

DC/DC 转换器

知识手册及用户实用技巧

Steve Roberts 著
RECOM 技术总监

RECOM

DC-DC转换器 RECOM知识手册及用户实用技巧

第一版

Steve Roberts 著
RECOM 技术总监

@2014 All rights RECOM Engineering GmbH & Co.KG, Austria(以下简称RECOM)

未经RECOM书面许可不得以任何方式再版复制或散布此书中的内容和摘录。作者尽量以最精准的方式纂写此书，但是对于所提供内容的正确性，完整性或质量不承担任何责任。图示只列举典型的应用，并不一定完整

序言

25年前我们推出第一个DC-DC转换器时，市面上鲜有相关的技术材料和国际标准。这使得我们不得不和用户不断交流实际应用的信息。多年来我们积累了大量的关于实际应用方案的经验，如今这些信息为我们的出版奠定了基础。这些年我们积累的资料中，虽然有些不够完整，但全部都是以用户的反馈信息为根据的，时至今日，在RECOM的网站上已经可以找到大约70页的应用方案。

这些年来，半导体技术的发展和数字电子的高度集成趋势使模拟电子技术淡出了很多实验室，高校和技术学院的视野。我们经常发现在面对转换器的应用，测试测量技术，滤波器的理解和噪声抑制时，很多人都缺少关于模拟电路的知识，不知从何着手。因此作为这个领域的专家，我们觉得一本全面的技术手册是很有必要的，这可以为硬件设计师，学生或者其他需要这些信息的人提供参考资料。

2014年初，我们的技术主管，Steve Roberts，利用他的私人时间开始着手整理RECOM团队关于DC-DC转换器设计，测试和应用的大量资料。除了日常工作的压力—包括新品开发和全新研发部门的筹备工作，他仍然在2014年Electronica之前完成了这个艰巨的任务。

现在Steve已经为我们呈现了这部作品，我们相信这本书可以极大地帮助工程师们以及对DC-DC转换器及其应用感兴趣的人们。这本书将被印刷出版，在网络上还有PDF和ebook以供下载，不但有英文版，还有德文和中文版。

Board of Directors
RECOM Electronics Group

Gmunden, 2014

作者前言

DC-DC或AC-DC转换器的功能是为了 满足以下一个或者多个要求：

- i: 匹配负载与电源
- ii: 提供初级电路与次级电路之间的电隔离
- iii: 提供对故障，短路和过温的保护
- iv: 简化对安全，性能或电磁兼容性规定的协调性

现在市面上已经有多种可供选择的技术可以达成上述目的，从最简单的线性稳压器到级联型的数控电源。为了让用户更好地理解每一种方案的优势，局限和应用范围，本书将详细阐述几种DC-DC电路和拓扑。作者致力于简化相关的理论知识，但是为了必要的说明，有些学术用语还是必要的。

多年来，作者在解答客户问题，帮助设计产品，陈述介绍产品，以及制作产品视频等方面有着丰富的经验。尽管作者已经积累了相当丰富的知识，但对于这个多元化，大范围的学科，每天仍然有很多新鲜的知识可以学习。事实上，有多少应用就有多少解决方案，此书的副标题被命名为“用户实用技巧”就是希望能通过这本书揭开功率转化这个命题的神秘面纱。如果通过这本书，您能分享一些我们的知识和经验，那我们出版这本书的目的就达到了。

虽然我们已多次校验本书内容的准确性，但仍然难免存在纰漏，如果读者发现任何错误，遗漏或不准确的地方，请随时与我们联系。

Steve Roberts

Gmunden, 2014

Technical Director
s.roberts@recom-power.com

RECOM Engineering

目录

1.	功率调节概述	6
1.1	线性稳压器	6
1.1.1	线性稳压器的效率	8
1.1.2	线性稳压器的其他特性	8
1.1.3	低压差线性稳压器	9
1.2	开关稳压器	11
1.2.1	开关频率和电感尺寸	11
1.2.2	开关稳压拓扑	12
1.2.2.1	非隔离型DC-DC转换器	12
1.2.2.1.1	开关晶体管	13
1.2.2.1.2	降压型(Buck)转换器	15
1.2.2.1.3	降压型转换器的应用	16
1.2.2.1.4	升压型(Boost)转换器	17
1.2.2.1.5	升压型转换器的应用	19
1.2.2.1.6	升降压型(Buck-Boost)反相转换器	19
1.2.2.1.7	升压和降压的连续模式与非连续模式	21
1.2.2.1.8	同步与异步转换	22
1.2.2.1.9	Cuk双级升降压转换器	23
1.2.2.1.10	SEPIC双级升降压转换器	25
1.2.2.1.11	ZETA双级升降压转换器	27
1.2.2.1.12	多相DC-DC转换器	28
1.2.2.2	隔离型DC-DC转换器	30
1.2.2.2.1	反激式(Flyback)DC-DC转换器	30
1.2.2.2.2	正激式(Forward)DC-DC转换器	32
1.2.2.2.3	有源钳位(Active Clamp)正激式转换器	34
1.2.2.2.4	推挽式(Push-Pull)转换器	35
1.2.2.2.5	半桥(Half bridge)与全桥(Full Bridge)转换器	37
1.2.2.2.6	汇流排(Bus)转换器与比例(Ratiometric)转换器	38
1.2.2.2.7	不稳压的推挽式转换器	39
1.2.3	寄生元件与其效应	42
1.2.3.1	准谐振(Quasi-Resonant)转换器	44
1.2.3.2	谐振模式(Resonant Mode)转换器	45
1.2.4	DC-DC转换器的效率	47
1.2.5	脉冲宽度调制(PWM)控制技术	48
1.2.6	DC-DC转换器的稳压控制	50
1.2.6.1	多输出的稳压控制	50

1. 2. 6. 2	远程控制	52
1. 2. 7	输入电压范围的局限	54
1. 2. 8	同步整流 (Synchronous Rectification)	55
1. 2. 9	平面变压器	56
1. 2. 10	DC-DC转换器的封装样式	58
2.	反馈回路	60
2.1	概述	60
2.2	开环设计	60
2.3	闭环设计	60
2.4	反馈回路的补偿	64
2.4.1	右半平面不稳定性	65
2.5	斜率补偿	66
2.6	模拟和数学反馈系统的稳定性分析	67
2.6.1	实验法分析模拟回路的稳定性	67
2.6.2	拉氏变换法分析模拟回路的稳定性	67
2.6.3	双线性变换法分析数字反馈回路的稳定性	69
2.6.4	数字反馈回路	71
3.	如何理解规格书上的各项参数	73
3.1	测量方法 - 直流特性	73
3.2	测量方法 - 交流特性	74
3.2.1	占空比的最大值和最小值测量	76
3.2.2	输出电压精确度	76
3.2.3	输出电压的温度系数	77
3.2.4	负载调整率	77
3.2.5	交叉调整率	78
3.2.6	线路调整率	78
3.2.7	最坏情况下的输出电压	79
3.2.8	效率	79
3.2.9	输入电压范围	80
3.2.10	输入电流	80
3.2.11	短路和过载电流	80
3.2.12	远程开/关控制	83
3.2.13	隔离电压	84
3.2.14	绝缘电阻和电容	86
3.2.15	动态负载响应	86

3.2.16	输出纹波/噪声	88
3.3	理解热学参数	89
3.3.1	概述	89
3.3.2	热阻抗	89
3.3.3	热降额	91
3.3.4	强制冷却	92
3.3.5	传导和辐射冷却	93
4.	DC-DC转换器的保护	95
4.1	概述	95
4.2	反极性保护	95
4.2.1	串联二极管的反极性保护	96
4.2.2	并联二极管的反极性保护	96
4.2.3	P-FET的反极性保护	97
4.3	输入保险丝	97
4.4	输出端过压保护	98
4.5	输入端过压保护	98
4.5.1	可控硅整流器过压保护	99
4.5.2	钳位元件	100
4.5.2.1	压敏电阻	100
4.5.2.2	抑制二极管	101
4.5.3	使用多个元件的过压保护电路	102
4.5.4	过压保护的标准	102
4.5.5	断开电源的过压保护	103
4.6	电压暂降和中断	104
4.7	冲击电流限制	105
4.8	负载限制	107
4.9	欠压锁定保护	108
5.	输入输出滤波	110
5.1	概述	110
5.2	反射纹波电流	111
5.2.1	反射纹波电流的测量	111
5.2.2	反射纹波电流的对策	112
5.2.3	输入电容的选择	114
5.2.4	并联DC-DC转换器的输入电流	115
5.3	输出滤波	116

5.3.1	差模输出滤波	116
5.3.2	共模输出滤波	118
5.3.3	共模扼流圈	118
5.4	完整滤波	121
5.4.1	滤波的PCB布局	122
6.	安全	125
6.1	电击	126
6.1.1	绝缘等级	126
6.1.2	人体阈值电流	127
6.1.3	电击防护	128
6.1.4	保护性接地	130
6.2	危险能量	132
6.2.1	保险丝	132
6.2.1.1	保险丝的反应时间和冲击电流	134
6.2.2	断路器	135
6.3	固有安全性	136
6.4	本质安全性	136
6.4.1	易燃材料	138
6.4.2	烟	138
6.5	受伤	139
6.5.1	高温表面	139
6.5.2	锐边	140
6.6	安全设计	140
6.6.1	故障分析及影响分析	142
6.7	医疗安全性	144
7.	可靠性	146
7.1	可靠性预测	146
7.2	环境压力因素	148
7.3	MTBF的应用	149
7.4	验证过的MTBF	150
7.5	MTBF和温度	150
7.6	可靠性设计	151
7.7	PCB布局可靠性因素	152
7.8	电容可靠性	155
7.8.1	多层陶瓷电容	155

7.8.2	钽电容和电解电容	158
7.9	半导体可靠性	160
7.10	静电放电	161
7.11	电感	162
8.	LED特性	165
8.1	恒流驱动LED	166
8.2	一些直流恒流源	166
8.3	串联LED	168
8.4	并联LED串	169
8.5	平均并联LED串中的电流	170
8.6	哪个更好-并联支路还是网格阵列?	172
8.7	LED调光	173
8.7.1	模拟调光对比PWM调光	173
8.7.2	亮度感知	175
8.7.3	调光总结	175
8.8	热学问题	176
8.9	降低额定温度	176
8.9.1	为LED的驱动添加自动热降额	177
8.9.2	通过PTC热敏电阻实现过热保护	177
8.9.3	通过模拟热传感IC实现过热保护	178
8.9.4	通过微控制器实现过热保护	180
8.10	亮度补偿	180
8.11	一些使用RCD驱动电路	182
3.	DC-DC应用实例	188
9.1	概述	188
9.2	极性反转	188
9.3	功率翻倍器	189
9.4	组合使用开关稳压器和DC-DC转换器	189
9.5	串联转换器	191
9.6	提升隔离能力	192
9.7	5V导轨通道噪声抑制	193
9.8	CTRL引脚的使用	194
9.9	VADJ引脚的使用	194

10	磁学介绍	196
10.1	基本知识	196
10.1.1	磁芯饱和	198
10.1.2	气隙电感器	200
10.1.3	磁芯形状	202
10.1.4	磁芯损耗	204
10.1.4.1	互感损耗	205
10.1.4.2	涡流损耗	205
10.1.4.3	趋肤效应	206
10.1.4.4	邻近效应	208
10.2	降压转换器设计样例	211
10.2.1	计算降压转换器中的损耗	212
10.2.1.1	电感损耗	213
10.2.1.2	计算MOSFET损耗	215
10.2.1.3	计算二极管损耗	215
10.2.2	升压转换器设计	215
10.3	变压器介绍	216
10.3.1	Royer推挽式自激振荡变压器	216
10.3.2	Royer变压器设计考虑因素	217
10.3.3	变压器设计考虑因素	218
10.3.4	正激转换器变压器设计	219
10.3.4.1	正激转换器介绍	219
10.3.4.2	正激转换器变压器设计	220
10.3.5	反激式变压器设计	223
10.3.5.1	反激钳位电路和相关损耗	230
10.3.5.2	准谐振反激模式的变压器设计	231
10.4	整数匝和分数匝	233
10.4.1	变压器漏感和电容	233
10.4.2	降低变压器漏感的方法	234
10.4.3	降低变压器漏电容的方法	236
10.5	变压器磁芯温度	237
10.6	完成变压器设计：EMI	240
	参考文献与扩展读物	242
	应用指南及说明	243
	关于RECOM	244
	鸣谢	245

1. 功率调节概述

现代AC-DC和DC-DC转换器通过有效的功率转换，为许多电子仪器，设备和系统提供了受控制的，安全的，高度稳压的直流电源。几年前，变压器，整流器和线性稳压器还是功率转换技术界的主流产品。但是就如同LED逐渐代替了普通灯泡，DC-DC转换器也逐渐取代了线性稳压器，初级端的开关控制也逐渐取代了主流的50Hz变压器。过去十年中，开关稳压器技术得到极大的改进：新的电路，部件和材料被应用其间。这些改进使我们可以得到更好的电子性能，热力性能，同时大大减小了电源的尺寸，重量以及成本。时至今日，开关稳压器已被大量的使用，成为了DC-DC和AC-DC功率转化中最普遍的技术。

1.1 线性稳压器

线性稳压器的功能是将一个稳定的或者不稳定的输入源电压转换为一个稳定的输出电压。正常工作时，即使输入端的电压出现巨大的波动，输出端的电压仍可以保持稳定。这意味着稳压器不不仅可以过滤基频上的输入纹波，还可以过滤五次或十次谐频上的输入纹波。这种稳压器的局限在于内部误差放大反馈电路（error amplifier feedback circuit）的反应速度。

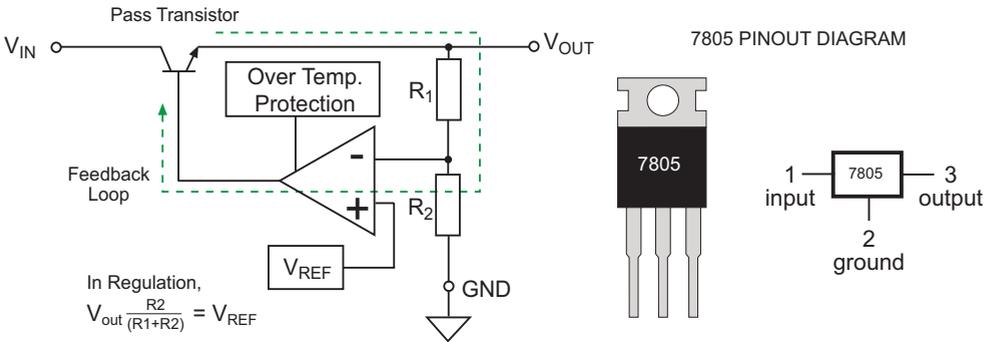


图1.1: 3引脚线性稳压器框图和引脚布局

大多数的线性稳压器是用闭环控制的。这种稳压器如图1.1所示。传导晶体管（pass transistor）是其中的稳压元件--它的内阻可变性可以有效的限制从输入端流至输出端的电流。为了得到想要的输出电压值，我们可以这样选择 R_1/R_2 的值，使其在放大器反相输入端的电压等于放大器正相输入端的参考电压 V_{REF} 。误差放大反馈回路的作用是使两个输入端之间的电压差保持为0。

如果负载减小或输入电压增大，那么输出端电压将变大，放大器反相输入端的电压将高于其正相输入端的电压 V_{REF} ，误差放大器输出端的电压为负值，传导晶体管的基极电压变小，最终晶体管的输出电压也将变小。又如果，负载增大或输入电压减小，放大器反相输入端的电压将下降，小于其正相输入端的电压 V_{REF} ，传导晶体管的基极电压和输出电压变大，从而补偿了原本下降了的输出端电压。因此一个反馈回路可以同时调整由输入电压变化（线路调整 Line regulation）和负载变化（负载调整 Load regulation）所引起的电压变化。这里必须强调，为了提供一个稳定且精准的输出电压，参考电压 V_{REF} 必须非常稳定，并具有极佳的温度系数。如果印刷电路板布局良好，那么输出电压波动/噪音可以小于 $50\mu V_{p-p}$ 。

图1.1是一个3引脚稳压器，其中没有画出短路保护电路。如果稳压器的输出端与地短接，晶体管将完全导通，从输入端流至输出端的电流将非常大，所以需要有一个内部的次级保护电路来限制电流（如图1.2所示）。电流限制是通过感应电阻 R_S 上的压降来实现的。当导通电流过大时，电压超过0.7V，晶体管 Q_2 将导通并从晶体管 Q_1 “偷走”电流，从而实现减小激励和限制输出电流的功能，这里 $I_{LIMIT} = 0.7V/R_S$ 。

最大允许电流应当被设定为一个高于正常操作时的最大电流的值。一般情况下，电流上限被设定为150% - 200%的额定电流。由于稳压器在整个短路过程中都处于工作状态，所以这期间稳压器其实一直处于过载状态。

传导晶体管在过热烧毁前，过热保护电路会使其停止工作，所以一些廉价的线性稳压器的“短路保护”仅仅通过热保护电路来实现。这种保护电路也许可以保护稳压器，但是初级电源也许会因过热而出现故障，如果在设计初级电源时，没有考虑从稳压器短路到保护电路切断稳压器期间如何处理这个短路电流。

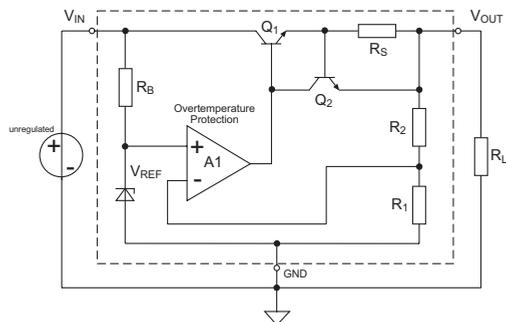


图1.2：带电流限制的线性稳压器（“短路保护电流”）

实用技巧

传导晶体管集电极与发射极之间的电压差也就是稳压器输入端和输出端之间的电压差。如果输入电压是12V（比如汽车电池电压），稳压后的输出电压是5V，那么稳压器需要实现7V的压降。这就意味着稳压器本身消耗的功率大于其传送到负载的功率（可以参考第2部分的效率计算）。这就是为什么大部分的线性稳压器需要散热片的原因。如果输入电压不断下降，当其低于输出电压时，很明显线性稳压器将无法补偿，输出电压会随着输入电压同时下降。但是如果输入电压过低，将没有足够的电压支持误差放大器和参考电压 V_{REF} ，这可能引起输出电压的不稳定甚至可能引起输出震荡。

线性稳压器在待机状态下的表现是非常差的。即使没有负载，一个典型的线性稳压器的误差放大器和参考电压仍然需要消耗大约5mA的电流。如果输入电压是24V，那么在没有负载的情况下，能量消耗大约是120mW。

实用技巧

线性稳压器的优点是价格低，调节性能好，噪音低，辐射低和暂态响应快。它的缺点是静态消耗过高，只有单路输出并且效率极低。

1.1.1 线性稳压器的效率

线性稳压器的效率， η ，是指传输至输出端的功率 P_{OUT} 与其输入端的功率 P_{IN} 之比。

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad \begin{array}{l} P_{OUT} = V_{OUT} I_{OUT} \\ P_{IN} = V_{IN} I_{IN} \\ I_{IN} = I_{OUT} + I_Q \end{array}$$

公式1.1: 线性稳压器的效率

I_Q 是在无负载情况下，线性稳压器的静态电流。这个公式还可以这样写：

$$\eta = \frac{5V \times 1A}{10V \times 1.005A}$$

公式1.2: 线性稳压器效率扩展公式

下面是一个3引脚线性稳压器的例子，输入电压为10V，输出电压为5V，输出电流为1A，静态电流为5mA。那么效率可以这样来计算：

$$\eta = \frac{5V \times 1A}{10V \times 1.005A} = 0.49$$

因此，总效率是49%，转换器消耗的功率大于其传输至负载的5W功率。如果输入电压降至所允许的最小值7V，那么效率上升至70%。这是这种转换器可能达到的最高效率，因为正常的稳压调节需要2V的预留空间（ $5V + 2V = 7V$ ）。很明显这种稳压器的效率是由输入电压和负载共同决定的，并且不是一个恒定的值。这也意味着线性稳压器必须配有足够大的散热片，才能确保在最大输入电压和最大输出电流同时出现的最坏的情况下，线性稳压器仍然可以安全工作。

1.1.2 线性稳压器的其他特性

一方面，线性稳压器有很多优势，另一方面需要在应用时注意很多问题。

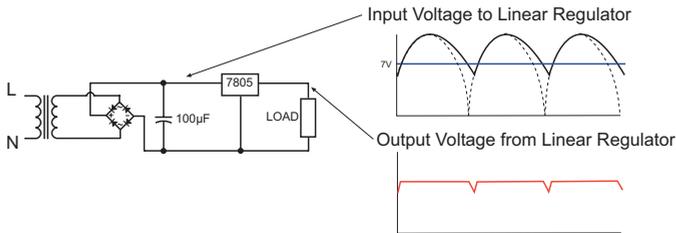


图1.3: 线性稳压器中的压差问题

实用技巧

正如先前提到的，如果输入与输出之间的电压差小于2V，线性稳压器便不能正常工作。应用中当输入滤波电容很小，以致输入交流电被整流后的纹波较大，经常会出现问题（如图1.3所示）。如果每半个周期中，输入电压都出现低于最小允许值的情况，那么每半个周期中，稳压后的输出电压也会出现突降。

如果只是用万用表测量平均输出电压，那么这些瞬时突降不会出现在万用表上，但是电路却会发生一些“意想不到”的问题。这个问题可以用两种方法解决，要么在输入端使用更大的电容，要么增加变压器的匝数比，但这两种方法都非常昂贵。

1.1.3 低压差线性稳压器

普通线性稳压器中，双极性晶体管的作用电流放大器。从误差放大器输出端流出的电流被晶体管的电流增益， H_{FE} ，放大并流向负载。晶体管的 H_{FE} 值相当的低，通常为20-50，所以一般情况下，为提高电流增益和降低由于误差放大器造成的输出电流消耗，可以使用多个晶体管组成达灵顿电路。达灵顿电路的缺点是由于每多一级晶体管，整个达灵顿电路的基射极电压 V_{BE} 也随之增大，这就意味着输入与输出之间的必要压差随着晶体管的级数而增大。举例来说，如果线性稳压器用一个由PNP晶体管带动NPN晶体管组成的的达灵顿电路，那么它的必要压差可以这样计算：

$$V_{Dropout} = 2 V_{BE} + V_{CE} \approx 2V \text{ (室温)}$$

低温时， H_{FE} 的值会变小，所以如果需要确保任何情况下稳压器都可以正常工作的话，一般会必要压差设定在2.5V到3V。

如果用P沟道场效应晶体管代替双极性晶体管，就得到了所谓的低压差（Low Drop Out/LDO）线性稳压器，它的必要压差只有几百毫伏。因为场效应管的必要压差仅仅取决于它的正向导通电压（= $R_{DS} I_{LOAD}$ ）。通常电阻 R_{DS} 非常小，所以必要压差也就非常低。

由于场效应管在不饱和区（或欧姆区）的电流增益关系非常的复杂，它同时与温度和负载相关，所以很少被应用（参见图1.4）。但是，误差放大器反馈回路可以补偿任何出现在 $V_{GS}-V_{TH}$ 曲线上的偏差和非线性问题，因为它只比较输出电压和参考电压，然后对误差放大器的输出进行修正。

低压差稳压器的缺点是，当栅极激励电压很高时， $V_{GS}-V_{TH}$ 曲线变得非常陡，反之当栅极激励电压很低时， $V_{GS}-V_{TH}$ 曲线非常平缓，所以误差放大器的输出抖动必须很低（高阻尼），然而为了能很快的响应负载或输入电压的变化，误差放大器的输出抖动又必须很高（低阻尼）。这里需要避免两种可能引起问题的极限操作情况--过高的感性负载或者过高的容性负载，所以需要折中考虑。

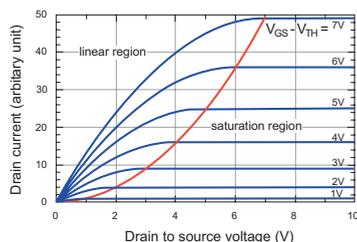
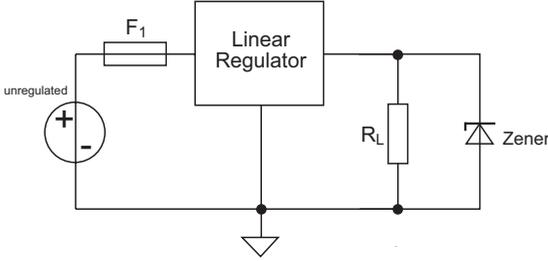


图1.4：场效应管的输出特性曲线

另外，由于低压差线性稳压器使用场效应晶体管替代双极性晶体管，它更容易由于过压损毁，所以需要额外的滤波和暂态抑制。低压差稳压器的容许输入电压范围也相对较小。

此外，标准线性稳压器和低压差稳压器都非常容易发生内部故障，因为导通晶体管一直处于高压状态。如果导通晶体管出现故障，通常集电极和发射极之间的短路保护电路也会出现故障。这就意味着输出端将在没有任何稳压的情况下直接和输入端相连，通常这会导致整个应用电路的毁坏。图 1.5 是一种可能的故障保护电路。当稳压器故障时，一个简单的齐纳钳位二极管将烧断保险丝。



1. 5: 简易输出端过压保护电路

1.2. 开关稳压器

线性稳压器为了限制输出电压而把多余的能量转化为热量，而开关稳压器则是利用感性元件和容性元件可以储存能量的特点，把能量分段打包传递。这些打包的能量或者储存在电感的磁场中，或者储存在电容的电场中。开关控制保证每个分段只传递负载需要的能量，所以这种拓扑是非常高效的。一种简易的开关稳压器结构如图1.6所示。

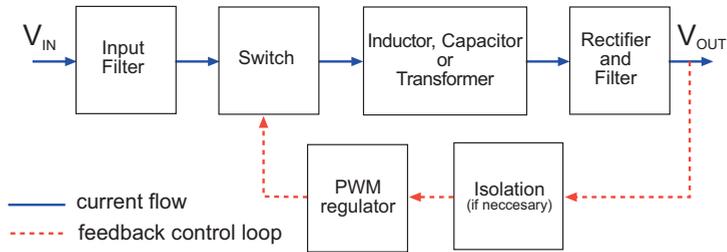
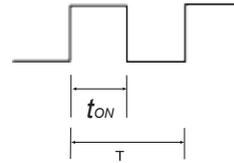


图1.6: 开关稳压器框图

为了确保从输入到输出的能量是可控的，我们需要一个比线性稳压器更复杂的稳压技术。脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation/PWM）技术是最普遍的一种。从输入到输出的能量被一个时间间隔固定但脉冲宽度可调的开关调制。占空比， δ ，是时间 t_{ON} （这段时间内稳压器从输入端吸收能量）与周期 T （开关频率的倒数）之比。

$$\delta = \frac{t_{ON}}{T}, \text{ 这里 } T = \frac{1}{f_{osc}}$$



1.3: 占空比的定义

对于开关稳压器来说，稳压后的输出电压正比于PWM的占空比。控制环路是用“大信号”来控制开关元件的。相反，线性稳压器是用“小信号”来限制流经传导晶体管的电流的。脉冲宽度调制比线性控制要高效的多，因为主要的损耗只出现在开关闭合的状态，而不像线性控制一样持续存在。场效应管在完全导通或完全截至的时候只消耗很少的能量。

1.2.1 开关频率和电感尺寸

开关元件和储能元件的尺寸反比于开关稳压器的开关频率。电感元件中可以储存的功率可以这样计算：

$$P(L) = \frac{L I^2 f}{2}$$

1.4: 电感中储存的功率

电感中储存的功率正比于开关频率。如果所需要储存的功率是固定的，那开关频率加倍的话，电感的尺寸可以减半。

电容中可以储存的功率可以这样计算

$$P(C) = \frac{C V^2 f}{2}$$

公式1. 5: 电容中储存的功率

同样，电容的尺寸可以在不改变被存储的功率的情况下，通过提高开关频率来缩小。由于可以减少封装和缩减电路板的占用空间，减小尺寸对于生产商和应用者来说都至关重要。但是由于提高了开关频率，这种尺寸缩小就必定导致高频噪音辐射的增大。而电磁兼容性（EMC）限制了最高可能的开关频率，因此需要在尺寸和EMC之间做一个权衡，一般应用中，开关频率最高大约是500kHz（一些很小尺寸的设计中，开关频率大约可以达到1MHz或更高，但这样的设计需要很谨慎的印刷电路板设计和电磁兼容性屏蔽）。

1. 2. 2 开关稳压拓扑

这里拓扑是指用来传递，控制和稳定一个从输入到输出的电流或电压信号的各种开关和能量存储元件的组合。

各种开关稳压器的拓扑可以大致分为以下两种：

- a) 非隔离型转换器，运作时，输入源级与输出负载共享同一条电流路径。
- b) 隔离型转换器，能量通过相互耦合的磁场元件（变压器）传递，这里源极与负载仅仅是通过磁场耦合的，所以形成了输入与输出之间的电隔离。

1. 2. 2. 1 非隔离型DC-DC转换器

当必须从众多的拓扑中做选择的时候，我们应该从应用的需求出发，考虑诸如价格，性能和控制特性等因素。没有哪一种拓扑是绝对优于或劣于其他拓扑的。每一种拓扑都有其优点和缺点，所以应该基于用户和系统的需求来选择合适的拓扑。

非隔离型的DC-DC转换器有5种基本的拓扑，这些拓扑都不包含变压器：

- i. 降压型（Buck）转换器
- ii. 升压型（Boost）转换器
- iii. 升降压型（Buck-Boost）转换器
- iv. 双级反相升降压型（Cuk）转换器
- v. 双级正相升降压型（SEPIC, ZETA）转换器

后面的论述中假定PWM控制都是通过闭环控制实现的，占空比都是按所要求的输出电压选择的。同时为了更好的说明每一种拓扑的传递特性，以下假设所有的开关（开关晶体管或开关二极管），电容和电感都是理想元件。在我们讨论这些拓扑之前，先来看一下驱动开关晶体管（斩波器）的原理。

1.2.2.1 开关晶体管

通常，场效应管工作在饱和状态，这时漏极与源极之间的电阻达到最小值，这就意味着开关的功耗也达到最小值。只要 $V_{GS} > V_{TH}$ ，在所有允许的负载范围中，场效应管都处在饱和状态（参见图1.7）。

下图所示是一个简易同步降压转换器的电路图，其中有两个场效应管，一个与地相连（下桥臂），另一个与 V_{IN+} 相连（上桥臂）。

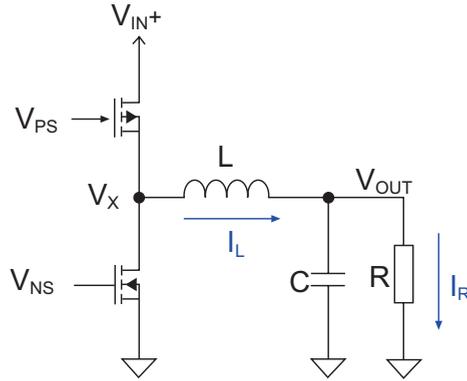


图1.7：简易异步降压转换器

下桥臂的场效应管是N沟道的，当 $V_{NS} \gg V_{TH}$ 时场效应管处在饱和状态，当 $V_{NS} < V_{TH}$ 时场效应管进入截止状态。

如果上桥臂的场效应管是P沟道的，那么 $V_{PS} \ll (V_{IN} - V_{TH})$ 时场效应管饱和， $V_{PS} > (V_{IN} - V_{TH})$ 时场效应管截止。然而，P沟道场效应管消耗的能量大约是同尺寸N沟道场效应管的三倍，并且更加昂贵。在许多应用中，这是不能被接受的，所以上桥臂的场效应管也偏向于采用N沟道的。这就意味着，上桥臂的驱动必须产生一个比 V_{IN+} 高的输出电压。

解决这个问题的一种常见方法是在 V_X 处加载一个方波来提供上桥臂的场效应管所需要的压。这个方波是通过自举电容和二极 D_1 管来实现的。

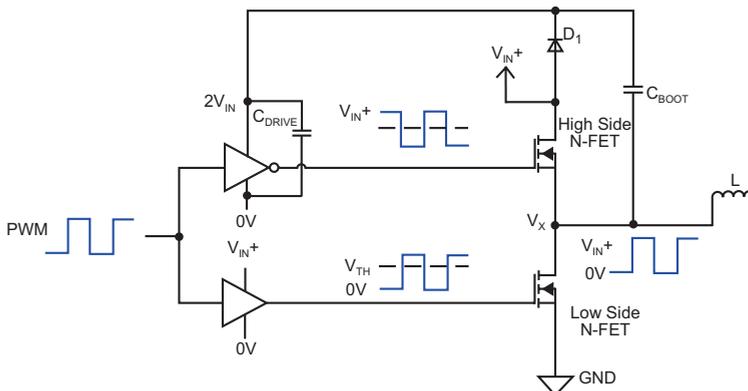


图1.8：上桥臂驱动自举电路（升压电路）

当 $V_x = GND$ 时，电感 C_{BOOT} 通过二极管 D_1 充电至 V_{IN+} ，当 $V_x = V_{IN+}$ ，放电到上桥臂驱动的电容器 C_{DRIVE} 至 $2 \times V_{IN+}$ 。从而这个上桥臂驱动可以使N-FET的栅极电压高于输入电压 V_{IN+} 。

这种自举电路的缺点是，当PWM的占空比很大的时候，自举电容没有足够的时间给驱动电容 C_{DRIVE} 充电。因此不可能在将近100%占空比的条件下操作。这就限制了转换器输入电压和负载的范围。

解决这个问题的一个方法是用一个独立的电荷泵振荡器给驱动电容 C_{DRIVE} 充电，使其在整个占空周期中都保持在高于 V_{IN+} 的电位。这种电荷泵电路通常是集成在控制电路或者上桥臂驱动的IC中的（下图是一个带集成电荷泵的上桥臂驱动MAX1614的例子）。

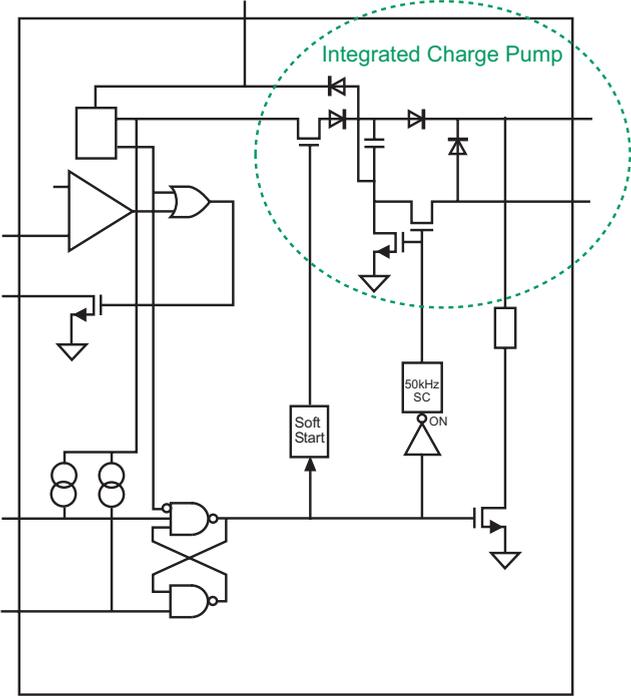
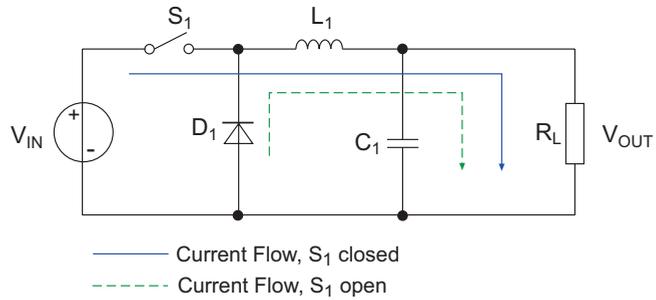


图1. 9： MAX1614上桥臂驱动框图

1. 2. 2. 1. 2 降压型 (Buck) 转换器

降压型 (Buck) 转换器，如其名，把一个较高的电压转换为一个稳定的较低电压。简
易的电路框图和主要的电流电压曲线如图1. 10所示。



$$V_{C1} = V_{IN} \frac{1}{1-\delta} \quad \text{和} \quad V_{C1} = \frac{-V_{OUT}}{\delta}$$

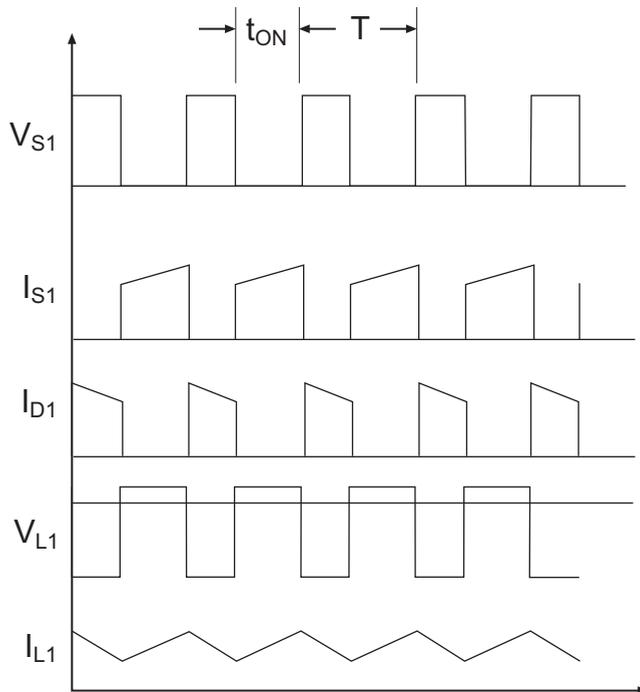


图1. 10: 简易降压型转换器框图和特性曲线

理解这个电路最简单的方法是想象 L_1 和 C_1 组成了一个低通滤波器。当 S_1 闭合时， C_1 通过 L_1 充电，输出电压缓慢上升。当 S_1 打开时， D_1 导通，电感磁场中存储的能量必须对电容和负载放电，这时负载上的电压缓慢下降。于是输出电压就是占空比与输入电压的乘积。

传递公式可以从电感分别在开关闭合和打开的条件下，电压-时间的乘积公式来推导。基于能量守恒原则，两者必须是相等的。

开关闭合（ON）时： $(V_{IN} - V_{OUT}) t_{ON}$
 开关打开（OFF）时： $V_{OUT} t_{OFF}$ ，这里 $t_{OFF} = T - t_{ON}$ ， $\delta = t_{ON} / T$

相减后得到：

$$(V_{IN} - V_{OUT}) t_{ON} = V_{OUT} (T - t_{ON})$$

$$V_{IN} t_{ON} = V_{OUT} T$$

$$V_{OUT} = V_{IN} (t_{ON} / T)$$

$$V_{OUT} / V_{IN} = \delta$$

公式1. 6： 降压型转换器传递公式

1. 2. 2. 1. 3 降压型转换器的应用

降压转换器的优点是功耗非常小（高于97%的效率是容易实现的），尤其是对同步的转换器（参见1. 2. 2. 1. 8），输出电压可以被设置在从 V_{REF} 到 V_{IN} 的任何值，并且输入电压和输出电压的差值可以非常的大。为了用小的电感实现一个紧凑的结构，并且同时达到足够快的暂态响应，开关频率大约可以被设置在几百kHz左右。最后，如果停用开关FET，输出电压为0，所以无负载情况下的功率损耗可以忽略不计。基于以上的这些原因，在许多应用中，相对于线性稳压器，降压稳压器有很多优势。

实用技巧

RECOM R-78xx系列由于引脚兼容可以替代线性的78xx系列。R-78xx系列的降压稳压器已是完整模块，也就是说正常操作中不需要增加外部辅助元件。这个系列稳压器的效率高达97%，输入电压可以高达72Vdc，静态电流损耗大约为20μA。

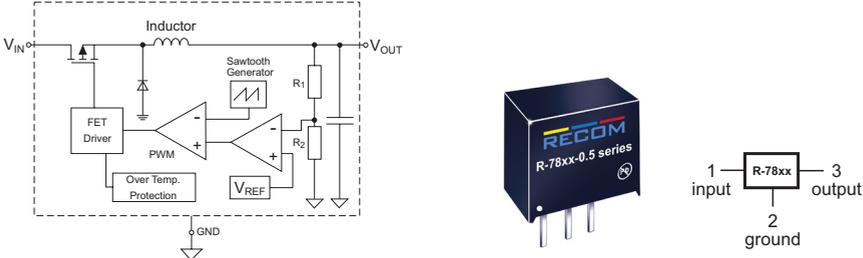


图1. 11： 开关稳压器， 降压转换器框图和引脚

实用技巧

降压转换器是按周期循环工作的，所以它的一个缺点是必须有一个合适的最小输出纹波来确保PWM控制反馈电路能正常工作。而输出纹波也是取决于占空比的，它的最大值出现在占空比为50%时。所以不像线性稳压器，要达到 μV 量级的纹波/噪音输出对降压转换器来说是不可能的。如果需要一个极低纹波/噪音的输出，我们可以在一个降压稳压器之后跟随一个线性稳压器，以获得这两种技术各自的优势。在下面的例子中，一个未稳压的24Vdc电压被开关稳压器转换为15V的输出，效率为95%。之后线性稳压器再提供了一个非常干净的12V输出（纹波/噪音小于 $5\mu\text{V}$ ）。整个系统的效率大约是76%，而如果只纯粹用线性稳压器的话，效率可能不到50%。

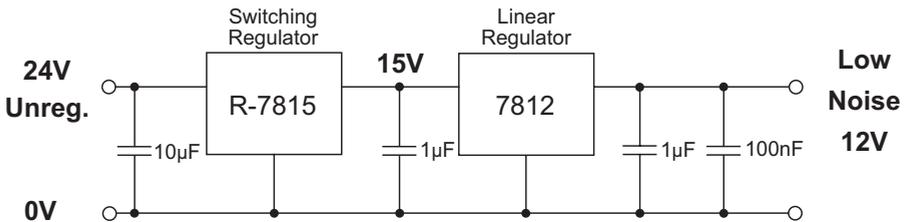
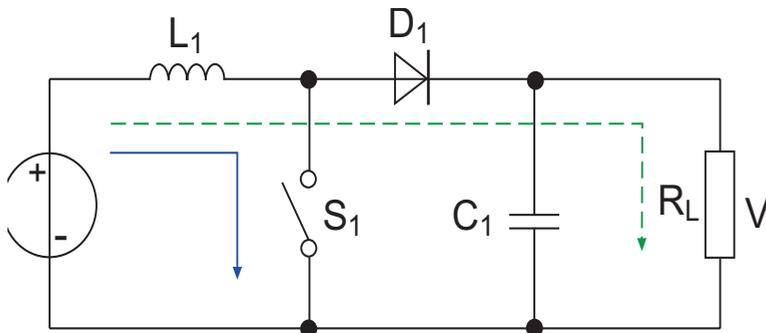


图1. 12: 降压稳压器与线性稳压器组合

最后，任何的开关电路都会产生一个脉冲输入电流（图1. 10中的 I_{S1} ），如果不加以适当的滤波，将会产生电磁干扰。因此我们建议在离输入端很近的地方设置一个 $10\mu\text{F}$ 的小电容。

1. 2. 2. 1. 4 升压型 (Boost) 转换器

升压型 (Boost) 转换器，如其名，把一个较低的电压转换为一个稳定的较高电压。简易的电路框图和主要的电流电压曲线如图1. 13所示。



$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{1}{1 - \delta}, \text{ 当 } V_{IN} < V_{OUT} \text{ 时成立}$$

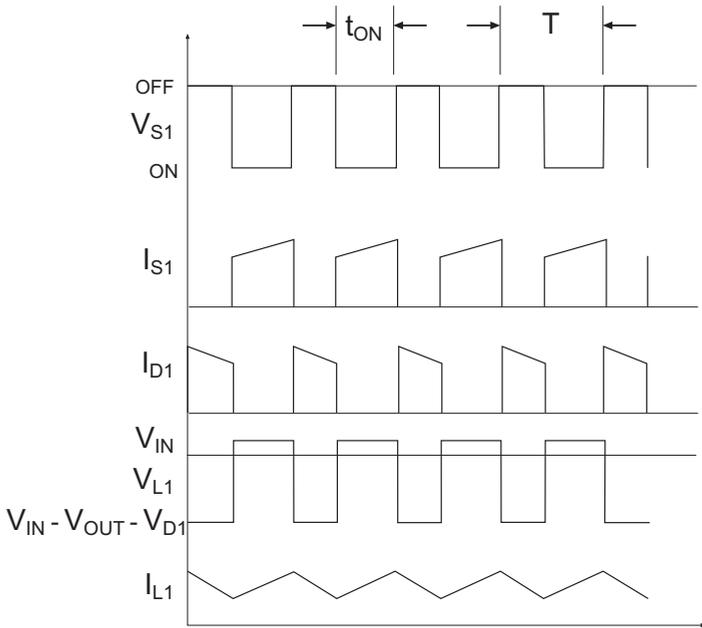


图1.13: 简易升压型转换器框图和特性曲线

当S₁闭合时，流经电感L₁的电流以V_{IN}/L₁的速率线性增长。这段时间里，存储在C₁中的能量对负载提供电流。当开关再次打开的时候，存储在电感中的能量与输入电压一起对负载供电。这段时间里，流经续流二极管D₁中的电流对负载供电，同时对C₁重新充电。流经电感的电流以(V_{OUT} - V_{IN})/L₁的速率线性下降。传递公式的推导与先前的章节相似，以下只列出最重要的公式：

开关闭合（ON）时： V_{IN}

开关打开（OFF）时： $(V_{OUT} - V_{IN}) t_{OFF}$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{1 - \delta}$$

公式1.7：升压型转换器传递公式

1. 2. 2. 1. 5 升压型转换器的应用

升压型转换器的优点是输出电压可以通过调节PWM的占空比来控制，输出电压可以等于或者大于输入电压。尤其在一些提升低电池电压到一个高电压的应用中，这种转换器尤其适用。然而在实际应用中，当需要提高2倍或3倍电压的时候，保证反馈电路的稳定变得非常困难。另外，由于输入电流脉冲与升压的比例同比增加，一个可以升压三倍的转换器意味着三倍的输入电流脉冲。这个脉冲输入电流可能引起电磁兼容性问题 and 输入引线中的压降问题。

升压型转换器的一个缺点是，由于关闭PWM控制器并不意味着把负载与输入端断开，所以如果没有与输入端串联的额外开关的话，输出是不能被关闭的。

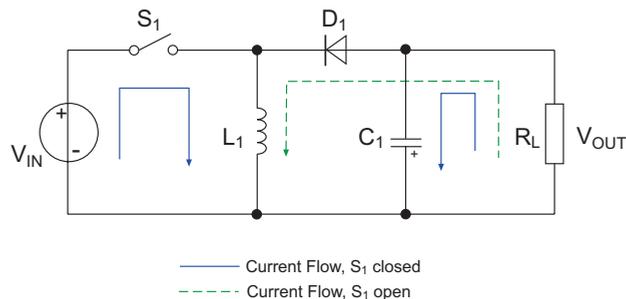
实用技巧

最后，必须小心不能让输入电压高于输出电压。如果发生这种情况，PWM控制器将迫使S1永远处于打开状态，输入端和输出端将在没有稳压的情况下通过L1和D1相连。这个具有破坏性的电流将很快摧毁转换器和负载。为了避免这个问题，这里引入一个同时允许升压和降压操作的拓扑。

1. 2. 2. 1. 6 升降压型（Buck-Boost）反相转换器

反相反激式转换器，也称升降压式转换器，可以把一个输入电压转换为一个反相的稳定输出电压，这个输出电压的值可以高于或低于输入电压的值。简易的电路框图和主要的电流电压曲线如图1.14所示。

在这个电路中，当S1闭合时，流经电感L1的电流以 V_{IN}/L_1 的速率线性增长。二极管D1阻断所有通向负载的电流。这段时间里，存储在C1中的能量对负载提供电流。当开关打开的时候，L1中存储的能量使靠近开关端的电感电压为负值（电感的另一端接地）。于是反相后的电流通过二极管流至电容和负载。流经电感的电流以 V_{OUT}/L_1 的速率线性下降。由于电流的流向，输出电压对地而言是一个负值。因此这个拓扑只适用于生成一个负的输出电压。



$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{-\delta}{1 - \delta}$$

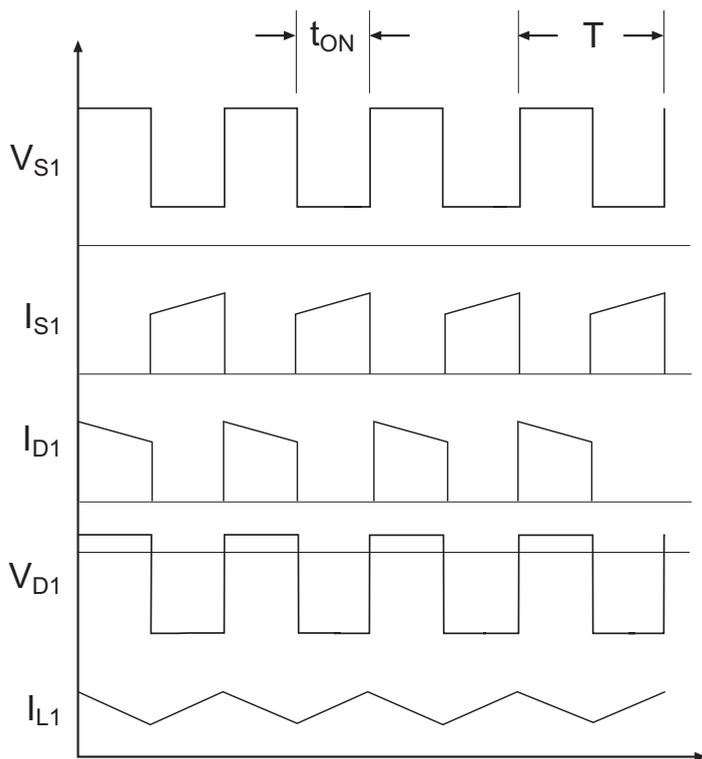


图1.14：简易升降压型转换器框图和特性曲线

传递公式的推导与先前的章节相似，以下只列出最重要的公式：

开关闭合（ON）时： $V_{IN} t_{ON}$

开关打开（OFF）时： $-V_{OUT} t_{OFF}$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-\delta}{1-\delta}$$

公式1.8：升降压型转换器传递公式

实用技巧

升降压型转换器的优点是输入电压可以低于也可以高于稳压后的输出电压。举例来说，如果需要从12V的铅蓄电池处得到一个非常稳定的12V电压，由于蓄电池在满电的情况下大约有14V电压，而在使用了一段时间后可能只有9V电压，这种转换器就变得尤其有用。

实用技巧

升降压型转换器对稳定光伏电池输出尤其的有帮助。一个太阳能电池可以在阳光明媚的时候产生很高的电压和电流，而在阴雨多云的时候只能产生很低的电压和电流。由于电压/电流关系在不断地改变，升降压转换器可以用来追踪最大功率点（maximum power point tracking），因为它可以不断改变输入/输出电压的比例。

它最大的缺点是反相的输出电压。如果输入使用的是电池，那反相的输出电压是无紧要的，这时电池可以不接地，而 V_{OUT} 可以与地相连从而得到一个正的输出电压。另一个缺点是开关 S_1 没有接地线。这就意味着PWM的输出电路需要一个电平转换器，这就增加设计的难度和成本。

1. 2. 2. 1. 7 升压(Boost)和降压(Buck)的连续模式与非连续模式

在降压或升压拓扑中，每个开关闭合的阶段，有多少能量可以被传递很大程度上是由负载决定的，所以如果负载减小，占空比必须减小来补偿减小的负载。而在升降压拓扑中，占空比是用来调整输入/输出关系的，并且是与负载无关的。那负载的变化会造成怎样的结果呢？

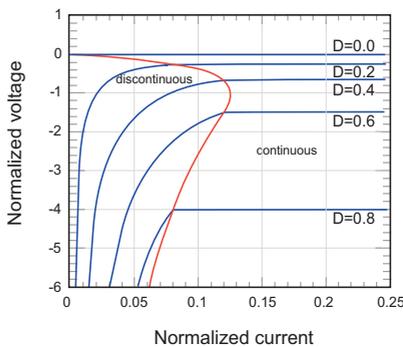


图1.15: 连续模式与非连续模式的过渡曲线

如果转换器在非连续模式下工作，传递公式将受到很多额外因素的影响，比如电感尺寸，输入电压值和输出电流值，所以这种情况下的传递公式将比公式1.7更复杂。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{V_{IN} \delta^2 T}{2 L_1 I_{OUT}}, \text{ 这里 } T = t_{ON} + t_{OFF}$$

公式1.9: 升压型转换器在非连续模式下的传递公式

在低负载的情况下，连续模式过渡到非连续模式将导致输入输出电压关系的变化（如图1.15所示）。因此为了保持在连续模式下工作，许多升降压控制器在低负载的情况下选择提高它们的工作频率。为了在一个很大的频率范围内保证简单的输入输出传递关系，更加复杂的EMC滤波就成了必须付出的代价。不幸的是，真实的电感，电容和电阻都不是理想元件，所以改变操作频率往往会增加由于非线性，寄生效应和元件耦合所造成的问题。

1.2.2.1.8 同步与异步转换

在先前的拓扑中，所有设计中逆向电流保护整流器都是二极管。一种替代二极管的方法是用场效应管，这个场效应管的启动信号必须是与PWM信号异相位的。由一个场效应管和一个二极管组成的电路被称做是异步的，而由两个个场效应管组成的电路被称做是同步的。两种降压型电路如图1.16所示

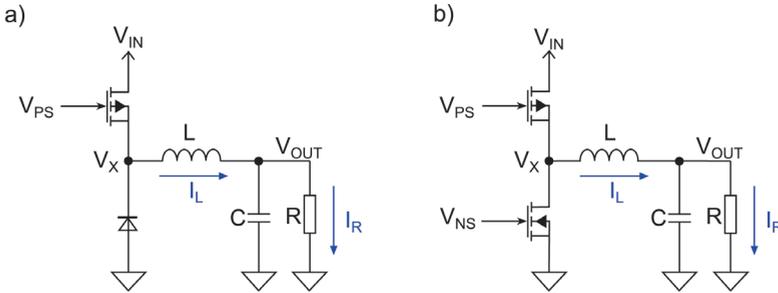


图1.16: 异步 (a) 和同步 (b) 降压转换器

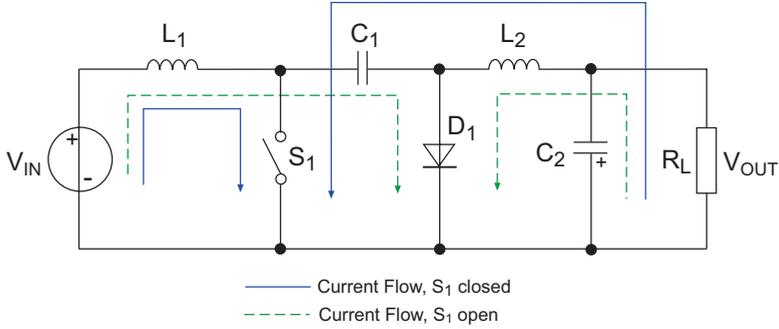
用场效应管替代逆向电流保护二极管有以下几个优点。场效应管的 R_{os} , α_N 很小，不像二极管，它也没有导通状态下的正向压降。因此，同步的设计在高输入电流和低输出电压的情况下都有更高的效率。这种对于效率的提升在满载的情况下是非常重要的，举例来说对于一个15W的中等功率同步转换器，这种替换可以减少4倍逆向电流保护二极管的功耗。另一个场效应管的优势是，高电流的场效应管一般比功率二极管小的多，这样可以节省印刷电路板的空间。

同步电路相对于异步电路的缺点是额外的场效应管和它的驱动电路，还有为了保证两个场效应管不同时导通所需的额外时序电路，这些都会提高元件成本。另一个缺点是在很低负载的情况下（小于10%的满载），同步设计事实上比异步设计的效率还低。事实上，由于存在额外的场效应管开关电路，它对下桥臂场效应管的栅极电容充放电时，会产生额外的功耗。另一方面，在异步设计中，二极管阻止了电感电流的反向通路，而在同步设计中，电感电容可以正向也可以反向流动。可以反向流动的电流代表额外的功耗，这在异步设计中是没有的。

同步设计所需要的电位信号和时序信号可以很轻松的通过集成控制芯片（IC）获得，这些信号可以只控制下桥臂的场效应管或者同时控制上桥臂与下桥臂两个场效应管。通常为了提高高低负载情况下的效率，通常集成控制芯片中都会添加额外的时序电路，这个时序电路的作用是减小场效应管的开关频率从而减小功耗或者减小负载的操作频率。

1.2.2.1.9 Cuk双级升降压转换器

Cuk升降压转换器可以把一个输入电压转换为一个高于或低于输入电压的稳定输出电压，输出电压取决于占空比。简易的电路框图和主要的电流电压曲线如图1.17所示。这个电路中一个升压转换器通过一个电容（C₁）与一个反相的降压转换器相连。



$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{-\delta}{1-\delta}$$

$$V_{IN} > V_{OUT}, \delta < 0.5$$

$$V_{IN} < V_{OUT}, \delta > 0.5$$

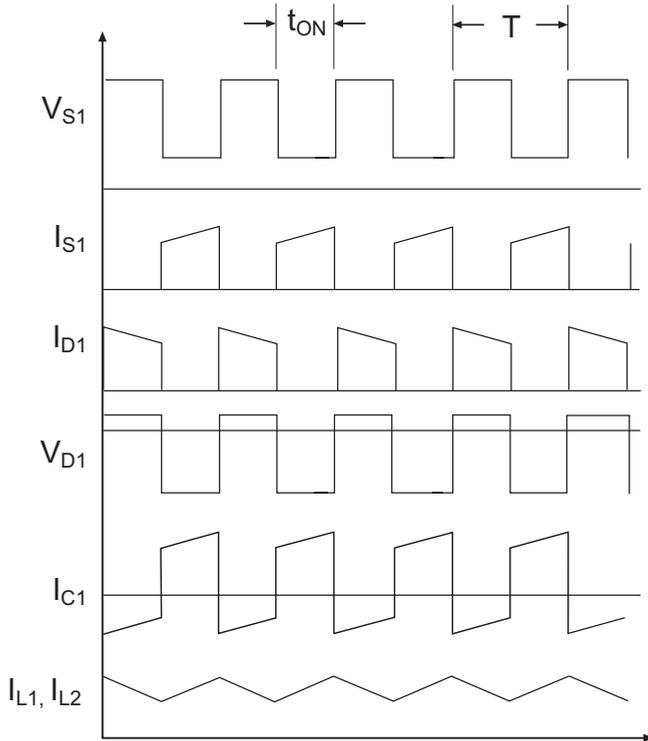


图1.17: 简易Cuk级联型升降压转换器框图和特性曲线

我们立即可以发现，与先前的拓扑相比，这个拓扑需要两个电感和两个电容。当S₁闭合时，流经电感L₁的电流以V_{IN}/L₁的速率线性增长。同时，C₁的正极接地，C₁通过L₂放电，这个电压为C₂和负载提供反相的电压。流经电感L₂的电流以(V_{C1} + V_{OUT})/L₂的速率线性增长。当S₁打开时，源电压V_{IN}与存储在电感L₁中的能量一起提升电感的电压，这个电压通过D₁为C₁充电。流经电感的电流以(V_{C1} - V_{IN})/L₁的速率线性下降。同时，电容C₂通过L₂和D₁放电，这导致流经L₂的电流以V_{OUT}/L₂的速率线性下降。电容C₁在这里起着至关重要的作用，因为它负责整个从输入到输出的能量流。可以用这样的方法选定C₁的值，调整C₁的值至待机状态的电压为常数。

由于电流的流向，相对于地的电位，输出电压事实上是一个负值。因此，这个拓扑只适用于生成一个负的输出电压值。两个电感的影响都需要被考虑到传递公式中。

关于L₁的公式

$$\begin{aligned} \text{开关闭合 (ON) 时: } & V_{IN} t_{ON} \\ \text{开关打开 (OFF) 时: } & (V_{C1} - V_{IN}) t_{OFF} \end{aligned}$$

关于L₂的公式

$$\begin{aligned} \text{开关闭合 (ON) 时: } & (V_{C1} + V_{OUT}) t_{ON} \\ \text{开关打开 (OFF) 时: } & -V_{OUT} t_{OFF} \end{aligned}$$

相减后，得到电容电压C₁的两个公式

$$V_{C1} = V_{IN} \frac{1}{1 - \delta} \quad \text{和} \quad V_{C1} = \frac{-V_{OUT}}{\delta}$$

最后输出公式的结果和单级升降压转换器是一样的：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{-\delta}{1 - \delta}$$

公式1.10: Cuk转换器的传递公式

实用技巧

相对于单级的升降压转换器，Cuk转换器的优点是，流经L₁和L₂的电流是连续并且相等的。连续的输入输出电流使LC滤波变得更容易，因此Cuk产生的高频干扰是较小的，这就使EMC变的非常简单。并且由于两个电感中的电流是相等的，它们可以共用一个磁芯，这就使转换器的结构变的更简单并且也可以进一步减少纹波电流。

这个设计是非常高效的，因为电容的充放电是通过电感实现的，这就避免了过大的电流尖峰以及附带的阻性损耗。另外，开关S₁是接地的，这使得低损耗的场效应管可以被应用在设计中。

Cuk转换器最大的缺点是过于依赖C₁。所有从输入端流至输出端的电流必须经过这个电容，而

经过这个电容的电压每半个周期必须转向一次，所以这个电容必须是没有极性的。它的纹波电流较高，纹波电流产生的内部热量会限制可操作温度的上限。实际应用中必须使用昂贵且大体积的聚丙烯电容。此外，为了实现稳定的操作，必须很小心地设计PWM控制环路。由于有四个电抗元件（两个电感和两个电容），为了避免共振问题，设计控制电路时必须很小心。

1.2.2.1.10 SEPIC双级升降压转换器

升降压转换器的缺点之一是反相的输出电压。这个问题可以通过两级的单端初级电感转换器（Single Ended Primary Inductor Converter/SEPIC）解决。

事实上，它的设计很类似由于Cuk（两级：一个升压转换器后跟随一个降压转换器），唯一的区别是在SEPIC拓扑中，电感 L_2 和二极管 D_1 交换了位置。这使得输出电压与输入电压同极性。

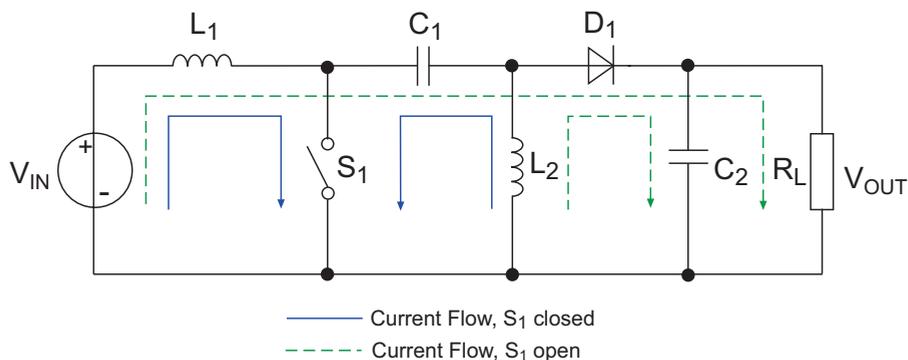
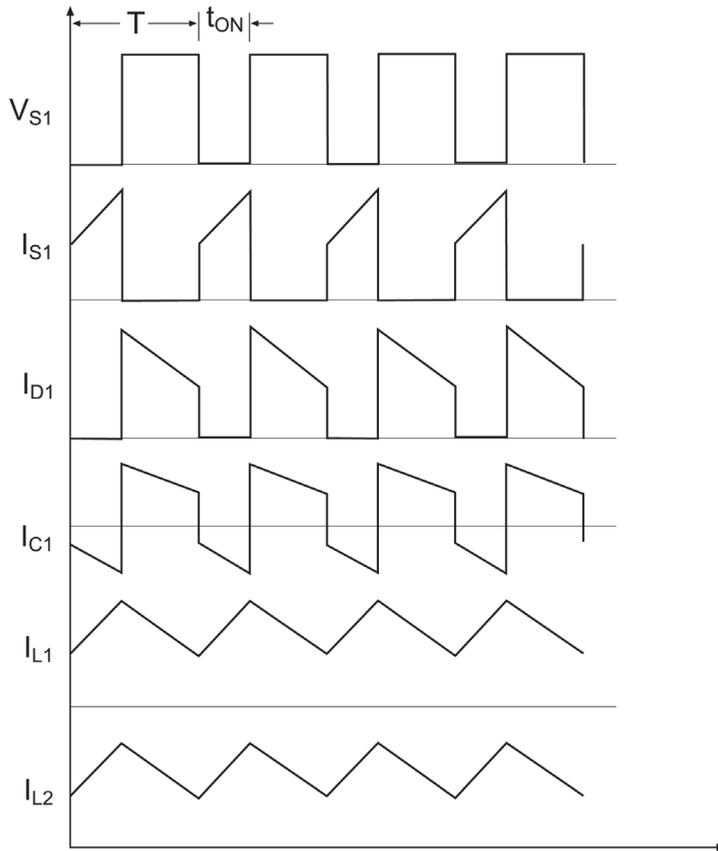


图1.18: SEPIC拓扑简易框图

能量的传递和Cuk转换器很类似，传递公式如下：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\delta}{1 - \delta}$$

公式1.11: SEPIC转换器的传递公式



输出电压与输入电压同极性这个特点使SEPIC电路在可充电电池作为电源的应用中尤其有用。由于电池和应用电路共用同一个地端，电池充电器可以同时为电池充电并且应用供电。如同Cuk转换器，SEPIC转换器也有一个连续的输入电流曲线，这使得EMC滤波变得更简单。

实用技巧

SEPIC转换器也被应用在LED照明的应用中。这是因为电容 C_1 提供了固有的输出短路保护电路，反馈回路可以被轻松地用恒流控制代替恒压控制。其次，输入输出同极性使得EMC滤波变得更加简单（LED照明应用对输入谐波干扰的限制有很严格的要求）。

SEPIC转换器的缺点是它有一个如同传统的单级升降压转换器一样的脉冲输出电流曲线。另外如同Cuk转换器，SEPIC中有四个电抗元件，所以很容易发生共振问题。

1. 2. 2. 1. 11 ZETA级联型升降压转换器

另一种SEPIC拓扑的变形是倒置的SEPIC转换器，或称作ZETA转换器。SEPIC拓扑是由一个升压转换器后跟随一个降压转换器组成的，而ZETA电路则是由一个降压转换器与一个升压转换器相连组成的。这种重新布置的拓扑保留了SEPIC设计中输入电压与输出电压同极性的优点。

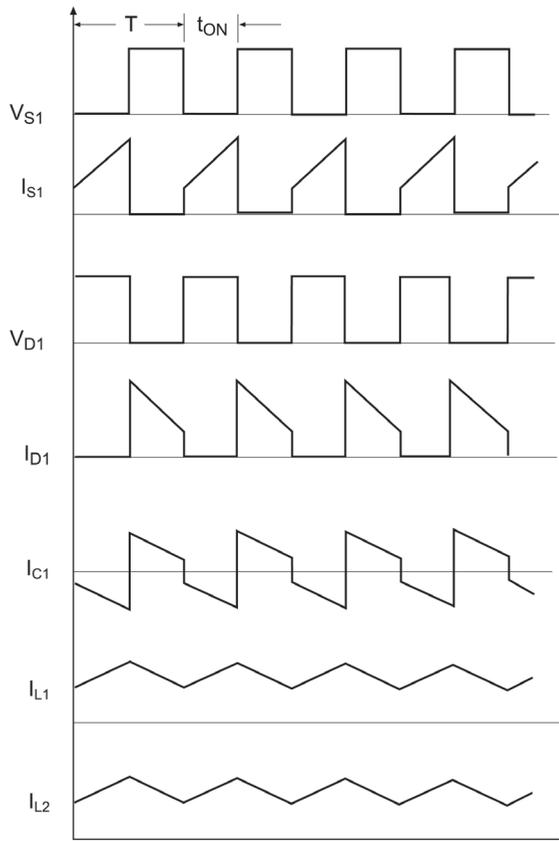
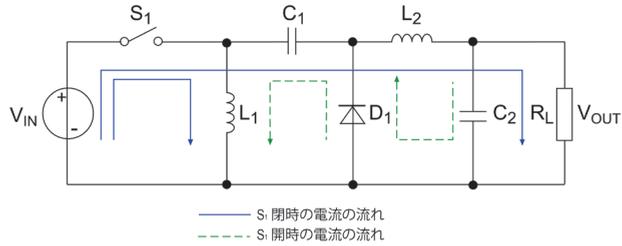


图1. 20: 简易ZETA级联型升降压转换器框图和特性曲线

能量的传递类似于SEPIC拓扑，传递公式如下：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\delta}{1 - \delta}$$

公式1. 12: ZETA转换器的传递公式

ZETA拓扑相对于SEPIC的优势是ZETA的反馈回路更加的稳定，所以它能在更大的输入电压范围和更大的暂态负载条件下正常运作，而不引起共振问题。它的输出纹波也明显比等价的SEPIC设计小的多。

ZETA拓扑的缺点是它有一个相对较大的输入纹波电流，为了传递同等的能量，它需要一个更大的电容 C_1 （中间电压较低）。另外开关 S_1 并不接地，所以需要有一个附加的电平转换电路来驱动P沟道场效应管。

1. 2. 2. 1. 12 多相DC-DC转换器

多相DC-DC转换器是电学中平衡原理的一个绝佳例子。它揭示了对任何所希望的效益，都必须付出其他方面的代价。如果需要更高的开关频率来提高功率，那么很容易造成普通微处理器核的电压从5V降至3.3V或更进一步降至1V以下的问题。如果需要增加门电路的复杂性，就必需提高电源的电流，但是低电压且高电流的电源是不容易实现的。

输出滤波元件是有局限性的，这是市场对于多相DC-DC转换器的需求不断增加的一部分原因。在负载电流较高的情况下，就算输出纹波必须减小到相应的标准，但是出于技术和成本的考虑，输出滤波元件的值是不能随意增加的。另一部分原因是人们对更小体积的追求，这也就意味着输出电感和电容也不能是大体积的。所以我们需要一种新的技术。在说明多相技术的优势之前，我们先来简单看一下单相模式。

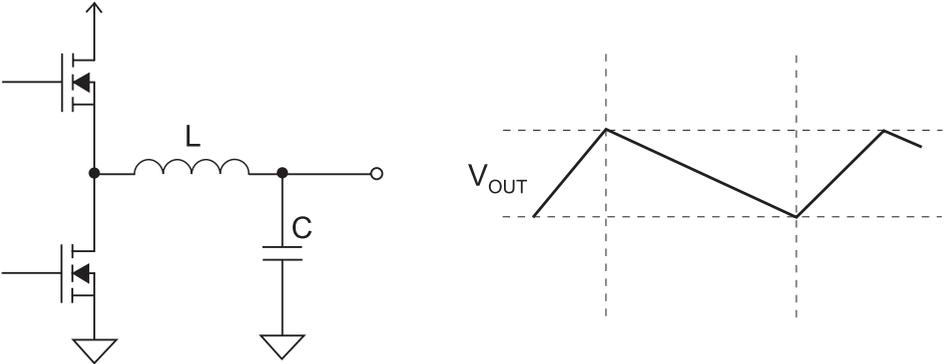


图1. 21：单相DC-DC输出模式

在重复的充放电周期中，输出电压随着纹波 V_{RIPPLE} 的峰峰值波动。如果负载电流变大，那么放电时的电流也随之变大，充电时的电流自然也变大。这意味着通过场效应管，电感L和电容C的电流都更大。为了保持 V_{RIPPLE} 在一个足够小的电位，开关频率和/或者L, C的值必须增加。但是为了保证高的效率，场效应管，电感和电容必须有足够小的串联阻抗，这就意味着这些元件必须是更大体积的。另外考虑到EMC，可操作频率也是有上限的。

由于负载电流被多个元件所分担，所以多相转换器可以解决这个两难的问题。两相模型的原理如图1. 22所示。

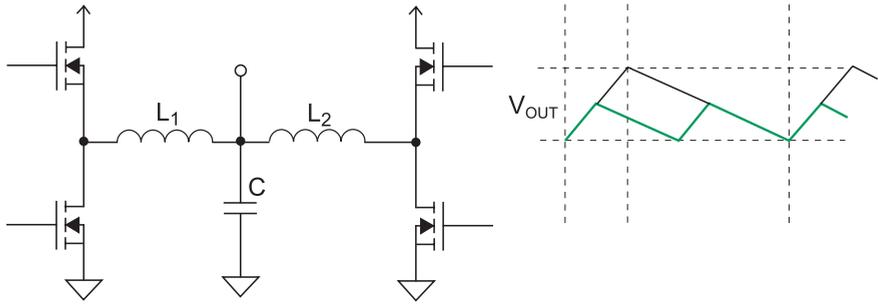
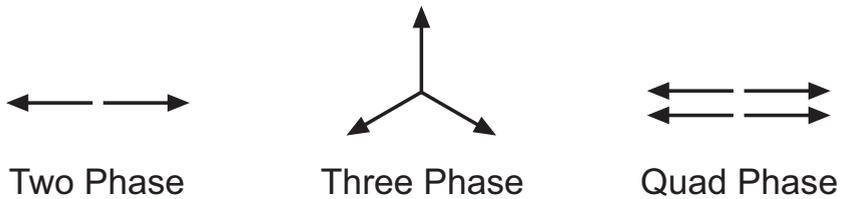


图1.22：两相DC-DC输出模型

元件成本的增加是多相输出的一个缺点，因为每多一相，都需要两个额外的场效应管和一个电感。另一个缺点是控制IC更为复杂，它必须生成相位各不同的多个输出信号。但是正如先前提到的，可以通过不断缩小电感和电容的尺寸来实现更紧凑的设计。多相输出使这种对于尺寸缩小的要求变为可能。这里每个单独输出的相位是不同的，这样总输出电压的幅值将变小，电流也更加均匀，EMI也更小。这就意味着输入端的滤波量也可以被减小。最后，由于输出电容也可以变的更小，所以转换器对负载变化的响应变得更快，响应时间更短。

两相输出的设计中一般两个输出相位相隔 180° 。三相输出中每两个输出相位相隔 120° 。然而四相输出设计中一般会出现两对反相位的输出。这么做的原因是因为如果电路中没有过多的不同相位的反射输入电流脉冲的话，输入EMC滤波设计将会变得更简单。



集成多相IC控制器可以很容易地设置在降压，升压，SEPIC等不同的拓扑中，与此同时也可以和短路保护电路，输入欠压保护电路（input under-voltage lockout）设置在一起工作。

1.2.2.2 隔离型DC-DC转换器

在隔离型DC-DC转换器家族中有众多的拓扑可供选择，但是现代DC-DC转换器只适用其中的三种拓扑。所以这个章节讨论的重点只放在介绍反激式（flyback），正激式（Forward）和推挽式（push-pull）这三种转换器拓扑上。在这些隔离型转换器中，从输入到输出的能量传递是通过变压器完成的。跟非隔离型转换器一样，稳压是通过PWM控制器在反馈回路中调节输出电压实现的。以下再次假设所使用的元件都是理想的。

另一个以变压器为基础的隔离型拓扑与先前所讨论的非隔离型拓扑的区别是降压，升压和升降压的功能可以通过改变变压器的匝数比例来实现。所以在隔离型转换器中，PWM驱动可以只做为单纯的能量包控制器，它根据输入电压和输出负载的要求，调节从输入端传递到输出端的能量包。

使用变压器的缺点是当能量从初级绕组传递到次级绕组的过程中会产生额外的功耗。所以一个降压稳压器可以达到97%的效率，而以变压器为基础的转换器的效率只能力争超过90%。

1.2.2.2.1 反激式（Flyback）DC-DC转换器

反激式（Flyback）转换器的功能是把一个输入电压转换为一个稳定的输出电压，在开关闭合的时候，转换器把能量存储在变压器的磁芯中，而当开关打开的时候，它再把能量传递到次级端。简易的电路框图如图1.23所示，主要的电流电压曲线如图1.24所示。

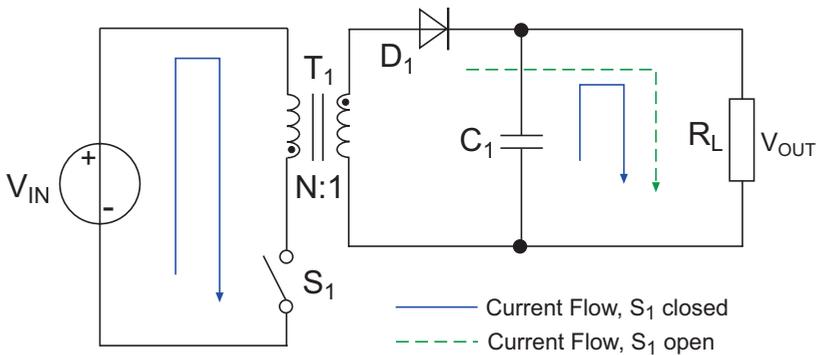


图1.23：简易隔离型反激式转换器框图

当开关 S_1 闭合时，流经变压器 T_1 初级绕组电感 L_P 的电流 I_{S1} 以 V_{IN}/L_P 的速率增长。这段时间里，没有电流通过次级绕组电感 L_S 流至负载。负载电流是由电容 C_1 提供的。当开关 S_1 打开时，由于变压器中的磁场崩塌，导致初级和次级绕组中的电压反相。这时初级绕组中存储的能量传递到了次级绕组。传递过程中次级绕组中的电压极速地上升并且会伴有一个脉冲电流，这个电流以 V_{OUT}/L_S 的速率下降并最终流至负载和 C_1 。二极管 D_1 在这里充当一个峰值整流器的角色。

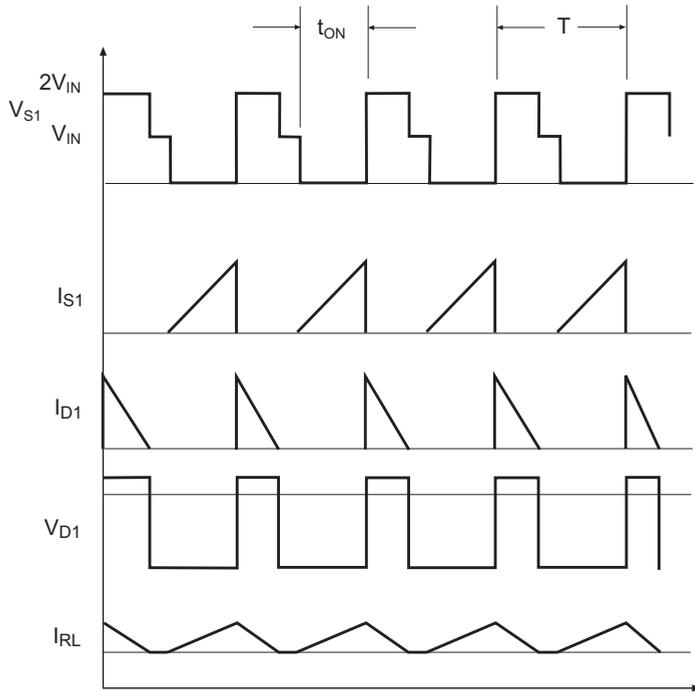


图1.24: 隔离型反激式转换器特性曲线

变压器的能量传递公式如下:

开关闭合 (ON) 时: $\frac{V_{IN} t_{ON}}{N}$, N是匝数比

开关打开 (OFF) 时: $V_{OUT} t_{OFF}$

相减得: $\frac{V_{IN} t_{ON}}{N} = V_{OUT} (T - t_{ON})$

整理后得: $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{1}{N} \frac{\delta}{(1 - \delta)}$

公式1.13: 隔离型反激式转换器的传递公式

比较一下就会发现升降压转换器和隔离型反激式转换器的传递公式只相差 $1/N$ 这个系数。反激式变压器设计的优点在于输出电压可以在占空比很小的情况下变得很高，这就使这个拓扑非常适用于生成高输出电压的电源。另一个优点是如果需要的话，可以很容易的通过添加多个次级绕组来实现多个输出（如果需要的话每个输出的极性可以各不相同）。这种拓扑所需要的元件数很少，所以它很适用于低成本的设计。

通过一个隔离型的反馈回路（一般通过一个光电耦合器来实现）来控制输出电压或输出电流，转换器可以生成一个非常稳定的输出电压。但是反激式转换器也可以使用初级稳压技术，这种技术是通过监控初级绕组的电压波形来实现的，当它到达拐点时也就意味着次级绕组中的电流变为0。这样做就可以避免使用光电耦合器从而进一步减少元件数量。

它的缺点是需要非常小心地选择变压器的磁芯。即使流经变压器的电流是一个直流分量，变压器的有隙磁芯也不应该进入饱和状态，因为如果磁滞现象很严重的话，会使变压器的效率大幅降低。另外由于峰值电流很高，绕组中的涡电流损耗也是一个问题。这两个问题限制了这个拓扑的实际可操作频率范围。最后当 S_1 打开的瞬间，初级绕组上会出现一个很大的感性尖峰，这会对开关场效应管造成很大的压力。

1.2.2.2.2 正激式（Forward）DC-DC转换器

即使正激式拓扑看起来很像反激式拓扑，但事实上它们的工作原理是完全不同的。输入电压按一个关于变压器匝数比的函数转换为一个稳定的输出电压。简易的电路框图和主要的电流电压曲线如图1.25所示。

如同反激式拓扑，当开关 S_1 闭合时，流经变压器 T_1 初级绕组电感 L_P 的电流 I_{S1} 以 V_{IN}/L_P 的速率增长。由于初级绕组和次级绕组是互相耦合的，初级绕组中的电流逐渐变大会导致次级绕组中产生感应电流，次级绕组两端的感应电压为 V_{IN}/N 。次级绕组中的电流以 $V_{IN}/(L_1N)$ 的速率增长，通过整流二极管 D_1 和输出电感 L_1 ，最终流至负载 R_L 和输出电容 C_1 。这个过程中，电容 C_1 上的电压逐渐上升直至它的上限阈值，这时会产生一个“停止”的反馈信号（这个反馈信号通常是通过光电耦合器来实现的）。接着初级绕组控制器迫使 S_1 断开从而中断了源电流。这时复位绕组和二极管 D_3 保证变压器中磁场不消失，但是这会导致电流以与 S_1 闭合时相同的速率下降。结果当 S_1 打开时，次级绕组两端的电压将出现极性反转，反向的电流以 V_{OUT}/L_1 的速率下降并通过续流二极管 D_2 和电感 L_1 流至 C_1 和负载。而 C_1 上的电压也会逐渐下降直到它的下限阈值。这时会产生一个“开始”的反馈信号， S_1 再次闭合，开始一个新的周期。

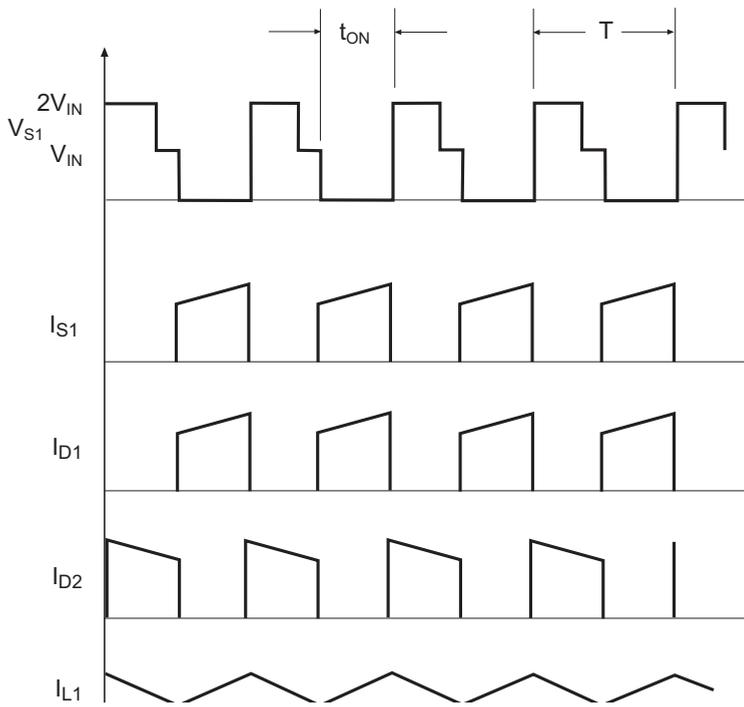
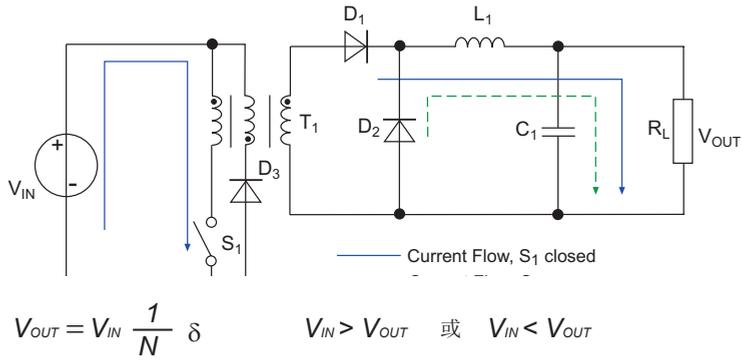


图1.25: 简易隔离型正激式转换器框图和特性曲线

能量传递公式如下: $\frac{V_{IN}}{N} - V_{OUT} t_{ON}$, N 是匝数比

开关闭合 (ON) 时: $Energy_{OUT} = V_{OUT} t_{OFF}$

开关打开 (OFF) 时: $\left(\frac{V_{IN}}{N} - V_{OUT}\right) t_{ON} = V_{OUT} (T - t_{ON})$

整理后得: $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\delta}{N}$

公式1.14: 隔离型正激式转换器的传递公式

与反激式转换器不同的是，正激式转换器是连续地通过变压器把能量从初级传递到次级的，而不像反激式转换器那样需要把能量存储在变压器的气隙磁芯中，这样的话磁芯就不再需要气隙，相应的损耗和EMI辐射也随之消失。由于磁滞损耗在这里不再是一个很严重的问题，磁芯的电感也可以更大。峰值电流将因此被减小，这又进一步减小了绕组和二极管中的损耗，并且输入输出的纹波电流也会随之减小。所以同等输出功率的条件下，正激式转换器比反激式转换器的效率更高。它的缺点是需元件成本较高，并且需要设置一个最小负载来保证转换器不会进入非连续模式，非连续模式下的能量传递方式是完全不同的。

1.2.2.2.3 有源钳位 (Active Clamp) 正激式转换器

正激式转换器的一种变换是用一个有源钳位 (FET) 代替单独的复位绕组来复位变压器。简易的电流框图如下图所示：

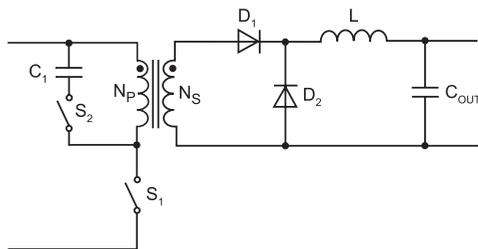


图1.26: 简易有源钳位正激式转换器框图

S_2 (场效应管) 是受一个与PWM信号不同相位的信号控制，这个信号的两个工作周期之间有一段足够长的非工作时段，这样可以保证两个场效应管不会同时启动。它的特性曲线很类似于正激式转换器，除了通过 S_1 的电压是方波。两种转换器的输出电流曲线是相同的。它们相同的原因是由于 S_1 打开的时候，初级绕组中的电流仍然可以流到 C_1 和 S_2 ，所以变压器中磁场不消失，只是逐渐减小。由于上述的这些原因，它的传递函数与正激式也是相同的。

另外，有源钳位转换器有很多优点。它不再需要变压器复位绕组， S_1 上的峰值电压是 V_{IN} 而不是正激式拓扑中的 $2 \times V_{IN}$ 。由于只有退磁电流流经 S_2 ，二极管的功耗不再存在，总效率将大提高。更重要的是，有源钳位转换器可以在大于50%占空比的情况下以较高的匝数比正常工作而不使 S_1 上的峰值电压过高。

有源钳位转换器的缺点是它需要一个额外的PWM信号并且 S_2 需要一个上桥臂驱动。但事实上很多控制IC的内部集成了所需的时序电路和上桥臂驱动。另一个缺点是钳位电容 C_1 的纹波电流较高，所以必须小心过热问题。钳位电容中的电流可以这样估算：

$$I_{C, \text{Clamp}} (\text{rms}) \approx \frac{V_{IN} \delta}{f_{SW} L_{MAG}} \sqrt{\frac{1-\delta}{2}}$$

这里 L_{MAG} 是变压器中的磁化电感。

公式1.15: 钳位电容中的电流估算

1. 2. 2. 2. 4推挽式 (Push-Pull) 转换器

推挽式 (Push-Pull) 转换器的功能是把一个输入电压转换为一个较低的稳定输出电压，它需要一个分离的绕组变压器。图1. 27是简易的电路框图和主要的电流电压曲线。

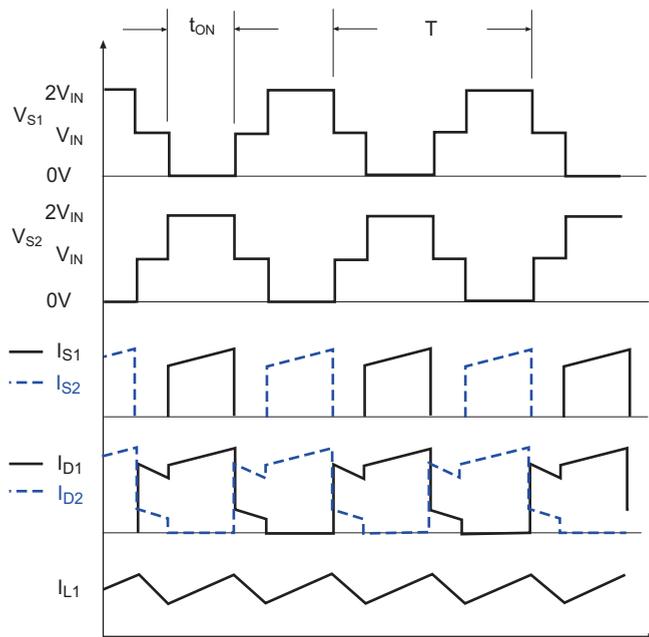
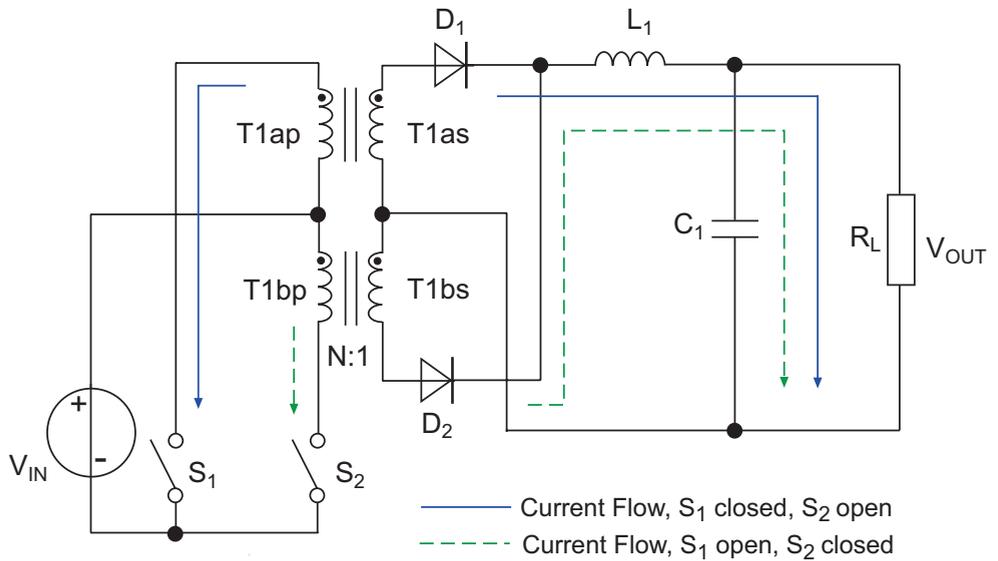


图1. 27: 简易推挽式转换器框图和特性曲线

当开关S1闭合时，流经变压器初级绕组的电流以 V_{IN}/L_{T1} 的速率几乎线性地增长。与此同时，由于初级和次级绕组是互相耦合的，次级绕组 $T_{1,AS}$ 两端将出现一个大小为 V_{IN}/N 的感应电压。流经整流二极管 D_1 和输出电感 L_1 的次级电流，以 $(V_{IN}/N - V_{OUT})/L_1$ 的速率线性增长。这个电流最终流至负载 R_L 并且为电容 C_1 充电。当开关S1打开时，变压器的初级和次级绕组电压将发生一次极性反转。这时二极管 D_1 阻止了次级绕组 $T_{1,AS}$ 上的反相电压，但是电流仍然从反相的次级绕组 $T_{1,BS}$ 通过二极管 D_2 流至 L_1 。电流这时以 V_{OUT}/L_1 的速率线性下降。接着S2将闭合，开始新的周期，这个周期中提供电流的是次级绕组 $T_{1,BS}$ 。以下是传递公式的推导：

开关闭合（ON）时：
$$\left(\frac{V_{IN}}{N} - V_{OUT}\right) t_{ON}, N \text{ 是匝数比}$$

开关打开（OFF）时：
$$V_{OUT} t_{OFF}, \text{ 这里 } t_{OFF} = T/2 - t_{ON}$$

这里用 $T/2$ 是因为在PWM周期中使用了两个开关，所以在一个周期中，两个开关中的任意一个闭合时，所提供的能量是整个PWM周期能量的一半。

整理后得：
$$\left(\frac{V_{IN}}{N} - V_{OUT}\right) t_{ON} = V_{OUT} (T/2 - t_{ON})$$

或
$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2\delta}{N}$$

公式1.16：推挽式转换器的传递公式

由于 S_1, S_2 的占空比大约都在50%左右，如何保证两个开关不同时闭合就变得尤其重要。因为如果两个开关同时闭合的话，电路中产生很大的短路电流。因此在关闭一个开关之后到打开另一个开关之前，必须预留足够的过渡时间（deadtime）。

另一个可能出现在推挽式转换器中的问题是磁通移位（flux walking）。由于推挽式转换器使用了变压器的整个BH特性曲线，所以即使工作开关只出现微小的变化（饱和电压，开关时间等等）都可能造成不平衡的磁通。不幸的是，由于在每个开关周期结束时，变压器中的不平衡磁通不能被完全归零，所以这些不平衡磁通的偏差是不断叠加的，上一个周期的磁通偏差变成下一个周期磁通的初始值。变压器的磁芯最终会饱和，不平衡的能量传递仍然继续。由于一个饱和的磁芯不再有感性表现，过高的初级绕组电流可能会损坏一个或两个开关。这个问题可以通过在每个周期结束时监测电流和限制电流后再开始下一个周期来解决。

另一方面，由于推挽式转换器使用变压器BH曲线的两个象限，而正激式转换器只使用第一个象限，所以对同尺寸的变压器而言，推挽式拓扑可以传递两倍的能量。这使得推挽式拓扑的性价比很高，按比例增大的话适用于相对较高的输出功率或者按比例减小的话适用于低功率的迷你DC-DC转换器。

由于为了达到最大功率，占空比一般被设定在非常接近50%的值，这样的话输入输出电压的关系就可以只通过调节变压器的匝数比来控制。因此许多汇流排转换器（参见1.2.2.3）可以通过有稳压输入的推挽式转换器实现。

1.2.2.2.5 半桥 (Half bridge) 与全桥 (Full bridge) 转换器

半桥 (Half bridge) 和全桥 (Full bridge) 转换器拓扑与推挽式转换器拓扑很相似。半桥转换器中有两个开关控制通过变压器初级绕组的电流，全桥转换器中则有四个开关，这样的话初级绕组不再像推挽式转换器一样需要中心抽头连接，但是次级绕组仍然需要中心抽头。

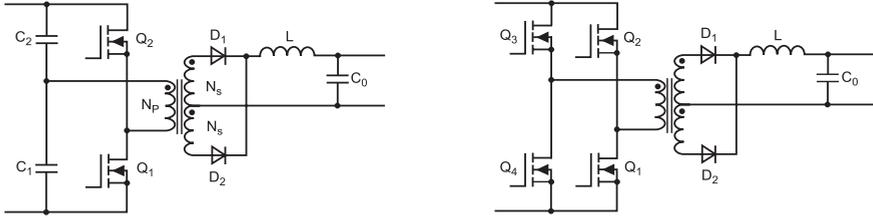


图1.28: 半桥与全桥转换器

半桥转换器中电容C1和C2组成了一个分幅器，它的功能是确保初级绕组的一端的电压是 $V_{IN}/2$ 。而开关S1和S2相继与初级绕组的另一端 (V_{IN} 或GND) 相连。由于跨越初级绕组的电压不超过 $|V_{IN}/2|$ ，它的传递率是推挽式转换器的一半：

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\delta}{N}$$

公式1.17: 半桥转换器的传递公式

半桥转换器相对于推挽式转换器的优点是初级绕组是单股的，开关需要承受的电压是 V_{IN} 而不是 $2 \times V_{IN}$ ，这样的话磁通移位的问题就不存在了。全局效率通常也更高，所以半桥拓扑适用于更高功率的应用，并且由于相对简单的变压器结构，这种拓扑可以使用平面变压器构造。

它的缺点是C1和C2上的纹波电流较高，所以为了避免过热问题，选择元件时必须非常小心。为了避免贯穿短路 (S1和S2同时闭合) 占空比一般被设定在大约45%左右。最后S2需要一个上桥臂驱动，这就增加了元件成本。

半桥转换器的所有缺点都可以被全桥拓扑弥补，全桥拓扑中的四个开关以这样的顺序工作：首先S3 + S1闭合S2 + S4打开，之后S2 + S4闭合S3 + S1打开，在每个开关周期，初级绕组两端的电压都保持在 V_{IN} 。

全桥拓扑保留了半桥拓扑所有的优点，并且弥补了半桥拓扑所有的缺点。全桥拓扑的时序电路相对更加复杂并且需要两个上桥臂驱动，所以全桥设计一般适用于高功率的应用，对于这些应用，元件成本相对不那么重要。全桥拓扑的传递公式与推挽式拓扑相同。

1.2.2.3 汇流排（Bus）转换器与比例（Ratiometric）转换器

汇流排（Bus）转换器或比例（Ratiometric）转换器在隔离型DC-DC转换器中有着特殊的地位。对这类转换器的需求源自复杂的电信电源系统，这种系统需要很多不同的电源电压。为了替代为每个供应轨道建造单独的电源，中间汇流结构（Intermediate Bus Architecture/IBA）或功率分配结构（Distributed Power Architecture/DBA）的概念应运而生。其中一个初级电源线先被转换为一个隔离型的直流电源，接着这个直流电源再为其他非隔离型的负载点（POL）转换器提供电源，这些负载点转换器最终为板极供电。

汇流排转换器的转换比率一般是4:1，因此也可以被称为比例转换器。这就意味着输出电压会随着输入电压成比例地变化，但是这个问题不是很重要，因为随后的负载点降压转换器的输入电压范围是很大的。即使在负载电流很高的条件下，汇流排转换器仍可以提供极高的效率（97%或更高）。

汇流排转换器可以通过正激式或者推挽式拓扑，半桥或全桥开关控制，固定的占空比来实现最大可能的效率。另外为了进一步减小功耗，通常用同步整流技术替代输出端整流二极管。

实际操作中，汇流排转换器一般会生成两组汇流电压。输入交流电源先被转换为48Vdc，然后这个电压为电池供电，电池可以保证转换器提供一个不间断的电压。接着48V再以4:1的比率为负载点转换器提供一组12V的本地汇流排，这个负载点转换器再为板级提供5V或者3.3V的电源（图1.29）。

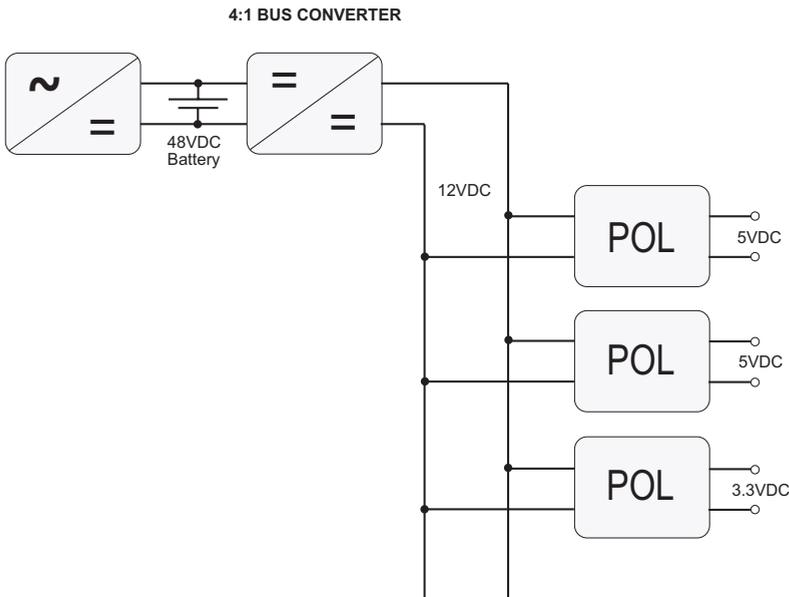


图1.29：简易IBA框图

1.2.2.3.1 不稳压的推挽式转换器

推挽式拓扑也被广泛的应用在不稳压的隔离型DC-DC转换器中。如果输入电压是稳定的，那么推挽式拓扑是一种很经济的选择，这是因为输出电压可以只通过调节变压器的匝数比来控制。它可以用来生成诸如升压，降压，反相，双极等各种输出。图1.30是一个不稳压的推挽式转换器的例子，它用感性反馈来构成振荡器。

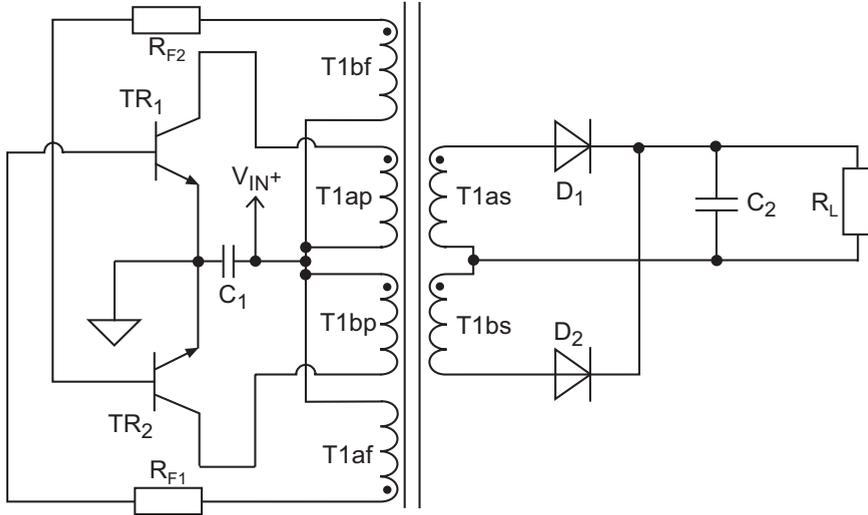


图1.30: 不稳压的推挽式转换器

由图可见，电路是完全对称的。两个三极管的的基级通过限流电阻 R_{F1} 和 R_{F2} 与 V_{IN+} 相连。如果 TR_1 和 TR_2 是相同类型的三极管，由于制造上无法避免的误差，两个三极管的 V_{BE} 不可能完全相同， V_{BE} 较低的那个三极管将先启动，这里假设 TR_1 比 TR_2 的反应速度略快。那么流经 $T_{1,ap}$ 的电流为变压器提供能量，变压器生成的正向电流流向 $T_{1,as}$ 和 $T_{1,bf}$ ，同时它生成的逆向电流流向 $T_{1,bs}$ 和 $T_{1,af}$ 。 $T_{1,af}$ 中的逆向电流将使 TR_1 截止，阻止电流继续流向 $T_{1,ap}$ ，同 $T_{1,bf}$ 中的正向电流将使 TR_2 导通。当 TR_2 导通时，流经 $T_{1,bf}$ 的电流再次为变压器提供能量，但是这时变压器生成的正向电流流向 $T_{1,bs}$ 和 $T_{1,af}$ ，逆向电流流向 $T_{1,as}$ 和 $T_{1,bf}$ 。 $T_{1,bf}$ 中的反向电流使 TR_2 截止，阻止电流继续流向 $T_{1,bp}$ ，同时 $T_{1,af}$ 中的正向电流使 TR_1 再次导通。不稳定的推挽式转换器是一种以耦合变压器为基础的自由振荡器，它可以很快地调整到50%占空比，而转换器在50%占空比时的工作效率是最高的。

以上的图示基本上是完整的，只需要添加一些被动偏压元件就可以组成一个功能完整的DC-DC转换器，这种转换器只需要10个左右的元件，所以几乎是最低成本的设计。转换器的尺寸也可以做的非常小。RECOM的RNM转换器尺寸只有 $8.3\text{mm} \times 8.3\text{mm} \times 6.8\text{mm}$ ，如此小的转换器仍然可以提供1W的输出功率和输入端与输出端之间2000Vdc的隔离。

这个设计中没有从输出到输入的反馈回路，所以无论有无负载，转换器都以50%占空比震荡，并且输出是不稳压的。由于寄生效应，输出端会出现开关峰值，在有负载的条件下这个开关峰值将极大地被抑制，对输出电压的影响很小。然而在无负载的情况下，这个峰值电压被输出端的二极管整流后将变的非常大，它比用变压器的匝数比计算出来的输出电压大的多。典型的输出电压偏离与负载的关系如图1.31:

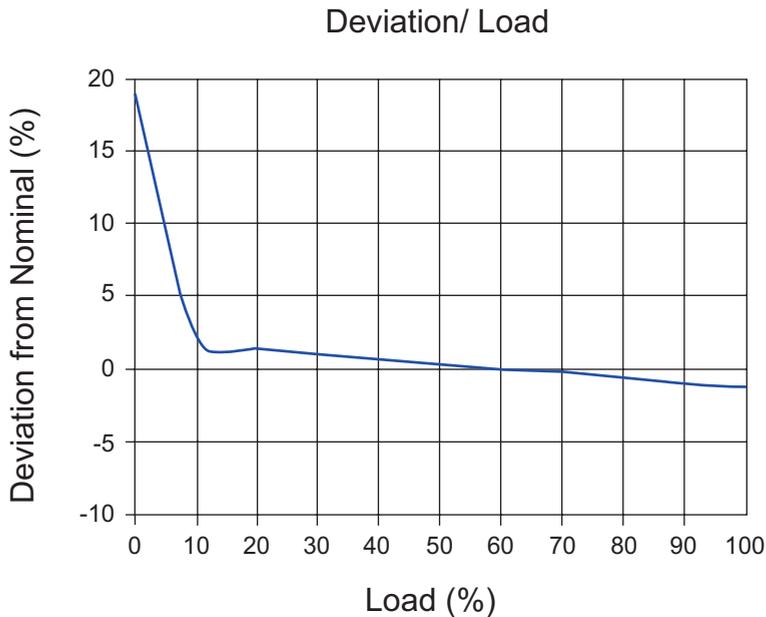


图1.31：典型的不稳压的转换器中的输出电压偏差

由上图可见，不稳压的推挽式转换器应该避免在负载小于10%的情况下工作。如果零负载是设计要求的话，那么有两个选择，要么在输出端串联一个保护电阻来保证转换器在待命或空载的状态下输出电压不会过高，要么用一个齐纳二极管来限制输出电压，保证其在安全范围内。

在远离小于10%负载的区域，输出偏离是非常的平缓。就拿上图这个例子来说，在10%到100%负载的情况下，输出电压偏离小于±2%。与一些稳压的转换器相比，这个结果也是非常可以接受的。在许多对于成本比较苛刻的应用中，如果输入电压和负载是相对稳定的，那么不稳压的推挽式转换器是一种非常经济的解决方案，一般比同等效果的稳压转换器便宜30%。

不稳压的推挽式转换器的缺点是变压器结构（六个绕组）更为复杂，另外没有简单的方法使震荡器停止运作。这意味着一些普通的对于超温，过载或者短路的保护措施不在这个拓扑的考虑范围内。

图1.30所示的电路是单输出的，如果把D₂反向再加上一个额外的输出电容，就可以很容易地构成双极输出的DC-DC转换器。这样的转换器对提供某些模拟电路需要的双极输出电源是非常有用的。举例来说，一个+5V输入，±12V输出的转换器可以用标准的+5V电压来给运算放大器提供±12V的电压。不稳定的输出电压仍然随着负载的改变而改变，但是在这里已不再重要，因为对于许多运算放大器来说，输入电压的允许范围是很大的（举例来说，典型的741运算放大器可以在±5V到±18V的输入电压条件下正常工作），并且电隔离意味着5V输入端上的数字噪声不会传递至模拟输出端。

如果用两个匝数不同的次级绕组，那么这种转换器可以生成不对称的双极性输出。比如RECOMRH-121509DH转换器可以把标准的12V输入转换为+15V/-9V的输出，输入与输出之间4kVdc的隔离。这种转换器非常的适用于IGBT应用，这是因为IGBT应用的驱动IC一般需要一个隔离的不对称电源，并且IGBT驱动直接与IGBT的高压电源相连，提供这个源电压的DC-DC转换器的隔离壁垒必须不间断的承受高压。这种转换器的典型应用如下图所示。由于每个IGBT上的电压是不同的，每个驱动都需要一个单独的隔离电源。

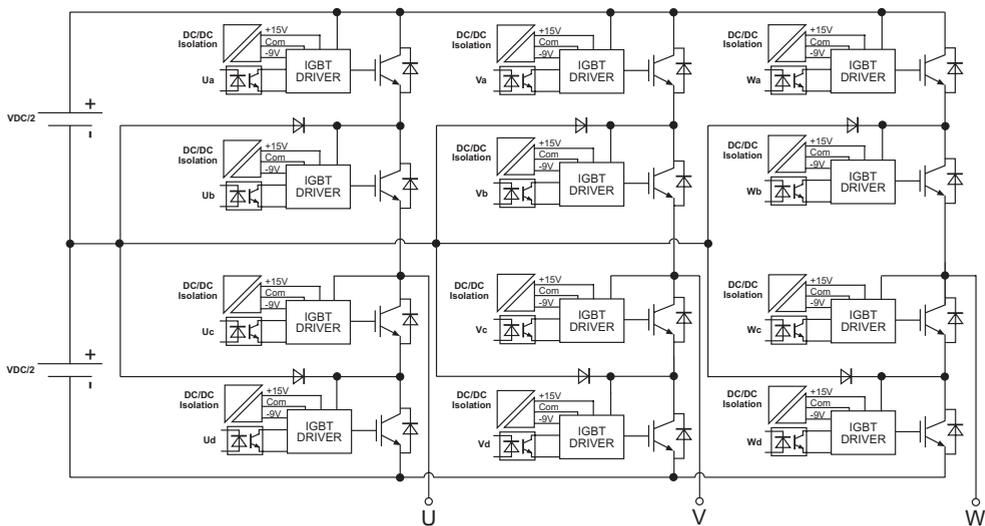


图1.32: 12个隔离型不对称的DC-DC转换器组成的一个IGBT三极反相器的例子

1.2.3 寄生元件与其效应

本章先前所讨论的DC-DC转换器中，所有的元件都被假设为理想的，阐述的过程中没有考虑任何寄生效果。然而事实上，一个电感中还存在容性和阻性分量，电容中还存在感性和阻性分量。

开关稳压器中，所适用的元件对其表现有着巨大的影响。最关键的元件，比如开关元件，整流元件，磁场元件和滤波电容不仅对开关频率而且对整个转换器的效率都有影响。之间的章节中，功率开关，整流二极管，变压器，电容和电感都被假设为理想元件。但是真实的元件都不是理想的，都有寄生属性，开关稳压器的设计者必须熟悉这些属性并且知道如何测量它们。

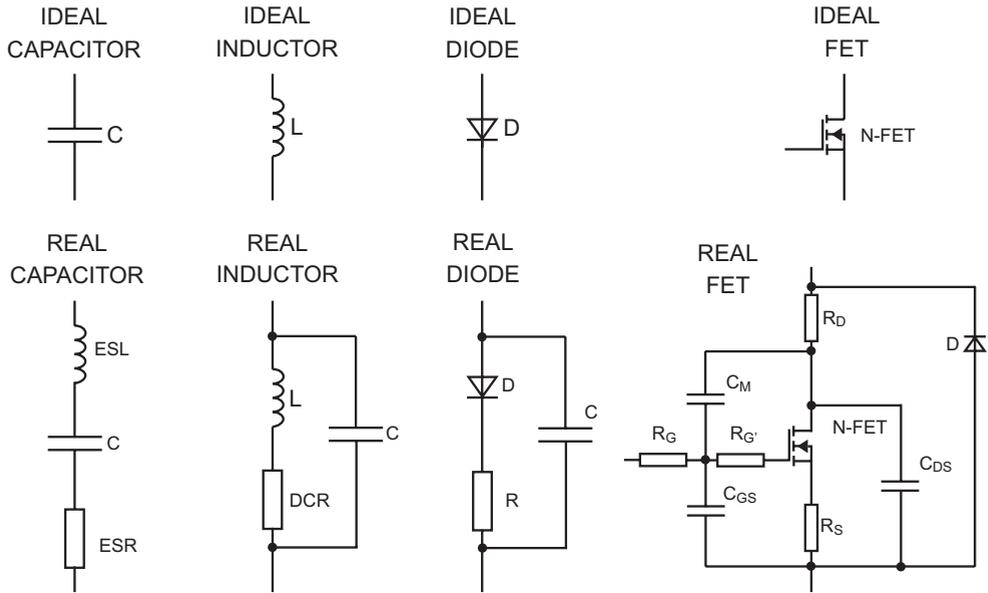


图1.33: 典型的转换器元件中的寄生分量

半导体开关有许多不理想的属性。特别是场效应管激励电流上的电流尖峰迫使它必须有一个驱动电路，尤其是考虑到在开关周期中，这个电流会对栅极与漏极之间的寄生米勒电容不断地充放电。二极管中有一个等效并联电容，这会减慢开关速度并且会导致内部前向电压下降。电感的损耗很大程度上依赖于磁芯的材料，还有它的直流电阻分量 (DC Resistance)，这个电阻会导致绕组上产生一个 $I^2 R$ 的损耗和内部耦合容性。一般的电容寄生效应很严重，比如等效串联电阻 (equivalent series resistance) 和等效串联电感 (equivalent series inductance)。所有这些效应都是与频率有关的，所以频率很高时一个电感会表现为容性，一个电容也可以表现为感性。

变压器的寄生分量如图1.34所示。 C_{WA} 和 C_{WB} 是绕组间的耦合电容， C_P 和 C_S 是初级和次级绕组上的电容（一般都不是很重要，除非是在高频设计中）， L_M 是磁芯的磁化电感， L_{LP} 和 L_{LS} 是漏电感。这些寄生效应对转换器的设计有极大的影响：耦合电容会导致共模EMC问题，由于 L_M 而产生的饱和问题限制了变压器的电流和可操作温度，漏电感尤其的麻烦，它会降低效率并产生EMI辐射。

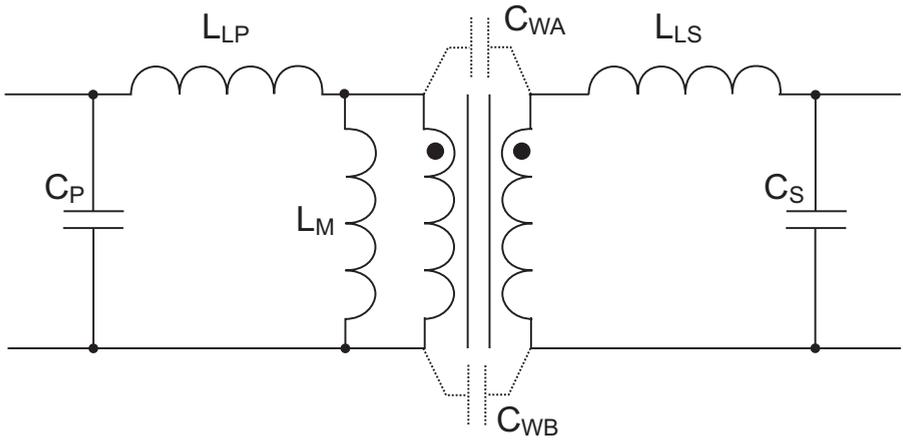


图1.34: 变压器的寄生分量

绕组电流突变的时候，一部分电压尖峰是有漏电感产生的。这种过大的电压会对初级端的开关和次级端的二极管造成很大的压力，所以要么选择适用可以承受这些电压尖峰的元素，要么并联一个缓冲网来吸收尖峰中的能量。尖峰中的能量和缓冲网必须吸收的功率可以用下面的公式来计算：

$$E = \frac{1}{2} L_{LEAK} I_{LEAK}^2 \quad P = \frac{1}{2} L_{LEAK} I_{LEAK}^2 f$$

公式1.18: 开关尖峰在漏电感中的产生的能量和功耗

一个没有缓冲网的反激式设计中，开关场效应管两端的电压和整流二极管中的电流如图1.35所示。上半图是开关场效应管两端的电压。在这个例子中，虽然初级的源电压只有160Vdc，但是场效应管必须承受600V的电压尖峰。

下半图是流经输出整流二极管的电流。电流尖峰会使二极管发烫从而造成额外的功耗，由图可见，寄生电感效应造成的电流尖峰比由变压器自身的电感所生成的峰值电流还要高50%。

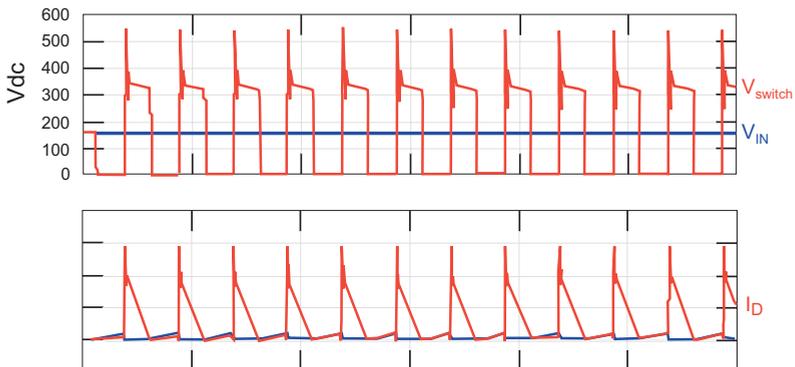


图1.35: 一个160Vdc输入12Vdc输出的反激式转换器中的真实开关曲线

上半图: 开关两端的电压; 下半图: 整流二极管中的电流

缓冲网电路可以吸收一部分尖峰中的能量从而缓解开关和二极管上的过压压力，降低它们的操作温度并且减小传导干扰和辐射干扰。但是缓冲网可以吸收能量但是不能消除尖峰所造成的功耗。本来这些能量不是被开关就是被整流器吸收，现在只是换做缓冲网的电阻吸收这部分能量。然而，电阻是无源元件并且比较耐高温，所以一般从成本收益的关系考虑，添加缓冲网是比较有利的。反激式转换器中的缓冲网电路如图1.31所示。

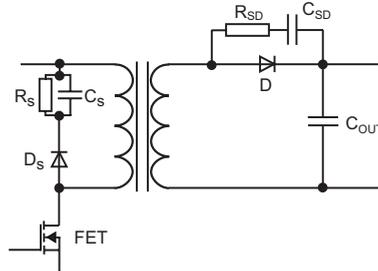


图1.36：反激式转换器中的缓冲网电路

除了由寄生漏电感造成的功耗外，任何耦合电抗的系统都存在谐振频率。大多数以变压器为基础的设计都尽可能地减少寄生分量，或者选择在一个完全远离谐振频率的频段工作。

但是准谐振或者谐振转换器却是刻意工作在谐振频率上的，它们是通过增加绕组电感或添加额外的电感来实现的。因为当转换器工作在谐振频率时，效率是极高的。

1.2.3.1 准谐振（Quasi-Resonant）转换器

一个准谐振（Quasi-Resonant）转换器可以用任何一种DC-DC拓扑实现，最普遍的是反激式电路，简单起见，这里只讨论反激式电路。

在准谐振转换器中，PWM时序是由开关电流的最小值和转换器的输出电压反馈信号共同决定的。反激式控制器的PWM频率是固定的，它决定下一个周期开始的时刻，而准谐振控制器用的则是自由振荡器。

与标准反激式拓扑一样，准谐振拓扑中，变压器的铁芯在开关闭合时存储能量，在开关打开时把能量传递至次级绕组。一旦输出整流二极管的电流降至零，输入绕组和输出绕组将同时打开，所有磁芯中的剩余能量都会返回初级端，谐振开始，谐振频率是由初级电感 L_P 和所有的漏极端电容 C_D （包括开关电容，绕组电容与其他零散电容之间的耦合电容）。

$$f_{\text{RESONANCE}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_P C_D}}$$

公式1.19：准谐振模式下变压器的谐振频率

当 $L_P = 500 \mu\text{H}$, $C_D = 1\text{nF}$, 谐振频率大约是225kHz。开关两端的电压（打开状态，OFF）将作为转换器的源电压并与谐振震荡叠加。当开关上的电压达到最小值（谷值）时，PWM开始下一个周期，这就意味着开关两端的有效电压小于源电压。也就是说开关在启动时的电压压力要小得多，启动电流也小得多，这样的话效率也会高得多。

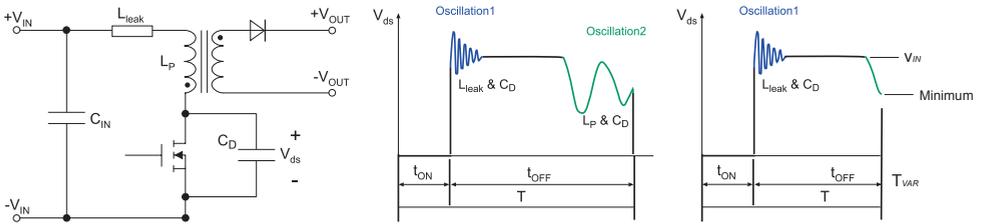


图1.37: 固定PWM时序和固定准谐振频率的反激式拓扑

另一个准谐振操作的优点是每个周期的PWM时序都有些许不同，这是由谷值电压探测电路的准确性决定的。这种时序的抖动会使EMI频谱变的平缓，减小EMI的峰值。与传统的反激式电路相比，准谐振电路可以很容易地进一步降低10dB的传导干扰。准谐振操作的缺点是PWM频率是由负载决定的，是有频率限制的，或者说谷值保护电路必须要考虑无负载的情况。

1.2.3.2 谐振模式（Resonant Mode）转换器

进一步演化准谐振转换器可以得到了完全谐振模式的转换器。谐振模式（Resonant Mode/RM）转换器可以通过串联谐振，并联谐振或者串并联谐振（所谓的LCC拓扑）来实现，其中半桥LCC电路在谐振模式中有着特殊的优势，简单起见，这里只介绍这种拓扑。

谐振模式转换器中添加了足够多的电容和电感，这些电容和电感所组成的谐振槽使零电压切换（Zero Voltage Switching）变为可能。零电压切换的优点是功耗极低。

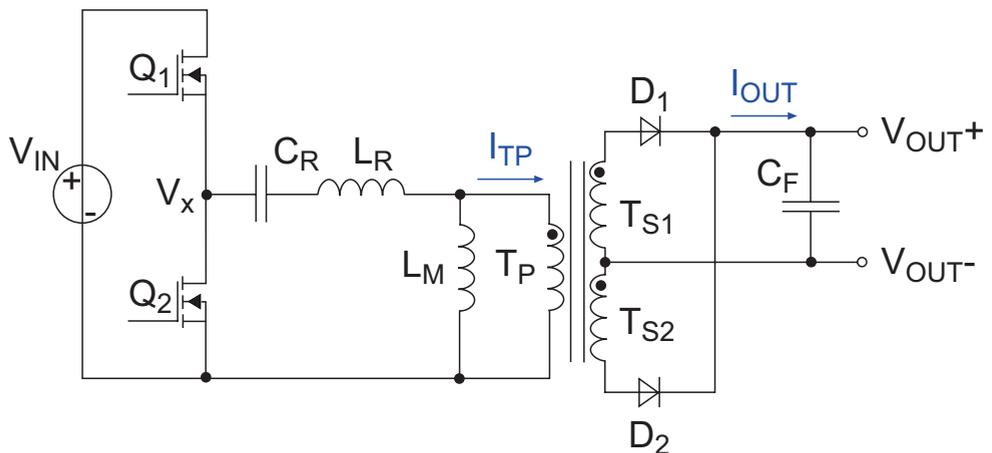


图1.38: 半桥LLC谐振模式

这个拓扑有两个谐振频率，第一个是由 C_R 和 L_R 组成的串联谐振槽，第二个是由 C_R 和 $L_M + L_R$ 组成的并联谐振槽。一般情况下， L_M 和 L_R 是并排地缠绕在变压器上的，这样可以减小漏电感效应。

$$f_{\text{RESONANCE,SERIES}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}} \quad f_{\text{RESONANCE,PARALLEL}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_M + L_R)C_R}}$$

公式1.20: LCC转换器的两个谐振频率

两个谐振频率的优点是无论怎样的负载，某一个频率一定会先于另一个频率出现。一个串联谐振电路的频率随着负载的减小而增加，而一个并联谐振电路的频率随着负载的增加而增加，所以一个设计完美的串并联谐振电路在所有的负载范围内都有稳定的谐振频率。可以通过选择开关频率和 L_R ， C_R 的值来确保初级绕组是连续谐振的并有完美的正弦波形。两个半桥开关 Q_1 和 Q_2 的驱动信号相位相隔 180° 。当场效应管导通时，它两端的电压其实是负的，VGD只是内部二极管的压降，栅极激励电流也非常低。当这个电压值逐渐变正时，其实场效应管早已处于导通状态，从波形上看这时正弦波从零点开始上升。

由于驱动的波形是正弦的，开关功耗和变压器功耗都变得很低，转换效率可以超过95%。另一个优点是于整个功率链上的波形都是正弦的，EMI也非常低。

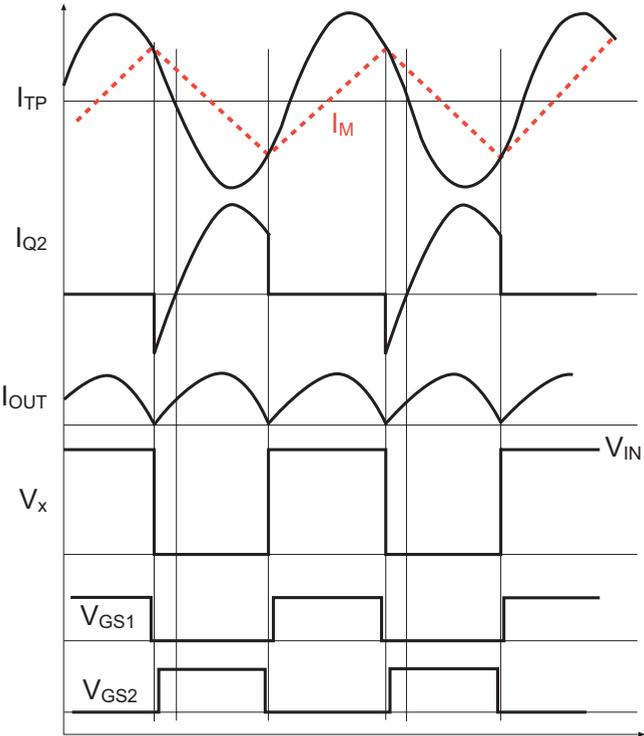


图1.39: 谐振模式LCC特性曲线

LCC转换器拓扑的缺点是为了得到一个品质因数足够好的稳定谐振频率（CR值必须很低），就需要很大的电感。转换器还有最大增益的限制，只有低于这个限制时转换器才能正常启动。一般转换器工作在80%到90%增益之间。

另外也许在空载时需要一个脉冲模式电路。虽然理论上LLC电路的负载范围包括了零负载，但实际上元件的误差可能使转换器在空载时变得不稳定。最后需要小心设计变压器的并排绕组结构，以确保达到爬电距离和电器间隙的安全要求。

1.2.4 转换器的效率

与线性稳压器相比，计算开关稳压器的效率要复杂的多。线性稳压器中最大的直流功耗出现在传导晶体管中，这个功耗是很容易估算的。然而对一个开关稳压器来说，不仅有直流功耗还有交流功耗，交流功耗出现在开关和能量存储元件中。比如，开关的功耗不仅包含开关打开和闭合的瞬时功耗，而且还有开关在ON和OFF状态下的功耗。而变压器的功耗包括磁芯的交流功耗，绕组的交流功耗和绕组的直流功耗。变压器磁芯中的功耗大部分来自磁通和磁芯材料的互相作用（磁滞损耗和涡电流损耗）。绕组功耗大部分来自于变压器的绕组材料（阻性损耗和趋肤效应）。这些效应会导致变压器的温度上升。为了计算一个DC-DC转换器的效率，需要考虑一个PWM周期中所有转换环节的功耗，估算它们在一个周期中的平均功耗。

开关稳压器的效率非常高，这是因为功率开关在一个周期中不是一直闭合的。如果小心地设计，选择转换器所使用的磁性，电感和电容元件中，那么这些元件的损耗可以被最小化，这种转换器可以达到高于96%的效率。也就是说只有4%的输入功率被消耗并转化为热量。非隔离转换器一般比同类型的隔离转换器更高效，这是因为非隔离型转换器中参与功率转换的元件更少而且变压器的损耗不再存在。尽管隔离型DC-DC转换器的结构更复杂，对于不同的额定功率，仍然可以达到85%或更高的效率。

还有很大一部分功耗出现在输出端的二极管中。如果输出电流是1A，二极管的前向导通电压是0.6V，那么600mW的功率将被消耗在二极管中。所以为了减少整流功耗，高输出电流的DC-DC转换器经常使用带有同步开关的场效应管。

如果考虑到 I^2R 的损耗在高输出电流的情况下也更高，那么低功率转换器一般比高功率转换器的效率低也许会让人感到很意外。但是转换器内部的开关控制器，精准稳压器和光耦合器的功耗其实更大。如果这些功耗是1W，那么一个10W的转换器不可能实现超过90%的效率，但是对于一个100W的转换器来说效率仍然可以达到99%。这些损耗也解释了为什么所有的开关DC-DC转换器在空载时效率为零，这是因为转换器仍然消耗功率但是不提供输出功率。

场效应管在状态切换时消耗的功率比工作在某个状态时消耗的功率要多。这是因为切换状态时栅极电容必须不停地充放电。2A的栅极尖峰电流是很常见的。一个DC-DC转换器在空载时每秒仍然切换场效应管几百或几千次，所以空载时DC-DC转换器仍然会发热。

1.2.5 脉冲宽度调制（PWM）控制技术

脉冲宽度调制（PWM）控制有两种基本类型。它们的区别在于反馈回路的表现或者说什么是被控制的变量。一种控制技术是电压控制（电压模式），其中占空比 δ 正比于实际输出电压与参考电压的差值。而在电流控制（电流模式）中，占空比 δ 正比于参考电压与一个电流有关的电压之间的差值，在非隔离型拓扑中这个电流是通过功率开关的电流，而在隔离型拓扑中这个电流是初级绕组电流。

一个稳压器只通过调节占空比对负载电压的变化做出响应。由于它不直接测量负载电流或者输入电压，如果负载电流或输入电压有任何的变化，负载电压都需要一段时间才能响应。这个延迟对开关稳压器的控制表现是有影响的，所以一般需要一个或多个时钟周期来确保稳定性。为了避免信号过冲或不稳定的输出电压，反馈回路是需要补偿的。

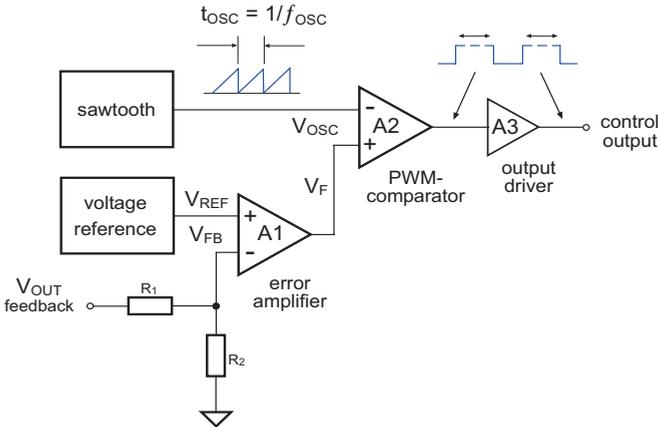


图1.40：电压模式PWM控制器框图

一个典型的电压模式PWM控制器如图1.40所示。在这个电路中，A1是误差放大器，A2是PWM比较器，A3是可选用的输出驱动器，它的功能是控制功率开关的接口。一个振荡器生成周期性的锯齿波电压 V_{osc} ，在开关稳压器的时钟周期开始的时候它的值是零，然后线性增长直至这个时钟周期结束。误差放大器A1比较的是一个非常精确的有温度补偿的参考电压（ V_{REF} ）与一个按比例降低的DC-DC转换器的输出电压之间（ $V_{FB}=V_{OUT} \times R_2 / (R_1+R_2)$ ）的差值。

误差放大器A1的输出电压 V_F 正比于 V_{REF} 和 V_{FB} 的差值。在每个时钟周期开始时， V_{FB} 低于 V_{REF} ，误差放大器的输出 V_F 和比较器A2的输出都是高电平的。随着转换器的输出电压变大， V_F 逐渐变小直至低于正在上升的 V_{osc} 电压，自此以后，在接下来的周期里A2的输出都是低电平的。这就说明了为什么占空比的变化和输出电压的变化是相反的（负反馈）。负反馈控制回路是稳定的。

电压模式的PWM控制器可能出现过冲，过度修正或者反向过冲，导致输出电压在一个高于或低于额定值的电位震荡。因此一般通过刻意减慢反馈响应的速度来避免转换器的这些表现。这么做的缺点是转换器对突然出现在负载或输入电压的变化的反应速度较慢。

如果需要一个反应速度很快的PWM控制器来加速阶跃响应（瞬态响应）的速度，那么可以用电流控制（电流模式）来弥补电压模式的这个缺点。

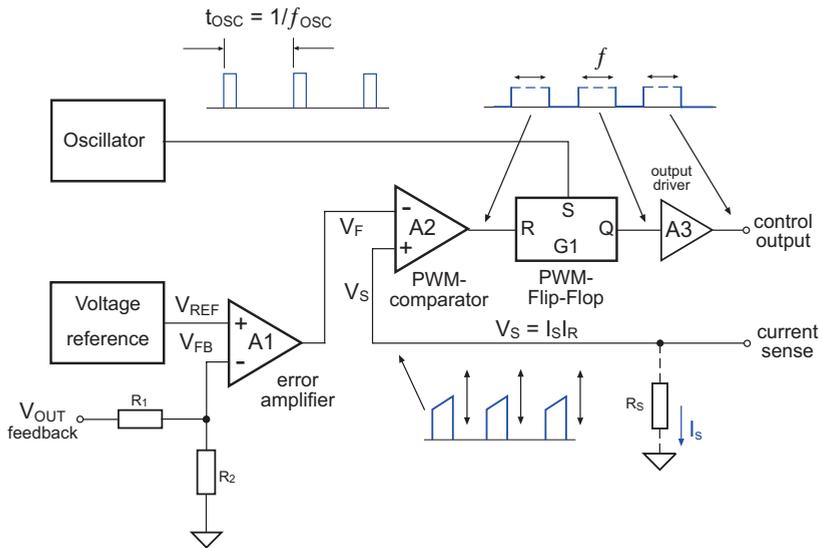


图1. 41: 电流模式PWM控制器框图

在电流模式控制的DC-DC转换器中，控制回路被分成两个反馈回路，一个是控制电流的内部控制回路，另一个是控制电压的外部控制回路。对每个脉冲，不仅输出电压的改变而且负载电流的改变都可以得到补偿。一个典型的电流模式PWM控制器如图1. 41所示。如同电压控制电路，A₁是误差放大器，A₂是PWM比较器，A₃可选用的输出驱动器，不同的是电流控制器中多了一个触发器（flip-flop）G₁。另一个振荡器生成频率为f的同步脉冲，一般这个频率要远远高于f_{osc}。在每个周期开始的时候，这个脉冲启动触发器。与电压模式PWM控制器一样，误差放大器A₁产生一个由V_{REF}和V_{FB}的差值所决定的输出电压，周期开始时，PWM输出电压是高电平的。导通电流I_S（功率开关中的电流或初级绕组中的电流），流经感应电阻R_s，这个电阻两端的电压是V_S=R_s×I_S。随着转换器的输出电压逐渐上升，导通电流也开始上升直到感应电阻上的电压超过误差放大器的输出电压V_F，这时PWM比较器的输出变为高电平，重置触发器并且关闭PWM的输出直至下一个周期开始。

电流模式稳压器中占空比的变化和输出电压的变化也是相反的，所以反馈回路也是稳定的。但是它有另一个优点就是外部电压控制回路设定了一个阈值，当到达这个阈值时内部电流控制回路开始调节开关或初级绕组中的电流尖峰。因为输入电流是与输出电流成正比的，如果输出电流突然变化，初级绕组中的电流也会随之变化，电流模式PWM将在一个周期内对这个电流变化作出反应。因此仍然可以减慢外部电压控制回路的反应速度来避免输出电压的偏离震荡问题，但是这种转换器可以对于输出电流变化立即做出反应。

电流模式的一个缺点是由于增加了额外的感应电阻，转化器的效率会降低。为了减少功耗，这个电阻必须尽可能的小，但是这个电阻又必须足够大从而可以为比较器提供一个足够清晰的输入。事实上电流模式PWM的比较器相对电压模式的比较器必须有更高的质量，输入端的漂移偏差必须更小，对温度变化的稳定性必须更高。

1.2.6 DC-DC转换器的稳压控制

1.2.6.1 多输出的稳压控制

大部分的DC-DC转换器都是单输出的。如同先前所提到的，控制单输出是很简单的，只需要为误差放大器提供一个反馈回路。如果DC-DC转换器的两个输出电压大小相同，极性相反，由于只能有一个反馈回路，就必须做一个取舍。如果假设负载是平衡的，那么只需要控制两个输出电压的组合，简化为单输出控制。原理如图1.42所示。

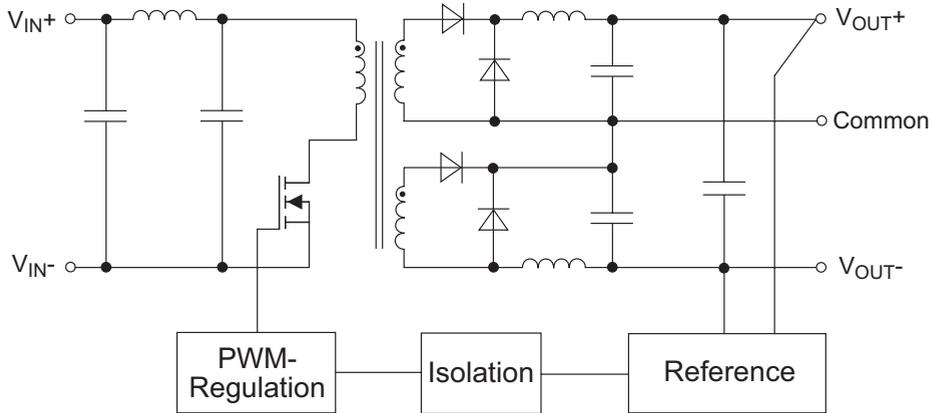


图1.42: 双极DC-DC转换器的控制

举例来说，一个 $\pm 12\text{V}$ 输出的转换器事实上只控制一个组合的 24V 输出，common浮空。这就意味着尽管两个输出的和是个常数，如果转换器的负载是不平衡的（正负输出端的负载是不同的），那么common上的参考电压将会随着两个输出引脚的压降而变化，而这些压降又是由不同的电流压力依次造成的。这会造成两个输出端相对于common的 $\pm V_{\text{OUT}}$ 不再是对称的。举例来说，一个 $\pm 12\text{V}$ 输出的转换器的正输出端满载，而负输出端的负载是25%满载，那么可能经测量正输出端相对common的电压是 $+13\text{V}$ ，而负输出端相对common的电压是 -11V ，即使两个输出的总和仍然是 24V 。

用户必须了解一个应用中不对称性或者不精确性的容许范围。大部分双极输出转换器被应用在模拟电路中，所以电路设计中一般要求电源抑制比（Power Supply Suppression Ratio/PSSR）尽可能的高。如果一些应用中的负载非常不对称，也许需要添加保护负载或者在输出端之后再添加一个稳压器来“重新平衡”输出电压。

如果两个输出电压的极性相同，那么只控制两个输出电压的组合不再适用。一种可能的解决方法是只控制一个输出（主输出），不理睬另一个输出（副输出）。如果负载是平衡的，这么做是可以的，因为两个输出电压对输入电压的变化的响应是相同的。原理如图1.43所示。图中只控制主输出端。然而即使不控制副输出端，它的变化与主输出端的变化仍然是同比例的，因为它们共用同一个初级PWM控制器。对某些应用来说，对副输出电压准确性的要求比主输出的要求要低得多，那么只控制主输出就不是问题。举例来说，一个待机状态的电源电路需要一个 $+5\text{V}$ 的稳定主输出电压来为逻辑电路供电，同时需要一个 $+12\text{V}$ 的副输出电压来为继电器供电。

设计短路保护电路时必须确保转换器在主输出短路时停止工作（副输出短路时仍然可以工作）。

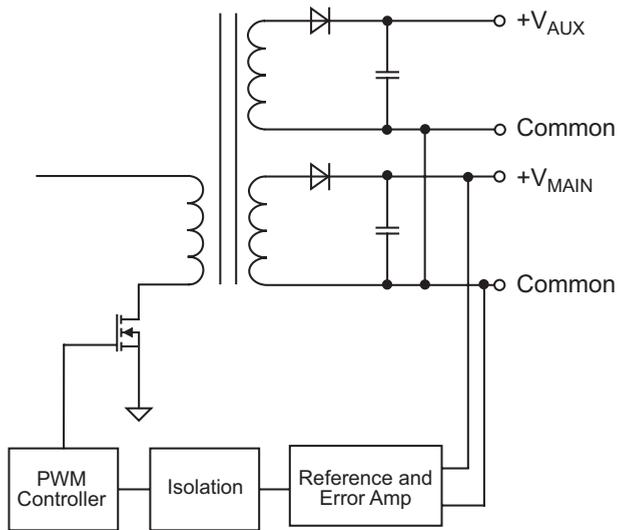


图1.43: 双输出（主输出和副输出）的控制

另一种可能的方法是在副输出端之后添加一个独立的稳压电路来控制副输出电压。对于低功率转换器，当效率不是很关键的问题时，最简单的办法就是在副输出端之后添加一个线性稳压器来控制副输出电压并且提供短路保护。原理如图1.44所示。为了确保在主输出端的所有负载范围内，副输出端的线性稳压器都有足够的预留电压空间并可以正常工作，选择副输出的绕组时必须非常小心。对于输出电流很高的应用或者效率比成本更重要的应用，独立的DC-DC转换器可以用来替代上述的线性稳压器。

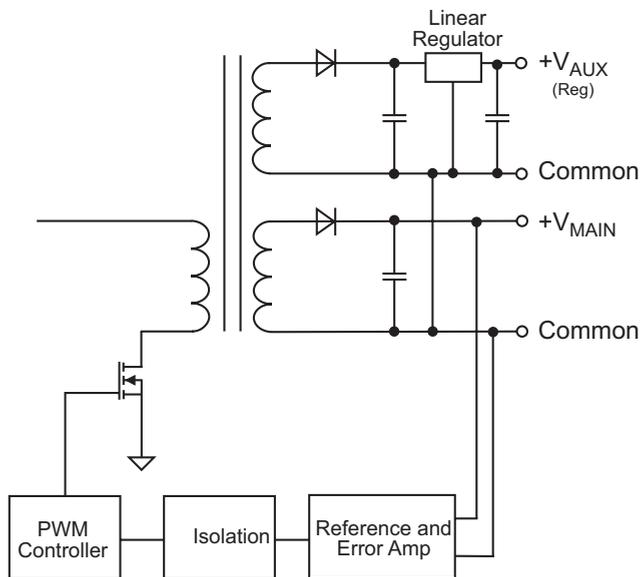


图1.43: 双输出（主输出和副输出）的控制

第三种可能的解决方法是堆叠输出。如果副输出电压很接近主输出电压，那么这种方法是很有效的，比如副输出电压是5V，主输出电压是3.3V。原理如图1.45所示。这种做法的优点是一部分副输出中的电流也流入主输出端，这意味着副输出也被部分稳压了。它的缺点是主输出的绕组和二极管必须承受两个输出的负载电流。

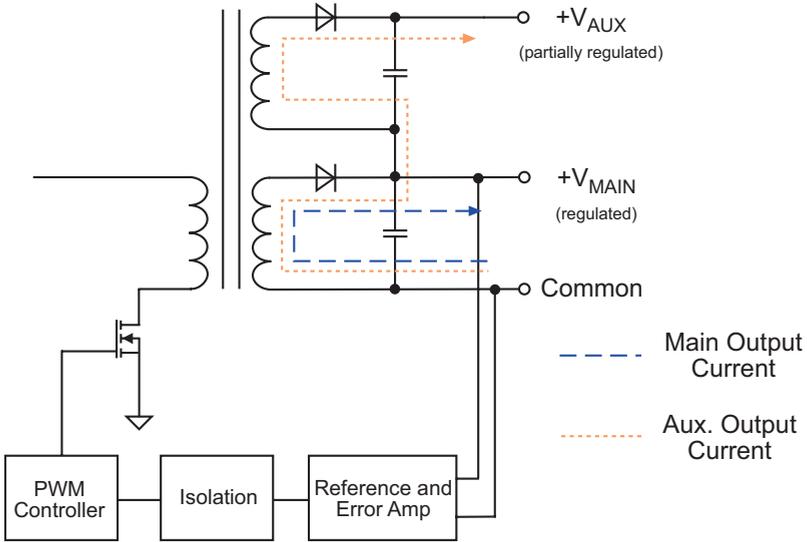


图1.45: 双输出（堆叠输出）的控制

1.2.6.2 远程控制

尽管控制反馈电流或控制反馈电压已经可以得到较好的控制效果，但是实际应用中，如果输出电流很高，转换器的控制效果会大打折扣，因为这个很高的输出电流在输出电缆，焊接点和PCB导轨上造成巨大的压降。一般输出电流的最大值出现在输出电压的最小值时。比如对一个输出为12V的转换器，转换过程中200mV的压降损耗是可以被接受的，而对于一个输出为3.3V的转换器，这个压降损耗就显得过大。

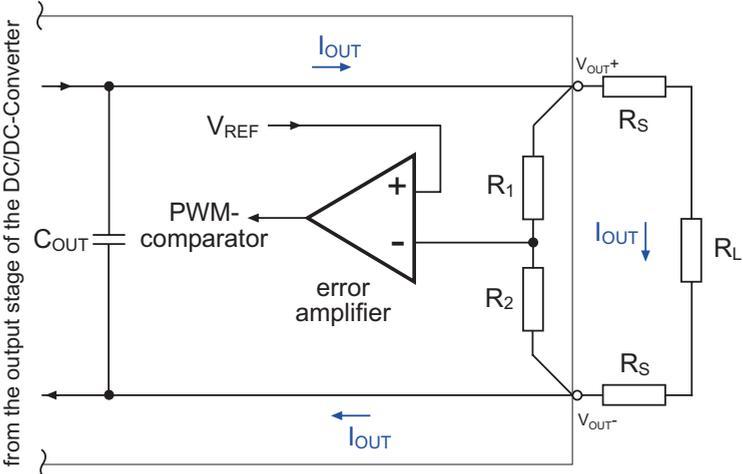


图1.46: 寄生串联电阻的影响

另外，这些压降还会严重影响转换器对负载变化的响应速度。如图1.46所示，大约 $I_{OUT} \times R_s$ 的功率在输出电压传递到负载的过程中被消耗掉。低负载电流很小时， R_s 的影响很小，但是当电流增大时，功耗是以平方的关系增大的。那么反馈控制的误差有很大一部分是由输出电流造成的。但是在负载电流很大时，刻意去提高输出电压来补偿这部分损耗，并不是一个理想的解决方法，因为当负载电流很小时输出电压必定会过大。

还有一些其他因素会对反馈控制误差造成影响，不同的应用中造成误差的因素是不同的，所以很难预测。比如连接线的接触电阻是随着时间而变化的，这中变化可能是由表面氧化程度，污染物，物理磨损和热降解等原因造成的。另外距离电阻也不再是一个静态电阻的问题。尤其是对于反应速度很快的电流模式反馈回路，当负载离转换器有一定的距离并且发生剧烈变化时，由于功率传输线路中存在许多有源元件，反馈回路的响应速度将受到影响。最坏的情况是输出电缆中的寄生电感和寄生电容可能会使转换器的输出进入震荡或不稳定的状态，这种输出会进一步对应用电路造成过冲损害和过压损害。

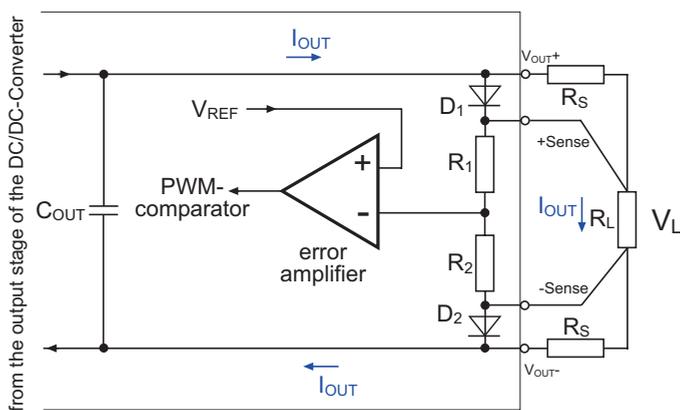


图1.47：用输入感应来补偿输出电压损耗

一种解决方法如图1.47所示。在输入端添加两个额外引脚，这两个引脚直接连接到负载的两端，从而监测负载点的输出电压。这种类型的连接一般被称为卡尔文连接或者输入感应。与先前一样转换器的输出端与一个远程的负载相连，不同的是在内部反馈网络和负载之间多了两个额外的连接。由于流经这条感应连接线路的电流为 $V_L / (R_1 + R_2)$ ，而且一般 $R_1 + R_2$ 是几千欧姆的大电阻，所以流经感应连接线路的电流是非常小的，相应的连接点上的压降也很小。因此，这时反馈网络得到的是负载上的实际电压，从而忽略了串联电阻 R_s 的影响。感应电流很低也使得寄生效应的影响很小，这样的话即使负载发生剧烈的变化，反馈回路对这个变化的响应仍然是稳定的。二极管 D_1 和 D_2 的作用是确保感应引脚浮空时，转换器仍然可以正常工作。

然而功率上限也是需要考虑的问题，如果转换器的输出电压很低，而输出电流很高的话，那么这个问题尤其的重要。这里用来计算功率的电压是实际的输出电压 V_{OUT} 而不是负载端的电压 V_L 。 V_L 是这样计算的：

$$V_L = V_{OUT} - V_{S-} - V_{S+}$$

公式1.21：负载电压和输出电压的关系

这个公式意义重大。如果想通过提高输出电压来补偿 $I^2 R_S$ 的功耗，这种补偿是很有限的。由于输出电压不应该触发转换器的过压保护电路，所以输出电压是不能随意提高的。也就是说功耗必须被控制在允许的范围内，满载时这些功耗还会限制输出电压。

正如先前所提到了，生产厂家为了尽可能的提高转换器的效率到100%做出了巨大的努力。输入感应使DC-DC转换器可以忽略 $I^2 R$ 损耗对反馈网络的影响，从这个角度考虑设计者不再需要考虑输出连接线的电阻。但事实上这个电阻的损耗对转换器的效率有致命的影响。公式1.22中计算了输出连接线的压降导致的功耗：

$$P_{VD} = (R_{S+} + R_{S-}) I_{OUT}^2$$

公式1.22: 感应反馈的额外功耗

我们可以用RP60-483.3S来举例说明这个公式的意义。 V_{S+} 和 V_{S-} 分别代表输出引脚 V_{OUT+} 和 V_{OUT-} 的电势（直接测量引脚的结果）， V_{L+} 和 V_{L-} 是负载两端测得的电压。这个转换器提供5V的输出电压，这时电流上限是12A，也就是说功率上限是60W。如果负载是通过10cm长，10mm宽，70ns厚的PCB铜轨与负载相连的，那么每条铜轨的电阻大约是2.5毫欧，总的连接线电阻为5毫欧。这个电阻上的压降导致的功耗可以这样来计算：

$$P_{VD} = 0.005 \times 12 \times 12 = 0.72W$$

这个额外的功耗影响了转换器的效率。RP60的转换效率是90%，也就是说满载时6W的功率被消耗在转换过程中。这个0.72W的功耗意味着输出连接线增加了8.3%的总功耗。

负载点（Point of Load/POL）概念的引入可以一定程度上解决这个问题。负载点是最小化 $I^2 R$ 功耗的一种策略，DC-DC转换器被放置在离负载尽可能近的地方来缩短连接线的长度从而减小功耗。每个负载都使用各自的转换器，而不是用一个中心转换器对所有负载供电。

1.2.7 输入电压范围的局限

输入电压的范围是由电路拓扑和所使用的元件共同决定的。输入电压和占空比是成反比的，也就是说输入电压的上升会导致占空比的下降。占空比所允许的最小值又是被功率开关中的最大电流尖峰和开关中的最大反相电压限制的。当占空比很小时，电流尖峰相对平均输入电流来说是很大的，而且在大部分拓扑中，当电流被迅速打断时，开关两端的电压达到最大值。理论上DC-DC转换器可以工作在0%占空比，但是考虑到转换速率（slewrate）的限制和反馈补偿的稳定性，并且为了避免各种负面的寄生效应，实际的占空比最小值一般在5%到10%之间。占空比的最小值限制了转换器所允许的输入电压最大值。

占空比的最大值也是有限制的。占空比所允许的最大值是被开关消耗的最大功率，变压器，电感和磁芯材料的饱和特性所限制的。当占空比很大时，平均电流也很大并且开关中消耗的功率很高。为了保证不进入饱和状态，功率电感需要一些时间（ t_{OFF} ）来复位磁芯中的磁场。理论上DC-DC转换器可以工作在100%占空比，但是实际上占空比只可以达到85%到90%。占空比的最大值限制了转换器所允许的输入电压最小值。

占空比范围的限制也限制了输入电压的范围。DC-DC转化器的输入范围一般是以输入电压最大值与最小值的比率来定义的。隔离型的正激式转换器一般以2:1或者4:1的输入电压范围工作。

额定输入电压12V, 24V和48V源自酸性电池的标准电压。DC-DC转换器一开始被大量应用在电信行业中, 这些额定电压值就是其中使用最多的电压值。

2:1的输入电压范围

额定电压	输入电压范围
12V	9 - 18VDC
24V	18 - 36VDC
48V	36 - 72VDC

4:1的输入电压范围

额定电压	输入电压范围
24V	9 - 36VDC
48V	18 - 72VDC
110V	40 - 160VDC

事实上额定电压是与由变压器的匝数比和所选用的元件所决定的, 但是以上的这些输入电压范围已成为了约定的习俗。一些军用的转换器使用28V的额定输入电压, 输入电压范围是18-75V, 这种转换器是为军用酸性电池而设计的, 这种电池多了两个电池单元, 输出为28V而不是24V。

1.2.8 同步整流 (Synchronous Rectification)

正如先前所提到的, 功耗最大的元件之一就是输出端的二极管。功率二极管一般的正向导通电压降为500mV, 对1A的电流来说它的功耗是0.5W。为了减小功耗, 在低功率的转换器中有时会用正向导通电压很低的肖特基二极管来代替普通二极管, 但是可以处理大电流的肖特基二极管是非常昂贵的。就算使用肖特基二极管, 它的正向导通电压降还有大约200mV, 功耗还是很大。为了大幅地提高效率, 同步整流的方式被发展起来。

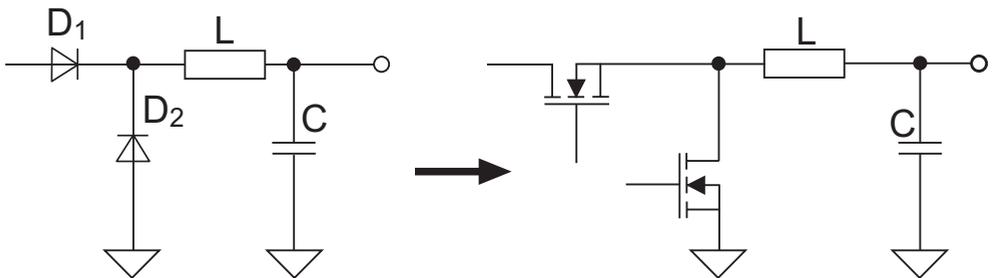


图1.48: 被动整流与同步整流的比较

左图中是一个典型的二极管整流电路。这里 D_1 作为整流器， D_2 是续流二极管。两个二极管先后承受的电流大约都是 I_L 。由于正向导通压降 V_F 所造成的功耗为 $P_{VD}=V_F \times I_L$ 。假设 $V_F=0.5V$ ，每安培的电流造成的功耗为 $0.5W$ 。所以对一个 $3.3V/10A$ 输出的转换器而言，不考虑其他任何的功耗，单二极管整流器就在转换过程中消耗了15%的输出功率。二极管消耗的功率为 $5W$ ，所以必须有散热器才能保证转换器可以在正常温度范围内工作。

幸运的是场效应管也可以被用作整流元件，场效应管在周期中正向导通的时候被启动，剩下的周期中被关闭。场效应管的优点是开关速度非常的快，导通时的 $R_{DS, ON}$ 非常的小，这使得它们成为非常理想的整流器。缺点是它们必须配有驱动，也就是说转换器需要额外的时序和驱动电路。这种电路必须获得内部电压来正确地同时启动或关闭两个场效应管，这就是本章标题所指的同步整流。比较起来，二极管是无源元件，不需要额外的驱动电路，但是场效应管的 $R_{DS, ON}$ 低至大约只有10毫欧，即使需要额外的驱动电路，这个优点对于很多输出电流很高的转换器来说也是值得的。在一些设计中，干净的驱动信号是由一个额外的次级绕组来实现的。

二极管的反向击穿电压往往比场效应管高的多，所以如果用同步整流代替已有二极管整流，那必须注意瞬时电压不能超过 V_{DS} 的上限。

1.2.9 平面变压器

平面磁性元件从80年代起开始出现，但是由于以前的制造工艺非常昂贵，所以只有在特殊的应用中才被使用。然而由于多层电路板的制造工艺不断更新，它变得更廉价，应用范围也更广，平面磁性技术由回到了人们的视野。

变压器或电感的绕组可以用多铜层的平面电感来实现。为了达到所要求的匝数，层与层之间的连接用的是埋孔。

价格和实际操作对可制造的层数是有限制的，所以平面磁性元件用高频震荡的PWM调制器和高频的驱动电路来减小匝数，从而减少需要制作平面层数。应用高频技术最大的问题是趋肤效应，平面绕组中就会有这个问题。随着频率的增加，带电粒子更多的向导体的表面移动，导体的有效传导能力变小了， I^2R 损耗变大。这就是趋肤效应。

这个技术最大的优点就是变压器结构是平面的并且可以传导大量的能量，这就意味着DC-DC转换器的体积可以非常小。其他的优点有，绕组的散热能力更好，绕组结构更稳定，绕组可以被重建，设计密度更高，漏电感很低和功率密度很高，这使得平面变压器在高功率DC-DC转换器中有着不可或缺的地位。另外在多层PCB结构中也是有优势的，绕组间的环氧绝缘可以承受很高的初级绕组与次级绕组之间的隔离电压，可以达到标准的2250Vdc隔离要求。

对使用者来说，这种技术看上去是没有缺点的，但是对于生产厂家来说，设计和生产都是困难的。多层结构的耦合电容很高，这使得高频PWM控制器的设计变得更复杂。平面变压器与传统电路之间连接时也需要尽量避免终端损耗问题。磁芯气隙和绕组层很靠近，这会造成很严重的涡电流损耗。由于不同的匝数比，需要设计一个特殊的电路来测试不同的输入输出组合。

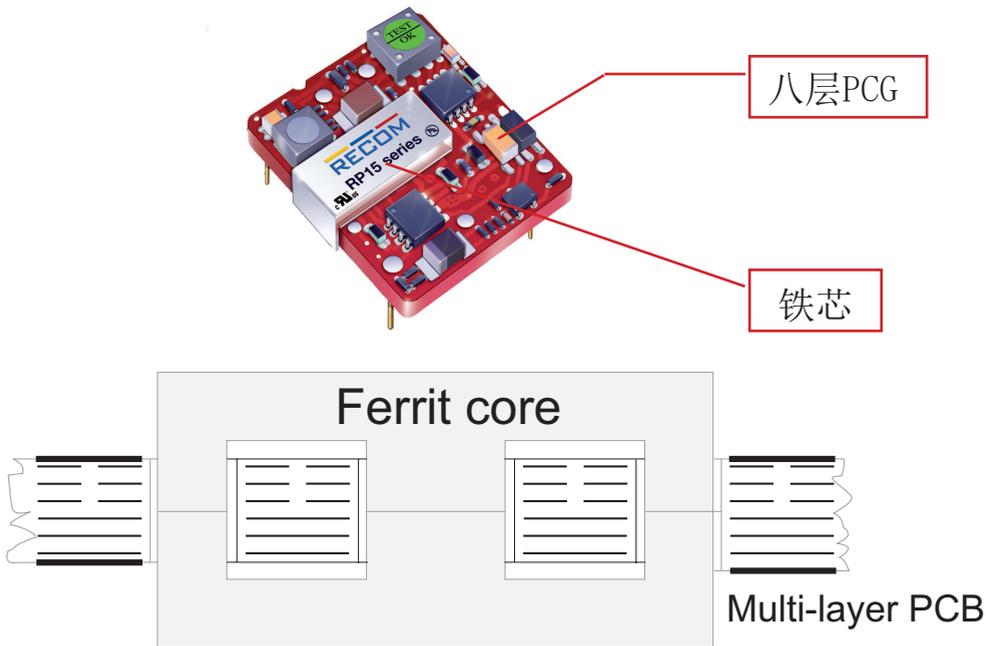


图1.49：以平面变压器为基础的转换器的结构

平面变压器的绕组是多层板上的PCB导轨。一般为了减少漏电感，初级和次级绕组是交错并联的。用PCB导轨的一个难点是怎么处理与最靠近磁芯处的绕组终点的电连接。一种普遍的解决方法是用埋孔，如下图所示。图中的六圈绕组是由两层的三圈绕组通过埋孔连接组成的。这样的话两个绕组的终点就可以很方便地放置在离磁芯较远的地方。

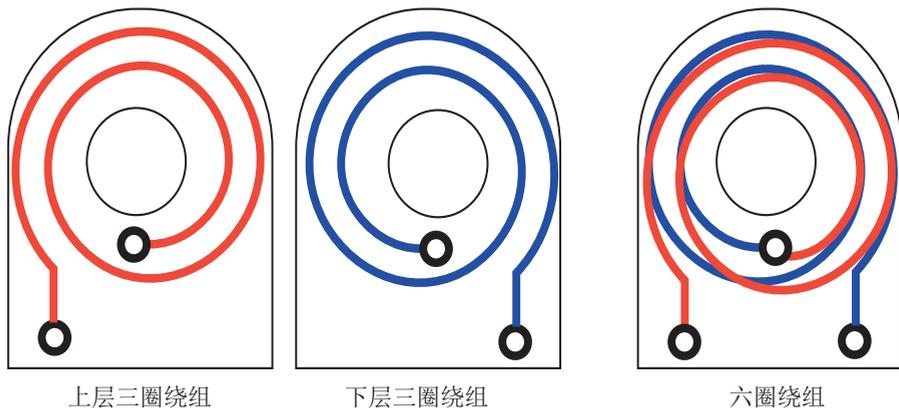


图1.50：一个由埋孔连接的平面绕组的例

1.2.10 DC-DC转换器的封装样式

这个章节主要介绍一些DC-DC转换器封装样式的工业标准。如果需要引脚位置，引脚尺寸和允许误差的信息，请参见生产商的规格书。

一种描述封装样式的常见方法是按不同的引脚排列方式，SIL (Single In Line)或SIP(Single In-line Pins)只有一排引脚，而DIL (Dual In Line)或DIP (Dual In-line Pins)有两排引脚。SIP一般用于非常的低功率的（小于2W）非隔离型DC-DC转换器，而DIP一般用于低功率的（小于10W）转换器。转换器的重量是封装不同的最主要原因。一个非常低功率的转换器大约重3g，所以由于震动而使引脚受损的概率非常的小。低功率的转换器略重一些，大约30g，所以需要两排引脚来保持物理稳定性。

更高功率的转换器（大于10W）可能在输出电压很低时有很高的输出电流，所以一般用金属封装来提高散热能力，它们需要更粗的引脚来传导更高的电流并且承受更多的压力。这种更高功率转换器的封装是用封装的尺寸来描述的，单位是英寸，比如1"×1"，2"×1"，1.6"×2"和2"×2"是比较常见的尺寸。

一般在美国和全球的电信行业中，封装的单位体积是“brick”。一个brick的大小是2.4"×6"×0.5"，相当于61mm×116.5mm×12mm，它也是DC-DC转换器的参考尺寸。可以用二分法来描述brick体积，比如半brick，四分之一brick，八分之一brick或者十六分之一brick。

为了标准化转换器的尺寸和引脚从而使不同厂家之间的转换器可以互换，人们做了很多尝试，最有成效的是分布式电源开放标准联盟(DOSA/Distributed-power Open Standards Alliance)和与之竞争的负载点联盟(POLA/Point Of Load Alliance)，两者关注的都是数字负载点转换器和比例转换器。但是大多数生成厂家对每个系列的转换器都提供一系列不同标准的引脚以供选择，这样做可以保证覆盖竞争厂家的产品，从而随时替换。

对于引脚的排列顺序没有硬性的规定（有些从上方左面开始排列（从正面看），有些基于PCB设计就近安排引脚；有些转换器有可供选择的引脚，有些则没有）。所以使用之前应该小心地比较数据单以确保引脚的兼容性。

以下是RECOM已有的一些封装。这些例子不是为了穷举所有的封装，只是为了展示一些常见的封装可能性。



SIP3



SIP3 (B case)



SMD Open Frame



SIP4



SIP4 (Micro)



Pinned Open Frame



SIP7



SIP8



1" x 1" Metal Case



DIP6



SMD



2" x 1" Metal Case



DIP24



DIP24 SMD



DIP24 Metal Case

2. 反馈回路

2.1 概述

DC-DC功率转换设计中,一些重要的设计准都涵盖对反馈补偿的计算和方法论。计算反馈回路中的变量时,如果选择不适当,转换器可能会出现不稳定和稳压失败的情况。

反馈回路在DC-DC转换器中的功能是保持输出电压的稳定,并且这个电压值仅仅是由一个参考电压值决定的,也就是说负载,输入电压和环境变化对输出电压都不造成影响。这听起来很简单,事实上对静态或变化较慢的情况,反馈回路的设计还是相对容易的,但是对动态或者阶跃变化,反馈回路的设计变得相当复杂。理想的输出在以下两种条件下都是平滑的,静态操作时(抖动很低,非工作带宽很小,精确性很高),对阶跃变化做出反应时(反应速度很快,安定时间很短,过冲很低),但是实际的输出对这两种情况的响应不可能都是完美的,所以设计时很重要的一点就是折中考虑着两种情况。另外,控制回路在所有操作条件下都必须是稳定的,包括低负载或者无负载的情况。综上所述反馈回路的优劣很大程度上决定了转换器的表现。

2.2 开环设计

不是所有的DC-DC转换器都需要反馈的。图1.30就是一个没有反馈网络的罗耶弛张振荡器。震荡电路的振荡频率是由变压器的结构和输入电压共同决定的,它们的关系是这样的:

$$V_{IN} = 4 N_P B A_E f$$

公式2.1: 变压器公式

其中 N_P 是初级绕组匝数, B 是饱和磁通, A_E 是变压器的截面积。那么我们可以这样计算震荡频率 f :

$$f = \frac{V_{IN}}{4 N_P B A_E}$$

公式2.2: 重新整理的变压器公式

标准变压器公式中的系数是“4.44”,这里的系数却是“4”,这是因为罗耶弛张振荡器生成是方波而不是正弦波。输出电压是由匝数比决定的(初级绕组 N_P 与次级绕组 N_S 的比值)。

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

公式2.3: 变压器比率

从这些公式中可以看出输出电压和震荡频率都是与输入电压有关的,也就是说,都不是固定值。因此不稳压的转换器最好能与稳定的输入电压一起使用。

实际上罗耶弛张振荡器中有“隐藏的”反馈机理，这使得转换器的表现比理论预计的要好。转换器中的初级绕组，次级绕组和反馈绕组其实是通过漏电感和耦合电容互相连接在一起的。如果把这些绕组的一部分缠绕在磁芯上，那么这种连接可以被增强或者减弱，甚至可以使一个绕组与另一个绕组完全隔离。举例来说，如果把次级绕组设置在初级绕组与反馈绕组之间，那么短路时，输出绕组上将建形成了一个隔离罩，这个隔离罩可以减小初级与次级之间的耦合，对这个不稳压的转换器来说这也就形成了短路保护。其实输出短路时，转换器仍然持续震荡，区别只在于转换器是在开关元件可以容忍的功率保内范围内震荡的。不稳压的转换器将持续发热直到完全短路，但是不至于损坏。一旦移除短路连接，转换器就可以立即以最大功率正常工作。

2.3 闭环设计

我们可以用反馈回路来得到一个与输入电压完全无关的输出。反馈回路的工作原理是这样的，反馈为误差放大器提供输出电压的实际值，误差放大器比较这个值与输出电压的目标值并校正然后再输出。由于这种校正总是不断缩小两者的差值（如果实际值高于目标值，放大器会减小这个实际值，如果实际值低于目标值，放大器会增加这个实际值），我们称这种反馈为负反馈。如果反馈是正的，那么任何的差值都会被不断放大，输出会震荡或者迅速达到最大或最小值。环路设计中最大的挑战之一就是确保暂态变化时不出现正反馈。

负反馈的最大优点就是输入电压和负载的变化都会在回路中被补偿。另一个优点是输入和输出的单位可以是不同的。不同的转换器输入电压可以通过反馈回路变成一个恒定的输出电流。其实误差放大器更容易处理反馈回来的输出电流信号，而不是反馈回来的输出电压信号（这是误差放大器是跨导放大器而不是电压放大器）。

为了阐述反馈回路的原理，让我们先来看一个简单的非隔离型降压转换器的例子。典型的电路如下图所示：

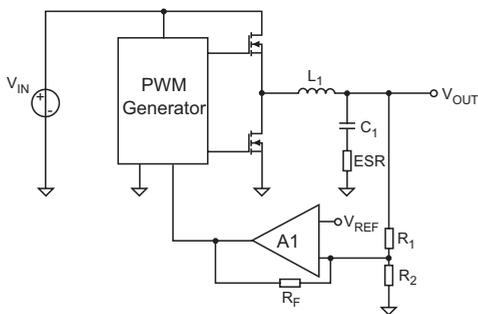


图2.1：简易降压转换器图示

图2.1可以简化成以下的功能模块：

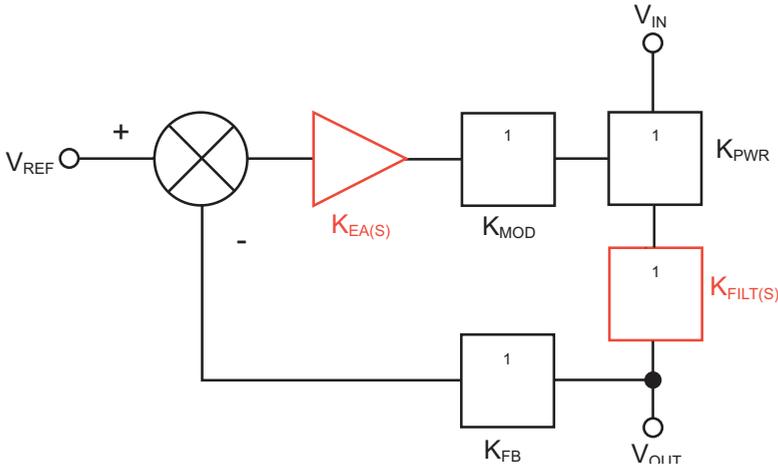


图2.2: 反馈回路框图

每一个功能块的增益用K表示。功率开关元件（场效应管）的增益是 K_{PWR} ，输出端 L_1 和 C_1 组成的滤波器增益为 $K_{FILT}(S)$ ，反馈元件（ R_1 和 R_2 组成的电阻分压器）的增益是 K_{FB} 。反馈信号和参考电压 V_{REF} 做比较，差值被误差放大器 A_1 放大，放大器的增益为 $K_{EA}(S)$ ，它的输出信号再控制增益为 K_{MOD} 的PWM调制器。这些功率模块中，某些放大信号而另一些减小信号，总的开环增益（所有增益的总和）大约为1000。

$$G_{OL} = K_{PWR} + K_{FILT}(S) + K_{FB} + K_{EA}(S) + K_{MOD}$$

公式2.4: 开环增益的计算

图2.1中的简易电路有一个共振频率（极点），这个频率是由输出端的LC滤波器决定的：

$$f_{PO} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

公式2.5: LC滤波器的角频率

而另一个共振频率（零点）是由电容中的等效串联电阻（ESR）和输出电容共同决定的：

$$f_{ZO} = \frac{1}{2\pi(ESR)C_1}$$

公式2.6: ESR-C和输出电容造成的角频率

频率高于 f_{PO} 时，二阶LC滤波器使开环增益以-40dB/decade的速率下降。当开环增益为1（0dB）时的频率称作增益交越频率 f_C 。当频率到达 f_{ZO} 时，ESR-C和输出电容组成的一阶滤波器使开环增益以-20dB/decade的速率下降。归一化增益和相位随频率变化的关系如下图所示：

这张图里相位不包括误差放大器反相输入端的-180°相角。

从相位图中可以看出，当转换器的频率到达交越频率时电路是不稳定的，因为相位突然发生 -180° 或 -360° 的变化。这会使本来的负反馈电路反相 180° 后突然变为正反馈电路，输出也开始震荡。

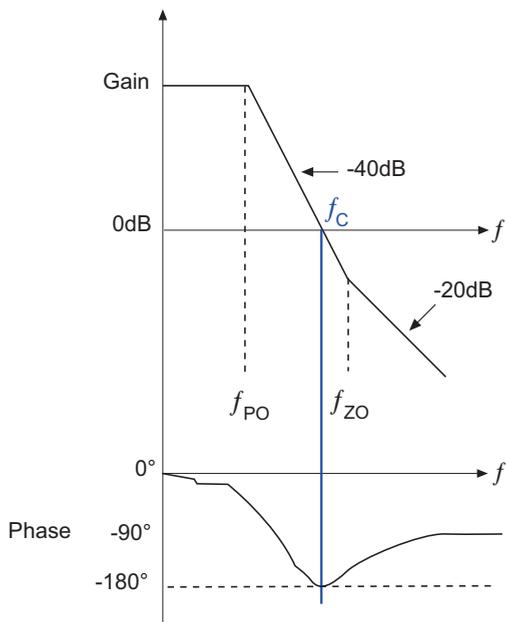


图2. 3: 归一化增益与相位随频率的变化

如果提高误差放大器的增益，那么当开环增益为1时的增益交界频率就被移至相对安全的地方。相位裕量（相位在增益交界频率时的值与 -180° 的差）和幅值裕量（系统达到 -180° 相位时的增益）可以帮助我们判断反馈系统的稳定性（图2. 4）

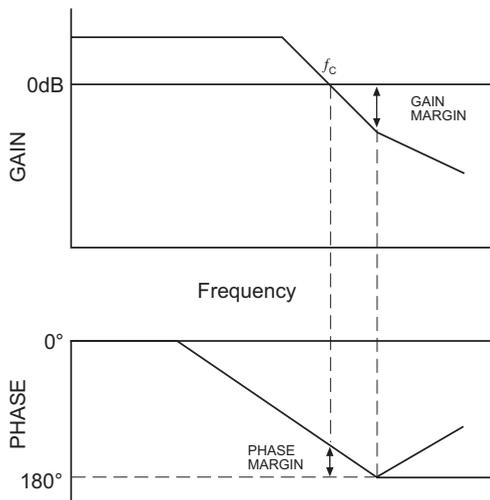


图2. 4: 相位裕量与增益裕量

2.4. 反馈回路的补偿

相位裕量或者增益裕量越大，系统越稳定，但是暂态响应的速度也越慢。大约 45° 的相位裕量可以提供很好的响应速度，过冲很小，但是没有纹波（振铃）。

为了把交越频率移至安全的区域，可以在全频率范围内提高误差放大器的增益。还可以通过在反馈回路中添加补偿元件，使放大器的相移随着频率改变。

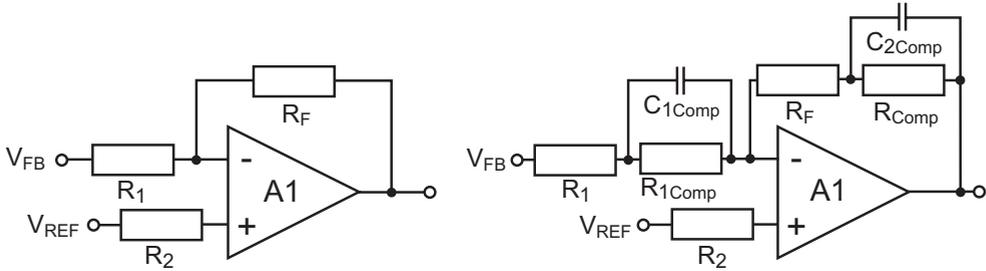


图2.5: 未补偿（左）的误差放大器，补偿（右）后的误差放大器

补偿元件的作用是使相位反转并且在增益交越频率上提高相位裕量，从而提高转换器的稳定性。这样的话输出滤波器就不一定必须是高阻尼的，在过冲不太大并且没有共振威胁的情况下，DC-DC转换器的暂态反应速度得以提高。

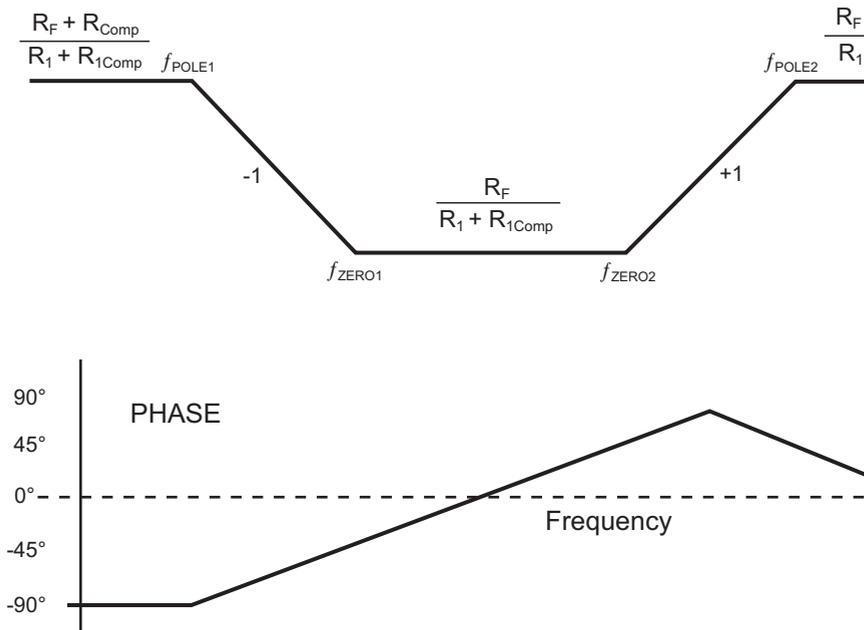


图2.6: 图2.5中补偿误差放大器电路的增益与相位

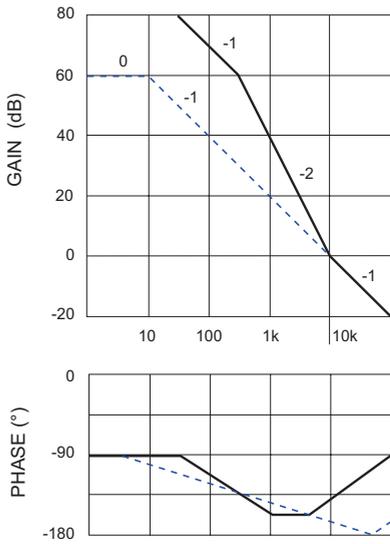


图2.7: 图2.5中的补偿电路 (实线) vs单极点反馈回路 (虚线) 的特性曲线

虚线表示的是误差放大器的增益被提高后的增益与相位随频率变化的关系。

实线表示的是补偿误差放大器电路的增益与相位随频率变化的关系。通过补偿最多可以提升相位180° (从-90° 到+90°), 可以用多个零点来补偿原先输出滤波器的零极点。

良好的设计可以在不影响反馈回路静态稳定性的前提下, 提高三到四倍转换器对阶跃负载或者瞬时突变的输入电压的反应速度。

2.4.1 右半平面不稳定性

在诸如升压, 升降压, 正激和反激式拓扑中, 输出电感中的电流是由二极管的持续电流提供的。二极管导通所需的时间增加了反馈回路的延迟。如果负载突然提高, 必须暂时提高占空比来增加传输至输出电感的能量。然而占空比越大就意味着二极管导通的时间越短 (t_{OFF}), 事实上这段时间内流经二极管的平均电流降低了 (右半图2.8)。由于输出电流也就是流经二极管的电流, 输出电流也相应降低了。接着, 随着电感中的平均电流缓慢上升, 电感电流和输出电流才回复到正确的值。

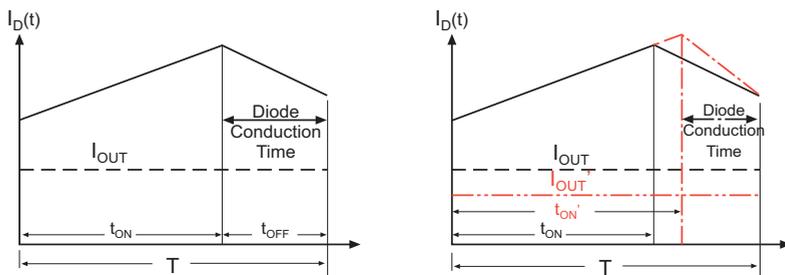


图2.8: 右半平面不稳定现象

电感电流先下降再上升的现象被称作为右半平面不稳定性（Right Half Plane/RHP），这个工程中，输出电流与占空比的相位暂时相隔 180° 。举例来说，图1.13的简易升压电路中，这种现象暂时造成了一个额外零点：

$$f_{RHP,ZERO} = \frac{R_L}{2\pi L_1} (1 - \delta)^2$$

图2.7：右半平面零点的计算

右半平面不稳定几乎是无法补偿的，尤其考虑到这个暂时出现的零点是随着负载电流而改变的。解决这个问题的方法是在设计反馈回路时选择远远低于RHP零点频率的最小可能值的交越频率（这么做的缺点是DC-DC转换器对阶跃负载变化的反应速度将减慢）。或者在升降压转换器中，可以用非连续模式彻底解决这个问题。

2.5 斜率补偿

另一个反馈回路中可能出现的失稳情况是次谐波或者分岔不稳定。这个问题的根源在于PWM比较器比较的是反馈电压与一个时序锯齿波形的电压（参见框图1.40）。如果电感中的能量没有在每个周期中完全放电，导致电流在错误的时间流回反馈网络，或者比较器输入端的开关噪音都会导致这种不稳定。事实上这些因素造成的结果是一样的，PWM调制器将生成分岔信号或双信号。

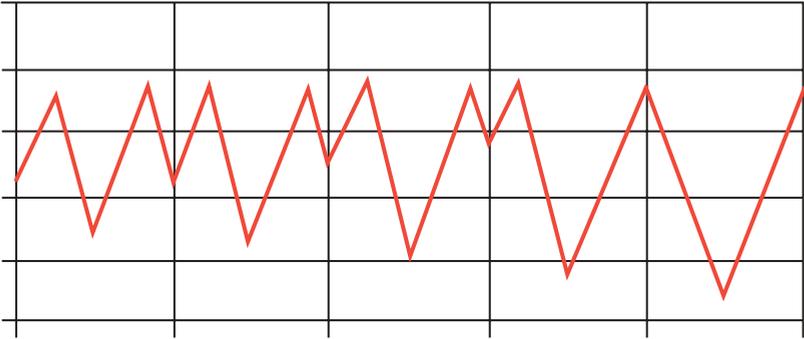


图2.9：次谐波波形

斜率补偿是可以解决次谐波问题的方法之一。补偿的方法是在反馈电压中添加一个斜率信号（通常这个信号是从电感电流推出来的，有时也可以从时序电压中获得这个信号），从而避免错误或者重复触发PWM比较器。

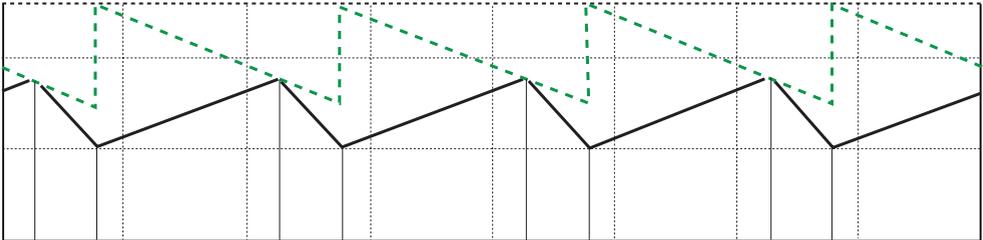


图2.10：斜率补偿（虚线）与反馈信号（实线）

2.6 模拟和数学反馈系统的稳定性分析

2.6.1 实验法分析模拟回路的稳定性

可以通过实验在伯德图上得到相位裕量从而分析反馈回路的稳定性。一个正弦波生成器可以与音频变压器一起在控制回路中注入一个干扰信号。正弦波的频率不断上调，直到输出干扰和干扰信号的大小完全一样。这是增益正好是1，也就是说这时的干扰频率正好是增益交越频率 f_c ，干扰信号和输出干扰之间的相位则是相位裕量。进一步上调频率，直到两者的相位相差 -180° ，就得到了增益裕量。

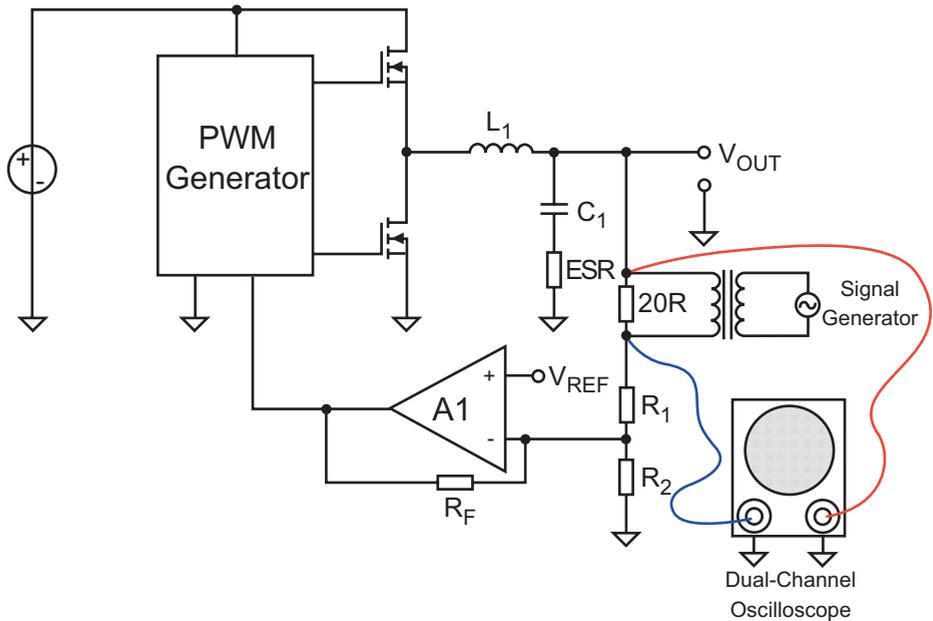


图2.11: 绘制伯德图的实验设置

2.6.2 拉氏变换法分析模拟回路的稳定性

除了实验法以外，还可以用纯数学的分析来得到零极点的信息，从而分析反馈回路的稳定性。但是只有完全了解转换器传递函数，才可以用这种方法。

图2.1中简易降压转换器的传递函数是这样的：

$$G_s = \frac{1 + R_{ESR} C_1 S}{1 + (L_1/R_{LOAD} + R_{ESR} C_1) S + L_1 C_1 S^2}$$

公式2.8: 图2.1中简易降压转换器的传递函数

‘s’ 揭示了这个函数是与频率有关的。这个函数可以用拉式变换来分析，再这之前，我们先来简单看一下傅氏变换。

傅氏变换可以看做是拉氏变换的一个特例。傅里叶指出所有周期信号都可以用一组幅值，相位，频率各异的正弦信号的总和来表示，也就是傅里叶序列。正变换把时域信号变换到频域，反变换把频域信号变换回时域。正变换的结果又称作频谱。一个方波的傅里叶序列如图 2.12 所示。

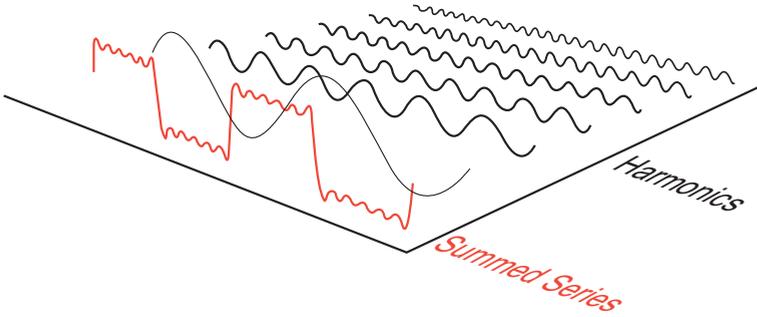


图2.12: 一个方波的傅里叶序列

傅里叶变换是从负无穷到正无穷的积分，它的定义是这样的：

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt$$

公式2.9: 傅里叶变换

从S平面上看，傅氏变换的频域变量是 $s=j\omega$ ，它只是S平面上的虚轴。

而拉式变换是傅氏变换的拓展，它把时域信号变换到整个复频域。拉式正变换是从零开始的积分，而不是从负无穷开始的。它也适用于分析阶跃信号，脉冲或者指数递减的序列信号。拉式变换是这样定义的：

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt$$

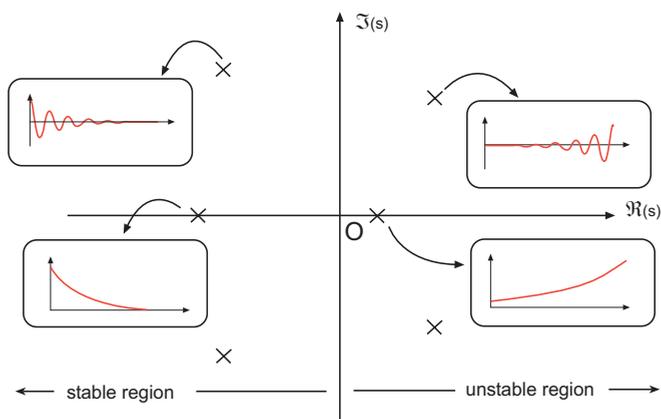
公式2.10: 拉普拉斯变换

从S平面上看，拉氏变换的频域变量是 $s=\sigma + j\omega$ 。

可以用拉氏变换把时域信号转换到S平面，然后在S平面得到反馈回路的零极点。S平面的纵轴是虚轴，横轴是实轴。S平面中的零极点虚部越大，说明信号震荡的越快，负实部越大，说明信号下降的越快，正实部越大，说明信号上升的越快。

零点总是在实轴上的。一对复共轭极点如果在S平面的左半边，说明系统是稳定的，它的响应是递减的正弦信号。如果一对极点正好在虚轴上， $\pm j\omega$ （实部为零），说明系统的响应是幅值恒定的震荡信号。左半平面的极点到原点0的距离揭示了响应的衰减速度：极点离原点越近，说明信号衰减的越慢。如果极点刚好在原点上，那么系统是没有交流分量的。

但是当一对复共轭极点落在S平面的右半边时，系统是不稳定的（这就是2.4.1中所阐述的不稳定性）。



2.13: S平面零极点位置与其典型的时域波形

2.6.3 双线性变换法分析数字反馈回路的稳定性

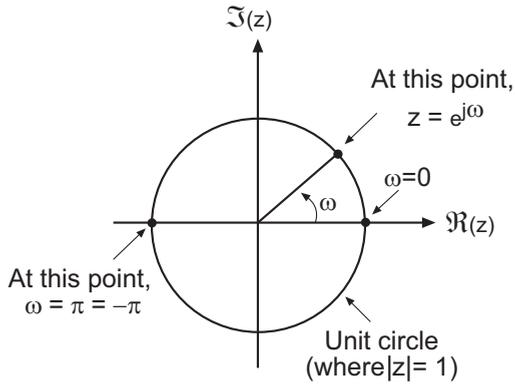
如果反馈回路的补偿是数字信号，那么可以用进一步演化的拉氏变换来分析数字系统的稳定性。

由于一个信号在数字系统中不再是连续的，或者说在时间轴上是离散的，S平面上的零极点需要变换到离散时间域的Z平面上，这种从S平面到Z平面的变换就是所谓的双线性变换。

经过这种映射，S平面左半边的收敛域变为Z平面单位圆（半径为1）的收敛域。Z平面的单位圆也就是S平面的虚轴。Z平面单位圆上最右边的点也就是S平面的原点，代表系统只有直流分量没有交流分量。如果极点落在单位圆以外，那么系统是不稳定的。Z平面上的极点代表按一定的采样率采样后的离散信号而不是连续的时域信号。

数字补偿时，首先确保数字信号处理的采样频率比系统的交越频率高得多，这样的话所有仿真处理的结果才是可靠的。有两种比较常见的方法可以用来确定需要补偿的量：重复设计和直接设计。重复设计是指先建立线性模拟开关转换器的模型，并在S平面内做反馈补偿的设计。然后把模拟补偿映射到Z平面，从而得到数字补偿的结果。直接设计是指直接建立一个离散的开关转换器模型，仿真和补偿设计是在Z平面中直接完成的。这么做需要非常准确地为模拟元件建模，一般用Spice™或Matlab™。

这两种方法的结果是一样的：把系统传递函数的矩阵值存储在一个表格中。随后数字信号处理系统把数字输入信号添加到这个运算系统中，结果以模拟控制信号或者更多情况下直接以PWM驱动信号作为输出。如果输出是PWM驱动信号，那么比较器和PWM电路也是数字同步的。这么做的好处是避免了模拟控制反馈回路中由分岔不稳定和右半平面不稳定等问题造成的误差。如果需要切换到另外的操作模型和另外的反馈补偿，数字控制器可以轻松地在各个表格间切换而不需要重置输出，这是模拟控制器做不到的。在设计反馈回路时必须折中考虑很多因素，数字系统在这方面与模拟系统也更有优势。



2.14: Z平面的单位

正是因为不可能快速的在极快的瞬态反应和稳定的输出之间切换，才使得数字反馈回路越来越有吸引力。由于微控制器的价格不断下降，越来越多的DC-DC转换器趋向于完全数字或数模混搭的反馈控制器。

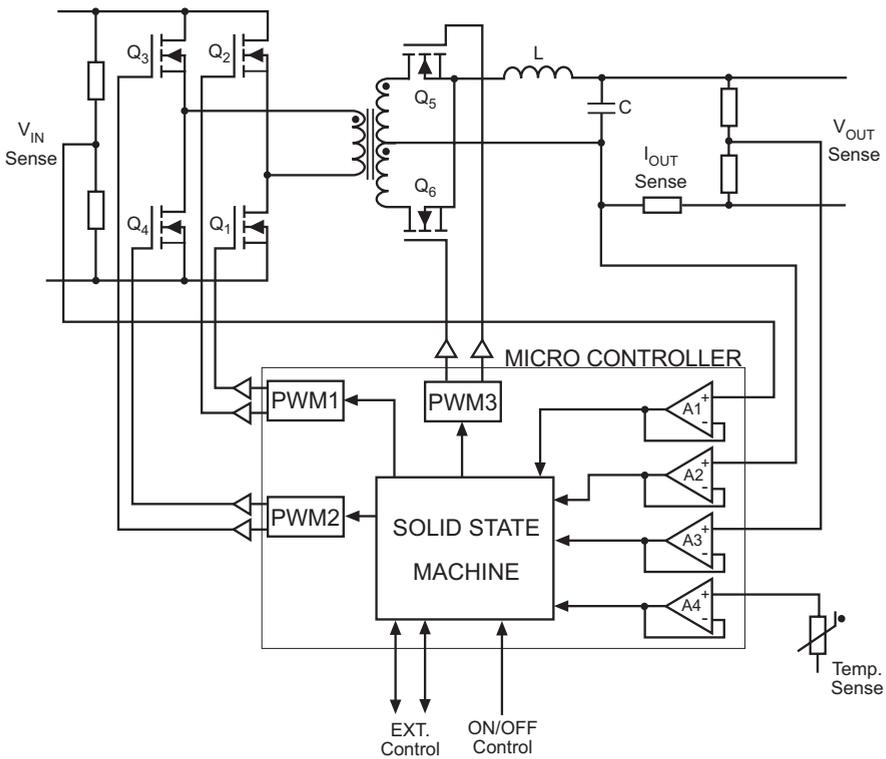


图2.15: 基于微控制器的DC-DC转换器

图2.15所示的是一个基于微控制器的DC-DC转换器。所有的时序都是数字控制的 - 全桥功率部分和输出端的同步整流部分。

微控制器的板上带有集成的运放。这就意味着感应输入可以直接与微处理器相连。由于微处理器中有关于输入电压，输出电压和输出电流的信息，所以不需要外电路来监测短路或过载的情况。输入电压监测可以保证启动是被控制的，欠压保护程序是可编程的并带有合适的延迟。输入端第四个运放是用来监测超温情况的，可以使安装在DC-DC内部或者远离转换器。可以根据应用的需要编程超温的处理，比如关闭且上锁，关闭且在冷却或功率限制后（限制热损耗）再重启。

外接的数据处理系统使工作条件可以在运行的同时被更新或者可以预编程几个供选择的程序。此外，双向的数据通道使同时进行错误报告和状态更新变为可能。

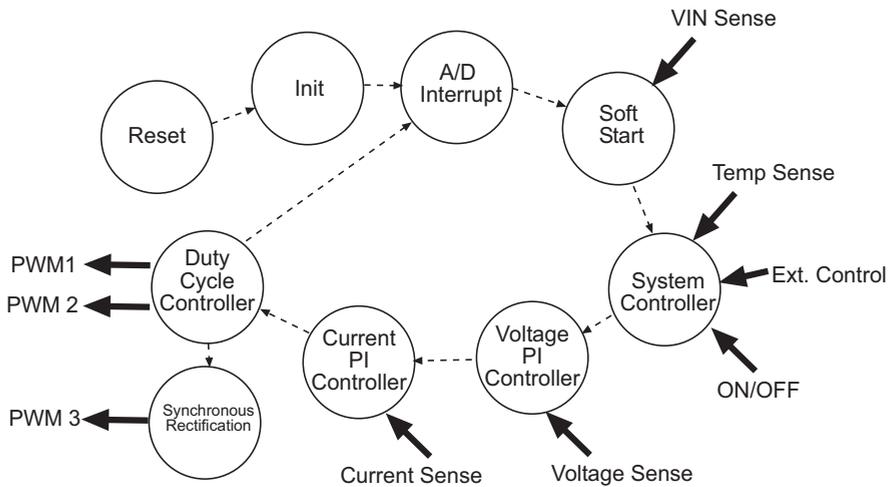


图2.16: 软件流程图

图2.16所示的是内部机械状态。各种控制器子程序用矩阵查表实时计算系统的响应。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{OUT}^*} = \frac{[(K_P R_A) + (K_i/s R_A)]}{s^2 LC + (s C R_A) + (K_P R_A) + (K_i/s) R_A}$$

这里， V_{OUT} = 内部回路
 V_{OUT}^* = 外部回路
 R_A = 电流补偿器正比于增益

K_i 和 K_P 可以从以下矩阵中得出：

$$\begin{bmatrix} \omega_1^2 & \omega_1 & 1 \\ \omega_2^2 & \omega_2 & 1 \\ \omega_3^2 & \omega_3 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C & R_A \\ K_P & R_A \\ K_i & R_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1^3 & LC \\ \omega_1^3 & LC \\ \omega_1^3 & LC \end{bmatrix}$$

公式2.11: 电流模式控制 (CurrentModeControl/CMC) 的特征公式

根据操作条件，系统控制器程序可以在不同的矩阵查表中切换。数字控制器的另外的优点是制造材料少的多，输出电流和电压也可以被智能控制。

3. 如何理解规格书上的各项参数

每个负责的制造商都会为它们的产品提供一个规格书，其中至少会罗列出最基本的操作参数，总体尺寸和引脚连接。但在比较两个DC-DC转换器时，首先要理解各个参数的含义才能进行有效的对比。

有这样一个问题，许多测量结果是由很多不同的参数共同决定的，测量时需要固定一些参数从而观察另一些参数，比如测量转换器的表现时保持环境温度恒定不变或者保持输入电压恒定不变。举例来说，负载调整率图是在额定输入电压和25°C环境温度的条件下，在一个指定的负载范围内绘制出来的。但是如何定义这个负载范围，厂商之间没有统一的标准，有些在0% - 100%负载范围内计算负载调整率，有些在10% - 100%负载范围内，还有一些在20% - 80%负载范围内。一个在10% - 100%负载范围内得出的的负载调整率为±5%的转换器并不一定劣于一个在20% - 100%负载范围内得出的负载调整率为±3%的转换器。同样的，一个根据MIL-HDBK-217E标准得出的耐用性为100万小时的转换器并不一定优于根据MIL-HDBK-217F标准得出的耐用性为80万小时的转换器或者根据Bellcore/Telcordia标准得出的耐用性只有40万小时的转换器。

一些不负责任的厂商甚至可以利用技术标准缺乏统一性来美化自己的产品。一个典型的例子是输出纹波和噪声，一般单位是毫伏峰峰值 (mVp-p)。一个50mVp-p的转换器性能一定优于100mVp-p的转换器吗？未必。请注意规格书背面的小体字的说明，在测量时第一个转换器的输出引脚上外接了一个由47 μF电解电容与0.1 μF MLCC并联组成的滤波器，而第二个转换器没有附加任何滤波元件。为了获得一个可靠并且可重的测量结果，附加滤波元件在某些情况下可能是必要的，但是用户必须了解测量方法对测量结果是有直接影响的，如果需要比较转换器的参数，那么必要了解这些参数的测量方法。很情况下用户需要基于应用的操作要求做一些规格书上没有的测量。比如一般规格书不会给出效率随温度变化的关系（如果用户需要的话，RECOM可以提供这样的详细信息）。

3.1 测量方法 - 直流特性

如上所述，一个DC-DC转换器的电器性能是由很多参数共同决定的。为了快速高效地描

Test	V _{IN}	I _{OUT}	V _{OUT}
1	V _{IN,NOM}	I _{OUT,NOM}	V _{O1}
2	V _{IN,NOM}	I _{OUT,MIN}	V _{O2}
3	V _{IN,NOM}	I _{OUT,MAX}	V _{O3}
4	V _{IN,MIN}	I _{OUT,NOM}	V _{O4}
5	V _{IN,MIN}	I _{OUT,MIN}	V _{O5}
6	V _{IN,MIN}	I _{OUT,MAX}	V _{O6}
7	V _{IN,MAX}	I _{OUT,NOM}	V _{O7}
8	V _{IN,MAX}	I _{OUT,MIN}	V _{O8}
9	V _{IN,MAX}	I _{OUT,MAX}	V _{O9}

V _{IN,NOM}	nominal Input Voltage
V _{IN,MIN}	minimum Input Voltage
V _{IN,MAX}	maximum Input Voltage
I _{OUT,NOM}	nominal Output Current
I _{OUT,MIN}	minimum Output Current*
I _{OUT,MAX}	maximum Output Current

这里I_{OUT,MIN}可以0%

表3.1: 测量矩阵

述一个转换器并确认规格书的有效性，通常会建立一个测量矩阵，方便从中选择不同的负载和输入电压组合进行比较。一个典型的测量矩阵如表3.1所示。

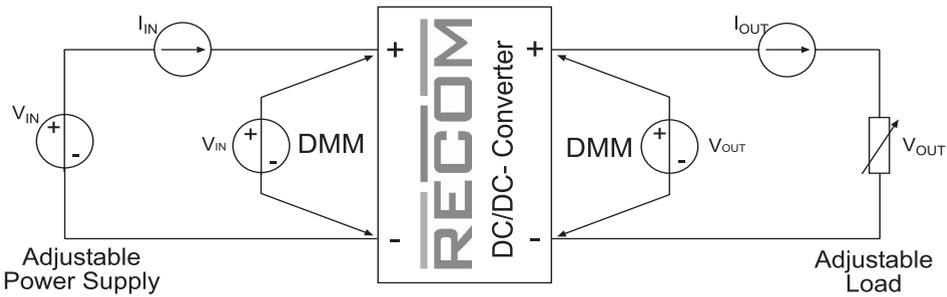


图3.1:测量设置

为了获得优质可靠的测量结果，用户应该了解一些基本的关于测量准备的注意事项。在进行测试设置的时候，必须确保DC-DC转换器的连接线是低阻抗的。一般测量终端的接触电阻较高，所以测量设置最好是用“开尔文”连接，如图3.1所示。图中电流和电压通路分别被单独地接到引脚上。使用万用表时，人们通常试图用4mm的连接线来连接两个甚至更多个万用表，但是这样做可能会引起很大的测量误差。每一个万用表都应该如上图所示，分别独立的接到转换器的引脚上。

我们可以用功率电阻器或者功率变阻器来作为DC-DC转换器的负载，但是电子负载是更好的选择。但是为了正确地调节电流，有些电子负载是有最低输入电压限制的，所以如果转换器的输出电压低于4V，通常功率电阻是唯一的选择。台式电源可以提供很好的可调源电压，测量开始前必须确保台式电源可以提供测量需要的所有输入电压和电流范围。需要的话，可以用多个台式电源组合提供 $V_{IN, MAX}$ 。台式电源必须提供足够的电流（有最小电流限制），这是为了确保输入电压最低时电源仍然可以为DC-DC转换器提供足够的输入功率。最后要注意的是，在启动之前确认极性连接是否正确，大多数DC-DC转换器是没有极性反接保护的。

3.2 测量方法 - 交流特性

如果不清楚干扰源以及他们之间的相互影响，仅仅用一个示波器的标准探头连接到转换器上，然后从显示屏上读取数据，这么做往往是不可靠的。差模（DM）和共模（CM）干扰会影响读数。第5章将会详细介绍差模和共模干扰，但这里，我们只需要知道一个简单的示波器探头极大地忽略了差模干扰，因为差模干扰同时出现在两个连接点上并且是均匀的。因此AC测量时，差模分量不会出现在显示屏上。

另一个AC测量的误差源自于示波器的带宽。现今，示波器具有400MHz以上的输入带宽。但是对规格书进一步研究就会发现通常输出波纹是在20MHz带宽以内测量的。这是一方面是因为20MHz以上的共模分量完全不重要，只需要一个小电容就可以把它过滤掉。另一方面是因为测量本身不应该依赖于示波器的设计。一个示波器如果没有20MHz带宽的限制，那么由于额外的共模干扰，读数总是偏高。

实用技巧

最后，探针本身也可以是误差源。必须注意，探针的连线应该尽可能的短。理想情况下，探针的尖端与+引脚相连，环与地端相连。使用接地夹是绝对不允许，因为地线回路形成了一个天线，它会接收许多外来的噪音。

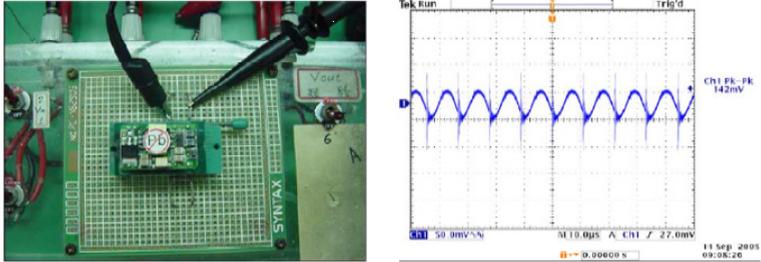


图3. 2a: 测量交流信号的错误方法

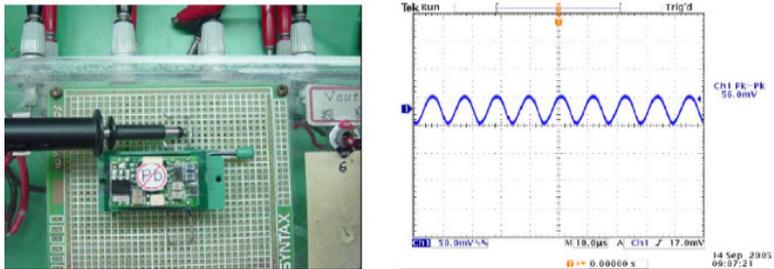


图3. 2b: 测量交流信号的正确方法

如果探针的连线不可能很短，那么可以参考使用图3. 3中所示的接线方法。阻抗匹配RC元件能够滤除可能干扰读数的高频反射。

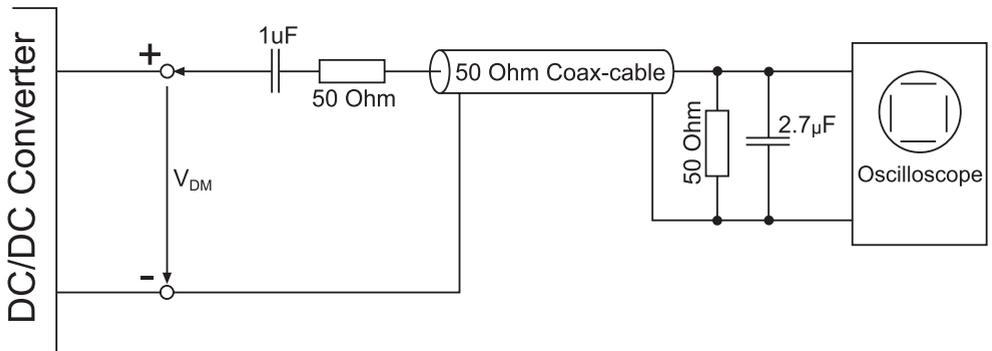


图3. 3: 另一种交流测量方法

实用技巧

需要注意的是，测量得到的波形被两个50欧姆电阻组成的分压器减半，所以示波器的显示波形应该有2倍的幅值增益。即使有匹配元件，连线也应该尽可能的短。

3.2.1 占空比的最大值和最小值测量

在有些应用中，了解DC-DC转换器的内部调制是相当有用的，通常占空比是不能从模块的外部直接获得的。但是有经验的话，可以从输入和输出噪音获得关于占空比的信息。

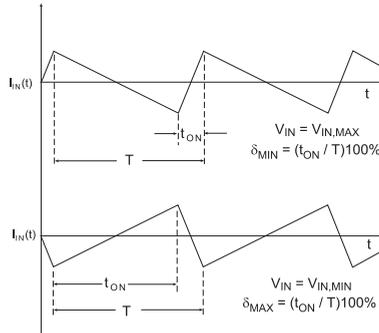


图3.4：由输出波形测量占空比

占空比的最小值 δ_{MIN} 出现在 $V_{IN} = V_{IN,MAX}$ 和 $I_{OUT} = I_{OUT,MIN}$ 时，占空比的最大值 δ_{MAX} 出现在 $V_{IN} = V_{IN,MIN}$ 和 $I_{OUT} = I_{OUT,MAX}$ 时。周期 T 是定值，它是DC-DC转换器的工作频率。图3.4说明了如何从输入电流波形得到关于占空比的信息。

3.2.2 输出电压精确度

输出电压的精确度，也被称为设定点精度，它描述了输出电压的允许误差。该参数通常是在常温，满载和额定输入电压的条件下测得的，它是这样定义的：

$$ACC_{V,OUT} = \frac{V_{OUT} - V_{OUT,NOM}}{V_{OUT,NOM}} 100\%$$

公式3.1：输出电压精确度

输出电压之所以产生误差，是因为元器件本身存在误差，特别是输出端的分压电阻，它将输出电压降低后比PWM比较器的参考电压进行比较（参见图1.46）。如果额定输出电压高于1.5Vdc，通常参考电压是一个1.22V的带隙基准电压源。（带隙基准电压源是由2个PN结构成的，其中一个PN结的温度系数变化正好抵消了另一个的温度系数变化，使之成为一个非常稳定的参考电压。）那么如果输出电压是5V，输出端分压电阻的分压比是3:1，当分压电阻有1%的误差，输出电压的精确度就是3%。此外，由于我们只能使用最接近理想值的标准值电阻，这也会引入误差。

有些稳压转换器具有微调功能，输出电压可以在一定范围内调节，一般为 $\pm 10\%$ 。这种情况下，输出电压精度是在调节引脚（不使用）浮空的情况下测得的。

不稳压转换器的输出电压是随着负载而变化的。如果设定输出电压在满载时是额定值，那么当负载低于满载时，输出电压就会高于额定输出电压，这会降低转换器的适用负载范围。因此，通常在60%–80%的负载范围内定义额定输出电压（参见图1.31）。而在满载时输出电压总是低于 V_{NOM} 。

3.2.3 输出电压的温度系数

虽然内部的带隙基准电压源可以在工作温度范围内保持非常稳定的电压，但事实上还是会有些浮动。输出电压的温度系数（TC）定义为极端温度下的输出电压与室温下的输出电压在它们温度差之间的相对偏差。通常单位用%/C或者ppm/K。低于室温时温度系数通常为正值，高于室温时为负值。

为了得到温度系数，需要一个可以产生所需环境温度的热处理室。在室温 T_{RT} 和额定负载的条件下，DC-DC转换器先工作20分钟，当到达热稳定后测得室温下的额定输出 $V_{OUT}(T_{RT})$ 。用类似的方法还可以测得其他温度下的输出电压。温度系数可按照如下公式计算。

$$TC(T) [\%/C] = \frac{\Delta V_{OUT}(T)}{V_{NOM} \Delta T} = \frac{V_{OUT}(T) - V_{OUT}(T_{RT})}{V_{OUT}(T_{RT}) |T_{RT} - T|} 100\%$$

或

$$TC(T) [ppm/K] = \frac{\Delta V_{OUT}(T)}{V_{NOM} \Delta T} = \frac{V_{OUT}(T) - V_{OUT}(T_{RT})}{V_{OUT}(T_{RT}) |T_{RT} - T|} 10^6$$

公式3.2: 温度系数的计算

$\pm 0.02\%/C$ 是典型的温度系数为，这表示如果额定电压在 $25^\circ C$ 得到的，那么在 $+85^\circ C$ 时输出电压会下降1.2%，而在 $-40^\circ C$ 时会上升1.2%。

3.2.4 负载调整率

负载调节率是这样定义的，输出电压在最小负载（ML）与满载（FL）之间的差值与满载时的输出电压之比，结果以百分比的形式给出。这时输入电压保持在额定值 V_{NOM} 。需要注意的是，很多转换器为了可以正常工作，对负载的下限是有要求的，而有些转换器还有过载保护。所以负载调节率图一般不关心允许负载范围之外的情况。

通常输出电压随负载电流线性地变化，所以我们只需要在负载范围内测量两个点就可以计算出负载调节率。如果测量时设定电流是80%最大电流，那么负载调节率可以通过三种方法测得到：测量最小负载和半载（半载是指最小负载和满载的平均值， $LOAD_{HALF} = (ML+FL)/2$ ）的输出电压，测量满载和半载时的输出电压，或者测量最小负载和满载时的输出电压，三种方法测得的结果几乎是一样的。这几种测量方法都可以使用如图3.1所示的接线方法。下面的公式是测量最小负载和满载时的输出电压得出的负载调节率：

$$REG_{LOAD} = \frac{V_{OUT,ML} - V_{OUT,FL}}{V_{OUT,FL}} 100\% = \frac{V_{03} - V_{02}}{V_{02}} 100\%$$

公式3.3: 负载调整率的计算

如果规格书给出了在50%负载时的输出电压精确度(OVA)并指出负载调节率为 $\pm 1\%$ ，那么满载时，输出电压的相对变化是-1%，而最小负载时的相对变化为+1%。也就是说所测得的输出电压最多可能高于或低于OVA图的1%。如果将输出电压精确率设定在满载，那么可能引起误解，因为这时负载调节率只能是负值，但按常规还是会写成 $\pm\%$ 。也就是说，

如果输出电压精确度是在满载时获得的，并且负载调节率为±1%，那么实际测得的输出电压只能等于或者低于OVA图的1%，但不可能高于OVA图。事实上这样定义的精确性比前一种方法高一倍。

不稳压的转换器只有输出电压随负载的偏离，测量时输入为额定输入电压VIN，NOM测量输出电压随负载变化的关系，因为这种转换器既没有负载调整也没有线路调整。

3.2.5 交叉调整率

这个参数只适用于有两个或者多个输出的转换器。一个输出端端满载，另一个输出端的负载较低，通常为25%的满载。然后切换负载，第一个输出端接25%满载，第二个输出端接满载。以下两个公式是较大的一个就是交叉调整率，结果以百分比的形式给出。

$$REG_{CROSS,1} = \frac{V_{OUT1,LL} - V_{OUT2,FL}}{V_{OUT2,FL}} 100\%$$

$$REG_{CROSS,2} = \frac{V_{OUT2,LL} - V_{OUT1,FL}}{V_{OUT1,FL}} 100\%$$

这里FL = Full Load（满载），LL = Low Load（低负载）。

这里FL = Full Load（满载），LL = Low Load（低负载）。

公式3.4:交叉调整率的计算

3.2.6 线路调整率

线路调节率是指由输入电压从最小(VL)变化到最大(VH)所引起的输出电压的偏离。通常负载保持恒定，输出电流保持最大。线路调整率是输出电压值相对于额定电压值(VN)的偏差百分比。和测量负载调整率一样，由于输出电压随输入电压的变化是线性的，所以除了额定输出电压意外只需要再测量两个点的输出电压，就可以得到线路调整率。下述公式是在输入电压最大和最小时测得的输出电压偏离。

$$REG_{LINE} = \frac{V_{OUT,VH} - V_{OUT,VL}}{V_{OUT,VN}} 100\% = \frac{V_{09} - V_{06}}{V_{03}} 100\%$$

公式3.5:线路调整率的计算

额定输入电压通常被定义在输入电压范围中靠近中间的地方。如果规格书上给出的线路调整率为±1%，那么当输入电压从VN增至VH时相应的输出电压将增加+1%，而当输入电压从VN降至VL时相应的输出电压将减小-1%。

不稳压的转换器没有上述定义的那种线路调整率。对于负载固定的情况，输出电压随着输入电压的增加而增加，或者随着输入电压的减小而减小。但是两者变化的关系通常不是1:1，输入电压变化1%未必导致输出电压相应地变化1%。

输入电压对输出电压的影响在满载时以“x%/1%的 V_{IN} ”的形式给出。比如说，如果规格书上给出一个不稳压的转换器的线路调整率为1.2%/1%的 V_{IN} ，那么输入电压每增加1%，输出电压就会相应的增加1.2%。

3.2.7 最坏情况下的输出电压

最坏的情况下输出电压是由输出电压精确度的限制，整个负载范围内的负载调整率，输入电压范围内的线路调整率以及温度系数共同决定的。因为误差具有累积效应，不同的计算顺序对结果也有一定的影响，但是一般而言，还是可以把误差分别单独处理，得到近似的输出电压极值：

$$V_{OUT,MIN} = V_{OUT,NOM} [1 - ACC_{V,OUT} - REG_{LOAD} - REG_{LINE} - TC |T_{RT} - T_{MAX}|]$$

$$V_{OUT,MAX} = V_{OUT,NOM} [1 + ACC_{V,OUT} + REG_{LOAD} + REG_{LINE} + TC |T_{RT} - T_{MIN}|]$$

公式3.6：最坏情况下的输出电压

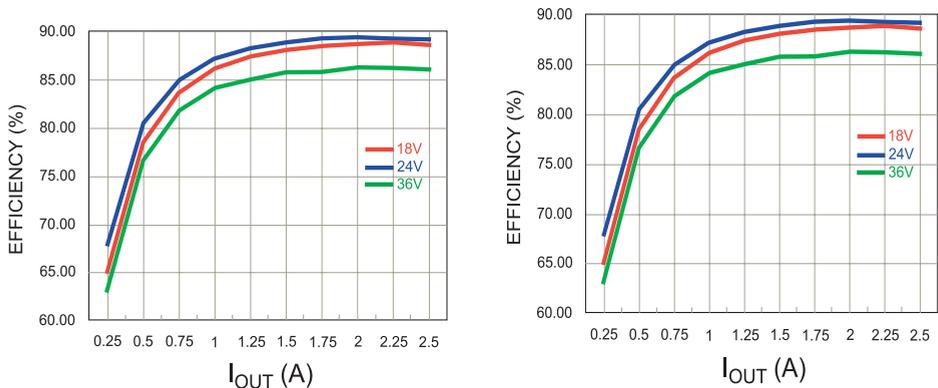
比如说，如果额定输出电压是5V，输出电压的精确度为±2%，负载调整率为±0.5%，线路调整率为±0.3%，在整个工作温度范围内的温度系数为+1.2%/−1.3%，那么：

$$V_{OUT,MIN} = 5 \times (1 - 0.02 - 0.005 - 0.003 - 0.013) = 4.795 \text{ V}$$

$$V_{OUT,MAX} = 5 \times (1 + 0.02 + 0.005 + 0.003 + 0.012) = 5.200 \text{ V}$$

3.2.8 效率

转换效率指的是输出功率与输入功率之比。在空载时，效率总是零。通常效率是以百分比的形式给出的，但有时也会以归一化(≤1)的形式给出。通常效率是在许多条件固定的情况下给出的，比如额定输入电压和满载的情况下的效率。为了说明这一参数的复杂性，图3.5给出了不同工作条件下的效率曲线。



不同输入电压条件下效率与负载的关系

不同负载条件下效率与输入电压的关系

图3.5：转换器效率曲线示例(RP30-2405S)

3.2.9 输入电压范围

DC-DC转换器的输入电压范围被定义在最小输入电压 V_L 和最大输入电压 V_H 之间，在这个范围内转换器能正常工作并保证输出一个稳定的电压。所有的转换器都可以在输入电压范围之外工作，但是规格书上的参数指标可能不再适用。大功率的转换器可能有欠压保护（UVL）电路，当输入电流过高而导致输入电压过低时，转换器会被断开，这样可以确保转换器不会因为电流过大而损坏。有时规格书会给出转换器输入电压的“绝对最大值”，它是有内部元器件的最大允许电压决定的。

实用技巧

规格书所给出的输入电压范围连续的。而较高的瞬态电压通常并不会造成损害。举例来说，R-785.0-0.5降压型开关稳压器的输出电压为5V，输入电压范围为6.5V到32V，绝对最大输入电压为34V，但是能经受50V/100ms的瞬态电涌或者1000V/50 μ s的瞬态电压。

3.2.10 输入电流

输入电流由两部分组成，直流分量（平均输入电流）和交流分量（反射纹波电流）。如何测量反射纹波电流将在5.2.1中详细介绍。输入电流中的直流分量又由两个部分组成，偏置电流和负载造成的输入电流。断开负载测得的就是偏置电流。偏置电流通常指的是空载时的静态电流（ I_Q ）。之所以会产生这个电流，是因为空载时即使输出电流为零，转换器仍然在震荡，各种开关和寄生元件仍然有损耗，内部稳压器和参考电压源仍然处于工作状态。偏置电流的大小取决于输入电压以及环境温度，所以空载时的静态电流（ I_Q ）通常在 $V_{IN,NOM}$ ，25° C的条件下测量得到。有些转换器有开/关控制或者待机模式，那么可以通过暂停内部振荡器，稳压器和输出功率级来进一步降低静态电流，因此 I_{OFF} 总是低于 I_Q 。

实用技巧

与负载有关的那部分输入电流一般比较难阐述。由于它主要取决于输入电压，所以输入电压最小时输入电流最大这一关系成立，但是效率与负载呈非线性关系（如图3.5所示），这使得观测很困难。效率是一个与输入电压和输出电流有关的复杂函数。开发者若想计算出最大输入电流，就必须知道可能的最小输入电压，和这时可能出现的最大负载以及这时转换器的效率（比如，可以从类似图3.5的图中读出效率值）。如果计算时总是假设效率为规格书中给出的满载效率，得出的计算结果通常都不够精确，特别是在低负载或中等负载时。

3.2.11 短路和过载电流

输出短路（S/C）电流是指，当输出引脚互相连接时的输出电流。短路通常指的是连接线上的电阻小于1欧姆或者连接线上的精准电阻足够小，使得输出电压小于100mV。对于单输出的转换器，短路测试是在 V_{OUT+} 和 V_{OUT-} 之间进行的。对于双极输出的转换器，短路测试可以在 V_{OUT+} 和 V_{OUT-} 之间， V_{OUT+} 和common之间，或 V_{OUT-} 和common之间进行。

实用技巧

低功率，不稳压的DC-DC转换器一般没有短路保护。行业惯例通常称耐短路能力为1秒。通常内部元器件在这段时间内过热而损毁。所以，在进行短路测试之前必须确认转换器是否有短路保护，哪种短路保护方式：功率限制热关断，电流折返保护或断续保护。

过载保护和短路保护不同。如果输出电流超过限定值，通常这个上限值一般为110%到150%额定输出电流，那么有电流限制的DC-DC转换器将降低输出电压，以确保电流稳定在这个限定值之内。如果负载继续增大，输出电压将同比下降。如果过载被移除，转换器又会回到正常工作状态，但是如果过载时间过长，内部功耗所产生的过多热量会使转换器过热，以至损坏或者热关断。

然而，如果输出被短路了，输出电流依然在限定值之内，而输出电压会变得很低，理论上理想短路时输出电压为零，但实际情况大约几个毫伏。于是输出功率也接近为零。这时只要内部元器件可以承受这个过高的电流，转换器就会一直工作下去。这样转换器就有可能因为过载而损坏，但是能避免长时间处于短路状态。限流保护的一个变形是电流折返保护（如图3.6）。

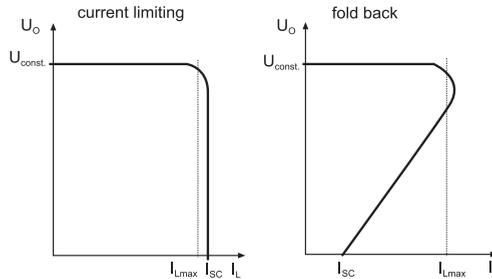


图3.6：输出电流限制和折返的特性曲线

当输出电流超过了额定上限时，这个限定值会被重新设定为一个较低的值。DC-DC转换器工作在功率限制模式，但是这时转换器在比正常工作情况更低一点的功率工作。通常只有将转换器和电源断开，才能重置这个模式。限流保护和电流折返对于低功率至中等功率的DC-DC转换器是非常有效的短路保护措施。但是对于高功率转换器的效果就不太理想。举例来说，如果一个1W转换器的电流上限为150%额定电流，那么转换器必须能够在过载或短路的情况下承受500mW的额外功耗，但是对于一个50W的转换器必须承受25W的额外功耗。这会迅速烧毁转换器的内部元件，如果使用能够承受这种故障电流的元件，经济上是无法接受的。

解决这个问题的方法是使用断续保护。当输出电流超过额定上限时，转换器会迅速停止工作。稍作延迟，转换器再启动。如果输出电流还是超过上限，转换器会再次停止，不断循环。

间歇保护的优点是，当故障状态被移除后转换器在下次重置后就能正常工作。这种保护方式的另一个优点是，虽然短路输出脉冲会导致瞬时的内部高功耗，但是较长的断续周期使内部元件有时间冷却下来，因此转换器短路时不会过热。

断续保护的缺点是容性很高的负载会触发断续保护机制，转换器完全无法工作。另一个缺点是，如果DC-DC转换器用很长的电缆提供汇流排电压。线上任何一点出现短路都会触发断续保护机制，由于断续电流尖峰，要确定故障的位置是非常困难的。

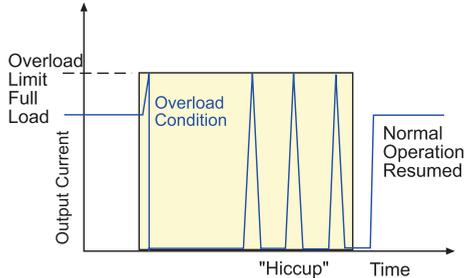


图3.7：断续保护的特性曲线

实用技巧

测试断续保护DC-DC转换器最简单的方法就是听声音。一个有断续保护的转换器，每当它要重启时都会发出“滴答”声。除此之外，也可以用带有电流显示的示波器来观测它的输出。

如果要测试限流保护或者折返电流保护的表现，可以使用如图3.8中的设置。在上方的测试设置中数字万用表（DMM）工作在直流模式下，它的内部的精准电阻被用作短路元件。可以通过观测万用表的读数来确认DC-DC转换器的输出电压不超过100mV。对于短路电流过大（超过数字万用表的量程，或者造成的输出电压大于0.1V）的情况，必须添加外部分流元件。选择精准电阻RS时，必须满足 $R_s < 0.1V / I_{SHUNT}$ 和 $P_v > 0.1V \times I_{SHUNT}$ 。

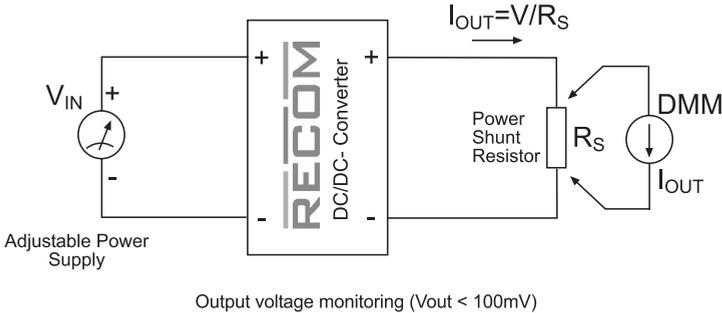
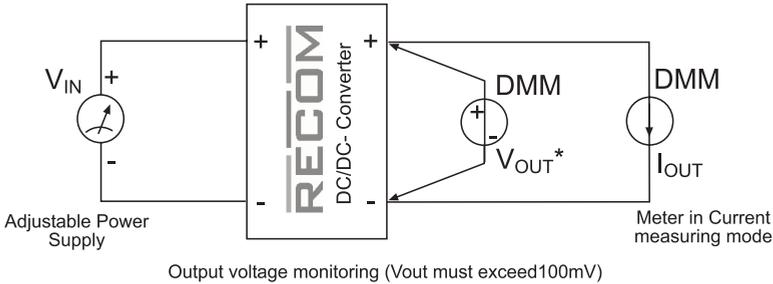


图3.8：短路特性的测量

3.2.12 远程开/关控制

许多系统都希望可以远程控制DC-DC转换器的开/关状态。这是为了减少能量损耗以提高效率，逐步控制功率上升或下降，或者出于安全原因。因此，许多DC-DC转换器有一个开/关控制引脚，关闭它可以使转换器进入待机模式。控制引脚是很容易驱动的，工作原理如同NPN晶体管的集电极信号作为转换器的开关驱动信号，因为它只需要几个毫安的控制电流就可以控制一个较高的电流。

实用技巧

应当注意的是控制逻辑的类型。正逻辑表示在高电平或逻辑“1”信号时转换器启动，在低电平或逻辑“0”信号时转换器关闭。内部电路不断推升控制输入信号，所以如果控制输入引脚浮空的话，转换器始终处于开启状态。这种设定也是比较常用的，因为转换器在不需要控制引脚的情况下应该处于激活状态。负逻辑表示在高电平或逻辑“1”信号时转换器关闭，在低电平或逻辑为“0”信号时转换器开启。内部电路不断推升控制输入信号，所以如果控制输入引脚浮空的话，转换器始终处于关闭状态。这类控制在安全性极度重要的应用中有非常有用，这时转换器只在满足某些外部条件的情况下才被激活。

对于隔离型转换器，规格书应当说明在开/关控制引脚的电位是相对哪个引脚而言的。在大多数情况下，参考电压为初级电路的地端，但是有一些转换器的开/关控制在输出端，那么参考电压是次级输出电压 V_{OUT-} 。如果开/关控制在输出端，而控制信号发生在初级端，就必须使用隔离元件（比如光电耦合器）来作为输出端的控制开关。

所有控制引脚的输入都应该带有一定的滞后性，以保证当控制信号缓慢上升时不至于过度频繁的重复开关。比如，如果控制引脚外连接外部RC延迟电路，保持转换器处于待机状态，直到输入电压稳定后再启动（如图3.9）。二极管可以保证如果源电压被断开，时序电容可以很快地放电，所以如果很快再接上源电压，延迟可以保持恒定。规格书上远程控制引脚电压 V_{REMOTE} 被定义为一个触发电平。典型的值是当 $0 < V_{REMOTE} < 1.2V$ 的逻辑“0”和当 $3.5 < V_{REMOTE} < 12V$ 的逻辑“1”。这就是说当 V_{REMOTE} 上升时，转换器在这个电压超过1.2V时启动，当 V_{REMOTE} 下降时，转换器在这个电压低于3.5V时停止。

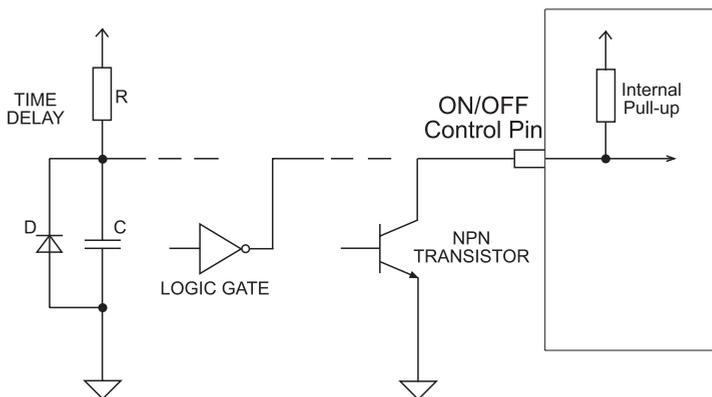


图3.9：驱动开/关控制引脚的不同方法

3.2.13 隔离电压

在隔离型DC-DC转换器中初级与次级之间的隔离是通过变压器隔离和光耦隔离来实现的，也就是说在两个电路之间没有直接的电流通路，这就是所谓的电隔离。可以用隔离电压描述这种隔离。设定一个测试用的高压，它可以是直流电压或者交流电压的均方根值（RMS），当这个电压被加在初级与次级之间时，它们之间应该只有微弱的电流。

实用技巧

注意：由于这类测试使用的电压非常高，属于危险电压，进行耐压测试时必须使用具有精确电流限制电路的高压测试仪器。不能在带有静电放电保护的工作台上进行测试，这类工作台的表面经过处理具有导电性。高压测试仪必须有紧急停止按钮并且接地。待测设备（DUT）上操作员可能接触到的任何地方都必须是绝缘的，整个测试仪器应该带有自动放电电路，在测试完成之后立即放电。请参照制造商的说明。

虽然转换器可能是直流电隔离的，但是如果用交流电测试隔离表现时，还会有漏电流。变压器绕组和任何放置在隔离壁垒上的EMC抑制电容之间的耦合电容为这个漏电流提供了电流通径。因此，对于交流高压隔离测试，不仅需要测试可承受的交流电压均方根值还需要测试容许的漏电流。通常容许的漏电流被设定为1mA或者3mA，更高的漏电流有可能永久损坏转换器。

由于交流漏电流，交流电压很高时，交流电对隔离壁垒的压力比等价的稳定直流电压对隔离壁垒的压力要高的多。这种压力随频率和电压的增加而增加：

$$I_{LEAK} = \frac{dV(t)}{dt} C_{LEAK}$$

公式3.7：交流漏电流

实用技巧

因此，一个具有1kVdc/1隔离的转换器只能用700Vac/1s的交流信号（50Hz）测试。这个听起来很合逻辑，因为一个700VacRMS的峰值电压是980V。但是如果频率上升，漏电流也将相应增大。一个100Hz的测试信号产生的漏电流是50Hz信号的2倍。所以一个具有1kVdc/1s隔离的转换器只能用360Vac/1s的交流信号（100Hz）测试。所幸50Hz已经是耐压测试信号的工业标准，虽然大多数制造商不提及所使用的测试频率，但是对比规格书上的隔离电压时，可以放心地假设所使用的测试频率是50Hz。RECOM的网站有一个很实用的隔离电压对比工具。

当测试时间超过1s时，直流和交流耐压测试之间的关系就不再那么简单了。由于局部放电（partial discharge/PD）现象，60s的测试将对隔离壁垒造成巨大的压力。局部放电是耦合通道的绝缘介质在高压压力下，由于内部空隙或不均匀性而出现的瞬时击穿的现象。

来看一下传统的漆包线变压器绕线（图3.10）。通常绝缘漆料被用在不同的阶段，所以层与层之间可能有不连续的地方，绝缘体之间也可能有空隙。

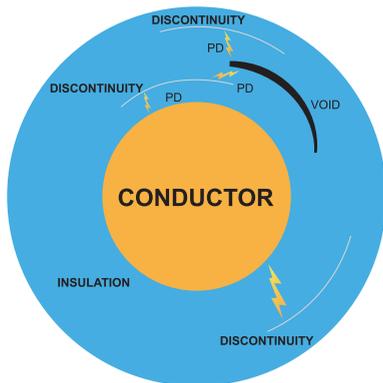


图3.10：漆包线（磁导线）横截面的绝缘层中的局部放电通路

由于绝缘体内部的局部放电，因而有瞬时电流产生，但电线仍然是绝缘的。然而这时绝缘壁垒变薄了。电压压力可以从绝缘壁垒较弱的点跳到另一个点，直至最终输入输出之间完全导通。

这里的关键词是“最终”。局部放电需要一些时间连接起来导致最后的完全击穿。高压压力的时间越长，绝缘失效就越可能发生。所以，超过1分钟的耐压测试比1秒钟的测试对绝缘壁垒造成的压力大得多。一个具有1000Vdc/1s隔离的转换器只能用500Vac/1min的电压测试，以避免局部放电的累积效应可能导致的问题。

实用技巧

因为耐压测试可能导致转换器的永久损坏，在设置测试时有两个很重要的操作问题需要特别注意。首先，必须保证转换器的内部电压不能逐步上升，因为这会很快超过内部元器件的击穿电压。因此，在开始耐压测试之前，所有的输入端之间都应该互相短接，而所有的输出端都应该短接在一起。其次，由于耐压测试对转换器的隔离壁垒造成的压力是巨大的，对绝缘体的损害是不断累积的，所以一般建议每次重复测试时降低20%的电压。

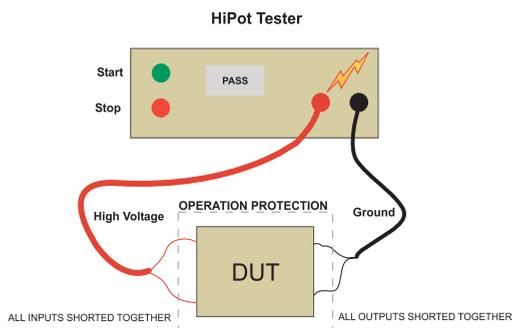


图3.11：耐压（绝缘能力）测试

耐压测试的优点在于，当一个高压加载在输入/输出绝缘壁垒上时，所有的潜在失效路径都被测试了，所以成功通过检测的转换器可以保证输入输出之间的隔离能力。但是缺点是，一旦转换器没有通过检测，那转换器肯定在测试过程中被损毁了只能报废。

还有一种可以代替耐压测试的方法就是局部放电测试。测试装备监视局部绝缘失效所引发的电压尖峰，这些电压尖峰的明显变化显示在示波器上，或者可以观察引起这些电压干扰的等价电荷注入。几个pC的电荷变化就可以被测量出，所以这种测试的灵敏度是非常高的。局部放电测试的优点是，随着测试电压的上升可以观察局部放电现象发生的频率，并在绝缘失效出现前做出预测，这样就可以在转换器完全损坏前停止测试。

局部放电测试的结果需要很小心地解读，因为得到真正有效结果前会有许多误导性的读数。因此测试时需要一段稳定时间使电荷平衡，一般60s的测试中只在最后10s读数（见图3.12）。另一种1s的局部放电测试可以用 $1.875 \times V_{RATED}$ (RMS) 电压测试产品。

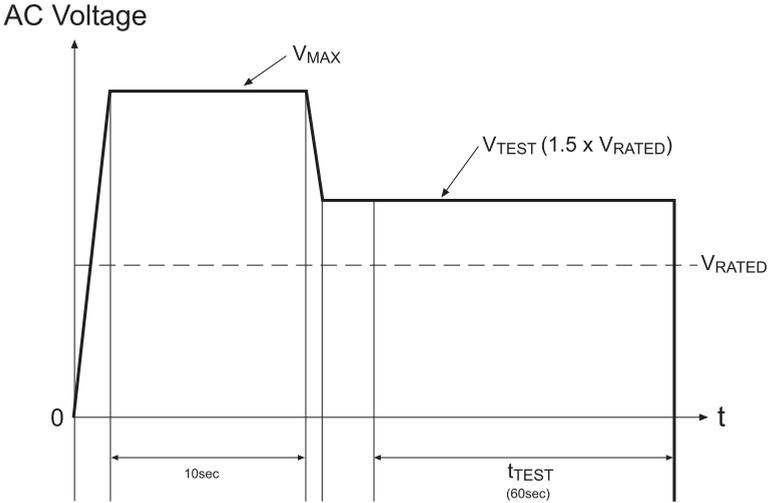


图3.12：局部放电（PD）测试

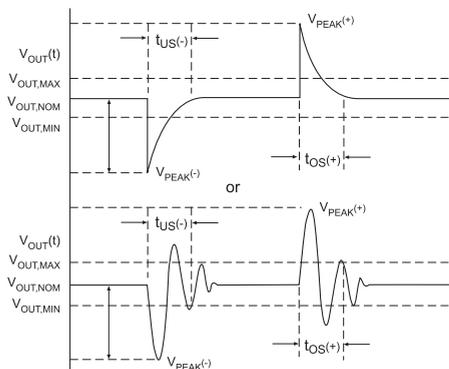
3.2.14 绝缘电阻和电容

输入输出的电阻和电容必须用交流信号测量。隔离电阻通常在500Vdc电压的压力下用兆欧表或着类似的测量工具测量，通常兆欧表的阻值高达10兆欧或更高。隔离电容必须用1MHz的高频测量，以消除板载滤波电容的影响。隔离电容由于变压器的不同结构可以是在5pF到1500pF之间变化。由于测量用的电流都非常低，测量结果强烈地受空气湿度和温度的影响。

3.2.15 动态负载响应

动态负载响应（Dynamic Load Response/DLR）描述了转换器对于负载阶跃变化的响应。它可以通过两种方式来定义。一是通过输出电压回到规定的其允许偏差范围内所需的时间，二是输出电压相对于额定输出电压的最大偏差。如果要对DLR做出完整定义，那么上述两者都需要知道。但是，大多数规格书只给出了稳定时间。此外，一些制造商使用25%到100%的负载范围，一些使用50%到00%的负载范围，还有一些仅仅是提到“25%阶跃变化”而并没有说明负载范围，所以不能直接比较不同制造商给出的这个参数。通常唯一的确认方法是自己测量转换器并进行比较。

所有转换器，在负载突然变小时会出现过冲，而在负载突然变大时会出现负过冲。稳定时间（ $T_{OVERSHOOT}$ 或者 $T_{UNDERSHOOT}$ 的最大值）主要取决于PWM控制器的补偿电路。电路必须要对阶跃变化做出快速反应并且不会过度响应而使输出波动，要满足这两个条件，设计时必须折中考虑。最佳的响应是无周期的，输出电压中的上升或下降只出现一次。



上面的是无周期的输出电压，下面的是有波动的输出电压（补偿电路不佳）。

图3.13：一个稳压转换器对负载阶跃变化可能出现的响应

实用技巧

许多电子负载内置有阶跃变化功能，可以自动在2个预设的负载值之间切换。但是如果没有电子负载的话，可以参照图3.14用2个电阻负载和1个用方波驱动的场效应管组成一个简单的动态负载。

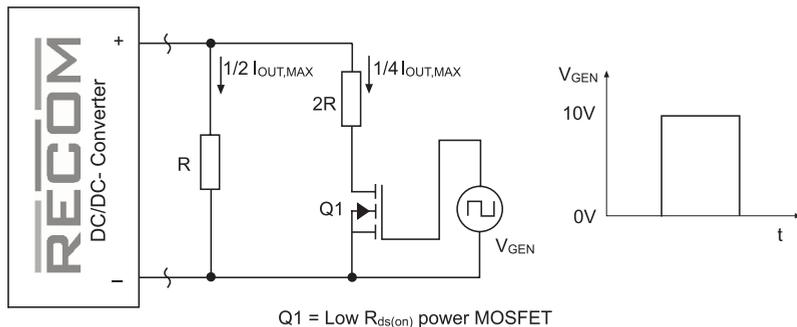


图3.14：动态负载响应测试的设置

在有些应用场合，即要求输出电压非常的稳定，又要求能对负载的阶越变化作出快速响应并且响应没有任何振荡。例如，许多数字电路的负载变化相当快，但输出电压必须非常稳定。如果负载变化可以事先预测或检测出，那就可疑在负载变化的过程中，把补偿电路从“慢”切换到“快”。这用模拟控制器很难实现，但用数字控制器，就可以对动态负载编程。这是数字控制器相比模拟控制器的最大优势之一。

正如负载的突然变化会引起输出电压的变化，输入电压的突然变化也会引起输出电压的变化。这个参数在规格书上很少被提到，因为几乎没有什么应用会出现输入电压的急剧变化。如果需要，只要台式电源有一个外部控制输入端或者有一个可以连接方波发生器的监测输入端，我们就能很容易地设置一个测试。

3.2.16 输出纹波/噪声

所有DC-DC转换器都有输出纹波和噪声。纹波分量是由于输出滤波电容的充放电而产生的，根据不同的拓扑一般它的频率等于工作频率或工作频率的2倍。

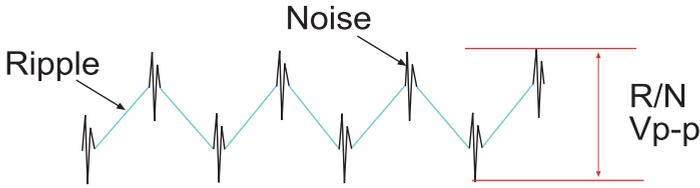


图3.15：输出纹波和噪声

叠加在纹波之上的是开关尖峰（噪声），它是由寄生效应在每次开关状态改变时产生的。它出现在每个纹波的波峰或者波谷。开关瞬变的频率通常要比波纹频率高好几个数量级，在MHz的区域。这两者组合形成了输出端的波纹噪音图，通常以毫伏左右的峰峰值来衡量（mVp-p）。注意：可以参考4.3中合适的测量方法。

在输出纹波/噪声波形上还叠加了一个由输出稳压电路产生的非常缓慢的震荡。当负载和输入电压恒定时，输出电压将会在一个公差带内以一个几Hz的频率蜿蜒延伸。“震荡”效果是来自于稳压电路的滞后作用，通常规格书的纹波/噪声图会忽略它，因为输出电压精度已经考虑这个问题，因此不再在纹波/噪声部分累述。

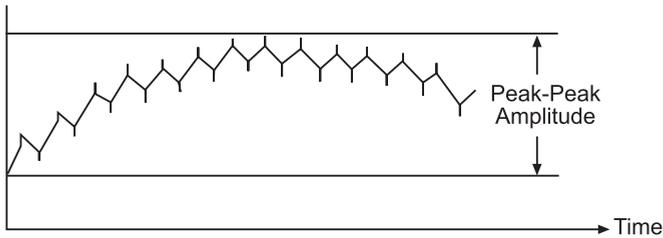


图3.16：输出电压“震荡”

一般人们倾向于添加输出电容以减小输出波纹，虽然这样做可以稍稍减小峰峰值，但是要完全滤除纹波是不可能的。事实上，在使用周期控制的转换器中，一些输出波纹对于正确的稳压操作是完全必要的。

实用技巧

一个更有效的降低纹波/噪声的方法是在输出电压后再添加一个线性稳压器。线性稳压器的电源纹波抑制（Power Supply Ripple Rejection/PSRR）率是非常高的（高达70dB），因此它可以成为非常有效的波纹滤波器。

3.3 理解热学参数

3.3.1 概述

由于热学设计在优化系统性能中起着至关重要的作用，在选择DC-DC转换器时对于热学性能参数正确的评估也相当重要。规格书不只应该给出工作环境温度的限制，还应给出热降额，内部功耗，最大外壳温度和热阻抗，才能充分说明转换器的热性能。功耗可以从效率计算得出，但是如果规格书中没有给出热阻抗，或者需要知道某些特定操作条件下的热阻抗，那么只能通过实验得出。

即使是在环境温度可控的热处理室，想要得到可靠的DC-DC转换器的热学特性，对测量技术的要求是很高的。即使空气流动速度很低，还是会明显地干扰测量结果。因此热处理室内的被测仪器必须放置在一个纸箱内，以防受到换气扇气流的干扰。盒子内的环境温度要用经过校准的传感器来测量，并且传感器必须放置在一个合适的位置，这样转换器产生的热量不会直接影响到它的读数。转换器的壳体温度应该在最热的时候进行测量（ $T_{C,MAX}$ ），这个时刻可以由制造商自定义或者由热像仪观测得到。对于体积很小的转换器，黏附在它上面的热传感器本身也会影响读数，因为传感器的导线将转换器产生的一部分热量传导出去了，所以要使用接触点尽可能较小的热电偶。

对于低功率的转换器，想要测得可靠的热阻抗是非常困难的，因为转换器自身发热不明显。在大多数情况下，转换器的工作温度范围是由内部元器件的温度极限来决定。可以将热电偶固定在关键元器件上测量它相对环境温度的变化，然后每隔 $10^{\circ}C$ 的测量并读数，用这些结果计算出安全极限。对于封闭的转换器，热电偶必须在密封前就安装好，才能得到准确的读数。

对于更高的功率转换器，热阻抗可以通过测量自然对流（空气流动静止时）时的温度上升并计算内部功耗来确定。热阻抗图还可以被用来计算在不同速率的强迫对流情况下的热传递系数。

最后，过低的温度也会对转换器的性能造成负面影响。最低温度极限取决于下述三个因素中的一个，看哪个先出现：所使用的元器件的最低温度限制，增益降低或者PWM电路的偏置点偏移而使转换器不能启动，或者热收缩系数不再匹配而导致物理失效。

3.3.2 热阻抗

在开始分析DC-DC的热性能之前，让我们先认识一下热阻抗。

热阻抗或称热电组，是用来衡量诸如变压器的磁芯或者半导体的结之类的内部热源与外部环境之间进行热交换的能力。比如场效应管开关的热源为半导体结（ T_J ）。热量被传递到晶体管的管体（ T_B ），然后通过密封介质传导到转换器外壳（ T_C ），并最终通过外壳发散到外部环境（ T_{AMB} ）。其中，每一个阶段都有一个热阻抗 q ，单位为 $^{\circ}C/W$ 或者热电阻RTH单位为 $^{\circ}K/W$ 。在实际应用中，它们可以互相换算。

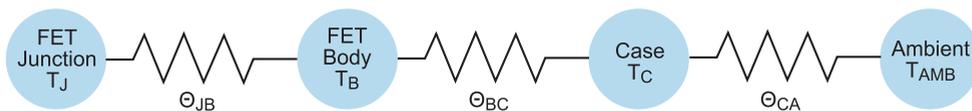


图3.17: 热阻抗链

上述的热阻抗中，用户只能改变热阻抗链中的最后一环 θ_{CA} ，因为另外两个热阻抗在转换器的热管理设计中是固定的。

转换器的温度上升量可以这样计算：

$$\Delta T_{RISE} = P_{DISS} \theta_{CA}, \text{ where } P_{DISS} = \frac{P_{OUT}}{\eta} - P_{OUT}$$

公式3.8: 温度上升的计算

计算举例：RECOM, RP15-4805SA转换器的输出功率为15W，效率为88%，外壳与环境之间的阻抗为18.2° C/W。外壳最大允许温度为105° C。功耗则为15/0.88 - 15 = 2.04W，外壳相对环境温度的上升37° C。由此可得环境温度的允许上限为105° C - 37° C = 68° C。

如果热阻抗未知的话，可以通过测量得到。如果只需要近似值的话，就不需要热处理室。一个合适的测试设置可以参见图3.18。对于所有热学测量，在读数前都必须保证有足够的时间使温度稳定下来。

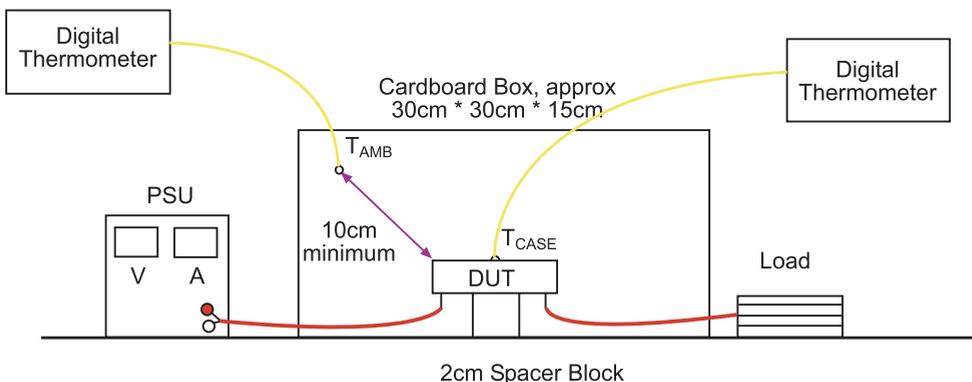


图3.18: 测量外壳与环境之间的热阻抗的设置

热阻抗可以从公式3.8推算出：

$$\theta_{CA} [^{\circ}\text{C}/\text{W}] = \frac{\Delta T_{RISE}}{P_{DISS}}$$

由于转换器的功耗是已知的（输入功率与输出功率的差值），只要测量外壳相对环境温度的变化，就可以得到热阻抗。

3.3.3 热降额

所有DC-DC转换器的内部功耗都将转化为热量，所以它的温度高于室温。只要这些热量能传递到周围环境中去，转换器就能继续以最大功率工作。然而，环境温度也会随之上升，这样的话热量就会很难传递出去。当环境温度达到一个特定值时，转换器就会达到它的温度上限。如果室温继续上升的话，转换器必须降低负载以减小转换器的内部功耗。这就是热降额。

图3.19是一个降额曲线的示例。再次以RP15-4805SA为例，在-40°C到+68°C环境温度条件下，转换器可以以最大功率工作。但是如果应用要求的最高环境温度大于85°C，转换器的负载就必须被降至原来的55%，才能像在-40°C到+85°C时那样正常工作。

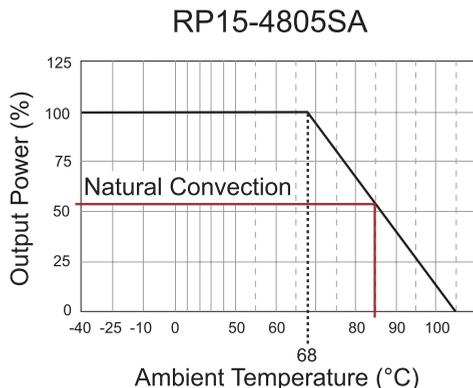


图3.19：热降额曲线示例（RP15系列DC-DC转换器）

实际应用时降额是有限制的。降额曲线假设负载降低时效率保持不变，但是上当负载很低时，这一假设不再正确。当负载降于40%时降额恰恰相反，这时由于效率降低而引起的功耗上升，抵消了由于负载下降而引起的功耗下降。图3.20中的功耗曲线非常平缓，在低负载是却有所回升。

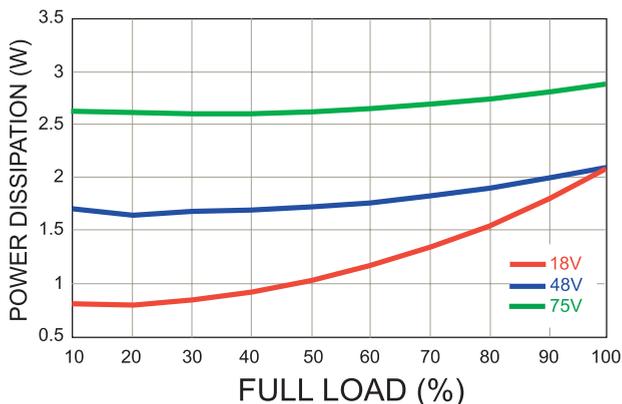


图3.20：内部功耗随负载与输入电压的变化

为转换器安装一个散热片可以有效地提升它与周围环境的热交换能力（降低 θ_{CA} ），并提升工作温度的上限。但是，散热片并不吸热。传导至散热片上的热量还是要继续传递到周围环境中去。它的功能只是提高转换器的有效表面积。RP15-4805SA转换器的结构十分紧凑，它的外壳尺寸为1”×1”。与之匹配的散热片结构也十分紧凑，因此并不能显著提升表面积。一般而言，贴散热片最多只能提升5-10° C工作温度，要提升更多的工作温度，必须使用诸如强制对流等其它散热方式。

RP15-4805SA with Heat Sink

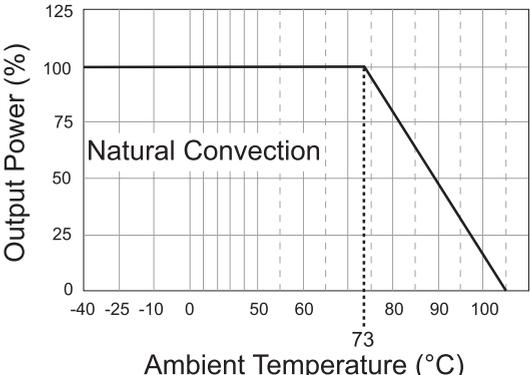


图3.21: 贴有小型散热片的降额曲线

此外，散热片只能用于金属外壳的转换器或者底座安装式转换器。在塑料外壳上贴散热片只会引起反效果，因为散热片和塑料之间的导热性很差，这样的话散热片反而会妨碍空气对流。

总而言之，降额可以提高工作温度上限大约10到15° C，但是对于很多应用来说已经是极限了。散热片能起到一定的作用，但是如果散热片和转换器的尺寸差不多的话，那它所能提升的工作温度至多为5到15° C。

如果要显著提升工作温度的上限，那就需要强制冷却。

3.3.4 强制冷却

强制对流冷却（风扇冷却），是在自然对流中加入了水平对流，从而降低了转换器与周围环境之间的热阻抗 q_{CA} 的方法。水平对流取决于每秒流过转换器的气流量以及气流的涡流层度。如果自然对流的归一化热阻抗为1.00，那么通过增加气流层（单位是线性英寸/每分钟，Linear Feet per Minute/LFM），热阻抗以这样的关系减小：

10 LFM (自然对流)	1.00
100 LFM	0.67
200 LFM	0.45
300 LFM	0.33
400 LFM	0.25
500 LFM	0.20

表3.2: 归一化热阻抗随对流层的增加而减小

如果我们回到推导出图3.19降额曲线图的例子。温度上升公式仍然是： $\Delta T_{RISE} = P_{DISS} \theta_{CA}$ ，内部功耗仍然是2W。自然对流时， θ_{CA} 的值为18.2° C/W，温度上升37° C，相应的满载时的最高工作环境温度为68° C。强制100LFM对流， θ_{CA} 的值乘以0.67后变为12.2° C/W，这时温度只上升24.4° C，相应的满载时的最高工作环境温度为81° C。

使用强制对流和散热片一起降温比单用强制对流的效果肯定要稍好一些，但是收益却是递减的。使用散热片可以将最高工作环境温度从68° C提升至73° C，提升5° C。反向计算我们可以得出，无散热片时 θ_{CA} 为18.2° C/W，加入散热片后 θ_{CA} 下降至16° C/W。如果再强制100LFM对流的话， θ_{CA} 继续下降至10.5W/° C。这能将满载时的最高工作环境温度提升至84° C，只比强制100LFM对流但无散热片时高出3° C。图3.22是通过计算得到的带散热片的转换器在不同气流条件下的热降额。

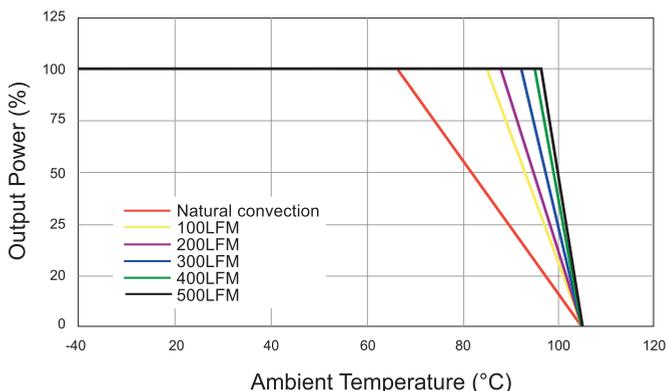


图3.22：提高空气对流对热降额的影响

3.3.5 传导和辐射冷却

除了对流和平流之外，还有其它的热交换机制。热量还可以通过传导和辐射的方式传出转换器。

热传导是指通过直接接触将热量从一个物体传向另一个物体。传输机制是声子，或者说通过原子级别的震动，将能量从一个分子传导至另一个。传输率或者说热通量，是由两个物体间的温度差，以及材料的导热率（单位为 $Wm^{-1} \text{ } ^\circ C^{-1}$ ）决定的。

带有底板的转换器主要依靠热传导来降温，事实上所有的转换器都可以通过连接至PCB导轨的引脚传导一些热量。带有底板降温的转换器的热阻抗链如图3.23所示：



图3.23：底板降温的转换器的热阻抗

由于大部分热通量是通过直接接触来传导的，所以底板和散热片之间的接触面越大越好。即使很微小的误差都会导致它们之间存在气隙而无法进行接触热传导。如果底板和散热片的平整度没有都小于5mils (0.125mm) 的话，那么热传导能力将被大幅削弱。因此一般都会使用传热界面材料(Thermal Interface Medium/TIM)，比如导热硅脂或者缝隙垫，以提高物理接触以及热接触。

辐射传导是指一个物体的热量通过红外线向外辐射。我们感受到的太阳热量就是纯粹的辐射热量，因为宇宙的真空隔绝了任何对流和传导热传递。转换器也可以在真空中通过辐射来传递能量，但是由于转换器的外壳温度很低，大约为300到400° K，这种方式可以传递的热量相对流和传导散热要少的多。但是在高海拔地区，同时用传导和辐射散热变得尤为重要，因为对流散热的一大缺点是它的效果取决于气流量，而当气压降低时气流量和对流散热的效果也大幅降低。

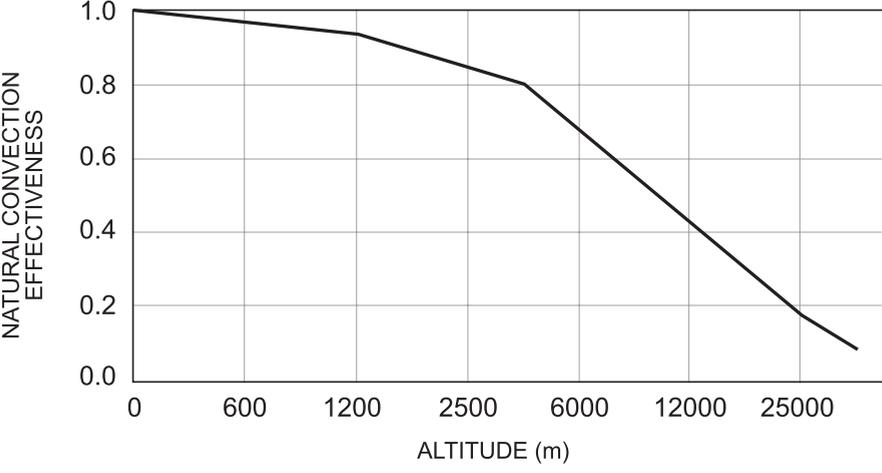


图3. 24：对流散热的效率随着海拔上升而降低

4. DC-DC转换器的保护

4.1 概述

正如前言所介绍的，DC-DC转换器的功能之一是保护应用。最基础的保护是使负载与电源匹配，并且当输入过压或欠压时保持输出电压稳定，但是DC-DC转换器还应该是防止系统故障的重要组件。比如，输出过载限制和短路保护不仅能在负载失效时停止转换器，还能在故障时通过限制输出功率来防止负载进一步被损坏。如果应用中，多个相同的电路或通道由不同的转换器分别供电，那么一个输出端发生故障的话是不会影响到其它输出端的，这样的系统具有单点容错性。其它转换器保护特性，比如过热停机，主要是为了防止转换器由于内部元件过热而导致永久损坏。但是这种保护机制的副作用是如果环境温度过高时，转换器也会停止工作以防元器件过热。

隔离输入与输出端阻断了与地端的回路，消除了干扰源并保护系统免受瞬态损坏从而提升系统的稳定性。消除对电源的反馈是保护DC-DC转换器的一个关键。用一个直流电机速度控制器来举例说明。速度控制器电路需要一个稳定的，无噪音的电源来平稳的控制电机速度，但是电机所需的较高的直流电流可能产生很大的瞬态电压，这个电压可能反馈到速度控制电路而引起抖动或震荡。隔离式DC-DC转换器不仅能为速度控制电路提供稳定低噪的电源，而且阻断了噪音反馈回路以避免电机受到不必要的或不规则的信号干扰，这些信号可能造成电机极其相关驱动链的损坏。

然而DC-DC转换器是由电子元件组成的，如果工作电压，电流和温度超出了这些元件的允许范围，那么它们也很容易失效。这一章我们将会讨论各种转换器的保护机制。

4.2 反极性保护

DC-DC转换器本身并不提供反极性保护。如果将 V_{IN+} 和 V_{IN-} 反接必定会导致转换器立即失效，所以在连接输入端或者电池时，必须注意极性不要接错。此外，如果电源是变压器，那么整流二极管故障会产生负向输出，致使DC-DC转换器失效。DC-DC转换器极性反接时会出现故障的最主要原因是因为场效应管中的体二极管。体二极管在转换器反接时导通，并允许很大的电流 I_R 通过，这会导致初级端的元件损坏。有几种方法可以避免这种潜在的危险。

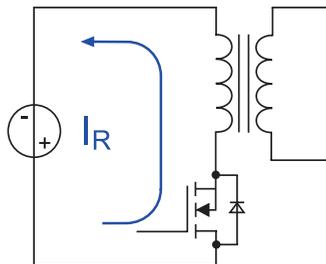


图4.1: 反向电流

4.2.1 串联二极管的反极性保护

保护DC-DC转换器不受反极性损坏的最简单的方法就是串联一个二极管。电路如图4.2所示。如果电源电压反向的话，那么二极管 D_1 可以阻止反向电流，这样就不会有故障电流流经DC-DC转换器的输入端。很明显如果用一个桥式整流器代替二极管的话，转换器就可以在任意输入极性下正常工作。

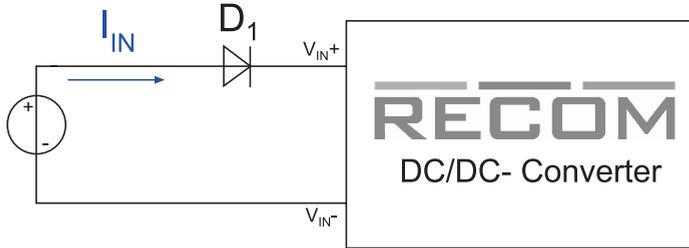


图4.2：串联二极管的反极性保护

这种串联二极管保护方式有一个缺点，特别是在电压较低时，因为二极管导通时本身还需要一个压降。不同类型的二极管压降大约为0.2V至0.7V不等，相应的功耗为 $V_F \times I_{IN}$ ，这个功耗不但会降低转换器的效率而且会缩小输入电压的使用范围。如果输入电流为1A，那么一个标准导通压降 $V_F = 0.5V$ 的二极管的功耗为0.5W，大约是一个功率为15W的转换器的耗的四分之一，也就是说降低了约20%的总效率。

在有些应用中，二极管的导通压降却是有好处的。拉力赛赛车通常使用16V的电池来提升大光灯的亮度。交流发电机的输出电压范围是11到20V，超出了DC-DC转换器的标准输入范围9到18V。使用3个串联二极管便能将有效输入电压降至18V的范围之内。

4.2.2 并联二极管的反极性保护

另一种可行的方法是使用并联二极管提供反极性保护。这种方法避免了二极管两端的正向导通压降，但是主电源必须有过载保护或者串联一个保险丝（如图4.3）。虽然看上去这种方法比串联二极管的保护方式要好，但事实上它有几个缺点。第一个缺点是，尽管在极性反接时转换器两端的电压被限制在了-0.7V，但是即使电压这么低还是会对某些转换器造成损害。其次，选取合适的保险丝是很复杂的（参见4.3），保险丝对整个系统性能的影响经常被低估。保险丝其实是一个电阻，当电流达到一个定值时它就会熔断。就像所有的电阻一样，在它两端会有压降，这个压降取决于流过它的电流。保险丝引起的损耗等于甚至高于串联二极管引起的功耗（参见下一节）。

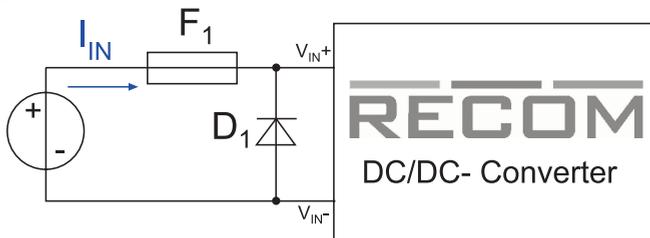


图4.3：并联二极管的反极性保护

4.2.3 P-FET的反极性保护

第三种反极性保护的方法是串联一个P-FET。场效应管是花费最高的解决方法，但是相比整个转换器的价格，这个花费还是很便宜的。这里使用的场效应管必须是具有体二极管的P-FET，不然的话这种方法不可行。 V_{GS} 的允许最大值必须大于源电压或者反向源点压的最大值。场效应管的 $R_{DS, ON}$ 也必须非常的低，从元件的成本和效果两方面折中考虑的话，50毫欧是一个可以接受的值。当输入正确连接时场效应管完全导通，当输入电流超过1安培时场效应管产生的压降只有几十个毫伏。

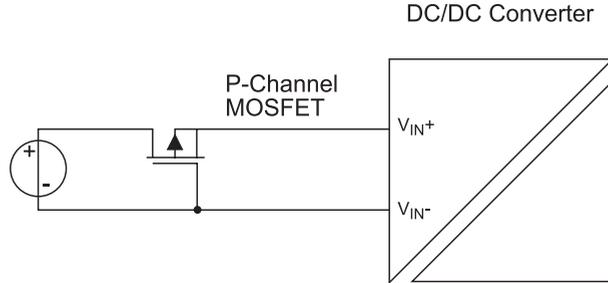


图4.4: P-FET的反极性保护

反极性保护	源电压*	转换器 输入电压	转换器 输入电流	输出电压 (V) 输出电流 (mA)	输入功率	输出功率	转换效率
无保护	9.0V	9.0V	1561mA	11.98V 1000mA	14.05W	11.98W	85.3%
1. 串联电阻 (1N5400)	9.7V	8.5V	1660mA	11.98V 1000mA	16.10W	11.98W	74.4%
2. 并联电阻 + 3A 保险丝	9.1V	8.5V	1667mA	11.98V 1000mA	15.17W	11.98W	78.9%
3. P-FET (IRF5305)	9.0V	8.9V	1572mA	11.98V 1000mA	14.15W	11.98W	84.7%

* 对于一个稳定的输出电压，源电压是9V或者最小输入电压中较大的一个。

表4.1: 各种反极性保护方法在Recom RP12-1212SA 转换器上的测量结果

为了测试三种反极性保护方法之间的不同，我们用一个12W的转换器在满载条件下，测量9V输入电压1.5A输入电流的最坏情况。从表4.1中可以看出使用P-FET的方法，其效率最接近没有反极性保护时的效率。

4.3 输入保险丝

保险丝不论是作为过流保护装置（没有并联二极管）还是作为反极性保护装置（有并联二极管），都需要保证在输入电流最坏情况下，保险丝不至于熔断。由于保险丝会逐渐老化，它的熔断额定值必须在很长一段时间内保持在最大输入电流的1.6倍。转换器启动时的冲击电流要比工作电流高出很多，因此保险丝应当具有延迟性，以避免在启动时发生干扰熔断。保险丝的熔断电流很高而反应速度较慢也就意味着，在发生反极性故障时，二极管必须能承载故障电流，而电源也必须能够提供足够的电流以快速熔断保险丝。

保险丝是一次性的装置。如果电源被错误地反接了，那么再次启动转换器前必须替换新的保险丝。在某些情况下这是一个优点，如果在发生故障时要求电路和电源完全断开连接，直到维护人员检查并排除故障。但是很多应用更倾向于容错功能（自动恢复）。可重置保护装置，比如高分子PTC保险丝（PPTC），可以用来替代传统的保险丝。这种装置类似于正温度系数（positive temperature coefficient/PTC）的电阻，阻值随着温度的上升而上升。在故障发生时，PPTC的温度迅速升高直到内部颗粒结构融化，变成阻值很高的电阻，除了一个很小的电流外它有效的断开了转换器。当电源被移除后，装置将冷却并自动重置。

4.4 输出端过压保护

过压保护（OVP）可以应用在DC-DC转换器的输入端或者输出端。在输出端时，OVP的作用是保护应用设备在稳压失效时不受损坏。许多转换器使用齐纳二极管来限制输出电压。这里的难点是如何设定这个电压限制。齐纳二极管早在达到击穿电压之前就会有导通漏电流，但是如果将电压限制设定得太高又起不到过压保护的作用。一般我们将这个限制设定在比额定输出电压高10%的电压值。但是，如果稳压完全失效的话齐纳二极管也会立即失效，因为它所能吸收功率很有限。但是在一些特定情况下，如果出现的只是一些过高的瞬时电压尖峰，齐纳二极管还是很有用的。

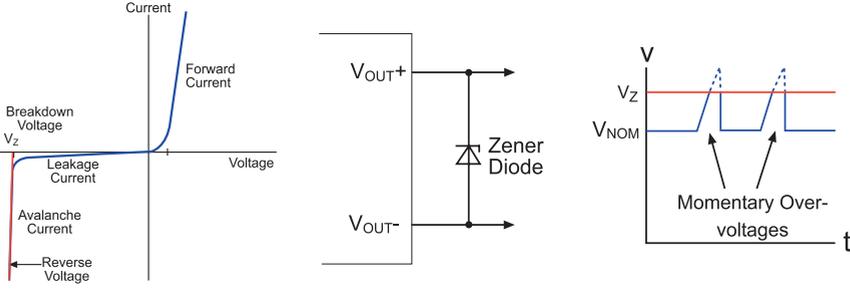


图4.5：齐纳二极管作为电压钳位

4.5 输入端过压保护

OVP用于转换器的输入端时可以使转换器免受输入瞬态过压及波动的影响，并使转换器符合EMC稳压以及其他安全和性能标准。

由于现今应用和电子系统的数量不断增加，供电电路发生电气故障的频率也不断上升。已经有许多标准规定了家电的供电线的传导干扰量的上限和家电必须承受的干扰量（抗干扰能力）。抗干扰测试涵盖了对电压波动，瞬态和快速瞬态过压以及静电放电（Electro-Static Discharge/ESD）的测试。该测试非常严格，在没有额外OVP电路的情况下几乎没有任何电气产品能够通过测试。

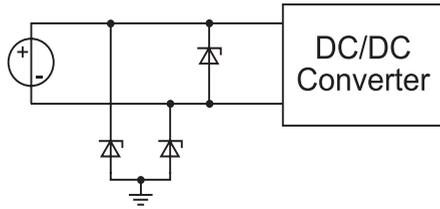


图4.6: ESD保护

由于所有DC-DC转换器都需要一个电源，我们可以假定大多数应用中，DC-DC转换器都在输入端配有滤波和过压保护，包括最严重的雷击引起的过压。典型的高压波动保护装置组合了多种元件，比如气体放电管，金属氧化物压敏电阻以及火花间隙，要么将波动能量转移到地或者将能量分散到一段较长的时间里以分散电压峰值能量。浪涌（电压波动）抑制器每次承受雷击后，抑制能力会明显下降，因此它必须是可替换的。

一般的DC-DC转换器输入端不需要抗雷击的高压电涌保护，除了离网供电系统比如光伏电源，需要能够承受雷击的高压浪涌保护。对于大多数应用来说，输出端也不需要雷击保护，除非是由汇流排系统供电的工业设施，比如炼油厂或者裸电缆很长的户外照明系统。然而，由于DC-DC转换器直接与初级电源相连，如果电压过高，转换器直接承受这个压力，所以转换器通常有多重过压防护。

下面一节将阐述过压保护的原理。保护措施必须同时考虑阻抗源。阻抗源的阻抗越低，过压尖峰所含的能量就越大，而转换器保护也越难越贵。有两种基本的保护方式：过压保护和电压钳位。

4.5.1 可控硅整流器过压保护

因为DC-DC转换器在某些特定情况下还是需要抗雷击保护的，在讨论其他更常见的用于保护输入端不受常规电压尖峰和瞬态过压损害的电压钳位电路之前，我们先分析一种直流电位防护，它可以用于保护DC-DC转换器的输入端和输出端免受非常高能量的浪涌冲击。

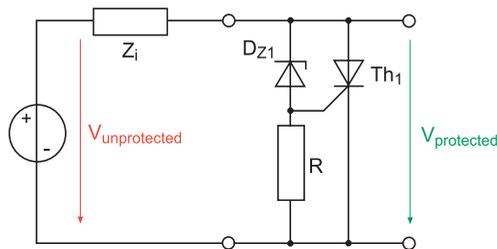


图4.7: 可控硅整流器过压保护电路

保护器在过载时将短接发生浪涌的那条线路。最普遍的方法是可控硅整流器（Silicon Controlled Rectifier/SCR）保护器。SCR是一种晶闸管，超过触发电压时它会被触发，并保持导通直至流过它的电流降至维持电流极限值以下。电路如图4.7。齐纳二极管 D_{z1} 设置了触发电压。 Z_i 代表长导线的阻抗。

在有断续短路保护的转换器的输出端加入SCR保护器的优点在于,当输出短路时,电流会被断续电路自动切断,SCR被重置。SCR用于输入端时的一个缺点是,SCR必须同时承受初级电源短路电流和过压的短路电流,所以它在被触发后无法自动重置,所以必须配合使用输入保险丝或者PPTC装置来切断供电,从而保护SCR和初级电源不至于永久过载。输入端的SCR电路可以参考图4.7的电路,除了 Z_i 被保险丝代替。

4.5.2 钳位元件

钳位保护元件是一种电阻值与电压不成线性变化的装置,当电压达到一定值后,电流量指数增长。与SCR不同,电压钳位不需要重置,它们不需要切断供电也可以回到先前的状态。

4.5.2.1 压敏电阻

压敏电阻 (Voltage Dependent Resistor/VDR) 的阻值取决于施加其上的电压。压敏电阻有很不同的类型,比如硒和碳化硅,最普遍的是金属氧化物压敏电阻 (metal-oxide varistors/MOV)。MOV由许多氧化锌的微粒压制后烧结而成。在晶粒交界面,结效应类似半导体结,所以VDR的内部结构就好比成百上千个背靠背的二极管组成的串联或并联电路。如果施加的电压低于二极管的击穿电压,流过二极管的电流极其微小,但是如果超过了击穿电压,就会产生极大的电流。VDR由大量的二极管结串联而成,击穿电压可以达到非常高的值(几百伏),因此MOV可以直接连接在主输入两端。又由于二极管是背靠背连接的,这种效果还是对称的,也就是说MOV可以同时保护正向和负向的过压。

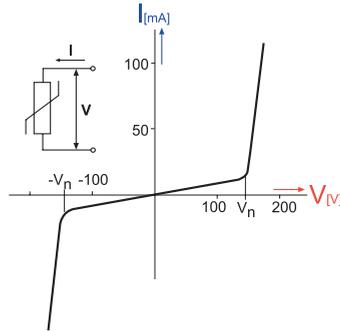


图4.8: 压敏电阻的电流-电压关系

图4.8所示的电流电压关系可以用下述公式4.1描述:

$$I = k V^{\alpha}$$

公式4.1 VDR电流-电压关系

这里 k 是一个与元件相关的常数, α 表示拐点之后的曲率。一些典型的保护器件的 α 值:

$\alpha = 35$	瞬态电压抑制二极管
$\alpha = 25$	金属氧化物压敏电阻
$\alpha = 8$	硒单压敏电阻
$\alpha = 4$	碳化硅压敏电阻

压敏电阻的响应速度很快，所以既可以抑制瞬态变化也可以抑制长时间的浪涌，但是还不足以抑制亚微秒时间内的静电放电过压。另外反复的过压脉冲对压敏电阻也是有损害的，因为任何内部晶粒结构的不均匀性都会引起局部发热，从而导致性能逐渐退化（漏电流上升）。多层压敏电阻（Multi-Layer MOV/MLV）可以减缓这种性能退化，它能承受更多次内部失效而不至于完全损坏，但是如果内部功耗过高，所有的压敏电阻将融化并完全损坏。所以压敏电阻应该和输入保险丝一起使用。额定能量（焦耳）反应了压敏电阻在反复的电压尖峰下的期望寿命，也是选择元件时的重要参考因素。

4.5.2.2 抑制二极管

和压敏电阻不同，抑制二极管的保护功能是由单个二极管结提供的，但是它的电流横截面要大得多。抑制二极管也被称为瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppressor/TVS），硅雪崩二极管（Silicon Avalanche Diode/SAD）抑制器或者其他商品名称。单极V/I特性和齐纳二极管是一样的（参见4.9），但是抑制二极管的峰值对平均功率的比率要比齐纳二极管高的多。

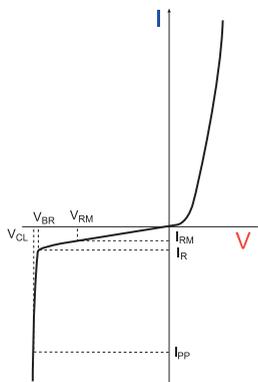


图4.9：单极抑制二极管的V/I特性

由图4.9可见，抑制二极管在第一象限（右上）的表现和普通二极管的正向导通表现一样，在第三象限（左下）的表现和齐纳二极管的反向表现一样。第三象限上的表现是由三对值决定的：反向电流为 I_{RM} 时的额定电压 V_{RM} （关态工作电压），它代表漏电流带来的额外负担；反向电流为 I_R 时的击穿电压 V_{BR} ，这时特征曲线达到拐点，很小的电压变化就会造成很大的电流；和最大允许电流 I_{PP} 时的钳位电压。选择抑制二极管时应该尽量使工作电压不超过但尽可能接近 V_{BR} 。此外可能还需要一个限流电阻以防止电流超出 I_{PP} 。

由于抑制二极管是一种单极元件，他只能对正向过压做出反应。因此大多数抑制二极管套件是由两个抑制二极管背对背相连的，这样可以对正向和反向的电压峰值都做出反应。抑制二极管优于MOV的地方是它们不会因为反复地电压峰值压力而发生性能退化，并且它们的击穿电压更小， V_{BR} 值也更精确，所以可能保护低压和信号线。



图4.10：双极TVS符号

4.5.3 使用多个元件的过压保护电路

通常单个元件的抑制效果不能满足所有过压保护的要求。因此，通常将多个元件并联以覆盖所要求的范围。如前所述，压敏电阻或者抑制二极管对大多数DC-DC应用来说是合适的过压保护元件，但是有时为了充分保护DC-DC转换器的输入端，需要同时使用这两种元件。压敏电阻可承受的电流较高，钳位电压也较高。另一方面，TVS二极管的切换速度很快（在ns级）并且 V_{BR} 可以设定为较低的值，单同时额定功率也会因此受限。一般的规律显示一个保护元件的反应速度越快，它所能接受的功率就越小。对于一个完整的OVP，这意味着保护机制必须按照一定的顺序安置，能够处理最大电流的元件必须安置在最前面。图4.11是一个典型的保护电路。

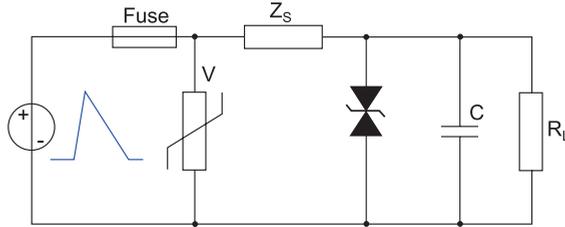


图4.11：带有多个保护元件的过压保护电路

图4.11是一个多级的OVP网络。串联保险丝在压敏电阻（V）过热或者失效时防止形成短路，否则压敏电阻将吸收输入过电压涌所产生的的大部分能量。在压敏电阻响应之前，输入电压被TVS元件和串联的限流 Z_s 限制。最后输入电容吸收剩余的脉冲能量。

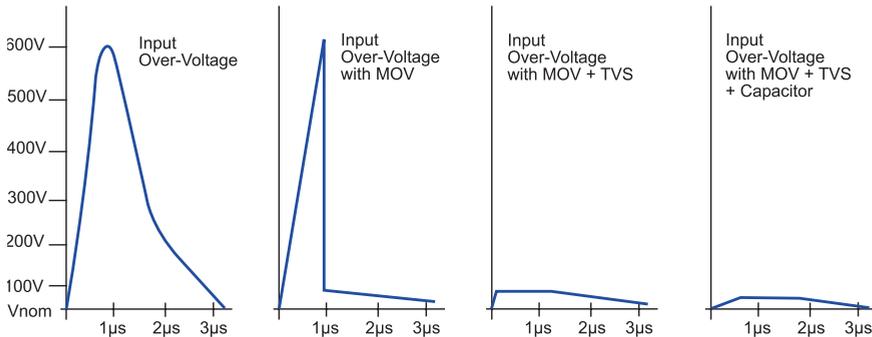


图4.12：图4.11所示OVP电路对应的波形

如果输入尖峰的能量特别大，可以并联TVS元件以分担电流。但是不建议并联压敏电阻，因为它会加倍完全失效的概率。选择更高额定功率的元件一般比添加元件的效果来得好。

从成本的角度考虑， Z_s 可以是电阻。但是必须注意，它是串联在输入端的，正常工作时也会有电流流过，整体效率会因此受损。更好但也更贵的方法是一个扼流圈和一个100毫欧左右的电阻串联。

4.5.4 过压保护的标准

关于OVP的表现完全是从理论推导的而且也只能是理论性的，因为保护电路的有效性还取决于DC-DC转换器的元件坚固度和整个电路的结构。即使很小的电路板寄生电感和寄生阻抗也会对结果产生很大的影响。所以需要寄生测试来检测OVP内部电路的表现以确定它的性能。

想要测量随机出现的瞬态过压和浪涌是不切实际的，对此有一些国内和国际的测量标准。比如说，国际标准IEC61000-4-5定义了浪涌，它是上升时间为 $1.2\ \mu\text{s}$ 的瞬态电压并在 $50\ \mu\text{s}$ 内降至50%峰值，它用源阻抗为 $2\ \Omega$ （输入到输入）或者 $12\ \Omega$ （输入到地）的高压脉冲发生器生成。这种 $1.2/50\ \mu\text{s}$ 的脉冲峰值电压可以在 0.5kV 到 4kV 之间选择，取决于产品的类型。虽然用户自己可以制作电涌测试器（标准给出了制作流程说明），但是还是建议购买校准过的性能已知的测试装置。

Level	Open Circuit Voltage (kV)
1	± 0.5
2	± 1
3	± 2
4	± 4
x	special

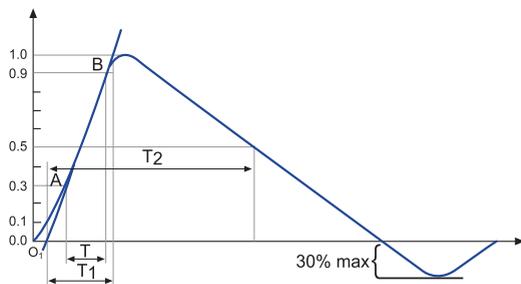


表4.2：IEC 61000-4-5测试等级

标准还定义了过压带来的后续影响：

等级	结果
A	正常表现
B	短暂失效，自动恢复
C	短暂失效，需要重启才能恢复
D	永久失效

表4.3：IEC 61000-4-5表现等级

还有类似的国际标准定义了抵抗电子快速瞬态/脉冲的能力（比如IEC61000-4-4： $5/50\text{ns}$ 波形，在 15ms 内以 5kHz 重复或者在 0.75ms 内以 100kHz 重复）以及静电放电的电压等级。

4.5.5 断开电源的过压保护

测试方案的选择主要取决于终端用户的应用，许多OVP测试是基于特定的应用而设计的。比如EN50155铁道标准要求1秒内能承受140%额定电压的电涌。面对这么长时间的浪涌，只有将多余的能量消耗掉才能限制住电压。解决方法之一是在过压期间断开输入端，以保护DC-DC转换器。有一些定制的IC控制器可以实现这一功能，它们集成了过压探测电路和场效应管的栅极驱动（开关驱动），可以在小于 $1\ \mu\text{s}$ 的时间内将电源电压切断（如图4.13）。

这种断开电源的OVP保护方式不仅适用于长时间的过压保护，它还是唯一可靠的极低输入电压保护电路。如果一个DC-DC转换器的输入电压是 1.2V （极低），那么很难用普通的OVP元件保护电路，因为这时温度系数是明显的误差源：有可能在额定电压时抑制二极管就开始导通，或者钳位电压过高而失去效用。

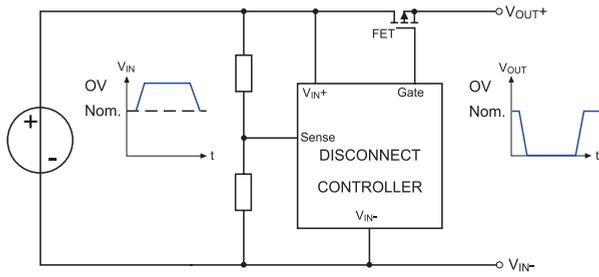


图4.13: 断开电源的过压保护

当然，断开电源的断路保护也有缺点，在过压期间DC-DC转换器失去供电。如果断开时间较短，DC-DC转换器的输入电压可以通过输入端的大容量电容来维持，但是如果断开时间较长，可能需要备用电池或者超级电容系统。下一节将讨论这个解决方法。

4.6 电压暂降和中断

在配电系统中，负载突然增加会导致明显的电压下降。这种短时间的电压暂降不应该影响到后续的供电系统。为了保护转换器不受输入端电压暂降和中断的影响，一般会把能量储存在一个很大的电容中以保证DC-DC转换器仍然可以工作。一个简单的电路如图4.14所示。

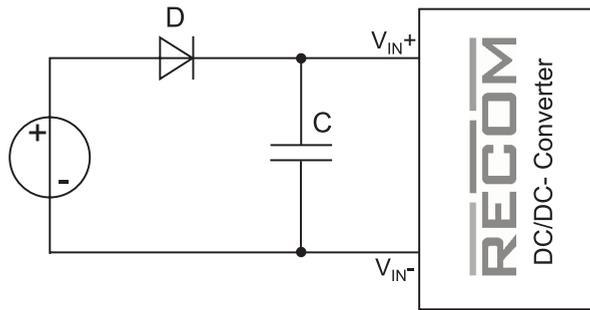


图4.14: 输入电压暂降和中断的桥接

电路由去耦二极管D和一个或多个电容C组成。电容C在正常工作状态下充电至 $V_{IN} - V_{Diode}$ 。当输入电压暂降和中断出现时，二极管阻断逆向电流并防止电容对电源放电，这样电容C中的所有能量只为DC-DC转换器供电。在电容对DC-DC转换器放电时，它的电压开始下降，但是它们之间的关系很难计算，因为DC-DC转换器是功率恒定的，也就是说输入电流和输入电压成反比。

电容中储存的能量 E_C ，等于 $1/2$ 电容C乘以电压 V_C 的平方的。 V_C 等于输入电压 V_{IN} 减去二极管D上的压降。

$$E_C = \frac{1}{2} C V_C^2$$

如果 $t_0 = 0$ 时，输入电压被中断，电容上的电压呈指数下降，放电公式如下：

$$V_C(t) = V_C(t=0) e^{-t/RC}$$

充满电的电容可以持续放电直至 t_1 时刻。 t_1 时电容电压 V_C 达到DC-DC转换器所要求的最低输入电压 $V_{IN,MIN}$ 。电容中的剩余电量为：

$$E_C(t_1) = \frac{1}{2} C V_{IN,MIN}^2$$

t_0 到 t_1 期间输入端所需的能量为：

$$E_{BACK} = E_C(t_0) - E_C(t_1) = 0.5 C (V_{IN}^2 - V_{IN,MIN}^2)$$

在储备能量的 t_{BACK} 时间段，电容需要重新储备这些能量，转换器在这段时间消耗的能量也是 E_{BACK} 。输入功率可以通过输出功率和效率来计算：

$$t_{BACK} = \frac{E_{BACK} \eta}{P_{OUT}} = \frac{C (V_{IN}^2 - V_{IN,MIN}^2) \eta}{2 P_{OUT}}$$

公式4.2：储备时间的计算公式

这个公式变形后可得所需的储能电容：

$$C_{BACK} = \frac{2 t_{BACK} P_{OUT}}{(V_{IN}^2 - V_{IN,MIN}^2) \eta}$$

公式4.3：桥接电容计算公式

这些公式告诉我们，储能电容越大，储能时间越长，但是电容越大占用的电路板面积也越大，电容的尺寸通常是有限制的。然而，公式还告诉我们电容所能储存的电量与 V_C^2 成正比，也就是说DC-DC转换器的输入电压范围越大越好。选择DC-DC转换器时，工作输入电压 V_{IN} 应该尽可能地接近转换器的最大输入电压，以获得最大储能时间。另外，提高效率或降低负载也会有一定的帮助。

图4.14所示的电路有两个缺点。二极管D上的压降是一个额外的损耗，它会降低工作效率，而且大电容开始充电时的瞬时冲击电流对有电流限制的电源来说也可能是个问题。这两个问题可以通过图4.17中的另一种断路控制器来解决，它不是在过压时断开电源而是在欠压时断开电源，并且有一个软启动功能已降低启动冲击电流。

4.7 冲击电流限制

通常我们很少关注冲击电流。所有DC-DC转换器都有内置的滤波网络来减少传导干扰。这个滤波器至少是一个简单的输入电容，更普遍的是RC或LC低通滤波器或 π 型滤波器。好的滤波电容的等效串联电阻非常小，也就是说当电源接通时，电容接近于短路状态。MLCC电容的等效串联电阻可以小于100m Ω 。冲击电流 I_{IR} 只发生在启动时，但电流峰值可能比工作输入电流高出几个数量级。当输入电容接近于完全短路时，只有导线电阻（ Z_L ）和电源内阻（ Z_{IS} ）可以限制这个电流。

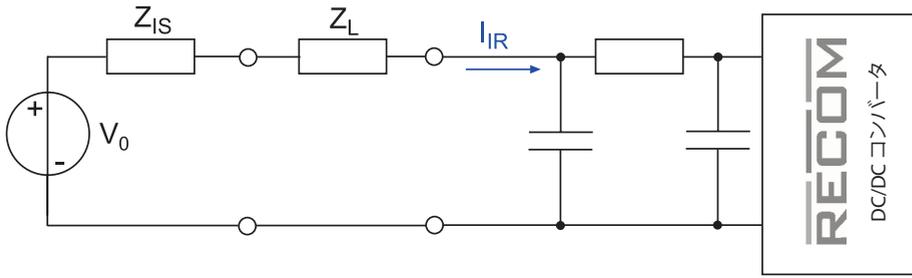


图4.15: 冲击电流模型

此外，除了输入电容造成冲击电流，DC-DC转换器还会一直尝试启动，变压器在不断储能而且负载电容也在不断充电。所有这些能量叠加在一起，在输入电流稳定前，经常可以看到冲击电流的几个波峰和波谷。图4.16是一个工作输入电流为80mA的2W转换器，但是冲击电流尖峰却接近8A。尽管这个冲击电流对一个小功率的转换器来说高的吓人，但它只持续10 μ s。

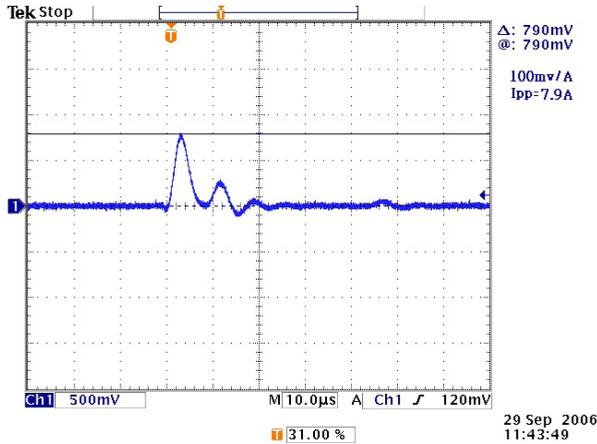


图4.16: 冲击电流实例

负载点体系中，中间汇流排电源为许多并联的DC-DC转换器供电。所以输入端并连着许多等效串联电阻很低的滤波电容，如果处理不当，它们可以造成很大的冲击电流。

在复杂的系统中，转换器可以陆续启动以限制冲击电流。另一种控制冲击电流的方法如图4.17所示。

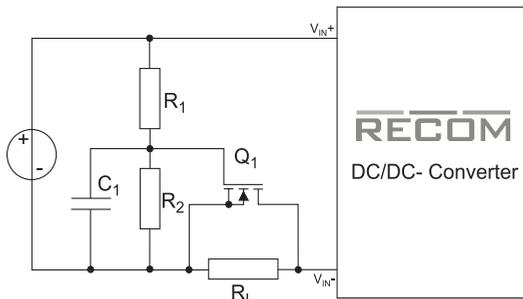


图4.17: 冲击电流限制电路（软启动）

冲击电流限制器的工作原理是在输入电流稳定后，短接限流电阻 R_L 。 Q_1 是N沟道MOSFET，由 R_1 ， R_2 和 C_1 组成的RC网络控制。在电源接通时， C_1 完全放电，保证栅极电压为低，因此 Q_1 处于截止状态。DC-DC转换器的输入电容通过 R_L 缓慢充电，这样冲击电流被大大减小。同时 C_1 通过 R_1 充电直到 Q_1 的栅极电压达到 $V_{IN} \times R_2 / (R_1 + R_2)$ 。这个电压值应该足够启动场效应管，短接串联电阻 R_L 。如果电容 C_1 很小的话，栅极电容 C_G 对时序就会有很大影响，时间常数可以这样来计算 $\tau = (R_1 \parallel R_2) (C_1 \parallel C_G)$ 。选择FET时应当确保它能在最坏输入电流情况下（最大输出负载和最小输入电压）正常工作。选择 R_1 和 R_2 时要确保FET导通时的栅极电压高于最小输入电压时的最小 V_{GS} 。

用户可以自行决定如何选择 R_L ，但是通常只要几欧姆就可以在不牺牲转换器正常启动功率的前提下，降低冲击电流到一个可接受的程度。ETSI-标准ETS 300 132-2定义了最大允许冲击电流可以达到额定输入电流的48倍。比如图4.16中的例子，一个 6Ω 的串联电阻就可以达到ETSI的标准。实际上由于转换器的功率很低，正常工作时 R_L 的功耗只有40mW，图4.17所示的 R_L 短接电路就显得多余。

在某些应用中负温度系数的热敏电阻（NTC）可用于限制冲击电流，热敏电阻本身的高阻值就限制了冲击电流。当设备升温，热敏电阻的阻值下降，使DC-DC转换器的电流上升。他最主要的缺点是NTC必须持续消耗功率才能保持高温和低阻值。

4.8 负载限制

另一种降低冲击电流的方法是在启动时降低转换器的负载。这样可以减小由负载造成的冲击电流，只剩下输入滤波电容造成冲击电流。有两种基本方法可以降低负载：输出软启动和输出负载切换。

输出软启动适用于带有输出电压调节功能的转换器并且负载主要为阻性。由于输出电流与输出电压成正比，如果输出电压的初始值被设定的很低，那输出电流也会很低，因此冲击电流很小。随后输出电压可以再爬升至工作电压。

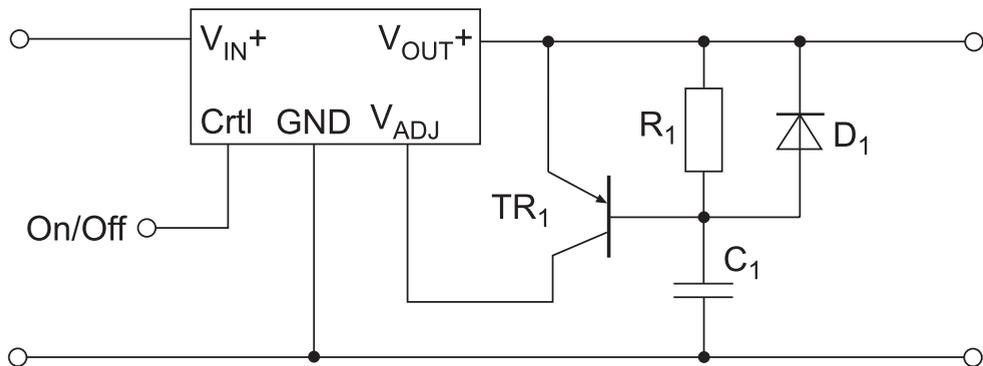


图4.18：输出软启动

图4.18是一个RECOM R-6112x降压型稳压器的例子。当转换器启动时，电容C₁完全放电，晶体管完全导通，V_{ADJ}引脚的电压值被提升到V_{OUT+}。这使输出电压被设定在最小输出电压。比如，额定输出电压为12V@1A的R-6112x转换器，输出电压会被调到3.3V@275mA或者大约满载的四分之一。当C₁通过R₁充电，通过TR₁的电流逐渐减小，而输出电压也逐渐爬升至最大额定输出电压。二极管D₁确保了当转换器停止运作时C₁可以快速放电，为下一次软启动做准备。

另一种限制冲击电流的方法是负载切换，它适用于任何转换器或负载。输出负载只在输出电压稳定后才开始加载。因此冲击电流有两个波峰，一个在启动时，一个在负载加载时。这种方法将整个冲击电流分散到一个较长的时间段上，从而减小了峰值。输出负载切换的电路如图4.19所示。Q₁是N沟道MOSFET，由R₁，R₂，R₃和C₁组成的RC网络控制。在电源接通时，C₁完全放电，保证栅极电压为低，因此Q₁处于截止状态。随后C₁通过R₁充电直到Q₁的栅极电压达到V_{RL} × R₂ / (R₁ + R₂)。这个电压值应该是足够启动场效应管，与负载连通。R₃的阻值很高，它和电容C₁一起过滤接通负载时的电压突降。选择R₁和R₂时要确保FET导通时的栅极电压高于额定输出电压时的最小V_{GS}。二极管D₁确保了当转换器停止运作时C₁可以快速放电，为下一次软启动做准备。

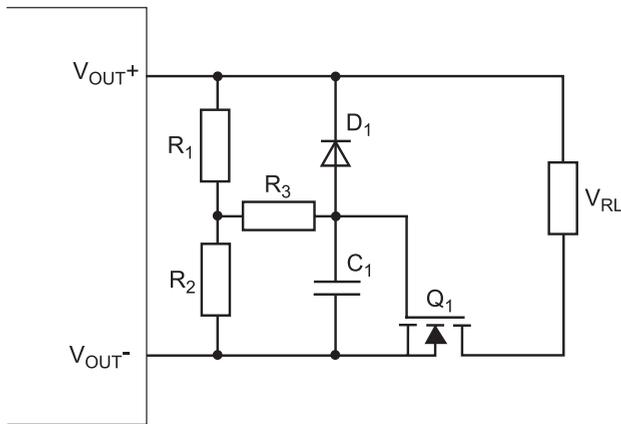


图4.19：输出负载切换

4.9 欠压锁定保护

如果输入电压下降得太低，输入电流可能会超过DC-DC转换器的元件的可承受的极限。因此，一些转换器中带有内部控制电路，在输入电压过低时关闭转换器。这种电路被称为欠压锁定（Under Voltage Lockout/UVL）。

不能低估欠压锁定的作用。比如一个应用需要12W的输出功率以及12V的供电。在额定输入电压下1A的电源就够了，所以通常会选用1.5A的主电源。转换器的输入电压一般为9到18V，所以与电源连通后只要输入电压一超过9V，转换器就开始工作，这时电流为1.3A。然而如果没有欠压锁定电路的话，转换器在7V时就开始尝试启动，虽然这种表现没有被说明过，这时电流为1.7A。这个电流已经高于电源的电流极限，输入电压会因此崩溃。电源和转换器在正常启动前的几个周期中是互相影响的。同时负载会出现几个不受控制的电压脉冲，这可能伤害应用。

欠压锁定不仅可以在过流时保护DC-DC转换器，还可以保护负载和电源受到。如果DC-DC转换器没有内置欠压锁定功能，那么可以用如图4.20所示的外部电路，它的功能是在输入电压稳定前，阻断转换器。这个电路需要一个运算放大器和由LM10提供的参考电压。

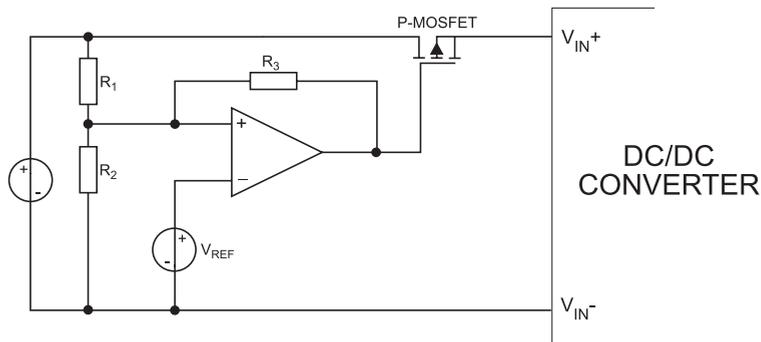


图4.20: 欠压保护电路的例子

开关闭合:

$$V_{UVL} = V_{REF} \left(\frac{R_1(R_2 + R_3) + R_2R_3}{R_2R_3} \right)$$

开关断开:

$$V_{UVL} = V_{REF} \left(\frac{R_1(R_2 + R_3) + R_2R_3}{R_2(R_2 + R_3)} \right)$$

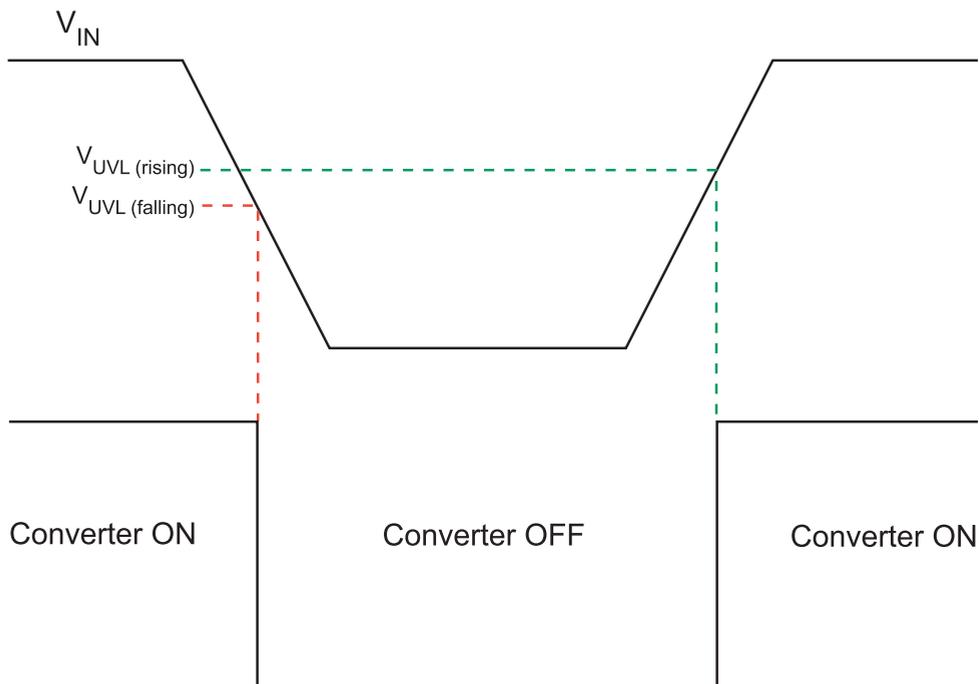


图4.21: 欠压锁定功能

5. 输入输出滤波

5.1 概述

由于内部振荡器的脉冲，输出电容不断充电，这样的话所有DC-DC转换器的输出电压都有纹波。基于不同的拓扑，这个输出纹波的频率可能等于震荡频率也可能是震荡频率的两倍，一般大约在100-200kHz的范围里。开关电压的尖峰叠加在纹波之上，它的频率要高的多，一般大约在MHz的范围。

输入电流也是由两个部分组成的：一个与负载相关的直流分量，另一个交流分量（逆向纹波电流或反射纹波电流），它是由振荡器的脉冲电流造成的。开关尖峰所造成的电流干扰也会叠加在这两个分量的组合上，这个电流干扰的幅值小的多，同时频率也高的多。总的来说，只要电源是合规格的，那么直流分量就不会造成任何问题，但是由于导线，导轨和连接点中的寄生电感和电容，交流分量可能在电路的其他部分产生感应干扰。另外，由于输入导线自身的电阻，输入电流会在输入导线上造成一个压降。如果一个电流是脉冲形式的，那么输入导线上的压降也是脉冲形式的，这时输入导线表现为一种辐射天线。

所以为了减小输入输出的纹波，一般我们会使用外部滤波元件，但是滤波的目的是不一样的：输出滤波是为了使输出更平缓，输入滤波是为了减少干扰。如何设计和选择滤波器是相对重要的，因为输入和输出在很大频率范围内都存在不同频段的干扰，这些干扰可以是不均匀的（差模/DM）也可以是均匀的（共模/CM）。

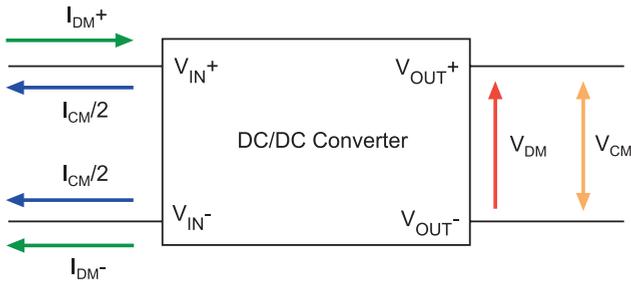


图5.1: DC-DC转换器产生的干扰

Recom的技术支持时常会问为什么我们不把必要的输入输出滤波装配在转换器内部。答案是我们在所有设计中都设有滤波元件以确保转换器在大多数应用中，输入和输出的纹波/噪声在一个可接受的范围内。我们可以用更高的投入来实现更好的滤波效果，但是对于大多数客户来说我们产品的滤波标准已经可以满足他们的要求，而更高的价格是他们不希望的。另外，我们的很多设计都是超小型的，其中没有足够的空间添加较大体积的电感和电容。有些客户的应用只有很小的空间，他们更倾向于低价格小体积的DC-DC转换器，而愿意接受相对稍高一些的纹波和噪音。而另一些对纹波和噪音要求相对较高的客户，可以按自己的预算，添加足够多的外部滤波元件来满足他们的要求。

5.2 反射纹波电流

反射纹波电流的单位是毫安峰峰值 (mA_{p-p})，一般定义在额定输入电压和满载的条件下。首先我们要测量这个纹波，才可以过滤它。

5.2.1 反射纹波电流的测量

如果用一个数字万用表测量输入电流，我们会得到一个均方根值 (Rootmeansquare/RMS)，这种测量忽略了脉冲形态的反射纹波电流。用示波器的电流钳位测量输入电流一般也不会得到更理想的结果。这是因为输入电流的直流分量很大，已经使示波器电流感应器的磁芯材料饱和，所以交流纹波分量不能被解析。

解决的方法是用一个精准电阻 (Shuntresistor)，测量它两端的电压来得到精确的电流值。但是这里必须非常的小心，有些低阻值的电阻结构并不好，等效串联电感可能很大，这会影 响测量结果。测量用的精准电阻的等效串联电感值必须小于0.1 μ H。金属条电阻可以达到这样的要求。

然而这里，测量技巧至关重要，因为测量过程很容易产生严重的错误。第一，精准电阻必须是低阻值的，这样可以保证它不会过多地影响转换器的输入电压。如果精准电阻为0.1 Ω ，那么一个典型的5mV/格的示波器只能解析50mA的电流。第二，示波器的探针连接线必须尽可能的短以避免辐射干扰。探针接触精准电阻的正确方法如图5.2所示。图5.3比较了正确和不正确的测量方法得到的结果。

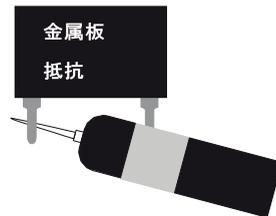


图5.2: 正确的测量技术

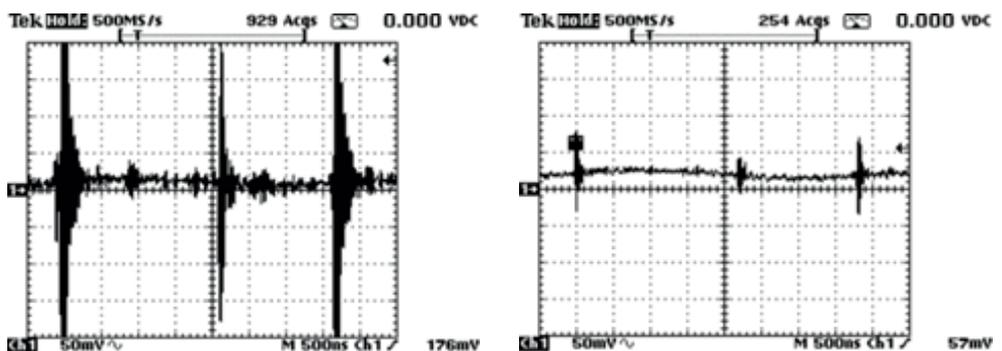


图5.3: 错误的 (左图) 和正确的 (右图) 反射纹波电流的测量结果

5.2.2 反射纹波电流的对策

减小反射纹波电流最简单的方法是在DC-DC转换器的两个输入引脚之间添加一个等效串联电阻（ESR）很小的电解电容或者钽质电容。这样的话脉冲纹波电流所需的能量就不再直接由电源通过导线提供，而是由这个电容提供，电容的阻抗比纯导线低的多。电源提供的是输入电流的直流分量，而电容则对很大一部分输入电流的交流分量负责。因此从电源处流至输入端的交流分量大大减少了。原理如图5.4所示。

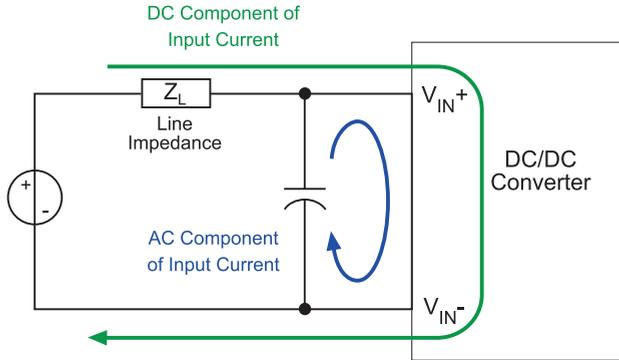


图5.4：用一个输入端的电容来减小逆向纹波电流

以下的示波器轨迹显示了添加输入电容的效果。为了得到一个更大的示波器信号，这里用的是 1Ω 的精准电阻。

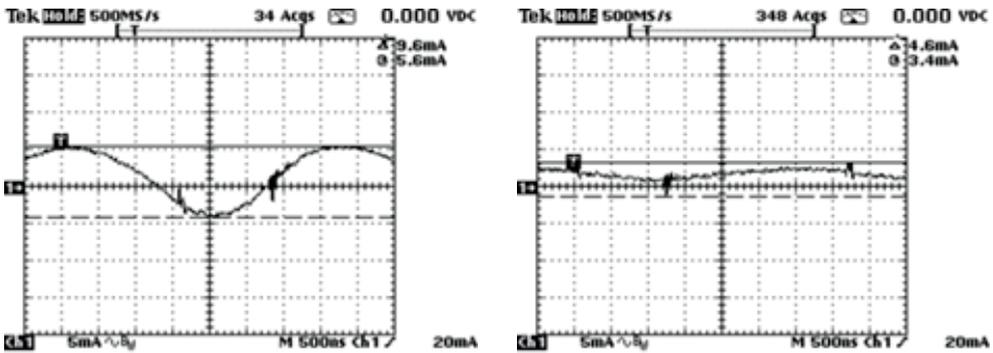


图5.5：在DC-DC转换器的输入端前添加一个 $47\mu\text{F}$ 电容的效果

通过添加一个等效串联电阻为 $400\text{m}\Omega @ 100\text{kHz}$ 的 $47\mu\text{F}$ 的电容，反射纹波电流被减小了一半。如果用一个更贵的等效串联电阻只有 $35\text{m}\Omega$ 的电容，纹波将很难用示波器测得，屏幕上只能看到开关噪声造成的干扰。

实用技巧

并联两个普通电容，可以替代非常昂贵的超低等效串联电阻的电容。比如一个高质量的 $47\mu\text{F}$ 电容可以被两个 $22\mu\text{F}$ 的普通电容代替，如果每个电容的串联等效电阻为 $230\text{m}\Omega$ ，那么并联后的结果是一个串联等效电阻为 $115\text{m}\Omega$ 的 $44\mu\text{F}$ 电容（如图5.6所示）。

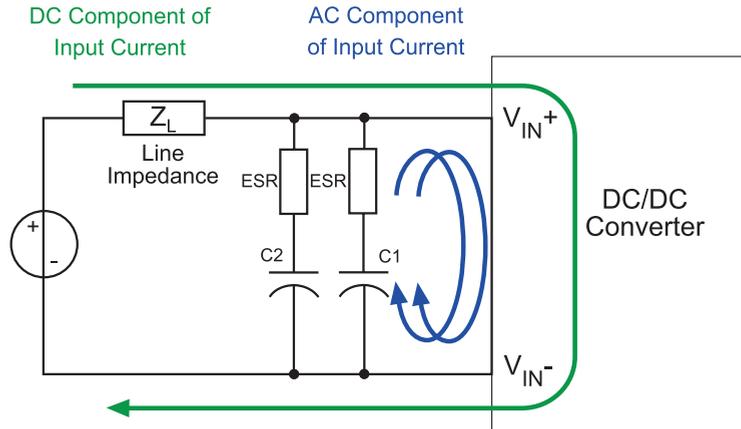


图5.6: 用两个并联的电容减小反射纹波电流

用两个低价格的电容来减小纹波电流的效果和用一个昂贵的超低等效串联电阻的电容的效果差不多（如图5.7所示）。

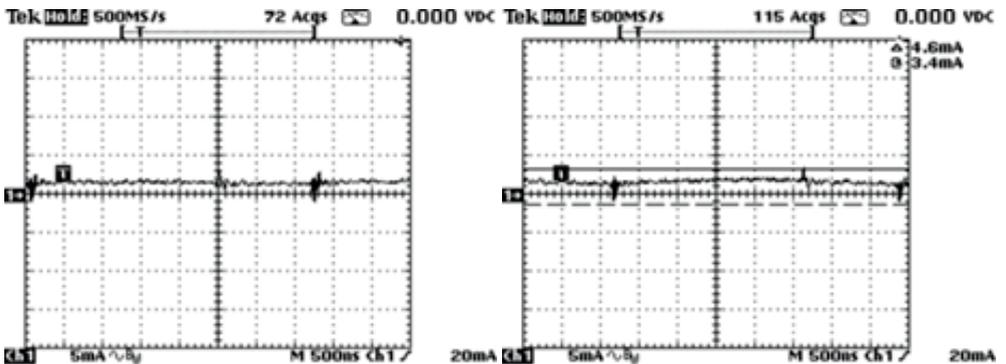


图5.7: 一个昂贵的超低等效串联电阻的47µF电容与两个22µF的普通电容的纹波电流比较

其他的高频电流尖峰是由转换器的开关噪声引起的。这个噪声是同时出现在 V_{IN+} 和 V_{IN-} 两个引脚上的，所以不能被跨越输入端的电容过滤掉。这种共模干扰只能通过共模输入扼流圈抑制（之后会详细阐述）。

对于输出电压很低的情况，多层陶瓷电容（Multi Layer Ceramic Capacitor/MLCC）可以用来代替电解电容。多层陶瓷电容的等效串联电阻大约是 $3m\Omega @ 100kHz$ ，所以非常适合过滤反射纹波电流。这里必须很小心，输入电压不能超过MLCC所能承受的最大电压值，当输入电压超过MLCC的耐电压，MLCC将发生内部电弧击穿并且完全失效，所以MLCC只适用于稳压过的电源或者有过压保护的电源。

5.2.3 输入电容的选择

在先前的章节中，一个47μF的电容被用来减小反射纹波电流，那么47μF这个值是怎么得来的呢？很明显电容的体积越大，就可以储存越多的能量来为转换器供电，并且电极层之间的内部表面积也越大，也就是说等效串联电阻越低。但是越大的电解电容占用的空间也越大并且更加昂贵。因此选择电容时需要从价格和性能两方面考虑。一般输入电容在22μF到220μF之间，47μF是一个很普遍的折中选择。

比电容值本身更重要的是电容的纹波电流承受能力。流经电容的交流电会产生热量，如果电容的温度超过了所允许的上限，那么电容的寿命将大大降低。极端的情况下，电解质会沸腾，电容会立刻损坏。

实用技巧

要测量电容中的交流纹波电流是很困难的，因为串联的精准电阻将对结果造成巨大的影响。如果先测试没有外部电容时的反射纹波电流，再测试带有外部电容的反射纹波电流，那么两次测试的电流差就是流经电容的电流。又或者，如果等效串联电阻和转换器的操作频率， f ，已知的话，那么可以测量由导线阻抗 Z_L 引起的剩余输入电压纹波，从而计算输入纹波电流：

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{RIPPLE}}}{\sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{2\pi f C}\right)^2}}$$

公式5.2：由于纹波电流造成的电容温度上升计算公式

电容的规格书中会给出纹波电流的最大值。电容中的功耗而导致的温度上升限制了这个值。电容中由于纹波电流而造成的功耗可以这样计算：

$$P_{\text{C,DISS}} = I_{\text{RIPPLE}}^2 ESR$$

随之上升的温度：

$$T_{\text{RISE}} = P_{\text{C,DISS}} kA$$

公式5.2：由于纹波电流造成的电容温度上升计算公式

这里 kA 是热传导系数，它是热传导阻抗 k 与电容表面积 A 的乘积。热传导系数的单位是 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

实用技巧

测量反射纹波电流不是件容易的事，所以有时通过测量电容温度，再推导出纹波电流更容易一些。

5.2.4 并联DC-DC转换器的输入电流

许多应用中都需要从电源处并联多个DC-DC转换器。最常见的就是附载点（POL）和冗余电源（redundant powersupply）系统。每个DC-DC转换器都会产生各自的纹波电流，它们将叠加成为电流负载。

假设有两个额定开关频率为100kHz的DC-DC转换器。由于生产误差，其中一个的开关频率可能是100kHz而另一个可能是120kHz。一个快速傅氏变换会显示出三条频率曲线：100kHz，120kHz和20kHz。这个低频的交叉干扰或者差频是非常难以滤除的。

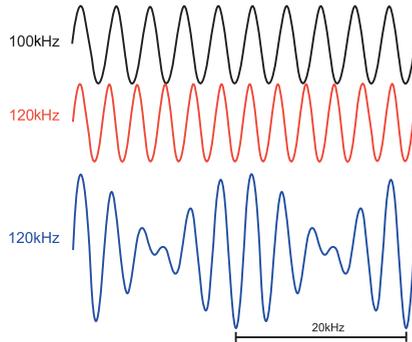


图5.8：差频干扰

差频干扰可以通过单独过滤每个DC-DC转换器输入端的方式滤除（如图5.9所示）。LC组成的滤波器阻断了转换器之间的差频干扰。电感必须承受高的直流电压，所以一般L的值非常的低22 μ H-220 μ H。另外，电容必须横跨初始电源的两端。LC低通滤波器的滤波效果是双向的。为了进一步减小干扰，可以用 C_{MAIN} -L-C组成的 π 型的滤波器。

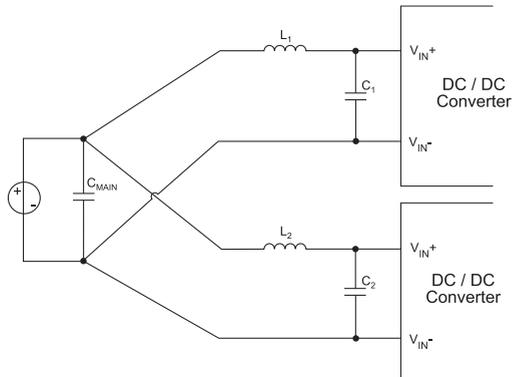


图5.9：差频干扰的滤波

这里很重要的一点是输入电容 C_1 和 C_2 必须放置在离转换器的输入引脚尽可能近的地方。因为即使电容和转换器之间的PCB导轨很短，也会降低滤波的效率。公用的 V_{IN} -连接点应该尽可能的大并且它的阻抗应该尽可能的小。所有的连接点都应该设置在初始电源端，这样可以进一步避免差频干扰的影响。

5.3 输出滤波

正如3.2.16所提到的，所有的DC-DC转换器都有输出纹波和噪声。

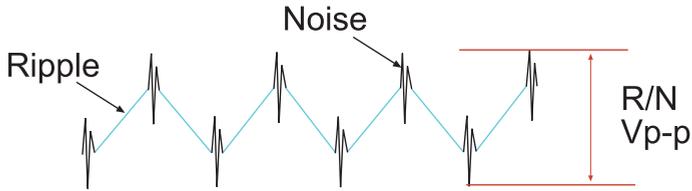


图5.10：输出纹波和噪声

过滤输出纹波/噪声需要两种完全不同的技术，因为纹波是不均匀（差模）的干扰，而噪声（共模）是均匀的干扰。

5.3.1 差模输出滤波

减小输出纹波最简单的办法就是再添加一个输出端的电容（图5.11）。外部电容 C_{EXT} ，是与内部电容 C_{OUT} 并联的。

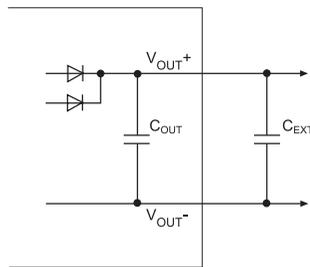


图5.11：用一个外部电容过滤纹波

用这种方法减小纹波（ $V_{RIPPLE, p-p}$ ，单位为mV）的有效性，是由总电容，输出电流和操作频率共同决定的，参见公式5.3。

$$V_{RIPPLE, p-p} = \frac{I_{OUT} 1000}{2 f_{OPER} (C_{OUT} + C_{EXT})}$$

公式5.3：输出纹波的计算

从这个公式可见，用添加外部电容来减小纹波电压得到的收益是递减的。比如对于一个输出被完全整流的转换器，它的输出电容是22 μ F，电流是1A，操作频率是100kHz，那么在没有外部电容的情况下它的输出纹波是226mV $_{p-p}$ 。再添加一个外部22 μ F电容后，纹波为112mV $_{p-p}$ ，减少大约一半。如果所要求的纹波是这个值的一半，56mV $_{p-p}$ ，那么需要90 μ F的总电容，换句话说68 μ F的外部电容。如果需要进一步减小纹波到20mV $_{p-p}$ ，那么大约需要2500 μ F的外部电容。然而输出电容过大可能造成DC-DC转换器的启动问题，对于输出负载快速变化的瞬态响应也会受到影响，并且输出短路保护的恢复速度也会变慢。

为使纹波输出很低，一个更加实际的解决办法是添加一个输出电感，使其与外部电容组成一个低通滤波器：

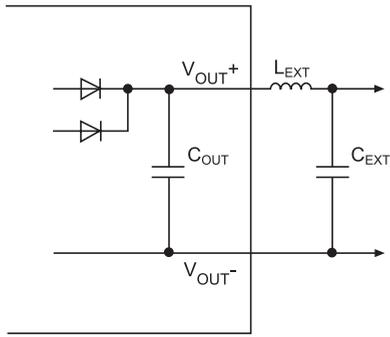


图5.12: 用外部LC滤波器过滤输出纹波

添加输出电感后，输出纹波的计算变为：

$$V_{RIPPLE, P-P} = \frac{I_{OUT} 1000}{2 f_{OPER} (C_{OUT} \pm \sqrt{L_{EXT} C_{EXT}})}$$

公式5.4: LC滤波器的输出纹波计算

用上面的例子，如果 $L_{EXT}=100\mu H$ ，那么一个 $20mV_{p-p}$ 的输出纹波电压可以只用一个 $645\mu F$ 的外部输出电容来实现。这对于没有电感而只用 $2500\mu F$ 的电容的情况来说是一个很大的改进。这里必须小心，电感可能造成更高的输出电流。

如果DC-DC转换器内部的电路和元件值未知的话，有一种有效的经验法则，可以设定LC滤波器的角频率为操作频率的 $1/10$ 。这样做可以在不增加不必要的滤波成本的前提下，有效地减小输出纹波电压：

$$f_C = f_{OPER}/10 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

公式5.5: 输出LC滤波器的经验计算公式

衰减曲线中，截止频率 f_C 是干扰信号出现 $3dB$ 衰减的频率，或者说信号衰减 30% 。由于LC滤波器是二次低通滤波器，衰减曲线以 $-40dB$ 每十进频率的速度下降，而比截止频率高 10 倍的处的干扰信号将被压制 100 倍。

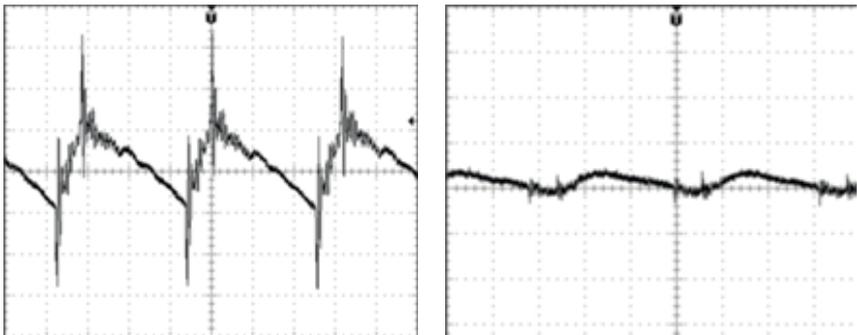


图5.13: 输出纹波电压过滤的前后对比

5.3.2 共模输出滤波

如上所述，输出干扰中同时存在不均匀的和均匀的两部分。纹波主要是差模干扰而噪声主要是共模干扰。由于噪声信号是均匀的分布在输出中的，它是不能被输出电容“发现的”，添加输出LC滤波也不能减小噪声干扰。共模噪声对于完全对称，线性 and 绝缘的负载来说不构成问题。但是任何非线性的负载表现或者电流通路流回地端将“整流”共模噪声并生成差模干扰，所以共模噪声也需要找到解决的办法。有两种办法可以减小共模干扰，通过一个低阻抗的路径“短路”噪声，或者用共模扼流圈。

大部分的共模输出噪声是由输入端的开关尖峰造成的，通过变压器的耦合电容出现在输出端（见图5.14）。为了减小这个干扰，必须要提供一个返回输入端的回路。由于输出是电绝缘的，这个通路只能通过一个外接的电容来实现，这个电容必须在噪声频率上是低阻抗的。

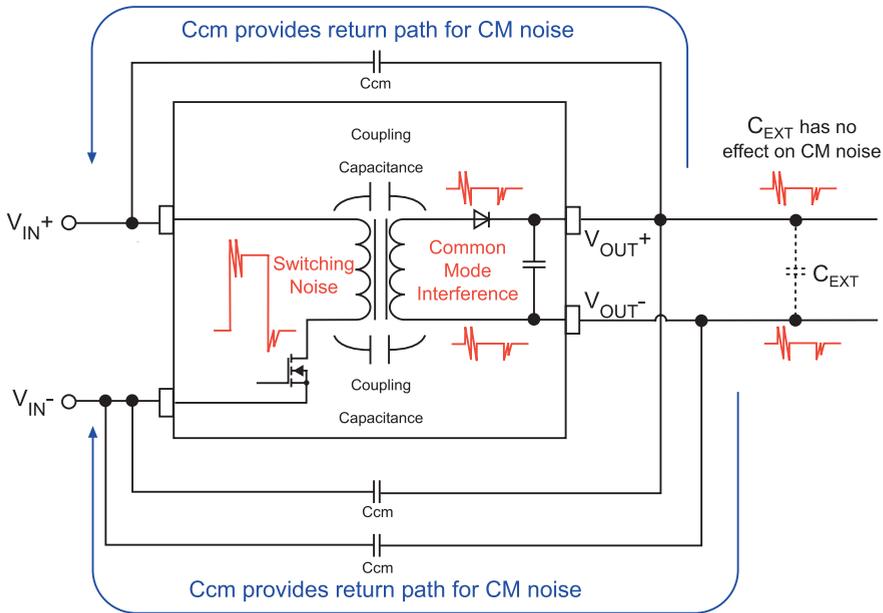


图5.14：一个绝缘的DC-DC转换器中的共模噪声抑制电容

为了在MHz的开关频率上提供低的阻抗，共模电容一般在1-2nF的范围内。它们必须通过高压测试，因为它们需要跨越绝缘壁垒。

5.3.3 共模扼流圈

一些应用中，在绝缘壁垒上设置共模电容的连接方式是不可取的。比如医用设备对漏电流有很严格地限制，高频时如果绝缘壁垒上存在一个低阻抗的通路那么漏电流可能超过限制。这些应用中，必须使用共模扼流圈。共模扼流圈的形态很特殊，它有两个反方向缠绕的线圈（见图5.15）。

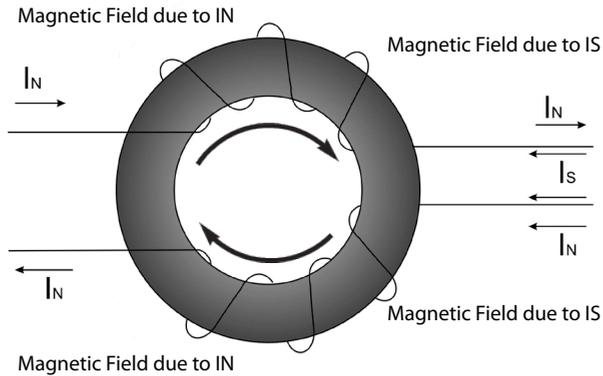


图5. 15: 共模扼流圈原理

因为线圈是反向的，磁芯中共模电流 I_S 将产生一个网状的磁通，即使共模电流的流向是相同的。磁芯的阻抗又将有效地抑制共模电流。前向和返回电流 I_N 流向不同，产生的磁场相互抵消，因此它们也不被抑制。这是一个优点，因为即使差模电流值很高，磁芯也不会饱和，所以当差模电流不构成超温威胁时，就可以用高磁导率的电感作为共模噪声的滤波器。

DC-DC转换器中的共模输出扼流圈如图5. 16所示。一个绕组与输出 V_{OUT+} 串联，另一个与 V_{OUT-} 串联并返还。共模扼流圈的阻抗被选择在离共模噪声的最大能量频率尽可能近的地方（一般在10-100MHz的范围）。但是由于磁芯材料是高磁导率的，共模扼流圈可以在很大的频率范围内抑制共模噪声信号。

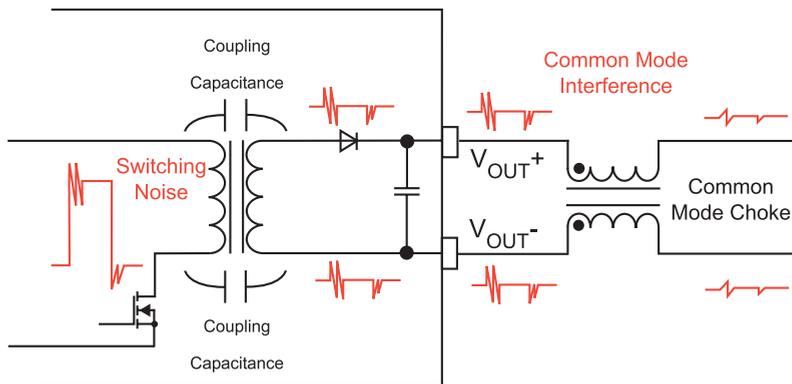


图5. 16: 共模扼流圈作为DC-DC转换器的输出滤波器

用共模扼流圈抑制共模信号的原理可以扩展到双输出的转换器。共模噪声同时出现在三个输出引脚上，所以用一个普通的双绕组共模扼流圈很难过滤这样的噪声。解决的方法是用三绕组的共模扼流圈。三个绕组的共模扼流圈还有一个有利的效应，如果添加两个额外的电容它还可以用来过滤差模噪声。

这三个绕组是分开缠绕在磁芯上的，这种分开的缠绕方式会造成绕组之间的一些漏电感 L_s 。当选择磁芯材料时，很重要的一点是要选择磁导率高的材料，这可以确保绕组的匝数和铜阻保持在一个相对小的值。以下的公式可以用来计算电感：

$$\begin{aligned}
 N &= N_1 = N_2 = N_3 && \text{匝数} \\
 LC &= L_1 = L_2 = L_3 && \text{电感} \\
 LC &= N^2 AL && \text{绕组电感}
 \end{aligned}$$

公式5.6：绕组电感的计算公式

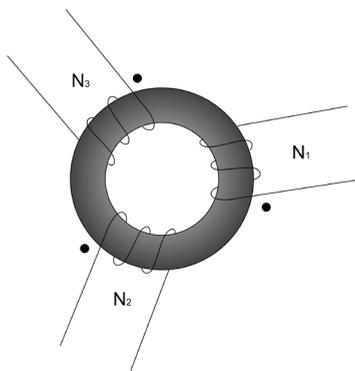


图5.17：三个绕组的共模扼流圈

电感系数AL是每匝的电感值，单位是[nH/N²]，它是由磁芯的材料和电感的结构决定的。绕组之间的漏电感LS一般为3%的绕组电感LC，如果添加两个额外的电容，它可以用来过滤高频的差模干扰。

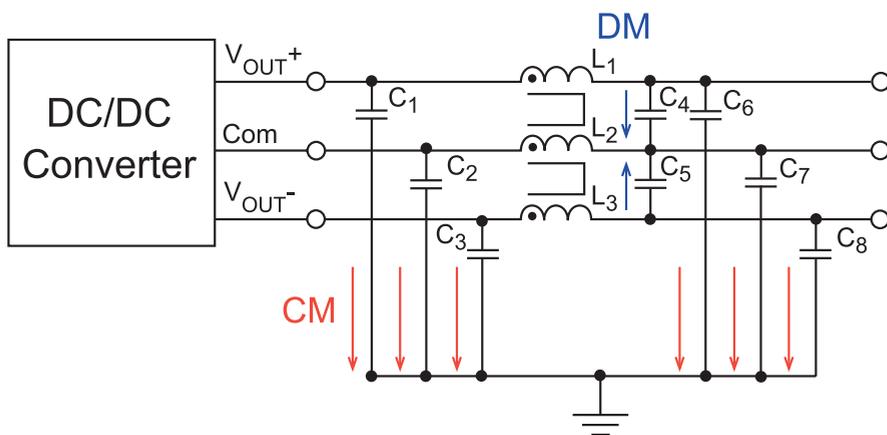


图5.18：三个绕组的扼流圈作为DC-DC转换器的输出滤波器

电容C₁-C₃为共模噪声提供了一条到地的通路。1-10nF的高压瓷片电容适用于此处，另外如果隔离测试电压较低的话，MLCC电容也适用。基于不同的DC-DC转换器结构，电容C₁，C₃电容是可以去掉的。电容C₄和C₅与绕组L₁/L₂和L₂/L₃之间的漏电感组成差模低通滤波器。一般电容C₄和C₅在大于1μF的数量级，而MLCC电容也是一个很好的选择。任何通过绕组之间的漏电感的共模噪声可以被第二组共模电容C₆-C₈接地。扼流圈的绕组电感一般在几百毫亨左右，所以差模滤波器的漏电感一般被算做5-10μH。

可以使用以下的计算公式：

差模： $C_{DM} = C_4 = C_5$

$$f_{r, DM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_{DM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.03 L_C C_{DM}}}$$

共模： $C_{CM} = C_1 = C_2 = C_3 = C_6 = C_7 = C_8$

$$f_{r, CM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C_{CM}}}$$

公式5.7：三个绕组的共模扼流圈的表现计算公式

5.4 完整滤波

共模扼流圈也可以被用在初级端来抑制共模干扰。由于差模输入电流干扰（冲击电流和反射纹波电流）比共模输入干扰要高的多，一般共模输入干扰不是主要问题，除非必须考虑电磁兼容性问题。一个DC-DC转换器的完全滤波如图5.19所示。

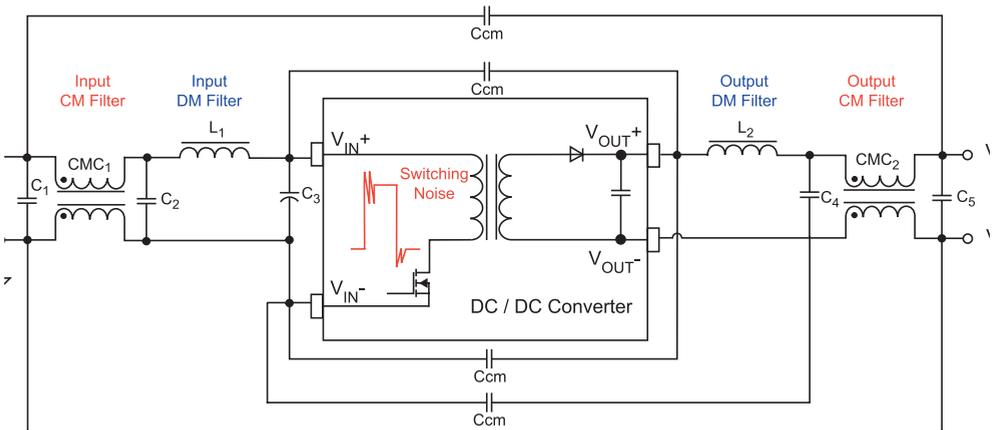


图5.19：DC-DC转换器的完全滤波

必须强调的是许多应用中，图5.19的滤波元件不是每个都必不可少的。只需要根据实际需要来选择滤波元件，因为任何额外的元件都会降低总效率。一些应用中，只需要 C_3 和一个或几个共模电容 C_{CM} 就可以满足电磁兼容性的要求。

为了减少制造材料，可以把共模扼流圈作为差模电感来使用，这可以通过改变连接点的设置来实现。也就是说可以使 $CMC_1 = L_1$ ， $CMC_2 = L_2$ 。如果共模扼流圈是SMD的话，这么做尤其的有效，因为四个电感只需要两条线。

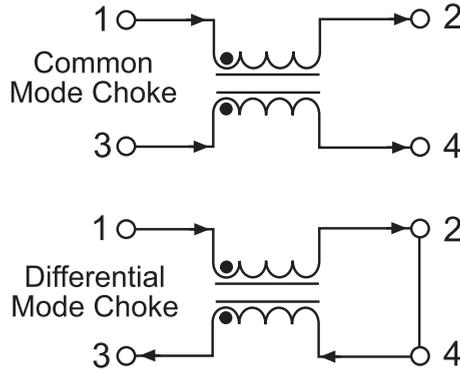


图5.20：共模扼流圈作为差模电感

5.4.1 滤波的PCB布局

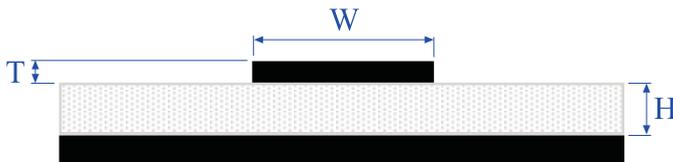
PCB导轨的设计对输入输出滤波的效率至关重要。已经提到过输入电容必须尽可能地靠近输入引脚。这是因为一个高质量电容的等效输入电阻大约在毫欧级，电容和转换器引脚之间的连接阻抗必须也在毫欧级，才能避免影响滤波效果。导轨电阻的计算如公式5.8所示：

$$Track\ Resistance = Resistivity \frac{Length}{Thickness \times Width} [1 + (TempCo \times (Temp - 25))]$$

公式5.8：导轨电阻的计算

典型的PCB铜轨的厚度大约是35μm，所以如果一条轨迹是1mm宽，1cm长的话，那么25° C时直流电阻大约是5mΩ，85° C时上升至6mΩ（Copper resistivity=1.7x10⁻⁶Ω/cm and TempCo=+0.393%/° C）。

除了直流电阻，还需要考虑交流导轨阻抗。一条PCB导轨还有电感和与其他导轨或元件之间的分布电容。这种导轨，平面和元件之间感性和容性的相互耦合可能导致无法预料的后果。比如，当一条PCB正面的导轨穿过另一条PCB背面的导轨，或者多层PCB中的一条导轨时，这条导轨的特性阻抗Z₀和容抗C₀可以用公式5.9来计算：



$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right) \text{ ohms}$$

$$C_0 = \frac{0.67 (\epsilon_r + 1.41)}{\left(\frac{5.98H}{0.8W + T} \right)} \text{ [pF/inch]}$$

典型PCB的 $\epsilon_r=4$, $H=30\text{mil}(0.76\text{mm})$, $T=1.37\text{mil}(35\mu\text{m})$

公式5.9: 导轨阻抗和容抗的计算

因此与滤波相关的PCB导轨不能相交或者太靠近其他导轨。理想情况下, 最好是使用双层或多层PCB设计, 这样的话地平面就可以设计在滤波元件的下面一层。如果PCB只能是单层的, 那么连接线必须尽可能的短, 并尽可能的宽。

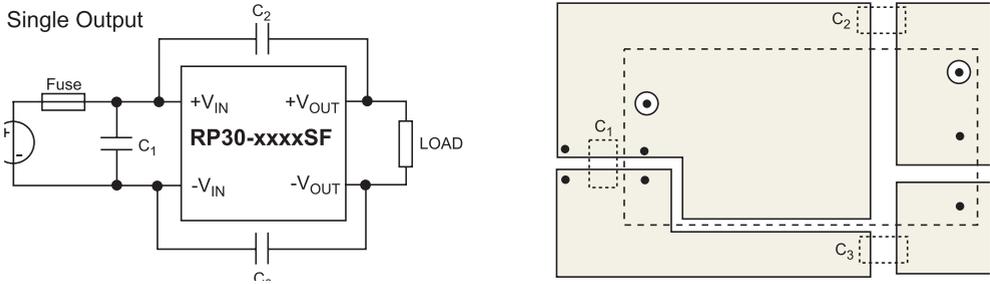


图5.21: 一个简单的A级滤波和PCB设计实例 (RP-SF系列)

滤波元件也不能作为理想元件来考虑。也就是说高频时, 电容中的寄生电感或者电容中的寄生电感可能改变元件的性质。换句话说, 电容表现出感性, 电感表现出容性。电阻可能表现为感性也可能表现为容性。选择元件时这些问题都需要考虑, 有些效应需要保留, 有些需要完全避免。这里最关键的是元件性质改变时的谐振频率。电容元件的阻抗随频率改变的关系如图5.22所示。

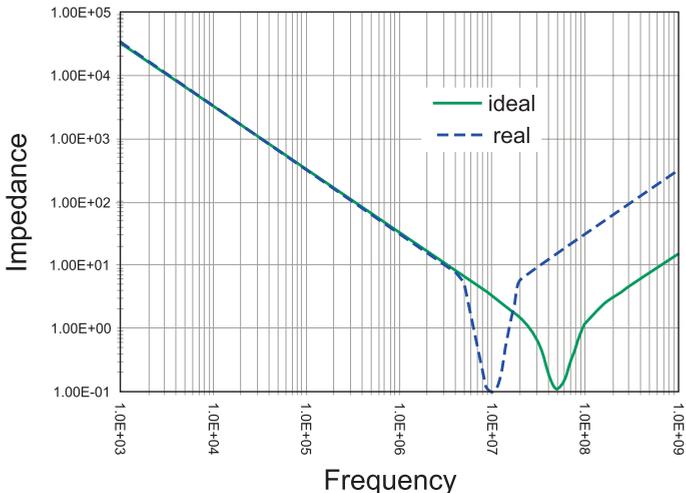


图5.22: 电容的谐振频率

实线是一个等效串联电阻为 0.01Ω , 等效串联电感为 2.5nH 的 4.7nF 的电容随频率的变化关系。虚线是同样的电容, 但是连接方式不佳。这种连接增加了 $50\text{m}\Omega$ 的等效串联电阻和 50nH 的等效串联电感。由图可见, 不良的连接使谐振频率降低了, 电容在原先 $1/10$ 的频率时就开始表现为感性。

对于PCB设计者而言，图5.22中的电容表现应该这样处理，电容与地相连处的等效串联电感值必须尽可能的低。只用一个埋孔与地相连是不够的，多个埋孔不仅可以减小直流阻抗也可以减少交流阻抗。

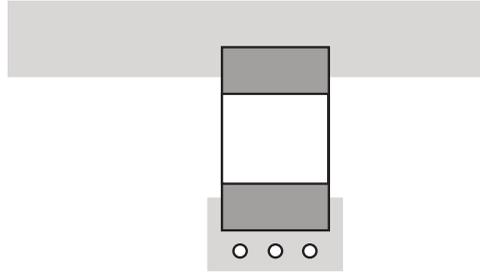


图5.23：多埋孔的地端

对于电感来说，连接导轨的长度并不关键，因为导轨长一些只是增加了电感值。但是基本原则还是应该尽可能抑制任何不必要的干扰。

多所有的滤波设计，都需要主要电路中的电流。任何可能形成环路的电流都会形成一个电磁场，从而在电路的其他部分引起噪声。理想情况下，可以用一个星形的地端设计，所有通向地端的电流都流回一个单独的点。如果电流环路不可避免的话，那么应该使这个区域尽可能的小。

然后，如果PCB设计很好，元件选择也合适的话，滤波前后的效果反差是极大的。

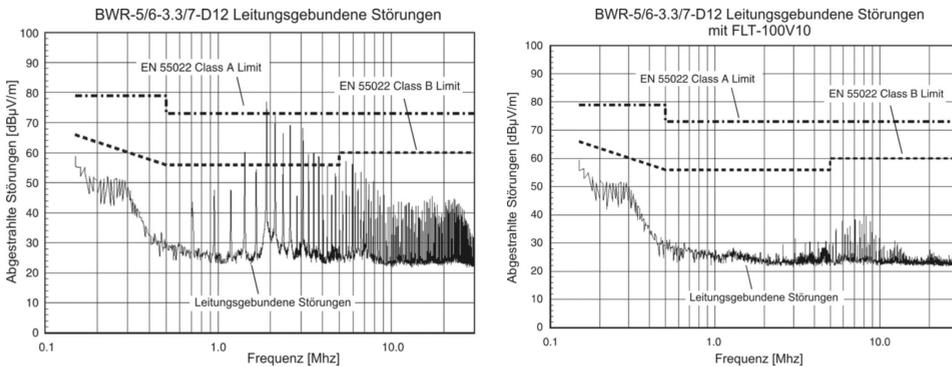


图5.24：滤波前后的干扰实例

6. 安全

各种安全标准和规章的最主要目的是避免损伤，生命损失或者财产损害，潜在危险是按以下级别定义的：

- 电击
- 危险能量
- 火与烟
- 物理损伤
- 辐射和化学灾害

这里“危险”和“灾害”经常互换使用。一种区分的方法是把危险想象为潜在的危害。比如一个主传输线可能带有危险电压，但是这条电线还是可以安全操作的，只要电线经过绝缘处理。但是如果绝缘层受到损害或者本身就是次品的话，那么接触电线就可能造成灾害。

正如本书前言中介绍的，DC-DC转换器的一个重要用处是提高使用转换器的应用的安全性。如果DC-DC转换器是经过安全认证的，那么应用设计者就可以把DC-DC转换器当做一个黑盒处理，信任转换器的制造商可以达到安全规章并提供足够的内部安全保障。

但这并不意味着应用的设计者不再对应用的使用者的安全负责，事实上他们必须致力于发现潜在的危险并采取必要的相应保护措施，但是如果DC-DC转换器已经通过认证的话，这个任务就会变得相对简单。举例来说，如果一个DC-DC转换器因为一个内部短路而失效，它会过热，但是不至于烧毁。那么转换器所使用的材料必须是不可燃的并且是可以自我熄灭的。但是如果应用设计者忽略了提供足够的这类保护（比如没有限制转换器的输入电流），那么转换器还是可能过热而引起其他元件自燃或起火。那么应用的设计者还是需要对于一个元件的失效负责，即使这个元件本身是通过认证的。

安全认证规章的宗旨在于强调应用设计者的责任，其中包括危险防范工程（Hazard-Based Safety Engineering/HBSE）和风险管理（RiskManagement/RM）是普遍安全认证过程中的一个部分。

新的安全认证规章相对于传统的电子安全标准是一个重大的改变，传统的电子安全标准比如60950或者ETS300完全只关注DC-DC转换器本身的安全问题，而不考虑对最终用户的后续风险。这也是为什么大大对数DC-DC转换器的制造商都会声明他们的产品不适用于对于安全要求非常苛刻的应用。

危险防范工程包括以下四个步骤：

- 1) 确定产品的危险源头（比如能量源）
- 2) 分类危险的严重性（比如等级1：没有痛感，不自燃，等级2：有痛感但不会受伤，有可能自燃，等级3：会受伤并且很有可能自燃）
- 3) 制定合适的安全措施（比如制定不能达到危险电压的限制，或者电流限制）
- 4) 确保安全措施有效（比如确认达到危险电压所需工具；正常操作和失效时的最大电流限制是安全的）

6.1 电击

大部分应用中的DC-DC转换器都是跟随AC-DC转换器使用的，也就是说AC-DC转换器的输出作为DC-DC转换器的输入。如果AC-DC转换器失效而使危险电压出现在输出端，那么随后的DC-DC必须保护最终用户免于电击伤害。换句话说，如果AC-DC变压器的隔离失效，那么DC-DC的隔离必须保护用户免于电击伤害。这种双重的独立保护机制是许多安全标准的基本原则。总的来说是，如果电路是不可及的（需要额外的工具才能接触电路），那么单级的绝缘壁垒是可以接受的，不然至少需要两级的保护。

6.1.1 绝缘等级

安全标准中定义了三个主要的绝缘等级。

1: 功能绝缘: 绝缘层足够使转换器工作，满足适当的安全隔离要求并且在失效时不至于引发火灾，但是绝缘能力并不足以提供电击防护。

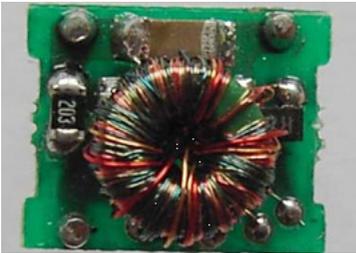


图6.1: 功能绝缘的例子

大多数DC-DC转换器都处于这个安全等级，因为转换器的电源都是非危险电压。功能绝缘的转换器在电源失效时对电击的防护是很有限的，但是它们不能对持续的危险输入电压提供有效的保护。一个功能绝缘的转换器如图6.1所示。输入和输出的绕组是相互缠绕在一起的，其上的漆包线是仅有的绝缘保护，虽然这种结构非常的简单，但是仍然可以达到4kVdc的绝缘。

2: 基本或者补充绝缘: 满足功能绝缘的要求并带有对电击的附加绝缘防护，这个防护层至少有0.4mm厚，它的内部安全隔离也比功能性绝缘大得多。

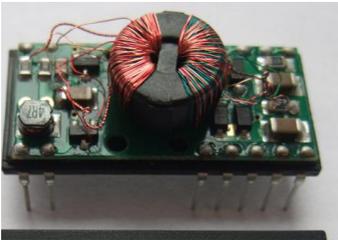


图6.2: 基本绝缘的例子

基本绝缘的DC-DC转换器一般都有物理绝缘层，这样的话绝缘就不只依赖于变压器的漆包线。图6.2是一个例子，塑料盒中的环形磁芯形成了一个“桥”，物理上分隔了输入和输出绕组。铁芯被认为是感性的，所以盒子必须把输入和输出与铁芯分隔，输入和输出也必须互相分隔。

3: 双重或加强绝缘: 满足基础绝缘的要求并带有多重物理绝缘壁垒来提供电击防护。每层壁垒至少有0.4mm厚，内部安全隔离也更大。

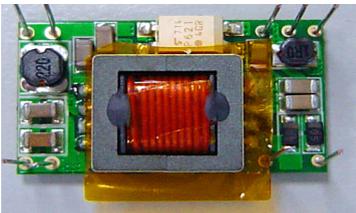


图6.3: 加强绝缘的例子

一个加强型绝缘的转换器如图6.3所示。输出绕组使用了三层绝缘的线，聚酯薄膜提供了额外的输入输出之间的爬电隔离并提供隔离壁垒。这种DC-DC转换器可以承受长时间的危险交流电压（工作电压=250Vac）并提供高达10kVdc的隔离。

6.1.2 人体阈值电流

定义一个电流造成的伤害不是一件容易的事。人体的电阻在110Vdc时大约是 $2k\Omega$ ，随着电压上升而下降。但是这个关系对于不同的人区别很大，皮肤的电阻比内部器官的电阻高的多，一个皮肤非常干燥的人的电阻可能高达 $100k\Omega$ 。完全接触，就是说整个手大约 $8cm^2$ 的接触面积比部分接触（比如 $0.1cm^2$ 的只见面积）的电阻来的小。但是如果电流集中在一个很小的接触点而引起了灼伤或者皮肤是干燥的，那么体电阻可能只有 $<1k\Omega$ 。最后交流电流总是更加危险，因为皮肤在这里成为了电接触与皮下组织之间的绝缘体，所以交流电阻比直流电阻小的多。

为了定义电流造成的伤害，首先定义人体免于受到电击的电流限制是直流电时的2mA或者交流峰值的0.7mA或50Hz交流电时的0.5mARMS。表6.1给出了流经人体的阈值电流等级。

电流效应	电流	用电安全(危险防范工程)等级
最小反应	小于0.5mA	ES1
惊吓反应，但没有伤害	高达5mA	ES2
肌肉收缩，但是可以放手	高达10mA	ES3
心脏除颤，内部受伤，死亡	大于10mA	

表6.1: 流经人体的阈值电流等级

如果一个DC-DC转换器的输出被限制在60Vdc或42.4Vac以内，那么可以称转换器的输出是安全超低电压(Safe Extra Low Voltage/SELV)，不需要担心用户会受到电击。电信网络电压(TNV)限制是一个例外，这个电压超过了安全超低电压，但被限制在200ms内而且普通用户不能直接接触接头。电信网络电压可高达120Vdc或71Vac峰值。任何高于安全超低电压或电信网络电压的输出电压值都被视作危险电压，普通用户接触时必须注意。

电路电压低于安全超低电压的限制	TNV-1
电路电压高于安全超低电压但低于电信网络电压的限制，没有输入过压	TNV-2
电路电压高于安全超低电压但低于电信网络电压的限制，可能有输入瞬态过压（可高达1.5kVdc）	TNV-3

表6.2: 电信网络电压的定义

主电压总是危险的，所以AC-DC转换器的隔离能力必须在转换器失效时足以阻隔这个危险电压并防止用户受到电击。230Vac电源的峰值电压为325V，所以任何隔离能力大于500Vdc或更大的DC-DC转换器。十年前，设计，制造，测试许多转换器时都确实遵从这个标准。但是由于“标准的渐变”，如今额定隔离电压的最小值已经是1000Vdc，对于医疗装置至少要求2000Vdc，而客户经常坚持3000Vdc或更高。有些应用中DC-DC转换器上的电压可能非常高，比如X光机器，激光电源，使用离子泵的高真空装备和IGBT电路中的转换器，然而其他情况下大多数DC-DC转换器不会有超过48Vdc的电压作用于隔离壁垒之上。

以下的说明适用于工业，电信业和电脑安全标准。医疗安全标准有额外的要求，将会在本章的末尾另做说明。

6.1.3 电击防护

安全标准从三个主要方面考虑了对电击的防护：

- 绝缘力度
- 电气间隙
- 爬电距离

可以用直流电也可以用交流电测试绝缘力度的安全性（交流电压的峰值等于直流电的稳定值）。绝缘层必须可以承受60秒这个电压而无损。交流测试的好处是正向和负向的电压都会加载在转换器上。缺点是如果有一个EMC电容跨绝缘壁垒放置，交流电的反应可能被误以为是绝缘壁垒失效。如果有歧义的话，建议使用直流电。

绝缘程度	测试电压（直流）	测试电压（交流）
功能	1000V/60秒	707VAC _{RMS}
基本	1000V/60秒	707VAC _{RMS}
加强	2000V/60秒	1414VAC _{RMS}

表6.3: DC-DC转换器的绝缘力度安全测试（非医疗应用）

电气间隙指的是输入到输出之间的直线距离。有时也被理解为放电距离。爬电指的是输入到输出之间的所有表面距离。有时也被理解为漏电距离。图6.4描述了这两个概念的区别。

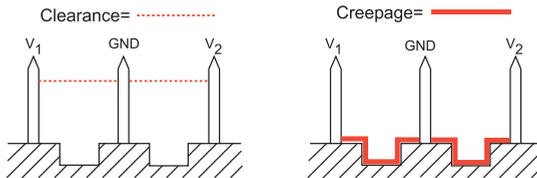


图6.4: 电气间隙和爬电距离

安全标准根据加载在转换器上的电压，转换器使用的材料和工作环境来规定电气间隙和爬电距离的最小值。

电气间隙是在“空气中，2000m以下”的环境中被定义的，它与转换器的输入电压和绝缘能力有关。如果一个转换器是全封闭的，没有任何空气流通，电气间隙就是输入引脚到输出引脚的距离。对于开放式的DC-DC转换器，电气间隙不包括内部变压器绕组的间隔，但是初级绕组到次级引脚之间的电气间隙或者初级绕组到次级端的一个可调元件却是一个关键数据，如果这些值小于PCB板上输入到输出的电气间隙。

直流（交流）电压									
绝缘等级	12 (12)	36 (30)	75 (60)	150 (125)	300 (250)	450 (400)	600 (500)	800 (66)	VDC (VAC)
功能	0.4	0.5	0.7	1.0	1.6	2.4	3	4	mm
基本	0.8	1	1.2	1.6	2.5	3.5	4.5	6	mm
加强	1.6	2	2.4	3.2	5	7	9	13	mm

表6.4: 不同绝缘等级空气中的电气间隙最小值

爬电距离的最小值是由操作电压，材料的表面电导率和污染程度定义的。爬电距离测的是PCB板上初级与次级之间最短的导轨距离。

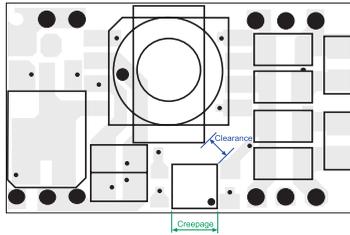


图6.5：一个DC-DC转换器PCB上的最小电气间隙和爬电距离

比较性漏电指数（The Comparative Tracking Index/CTI）指的是输入输出之间的绝缘材料的表面电导性对爬电距离的影响。

绝缘等级 I:	$600 \leq CTI$
绝缘等级 II:	$400 \leq CTI < 600$
绝缘等级 IIIa:	$175 \leq CTI < 400$
绝缘等级 IIIb:	$100 \leq CTI < 175$

表6.5：材料等级的定义

一个标准的FR4 PCB板的CTI一般在200到250，如果有焊接保护层的话增加到400（绝缘等级 IIIa）；但如果是带有PTFE涂层的板，CTI可以大于600（绝缘等级 I）。污染程度指的是表面湿度或污染物对计算爬电距离最小值的影响。为了补偿较脏环境，工业环境或户外环境中CTI的变化，爬电距离必须增加。

污染程度1	污染程度2	污染程度3	污染程度4
无污染，或者只有无导电效果的干燥的，不导电的污染	一般只有无导电效果的污染，只可能出现暂时的凝结	导电污染伴随有凝结现象	导线污染，持续凝结
密封元件	办公室环境	工业环境	户外环境

表6.6：污染程度

爬电距离的最小值随工作电压，材料组合污染程度的变化如表6.7所示。

实际应用中如何使用这个表里的数据呢？工作电压指的是转换器正常工作时的加载在其上的最大电压，所以一个2:1输入范围，额定输入为48V，额定输出为24V的转换器需要满足最大输入为72V+输出电压24V=96V的爬电距离的要求，所以应该选用表6.7中下一个大于96V的电压100V（表6.7中的标记区域）。

全封闭的DC-DC转换器隔绝了灰尘，潮湿和污染，因此应该选用污染程度1，此处与应用环境无关。综上所述，所要求的爬电距离最小值是0.25mm。如果转换器是开放式的，那么办公室环境中，爬电距离的要求是1.4mm，工业环境中的爬电距离要求是2.2mm。开放式的转换器不适用于户外应用，所以没有给出这种情况下的爬电距离的最小值。

爬电距离最小值							
峰值 电压 (V)	污染程度						
	1	2			3		
	所有材 料组	材料组					
		I	II	III	I	II	III
mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	
25	0.125	0.500	0.500	0.500	1.250	1.250	1.250
32	0.14	0.53	0.53	0.53	1.30	1.30	1.30
40	0.16	0.56	0.80	1.10	1.40	1.60	1.80
50	0.18	0.60	0.85	1.20	1.50	1.70	1.90
63	0.20	0.63	0.90	1.25	1.60	1.80	2.00
80	0.22	0.67	0.95	1.30	1.70	1.90	2.10
100	0.25	0.71	1.00	1.40	1.80	2.00	2.20
125	0.28	0.75	1.05	1.50	1.90	2.10	2.40
160	0.32	0.80	1.10	1.60	2.00	2.20	2.50
200	0.42	1.00	1.40	2.00	2.50	2.80	3.20
250	0.56	1.25	1.80	2.50	3.20	3.60	4.00
320	0.75	1.60	2.20	3.20	4.00	4.50	5.00
400	1.0	2.00	2.80	4.00	5.0	5.6	6.3
500	1.3	2.50	3.60	5.00	6.3	7.1	8.0
630	1.8	3.20	4.50	6.30	8.0	9.0	10.0
800	2.4	4.00	5.60	8.0	10.0	11.0	12.5
1000	3.2	5.00	7.10	10.0	12.5	14.0	16.0

表6.7: 爬电距离

参考表6.4, 如果转换器是密封的话, 引脚间的最小电气间隙在功能绝缘的情况下为1mm, 基本绝缘的情况下为3.2mm。事实上, 转换器的PCB板之间也有最小间距的限制。因此, 一个应用在工业环境的密封的, 功能绝缘型的低电压DC-DC转换器对爬电距离和电气间隙的要求是1mm, 这是因为爬电距离不能小于电气间隙。而对于开放式的小型转换器对电气间隙的要求仍然是1mm, 而对于爬电距离的要求则是2.2mm。

6.1.4 保护性接地

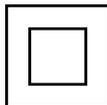
除了电绝缘外, 保护性接地 (protective earth/PE) 也是一种避免电击的方法。一个AC-DC转换器如果带有基本绝缘, 一个输出与保护性接地相连, 那么这样的转换器满足两种方式的安全要求。如果输出是浮空的话, 那么绝缘层必须是加强型的。任何潜在的危险电压都不得暴露, 任何暴露的导电部分在正常工作时都不得有潜在危险。

国际电工委员会（IEC）对电路是这样分类的：

- **I级装备：**使用保护性接地的系统（比如接地金属外壳或者接地的输出），而且出错时断路（保险丝或中断电路）作为一级保护，这种系统只需要基本绝缘。没有暴露的潜在危险电压（接地的金属外壳或者接地的非导电外壳）。I级电源必须标有这样的接地标志：



- **II级装备：**使用双层或加强绝缘从而避免使用接地外壳，无潜在危险电压（非导电外壳）。不需要保护性接地，但可能需要一个滤波接地点（功能性接地替代保护性接地）。II级电源必须标有双层绝缘的标志：



注意：如果一个AC-DC电源使用滤波的接地点（Filter Ground/FG）来满足EMC的要求，这种电源仍然可以被归于II级，如果它不需要用保护性接地来避免电击。

- **III级装备：**源电压是安全超低电压（SELV）而且内部没有产生潜在危险电压的可能。可能使用功能性接地，但是不允许使用保护性接地（无通过电源到地的回路）。III级电源必须标有III级标志：



比较容易混淆的是，国际电气规范（NEC）也用“等级”描述不同的保护，区别只在于NEC用阿拉伯数字描述对过剩能耗（火灾）的保护等级。

国际电气规范对电路是这样分类的：

- **1级电路：**功率<1kVA，输出电压<30Vac
- **2级电路：**功率<100VA，输入电压<600Vac，输出电压<42.5Vac
- **3级电路：**功率<100VA，输入电压<600Vac，输出电压<100Vac；并需要对电击的额外防护。

实用技巧

因此如果谈论到“二级”电源的话，先要明确用的IEC还是NEC的定义。

对于DC-DC转换器，以上的分类并不直接相关。几乎所有的低输入电压DC-DC转换器都可以被归入III级电源。转换器的输入或输出很高的话，就是例外情况，比如用于铁路，太阳能板或电动车的转换器，它们需要额外的对电击灾害的防护。如果I级或II级的AC-DC电源的输出是隔离型的，这种输出是相对地端的电压。这种方法对隔离型或非隔离型的DC-DC转换器同样适用。图6.6是电信业电路中常用的接地图示，其中所有的直流电压都是指相对于参考地端的电压（I级输入，II级输出）。

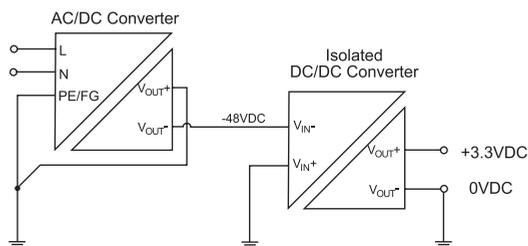


图6.6：电信业中的电源接地图示

6.2 危险能量

IEC/UL60950定义危险电能为“等于或大于240VA的可接触功率等级，持续时间等于或大于60秒，或者在2V或更高的电压下，蓄能等于或大于20J（比如来自一个或多个电容的蓄能）的情况”。达到这种能量级时，能量释放（比如短路或者接触到蓄能的元件）足以造成伤害或者起火。

本章的后续部分将讨论风险管理，然而降低这种危险能量可能引起的伤害或起火的最主要方法是：

- 物理保护（比如外壳，有保护层的接触点，密封包装）
- 能量消耗（比如电容放电电路）
- 火花抑制（比如缓冲网）
- 本质安全（比如设计时限制能量）
- 过流限制（比如保险丝）

这些保护方法可以组合使用以提高安全性。比如砂填充的保险丝在失效时可以切断电源，另外砂还有一个物理效应可以防止熔断的保险丝成为火源。

6.2.1 保险丝

阻断危险能量指的是用保险丝或断路电路在短路或过流时限制能量。过流保护装置的原理是同时阻断电流和电压，因为故障排除前需要一个反应时间，这个时间与电流和电压同时有关。

对于保险丝，反应时间是这样计算的： $t_{clear} = t_{melt} + t_{quench}$ ，这里 t_{melt} 是熔断时间，与熔断积分 $I^2 t$ （熔断这一保险丝所需的能量），环境温度，预加载和保险丝结构有关， t_{quench} 是电弧作用时间，与保险丝上的电压和保险丝结构有关。在反应期间 t_{clear} ，电流仍然流经保险丝。保险丝熔断后的电流被称为允通电流。

不超过保险丝的额定电压是很关键的，因为如果超过了这个电压电弧能量就不能控制在保险丝内，上升的温度会导致保险丝爆炸，或者保险丝将变成一个自然源。阻断能力（保险丝可以安全阻断的最大电流，与保险丝的额定电流是不同的概念）必须比电源的最大可能电流要高，有时这个电流被称作期望短路电流。

如何选择最合适的保险丝额定电流取决于应用和使用环境。电流阻断的机制是在能量足够大时保险丝将熔断。如果保险丝在环境温度很高时已经非常的烫，那么要冷却保险丝是很困难的，又如果流经保险丝的稳定电流很高的话，保险丝的熔断时间也会更短。保险丝的额定电流一般是定义在环境温度为25°C时。

额定电流需要在85°C时降低大约5%到40%，降低的幅度取决于保险丝的结构（图6.7）。

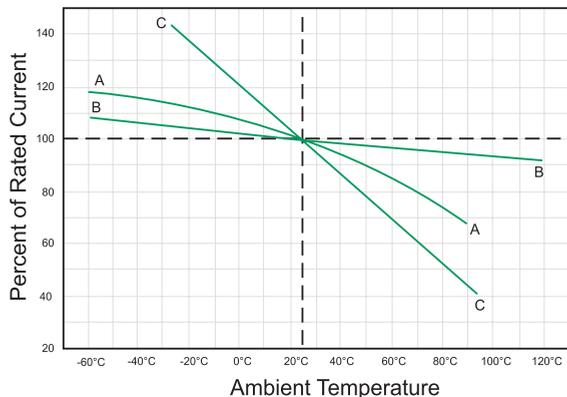


图6.7：不同保险丝的热降额曲线；A是全封闭保险丝，B是保险丝线，C是PPTC可重置型保险丝

实用技巧

额定电流还与海拔有关。海拔高的地方，空气更稀薄，电流稳定时保险丝产生的热量更不容易被对流气流带走。当海拔高于200米时，每高100米保险丝的额定电流将再下降大约0.5%。比如，一个保险丝在海平面的额定电流为1.5A，而在4000米的地方额定电流为1.35A。

另外，更高频率时，保险丝的电感热损耗也变大。如果纹波电流的频率超过1kHz，保险丝的额定电流必须相应降低。

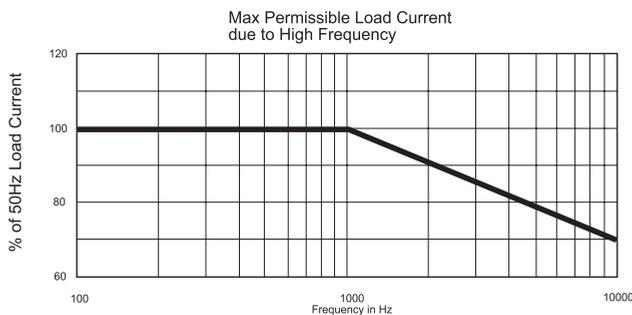


图6.8一个典型的保险丝频率降额曲线

最后，老化也可能造成假熔断现象或者使保险丝提早失效。这些老化效应的原因是热膨胀和应用不断的开关而造成的保险丝元件的收缩。所以一个长期工作的应用中的保险丝的老化问题一般少于一个只在白天工作的应用中的保险丝。对于一个经常开关的应用，周期的热力压力造成了保险丝材料的工作硬化和微裂痕，从而进一步导致了内部接触故障，这种频繁的开关还会影响保险丝和保险丝座的机械连接，可能导致间歇的电接触。

实用技巧

由于可能造成降额的因素非常多，一般选择保险丝的额定电流时，倾向于选择比测量得到的稳定电流高得多的值以避免熔断损害。但是，在发生故障时保险丝又必须第一时间阻断潜在的危险能量。实际应用中，一般选择保险丝的额定电流为1.3倍至1.5倍的最坏情况稳定电流，对冲击电流和切换负载时产生的电流，保险丝最好还有缓慢熔断的特性，这两种极端情况需要折中考虑。

6.2.1.1 保险丝的反应时间和冲击电流

保险丝的结构决定了它的反应时间。它需要承受由于冲击电流，切换负载或冲击负载而造成的非常高的短暂过高电流而不熔断。这对于DC-DC转换器而言尤其的重要，这是因为启动时输入滤波电容开始充电，同时变压器的磁场开始建立，所以即使对于低功率的DC-DC转换器，它的冲击电流也可能到达几个安培（参见图4.16）。

在图4.16的例子中，一个2W的DC-DC转换器的额定电流为80mA，但在满载时的峰值冲击电流高达7.9A。因此一个保险丝必须可以承受转换器在最坏情况的100mA稳定电流，并且可以承受小于8 μ s的八倍于稳定电流的冲击电流。虽然将近8A的电流看上去非常的大，但是非常短的时间意味着熔断积分（ I^2t ）只有0.000512A²s。这个能量还不足以熔断一个额定电流为100mA的保险丝。另外，任何保险丝，保险丝座和导轨上的零散电感都会大幅减小流经保险丝的峰值电流。从可靠性考虑的话，对这个例子推荐使用一个缓慢熔断的额定电流为150mA的保险丝。

一些缓慢熔断的保险丝用螺旋形的丝线增加自身的电感，从而在不影响稳定电流的阻断值的情况下，提升保险丝承受冲击电流的能力。

另一种结构是在保险丝上添加一个金属团来加速降温，从而减缓保险丝的反应时间（图6.9）。

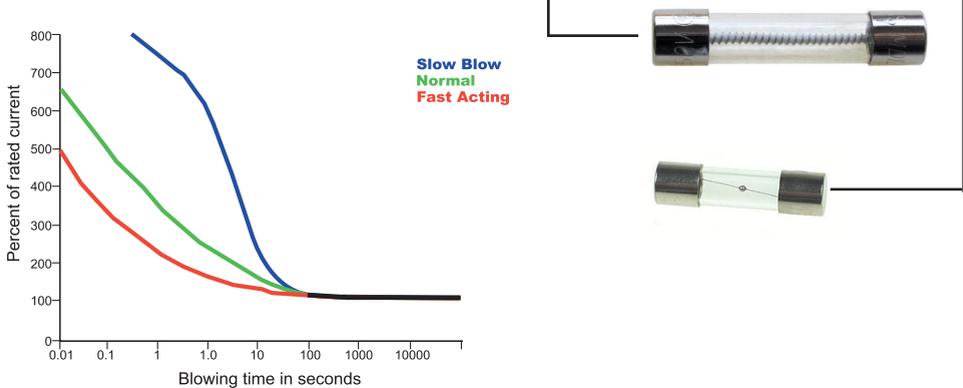


图6.9：快速熔断型、标准熔断型和延迟熔断型的保险丝的电/时间关系

实用技巧

一般建议使用缓慢熔断的额定电流为150%最大输入电流（输入电压最小和满载时的输入电流）的保险丝。一般不建议在DC-DC转换器的输出端使用保险丝，因为一般输出是限流的而且短路保护也在输出端。但是某些应用处于其他原因特别需要输出保险丝。

其中一个原因是，如果一个单一的DC-DC转换器为多个电路供电，那么故障时单个电路的电流可能不足以阻断转换器的输出。如果每个电路都有单独的保险丝的话，就可以限制任何一个电路的电流。另一个输出保险丝的原因是危险能量的限制可能低于转换器故障时造成的能量，这能量主要来自于输出电容所存储的能量。

对于这些需要输出保险丝的应用，选择的方式比较自由，更多的还是取决于负载的类型（阻性、感性或容性），负载是静态或是动态，对于应用定义的危险能量。启动时，由于每个开关周期只把一部分能量从输入传递到输出，DC-DC转换器的输出其实是缓慢上升的。如果仔细观察的话，有时可以从示波器上看到输出是一段一段阶跃上升的。这种缓慢上升的输出产生的冲击电流比输入端的冲击电流要小的多，所以输出端的保险丝可以使用快速熔断型的，如果它可以提供对应用的危险能量更好的保护。

6.2.2 断路器

热磁微型断路器（Thermal-magnetic miniature circuit breakers/ MCB）用两个独立的触发机制中断电流。磁断路对很高的短路电流的反应速度很快（一般在5ms内），热断路对持续的过流需要几秒钟的反应时间。这两种触发机制可以通过设计来调节——比如可以这样来设计热磁微型断路器，使它瞬态过流的反应延迟很大，但仍对短路故障做出很快的反应。

一般保险丝比断路器的反应速度要快，但也不尽然。对于高功率低电压的DC-DC转换器，如果输入电流或输出电流高达几个安培的话，那么MCB的触发点可以设置在比保险丝的触发点更靠近稳态电流的地方，而且不引起假触发。另外MCB还对低幅值，长时间的过流情况作出反应，这种情况也被归为危险能量。

断路器的其他优点是可重置，被触发时刻目视识别，中断能力很强，带有内部的物理电弧压制能力（比如电弧滚环和电弧隔板），还可以同时切断多个连接点。最主要的缺点是比较昂贵，体积较大，额定电流比保险丝低。

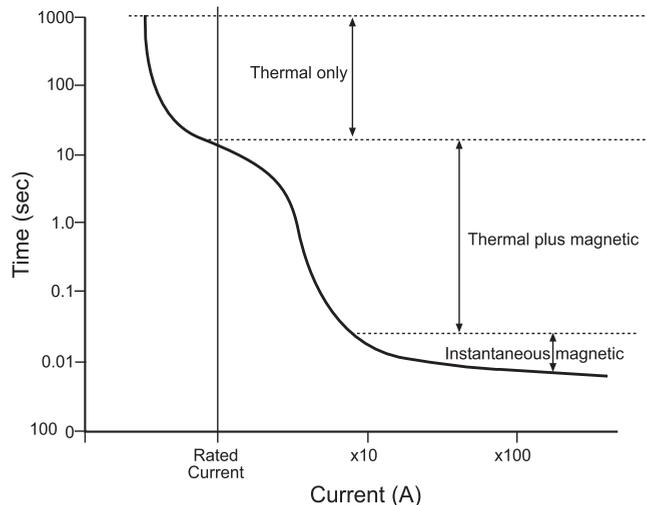


图6.10: MCB的典型电流/时间关系

6.3 固有安全性

不要与下一节要介绍的本质安全性混淆，固有安全性试图通过通过减少电路中的能量等级来排除隐患，这样的话故障不至于造成灾害。这个原则来自于化学工业，少量生产时可以大幅降低大批量生产高危化化学品的危险。

固有安全性的四个原则分别是减小，替代，缓和和简化。对电源来说，这个原则意味着设计电源时，尽量使存储的能量最小，用几个小功率的电源替代一个大功率的电源，限制电源内部和外部的电流，使电源的使用尽量简便（比如设计无极性的接口，这样就不存在反接的危险，或者带有功率和状态的显示装置）。另外主电源应该单独安置在良好的环境中，这样环境压力不至于造成可能的故障。

图6.11是一个具有固有安全性的电源设计例子。第一个DC-DC转换器从24V的工业汇流排提供了一个有功率限制的输出。这个例子中，输出是一个功率被限制在5W的24V电压。随后的线性稳压器进一步限制了电流（注：浮地，稳压器充当电流源）。如果这个5V的稳压器与一个25欧的电阻一起使用，那么电流可以被限制在 $5/25=200\text{mA}$ 。对24V的源电压，这个限制了它的最大输出功率为4.8W。第二个DC-DC转换器把24V的电压降低到板级电路需要的3.3V。

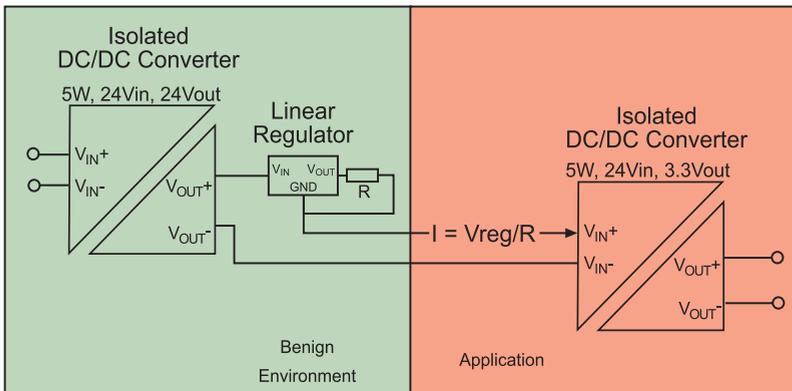


图6.11：具有固有安全性的电源

使用这样的电流限制电路时需要特别注意。第二个DC-DC转换器在启动时电流不足，所以可能启动困难。也不能添加额外的输入电容来解决这个问题，因为这和设计的原则，初衷相抵触。一般的解决方法是直到输出稳定前先断开负载（图6.11）。另一个解决方法是替换DC-DC转换器的内部元件，比如减小输入电容以减小转换器的储能能力。

固有安全性的概念经常与商业要求的低成本，高性能（启动电流很好，对瞬态负载的反应很快）的电源相悖。

6.4 本质安全性

本质安全电路的设计原则是电源不具有足够的能量造成可燃的本地热量或电火花。这种设计大致分为两个保护等级：单级故障保护和双极故障保护。另外还需要考虑电源被使用的环境或“区域”。

区域	描述
0	长期存在爆燃性空气
1	正常工作时可能存在爆燃性空气（小于100小时/每年）
2	不太可能存在爆燃性空气（小于10小时/每年）

表6.8：本质安全区域

在区域0中的电源必须有双极故障保护（1a级），在区域1中的电源必须有单极故障保护（1b级）。在区域2中的电源如果是密封的，完全浸没在某种液体中的，或者封闭的，换句话说电源完全与外部可燃气体隔绝，那么这时电源不需要任何故障保护，但是实际应用中，一般还是会有单极故障保护。由于空气粉末是可燃的（粉尘爆炸），爆燃性空气包括气体和粉尘。

区域0（气体）= 区域20（粉尘），区域1（气体）= 区域21（粉尘），区域2（气体）=区域22（粉尘）。最主要的区别在于外壳的类型（气密型或者尘密型）。

对于电源，是否符合本质安全需要对所有元件做失效模式后果分析（Failure Mode Effect Analysis/FMEA），最坏情况的表面温度分析，并在峰值电流，峰值电压和输出短路时的最大释放能量中找到可燃能量源。

DC-DC转换器在本质安全电路中是很重要的一个部分，因为它可以提供电绝缘，限制能量和提供隔离，电气间隙，爬电距离。以下给出了一个本质安全电源系统的例子，两个DC-DC转换器被用来提供安全绝缘和降低源电压至爆燃性气体的可燃电压以下。

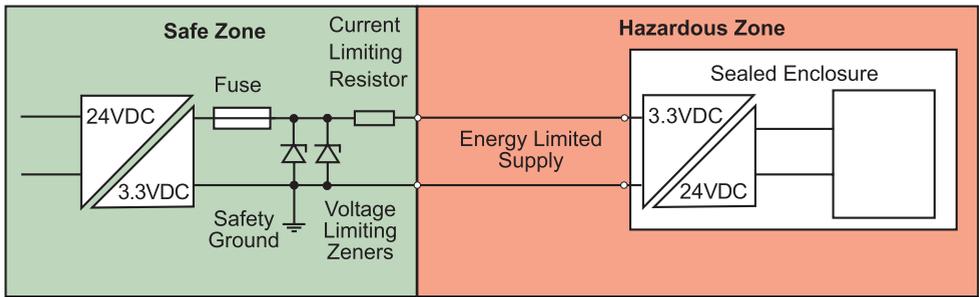


图6.12：本质安全性电源系统

实用技巧

本质安全性电源一般应用在地下矿场，石油化工业，粉磨机，粉质食品加工设备。一般使用带有双层或加强绝缘的DC-DC转换器来达到（ia）的保护等级。当转换器被使用在气密环境时必须小心，它们不会因为有限的空气流动而过热。一种解决办法是把它们安置在紧挨密封墙的地方或者内部散热片使用传导气隙。

6.4.1 易燃材料

电源也是一种能量源，所以其本身也可能在故障或错误操作时着火或者热到引燃周围的易燃材料。易燃电源元件（PCB，外壳，封装材料）的最普遍标准是UL94-V0。这个标准用一系列的标准实验来测试电源中的可燃材料在引燃后是否可以自灭，并测试火势是否会蔓延。另外，这个标准还测试这些材料是否可以被电火花或电弧引燃。这点非常重要，因为塑料和胶带在电源内部用作电隔离材料。

UL94测试标准根据材料的火势蔓延趋势或在水平面（horizontal plane/HB）的灼热燃烧，垂直蔓延（对薄料而言V-0，V-1，V-2 or VTM-0，VTM-1和VTM-2），引燃周围材料的趋势（放一块木棉在被测目标下面，塑料的熔滴必须不能引燃木棉）。

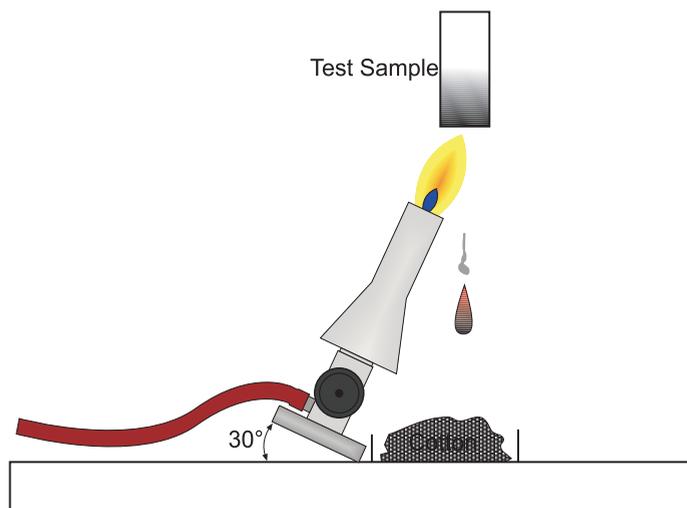


图6.13: UL94熔滴测试

其他的易燃材料标准按照所使用的易燃材料的量，电源的位置（比如在有人区或无人区中，在火车的卧铺车厢或家具中）还根据分隔电源和其他可燃或易燃材料的物理隔离来分类电源的。

因此对电源的生产厂家来说，如果要满足所有火灾的防护标准，他们必须知道最终用户的应用细节，包括电源在应用中的位置，水平和垂直空间，防火的整体要求和应用的预期用途。但是如果电源通过第三方或者目录公司销售，那么了解这些信息几乎是不现实的。因此一般规格书中会给出电源是否符合基本的UL94-V0火灾要求，而进一步的兼容测试只能和客户合作完成或者由最终用户自行完全。

6.4.2 烟

火灾时吸入烟引起的死亡比燃烧本身要多得多。烟是所有易燃品的气载产物，包括微粒（比如烟灰），气体（比如一氧化碳），挥发物（比如有机分子）和气雾（比如蒸汽）。烟的可见成分大部分是烟灰蒸蒸汽，通常这部分是没有毒的，除非它们含有随火势产生的酸性物质，但是火灾时它们影响视线并阻碍逃生路径。诸如一氧化碳之类的气体会引起过度换气而使肺部吸入更多的烟，并且与血液中的血红蛋白组合降低人体的摄氧率。

除了封装材料外，电源一般不含有大量的在火灾中可能释放大量烟的易燃物。封装的作用一般是分隔电源与环境污染物，比如湿气，灰尘和腐蚀物，从而为热源元件与外壳之间提供一个良好的热通路，同时为内部元件提供物理撞击和震荡的保护。在许多应用中，为了满足环境和热力要求，封装都是必须的。最常用的封装材料是双组份环氧树脂，硅胶或硅氨酯。其中只有硅胶不能满足严格的防烟要求。也可以需用低烟化合物，但是造价昂贵。

评估烟灾的标准是NFF烟与火测试。NF F 16-101/102标准用一个风险评估表来判定法国铁路的相关技术规格。可燃性和烟雾释放的风险可以通过应用或火车路径（如果火车通过隧道，烟的危害大于只在地平面上行驶的火车）。烟的浓度与烟的可见部分和不可见部分都有关。在下述例子中的电源被用在地铁中（白色区域符合要求），因为测试结果显示硅胶封装材料的可燃性很低但是烟雾释放量过大（F3/I3），环氧树脂封装材料却适用（F1/I2）。

可燃性			烟雾释放	
I0	for I.O. ³70	no inflammation at 960°C	F0	for I.F. ³ 5
I1	for I.O. 45-69	no inflammation at 960°C	F1	for I.F. 6-20
I2	for I.O. 32-44	no inflammation at 850°C	F2	for I.F. 21-40
I3	for I.O. 28-31	1no afterburning at 850°C	F3	for I.F. 41-80
I4	for I.O. ³20		F4	for I.F. 81-120
NC	not classified		F5	for I.F. ³120

	I0	I1	I2	I3	I4	NC
F0						
F1			X			
F2						
F3				X		
F4						
F5						

x = 硅胶
x = 环氧树脂

表6.9: 火/烟风险评估

6.5 损伤

由于大多数DC-DC转换器都是安装在板上的，不直接与用户接触，但它们可能在工作寿命中接触维修技术人员，所以高温和锐边都不应该在这个过程中引起损伤。

6.5.1 高温表面

如果接触长达10分钟，皮肤的灼伤温度大约是48° C，但是电源中是允许出现更高温度的，因为人可以对高温做出及时的反应，脱离高温接触面。以下是国际IEC60950标准规定的可触碰表面和物体的温度限制，这个温度限制于接触时间和材料有关。

物体	接触时间	材料	温度限制
手柄，按钮，等等	持续	所有	55° C
	短时间（小于10秒）	金属	60° C
非金属		70° C	
高温表面	可触碰（小于1秒）	金属	70° C
		非金属	80° C

表6.10: 可触碰物体的温度限制

许多电源中，在特定的操作条件下诸如散热片等金属部件可能到达可以造成灼伤的高温。这种情况下的电源必须密封，有时还需要警示标志，说明电源的表面是高温的，维护人员需要小心灼伤。



图6.14：高温表面危险标志

6.5.2 锐边

除了大功率的电源需要风扇，其他的电源都没有活动的部件。因此一般不用考虑活动的机械部件可能造成的动力灾害。但是任何机械部件的锐边和锐角还是可能对装配和维护人员造成伤害。对锐边的标准测试是用特别的胶带缠绕的软橡胶棒进行的，它可以重现人体皮肤的抗切割能力。橡胶棒上的压力是跳跃式的加载的，这样可以保证持续的压力。橡胶棒可以在机械部件上随意移动。如果存在锐边的话，胶布会被切开，底下的橡胶棒将显露出来。这样就可以完成一个简单的通过/失败测试。

实用技巧

大多数低功率DC-DC转换器的外壳是注模的塑料，所以模具可以被设计为无锐边的。但是如果材料从模缝线渗漏出来，比如溢出的塑料薄片被称作“溢料”，就会形成锐边。消除这种锐边需要除溢工艺，可以手工完成也可以用研磨材料抛光。转换器的功率更高一些的话，外壳就是金属材料，有些还需要金属散热片。这些通常是软金属，比如铝或铜，在组装前比较容易手动移除毛边。

6.6 安全设计

基于危险防范的安全设计的第一步是评估设配中可能存在的危险，第二步是确定这些危险是如何传递到人体而造成伤害的，最后一步才是设计有效的防护方法。这些步骤都可以在生产前的设计阶段进行评估。通过研究收集关于可能出现的危险，传递机制和人体的损伤易感性的资料，然后运用人体工程学原理就是安全设计的成功关键。

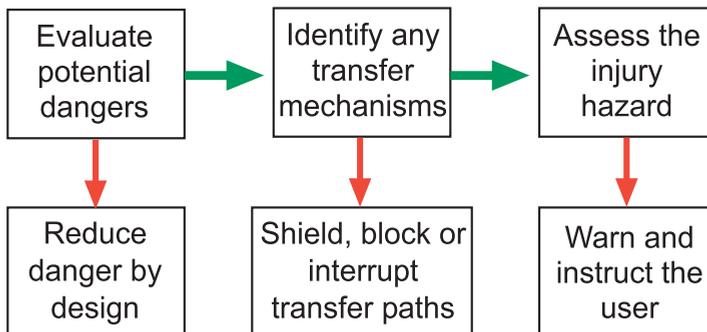


图6.15：安全设计的框图

框图阐明了安全设计的步骤。为了使电子产品更加安全，基于对事故的预先调查，许多安全标准，规章和证书应运而生。但是设计可以通过安全标准的电源与考虑危险源，传递机制和灾害，再设计合适的保护措施的安全设计是不同的。举例来说，如果设备不需要不间断供电的话，那么可以是选用电池供电而不选用电网供电，这种设计可以减少危险。电池电压可以是超低电压，从而保证设计是安全的。另一个例子是在建筑工地常用的为工具供电的黄色变压器。这种变压器把电网的230Vac电压降至110Vac，输出用一个单独的带有中间抽头的绕组并与地相连，那么到地的最大电压为55V，这种设计也是安全的（同6.16）。

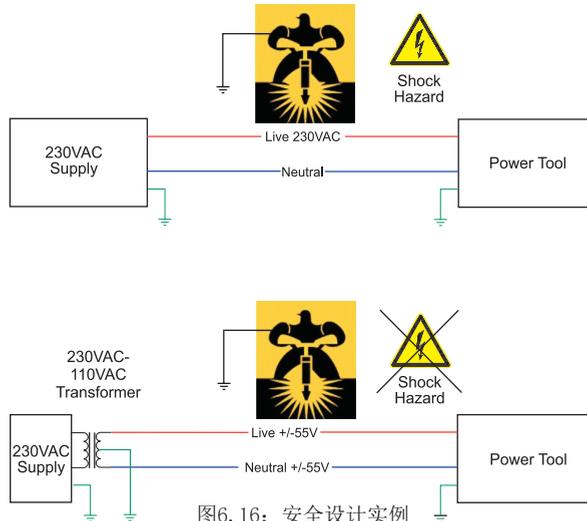


图6.16：安全设计实例

如果设计时不能避免危险，下一个步骤就是调查可能造成潜在灾害的传递机制。最简单的方法是用防护罩，封装或绝缘等手段隔绝一切可能被接触到的地方。入口保护等级用标准尺寸的小棒定义了物理防护，这个小棒的直径是12.5mm，长度是80mm。

等级	物体尺寸	防护效果
0		不防护接触或物体进入
1	>50mm	防护无意的大面积接触（比如手），但是不防护蓄意接触
2	>12.5mm	防护无意的手指接触
3	>2.5mm	防护无意的工具，粗导线等等的接触
4	>1mm	防护无意的细导线，小零件等等的接触
5	防尘	不完全防护入口的灰尘，但不影响正常工作；完全防护无意的接触
6	尘密	完全防护入口的灰尘；完全防护无意的接触

表6.11：入口防护固体微粒的等级

入口保护等级的第二位数代表对液体的入口防护等级，从0级（不防护入口进水），到8级（完全浸入式）。

等级	测试	防护效果
0	无防护	无
1	滴水	防护小雨
2	高达15° 的滴水	防护大雨
3	洒水	防护高达60° 的洒水
4	溅水	防护任何角度的水
5	喷水	防护喷嘴喷出的水
6	强喷水	防护喷嘴喷出的任何角度水
6K	高压强喷水	防护强喷水
7	深到1米浸没	可防护浸没30分钟
8	深于1米浸没	可防护持续浸没

表6. 12: 入口防护液体的等级

IP20适用于干燥的室内环境，对于潮湿的室内环境（比如浴室），至少需要IP41（防护小物件和滴水），对于室外环境，至少需要IP54(防尘并防溅水)，但更多的是IP67（完全尘密和防水）。

安全设计的最后一步是用警示标签，安全使用说明书和随装备的指示说明书来提醒用户远离危险。安全信息要求都被记录在与健康和安全的标准中，而标签都必须按灾害的等级标有“警告”，“注意”，或者“危险”。对DC-DC电源，除非带有危险电压，不然很少需要灾害警示标签。

6. 6. 1 故障分析及影响分析

故障模式及影响分析（Failure Mode and Effect Analysis/FMEA）也是很重要的安全设计技巧。从最简单的层面说，每个设计中的元件都可能在正常操作中（额定输入电压，满载，室温）出现短路或开路的故障。可以分析这种故障的结果，查看这种故障对电源和其他可能与之相连的系统或部件的安全和性能的影响。然后用FMEA根据以下的定义评估故障的严重性。

严重性	定义
灾难性的	导致多级灾祸并且/或者多级系统完全失效
危险的	<ul style="list-style-type: none"> • 损害系统安全或产生危险状况： • 大幅减小安全范围或可工作能力 • 严重的或致命的伤害
有害的	<ul style="list-style-type: none"> • 大幅减小系统安全性并且产生有害状况： • 严重减小安全范围或可工作能力 • 生理压力包括受伤 • 重大的环境损害和/或重大的财产损害
轻微的	<ul style="list-style-type: none"> • 不严重影响系统安全： • 有一些生理不适 • 轻微的环境损害，和/或轻微的财产损害
无影响的	对安全和性能无影响

表6. 13：故障严重性等级

与安全设计技术不同，FEEA不需要考虑可能发生的事件。然而如果它被应用于风险评估，那么风险可以这样来计算：风险=严重性×可能性。

因此还需要评估故障发生的可能性：

可能性	定义
较可能	<ul style="list-style-type: none"> • 定性分析：一个元件的整个系统/运作生命周期中预计发生一次或多次故障。 • 定量分析：每工作小时发生故障的可能性大于1×10^{-5}
较不可能	<ul style="list-style-type: none"> • 定性分析：一个元件的整个生命周期都不太可能发生故障。可能在整个系统的生命周期中发生几次故障。 • 定量分析：每工作小时发生故障的可能性小于1×10^{-5}，但大于1×10^{-7}
极不可能	<ul style="list-style-type: none"> • 定性分析：一个元件的整个生命周期都预计不发生故障。可能在整个系统的生命周期中发生少数几次故障。 • 定量分析：每工作小时发生故障的可能性小于1×10^{-7}，但大于1×10^{-9}
微乎其微	<ul style="list-style-type: none"> • 定性的： • 定性分析：整个系统/运作生命周期中预计几乎不可能故障。 • 定量分析：每工作小时发生故障的可能性小于1×10^{-9}。

表6. 14：故障可能性等级

6.7 医疗安全性

相比工业要求，DC-DC电源需要满足严格得多的要求才能被使用在医疗器械中。其中最重要的要求是区别患者保护和操作员防护之间的不同。在对操作员的防护（Means of Operator Protection/MOPP）类目中，大致还是沿用工业设备的标准防护措施要求，但是对患者的防护（Means of Patient protection/MOPP）更注重对电气间隙和爬电距离的要求。表6.15列举了一些根据这两种防护措施的相应绝缘要求。

绝缘要求	MOOP			MOPP		
	电气间隙	爬电距离	绝缘电压	电气间隙	爬电距离	绝缘电压
小于250VAC	2.0mm	3.2mm	1500VAC	2.5mm	4.0mm	1500VAC
	4.0mm	6.4mm	3000VAC	5.0mm	8.0mm	4000VAC
小于43VDC	1.0mm	2.0mm	1000VAC	1.0mm	2.0mm	1500VAC
小于30VAC	2.0mm	4.0mm	2000VAC	2.0mm	4.0mm	3000VAC

表6.15: 医疗仪器防护要求

双重防护是防护原则中的很基本的一条，在一层防护失效时还有另一层防护可以起作用，对操作员和患者都需要双重防护(2×MOPP, 2×MOOP)。这些防护措施可以被分散在几个不同元件中，比如AC-DC电源可以提供2×MOOP，随后的隔离型DC-DC转换器可以提供2×MOPP。然而双保险在医疗设备设计中必不可少，实际应用中AC-DC电源和DC-DC电源都需要2×MOPP和2×MOOP。

然后由于有了MOOP/MOPP的概念，相比过去的医疗标准（根据应用中患者的接触方式分类），对患者的漏电流要求变得简单的多。患者接触的三种方式分别是B型（与患者无直接接触），BF型（浮体 - 与患者有生理接触），CF型（直接与人体心脏接触）。接触点离患者的心脏越近，允许的漏电流越小。表6.16列举了正常操作（Normal Conditions/NC）和出错（Single Fault Condition/SFC）时的相应漏电流限制。

漏电	B型		BF型		CF型	
	NC	SFC	NC	SFC	NC	SFC
地	500μA	1mA	500μA	1mA	500μA	1mA
外壳	100μA	500μA	100μA	500μA	100μA	500μA
患者	100μA	500μA	100μA	500μA	10μA	50μA

表6.16: 医疗仪器漏电流限制

新的电流限制要求更高，这样的话医用DC-DC电源更容易满足EMC要求。而先前的限制中在输入和输出之间添加共模滤波器是不允许的，这造成了很严重的EMC问题。

基于危险防范的医疗安全对电源和医疗器械生产商提出了新的挑战，因为认证包括基于ISO 14971标准而制定的正式风险管理程序。风险管理不仅包括分析设计和生产阶段的风险，还包括监控在整个产品生命周期中，由于老化，使用和过渡使用而造成的安全风险。

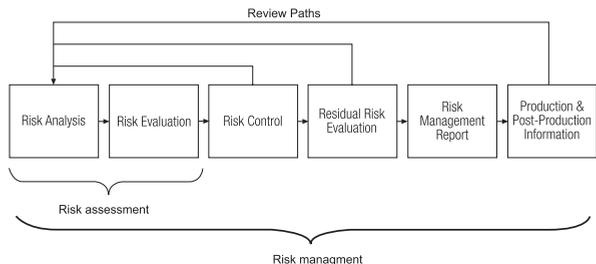


图6.17: 风险管理流程图 (基于ISO14971)

风险评估过程根据的是风险索引矩阵，这个矩阵分析和分配了正常操作和出错时电源存在风险的权重。在风险矩阵中，故障出现的可能性（微乎其微的-频繁的）与严重性（可忽略的-灾难性的）相互权衡，各自被分为五个等级。总风险是可能性与严重性的乘积。如果 ≤ 6 ，那么一般认为这种风险是可以接受的，事实上用户可以自行决定可接受的风险限制。下面的例子中，R1是可以接受的风险，R2是应用的合理风险，R3是不可接受的。

		严重性					
			可忽略的	轻微的	严重的	危险的	灾难性的
		权重	1	2	3	4	5
可能性等级	频繁的	5	R1	R3	R3	R3	R3
	极有可能的	4	R1	R2	R3	R3	R3
	偶尔的	3	R1	R1	R2	R3	R3
	极不可能的	2	R1	R1	R1	R2	R3
	微乎其微的	1	R1	R1	R1	R1	R2

表6.17: 风险矩阵实例

风险管理计划还明确了调查程序来保证风险控制措施被添加在设备中，并保证这些添加的风险控制措施确实可以减少风险。许多情况下，生产商和用户的质量管理体系都得益于风险管理程序的书面和控制程序，这主要是因为风险控制和监测活动覆盖了在产品的整个生命周期（包括生产，安装，服务和报废）。

7. 可靠性

7.1 可靠性预测

几乎从电子设备出现开始，人们一直关心这些设备能够正常工作的时间长度。由于没有人可以精确地预测未来，人们用统计法来预测元器件，装配件或者装置的可靠性。

最早的预测电子元件和配件可靠性的系统方法是美国军方的“军事手册-电子装备的可靠性预测”，通常称为MIL-HDBK-217，它由巨大的数据库构成，其中主要为测量得到的各种元器件的故障率（由马里兰大学完成的对于大量电子，电气和电子机械设备的现场故障的经验分析）。

直到1995该手册一直都不断地被升级更新，最后的版本称为MIL-HDBK 217版本F，注意事项2。虽然该手册不再被更新，但是它所阐述的方法沿用至今。

该手册包含了两种预测可靠性的方法，部分应力分析（Part Stress Analysis/PSA）和部件数量分析（Parts Count Analysis/PCA）。PSA方法需要大量具体的信息，多用于产品设计的后期阶段，因为测量数据和初步的结果可以被用于可靠性模型中。而PCA方法只需要很少的信息比如零件数量，质量等级和应用环境。MIL-HDBK 217技术的最大优点是PCA方法可以仅仅基于材料清单（Bill of Materials/BOM）和预期的使用数量预测可靠性，因此一个尚未生产的产品可靠性可以这样预测：

$$\lambda_p = (\sum N_c \lambda_c) (1 + 0.2 \pi_E) \pi_F \pi_Q \pi_L$$

- 这里： N_c 元件数量（每种元件）
- λ_c 每种元件的可靠性（基本值取自数据库）
- π_E 环境应力因数（由具体应用决定）
- π_F 混合功能应力（由源件之间的互相作用引起的附加应力）
- π_Q 筛选等级因数（根据元件公差的标准或预先筛选）
- π_L 成熟度因数（已知的并已经测试过的设计或者新的尝试）

公式7.1：失效率计算公式

通过计算可以得到每个元件的特性。总的可靠性可以将所有单个结果相加而得到。

No.	元件	数量	π_p 失效率 [10 ⁻⁶ /h] $T_{AMB} = 25^\circ C$	π_p 失效率 [10 ⁻⁶ /h] $T_{AMB} = 85^\circ C$
1	三极管	2	0.0203	0.0609
2	二极管	2	0.1089	0.5443
3	电阻	3	0.0370	0.1716
4	电容	5	0.1699	1.7000
5	变压器	1	0.2256	1.9200
6	PCB, 引脚	2	0.0092	0.0092
π_p 总失效率 10 ⁻⁶ /H			0.5708	4.4060
平均失效间隔时间 (MIL-HDBK-217F)			1.751.927	226.963
状态	输入		额定输入	额定输入
	输出		满载	满载

表7.1：通过元件数量计算一个DC-DC转换器的MTBF的例子

失效率要么通过两次失效发生之间的时间来定义（单位：小时）平均失效间隔时间（Mean Time Between Failures/MTBF），要么通过第一次出现失效所需要的时间（Mean Time To Failure/MTTF）来定义。标准失效率的曲线可以用众所周知的“浴盆曲线”来描述。曲线如图7.1。所有元件和系统的曲线形状都近似相同-只是时间轴方向上的延伸率不同。它可以分为三个区域：早期故障期（I），有效工作期（II），生命终期（III）。MTTF包含了区域I和II，而MTBF只包含了区域（II）。

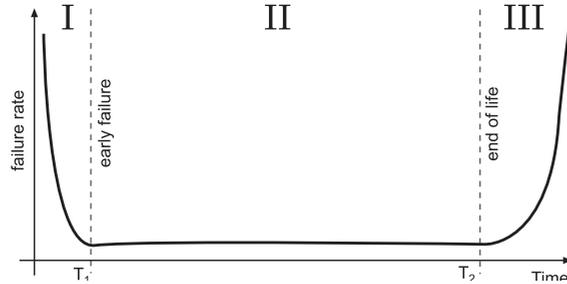


图7.1: 失效率浴盆曲线

第I部分描述了早期故障，它通常是由潜在的材料失效或者是在发货前的最终产品检测中没被发现的制造缺陷所造成的。早期故障通常持续的时间较短，即使是很复杂的系统在使用了200小时后也很少再出现早期故障。对于DC-DC转换器来说，大多数早期故障会在使用24小时之内发生。24小时对保质期为三年的转换器来说可能很短，但是试想一个DC-DC转换器的工作频率为100Hz，开关三极管和变压器在使用的第一天就会被操作1亿4千万次以上，因而如果有元件缺陷的话这段时间内就应该会发生故障。

因为热应力也是增加失效率的原因之一，从早期故障到有效工作之间的过渡时间（ T_1 ）可以通过在热箱中的预烧处理得到显著的缩短（图7.2）。如果转换器在高温满载的条件下工作，那么4小时的预烧时间测试就足以发现几乎所有的早期故障。如果在最终应用中还是出现了早期故障，那么可以增加预烧时间。对于高可靠性的应用装置例如铁轨，预烧时间多为24小时。



图7.2: DC-DC转换器在预烧室中进行测试 ($T_{AMB}=40^{\circ}C$)

在有效工作寿命阶段，区域II，故障率持续稳定在较低的等级。第二个过渡时间（T2），从有效果工作寿命阶段到产品的生命终期，受到许多因素的影响，比如设计以及所使用的元件的质量，制造时的组装质量以及应用的环境压力。区域III表明了产品寿命周期的末期，其间由于磨损，材料的化学降解和突发故障导致产品性能下降。

大多DC-DC制造商使用预烧处理来发现主要的早期故障，MTBF特性通常可以在规格书中找到。

一些制造商更倾向于使用MTBF失效率的倒数，基于10⁹小时，称为失效时间（Failures In Time/FIT）：

$$FIT = \frac{10^9}{MTBF}$$

等式7.2: FIT和MTBF的关系

7.2 环境压力因素

MIL-HDBK-217包含了基于普通军用设备的可靠性模型。这类应用环境对于所使用的DC-DC转换器的可靠性有着很大影响。比如，如果转换器要是使用在船上，即使在干燥地区，那么含盐空气的腐蚀也会缩短它的工作寿命。

环境	π_E 符号	MIL-HDBK-271F 描述	商业解读或实例
良性地	GB	固定的，湿度温度可控，维修方便	实验室设备，特设仪器，台式电脑，静态通讯类
面移动	GM	装备于轮式车辆或拖车的设备，手动搬运设备	车载仪器，无线电通讯，便携式电脑
海上有遮蔽	NS	水上船只的有遮蔽或者甲板下的装备，潜艇装备	导航仪，无线电设备甲板下使用的仪器
飞机	AIC	可容纳空勤人员的典型货舱条件	加压的客舱，驾驶舱，载人舱极载娱乐设备，对安全性要求不太苛刻的应
太空飞船	SF	地球轨道，非用于动力飞行或空间返回的飞船	轨道通讯卫星，就地使用的设备
导弹发射	ML	与导弹发射有关的一些环境	一些震动冲击，加速度极高的卫星发射的环

表7.2: 根据MIL-HDBK-217的应用分类

如果最终应用是已知的，那么MTBF计算的修正因数可以基于良性地（GB）得到，其参考环境压力因数为1：

环境	π_E 符号	$\pi_{E_{值}}$	除数
良性地	GB	0.5	1.00
地面移动	GM	4.0	1.64
海上，有遮蔽	GNS	4.0	1.64
船载人舱	AIC	4.0	1.64
太空飞船	SF	0.5	1.00
导弹发射	ML	12.0	3.09

表7.3: 根据环境而定的MTBF修正因数

比如，如果使用在手持设备中，我们就必须考虑额外的比如撞击，颠簸，温度突变等与手持设备相关的环境压力，MTBF特性为1百万小时的DC-DC转换器根据规格书（基于GB条件）需要被降额到大约610千小时。

MIL-HDBK-217令人吃惊的分析结果之一是宇宙飞船的环境情况就像普通地面一样良好。乘坐卫星或者宇宙飞船，环境情况受到良好的控制，没有震动或者空气污染，所以电子设备的使用寿命理论上非常的长。然而，实际操作中宇宙射线可能击穿半导体的基极而导致故障。

我们也可以使用添加了有高能射线防护的元件来制造DC-DC转换器，但是尽可能不使用IC，而使用简单的电路来提高它的可靠性。场效应管可以承受暴露于宇宙射线所导致的损害，因为基极表面积较大而不易受小面积点状损坏的影响。因此一般只使用离散元器件的推挽式DC-DC转换器适用于宇宙环境的应用。

7.3 MTBF的应用

MTBF值经常会引起混淆，因为它们经常被误解，而且有些不法厂商会借此弄虚作假。MTBF值为1百万小时并不表示产品的工作寿命为：

$$\frac{1,000,000}{24 \times 365} = 114 \text{ years!}$$

MTBF的定义是失效率的倒数。所以如果100个DC-DC转换器中有1个在工作了10,000小时后发生故障

$$MTBF = \frac{10,000}{1/100} = 100 \text{ million hours}$$

另外，如果在野外一定数量的成品的年故障率必须低于1%的话，那么所要求的电源MTBF为：

$$\text{required MTBF} = \frac{365 \times 24}{1\%} = 876 \text{ khours}$$

用的好的话，MTBF值能够帮助确定野外条件下所需的维护开销，但是MTBF值用千小时或者百万小时来表述会对那些不熟悉它们的人造成误解。如果我们看上面第一个例子，转换器的MTBF值为1百万小时（等于114年），但是单个转换器可能使用13个月后就出现故障了。也许更熟悉的例子可以帮助我们解释这一明显的“计算错误”，人类的寿命。25岁的成人的平均“故障率”为0.1%，那么我们可以预期每1千个25岁的成人中有一个会死去。通过计算可以得到人类的MTBF值为800年！MTBF之所以那么高（并且易变）的原因是在处于有效使用寿命阶段的中间平坦部分的故障率非常非常低。再乘以相当长的时间周期，这就意味着只要故障率有细微的变化（故障率随着时间而变化的速率），就会导致MTBF的计算值有相当大的变化。这也解释了，为什么我们都不可能活到800岁。在25岁时大多数人都处于身体最健康的时段，引起死亡的主要原因是事故。如果我们不会衰老或者生病，只有事故可能导致死亡的话，那我们就都可以活到800岁。另一方面，如果选择不同的年龄段，比如45岁，那么人类的MTBF值就会完全不一样，因为我们人类在更早的年龄段就开始衰弱了。

由于故障率在工作寿命周期的最后阶段（生命终期）呈指数增长，我们可以使用MTBF通过如下公式计算可靠性：

$$\text{Reliability} = e^{-\text{MTBF}/T}$$

公式7.3：可靠性和MTBF之间的关系

如果时间（T）等于MTBF，那么等式简化成e1或者37%。这个可以解释为在T=MTBF时只有37%的转换器继续工作，或者说只有37%的可能性所有转换器都能继续工作。

7.4 验证过的MTBF

大多数电源制造商不可能等上许多年来测量产品的实际故障率和故障率的变化率，让产品等上五十年以获取足够的有效的数据来提高产品的可靠性。最实用的得到可靠性的方法是使用，比如MIL HDBK 217，数据库中各种部件的经验值，并假设故障率为恒定值。结果并不是最理想的，但是它要比单凭猜测，或者等上几十年来获取可靠数据要好的多。然而，如果已经有足够多的产品投放到市场上或者已经通过一段很长的测试阶段，我们可以测得一个更准确的可靠性值，称为验证过的MTBF，它基于实际测得的故障数。由于实际操作的原因样品量和观测时间都是有限的，实测故障数可能会较低，所以必须使用统计工具比如c²分布以及合理的可信区间（比如95%）来计算验证过的MTBF：

$$\text{Demonstrated MTBF} = \frac{2T}{\chi^2(0.05,v)}$$

这里T是时间（单位：小时），0.05代表95%的分界点，n是c²函数的自由度

公式7.4：验证过的MTBF的计算

还有其他数据库或者统计模型可以用来推导出故障率，除了MIL HDBK 217以外最常用的是Bellcore/Telcordia TR-NWT-332和IEC61709。不同的方法所得的结果也大不相同，因为计算所依据的假设不同，所施加的工作压力也不同（比如MIL HDBK使用100%负载，Bellcore/Telcordia TR-NWT-332只用50%负载）。对于同一种30W的DC-DC转换器，MILHDBK217F注意事项2给出的MTBF值为435千小时，Bellcore/Telcordia TR-NWT-332给出的MTBF值则超过3百万小时，而IEC61709的MTBF值为80万小时。然而不论使用哪种方法，如果两种产品的性能标准相似，但是MTBF值不同，那么只要计算MTBF时使用的模型和压力因子相同，那么MTBF值较高的那个产品在实际使用中可靠性会较高。

7.5 MTBF和温度

可靠性随着温度的上升而降低，所以数据上的MTBF通常只在室温有效，并且它应该标明这一点。可靠性会受温度影响是因为化学反应的活化能。早在1898年，瑞典化学家Arrhenius证明了化学反应速率受温度影响，温度每升高10度，化学反应的速度加快一倍。

$$k = A \exp\left(\frac{-E_A}{k_B T}\right)$$

k=反应速率，A=常数，E_A=活化能，k_B=玻尔兹曼常数，T=温度° K

公式7.5: Arrhenius公式

Arrhenius公式已经在化学领域之外有很多应用，也常被应用于电子元件的工作寿命计算，因为元件的老化的原因多是自然化学效应（比如腐蚀效应，材料失效，半导体晶格错位等）。公式也可变形来给出加速因数，与温度有关。对于电子元件，活化能为0.6电子伏特，其加速因数为：

$$\text{Acceleration Factor} = \exp\left(\frac{0.6\text{eV}}{k_B} \left(\frac{1}{T_{REF}} - \frac{1}{T_{AMB}}\right)\right)$$

公式7.6: 从Arrhenius公式得出的加速因数

大多规格书中，参考温度为室温或者25° C。据此我们得到如下的加速因数：

境温度	加速因数
25°C	1
30°C	1.5
40°C	3
50°C	6
60°C	12
70°C	22
80°C	40

表7.4: 不同环境温度下的加速因数

从这个简单的关系中，我们可以看出当环境温度翻倍从25° C到50° C时老化效应加速，其加速因数为6。如果温度继续上升从25° C到75° C时，老化效应会加快30倍。

同样的效应也反向有效。降低温度会增加电子元件的可靠性。然而，在非常低温的情况下（低于-20° C），其他因素比如由于材料的收缩系数不同而导致的机械应力变化，或者焊点变脆而导致故障率变高。所以Arrhenius关系不能无限延伸。

计算MTBF时，除了老化效应外还有其他应力因素，但是计算确实地揭示了可靠性随着温度升高而下降：

环境温度	MTBF (MIL-HDBK-217F) (满载)
25°C	1,368,813 小时
50°C	711,033小时
85°C	226,072 小时

表7.5: MTBF随着温度的变化实例（RECOM的一个2WDC-DC转换器）

7.6 可靠性设计

设计时可以通过选用恰当的元件值，拓扑及规格出发考虑电源的可靠性。最关键的设计要求是选择正确的元器件规格，使用尝试-测试电路拓扑，并在设计阶段将可能的电气，热力学以及环境应力考虑在其中。此外，可靠性设计中最重要的一种方法是使被使用在产品中的电源应该能被方便而综合的测试。这意味着使用物理方法测试波形，电压和温度来确保电源可以在应用中正常工作。如果出现任何接近限制的值或者波形“看上去不对”可能意味着，即使转换器符合规格书的规格但是它的使用寿命不一定符合。

正如前面章节所提到的，高温是工作寿命和高可靠性的天敌。制造商对每一个元器件都有温度上限的规定，然而一个结构良好的可靠性设计不会让任何元件承受像温度上限那么高的压力。下表给出了某些常用DC-DC转换器元件的典型最大高工作温度和建议最高热降额。

元件	最高工作温度（制造商的数 据单）	建议设计时的最高工作问题（ 最坏情况）
贴片电阻	125°C	115°C
贴片电容	125°C	115°C
贴片二极管	125°C	115°C
场效应管（结温 度）	155°C	140°C
变压器	130°C	120°C
光电耦合器	110°C	100°C
PCB (FR4)	140°C	130°C

表7.6：最高工作温度的设计

7.7 PCB布局可靠性因素

如果一个元器件超过了设计时的容许温度，要么在PCB上添加额外的铜来传导散热，或者可以元件并联来分流。DC-DC转换器的引脚也能被用于将热量从转换器的传导至主PCB板上。对于金属外壳的DC-DC转换器，尽可能将高温元件安置在接近外壳的位置，或者添加额外的导热铜块，两者都有助于热处理。

将元件放置在有一定距离的地方可以有效地阻止两个元器件之间的热传导。一个较常见的错误是将光电耦合器贴近变压器放置以节省空间。虽然变压器可以很容易的承受住内部接近120°C的高温，但是光电耦合器的温度极限是100°C。因此，虽然光电耦合器内部几乎不会散发出热量，但它会因为邻近的高温元器件而导致过热，从而成为限制转换器的最大工作环境温度的因素之一。类似的情况也可能出现在位置邻近二极管元件上。一般二极管散发的热量占了DC-DC转换器所散发的热量中很大一部分，因为它们有一个不可避免的正向电压降。如果在两个二极管之间安置一个被动元器件（比如，两个输出整流二极管之间的输出电容），那么尽管两个二极管都处于温度限制以内，电容却可能因为受热而超出了温度限制。

贴片电阻是DC-DC转换器中可靠性最高的元件，但是即使如此，设计它们的PCB布局时还是需要小心，因为陶瓷基板非常脆。

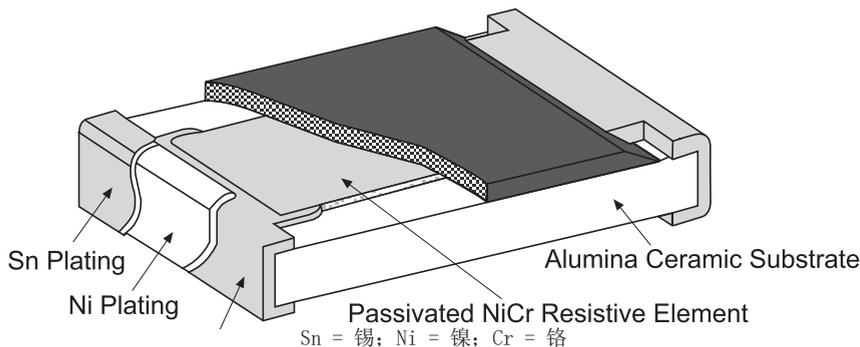


图7.3：贴片电阻结构

一个典型的PCB板可能包含上百个同样的电路，必须被切割成一个个独立的基板。这一机械分割过程（也被称做去镶板，切割或单片化）可以用切割刀片（V-切割），冲模，铣床或者镭射切割来完成。



图7.4：使用V-切割机切割PCB基板

面板也可以通过冲击或转孔工具来打孔，这样面板可以在稍后的组装作业中直接用手分割。任何拆除PCB材料的作业，裁断或者切割都会给PCB带来机械应力而导致变形。如果贴片电阻和其他陶瓷元件的安装位置太过靠近边缘或者有受过弯曲或变形，那么它们有可能会损坏而失效。

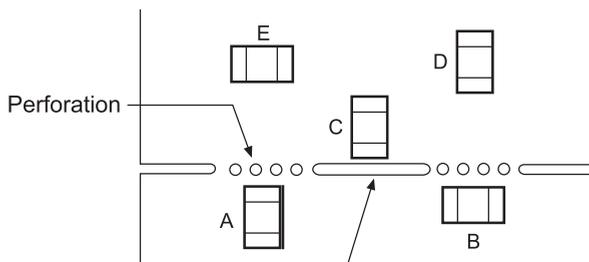


图7.5：确定贴片电阻的位置

图7.5中，当PCB被切分时，电阻A受到的机械应力要比电阻B大。类似的电阻C所受到的在冲孔槽或转孔机所带来的应力比电阻D所受到的要大。电阻E所在的位置最理想：平行于切口边缘，距切口边缘的距离大于其自身的长度。贯通孔在弯曲PCB板时会折断，因而弯曲方向应该朝向元件那一侧，这样最大机械应力机会出现在PCB板的另外一侧（图7.6）。

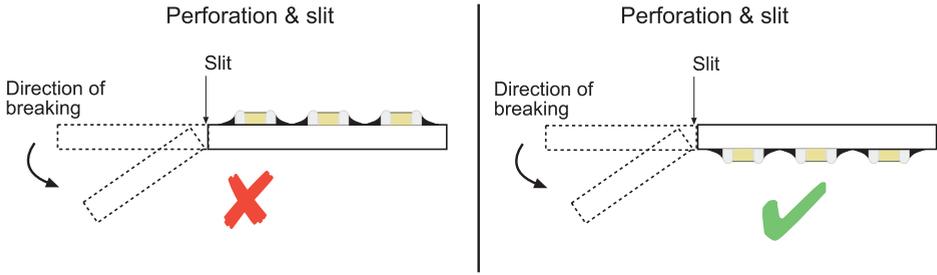


图7.6：正确和错误地折断断贯通孔的方法

PCB基板以及板上的元件所受到的应力可以通过优化单个PCB板的设计结构来降低。这是产品的工程设计上一个重要的过程，它可以显著提高产量和可靠性。下述例子可以帮助我们解释这一点。

图7.7 所示的是一块面板上的单独的印刷电路板组件（Printed Circuit Board Assemblies/PCBA）的原始结构。斜线阴影部分为开槽的地方，由于结构原因，这些槽不得不开在靠近PCB元件的地方。本来想通过PCBA来调整重量分布（它们承担了一个较重的电容），然而对于面板来说元件的总重量太重，这使面板下垂，从而导致不能被接受的高故障率。

图7.8所示的是改良后的单个PCBA结构的布局。每个面板上的PCBA总数从50个减少到了40个，每个PCBA之间增加了2mm的间隔距离，以提高强度。较宽的空间距离使V-切割器能够更好地进行切割操作，并且能降低元器件上所受的应力。结果显示采用新的结构后，总故障率下降到2%以下。

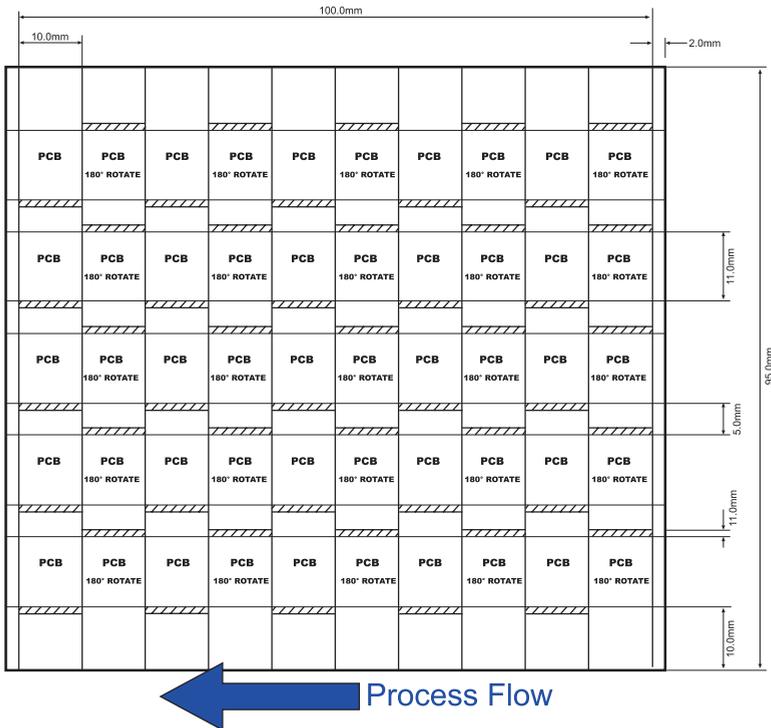


图7.7：原始PCBA布局结构，其故障率过高

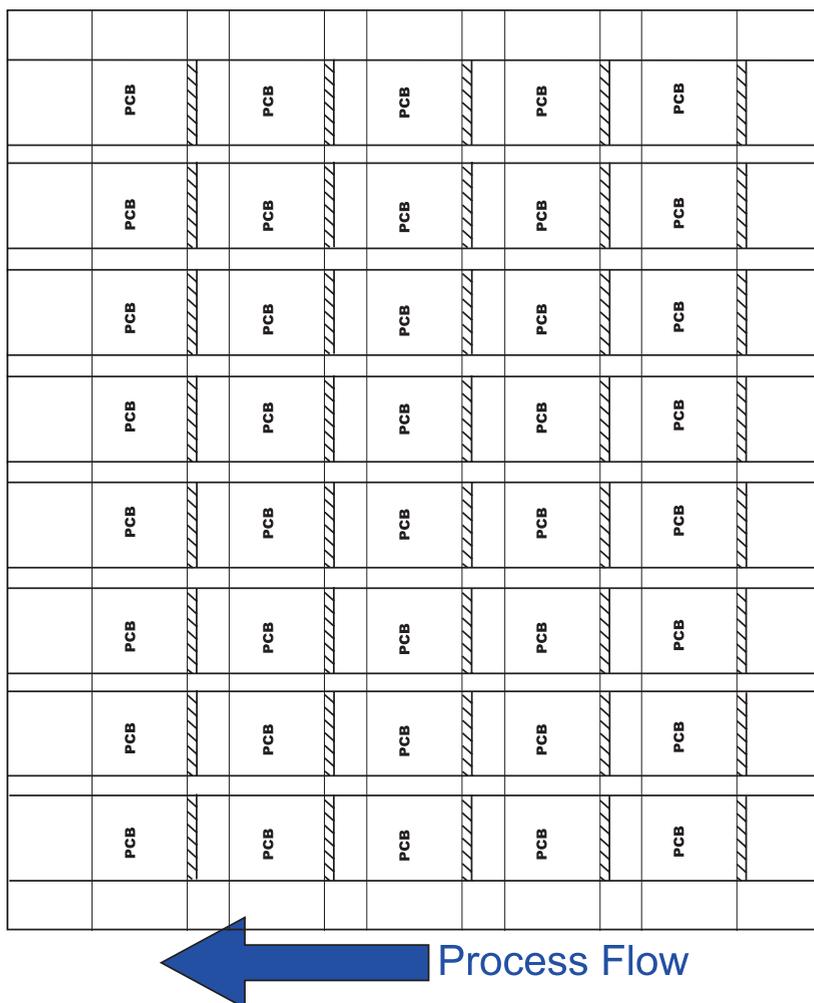


图7.8：改良后的PCBA布局结构，为V-切割机并为了提高强度增加了额外的空间

7.8 电容可靠性

通常DC-DC转换器要么使用多层陶瓷电容（MLCC），钽电容或者电解电容。当然我们还可以找到贴片式的聚酯薄膜电容，但是它们的体积太大，无法满足电子工业对于小体积的要求。

7.8.1 多层陶瓷电容

多层陶瓷电容(MLCC)是DC-DC电源中使用最广泛的电容。它们的电容量较高，不分极性，等效串联电阻和电感值很低并且能在很宽的频率范围和很广温度范围内保持稳定的电容值，这使得它们既可以用于滤波器也可以作为大容量电容。然而，如果工作电压超过了MLCC的最大电压上限，那么它很容易发生故障。这一电压上限来自于结构原因，MLCC由多层金属层组成，中间由很薄的陶瓷绝缘片隔开。如果任意两层之间发生电弧放电，那么和电解电容不同，MLCC并没有自我修复机制，因此很快就会损坏。

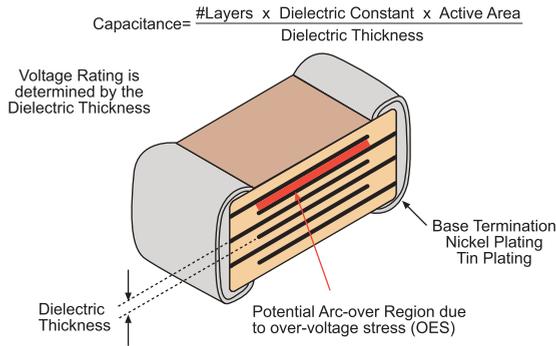


图7.9: MLCC中的电弧放电

因此设计的关键是必须保证，即使只是很短的时间，MLCC也不能受到电子过压（electrical over-stress/EOS）。由于大多数制造商在生产阶段，100%会在额定电压下测试电容，因此这些电容可以额定电压之内正常工作而无需降压。然而一旦超过了这个电压，EOS将以一个3次幂的速度增长。一个合理的应用，一般只在制造商提供的90%的直流额定电压或者低频交流电压下工作。如果通过电容的信号频率接近它的共振频率的话就必须小心了，因为这可能导致局部发热和过早的出现故障。其内部发热而导致的温度上升必须被控制在20°C以内。

另一种可能出现在MLCC上的共振影响是由压电效应透过陶瓷层产生的噪声。如果声音的共振频率和流过电容的交流波形一致，那么电容开始发出峰鸣声或尖锐的声响。解决方法是使用不同尺寸的，噪声共振频率不同的MLCC。制造商将声称，电容发出峰鸣声并不会影响它的可靠性，但是很明显许多客户不希望使用带有噪音的电源。

机械故障是导致MLCC故障的主要因素。裂缝使得层与层之间可能产生弧形放电，并导致污染物，湿气或者腐蚀性侵入而发生故障（金属电涂层尤其对硫腐蚀特别敏感，而二氧化硫又是工业领域，火力发电站，汽车尾气，或者从有机衰变过程中产生的副产物非常常见的空气污染物）。之所以会出现裂缝是因为陶瓷材料的结构很脆，很容易受物理应力或者不对称温度场的影响而损坏。和贴片电阻一样，PCB的布局必须注意尽量减少产品受到的应力，因为这会使电容开裂进而失效。MLCC应该平行于PCB上的V-切口边缘、插槽或者贯穿孔安置或者至少相距距离大于MLCC本身的长度。安装这些元件的机器必须注意在将电容插入PCB板上时不能给电容施加过大应力，而同时PCB板本身也应该有良好的支撑，这样当转换器被装入外壳时它不会在焊接过程中或者之后发生弯曲。

焊膏量和焊盘布局对于减少电容所受的应力十分重要，因为不平均的焊点对连接点的支持也不一样。好的回流焊接点有焊接倒圆角，它有一个内嵌半月板的凹槽，可达到75%的电容高度。

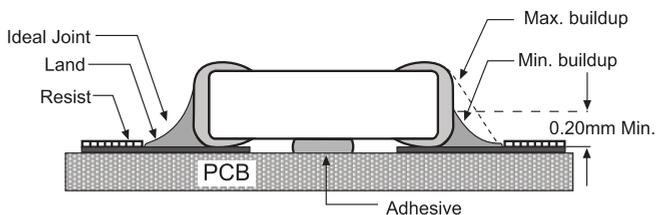


图7.10: MLCC的焊接倒圆角

如果使用的焊膏太少，那么焊点可能不牢固而容易在工作中发生故障。同样的，无铅焊接会导致连接点形成一种镀锡合金，这将改变它的机械强度，如果含锡的比例较低，它会变脆。另一方面如果使用的焊膏太多，那么电容受到的接触应力是不均匀的，当PCB穿过IR炉冷却后，陶瓷层上将产生裂缝。

在极端情况下，融化了的焊膏的表面张力可能导致电容翘起（墓碑现象）。

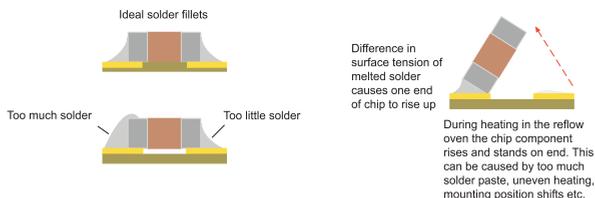


图7.11: MLCC焊接倒圆角的几种形状

手动焊接对于MLCC电容来说风险较高。不仅电容表面很容易被电焊的尖角刮坏，而且由于电容的每个节点是分别被焊接的，这导致焊接时电容温度不均而在其内部产生机械应力，产生裂缝。如果MLCC电容在安装时出现事故，那么必须丢弃。

虽然总的来说陶瓷电容的电容值在温度变化时比较稳定，但是具体的稳定性很大程度上是由公差特性决定的。便宜的MLCC在温度变化时电容值的变化也很大，在整个温度范围内的变化可以从+22%到-82%。如果电路设计的工作温度是25°C，那么在较低或者较高的环境温度下，电容的表现大不相同，可靠性不高。

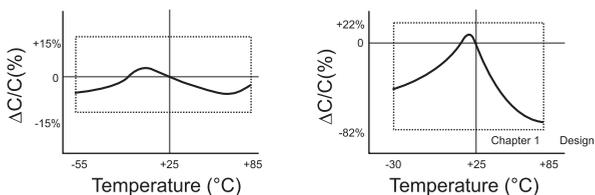


图7.12: 不同MLCC的电容随着温度变化的关系

字母代码低温	数字代号最高温度	字母代码电容值随温度的变化
X = -55°C (-67°F)	4 = +65°C	P = ±10%
Y = -30°C (-22°F)	5 = +85°C	R = ±15%
Z = +10°C (+50°F)	6 = +105°C	S = ±20%
	7 = +125°C	T = +22/-33%
	8 = +150°C	U = +22/-56%
	9 = +200°C	V = +22/-82%

表7.7: MLCC分类代码（根据EIA RS-198）

比如，一个X7R电容在-55° C 至+125° C 的工作温度下其电容值的变化范围在±15%。使用MLCC的最后一注意点是它们的电容值与直流电压有关。为了达到高的容积率，层与层之间的绝缘介电层非常薄（只有几微米厚），因此对电场压力十分敏感。一个在6.3V时额定为10μF的0806型MLCC电容，对上升的电压会出现明显的电容下降。这些必须在设计计算时考虑：

电容值	施加电压
10μF	0V
8.8μF	2V
7.2μF	4V
5.7μF	6V

表7.8：6.3V时额定10μF的MLCC，电容值随施加电压的变化

7.8.2 钽电容和电解电容

电解电容很少被用在DC-DC转换器中，但是常被用于外部组件，要么用于EMC滤波器，要么用于稳定输入输出电压，或者提供尖峰电流。后者一个例子是IGBT驱动电路；IGBT驱动设备所需的平均功率为2W，但是尖峰栅极驱动电流可能达到几个安培。一个等效串联电阻很低的大容量电解电容连在DC-DC转换器的输出端，能够释放出低功率DC-DC转换器无法达到的尖峰驱动电流。钽和铝电解电容使用相似的结构，导通层（钽或铝）通过在注入液体或者凝胶状的电解质隔开。使用电解质大大提高了容积率，因此相等体积的电解电容能够提供2倍于MLCC电容的电容量。电解电容的另一个优点是它可以自我修复板层之间的小尺寸损伤。

电解电容可以自我恢复是因为任何层与层之间的电弧放电都会使电解液电解，这种水解过程释放出氢和氧。氧与阳极层结合生成氧化物层，使泄漏处愈合。所释放的氢要么直接飘出电容，要么在电容内被化学吸收。

钽被列入冲突矿物质名单中，在美国受到多德-弗兰克法案的限制，因此钽电容的使用在不断下降，尽管它们提供了一些优于铝电容的特性，比如相同体积的钽电容的容量更高以及电容随温度和时间变化更稳定。然而，它们被瞬态过电压损坏后容易出现热击穿缺点严重降低了它的可靠性。如果发生故障，由于电弧放电而产生的热量可以引燃阴极材料（锰氧化物），导致电容器燃毁。

电解电容（E-caps）在可靠性上口碑较差。这在很大程度上是不对的。如果这些电容被正确的在其工作参数范围内使用，那么它们绝对是非常可靠的元器件。RECOM的一个AC-DC产品使用电解电容，其设计工作寿命在25° C时超过22年。然而由电源市场的价格压力，必须在设计，选材和电解电容的工作点确定上折中考虑，以至于他们在整个可靠性链中始终是最弱的一环，最容易发生故障。常见的问题是E-caps能持续工作多久，多少个会发生故障？事实上，这是两个问题，需要两个答案。电容的正常工作寿命阶段主要是指等效串联电阻翻倍所经历的时间或者10%的电容因短路或断路而发生故障所经历的时间。E-caps的老化的最主要原因是电解质不断地变干而导致等效串联电阻值随着时间逐渐上升直到它的性能差的不可接受。

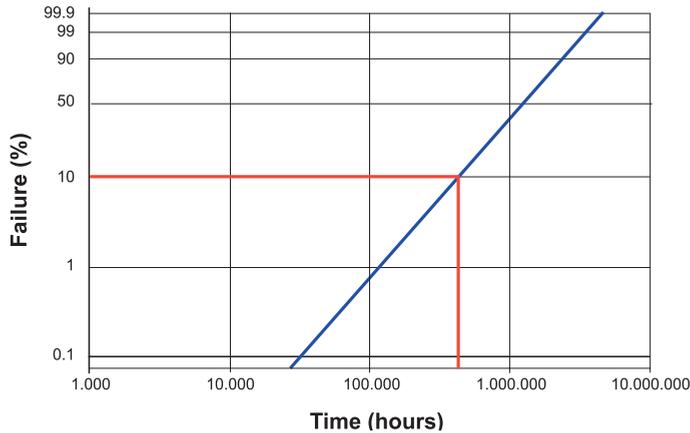


图7.13: 由于等效串联电阻变大, E-Cap故障率着时间而增加

由于E-caps的工作寿命非常长, 它们在规格书上所列出的参数都是在最大压力下(加速老化效应)进行测试而得到的(Highly Accelerated Stress Screening/HASS)。这意味着它的额定工作寿命可能只有几千小时。实际使用中, 当这些元件的工作压力远低于绝对最大压力时, 其工作寿命可能大大延长。

下面的一组等式给出了计算E-cap的实际工作寿命的简化方法:

$$Life_{working} = Life_{rated} V_{stress} 2^{(T_{rated} - T_{actual})/10}$$

这里电压压力为:

$$V_{stress} = 4.3 - 3.3 \frac{V_{actual}}{V_{rated}}$$

等式7.7: E-cap工作寿命的计算方法(简化)

从这组公式中, 我们可以得到三个重要的结论:

- 1: 电容的容量不起任何决定作用。工作寿命和电容的容量没有关系, 所以在设计中使用大容量的电容不会改变其可靠性。
- 2: 工作寿命不取决于绝对电压, 而取决于实际电压 V_{actual} 和额定电压 V_{rated} 的比值。因此相比低电压的电容, 一个高电压的电容的可靠性不一定也较高。
- 3: 温度有很大的影响, 因为它以二次方变化。

比如, 如果电容的额定值为2000小时/85° C, 并且它被用在一个直流电压为其额定电压70%的电源中, 工作温度为高于环境温度15° C, 那么根据计算, 其工作寿命可上升至:

$$V_{stress} = 4.3 - 3.3 \frac{V_{actual}}{V_{rated}} = 4.3 - (3.3 \times 0.7) = 2V$$

$$Life_{working} = Life_{rated} V_{stress} 2^{(T_{rated} - T_{actual})/10} = 2000 \times 2 \times 2^{(45)/10} = 90,500 \text{ hours}$$

所以在降低了电压和温度压力后, 电容的工作寿命增加了好几十倍, 超过90,500小时(大于10年)。

从这个简单的例子中，我们还可以看到可靠性设计可以通过降低电容所受的电压压力（作为经验法则，平均电压不应超过电容额定值电压的70%）和降低工作温度来实现。好的热力学设计对于E-caps的工作寿命的影响最大，并且遵循两条基本法则。第一，内部发热会明显增加加热应力，所以纹波电流越高，电容的等效串联电阻产生的内部功耗就越大。当电容老化后，等效串联电阻会上升，其内部温度也会上升进而进一步加速工作寿命的衰减。由于电容可靠性和电容容量无关，大容量的电容其内部发热量较低进而寿命较长。而且它的表面积也较大，容易散热。第二，布局上应该尽量使E-caps远离散热片，变压器，或者热半导体元器件以保持其工作环境温度尽可能的低。同时必须注意不带护罩的电感元件，它会辐射电磁场而在电容的各层中产生涡电流，进而导致局部发热。电容的位置应尽量避免接触电感。然而这些设计上的基本规则却常常在追逐更小更廉价的生成过程中被忽略，因此E-caps的名声也越来越差。

7.9 半导体可靠性

功率半导体元件在DC-DC转换器中作为开关切换和控制高电流和高电压的元件，因而承受较高的电子和热力学压力，这会缩短它们的工作寿命。然而，生产质量才是影响半导体可靠性的决定因素。半导体结的性能对于材料中的杂质或者金属薄膜层中的外来颗粒杂质十分敏感。半导体的质量问题可能来源于不合格的装配，比如引线接合质量差，磨具上含有外部颗粒杂质，以及引脚与外壳间的封装不严密等肉眼看不见的问题，而且这些潜在故障源并不会理科影响到性能。稍后才会引起过早出现故障。正如大多数元件一样，找到并维持一个优质供应商对最终产品的质量起着关键的作用。

通过合理的设计可以降低半导体所受的电子和热力学压力。比如所有的半导体都容易受到瞬态过电压电压的损坏。单极开关拓扑通过开关FET生成双倍的输入电压，而在推挽式拓扑中FET只用于开关输入电压。如果在输入端出现电涌，单极开关拓扑相比推挽式拓扑更容易超出其额定电压上限而发生故障。

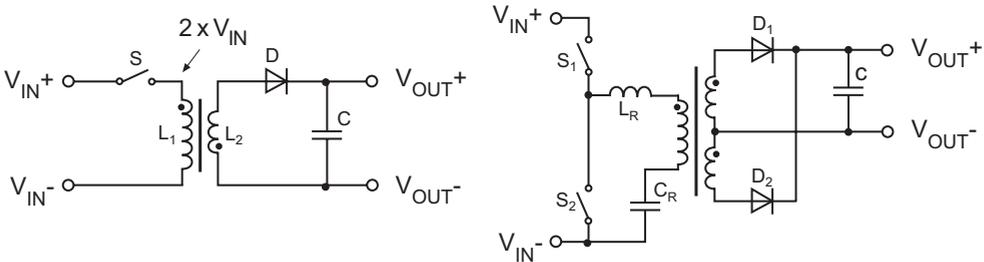


图7.14：左边的单极开关拓扑加在开关元器件上的压力是右边推挽式拓扑的两倍

通常任何功率转换器中最热的半导体元件是开关FETs和整流二极管，因为通常它们都位于输入输出端之间高电流主通道上。被动元器件发生过热时倾向于相对均匀地散发热量，但是半导体倾向于非均匀散发。热应力开始集中于装置内某个局部较弱的位置或者边缘，并且很快造成进一步的损坏，最后发生热击穿。一般来说，即便是很大的半导体器件，其中所封装的芯片都非常小，这样热惯性可以帮助吸收任何瞬态过热效应。

为FET或者二极管添加散热片也许可以有效地帮助半导体装置内部的平均散热能力，但是对于瞬态热点或者其他不规则的由节壳之间的热阻引起的热效应并不有效。当进行可靠性设计时，最安全的方法是半导体制定一个电流限制，保证一定范围内的瞬态过热效应对其正常工作没有影响。

下面的表格提供了一些建议的降额因数：

元件	参数	降额因数
离散半导体（二极管，FET，等等）	额定峰值功率	最高70%
	额定峰值电流	最高50%
	额定平均电流	最高50%
线性稳压器	额定电流	最高50%
开关稳压器	额定电流	最高80%
信号二极管	额定电流	最高85%

表7.9：半导体的建议降额因数

7.10 静电放电

当静电通过电子元件被放电至地端，有可能会发生静电放电（Electrostatic Discharge/ESD）损坏。最常见的是摩擦电-当两种不同的绝缘材料互相摩擦，就会产生电荷差异。如果操作员不带任ESD防护装备的情况下处理电子元件或者PCB，那么由于衣服移动，从椅子上站起来或者只是拆下塑料包装都有可能产生数万伏特的静电电压。如果在这种情况下操作员接触地了的PCB或者将PCB递给一个接地了的同事，就会产生火花导致半导体或其它ESD敏感元器件不可逆的损坏。安全起见，必须确保所有的操作员、设备、椅子、地板和长凳都是接地的，这样才可以确保整个区域都有ESD防护，有时还可以使用空气加湿器来降低静电电荷积聚：

来源	低湿度	高湿度
走过地毯	35,000V	1,500V
走过乙烯基地板	12,000V	250V
操作员在长凳上	6,000V	100V
拆除塑料包装	20,000V	1,200V
从椅子上起身	18,000V	1,500V

表7.10：低湿度和高湿度时静电电压举例

半导体之所以容易因ESD受损是因为它们纤细的薄膜构造，这使得高电压能够轻易地击穿金属氧化物绝缘层而引起局部熔断。同样的情况也发生在MLCC中，因为它们层与层之间的电介质隔离层的厚度是微米级别的，很容易因为瞬态高电压而损坏。我们常听到这样一种曲解，一旦元器件被焊接到PCB板上那它们在一定程度上对ESD损坏产生免疫或者至少处于输入输出端的滤波元件的保护之下。

当然，ESD电流可能碰巧直接流到地端而没有流过对ESD较为敏感的元器件，但是这样产生的感应静电场还是大到足以造成一定的破坏。

被ESD损坏了的三极管或者二极管可能并不会立刻发生故障。电子显微镜能够观察到局部熔断和层上的微孔，但是元器件可能还能继续正常工作，只是漏电流在持续增长。然而这类潜在损伤是一个定时炸弹。到了某一时间点就可能发生电子击穿，元件会突然失效。ESD损伤是那些无法解释的早期故障的最主要原因。

元器件和子组件对于ESD损害的敏感程度可以通过测试得到。最常用的方法称为人体模型（Human Body Model/HBM），它通过给一个100pF的电容充电直至高压然后通过一个1.5kΩ的电阻对待测设备放电的方式来模拟人类活动产生的能量。

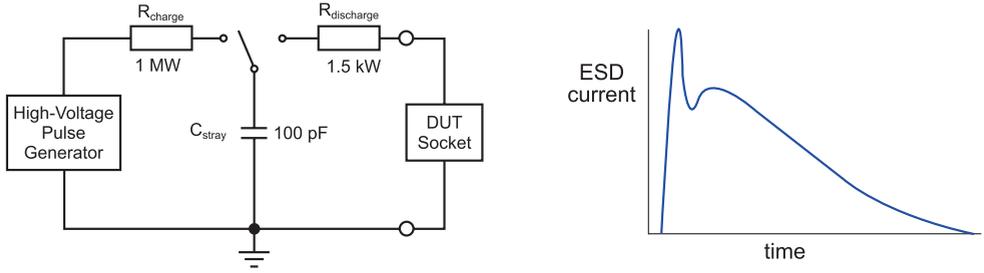


图7.15：人体模型（HBM）的测试电路和得到的波形

不断提高电压并重复ESD测试以得到元件的额定ESD值：

等级	人体模型测试电压
0	250VDC
1A	500VDC
1B	1kVDC
1C	2kVDC
2	4kVDC
3	8kVDC

表7.11：ESD分类

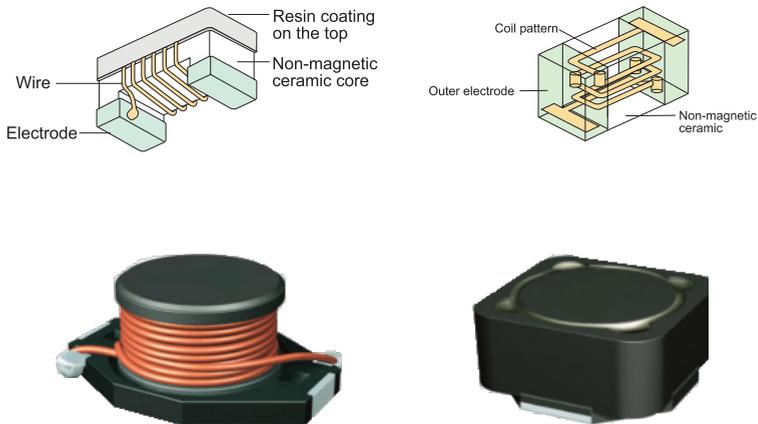
我们可以在设计时加入ESD保护措施，通过在输入端添加超快二极管来限制输入，或者在PCB上构建火花缝隙来将敏感元器件和能量隔离开来。但是来自市场的成本压力导致最终只有最便宜的方法会被采样。如果为了有效的提高整体可靠性，一般的ESD防护是在一个ESD受到控制的区域进行制造、组装，包装DC-DC转换器，并且使用抗静电的包装，这样运输途中的震动也不会产生明显的摩擦电。这样责任就明显落在了终端用户身上，他们也被要求在生产他们的产品时注意ESD防护措施。

7.11 电感

几乎每个DC-DC转换器中都有使用电感器。任何转换器的设计中变压器都是核心部分，而且它也是决定转换器性能的最关键部件。最常用的变压器类型是铁氧体环型或者线轴型，因为它们有较好的高频特性并能通过闭环磁路构建。铁氧体磁芯由氧化铁(Fe₂O₄)和其他金属比如锰锌(MnZn)和镍锌(NiZn)以及粘合剂组合而成，然后压制成某一形状并高温烧制成容易被磁化的晶体结构。磁芯非常脆，处理时必须十分小心。微型磁环通常会额外的包裹一层尼龙或者环氧树脂涂层，使其表面光滑以降低运输途中损坏的可能性，并使手动绕线更方便。大家可能会很吃惊，市场上绝大部分批量生产的低功率DC-DC转换器使用的都是手动绕线的环型变压器，但是开发一款变压器自动绕线器，给直径只有6mm，孔径只有3mm并且需要绕6组分别独立的线圈的磁芯绕线，目前技术上还比较困难。RECOM有两台自动的环形变压器绕线器，但是这是我们自己开发研制的，目前还未投入商业销售。不过线轴型变压器就不存在这个问题，它机械地在一个塑料载体(梭芯)上绕线，然后两半铁氧体磁芯粘合在梭芯外面组成转换器。

两种结构，环型磁芯的可靠性较高。它们还带有自遮蔽功能，能将磁通锁定在环形磁芯内部。线轴型变压器如果在组装和使用时出现裂缝，进一步导致气隙那么它们的性能将改变。在胶合两半铁氧体时也会可能发生同样的问题，所以两半铁氧体必须完好无损，准确对齐，并且完好重叠以保证互相紧密接合。在可靠性设计时，最重要的一点是确保磁芯的温度始终低于居里温度，因为当温度超过居里温度后磁芯失去磁性。不同的铁氧体化合物的居里温度也各不相同。

除了变压器之外，在PCB板上，开关稳压器的电感或者EMC扼流圈的电感也可以是贴片式的。贴片式电感器通常是在陶瓷或者铁氧体梭芯上绕线的，而贴片高频扼流圈也能够通过类似MLCC的多层结构来实现。



没有护罩的(左)，有护罩的(右)贴片式功率电感

图7.16: 不同结构的贴片电感

我们强烈推荐使用护罩的电感器。不仅仅是因为它能遮蔽相邻元件之间的磁场干扰，而且如果两个没有护罩的电感靠得很近的话，它们会互相影响而使有效电感降低。

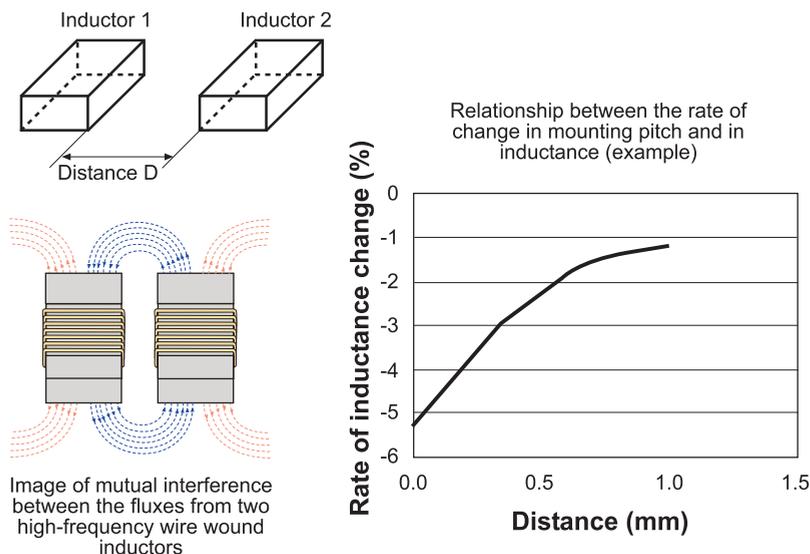


图7.17：相邻的两个没有护罩的电感之间的相互影响

没有护罩的电感甚至还可能会降低DC-DC转换器以外的整个应用设备的可靠性。漏出来的磁场会在任何导体中感应生成电流，不管它是PCB导轨，电容层或者电线保护管。大多数铁氧体在工作周期中不断提高它们的初始性能。当转换器打开或关闭时它会循环变热或变冷，再加上高速震荡的磁通扰动造成磁边界的自校准，这将缓慢提升磁导率。这个对于DC-DC转换器来说是一个优点，这意味着没有护罩的电感在最初投入使用的几个星期中，预计的磁场会慢慢升高，直到某一时刻突然出问题。另一方面，有护罩的电感的漏磁不断收缩，这一现象一般会在使用50到60小时后终止然后趋于稳定。

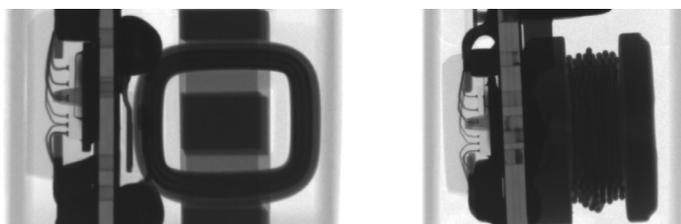


图7.18：X光下比较RECOM R-78开关稳压器中的有护罩的电感（左图）和竞争对手的复制产品中的没有护罩的电感（右图）

8. LED特性

战争的第一要素就是“了解敌人”。对固态照明（Solid State Lighting/SSL）而言也是一样的道理-如果不了解LED工作原理的话，那么有时应用可能无法正常工作。

LED是一种非线性器件。当施加于LED上的电压很低时，LED处于截止状态。如果电压不断升高，当突破一个特定的阈值时，LED将立即发光，这时通过它的电流迅速上升。此后，如果电压继续上升，LED很快便会因过热而烧断。那么，如何控制LED在完全导通和完全烧断之间的一个很窄的带宽内工作，便是正确应用LED的一个关键。

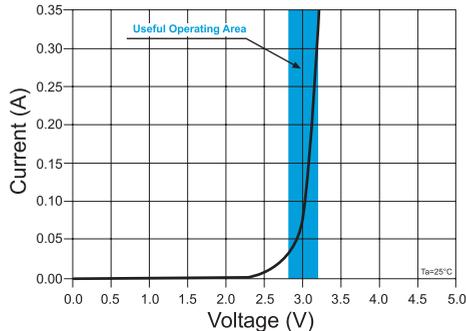


图8.1: 大功率LED的有效工作区域 [TAMB=25° C]

正确应用LED的另一个难点是，每一种大功率LED的工作电压范围都不完全相同（即使是同一个供应商的同一个生产批次），而且LED的工作电压范围随着环境温度以及LED的老化程度而变化。

图8.2给出了几个LED的具体工作区间。在这个例子中，我们观察的是4个完全相同的LED，根据规格书给出的信息，它们的规格完全相同。事实上，所有制造商是按LED的发光颜色来分类LED产品的（又称“分箱”——制造过程中，LED经测试后按照其颜色温度分类分箱）。如果最后发送的LED货品是按颜色温度分类的，但却来自于不同的生产批次，那么很有可能它们的导通阈值电压或正向导通电压（ V_F ）差异很大。大多数大功率LED的规格书标出的 V_F 公差范围大约为20%，所以图8.2所示的较大差异绝不是夸大其词。

在这个例子中，如果我们选择供电电压，比如说3V，那么LED1就会过载，流过LED2的电流为300mA，LED3的电流250mA，LED4的电流只有125mA。

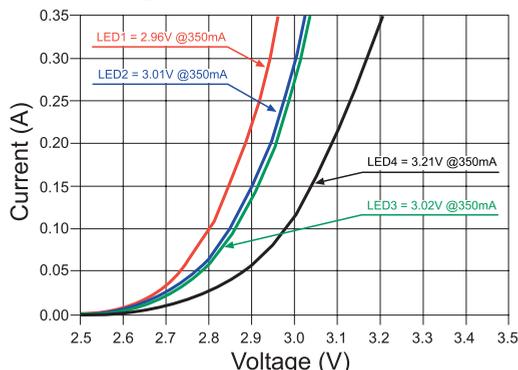


图8.2: LED的详细特性

此外，这些特性曲线还是动态的。当LED的温度升高，这些曲线将随之向左漂移（正向导通电压 V_F 随着温度升高而下降）。

LED的发光输出与流经它的电流成正比（见图8.3）。在上述3V供电电压的例子中，LED1像超新星一样非常亮，而LED2比LED3稍微亮一点，而LED4非常暗。

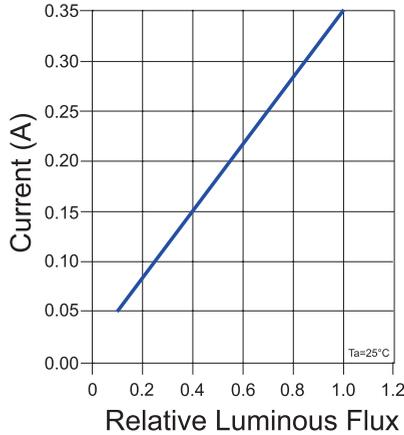


图8.3: LED输出发光和电流的关系

8.1 恒流驱动LED

解决VF差异很大的方法是，使用恒定的电流来驱动LED，而不是恒定电压。在恒流驱动的LED中，LED驱动器可以自动调节输出电压以保持输出电流恒定，从而保持LED发光强度恒定。这种方法能用于单个LED或者多个串联的LED串。只要流过所有LED的电流是相同数额，即使每个LED的VF不同，它们的亮度也是相同的（见图8.4）。

当LED导通后，不断升温直至工作温度，恒流驱动器将自动降低驱动电压以保持流过LED的电流恒定，从而确保LED的亮度不受工作温度的影响。

恒流驱动器的另一个显著优点是，它可以保证整个LED链中没有任何一个LED过载，从而确保它们的工作寿命。如果任何一个LED短路，其他的LED还是可以以恒定的电流继续正常工作。

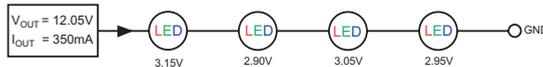


图8.4: LED串

8.2 一些直流恒流源

最简单的恒流源是通过电阻来驱动LED的恒定电压源。如果施加在电阻两端的电压和LED的正向导通电压一样，那么如果正向导通电压发生10%的波动，那么LED电流的波动大约也为10%。

（比较图8.2中的例子，10%的 V_F 变化却引起50%的LED电流变化）。这种解决方法非常廉价，但是恒流控制效果不佳而且功耗极大。

许多用来替代低压的卤素灯泡的廉价簇型LED灯泡使用的就是这种方法。毫无疑问，如果任何LED短路，电阻就会过载并且很快就会烧断。因此这类LED灯泡的工作寿命相对较短。

另一类简单的恒流源是线性稳流器。市面上有几种低价的LED驱动用的就是这种方法，或者是使用恒流模式工作的标准线性稳压器。内部反馈电路可以控制电流波动在±5%的公差范围内，但是冗余能量最终将变成热能，因此稳流器需要配备良好的散热部件。这一缺点导致这种方法的效率极低，这与为了提高效率而使用SSL设备的初衷相抵触。

最好的恒流源是开关稳流器。这种驱动方式的价格比其他解决方式的价格要高，但是在很大的LED负载范围内，输出电流的精度可以达到±3%，并且转换效率可以高达96%，这意味着只有4%的能量被转化为热能。这样驱动还可以在很高的环境温度下工作。

LED恒流源的例子：

图8.5：单电阻：低价，但低精度，高能耗

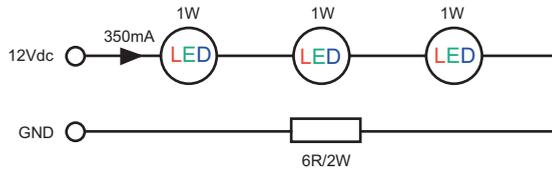


图8.6：线性稳流器：低价，高精度，但高能耗

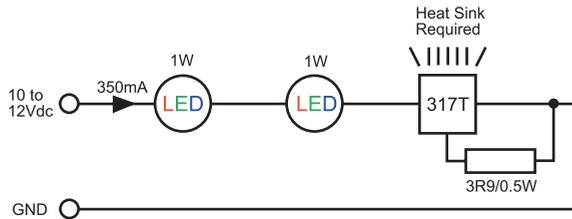
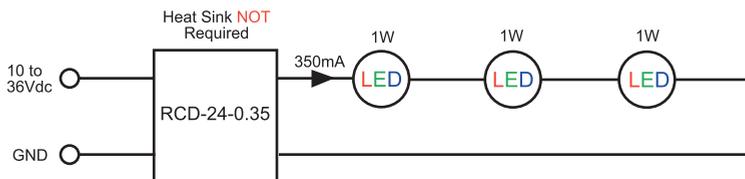


图8.7：开关稳流器：高价，但高精度，低能耗



上述几种方法之间的一个重要区别是输入电压范围和输出电压范围。

DC-DC开关稳流器可以在很大的输入输出电压范围内正常工作（比如，RCD-24-0.35的工作输入电压范围为5V至36Vdc，而输出电压范围为2V至34Vdc）。输出电压范围越大意味着可以串联的LED就越多，亮度调节范围也越大。

上述的另外两种方法中，如果电路中只有1个LED，那么将出现功耗问题。因为这种情况下，电阻或线性稳流器上的压降很大，这会进一步增加功率损耗。同样由于这个原因，输入电压的范围也应该受到限制。

8.3 串联LED

大功率白光LED的工作电流一般被设定为恒定的350mA。白光LED的化学特性决定了它的正向导通电压为3V，那么这样的LED功耗为 $3.0V \times 0.35A = 1W$ ，这种功耗对LED而言是微不足道的。

大多数DC-DC恒流LED驱动器事实上是降压转换器。也就是说输出电压的最大值也一定小于输入电压。因此输入电压决定了可被驱动的LED个数。

输入电压	5Vdc	12Vdc	24Vdc	36Vdc	5Vdc
可串联的LED个数	1	3	7*	10*	15

表8.1: 输入电压与可串联的LED个数

如果输入电压是非稳压的（例如：电池），那么可驱动的LED总数则取决于输入电压的最小值。

实例：

一个12V的铅酸蓄电池能够驱动多少1W的LED?

电池电压范围	9 ~ 14Vdc
C-DC驱动器正常工作所需的电压余量	1V
由此得到，LED驱动的输出电压范围	8 ~ 13Vdc
如果LED的正向导通电压VF	3.3V（典型值）*
那么可驱动的LED个数是	2

12V的电池只能驱动2个LED，听上去少了一些。如何才能用同样的电压驱动更多的LED呢？一种方法是使用升压转换器，这样的话输出电压就可以高于输入电压；另一种方法是并联LED串。如果每条LED串所需的电流都是350mA，那么为了驱动并联的各条LED串，驱动器的电流必须提升。比如一条LED串需要350mA的驱动电流，两条并联的LED串所需的电流驱动就是700mA。3条则需要1.05A的驱动电流。因此选择LED驱动器时必须了解输入电压的最小值和并联的LED串数量。

图8.8，8.9和8.10是几种典型的1W白光LED组合，全部使用稳定的12Vdc源电压。一个稳定的12V电压最多可以驱动3个LED（ $3 \times 3.3V = 9.9V$ ，还有2.1V的电压余量可以用来控制恒流驱动）

***注：**人们有一种普遍的误解，可驱动的LED数量取决于LED规格书中给出的VF最大值。事实上却并非如此，因为当LED达到工作温度时，VF将大幅下降。虽然一般情况下我们可以放心使用规格书中给出的VF。但是典型的规格书在环境温度25° C时可能会这样列举，VF最小为3.3V，典型为3.6V，最大为3.9V；然而在50° C时VF的值更接近于最小3.0V，典型3.3V，最大3.6V。因此稳定的24V源电压可以轻松驱动7个LED，而稳定的36V源电压则可以驱动10个LED，即使每个LED导通时都有显著的电压降。

8.4 并联LED串

3个LED串联在350mA的驱动上:

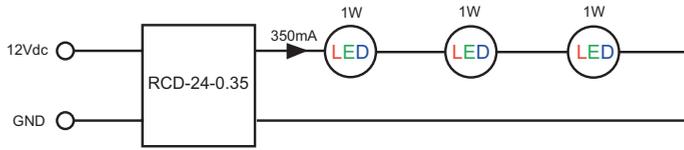


图8.8: 优点: LED电流精确, 有失效保护/缺点: 可驱动的LED数量有限

6个LED分两串连接在700mA的驱动上:

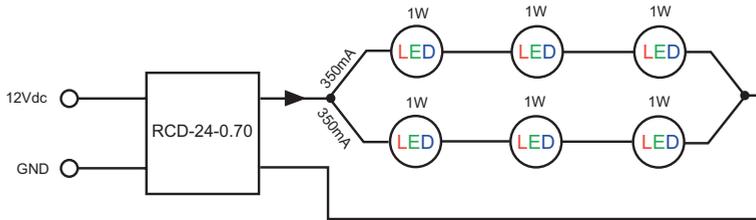


图8.9: 优点: 可驱动的LED数量翻倍/缺点: 无失效保护, 每条支路中的电流不平均

9个LED分成3串连接在1050mA的驱动上:

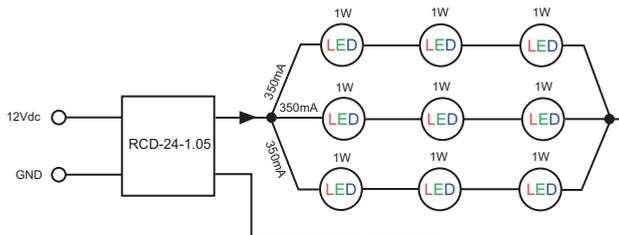


图8.10: 优点: 可驱动的LED数量翻两倍/缺点: 无失效保护, 每条支路中的电流不平均

一个LED驱动器驱动一串LED是最安全可靠的工作方式。如果任何一个LED发生断路, 那么通往其他LED的电流通路则不复存在。如果任何一个发生LED短路, 那么流经其余LED的电流保持不变。

用一个LED驱动器驱动多条LED串的优点是更多的LED可以被同时驱动, 但是当LED失效时, 这种驱动方式是存在危险的。如果2条LED串并联连接, 其中某一串上的LED发生断路, 那么700mA的电流将全部流过另一条LED串, 这条LED串很快会因电流过高而失效。如果3条LED串并联的话, 其中任何一个LED发生断路, 那么另外两条LED串必须分担1A的驱动电流。这两条LED串都会因为500mA的电流而过载。这两条LED串中的LED可能可以承受一段时间的过高电流, 根据LED的降温能力, 这个时间长短不一, 但是最终某个LED会因电流过高而失效, 而剩下的那条LED串必须承受1A的电流。最后这条承受1A的LED串也会立即失效。

如果任何一个LED发生短路, 那么流过每条LED串的电将非常不平均, 绝大部分电流将流向LED数量较少的那一条。这会引发多米诺骨牌效应, 最终导致整个LED装置失效。

大功率LED可靠性相对较高，上述的故障可能并不常发生在大功率的LED上。因此许多LED灯光设计者出于便利和成本的考虑，宁愿冒险用一个驱动器驱动多个LED。

8.5 平均并联LED串的中电流

多条LED串并联时出现的电流不平均问题也必须考虑。我们知道，如果2条或3条LED串并联，那么每条LED串的正向导通电压总是各不相同的。LED驱动器传递的电压是各条支路正向导通电压总和的平均值。这个电压可能对其中某一条支路而言太高同时对另一条支路而言又太低，从而导致电流分配也不平均。

多支路LED的电流分配不平均:

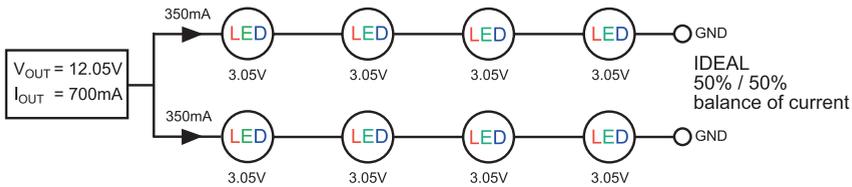


图8.11:理想情况下的电流分配

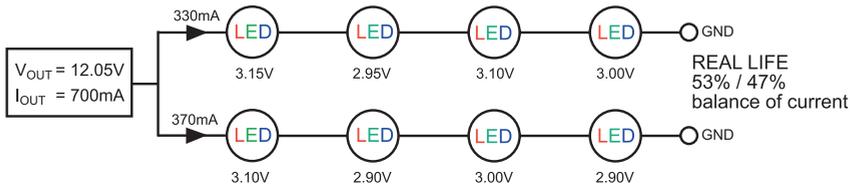


图8.12:实际情况下的电流分配

在上例中，电流的不平均问题还不足以导致过载支路发生故障，两条支路还是可以正常工作。然而两条支路上LED的发光亮度有6%的差别。

有两种方法可以解决这个支路电流分配不均的问题，要么为每个支路配置一个驱动器，要么添加外部电路来平均电流分配，比如镜像电流源。

图8.13中左边的NPN三极管的功能是提供参照电流，右边NPN三极管“镜像”这个电流。这种情况下，两条支路中的电流将不得不动自动平均分配。理论上镜像电流源电路不需要发射极这个1欧姆的电阻，但是实际操作中，这两个1欧姆的电阻有助于抵消两个三极管之间VBE的差别，从而提高镜像电流的精确度。

镜像电流源还能保护LED。如果左边支路中的LED发生断路，这时右边支路受到镜像电流源的保护（因为参考电流为0，所以另一支路中的电流也为0）。如果任何一个LED发生短路的话，由于电流是镜像的，所以两条支路中的电流还是可以保持平均分配。

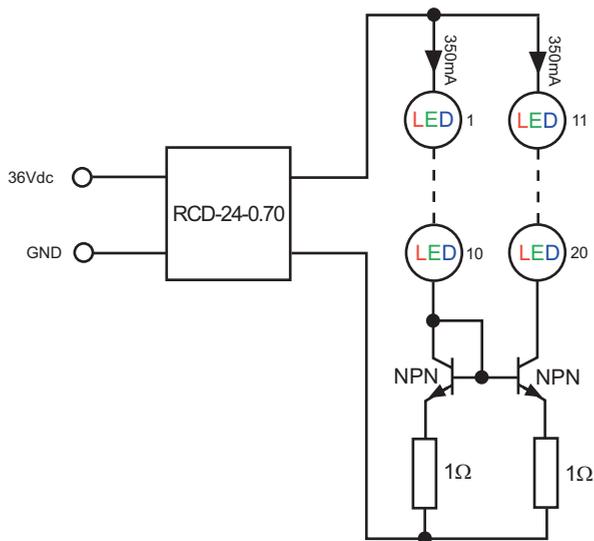


图8. 13: 用镜像电流来平均分配电流

然而，如果断路发生在右边的支路，镜像电流源却无法保护左边支路。一种改进的镜像电流源可以解决这个问题，我们可以为镜像电流源左边的支路添加一个虚负载，来限制流过这条支路的电流。

一些LED驱动制造商声称他们的产品可以自动平均电流，使用时不需要添加外部镜像电流电路。但事实上，一般都不可靠。除非各个LED串的正向导通电压总和完全相同，否则电流不均匀现象必然存在。

如果两条并联支路共用一个散热片，那么，如果流过一条支路的电流高于另一条支路的电流，这条支路上的LED就会更亮，这条支路也会更热。这时，散热器的温度逐渐上升，另一条支路上的的VF总和随着升高的温度而下降的更快，这样流过支路的电流也上升的更快。理论上，两条支路的电流可以通过负的热量反馈回路而保持相等。但实际上，这种效应可以被测量到，但还不足以确保电流平均分配的精确性。

然而，如果两条支路上的LED是各自独立的（各自带有散热片），那么这种热补偿反馈就不存在了。VF总和最低的那个灯泡分担的电流也最大，也最热，而且它的VF将进一步因高温而下降。这会进一步加剧不平衡，并导致热击穿而损坏LED。

当图8. 13所示电路被初次发布时，网上对它有一些批评，认为镜像电路并不是理想的解决方法。事实上只在每条支路上添加1欧姆电阻也可以起到平均电流的作用。在某种程度上这种说法是对的，但是如果需要精确的平均电流，那么除了给每条支路配备一个驱动以外，镜像电流仍然是最简单的解决放案。

8.6 哪个更好-并联支路还是网格阵列?

在第8.4中,我们讨论了单个LED发生断路或短路带来的后果。并联支路的数量越大,单个LED故障时,其余支路受其影响而导致故障的可能性就越低。比如5条支路并联,那么如果其中一条支路发生断路,剩余的4条支路所承受的过载量只有125%。LED会变得非常亮,但是只要散热器还能正常工作,LED就不至于失效。

并联多条支路的缺点是,驱动必须要能提供很大的电流(几个安培)以驱动大量的LED,这样的驱动是非常昂贵的,而且很难找到。使用这种电流很大的驱动时还必须注意,如果LED负载过低,比如某些支路接触不良,那么电流将全部流到剩下的那些LED串上。因此在开启驱动前,必须仔细确认所有LED支路都接触良好。如果昂贵的LED设备因为这种疏忽而损坏,那是很大的损失!

实际操作中,如果需要同时驱动多个LED的话,比较安全的做法是限制并联支路(一般少于5条),尽量使用多个电流较低的驱动,而不是使用单个电流很高的驱动。

增加LED支路的长度也是个很好的方法。因为如果支路中的某个LED发生短路,那么支路越长,支路中的LED分担的过载电流越少。

下面要讨论的问题是那种连接方式更好,LED单独串联在各个支路中或者相互交错组成一个LED阵列。下例中用15个LED来说明这两种不同的连接方式(两种方式的驱动是相同的)。一种做法是把15个LED分成5串,每串3个。但是根据前文的阐述,如果把15个LED分为3串每串5个的话,更加安全。

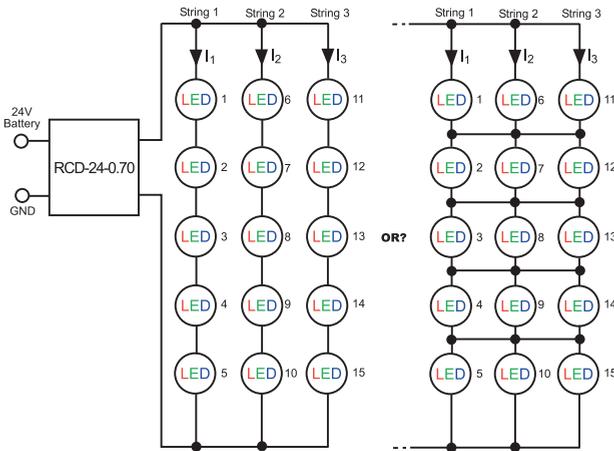


图8.14: LED并联支路或者网格阵列连接

网格阵列的优点是如果某一个LED发生故障,与这个LED在同一列的LED不会失效,只有与这个LED在同一行的LED会因过载而失效。具体来说如果某一个LED发生短路,那么同一行的LED就不再发光,但是流过其余LED的电流不会受其影响而改变。

如果需要15个LED非常稳定地工作,也就是说即使某个LED发生断路或者短路,其余LED仍然可以正常发光,那么网格阵列连接方式是最好的选择。

网格阵列连接方式的缺点在于，施加于各行的电压事实上各行正向导通电压的平均值。如果各个LED的正向导通电压之间有 $\pm 20\%$ 的差别，那么这些LED由于承受的电压不等，亮度必然不一。这会导致阵列中某些点过热，某些LED的工作寿命缩短，并影响整个LED组的发光效果。

如果需要15个LED的发光非常均匀，没有过热的点，那么并联LED串并的方式是最好的。

如果容错能力和发光均匀都非常必要，那就必须用3个350mA的驱动分别驱动3条LED串。

8.7 LED调光

LED调光主要可以通过以下方式来实现：1-10V模拟电压，输电线的相角，输电线，数字信号输入比如DALI，或者WLAN连接。事实上真正可以调节LED亮度的方式只有两种；要么线性调节流过LED的电流（模拟调光），或者以不同的mark/space比例的快速切换开/关状态（PWM调光）。尽管两种方式的效果是相同的，但是实际上它们的工作方式却大不相同。为不同的应用选择合适的调光方式也至关重要。

8.7.1 模拟调光对比PWM调光

LED的正向导通电压工作带是非常窄的。通常高亮度的片载LED在2.5V时开始发光，在2.7V时达到最高亮度的10%，而在3.1V时达到最高亮度。恒流LED驱动的功能就是不断调节施加在LED上的电压以确保流过它的电流恒定，即使LED的特性曲线随着温度和LED的寿命而偏移。通常通过测量一个低阻值的串联电阻上的电压来调节电流值，这个电压值会被反馈到一个反应速度较慢的模拟信号反馈回路中以增强其稳定性。模拟调光可以通过在反馈回路中添加比较器来实现。

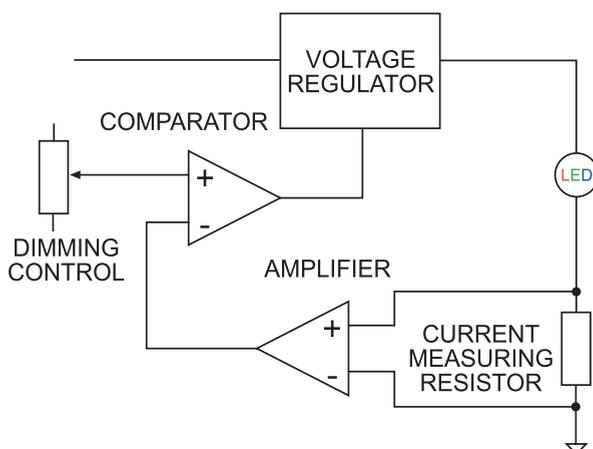


图8.15：模拟调光控制

除了亮度的最小极限和最大极限，模拟调光的特性曲线在其他区域几乎是线性的。在最亮极限，比较器的饱和效应导致非线性的响应，而在最暗极限，通过串联电阻的电流过低，运算放大器的失调电压影响突显，成为主要的误差源。在靠近亮度极限最大值和最小值3%的范围内，即使是设计非常良好的模拟调光电路，非线性变化也是无法避免的。

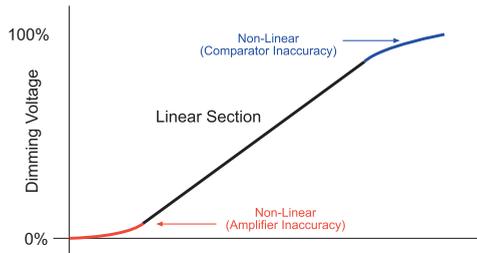


图8.16：模拟调光的非线性

除了模拟调光以外，还有PWM调光。这种调光仍然需要一个串联电阻和用于测量电流的运算放大器，来监测流过LED的最大电流，但是施加于LED上的电压通过PWM输入不断的在开/关状态之间切换。由于这种方式非常简洁，常被用在单一IC的LED驱动中。

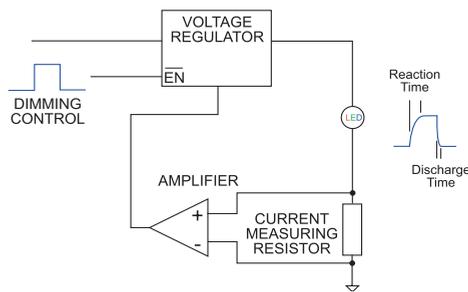


图8.17：PWM调光控制

PWM调光的线性程度不及模拟调光。当PWM控制输入变低，由于输出电容需要时间通过LED负载来放电，输出电压并不会立即断开。当PWM输入变高，稳压器在收到ENABLE信号存在延迟，因为它需要一个通电的时间。这种接通和断开的延迟意味着这种PWM控制只能使用频率较低的PWM信号（几百Hz），而且调光响应的特性曲线是非线性的。在许多设计中，由于驱动无法对过于短促的PWM输入信号作出及时的反应，这个延迟意味着PWM调光无法将亮度调低至最大亮度的10%。

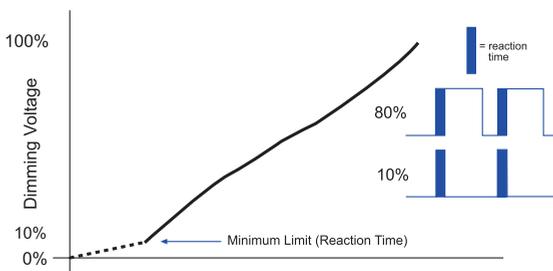


图8.18：PWM调光的非线性特性

除了用PWM调光信号来驱动ENABLE引脚，还可以用FET来阻断LED串和与地极之间的连接。由于FET的响应速度要比稳流反馈回路快得多，因而可以将亮度调低至最大亮度的5%。然而，当断开LED负载时，输出会立刻攀升至最大值，所以再次接通LED后，稳流器需要时间重新找到平衡。这个电流过冲在每一个PWM周期中都会出现，所以，使用这一方法对LED的寿命是有影响的。

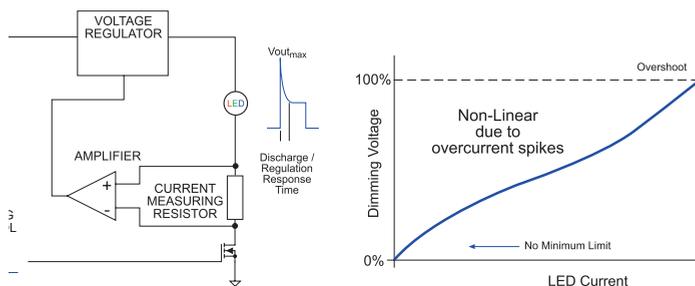


图8.19: 开关调光

8.7.2 亮度感知

通过前面的讨论，我们了解到没有哪一种调光方式是完美的，现在再讨论下一个问题：人类的眼睛。人类的视觉对于亮度的感知是非线性的。在亮度很低时，我们的虹膜会自动扩张来接受更多光线，所以我们感知到的LED亮度比亮度计测得的亮度值要高。关于感知亮度和实测亮度之间的关系，可以用平方根的关系来计算，比如将LED的电流调到额定值的四分之一（0.25），眼睛实际感知到的亮度是 $\sqrt{0.25}=0.5$ ，一半的额定亮度。

所以，尽管几乎所有的LED驱动制造商都尽可能地提高调光的线性度，和数据上的精确度，但是我们眼睛却更喜欢于白炽灯的非线性曲线，因为相比LED的线性响应，这种非线性曲线更符合我们对亮度的感知。目前LED市场的需求还是以线性调光为主导，因为这样更方便与不同的灯管匹配，但是在未来，这种需求可能会因为市场不断趋向成熟而改变，对自然调光的需求将逐渐高于线性调光的需求。

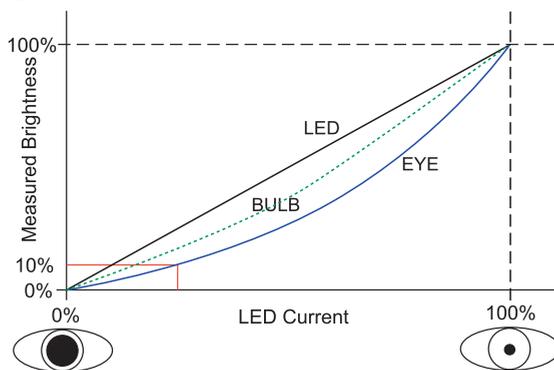


图8.20: 视觉感知特性

8.7.3 调光总结

LED调光被许多不可靠的供应商描述为“已成定局”，他们在规格书中大胆地写明调光率能达到1:1000，即使输出精确度只有 $\pm 5\%$ (1:20)。尽管市场上有成千上万的可调光LED驱动，要找到绝对精确的，线性的，无闪烁的LED调光设备几乎是不可能的。然而，随着LED技术的日益成熟，以更低的电流可以达到更高的亮度，用户关注的重点将不再是可以达到的亮度极限，而是如何控制亮度。可调光LED将变得更普遍，尤其是出于节能的考虑，为了降低能耗，对于调光的需求将不断增长。

8.8 热学问题

如果想让大功率LED的工作寿命接近规格书中标注的值，那么必须为其配备良好的散热片。第一个要解决的疑惑是，为什么高效的LED还是会变热？这似乎有悖常理，一个流明效率为每瓦50流明的LED，相比一个效率比它低得多的泛光灯更需要注意散热问题。

我们用下面的例子来解释：一个100W的卤素灯可以发出5W的有效光。剩余的95W功耗大约80W会以红外线的方式放射出去，而只有15W以热量的形式传导至灯罩。而一个50W的LED也可以发出5W的有效光。但是剩余45W的能量全部被转换为热量传导至灯罩。因此，虽然LED的流明效率是白炽灯的两倍，但是灯罩却要承受大约三倍的热量。

另一个LED和白炽灯的重要区别是，白炽灯依靠高温来发光（灯丝因高温泛白光），但LED的结温度超过100度的话，工作寿命将大大缩短。

结温度	<100°C	100-115°C	115-125°C	>125°C
LED寿命B50: 50%的存活率	1	3	7*	10*

表8.2: LED的工作寿命vs结温度

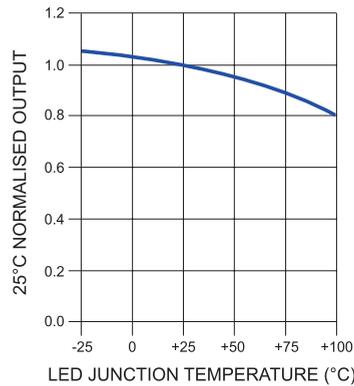


图8.21: LED光通量vsLED结温度

大功率LED的流明效率随着结温度的上升而下降。规格书通常只给出25° C时的输出光通量。

在结温度达到65° C时，输出亮度通常会下降10%，而100° C时下降20%（图8.21）。

此外，设计良好的LED，其工作时的基板温度大约为65° C。为了确保LED的温度不会过高，可以随着上升的温度降低LED的功率。下一章会给出一些实例。

8.9 降低额定温度

只有在散热充分，环境温度合理受限的情况下，LED才能以全功率工作。如果LED的基板温度过高，那么我们必须采取措施降低内部功耗。

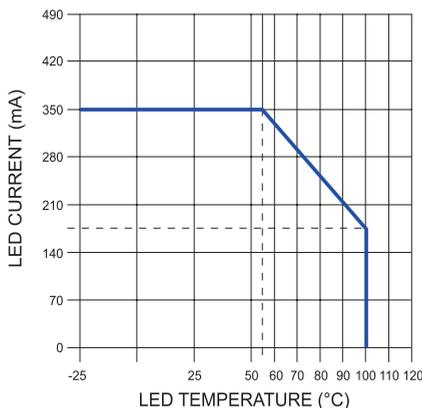


图8.22: 典型的LED温度降额曲线

图8.22所示为理想LED温度-电流曲线。在制造商给出的最大工作温度之内，LED的电流保持恒定。当LED的温度超过上限时，电流和功率被强制降低，这样可以调低LED的亮度，保护它不因过热而损坏。这条曲线被称为“降额曲线”，它确保LED可以在安全的损耗范围内工作。上图中55° C的阈值温度指的是基片温度或者散热片温度，LED本身一般会比这个温度高出大约15° C（也就是70° C），内部的结温度大约要高出35° C（也就是90° C）。因此55° C为全功率工作的安全上限，对于高性能LED这一温度可以升至65° C。

8.9.1 为LED的驱动添加自动热降额

如果LED驱动带有调光输入，那么我们可以很容易地通过添加外部温度传感器以及外部电路来得到如图8.22所示的自动降额特性。Recom的RCD-24系列LED驱动有两个不同的调光输入，非常适合用来解释如何在LED驱动电路中加入过热保护电路。

8.9.2 通过PTC热敏电阻实现过热保护

热敏电阻是一种阻值随着温度的变化而变化的电阻。如果阻值随着温度的上升而上升，那它的温度系数为正（PTC）。PTC热敏电阻的特性曲线可能是非常非线性的（图8.23）。

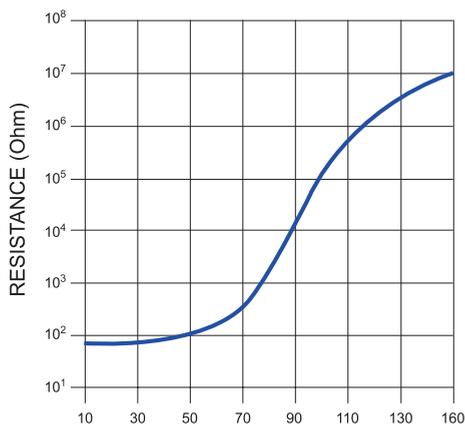


图8.23: 典型的PTC热敏电阻阻抗/温度曲线

只要温度保持在阈值温度以下，这里是70°C，PTC热敏电阻的阻值较低，大约为100欧左右。一旦超过这个阈值，阻值迅速蹿升：80°C时阻值为1千欧；90°C时1万欧，而100°C时为10万欧。

PTC热敏电阻可以预先集成在安装支架上，然后将其紧挨在LED灯的散热外壳安置，以便监控其温度。

利用PTC热敏电阻的效应，和RCD-24系列LED驱动的模拟调光输入，就可以制作非常简易，低廉和可靠的过热保护电路。（图8.24和图8.25）。

模拟调光输入通过外部电压控制，如果输入电压是恒定的，那么只需要添加一个PTC热敏电阻以及两个分压电阻，就可以实现自动降低额定温度的功能。

PTC热敏电阻的阈值温度可以从60°C到130°C，以10°C的步长递增，如果所需的降额温度点不同，只需要选择不同的PTC热敏电阻，以满足LED规格的要求。如果输入电压是变化的，那么可以添加稳压齐纳二极管或者线性稳压器来提供稳定的参考电压。

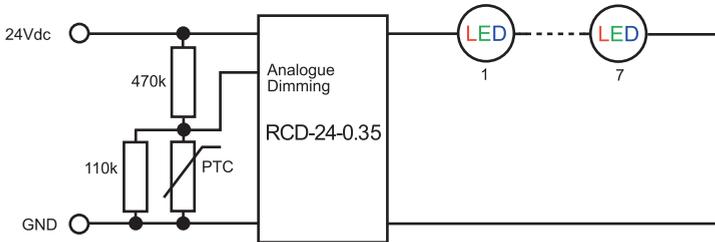


图8.24: PTC热敏电阻电路

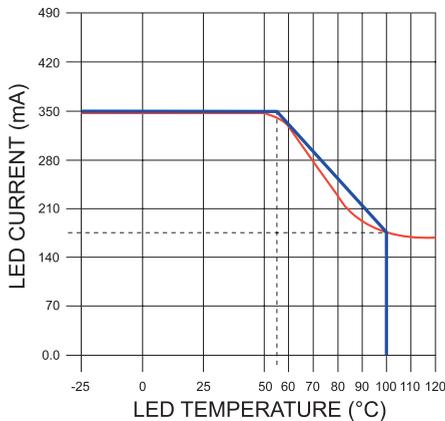


图8.25: LED实际降额曲线（红线）

8.9.3 通过模拟热传感IC实现过热保护

很多温度传感器IC可以提供随温度线性降低的输出。它们的造价与PTC热敏电阻差不多，但线性度和拐点的精度高得多，温度监测的解析度可以达到 $<1^{\circ}\text{C}$ 。之后，输出需要被放大，以产生一个可以使用的控制电压信号，因此它们常与运算放大器一同使用。

图8.26中的电路用的是一种常见的温度传感器IC和运算放大器。类似的产品非常普遍。输出电压被反馈到RCD系列驱动的模拟电压调光输入端。这个输入控制根据引脚上的电压，线性调节LED的亮度。

在下面的电路中，温度传感器提供的输出随温度线性变化。这一输出电压预先校准为 $10\text{mV}/^\circ\text{C}+600\text{mV}$ ，也就是说 55°C 时的输出电压是 1.15V 。运算放大器模块包含两个低功率的运算放大器和一个精准的 200mV 参照电压。拐点预设在了 1.15V ，增益则被设定在 100°C 时LED的电流为额定值的50%。这个电路的优点是，这个电路适用于不同生产商的不同LED产品，因为降额曲线的拐点是可调的。

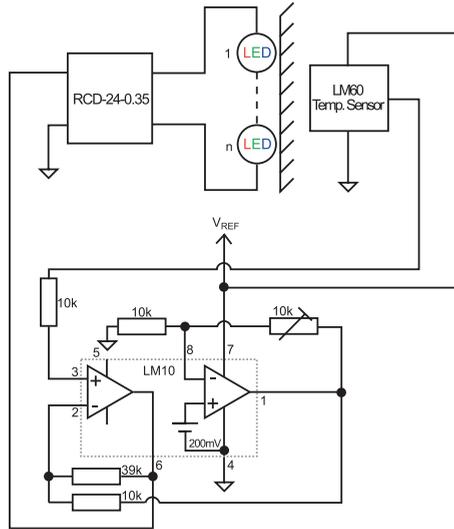


图8.26：模拟过热保护电路

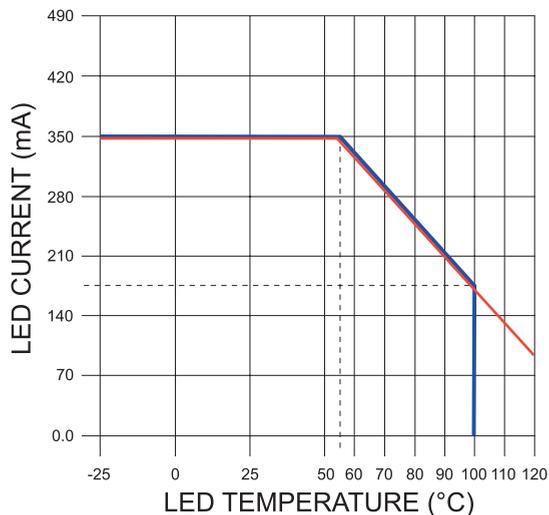


图8.27：LED实际降额曲线（红线）

8.9.4 通过微控制器实现过热保护

另一种RCD系列的调光输入是PWM输入。脉冲宽度调制使用数字控制信号以超过人眼可以察觉地频率快速开/关LED来调节LED的亮度。如果LED关的时间大于开的时间，它就会变暗。如果开的时间大于关的时间，那它就会变亮。由于PWM的输入为逻辑信号，因此更适合连接数字控制器。

有一些IC可以直接将温度转换成PWM信号（比如一些风扇控制器，MAX6673，TMP05等），但是有一些内置功能还是需要设定阈值温度，并调节PWM信号以匹配LED的降额曲线。因此通常微控制器更易于使用。

图8.28中的电路用微控制器同时监测和控制多达8个LED驱动。由于只使用了6个I/O引脚，这个电路可以轻松扩展，从而控制更多的LED驱动，空闲的引脚还可以添加远程过热报警功能。

在这个例子中用MAX6575L/H来监测温度，这是一种小功率的温度传感器。一个三线接口可以最多连接8个温度传感器。传感器通过测量微处理器的触发脉冲和设备传回的响应脉冲下降沿之间的延迟来得到温度。在同一条I/O线路上，不同的传感器使用不同的超时乘法器来避免信号重叠。类似的设计也很容易实现，我们可以选择不同制造商的其他温度传感器，比如环形的TPM05。

小功率的74HC259可寻址锁存器可以通过重置脉冲来重置，重置时所有LED驱动同时启动。微控制器可以生成8个带有不同延迟的PWM脉冲，分别控制各个LED驱动。

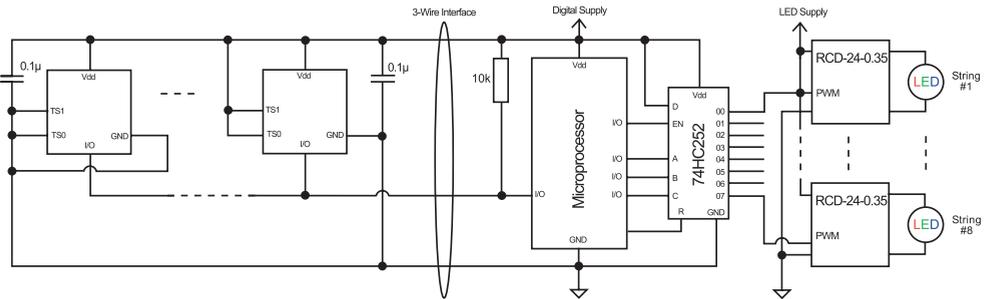


图8.28：最多可以控制8个LED驱动的基于微处理器的PWM控制器

另外，如果微控制器有I²C接口，那么还有大量的实用可编程PWM发生器可供选择（比如PCA9635）。

8.10 亮度补偿

就像温度传感器可以用在控制回路中稳定LED温度，亮度传感器也可以用来稳定LED的发光亮度。

所有的LED的流明效率都在使用的过程中逐渐降低。

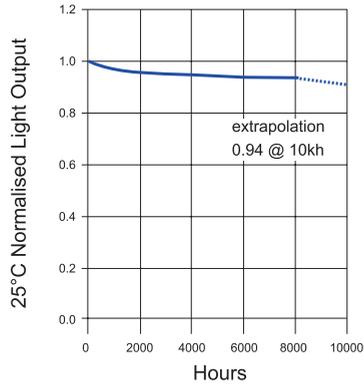


图8.29：亮度输出随着使用时间而降低

因此，如果一个房间里安装了一个LED灯，两个月后再安装一个完全一样的LED灯，那么后装的那个要比先前那个亮5%。

解决这个问题的一個方法是使用亮度传感器（比如光敏二极管）降低亮度输出至95%。图8.30的例子中，光敏二极管的连接线必须尽可能短，以避免给电路引入过多的干扰。当LED第一次使用时，调节R1的值，直到ICL7611运算放大器的输出电压约为200mV。

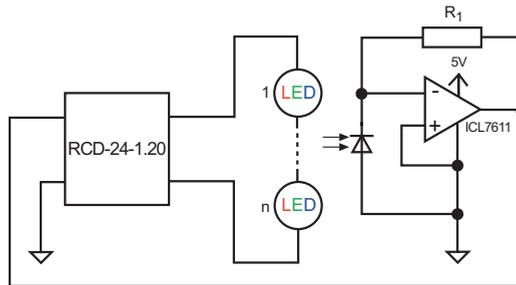


图8.30：亮度传感器反馈电路

LED的光通量效率随着使用时间而逐渐降低，而反馈电路自动提升LED的电流，实现亮度补偿。为了同时获得稳定的最大输出亮度和亮度调节功能，可以修改图8.30中的电路。

RCD系列LED驱动相当独特，它有两个调光输入端并且可以同时使用。因此，模拟调光输入可以用于补偿LED的亮度，同时PWM输入可以用于分别调节LED的亮度。

图8.31中的电路使用跟踪-保持技术，当LED启动时亮度补偿反馈电压被记录下来，当LED关闭时忽略这个电压。因此反馈回RCD的电压与PWM调光输入无关。

通过10kΩ电阻和10nF电容产生的时间延迟来确保在采样运算放大器的输出电压并储存在470nF电容中之前，LED驱动的输出有足够的响应时间。

当然具体的元件值还需要根据不同的应用来调整。

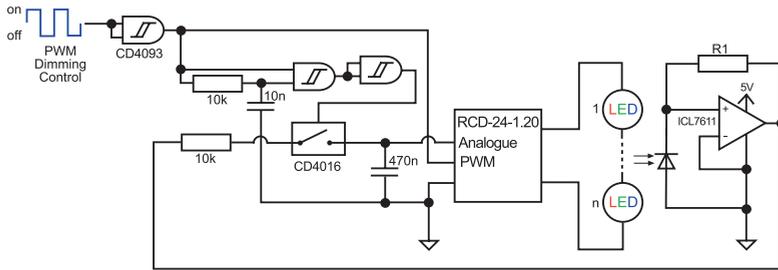


图8.31: 可调亮度传感器反馈电路

另一个光学反馈的常见应用是环境亮度传感器。这种传感器的原理不是提供一个恒定的LED亮度输出，而是根据测量得到的环境亮度，在明亮的白天调暗LED，当天变暗时逐步调亮LED，以维持一个恒定的光通量。

LDR (Lightdependentresistor) 或者光敏电阻是常用的低价亮度传感器。它的阻值与亮度的自然对数呈线性关系 ($R=Lux \times e^{-b}$)，与一些偏置电阻组合使用，可以很容易地设置环境亮度的阈值。

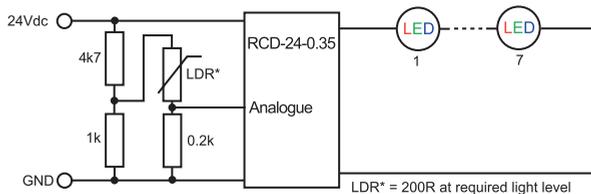


图8.32: 环境亮度传感器反馈电路

8.11 一些使用RCD驱动的电

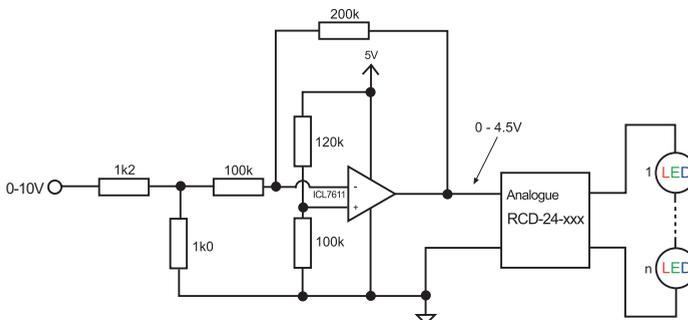


图8.33: 0-4.5V可调光控制 (0=0%, 4.5V=100%)

工作原理:

运算放大器以反相放大方式连接。正向输入端与“虚地”相连，通过120k和100k的电阻分压器将“虚地”电压设定在2.25V。如果输入电压为0V，那么运放的输出电压是4.5V。如果输入电压是10V，那么通过1k2和1k0的分压后，运放的反向输入端的电压为4.5V。这时只有输出电压为0V，运放的输入才能从新平衡。

稍微改动一下电路，就可以扩展控制电压范围至1-10V。

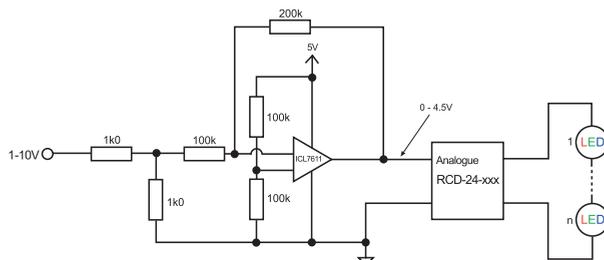


图8.34: 1-10V可调光控制 (1=0%, 10V=100%)

工作原理:

运算放大器以反相放大方式连接。正向输入端与“虚地”相连，通过100和100K的电阻分压器将“虚地”电压设定在2.5V。如果输入电压为1V，那么通过2个1k0的输入分压器后，运放的反向输入电压为0.5V。这时只有输出电压为4.5V，运放的输入才能从新平衡。如果输入电压是10V，那么通过2个1k0的输入分压器后，运放的反向输入电压为5V。这时只有输出电压为0V，运放的输入才能从新平衡。

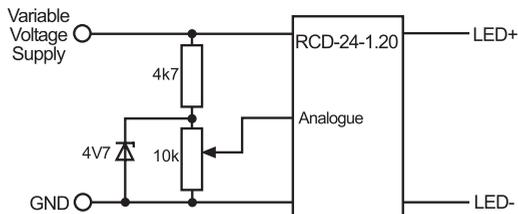


图8.35: 简易的变阻器调光控制

工作原理:

如果输入电压不稳定（比如电池），那么还需要稳定调光输入的电压。一个简单的齐纳稳压二极管就够了。当然，如果调光控制的精度要求非常高，也可以使用5V的稳压器。

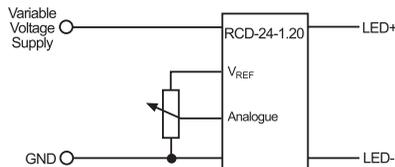


图8.36: 精准的变阻器调光控制

PWM转模拟电路:

模拟调光输入端也可以接入PWM信号。这样避免了限制PWM的最高频率。如果控制器的PWM输出基于内部时钟控制，无法输出低频率的PWM信号，这种方法就很合适。

这种方法的缺点是，LED对于调光控制信号的响应速度变慢，因为输入端的电容必须不断充电或者放电来达到新的电压。

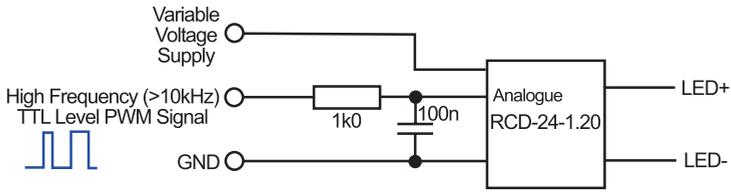


图8.37: PWM转模拟调光控制

手动控制PWM发生器:

PWM信号的优点在于，它的无损传输距离很长，而且抗外界干扰能力很强。

有些时候手动控制（比如变阻器）PWM的mark/space比率比数字信号更有用。

以下是两个简单，通用的RCD系列PWM发生器。

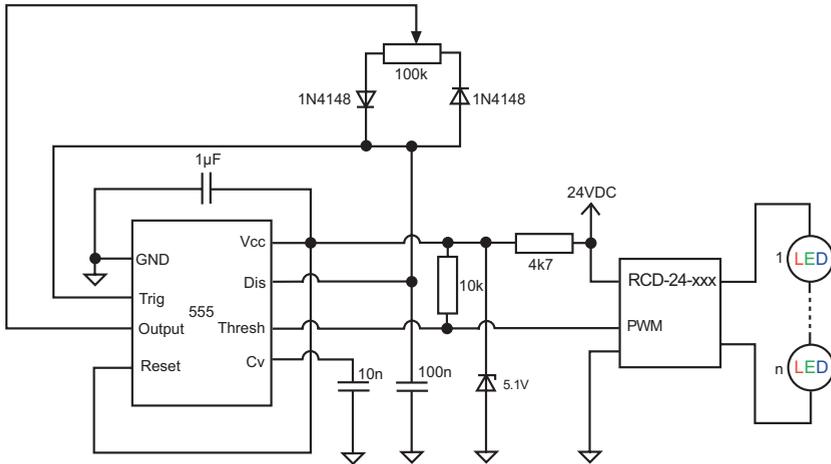


图3.38: 基于555的PWM发生器（变阻器控制）

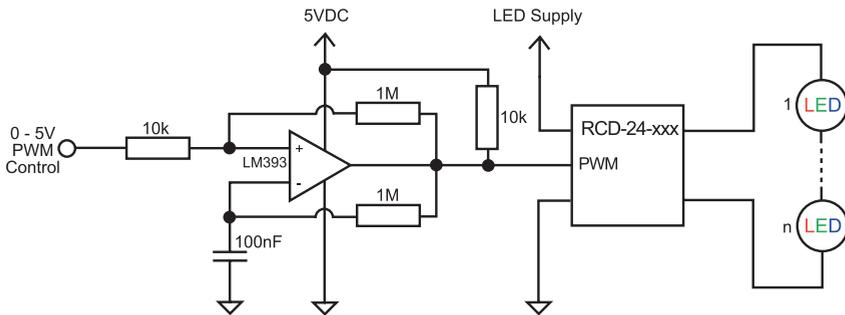


图3.39: 基于比较器的PWM发生器（变阻器或者电压控制）

切换LED串：

这种应用可以用一个4位的控制信号分别控制4条LED支路的开关情况，而且正在工作的LED串不会过载。

如果使用PWM调光输入的话，还可以分别调光控制各条支路。

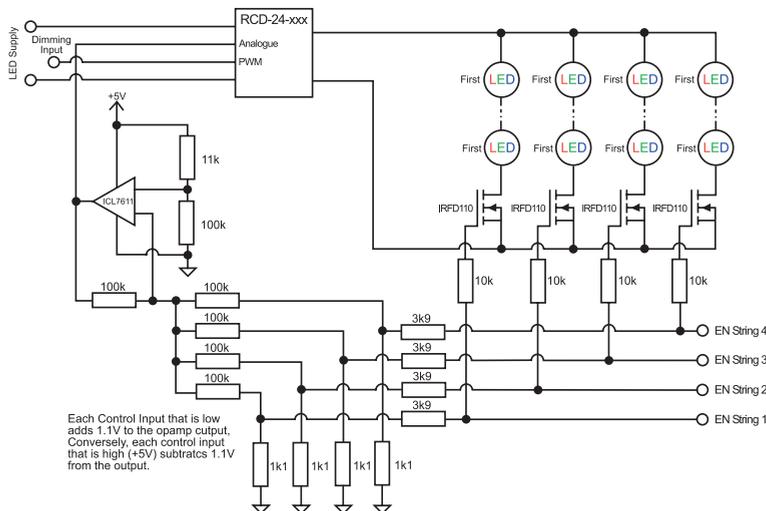


图8. 40：用LED电流补偿切换LED串

S1	S2	S3	S4	Op-amp VOUT	LED Current
0	0	0	0	4.4V	0mA
0	0	0	1	3.3V	250mA
0	0	1	0	3.3V	250mA
0	0	1	1	2.2V	500mA
0	1	0	0	3.3V	250mA
0	1	0	1	2.2V	500mA
0	1	1	0	2.2V	500mA
0	1	1	1	1.1V	750mA
1	0	0	0	3.3V	250mA
1	0	0	1	2.2V	500mA
1	0	1	1	1.1V	750mA
1	1	0	0	2.2V	500mA
1	1	0	1	1.1V	750mA
1	1	1	0	1.1V	750mA
1	1	1	1	0V	1000mA

表8. 3：4位控制信号

LED背光:

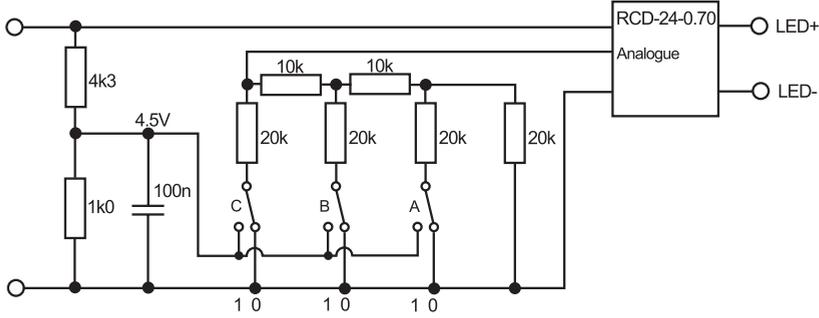


图8. 41: LED背光电路

C	B	A	Ana. Input	tLED current
0	0	0	0.00V	700mA
0	0	1	0.64V	600mA
0	1	0	1.28V	500mA
0	1	1	1.93V	400mA
1	0	0	2.25V	300mA
1	0	1	3.21V	200mA
1	1	0	3.86V	100mA
1	1	1	4.50V	000mA

表8. 4: 3位二进制输入

工作原理:

该R2R梯形网络将3位二进制输入转换成8级控制电压。

这个电路的优点在于，它不需要有源元件，而且如果需要更高的解析度，R2R梯形可以扩展至任意的二进制位数。R2R网络可以被做成一个SIP型的电阻网络模块。

这种电路通常用于背光源控制器，因为大多数背光源应用设备通常需要8个亮度等级。

应急灯:

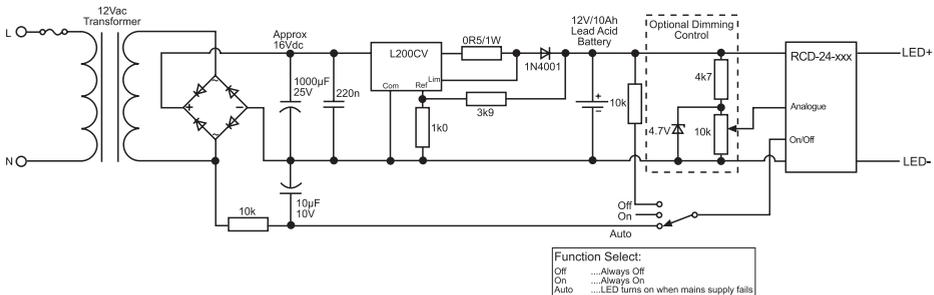


图8. 42: 这个电路使用低电压总线变压器给铅酸备用电池充电

线性的预稳压器同时限制了电池充电电压和最大充电电流，这样同一个电路既可以给空电池充电，又可以给满电池点滴式充电。LED驱动可以在总线输入失效时，自动开启LED灯。

工作原理：

变压器的12V交流输出被整流后，变为一个大约16V平滑直流电压，作为线性稳压器的输入。稳压器的输出电压为13.8V，最大输出电流为1A，这个输出为一个12V的铅酸电池充电。如果总线输入断开的话，L200输出端的二极管将阻断稳压器中的反向电流，但是因为稳压器的参考输入来自于二极管，所以对输出电压并没有影响。

RCD系列LED驱动的ENABLE输入有如下3种选择：

OFF 开/关输入通过大阻值电阻推升至12V。这个12V的信号可以控制5V的输入。使用这种方法而不是分压器的原因是，电池会通过分压器逐渐放电。

ON 控制输入左开，LED的默认状态为开

AUTO 只要总线接通着，12V的交流输出通过10k欧的电阻和10μF的电容器，变为一个大约16V的平滑直流电压，抑制LED驱动。当总线失效或者断开时，这个电压变为0V，驱动被激活。

简单的RGBW混合器：

Recom规格书给出的RGB混合器应用电路也适用于RGBW LED。

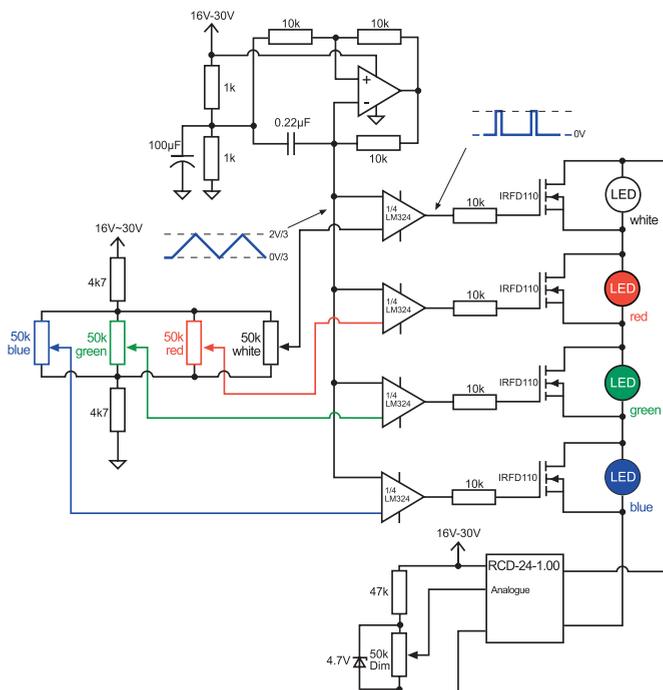


图8.43：RGBW混合器

9. DC-DC应用实例

9.1 概述

许多应用都需要DC-DC转换。根据预测2020年DC-DC转换器将突破350亿美元的市场。但对很多电路设计者来说，DC-DC转换器是一个“黑盒”；一个像电感或三极管一样的元件，实现某种特定的功能。如果把DC-DC转换器想象成实现某种特定功能的元件，它可以被应用在任何需要的地方，并没有特殊的应用领域。由于DC-DC转换器可以被应用在非常广泛的领域，最后一章将讨论一些特殊的DC-DC转换器应用实例。

9.2 极性反转

一个隔离型的DC-DC转换器的输出是浮空的。同样可以把它的输入想象为浮空的。因此任何隔离型的DC-DC转换器都可以用来反转源电压的极性。如果不需要隔离而需要一个参考点，那么任何输出可以与任何输入相连，也可以与任何参考电压相连。下面的电路是从正的输入转换为负的输出（或反之）的实例。

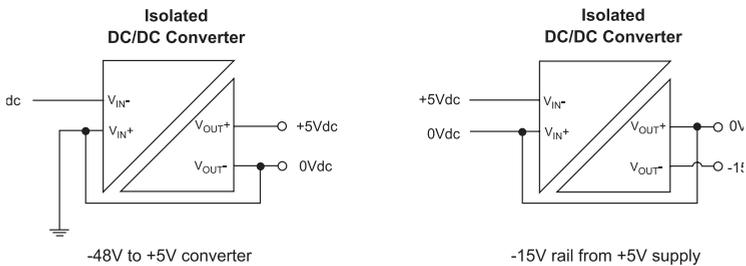


图9. 1a+9. 1b: 用隔离型转换器实现极性反转的实例

从-48V转+5V的转换器应用可以是GSM发射模块，这种模块是通过电话线（可能需要一些额外的输入电压限制电路才能与90V的振铃信号匹配）供电的。从+5V转-15V的应用可以为运算放大器或模数转换器等模拟电路提供负电压。

还可以用开关稳压器来实现极性反转。这是因为降压稳压器的输出值是相对common引脚而言的，有意义的是电压差而不是绝对电压。如果输出是接地的而common是浮空的，那么为了维持电压差，common的电压值变为负值。图9. 2a是一个用开关稳压器把+5V输入转换为-5V输出的例子，用线性稳压器无法实现这样的功能。

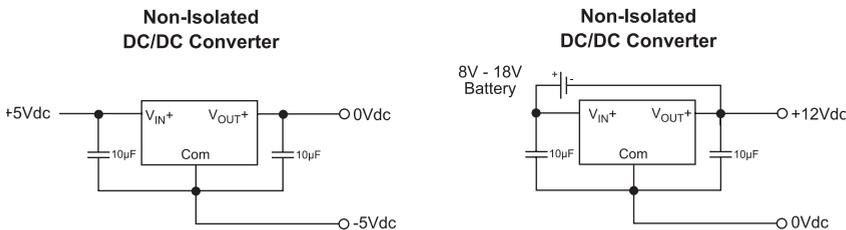


图9. 2a+9. 2b: 非隔离型转换器实现极性反转的实例

另一个非隔离型转换器实现极性反转的例子是电池输入的12V输出电压稳定器（图9. 2b）。由于开关稳压器认为输入电压等于正输入端与负输出端之间的电压差，这个电路可以提供一个稳定的12V电压，即使电池电压只有8V（因为只要转换器在工作，输入电压等于 $8+|12|=20$ ，足够提供12V输出。输入电压上限是依据开关稳压器的最大安全输入电压减去输出电压而得到的，也就是说 $V_{MAX}-2V$ （2V是安全预留空间） $-|V_{OUT}|$ ，比如RECOM R-7812稳压器的输入电压上限是 $(32V-2V)-12V=18V$ 。因此这个电路可以把8V到18V的输入转换为12V的稳定输出。这个不寻常的电路可以工作是因为电路是浮空的。如果电路工作时接通了电池充电器，那么充电器的输出也必须是浮空的，不然可能引起短路。

9.3 功率翻倍器

有些DC-DC应用中，隔离不是必要的，但是需要输出比输入高的多。下面的例子是通过翻倍功率，把DC-DC转换器的输出翻倍的例子：

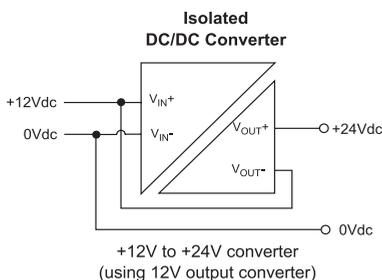


图9. 3: 功率翻倍器

如果DC-DC转换器的额定功率是15W（比如RP15-1212S），那么输出在1.25A时是12V。而事实上这个12V的输出是在输入之上的12V，所以从负载上看是1.25A时的24V或者30W。12V转24V最典型的应用是为泵或电磁阀供电，但是高功率的DC-DC转换器从尺寸和成本上都不适用。RP15的尺寸只有1”×1”，用这个电路可以实现一个很紧凑的30W电源。

9.4 组合使用开关稳压器和DC-DC转换器

可以利用各种DC-DC转换器的优点，组合它们来提升输出电压或隔离能力。这种组合的可能性是无限的，这里只举几个例子。**例1：**一个叉车上使用的5V电源。电池的额定电压为48V，电源必须安置在一个带有显示屏的狭小空间里。RECOM的高输入电压开关稳压器系列R-78HB的输出电流限制是0.5A，比显示屏需要的1A低。这里需要解决的问题是高输入电压和高输出电流的组合：

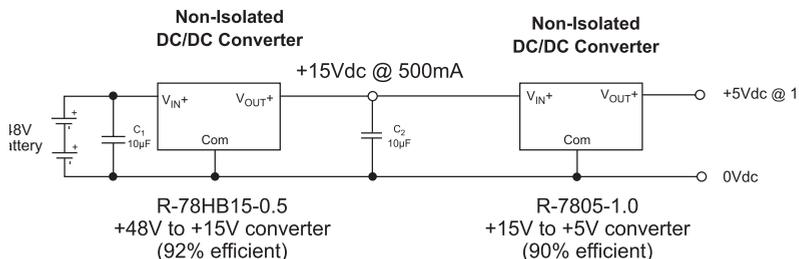


图9. 4: 级联型开关稳压器

电池的电压可能在20V（电池使用一段时间后）到65V（电池冲满电）之间浮动。这个范围完全在一个输入电压范围为4:1的5W隔离型转换器之内（比如DIP24的REC5-4805SRWZ），但在这个应用中隔离不是必须的。用两个非隔离型的转换器串联可以实现这个功能，并保持低成本，小尺寸。

第一个R-78HB15稳压器把标准的48V电池电压降至15V，限流在500mA以内。第二个R-7805稳压器的输出是1A时的5V，但只从第一个转换器吸收370mA。开关稳压器的平均输入电流可以用以下公式计算：

$$I_{IN} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \frac{I_{OUT}}{\eta}, \text{ 这里 } \eta \text{ 是效率}$$

公式9.1：开关稳压器的输入电流计算

在这个例子中，R-7805从第一个转换器处吸收： $I_{IN} = 5/15 \times 1/0.9 = 0.37A$ 。总效率大于82%，电源只占有21×12mm的面积（大约1/3的DIP24外壳面积）。或者两个稳压器上下重叠放置，高也不过8mm。空载时的消耗大约是5mA，所以也不需要on/off开关。

虽然R-78系列工作时不需要额外的元件，但是在这个应用中还是推荐添加额外的元件。输入电容C1在电池电压发生突变或出现尖峰时可以保护R-78HB15-0.5稳压器。低价，高等效串联电阻的电解电容非常适用于此处，因为这个内部电阻还可以充当缓冲网。第二个10μF电容C2也是必须的，因为R-7805-1.0稳压器在这个应用启动时可能引高达3A的冲击电流。C2可以帮助暂时提升这个电流，低等效串联电阻的MLCC适用于此处。

例2：如果隔离是必须的，那么第二个降压稳压器可以用一个隔离型的DC-DC转换器代替。例2的要求些许不同。这个应用是一个远程电池驱动的健康监视器。输入电压可以是通用的直流电池电压12V，24V，28V，36V或48V。输出是隔离的4到20mA的回路信号，可以被远程传送。

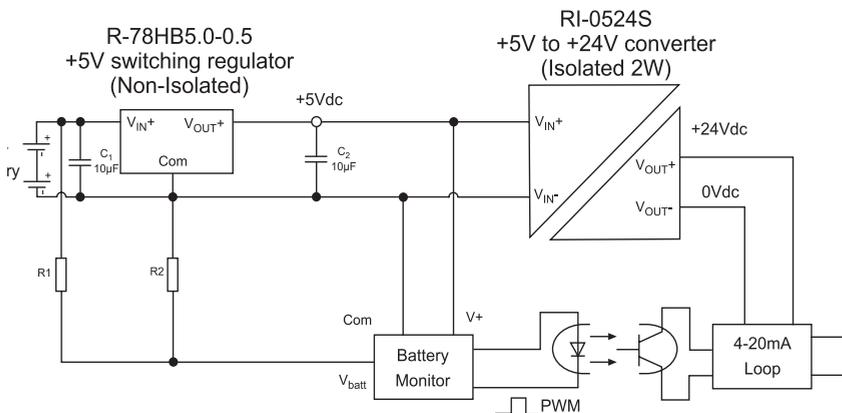


图9.5：级联型的转换器组成的电池驱动的健康监视器

这个例子中，输入电压范围很大的R-78HB5.0开关转换器（9到72Vdc）可以接受许多不同的电池电压。稳定的5V输出电压用来为一个健康监视IC供电，这个IC生成的PWM输出与电池电压成正比。这个PWM信号是光隔离的，用来控制一个可以在电缆中传递几千公里的4到20mA的输出信号。这个4到20mA的回路生成器是用一个小功率的2W隔离型DC-DC转换器驱动的，它把5V升压至83mA时的24V。整个电路可以被安置在一个比火柴盒还小的PCB板上。

到目前为止，我们考虑了用一个稳压器作为预稳压的串联稳压器结构。还有一种应用时把一个稳压器作为后稳压器。这种结构在电源应用中非常常见。后稳压的最大优点是作为功率转换器，低输出电压高输出电流时，需要从相对高的输入电流处吸收的电流较小，与电压差成正比（参见公式9.1）。

这个优点显然是针对开关稳压器而言的，对线性稳压器不适用，线性稳压器吸收和传递出的电流是相等的。

例3：在这个简单的例子中，开关稳压器被的输入是一个隔离型的DC-DC转换器的输出。这个电路的要求是：

+12V @ 0.4A

+5V @ 1.5A和

-9V @ -0.2A,

每个输出单独被处理并与输入端的24Vdc隔离。

这样的要求可以用三个独立的DC-DC转换器来实现：用一个5W的DC-DC提供12V输出，一个7.5W的DC-DC提供5V输出，一个2W的DC-DC提供-9V输出（图9.6）。这个电源需要不大于15mm²的板面面积。

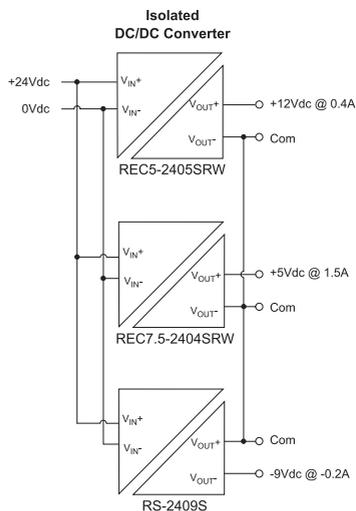


图9.6：用DC-DC转换器实现的三输出电源

虽然上面的解决方法可以满足所有的要求，但是下面的电路只用了一个DC-DC转换器和后稳压的开关稳压器来实现例3的要求，这种方法只占用30mm²的面积而且更便宜。

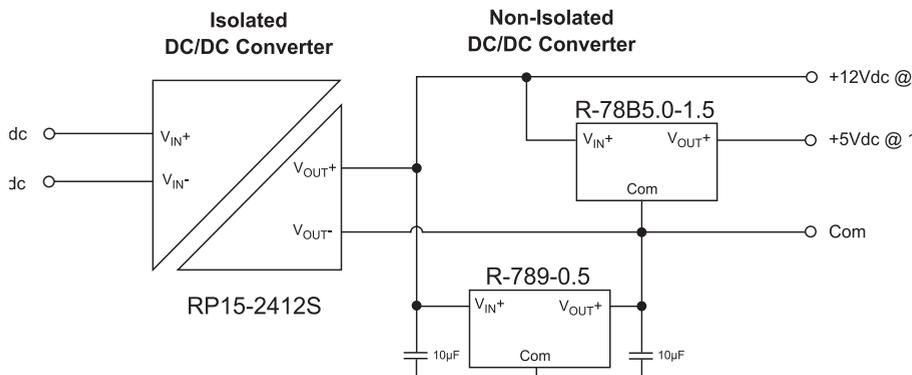


图9.7：用开关稳压器实现的三输出电源

9.5 串联转换器

一般DC-DC转换器的输出是不能并联来提高输出电流的。例外的情况是如果负载也承担一部分输入或者一个单独的负载分配控制器被用来分割负载。然而DC-DC转换器可以串联来提升输出电压和输出功率。图9.8是串联两个DC-DC转换器的例子。二极管是用来防止短路伤害的。显然如果中间的两个引脚相连并作为common引脚，那么两个不同输出的转换器可以生成任意不对称的+/-输出。为了防止正负输出之间的短路问题，二极管还是需要的。

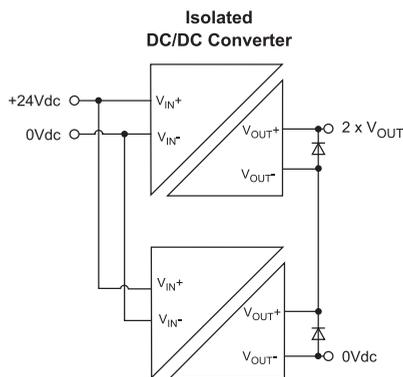


图9.8：串联DC-DC转换器

隔离型的转换器可以叠加生成更高的电压。下面是一个高输出电压，低输出电流的离子发生器电源的例子。每个DC-DC转换器把一个12V的电压提升至150V。最上面的转换器的隔离壁垒长期承受600V的压力，所以隔离能力至少需要2kVdc/1s。

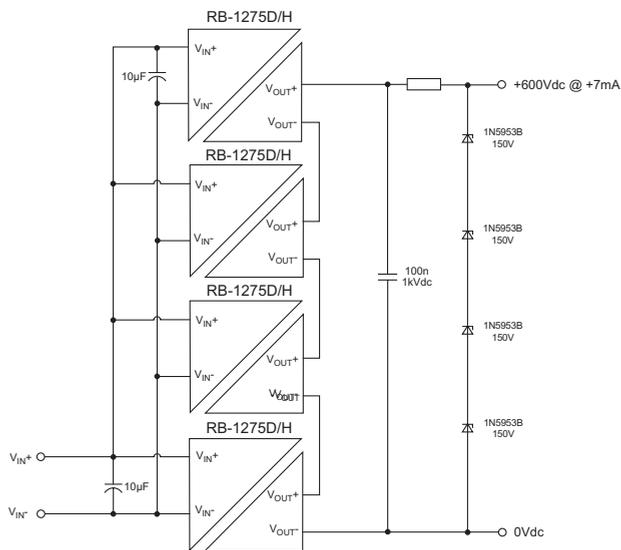


图9.9：600Vdc电源

9.6 提升隔离能力

DC-DC转换器还可以级联以提高隔离能力。需要电压平衡电阻来确保转换器上的电压压力是平均分布的，这么做会使电路成为不安全应用。

一个需要非常高的隔离能力的例子是高真空泵的监视电路。高真空必须通过离子泵来实现，而离子泵需要高达7kVdc的操作电压。一个10kVdc隔离能力的转换器不适用，因为这个隔离电压只在1s内有效。对持续的转换器上的7kVdc，至少需要14kVdc/1s隔离能力的转换器，这种转换器很难找到并且造价非常高。然而两个低价格的10kVdc/1s的转换器可以如图9.10那样连接来提升隔离能力。这样连接的隔离壁垒阻值高达10G欧，所以电压平衡电阻至多只能是这个值的百分之一。

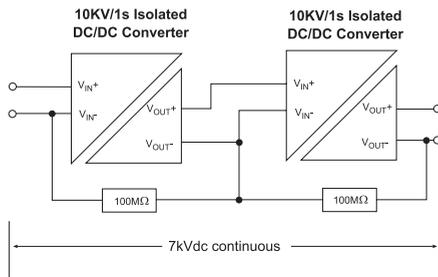


图9.10: 级联转换器以提升隔离能力

9.7 5V传输通道噪声抑制

当模拟电路和数字电路公用一个5V通道时，常有从数字IC到模拟IC的高频干扰问题。这在视频或音频应用中很常见，数字噪声叠加在模拟信号之上可能引起图像上的干扰块或者音频中的噪音。

图9.11是一个看上去毫无意义的5V输入5V输出的非隔离型转换器。这个DC-DC转换器的意义在意它的技术规格。转换器的输入是 $5V \pm 10\%$ 而输出是 $5V \pm 5\%$ ，所以它的作用是减小5V输入中的偏差。当音频和视频电路共用一个电压源时，一般需要公用的地端。

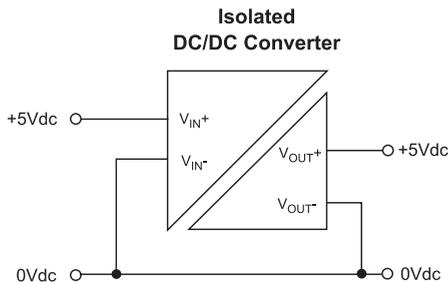


图9.11: 从5V转5V的非隔离型转换器

另一种干净的5V源电路如图9.12所示，线性稳压器用来提供低噪的输出导轨。线性稳压器不能简单地直接与5V输入串联，因为即使是低压差的稳压器也需要几百毫伏的预留空间。在这个应用实例中，一个双3.3V输出的SMDDC-DC转换器被用来提供一个6.6V的输出，这个电压可以再被任何适合的低噪线性转换器降至5V。如果不使用（NC）的话，双输出DC-DC转换器的common引脚可以浮空。通过选择合适的元件，这个电路的输出噪声可以小于 $5\mu V_{p-p}$ 。

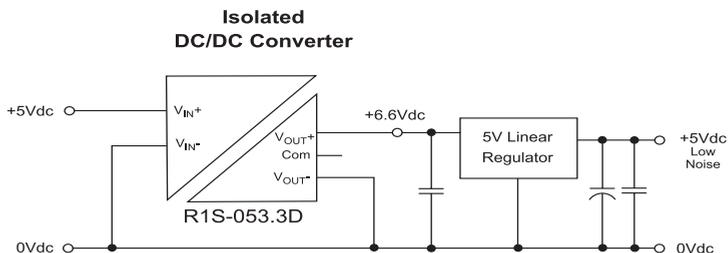


图9.12: 非常低噪的5V源电压

9.8 CTRL引脚的使用

一些DC-DC转换器带有on/off控制开关，当关闭时转换器仍然与电源相连但是没有输出。这种设计的优点是对启动信号的反应速度是非常快的，而且由于输入电容已经是充满电的，启动转换器时并不会引起很大的冲击电流。对电池驱动的系统来说后者尤其重要，因为对低能量的电池冲击电流可能引起低于所允许的电压最小值的电压暂降。

下面这个例子是一个电池驱动的超低功耗设计，这个系统只需要偶尔被启动一下。这种设计的典型应用是诸如太阳能驱动的泵站或者山顶的气象站这类的远离电网的远程监视系统。在预设的时间间隔内，微控制器将被启动，测量一些信息（比如泵压或者环境温度）然后这些信息将被存储在稳定的缓存中。经过几个测量周期之后，这个程控这个微控制器去激活一个GSM连接，下载所存储的信心。当测量或传输完成时，这个微控制器触发555时序控制器，关闭它自己的电源。在不获得的时段里，这个系统除了低功耗的时序电路，其他部分完全不通电。休眠状态下从电池吸收的电流大约为120 μ A（时序电路消耗大约100 μ A，待机状态下的R-78AA消耗20 μ A）。所以这个电池可以很容易地持续一年或更久。还可以添加一个选择5V或3.3V直流电压的跳线，这样可以选择不同的微控制器组。

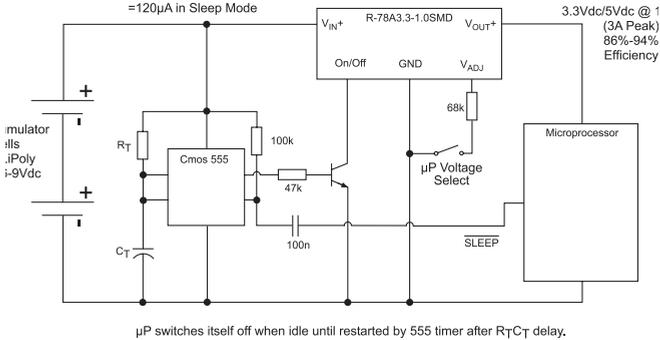


图9.13：自停止电路

9.9 VADJ引脚的使用

许多DC-DC转换器还有一个可调节输出电压的引脚。输出电压与一个内部的参考电压（通过一个固定的电阻分压器实现）比较（图9.14）。这个可调节的引脚提供了一个外部的与两个分压电阻相连接的接口，使用户可以上下调节输出电压。一个外部电阻从可调节引脚连接到地端，降低了 V_{REF} ，强制转换器提升输出电压来补偿。另一个外部电阻可调节引脚连接到 V_{OUT+} ，提升了 V_{REF} ，强制转换器降低输出电压来补偿。

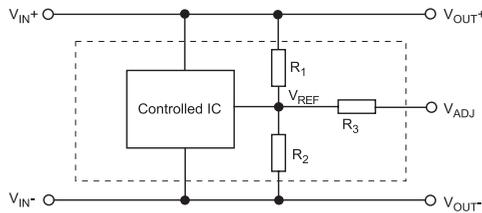


图9.14：典型的外部电压调节电路

上图中，R3限制了可调范围，保证了输出的稳定性。可调范围一般为 $\pm 10\%$ 。

10磁学介绍

10.1基本知识

任何传送电压和电流的导体都会分别产生一个电场和一个磁场。磁场具有两个属性：磁场强度H和磁通密度B。对于一根导线或PCB走线，磁场强度将只与流过它的电流和距该导体的距离（磁力线的长度）成比例，因此其量纲为安培每米（ $A\cdot m^{-1}$ ）。场强不随材料而变化，因此，无论导线或走线是镀铜、镀银还是镀金，场强都相同。如果将一个导体绕制成线圈，则场强随着每匝线圈而成比例增加——再说一遍，其与所使用的导电材料的类型无关——遵循以下关系式：

$$H = \frac{\mu_0 NI}{l}$$

公式1：在螺线管中，磁场（H）等于磁导率×匝数密度（长度l下的匝数N）×电流

磁通量描述了螺线管线圈周围相等磁场强度的“等值线”（图1）。

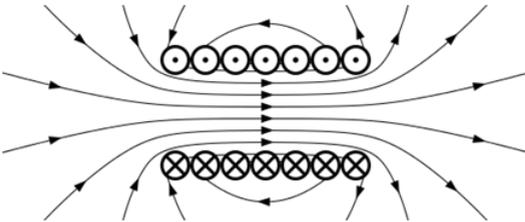


图1：示出了相等磁通等值线的螺线管的横截面

磁通密度（B）的量纲是特斯拉（牛顿每安每米， $NA^{-1}m^{-1}$ ），它是取决于磁场强度H和空气磁导率 μ_0 （常数： $4\pi \times 10^{-7} V \cdot s \cdot A^{-1}m^{-1}$ ）的线性函数：

$$B = \mu_0 \cdot H$$

公式2：磁通密度

然而，如果将线圈绕在铁芯或铁氧体磁芯等磁性材料周围，则该磁场将会失真并传入到磁性材料中。

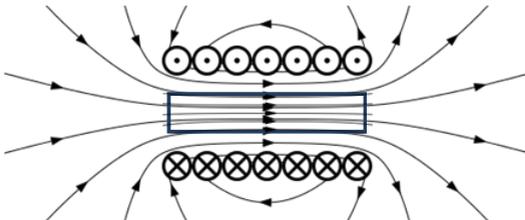


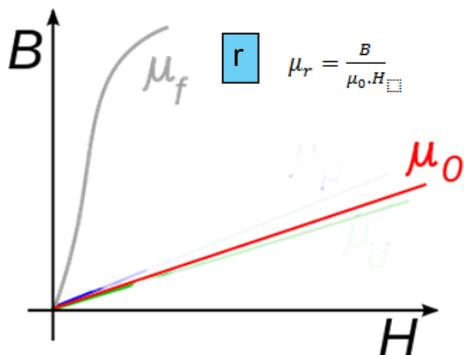
图2：示出了相等磁通等值线集中的带磁芯螺线管的横截面

总场强相同，但它集中到了更小的空间中，因此磁通密度增加：

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H$$

公式3：磁导率为 μ_r 的磁性材料的磁通密度

相对磁导率 μ_r 不是一个常数。对于铁磁材料来说，它与H呈非线性关系，因此，在高磁场强度下它就不再有效了。它也随温度和励磁频率而变化。因此，制造商数据手册中给出的值是一个在低场强、固定频率（通常为1kHz）和25°C固定环境温度下所测得的最佳拟合近似值（如图3中的绿色虚线所示）。



典型的 μ_r 值对于铁粉芯是100，对于镍锌芯是1000，对于镁锌芯是10000

图3：磁场强度H下，空气和铁磁芯的磁通密度B比较。

如果将磁芯做成圆形或环形，则几乎所有的磁场都会被限制在磁芯材料中，因为其磁导率比空气高得多。对于板载电感器，它的实际优点是所产生的磁场将被限制在磁芯内，因而不会辐射干扰PCB上的其他元件。

然而，磁芯所能吸收磁场的量却有极限。一旦材料内所有的内部磁畴与磁场形成一致，则磁芯达到饱和。这一现象如图4中的B-H曲线的拖尾所示，该图显示出的B-H曲线，是为磁芯中的正负磁场工作直到饱和所绘制：

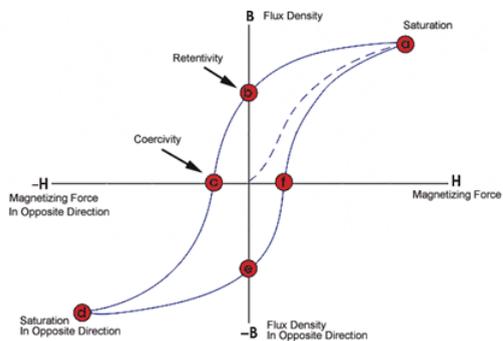


图4：B-H曲线（磁滞回线）

虚线显示了磁场在磁芯内建立时的初始行为。实线显示了交流电流流经线圈等原因所产生的振荡磁场的B-H关系。A、D两点显示了磁性材料的饱和极限。超过这些点，磁场增加对磁通密度的影响不大。

B、E两点显示了顽磁或剩磁：即使施加的磁场为零，剩余磁通也仍会限制在磁芯中。C、F两点显示了矫顽力，也就是说在磁场方向切换和磁通反转之间的反应时间滞后；在这两点上，即使磁场不为零，磁通也为零。磁性材料越“软”，这两点就越接近原点，B-H曲线所包围的

面积也越小。这点非常重要，因为B-H曲线中的面积代表了磁芯内部每个周期的磁损耗。“瘦”或“软”的B-H曲线具有低矫顽力、低磁滞和低磁芯损耗。“胖”或“硬”的B-H曲线具有高矫顽力、高磁滞和高磁芯损耗。因此，总磁滞损耗取决于磁芯材料，并与频率成正比，与磁通密度成对数比例。

实践中，精心设计的电感器会具有低磁芯损耗，因为其工作条件会被设计成在正常工作期间留在B-H包络线内。理想的工作关系将是直线，这意味着磁化力和磁通密度之间具有可忽略磁滞损耗的线性关系（图5）。

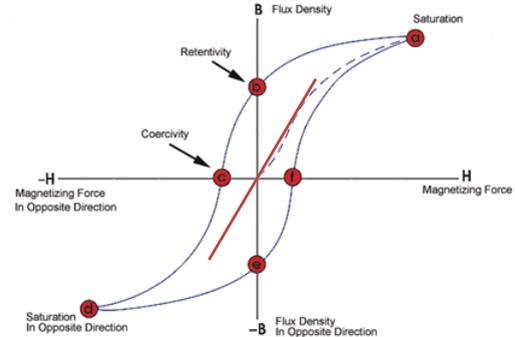


图5：理想电感器工作（红线）

10.1.1 磁芯饱和

计算磁芯饱和点（图4所示B-H曲线上到直线的转折点，在这个点上，若磁场增加，磁通密度不再产生任何增加）有很多方法，但变量数却使仿真变得困难。实践中，最好是使用制造商的数据来求得近似范围，然后保持远低于它。

饱和应该避免，其主要原因是饱和磁芯的特性不再是理想电感器特性。流过绕组的电流仅受限于绕组的直流电阻（DCR），因此绕组的峰值电流为 V/DCR 。图6示出了线圈达到硬饱和和后所产生的电流变化：

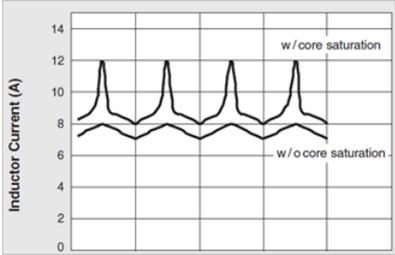


图6：磁芯达到和未达到硬饱和时的电感电流。

磁芯饱和点取决于磁芯材料、磁通密度和励磁频率，但通常制造商的数据会给出一些关于安全工作区区域（SOAR）的准则：

磁芯	磁滞损耗	典型最大磁通密度 (Bs _{at})	最大周波数
标准铁氧体	低	0.5T	8 MHz
高性能铁氧体	低	1.0T	3.5 MHz
铁合金	中	1.2T	1 MHz
铁粉	高	1.5T	0.3 MHz

表1: 不同磁芯材料之间的比较

饱和磁芯不仅特性不再是理想电感器特性，而且其绕组会消耗更多电能并导致磁芯升温。如果电感器受到严重过驱动，磁芯温度将会继续增加，直到它最终达到居里点，即铁磁性完全消失而磁芯几乎失去所有磁导率的温度。磁导率发生突变的机理是：较高的温度会迅速破坏磁畴，以致其无法再与磁场保持一致。图7显示了随温度上升的突变：

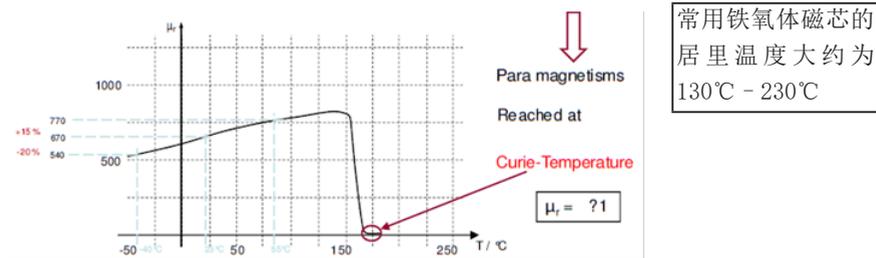


图7: 示出了居里点的磁导率与磁芯温度的关系。

避免不必要的磁芯饱和需要做精心设计。例如，在以连续模式工作的DC/DC降压转换器的电感器中，三角交流电流波形被叠加到直流偏置电流的顶部。磁芯中的电流永远不会降到零，而这个连续流动的电流将会“偏置”磁芯，从而使B-H曲线失真，并使其在正半周期内更易进入饱和。一种解决方案是使用铁粉芯或铁合金芯的电感器，它们不会非常突然饱和。

另一种避免饱和效应的方法是，通过添加永磁体来抵消磁芯中的直流偏置。例如，这种偏磁电感器解决方案过去在较老的电视机中是标准做法，并且一直沿用至今用于专门的大功率扼流圈。现在的趋势是使用较小、较低成本的铁氧体电感器，并在性能规格中酌留饱和效应。

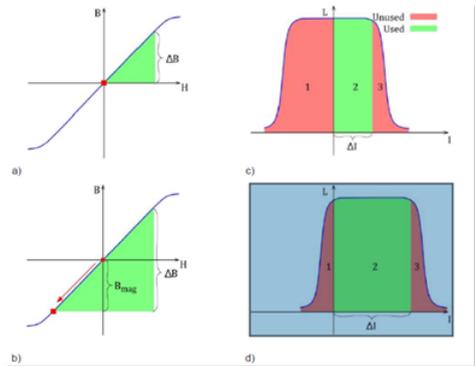


图8: 通过添加永磁体来偏置磁芯的效应。

实用提示: 尽管有各种警告都指出要避免饱和，电路设计人员可能在一定工作条件下（如高环境温度或高电流峰值）故意让铁氧体磁芯暂时饱和，因为铁氧体转变到饱和状态通常较为平缓（如图8），并且在整个规范内常常可能仍然允许有饱和。在重要性上，允许磁芯偶尔进入饱和，可能高过第二大电感器尺寸的更高元件成本。然而，饱和电流尖峰会增加总体EMC噪声和其他元件上的热应力，因此在正常工作期间永远不应允许磁芯进入饱和状态。这个规则的例外是Royer推挽式振荡器，它依赖磁芯进入饱和来工作（见下文）。

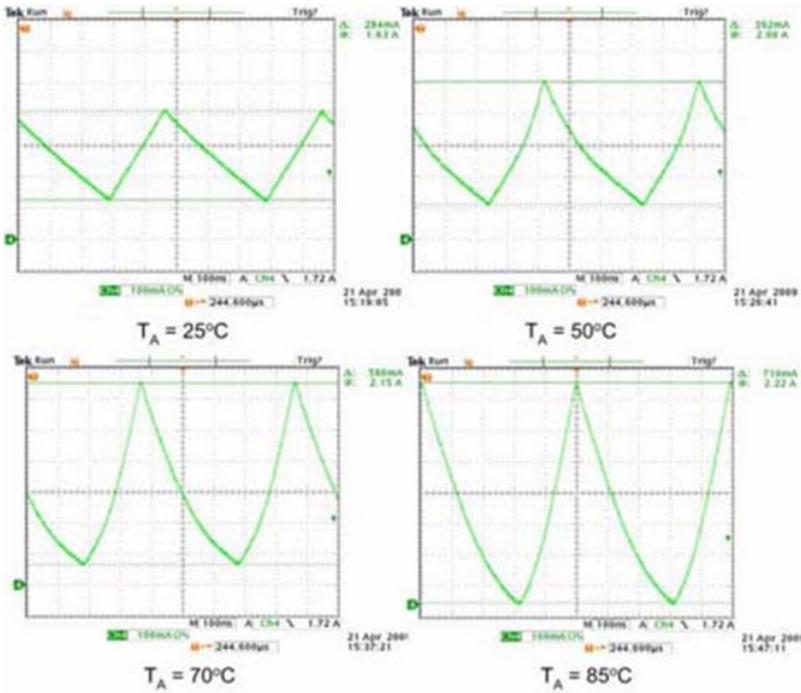


图9：温度升高时的软饱和 and 电流波形

10.1.2 气隙电感器

控制磁芯饱和和特性的一种方法是为磁芯开气隙。考虑一下开了一小块间隙的电感器磁芯：

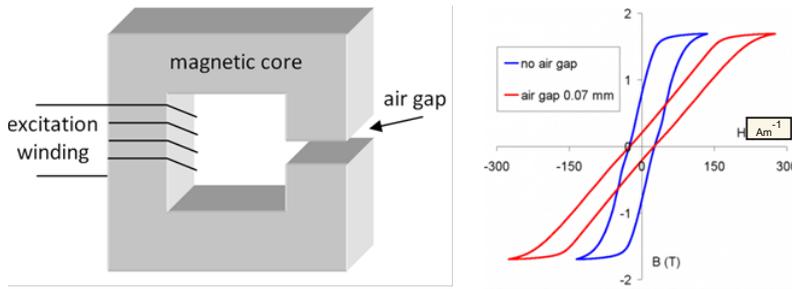


图10：开气隙电感器磁芯及B-H曲线产生的变化

气隙充当一个流经磁芯的低阻抗磁通通路中的高阻值“磁阻”。它使有效磁导率减少，因此B-H曲线变平坦，进而在磁芯达到饱和前允许有更高的磁场强度。

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_{core}}{\frac{l_{gap}}{l_{core}} \cdot \mu_{core} + 1}$$

公式4：磁芯有效磁导率的气隙效应。

气隙磁芯的优点是，可以使用高矫顽力磁芯材料来获得低磁芯损耗，而不必太担心饱和，因为在高磁场下可以对气隙进行调节来微调磁导率，而又不影响好的矫顽力值（回头参照图10：红色和蓝色的曲线都在相同点上穿过零轴）。此外，气隙磁芯相对温度和频率，性能更加稳定，因为大多数磁场能量都集中在B和H之间呈线性关系（公式1适用）的小气隙中。

气隙电感器的另一个优点是，将磁场能量集中到非常小的区域，可大幅降低电感器周围剩余磁场的扩散。电感器被认为受到屏蔽。这是个误称，因为磁场可以由磁性材料集中到较小的区域中，但它不能被完全阻断。然而，通过将磁场集中到小气隙中，漏磁通可以减小，进而减小其对电感器周围其他元件的干扰。然而，应该指出的是，靠近气隙的磁场强度可能非常强烈*，因此不应将其他导体或其他元件放在靠近“屏蔽”电感器的气隙的位置。



图11：屏蔽电感器

*跨气隙的强烈局部磁场的这个属性可用来获益：比如，磁带录音机和硬盘驱动器磁头通过使用跨气隙高边缘磁通，来局部磁化或去磁化记录介质上的磁畴。

气隙磁芯的主要缺点是，最终过渡到饱和状态可能非常突然（锐饱和），除非气隙呈锥形或机械阶梯形。此外，有效磁导率会减少（有时多达20倍），因此相比无气隙电感器，需要更多的匝数来达到相同的电感。

$$L = \frac{l_{eff} \cdot N^2}{A_{eff} \cdot \mu_{eff}}$$

公式5：气隙电感器的电感。

A_{eff} 是磁芯的有效横截面面积， l_{eff} 是有效磁芯路径长度，N是匝数。增加气隙可减小 μ_{eff} （参照公式3），因此对于相同的电感L，匝数N必须增加。

气隙不必是真的对磁芯进行物理切割，也不必是真的填入空气，因为任何非磁性材料（例如塑料）也同样有效。这种复合磁芯是在磁粉之间使用非磁性粘合剂。间隙被有效分布到整个磁芯材料上，因此它也表现出在物理上开气隙的磁芯的相同性能。复合材料磁芯可以通过改变磁粉尺寸和粘合剂比例，来实现高达200倍标准磁芯值的磁导率。

复合材料磁芯的另一个优点是，它不存在局部高磁通密度集中，因为间隙是均匀分布的。跨物理气隙的高边缘磁通，可能在任何相邻绕组中导致显著涡流损耗，因此复合磁芯更容易卷绕。此外，复合磁芯磁粉之间的空隙间隙在大小上呈自然变化，因此B-H曲线滚降到饱和状态，会比等效气隙铁芯更圆（图12）。

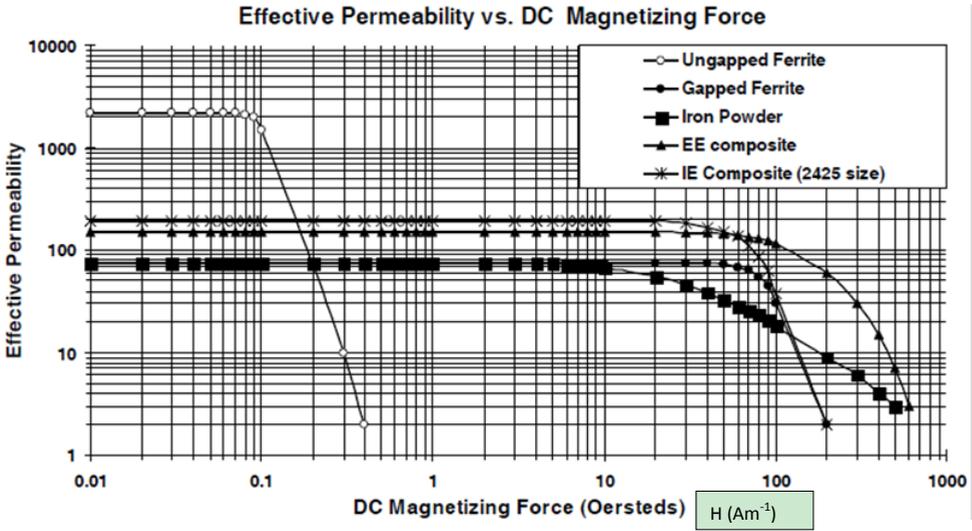


图12: 无气隙铁氧体、带气隙和复合铁氧体磁芯性能对比

10.1.3 磁芯形状

只要磁芯能捕获大部分磁通，它就可以是任何形状。一些常见的标准形状如下所示。

EE型磁芯：EE磁芯具有两个对称的E型磁芯。它们通常是高磁导率磁芯，可以很容易地在中心柱——其可以是圆形（ETD）或矩形——上开气隙：

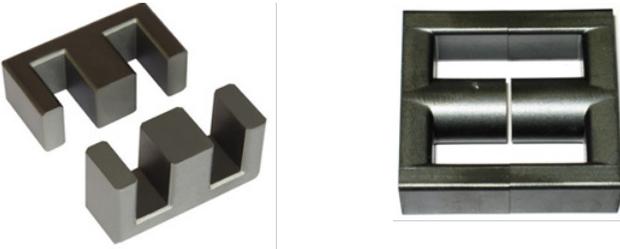


图13: EE磁芯元件及示出了带气隙中柱的装配件

EI型磁芯：EI磁芯具有不对称的E型和I型磁心。它们适用于较大电流绕组，因为较厚线圈可以更容易地装配到E型磁芯的单个中柱上。磁芯可以在中柱或外柱上开气隙。

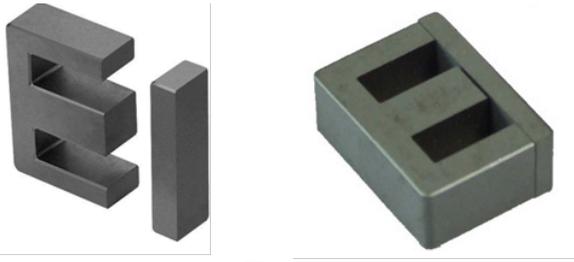


图14: EI磁芯元件及示出带气隙中柱的装配件

EP型磁芯: EP磁芯采用了节省空间的几何形状, 并对无气隙和有气隙设计都适用。P型磁芯对任何匹配面偏差都较不敏感。 EP磁芯通常用于低功率设计, 在这种设计中, 小尺寸非常重要。

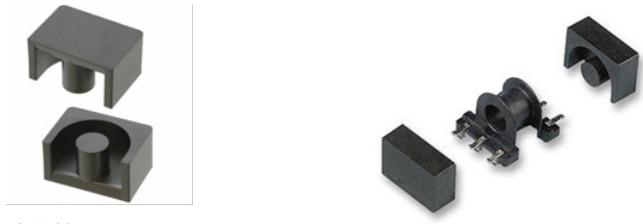


图15: EP磁芯元件及装配件。

RM型磁芯: 方形 (Rectangular Module, RM) 磁芯可为最小电路板空间提供最大电感值。它们可以很容易地在中柱或外柱上开气隙。



图16: RM磁芯元件及显示带气隙中柱的装配件。

T型磁芯: 环形形状可以消除来自任何匹配间隙的杂散磁通, 因为磁路是一个连续环路——可以是圆形 (T) 或矩形 (FT) 形状。这对需要高效率微型磁芯的低功耗设计很有用。这种磁芯通常没有开气隙, 但如果需要开, 可以加入一个切口。



图17：带和不带气隙的T型磁芯

P型磁芯：罐形磁芯相对其尺寸提供了较大的绕组面积，这使得它们适合于大功率设计。中柱上可以开气隙。罐形磁芯往往会开一个中心孔，作为安装辅助，或用来安装带抽头铁芯以微调电感。



图18：带中心安装孔的罐形或杯形磁芯

ER型磁芯：EE磁芯的一个变体，具有非常矮的外形和针对平面绕组的宽扁绕线区设计。中柱上可以开气隙。

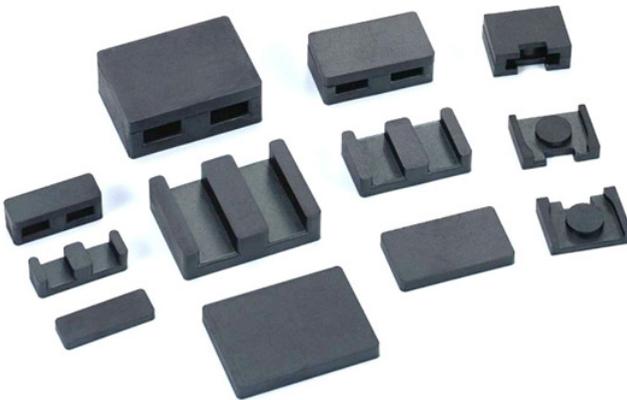


图19：ER平面磁芯元件和装配件

10.1.4磁芯损耗

10.1.4.1 互感损耗

理想的电感器不会随时间的改变存储任何能量——所有流入的能量应再次流出。在许多情况下，我们都希望绕组之间有磁耦合——例如在变压器中的初级和次级绕组之间——但多余的耦合电感，会通过从输入和输出分流掉部分能量来产生功耗。在变压器中，这些损耗据说是由于磁化或泄漏损耗引起的，而在电感器中，据说它们是由于互感引起的，但实际上，其损耗产生的机制相同。

互感 L_M 由如下公式6所述：

$$L_M = K \sqrt{(L_1 L_2)}$$

公式6：互感，其中 K 是任何两个耦合电感 L_1 和 L_2 之间（例如，变压器上的初级和次级绕组之间或两个相邻电感器之间）的耦合系数。

互感引起的损耗取决于流过电流的平方，因此峰值损耗可以利用下面的关系式从峰值电流导出：

$$Loss_{L_M} = \frac{L_M \cdot I_{peak}^2}{2}$$

公式7：互感引起的峰值损耗。

实用提示：不应在电路板上将两个电感放得太近，以避免多余的耦合。如果必须将它们放在同一个PCB区域，则它们彼此应呈直角排布，以减少互感损耗（耦合系数 K 将会大大降低，图20）

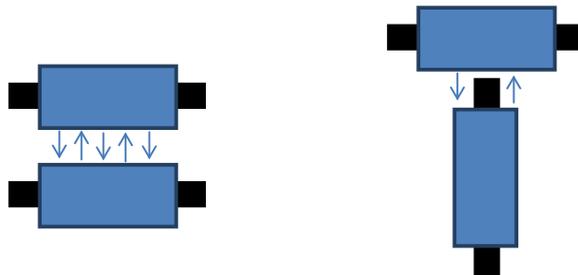


图20：降低互感损耗的电感放置方法。右手边的两个电感器的布置方式会有较低耦合，从而可降低互感损耗。

10.1.4.2 涡流损耗

所有磁芯都是导电的，因此，根据楞次定律（如果有感应电流流动，则其方向总是会阻碍引起它的变化），磁芯内的任何变化磁场都将引起阻碍磁通量变化的电流（涡流）流动。

涡流效应既会限制磁通穿透到磁芯中，又会增加磁芯中的功耗——这两者我们都非常不希望有。由于涡流的功率损耗等于 $i^2(t)R$ ，因此功耗将随着磁场励磁频率的平方增加。总损耗可以由Steinmetz方程估算：

$$Power\ Loss_{Eddy} = K_E f^2 B^2 V_{core}$$

公式8: 涡流引起的功率损耗

其中, K_E 是取决于磁芯材料(例如铁、铁粉、铁氧体等)的常数, f 是磁通变化的频率, B 是最大磁场强度, V_{core} 是磁芯体积。对于固定频率, 每立方厘米磁芯材料涡流功率损耗的平方与励磁磁通的平方呈线性关系:

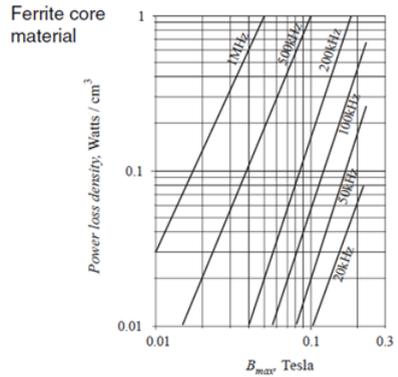


图21: 根据Steinmetz方程得出的铁氧体磁芯材料的总功耗。

由于频率、磁芯材料和最大磁通主要受其他设计因素决定, 涡流损耗只能通过减小磁芯有效尺寸——通过使用由金属薄片制成的叠片磁芯, 或通过使用由小颗粒磁性材料烧结在一起组成的铁粉或铁氧体磁芯来减小。

实用提示: 在实践中, Steinmetz 损耗关系式组并不是完美的直线, 而是平缓曲线, 因为该方程组不能延长到远离其初始起点的位置, 否则会损失精度。误差也取决于信号的占空比和波形(Steinmetz假定的是正弦磁通变化), 但作为初步近似, 该方程对于计算预期磁芯损耗来说是一个有用工具。

另一种考虑涡流损耗的方法, 是设想其可以用一个与磁芯电感并联的电阻器表示。电阻器上所消耗的功率取决于所施加电压的平方。然而, 整个绕组(及并联等效涡流电阻 R_{eddy})上的电压受到PWM调制, 因此平均功率损耗取决于占空比 δ 。对于固定的工作频率, 涡流损耗为:

$$Power\ Loss_{Eddy} = \delta \frac{V_{in}^2}{R_{eddy}}$$

公式9: 涡流损耗

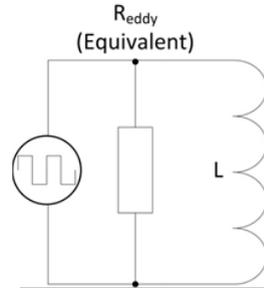


图22: 等效涡流原理图

对PWM调节来说, 如果输入电压加倍, 则占空比减半来补偿, 以保持磁芯中有相同磁通摆幅。然而, 由于有 V_{in}^2 因子, 总涡流损耗仍然会加倍。这个问题的一种可能的解决方案是随电压改变频率, 如果输入电压加倍则减少一半频率。因此, 涡流损耗与输入电压变化保持稳定。然而, 可变频率可能导致与效率和EMC有关的其他问题, 因此最终决定是一个折中。

10.1.4. 3趋肤效应

涡流也是造成另一个功耗源——流经铜绕组电流的趋肤效应的间接原因。趋肤效应是交流电流趋向于仅在导体外层, 而不是通过整个横截面区域流动的现象。该效应是由导体内的涡流引起的, 该涡流会起作用抵消掉中间的电流流动并增强导体外侧的电流流动。绝大部分电流沿导体表面流过, 而导体中心却很少有或没有电流流过(图23)。

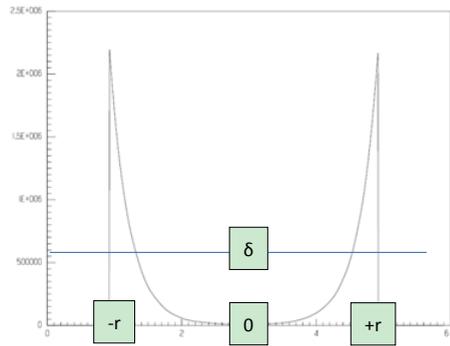
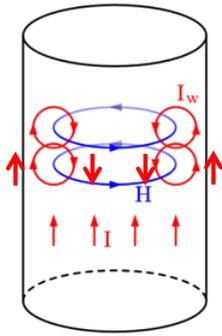


图23：示出了整个导体横截面电流分布的趋肤效应。

电流的有效穿透深度（电流下降到总数的1/e或37%的位置）由下式给出：

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f\mu_0\mu_r}}$$

公式10：圆形导体中流动电流的趋肤深度（ δ ）。

其中， ρ 是导体的体电阻率， f 是频率， μ_0 和 μ_r 分别是自由空间和导体的磁导率。对20℃的铜电磁线来说， $\rho = 16.8 \times 10^{-9} \Omega m$ ，因此公式10可简化为：

$$\delta_{copper} = \frac{66}{\sqrt{f}} mm \text{ 或 } \delta_{copper} = \frac{2598}{\sqrt{f}} mil$$

从公式10中还可以看到，对给定的导线特性来说，趋肤深度与电流频率的平方根成反比，而不取决于电流值。对20℃的铜电磁线来说，趋肤深度在60Hz时为8.52mm，但在10kHz时下降到仅为0.66mm，在100kHz时进一步下降到0.21mm，因此即使是小电流设计，也可能受到趋肤效应影响。

实用提示：趋肤效应可能在两个方面值得注意：首先，对大电流电感器来说，增加线号可能不如欧姆定律那样有效，会使你相信它能减少铜损，因为趋肤效应会防止导线的整个横截面传输电流；其次，趋肤效应会阻止高频信号和开关尖峰沿任何导线传播到远方。PCB走线可能在直流时具有低电阻，但是在高频时却会有高得多的阻抗。因此，关键是在源头上滤除掉任何高频噪声源，并使走线和导线长度保持很短。这个建议经常在很多电子技术教科书和指南中被引述，但是在理解了趋肤效应后，去理解较厚的铜走线为何不能传导走高频噪声会容易得多。

为了降低电感器中的趋肤效应损耗，可使用多股编织线（利兹线*）或扁线代替圆线来增加表面积体积比（见图24）



图24：扁线绕组和利兹编织线绕组。

*以免误解，“利兹”这个术语源自拉丁语*Licium*=线，是通过德语 (*Litzendraht*) 得来。

在一些低输出电压的电感器和变压器设计中，可能只需一匝或是几匝线圈即可。在这种情况下，通常使用箔式绕组，而不是圆线或扁线。箔式绕组相比电磁线有几个实际优点：它可以做成和趋肤深度一样薄，但由于其宽度关系，它仍然具有低直流电阻，因此它可以有效利用空间；若采用箔式绕组，则下一个线圈能够铺在方便平坦的表面上，从而避免了线式绕组上如果只有几匝线圈，则会在线圈各层当中出现难看的情况；最后，它可以很容易地在层与层之间交错。

箔式导体相比具有相同横截面积的圆线，表面积要大20%，因此在高频信号由于趋肤效应而迁移到表面时，扁平或箔式导体的性能更好：



图25：箔片和圆线的比较。箔片和圆线具有相同的横截面积（10mm²），因此直流电阻相同，但箔片的表面积是圆线的1.2倍，因此交流电阻要低。

箔式绕组相比圆线的另一个优点是，箔式绕组能更好地利用磁芯周围供绕组使用的“窗口”空间。不同形状的磁芯具有不同的窗口比例和不同的窗口利用率，例如，EE磁芯比EP磁芯相对其尺寸而言窗口面积更大。宽扁的窗口意味着需要的绕组高度更少，且层与层之间浪费的空间更少（图26）。

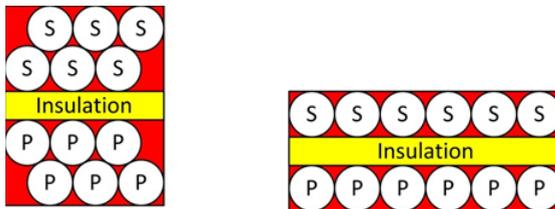


图26：高绕组窗口与扁绕组结构的比较。这两个例子都有6根初级电线和6根次级电线，并由绝缘胶带隔离。红色区域表示浪费的空间。显然，扁平结构能更有效地利用可用窗口区域。在使用圆线时，窗口利用系数（可用面积/铜面积）通常约为70-75%，具体取决于窗口比例。在使用利兹线时，这个系数会更进一步降低，因为各个线股之间的空间损失也必须考虑。根据经验，利兹线中每层损失的面积为25%。因此，在包含一股中心线和两个包裹层的线材中，该线材横截面积的利用率为 $0.75 \times 0.75 = 56\%$ 。另一方面，箔式绕组几乎没有空隙或空间浪费，利用系数可达80-90%，具体取决于任何所需绝缘层的厚度。

10.1.4.4 邻近效应

邻近效应是趋肤效应的另一个影响，即在外表面相邻的导体中流动的电流会彼此非常接近，以至于它们的磁场发生重叠。这将使电流产生失真并将大部分电流集中在导体的相对侧，从而进一步增加局部峰值电流密度，进而产生铜损。趋肤电流将变得不对称（图27）：

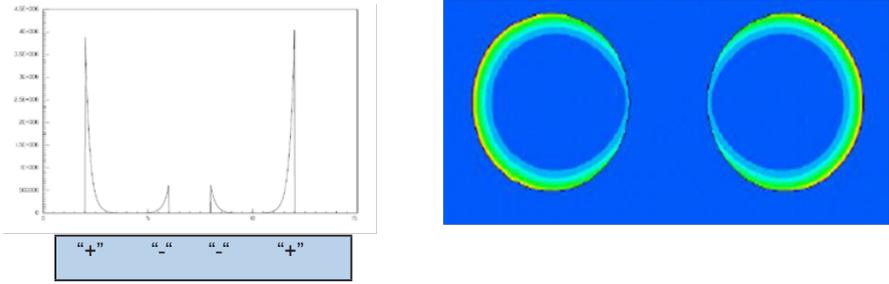


图27：传送相同方向交流电流的两个相邻导体的邻近效应。

如果相邻导体中的电流以相反方向流动，则邻近效应将使大部分电流在最接近彼此的表面上流动，并减少导体相对侧上的电流（上图的镜像）。

这意味着邻近效应发生在两个相邻导线之间，而不论这两个导体中电流流动的方向如何。邻近效应也意味着相邻导体中会产生感应电流，即使它里面没有外部电流流动，因此，将磁芯固定在一起的金属夹会对电流流动产生干扰，即使它们没有电气连接。

对于多层绕组而言，邻近效应会通过两个维度上起作用来干扰电流流动。不仅相邻导线会遭受电流密度平衡问题，而且相邻层也会相互影响。

图28中概略显示了单层2个、3个和5个相邻导体（所有导体的电流都以相同方向流动）的邻近效应。“+”号和“-”号分别表示电流密度比可能流过的等效直流电流（虚线）高和低。邻近效应可以累积（用“+”、“++”、“+++”等表示）。邻近效应会使电流集中在外表面上，并抑制中心导体中的电流流动。

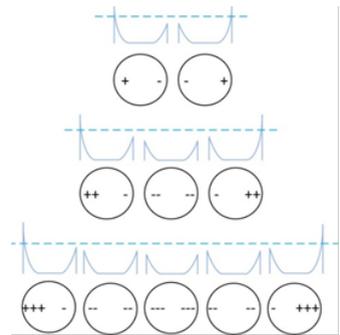


图28：导体之间的邻近效应（电流流动方向相同）

邻近效应也会发生在层与层之间，并且整体效果相同——将电流集中在最外层上：

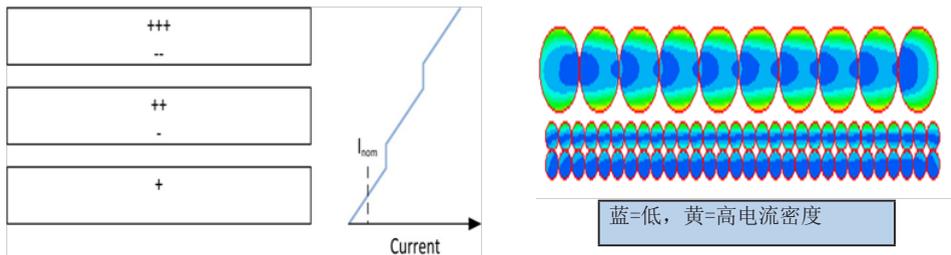


图29：邻近效应引起的相邻层之间的电流分布。

n层绕组的峰值电流密度的关系可从下式中求得：

$$I_{max} = I_{nom} + 2(n - 1)I_{nom}$$

公式11： n层绕组中的峰值电流。

因此，对于一个3层绕组，最外层会传送5倍标称电流，而对于一个4层绕组，最外层会传送7倍电流。在这两种情况下，最里面的绕组中沿最接近磁芯的表面流动的电流会为零。邻近效应产生的损耗计算是由P. L. Dowell在1966年解出的，当时他写了一篇研讨论文，求解电感器中各层的麦克斯韦方程组，来导出Rac/Rdc对频率和层数的曲线（图30）。他的数学求解此后获得了进一步的改进，但把它作为第一近似值，仍然基本有效。

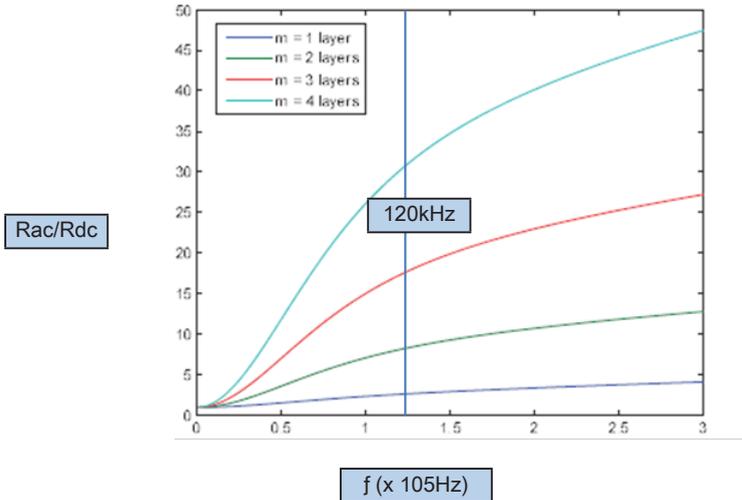


图30：电阻系数对频率和层数的Dowell曲线。

对于一个工作在约120kHz的典型DC/DC转换器（上图蓝色实线），对于四层绕组，邻近效应会使交流电阻相比直流电阻增加30倍。可以很容易看出，在多层绕组中，为什么邻近损耗一般会超过趋肤效应损耗。

变压器中邻近效应产生的电流集中问题，可以通过交错绕组来减少。以一个传送1A电流、原边绕两层、副边绕两层的简单的1:1变压器为例。如果只是将副边绕在原边的顶部（原边原边副边副边），那么公式11告诉我们，原边最外层和副边最内层中流动的峰值电流会是3A。然而，如果将绕组重排成原边副边副边原边的形式，那么峰值电流会只是标称电流1A，因为绕组之间的邻近效应会相消。

图31对此进行了概略展示：

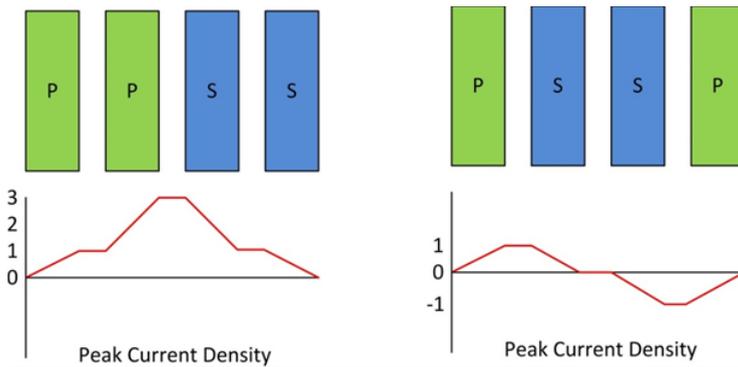


图31：交错对邻近效应产生的峰值电流密度的影响。

稍后我们在讨论变压器的时候会回到这个主题，但是首先我想说明一下，为什么到目前为止所提供的信息，可以被用于计算降压稳压器的性能。

10. 2降压转换器设计样例

有一个例子可以帮助说明如何为特定应用选择合适的电感器。在这个例子中，目标是设计一个降压调节器来从12V的电池产生5V稳压输出。所需的性能规格是：

输入电压：9 - 14VDC
 输出电压：5VDC
 输出电流：1A
 输出电压纹波：最大100mVp-p
 开关频率：120kHz
 工作温度：0到+ 85°C的环境温度

第一步是计算最坏情况下的占空比。这将发生在最大输入电压时：

$$\delta = \frac{V_{out}}{V_{in,max}} = \frac{5}{14} = 0.36$$

公式12：占空比计算

下一步是确定允许的输出纹波。20%-40%的范围是明智的选择，因此我们可假设最大纹波电流为30%。

因此计算出的电感为：

$$L = \frac{\delta(V_{in,max} - V_{out})}{I_{ripple} \cdot I_{out} \cdot f} = \frac{0.35(14-5)}{0.3 \times 1 \times 120000} = 87.5\mu H$$

公式13：电感计算

大多数功率电感器的容差为±20%，因此我们需要选择一个100μH的电感器来保证我们的规范。

负载电流为1A，但是电感器中的峰值电流要高15%，因此我们需要选择 $I_{sat} \geq 1.15A$ 的功率电感器。 I_{sat} 的值会在电感器数据手册中给出，但是在比较制造商时，如果它们对这个规范没有一致定义，则需谨慎对待。信誉良好的供应商给出的 I_{sat} 值，是在电感下降10%时得到的值。其他制造商给出的可能是30%或更高时候的值。

额定电流通常是在磁芯温度上升到比环境温度高40°C的情况下给出的（再说一遍，制造商之间并没有对其进行标准化）。对于+85°C的最高环境温度来说，这将使磁芯温度增加到高达125°C（绝对极限），因此本设计使用额定值远高于1A的电感器非常合理。对于降压转换器，经验法则是选至少1.5倍负载电流的额定值。

要选择的最后一个器件是输出滤波电容器。从《DC/DC知识全书》(DC/DC Book of Knowledge)第5节的公式5.1，我们可以求得所需的电容：

$$V_{ripple} = I_{ripple} \cdot \sqrt{ESR^2 + (1/2\pi fC)^2}$$

作为第一近似值，我们可以忽略ESR来简化公式：

$$C = \frac{I_{ripple}}{V_{ripple} \cdot 2\pi \cdot f} = \frac{0.3}{0.1 \times 2\pi \times 120000} = 4\mu F$$

公式14：电容计算。

再说一遍，考虑到±20%的容差，4.7μF的MLCC输出电容器会是一个合适选择。简化后的最终设计如下所示：

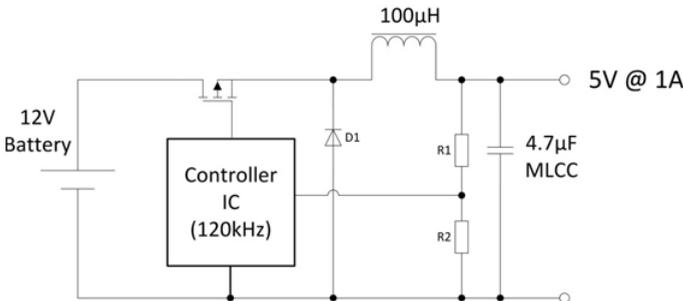


图32：5V/1A输出的、带计算得到的元件值的简化后的降压转换器。

10.2.1 计算降压转换器中的损耗

上图所示的降压转换器设计中的功耗，主要是由三个关键器件的损耗决定：

- 1：电感器中的传导损耗
- 2：MOSFET中的开关+传导损耗
- 3：二极管的导通损耗

10.2.1.1 电感损耗

通过电感器的电流波形通常如下面图33中所示：

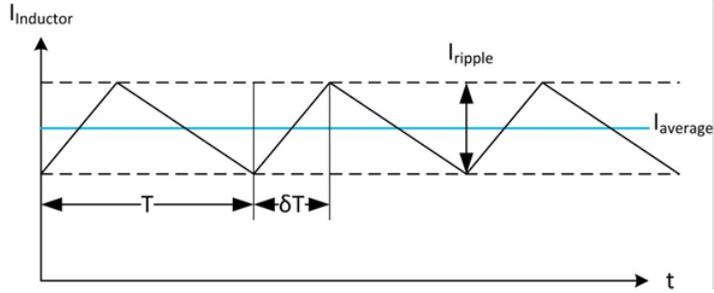


图33：降压转换器电感器电流（简化）

电感器中的平均功耗由下式给出：

$$P_{DISS_L} = I_{RMS_L}^2 R_{DCR_L}$$

公式15：电感器中的功耗

$$\text{其中： } I_{RMS_L}^2 = I_{average}^2 + \frac{I_{ripple}^2}{12}$$

公式16：RMS电感器电流（系数12来自三角波波形的形状）

因为纹波是 $I_{average}$ 的30%，公式16可简化为 $I_{RMS_L}^2 = 1.00375 \times I_{average}^2$ 。误差裕量仅为0.375%，因此可以安全地取RMS输出电流为平均输出电流。

流过的峰值电流由下式给出：

$$I_{Peak_L} = I_{average} + \frac{I_{ripple}}{2}$$

公式17：电感器峰值电流

这意味着，虽然RMS电感器电流主要取决于平均输出电流，并且输出纹波可以被忽略，但纹波产生的峰值电感器电流要高15%。

现在要找出电感器的阻抗 R_L 。100μH SMD功率电感器的绕组线长通常仅有约70cm，因此可以在很大程度上将邻近效应忽略，但是如第10.1.3.3节所提到，趋肤效应会减少有效横截面积，这取决于降压转换器纹波电流频率的平方。

然而，电感器数据手册仅列出了直流电阻（DCR）值，而没有列出交流频率下的有效 R_L 。只要交流电流流过导线的整个横截面区域（即从公式8导出的趋肤深度不小于导线半径），这就不是一个问题了，因为交流电阻届时会和直流电阻相同，我们可以在我们的计算中仅使用数据手册的DCR值。要了解趋肤效应在设计中是否重要，考虑何时绕组的交直流电阻之比等于1，换句话说，何时穿透深度=导线半径将会有帮助。

$$\frac{ACR_{\square}}{DCR_{\square}} = \frac{r^2}{2r\delta - \delta^2}$$

公式18: 交流电阻与直流电阻之比（对于圆线）。

其中: δ = 穿透深度, R = 导线半径

显然, 如果 $r = \delta$, 则公式简化为1, 这意味着导线的整个横截面传送全部交流电流。对于120kHz的开关频率来说, 趋肤效应深度大致相当于一根AWG26导线, 因此只要我们的绕组的导线是这种线号或者更细, 我们就可以完全忽略趋肤效应。以下表2给出了一个有用的快速参考:

AWG	导线半径 (mm)	横截面积 (mm ²)	直流电阻 (Ω /m @ 20°C)	ACR=DCR时的频率 (近似)
18	0.510	0.823	0.0210	21kHz
20	0.406	0.518	0.0333	34kHz
22	0.322	0.326	0.0530	55kHz
24	0.255	0.205	0.0842	88kHz
26	0.202	0.129	0.134	140kHz
28	0.160	0.081	0.213	220kHz
30	0.127	0.051	0.339	350kHz

表2: 导线尺寸和ACR/DCR为1时的频率

对于给定的DCR、圆铜线直径和频率, 可以将公式10和公式18结合起来解出ACR:

$$ACR = \frac{\rho l}{A_{eff}} = \frac{\rho l}{\pi r^2 - \pi(r - \delta)^2}$$

公式19: 圆铜电磁线的ACR计算。

其中:

ρ 是单位为 $\Omega \cdot m$ 的DCR, l 是导线长度, A_{eff} 是有效面积 (穿透深度的横截面积)

要了解DCR和趋肤效应对功耗有怎样的影响, 让我们来假设一下, 对于一个工作在330kHz的降压稳压器设计, 我们有两个看似等价的100 μ H功率电感器可以选择:

规格	SMD电感器1	SMD电感器2
电感	100 μ H	100 μ H
尺寸	10mm x 10mm x 5mm	10mm x 10mm x 5mm
额定电流	1.5A	1.5A
饱和电流	1.8A	1.8A
线号	1 x AWG24 (0.205mm ²)	4x AWG30 (总共0.204mm ²)
DCR (1.5m导线)	0.126 Ω	0.127 Ω
ACR (@330kHz)	0.170 Ω	0.127 Ω

表3: 两个电源电感规格比较

如果对DC额定值进行比较, 则两个电感器好像相同。但是, 在330kHz时, 相比电感2, 电感1的交流损耗会高34%。

实用提示: 在选择功率电感器时, ACR和DCR都要注意。如果电感器必须适应任何高频纹波, 则可能需要利兹线或扁线设计。作为一般经验, 要选择额定值至少是1.5倍平均输出电流的电感器, 以减少磁芯温度, 适应制造公差, 并为高温下磁性性能的减少留出余地。

10.2.1.2 计算MOSFET损耗

开关FET的功耗由下式给出：

$$P_{DISS_FET} = \frac{V_{out}}{V_{in}} I_{rms}^2 R_{DS_ON}$$

公式20： FET功耗

最坏情况下的功耗会出现在 V_{in} 最大且满载时。

对于 R_{DS_ON} 为 $0.026\ \Omega$ 的典型功率FET：

$$P_{DISS_FET} = \frac{14}{5} \times 1 \times 0.026 = 0.073W$$

10.2.1.3 计算二极管损耗

二极管的功耗由下式给出：

$$P_{DISS_DIODE} = \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}\right) I_{rms} V_F$$

公式21： 二极管功耗

最坏情况下的功耗会再次出现在 V_{in} 最大且满载时。

对于 V_F 为 $0.5V$ 的典型功率二极管：

$$P_{DISS_DIODE} = \left(1 - \frac{5}{14}\right) \times 1 \times 0.5 = 0.321W$$

因此，降压转换器的总损耗（电感器1）会是 $0.198W+0.073W+0.321W=0.59W$ 。

这相当于最坏情况下的满载效率为 89.4% 。由于标称输入电压为 $12V$ ，效率会略微增加至 90% 。

而任何人甚至在拿起烙铁之前，就可以知道这一切！

10.2.2 升压转换器设计

如果要将设计改成升压转换器，则需要对上述公式进行修改。公式12中给出的占空比计算公式变成：

$$\delta = 1 - \frac{V_{in,min}}{V_{out,max}}$$

公式22： 升压转换器的占空比计算

因此，所需电感的计算则变为：

$$L = \frac{(1 - \delta)^2 (V_{out,max} - V_{in,min})}{I_{ripple} \cdot I_{out} \cdot f}$$

公式23： 升压转换器的电感计算

电感中的平均电流不再仅仅是最大输出电流，而等于 $I_{out}/(1-\delta)$ 。因此，对于50%的典型占空比，电感器的电流为输出电流的2倍。在实践中，这意味着要选择额定值为4倍最大输出电流的电感器，来为85°C环境温度下安全工作留出余地。较大线号的绕组意味着趋肤效应很少影响到电感器功耗。

输出滤波电容器大小的计算依然和降压转换器的计算相同，因此公式14仍然适用。

10.3 变压器介绍

到目前为止所描述的关系式适用于电感器中的直流磁场和交流磁场两者，然而交流磁场的用途在于，它能够在任何其他导体或线圈中感应出阻碍相同磁场的电流流动，换言之，可以用交流磁场来制造变压器。

“真”变压器不存储能量——流入初级绕组的全部能量会瞬间转移到输出。推挽或正激式转换器是使用中最常见的例子。变压器中因漏感和互感（也称为磁化电感）而产生的任何能量存储都被视为损耗。另一方面，反激式设计故意在带气隙磁芯中存储能量，然后在开关周期的第二个半周将该能量传送到输出。因此，磁芯实际上是由两个耦合电感器形成的，而不是一个“真”变压器。

“真变压器”和“耦合电感变压器”之间的区别并不只是学究式的吹毛求疵：损耗和产生损耗的机制不同，并取决于不同的工作条件，因此理解它们，对设计最佳的变压器来说至关重要。

10.3.1 Royer推挽式自激振荡变压器

Royer推挽式变压器是一种“真变压器”设计，并且是最古老的一种电子电源拓扑结构。

它在1954年——在发明双极型晶体管后不到十年的时间获得专利。尽管该拓扑结构很简单，但它的工作比许多工程师所相信的更加复杂。

特别是磁芯必须要进入饱和状态以使电路发生振荡，从而打破了功率磁性元件设计的一项主要规则，即要尽可能避免出现饱和磁芯。

考虑TR1开始导通的情况。流过初级绕组T1ap的电流开始增加，并且通过变压器的作用（蓝色箭头），反向缠绕的反馈绕组T1af的两端产生正电压。这迫使TR1的基极硬导通（正反馈）。同时，再一次通过变压器的作用（红色箭头），相同极性的反馈绕组T1bf产生确保TR2保持截止的负电压。

这个状态一直持续到磁芯进入饱和状态。然后会有几件事同时发生：TR1尖峰中的电流（仅由初级DCR限制）及初级和次级绕组之间的磁耦合消失（磁芯不再表现为电感器），这反过来促使TR1的驱动崩溃，因此T1ap两端的励磁电压消失。

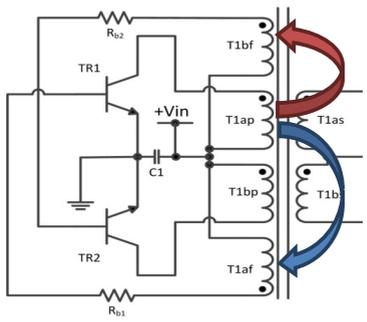


图34: Royer推挽式振荡器。箭头代表初级和反馈绕组之间的磁耦合。

初级绕组T1ap两端的电压突然崩溃，会通过空气（或漏感——如果你更喜欢）耦合到反馈绕组，反馈绕组会迅速反转其极性。随着TR1截止，磁芯回落到未饱和状态，但是现在情况相反：TR2由T1bf的正反馈驱动到导通状态（蓝色箭头），而TR1由反馈绕组T1af产生的负电压保持截止。这种状况在磁芯进入负饱和、周期再次反转前保持稳定。

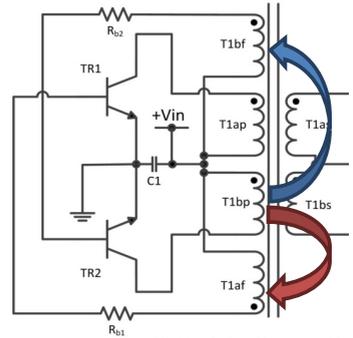


图35: Royer推挽式振荡器。箭头代表初级T1bp和反馈绕组之间的磁耦合。

磁芯中的磁场如下方BH曲线图所示（图36）。磁芯在该周期的E-F-E和B-A-B部分处于饱和状态。该曲线也非常的方正，因为磁芯要么完全饱和，要么在饱和点之间进行转变。

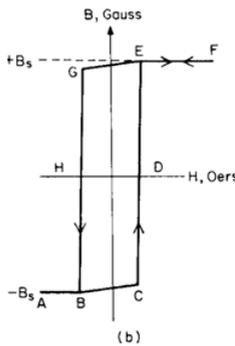


图36: BH磁滞回线

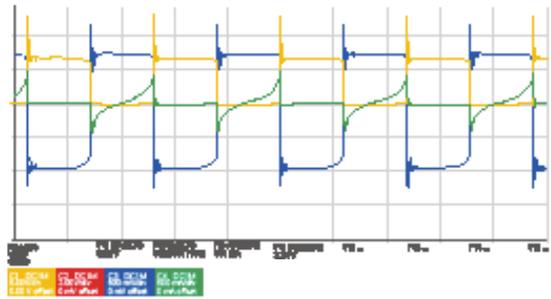


图37: TR1示波器波形

示波器的轨迹（图37）显示了切换发生速度有多快。通道1（黄色轨迹）是TR1 V_{CE}，通道2（蓝色轨迹）是TR1 V_{BE}，而通道3（绿色轨迹）是TR1 I_{CE}。相同但相位相反的波形可以在TR2两端看到。本例中的振荡频率约为85kHz（12 μs占空周期）。正反馈可使通用低成本晶体管的开关速度显著加快到100ns。

10.3.2 Royer变压器设计考虑因素

如果没有一个进入锐饱和的磁芯，Royer推挽式自激振荡会无法正常工作（就算真的工作），因此铁氧体磁芯最为合适。另外，反馈线圈必须紧耦合到初级绕组，以便空气耦合的漏感可以做反转反馈绕组极性的相关工作，而磁芯仍处于饱和状态。使用下面关系式，可以选择初级绕组的匝数，以得到合理的工作频率f：

$$N_p = \frac{V_{supply} \times 10^6}{2B_s A_e 2f}$$

公式24: Royer振荡器频率关系式

对于一个运行在5V标称电压下（晶体管两端测量值为4.7V）、带MnZn铁氧体环形磁芯且正饱和磁通密度B_s为300mT、有效横截面积A_e为5mm²、工作频率为120kHz的1:1 DC/DC转换器，则初级绕组的匝数是：

$$N_p = \frac{V_{supply} \times 10^6}{2B_s A_e 2f} = \frac{5 \times 10^6}{0.6 \times 5 \times 2 \times 120 \times 10^3} \approx 7 \underline{\underline{匝}}$$

由于初级绕组是中心抽头的，该绕组结构会是7+7匝。反馈绕组需要产生1V左右的电压，以正确驱动晶体管基极引脚，因此2匝就已足够（ $2t/7t \times 5V = 1.4V$ ）。对于1:1的变压器（5V输入、5V输出），输出匝数等于输入匝数，但我们需要为输出整流器降压留出额外的0.7V。如果使用的是带中心抽头的次级绕组，则8+8匝就已足够。

Royer 拓扑的主要优点除了实现简单和匝数低，由于磁芯在所有四个象限被全部利用，对于给定的磁芯尺寸，其传输的功率是任何单端拓扑的两倍。

实用提示：两个晶体管TR1和TR2可以是任何通用的NPN双极型晶体管。它们不应被特别好地匹配，否则完全对称的电路会有启动问题，因此一定不要使用双晶体管单封装型号。

虽然每当磁芯进入饱和时都会出现 I_{CE} 电流尖峰，但它却非常短（在几微秒量级），连续周期性过载会导致安全工作区（SOAR）功耗问题。晶体管的 V_{CE} 额定值必须至少是最大输入电压加过冲电压的两倍。安全系数通常为输入电压的3到4倍。

饱和尖峰引起的高变化率会残余耦合到输出，从而引起类似的输出电压尖峰。通常这并不是一个大问题，因为尖峰很短，不含很多能量，但在空载条件下，输出电容器会被逐渐充电，以致输出电压变得出奇地高。对于简单的1:1转换器，在空载条件下，输出电压会上升到高25%的值。如果这有问题，则可以将假负载（通常是额定满负载的10%）永久放在输出的两端来吸收这个能量。或者，输出电压可以用齐纳二极管或精密并联稳压器进行钳位，以保持空载输出电压在可接受的限度内。

Royer 自激振荡电路的一个更进一步的缺点是，输出没有短路保护（SC）。这种电路在故障条件下，没有反馈机制来限制电流或停止振荡器，因此输出短路会使开关晶体管过载，而使它们迅速过热而失效。不幸的是，并没有简单方法可以为Royer电路加入短路保护，虽然有一些绕线技术可以在输出短路条件期间保持晶体管处在安全工作区中。

10.3.3 变压器设计考虑因素

下面这个确定变压器设计的流程图只是一个建议，设计过程通常是高度迭代和递归的——在达到可接受的折中前，需要经过很多的挫折和重新开始。第一次尝试就能成功的情况极不可能发生，要优化所有的变压器特性，很可能需要采用多达15-20个原型变压器。

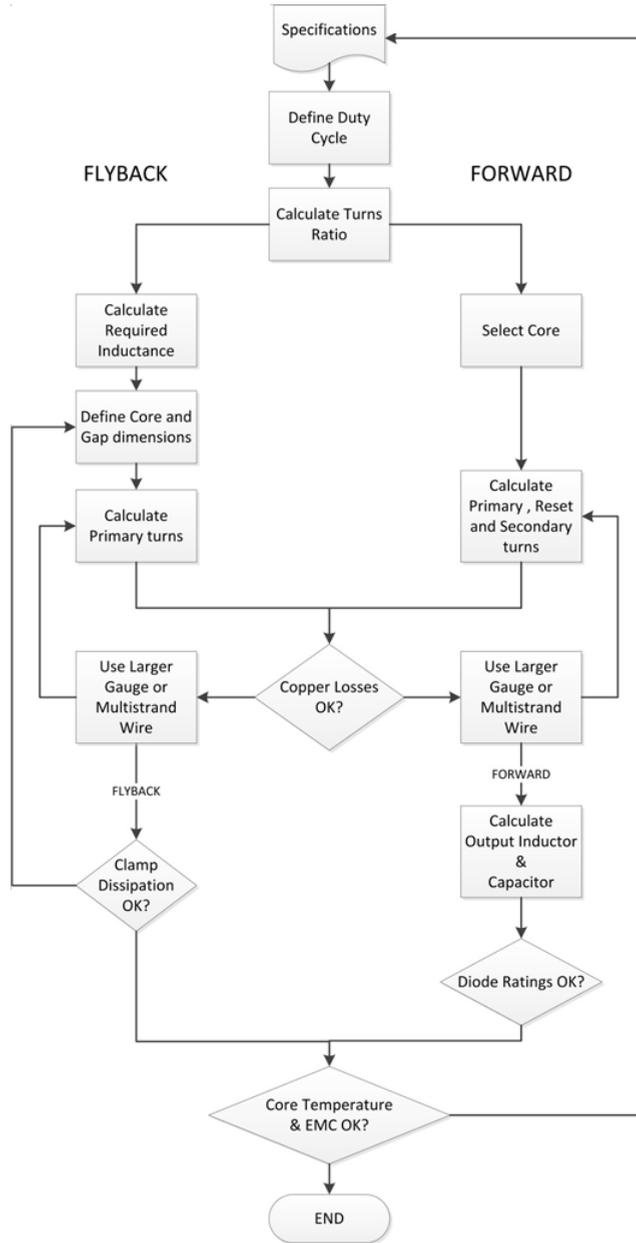


图38: 变压器设计流程图

10.3.4 正激转换器变压器设计

10.3.4.1 正激转换器介绍

正激式拓扑包括单端推挽（类似Royer拓扑结构，但由外部振荡器提供时钟信号）、全桥和半桥转换器。不同于在气隙中间歇储存能量的反激耦合电感器，正激变压器通过直接的变压器

作用来连续传送能量：如果原边有电流正在流动，则副边也有电流正在流动。因此，正激转换器变压器不需要开气隙（虽然在某些设计中会采用非常薄的气隙（ 100μ ），来兼具部分反激和正激拓扑的优点）。

正激转换器的主要优点是可利用磁芯的全部磁性性能，并具有高磁化电感，以减少绕组中的峰值电流。因此，正激式设计适用于高输出电流应用，尤其是在铜损比等效反激式转换器低时。

其主要缺点是需要一个输出电感器和续流二极管，以保持整个周期内的输出电压，这会导致元件成本增加。另一方面，输出电感器会大量滤除输出纹波，因此只需要一个小的输出电容器即可。

正激转换器还需要一个最小的负载来保持适当的CCM工作。

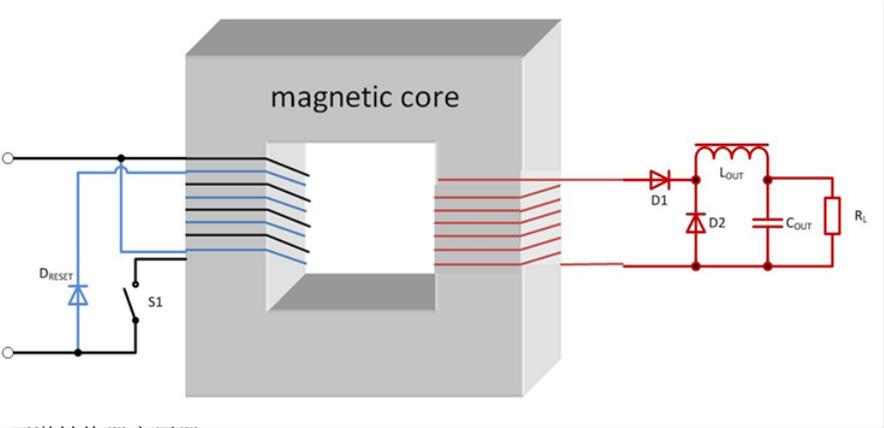


图39：正激转换器变压器

正激转换器利用的是直接变压器作用，因此磁芯必须在每个周期完全复位，否则磁场会逐渐在磁芯中加强，直到它达到饱和（磁通步进，flux-walking）。

全桥、半桥和推挽式正激转换器会反转原边绕组两端的电压极性，并通过迫使磁芯工作在所有四个象限来使它复位。对于仅工作在第一象限的单端设计来说，必须使用去磁绕组来复位磁芯。复位绕组通常具有相同的匝数，因为初级绕组和它们都应该要是紧耦合的，从而减少杂散漏感所造成的任何电压过冲。因此，通常将它们缠绕在一起作为一个双线绕组（将两根绝缘导线缠绕在一起作为一根导线），而复位绕组设置成与初级绕组呈反相关系。

单端正激转换器设计比其他正激拓扑具有优势，因为它制造便宜——只需一个电源电压和少量附加元件。由于复位初级绕组比为1:1，如果占空比保持在50%以下，磁芯不会饱和，因此磁通步进绝不会有问题。缺点是峰值MOSFET电压至少会是输入电压的两倍，因此需要采用一个高性能的晶体管。

10.3.4.2正激转换器变压器设计

单端正激转换器设计的第一步是确定占空比。因为磁芯必须在每个周期进行去磁，磁化时间

不能超过复位时间，所以占空比被限制为最大50%。在实践中，必须对公差及输入电压和负载突变留出容差，这就将最坏情况下的最大占空比限制到45%左右，这通常在最小 V_{in} 下的正常工作期间又导致占空比为40%。在下面的例子中，我们将考虑一个单端拓扑结构。和前面的降压转换器设计一样，相同的基本规范将被使用。

输入电压：9 - 14VDC
 输出电压：5VDC
 输出电流：1A
 输出电压纹波：最大100mVp-p
 开关频率：120kHz
 工作温度：0°C到+ 85°C的环境温度

对于CCM工作，可以使用相同的降压转换器占空比计算（公式12），只是要根据变压器匝数比进行修改：

$$\delta = \frac{V_{out}}{V_{in,max}} \times \frac{n_{pri}}{n_s}$$

公式25：占空比关系式

初级绕组的匝数可以从以下关系式得到：

$$n_{pri} = \frac{V_{in,max} \delta_{max}}{B_{sat} A_e f}$$

公式26：初级绕组匝数关系式

大多数10W功率铁氧体磁芯的 B_{sat} 值为200-500mT。让我们来假定，我们可以找到最大磁通密度大约为0.4T的磁芯，它在整个温度范围内，在发生0.3T的工作磁通密度变化时不会进入饱和。

不过，要找到有效的横截面面积 A_e 也不是那么容易，因为这取决于磁芯的几何形状。我们被困在了一个循环过程中：为求得原边匝数，我们需要知道磁芯几何形状，但我们无法挑选出合适的磁芯，除非我们知道匝数。

然而，我们确实知道这是一个低功耗设计，并且我们需要三个绕组（原边、复位和次级），因此采用相对尺寸有大绕线面积的小的磁芯将会有益——例如罐形磁芯。因此，P9/5罐型磁芯会是合适的磁芯尺寸。其规格如下：

磁芯：

型号	A_e	B_{sat} (25°C时)	直径	高度
P9/5-1S	10.1mm ²	450mT	9.5mm	5.4mm

骨架：

型号	绕线面积	绕线宽度	MLT	结构高度
CP-P9/5-1S	3.1mm ²	2.5mm	18.9mm	1.28mm

我们已经选择了看似合适的磁芯，下一步是将值放回到公式中，以了解原边、复位和副边匝数是否看起来合理。

$$n_{pri} = \frac{V_{in,min} \delta_{max}}{f A_e \Delta B} = \frac{9 \times 0.45}{120 \times 10^3 \times 10.1 \times 10^{-6} \times 0.3} \geq 11.1 \overline{\mu}$$

公式27：原边匝数计算。

实用提示：这是最低的匝数，因此我们对原边绕组可以选择12匝。复位绕组中的匝数将会相同（12圈），但由于复位绕组无需传送开关电流，导线可以做小3-4号。

次级匝数可以通过以下关系式计算（其中，VL是输出电感器两端的压降，通常为0.5V）：

$$n_{sec} = \frac{n_{pri}(V_{out} + V_{diode\ drop} + V_L)}{\delta_{max} V_{in,min}} = \frac{12(5+0.5+0.5)}{0.45 \times 9} \geq 17.7 \overline{\mu}$$

公式28：副边匝数计算。

再说一遍，这是最低的匝数，因此我们可以为次级绕组选择更多匝数来满足安全——适当的匝数会是20匝。

对于初级绕组和次级绕组，我们可以使用AWG26线（以避免120kHz下的趋肤效应）。AWG26线的直径为0.202mm，因此12匝可以填满一层。

因此，初级绕组由两层6匝双线缠绕的初级绕组和复位绕组（分别是AWG26和AWG30）组成，而次级绕组由两层10匝AWG26导线组成。4层绕组的结构高度为0.8mm左右，因此我们有足够的空间，来在初级和次级绕组之间增加几层绝缘胶带——如果我们希望。

平均初级绕组电流会是：

$$I_{pri,average} = \frac{Input\ Power}{\delta V_{in}}$$

如果我们假设效率为90%，输入功率将会是 $5.5V \times 1A / 0.9 = 6.1W$ 。最大的平均初级侧导通电流是在 $V_{in,min}$ 处，因此：

$$I_{pri,average,max} = \frac{6.1}{0.45 \times 9} = 1.5A$$

周长尺寸是18.9mm，因此对于第一近似值来说，每匝电阻可以使用公式29来计算：

$$R_{DC} = \frac{\rho l}{A}$$

公式29：导线电阻计算。铜的电阻率 $\rho = 1.678 \times 10^{-8} \Omega m$ ，l=导线长度（m），A是导线（ πr^2 ）的横截面积，单位为 m^2 。

对我们的例子来说，AWG26导线的直流电阻会是 $134m\Omega m^{-1}$ 或 $2.5m\Omega$ 每匝。原边上的 $I^2 R$ 铜损会是 $67.5mW$ ，副边上的会是仅 $5mW$ （输出电流指定为1A）。

因此，总铜损为 $72.5mW$ ，或通过变压器的总功率的大约1.5%——这个数字非常可以接受。

输出电感器的大小选取，应允许30%的交流纹波流过输出电容器。对于较大电流的设计，最好是配备较大的电感器和较小的电容器，以减少电容器上的交流纹波应力，然后可以选择10%-20%纹波的数值

最坏情况下的纹波发生在最大占空比处，因此输出电感器必须至少为：

$$L_{out} = \frac{V_{sec}}{4f\Delta I_{out,ripple}} = \frac{6}{4 \times 120 \times 10^3 \times 30\%} = 42\mu H$$

公式30：输出电感器计算。

输出电容器可以使用降压转换器的公式14中相同的关系来选择：

$$C = \frac{I_{ripple}}{V_{ripple}2\pi f} = \frac{0.3}{0.1 \times 2\pi \times 120000} = 4\mu F$$

正激转换器设计中使用了3个二极管：复位绕组二极管和两个输出整流二极管。在50%占空比的条件下，每个次级侧二极管在导通时交替传送输出电流。因此，每个次级二极管中相等的连续电流是输出电流除以2的平方根——在我们的例子中，约为0.7A。

实用提示：次级二极管必须每个都能额定携带等量的RMS输出电流，这也取决于占空比（换句话说，不要假定每个二极管只传送50%的平均输出电流）。更好的设计规则是假设两个二极管都能传送全部输出电流。为了减少大输出电流下的输出二极管损耗，可以使用肖特基二极管或同步整流。

输出二极管还必须能承受峰值反向电压：

$$V_{D,reset} = 1.5 \frac{n_{sec}}{n_{pri}} V_{in,max} = 1.5 \times \frac{18}{12} \times 14 = 31.5V$$

公式31：次级二极管的反向阻断电压计算。系数1.5是考虑了电压振铃和一些公差。

用于复位绕组的二极管的功耗通常不太大，但它必须要能应付至少两倍最大输入电压的峰值反向电压。

实用提示：复位绕组二极管应该选具有低正向压降和足够反向电压额定值（一般为2.5倍至3倍 $V_{in,max}$ ）的功率二极管。反向恢复速度并不重要。

10.3.5反激式变压器设计

反激式转换器使用存储在气隙中的脉冲能量来跨变压器（实际上是两个耦合电感器）传递电能。在许多方面上，可以认为反激式转换器是一个变压器隔离式升/降压转换器，并具有可以用匝数比来升高或降低输入电压，同时又仍保持PWM占空比接近50%的优势。因此，对于需要将几百伏整流后的交流输入电压降低到低直流输出电压的AC/DC电源来说，反激式转换器非常流行。

除了该拓扑固有的简单性外，它的另一个优点是不需要输出电感器，因而节省了成本并减少电源尺寸。

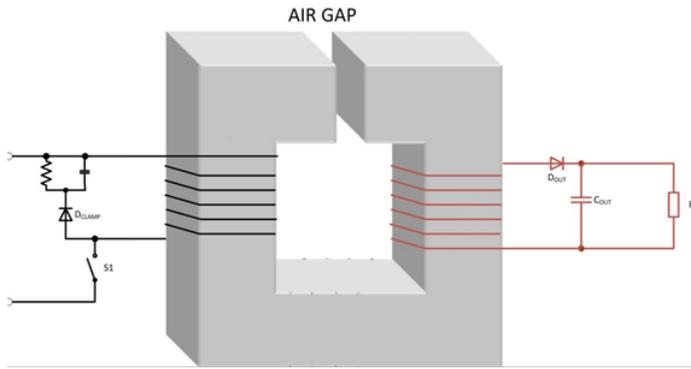


图40：反激式转换器变压器。次级绕组的缠绕和初级绕组的方向相反。

对于这个样例，我们将再次使用第10.2节中降压转换器设计的相同规范：

- 输入电压：9 - 14VDC
- 输出电压：5VDC
- 输出电流：1A
- 输出电压纹波：最大100mV_{p-p}
- 开关频率：120kHz
- 工作温度：0°C至+85°C环境温度

第一步是确定占空比和匝数比。这两个参数是相互关联的——如果我们固定了一个，我们就可以确定另一个。对于电流模式控制的反激式设计，最坏情况下（最小 V_{in} ）的最大占空比会是50%。

实用提示：50%的占空比是理论上的最大值，但是在实践中，我们在开关周期之间留出了一些死区。这是为了避免直通和任何不必要的关于斜坡补偿的振荡问题。因此，40%是比较安全的选择。

占空比、输入电压、有效输出电压和匝数比之间的关系由下式给出：

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{\delta_{max}}{1 - \delta_{max}} \times \frac{V_{in,min}}{V_{out} + V_{diode\ drop}}$$

公式32：匝数比和占空比的关系

对我们的例子来说，计算得到的匝数比为：

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{0.4}{1 - 0.4} \times \frac{9}{5 + 0.5} = 1.09$$

因此，1:1的匝数比最为接近。

实用提示：很多时候，匝数定额并不是偶数，因此必须使用最接近的整数匝数比。请记住，重要的是比率，而不是绝对匝数。例如，比方说，如果计算得到的比率是1.5，那么最好的解决方案不是1:1或1:2的变压器，而是2:3的匝数比。应该将最接近的实际匝数比解反馈到公式32中，以检查占空比仍然安全。公式33和公式32相同，但对占空比做了重新安排：

$$\delta_{max} = \frac{n_p/n_s}{n_p/n_s + V_{in,min}/(V_{out} + V_{diode})}$$

公式33: 占空比和匝数比之间的关系

我们的1:1解决方案非常接近于计算得到的1:1.09, 因此最大占空比会是0.38。

流程图中的下一阶段是计算电感。但是首先, 我们需要计算最大占空比下的平均次级绕组电流:

$$I_{avg,sec} = \frac{I_{out}}{1 - \delta_{max}} = \frac{1}{1 - 0.38} = 1.63A$$

公式34: 平均次级电流计算

知道了振荡频率并假设了可接受的最大纹波后, 现在就可以导出次级电感。如同降压稳压器例子中一样, 我们将取120kHz和30%的纹波:

$$L_{sec} = \frac{(V_{out} + V_{diode\ drop})(1 - \delta_{max})}{Ripple_{\square} I_{avg,sec} f} = \frac{(5 + 0.5)(1 - 0.38)}{0.3 \times 1.63 \times 120 \times 10^3} = 58\mu H$$

公式35: 次级电感计算

匝数比为我们给出了初级电感:

$$L_{pri} = L_{sec} (n_{pri}/n_{sec})^2$$

公式36: 初级电感计算

在我们的例子中, 公式36也为我们给出了58μH的初级电感(如同从1:1变压器可预见的一样)。

如果我们首先了解了磁芯特性, 在了解所需的电感后, 我们就能够计算所需的匝数。在设计这个时候, 需要选择合适的变压器铁芯。

120kHz变压器材料的最佳选择, 是磁导率约为2000的功率铁氧体。制造商的表格根据功率和拓扑, 给出了合适的磁芯几何形状。我们的设计是个低功耗设计, 因此选择EP10磁芯比较合适, 它在120kHz下的额定功率为10W:

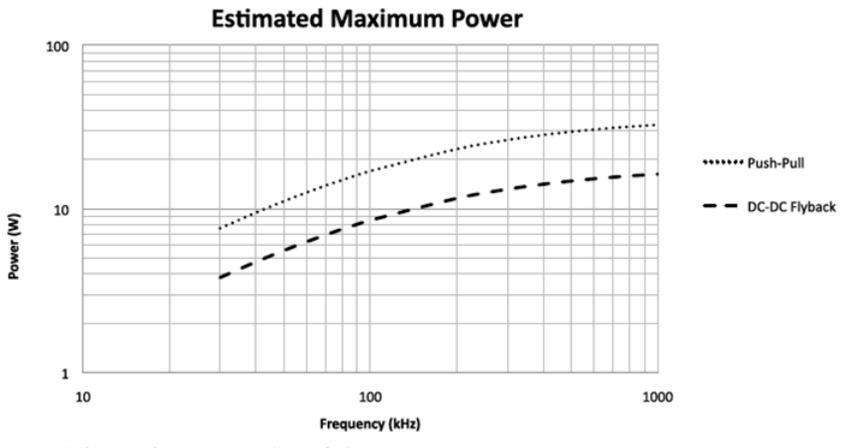
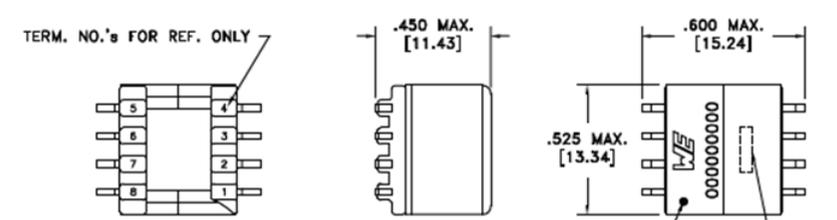


图41: EP10磁芯的额定功率 (来自制造商的数据手册)

EP10也是一种非常紧凑、适用于小型SMD电源的变压器:



磁芯	有效面积 (Ae)	磁路长度	体积
EP10	11.30mm ²	19.20mm	180, 29mm ³

图42: 典型的EP10尺寸

最少的匝数由最大饱和磁通密度和磁芯面积给定:

$$n_{pri,min} = \frac{L_{pri} I_{pri}}{B_{sat} A_{core}}$$

公式37: 最小匝数。

我们知道了输出电流, 但却不知道初级电流。在我们可以转到下一步之前, 我们需要估算初级绕组的电流。要做到这一点, 我们需要知道变压器的效率。我们将使用90%的典型值:

$$I_{avg,pri} = \frac{I_{out}(V_{out} + V_{diode\ drop})}{\eta V_{in,min} \delta_{max}} = \frac{5.5}{0.9 \times 9 \times 0.38} = 1.78A$$

公式38: 平均初级RMS电流计算

对于EP10来说，磁芯面积是11.30mm²（数据手册中有给出），铁氧体磁芯材料在100℃下的最大磁通密度为360mT。由于我们使用的是电流模式调节，我们可以使用最大磁通密度值。对于电压模式调节来说，会需要有一定裕量。

因此，最小的匝数为：

$$n_{pri,min} = \frac{L_{pri} I_{pri}}{B_{sat} A_e} = \frac{58\mu H \times 1.78}{0.36 \times 11.3 \times 10^{-6}} = 25 \text{ 匝}。$$

实用提示：这是绝对最小匝数。如果我们想提高安全裕量，我们可以选择绕更多的匝来实现。通常建议提供10%左右的额外安全裕量，因此在本例中，28匝会比较恰当。因为匝数比为1:1，所以我们也就知道次级匝数。

1:1变压器的绕线最为简单，但是如果比率不同——比方说3:2，那么选能容易被3和2除尽的匝数比会更加合适，例如30:20匝。

最大匝数的限制是铜损和骨架上可用的物理空间。我们流程图的下一步是计算磁芯损耗。

由变化磁通产生的磁芯损耗，取决于磁芯特性、纹波电流和匝数（匝数越多磁通摆幅越小）：

$$\Delta B = \frac{L_{pri} I_{Ripple,pri}}{n_{pri} A_{core}} = \frac{58\mu H \times 1.78A \times 0.3}{28t \times 11.3 \times 10^{-6}} = 98mT$$

公式39：磁通摆幅的计算。

有效截面积面积（A_e）来自制造商的数据手册。纹波电流通常选平均电流的30%。

公式39给出了磁芯中的最大磁通摆幅，以计算特定磁芯损耗，我们需要使用该值的一半（49mT）并参考来自铁氧体材料制造商的磁芯损耗表（参考图21）。该表格显示在120kHz和49mT下，相对磁芯损耗约为10kW/m³，对于217mm³磁芯体积的EP10来说，这相当于具体磁芯损耗为：

$$Specific\ Core\ Loss = \frac{10kW}{m^3} \times 217mm^3 = 2.17mW$$

公式40：具体磁芯损耗

2mW的磁芯损耗低，因为工作频率低。例如，如果将工作频率提高到200kHz，则磁芯损耗将增加到60mW。

工作频率和磁芯损耗之间的关系，往往会在制造商的数据手册中给出：

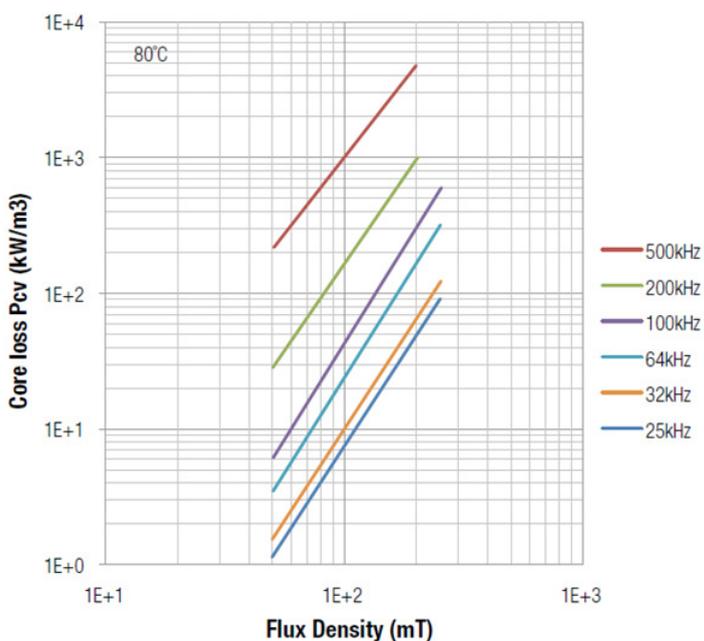


图43：磁芯损耗对磁通密度和频率（来自制造商的数据手册）

计算间隙长度

所需开的气隙（ l_g ）可以由以下关系式来计算：

$$l_g = 1000 \frac{n_{pri}^2}{L_{pri}} \mu_0 A_{eff}$$

公式41：间隙长度计算（单位：mm）。 A_{eff} 是包含间隙中边缘磁通影响的磁柱的有效横截面面积。有效横截面（ A_e ）通常是磁芯最薄部分的几何横截面，这对矩形磁柱来说是宽度×厚度，而对圆柱形磁柱来说则是 πr^2 。边缘磁通会影响该值，以产生比几何横截面面积高110%到125%的有效横截面面积 A_{eff} 。

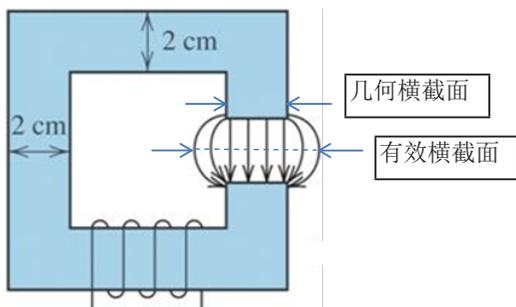


图44：气隙磁芯中边缘磁通所产生的有效横截面面积 A_{eff} 。

对于EP10磁芯，中央圆柱形磁柱的直径为3.45mm。由于这是个低功耗设计，边缘磁通不会很大，因此我们将取几何截面积作为第一近似值：

因此，所需的间隙长度大致是：

$$l_g = 1000 \times \frac{25^2}{58\mu H} \times 4\pi \times 10^{-7} \times 9.35 \times 10^{-6} = 0.126 \text{ mm}$$

实用提示：Würth Midcom公司有一个基于Web的气隙计算器：http://www.we-online.com/web/en/passive_components_custom_magnetics/products_pbcml/gap_calculator.php。

该计算器比这里给出的简单近似值更加准确，并对间隙给出了0.103mm的建议值。

铜损

铜损可使用欧姆定律（ $P_{\text{loss}}=I^2_{\text{RMS}}R$ ）来计算。

次级绕组和初级绕组中流动的RMS电流，是在初级导通状态和次级截止状态期间流动的电流的平均值：

$$I_{\text{rms,sec}} = \frac{I_{\text{out}}}{\sqrt{1 - \delta_{\text{max}}}} = \frac{1}{\sqrt{1 - 0.38}} = 1.27 \text{ A}$$

$$I_{\text{rms,pri}} = \frac{I_{\text{out}}(V_{\text{out}} + V_{\text{diode drop}})}{\eta V_{\text{in,min}} \sqrt{\delta_{\text{max}}}} = \frac{5.5}{0.8 \times 9 \times \sqrt{0.38}} = 1.24 \text{ A}$$

公式41：RMS电流计算。

可使用的最大导线厚度，取决于骨架尺寸和结构高度。图45展示了EP10磁芯的线轴。

Bobbin Winding Area			
Bobbin Part Number	Width (mm)	Build (mm)	Perimeter (mm)
070-6052	5.80	2.08	16.23

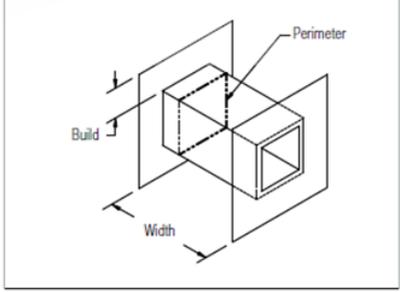


图45：EP10骨架尺寸

我们总共需要28+28匝，外加引入和引出导线。功能隔离就已足够，因此无需为隔离间隙留出容差。

一个14匝每层的4层绕组，会需要 $5.80/14=0.414\text{mm}$ 的线径，以适合骨架宽度。若给定 $4 \times 0.406=1.62\text{mm}$ 的结构高度，则AWG20导线会比较合适。这对线轴2.08mm的结构高度来说，安装起来会非常舒服——包括几层绝缘胶带。

14匝AWG20线会是最佳匹配，但如果我们想通过使用紧邻的更大导线尺寸，即AWG18来减少铜损，则这意味着每层最多为11匝，因此一个6层设计的结构高度会是 $6 \times 0.51 = 3.06\text{mm}$ 。这超出了骨架可用的结构高度，因此不可能采用这种线号。

周长尺寸为16.23mm，因此在我们的例子中，AWG20线的直流电阻会是 $0.5\text{m}\Omega$ 每匝或大约 $14\text{m}\Omega$ 每绕组。于是，原边上的铜损为 I^2R ，即 23mW ，而副边上的铜损为 22mW 。

总铜损为 45mW ，即通过变压器的总功率的大约1%——该值可以接受。

实用提示：在我们的例子中，初级绕组和次级绕组的线号和匝数比非常类似。这在简单的DC/DC转换器中相当常见，但在许多其他应用中则并非如此——在这些应用中，对初级绕组和次级绕组采用不同的线号合情合理。

10.3.5.1反激钳位电路和相关损耗

第1章（1.2.2.2.1）中给出的简化反激式电路和描述，忽略了一个非常常见的变型，即钳位电路。由于漏电感与输入绕组电容起反应会引起附加电压应力，开关FET两端的电压可能会比过于简化的输入电压加反射输出电压（ V_{out} 乘以匝数比 N ）高得多：

简化：
$$V_{peak} = V_{in} + NV_{out}$$

实际：
$$V_{peak} = V_{in} + NV_{out} + I_{peak} \sqrt{\frac{L_{pri,leakage}}{C_{pri,leakage} + C_{FET,OSS}}}$$

公式42：开关FET峰值电压的简化和实际计算。

在我们的例子中，按照简化计算，FET两端的峰值电压尖峰最坏情况将会出现在 19V ，但是，比方说，如果有 100pF 的组合寄生电容和 10nH 的寄生电感，则实际峰值电压会更接近 32V 。因此，在实践中，即使是 30V 额定值的FET也不会持续很长时间，纵然最大输入电压只有 14V 。这个问题的解决办法，是在原边增加一个并联的缓冲网络，以减少漏感感应电压的影响。这个缓冲器或“钳位”网络会耗散掉存储在寄生漏电感中的能量，并降低开关FET上的应力。

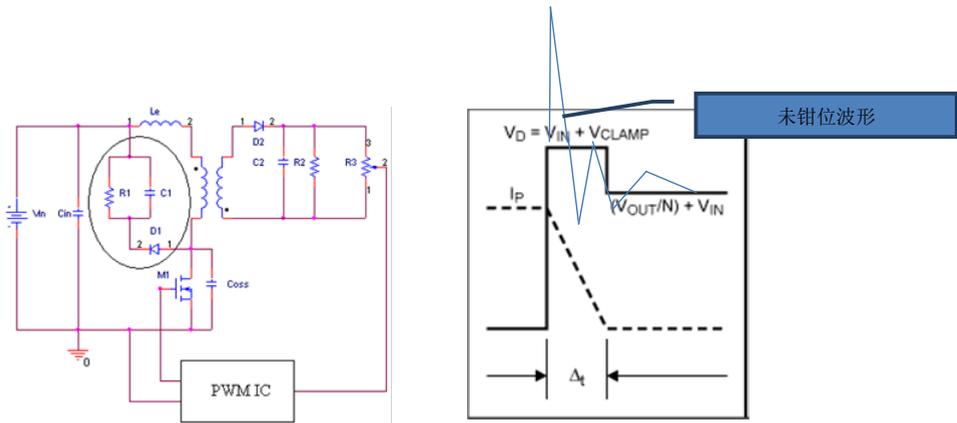


图46：钳位电路及其对开关波形的影响

钳位电路会吸收开关过电压中的一些能量，但不会阻止它发生。能量必须在某处耗散，无论是在钳位电路、开关FET还是在变压器中。最佳平衡往往很难获得；如果在钳位电路中耗散太多能量，二极管D1会变得非常热。增加串联电阻R1只能将散热转移到电阻器，取代二极管。

如果将钳位电路保持到最小并使用一个较高电压的FET，则EMI会增加。无阻尼开关尖峰会在设计中引起严重的EMC问题——无论是对传导射频发射还是对辐射射频发射。另外，高电压开关尖峰会引起变压器内电流损耗升高，这反过来又会增加磁芯温度，而导致效率损失和可能的变压器过热。在一般情况下，几乎总是需要钳位电路，即使FET可处理峰值电压。效率增加和EMI降低的优点，相比钳位元件带来的附加费用来说利大于弊。

实用提示：钳位电路元件必须保持在尽可能靠近变压器的位置。开关尖峰会引起高峰值电流流过初级绕组R1、C1和D1所形成的环路——因此，环路包围的面积越小，辐射EMI越低。

缓冲二极管应该选超快恢复功率二极管，以降低功耗。电阻通常选薄膜功率电阻（不应选绕线电阻：其固有电感会导致不良影响），并检查额定脉冲功耗是否足够，而不只是直流额定功率。钳位电阻和二极管通常都会变热。各自的元件值都应调整，以使这两个元件都处在其额定工作温度内。

PCB走线也应又宽又厚，以保持阻抗在最低限度。必须小心防止钳位元件（其可工作在100℃左右）中产生的热量沿铜走线传回到变压器中。例如，在我们做的一个设计中，我们在我们的变压器中碰到了一个莫名其妙的热点，但它只是在一个角落里有。随后的试验表明，SMD钳位二极管正是原因所在，而不是一开始想的绕线方式不佳的问题。我们通过将设计改为通过隔离器（spacer）与PCB隔开安装的通孔二极管（图47），并通过使用几个并联功率电阻器来分摊散热（见图57）解决了这个问题。

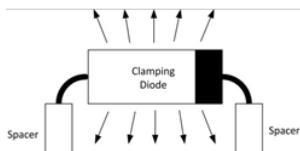


图47：从PCB隔开安装钳位二极管以帮助散热。

10.3.5.2 准谐振反激模式的变压器设计

标准反激拓扑的一个常见变体是采用准谐振开关。初级开关被保持导通，直到输出变得不连续（DCM），而由于初级电感和寄生电容之间的相互作用，变压器中的剩余能量开始共振（振铃）。然而，一旦达到了共振波形的第一个波谷，主开关被关断，因此共振在第一个波谷后被控制停止。

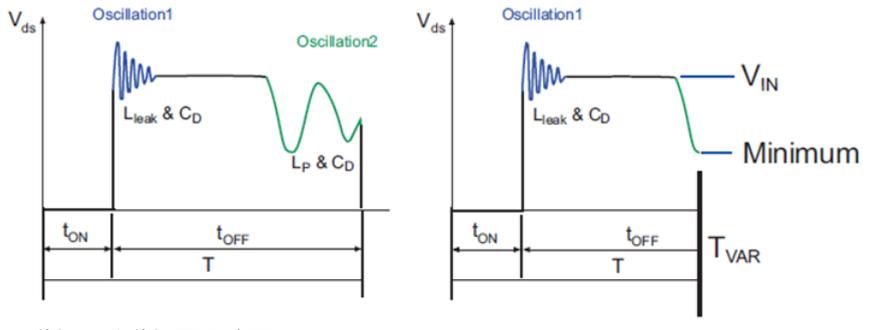


图48：谐振和准谐振开关波形

由于匝数比确定反激电压波形，这会对变压器设计产生影响。如果反激电压等于输入电压，则零电压开关条件会在第一个波谷出现，且开关损耗会非常低。理想情况下，匝数比应提供一个等于或仅小于最小输入电压的反激电压。

由于关闭时间 t_{off} 与负载相关，QR拓扑的工作频率可变。此外，许多QR控制器还会调制峰值初级电流，以提高效率。仅基于公式36中输出电感和匝数比的简单的初级电感关系式，不再适用于变频条件，而初级电感的计算变得复杂得多：

$$\text{初级电感 } L_{pri,max} = \frac{N_{ratio}^2 V_{out}^2 V_{in}^2 \cdot Eff}{2f P_{out} (N_{ratio}^2 V_{out}^2 + 2N_{ratio} V_{out} V_{in} + V_{in}^2)}$$

$$\text{其中： } N_{ratio} = \frac{N_{pri}}{N_{sec}}$$

公式43：准谐振初级电感计算

实用提示：如果初级电感过低，则电源会在过宽的负载范围内工作在DCM模式，从而效率较低。如果初级电感过高，开关频率可能落入QR控制器IC的最低限值以下，从而它可能过早进入到脉冲跳跃模式。理想变压器的初级电感应等于该计算值或低于其10%左右。

绕组中的 I^2R 损耗可使用反激变压器设计章节中给出的相同的关系式组来计算。变压器中的峰值磁化电流与电感成反比关系，因此大初级电感将会有益：

$$I_{pk mag} = \frac{V_{in,max} \delta_{max}}{L_{pri} f}$$

公式44：QR转换器峰值初级电流计算

如果我们现在比较两个等效反激和正激拓扑的变压器设计：

值	反激	正激
磁芯尺寸	EP10	P9/5
初级绕组	28匝	12匝
次级绕组	20匝	20匝
复位绕组	无	12匝
总计	56匝	44匝

表4：反激和正激变压器设计的比较。

虽然正激转换器设计所需匝数较少，但它需要三个独立绕组，因此组装起来就更加耗时。这就是小功率设计通常更喜欢选反激拓扑而不是正激拓扑的原因。然而，对于大电流设计来说，考虑到正激转换器相对反激拓扑脉动传输能量的连续传输能量的优势，变压器设计所需的额外组装工作就变得值得。

10.4 整数匝和分数匝

对于简单的单输出变压器设计，我们可以很容易地选取匝数比，来在初级和次级绕组上得到整数匝数。然而，对于多路输出变压器，匝数比计算可能会变得非常棘手。

例如，如果我们把我们的反激式设计取为单5V输出，并希望添加一个1.5V辅助输出，则附加绕组会具有以下匝数：

$$N_{aux} = N_{sec} \frac{V_{aux} + V_{diode\ drop}}{V_{out} + V_{diode\ drop}} = 29 \cdot \frac{1.5 + 0.5}{5.0 + 0.5} = 10.5 \text{ 匝}$$

但是你如何才能绕出半匝线圈？诀窍是使用EE磁芯并在一个外柱周围添加一个完整线圈，而不是在中柱周围。因为磁通在整个磁芯中被对称分割，有一半会通过一个外柱，而另一半通过另一个外柱，因此一个外柱周围的整匝线圈就相当于一个半匝线圈：

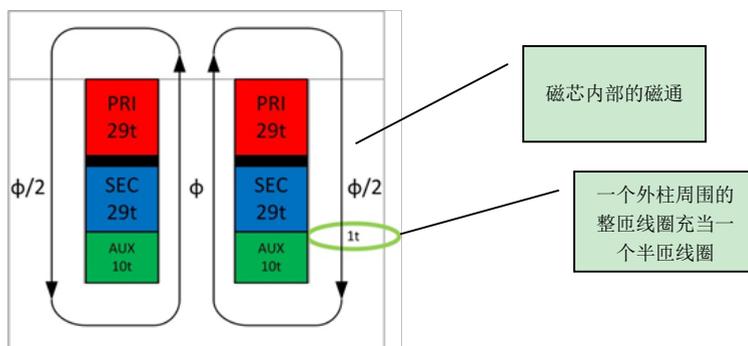


图49：在EE磁芯的一个外柱周围添加一个完整线圈来充当半匝线圈。带有四个外柱的RM或X型磁芯，也可以采用这种方法来获得四分之一匝线圈。

10.4.1 变压器漏感和电容

变压器的有效输出电压仅取决于初级和次级匝数这个过于简单化的概念在实践中远非如此。漏电感和绕组电容会产生电压尖峰，其也会与所需开关能量一起被传送到输出。过量的输出电压开关尖峰，会由次级二极管整流并添加到输出电压。对于任何给定的变压器设计，该过量电压的数值恒定不变，因此该影响在低负载或空载时比在高负载时更明显，因为高负载电流有助于快速泄放多余能量（参照图46）。

初级侧上的电流或电压尖峰也可能同样麻烦，因为它们会添加到磁芯和绕组耗散上，并对开关晶体管和/或钳位元件产生应力（图50a和50b）。下图显示了漏电感和绕组电容对初级侧开关波形的影响（这些波形会通过变压器在输出复现）

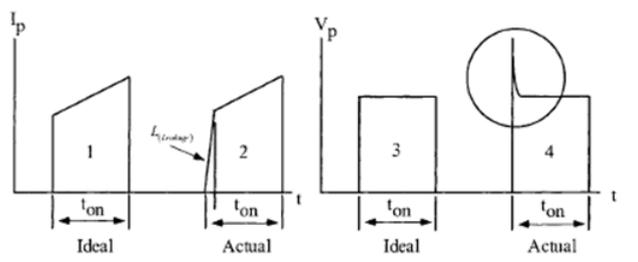


图50a: 漏电感对初级侧开关波形的影响

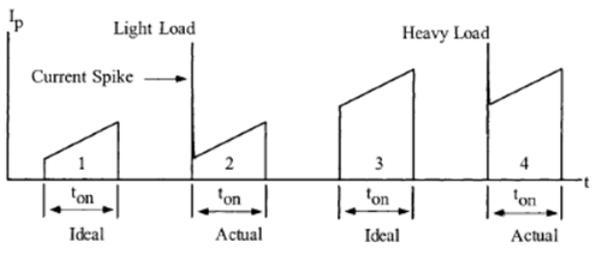
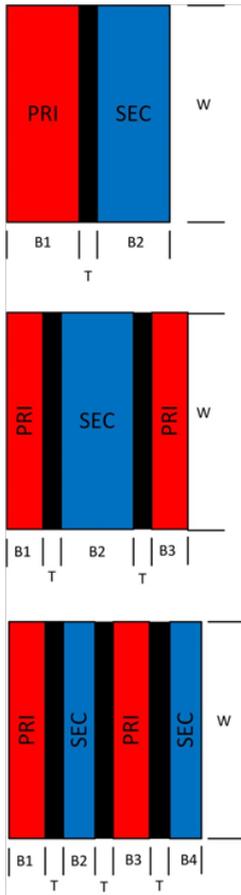


图50b: 漏电容对初级侧开关波形的影响

减少漏电感的最佳方法是交错绕组，这种方法可降低邻近效应并允许连续的层抵消线圈层之间漏电感的影响。然而，交错会增加绕组电容。因此，漏感和绕组电容成反比关系：减少漏感会增加绕组电容，反之亦然。大绕组电容会引起共振效应（前沿振铃）、由过量电流尖峰引起的高初级侧耗散，以及磁芯和绕组之间静电耦合的相关问题。

10.4.2 降低变压器漏感的方法

下图表明了不同绕线方式对漏感的影响。分离绕组的有效线圈宽度（初级绕组和次级绕组彼此平行的长度）是常规绕线方式的两倍。对于初级和次级都分离的交错绕组，其有效线圈宽度达到三倍长：



常规绕线方式:

低绕组电容

高漏电容

$$\text{近似 } L_{Leakage,pri} \approx \frac{4\pi MLT \times N_{pri}^2}{W} \left(T + \frac{B1 + B2}{3} \right) \times 10^9$$

分离原边绕线方式:

中绕组电容

中漏电容

$$\text{近似 } L_{Leakage,pri} \approx \frac{4\pi MLT \times N_{pri}^2}{2W} \left(2T + \frac{B1 + B2 + B3}{3} \right) \times 10^9$$

交错绕线方式:

高绕组电容

低漏电感

$$\text{近似 } L_{Leakage,pri} \approx \frac{4\pi MLT \times N_{pri}^2}{3W} \left(3T + \frac{B1 + B2 + B3 + B4}{3} \right) \times 10^9$$

图51: 不同绕线方式对变压器漏感的影响。

初级漏感 $L_{Leakage,pri}$ (单位: 亨利) 取决于初级线圈匝数 N_{pri} 、一匝线圈平均长度 MLT 、总结构高度 ($B1$ 、 $B2$... 加绝缘层厚度 T)，并与线圈宽度 W 成反比。对绕组进行分离或交错，可增加有效线圈宽度，减少漏感。

对绕组进行分离或交错的缺点是，初级/次级绝缘层厚度 (T) 会提高两或三倍。为了满足安全规范，绕组之间必须有最小爬电距离/电气间隙 (参见第6节: 安规)，并且这些分离在每个绕组之间都必须保持。

对于较小的变压器，绝缘层厚度增加可能成为一个问题，因为增加总体结构高度将再一次增大漏感。该问题的一种解决方案是使用宽而扁的变压器磁芯，而不是小而高的磁芯，并以常规方式绕制，而不对线圈进行分离:

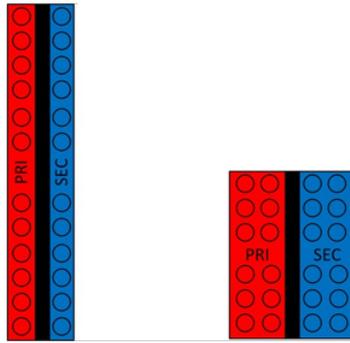


图52：使用宽扁绕组来减少漏感。

两个绕组例子具有相同匝数，但第一种形状具有一半漏感（但耦合电容加倍）。

安规的最小爬电距离要求的另一个影响是，绕组边缘的绝缘层必须加以考虑。为了增加最小爬电距离，不仅在绕组之间必须要使用重叠胶带，而且在两端可能需要有通常被称为“挡墙”胶带的附加绝缘。

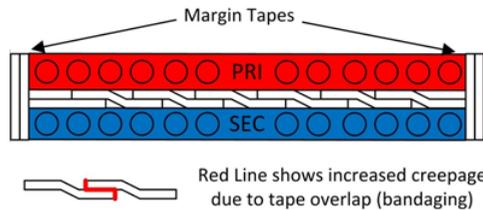


图53：绝缘胶带“包扎”绕组

10.4.3 降低变压器漏电容的方法

除了漏电容充放电需要有额外开关电流，大绕组电容还会引起不希望的共振行为。由于漏感和绕组电容相互作用，开关波形显示出前沿振铃。这种效应不应与准谐振拓扑相混淆——准谐振拓扑中需要有低频共振。寄生谐振频率可能非常高——在几十兆赫兹数量级，并且产生的EMI可能非常难以滤除掉。

$$f_{resonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{leakage,pri} \cdot C_{leakage,pri}}}$$

公式45：漏电容和漏感引起的谐振频率。

减小绕组电容的一种方法是回折绕组。在每一层的末端，将导线直接折回到起点，下一层以相同方向缠绕在上一层上。这种方法减少了相邻层之间的电位，因此减少了绕组电容。

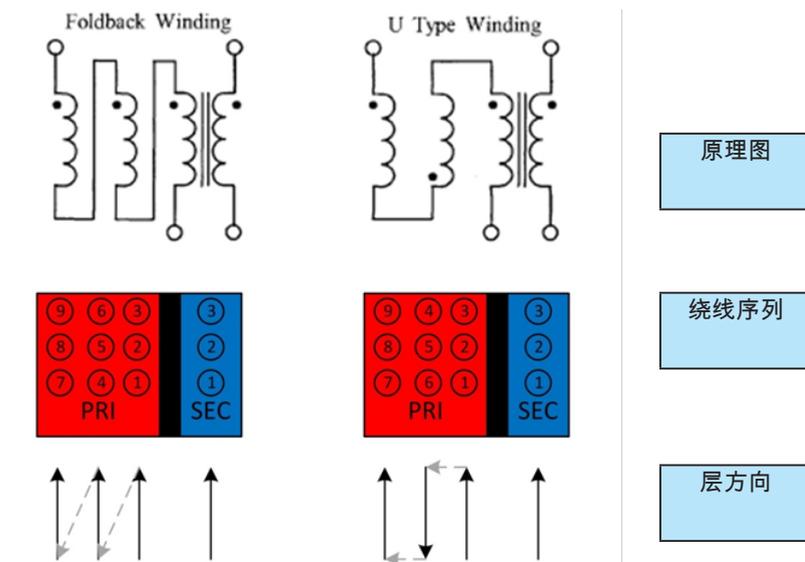


图54：回折和U型绕线方式

环形变压器可使用相同的回绕技术来减少绕组电容。渐进式绕组包含几匝被连续并排绕制的线圈，然后相同数量的线圈回绕成第二层，然后再次向前绕在第三层上（这种序列和上图所示的U型序列相同）。然后将这个序列在磁环周围向前重复一小段距离，直到达到所期望的总匝数。通过将常规连续绕线拆分成较小的回绕部分，整体绕组电容可以减小。

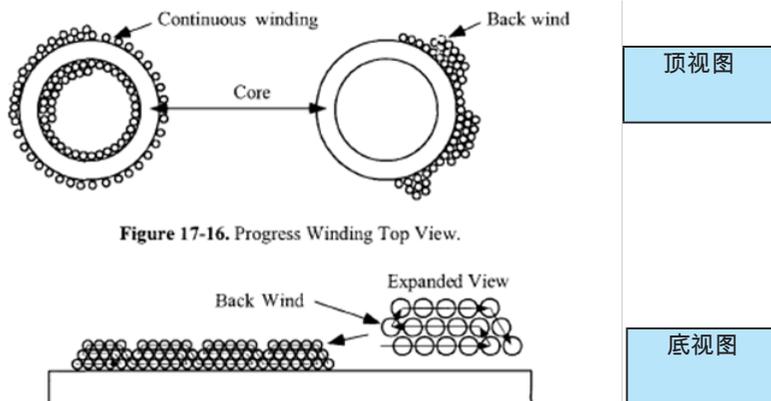


图55：渐进绕线方式（常对环形磁芯使用）

10.5 变压器磁芯温度

磁芯温度测量可以通过在绕制变压器绕组之前，将一个热电偶装到绕组骨架上来实现。这种方法给出了相当准确的内部磁芯温度测量，但绕组内的电压梯度可能仍然意味着，最热点不一定在骨架中间。

实用提示：绕组内产生的电压可能非常高——静电效应可能在绕组内产生高电位，而 dv/dt 电压尖峰可能被耦合到热电偶传感器一侧，即使它是与绕组绝缘。热电偶传感器放大器实际上是一个到地的低阻抗通路，并可能很容易受尖峰和能量泄放损坏。解决方法是仅使用隔离式热电偶放大器来测量变压器磁芯温度。

检查变压器温度的另一种方法是使用热成像相机。这种相机并不便宜，但却比其曾经的价格便宜了很多，这归功于室温红外传感器不需要进行低温冷却。购买或租用你能负担得起的最高分辨率的相机，因为细节永远是成败关键。添加一个x2的镜头也是一项好的投资。高品质的红外摄像机还允许进行录像。这个功能非常有用，因为该应用可以在室温下打开，因而在温度差在最终工作温度下全都平均下来之前，我们可以很容易地找到局部热点。

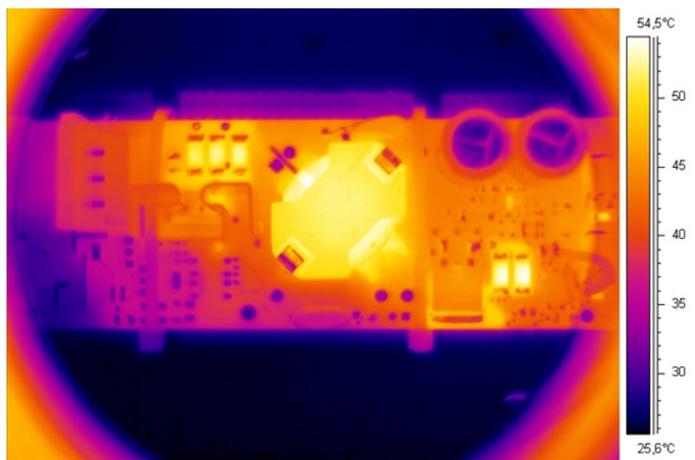


图56：热相机图像的例子——颜色越浅，元件越热。

变压器绕组和磁芯之间的温度差可以很容易地看到。左边的三个热元件是钳位电路中的并联缓冲电阻器。右边的两个热元件是输出整流二极管。

在监视变压器磁芯温度时，升高环境温度通常非常有用。当环境温度升高时，过温（环境温度和磁芯温度之差）应保持不变。例如，如果在25°C环境温度下磁芯温度是85°C，那么在40°C下磁芯温度不应该高于100°C。一旦出现过温开始偏离和增加，那么这就表明设计的极限已经达到。

利用阶跃温度测量而不是仅用绝对温度测量，也有助于弄清温度漂移的意义（由于变压器变热，变压器周围的环境温度不能保持恒定——即使是在恒温恒湿箱中——并且测量值总是随时间漂移）。

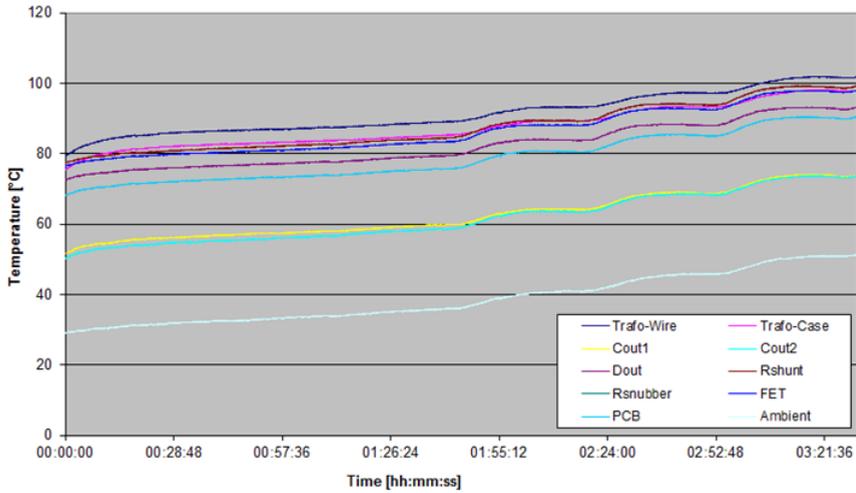


图57: 变压器磁芯过温测量的例子

简单来说，最大允许的环境温度出现在变压器磁芯在最坏情况的输入电压和满载条件下，达到其上限值的时候。变压器磁芯过温限制取决于其等级，但可以低至105°C，具体取决于使用的电磁线的类型和绝缘材料等级。表5示出了常见的系统等级限制。环境温度任何进一步的增加，都必须通过对负载进行降额，减少磁芯中的散热来进行补偿。

$$T_{amb,max} = T_{core,max} - T_{diss}$$

公式46: 最大环境温度计算。

变压器等级（绝缘温度等级）	超过环境温度的最大温升	正常工作下的最大磁芯温度	故障条件下的最大磁芯温度
Class A	60° C	105° C	150° C
Class E	75° C	120° C	165° C
Class B	80° C	130° C	175° C
Class F	100° C	155° C	190° C

表5: 常见的变压器等级

必须留出一定量的安全余量，以致变压器不会在正常工作的早期失效。

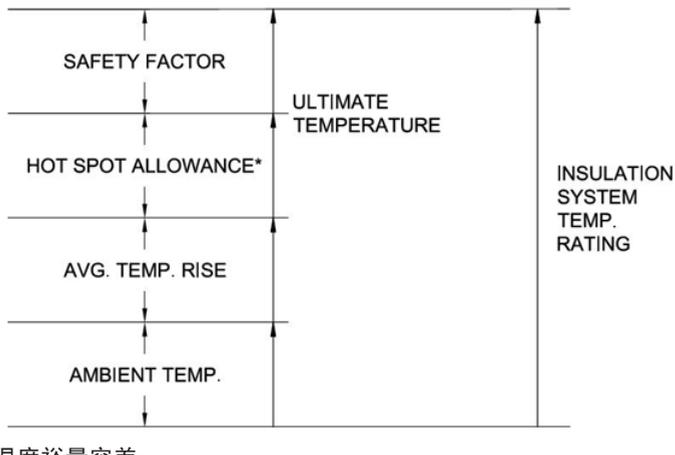


图58：变压器温度裕量容差。

*热点容差是为温度传感器和变压器的最热部分失准留出余地的一个要素。其值发生变化，对于小型设计和大型变压器来说，分别为5°C和30°C。

对于B级变压器来说，在85°C的最大环境工作温度下，25°C的自加热温度上升和5°C的热点容差，会提供 15°C的安全因素裕量。

10.6完成变压器设计：EMI

简单来说，电磁兼容性（EMC）问题是变压器设计人员一生的克星。因此，许多设计可满足所有功率、效率和温度要求，却仅在发射测试阶段失败。全兼容电路和失败原型之间的差异，可能微不足道或是非常复杂——没有一个可以提供解决方案的神奇公式，而只有如果不遵循，就极有可能使事情变糟的准则。

这个问题的部分原因往往取决于我们测试EMC的方式。宽带天线或传导发射频谱分析仪会接收包括所有基础元素在内的整体信号，但不能确定哪个元件产生了哪一部分干扰。因此，如果有三个不同元件都在产生水平大体相同的干扰，解决了三个问题中的两个，不会显著影响总信号。只有当所有三个来源全被纠正时，干扰才会急剧降低。

这在实践中意味着，即使对一个电路或元件做了有用的改变，但由于好像看不到整体效果（除非还做了一个不同的、完全不相关的改变），这很可能被忽视。因此，几乎不可能通过试错的方法来解决EMC问题。

那么，会给设计带来一线希望，使之满足EMC法规的准则是什么？首要的是：如果你有一个合格的设计，那就再把它尽可能多地用到许多其他的应用。但是，如果你必须从头开始，这里有一些基本原则：

1: 变压器的放置会影响相邻部分并诱发EMI。特别是带气隙磁芯会辐射出足够强的场，而在周围元件中诱发传导EMI。应将变压器放在远离周围元件或潜在天线——如PCB走线、连接器或未接地金属部件的地方。

2: 降低磁通密度可减小辐射场。匝数较多的较大磁芯面积，辐射较少。有时在其他所有方法都失败时，改用下一个尺寸的变压器磁芯，可以解决EMC问题。

3: 为变压器增加接地电磁屏蔽，以减少涡流辐射、静电积聚和初级和次级之间的高频耦合。

4: 对于反激式设计，保持钳位回路小和FET漏极连接短。

第3点值得做更多解释。有两种类型的屏蔽。第一种是“腹带”，它是缠绕在变压器绕组外侧周围并连接到地和磁芯的一匝箔带或几匝导线。它短接到它本身，因此杂散涡流会被限制和包围在屏蔽内部。如果可以将变压器绕成使绕组最外层连接到地，那么腹带屏蔽就可能不是必须，但磁芯接地仍是必须。

第二种类型是接地法拉第静电屏蔽，通常由初级和次级绕组之间一匝不完整的箔带，或一个构成半匝线圈的双绞线环组成。法拉第屏蔽可阻挡绕组之间的高频静电耦合（降低绕组间电容），但不会影响电能传输，因为它是一个不完整的匝。如果没有静电屏蔽，静电会在变压器内部积聚，这会增加辐射EMI，并会由于可能会破坏绝缘，从而引起安全问题。

分离绕组可能需要多于一个的屏蔽，而且在较大的变压器中，每个屏蔽可能需要多于一个的接地连接。将屏蔽连接到安静的地非常重要，否则其用途可能受到损害。

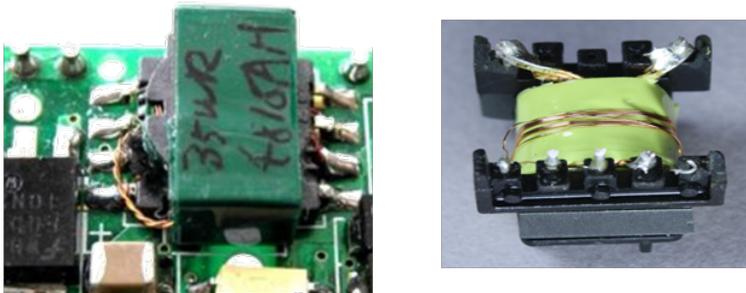


图59: 变压器EMC屏蔽的例子。左边的图像显示的是静电屏蔽线贴在磁芯上，而右边的图像显示的是一个典型的“腹带”涡流屏蔽。

参考文献与扩展读物

- Bell, B (2003) "Introduction to Push-Pull*Technologies", National Semiconductor
- Dixon, L (2002) "Control Loop Cookbook", Texas Instruments Inc.
- Ducard, G 2013 "Introduction to Digital Control of Dynamic systems", Lecture Notes
- Falin, J (2008) "Designing DC/DC Converters based on SEPIC Technology", Texas Instruments Inc. Gerstl, D (2003), "Power Supply Reliability", C&D Technologies
- Kankanala, K (2011) "AN1369: Full-Bridge DC/DC Converter Reference Design", Microchip Technology. Kessler, M (2010) "Synchronous Inverse SEPIC Technology", Analog Dialogue, Analog Devices
- Liang, R (2012) "Design Considerations for System-Level ESD Circuit Protection", Texas Instruments Inc. Maimone, G (2010) "AN4067: Selecting L and C Components", Freescale Semiconductor.
- Mammano, B et al. (2005) "Safety Considerations in Power Supply Design", Texas Instruments
- Peiravi, A (2009), "Testing and Reliability Improvement", Dept. of Electrical Engineering, University of Mashhad
- Saliva, A (2013) "DN 2013-01: Design Guide for QR Flyback Converter", Infineon (INFA) Corp.
- Schramm, C (2004) "DC/DC-Wandler im Einsatz", DATEL GmbH
- Sheehan, R (2007) "Understanding and Applying Current-Mode Control Theory", National Semi.
- Walding, C (2008) "LLC Resonant Topology lowers switching losses", Fairchild Semiconductor

应用指南及说明

ANP29 (2007) Zeta Converter Basics, Sipex Corporation

SLUP084 (2001) The Right-Half-Plane Zero – A Simplified Explanation, Texas Instruments Inc. AN-1889 (2013) “How to Measure the Loop Transfer Function”, Texas Instruments Inc.

DN022 (2010) “Output Ripple and Noise Measurement Methods”, Ericsson Power “Top 10 Circuit Protection Considerations” (2013) , Littelfuse

“Lighting and Electrical Equipment for use in Hazardous Atmospheres”, IEC Hazardous Fundamentals, TP018 (2011): “Safety Requirements for Board-Mounted DC/DC Converters”, Ericsson Power

Fuse Technology, Overcurrent Protection Group, Cooper Bussmann AN9003 “A Users Guide to Intrinsic Safety”, Cooper Crouse-Hinds Application Guide (2009) “Miniature Circuit Breakers”, ABB

“MLCC Application Guide” (2013), Walsin Technology Corp.

“Safety Application Guide for Multilayer Ceramic Capacitors”, Kyocera Corp

鸣谢

很多年前我就想写这样一本书，但是一直没有机会。然而，在一次意外的滑雪事故后，近三个月的时间里都不能工作，这却使我有机会开始着手这本书。首先要感谢的是当地医院，LKH Gmunden，感谢他们允许我在病床边设立临时办公室。接下来我还要感谢RECOM所有帮助过这个项目的同事。

在此我必须特别感谢Carl Schramm，RECOM测试实验室的顾问，允许我使用他已出版的“DC/DC Wandler im Einsatz”，第1章至第3章中的大量内容都是以此为依据的。当然我还有自己的解释，附加内容和扩展，如果其中存在错误的话，那也是我的错误。

参考文献

为了弥补我个人知识的不足我还使用了一些参考资料。在此我特别推荐德州仪器，安森美半导体，美信集成产品和快捷半导体等发表的大量应用注释资料。如果希望更进一步的学习，专业的杂志诸如Electronic Product Design and Test, Power Systems Design and Electronic Design经常会有实用的关于“如何做”文章。当然互联网是最大的信息源，许多具体的细节信息可以在Wikipedia的链接中找到答案。



关于作者

Steve Roberts出生于英国。他在伦敦的布鲁内尔大学获得物理和电子的本科学位，转而在医院工作。之后的12年他在英国科技博物馆担任活动部主任并完成了他的硕士学位。移居奥地利之后，他加入了RECOM的技术支持团队，参与设计转换器并帮助客户解答问题。现作为RECOM技术主管，工作于Gmuden的RECOM总部。