

电力电子工程应用技术丛书

高效率开关电源 设计与制作

陈永真 孟丽囡 编著



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

电力电子工

TN86/68

2008

高效率开关电源 设计与制作

陈永真 孟丽因 编著



中国电力出版社

www.cepp.com.cn

提高开关电源的效率一直是开关电源设计者不懈的追求。要进一步提高开关电源的效率首先应该知道开关电源的损耗产生自哪里,哪一部分损耗可以减小,哪一部分损耗基本上不能减小,采用何种方式是最有效、最实际的减小损耗的方法,它的基本原理是什么。本书就上述问题作了详尽的叙述。

本书的第一章对常规开关电源的损耗进行了详尽的分析;第二章叙述了开关电源损耗减少的一般方法;第三章分析了提高开关电源效率的特殊方法;第四章给出了主要元件的选择和注意事项;第五章为常规高效率开关电源的设计方法和设计实例;第六章为谐振开关电源的设计方法和设计实例;第七章为高效率DC/DC变换器的设计方法和设计实例;第八章论述了采用特殊方法的高效率开关电源设计思路。

本书的读者对象主要为电气、电子工程师、电源工程师,电类专业以及与电容器相关的高校学生和教师。

图书在版编目(CIP)数据

高效率开关电源设计与制作/陈永真,孟丽因编著. —北京:
中国电力出版社, 2008
ISBN 978-7-5083-6513-8

I. 高… II. ①陈…②孟… III. ①开关电源-设计②开关电源-制作 IV. TN86

中国版本图书馆CIP数据核字(2007)第200903号

中国电力出版社出版、发行

(北京三里河路6号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)

北京市同江印刷厂印刷

各地新华书店经售

*

2008年3月第一版 2008年3月北京第一次印刷
1000毫米×1400毫米 B5开本 19印张 421千字
印数0001—3000册 定价29.00元

敬告读者

本书封面贴有防伪标签,加热后中心图案消失
本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究

Preface

前 言

开关电源由于其高效率，在很多领域中已经替代了线性电源，尽管如此，目前开关电源的效率、空载损耗还是不能令人满意。因此，提高开关电源的效率一直是开关电源设计者不懈的追求。

要进一步提高开关电源的效率首先应该知道开关电源的损耗产生自哪里，开关电源的各个环节中都会产生损耗，产生损耗的根本原因是什么。接下来的问题是哪些部分是比较好解决的损耗，例如如何减小输入整流滤波电路的损耗。开关损耗是可以减小的最主要部分之一，减小开关损耗的基本方法就是软开关。软开关可以利用无源无损耗缓冲电路实现，由于这种方式可以不改变开关电源原有的控制方式，因此，这是最容易实现的方法。但是，问题是这种方式中缓冲电路中的二极管、电感还是会产生损耗的。因此，只要存在缓冲电路，特别是缓冲电路中的二极管和电感，缓冲电路就会产生损耗，如果能够去掉二极管和电感，则缓冲电路将真正实现无损耗，这就是谐振、准谐振控制模式的开关电源。这种谐振、准谐振控制模式的开关电源可以是准谐振反激式开关电源、LLC 谐振桥式开关电源。准谐振反激式开关电源和 LLC 谐振桥式开关电源谐振电感是变压器的一次侧励磁电感和变压器漏感，不需要附加谐振电感，与硬开关相比仅仅多出一个谐振电容器。因而，可以获得非常高的效率。

如果能将谐振电容器拿掉并且让开关管工作在零电压开关状态，则效率将会比谐振式开关电源更高。这就是自然零电压开关变换器。由于将所有的谐振、缓冲元件都去掉了，因此可以得到最高的效率。

为了尽可能提高开关电源效率，仅仅减小开关损耗还是不够的，对各开关管和输出整流二极管的导通损耗也应进一步减小，特别是低电压输出情况下。因此，同步整流器成了最佳选择，本书详尽地叙述了同步整流器中的智能同步整流零电压同步整流工作模式。

除此之外，还可以采用一些电路的变形和组合构成高效率开关电源。例如将降压型变换器与自然零电压开关变换器组合可以得到比常规电路更高的效率；将变形 CUK 电路与自然零电压隔离变换器组合得到高效率的多输出开关电源，很好地解决了各负载间的交叉调整率问题；利用功率因数校正具有稳压特性与自然零电压开关隔离变换器组合可以得到带有功率因数校正的开关电源最高的效率；利用变形 CUK 电路实现功率因数校正可得到比常规功率因数校正更好的性能等。这些是本书第八章论述的内容。

为了使广大电源工程师以及想步入电源设计领域的大学生和研究生进一步了解高效率开关电源的实现思路、具体设计方法、设计步骤以及需要注意的问题。编者根据多年的教学科研经验与实践，把如何利用常规器件实现高效率开关电源的设计思路与

技巧整理成书。另外，在这本书中，编者用自己的理解详尽地解读了国外高效率开关电源的设计实例，使其符合我国的思维方式和语言习惯。

编者希望通过本书能对读者在各类高效率开关电源的设计方面有实质性的帮助，对初学者在高效率开关电源的原理与设计方面的入门能够起到很好的引导作用。

在本书的编著过程中，编者得到了学生熊飞、李国、潘艳、耿俊庆、闫晓金以及山西永明自动化设备有限公司的张志伟工程师的大力支持，在此深表感谢。

编 者

于辽宁工业大学

2008年1月

Contents

目 录

前言	
引言 电源的发展历程	1
第一章 常规开关电源的损耗分析	7
第一节 输入与整流滤波部分	7
第二节 PFC 的损耗	8
第三节 主变换器的损耗	12
第二章 减少开关电源损耗的一般方法	18
第一节 整流器和输入滤波电容器损耗的减少	18
第二节 PFC 损耗的减少	19
第三节 变换器中开关管损耗的减少	20
第四节 单管变换器无源无损耗缓冲电路	23
第五节 双管箝位无源无损耗缓冲电路	27
第六节 桥式无源无损耗缓冲电路	31
第七节 降压型变换器、升压型变换器的无源无损耗缓冲电路	35
第八节 推挽式变换器的无源无损耗缓冲电路	36
第九节 移相零电压开关	36
第十节 栅极损耗的降低	36
第十一节 输出整流器损耗的降低	37
第十二节 他激式同步整流器	41
第十三节 输出滤波电容器损耗的降低	41
第十四节 PCB 损耗的降低	44
第三章 提高开关电源效率的特殊方法	45
第一节 单管反激变换器的准谐振控制模式	45
第二节 有源箝位	49
第三节 隔离变换器的 100% 占空比控制方式	52
第四节 谐振式开关电源	56
第五节 同步整流器的零电压开关	67
第六节 同步整流器的驱动器及其应用	72
第四章 主要元件的选择	88
第一节 输入电路设计	88
第二节 输入整流器的选择	88
第三节 滤波电容器的选择	90
第四节 开关管的选择	96
第五节 输出整流器的选择	98
第六节 输出滤波电容器的选择	99
第七节 变压器的选择与设计	106
第五章 常规高效率开关电源的设计实例	117
第一节 应用 TOP Switch 实现高效率开关电源的设计实例	117
第二节 单管变换器的高效率解决方案	142
第三节 双管箝位无源无损耗缓冲电路的解决方案	153

第六章 谐振开关电源设计	168	第八章 采用特殊方法的高效率开关电源设计思路	272
第一节 IRIS4000 构成的准谐振反激式开关电源设计	168	第一节 变形 CUK 变换器演化原理	272
第二节 由 MA8000 系列构成的单管反激式变换器原理与设计	184	第二节 隔离型 CUK 变换器的实现	277
第三节 用 ICE1QS01 控制的准谐振开关电源设计实例	193	第三节 变形 CUK 变换器应用于 TEK2235 示波器开关电源	278
第四节 应用 NCP1207A 的准谐振开关电源设计	208	第四节 非隔离稳压电路与自然零电压开关变换器组合的高效率开关电源设计	282
第七章 高效率 DC/DC 变换器设计	235	第五节 功率因数校正与自然零电压开关变换器组合	291
第一节 应用 DPA Switch 实现高效率 DC/DC 变换器的设计实例	235	第六节 功率因数校正与全桥移相零电压开关变换器的组合	294
第二节 直流母线变换器模块设计	251	参考文献	297

引言

电源的发展历程

一、电源的百年历史

在研究高效率开关电源之前，还是应该先了解一下电源发展的历史，读者也许会对电源有一个比较客观的认识。

电子线路无论是模拟电路、数字电路、信息电子电路，还是电力电子电路，无一例外地需要直流电供电。那么电子线路对电源有哪些要求，应该设计出什么样的电源才能满足时代的要求呢？简而言之，就是要“与时俱进”。电子线路从真空管的问世至今约有 100 年的历史，伴随而来的就是近 100 年历史的电源技术。

电子线路由真空管电路发展到晶体管电路再到小规模集成电路，直至今天的大规模、超大规模集成电路，供电方式也有了很大改变。

二、最初的电源既不需要稳压也不需要严格滤波

在真空管统治电子线路的时代，大多数的电子线路并不需要供电电源十分稳定，那时的电源无非是整流、滤波。通常只需要将交流市电经过变压器转换到合适的电压值后，通过电子管（可以是真空管、汞整流管、充气闸流管等）的整流变成脉动直流电，最后经过电容输入式滤波或电感输入式滤波将脉动直流电转换为需要的平滑直流电。为了携带方便，也可以用电池供电，这时的真空管是专用于电池供电的节电型，也就是当年的电池式收音机、收发报机以及电台。在那个年代对直流电的理解就是像现在大学电路课程中对直流电的描述那样，似乎直流电所接的负载就像电阻一样，没有什么变化。即使出了问题，电子工程师也只会从退交联（现在的术语是退耦合，简称退耦）入手加以解决。当退交联电容器的电容量由于电容器的失效而大大减小时，电子线路将出现自激振荡现象，如那个年代所说的收音机发出的“汽船声”（整流、滤波电解电容器失效造成寄生振荡时扬声器发出的声音如同汽船发动机发出的声音）等。用现在的话解释就是：因为直流母线的交流阻抗由于电容器的失效而增高，导致了电子线路的输入与输出通过直流母线形成有害的耦合，当满足电路的振荡条件时，电路形成自激振荡。由于直流母线的高频阻抗比较高，因而需要旁路电容器，这也就

是电子线路对直流母线的交流阻抗的最初要求。

三、电子线路需要多路电源供电

由于真空管构成的电子线路的电源通常有电源变压器，所以可以通过不同的绕组方便地得到所需要的多种不同电压。但是，如果是电池供电的电子线路，则需要有为真空管的灯丝供电的甲电池和为阳极电流供电的乙电池，甚至还要有为栅极提供负偏置电压的丙电池。电子管时代的电池导致了电子线路中电池组占了非常大的体积。

如果将收音机搬到汽车上就变成了汽车收音机，由6V蓄电池供电，所需要的高压阳极供电，在当时只能用机械逆变器振子将直流电逆变成交流电，再经变压器将电压提升到200~300V，通过整流变为需要的直流电。这就是最初的逆变技术。这是因为没有其他办法（真空管的最低导通电压最少有数十伏，远高于蓄电池的电压），只能用这种效率低下、性能差的功率变换技术。

晶体管问世后，由于其具有功耗低、体积小、价格相对便宜、连接方式灵活等特点，使很多真空管不能实现的功能在电子线路中得以实现，特别是脉冲电路、数字电路使晶体管微型计算机的运算速度、可靠性、功耗等远优于真空管计算机。随着晶体管的应用领域越来越多，晶体管电路对电源的要求也越来越高，出现了独立存在的晶体管稳压电源。同时，在很多晶体管电路中也设置了稳压电源。这些稳压电源通常是线性稳压电源。时至今日，在很多地方，线性稳压电源还在应用。

在需要正负对称电源和需要的电源电压不同时，线性稳压电源就显得无能为力。为了解决多电源供电的需求与单电源的矛盾，DC/DC变换器问世了。

四、电子线路的体积减小后对电源的要求

随着集成电路集成度的不断提高，计算机的体积随之不断减小，这时线性稳压电源已不再适应，开关型稳压电源使计算机的微型化成为可能，时至今日所有的微机、笔记本电脑的电源适配器都是开关电源的电路结构。

彩色电视机由于所消耗的功率远大于黑白电视机，采用线性稳压电源已经无法满足要求，因此开关电源的另一个重要应用领域就是电视机和显示器。

由于没有专用的控制开关电源集成电路，最初（如国外的20世纪60~70年代、我国的20世纪70年代和20世纪80年代前期）的开关电源几乎无例外的采用了劳耶尔自激变换器电路，确实解决了当时的需求。但是这种电路的最大缺点是效率、可靠性低下，日后被坚决地淘汰了。

自激变换器另外一种形式是受到间歇式振荡器的启发而产生的振铃式自激变换器，通过电源工程师的不断改进，使之具有了稳压、过电流保护功能，这似乎使得振铃式自激变换器可以一劳永逸地作为开关电源的一种标准设计模式。但是，在实际上这些保护功能还不是十分的可靠，还是会因为过电流而损坏开关电源，也经常会出现由于电路中的元件性能的退化而出现不能稳定输出电压的现象。振铃式自激变换器最大的弱点是调试非常麻烦和效率低下，这使得振铃式自激变换器在10W以上的应用领域已经基本上被淘汰，其原因是，在10W以上的应用时，振铃式自激变换器的成本已经不比以UC3842为代表的PWM控制芯片构成的他激式变换器以及以TOP Switch为代表的单片开关电源芯片构成的他激式开关电源便宜，而且其可靠性和效率不如后者。由于这

种电路在低功率时的成本相对便宜，时至今日在小功率变换器（如手机电池充电器）中还在应用。

五、电源自身损耗的影响

在大量应用微型计算机的今天，微型计算机电源的效率对节能的影响是非常大的。以一台微型计算机需要提供 250W 的功率计算，效率为 70% 的电源自身损耗约为 107W，而效率为 80% 的电源自身损耗则降低到 62.5W，两者的功耗差 41.5W。如果全国有一亿台微型计算机同时工作，前者比后者将多消耗掉 4150MW。可见提高计算机电源的效率是何等重要。因此，美国提出了 80Plus 计划（电源效率高于 80%），即微型计算机电源制造商出售一台符合 80Plus 计划的电源，政府补贴 5 美元，以补偿因电源效率的提高而造成的成本增加部分。

与微型计算机相似，电视机同样存在这个问题，如果能将电视机的电源效率提高 5%~10%，则每台电视机将减少约 10~20W 的功耗，数亿台电视机所得到的节能效果与微型计算机电源效率的提高相似。

不仅在微型计算机和电视机工作时电源效率的提高意义重大，而且在待机状态下功耗的降低意义同样重大。过去的电视机的待机功耗在 15W 左右，现在我国电视机待机功耗标准为低于 3W，两者相差 12W，以 2 亿台电视机计算，仅待机损耗一项就可以降低功率损耗 240 万 kW。

与此相似，微型计算机、显示器、DVD 等家用电器和办公自动化设备的待机损耗的降低都是极其重要的。

提高电源效率的第二个因素是电子设备的体积不断减小要求电源的体积随之不断减小。电源体积减小所带来的问题是散热能力的降低，这就要求电源的损耗要降低，在同样输出功率条件下，提高电源效率是唯一的解决方案。

如笔记本电脑电源适配器，要有严格的电气安全要求，这样，外壳就不得不采用散热性能很差的工程塑料，同时还要有体积的限制。在这种工作条件下，电源适配器自身损耗要降低到 5~10W，输出功率达 60W 甚至 90W 的电源适配器就必须要有 90% 以上的电源效率。

六、为什么要不断提高电源效率

通信与网络最初所采用的电源是一个机柜设置一个电源，这种供电方式最大的问题是，一旦电源出故障，整个机柜将完全瘫痪。因此，后来发展成为一个机柜一层设置一个电源，这使得电源故障虽不能造成一个机柜的瘫痪，但是可以造成机柜的一层瘫痪。电源为一个机柜供电与为机柜的一层供电对于电路板的电子线路会由于电源引线电阻和寄生电感的作用而使供电质量非常差。后来将供电方式改为每一块电路板上设置一个电源，可靠性得到进一步提高，同时也解决了因供电线路过长所导致供电质量变差的问题。随着电路板上的元件密度的增加和电路的功率与频率的提高，当采用每块电路板用一个电源供电，供电质量也不能满足要求时，负载点电源应运而生。考虑效率与器件耐压的因素，负载点电源的输入电压通常选择在 12V 左右，如果用 48V 电压等级的直流电为其供电，就还需要一个 DC/DC 电源将 48V 电压等级转换为 12V 电压等级，这就是 DC/DC 模块电源的应用领域之一。由于负载点电源具有稳压功能，因

此作为电压转换功能的 DC/DC 电源模块的稳压功能实际上已经失去意义。在实际应用中，具有稳压功能的 DC/DC 变换器的效率低于非稳压的 DC/DC 变换器，因此，直流母线变换器得以问世。直流母线变换器的效率通常高于 95%，最高可达 97%。效率的提高进一步减小了电源模块的体积，改善了散热条件。

电视机是应用最广泛的电气装置，电视机对电源的要求非常高，最主要的是非常低的电磁干扰，否则会不同程度的影响图像质量，经常可以看到当电视信号比较弱时，低频道的电视图像经常会出现规律的一条一条的斜条白点，这就是电视机电源的电磁干扰所致。在电视机电源性能低下的时期，电视机电源频率不得不与行频同步，将电源的电磁干扰最强的时刻（开关管开通过程）设置在无图像的行逆程中，这样就可以与回扫线一同被消隐掉，而不在屏幕上出现。这样做所付出的代价就是电源频率仅仅达到 15.625kHz，远低于一般开关电源的工作频率，电感、变压器的体积均很大。随着电视机电源性能的提高，电视机电源的频率不再与行频同步，但是只能采用电磁干扰低的反激式开关电源，开始时采用电磁干扰最低的自激型反激式开关电源。与他激型反激式开关电源相比，自激型反激式开关电源的可靠性低、效率低。所以 20 世纪 80~90 年代的电视机最常见的故障就是电源故障。后来出现的他激型反激式开关电源的可靠性大大提高，效率也有所提高。但是，电视机电源板上的若干个为减小电磁干扰而设置的大功率水泥电阻使这个电源的效率不高，可能 80% 都不到。20 世纪 90 年代末，电视机电源开始采用准谐振反激式开关电源，电源效率可以达到 85% 以上。随着电视的尺寸越来越大，所需要的电源功率也越来越高，而电视机的厚度却很薄（如平板电视机）。反激式开关电源已经不能很好地满足高功率的需求，针对电视机的特殊性，低电磁干扰的半桥谐振式开关电源问世，使得电视机开关电源的效率达到甚至超过 90%。体积大大减小，节能效果非常明显。

随着电力电子器件、控制集成电路和控制方式的进步，电源的待机功耗从 15~20W 降低到 3W 甚至 1W 以下。如果现在买到的电视机的待机损耗还是 5~15W，那一定是数年前的产品了。

现在国外的商品电源，有的 DC/DC 变换器的最高效率可达 97%，具有 PFC 功能的开关电源在最不利的状态下仍能达到 91% 的高效率，微型计算机用 ATX 电源的效率超过了 80%。由于电源本身的损耗已经非常低，在有些开关电源中，已经看不到散热器。从现有技术看，如果不计成本，采用各种降低损耗的方法，微型计算机的 ATX 电源的效率将超过 90%。

七、如何进一步降低开关电源的损耗

要想提高开关电源的效率首先要清楚开关电源中都有哪些损耗，哪些损耗是可以降低的，具体内容详见本书第一章的相关内容。

开关电源的损耗大致为：输入整流器损耗，开关损耗和缓冲电路的损耗，导通损耗，控制、检测驱动和保护电路损耗，变压器和电感的损耗，滤波电容器的损耗，多级电源变换的损耗，不合理控制方式的损耗，线路损耗，缓冲电路的无损耗。除输入整流器的损耗基本上不能降低，不在提高效率的各种措施中以外，其他的损耗均有可能设法降低。

提高开关电源效率的发展过程大致为：利用软开关方法降低开关管的开关损耗；采用同步整流器降低低压输出的整流器导通损耗；采用低功耗控制集成电路芯片降低控制电路损耗；采用无附加电路的零电压/零电流开关，消除软开关的附加电路损耗，采用零电压/零电流开关同步整流器降低同步整流器的开关损耗和栅极驱动损耗；采用跳周期控制方式降低轻载和待机损耗。

所采用的方法大致有无源无损缓冲电路、同步整流器、低功耗控制芯片、全桥移相零电压开关、有源箝位、各种谐振型变换器、跳周期、零电压与零电流开关、直流母线变换器、采用合理的控制方式等，具体内容详见本书第二章的相关内容。

众所周知，像 TL494、UC3842 等开关电源控制芯片已经有 20 多年的应用历史了，其特点就是容易理解，是初学者入门时首先要学的内容，并且是最经典的 PWM 控制方式，已经被电源设计工程师普遍接受，设计应用起来快捷方便、成本低廉。如果没有效率提高的需求，这些芯片、控制方式与设计方法还可以持续下去。在各种规格的电源中，尽管需要的参数不同，但是所用的控制芯片与控制原理相同，因此，改动是微小的，不涉及本质。这样的开关电源效率很难有质的飞跃。最主要的原因是主回路的电路拓扑形式与控制方式的制约，因此，要想设计出高效率的开关电源就应该更新设计观念。如电路拓扑观念的更新、控制方式的更新、原有电路拓扑所隐含的特性的挖掘、新器件的应用；除此之外，经典控制芯片的巧妙应用也具有很高的应用价值；当然，如果采用新型控制芯片，并且合理应用，将会使开关电源的效率大大提高。这就是本书第三章要解决的内容，通过作者的思路，读者可以看到即使是采用常规控制芯片，通过控制方式、电路拓扑的适当改进，也可以使常规开关电源的效率得到明显的提高。

欲大幅度提高开关电源的效率，仅仅在常规开关电源芯片基础上改进是很难的，需要采用先进的控制芯片和电路拓扑，如反激式开关电源采用准谐振工作模式，桥式变换器采用移相零电压开关的控制模式等高效率电源原理与设计。相关的原理与设计将在本书第四章详尽叙述。

电脑的大量应用，使为电脑配套的开关电源大量应用，由于电脑的价格制约，电脑电源的价格低于其他开关电源的价格，因此，提高效率的过程是艰难的。目前我国的电脑用开关电源的效率大多在 70% 左右，如能将其效率提高到 80% 以上，就宏观而言，其意义将是非常大的。电脑用开关电源的效率难以提高最主要的因素为：5V 和 3.3V 是电脑用开关电源的主要输出功率，而采用肖特基整流器的 0.4 ~ 0.6V 的导通电压降所产生的损耗将占输入功率的 15% ~ 20%。因此，只有降低这部分损耗才能进一步提高电脑电源的效率。

大屏幕平板电视机既要求开关电源提供比较大的输出功率，又需要有非常小的体积以及非常高的效率，同时电路的特点还需要开关电源具有低电磁干扰的性能。从效率角度，反激式准谐振开关电源的效率已经不能满足小体积中等输出功率的要求；而正激式（如单/双管正激式、各种桥式变换器）由于存在比较大的电磁干扰，因而，也不能应用。可以满足要求的解决方案是具有零电压开关的桥式谐振变换器。

现今的开关电源多数都需要具有功率因数校正功能。通常需要在开关电源与输入

整流器之间加一级功率变换器，将整流器与滤波电容器隔离开。所付出的代价就是增加一级变换器将导致整个电路的复杂性和成本提高。为了解决这个问题，电源科技工作者做了大量的工作，取得了可以应用的设计方案。其主要代表就是：Infineon 公司采用 ICE1QS01 电源芯片的电流泵工作模式的单开关的具有 PFC 功能的开关电源的解决方案和对输出电压纹波要求不高的笔记本电脑电源适配器的解决方案。上述电路的原理与设计将在本书第六章详尽叙述。

由于网络与通信的飞速发展，DC/DC 变换器成为开关电源的一个重要分支，设计一个好的、具备高效率的 DC/DC 变换器可以标志高效率开关电源设计所具备的水平。从电气隔离角度讲，DC/DC 变换器可以分为隔离型变换器与非隔离型变换器；从是否稳压的角度讲，也可以将 DC/DC 变换器分为稳压型 DC/DC 变换器和非稳压的直流母线变换器（也可以称为中间母线变换器）。在 DC/DC 变换器中，直流母线变换器由于是自然零电压开关，因而，效率是最高的，可以达到 97%，通常用于不需要严格稳压要求的应用场合。关于这些内容，参见本书第七章 DC/DC 变换器设计。

通过一些特殊设计方案，可以使电源在特殊的应用中获得更高的效率、更好的电路性能以及更低廉的成本。通过对变形 CUK 变换器的分析与演化过程，可以得到比常规的降压型变换器性能更优异、效率更高的变换器电路结构。通过变形 CUK 变换器与自然零电压开关变换器组合可以获得性能优良的开关电源，本书在第八章中列举了 20 世纪 80 年代初期的 TEK2235 示波器电源的设计实例，时至今日这种设计思路仍具有指导意义。

变形 CUK 变换器也可以实现功率因数校正，由于所得到的输出电压低于一般的整流滤波输出电压，并且具有过电流/短路保护功能，因此可以使开关电源部分设计得到简化。

通过将降压型变换器与自然零电压开关的隔离变换器组合，发挥了各自的优点，所以可以得到非常高的效率，在近几年的 DC/DC 电源模块中这种设计思路开始得到应用，效率比常规设计方法至少提高 3% ~ 5%。

由于功率因数校正环节的输出电压相对稳定，后级的开关电源的稳压范围变得很窄就可以满足要求。这样可以使全桥移相零电压开关电路结构中的一次侧电感大大减小，甚至可以寄生到变压器中，有利于电源效率的提高。

Chapter 1

第一章

常规开关电源的损耗分析

要设计出高效率开关电源就要清楚开关电源各环节的损耗，寻求可能降低损耗的机会，寻求降低损耗的解决方案。

常规交流电压输入的开关电源，其主要结构为输入与整流滤波部分、高频逆变部分、输出整流与滤波部分以及控制与保护电路部分。本章将逐一分析各部分的损耗与降低这些损耗的可能性。

第一节 输入与整流滤波部分

交流电作为电源输入的开关电源，其输入滤波与整流环节属于必不可少的部分，它不仅完成将交流电转换成直流电的功能，而且还要抑制开关电源所产生的电磁干扰进入交流电网，去干扰其他电气电子设备；抑制上电时浪涌电流；抑制瞬态过电压。

其中，输入滤波与整流滤波部分主要由浪涌电流抑制、电源滤波器、输入整流器、功率因数校正、输入整流滤波电容器构成。输入与整流滤波的损耗主要将在这些环节中发生。

一、输入浪涌电流抑制电路的损耗

大多数开关电源为了抑制上电时由于整流滤波电容器的电压不能跃变而导致的上电浪涌电流，多数情况下采用负温度系数热敏电阻加以限制。这个负温度系数热敏电阻通常要消耗大约 0.5 ~ 2W 的功耗。除此之外，还要考虑熔丝（保险管）自身的损耗。

二、电源滤波器的损耗

既然电源滤波器是不可缺少的，那么电源滤波器也会产生损耗，主要是共模电感绕组的电阻产生的损耗，如果有差模电感，损耗也会由差模电感绕组的电阻产生。通常这两项损耗不大，但是在高效率开关电源中，它们的发热也会体现出来。电源滤波器中的 X、Y 电容器的损耗非常低，可以忽略不计。

三、输入整流器的损耗

常规交流电压输入的开关电源的整流器绝大多数为桥式整流电路，每半个周期的电源回路中有两个整流二极管导电。在没有 PFC 状态下，整流二极管的通态有效值电压和电流将高于具有 PFC 功能的整流电路的通态有效值电压和电流。因而，在相同输出功率时，没有 PFC 状态下的整流电路的损耗高于具有 PFC 功能的整流电路的损耗。

对于输出 100W 的开关电源，整流器的损耗将达到 2~3W。

四、滤波电容器的损耗

整流滤波电容器的损耗是不能忽略的，这里的损耗是由滤波电容器的等效串联电阻（ESR）与流过滤波电容器的纹波电流有效值平方的乘积而得。这一点人们通常是不加以考虑的。但是，实际上，这部分的损耗是不可以忽略的。例如：输出功率为 100W 的开关电源，其滤波电容器通常选择 100~150 μ F/400V 的电解电容器，这种规格的电解电容器的 ESR 通常在 1~2 Ω 。在无 PFC 的整流电路时，滤波电容器将流过约 1A 的 2 倍工频的纹波电流。如果开关电源的逆变器部分是桥式变换器，则流过逆变器产生的开关频率下的纹波电流可能比较低；但是如果是反激变换器，则将会有很大的开关频率的纹波电流，大约为 1A。这样，滤波电容器将流过 1A 以上的纹波电流，产生 1W 甚至更高的损耗。

从以上分析可以看到，有一些损耗平时是忽略的，但经过分析估算后，这些被忽略的损耗确实是一个不可忽视的量值。对于输出 100W 的开关电源，上电浪涌的负温度系数热敏电阻、电源滤波器、输入整流器、滤波电容器将产生 4~7W 的损耗，占输入功率的 2% 以上。对于高效率开关电源，这个损耗值是不被希望的。

第二节 PFC 的损耗

现今的交流电输入的开关电源绝大多数要求具备 PFC 功能，PFC 级的加入，就会出现 PFC 级的损耗。

PFC 级的主要损耗为 PFC 主开关的损耗、提升二极管的损耗、提升电感的损耗。滤波电容器的损耗已经在前一节中作了分析，此处不再赘述。

一、PFC 主开关的损耗

PFC 主开关的损耗主要分为开关管的导通损耗和开关损耗，在开关频率不太高时，开关管的栅极驱动损耗可以忽略。

PFC 主开关的损耗与其工作模式不同而略有差异。可以分为电流断续或电流临界工作模式和电流连续工作模式。工作在电流断续或电流临界模式的特点是，可以避开开关管开通过程与提升二极管的反向恢复过程所导致的开关损耗。这样对提升二极管的反向恢复性能的要求将不像电流连续工作模式时那么高，所付出的代价是开关管将流过 2 倍于电流连续工作模式的电流。对于小功率的开关电源或电子变流器（如电子镇流器等），通常采用电流断续或电流临界型工作模式，以尽可能减小开关损耗。

而对输出功率比较大的开关电源，PFC 的主开关的工作模式则需要工作在电流连续模式，以尽可能的降低开关管的电流额定值和导通损耗。这时电路将对提升二极管

的反向恢复特性有很高的要求，不仅要求反向恢复时间越短越好，而且要求反向恢复峰值电流和反向恢复电荷越小越好。这就导致了近十余年来的 PFC 专用的超快恢复二极管的问世，这些超快恢复二极管的最大特点就是：反向恢复时间短、反向恢复峰值电流低。由于 300V 超快恢复二极管的反向恢复特性远优于 600V 超快恢复二极管，因此，PFC 专用的超快恢复二极管常采用两个性能相同的 300V 超快恢复二极管串联替代 600V 的超快恢复二极管，可以获得与 300V 耐压等级的超快恢复二极管的反向恢复特性，降低开关损耗。

1. 开关管的导通损耗

开关管的导通损耗为流过开关管的电流有效值的平方与开关管的导通电阻的乘积。需要注意的是，这个开关管的导通电阻是开关管在实际工作时的结温下的导通电阻，而不是室温条件下的导通电阻。实际工作结温通常在 100 ~ 120℃，这使得导通电阻约为室温时导通电阻的 2 倍以上。

由于开关管数据表中的额定电流是室温条件下的数值，高于结温在 100 ~ 120℃ 时的额定电流，因此，开关管的额定电流通常为开关管数据表中额定电流的 2 倍。从有效值角度考虑，相同输出功率、相同导通电阻条件下，临界电流工作模式的电流有效值约为电流连续工作模式的 1.5 ~ 1.7 倍。为了减小临界电流工作模式的 PFC 的导通损耗，往往采用选择开关管的更高额定电流值以降低开关管的导通损耗。例如，某输出功率为 60W 的电源适配器，在输入电压为 85VAC 时，交流输入电流峰值约 1.8A，开关管的峰值电流为 3.6A，可以选择额定电流 7 ~ 8A 的开关管，如 IRF840。但是，在实际应用中所采用的是两只 IRF740，额定电流达 20A，几乎为正常应用值的 3 倍，其目的就是降低开关管的导通损耗。

同样，在一些要求体积比较小或散热比较困难的应用中，为了减小散热器的体积或取消散热器，也采用多只开关管并联方式减小导通损耗，甚至采用额定电压比较低的开关管。例如，IRF840 导通电阻约为 IRF740 导通电阻的 1.5 倍，采用 IRF740 可以比采用 IRF840 降低导通损耗 40%。因而采用两只 IRF740 则可以降低导通损耗近 80%。

电流连续工作模式的 PFC 以效率 90% 计，在最低输入电压 85V 时，流过电感电流有效值为 $I_{inm} = 0.019P_o$ ；临界电流工作模式的 PFC 同样以效率 90% 计，在最低输入电压 85V，流过电感电流有效值为 $I_{inm} = 0.027P_o$ 。对应流过开关管的有效值电流，临界电流工作模式是电流连续工作模式的 $\sqrt{2}$ 倍。

通过上述分析，可以看到在相同的输入电压、相同的输出功率、相同的开关管额定电流条件下，临界电流工作模式的导通损耗大约为电流连续工作模式的 1.5 倍。

2. 开关管的开关损耗

开关管的开关损耗可以分为两部分，一部分是由于开关管自身的开关过程所产生的；另一部分则是由于在开关管开关过程中提升二极管的反向恢复特性造成的“短路”附加在开关管上的损耗，这个损耗与提升二极管的反向恢复特性有直接关系。

如提升二极管为零反向恢复特性，开关管的开关损耗将取决于开关管的开关特性，如图 1-1 所示。

从图 1-1 中可以看到，在 $t_1 \sim t_2$ 时间段，开关管电流上升，由于是电感性负载，

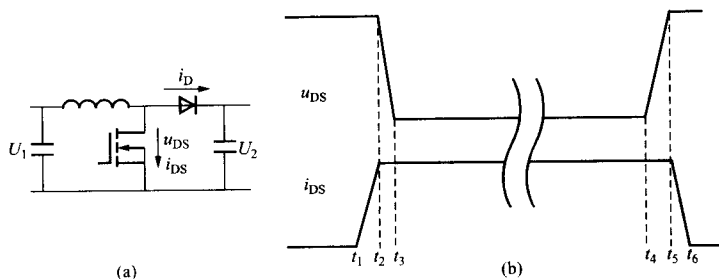


图 1-1 提升二极管为零反向恢复特性时开关管的开关损耗
(a) PFC 的主电路图；(b) 波形图

这期间开关管的漏极电压维持在高电压，当开关管漏极电流上升到负载电流值时，开关管的漏极电压才开始下降。从这个过程可以看到，在开关管的开通过程中，开关管的漏极电压、漏极电流同时存在，二者乘积就是开关管的瞬态开通损耗；开关管的关断过程，在 $t_4 \sim t_5$ 时间段，开关管电压上升，同样是感性负载，只有当开关管的漏极电压上升到电源电压时，开关管电流才开始下降，即 $t_5 \sim t_6$ 时间段，同样由于电压和电流的同时存在，而形成了开关管的关断损耗。

当采用 MOSFET 作为开关管时，在适当的驱动条件下，其开关过程是非常短的，大约数十纳秒。如果开关频率不是很高（20 ~ 50kHz），这一部分的损耗将是比较小的，但是如果开关频率非常高（数百千赫兹甚至兆赫兹级），则开关损耗将呈数量级的增长。这种状态下的损耗无论是否考虑效率问题都将是不允许的，其原因是开关损耗将导致开关管过度发热甚至损坏。

以上分析都是在提升二极管的反向恢复时间为零的条件下所得出的结论。但是实际上，提升二极管的反向恢复时间并不为零，相反，这个反向恢复过程比 MOSFET 的开关过程还慢。这样就可能在开关管的开通过程出现一种现象：即开关管已经导通，而二极管还处于反向恢复过程中，也就是说提升二极管由于反向恢复没有结束而还在导通，形成开关管与提升二极管对输出电压的“短路”过程。这种短路过程将大大地增加开关管的开通损耗。不仅如此，提升二极管的反向恢复损耗也随之增加。

图 1-2 表示了提升二极管反向恢复特性不为零时，提升二极管反向恢复特性对开关管开关损耗的影响。

在图 1-2 中，从 t_2 开始，开关管导通，电流开始上升，与此同时提升二极管电流下降；当提升二极管的电流下降到零，提升二极管阳极电压从正向越过零电压开始变负。开关管的电流上升到负载电流值，这时开关管的漏极电压开始下降。这个过程一直延续到提升二极管反向恢复过程的结束；提升二极管电流下降到零并不是提升二极管的复向恢复过程的结束，而是刚刚开始。随着提升二极管进入反向恢复过程，提升二极管的电流开始变负，根据基尔霍夫电流定律，开关管的电流随之上升，形成电流过冲。当提升二极管的反向恢复电流下降到反向电流峰值时，开关管的过冲电流达到峰值。随后随着提升二极管的反向恢复电流的回落，开关管的电流也开始回落。当提升二极管的反向恢复电流回到零时，开关管的电流回落到负载电流值，提升二极管的