

漏电感对正激和反激式开关电源的影响及设计方法

The influence and design methods of leakage inductance on forward and flyback switching power supply

1引言

漏电感在开关电源主回路中一定存在，尤其在变压器、电感器等都是不可避免的。过去在讨论中一般把它略而不计，设计中更无从考虑。现在随着开关电源的单机容量和整机容量的日益提高，这个参数影响到开关电源主要的参数，例如，40A/5V输出的开关电源，电压损失竟达20%，还影响到开关电源的重量和效率。因此，漏电感问题讨论、研究已摆到日程上了。加上脉冲电压 $V_S(t)$ 到变压器线圈就产生电流，沿着铁心磁径产生闭合的主磁通 $\Phi(t)$ 和部分路径在铁心附近的空气中闭合的漏磁通 $\Phi_\sigma(t)$ 。 $\Phi(t)$ 和 $\Phi_\sigma(t)$ 将在线圈分别产生感应电动势 $e(t)$ 和 $e_\sigma(t)$ ，两者之和加上电阻压降与外加电压相平衡，遵从KVL方程。过去，一般书刊略去 $e_\sigma(t)$ ，KVL方程简化为 $V_S(t) = \Delta t$ 。

2反激式变换器的漏电感

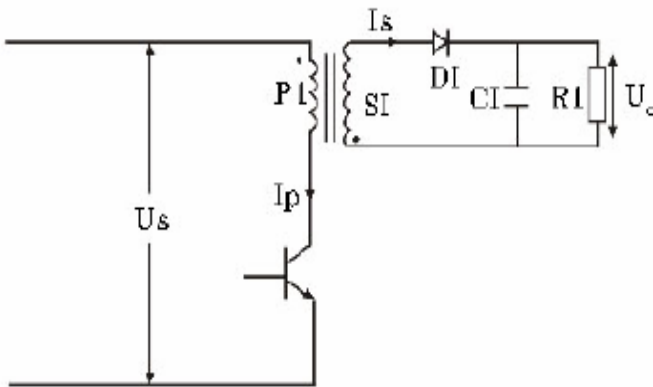


图1 反激式线路图

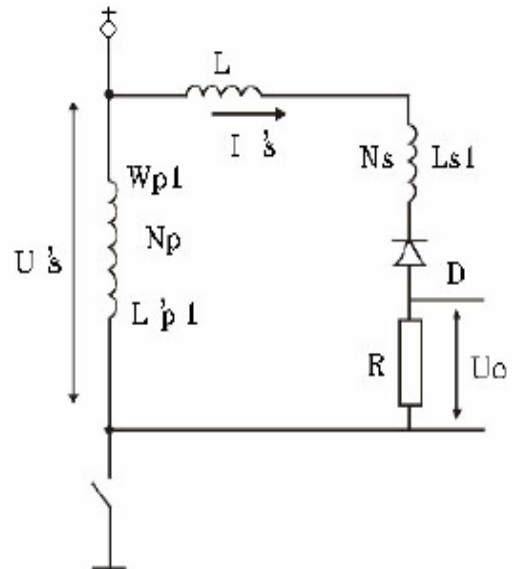


图2 反激式等效电路

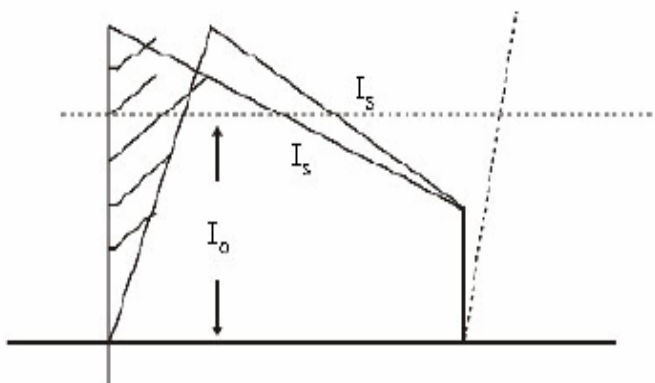


图3 反激式电路电流波形

反激式变换器线路如图一所示。反激工作原理可参见文献[1]。它的变压器是一定需加气隙的，这样才能使整个线路工作得到良性循环。其等效电路如图二所示（折算到副边绕组）。

$W_{P1}$ 表示反激式变换器的变压器空气隙中储存的能量，该绕组电感 $L_{P1}$ 折算到副边绕组电感 $L'_{P1}$ 很小（ $\approx L_{P1}/n^2$ ）可以略

去。 $L_{\sigma}$ 表示NP与NS间的漏电感；LS1、LP1分别表示副、原绕组的电感； $L_{\sigma}$ 的作用很明显是延缓了副边电压电流的建立，其电流波形见图三，引起的电压的损失（或效率的损失）如阴影部分所示。

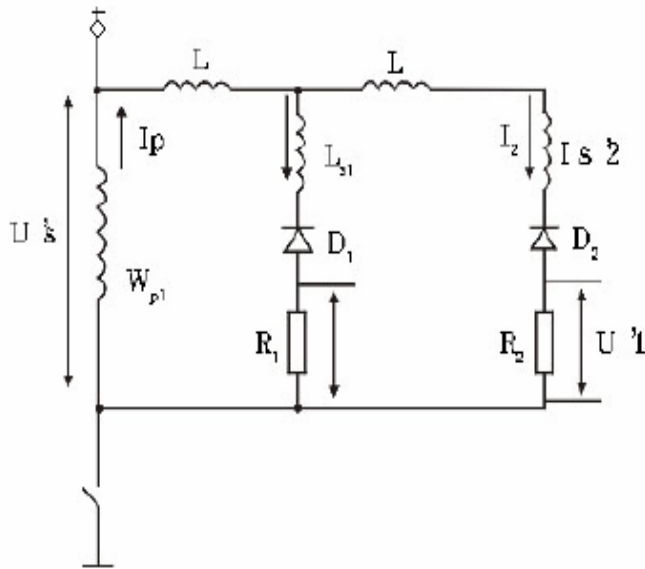


图4 有双电压输出电路

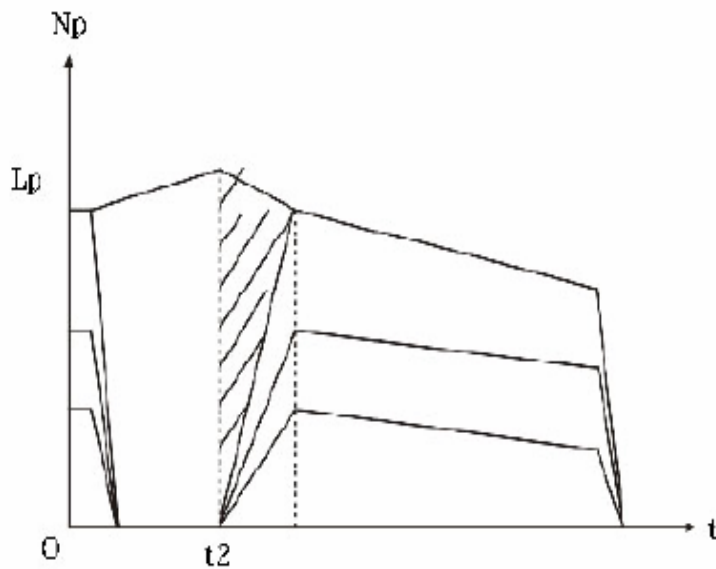


图5 电流建立过程

如是副边双电压输出，存在另一绕组S2、D2和R2时，则其等效电路如图四所示。这时把原边和第二个副边绕组均折算至副边的第一个绕组。

$L_{\sigma 1}$ 表示LP与LS间的漏电感； $L_{\sigma 2}$ 表示副边第一绕组与第二绕组间的漏电感；LS1、L'S2为副边第一、二绕组电感；L'S2、U'S、 $L_{\sigma 2}$ 为折算值，此时 $V_0=V_1'$ 。两组输出电压的大小，决定于R1、R2及LS1、 $L_{\sigma 2}+L'S2$ 等四个方面，设 $t_2$ 时开关晶体管从导通转为截止，能量 $W_{P1}$ 转移至LS1、L'S2，电流延缓增长情形将如图五所示。

这时瞬时值  $\hat{I}_P = \hat{I}_1 + \hat{I}_2$ ，并按下式进行电流分配：

$$I_1 = \frac{I_P (L_{\sigma 2} + L'_{S2})}{L_{S1} + L_{\sigma 2} + L'_{S2}} \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{I_P L_{S1}}{L_{S1} + L_{\sigma 2} + L'_{S2}} \quad (2)$$

如果设计时，I1为主输出电流，要求稳压精度高，I2输出功率小，稳压精度次之，那么参数选择I1为闭环调节量。当I1/I2发生变化时，按I1情况要求稳定电压V1而进行调整，调整后V1的稳压是不成问题的，但是V2稳压精度将作出牺牲。电压损失值可计算如下[2]:

$$\Delta V = \frac{2\Delta I_b (L_{\sigma 2} + L'_{S2})}{T(1-D)^2} \quad (3)$$

式中:  $1 - D = \frac{V_S}{V_S + V_0}$

### 3 正激式变换器的漏电感

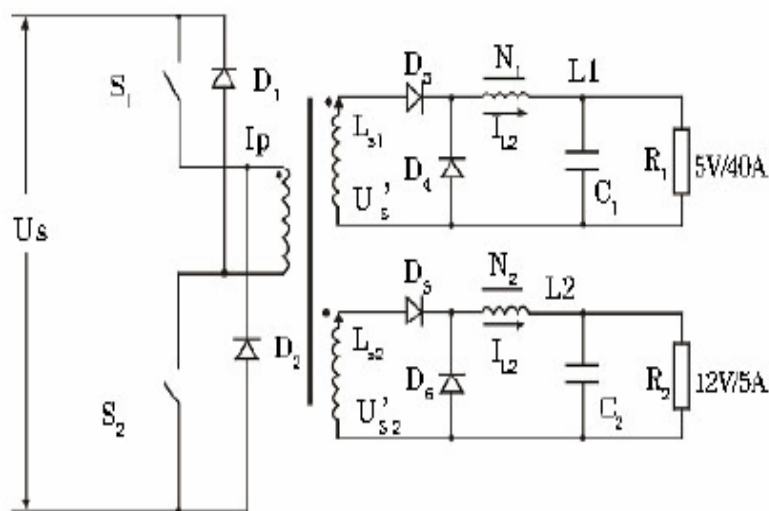
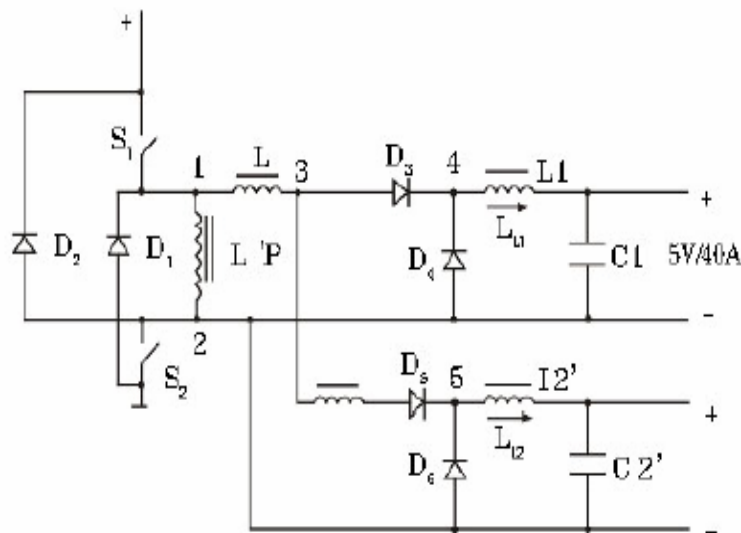


图6 双电压输出正激式变换器线路图

双晶体管正激式变换器主电路如图六所示。工作原理可参见文献[1]。如果副边双输出电压，假设为如文献[1]指出： $V_S'$ 的建立，D3的导通，受制于变压器和副边电路的漏电感。设S1、S2关断期间，原来D4导通，IL1续流状态。从这一状态转变为S1、S2导通时，D3电流建立，相应D4电流的减少，经过iD3、iD4二者相等阶段至iD3 = IL1时，D4完全关断，D3开始输出能量到负载。第二个副绕组也有相似过程。这种输送能量的延迟，随漏感而定，一般在0.5  $\mu$ S到若干  $\mu$ S内就建立。但是在低电压大电流传递时，漏感影响电流的建立非常明显，甚至占了全导通期间的相当比例。如果变压器设计太差，漏感值太大，会导致不能输送所需电源功率。因为在关断期间大部分原边绕组储能反馈回电源VS中，形成能量在开关管、二极管间流动，产生毫无意义的能量损耗。这种开关工作正常，开关电源带不起负载现象的根本原因就是设计问题和变压器漏电感问题。



图七 双电压输出正激式变换器的等效电路图

正激式变换器等效电路如图七所示（列方程时，忽略二极管的压降），电路是等效到主输出绕组5V上。

$L_{\sigma 1}$ 表示原边绕组与副边主输出绕组间的漏电感； $L_P$ 表示原边绕组折算到副边主输出绕组间的漏电感； $L_{\sigma 2}$ 为主输出绕组与12V输出绕组间的漏电感；折算时均以5V的 $N_1$ 为匝数为基准。

### 3.1漏电感对一个输出电压时影响

在 $S_1$ 、 $S_2$ 闭合时， $L_P$ 上加上 $V_S'$ 电压，经耦合，使 $L_{S1}$ 、 $L_1$ 上电流上升，由于 $L_{\sigma 1}$ 的漏感作用，使 $i_{L1}$ 延缓上升，但 $i_{D3}+i_{D4}=i_{L1}$ ，电流 $i_{L1}$ 线性上升所需时间 $t_1$ 可依下式计算：

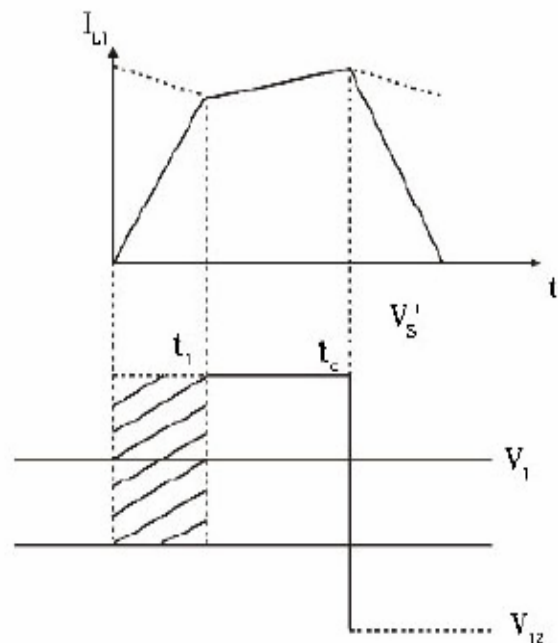


图8 漏电感对一个输出电压的影响

$$t_1 = \frac{I_{L1} L'_{\sigma 1}}{V_S'} \quad (4)$$

在 $t_1$ 初期，虽然 $V_{12} = V_S'$ ，但在漏电感引起延迟对应的伏-秒值 $V_S' t_1$ 即为输出电压的损失，在一个周期平均值定义为电压损失 $\Delta V_1$ ：（如图八阴影部分所示）

$$\Delta V_1 = \frac{V_S' t_1}{T} = \frac{I_{L1} L_{\sigma 1}'}{T} \quad (5)$$

由式 (5) 可知损失电压与  $I_{L1}$  成正比。

从能量的反馈过程来看,  $t_c$  是由于漏电感作用时使电流延缓下降, 在电流下降中,  $L_{\sigma 1}$ 、 $LP'$  上的电压反向,  $L_{\sigma 1}$  上能量耦合至  $LP'$  并经  $D1$ 、 $D2$  反馈回电压源  $V_S'$ , 这样就把储存在漏电感  $L_{\sigma 1}$  和励磁电感  $LP'$  的储能送回到输入端。例如, 设计一个开关频率为  $50\text{kHz}$  的开关电源, 采用 EC-52 型号的铁心, 用 AWG#19 线在线架上绕 4 层作为原边绕组, 用 AWG#18 线 8 条并联绕 6 圈作为副绕组。制作中没有用三明治绕法, 线圈布置是先绕原边绕组, 在作  $0.01\text{mm}$  绝缘处理后, 再绕副边绕组。测得  $L_{\sigma 1}'$  为  $0.5\ \mu\text{H}$ , 此时, 引起电压损失为:

$$\Delta V_1 = \frac{I_{L1} L_{\sigma 1}'}{T} = \frac{40 \times 0.5 \times 10^{-6}}{1} = \frac{20 \times 10^{-6}}{20 \times 10^{-6}} = 1.0 \quad (V)$$

$$\frac{1}{50 \times 10^3}$$

漏电感储存的能量为:

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2} L_{\sigma 1}' I_{L1}^2 f = \frac{1}{2} \times 0.5 \times 10^{-6} \times 40^2 \times 50 \times 10^3 = 20 \quad (W)$$

如果线圈采用三明治绕法, 实测漏电感从  $0.5\ \mu\text{H}$  降为  $0.2\ \mu\text{H}$ , 下降 60%, 相应的电压损失为:

$$\Delta V_1 = \frac{I_{L1} L_{\sigma 1}'}{T} = \frac{40 \times 0.2 \times 10^{-6}}{1} = \frac{8 \times 10^{-6}}{20 \times 10^{-6}} = 0.4$$

$$\frac{1}{50 \times 10^3}$$

漏电感储存的能量为:

$$P = \frac{W}{T} = \frac{1}{2} L_{\sigma 1}' I_{L1}^2 f = \frac{1}{2} \times 0.2 \times 10^{-6} \times 40^2 \times 50 \times 10^3 = 8 \quad (W)$$

由此可知漏电感减少后得益匪浅。

### 3.2 漏电感对有多个输出电压时的影响

如有二个输出绕组, 分别输出  $5\text{V}/40\text{A}$  和  $12\text{V}/5\text{A}$ , 相对于前面情况, 加了一个  $L_{\sigma 2}$ , 同样起着电流建立和消退的延缓作用。由于主输出绕组  $D3$ 、 $D4$  在  $0 \sim t_1$  时段的同时导通, 使 3、2 两端电压为 0, 即经  $t_1$  时间后, 再经历漏电感  $L_{\sigma 2}$  的延迟作用, 才开始完全由  $D5$  供电流给  $IL2'$  建立  $ID5$ 。

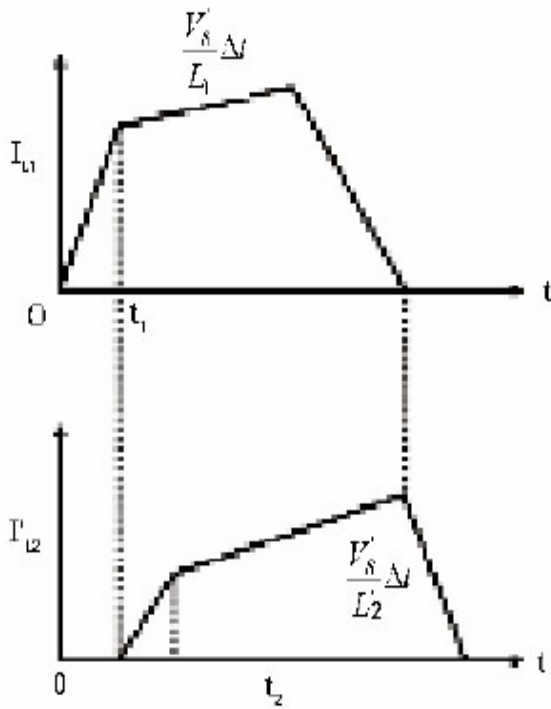


图9 漏电感对有多个输出电压时的影响

由于D5、D6同时导通，电流 $I_{L2}'$ 在 $t_2$ 以后才按  $\frac{V_s'}{L_2} \Delta t$  规律上升。在 $t_2 \sim t_1$ 期间， $V_{32}$ 已上升到一定值，电流 $I_{L2}'$ 开始增加，此增加电流一样是通过 $L_{\sigma 1}$ ，所以对12V/5A绕组而言，受 $L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}'$ 的左右。

$$t_2 - t_1 = \frac{(L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}') I_{L2}'}{V_s'}$$

电压损失为：

$$\Delta V_{12}' = \frac{V_{32}(t_2 - t_1)}{T} = \frac{L_{\sigma 2}' V_s' (L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}') I_{L2}'}{L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2}' V_s' T} = \frac{L_{\sigma 2}' I_{L2}'}{T} \quad (v)$$

例如，在前例的基础上，再绕14.4圈（实绕 $N_2=15$ ）可得到12V电压，把12V/5A的参数折算至主绕组上。

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{14.4}{4} = 2.4$$

$$V_2' = \frac{V_2}{n} = \frac{1.2}{2.4} = 5 \text{ (V)}$$

$$I_{2L}' = 5 \times 2.4 = 12 \text{ (A)}$$

$$\text{测得 } L_{\sigma 2} = 2.5 \mu\text{H}, L_{\sigma 2}' = \frac{2.5 \mu\text{H}}{2.4^2} = 0.434 \mu\text{H}$$

$$\text{电压损失计算得: } \Delta V_2' = \frac{0.434 \times 10^{-6} \times 12}{20 \times 10^{-6}} = 0.26 \text{ (V)}$$

实际电压损失:  $\Delta V_2 = 0.63 \text{ (V)}$

#### 4小结

本文指出漏电感存在的普遍现实, 以及它对开关电源参数的影响。根据漏电感的计算公式可知漏电感与几何尺寸等有关, 可以找到如何尽量减少漏电感的途径, 诸如改变导线直径, 圆线改为扁线、铜条或编织线以及改变线筒的高度和宽度等, 应该指出, 文中未论及的副边绕组电流构成的回路面积也会影响漏电感, 因此回路面积应尽可能小。采用双线并绕, 三明治绕法可有效降低漏电感, 但这要在工艺上允许并存在可行性。本文推出了电压损失的计算公式, 作为主输出绕组电压损失可以通过电压环闭路, 调整占空比得到补偿。这样实质上是缩小了占空比有效值, 即漏电感引起占空比损失。多于双输出电压的开关电源, 可以仿照进行分析, 但本文未对动态交互电压损失进行分析, 这是仍可进行的工作。

#### 参考文献:

- [1] 张占松 蔡宣三 《开关电源的原理与设计》 电子工业出版社 1998.
- [2] 谢沐田 《高低频变压器设计》 金华科技图书股份有限公司 1996.
- [3] K.H.Billings et.al, 《Handbook of Switchmode Power Supplies》 New York MC Graw-Hill Publishing Company 1989

## 射频和天线设计培训课程推荐

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



### 射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材;旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习,能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

### ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程,共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解,并多结合设计实例,由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS,迅速提升个人技术能力,把 ADS 真正应用到实际研发工作中去,成为 ADS 设计专家...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



### HFSS 学习培训课程套装



该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程,是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装,可以帮助您从零开始,全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装,更可超值赠送 3 个月免费学习答疑,随时解答您学习过程中遇到的棘手问题,让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>



## CST 学习培训课程套装

该培训套装由易迪拓培训联合微波 EDA 网共同推出,是最全面、系统、专业的 CST 微波工作室培训课程套装,所有课程都由经验丰富的专家授课,视频教学,可以帮助您从零开始,全面系统地学习 CST 微波工作的各项功能及其在微波射频、天线设计等领域的设计应用。且购买该套装,还可超值赠送 3 个月免费学习答疑...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/cst/24.html>



## HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书,课程从基础讲起,内容由浅入深,理论介绍和实际操作讲解相结合,全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程,可以帮助您快速学习掌握如何使用 HFSS 设计天线,让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

## 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程,培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合,全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作,同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习,可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



### 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年,10 多年丰富的行业经验,
- ※ 一直致力并专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 经验丰富的一线资深工程师讲授,结合实际工程案例,直观、实用、易学

### 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>