290
15.4	选择磁心材料	252	20.4	开关调整器的电感线圈 设计	290
15.5	变压器设计 (饱和磁心型 变换器)	253	20.5	电感线圈设计实例	290
15.6	习题	258	20.6	常规性能参数	291
第 16 章	双变压器自振荡变换器	259	20.7	纹波调整器	291
16.1	导论	259	20.8	习题	292
16.2	工作原理	259	第 21 章	高频可饱和电抗功率调整器 (磁占空比控制)	293
16.3	饱和驱动变压器设计	261	21.1	导论	293
16.4	选择磁心尺寸和材料	261	21.2	工作原理	293
16.5	主功率变压器设计	262	21.3	可饱和电抗器功率调整器 原理	294
16.6	习题	262	21.4	可饱和电抗功率调整器的 应用	295
第 17 章	DC-DC 变压器概念	263	21.5	可饱和电抗器品质因数	297
17.1	导论	263	21.6	选择合适的磁心材料	298
17.2	DC-DC 变压器概念的基本 原理	263	21.7	可饱和电感器的控制	299
17.3	DC-DC 变压器举例	264	21.8	电流限制可饱和电抗器 调整器	300
17.4	习题	265	21.9	推挽可饱和电抗器副边功率 控制电路	301
第 18 章	多输出混合调整系统	266	21.10	可饱和电抗调整器的优点	302
18.1	导论	266			
18.2	buck 调整器, 与 DC-DC 变换器串联	266			
18.3	工作原理	266			

21.11	可饱和电抗调整器的一些 限制因素	302	第三部分 应用设计	
21.12	恒流或恒压复位情况 (高频 不稳定情况)	302	第 1 章	开关电源中的电感和扼流圈 ... 335
21.13	可饱和电抗器的设计	303	1.1	导论
21.14	设计举例	304	1.2	简单的电感
21.15	习题	305	1.3	共模型线路滤波电感
第 22 章	恒流电源	306	1.4	共模型线路滤波电感图解法 设计举例 (采用 E 型铁氧体 磁心)
22.1	导论	306	1.5	共模型电感 (E 型铁氧体磁心) 的计算
22.2	恒压电源	306	1.6	串联型线路输入滤波电感 ...
22.3	恒流电源	306	1.7	扼流圈 (直流偏置的电感) ...
22.4	依从电压	307	1.8	带气隙的 E 型铁氧体磁心扼流 圈的经验设计方法举例
22.5	习题	308	1.9	采用 AP 图解法和计算的方法 来设计 buck 和 boost 电路中的 扼流圈
第 23 章	可调整线性电源	309	1.10	buck 型调整器中扼流圈 (铁氧体 磁心) 的 AP 图解法设计 ...
23.1	导论	309	1.11	铁氧体磁心和铁粉磁心 (棒 状) 扼流圈
23.2	基本工作 (功率部分)	309	1.12	习题
23.3	驱动电路	310	第 2 章	大电流铁粉磁心扼流圈
23.4	晶体管消耗的最大功率	312	2.1	导论
23.5	功率损耗的分布	313	2.2	储能扼流圈
23.6	电压控制和电流限制电路 ...	313	2.3	磁心导磁率
23.7	控制电路	314	2.4	带气隙的 E 型铁粉磁心
23.8	习题	316	2.5	面积乘积 (AP) 图解法设计 E 型扼流圈 (铁粉磁心) ...
第 24 章	开关型可调整电源	317	2.6	AP 图解法设计 E 型铁粉磁心 扼流圈示例
24.1	导论	317	第 3 章	铁粉环型磁心扼流圈
24.2	可调整开关技术	317	3.1	导论
24.3	反激变换器的特殊性质	318	3.2	环型磁心首选设计方法
24.4	工作原理	319	3.3	摆幅扼流圈
24.5	实际限制因数	320	3.4	绕组的选择
24.6	实际设计中的折中	320	3.5	A 方案绕组设计举例
24.7	初始条件	321	3.6	B 方案绕组设计举例
24.8	对角半桥	321	3.7	C 方案绕组设计举例
24.9	原理方框图 (大概描述) ...	321	3.8	磁损耗
24.10	系统控制原理	323	3.9	总损耗和温升
24.11	各方框的功能	323		
24.12	原边功率限制	329		
24.13	小结	329		
第 25 章	可调整开关电源的变压器 设计	330		
25.1	设计步骤	330		
25.2	可调频率方式	334		
25.3	习题	334		

3.10 线性环型扼流圈的设计	378	第5章 利用诺模图优化 150W	
附录 3. A 面积乘积公式的推导		变压器的设计示例	423
(储能扼流圈)	379	5.1 导论	423
附录 3. B 填充系数和电阻系数的		5.2 磁心的大小和最优的磁通	
推导	383	密度摆幅	423
附录 3. C 图 3.3.1 所示诺模图的		5.3 磁心和磁心线轴的参数	423
推导	386	5.4 原边绕组匝数的计算	424
第4章 开关型变压器的设计		5.5 原边绕组匝数的计算	424
(一般原则)	387	5.6 原边绕组的趋肤效应	425
4.1 导论	387	5.7 副边绕组匝数	425
4.2 变压器尺寸(一般考虑)	387	5.8 副边导线的直径	425
4.3 最优效率	389	5.9 副边趋肤效应	425
4.4 最优的磁心尺寸和磁通密度		5.10 设计注意问题	426
摆幅	390	5.11 设计检验	426
4.5 根据面积乘积计算磁心大小	391	5.12 原边铜损耗	426
4.6 原边面积系数 K_p	392	5.13 副边铜损耗	427
4.7 绕组填充系数 K_u	393	5.14 磁损耗	427
4.8 均方根电流系数 K_I	393	5.15 温升	427
4.9 频率对变压器尺寸的影响	393	5.16 效率	427
4.10 磁通密度摆幅 ΔB	394	第6章 变压器的阶梯式趋于饱和	
4.11 机构规范对变压器尺寸的影响		效应	428
.....	395	6.1 导论	428
4.12 原边绕组匝数的计算	396	6.2 减小阶梯式趋于饱和效应的	
4.13 副边绕组匝数的计算	397	方法	428
4.14 半匝绕组	398	6.3 占空比控制的推挽式变换器	
4.15 导线尺寸	398	中的强制磁通平衡	429
4.16 趋肤效应和导线的最优厚度	398	6.4 电流型控制系统中的阶梯式	
4.17 绕组拓扑结构	401	趋向饱和问题	431
4.18 温升	404	6.5 习题	432
4.19 效率	407	第7章 双倍磁通	433
4.20 温升较高时的设计	407	第8章 开关电源的稳定性和控制	
4.21 消除双股线绕组中的击穿		环路补偿	434
故障	407	8.1 导论	434
4.22 RFI 屏蔽和安全屏蔽	408	8.2 开关电源不稳定的一些原因	434
4.23 变压器的半匝绕法	409	8.3 控制环路稳定的方法	435
4.24 变压器完工及真空浸渍	411	8.4 稳定性测试方法	436
4.25 习题	412	8.5 测试步骤	436
附录 4. A 变压器设计中 AP 公式的		8.6 瞬态测试分析	436
推导	413	8.7 伯德图	438
附录 4. B 高频变压器绕组的趋肤和		8.8 闭环电源系统伯德图的测量	
邻近效应	416	步骤	438
		8.9 伯德图的测量设备	439

8.10	测试技术	440	12.3	在开关型输出滤波电容器应用中建立纹波电流有效值	473
8.11	开环电源系统伯德图的测量步骤	441	12.4	推荐的测试过程	474
8.12	用“差分方法”确定最优补偿特性	442	12.5	习题	475
8.13	不稳定性难以解决的原因	443	第13章	无感分流器	476
8.14	习题	445	13.1	导论	476
第9章	右半平面零点	446	13.2	分流器	476
9.1	导论	446	13.3	简单分流器的电阻与电感的比值	476
9.2	对右半平面零点动态性的说明	446	13.4	测量误差	477
9.3	右半平面零点简要说明	446	13.5	低电感分流器结构	477
9.4	习题	450	13.6	习题	478
第10章	电流型控制的控制方式	451	第14章	电流互感器	479
10.1	导论	451	14.1	导论	479
10.2	电流型控制的控制原理	451	14.2	电流互感器的类型	479
10.3	转换电流型控制为电压控制	453	14.3	磁心尺寸和磁化电流(所有类型)	480
10.4	完全能量转换电流型控制反激变换器的性能	454	14.4	电流互感器的设计步骤	481
10.5	在连续电感电流变换器拓扑中电流型控制的优点	454	14.5	单向电流互感器设计举例	482
10.6	斜率补偿	456	14.6	第二种类型,推挽应用的交流电流互感器	485
10.7	电感电流连续模式 buck 调整器的电流型控制优点	458	14.7	第三种类型,反激式电流互感器	485
10.8	电流型控制的固有缺点	460	14.8	第四种类型,直流电流变流器(DCCT)	487
10.9	采用电流型控制的推挽式拓扑的磁通平衡	462	14.9	在反激变换器中应用电流互感器	491
10.10	电流型控制半桥变换器和其他使用隔直电容器的拓扑充电不平衡引起的不对称	463	第15章	测量用的电流探头	494
10.11	小结	464	15.1	导论	494
10.12	习题	465	15.2	特殊用途的电流探头	494
第11章	光电耦合器	466	15.3	单向(不连续)电流脉冲测量用电流探头的设计	495
11.1	导论	466	15.4	选择磁心尺寸	497
11.2	光电耦合器接口电路	466	15.5	计算所需要的磁心截面积	497
11.3	稳定性和噪声灵敏度	468	15.6	检查磁化电流误差	498
11.4	习题	470	15.7	电流探头在直流和交流电流中的应用	499
第12章	开关电源用电解电容器的纹波电流额定值	471	15.8	高频交流电流探头	499
12.1	导论	471	15.9	低频交流电流探头	499
12.2	根据公布的数据建立电容器有效值的纹波电流的额定值	473	15.10	习题	500
			第16章	开关电源的散热管理	501
			16.1	导论	501

16.2	高温对半导体寿命和电源故障率的影响	501	1.2	功率因数校正基础、误解和事实	521
16.3	自然通风散热器、热交换器、热分流器和它们的电气模拟 ...	502	1.3	无源功率因数校正	526
16.4	热电路和等效电气模拟	503	1.4	有源功率因数校正	529
16.5	热容量 C_h (电容 C 的模拟) ...	506	1.5	其他调整器拓扑结构	535
16.6	计算结点温度	507	1.6	buck 变换器	539
16.7	计算热交换器的尺寸	508	1.7	变换器的组合使用	541
16.8	优化热传导路径方法和在什么地方使用“导热连接的散热膏”	510	1.8	功率因数控制的集成电路 ...	543
16.9	对流、辐射或者传导?	512	1.9	典型的集成电路控制系统 ...	546
16.10	热交换器的效率	515	1.10	实用设计	552
16.11	输入功率对热阻的影响 ...	516	1.11	控制 IC 的选择	556
16.12	热阻和热交换器的面积 ...	516	1.12	功率因数控制部分	563
16.13	强迫通风冷却	517	1.13	buck 部件驱动级	566
16.14	习题	518	1.14	功率元器件	568
第四部分 补充内容			附录 1. A 用于功率因数校正 boost 电路的扼流圈的设计实例		
第 1 章	有源功率因数校正	520	电源常用术语		
1.1	导论	520	参考文献		
			索引		

第一部分

常用离线开关电源的功能和基本要求

第1章 基本要求概述

1.1 导论

“离线”（direct-off-line）开关电源之所以得名，是因为它直接由交流电源供电，不用体积庞大的 50 ~ 60Hz 低频隔离变压器，而线性电源通常采用这种低频隔离变压器。

尽管各种开关变换技术在电路设计上是很不同的，但它们经过多年的发展，类似的基本功能特性已成为普遍接受的工业标准。

为了满足各个国家或国际的安全标准、电磁兼容性和电源瞬变等强制性要求，业界不得不采用了相对标准化的技术，此技术包括布线、元件布置、噪声滤波设计和瞬变保护技术。谨慎的设计者在进行设计之前会熟悉这些机构的全部要求，很多合理的设计就是由于无法满足安全标准部门的有关标准而导致失败。

不论设计策略和电路如何，在此概括的许多要求对所有开关电源来说都是基本适用的。尽管所有的开关电源功能都趋于相同，但实现这些功能的电路技术是非常不同的。有多种途径满足这些要求，对于特定应用通常会有最好的实现方法。

设计者在决定设计策略之前，必须考虑到标准的所有细节。如果在设计初期没有考虑到系统要求的某些细节，那么这一设计方案将可能完全无效。例如，要获得供电正常与否的指示或信号，要求不论变换器状态如何都要提供辅助电源，否则，如果没能提供辅助电源，则在变换器禁止时，这一设计方案将彻底无效！在设计和开发结束时，要增加一些细微的被忽视的功能已被证明常常是非常困难的。

本章剩余部分将给出常用基本输入和输出功能的概述，这些功能是由用户要求的、或是国家或国际标准所规定的。它们将有助于检查或开发最初的技术要求，在进入

1.3 设计阶段之前都应该考虑到这些内容。

1.2 输入瞬变电压保护

当条件满足时，人为和自然放电现象都会在供电线上引起很大的瞬变电压。

电气与电子工程师学会的 IEEE 587-1980 标准给出了在各种场合对这一现象的调查结果。这些场合被归类为低强度级 A，中强度级 B 和高强度级 C。大多数电源都处于低强度级或中强度级的场合，这些场合的电压应力最高可达 6000V，而电流应力可达 3000A。

在此应力下，通常要求电源保护电源本身和终端设备，为此要采用特殊的保护装置（见第一部分第 2 章）。

1.3 电磁兼容性

输入滤波器

开关电源供电是有电磁噪声的，为了满足各种国家和国际的射频干扰（RFI）标准中关于传导型噪声的要求，通常在交流供电输入端串联差模和共模噪声滤波器。所要求的噪声滤波器衰减系数取决于电源的大小、运行频率、电源设计、应用和环境。

在家用和办公设备领域，例如个人计算机、显示器等设备实行更为严格的标准，通常会采用美国联邦通信委员会 FCC-B 类或类似的限制标准。在工业应用上，会采用稍微宽松的 FCC-A 类标准或类似的限制标准，见第一部分第 3 章。

用增加滤波器的办法来改进一个设计有缺陷的电源是非常困难的，意识到这一点很重要。在设计的所有阶段都必须考虑使噪声耦合降至最小；第一部分的第 3 章、第 4 章将给出了一些有益的指导。

1.4 差模噪声

差模噪声涉及任何两个电源端或输出端之间的高频电磁噪声的分量。例如在火线与中线输入端之间或在正极与负极输出端之间可测到这种噪声。

1.5 共模噪声

对电源输入来说，共模噪声是在两条供电线端一起与大地（参考地）公共端之间出现的电磁噪声分量。

1.4 对输出来说，因为各种隔离和非隔离连接都可能存在，共模噪声存在的位置就更复杂了。总的来说，输出共模噪声涉及在任何输出端与公共端之间的电磁噪声，这里的公共端一般指机壳或公共输出电流返回线。

某些规范，尤其是用于医疗电子的标准，对在每条电源线与大地（参考地）公共端之间所允许的地回路电流进行了严格的限制。就算在绝缘非常好的情况下，地回路电流通常也能经过滤波电容和漏电容流入地端。地回路电流的限制对电源和输入滤波电容器大小设计有很大的影响。在任何情况下，不容许在火线与地之间有

超过 $0.01\mu\text{F}$ 的电容，这在许多安全标准中都有规定。

1.6 静电屏蔽

高频传导型噪声是沿着电源端或输出端传导的噪声，通常是由接地面或输入与输出电路之间的容性耦合电流产生的。因此，高压开关部件应避免安装在机壳上。若不可避免，应在噪声源和接地面之间安装静电屏蔽，或尽量使其与机壳之间的容性耦合最小。

要减少隔离变压器中输入到输出的噪声耦合，应采用静电屏蔽。这些不应与更为熟悉的安全屏蔽相混淆，见第一部分第4章。

1.7 输入熔断器的选择

这是在电源设计中常被忽略的问题。现代的熔断器技术提供了很宽范围的熔断器，能够与所需参数非常接近。使用的电压、浪涌电流、持续电流和一个器件所允许通过的能量（用熔化热能值 I^2t 的额定值表示）的影响都应考虑到，见第一部分第5章。

在两种供电输入额定电压的装置里，在较高输入电压的应用场合下，需要配置较低额定值的熔断器。标准的中速玻璃管式的熔断器很常见，在可用的地方最好采用这类熔断器。对于电源输入处使用的熔断器来说，其电流额定值应考虑大多数开关型工作系统中的电容性输入滤波器的功率因数的影响，其值为 $0.6\sim 0.7$ 。

为了有最佳的保护，电源输入处使用的熔断器应取最小的额定值，此最小额定值应该在最低电源输入电压时能可靠承受浪涌电流和电源的最大工作电流。然而，值得注意的是熔断器制造厂商的数据表给出的熔断器额定电流值具有有限的使用寿命，使用寿命的典型值是 1000h 。为了延长熔断器的使用寿命，应使正常的供电电流稍低于最大熔断器额定值，这个差额越大，越能延长熔断器寿命。

熔断器的选择是在延长使用寿命与安全保护范围两者之间的折中。用户应该意识到熔断器会逐渐老化，并应在日常检修时更换熔断器。为更换熔断器时的安全起见，熔断器应安装在接火线输入开关之后的位置。

为了满足安全部门的要求并得到最佳的保护，更换熔断器时，应换上一个相同类型、相同额定值的产品。

1.5

1.8 交流电整流与电容输入滤波器

整流器的电容输入滤波器对离线开关电源来说，几乎已成为通用的滤波器。在这样的系统中，交流输入被直接整流送到一个大的电解储能电容器。

尽管它的电路小、效率高、成本低，但也有其缺点。在外加的正弦波波峰处要求窄的、大电流脉冲，产生了过多的线路损耗 I^2r 、谐波畸变和低的功率因数。

在某些应用场合（例如船上设备），这种电流畸变是不允许的，必须采用特殊的低畸变输入电路，见第一部分第6章。

1.9 浪涌限制

浪涌限制可减少电源刚接通时通过输入端的电流。它不应和软启动相混淆，软启动是一种不同的功能，它控制着功率变换器启动开关工作的方式。

为了最大程度地减小体积和重量，大多数开关电源采用半导体整流器并在电容输入滤波器结构中使用低阻抗的电解电容。因这种系统具有固有的低输入电阻，电容初始状态是未充电的，如这种滤波器直接连到交流电源，将会在电源开关接通瞬间产生很大的浪涌电流。

因此，对有容性输入滤波器的电源，普遍的做法是要设置某种类型的电流浪涌限制。浪涌限制采取交流输入线上串联电阻限流器件的典型做法。在大功率系统中，在输入储能元件和/或滤波电容充满电时，一般用晶闸管（SCR）、双向三极晶闸管（triac）等开关去除或短路限流电阻。在低功率系统中，通常使用负温度系数（NTC）热敏电阻作为限制器件。

选择浪涌限制电阻值通常是在允许浪涌电流幅值与启动延迟时间之间的折中。负温度系数热敏电阻通常用于低功率系统，但要注意的是热敏电阻不能一直提供完全的浪涌限制。例如，电源已经运行了足够长时间，在热敏电阻通电升温后，输入突然关断又迅速地重新接通，此时热敏电阻仍是热的，其电阻低，因此浪涌电流将比较大。已发布的标准应当反映这一效应，这让使用者确定这种浪涌限制是否会造成一些运行问题。因为热的NTC电阻产生的浪涌电流通常不会损坏电源，一般采用热敏电阻是可接受的，并常用于低功率的应用场合，见第一部分第7章。

1.10 启动方法

1.6 在离线开关电源中，不使用工频变压器会带来系统启动的问题。困难在于高频变压器在变换器开始工作前不能用于辅助电源供电。适用的启动电路将在第一部分第8章讨论。

1.11 软启动

软启动这一术语常用来描述一种低应力的启动动作，通常用于脉宽调制变换器来减小变压器和输出电容的应力，减小变换器启动时输入电路的浪涌电流。

理想情况下，输入充电电容应当在变换器工作开始前充满电，那样，变换器启动就应延迟几个交流电源周期，从一个很窄的脉冲开始，逐渐增大脉冲宽度直到输出形成。

实际上，脉冲宽度应该在变换器启动时是窄的，并在启动阶段逐渐增大脉冲宽度，这有以下几个原因。在输出端总是存在相当大的电容，这个电容的充电应缓慢地进行，才不会产生一个过大的返回输入端的瞬变电流。此外，如果一个宽脉冲在最初的半个运行周期施加于变压器，那么在推挽式工作方式作用于主变压器之时，磁通量会翻倍，磁心可能饱和，见第三部分第7章。最后，因为在电流通路串联电感的地点呈现阻止电流变化的特点，如果电感电流在启动阶段被允许升高到大的值，

要防止输出电压过冲将是不可能的，见第一部分第10章。

1.12 防止启动过电压

当电源刚接通时，控制和调整电路一般都不会处于正常工作状态。只有在电源接通之前，控制和调整电路由某辅助电源预先提供能量，这些电路才会处于正常工作状态。

由于有控制和驱动电路输出范围的限制，大信号的转换速率将会变慢并严重非线性化。因此，在启动阶段，建立输出电压和控制电路正确运行之间会存在竞争的情形，这将导致额外的输出电压过冲。

为防止在启动阶段过电压，需要附加快速响应电压钳位电路，这在过去常被分立元件控制电路和集成控制电路的设计者忽视，见第一部分第10章。

1.13 输出过电压保护

失去电压控制时，无论在线性电源还是在开关电源中都可导致过大的输出电压。在线性电源和一些开关调整器中，输入与输出电路之间存在一个连接的直流通路，功率控制器件的短路将导致很大的不可控的输出。此种电路需要有强有力的过压钳位技术，采用典型的晶闸管过电压急剧保护电路可使输出短路从而烧掉熔断器。

1.7

在离线开关电源中，输出与输入由一个高度绝缘的变压器隔离开来。在这样的系统中，大多数的故障只会带来低电压或零电压输出。对过电压急剧保护的需求不是那么强烈，并常被认为与体积限制是矛盾的。在这样的系统中，在变换器驱动电路中起作用的独立信号电平电压钳位电路对过压的保护常被认为是满意的。

设计目标是电源中单个部件的故障不会造成过电压状态。因为常用的信号电平钳位技术很少能完全满足这一目标（例如，绝缘故障就无法得到完全的保护），在最严格的开关电源的设计中，仍然需要考虑过电压急剧保护电路和熔断器技术。过电压急剧保护电路也能对外部引起的过压情况提供一些保护。

1.14 输出欠电压保护

输出欠电压由过大的瞬变电流需求和供电停止造成。在开关电源中，常有相当大的能量存储于输入电容中，此能量可在供电停止期间维持输出电压。然而，对额定电流和输出压降进行限制后，瞬变电流需求仍能造成欠电压。在常发生大瞬变电流需求的系统中能起作用的有源欠电压防止电路将于第一部分第12章阐述。

1.15 过载保护（输入功率限制）

功率限制通常用于原边电路，用于对功率变换器的最大通过功率进行限制。这在多路输出的变换器中是有必要的，为获得最多用途，各单独输出电流之和有总VA额定值限制，它会超过变换器的最大容量。

原边功率限制常作为附加的备用保护措施，甚至在正常输出电流限制中也能防止输出过载的情形。在非正常的瞬变负载的情况下，当正常的副边限流可能不够快

地完全响应时，快速响应的原边限制具有防止功率器件失灵的优点。另外，部件失灵引起的事故中起火或过载损害的风险减小了。具有原边功率限制的电源比那些无此附加保护的电源有较高的可靠性。

1.16 输出电流限制

1.8

在较高功率的开关电源中，每一路输出都要被单独限流。在各种短路情况下，限流应该保护电源。在限流模式下持续运行不应造成过多的损耗或电源故障。开关电源与线性稳压器不同，它应该有一个恒流范围。开关电源的工作方式决定了其在短路的情况下也不会消耗过多功率；在非线性或交叉连接负载的条件下，恒流范围似乎不可能给用户带来“锁定”的问题。其中，交叉连接负载是指负载接到一个正极和一个负极输出端，而不与公共地端连接。

线性稳压器为了防止串联元件在短路状态下过大的损耗，按惯例有一个可再启动限流保护。第一部分 14.5 节更全面地阐述了交叉连接负载和可再启动限流保护的问题。

1.17 高压双极型晶体管基极驱动要求

在离线开关电源中，主开关器件上的电压应力可能会很大，反激变换器一般可达 800 ~ 1000V 的数量级。

除了高压晶体管对缓冲器网络、负载线整形和抗饱和二极管等明显的需求外，很多器件要求对基极驱动波进行整形。特别是为了有最好的性能，常要求基极电流在关断期间以受控制的速率成斜坡下降，见第一部分第 15 章。

1.18 比例驱动电路

对于双极型晶体管，过大的基极驱动电流使晶体管饱和而降低效率，并在轻载时减低了控制作用而导致关断存储时间过长。使基极驱动电流与集电极电流成比例可获得更好的性能。适合的电路见第一部分第 16 章。

1.19 抗饱和技术

开关电源的双极型晶体管可通过避免过度饱和来改善关断性能。保持驱动电流处于一个由增益和集电极电流所界定的最小值，晶体管就可被保持在一种准饱和状态。然而，因晶体管的增益会随着器件、负载、温度的不同而变化，就需要一种动态控制。抗饱和电路常与比例驱动技术相结合，适用方法见第一部分第 17 章。

1.20 缓冲器网络

1.9

这是一个电源工程的术语，用来描述一种为开关器件提供开、关负载线整形的网络。为在整个开关周期保持开关器件处于安全工作区来防止损坏，要求有合适的负载线整形。

在很多场合，缓冲器网络可减少开关器件的 dv/dt ，因而减轻了射频干扰问题，

尽管这并非缓冲器网络的首要功能。

1.21 直通

在半桥、全桥和推挽式应用中，如果两个开关器件的导通状态重叠，两条输入线之间将存在一条直流通道，这称为“直通”（cross conduction），它可立即造成故障。

为避免这一状况，通常在驱动波形中规定一个“死区时间”（dead time），它是两个器件都关断的时间。为了保持满度脉冲宽度的控制，提出一个动态死区时间的控制方法，见第一部分第19章。

1.22 输出滤波，共模噪声和输入-输出隔离

这些参数是互相关联的，它们已经联系在一起。在开关电源中，高电压和大电流都在以非常快的变化速率和一直增加的频率进行开关操作。这会在电源内产生静电和电磁辐射。在高压开关器件与输出电路或接地平面之间的静电耦合会产生特别棘手的共模噪声问题。

人们并未普遍认识到与共模噪声相关的问题，有一种趋势是把这部分的要求从电源标准中删除。共模噪声是很多系统问题的真正罪魁祸首，在好的电源设计中通常采用一些减少共模噪声的实际方法。应尽量减小开关器件与机壳之间的电容量，并在功率变压器原边与副边之间安装静电屏蔽。当开关器件为了散热而贴紧在机壳上时，在开关器件和安装面之间应放置绝缘的静电屏蔽。这个屏蔽和变压器中的任何其他静电屏蔽应该接回到一个直流电源输入端，以便容性耦合的电流流回电源输出的公共端。在很多场合中，变压器要求附加一个连接到地或机壳的安全屏蔽。这种安全屏蔽应处于射频静电屏蔽与输出线圈之间。

在一些不常见的输出电压较高的场合中，在安全屏蔽与输出线圈之间也需要增加一个副边静电屏蔽，以此减少输出共模电流，这个屏蔽应接到输出公共端，并尽可能地接近变压器的公共线连接端。

屏蔽与必要的隔离扩大了原边与副边线圈之间的间距，因此增大了漏感并使变压器的性能变差。值得注意的是静电屏蔽不需要满足安全屏蔽的要通过大电流的要求，因此可由轻薄的材料和连接线组成，见第一部分第3、4章。

1.10

1.23 供电故障信号

为了计算机系统有足够时间实现其内部管理功能，电源通常需要一个紧急停机报警。这可用多种办法来实现，典型的办法是在电源输出降到额定最低值之前，至少提前5ms给出一个报警信号，用此时间进行计算机可控制的关机是必需的。

在很多场合，采用了极简单的交流供电故障系统，它能简单地判别交流输入是否存在，并能在交流供电故障发生后的几毫秒内发出一个TTL低电平信号。应注意的是，在正常情况下，交流电源在一个周期内有两次经过零点，这肯定不可以被认为是供电故障，因此当真正的供电故障到来时，一般要延时几毫秒才能被确认是故

障。当确认到一次交流供电故障时，通常电源还得继续维持输出电压更长的时间，此时间用于执行必要的内部管理程序。

要注意到这种简单系统的两个局限性。其一，如果一个持续低供电电压的情况先于供电故障前出现，那么输出电压会降到最低值之下而不产生供电故障信号；其二，如果在送到电源的交流输入电压在接近于正常工作所需的最小电压值之时突然发生供电故障，那么维持时间将会大大缩短，从供电故障报警到供电完全停止的时间内将来不及进行有效的内部管理。

在更苛求的应用中，需要采用能识别持续低电压的更为完善的供电故障报警系统。如果需要有更长的维持时间，需要考虑采用电荷转储技术，见第一部分第12章。

1.24 供电正常信号

有时供电系统需要有供电正常信号。当所有的电源电压都处于特定的工作区间内时，通常有一个TTL兼容电平输出为供电正常信号，一般为高电平。有时可同时采用电源正常和供电故障信号。为了给出一个供电状态的直观的指示，通常用发光二极管LED状态指示灯显示供电正常信号。

1.25 双输入电压供电运行方式

1.11 在国际贸易的趋势下，使开关电源在标称值110/220V两种输入的情况下都可运行变得更为必要。为满足这些双电压的要求，可广泛地采用各种技术，包括一个或多个、手动或自动、变压器分接头转换和倍压技术。如需要使用辅助变压器和散热风扇，还须考虑它们在双电压应用中的连接。

一个可避免使用专用的双电压风扇和辅助变压器的实用办法见第一部分第23章。应牢记的是辅助变压器和风扇的绝缘必须保证在输入电压最高时也能达到安全要求。最近出现了一种高效无刷直流风扇，它可由开关电源的输出供电，解决了绝缘和接头切换的难题。

带有一个或两个连接切换的倍压技术在开关电源中可能是最为划算和普遍受到青睐的。然而应用此方法时，还应考虑到滤波器、输入熔断器和浪涌限制的设计。当切换输入电压连接时，低压接头端将要承受较大的电流应力，而高压接头端将要承受较高的电压应力。要同时满足这两种情况的要求，需要使用价格更高的滤波器部件。所以，除非是系统真正需要，一般不采用双电压运行方式。

1.26 供电维持时间

开关电源的优点之一就是在交流供电出现故障后仍能维持一段较短的时间使输出电压保持不变。维持时间典型的最小值为20ms，但仍取决于供电故障时刻处于输入正弦波周期的位置、负载的大小和故障前输入电压的大小。

制约维持时间大小的一个主要因素是供电故障时刻电源电压的历史过程和振幅大小。大多数标准中对维持时间的定义是对标称输入电压和负载而言的。如果电源电压在供电故障时刻接近于最小值，维持时间将要小得多。

专门用来在最小输入电压的情况下长时间维持输出电压的电源，要么因为输入电容的尺寸增大而昂贵，要么因为功率变换器在输入电压低得多的状态下必须维持输出电压恒定而降低了效率。这通常导致在标称输入情况下低效率运行。当要求输入电压低而维持时间长的时候，应考虑采用电荷转储技术，见第一部分第12章。

1.27 同步

尤其是当电源用于显示器时，提倡使用开关频率同步。尽管同步在大多数场合所具有的价值并不确定，因为对输入进行适当的屏蔽和滤波可消除同步的需要，但系统工程师还是经常对它进行明确的说明。

对电源设计中指定的同步约束是非常严格的，例如不可以使用价格低廉的可变频率的系统。同步端连接到主变换器的驱动电路，它提供了一种影响变换器运行完整性的手段。

1.12

在同步系统的设计中必须考虑到定义不当或不正确同步信号的可能性。所用技术应尽可能对不恰当使用不敏感。使用者应知道采用不正确或定义不当同步信号时是很难保证电源不被损坏的。为了在器件受损时避免饱和，大多数开关电源采用了只能与比自然振荡频率更高的频率同步的振荡器设计，同步范围也是相当有限的。

1.28 外部禁止方式

为了系统控制的需要，通常必须由外部的电子手段来使电源开和关。典型地，把TTL高电平定义为开状态，而TTL低电平定义为关状态。这种电子禁止方式激活电源接通时应完成正常的电源软启动过程。这种遥控功能的电源通常需要内部辅助电源，它平时提供输出供电。辅助电源供电必须与主变换器运行状况无关，这个简单明确的要求可以作为辅助供电的完整设计方案。

1.29 强制均流

电压可控的电源本质上是低输出阻抗的设备。因为任何两个或更多设备的输出电压和性能特点都不可能完全相同，当这些设备并联工作时，不会平均分担负载电流。

很多方法可用于强制均流，见第一部分第24章。然而，大多数情况下这些技术是通过降低电源的输出阻抗（从而也降低了负载调整率）来强制均流的。因此在并联强制均流的应用中，负载调整率性能要低于单一器件应用时的性能。

一个可能的例外是电压可控的电流源的主从设置技术。但主从设置技术现在已不受青睐了，因为它无法提供冗余的并联运行，主模块系统的故障常导致整个系统失效。

最近，电流型控制拓扑的互连系统已经显示了相当可观的前景。理论上这一技术是相当好的，但是在设备之间的P端连接上产生噪声的倾向使其具体实现起来有点困难。并且，如果用一个设备来提供控制信号，那么这个设备的失灵将造成整个系统停机，而且这也与并联冗余系统的要求相背离。

第一部分第 24 章设计的强制均流系统不受这些问题的制约。尽管输出调节较差,但在一般环境下,输出电压的变化只有几毫伏,这对大多数实际应用来说是可以接受的。

1.13 如果不提供强制均流,那么一个或几个电源将运行于最大限流模式,而其余的电源将几乎空载运行。然而,只要电源在限流模式下能连续工作,这种限流使电源有合理的使用寿命,那么也可采用简单的直接并联连接,这种方法不应被忽略。

1.30 远程取样

如果负载与电源的位置相距较远,输电线上的电压下降较大,在电源输出电缆两端,接入两条取样线,可以检测负载两端的实际电压。这种远程取样电压就能改进性能。在原理上,参考电压和比较放大器的输入通过单独的电压取样线连接到远处的负载以抵消连线压降效应。这种取样导线上的电流很小,电压降也可忽略不计。这种连接安排,可通过提高所需的供电电压来补偿主电路输出引线产生的引线压降,保证供给负载的电压正常。在低电压、大电流的应用中,这种措施尤其有用。但是使用者要知道这种技术的最少三个限制:

(1) 输电线上可允许的最大外部线压降被限制到每根线 250mV 的典型值,从而来、去两条引线的压降共 500mV。在一个 100A、5V 的应用中,这将增加电源 50W 的额外功耗,这些功率都损耗在输电线上。

(2) 当电源要被接成并联冗余模式时,通常的做法是串联一个二极管来隔离每个电源。原理就是如果一个电源短路,二极管将把这个电源与其余设备隔离开来。

如果使用这种连接,为了忽略所有的引线损失,则电源终端的电压至少比负载端高 0.7V;除非电源是特别为这一运行模式而设计的,否则所要求的终端电压将超过设计规定的最大值。还必须注意到在并联冗余模式下电源出现故障时,放大器检测取样引线将仍连接在负载上并检测负载的电压。远程取样电路应维持这一状况而不造成更多的损坏。一般的做法是用电源内部的电阻连接远程取样端到电源输出端,以避免取样线连接断开时失控和电压过冲。当这种电阻被用于并联冗余连接时,必须能够消耗一定的功率 V_{out}^2/R ,在电源端输出电压降为零时也不会出现故障。

(3) 远程取样被连接到功率放大器回路的高增益部分。因此在远程取样线上接收到的任何噪声都会作为输出电压噪声传到电源端,从而降低了供电性能,而且由引线电感和电阻引起的附加相移可能产生不稳定影响。因此,推荐把远程取样线采用双绞线连接使电感和噪声干扰最小。

1.14 因分布电容会使瞬变特性变差,除非同轴电缆已被正确匹配,否则不推荐使用同轴电缆连接。

1.31 P 端连接

在电源系统中,按规定在内部使一个或多个电源模块互相连接,以并联强制均流模式工作,在电源模块之间的均流通信是必要的,这种连接称为 P 端连接。在主

从应用场合，此种连接允许主模块控制从模块的输出调整器。在强制均流的应用中，这种连接提供了电源之间的通信，指示平均负载电流，并且允许每个电源调整其输出达到正确的总负载比例。此外，P端连接是对噪声敏感的输入，所以连接的路径应使噪声影响最小，见第一部分第24章。

1.32 低压禁止

在大多数应用中，给功率部件提供辅助供电的都来源于同一主变换器上的供电线。变换器在受控条件下启动时，在电源变换器动作开始前，要求保证供电给主变换器和辅助电路的电源应处于良好状态。通常的做法是提供一个驱动禁止电路，在辅助电源供电电压低于一个值时，此值能保证正常驱动禁止电路发出低压禁止。这种“低压禁止”电路可避免在上电阶段启动变换器，直到供电时电压升高到足以保证正常工作时才启动变换器。一旦变换器工作，如果供电电压再次降到更低的值，变换器动作将被禁止；这一滞后作用将防止在门限电压时发生间歇振荡器的振荡模式。

1.33 电压和电流的限制值调节

除非在最初的设计样机中应用，否则不推荐使用电位器调节电压和电流的限制值。电源的电压和电流限制值一旦被设定，很少再作调整。普通电位器会带来噪声和不可靠的性能，即使调节后，还是会带来新的噪声和不可靠的性能，所以需要定期调节，一般不推荐使用这类电位器。在要求提供调节的应用场合，必须使用高质量的电位器。

1.34 考虑安全标准要求

大多数国家对包括电源在内的电气设备都有严格的安全管理标准。UL（美国保险商实验室）、VDE（德国电气工程师协会）、IEC（国际电工委员会）和CSA（加拿大标准协会）就是制定这些标准的典型代表机构。应注意的是这些标准定义了印制电路板、变压器和其他易损部件的最小绝缘、间距、漏电距离的要求。

1.15

满足这些要求将影响性能，而且在设计中必须作为一个整体来看待。当设计完成后，若要再为满足安全标准要求而作修改是非常困难的。

因此，应该在设计阶段不断地敦促绘图和设计人员满足这些要求。此外，高性能的技术要求常与安全要求中的间距要求不相容，没有充分注意安全间距要求而设计出来的电源样机，其性能会给人过于乐观的感觉，但此性能不可能保持到完全符合要求的最终成品中。

经常被忽视的要求是接地线、安全屏蔽和屏蔽连接，这种连接必须能够通过熔断器故障电流而不断开，以避免在故障状况下安全接地失效。此外，任何可移动的安装方式，如可能被用来提供印制电路板到地或到机壳的接地连接等，必须有从主机主框架到地的粗线连接。单独安装螺钉并不能满足某些标准规定的安全要求。

1.16

第 2 章 交流供电线的浪涌保护

2.1 导论

随着“离线”开关电源中灵敏电子基本控制电路的使用，人们已更普遍地认识到交流供电输入电线的瞬变浪涌保护要求。

IEEE 在几年里进行的测量表明，在各种场合下作为人为和自然发生的电气现象的统计结果，其发生的频率、典型的振幅和波形是趋于期望值的。这些发现发表在 IEEE 587-1980 标准¹，见表 1.2.1。这些工作为交流输入电线的瞬变浪涌保护设备的设计提供了基础⁴⁰。

表 1.2.1 通常认为在室内环境和推荐用于设计保护系统使用的浪涌电压和电流

IEEE 587 标准位置类别	与 IEC 664 兼容的类别	脉冲		被试验品或负载电路的类型	存在于干扰抑制器 [‡] 中的能量 (J)	
		波形	中等暴露程度的幅值		采用钳位电压为 500V (120V 的系统)	采用钳位电压为 1000V (240V 的系统)
A. 长分支电路和引出线	二类	0.5 μ s, 100kHz	6kV	高阻抗*	-	-
			200A	低阻抗 [†]	0.8	1:6
B. 主馈电线, 短分支电路和负载中心	三类	0.5 μ s, 100kHz	1.2/50 μ s	高阻抗*	-	-
			8/20 μ s	低阻抗 [†]	40	80
			6kV	高阻抗*	-	-
			500A	低阻抗 [†]	2	4

* 在高阻抗的测试样品或负载电路中，电压表现为浪涌电压。在仿真测试中，采用测试发生器的开路电压值。

† 在低阻抗的测试样品或负载电路中，电流表现为浪涌的放电电流（而不是电力系统的短路电流），在仿真测试中，采用测试发生器的短路电流值。

‡ 有不同的钳位电压的其他抑制器会接收不同的能量水平。

2.2 位置类别

概括地说，预期的浪涌应力大小取决于被保护设备的应用场合。当设备在室内时，应力取决于用户引入线到设备所在位置的距离、连接电线的粗细和长度，还有分支电路的复杂性。IEEE 587-1980 标准把低压（小于 600V）交流供电线归为三个类别，见图 1.2.1。说明如下。

1. 也发布于 ANSI/IEEE C64.41-1980 标准和 IEC 664-1980 标准。

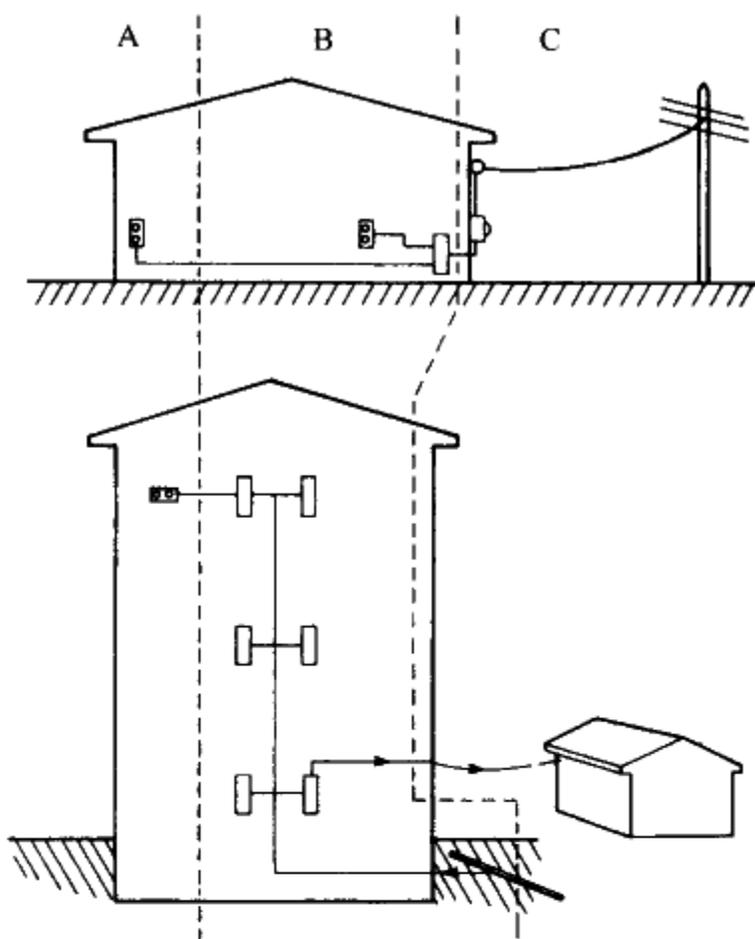


图 1.2.1 IEEE 587-1980 标准定义的电路位置类别

- (1) A 类别：输出端和长分支电路。这是最低应力的类别，应用于：
- a. 所有引出线都是在 B 类别中长于 10m(30ft)，用 14 ~ 10 号线。
 - b. 所有引出线都长于 20m(60ft)，用 14 ~ 10 号线。在这些远离接线端的位置，电压应力可达 6kV，但电流应力相当低，最大只能达到 200A。
- (2) B 类别：主馈电和短分支电路。这一类别包括电源中所能见到的最高应力的场合。它应用于下面的场合：
- a. 配电屏装置
 - b. 工业设备的总线馈电系统
 - c. 重型器具插座用短连接线的用户引入线
 - d. 商用大楼的照明系统

注意：B 类别位置更接近用户引入线，所受电压应力与 A 类别相似，但电流将达到 3000A。

(3) C 类别：户外和用户引入线。这种位置在户外。非常高应力的情况都会发生，因为线距和绝缘间隔很大，并且闪络电压将会超过 6kV。庆幸的是，大多数电源都处于部分地受到保护的室内环境内的 A 或 B 类别位置，只需要保护 A 和 B 类别应力的场合。

大多数室内配电屏和插座连接器在高于 6kV 或稍低于 6kV 电压时会引起火花，这些加上配电屏系统固有的电阻，使室内的应力状态限制在低得多的水平。

在电源要进行浪涌保护的地方，应清楚地了解保护的类别，其归类应与预期的位置一致。因为 B 类别位置保护装置比较大，价格比较高，所以除非明确地要求，

否则不归类到此保护类别。

在全分布式电源系统中要保护一些电源，通常采用共用一个总保护，可在全部系统的供电输入线处安装一个瞬变浪涌保护器。

1.19

2.3 浪涌发生的概率

因为有些瞬变保护器件，例如金属氧化物压敏电阻，有其寿命极限，根据浪涌应力的次数和大小，当选择保护器件时要考虑到可能的暴露程度。图 1.2.2 来自 IEEE 587 标准，如图所示，在低、中、高暴露程度的场合，从统计上按年预期，浪涌数量是电压幅值的函数。

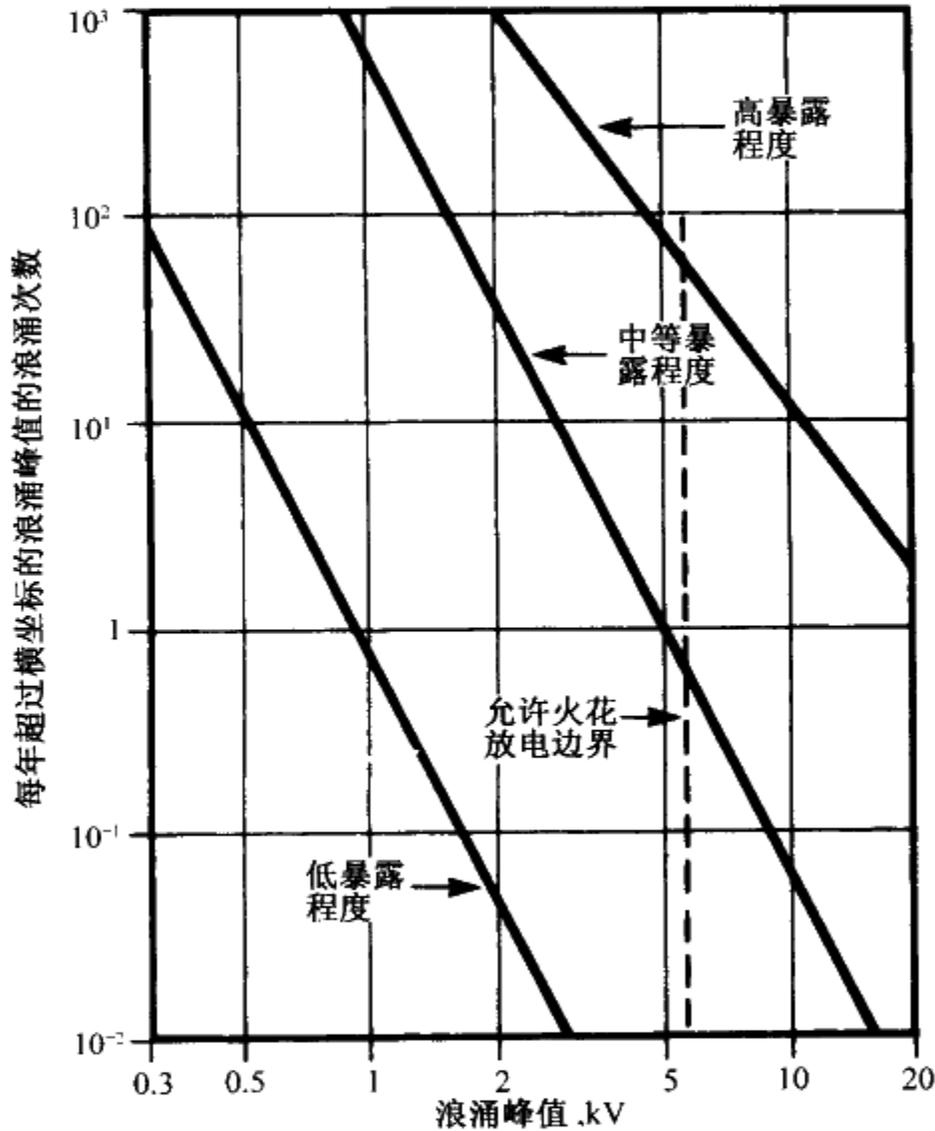


图 1.2.2 在无保护场合的浪涌发生概率与电压等级关系

例如，在一个中等暴露程度的场合，一个 5kV 尖峰的预期至少是一年一次。更值得注意的是，在同样这段时期内，1kV ~ 2kV 范围内的瞬变将会发生几百次。因为即使是这些较低应力的瞬变就足以损坏无保护的电子设备，所以很显然，在任何连到供电线的电子设备中，某些形式的保护是必需的。

1.20

IEEE 587-1980 标准所述的暴露等级如下：

- (1) 低暴露程度。系统所在地理位置闪电活跃度低，很少负荷开关活动。
- (2) 中等暴露程度。系统所在地理位置闪电活跃度高，有频繁和严重的开关瞬

变活动。

(3) 高暴露程度。少见的由长的架空线路供电的实际系统，在输电线的终端易受到反射影响，此处设备特性在高应力下产生大的过负荷火花放电。

2.4 浪涌电压波形

IEEE 调查发现：虽然浪涌电压波形表现为很多种形状，但现场测量和理论计算都表明，大多数室内低压系统（交流电压低于 600V）的浪涌电压都有一个阻尼振荡的波形，如图 1.2.3 所示是 IEEE 587 标准中著名的“振铃波”。以下文字引自该标准，很好地描述了这一现象：

在分布系统的冲击浪涌激起传导系统的自然谐振频率振荡。结果，不仅有典型地振动的浪涌，而且在系统的不同位置将有不同的幅值和波形。这些浪涌的振荡频率范围在 5kHz 到 500kHz 以上。对于居民区和轻工业交流电网来说，30kHz ~ 100kHz 频率是“典型”浪涌的一个现实的度量。

在接近于用户引入线的 B 类别位置，将遭遇到大得多的能量等级。IEEE 587 标准为高、低阻抗试验样品推荐两个单向波形。这两种波形见图 1.2.4a 和图 1.2.4b。除了单向脉冲外，也会发生振铃波的情况。在此，电压可达 6kV，电流可达 500A，各种应力情况见表 1.2.1。

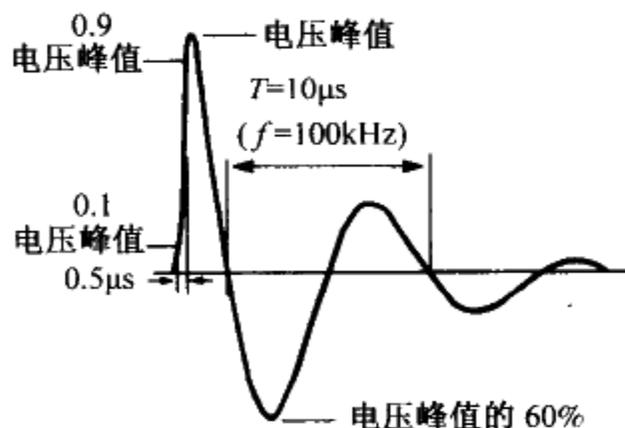


图 1.2.3 0.5 μ s, 100kHz 的振铃波（开路电压）

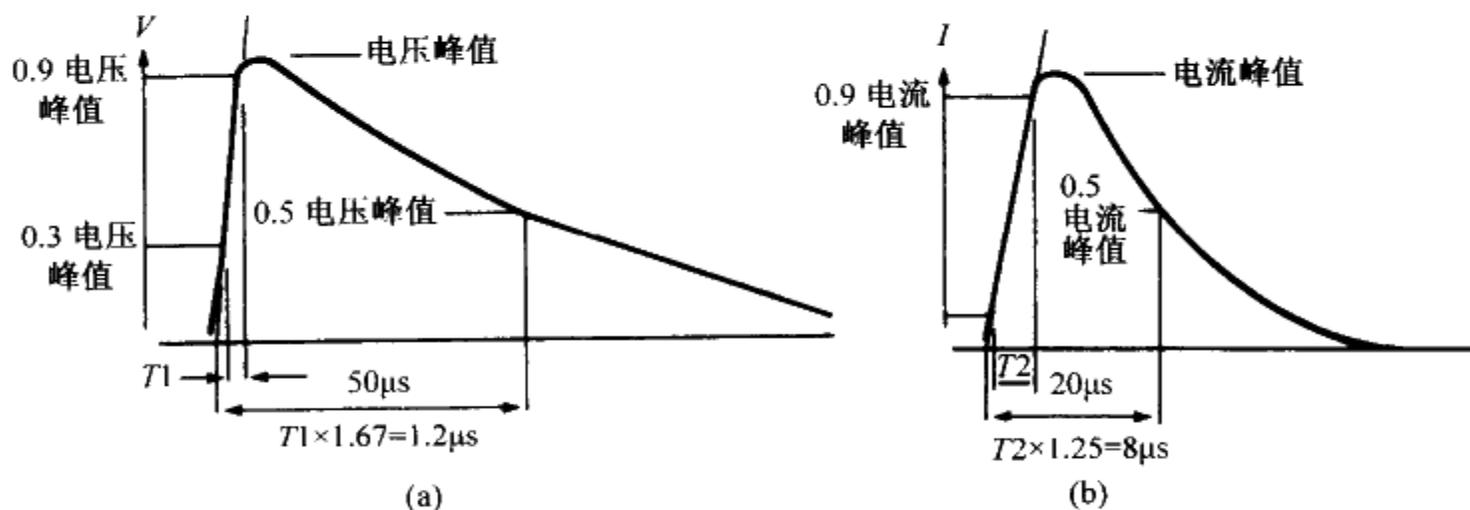


图 1.2.4 单向波形（ANSI/IEEE 28-1974 标准）

在保护设备内，一些器件通常运行于不同的模式和不同的电压下，保护电路的阻抗常常难于确定。为了满足高、低阻抗的情况，在应用于测试样品之前，测试电路通常配置成指定开路产生电压波形、指定短路产生电流波形。

1.21

2.5 瞬变抑制器件

理想的瞬变抑制器件会在正常电压下开路，在轻微过压的情况下可无延时地导电，在钳位期内不允许电压增大，能处理无限制的电流和功率，当应力作用过去后

能回到开路状态，并且永不损坏。

截至本书完稿时止，还没有一个瞬变抑制器件能接近理想要求，能在 IEEE 587 标准所述的各种应力条件下都能使用。目前有效的瞬变保护都需要使用几个器件，需要谨慎地选择能够形成互补、并能涵盖所有电压应力和电流应力范围的应用场合。

在低强度的 A 类别场合，普遍地采用硅压敏电阻与瞬态抑制二极管、滤波电感和电容结合使用。在更高功率的 B 类别场合，还用到更高额定电流值的气体放电管或火花隙。当使用气体放电装置时，也可安装快速响应的熔断器或断路器。

1.22

为了有效地匹配各种抑制器件，应充分理解它们的常规性能参数。

2.6 金属氧化物压敏电阻

顾名思义，金属氧化物压敏电阻 (MOV) 表现为电压依赖的电阻特性。在标称电压之下时，该器件具有高电阻和很小的负载。当两端电压超过标称电压时，其电阻急剧减小，而电流急剧增大。

压敏电阻的主要优点是低成本和其相当高的瞬变能量吸收能力。主要的缺点是在反复的过压下会逐渐老化和具有相当大的动态电阻。

压敏电阻瞬变抑制应用中的局限性在中、高危险位置场合相当明显。在高暴露程度的场合，器件会迅速老化，减弱了其有效钳位作用。压敏电阻老化是不明显的，也不易测量，这是容易被忽视的危险过程。再者，压敏电阻相当高的动态电阻，意味着它对大电流瞬变情况的钳位作用是很小的，即使是低压压敏电阻，在瞬变电流仅几十安培时两端电压也会超过 1000V。结果，如果金属氧化物压敏电阻单独地使用，有破坏性的高电压将会加于被保护的设备。然而，如果与其他瞬变抑制器件结合使用，压敏电阻是非常有用的。

图 1.2.5 所示为一种 275V 压敏电阻的典型工作特性，要注意在瞬变电流仅为 500A 时端电压高达 1250V。

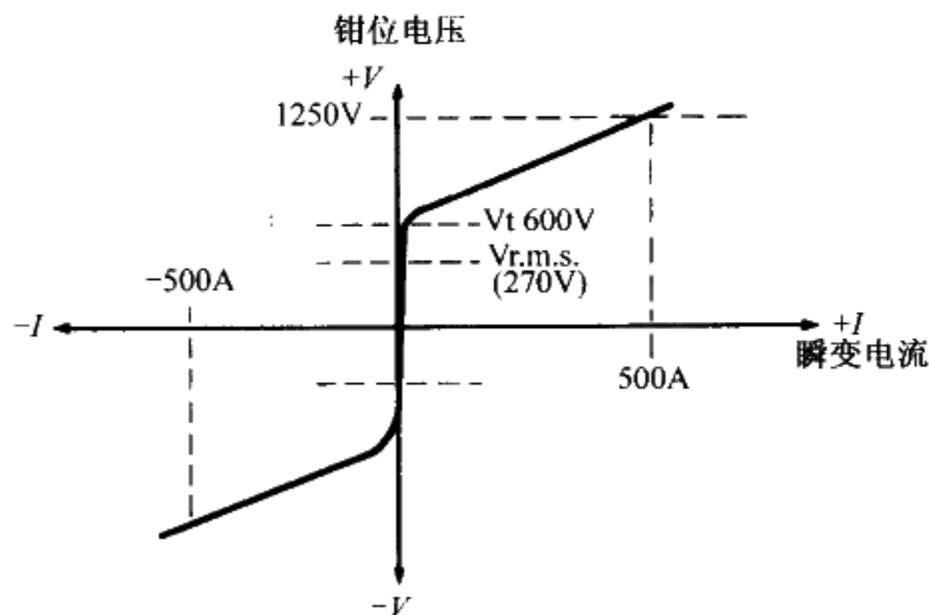


图 1.2.5 金属氧化物压敏电阻的工作特性

2.7 瞬变保护二极管

有多种瞬态保护二极管是现有的成品，包括单向或双向两种。硅瞬态保护二极管由一个雪崩电压钳位器件构成，为高瞬变能力而配置。在一个双极型保护器中，采用两个结背对背地串联连接，而一个雪崩二极管在正向表现为一个普通二极管的特征。

1.23

瞬态保护二极管有两个主要的优点：其一为钳位动作非常快速，雪崩条件能在几个纳秒内建立，其二为在导通范围内的动态电阻非常低。

在工作区，动态电阻会非常小，当瞬变电流高达几百安培时两端电压才几伏。从而，在任何瞬变应力升高到二极管的最大电流容量时，瞬态保护二极管都能提供非常可靠和有效的电压钳位。典型的 200V 双极型瞬态保护二极管的特性见图 1.2.6，要注意在 200A 时端电压才 220V。

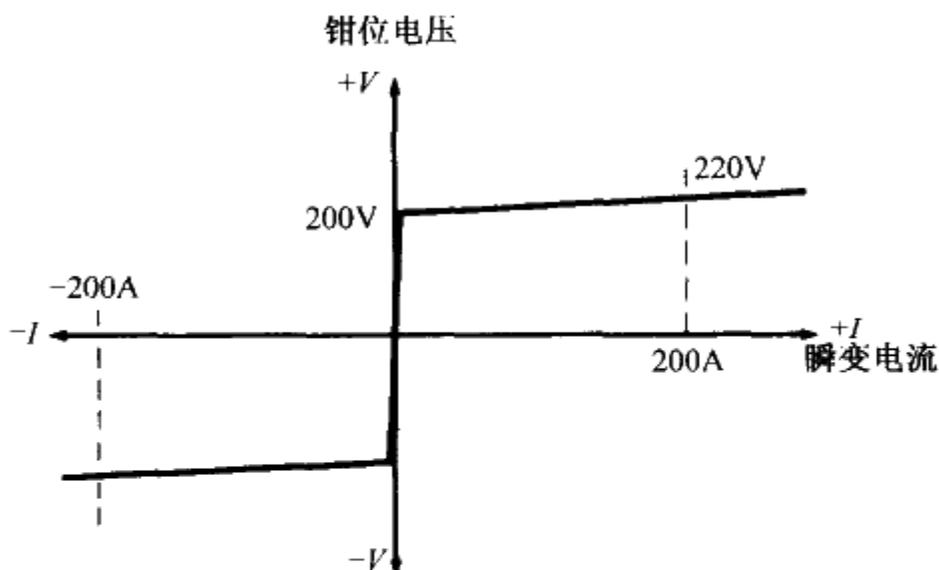


图 1.2.6 瞬态保护二极管工作特性

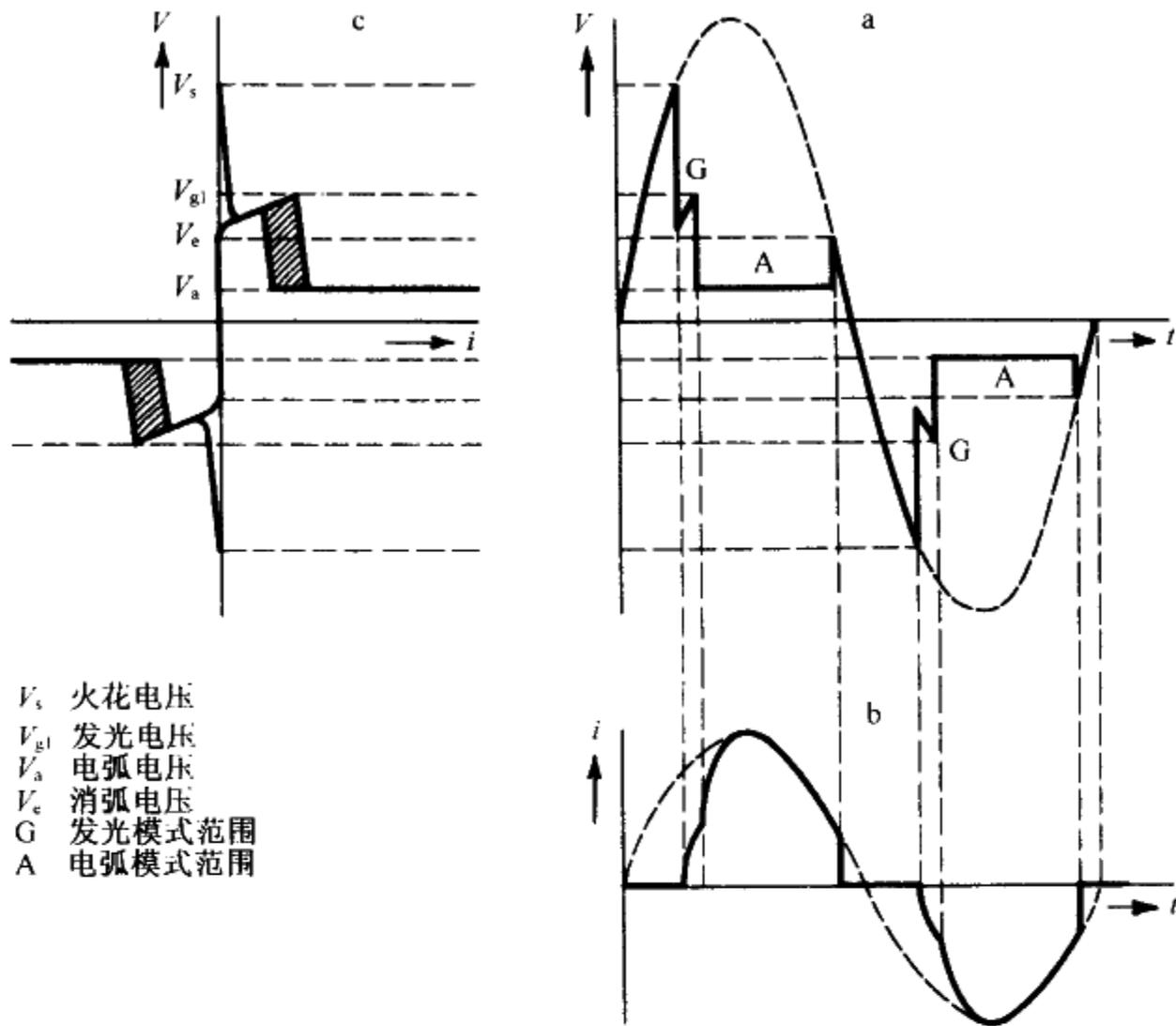
瞬态保护二极管的主要缺点是其相对高的价格和有限的电流容量。然而，如果二极管过压，它将对短路的情形无能为力；这种情况下要维持设备的保护通常要使外部熔断器熔断或断路器断开。

2.8 充气式电涌放电器

大得多的瞬变电流可由各种气体放电抑制器进行处理。在这类抑制器中，两个或更多的电极在密封的高压惰性气体环境里被精确地设置了间距。当放电器超过起弧电压时，电极之间首先发生电离辉光放电。随着电流的增大，会发生电弧放电，这就为所有的内部电极之间提供了一条低阻抗的通道。在此模式下，放电器有一条电压几乎恒定的传导路径，典型的电弧压降是 25V。放电器的特性见图 1.2.7，注意到其特点是高起弧电压和低电弧压降。

1.24

当冲击电压到来时，放电器电极仅维持很小的电压，有效地短路电源。此工作模式的内部损耗很小，一个相当小的器件也能承担几千安培的电流。使用这种类型的抑制器，保护作用不是把能量消耗在器件的内部，而是器件的短路作用，迫使瞬变能量消耗在供电线和滤波器的串联电阻上。



V_s 火花电压
 V_{gl} 发光电压
 V_a 电弧电压
 V_e 消弧电压
 G 发光模式范围
 A 电弧模式范围

图 1.2.7 充气式电涌放电器工作特性 (感谢西门子公司提供本图)

充气式电涌放电器一个缺点是其对过压应力的反应速度相当慢。等离子体的形成过程是相当慢的，而起弧电压与 dv/dt 有关。如图 1.2.8 所示，一个典型的 270V 装置中起弧电压是 dv/dt 的函数，这种效应在瞬变尖峰冲击速率为 $10V/\mu s$ 时是非常明显的。因此，对快速瞬变过程来说，充气抑制器必须有滤波器或快速反应的钳位装置的支持。

充气式电涌放电器有一个主要的缺点，是当瞬变过程结束时仍有维持导通的倾向。在交流电供电时，当供电电压在半个周期之末降到弧压降以下时，气阻塞作用应正常恢复。然而，交流电源内阻非常小，如果电流超过了器件的额定电流值，那么高的内部温度将阻止正常的电弧消失，因此会维持器件导通。在瞬变结束后，由交流电源供给的后续电流将会很快地损坏放电器。因此，有必要在供电线上安装某种限流器与这类放电器

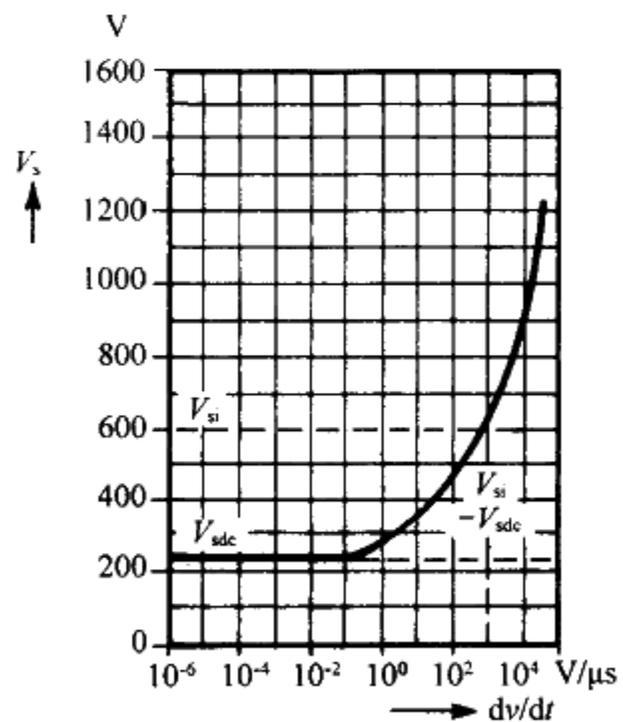


图 1.2.8 充气式电涌放电器中火花电压随 dv/dt 的变化曲线 (感谢西门子公司提供此资料)

1.25

一同使用，限流器可选用速断型熔断器或快速响应的电磁式断路器。

很多厂商和设计人员提倡给充气管串联一个限制电阻。这将减小充气管受到冲击后的后续电流。这种技术满足了限制后续电流和使等离子体在供电电压过零点时消失的要求。然而，这种串联的电阻又使瞬变抑制的性能减弱，即使一个很小的（如 0.3Ω ）电阻在 3000A （IEEE 587 标准规定的大电流冲击情况下）也将产生 1000V 的电压降。比起配上串联电阻，作者更倾向于依靠滤波器和外部电路电阻来限制抑制器电流；这保留了充气管器件极好的钳位能力。对于有更大应力的场合，如果充气管器件保持导通，那么快速断路器或熔断器将会最终断开供电线路的输入。

在本书写作之时，充气电涌放电器仍处于开发阶段，人们正在研究许多有创意的技术来改善它的工作性能。

2.9 交流滤波器和瞬变抑制器的组合使用

如上所提及的，各种瞬变抑制器限制了电流容量。因为交流阻抗极低，通常必须引入限制电阻与供电线串联来减小分流连接抑制器所受的应力。这也使电压钳位作用更有效。

尽管串联限制可由分立元件的电阻提供，但为了效率，应该使用电感。如果使用电感，也就同时为瞬变抑制电路提供附加滤波功能，这是有利的。这将有助于限制线载噪声和滤除电源产生的噪声。并且，线圈的电阻和电感能提供必须的串联阻抗来限制瞬变电流，达到有效的瞬变抑制。因此，瞬变抑制通常会与开关电源所需的典型 EMI 噪声滤波电路结合使用。

1.26

2.10 A 类别瞬变抑制滤波器

图 1.2.9 为在 A 类别保护单元中可见的交流电源滤波器与瞬变抑制器件的典型组合电路。

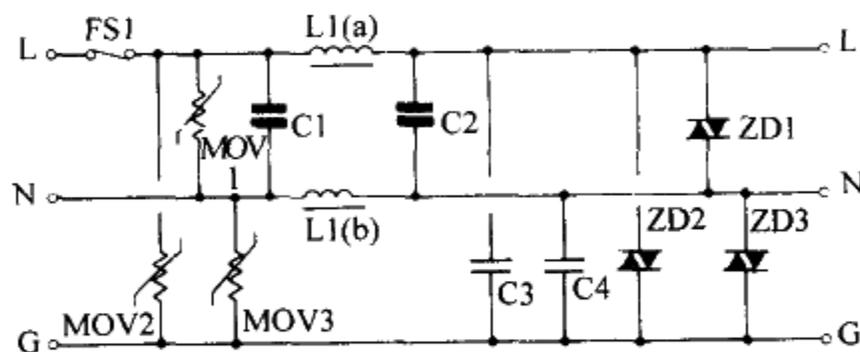


图 1.2.9 使用金属氧化物压敏电阻和电涌放电器（SVP）保护器件，用噪声滤波器的交流电源火线 - 中线与交流电源线 - 地线的瞬变过压保护电路，适用于低中级功率应用场合

电感 $L1(a)$ 、 $L1(b)$ 和电容 $C1 \sim C4$ 组成了普通噪声滤波网络。在此滤波网络的输入端，压敏电阻 $MOV1 \sim MOV3$ 提供了对产生于交流线路的瞬变压力的第一级保护。在非常短的动态高压瞬变过程中，压敏电阻的钳位作用与在串联电感上的电压降一起，阻止了大部分的瞬变电压向输出端的传导。

在更持久应力的情况下，电感 $L1(a)$ 和 $L1(b)$ 所流过的电流将增大到某值，此值能使电容 $C2$ 和 $C3$ 充电到能使瞬态抑制二极管 $ZD1$ 、 $ZD2$ 、 $ZD3$ 导通的电压值。在所有的电流应力升高到这些瞬态抑制二极管的雪崩电压钳位值时，这些二极管能防止输出电压超过它们的额定钳位值。如果达到了这一电平时，二极管仍未能使电路短路来烧掉保护熔断器 $FS1$ ，那么整个设备将处于不安全状态。然而，这种非常高的电压应力不会发生在 A 类别的场合。

应注意到抑制器件也可阻止由驱动设备产生而回馈到供电线上的瞬变电压。当系统中的多台设备连接到同一供电线时，这是非常重要的优点。

在本例中，为差模（火线到中线）和共模（火线和中线到地线）应力提供了保护。随后将会说明虽然常常只提供差模保护，但产生共模应力的情况在实践中常会发生。因此，对整个系统的这种情况进行保护是有必要的。

共模瞬变抑制这一明智做法被怀疑为可能存在危险，因为在瞬变情况下的地回路会产生电压“电震”，见第二部分 2.13 节。随后将表明这种效应是不可避免的；如果要提供全范围的保护应该用其他方法处理。

1.27

2.11 B 类别瞬变抑制滤波器

如选择适当的大器件，如图 1.2.9 所示的电路就能在 B 类别的场所使用，但是更方便的是采用小的低成本的气体放电抑制器来提供额外的保护。

如图 1.2.10 所示为一个合适的电路，该电路组合了所有三种保护装置的优点，并且有完全的共模和串模滤波网络。

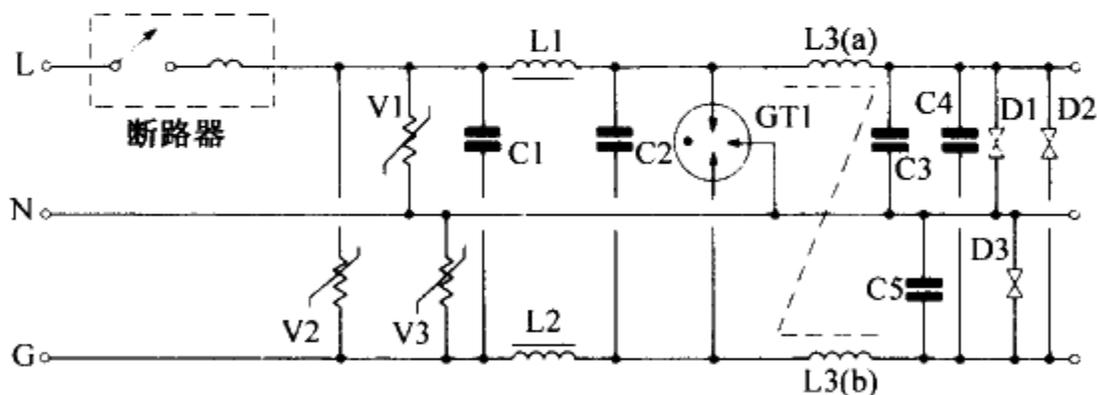


图 1.2.10 具有噪声滤波器的交流电源火线 - 中线与交流电源线 - 地线的瞬变保护电路，使用了 MOV、电涌放电器（SVP）和瞬变保护二极管，适用于中高功率的应用场合

共模滤波电感 $L3(a)$ 和 $L3(b)$ 由附加的串模电感 $L1$ 和 $L2$ 来补充性能。这些电感与 $C1 \sim C5$ 一起，为共模和串模交流传导的瞬变和 RFI 噪声提供了强有力的滤波。这种电路也可用来补充或代替开关电源的常用输电线滤波器。

除了压敏电阻和输出瞬态抑制二极管外，三端气体放电充气式电涌放电器 $GT1$ 也连接在串模和共模电感之间。

这一电路以最有效方式结合了三种抑制器件的全部优点。对于很快的瞬变过程，输入压敏电阻 $V1$ 、 $V2$ 、 $V3$ 与 $L1$ 、 $L2$ 、 $L3(a)$ 、 $L3(b)$ 、 $C1 \sim C5$ 一起，提供了对瞬变有效的衰减。对于持续时间较长的中等应力场合，电感中的电流将增大，输出电

压也将增至刚好能使输出瞬变保护二极管 D1、D2、D3 导通来保护负载。

这种 B 类别抑制器的主要优点是在幅值大且持续时间长的应力情况下，三端充气式电涌放电器 GT1 将被施加很高的冲击电压，有效地短接所有的线路包括瞬变电压到地。

三端充气式电涌放电器的优点就是不管初始应力来源于哪条线，把所有线都短接到地。这可以减小不可避免的地回路连续冲击电压。

对这一电路进行大量的应力测试表明，在大多数情况下，供电线阻抗与 L1、L2 限流作用结合，可防止充气式电涌放电器触发后在放电器中通过过量的电流。瞬变过去后，在供电电压过零点时，电涌放电器会恢复到非导通状态。因此，在充气式电涌放电器导通这一极少见的情况下，对负载的供电中断时间将小于半个周期。

1.28

典型的开关电源具有能量存储和维持能力，所以半个周期的交流供电中断不会造成对负载的直流输出中断。在极少见的充气式电涌放电器持续导通事件中，快速响应的电磁断路器将会断开少于一个周期，从滤波器中脱开交流输入。

2.12 完全瞬变保护的状况

高压瞬变的一个主要的成因是直接或间接的外部供电系统的闪络效应。无论瞬变的成因为何，是对这条或那条供电线直接的冲击，或是源于附近故障的感应效应，在遍及配电网中的供电线与线或供电线与地之间各种不同点的闪络都可以提供对源应力的衰减。

这些闪络的结果是出现在供电线和地线之间的瞬变到达远处位置时变成为共模。尽管中线在建筑物接入口附近就接入地，因为有建筑物内的电缆、配电盘接线盒和插座上的闪络，瞬变应力也能在被保护设备处变为共模，正是这种闪络减轻了 A 类别和 C 类别场所之间的应力。给火线到中线之间提供保护的瞬变抑制器不只是保护了设备，也保护了针对线-地、中线-地之间的应力场合而使用的共模电容器。

2.13 接地电压的电震应力的原因

出现在供电线与地回路之间的电压应力称为共模瞬变电压。当一个共模瞬变电压到达抑制器时，电流通过一个或几个瞬变抑制器件流向地端。结果，相当大的电流会在瞬变期间流经接地端。因为在瞬变抑制器与用户接入线之间存在电阻和电感，相对于实际接地端而言，这种地电流能够提高本地系统地端的电位。因此，被保护设备的外壳与真实地端之间存在一种可能电震的危险，这个电压被称之为接地电压。

瞬变抑制器使应力电流回流到地线是一种电震危险，不应使用，这可能是有争论的。只有在没有瞬变抑制器的应力期间保证负载不会击穿到地，这种论点才是可行的。实际上，设备可能在这种模式下出现故障，即使没有抑制器，接地电压的电震的危险也依然存在。另外，负载没有受到保护，可能被彻底损坏。

应该考虑到在高压应力条件下接地电压的电震的可能性，在有或没有瞬变保护下都有不可避免的危险。应该采取措施确保接地路径的电阻非常小来减小接地电压。如一个操作员接近设备，那么该操作员能触及到的所有设备都必须接到相同的地回

1.29

路。在计算机房，需要进行妥善的接地，包括设备和大楼本身的建筑物。

2.14 习题

1. 为什么在离线开关电源中对交流供电线进行浪涌保护很重要？
2. 试说出交流电线瞬变应力的一些典型原因。
3. 试说出规定在办公和家居场所中的各种布线系统中典型振幅和波形的一个 IEEE 标准的编号。
4. 如 IEEE 587-1980 标准所述，试描述应力位置 A、B 和 C 类别。
5. 如 IEEE 587-1980 标准所述，试解释暴露位置的意义。
6. IEEE 587-1980 标准是如何说明各种场合的浪涌发生率和电压振幅的？
7. A 类别位置的典型波形和瞬变电压预期是怎样的？
8. B 类别位置的浪涌波形预期是怎样的？
9. 试述普遍用于供电输入线保护滤波器的三种瞬变保护器件。
10. 讲述金属氧化物压敏电阻、瞬变保护二极管和充气式电涌放电器的优点和局限性。

第3章 开关电源的电磁干扰

3.1 导论

电磁干扰 (EMI) 或射频干扰 (RFI) 是无意产生并传导或辐射的能量, 在所有开关电源中是无时不在的。高效率所要求的快速矩形波形操作的开关动作也会产生很宽的干扰频谱, 这可能成为大问题。

为了任何电子系统都能正常地运行, 使系统所有的元件都具有电磁兼容性是很重要的。而且整个系统也必须与邻近的系统互相兼容。

因为开关电源是如此多干扰的来源, 所以对这方面的设计进行谨慎考虑是至关重要的。一般良好的设计实践要求允许的射频干扰尽量小以避免射频污染, 这种射频干扰可以被传导进电源或输出线, 或从任何电源设备把射频干扰发射出去。此外, 各级别的标准通过法律来限制允许的干扰水平。

这些标准因来源的国家、权威机构和预期的应用不同而有变化。电源设计者需要学习市场所在地的相关法规。在共同市场的国家, 推荐应用国际电气技术委员会的 IEC BS 800 标准, 或国际无线电干扰特别委员会 (CISPR) 的标准。德国的要求是德国电气工程师协会的 VDE 0871 或 VDE 0875 标准, 因运行频率而定。在美国, 适用联邦通信委员会 (FCC) 标准, 类似的加拿大推荐的限制是加拿大标准协会 (CSA) 的 C108.8-M1983 标准。

这些标准一般覆盖的频率范围是 10kHz ~ 30MHz, 家居场合比办公或工业场所有更严格的标准。

图 1.3.1 所示为 FCC 和 VDE 发布的对传导型 RFI 发射所做的限制。

1.31

3.2 EMI/RFI 传播模式

电源设计者所关心的传播有两种形式: (1) 电磁辐射的 E 波和 H 波; (2) 在供电线和互连线上的传导干扰。

布局 and 配线的实践要求减小漏感和改善性能, 辐射干扰通常被减到最小。一般而言, 高频电流回路很短, 可能的话应使用双绞线。将屏蔽变压器和具有气隙的扼流圈, 以减小辐射的磁场, 见第一部分第 4 章, 通常使用屏蔽盒或设备外壳。

用来使传导干扰最小化的技术也会减小辐射噪声。接下来的一节集中讨论电源干扰的传导方面, 一旦传导限制达到了要求, 则辐射限制也通常可满足要求。

3.3 输电线传导型干扰

考虑传导干扰有两个主要方面, 就是差模传导噪声和共模传导噪声。它们将被分别考虑。

1.32

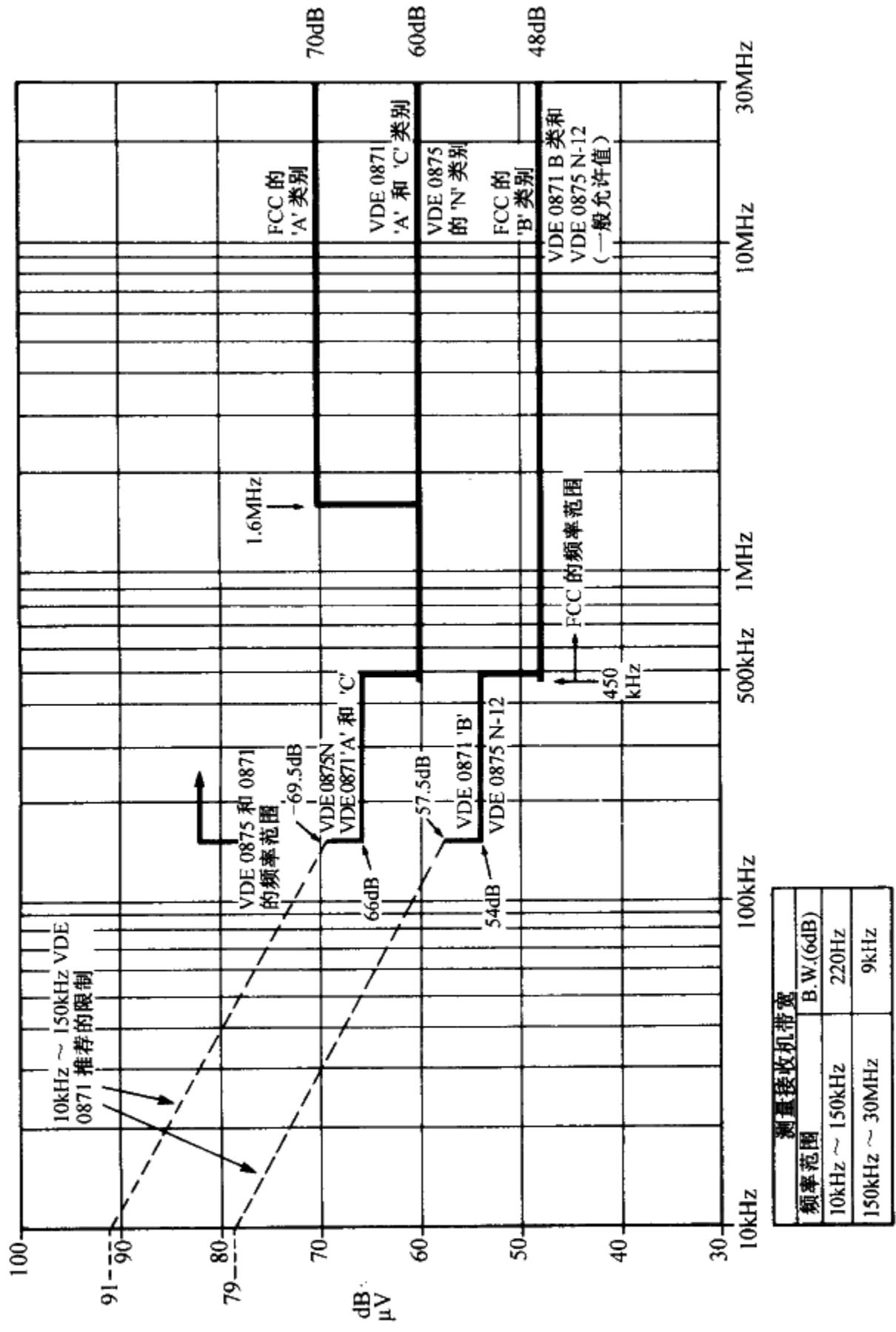


图 1.3.1 传导型 RFI 限制, 由 FCC 第 15 部分之 j 节和 VDE 0871 标准及 0875 标准所规定

差模干扰：差模（或串模）干扰是存在于任两条供电线或输出线之间的 RF 噪声分量。在离线开关电源中，这通常是交流供电线的火线和中线或输出线的正极和负极两条线之间的干扰，干扰电压与供电线输入或输出电压串联而起作用。

共模干扰：共模干扰是存在于任何或全部供电线或输出线与公共地平面（机壳、箱或接地返回线）之间的射频噪声分量的干扰。

3.4 安全标准（接地电流）

在这一阶段考虑安全要求可能不大合适，然而这是必需的，因为安全机构指定了接地电流的最大值，这样可使在接地电路故障事件中的电击危险最小。这一要求不仅提出了要很好地注意绝缘的要求，也给出了供电线和地之间的电容的严格限制值。电容大小的限制对供电线输入滤波器的设计有意味深远的影响。

对接地电流的允许限制值因管理机构的不同而异，但也取决于预期设备的应用场合。例如，预期可能使用于医疗器械的场合，有一个称为“接地泄漏电流”的非常严格的限制。接地电流限制由几个主要的管理机构制定，生效的标准见于表 1.3.1。

1.33

表 1.3.1 安全标准允许的最大接地漏电流值和推荐的 Y 滤波电容最大值

国家	标准名称	接地漏电流限制值	C1 和 C2 的最大值
美国	UL 478	5mA 120V 60Hz	0.11 μ F
	UL 1283	0.5 ~ 3.5mA 120V 60Hz	0.011 ~ 0.077 μ F
加拿大	C22.2 No1	5mA 120V 60Hz	0.11 μ F
瑞士	SEV 1054-1	0.75mA 250V 50Hz	0.0095 μ F
	IEC 335-1		
德国	VDE 0804	3.5mA 250V 50Hz	0.0446 μ F
		0.5mA 250V 50Hz	0.0064 μ F
英国	BS 2135	0.25 ~ 5mA 250V 50Hz	0.0032 ~ 0.064 μ F
瑞典	SEN 432901	0.5 ~ 5mA* 250V 50Hz	0.0064 μ F
		0.25 ~ 5mA 250V 50Hz	0.0032 ~ 0.064 μ F

* 疑原书错，原书为 0.55mA。

表 1.3.1 给出了各标准适合于图 1.3.2 中位置 C1 和 C2 去耦电容的最大值，这些值假定绝缘漏电和寄生电容为零值。为使电感和滤波器体积最小，应使用标准所允许的最大去耦电容。因为输入的一边总是被假定为中线（在用户引入端连接到地），在任何时候都只有一个电容导电。然而，应检查总漏电流，以建立所有电容和绝缘漏电通道中产生的总贡献。

1.34

图 1.3.2 所示为测量接地电流的方法。如供电线只有一端是接火线的，在任何时候只有一个电容器接地。

3.5 输电线滤波器

为了满足传导型噪声标准，通常需要使用相当大的交流滤波器。然而，如先前所述，安全标准严格地限制了在供电线和地平面之间的电容的大小。

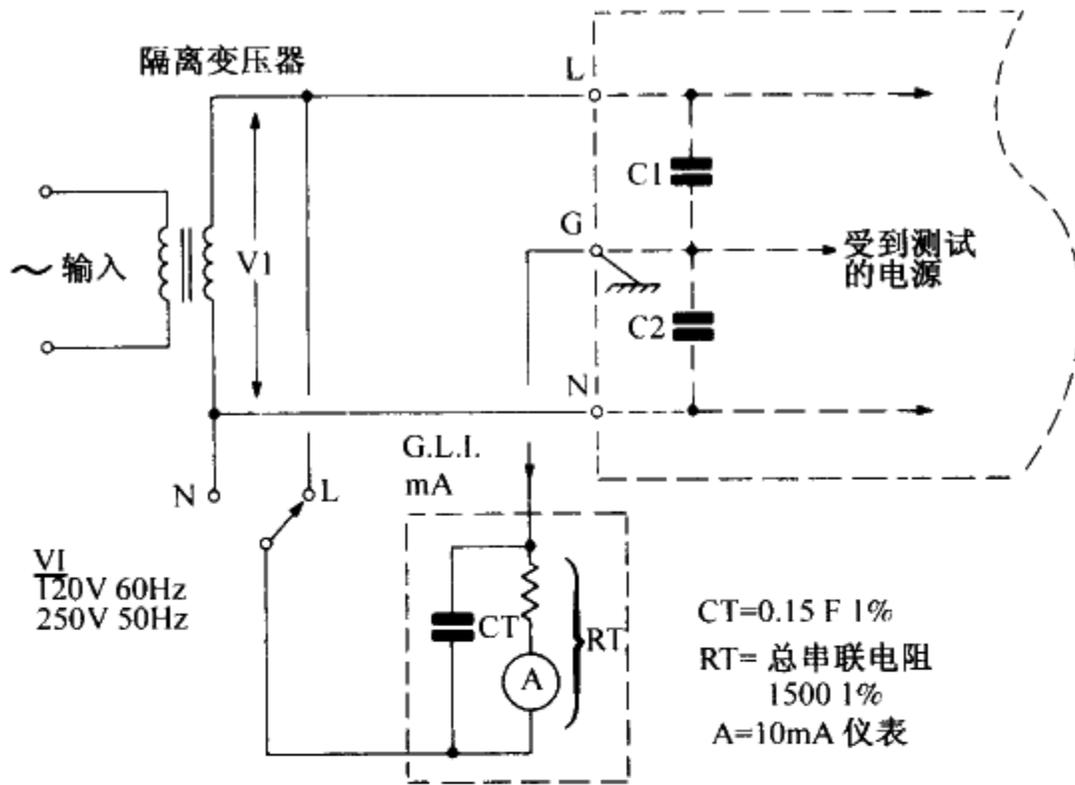


图 1.3.2 由 CSA22.2, part1 规定的接地漏电流测试电路（注意：CT 和 RT 值由设备和机构标准的要求而定）

因为去耦电容的大小有限制，滤波器不能轻易地解决共模干扰的问题，此问题可能由于配线不佳、规划不当、屏蔽不良、功率开关部件所处的恶劣的场合而产生。良好的抗 EMI 性能要求在设计和开发过程中的每一个阶段都保持谨慎和警惕。没有什么可以替代在干扰源那么有效地抑制 EMI。

3.6 在干扰源抑制 EMI

图 1.3.3 所示为几个更为普遍的导致 EMI 问题的原因。不能屏蔽开关器件和不能向变压器提供射频屏蔽是导致传导共模干扰的主要原因。因去耦电容的大小有限制，这些干扰成分也是最难在滤波器中消除的。

差模或串模噪声更容易被电解储能电容旁路掉，相当大的去耦电容 C3 和 C4 被允许连接于交流电源两端。

共模射频干扰电流被绝缘漏电和寄生静电耦合或电磁耦合引入就近的接地面（通常是电源的机壳或外壳），见图 1.3.3 中的 Cp1 ~ Cp5。这些寄生电流返回环路将通过去耦电容 C1 和 C2 流回到输入交流供电线。

因为源电压和源阻抗都很大，这种回路电流驱动源可近似为一个恒流源，去耦电容 C1 和 C2 两端电压可近似为一个电压源，它与干扰谐波频率的电流幅值和电容阻抗成比例：

$$V_{hi} = I_i \times X_c$$

式中， V_{hi} = 谐波干扰电压；

I_i = 谐波频率干扰电流；

X_c = C1 或 C2 的谐波频率电抗。

上式中假设绝缘漏电流可忽略不计。

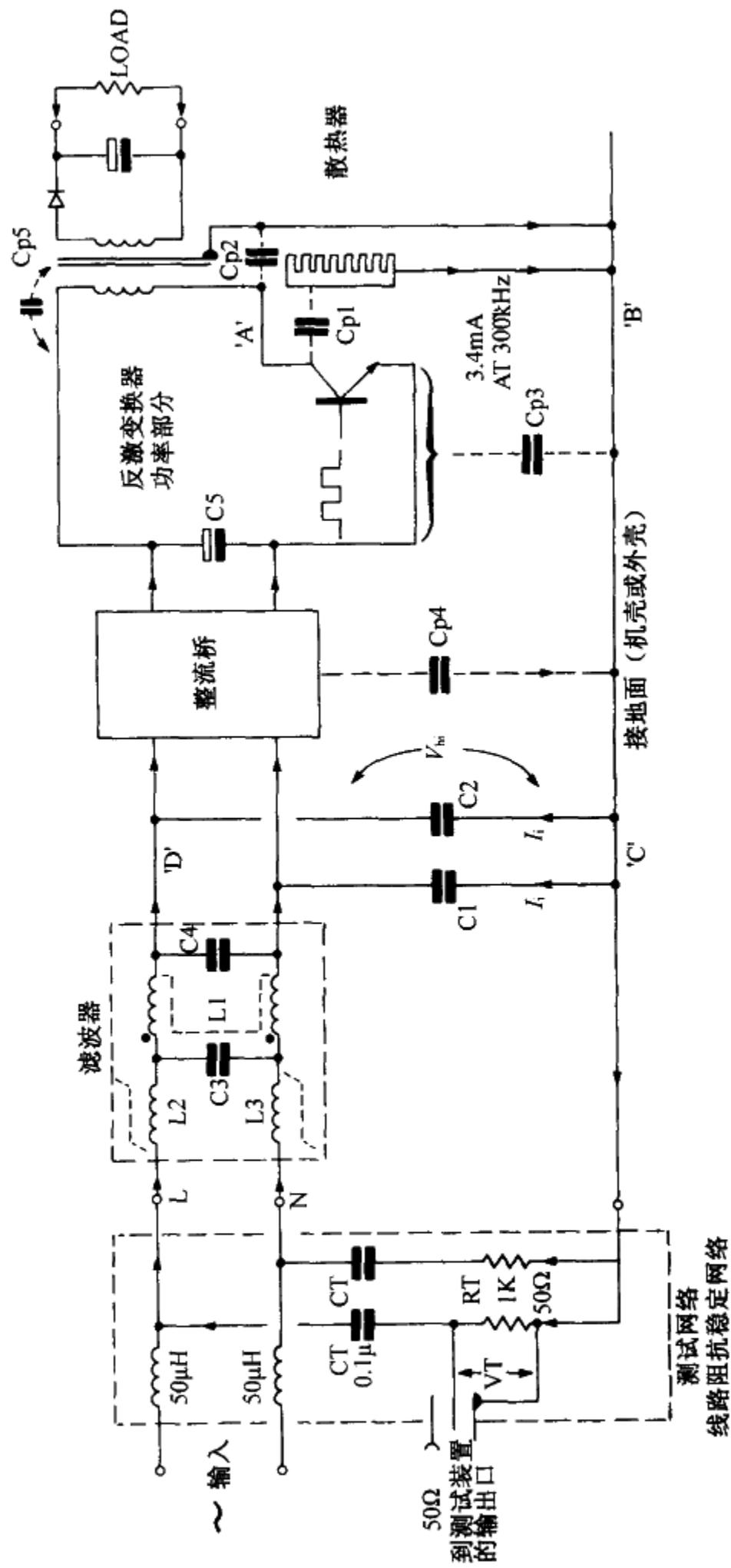


图 1.3.3 一个典型的高线开关电源寄生 RFI 电流路径的例子

1.34
1.36

电压源 V_{in} 驱动电流流经串联电感 $L1$ 、 $L2$ 和 $L3$ ，再流向输出线并经地线返回。正是 RF 电流的外部分量导致了外部干扰，也正因为如此它被标准所限制，必须要最小化。

3.7 实例

考虑寄生电流流经 A、B、C、D，再回到 A，见图 1.3.3 所示。A 点是高压开关晶体管的外壳。

对于反激式应用来说，晶体管上的电压可能达到 600V，开关频率典型值为 30kHz。因有快速开关边沿，谐波将会延伸到几个兆赫。寄生电容耦合（见图中的 C_{p1} ）将会存在于晶体管外壳 A 与接地平面 B 之间。

开关频率的第 10 次谐波是 300kHz，正好在标准规定的 RF 频带之内。如果以方波运行，对于 600V 的谐波振幅将有约为 20dB 的衰减即变成 60V。如泄漏电容为 30pF，在 300kHz 时有 3.4mA 电流将流入地端。

电流回路通过滤波电容 $C1$ 和 $C2$ 回到晶体管。

为了满足最严格的安全标准，所能允许的 $C1$ 和 $C2$ 的最大电容值为 $0.01\mu\text{F}$ 。

如果大部分接地电流经过这些电容中的一个返回，此电容两端，即从结点 C 到结点 D 的电压 V_{in} 将为 180mV。电感 $L1$ 和 $L2$ 在 D 点与模拟的 50Ω 供电线电阻 R_T 之间形成了一个分压网络。如果 R_T 上的电压小于 $250\mu\text{V}$ ，达到标准的限制 $1\mu\text{V}$ 需要约 48dB 的衰减，那么 $L1$ 和 $L2$ 必须在谐波频率引入大于 50dB 的衰减，这对那些还须传输供电输入电流的电感来说是一个几乎不可能完成的任务。

通过在晶体管 and 地端之间安装一个静电屏蔽，RF 电流返回到输入干扰源，寄生电容 C_{p1} 两端的交流电压将消失，从 A 点到地的有效 RF 电流将会相当可观地减小，见图 1.3.4 和图 1.3.5，则此时对输入滤波器的要求已不那么严格。

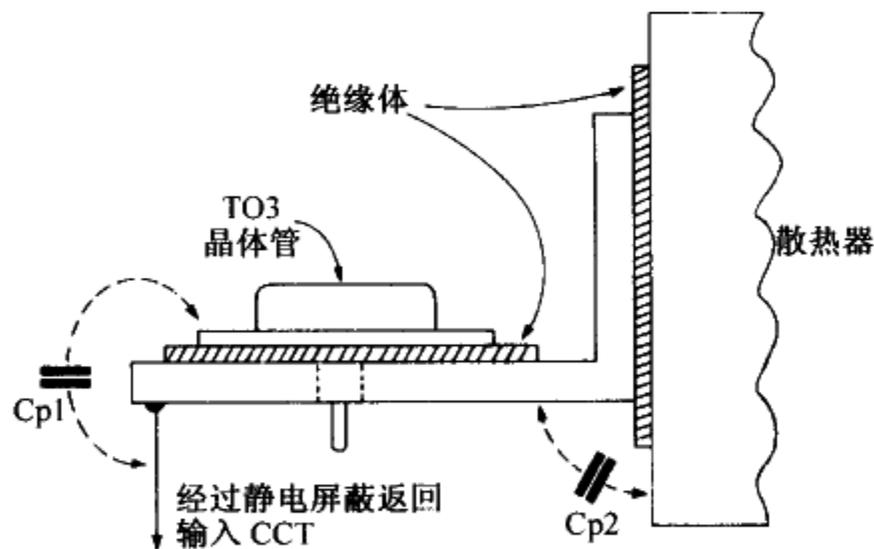


图 1.3.4 TO3 安装架和散热器，安装架兼具 RFI 静电屏蔽的功能

在噪声源用接地平面减小 RF 电流是到目前为止消除 EMI 的最好方法。一旦这些干扰电流被引入到接地面，将很难预知它们干扰的路径。无疑，所有的高压交流元件都应该与地隔离，如果需要接触式冷却，它们都应被屏蔽起来，见图 1.3.4。变压

1.37

器应该用静电屏蔽，此屏蔽应返回接到输入直流线上，使容性耦合电流返回到供电线，见图 1.3.5。这些 RFI 屏蔽不属于普通安全屏蔽，普通的安全屏蔽因安全的原因必须返回到接地面。

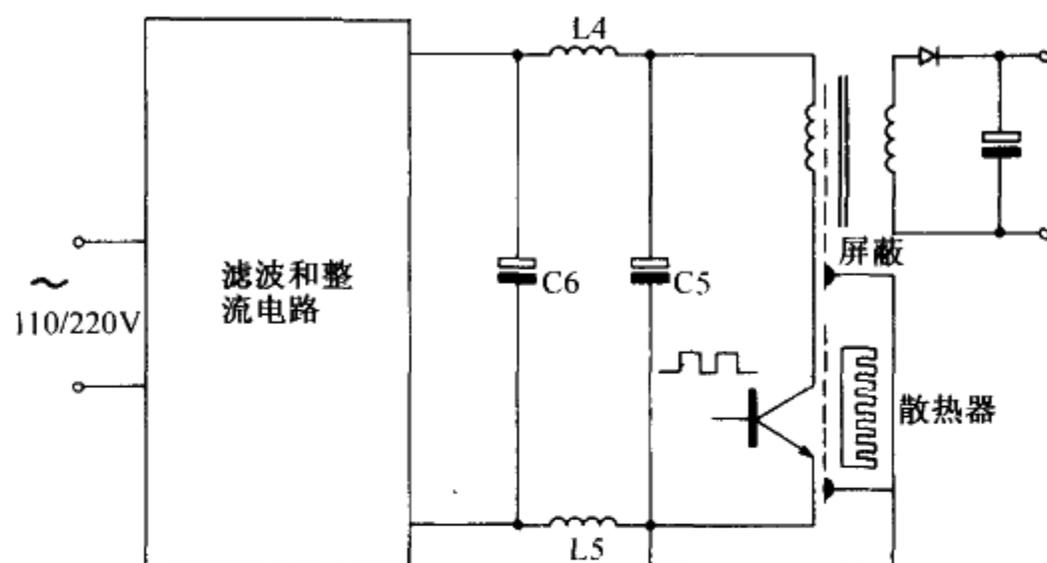


图 1.3.5 初级 RFI 屏蔽接地最佳接法

图 1.3.3 的电容 C4 减小了到 L1 端的差模或串模噪声。这部分电路噪声的主要发生器是输入整流桥，由整流器反向恢复电流尖峰引起。功率开关器件产生的串模噪声由接近噪声发生点的电容 C5 来较好地耦合。无论如何，大的电解储能电容通常能有效地分流掉出现在高压直流线之间的任何串模噪声的大部分。在一些实例中，图 1.3.5 所示的附加滤波元件 L4、L5 和 C6 是用来提高串模滤波能力的。

3.8 线路阻抗稳定网络

图 1.3.6 所示为标准的线路阻抗稳定网络 (LISN)，用于线路传导干扰的测量，在 CSA C108.8-M1983 中说明，于 1983 年 5 月完善。类似的网络在 FCC 和 VDE 有说明。原理上，宽带扼流圈 L1 和 L2 使供电输入端来的任何干扰噪声电流都经 $0.1\mu\text{F}$ 的电容 C3 或 C4 转移到 50Ω 的测试接收器中。不测试的线接 $0.1\mu\text{F}$ 和 50Ω 。用户可能反过来连接供电线路输入端或使用隔离供电设备，通常要独立地测试两条供电线的共模噪声。

1.38

3.9 线路滤波器设计

3.4~3.8 节用到的设计方法把交流供电线路滤波器当成是削弱共模 RF 噪声的分压网络。源端阻抗和负载阻抗在供电线环境下很难确定，这一方法比普通滤波器设计技术会被优先使用。

在开关电源中，干扰噪声发生器通常是一个与高阻抗串联的高压源，它相当于一个恒流源。为提供良好的衰减，首要的要求之一是把恒流噪声源转变为一个电压源，可在滤波器的电源端提供低阻抗分流通路来实现此功能，因此供电线路滤波器不是对称或匹配的网络。

“网络分析”表明滤波器阻抗与源或终端阻抗越是不匹配，滤波器衰减 RF 噪声

就越有效。参考图 1.3.3, 假设一个恒定电流流经 C 点和 D 点, 进入外部 50Ω 测试接收器的衰减将为 $12\text{dB}/\text{倍频程}$, 这要求 $L1$ 、 $L2$ 、 $C1$ 和 $C2$ 具有良好的宽带阻抗特性。能满足这一标准的电容很容易选择, 但宽带电感不那么容易找到, 设计也很困难, 宽带电感还必须通过供电线电流而不要产生显著功耗。

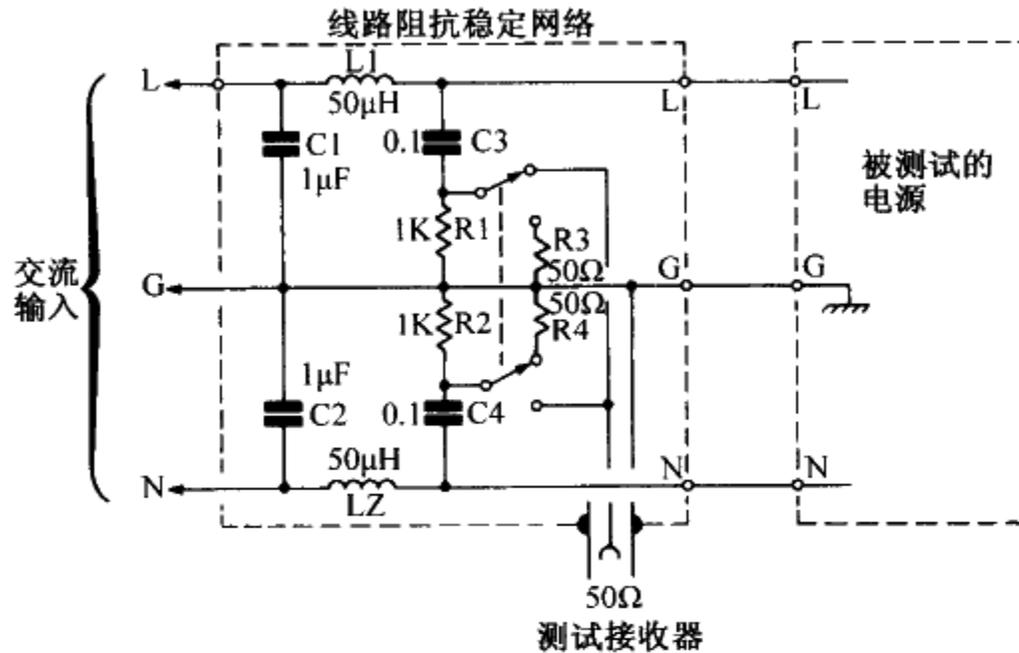


图 1.3.6 由 FCC、CSA 和 VDE 的传导型线路干扰测试所指定的线路阻抗稳定网络

最后, 如 3.4 节所述, 安全要求对去耦电容 $C1$ 和 $C2$ 设置了最大容量限制, 滤波器的衰减系数的进一步增加关键取决于串联电感 $L1$ 和 $L2$ 的值和性能, 以下要考虑到一些滤波电感的设计关键。

1.39

3.10 共模线路滤波电感

图 1.3.3 中电感 $L1$ 应考虑到一种特殊情况。为了具有最好的共模衰减, 它必须有一个大的共模电感并能通过 60Hz 的供电电流。

用最小的磁心提供最大的电感, 应采用高导磁率的磁心材料。正规做法是用两个线圈绕成 $L1$ 。整流二极管只有在输入电压波形的峰值附近才会导通, 因而这两个线圈传输两倍交流频率的大电流。

更为传统的扼流圈设计中, 这种运行情况需要一个低导磁率材料或有气隙的磁路, 以防止磁心饱和。然而在这一应用中, $L1$ 的两个线圈已定相, 它们只为共模电流提供最大的电感, 却失去了串模电流抑制能力。

对于常规的 60Hz 差模交流电流, 电流在每个圈是反相流过的, 消除了 60Hz 电感, 这种定相可防止磁心饱和。然而, 定相也导致了对串模噪声电流的微小的电感, 有时需要附加相互间无耦合的电感 $L2$ 和 $L3$ 来减小串模噪声电流。

$L1$ 的两个线圈之间存在较大的漏电感, 这是一个有利条件。为此原因, 也为了满足安全要求, 两个线圈一般在物理位置上要分开, 绕在隔成两部分的线圈架上。因低频电感是很小的, 可采用高导磁率铁氧体或磁心材料, 磁路不需要气隙。

在这类共模电感被用于直流应用场合的输出滤波器中, 串模直流成分也会被消

除，同样情形也会取得成功。

对于共模噪声，L1 的性能是很不同的。共模噪声相对于地同时出现于供电线的两端。大旁路电容 C3 有助于确保连接电感两端的噪声幅值相同。在此处，两个线圈同相，就像一个线圈在工作，提供了大的共模电感。

为了保持良好的高频抑制，滤波器电感的自谐振频率应尽可能地高。为满足此要求，线圈的匝间电容和线圈对磁心的电容就必须尽可能小。为此，常使用单层间隔地绕在已绝缘的高导磁率铁氧体磁环上的线圈。这种共模电感器的有效电感能做到相当大，典型值是几毫亨。

当使用附加串模电感时，见图 1.3.3 中 L2、L3，共模电感 L1 被设计成用来只抑制较低频率的分量，线圈的匝间电容显得并不重要了。对于这一应用可使用铁氧体 E 型磁心；这些磁心有两段线圈架，能提供较好的线路-线路之间的隔离。电感 L2 和 L3 必须提供良好的高频衰减，通常使用低导磁率铁粉磁心或钼坡莫合金磁环。单层线圈扼流圈在交流工频电流流过时不会使低导磁率的磁心饱和。

主要的共模扼流圈 L1 的电感和大小取决于供电线上电流和衰减的要求。使 C1、C2 在原位但去掉电感，通过测量传导噪声可很好地确定，记下最大谐波的电压和频率，使它们保持在限制值范围内所需要的电感可计算出来。剩下的就是选择合适的磁心、线径和所需电感的匝数、额定电流值、温升。

1.40

应该注意的是 L1 上的能量损耗几乎都为铜损耗 $I^2 R_{Cu}$ ，因为磁心电磁感应和趋肤效应是可忽略不计的。L1 的设计是一个互相影响的过程，可能最好由选择磁心的大小开始，而磁心的大小根据额定电流值和所需电感值使用“面积乘积”法进行设计，见第三部分第 1 章。

3.11 共模线路滤波电感的设计实例

假设由 3.10 节的计算或测量确定了基本要求，由 110V 交流供电运行的一个 100W 电源需要一个 5mH 的共模电感来满足 EMI 的限制要求。参照典型值，进一步假定电感的功耗不超过 1%，即 1W，温度上升不超过 30K。

因 1W 功耗产生 30K 的温升，则此自然冷却的电感的热阻为 30K/W。根据表 2.19.1 可知， R_{θ} 为 30K/W 时，得到 E25/25/7 磁心的尺寸。

根据反激型开关电源容性输入滤波器的典型值，100W 的装置效率为 70%、功率因数为 0.63，则 110V 时输入电流的有效值约为 2A。

如果两个线圈的总功耗为 1W，那么 $I^2 R = 1$ ，则总的线圈电阻 R_{Cu} 不能超过 0.25Ω。

根据制造商所给的数据，E25 线圈架的铜电阻系数 A_r 是 32μΩ。则得到 0.25Ω 电阻的线圈匝数可用下式计算：

$$N = \sqrt{\frac{R_{Cu}}{A_r}} = \sqrt{\frac{0.25}{32 \times 10^{-6}}} = 88 \text{ 匝}$$

用分隔开的线圈架允许有 10% 损失，则每一边可绕 40 匝。

采用有最高导磁率的材料 N30 的 E25 磁心的电感系数 A_L 是 3100nH。电感可由下

式计算：

$$L = N^2 \times A_L = 40^2 \times 3100 \times 10^{-9} = 4.96\text{mH}$$

参考厂商数据，采用所计算的匝数的最大线规是 AGW20 号线，它刚好放入线圈架。由于电感取的是边界值，可使用大一号的磁心重复以上计算过程。

3.12 串模电感

1.41 串模铁粉磁心或钕坡莫合金磁心电感的设计可见第三部分第 1、2、3 章。

3.13 习题

1. 解释开关电源中引起传导和辐射射频干扰的一些典型原因，并给出实例。
2. 什么形式的电气噪声传播是开关电源设计者最感兴趣的？
3. 描述差模干扰与共模干扰之间的差别。
4. 为什么把干扰噪声降低到最小是重要的？
5. 在电源中的什么位置最易消除射频干扰？
- 1.42 6. 在消除共模线路干扰中，为什么线路滤波器有限制值？

第4章 静电屏蔽

4.1 导论

开关电源设计中最困难的问题之一，是将共模传导 RFI 电流减少到一个可接受的范围之内。这种传导的电噪声问题主要由寄生静电和各开关元件与接地面之间的电磁耦合造成。接地面可能是机壳、机柜、接地线，它取决于设备的类型。

设计者应该检验整个布局，识别出可能存在这些问题的区域，并在设计阶段引进合适的屏蔽方法。在后期阶段将会很难改正 RFI 设计不当的产品。可能出现问题的区域见图 1.4.1 所示，对于一个反激式开关电源的寄生耦合来说，这是典型的问题区域，图中指出了静电屏蔽的恰当位置。

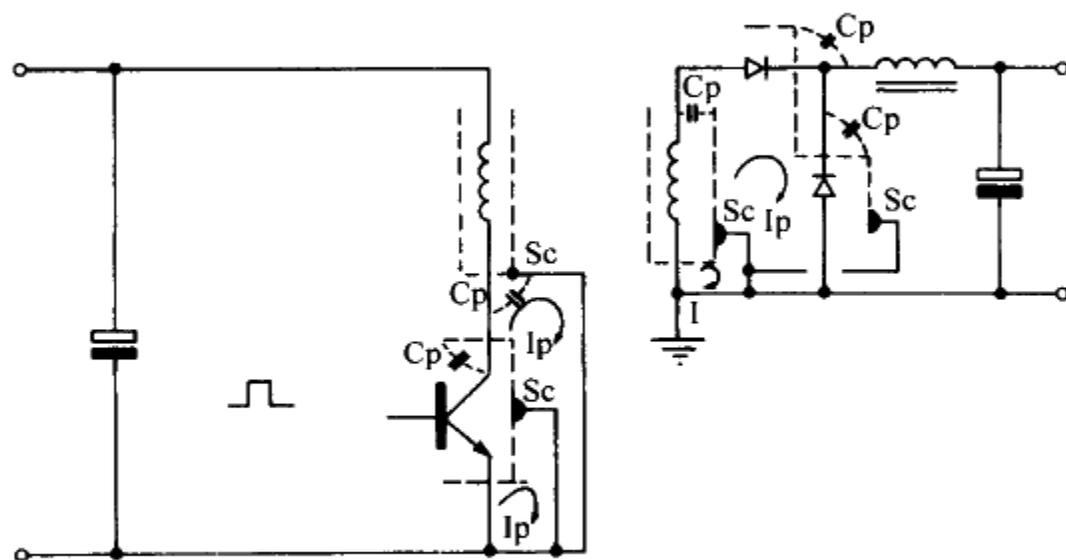


图 1.4.1 原边和副边电路的容性耦合静电屏蔽电流返回路径

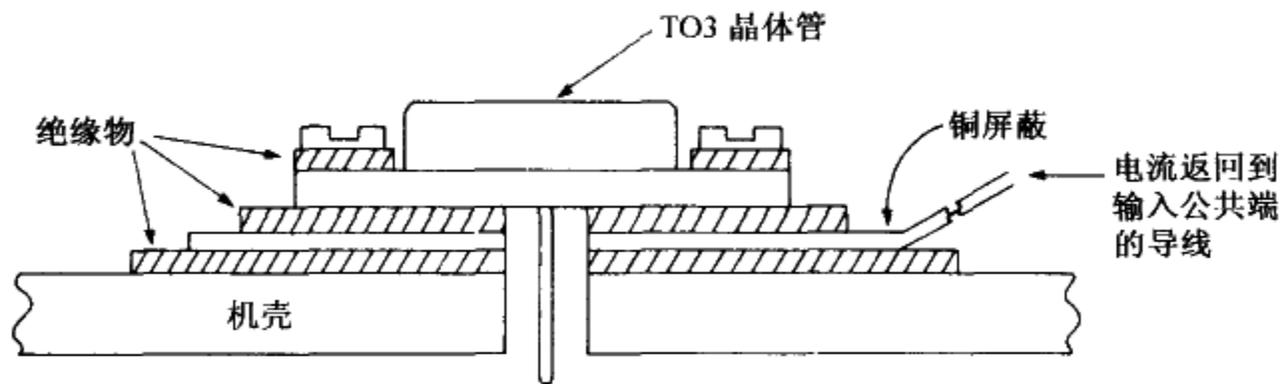
在大多数应用中，凡是高频、高压开关波形可能与接地面或副边输出有容性耦合的地方都要求有静电屏蔽。那些在散热器上安装开关晶体管和整流二极管，而散热器又与主机壳接触的场所是典型的位置。此外，在有很大开关电流流过的元件或线路上，磁场和容性耦合都有可能产生噪声。其他可能有问题区域有输出整流器、安装在机壳上的输出电容、在主开关变压器上的原边、副边以及磁心与其他驱动或控制变压器的之间的容性耦合。

4.2 应用于开关设备的静电屏蔽

当零件安装在散热器上，而散热器又与机壳有热连接的时候，消除不希望有的容性耦合的方法是在会产生干扰的元件与散热器之间放置一个静电屏蔽。这种屏蔽一般是铜制的，必须与散热器和晶体管或二极管都绝缘，屏蔽可捡拾容性耦合的交流电流并使之回流到输入电路的一个方便的参考点。对于原边元件来说，参考点一

一般是直流电源线的公共负端，它在开关器件附近。对于副边元件来说，参考点一般是电流流回变压器副边的公共端。图 1.4.1 说明了这一原理。

图 1.4.2 所示为一个 TO3 晶体管静电屏蔽的实例。这个原边开关晶体管具有高电压和高频开关波形，除非晶体管外壳与机壳之间有适当的屏蔽，否则将会通过它们之间的电容耦合一个很大的噪声电流。安装方法如图 1.4.2 所示，铜屏蔽将会使寄生噪声电流流回输入电路，这样形成的电流回路不会把电流引向接地面。这个屏蔽不会通过电容注入任何显著的电流到散热器，它相对于机壳或接地面有一个相对小的高频交流电压。设计者会识别出可能出现问题的其他区域，在此区域可使用类似的屏蔽。



1.44

图 1.4.2 在 TO3 开关晶体管与散热器之间的已绝缘的静电屏蔽

4.3 变压器的静电屏蔽和安全屏蔽

为了避免射频电流在原边和副边线圈之间或原边和接地的安全屏蔽之间流动，主开关变压器通常至少要在原边线圈加一个静电 RFI 屏蔽。在一些应用中，原边与副边线圈之间需要附加一个安全屏蔽。静电 RFI 屏蔽与安全屏蔽主要在结构、位置、连接方面有不同。安全标准要求安全屏蔽回路到接地面或机壳，而 RFI 屏蔽一般返回到输入或输出电路。EMI 屏蔽和接线头由很薄的铜片做成，只需要传输很小的电流。然而，为了安全起见，安全屏蔽的额定电流必须至少是电源熔断器额定电流值的三倍。

图 1.4.3 所示为在离线式使用的开关型变压器中的安全屏蔽和 RFI 屏蔽的典型电路。在图示的完全屏蔽的应用中，两个 RFI 屏蔽靠近原边和副边线圈，而安全屏蔽位于这两个 RFI 屏蔽之间。如果不需要副边 RFI 屏蔽，那么安全屏蔽要位于原边 RFI 屏蔽和任何输出线圈之间。为进一步谨慎地隔离，原边 RFI 屏蔽将通过一个串联电容与输入供电线进行直流隔离，此电容在额定隔离电压下一般为 $0.01\mu\text{F}$ 就足够了。

1.45

只有当需要最大的噪声抑制或输出电压较高时，才使用图示的副边侧 RFI 屏蔽，这个屏蔽将返回到输出线的公共端。只有当有必要时，变压器的屏蔽才适合使用，它增加构件和线圈高度，会使漏电感增加并使性能变差。

高频屏蔽的回路电流在开关瞬变时可能相当大，为了防止这种电流通过一般的变压器作用耦合到副边，屏蔽的接线点应在其中央，而不应在边沿。这样，容性耦合的屏蔽回路电流在屏蔽上各自的半边反方向流动，消除了所有的感应耦合效应。

应该记住屏蔽的各末端必须互相绝缘，以避免形成闭合回路。

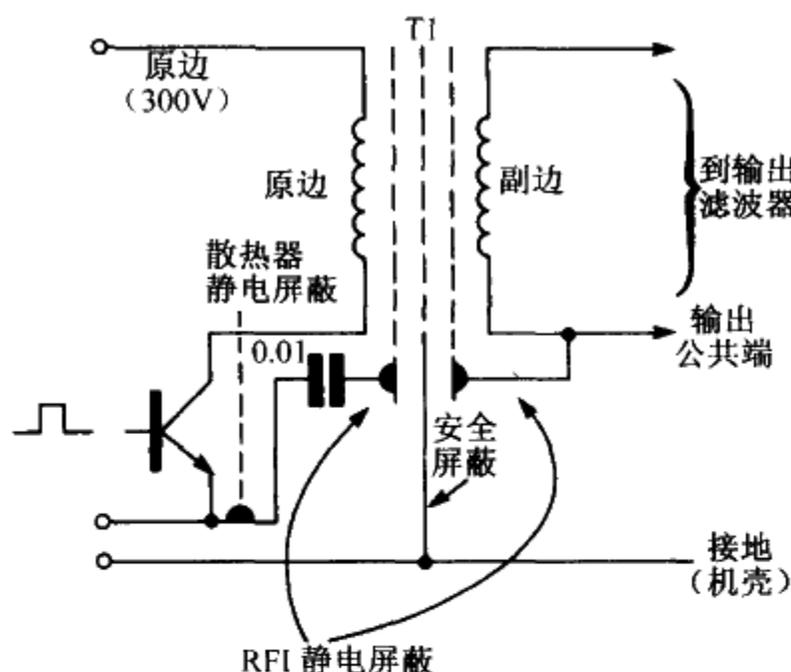


图 1.4.3 完全屏蔽的变压器，所示为原边和副边静电屏蔽的位置和连接，具有一个附加的原边到副边的安全屏蔽

4.4 输出元件上的静电屏蔽

对于高压输出，RFI屏蔽可装在输出整流器与它们的散热器之间。如果副边电压较低，比如12V或更低，则不需要副边变压器RFI屏蔽和整流器屏蔽。

通过在回路上放置输出滤波扼流圈使二极管散热器免受RF电压影响，可以消除输出整流二极管对静电屏蔽的需要，典型的实例见图1.4.4a和图1.4.4b。

如果二极管和晶体管的散热器完全与机壳隔离，如安装在PCB板上那样，则在这些元件上就不一定需要静电屏蔽。

4.5 减小有气隙变压器磁心的辐射型EMI

铁氧体反激变压器和高频电感在磁路上通常有相对大的气隙，以此来确定电感或防止饱和。有此气隙的磁场能储存相当可观的能量。除非变压器或扼流圈被屏蔽了，否则从气隙中将会辐射电磁场（EMI），这会对电源本身或现周边磁柱中场设备造成干扰。而且，这种辐射的电磁场可能超过了辐射型EMI标准的限制。

若磁心的气隙位于最大的电磁场，或均匀分布于柱片间，则会产生辐射。通过使气隙只集中在中间磁柱，这种辐射可减小6dB或更多。使用只有中间磁柱气隙的完全闭合的罐型磁心，则辐射减小程度更大。然而对离线式应用来说，罐型磁心并不常用，因为它一般不能满足较高电压时的爬电距离要求。

把气隙只集中在中间磁柱会增加温升，降低效率。这种损耗的增加可能是由位于线圈中间的柱片边缘的磁边缘效应引起的。线圈中磁场的扰动导致了附加的趋肤效应损耗和涡流损耗，进一步降低的效率可达2%。所增加的损耗会在气隙处形成一个高温区，从而使该区的绝缘过早损坏。

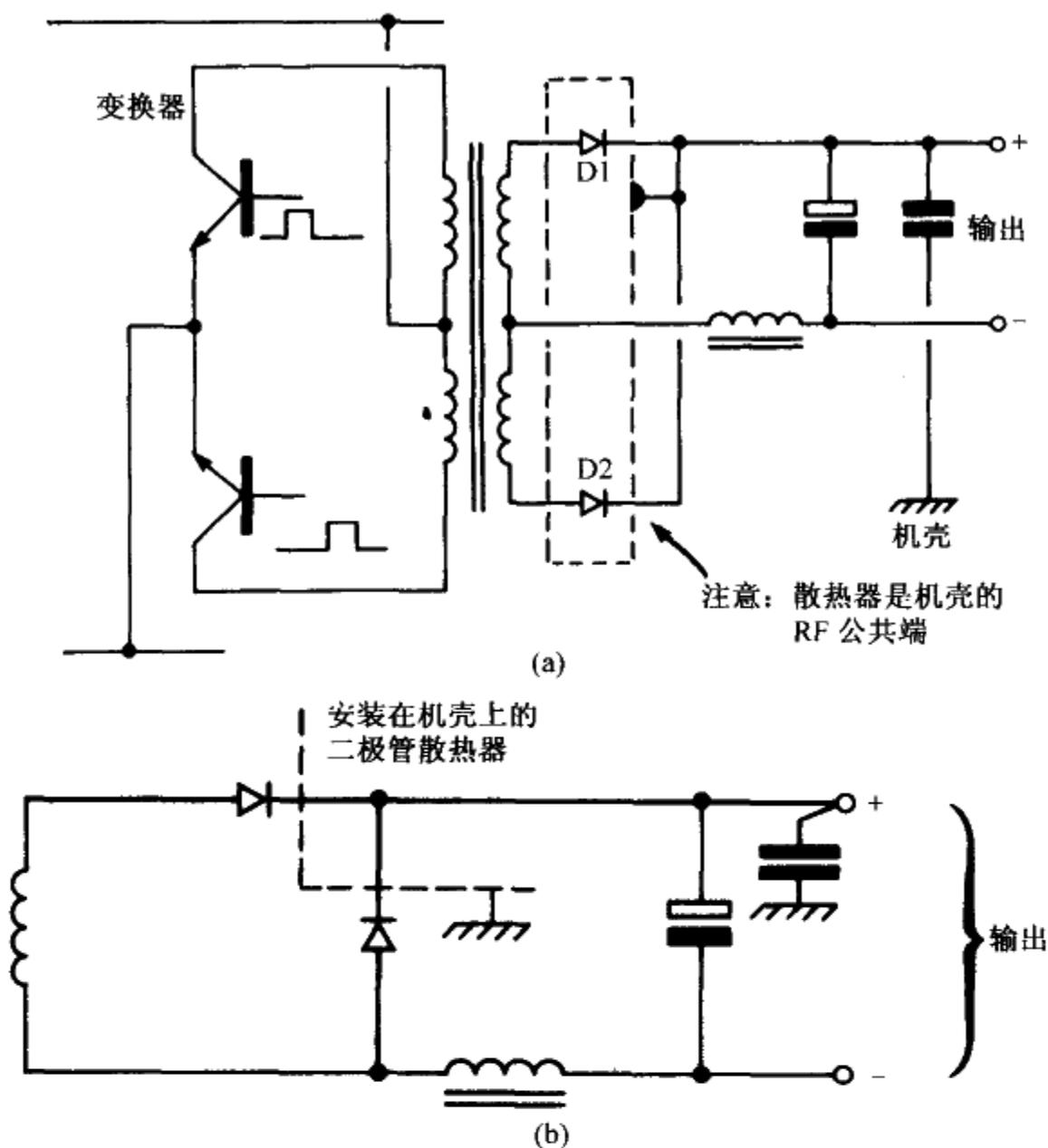


图 1.4.4 通过在公共回路安装输出扼流圈来减小安装在机壳上的输出二极管散热器寄生 RFI 电流的方法
(a) 推挽应用; (b) 单端输出

1.46 在周边磁柱有气隙的磁心中，环绕变压器外部的附加铜屏蔽提供了很可观的辐射衰减，图 1.4.5 所示为一个典型实例。

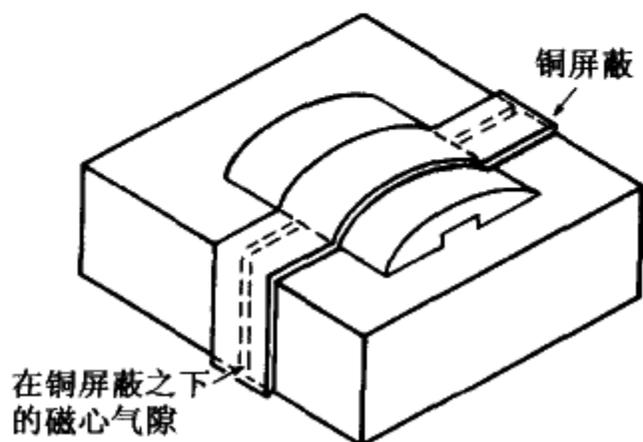


图 1.4.5 为减小 RFI 和 EMI 辐射，适用于开关用途的变压器的铜屏蔽
(注意：屏蔽环绕在磁柱的外面)

这个屏蔽应在变压器外部周围、周边磁柱和线圈、气隙的中心形成一个完全的闭环。屏蔽的宽度大约应为绕线架的 30%，并且与线圈处于同一平面。为了提高效率，其电阻必须最小，推荐使用厚度最少为 0.010in 的铜屏蔽。

因为有涡流损失和闭合环作用，这种屏蔽是很有效的。闭合环感应的电流将产生一个反磁动势来阻止辐射。在反激变换器中，屏蔽不应大于绕线架宽度的 30%，1.47因为太宽的屏蔽会出现磁心饱和的问题。虽然屏蔽通常用于在周边磁柱有气隙的磁心上，但它对在中间磁柱有气隙的变压器同样有效，两者的电磁辐射都可减小达 12dB。

然而，变压器屏蔽的应用却减小了变压器的效率。由于存在涡流热效应，造成屏蔽中的附加功耗。如果气隙是在周边磁柱，则屏蔽上的功耗可达额定输出功率的 1%，这取决于气隙的大小和装置的额定输出功率。在气隙只位于中间磁柱的应用中，安装屏蔽几乎不会增加功率损耗。然而，两者的总变压器效率大体上相同，因为中间磁柱气隙使变压器线圈增加了大约相同数量的损耗。

似乎只有付出附加功耗的代价，才能获得变压器的有效磁屏蔽。因此，这种屏蔽只在必要的时候才能使用。在很多情况下，电源或主设备都有一个围起来的金属外壳，无需再增加变压器屏蔽已能满足 EMI 要求。当无金属外壳的开关模块被用于视频显示终端时，为了防止电磁耦合到 CRT 电子束而干扰显示，通常要求有变压器屏蔽。可用散热器或者从屏蔽到机壳的分流热量作用，来传导走在外部铜屏蔽上产生的额外热量。图 1.4.5 所示为一个 EMI 铜屏蔽的应用，这是用于周边磁柱有气隙的 E 型磁心变压器的典型实例。

4.6 习题

1. 为什么静电屏蔽在高压开关器件和变压器中对减少共模干扰是很有效的？
2. 什么是线路阻抗稳定网络？
3. 共模和串模线路滤波电感之间有什么不同？
4. 开关变压器的静电屏蔽和安全屏蔽之间有什么不同？

第 5 章 熔断器选择

5.1 导论

熔断器是可熔断的连接线，它是一种使用历史最久和使用最普遍的过载保护方法。然而，由于认为熔断器的功能很简单，人们对它并未给予充分的关注，实际上应该很好地理解其特性。

现代熔断器技术是一门不断发展的科学，更好的新熔断器不断地开发出来以满足保护半导体电路方面更苛刻的要求。为了获得最可靠的长期工作性能和最好的保护，必须明智地选择适合使用的熔断器。

5.2 熔断器参数

从电的角度看，熔断器按三个主要的参数加以分类：额定电流、额定电压和最重要的“允通”电流，或称额定熔化热能值 I^2t 。

额定电流

熔断器有一个电流额定值已是常识，它必须大于被保护电路的最大直流电流或电流有效值，对于正确的熔断器选择来说，还有其他两个同样重要的额定值。

额定电压

熔断器的额定电压与输入电压没有必然的联系。更确切地说，熔断器的额定电压表征其熄灭电弧的能力，此电弧是故障情况下熔件熔化可能产生的物理现象。在这些情况下熔断器两端的电压取决于输入电压和电路类型。例如，在熔断瞬间，与电感电路串联的熔断器上的电压可能是供电电压的好几倍。

1.49

熔断器额定电压的选择不当可造成故障情况下过大的电弧，这将增加熔断器熔断期间的允通能量。在几种特别的情形中，熔断器盒可能会爆炸，进而有引起火灾的危险。在高压熔断器中用特殊的灭弧方法，这包括填充细沙和用弹簧装载熔件。

允通电流（额定熔化热能值 I^2t ）

熔断器的这一特性是由使熔件熔化所必需消耗的能量来定义的，有时称为弧前允通电流。为熔化熔件，元件上产生热量的速度必须快于它传导热量的速度，这需要一个确定的电流与时间的乘积。

在很短的时间之内，通常少于 10ms，很少的热量能从熔件传出去，熔化熔断器所必需的能量是熔断器的比热、质量和所用合金类型的函数。对于某种特定的熔断器，熔件所消耗的热量是以 $W \cdot s$ (J)，即 $I^2R \times t$ 的形式存在的。熔断器电阻是常数，则热量与 I^2t 成正比，对于某个特定的熔断器弧前能量称为熔化热能值 I^2t 。

在较长时间内，要熔化熔断器所需的能量会因元件材料、周围填充物的热传导性质、熔断器盒的不同而变化。

在较高电压的电路中，在熔件熔断后会产生一个电弧，在此电弧维持期间将有更多的能量会由此传到输出端。这种能量的大小取决于所加的电压、电路特性和熔件的设计。因此，这一参数并非仅仅是熔断器本身的一个函数，而是会随着应用的不同而变化。

熔化热能值 I^2t 把熔断器分为比较熟悉的慢速熔断型和快速熔断型。图 1.5.1 所示为三种类型各自的典型弧前电流/时间的允通特性曲线。在短于 10ms 的时间内，曲线能粗略地表现出 I^2t 规律。在熔断器盒内增加的缓和剂能大幅度地改变熔化特性的形状。应该注意的是在相同额定电流的慢速熔断的熔断器中， I^2t 能量，也就是允许通过到受保护设备端的能量可增至 20 倍。例如，10A 熔断器的 I^2t 有一个处于快速熔断型的 $5A^2 \cdot s$ 到慢速熔断型的 $3000A^2 \cdot s$ 的范围。

1.50

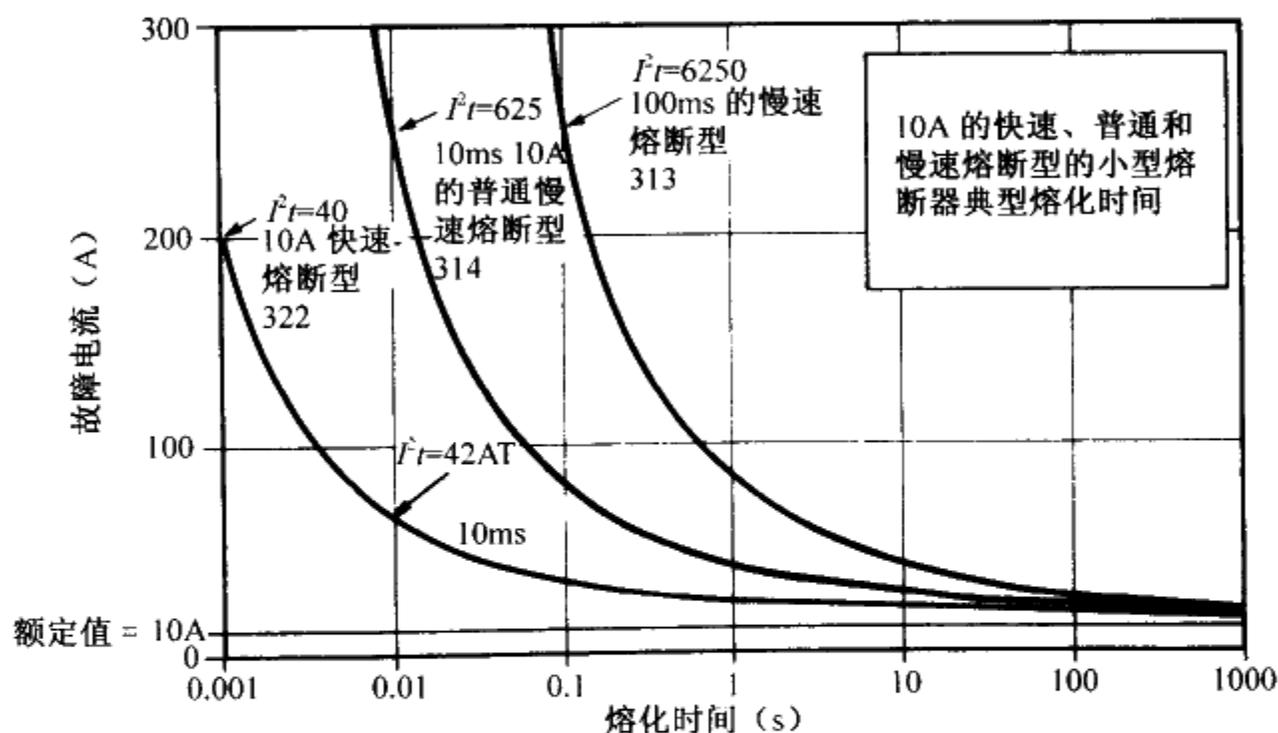


图 1.5.1 快、中和慢熔断器连接的典型熔化热能值 I^2t 和熔化时间
(感谢 Littelfuse 公司提供)

熔断器总允通能量包括弧前和起弧部分，也极容易得到改变。它取决于熔断器的材料、熔断器的结构、所加的电压、故障的类型和其他电路连接参数。

5.3 熔断器的类型

延时型熔断器 (慢速熔断型)

延时型熔断器会有一个相对结实的熔件，通常是低熔点的合金，这些熔断器能在相当长时间内传输大电流而不熔断。它们广泛应用于有大浪涌电流的电路中，例如电动机、螺线管和变压器。

标准熔断型熔断器

这些熔断器一般都是低价的，结构也普通，采用铜材料，并常用透明玻璃管封装起来。它们能处理短期的大电流瞬变情况，并由于价格便宜，使用非常广泛。通常只是以短路保护的要求来选择其大小。

超快速熔断器 (HRC 的半导体熔断器)

这些熔断器用于保护半导体器件。同样，它们也被要求在过载的情况下给出最小允通能量。熔件质量很小，并有一些填充物包围。填充物的目的有二：其一为在长期电流应力下从熔断器中传导热量出去，以提供良好的长期工作可靠性；其二为在出现故障的情况下熔件熔断时可快速地熄灭电弧。对于短期大电流的瞬变情况，填充物的热传导性是相当有限的。这允许熔件用最小输入能量快速地达到熔化温度。在瞬变电流负载下，这种熔断器会很快被熔断。

其他重要的熔断器特性还有长期工作可靠性和熔件功耗，这些有时会被忽略。廉价的快速熔断型熔断器通常只是一根极细的金属丝。这种金属丝是很易断的，并通常对机械应力和振动很敏感。这种熔断器经过长期使用后会老化，即使运行电流低于额定电流值时也是如此。运行于额定电流时其典型的使用寿命为 1000h，这是经常引用的参数。

1.51

价格较高用石英沙填充的熔断器会有长得多的使用寿命，在正常情况下细小的熔件上产生的热量都能被传导出去，它有填充物给予机械支撑，在振动情况下熔件的机械性能降低也不那么快。

另一方面，慢速熔断器通常要结实得多，运行额定电流的情况下使用寿命也要长得多。然而，这些熔断器具有大的“允通”功率，将不能对灵敏的半导体电路给予有效的保护。

这里只简短描述了现代熔断器技术使用的很少几种精巧方法，它们提供了特定的保护性能，并举例说明了熔断器表现出来的不同特性，或许能为正确选择和更换熔断器的重要性引起多一些的重视。

5.4 选择熔断器

离线开关电源

为离线开关电源选择熔断器可从如下做法开始：对于供电输入端熔断器，研究电源的接通特性和浪涌限制电路在最大、最小输入电压下和完全限流负荷下的工作情况。选择既可以提供足够的电流冗余保持可靠工作，又可满足浪涌要求的标准或慢速熔断器。其持续工作额定电流应该足够低，以保证在真正故障情况下能提供良好保护。然而，为了熔断器有长的使用寿命，额定电流不应太接近于在最小输入电压和最大负载条件下所测到的设备输入电流的最大有效值，可取最大 I_{rms} 的 150%。注意使用测量或计算得到的电流有效值，在计算电流有效值时要考虑到波形系数，对电容输入滤波器来说近似为 0.6。

熔断器的额定电压必须至少应大于供电输入电压的峰值。此额定值是很重要的，如果额定电压太低将发生过大的电弧。电弧使很可观的能量通过，并可能导致熔断器的爆裂，有设备内起火的危险。

5.5 晶闸管过电压急剧保护熔断器

如果使用晶闸管 (SCR) 型的过压保护，通常会用串联熔断器作为补充。此熔

断器应比晶闸管的熔化热能值 I^2t 更小，约为后者的 60%，以保证在（SCR）出现故障前熔断器熔断，在此要选用快速熔断器。使用者应明白，随着使用时间的增长熔断器会退化，应有定期更换的机制。在较旧的设备中，熔断器的熔断除了因设备故障外，还可能是一个熔断器的过度使用造成的。

5.6 变压器输入熔断器

给 60Hz 变压器比如线性稳压器的输入端选择熔断器，并非如想像的那么简单。

1.52

在线性电源中，通常不进行浪涌限制，浪涌电流可能很大。如果使用晶粒取向 C 型磁心或类似的磁心，对先前的运行状况具有磁记忆，那么在第一个半周期内有磁心局部饱和的可能。当选择熔断器时，这些效应必须考虑到，此时需要采用慢速熔断器。

由前面的讨论中可以看出，为了有最适宜的保护和长寿命地使用熔断器，进行熔断器的额定值和类型的选择是一个需要谨慎完成的任务。为了持续拥有最适宜的保护，使用者必须确保用相同类型和额定值的熔断器来更换原有的熔断器。

5.7 习题

1. 试指出供电输入或输出熔断器的三个主要的选择标准。
2. 为什么熔断器的额定电压非常重要的？
3. 什么情况下熔断器的额定电压可能超过供电电压？
4. 为什么熔断器的熔化热能值 I^2t 是一个重要选择标准？
5. 为什么要用一个相同类型和额定值的熔断器来代替原来的熔断器是很重要的？

1.53

第 6 章 离线开关电源的整流与电容输入滤波

6.1 导论

如前面所提到的，“离线”开关电源之所以得名，是因为它直接从交流电力线获得输入功率，而无需使用在线性电源中所常见的大的 50 ~ 60Hz 低频隔离变压器。

在开关型系统中，从输入到输出的电气隔离是由一个很小的高频变压器提供的，它由一个半导体变换电路驱动，以此提供某种直流到直流的转换。为了给变换器提供一个直流输入，通常的做法是整流 50/60Hz 的交流供电输入并使之波形平滑，这要使用半导体电力整流器和大的电解电容。例外的情况是特殊的低失真系统，它的输入 boost 变换器被用来提高功率因数，这些特殊的系统在此将不予讨论。

对于双输入电压的情形（标称值为交流 120/240V），一般的做法是对高输入电压的情况使用全桥整流器，而对低输入电压的情况则使用各种连接电路来获得倍压作用。使用这种方法可为约 320V 的标称直流输入设计高频直流 - 直流变换器，使其用于双输入电压。

系统设计的一个重要方面是设计输入电感的合理值、整流电流的额定值、输入开关的额定值、滤波元件的大小和输入熔断器额定值。为了恰当地确定这些元件的大小，应充分了解所加有关应力的全部要求。例如，要恰当地确定整流二极管、输入熔断器和滤波电容的大小，就需要知道输入电流的峰值和有效值，而要确定充电或滤波电容的值则需要确定电容电流的实际有效值。然而，这些值依次为电源内阻、负载和元件实际值的函数。

1.54

对输入整流器和滤波器进行严格的数学分析是可能的，但会很冗长繁琐⁸³。此外，之前的图形方法²⁶假定有一个指数律电容放电的电阻负载。在电源应用中，加到电容输入滤波器的负载就是调整直流到直流的变换器部分的输入负荷。这种负载在开关调整器的情况下是恒功率负载，在线性稳压器的情况下是恒流负载。因此，除非纹波电压相当低，否则先前的工作是不能直接应用的。

注意：一个恒功率负载在输入电压下降时电流是增大的，这与电阻性负载是相反的。

为了满足规格上的需要，在实际系统测量的基础上靠经验制作了许多图表。这将在最初的元件选择上对设计者有所帮助。

6.2 典型的双电压电容输入滤波电路

图 1.6.1 所示为一个典型的双电压整流器的电容输入滤波电路。提供了一个可选连接 LK1，它允许对整流器的电容电路进行设置，在 120V 输入运行时设置为倍压整流器，而在 240V 输入运行时设置为桥式整流器。图中所示的是基本整流电容输入滤

波和储能电路 (C5、C6 和 D1 ~ D4), 另外还补充了一个输入熔断器 FS1、一个浪涌抑制热敏电阻 NTC1 和一个高频噪声滤波器 (L1、L2、L3、C1、C2、C3 和 C4)。

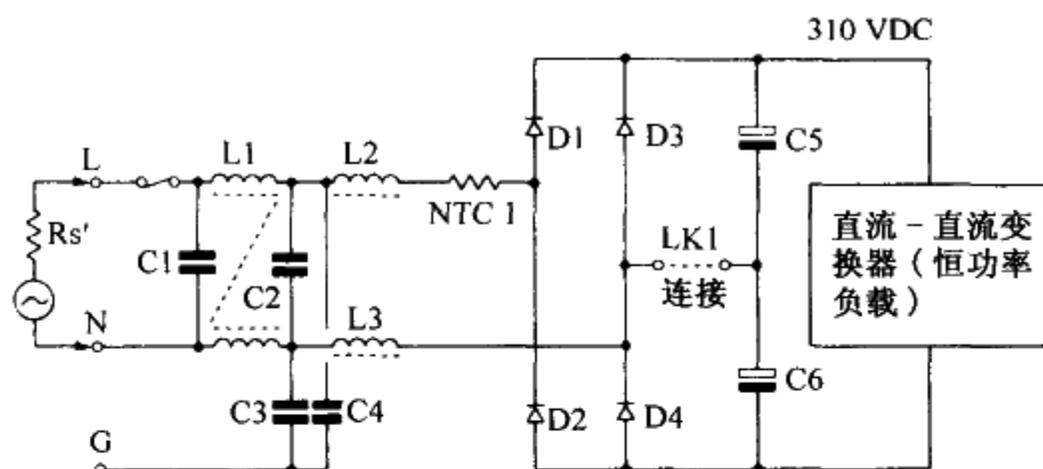


图 1.6.1 一个离线式、双电压可选连接、电容输入滤波和整流的电路实例，它具有附加的高频传导型输入滤波器

240V 运行时, LK1 不连接, 二极管 D1 ~ D4 形成了一个全桥整流器。这将提供约 320V 的直流电压给恒功率的 DC-DC 变换器负载。低频滤波是由负载两端的串联电容 C5 和 C6 提供的。

120V 运行时, LK1 连接, 使 D3 和 D4 分别与 C5 和 C6 并联。因为 D3 和 D4 在整个周期内都将一直处于反向偏置状态, 所以不再动作。然而, 在正半周期内, D1 导通对 C5 充电, C5 的上端为正; 在负半周期内, D2 导通对 C6 充电, C6 的下端为负。因为 C5 与 C6 是串联的, 输出电压为两电容电压之和, 于是得到了所要求的倍压。此结构中, 倍压可被看成是两个半波整流电路串联的结果, 它的两个储能电容每半个周期交替充电。

1.55

6.3 等效串联电阻 R_s

等效串联电阻 R_s 由所有串联元件组成, 包括出现于原边供电电源和储能电容 C5、C6 之间的电源电阻。为了简化分析, 将各电阻集总为一个等效电阻 R_s 。为了进一步地减小峰值电流, 可附加串联电阻提供最合适的等效串联电阻。可以看到整流电容输入滤波器和储能电路的性能在很大程度上取决于这种最终最合适的等效串联电阻。

图 1.6.2 所示为桥电路的一种简化形式。在此简化电路中, 串联的储能电容 C5 和 C6 由等效电容 C_e 来代替, 并且等效串联电阻 R_s 被置于桥式整流器的输出端来进一步简化分析。

在图 1.6.2 所示的实例中, 等效串联电阻由以下部分组成:

一次电源电阻, 即内阻 R'_s 是供电电源自身的电阻, 其值取决于供电电源的位置、使用变压器的大小和到用户引入线的距离。在典型的工业或办公场合, 常见的值在 $20\text{m}\Omega \sim 600\text{m}\Omega$ 之间。虽然这种阻值是相当低的, 但在大功率系统中也有显著的影响。内阻的值通常是不受电源设计者控制的, 任何实际的电源设计都至少必须能允许这种范围的值。

1.56

其次, 通常更大的串联电阻元件一般是由输入熔断器、滤波电感、整流二极管

和浪涌抑制器件引入的。在图 1.6.1 所示的 100W 的实例中，浪涌抑制热敏电阻 NTC1 是主要部分，它具有 1Ω 的“热电阻”典型值。在更大功率的电源中，浪涌抑制电阻或热敏电阻常在初次启动之后被双向三极晶闸管 (triac) 或 SRC 短路，以减少内阻和功率损失。

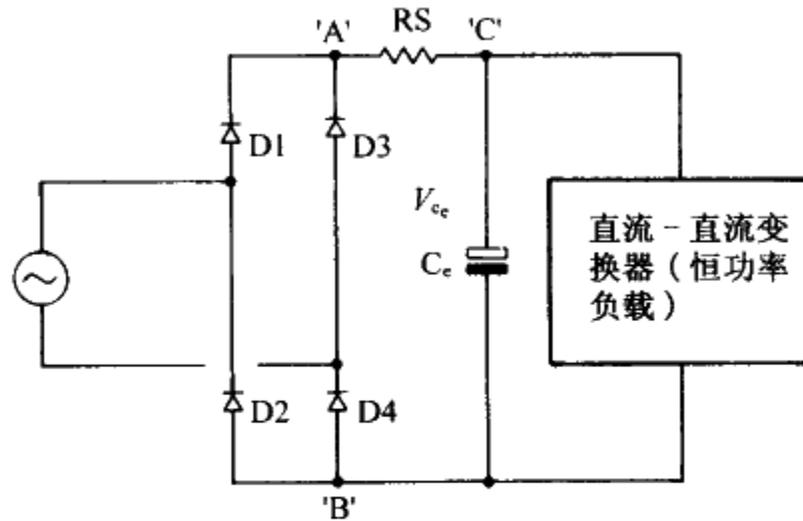


图 1.6.2 简化的电容输入滤波电路，它具有全波桥式整流器和集中的等效电源电阻 R_S

6.4 恒功率负载

通过设计，开关电源能在很宽的输入电压范围内保持输出电压恒定。因为输出电压是固定不变的，在负载稳定的情况下，即使输入电压有变化，输出功率也能保持不变。又因变换效率也几乎是恒定的，则变换器的输入功率也是恒定的。

为了在输入给变换器的电压下降时也能保持恒定的输入功率，输入电流必须提高。因而储能电容 C_e 的电压放电特性 V_{C_e} 的曲线就如负指数曲线，在二极管导通时间过后，它的电压值开始于初始的最大值 V_i 。

$$V_{C_e} = \left(V_i^2 - \frac{2Pt}{C_e} \right)^{1/2}$$

式中， C_e = 储能电容值 (μF)；

V_{C_e} = C_e 两端的电压；

V_i = 在 t_2 时刻 C_e 的初始电压；

P = 负载功率（在变换器上）；

$t = t_2$ 之后到 t_3 之前的时间 (μs)。

图 1.6.3 中用实线表示的在 $t_2 \sim t_3$ 期间的放电曲线 $V_{C_{e1}}$ 或 $V_{C_{e2}}$ 表现了这种特性。

6.5 恒电流负载

还要说明的是，在二极管导通期间，当调整器的输入电压下降时线性稳压器也必须维持输出电压不变。而在线性稳压器的情况下，输入电流与输出电流相同，当输入电压下降时输入电流仍维持不变。因而，线性稳压器的电容放电特性是线性的，而不是反指数的。

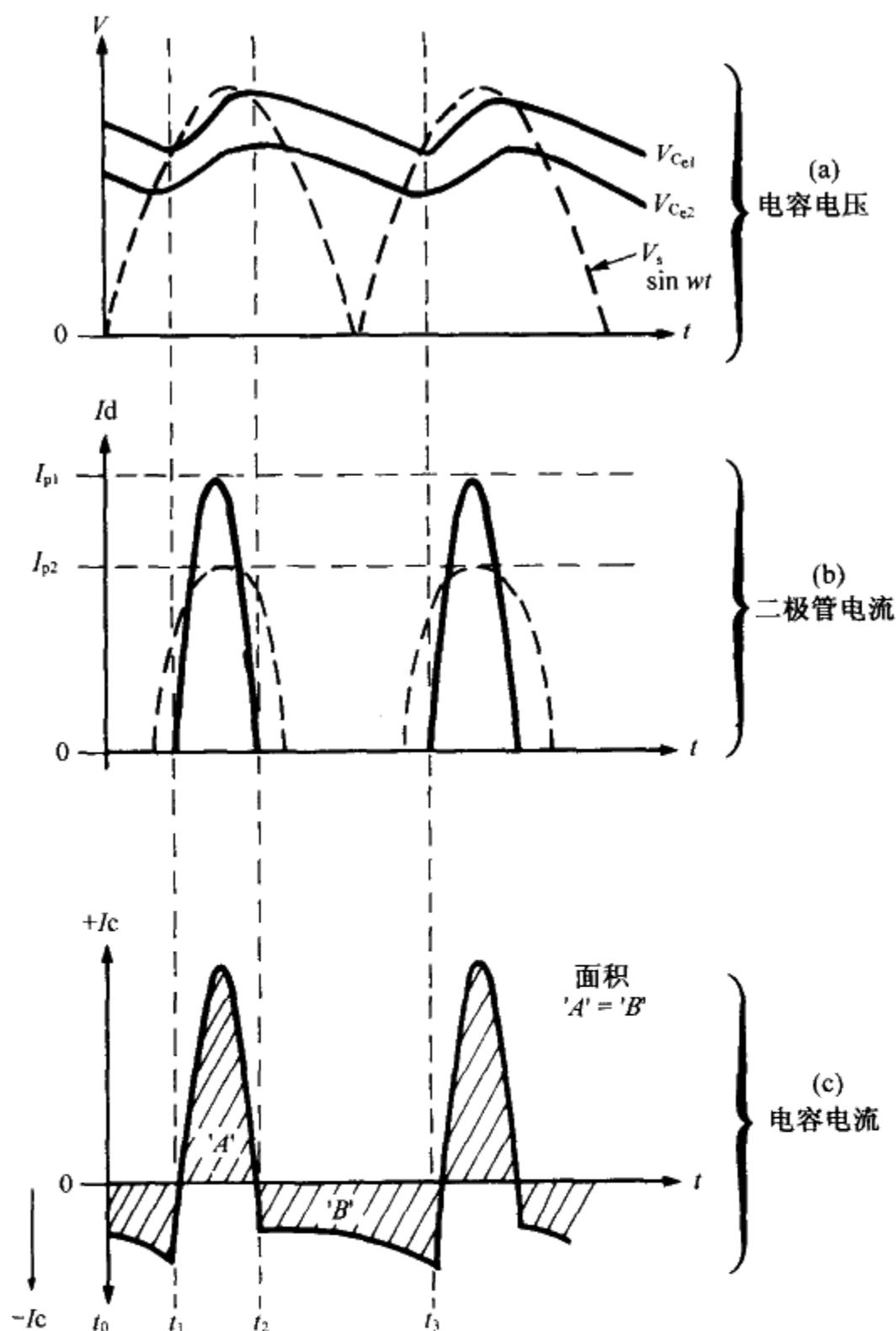


图 1.6.3 在全波电容输入滤波器中的整流器与电容器的电压、电流波形
 (a) 电容器电压波形; (b) 整流二极管的电流波形; (c) 电容器的电流波形

6.6 整流器与电容器的波形

图 1.6.3a 所示为人们所熟悉的全波整流波形, 它可从图 1.6.2 所示电路中获得。其中的虚线波形是在 A、B 点之间的半波整流电压, 此处假设二极管压降为零。实线所示为 C、B 点之间的电容电压 $V_{C_{e1}}$ 或 $V_{C_{e2}}$, 该电压是施加于负载上的, 在这里负载是直流 - 直流变换器部分的输入。

t_1 时刻, 当施加于桥式整流器的电压超过了先前的电容器的电压时, 整流二极管开始正向偏置, 电流通过 R_s 来供电给负载并对 C_e 充电。在导通期间 ($t_1 \sim t_2$), 整流

1.58 二极管、输入电路、储能电容上流过一个大大电流，因而电容 C_e 将会充电到电源的峰值电压。然而在 t_2 时刻，外加电压下降到低于电容器上电压，整流二极管关断，输入电流降为零。图 1.6.3b 所示为输入电流的波形，图 1.6.3c 所示为电容电流的波形。

在 $t_2 \sim t_3$ 期间，完全由储能电容 C_e 提供负载电流，从而使其部分地放电。因为此电压在下降，所以负载电流要增加，加快了电压衰减的速度。在 t_3 时刻，供电输入电压再次超过了电容电压，此后重复这个循环。

应该注意的是，电容峰值电压总是小于外加电压的峰值电压，这是在 R_s 和整流二极管上不可避免的电压降造成的，该电压降是负载电流和 R_s 值的函数。

如图 1.6.3 虚线所示，为使等效串联电阻从最小值逐渐增加到某较大的值，将会少许增加电压降达到 V_{c_2} 。这将减小电流峰值并增加整流二极管的导通角。相当可观地减小二极管的峰值电流能减少输入线路和滤波器的 $I^2 r$ 损耗并提高功率因数。

纹波电压峰峰值主要是电容大小和负载电流的函数。它在等效串联电阻 R_s 影响下只发生少许的改变。

电容器的纹波电流见图 1.6.3c 所示。在导通期间 ($t_1 \sim t_2$)，电容 C_e 正在充电，表现为一个正方向的电流流动；在紧接着的二极管关断期间 ($t_2 \sim t_3$)， C_e 将放电。电容器的峰值和有效值电流是负载、电容大小和 R_s 的函数。在稳态的情况下，在零基准线之下的 B 区域必须与在零基准线之上的 A 区域面积相等来维持 C_e 两端的平均电压值不变。

6.7 输入电流、电容纹波与峰值电流

图 1.6.3 清楚地表明即使输入电压保持为正弦波，输入电流也将严重畸变，具有很大的峰值。畸变的电流波形导致了输入 $I^2 r$ 功耗的增加和输入功率因数的降低。甚至有一个很大的纹波电流流入滤波电容。

图 1.6.4、图 1.6.5 和图 1.6.6 显示了输入电流有效值、电容电流有效值、电容电流峰值这三者与输入功率、等效电阻值因数 R_{sf} 的关系，等效电阻值因数是典型应用中的一个参数。这些信息在正确确定输入元件的大小时是很有用的，可见 6.10 节。

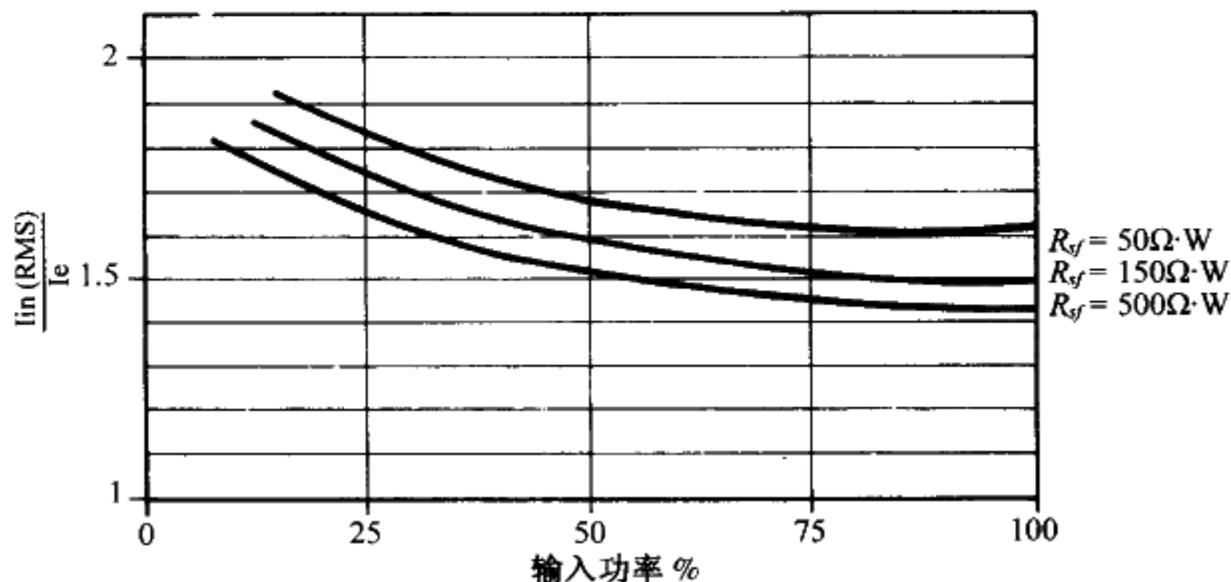


图 1.6.4 输入电流有效值作为负载的函数，采用电源电阻因数 R_{sf} 为参数

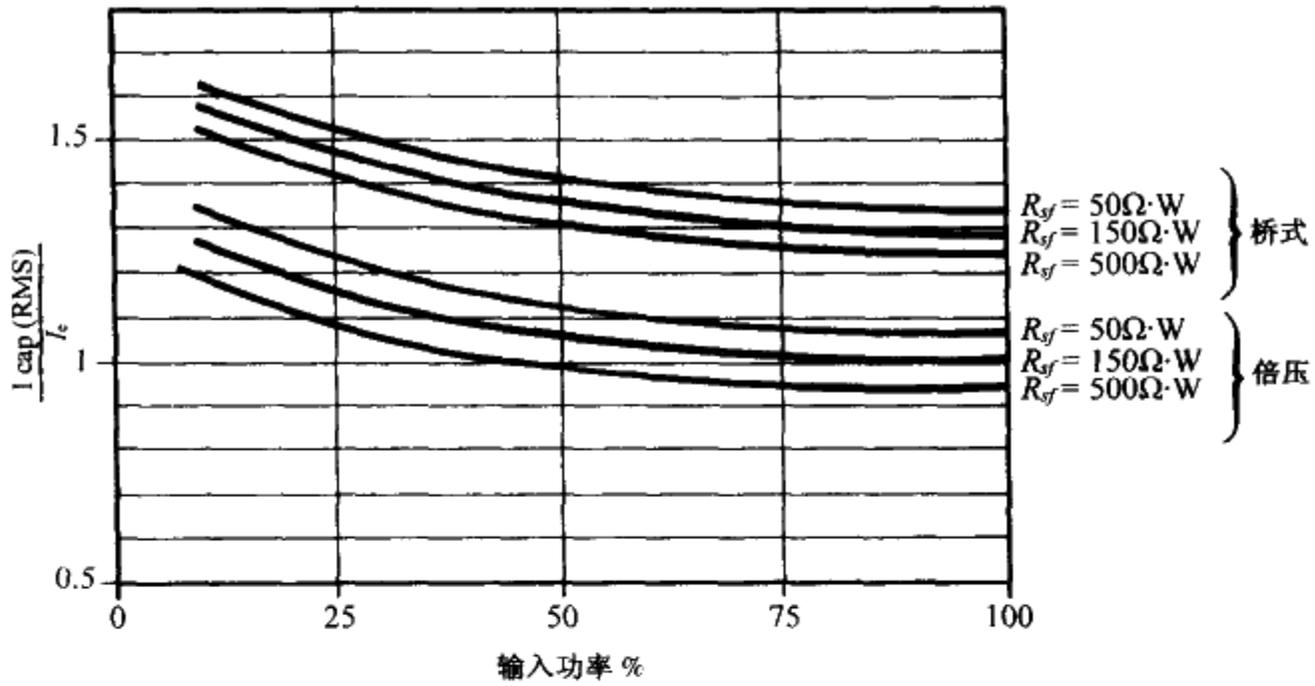


图 1.6.5 滤波电容的电流有效值作为负载的函数，采用电源电阻因数 R_{sf} 为参数

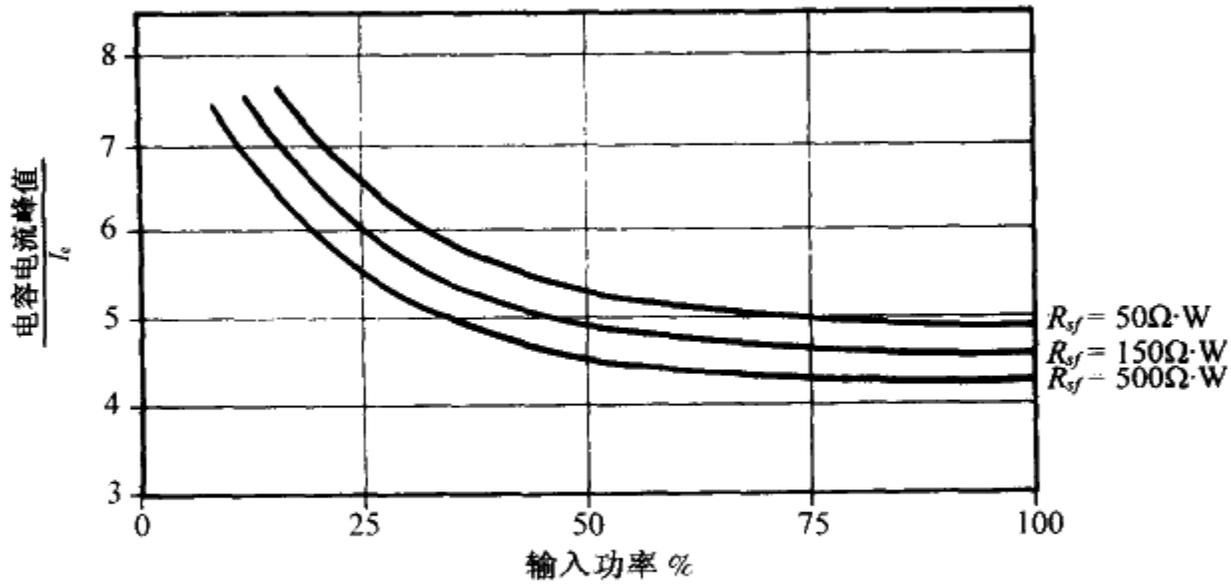


图 1.6.6 电容器电流的峰值与等效输入电流 I_e 之比作为负载的函数，采用供电电源电阻因数 R_{sf} 为参数

6.8 有效输入电流 I_e 与功率因数

在图 1.6.4、图 1.6.5 和图 1.6.6 中，输入电流的有效值、峰值和纹波电流都以对计算得到的输入等效电流 I_e 的比率的形式给出。

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

其中， I_e = 计算得到的输入等效电流，A，有效值；

P_{in} = 计算或测量得到的输入功率，W；

V_{in} = 供电电压，有效值。

注意： I_e 是输入电流计算得出的有功部分，该部分形成了有功功率。因为在畸变的输

1.59
1.60

入电流中有很大的谐波成分，所以测量得到的输入电流有效值将会大出一个数值，这个数值由功率因数 P_f 确定，功率因数在电容输入滤波情况下近似为 0.63。

注意：虽然功率因数 P_f 通常定义为

$$P_f = \frac{\text{输入的有功功率}}{\text{输入电压与电流之积}}$$

在离线式整流电容输入滤波情况下，低的供电输入电阻保证了输入电压维持在恒定值附近并且没有畸变。因此功率因数可定义为输入有功电流与输入电流有效值之比，即为

$$P_f = \frac{I_e}{I_{in(rms)}}$$

6.9 选择浪涌抑制电阻

如前所述，等效串联电阻是由几个要素组成的，其中的一些因素设计者无法控制。大的串联浪涌抑制电阻具有优点，能减小重复和浪涌电流峰值，减小整流二极管、储能电容、滤波元件的应力，可提高功率因数。然而，这也造成了更大的总功耗，降低了整体效率，也减弱了对输出电压的调节能力。

浪涌抑制电阻通常是一个折中的选择。在使用浪涌抑制热敏电阻的小功率应用中，这通常能提供足够的“热电阻”来限制电流峰值，得到所要求的性能。在大功率的应用中，使用低阻双向三极管或 SRC 进行浪涌抑制，输入滤波电感常常成为主要的串联电阻，所有电阻值通过缠绕匝数确定。所能允许的电感温升限制了电感的电阻最大值。但这种电感设计的功耗限制方法具有这样的优点：它允许以最大匝数缠绕于磁心，能在所选定尺寸的磁心上获得最大的电感，见第三部分的第 1、2、3 章。

6.10 电阻因数 R_{sf}

1.61

在图 1.6.4、图 1.6.5 和图 1.6.6 中，为了更普遍地使用，等效串联电阻 R_s 被转换为一个电阻因数 R_{sf} ：

$$R_{sf} = R'_s \times \text{输出功率}$$

如果技术要求为功率因数高于 0.6，需要一个附加的串联功率电阻增加正常的电源内阻，这样做的不利之处是增加了功率损失，不可避免地减小了整体的效率。为了使功率因数高于 0.7，需要一个低频扼流圈输入滤波器。在某些应用中需要特殊的连续导通 boost 变换器输入电路。

6.11 设计实例

下面的例子将演示曲线图的使用。

问：对于一个 110V、250W、效率为 70% 的离线开关电源，使用了一个整流电容输入滤波器和一个倍压电路，试确定其熔断器的额定值、最小电容值、输入电流有效值、电容电流的峰值和有效值。

注意：对于倍压电路，如图 1.6.1 所示，由 6.12 节可知，推荐的最小电容值是 $3\mu\text{F}/\text{W}$ ，电容 C5 和 C6 的最小值各为 $750\mu\text{F}$ 。

输入功率 P_{in}

假定效率为 70%，则输入到变换器和滤波器的功率 P_{in} 为

$$P_{\text{in}} = \frac{P_{\text{out}}}{0.7} = \frac{250\text{W}}{0.7} = 357\text{W} \text{ (在负载为 100\% 时)}$$

等效输入电流 I_e

对于 110V 的输入电压，有效输入电流 I_e 为

$$I_e = \frac{P_{\text{in}}}{V_{\text{in}}} = \frac{357\text{W}}{110\text{V}} = 3.25\text{A}$$

输入电阻因数 R_{sf}

假定一个 0.42Ω 的典型总有效输入电阻，电阻因数 R_{sf} 为

$$R_{\text{sf}} = R'_s \times P_{\text{in}} = 0.42 \times 357 = 150(\Omega \cdot \text{W})$$

输入电流有效值 $I_{\text{in(rms)}}$

在图 1.6.4 中，若负载为 100%，电阻因数 R_{sf} 为 150，则得到比值 $I_{\text{in(rms)}}/I_e = 1.48$ ；因此

$$I_{\text{in}} = 3.25\text{A} \times 1.48 = 4.8\text{A} \text{ (有效值)}$$

该输入电流有效值将确定在 110V 输入时输入熔断器的连续电流的比率。它也用于输入滤波电感的器件选择和功耗计算。注意如果最小输入电压小于 110V，则按照最小输入电压进行计算。

电容电流有效值 $I_{\text{cap(rms)}}$

在倍压连接中使用同样的 100% 负载和电阻因数，图 1.6.5 给出了满负荷时的比值 $I_{\text{cap(rms)}}/I_e = 1$ ；因此

$$I_{\text{cap}} = 1 \times 3.25\text{A} = 3.25\text{A} \text{ (有效值)}$$

所选择的电容必须达到或优于这个纹波电流要求。

输入电流峰值 I_{peak}

在图 1.6.6 中，满负荷时，比值 $I_{\text{peak}}/I_e = 4.6$ ，输入电流峰值为 15A。所选择的整流二极管必须满足重复电流峰值和输入电流有效值的要求。

6.12 直流输出电压与整流电容输入滤波器的校准

研究表明^[26,83]，若 $\omega \times C_e \times R_L > 50$ ，则整流电容输入滤波器具有一个电阻性负载，它的直流输出电压将主要由等效串联电阻 R'_s 和负载功率决定。然而，当纹波电压较低时，此规则对非线性变换器型的负载亦有效。

图 1.6.7 和图 1.6.8 中，整流电容输入滤波器的平均直流输出电压是负载功率和输入电压有效值的一个函数，负载功率可达 1000W，用串联电阻 R'_s 作为其中一个参数。

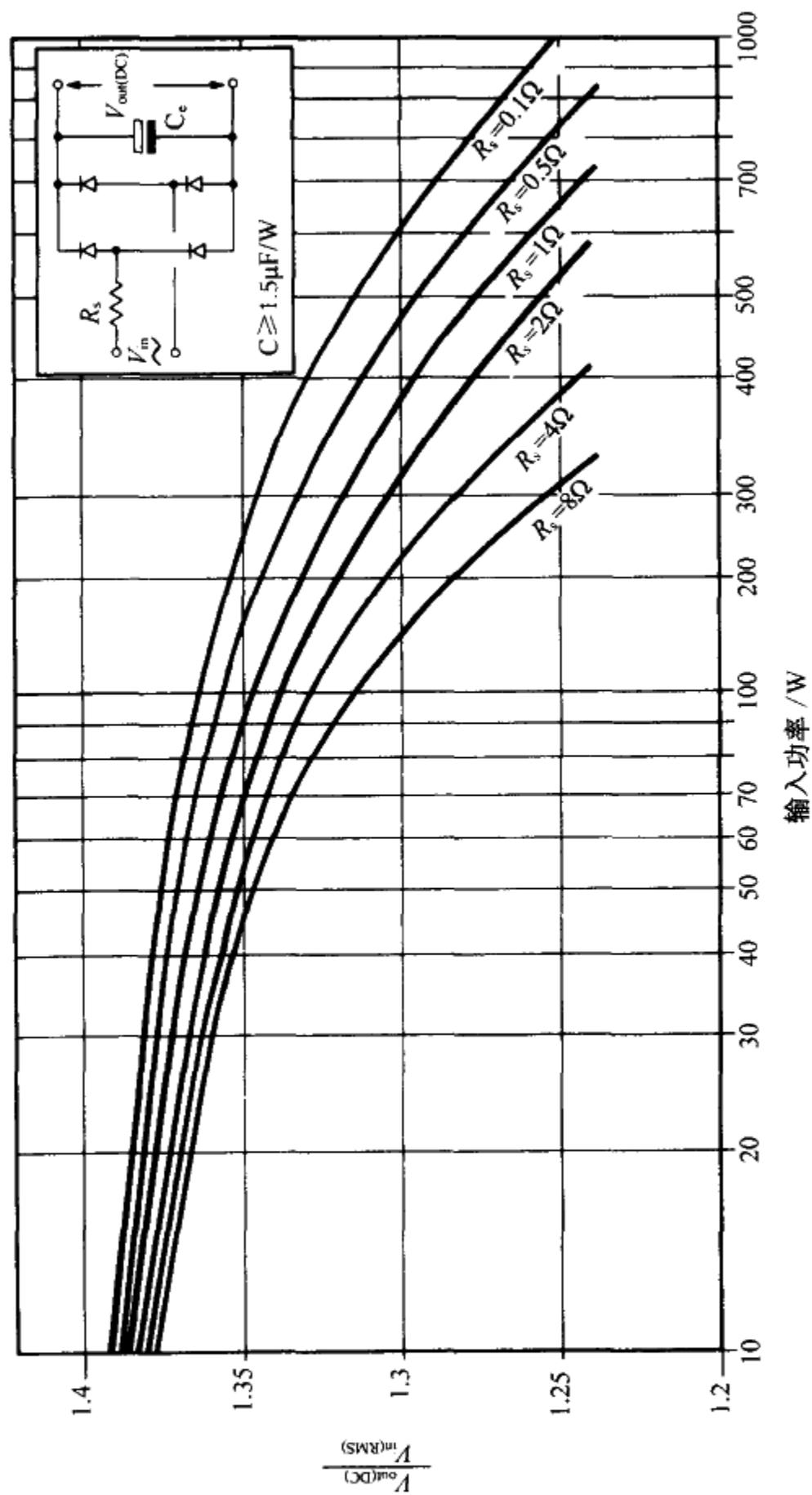


图 1.6.7 全波桥式整流电容输入滤波器的平均直流输出电压是负载功率的函数，等效电源内阻作为其中的参数（图中要求电容值在 $1.5\mu F/W$ 或更大时才有效）

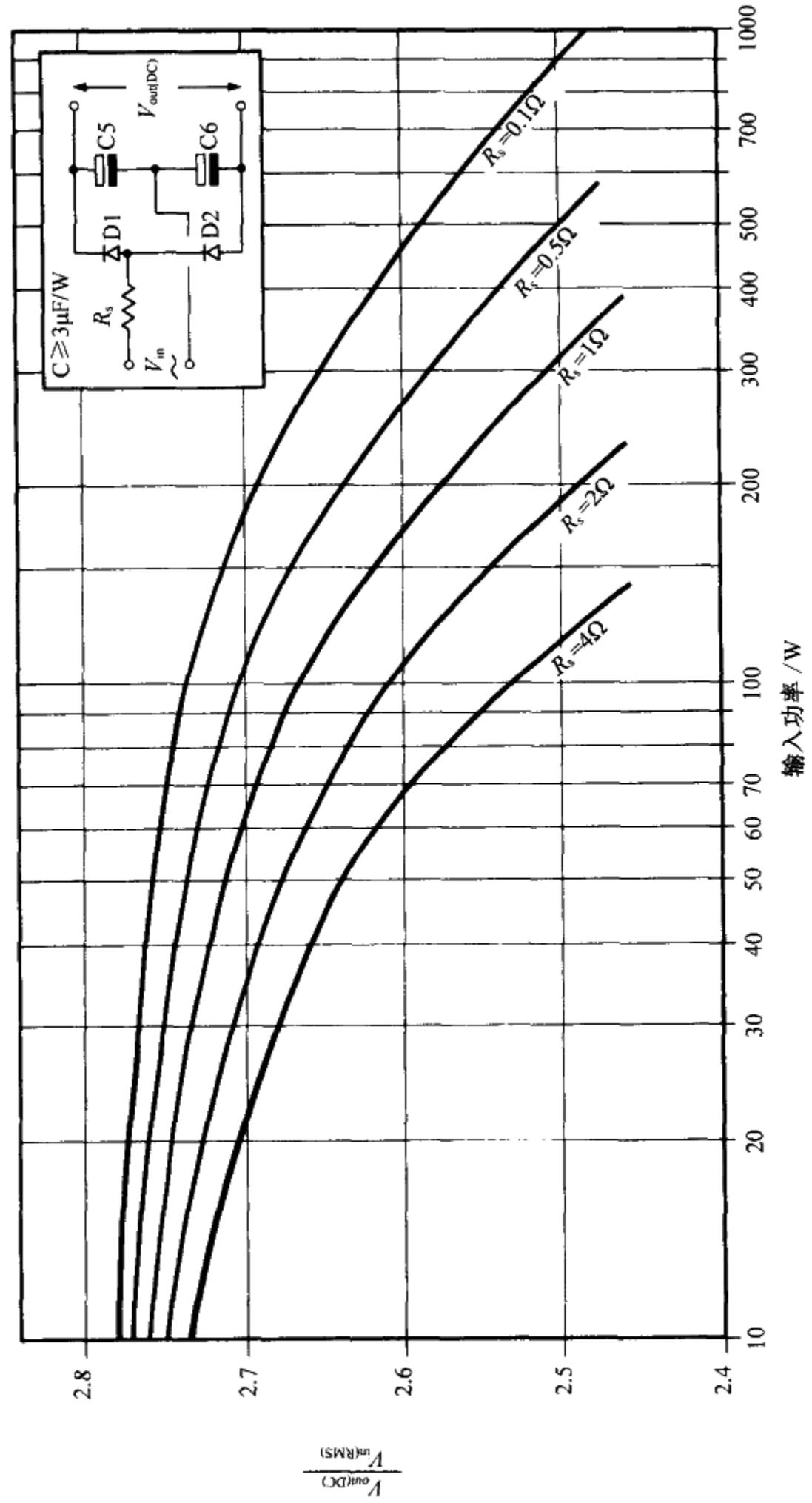


图 1.6.8 倍压电容输入滤波器的平均直流输出电压是负载功率的函数，等效电源内阻作为其中的参数
(图中要求电容值在 $3\mu F/W$ 或更大时才有效)

为了保持 $\omega \times C_e \times R_L > 50$ ，等效滤波电容 C_e 必须等于或大于 $1.5\mu\text{F}/\text{W}$ ，在倍压连接中 C5 和 C6 为 $3\mu\text{F}/\text{W}$ ；记住：在本例中 C_e 是由 C5 与 C6 串联组成的。一般，这种电容值也能满足纹波电流和保持时间的要求。

6.13 整流电容输入滤波器直流输出电压的计算实例

考虑上例，对于一个 250W 的电源，输入功率为 357W，倍压电路在 110V 输入时使用。总串联电阻 R_s 为 0.5Ω ，如前所示，将使用两个最少为 $750\mu\text{F}$ 的电容，它们以串联连接。

1.63
1.65

滤波器直流输出电压 $V_{\text{out(DC)}}$

在图 1.6.8 中，输入功率为 357W，查 R'_s 为 0.5Ω 的曲线，则得到比值 $V_{\text{out(DC)}}/V_{\text{in(rms)}} = 2.6$ 。因此直流电压是：

$$2.6 \times 110\text{V} = 286\text{V}$$

该比值在更低功率时会有所增加，通过类似的方法计算更低功率时的输出电压可获得电压的调整值。

6.14 选择储能或滤波电容的大小

在以上例子中，选择储能和滤波电容值来满足 $C_e = 1.5\mu\text{F}/\text{W}$ 这一简化的标准，此标准见于 6.12 节。在实际操作中，下面五个主要因素中的一个或多个都会影响选择。

- (1) 额定纹波电流有效值
- (2) 纹波电压
- (3) 额定电压
- (4) 大小与成本
- (5) 保持时间

额定纹波电流有效值

此额定值必须满足防止电容过大的温升和使用寿命缩短，见第三部分第 12 章。这一阶段的问题是要知道纹波电流适合于什么值。如上所述，纹波电流是电容值、总串联电阻 R_s 、负载和输入电压的函数。

然而，图 1.6.5 所示为以测量到的纹波电流的有效值作为“等效输入电流” I_e 的一个比率，对于负载电阻和电源电阻的某一范围，假定电容值 C_e 不小于 $1.5\mu\text{F}/\text{W}$ ，而 C5 和 C6 为 $3\mu\text{F}/\text{W}$ 。

注意：“等效输入电流”是由输入电流所计算出的有功分量，并非测量或计算所得的输入电流有效值；因此

$$I_e = \frac{\text{输入有功功率}}{\text{输入电压有效值}}$$

因为在整流电容输入滤波电路中功率因数较小，它接近于 0.63，所以输入电流有效值会比 I_e 要大。

1.66

虽然图 1.6.5 中比率 I_e/I_e 看起来要小于倍压模式，但实际的纹波电流将更大，

因为 I_c 将接近于在该模式中同样的输出功率时值的两倍。

如果在某个特殊应用中无法确定，则使用一个低内阻的高峰值因数的真有效值电流表检测电容电流的有效值。见第三部分第 12、13、14 章。

纹波电压

当所要求的保持时间较短、小于 1 个周期的持续时间时，就常常需要确定最小电容值。

C_e 上的大纹波电压会减小变换器可接受的输入电压的范围。它们也会输出过大的纹波，这取决于设计。

典型地，开关电源对纹波电压的设计目标是小于 V_{DC} 的 10%，如纹波电压峰峰值为 30V，纹波电压将会在最小的供电电压时最大，这是由输入电流的增加造成的。

实例

选择合适的 C_e ，以满足特殊的纹波电压抑制：

一个 100W 的电源，原边滤波器的纹波电压不超过 V_{DC} 的 10%，当总体效率为 70% 时，60Hz 的最小输入电压的有效值为 170V，具有等效串联电阻 $R_s = 2\Omega$ 。

在 100W 输出时，具有 70% 的效率，则输入功率为 143W。从图 1.6.7 可知是桥式连接方式，输入功率为 143W 和 $R_s = 2\Omega$ 时，比率 $V_{out(DC)}/V_{in(rms)} = 1.32$ ，在输入电压的有效值为 170V 时输出电压将为 $V_{out(DC)} = 1.32 \times 170V = 224V(DC)$ 。

变换器的输入功率是 143W，得到等效直流变换器输入电流：

$$P/V_{out(DC)} = 143/224 = 0.64A$$

从图 1.6.3 推断，60Hz 时的电容放电时间约 6ms。因为纹波电压是很小的，本例中为 10%，即 23V，可假定在此放电期间为线性放电过程。

有了这些近似值，就可用一个简单的线性方程来确定能提供所需 10% 纹波电压的 C_e 的近似值：

$$C_e = I \times \frac{\Delta t}{\Delta v}$$

式中， C_e = 等效电容值 (μF)，它是 C1 和 C2 串联的等效值；

I = 变换器的直流输入电流 (A)，本例中为 0.64A；

Δt = 放电时间 (s)，本例中为 6ms；

Δv = 纹波电压峰峰值 (V)，本例中为 10% $V_{out(DC)} = 22.4V$ 。

所以，

$$C_e = \frac{0.64 \times 6 \times 10^{-3}}{22.4} = 171\mu F$$

因为两个电容是串联使用的，每个电容最小为 $342\mu F$ 。在本例中，电容值超过了 $3\mu F/W$ 的最小值的标准，但并不明显过大。纹波电压的要求并非主要因素，也应该检查额定纹波电流和保持时间。

额定电压

这可能是一个很显然的参数，但记住要考虑到最大输入电压值和最小负载。并且电压冗余量要能满足温度额定值下降和平均无故障时间额定值的下降所带来的

要求。

大小与成本

高压的大容量电解电容体积大、成本高。使用过大的元件是不划算的。

保持时间

保持时间是指当供电中断或供电电压下降到低于输入调整器的限制时，开关电源仍能把输出电压维持在输出调整器限制之内的最短时间。虽然保持时间是最后才考虑的，但在选择开关电源的多种因素里，它常是占优势的因素并且甚至有可能是主要原因。

尽管有其明显的重要性，但保持时间常常未被明确地说明。此参数是储能电容 C_e 大小所加负载、交流供电故障时刻电容两端的电压以及电源跌落电压设计的函数。注意：进行低跌落电压设计是困难、低效率和高成本的。

在定义保持时间时，确定故障时刻前的负载状态、输出电压和供电电压显然是很重要的。

除非在技术要求中另作说明，否则都采用标称输入电压和满载运行，这已成为工业标准。在关键的计算和控制应用中，在满负荷和最小输入电压的条件下指定最小保持时间是有必要的。如果这是实际要求，则必须详细说明，它对储能电容的大小和价格有主要的影响，并可能成为作出选择的主要因素。因为成本太高，很少有“标准现货”电源能满足第二个条件。

在上述任何一个例子中，如果保持时间超过了 20ms，这或许会成为影响电容大小的主要因素，并且要为满足这一要求来确定 C_e 的值。本例中，储能电容的最小值是在能量储存要求的基础上进行如下计算的，令：

C = 等效储能电容的最小值 (μF)；

E_o = 在保持时间内所使用的输出能量，等于输出功率 \times 保持时间；

E_i = 在保持时间内所使用的输入能量，等于 E_o /效率；

V_s = 储能电容上的直流电压（在交流供电故障开始时刻）；

E_{cs} = 储能电容上存储的能量（在交流供电故障开始时刻）；

V_f = 储能电容上的电压（在供电电压跌落时刻）；

E_{ef} = 储能电容上保留的能量（在供电电压跌落时刻）。

1.68

此时：

$$E_{cs} = \frac{1}{2}CV_s^2$$

$$E_{ef} = \frac{1}{2}CV_f^2$$

则所用的能量 E_i = 从电容器转移来的能量：

$$E_i = \frac{1}{2}CV_s^2 - \frac{1}{2}CV_f^2 = \frac{C(V_s^2 - V_f^2)}{2}$$

因此：

$$C_{e(\min)} = \frac{2 \times E_i}{V_s^2 - V_f^2}$$

实例

试计算在输出功率为 90W 时能提供 42ms 保持时间的储能电容 C_e 的最小值。故障之前最小输入电压值为 190V。

电源是以有效值为 230V 标称输入而设计的，连接位置选择为桥式整流方式。效率为 70%，电源的跌落输入电压有效值为 152V。输入滤波器的等效串联电阻 (R_s) 是 1Ω。

因为故障可能发生在正常前半周的静止期之末，电容可能已经放电达 8ms，所以最坏的情况是放电时间长达 (42 + 8 = 50)ms，这个时间必须考虑到。

图 1.6.7 中，两个串联储能电容 C_5 和 C_6 两端的直流电压在电压跌落时刻到交流供电故障时刻这段时间内将会是

$$V_s = 1.35 \times 190 = 256\text{V}$$

$$V_f = 1.35 \times 152 = 205\text{V}$$

在此期间电源所使用的能量为

$$E_i = \frac{\text{输出功率} \times \text{时间} \times 100}{\text{效率}} = \frac{90 \times 50 \times 10^{-3} \times 100}{70\%} = 6.43\text{J}$$

因此，

$$C_{e(\min)} = \frac{2 \times 6.43}{256^2 - 205^2} = 547\mu\text{F}$$

1.69

因用两个串联在一起的电容作为 C_e ，其值必须加倍，即两个电容的最小值分别为 1094μF。考虑允许误差和长期老化影响，本例中可用两个标称值为 1500μF 的电容。

对于一个 90W 电源来说这显然是一个非常大的电容，并且比能满足纹波电流和纹波电压要求的值还大。此电容器的选择显然是由保持时间的要求所决定的。

6.15 供电线路熔断器额定值的选择

如图 1.6.4 可知，输入电流有效值是负载、电源内阻 R_s 和储能电容值的函数，在低输入电压时输入电流最大。造成熔件发热的是输入电流有效值，它决定了熔断器的持续工作额定值。此外，熔断器必须能耐受在输入电压最大时刚接通的浪涌电流。

方法：选择如图 1.6.4 所定义的输入熔断器的持续工作额定电流有效值，为消除老化影响而预留 50% 的冗余。

选择 I^2t 额定值来满足浪涌要求，可见第一部分第 7 章所定义的浪涌要求。

6.16 功率因数与效率的测量

从图 1.6.3 可见，在电容输入滤波造成的严重非线性负载的影响下，输入电压只有轻微的畸变，能维持正弦输入是因为供电线路输入电阻非常小。然而，输入电流被严重畸变并变得不连续，但表面上仍与电压同相，呈现为正弦波的一部分。这就出现了基本错误： $V_{in(\text{rms})} \times I_{in(\text{rms})}$ 之积就是输入功率。实际上并非如此！这个积只是

输入伏安乘积，它必须再乘上功率因数才得到有功功率，对电容输入滤波器来说功率因数典型值为0.6。

功率因数低的原因是非正弦电流波形含有大量奇次谐波，测量中必须包含各次谐波的相位和振幅。

具有超过1kHz带宽的有功功率表能最好地测量输入功率，许多电动式功率表也是适用的；但要小心含磁心的仪表，这些仪表对较高次谐波频率的功率测量有相当大的误差。现代的数字仪表通常是适用的，它们具有大的带宽、大的波形因数，能读出有功有效值。要注意的是对那些用峰值或平均值读数而以有效值校准的仪表的使用，如磁电式仪表那样，这些仪表只能在完全正弦波输入的情况下才能正确读出有效值。

当进行效率测量时，必须记住这是在相差很小的两个大数字之间进行比较。正是该差值定义了系统中的功耗，任何读数上的小误差都能在可见损耗上带来很大的误差。如图1.6.9所示，当输入和输出测量可能有2%的误差时，图中给出了可能的误差范围，它是实际效率的函数。

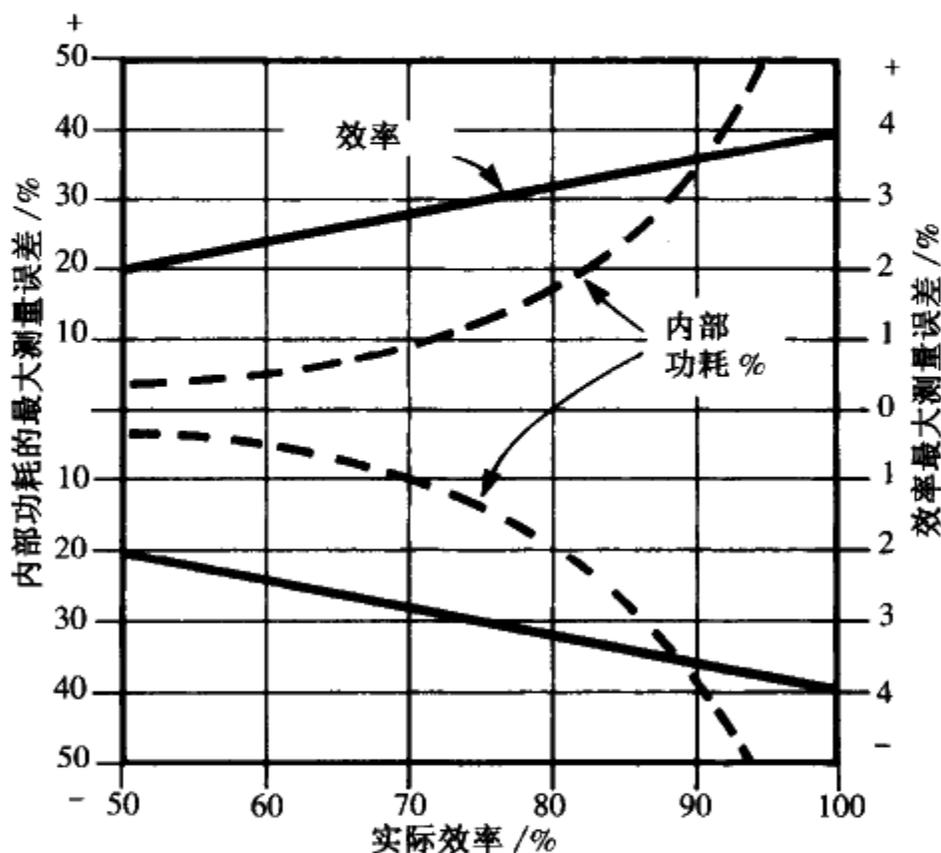


图 1.6.9 内部功耗与效率计算的可能误差范围是实际效率的函数，其中测量误差为2%

1.70

在一个多输出的电源中，可能使用了很多测量仪表，潜在的误差是很大的。在使用电动式功率表时，不可忽略功率表本身的负载，这种负载总是存在的。这种误差不能通过校准来消除，它取决于相关的电流与电压比率，而这个比率在每次测量时都会变化。它也取决于仪表的接线方法。一般来说，进行大电流、低电压测量时，分流器和电流互感器应接在电压端之前，而相反的接线适合于小电流、高电压的测量。

6.17 习题

1. 为什么电容输入滤波器常用于离线开关电源中?
2. 电容输入滤波器的主要缺点是什么?
3. 电容输入滤波器的功率因数典型值为多少? 为什么它会比较小?
4. 为什么必须用真有效值功率表来测量输入功率?
5. 为什么电容输入滤波器需要进行线路浪涌电流抑制?
6. 为什么在选择输入电容类型时, 输入储能电容的纹波电流是非常重要的? 1.71
7. 对电容输入滤波器来说, 在输入整流器的选择中哪些参数是重要的?
8. 怎样才能提高电容输入滤波器的功率因数?
9. 使用 1.6.9 所示的诺模图, 试确定输入熔断器的最小额定值、储能电容值、储能纹波电流值、整流二极管的电流峰值、满负载时直流输出电压和 10% 满负荷的电压调整。这里, 设输出功率为 150W, 包括浪涌抑制电阻的总电源内阻为 0.75Ω , 供电电压有效值为 100V, 效率为 75%, 采用图 1.6.8 所示的倍压电路。
10. 如果开关电源效率为 70%, 输出功率为 200W, 供电频率为 60Hz, 要求储能电容能提供半个周期的保持时间, 试计算储能充电电容的最小值。这里, 设出现交流供电故障前的供电电压有效值为 90V, 跌落电压有效值为 80V。电源有一个如图 1.6.8 所示的倍压电路, 电源内阻 R_{sf} 为 0.5Ω 。 1.72

第7章 浪涌控制

7.1 导论

在离线开关电源中，使体积最小和成本最低是首先要考虑的，正常的做法是使用离线式半导体整流桥，它接容性输入滤波器来产生高压直流电源供电给变换器部分。

如果交流输入直接接到这种整流电容电路中，供电线、输入元件、开关、整流器和电容上都将流过很大的浪涌电流。这不仅会给这些部件带来很大应力，也会给使用同一供电线路阻抗的其他设备造成干扰。

各种“浪涌电流控制”的方法被用于减轻这种应力。通常这些方法包括在输入点与储能电容之间的一条或多条供电线上串联电阻性抑制器件。

这些抑制器件通常有以下三种形式之一：串联电阻，热敏浪涌抑制电阻和有源抑制电路。

7.2 串联电阻

在小功率的应用中，会使用简单的串联电阻，如图 1.7.1 所示。然而，大电阻会使浪涌电流变小，但在正常运行的情况下也会有大的功耗，要作一个折中选择，要在可接受的浪涌电流与运行损耗之间进行折中。

当供电开关接通时，所选择的串联电阻必须能够承受初始的高电压和大电流应力。专用的大额定电流浪涌抑制电阻应用在这里最为合适。常用具有恰当额定值的线绕式电阻。如果预期的使用场合湿度较大，则应避免使用线绕式电阻。使用这种电阻时，瞬变热压力和线膨胀会使保护涂层完整性逐渐退化，导致湿气侵入、过早老化。

图 1.7.1 所示为抑制电阻的一般位置。在需要双输入电压的场合，在 R1 和 R2 的位置上应使用两个电阻。这对低压连接位置来说具有有效并联运行的优点，而对高压连接位置又有串联运行的优点。在这两种情况下，它都能把浪涌电流限制在类似的值之内。

1.73

在单个输入电压的场合，则在整流器输入端的 R3 位置用一个浪涌抑制器件。

7.3 热敏浪涌抑制

在低功率的应用中，负温度系数热敏电阻（NTC）常用于 R1、R2 或 R3 的位置。当刚接通电源时，NTC 阻值高，这就是它们比普通电阻有优势之处。它们可被选择用来在刚接通时供给低的浪涌电流，而热敏电阻在正常工作情况下会自加热，其电阻随之下降，可避免过多的功耗。

然而，采用热敏电阻抑制浪涌也有一个缺点。就是当第一次通电时，热敏电阻要花一些时间使其电阻下降到工作阻值。如果此时交流输入接近其最小值，调整也

无法形成足够的升温期。再者，当关断电源再快速地重新接通，热敏电阻还未完全冷却，将丧失部分浪涌抑制功能。

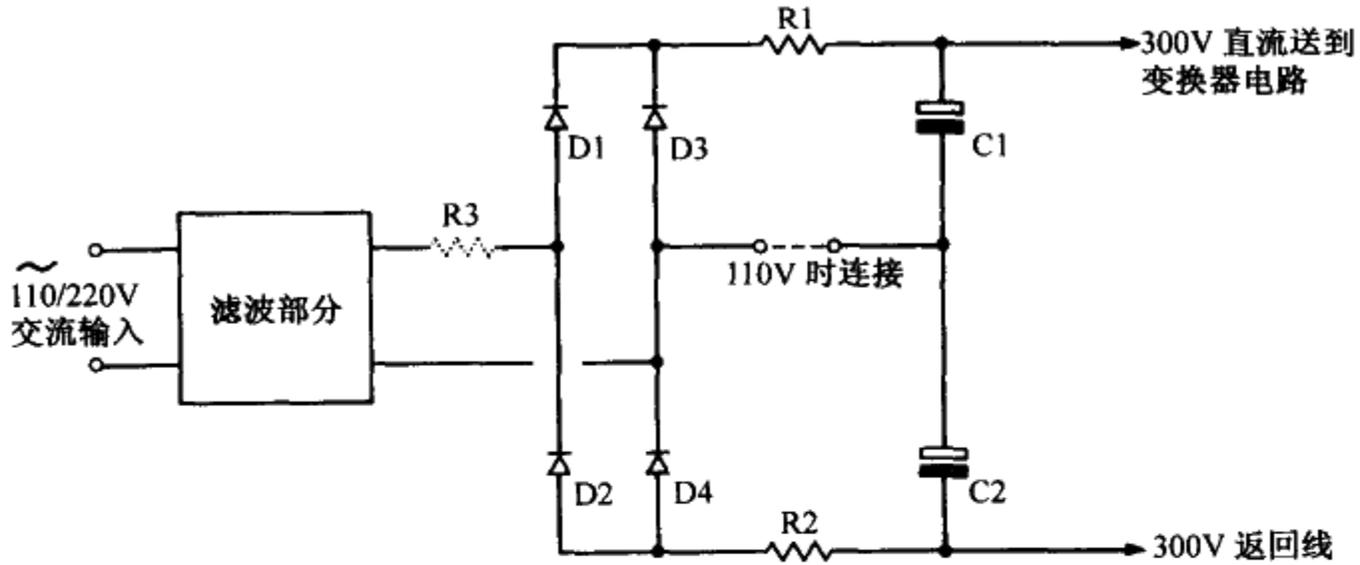


图 1.7.1 电阻性浪涌抑制电路，适合于桥式和倍压运行，保持浪涌电流在相同的值

不过此类浪涌抑制经常用于小功率装置中，这也是为什么关掉又快速地启动开关电源是一个很有害的操作的原因，除非为这种操作做出了专门的设计。

7.4 有源抑制电路(双向三极晶闸管启动电路)

对于大功率变换器，在完全正常工作时，最好把抑制器件短路来减小装置完全运行时的功耗。

1.74

通常会选择启动电阻在 R1 位置，如此可用一个双向三极晶闸管或继电器。当启动之后，R1 可被双向三极晶闸管或继电器旁路掉，如图 1.7.2 所示。在此类启动电路中的启动电阻可能有大得多的阻值，所以通常没有必要为双输入电压操作而更换启动电阻。

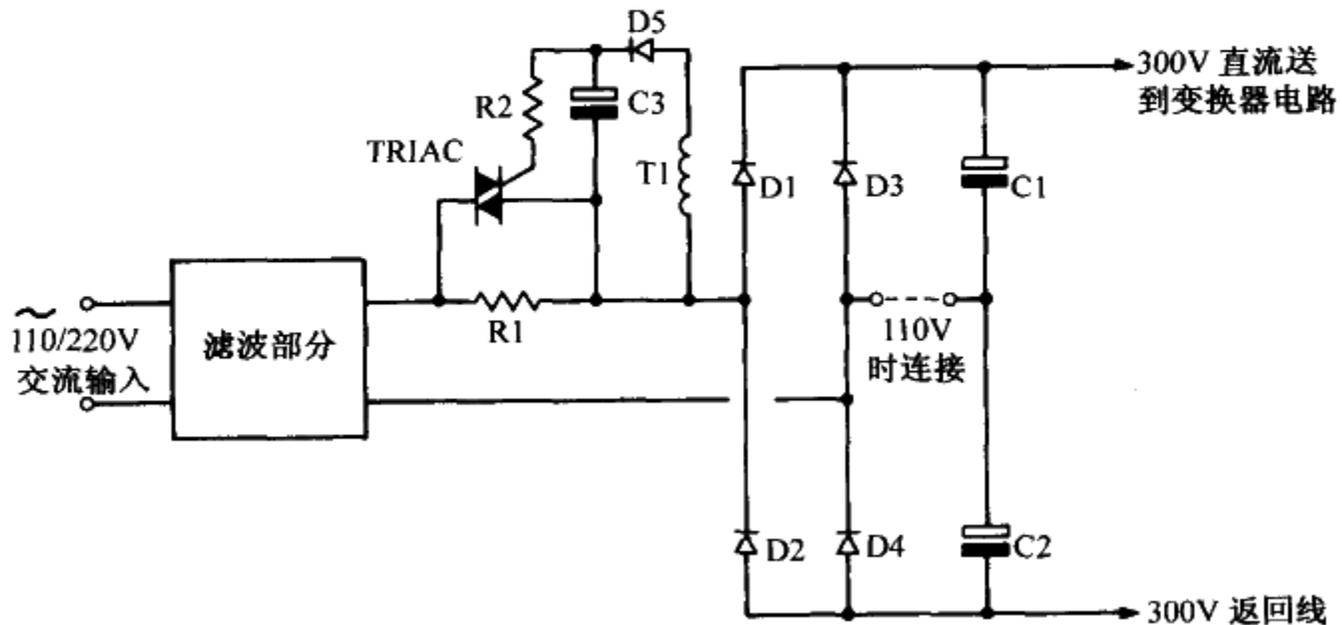


图 1.7.2 阻性浪涌抑制电路，采用双向三极晶闸管旁路来提高效率，应注意桥式运行有更大的浪涌电流

图 1.7.2 所示为有源抑制电路，其使用双向三极晶闸管来旁路电阻，但也可采用晶闸管或继电器的组合。

在刚接通电源时，启动电阻抑制了浪涌电流。当输入电容充电完毕，有源旁路器件动作会短路启动电阻，因此，在正常运行情况下功耗很小。

在双向三极晶闸管启动电路的实例中，双向三极晶闸管可方便地由主变换变压器的线圈供能。正常变换器接通延时和软启动可以为双向三极晶闸管的接通提供一个延时。这将允许输入电容在变换器开始工作前通过启动电阻完全充电。这个延时很重要，因为如果变换器在电容完全充电之前启动，那么负荷电流就会阻止输入电容完全充电，等到双向三极晶闸管导通时将会产生更大的浪涌电流。

在大功率或低压直流 - 直流变换器的应用中（双向三极晶闸管的功耗是难于接受的），可能会采用继电器。但在这样的应用中，在继电器动作之前为输入电容充电很重要。因此，变换器必须等到继电器接点闭合后才能开始动作，并且必须使用合适的定时电路。

7.5 习题

1.75

1. 开关电源浪涌控制的三种典型方法是什么？
2. 试述各种方法的主要优缺点。

第 8 章 启动方法

8.1 导论

如果辅助电源只是用于电源变换器电路的供电，则当变换器关掉时就不需要辅助电源了。对于这个特例，主变流变压器可采用附加绕组来提供辅助电源。

然而，对于这一安排，需要一些启动电路。由于启动电路只需要在很短的启动期间供电，有可能构造高效率的启动系统。

8.2 无源耗能启动电路

图 1.8.1 所示为一个典型耗能启动系统。高压直流电源压降施于串联电阻 R_1 和 R_2 ，以此给辅助储能电容 C_3 充电。一个调节齐纳二极管 $ZD1$ 可防止 C_3 两端过电压。当变换器动作刚建立时， C_3 的充电给控制和驱动电路提供了辅助电能。这一般发生在软启动程序刚完成时。

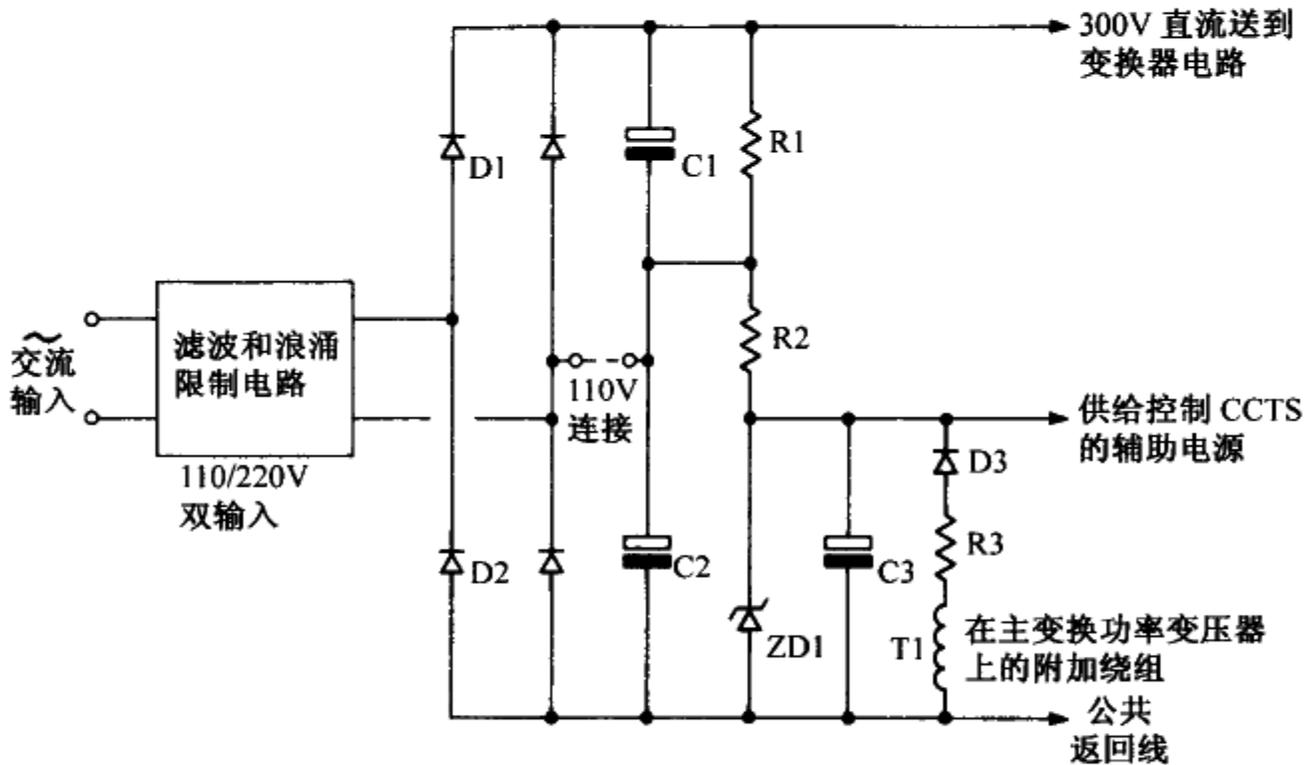


图 1.8.1 电阻耗能启动电路，从 300V 直流电提供初始低压辅助电源

当变换器工作时，辅助电源从主变压器 T_1 的一个绕组获得补偿，避免了 C_3 进一步地放电并保持辅助电源电压稳定。

对这种方法的主要要求，是要有足够的启动延时来使主变换器允许 C_3 完全充电。再者，为了正确启动变换器， C_3 必须足够大以存储足够的能量供给驱动电路。

在此电路中， R_1 和 R_2 始终存在于电路中。为了防止过多的损耗，它们的阻值

必须很大，因此，在变换器启动之前，驱动电路的待机电流必须很低。因为 C3 可能相当大，在 C3 充满电之前可能有 200ms ~ 300ms 的延时。为了在第一个周期运行中确保良好的开关动作，C3 必须在启动之前充满电，这就要求在启动控制和驱动电路中有低压禁止和延时的措施。

这种技术的优点是价格非常低，并且电阻 R1 和 R2 能代替储能电容 C1 和 C2 两端必不可少的普通安全放电电阻。

1.76

8.3 晶体管有源启动电路

图 1.8.2 所示为一种更有效、反应更快的基本电路，它是具有一个高压晶体管 Q1 的启动系统。在此电路中要选择电阻 R1、R2 和 Q1 的增益，使 Q1 在刚通电后不久被偏置进入一种完全饱和“导通”的状态。

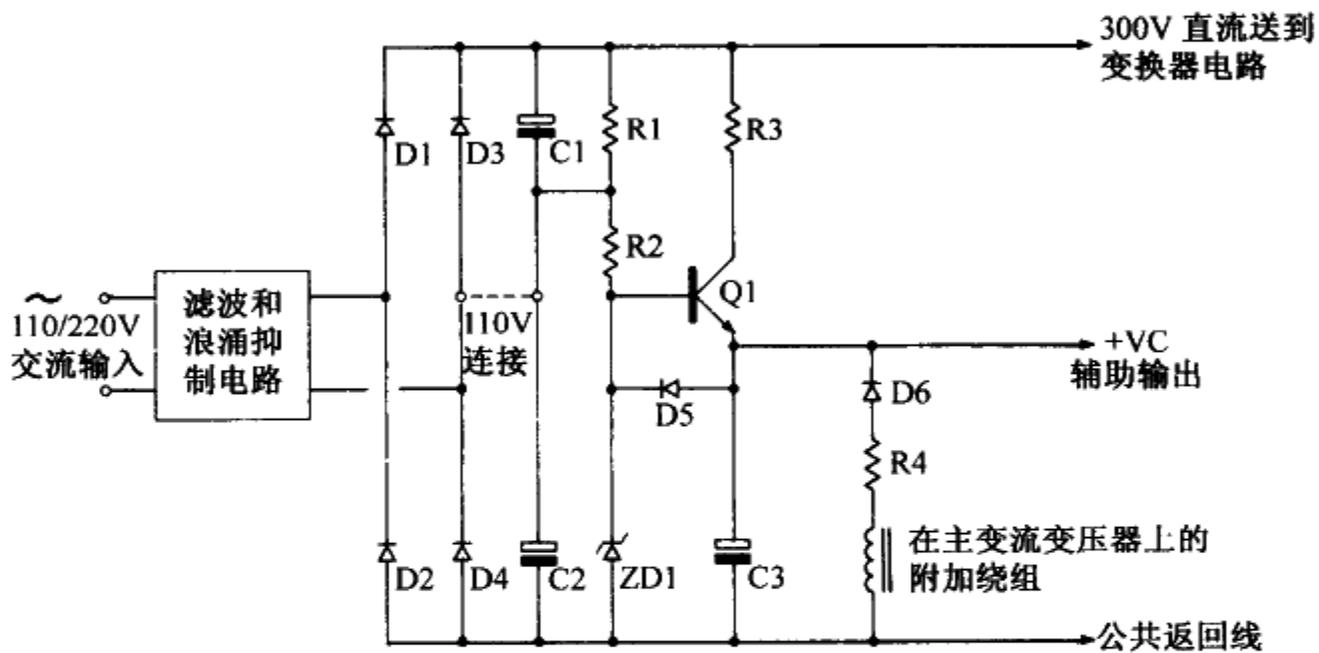


图 1.8.2 低损耗的有源晶体管启动电路，从 300V 直流电提供初始低压辅助电源

当 C1、C2 充电时，电流流经 R1、R2，流入 Q1 的基极，使 Q1 完全导通。刚开始时齐纳二极管 ZD1 不导通，因为 C3 和 Q1 基极的电压是低的。随着 Q1 的导通，一个大得多的电流会流入低阻值的 R3，并给 C3 充电。

在此电路中，R3 可以有一个比图 1.8.1 所示电路中的 R1 和 R2 小得多的阻值。这不会导致过多的损耗或使效率变低，因电流只会在启动期间流经 R3。Q1 将在 C3 充完电后关断，并将在接下来的整个启动期间运行于一种饱和“导通”的状态，因此它的功耗仍然非常小。应使 R3 有一个高的浪涌额定值，可用线绕式电阻或碳素混合体电阻。

通电后，电容 C3 将相当快地充电，则 Q1 的发射极和基极之间的电压将跟踪这个上升的电压 $+V_{bc}$ ，直到 Q1 基极的电压达到齐纳电压 ZD1。在此点上 ZD1 开始导通，影响了 Q1 的导通状态并减小流入 C3 的充电电流。此时在 Q1 上形成电压和功耗。然而，一旦变换器正常的工作状态形成，则从主变压器上的附加绕组上来的正反馈将通过 D6 和电阻 R4 提供电流给 C3。从而 C3 上的电压将继续增大，直到 Q1 的

基-射极被反向偏置而完全关断。

此时，二极管 D5 导通，C3 两端的电压将被齐纳二极管 ZD1 和二极管 D5 钳位。ZD1 的功耗取决于 R4 的电压和最大辅助电流的值。在 Q1 关断后，流过 R3 的电流也为零，所以 R3 和 Q1 的功耗都将降为零。

1.77

因为启动动作很快，此处的 R3 和 Q1 可用很小型的元件，不需要散热器。为了避免在变换器故障时 Q1 和 R3 上出现危险的功耗状况，应使 R3 能够维持连续的通电，否则会不安全。可熔电阻或者正温度系数（PTC）热电阻具有固有的自我保护性质，用于这种场合是比较理想的。

此电路能够支持相当大的启动电流，也给驱动电路的设计带来了更大的自由。

8.4 脉冲启动电路

图 1.8.3 所示为一个典型的脉冲启动电路，其工作情况如下：

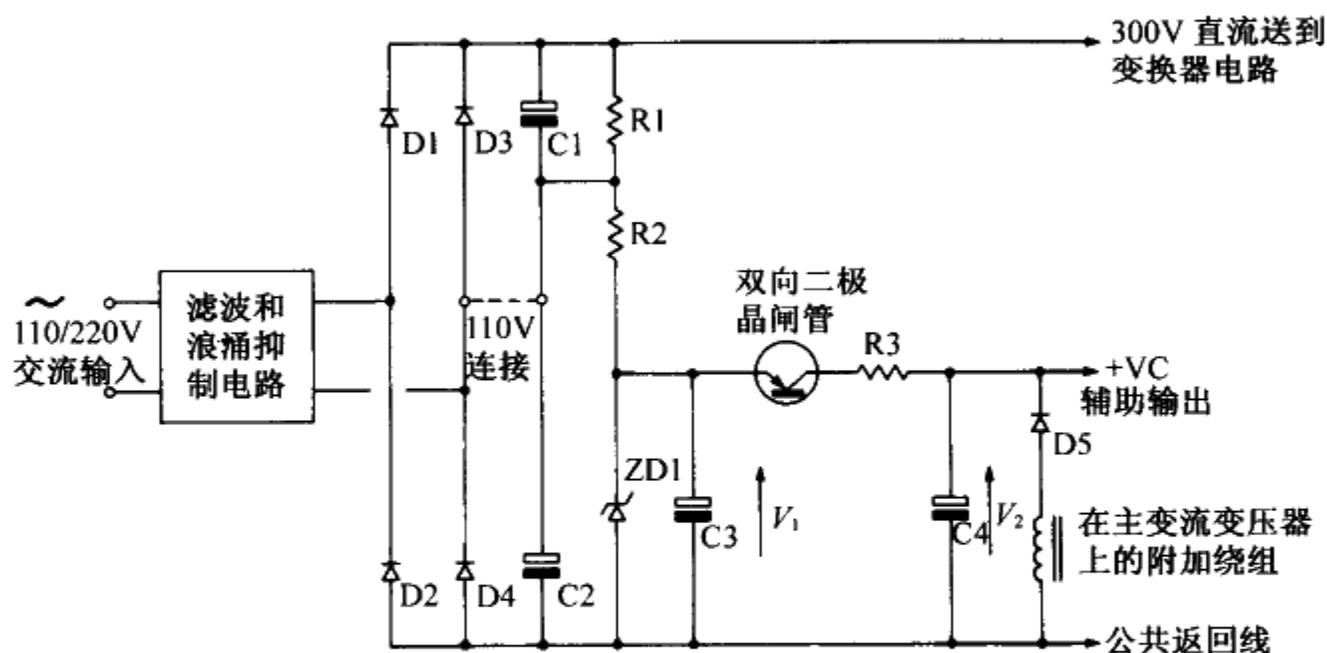


图 1.8.3 双向二极晶闸管脉冲启动电路，从 300V 直流端提供初始低压辅助电源

电阻 R1 和 R2 通常是储能电容 C1 和 C2 的放电电阻，在接通后它们使电流流入电容 C3，此时辅助电源的电容 C4 将放电。

C3 的电压将增大，直到双向二极晶闸管（diac）两端达到了触发电压。双向二极晶闸管此时会触发并从 C3 转移部分电荷到 C4，转移电流的大小受电阻 R3 的限制。

选择适当的电容 C3、C4 和双向二极晶闸管的电压值，使所需的辅助电源电压在 C4 两端逐步形成，并使变换器通过正常软启动开始工作。

再次，通过 D5 和附加绕组正反馈，现在由主变压器提供辅助电源。由于 C4 进一步地充电，电压上升，双向二极晶闸管关断，因为有 ZD1 对 C3 的钳位动作，双向二极晶闸管两端的电压不再达到触发值。

此电路具有这样的优点：在导通瞬变期间提供大电流，而在电阻 R1 和 R2 上又不会有过多的损耗。在变换器第一个脉冲未能启动的情况下（这种情况极少出现），

1.78

一旦 C4 放完电并且 C3 重新充电至双向二极晶闸管的导通电压，仍将重新启动。

双向二极晶闸管的选择是很重要的。它必须能够传导所需的导通电流，导通电压应小于 $V_1 - V_{\text{start}}$ 并大于 $V_1 - V_2$ （其中， V_1 是 ZD1 钳位电压， V_{start} 是控制电路的启动电压， V_2 是变换器工作时 C4 的电压）；否则在第一个脉冲之后将发生锁定。用一个小 SCR 和适当的门驱动电路代替双向二极晶闸管是可行的。

1.79

第9章 软启动与低压禁止

9.1 导论

软启动与7.1节所讨论的浪涌抑制完全不同，尽管这两种功能是互补的。两种动作都能在刚通电期间减小进入电源的浪涌电流。浪涌抑制直接对进入输入电容的电流进行限制，软启动用于变换器控制电路能取得逐渐增加脉冲宽度的效果。这种渐进式启动不仅减小了输出电容和变换器部件上的浪涌电流应力，也减轻了在推挽式和桥式电路中变压器“双倍磁通效应”（flux doubling）的问题，见第三部分第7章。

开关电源中，一般的做法是直接把交流输入电源连接到整流器，并通过一个低阻抗噪声滤波器连接一个大的储能和（或）滤波电容。为了避免在刚通电时出现大的浪涌电流，通常需要提供浪涌控制电路。在大功率的系统中，经常由一个串联电阻组成浪涌抑制，在输入电容完全充电后，用双向三极晶闸管、SRC或继电器把该串联电阻短路，见第一部分第7章所示的典型浪涌控制电路。

为了允许输入电容在启动期间能完全充电，有必要推迟功率变换器的启动，这样输入电容在充满电之后，功率变换器才从输入电容取得电流。如果电容还未充满电，当浪涌控制晶闸管或双向三极晶闸管把浪涌抑制串联电阻旁路的时候，将会出现电流浪涌。此外，如果允许变换器以最大脉宽启动，将会有大的电流浪涌进入输出电容和电感，导致输出电压过冲，这是由输出电感的大电流和可能的主变压器的饱和效应导致的。

为了解决这些启动问题，用控制电路提供启动延时和软启动程序。这将使变换器的初始接通延时，并允许输入电容完全充电。延时之后，软启动控制电路必须从窄脉冲启动变换器开始，然后逐渐变宽脉冲。这才能正确地形成变压器和输出电感的正常工作状态，防止推挽电路中的“双倍磁通效应”，见第三部分第7章。同时，输出电压的形成会比较慢，减小了副边电感的电流浪涌，减弱了输出电压过冲的趋势，见第一部分第10章。

1.80

9.2 软启动电路

典型的软启动电路见图1.9.1所示，运行情况如下：

当首次接上电源时，C1将放电。10V电源线上逐渐增大的电压将使放大器A1反相输入端为正，禁止脉宽调制器的输出。晶体管Q1将通过R2导通，保持C1放电状态，直到送到变换器电路的300V直流线上形成的电压超过200V。

1.81

此时ZD1将开始导通，而Q1将关断。C1将通过R3充电，使A1的反相输入端电压拉向零伏，并允许脉宽调制器的输出，向驱动电路提供逐渐增大宽度的脉冲，直到形成所需的输出电压。

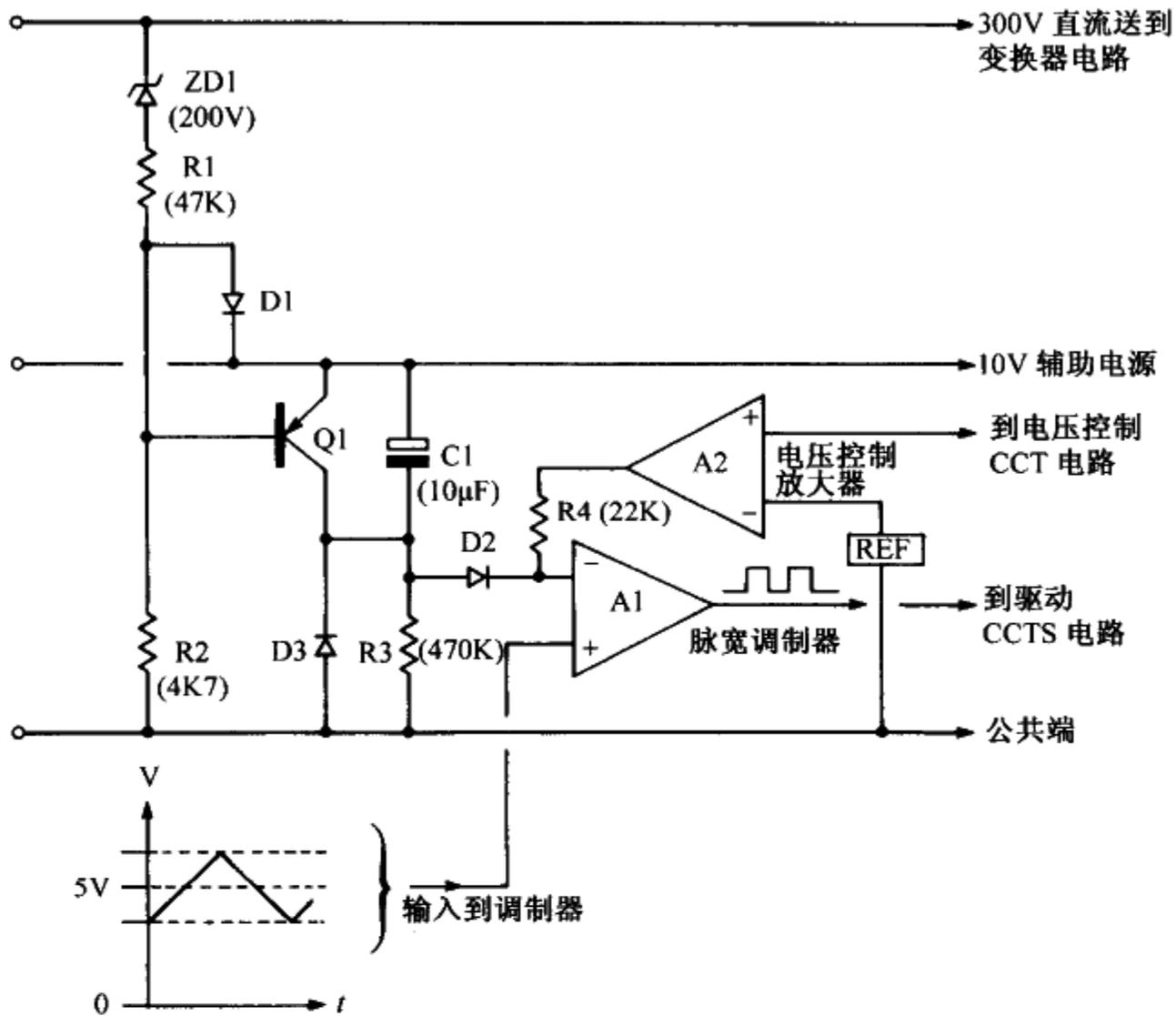


图 1.9.1 工作周期可控的开关电源软启动电路

当正确的输出电压建立后，放大器 A2 控制了放大器 A1 反相输入端的电压。C1 将继续通过 R3 充电，反向偏置了二极管 D2 并移除了调制器动作对 C1 的影响。当电源关断后，C1 将很快地通过 D3 放电，为下一次的启动动作重新设置 C1。在输入电压较高时，D1 可防止 Q1 被大于正向二极管压降的电压反向偏置。

此电路不仅提供接通延时和软启动，而且提供了低压禁止作用，防止变换器在供电电压完全建立前启动。

这一基本原理可能有很多的变化。图 1.9.2 所示为一个应用于图 1.8.2 中晶体管启动电路的软启动系统。此例中，直到辅助电容 C3 已充电和 Q1 关断时，ZD2 的输入才变高、软启动才开始。因此，在本电路中，软启动能够开始之前必须正确地建立输入电源电压和辅助电源电压。这将保证变换器在正确的控制状况下启动。

9.3 低压禁止

在很多开关方式的设计中，当输入电压太低而难以保证正确的运行时，避免功率变换器动作是有必要的。

变换器的控制、驱动电路和功率开关电路都需要正常的供电电压来保证无误的开关动作。在很多实例中，尝试在低于最小输入电压的情况下运行会导致功率开关的失效，这是由不当定义的驱动条件和不饱和的功率开关导致的。

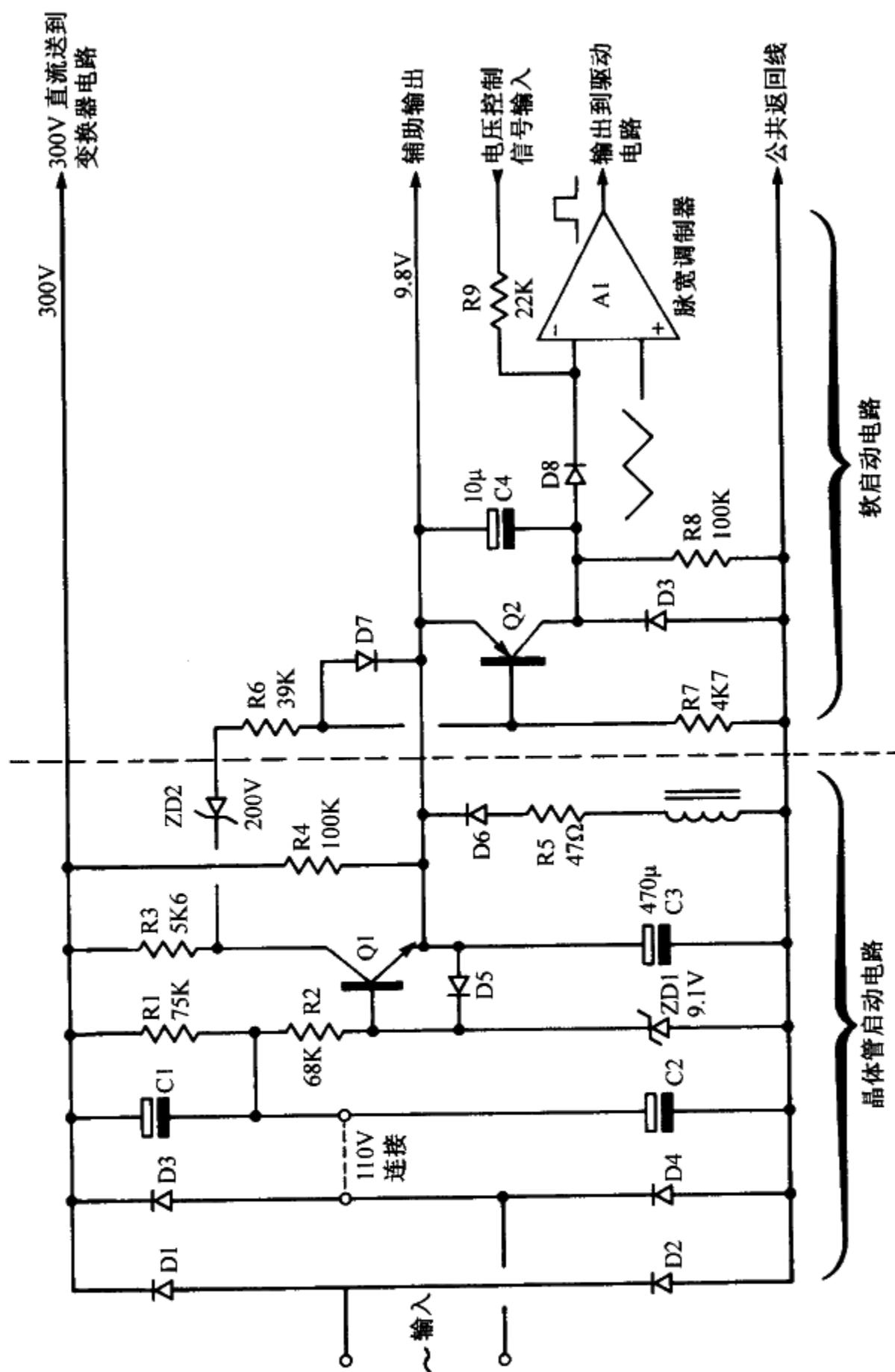


图 1.9.2 组合的低功耗晶体管辅助启动电路，具有占空比控制（脉宽调制器）和软启动特性

通常,可使用电压禁止信号,在供电电压提高到足够大并保证正确运行之前,防止启动;同样,在电压降低到次最小工作电压以下时,这个电压禁止信号被用于以一种适宜的方法来关断变换器。

低压禁止电路常连接到软启动系统,这样,直到形成正确的工作电压后,才由正常的软启动动作来启动低压禁止电路。这也满足了软启动动作的延时要求,并能避免出现启动竞争状态。

图 1.9.2 所示为一个具有低压禁止的典型软启动电路。在该电路中,附加绕组提供了施密特触发器的动作,该绕组具有足够的滞后特性来防止在导通门限上发生间歇振荡器的振荡模式(此处的“间歇振荡器的振荡模式”(squegging)是指在低压门限值所发生的迅速通断的开关动作,这是由负载导致的输入电压变化的结果)。

1.82

1.83

9.4 习题

1. 在什么情况下脉冲型启动电路适用?
2. 在什么情况下脉冲启动电路是不适用的?
3. 软启动电路限制浪涌的功能是什么?
4. 开关型应用中的低压输入禁止功能是什么?

1.84

第 10 章 接通电压过冲抑制

10.1 导论

当电源刚接通时，不管是由供电线上的开关还是由电子的方法（比如由一个 TTL 逻辑“高”电平信号），功率电路和控制电路要建立正确的工作状态都将要经过一个延时。在此延时期间，完善的调整工作建立起来之前，输出电压超过其正确的工作值是有可能的，从而形成“接通电压过冲”（turn-on ovltagage overshoot）。

10.2 开关电源接通电压过冲的典型原因

在大多数开关电源中，一个受控制的启动顺序是从接通开始的。如果是由输入线上的开关接通的，则第一个动作将是浪涌抑制，使用一个电阻元件与输入线路串联来减小几个周期内浪涌电流的峰值，此过程中输入电容处于充电状态。

浪涌抑制之后，将有一个软启动动作。软启动过程中，给开关器件的脉冲宽度逐渐增大，建立变压器、电感和电容的正确工作状态。在平稳地建立所需的输出电压的目标下，输出电容的电压逐渐增大。然而，即使在这种受控制的接通状态下，也有可能出现输出电压过冲，因为在控制电路中会出现竞争状态，具体如下。

图 1.10.1 所示为一个典型的工作周期可控的开关电源输出滤波和控制放大器电路。控制放大器有一个简单的零极点补偿网络来稳定控制回路的工作。

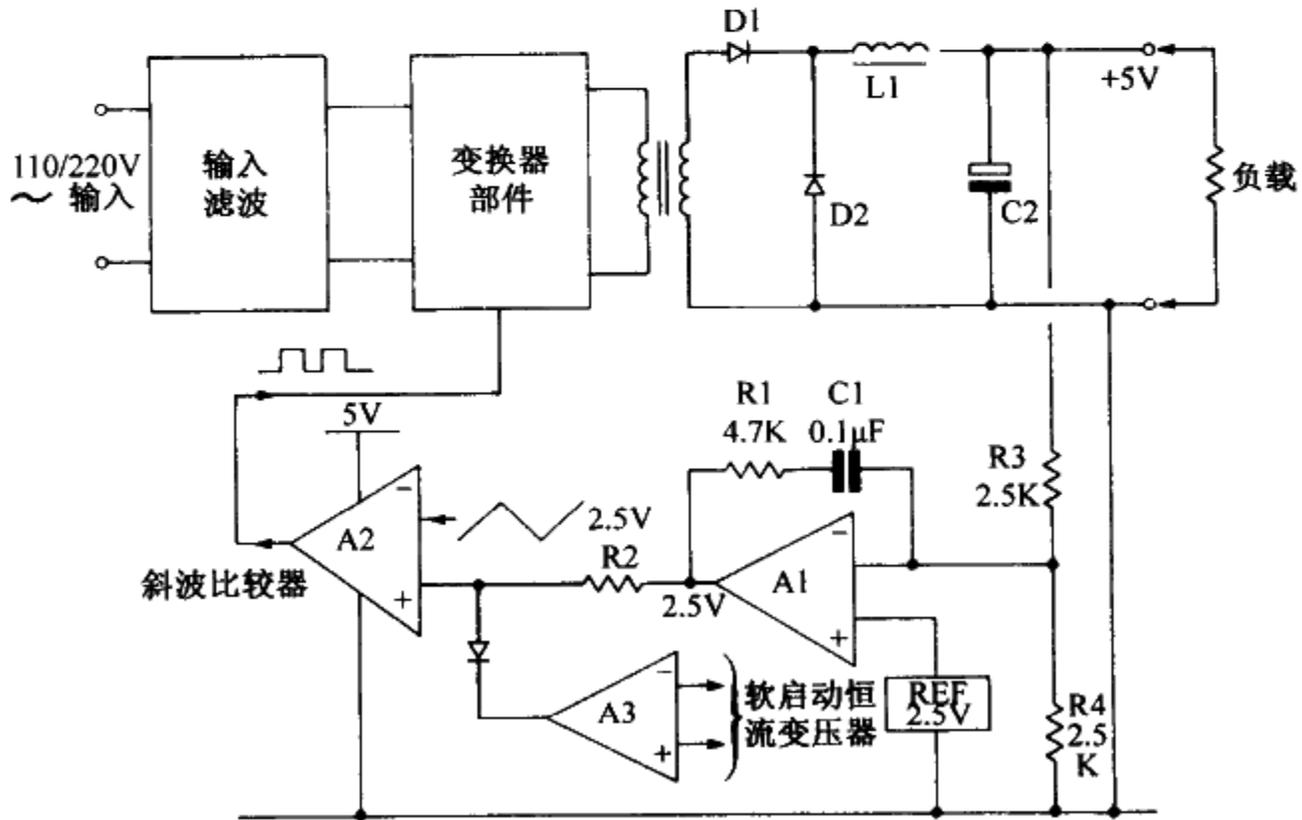


图 1.10.1 典型的占空比控制回路，其中 R1 和 C1 是电压控制放大器 A1 的补偿元件

当刚接通输入时以及整个启动阶段，控制放大器 A1 将会识别到输出电压过低，将要求最大输出、从而斜坡比较器 A2 输出最大脉冲宽度。高增益控制放大器 A1 将运行于高饱和状态，其输出接近于 +5V。因此，在启动阶段，补偿电容 C1 将会充电到 +5V。

1.85

在启动阶段，脉冲宽度和输出电压都将在软启动电路和放大器 A3 的控制之下。所以控制放大器将保持在饱和“高”状态，直到输出电压与所要求的电压相差在 1mV 或 2mV 之内。在此时，输出电容被充电，输出电感 L1 上也形成了相当大的电流。

因为输出电压达到了所要求的值，控制放大器 A1 将开始作出反应。然而，补偿网络 R1、C1 建立其正确的直流偏压后，接着会有一个相当大的延时。因为放大器 A1 的输出电压是从大约 +5V 处开始的，与正确的平均工作点 2.5V 相差甚远，而放大器的转换速率是由 R1、C1 的时间常数决定的。在一个较长的时间内不会建立放大器的正确工作状态。此例中，延时接近于 500 μ s。在延时期间，脉冲宽度将不会显著地减小，因为在到达脉冲宽度调制器 A2 的控制范围之前，放大器 A1 的输出必须接近于 2.5V。这个延时与此流过输出电感 L1 的过大的电流一起，将导致相当大的过压。此例中输出电压将达到 7.5V，如图 1.10.2 所示。

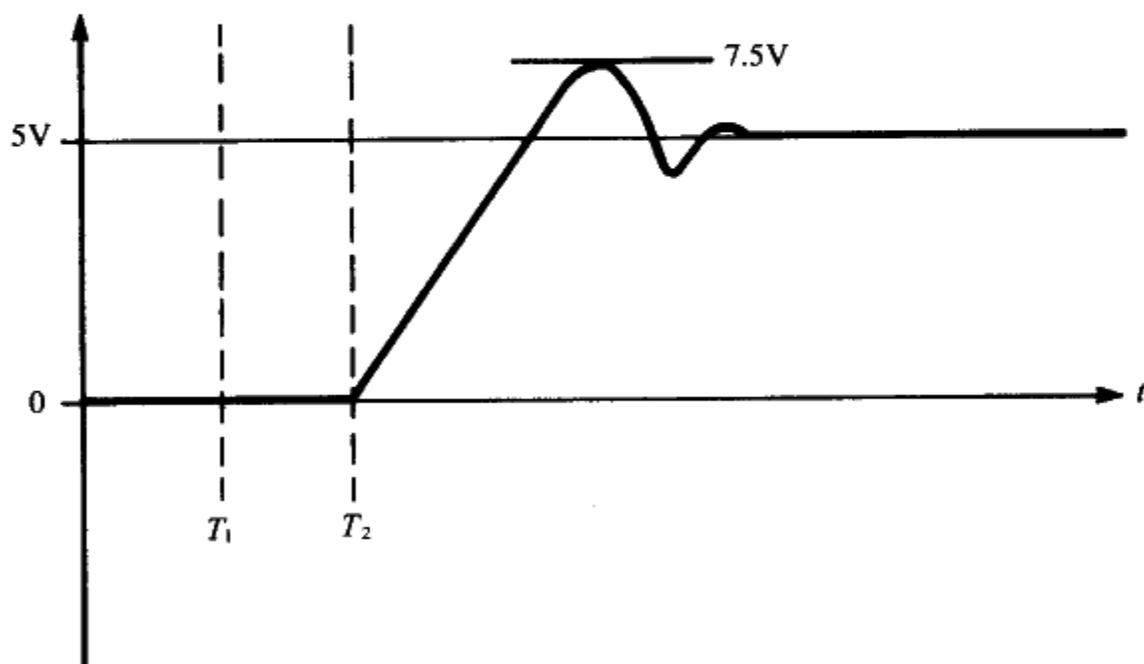


图 1.10.2 图 1.10.1 电路中“导通”瞬变时的输出电压特性，显示输出电压过冲

10.3 防止过压

通过使软启动动作变得很慢，可以很可观地减小过压。可使放大器在过压变得太大之前作出反应。这种方法的缺点是可能会使接通延时长得难于接受。

1.86

如图 1.10.3 所示的线性功率控制电路会好得多。在此电路中，刚接通时，给控制放大器同相输入端的 2.5V 参考电压将接近 0V，这是在最初的接通之前 C1 未充电所导致的。因为 C1 通过 R1、R4 充电，C1 两端的电压将会逐渐增大。因此，会使参考电压的增大速率比软启动动作慢一些。结果，控制放大器将在低得多的输出电压下建立正常

工作状态，这样，后续的启动动作就会处于电压控制放大器的完全控制之内。

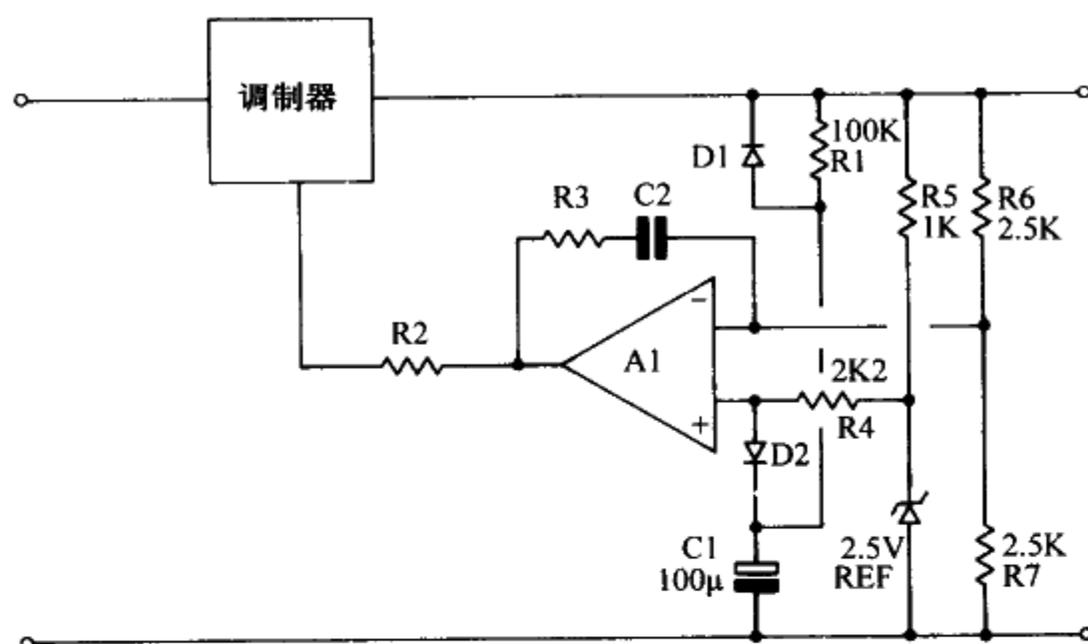


图 1.10.3 已改进的控制电路，具有“导通”过冲抑制元件 R1、D1、D2 和 C1

此时输出电压逐渐上升，如图 1.10.4 所示为在控制放大器的完全控制之下，对参考电压上升所作的反应。因为对 C2 和放大器 A1 的正确偏置状态是在低得多的电压下建立的，所以在正确的电压形成时将不会出现过压。如果选择了最适宜的 R1、R4 和 C1，参考电压以及受其影响的输出电压将渐近地达到所要求的 5V。通过调节 R1、R4 和 C1，可改变接通特性。此类电路典型的接通特性见图 1.10.4 所示。C1 的值过小会导致欠阻尼，而过大又导致过阻尼。同样的原理适用于任何开关方式或线性控制电路。

1.87

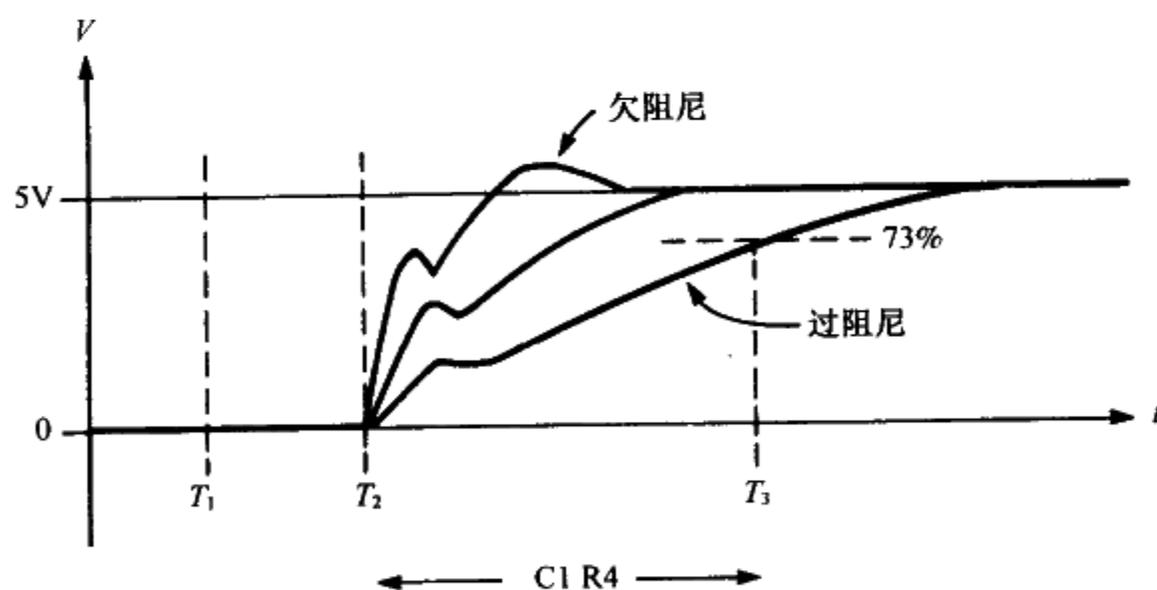


图 1.10.4 改进电路的“导通”特性，显示了欠阻尼、过阻尼和最佳阻尼曲线

10.4 习题

1. 试述在开关电源中“导通”输出电压过冲的一个典型原因。
2. 试述减少“导通”输出电压过冲的两个方法。

1.88

第 11 章 过压保护

11.1 导论

在发生故障情况下，多数电源的输出电压有可能高于规定值或要求值。在没有保护电路的电源中，输出电压过高可能会使电源内部或外部设备损坏。为了在这种不正常工作情况下保护电源设备，一般采用的方法就是在电源中加入过压保护电路。

因为 TTL 电路对于过压来说是非常易损坏的，对所有 5V 输出提供过压保护已成为工业应用的常规。至于其他输出电压的保护功能，通常根据系统工程师或使用者的需要附加。

11.2 过压保护的种类

过压保护技术大致可以分为下面三类：

第一类：简单晶闸管过电压急剧保护

第二类：基于电压钳位技术的过压保护

第三类：基于限压技术的过压保护

过压保护技术的选择依据为：电源电路结构、电源性能以及成本。

11.3 第一类：晶闸管过电压急剧保护

就像它的名字所代表的含义一样，过电压急剧保护在响应电源输出过压时能短路电源的输出端。如果电源输出电压在规定时间内超过了预置值，那么该短路器件（一般情况是晶闸管）就会动作。当晶闸管动作时，它将电源的输出短路，因此，输出电压就降下来。在图 1.11.1a 中显示的是一个典型晶闸管过电压急剧保护电路，该保护电路连到线性调整器的输出端。在设计晶闸管过电压急剧保护电路时，在电路出现故障条件下，认识到晶闸管过电压急剧保护旁路作用不需要提供一个长期负载保护非常重要。另外要求旁路器件必须有足够大的功率来承担短路电流，对于超过规定时间或外部电流限制的短路电流，必须要有熔断器或断路器能够起作用，这样可以保护晶闸管不受损害。

1.89

对于线性调整器类型的直流电源，晶闸管过电压急剧保护是一个常用的方法，经常用到的简单应用电路见图 1.11.1a 所示。线性调整器与过电压急剧保护的工作过程如下：

没有经过调整的直流输入电压 V_H 经过一个串联晶体管 Q1 后电压下降，同时提供了一个值较低但是经过调整的输出电压 V_{out} ，放大器 A1 与电阻 R1、R2 给调整器提供了一个电压控制，晶体管 Q2 与限流电阻 R1 用于限流保护。

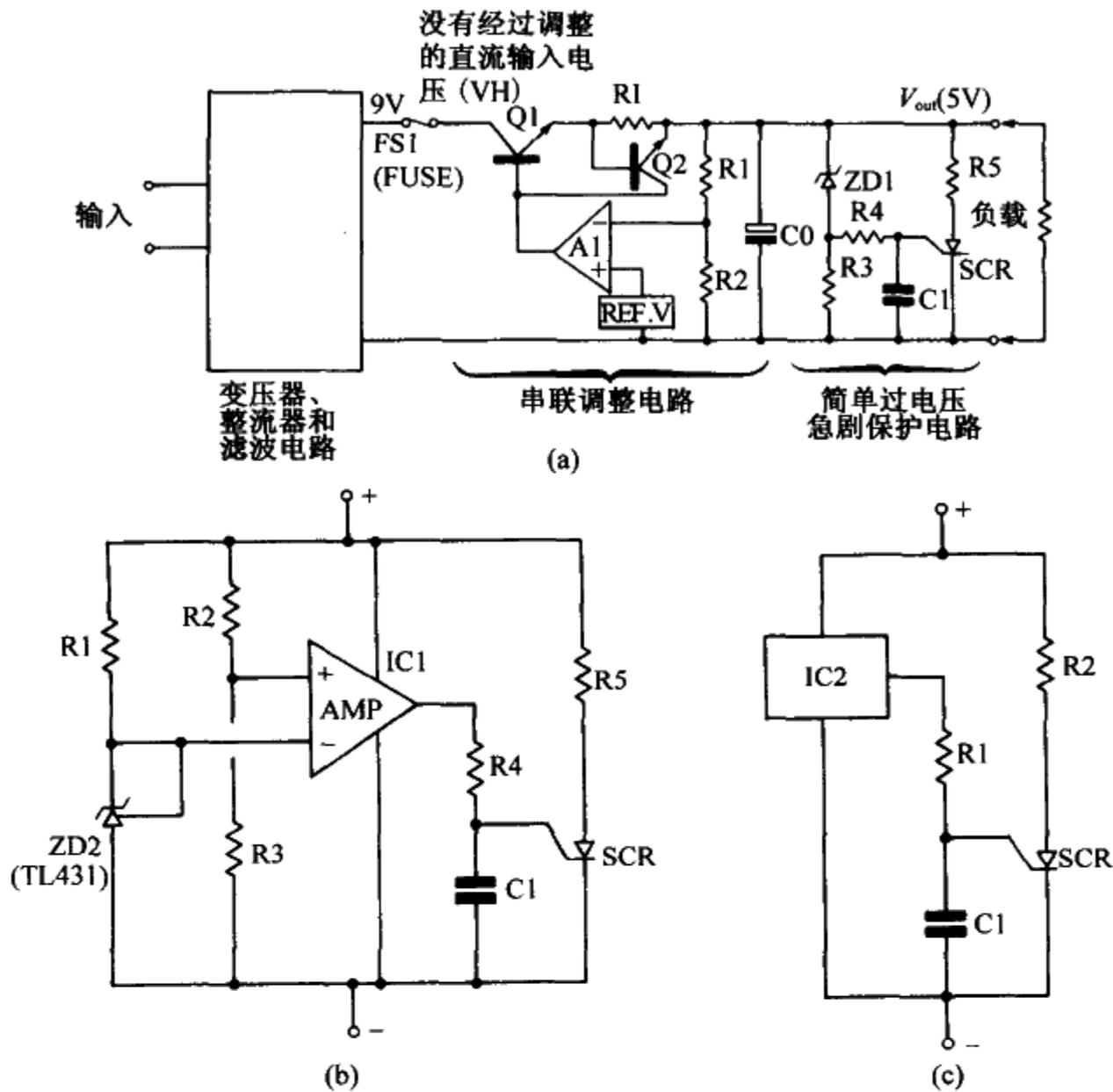


图 1.11.1

- (a) 应用于简单线性电源中的晶闸管过电压急剧保护电路；
- (b) 使用比较器集成电路的更加精确的晶闸管过电压急剧保护电路；
- (c) 采用专用控制 IC 驱动晶闸管过电压急剧保护电路

大多数灾难性的电路故障是由于串联调整管 Q1 的短路引起的，在这种情况下，较高的、没有经过调整的输入电压 V_H 就会出现在输出端。在这种故障情况下，整个电路失去了电压控制和电流限制功能，这时起过电压急剧保护作用的晶闸管必须工作，短路输出端。

1.90

对于输出过压的故障，过电压急剧保护电路的工作如下：当输出电压上升到超过过电压急剧保护电路设定的工作电压时，齐纳二极管 ZD1 导通，驱动电流通过 R4 给晶闸管栅极的延时电容 C1 充电。经过由电容 C1、R4 来确定的暂短延时后，C1 上的电压将充电到晶闸管的栅极导通电压值 (0.6V)，此时晶闸管导通，通过阻值较小的限流电阻 R5 来短路输出端。此刻，有一个大电流从未调整的直流输入端流过旁路连接的过电压急剧保护晶闸管。为了防止晶闸管过大功耗，在线性调整器中，一般采用的方法是在未调整的直流电源中加一个熔断器或加一个断路器。如果串联调整管 Q1 发生上述的短路故障，熔断器或断路器断开，就会在过电压急剧保护的晶闸管

损坏之前隔断主电源与输出的联系。

对于这样的系统它的设计条件已经得到了较好定义，只是要求选择过电压急剧保护晶闸管或其他的旁路器件，确保所选器件能承担通过的能量比熔断器或断路器的“允通”能量还要大。对于晶闸管和熔断器，“允通”能量通常定义为 I^2t ，这里 I 是故障电流， t 是熔断器或断路器的动作时间（见第一部分第 5 章）。

由于系统工程师假设过电压急剧保护电路能够提供充分保护（即使在外部引起过压情况也能起作用），因此他们对其情有独钟。但是这种保护电路并不一定总能提供充分保护，系统工程师应意识到可能发生的非正常情况。

在规范的“现货”（off-the-shelf）电源设计中，一般选择过电压急剧保护晶闸管来保护负载不受内部电源故障的影响。在大部分这样的场合中，故障条件下最大的允通功率已经由一个合适的、已选定的内部熔断器来确定。因此电源和负载对于内部故障来说得到了 100% 的保护。在一个完整的电源系统中可能有外部电源，该电源也可能连接到晶闸管保护电源端而产生一些系统故障。很清楚，在故障情况下流过用于过电压急剧保护的保护器件的电流可能超过它的额定电流，此时该过电压急剧保护器件也许会出现故障，如产生开路，这也会使负载处于过压状态下。

可以清楚地看到，不能期望电源设计师处理这样的外部故障负载，这是系统工程师或用户的责任，由他们考虑最坏情况下的故障状态，这样的话才能提供一个最合适的过电压急剧保护器件。

11.4 过电压急剧保护的性能

在图 1.11.1b 和图 1.11.1c 中显示的是较精确的过电压急剧保护电路。这类电路的选择由所要求的性能来确定。在简单过电压急剧保护电路中，一般都是在理想的快速保护（它受干扰的影响）与延时动作（它在延时时间有出现电压过冲的潜在危害）之间做出一个折中选择。

1.91

最好的保护应该是快速动作而无延时的过电压急剧保护。这里，应该要求一个要刚好超过正常电源输出电压的工作电平。但是该类简单快速动作的过电压急剧保护电路通常给出许多干扰的影响，它对输出端出现的最轻微变化都做出响应。例如，当一个普通线性调整器的负载突然减少，将导致输出电压的过冲，过冲的幅度由电源瞬态响应特性及瞬变负载的大小来决定。在采用高速工作的过电压急剧保护电路中，这种普通瞬变过压状态可能导致一个不必要的过电压急剧保护行为而关闭电源。在该类受干扰影响的状态下，限流电路能够限定这个故障电流，因此它仅仅要求一个电源开、关循环周期来恢复输出。为了减少由于受干扰影响而关掉电源的可能性，一般常用的方法是提供一个较大的工作电压以及提供一些延时。因此，在简单过电压急剧保护电路中，必须在工作电压、延时时间以及所要求的保护之间做一个折中选择。

在图 1.11.1d 显示的是一个线性调整器中对一种过压故障所做的典型延时过电压急剧保护反应。该例中调整管 Q1 在 t_1 时刻已经产生短路故障，此时输出电压迅速从正常调整的端电压值 V_0 上升到输入电压 V_H 值，此输出电压上升的速度由回路电感、电源电阻、输出电容 C0 的大小确定。该过电压急剧保护的电压 V_{OVP} 设置为 5.5V，

它出现在 t_2 时刻；由于过电压急剧保护的延时工作，从 t_2 到 t_3 有 $30\mu\text{s}$ 的典型值延时，此时将出现一个电压过冲。如果输出端电压变化率为图中所示那样，直到输出电压达到 6V 时过电压急剧保护才工作。此时，熔断器从 t_3 到 t_4 的熔断时间，把输出电压钳位在一个较低的 V_c 值，然后输出电压变为零值。就这样给外部集成电路负载提供了一个全范围的保护。

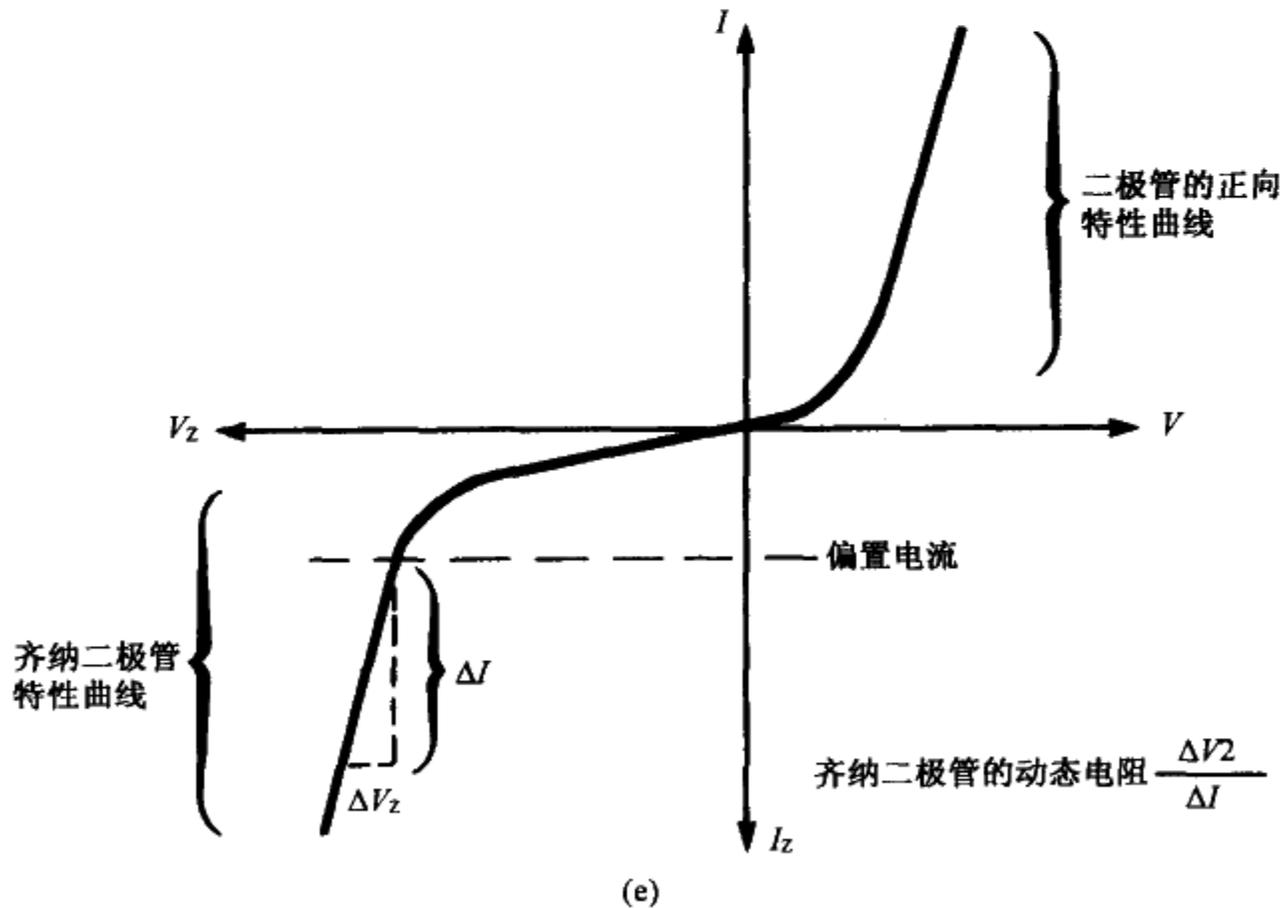
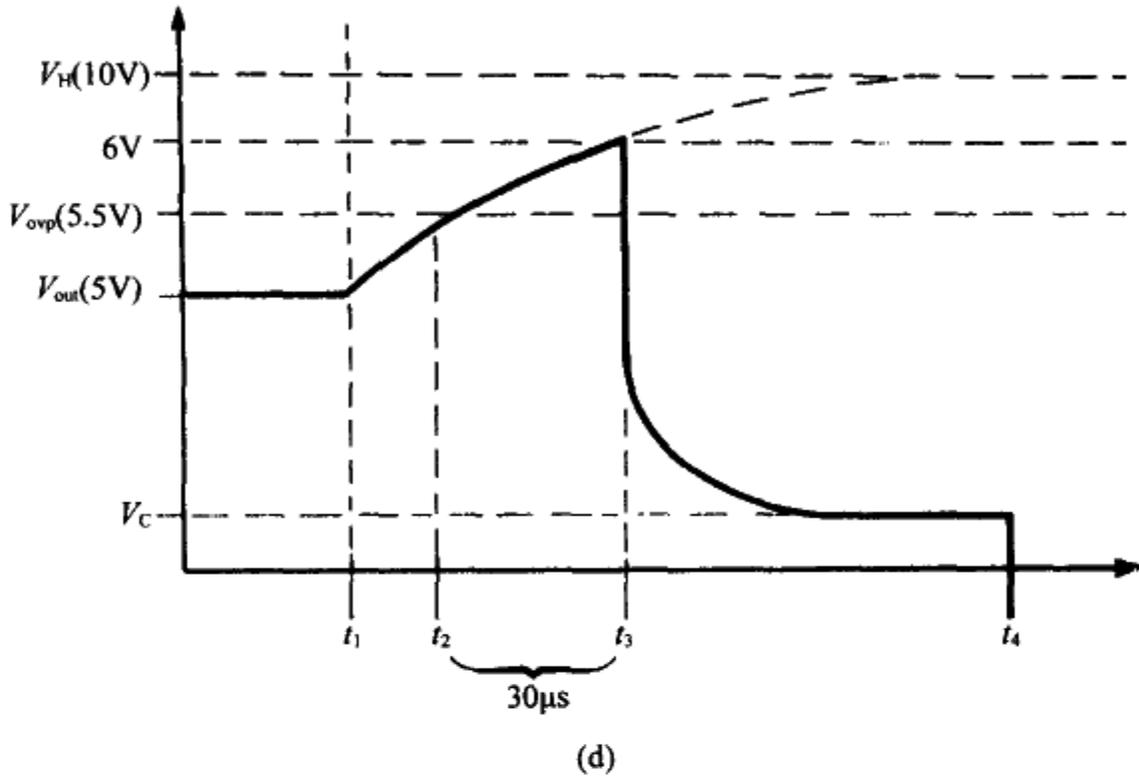


图 1.11.1 (续)

- (d) 一种具有延时特性过电压急剧保护电路的典型特性曲线；
- (e) 典型的齐纳二极管特性曲线

该例中选择一个合适的晶闸管延时时间以满足一个线性电源 $20\mu\text{s}$ 的瞬态响应时间典型值。尽管这样的延时可能会防止干扰造成的关断，但可以清楚地看到，如果在延时时间内最大输出电压没有超过负载最大额定电压（此电压对于 5V 的集成电路来说是 6.5V ），那么在故障情况下输出电压的变化率 dv/dt 的最大值就必须被限制。针对小输出电容和低电源电阻的电源，所要求的 dv/dt 也许不能得到满足，电源设计者应该检查故障模式下的输出电压变化率。电源内阻由变压器电阻、整流二极管电阻、电流传感电阻以及熔断器的固有电阻等组成，通常，电源内阻可满足要求。

11.5 简单过电压急剧保护电路的局限性

在图 1.11.1a 中所示的简单过电压急剧保护电路对一般应用的电源来说是一个比较流行的电路。尽管该电路有低成本和电路简单的优点，但是它却有一个不精确的工作电压，它对诸如齐纳二极管温度系数和误差、晶闸管栅阴极的工作电压变化等元件参数很敏感。再者，由 $C1$ 提供的延时时间也是变化的，该变化取决于过压所加的值、串联齐纳二极管 $ZD1$ 参数以及晶闸管栅极工作电压的大小。

当过压情况出现时齐纳二极管导通，此刻会通过 $R4$ 给电容 $C1$ 充电，这样就给晶闸管提供栅极导通电压。该充电电路的时间常数是 $ZD1$ 动态电阻的函数，此动态电阻由 $ZD1$ 的参数以及流过 $ZD1$ 的电流来确定。因此， $ZD1$ 的动态电阻是很容易变化的，这也就引起了较大的晶闸管工作延时的变化。这种电路唯一的长处是当施加的过压增加时，延时时间将减少。电阻 $R1$ 用来确保齐纳二极管进入一个线性偏压区，此电压低于栅极导通电压，从而产生输出驱动电压。在图 1.11.1e 中的齐纳二极管特性曲线中标出了一个合适的偏压点。

在图 1.11.1b 中显示的是一个更好的电路设计，在该电路中精确参考电压采用集成电路参考电源 $ZD2$ 。在该例中 $ZD2$ 用 $TL431$ ，通过一个基于 $ZD2$ 的积分电路来形成了一个精确的参考电压。 $ZD2$ 和比较放大器 $IC1$ 以及由 $R3$ 、 $R2$ 组成的分压网络一起确定了晶闸管的工作电压。在这种设计中，晶闸管的工作电压得到了好的定义，同时它几乎不受晶闸管栅极电压变化的影响。 $R4$ 可以取一个非常大的电阻，另外 $R4$ 、 $C1$ 的时间常数可以定义准确的延时时间。因为放大器的最大输出电压会随着输入电压的增加而增加，所以在高过压情况下保持了减少延时的优点。因此，在一些比较重要的应用场合推荐采用第二种技术。

前面提到的一些过压控制集成电路市场上也有现成的产品。在图 1.11.1c 中是一个典型的实例。由于一些电压控制集成电路在加电瞬间不能正确地工作，而这时又可能是最需要它们正常工作的，所以应该仔细选择一个专门设计的集成电路来满足这个要求。

11.6 第二类：过压钳位技术

在小电源中，通过一个简单的钳位动作便能实现过压保护。在许多场合，一个旁路的齐纳二极管就能有效提供所需的过压保护，见图 1.11.2a。如果要求稳压电源有一个较大的电流输出能力，那么就要用到一个更有效的旁路晶体管调整器，图

1.11.2b 显示的是一个典型电路。

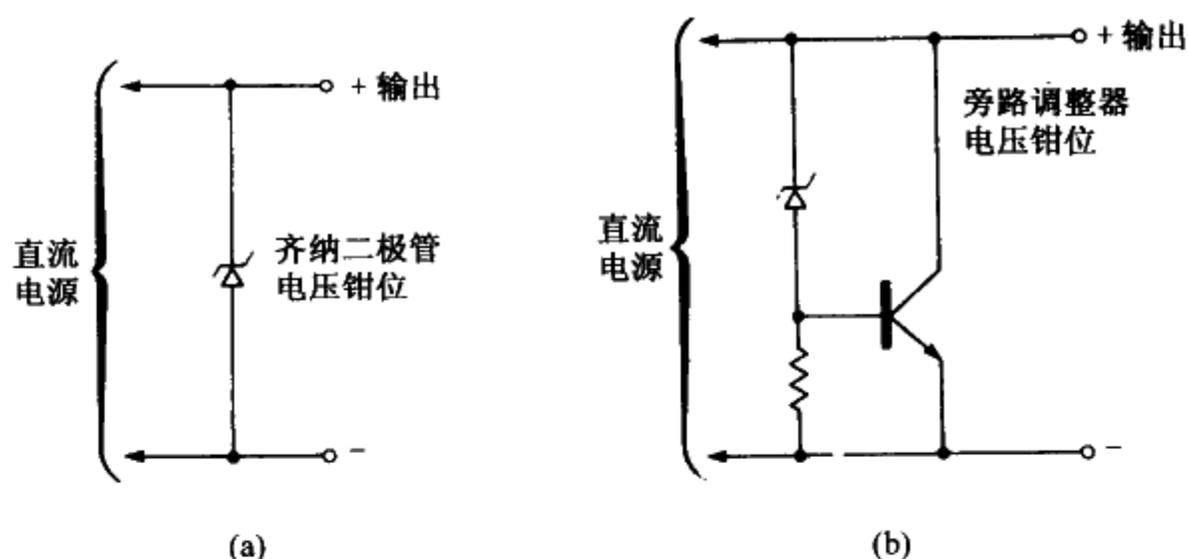


图 1.11.2 基于旁路调整器的电压钳位电路

应该记住的是：当电路中使用了一个电压钳位器件时它的功率损耗是相当大的，同时电源内阻必须限制电流在一个可以接受的程度上。因此旁路钳位技术只适合用在故障情况下电源内阻确定而且较大的场合。在许多情况下，该类钳位保护主要依靠旁路电路或功率限制电路的作用来完成保护功能。

1.94

钳位技术的一个优点就是钳位作用没有延时，另外该电路也不要求在过压之后去复位电路。通常钳位过压保护较好地使用在电源输出负载端，而在这个位置上它就可以看作系统负载的一个部分。

11.7 采用晶闸管过电压急剧保护方式的过压钳位

在实际电路中可以把快速反应的电压钳位优点与更有效的晶闸管过电压急剧保护电路的优点结合起来。在这种组合电路中，用来阻止虚假晶闸管工作的延时选择就不会与负载保护冲突，因为钳位保护电路在这段延时时间内提供负载保护。

在一个小电源中，把图 1.11.1a 中的延时过电压急剧保护与图 1.11.2a 中所示的旁路齐纳钳位二极管进行简单的组合便可以得到较好的过压保护效果。

在一些更重要的大电流电源应用中，仅仅用到齐纳钳位二极管技术将会造成太大的功率损耗；仅用简单的过电压急剧保护电路会产生延时，不采用电压钳位电路，此延时将不可避免地形成一个电压过冲现象，而这是没法接受的。另外由过电压急剧保护快速反应而引起的干扰关断也是不需要的。

在这样的重要应用中采用更复杂的保护系统是合适的。一个动态电压钳位电路与一个有延时自调整的晶闸管过电压急剧保护电路组合便能得到一个最佳保护结果。该组合电路消除了干扰关断，在晶闸管延时期期间防止了电压过冲。在钳位期间，当应力太大时，延时时间便缩短，以防止过大的功率损耗。图 1.11.3a 显示的是一个合适电路，图 1.11.3b 中是其运行参数。

在图 1.11.3a 所示电路中，通过比较放大器 A1 对输入电压一直进行监测。该比较放大器把内部参考电压 ZD1 与取样网络 R1、R2 从电源的 V_{out} 取样的输入电压进行

比较，此输入电压大小可通过电阻 R1 进行调整。当过压情况出现的时候，比较放大器 A1 变高，使 A1 的输出为高，这时电流流过 R4、ZD2、Q1 的基极 - 发射极以及 R6，这时钳位晶体管 Q1 导通。

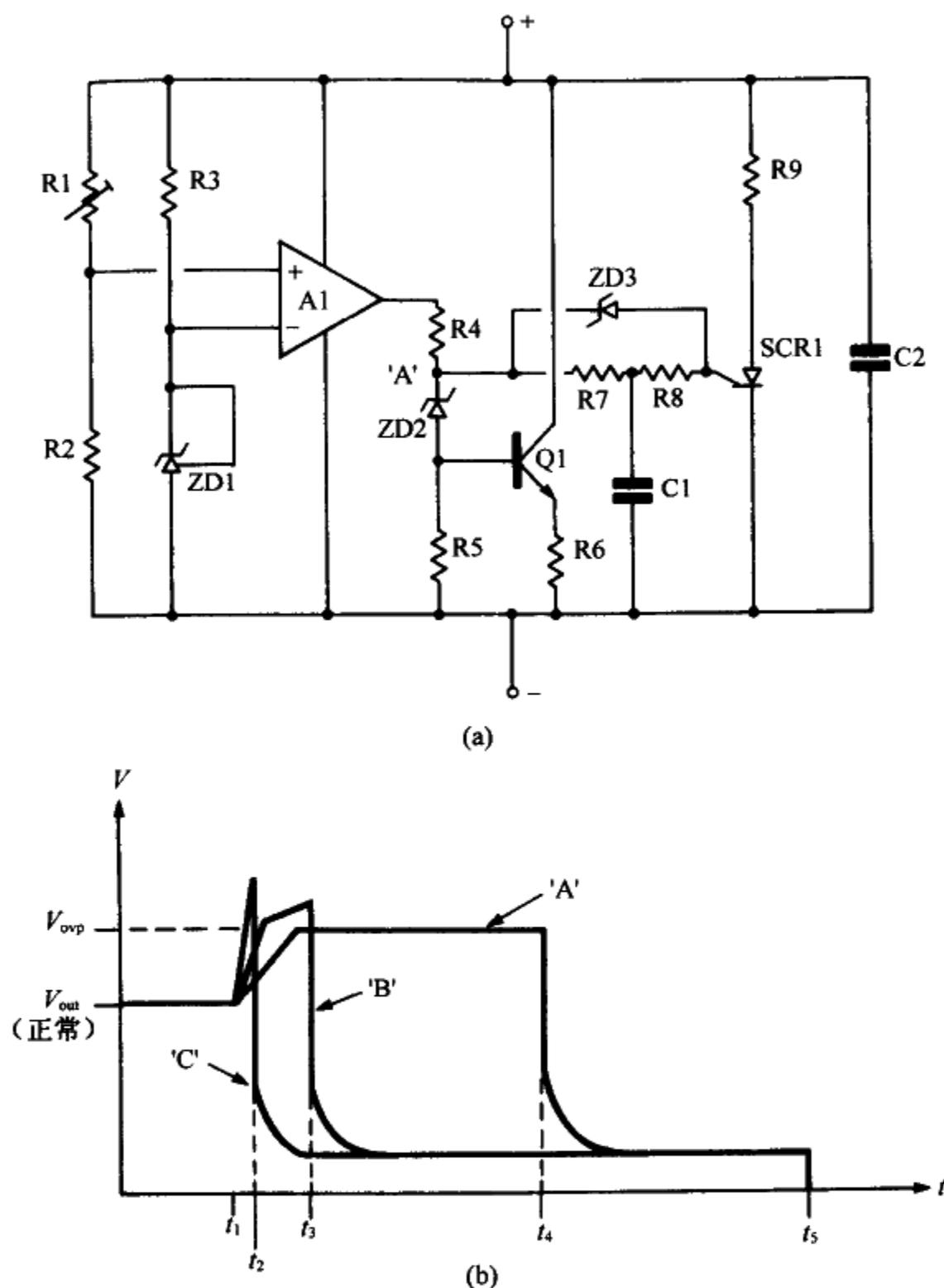


图 1.11.3

- (a) 过压保护 (OVP) 组合电路，表示一个动态钳位电路与一个晶闸管过电压急剧保护的组合电路；
 (b) 图 (a) 中的 OVP 组合电路的工作曲线图

此刻 Q1 可以看作是一个旁路调整器，通过对电流进行有效的分流，它能够保证输出电压值钳位在规定的钳位值上。在这个钳位过程中，ZD2 加电，A 点电压变高，它的值由齐纳二极管上的压降、Q1 的基极 - 发射极压降以及钳位电流在电阻 R6 上的压降来决定。这时 A 点电压通过 R7、C1、R8 加到 SCR1 上，同时也给电容 C1 充

电到 SCR1 的栅极导通电压。如果输出过压持续足够长的时间, C1 将充电到 0.6V, 同时 SCR1 将导通使得电源的输出端短路到地端。图中电阻 R9 用来限制流过 SCR1 上的峰值电流。

在图 1.11.3b 中显示了该电路的工作参数。在过压限制的情况下, 电压的变化曲线 A 将按如下工作: 在 t_1 时刻一个过压故障出现, 同时输出电压上升到电压钳位点 V_{OVP} 。在这个点上, Q1 导通对输出电流进行适当分流以保持输出电压在 V_{OVP} 上不变一直到 t_4 时刻。在这瞬间 SCR1 导通, 使得输出电压减小到由晶闸管饱和电压决定的一个低电压值。在 t_5 时刻外部熔断器或断路器工作, 断开电源。由该图可以清楚地看到: 如果钳位动作没有发生, 那么就会由于延时时间过长和快速上升电压沿而使得输出电压增大到一个系统不能接受的值上。

1.95

如果在钳位期间流过 Q1 的电流很大, 那么在发射极电阻 R6 上的压降将快速上升, 使得 A 点电压也快速增大。结果加到 SCR1 的延迟时间将减少到 t_3 , 那么这个变短的延时将减少 Q1 上的过压过程。在图 1.11.3b 中的曲线 B 就描述了该特性。

1.96

最后, 在钳位期间电流非常大的高过压应力情况下, 电阻 R6 的压降将非常大以至使得齐纳二极管 ZD3 导通, 旁路了正常的延时网络。SCR1 几乎在 t_2 时刻迅速触发工作而使电源关掉。图 1.11.3b 的曲线 C 就描述了该特性。

这种电路提供了全范围的过压保护, 对于较小功率的电源、低强度的过压瞬变情况下, 它提供最大的延时来减小干扰关断。当过压应力比较大时延时时间则逐渐减小, 在实际的故障中, 非常短的延时和较小的过冲都是允许的。应该考虑这种技术作为整个系统策略的一个部分, 同时它各个元器件的选择也要满足最大过压的情况。

11.8 用于晶闸管过电压急剧保护过压保护电路的熔断器选择

在线性电源中, 如果过压的情况是由串联调整器的故障造成的, 那么就要求用于过电压急剧保护的晶闸管导通, 同时通过熔断串联的保护熔断器来清除过压故障。因此, 设计者必须确保在晶闸管被故障电流损害之前熔断器能够熔断并切断故障电路。

在一个非常短的时间内, 如果大量的能量消耗在晶闸管结点上, 那么将会产生大量的热量而不能快速散热, 结果就出现了温度的过度上升, 由温度而引起的故障将随之而来。因此, 故障成因不只是与总损耗有关, 而且与能量消耗的时间长短有关。

在小于 10ms 的时间内, 在结点的界面上产生的一点热量将传递到元件的外壳或者散热器上。因此, 对于非常短的瞬变应力, 最大的热量限制由结点的材料来决定, 对于特定的器件来说几乎是不变的。对于晶闸管来说, 该能量限制一般定义为 10ms 内的 I^2t 额定值。在长持续时间、低强度的情况下, 一部分热量将从结点传导出, 这样就可以增加 I^2t 额定值。

在晶闸管中, 耗散在结点上的能量比较正确的定义是: $(I^2 \times R_j + V_d \times I) \times t$ 。这里

R_j 是结点的斜率电阻, V_d 是二极管压降。但是, 在大电流情况下 $I^2 R_j$ 将不占主导地位, 而且由于斜率电阻 R_j 对特定的器件趋向于不变的值, 故障能量可以表示为 $K \times I^2 t$ 。

1.97

在晶闸管故障机制中所考虑的一般方法也可适用于熔断器熔断机制中。在小于 10ms 的很短时间内, 在熔件上损耗的热量只有很少的一部分被传递到熔断器盒、熔断器管夹以及空气和沙等周围介质中。另外, 再经过一个短时间, 熔断器上的热量趋向于恒定, 这就定义了熔断器 10ms 内 $I^2 t$ 的额定值。针对那些持续时间较长应力较低的情况, 一部分热量将被传导出, 这样就可以增加 $I^2 t$ 额定值。图 1.5.1 显示的是一个典型快速熔断器的 $I^2 t$ 额定值如何随应力变化的情况。

现代熔断器技术是相当成功的。不同的设计可以获得不同的熔断器性能。一个长时间工作的熔断器用于短时瞬变情况, 特性会完全不同。针对马达起动以及其他大冲击电流的加载要求, 就要选择慢熔断的熔断器, 这些熔断器用了较多的发热熔件, 可以在短时间内承受很大的热量而不会熔断。因此, 与长时间工作的额定值相比, 慢熔断熔断器有相当大的 $I^2 t$ 额定值。

在另外一个方面, 快速半导体熔断器由熔点很低的材料组成。这些熔断器里面通常充满经化学处理过的高纯度石英砂或者矾土, 以便使正常加载电流产生的热量能够从熔点很低的熔断器传导出, 这样就可以得到较大的长期电流额定值。如前面解释的那样, 在较短时间内热传导影响可以忽略不计, 同时如果总能量的一小部分迅速消耗在熔件上, 那么这也足够导致熔断器熔断。相对于长时间工作的熔断器而言, 快速半导体熔断器有非常低的 $I^2 t$ 额定值, 因此它对晶闸管和外部负载具有更有效的保护。

图 1.5.1 中显示的是一些关于“慢熔断”、“正常熔断”、“快速熔断”熔断器的熔断电流-时间特性曲线的实例。应该注意的是: 尽管在所有场合允许的长期熔断电流为 10A, 但是短期 $I^2 t$ 额定值却是从快速熔断器 10ms 的 42 到慢速熔断器 100ms 的超过 6000 范围内变化。因为晶闸管过电压急剧保护的 $I^2 t$ 额定值一定要超过熔断器的 $I^2 t$ 额定值, 所以一定要仔细选择它们。同时要牢记: 在线性稳压器中输出电容一定要经过过电压急剧保护电路的晶闸管放电而不是能通过处在电路通路中的熔断器。因为晶闸管的最大电流要求以及 di/dt 要求都必须得到满足, 所以常常有必要在晶闸管的阳极串接一个限流电感或者电阻, 见图 1.11.3a 中的电阻 R9。

晶闸管的 $I^2 t$ 额定值一定要有足够余量来承担存储在输出电容中的能量 $1/2 CV^2$ 产生的损耗, 而熔断器也应允许通过此能量损耗。最后, 在选择晶闸管额定值时应该考虑到接到此电源的其他外部功率源对短路的影响。

在这个例子已经假设熔断器处于一个无感低压回路中。因此该例就只考虑没有电弧或者熔融能量的情况。

在高压电路或有大电感回路中, 熔件熔断期间会出现电弧, 这就增加了 $I^2 t$ 值容许能量, 因此在选择熔断器和晶闸管时都应该考虑这些影响。

11.9 第三类: 基于限压技术的过压保护

在开关电源中, 过电压急剧保护和电压钳位保护技术一般很少被人使用, 因为

它们体积和功耗都比较大。

按自然特点，离线开关电源倾向于“故障安全性”，也就是说发生故障时出现零或低压状态。大多数故障模式导致零输出电压。因为高频变压器可在输入端与输出端之间提供一个电气隔离，它对过电压急剧保护型的过压保护的需要远少于线性调整器。因此在开关电源中经常采用这样的方法：通过对变换器电压进行限制或通过关闭该变换器来实现过压保护。通常，在主电压控制回路出现故障时，一个独立的电压控制电路就被激活。一个可能的例外就是该电路是一个 DC-DC 开关调整器，该电路中也许没有提供电气隔离。

1.98

已经使用了多种变换器电压限制电路，图 1.11.4 中显示了一个典型实例。在该电路中当出现过压时一个隔离光耦就会被激活。这就触发了一次侧电路中的小信号晶闸管从而关闭一次侧变换器。这种保护技术的主要依据就是保护回路应该完全独立于主电压控制回路。不幸的是这个要求经常得不到满足。例如，在过压控制回路中用于同一个电压控制集成电路封装中的隔离放大器不能作为过压控制回路中的控制放大器。一般的准则就是：系统不会因为一个元器件发生故障而发生过高现象。在前面的例子中，这个要求基本上是不能实现的，因为如果集成电路块出现故障，控制与保护放大器都会失效从而不提供过压保护。

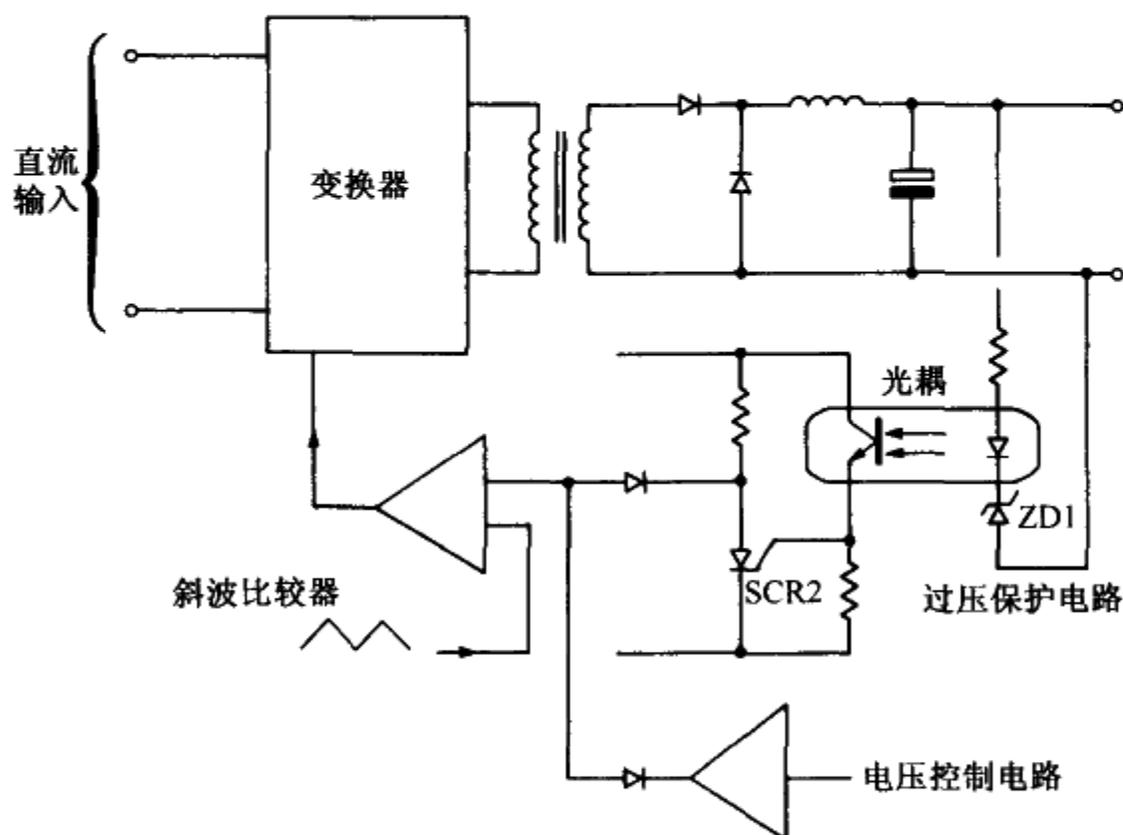


图 1.11.4 针对开关电源的典型过压关闭保护电路。该电路在过压期间使开关电源动作来关闭变换器

电压限制电路既可以是锁存（要求由输入电源的一个周期来复位），也可以是自复位，可以根据应用要求来决定。例如，在图 1.11.4 所示电路中把 SCR2 改为一个钳位晶体管，就变成了一个自复位电压限制电路。电压限制有几种实现形式，但必须适合整个电路结构。在多输出应用中，在有独立一次侧电流限制电路与调整器的

1.99

地方，电压限制电路可以依据电流限制来提供一个过压保护。重复一遍，准则是单个元器件出现故障不会引起过压现象。为了满足这一要求，可使用许多技术，但是它超过了这本书的范围，因此就不做详述。

11.10 习题

1. 为什么常常需要考虑输出过压保护？
2. 列出普通应用中三种过压保护。
3. 解释可以使用三种过压保护的场合。
4. 使过压保护电路可靠性的工业准则的依据是什么？
5. 描述过电压急剧保护的意义。
6. 描述在使用快速过电压急剧保护电路一般会遇到的问题。
7. 列举延时过压保护电路的优点与缺点。
8. 在保留延时过压保护电路优点的前提下我们可以做什么来减少缺点？
9. 解释晶闸管过电压急剧保护应用中选择熔断器的重要准则。

1.100

第 12 章 欠压保护

12.1 导论

在系统设计中欠压保护经常被忽略。在大多数电源系统中，一个突然快速增加的负载电流如磁盘驱动器的冲击电流将导致电源输出电压下降。这是由于瞬时负载电流的快速增加、电源有限的反应时间以及具体连线所造成的。

即使电源本身的特性有比较好的瞬态响应，当负载从电源移走时，由于连线电阻和连线电感存在的影响，还是会出现负载电压降低。

当负载变化相对小而短暂时，在瞬变负载期间，与电源负载端并联的低阻抗电容会保持输出电压不变。然而，对于一个持续几个毫秒的很大负载变化，那么就需要很大的旁路电容来维持输出电压在一个接近正常的值上。

通过加一个“欠压抑制电路”可以阻止输出电压的降低，而不需要过大储能电容。下面就描述一个适用的系统。

12.2 欠压抑制特性参数

图 1.12.1a、图 1.12.1b、图 1.12.1c 中所示的是：当电源的直流输出端出现一个瞬间大负载变化时所出现的典型电流与电压波形。

图 1.12.1a 中显示的是在 t_1 到 t_2 期间所需要的一个瞬间大负载变化的理想电流波形。图 1.12.1b 所示的是在图 1.12.1a 负载瞬变的情况下负载上所出现的典型瞬间欠压波形，此处假设电压降低是由电源引线电阻和引线电感引起的。

图 1.12.1 显示的是一个已经得到抑制的负载端瞬间欠压电压波形，它是在加了一个如图 1.12.2 所示的欠压抑制电路后在负载上看到的波形。

1.101

图 1.12.2 显示了一个欠压抑制电路应该通过单独的导线连接到电源的输出端。这个电路用两个小电容 C1 和 C2 中存储的能量来消除欠压瞬变。在瞬变期间内一个动态电路提供了一个所需的电流，这就阻止了在负载端出现大的电压偏差。C1 和 C2 可以非常小，在此电路中存储能量的 75% 是可以使用的。图 1.12.1 的 a、b、c 解释了取得这种特性的原理。

1.102

12.3 基本工作原理

图 1.12.3a 显示的是一种能量存储与转移的方法。当 SW1 打开的时候，分别通过电阻 R1 和 R2，电源对 C1 与 C2 进行充电，它们最后的电压值将达到电源电压 V_s 。

如果这个把该电路从电源移开并且 SW1 闭合，那么 C1 与 C2 将串联连接，那么将在该电路的两端出现 $2V_s$ 的电压。

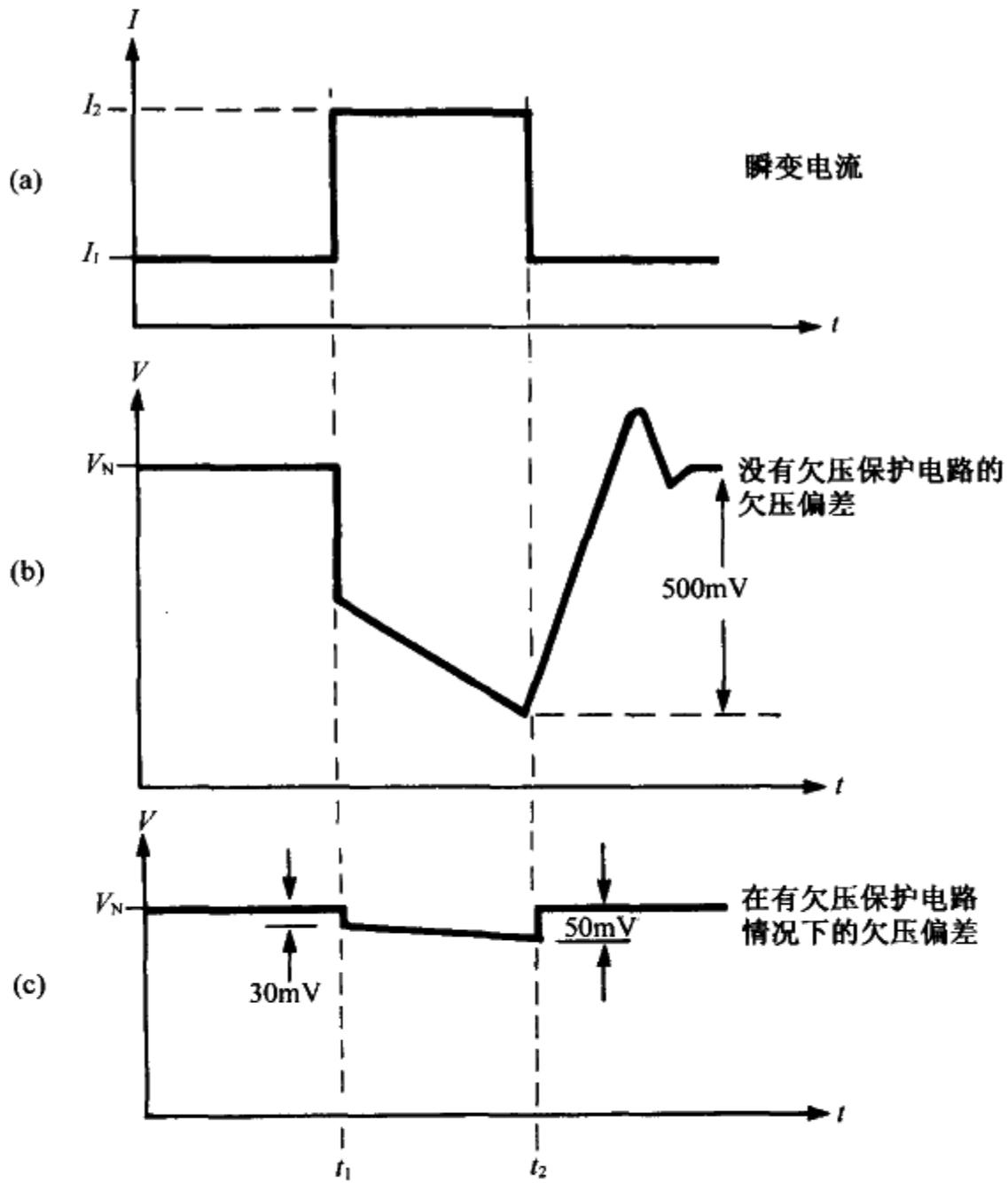


图 1.12.1 一种典型的“欠压瞬变保护”电路的特性

(a) 负载电流瞬变；(b) 没有保护电路的典型欠压瞬变的偏差；(c) 有保护电路的典型欠压瞬变的偏差

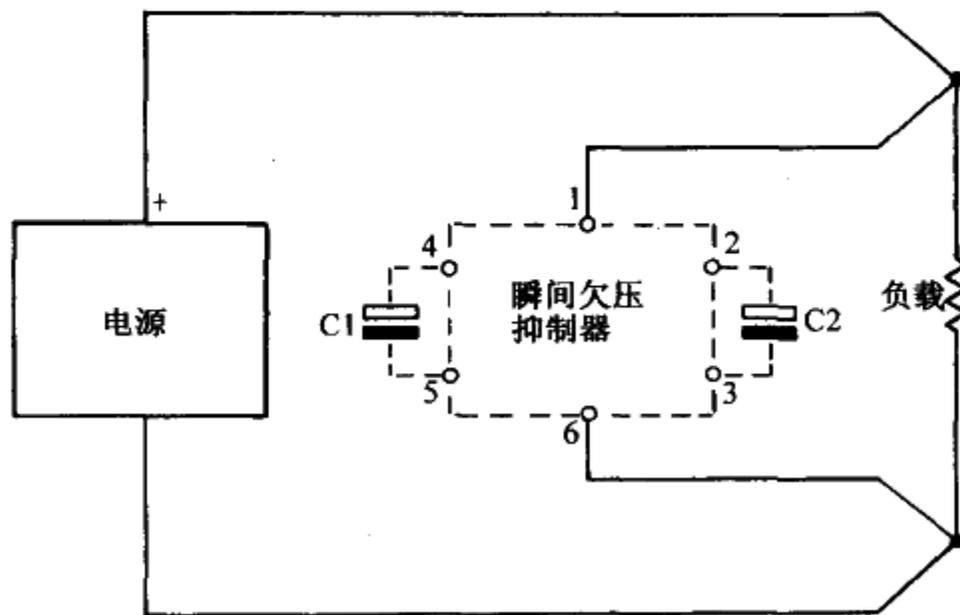


图 1.12.2 欠压保护电路的连接位置和连接方法

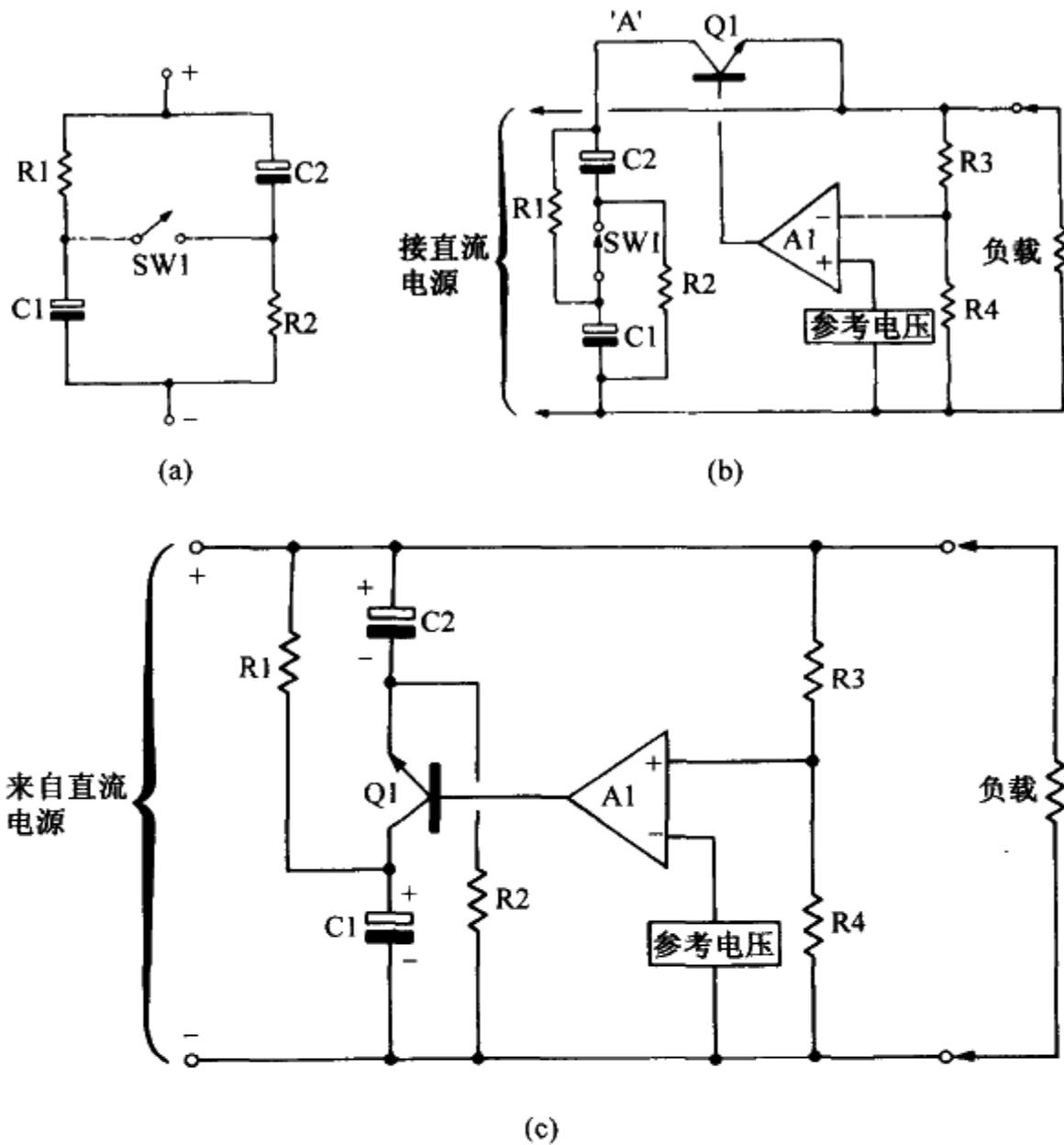


图 1.12.3 欠压抑制电路的开发步骤

在图 1.12.3b 中，上面所述电路被加到了一个线性调整器输入调整管 Q1 的两端，此图中的电容处于已经充完电的状态。现在如果电路处于欠压状态下，那么 SW1 的闭合，电容 C1 与 C2 串联，在电路的 A 点提供电压为 $2V_s$ 。

因为此时线性调整管的 A 点输入电压超过了规定的输出电压值 V_s ，所以 Q1 可以作为是一个线性调整器工作，它可提供一个所需的瞬变电流来保持负载端的输出电压几乎不变，这种状态将持续到 C1 和 C2 放电到其上初始电压 $2V_s$ 的一半。

在动态情况下，C1、C2、SW1、Q1 形成一个串联电路。在串联电路中各元件的位置不会影响该电路的整体功能。另外，SW1 和 Q1 两个都能作为一个开关使用，它们其中一个是多余的，在这个例子中，SW1 是多余的。

图 1.12.3c 显示的是该电路的实际应用；SW1 已经被去掉，而 Q1 已经挪到了 SW1 原来所在的位置。现在 Q1 完成前述 SW1 的开关功能和 Q1 的线性调整管功能。尽管这种替换的性能不是很明显，但可以通过验证来说明该电路与图 1.12.3b 的电路有相同的特性。

就像前面所说的，只要 C1 和 C2 能够维持一个所需的端电压，那么电压调整就

能维持工作，很明显负载电流和 $C1$ 与 $C2$ 的大小决定了该调整过程。当电容上的电压大约达到初始电压值的一半时，此时 A 点电压过低，晶体管 $Q1$ 将停止调整行为。因为存储在电容中的能量正比于 V^2 ，所以这些存储能量的四分之三是可以使用的。

由于存储能量的有效利用，相对于平常起同样作用的旁路电容而言，就可以选择较小的电容。即使电容电压下降，在整个欠压发生过程中，负载电压也能够保持只在几个毫伏内变化，因此通过动态瞬态抑制电路可以得到较好的性能。

应该注意的是：在电路处于 $SW1$ 和 $Q1$ 关断工作状态下，电阻 $R1$ 与 $R2$ 给电容 $C1$ 和 $C2$ 带来不想要的负载，对 $R1$ 与 $R2$ 阻值的选择应该折中考虑。取大电阻值时电容的负载小，但需要较长的充电时间。

1.104

12.4 实际电路描述

图 1.12.4 中表示了基于这种技术的实际电路。在该电路中，开关 $SW1$ 或者 $Q1$ 被一个由 $Q3$ 和 $Q4$ 组成的达林顿管所代替。该达林顿管作为开关和线性调整器使用。

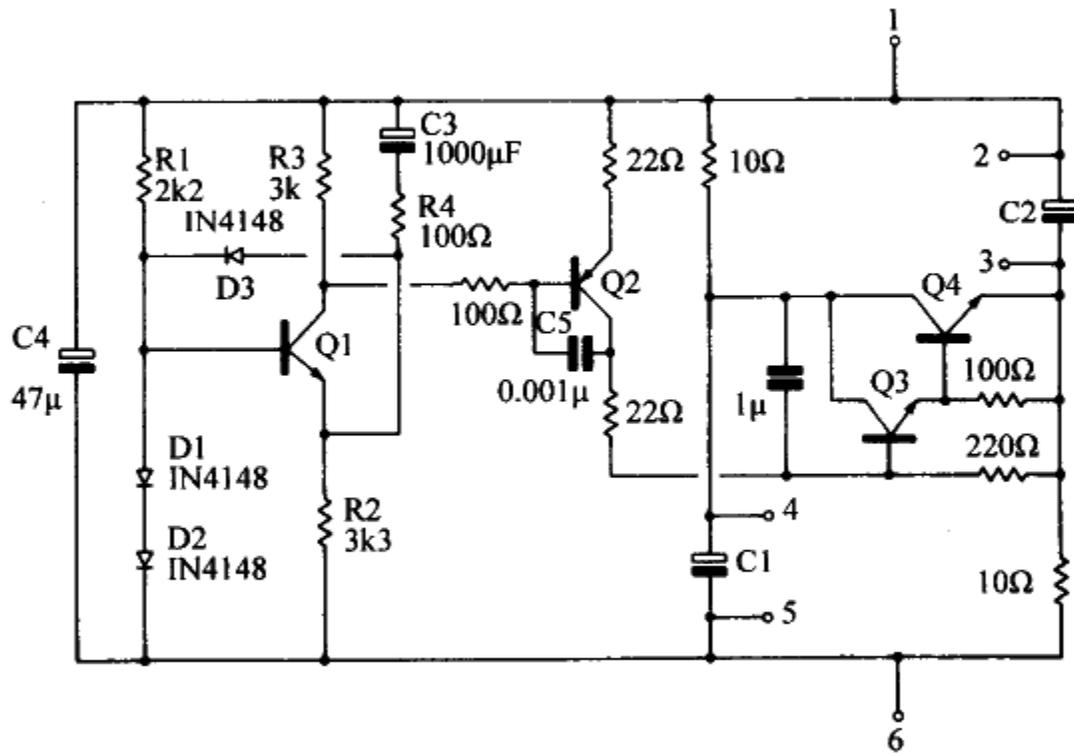


图 1.12.4 欠压保护电路实例

尽管 $Q3$ 和 $Q4$ 现在所在的位置是在电容 $C1$ 与 $C2$ 之间，但是就如前所叙述那样，它们在串联电路中的位置不改变该串联电路的功能。

$Q1$ 和 $Q2$ 是驱动和线性调整器控制电路的某一部分。由于看上去缺少一个标准参考电压，因此该电路不能很容易被认出来就是一个线性的调整器。但是在电容 $C3$ 上建立了一个正比于指定的正常电源电压 V_s 的相对参考电压，在这里不需要一个绝对参考电压；在 $C3$ 上设置好一个相对参考电压，就能使电路能够进行自动地电压跟踪。因此，该电路能够对电源任意的欠压行为都能够做出反应，而不需要针对某一个特定电压值。

12.5 实际电路工作原理

初始条件

由 R1、D1 和 D2 组成的分压网络可以给 Q1 的基极提供一个偏压。Q1 导通后就会在电阻 R2 上形成一个压降，这就形成了 Q1 的第二个偏压，该偏压约等于一个二极管的压降 0.6V。流过电阻 R3 上的电流与流过 R2 的电流几乎相等，同时在 R3 上就形成了第三个偏压，因为 R3 要比 R2 稍小，该偏压值稍微小于 R2 上的电压值。

1.105

因此，在静态条件下，晶体管 Q2 是关断的。同时，电容 C3 将通过 R4、R2、D3、D1 以及 D2 进行充电，所以它的负端电压最后的值将与 Q1 的发射极电压相等；而 C1 与 C2 通过 10Ω 电阻充电到输入电压 V_s 。

12.6 瞬变行为

当一个瞬变电流出现时，那么它将引起负载端即输出端 1 到 6 的电压降低。而 C3 的负端将跟踪这个变化，就会使得 Q1 的发射极变为负。在输出端电压经过几毫伏的变化后，Q1 开始导通，这样也使得 Q2 导通，Q2 将驱动由 Q3 和 Q4 组成的达林顿管导通。

这个动作就使得 C1 与 C2 串联，为输出端 1 到 6 提供驱动电流以阻止终端电压的进一步降低，该电路可以被认为是由 C1 和 C2 上的电荷来维持终端电压的稳定。

应该注意的是：该电路是在正常工作情况下通过 C3 上电压的变化来自动跟踪一些低于正常工作电压的偏差。因为控制电路总是处于工作状态而且接近于导通，所以它的响应速度是很快。小旁路电容 C4 可以在 Q3、Q4 很短的导通时间内维持输出电压。

只要输出电压低于正常值所定义的范围，其典型值的为 30mV，欠压钳位就会出现。自动跟踪设计不需要设置欠压保护电路的工作电压，此工作电压对应于电源输出电压。

这种保护电路在负载瞬变成问题的场合中非常有效。为了消除电源输入工作电压下降带来的影响，它的位置最好是靠近瞬变发生的负载端。在一些场合中也要求一些额外的电容去延长保持时间。它们可以并联在 C1 的 2、3 两端和 C2 的 4、5 两端。

该技术的另外一个优点是，在电源中对峰值电流的要求降低了。这就允许使用电流额定值较小、价格较低的电源。

在完整的电源系统设计过程中，采用此种保护电路已经成为了系统设计理念的一部分。由于它不是电源的组成部分，因此更应该由系统设计师应该考虑这种需要。

图 1.12.1b 和图 1.12.1c 显示的就是在有或者没有保护电路的情况下负载的特性曲线。可以很清楚地看到，即使电源有很快的瞬态响应，但采用欠压保护电路来改良负载端性能是非常有意义的。

12.7 习题

1. 即使电源有一个理想的瞬态响应，仍然可能在负载端出现瞬变欠压现象。在什么情况下出现该现象？
2. 动态欠压保护电路比去耦电容的作用好，其优点是什么？

1.106

第 13 章 过载保护

13.1 导论

在计算机和专业级别的电源中，一般都需要全范围的过载保护，它包括对所有输出的短路保护、限流保护。保护可分几种形式，其最基本的功能就是为了保护电源，而不考虑过载值和过载时间，甚至持续短路的情况。

最理想的是负载也能受到保护。为了实现这个，限制的电流值不能超过技术要求说明的额定值的 20%，使用者应选择电流额定值满足应用的需要。通常，这将确保电源、插头、电缆、印制电路板引线和负载在故障时都会被完全保护起来。

全范围保护的代价是相当高的，对一些小型、低功率单元电路，特别是反激式工作的电源来说，全范围保护并不总是没必要的。这些电源单元可以使用简单的一次功率限制，但在部分过载的非常情况下存在薄弱环节。

13.2 过载保护的类型

经常使用的四类过载保护类型是：

- (1) 超功率限制
- (2) 输出恒流限制
- (3) 熔断器或跳闸装置
- (4) 输出折返电流限制

13.3 类型 1：超功率限制

第一种类型是功率限制保护法，经常用于带有反激电路或单输出的电源中。它是一种基本的电源短路保护技术。这种方法以及类型 2 和 4 中使用的方法是电子的方法，根据保护条件的不同，电源可以设计成当过载去除时关断或自动复位。

1. 107

在这种保护方法中，变换器的变压器原边功率经常被监视。如果这个功率超过预定的限制，电源就被关断或是进入超功率限制方式运行。多输出电源的功率将是各个输出功率之和。

超功率限制行为通常为下列五种形式之一：

- A. 原边超功率限制
- B. 超功率延时关断
- C. 逐个脉冲的超功率或过电流限制
- D. 恒功率限制
- E. 反激超功率限制

13.4 类型1形式A: 原边超功率限制

这种形式的超功率限制, 其原边功率常常受到监视, 若负载存在超过设定最大值的趋势, 通过限制输入功率方法可以阻止功率进一步增大。

一般来说, 在电源中采用原边超功率限制时, 输出电流的关断曲线形状很难确定, 但由于它的低成本, 原边超功率限制已经在小功率、低成本电路特别是在多输出反激式电源中被普遍采用。

需要注意, 如果在多输出系统中发生负载故障且只有一条线路发生过载, 则这条本来被设计成只提供总功率的很小部分的线路, 将要承担全部输出功率。

经常这种简易的一次功率限制系统只能在短路情况下提供全范围的保护。当特殊过载情况发生时, 特别是过载在多输出系统中的某一个输出端发生时, 存在易受攻击的薄弱环节。在这种情况下, 如果过载持续一段时间, 部分过载将导致电源的真正故障。因此, 最好的方法就是用关断电源尽快地去除这种应力。基于此, 如形式B的一种超功率延时关断技术就出现了。

13.5 类型1形式B: 超功率延时关断保护

对于小功率、低成本的电源最有效的过载保护方法之一就是这种超功率延时关断保护技术。如果负载功率超过预定的最大值, 其持续时间也超过规定的安全工作时间, 那么电源就会被关断停止供电, 同时输入电源的开关周期也会被复位到正常工作状态。

这项技术不仅给电源与负载提供了最大的保护, 而且对于小型电源来说是最节省成本的。尽管这种技术在大多数用户当中不那么流行, 但是不要忽略它, 因为在过载发生时, 它能有效地关断电源。持续的过载通常表示设备中存在故障, 用关断的方法就给负载和电源提供全范围的保护。

1.108

不幸的是, 许多技术要求排除了简易跳闸型保护的可能性, 因为它们要求在过载情况下自动恢复。发生这种情况是可能的, 使用者以前采用没有足够电流范围保护和延时关断的折返型或跳闸系统, 因而遇到“锁定”或噪声关断这样的糟糕事件, 于是要求采用自动恢复技术, 电源设计者应该质疑这种技术要求。现代开关电源对于短时间超过连续工作额定值的情况仍能够很好地传递电流, 即使采用了关断系统, 这种带有延时关断的开关电源也不会发生锁定现象。

在延时跳闸型系统中, 短时瞬变电流的要求是被容许的, 只有在电流应力长时间超过安全值时, 才将电源关断。短期瞬变电流的提供将不会危害电源的可靠性, 也不会给电源的成本带来很大的影响。只有长期持续电流的要求才会影响电路的成本和体积。电源输出大的瞬变电流时, 其性能将会有一定的降低, 可能超过规定的电压误差和纹波值。这种易受大而短的瞬变电流影响的负载的典型实例可见软盘驱动器和螺线管驱动器。

13.6 类型1形式C: 逐个脉冲的超功率或过电流限制

这是一个非常有用的保护技术, 在附加副边限流保护中经常采用此技术。

在以前的开关设备中，输入电流是要实时监视的。如果这个电流超过了规定的限制电流值，导通脉冲就会终止。在不连续反激变换器中，其最大的电流决定着电路的功率，这种类型的保护电路就变成了实实在在的功率限制保护电路。

对于正激变换器的开关电路，它的输入功率是输入电流与输入电压的函数。这种电路采用的保护类型提供了一种原边电流限制的保护技术，在输入电压恒定的情况下，这种技术也提供了一种有效的功率限制保护的检测方法。

逐个快速脉冲电流限制技术的主要优点是为在不正常的瞬变电流应力作用下的原边开关器件提供了保护，这种应力如变压器的阶梯饱和效应。

电流型控制规定了此原边逐个脉冲电流限制作为控制技术的标准功能，这也是它的一个主要优点，参见第三部分第 10 章。

13.7 类型 1 形式 D：恒功率限制

恒定输入功率限制通过限制最大传输功率来保护原边电路。但是在反激变换器中，这种技术几乎不能保护副边输出元件。如果在连续反激变换器中，原边峰值电流已经受到限制，也就给出了限制的传递功率。

1. 109

当负载电阻减少、负载超过它的限定值时，输出电压开始下降。正是因为规定了输入和相应输出的电压电流乘积，当输出电压开始下降时，输出电流将会上升。在短路时，副边电流将会变得很大，在电源中消耗全部的功率。这种形式的功率限制一般只作为某些限制的补充形式，如副边限流这种补充限制的电路中。

13.8 类型 1 形式 E：反激超功率限制

这种技术是形式 D 的一种扩展，在这种形式中有一个电路来监视原边电流和副边电压，在输出电压降低时减少功率。通过这种方法，当负载电阻下降时使输出电流减小，防止副边元器件受到过强的应力损害，其缺点是用于非线性负载时会发生锁定现象。

13.9 类型 2：输出恒流式限制

在故障时，通过限制容许通过的最大电流可非常有效地保护电源和负载。经常用的限流方法有两种：恒流型电流限制和折返型电流限制。第一种恒流型电流限制方式就像其字面意思一样，如果负载电流要超过其规定的最大值，就把输出电流限定到一个恒定的电流值上。典型的特性如图 1.13.1 所示。

从图中可看出，R1 为大电阻时，负载最小，R3 为中值电阻时，负载最大。负载从最小值增加到最大值时，电流增大，电压不变，曲线沿着 P1-P2-P3 变化。这就是电源在正常工作范围下的电流和电压变化曲线。

一旦受限制的电流达到 P3 点，就不容许电流进一步增加。当负载电阻值继续向零的方向下降时，输出电流仍然保持在恒定值，同时电压值必须向零的方向下降，见图中曲线 P3-P4。这个电流限制区域常常不能确定，工作点将是负载为 R4 时 P4-P4 范围中的某一点。

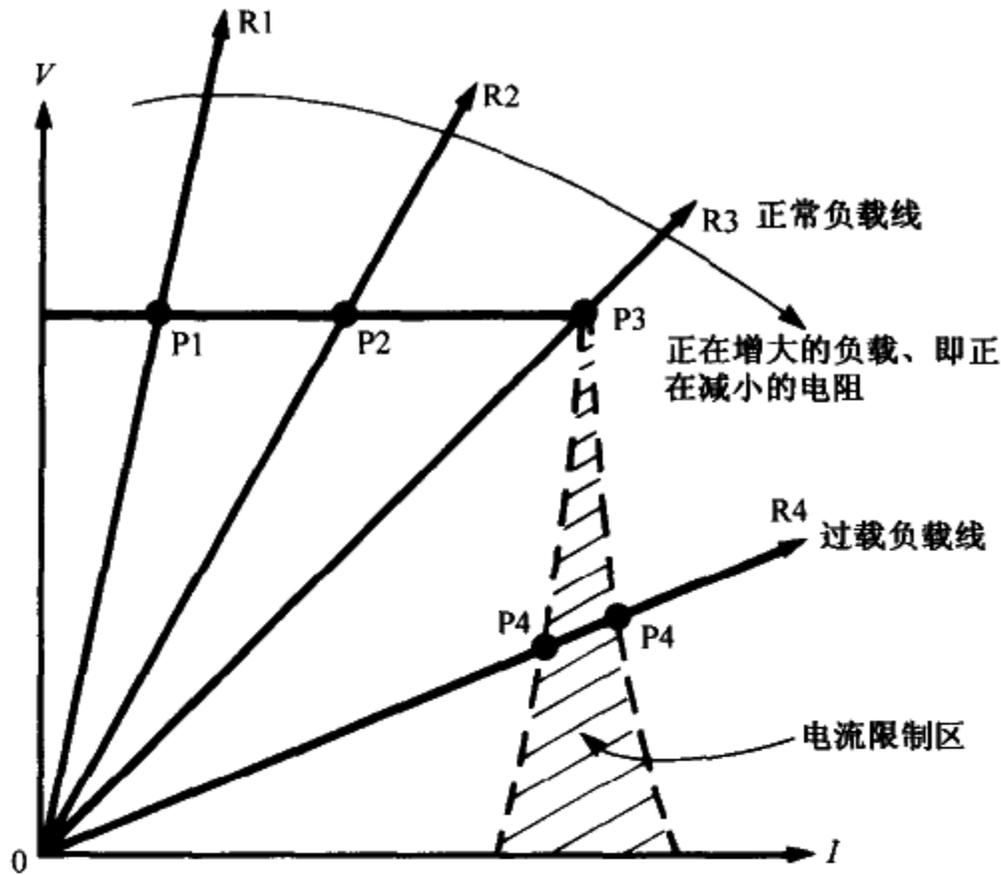


图 1.13.1 “恒流电流限制型”电源的典型 V/I 特性曲线，显示电阻负载的线性负载线

电流限制经常作为电源保护机制，限流范围内的特性曲线不能很好地确定，也许会由于负载电阻变为零而导致限流范围 P4-P4 的变动可达到 20% 之多。如需要确定好的恒流范围，那么就应该指定一个“恒流电源”，见第二部分第 22 章。

电流限制电路一般应用于功率变换器的副边。在一个多输出系统中，每一路输出都有各自单独的限流电路。一般每一路输出的限流值都会单独设定在某一最大值，而不管电源的功率额定值。如果所有的输出都同时满载的话，那么整个输出功率值就会超过最大的功率供给值。因此一个基本的功率限制保护经常用来给副边电流限制保护提供辅助作用。在发生故障的情况下，原级和副边的元件都会受到全范围的保护，而且它们负载上的电流在任何时刻都限制在额定最大值内。

1.110

这种电流限制方法无疑给用电设备与电源提供了最好的保护。例如不仅限流值可取与每路电源设计的额定值相同的值，对非线性负载或者是交叉连接负载只产生最小的问题，而且与折返电流限制系统有关的锁定难题也完全消失了，同时它也提供了过载消失后的自动恢复功能。而且这种保护单元可并行工作，唯一附加的条件是限流值要设置在连续工作范围内的某个电流值上。尽管这种保护方法比较昂贵，它还是推荐用于专业级的电源中。

13.10 类型 3：用熔断器、限流电路或跳闸设备的过载保护

类型 3 采用机械或机电的电流保护元器件，这也要求操作人员干预进行复位。在现代电子开关电源中，这种保护方式一般只作为自复位电子保护方法的一种备用

1.111

方法，它也是处于最后的一种保护方法。如果常用的电子保护失效，它才会起作用，在一些场合可联合使用。

在第三种类型中，保护元器件有熔丝、易熔熔断器、易熔电阻、电阻、热敏开关、断路器和 PTC 热敏电阻等等，这些元器件都有它们自己各自的应用场合，在具体应用中一定要考虑其使用特点。

在用熔丝的地方一定要记住：在熔丝熔断前，当电流超过熔丝的额定值而熔丝没有熔断之前电流还可以在相当长的时间内通过熔丝。在熔丝额定值上或接近额定值上工作的熔丝寿命有限，应该定期的更换它。还要记住熔丝要损耗功率，还有值得我们去考虑的它的电阻，当它用在输出电路中，其电阻值高于电源正常的输出电阻。

但是熔丝确实得到很好的应用。例如：当一个大电流输出端输出一个几百毫安的少量逻辑电流时，就需要用到熔丝来保护。很明显，让小功率逻辑电路的印制电路板或连线去经受在短路情况下的大电流是很不明智的，那么熔丝就应用在这种场合。它提供一种保护却没有很大的压降，更复杂的保护技术也许不能在这种场合应用。

在许多应用场合，熔丝或断路器也用来作为电子式过载保护的备用设备，例如在线性功率供应中应用晶闸管过电压急剧保护。在这种应用场合下，熔丝的性能是非常重要的，同时熔丝的类型和熔断额定值必须要仔细考虑（可见第一部分第5章）。

13.11 习题

1. 对于专业级的电源，普通过载保护的规范是什么？
2. 给出一般应用的四种过载保护方式。
3. 写出上述四种过载保护方式的优缺点。

第 14 章 折返输出电流限制

14.1 导论

折返 (fold back) 电流限制, 有时候也称为可再启动电流限制。它类似于恒流控制, 电压随着负载电阻变为零也相应减少, 电流也会下降。但是就是这个小小的特性变化对电路性能却产生了很大的影响。为了解释它的原理, 我们在这里考虑使用一个线性电源。

在线性电源中, 折返电流限制的目的就是防止电源在出现故障时受到损害。采用折返电流限制的方法, 电路在过载情况下减小电流, 从而减少线性调整晶体管的损耗。因为线性调整晶体管存在高损耗, 所以折返电流限制是线性电源中经常使用的方法。

14.2 折返电流限制的原理

图 1.14.1 展示了典型的可再启动特性曲线, 它是折返电流限制电源输出端的实际测量结果。

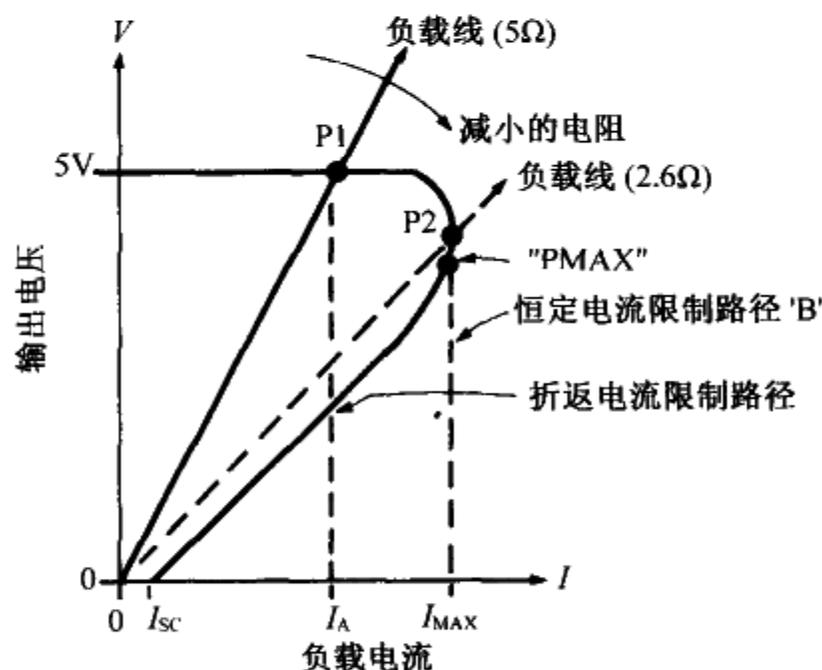


图 1.14.1 折返电流限制的可再启动关断特性曲线

一个纯电阻负载可以描述为一根直的负载线, 如图 1.14.1 中所示为 5Ω 的负载线。每一条电阻负载线的起点在零点, 它的电流和电压是成比例的。

在无负载即电阻无穷大时, 负载线是垂直的。当负载电阻发生变化时, 这根直的负载线将会以原点为中心点顺时针转动, 当短路时, 其电阻为零, 负载线成水平位置。应该注意到这根直的负载线只能与电源的可再启动特性曲线有一个交点, 如

图 1.14.3 或图 1.14.1 中的 P1 点，在线性电阻负载的情况下，即使其关断特性曲线是可再启动式的，“锁定”情形也不可能会出现。

1.113 在图 1.14.1 所示的例子中，当负载电流从零增大时，其输出电压仍然保持为 5V。但是当电流值增大到 I_{MAX} 的限流值并到 P2 点时，如果再减少负载电阻（而增大负载），会引起电压和电流的下降。因此在短路的情况下，输出端只输出小电流 I_{SC} 。

14.3 用于线性电源的折返电流限制电路的工作原理

在图 1.14.2 中表示的是简单线性电源，图中用虚线框起来的部分是一个典型的折返电流限制电路。在图 1.14.1 中显示了输出参数，在图 1.14.2b 中显示了调整管的损耗。

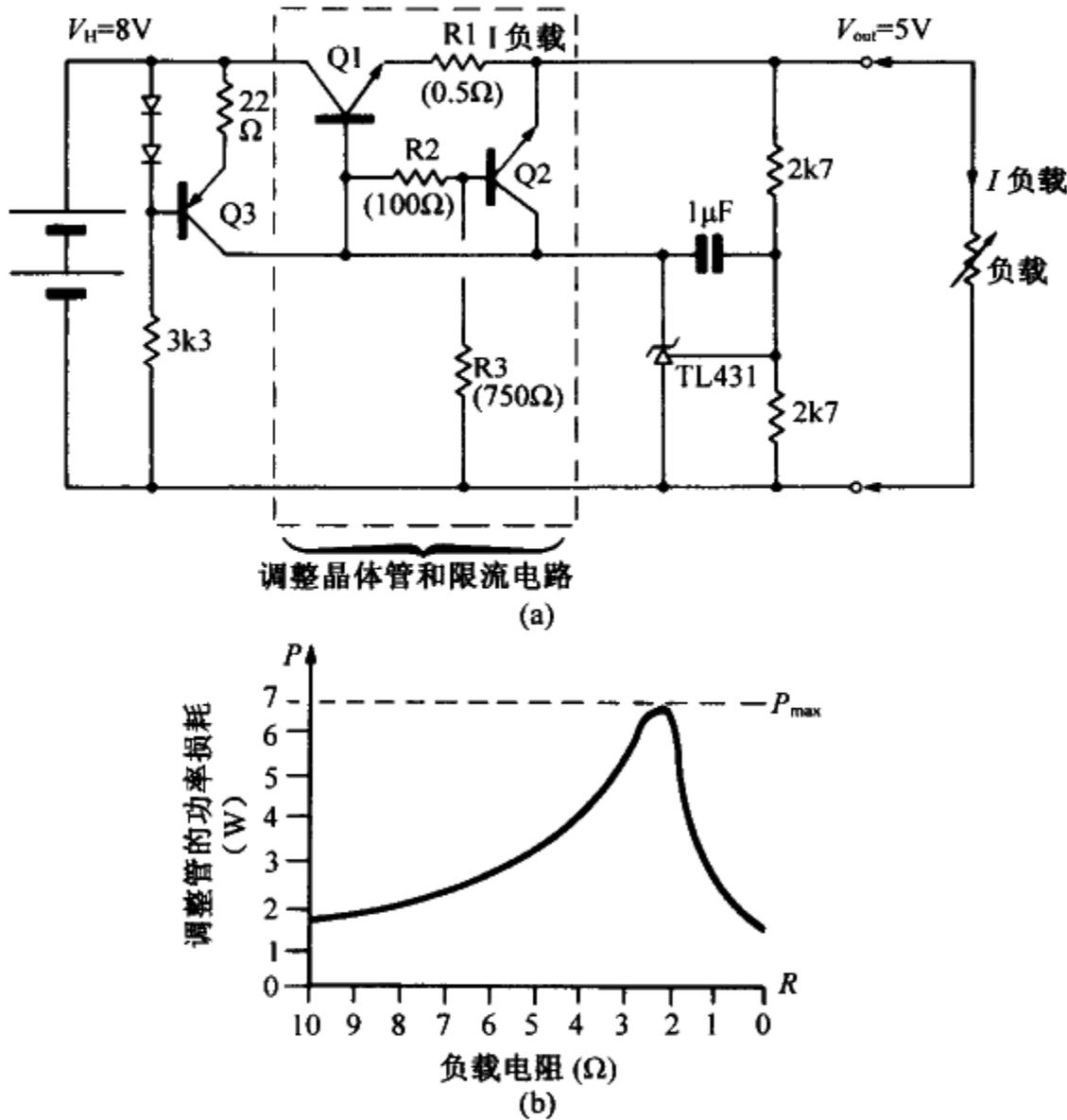


图 1.14.2 (a) 折返电流限制电路；(b) 折返电流限制电路中调整管的损耗曲线

这个电路的工作原理如下：当串联的主调整晶体管 Q1 导通时，在限流电阻 R1 上的电压与负载电流 I_{load} 成正比。这个电压和 Q1 的基-射电压一起经过分压电阻 R2 与 R3 后加到限流晶体管 Q2 的基极。

因为在限流点，Q1 的 V_{bc} 与 Q2 的 V_{bc} 大致相等，R1 上的压降与 R2 上的压降相

等，只是相差 $+V_{be}$ 的电平。在到达限流的突变点时，如忽略极小的基极电流，流过 R2 的电流与流过 R3 的电流相等，同时 Q2 处于将要导通的临界状态。

在限流点上负载电流的进一步增大将会增加 R1 上的压降和 R2 上的压降，同时 Q2 将逐渐导通。当 Q2 导通时，它会使驱动电流不经过 Q1 而通过 Q3 进入输出负载，这时 Q1 开始关断，输出电压下降。注意，Q3 是一个恒流源。

当输出电压下降的时候，R3 上的电压下降，流过 R3 的电流随着减小，使得流入 Q2 基极的电流增大，因此流过 R1 的用来保持 Q2 导通状态的电流也会减小。

结果，当负载电阻下降的时候，输出电压和电流下降。当输出电压变为零（输出短路）时，限流电流向电流减小的方向变化。在输出短路情况下，流过 R1 的电流非常小，而 R1 和 R2 上的电压也小。

1.114

由于 Q2 的基极电流主要由它的电流增益来决定，不同的器件会有不同的电流增益值，同时 Q1 和 Q2 的 V_{be} 还受温度的影响，所以就不能得到确定的短路电流值。通过给 Q1 和 Q2 安装相同的散热器，使用阻值相对较小的 R1 和 R2，在例子中取 R1 和 R2 的典型值为 100Ω 左右，可以使得这些因素的影响达到最小。

在图 1.14.1 中应该注意的是，当输出电流试图超过 I_{MAX} 时会出现电流“折返”下降的现象。这个特性曲线可描述如下：

如果 5Ω 负载线被允许沿顺时针摆动的话，电阻正在减小为 0，在图 1.14.1 中电流“路径”将会被描述出来。从它的起始点 P1 所对应的 1A 工作电流开始，电流首先增大到限流值 I_{MAX} ，在负载电阻继续下降的情况下，电流就会变为零。在短路时，电流降到 I_{SC} 。

在“折返”电流限制的整个过程中，由于线性调整管的集电极电压 V_H 保持相对稳定，在串联调整晶体管 Q1 上的功率损耗将会随着电流的增加而增加，见图 1.14.2b。在这个特性曲线的开始部分，这个功率损耗值是非常小的，但是当电流变到限流状态时，功率损耗会迅速地增大。当 I_{load} 流过调整晶体管产生的压降达到最大值的时候，损耗也会达到最大值，这里功率损耗 $(V_H - V_{out}) \times I_{load}$ 是最大的。本例中，当电流为 2.2A 时调整管上损耗达到最大功耗 P_{MAX} ，其值为 6.8W。

1.115

当负载电阻进一步下降到低于临界值时，串行调整管上的功率损耗将会随着电流的折返而逐渐减小，它的最小功耗值为 $P \times Q_1 = I_{SC} \times V_H$ W，在处于短路情况时，Q1 具体功耗是 1.8W。

值得注意的是，电流限制特性曲线电路属于恒流类型，如图 1.14.1 所示垂直虚线 B 路径，在短路状态下的最大功耗 $I_{MAX} \times V_H$ 为 12.8W。在线性调整管应用的例子中，调整晶体管在恒流控制时的功耗比具有“折返”特性时的功耗大得多。

14.4 折返电流限制电源中的“锁定”

如图 1.14.1 与图 1.14.3 所示的负载线，对于电阻负载只有一个稳定工作点，如图中的 P1 点，它是某已给负载范围内的负载线与电源 $V-I$ 特性曲线的交点。图中所示为负载阻抗从最大向零变化的折返电流限制特性，该特性没有不稳定的区域也没有“锁定”，但是在有非线性负载的应用中，不会出现这种平滑的关断曲线。

1.116

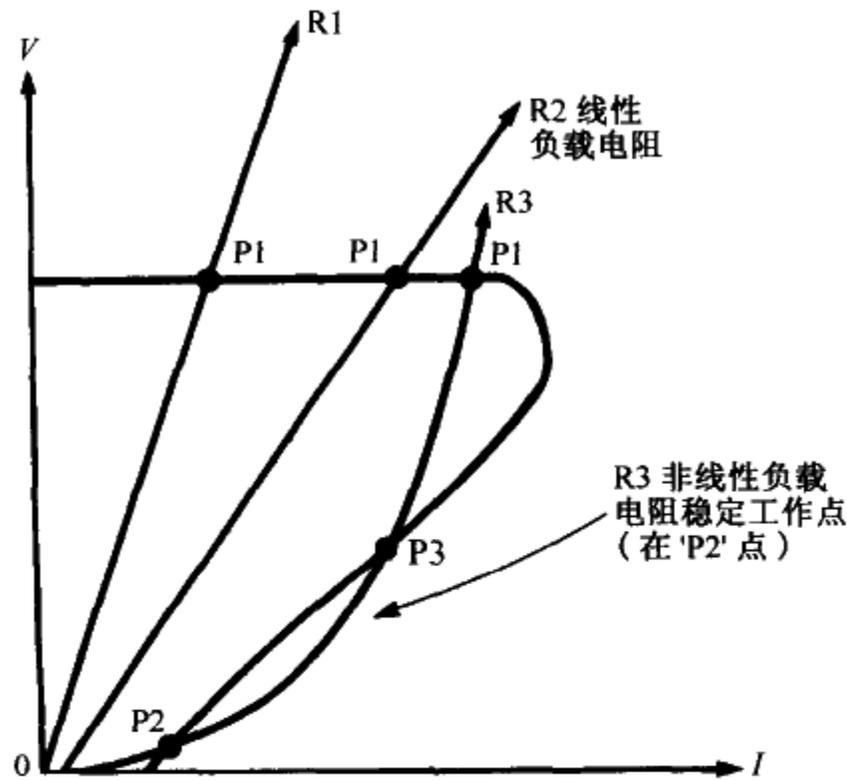


图 1.14.3 折返电流限制电源的过载和启动特性曲线，显示了它的线性和非线性特性

在图 1.14.3 中很明显地画出了使用钨丝灯 R3 的这种非线性负载线，表示了它与电源折返电流限制特性的工作情况。

这里应该明白的一件事是，钨丝灯在刚通电时，由于钨丝的温度非常低，其电阻值非常小。在低的外加电压下，就会有很大的工作电流。当电压和电流增大的时候，钨丝的温度和阻值会增大，同时工作点也会向大电阻的方向变化。在有源半导体电路中经常可以找到这种非线性特性。

要注意的一点是，这个非线性的负载线与电源的折返特性曲线有三个交叉点，其中 P1 和 P2 点都是电源的稳定工作点。当这样一个电源负载第一次接通的时候，输出电压只是偏向在 P2 建立工作点，这时“锁定”就出现了。一个非常有趣的现象是，如果在接到电源之前负载已经工作过，也许可以期望在 P1 点建立正确的工作点。然而 P1 点只是一个稳定工作点，是针对钨丝灯以前已经工作的过程确定的。如果钨丝灯第一次通电，那么在钨丝灯供电期间在 P2 点仍将出现“锁定”现象。这是由于钨丝灯在 P2 点的钨丝灯负载线的动态电阻小于电源折返特性在相同点的动态电阻。因为 P2 点是一个稳定点，“锁定”现象也会一直出现，此例中的钨丝灯决不会达到充分点燃的状态。

有几种修改曲线的方法解决这个“锁定”。一种方法就是通过修改折返特性曲线，使其在钨丝灯负载线的非线性负载线的外部，见图 1.14.4 的曲线 PLOT 'B' 与 PLOT 'C'。这时，这种特性只在 P1 点提供一个稳定工作模式。然而，修改折返特性曲线就意味着，当处于短路状态时，输出电流增大，相应的调整晶体管的功耗也会增加。这个功耗的增加也许不在电源设计参数允许的范围内。基于这个原因，宁可采用更复杂的限流电路。这种方法是在负载开始通电期间改变限流特性曲线的外形，然后恢复到正常的折返特性曲线形状。

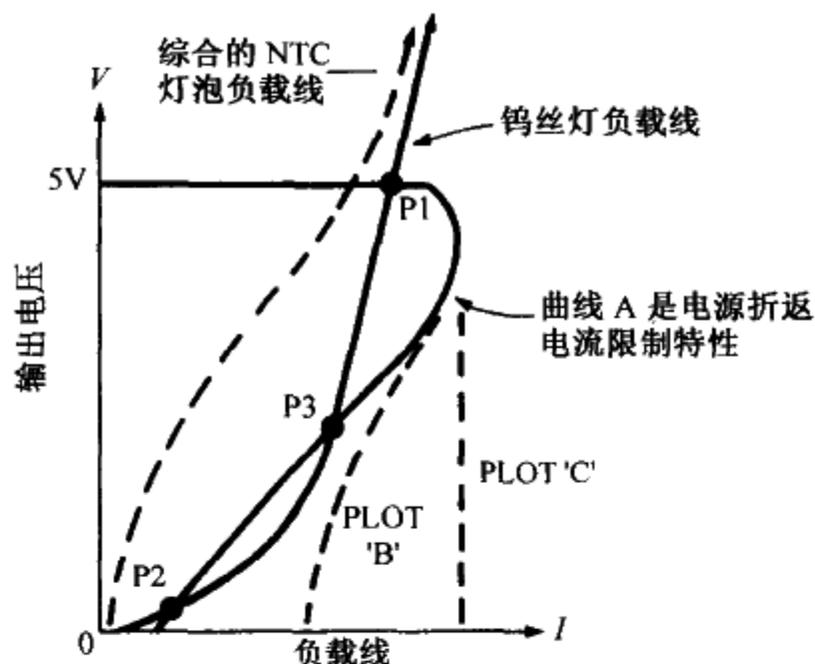


图 1.14.4 非线性负载线，显示了一个“锁定”以及经过修正后的特性曲线以防止锁定

另外一种解决“锁定”的方法就是修改电灯的非线性负载线形状，例如给钨丝灯串联一个非线性的电阻来改变负载线形状。采用 NTC（负温度系数电阻）是非常适合的，当刚通电时，这个负载电阻较大，而处于正常工作状态的时候，其阻值会变小。NTC 的电阻特性与钨丝灯的电阻特性是相反的，因此合成的电阻特性大致是线性的或过渡补偿的，合成的电阻特性见图 1.14.4 所示。但是需要电源提供一个稍微较高的电压来补偿 NTC 上的电压降。

采用 NTC 是一个相对较好的方法。它不仅能解决“锁定”的问题还能减小在接通钨丝灯瞬间在钨丝灯上形成的冲击电流。因此这种方法能有效地增加灯泡的寿命。

非线性负载一般以几种形式出现。一般来说，在电路用到了折返电流限制保护的场合中，任何在通电瞬间形成了大冲击电流的电路，都可能发生“锁定”现象。

14.5 具有交叉连接负载的折返锁定问题

当两个或更多的电源串联在一起给某个线性电阻负载供电时，就有可能出现“锁定”现象。这种串联连接一般具有一根公共线而且能够输出正电压和负电压，有时这种电压的串联形式用来提供较高的输出电压。

图 1.14.5a 中显示的是串联的折返电流限制电源，这里，电源提供了 $\pm 12\text{V}$ 的输出电压。正常情况下常用的电阻负载 R_1 和 R_2 不会出现什么问题，其输出电流也在折返特性曲线范围内，见图 1.14.5b 中的负载线 R_1 和 R_2 。但是当交叉连接负载 R_3 的一端连接到正电压输出端而另外一段连接到负电压输出端时，那么在一定负载电流的幅值下就有可能导致“锁定”。

图 1.14.5b 中显示两个折返电流限制保护电源的合成特性曲线。对于每个电源而言， R_1 和 R_2 的负载线从原点出发，各自都只经过折返特性曲线交于一个点。而交叉连接负载 R_3 的负载线的起始点可以假设为 $+V$ 点或者为 $-V$ 点。这样可以形成一根合成负载线，因此根据 R_3 的大小，它可以位于折返特性曲线内部或外部。在这个例子中，尽管合成的负载线最后与特性曲线的交点为 P_1 ，但是当电源供应第一次接

通时有可能在 P2 点出现“锁定”现象。如像前面讲的那样，一种解决方法为增大两个电源在短路时的电流值，使工作点位于合成负载曲线上。

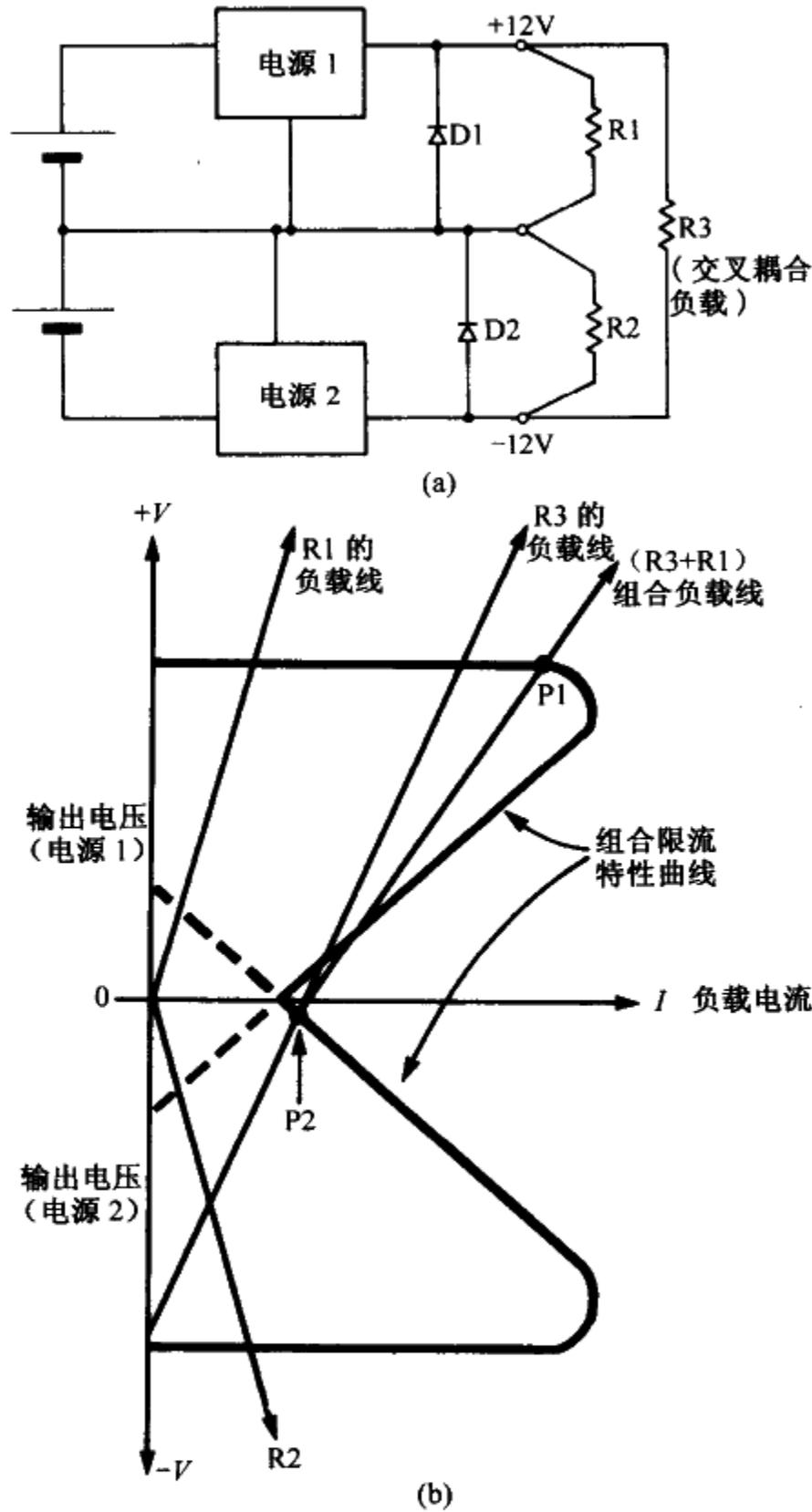


图 1.14.5

(a) 基于交叉耦合负载的双极性连接图；(b) 交叉耦合负载合成特性曲线

1.118
?
1.119

在图 1.14.5a 中必须要安装旁路连接的钳位二极管 D1 和 D2，在供电期间它们用来阻止电源的反向偏置电压，该电压损坏其元器件。采用折返电流限制的保护电路时，如果把反向电压偏置加到电源的输出端，从而加强了折返特性，电流也会变得更小。这种效果在图 1.14.5b 用折返曲线的延伸虚线显示。

总的来说，我们可以看到折返电流限制保护有许多缺点。同时我们也很明白，如果不是必须的，不要使用折返电流限制保护电路，那么这些问题都可以很好地避免。

14.6 折返电流限制在开关电源中的应用

在开关电源中，以前提到的一些方法也可以应用到折返电流限制保护电路中。但开关电源控制元件的损耗功率不再是输出电压和输出电流的函数，同时折返电流限制的保护效果将不复存在。

因此，折返电流限制保护不应该指定用在开关电源中。它对电源的保护也不是必须的，同时它往往会带来一系列问题，例如“锁定”问题。正是因为如此，在开关电源中一般喜欢用恒流型电流限制的保护方法。

尽管非线性的可再启动特性曲线偶尔应用于开关电源中，但是这些都是特例。引进和使用的可能性来源于线性损耗调整器的实践。采用恒流型电流限制时，在短路条件下线性调整器会产生大量的内部功耗。但是，在开关电源不会产生大损耗的条件下，由于可再启动特性曲线可能给使用者带来一些麻烦，因此这里就没有太多的理由规定在开关电源中使用该种限流方法。给电源单元增加一个电路却降低电源的性能也是没有必要的。

14.7 习题

1. 简单描述在折返电流限制电源中出现的“锁定”现象以及导致这种现象的原因。
2. 怎样才能确保“锁定”现象不会在折返电流限制电源中出现？

第 15 章 高压双极型晶体管基极驱动的基本条件

15.1 导论

在离线反激变换器中用到高压双极型晶体管的地方，也许会碰到 800V 级别的电压。 V_{ce} 额定值在 400V 到 1000V 之间的高压晶体管与低压三极管的对应性能会有点不同。这是由于高压器件的结构与低压器件的结构有根本的不同。

为了获得更有效、更高速和更可靠的开关效果，我们应该使用正确的基极驱动电流波形。为了很好地解释它，简单了解高压双极型晶体管的物理特性是有用的（关于高压晶体管结构的详细解释已经超越了本书的范围，更详细的解释可见文献 W. Hetterscheid^[49] 和 D. Roark^[81]）。

一般情况下高压器件的集电极部分有一块比较厚的高阻材料区域，同时在基-射区是低阻材料。由于这种电阻材料的物理结构，如果采用不合适的波形驱动，在基极驱动信号下降沿的时候就可能会给基-射极一个反偏电压。这个反偏电压有效地截断了基-射间二极管，从而使得晶体管进入关断状态。在关闭的边沿集电极电流转向基极，给了这个二极管一个关闭动作。那么此时三极管的集电极-基极区的工作特性就和一个反偏二极管的工作特性一样，它显示为一个缓慢的恢复特性曲线并且有大的恢复充电。

15.2 二次击穿

对于具有集电极感性负载的晶体管在关闭边沿时刻，这种缓慢地恢复特性曲线是相当麻烦的，而集电极接的电源变压器漏感可以看成感性负载。

1. 121

在集电极电感的续流作用下，晶体管在关闭的边沿时刻，保持导通的芯片部分继续保持导通，继续维持以前建立起来的集电极电流。因此，晶体管在关闭边沿时刻，反向偏压的类似二极管的集电极-基极缓慢的阻碍作用不仅导致了一个缓慢的、耗散的关闭，还会导致因电流被迫逐渐流入一个小的传导区而造成的芯片温度上升的“热点”。

正是这个“热点”使芯片过载，并会产生永久的失效，这种现象一般称为“反向偏压的二次击穿”。

15.3 不正确的关断驱动波形

令人惊讶的是，对于集电极负载为电感的高压三极管来说，正是由于这个在关断期间积极快速的反向基极驱动的出现成了导致二次击穿故障的主要原因。

在这种过分的反向关断的驱动条件下，载流子从紧挨着基极的区域清除掉，给

基-射极之间加上一个反向的偏压。它有效地截断了发射极与调整管内部其他部分的联系。在集电结中相对较小的、高阻的区域用 $1\mu\text{s} \sim 2\mu\text{s}$ 时间将缓慢地增大,使集电极电流流入芯片中逐渐缩小的部分。

结果,不仅它的开关效果将会变得相对较慢,进而在芯片的导通区逐渐增加强度,这样将导致热点的形成,同时也会像前面提到的那样,将引起器件的故障。

15.4 正确的关断波形

如果在关断边沿时刻,晶体管的基极电流减少得很慢,那么基-射极间的二极管将不会反偏,晶体管的状态将保证完全关断。发射极将继续处于导通状态,载流子也会完全地从区域表面清除掉。结果晶体管各部分在同一时刻将停止导通。这时将会在集电极形成更快的集电极电流下降沿,同时也带来比较低的损耗,另外也消除了“热点”。但是采用这种方法,在三极管基极下降沿到集电极下降沿之间的存储时间将会变得更长。

15.5 正确的接通波形

三极管基极的接通过程是上面所提到的关断过程的逆过程。在这个过程中应尽可能快地给出集电极高阻区导通的大量电流。为了达到这个要求,基极电流应该较大且上升沿应较陡。因此载流子也应尽可能快地注入到集电极高阻区。

在导通周期内,开始时刻的接通电流在大部分保持期间内都应该相对高于所需维持饱和的电流。

1.122

15.6 反非饱和驱动技术

为了减少存储时间,一个最好的方法就是:在“导通”期间,只是给三极管的基极加入适当的基极电流确保三极管不会进入饱和状态。在这里提到了自限定反饱和和网络二极管补偿性钳位(Baker clamp)(见第一部分第17章)。

对于感性负载,除了基极电流的波形外,一般还需要在集电极与发射极之间提供一个缓冲器,这个缓冲器能够有助于防止二次击穿^[80,82](见第一部分第18章)。

应该记住的是:与高压功率管相比,低压功率管不一定会显示出相同的特性。低压功率管一般有一个参杂程度很大且电阻较小的集电极区。在关断期间,给该器件加上快速反向电压却未必会形成一个高阻区。因此,对于低压三极管来说,在关断的边沿,用快速反向基极偏压能够得到较快的反应速度和较短的存储时间。

15.7 高压晶体管最佳的驱动电路

在图 1.15.1a 中显示了一个完整的基极驱动电路,同时在图 1.15.1b 中显示了相关的驱动波形。它的工作原理如下:

当输入 A 点的电压变为高电平时,电流首先流过 C1 和 D1 进入开关管 Q1 的基-射结,这个电流非常的大,这时的限流电阻由电源的内阻以及 Q1 的输入电阻组成,这样 Q1 将会很快地导通。

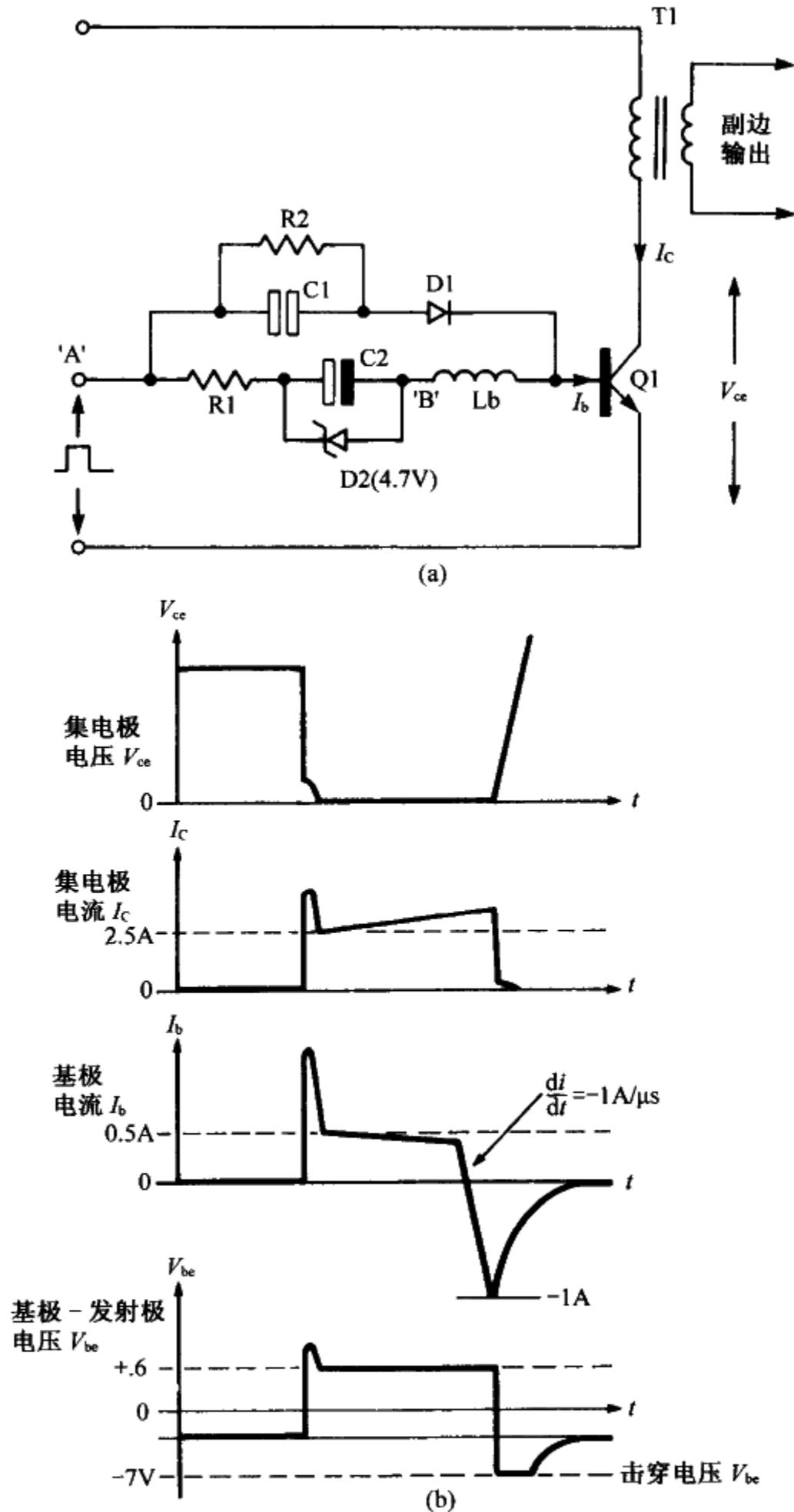


图 1.15.1

- (a) 高压双极型晶体管基极驱动电流的形成电路；
- (b) 集电极电压、集电极电流、基极驱动电流和基极 - 发射极电压波形

当 C1 充电的时候, 经过 R1, R2, C2、电感 L_b 的压降将会增加, 同时在“导通”周期的储能期间将会在 L_b 上形成电流。

注意: 当电流流经 L_b 时, C2 会一直充电, 直到其两端的电压等于稳压管 D2 的稳压值, 此时 D2 导通, 同时驱动电流最后由 R1 限流。R2 的阻值相对较大, 因此流过 R2 的电流就相对较小。

当驱动波形的下降沿出现的时候, D1 关断, C1 通过 R2 放电, 在 L_b 上流的电流逐渐衰减为零, 然后会由于在 B 点的负电压形成反向电流。C2 很大, 在“关断”期间保持了电荷。

因此下降沿时在 Q1 的基极 - 发射极上会慢慢地形成一个逆向电流, 这个电流会一直存在直到过剩的载流子被清除并且基极 - 发射极关断。在这个例子中, Q1 的基极电压在 L_b 的强迫下会很快地变为负, 同时会在基极 - 发射极间形成反向击穿。但基极 - 发射极二极管的反向击穿是非损害性的作用, 直到 L_b 上的能量消失, 钳位作用才消失。

在图 1.15.1b 中显示了基极驱动电流的波形。

对于各种各样的高压晶体管来说, 我们不一定需要画出驱动电流波形, 因为大多数情况下这种形式的驱动会给大多数电路带来好的效果。如果晶体管的选择不考虑反向基 - 射极击穿的影响, 那么就应该选择 L_b 和 R3 的值或者在基极 - 发射极之间并联钳位齐纳二极管来防止这种现象的发生。

工作在开关方式的电源, 由于开关器件的二次击穿可能是最基本的故障原因, 因此设计者应研究适用的参考文献^[49,50,79-82]。

15.8 习题

1. 为什么一些高压双极型晶体管需要特殊形状的基极驱动电流波形?
2. 解释导致高压双极型晶体管电路中出现二次击穿现象的一种原因。
3. 画出带有感性负载的高压双极型晶体管的典型的、理想的驱动电流波形。

1.123

1.124

1.125

第 16 章 双极型晶体管的比例驱动电路

16.1 导论

在第 15 章的第一部分已经解释了为了在双极型功率开关晶体管上取得最有效的性能，其基极驱动电流必须有正确的波形以适应于晶体管的特性和集电极电流的加载条件。如果基极电流保持不变，那么在集电极电流变化的情况下就会引起一系列问题。

当我们选择的驱动电流能使电路在满载时达到性能最佳以后，如果在其轻载时还使用相同的驱动电流，那么过度的驱动就会导致过长的存储时间，那么接下来讨论的方法中就有可能导致晶体管失控。在轻载的情况下，这时经常要求有较窄的脉冲，这种较长的存储时间将引起一个过宽的脉冲。这时控制电路将恢复到间歇振荡器的振荡模式，这就是导致出现我们所熟知的煎锅噪声的原因，开关电源轻载时都会出现这种非破坏性的不稳定情况。

因此为了防止在负载（即集电极电流）出现变化时的过度驱动和间歇振荡器的振荡模式，最好使基极驱动电流与集电极电流成比例。这里设计了一些比例驱动电路来满足这个要求。典型电路如下。

16.2 一个比例驱动电路的例子

在图 1.16.1 中显示的是一个应用在单输出正激变换器中的典型比例驱动电路。在该图中主开关晶体管是 Q1，与 Q1 集电极电流成比例的电流通过电流变流器 T1 藕合送入到 Q1 的基-射结，其提供了一个正比例反馈。驱动比 I_b/I_c 的值由驱动变压器的 P1/S1 匝数比确定，而 P1/S1 的比值应适合于晶体管的特性，常用的典型比值在 1/10 到 1/5 之间。

1.126

通过 P1 和 S1 之间耦合，在导通的大部分时间内是由 Q1 的集电极电路提供其驱动功率，它对 Q2 和辅助驱动电路的驱动要求很低。

16.3 导通工作过程（比例驱动）

在 Q1 的前一个关断期间，由于 Q2、R1 和 P2 一直处在导通的状态，其能量已经存储到 T1 中。当 Q2 关断时，通过驱动变压器 T1 的变压器反激行为给 Q1 提供了一个初始的导通激励。一旦 Q1 导通，通过 P1 的再生反馈就持续给 Q1 提供驱动。因此在 Q1 导通期间 Q2 就关断，而在 Q1 关断期间 Q2 就导通。

16.4 关断工作过程（比例驱动）

当 Q2 重新导通的时候，在 Q1 导通期间的末端，由于并联在绕组 S2 两端的 Q2 和 D1 的钳位作用，所有绕组上的电压几乎都会变为零。这时原来经过 P1 的比例电

流变换到由 S2、D1 和 Q2 组成的回路中，在此回路还有一些通过 S1 变换来的经过 Q1 基-射结的反向恢复电流，因为 Q2 导通的结果，几乎没有 R1 上的电流通过 P2 转换到上述的回路。因此 Q1 的基极驱动被清除，Q1 变为关断。

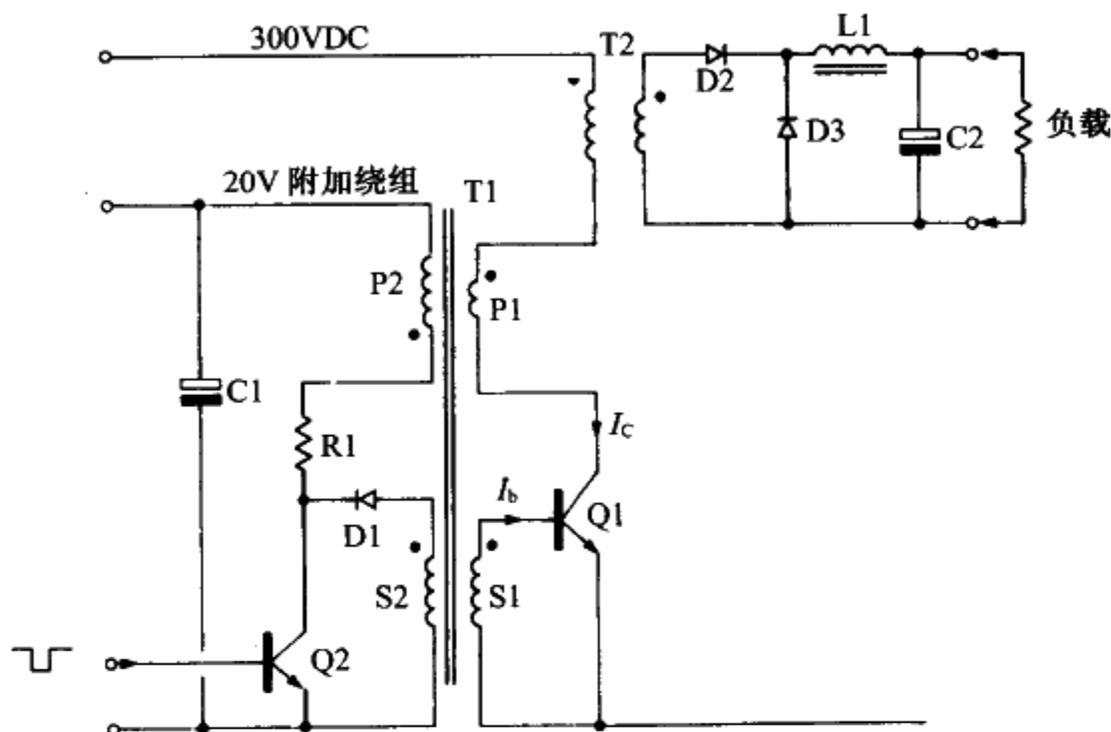


图 1.16.1 有比例基极驱动电路的单端输出前向变换器

因为在这个电路中有一个从 P1 到 S1 的正反馈电路，所以应该在 Q1 即将变为关断状态时防止出现高频寄生振荡。我们可以通过使 Q1 处于关断状态、Q2 处于低阻的导通状态，并使 S1 与 S2 之间的漏感很小的方法来达到防止寄生震荡。这样的话任何由 P1 到 S1 之间耦合都会被 S2、D1 和 Q2 钳住，不允许任何的绕组变为正极性。

1.127

在输入掉电时会导致失控。在掉电期间，为了阻止 Q2 在应该为导通的时候变为关断，必须有一个辅助电源给驱动电路供电。在辅助电源供应端要求连接大电容。

16.5 驱动变压器的恢复

在驱动晶体管 Q2 导通期间的开始部分，D1 和 S2 将导通。但是当 Q1 已经关断并且基-射结间的恢复电流已经变为零的时候，在绕组 P2 的电压通过 R1 使 D1 和 S2 反偏关断。所有绕组在开始时都变为负，同时在绕组 P2 中会形成电流，使磁心复位到负饱和状态。

在饱和状态，流过 Q2 和 P2 的电流只通过电阻 R1 进行限流，所有绕组上的电压都为零，同时电路也复位到准备状态从而给下一个导通周期做准备。

S1 和 S2 之间应该只有非常少量漏感的要求似乎与变压器原边-副边之间的隔离以及漏电距离的要求有矛盾。在离线开关电源应用中，T1 用来作为一个原边-副边之间的电路隔离，变压器需要比只对功率有要求的变压器大一些。

16.6 宽范围比例驱动电路

如图 1.16.1 所示电路中，如果它的输入电压和负载的范围都较大，那么它将会

同时 Q3 也关断。因此当磁心复位和 C1 放电时，电源只会在电阻 R1 上形成一个小电流，在这里 R1 的值要比前面图 1.16.1 中 R1 大得多。

如果 Q2 处于一个长的导通时间而 C1 也完全放完电，那么 D1 将引起“储能轮”效应，阻止 P2 上的电压反向超过二极管压降。匝数比例是应该满足这样的要求：在上面所说的情况下，Q1 不会变为导通。最后磁心将会恢复到一个由 R1 上电流定义的复位点。

1.129

16.8 关断工作过程（宽范围比例驱动电路）

当 Q2 关断时，由于反激作用所有绕组的同名端将变为正，同时 Q1 导通。来自 P1 和 S1 的再生驱动为 Q1 和 Q3 的导通及对 C1 的快速充电提供持续驱动。这种状态将一直持续到 Q2 再一次导通，即完成一个周期。这种电路形式的优点就是，磁心可以通过一个高的辅助电源电压迅速复位，而不会在 R1 和 Q2 上形成过度的损耗。

在这个电路中，变压器与复位要求之间的矛盾得到了大大的缓解。但是电感应足够大以用来限制磁化电流处在一个可以接受的范围内。还要有足够的驱动来保证电路在所有的情况下都能正确地开关工作。如果允许驱动变压器中磁化电流分量超过集电极电流，那么正反馈将消失。

16.9 带有高压晶体管的推挽式比例驱动

如果 Q1 是一个高压晶体管，那么为了得到稳定和有效的工作，应该对基极驱动电流的形状有所要求，可见 15.1 节的第二段。

图 1.16.3 对图 1.16.2 中的高压晶体管驱动电路进行了适当的修改，由 Lb、R3、R4、D3 和 C2 组成基极驱动波形形成电路。

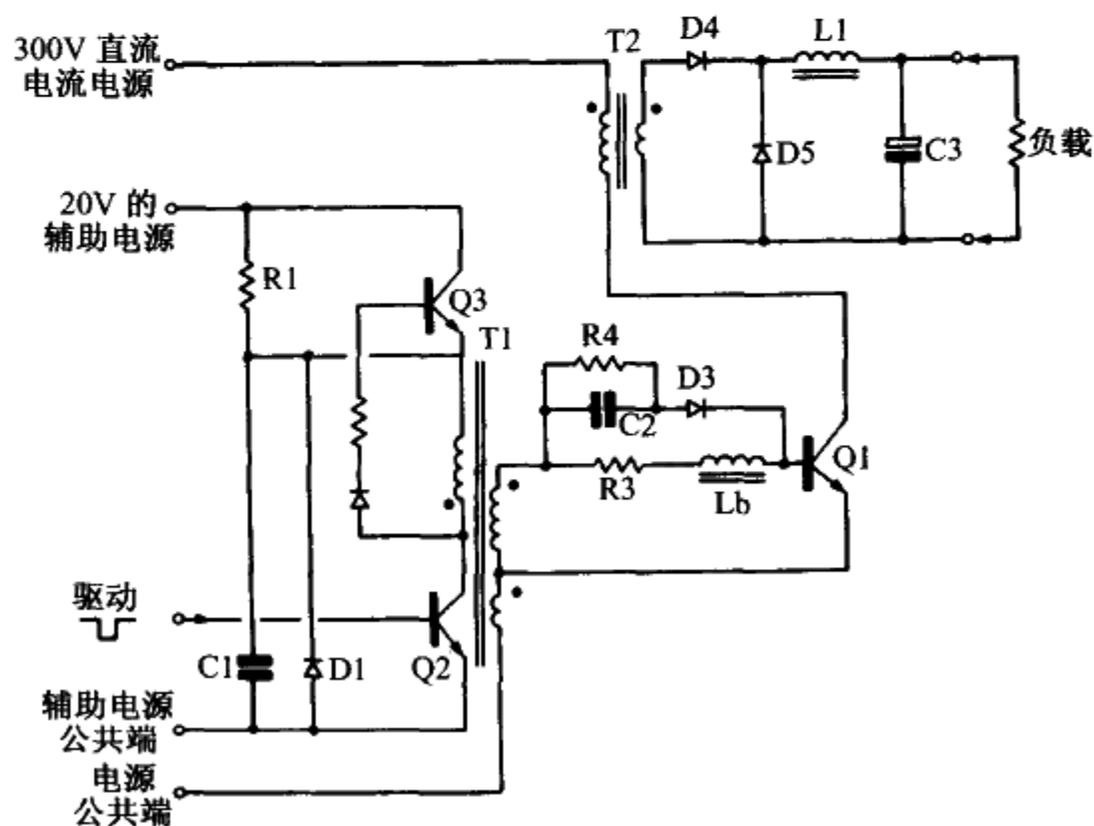


图 1.16.3 采用特殊驱动电流波形形成电路的高压晶体管推挽式比例驱动电路

1.130

16.10 习题

1. 比例驱动最主要的优点是什么？
2. 为什么在比例驱动电路中驱动变压器应该比纯粹满足功率要求的变压器要大？
3. 一个变压器耦合比例驱动电路的最大比率应该限制在 80% 以内，为什么？
4. 什么控制比例驱动变压器的最大与最小电感量？

1.131

第 17 章 高压晶体管的抗饱和技术

17.1 导论

在高压双极型开关晶体管中，“下降时间”（关断沿的速度或者 dv/dt ）主要由基极驱动关断电流特性曲线的形状来决定，见第 15 章。从基极关断驱动申请到真正关断沿之间的延时是存储延时时间，它取决于关断之前的基区少数载流子浓度。

通过使少数载流子浓度最低来使存储时间减到最少，具体可解释为，在晶体管关断之前，保证其基极电流刚好满足驱动，而保持晶体管处在准饱和的状态。

经常用来实现使少数载流子浓度最低的一种方法叫作二极管补偿性钳位电路。因为这种方法的优点是对驱动进行带负反馈的动态钳位，所以能够对各种器件的增益以及饱和电压不可避免的变化有补偿作用，同时它也会对由于温度与负载变化而引起的开关晶体管参数的变化做出反应。

17.2 二极管补偿性钳位电路

图 1.17.1 中是一个典型的补偿性钳位电路，它的工作原理如下：

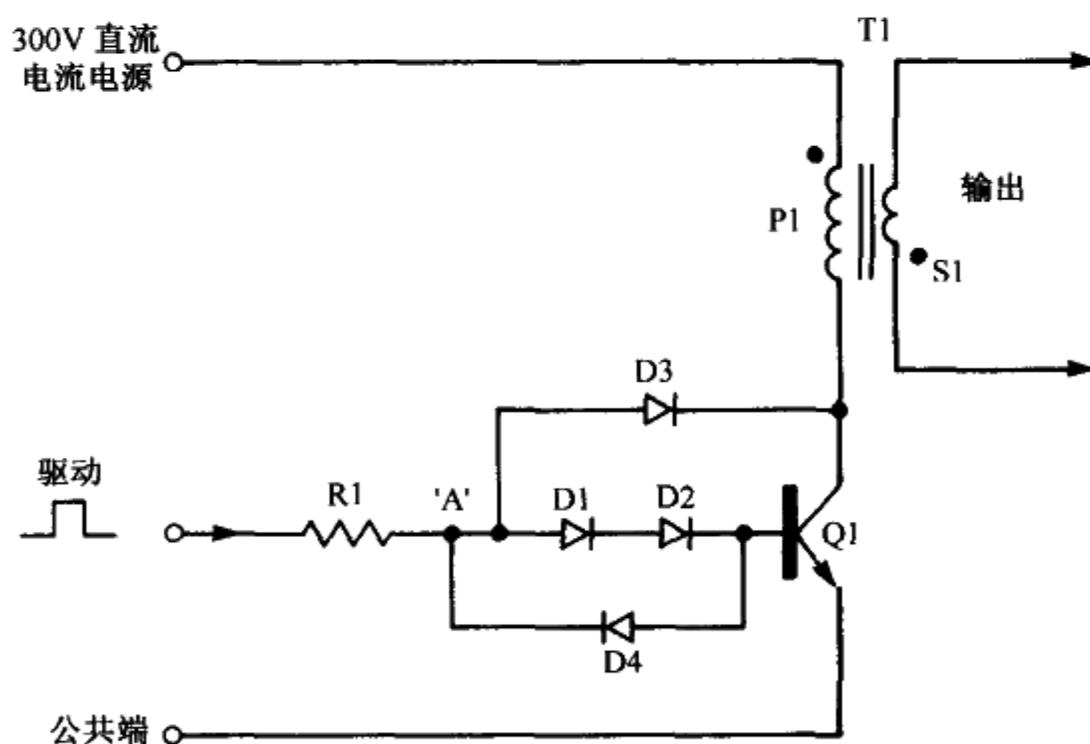


图 1.17.1 补偿性抗饱和驱动钳位电路

二极管 D1、D2 与基极驱动元件串联连到 Q1 的基极，A 点驱动电压包括二极管 D1、D2 上的压降和 Q1 基射极电压 V_{be} 。在 Q1 导通时 A 点驱动电压近似达到 2V。

当 Q1 导通时，其集电极电压开始下降，当这个集电极电压降到约 1.3V 时，D3 开始导通，使基极驱动电流分流到 Q1 的集电极。这个钳位行为受负反馈控制，自调

1.132 整将一直持续到 Q1 的集电极电压有效地钳位在 1.3V 上为止。

这样的话，晶体管始终保持在准饱和导通状态，以最少的基极驱动电流维持这种状态。在导通时这个准饱和状态维持基区的最少的少数载流子数，从而在关断期获得最小的延时时间。在关断期，D4 给 Q1 基极的反向关断电流提供了一条通路。

在基极电路中二极管数目 D1、D2、…、Dn 的选择应该和晶体管的饱和电压匹配。这个钳位电压应该高于在工作电流下的晶体管正常的饱和集电极电压，确保在准饱和导通状态下真正维持晶体管工作。

这项技术有一个缺点是，在导通期间 Q1 的集电极电压略高于深饱和时的集电极电压，增加了晶体管的功耗。

图 1.18.3 中所示是补偿性钳位电路与低损耗组合缓冲二极管的完美组合（见第一部分第 18 章）。

17.3 习题

- 1.133
1. 在高压开关晶体管应用中使用抗饱和驱动电路的主要优点有哪些？
 2. 叙述用于双极晶体管的典型抗饱和钳位电路的工作过程。

第 18 章 缓冲网络

18.1 导论

缓冲网络（经常是损耗型的电阻、电容和二极管网络组成的网络）是并联在高压开关器件和整流二极管两端的，用来减少由开关器件导通或关断而产生的开关应力与电磁干扰问题。

当用到双极型晶体管时，缓冲网络就用来提供一个“负载线整形”功能，确保副边击穿和反向偏压不会超出安全工作区要求的限定值。在离线式反激变换器中，当交流 137V 的倍压电压加到整流电路或是双输入电压电路的交流 250V 桥式整流电路中时，反激电压很容易就可以超过 800V，所以缓冲网络的用途特别重要。

18.2 具有负载线整形的缓冲电路

在图 1.18.1a 中显示了传统单端输出反激变换器的基本电路，它包括 P1、带有漏感能量恢复绕组的 P2 以及二极管 D3 的 Q1。缓冲网络由元件 D1，C1 和 R1 组成，它并联在 Q1 的集电极与发射极之间。图 1.18.1b 中显示的是在这个电路中所期望的电压和电流波形。如果要求有“负载线整形”功能，那么缓冲网络元器件的主要功能是在 Q1 关断期间为维持变压器原边感应电流 I_p 提供一个交流通路。由于该缓冲网络的存在，在关断 Q1 时就不会在 Q1 的集电极形成一个大电压在关断沿，Q1 集电极的实际电压值主要与分流电流 I_s 的幅值、缓冲电容 C1 的值以及 Q1 的关断时间 $t_2 - t_1$ 有关。如果没有这个缓冲网络，Q1 上的电压降将非常大，它由有效的初极漏感以及关断电流的变化率 di/dt 来决定。在关断沿，缓冲网络降低了集电极电压的变化率，因此也就减少了射频干扰问题。

1.134

18.3 工作原理

稳定状态下，在 Q1 关断沿时其工作过程如下：

见图 1.18.1b，在 t_1 时刻 Q1 开始关断时 T1 中的原边电感与漏感将使变压器原边绕组中的原边电流 I_p 保持不变。这将导致 Q1 的集电极电压从 t_1 到 t_2 会上升，原边电流分出一部分电流 I_s 到 D1 和 C1，使 C1 在此时充电。因此，流过 Q1 的电流下降，电感强迫分流电流 I_s 流过二极管 D1 给 C1 充电。如果晶体管 D1 在有利的情况下快速关断，那么集电极电压的变化率 dV_c/dt 将只与原来的集电极电流 I_p 以及 C1 的电容值有关。

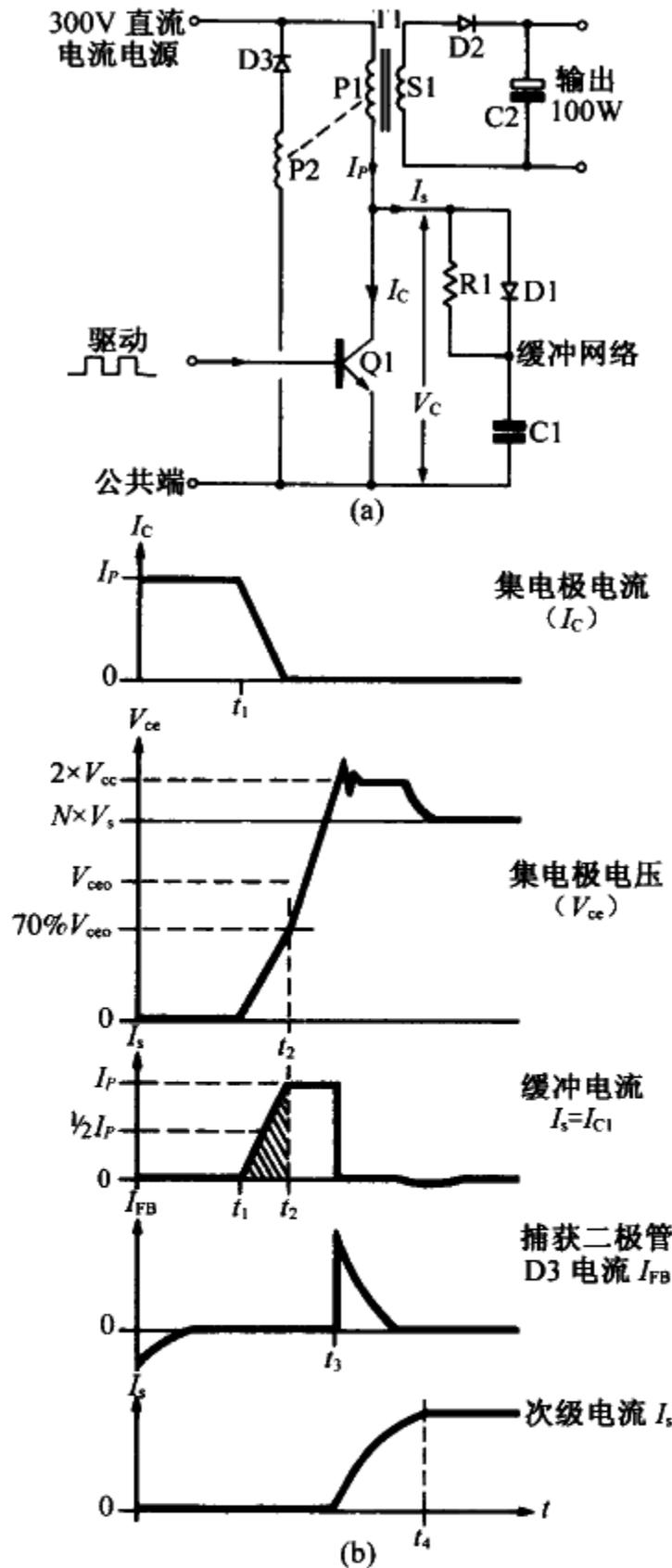


图 1.18.1

(a) 用在反激变换器中的传统耗散型 RC 缓冲网络；(b) RC 缓冲网络的电压电流波形

因此：

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{I_p}{C1}$$

当 Q1 关断后，恒定电流充电使集电极电压线性增大，直到在 t_3 时刻达到反向钳位电压 $2 \times V_{DC}$ ，这时 D3 也导通。在 t_3 时刻之后不久（该延时时间与原边 - 副边漏感的大小有关）副边绕组的输出电压就会增大到与输出电容上的电压值相等。这时

反激电流将会从原边变换到副边电路，该电流是以一定的速率（由副边漏感与通过D2、C2的外部回路电感决定）建立起来的（在 $t_3 - t_4$ 内）。

实际上，Q1不会马上关断，因此，要避免发生二次击穿，应该合理选择缓冲网络，在集电极电流变为零之前，使Q1集电极电压不会超过 V_{CE0} 。

如果不使用缓冲网络，图1.18.2a和图1.18.2b中显示相对较高的边沿损耗和二次击穿负载线的应力。如果使用合适的缓冲网络便可获得图1.18.2c和图1.18.2d所示更好的关断波形。

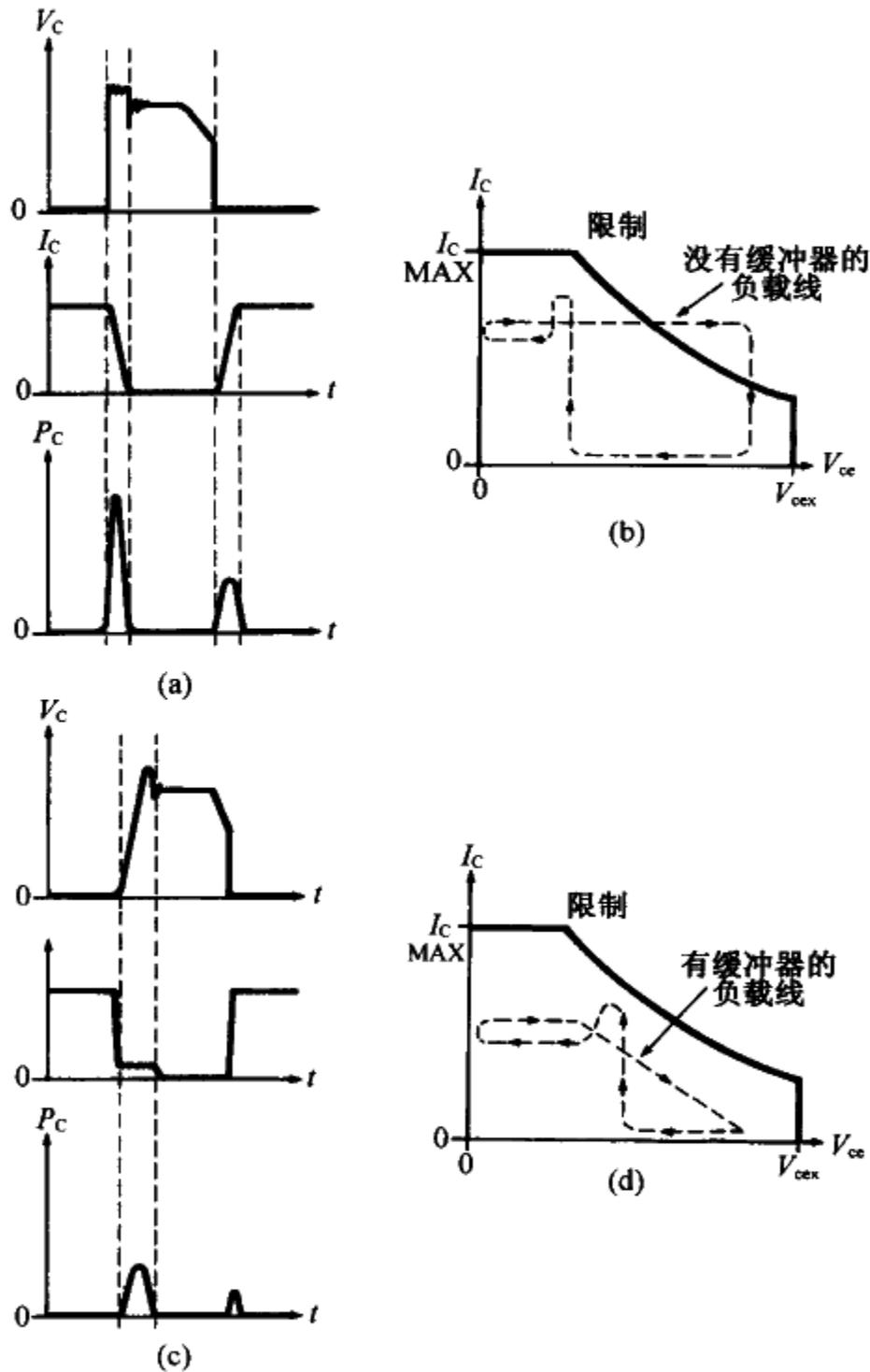


图 1.18.2 有缓冲网络或没有缓冲网络电路的安全工作区特性曲线

- (a) 没有缓冲网络电路的接通和关断电压、电流以及损耗应力；
- (b) 没有负载线修整时影响反向偏置安全工作区（RBSOA）的动态负载线的限制；
- (c) 有缓冲网络电路的接通和关断电压、电流以及损耗强度；
- (d) 基于负载线整形的负载线与RBSOA限制

18.4 经验估计缓冲网络元件值

重新参考图 1.18.1a, 除非 Q1 的关断时间为已知 (在最大集电极电流状况以及选择了驱动电路结构的条件下), 缓冲网络中最佳的 C1 值就只能根据经验来选择, 这可依据实测的集电极关断电压、关断电流和关断时间来决定。

C1 最小值的选择应满足安全电压范围, 此范围在晶体管 V_{CE0} 额定值与在集电极电流到零时 T2 的实际集电极电压之间, 这里至少有 30% 范围的余量考虑缓冲网络元件参数的变化及温度影响。

1.135
1.137

驱动电路的设计、集电极电流的加载以及工作温度都对 Q1 的开关速度有相当大的影响。不要采用太大的值, 在反激作用结束后存储在 C1 中的能量会在 Q1 下一个导接通期间消耗在 R1 上。

R1 值的选择是一个折中的选择。在 Q1 导通边沿, R1 的低阻值将导致 Q1 上形成大电流, 这带来过度的导通损耗。另一方面, 如果 R1 的阻值非常大, 那么在极小的导通期间, 将不能使 C1 的充分放电。

动态加载情况包括满载时初始导通的最大输入电压、宽和窄的脉冲条件以及输出短路, 建议在此情况下, 要仔细检查 Q1 的集电极电流和集电极电压波形。对于该类型的缓冲网络来说, 必须总是折中考虑 R1 和 C1 的选择。

18.5 计算求得缓冲网络元器件的值

在图 1.18.1b 显示的是图 1.18.1a 所示的 D1、C1、R1 组成的缓冲网络的典型关断波形。此例中, 在集电极电流变为零的 t_2 时刻, C1 的选择应该满足: 使 Q1 的集电极-发射极电压 V_{ce} 是 V_{CE0} 额定值的 70%。

假设原边电感在关断沿期间可以保持原边电流不变, Q1 的集电极电流在 $t_1 - t_2$ 期间是线性减小的, 那么在此时间段内, 流入缓冲网络的电流 I_s 会线性增加。

集电极电流的下降时间 $t_1 - t_2$ 可从生产厂商的数据表那里得到, 也可通过在集电极的在最大电压与最大电流值条件下的动态驱动状态下测量得到。

假设已知集电极电流的下降时间为 $t_1 - t_2$, 在 Q1 集电极电流下降期间 ($t_1 - t_2$), 流过 C1 上的电流 I_s 将会从中线性增大到 I_p 。因此在这段时间内流过 C1 的平均电流为 $I_p/2$ 。若已知最大的原边电流 I_p 与关断时间 $t_1 - t_2$, 那么最佳的 C1 值为:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{2} \frac{I_p}{C1}$$

假设集电极电流是线性斜坡变化的波形, 则在关断期间流过 C1 的平均电流就是峰值电流值的 1/2, 见图 1.18.1b。

如在 t_2 的集电极电流变为零时, 集电极电压值不超过 V_{ceo} 值的 70%, 那么:

$$C1 = \frac{I_p \times t_f}{2 \times (70\% V_{ceo})}$$

式中, I_p = 最大的原边电流;

t_f = Q1 集电极电流的下降时间 ($t_1 - t_2$), μs ;

V_{ce0} = 选定晶体管的额定值 V_{ce0} , V;

$C1$ = 缓冲网络电容, μF 。

1. 138

18.6 晶体管 Q1 的关断损耗

按照上面所说的方法, 尽管波形已经反向, 在“关断”期间, $C1$ 和晶体管 Q1 上都有类似的平均电流与电压。在“关断”时间 $t_1 - t_2$ 内, 晶体管的功耗与在关断结束时刻 t_2 存储在 $C1$ 上的能量相等。因此:

$$P_{Q1(\text{off})} = \frac{1}{2} C1 \times (70\% V_{ce0})^2 \times f$$

式中, $P_{Q1(\text{off})}$ = “关断”期间在 Q1 的功耗, mW;

$C1$ = 缓冲网络电容, μF ;

V_{ce0} = 晶体管 V_{ce0} 额定值, $70\% V_{ce0}$ 是 $I_C = 0$ 时选择的最大电压值;

f = 频率, kHz。

18.7 缓冲网络的电阻值

选择缓冲网络中放电电阻 $R1$ 用来在已定义的最小导通期间内使缓冲网络电容 $C1$ 放电, 最小的导通时间由在最大输入电压以及最大工作频率条件下所定义的最小负载决定。

CR 时间常数应该小于最小导通时间的 50%, 保证 $C1$ 能够在下一个关断时间前进行有效的放电。因此:

$$R1 = \frac{1}{2} \frac{t_{\text{off},(\text{min})}}{C1}$$

18.8 缓冲网络中电阻的功耗

每个周期内, 在缓冲网络中的电阻功耗等于关断结束时存储在电容 $C1$ 的能量, 而 $C1$ 上的电压与变换器电路的类型有关。根据全部能量变换观点, $C1$ 上的电压将等于电源电压 V_{cc} , 因此在下个导通期间到来之前, 所有的反向电压都会降为零值。对于连续工作方式, $C1$ 上的电压就等于电源电压与变压器副边反射到原边的电压之和。

在 $C1$ 放电前的电压是 V_C , 则 $R1$ 的功耗 P_{R1} 用以下公式计算:

$$P_{R1} = \frac{1}{2} C1 V_C^2 f$$

18.9 密勒电流效应

当在测量关断电流时, 设计者应考虑会出现不可避免的密勒效应, 密勒电流将在关断沿流过集电极电容, 在讨论高压晶体管工作的过程中经常忽略密勒效应。即 Q1 完全关断, 密勒电流还是会引起来面上的集电极电流的, 它的幅值与集电极电压的变化率 (dV_C/dt) 以及集电极 - 基极间的耗尽电容有关。更进一步说, 如果在开关晶体管 Q1 上装有一个散热器, 那么在 Q1 集电极与公共地线之间将会有有一个相当

1. 139

大的电容存在，给表面上的集电极电流提供了另一条通路，这不应与密勒电流本身相混淆，它的幅值一般比密勒电流大几倍。

在整个关断期间，这些耦合电容将产生表面上的集电极电流，测量的集电极电流是平顶波形。所以，在集电极电压上升到 V_{∞} 期间，集电极电流决不会等于零，在图 1.18.2c 中显示为电流的平顶波形。尽管这种影响不可避免，但在开关晶体管已公布的二次击穿特性中通常忽略掉。最大集电极 dV_c/dt 值有时要用到，通过选择合适的 $C1$ 值便可以得到满意的 dV_c/dt 值。当使用功率 FET 开关时，必须要满足最大 dV_c/dt 值，可阻止晶体管寄生振荡。因此，在大多数高压功率 FET 应用中仍然要用到缓冲网络。

18.10 组合低功耗缓冲二极管电路

如上所述，在高压双极晶体管关断的时候，为了减少出现二次击穿故障，一般的解决方法就是使用缓冲网络。

但不幸的是，普通缓冲电路的设计必须在高阻缓冲网络与低阻缓冲网络之间做出折中的选择。高阻缓冲网络可确保小的导通电流，低阻缓冲网络可防止轻负载时竞态情况的出现，其中，窄的脉冲宽度要求低的 RC 时间常数。对于这个似是而非的观点，我们几乎不能来做出一个满意的折中选择。但是组合的低功耗缓冲二极管电路提供了一个理想的解决方法。

图 1.18.3 显示了这种电路，它的具体工作原理如下：

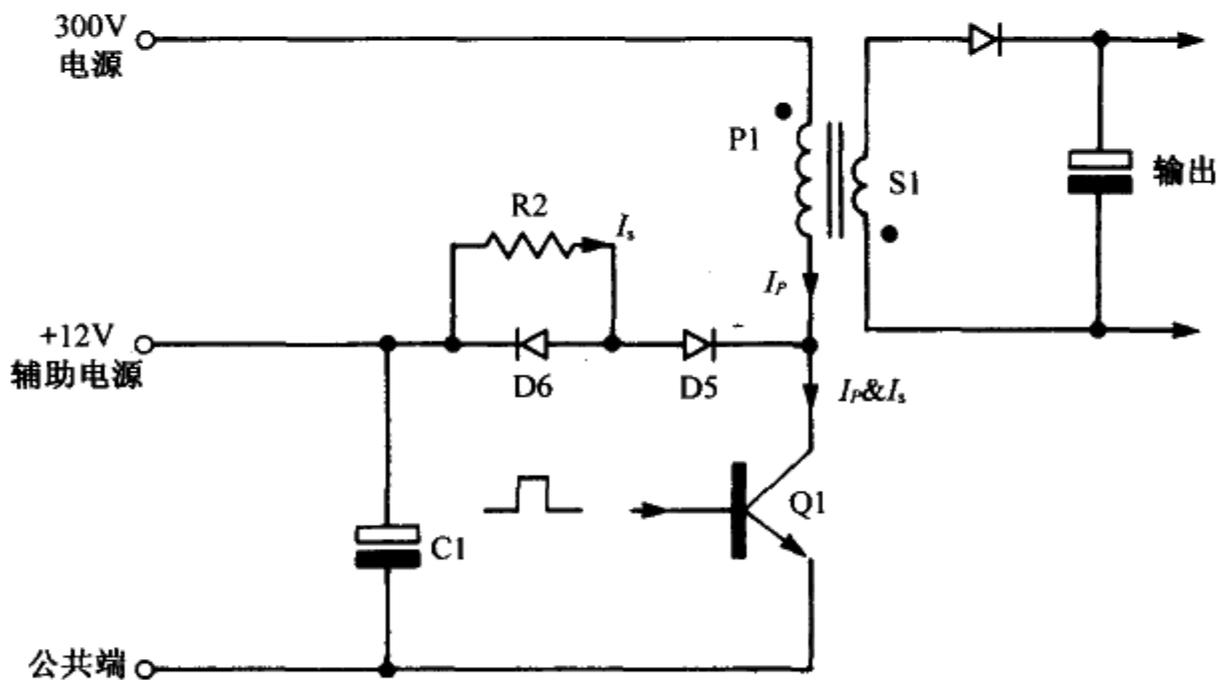


图 1.18.3 组合低功耗缓冲二极管开关型降低应力（缓冲二极管）电路

假设晶体管 $Q1$ 处于导通状态，这时 $Q1$ 集电极电压为低。电流会从电源流经变压器的原极 $P1$ 到达 $Q1$ 的集电极，另外从辅助电源经 $R2$ 和 $D5$ 也有电流流入 $Q1$ 的集电极。

在 $Q1$ 导通一结束， $Q1$ 就开始关断。当 $Q1$ 集电极电流下降时，变压器初级的漏感会使得 $Q1$ 集电极电压上升。但是当集电极电压等于辅助电压值时，就会使初极电

流分流到缓冲二极管 D5 上, 其方向为 D5 的反向恢复方向, 并经过 D6 流到辅助电源。在 D5 的反向复位时间内, 这个流过 D5 的反向复位电流一直存在。

在这个反向的恢复时间内, Q1 保持关断, 它的集电极电流变为零, 而集电极电压值将保持由 D5 钳位的略高于辅助电源电压的值。因此, Q1 在可以忽略电压应力强度的条件下关断。

缓冲二极管的反向恢复时间必须要大于晶体管 Q1 的关断时间。为满足此种应用, 制造了特殊的中速复位二极管 (产品如荷兰飞利浦公司的 #BYX 30 SN)。

1.140

在 Q1 的关断时间内, 来自缓冲二极管 D5 的恢复充电电荷将存储在辅助电容 C1 中, 这些电荷常用来在 Q1 的下一个导通期间内正向加到 D5 上。对于整个系统来说, 在关断过程中就只有很少的能量损耗。

当 Q1 再次导通时, 在导通期间, 只会使极少数的电子从二极管 D5 的负极拉出。其原因是二极管 D5 的耗尽层很宽而极间电容较小, 表现二极管普通变化的电容性能, 使 Q1 的导通应力不会显著增加。

当 Q1 处于它的饱和导通状态时, 电流会从辅助电源与电容 C1 中流出, 来重新建立缓冲二极管 D5 正向偏置条件, 其中一部分能量来自以前的恢复电荷。只要缓冲二极管 D5 导通, 就将成为 Q1 下一个关断周期到来的前期条件。

18.11 高压双极晶体管的典型驱动电路

图 1.18.4 中采用了缓冲二极管与补偿性钳位电路的组合电路, 并用推挽驱动电路作为 Q1 的基极驱动电路。

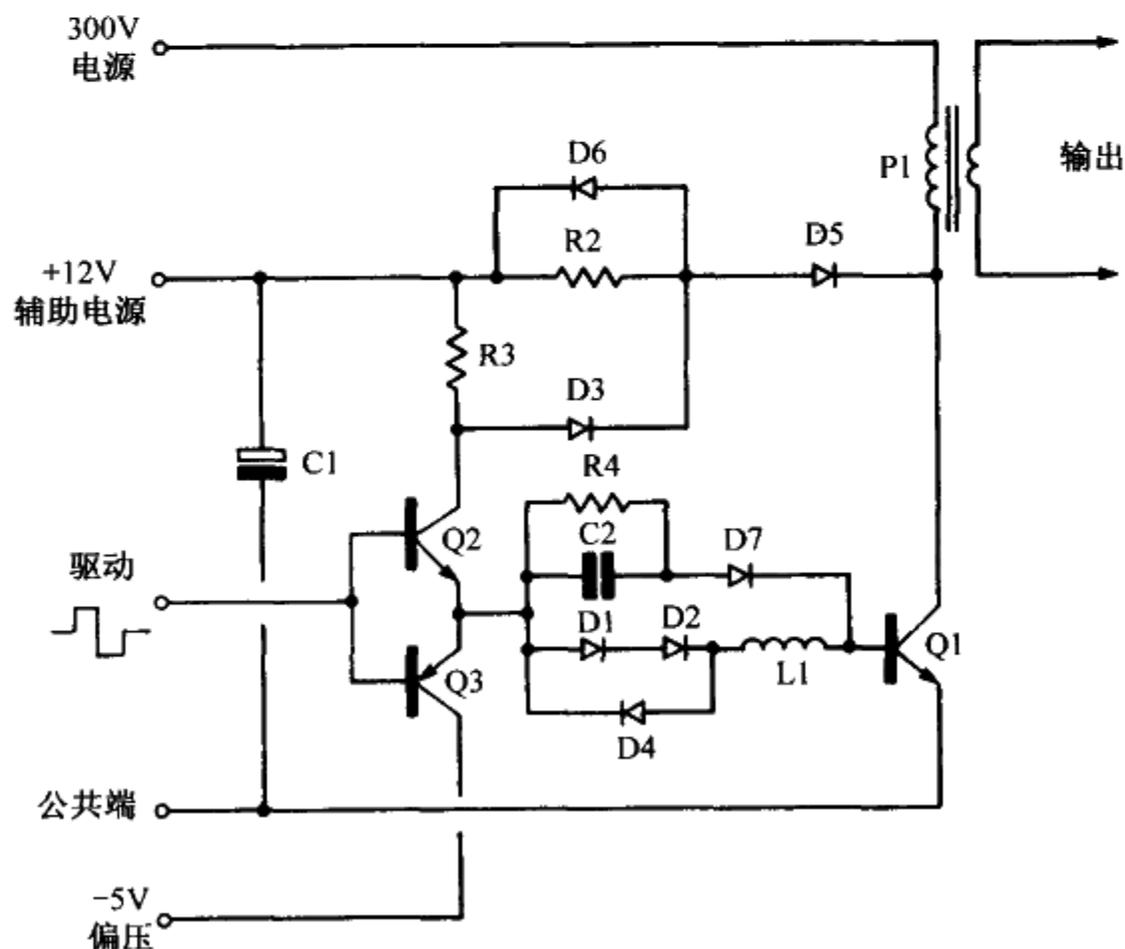


图 1.18.4 缓冲二极管与补偿性反饱和钳位电路组合

这种电路设计对于在反激变换期间的集电极电压可能达到 800V 的高压反激变换电路来说是相当合适的。它的工作原理如下：

当系统驱动电压变高时，Q2 导通同时 Q3 关断。电流经 R3、Q2、C2 和 D7 到达功率管 Q1 的基极。由 R3 和 C2 组成低阻网络提供加速驱动使 Q1 快速导通。

1.141

当 Q1 导通时，它的集电极电压下降。在集电极电压降到辅助电源电压值 12V 以下时，缓冲二极管 D5 将会正向偏压，这时电流会经 R2、D5 分流至 Q1 的集电极。

Q1 持续导通，使其集电极电压值降低，直到它的值变为补偿性钳位电压值，这时 D3 正偏导通，经过 D3 和 D5 把部分基极驱动电流分流到 Q1 的集电极。

在同一个过程中，一路驱动电流使 C2 充电到某一个电压值，另一路经 D1、D2 和 L1 驱动电流流入 Q1 的基极。这时 Q2 的集电极电压等于 Q1 的基 - 射结之间电压 V_{be} 、D1 和 D2 上的压降以及 Q2 的集电极 - 发射极之间的压降 V_{sat} 之和，即为 2.5V。而 Q1 集电极钳位电压将小于 D3、D5 上的压降，即为 1V。Q1 集电极钳位的电压值可以通过与 D1 和 D2 串联更多的二极管来增加，这里，L1 上的压降忽略不计。

因此在 Q1 剩下的“导通”时间内，主要的驱动电流通过 R3、Q2、D1、D2 和 L1 流入 Q1 的基极和发射极。补偿性钳位电路工作由 D3 和 D5 完成。

在导通期结束后，驱动电压变低，Q2 关断而 Q3 导通，D4 的负极电压钳位在偏压电源 -5V 上，二极管 D7、D1 和 D2 反偏，关断电流是经过 D4 和 L1 的电路。

在 Q1 关断之前，流过 L1 的电流是正方向的，在 Q1 关断开始时，流过 L1 的电流继续要保持这个方向而电流值是逐渐衰减的。通过 L1 的关断电流先衰减到零，然后再经过 D4 反向，同时提换高压二极管指定的斜坡关断电流，参见第 15 章。在关断期间内，电容 C2 通过 R4 放电。

1.142

当所有的载流子已经从 Q1 的基 - 射结间消失后，基 - 射结关断，同时根据楞次定律电感 L1 的反激作用将强迫 Q1 的基 - 射结进入反向击穿状态。该 Q1 基 - 射结反向电压大约为 -7.5V，小于 -5V 偏压。当 L1 上的能量消耗后，击穿停止。注意：许多高压晶体管是为满足这种在关断期间击穿的工作方式而设计的。

在 Q1 关断的同时，集电极电压将向反向电压值 800V 方向增大，当 Q1 集电极电压升到辅助电压 12V 时，缓冲二极管 D5 将反向偏置，那么这时会由于 D5 恢复电流的存在，集电极电流会经过 D5 和 D6 流入辅助电源。因为 D5 的反向恢复时间长于 Q1 的关断时间，因此 Q1 只是在低的集电极电压 12V 下关断。当 Q1 完全关断而 D5 不通时，Q1 的集电极电压将会增大到反向电压值。在下一个正向驱动脉冲作用下，在电容 C1 存储 D5 的恢复电荷。

尽管这个电路没有按传统方式提供一个比例驱动电流，但补偿性钳位电路能够调整功率管的基极电流，以符合电路增益以及集电极电流的要求，因此它的作用和比例驱动电路相似，只是它需要比较大的驱动功率。

总的来说，这个电路综合了比例驱动电路、缓冲网络二极管和补偿性钳位电路的大部分优点。它也提供一种合适波形的驱动电流，在高压、大功率双极型开关应用中，它能实现低的电压应力和快速高效的开关动作。

18.12 习题

1. 解释缓冲网络代表什么意思。
2. 解释典型缓冲网络的两个主要功能。
3. 对于具有感性负载的双极型晶体管，讨论选择缓冲电路各个部件的准则，是否它可以避免二次击穿？
4. 为什么不要求大的缓冲电容？
5. 描述可以用来代替传统 RC 缓冲网络的低损耗缓冲技术。
6. 采用图 1.18.1 所示的缓冲网络，要求防止 Q1 关断时其集电极电压超过 70% 的 V_{ceo} ，试计算所需的最小的缓冲电容（假设 Q1 的下降时间为 $0.5\mu\text{s}$ ，集电极电流 I_p 为 2A，且 V_{ceo} 额定值为 475V）。

第 19 章 交叉导通

19.1 导论

交叉导通 (cross conduction) 这个词用来描述半桥或全桥推挽变换器中可能出现的潜在破坏情况。

参考图 1.19.1 中的电路，该问题可以得到很好的解释。在这个半桥电路中明显可以看出：如果 Q1 和 Q2 同时都导通，他们将电源直接短路，图中的 T1 和 T2 是电阻抗很小的电流变换器。由于有大的破坏性电流通过开关器件，通常将导致该器件立刻损坏。

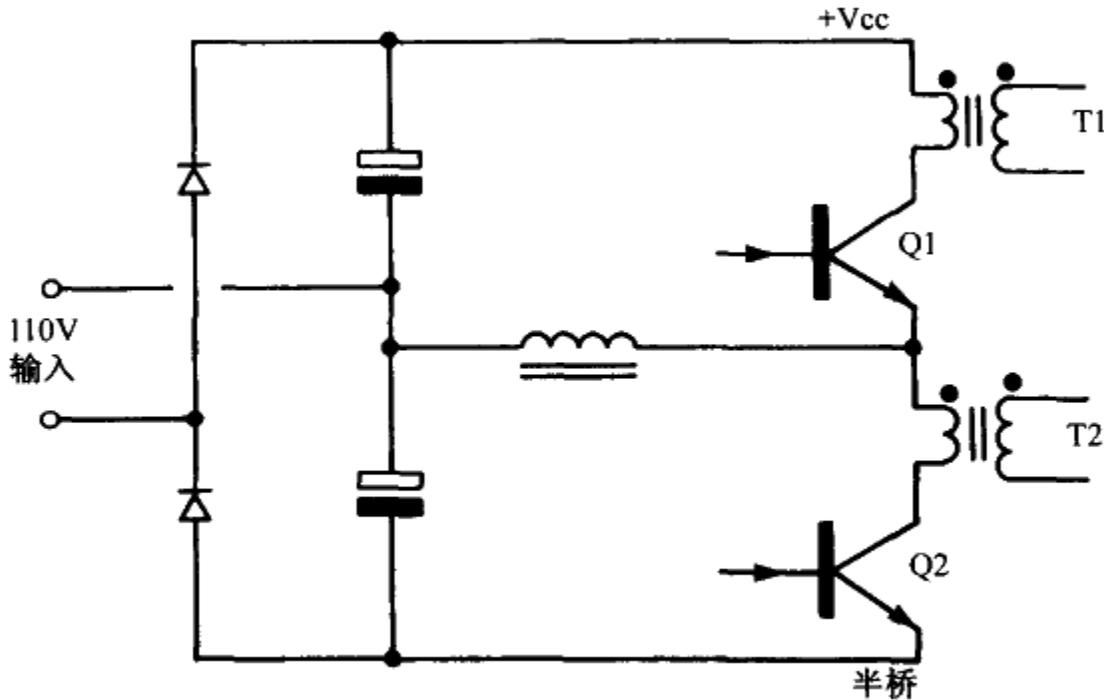


图 1.19.1 基本半桥电路

很清楚，两个晶体管同时导通，电路不能正常工作。而产生交叉导通的原因还得追溯到开关晶体管的过大存储时间。图 1.19.2 中显示两个半桥晶体管 Q1 和 Q2 在 100% 工作周期的方波、完全导通情况下典型的基极驱动电流和集电极电流波形图。如图所示，由于存储时间 $t_1 - t_3$ 的存在，产生了交叉导通。

在图 1.19.2 的上面波形中，Q1 的基极驱动在 t_1 时刻移去，Q1 关断期和 Q2 导通期开始。由于晶体管 Q1 存在不可避免的存储时间，它的集电极电流在稍后的 t_3 时刻还没有完全关断。同时，下面那个晶体管 Q2 导通，如图所示下面的波形。对双极型晶体管来讲，导通延时通常小于存储时间。采用全部 100% 工作周期进行推挽基极驱动，将在 $t_1 - t_3$ 的短时间内出现以下情况：并接在电源两端的两个开关管都导通，低的电源阻抗通过很大的集电极电流。在交叉导通情况下，图 1.19.2 显示 Q1 和 Q2 的集电极电流波形上的尖峰信号。

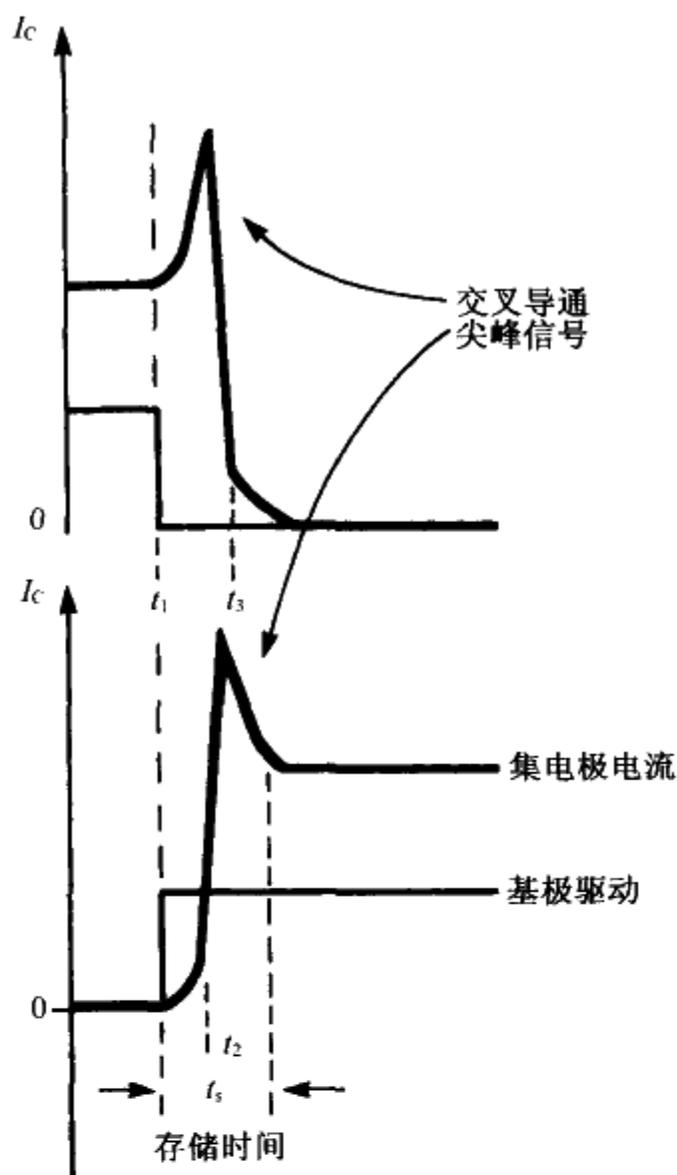


图 1.19.2 典型交叉导通电流波形

如果电源的内阻非常小同时又没有限流器件，交叉导通产生的大的破坏性电流通过 Q1 和 Q2，过大的应力会使晶体管损坏。

1.144
1.145

19.2 防止交叉导通

传统的用来防止交叉导通的方法就是在两个交替导通驱动脉冲之间提供一个死区时间，此时两个晶体管都关断。这个死区时间必须要有足够大的宽度，确保两个功率开关管导通区间在任何情况下都不会重叠。

不幸的是明显一模一样的器件，它们的“存储时间却有较大的不同，该存储时间还是温度、驱动电流以及集电极电流负载的函数。为保证有足够安全的界限，需要仔细考虑足够长的死区时间，但这会减少脉宽控制的有效性和范围。

很清楚，这对于允许有 100% 的控制脉宽而又不出现交叉导通危险的系统是受欢迎的。下面将描述禁止交叉导通技术提供的动态控制，将很好地满足这个要求。

19.3 禁止交叉耦合

图 1.19.3 表示一种推挽变换器的基本部件，采用动态交叉耦合来达到禁止交叉导通的发生。

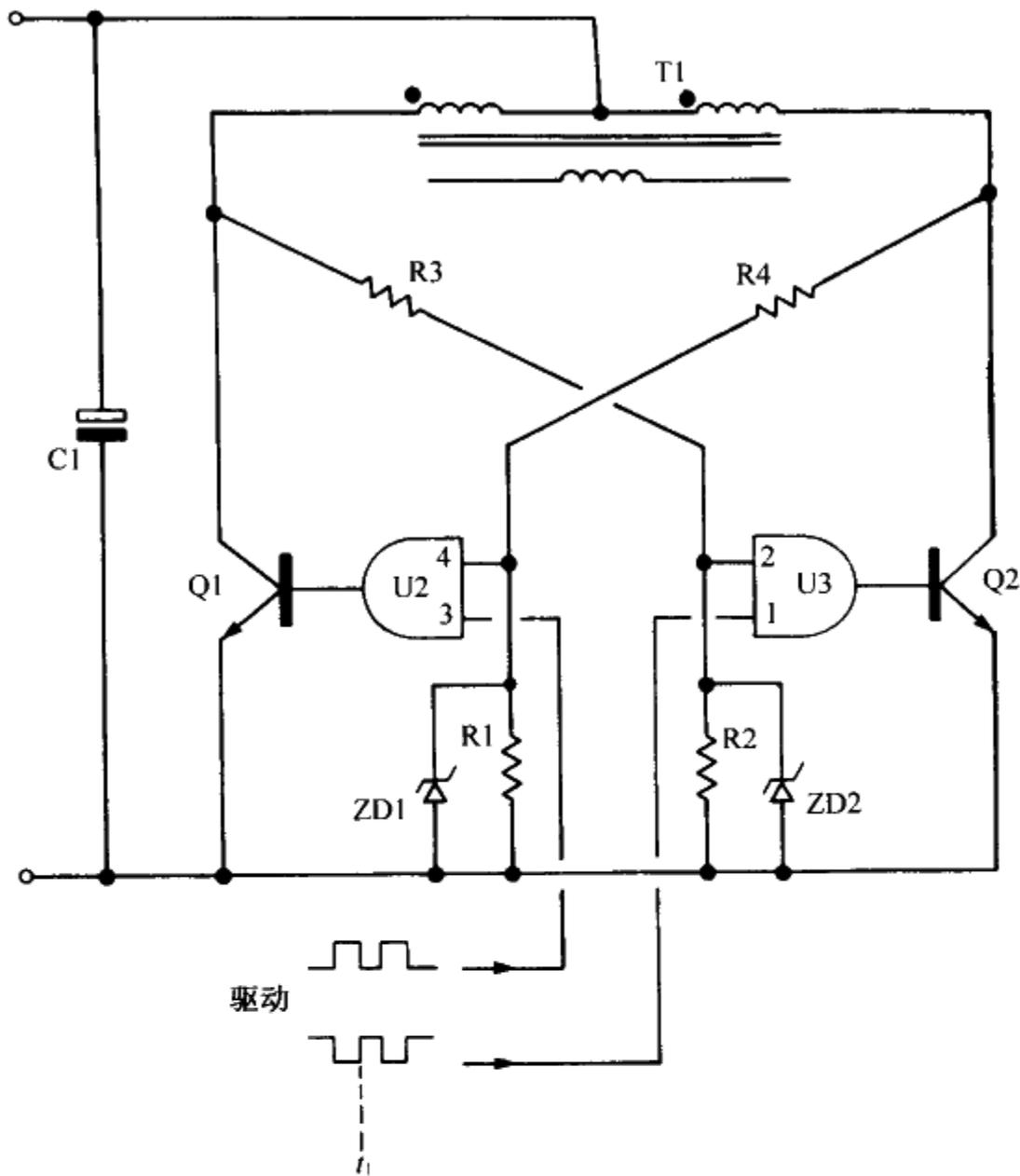


图 1.19.3 交叉耦合的禁止交叉导通的电路实例

用上例相似的方法，在推挽变换器中 $Q1$ 和 $Q2$ 在瞬间同时导通，那么变压器 $T2$ 的原边将短路，使大电流流过晶体管，这样可能给电路带来灾难性后果。

在图 1.19.3 中，与门 $U2$ 和 $U3$ 可以阻止交叉导通，这些门电路通常是主控 IC 电路的一部分，该电路表示采用全工作周期方波基极驱动的工作情况。在以前的情况，这将产生严重的交叉导通问题。而在此电路中，由于交叉耦合禁止输入门电路的作用从而阻止了交叉导通，禁止输入信号是由电阻 $R3$ 和 $R4$ 提供的，取决于 $Q1$ 和 $Q2$ 的导通状态。

19.4 电路的工作

考虑图 1.19.2 和图 1.19.3 中 $Q2$ 处于即将导通时（在驱动波形的 t_1 点上）的初始条件。在这个瞬间，门电路 $U3$ 的输入端 1 为高电平，这就为 $Q2$ 的导通做好了准备。由于存在 $Q1$ 存储时间，所以 $Q1$ 仍保持导通，其集电极电压为低，使 $U3$ 的输入端 2 为低。结果， $U3$ 的输出端的输出为低， $Q2$ 延迟导通，一直到 $Q1$ 的集电极电压

变为高。在 Q1 完全关断后，存储时间结束，Q2 才会导通，就可以防止交叉导通。只有在 Q1 完全关断后 Q2 才会导通，相同的工作过程也会发生在 U2 上，在 Q2 完全关断后 Q1 才会导通。

值得注意的是：这两个与门的工作是一个自调整过程，它可适用于两个开关器件的存储时间变化的场合。因为是动态调整过程，容许完全导通角，也就完全免除了交叉导通。

1. 146

从原理上来讲，上面所述的技术可以应用到半桥和全桥变换器中。但是由于半桥或全桥驱动电路中开关器件之间没有公共端，驱动电路就有一点复杂。Q1 和 Q2 集电极的电压摆幅经常超过控制电路的电压额定值，需要某种形式的电压钳位电路。此例中，齐纳二极管 ZD1 和 ZD2 提供了所需的钳位作用。

不是所有的控制集成电路都提供所需要的禁止输入端，这种功能也可以由外部提供给 IC，否则的话，就必须提供死区时间。

交叉耦合禁止技术的主要优点是扩展输入脉冲宽度控制范围从 0 到 100%，当遇到通过交叉导通问题来保持输入控制信号的完整性时，我们不应该忽略这些优点。

1. 147

19.5 习题

1. 解释在半桥、全桥和推挽变换器中出现的交叉导通的含义。
2. 描述一种用来减少在推挽式变换器中出现交叉导通可能性的方法。
3. 利用死区时间来防止交叉导通的缺点是什么？
4. 描述一种防止交叉导通的方法，这种方法不依靠建立的死区时间。

1. 148

第 20 章 输出滤波器

20.1 导论

毫无疑问，开关电源一个最讨厌的缺点就是它易产生高频辐射、导通纹波以及无线电噪声干扰。

为了使这些干扰控制在一个合理的范围内，务必在整个电气与机械设计过程中注意噪声减少技术的应用。在变压器中，高频高压器件与接地平面之间应该用到静电屏蔽，这些屏蔽方法在第一部分的第 4 章有较充分地解释。另外为了减少导通模式的噪声要求采用低通输入和输出滤波器。

20.2 基本要求

输出低通滤波器

以下关于输出滤波器的设计部分已经假定，正常的设计实践已经用来尽可能地减小导通模式噪声，而射频干扰滤波器也已经装在输入电源线上，见 3.1 节。

为了提供稳定的直流输出，同时也为了减少电路中的纹波和噪声，在开关电源的输出端通常增加图 1.20.1a 所示的 LC 低通滤波器。在正激变换器中，这些滤波器实现两个主要功能：第一个功能就是能够进行能量存储，以保证开关电源在整个开关周期内维持近似稳定的直流电压输出；第二个功能可能不明显，该功能就是把高频谐波和共模输出干扰减少到一个可以接受的范围内。

但现实是这两个功能却是不兼容的。为了保持几乎不变的直流电压输出，那么输出电容上流经的电流必须也是几乎不变的，因此，就输出电感元件来说要求有较大的电感。输出电感元件也必须可通过直流电流，该电感常常是较大的，可以有较多匝数。较多的匝数带来大的匝间电容，具有相对低的自谐振频率，此种电感元件在高于其自谐振频率下具有低阻抗，它不能把串扰电流的高频分量有效地衰减。

1.149

进一步来说，主要根据能量存储能力、纹波额定值而不是高频阻抗来选择滤波电容的。大容量电解电容的等效串联电阻和等效串联电感可以是很大的。除非使用更贵的低等效串联电阻电容器，否则输出电容的高频噪声衰减可能很差。

上述的寄生参数是不需要的，这些寄生的等效串联电阻和等效串联电感以及匝间电容效应值需要更进一步的研究。

1.150

20.3 开关方式输出的滤波器的寄生效应

在图 1.20.1a 中显示的是一级 LC 输出滤波器，像这样的滤波器一般可以在典型的正激变换器中找到，其中包括寄生元件 C_c 、 R_S 、等效串联电感及等效串联电阻。

串联的电感支路 $L1$ 中给出一个纯电感 L 和一个不可缺少的绕组电阻 R_S 相串联，寄生的分布匝间电容作为一个整体等效电容 C_c 包含在其中。

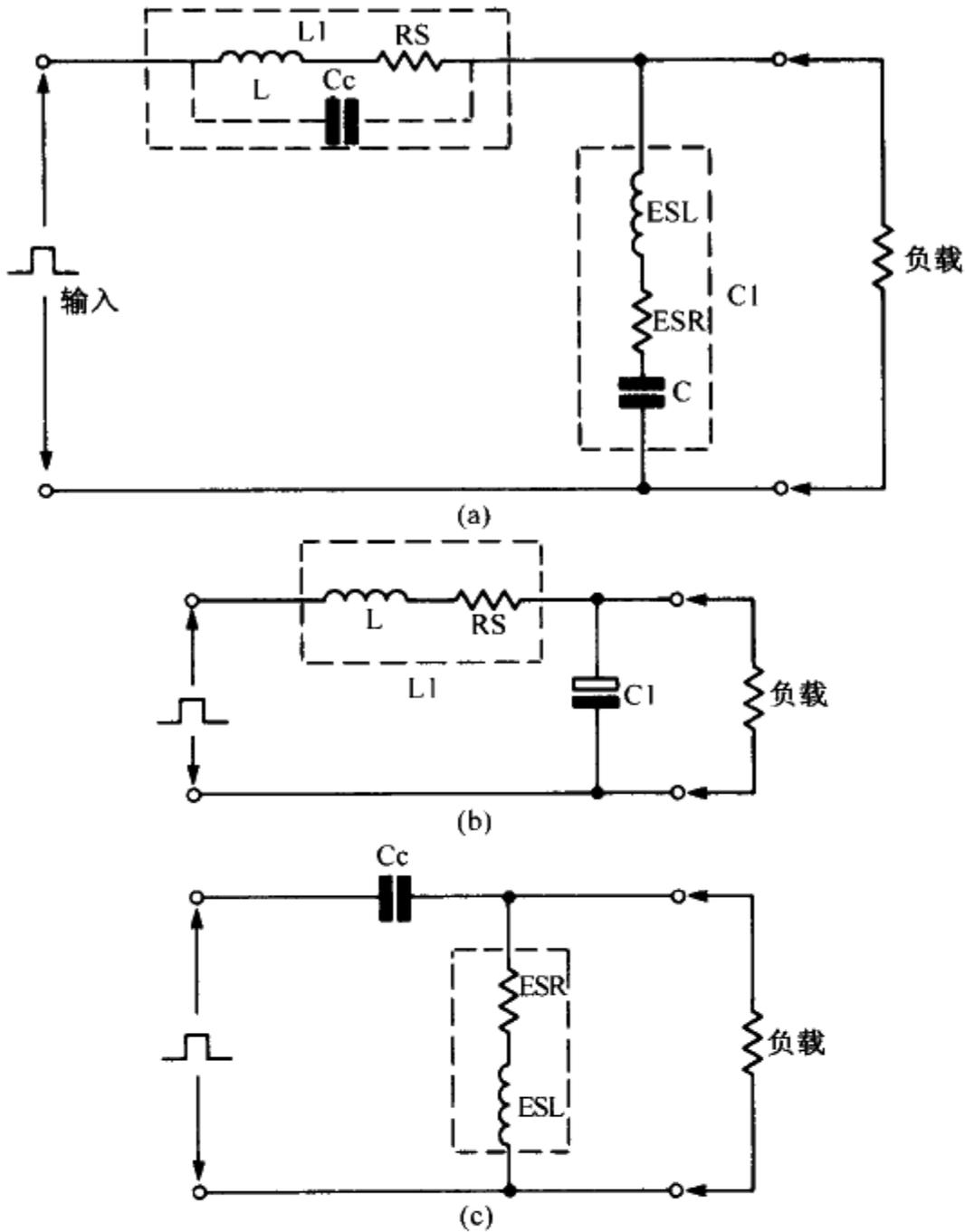


图 1.20.1

- (a) 功率输出滤波器，显示 L_1 中的寄生匝间电容 C_c 、串联电阻 R_S 和 C 的串联电感的等效串联电感与串联电阻的等效串联电阻；
- (b) 输出滤波器的低频等效电路；
- (c) 输出滤波器的高频等效电路

旁路电容 C_1 还包括一个等效串联电感和一个等效串联电阻。

在图 1.20.1b 中显示的是该滤波网络的低频以及中频等效电路。 C_c 、等效串联电感及等效串联电阻在低频时的值非常小，其影响可以忽略不计。从这个等效电路图可以清楚看到，此滤波器用作低通滤波器是有效的，适用于频率范围的中低频率段。

在图 1.20.1c 中显示的是该滤波网络的第二个高频等效电路。在高频端，纯电感变为高阻抗，可去掉 $L-R_S$ 支路，而纯电容 C 趋向变为零阻抗，故也可去掉 C 。此时，电路中等效寄生元件起主导作用，它把一级低通 LC 滤波器变成了一个有效的高通滤波器。这种情况出现在一些高频段，此时，匝间电容 C_c 和等效串联电感在电路中占主导地位。这种类型的功率输出滤波器就不能有效地衰减高频传导方式的噪声。

20.4 二级滤波器

如上所述那样，用一级 LC 滤波器要想完全达到平滑电压和去噪声的要求，特别是在反激变换器设计中，就必须选用昂贵的元器件。尽管如此，也只能获得很一般的高频特性。

在图 1.20.2 显示一个性价比更好的宽带滤波器电路，它是一个体积更小的二级 LC 滤波器，用来衰减高频噪声。所需第二级滤波器的电感和电容值都很小，L2 和 C2 可以选择体积较小且较便宜的元件。另外，在第一级滤波器中 L1 和 C1 可使用成本更低的一般电解电容和电感器，既降低了整个电路成本，又改善了性能。

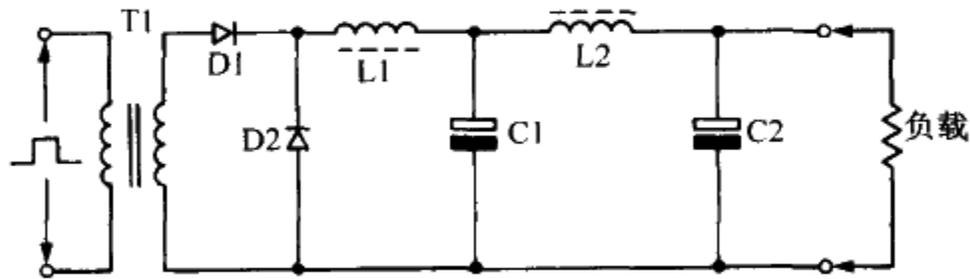


图 1.20.2 二级输出滤波器

1.151

图 1.20.2 中电容 C1 用于消除纹波电流和作储能之用，它与负载电流和工作频率有关。一般 C1 的取值是非常大的，但二级滤波器中使用的 C1 不要求具有低等效串联电阻型的电容。

第一个电感 L1 用于通过最大的负载电流，具有最小损耗，工作在不饱和状态下。为使 L1 用最小的尺寸获得最大电感值和最小的电阻值，L1 应采用多圈和多层的线圈结构。尽管这种线圈结构能够带来大的电感值，但是它也引起了相当大的匝间电容和低自激谐振频率。一般而言，L1 合适的磁心材料包括有气隙铁氧体、坡莫合金、铁粉磁环及形状为“E-I”的硅钢片。L1 的电感值要满足储能要求。

要求第二个电感 L2 在高频下有最大的阻抗和很小的匝间电容，具有高自激谐振频率。L2 可以做成小的铁氧体磁棒、铁氧体缠线管、小的铁粉磁环甚至空芯线圈的形式。L2 上的交流电压值很小，为 500mV 数量级，一个不完全磁路的磁辐射是相当小的，也不会引起电磁干扰问题。铁氧体棒的电感可用普通铁氧体材料组成，因为大气隙可以防止磁心的直流饱和。

第二个电容 C2 的电容量值要比第一个 C1 小得多，C2 要求在开关和噪声频率时是低阻抗的，它不是用作储能的。在许多应用场合，C2 是由一个小电解电容和低感抗箔片电容或一个陶瓷电容并联组成。L1 和 L2 是要流过大直流电流的元件，在这里更适合称它们为扼流圈，具体设计实例如下。

20.5 高频扼流圈实例

为了使高频扼流电感 L2 有最好的性能，L2 的匝间电容应该尽可能减小。图 1.20.3a 显示了一个 1in 长的铁氧体磁棒扼流圈，其直径为 5/16in，线圈用 17 号美制电线标准（17AWG）线紧靠在一起绕 15 匝。图 1.20.3b 显示了扼流圈电感的相移和

阻抗随频率变化的关系。在 4.5MHz 的自激谐振频率上，它的相移为零。

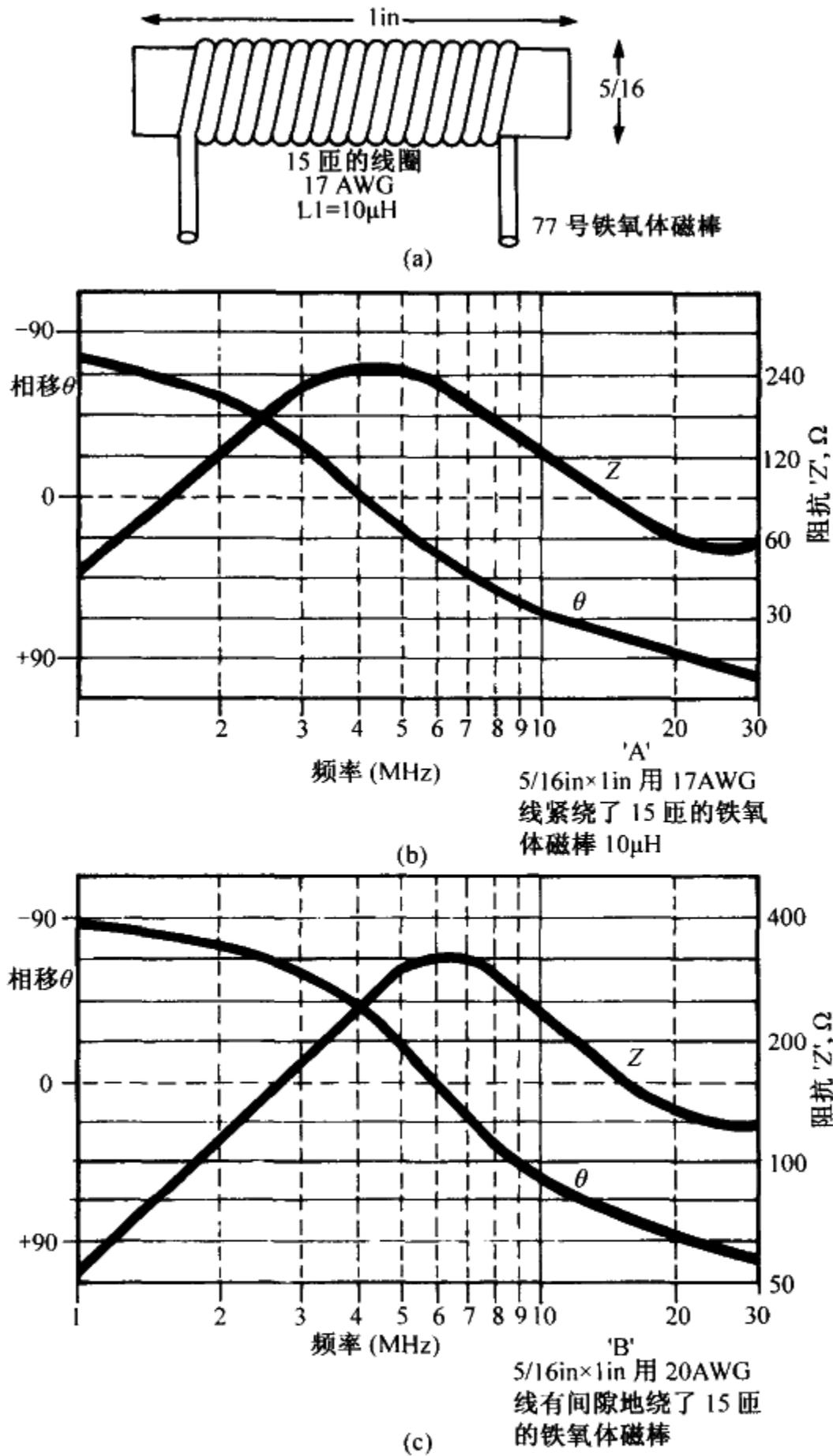


图 1.20.3

(a) 铁氧体磁棒扼流圈；(b) 紧绕的铁氧体磁棒扼流圈的阻抗、相移与频率的函数关系，注意自谐振频率为 4MHz；(c) 有匝间间隙的铁氧体磁棒扼流圈的阻抗、相移与频率的函数关系，注意自谐振频率为 6MHz

在图 1.20.3c 中的阻抗曲线显示减少匝间电容后的改进情况。为减少匝间电容，在获得相同扼流圈电感条件下改变扼流圈的绕法，使线圈匝间间隙隔开绕在用 10 毫米聚酯绝缘胶带绝缘的磁棒上。图中显示了此扼流圈的特性曲线。

在第二个例子中使用了 15 匝 20 号 AWG 线，在每匝线之间都有一个空隙。从这个曲线可以看出，匝间电容的减少却导致了阻抗的增加，并使自激谐振频率上移到 6.5MHz。采用此种滤波器，这将有助减少高频噪声。

1.152

1.153

有一小部分高频干扰将经过 PCB（印制电路板）或电源引线寄生电感、耦合电容绕过滤器，可选择较小的电容 C2 并尽可能地把它装在电源输出端来减少这种影响。

20.6 谐振滤波器

通过选择适合的电容器使得其自谐振频率接近开关管的开关频率，便可得到最好的性能。

许多小型、低等效串联电阻的电解电容具有接近开关变换器典型工作频率的串联自谐振频率。在这个自谐振频率上，电容寄生的内部电感将与其有效的电容谐振而形成一个串联谐振电路。这时，电容的阻抗就趋于它的等效串联电阻。

图 1.20.4 显示 470 μ F、低等效串联电阻电容器的典型阻抗与频率的关系曲线。这个电容在 30kHz 时具有 19m Ω 的最小阻抗，利用在 30kHz 时的自谐振效应可得到很好的纹波抑制效果。

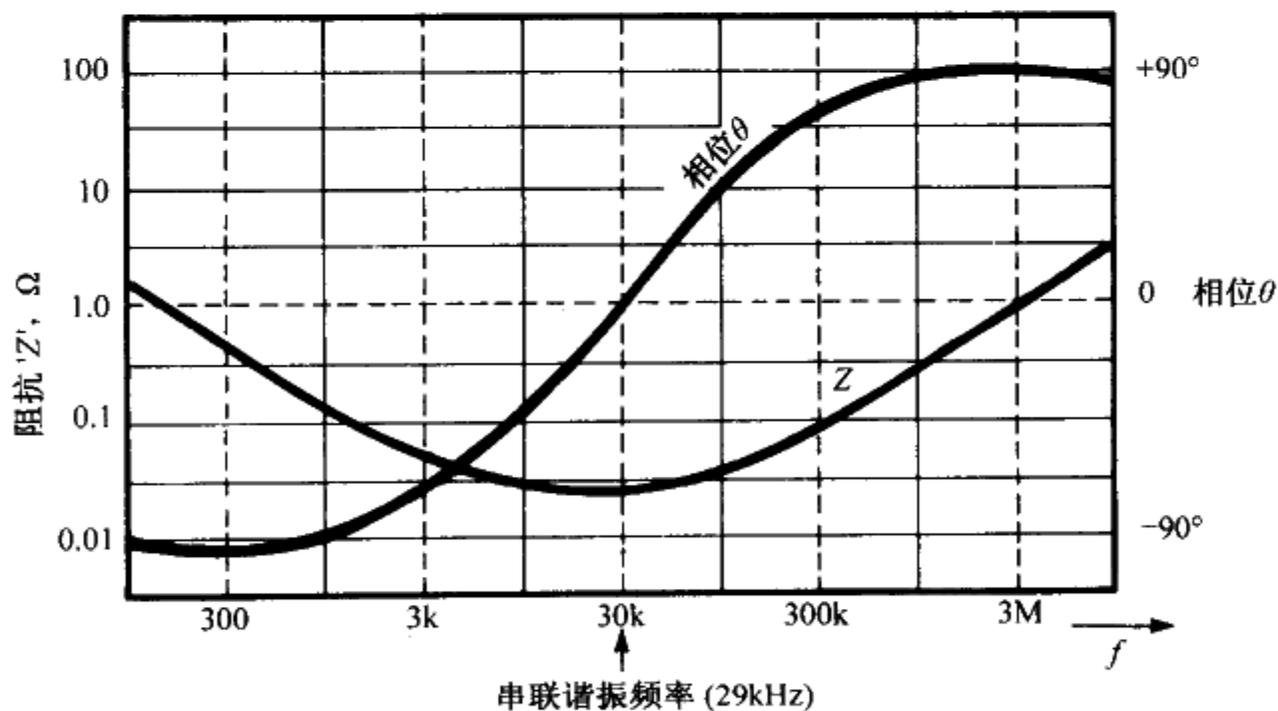


图 1.20.4 典型商业级 470 μ F 电解电容器的阻抗、相移与频率的关系曲线，注意在 29kHz 时的自谐振频率与最小阻抗

20.7 谐振滤波器实例

图 1.20.5 是一个其参数为 30kHz、5V 和 10A 的反激变换器的典型输出级，具有

两级 LC 输出滤波器。在反激变换器中，变压器的电感与 C1 组成了第一级 LC 电源滤波器，第二级滤波器是由 L2 和 C2 组成。

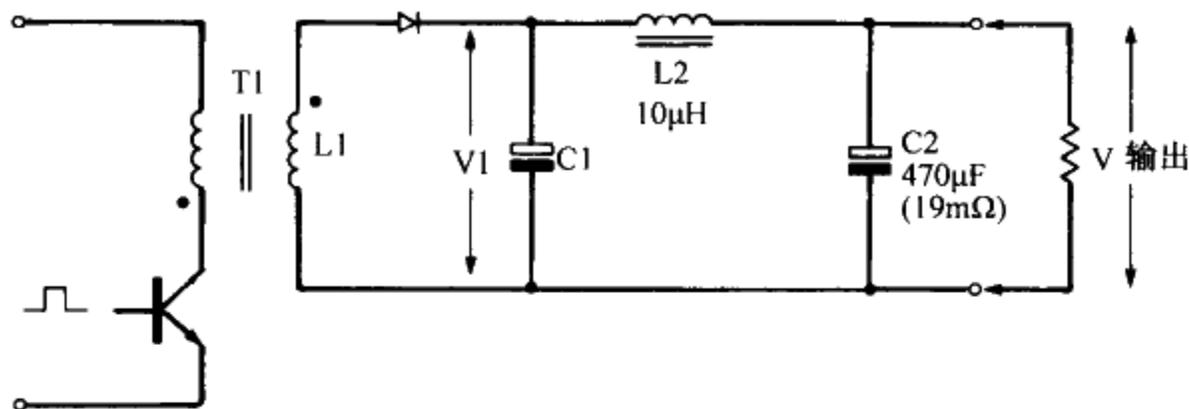


图 1.20.5 用在反激变换器副边的谐振输出滤波器实例

在该例中，当 L2 使用了前面所述的 1in 长、直径为 5/16in 的铁氧体磁棒电感器时，能获得图 1.20.3 中的 C 图。在此磁棒上绕 15 匝线圈，其匝间间隙隔开绕，可得到 10 μ H 的电感和低的匝间电容。C2 采用 470 μ F 低等效串联电阻电容器，其阻抗曲线见图 1.20.4。

注意：在 30kHz 时此电容器的阻抗最小，这时相移为零。对于该电容来说，这就是串联的自谐振频率，见图 1.20.4，电容的阻抗主要是电阻性的，其值为 19m Ω 。

1.154

在 30kHz 的工作开关频率下，LC 网络提供的衰减就可以很容易地计算出来。此时，电容 C2 可看成电阻，它和电感 L2 阻抗串联形成一个简单的分压电路。因 $X_{L2} \geq C2$ 的等效串联电阻，可以忽略这小相移。

输出纹波电压 V 与第一级电容 C1 上的纹波电压值 V_1 的比值为：

$$\frac{V_{C1}}{V_1} = \frac{ESR}{X_{L2} + ESR}$$

因为 $X_{L2} \geq ESR$ ，所以衰减率 A_r 近似为：

$$A_r = \frac{X_{L2}}{ESR}$$

式中， X_L = 电感的感抗， $2\pi fL$ ；

ESR = 谐振时电容器的等效串联电阻。

在频率为 30kHz 时， X_L 将是：

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \times 30 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} = 1.9\Omega$$

图 1.20.4 中，在频率为 30kHz 时，C2 的等效串联电阻是 0.019 Ω ，因此衰减率 A_r 将为：

$$A_r = \frac{1.9}{0.019} = 1:100$$

在开关频率上，给纹波电压带来一个 100:1 的衰减。

在反激变换器中的纹波干扰主要是由开关频率纹波造成的。利用体积小、造价低的电解电容的自谐振特性会带来 40dB 的良好纹波衰减。在不考虑中频瞬态反应的情况下，能获得提高了的高频噪声抑制效果，而串联电感值却没有明显的增加。

1.155

20.8 共模噪声滤波器

到目前为止，所有的讨论都限制在差模传导噪声范围内，以前描述的滤波器对于共模噪声是无效的，不能有效地抑制出现在输出端与接地公共端间的噪声。

在电源中，共模噪声分量是由电源电路与接地平面之间的耦合电容和耦合电感引起的。一开始，在设计阶段就必须通过正确的屏蔽以及良好的电路布局来把共模噪声减少到最小值。

另外，通过把 L1 或者 L2 分为两个部分来产生一个平衡的滤波器，可以进一步减少共模输出噪声，见图 1.20.6。还在每一个输出线与地平面之间都附加了电容 C3 和 C4，用来给剩余的共模噪声电流提供返回通路。实际上，L1(a) 与 C3 在正输出端形成一个低通滤波器，而 L1(b) 与 C4 在负输出端形成一个低通滤波器，滤波器都依靠地平面作为返回通路。

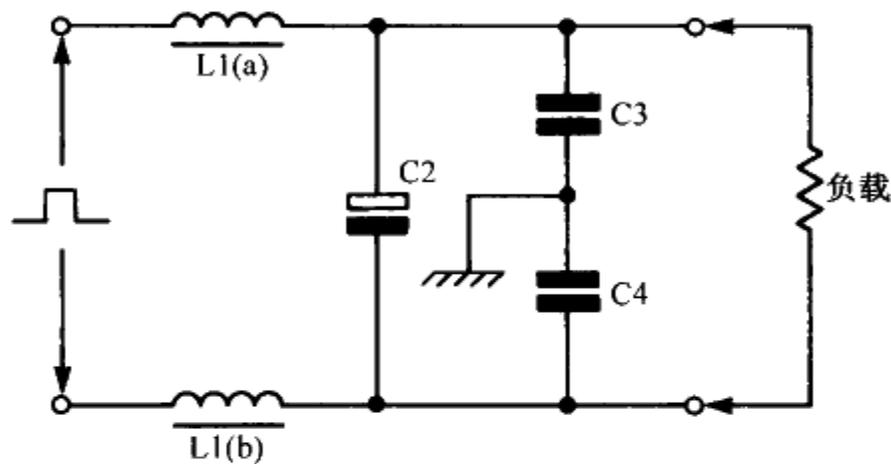


图 1.20.6 共模输出滤波器

大的电容 C2 可提供去耦作用，所以在图 1.20.6 中 C3 或者 C4 的位置加一个共模去耦电容就能达到可以接受的去耦效果。

20.9 选择输出滤波器的元件值

图 1.20.1a 中，主电路输出的电感 L1 与存储电容 C1 的大小与数值取决于以下几个因素：

1.156

变换器的类型，工作频率，最大负载电流，最小负载电流，工作周期的占空比，纹波电流，纹波电压，瞬态响应，输出电压。

一般来说，应该考虑根据该变换器的类型来对 L1 进行选择。

20.10 冲跳变换器的主电路输出的电感值

一般来说，buck 变换器的主电路输出滤波电路输出端的电感 L1 应尽可能小，以获得最好的瞬态响应及最低的成本。如用了大电感，那么电源就不能迅速响应负载电流的变化。反之，如果用太小的电感，那么将在输出部件和变换电路中产生很大的纹波电流，这将降低电路的效率，甚至在轻载时会出现不连续的工作状态。

选择 L1 的方法：在最小负载电流时（即经常定义为 I_{\max} 的 10% 电流时），该电

感能够连续导通。

保持电感连续导通有两个好处：第一，当负载变化时，只要求控制电路的控制脉冲宽度做出很小的变化便能控制输出电压，使得电感在整个工作周期内保持导通状态；第二，在负载变化的范围之内，纹波电压将保持为一个较低的值。

但是这种方法的主要缺点是电感值可能非常大，如果必须要控制负载电流下降到零值，这种方法不能使用。

第二个选择 L1 的方法是常用的方法：使纹波电流有一个可以接受峰峰值的限制，例如，在输入电压的标称值下，要求纹波电流峰峰值限制在最大负载电流的 10% ~ 30% 之间。

注意：在反激变换器中，主电路的电感 L1 和变压器是一体的，它的值根据功率转换要求来确定。在这种变换器中，滤波元件特别是整个能量转换系统必须能够承受大纹波电流。

20.11 设计实例

假设主电路输出电感 L1 的设计要求是用于单端正激变换器和滤波器的，见图 1.20.1a。变换器的技术要求如下：

输出功率 = 100W

输出电压 = 5V

输出电流 = 20A

工作频率 = 30kHz

最小负载 = 20%

1.157

这种设计方法可假设输出纹波电流必须不超过 I_{load} 的 30%（在这个例子中 I_{load} 的峰峰值为 6A）。

考虑到容许控制范围中，在标称输入下脉冲宽度应取总周期的 30%，即为 $10\mu\text{s}$ 。在脉宽为总周期 30% 的条件下，系统为了能够提供 5V 输出，变压器副边电压将为：

$$V_s = \frac{V_{out} \times t_p}{t_{on}} = \frac{5 \times 33.33}{10} = 16.66\text{V}$$

式中， t_p = 在 30kHz 的总周期时间， μs ；

t_{on} = 导通时间， μs ；

V_s = 副边电压。

在前向导通期间内，电感 L1 上的电压为副边电压减去输出电压。这里假设输出电容 C1 较大，而在导通期间其电压变化是可以忽略不计的，那么：

$$V_L = V_s - V_{out} = 16.66 - 5 = 11.66\text{V}$$

稳态情况下，导通期间的电流变化必须等于关断期间的电流变化，在该例中为 6A。忽略二阶量的影响，电感值可以根据下式来计算：

$$L = \frac{V_L \times \Delta t}{\Delta i}$$

式中， L = 要求的电感， μH ；

Δt = 导通时间, μs ;

Δi = 导通时间内电流的变化;

V_L = 电感上的电压。

因此:

$$L = 11.66 \times \frac{10}{6} = 19.4\mu\text{H}$$

注意: 假设电感上的电压在导通期间不变, 而且 di/dt 也是不变的, 可以使用一个简单的线性方程式计算。

在这个例子中, 为了使得导通期间能够存储足够的能量来维持关断期间的输出电流, 应该选择大的电感。在推挽式正激变换器中, 关断时间要小得多, 所以副边电压和电感值也较小。

20.12 输出电容值

一般假设输出电容的大小只受纹波电流和纹波电压技术要求的限制。但是如果使用第二级滤波器 L2 和 C2, 那么在 C1 两端就允许存在一个很大的纹波电压, 而不用折中考虑输出纹波的技术要求。如果只对纹波电压有要求, 只需采用一个更小的电容。

1.158

例如, 假设在 C1 两端的纹波电压允许达到 500mV。导通期间 L1 上的电流变化主要流入到 C1, 容许 500mV 电压变化所需要的电容值的计算如下式, 下面的等式假设使用的是等效串联电阻为零的理想电容。

$$C = \frac{\Delta I \times t_{\text{on}}}{\Delta V_0}$$

式中, C = 输出电容值, μF ;

ΔI = 导通期间电流的变化, A;

t_{on} = 导通时间, μs ;

ΔV_0 = 纹波电压, $V_{\text{p-p}}$ (峰峰值)。

因此,

$$C = \frac{6 \times 10}{0.5} = 120\mu\text{F}$$

因此, 只需满足纹波电压的要求, 用一个很小的 120 μF 电容便可以解决问题。无论如何, 在应用中负载电流能在一个瞬变负载变化的很大范围内快速变化, 根据副边瞬变负载变化准则可以确定最小输出电容的大小。

现在讨论在负载达到最大后负载突然降到零的情况。这时即使控制电路能够快速反应, 但存储在串联电感中的能量 $1/2LI^2$ 必须传送到输出电容, 增加它的端电压。在上面的例子中, 对于一个其输出电容只有 120 μF 、串联电感为 19.4 μH 和满载电流为 20A 的变换器, 移去其负载时的电压过冲几乎为 100%, 这是不允许出现的。因此, 负载移去时最大允许的电压过冲也就变成了一个控制因素。

最小输出电容值应该满足电压过冲的要求, 利用能量转换准则可如下式计算。

满负载突然撤掉时存储在输出电感中的能量为:

$$\frac{1}{2}LI^2$$

在发生这种事件后，存储在输出电容中的能量变化将是：

$$\frac{1}{2}C(V_p)^2 - \frac{1}{2}C(V_0)^2$$

式中， V_p = 最大输出电压 = 6V；

V_0 = 正常输出电压 = 5V。

因此，

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}C(V_p^2 - V_0^2)$$

重新整理可求得 C 是：

$$C = \frac{LI^2}{V_p^2 - V_0^2}$$

1. 159

如果该例中的最大输出电压不超过 6V，那么输出电容的最小值将是：

$$C = \frac{19.5 \times (20)^2}{36 - 25} = 709 \mu\text{F}$$

再者，为了满足纹波电流技术指标需要使用一个大电容。实际取电容值时要考虑增大约 20% 的典型值，这主要考虑到电容受到等效串联电阻的影响，通常它将使纹波电压增加，这取决于电容的等效串联电阻和等效串联电感、电容的大小、形状、纹波电流的频率，参见第三部分第 17 章。

总的来说，通过附加一些相对较小的辅加 LC 输出滤波网络便可以得到一个非常有效的差模和共模纹波传导的抑制。在电路设计中做出这些简单改变，使用低成本中等电解电容和传统的电感设计，就可以得到好的纹波和噪声抑制效果。

20.13 习题

1. 讨论开关方式工作的电源与老式线性调节方式工作电源相比存在的主要缺点。
2. 输出滤波器的设计是减少输出纹波噪声的唯一最重要因素吗？
3. 解释用在输出滤波器中的扼流圈这个词的含义。
4. 为什么功率输出滤波器通常对于处理高频噪声是相对无效的？
5. 为什么在输出滤波器中有时要用二级滤波器？
6. 共模与差模噪声滤波器有什么不同？
7. 共模扼流圈的设计与差模扼流圈的设计采用哪些方法？

1. 160

第 21 章 供电故障报警电路

21.1 导论

许多仪器和计算系统要求对即将来临的供电故障提前报警，以提供足够的时间组织系统关闭。在内部管理处理过程中，为维持输出电压在指定的最小值之上，必须在电源中存储足够的能量。供电故障报警后，经常要求的最小维持时间为 2ms ~ 10ms。

21.2 供电故障与持续低电压

当然，供电故障有很多形式，但是一般都可以把它们归成下面三类中的一类：

- (1) 总供电故障：电压瞬时地、灾难性地变为零或接近于零的故障。
- (2) 部分持续低电压故障：电源电压下降到正常工作的最小值以下，但不是零值，然后又恢复到正常值。
- (3) 持续低电压故障：最终故障之后的持续低电压的情况。

21.3 供电故障的简单报警电路

图 1.21.1 中显示了一种用于供电故障报警的简单光耦的典型电路。但是也可以看出这种报警电路仅适合于第一类故障：总供电故障。它的工作原理如下：

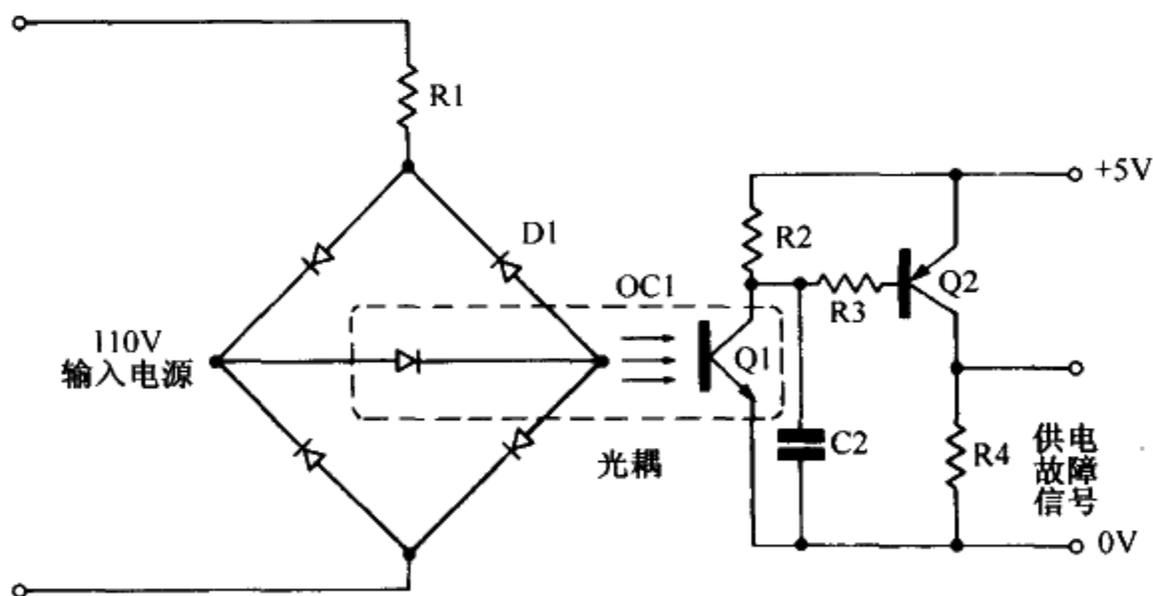


图 1.21.1 供电故障的简单光耦报警电路

输入的交流电源加到 R1 和桥式整流 D1 上，给光耦二极管提供一个单向电流脉冲，这使光耦的三极管 Q1 保持脉冲性导通。当 Q1 持续脉冲导通持续时，C2 上的电压将被拉低，在电路中当交流电压高到足以驱动电流通过 D1 的所有时间内，供电故

障警报信号输出端将一直保持高电平。

当交流电源输入发生故障时，D1 不再给 OC1 提供驱动电流，这时 Q1 就会关断。+5V 电源将通过 R2 给 C2 充电，不久之后 Q2 也关断，供电故障信号变为低电平。

因为该电路没有已经确定的门槛电压，它将只针对第一类故障提供正确的预报警，适用于一个完全的或是几乎完全的供电故障。它没有必要给第二类和第三类故障提供正确的预报警。在持续低电压故障期间，输入电压可以一直高到足够保持 D1 导通。再者，在供电故障发生与报警信号产生之间由于 C2 的充电作用会存在一个延时。

当供电故障出现时，存储在电源中的能量将在一段时间内维持电压输出，该时间的长短由故障前的输入电压、故障发生时在工作周期内的位置、加载条件以及电源的设计决定。该时间段只可以长于、而必须不能短于供电故障报警时间与报警电路自身延时时间之和。

如图 1.21.1 中的简单报警电路用于第二类故障时，在持续低电压故障情况下，当输出电压下降得太多时就会使电源的输出调整失控，但输出电压不会下降到影响发出供电故障信号的程度。对于第三类故障，即使电源能够保持所要求的电压输出，但是当电源电压最终出现故障时，该电路还是会在持续低电压故障期间的结束时刻产生一个故障信号，同时在电源中也没有足够的剩余能量在前述报警时间内去维持输出电压。因此这种报警电路不能完全满足持续低电压故障的处理要求。

尽管经常使用图 1.21.1 这种简单的供电故障报警电路，但是又由于持续低电压故障情况经常性的出现，所以它在实际应用中的使用价值极小。

1.162

21.4 动态供电故障报警电路

更为复杂的动态供电故障报警电路能够处理持续低电压的故障情况。许多这种类型的电路正在得到应用，考察几种普通报警技术的一些优点与缺点是很有用的。

图 1.21.2 和图 1.21.3 所示的两种电路对上述各类故障都能提供完善的故障报警功能。

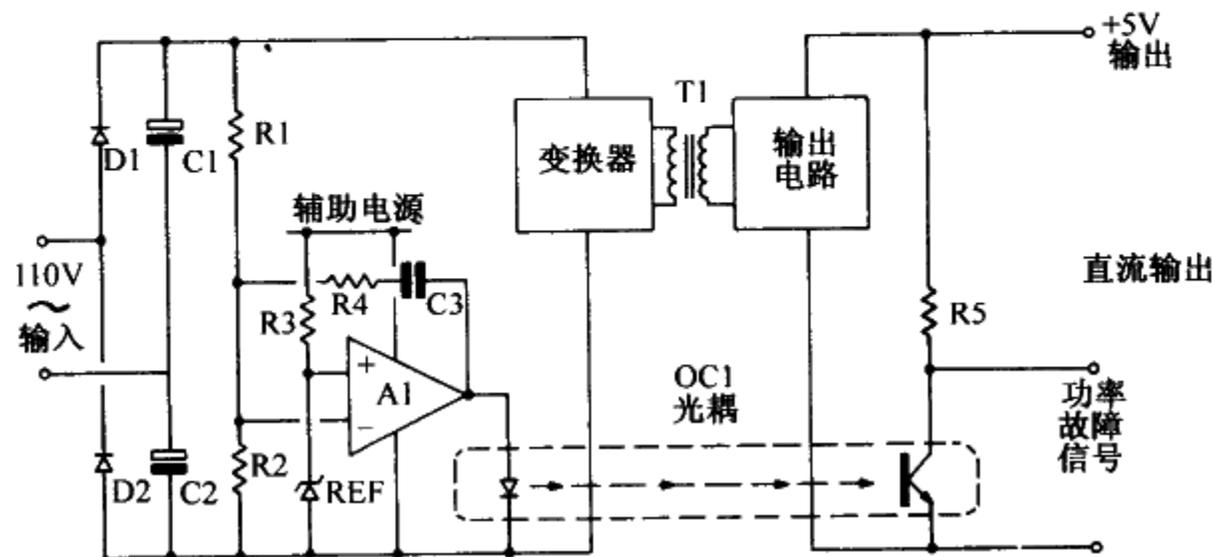


图 1.21.2

另外一个优点就是，在轻负载、高输入电压时，在电容放电到临界电压以及供电故障报警产生之前，有一个较长的延时。

此系统对输入的瞬变有很大的抑制作用，消除了虚假的、不必要的故障报警。延时时间可以动态地调整以适应负载和输入电压的环境。

图 1.21.3 显示的是一个与前述动态系统有相似优点的电路，但该电路不用辅助电源和比较放大器。该电路可以安排在主变换器整流过的电源中，如图所示或者对于适当调整电路，该电路也可以安排到辅助电源变换器的电源中。它的工作原理如下：

桥式整流器 D1-D4 提供一个单向的半正弦波输入给由 R1、ZD1 组成的分压支路。同时这个输入电压也加到二极管 D5 上。

峰值交流输入电压经过 D5 整流后就会把能量存储在电容器 C1 中。通过 ZD2 和 Q1 监视 C1 上的直流电压，并正常偏置 Q1 以使其“导通”。

在半周期内，整流二极管会隔断 C1 上的直流电压，也允许在 R1、OC1 以及 Q1 上的压降下降至零，即 R1、OC1 以及 Q1 上的电压随输入电压的变化而变化。因此，即使 C1 上的直流电压为高，在 Q1 导通的情况下，OC1 还是会在每个周期的一小段时间内关断。

如果在 Q1 关断时间超过 3ms 就会产生故障报警。当 C1 上的电压下降到使 Q1 和 OC1 关断的临界电压，这种故障报警就出现，而这种临界电压是由 ZD1 来决定的。另外如果输入电源完全失效超过 3ms，这时报警电路就会不顾 C1 的充电状态而输出一个电源失效的警报信号，在电源中 C1 是主要的储能电容。在这种情况下 OC1 是关断的，如果输入电源失效，会引起 R1 和 OC1 供电失效。

1.164

只要 C1 上电压值超过指定的最短保持时间所要求的最小值，那么齐纳二极管 ZD2 将导通且 Q1 也导通。在每个半波周期内，加在 R1 上的电源电压超过几伏时 OC1 就导通，给 C2 提供了一个放电脉冲，阻止了 C2 充电到 PZ1 的 2.5V 参考电压，在 2.5V 时，PZ1 和 Q1 都将导通而输出一个故障信号。只要 C1 上的电压在指定的最小电压之上而且电源没有失效，那么这个重复的脉冲放电行为就会一直持续。

如果输入电源电压失效，或者 C1 上的电压下降到引起持续低电压故障规定的维持 ZD2 导通的最小值以下，Q1 和 OC1 保持关断，C2 脉冲放电也会停止。接下来，C2 开始充电，使得 PZ1 和 Q2 导通，输出供电故障报警信号。如果 OC1 的关断时间超过 3ms 就会报警。另外，延时时间可以很好的定义，即从 OC1 关断到 +5V 电源通过 R4 对 C2 充电到 PZ1 的门槛电压 2.5V 之间的时间。在此电压时 PZ1 导通、驱动 Q2 导通，产生一个供电故障的高电平信号，整个过程都属于延时时间。

如果发生供电故障，即使 C1 充了电，Q1 仍保持导通，没有供电给 R1 和 OC1，也会产生一个报警信号。该电路能对供电故障快速响应和提前报警，电源不需要太长的保持时间。

21.5 独立的供电故障报警模块

前述的两种供电故障报警电路必须是电源电路的一部分，因为它们的工作取决于直流输入端的工作电压。图 1.21.4 中显示了一种电路，该电路接到交流电源输入

端直接运行，它不依靠任何其他电源。

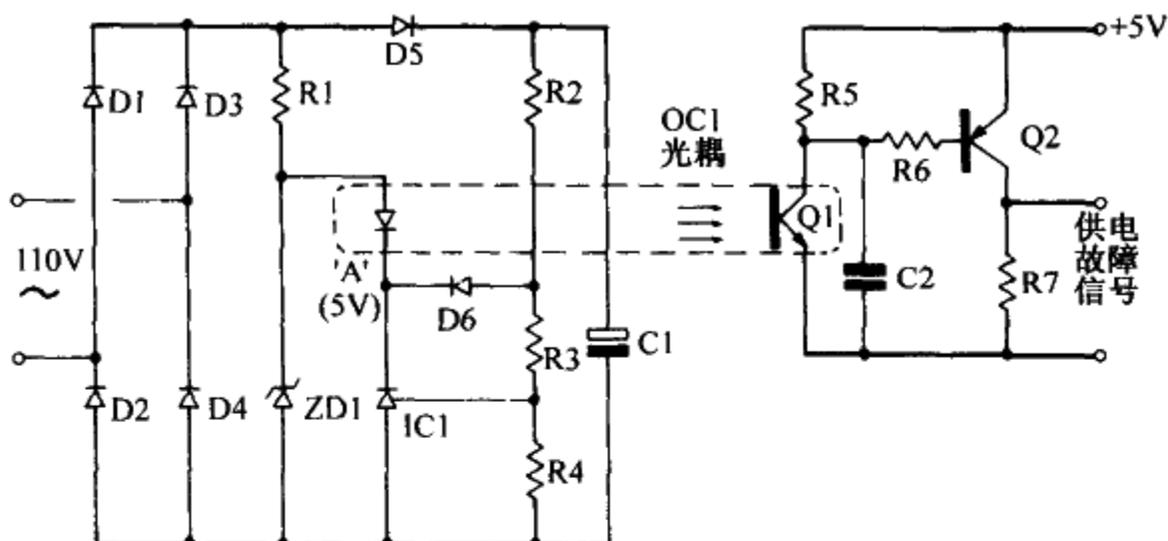


图 1.21.4 独立供电故障模块，它由交流电源输入直接控制

1.165 这个电路有它自己的桥式整流器 D1-D4，它提供单向半正弦波输入电压到电阻 R1、ZD1 以及光耦二极管 OC1 和 IC1 电路。倘若电容 C1 上的电压高于最小临界值，TL431 分压调整集成电路 IC1 将导通，把 A 点电压调整为 5V（注意，此时二极管 D6 导通，钳位 R3 和 R4 上的电压并维持 A 点电压为 5V）。

如果整流后的输入电压经过 R1 降压后其值大于 5V，在每个半波周期内 OC1 将导通，晶体管 Q1 也导通，同时也给 C2 提供了一个放电脉冲。这个脉冲的重复行为阻止了 C2 的充电过程，R5 和 R6 上有电流流过使 Q2 导通，报警信号输出仍然保持为高电平。这种情况下就说明电路处于正常状态。

如上所述，只要 OC1 的关断时间超过 3ms，那么 C2 就会充电，输出低电平有故障信号。如果 C1 上的电压下降到维持 OC1 导通的临界值或者交流电源输入故障出现时，就会输出故障信号。

这个电路比上述系统要更精确，有更好的温度系数，此分压调整器 IC1 有一个精度更高的内部参考电压，该电路所提供的功能与图 1.21.3 中所示的电路相似。

对于由 R2、R3、R4 以及 C1 组成的分压网络来说，其时间常数应该远远小于电源原边电容的放电时间常数，确保在出现持续低电压故障时，在电源下降而失去调整功能之前能够提供一个故障报警信号。

21.6 反激变换器的供电故障报警

虽然简单的供电故障报警电路有很多缺点，但它还是可以应用到反激变换器中的，因为反激变压器在正向上只起一个纯变压器的作用，即它提供一种隔离的、变换的电压输出，此电压正比于所加的直流电压。

图 1.21.5 显示一个简单的单输出反激式电源功率模块，它的输出电压为 5V。在 T1 反激模式下，二极管 D1 导通并给 C2 充电，这时输出所要求的 5V 电压。用普通方法可以控制电路调整工作周期来保持输出电压不变。

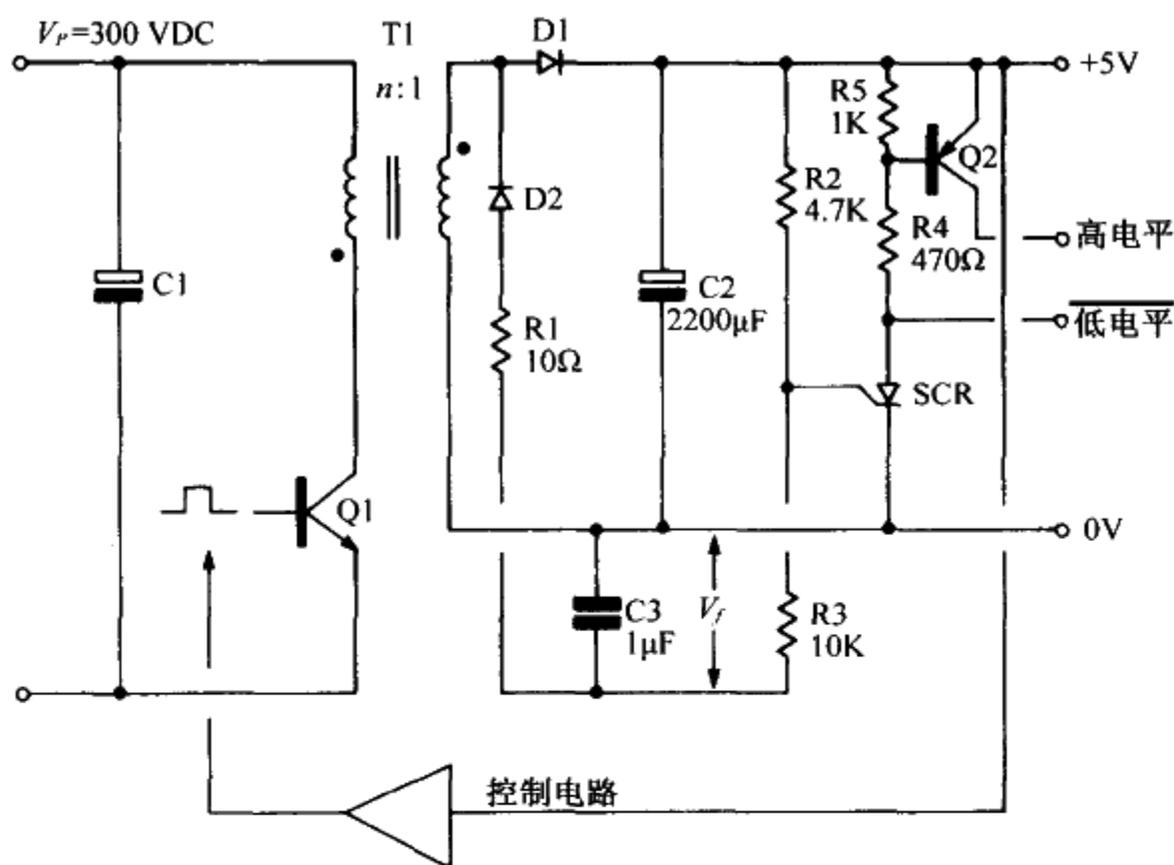


图 1.21.5 应用于反激变换器中的简单功率失效警报电路

在电路中增加一个二极管 D2 和一个电容 C3，在 T1 正激模式时使 D2 导通，在 C3 上能形成电压 $V_f = V_p/n$ ，即 V_f 正比于电源输入端的电压 V_p 。

合理选择由 R2、R3 组成的分压网络，当输入电压变为临界最小额定电压值时，使晶闸管 SCR 导通。注意，这种方法可获得对输入瞬变低电压的良好抑制作用，直到输入端电容 C1 放电到所规定的最小报警低电压临界值时，才发出报警，在轻载或是输入电压过高的情况下将提供较长延时。

在这个电路中，可选择供电故障信号 PFS 输出为高电平或低电平。

电阻 R1 是 C3 充电的限流电阻，用来阻止漏感尖峰电压的峰值整流。开关接通时，一个小的 R1 就能阻止竞争不定状态的出现，还具有较快的响应速度。在输出一个故障信号后，必须关闭电源和复位晶闸管 SCR。该电路简单却有优良的特性。

1.166

21.7 快速供电故障报警电路

前述的系统对于持续低电压故障的响应速度很慢，这些电路是依据峰值电压以及平均电压来实现报警的。另外报警电路中的滤波电容也将引起一个延时，滤波电容的取值要折中考虑。选择较小的电容可防止在电源保持时间与滤波电容时间常数之间产生矛盾，而选择较大的电容可得到令人满意的纹波电压抑制。

在输入电源电压完全失效之前肯定会在整流模块的输出端有所反映，因此通过直接检测整流模块的输出端电压便可以发现供电电源失效是否正在发生。该电路可以对输入电压变化率 dv/dt 的减少做出反应，如果输入电压的峰值比正常值低，在工作的开始半个周期内就会做出反应。此系统能在低电压逼近的状态下发出更早的报警。

该电路可提前检测到输入电压的变化率是否低于设定值，此值对应于合适的峰

值交流电压。如果在电压过零后 dv/dt 变低，即假设发生了故障，在该半周期结束之前将产生一个报警信号。这就提供了一种有用的额外几毫秒的报警。

1.167 图 1.21.6a 显示的是模拟电源持续低电压故障的曲线，在该图中正弦波输入的第二二个周期的电压突然降低。

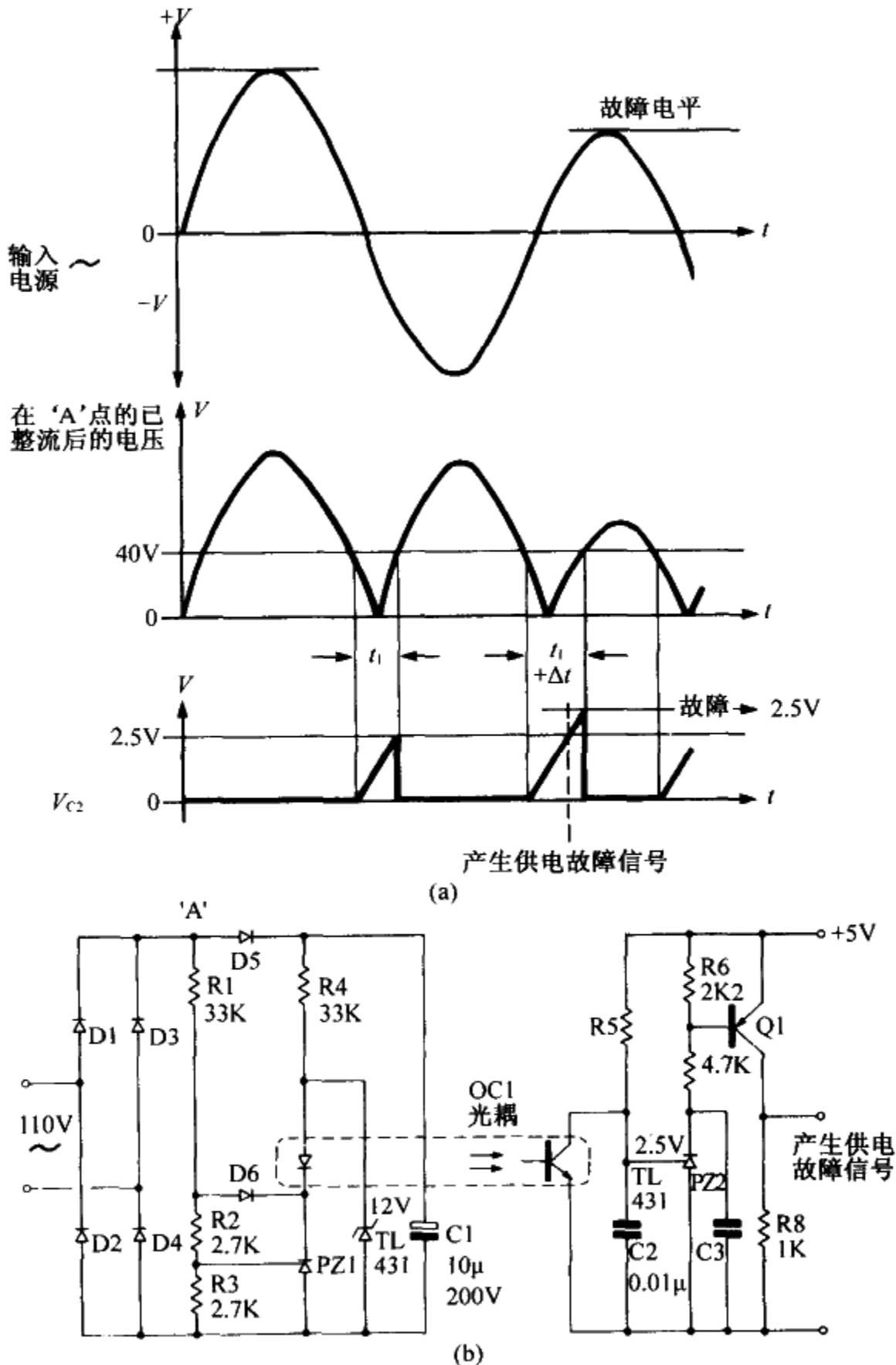


图 1.21.6

- (a) 持续低电压故障交流电源电压波形，显示最佳速度的电路行为；
- (b) 由交流电源输入直接驱动的最佳速度供电故障报警电路

拿整流后的电压波形与参考电压进行比较, 由于整流后的瞬变电压超过参考电压的持续时间 Δt , 显示供给的电压变化增大。这个变化可以在半波周期全部完成前提示一种可能发生的故障。这种方法能够尽可能早地给出电源持续低电压故障的警报信号。图 1. 21. 6b 给出了一个合适的电路。

这个电路的工作原理如下: 首先交流输入电压经过由 D1-D4 组成的桥式整流进行整流。在桥式整流的输出端是一个由电阻 R1、R2、R3 组成的分压网络, 该分压网络也是桥式整流电路的负载, 该分压网络保证在 A 点有一个经过整流的半周期电压波形, 如图 1. 21. 6a 所示。这时 A 点半周期波形电压就会通过 R1、R2、R3 组成的分压网络送到比较器放大器 PZ1 的输入端。当 A 点电压波形在第二个半周期的下降部分经过 50V 时, 对应 PZ1 的控制端电压也降低并经过 2. 5V, 这时分压调整器 PZ1 和光耦 OC1 将关断。

就这样在 C2 上形成了一个时序脉冲, A 点电压在指定时间内的下一个半周期内的上升沿再一次经过 50V 时, 引起 PZ2 和 Q1 导通, 就会输出供电故障信号。

这个时序脉冲由 C1、R5 以及副边电压 5V 来决定。在每个半波周期内 OC1 关断的同时对 C2 充电, 充电时间是从 A 点电压下降且穿过 50V 的下降时刻开始直到 A 点电压再一次上升并穿过 50V 的时刻为止的这段时间。由图 1. 21. 6a 所示可知, 如果 OC1 的关断时间过长, 那么在 C2 上的充电斜波电压将超过 2. 5V, 这时 PZ2 导通, 跟着 Q1 也导通, 输出一个供电故障信号。光电耦合器件用来隔离检测电路与输出故障信号电路。

在这个电路中, 临界工作电压得到很好的定义。临界工作电压可以调整, 当电源电压下降到所要求提供电源保持时间的临界工作电压值时, 针对电源电压这种变化将产生故障信号。该电路的响应速度相当的快, 它能够在 1ms ~ 8ms 内产生一个持续低电压供电故障的报警信号, 具体响应时间取决于在一个周期中发生故障的位置。

21.8 习题

1. 解释供电故障报警电路的使用目的。
2. 在反激式开关电源中供电故障报警信号是怎样产生的?
3. 低电压供电故障报警的意义是什么?
4. 解释快速供电故障报警电路的工作原理。

第 22 章 多输出变换器的辅助输出电压的中心校正

22.1 导论

当变换变压器有多个线圈用来提供辅助输出电压时，要获得正确的输出电压有时会出现一些问题。变压器的线圈只能以一匝为单位进行调整，如第三部分第 4 章有时可以是半匝，因此变压器不能利用所有的线圈输出精确的电压值。

当采用输出辅助电源时（通常是三端串联调整器），副边输出电压误差通常可以满足要求。但是在很多场合下辅助电源并没有附加电压调整器但又需要能够对输出电压进行中心校正（把输出电压设置到一个绝对值上）。

接下来的内容介绍用饱和电抗器的无损耗方法进行电压调整的电路。

22.2 实例

图 1.22.1 中考虑有三组输出的正向变换器的副边电路。假设 5V 输出是一个经过闭环调整、稳定的校准电压输出。

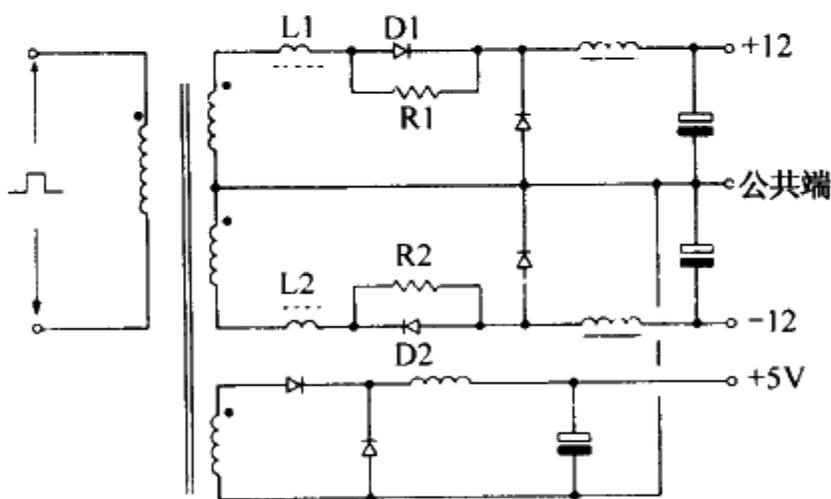


图 1.22.1 在多输出端推挽变换器中用到的饱和磁心“中心校正电感”

该图中有 $\pm 12\text{V}$ 两个辅助电压输出，由于 5V 电源输出是经过一个闭环进行控制的，这两个电压现在一般是半调整的。假设对 12V 输出只需有 $\pm 6\%$ 的调整特性，就没有必要采用附加串联调整器的方法。

1.170

另外，为了得到 12V 的输出，该例中要采用 11.5 匝线圈，而半匝线圈是不可能实现磁通平衡的。如果变压器中用 12 匝线圈，12V 电源的输出电压就会增大 0.7V。这里，5V 输出是由主控制闭环电路设置的指定脉冲宽度来确定的，而 12V 的输出也是由此指定的脉冲宽度来确定的。如果假定脉冲宽度为 $15\mu\text{s}$ 导通， $18\mu\text{s}$ 关断，整个脉冲的周期就为 $33\mu\text{s}$ 。

在此，不可能在整体上缩短脉冲宽度来获得 12V 电源的准确输出电压，同样缩短脉冲宽度也会降低 5V 的输出电压。在另外一方面，如能缩短 12V 电源的脉冲宽度而不会改变 5V 电源的脉冲宽度，就有可能使全部的电源都输出所要求的电压，采用饱和电抗器能够达到这个目的。

22.3 用饱和电抗器调整电压

如果在变压器与 12V 整流二极管 D1、D2 之间的输出接线处放置一个环状线圈饱和电抗器，以下将讨论它所产生的效果。环状线圈饱和电抗器见第二部分第 21 章所述。

选择和设计电抗器 L1 与 L2 必须满足达到饱和所需延时时间 t_d 的要求，由下式计算为：

$$t_d = t_{on} - \frac{\text{要求的 } V_{out} \times t_{on}}{\text{实际 } V_{out}} \mu s$$

在该例中：

$$t_d = 15 - \frac{12 \times 15}{12.7} = 0.827 \mu s$$

额外的延时时间 t_d 将在输出功率脉冲的前沿上升过程中出现，同时 12.7V 的输出电压将会调回到 12V，此调整过程的较完整的解释可见第二部分第 21 章的内容。

剩下的工作是设计一个电抗器来达到上述要求。

1.171

22.4 电抗器的设计

第一步，选择材料

从图 1.22.1 中可以清楚地看到，在输出二极管 D1、D2 正向导电期间，电抗器磁心设置为饱和工作，为了在下一个导通周期的前沿提供相同的延时，在关断期间内磁心必须重新复位。当 D1、D2 不导通时，续流二极管 D3、D4 就导通。如果选用了低剩磁矩形磁滞回线材料，那么磁心通常能自动复位，另外 D1、D2 的恢复电荷也较多，它足以实现磁心的复位。在一些应用中，需要有复位电阻 R1、R2 提供复位通路。

很多小的矩形磁滞回线的环状铁氧体磁心就能满足这个要求，在此例中采用了环形的 TDK H5B2 材料。

第二步，计算正确延时时间

在饱和之前，环形线圈只通过磁化电流，可以认为处于关断状态。磁心在二极管正向偏置导通时磁心达到饱和所花时间由施加的电压、线圈匝数、额定磁通密度大小以及磁心的面积来决定。可以用下面的公式来描述：

$$t_d = \frac{N_p \times \Delta B \times A_c}{V_s}$$

式中， t_d = 为所要求的延时时间；

N_p = 匝数；

ΔB = 磁通密度从 B_r 到 B_{sat} 的变化, T;

B_r = 在 $H=0$ 时的剩余磁通密度;

B_{sat} = 在饱和时的磁通密度, T;

A_e = 磁心有效面积, mm^2 ;

V_s = 副边电压, V。

在本例中, 在开始导通时加到磁心的次极电压 V_s 可以由占空比与输出电压来计算, 公式如下:

$$V_s = \frac{V_{out}(t_{on} + t_{off})}{t_{on}}$$

式中, V_{out} = 所要求的输出电压, V;

t_{on} = 导通时间, μs ;

t_{off} = 关断时间, μs 。

在这个例子中,

$$V_s = \frac{12.7(15 + 18)}{15} = 27.9\text{V}$$

1.172 其中, 这里有匝数和磁心面积两个变量可用于电压的最后调整。为了方便起见, 这里假设采用原边线圈匝数为 1, 即从变压器来的输出导线只是简单地通过环形线圈。现在, 这里就只剩下一个变量, 即磁心面积。而所需要的磁心截面积可以由下式来计算:

$$A_e = \frac{V_s \times t_d}{N \times \Delta B}$$

在该例中:

$$A_e = \frac{27.9 \times 0.827}{1 \times 0.4} = 57.7\text{mm}^2$$

显然这是一个相对较大的磁心。从经济上来讲, 小电流应用中原边会使用多匝线圈。例如原边线圈采用 5 匝, 用 1/5 原先面积的磁心就可得到与上述相同的延时, 这时该面积 $A_e = 11.4\text{mm}^2$, 一般用 TDK T7-14-3.5 及相似环形线圈是合适的。

一般来说是有必要在整流二极管 D1、D2 的两端分别并联一个电阻 R1、R2 的, 以使得在关断期间磁心能够充分地复位。但是, 在非导通、即加反向电压期间, 也许 D1、D2 的漏电流与恢复电荷不能足够大以保证磁心充分地复位。

注意: 因为轻载时输出电压会升高, 这种电压调整方法只适合于超过饱和电抗器磁化电流的负载的应用中。在要求控制很小电流的地方, 最好采用有多匝线圈的高导磁率的小磁心。因为电感与 N^2 成正比, 而延时时间正比于 N , 这样得到较小的磁化电流并控制较低的电流。

在这种方法中使用饱和电抗器具有另外一个优点, 它减少了整流二极管的反向恢复电流, 这在高频正激式和连续反激变换器的应用中是一个非常重要的优点。

22.5 习题

1. 多输出的变换器用到的术语“中心校正”的意思是什么?

2. 为什么多输出的变换器要用到中心校正?
3. 描述在比率控制变换器中经常使用的无损电压中心校正方法。
4. 解释在图 1.22.1 中的饱和电抗器是如何降低输出电压到 12V 的?
5. 假设图 1.22.1 所示为单端正向变换器, 在占空比为 40%, 工作频率为 25kHz 的情况下输出额定电压为 5V, 副边 5V 有 3 匝线圈, 12V 有 9 匝线圈, 整流二极管的压降是 0.7V。如果 L1、L2 分别在 T8-16-4 H5B2 环形磁心有 3 匝线圈 (见图 2.15.14 和表 2.15.4), 试计算使用或不使用 L1、L2 的输出电压, 且对于 12V 有更好的匝数选择吗?

第 23 章 辅助电源系统

23.1 导论

在主要的开关电源中，通常需要辅助电源供电给控制和驱动电路。

依据已选择的设计方法，辅助电源可能与整个系统的输入或输出有公共端，或者在一些场合它完全是被隔离的。下面的内容概述了几种满足这些辅助要求的方法。

提供满足要求的辅助电源的选择方法时应该仔细考虑，选择的方法将关系到整个设计策略。在离线电源中，如果内部控制和驱动电路供电的辅助电源与输入电源共地连接，就要用一些方法来隔离输出端产生的控制信号与高压输入端的联系，经常使用光耦和变压器达到此目的。

在设计中如果内部辅助电源与输出有公共端的话，那么对于功率管就需要一个驱动变压器来提供这种隔离。为此，它必须满足各种安全规范下的爬电距离和隔离要求，就使得驱动变压器的设计很困难。

当安全规范要求有电源正常信号、供电故障信号或者要求有遥控功能时，即使在主变换器不工作时，也可能需要辅助电源提供相关功能。针对上述问题，就可以看到脉冲启动技术和那些在电源变换器工作的条件下才会有辅助电源输出的方法是不适合这个要求。因此，在选择辅助电源的设计方法之前应考虑辅助电源的全部要求。

23.2 60Hz 电源变压器

60Hz 变压器常用于所需的辅助电源中。在主变换器工作之前允许辅助电源电路上电，尽管这是非常方便的。为满足各种安全规范下的绝缘和爬电距离的要求，所设计的 60Hz 变压器还是显得比较大。因此，60Hz 辅助电源变压器的尺寸、成本以及重量已经使它在小开关电源应用中没有什么吸引力了。

1.174

在较大的电源系统中，辅助电源变压器的尺寸大小对整个电源的尺寸和成本没有太大的影响时，60Hz 变压器就可能是一个有用的选择。

使用变压器的优点就是它能够方便地提供完全隔离的辅助电源。因此，控制电路可与输入端相连，也可与输出端相连。同时进一步隔离的要求也不必要了。另外，即使当主开关变换器不工作时，辅助电源仍由电源供电。

23.3 辅助变换器

自激振荡高频反激变换器可以做成一个非常小、重量轻的辅助电源。该变换器的输出线圈能完全地被隔离开，而且它既能对内提供一个主变换器所需的辅助电源，也能对外提供一个输出辅助电压，可实现如上述 60Hz 变压器那样的作用。

辅助电源的功率一般要求是非常小的，如 5W 或更小，可用很小的简易变换器来实现。图 1.23.1 是一个非调整输出辅助电源变换器的典型电路。在该电路中，高压直流电压对主变换器供电，从它的倍压整流的 150V 中心抽头对自激振荡反激变换器供电。

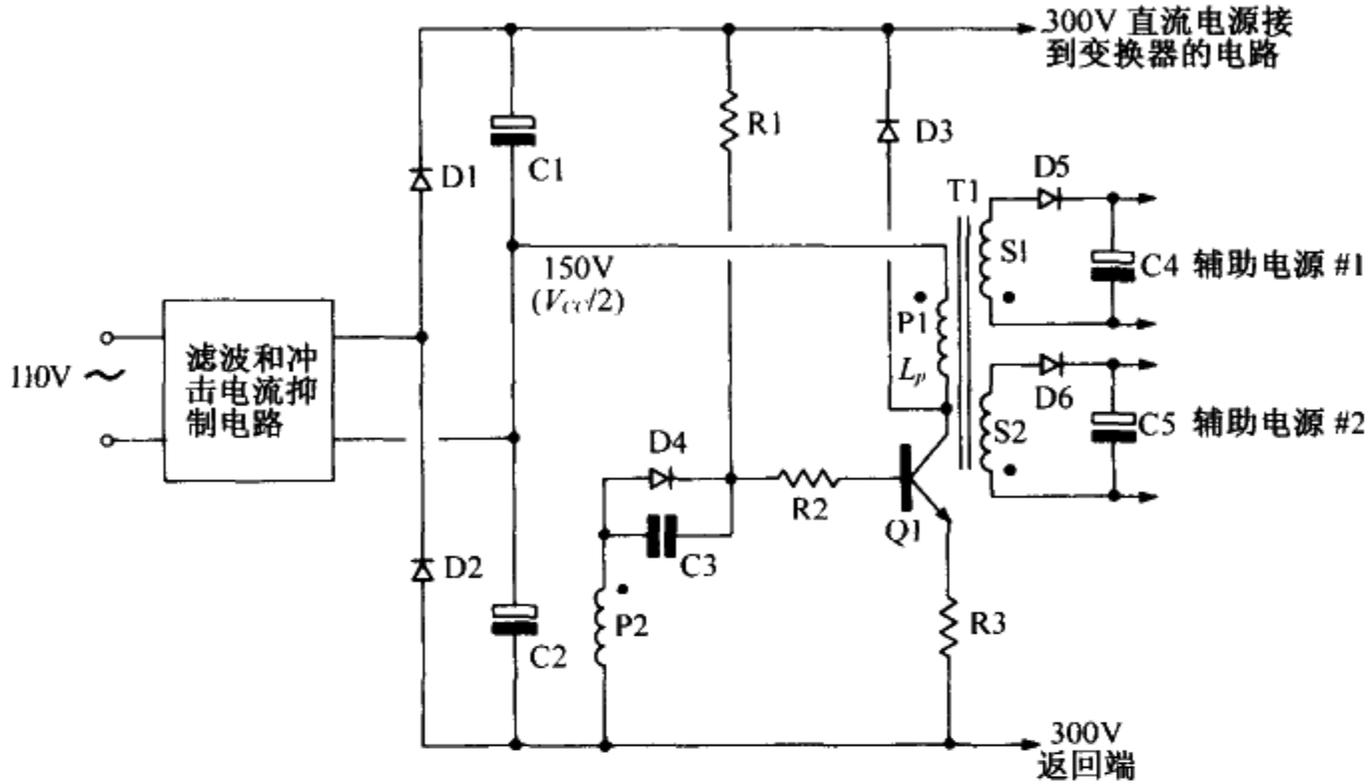


图 1.23.1 一个变压器、自激振荡反激变换器的辅助电源变换器，该电路中有能量回收逆向电压保护二极管 D3

1.175

23.4 工作原理

首先刚通电时，由于电阻 R1、R2 上基极电流的存在，Q1 导通。只要 Q1 一导通，那么经过线圈 P2 的正反馈就能保持晶体管导通，使 Q1 此刻处于导通状态。

随着 Q1 导通，原边线圈便以一定的速率建立线性增长的电流，该速率由原边电感以及所加的电压来决定，即为 $dI/dt \propto V_{CC}/L_p$ 。当这个电流通过 Q1 的集电极和发射极时，电阻 R3 上的电压增大。Q1 基极电压将跟踪发射极电压，等于发射极电压加上 V_{be} ，当基极电压值接近反馈线圈 P2 上的电压值时，电阻 R2 上的电流将降为零，同时 Q1 开始关断。

此刻由 P2 形成的正反馈将反向电压加到 Q1 基极，使 Q1 迅速关断。通过反激作用，Q1 集电极电压将正向升高直到钳位二极管导通为止。反激作用会持续进行，直到存储在变压器中的大部分能量返回到 300V 电源。

但是，同时将一小部分能量通过 D5、D6 传送到输出端。在整个反激过程中 D3 是导通的，而正激与反激作用期间使用的是同一个原边线圈，那么反向电压将等于正向电压，这样输出电压将由电源电压决定。再者，反激工作时间是与正激工作时间相等的，产生 50% 的占空比的方波输出。

一般，变压器的原边线圈电感应有磁心留有空隙，可使导通周期结束时变压器

负载电流非常小，允许齐纳二极管做一个简单且有效的预调整。因为正激和反激电压都用 ZD1 调整，它就提供一个已经调整的反激电压及已调整的输出电压。对整个电路来说，线圈 P1 和 P3 采用双线绕法和在反激线圈 P3 的上端接一个能量回收二极管 D6 都是非常重要的，在 Q1 导通期间，此处的 D6 可使开关管集电极与变压器 T1 的匝间电容隔离开来。

辅助变换器的直流电源是由 300V 主电源通过 R1 与 R2 供给的，对这两个电阻已经进行选择使得对双电压运行输入端的变化不会影响 ZD1 的工作条件。另外在变换晶体管 Q1 的基极附加另一个晶体管 Q2，允许输入变换频率的外同步信号。

要注意的是，Q2 可以提前终止开关管导通时间而不能延长导通时间，变换器的工作频率只可能同步到较高的频率上。对于每一个同步脉冲，Q2 的导通将引起迅速的反激工作过程，同时进入较高频率运行状态。

23.6 高效辅助电源

图 1.23.3 中显示的是前面电路的更有效的版本。此电路使用分立元件的桥式整流 D5-D8 消除变换器中馈电电阻 R1 和 R2 上的功耗。这样的电路设计对交流 110V/220V 两种供电电压下的工作是非常有用的。电压选择跳线的两个位置用来选择是在 110V 还是在 220V 交流电源下工作，整流管 D5-D8 可以有效供给 150V 电压。此例中，有效的 110V 交流电源还可给 110V 冷却电风扇供电。因此相同的电风扇可在两种输入电压值下工作（为了满足安全要求，电风扇的绝缘等级应该能适合在较高电压下工作）。

1.177

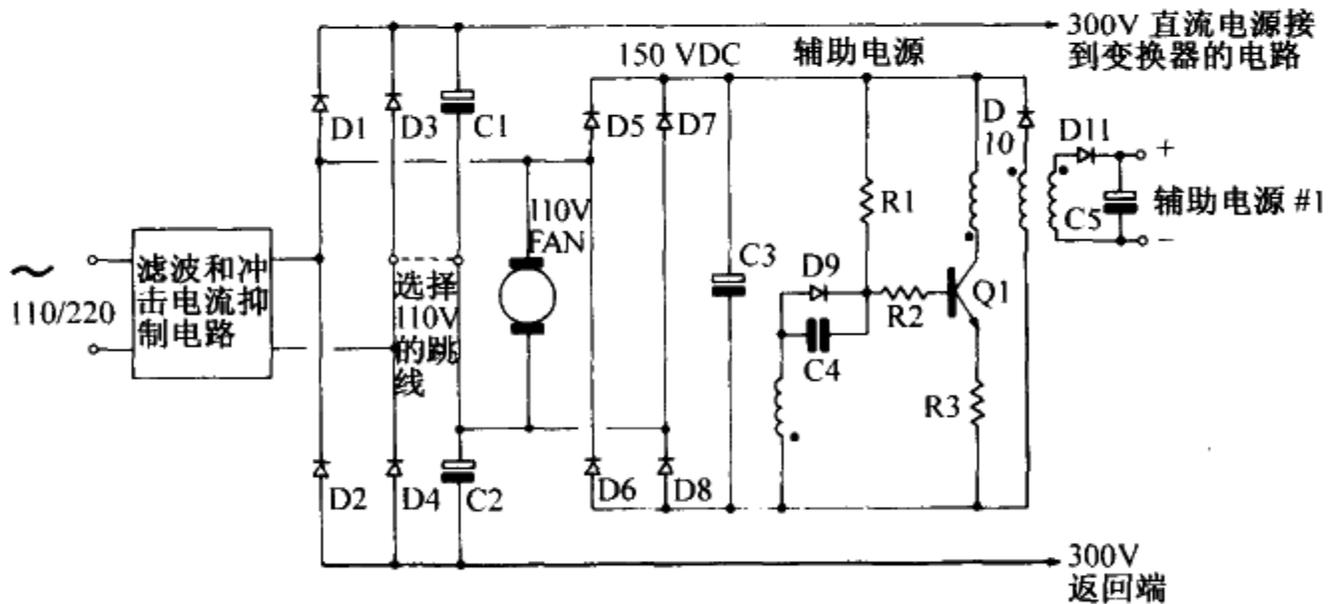


图 1.23.3 用 110V 交流制冷风扇的自激振荡反激型辅助电源变换器，可适用于 110V 交流制冷风扇，它可在两种输入电压下使用

注意：当工作电源是 220V 交流电源输入时，应去掉 C1 与 C2 之间的跳线。在这种情况下，300V 直流电源的负载必须超过风扇和辅助电源负载才能保证在 C1 与 C2 的中点能够进行直流复位。因此该电路只适合于其输出保持最小负载的应用场合。尽管大多数应用中风扇和辅助变换电路产生的纹波电流负载可能只占总负载的很小的百

分比，但还是应选择合适的电容 C1 与 C2 以能承担这种纹波电流负载。

23.7 主变换变压器驱动辅助电源

很明显当主变换器工作时，主变换变压器的一个线圈能够提供所需的辅助电源。在电路启动期间需要有一些手段能够给控制电路提供辅助供电。那么在下面的章节中就介绍几种启动方法。

23.8 习题

1. 解释为什么辅助电源的特性对主电源单元的运行来说有时是非常关键的？
2. 在辅助电源电路中使用小体积的 60Hz 变压器的主要缺点是什么？

1. 178

第 24 章 稳压电源的并联工作

24.1 导论

不管是开关型稳压电源还是线性稳压电源，它们的输出电阻都很小，一般情况下小于 $1\text{m}\Omega$ 。因此如果多个这样的电源并联工作，具有最高输出电压的电源将提供主要的输出电流。这种过程会一直持续到该电源供电进入限流点，在限流点上电源的电压将下降，允许下一个最高输出电压的电源开始提供电流，依此类推。

电源输出电阻太低，只要电源输出电压有一个极小的几毫伏变化就产生大的电流变化，不可能通过单独调整输出电压来保证并联工作中分担电流。一般来说不希望电流不平衡，如果那样就意味着当一个电源单元可能过载时，整个电源会在全部工作时间内以限流方式运行，而第二个并联电源单元可能只输出部分电流，仅是可输出全部电流额定值的部分电流。

一些方法可用来使并联单元分担负载电流，分担的电流几乎相等。

24.2 主从工作

在两个电源并联运行的模式中，要选择一个指定的主电源，这种安排可以给剩下的其他并联电源单元提供控制和驱动电压。

图 1.24.1 是普通的主从连接电路图，两个电源并联连接，此电源可以是开关电源也可以是线性电源，两个电源都向一个公共负载提供电流。通过一个连线把两个电源互相连接起来，通常这是指 P 端连接，此端连接把两个电源的功率级连接在一起。

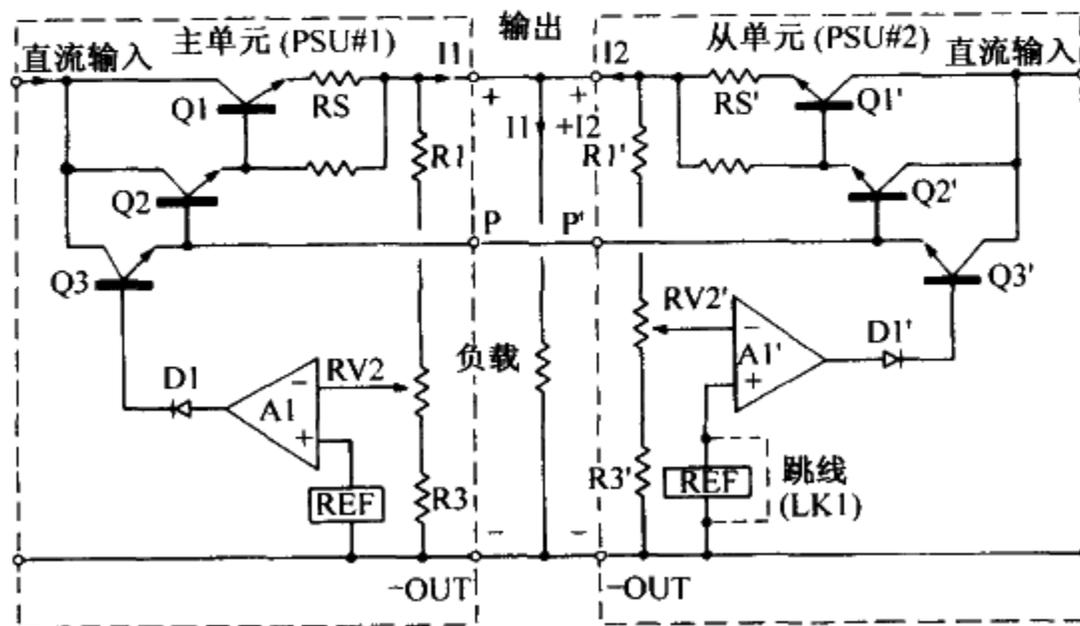


图 1.24.1 主从连接的线性稳压电源

1.179

主电源单元决定输出电压，输出电压通过 VR2 来调节。从电源单元的输出电压设置得很低（它可通过 LK1 使用外接参考电压）。当放大器 A1' 输出电压为低时，二极管 D1' 将反偏关断，Q3' 关断，此时由 PSU1 的 Q3 通过 P 端连接给 Q2' 提供驱动。驱动晶体管 Q3 必须要有足够多的驱动电流满足所有并联单元的驱动要求，因此并联电源单元数量是有限制的。一般，驱动容量要满足至少五个并联电源的驱动要求。

在该电路中，从电源单元作为一个电压控制电流源来用。由发射极分担电阻 RS、RS' 的压降提供均流。两个功率晶体管的基极 - 发射极电压有较大的不同，均流精度不太高。对于此类电路均流精度的典型值为 20%。

主从设置法的主要缺点就是：如果主电源单元故障，那么所有输出也将不能工作。一个电源单元有故障，通过 P 端直接连接的两个并联电源单元将都不能工作。

24.3 压控电流源

并联模式的工作原理与主从模式的工作原理相似，唯一不同的是均流 P 端连接的位置是在控制电路更前面的信号级，把控制电路设计为一个压控电流源。加到 P 端的电压将决定每个单元的电流，总电流是各个并联单元输出电流之和。通过调整 P 端的电压（也就调整了总电流）得到整个系统所需的输出电压。图 1.24.2 显示了一般的工作原理。

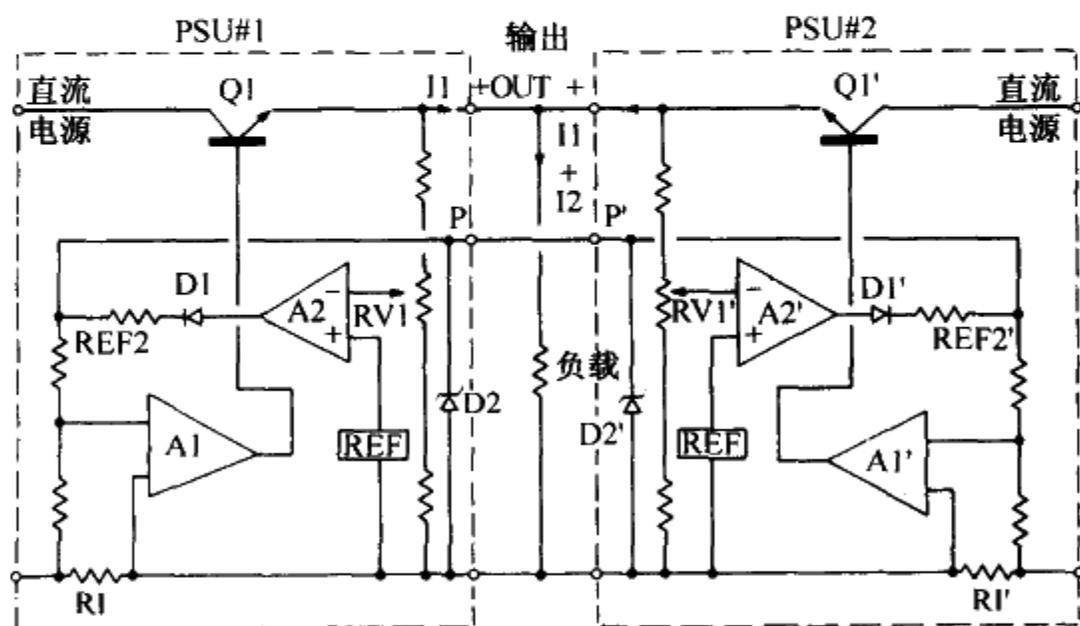


图 1.24.2 电流控制模式下线性电源的并联工作，显示了固有的均流能力

在该电路中，功率晶体管 Q1 和 Q1' 的主驱动来自压控电流放大器 A1 和 A1'。工作原理如下：

1.180

假设参考电压 REF 已经通过放大器 A2' 和 A2 当中的任意一个进行了设置（REF2 和 REF2' 通过 P 端连接到了一起，它们的值必相等）。晶体管 Q1 和 Q1' 的导通可以通过放大器来调整，使得两个电流检测电阻 R1 和 R1' 上的电流确定且相等。这个电流的大小由 P 端的参考电压和电阻来决定。

主要的控制放大器是 A2 或者 A2'，其中一个放大器输出设置成较高电压，用来调整电流以获得所需的输出电压。另一个放大器使得它的输出二极管反偏关断。

这种电路设计的主要优点是：功率模块中的故障不太可能产生 P 端互连的故障，也实现了较好的均流。

24.4 强迫型均流

这种并联工作模式采用了通过自动调整每个电源的输出电压来保持均流的方法，它适用于许多个并联单元。获得此自动调整的原理如下：

因为稳压源的输出电阻太小，约几毫欧姆或更小，输出电压只要有一个非常小的变化便能引起任何一个并联单元输出电流的大变化。

采用强迫均流的方法，在原理上任何数目的电源单元都可以并联在一起。每个单元都拿自己正在输出的电流与整机设置的平均电流进行比较，根据比较结果来调整它的输出电压，使它们自己的输出电流与平均电流相等。

图 1.24.3 中显示采用此种系统的原理。放大器 A1 是电源的压控放大器，通过把由 R3 和 R4 分压电路得到的输出电压与一个内部参考电压 V'_{ref} 进行比较来控制它的功率级，维持输出电压不变。但是 V'_{ref} 是由标准参考电压 V_{ref} 与一个可调整的参考电压 V2 串接组成的，这里 V2 是由电流传感放大器 A2 输出接到分压电阻网络 R1 与 R2 进行分压所形成的，所以，V2 与 V'_{ref} 会随放大器 A2 输出的变化而变化，它的调整范围是有限的，其典型值为 1% 或更低。

1.181

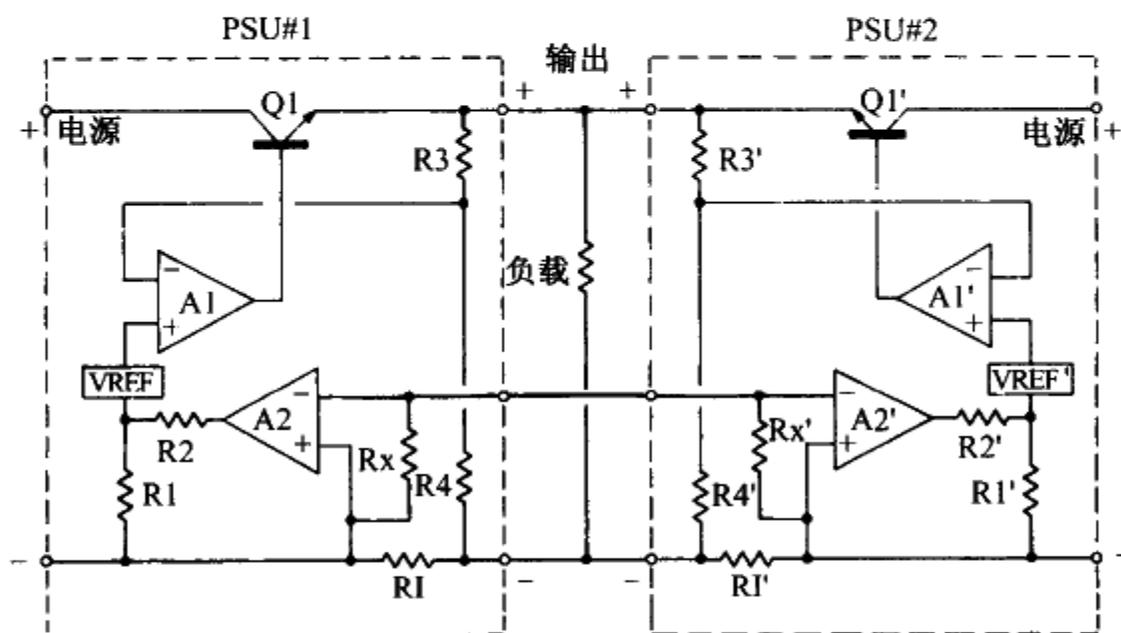


图 1.24.3 线性稳压电源的并联工作，显示了强迫性均流电路

放大器 A2 将其所在电源单元的输出电流与整机的平均输出电流进行比较，这个过程是通过内部电流支路 R1 上的模拟电压与整机模块产生的平均模拟电压进行比较来实现的，此平均模拟电压是由全部支路产生并由互相连接的电阻 R_x 的平均作用来实现的。A2 可增大或者减少第二个参考电压 V2 及所在电源模块的输出电压，维持与平均值同等的电流值。

各个电源单元之间互连传递关于平均电流的信息（有时候这个联系称为 P 端连接）。

任意数目的该种电源单元都可以直接并联连接。对这些并联的电源单元的唯一要求就是它们的输出必须调整在一个电压捕捉范围内（本例中的捕捉范围好于额定输出电压的1%）。

这种技术的主要优点就是可以并联冗余运行，万一其中的一个电源出现故障，其他的并联电源工作模块将重新平均地分配工作模块的负载电流，不会中断输出。

组合的输出电压值会自己调整到各独立电源单元输出的平均电压值上。

这种电路的一个更实际的应用在图 1.24.4 中得到了阐述。该电路的一个优点就是其参考电压可以按要求增大或减少。

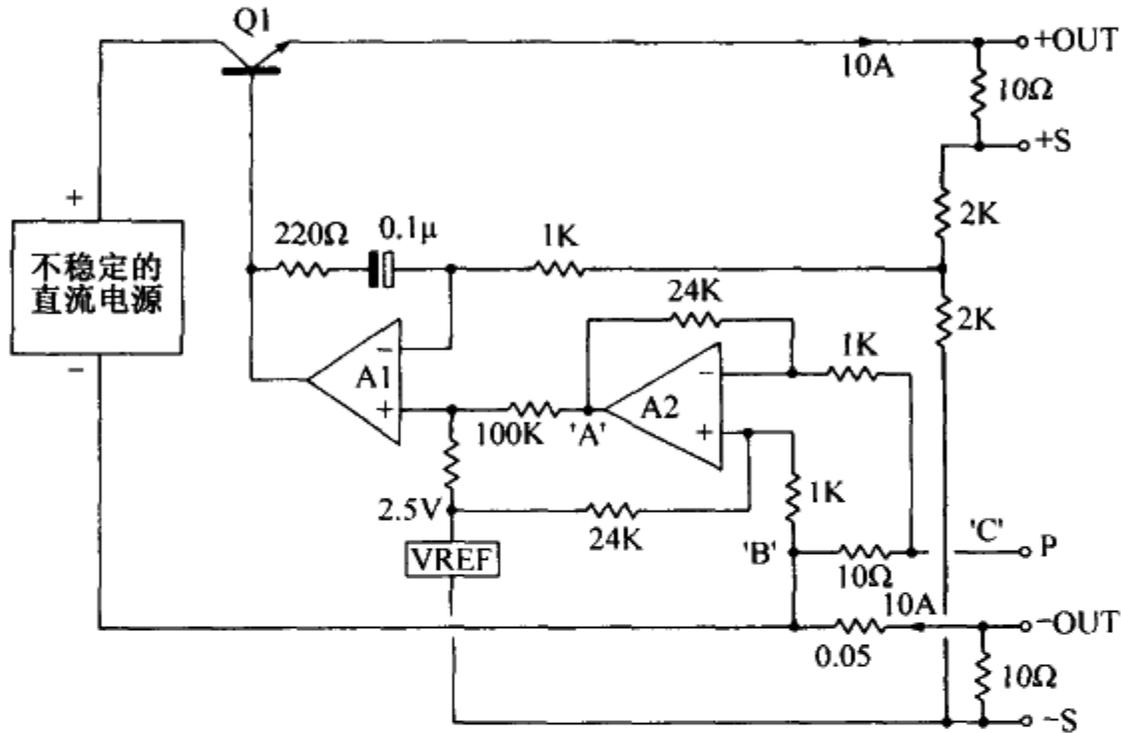


图 1.24.4 强迫性均流实例

放大器 A2 在节点 A 的输出电压通常与参考电压 V_{ref} 相等。只要该电源单元的输出电流与组合输出的平均电流相等，就不会有纠正动作。在这种情况下 B 点电压与 C 点电压是相等的。如电压不平衡，B 点电压与 C 点电压就不会相等，放大器 A2 的输出变化用来调整参考电压。这将引起输出电压的变化和输出电流的纠正，使其回到平衡状态。

1.182

24.5 并联冗余运行

在一个电源出现故障的情况下，使用并联冗余运行的目的是保证电源的可维修性。从原理上来讲， n 个电源（其中 n 大于等于 2）并联连接对一个负载供电时，应要求 $n-1$ 个电源单元组合的总额定功率能够给该负载提供所需要的最大功率。如果一个电源出现故障，那么剩下的电源单元将驱动该负载而不会中断供电服务。

实际上，一个故障电源可能是短路，如发生晶闸管的过压击穿。为使该故障电源单元与受过载影响的其他电源单元隔开，各个电源以整流二极管或门的形式连接到输出端。图 1.24.5 显示一个典型的电路。

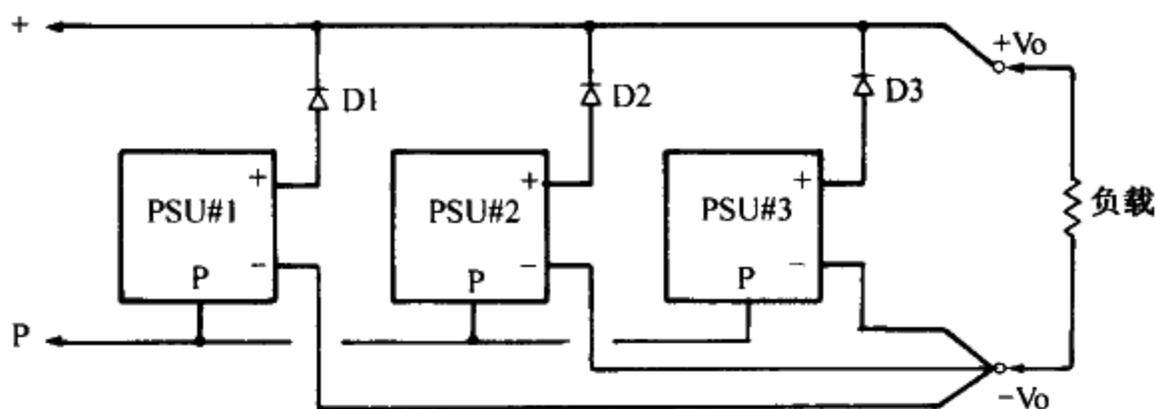


图 1.24.5 稳压电源并联冗余连接

在并联冗余工作中不推荐使用远程电压取样，因为远程连接将会在电源出现故障时提供交流电流通路。如果供电导线的电压降是一个问题，那么，二极管应安装在负载端，远程电压取样单独接到二极管的阳极，见图 1.24.6。

1.183

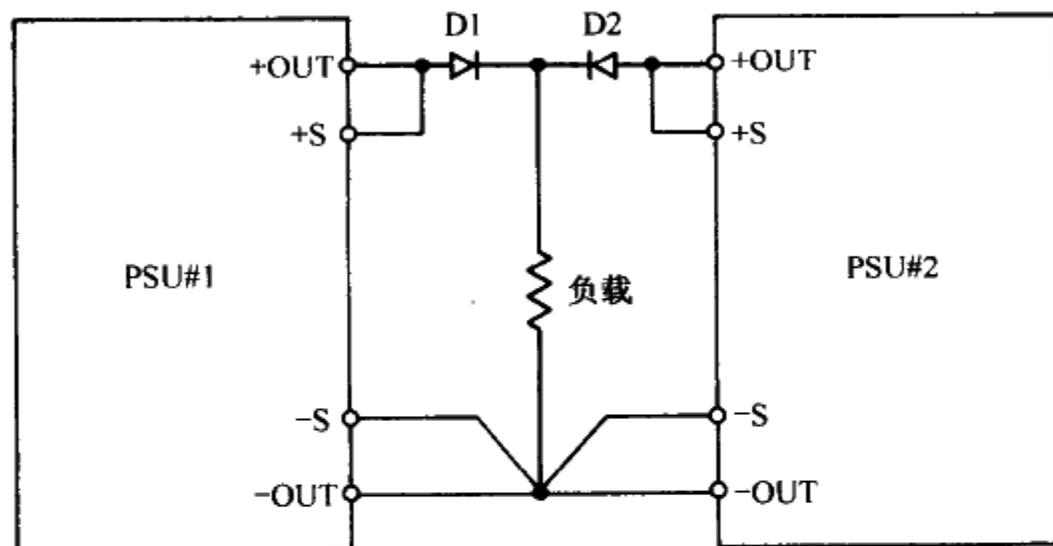


图 1.24.6 稳压电源并联冗余工作，显示了准远程电压取样连接

强迫均流型电源最适用于并联冗余模式工作系统，在一个电源模块出现故障时，P 端连线提供均流而不影响运行。实际上该技术确保了所有并联模块能够平等的分担负载，同时增加所需的输出电流来保持稳定的输出电压。

24.6 习题

1. 为什么并联模式运行的恒定电压电源会出现问题？
2. 并联的主从设置法意味着什么？
3. 解释主从设置法的主要缺点。
4. 并联工作方式中强迫均流意味着什么？
5. 强迫均流的主要缺点是什么？
6. 并联冗余工作方式意味着什么？

1.184

第二部分

设计：理论与实践

第 1 章 多输出反激开关电源

1.1 导论

图 2.1.1 所示为一个三输出反激电源的基本电路。

反激单元在一个变压器中组合了隔离变压器、输出电感器和续流二极管的作用。这种电磁集成组合，使该电路具有非常合理的成本和高效稳定的直流输出。

对于要从一个电源中获取多个半稳定输出的多输出应用场合，该技术特别有用。其主要缺点是有大的纹波电流流过变压器和输出元件，使效率降低。由于这个局限性，通常将反激变换器的功率限制在 150W 以下。

1.2 期望特性

从图 2.1.1 所示的例子可见，主输出是闭环控制的，因此完全可调。而辅助输出仅为半调节，可提供的电源和负载调节精度约为 $\pm 6\%$ 。若需要好的调节，则须增加附加的副边调整器。

在反激电源中，虽然开关调整器效率高，但副边调整器通常是线性耗能型的。对小电流输出，标准的 3 端 IC 调整器特别有用，由于主输出闭环控制前置调整器提供的预调节，线性调整器中的能耗减至最小。在某些应用场合，闭环控制调整器可同时控制 2 个或更多的输出。

由于大多数低成本反激变换器不具有附加的副边调整器，超规格的要求是不可取的。这种变换器的主要吸引力是简单和经济，但是如果为了要满足高精度性能而附加其他电路的话，这些优势将会消失。对于要求较高的应用场合，设计者应考虑那些更加成熟的、具有较高性能的多输出电路结构。

2.3

1.2.1 输出纹波和噪声

要得到较低的纹波输出，在靠近输出端增加一个小的 LC 噪声滤波器，常常可替代原副边储能位置上的昂贵的低 ESR 电容器。

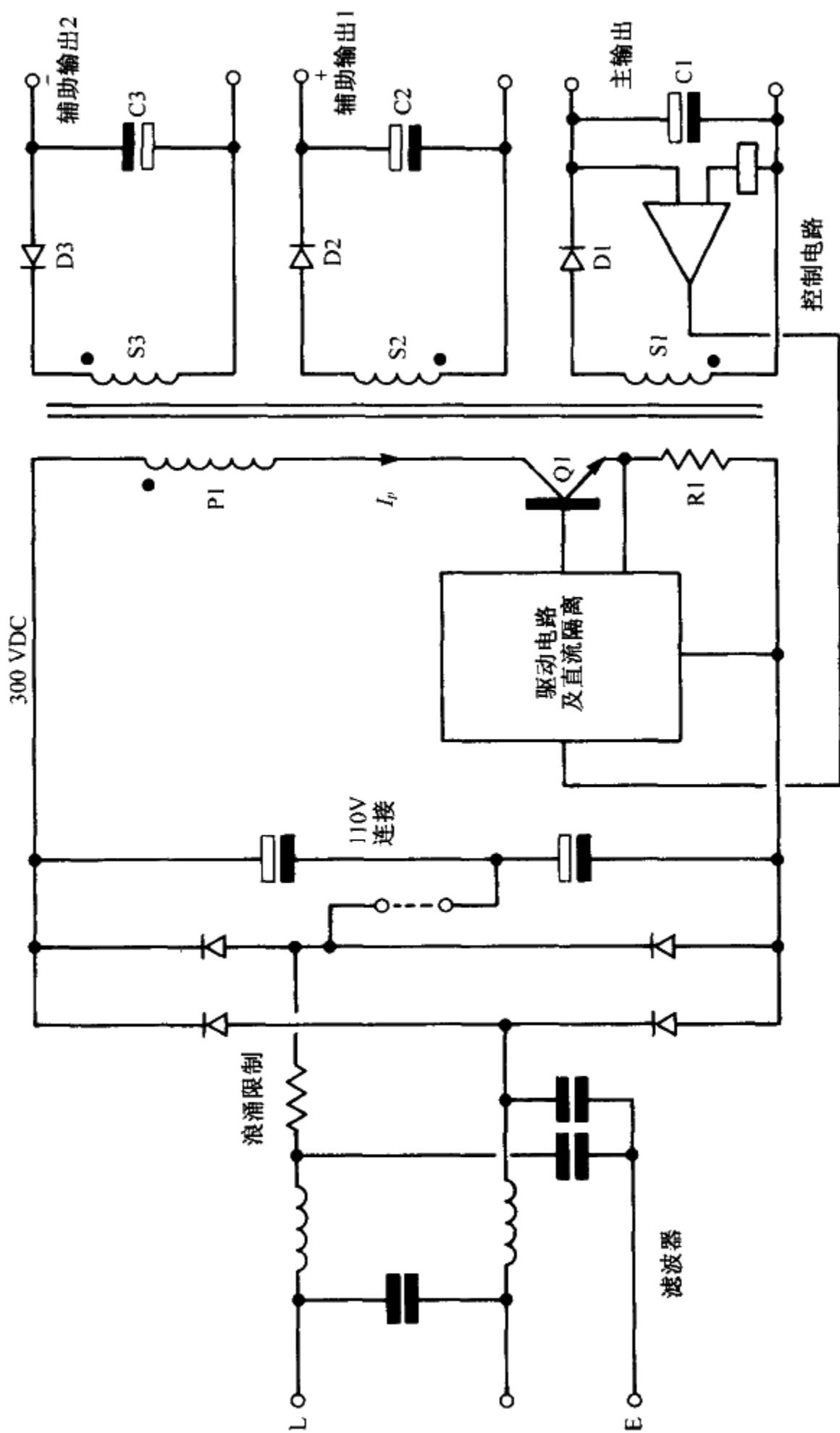


图2.1.1.1 典型三输出, 离线反激 (buck-boost) 开关电源的电源整流器及变换器部分

例如，一个典型的 5V、10A 电源可以在图 2.1.1 中单级滤波器 C1, C2 和 C3 的位置使用最高级的低 ESR 电容器，但是很少能得到小于 100mV 的纹波值。但在 C1, C2 和 C3 的位置使用低成本的标准电子电容器，通过增加高频 LC 输出滤波器，将纹波值保持在 30mV 以下是相对容易的。该方法相当有效，并且经济（见第一部分第 20 章）。应该明白，在反激变换器中，由于不需要储存能量（如在正激变换器中），可以使用相当小的电感器。

1.2.2 同步

在固定频率的反激电路中，提供了一些将开关频率与外部时钟同步的方法。在某些应用场合，这种同步减小了干扰问题。

1.3 工作方式

在反激变换器中可清楚确认的两种工作方式是：

(1) “完全能量转换”（不连续方式），这种方式将在能量储存阶段（“导通”时间）将所有能量储存在变压器中而在反激阶段（“关闭”时间）传递到输出。

(2) “不完全能量转换”（连续方式），这种方式在“导通”时间结束时，储存在变压器中的一部分能量一直保持到下一“导通”时间开始。

1.3.1 传递函数

那些具有两种工作方式的小信号传递函数差别很大，本节中要对它们分别讨论。事实上，当需要大范围的输入电压、输出电压和负载电流时，反激变换器需要工作（和稳定）在完全和不完全两种能量转换方式，因为在工作范围的某些工作点，两种工作方式会产生冲突。

由于在从一种方式向另一种方式转移的工作点，其传递函数变化，并且将变压器、输出电感器和续流二极管的作用合并于一个单元，故反激变换器的设计是最困难的之一。

1.3.2 电流控制

在脉宽调制中引入电流控制大大地减小了控制环问题，特别是对于完全能量转换方式。因此在反激系统中推荐使用电流控制。可是，电流控制不能消除不完全能量转换方式中的不稳定问题，这是因为该方式的传递函数中存在有“右半 S 平面零点”。这要求控制环增益在低频时发生改变，减慢瞬态响应（见第三部分第 9 章）。

1.4 工作原理

在图 2.1.1 电路中，300V 的直流整流电压经过变压器 P1 的原边，用单个开关管 Q1 进行开关控制。控制电路中控制信号的频率固定，调节 Q1 管的占空比，以维持主输出电压恒定。根据占空比和负载，该电路可以工作在完全或不完全能量转换方式。

1.5 储能阶段

通过分析图 2.1.2 中基本单输出反激变换器的行为，很容易理解能量储存的过程。

当晶体管 Q1 导通时，变压器所有线圈的起始端为正，输出整流二极管 D1 反偏而关断；因此 Q1 导通时，副边线圈中无电流流过。

2.6

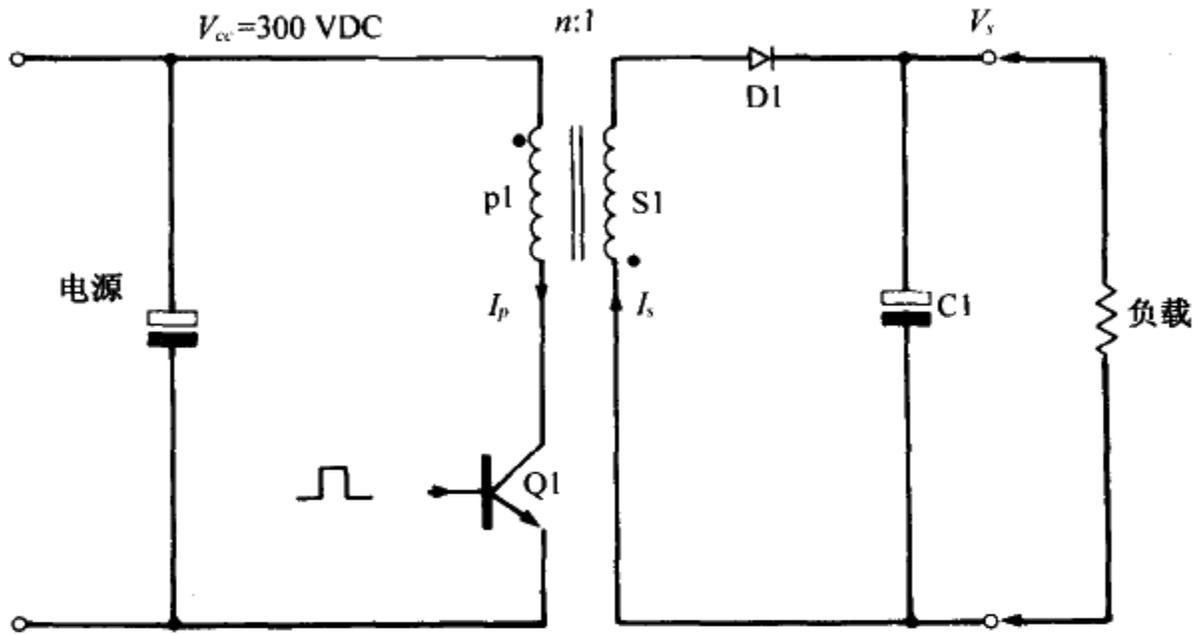


图 2.1.2 一个反激 (buck-boost) 变换器的简化电源部分

在这个储能阶段，只有原边线圈有效，可将变压器当作简单的串联电感器；因此该电路可进一步简化为图 2.1.3a。

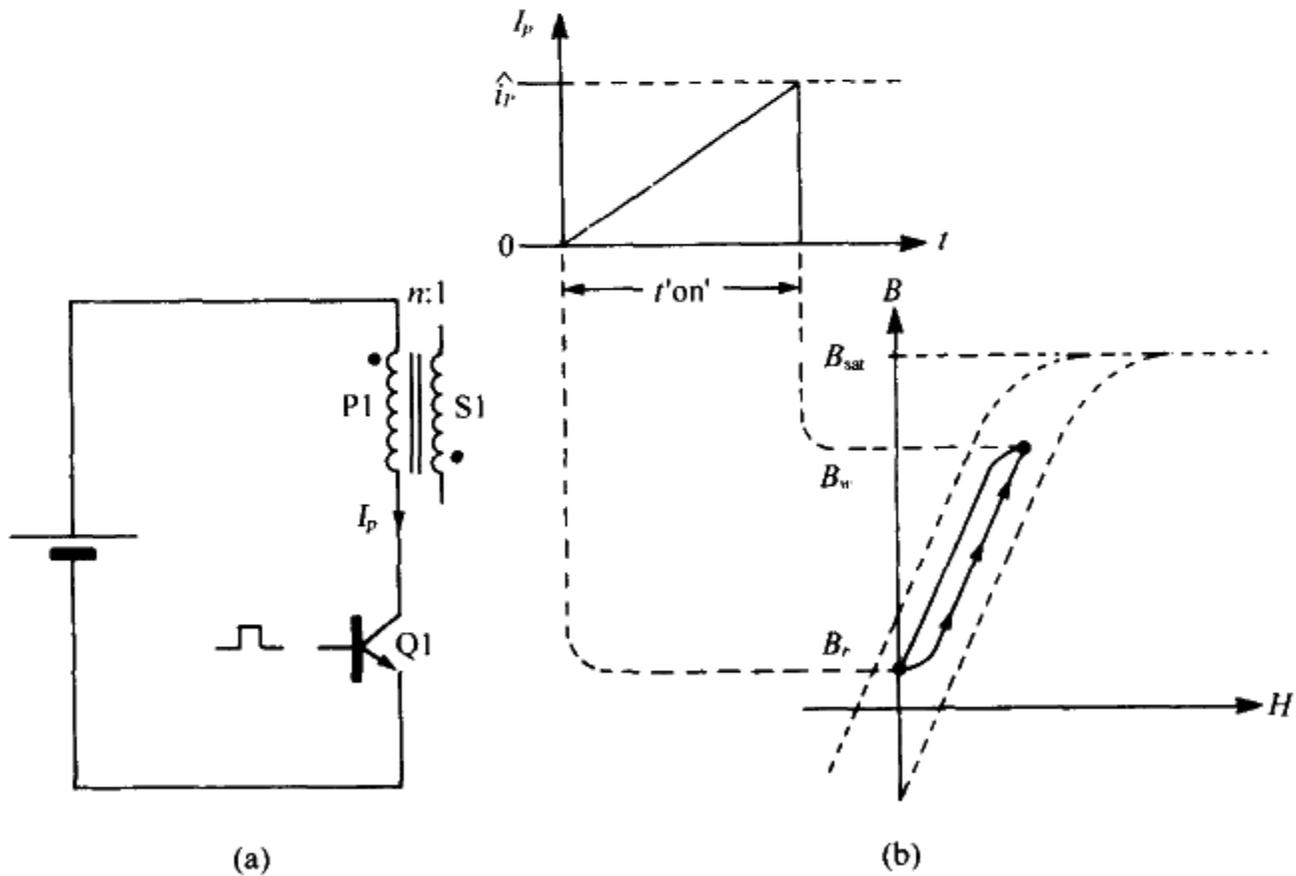


图 2.1.3

(a) 储能期间的等效原边电路；(b) 储能期间的原边电流波形和磁场

从图 2.1.3a 可知, Q1 导通时, 原边电流会以以下特定速率增加:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_{cc}}{L_p}$$

式中, V_{cc} = 电源电压;

L_p = 原边电感。

该方程表示在 Q1 导通期间 (t_{on}), 原边电流线性增加。该期间磁心中的磁通密度从剩余值 B_r 增加到其峰值工作值 B_w 。图 2.1.3b 表示了相应的电流波形和磁通密度的变化。

1.6 能量转换方式 (反激阶段)

2.7

当 Q1 关断时, 原边电流要降到零。如果相应的磁通密度 $-\Delta B$ 不变化, 变压器安匝数就不变化。随着磁场密度向负方向变化, 所有线圈中的电压将反向 (反激作用)。副边的整流二极管 D1 会导通, 并在副边产生电流。该电流从副边线圈的起始端流向终端, 因此副边 (反激) 电流在线圈中的流动方向与原来的原边方向相同, 但其幅值由匝数比决定 (安匝数保持不变)。

在稳态条件下, 二极管 D1 导通前副边感应电动势 (反激电压) 的值必须超过 C1 两端的电压 (输出电压)。此时, 流过副边线圈的反激电流有最大起始值 I_s , 在此 $I_s = n \times I_p$ (n 是变压器匝数比, I_p 是 Q1 关断瞬间的原边电流值)。反激期间反激电流将向零减小。由于反激期间 Q1 关断, 变压器原边不通, 原边线圈可以忽略, 则电路简化为图 2.1.4a, 图 2.1.4b 表示了反激期间副边电流波形。

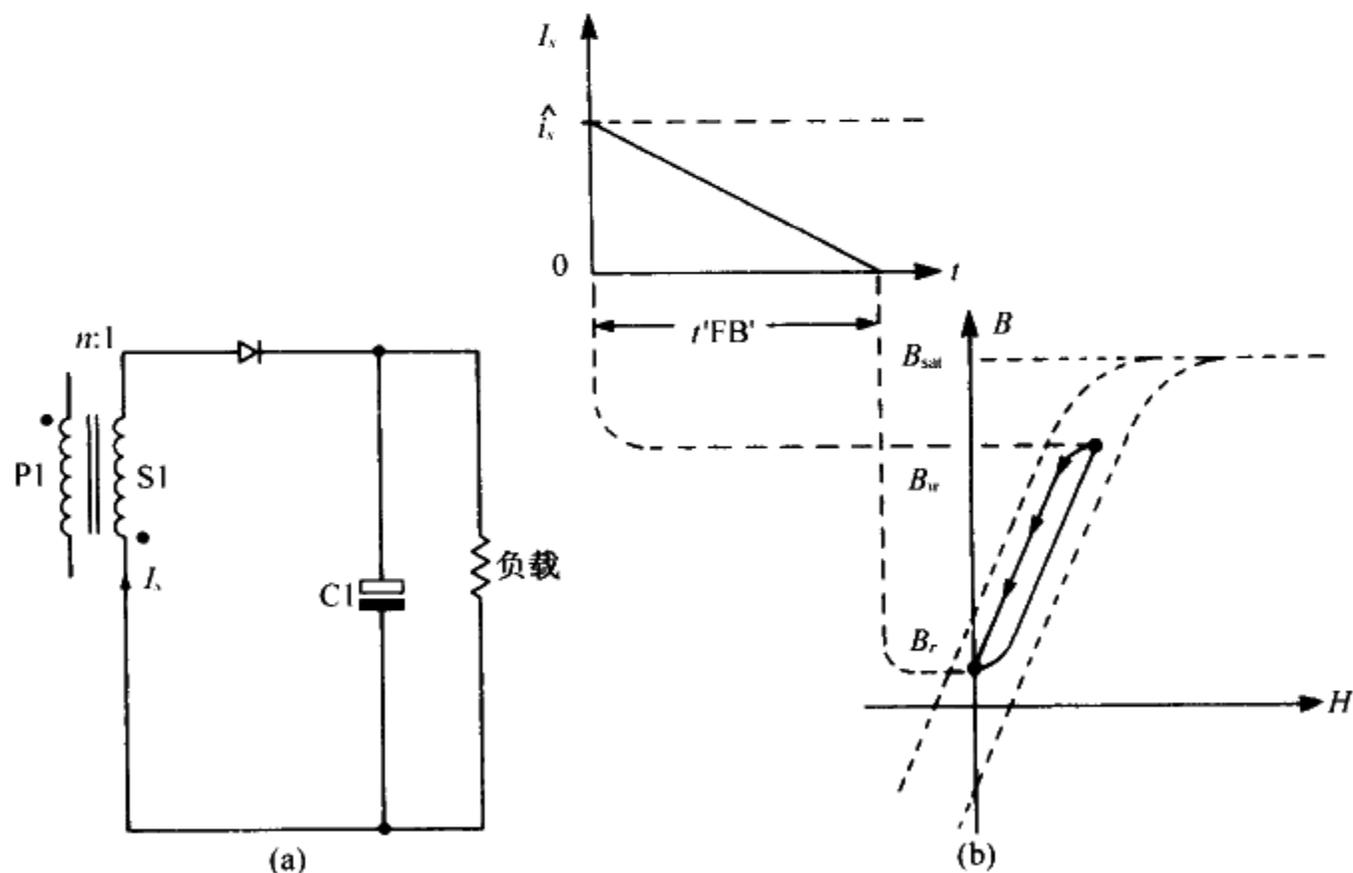


图 2.1.4

(a) 储能换相期间 (反激期间) 的等效副边电路; (b) 反激期间的副边电流波形和磁场

在完全能量转换条件下，反激期间总是小于“关断”期间，反激期间磁心中的磁通密度将从其峰值工作值 B_w 减小到剩余值 B_r 。副边电流也将以由副边电压和副边电感所决定的速率衰减，因此

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{V_s}{L_s}$$

2.8

式中， V_s = 副边电压；

L_s = 副边电感。

1.7 确定工作方式的因数

1.7.1 完全能量转换

如图 2.1.5a 所示，如果反激电流在 Q1 的下一“导通”周期之前达到零，系统工作于完全能量转换方式。即“导通”期间储存在变压器原边电感中的所有能量，在下一储存周期开始之前，即在反激期间全部传递到输出电路。如果反激电流在 Q1 的下一“导通”周期之前没有达到零（见图 2.1.5b），则系统工作于不完全能量转换方式。

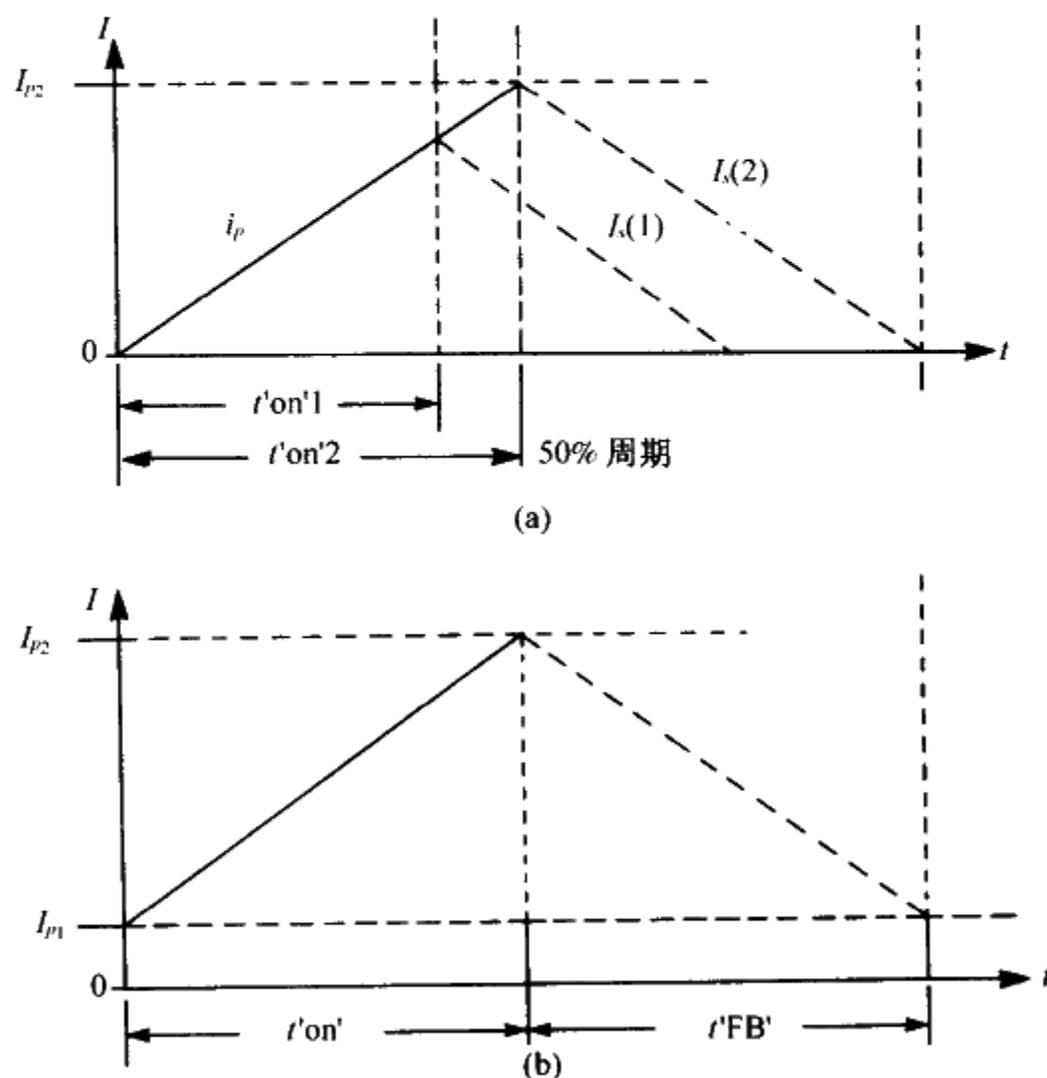


图 2.1.5

(a) 原边工作电流 i_p 波形和副边工作电流 I_s 波形（不连续方式）；

(b) 原边工作电流 i_p 和副边工作电流 I_s 波形（连续方式）

2.9

1.7.2 不完全能量转换

如图 2.1.2 中所示电路，如果反激电流在“导通”期间增加，“关断”期间相应减小，则“导通”期间变压器储存的能量较多。稳态工作时，该多出来的能量在“关断”期间分离出来。如果输入和输出电压保持恒定，可以看出负载电流必然增加以转移多余的能量。

因为原、副边的电压和电感为常数，输入、输出电流特性的斜率不会改变。更进一步，在稳态时，正向和反向增加到变压器的伏秒必须保持相等。因此，增加“导通”期间，如图 2.1.5b 所示，会建立一个新的工作条件。

在这种条件下，“导通”期间开始时，电流不为零，等于“关断”期间结束时的值（具有允许的匝比）。由于反激阶段结束时，部分能量保存在磁场中，这称为连续工作方式或不完全能量转换。由于副边电流波形的面积大于直流部分，故负载电流必须更大，以保持稳态条件。

注意：“不完全能量转换”期间整个系统的情况不会混乱，因为在稳态条件下，“导通”期间输入到变压器的所有能量将在反激期间传递到输出。

本例中，增加“导通”期间，引起从完全到不完全能量转换的转换。可是，以下等式表明，事实上工作方式是由 4 个因数控制，即输入电压、输出电压、占空比以及变压器的匝比。

如前所述，在稳态条件下，“导通”期间磁通密度的变化必须等于反激期间磁通密度的回返变化。因此

$$\Delta\Phi = \frac{V_{cc} \cdot t_{on}}{N_p} = \frac{V_s \cdot t_{off}}{N_s}$$

从式子可以看出，如果要建立磁通密度的稳定工作点，原边的每匝伏秒必须等于副边的每匝伏秒。

正向时，控制电路调整“导通”时间以确定原边峰值电流，可是在反激期间，输出电压和副边匝数是常数，反激期间必须自调节，直到建立起相对于变压器磁通密度的新稳定工作点。继续调节，一直到下个“导通”期间开始（见图 2.1.5b）。

在下一个“导通”期间之前，反激电流在临界点刚好达到零，占空比或负载的进一步增加会使系统从完全向不完全能量转换方式转移。在该点，不需要进一步增加脉宽来传递更多的电流，其输出阻抗变得非常低。因此，变换器的传递函数变成一个低阻抗双极点系统。

2.10

1.8 不规则传递函数

反激变换器工作于开环及完全能量转换方式（不连续方式）时，具有单极点传递函数，变压器副边为高输出阻抗（要传递较多能量则要增大脉宽）。

当该系统转变为不完全能量转换方式（连续方式）时，传递函数变为一个双极点系统而且具有低输出阻抗（要传递较多能量，仅要求稍稍增大脉宽）。再者，传递函数中存在一个右半平面的零点，这在高频时会引起 180° 的附加相移，引起不稳定。正常使用中，如果两种工作方式都可能出现，则必须检查系统在两种方式下的稳定

性。这需要考虑轻载、正常负载和短路的情况。在许多情况下，虽然已有目的地设计成完全能量转换方式，但在低输入电压时的过载或短路条件下，可能出现不完全能量转换，导致系统不稳定（见第三部分第9章及10.6节）。

1.9 变压器通过能力

有时假设，变压器工作于完全能量转换方式比相同的变压器工作于不完全能量转换方式时可传递更多的功率（似乎应该是这样）。可是这只在磁心间隙保持不变时才是正确的。

图2.1.6a和b表明，使用较大空气间隙，相同的变压器在不完全能量转换方式可比在完全能量转换方式传递更多的功率（虽然有较小的磁通偏移）。在变压器“磁心损耗限制”（对典型的铁氧体变压器通常在60kHz以上）的应用中，不完全能量转换方式下可转移相当多的功率，因为磁通偏移的减小使磁心损耗降低，并减小原、副边的纹波电流。

图2.1.6a表示一个具有小气隙和大磁通密度变化时磁心的 B/H 曲线。图2.1.6b表示一个相同磁心但具有大空隙和较小磁通密度变化时的 B/H 曲线。

通常，变压器的有效功率由下式给出

$$P = f \cdot V_e \int_{B_1}^{B_2} H dB$$

其中， f = 频率；

V_e = 磁心和气隙的有效体积。

2.11

该功率正比于图2.1.6中 B/H 曲线左侧的阴影面积，该面积明显大于图2.1.6b中的例子（不完全能量转换情况）。多出的大部分能量储存在气隙中，从而气隙的大小对功率转移有相当大的影响。因为气隙的磁阻非常高，故通常更多的能量储存在气隙中而不是变压器磁心本身中。

“导通”期间结束时， $1/2LP \cdot I_{p2}^2$ 的能量储存于变压器磁场中，该能量少于保持在磁心中的能量 $1/2LP \cdot I_{p1}^2$ ，并在每个周期传递到输出电路。

总之，设计者必须根据要求的性能和传递的功率来选择工作方式，注意检查在所有可能负载条件下的工作方式，并准备设计控制环以处理所有实际情况。

1.10 特性特征

设计者应注意性能逐渐提高的趋势，当考虑的反激变换器潜在性能要求较多时，费用相应增加。设计者应与顾客建立有效的应用界限。典型地，多输出单元的辅助输出有6%的变化量是可以接受的。这允许使用半调整反激系统。为了保证5%（难以更好）的调节效果，需使用副边调整器，结果是效率降低和费用增加。

通常系统性能要求固定频率，或要求同步工作条件。当电源用于视频显示终端或计算机时，常要求同步。更经常的是，在提出要求时，用户认为开关噪声或电源产生的磁场会以某种形式干扰系统的性能。可是，在设计、滤波和屏蔽完好的现代开关电源中，噪声很小，不会引起干扰。还有，在许多情况下，同步令噪声更加显

著。任何场合，在同步的同时消除噪声是难以做到的。

如果特性要求固定频率或同步，设计者正好向用户检测该需求，可以演示一个屏蔽好的可变频率的单元。该单元在变压器上有铜屏蔽罩和两级输出 LC 滤波器。如可能，试着将样机用于实际应用中。作者发现，用户常常对结果感到满意，当然电源的成本会大大降低。

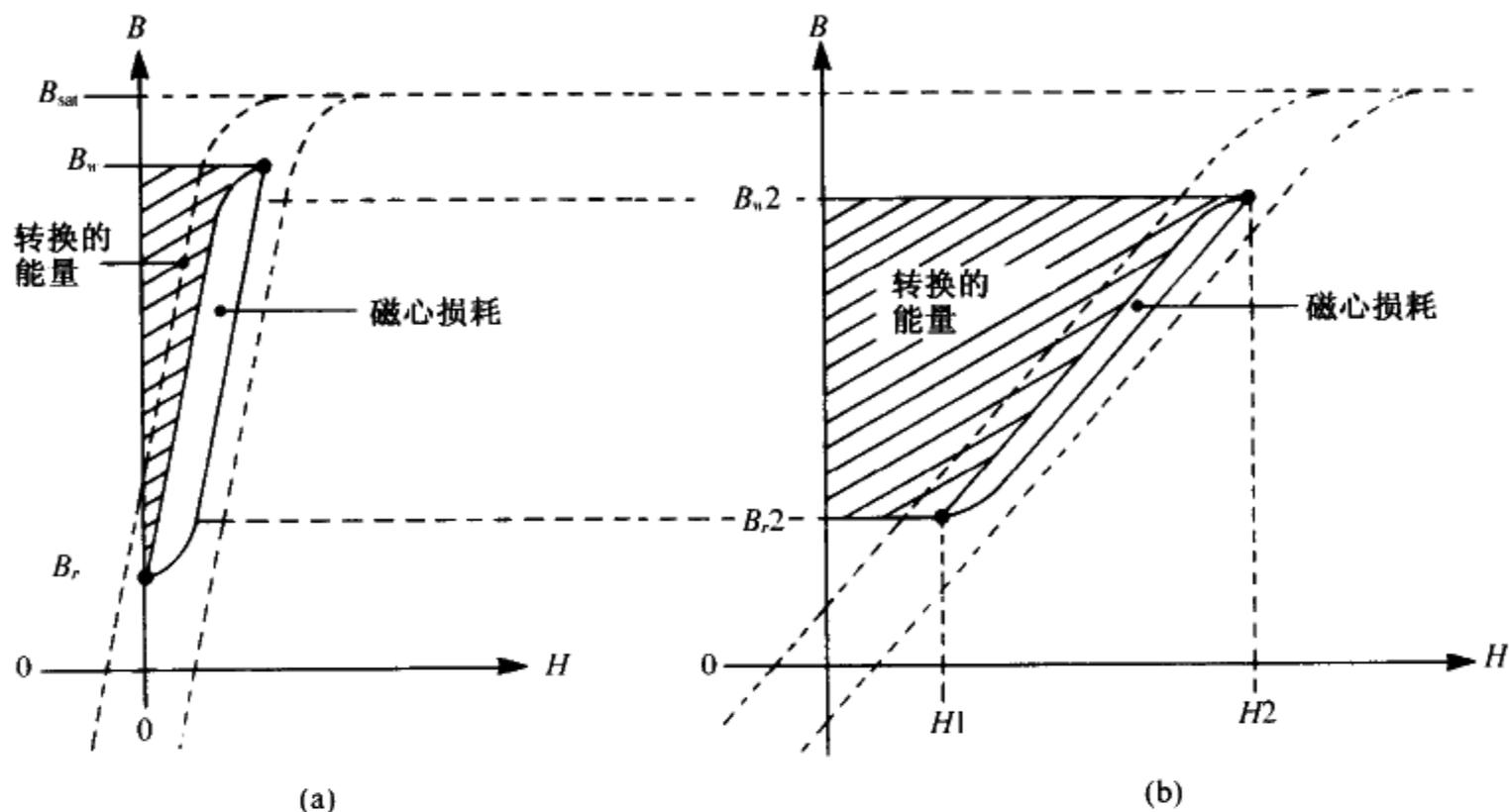


图 2.1.6

- (a) 磁心气隙小（高导磁率磁路）时，反激变换器变压器中的磁环和传递的能量；
 (b) 磁心气隙大时，反激变换器变压器中的磁环和传递的能量

在某些应用中，许多开关电源工作于相同的输入电压（更经常的是 DC-DC 变换器）。使用同步的和相位可移的时钟系统，可减少输入滤波器的需求。这种方法还可去除内部低频调制成分，并且其中同步单元增加的费用是合理的。

有了充分的应用研究，设计者就可大胆地选择有效的方法以满足最终的性能要求。

1.11 110W 离线式反激电源性能举例

以下例子，考虑一个 110W、具有三输出的固定频率单端双极反激单元，后续章节会说明该设计方法可用于可变频率自振荡单元。

虽然最典型的设计方法假定系统既可工作于完全能量转换方式（不连续方式），又可工作于不完全能量转换方式（连续方式），实际上，在整个工作范围，系统不可能保持在这两种工作方式之一上。相应地，在此使用简单的设计方法，即假设工作范围内存在某些点可工作于两种工作方式。该方法由于原、副边电流峰值减小而具有较高的效率。

1.11.1 性能

输出功率:	110W
输入电压范围:	90 ~ 137/180 ~ 250 (用户可选择)
工作频率:	30kHz
输出电压:	5V, 10A 12V, 3A -12V, 2A
电压及负载调节:	对5V输出为1% 典型的对40%负载变化(额定值的60%)为6%
输出电流范围:	20%至满载
输出纹波和噪声:	1%的最大值
输出电压设定:	5V电压, $\pm 1\%$ 12V电压, $\pm 3\%$
过载保护:	原边功率限制和断路要求电源开/关复位周期
过压保护:	5V电压仅在变换器断路时,例如,不需要快速作用

1.11.2 功率电路

使用一个无副边调整器的单端反激系统可满足以上性能要求(见图2.1.1)。为了满足双输入电压的需要,在输入设置为110V时,输入电源整流器要使用倍压技术。因此,整流后直流电压在110V或220V额定输入时均接近于300V。

2.14

流经发射极电阻R1的原边电流在其上产生的电压有效地限制了原边功率。该波形也在电流控制方式中起控制作用(见第三部分第10章)。一个独立的过电压保护电路监控5V输出,当主控制环失效时切断变换器。

为满足低输出纹波的要求,该例中适合使用两级LC滤波器,这种滤波器可以使用标准介质电容器,使设备成本较低(第一部分第20章给出了合适的滤波器)。假定控制电路对5V电压进行闭环控制,以得到最好的调节效果。在此省略了详细的驱动电路。第一部分第15章和第16章给出了合适的系统。

1.11.3 变压器设计

该电源的变压器设计在第二部分第2章给出。

1.12 习题

1. 反激变换器从哪类变换器中演变而来?
2. 在反激变换器中,能量在哪个工作相传递到副边?
3. 试述反激技术的主要优点。
4. 试述反激技术的主要缺点。
5. 为什么反激变换器中变压器的利用率常常比在推挽系统中低得多?
6. 在什么工作条件下,反激变换器的磁心利用率与在正激变换器中相同?
7. 在反激系统中为什么不需要输出电感器?
8. 试述反激变换器中两个主要工作方式。

9. 在连续和不连续工作方式的传递函数中，其主要差别是什么？
10. 当使用铁氧体材料时，为什么在反激变压器的磁心中通常需要气隙？
11. 为什么单独的原边功率限制通常对于反激变换器的全短路保护是不够的？

2.15

第 2 章 反激变压器设计——针对 离线反激式开关电源

2.1 导论

由于反激变换器变压器综合了许多功能（储存能量、电隔离、限流电感），并且还常常支持相当大的直流电流成分，故比更加直接地传递能量的正激推挽变压器的设计困难得多。以下章节全部介绍这类变压器的设计。

为了满足设计要求，许多工程师使用纯数学方法，这对有经验的工程师来说是不错的，但这种设计方法难以得到好的工作感觉，故在此不使用这种设计方法。

在以下变压器设计例子中，选择过程使用反复迭代方法。无论设计从哪里开始，开始时须有大量的近似计算。无经验工程师的问题是要得到对控制因数的好感觉。尤其，对磁心大小、原边电感的選擇，气隙的作用，原边匝数的选择，以及磁心内交流和直流电流成分的相互作用常常给反激变压器设计带来混乱。

为了使设计者对控制因数有好的感觉，下面的设计由检查磁心材料的特性和气隙的影响开始，然后检查交流和直流磁心极化条件，最后给出 100W 变压器的完整设计。

2.2 磁心参数和气隙的影响

图 2.2.1a 表示一个铁氧体变压器在带有和不带气隙时典型的 B/H （磁滞）环。注意到虽然 B/H 环的导磁率（斜率）随气隙的长度变化，但磁心和气隙结合后的饱和磁通密度保持不变。进一步，在有气隙的情况下，磁场强度 H 越大，剩磁通密度 B_r 越低。这些变化对反激变压器非常有用，反激变压器只使用 B/H 环的前四分之一。

图 2.2.1b 只表示了反激变压器使用的磁滞回环的前四分之一，也表示了磁心中引入气隙所产生的影响。最后，该图表示了极化条件对直流和交流影响之间的差异。

2.16

2.2.1 AC 极化

由法拉第感应定理，

$$\text{emf} = \frac{Nd\Phi}{dt}$$

很清楚，磁心中的磁通密度必须以一定的速率和幅值变化，线圈中的感应电动势（反向）等于所加电动势（假设损耗可以忽略）。

因此，为了支持加于原边的交流电压（更准确的是所加伏秒），就需要磁通密度 ΔB_{ac} 的变化（见图 2.2.1b 的纵轴）。因此 ΔB_{ac} 的幅值正比于所加的电压和开关晶体管 Q1 的导通时间，即 B_{ac} 是由外部所加的交流条件，而不是由变压器气隙来限定。

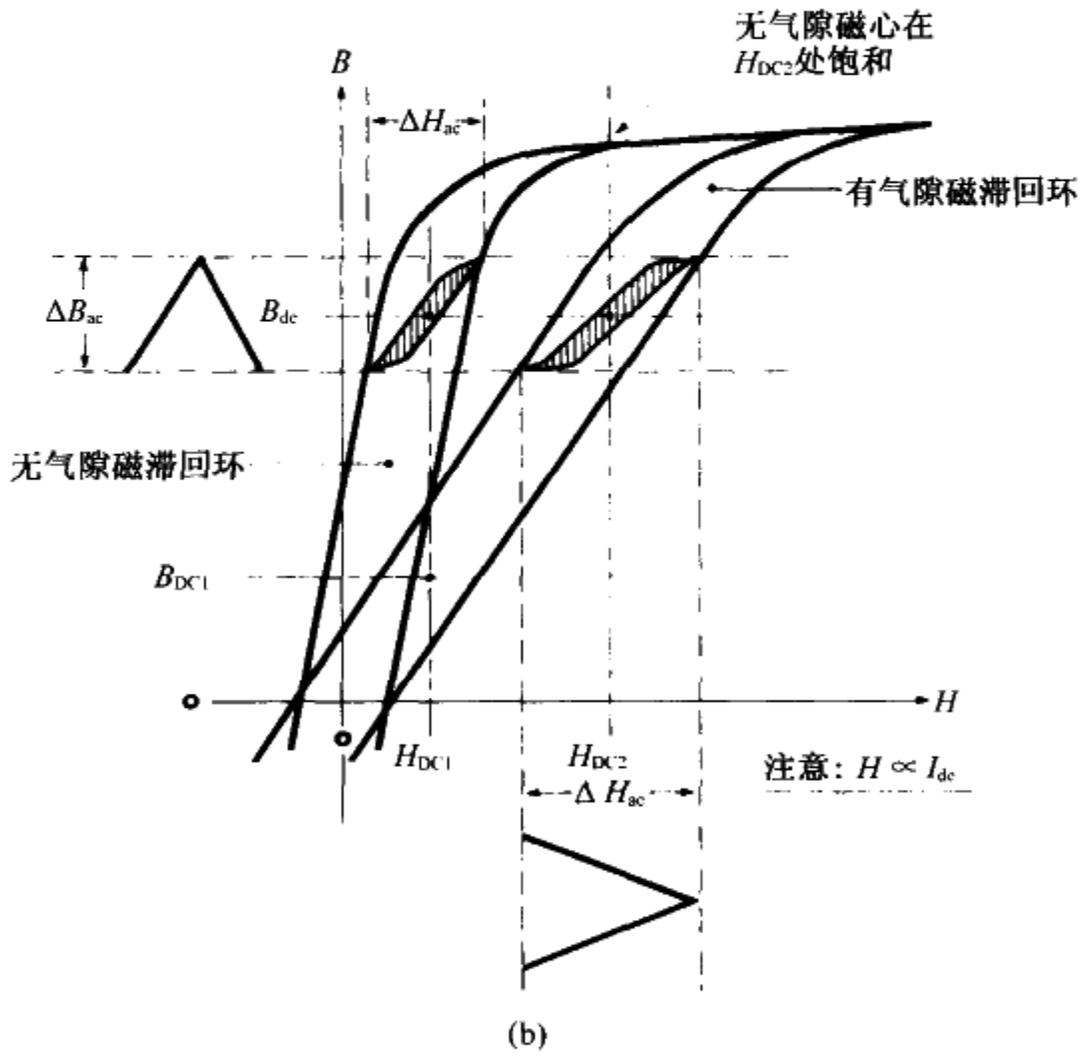
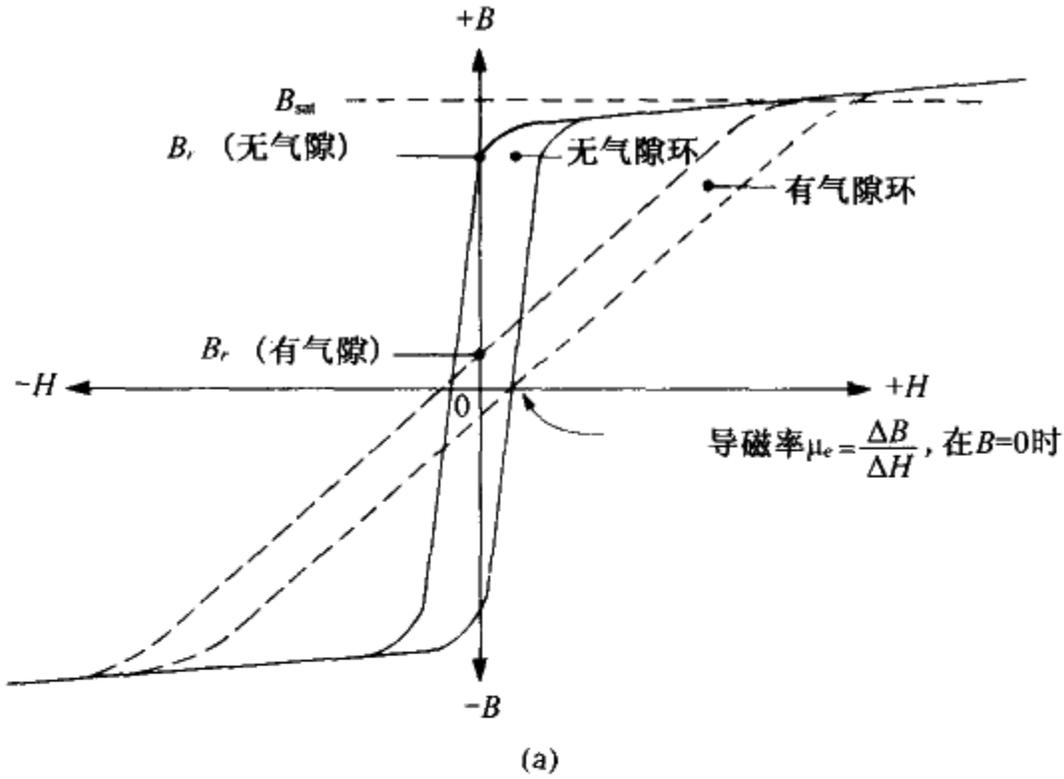


图 2.2.1

- (a) 一个铁氧体变压器在带有和不带气隙时的 B/H (磁滞回环);
- (b) 使用大、小气隙时, 单端反激变换器中典型铁氧体磁心的前四分之一磁滞回环。注意大气隙时传递的能量增加 ΔH

因此, 可以认为所加的交流条件作用于 B/H 环的垂直 B 轴, 使磁场电流 ΔH_{ac} 向

上变化，所以可认为 H 是因变量。

2.2.2 AC 条件中的气隙影响

从图 2.2.1b 中可见，磁心气隙增加使 B/H 特性的斜率减小，但需要的 ΔB_{ac} 不变。因此磁场电流 ΔH_{ac} 增加。这表示磁心的导磁率显著减小及原边电感减小。因此磁心气隙不会改变交流磁通密度的需求，或相反还改善了磁心的交流性能。

通常的错误观点是，假设原边匝数不够、过度施加交流电压或工作频率低（即过度施加伏秒 ΔB_{ac} ）而导致的磁心饱和可以由引入气隙来纠正。从图 2.2.1b 可见这不是真实的。有或没有气隙，饱和磁通密度 B_{sat} 都保持一样。可是引入气隙会减小剩余磁通密度 B_r ，并增加 ΔB_{ac} 的工作范围，这在不连续方式中是有帮助的。

2.2.3 DC 条件中的气隙影响

线圈中的 DC 电流成分使 B/H 环中平行于 H 轴的 DC 磁化力 H_{DC} 增加（ H_{DC} 正比于平均直流安匝）。对于一个特定的副边负载电流， H_{DC} 的值是确定的。对于直流条件， B 被认为是因变量。

应该注意到，有气隙的磁心可以支持大得多的 H 值（DC 电流）而不饱和。很清楚，在此例中，较高的 H 值 H_{DC2} ，足以使无气隙的磁心饱和（即使无任何交流成分）。因此，气隙对防止由线圈中的 DC 电流成分引起的磁心饱和非常有效。当反激变换器工作于连续方式时，会产生大量的 DC 电流成分，故必须使用气隙。

图 2.2.1b 表示了有气隙和无气隙时磁通密度偏移 ΔB_{ac} （用于承受所加的交流电压）加于由 DC 成分 H_{DC} 产生的平均磁通密度 B_{dc} 上的例子。对于无气隙磁心，小的直流极化 H_{DC1} 会产生磁通密度 B_{dc} 。对于有气隙磁心，产生同样的磁通密度 B_{dc} 需要大得多的 DC 电流 H_{DC2} ，还有可清楚地看到在有气隙例子中，即使加上最大的直流和交流成分，磁心都不会饱和。

总之，图 2.2.1b 表示磁通密度 ΔB_{ac} 是由施加的交流电压引起的，在磁心中引入气隙对磁通密度 ΔB_{ac} 没有影响。可是在磁心中引入气隙会使平均磁通密度 B_{dc} （由线圈中的 DC 电流成分产生）大大减小。

在处理不完全能量转换（连续方式）工作时，提供直流磁化电流的裕度变得特别重要。这种方式中，磁心电流永远不会降到零，很明显无气隙时磁心就会饱和。

记住，使用的伏秒、匝数和磁心尺寸决定了垂直于 B 轴的磁通密度 ΔB_{ac} 的变化，而平均直流电流、匝数和磁路长度决定了平行轴上 H_{DC} 的值。要提供足够的匝数和磁心尺寸来支持所加的交流电压，要提供足够的磁心气隙来防止饱和及支持直流电流成分。

2.3 常用设计方法

在以下设计中，分别考虑施加于原边的交流和直流电压。使用这种方法，很明显，所加的交流电压、频率、磁心尺寸和磁心材料的最大磁通密度控制了最小的原边匝数，而不管磁心导磁率、气隙大小、DC 电流或所需的电感。

应该注意，开始阶段原边电感不是被考虑的变压器设计参数。理由是电感控制

2.17

2.18

的是电源的工作模式，这不是变压器设计的主要需求，因此电感将在设计的后期考虑。进一步，当铁氧体材料用于 60kHz 频率以下时，下面的设计方法对于所选磁心尺寸按最小变压器损耗给出最大的电感。因此由于大电感，变压器通常工作于不完全能量转换方式。如果需要完全能量转换方式，在支持最小直流极化的需求下，只要简单地增加磁心气隙就可得到。因此可减小电感。这并不影响原来的变压器设计。

2.19

当铁氧体材料用于 30kHz 频率以下时，发现最小的铜损耗超过磁心损耗。因此如果使用最大的磁通密度，会得到最大（不是最优）的效率。增加 B 可有最小的匝数和铜损耗。在这种条件下，该设计称为“饱和限制”。在较高频率时，或使用效率较低的磁心材料时，磁心损耗将成为主要因数，这种情况磁通密度值较低，匝数增加，该设计称为“磁心损耗限制”。第一种情况限制了设计效率，由于优化效率需要磁心损耗和铜损耗几乎相等，故不能实现。计算这些损耗的方法见第三部分第4章。

2.4 110W 反激变压器设计例子

假定为在第二部分 1.11 节中的 110W 反激变换器设计变压器。

2.4.1 步骤 1，选择磁心尺寸

需要的输出功率是 110W，假定副边效率为典型的 85%（仅考虑输出二极管和变压器损耗），则变压器传递的功率为 130W。

没有简单的基本公式计算变压器尺寸和功率额定值。选择时要考虑大量的因数，其中最重要的是磁心材料的性质、变压器的形状（即表面积对体积的比率）、表面的辐射特性、允许的温升、以及变压器工作环境。

许多制造商提供了特性图，为特殊磁心设计给出尺寸选择的推荐，这些选择推荐通常是针对对流冷却，基于典型的工作频率及设定温升。应该知道将铁氧体用于变压器时，表现为高饱和度、低剩余磁通密度、工作频率下的低损耗以及高居里温度。对于反激变换器来说，高导磁率不是重要因数，因为铁氧体材料总是要有气隙。

图 2.2.2 是表示西门子 N27 硅铁氧体材料在 20kHz 工作频率，30K 温升时的推荐图表。可是大部分的真实环境没有大气，在空间狭窄或强迫风冷不够时，实际温升较大。因此针对这些影响要作出修正。制造商通常给出的图表是关于他们自己所选的磁心及材料的。在大多数情况下，使用在第三部分 4.5 节提到的“面积 - 矢量积”计算方法。

该例中，使用图 2.2.2 中的图表得到了磁心尺寸初始选择。反激变换器的容许功率为 130W，图中表示“E42/20”（图中对应的是 20kHz 工作频率；30kHz 时，磁心的额定功率会高些）。

2.20

图 2.2.3 中表示了 N27 铁氧体（一种典型的变压器材料）的静态磁化曲线。

2.4.2 步骤 2，选择“导通”时间

原边功率晶体管 Q1 的最大“导通”时间出现在最小输入电压和最大负载时。对本例，假设最大“导通”时间不能超过总的工作周期的 50%（后面可以看到，使用

特别的控制电路和变压器设计，是可以超过50%的)。

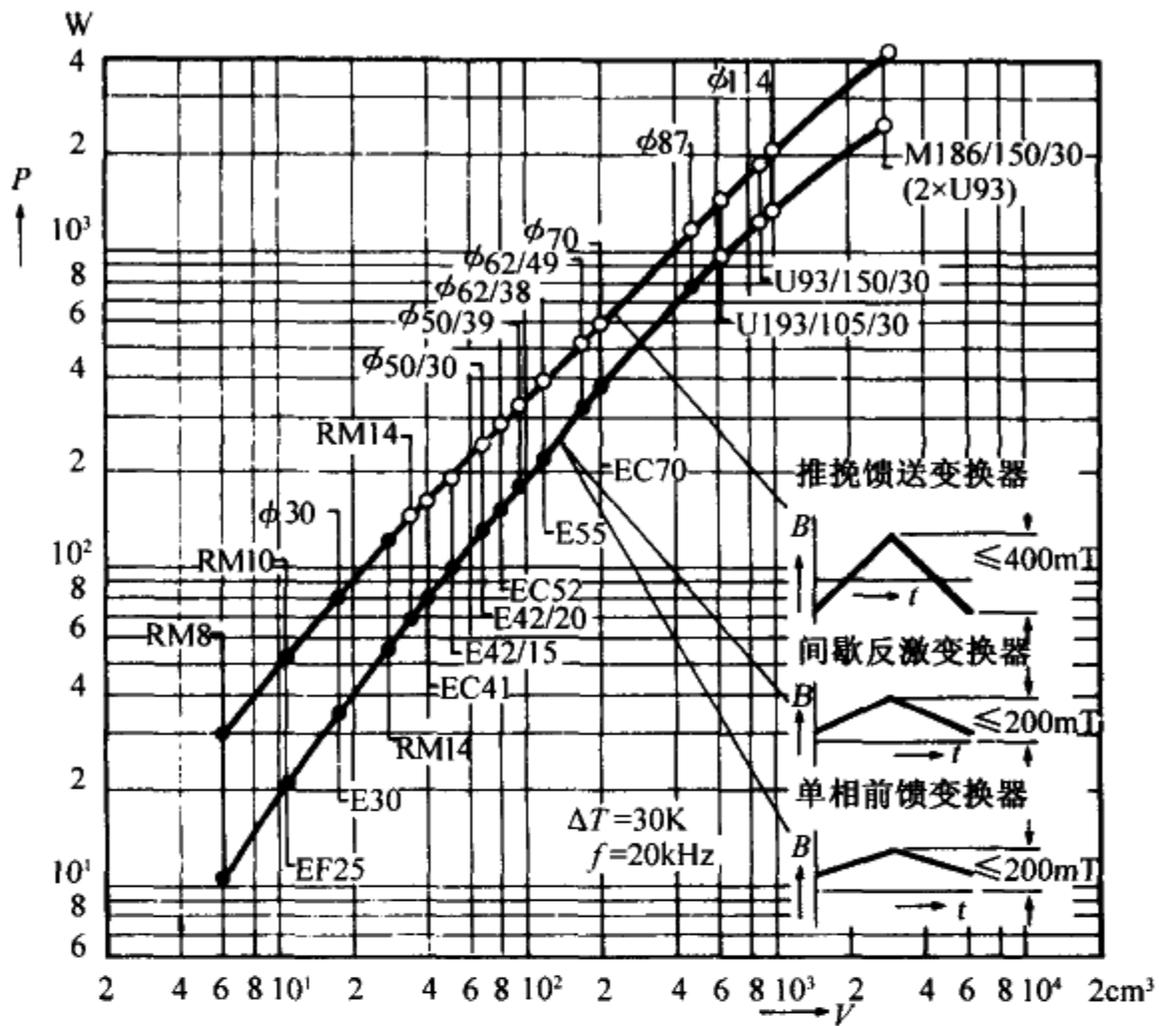


图 2.2.2 可转换功率 P 为磁心尺寸 (体积) 的函数，以变换器型式为参数的列线图 (来源于西门子公司)

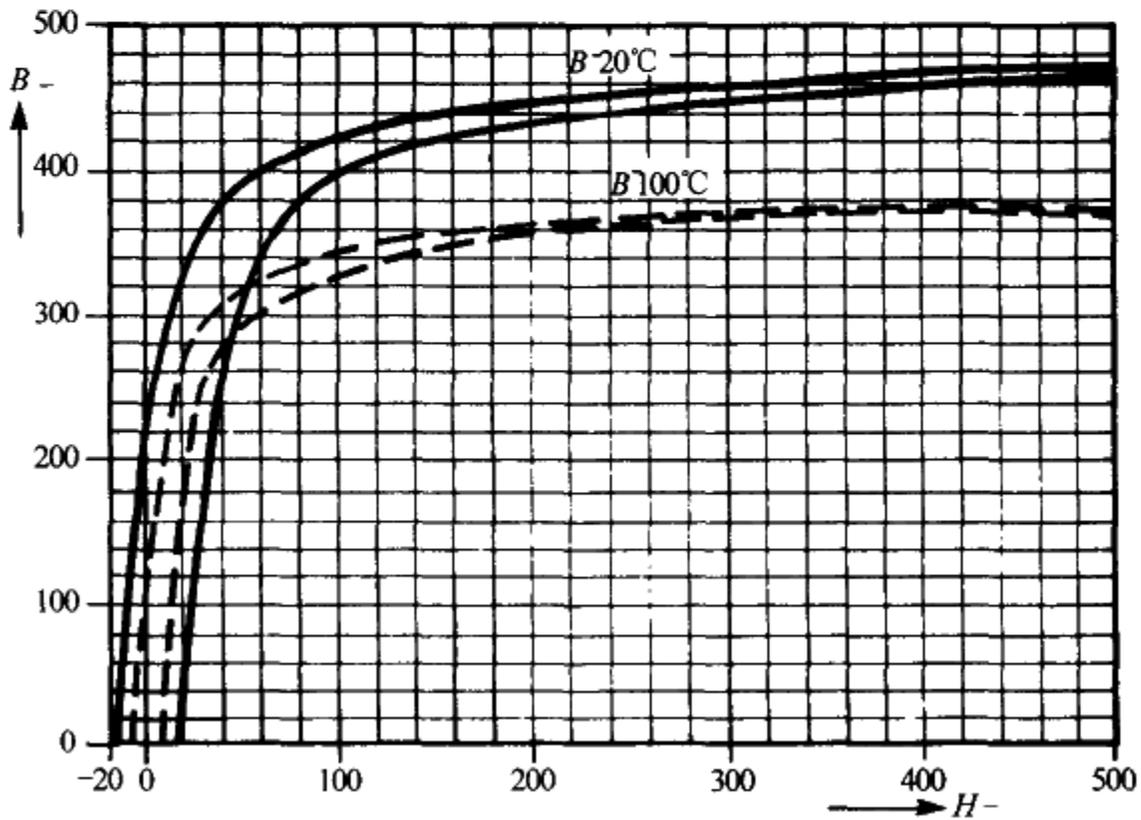


图 2.2.3 西门子 N27 铁氧体材料的静态磁化曲线图 (来源于西门子公司)

实例

频率 30kHz

周期 33 μ s

半周期 16.5 μ s

留有裕量以使控制保持在合适的最小输入电压，因此，可用周期是 16 μ s。

因此

$$t_{on(max)} = 16\mu s$$

2.4.3 步骤 3，变换器最小 DC 输入电压的计算

计算变换器工作于满载和最小电源输入电压时的输入 DC 电压 V_{cc} 。

对于输入电容整流滤波器，DC 电压不能够超过输入电压有效值的 1.4 倍，也不可能小于输入电压有效值的 1.2 倍。该电压的确定计算很困难，因为它取决于许多不确定的因数，如电源线路的源阻抗、整流器电压降、储能电容值及其特性以及负载电流。第一部分第 6 章给出了确定 DC 电压的方法。

该例中使用 1.3 倍的输入电压有效值（使用倍压时再乘以 1.9），将给出在满载时相当近似的 V_{cc} 工作值。

实例

线路输入为 90V 有效值，则 DC 电压 V_{cc} 将接近

$$90 \times 1.3 \times 1.9 = 222V$$

2.4.4 步骤 4，选择工作偏移磁通密度

2.21

2.22

对于 E42/20 磁心，根据制造商的数据，中心磁心的有效面积是 240mm²。饱和磁通密度 100 $^{\circ}$ C 时是 360mT。

工作磁通密度的选择要综合考虑，反激频率在中频范围内尽可能高，以便从磁心得到最好效益和最小铜损耗。

对于典型的铁氧体磁心材料和形状，工作频率上升到 30kHz，即便选择最大的磁通密度，反激变压器的铜损耗通常超过磁心损耗，这样的设计为“饱和限制”。因此在该例中选择最大磁通密度，可是要保证磁心在任何条件下都不饱和，如在最低工作频率下使用最大脉宽。

在下面的设计方法中，不完全能量变换器可能存在最小电源电压输入和最大负载的工作条件。如果这种情况出现，将会出现来自变压器磁心有效 DC 成分的感应现象。可是，下面例子表明当使用大气隙时，来自 DC 成分的影响很小，因此工作磁通密度选择在 220mT，以提供较好的工作裕量（见图 2.2.3）。

因此该例最大峰峰交流磁通密度 B_{ac} 选择在 220mT。

在设计最后要检查总的交流和 DC 磁通密度，以保证磁心在高温时不会饱和。对于不同的磁通量，可能需要重复设计。

2.4.5 步骤 5，计算最小原边匝数

在一个单的“导通”周期内使用伏秒方法，可以计算最小原边匝数，因为施加的电压是方波：

$$N_{\min} = \frac{V \cdot t}{\Delta B_{ac} \cdot A_e}$$

其中, N_{\min} = 最小原边匝数;

$V = V_{cc}$ (施加的 DC 电压);

t = “导通”时间, μs ;

ΔB_{ac} = 最大的 ac 磁通密度, T;

A_e = 磁心的最小横截面积, mm^2 。

实例

对于最小电源电压 (90V 有效值) 和 $16\mu\text{s}$ 的最大脉宽

$$N_{\min} = \frac{V \cdot t}{b \cdot A_e} = \frac{222 \times 16}{0.220 \times 181} = 89 \text{匝}$$

因此,

$$N_{p(\min)} = 89 \text{匝}$$

2.4.6 步骤 6, 计算副边匝数

在反激相期间, 储存在磁场的能量会传递到输出电容和负载。再次使用伏秒方程来确定传递所需的时间。如果原边的反激电压与施加的电压相等, 则获取能量所花的时间等于输入该能量所花的时间, 故该例为 $16\mu\text{s}$ 。因此若忽略附加的漏感, 开关管集电极上的电压将是电源电压的两倍。

2.23

实例

在此很方便地得到每匝伏特数。

$$\text{原边 } V/\text{匝} = \frac{V_{cc}}{N_p} = \frac{222}{89} = 2.5 \text{V/N}$$

主控制电路要求的输出电压是 5V, 允许整流二极管有 0.7V 的电压降和相关电路及变压器副边的 0.5V 电压降, 变压器副边的电压应为 6.2V, 因此副边匝数是

$$N_s = \frac{V_s}{V/N} = \frac{6.2}{2.5} = 2.48 \text{匝}$$

在此, V_s = 副边电压;

N_s = 副边匝数;

V/N = 每匝伏特数。

对于低电压, 大电流的副边, 除非采用特殊技术, 要避免半匝, 因为 E 型磁心的一相可能出现饱和, 使变压器调节变差。因此, 匝数应为最接近的整数 (见第三部分第 4 章)。

在本例中, 匝数为 3。由于现在反激周期每匝伏特数比正向周期少 (如果输出电压保持常数)。由于副边的伏秒/匝较少, 则需要更多的时间向输出传递能量。因此为了维持正向和反向的伏秒值, 现必须减少“导通”周期的时间, 控制电路可做到这点。同时, 由于现在“导通”周期比“关闭”周期短, 要考虑完全和非完全能量转换的选择, 故在后面会讲到用调整原边电感, 即调整气隙的方法来决定工作模式。

在该例中, 有趣地注意到, 如果减少副边匝数, 反激期间的每匝伏特数总是超过正向期间的每匝伏特数。因此反激期间储存在磁心中的能量总是完全地传递到输

2.24 出电容器，反激电流在该周期结束前降到零。因此如果“导通”时间不允许超过总的周期的50%，不管原边电感值为多少，变压器将工作于完全能量转换模式。还注意到，如果减少缠绕匝数，促使其工作于完全能量转换模式，该例中的原边电感会太大，使变压器不能传递需要的功率。在完全能量转换模式中，原边电流总是在能量储存周期的初期开始从零建立，具有较大电感和固定频率，“导通”期间结束时的电流将不足以大到储存要求的能量 ($1/2LI^2$)。因此系统变成自我功率限制，这是有时出现的令人费解的现象。该问题可以通过增加磁心气隙来解决，使电感减少。这种限制行为不可能在非完全能量转换模式中出现。

因此， $N_s = 3$ 匝

2.4.7 步骤7，计算附加匝数

该例中，副边匝数为3，反激电压将小于正向电压，新的反激电压每匝 V_{fb}/N 是

$$\frac{V_{fb}}{N} = \frac{V_s}{3} = \frac{6.2}{3} = 2.06 \text{ V/匝}$$

为维持伏秒值，占空比必须按比例变化：

$$t_{on} = \frac{P \times V_{fb}/N}{V_{fb}/N + V/N} = \frac{33 \times 2.06}{2.06 + 2.5} = 14.9 \mu\text{s}$$

在此， $t_{on} = Q1$ 的“导通”时间；

P = 总周期， μs ；

V_{fb}/N = 新的副边每匝反激电压；

V/N = 原边每匝正向电压。

则计算的副边匝数保留到最接近的半圈。

实例

对于12V输出，

$$N_s = \frac{V_s}{V_{fb}/N} = \frac{13}{2.06} = 6.3 \text{ 匝}$$

在此， $V_s = 13\text{V}$ （允许1V的线圈和整流器压降）；

V_{fb}/N = 已调整的副边每匝电压。

2.25 对于那些附加的辅助输出（与主输出相比，其提供的电流小，mmf低）可以使用半匝。还有，外侧的气隙要保证侧边维持的附加mmf不会饱和。如果只有中心相磁心有气隙，除非使用特殊技术，否则不应使用半匝线圈（见第三部分4.14节）。

本例中，12V输出使用6匝，此时输出将多出0.4V（需要时可以校正，见第一部分第22章）。

2.4.8 步骤8，确定磁心气隙尺寸

一般考虑。图2.2.1a表示一个典型铁氧体材料完全磁滞回环带有气隙和没带气隙的情况。应注意，要引起磁心饱和，有气隙的磁心要求较大的磁化力 H 值，因此将会经受较大的DC电流成分。再者，剩余磁通密度 B_r 很低，使磁心磁通密度 ΔB 有较大的工作范围。可是，导磁率低，使每匝电感较小（较小的 A_L 值）和较低的电感。

根据现有铁氧体磁心的拓扑结构和材料,发现反激单元工作在 20kHz 以上时,气隙不需变化。

在该设计中,已考虑了完全和非完全能量转换模式的选择,该选择可以由选择合适的原边电感来实现。调节气隙尺寸可改变原边电感。图 2.2.1b 表示增加气隙将降低导磁率和减少电感。气隙的另一有用特征是在 $H=0$ 时,剩余磁通密度 B_r ,在有气隙时很低,使磁通密度有较大的工作范围。最后,小的导磁率减小了由磁心中 DC 成分产生的磁通,同时在工作于非完全能量转换模式时,也减小了磁心的饱和趋势。

现在选择工作模式。图 2.2.4 表示三种可能的模式。图 2.2.4a 是完全能量转换。可以使用但注意到在传递相同能量时,峰值电流非常高。这种工作模式可引起开关晶体管、输出二极管和电容上的最大损耗,也在变压器自身内部引起最大铜损耗 (I^2R)。图 2.2.4b 表示在非完全能量转换模式时,具有大电感和低电流斜率的情况,虽然这毫无疑问具有最低的损耗。但对于大多数铁氧材料磁心,大的 DC 磁化成分和高磁心导磁率会导致磁心饱和。图 2.2.4c 表示好的折中工作条件,具有可接受的峰值电流和三分之一峰值的有效 DC 成分。实际中发现这是好的折中选择,在电流脉冲开始时有好的噪声裕量(电流控制方式尤为重要),在合理的气隙尺寸下有好的磁心利用率以及合理的总体效率。

2.26

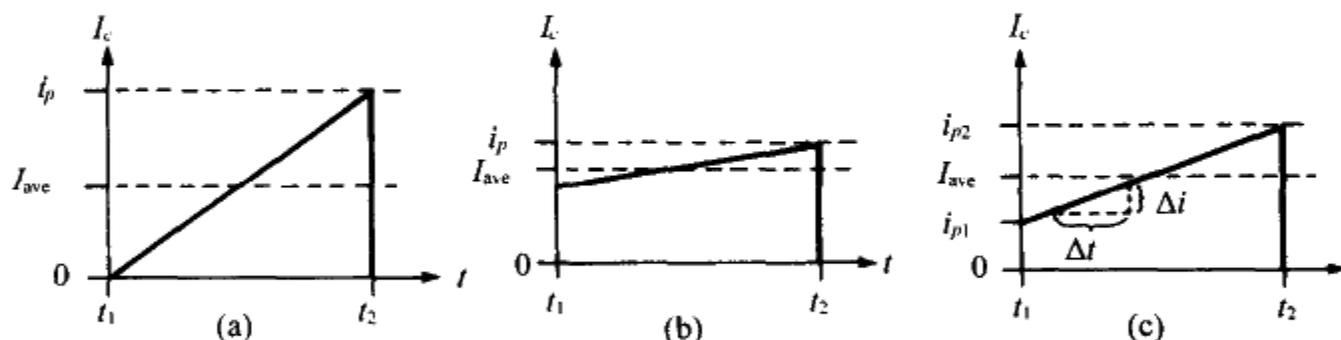


图 2.2.4 反激变换器中原边电流波形

- (a) 完全能量转换模式; (b) 非完全能量转换模式(最大的原边电感);
(c) 非完全能量转换模式(优化的原边电感)

2.4.9 步骤 9, 磁心气隙尺寸(实用方法)

下面使用简单实用的方法确定气隙。

在磁心中加入 0.02in 的小气隙。用手动脉宽控制和在变压器原边加入试探电流来进行功率实验。使用额定的输入电压和负载。逐渐增加脉宽,小心观察电流特性的形状,使磁心不要饱和,直到得到需要的输出电压和电流。注意电流特性的斜率,调整气隙可得到需要的斜率。

这是得到合适气隙的快速方法,并不需要 Hanna 曲线。虽然气隙可由其他方法计算,刚才的调试方法仍可能需要。这是调试的标准程序,由于变压器可能在高温或暂态条件下不能按期望工作而使电源失败。

2.4.10 计算气隙

图 2.2.4 中,原边电感可以由电流波形的斜率 ($\Delta i/\Delta t$) 来确定:

$$V_{cc} = L_p \cdot \frac{\Delta i_c}{\Delta t}$$

实例

图 2.2.4 中, $i_{p2} = 3i_{p1}$ (通过选择)

因此, I_m (“导通”期间的平均电流) = $2i_{p1}$

输入功率 130W, 因此可以计算整个周期的平均电流 I_a :

$$I_a = \frac{\text{输入功率}}{V_{cc}} = \frac{130}{222} = 0.586 \text{ A}$$

2.27 因此“导通”周期的平均电流是

$$I_m = \frac{I_a \times \text{总周期}}{\text{“导通”时间}} = \frac{0.586 \times 33}{14.9} = 1.3 \text{ A}$$

“导通”周期内的电流变化 Δi 是 $2 \cdot i_{p1} = I_m = 1.3 \text{ A}$, 而原边电感可如以下计算:

$$L_p = \frac{V_{cc} \times \Delta t}{\Delta i} = \frac{222 \times 14.9 \times 10^{-6}}{1.3} = 2.54 \text{ mH}$$

一旦知道原边电感 L_p 和匝数 N_p , 对于所选磁心, 如果这些是有效的, 可以使用 Hanna 曲线 (或 A_L/DC 偏压曲线) 得到。

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2}$$

如果无有效数据, 而且气隙较大 (大于磁路长度的 1%), 假定所有的磁阻都在气隙中, 用下式计算保守的气隙尺寸:

$$\alpha = \frac{\mu_r \times N_p^2 \times A_c}{L_p}$$

在此, α = 气隙总长度, mm;

$$\mu_r = 4\pi \times 10^{-7};$$

N_p = 原边匝数;

A_c = 磁心面积, mm^2 ;

L_p = 原边电感, mH。

实例

$$\alpha = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 89^2 \times 181}{2.54} = 0.7 \text{ mm 或 } 0.027 \text{ in}$$

注意: 如果气隙正好穿过磁心, 使用 $\alpha/2$ (在一些情况中, 外侧磁心的面积与中心面积并不相等, 故必须进行调节)。

2.4.11 步骤 10, 检验磁心磁通密度和饱和裕度

为保证在磁心的最大工作值和饱和值之间有足够的裕量, 需要检验磁心的最大磁通密度。最基本的工作是在任何条件下, 包括瞬间负载和高温, 防止磁心饱和。

2.28 这可以用两种方法来检验: 在变换器中进行测量或计算。

注意: 建议无论使用何种设计方法, 都应进行该检验, 以最后证明一切如愿以偿。

(1) 在控制仍能维持的情况下, 使输入电压为最小值——本例为 85V。

(2) 设置输出负载为最大功率限定值。

(3) 测量原边线圈 P1 的电流值，减小工作频率直到饱和开始（表示为在电流脉冲结束时有上翘）。在这些条件下增加的“导通”时间与平常“导通”时间之比的百分数，就是平常工作时磁通密度裕量的百分数。该裕量在磁通水平为高温时会降低（见图 2.2.3），允许 10% 的超量以备磁心中的变化，如气隙尺寸及暂态要求。如果裕量不足，可增加气隙。

计算磁心饱和裕量

(1) 使用伏秒方程，计算交流磁通 B_{ac} ，并在最大负载和最小输入电压的输入功率下，计算或测量“导通”时间值及所加的电压，如下：

$$B_{ac} = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_e}$$

在此， $V = V_{cc}$ ，V；

$t =$ “导通”时间， μs ；

$N_p =$ 原边匝数；

$A_e =$ 磁心面积， mm^2 ；

$B_{ac} =$ 交流峰值磁通密度，T。

注意：要求磁通密度 B_{ac} 是变化的以支持所施加的电压脉冲，并不包括任何 DC 成分。因此它与气隙尺寸无关。

实例

$$B_{ac} = \frac{222 \times 14.9}{89 \times 181} = 205\text{mT}$$

(2) 使用螺线管方程和有效 DC 分量 I_{DC} （表示为“导通”初期电流的幅值），计算 DC 分量 B_{DC} 。

假定磁心的所有磁阻都集中在气隙，将得到明显较高的 DC 磁通密度保守值。使用螺线管方程可得其近似值。

$$B_{DC} = \mu_0 \cdot H = \frac{\mu_0 \cdot N_p \cdot I_{DC}}{\alpha \times 10^{-3}}$$

2.29

在此， $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ ；

$N_p =$ 原边匝数；

$I_{DC} =$ 有效 DC 电流，A；

$\alpha =$ 气隙总长度，mm；

$B_{DC} =$ DC 磁通密度，T。

实例

$$B_{DC} = \frac{4\pi \times 10^{-7} \times 89 \times 0.65}{0.7 \times 10^{-3}} = 103\text{mT}$$

AC 和 DC 磁通密度的叠加使磁心出现峰值。在 100°C 时再次检测磁心材料的特性。

实例

$$B_{\max} = B_{ac} + B_{DC} = 205 + 103 = 308\text{mT 最大值}$$

2.5 反激变压器饱和及暂态影响

注意：磁心磁通水平是在最小输入电压和最大脉宽条件下选择的，可见保留了磁心在高输入电压下饱和的弱点。可是，在高电压条件下，传送功率所需的脉宽将相应变窄，变压器将不会饱和。

在瞬态负载条件下，当电源轻载而又工作于高输入电压时，如果需要突然增加负载，控制放大器将立刻加宽驱动脉冲以提供附加功率。结果在一短的时间段内输入电压和脉宽都为最大，变压器将会饱和，导致失败。

为防止这种情况，应考虑以下几点。

(1) 在较高电压和最大脉宽条件下设计变压器。这要求较低的磁通密度和较多的原边匝数。这具有降低变压器效率的缺点。

(2) 控制电路要能承受高压条件，瞬态情况时维持脉宽在安全值。有时该点是难以做到的，因为对电流的响应时间相对慢。

(3) 第三点是对驱动晶体管 Q1 提供双脉冲电流限制。该电流限制电路将判别由于原边电流的突然增加引起的磁心饱和，并防止脉宽的进一步增加。这种方法具有最快的响应时间，是推荐的技术。电流型控制自动提供该功能。

2.30

2.6 小结

前面章节给出了反激变压器的快速和实际的设计方法。许多例子表明，用该简单方法得到的结果常常接近于最优设计。该方法为进一步设计和电源评估快速提供了变压器工作标准。

在该设计例子中，没有特别指定导线尺寸、导线形状或缠绕拓扑。这些绝对是要考虑的基本问题，设计者应参考第三部分第 4 章，那里有对这些因素的详细讨论。重要的是用导线的圈数刚好填满线圈架的有效面积，但高频变压器不能这样做。由于趋肤效应（见原书 p3.99），该方法产生的铜损耗很容易超过优化设计值的 10 倍或更多。

2.7 习题

1. 如果优化磁通密度是 200mT，计算用于完全能量转换（不连续模式）反激变压器的最小原边匝数（其中磁心面积为 150mm²，原边直流电压是 300V，最大的“导通”时间是 20 μ s）。
2. 在上题中的条件下，如果反激电压不超过 500V（忽略所有的超调），要求的输出电压是 12V，计算副边匝数。假定整流二极管压降为 0.8V。
3. 如果要维持完全能量转换（不连续模式）工作，计算最大工作频率。
4. 如果转换功率是 60W，计算所需的原边电感和气隙长度（假定工作于最大的工作频率及完全能量转换模式，无变压器损耗。使用变压器级别铁氧体磁心，所有的磁阻集中于气隙）。

2.31

第 3 章 减小晶体管开关应力

3.1 导论

在反激变换器中，有两个主要原因引起高开关应力。这两个原因都与晶体管带感性负载关断特性有关。最明显的影响是由于变压器漏感的存在，集电极电压在关断边沿试图过电压。其次，不是很明显的影响是如果没有接负载，在开关边沿会出现较高的副边关断应力。

如果保证漏感尽可能地小，电压超调是最容易解决的。然后使用消耗或能量回收方法压制超调。以下章节介绍消耗抑制系统。使用附加线圈的、更有效的能量回收方法在第二部分 8.5 节中介绍。

如果在反激变换器中使用能量回收线圈方法，为保证能量向副边传递，抑制的电压应至少比副边电压高 30%（为驱使电流更快通过副边漏感需增加的反激电压）。

3.2 自跟踪电压抑制

当晶体管所在电路中带感性或变压器负载，在晶体管关断时，由于有能量存储在电感器或变压器漏感的磁场中，在其集电极将会产生高压。

在反激变换器中，储存在变压器中的大部分能量在反激期间将会传递到副边。可是由于漏感，在反激期间开始时，集电极电压会有增加的趋势，除非采用一定形式的电压抑制。

在图 2.3.1 中，变压器漏感、输出电容电感和副边电路的回路电感集中为 L_{LT} ，并折算到变压器原边与原边主电感 L_p 相串联。

2.32

考虑紧跟着是“导通”期间的作用，在此期间 T_1 原边线圈中已建立电流。当晶体管 Q1 关断时，由于反激作用所有的变压器电压会反向。不考虑输出整流二极管压降，副边电压 V_s 不会超过输出电压 V_c 。由于漏感 L_{LT} ，Q1 的集电极部分地脱离该钳位作用，而储存在 L_{LT} 中的能量将使集电极电压更加正。

如果没提供钳位电路 D2、C2，由于储存在 L_{LC} 中的能量会重新进入 Q1 集电极的漏电容中，则反激电压将高到具有破坏性的程度。

可是在图 2.3.1 中，稳态条件下，要求的钳位作用由元件 D2、C2 和 R1 提供，如下所示。

C2 上的电压充到比反馈回来的副边反激电压稍高一些。当 Q1 关断，集电极电压反激到该值，此时二极管 D2 导通并保持电压为常数（C2 与得到的能量相比较大）。在钳位作用结束时，C2 上的电压比开始值稍高。

在周期的维持阶段，由于向 R1 放电的结果，C1 上的电压回到它原来的值。因

此多余的反激能量消耗在 R_1 上。在稳态条件下，由于 C_2 上的电压值会自动调整，该钳位电压是自跟踪的，直到所有多余的能量消耗于 R_1 上。如果所有的条件保持恒定，减小 R_1 的值或漏感 L_{LT} ，钳位电压就会减小。

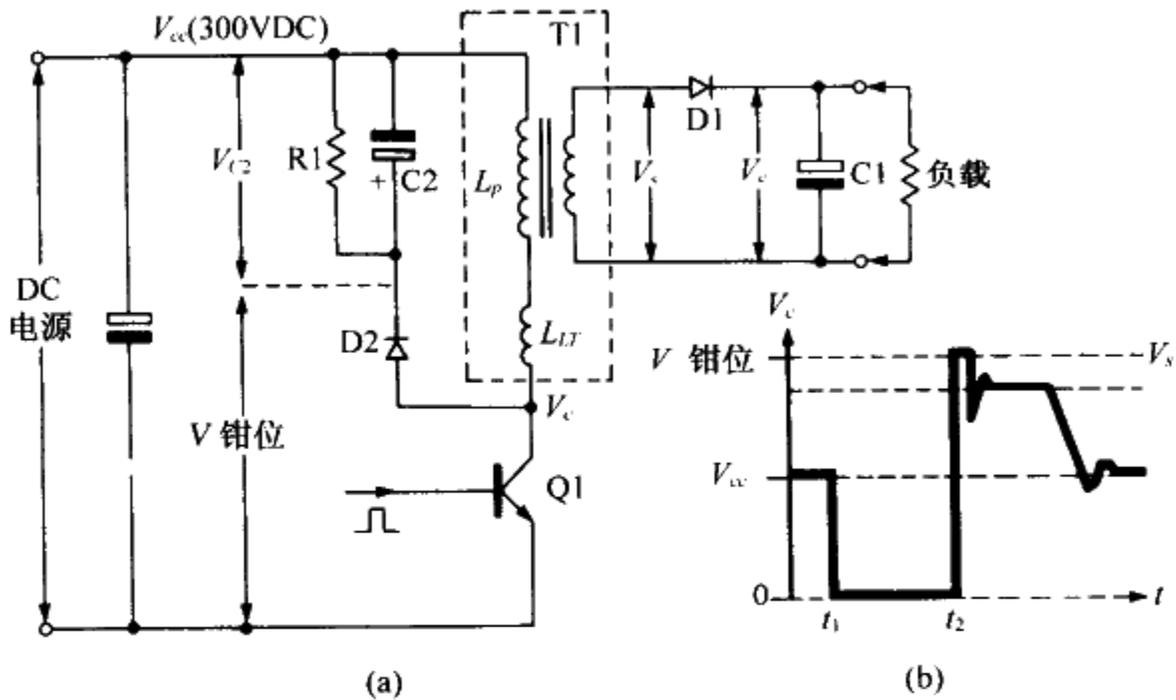


图 2.3.1

- (a) 用于反激变换器原边降低应力的自跟踪集电极电压钳位；
(b) 集电极电压波形，表示电压钳位作用

由于反激超调具有有用的功能，不希望使钳位电压太低。在反激作用期间，它提供附加的电压以驱使电流进入副边漏感。这使变压器副边反激电流更加快速增加，改善了变压器效率并减小了 R_1 上的损耗。这对低电压、大电流的输出尤其重要，因为此时漏感相对较大。所以选择较低的 R_1 值，导致钳位电压太低是错误的。最大允许的原边电压超调量由晶体管 V_{CEX} 额定值控制，应不低于反馈的副边电压的 30%。如需要，使用较少的副边匝数。

如果储存在 L_{LT} 中的能量较大，要避免 R_1 上有过多的损耗，则要用能量恢复线圈和二极管来替代该电网络，就像在正激变换器中使用的一样。可将多余的反激能量送回电源。

很明显，为了高效率和使 Q_1 上的应力最小，漏感 L_{LT} 应尽可能小。这可由变压器原副边间良好的绝缘来得到。同时也需要选择最小电感的输出电容，最重要的是副边电路的最小回路电感。后者可通过使导线与变压器尽可能近耦合，且合理绕制而得到。印制电路板的走线应成对平行紧密耦合，距离要小。注意这些细节会提供高效率、好的调节性以及反激电源中有好的交叉调节性。

3.3 反激变换器“缓冲”电路

副边开关损耗应力问题常由“缓冲电路”来解决。图 2.3.2 表示一典型电路。缓冲网络的设计在第一部分第 18 章中详细介绍。

2.34

在离线反激变换器中为了减少副边击穿应力，需要在开关晶体管两端跨接缓冲

网络。同时常常需要缓冲整流二极管来减少开关应力以及 RF 辐射问题。

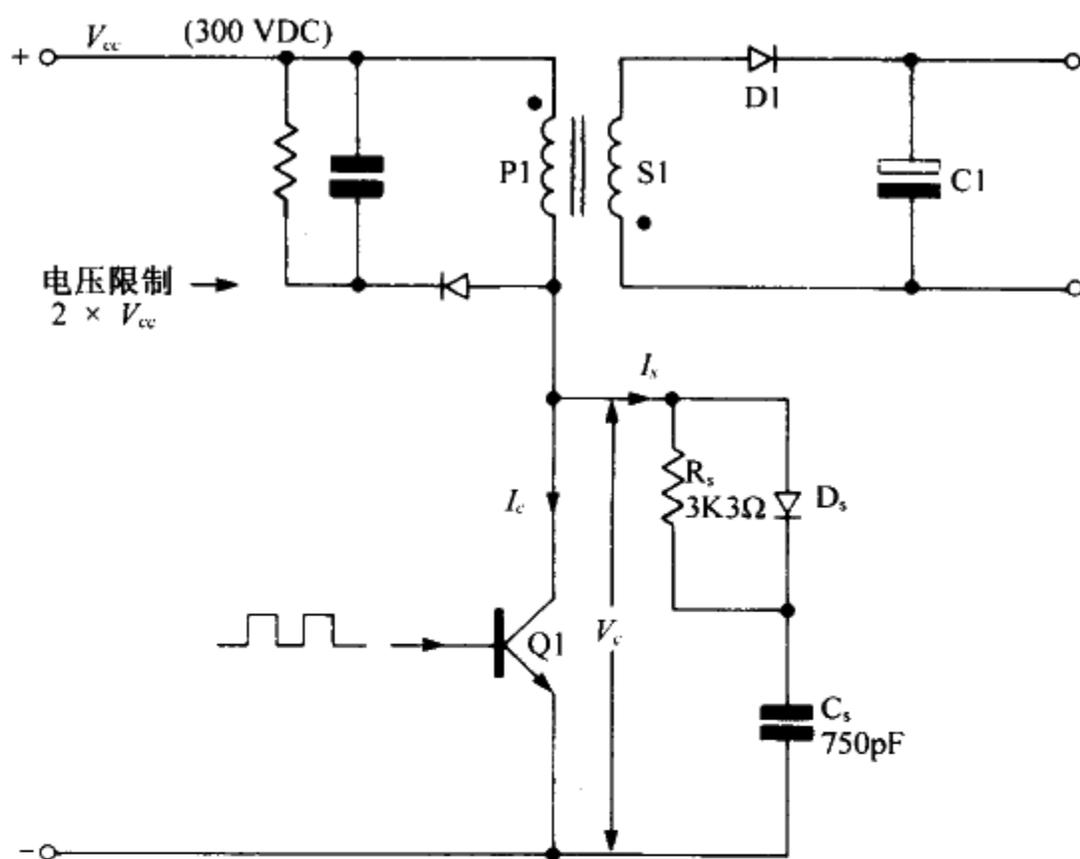


图 2.3.2 用于离线反激变换器集电极的耗能缓冲电路

在图 2.3.2 中，典型反激变换器的缓冲元件 D_s 、 C_s 和 R_s 跨接在 Q1 两端，其作用是在 Q1 关断时为原边感应驱动电流提供旁路和减少 Q1 集电极的电压变化率。

工作原理如下：当 Q1 开始关断时，其集电极上的电压将会升高，原边电流将经二极管 D_s 转移到电容 C_s 。晶体管 Q1 关断非常快，其集电极上的 dv/dt 将由关断时集电极原有的电流和 C_s 的值来决定。

集电极的电压会突然升高，直到限定值 ($2 \times V_{cc}$)。很短时间后，由于漏感，输出副边线圈上电压将达到 V_{sec} （等于输出电压加二极管压降），反激电流将由原边交换到副边，经 D1 建立的电流速率由副边漏感决定。

2.35

实际上，Q1 不会立即关断，如果要避免副边击穿电压，缓冲元件应这样选择，在集电极电流降到零之前 Q1 集电极上的电压不超过 V_{ceo} ，如图 2.3.3 所示。

除非知道 Q1 的关断时间，这些元件的优化选择是凭经验的，根据是对集电极上关断电压和电流的测量。第一部分第 18 章和图 1.18.2a, b, c 和 d 表示在有和没有缓冲网络时的典型关断波形和开关应力。

当电流到零时，应对集电极电压提供安全电压裕量，由于工作温度、负载、晶体管参数的分散性以及驱动设计对这些参数存在相当的影响，认为该值至少应低于 V_{ceo} 的 30%。图 2.3.3 表示了限制条件。在本例中，集电极电压达到 V_{ceo} 时，集电极电流刚好降到零。

另一方面，应避免 C3 取值太大，这是由于在反激期间结束时，储存在该电容的能量必须在“导通”期间的前段时间消耗在 R2 上。

R2 的值应折中选择。阻值太小，使导通瞬间 Q1 上的电流过大，增大导通过程

损耗。另一方面，阻值太大，在最小“导通”期间 C3 不能充分放电。

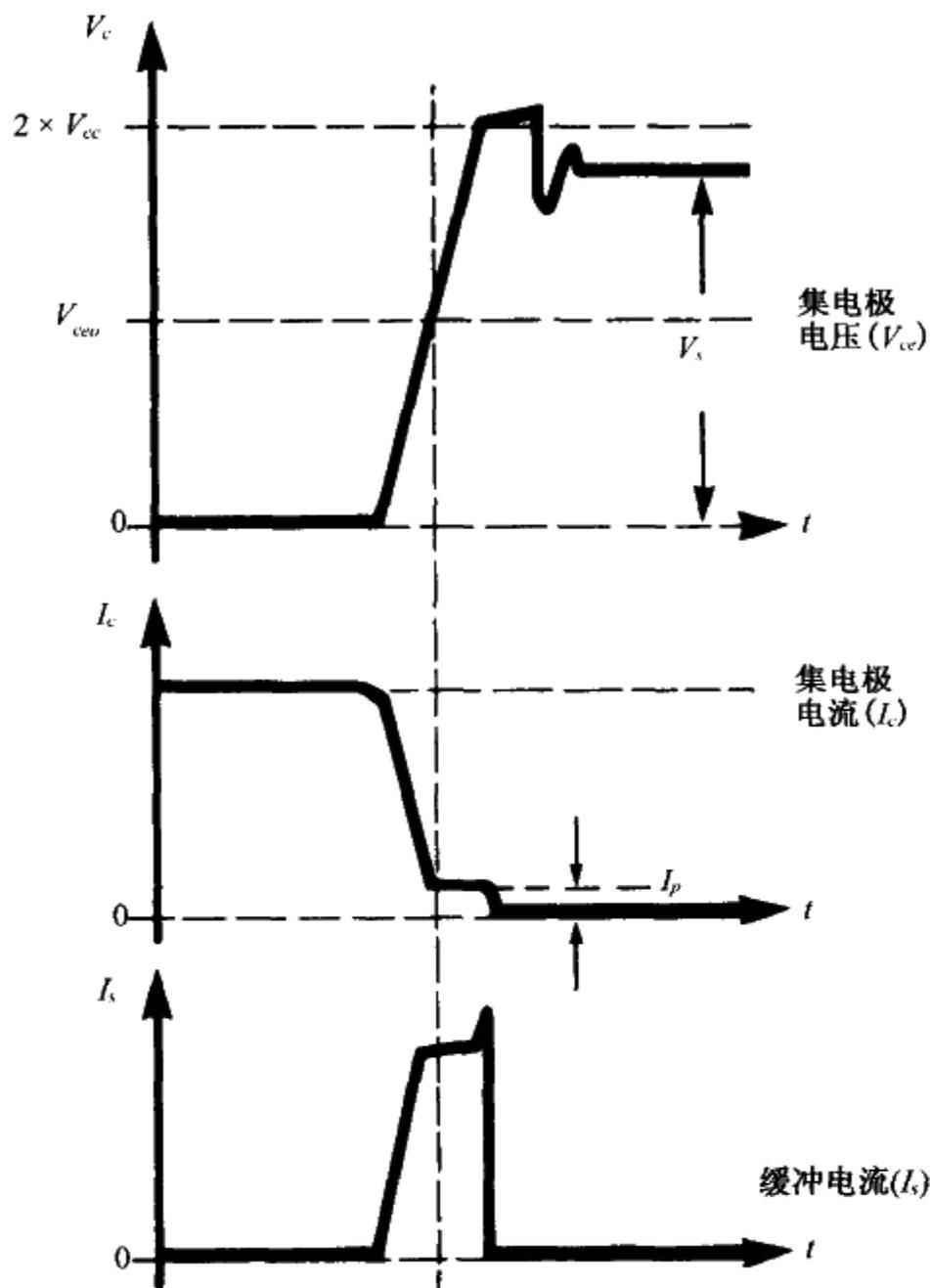


图 2.3.3 集电极电压和电流波形，表示装有耗能元件时的相移，以及 Q1 关断边缘的缓冲电流波形

对所举 100W 例子，各值是较好折中选择。可是，注意在窄脉冲条件下，要仔细检查 Q1 集电极上电压和电流波形。在此使用的缓冲器的选择同样是采用折中的办法。缓冲器元件的优化选择在第一部分第 18 章有详细介绍，那里使用了更为有效的缓冲方法，并避免了元件的折中选择（见第一部分 18.10 节）。

3.4 习题

1. 为什么在反激变换器中开关晶体管对高压开关应力特别敏感？
2. 为什么反激电压常常超过由原、副边电路匝比表示的电压值？
3. 叙述两种减少反激开关元件高压开关应力的方法。

第 4 章 选择反激变换器功率元件

4.1 导论

通常，在相同功率下，反激变换器要求的元件等级高于相同功率的正激变换器。特别是由于纹波电流，要求的输出二极管、输出电容、变压器及开关晶体管较大。可是其电路简化，不需要输出电感，而且每个输出电源仅有一个整流二极管，可以抵消较大元件带来的成本增加。

在反激式应用中，元件的选择应满足每个单元电路的电压和电流的特殊需要。可是设计者需牢记，即使对于同样的额定输出功率，不同的工作方式对元件有不同的应力条件。下面章节介绍的功率元件的选择虽然特别适合于第二部分第 1 和 2 章给出的反激变换器，但通常也用于所有的反激变换器。

所示的图和元件仅是举例，并不是说它们是最合适的必须元件。许多制造商有类似可用的合适元件。

4.2 原边元件

4.2.1 输入整流器和电容器

在反激变换器中没有特别的需求影响输入整流器和储能电容器。因此与用于其他形式变换器中的一样，按满足其额定功率和维持工作的需求来选择（见第一部分第 6 章）。

4.2.2 原边开关晶体管

反激电源中的开关晶体管承受相当高的应力。额定电流取决于最大负载，效率，输入电压，工作模式和变换器设计。首先计算在最小输入电压和最大负载下的集电极峰值电流。在图 2.2.4 所示例子中，集电极峰值电流范围是平均电流的 3~6 倍，取决于工作模式。

2.37

集电极最大电压也非常高。它取决于最大输入电压（空载），反激系数，变压器设计，感应的超调量和缓冲方式。

例如，当馈电于额定电压为 110V 的交流电源，最大的输入电压值为 137V rms。对此输入，最大的空载直流整流电压 V_{cc} （使用倍压输入电路）是

$$V_{cc} = V_{in} \times \sqrt{2} \times 2$$

在此， V_{cc} = DC 电压；

V_{in} = 最大交流输入电压，rms。

该例中，

$$V_{cc} = 137 \times 1.42 \times 2 = 389V$$

典型的反激电压至少是 V_{cc} 的两倍，此例中为 778V。因此允许 25% 的感应超调裕量，则集电极峰值电压为 972V，应选择 V_{ce} 额定值为 1000V 的晶体管。

为满足这些重要条件，反激晶体管必须提供良好的开关特性，低饱和电压和在峰值工作电流时具有有效的增益裕量。由于晶体管的选择也要满足增益，因此它确定了对驱动电路的要求，所以合适的功率晶体管的选择可能是反激变换器的效率和长期可靠性的最重要参数。

注意：为避免副边开路、电流失真和在高电压双极晶体管中产生过度的损耗，正确的驱动和负载电路的形状是必须考虑的。

合适的驱动电路、波形、副边开路和失真问题在第一部分第 15、16、17 和 18 章中讨论。

4.3 副边功率元件

4.3.1 整流二极管

反激变换器中的输出整流二极管要经受大的峰值和 rms 电流应力。实际值取决于负载、导通角、漏感、工作模式和输出电容 ESR。典型的 rms 电流是 $1.6 \sim 2 \times I_{DC}$ ，而峰值电流可能高达 $6 \times I_{DC}$ 。由于准确条件往往是不可知的，二极管电流的计算困难，建议使用经验方法。

2.38

对于原来的标准电路板，适当地选择二极管的平均和峰值额定值。快速二极管的反向恢复时间不要超过 75ns。整流二极管的最终优化选择在对样机副边整流器电流测量后进行。由于对漏感、输出回路电感、PCB 走线、导线电阻以及输出电容的 ESR 和 ESL 等的各种影响难以估计，计算出来的二极管 rms 和峰值电流通常不十分准确。这些参数对整流器的 rms 和峰值电流要求具有非常大的影响，特别是在低输出电压、高频和大电流的情况下。下面给出测量方法。

4.3.2 整流纹波电流测量过程

(1) 将适当额定值的电流探针与被测输出整流器串联（见第三部分第 13、14 章中合适的电流探针的设计）。

(2) 使用示波器，观察电流波形和注意峰值电流值。

(3) 从电流探针转到 rms 有功电流表（例如，热电偶仪器或具有至少 10/1 峰值因数的 rms 读数仪器），并测量 rms 电流。为电流探针和仪表倍数留有适当的余地。这些测量应在最大输入电压和最大负载下进行。

选择具有合适的峰值和 rms 额定值的二极管。

4.3.3 整流器损耗

反激式电源输出整流二极管的真正能量损耗取决于许多因数，包括正向消耗、反向漏损和恢复损耗。正向消耗取决于二极管正向导通时的等效正向电阻和电流脉冲形状，这两个过程都是非线性的（事实上副边电流波形常常与计算中常规假设的理想三角形有很大的不同）。同时，通常在样机中测量二极管温升更为方便，从中可计算结点温度和最坏情况下的热吸收需求。

从对许多反激电源整流器温升测量中（将由 DC 应力与 ac 应力条件引起的温升进行比较），发现用测到的整流器 rms 电流（大约 $1.6I_{DC}$ ）和假定硅二极管的正向压降为 800mV 或 Schottky 二极管的正向压降为 600mV，可以近似计算整流器消耗。基于这些计算会给出原样机的合适热吸收装置（见第三部分第 16 章）。

4.4 输出电容

在反激变换器中输出电容也是高应力的。通常输出电容的选择有三个主要参数：绝对电容值，电容 ESR 和 ESL，以及电容纹波电流额定值。

2.39

4.4.1 绝对电容值

当 ESR 和 ESL 较低时，在开关频率下电容值可以控制峰峰纹波电压。由于纹波电压通常比平均输出电压小，输出电容两端的线性衰减可假设是在“关断”期间。在这期间，电容器必须递送所有的输出电流，电容两端的电压大约衰减 $1V/\mu s/A$ （对 $1\mu F$ 电容而言）。因此当最大的“关断”时间，负载电流和要求的峰峰纹波电压已知，则最小的输出电容可由以下计算：

$$C = \frac{t_{off} \times I_{DC}}{V_{p-p}}$$

在此， C = 输出电容， μF ；

t_{off} = 关断时间， μs ；

I_{DC} = 负载电流，A；

V_{p-p} = 纹波电压峰峰值。

该例中，对于一个 5V、10A 输出电源和 100mV 的纹波

$$C = \frac{18 \times 10^{-6} \times 10}{0.1} = 1800\mu F$$

注意：若要用单级输出滤波器保持峰峰纹波电压在 100mV 以下将会很不经济。要得到较低的输出纹波应使用附加的 LC 级。

4.4.2 电容器 ESR 和 ESL

图 2.4.1a 和 b 表示了输出电容 ESR 和 ESL（等效串联电阻和电感）对输出纹波的影响。实际上，纹波电压会比单独选择输出电容所期望的大得多，当选择电容器规格时，应允许承受这样的影响。如果使用单级输出滤波器（无附加的串联扼流圈），则输出电容器的 ESR 和 ESL 将对高频纹波电压有较大的影响，故应使用最低 ESR 的电容器。

不要忽略附加输出 LC 滤波器在反激系统中的有利影响。该滤波器可减少输出噪音，允许使用有足够纹波额定值的低成本电解电容作为主要的储能元件（见第一部分第 20 章）。

4.4.3 电容器纹波电流额定值

在反激变换器中，输出电容器的典型 rms 纹波电流是 DC 输出电流的 1.2 ~ 1.4 倍（见第一部分第 20 章）。输出电容器必须能传导输出纹波电流而没有过分的温升。

2.40

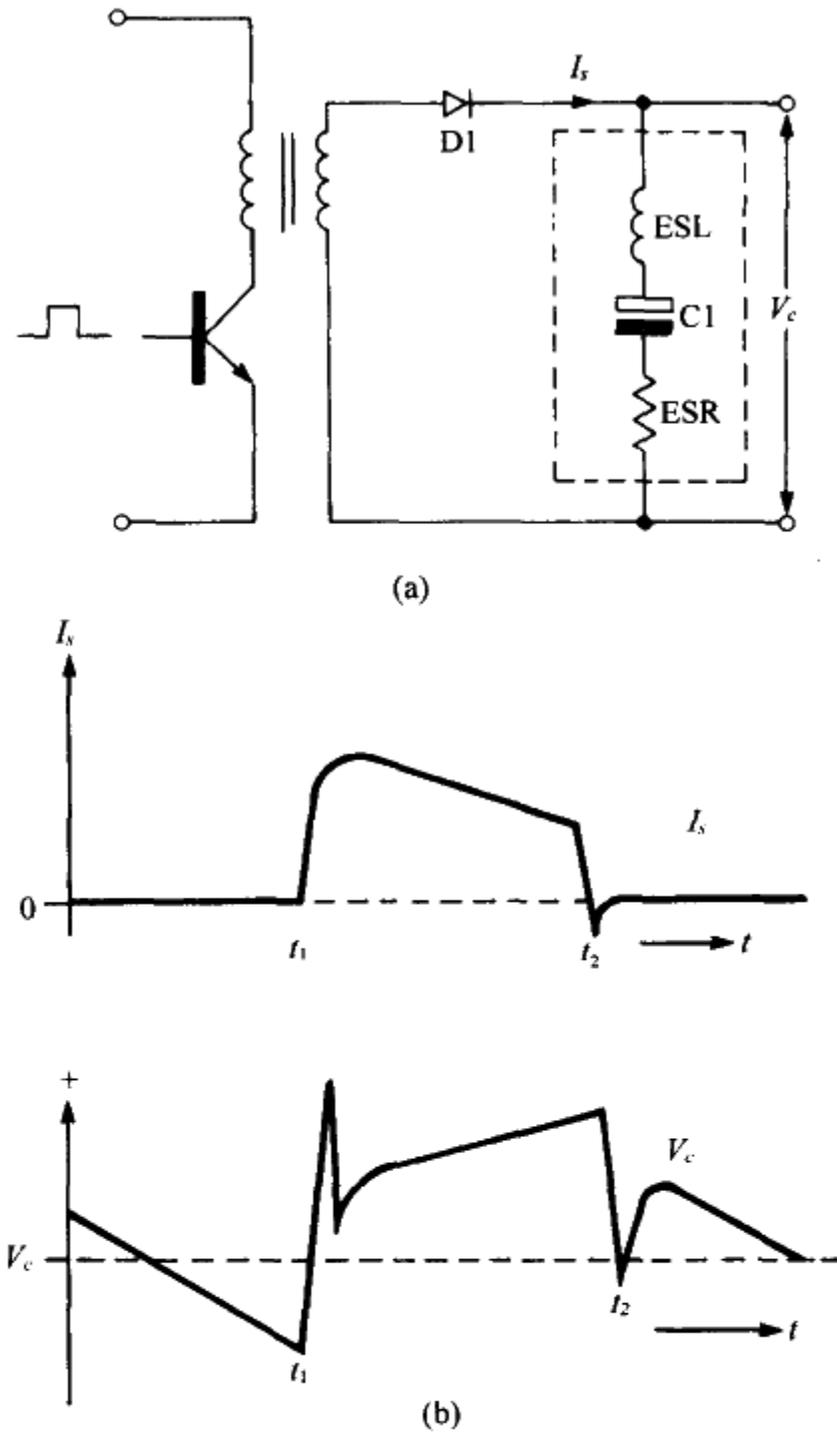


图 2.4.1

- (a) 表示反激变换器副边寄生串联元件 ESL 和 ESR;
 (b) 输出电压波形, 表示寄生元件的影响

2.41

为更加精确地评价纹波电流, 推荐下面的测量过程。使用合适额定值的电流探针, 测量在满载和最大电源输入时流过输出电容的 rms 电流 (同时应该使用真正的 rms 电流表)。选择满足纹波需要, 适合频率和温度等多种因素的电容器 (见第三部分第 12 章)。

4.5 电容寿命

虽然先进行测量和计算是优化元件选择的良好开端, 但对于长期可靠性来说, 最重要的参数是工作环境中元件的温升, 这可在已完成的产品中测量到。

温升是元件应力, 热传导设计, 气流, 周围元件邻近影响的一个函数。来自邻

近元件的辐射和热对流对元件产生的温升比内电阻损耗产生的温升大。电子电容器尤其如此。

由于纹波电流和峰值工作温度的影响，电容器的最大容许温升随着电容器的形式和制造商的不同而变化。在此例中使用的元件，空气中对纹波电流的最大容许温升是 8°C ，制造商以此来确定纹波电流额定值。该额定值可用于周围空气高达 85°C 或最高温度是 93°C 的情况。

不考虑温升的影响，温度的绝对界限（此例为 93°C ）须用于确定单元工作的界限。这应在正常环境及最大额定温度和负载下测量到。最大温度影响电容器的寿命，应在较低的温度下工作。如果质疑内部纹波电流引起的温升（这在复杂的反激波形下很难计算），按下列进行：

(1) 在正常工作条件下测量电容器的温升，并远离其他热源影响（如可能，将电容安放在短缠绕电线上，在设备和电容器之间嵌入热屏蔽物）。测量由纹波元件单独引起的温升，与制造商的限定值进行比较。允许的温升并不总是由数据表中获得，还可以从制造商的试验和 QA 部门得到。允许温升的典型值在 $5\sim 10^{\circ}\text{C}$ 之间。

(2) 如果由纹波引起的温升是可以接受的，将电容器安装在正常位置，让其经受电源对它的最高温冲击和负载条件。测量电容器的表面温度，确保在制造商的额定值之内。这种方法要保证避免热耗散，电解电容器有这种可能。

4.6 小结

反激系统的功率元件已讨论得相当详细。要得到好的性能和可靠的工作，最基本的是注意每个元件的额定值和工作条件。对于电源工程师，这将成为第二特性。2.42 元件选择是费力的过程，要得到最经济和可靠的部件，这个过程是必不可少的。计算仅花费设计者少部分时间，对这些选择，大量的重要信息不经过适当的测量是得不到的。

变压器的漏感，走线布置和尺寸，输出元件的 ESR 和 ESL 值，元件布置和冷却安排都对元件的冲击和额定值有相当的影响。这些影响不能可靠地预计。当没有进行真正的测量时，选择元件额定值时要对其计算值取较大的安全裕量。

大多数的优化和验证实验在设计批准阶段更容易实现，将被限制到那些指定为最终产品的样机中。

如果要求长期可靠工作和经济的设计，专业工程师应保证完成产品之前进行设计优化，并且实现所有需要的验证实验。

4.7 习题

1. 解释反激变换器中控制开关晶体管选择的主要参数。
2. 在反激变换器中，什么控制副边整流二极管的选择？
3. 反激变换器的哪个参数控制输出电容器的选择？

第 5 章 对角半桥反激变换器

5.1 导论

这种变换器，又称为双晶体管变换器，特别适合于功率场效应晶体管的工作。因此该例中使用 FET 元件，但同样的设计过程也可用于晶体管工作中。

该结构可提供所有的反激式工作模式，即固定频率、可变频率以及完全或不完全能量转换工作模式。可是由于附加的功率元件和其驱动隔离，会带来成本上的不利。

5.2 工作原理

图 2.5.1 所示的电路中，变压器原边的两个功率场效应管 FT1 和 FT2 对高压直流电源进行开关。控制电路驱动这两个开关，使其同时“导通”和“关断”。反激作用发生在“关断”状态，就像前面的反激例子一样。

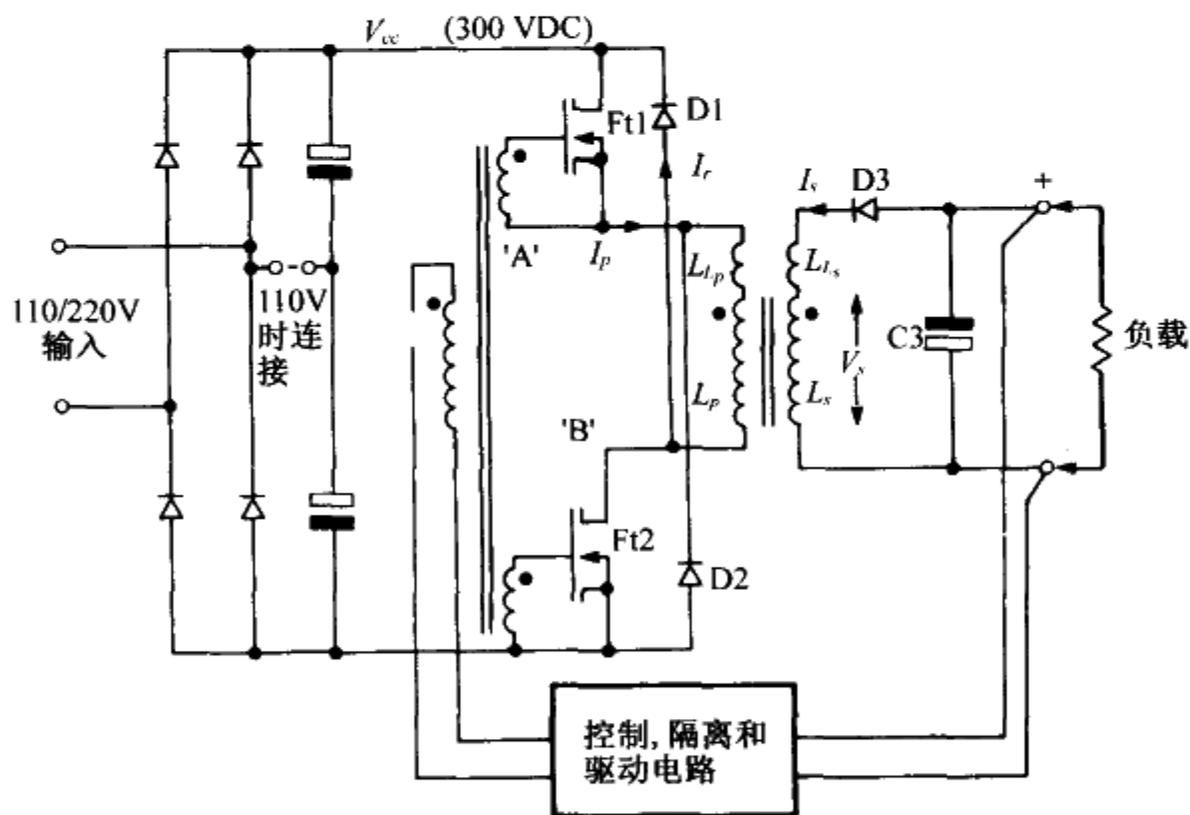


图 2.5.1 使用功率 FET 开关管的对角半桥（两个晶体管）单端反激变压器

控制，隔离和驱动电路与前面在单端反激变换器中使用的类似。一个小的驱动变压器为两个场效应管提供同步的隔离驱动信号。

应该注意到跨接的二极管 D1 和 D2 将多余的反激能量回送电网，并在 FT1 和 FT2 产生强烈的电压钳位，其值仅高于或低于电源电压一个管压降。因此可大胆地使用额定值为 400V 的开关元件，而该结构非常适合于功率场效应管。还有二极管 D1

和 D2 的能量恢复作用免去了恢复线圈或多余的大滞后元件。其电压和电流波形示于图 2.5.2 中。

由于变压器漏感在电路的工作中扮演了重要的角色，把原边和副边元件的分布漏感集中成总电感 L_p 和 L_s 的效果，这样变压器可视为理想变压器。

2.44

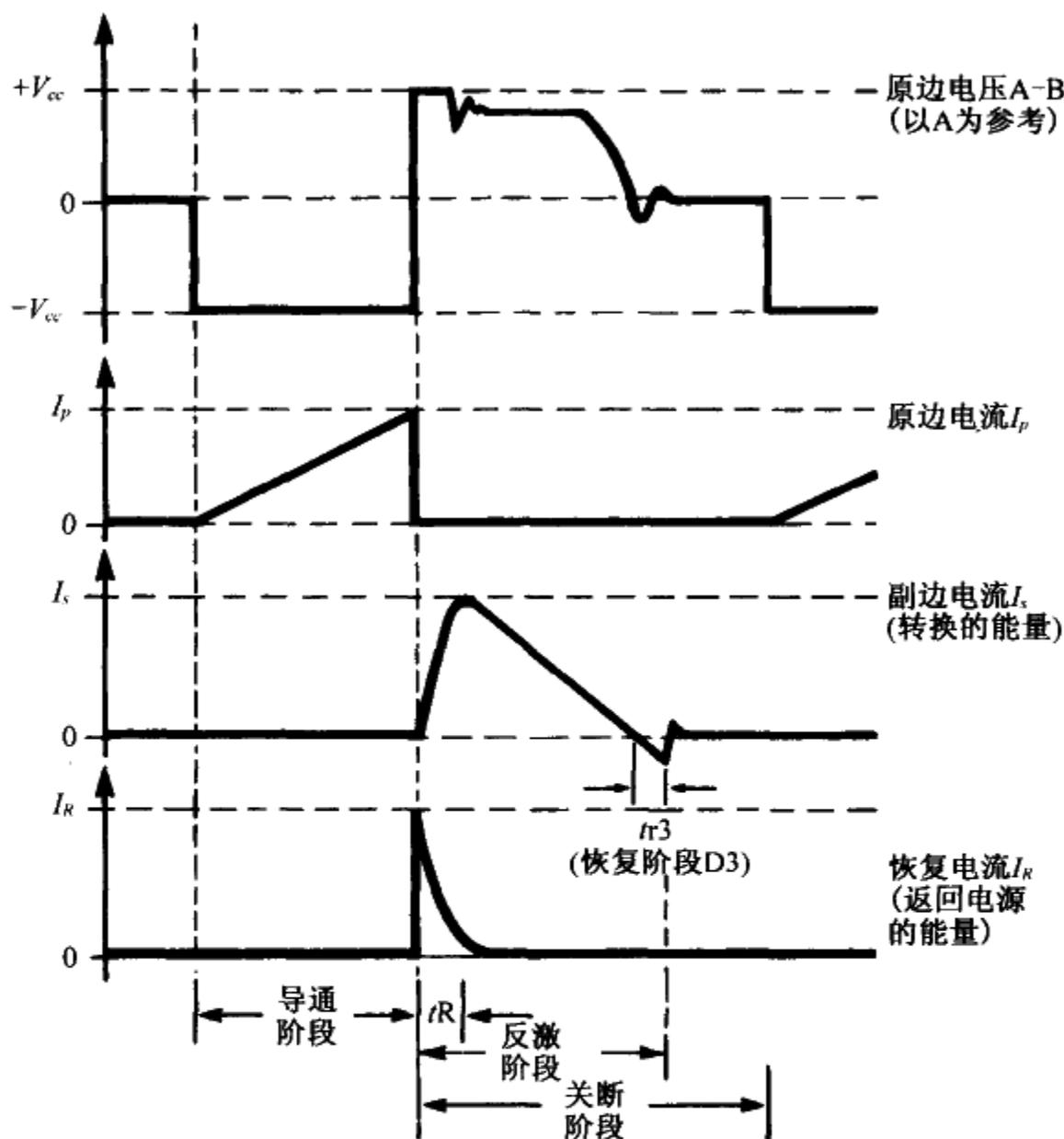


图 2.5.2 对角半桥反激变换器的原边和副边波形，表示“恢复”的能量（回送电源的能量）

功率部分工作如下：当 FT1 和 FT2 导通，电源电压将加在变压器原边 L_p 和漏感 L_L 两端。所有线圈的起始端将为正，输出整流二极管 D3 反偏而关断，因此在“导通”期间副边无电流流过，副边漏感 L_s 可以忽略。

在“导通”期间变压器原边电流线性增加（见图 2.5.2），由下式定义：

$$\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_{cc}}{L_p}$$

$1/2L_p \cdot I_p^2$ 能量储存在变压器的耦合磁场中， $1/2L_L \cdot I_p^2$ 能量储存在有效漏感中。

在“导通”期间结束时，FT1 和 FT2 同时关断，FET 中原边电源电流将降到零。可是如果没有相应磁通密度的变化磁场强度不会变化，而且由于反激作用变压器上的所有电压将反向。二极管 D1 和 D2 导通，将原边反激电压（由原边漏感产生）钳

位在电源电压。由于所有的线圈极性反向，副边电动势 V_s 使输出整流二极管 D3 导通，并在副边线圈中建立由副边漏感 L_L 决定的电流 I_s 。

2.45

当副边电流达到 $n \times I_p$ 时，在此 n 是匝比，储存在原边漏感 L_L 中的能量已传送回电源，能量恢复钳位二极管 D1 和 D2 停止导通，原边电压 V_p 将降回到反馈的副边电压。此时原边两端的电压为 C3 两端的电压（正如普通变压器对原边的作用一样）。该钳位反激电压必须设计为小于电源电压 V_{cc} ，另一方面，所有的反激能量都会返回电源。可是在正常条件下，完全能量转换系统中的 FT1 和 FT2 保持“关断”期间，储存在变压器磁场中的剩余能量将传递到输出电容器和负载。在“关断”期间结束时，将开始一个新的功率周期，这个过程继续。

5.3 有用性质

此种变换器具有许多不可忽略的有用性质。

2.46

第一，（对功率 FET 的工作特别重要），由于快速钳位二极管 D1 和 D2 的使用，在任何工作条件下两个功率元件上的电压不会超过电源电压加两个管压降。这种非常强烈的钳位作用对功率 FET 的工作很理想，因为它们承受过电压的能力特别差。

第二，在反激期间开始时储存在原边漏感中的能量会通过 D1 和 D2 返回到电源，不会损失在系统中。

第三，在瞬间负载条件下，如果在上一个“导通”期间，变压器原边已储存了多余的能量，在反激期间该能量也会返回电源。

第四，与单端反激变换器相比，可以选择工作电压低得多的功率元件，因为这种结构不存在出现在单端系统中的双倍过电压影响。

第五，该技术的一个主要优点是不需要双缠绕的能量恢复线圈，因此可减少费用和消除一个不稳定因素。

5.4 变压器设计

跨接的原边能量恢复二极管 D1 和 D2 具有强烈的电压钳位作用，以及 FET 元件选择工作在较高的频率，意味着变压器的原边和副边漏感在电源的工作中会起到重要的作用。

储存在原边漏感 L_L 中的能量不能传递到输出电路，而是回送电源。因此在原边电路中，漏感引起无用的（产生损耗的）内部能量交换。另外，在反激期间，副边漏感使副边整流器中的电流建立缓慢。该滞后意味着储存的一部分能量回送到原边电路，而不会传递到输出。频率增加该比例增加。很明显，若要有最好的性能，必须具有最小的漏感。

在变压器设计中必须进一步考虑本结构与通常单端反激变换器性能之间的基本差别。在单端反激变换器中，一般允许反激电压尽可能大以驱动副边电流更快地通过输出漏感。在对角半桥反激变换器中，反激电压不能超过正向电压，因为同一个原边线圈要实现正向极化和反向的反激能量回送功能。因此由于原边二极管 D1 和 D2 提供的强烈钳位，原边反激电压不可能高于电源电压，对于本应用，设计具有最

小漏感的变压器尤为重要。

在选择副边匝数时，传送到原边的副边反激电压至少应比最小原边电压低 30%，否则多余的储存能量会经 D1 和 D2 在反激期间开始时回送到输入。

对于所有的其他方面，变压器的设计过程与第二部分第 2 章的单端反激情况相同，可采用相同的步骤。

2.47

5.5 驱动电路

为保证快速和有效地开关功率场效应管，驱动电路必须能对具有相对较大输入电容量的场效应管快速充放电，该应用中应使用特殊的低阻抗驱动电路。

5.6 工作频率

功率场效应管的使用，可使原边功率开关工作于高效的高频状态。高频工作时，可以减小变压器尺寸和减少输出电容器，但变压器的漏感、输出电容的 ESR 和整流器的快速恢复现在变得特别重要。因此，对于高频工作，不仅变压器要正确设计，也必须正确选择外部元件。

5.7 缓冲器元件

由于功率场效应管器件不遭受像出现在双极型器件中那样的二次击穿，从稳定性的观点出发，常常认为缓冲元件不重要。可是在大多数的 FET 应用中，仍然要在功率场效应管两端加上小的 RC 缓冲网络以减小射频辐射和满足功率场效应管的 dv/dt 限制（由于大的 dv/dt ，有些功率场效应管会发生内部寄生晶体管导通，使功率场效应管损坏）。可是功率场效应管，并不需要通常用于减少双极型晶体管二次击穿的较大缓冲元件。

为了减小原边高频电流路径的长度，可在电源两端跨接一个低寄生电感的电容，并尽量靠近功率开关管和能量恢复二极管 D1 和 D2。这在高频变换器中特别重要。

5.8 习题

1. 对角半桥反激变换器的原边结构与单端反激变换器的相比有哪些不同？
2. 对角半桥反激式结构的主要优点是什么？
3. 为什么说对角半桥反激变换器结构特别适合使用功率场效应管？
4. 为什么说在对角半桥反激式结构中，漏感对其性能特别重要？

2.48

第 6 章 自振荡直接离线反激变换器

6.1 导论

本章讨论的变换器从功率变压器取正反馈形成振荡。

由于简单和低成本，这些变换器为低功率的多输出需求提供了某些最经济的解决方案。如果设计得好，可以得到极为有效的开关作用和可靠的性能。大量困扰驱动变换器的问题，特别是交叉传导与变压器饱和都由于自振荡自身结构的原因而得到克服。由于总是工作在完全能量转换模式，能够非常容易应用电流型控制，得到快速、稳定的单极点闭环响应。

由于自振荡变换器需要较少的驱动和控制元件，故成本极低。注意，好的滤波设计和变压器屏蔽使该变换器适合于计算机、视频显示终端以及类似需求的应用。

有一种倾向认为这些简单的装置在专业电源应用中并不具有真正的竞争力。这种误解可能是由于某些早期自振荡设计的性能较差而引起的。还有在一些应用中并不希望考虑工作频率随负载和输入电压而变化。可是由于输出是直流，在大多数应用中只要提供高效的输入和输出滤波以及磁屏蔽即可，工作频率并不是一个问题。

6.2 工作种类

有 3 种工作状态：

A 类，“导通”时间固定，“关断”时间可变。

B 类，“关断”时间固定，“导通”时间可变。

C 类，“导通”、“关断”时间可变，速率（频率）固定。

这些种类在性能上的主要差别如下：

轻载时，A 类将工作于极低的频率。

负载最大时，B 类将工作于低频。

C 类具有更理想的特性，因为负载从满载降到大约 20% 负载时，频率维持合理的常数值。低于 20% 负载时频率通常逐渐升高（见图 2.6.1）。

6.3 常规工作原理

在此考虑的自振荡变换器，由主变压器上一个线圈的正反馈维持开关作用。频率由驱动钳位作用控制，该驱动钳位作用对应于“导通”期间激磁电流的增加。控制原边电流切断的幅度，从而控制输入能量以维持输出电压恒定。该频率常受到磁心磁特性、负载或所加电压变化的影响。

图 2.6.2 表示了 C 类电路的主要功率器件。取自于反馈线圈 P2 的信号反馈到功率晶体管的基极，使变换器产生自振荡。电路功能如下。

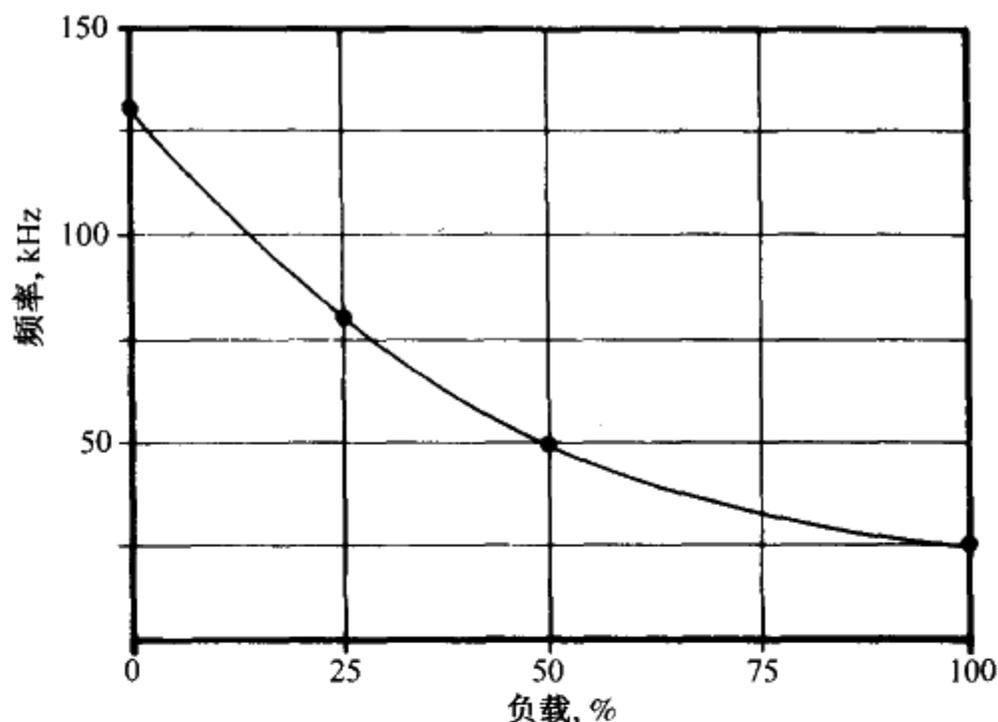


图 2.6.1 自振荡变换器的典型负载 - 频率变化曲线

闭合电源开关后，C1 两端有电压，电流流过 R1，晶体管 Q1 开始导通。随着 Q1 开始导通，经由反馈线圈 P2 产生的反馈信号加强对 Q1 基极的正向驱动。基极电流开始经 C2，并在驱动电压建立后经 D1 流过。因此 Q1 将快速导通，其最大驱动电流由电阻 R2 和 R1 以及反馈线圈 P2 两端的电压决定。

2.50

由于这些电路工作于完全能量转换模式，Q1 导通时，P1（主变压器原边线圈）中的电流从零开始建立，其变化率由原边电感 L_p 决定。因此

$$\frac{dI_p}{dt} = \frac{V_{cc}}{L_p}$$

式中， I_p = 原边电流；

V_{cc} = 原边电压；

L_p = 原边电感。

随着 Q1 集电极电流的增加，则其发射极电流也增加，R4 上的电压以与 Q2 导通电压（大约 0.6V）相同的速率增加。当 Q2 充分导通，并将 Q1 基极的大部分基极驱动电流转移后，Q1 将开始关断。此时 Q1 的集电极电压开始变正，在 D2、C5、R5 中流过的缓冲电流提供再生关断作用。R5 两端建立的电压有助于 Q2 的导通和 Q1 的关断。更进一步，由于反激作用，变压器 T1 上的所有电压反向，P2 变负，为 Q1 提供附加的再生关断作用，流过 C2 的反向电流有助于 Q1 关断。

该驱动系统极为简单，但却工作良好。对 Q1 基极电流的测试表明该电流有几乎理想的驱动波形（见图 2.6.3）。图 2.6.3 表示了关断波形斜率的情况，接近 Q1 “导通” 期间结束时，Q2 得到一斜坡向上的基极驱动电压，Q2 逐渐导通，Q1 的基极驱动电流为一非常理想的斜坡向下的波形。由于在 Q1 基极的所有载流子移去和集电极电流开始下降前再生关断作用不会出现，所以对大多数高压晶体管来说，这是理想的驱动波形。该关断波形防止了在晶体管 Q1 中产生过热点和二次击穿问题（见第一部分第 15 章）。

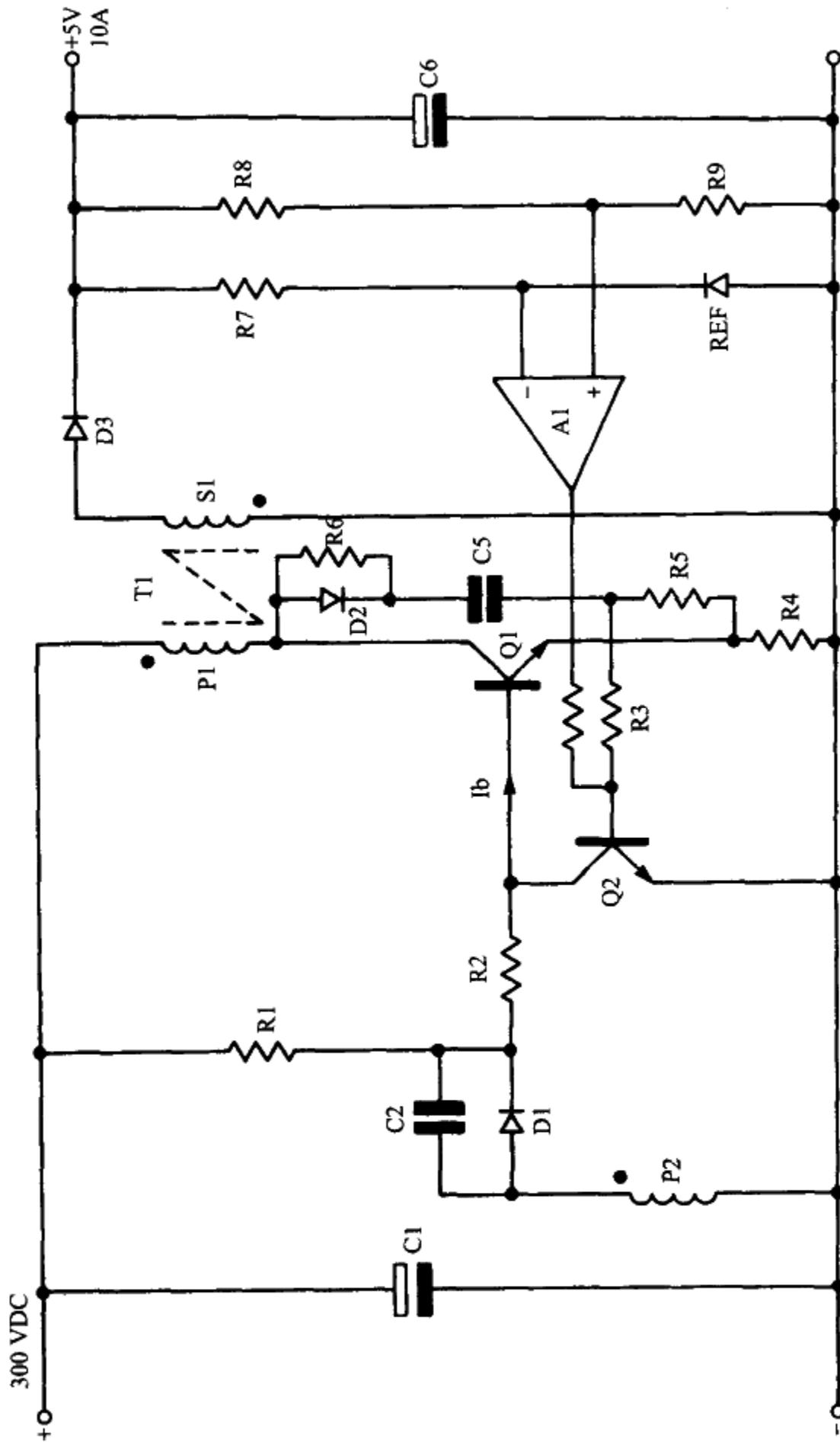


图2.6.2 原边电流型控制的非隔离、单变压器、自振荡反激变换器

这种系统还具有原边功率自动限制特性。即使控制电路没有提供驱动，晶体管 Q2 导通前流过 R4 的最大电流限制在 $V_{be}/R4$ 。因此不需更多的限流电路，该系统就具备有自动过功率限制。

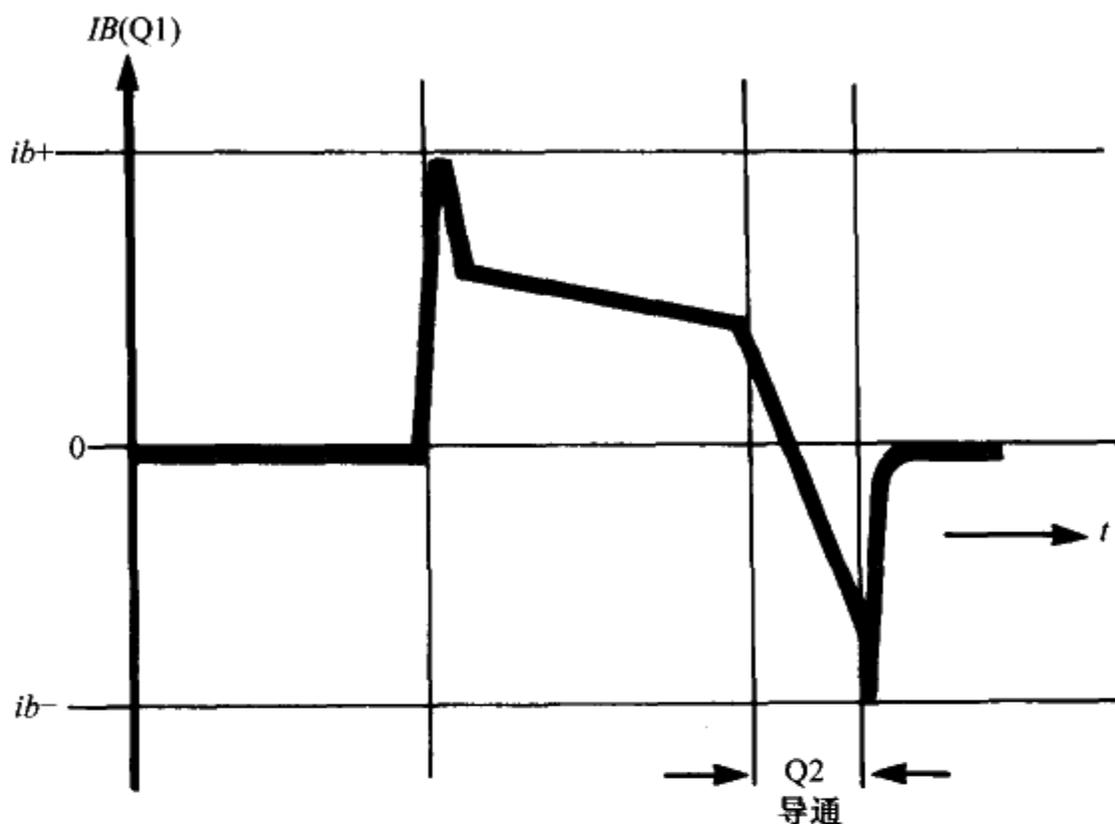


图 2.6.3 自振荡变换器的基极驱动电流波形

在正常工作中，控制电路根据输出电压的情况在 Q2 的基极加上驱动信号，使 Q2 的基极电压正向加大，这样可减少流过 R4 的电流，以创造关断条件。因此，可连续控制输出功率，从而在负载和输入变化时维持输出电压恒定。

在限流监听应用中，控制电路要处理更多的输出电压和电流信号上的附加信息，用来减小短路条件下的功率限制。注意，恒定的原边功率限制（自身的）对输出回路几乎没有保护作用，因为在输出电压很低或短路时，输出电流很大。

6.4 隔离的自振荡反激变换器

自振荡技术的一种更实用的电路示于图 2.6.4。该例中，输入和输出电路是隔离的，由光耦合器 OC1 提供反馈。

元件 D3、C4 和 R8 形成自跟踪电压钳位（见 3.2 节）。该钳位电路防止 Q1 关断时过大的集电极过电压（由原边漏感产生）。

元件 D1 和 C3 是辅助电源的整流器和储存电容，该辅助电源为控制光耦器 OC1 供电。

6.5 控制电路（简要描述）

书中使用一种非常简单的控制电路。光耦 OC1 的二极管与限流电阻 R9 和一个分流调整器 V1（德州仪器 TL430）串联。

当分流调整器 V1 的参考端达到 2.5V 时，电流开始经光耦二极管流向 V1 的阴极，开始控制作用。R12 和 R11 的比值按输出需要选择，本例为 12V。

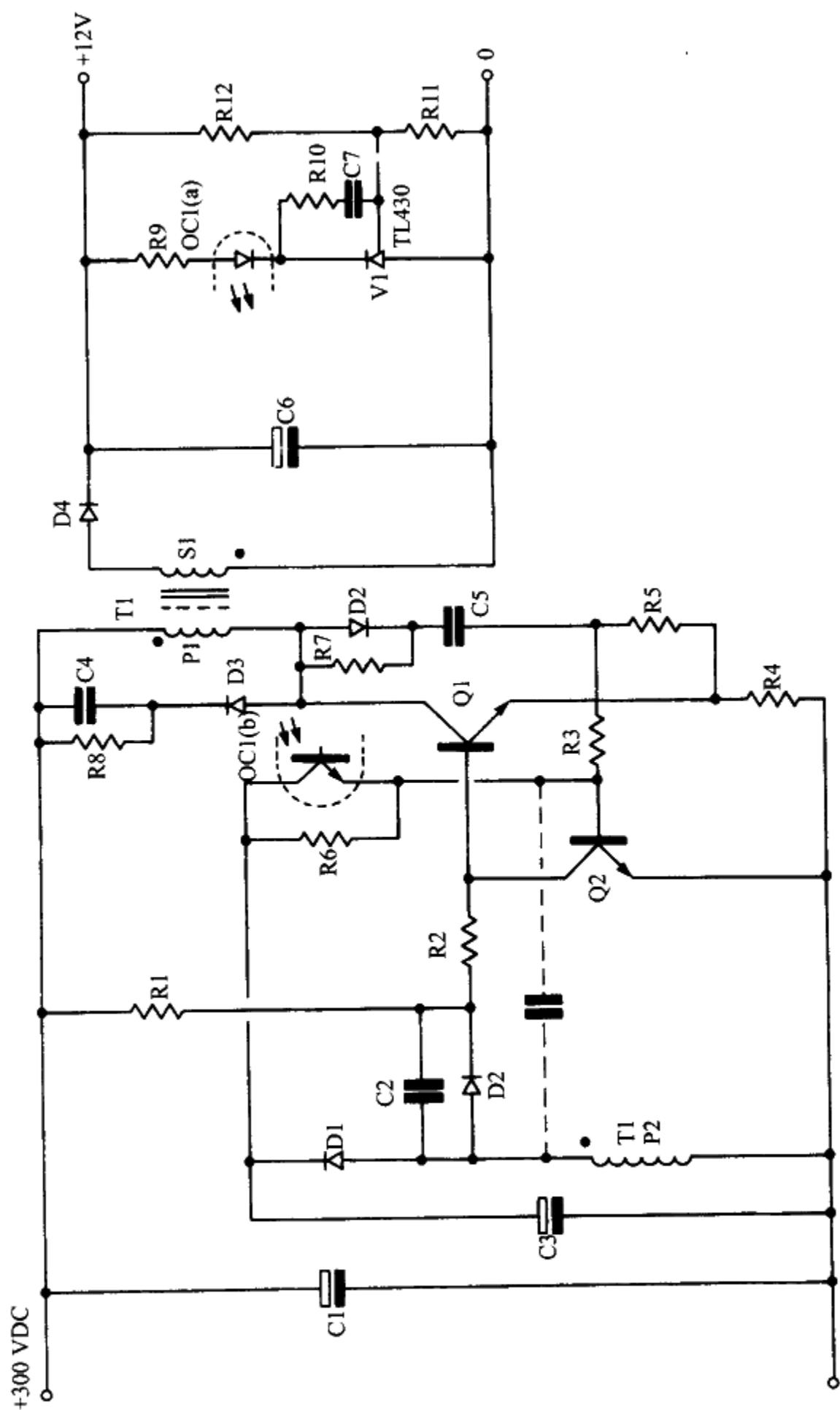


图2.6.4 隔离输出、单变压器、自振荡、电流型控制反激变换器，用光耦形成对输出的闭环控制

受输出控制电路控制的光耦晶体管给 R3 加一偏置电流。分压电路由 OC1、R3 和随光耦器电流增加的 Q2 基极组成，所以 R4 两端要求斜坡电压，而且使 Q2 导通和 Q1 关断所需的集电极电流将减小（在 7.4 节中对该控制电路做了更详细的描述）。

随着 Q1 开始关断，其集电极电压变正，集电极电流转移到缓冲器元件 D2、C5 和 R5 中。R5 两端的电压使 R3 和 Q2 上基极驱动电压增加，因为 R5 的阻值比 R4 大，其补偿的电压大于 R4 上的压降。这进一步为 Q1 提供了再生关断作用（在第一部分第 18 章中对缓冲器元件的工作做了更详细的描述）。

该简单电路具有许多重要优点。

首先，该电路总是工作于完全能量转换模式。考虑开关作用：Q1 关断时，反激电流在输出回路中流过，变压器电压反向，驱动线圈 P2 为负。因此，Q1 保持关断直到储存在磁场的能量转换到输出电容器和负载。

在这期间，所有线圈上的电压向零衰减。C2（反激期间已充电）跟随 P2 上电压的正向变化，使 Q1 的基极变正。再有，由于再生作用，流过 R1 的驱动电流增加，Q1 导通。结果，在储存的能量转换到输出电容器和负载后，新的“导通”周期立刻开始。无论负载和输入电压如何都会发生完全能量转换。

由于在设计过程中不用考虑直流成分，简化了变压器设计，并且不用顾虑磁心的满磁通容量。对任何原因产生的磁心饱和，线路有进一步的保护措施。因为饱和会使流过 R4 的电流增加，使“导通”脉冲提前终止。这样就使工作频率增加且不会出现饱和。这就允许设计者大胆地利用磁心的满磁偏移能力，而不需要过多的磁通裕量来防止饱和。

这种变换器的频率 - 负载典型图示于图 2.6.1 中。注意在负载非常低时，可能出现工作频率非常高的情况。为防止开关晶体管和缓冲元件中过多的损耗，应使用最小负载不超过 10% 的功率单元，或者使用电阻器作为假负载来避免高频模式。

变压器的设计可以使用第一部分第 18 章中讲述的常规的缓冲结构和电压钳位和图 2.3.1 和图 2.3.2 中的电路。为固定频率反激变换器（见 2.2 节）设计的变压器，在可变频率电路中的工作情况也相当令人满意。不过若使用额外的磁通容量和相应地减少原边匝数时可提高效率。为了有好的再生作用，P2 产生的驱动电压应至少为 4V。

最后的设计中，常使用额外的电路来改善整体性能。例如，用一正偏压与驱动线圈 P2 串联以加速导通过程（该过程在本例中较慢）。使用电容器（图 2.6.4 中虚线表示）或电阻在 Q2 的基极加一方波偏压用以在轻载条件下改善开关作用。轻载时减小开关频率可减小最小负载要求，从而减小了不规则振荡出现时的电流。

2.55

6.6 不规则振荡

在应用中，“不规则振荡”是指产生大量脉冲输出后接着停振，然后又产生许多脉冲输出并反复的情况。“不规则振荡”的起因是轻载时正确的开关作用需要非常窄的最小“导通”期间。可是由于晶体管有储存时间，在轻载条件下，该最小“导通”期间所具有的能量多于维持输出电压恒定所需的能量。因此由于大量脉冲产生，输

出电压逐渐增加。由于在某些点渐进控制失效，控制电路只能完全关断晶体管，接着出现停振期间，直到输出电压恢复到正确值。如果有较好的驱动设计，有最小的储存时间，除了在负载低于2%或3%时，“不规则振荡”都不会出现。无论如何，这是一种非破坏性的情况。

6.7 自振荡反激变换器主要参数小结

元件的成本应非常低，它在经济同时还具有良好的可靠性。

由于功率晶体管在规定的安全电流值上动作，故变换器的变压器可以设计在非常接近最大磁通密度限制的条件下工作。当要发生饱和时，控制电路会作出反应，终止其“导通”脉冲（频率自动调节到磁心不会饱和的较高的值）。这种自动保护能力让设计者可自由使用最大磁通范围，需要时可使用有较少原边匝数的效率较高的功率变压器。

该电路总是工作于完全能量转换模式，所以使用电流型控制提供了自动过负载保护，并改善了系统性能（电流型控制在第二部分第7章和第三部分第10章中有更全面的解释）。

完全能量转换模式（不连续模式）避免了具有“右半平面零点”的稳定性问题（见第三部分第9章）。

主变压器上的附加线圈为控制电路提供隔离的辅助电源，或提供辅助输出。

光耦器或控制反馈通道上的控制变压器提供输入和输出间的隔离。

该技术的潜在缺点是频率会随负载或输入电压的变化而改变。但只要有足够的输入和输出滤波，并且合理放置或屏蔽电源，使线圈元件的磁辐射不干涉邻近元件的工作，这就不会成为问题。

这种电源已成功用于视频显示设备，并在许多应用中取代了固定频率和同步电源设备。

2.56

6.8 习题

1. 自振荡离线反激变换器的主要优点有哪些？
2. 自振荡技术的主要缺点是什么？
3. 自振荡反激变换器工作于完全能量转换模式，为什么说这是优点？

2.57

第 7 章 应用电流型控制的反激变换器

7.1 导论

在反激变换器中，变压器的原边电感（准确地说是多绕组电感器）通常比正激变换器中类似元件的电感小得多。因此，在原边导电期间（“导通”期间），原边电流变化率大，其脉冲为大的三角形。该三角波对电流型控制的应用来说是理想的波形，因为它减小了噪声影响，并将界线分明的开关电平送至于电流比较器。

电流型控制在工作中有两个控制环。一个是快速动作的内环，它控制原边电流峰值，另一个是慢得多的外环，它调整电流控制环使输出电压恒定。这两个控制环的整体作用使电源的工作如同一压控电流源。

电流控制模式还具有许多优点。第一，系统的原边就像一高阻抗电流源，变换器变压器的有效电感从输出滤波器等效电路消去，使其传递函数为简单的一阶。因此，控制电路有较好的高频响应，改善了输入瞬态响应性能，电源纹波抑制和环路稳定性也得到改善。第二个主要优点是无需附加元件就具有自动原边限流功能（见第三部分第 10 章）。

7.2 应用于自振荡反激变换器的功率限制和电流型控制

自振荡完全能量转换反激变换器特别适合使用电流型控制。这可从图 2.6.4 所示的电路加以说明。

R4 两端的电压（设置最大集电极电流）在任何条件下都不能超过 0.6V，因为在此点 Q2 将导通，功率元件 Q1 关断。因为控制电路不能使 Q2 的基极电压为负，故无论电压控制电路条件如何，情况都会是这样。因此，输入电流峰值由 R4 和 Q2 的 V_{be} 确定且不能超过。因此 R4 和 Q2 提供了自动原边功率限制。

2.58

虽然电路简单，功率限制作用却非常好。在脉冲控制下，当原边电流达到限定的峰值时“导通”期间结束。该电流限制环也限定了传递功率的最大值即 $1/2L_p \cdot I_p^2 \cdot f$ 。

应该注意，由于限制作用是恒功率限制，在过载条件下输出电压向零变化时，输出电流将增加。如果不希望出现这种情况，就要引入附加电路，使得负载向短路变化时减小功率限制或过载时切断电源。

还有，较慢的电压控制环（R11、R12、V1、OC1a 和 OC1b）根据输出电压的变化来调节 Q2 的偏压，以减少 Q2 导通所需的原边电流峰值。电压控制电路调节该值以维持输出电压恒定。

7.3 电压控制环

图 2.7.1 表示在稳态电压控制条件下 Q1 的集电极和发射极电流波形。发射极电

流波形表示了基极驱动电流成分 I_b 作用下的直流偏压。发射极电流在 R4 两端产生电压。R5 两端的电压 (V_{R5}) 波形表示 R5 中缓冲电流影响 R4 两端的电压，使导通期间结束前其电压快速增加。Q2 的电压波形表示，从 OC1b 和 R6 引入的控制电流在 R3 上产生直流偏压影响 R5 的电压波形。

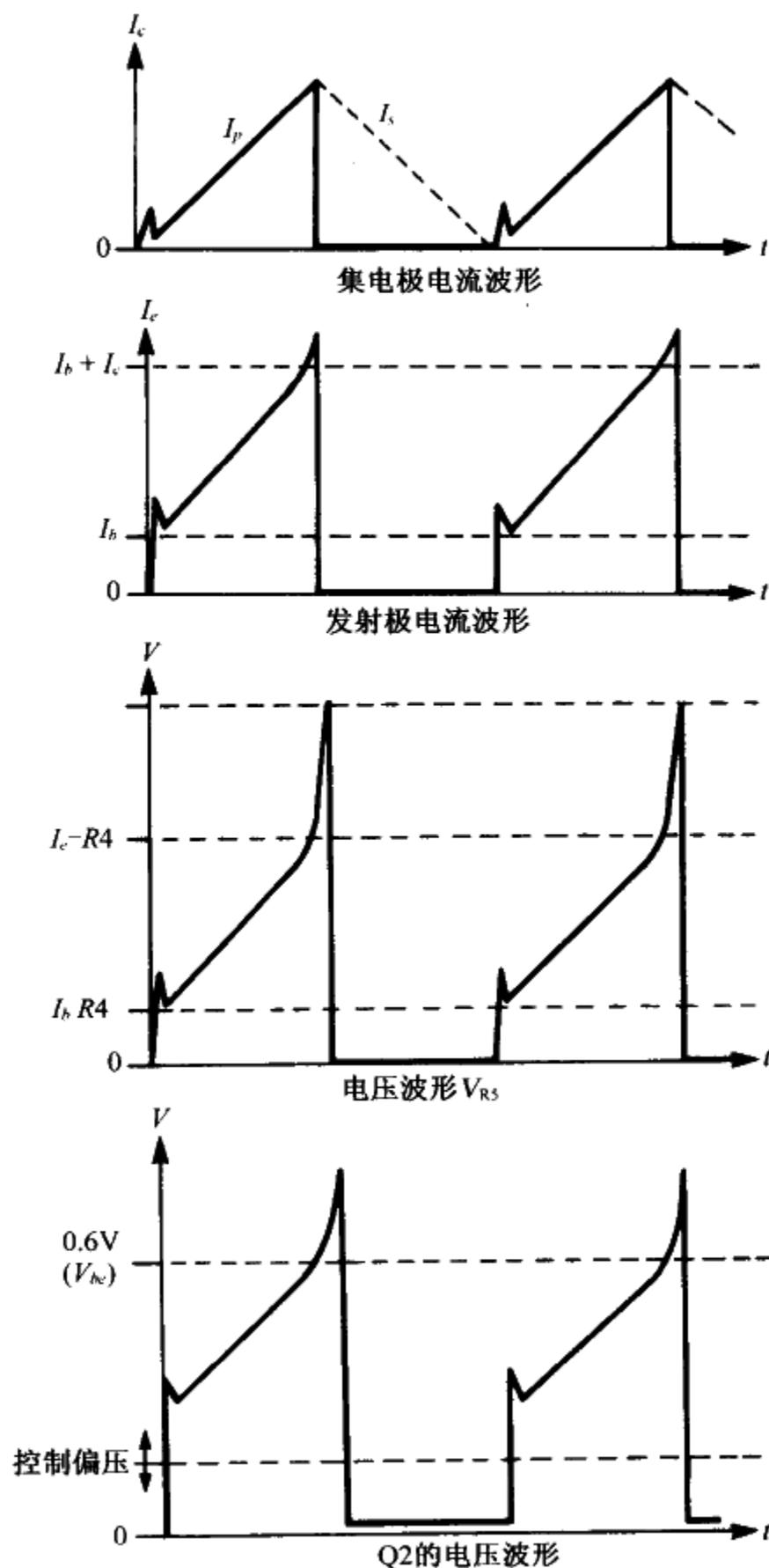


图 2.7.1 自振荡变换器的电流和电压波形

如图 2.7.1 中所示, Q1 导通时在变压器原边建立电流。R4 两端产生一“锯齿”形电压, 该电压经 R5 和 R3 加在 Q2 的基极。流过 R6 和 OC1 的控制电流使 Q2 的基极偏压更加变正, 当 Q2 的基极电压达到 0.6V 时, “导通”脉冲结束。这使 Q2 导通而 Q1 关断。

只要 Q1 开始关断, 其集电极电压就会升高, 就有电流在缓冲元件 D2、C5 和 R5 中流过, 由于 R5 的阻值高于 R4, R5 上的电压进一步增加。该增加的电压加于 Q2 的基极, 为 Q2 提供再生导通作用, 并使 Q1 关断。

如果光耦合器 OC1b 不导通, 则当 R4 两端的电压达到 0.6V 时 Q2 将仍然导通, 去除主晶体管 Q1 的基极驱动使其关断。结果无论控制电路状态如何, 不需要增加其他电流限制电路就可限制原边电流的最大值。

可是当达到所需的 12V 输出电压时, 分流调整器 V1 将会导通, 驱动电流流过光耦二极管 OC1a。这样, 光耦晶体管 OC1b 将导通, 驱动电流流入电阻器网络 R3、R4 和 R5。流过 OC1b 的电流在 R4 两端由发射极电流产生的三角波形上叠加一固定正向偏压。因此 Q2 将以 R4 中较低的电流幅值关断。可以将光耦晶体管 OC1b 看作一个恒流源 (高阻抗)。因此它除了增加直流偏压外并不影响三角波的形状。用于使环稳定的元件 R10 和 C7 使电压控制环的响应与电流控制环的相比较慢。

只要需要的输出功率小于限定值, 电压控制环可将 Q2 的基极偏压复位以维持输出电压恒定。

作为功率限定值的最后调整, 电阻 R6 向 Q2 提供一固定的分压。由于 R6 上的附加电压跟随输入电压的变化, 因此在输入电压增大时这也可减小电流峰值。最后, 在可变频率系统中它也可以引入某种补偿以改善输入纹波抑制。

7.4 输入纹波抑制

对于固定频率, 完全能量转换 (不连续模式) 反激变换器, 电流型控制也提供了自动输入纹波抑制。

如果变换器输入电压变化, 集电极电压的斜率及发射极电压也变化。例如, 如果输入纹波电压的上升沿引起集电极输入电压开始上升, 则集电极和发射极电流的斜率也增加, 结果在短期内达到峰值, “导通”脉冲宽度在不须任何控制信号变化的情况下自动地减小。由于原边电流峰值保持常值, 转换的功率和输出电压也将保持不变 (不考虑输入电压的变化)。因此无需控制电路的任何作用, 可抑制输入瞬间电压的变化和输出的纹波电压。

考虑每个周期的输入能量可进一步证明该效果。由于该电路工作于完全能量转换模式, “导通”结束时的能量是

$$\frac{1}{2} \cdot L_p \cdot I_p^2$$

式中, L_p = 原边电感;

I_p = 原边电流峰值。

由于 L_p 和电流峰值 I_p 保持不变, 转换的功率也保持不变。就像对脉冲作出响应, 该

2.59

2

2.60