

西南交通大学

---

硕士学位论文

---

反激式变换器交叉调整率的研究

---

姓名：蔡劲松

---

申请学位级别：硕士

---

专业：电力电子与电力传动

---

指导教师：罗乾超

---

20100501

## 摘 要

在开关电源市场中, 400W 以下的电源大约占了市场的 70-80%。而反激式电源因为成本低, 适用于宽电压范围输入, 所以, 这一拓扑结构在开关电源的应用中非常广泛, 许多反激式单路、多路输出的开关变换器已大量的应用在充电器、机顶盒、笔记本电源适配器中。

反激式的工作方式对于多路输出的交叉调整率有着很大的影响, 这使得反激式电源在多路输出的应用中受到限制。特别是在各组输出负载电流变化较大的应用中, 交叉调整率成了一个很困难的问题, 不受控的输出组电压精度很难保证。在一些对电压精度要求比较高的应用中, 只能在非受控组后面加上了线性稳压或者三端稳压器。一方面增加了成本; 另一方面, 由于前后级电路存在一定压降, 使得电源的整体效率降低。输出电流越大, 后级电路损耗也就越大, 有时由于损耗过大, 不得不加装散热器, 使得电源的体积也随之增大。

论文具体介绍了反激式变换器的工作原理、动态过程、电磁能量传递以及多路输出变换器的控制方法, 并且重点对主输出控制法进行了深入研究。通过分析不连续模式和连续模式下交叉调整率出现的原因, 推导出影响交叉调整率的一些参数。在理论分析的基础上, 通过实验验证来确定各个参数对交叉调整率的影响, 并且对参数进行优化来改善交叉调整率。同时, 在变压器的绕组安排和叠加方式上对交叉调整率的影响也做了分析和实验验证, 并综合一些其他因素进行了交叉调整率的研究, 如变换器的连续工作程度、反射电压等。交叉调整率的改善使得反激式多路输出变换器的负载变化可以扩大到一定程度, 进而使反激式变换器可以得到更多的应用。

**关键词:** 反激变换器; 多路输出; 交叉调整率; 变压器

## Abstract

In the market of power switch, converters under 400W take up most of the share. Because of the lowcost of flyback converters and appliable for wide voltage, the topological structure is very popular now, a lot of single-output and multiple-output converters are widely used in charge, STB, notebook power adapters and so on.

The workstyle of flyback output has great influence on cross regulation of multiple-output. This limited the apply of flyback converters in multiple-output switch supplies, especially in apply of flyback converters with different groups of changeable load current, cross regulation become a big problem, it is difficult to ensure the uncontrollable output voltage precision. We have to add linear voltage regulators or a three terminal regulators to uncontrollable groups in some applications with high precision, on one hand it increases the cost, on the other hand it reduced the overall efficiency of converters for separate circuits have certain voltage drop. Sometimes we also have to add radiators which amplify the volume of converters because of heavy output current and heavy loss.

This thesis introduced the operating principle, dynamic procedure, transitivity of electromagnetic energy and control method of flyback converters. It emphasized on main output control method. It derived some parameters about the cross regulation by analysing the reasons of cross regulation in the event that it is continue current mode(CCM) and discontinue current mode(DCM). On the basis of theoretical analysis, it determined separate parameter effect on cross regulation. Meanwhile, it analysed and experimented on arrangement of windding, considered some element to research, such as the extent of continues working, reflected voltage and so on. It made the load could increase to a certain extend, and the flyback converters would expand more applications.

**Key words:** flyback converter; multi-output; cross regulation; transformer

---

# 西南交通大学 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。


本学位论文属于

1. 保密□，在 年解密后适用本授权书；
2. 不保密，使用本授权书。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名: 蔡石书

日期: 2010.5.28

指导老师签名: 

日期: 2010.5.28

## 西南交通大学硕士学位论文主要工作（贡献）声明

本人在学位论文中所做的主要工作或贡献如下：

一、详细分析了反激式变换器的工作过程，在多路输出应用中，反激式变换器的能量传递过程以及交叉调整率出现的原因，并通过实验认证反激式变换器交叉调整率可以从次级电流分配上体现出来，基于已有研究结果的基础上，推导出连续模式下一些关键的参数对于交叉调整率产生影响。

二、在已有研究成果的基础上，通过大量的实验认证，对于参与交叉调整率的各个参数进行对比实验；从变压器的参数设计到绕组安排，分别得出各个参数对于交叉调整率的影响，以及各自带来的利弊。对设计反激式多路变换器有着指导性意义。

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明。本人完全了解违反上述声明所引起的一切法律责任将由本人承担。

学位论文作者签名：蔡列松

日期：2010.5.28

# 第 1 章 绪论

## 1.1 引言

开关电源在几十年的发展过程中,已越来越成熟,应用越来越广泛,比如电脑电源、手机充电器、DVD、机顶盒以及航天电源、军用电源等,这标志着开关电源已经在很大的范围内替代原来的线性电源,开关电源与传统的线性电源相比有以下优点:

(1)体积小:由于开关电源通过高频信号来控制开关管的占空比来实现输出稳压,始终工作于高频状态。参与工作的磁性元件在高频的工作条件下有着较高的功率密度,因此,与线性电源相比,高频开关电源可以使用较小的磁元件,使得整体体积较小。

(2)高效率:无论哪种开关电源的拓扑结构,其主电路主要由电感、电容和开关器件组成。与线性电源相比,没有使用电阻元件,能量在传输过程中的损失较小,所以效率相对线性电源来说较高。这也意味着只需要较小的空间就可以保证元器件工作在安全温度范围内,所以开关电源大量应用在电源适配器中。

(3)通用性好:开关电源的控制分为 PWM 和 PFM 两大类,前者是通过改变开关周期中的占空比来进行稳压、后者是通过改变开关频率来进行稳压。即开关电源更适用于输入电压变化范围宽的场所。现在输入电压范围从 85VAC 到 265VAC 的电源基本可以覆盖全世界的电网电压标准,对于电源的流通性起作了很大的推动作用。

(4)可靠性高:可以根据不同开关电源的应用场合进行多重保护,如短路保护、输入过压保护、过流保护等等,这些功能不仅可以有效的保护处于异常情况下的电源本身,还可以将负载的受损率减小到最低。

正是因为这些优点,开关电源的研究越来越深入,使开关电源朝着更高效、更小型、更可靠的方向发展<sup>[1]</sup>。

## 1.2 开关变换器概述

PWM 开关变换器的工作原理为:通过对电网上的交流电进行整流后,会得到一个直流电压,此直流电压经过与磁性元件(电感、变压器)与开关管组成的电路,按照一定频率和占空比来进行工作。磁性元件起作的作用为储存能量,变压器起作传递能量的作用,这样一来,输出边通过整流,就可以得到直流电压,此直流电压可以通过改变开关管的占空比来进行调节,所以无论输出电流如何变化,总可以使得输出电压稳定<sup>[2]</sup>。

最基本的 PWM 变换器有四种拓扑:BUCK、BOOST、BUCK-BOOST 和 CUK 电路<sup>[3,4]</sup>,分别如图 1-1 到图 1-4 所示:

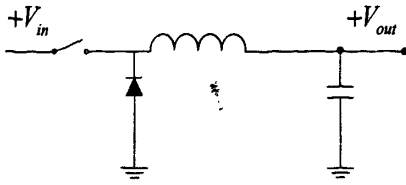


图1-1 Buck

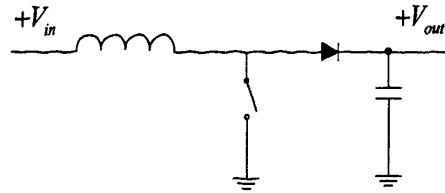


图1-2 Boost

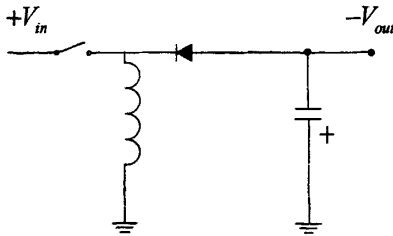


图1-3 Buck-Boost

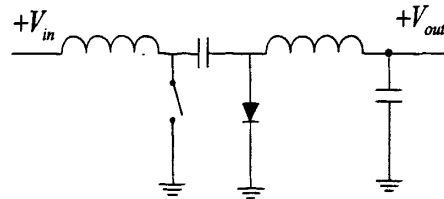


图1-4 Cuk

按其功能的不同, BUCK 电路又称为降压变换器, BOOST 电路又称为升压变换器, BUCK-BOOST 称为升降压变换器, CUK 电路是由 BUCK 和 BOOST 电路串联衍生来的。这几种基本的非隔离拓扑后来衍生出更多的拓扑结构, 比如反激变换器就是由 BUCK-BOOST 拓扑演化而来, 是反极性的拓扑结构; 正激变换器则是由 BUCK 电路演化而来的, 所以可以说这几种拓扑是核心结构<sup>[5]</sup>。

由图 1-1 到 1-4 可以看出, 基本每个拓扑都存在电感元器件, 电感元器件在这些拓扑中起作储存能量的作用, 以此进行压流变换, 根据电感上电流的波形, 这些拓扑的工作模式基本可以分为连续导电模式(Continuous Conduction Mode, CCM)、不连续导电模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)和临界导电模式(Critical Continuous Conduction Mode, CCCM)。

### 1.3 多路输出技术

随着电力电子设备的发展, 越来越多的设备需要多路不同的输入电压, 如计算机电源、机顶盒电源、DVD 电源等等, 都要求不同的电压输入以便于给内部不同的单元模块供电。例如现在的计算机电源, 分别要求 3.3V; 5V; 8V; 12V 等电压供电。最初人们将多个独立的子电源合并在一起, 每个电源独立提供电压, 以满足设备对不同电压的需求。如图 1-5 所示。

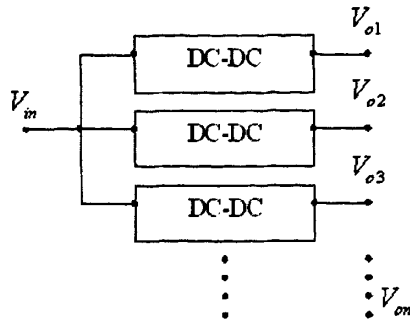


图 1-5 采用单个电源进行组合的多路输出结构图

这种方式不仅需要很高的成本，还需要占用较大的空间，所以，在实际工程应用中较少采用。

### 1.3.1 采用增加变压器绕组的多路输出

随着隔离型变换器的出现，通过在变压器上增加额外的绕组来实现多路输出被广泛应用，如图 1-6 所示。

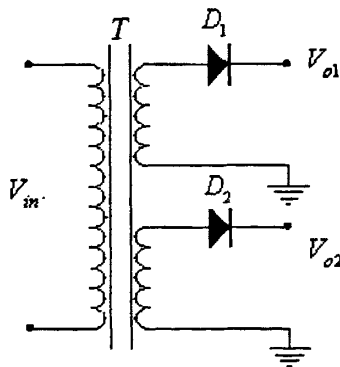


图 1-6 利用增加变压器额外绕组来实现多路输出结构图

这种方式被大量的应用在各种拓扑上，正激、反激等拓扑上应用得最为广泛。其结构简单，成本低廉，容易实现。但是这为 PWM 控制带来了困难，PWM 控制的中心思想是利用输出电压取样，与基准相比较，若输出电压与基准存在一定差异，PWM 控制器将调节开关管的占空比，使得输出电压恒定不变。基于这个原因，多路输出的出现又使得 PWM 控制在多路电压输出应用中有了新的变化<sup>[6-11]</sup>。



### 1.3.2 多路输出的几种控制方式

#### (1) 主输出单路控制法

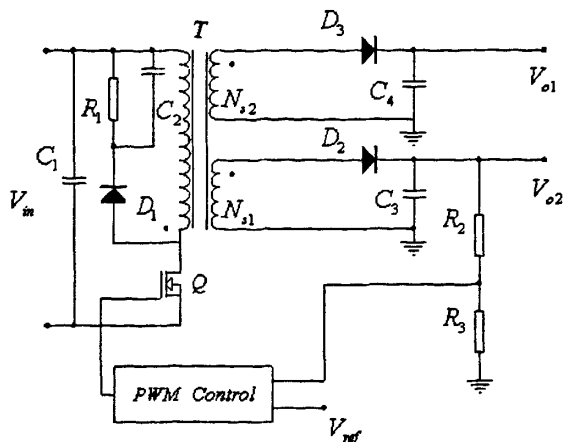


图 1-7 采用主输出单路控制的反激式多路变换器

图 1-7 为主输出单路控制的反激式多路变换器。由图 1-7 可以看出, 变换器只对  $V_{o1}$  进行稳压, 其中主输出电压  $V_{o1}$  通过采样反馈形成闭环调节, 而辅助输出电压  $V_{o2}$  不进行采样反馈, 仅通过变压器的磁耦合进行交叉调节。这种多路输出方式由于存在变压器漏感和绕组电阻, 使  $V_{o2}$  上出现交叉调节误差, 电压调节精度低于主输出  $V_{o1}$ 。当  $V_{o1}$  或  $V_{o2}$  上的负载变化很大时,  $V_{o1}$  上的电压会基本维持不变, 但是  $V_{o2}$  上的电压会根据负载的变化偏离额定电压很多<sup>[12]</sup>, 有可能使得后级的负载遭到损坏。

#### (2) 加权控制法

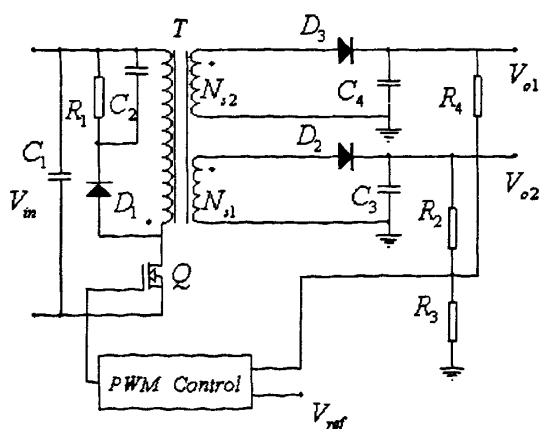


图 1-8 采用加权控制法的反激式多路变换器

为了使开关变换器的各路输出都得到一定程度的调节, 可对开关变换器的各路输出进行加权反馈控制<sup>[13]</sup>, 如图 1-8 所示。采用加权电压反馈调节, 同时检测各路输出

电压并反馈各路输出电压的加权和到控制电路中，通过设计各路输出电压的反馈加权因子，可以调整各路输出电压的误差大小，使得各路输出电压均满足调节要求。这种调节方式的优点是开关变换器整体的稳压精度比较高，是一种比较简单、经济的多路输出电压调节控制方法。但它的反馈信号是相对独立的各支路电压的加权和，其实质是通过改变加权因子将误差在各支路上重新分配。在使用这种方法时需要在设计的时候通过负载的变化计算加权因子，需要经过多次迭代，才能将交叉调整率在一定的负载变化范围内调节到可以接受的范围。尽管如此，在某些负载情况下，其交叉调整率仍然非常差，甚至不如主输出单路控制法。

(3)多路输出的有源控制

利用脉冲宽度调制-脉冲延迟(PWM-PD 即 Pulse Width Modulation -Pulse Delay)技术是多路输出系统中的有源控制技术。

PWM-PD 控制方式原理图如图 1-9 所示。控制时序如图 1-10 所示。

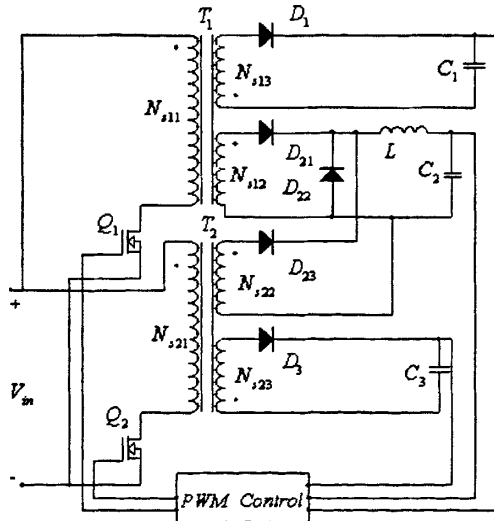


图 1-9 PWM-PD 控制原理图

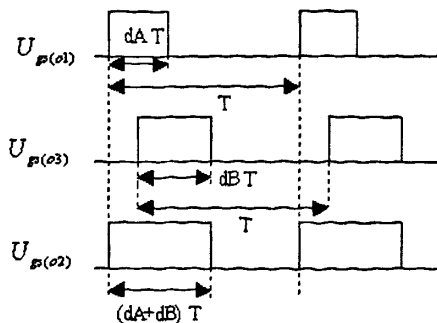


图 1-10 PWM-PD 控制时序图

在图 1-10 中， $U_{gs}(O1)$  为图 1-9 中上管  $Q_1$  的驱动信号、 $U_{gs}(O3)$  为下管  $Q_2$  的驱动信

号。由图 1-9 可以看出, 上管  $Q_1$  对  $N_{s13}$ 、 $N_{s12}$  两个绕组进行控制; 下管  $Q_2$  对  $N_{s22}$ 、 $N_{s23}$  两个绕组进行单独控制, 电路工作在固定的开关频率, 易获得 3 路或更多路的输出电压。各路电压均可得到精确调节<sup>[14-18]</sup>。

由于反激式变换器的应用场合限制, 有源控制的方式在反激变换器中应用得很少, 所以本论文主要针对反激式变换器交叉调整率在无源控制方法上的改进。

## 1.4 论文的主要工作

反激式变换器主要应用于中小功率场合, 特别是反激式多路输出变换器, 一般应用于小功率。小功率电源要求小体积、低成本和低发热量, 所以并不适合采用有源多路控制方式。大多数反激式多路输出电源都采用无源的多路控制方式, 这就需要尽量的从设计上来改善交叉调整率。Keyue M Smedly 在《Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Mode》一文中针对反激式变换器 DCM 状态进行了分析, 提出了由于次级电流分配不均而造成交叉调整率的出现, 并提出了通过改变钳位电阻等方法来改善交叉调整率; 国半首席工程师 Joe Marrero 在《Improving cross regulation of multiple output flyback converters》一文中分析了次级电流的上升沿造成电压过冲的这一过程, 并提出了通过人为增加漏感, 使得绕组漏感匹配来改善交叉调整率的方法。这些前人的研究成果为交叉调整率的分析及改善提供了指引方向。

本文将在分析反激式变换器的工作原理、反激式多路输出变换器的工作过程和能量传递过程基础上, 从理论上分析了交叉调整率出现的原因。基于反激变换器的两种基本工作模式(CCM、DCM), 研究并分析影响其交叉调整率的参数。详细研究了一些关键性设计参数对于交叉调整率的影响, 变压器绕组在骨架上的分配以及变压器以外的元器件参数对于交叉调整率的影响。

论文的主要工作:

1. 重点分析了反激式变换器的工作过程、连续模式和不连续模式的特点、PWM 控制方法、反激式变换器的设计原则, 参与到设计中的各个参数的作用。
2. 详细分析了反激式多路变换器能量从初级分配到次级各个绕组的过程, 主要针对主输出单路控制进行分析。在已有研究的基础上, 从连续程度、占空比等参数, 扩展研究范围, 分别对 CCM 和 DCM 工作模式进行研究。
3. 针对反激变压器设计需要定义的几个参数对交叉调整率的影响进行研究, 从电流波形系数、反射电压、初始负载的设计以及一些外围元件来改善交叉调整率。
4. 采用一台多路输出的反激式变换器作为实验平台, 对变压器的结构、绕组安排等因素对于交叉调整率的影响进行研究, 并且分析各种利弊, 优化交叉调整率的同时, 尽量考虑到效率上的提高。并进行了相应的实验验证。

## 第 2 章 反激变换器

### 2.1 引言

反激式变换器自从出现以来,就被大量的应用在各种中小功率场合。其结构简单、体积小、成本低廉,而且在所有的隔离型开关电源中,反激式变换器是无需输出滤波电感的(滤波电感在所有的正激拓扑中都是必须的)<sup>[5]</sup>。这一优点,使得反激式变换器的体积减小,成本降低。

反激式变换器由于其特殊的工作原理,所以无需额外增加像正激一样的变压器复位电路。反激式变换器开关管上所承受的最大应力也比正激类拓扑要小,占空比变化的范围可以较大,输入电压的变化范围可以更加宽。

反激式变换器的工作方式无需增加额外的复位电路,但是由于变压器中含有较高的直流成分,所以变压器一般都要开气隙,来增加饱和电流,避免变压器饱和。但是,这使得反激式变换器漏感的增加。也由于特殊的工作方式,反激式变换器无需输出滤波电感,所以在一个周期的导通时间( $T_{on}$ )内,变换器的输出电压靠输出大电容来维持,这就导致反激变换器输出电压纹波较大。

尽管反激式变换器有利有弊,由于它的优点在一些场合非常实用,所以仍被广泛应用。下面将详细介绍反激式变换器的具体工作过程和不同工作模式的特点。

### 2.2 反激变换器原理

反激式变换器的拓扑图如图 2-1 所示:

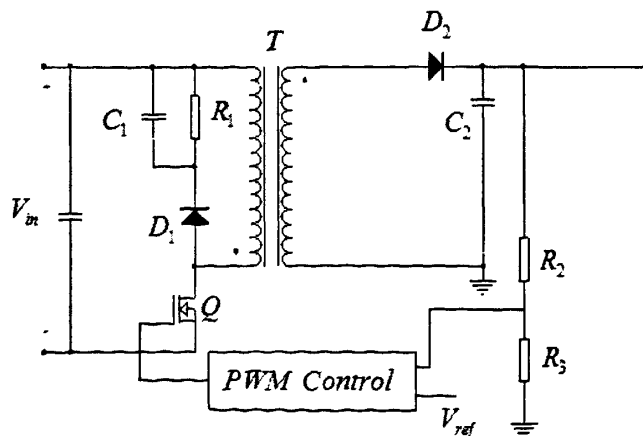


图 2-1 反激式变换器的结构图

图 2-1 为反激式变换的基本结构图,由图可以看出,当 Q 开通时,输入电压  $V_m$  加在变压器初级两端,但是注意图中变压器的同名端位置,电压加在变压器初级的时候,

次级的二极管  $D_2$  是反偏的, 所以次级在  $T_{on}$  的时候是没有电压输出的。此时, 变压器从输入端吸收能量并且存储在变压器的初级电感里。当  $Q$  关断时, 变压器初级的电压极性为下正上负, 此时次级二极管正向导通, 电流经二极管给输出电容  $C_2$  充电, 同时为负载供电<sup>[19]</sup>。

## 2.3 反激变换器工作模式

反激式变换器与图 1-1 到图 1-4 的拓扑类似, 根据电感上电流波形可以分为连续导电工作模式(CCM)和不连续导电工作模式(DCM), 下面将分别介绍两种工作模式下的反激变换器。

### 2.3.1 连续 (CCM) 工作模式

反激变换器在连续工作模式下的波形图如图 2-2 所示。

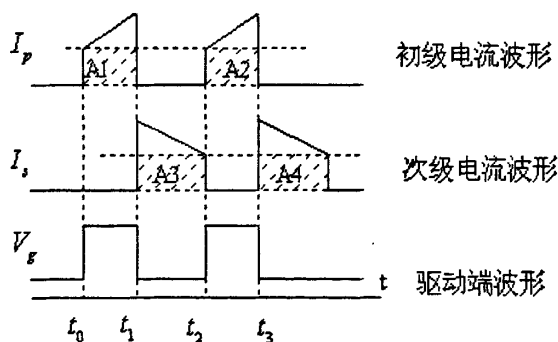


图 2-2 工作于 CCM 下的波形图

由图 2-2 可以看到工作于 CCM 模式下的反激变换器的工作过程: 在  $t_0$  时刻, 开关  $Q$  导通,  $t_0 \sim t_1$  期间初级电感上的电流呈线性上升; 在  $t_1$  时刻  $Q$  关断, 初级电感电流瞬间下降到 0 (初级电感电流不等同于变压器励磁电感上的电流, 这会在下一章结合交叉调整率详细说明), 次级二极管开始正向导通。从图中可以看出, 在  $t_1$  时刻初级电感电流下降到 0 的时候, 次级绕组电流  $I_s$  为最大值。  $t_1 \sim t_2$  期间, 次级电流呈线性下降, 一直到下一个周期的来临。由于工作在 CCM 模式下, 初级电感上所储存的能量并不会全部释放到次级去, 根据电感储能公式(2-1):

$$P = \frac{1}{2} \times \frac{LI_p^2}{T} \quad (2-1)$$

所以在  $t_0$  时刻, 初级电感电流并没有从 0 开始上升, 而是呈一个阶梯状的平台上

升, 在此梯形的平台内, 阴影部分 A1 和 A2 即为未释放到次级的电流, 以能量的形式存储在初级电感内, 次级电流波形中 A3 和 A4 也是因为这个原因<sup>[20]</sup>。

工作于 CCM 模式下的反激变换器, 其初级电感电流的  $\frac{di}{dt}$  会比较小, 拥有较好的 EMI 特性, 而且效率相比 DCM 要高。

### 2.3.2 不连续(DCM)工作模式

反激变换器在不连续模式下的波形图如图 2-3 所示:

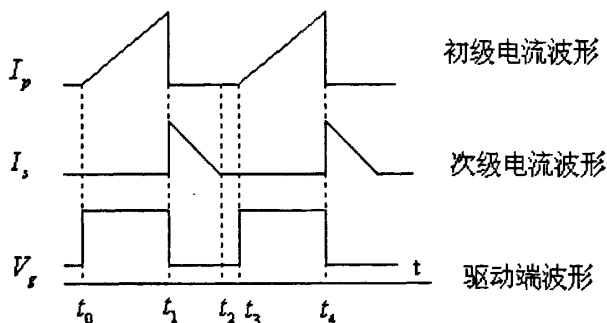


图 2-3 工作于 DCM 下的波形图

由图 2-3 可以看出, 工作于 DCM 下反激变换器的特点: 在  $t_0$  时刻, 当 Q 导通时, 初级电感电流开始从 0 线性上升; 在  $t_1$  时刻, Q 关断, 此时次级电流  $I_s$  为最大值; 在  $t_1 \sim t_2$  期间,  $I_s$  线性下降。在  $t_2$  时刻, 次级电流  $I_s$  已经下降到 0, 而  $t_3$  时刻 Q 才再一次导通。在  $t_2 \sim t_3$  这段时间内, 变压器储存的能量已经完全释放到次级, 初级电感上的电流也为 0, 没有储存任何的能量, 所以这种工作模式称为 DCM。

另外, 当  $I_s$  波形下降到 0 的位置不是  $t_2$ , 而是  $t_3$  的话, 这种模式就称为临界连续模式(Critical Continuous Conduction Mode, CCCM)。由于反激变换器的工作模式会随着负载和输入电压的调整而改变, 绝大部分时间都是工作在 CCM 或者 DCM 模式下, 临界模式只会在某个特定的情况下出现。

## 2.3.3 DCM 向 CCM 的转换

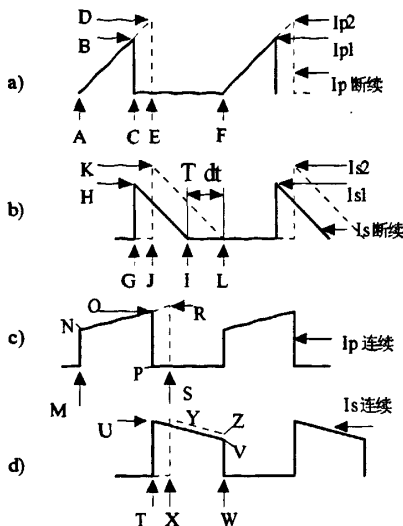


图 2-4 DCM 向 CCM 模式过渡的示意图

图 2-4 中的(a)和(b)中的实线表示不连续模式的初/次级电流。初级电流是从零开始上升的三角波，开关管导通结束时，电流上升到  $I_{p1}$ ，也就是图中 B 点所示。

关断瞬间，根据变压器初次级电流之比等于匝比的倒数，则储存于初级的电流  $I_{p1}$  由式(2-2)转换到次级，即为图中(b)的 H 点。由于关断时次级同名端为正，次级电流以式(2-3)的斜率下降。其中， $L_s$  为次级电感，它等于初级励磁电感与  $(N_p/N_s)^2$  的乘积(注： $N_p$  为初边圈数、 $N_s$  为次边圈数)。电流在 I 点降为零，它离下一周期开始(F)点有一定死区  $T_{dt}$ 。这种情况下，初级能量全部提供给负载。其平均电流(输出直流电流)是三角波 GHI 与其占空比乘积的平均值。

$$I_{s1} = (N_p / N_s) I_{p1} \quad (2-2)$$

$$dI_s / dt = V_o / L_s \quad (2-3)$$

由图可知，要保证变换器工作在 DCM 模式下，那么  $T_{dt}$  一定要大于 0。若输出功率增加，占空比会随之增加。初级电流峰值会从 B 点移到 D 点，次级电流峰值会从 H 点移到 K 点，且开始的时刻从 G 点移到 J 点。

反馈环为了稳压，次级电流下降的斜率  $V_o / L_s$  将保持不变，次级电流降为 0 的时间更接近下一个导通时刻，这将缩减  $T_{dt}$ 。在 L 点，次级电流刚好在开关管再次导通时刻降为零。此点便是临界模式的工作点。

只要电路工作于不连续模式,且有死区时间存在,增加导通时间就会增加初级电流三角波面积和次级电流三角波 GHI 的面积直至其上限 JKL。并且,由于负载电流是次级三角波电流的平均值和占空比的乘积,导通时间的延长将使次级在关断时间内向负载提供更大的电流。

死区时间缩短为 0 后,由于次级电流的后沿无法再向右移,负载电流的增加在增加导通时间的同时也使关断时间缩短。这样,次级电流的前沿将比 J 点迟而比 K 点高,因此到下一导通时间开始时,变压器次级仍然残留一定电流(能量)。

此时初级电流的前沿会出现小阶梯。反馈环试图延长导通时间(超过 J 点)以提供更大的直流负载电流。于是,在接下来的几个关断时间内,关断结束时的次级电流即导通时的初级电流阶梯值将增加。若干周期后,初级电流前沿阶梯值及关断时间结束时的次级电流均足够大,使 XYZW 包围的面积稍微大于提供负载电流所需的面积,此时反馈环开始减小导通时间,使得初级阶梯电流持续时间从 M 点到 P 点,使次级梯形电流持续时间从 T 点到 W 点。

在 W 点,根据伏秒平衡,变压器初级开关管导通时间的导通伏秒数与其关断时间的关断伏秒数相等。这是变压器磁芯磁通在每个周期结束时能沿磁滞回线复位到起始点的条件。

不连续模式下次级峰值电流为连续模式下的 2~3 倍。若两种模式下的关断时间基本相等,且波形平均值相同,则不连续模式的三角波值会明显比连续模式下的梯形波峰值高得多。

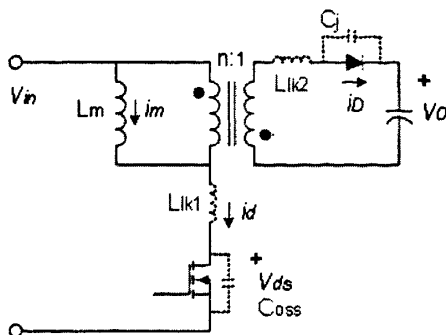
不连续模式下的次级电流峰值大,在关断瞬间会产生较大的输出电压尖峰,这会造成较大的噪音。

虽然不连续模式有这些缺点,但是不连续模式本身的变压器励磁电感小从而响应快,且输出负载电流和输入电压突变时,输出电压瞬态尖峰小<sup>[20,21]</sup>。

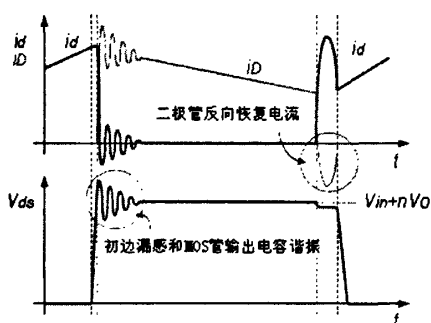
这个过程对于反激式交叉调整率的研究有着很重要的意义。因为次级所分配到的能量可以反映在次级电流的波形上。而且由这个过程可以看出,当反激变换器工作在 CCM 模式下时,负载减小或者输入电压升高,都可能使变换器从 CCM 模式进入 DCM 模式。而多路输出中的交叉调整率最坏的情况总是出现在一路输出重载、另外的轻载的情况下,工作在 CCM 模式下的变换器会根据负载的变化不可避免会进入 DCM 模式。



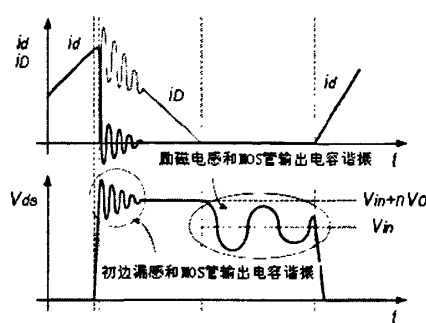
## 2.4 RCD 钳位



a) 有寄生参数的等效反激变换器模型



b) CCM 模式的相关波形



c) DCM 模式的相关波形

图 2-5 考虑到寄生参数的反激变换器模型以及相关波形

在图 2-5(a)所示反激变换器模型中,考虑的寄生参数有:1、变压器初级漏感;2、变压器次级漏感;3、开关管(MOSFET)的输出结电容;4、次级整流管的结电容。当 MOSFET 关断的时候,初级电流 $i_d$ 在瞬间给 MOS 管的输出结电容 $C_{oss}$ 充电。当此电压 $V_{ds}$ 超过输入电压加上输出反射电压( $V_{in}+nV_o$ )时,次级二极管开始导通,以至于励磁电感 $L_m$ 两端电压被钳位在 $nV_o$ 。初级漏感 $L_{lk1}$ 和 MOS 管的输出结电容 $C_{oss}$ 一起高频振荡,会产生高电压尖峰,这个尖峰就有可能造成 MOSFET 损坏。在 CCM 的工作模式下,次级二极管将持续导通直到 MOSFET 开通为止。MOSFET 开通后,次级二极管的反向恢复电流被加到初级电流去。所以在 MOSFET 导通瞬间,在初级有大的电流冲击。在 DCM 模式下,因为次级电流在每个周期前就已经耗尽,所以剩下励磁电感 $L_m$ 和 MOS 管的输出结电容 $C_{oss}$ 谐振<sup>[22]</sup>。

由 2.3 节可以知道,实际应用中的变压器的漏感是一定存在的,虽然可以用一些手段去减小它,但是漏感是无法消除的。漏感虽然不会传递能量,但是当反激变换器中的开关导通时,它仍然会储存能量;关断的时候,漏感将会与变压器上的寄生电容以电压尖峰的形式进行释放。如果不对此尖峰采取削弱的措施,将有可能在一定的条件

下造成电压振荡和击穿开关管，造成电源损坏。对于此电压尖峰的抑制措施，称为钳位。

在反激变换器中，应用最为广泛的的就是 RCD 钳位方式。

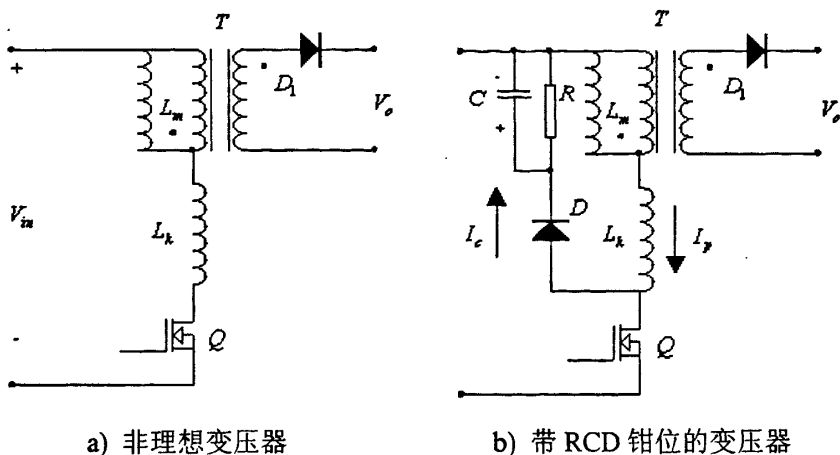


图 2-6 实际变压器的等效模型和带 RCD 钳位的变压器

图 2-6(a)中， $L_m$  是变压器的励磁电感， $L_k$  为变压器的初级漏感。图 2-6(b)为带 RCD 钳位的变压器，漏感在开关关断时产生的能量，可以通过电阻 R、电容 C 和二极管 D 组成的 RCD 钳位电路很快释放掉，释放的程度取决于钳位电路中各个元件的取值。在设计中，必须保证开关管上的最大电压尖峰不超过开关管能承受的最大电压值并且留有一定裕量为佳。因为 RCD 钳位电路只是将尖峰吸收并且消耗在电阻 R 上，以此来减少开关管上承受的最大电压，所以这是一种以消耗一定功率来换取开关管工作在安全电压范围内的方法。

RCD 钳位电路的具体工作过程如下：

当开关管导通的时候，初级电流线性上升，图 2-6(b)所示的电流  $I_p$  正向增加。此时，二极管 D 是反偏截止的，整个 RCD 没有工作。当开关管关断时，初级电流  $I_p$  会在  $L_m$ 、 $L_k$  上产生相应的反向电压。在反激变换器中，励磁电感上的能量此时被传到次级去。而漏感上的能量无法进行传递，此时漏感上电压的使 D 导通，电流  $I_c$  经二极管 D 流向电容 C，此时 C 被迅速的充电。当二极管 D 截止后，电容 C 上的能量经由 RC 并联电路释放，电阻 R 将电容上的能量消耗掉。

钳位方式对于交叉调整率也有着影响，而且不同的钳位方式对于交叉调整率的影响也不同。除 RCD 钳位方式外，还有有源钳位方式、LCD 钳位方式等。由于每种钳位方式对交叉调整率的影响都很大，这里只分析应用最广泛的 RCD 钳位方式，并以 RCD 钳位方式为基础来分析反激变换器的交叉调整率<sup>[22-26]</sup>。

反激拓扑中的变压器跟其他拓扑的变压器在工作方式上有很大的不同，特别是多路输出应用中的变压器。这不仅是反激变换器区别于其他变换器的一个重要特征，还

是理解交叉调整率出现的关键原因，下一节将详细介绍反激变压器的工作方式及其电磁传递过程。

## 2.5 反激变压器的工作过程及设计方法

### 2.5.1 反激变压器的特性

反激式变换器中的变压器承担着两个重要的任务：1. 储存能量；2. 释放能量并完成变压。

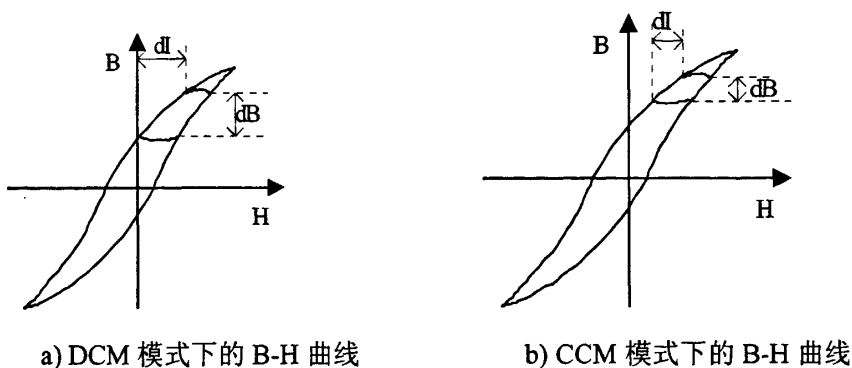


图 2-7 不同工作模式下的 B-H 曲线

图 2-7 为变压器的磁感应曲线即 B-H 曲线(B 为磁通密度、H 为磁场强度)。由图可以看出，在 DCM 模式下，在一个周期内 H 是要回到零点的。这是因为在 DCM 模式下，变压器励磁电感上的电流会线性下降到 0，根据安培定律式(2-1)，可以知道 H 在开关管导通的瞬间是从零开始变大的。同理可知，CCM 模式下由于励磁电感上的电流总会呈现一个阶梯状，所以如图 2-7(b)，H 不会回到 0。

$$\sum H(t) l_m = ni(t) \quad (2-4)$$

其中： $H(t)$  是磁场强度、 $l_m$  是磁路长度、 $n$  为线圈圈数、 $i(t)$  为线圈中的电流。

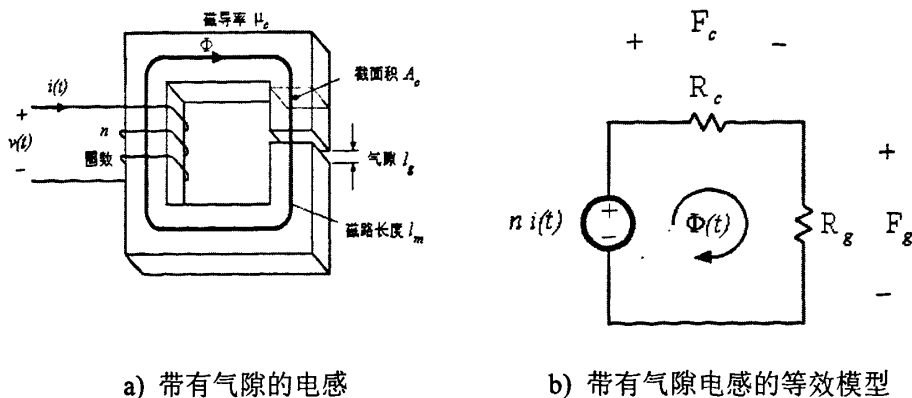


图 2-8 带有气隙电感的模型

图 2-8 是带有气隙的电感模型，根据带气隙电感公式(2-5)可以看出电感量与气隙

长度成反比。并且通过式(2-5)到式(2-8)和图 2-9 可以看出有气隙的电感，饱和电流得到了增加<sup>[27,28]</sup>。

注：式(2-5)到式(2-6)中， $L$  为电感量、 $l_c$  为总磁路长路与气隙长度之差、 $l_g$  为气隙长度、 $\mu$  为磁性元件磁导率、 $\mu_0$  为空气磁导率、 $I_{sat}$  为饱和电流、 $B_{sat}$  为饱和磁通密度、 $A_c$  为磁芯截面积。

$$L = \frac{n^2}{\left(\frac{l_c}{\mu A_c} + \frac{l_g}{\mu_0 A_c}\right)} \quad (2-5)$$

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A_c}{n} (R_c + R_g) \quad (2-6)$$

其中： $R_c = \frac{l_c}{\mu A_c}$ 、 $R_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c}$ 。

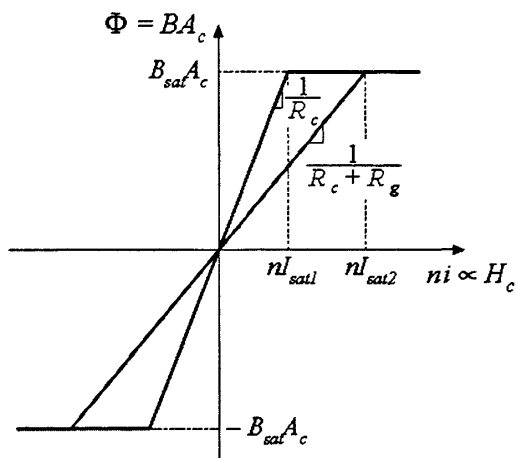


图 2-9 带有气隙电感的饱和电流图

因为这种特性，所以反激式变换器在使用铁氧体作为磁芯材料的时候，需要开一定的气隙，才会使反激变压器在工作的时候不至于饱和。

### 2.5.2 反激变压器的电磁传递过程

根据法拉第定律，变化的电流会引起变化的磁场，变化的磁场会产生感应电动势，如式(2-7)：

$$V(t) = \frac{d\Phi(t)}{d(t)} \quad (2-7)$$

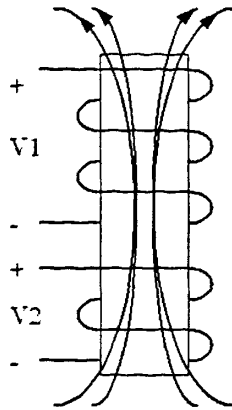


图 2-10 电磁感应的示意图

如图 2-10 所示，V1 为激励源，V2 为感应电动势。电磁感应的过程为：当 V1 两端加上电压后，电流会从 V1 的正端流向 V1 的负端。根据右手定则，在磁芯中会产生一个磁通，磁通总是要从起始点开始，经过磁路，形成一个环路，再回到起始点。这样一来，磁链在返回到 V1 绕组的时候，也穿过了 V2 绕组，V2 绕组受到 V1 绕组产生的磁通的影响，便会产生感应电动势 V2。由于开关电源是工作在高频的状态下，所以相对于 V1 来说，是一个高频电压。在高频电压作用下产生变化的磁场，继而使 V2 绕组不断的产生感应电动势，这也是高频开关电源区别于传统的线性电源特点之一。通过高频化，使得激励源不同于传统的交流工频电源，使开关电源的体积随着频率的增加而减小<sup>[29]</sup>。

### 2.5.3 反激变压器的漏磁通

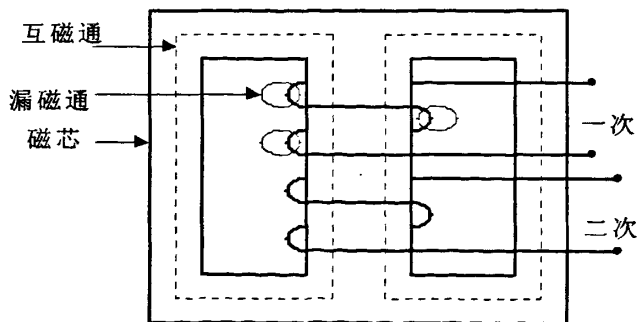


图 2-11 变压器的结构图

从图 2-11 可以看出在变压器中磁链经过的路径，大部分磁链都从磁芯上穿越，再回到起点，但是有一部分磁链并未通过磁芯来回到起点，而是通过空气形成回路。这部分由一次绕组产生的磁链就没有通过二次绕组，没有通过二次绕组就意味着这部分

磁通不能使二次绕组感应出电动势，所以它并没有参与能量传递过程，这部分未参与能量传递的“电感”就是漏感<sup>[30]</sup>。

漏感实际上是分布在变压器的整个线圈上。因为漏磁通是由一次绕组建立的，这个磁通并未与二次绕组建链，这是实际应用中的变压器和理想变压器的一个明显的区别。这部分漏感不仅会使变压器的效率变低，还会对交叉调整率产生影响，第三章将进行详细分析。

#### 2.5.4 反激变压器的设计

在设计反激变换器时，有很多种不同的方法。但是原则上都一样，只是在计算顺序上有些改变，或者是根据同一参数用不同的表达式来计算。不管用哪种方法，都需要人为设定一些参数，再通过一些迭代步骤来完成设计。这里介绍一种反激式变换器的计算方法，由此可以看出一些需要人为设定的关键性参数。下一章将讨论这些参数的设计对交叉调整率的影响，如果设计得当，交叉调整率会得到显著的提高。

在设计一个变压器时，首先就是要确定变压器的型号和材质。大多数开关电源的变压器的材质都采用铁氧体磁芯，铁氧体是一种陶瓷性的铁磁材料，它是由氧化铁和其他锰、锌氧化物混合构成的晶体。因为有很高的电阻率，所以铁氧体的涡流损耗很低。

大多数适合于功率变压器的铁氧体的直流磁滞回线特性都是相似的，当温度为 100 摄氏度时，它们都在 3000G 到 3200G 范围内达到 10%的饱和，都具有 0.10—0.15 Oe 的矫顽力，剩余磁通密度都为 900—1200G。

铁氧体磁芯的几何形状及尺寸各有不同，有灌状、RM 型、EE 型、EF 型、PQ 型、UU 型等。

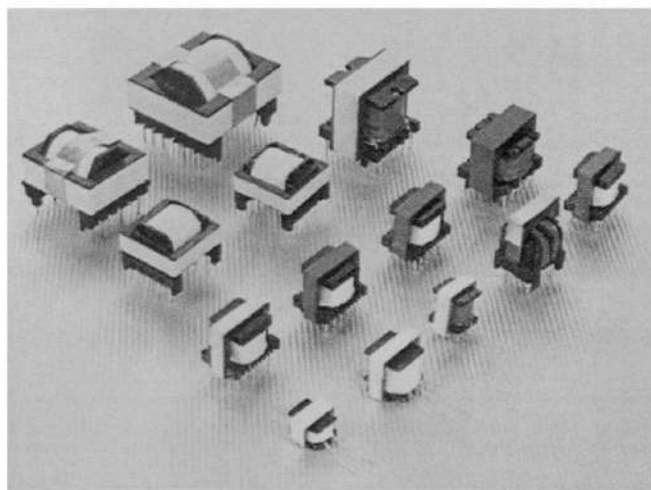


图 2-12 高频变压器外形

变压器的材质选定后，就要根据所需要设计的输出功率和频率大小来选择变压器

的型号, 计算变压器的窗口面积。计算变压器窗口面积的方法应用得最广泛的是 AP 算法, 但是这种算法存在一定误差。因为其计算公式中包含估算的因子, 而且随着变压器的工作环境温度、散热方式的不同, 其结果会有较大的差异<sup>[20]</sup>。

要设计反激变压器, 必须要清楚的知道设计功率、输入输出电压等因数, 以下为一种设计过程:

步骤 1: 确定系统要求: 最高直流输入电压  $V_{\max}$  和最低直流输入电压  $V_{\min}$ , 单位为伏特(V); 输出电压  $V_o$  和输出功率  $P_o$ 。如果是多路输出, 确定主输出, 总功率  $P_o$  (W); 确定电源参考效率  $\eta$ ; 开关工作频率  $f_s$  (HZ)。

步骤 2: 确定反射的输出电压  $V_{OR}$  (V), 此参数在一定程度上决定了变换器的最大占空比, 在取值的时候需要考虑到初级开关管能承受的最大值。

步骤 3: 对不同的工作模式及电流波形设定电流波形参数  $K_p$ , 如图 2-13, 根据式 (2-8) 定义电流波形参数。当  $K_p < 1$  时, 变压器工作在 CCM 状态; 当  $K_p = 1$  时, 变压器工作在 DCM 状态。

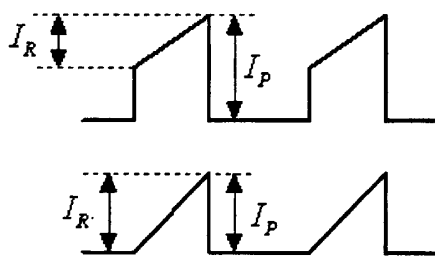


图 2-13 电流波形参数的定义

$$K_p = \frac{I_R}{I_p} \quad (2-8)$$

其中:  $I_R$  为初级纹波电流,  $I_p$  为初级峰值电流

步骤 4: 根据  $V_{\min}$  和  $V_{OR}$  确定最大占空比  $D_{MAX}$ 。

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}} \quad (2-9)$$

步骤 5: 通过图 2-13 对于  $K_p$  的定义, 计算出初级峰值电流  $I_p$ 。

在 CCM 模式下:

$$I_p = \frac{I_{AVG}}{(1 - \frac{K_p}{2}) \times D_{MAX}} \quad (2-10)$$

在 DCM 模式下:

$$I_P = \frac{2 \times I_{AVG}}{D_{MAX}} \quad (2-11)$$

其中： $I_{AVG}$  为输入平均电流：

$$I_{AVG} = \frac{P_O}{\eta \times V_{MIN}} \quad (2-12)$$

步骤 6：计算初级电感量  $L_p$ 。

$$L_p = \frac{10^6 \times P_O}{I_P^2 \times K_p \times (1 - \frac{K_p}{2}) \times f_s} \times \frac{\frac{1}{2} \times (1 - \eta) + \eta}{\eta} \quad (2-13)$$

步骤 7：选定变压器型号。

变压器型号确定后，可以得到几个固定的变压器相关参数：

磁芯等效截面积  $A_e$ ：单位为平方厘米。

磁芯等效磁路长度  $L_e$ ：单位为厘米。

磁芯无气隙的等效电感量  $A_L$ ：单位为  $nH / \text{圈}^2$ 。

骨架宽度 BW：单位为毫米。

步骤 8：确定次级匝数  $N_s$

次级匝数  $N_s$  取值根据输出电压从  $N_s = 0.6$  圈/伏 开始迭代。

步骤 9：根据  $N_s$  来计算初级匝数  $N_p$  或者辅助绕组匝数  $N_{sn}$ 。

$$N_p = N_s \times \frac{V_{OR}}{V_o + V_D} \quad (2-14)$$

$$N_{sn} = N_s \times \frac{V_{sn} + V_{Dsn}}{V_o + V_D} \quad (2-15)$$

式(2-14)和式(2-15)中， $V_D$  是主输出绕组整流二极管的压降； $V_{sn}$  是辅助输出电压； $V_{Dsn}$  是辅助绕组整流二极管的压降。

步骤 10：计算单位为毫米的气隙长度：

$$L_g = 40 \times \pi \times A_e \times \left( \frac{N_p^2}{1000 \times L_p} - \frac{1}{A_L} \right) \quad (2-16)$$

步骤 11：根据初级圈数  $N_p$  来确认变压器工作在饱和磁通密度内。

$$B_{PK} = \frac{0.4 \pi N_p (I_{DC} + \frac{\Delta I}{2}) \times 10^{-4}}{L_g + \frac{L_e}{\mu_m}} \quad (2-17)$$



式(2-17)中  $B_{PK}$  的单位为特斯拉(T), 如果计算出来  $B_{PK}$  大于等于最大磁通密度, 则需要改变之前的一些参数重新进行迭代计算, 以保证变压器工作在安全范围内<sup>[31-35]</sup>。

从以上的设计步骤可以看出, 设计一个反激变压器, 设计者需要自己确定一些值, 例如次级匝数  $N_s$ 、反射电压  $V_{OR}$  以及电流波形参数  $K_p$  等。不同的值对于变换器的一些性能会产生影响, 比如效率、纹波、甚至交叉调整率。在下一章里, 将会从多路输出的反激变换器模型入手, 推导出影响交叉调整率的一些参数, 并且讨论如何调节这些参数来改善交叉调整率。

## 2.6 小结

本章重点介绍了反激变换器的工作过程、变压器的电磁转换工作过程、不同工作模式之间的转换过程和考虑到了实际寄生参数的模型, 并介绍了反激变压器的设计过程。在本章内, 可以清楚的通过以上内容了解到反激变换器的能量传输是如何进行的, 在设计反激变压器时有一些设计人员必须确定的参数。下一章里, 将以本章为基础, 衍生到多路输出的反激变换器, 分析交叉调整率的一些规律和原因, 以及从设计上进行改进的方法。

## 第 3 章 反激变换器的交叉调整率

### 3.1 引言

反激变换器被大量的应用在 DVD、机顶盒、电视机控制、仪表设备等。这些场合基本上都是低功率(5~30W 范围内), 成本和体积的要求都比较严格。而在机顶盒、仪表设备等应用中, 都要求多电压输入, 反激式多路输出变换器在这些区域内应用得非常多。但是一些端口对于电压波动很敏感, 对电压精度的要求比较高, 有些为 5% 的电压精度, 甚至 2% 的电压精度。这对利用低成本的增加额外绕组以获得额外输出的方式提出了难题。由于交叉调整率涉及到变压器设计、电磁感应、外围元件选择、绕组安排方式等方面, 所以设计人员对于交叉调整率这一难题往往无处下手。有时只能在额外输出绕组上加上三端稳压或者是多加上一级 DC-DC 电路(如图 3-1), 这使得原本低成本、小体积的反激变换器失去了原有的优点。

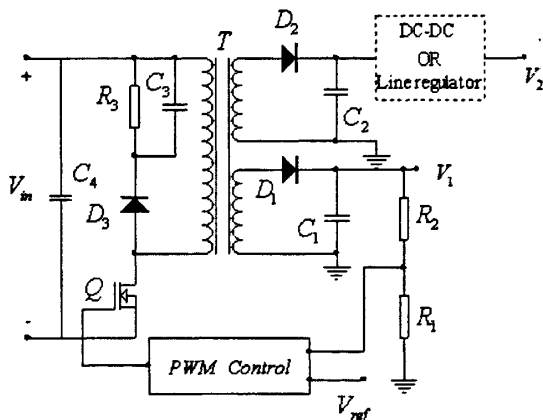


图 3-1 额外增加一级电压变换的结构图

使用图 3-1 所示的结构时, 如果不受控组使用三端线性稳压, 则会损失较大的效率。因为三端线性稳压就相当于将图 3-1 中的  $D_3$  整流后的电压分担了一部分, 以此在三端上形成一个压差  $\Delta V$ , 来保证  $V_{o2}$  不变。但是  $V_{o2}$  组上的电流也要流过此级, 所以会造成  $\Delta V \times I_{o2}$  的功率损失。当  $V_{o2}$  组上的电流较大或者压差  $\Delta V$  较大时, 其形成的损耗功率也随之增大。而且如果电源本身的交叉调整率就很差, 随着图 3-1 中两组输出的负载变化,  $D_3$  整流后的电压也会大范围的变化, 这将会造成  $\Delta V$  也随之变大, 还有可能损坏三端稳压器。当使用 DC-DC 作为后级转换, 效率会比使用三端提高很多, 但是会带来系统元器件的增加和成本的上升。

分析出交叉调整率出现的原因, 便可改善交叉调整率, 从而减少一些不必要的元件。

## 3.2 采用单路控制法交叉调整率的变化规律

### 3.2.1 交叉调整率的定义

交叉调整率是在多路输出的系统中才会出现的术语。它的定义为：多路输出系统中，在某一输入电压下，某一路输出电压由于本身负载或其他输出组负载变化而造成的最大电压变化量 $\Delta V_n$ 与其对应的额定电压 $V_n$ 的百分比，见式(3-1)。

$$S = \Delta V_n / V_n \times 100\% \quad (3-1)$$

用交叉调整率这个指标可以清晰的看出多路输出电源的每一路输出电压在应用时会偏离额定电压的最大值。如果负载对于电压变化比较敏感，则需要交叉调整率较好的电源。

### 3.2.2 输出电压偏离额定电压的规律

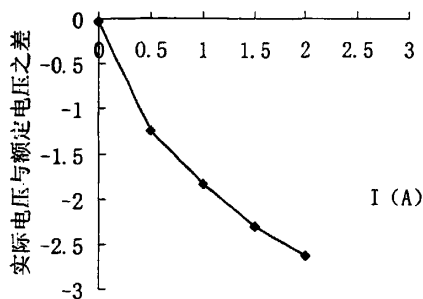
在采用单路主输出控制方式的电源中，非受控组每一路输出电压在本身和其他输出组带不同负载时，会呈现出不同的偏离情况，而这种情况是有规律的，最坏的情况会出现在本身负载很轻、而其他绕组负载很重；或者本身负载很重，而其他绕组负载很轻的情况下。在这两种情况下，输出电压在前一种情况下会呈现出实际输出电压大于其额定电压；在后一种情况下会呈现出实际输出电压低于其额定电压。一个正偏、一个负偏，其实际电压差值，即为式(3-1)中的 $\Delta V_n$ 。

表(3-1)是实际测试的一个双路输出电源数据，其输出额定电压为 3.3V 和 5V，采用 3.3V 组为主控，5V 组的实际输出电压可以从表中看出：

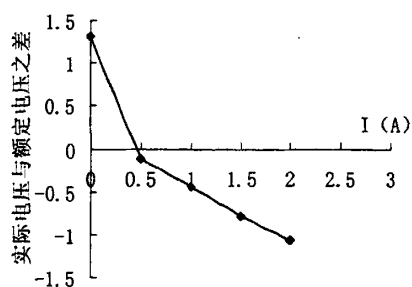
表 3-1 实测一个双路输出电源输出电压随负载变化数据

主输出 带载情况(A)	副输出组 带载情况(A)	主输出组 实际输出电压 (V)	副输出组 实际输出电压 (V)	实际输出 电压偏离额定 电压值(V)
0	0	3.38	4.97	-0.03
0	0.5	3.38	3.76	-1.24
0	1	3.38	3.17	-1.83
0	1.5	3.38	2.7	-2.3
0	2	3.38	2.37	-2.63
0.5	0	3.38	6.32	+1.32
0.5	0.5	3.38	4.89	-0.11
0.5	1	3.38	4.55	-0.45
0.5	1.5	3.38	4.21	-0.79
0.5	2	3.38	3.93	-1.07

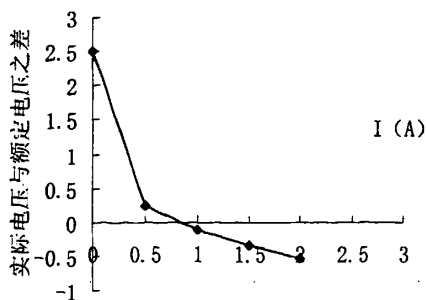
1	0	3.38	7.5	+2.5
1	0.5	3.38	5.25	+0.25
1	1	3.38	4.89	-0.11
1	1.5	3.38	4.67	-0.33
1	2	3.38	4.47	-0.53
1.5	0	3.38	8.17	+3.17
1.5	0.5	3.38	5.6	+0.6
1.5	1	3.38	5.09	+0.09
1.5	1.5	3.38	4.85	-0.15
1.5	2	3.38	4.7	-0.3
2	0	3.38	9.16	+4.16
2	0.5	3.38	5.93	+0.93
2	1	3.38	5.26	+0.26
2	1.5	3.38	4.99	-0.01
2	2	3.38	4.84	-0.16



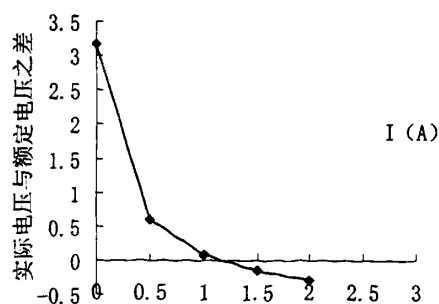
a) 3.3V 组空载



b) 3.3V 组带 0.5A



c) 3.3V 组带 1A



d) 3.3V 带 1.5A

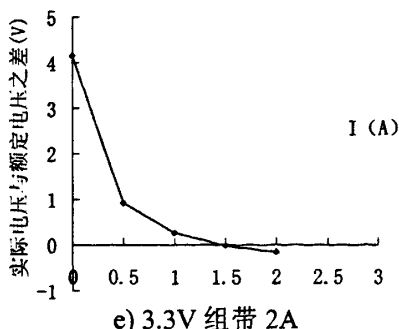


图 3-2 在主输出带不同负载下，不受控组的电压偏离图

对比图 3-2 中(a)-(e)图可以看出，在采用单路控制法时，不受控组电压偏离额定电压是呈现这样一个规律的<sup>[36]</sup>：

- 1、当受控组所带负载越重，不受控组的实际输出电压偏离额定电压越多；
- 2、当受控组所带负载一定时，不受控组的实际负载越轻，则实际输出电压会越正偏于额定电压；
- 3、当受控组所带负载一定时，不受控组的实际负载越重、则实际输出电压会越负偏于额定电压；
- 4、当受控组和不受控组带载情况大致相同时，则实际输出电压接近于额定电压。

### 3.3 交叉调整率出现的原因

#### 3.3.1 基于次级电流上升沿的分析

在第二章里介绍了实际变压器和理想变压器相比，最大的不同点就是在实际变压器中有漏感的存在，而这个漏感的存在也使得初级和次级、次级和次级之间的电磁耦合程度受到影响。

在开关管开通期间，原边电流不断的上升，在 $T_{on}$ 结束时达到峰值 $I_p$ 。这个电流在开关断开的瞬间，会被传递到副边。理解交叉调整率非常重要的一点是，传递到副边的电流是如何被副边的多路输出所分配的。下面会证明在传到副边的电流中，大部分会传递到漏感最小的那一路输出中去。如果这一路没有用做开关管PWM的反馈控制，那么它的峰值就会很高。相反，如果这一路用于开关管PWM的反馈控制，那么其他路的输出就会降低。

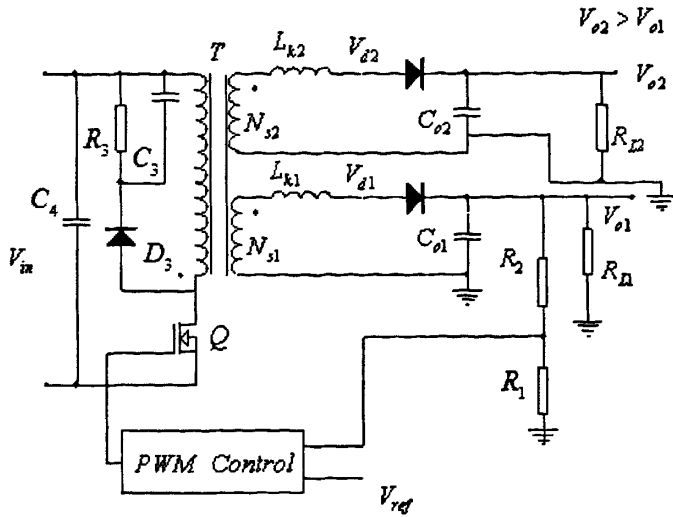


图 3-3 单路控制中考虑到次级漏感的双路输出模型

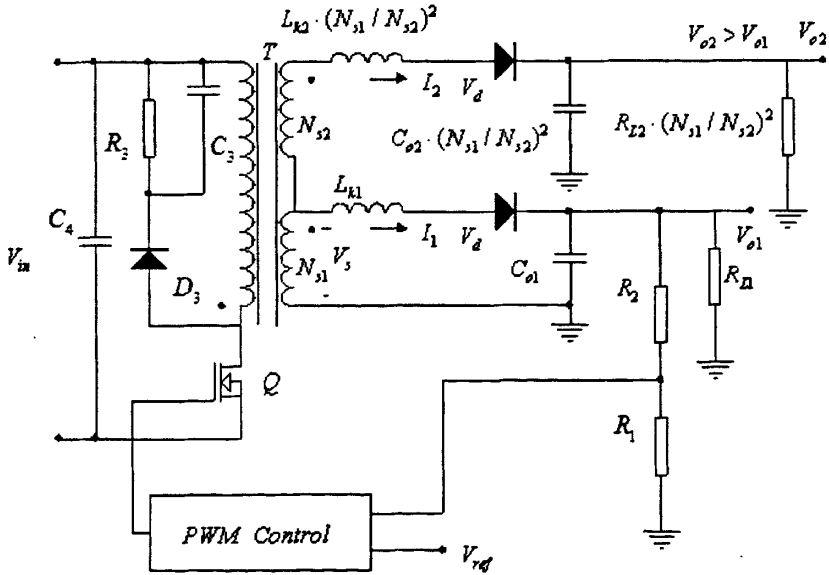


图 3-4 将绕组 2 折算到绕组 1 中的等效模型

根据变压器折算的公式，绕组 2 的漏感为  $L_{K2}$ ，绕组 1 和绕组 2 的匝比为  $N_{S1} / N_{S2}$ ，则折算后绕组 2 的漏感为  $L_{K2} [N_{S1} / N_{S2}]^2$ ，同理可以得到绕组 2 折算到绕组 1 后其他参数如图 3-4 所示。

若这里假设第二路输出的漏感是第一路输出漏感的两倍。即  $L_{K2} = 2L_{K1}$ ，可以看到，如果  $V_{d1} = V_{d2} = V_d$ ，那么，在漏感两端产生的压降是相等的。其两端的压降为  $V_o = V_s - (V_{o1} + V_d)$ 。只要主开关管一关断，电流就会按照法拉第定律分配：

$$L_{K2} \times [N_{S1} / N_{S2}]^2 \times \frac{di_2}{dt} = V_o \tag{3-2}$$

$$i_2 = \int di_2 = \int_0^t \frac{V_o}{2L_{K1} \times [N_{S1} / N_{S2}]^2} dt = \frac{V_o}{2L_{K1} \times [N_{S1} / N_{S2}]^2} t \quad (3-3)$$

对于方程推导出的结论，由于  $V_o$  是时间的函数，因而，实际来说是不会成立的。但是为了理解漏感对交叉调整率的影响，假认为  $V_o$  是不随时间变化的。根据式(3-4)，可以推出  $i_1 = mt$ 。

$$i_1 = \frac{V_o}{L_{K1}} t \quad (3-4)$$

令  $m = \frac{V_o}{L_{K1}}$ ，可得：

$$i_1 = mt \quad (3-5)$$

比较式(3-5)和式(3-3)，假设  $V_{O2}$  大于  $V_{O1}$ ，设  $V_{O2} = 50V$ ； $V_{O1} = 5V$ ，则  $N_{S2} = 10 N_{S1}$ 。所以， $[N_{S1} / N_{S2}]^2 = 1:100$ ，根据式(3-5)和式(3-6)可推出  $i_2 = 50 i_1$ 。

$$i_2 = \frac{m}{2 \times [N_{S1} / N_{S2}]^2} t = 50 mt = 50 i_1 \quad (3-6)$$

因而，流过  $V_{O2}$  的初始电流会是  $V_{O1}$  的 50 倍(如图 3-5)，导致  $V_{O2}$  的电压远高于 50V。

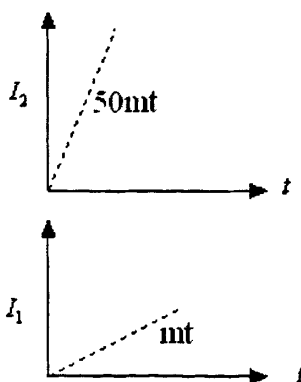


图3-5 次级电流上升段示意图

当  $i_1$  电流最终上升到等于负载电流加上给电容的充电电流时，反馈信号立刻给开关管一个开通信号，停止能量传输。此时，第二路就会出现非常严重的过冲。这是根据次级电流在初级进行能量传输起到次级建立起电压期间的分析。在图 3-5 中看到的电流上升比较慢，实际上电流上升这段时间很短，几乎是一瞬间。但是，这个过程足以像本节中分析的那样，引起电压过冲<sup>[37]</sup>。

### 3.3.2 基于次级电流全周期内波形的分析

以上已经详细的分析了反激变换器的动态工作过程，可以通过理论分析和实际测试一些关键性的波形来验证。在前面一节里，详细介绍了从初级进行能量传输起到次级建立起电压这一段期间，次级电流的变化会对交叉调整率产生影响。本节将详细的介绍在整个周期内，多路输出中对于交叉调整率影响的一些参数及其造成交叉调整率的变化。

根据图3-6和前面介绍的反激变换器使用RCD钳位电路时的工作过程，可以推出图3-7的波形图。

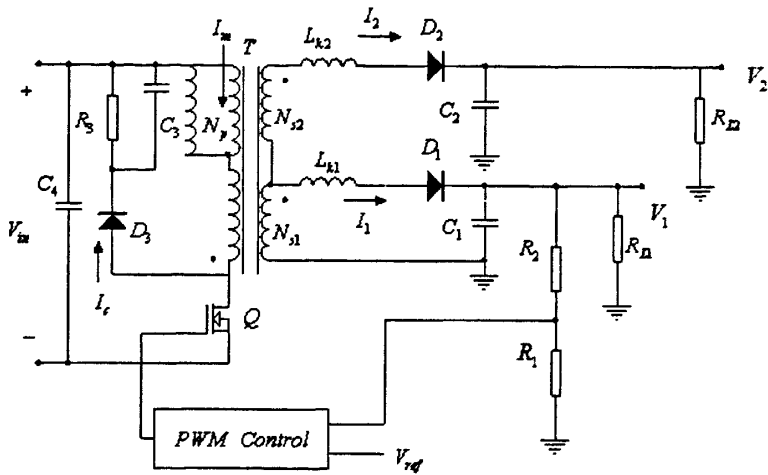


图3-6 使用RCD钳位反激多路输出变换器的等效模型

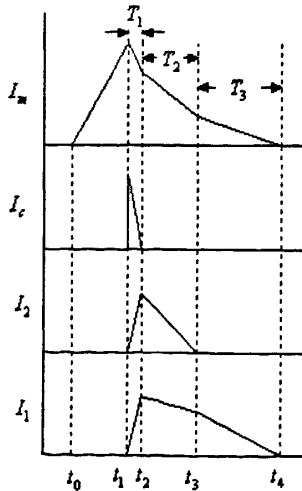


图3-7 RCD钳位反激多路输出变换器的波形图

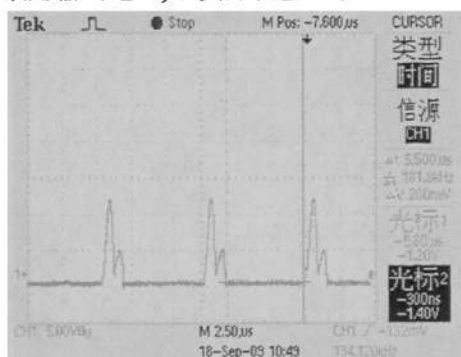
以图3-6和图3-7可以知道各点电流的变化，图3-7中的 $t_0 \sim t_1$ 段，正是开关管导通的时间段( $T_{on}$ )。在 $t_1 \sim t_4$ 期间，都是开关管关断的时间段( $T_{off}$ )，从开关管关断的一瞬间开



始, 次级电流和钳位电路上的电流才出现。并且正是因为因为在  $T_{off}$  内, 电流的分配由于一些参数的不同, 造成电流大小也会不同。影响波形的参数有钳位电路的参数、变压器初级漏感、次级漏感、绕组的预负载等, 其详细过程会在下一节里进行叙述。

由图3-7中的  $I_1$  和  $I_2$  的波形结合第二章所述内容可以看出, 他们所包围的面积相差较大, 此波形所对应的交叉调整率也会比较差。图3-8为RCD钳位反激多路输出变换器在不同电压偏离度  $\Delta V\%$  (注:  $\Delta V\% = \frac{V_{real} - V_{nom}}{V_{nom}} \times 100\%$ ,  $V_{real}$  为实际输出电压;  $V_{nom}$  为

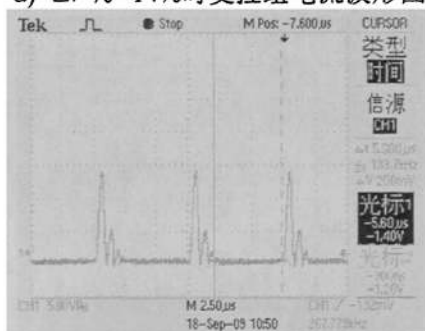
额定输出电压)下实际测量的波形图。



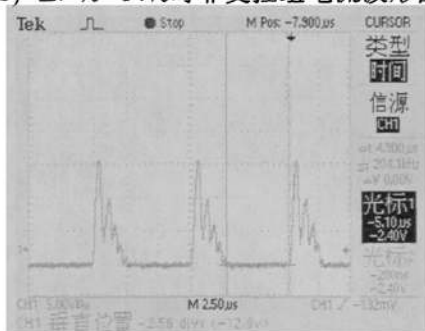
a)  $\Delta V\% = 14\%$  时受控组电流波形图



b)  $\Delta V\% = 14\%$  时非受控组电流波形图



c)  $\Delta V\% = 17.2\%$  时受控组电流波形图



d)  $\Delta V\% = 17.2\%$  时非受控组电流波形图



e)  $\Delta V\% = 0$  时受控组电流波形图



f)  $\Delta V\% = 0$  时非受控组电流波形图

图3-8 不同电压偏离度下的次级电流波形

由图3-8可以看出, 偏离度越大时, 受控组和非受控组的次级电流波形所包围的面

积相差也比较大；当偏离度为0时(图3-8中的(e)、(f))，两者包围的面积基本相等，也意味着在一个周期内电流平均值基本相等。

### 3.4 次级电流分配原则

在3.3节中，介绍了反激式变换器交叉调整率出现的原因是因为次级电流的分配造成的，在本节里详细介绍次级电流如何进行分配。

多路输出的反激变换器在实际应用中存在初级漏感、次级漏感，所以要使用钳位电路来保证开关管工作在安全工作电压范围内，本文着重讨论采用RCD钳位方式为基础的反激变换器，图3-6为考虑到漏感的等效模型图，由于图3-6仍然是两个绕组的结构，现在将图3-6的绕组都折算到初级绕组中去，如图3-9所示：

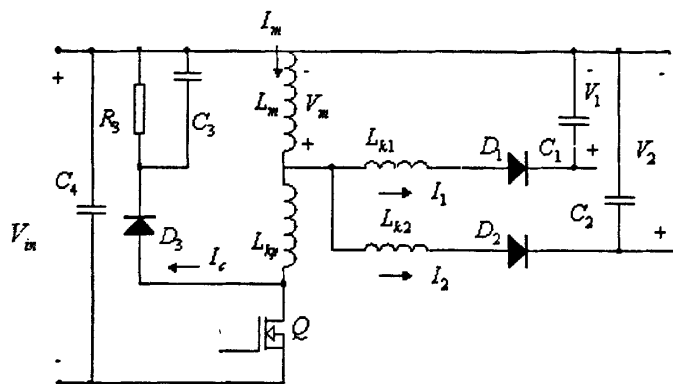


图3-9 将绕组归算后的模型

在图3-9中，标出了要讨论的相关参数的方向和极性。在以下的分析中，假设绕组2的额定电压比绕组1的高，而且绕组2的负载比绕组1的轻。

### 3.4.1 DCM 模式的分析

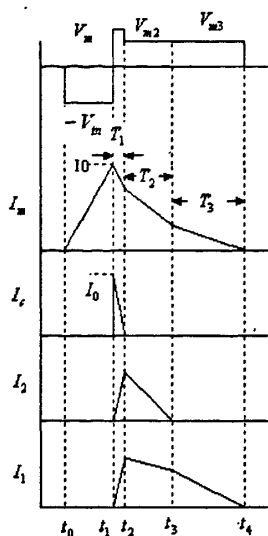


图3-10 DCM下的各点波形图

根据Keyue M Smedly在《Cross Regulation in Flyback Converter:Analytic Mode》一文中对图3-10进行分析,当开关管在 $t_0$ 导通时,励磁电感 $L_m$ 上的电流 $I_m$ 开始呈式(3-7)线性上升。

$$I_m(t) = \frac{V_{in}}{L_m + L_{kp}} t \quad (3-7)$$

在 $t_1$ 时刻,开关管关断,大部分的励磁电流通过漏感流入RCD钳位电路中去。则图3-10中 $T_1$ 期间的等效电路图如图3-11所示,在这里假设 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 电容都足够大,以至于在整个开关周期内它们上面的电压都为常数。并且假设所有的二极管上压降都可以忽略不计。

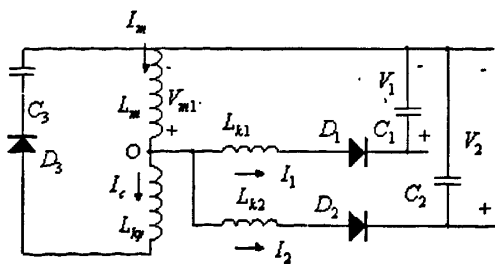


图3-11  $T_1$ 期间的等效电路图

由图3-11可以看出,在 $T_1$ 期间里,节点0的总电流可以用式(3-8)表示出来:

$$i_m = i_c + i_1 + i_2 \quad (3-8)$$

将式(3-8)求导有:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_c}{dt} + \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3-9)$$

将式(3-9)中的电流用相应的电压来表示有:

$$-\frac{V_{m1}}{L_m} = \frac{V_{m1} - V_c}{L_{kp}} + \frac{V_{m1} - V_1}{L_{k1}} + \frac{V_{m1} - V_2}{L_{k2}} \quad (3-10)$$

令  $K_1 = L_m / L_{k1}$ ;  $K_2 = L_m / L_{k2}$ ;  $K_m = L_m / L_{kp}$ , 则式(3-10)可以表达为:

$$V_{m1} = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2 + K_m V_c}{1 + K_1 + K_2 + K_m} \quad (3-11)$$

在  $T_1$  期间内, 流入  $C_3$  的电流为:

$$I_c(t) = -\frac{V_{m1} - V_c}{L_{kp}} \cdot t + I_0 \quad (3-12)$$

其中  $I_0$  为当开关管关断时的励磁电流;

$T_1$  段时间可以由  $I_c(t)=0$  推导出来:

$$T_1 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{1 + K_1 + K_2 + K_m}{V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2} \quad (3-13)$$

在  $T_1$  期间, 两组输出的电流分别为:

$$I_1(t) = \frac{(V_{m1} - V_1) \cdot K_1}{L_m} \cdot t \quad (3-14)$$

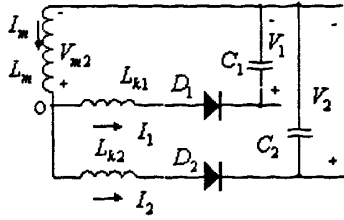
$$I_2(t) = \frac{(V_{m1} - V_2) \cdot K_2}{L_m} \cdot t \quad (3-15)$$

在  $T_1$  的结束时刻  $t_2$ , 当流入钳位电容的电流下降到 0 时, 两个输出绕组的峰值电流通过式(3-14)和式(3-15)可以推导出:

$$I_{2PK2} = \frac{K_2 I_0 (1 + K_1 + K_2 + K_m) (V_2 - V_{m1})}{K_m (V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)} \quad (3-16)$$

$$I_{1PK2} = \frac{K_1 I_0 (1 + K_1 + K_2 + K_m) (V_1 - V_{m1})}{K_m (V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)} \quad (3-17)$$

在钳位电容上的电流  $I_c(t)$  变为 0 后,  $D_3$  反偏, 此时图 3-10 中  $T_2$  阶段的等效电路为图 3-12 所示:

图3-12  $T_2$  期间的等效电路图

由图3-13可以推导出:

$$i_m = i_1 + i_2 \quad (3-18)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3-19)$$

$$\frac{V_{m2}}{L_m} = \frac{V_{m2} - V_2}{L_{k2}} + \frac{V_{m2} - V_1}{L_{k1}} \quad (3-20)$$

同样用K值来表达  $V_{m2}$  为:

$$V_{m2} = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2}{1 + K_1 + K_2} \quad (3-21)$$

在  $T_2$  期间内, 输出电流  $i_2$  为:

$$I_2(t) = \frac{V_{m2} - V_2}{L_{k2}} \cdot t + I_{2PK2} \quad (3-22)$$

因为绕组2的负载比绕组1的负载要轻, 并且电压比绕组1的高, 所以  $I_2(t)$  比  $I_1(t)$  先降为0。所以  $T_2$  可以根据  $I_2(t)=0$  来推导出来:

$$T_2 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{(1 + K_1 + K_2)(K_1 V_1 + K_m V_c - V_2 - V_2 K_1 - V_2 K_m)}{(V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)} \quad (3-23)$$

绕组1上的电流在  $T_2$  期间为:

$$I_1(t) = \frac{V_{m2} - V_1}{L_{k1}} \cdot t + I_{1PK2} \quad (3-24)$$

由式(3-23)和式(3-24)可以推导出在  $t_3$  时刻绕组1的瞬时电流为:

$$I_{1PK3} = \frac{K_1 I_0 (V_2 - V_1)}{V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1} \quad (3-25)$$

式(3-25)说明: 如果两组输出电压相同,  $I_{1PK3}$  为0, 意味着两组输出电流同时降到0, 有着相同波形。

在  $t_3$  时刻后, 只有  $L_m$  和  $L_{k1}$  上有电流, 图3-10所对应  $T_3$  阶段里的等效电路图如图(3-14)所示:

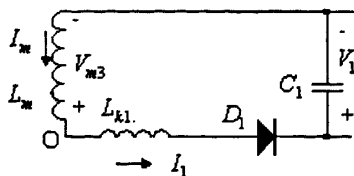


图3-13  $T_3$  期间等效电路图

此时:

$$I_1(t) = -\frac{V_1}{L_{k1} + L_m} \cdot t + I_{1PK3} \quad (3-26)$$

$T_3$  同样的可以让  $I_1(t) = 0$  来推导出来:

$$T_3 = \frac{I_0 L_m (V_2 - V)(1 + K_1)}{V_1 (V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)} \quad (3-27)$$

从以上的分析中可以得出, 在关断期间两组输出中的平均电流可以表达为:

$$I_{2average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} \cdot I_{2PK2} \cdot (T_1 + T_2) \right] = \frac{K_2 L_m I_0^2}{2K_m} \cdot \frac{(-K_1 V_1 - K_m V_c + V_2 + V_2 K_1 + V_2 K_m)}{[(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)(-V_c - V_c K_1 - V_c K_2 + K_2 V_2 + K_1 V_1) \cdot T]} \quad (3-28)$$

$$I_{1average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} T_1 I_{1PK2} + \frac{1}{2} (I_{1PK2} + I_{1PK3}) \cdot T_2 + \frac{1}{2} I_{1PK3} T_3 \right] = \frac{K_1 L_m I_0^2}{2K_m T} \cdot \frac{M}{V_1 ((V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)(K_2 V_2 + K_1 V_1 - V_c - V_c K_1 - V_c K_2))} \quad (3-29)$$

其中:

$$M = K_m K_2 V_2^2 + K_m K_1 V_1 V_2 - K_m K_1 V_c V_2 + K_1 V_1 V_2 - K_m V_c V_2 - K_m K_2 V_2 V_c - K_m K_2 V_1 V_2 + K_m V_1 V_2 + V_1 V_2 + K_m K_1 V_c V_1 - K_m K_1 V_1^2 - K_1 V_1^2 + K_m K_2 V_c V_1 \quad (3-30)$$

两个绕组平均电流的比值为:

$$\frac{I_{2average}}{I_{1average}} = \frac{K_2 V_1 (V_2 + V_2 K_1 + V_2 K_m - K_1 V_1 - K_m V_c)}{K_1 M} \quad (3-31)$$

式(3-31)可以用来表示实际输出电压偏离额定电压的程度。从以上的内容可以看出, 用RCD钳位时, 在DCM模式下, 影响交叉调整率的参数有: 初级漏感、次级漏感、

励磁电感、钳位程度等等<sup>[36]</sup>。

图3-14和图3-15为DCM模式下非受控组带不同负载下初级电流和次级电流的仿真图，其中图3-14和图3-15相同的主要参数为：励磁电感量为500 $\mu$ H、主输出3.3V，负载为1.5 $\Omega$ ；副输出为5V。不同的参数为：图3-14中副输出的负载为10 $\Omega$ ；图3-15副输出负载为2.5 $\Omega$ 。

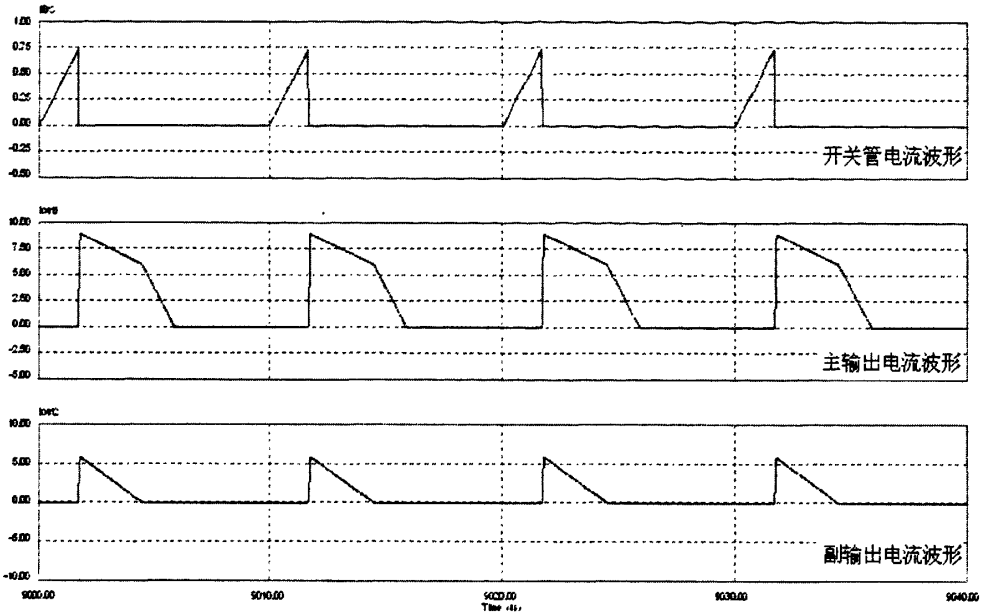


图3-14 副输出的负载为10 $\Omega$ 时的相关波形

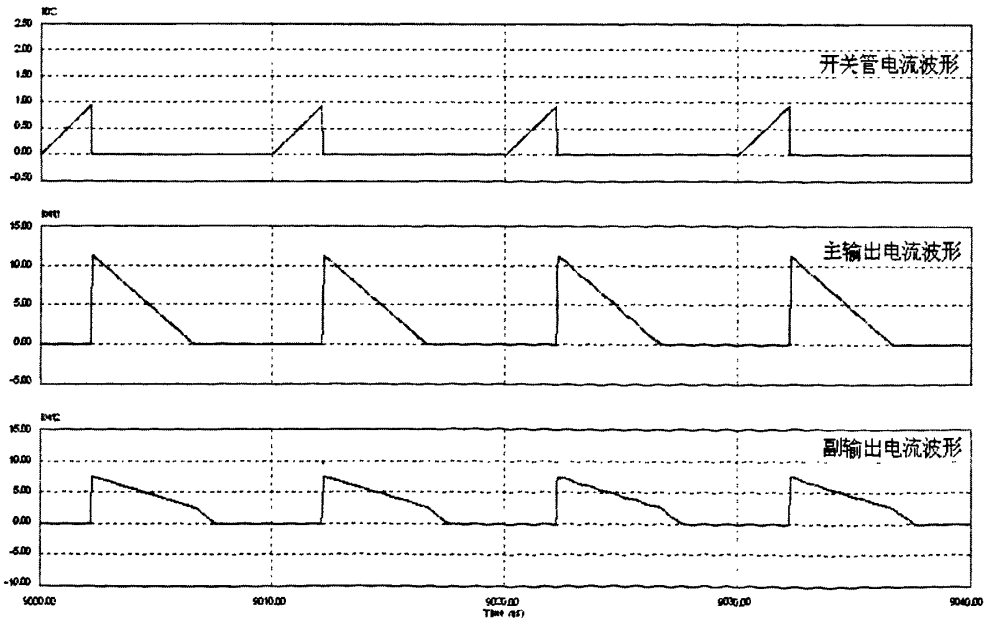
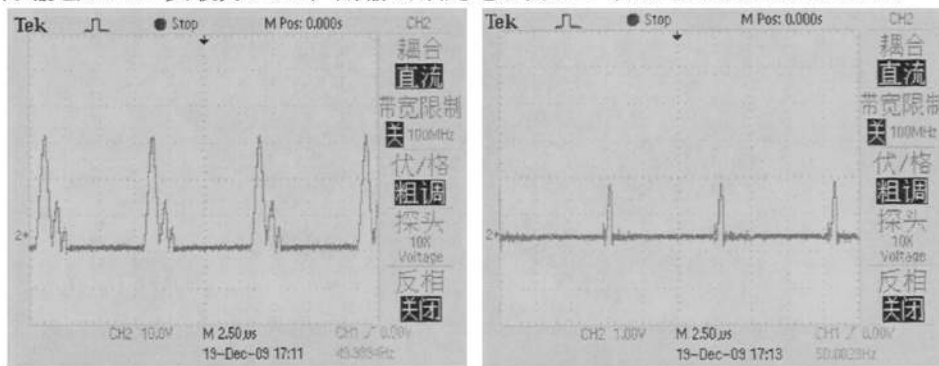


图3-15 副输出的负载为2.5 $\Omega$ 时的相关波形

从图3-14、图3-15仿真结果可以看出，即使假设主输出组的漏感和副输出组的漏感比值一定的情况下，非受控组的负载如果比受控组的负载要轻，在一个周期内，非受控组的电流波形比受控组的电流波形要先跌到零。

实测DCM模式下次级电流波形如图图3-16所示：其中主输出额定电压为3.3V、实际输出3.3V、负载为3.3Ω；副输出额定电压为5V、实际输出为负载为10Ω。

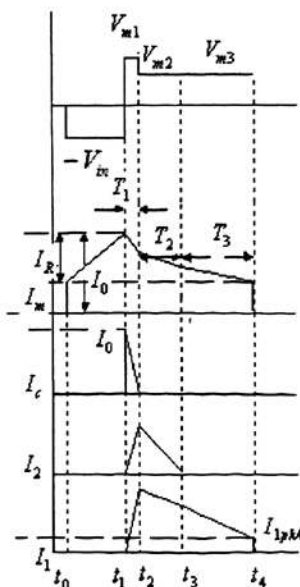


主输出  $V_{o1}$  波形

副输出组  $V_{o2}$  波形

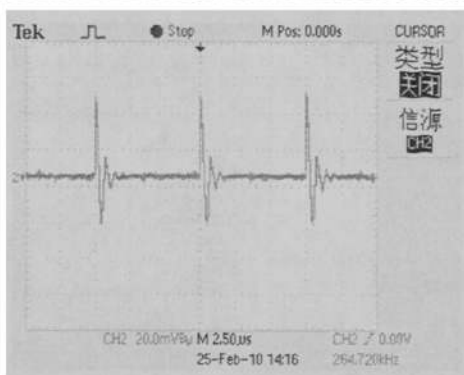
图3-16 实测双路输出电流波形，其中  $V_{o2} > V_{o1}$ ； $V_{o1}$  的负载大于  $V_{o2}$  的负载  
 在图3-16中通过了实验验证，非受控组电流波形在一个周期内包围的面积若明显小于受控组波形，则带来的后果就是非受控组的电压上漂；反之电压就会下跌。

### 3.4.2 CCM 模式的分析

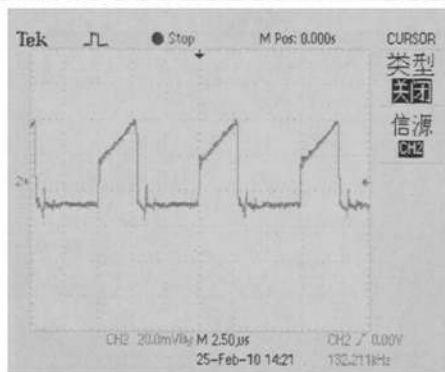


a) CCM模式下各点理论波形图

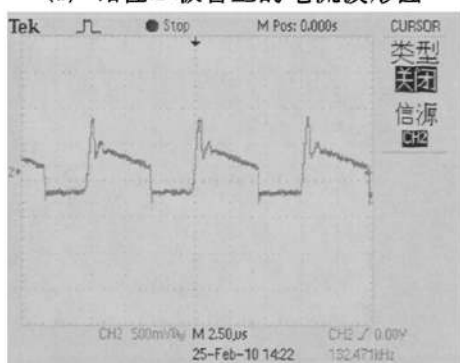




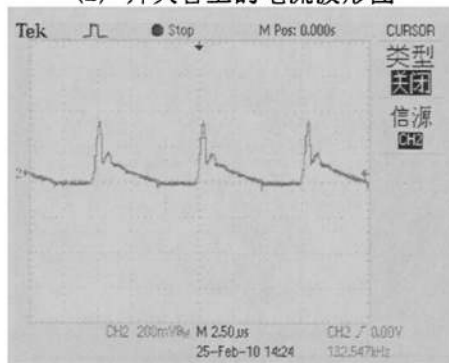
(1) 钳位二极管上的电流波形图



(2) 开关管上的电流波形图



(3) 主输出绕组电流波形图



(4) 副输出绕组电流波形图

## b) CCM模式下实测各点波形图

图3-17 CCM模式下的波形图

图3-17是基于CCM模式分析下的关键波形图。结合第二章对反激变换器的分析, CCM模式与DCM模式的最大不同点就是变压器上励磁电感储存的能量不会完全释放。所以在CCM模式下, 励磁电感上的电流会呈现出一个平台, 现在按照DCM模式下的分析步骤来分析CCM模式。图中 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 期间对应的等效电路图如图3-11、图3-12和图3-13所示, 假设的条件跟DCM模式下的分析一样, 都假设绕组2的额定输出电压比绕组1高、并且负载比绕组1要轻, 所以绕组2的电流比绕组1上的电流先降到0。

当开关管在 $t_0$ 导通时, 励磁电感 $L_m$ 上的电流 $I_m$ 开始呈线性上升:

$$I_m(t) = \frac{V_{in}}{L_m + L_{kp}} t + (I_0 - I_R) \quad (3-32)$$

在 $t_1$ 时刻, 开关管关断, 大部分的励磁电流因为漏感流入RCD钳位电路中去, 在 $T_1$ 期间的等效电路图如图3-11所示。

由图3-11可以看出, 在 $T_1$ 期间里, 电流关系为:

$$i_m = i_c + i_1 + i_2 \quad (3-33)$$

对式(3-33)求导, 有:

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_c}{dt} + \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3-34)$$

利用电压表示相应的电流，有：

$$-\frac{V_{m1}}{L_m} = \frac{V_{m1} - V_c}{L_{kp}} + \frac{V_{m1} - V_1}{L_{k1}} + \frac{V_{m1} - V_2}{L_{k2}} \quad (3-35)$$

仍然令  $K_1 = L_m / L_{k1}$ ； $K_2 = L_m / L_{k2}$ ； $K_m = L_m / L_{kp}$ ，则式(3-35)可变为：

$$V_{m1} = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2 + K_m V_c}{1 + K_1 + K_2 + K_m} \quad (3-36)$$

在  $T_1$  期间内，流入  $C_3$  的电流为：

$$I_c(t) = -\frac{V_{m1} - V_c}{L_{kp}} \cdot t + I_0 \quad (3-37)$$

其中  $I_0$  为当开关管关断时的励磁电流：

$T_1$  段时间可以由  $I_c(t) = 0$  推导出来：

$$T_1 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{1 + K_1 + K_2 + K_m}{V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2} \quad (3-38)$$

在  $T_1$  期间，两组输出的电流为式(3-39)和式(3-40)中所示：

$$I_1(t) = \frac{(V_{m1} - V_1) \cdot K_1}{L_m} \cdot t \quad (3-39)$$

$$I_2(t) = \frac{(V_{m1} - V_2) \cdot K_2}{L_m} \cdot t \quad (3-40)$$

在  $T_1$  的结束时刻  $t_2$ ，当流入钳位电容的电流下降到 0 时，两个输出绕组的峰值电流通过式(3-39)和式(3-40)可以推导出：

$$I_{2PK2} = \frac{K_2 J_0 (1 + K_1 + K_2 + K_m) (V_2 - V_{m1})}{K_m (V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)} \quad (3-41)$$

$$I_{1PK2} = \frac{K_1 J_0 (1 + K_1 + K_2 + K_m) (V_1 - V_{m1})}{K_m (V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)} \quad (3-42)$$

在钳位电容上的电流  $I_c(t)$  变为 0 后， $D_3$  反偏，此时等效电路为图 3-12 所示：

由图 3-13 可以推导出：

$$i_m = i_1 + i_2 \quad (3-43)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_1}{dt} + \frac{di_2}{dt} \quad (3-44)$$

$$-\frac{V_{m2}}{L_m} = \frac{V_{m2} - V_2}{L_{k2}} + \frac{V_{m2} - V_1}{L_{k1}} \quad (3-45)$$

同样用K值来表达 $V_{m2}$ 为:

$$V_{m2} = \frac{K_1 V_1 + K_2 V_2}{1 + K_1 + K_2} \quad (3-46)$$

在 $T_2$ 期间内, 输出电流 $i_2$ 为:

$$I_2(t) = \frac{V_{m2} - V_2}{L_{k2}} \cdot t + I_{2PK2} \quad (3-47)$$

因为绕组2的负载比绕组1的负载要轻, 并且电压比绕组1的高, 所以 $I_2(t)$ 比 $I_1(t)$ 先降为0。所以 $T_2$ 可以根据 $I_2(t)=0$ 来推导出来:

$$T_2 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{(1 + K_1 + K_2)(K_1 V_1 + K_m V_c - V_2 - V_2 K_1 - V_2 K_m)}{(V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)} \quad (3-48)$$

绕组1上的电流在 $T_2$ 期间为:

$$I_1(t) = \frac{V_{m2} - V_1}{L_{k1}} \cdot t + I_{1PK2} \quad (3-49)$$

由式(3-48)和式(3-49)可以推导出在 $t_3$ 时刻绕组1的瞬时电流为:

$$I_{1PK3} = \frac{K_1 I_0 (V_2 - V_1)}{V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1} \quad (3-50)$$

在 $t_3$ 时刻后, 只有 $L_m$ 和 $L_{k1}$ 上有电流, 其等效电路图如图(3-14)所示。

此时:

$$I_1(t) = -\frac{V_1}{L_{k1} + L_m} \cdot t + I_{1PK3} \quad (3-51)$$

在一个周期结束的时候, 由于变换器工作于连续模式, 所以次级绕组1上的电流也不会完全降为0, 在结束的时候会有一个电流平台, 即 $t_4$ 时的电流 $I_{1PK4}$ 不等于0, 并且有:

$$\frac{I_{1PK4}}{I_0 - I_R} = \frac{N_p}{N_{S1}} \quad (3-52)$$

由式(3-52)可以推出:

$$I_{1PK4} = (I_0 - I_R) \frac{N_P}{N_{S1}} \quad (3-53)$$

令  $I_{1PK4} = \alpha$ ,  $T_3$  可以令  $I_1(t) = I_{1PK4} = \alpha$  来推导出来:

$$T_3 = \frac{\alpha + \frac{K_1 I_0 (V_2 - V_1)}{(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)}}{\frac{V_1}{L_{K1} + L_m}} \quad (3-54)$$

从以上的分析中可以得出, 在关断期间两组输出中的平均电流可以表达为:

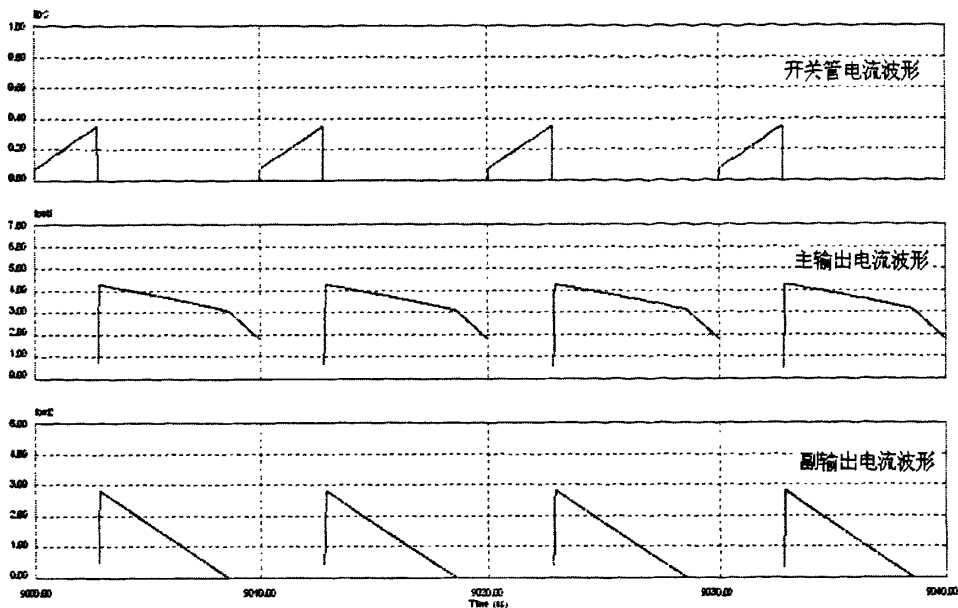
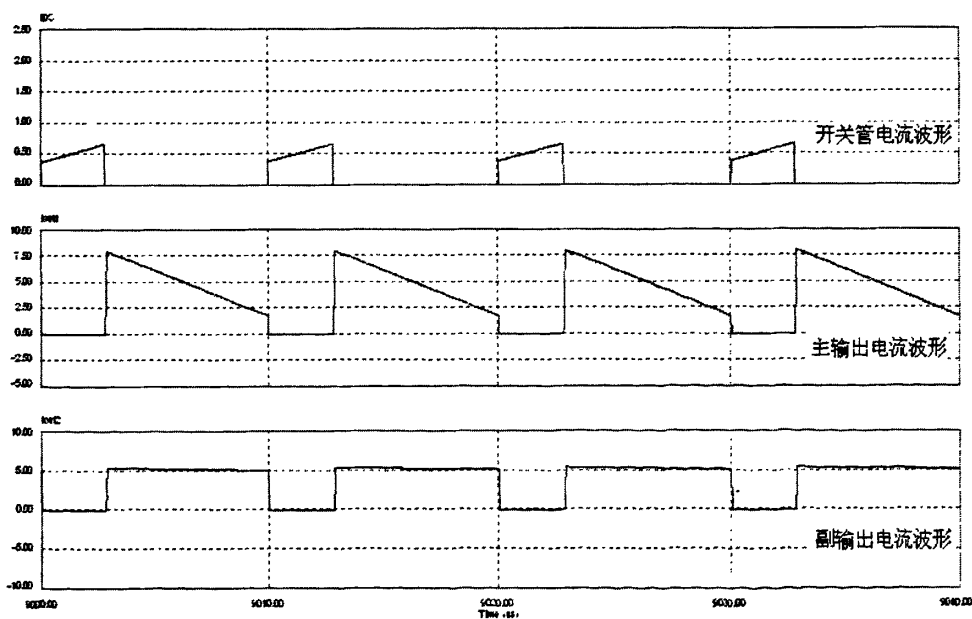
$$I_{2average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} \cdot I_{2PK2} \cdot (T_1 + T_2) \right] = \frac{K_2 L_m I_0^2}{2K_m} \cdot \frac{(-K_1 V_1 - K_m V_c + V_2 + V_2 K_1 + V_2 K_m)}{[(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)(-V_c - V_c K_1 - V_c K_2 + K_2 V_2 + K_1 V_1) \cdot T]} \quad (3-55)$$

$$I_{1average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} T_1 I_{1PK2} + \frac{1}{2} (I_{1PK2} + I_{1PK3}) \cdot T_2 + \frac{1}{2} (I_{1PK3} + I_{1PK4}) T_3 \right] \quad (3-56)$$

CCM模式下的推导过程跟DCM模式下的推导大致相同<sup>[36]</sup>, 不同的地方在于: 当处于  $t_0$  的时刻, 励磁电流不是从0上升的, 电流是从平台为  $I_0 - I_R$  地方开始; 当一个周期结束的时刻, 输出1的电流同样不会降到0, 而是降到励磁电感上的电流根据匝比换算的一个平台上<sup>[38-42]</sup>。

由式(3-56)可以看出, 当变换器工作于CCM模式下时, 之前设计时所用到的电流波形系数就参与到了交叉调整率中来, 此参数对于交叉调整率有着很重要的影响, 在第四章里将会继续讨论。

图3-18和图3-19为工作于CCM模式下仿真的相关波形图, 图3-18和图3-19相同的参数为: 励磁电感量2mH, 主输出3.3V、负载为1.5Ω, 副输出5V。不同的参数在于: 图3-18副输出的负载为10Ω; 图3-19副输出负载为2.5Ω。

图3-18 副输出负载为 $10\Omega$ 的相关波形图3-19 副输出负载为 $2.5\Omega$ 的相关波形

实际测试工作于CCM模式下的输出电流波形如图3-20所示。其工作的实际情况为：主输出额定电压为3.3V，实际输出为3.3V，其负载为 $1.2\Omega$ ；副输出为5V，实际输出为9.75V，其负载为 $100\Omega$

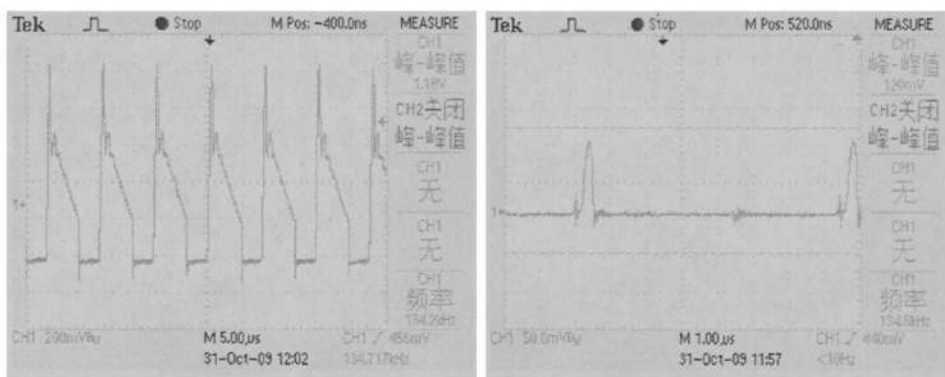
a) 主输出  $V_{O1}$  电流波形b) 副输出  $V_{O2}$  电流波形

图3-20 实测工作于CCM模式下的输出电流波形图

从图3-18和图3-20可以看出，即使进入CCM模式后，由于各个绕组的负载变化，也会造成每个绕组上电流波形的连续程度的变化，只要有一个绕组上的电流波形工作在连续模式下，则变压器就工作在连续模式下。非受控组电流波形包围的面积明显小于受控组波形，此时轻载的绕组输出电压就会漂高。

### 3.5 小结

此章介绍了交叉调整率在反激变换器中出现的原因、各路带不同负载时不受控组电压的偏离规律以及此规律产生的原因，分别从次级电流波形的上升沿和整个周期内的走向分析了影响其变化的参数。

在下一章里，将基于此章的分析，从设计参数和变压器的结构上提出一些改善交叉调整率方法。

## 第 4 章 改善交叉调整率的方法

### 4.1 引言

在第三章里分析了反激变换器中交叉调整率出现的原因，其主要原因是由于能量在传递的过程中，次级电流分配的不均。这种分配不均会造成当主输出重载、副输出轻载时，副输出的实际输出电压正偏于额定电压，也就是常说的“电压漂高”；或者在主输出轻载、而副输出重载时，副输出的实际输出电压要负偏于额定电压，也就是“电压被拉低”。其实从能量的角度来看，电压漂高是因为多余的能量不能得到释放，而用电压的形式表现出来。而电压被拉低的情形，是因为能量不足以提供负载，所以表现为电压降低，类似于电网中突然加上一个功率很大的负载，会造成电网上的电压瞬间被拉低一样。而在反激多路输出变换器中，各个绕组的能量可以从次级电流波形中看出，并且在上一章已经分析了影响这个电流波形走向的一些主要原因。本章将基于这些分析结果，着重讨论改善交叉调整率的一些方法。

### 4.2 从次级电流波形上升沿改善

在 3.3.1 节的例子中，分析了次级电流从 0 上升到最高点的过程。在此过程中，由于次级绕组漏感的存在，并且每一组漏感不同，这造成了主输出电流波形达到最高点时，副输出绕组的电流已经高出主输出 50 倍，导致电压的过冲。基于以上的原因，文献“Improving cross regulation of multiple output flyback converters”提出了用次级漏感来提高交叉调整率的方法。

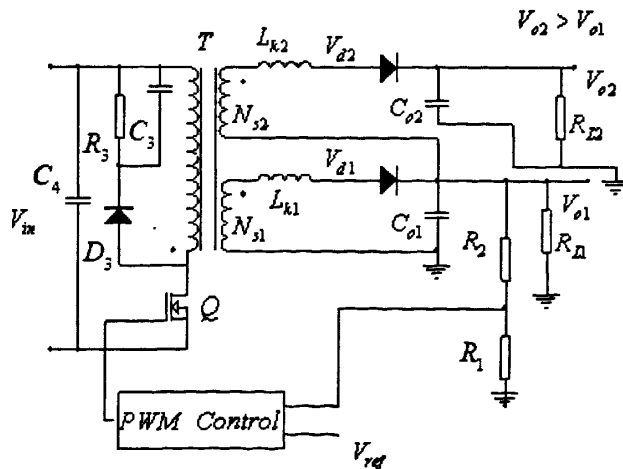


图4-1 反激变换器多路输出模型

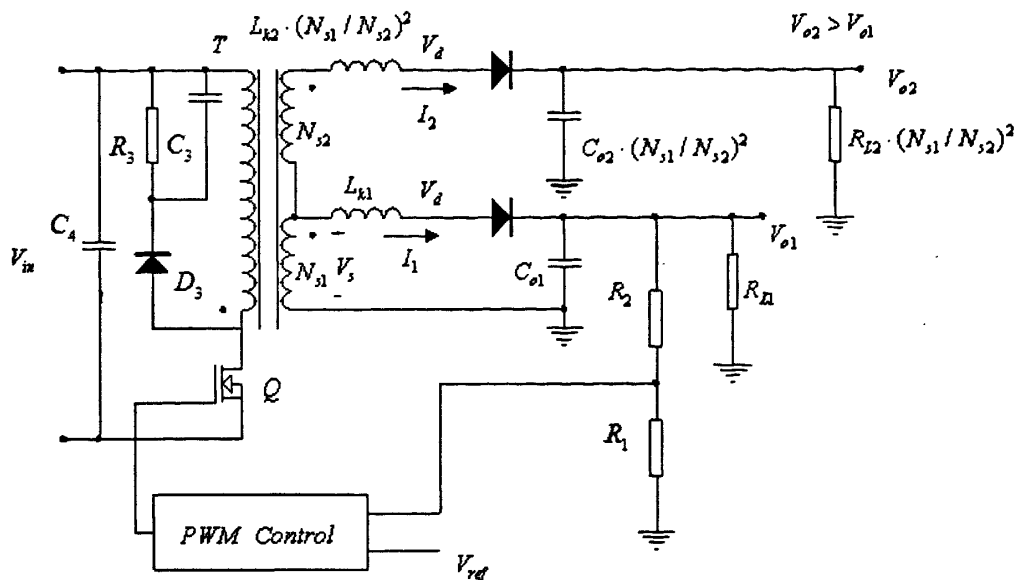


图4-2 折算到第一绕组后的反激变换器模型

如果让图4-2中  $L_{K2} \cdot [N_{S1}/N_{S2}]^2$  与  $L_{K1}$  相等, 即  $L_{K2} \cdot [N_{S1}/N_{S2}]^2 = L_{K1}$  那么, 在上升沿内, 两个绕组的电流波形就有着相同的斜率, 如图4-3所示:

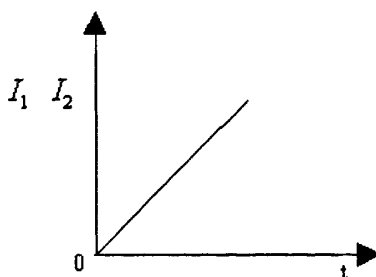


图4-3 次级电流波形图

根据法拉第定律, 这两路输出的电流变化率相同, 其斜率为  $V_o/L_{K1}$ 。

但是次级绕组的漏感是变压器在设计的时候就确定下来了, 为了使  $L_{K2} \cdot [N_{S1}/N_{S2}]^2$  与  $L_{K1}$  相等, 可以人为的增加次级的漏感。比如采用一个电感量远大于实测漏感的小磁珠串联在次级线圈上, 使其中一个绕组的漏感增加; 然后再用  $L_{K2} \cdot [N_{S1}/N_{S2}]^2 = L_{K1}$  这个公式算出所需的另外漏感, 用同样的方法串联磁珠到另外绕组中去, 让两个绕组的漏感的比例满足其匝比平方<sup>[37]</sup>。

对于多路输出的情况, 可以用此方法, 将其他绕组都统一的折射到一个主输出绕组中去, 然后再采用外加漏感的方法, 如图4-4:



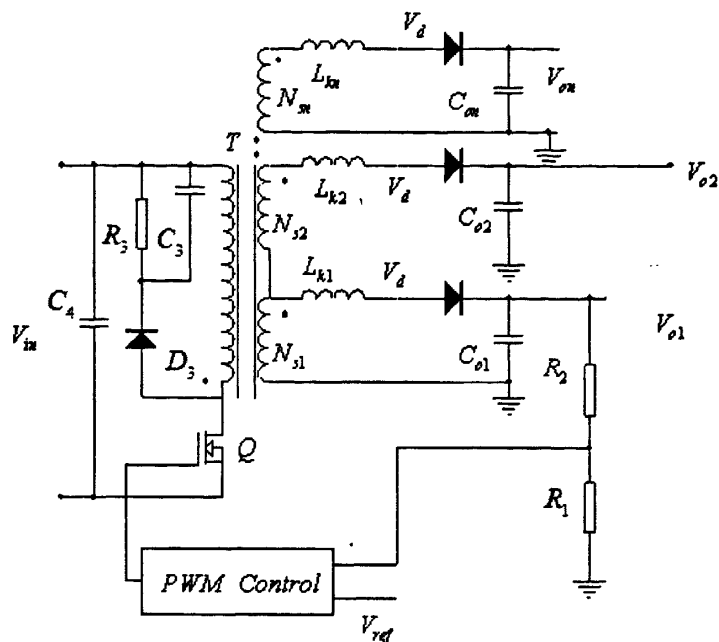


图4-4 多路输出时的反激模型

这种人为增加漏感的方法可以使得次级电流波形在上升阶段有着同样的斜率，使得不同绕组电流波形达到峰值时有着同样的或者相差不大的值，可以抑制住电压漂高，但是带来了一个很明显的缺点，即漏感增大，次级所增加的漏感，会同样的按照匝比的平方折算到初级去，对于漏感上面不能传递的能量，只有白白的损失掉。表4-1为实际测试的漏感量的变化：

表4-1 串联磁珠前后漏感数据表

初级漏感	54.9uH
磁珠电感量	0.414 uH
串磁珠后的初级漏感量	91.769uH

由表4-1可以看出，没有串上小磁珠前，变压器初级的漏感量为54.9uH，小磁珠的电感量为0.414uH。当串上磁珠后，初级变压器漏感测量值为91.7uH，反映在初级的漏感值将近增大了一倍。这意味着初级将会有更大的漏感尖峰，开关管上的电压应力将会增加，这就不得不采用加大钳位程度来抑制此电压尖峰，在RCD的钳位方式中，将会增加近一倍的损耗，造成效率降低。

### 4.3 基于变压器设计参数进行改善

在第三章里分析了DCM和CCM工作模式下的交叉调整率出现的原因，从3.4.1和3.4.2两节里可以知道，在DCM模式中参与到交叉调整率中的参数有初级励磁电感 $L_m$ 、初级漏感 $L_p$ 、次级漏感 $L_{k1}$ 、 $L_{k2}$ 、各组负载程度等；在CCM模式中参与到交叉调整率

中的参数除了DCM中提到的参数外,更重要的是还有在第二章反激变换器设计中提到的电流波形系数也参与了进来,部分参数之间有着相互的关联,不同的参数也会对交叉调整率有着不同的影响,下面分析各个参数的影响。

式(3-55)和式(3-56)为第三章中CCM模式下推导交叉调整率时的电流平均值。

$$I_{2average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} \cdot I_{2PK2} \cdot (T_1 + T_2) \right] = \frac{K_2 L_m I_0^2}{2K_m} \cdot \frac{(-K_1 V_1 - K_m V_c + V_2 + V_2 K_1 + V_2 K_m)}{[(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V)(-V_c - V_c K_1 - V_c K_2 + K_2 V_2 + K_1 V_1) \cdot T]} \quad (3-55)$$

$$I_{1average} = \frac{1}{T} \cdot \left[ \frac{1}{2} T_1 I_{1PK2} + \frac{1}{2} (I_{1PK2} + I_{1PK3}) \cdot T_2 + \frac{1}{2} (I_{1PK3} + I_{1PK4}) T_3 \right] \quad (3-56)$$

其中:  $K_1 = L_m / L_{k1}$ ;  $K_2 = L_m / L_{k2}$ ;  $K_m = L_m / L_{kp}$ ;

$$I_{1PK2} = \frac{K_1 I_0 (1 + K_1 + K_2 + K_m) (V_1 - V_{m1})}{K_m (V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2)}; \quad I_{1PK3} = \frac{K_1 I_0 (V_2 - V_1)}{V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1}; \quad I_{1PK4} = (I_0 - I_R) \frac{N_p}{N_{S1}};$$

$$T_1 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{1 + K_1 + K_2 + K_m}{V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2};$$

$$T_2 = \frac{L_m \cdot I_0}{K_m} \cdot \frac{(1 + K_1 + K_2) (K_1 V_1 + K_m V_c - V_2 - V_2 K_1 - V_2 K_m)}{(V_c + V_c K_1 + V_c K_2 - K_1 V_1 - K_2 V_2) (V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)}; \quad T_3 = \frac{\alpha + \frac{K_1 I_0 (V_2 - V_1)}{(V_2 + V_2 K_1 - K_1 V_1)}}{\frac{V_1}{L_{K1} + L_m}};$$

$$I_{1PK4} = \alpha$$

上式是一个比较复杂、包含变量很多的一个表达式,如果将实际情况都考虑,还将更加复杂。因为参数之间都是相互联系、相互制约的。例如在设计的过程中,设计者要自己决定电流波形系数,而电流波形系数会在一定程度上决定变压器的初级电感量,初级电感量的确定,又在一定程度上确定了变压器漏感,其中漏感又分初级漏感和次级漏感,这都是一系列的变化。虽然上式较为复杂,但是可以通过先忽略一部分参数对交叉调整率的影响,改变一系列的参数,通过实验验证,来定量的分析出每个参数对于交叉调整率影响的趋势,从而找到设计的最佳路径<sup>[36]</sup>。

#### 4.3.1 电流波形系数 $K_p$ 的影响

电流波形系数的定义结合图4-6为式4-1所示<sup>[25]</sup>:

$$K_p = \frac{I_R}{I_p} \quad (4-1)$$

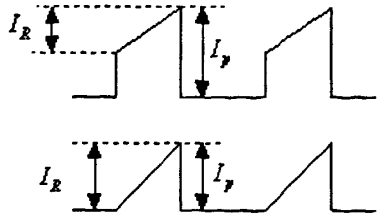
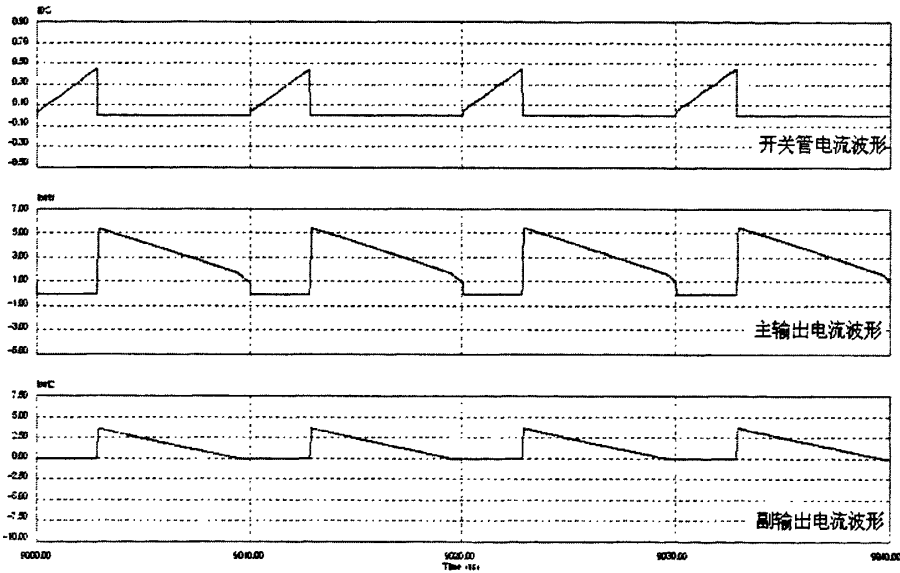


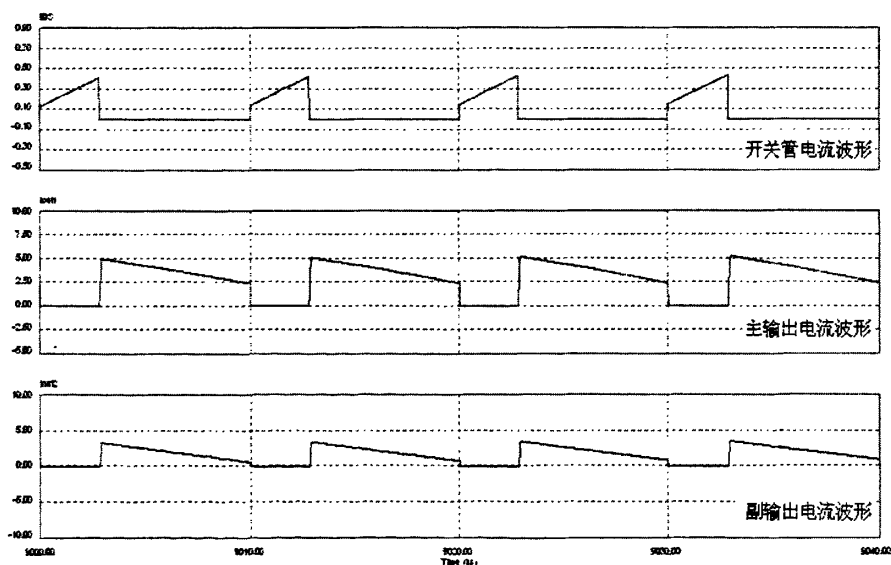
图4-5 初级电流波形图

假定式(3-55)和式(3-56)中的其他参数一定,只改变电流波形系数的值,仿真图由图4-6所示,其中图4-6(a)到图4-6(c)的共同点为:主输出都是3.3V、且负载都为 $1.5\Omega$ ;副输出都是5V、且负载都是 $5\Omega$ 。不同点在于:图4-6(a)的励磁电感量为 $1500\mu\text{H}$ ;图4-6(b)励磁电感量为 $1800\mu\text{H}$ ;图4-6(c)励磁电感量为 $2200\mu\text{H}$ 。

a) 励磁电感量为 $1500\mu\text{H}$ 时的相关波形



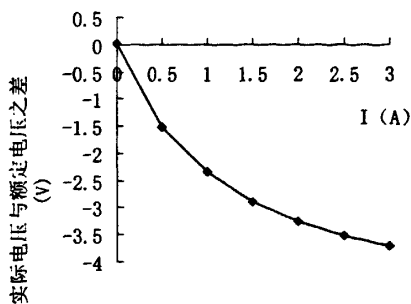
b) 励磁电感量为180uH时的相关波形



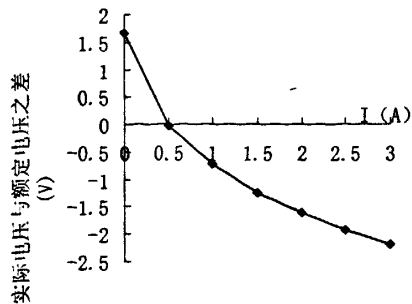
c) 励磁电感量为220uH时的相关波形

图4-6 电流波形系数从大到小变化时次级电流波形仿真图

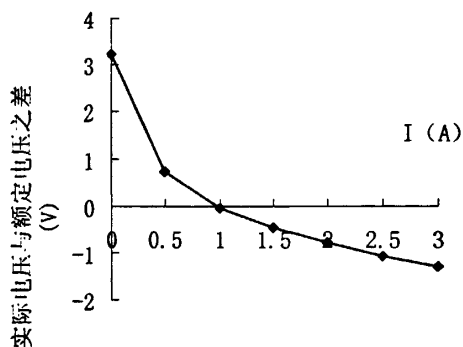
图4-6中三个图分别依次为励磁电感从小变化到大(电流波形系数随之变小)时,所对应的次级电流波形图。从图中经过简单的假定计算可以看出其比值都是近似的,但是由于次级电流稍微的分配不均,就会带来交叉调整率的极大变化。图4-7为电流波形系数为1的实测数据、图4-8为电流波形系数为0.7的实测数据、图4-9为电流波形系数为0.3的实测数据、。其实验平台为一个双路输出的电源,其主输出为3.3V;辅助绕组额定电压为5V,图中纵坐标为5V绕组实际输出电压与额定输出电压的差值;横坐标为5V绕组所加的负载。



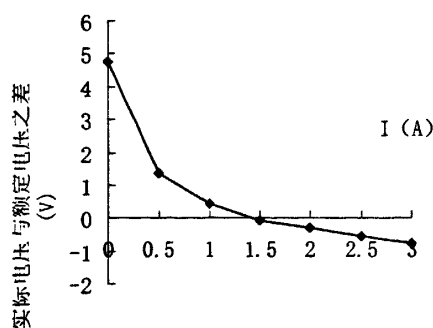
a) 条件: 主输出负载为空载



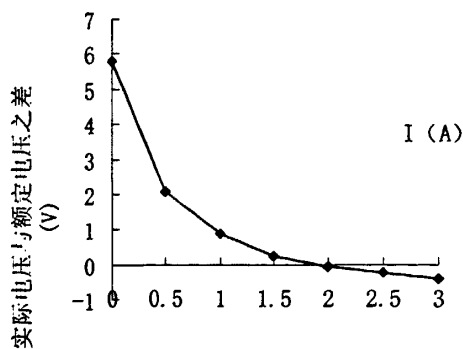
b) 条件: 主输出负载为0.5A



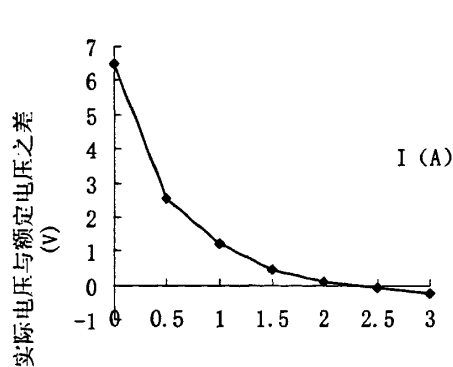
c) 条件: 主输出负载为1A



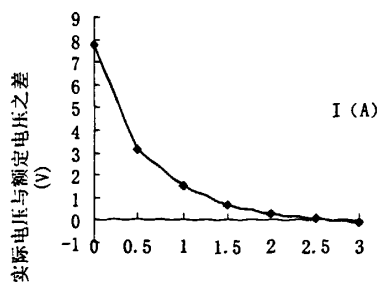
d) 条件: 主输出负载为1.5A



e) 条件: 主输出负载为2A



f) 条件: 主输出负载为2.5A

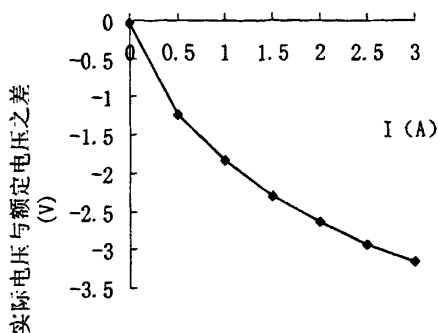


g) 条件: 主输出负载为3A

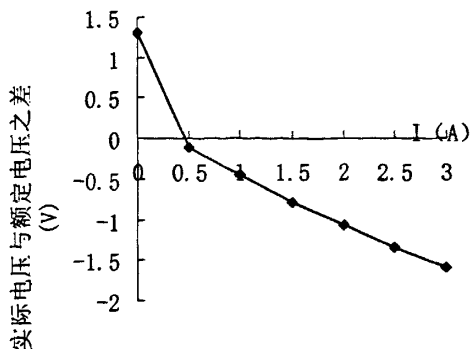
图4-7 电流波形系数为1时, 副输出实际电压随负载变化曲线图

由图4-7可以看出, 非受控绕组输出电压偏离最坏的情况出现在主输出空载, 从输

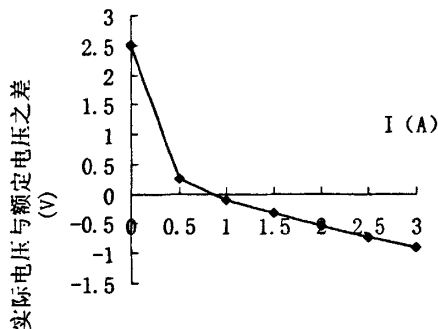
出重载；主输出重载，从输出轻载的情况下。在此实验中，当3.3V绕组空载，而5V绕组带3A时，实际的输出电压只有1.28V，极大的偏离额定5V电压；当3.3V绕组带3A，5V绕组空载时，实际输出电压为12.76V，极大的往正方向偏离额定电压。在此时的情况下，交叉调整率为： $\frac{12.76-1.28}{5} \times 100\% = 229.6\%$ 。



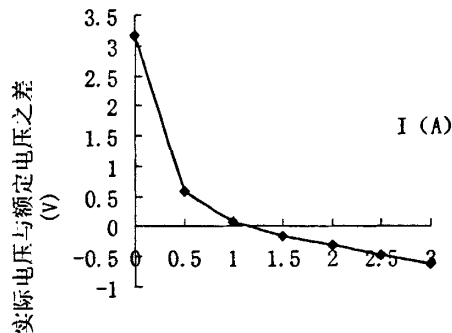
a) 条件：主输出负载为空载



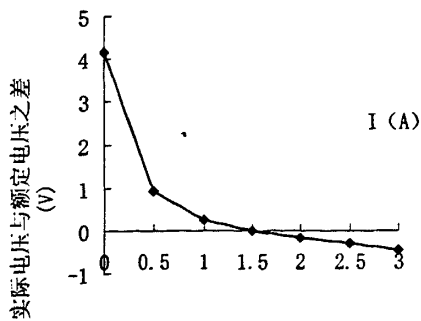
b) 条件：主输出负载为0.5A



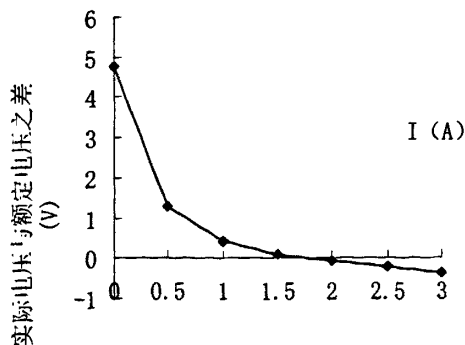
c) 条件：主输出负载为1A



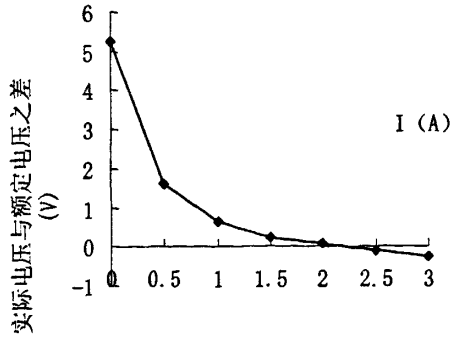
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A



f) 条件：主输出负载为2.5A

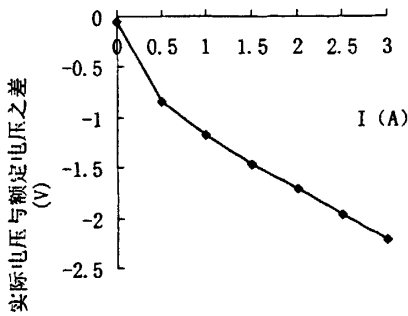


g) 条件：主输出负载为3A

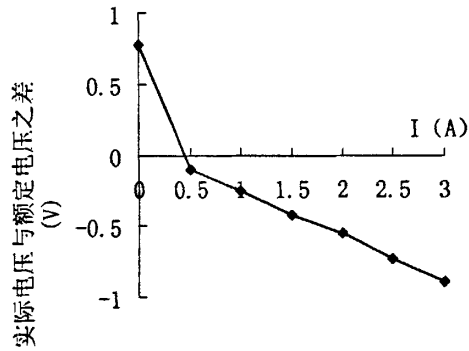
图4-8 电流波形系数为0.7时，副输出实际电压随负载变化曲线图

由图4-8的数据可以看出，当电流波形系数为0.7时，此种情况下的交叉调整率为：

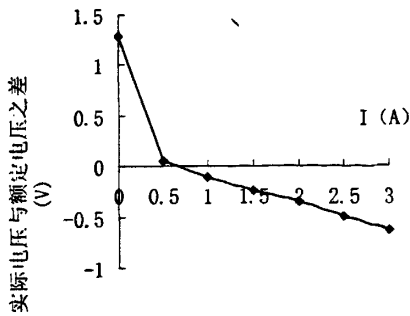
$$\frac{10.26 - 1.83}{5} \times 100\% = 168.6\%$$



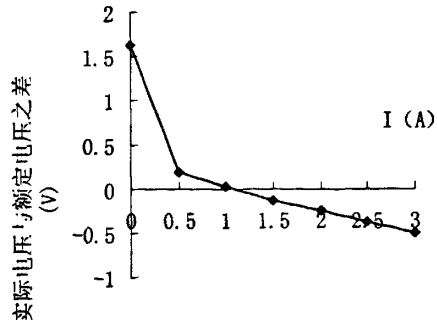
a) 条件：主输出负载为空载



b) 条件：主输出负载为0.5A



c) 条件：主输出负载为1A



d) 条件：主输出负载为1.5A

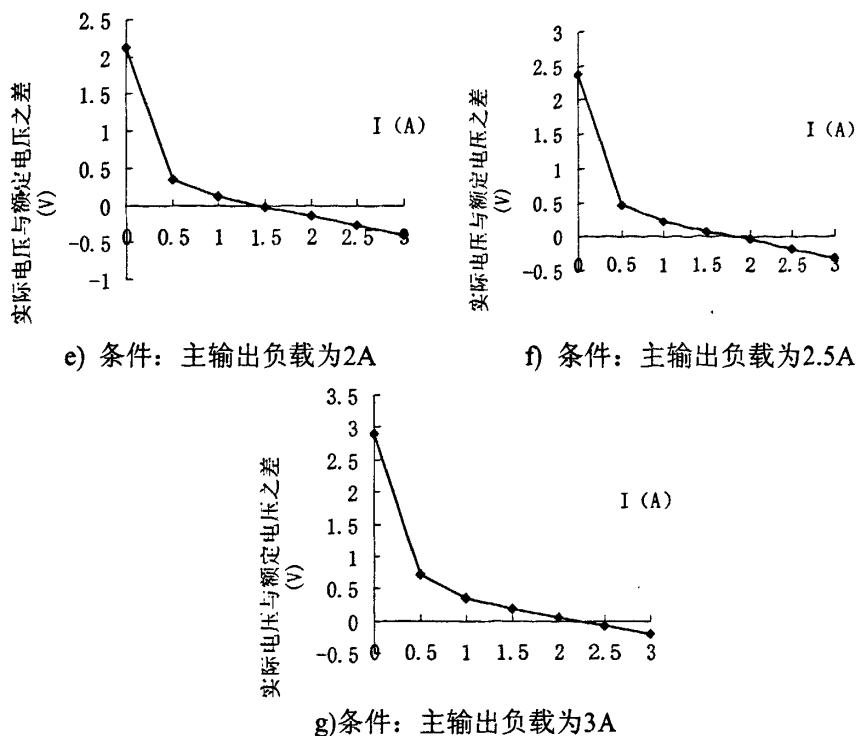


图4-9 电流波形系数为0.3时，副输出实际电压随负载变化曲线图

由图4-9可以看出，当电流波形系数为0.3时，此种情况下的交叉调整率为：

$$\frac{7.9 - 2.78}{5} \times 100\% = 102.4\%$$

图4-8到图4-10的数据，都是基于相同的变压器绕制方法、取相同的反射电压、相同的变压器型号来作的对比实验。可以看出，电流波形系数从1变化到0.3期间，交叉调整率从229.6%变化到102.4%，这个变化非常明显。当初级电流越连续，交叉调整率会越好。从电磁的角度上看，在连续工作的模式下，初级电感上储存的能量不会完全的释放，当负载发生变化，变换器会根据负载变化的程度而改变工作模式，从连续变换为不连续，或者变化其电流波形系数。只要进入连续工作模式后，能量的变化就不仅仅跟只占空比有关，还跟电流波形系数有关，即通过改变连续工作模式的直流平台，就可改变输出总能量。

### 4.3.2 反射电压 $V_{OR}$ 的影响

在2.6节中介绍了一种典型的反激变换器的设计方法。在设计的过程中，需要设计人员自己确定一个反射电压值  $V_{OR}$ ， $V_{OR}$  在一定程度上决定了最大占空比：

$$D_{MAX} = \frac{V_{OR}}{(V_{MIN} - V_{DS}) + V_{OR}}$$

占空比会直接影响到变压器储存能量的时间和释放能量的时间，特别是在开关管关断期间，次级电流开始从0到最大值、再从最大值降低的这个过



程, 也会参与到交叉调整率中来。如式(3-55)、式(3-56)中的 $T_1$ 、 $T_2$ 、 $T_3$ 。

图4-10和图4-11为在同一实验平台下, 分别取反射电压为125V和70V的实测数据变化图。

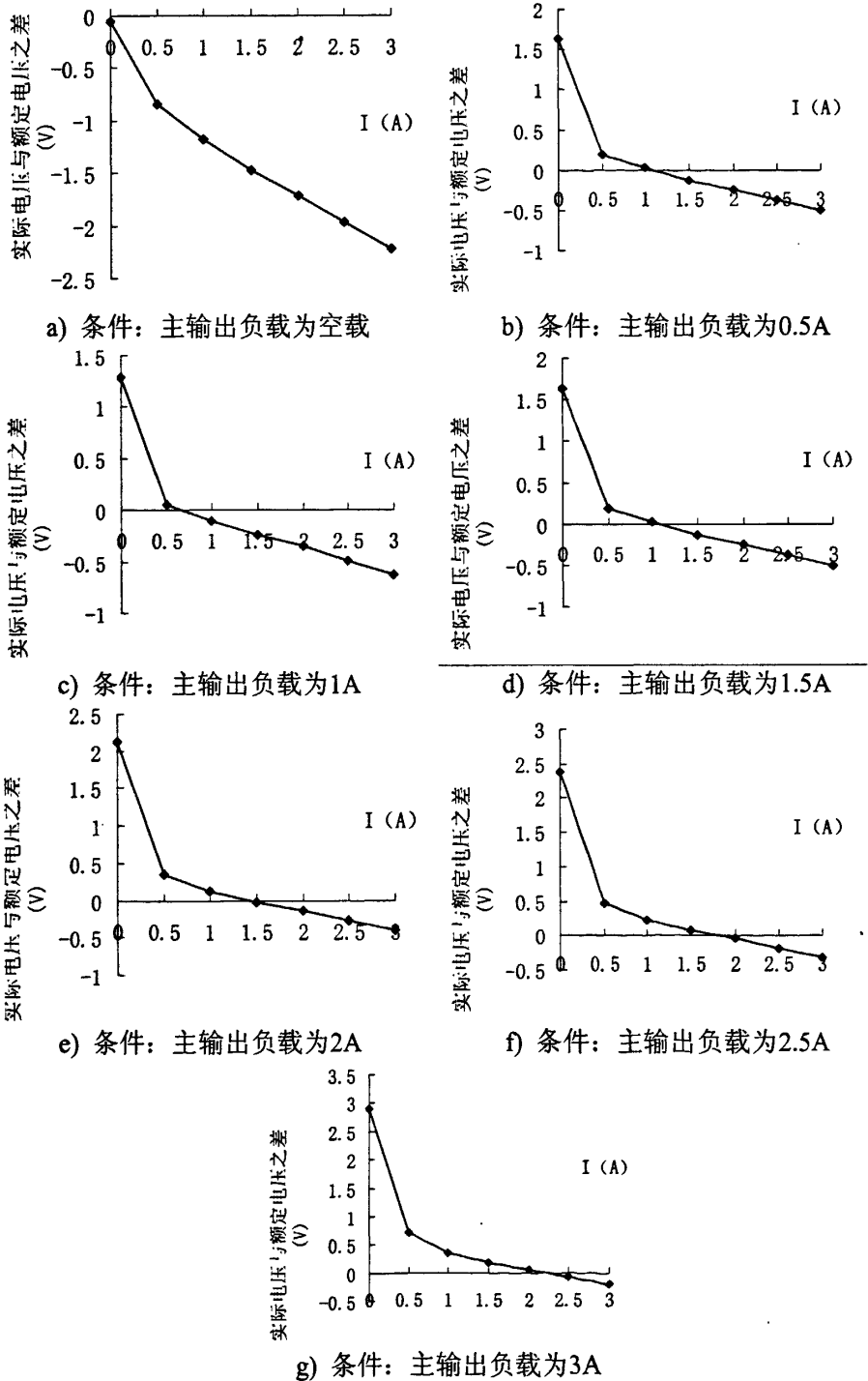
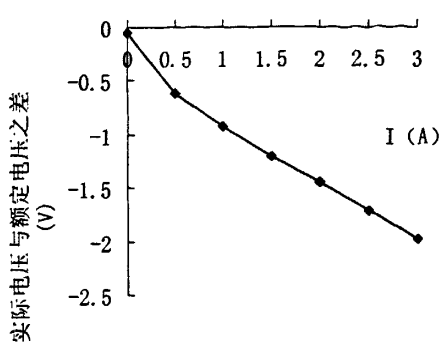
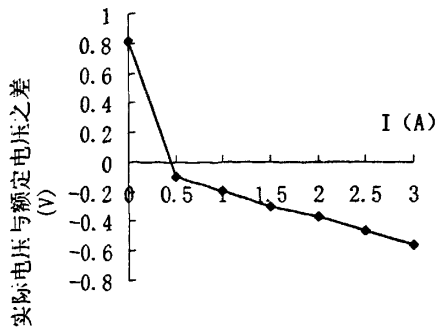


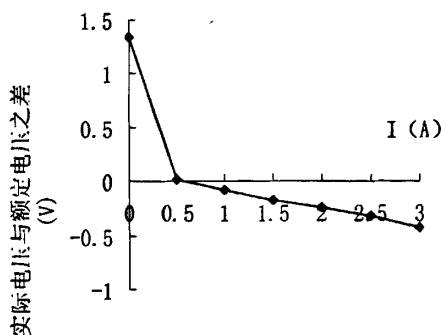
图4-10 反射电压为125V时, 副输出实际电压随负载变化曲线图



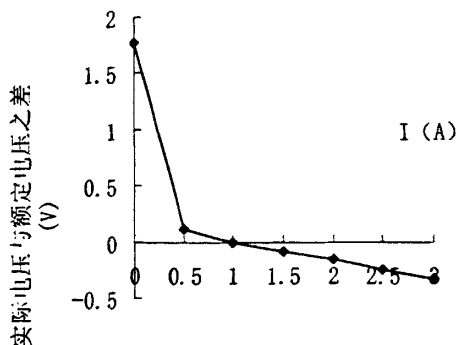
a) 条件：主输出负载为空载



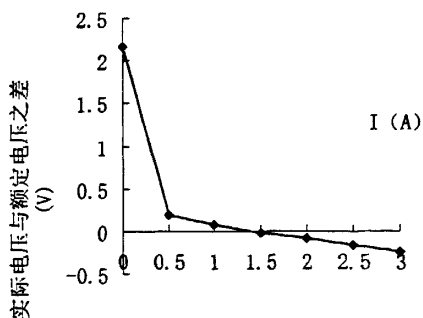
b) 条件：主输出负载为0.5A



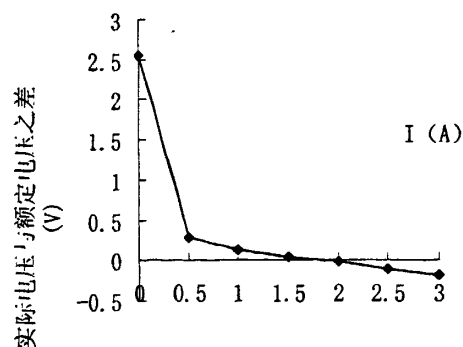
c) 条件：主输出负载为1A



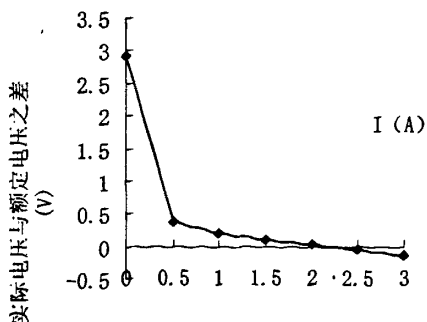
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A



f) 条件：主输出负载为2.5A

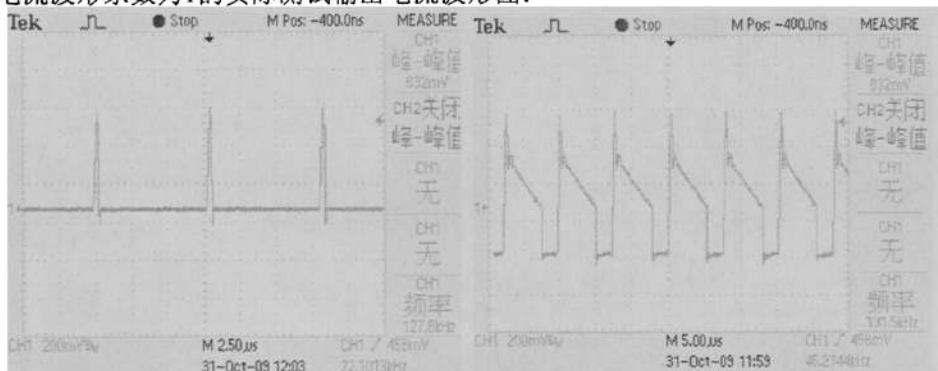


g) 条件：主输出负载为3A

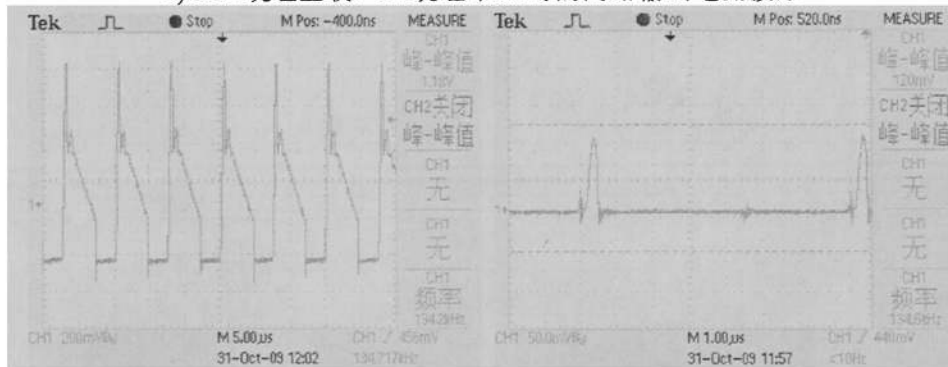
图4-11 反射电压为70V时，副输出实际电压随负载变化曲线图

由图4-10和表图4-11可以看出,反射电压为125V时,交叉调整率为102.4%;而反射电压取70V时,交叉调整率为98.2%。

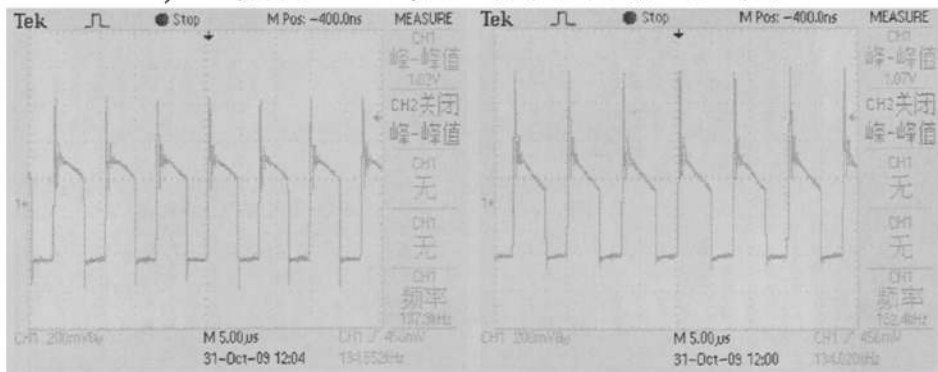
图4-12和图4-13分别为反射电压为70V、电流波形系数为0.3和反射电压为125V、电流波形系数为1的实际测试输出电流波形图:



a) 3.3V绕组空载、5V绕组带3A时的两路输出电流波形

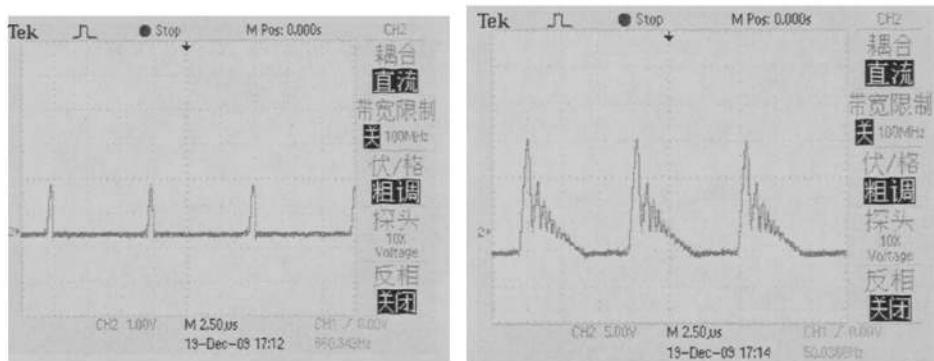


b) 3.3V绕组带3A、5V绕组空载时的两路输出电流波形

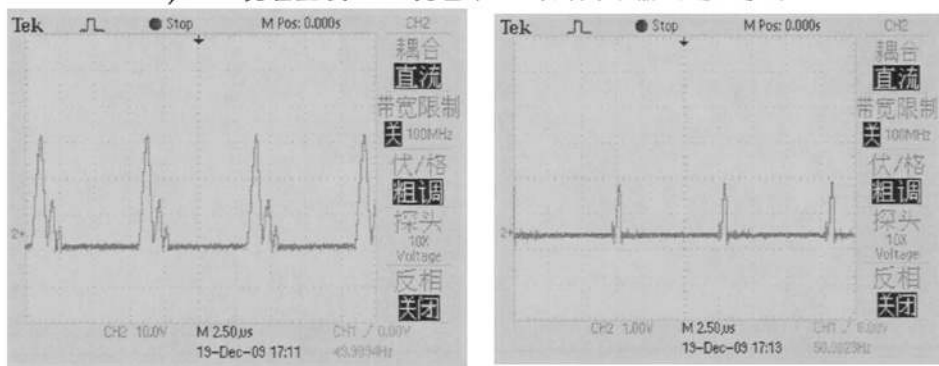


c) 3.3V绕组带3A、5V绕组带3A时的两路输出电流波形

图4-12 电流波形系数为0.3、反射电压为70V时的电流波形图



a) 3.3V绕组空载、5V绕组带3A时的两路输出电流波形

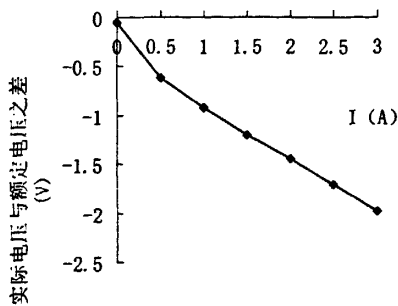


b) 3.3V绕组带3A、5V绕组空载时的两路输出电流波形

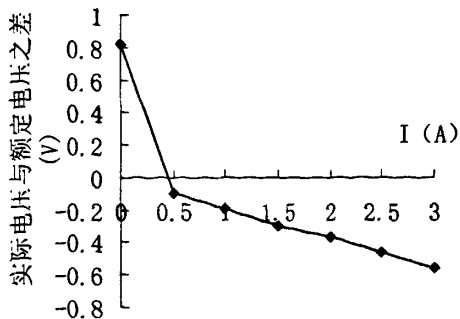
图4-13 电流波形系数为1、反射电压为125V时的电流波形图

### 4.3.3 初始负载的影响

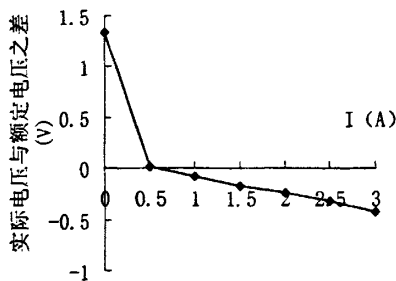
在采用变压器辅助绕组进行多路输出的应用中，如果采用主输出控制法，非受控组一定要加上一个初始的负载，即假负载。有时为了保持一定的交叉调整率，每一路输出都必须加上假负载，而所加假负载的程度根据变压器每个绕组的输出功率有关。如果没有这个假负载，非受控绕组会在空载或者轻载时偏离额定电压很高，这对非受控组轻载或者空载时的实际输出电压很不利，虽然这种方式是一种降低效率的方式，但是对于交叉调整率的影响非常明显，所以现在大多数多路输出的反激电源都采用了这种方式<sup>[43]</sup>。图4-14到图4-16为不同假负载程度下的实际输出电压数据图，输出分别为3.3V和5V，图4-14所对应的假负载为68Ω、270Ω；图4-15所对应的假负载为33Ω、200Ω；图4-16所对应的假负载为22Ω、56Ω。



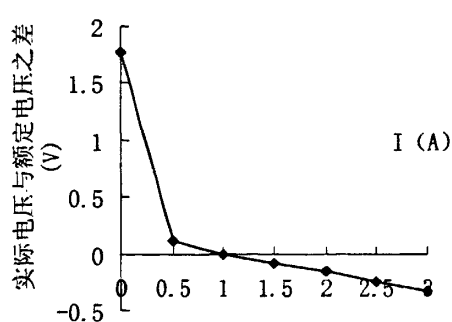
a) 条件：主输出负载为空载



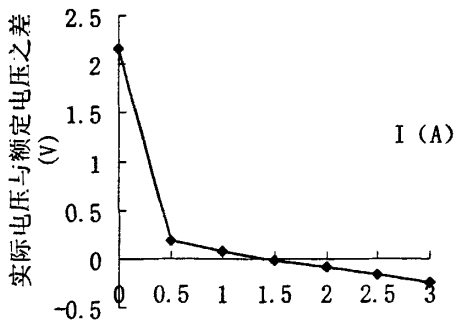
b) 条件：主输出负载为0.5A



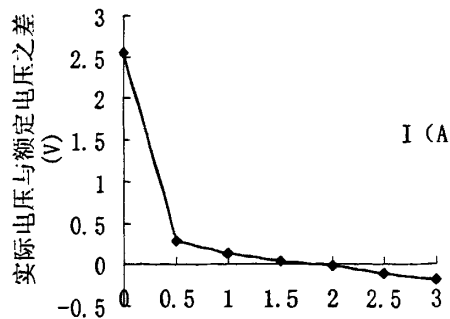
c) 条件：主输出负载为1A



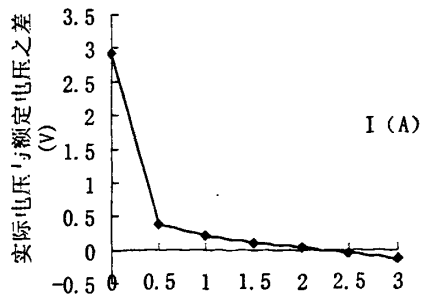
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A

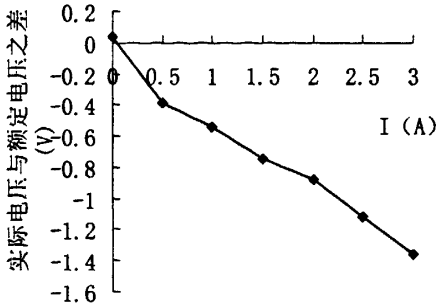


f) 条件：主输出负载为2.5A

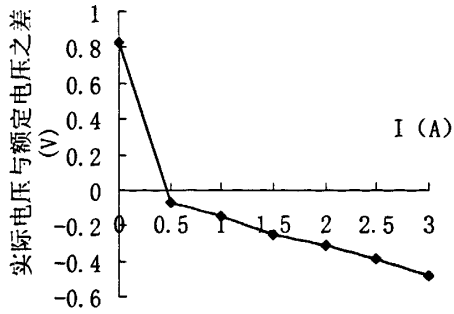


g) 条件：主输出负载为3A

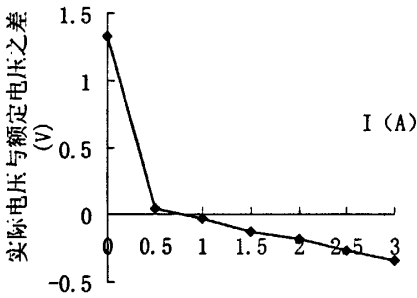
图4-14 不同假负载时的副输出实际输出电压偏离数据图一



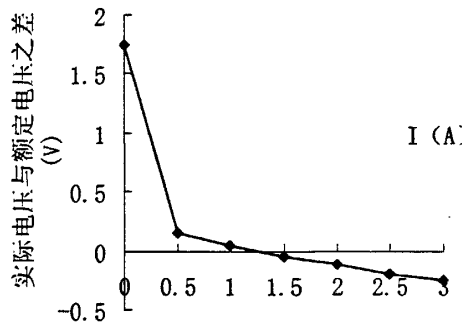
a) 条件：主输出负载为空载



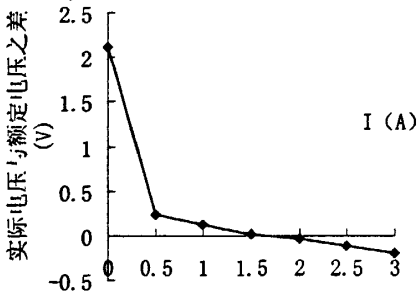
b) 条件：主输出负载为0.5A



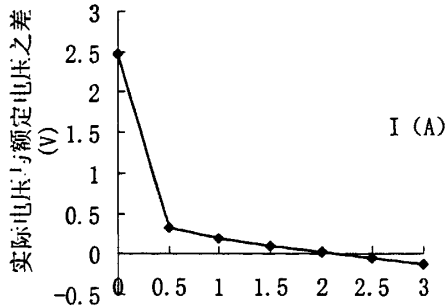
c) 条件：主输出负载为1A



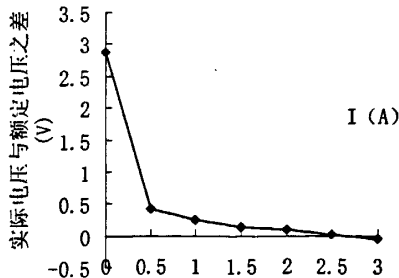
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A

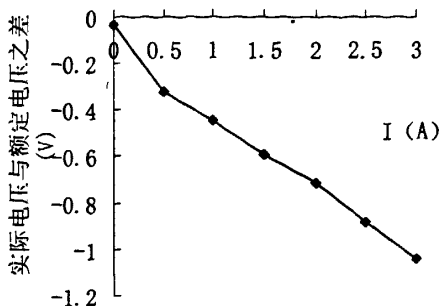


f) 条件：主输出负载为2.5A

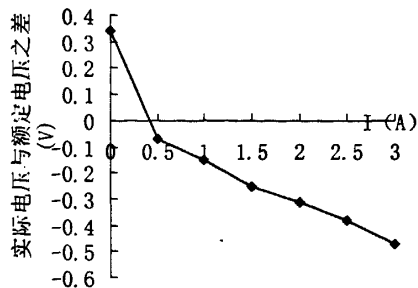


g) 条件：主输出负载为3A

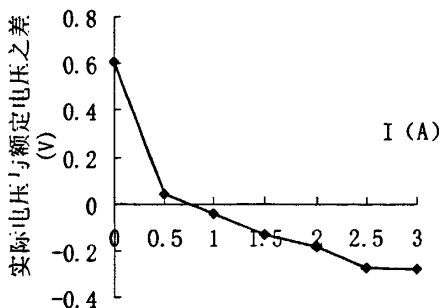
图4-15 不同假负载时的副输出实际输出电压偏离数据图二



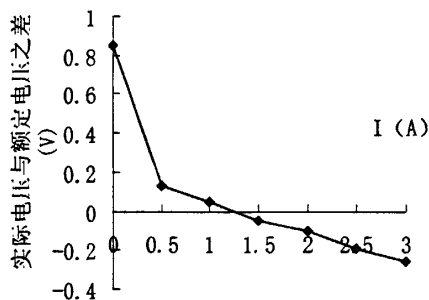
a) 条件：主输出负载为空载



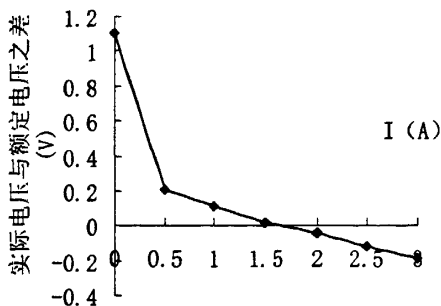
b) 条件：主输出负载为0.5A



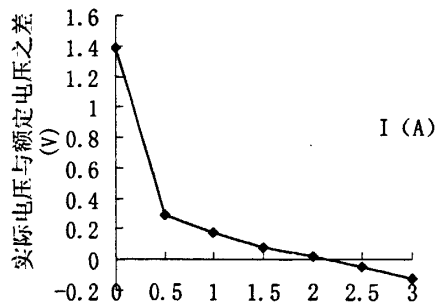
c) 条件：主输出负载为1A



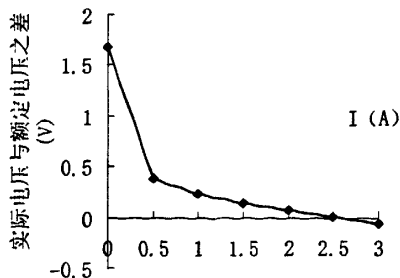
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A



f) 条件：主输出负载为2.5A



g) 条件：主输出负载为3A

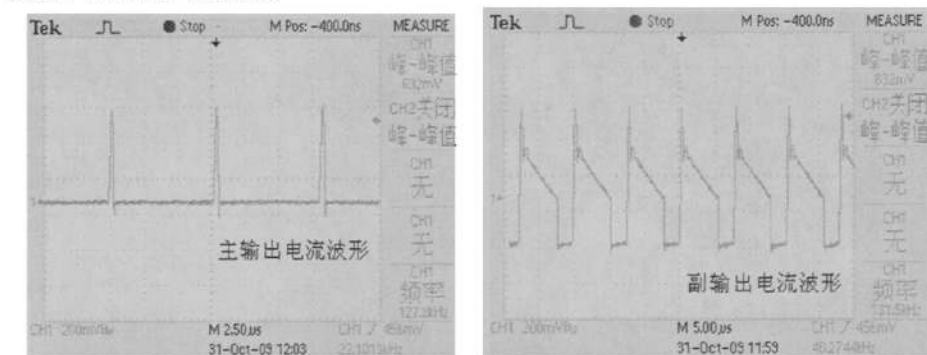
图4-16 不同假负载时的副输出实际输出电压偏离数据图三

由表图4-14到图4-16中的实际电压数据可以看出，图4-14中的交叉调整率为98.2%；图4-15中的交叉调整率为85%；而图4-16中的交叉调整率为54.4%。可见，当假负载加得越大，交叉调整率会越好，但是带来的缺点是多余的损耗增加，这部分不得不加的

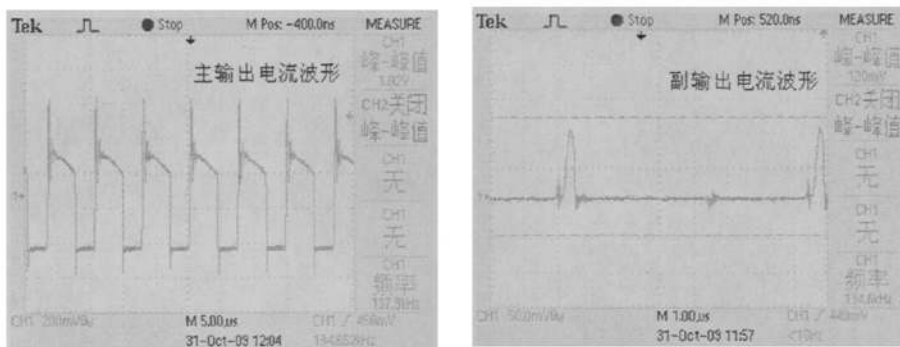
假负载将功率消耗在自身的电阻上。在空载时，图4-14所对应的电源假负载带来的损耗为：

$$\frac{3.3^2}{68} + \frac{5^2}{270} = 0.25\text{W}。图4-16对应的电源由于假负载带来的损耗为：$$

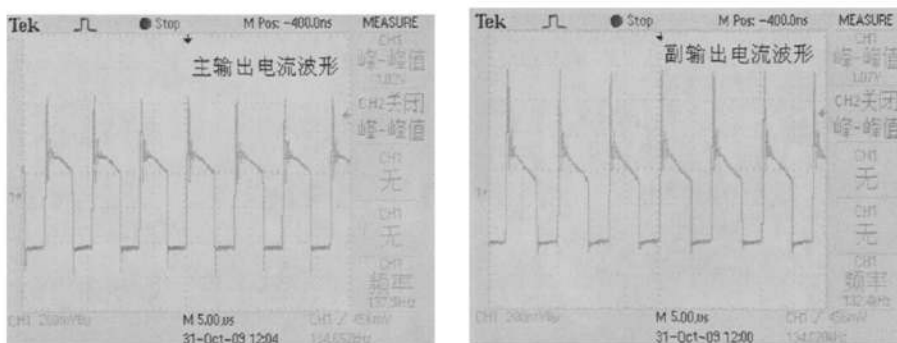
$$\frac{3.3^2}{22} + \frac{5^2}{56} = 0.95\text{W}，假负载造成的损耗就是图4-14的4倍。所以虽然假负载的加重可以换来交叉调整率的提高，但是带来的损耗也不可避免。在以假负载来换取交叉调整率时，一定要注意功率上的额外损耗。图4-15和图4-16所对应的实际测试输出电流波形图分别如图4-17和图4-18所示。$$



a) 3.3V绕组空载、5V绕组带3A时的两路输出电流波形



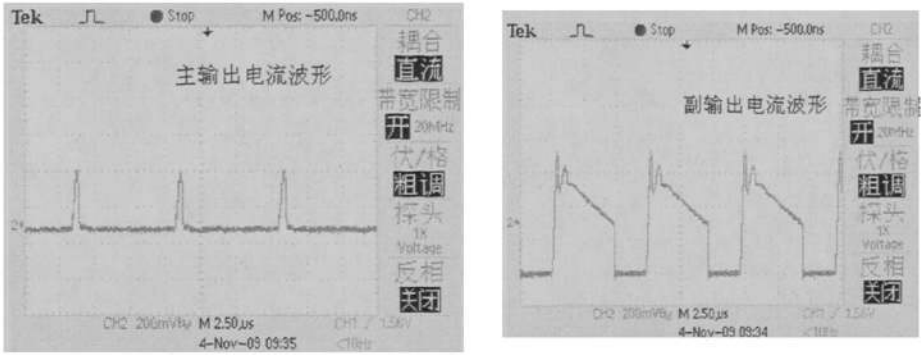
b) 3.3V绕组带3A、5V绕组空载时的两路输出电流波形



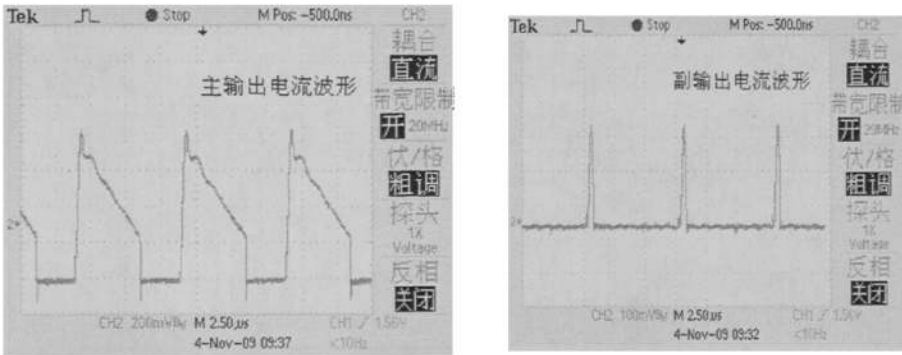
c) 3.3V绕组带3A、5V绕组带3A时的两路输出电流波形

图4-17 图4-15中对应不同负载情况下对应的输出电流波形图

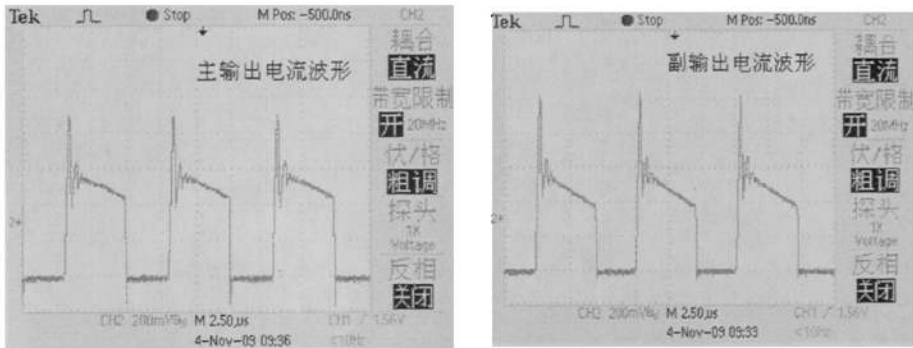




a) 3.3V绕组空载、5V绕组带3A时的两路输出电流波形



b) 3.3V绕组带3A、5V绕组空载时的两路输出电流波形



c) 3.3V绕组带3A、5V绕组带3A时的两路输出电流波形

图4-18 图4-17中对应不同负载情况下对应的输出电流波形图

#### 4.4 从变压器绕组安排上进行改善

4.2节介绍了一种增加次级漏感来提高交叉调整率的方法，但是由于反激变换器的应用特性，初次级的匝比较大，所以反射到初级的漏感也会呈匝比平方的变化，造成漏感很大。减小漏感既能改善交叉调整率、又能减小漏感带来的多余损耗<sup>[44-46]</sup>。减小漏感主要是在于变压器初次级线圈的物理安排上。

#### 4.4.1 初次级线圈的分布与漏感关系

在传统的变压器绕制方法中，应用得最多的有顺序绕法和三明治绕法，两种绕法各有利弊，顺序绕法即一层一层的绕制上去，按照先绕初级、再绕次级，或者先绕次级再绕初级，如图4-19所示。

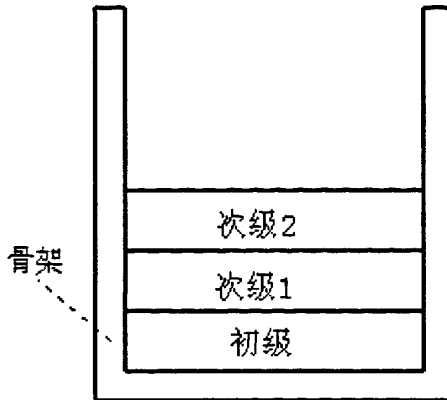


图4-19 顺序绕法示意图

由图4-19可以看出，顺序绕法初级和次级之间只有一个物理接触面，所以层间电容较小。使用这种绕法的变压器EMI特性会比较好，但是缺点就是漏感与三明治比较大，不适于功率稍大的场合。

三明治绕法即是夹绕法，将初级分为多层绕制，将次级夹绕在初级的层间，如图4-20所示：

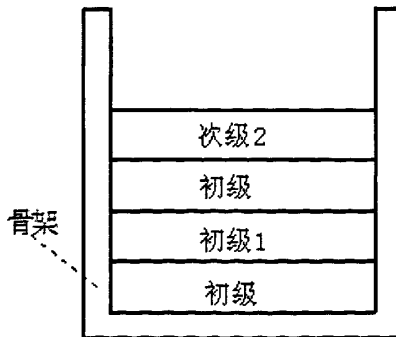
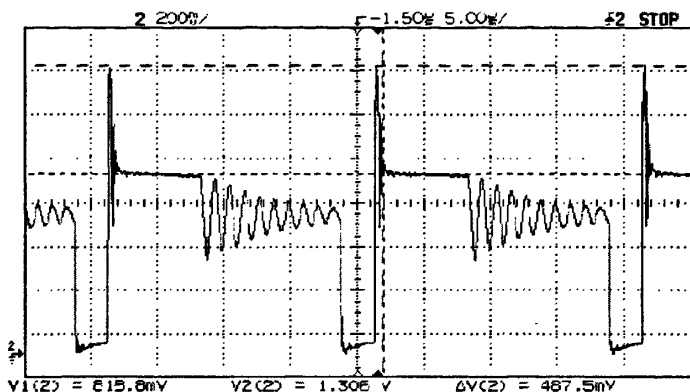
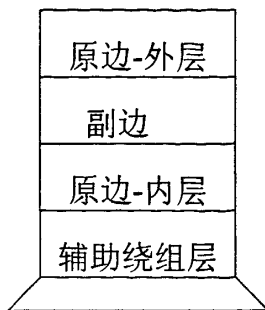


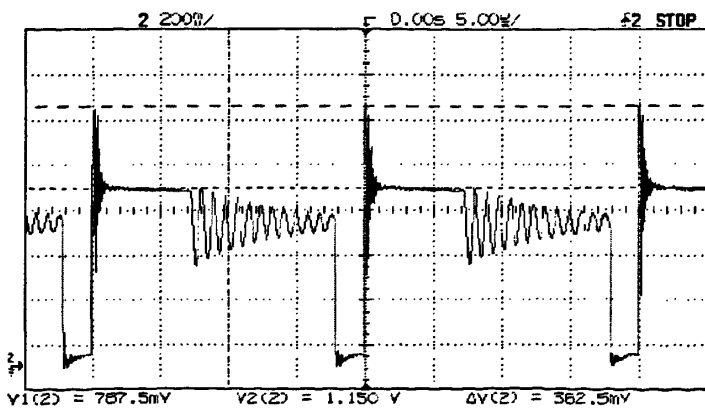
图4-20 三明治绕法的示意图

由图4-20可见，三明治绕法初级和次级之间有2个接触面，跟顺序绕法相比，多了一个接触面，所以漏感跟顺序绕法相比要小一些，但是层间电容相比就要大些，所以变压器的EMI特性会差些<sup>[47]</sup>。

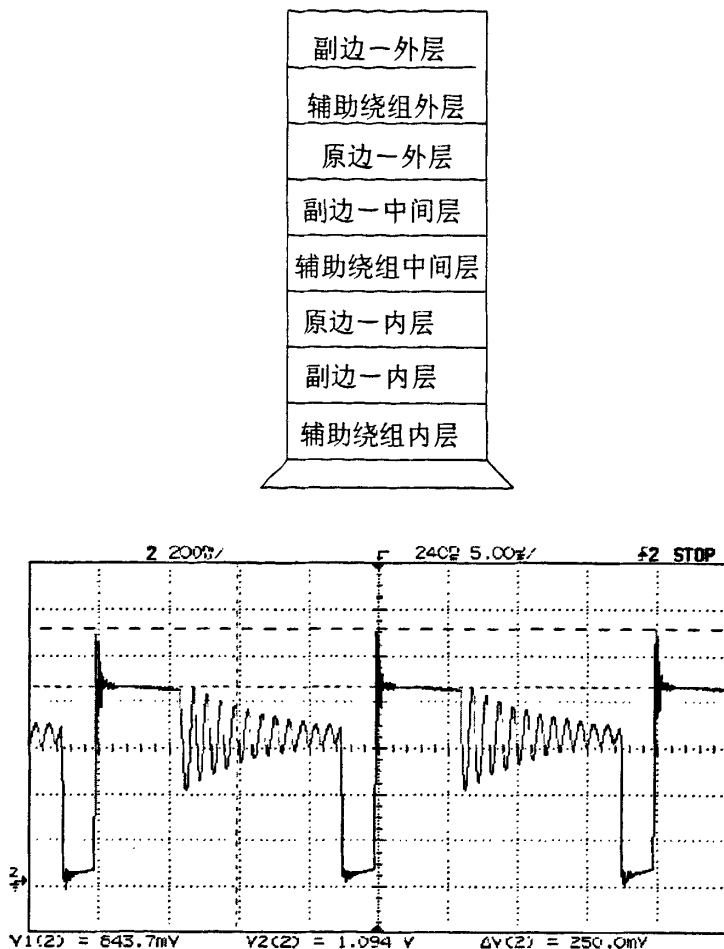
图4-21是几种三明治绕法对于漏感减小的比较：



a) 绕法一以及对应的漏感尖峰



b) 绕法二以及对应的漏感尖峰



c) 绕法三以及对应的漏感尖峰

图4-21 不同绕法及其对应的漏感尖峰测试图

在图4-21的三种绕法中,其中(a)绕法的初级漏感量为 $14\mu\text{H}$ ;(b)绕法的初级漏感量为 $9\mu\text{H}$ ;(c)绕法的初级漏感量为 $5.7\mu\text{H}$ 。这三个对比实验说明,如果采用三明治绕法,交叉换位次数越多,则漏感越低。但是交叉换位次数太多,会造成变压器绕制上的困难。

#### 4.4.2 次级线圈的分布与漏感关系

在单路输出中,漏感分为初级漏感和次级漏感。在多路输出中,还存在次级之间的漏感,次级之间漏感太大,仍然可以通过归算到同一绕组中后、再归算到初级去,这也是多路输出中交叉调整率出现的原因之一。

在多路输出中,由于多绕组的存在,使得不仅要注意初级和次级之间的绕组安排,还要注意次级和次级之间的安排,除了可以按照图4-20所示的方法来安排绕组结构外,还可以利用公共绕组来进行叠加绕制<sup>[48,49,50]</sup>,即如图4-22所示:

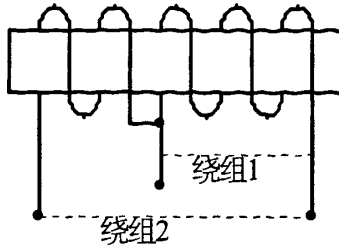


图4-22 利用叠加绕法来利用漏感

图4-22中的绕组2就利用了绕组1的3圈绕组，在绕组1的3圈绕组上再加上2圈，变成5圈，而其中的3圈都是绕组1。这样的绕组方法，可以减小绕组之间的漏感比，式(3-11)

中的  $\frac{K_1}{K_2}$  会变小。

#### 4.4.3 直流叠加

除了变压器耦合程度外，交叉调整率出现的另外一个重要因素，就是输出二极管的非理想特性造成的。图4-23是SK系列二极管的正向压降随正向电流变化的曲线图。

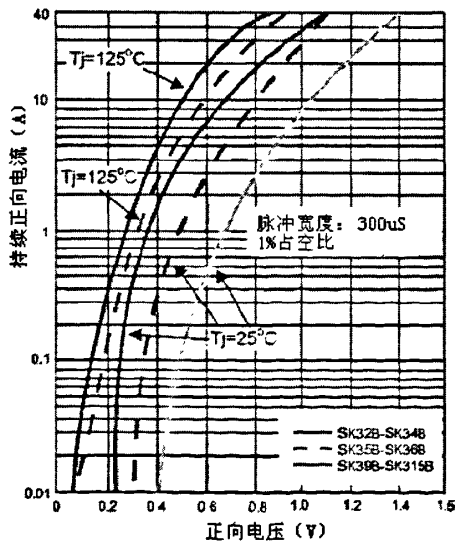


图4-23 SK系列二极管正向压降随正向电流变化曲线图

可以看出，二极管两端的压降是随着其电流变化而变化的。而交叉调整率反映的是不同绕组之间带上不同的负载时候，非受控组电压偏离额定电压的偏移量。而电磁耦合角度只是考虑二极管的A端(即整流前)，在实际应用中，反馈环路却是经过整流后，才通过PWM进行反馈，如图4-24所示。

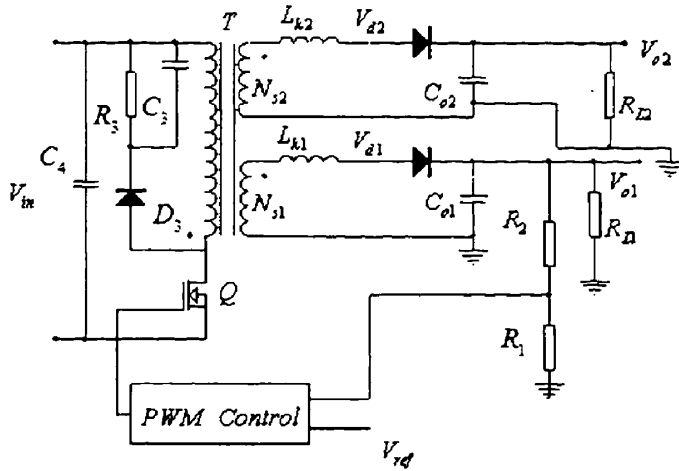


图4-24 未采用直流叠加的结构图

由图4-24可以看出，反馈点是在绕组1的二极管整流后的K端。假设绕组1的输出为3.3V，绕组2的输出为5V。当绕组1上负载电流较大时，其对应的二极管上的压降 $V_{d1}$ 也将随之增大。设 $V_{d1}=0.7V$ ，则 $N_{s1}$ 两端的电压将是 $3.3+0.7=4V$ 。如果此时5V绕组空载，二极管上压降 $V_{d2}=0V$ ，即使绕组之间不存在漏感的影响。 $N_{s2}$ 两端的电压为 $\frac{4 \times 5}{3.3}=6.06V$ ，也就是说光是由于二极管的压降引起5V组空载的电压偏离就有1.06V之多。而当5V组负载很重，3.3V组空载的时候，同样会出现相反的电电压偏离，5V组的实际输出电压会偏离额定电压约一个二极管的压降。

但是可以利用二极管压降的这种特性，将多路输出的各个绕组接成直流叠加，而非4.4.2中所述的在变压器内部进行交流叠加，如图4-25所示。

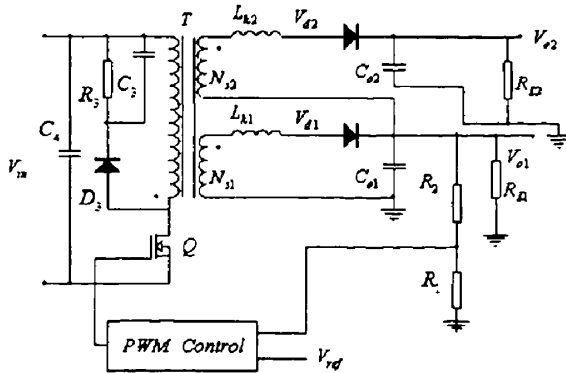
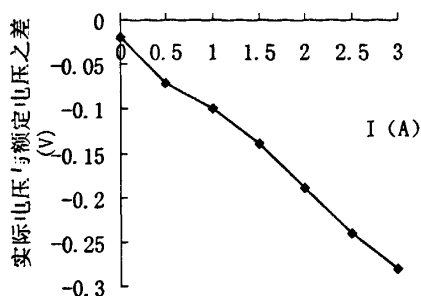


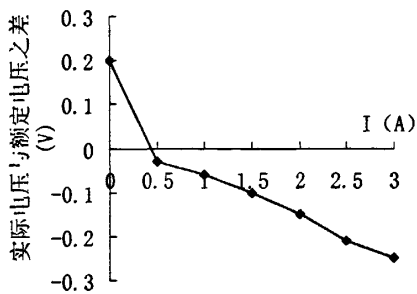
图4-25 直流叠加示意图

以上述假设为例，直流叠加的好处在于，无论3.3V绕组上有多少电流流过，其二极管的K(整流后)端总是由PWM来保证有3.3V的电压。假设变压器耦合度为100%时，将不会出现由二极管压降引起的交叉调整率。当3.3V组空载，而5V组带重载时，由于5V绕组的线圈中包含了3.3V绕组线圈和3.3V绕组的一个二极管，所以5V上的负载电流也会同样的流经3.3V绕组上的二极管。即使3.3V绕组空载，也使得 $N_{s1}$ 端的电压会高于

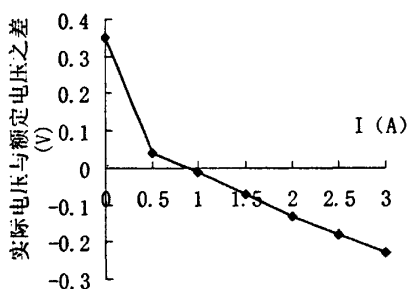
3.3V。这样会大大的提高交叉调整率，特别是对于输出电压较低的应用场合中非常有利。图4-26为采用直流叠加绕法、电流波形系数为0.3、反射电压为70V、假负载分别为160Ω、94Ω、输出分别为3.3V和5V的电源实际测试数据曲线。



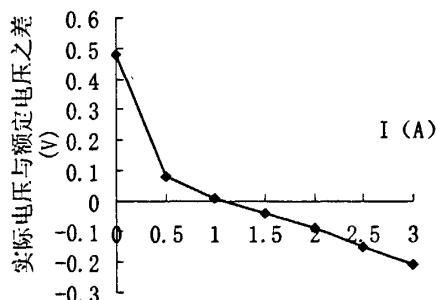
a) 条件：主输出负载为空载



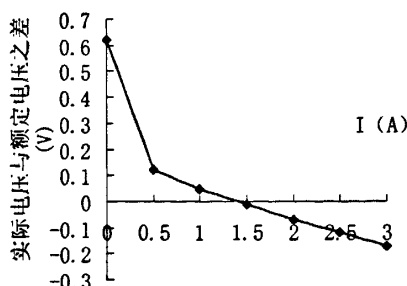
b) 条件：主输出负载为0.5A



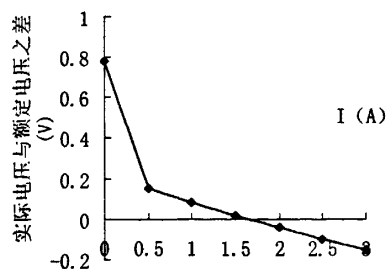
c) 条件：主输出负载为1A



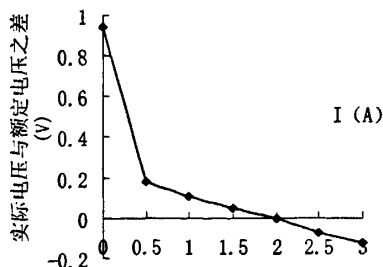
d) 条件：主输出负载为1.5A



e) 条件：主输出负载为2A



f) 条件：主输出负载为2.5A



g) 条件：主输出负载为3A

图4-26 采用直流叠加时副输出的测试数据

由图4-26可以看出,在两路输出分别从0A到3A的负载范围内,不受控组交叉调整率为 $\frac{5.94-4.72}{5} \times 100\% = 24\%$ 。与没有采用直流叠加绕法的图4-16所对应的54.4%相比,交叉调整率改善了近一倍,但是假负载却的小了很多。

#### 4.5 利用外围元件进行改善

利用一些变压器以外的元件也可以改善交叉调整率,比如加重RCD钳位。但是加重钳位程度,会带来效率上的损失<sup>[50]</sup>。利用稳压管也可以改善交叉调整率,稳压管可以抑制住电压的漂高,但是稳压管上会有损耗,如果交叉调整率本来就很差,会引起功率较小的稳压管烧毁,所以稳压管一般用于交叉调整率本来就较好的场合。即使电压漂高,也不会使稳压管损失太多的功耗,这样才不会得不偿失。还可以利用假负载的变化来控制交叉调整率,可以根据电压的变化来加上合适的假负载。具体实现方法可以用比较器和开关管,将每一路的假负载根据具体应用分成几级,逐级的加上假负载,这样一来可以保证交叉调整率的同时,也可以适当的提升效率,但是会带来成本上的升高。

#### 4.6 小结

在本章内介绍了从设计上改善交叉调整率的一些方法,并且基于第三章中所述的交叉调整率出现的原因进行解释,并且分析了各自的利弊。用无源的方式改善交叉调整率是针对小功率、低成本的应用场合,在上面的实验中,负载变化范围从0到3A,基本可以覆盖机顶盒、密码机等设备的供电要求。

在解决交叉调整率的问题的时候,不管采用何种方式,都是要折中考虑的,既要改进交叉调整率,又要尽量不影响他指标。只有结合各种方法的优点、避开缺点,才能得到最优方案。



## 第 5 章 实际应用实例

### 5.1 引言

反激式多路输出变换器被大量的应用在不同领域,其中主要输出电压分别有3.3V、5V、12V等,其负载电流从几十毫安到几安不等。本章将前几章对于改善交叉调整率的方法应用在一个电源设计中去,并详细介绍了设计过程和最后测试结果。

该设计的输入电压范围为85~265VAC,主输出为3.3V、副输出为5V,两组输出电流变化都是0~3A,总额定功率为25W。

### 5.2 设计

电源的原理图如图5-1所示,其中L、N、PE分别为电源的输入火线、零线和地线。其实际照片为图5-2所示其中各个框图部分的作用分别为:

①为EMI滤波电路:其中包含共模电感、X电容以及为了抗浪涌电压和浪涌电流的压敏电阻和热敏电阻等。

②为整流部分:其作用为将交流电压整流成直流。

③为钳位电路:在此设计中应用的是RCD钳位方式,将MOSFET的DS脚上的电压尖峰钳在700V的安全范围内。

④为变压器:变压器有两个次级绕组,根据匝比分别输出相应的电压。

⑤为控制芯片:芯片是采用PI公司的TOP244Y, TOP244Y集成了高压MOSFET在内部,并且能够通过C脚上的电流大小来调节占空比,还能够通过L脚上的电阻来进行输入过、欠压保护。

⑥为输出整流部分:输出整流二极管将具有脉冲形式的电压整流成直流,并将能量分别储存在各个绕组的输出电容中。

⑦为输出电容和滤波电路:输出电容可以储存能量;滤波电路形成一个低通滤波器,用来减小输出电压的纹波值。

⑧为反馈控制部分:主要由TL431、光耦等元件搭配起来进行稳压调节,无论输入电压还是输出负载发生变化时,受控组输出电压始终保持恒定。

在设计中, $K_p$ 取0.3、 $V_{OR}$ 取70V、5V输出绕组上假负载为56欧,还用一支5V的稳压管来进行稳压。变压器采用直流叠加、主输出和初边绕组分双层夹绕。

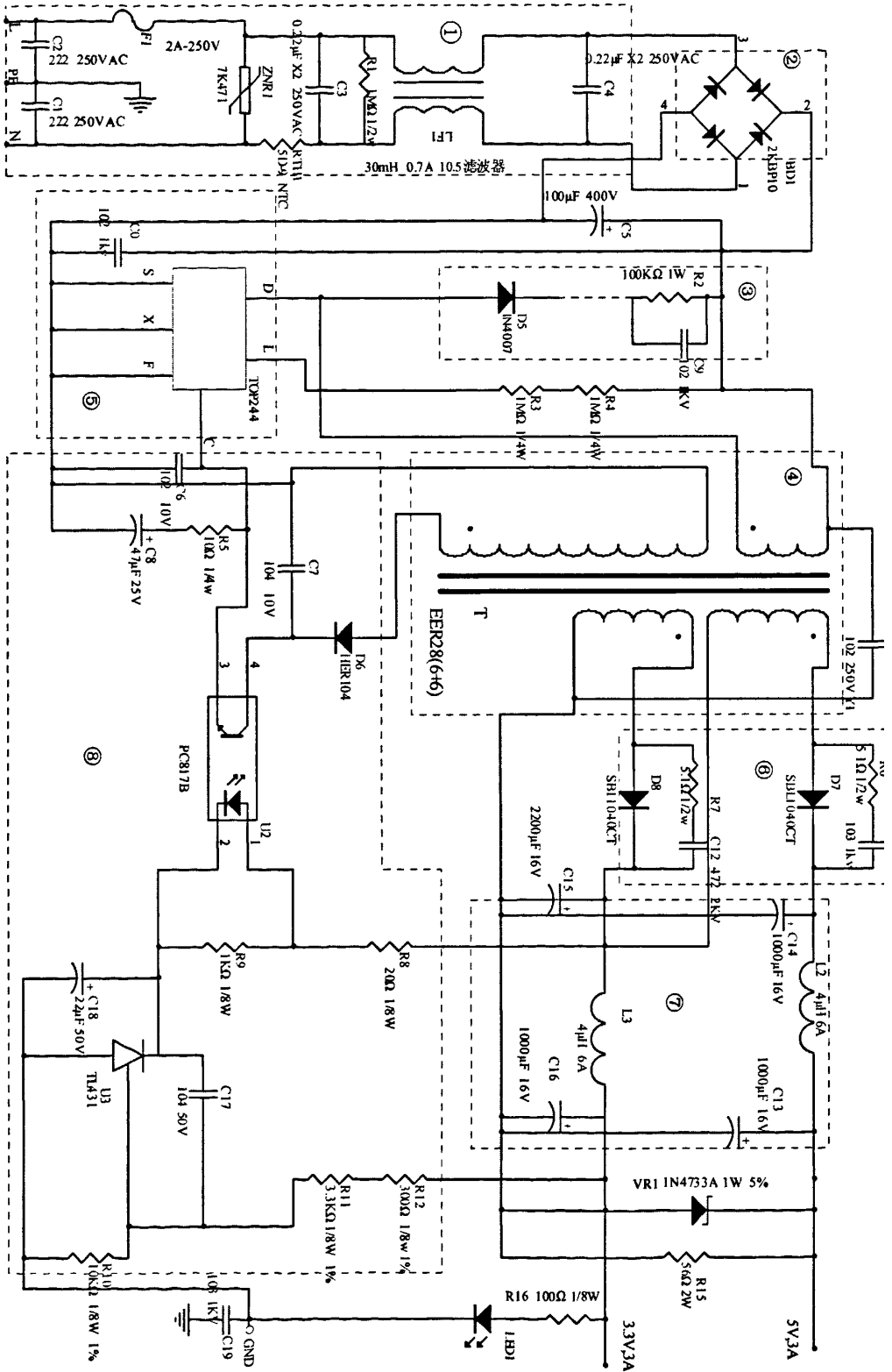


图5-1 电源原理图

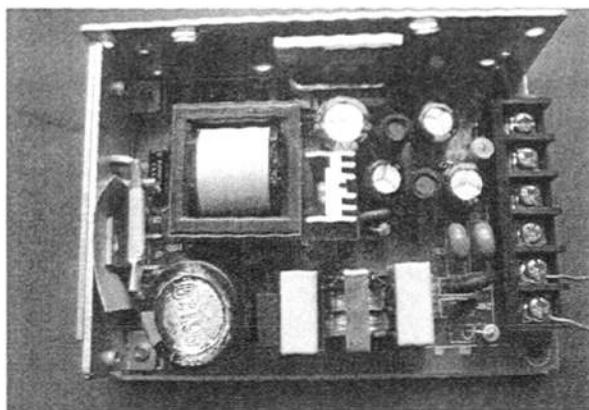


图5-2 MUA25-D3.3V电源

### 5.3 电源变压器的关键参数

电源的变压器采用EER28型号磁芯。在设计中, 电流波形系数  $K_p$  取0.3、反射电压  $V_{OR}$  取70V、变压器采用夹绕、直流叠加的方法, 如图5-3所示:



图5-3 样机变压器绕制结构图

骨架两端留出3毫米的挡墙, 其圈数和线径如表5-1所示:

表5-1 样机变压器绕指说明

层	线径 (mm)	圈数	脚位	绝缘带	备注
N1	0.35	24TS+24TS	11--10	1TS 3TS	初级
N2	0.38*5	4TS	6--3	1TS	输出 3.3V
N3	0.4*9	2TS	1--4	1TS	输出 5V
N4	0.38*5	4TS	5--2	3TS	输出 3.3V
N5	0.35	24TS	10--12	2TS	初级
N6	0.33*2	13TS	9--8	3TS	辅助绕组

变压器的励磁电感量为1460微亨、气隙为0.33毫米。

## 5.4 电源实测

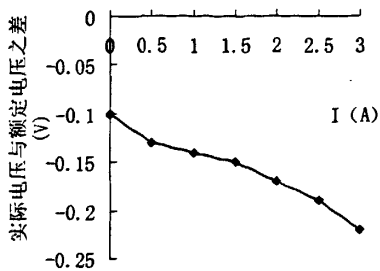
表5-2为各个绕组带不同负载时测得的实际输出电压和偏离额定电压量:

表5-2 实测数据

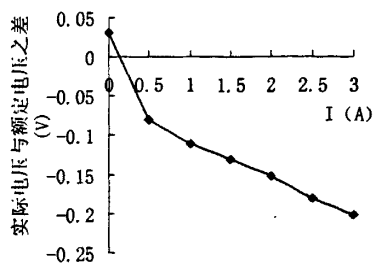
主输出带载情况(A)	副输出带载情况(A)	主输出实际输出电压(V)	副输出实际输出电压(V)	实际输出电压偏离额定电压值(V)
0	0	3.38	4.9	-0.1
0	0.5	3.38	4.87	-0.13
0	1	3.38	4.86	-0.14
0	1.5	3.38	4.85	-0.15
0	2	3.38	4.83	-0.17
0	2.5	3.38	4.81	-0.19
0	3	3.38	4.78	-0.22
0.5	0	3.38	5.03	0.03
0.5	0.5	3.38	4.92	-0.08
0.5	1	3.38	4.89	-0.11
0.5	1.5	3.38	4.87	-0.13
0.5	2	3.38	4.85	-0.15
0.5	2.5	3.38	4.82	-0.18
0.5	3	3.38	4.8	-0.2
1	0	3.38	5.08	0.08
1	0.5	3.38	4.96	-0.04
1	1	3.38	4.92	-0.08
1	1.5	3.38	4.89	-0.11
1	2	3.38	4.87	-0.13
1	2.5	3.38	4.86	-0.16
1	3	3.38	4.82	-0.18
1.5	0	3.38	5.11	0.11
1.5	0.5	3.38	4.98	-0.02
1.5	1	3.38	4.94	-0.06
1.5	1.5	3.38	4.91	-0.09

1.5	2	3.38	4.88	-0.12
1.5	2.5	3.38	4.86	-0.14
1.5	3	3.38	4.84	-0.16
2	0	3.38	5.12	0.12
2	0.5	3.38	5	0
2	1	3.38	4.95	-0.05
2	1.5	3.38	4.93	-0.07
2	2	3.38	4.9	-0.1
2	2.5	3.38	4.88	-0.12
2	3	3.38	4.86	-0.14
2.5	0	3.38	5.14	0.14
2.5	0.5	3.38	5.02	0.02
2.5	1	3.38	4.97	-0.03
2.5	1.5	3.38	4.94	-0.06
2.5	2	3.38	4.92	-0.08
2.5	2.5	3.38	4.9	-0.1
2.5	3	3.38	4.87	-0.13
3	0	3.38	5.15	0.15
3	0.5	3.38	5.04	0.04
3	1	3.38	5	0
3	1.5	3.38	4.96	-0.04
3	2	3.38	4.94	-0.06
3	2.5	3.38	4.91	-0.09
3	3	3.38	4.89	-0.11

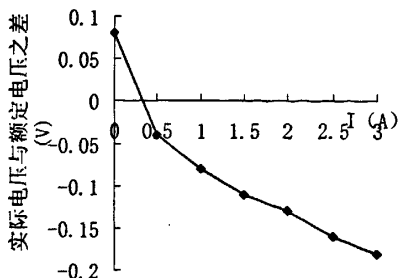
其对应的偏离量曲线图如图5-4所示:



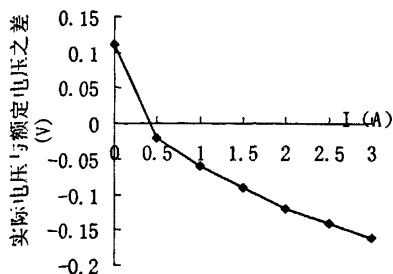
a) 条件: 主输出负载为空载



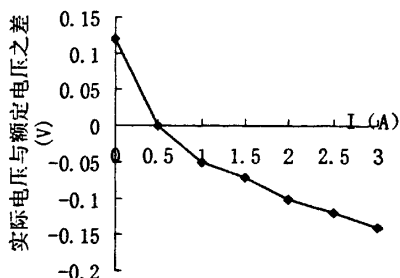
b) 条件: 主输出负载为0.5A



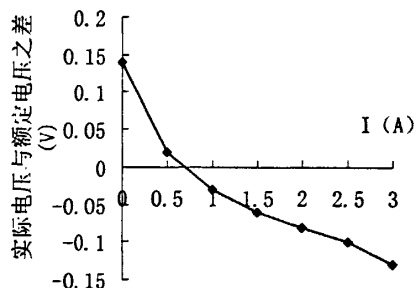
c) 条件: 主输出负载为1A



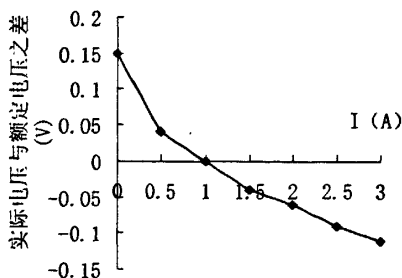
d) 条件: 主输出负载为1.5A



e) 条件: 主输出负载为2A



f) 条件: 主输出负载为2.5A



g) 条件: 主输出负载为3A

图5-4 经过综合优化后副输出的实际电压测试数据图

由表5-2可以看出,即使两个绕组的负载都从空载变化到3A,非受控组的交叉调整率为  $\frac{5.15-4.78}{5} \times 100\% = 7\%$ ,并且可以看出,非受控组电压根据负载变化而变化的最大范围为:4.78V~5.15V,不超过额定电压5V的 $\pm 5\%$ 精度。

原来当交叉调整率较差的时候,由于电源在起机瞬间非受控组负载电流过大而造成输出电压下跌,从而使得机顶盒时常有程序出错的现象出现。另外当非受控组短路时,开关管上的电流会触及不到限流点,所以造成短路保护功能失效。现在经过改善后,由于电压下跌而造成的程序出错和短路保护功能失效的问题得到了解决,这大大增强了电源的可靠性和安全性。

图5-5到5-8为实际测试的一些图片,其中图5-5到图5-7为使用电子负载时的测试照片,用来设定负载电流和显示输出电压,左边的数据显示为电源端头输出电压,右边数据是测试连接线端头的电压。图5-8为功率计,用来测试电源的输入功率。从图5-7和图5-8可以看出,电源满载的效率为74.5%。

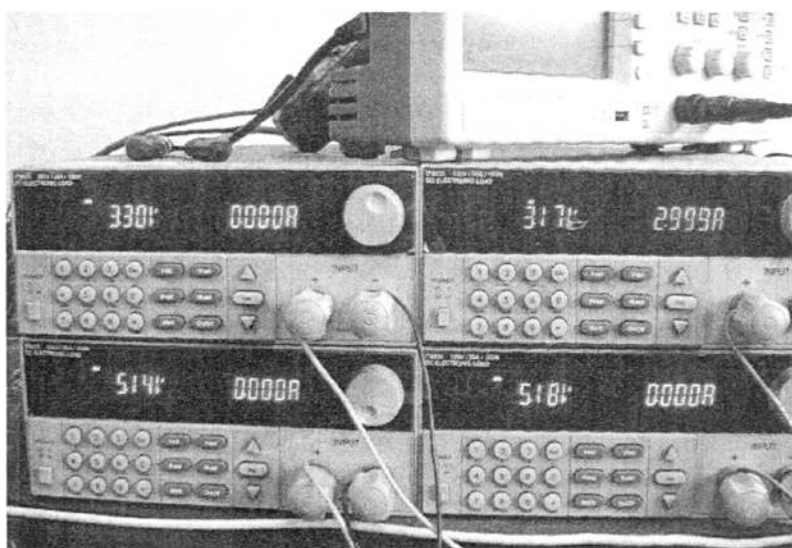


图5-5 实验测试过程一



图5-6 实验测试过程二

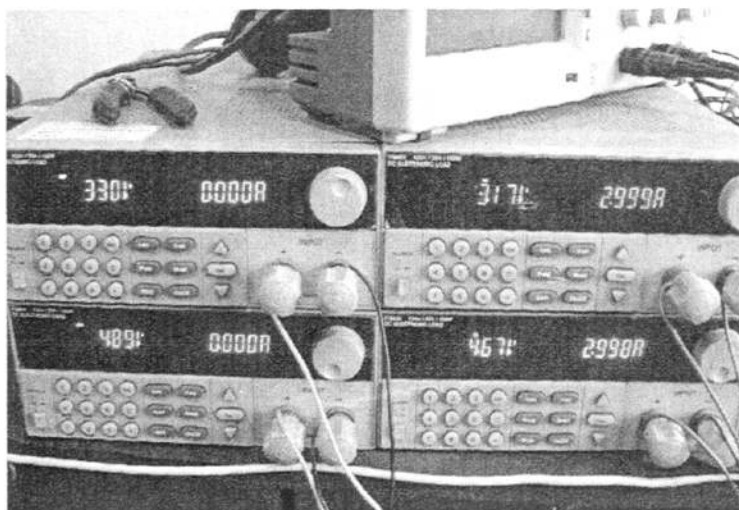


图5-7 实验测试过程三



图5-8 实验测试过程四

## 5.5 小结

通过综合各方面的手段来改善交叉调整率，可以使电源在0~3A这样大的负载变化中，不受控绕组的电压变化始终在 $\pm 5\%$ 内，此型号电源还可以适合很多的应用场合，例如DVD、机顶盒、密码机、视频监控器等，而且良好的交叉调整率可以大大提高产品的可靠性。



## 结 论

现在随着电力电子设备的发展,越来越多的设备需要更多的输入电压,大家都很熟悉的计算机电源、机顶盒电源、DVD电源等等,都要求不同的电压输入以便于给内部不同的单元模块供电,在中低功率的设备中,反激变换器是应用得最多的拓扑之一,由于多路输出给设备供电的要求,使得反激式多路输出变换器遇到很大的困难。本文在分析反激式变换器的详细工作过程的同时,重点研究了反激式变换器在进行多路能量传递的过程,并且重点从设计上改善交叉调整率进行研究,使得反激式变换器应用在多路输出的场合时,避免使用三端稳压或者后级DC~DC的结构,朝着低成本、低功耗的目标进行研究。在现有分析的基础上,着重对反激变换器的工作模式以及设计原则进行研究。本论文的主要工作如下:

1. 通过阅读大量的文献资料,研究了反激变换器的工作原理、电磁原理以及反激变换器的利弊。

2. 详细的分析了反激变换器在实际应用中,由于电子器件的寄生参数带来的非理想模型,为反激变换器多路输出的分析作了研究基础。

3. 在已有研究的基础上,详细分析了反激变换器工作于DCM、CCM模式下的交叉调整率出现的原因,并从次级电流的上升过程到整个周期内的电流分配做了详细研究,并且从一般的设计原则上出发,利用设计前人为选定的一些参数上来改善交叉调整率,其中包含电流波形系数、反射电压和初始负载,使得交叉调整率可以从设计上进行改善。

4. 归纳了反激多路变换器的变压器绕制设计,讨论了如何从绕制上改善交叉调整率,从绕组安排和连接方式上减小漏感和二极管对于交叉调整率的影响,并结合交叉调整率出现的原因进行分析。

在以上的分析中,都结合了大量的实验进行理论验证。对于每一种改善的方式都经过了对比实验,为逼近一些非常复杂的理论模型,累积了大量的原始数据。

进一步的研究工作:

1. 论文是基于应用较为广泛的RCD钳位的基础上进行研究的,如果钳位方式发生改变,则第3章中对于交叉调整率的分析会随之改变。因此,反激变换器在采用其他钳位方式时,与交叉调整率相关的一些因素会随之改变,需要进一步分析。

2. 论文中用作理论证明的实例是一个双路输出的电源,当扩展到三路或者更多路输出的结构时,变压器则涉及到更复杂的结构组合和绕制方式,这需要进一步深入研究。

越来越多的中小功率的设备有着多电压输入的要求,使得交叉调整率这一项指标在电源中占据着很重要的位置,因此,反激式变换器交叉调整率的研究有着相当重要的意义。

## 致 谢

本论文的研究工作是在导师罗乾超的指导下完成，罗老师在此期间给予了我极大的鼓励和关心，并且在论文的出发点和研究思想上给我提供了很大的帮助，恩师严谨的治学态度以及实事求是的工作作风，时时刻刻都在感染着我、激励着我、推动着我向前，使我得以顺利地完成论文的研究工作。在此，谨向恩师罗乾超教授致以最衷心的感谢和最诚挚的敬意！

感谢博士研究生何圣仲对我的论文进行后期指导，正是因为在他耐心的帮助下，我的论文才能按时完成，在此期间师兄给予的意见，使我受益颇多。

感谢我的同学们在我作论文时提供给我的宝贵意见，在三年硕士研究生学习阶段，我们彼此建立了深厚的友谊，正是这种互助互爱的同门情谊和相扶相携的学习氛围让我可以克服万难，取得进步，更让我对我们的团队依依不舍。

同时也深深感谢电气工程学院的领导们和老师们的辛勤工作为我创造了良好的学习条件，使我得以顺利完成学业。并且重点对许建平老师致谢，许老师在我的论文研究过程中提出了许多宝贵的意见，并且一路上都悉心的指导我如何完成这篇论文。

最后深深的感谢爱着我的家人，是你们在我攻读硕士研究生期间给了我无限的鼓励和支持，并且毫无保留的给予一切帮助，由于你们的全力支持，我才能完成学业。

## 参考文献

- [1] 周志敏, 周纪海. 单片开关电源. 北京: 电子工业出版社, 2004.9.
- [2] 张麟. SIMO DC-DC 工作在 CCM 下的实现. 东南大学硕士学位论文. 2005 年 6 月.
- [3] A. J. Stratakos. High-Efficiency Low-Voltage DC-DC Conversion for Portable Application. Ph.D. thesis, University of California, Berkeley, 1998.
- [4] 郭创, 张宗麟, 樊蓉. 常规开关电源拓扑结构及典型应用电路. 电子元件与材料. 2003 年第 8 期:11-15.
- [5] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1999
- [6] 张麟, 吴金. CCM 模式下的多输出 DC-DC 分析. 电子器件. 2004 年第 02 期: 229-333.
- [7] T.G. Wilson, Jr. Cross regulation in an energy storage dc-to-dc converter with two regulated outputs. Power Electronics Specialists Conf. Palo Alto, Ca, June 1977, pp. 190-199.
- [8] M. Goldman and A.F. Witulski. predicting regulation for a multiple-output current-mode controlled dc-to-dc converter. Applied Power Electronics Conf., San Diego. Ca. Mar. 1993, pp. 617-623.
- [9] P.T Frederiksen, et al. Small size dc-dc converter for regulated power buses. Proc. European Space Power Conf., Florence, Italy, Sep. 1991, pp. 187-191.
- [10] H. Matsuo and K. Harada. New energy-storage dc-dc converter with multiple outputs. IEEE Trans. On Magnetics, vol. 14, no. 5, pp.1005-1007, sep. 1978.
- [11] K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga. State-space analysis of the cross-regulation. Power Electronics Specialists Conf. San Diego, Ca. June 1979, pp. 186-192.
- [12] 吴冬梅, 蔡丽娟. 开关电源的多路输出技术发展综述. 电气传动. 2006 年第 04 期:8-12.
- [13] Q. Chen, F. C. Lee and M. M. Jovanovic. Small-Signal Analysis and Design of Weighted Voltage-Mode Control for a Multiple-Output Forward Converter. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) Rec., Seattle, WA, 1993: 749-756.
- [14] A. Barrado, E. Olías. Multiple Output DC/DC Converters Based On PWM-Pulse Delay Control (PWM-PD). IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1999: 1141-1145.
- [15] A. Barrado, E. Olías. PWM-PD Multiple Output DC/DC Converters without Transformer. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'2000, 6-10 Feb. 2000, vol. 2: 748-753.
- [16] A. Barrado, E. Olías. Control-loop Modeling of the PWM-PD Multiple Output DC/DC Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'2000, 2000:

395-400.

- [17] A. Barrado, E. Olias. Types of PWM-PD Multiple Output DC/DC Converters. IEEE Industrial Electronics, ISIE 2002, 2002: 1010-1014.
- [18] A. Barrado, E. Olias. PWM-PD multiple output DC/DC converters: operation and control-loop modeling. Power Electronics, IEEE Transactions on Vol. 19, No. 1, Jan. 2004: 140 – 149.
- [19] 王栋, 张文学. 反激型开关电源变压器储能输出率研究. 电子测量与仪器学报. 2004 年增刊: 756-761.
- [20] 丁道宏. 电力电子技术. 航空工业出版社, 1999.
- [21] Abraham I. Pressman 著. 王志强译. 《开关电源设计》. 北京: 电子工业出版社. 2005.9.
- [22] 张兰红, 陈道炼. 反激变换器不同工作模式时的稳态分析与设计. 盐城工学院学报 (自然科学版). 第 15 卷第 4 期. 2002 年 12 月.
- [23] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. AN 4147 "Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters".
- [24] 陈家洸. RCD 钳位反激变换器的设计与实现. 通信电源技术. 2002 年 10 月. 第 5 期.
- [25] W. McMurray. Optimum Snubbers for Power Semiconductors. IEEE Transactions on Industry Applications. September/October 1972, pp 593-600.
- [26] T.K. Phelps and W.S. Tate. Optimizing Passive Input Filter Design. Proceedings of Powercon 6, May 1979, paper G1.
- [27] Philip C. Todd. Snubber Circuits: Theory, Design and Application. UNITRODE CORPORATION.
- [28] T.G. Wilson, Sr. Fundamentals of Magnetic materials. APEC Tutorial Seminar, 1987
- [29] 《Unitrode Magnetics Design Handbook》-Magnetics Design for Switching Power Supplies Lloyd H. Dixon.
- [30] Colonel Wm. T. Mclyman, 著. 龚绍文, 译. 变压器与电感器设计手册. 中国电力出版社. 2008.
- [31] Power Integrations INC. TOPSwitch Flyback Design Methodology[Z]. Power Integrated. 1996.
- [32] Leman BR. Flyback Power Supply Reduces Component Count to Cut Cost and Size [A]. Technical Papers of the Tenth International High Frequency Power Conversion Conference[C]. 1995.
- [33] 张钢, 刘志强. 基于 TOPSwitch 及 PI Expert 的单端反激式开关电源设计. 电源技术应用. 第 10 卷第 2 期. 2007 年 2 月.
- [34] Donald Ashley, John Jovalusky.  $I^2 \cdot f$ : Making Power Supplies Easier to Design and

- Manufacture. Power Intergrations, USA.
- [35]International Rectifier, AN 1018 "Using the IR10XX Series SMPS ICs".
- [36]Ji Chuanwen, Keyue M Smedly. Cross Regulation in Flyback Converter: Analytic Mode[C]. PESC 99, IEEE, 1999,2:920-925.
- [37]Joe Marrero. Improving cross regulation of multiple output flyback converters. Official Proceedings of the Thirty-First International Power Conversion Electronics '95, Long Beach, CA, USA, 9-15 Sept.
- [38]Hamill, D.C, Yeo, T.P.C. Characterization of cross regulation in DC-DC converters. INTELEC 93, 15th International Telecommunications Energy Conference, New York, NY, USA1993, pp.372-8.
- [39]T.Higashi, T.Ninomiya and K.Harada. On the cross-regulation of multi-output resonant converters. Power Electronics Specialists Conf., Kyoto, Japan, Apr. 1988, vol. 1, pp. 18-25.
- [40]A.G Lloyd. Choking up on LC filters. Electronics,cs. vol. 40. no. 17. pp. 93-97. Aug. 1967.
- [41]K. Harada, T. Nabeshima and K. Hisanaga. state-space analysis of the cross-regulation. Power Electronics Specialists Conf., San Diego, Ca, June 1979, pp. 186-192.
- [42]K. H. Liu. Effects of leakage inductances on the cross regulation in discontinuous-mode flyback converter. Proceedings of 4<sup>th</sup> International Conference on High frequency Power Conversion, May 1989, pp.254-259.
- [43]J.P. Agrawal and C.Q. Lee. Effects of resistances and leakage inductances on cross regulation in SRC. Applied Power Electronics Conf., Dallas, Tx., Mar.1991, pp. 65-70.
- [44]L.H. Dixon. Jr. The effects of leakage inductance on switching power supply performance. Unitrode power supply design seminar manual, SEM 700, pp. P2-1-P2-7, 1990.
- [45]B. Leman. Living with flyback transformer leakage inductance. Power Conv. & Intelligent Motion, vol. 16, no. 7, pp. 34-39, July 1990.
- [46]H.Matsuo. Comparison of Multiple-output DC-DC Converters Using Cross Regulation[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1979:162-185.
- [47]H.Matsuo. Improvement of the dynamic characteristics in multiple output dc-dc converter by using the magnetic coupling of the energy-storage reactor. IEEE Trans. on Magnetics, vol. 17, no. 3, pp. 1301-1304, May 1981.
- [48]L.H. Dixon. Jr. Coupled filter inductors in multiple output buck regulators provide dramatic performance improvement. Unitrode power supply design seminar manual,

---

SEM 700,pp. M7-1-M7-10, 1990.

[49]S. Cuk and R.D. Middlebrook. Couple-inductor and Other Extensions of A New Opimum Topology Switching dc-to-dc Converter[J]. Advances in Switched mode Power Conversion, vols I and II, p331-347, 1983.

[50]林思聪. 改善多路输出开关电源交叉调整率的无源设计方法. 机床电器. 2005.1.

## 攻读硕士学位期间发表的论文及科研成果

- [1] 蔡劲松. 一种基于 Link606 带无源 PFC 电路的开关电源. 自动化信息, 2009 年 6 月: 32-34.
-

# 反激式变换器交叉调整率的研究

作者: [蔡劲松](#)  
 学位授予单位: [西南交通大学](#)

## 相似文献(10条)

1. 期刊论文 [豆飞进, 王俊, 穆新华](#) 采用WVC技术的多路输出反激变换器的小信号分析与设计 -通信电源技术2003(3)  
 对采用WVC技术控制的多路输出反激变换器作了小信号分析,研究了加权系数对控制的影响,最后对补偿环节作了设计,通过仿真验证了设计的正确性。
2. 期刊论文 [闫稳, 刘广荣, 孟颖悟](#) 基于UC1823J多路输出开关电源模块的分析与设计 -通信电源技术2010, 27(3)  
 文章设计了一种基于UC1823J控制多路输出的电源模块,主电路采用单端反激式变换器,重点介绍了控制电路的设计方法,提出了一种多路输出电压加权取样方法,实验结果表明该方法提高了多路输出电压交叉调整率。
3. 会议论文 [豆飞进, 王俊, 穆新华](#) 采用WVC技术控制的多路输出反激变换器的小信号分析和设计 2003  
 对采用WVC技术控制的多路输出反激变换器作了小信号分析,研究了加权系数对控制的影响,最后对补偿环节作了设计,通过仿真验证了设计的正确性。
4. 期刊论文 [何颖彦, 顾亦磊, 钱照明](#) 一种采用磁放大器技术的新颖多路输出变换器 -电力系统自动化2005, 29(1)  
 分析了一种新颖的运用磁放大器作为后级调整技术的多路输出的正反激DC/DC变换器的工作原理,这种变换器可以利用电路的正激部分输出大功率,而用反激部分输出小功率,所以,该电路将正激变换器的高效率和反激变换器低成本的优势相结合,保证了精确的输出,同时,以一个250 W的样机验证了该变换器的特点。
5. 学位论文 [赵志英](#) 小型化航空静止变流器的研究 2007  
 本文以两级式小功率航空静止变流器为主要研究对象,结合小功率逆变电源的特点,针对效率和小型化问题,在深入理解各种拓扑特点的基础上,优选结构简洁、易于多路输出的反激电路为前级直直变换拓扑,以高效、可靠的双Buck逆变器为后级电路,并重点对反激式电路作了深入研究。  
 在详细分析了基本反激变换器的工作原理及电路特性后,设计了120W/270VDC输入DCM模式和ICM模式下单管反激变换器和双管反激变换器,并对所设计的四台样机作了详细的损耗分析。实验结果表明,在本课题中,DCM模式的双管反激电路效率最高,单管CCM效率最低,主要是DCM模式下变压器绕组匝数及磁芯体积的减小使得变压器铜损和铁损都相应减小,从而提高了变换器效率,这与理论分析基本一致。可见,高频高压场合下,反激变压器的设计尤为关键。本文详细分析了变压器寄生参数对高频高压反激变换器的影响,讨论了通过改进绕组方法来控制变压器寄生参数,从而减小寄生参数对反激变换器的影响;针对变换器轻载时出现不稳定的现象,提出了几种解决方法,提高了电路的抗干扰性能。本文还对两种工作模式下的反激变换器进行了系统建模并对所设计的样机进行了稳定性分析和闭环设计。论文还对反激多路输出交叉调节问题进行了初步研究。  
 双Buck逆变器是一种新颖的、高效率的、高可靠性的电路,它成功地解决了传统半桥逆变器桥臂直通的问题,且续流管和功率管可分别单独优化设计,故效率可大大提高。本文在理解双Buck逆变器工作原理的基础上,设计了一台100VA样机,并结合小功率场合的特点,将原有LEM采样改为电阻检测,既降低了成本,又节省了变换器空间,仿真验证了其可行性,实验也得到了良好的效果。最后将前后两级联调,实现整机高效、稳定、可靠运行。
6. 期刊论文 [张晓峰, 吕征宇, ZHANG Xiao-feng, L\(U\) Zheng-yu](#) 多路输出反激变换器的假断续行为分析 -电力电子技术2006, 40(4)  
 在对具有多路输出的反激变换器进行理论分析的基础上,进行了模型仿真及试验,其结果揭示了由于各路输出时间常数的不同,而导致变换器在连续工作模式下出现假断续状态,此分析结果为反激变换器的输出参数设计提供了很好的依据。
7. 期刊论文 [魏应冬, 吴燮华, 顾亦磊, WEI Ying-dong, WU Xie-hua, GU Yi-lei](#) 基于磁放大技术的新型正激-反激型直流感变器 -中国电机工程学报2005, 25(21)  
 利用与正激变换器输出滤波电感耦合的绕组,构成了工作在反激模式的多路独立输出,采用磁放大的“时间分配”后级调整控制,结合主输出PWM反馈控制,实现主、附输出的独立控制,该变换器兼具正激变换器高效率、反激变换器低成本和磁放大后级调整的特点,具有简结构、低成本、高交叉调整率、高效率等优点,同时引出“Buck类-反激式”一族适于各路输出功率差别较大应用场合的直流变换器,文中详细阐述了其工作原理、特性以及磁放大器优化设计,一台132W两路输出实验样机验证了试验结果。
8. 学位论文 [李永超](#) 两级结构AC/DC开关电源的研制 2007  
 随着电力电子技术的飞速发展,大量电子设备应用于电网中,不具备功率因数校正(Power Factor Correction, PFC)功能的电子设备,给电网侧带入了严重的前级PFC与后级DC/DC构成。  
 现代电力电子技术中,功率因数校正技术已经成为一个重要的研究方向。功率因数校正的目的就是为了纠正电网输入电流波形,减小输入电流畸变对电网的谐波污染从而提高开关电源性能并改善电网质量。本文通过对几种PFC控制技术的分析和比较,优选了临界控制模式作为PFC的控制方式,采用L6561为控制芯片,并对PFC电路做了详细的设计和制作。  
 在DC/DC变换器中,由于反激变换器具有电路简洁、所用元器件少、高低压隔离、适合多路输出场合使用等优点,因而成为目前实际应用中最为常用的电路拓扑。传统的反激变换器,开关管的导通时间固定,因而其开关管的导通可能在漏极电压振荡的任何位置,变换器的开通损耗大,效率低。在传统的反激变换器当中加入准谐振技术,即可以实现开关管的低损耗开通,从而提高了效率、减少了EMI噪声,同时又保留了反激变换器所固有的成本低廉、结构简单、易于实现多路输出等优点。本文采用了一种新型准谐振反激变换器,其开关管在VDS到达最低时开通(即谷底开通, Valley-Switching),使变换器具有类似软开关的开关特性。文中详细介绍了这种变换器的工作原理,并结合NCP1205设计和制作了准谐振反激变换器。  
 最后对两级变换器进行了整体的仿真和实验,其实验结果验证了理论分析的正确性。设计中通过对每一级结构的优化和控制的简化,使两级结构变换器弥补了控制复杂、元器件应用较多的缺点。
9. 期刊论文 [陈冀君, 徐申, 孙伟锋, CHEN Ji-jun, XU Shen, SUN Wei-feng](#) 一种含负压输出的多路PDP电源设计 -电子器件2008, 31(2)  
 本文研究了一种含负压的多路输出电源,用于PDP显示器Y电极驱动电路中。该电源按照Y电极驱动的不同条件要求,利用反激式结构,采用主从形式,通过耦合在变压器中的不同匝比,实现三路不同输出,同时论文中还对单端反激式电源的工作原理及负压产生电路进行详细分析,研究了主输出回路对从输出回路的影响,并且通过相关测试进行验证。
10. 学位论文 [张宁](#) 逆变直流感焊电源控制系统辅助电源的研究 2008  
 电焊机作为“工业缝纫机”在国内建设中起着不可替代的作用。其核心逆变直流感焊电源具有动态响应快、控制精确度高等优势,得到广泛的应用,但是在整机效率、电磁干扰、可靠性方面还存在一定的缺陷。  
 数字化逆变直流感焊电源输出功率较大,其负载不断重复着“空载—短路—引弧—燃弧—短路—引弧”的变化规律,因而它的辐射和传导干扰都比较大。以前的逆变直流感焊电源控制系统辅助电源大多采用多个独立的线性电源分别为控制电路、保护电路、检测电路及驱动电路供电,每个驱动电路必须单独用一个线性电源供电,以防止驱动信号之间的相互干扰。当线性电源输出短路时,电源自身不能保护,而弧焊电源一般在恶劣的场合工作,线性电源很容易损坏,而且线性电源体积大,效率较低,相对多路输出一体化辅助开关电源成本较高。为此必须研发一种安全、可靠、经济、实用的新型逆变



直流弧焊电源控制系统的辅助电源。

在研究各种开关电源拓扑的特点后，本课题设计了一种实用的逆变直流弧焊电源控制系统辅助电源，它采用了适合于多路输出、高压输入的双管反激变换器拓扑作为主电路，使用峰值电流控制芯片TL3844组成控制系统，成功的解决了必须用多个相互独立的线性电源分别为控制系统各部分供电的问题。分析了辅助电源系统的工作原理，并给出了主要参数的设计原则及方法。介绍了该辅助电源在逆变直流弧焊电源控制系统中各部分的应用并给出了电路。

研究过程中借助了计算机辅助设计技术，运用状态空间平均法建立了工作于不同状态的直流、交流小信号等效模型，推导出了相应的传递函数，并以MATLAB为工具得到了相应传递函数的波特图，设计了合适的补偿网络和反馈系统，分析了系统的动态特性、稳定性和抗干扰性。还结合实际控制系统，得到反馈电路的数学模型，得到输出电压的仿真波形，并通过仿真，对电路的参数进行了优化设计。

实验电源输入为三相交流380V/50HZ，输出8路相互隔离的稳定直流电压。实验和仿真结果证明，该电源既保留了单端反激变换器的结构简单、易于多路输出等优点，又改善了在高压环境下的安全性和可靠性，可以满足数字化逆变直流弧焊电源控制系统对辅助电源的要求，完全可以代替由多个线性稳压电源组成的辅助电源。

本文链接：[http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis\\_Y1688336.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1688336.aspx)

授权使用：华东理工大学图书馆(hdldxtsg)，授权号：981b7bdc-6699-448c-967e-9e6b00e6aa69

下载时间：2011年1月14日