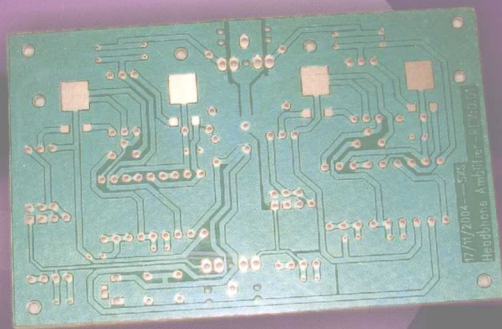
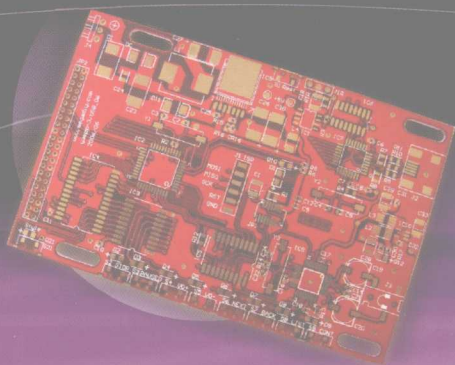


电力电子工程应用技术丛书

开关电源印制电路板 (PCB)工程设计

杨 恒 编著



中国电力出版社
www.cepp.com.cn

电力电子工程应用技术丛书

开关电源印制电路板 (PCB)工程设计

杨 恒 编著



中国电力出版社

www.cepp.com.cn

开关电源在工业生产与日常生活中随处可见,开关电源的生产厂家众多,但真正能理解开关电源的工作原理、掌握 PCB 的设计技巧,尤其是能合理、科学布线的人员稀缺。开关电源 PCB 的排板、布线是否合理,对开关电源的各项电气参数具有举足轻重的作用。

本书第一章主要介绍开关电源中常用的电路拓扑形式,使读者对开关电源的基本理论有一个简明扼要的了解,为后续的设计打下基础;第二章分析了在开关电源中 EMI 产生的原因,以及在开关电源 PCB 排板时的应对措施,力求使读者能融会贯通;第三章通过六个开关电源 PCB 排板实例,使读者进一步了解 PCB 排板的技巧性,具有实际的参考性;第四章介绍对于适配器类开关电源,如何合理地平衡热源,使电源性能达到最佳;第五章介绍了 SMT 元件的工艺要求,设计合理的 PCB 板最终是要安装电子元器件的,SMT 元器件的安装是否满足电气性能的要求与电源的整体性能关系密切;第六章介绍 Protel99SE 的使用方法与技巧,力争花最少的时间满足工程上的要求。

本书主要介绍了开关电源 PCB 布线方式的思考与技巧,希望通过本书的介绍,能提高开关电源设计人员对 EMC 与热设计等方面的认识,从而提高开关电源产品的质量与产量。

本书可供开关电源设计人员及其他相关 PCB 设计人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

开关电源印制电路板(PCB)工程设计/杨恒编著. —北京:
中国电力出版社, 2008

ISBN 978-7-5083-7753-7

I. 开… II. 杨… III. 开关电源—印制电路—电路设计
IV. TN86 TN410.2

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2008)第 121280 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>)

汇鑫印务有限公司印刷

各地新华书店经售

*

2009 年 1 月第一版 2009 年 1 月北京第一次印刷
1000 毫米×1400 毫米 B5 开本 19 印张 417 千字
印数 0001—3000 册 定价 38.00 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

不管是哪类工程技术人员,一个工程设计组在进行设计时,只考虑产品可以在合适的时间内制造出来是不行的,还要考虑到在设计、测试、安装以及生产过程中费用应该最小。最常见的是,过分强调功能上要满足市场的特殊需要,而忽视了对产品其他方面的考虑,如 EMC 标准的法律性要求以及产品的安全要求。如果产品不能通过 EMC 标准的测试,就必须进行重新设计。这种重新设计过程极大地增加了费用,这些费用不仅是增加投入工程设计的人力(还有行政上司在内),还包括新线路板的布局与工艺、新样品的制作材料、系统集成组装测试、为尽快推出新产品而购买新元件、新的测试装置以及制作新产品的相关文件。重新设计的代价还有产品市场份额的减少、产品供货慢、消费者对公司的信誉(满意度)降低、股票价值降低以及惊恐的加剧等。

作为一个长期在开关电源行业工作的工程开发技术人员,亲身经历与目睹了许多因为 PCB 设计不合理而要推倒重新设计的案例,这种事件的发生,甚至使有些资金短缺的小公司倒闭。因此我们所关心的是如何以最小的花费就能设计出高技术含量的产品。在 PCB 设计中执行严格技术方案的方法可以节约开支,增加产品性能,增加产品的可靠度,实现第一次出厂就可以达到辐射与传导通过的要求,而且产品性能达到预期的效果。

开关电源因其功率管工作在开关状态而得名。正因为开关管工作于高速的导通与关闭状态,使电压比(dv/dt)与电流比(di/dt)发生了畸变,产生了大量的电磁辐射能量,不但使电网的无功功耗上升,而且污染了电网。如何将开关电源产生的电磁干扰降到最低并符合有关 EMC 的规定,就成为开关电源开发初期必须解决的问题。

影响 PCB 电磁辐射的因素主要是 PCB 的结构激励因素。PCB 的结构不同,其辐射效果也不同,传输带的长度、回路面积、地线走向、整体布局等都会影响到辐射效果。除结构因素外,与幅值、周期、脉冲宽度、上升与下降时间和频率等,也都是影响辐射效果及频率特征的重要因素。显然,PCB 的布局设计,将直接关系到整机电磁辐射的强弱。在确定的激励状态下,整机系统辐射水平的抑制和降低,必须从 PCB 的辐射分析及布局的优化设计着手。

另外,对一块 PCB 来说,众多的线路和回路是潜在的辐射源,所以 PCB 的整体辐射效果应是各辐射单元辐射效果的叠加。总体辐射作用的大小主要与频率、辐射源长度或面积、激励强度以及方位等因素有关。此外,布线结构的合理设计对降低 PCB 辐射也具有关键的作用。消除辐射干扰最有效的方法是采取屏蔽(屏蔽噪声源或屏蔽敏感电路),除屏蔽方法外,还可以通过改变电路设计来提高系统的

抗干扰能力。

开关电源的热设计同样也十分重要,尤其是适配器电源,因其空间狭小,散热便成为又一主要困难点。热设计不良最终将使得成本上升而且还会降低可靠性,这在所有 PCB 设计中都可能发生,花费一些时间准确确定元器件功耗,再进行 PCB 热分析,这样有助于生产出小巧且功能强大的产品。然而 PCB 设计人员通常面临需要快速完成任务的压力,他们没有足够的时间进行重复且耗时的元器件电气及热性能确定工作。一个简化的方法是估算 PCB 的总功耗,将其作为一个作用于整个 PCB 表面的均匀热流量。热分析可预测出平均环境温度,使设计人员用于计算元器件的功耗,通过进一步重复计算元器件温度知道是否还需要做其他工作。计算元器件温度最准确的方法是作瞬态热分析,但是确定元器件的瞬时功耗十分困难。一个比较好的折中方法是在稳态条件下分别进行额定和最差状况分析。

本书主要介绍了开关电源从 PCB 设计初期就必须考虑的 EMI 与热设计,给出六个具体的典型案例,希望能给从事开关电源设计研发人员提供一些借鉴。

由于时间仓促及本人水平有限,书中难免存在许多不足与错误,恳请有关专家、学者及同行批评指正。

编 者

Contents

目 录

前言

第一章 开关电源六种基本拓扑的

工作原理..... 1

第一节 各种转换器定义与原理..... 1

第二节 隔离反激式转换器..... 2

第三节 隔离正激式转换器..... 5

第四节 推挽式转换器..... 7

第五节 半桥式转换器 10

第六节 全桥式转换器电路 13

第七节 新型无纹波输出的 转换器 13

第二章 开关电源产生 EMI 的分析

与抑制方法 17

第一节 电磁兼容(EMC) 18

第二节 开关电源产生 EMI 的 原因 20

第三节 EMI 常用元器件介绍 24

第四节 开关电源 EMI 的抑制 方法 36

第五节 电磁兼容(EMC)设计如何 融入产品研发流程 46

第三章 开关电源 PCB 工程实例..... 51

第一节 PFC 级 EMI 设计分析 模型 51

第二节 基于 NCP1651 构成的 90W LED CV/CC 驱动器 72

第三节 基于 ACT355 构成的 PSR 3.5W 无 Y 电容充电器 ... 88

第四节 基于 NCP1351 控制器降低 开关电源待机能耗..... 109

第五节 基于 MAX1954 构成的 7.5W DC-DC 转换器 ... 122

第六节 基于 MLX10803 构成的低 噪声、高效率汽车 LED 尾 灯、转向灯、刹车灯 134

第七节 反激式(TOPSwitch)开关 电源在 EMI 及安规方面 的设计技巧..... 145

第四章 开关电源的热设计..... 175

第一节 开关电源进行热设计的 重要性..... 175

第二节 印制电路板热性能 分析..... 176

第三节 散热材料的选择与散热 器的计算方法..... 179

第四节 热仿真(热分析) 188

第五节 热仿真结果..... 203

第六节 热设计小结..... 209

第五章 开关电源 SMT 元件的工艺 与焊接要求..... 211

第一节 SMT 零件组装工艺 标准..... 212

第二节 DIP 零件组装工艺 标准..... 220

第三节 印制电路板的组装与 焊接..... 239

第六章 通用 PCB 设计与 Protel99SE 的使用技巧..... 248

第一节 通用 PCB 设计 248

第二节 Protel99SE 与 PCB 布线..... 253

第三节 Protel99SE 设计流程 254

第四节 Protel99SE 的使用技巧 与问题解答..... 262

第五节 Protel 元件封装总结 268

- 附录 A 安全距离及其相关
安全要求 270
- 附录 B 开关电源的基本技术

指标 278

- 附录 C PCB 外观及功能性测
试术语 289

Chapter 1

第一章

开关电源六种基本拓扑的工作原理

第一节 各种转换器定义与原理

虽然转换器电路的种类与新的使用方式被专家与工程师不断开发出来,但最终还是可以归纳出三种最基本的电路结构:①反激式(Flyback)或者称为 Buck-Boost 电路;②正激式(Forward)或者称为 Buck 电路;③推挽式(Push-Pull)或者称为 Buck-Derived 电路。

(1) 图 1-1 为典型的反激式转换器基本电路模型,其工作原理为:

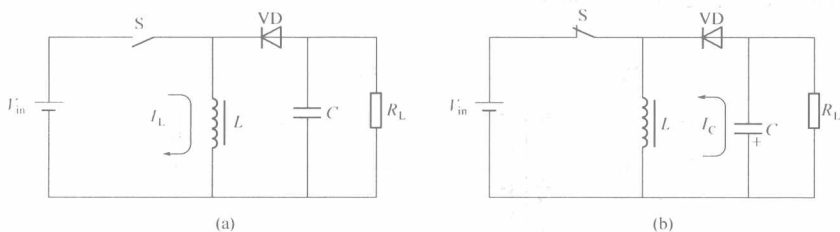


图 1-1 典型的反激式转换器基本电路模型

(a) 开关关闭; (b) 开关打开

在图 1-1(a)中,当电路中的开关 S 关闭时,电流就会流经电感器 L ,并将能量储存其中,由于电压极性的关系,二极管 VD 处在反向偏压状态,此时负载电阻 R_L 上就没有电压输出;当开关 S 打开时,如图 1-1(b)所示,此时由于磁场的消失,电感器 L 极性反转,二极管 VD 为顺向偏压,环路中则有 I_C 感应电流产生,因此负载 R_L 上的输出电压极性正好与输入电压相反。由于开关 ON/OFF 的作用,使得电感器的电流交替在输入与输出间连续不断地改变其方向,不过这两路电流都是属于脉动电流形式,所以在 Buck-Boost 转换器电路中,当开关是在导通周期时,能量是储存于电感器里;反之,当开关是在打开(OFF)周期时,能量会转移至负载上。

(2) 图 1-2 为正激式转换器基本电路形式,其工作原理说明如下:当开关 S 关

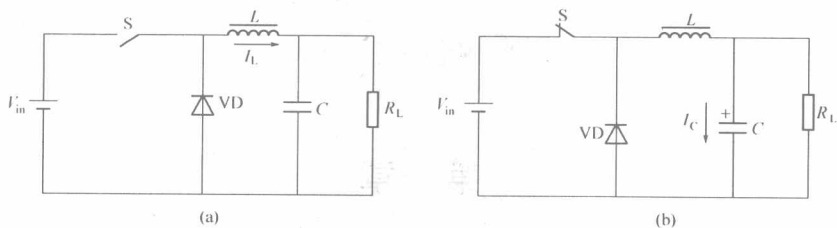


图 1-2 正激式转换器基本电路形式

(a) 开关关闭；(b) 开关打开

闭时，电流就会顺向流经电感器 L ，此时在负载上就会有带极性的输出电压产生，如图 1-2(a) 所示，由于输入电压极性的关系，VD 此时是在逆向偏压状态；如图 1-2(b) 所示，当开关 S 打开时，电感器 L 会改变磁场，VD 则为顺向偏压状态，因此在电容器 C 中就会有电流流过，在负载 R_L 上输出电压的极性仍是相同的，一般称此 VD 为“自由转轮(Free - Wheeling)”或“飞轮(Flywheel)”二极管，有时也称为续流二极管。

由于此种转换动作，使得输出电流是一种连续形式而非脉动电流形式，相对的由于开关 S 在 ON/OFF 之间改变，所以输入电流为不连续形式，也就是所谓的脉动电流形式。

(3) 图 1-3 为推挽式转换器基本电路形式，其实它是由两个正激式转换器的电路所组成，工作于互相推挽的动作状态，开关 $S1$ 与 $S2$ 互相在 ON/OFF 状态间互相交换，此种电路一般也称之为 Buck - Derived。

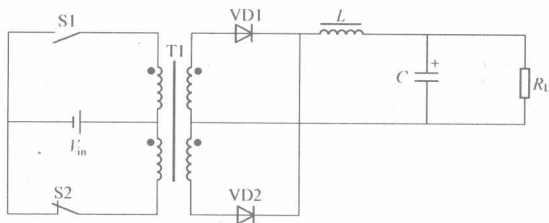


图 1-3 推挽式转换器基本电路形式

第二节 隔离反激式转换器

在图 1-1 中的反激式转换器，其输入与输出间并没有安全的隔离装置，一般在转换式电源供给器里常用的隔离元件是变压器。更准确地说，虽然在电路图中出现是变压器形式，但是其动作状态却是扼流圈形式，因此亦可直呼为变压器 - 扼流圈。

图 1-4 所示的电路为隔离反激式转换器及其稳态的电路波形。电路工作原理为：当晶体管 VT 导通时，变压器的一次绕组有一次电流流过，并将能量储存于其中，由于变压器 - 扼流圈的输入与输出绕组其极性是相反的，因此二极管被逆向偏压，此时

没有能量转移至负载。

当晶体管截止时, 由于磁场消失导致绕组极性反向, 此时 VD 被导通, 输出电容器 C 被充电, 负载 R_L 上有 I_L 电流流通。

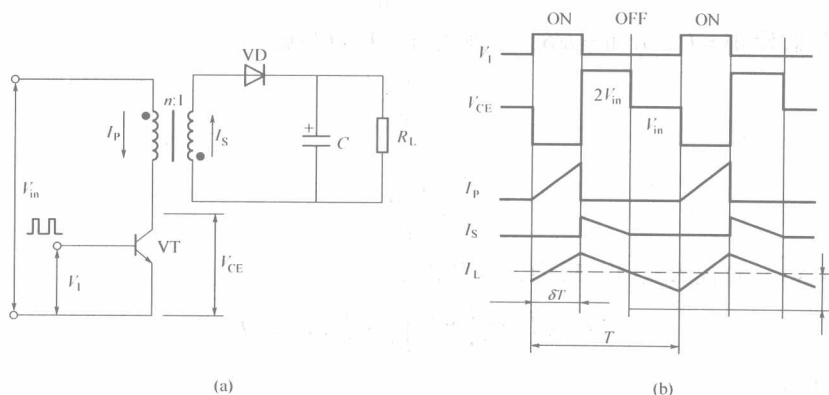


图 1-4 隔离反激式转换器及其稳态的电路波形

(a) 电路图; (b) 波形图

由于此种隔离元器件的动作就像是变压器 - 扼流圈, 因此在反激式转换器输出部分就不需要额外的电感器了, 但是在实际电路应用中, 为了抑制高频转换时产生的纹波与噪声, 还是会在整流器与输出电容器之间加装小型电感器。

一、反激式转换器开关晶体管 (Flyback Converter Switching Transistor)

在反激式转换器中所使用的开关晶体管, 必须考虑两个因素: ①晶体管在关断时的峰值集电极电压; ②晶体管转换成导通时的峰值集电极电流。

(1) 峰值集电极电压是晶体管在转换成关闭状态时所需承受的电压, 为

$$V_{CEmax} = \frac{V_{in}}{1 - \delta_{max}} \quad (1-1)$$

式中: V_{in} 为直流输入电压; δ_{max} 为最大工作周期。

式(1-1)说明在选择使用开关晶体管时, 为了避免其受损坏, 必须考虑集电极电压值大小。因此相对工作周期就必须保持在低值范围 $\delta_{max} < 0.5$, 在实际的应用中一般是取 δ_{max} 为 0.4, 峰值集电极电压就限制在 $V_{CEmax} \leq 2.2V_{in}$ 。在反激式转换器设计, 其晶体管一般选择有 800V 左右的工作电压即可。

(2) 设计晶体管在导通时的集电极工作电流为

$$I_c = \frac{I_L}{n} \quad (1-2)$$

式中: I_L 为变压器 - 扼流圈的一次峰值电流; n 为一次与二次的圈数比。

可用转换器的输出功率与输入电压来表示集电极的峰值工作电流, 其公式导出如下, 在扼流圈中能量转移的公式可表示为

$$P_{out} = \left(\frac{LI_L^2}{2T} \right) \eta \quad (1-3)$$

式中: η 为转换器的效率, %。

因此变压器 电感器的电压可表示成

$$V_{in} = L \frac{di}{dt} \quad (1-4)$$

如果假设 $di = I_L$, $1/dt = f/\delta_{max}$, 则式(1-4)可写成

$$V_{in} = \frac{LI_L f}{\delta_{max}} \quad (1-5)$$

或是

$$L = \frac{V_{in} \delta_{max}}{I_L f} \quad (1-6)$$

将式(1-6)代入式(1-3)中, 可得到

$$P_{out} = \left(\frac{V_{in} f \delta_{max} I_L^2}{2f I_L} \right) \eta = \frac{1}{2} \eta V_{in} \delta_{max} I_L$$

求解上式可得

$$I_L = \frac{2P_{out}}{\eta V_{in} \delta_{max}} \quad (1-7)$$

再将式(1-7)代入式(1-2)中, 就可得到晶体管的工作电流可用输出功率与输入电压来表示

$$I_C = \frac{2P_{out}}{\eta V_{in} \delta_{max}} \quad (1-8)$$

假设转换器的效率为 0.8 (80%), 工作周期为 $\delta_{max} = 0.4$ (40%), 则式(1-8)可简化成

$$I_C = \frac{6.2 P_{out}}{V_{in}} \quad (1-9)$$

二、基本反激式转换器的变化形式 (Variations Of The Basic Flyback Converter)

当提到基本反激式电路时, 开关晶体管在转换成不导通状态时, 其集电极电压必须承受至少两倍的输入电压。因此在商业上使用的晶体管, 此电压值就过高了, 为了解决此问题, 可使用图 1-5 所示的由两个晶体管组成的反激式转换器电路。此两个晶体管在导通或关断状态时, 会同时起作用, VD1 与 VD2 的动作就如钳位二极管 (Clamping Diodes) 能够限制晶体管的最大集电极电压至 V_{in} 值。因此在选用晶体管时, 就可采用耐集电极电压值低的晶体管, 但是线路就必须额外使用 VT2、VD1、VD2 这三个器件。

反激式电路的优点是电路非常简单, 因此对转换式电源供给器来说, 它可达到多组输出目的, 隔离

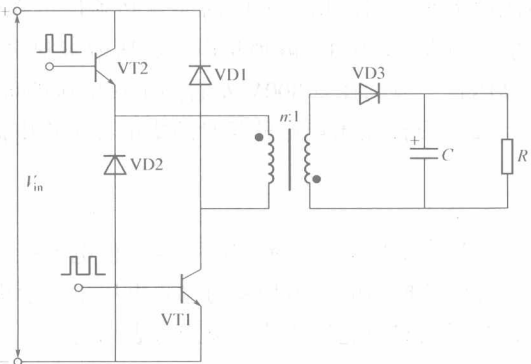


图 1-5 由两个晶体管组成的反激式转换器电路

元件对所有的输出，其动作状态就如一个共有的扼流圈。因此对每一个输出部分，仅需用到二极管与电容器即可，图 1-6 就是一个多组输出的反激式转换电路。

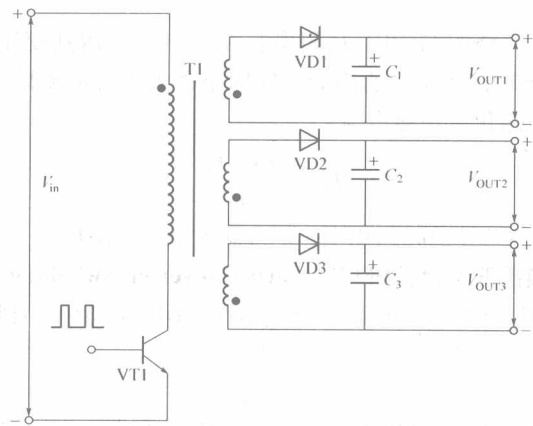


图 1-6 多组输出的反激式转换电路

第三节 隔离正激式转换器

隔离正激式转换器(Isolated Forward Converter)电路与反激式转换电路似乎有几分相似，但是实际研究此两电路之间在原理上还是有明显的不同，图 1-7 所示为基本正激式转换电路及其波形。

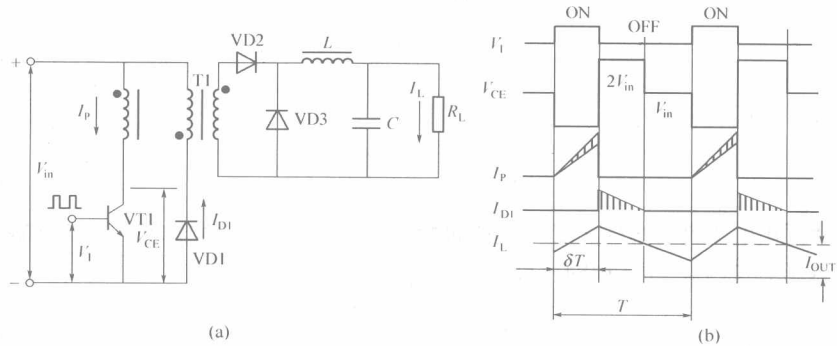


图 1-7 基本正激式转换电路及其波形

(a) 电路；(b) 波形

由于正激式转换器所使用的隔离元件是一个变压器，为了获得正确有效的能量转移，必须在输出端有电感器，作为二次感应的能量储存元件。而变压器的一次绕组与二次绕组有相同的极性，如图 1-7 中所示的圆圈符号，此电路的工作原理：当晶体管 \$VT1\$ 于导通的状态时，一次绕组渐渐会有电流流过，并将能量储存于其中，由于变压器二次绕组有相同的极性，此能量就会顺向转移至输出且同时经由正向偏压 \$VD2\$，储存于电感器 \$L\$ 中，此时的 \$VD3\$ 为反向偏压状态；当晶体管 \$VT1\$ 转换成关闭

状态时, 变压器的绕组电压会反向, VD2 此时就处于反向偏压的状况, 此时回流 VD3 则为正向偏压, 在输出回路上有导通电流流过, 并经由电感器 L , 将能量传导至负载上。

变压器上的第三个绕组与 VD1 互相串联在一起, 可达到变压器消磁的作用, 可避免晶体管 VT1 关断时, 变压器的磁能会转回至输入直流汇流排上。在图 1-7(b) 波形中斜线阴影部分为磁化-消磁电流。

$$I_{\text{mag}} = \frac{T\delta_{\text{max}} V_{\text{in}}}{L} \quad (1-10)$$

式中: $T\delta_{\text{max}}$ 为晶体管 VT 导通时的周期; L 为输出电感, μH 。

一、正激式转换器开关晶体管 (Forward Converter Switching Transistor)

在图 1-7 中, 由于变压器的第三个绕组与 VD1 的作用, 因此 VT 关断时, 其集电极电压被限制为

$$V_{\text{CEmax}} = 2V_{\text{in}} \quad (1-11)$$

由波形可得知集电极的峰值电压为 $2V_{\text{in}}$, 恰为 VD1 导通, 其导通周期为 $T\delta_{\text{max}}$ 。再看图中的波形, 当晶体管 VT 在导通时, 集电极电流值就相当于反激式转换器的集电极电流值, 再加上净磁化电流值, 那么集电极的峰值电流可写成

$$I_{\text{c}} = \frac{I_{\text{L}}}{n} + \frac{T\delta_{\text{max}} V_{\text{in}}}{L} \quad (1-12)$$

式中: n 为一次与二次的圈数比; I_{L} 为输出电感器的电流, A; $T\delta_{\text{max}}$ 为晶体管导通时的周期; L 为输出电感, μH 。

代入得知
$$V_{\text{out}} = \frac{\delta_{\text{max}} V_{\text{in}}}{n} \quad (1-13)$$

可得
$$V_{\text{in}} = \frac{nV_{\text{out}}}{\delta_{\text{max}}} \quad (1-14)$$

因此式(1-12)可改写为

$$I_{\text{c}} = \frac{I_{\text{L}}}{n} + \frac{nTV_{\text{out}}}{L} \quad (1-15)$$

假设磁化电流部分 nTV_{out}/L 与集电极峰值电流比较, 其值非常小, 可忽略, 此时 I_{c} 的大小就与式(1-2) I_{c} 相同, 即

$$I_{\text{c}} = \frac{I_{\text{L}}}{n} \approx \frac{6.2P_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (1-16)$$

二、正激式转换器变压器 (Forward Converter Transformer)

在设计正激式转换器的变压器时, 需选择合适的铁心与铁心的空气间隙, 以防铁心被饱和。变压器铁心的体积为

$$V = \frac{\mu_0 \mu_c I_{\text{mag}}^2 L}{B_{\text{max}}^2} \quad (1-17)$$

在此

$$I_{\text{mag}} = \frac{nTV_{\text{out}}}{L} \quad (1-18)$$

需注意的是: 晶体管开关 δ_{max} 的工作周期需保持低于 50%, 如此当经由第三绕组

变压器电压会被定位，而输入电压之间会有伏特 - 秒积分作用产生，当 VT 晶体管导通时，定位于某一准位，当 VT 晶体管关断时，其值为零；如果工作周期大于 50%，也就是 $\delta > 0.5$ 将会破坏伏特 - 秒积分作用的平衡，使得变压器趋于饱和状态，也会产生极高的集电极电流尖峰，而破坏了开关晶体管。

虽然变压器的第三绕组与二极管的钳位动作能够限制晶体管的集电极峰值电压至二倍的输入直流电压，但是，在绕制变压器时，需将第三绕组与一次绕组紧密绕制（使用双线并绕法），可减少由漏电感产生的致命电压尖峰。

三、正激式转换器的变化形式 (Variations Of The Basic Forward Converter)

如同在反激式转换器的情况，由于输入电压过高，晶体管承受较大的耐压值，因此改用两个晶体管的变化形式。同理，正激式转换器亦可应用此种变化的形式，如图 1-8 所示。两个晶体管者同时导通或关断，但是晶体管上所承受的电压不会超过 V_{in} 。

正激式转换器可用于多组输出的电路中，不过在每一输出部分都需要有额外的二极管与扼流圈，需要注意的是回流二极管至少要与主要整流二极管有一样的电流额定值。

因为当晶体管关断时，会有全电流输出，图 1-9 的电路适合多组输出的正激转换器 (Multiple - Output Forward Converter)。

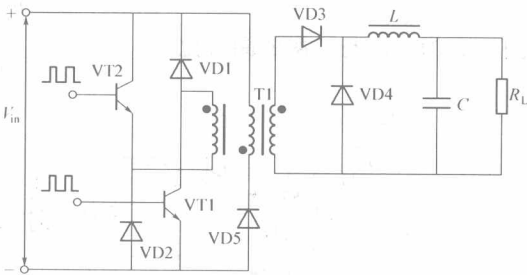


图 1-8 双晶体管正激式转换器电路

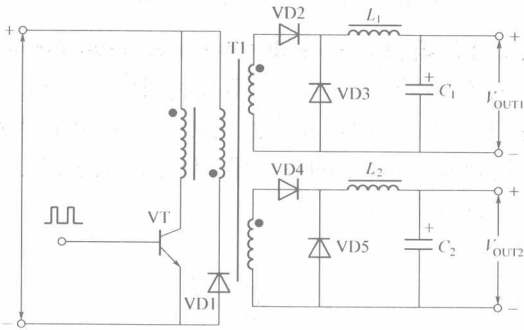


图 1-9 正激式变压器适合多组输出

第四节 推挽式转换器

推挽式转换器是由两个反相位工作的正激式转换器组合而成，在每 1/2 周时，推挽式转换器会将功率传导至负载上，所以此种转换器应称为推推转换器 (Push - Push Converter)，但至今还是习惯称为推挽式转换器。

图 1-10 为推挽式转换器电路及其电路波形，其电路有两个开关晶体管与输出二极管。由波形观察得知：在每一组中的平均电流都被减少至 50%，大于等效的正激式转换器。在晶体管导通期间，VD1 与 VD2 同时导通，会将隔离变压器的二次短路，并将功率传导至输出，其动作状态就如回流二极管。

此转换器的输出电压为

$$V_{out} = \frac{2\delta_{max} V_{in}}{n} \quad (1-19)$$

式(1-19)中的 δ_{max} 值必须小于 0.5，为了避免转换晶体管同时导通而损坏晶体管。

假设 $\delta_{max} = 0.4$ ，则式(1-19)可写成

$$V_{out} = \frac{0.8 V_{in}}{n} \quad (1-20)$$

式中： n 为一次与二次的圈数比。

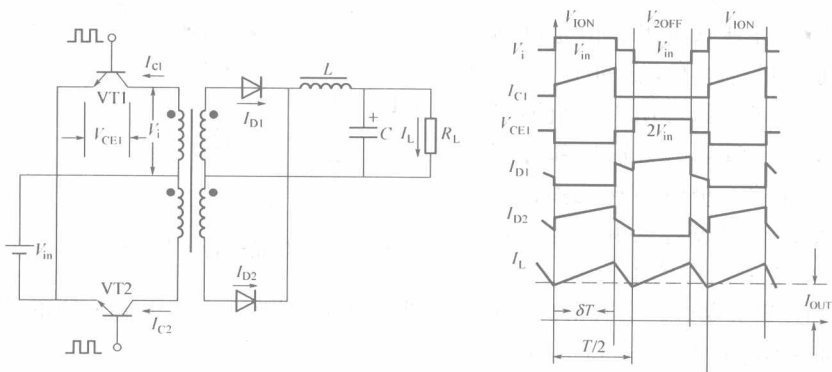


图 1-10 推挽式转换器电路与其电路波形

一、推挽式转换器变压器 (Push - Pull Converter Transformer)

前述的反激式与正激式转换器中的变压器仅利用到 $B-H$ 特性曲线的一半，因此铁心就较为笨重且有空气间隙。假定在推挽式转换器的两个晶体管，其导通时间相同，则变压器就会使用到 $B-H$ 曲线的各半部，铁心的大小仅需反激式或正激式的一半即可，而且空气间隙也不需要了。

变压器的体积为

$$V = \frac{4\mu_0\mu_e I_{mag}^2 L}{B_{max}^2} \quad (1-21)$$

式中： $I_{mag} = nV_{out} T/4L$ 为磁化电流。

二、推挽式转换器晶体管 (Push - Pull Converter Transistors)

推挽式转换器的每一半部分属于正激式转换器，在关断时，每一晶体管的集电极电压被限制为

$$V_{CEmax} = 2V_{in} \quad (1-22)$$

每一晶体管的集电极峰值电流为

$$I_C = \frac{I_L}{n} + I_{mag} \quad (1-23)$$

假设 $I_{\text{mag}} \ll I_L/n$, 可得出

$$I_c = \frac{I_L}{n} \quad (1-24)$$

据式(1-12), 可导出晶体管集电极工作电流, 以输出功率、效率与工作周期来表示为

$$I_c = \frac{P_{\text{out}}}{\eta \delta_{\text{max}} V_{\text{in}}} \quad (1-25)$$

假设转换器的效率 $\eta = 0.8$, 工作周期 $\delta_{\text{max}} = 0.8$, 则晶体管集电极工作电流为

$$I_c = \frac{1.6 P_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} \quad (1-26)$$

三、推挽式电路的缺点 (Limitations of The Push-Pull Circuit)

推挽式转换器提供了一些优点, 如非隔离的集电极驱动与较简单的驱动电路, 但是它的一些缺点, 使得离线式转换器在使用上较为不实际, 其缺点如下:

(1) 晶体管电压额定值的限制。也就是晶体管需能承受转换器二倍的输入电压及由变压器漏电感所产生的漏电感峰峰值, 如图 1-11 所示, 为实际电压与电流波形。因此, 若使用输入交流电压 AC230V, 则离线式推挽转换器的转换晶体管集电极耐压额定值必须大于 800V。这对高功率转换器确是一个问题, 因为要具有高电流、高电压的晶体管不普及且价格非常贵。

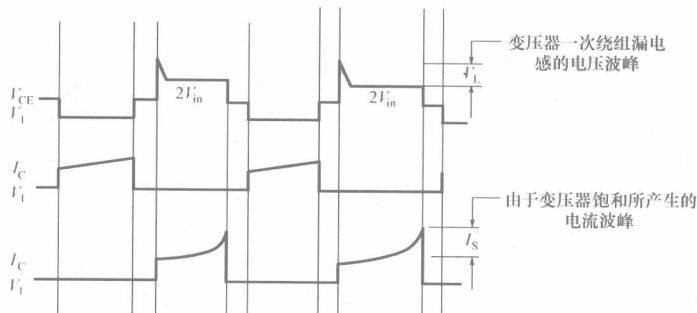


图 1-11 图 1-10 推挽式转换器的实际电压与电流波形

(2) 变压器铁心饱和问题。现所使用的转换式电源供给器, 大都使用铁氧体磁心材料来做变压器。在 20kHz 以上高频具有低功率的损失, 铁氧体磁心具有高磁化系数, 会使铁心容易产生饱和, 这也是因为其低的磁通密度值, 一般约为 3000 高斯(GS)。因此, 只要小的直流偏压值, 就会使得铁心趋于饱和状态。当其中一个晶体管导通时, 磁通会在 $B-H$ 曲线的一个方向上移动; 当第一个晶体管关断, 第二个晶体管导通时, 磁通会在 $B-H$ 曲线的另一个相反方向移动。为了使这两个区域的磁通密度能够相等, 在所有工作情况与温度下, 转换晶体管的饱和与转换特性必须是一样的。如果晶体管特性是不一样的; 就会在 $B-H$ 曲线的一个方向上发生“磁通摆动”, 使得铁心趋于饱和区域。铁心的饱和会使得其中一个晶体管的集电极有高电流波峰产生, 如图 1-11 所示。

过大的电流波峰在晶体管中会造成很大的功率损失,使得晶体管会有发烫现象产生,晶体管特性会变得更不平衡,铁心更容易趋于饱和状态且产生更高的饱和电流,此种恶劣情况持续下去,会出现晶体管达到热跑脱现象,最后导致晶体管的损坏。

对于此种问题有两种解决方法:①增加铁心的间隙,会造成漏电感值的增加且需加装会消耗功率的钳制器,因此所花费的代价就是降低转换式电源供给器的效率;②使用对称的修正电路,经由驱动产生器来保持修正 ON - OFF 比值相等,使功率变压器达到平衡,使用此种方法需有额外电路,因此会增加转换器的成本与复杂性。

为了减少推挽式电路的缺点,可使用半桥式(Half - Bridge)或全桥式(Full - Bridge)功率转换器,对转换式电源供给器设计者来说,使用半桥式转换器来做设计,是较为流行的。

第五节 半桥式转换器

使用半桥式电路有两个主要理由:①它能在输入交流电压 115V 或 AC230V 的工作情况下,不需使用高压晶体管;②只需使用简单的方法就能平衡每一转换晶体管的伏特 - 秒区间,而功率变压器不需有间隙且不需使用到价格高的对称修正电路,图 1 - 12 所示为基本的双输入电压半桥式转换器。

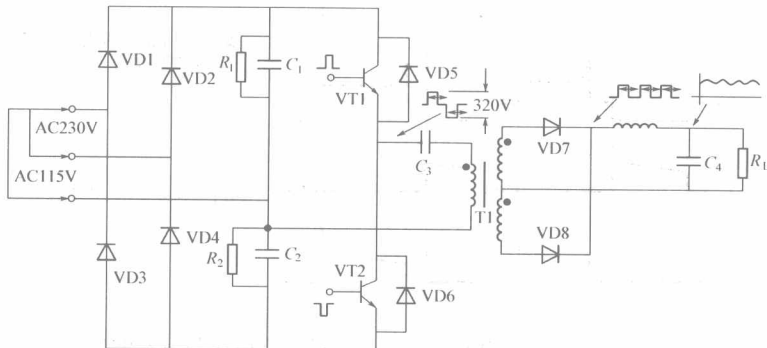


图 1 - 12 基本的双输入电压半桥式转换器

在半桥式转换器结构中,功率变压器有一端点连接到由串联电容器 C_1 与 C_2 所产生的浮点电压值端点,浮点电压值为 $V_m/2$,所以在标准的输入电压下,其值为 AC160V;变压器的另一端点则经由串联电容器 C_3 连接到 VT1 的发射极与 VT2 的集电极接头处。当 VT1 晶体管导通时,此处变压器端点会产生正 160V 电压脉波;当 VT1 晶体管关断,VT2 晶体管导通时,变压器的一次线绕组会极性反转,因此会产生负的 160V 电压脉波。在这 VT1 与 VT2 晶体管 ON - OFF 动作中,其产生的峰对峰方波电压值为 320V,经由变压器转换降低为二次电压,再经过整流、滤波而得到直流输出电压。

由上面半桥式转换器原理得知: