

# 通过设计变压器改善反激变换器的交叉调整率

毛行奎 陈为

福州大学电气工程与自动化学院 福州 350002

**摘要：**变压器性能对多路输出反激变换器的交叉调整率有重要影响，为变换器的关键器件之一。提出基于有限元数值仿真的任意多路输出变压器的建模方法，并基于此模型，结合电路仿真软件研究了变压器分布参数及线圈结构对反激变换器交叉调整率的影响。在此基础上，给出变压器的设计指导原则。实验证明，提出的任意多路输出变压器建模方法不仅使用方便，而且所建模型有足够高的精度；设计指导原则可以比较有效提高多路输出变换器的交叉调整率。

**关键词：**交叉调整率，反激变换器，变压器

## Analysis and design of transformer for improving cross regulation in Flyback converter

MAO Xing-kui, CHEN Wei

**Abstract:** Transformer is a key component to improve cross regulation of multiple-output Flyback converter. Based on finite element simulation, the modeling method considering parasitic parameters is proposed for the transformer with any windings. By the new model and circuit simulation, the parasitic parameters and winding layouts were researched for improving the cross regulation. And the design guidelines are given. Experiments verified the modeling method and the design guidelines.

**Keywords:** cross regulation, Flyback converter, transformer

中图分类号：TM4 文献标识码：B 文章编号：1606-7517 (2008) 12-5-97

## 1 前言

反激变换器由于结构简单、器件少、成本低，在小功率开关电源场合应用非常广泛。多路输出反激变换器往往只对主输出采用闭环反馈稳压，而辅输出则开环不反馈。当变压器为理想以及二极管压降可忽略时，在连续导通CCM模式下，多路输出反激变换器的主、辅输出的电压都比较稳定。但由于变压器的非理想性（存在漏感以及线圈

电阻）以及二极管压降不可忽略，当主、辅输出负载发生变化时，辅输出由于开环，其输出电压将发生较大变化，交叉调整率将比较差<sup>[1-3]</sup>。虽然采用如线性稳压器、开关模式后级调整<sup>[4]</sup>以及磁放大器<sup>[5]</sup>等后级稳压技术可以较好解决多路输出反激变换器的交叉调整率问题，但这些方法或多或少都增加了成本和复杂性以及降低了效率。文献[1]研究表明，箝位电压高低以及变压器漏感对反激变换器辅输出电压的交叉调整率有重要影响。文献[2,3]研究了具有复杂

工作模式的反激变换器交叉调整率问题。本文详细研究变压器分布参数（漏感、线圈电阻）对交叉调整率的影响，以便通过合理设计变压器提高辅输出电压的稳定性。

文章第二部分简要介绍了多路输出反激变换器的交叉调整率问题。第三部分提出一种基于电磁场有限元数值仿真的任意路输出变压器建模方法。以此模型为基础，第四部分研究了变压器分布参数、线圈结构对反激变换器交叉调整率的影响，并给出相应的设计指导原则。

## 2 多路输出反激变换器的交叉调整率

交叉调整率测量实验原理机为一个3路输出的反激变换器。实验样机的3路额定输出分别为5V/11A、12V/3A、-12V/0.5A，额定输入交流电压为220V，变换器开关频率 $f_s=94\text{kHz}$ ；主输出5V/11A采用反馈控制，两路辅输出则开环不反馈。变压器的线圈结构如图1所示，其中原边线圈P的匝数为46匝、线径为0.5mm，主输出的副边线圈 $S_M$ 的匝数为4匝、铜箔为18mm×0.1mm，两路辅输出的副边线圈 $S_{A1}$ （12V/3A）、 $S_{A2}$ （-12V/0.5A）的匝数都为9匝、线径分别为2×0.5mm和0.5mm。在不同负载下分别测得12V辅输出的最大、最小输出电压分别为 $V_{o2\max}=18.95\text{V}$ ， $V_{o2\min}=10.75\text{V}$ ，交叉调整率为-10.4%~+57.9%，电压稳定性比较差。其中 $V_{o2\max}$ 时的测量条件为：主输出电流 $I_{o1}=1\text{A}$ 、两路辅输出电流 $I_{o2}=I_{o3}=0.02\text{A}$ ； $V_{o2\min}$ 时的测量条件为： $I_{o1}=I_{o3}=0.5\text{A}$ 、 $I_{o2}=3\text{A}$ （以下叙述时， $V_{o1}$ 、 $V_{o2}$ 、 $V_{o3}$ 和 $I_{o1}$ 、 $I_{o2}$ 、 $I_{o3}$ 分别指3路输出5V/11A、12V/3A、-12V/0.5A的电压与电流）。测量表明当主、辅输出负载变化时，辅输出的电压发生变化。且当闭环反馈的主输出重载，开环不反馈的辅输出轻载时，辅输出电压将升高为 $V_{o2\max}$ ；反之，辅输出电压则降低为 $V_{o2\min}$ 。

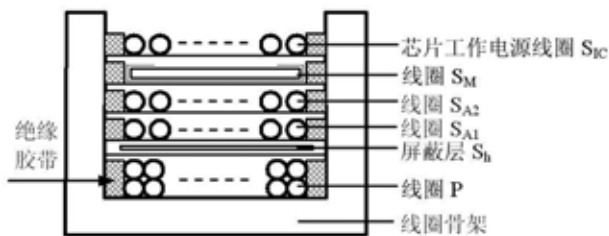


图1 反激变换器实验原理机的变压器线圈结构示意图

## 3 基于有限元仿真的多路输出变压器建模

变压器为反激变换器的关键器件之一，不仅影响变换

器的效率、温升和功率密度，而且也对多路输出反激变换器的交叉调整率有重要影响。对于多路输出的变压器，线圈结构很多。而对于不同的线圈结构，变压器的分布参数差别也比较大。如果通过制作变压器样机，采用逐个“试-错”（trial and error）方法，这无疑增加了产品开发周期，而且也增加了成本。因此建立有足够高工程精度的变压器仿真模型，并结合电路仿真以分析变压器分布参数和线圈结构对交叉调整率的影响，并找出一些实用的设计指导原则就有现实的需要与意义。图2为文献[1]采用的一个3线圈变压器模型，虽然物理意义很明确，但模型中的漏感比较难确定，特别当输出有更多路时。文献[2,6]提出的“推广悬臂型磁件模型”（extended cantilever magnetics model）则比较复杂。由于采用耦合线圈的变压器模型（变压器实际上就是几个有耦合的线圈，通过各线圈的电感和耦合系数来描述各线圈间的关系）也同样可以反映变压器的漏感问题，因此如果可以获得各线圈间的耦合系数，同样可以很方便用于电路仿真和分析。

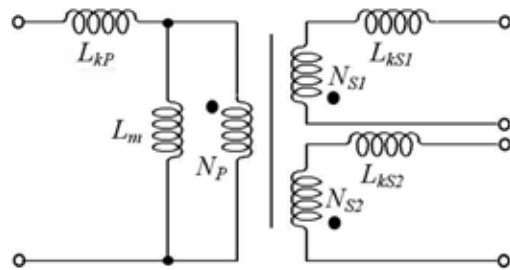


图2 一个3线圈变压器的模型

由于任意两个线圈间的耦合系数

$$k_{ij} = M_{ij} / \sqrt{L_i L_j} \quad (1)$$

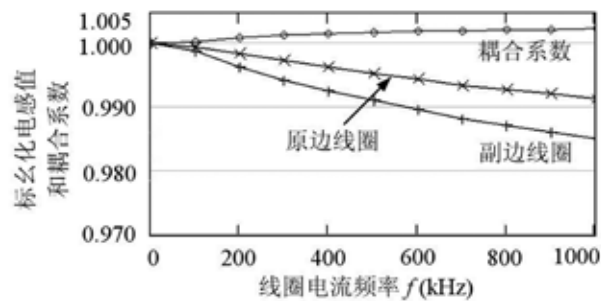
$M_{ij}$ 表示第 $j$ 个线圈与第 $i$ 个线圈间的互感， $L_i$ 、 $L_j$ 为第 $i$ 、 $j$ 个线圈的自感。当采用电磁场有限元仿真时， $L_i$ 、 $L_j$ 可以容易仿真求得。而线圈间的互感 $M_{ij}$ 可通过以下关系式并结合有限元仿真求得，

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}' - (L_i + L_j)}{2} = \frac{(L_i + L_j) - L_{ij}''}{2} \quad (2)$$

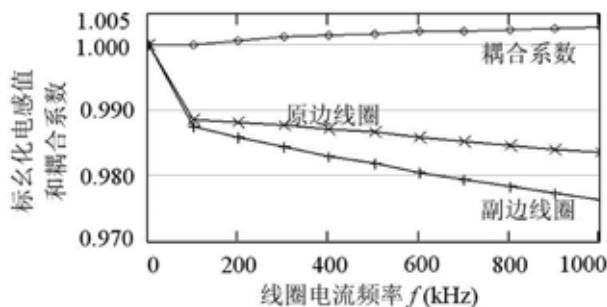
$L_{ij}'$ 、 $L_{ij}''$ 分别表示第 $i$ 、 $j$ 个线圈顺串和反串连接时的电感。对于商业电磁场有限元仿真软件Ansoft Maxwell EM，电感间的顺串或反串连接仿真只需通过设置线圈电流的幅值（串联线圈的电流相等。当线圈为单根导体时，电流直接设置为相等即可；但当线圈为多股绞线或Litz线时，应使串联线圈的总电流相同）以及相位相同或相反即可实现。

当变压器的各线圈自感和线圈间的耦合系数确定之后，即可作为变压器的模型参数输入到电路仿真软件如Saber、Pspice中进行仿真。变压器线圈的电阻或交流电阻也可很方便采用有限元数值仿真求得。

由于反激变换器的工作频率高达几十kHz，且以开关方式工作，谐波很丰富。而为了减小线圈高频涡流损耗，则往往需要采用导体根数很多的多股绞线或Litz线。此时如果采用涡流场仿真变压器模型所需要的参数，无疑需要大量时间和较高计算机软硬件资源。图3为不同线圈电流频率下一个双线圈变压器的（原边线圈：114匝，线径 $2 \times 0.2\text{mm}$ ；副边线圈：64匝，线径 $2 \times 0.4\text{mm}$ ；其中3-(b)对应的线圈比图3-(a)的只多了一个铜箔屏蔽层）标么化电感值和标么化耦合系数，其中标么化值是以直流时相应的电感值和耦合系数为1。从图可见，1. 由于高频涡流效应，线圈导体内部电流减少，使线圈的内自感减少，但同时由于电感的能量大部分都储存在磁芯气隙中，因此电感值将随着频率的增大而减小，但减小的幅度比较小，特别是对于图3-(a)的只有实心圆导线的线圈；图中副边线圈对应的电感值受频率影响比原边的明显，这是由于副边线圈的线径（ $0.4\text{mm}$ ）比原边的（ $0.2\text{mm}$ ）大，涡流效应相对比较明



(a) 只有圆导线的线圈

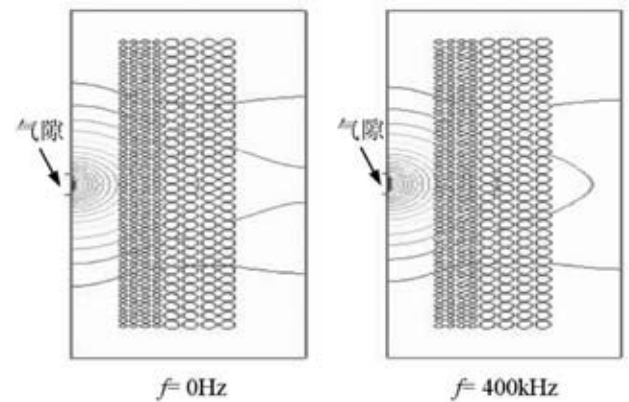


(b) 加铜箔屏蔽层的线圈

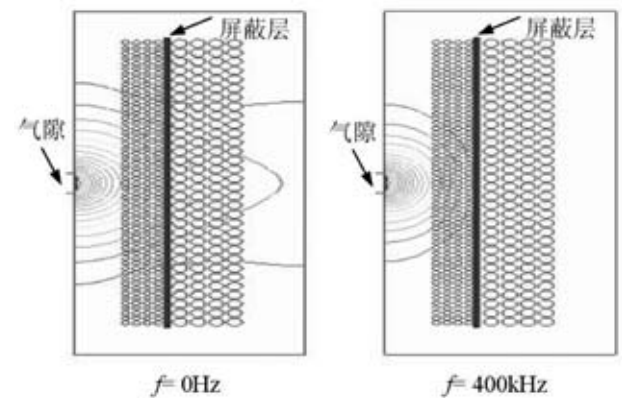
图3 线圈电流频率对电感值和耦合系数的影响

显导致的。图4为图3-(a)、(b)对应的两种线圈结构在不同线圈电流频率  $f$  下的线圈窗口磁场，可明显看出：对于只有圆导线的线圈，线圈窗口磁场受电流频率影响比较小，而对于采用铜箔屏蔽层的线圈受影响则比较明显。上述这种磁场分布的电流频率特性使后者的电感受频率影响相对比较明显，即增大时，电感值变化相对比较明显，如图3-(b)所示的当  $f$  从0增大到100kHz时。2. 线圈耦合系数随频率增大而略有增大，这也是由于当电流频率增大时，线圈窗口中的磁场（包括线圈导体内部磁场）减小引起的。上述仿真表明，线圈电流频率对采用电感耦合的变压器模型中的参数都有影响，但影响都比较微小，其中对交叉调整率有重要影响的耦合系数变化很微小。因此在变压器建模中，可采用静磁场仿真各参数，而不必采用涡流场。

当3路输出的实验原理机的变压器采用图7的线圈结构d时，采用上述基于电磁场有限元仿真的建模方法，仿真求得原边线圈P与主输出副边线圈 $S_M$ 、原边线圈P与



(a) 只有圆导线的线圈



(b) 加铜箔屏蔽层的线圈

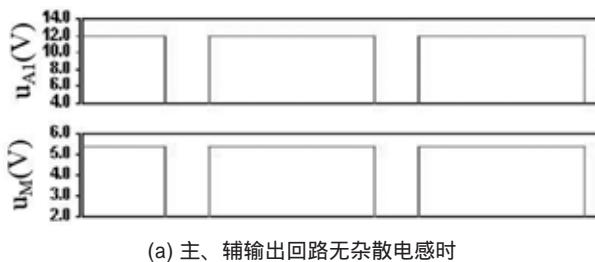
图4 线圈电流频率对线圈窗口磁场分布的影响

辅输出副边线圈 $S_{A1}$ 以及主、辅输出线圈间的耦合系数分别为 $k_{P\_SM}=0.9940$ 、 $k_{P\_SA1}=0.9939$ 、 $k_{SM\_SA1}=0.9953$ 。把上述变压器参数输入电路仿真Saber软件，经仿真得到12V辅输出的最大电压 $V_{o2max}=15.94V$ （工况为：主输出电流 $I_{o1}=11A$ ，两路辅输出的电流 $I_{o2}=I_{o3}=0.02A$ ），最小输出电压 $V_{o2min}=10.42V$ （工况为： $I_{o1}=I_{o3}=0.5A$ ， $I_{o2}=3A$ ）。实验测量值的 $V_{o2max}=16.12V$ ， $V_{o2min}=10.62V$ 。可见仿真模型有足够高的工程精度。

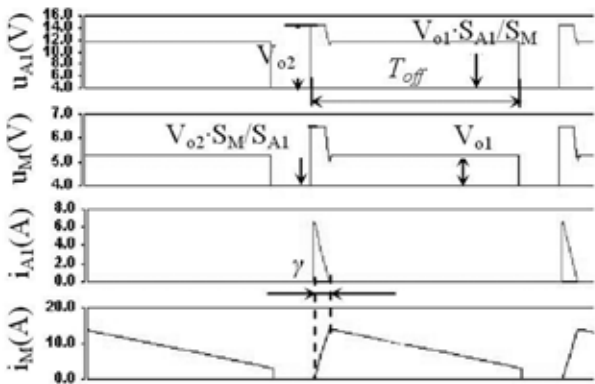
#### 4 影响交叉调整率的变压器因素分析与设计

##### 4.1 交叉调整率的变压器因素分析

如果变压器为理想的（即各线圈间的耦合系数 $k=1$ ），“节2”的3路输出反激变换器不论负载如何变化，12V辅输出的仿真电压均为12V，变压器各副边线圈的电压也没有尖峰，为如图5-(a)所示的理想矩形波，图5中的 $u_M$ 、 $u_{A1}$ 、 $i_M$ 、 $i_{A1}$ 分别表示5V主输出和12V辅输出的副边线圈的电压与电流。当如果在仿真电路的主输出回路中加一个50nH电感时（仿真采用的变压器为理想的，所以用该电感模拟实际变压器主输出线圈上的漏感），此时仿真得到的副边线圈电压以及线圈中电流如图5-(b)。从图可见，1.在反激变换器开关管关断 $T_{off}$ 期间，储存在变压器中的能量释放给各负载，对于5V的主输出，由于回路中存在电



(a) 主、辅输出回路无杂散电感时

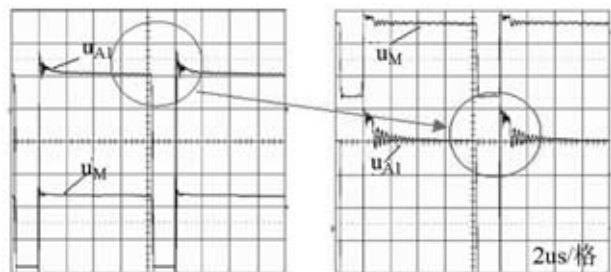


(b) 主输出回路的杂散电感为50nH时

图5 反激变换器的变压器副边线圈仿真电压波形

感，充电电流或线圈电流 $i_M$ 只能逐渐增大；而对于12V的辅输出，则由于回路中没有电感，其线圈电流 $i_{A1}$ 则快速增大。2. 12V辅输出的副边线圈电压不再是矩形波，而是有一个尖峰。在主输出 $I_{o1}=7A$ ，辅输出 $I_{o2}=0.2A$ 时，该尖峰电压或 $V_{o2max}$ 达到14.41V。产生尖峰电压的原因，当电流流经主输出回路中电感时，此时电感上将产生一个较大的电压，该电压将与主输出的电压 $V_{o1}$ 叠加，从而在主输出线圈上形成一个电压尖峰。因主、辅输出线圈间耦合，该电压尖峰将被耦合到12V辅输出的副边线圈 $S_{A1}$ 上，从而在该线圈上也引起一个较高的电压尖峰，进而使辅输出的电压升高。由于辅输出线圈的电压被箝位等于 $V_{o2}$ ，故主输出线圈 $S_M$ 的电压尖峰幅值等于 $V_{o2} \cdot S_M / S_{A1}$ （ $S_M$ 、 $S_{A1}$ 分别为主、辅输出线圈的匝数）。此时当主输出负载越大，而辅输出负载越轻时，给辅输出供电的时间 $\gamma$ 也就越小，即主输出回路中的 $di/dt$ 越大，自然使辅输出线圈的电压尖峰或辅输出的电压越大。因此当主输出回路的杂散电感越大，主输出负载越大，辅输出负载越轻时，辅输出的电压将升高越多，电压调整率越差。图6-(b)为当实验原理机的主输出回路串一个50nH电感时，主、辅输出副边线圈的电压波形（图6-(a)为没有串电感时的电压，此时虽然也有电压尖峰，但幅值小得多，主要是因为实验的变压器为非理想的）。可见实验波形与仿真一致。

根据以上分析可知，当辅输出回路中存在漏感时，由于该电感要有一定压降，显然能抑制经线圈 $S_M$ 耦合到线圈 $S_{A1}$ 的由主输出回路中杂散电感所引起的电压尖峰 $V_{o2max}$ ，从而改善电压交叉调整率。但是如果变换器工作于辅输出重载，而主输出轻载时，辅输出回路中的漏感无疑会阻碍变压器向辅输出回路释放能量，且形成一定的压降，从而使辅输出的电压下降至 $V_{o2min}$ ，又使交叉调整率变差。上述仿真分析结果与“节2”的实验测量相一致。



(a) 主输出回路未串电感

(b) 主输出回路串50nH电感

图6 实验原理机主输出回路外加电感前后的副边线圈的实验电压

以下分析变压器线圈电阻对交叉调整率的影响。在上述仿真电路的主、辅输出回路中分别只加入如表1所示的电阻，经Saber软件仿真得到不同电阻值下12V辅输出的电压 $V_{o2}$ 如表1。表中的 $R_M$ 、 $R_{A1}$ 和 $L_{kM}$ 、 $L_{kA1}$ 分别表示加在主输出和12V辅输出回路中的线圈电阻和漏感。从表可见，主输出与辅输出回路中的线圈电阻对辅输出电压的影响趋势与相应回路中漏感的相同，也是主输出的使电压升高，而辅输出的使电压减小，但影响的幅度则要比漏感小很多，即变压器线圈的电阻不是多路输出反激变换器交叉调整率的主要影响因素。

表1 变压器杂散参数对辅输出电压 $V_{o2}$ 的影响

负载电流(A)	线圈电阻(m $\Omega$ )		漏感(nH)	
	$R_M=25.6$	$R_{A1}=140$	$L_{kM}=50$	$L_{kA1}=200$
$I_{o1}=0.1, I_{o2}=2$	12.01	11.39	12.00	8.06
$I_{o1}=7, I_{o2}=0.2$	12.56	11.87	14.41	11.89

#### 4.2 改善交叉调整率的变压器线圈结构设计

根据“节4.1”分析的主、辅输出回路中变压器漏感对开环不反馈辅输出电压或交叉调整率的影响特点，通过设计线圈结构以调整耦合系数或变压器的漏感，进而可以改善辅输出电压的交叉调整率。以“节2”的实验原理机为例设计变压器线圈结构，为使设计有可比性，各变压器线圈结构下的实验以及仿真条件或工况均相同，即只改变变压器的线圈结构。为便于设计且辅输出12V/3A的功率比-12V/0.5A大得多，因此以下线圈结构分析与设计以改善12V的交叉调整率为目标。图7为实验原理机变压器的几种

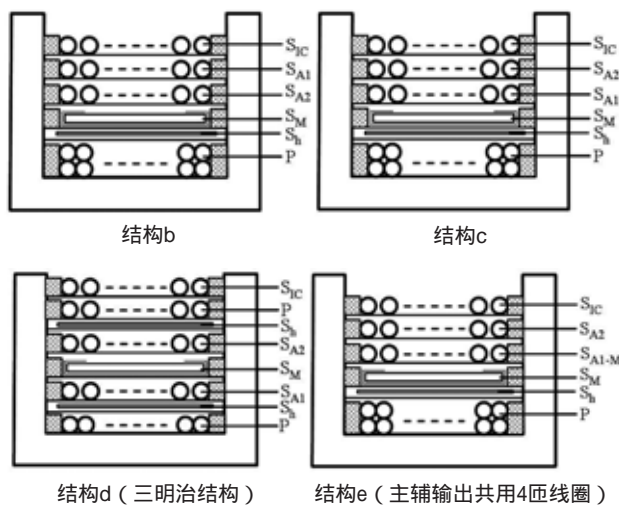


图7 实验原理机中的变压器几种线圈结构

线圈结构，采用“节3”的变压器建模方法，仿真得到不同线圈结构的各线圈间耦合系数以及相应线圈结构对应的辅输出实验测量电压如表2，其中线圈结构a即为图1的结构。从表2可看到，在线圈结构a-e中，结构a由于原边线圈P与主输出线圈 $S_M$ 的耦合系数 $k_{P_{SM}}$ 小（即主输出回路中漏感大）以及原边线圈P与12V辅输出线圈 $S_{A1}$ 的耦合系数 $k_{P_{SA1}}$ 大（即辅输出回路中的漏感小），而使得其 $V_{o2max}$ 最大，电压稳定性或交叉调整率也最差。从图1的线圈结构看，由于线圈 $S_M$ 位置离线圈P比较远，因此 $k_{P_{SM}}$ 小，而线圈 $S_{A1}$ 位置则离线圈P近，因而 $k_{P_{SA1}}$ 大。相对于结构a，其它几种线圈结构中的线圈 $S_M$ 离线圈P都比较近（即 $k_{P_{SM}}$ 大，主输出回路中的漏感小），而线圈 $S_{A1}$ 则离线圈P比较远（即 $k_{P_{SA1}}$ 小，辅输出回路中的漏感比较大），从而使 $V_{o2max}$ 减小，改善了辅输出的交叉调整率（但由于 $k_{P_{SA1}}$ 减小， $V_{o2min}$ 也减小）。上述线圈结构a-e的仿真和实验与“节4.1”的分析结论是一致的。表2还说明，辅输出线圈 $S_M$ 和 $S_{A1}$ 间的耦合系数 $k_{S_{MS_{A1}}}$ 对交叉调整率也有重要影响（因为如果单从 $k_{P_{SM}}$ 、 $k_{P_{SA1}}$ 看，应该是结构b的交叉调整率最好），且 $k_{S_{MS_{A1}}}$ 大时，交叉调整率也比较好，这是由于该耦合系数也将影响主、辅输出回路中的漏感。

表2 线圈仿真耦合系数及12V辅输出实验电压 $V_{o2}$

结构	线圈耦合系数			12V辅输出的电压(V)		
	$k_{P_{SM}}$	$k_{P_{SA1}}$	$k_{S_{MS_{A1}}}$	$V_{o2max}$	$V_{o2min}$	$V_{o2}$
a	0.9810	0.9926	0.9882	18.95	10.75	8.20
b	0.9941	0.9808	0.9889	13.72	8.71	5.01
c	0.9928	0.9870	0.9955	14.01	9.37	4.64
d	0.9940	0.9939	0.9953	16.12	10.62	5.50
e	0.9931	0.9902	0.9981	14.15	10.28	3.87

在线圈结构b-e中，结构d和e对应的 $V_{o2}$ 或交叉调整率分别为最大与最小，以下分析结构d和e。结构d为高频功率变压器常采用的三明治结构（sandwiched structure），该结构由于原副边线圈间交叉换位，线圈窗口中磁场减小，因此有利于减小线圈的涡流损耗和增大各线圈间的耦合系数（ $k_{P_{SM}}$ 、 $k_{P_{SA1}}$ 、 $k_{S_{MS_{A1}}}$ ）。虽然 $k_{P_{SM}}$ 增大有利于减小辅输出 $V_{o2max}$ ，但 $k_{P_{SA1}}$ 增大则削弱了其效果，因此 $V_{o2max}$ 仍比较大。对于结构e，匝数为9匝的线圈 $S_{A1}$ 有4匝是与 $S_M$ 共用（在制作该结构线圈时，只要在4匝的 $S_M$ 线圈外再绕5匝线圈，而后把该5匝线圈和 $S_M$ 在骨架引脚上焊接即可），即

下转115页