

影响深远。你可以把这本书看成是博士早期在印度开始的工作的延伸,因为如果没碰到博士我绝对不可能走到今天。事实上,最近几年我常见到无礼又自命不凡的经理,他们真应该好好学学博士的技术和人生方面的优点。

还有几位此后在最要紧的时刻在我身边帮助了我。和蔼可亲的 Planet Analog 网站前任主编 Stephan Ohr 非常信任我,他给了我做一名作者的最初的信心,他的文章也给了我很多灵感。聪明、有进取心、直率的美国国家半导体公司的公关经理 Mike He,虽然他不久前去了另一个公司,但一直跟我保持联系并且在任何需要的时候鼓励我。还有令人喜爱的来自 Elsevier 公司的 Charles Glaser,他很突然地邀我写书,并自始至终地鼓励我。

参与本书大部分章节的审稿并且帮我改进了许多的技术人员有 Harry Holt,美国国家半导体公司的一个非常聪明的高级工程师,他那敏锐的眼光和直接了当的技术反馈好几次节约了我很多时间。

我想特别提到我以前公司的一些工程师,当我写这本书的时候他们设法为我提供不可估量的安宁和积极的动力,他们是 Linh Truong、Anne Lu、Michele Sclocchi、Thomas Mathews、Iain Mosley、Ricardo Capetillo、Maurice Eaglin、Shantha Natarajan、Jerry Zheng、Faruk Nome 和 Wallace Ly。在我现在所在的美国飞思卡尔半导体公司,我想感谢由 Tim Herklots 与 Tony Allen 组成的出色的产品定位小组,当然还有我最新的直话直说的经理 Ken Lenks。

感谢 Elsevier 公司的 Carl M. Soares,很晚才从一个突然离职的产品经理手中接过这个项目,并忍受我不时的不耐烦情绪,非常平稳而且专业地将项目纳入正轨。

当然如果没有我美丽的妻子 Disha 和女儿 Aartika 的无限支持和耐心,这本书完全不可能按期完成。同样别忘了我们家最新的成员 Munchi,还有许多年之前给我力量坚持下去的 Chippy 和 Monty,一次又一次,他们在家里创造了良好的环境让我能够在不眠之夜努力下去。



# 目

<b>第 1 章 开关电源的基本原理</b> .....	1
1.1 简介 .....	1
1.2 概述和基本术语 .....	3
1.2.1 效率 .....	3
1.2.2 线性调整器 .....	4
1.2.3 通过使用开关器件提高 效率 .....	6
1.2.4 半导体开关器件基本类型 .....	7
1.2.5 半导体开关器件并非理想 器件 .....	8
1.2.6 通过电抗元件获得高效率 .....	8
1.2.7 早期 RC 型开关调整器 .....	9
1.2.8 基于 LC 的开关调整器 .....	10
1.2.9 寄生参数的影响 .....	10
1.2.10 高频率开关时产生的 问题 .....	11
1.2.11 可靠性、使用寿命和 热管理 .....	12
1.2.12 降低应力 .....	14
1.2.13 技术进步 .....	14
1.3 认识电感 .....	15
1.3.1 电容/电感和电压/电流 .....	15
1.3.2 电感电容充电/放电电路 .....	15
1.3.3 能量守恒定律 .....	16
1.3.4 充电阶段及感应电流 理论 .....	17
1.3.5 串联电阻对时间常数的 影响 .....	18
1.3.6 $R=0$ 时电感充电电路及	

# 录

电感方程 .....	19
1.3.7 对偶原理 .....	20
1.3.8 电容方程 .....	20
1.3.9 电感放电阶段 .....	21
1.3.10 反馈能量和续流电流 .....	22
1.3.11 电流必须连续而其变化 曲线斜率不必连续 .....	22
1.3.12 电压反向现象 .....	22
1.3.13 功率变换器的稳定状态 及不同工作模式 .....	24
1.3.14 伏秒法则、电感复位和变 换器占空比 .....	27
1.3.15 半导体开关的使用及 保护 .....	28
1.4 电源拓扑的衍生 .....	29
1.4.1 通过二极管控制感应电压 尖峰 .....	29
1.4.2 达到稳定状态并输出有用 能量 .....	30
1.4.3 buck-boost 变换器 .....	31
1.4.4 电路地参考点 .....	32
1.4.5 buck-boost 变换器的 结构 .....	33
1.4.6 开关节点 .....	33
1.4.7 buck-boost 电路分析 .....	34
1.4.8 buck-boost 电路的性质 .....	35
1.4.9 为什么只有三种基本 拓扑 .....	36
1.4.10 boost 拓扑 .....	37



1.4.11 buck 拓扑 .....	40	法则快速选择电感 .....	68
1.4.12 高级变换器设计 .....	41	2.16 实际例子(2,3和4) .....	69
<b>第2章 DC-DC 变换器设计与磁学</b>		2.16.1 强迫连续模式(FCCM)中	
<b>基础</b> .....	42	的电流纹波率 .....	70
2.1 直流传递函数 .....	43	2.16.2 基本磁学定义 .....	71
2.2 电感电流波形的直流分量和		2.17 实际例子(5)——不增加线圈	
交流纹波 .....	44	匝数 .....	73
2.3 交流电流、直流电流和峰值电		2.17.1 “磁场纹波率” .....	74
流的确定 .....	46	2.17.2 与伏秒数相关的受控电压	
2.4 认识交流电流、直流电流和峰值		方程(MKS 单位制) .....	74
电流 .....	47	2.17.3 CGS 单位制 .....	75
2.5 最“恶劣”输入电压的确定 .....	49	2.17.4 与伏秒数相关的受控电压	
2.6 电流纹波率 $r$ .....	51	方程(CGS 单位制) .....	75
2.7 $r$ 与电感量的关系 .....	52	2.17.5 磁心损耗 .....	75
2.8 $r$ 的最佳值 .....	52	2.18 实际例子(6)——特定场合中	
2.9 电感量与电感体积的关系 .....	54	产品电感的特性 .....	77
2.10 频率对电感量和电感体积的		2.18.1 估计必要条件 .....	77
影响 .....	54	2.18.2 电流纹波率 .....	78
2.11 负载电流对电感量和电感体		2.18.3 峰值电流 .....	79
积的影响 .....	55	2.18.4 磁通密度 .....	79
2.12 供应商标定成品电感额定电流		2.18.5 线圈损耗 .....	80
的方式及成品电感选择 .....	55	2.18.6 磁心损耗 .....	81
2.13 在给定应用中我们需要考虑		2.18.7 温升 .....	81
哪些电感电流额定值 .....	56	2.19 计算其他最恶劣应力 .....	82
2.14 电流限制的范围和容限 .....	58	2.19.1 最恶劣磁心损耗 .....	82
2.15 实际例子(1) .....	60	2.19.2 二极管最恶劣损耗 .....	83
2.15.1 设置 $r$ 时需考虑电流		2.19.3 开关管最恶劣损耗 .....	83
限制 .....	61	2.19.4 输出电容最恶劣损耗 .....	85
2.15.2 确定 $r$ 需考虑的连续导电		2.19.5 输入电容最恶劣损耗 .....	85
模式 .....	62	<b>第3章 离线式变换器设计与磁学</b>	
2.15.3 当用低 ESR 电容时应将 $r$		<b>技术</b> .....	88
设置得大于 0.4 .....	64	3.1 反激变换器磁学技术 .....	89
2.15.4 设置 $r$ 时应避免装置不		3.1.1 变压器绕组极性 .....	89
平衡 .....	64	3.1.2 反激变换器中变压器功能	
2.15.5 设置 $r$ 应避免次谐波		及其占空比 .....	90
震荡 .....	66	3.1.3 等效的 buck-boost 模型 .....	92
2.15.6 用“ $L \times I$ ”和“负载缩放比例”		3.1.4 反激变换器电流纹波率 .....	94

3.1.5 漏感 .....	94	变化 .....	160
3.1.6 齐纳管钳位损耗 .....	95	5.14 使驱动器相对于 MOSFET 性能最佳 .....	161
3.1.7 二次漏感同样影响一次侧 .....	95	<b>第 6 章 印制电路板的布线</b> .....	163
3.1.8 有效一次漏感电感测量 .....	96	6.1 引言 .....	163
3.1.9 实际例子(7)——反激变压器设计 .....	96	6.2 布线分析 .....	163
3.1.10 导线规格与铜皮厚度选择 .....	101	6.3 布线要点 .....	164
3.2 正激变换器磁学技术 .....	104	6.4 散热问题 .....	169
3.2.1 占空比 .....	105	<b>第 7 章 反馈环路分析及稳定性</b> .....	170
3.2.2 最恶劣电压输入 .....	107	7.1 传递函数、时间常数与强制函数 .....	170
3.2.3 窗口面积利用 .....	108	7.2 理解 $e$ 及绘制对数坐标曲线 .....	171
3.2.4 磁心型号与其所通功率 .....	109	7.3 时域分析与频域分析 .....	173
3.2.5 实际例子(8)——正激变换器变压器设计 .....	110	7.4 复数表示 .....	173
<b>第 4 章 拓扑 FAQ</b> .....	123	7.5 非周期激励 .....	174
问题与解答 .....	123	7.6 $s$ 平面 .....	175
<b>第 5 章 导通损耗和开关损耗</b> .....	140	7.7 拉普拉斯变换 .....	176
5.1 开关接电阻性负载 .....	140	7.8 扰动和反馈作用 .....	178
5.2 开关接感性负载 .....	143	7.9 RC 滤波器的传递函数 .....	179
5.3 开关损耗和导通损耗 .....	146	7.10 积分运算放大器(零极点滤波器) .....	181
5.4 建立 MOSFET 简化模型以研究感性负载时的开关损耗 .....	147	7.11 对数平面中的数学 .....	183
5.5 变换系统中寄生电容的表示 .....	148	7.12 LC 滤波器的传递函数 .....	183
5.6 门极开启电压 .....	149	7.13 无源滤波器传递函数小结 .....	186
5.7 导通转换 .....	149	7.14 极点和零点 .....	187
5.8 关断转换 .....	152	7.15 极点和零点的相互作用 .....	188
5.9 栅荷系数 .....	152	7.16 闭环增益和开环增益 .....	189
5.10 实际例子 .....	156	7.17 分压网络 .....	191
5.10.1 导通时 .....	156	7.18 PWM 传递函数(增益) .....	192
5.10.2 关断时 .....	157	7.19 电压前馈 .....	193
5.11 把开关损耗分析应用于开关拓扑 .....	158	7.20 主电路传递函数 .....	194
5.12 对开关损耗而言的最恶劣输入电压 .....	159	7.21 所有拓扑的调节器传递函数 .....	194
5.13 开关损耗怎样随寄生电容		7.21.1 buck 变换器 .....	194
		7.21.2 boost 变换器 .....	195
		7.21.3 buck-boost 变换器 .....	197



7.22	反馈网络传递函数	198	10.5	一些重要的 EMI 工程经验	254
7.23	闭环	200	<b>第 11 章 开关电源的 DM 与 CM 噪声</b>		255
7.24	环路稳定性判据	201	11.1	主要 DM 噪声源	255
7.25	带积分器的开环波特图	201	11.2	主要 CM 噪声源	256
7.26	抵消 LC 滤波器双重极点	203	11.3	地电抗器	263
7.27	ESR 零点	203	<b>第 12 章 电路板 EMI 解决方案</b>		264
7.28	3 型运算放大器补偿网络的设计	204	12.1	变压器的 EMI 问题	264
7.29	反馈环路优化	207	12.2	二极管的 EMI 问题	269
7.30	输入纹波抑制	209	12.3	磁珠的工程应用——抑制肖特基二极管的 $dV/dt$	270
7.31	负载暂态	210	12.4	基本布线方案	271
7.32	1 型和 2 型补偿网络	211	12.5	最后的 EMI 抑制措施	272
7.33	跨导运算放大器补偿网络	211	12.6	能否通过辐射测试	274
7.34	简化跨导运算放大器补偿网络	215	<b>第 13 章 EMI 滤波器的输入电容和稳定性</b>		275
7.35	电流模式控制补偿	217	13.1	DM 扼流环是否饱和	275
<b>第 8 章 EMI 基础——从麦克斯韦方程到 CISPR 标准</b>		224	13.2	DC-DC 变换器模块的实用电网滤波器	278
8.1	标准	224	<b>第 14 章 电磁难题的数学基础知识</b>		284
8.2	麦克斯韦到 EMI	226	14.1	数学基础知识之傅里叶级数	284
8.3	敏感度/抗扰性	230	14.2	矩形波	285
8.4	一些与成本相关的经验	231	14.3	矩形波分析	287
8.5	组件的 EMI 问题	231	14.4	梯形波	288
8.6	CISPR 22 对电信端口的规定——修订意见	232	14.5	梯形波的 EMI 问题	290
<b>第 9 章 传导 EMI 限值及测量</b>		234	14.6	高性价比滤波器的设计	291
9.1	差模和共模噪声	234	14.7	实际 DM 滤波器设计	293
9.2	如何测量传导 EMI	236	14.8	实际 CM 滤波器设计	295
9.3	传导发射限制	240	14.8.1	第一种方法(快速)	295
9.4	准峰值、平均值和峰值测试	242	14.8.2	第二种方法(详细法)	296
<b>第 10 章 实际的电源输入 EMI 滤波器</b>		244	<b>附录 1 聚焦实际问题</b>		298
10.1	EMI 滤波器设计的安全问题	244	<b>附录 2 设计参考表</b>		330
10.2	实际的电源输入滤波器	246	<b>参考文献</b>		332
10.3	Y 电容总容量的安规限制	251			
10.4	等效 DM 和 CM 电路	252			

# 第 1 章 开关电源的基本原理

## 1.1 简介

想象在某个傍晚的交通高峰时刻,我们站在一个川流不息的地铁站,几乎同时,成千上万的旅客涌向这个车站准备回家。当然,不可能有一辆车大到足以同时装载所有的旅客。我们该如何解决这个问题?很简单,我们把这些旅客进行分流,然后陆续地把他们运送出去。此后,许多要去外地的旅客还会选择其他可能的交通工具。这样,地铁的运输量就会转变为公交车或出租车等等的运输量。但是,最终人群还会再次汇合,我们就能看到巨大的人流从目的地出口涌出来。

开关电源和一个大规模的运输系统非常相似。不同的是,从一个地方传输到另一个地方的是能量而不是人。也就是我们从一个输入源连续地获取能量,用一个开关(晶体管)把这些能量截成一个一个能量包,然后通过一些元件(电容和电感)进行传输,从而可以按照要求在其中调整和转换这些能量包。最后,我们再把这些能量包汇合,从而在输出端得到平稳的能量。

在上述运送旅客和传输能量两种情况下,从观测者的角度看,我们可以看到一个连续的输入和一个类似的连续输出。但是在中间阶段,是把连续的输入截断成更容易处理的包来完成这种输入输出。

深入分析车站的例子,我们还可以发现要在规定时间内运输一定数量的旅客(在电子工程学中,单位时间内传输的能量称为功率),一种方法是使用大型列车,相隔时间相对长一些,另一种方法是使用一些小型列车,相隔时间就很短。因此,开关电源工作频率通常很高就不足为奇了。最根本的目的就是减少能量包的大小,从而减少用来存储和传输能量的元件的尺寸。

应用这种原理的电源就称为开关电源或者开关型功率变换器。

DC-DC 变换器是现代高频开关电源最基本的构件。顾名思义,它把已知直流输入电压  $V_{IN}$  变换成所需要的或易于使用的直流输出电压  $V_O$ 。图 1-1 所示 AC-DC 变换器,也称为离线式电源,其特点是从输入电网(或输入接电网)取电。它们首先将输入的正弦交流电压  $V_{AC}$  整流为直流电压(通常称为 HVDC 或者高压直流母线),作为后级 DC-



DC 变换电路的输入。因此,从本质上说功率转换几乎就是 DC-DC 电压变换过程。

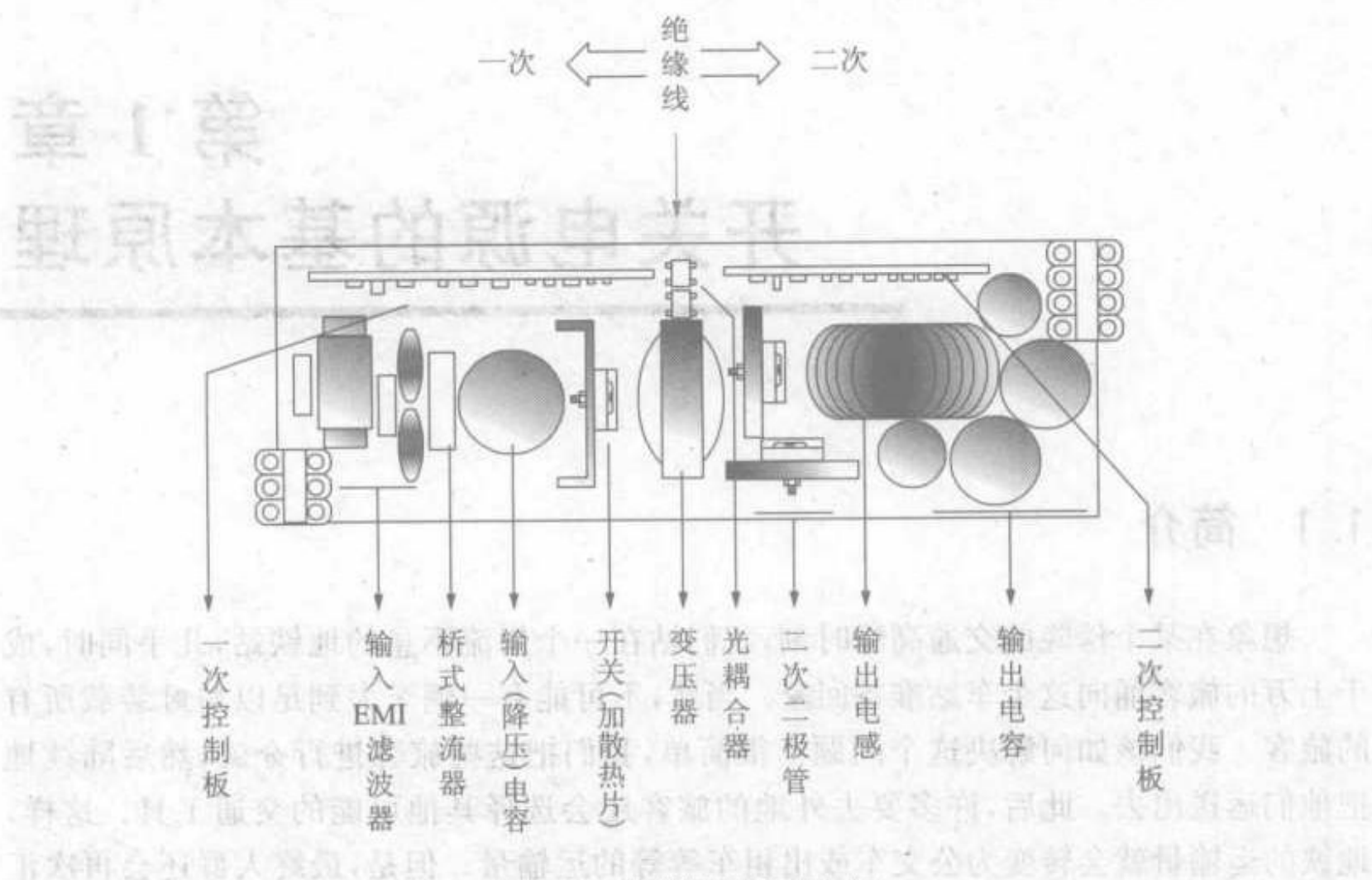


图 1-1 典型的离线式电源

然而,从可能会有很大波动的直流输入电压或者从不同的直流输入电压得到稳定的直流输出电压都很重要。因此,在所有功率变换器中都会使用控制电路来实时监测输出电压,并将其与内部参考电压进行比较。如果输出电压与其设定电压值有偏差,就采取调整措施。这个过程叫做输出调整或简称调整。因此,行业里将可实现调整、开关等作用的电源称为电压调整器。

实际应用中,电源工作条件包括输入电压  $V_{IN}$  (有时是网压),所要得到的输出电流  $I_O$  和输出电压  $V_O$ 。温度也是工作条件之一,但它对系统的影响通常不那么明显,这里暂忽略。这样,对给定输出电压,存在两个典型工作条件,其值的改变能够不通过控制电路而直接引起输出电压迅速变化。当输入电压  $V_{IN}$  在规定工作范围  $V_{INMIN} \sim V_{INMAX}$  内变化时,保持输出电压稳定的过程称为网压调节;当  $I_O$  在其工作范围  $I_{OMIN} \sim I_{OMAX}$  内变化时,调节稳压的过程称为负载调节。当然,事情不可能尽善尽美,调节功能也如此。因此,尽管有调节环节,输出电压仍会有微小可测的波动,称为  $\Delta V_O$ 。网压调节用数学式子表示为  $\Delta V_O/V_O \times 100\% (V_{INMIN} \sim V_{INMAX})$ ,类似地负载调节表示为  $\Delta V_O/V_O \times 100\% (I_{OMIN} \sim I_{OMAX})$ 。

然而,由于任何物理过程都不能瞬时完成,所以,当网压和负载突然变化时电源调整输出的速度就很重要。变换器在外部扰动下能否快速调整输出取决于其环路响应。如前所述,环路响应是变换器对阶跃负载的响应和瞬态输入的响应之综合。

以下,我们将首先向读者介绍功率变换器的一些最基本术语及其关键性影响参

数。然后,介绍功率变换器中最重要的器件——电感的特性,甚至有相当经验的电源设计人员对电感的应用也会感到困难。显然,如果对关键器件及基本理论没有清楚的理解就无法进行开关电源的进一步设计。只有在对电感性能有了足够的理解之后,才能更好理解开关变换器本身理论。事实上,理解了电感,开关变换器技术也就迎刃而解了。

## 1.2 概述和基本术语

### 1.2.1 效率

任何完成功率转换功能的调整器都涉及效率,将其定义为

$$\eta = \frac{P_O}{P_{IN}}$$

其中, $P_O$ 是输出功率

$$P_O = V_O \times I_O$$

$P_{IN}$ 是输入功率

$$P_{IN} = V_{IN} \times I_{IN}$$

这里, $I_{IN}$ 是输入电源提供的平均电流或直流电流。

我们期望 $\eta=1$ ,这表示效率为100%的理想转换器。但在实际转换器中效率 $\eta < 1$ , $P_{IN} - P_O$ 的差值就是功率损耗 $P_{LOSS}$ ,或称损耗,它在变换器内部产生。通过简单计算可以得到

$$P_{LOSS} = P_{IN} - P_O$$

$$P_{LOSS} = \frac{P_O}{\eta} - P_O$$

$$P_{LOSS} = P_O \times \left( \frac{1-\eta}{\eta} \right)$$

这是用输出功率表示的损耗,如果用输入功率表示,类似地可以得到

$$P_{LOSS} = P_{IN} \times (1-\eta)$$

损耗在变换器中表现为热量,并产生高于室温(或环境温度)的可测量温升 $\Delta T$ 。注意该温升会影响系统的稳定性。经验表明,温度每升高 $10^\circ\text{C}$ ,系统失效的可能性就会加倍。因此,作为设计人员的技能之一就是尽量减少温升,由此提高效率。

再看变换器的输入电流,假定效率为100%,可以得到

$$I_{IN\_ideal} = I_O \times \left( \frac{V_O}{V_{IN}} \right)$$

在变换器中,实际输入电流是其理想值的 $1/\eta$

$$I_{IN\_measured} = \frac{1}{\eta} \times I_{IN\_ideal}$$



因此,若能够获得较高的效率,(在工作条件不变的情况下)就可以减小输入电流,当然,输入电流不可能无限地减小,它不可能小于  $I_{IN\_ideal}$ ,因为  $I_{IN\_ideal}$  等于  $P_O/V_{IN}$ ,它只与在此假定为常数的电源传输的有用功率  $P_O$  有关。

这样,由于

$$V_O \times I_O = V_{IN} \times I_{IN\_ideal}$$

通过简单推导,电源的功率损耗可由下式表示

$$P_{LOSS} = V_{IN} \times (I_{IN\_measured} - I_{IN\_ideal})$$

上式更清楚一些地表明在给定输入电压条件下,变换器在持续地为负载提供有用功率  $P_O$  的同时,如何通过直流电源给变换器提供额外能量以补偿其内部的能量损耗。

现代开关电源效率的一般值为 65%~95%,这样的效率足以使得开关变换器引起设计人员的兴趣,并获得广泛应用。传统调整器(例如线性调整器)的效率要低得多,这也是它们逐渐被开关调整器所取代的主要原因。

## 1.2.2 线性调整器

线性调整器也叫串联型调整器,或简称串联调整器,通过它可以由输入电压获得可调节的直流输出电压。线性调整器通过在输入和输出之间串联一个晶体管来实现其功能。进一步说,该串联晶体管(或称串接晶体管)工作在其电压-电流特性曲线的线性区,起可变电阻的作用。如图 1-2 中最上面电路图所示,该晶体管的作用在于承受输出不需要的过剩电压。

显然,该过剩电压即为  $V_{IN} - V_O$  的差值,通常称为线性调整器的压差。因为压差通常必须为正,即表示  $V_O < V_{IN}$ 。因此,线性调整器在原理上是降压型的,这也是它最明显的局限性。

在一些应用中,如使用电池供电的便携手提电子设备,我们希望即使输入电压降低到只高于输出电压 0.6V 以内,输出电压仍能获得良好的调整效果。但这种情况下,线性调整器要求的最小压差将成为问题。

任何开关器件都是非理想的,即使在饱和导通情况下开关器件上也有压降。因此,压降正是通过开关可以达到的正向导通最小压降值。在  $V_{IN}$  仅高于  $V_O$  一个很小值时依然能够工作(例如调节输出电压)的调整器称为低压降调整器, LDO。应注意,并没有正式规定线性调整器称为 LDO 时最小压降的精确值。因此, LDO 一词应用于线性调整器分类中并没有严格规定。然而,一般认为最小压降约为 200mV 或者更低才能称为 LDO。而传统线性调整器的压降通常约为 2V,还有一种中间类型称为准 LDO,其压降介于两者之间,约为 1V。

除了原理上是降压型外,线性调整器还有另一缺点,即效率低,下面将分析其原因。器件的瞬时功率损耗定义为  $V \times I$ ,其中  $V$  为器件的瞬时压降,  $I$  为流过它的瞬时电流。在串接晶体管稳定工作条件下,  $V$  和  $I$  均不随时间变化,且由于晶体管与负载串联,所以  $V$  等于  $V_{IN} - V_O$ ,  $I$  等于负载电流  $I_O$ 。从以上分析可见,线性调整器中损耗

$V \times I$ 在某些条件下可以与输出有功功率 $P_O$ 成很高比例,这就是说效率很低。而且,若仔细分析该等式,可以发现损耗问题其实根本无法解决,因为 $V \times I$ 就是这么简单。举例来说,若输入为12V,输出为5V,在负载电流为100mA的情况下,调整器的损耗为 $\Delta V_O \times I_O = (12 - 5)V \times 100mA = 700mW$ 。此时输出有功功率为 $V_O \times I_O = 5V \times 100mA = 500mW$ ,因此效率为 $P_O / P_{IN} = 500 / (700 + 500) = 41.6\%$ ,这是毫无办法解决的问题。

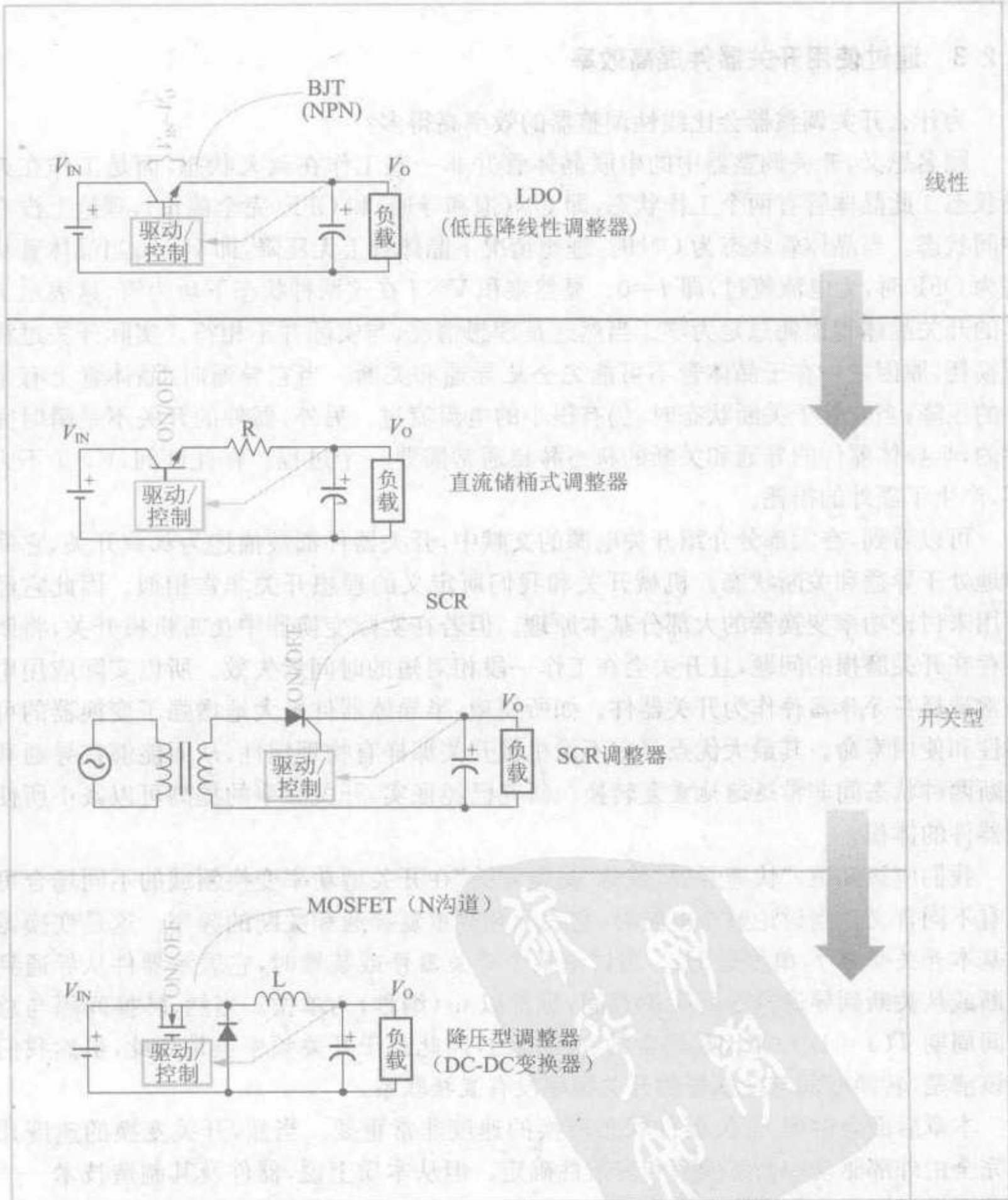


图 1-2 线性调整器和开关调整器的基本类型