

南京航空航天大学

硕士学位论文

600W 28VDC/360VDC 推挽正激变换器的研制及偏磁研究

姓名：刘伟晗

申请学位级别：硕士

专业：电力电子与电力传动

指导教师：龚春英

20060201

## 摘要

在某机载静止变流器项目中,需要研制一台 600W 28VDC/360VDC 直流变换器作为双 BUCK 型逆变器的前级。在比较多种常用拓扑的优缺点后,本文选用推挽正激电路作为主电路拓扑。

本文首先深入研究了推挽正激变换器的工作原理,分析了稳态条件下的工作模态,同时分析了箝位电容与变压器原边漏感的大小对于工作模态的影响。

推挽正激变换器相比普通的推挽式变换器,由于箝位电容的存在,偏磁可以被抑制,但并不能完全消除。本文重点分析研究了推挽正激变换器的偏磁情况及参数对偏磁的影响关系。首先在导致偏磁的两种情况下(管压降不同和导通时间不同)下,从理论上分析了双极性变换器变压器偏磁原理及基本关系。得出偏磁大小与相对伏秒差成正比,与回路电阻成反比。在此基础上,对推挽正激变换器的偏磁情况进行了比较全面深入的分析研究。分别对管压降不同,导通时间不同以及两原边绕组参数不一致(包括漏感、电阻、激磁电感三种情况)的情况下,主要参数(包括箝位电容  $C$ 、输出滤波电感  $L_f$ 、负载  $R$ 、原边绕组漏感  $L_s$ 、原边绕组电阻  $r$ )对偏磁的抑制作用进行了仿真分析研究,得出  $L_f$  越小,  $r$  越大时激磁磁势偏移量  $\overline{NI}$  越小,  $C$  在其他参数确定时对抑制偏磁有最优值等结论,为参数的优化设计提供了依据。本文提出对于推挽正激的关键参数——箝位电容的选取要综合考虑对偏磁的抑制作用和对功率管尖峰的抑制作用,并给出了选取方法。

本文最后设计并成功研制了 600W 28VDC/360VDC 推挽正激变换器样机一台,性能满足要求,效率最高达到 93%。针对实验过程中存在整流二极管关断尖峰大的问题,研究并采用了一种简单无损的尖峰抑制电路,取得了良好的效果,在此基础上对偏磁进行了部分实验验证。

关键字:变换器, 直流, 推挽正激, 变压器, 偏磁,

## ABSTRACT

It is required to research a 600W 28VDC/360VDC converter as prepositive set of Static inverter in a certain project. Based on comparison of different DC/DC converter, Push-Pull Forward converter (PPF) is selected as main system prototype.

The analysis of PPF's operation principle is introduced in detail in this paper. Further more, the effect on the circuit operation is also analysed, which caused by clamping capacitance and different transformer leakage inductance value.

Comparing with usual Push-Pull converter, the bias-magnetic can be retrained due to the clamping capacitance. But bias-magnetic can not be avoided. In this paper, the bias-magnetic of PPFC and the parameters effect on the bias-magnetic are all studied. Firstly, the bias-magnetic principle of ambipolar converter and some basic relations are analysed under two different conditions (different  $V_{on}$  and different  $T_{on}$ ). And that the bias-magnetic is direct ratio with relative V-S difference, and is inverse ratio with circuit resistance. Then a thorough analysis to the bias-magnetic of PPFC is made. The retraining effects of the main parameters(include clamping capacitance  $C$ , output filter inductor  $L_f$ , load  $R$ , the leakage inductor  $L_s$  and source winding resistance  $r$ ) are studied under the conditions of different  $V_{on}$ , different  $T_{on}$  and different winding parameters. Then a conclusion can be drew, that the smaller  $L_f$  and the bigger  $r$  are, the better the bias-magnetic is restrained and  $C$  has a best value to retrain the bias-magnetic. This conclusion is useful to optimize the converter. Then it is proposed that the effects of retraining bias-magnetic and reducing the voltage stress of MOSFET should be both considered in selecting the clamping capacitance.

At last, the prototype of 600W 28VDC/360VDC converter is designed and implemented, the efficiency of which is 90%. Aiming at the excessive high peak voltage, a simple lossless solution is adopted and a good effect is gained. Base on this, the bias-magnetic experiment of PPF converter is carried out.

**Keyword:** converter, DC/DC, push-pull forward, transformer, bias-magnetic

# 承诺书

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师指导下，独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本学位论文的研究成果不包含任何他人享有著作权的内容。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明。

本人授权南京航空航天大学可以有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅，可以将学位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、缩印或其他复制手段保存论文。

(保密的学位论文在解密后适用本承诺书)

作者签名：\_\_\_\_\_

日 期 \_\_\_\_\_

## 注释表

|               |                         |
|---------------|-------------------------|
| $U_{in}$      | 输入电源电压                  |
| $U_o$         | 输入电压                    |
| $I_o$         | 输出电流                    |
| $C_x$         | 电容 <sub>x</sub>         |
| PPF           | 推挽正激变换器                 |
| $W_p$         | 变压器初级绕组匝数               |
| $W_s$         | 变压器次级绕组匝数               |
| $n$           | 变压器原、副边绕组匝比             |
| $T_p$         | 变压器初级绕组                 |
| $T_s$         | 变压器次级绕组                 |
| $C$           | 推挽正激变换器拓扑箝位电容           |
| $D_v$         | MOS管寄生的反并二极管            |
| $C_v$         | MOS管寄生的结电容              |
| $D_x$         | 二极管 <sub>x</sub>        |
| $U_{ds}$      | MOS管漏源极间的电压             |
| $U_c$         | 箝位电容电压                  |
| $L_f$         | 滤波电感                    |
| $C_f$         | 滤波电容                    |
| $L_m$         | 变压器励磁电感                 |
| $L_s$         | 变压器漏感                   |
| $T_s$         | 开关周期                    |
| $T_{on}$      | MOS管每个周期开通时间均为 $T_{on}$ |
| $D$           | 工作的占空比                  |
| $I_a$         | 环流                      |
| $i$           | 电流                      |
| $E_{in}$      | 电源输入能量                  |
| $E_{out}$     | 电源输出能量                  |
| $I_{Lf\ min}$ | 一个工作周期内，电感电流最小值         |

|                    |                     |
|--------------------|---------------------|
| $I_{Lf \max}$      | 一个工作周期内，电感电流最大值     |
| $U_c$              | 箝位电容电压脉动量           |
| $\Delta U_{C\max}$ | 箝位电容电压脉动量最大值        |
| ESR                | 电容寄生等效电阻            |
| $\eta$             | 效率                  |
| $f_s$              | 工作频率                |
| $K_c$              | 铁的填充系数              |
| $K_w$              | 变压器的填充系数            |
| $B$                | 变压器工作磁密             |
| $j$                | 电流密度                |
| $A_{win}$          | 磁心窗口面积              |
| $A_e$              | 磁心有效面积              |
| $U_D$              | 整流二极管导通压降           |
| $U_{Lf}$           | 输出滤波电感在额定输出时引起的导通电压 |
| $D_{\max}$         | 实际工作的最大占空比          |
| $D_{\min}$         | 实际工作的最小占空比          |
| $I_{prms}$         | 变压器原边绕组的电流有效值       |
| $I_{srms}$         | 变压器副边绕组的电流有效值       |
| $S_{pcu}$          | 原边铜皮的截面积            |
| $S_{scu}$          | 副边铜皮的截面积            |
| $\Delta$           | 铜皮的穿透深度             |
| $I_{oB}$           | 电感电流临界连续工作电流        |
| $I_{Lfrms}$        | 电感电流有效值             |
| $\delta$           | 气隙的长度               |
| $\Delta U_o$       | 输出电压纹波              |
| $R_{DS(on)}$       | MOS管导通电阻            |
| $U_{DR}$           | 整流管上的反向电压           |
| $I_{Drms}$         | 整流管的电流有效值           |
| $i_{in}$           | 输入电流的瞬态变量           |
| $u_{in}$           | 输入电压的瞬态变量           |
| $K_i$              | 电感电流采样系数            |

|                      |           |
|----------------------|-----------|
| $K_u$                | 输出电压采样系数  |
| $\gamma$             | 相角裕度      |
| $h$                  | 幅值裕度      |
| $\omega_c$           | 截止频率      |
| $F_m$                | 三角波峰峰值    |
| $R$                  | 负载电阻      |
| $\overline{\sum NI}$ | 激磁磁势偏移量   |
| $r$                  | 绕组等效的直流电阻 |
| $V_{on}$             | 功率管导通压降   |

## 图清单

|                                  |    |
|----------------------------------|----|
| 图 1.1 单端反激电路 .....               | 2  |
| 图 1.2 单端正激电路 .....               | 2  |
| 图 1.4 全桥电路 .....                 | 2  |
| 图 1.3 半桥电路 .....                 | 2  |
| 图 1.5 推挽电路 .....                 | 3  |
| 图 1.6 推挽正激电路 .....               | 3  |
| 图 2.1 推挽正激电路原理图 .....            | 5  |
| 图 2.2 推挽正激工作原理波形图 .....          | 6  |
| 图 2.3 模态 1 .....                 | 8  |
| 图 2.4 模态 2 .....                 | 9  |
| 图 2.5 模态 3 .....                 | 10 |
| 图 2.6 模态 4 .....                 | 10 |
| 图 2.7 仿真原理图 .....                | 12 |
| 图 2.8 不同漏感下的仿真结果 .....           | 12 |
| 图 2.9 不同 $C$ 时的仿真结果 .....        | 13 |
| 图 3.1 变压器在交变激励下的工作简化图 .....      | 16 |
| 图 3.2 正常工作时磁链与绕组电压关系图 .....      | 16 |
| 图 3.3 空载下变压器工作简化图 .....          | 16 |
| 图 3.4 偏磁产生示意图 (理想变压器下) .....     | 17 |
| 图 3.5 偏磁平衡示意图 .....              | 18 |
| 图 3.6 有死区的激磁电流变化情况 .....         | 20 |
| 图 3.7 变压器带载工作等效模型 .....          | 20 |
| 图 3.8 变压器仿真模型 .....              | 22 |
| 图 3.9 PPF 偏磁仿真模型 .....           | 23 |
| 图 3.10 空载无偏磁仿真结果 .....           | 24 |
| 图 3.11 导通压降不同 $C$ 变化时的仿真结果 ..... | 24 |
| 图 3.12 导通压降不同 $r$ 变化时的仿真结果 ..... | 25 |

|                              |    |
|------------------------------|----|
| 图 3.13 导通压降不同 $L_s$ 变化时的仿真结果 | 25 |
| 图 3.14 导通压降不同时的仿真比较          | 26 |
| 图 3.15 导通时间不同 $C$ 变化时的仿真结果   | 27 |
| 图 3.16 导通时间不同 $r$ 变化时的仿真结果   | 27 |
| 图 3.17 导通时间不同 $L_s$ 变化时的仿真结果 | 28 |
| 图 3.18 导通压降不同时的仿真比较          | 28 |
| 图 3.19 带载无偏磁仿真结果             | 29 |
| 图 3.20 通态压降不同时的工作情况          | 30 |
| 图 3.21 $C$ 不同时的偏磁仿真结果        | 30 |
| 图 3.22 $r$ 不同时的偏磁仿真结果        | 31 |
| 图 3.23 $L_s$ 不同时的偏磁仿真结果      | 32 |
| 图 3.24 $R$ 不同时的偏磁仿真结果        | 33 |
| 图 3.25 $L_f$ 不同时的仿真结果        | 33 |
| 图 3.26 开关管导通时间不同时的工作情况       | 34 |
| 图 3.27 $C$ 不同时的偏磁仿真结果        | 35 |
| 图 3.28 $r$ 不同时的偏磁仿真结果        | 35 |
| 图 3.29 $L_s$ 不同时的偏磁仿真结果      | 36 |
| 图 3.30 $R$ 不同时的偏磁仿真结果        | 37 |
| 图 3.31 $L_f$ 不同时的仿真结果        | 37 |
| 图 3.32 $L_s$ 不同时的仿真结果        | 38 |
| 图 3.33 $C$ 不同时的仿真结果          | 39 |
| 图 3.34 $r$ 不同时的仿真结果          | 40 |
| 图 3.35 负载不同时的仿真结果            | 40 |
| 图 3.36 $L_f$ 不同时的仿真结果        | 41 |
| 图 3.37 两绕组 $r$ 不同时的仿真结果      | 42 |
| 图 3.38 $C$ 不同时的仿真结果          | 42 |
| 图 3.39 $L_s$ 不同时的仿真结果比较      | 43 |
| 图 3.40 $R$ 不同时的仿真结果比较        | 44 |
| 图 3.41 $L_f$ 不同时的仿真结果比较      | 44 |
| 图 3.42 两绕组 $L_m$ 不同时的仿真结果    | 45 |
| 图 3.43 $C$ 不同时的仿真结果比较        | 46 |

|                                       |    |
|---------------------------------------|----|
| 图 3.44 $r$ 不同时的仿真结果比较                 | 46 |
| 图 3.45 $L_s$ 不同时的仿真结果比较               | 47 |
| 图 3.46 $L_f$ 不同时的仿真结果比较               | 48 |
| 图 3.47 $R$ 不同时的仿真结果比较                 | 48 |
| 图 4.1 主电路原理图                          | 51 |
| 图 4.2 吸收电路等效电路图 1                     | 58 |
| 图 4.3 吸收电路等效电路图 2                     | 58 |
| 图 4.4 驱动电路原理图                         | 58 |
| 图 4.5 控制电路原理框图                        | 59 |
| 图 4.6 推挽正激主电路拓扑的小信号模型                 | 59 |
| 图 4.7 双环控制原理图                         | 60 |
| 图 4.8 双环开环传递函数 Bode 图                 | 61 |
| 图 5.1 稳态实验波形                          | 62 |
| 图 5.2 突加 2/3 额定负载                     | 63 |
| 图 5.3 突卸 2/3 额定负载                     | 63 |
| 图 5.4 变换器副边结构原理图                      | 64 |
| 图 5.5 (a) 未加吸收电路时整流二极管电压              | 65 |
| 图 5.5 (b) 加吸收电路时整流二极管电压               | 65 |
| 图 5.6 (a) 正常工作时原边绕组电流波形               | 66 |
| 图 5.6 (b) 正常工作时箝位电容电压波形               | 66 |
| 图 5.7 (a) 正常工作时零点位置                   | 66 |
| 图 5.7 (b) 正常工作时的激磁磁势波形                | 66 |
| 图 5.8 (a) 偏磁情况下的原边绕组电流波形              | 67 |
| 图 5.8 (b) 偏磁情况下的箝位电容电压波形              | 67 |
| 图 5.9 (a) 为无输入时零点位置                   | 67 |
| 图 5.9 (b) 为 $C=40\mu\text{F}$ 时激磁磁势波形 | 67 |
| 图 5.9 (c) $C=30\mu\text{F}$ 时激磁磁势波形   | 68 |
| 图 5.9 (d) $C=20\mu\text{F}$ 时激磁磁势波形   | 68 |
| 图 5.10 (a) 无输入时零点位置                   | 68 |
| 图 5.10 (b) $R=150\Omega$ 时激磁磁势波形      | 68 |
| 图 5.10 (c) $R=300\Omega$ 时激磁磁势波形      | 69 |

|                                             |    |
|---------------------------------------------|----|
| 图 5.10 (d) 为 $R=400\Omega$ 时激磁磁势波形 .....    | 69 |
| 图 5.11 (a) 无输入时的零点位置 .....                  | 70 |
| 图 5.11 (b) $C=20\mu\text{F}$ 时的激磁磁势波形 ..... | 70 |
| 图 5.11 (c) $C=30\mu\text{F}$ 时的激磁磁势波形 ..... | 70 |
| 图 5.11 (d) $C=40\mu\text{F}$ 时的激磁磁势波形 ..... | 70 |

## 表清单

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| 表 3.1 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系    | 25 |
| 表 3.2 $\overline{NI}$ 与两功率管导通压降差的关系  | 26 |
| 表 3.3 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系    | 27 |
| 表 3.4 $\overline{NI}$ 与两功率管导通时间差的关系  | 28 |
| 表 3.5 $\overline{NI}$ 与 $C$ 的对应关系    | 31 |
| 表 3.6 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系    | 31 |
| 表 3.7 $\overline{NI}$ 与 $L_s$ 的对应关系  | 32 |
| 表 3.8 $\overline{NI}$ 与 $R$ 的对应关系    | 32 |
| 表 3.9 $\overline{NI}$ 与 $L_f$ 的对应关系  | 33 |
| 表 3.10 $\overline{NI}$ 与 $C$ 的对应关系   | 34 |
| 表 3.11 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系   | 35 |
| 表 3.12 $\overline{NI}$ 与 $L_s$ 的对应关系 | 36 |
| 表 3.13 $\overline{NI}$ 与 $R$ 的对应关系   | 37 |
| 表 3.14 $\overline{NI}$ 与 $L_f$ 的对应关系 | 38 |
| 表 3.15 $\overline{NI}$ 与 $C$ 的对应关系   | 39 |
| 表 3.16 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系   | 40 |
| 表 3.17 $\overline{NI}$ 与 $R$ 的对应关系   | 40 |
| 表 3.18 $\overline{NI}$ 与 $L_f$ 的对应关系 | 41 |
| 表 3.19 $\overline{NI}$ 与 $C$ 的对应关系   | 43 |
| 表 3.20 $\overline{NI}$ 与 $L_s$ 的对应关系 | 43 |
| 表 3.21 $\overline{NI}$ 与 $R$ 的对应关系   | 44 |
| 表 3.22 $\overline{NI}$ 与 $L_f$ 的对应关系 | 44 |
| 表 3.23 $\overline{NI}$ 与 $C$ 的对应关系   | 46 |
| 表 3.24 $\overline{NI}$ 与 $r$ 的对应关系   | 47 |
| 表 3.25 $\overline{NI}$ 与 $L_s$ 的对应关系 | 47 |
| 表 3.26 $\overline{NI}$ 与 $L_f$ 的对应关系 | 48 |
| 表 3.27 $\overline{NI}$ 与 $R$ 的对应关系   | 49 |

|                            |    |
|----------------------------|----|
| 表 4.1 IXTT96N15P 主要参数..... | 56 |
| 表 4.2 DESI8-12A 参数 .....   | 57 |
| 表 5.1 稳态实验数据表 .....        | 63 |

## 第一章 绪论

### 1.1 课题背景

现阶段在航空、汽车工业中，将低电压直流电变换成某频率的交流电的静止逆变器得到了广泛的应用，现今飞机上的直流电大多为28V，汽车上为12V。一般常用的静止逆变器由两级变换器组成。前级的DC/DC变换器是将输入变化的直流低电压高频隔离变换成某一恒定的直流电压；后级的DC/AC变换器是将前级输出的直流电压转换为某一频率的交流电压。本文针对某飞机用500VA逆变器的需求研制了一种高性能的前级DC/DC变换器。在综合比较了各种拓扑的优缺点后，本文采用了推挽正激电路（PPFC）作为主电路拓扑。

### 1.2 常用的几种逆变器前级 DC/DC 变换器拓扑

#### 1) 单端反激电路

如图1.1的单端反激电路多用于输出电路与输入电路电气绝缘，或者希望多路输出的小功率场合<sup>[1,2]</sup>。在主功率管导通时，将能量储存在变压器（电感）中。在主功率管关断期间，电感储存的能量通过整流二极管传递给输出端。但这种间接传输能量和变压器单象限工作的特点决定了其只应用于100~200W小功率DC/DC变换器<sup>[2]</sup>。

#### 2) 单端正激电路

如图 1.2 为单端正激电路。正激电路与反激电路相反，在功率管导通时，向负载直接传递能量，功率管关断时，电容向负载释放储存的能量。当主功率管关断时必须给变压器提供能量释放回路，因此通常必须附加复位绕组实现磁复位<sup>[3-6]</sup>。变压器单向磁化，变压器的利用率低，通常单端正激变换器占空比  $D < 0.5$ ，以避免由于开关管的存储时间使铁心不能复位<sup>[1]</sup>。

#### 3) 半桥电路

如图1.3半桥电路相对于单端正激电路而言，开关管电压应力减小为输入电压 $U_{in}$ ，变压器磁芯利用率提高了一倍。但是，半桥电路的缺点是： $C_1$ 、 $C_2$ 电容电压不对称可能引起变压器偏磁。

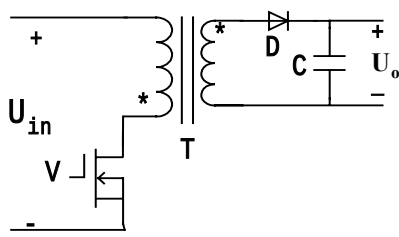


图 1.1 单端反激电路

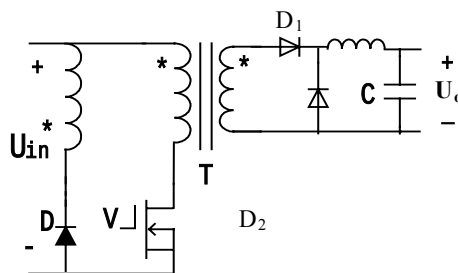


图 1.2 单端正激电路

## 4) 全桥电路

如图 1.4，全桥电路的变压器磁芯利用率高，主功率管电压应力较小，为输入电压  $U_{in}$ ，相同的功率等级流过功率管的电流是半桥电路的一半。但其工作时相当于两个功率管串联使用，导通损耗大，开关管的压降或驱动脉冲的不对称，会引起变压器铁心的偏磁。由于功率器件较多，不适合于中小功率等级的变换器。

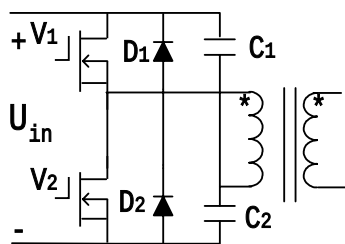


图 1.3 半桥电路

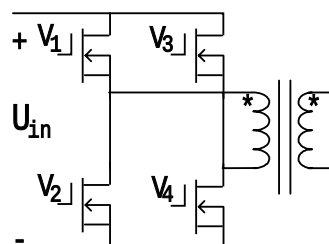


图 1.4 全桥电路

## 5) 推挽电路

如图 1.5 拓扑结构简单，能用于中小功率场合。推挽电路中的变压器是双向磁化的，故必须有良好的对称性，否则将会产生直流磁化分量——偏磁而导致铁心饱和。推挽电路有以下缺点：a) 变压器的铁心偏磁给器件的参数一致性和驱动电路脉冲宽度的一致性提出了较高的要求；b) 由于开关管关断时漏感能量无释放回路，在开关管上引起高的电压尖峰，给主变压器的绕制提出了较高的要求。

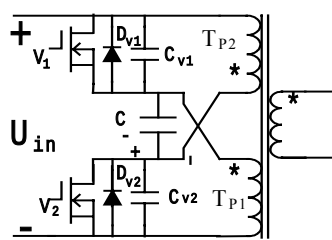
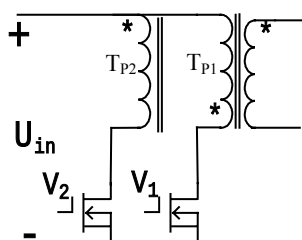


图 1.5 推挽电路

图 1.6 推挽正激电路

### 1.3 推挽正激电路的特点

如图1.6推挽正激电路是一种对推挽电路的改进,即在推挽电路中增加了一个箝位电容。当开关管 $V_1$ 导通时,输入电源和原边绕组 $T_{p1}$ 并联,电容 $C$ 和 $T_{p2}$ 并联同时向负载供电。在此期间,该电路相当于两个单端正激电路并联工作,故将此电路拓扑命名为推挽正激变换器电路(Push-pull Forward convert, PPFC)。

推挽正激电路具有以下几个优点:1)减小了输入电流脉动的安秒积分<sup>[9,10]</sup>,从而减小了输入滤波器的体积和重量;2)在主功率管关断时,箝位电容为原边变压器漏感储存的能量提供了一个释放的回路,抑制了功率管的电压尖峰,使得在实际电路中选择电压等级小的主功率管,从而可以减小功率管的导通损耗;3)变压器磁心利用率高。推挽正激电路拓扑比较适合于输入低压大电流的中大功率场合。通过比较本文选用推挽正激电路做为主电路拓扑。

### 1.4 PPF 偏磁研究的现状

在文献[7]中对PPF的偏磁情况进行了说明:抑制PPF电路的铁心偏磁与推挽电路不同,箝位电容 $C$ 上的电压是浮动的,电容 $C$ 电压的浮动特性,保证了变压器磁通在同一周期的两个半周期中仍有相等的“伏·秒”数,抑制了直流偏磁。文中只是简单解释了箝位电容 $C$ 对于偏磁的抑制作用,而没有对抑制的规律进行进一步的研究,而且对PPF电路中变压器绕组电阻 $r$ ,原边漏感 $L_s$ ,以及输出滤波电感 $L_f$ 等参数对于偏磁的影响没有进行研究。本文将通过仿真和实验的手段对以上问题进行深入地研究。

### 1.5 本文研究的内容

根据课题的需要,本文采用推挽正激主电路拓扑研制了600W 28VDC/360VDC变换器。在其基础上详细研究了推挽正激电路的偏磁工作情况。具体内容:

第一章 比较了几种常用的DC/DC变换器拓扑,概述了推挽正激电路的特点,介绍了本文的主要内容和研究意义。

第二章 分析了推挽正激变换器的工作原理。

第三章 详细研究了偏磁原理,针对易造成偏磁的两种情况——开关管开通时间不同和导

通压降不同研究了PPF中箝位电容 $C$ 、变压器漏感 $L_s$ 、变压器绕组电阻 $r$ 等参数对于偏磁的影响，给出了箝位电容的选取原则。

第四章 采用第二章的电路拓扑结构分别设计了600W 28VDC/360VDC变换器，给出了主电路参数及控制电路参数的设计方法。

第五章 给出了600W 28VDC/360VDC变换器的实验结果及偏磁实验验证，进行了讨论。

第六章 结束语，对全文进行了总结。

## 1.6 本文研究的意义

本文研究的意义在于：

- 1) 采用了推挽正激的主拓扑结构。在输入低压应用的场合与其它电路拓扑相比较而言，该拓扑可以大大减小输入滤波器的体积，提高变换器的功率密度，减小了主功率管的电压应力。
- 2) 研究了PPF中各参数对偏磁的影响，给出了箝位电容选取的具体原则。合理地选取箝位电容可以优化变换器的综合性能。
- 3) 完成了课题要求的600W 28VDC/360VDC变换器研制任务，找出了影响抑制PPF偏磁的主要参数。

## 第二章 推挽正激电路工作原理

### 2.1 前言

本章介绍了推挽正激电路的工作原理<sup>[12-19]</sup>及各主要参数对工作的影响。

### 2.2 推挽正激电路工作原理

如图 2.1 所示为推挽正激变换器电路图。在变压器原边，推挽正激电路有两个开关管  $V_1, V_2$ ，两个原边绕组  $T_{p1}, T_{p2}$ ，串于两开关管之间的箝位电容  $C$ ，在变压器副边有变压器副边绕组  $T_s$ ，全桥式整流电路  $D_1, D_2, D_3, D_4$ ，及输出 LC 滤波器。其中  $D_{v1}, D_{v2}$  为  $V_1, V_2$  寄生的反并二极管， $C_{v1}, C_{v2}$  为  $V_1, V_2$  寄生的结电容。

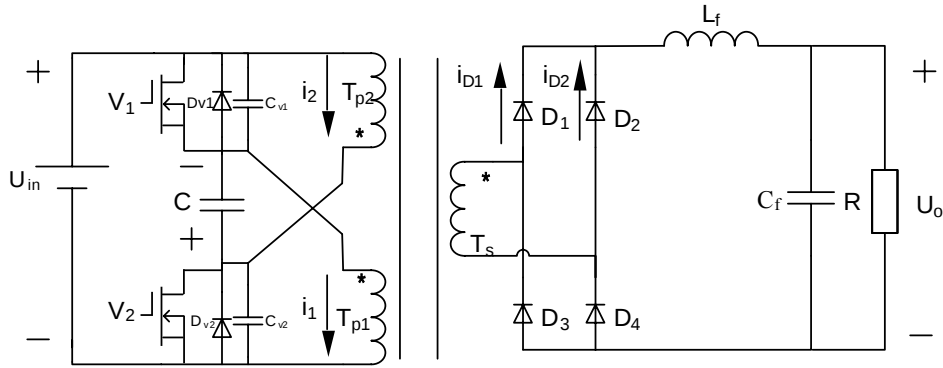


图 2.1 推挽正激电路原理图

从电源正→原边绕组  $T_{p2}$ →箝位电容  $C$ →原边绕组  $T_{p1}$ →电源负构成的一个回路来看。若忽略变压器漏感，则加在变压器原边两个绕组的电压之和为零，箝位电容上的电压为  $U_{in}$ ，下正上负。另外一个回路：电源正→ $V_1$ →箝位电容  $C$ → $V_2$ →电源负。根据基尔霍夫电路定律可得：

$$U_{ds1} + U_{ds2} = U_{in} + U_c = 2U_{in} \quad (2-1)$$

所以两个开关管上的电压应力和最大为  $2U_{in}$ 。当某一主功率管导通时，另一主功率管的电压被箝位在  $2U_{in}$ ；当两个主功率管均关断时，主功率管电压均为  $U_{in}$ 。

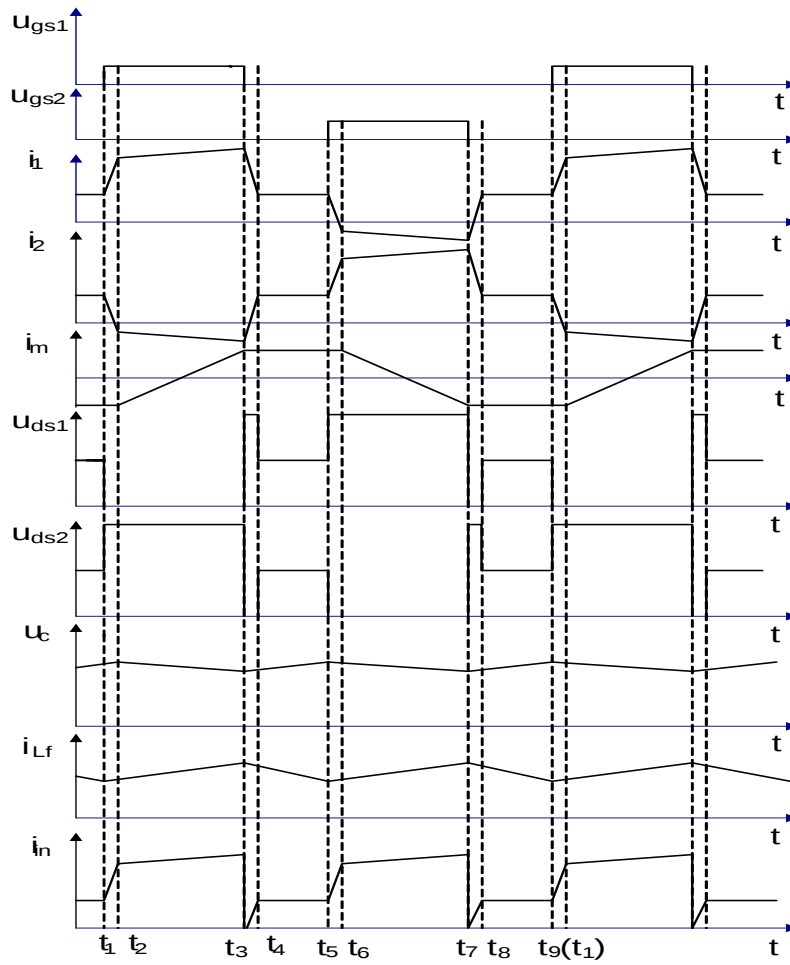


图 2.2 推挽正激工作原理波形图

( $u_{gs1}, u_{gs2}$  为  $V_1, V_2$  的驱动电压,  $i_m$  为激磁电流,  $u_{ds1}, u_{ds2}$  为  $V_1, V_2$  漏源极电压,  $u_c$  为箝位电容电压,  $i_{Lf}$  为输出滤波电感电流,  $i_{in}$  为输入电流)

在分析推挽正激电路工作模态前, 我们做如下假设:

- (1) 箝位电容  $C$  较大, 在工作过程中两端电压保持  $U_{in}$  基本不变;
- (2) 滤波电感  $L_f$  较大, 在较短的时间内可以视为恒流源, 电流维持不变, 其值等于  $I_o = U_o / R$ ;
- (3) 原边绕组匝数同为  $W_p$ , 励磁电感和漏感均相同为  $L_m, L_s$ , 副边匝数为  $W_s$ , 匝比  $n = W_s / W_p$ ;
- (4) 主功率管  $V_1, V_2$  均为理想器件, 整流二极管  $D_1, D_2$  为理想器件, 导通压降忽略不计;
- (5) 开关周期  $T_s$ ,  $V_1, V_2$  每个周期开通时间均为  $T_{on}$ ,  $V_1, V_2$  工作的占空比均为:  $D$

$$= T_{on}/T_s ;$$

图 2.2 为推挽正激电路工作原理波形图，一个周期分为 8 个工作模式。

模态 1 [ $t_1 \sim t_2$ ]

在  $t_1$  时刻以前，原边电流沿  $U_{in} - T_{p1} - C - T_{p2}$  环流，环流电流为  $I_a = nDI_0$  [11] (其量值关系将在后面说明)；副边  $D_2D_3$ 、 $D_1D_4$  同时导通， $I_{D1} = I_{D2} = \frac{1}{2} I_{00}$ 。  $t_1$  时刻， $V_1$  开通，此时变压器原副边电压均为零 (4 个整流二极管同时导通)  $U_{in}$  加在  $T_{p1}$  的漏感上， $i_1$  迅速上升， $U_c$  加在  $T_{p2}$  的漏感上， $i_2$  迅速减小并反向增大。相应地，在副边，流过  $D_1$ 、 $D_4$  的电流增大，流过  $D_2$ 、 $D_3$  的电流减小， $t_2$  时刻， $i_{D1}$  增大到负载电流， $i_{D2}$  减小到零时，该工作模式结束。此模式的等效电路图如图 2.3，此时有如下关系：

流过  $T_{p1}$  的电流：

$$i_1 = I_a + \frac{U_{in}}{L_s} (t - t_1) \quad (2-2)$$

流过  $T_{p2}$  的电流：

$$i_2 = I_a - \frac{U_c}{L_s} (t - t_1) \quad (2-3)$$

在  $t_1 \sim t_2$  期间， $i_{D1}$  由  $1/2 I_{Lf \min}$  增加到  $I_{Lf \min}$ ，所以此模式的持续时间为：

$$\Delta t_{1-2} = \frac{n I_{Lf \min} L_s}{2 U_{in}} \quad (2-4)$$

$I_{Lf \min}$  为输出滤波电感电流的最小值即  $t_2$  时刻的滤波电感电流。

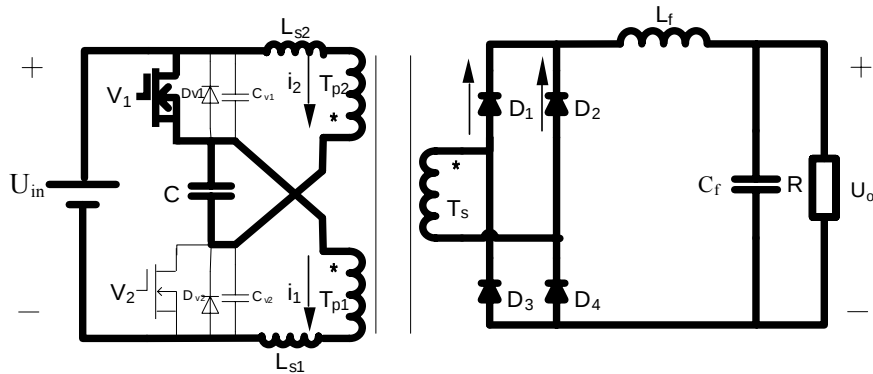


图 2.3 模态 1

模态 2  $[t_2-t_3]$ 

$i_{D1}$  的电流等于负载电流,  $i_{D2}$  为零,  $U_{in}$  和  $T_{p1}$  并联, 电容  $C$  和  $T_{p2}$  并联,  $U_{in}$  和  $U_c$  加在励磁电感  $L_m$  和输出滤波电感  $L_f$  折算到原边的电感上, 提供励磁和负载电流。此时相当于两个单端正激电路并联工作。原边两绕组各承担励磁电流和负载电流变化率的一半。在此模态中,  $i_1$  增加,  $i_2$  反向增大。等效电路图如图 2.4, 此时有如下关系:

流过原边绕组  $T_{p1}$  的电流:

$$i_1 = I_a + \frac{nI_{Lf \min}}{2} + \left( \frac{U_{in}}{2L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2L_f} \right) (t - t_2) \quad (2-5)$$

流过原边绕组  $T_{p2}$  的电流:

$$i_2 = I_a + \frac{nI_{Lf \min}}{2} - \left( \frac{U_c}{2L_m} + \frac{n^2 U_c}{2L_f} \right) (t - t_2) \quad (2-6)$$

$V_1$  关断时此模态结束, 所以此模态的持续时间为:

$$\Delta t_{2-3} = DT_s - \Delta t_{1-2} = DT_s - \frac{nI_{Lf \min} L_s}{2U_{in}} \quad (2-7)$$

$t_3$  时刻, 流过原边绕组  $T_{p1}$  的电流:

$$i_{1t_3} = I_a + \frac{nI_{Lf \min}}{2} + \left( \frac{U_{in}}{2L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2L_f} \right) \left( DT_s - \frac{nI_{Lf \min} L_s}{2U_{in}} \right) \quad (2-8)$$

流过原边绕组  $T_{p2}$  的电流:

$$i_{2t_3} = I_a - \frac{nI_{Lf \min}}{2} - \left( \frac{U_{in}}{2L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2L_f} \right) \left( DT_s - \frac{nI_{Lf \min} L_s}{2U_{in}} \right) \quad (2-9)$$

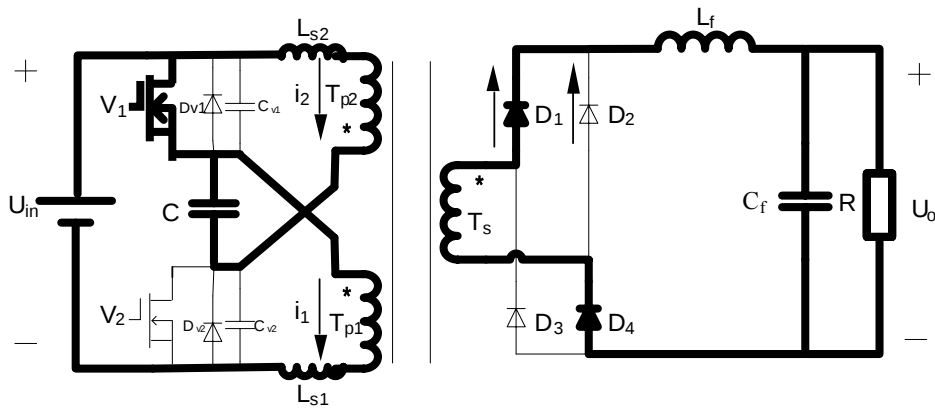


图 2.4 模态 2

模态 3.  $[t_3-t_4]$

在此模态中，漏感释放能量。此模态从  $V_1$  关断开始，由于此前  $i_1$  始终大于  $i_2$ ，所以当  $V_1$  关断的瞬间， $V_2$  的反并二极管  $D_{v2}$  被迫导通， $D_2$ 、 $D_3$  因承受正向电压导通。电容电压  $U_c$  加在绕组  $T_{p1}$  的漏感上， $U_{in}$  加在绕组  $T_{p2}$  的漏感上， $i_1$  迅速减小， $i_2$  迅速增加。相应地， $i_{D2}$  从零开始增加， $i_{D1}$  开始减小。此模态持续到  $i_1 = i_2$  结束。等效电路如图 2.5，此时有如下关系：

流过原边绕组  $T_{p1}$  的电流：

$$i_1 = i_{1t3} - \frac{U_c}{L_s} (t - t_3) \quad (2-10)$$

流过原边绕组  $T_{p2}$  的电流：

$$i_2 = i_{2t3} + \frac{U_{in}}{L_s} (t - t_3) \quad (2-11)$$

该模态  $I_{D2}$  从零增加到  $1/2 I_{Lf \max}$ ，所以持续时间为：

$$\Delta t_{3-4} = \frac{n I_{Lf \max} L_s}{2 U_{in}} \quad (2-12)$$

$t_4$  时刻，流过原边绕组  $T_{p1}$  的电流：

$$i_{1t4} = I_a + \frac{n I_{Lf \min}}{2} + \left( \frac{U_{in}}{2 L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2 L_f} \right) \frac{n I_{Lf \max} L_s}{2 U_{in}} - \frac{1}{2} n I_{Lf \max} \quad (2-13)$$

流过原边绕组  $T_{p2}$  的电流：

$$i_{2t4} = I_a - \frac{n I_{Lf \min}}{2} - \left( \frac{U_{in}}{2 L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2 L_f} \right) \frac{n I_{Lf \max} L_s}{2 U_{in}} + \frac{1}{2} n I_{Lf \max} \quad (2-14)$$

其中， $I_{Lf \max}$  为  $t_3$  时刻滤波电感电流，也即是流过输出滤波电感的最大电流。

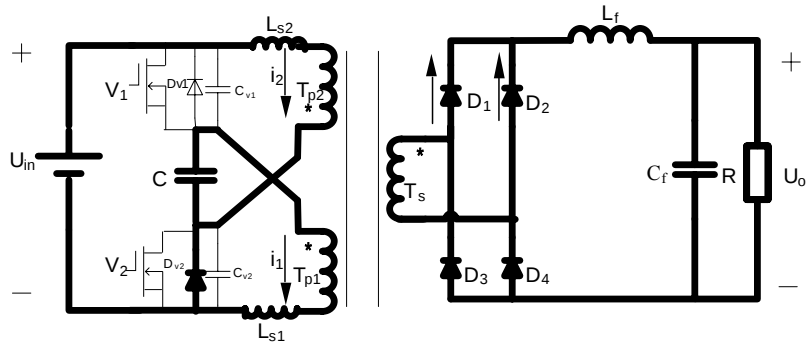


图 2.5 模态 3

模态 4.  $[t_4 - t_5]$

$V_1$  和  $V_2$  均关断，此时进入环流状态。环流  $I_a$  沿电源正→原边绕组  $T_{p2}$ →箝位电容  $C$ →原边绕组  $T_{p1}$ →电源负流动。变压器两组原边反向串联，原边两绕组电压都为零，因此，加在开关管上的电压都为  $U_{in0}$ 。励磁电流转移到变压器副边流动。 $V_2$  导通时该模式结束，等效电路如图 2.6，此时有如下关系：

原边绕组电流：

$$i_1 = i_2 = i_{in} = I_a \quad (2-15)$$

持续时间：

$$\Delta t_{4-5} = \frac{1}{2} (1 - 2D) T_s - \Delta t_{3-4} = \frac{1}{2} (1 - 2D) T_s - \frac{n I_{Lf \max} L_s}{2 U_{in}} \quad (2-16)$$

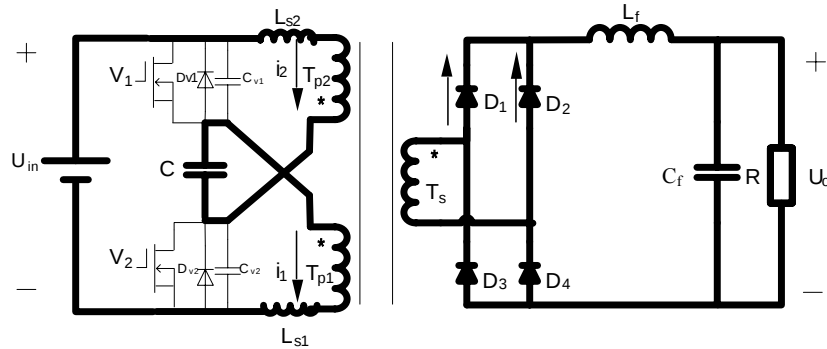


图 2.6 模式 4

模式 5~模式 8 [ $t_5-t_6$ ,  $t_6-t_7$ ,  $t_7-t_8$ ,  $t_8-t_9$ ]  $V_2$  导通开始下半个周期的工作，工作模式和上半个周期类似，只是励磁电流的方向/相反，完成变压器的去磁。

## 2.3 环流分析<sup>[13]</sup>

在分析环流前我们假设如下条件成立：

- (1) 设该推挽正激变换器的功率损耗为零。
- (2) 原边两个绕组换流瞬间完成，即： $\Delta t_{1-2} \rightarrow 0$ ， $\Delta t_{3-4} \rightarrow 0$ ；
- (3) 励磁电感  $L_m$  和滤波电感  $L_f$  较大，励磁电流为零， $L_f$  可以看作恒流源：即等式  $I_{Lf \min} = I_{Lf \max} = I_0$  成立。

根据系统能量守恒定律可得，在半个周期  $T_s/2$  内电源输入能量：

$$\begin{aligned}
 E_{in \Delta t_{1-5}} &= \int_{t_1}^{t_5} U_{in} I_{in} dt \\
 &= U_{in} \left[ \int_{t_1}^{t_2} I_a + \frac{U_{in}}{L_s} (t - t_1) dt + \int_{t_2}^{t_3} I_a + \frac{nI_{Lf \min}}{2} + \left( \frac{U_{in}}{2L_m} + \frac{n^2 U_{in}}{2L_f} \right) (t - t_2) dt + \right. \\
 &\quad \left. \int_{t_3}^{t_4} I_{2t3} + \frac{U_{in}}{L_s} (t - t_3) dt + \int_{t_4}^{t_5} I_a dt \right] \quad (2-17)
 \end{aligned}$$

输出能量：

$$E_{out \Delta t_{1-5}} = 2nDU_{in}I_o T_s / 2 \quad (2-18)$$

整理 2-17 式：

$$E_{in \Delta t_{1-5}} = U_{in} (I_a + nDI_o) T_s / 2 \quad (2-19)$$

联立以上两式得环流：

$$I_a = nDI_o \quad (2-20)$$

## 2.4 各参数对工作模态影响的仿真分析

本节将对 C 与  $L_s$  不同时的工作情况进行仿真分析。仿真参数： $U_{in}=24V$ ， $L_f=1600\mu H$ ， $C_f=400\mu F$ ，开关频率 50KHz，原边两绕组的匝数  $N_1=N_2= W_p=3$ ，副边匝数为  $N_3=W_s=62$ ，绕组电阻均为  $r=10m\Omega$ ， $L_{m1}=L_{m2}=L_m=55\mu H$ ， $L_{m3}=23491.1\mu H$ ， $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu S$ 。图 2.7 为仿真原理图。

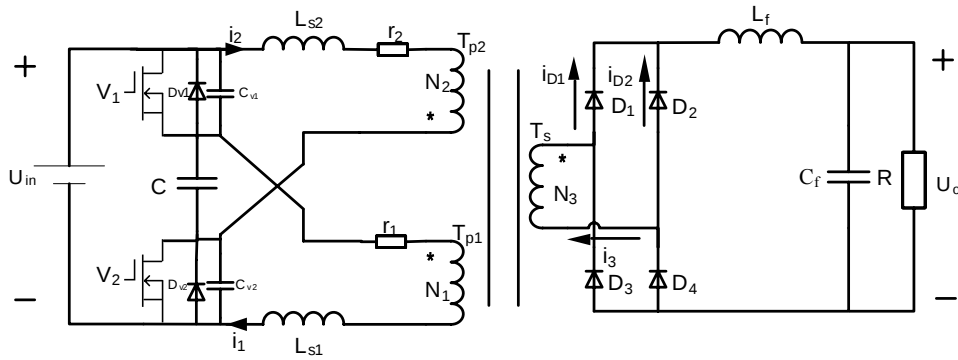


图 2.7 仿真原理图

### 2.4.1 不同漏感下的仿真分析

首先分析 C 不变漏感  $L_s$  不同时的工作情况。令  $C=30\mu F$ ，仿真结果如图 2.8,其中  $U_C$

为箝位电容电压， $i_l$  为绕组 1 的电流，参考方向如图 2.1。

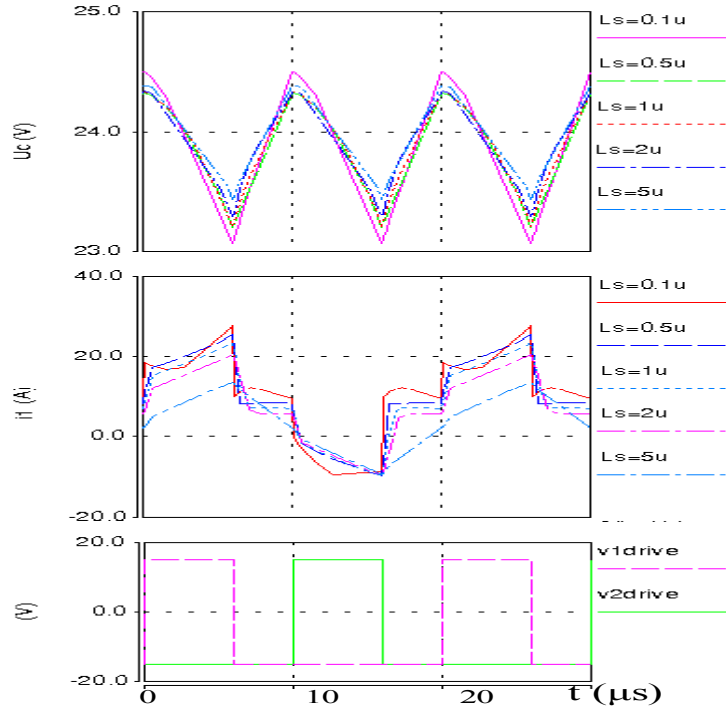


图 2.8 不同漏感下的仿真结果

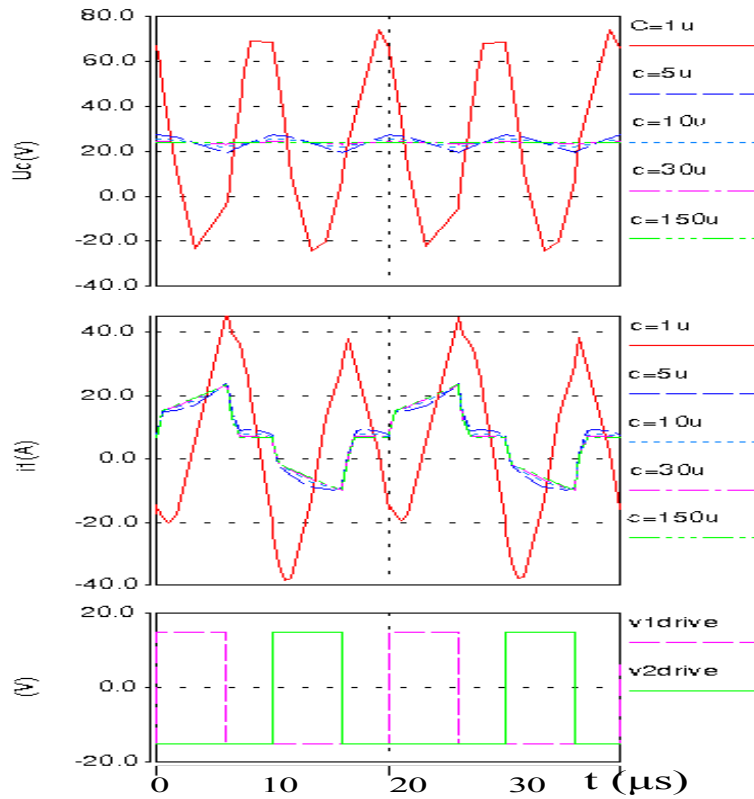
从仿真结果可见，当  $L_s$  很大时，如图中  $L_s=5 \mu\text{H}$  时的情况，不存在环流过程，这是因为由于漏感很大，由 (2-12)，相应地模式 3 的持续时间就很长，可以达到整个死区时间，所以就不存在环流的模式。当  $L_s$  很小时，如图中  $L_s=0.1 \mu\text{H}$  时的情况，此时在模式 4 中，C 与漏感的谐振频率为：

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{2L_s C}} = 64.97\text{KHz} \quad (2-21)$$

已接近开关频率， $U_c$  与漏感之间的充放电不能再近似为线性， $\Delta U_c$  很大。同时可以看到  $L_s$  越大，绕组电流的平均值越小，即输出电流越小。这是因为  $L_s$  越大，换流模式（模式 1 和模式 3）时间越长，导致实际占空比也就越小，使输出电压也越小从而输出电流越小。

#### 2.4.2 不同 C 时的仿真分析

分析漏感  $L_s$  不变 C 不同的工作情况。令  $L_s=1 \mu\text{H}$ ，仿真结果如图 2.9。


 图 2.9 不同  $C$  时的仿真结果

当  $C$  较大时,不同  $C$  时的工作情况相差不大,各模态电流的变化均可近似认为是线性的。当  $C$  很小时,如图 2.8 中  $C=1\mu\text{F}$  时的情况, $C$  与漏感的谐振频率比开关频率大得多, $C$  与漏感进入连续振荡状态, $C$  与漏感之间的能量交换使  $\Delta U_c$  变得非常大, $C$  已不能近似认为是恒压源。此时 PPF 的工作模态发生质变,和 2.3 中介绍的工作模态完全不同。因为  $C$  很小,储存的能量很有限,当某一开关管导通时将不能和电源并联向负载提供能量,事实上这时的工作情况已和通常的推挽式电路接近,当  $C$  减小到 0 时,当任一开关管导通时负载能量完全由输入电源提供,即转化为推挽电路。

## 2.5 本章小结

本章介绍了一种新颖的推挽正激变换器拓扑,它具有以下优点:

- 1) 由于箝位电容的存在,抑制了主功率管漏源极电压尖峰,将主功率管的电压应力箝位在  $2U_{in}$ ;
- 2) 变压器双向磁化,比单管电路拓扑的变压器磁利用率提高了一倍;
- 3) 输入电流纹波安秒积分较其它拓扑小,从而减小了输入滤波器体积。

### 第三章 推挽正激电路的偏磁研究

#### 3.1 前言

双极性变换器拓扑，如推挽电路，半桥电路，全桥电路以及第二章介绍的推挽正激电路都或多或少存在偏磁的问题。偏磁会使功率变压器和开关管的功耗增加，功率变压器的噪声加剧，严重时会使功率变压器磁心饱和，甚至损坏开关管。

概括地说，变压器的铁心偏磁是由于一周期内正、反两个方向的伏秒面积不等造成的。当偏磁严重时，铁心将进入单方向深度饱和，造成单向磁化电流剧增，通常在达到新的平衡状态前，功率管可能已经损坏。

通常引起正、反两方向伏秒面积不等的具体原因主要有<sup>[8]</sup>：

- 1) 加在变压器绕组上的正负电压值不同，产生的原因主要是功率管导通压降的不同和线路阻抗的不同。
- 2) 加在变压器绕组上的正负电压时间不同，产生的原因主要是驱动电路的不对称。

本章在分析了各种工作条件下变压器的偏磁工作原理以及基本关系的基础上，对推挽正激变换器的偏磁情况进行了研究。

#### 3.2 偏磁产生的工作原理及基本关系<sup>[32, 34, 35]</sup>

如图 3.1 当理想变压器的一次侧受到交变电压激励时，一次侧的磁链满足的方程为：

$$\frac{d\psi}{dt} = u \quad (3-1)$$

如果  $u$  是对称方波，宽度均为  $DT_s$ ，则当达到稳定状态时，磁链和磁化电流都近似是锯齿波，正负半周的磁链变化量分别为：

$$|\Delta\psi_+| = \left| \int_0^{DT_s} e_+ dt \right| \quad (3-2)$$

$$|\Delta\psi_-| = \left| \int_0^{DT_s} -e_- dt \right| \quad (3-3)$$

正常工作情况下， $e_+ = e_-$ ， $D_1 = D_2$ ，即  $|\Delta\psi_+| = |\Delta\psi_-|$ 。在磁化曲线上，磁密的摆动关于零点对称。如图 3.2，这是我们期望的理想工作状态。如果正负激励电压  $e_+$ 、 $e_-$  不等或者激励的宽度不等，就会造成正、反两方向伏秒面积不等，即  $|\Delta\psi_+| \neq |\Delta\psi_-|$ ，磁密的摆动范围就会产生偏移，即偏磁。

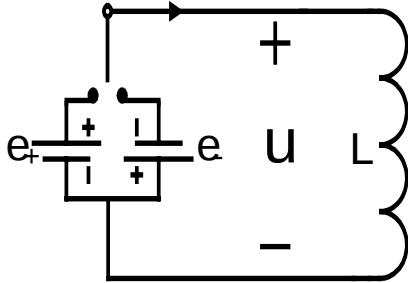


图 3.1 变压器在交变激励下的工作简化图

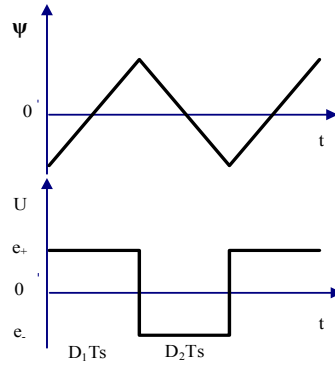


图 3.2 正常工作时磁链与绕组电压关系图

### 3.2.1 空载时的变压器偏磁工作原理及基本关系

#### 1) 理想变压器

如图 3.3，虚框内为变压器的空载等效模型，理想变压器的  $L_m = \infty$ ， $L_s = 0$ ， $r = 0$ 。

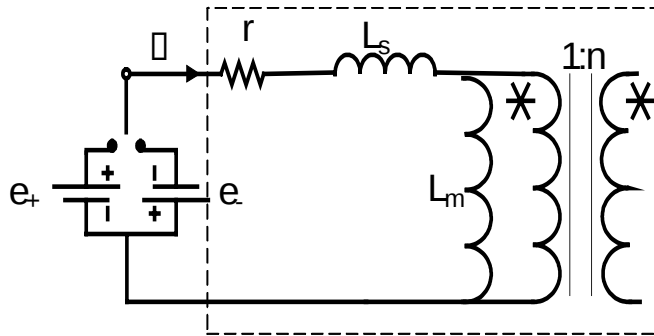


图 3.3 空载下变压器工作简化图

此时若由于  $e_+$ 、 $e_-$  不等或者激励的宽度不等引起正、反两方向伏秒面积不等，即  $|\Delta\psi_+| \neq |\Delta\psi_-|$ ，由 (3-1)，(3.2) 有：

$$|\Delta\psi_+| = \int_0^{D_1 T_s} e_+ dt = e_+ D_1 T_s \quad (3-3)$$

$$|\Delta\psi_-| = \int_0^{D_2 T_s} e_- dt = e_- D_2 T_s \quad (3-4)$$

例如因  $e_+ > e_-$ ，使  $|\Delta\psi_+| > |\Delta\psi_-|$ ，如图 3.4 所示从第三周期开始  $e_-$  增加  $\Delta e$ ，此时  $\psi$  会不断上升，直至磁心饱和。

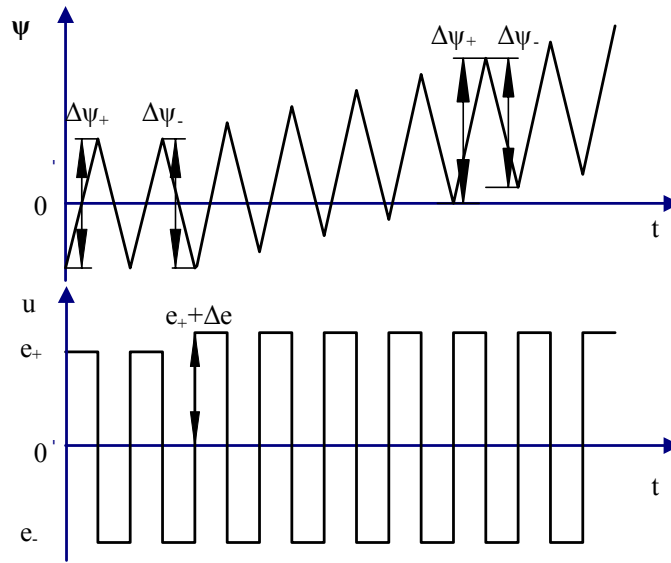


图 3.4 偏磁产生示意图（理想变压器下）

## 2) 非理想变压器

如图 3.3，实际非理想变压器中激磁电感  $L_m$  不可能为无穷大，绕组电阻  $r$  也不可能为 0，同时漏感也或多或少的存在。这时：

$$i_m = \frac{\Delta \psi}{L_m} \quad (3-5)$$

暂不考虑  $L_s$ ，若  $e_+ = e_- = E$ ，此时加在激磁电感上的实际正电压为  $E - i_r$ ，负电压为  $-E - i_r$ 。由于是空载， $i = i_m$ ，若前一周期由于  $|\Delta \psi_+| > |\Delta \psi_-|$  使  $i_m$  上升至  $i_{m1}$ ，则本周期由于绕组电阻上的压降增加，加在激磁电感上的正向电压减小，加在激磁电感上的负电压增加，由 (3-5) 相应地激磁电流的上升量减小，下降量增加，这样就使激磁电流的平均值的上升量减小，即使激磁电流的上升得到抑制不致无限上升，因此绕组电阻  $r$  对于偏磁具有抑制作用。如图 3.5，当激磁电流上升到一定程度时，会达到一个新的平衡点，此时激磁电流在一周期内的变化量为 0，但激磁电流的平均值不再为零。以正半周时间比负半周时间长  $\Delta D T_s$  为例，则  $2D + \Delta D = 1$ ，由 (3-2)，(3-3) 此时应有：

$$\int_0^{(D+\Delta D)T_s} (e_+ - i r) dt + \int_{(D+\Delta D)T_s}^{T_s} (-e_- - i r) dt = 0 \quad (3-6)$$

由 (3-6) 可得：

$$E(D+\Delta D)T_s - \int_0^{(D+\Delta D)T_s} i r dt - E D T_s - \int_{(D+\Delta D)T_s}^{T_s} i r dt = 0 \quad (3-7)$$

整理得：

$$E \Delta D T_s - I_{DC} r T_s = 0 \quad (3-8)$$

$$I_{DC} = E \Delta D / r \quad (3-9)$$

其中  $I_{DC}$  为激磁电流的直流分量，即激磁电流的平均值。可以看出  $I_{DC}$  与  $E \Delta D$  成正比，与绕组电阻  $r$  成反比。

当激励宽度相同，偏磁是由  $e_+ - e_- = \Delta e$  引起时，同样由 (3-2), (3-3) 可推得：

$$\int_0^{DT_s} (e_+ - i r) dt - \int_{DT_s}^{T_s} (e_- + i r) dt = 0 \quad (3-10)$$

$$I_{DC} = D \Delta e / r \quad (3-11)$$

此时， $I_{DC}$  与  $D \Delta e$  成正比，与绕组电阻  $r$  成反比。

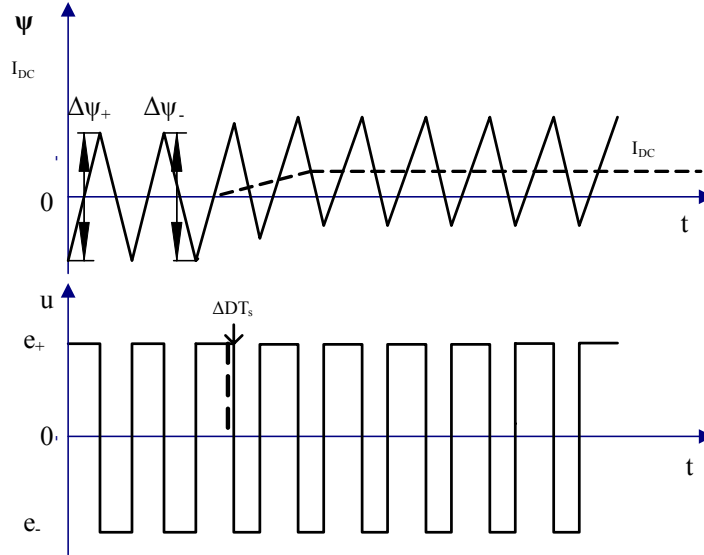


图 3.5 偏磁平衡示意图

若考虑到漏感  $L_s$ ，加在激磁电感上的实际电压为  $u - i r - L_s \frac{di}{dt}$ ，同样由于绕组电阻  $r$  的存在激磁电流会进入新的平衡状态。

若正半周时间比负半周时间长  $\Delta D T_s$ ，即  $2 D + D = 1$ ，此时：

$$\int_0^{(D+\Delta D) T_s} (e_+ - i r - L_s \frac{di}{dt}) dt - \int_{(D+\Delta D) T_s}^{T_s} (-e_- - i r - L_s \frac{di}{dt}) dt = 0 \quad (3-12)$$

由 (3-7) \ (3-8) 整理得：

$$E \Delta D T_s - I_{DC} r T_s - L_s \left( \int_0^{(D+\Delta D) T_s} di + \int_{(D+\Delta D) T_s}^{T_s} di \right) = 0 \quad (3-13)$$

其中稳态条件下一周期内的电流变化量为 0，即  $\int_0^{DT_s} di + \int_{DT_s}^{T_s} di = 0$ ，所以有：

$E \Delta D T_s - I_{DC} r T_s = 0$  与 (3-8) 完全相同。

若偏磁是由  $e_+ - e_- = \Delta e$  引起，由 (3-10) 有下面的平衡关系：

$$\int_0^{DT_s} (e_+ - i r - L_s \frac{di}{dt}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-e_- - i r - L_s \frac{di}{dt}) dt = 0 \quad (3-14)$$

整理得：

$$D \Delta e T_s - I_{DC} r T_s - L_s \left( \int_0^{DT_s} di + \int_{DT_s}^{T_s} di \right) = 0 \quad (3-15)$$

所以：

$I_{DC} = D \Delta e / r$  与 (3-11) 完全相同

有以上推导可知，空载情况下漏感对于  $I_{DC}$  没有影响， $I_{DC}$  只与  $D \Delta e$  和绕组电阻  $r$  有关。

### 3) 存在死区时的变压器偏磁工作情况分析

以上介绍的情况，变压器一次侧的激励均为互补，事实上，以空载情况为例，如图

3.3 在死区时，变压器原边的激励电感上的电压为  $-i_m r - L_s \frac{di_m}{dt}$ ，在死区时间内  $i_m$  下降，

如图 3.6，死区对于  $i_m$  的平均值没有影响，因此在有死区时上节的结论也同样成立。

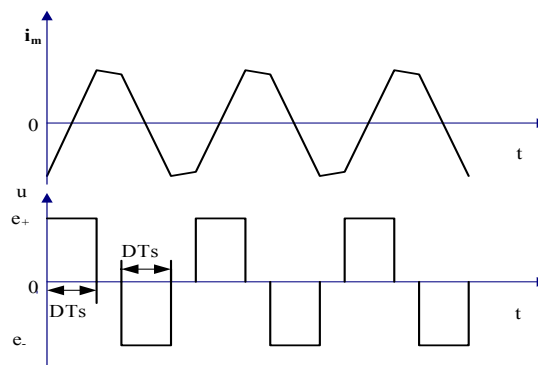


图 3.6 有死区的激励电流变化情况

### 3.2.2 带载时的变压器偏磁工作原理及基本关系

为方便分析我们建立如图 3.7 所示的模型：

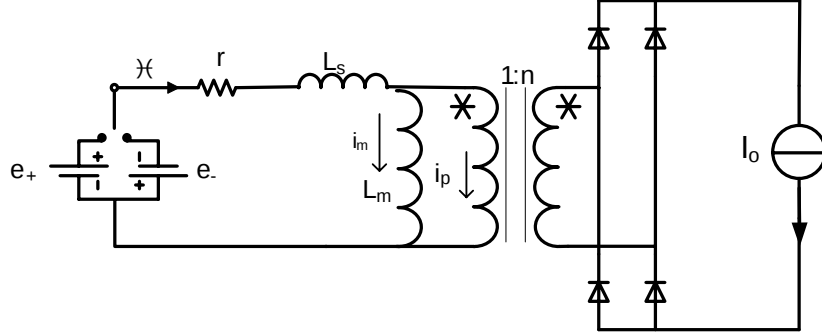


图 3.7 变压器带载工作等效模型

变压器原边由  $e_+ = e_- = E$  的交变电压激励，负载用恒流源表示，此模型与双极性变换器的工作状态基本相同。

在不考虑漏感时，与空载状态类似，由于绕组电阻  $r$  对偏磁的抑制作用，激磁电流在上升到一定程度时就会进入平衡状态。

若正半周时间比负半周时间长  $\Delta D T_s$ ，即  $2D + D = 1$ ，此时同样有 (3-7) 的关系，只不过此时  $i = i_m + i_p$ 。这样由 (3-7) 可以推出：

$$E \Delta D T_s - I_{DC} r T_s - r \left( \int_0^{(D+\Delta D)T_s} i_p dt + \int_{(D+\Delta D)T_s}^{T_s} i_p dt \right) = 0 \quad (3-16)$$

稳态一周内理想变压器绕组电流积分为 0，即  $\int_0^{(D+\Delta D)T_s} i_p dt + \int_{(D+\Delta D)T_s}^{T_s} i_p dt = 0$  整理得：

$$I_{DC} = E \Delta D / r \quad (3-17)$$

由 (3-17) 可知，此时的  $I_{DC}$  只与  $e$ 、 $\Delta D$  有关，与负载电流  $I_o$  无关。

若偏磁是由  $e_+ - e_- = \Delta e$  引起，由 (3-10) 的平衡状态关系可得：

$$\Delta e D T_s - I_{DC} r T_s - r \left( \int_0^{DT_s} i_p dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_p dt \right) = 0 \quad (3-18)$$

得出  $I_{DC} = D \Delta e / r$  与空载情况完全相同，可知在由激励电压大小不同造成的偏磁过程中， $I_{DC}$  与负载大小无关，仍然与  $D \Delta e$  成正比，与绕组电阻  $r$  成反比。

考虑漏感  $L_s \neq 0$  时，若正半周时间比负半周时间长  $\Delta D T_s$ ，即  $2D + D = 1$ ，由于漏感的存在，在激励电压方向改变时， $L_s$  中的电流不能突变，因而副边原本导通的一对二极管继

续导通，而副边原本关断的一对二极管由于承受正向电压而开通，则此时副边两桥臂同时导通使原边绕组电压为 0，激磁电流转移至副边环流，产生所谓的“占空比丢失”现象。在这段漏感电流续流的时间相当于激励电压有了一段死区时间。设此时正负半周的丢失占空比为  $D'$ ，和空载时类似，有 (3-12) 的平衡关系，此时  $i=i_m+i_p$ ，可推出：

$$E \Delta D T_s - I_{DC} r T_s - L_s \left( \int_{D T_s}^{(D+\Delta D) T_s} di + \int_{(D+D'+\Delta D) T_s}^{T_s} di \right) = 0 \quad (3-19)$$

仍然有  $L_s \left( \int_{D T_s}^{(D+\Delta D) T_s} di + \int_{(D+D'+\Delta D) T_s}^{T_s} di \right) = 0$ ，整理后可以得到：

$$I_{DC} = E \Delta D / r \quad (3-20)$$

(3-20) 与 (3-17) 完全相同，可见，在激励宽度不同引起的偏磁过程中，漏感对于新平衡状态的  $I_{DC}$  没有任何影响。

若偏磁是由  $e_+ - e_- = \Delta e$  引起，由 (3-15) 可得：

$$D \Delta e T_s - I_{DC} r T_s - L_s \left( \int_{D T_s}^{D T_s} di + \int_{(D+D') T_s}^{T_s} di \right) = 0 \quad (3-21)$$

整理后可以得到：

$$I_{DC} = D \Delta e / r \quad \text{与无漏感的情况完全相同。}$$

由上述推导结果可知，在带载工作的情况下，如图 3.7 所示电路中， $L_s$  对于  $I_{DC}$  同样没有影响。

### 3.3 PPF 变换器的偏磁研究

PPF 变换器作为一种多绕组的双极性变换器，其工作模态很多，相应地，偏磁工作分析也就十分复杂，本节将主要通过仿真手段对其进行规律性分析。研究偏磁的主要目的是了解主要参数对偏磁程度的影响情况以便优化参数，因此在下面的仿真分析中**本文重点对各参数对于偏磁的影响**进行了研究。

#### 3.3.1 PPF 变换器的偏磁仿真模型的建立<sup>[33]</sup>

本节将要研究的是 PPF 变换器的偏磁情况，因此必须在仿真中准确直观地反映出激磁电流  $i_m$  的变化情况，这需要一个正确的模型来实现。本文采用的仿真软件是 SABER。

建立模型的难点在于变压器的建模，为了分析激磁电流激磁，电感必须出现在模型中。从本质上讲，变压器是几个耦合系数近似为 1 的绕组组成的耦合电感<sup>[20]</sup>，因此我们就可以

建立一个这样的模型：对应于 PPF，变压器的模型为 3 个绕组(原边 2 组副边 1 组)组成的绕组间耦合系数全为 1 的耦合电感，电感值即为激磁电感的值，匝比通过电感值与匝数的平方成正比的关系反映在模型中，如图 3.8，设原边两绕组匝数  $N_1=N_2=N$ ，激磁电感均为  $L_m$ ，副边绕组匝数为  $N_3$ ：

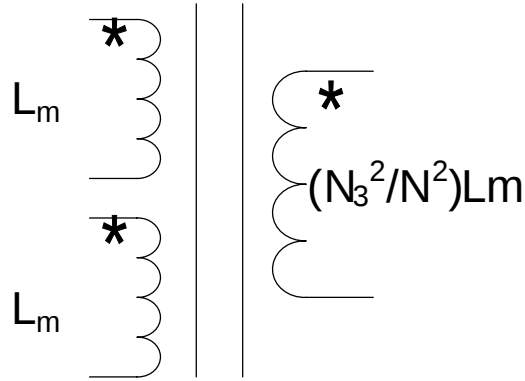


图 3.8 变压器仿真模型

这样得到 PPF 偏磁仿真模型如图 3.9。

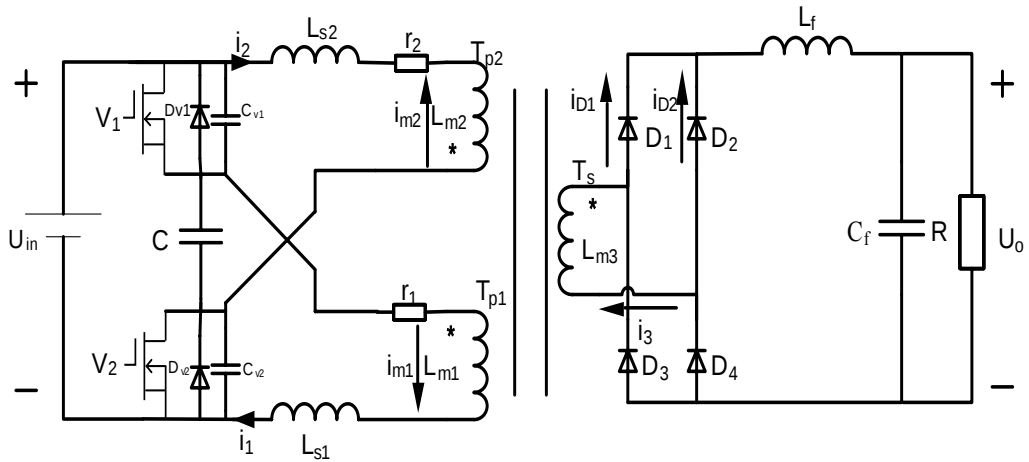


图 3.9 PPF 偏磁仿真模型

在图 3.9 所示的仿真模型中，当  $R=\infty$  即副边空载时，流过原边两绕组的电流即为激磁电流。当  $R$  不为  $\infty$  时，由于原边流过副边折算过来的负载电流，激磁电流不能直接得到。按图 3.9 中参考方向，由于激磁磁势<sup>[20]</sup>  $i_m N_1 = \sum NI = i_1 N_1 - i_2 N_1 - i_3 N_3$ ，即通过将所有绕组的安-匝加和就能得到激磁磁势，通过比较激磁磁势的偏移量即可比较出  $i_m$  的偏移量。

下面将应用以上模型进行仿真分析。基本仿真参数如下： $U_{in}=24V$ ， $L_f=1600\mu H$ ，

$C_f=400\mu\text{F}$ , 频率  $50\text{KHz}$ , 功率管导通电阻均为  $1\text{m}\Omega$ , 原边两绕组的匝数  $N_1=N_2=3$ , 副边匝数为  $62$ ,  $L_{m1}=L_{m2}=L_m=55\mu\text{H}$ ,  $L_{m3}=23491.1\mu\text{H}$ ,  $D_1=T_{\text{on}1}/T_s$ ,  $D_2=T_{\text{on}2}/T_s$ 。

### 3.3.2 空载条件下 PPF 变换器的偏磁分析

令  $r_1=r_2=r=10\text{m}\Omega$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $C=30\mu\text{F}$  空载无偏磁时仿真结果如图 3.10, 可见无偏磁情况下激磁磁势的平均值为零, 表明双向对称磁化。本节将通过改变功率管导通压降和导通时间来产生偏磁现象进行分析。

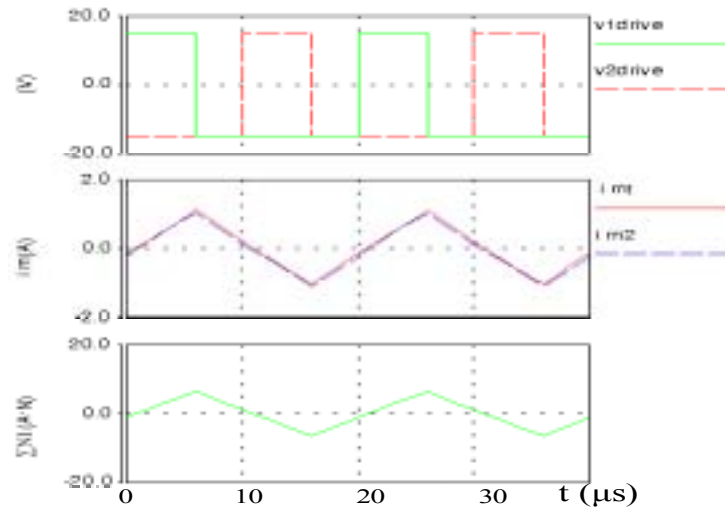


图 3.10 空载无偏磁仿真结果

#### 3.3.2.1 功率管通态压降不同

仿真中功率管压降设置为  $V_{\text{on}1}=1\text{V}$ ,  $V_{\text{on}2}=5\text{V}$ 。

##### 1) C 对偏磁的影响

令  $r_1=r_2=r=10\text{m}\Omega$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ , 仿真结果如图 3.11。从仿真结果可见, 随着  $C$  大小的变化, 激磁磁势平均值  $\overline{\Sigma NI}$  变化很小, 这是因为空载时  $C$  的充放电电流很小, 所以  $U_c$  很小,  $C$  可近似为恒压源。

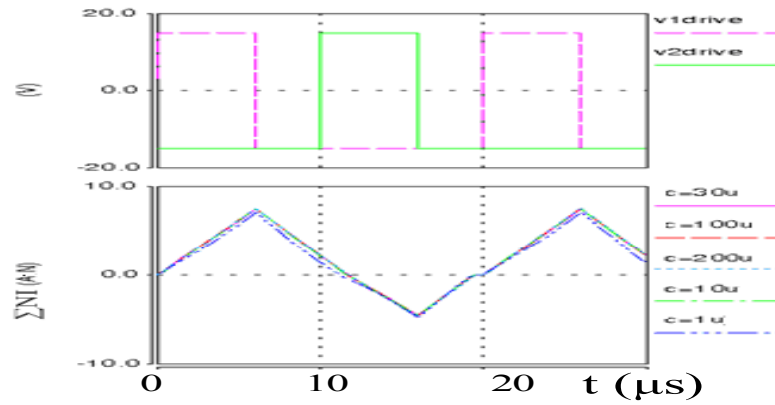


图 3.11 导通压降不同 c 变化时的仿真结果

## 2) 绕组电阻 r 对偏磁的影响

令  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $C=30\mu\text{F}$ , 仿真结果如图 3.12 表 3.1 为  $\overline{\Sigma NI}$  与 r 的对应关系。从仿真结果可见, 随着 r 的增加, 激磁磁势平均值  $\overline{\Sigma NI}$  减小, 这与 3.2.1 中的结论相符。

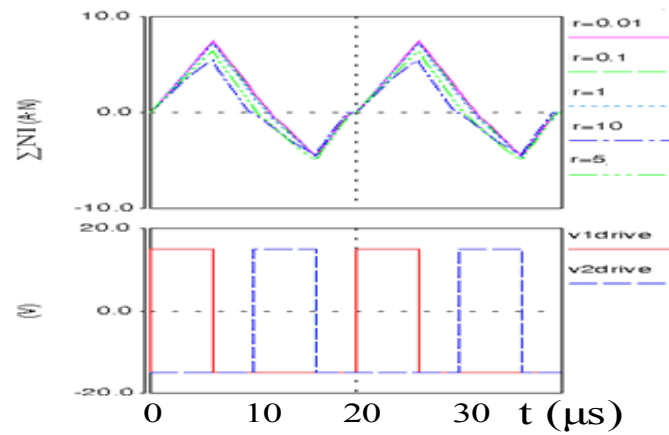


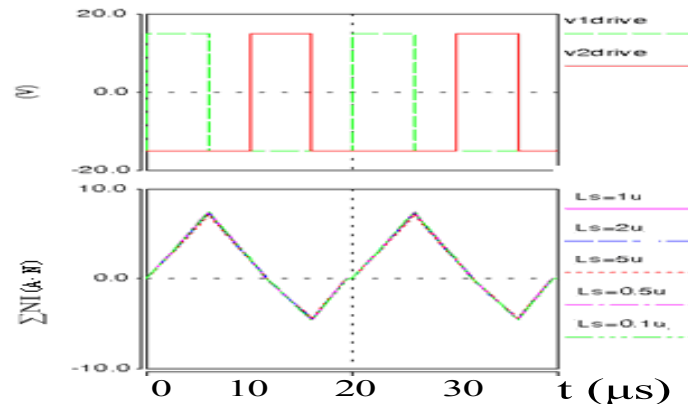
图 3.12 导通压降不同 r 变化时的仿真结果

表 3.1  $\overline{\Sigma NI}$  与 r 的对应关系

| r (ohm)                      | 0.01   | 0.1    | 1      | 5      | 10     |
|------------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\Sigma NI}$ (A·N) | 1.2708 | 1.2506 | 1.0929 | 0.5372 | 0.3090 |

## 3) 原边漏感 $L_s$ 对偏磁的影响

令  $r_1=r_2=r=10\text{mohm}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $C=30\mu\text{F}$  仿真结果如图 3.13。从仿真结果可见, 随着  $L_s$  大小的变化, 激磁磁势平均值  $\overline{\Sigma NI}$  即激磁磁势的偏移量基本不变, 也与 3.2.1 中结论相符。

图 3.13 导通压降不同  $L_s$  变化时的仿真结果

## 4) 两功率管导通压降差不同时的偏磁情况比较

令  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\text{ }\mu\text{H}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\text{ }\mu\text{S}$ ,  $C=30\text{ }\mu\text{F}$  时, 仿真结果如图 3.14, 表 3.2, 激磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  与两功率管导通压降差的对应关系。由仿真结果可见, 两功率管导通压降差越大, 激磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  就越大, 但两者不成比例关系。

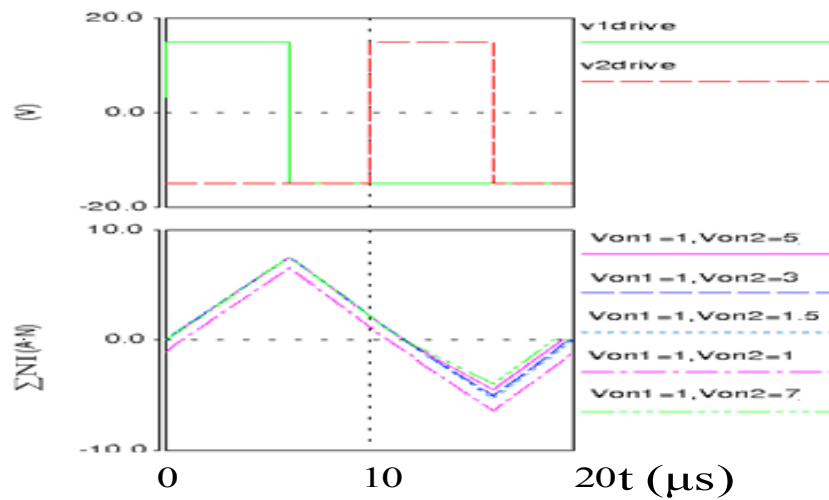


图 3.14 导通压降不同时的仿真比较

表 3.2  $\overline{\sum NI}$  与两功率管导通压降差的关系

|                                   |                                              |                                            |                                            |                                            |
|-----------------------------------|----------------------------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|
|                                   | $V_{on1}=1\text{V}$<br>$V_{on2}=1.5\text{V}$ | $V_{on1}=1\text{V}$<br>$V_{on2}=3\text{V}$ | $V_{on1}=1\text{V}$<br>$V_{on2}=5\text{V}$ | $V_{on1}=1\text{V}$<br>$V_{on2}=7\text{V}$ |
| $\overline{\sum NI}\text{ (A·N)}$ | 1.0495                                       | 1.1177                                     | 1.2725                                     | 1.4143                                     |

由以上仿真结果可以得出结论: 此时, 占空比一定时, 决定偏磁程度的主要是两功率

管的通态压降差和变压器绕组电阻  $r$ 。 $C$ ， $L_s$  对偏磁程度的影响可以忽略。

### 3.3.2.2 功率管导通时间不同

令  $D_1T_s=6.5\mu\text{S}$ ， $D_2T_s=5.5\mu\text{S}$ ，仿真分析在双管导通时间不同时的偏磁情况。

#### 1) $C$ 对偏磁的影响

令  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ， $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ ，仿真结果如图 3.15。可见， $C$  的大小对激磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  基本没有影响。

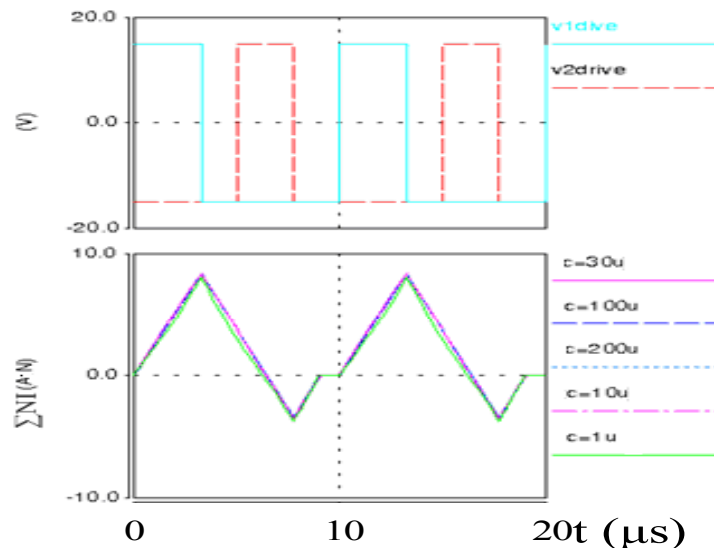
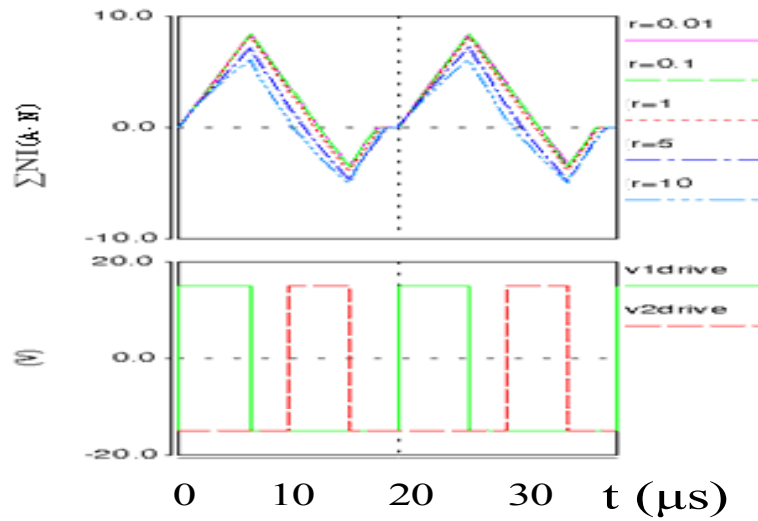


图 3.15 导通时间不同  $C$  变化时的仿真结果

#### 2) $r$ 对偏磁的影响

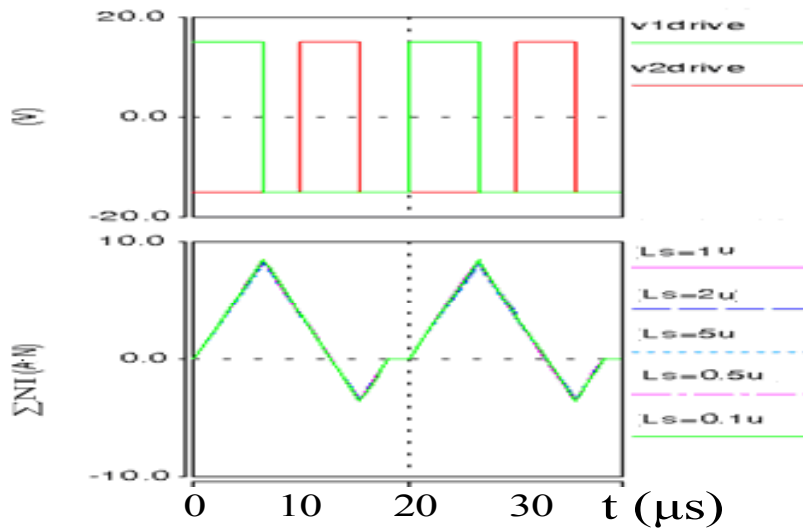
令  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ ， $C=30\mu\text{F}$  仿真结果如图 3.16，表 3.3 为  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系。由仿真结果可知，随着  $r$  的增大，磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  减小。

图 3.16 导通时间不同  $r$  变化时的仿真结果表 3.3  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系

| $r$ (ohm)                  | 0.01   | 0.1    | 1      | 5      | 10     |
|----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 2.2477 | 2.2233 | 1.9836 | 1.1657 | 0.5796 |

3)  $L_s$  对偏磁的影响

令  $r_1=r_2=r=10$  m ohm,  $C=30$   $\mu$ F, , 仿真结果如图 3.17。可见,  $L_s$  的大小对激磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  没有影响。

图 3.17 导通时间不同  $L_s$  变化时的仿真结果

#### 4) 两功率管导通时间差不同时的偏磁情况比较

令  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C=30\text{ }\mu\text{F}$ , 仿真结果如图 3.18。表 3.4 为激磁磁势平均值  $\overline{\sum NI}$  与两功率管导通时间差的对应关系, 可见, 两功率管的导通时间差越大, 激磁磁势偏移量  $\overline{\sum NI}$  越大, 但两者也不成比例关系。

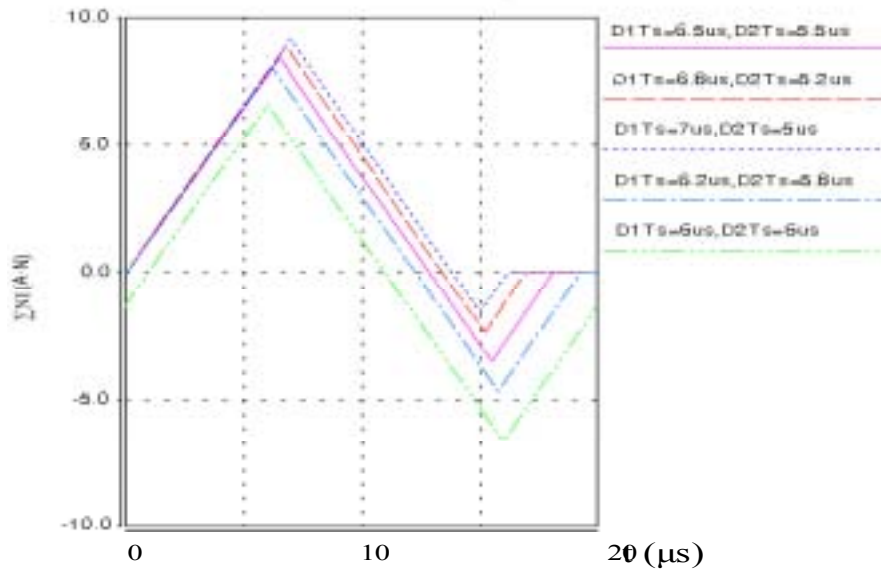


图 3.18 导通压降不同时的仿真比较

表 3.4  $\overline{\sum NI}$  与两功率管导通时间差的关系

|                                              |                                                                    |                                                                    |                                                                    |                                                                |
|----------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------|
|                                              | $D_1T_s=6.2\text{ }\mu\text{S}$<br>$D_2T_s=5.8\text{ }\mu\text{S}$ | $D_1T_s=6.5\text{ }\mu\text{S}$<br>$D_2T_s=5.5\text{ }\mu\text{S}$ | $D_1T_s=6.8\text{ }\mu\text{S}$<br>$D_2T_s=5.2\text{ }\mu\text{S}$ | $D_1T_s=7\text{ }\mu\text{S}$<br>$D_2T_s=5\text{ }\mu\text{S}$ |
| $\overline{\sum NI}\text{ (A}\cdot\text{N)}$ | 1.6415                                                             | 2.2477                                                             | 2.7665                                                             | 3.0609                                                         |

综合以上仿真结果, 在空载条件下, PPF 变换器的偏磁程度与  $C$ ,  $L_s$  基本没有关系, 而仅与直接引起偏磁的原因——功率管导通压降的不同和功率管导通时间的不同和变压器绕组电阻  $r$  相关。

### 3.3.3 带载条件下 PPF 变换器的偏磁分析

下面本文将重点分析 PPF 变换器在带载时的偏磁工作情况。令  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\text{ }\mu\text{S}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\text{ }\mu\text{H}$ ,  $C=30\text{ }\mu\text{F}$ , 图 3.19 所示为无偏磁时激磁磁势  $NI$  和电容电压  $U_c$  的仿真结果。可见带载后激磁磁势形状发生变化, 在两开关管均关断期间, 有一环流时间段, 在该时间段中, 激磁磁势不变。

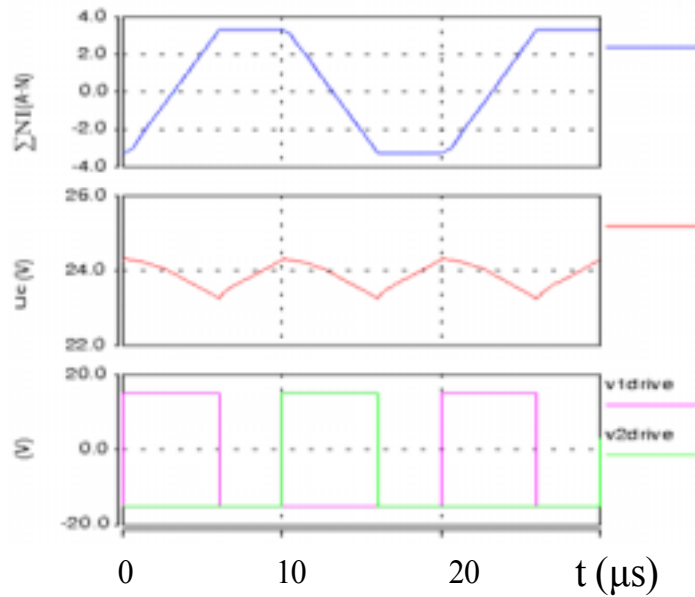


图 3.19 带载无偏磁仿真结果

### 3.3.3.1 功率管通态压降不同

首先研究功率管通态压降不同引起的偏磁，令  $V_{on1}=0.5V$ ,  $V_{on2}=2V$ 。此时的工作情况如图 3.20。其中  $C=0$  时，即为普通推挽电路。

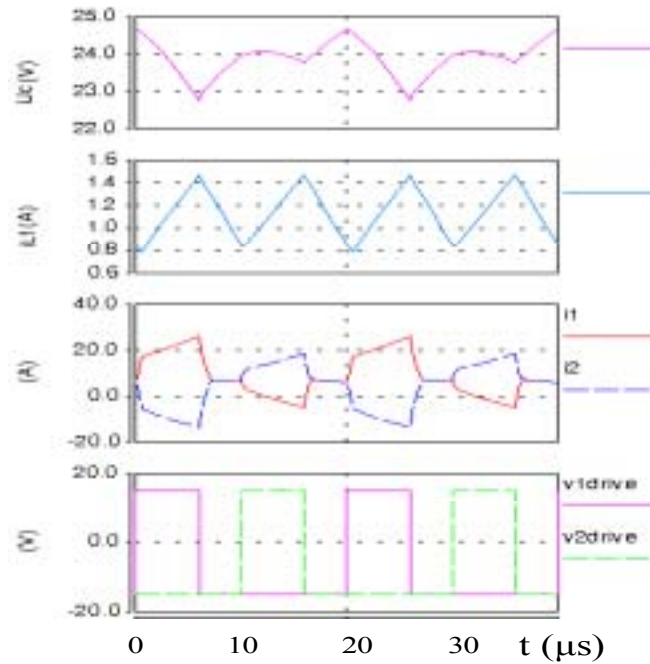


图 3.20 通态压降不同时的工作情况

### 1) 箝位电容 C 对偏磁的影响

令  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$ , 图 3.21 为 C 不同时的仿真偏磁情况比较。表 3.5 为  $\overline{\sum NI}$  与 C 的对应关系

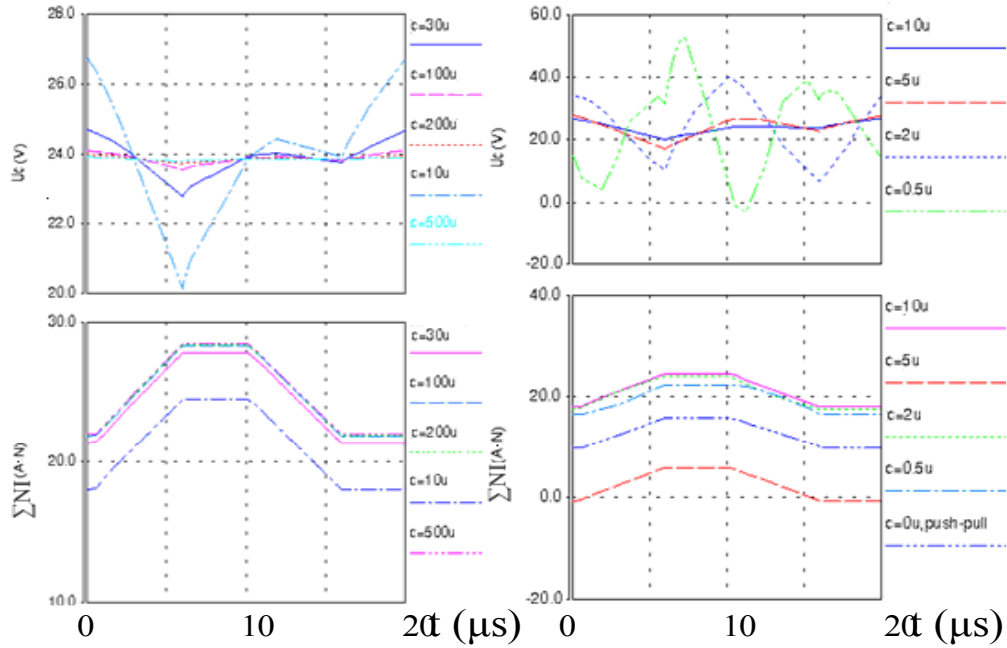


图 3.21 C 不同时的偏磁仿真结果

表 3.5  $\overline{\sum NI}$  与 C 的对应关系

| C<br>( $\mu\text{F}$ )        | 500   | 200   | 100   | 30    | 10    | 5    | 2     | 0.5   | 0     |
|-------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|------|-------|-------|-------|
| $\overline{\sum NI}$<br>(A·N) | 25.19 | 25.14 | 25.06 | 24.56 | 21.25 | 2.48 | 20.11 | 19.34 | 12.72 |

由以上仿真结果可知, 激磁磁势偏移量  $\overline{\sum NI}$  与箝位电容 C 的关系不是线性的。当 C 很大时, 随着 C 的增加,  $\overline{\sum NI}$  几乎不变, 此时 C 对于偏磁已经没有影响; 当 C 很小时, 由于 C 与漏感  $L_s$  之间已经不能认为是线性的充放电而是谐振过程,  $U_c$  非常大, 此时的模态已不同于正常 PPF 的工作模态。同时我们可以注意到在  $C=5\mu\text{F}$  左右时,  $\overline{\sum NI}$  远小于 C 为其他值时, 为最优值。

### 2) 原边绕组电阻 r 对偏磁的影响

如图 3.22 为  $C=30\mu\text{F}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$  时原边绕组 r 不同时的仿真结果比较, 表 3.6 为  $\overline{\sum NI}$  与 r 的对应关系。原边绕组电阻 r 越大, 则激磁

磁势的偏移量越小，即  $r$  可以抑制偏磁，特别当  $r=0$  时，激磁磁势仍可达到新的稳定状态。

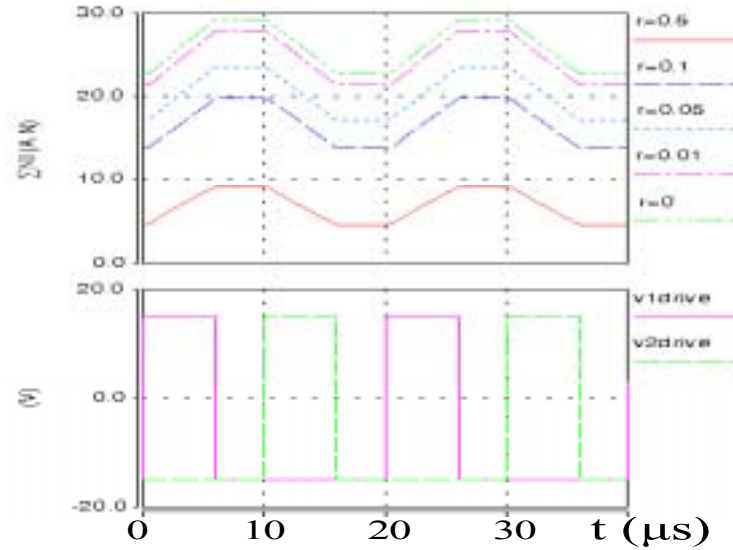


图 3.22  $r$  不同时的偏磁仿真结果

表 3.6  $\overline{\Sigma NI}$  与  $r$  的对应关系

| $r$ (ohm)                    | 0      | 0.01   | 0.05   | 0.1    | 0.5   |
|------------------------------|--------|--------|--------|--------|-------|
| $\overline{\Sigma NI}$ (A·N) | 25.923 | 24.856 | 20.267 | 16.722 | 6.921 |

### 3) 漏感 $L_s$ 对偏磁的影响

图 3.23 为  $C=30\mu\text{F}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$  时不同漏感  $L_s$  下的仿真比较结果, 表 3.7 为  $\overline{\Sigma NI}$  与  $L_s$  的对应关系。从仿真结果可见, 当  $L_s$  较大时,  $L_s$  越大,  $\overline{\Sigma NI}$  越小; 同时也可以看到, 当  $L_s$  很小时, 由于  $L_s$  和  $C$  的谐振, 工作情况发生变化(见第二章 2.4 节),  $L_s=0.1\mu\text{H}$  时  $\overline{\Sigma NI}$  比  $L_s=0.5\mu\text{H}$  小。

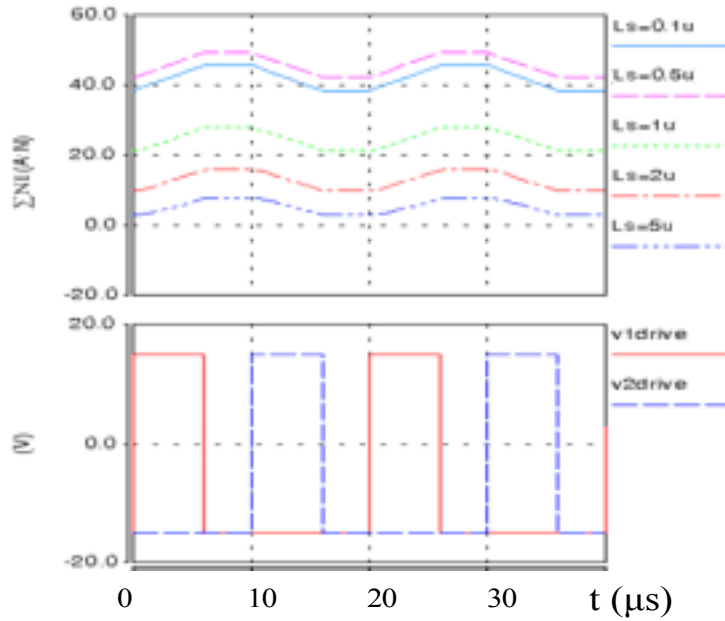


图 3.23  $L_s$  不同时的偏磁仿真结果

表 3.7  $\overline{\Sigma NI}$  与  $L_s$  的对应关系

|                                    |        |        |        |        |        |
|------------------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $L_s (\mu H)$                      | 0.1    | 0.5    | 1      | 2      | 5      |
| $\overline{\Sigma NI} (A \cdot N)$ | 42.048 | 45.668 | 24.556 | 12.874 | 5.3196 |

#### 4) 负载大小对偏磁的影响

图 3.24 为  $C=30 \mu F$ ,  $D_1 T_s=D_2 T_s=DT_s=6 \mu S$ ,  $r_1=r_2=r=10 m \text{ ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1 \mu H$  时不同负载  $R$  下的仿真比较结果, 表 3.8 为  $\overline{\Sigma NI}$  与  $R$  的对应关系。从仿真结果可知,  $R$  越小, 即负载越大,  $\overline{\Sigma NI}$  越小, 但从数值上看, 负载对偏磁程度的影响并不大。

表 3.8  $\overline{\Sigma NI}$  与  $R$  的对应关系

|                                    |        |        |        |        |
|------------------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $R (\text{ohm})$                   | 216    | 108    | 54     | 18     |
| $\overline{\Sigma NI} (A \cdot N)$ | 24.556 | 24.428 | 23.596 | 22.963 |

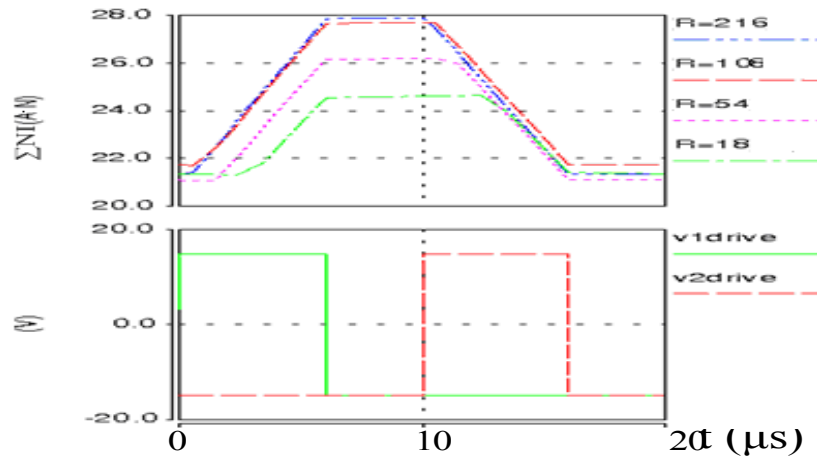
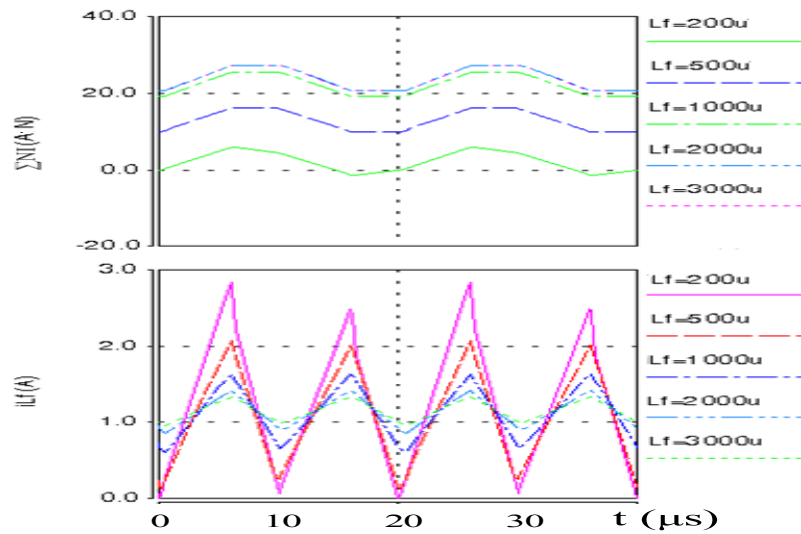


图 3.24 R 不同时的偏磁仿真结果

## 5) 输出滤波电感对偏磁的影响

图 3.25 为  $C=30\mu F$ ,  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu s$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu H$ ,  $R=216\text{ ohm}$  时不同输出滤波电感  $L_f$  下的仿真比较结果, 表 3.9 为  $\overline{NI}$  与  $L_f$  的对应关系。由仿真结果可见, 随着  $L_f$  的增加,  $\overline{NI}$  增加, 当  $L_f$  足够大时,  $\overline{NI}$  不再变化。

图 3.25  $L_f$  不同时的仿真结果表 3.9  $\overline{NI}$  与  $L_f$  的对应关系

| $L_f(\mu H)$                             | 200    | 500   | 1000   | 2000   | 3000   |
|------------------------------------------|--------|-------|--------|--------|--------|
| $\overline{NI} \text{ (A}\cdot\text{N)}$ | 2.2766 | 13.01 | 22.287 | 23.942 | 23.906 |

### 3.3.3.2 功率管导通时间不同

令  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{s}$ ，为方便起见以开关速度的差异来模拟导通时间的差异，因此令  $V_{1\text{off}}=910\text{ns}$ ， $V_{2\text{off}}=10\text{ns}$ ，这样实际上  $D_1T_s$  比  $D_2T_s$  多  $0.9\mu\text{s}$ 。此时的工作情况如图 3.26。

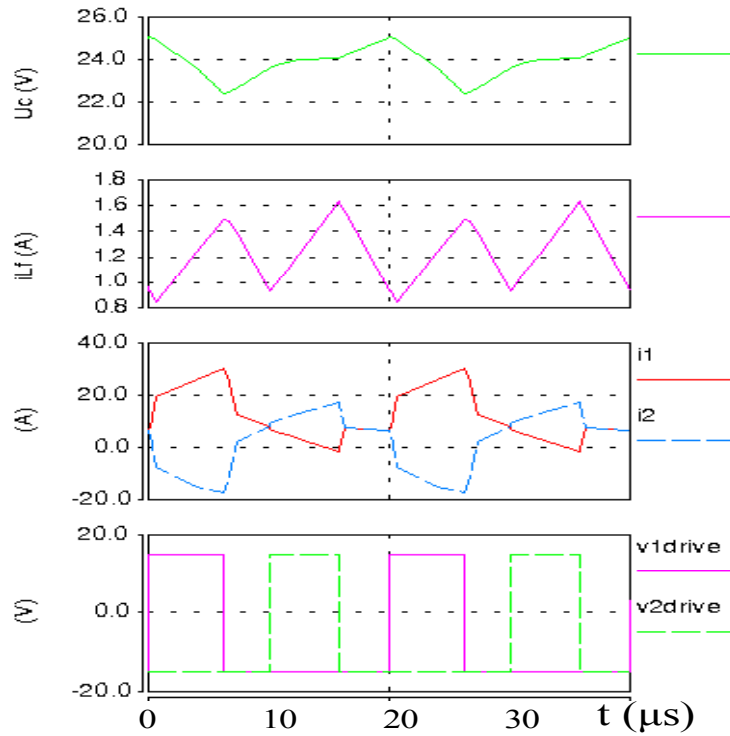


图 3.26 开关管导通时间不同的工作情况

#### 1) 箝位电容 C 对偏磁的影响

如图 3.27 为 C 不同时的仿真比较结果。 $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ， $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{ H}$ ， $R=216\text{ ohm}$ ，表 3.10 为  $\overline{NI}$  与 C 的对应关系。仿真结果与由导通压降不同引起的偏磁情况基本类似，同样  $C=5\mu\text{ F}$  时  $\overline{NI}$  最小。C 大于  $5\mu\text{ F}$  时，因为 C 两端电压变化可以抑制偏磁，所以 C 越小对偏磁的抑制作用越强。C 很小时，工作状态发生变化，C 与漏感产生振荡，抑制偏磁的作用又变弱了。

表 3.10  $\overline{NI}$  与 C 的对应关系

| $C(\mu\text{F})$         | 500  | 200   | 100   | 30    | 10    | 5     | 2     | 0.5   | 0     |
|--------------------------|------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $\overline{NI}$<br>(A·N) | 48.0 | 47.97 | 47.90 | 47.40 | 41.08 | 3.087 | 19.93 | 43.04 | 25.79 |

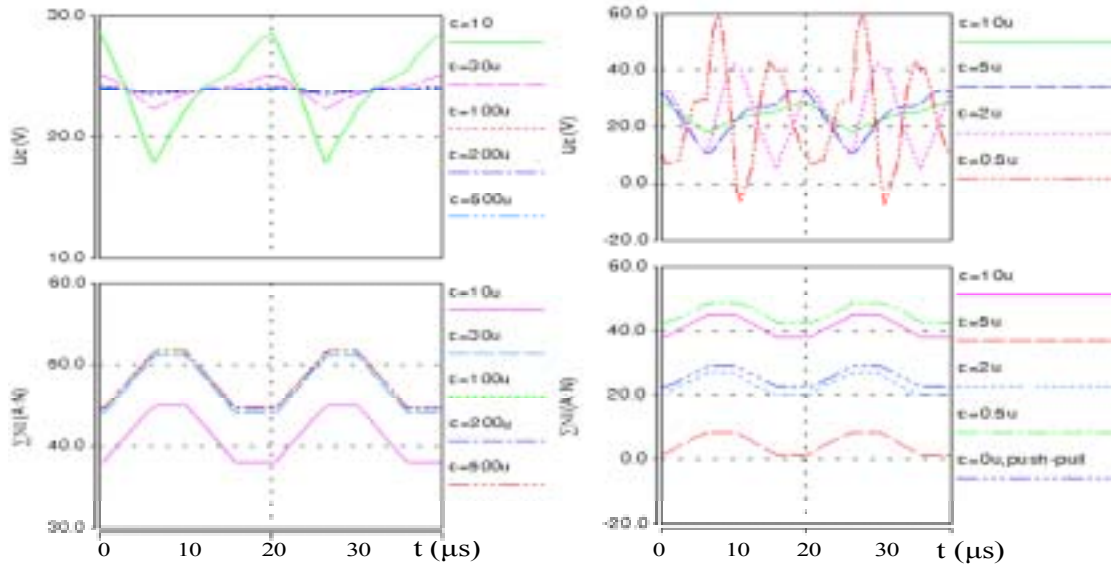


图 3.27 C 不同时的偏磁仿真结果

## 2) 原边绕组电阻 r 对偏磁的影响

如图 3.28 为原边绕组电阻  $r$  不同时的仿真比较结果。 $C=30\mu\text{F}$   $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$   $R=216\text{ohm}$ ，表 3.11 为  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系。现象与由导通压降不同引起的偏磁情况相同，仍然是  $r$  越大， $\overline{\sum NI}$  越小。

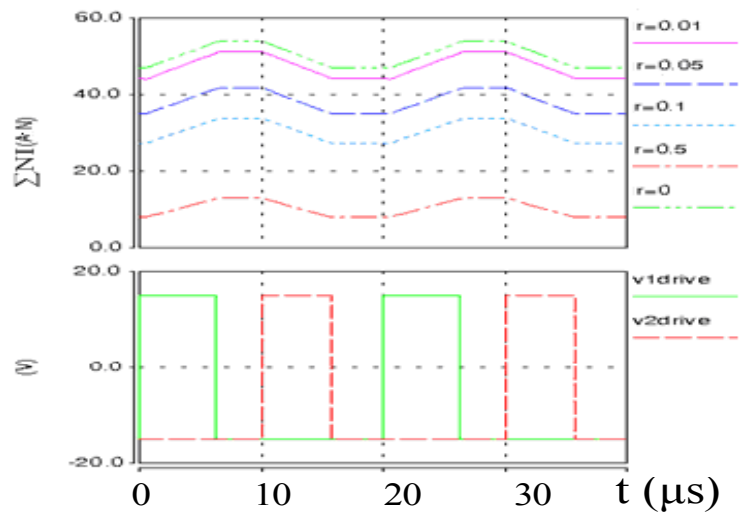


图 3.28 r 不同时的偏磁仿真结果

表 3.11  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系

| $r$ (ohm)                  | 0      | 0.01   | 0.05   | 0.1    | 0.5    |
|----------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 50.287 | 47.402 | 38.129 | 30.291 | 10.284 |

### 3) 漏感 $L_s$ 对偏磁的影响

如图 3.29 为漏感  $L_s$  不同时的仿真比较结果。 $C=30\mu\text{F}$  ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$  ,  $R=216\text{ ohm}$  , 表 3.12 为  $\overline{\sum NI}$  与  $L_s$  的对应关系。仿真结果与由导通压降不同引起的偏磁情况基本相同, 仍然是当  $L_s$  较大时,  $L_s$  越大,  $\overline{\sum NI}$  越小, 当  $L_s$  很小时, 由于  $L_s$  和  $C$  的谐振, 工作模式改变,  $L_s=0.1\mu\text{H}$  时  $\overline{\sum NI}$  比  $L_s=0.5\mu\text{H}$  小。

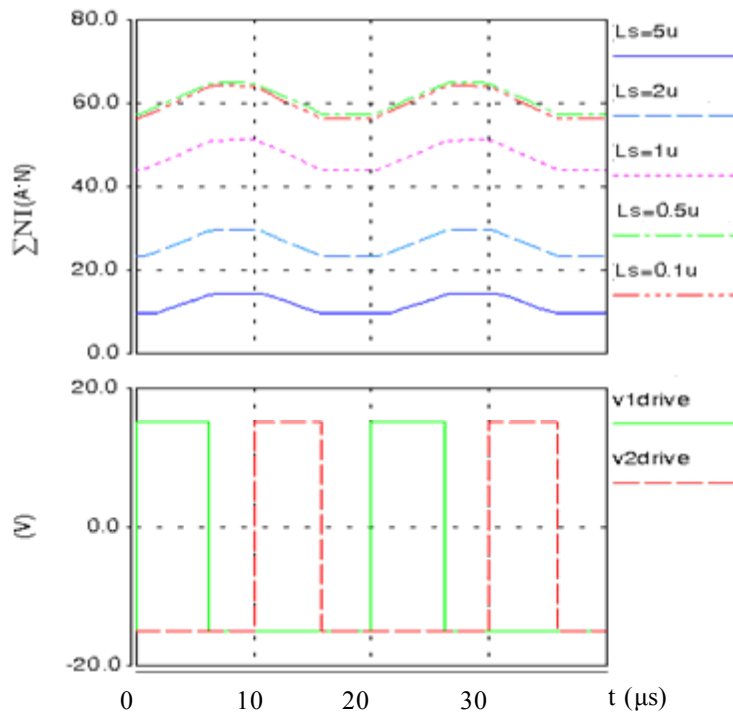


图 3.29  $L_s$  不同时的偏磁仿真结果

表 3.12  $\overline{\sum NI}$  与  $L_s$  的对应关系

| $L_s(\mu\text{H})$                          | 0.05   | 0.1   | 0.5    | 1      | 2      | 5     |
|---------------------------------------------|--------|-------|--------|--------|--------|-------|
| $\overline{\sum NI}(\text{A}\cdot\text{N})$ | 65.216 | 60.04 | 60.959 | 47.402 | 26.304 | 11.74 |

### 4) 负载对偏磁的影响

如图 3.30 为负载电阻  $R$  不同时的仿真比较结果。 $C=30\mu\text{F}$  ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$  ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$  , 表 3.13 为  $\overline{\sum NI}$  与  $R$  的关系。与由导通压降不同引起的偏磁情况相似, 负载对于偏磁程度的影响不大。

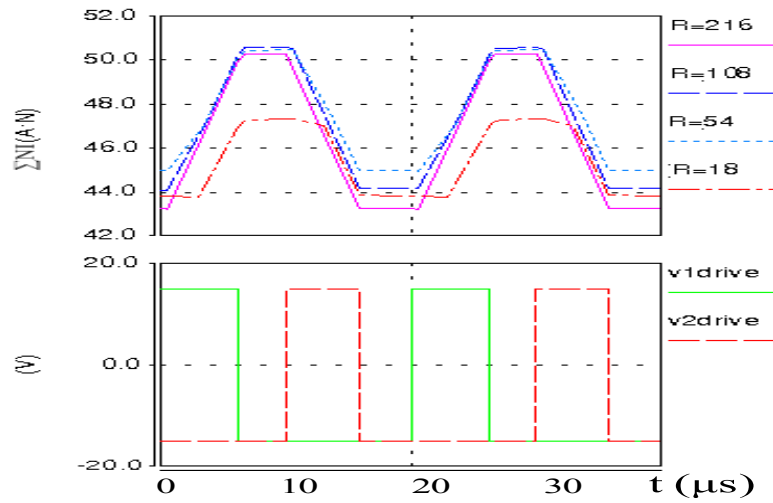


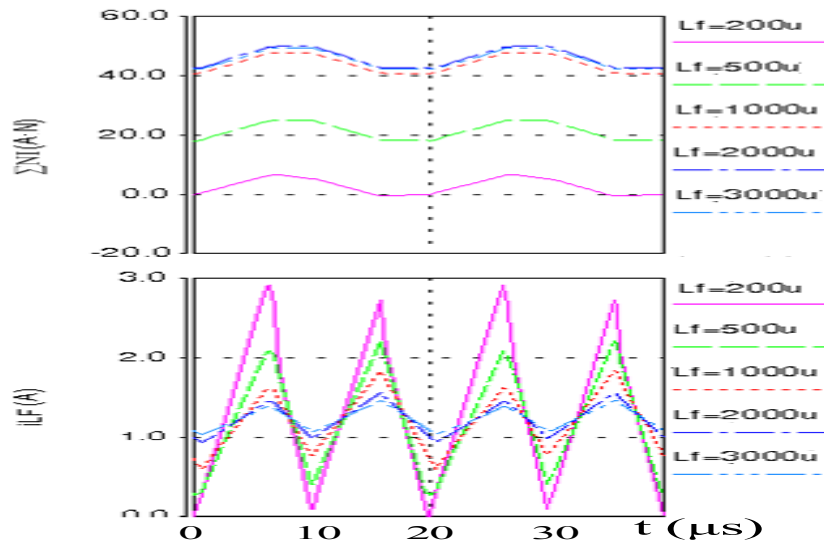
图 3.30 R 不同时的偏磁仿真结果

表 3.13  $\Sigma NI$  与 R 的对应关系

| R ( ohm )         | 216    | 108   | 54     | 18     |
|-------------------|--------|-------|--------|--------|
| $\Sigma NI$ (A·N) | 47.402 | 48.07 | 46.551 | 46.166 |

## 5) 输出滤波电感对偏磁的影响

图 3.31 为  $C=30\mu F$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu H$ ,  $R=216\text{ ohm}$  时不同输出滤波电感  $L_f$  下的仿真比较结果, 表 3.14 为  $\Sigma NI$  与  $L_f$  的对应关系。由仿真结果可见, 仍然是随着  $L_f$  的增加,  $\Sigma NI$  减小, 当  $L_f$  足够大时,  $\Sigma NI$  基本不再变化。

图 3.31  $L_f$  不同时的仿真结果表 3.14  $\Sigma NI$  与  $L_f$  的对应关系

|                                  |        |        |       |        |        |
|----------------------------------|--------|--------|-------|--------|--------|
| $L_f(\mu H)$                     | 200    | 500    | 1000  | 2000   | 3000   |
| $\sum \overline{NI} (A \cdot N)$ | 2.8245 | 21.476 | 44.05 | 46.048 | 45.951 |

可以得出结论,对于功率管导通时间不同引起的偏磁,箝位电容  $C$ 、原边绕组电阻  $r$ 、漏感  $L_s$ 、负载  $R$  对激磁磁势偏移量的影响与偏磁是由功率管通态压降不同引起时的情况相同。

### 3.3.3.3 两原边绕组漏感不同的偏磁情况

令  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu S$ ,  $L_{s1}=2\mu H$ ,  $L_{s2}=1\mu H$ 。当  $C$  取  $30\mu F$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_f=1600\mu H$  时的工作情况如图 3.32。

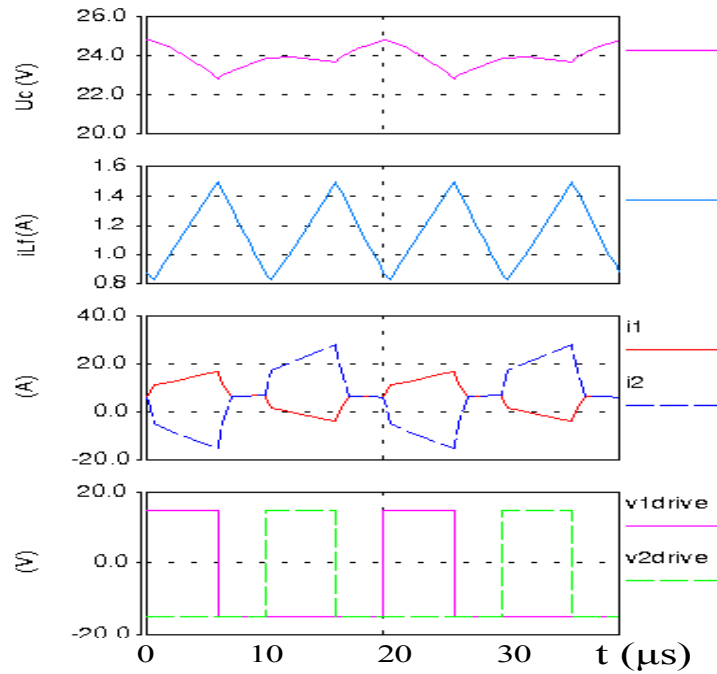
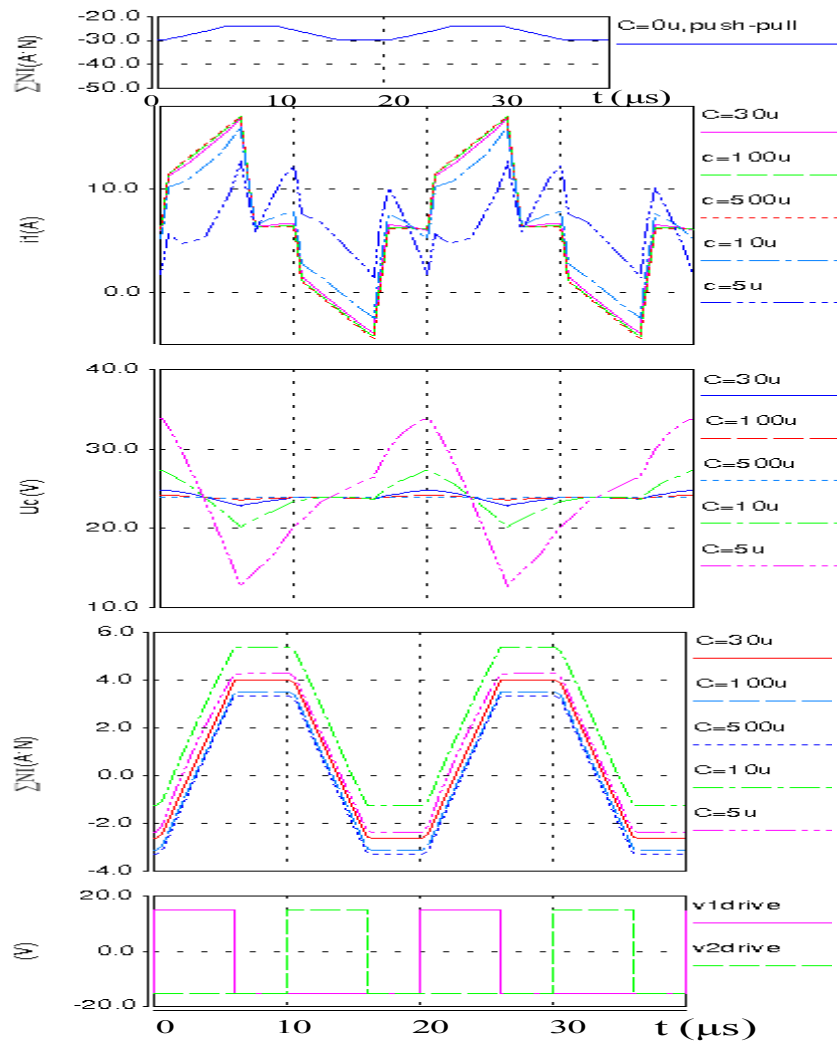


图 3.32  $L_s$  不同时的工作情况

#### 1) 箝位电容 $C$ 对偏磁的影响

如图 3.33 为  $C$  不同时的仿真比较结果。 $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_f=1600\mu H$ , 表 3.15 为  $\sum \overline{NI}$  与  $C$  的对应关系。从仿真结果可见,在一周期内两次环流的大小是不同的,在  $C$  较大时, $C$  越大,环流的差就越小,激磁磁势的偏移量越小,当  $C$  足够大时,偏磁几乎可以被完全抑制。当  $C$  很小时, $C$  与  $L_s$  发生振荡,工作情况发生很大改变,如图中  $C=5\mu F$  的情况, $\sum \overline{NI}$  比  $C=10\mu F$  时略小。此时,PPF 电路的偏磁程度明显小于普通的推挽电路。

图 3.33  $C$  不同时的仿真结果表 3.15  $\overline{\sum NI}$  与  $C$  的对应关系

| $C$ ( $\mu\text{F}$ )         | 0       | 5      | 10     | 30     | 100    | 500    |
|-------------------------------|---------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$<br>(A·N) | -26.986 | 1.0696 | 2.0931 | 0.7185 | 0.2105 | 0.0418 |

2) 原边绕组电阻  $r$  对偏磁的影响

如图 3.34 为  $C=30\mu\text{F}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_f=1600\mu\text{H}$  时原边绕组  $r$  不同时的仿真结果比较,表 3.16 为  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系。原边绕组电阻  $r$  越大,则激磁磁势的偏移量越小,即  $r$  可以抑制偏磁,当  $r=0$  时,激磁磁势仍可达到新的稳定状态。

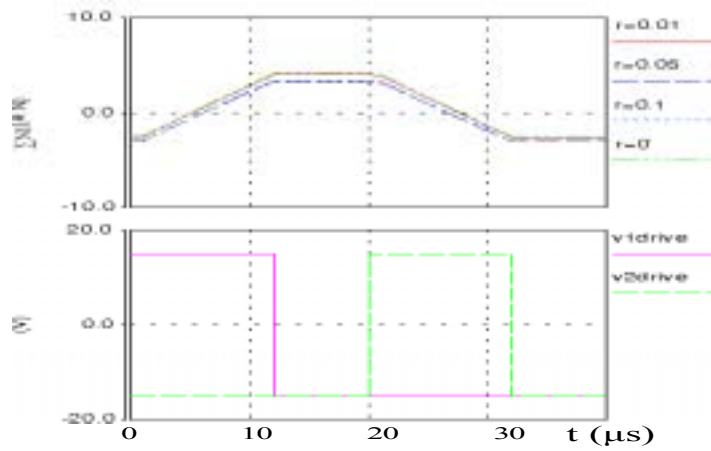


图 3.34  $r$  不同时的仿真结果

表 3.16  $\overline{\sum NI}$  与  $r$  的对应关系

| $r$ (ohm)                  | 0      | 0.01   | 0.05   | 0.1    |
|----------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 0.8714 | 0.7198 | 0.1955 | 0.1525 |

### 3) 负载对偏磁的影响

如图 3.35 为  $C=30\mu F$ ,  $L_f=1600\mu H$ ,  $r=10m\ ohm$ , 负载  $R$  不同时的仿真结果比较, 表 3.17 为  $\overline{\sum NI}$  与  $R$  的对应关系。此时, 负载越大 ( $R$  越小),  $\overline{\sum NI}$  越大。

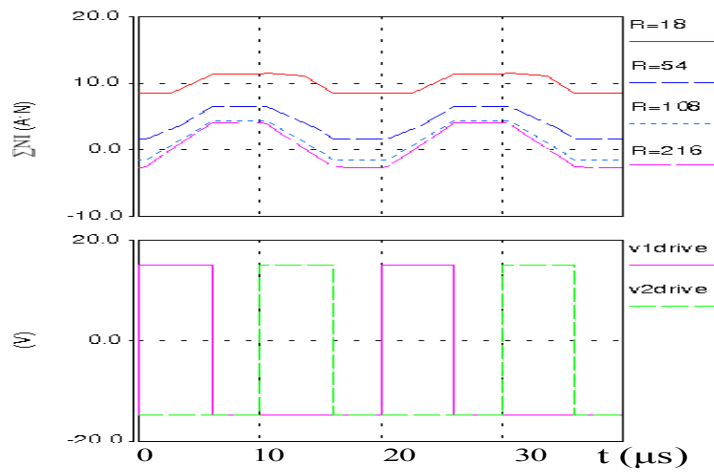


图 3.35 负载不同时的仿真结果

表 3.17  $\overline{\sum NI}$  与  $R$  的对应关系

| $r$ (ohm)                  | 18     | 54     | 108    | 216    |
|----------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 9.9924 | 4.0795 | 1.4456 | 0.7195 |

### 4) 输出滤波电感对偏磁的影响

如图 3.36 为  $C=30\mu\text{F}$  ,  $R=216\text{ ohm}$  ,  $r=10\text{m ohm}$  , 输出滤波电感  $L_f$  不同时的仿真结果比较,表 3.17 为  $\overline{\sum NI}$  与  $L_f$  的对应关系。总体的趋势是  $L_f$  越大,  $\overline{\sum NI}$  就越小。

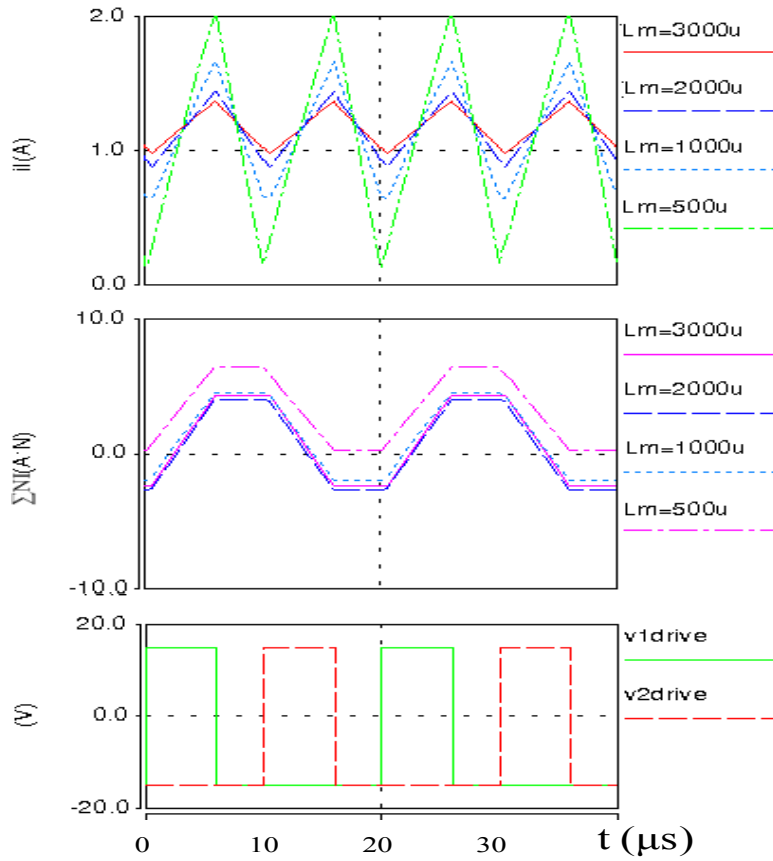


图 3.36  $L_f$  不同时的仿真结果

表 3.18  $\overline{\sum NI}$  与  $L_f$  的对应关系

| $L_f(\mu\text{H})$                          | 500   | 1000   | 2000   | 3000 |
|---------------------------------------------|-------|--------|--------|------|
| $\overline{\sum NI}(\text{A}\cdot\text{N})$ | 3.343 | 1.3159 | 0.6812 | 1.00 |

由上述仿真可以得出,对于由于漏感不对称引起的偏磁, $C$ 、 $r$ 、 $L_f$  越大,激磁磁势的偏移量越小。

### 3.3.3.4 绕组电阻 $r$ 不同引起的偏磁

令  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu\text{S}$  ,  $r_1=50\text{mohm}$  ,  $r_2=100\text{mohm}$ 。当  $C$  取  $30\mu\text{F}$  ,  $L_{s1}=L_{s2}=1\mu\text{H}$  ,  $R=216\text{ ohm}$  ,  $L_f=1600\mu\text{H}$  时的工作情况如图 3.37。

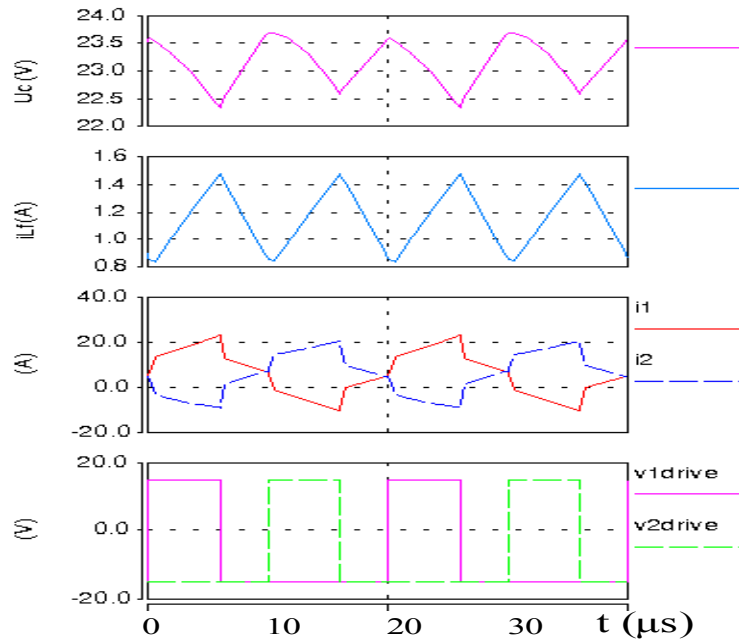


图 3.37 两绕组  $r$  不同时的工作情况

### 1) 箝位电容 $C$ 对偏磁的影响

如图 3.38 为  $C$  不同时的仿真比较结果。  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1\mu\text{H}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_f=1600\mu\text{H}$ , 表 3.19 为  $\overline{\sum NI}$  与  $C$  的对应关系。从仿真结果可见, 和由功率管导通压降不同引起的偏磁类似,  $C$  较大时,  $C$  越大  $\overline{\sum NI}$  越大, 当  $C=5\mu\text{F}$  时  $\overline{\sum NI}$  有最小值。

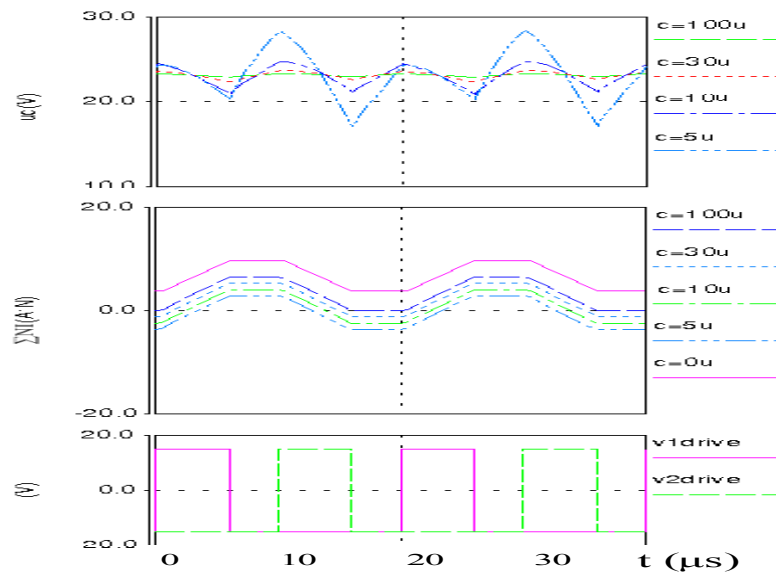


图 3.38  $C$  不同时的仿真结果

表 3.19  $\overline{\sum NI}$  与  $C$  的对应关系

|                               |      |      |      |      |       |      |      |      |      |
|-------------------------------|------|------|------|------|-------|------|------|------|------|
| C<br>( $\mu\text{F}$ )        | 0    | 1    | 3    | 4    | 5     | 10   | 30   | 100  | 500  |
| $\overline{\sum NI}$<br>(A·N) | 6.77 | 6.19 | 7.31 | 3.71 | -0.39 | 0.81 | 2.11 | 3.24 | 3.60 |

### 2) 漏感对偏磁的影响

如图 3.39 为  $L_s$  不同时的仿真比较结果,令  $R=216\ \Omega$ ,  $C=30\ \mu\text{F}$ ,  $L_f=1600\ \mu\text{H}$ , 表 3.20 为  $\overline{\sum NI}$  与  $L_s$  的对应关系。从仿真结果可见,同样和由功率管导通压降不同引起的偏磁类似, $L_s$  较大时, $L_s$  越大  $\overline{\sum NI}$  越小。

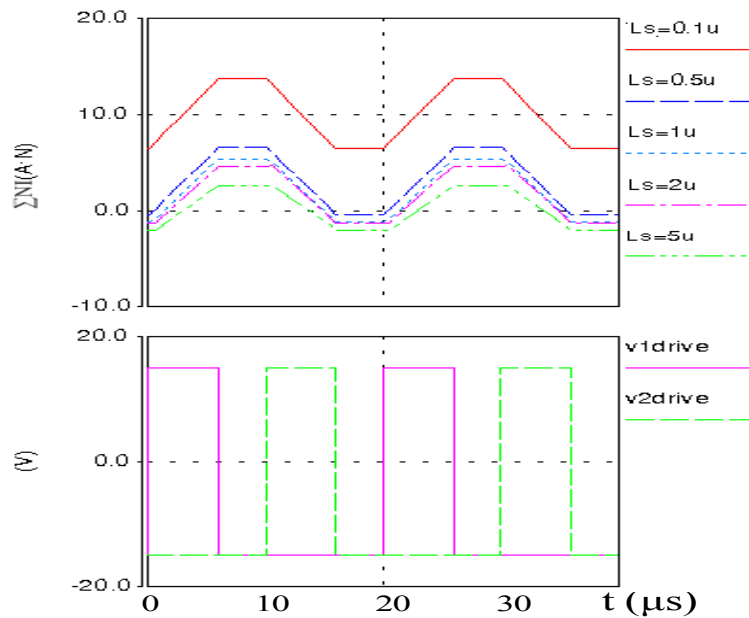


图 3.39  $L_s$  不同时的仿真结果比较

表 3.20  $\overline{\sum NI}$  与  $L_s$  的对应关系

|                            |        |       |       |        |        |
|----------------------------|--------|-------|-------|--------|--------|
| $L_s(\mu\text{H})$         | 0.1    | 0.5   | 1     | 2      | 5      |
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 10.126 | 3.119 | 2.114 | 1.7262 | 0.3205 |

### 3) 负载对偏磁的影响

如图 3.40 为  $C=30\ \mu\text{F}$ ,  $L_f=1600\ \mu\text{H}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1\ \mu\text{H}$ , 负载  $R$  不同时的仿真结果比较,表 3.21 为  $\overline{\sum NI}$  与  $R$  的对应关系。此时,负载越大 ( $R$  越小),  $\overline{\sum NI}$  越大。

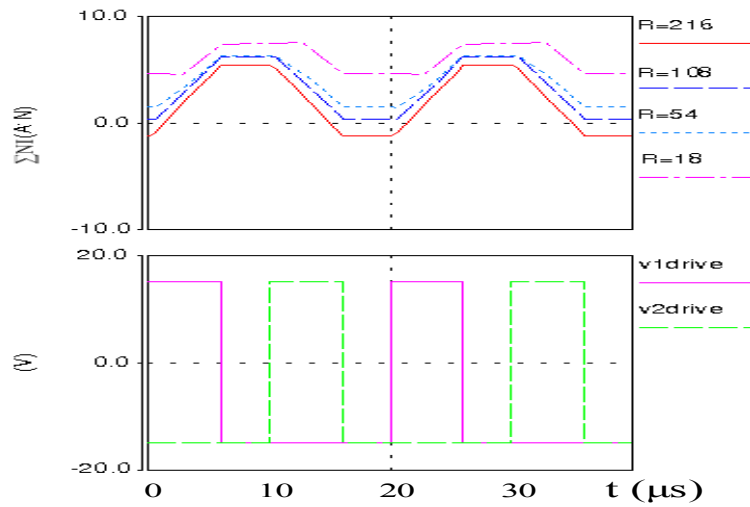


图 3.40 R 不同时的仿真结果比较

表 3.21  $\overline{\sum NI}$  与 R 的对应关系

| R ( ohm )                  | 18     | 54     | 108    | 216    |
|----------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 6.0304 | 3.9042 | 3.3018 | 2.1111 |

#### 4) 输出滤波电感对偏磁的影响

如图 3.41=30  $\mu\text{F}$  ,  $R=216$  ohm ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1$   $\mu\text{H}$  输出滤波电感  $L_f$  不同时的仿真结果比较,表 3.22 为  $\overline{\sum NI}$  与  $L_f$  的对应关系。和由开关管导通压降引起的偏磁情况类似,  $L_f$  越大,  $\overline{\sum NI}$  越大, 当  $L_f$  足够大时  $\overline{\sum NI}$  不再变化。

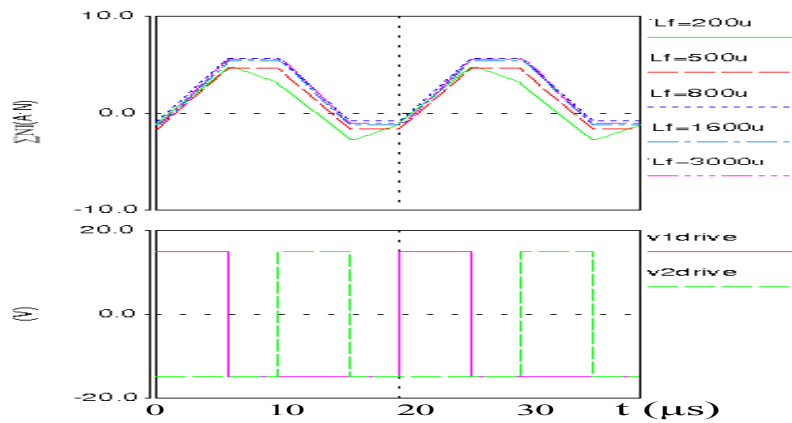


图 3.41  $L_f$  不同时的仿真结果比较

表 3.22  $\overline{\sum NI}$  与  $L_f$  的对应关系

| $L_f(\mu\text{H})$         | 200    | 500    | 800   | 1600   | 3000   |
|----------------------------|--------|--------|-------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$ (A·N) | 1.0389 | 1.5173 | 2.446 | 2.1144 | 2.2971 |

从以上仿真结果与由两功率管导通不同的情况基本相同，事实上，这两种情况都可以归结为加在两绕组上激磁电感和漏感上的电压的不同。

### 3.3.3.5 原边两绕组匝数和激磁电感不同引起的偏磁

理论上，PPF 原边两绕组的匝数是相同的，所以两绕组的激磁电感也是相同的，但实际上绕组位置不可能相同，这就会引起  $L_m$  不同。下面本文对这种情况可能引起的偏磁进行研究。

令  $D_1T_s=D_2T_s=DT_s=6\mu s$ ， $L_{m1}=55\mu H$ ， $L_{m2}=50\mu H$ 。当  $C$  取  $30\mu F$ ， $L_{s1}=L_{s2}=1\mu H$ ， $R=216\Omega$ ， $L_f=1600\mu H$ ， $r_1=r_2=10m\Omega$  时的工作情况如图 3.42。

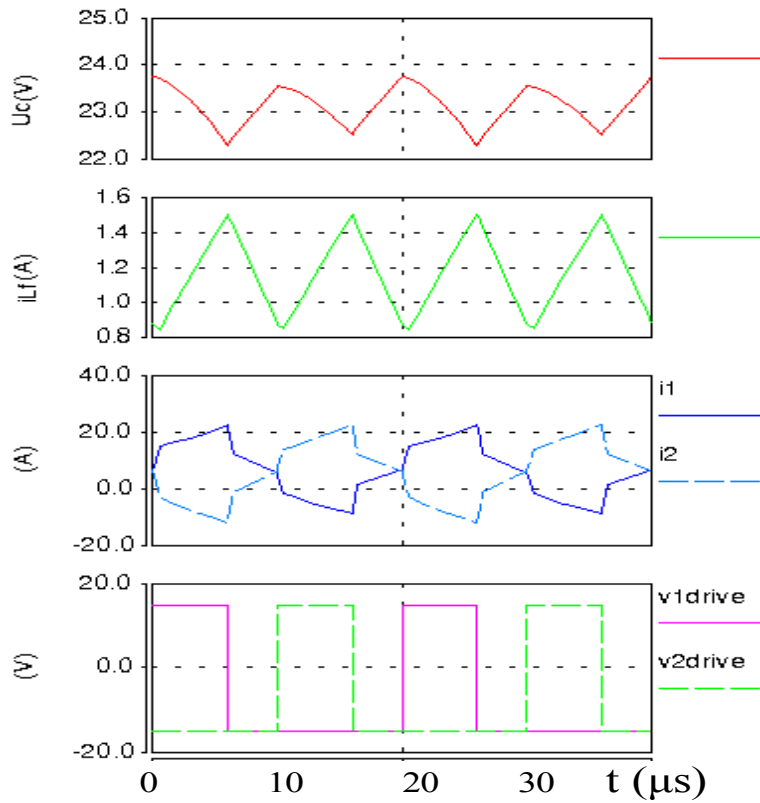


图 3.42 两绕组  $L_m$  不同时的工作情况

#### 1) 箝位电容 $C$ 对偏磁的影响

如图 3.43 为  $C$  不同时的仿真比较结果。 $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1\mu H$ ， $R=216\Omega$ ， $L_f=1600\mu H$ ， $r_1=r_2=10m\Omega$ ，表 3.23  $\overline{\sum NI}$  与  $C$  的对应关系。从仿真结果可见， $\overline{\sum NI}$  与  $C$  为非线性的关系，但总体的趋势是当  $C$  足够大时， $\overline{\sum NI}$  最小。

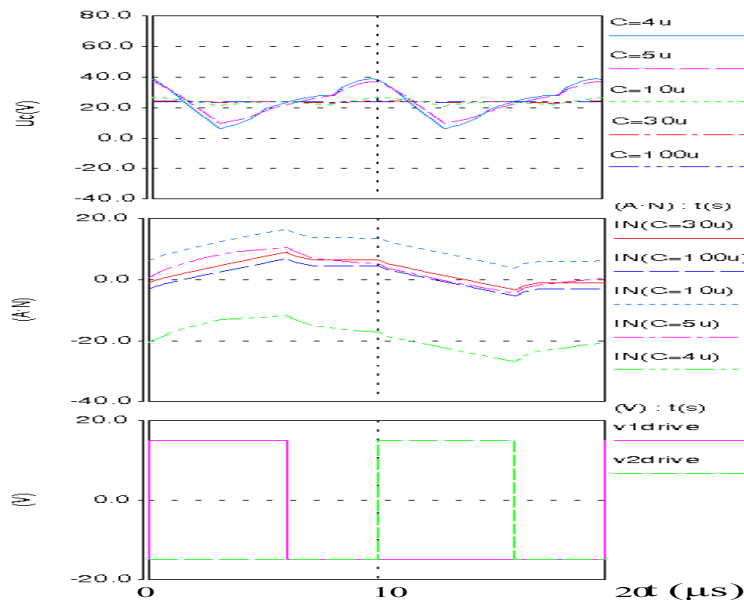


图 3.43 C 不同时的仿真结果比较

表 3.23  $\overline{NI}$  与 C 的对应关系

| $C(\mu F)$                    | 0       | 4       | 5      | 10     | 30     | 100    |
|-------------------------------|---------|---------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\sum NI}$<br>(A·N) | -6.2442 | -18.613 | 3.2399 | 10.071 | 2.7499 | 0.7543 |

## 2) 原边绕组电阻 r 对偏磁的影响

如图 3.44 为原边绕组 r 不同时的仿真结果比较,表 3.24 为  $\overline{\sum NI}$  与 r 的对应关系  $C=30\mu F$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_t=1600\mu H$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1\mu H$ 。原边绕组电阻 r 越大,则激磁磁势的偏移量越小,即 r 可以抑制偏磁,当  $r=0$  时,激磁磁势仍可达到新的稳定状态。

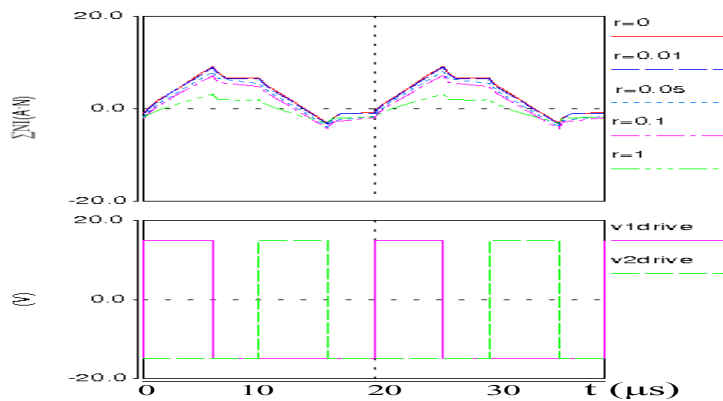


图 3.44 r 不同时的仿真结果比较

表 3.24  $\overline{\sum NI}$  与 r 的对应关系

|                                              |       |        |        |        |        |
|----------------------------------------------|-------|--------|--------|--------|--------|
| $r(\text{ohm})$                              | 0     | 0.01   | 0.05   | 0.1    | 1      |
| $\sum \overline{NI} (\text{A}\cdot\text{N})$ | 2.929 | 2.7499 | 2.0162 | 1.4676 | 0.0098 |

### 3) 漏感 $L_s$ 对偏磁的影响

如图 3.45 为漏感  $L_s$  不同时的仿真比较结果, 表 3.25 为  $\sum \overline{NI}$  与  $L_s$  的对应关系。 $C=30\mu\text{F}$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $L_f=1600\mu\text{H}$ 。由仿真结果可见,  $L_s$  越大,  $\sum \overline{NI}$  越小。

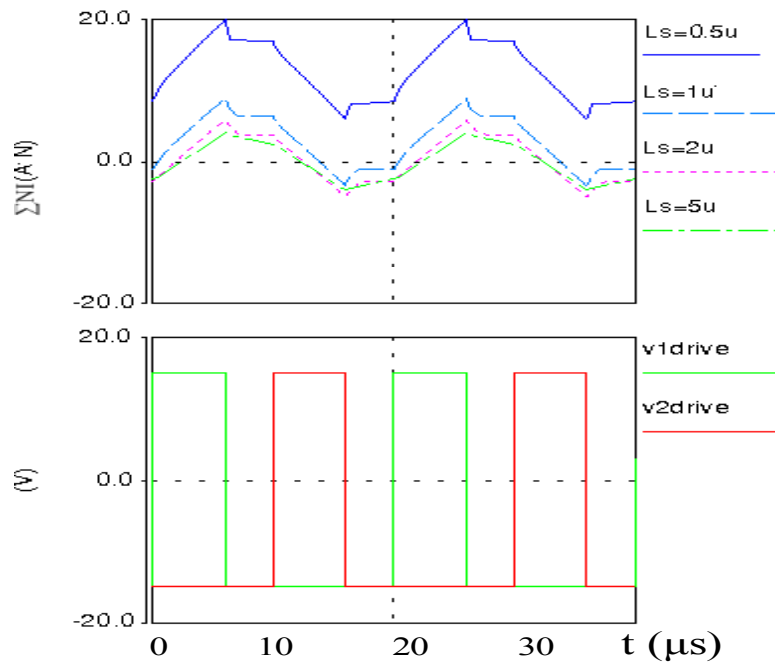


图 3.45  $L_s$  不同时的仿真结果比较

表 3.25  $\sum \overline{NI}$  与  $L_s$  的对应关系

|                                              |        |        |        |        |
|----------------------------------------------|--------|--------|--------|--------|
| $L_s(\mu\text{H})$                           | 0.5    | 1      | 2      | 5      |
| $\sum \overline{NI} (\text{A}\cdot\text{N})$ | 12.845 | 2.7499 | 0.5239 | 0.0597 |

### 4) 输出滤波电感对偏磁的影响

如图 3.46 为输出滤波电感  $L_f$  不同时的仿真结果比较, 表 3.26 为  $\sum \overline{NI}$  与  $L_f$  的对应关系,  $C=30\mu\text{F}$ ,  $R=216\text{ ohm}$ ,  $r_1=r_2=r=10\text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1\mu\text{H}$ 。由仿真结果可见  $L_f$  越大,  $\sum \overline{NI}$  越大, 当  $L_f$  足够大时  $\sum \overline{NI}$  不再变化。

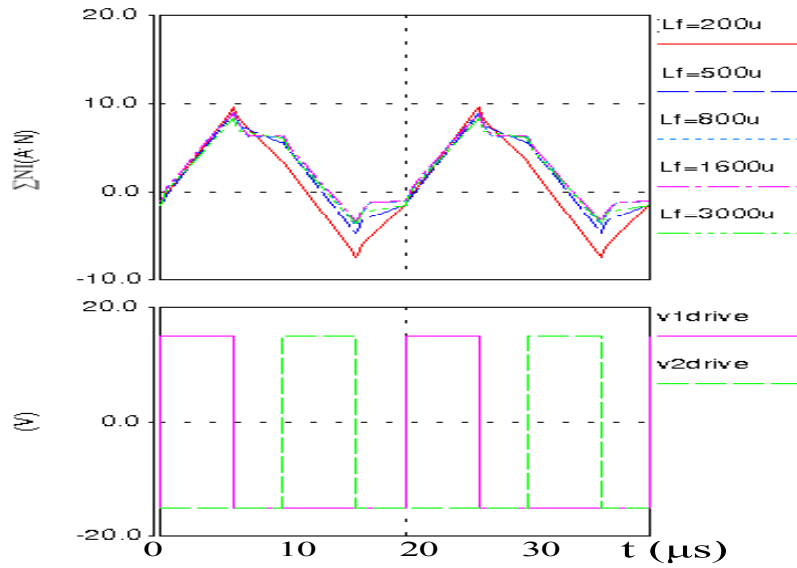


图 3.46  $L_f$  不同时的仿真结果比较

表 3.26  $\overline{\Sigma NI}$  与  $L_f$  的对应关系

| $L_f(\mu H)$                       | 200    | 500    | 800    | 1600   | 3000   |
|------------------------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| $\overline{\Sigma NI} (A \cdot N)$ | 1.0553 | 2.1386 | 2.6408 | 2.7501 | 2.7475 |

##### 5) 负载对偏磁的影响

如图 3.47 为负载  $R$  不同时的仿真结果比较, 表 3.27 为  $\overline{\Sigma NI}$  与  $R$  的对应关系,  $C=30 \mu F$ ,  $L_f=1600 \mu H$ ,  $r_1=r_2=r=10 \text{ m ohm}$ ,  $L_{s1}=L_{s2}=L_s=1 \mu H$ 。此时,  $\overline{\Sigma NI}$  与  $R$  的关系也非线性, 总体趋势是负载越小 ( $R$  越大),  $\overline{\Sigma NI}$  越大。

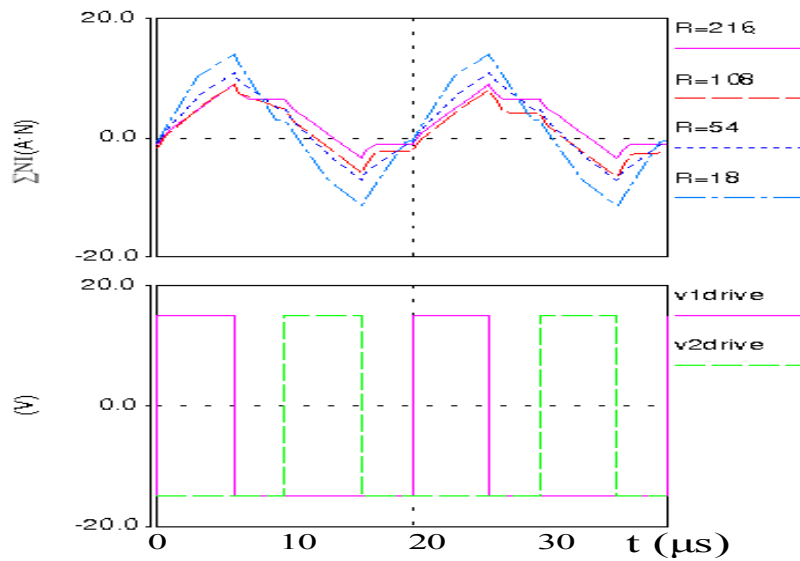


图 3.47  $R$  不同时的仿真结果比较

表 3.27  $\sum NI$  与 R 的对应关系

|                 |        |        |        |        |
|-----------------|--------|--------|--------|--------|
| R(ohm)          | 18     | 54     | 108    | 216    |
| $\sum NI$ (A·N) | 1.3608 | 2.0383 | 1.7278 | 2.7499 |

通过以上仿真结果可以得出，在这种偏磁情况下，C、 $L_F$ 、 $L_S$ 、r 越大，负载越重，偏磁程度越小。

### 3.3.3.6 结论

综合以上仿真结果，可见在合理选择参数时，PPF 的抑制偏磁能力要优于普通推挽电路，同时可以得出 PPF 中对偏磁有影响的参数的选择方法。由于对于实际 PPF 变换器负载是受实际需要制约的，因此负载对于偏磁的影响可以不考虑。原边绕组 r 越大，偏磁程度越小，但同样使变压器的铜损加大，影响效率，因此加大 r 也不可取。 $L_F$  关系到变换器的功率密度，应在保证输出电流连续要求的基础上尽量取最小值。这样实际上优化的参数就是漏感  $L_S$  和箝位电容 C，二者与  $\sum NI$  的关系都是非线性的，其中  $L_S$  是引起功率管电压尖峰的主要原因，实际工程中须限制在最小，这样优化 C 就是改善 PPF 抑制偏磁能力的主要手段。在上述仿真中可见，在 C 很大时，C 几乎对抑制偏磁没有作用，同时也可以看到，C 在  $L_S$  一定时，有抑制偏磁的最优值。

### 3.3.4 PPF 变换器的箝位电容选取

在 PPF 变换器的设计中，箝位电容的选取是关键，下面本文将对箝位电容选取的原则进行分析。

从上文的结论中可知，C 的变化会同时影响功率管的电压应力和对偏磁的抑制能力。由 3.3.3 的仿真结果，一般两绕组参数的对称性可以设计得相差不大，而且两绕组参数不一致引起的偏磁程度与由导通压降或导通时间不一致引起的偏磁相比较小，所以，这里主要考虑对由导通压降和导通时间不一致引起的偏磁的抑制作用。从减小功率管的电压应力考虑，C 应越大越好，这样 C 可以等效为值为  $U_{in}$  的恒压源，从而将功率管关断电压箝在  $2U_{in}$ ，但这样 C 过大  $U_C$  近似为 0，就失去了对偏磁的抑制作用。反之，若 C 很小，一周期内储存释放的能量很小，此时当任一功率管导通时，已不能认为是电源和 C 并联向副边传输能量。此时的模式与 PPF 的正常工作状态有很大的不同，事实上当 C 足够小时工作状态已和推挽电路接近，而由于此时  $U_C$  非常大，功率管承受的关断电压已远大于  $2U_{in}$ ，因此 C 不能过小。总之在设计时应综合考虑功率管的电压应力和对偏磁的抑制能力来确定  $U_C$  的大小，然后确定 C 的大小。

在环流期间，是  $C$  主要的充电时间，因此  $U_c$  与  $C$  有以下关系：

$$\Delta U_C = \frac{I_a \Delta t_{4-5}}{C} = \frac{nD(1-2D)I_o T_s}{2C} \quad (3.22)$$

当  $n, I_o, T_s$  都确定时， $D=0.25$  时  $U_c$  有最大值  $U_{cmax}$ 。

考虑抑制偏磁的能力， $C$  的取值与漏感  $L_s$  的大小也有关，当  $L_s$  一定时  $C$  有最优值。如前文所述，由于偏磁的过程十分复杂，此最优值需通过仿真和实验的手段获得。通常获得的最优值带入 (3.22) 中， $U_c$  都较大，在选取时应在保证功率管电压应力可以接受的前提下，尽量使选取的电容值接近此最优值。

### 3.4 本章小结

本章详细研究了功率变压器偏磁现象的产生和平衡规律，以及电路各参数对偏磁的影响。对 PPF 变换器中的偏磁现象进行了详细的仿真分析，指出优化箝位电容  $C$  的设计是改善 PPF 抑制偏磁能力的主要途径，最后给出了  $C$  的选取方法。

## 第四章 600W 28VDC/360VDC 变换器设计

### 4.1 前言

本章详细介绍了 600W 28VDC/360VDC 变换器设计的参数设计过程<sup>[31]</sup>。给出了主电路参数的设计，另外对 PPF 的电流型控制电路进行了小信号建模，在此基础上对控制电路参数进行了设计，最后给出了驱动保护电路以及整流管尖峰吸收电路的设计。

设计指标：

输入电压  $U_{in}$ : 20VDC~32VDC

输出电压  $U_o$ : 360VDC  $\pm 1\%$

效率  $\eta$ :  $\geq 90\%$

额定功率  $P_o$ : 600W

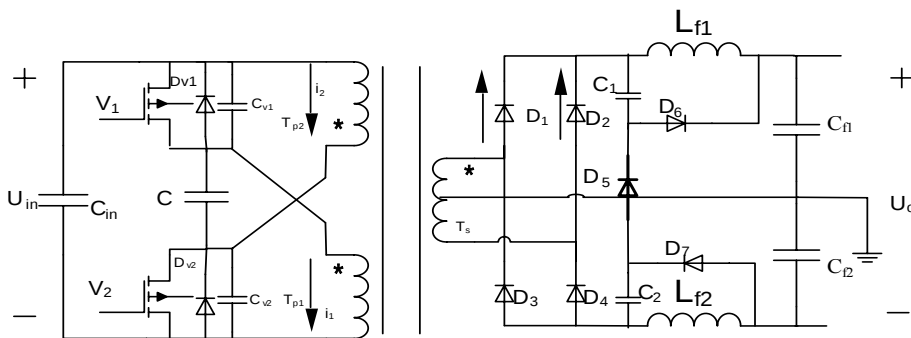


图 4.1 主电路原理图

由于后级需接半桥式逆变器，为后级电容分压方便，输出  $\pm 180\text{VDC}$ ，采用如图 4.1 所示整流电路。

### 4.2 主电路参数设计

#### 4.2.1 功率变压器设计

设计指标：输入电压  $U_{in}=20\text{VDC}\sim 32\text{VDC}$ ，输出电压  $U_o=360\text{VDC}$ ，功率  $P_o=600\text{W}$ ，工作频率  $f_s=50\text{KHz}$ ，工作周期  $T_s=20\mu\text{s}$ 。

##### 1) 铁心的选取

磁芯的材料选用 R2KBD 铁氧体材料, 其饱和磁密  $B_s=5100\text{Gs}$ , 最大工作磁密通常选取为  $B_m=1/3B_s=1700\text{Gs}$ 。控制芯片采用 SG3525, 最大占空比为  $D_{\max}=0.45$ 。依实际情况, 初选铁的填充系数  $K_c=1$ , 变压器窗口填充系数  $K_w=0.3$ , 变压器效率  $\eta=0.95$ ,  $B=2B_m=3400\text{Gs}$ ,  $T_{\text{onmax}}=D_{\max}T_s=0.45 \times 20\mu\text{S}=9\mu\text{S}$ , 电流密度  $j=400\text{A/cm}^2$ 。由此可得到所需磁芯有效截面积  $S$  和窗口面积  $Q$  之积:

$$SQ = \frac{2T_{\text{on}}P_o \times 10^8}{\Delta B \eta K_c K_w j} = 2.7\text{cm}^4 \quad (4.1)$$

参考磁心手册<sup>[30]</sup>, 选取 EE42B 磁芯, 该磁芯的有效截面积  $S=1.76\text{cm}^2$ , 窗口面积

$$Q = 2E(B-C)/2 = 2.664\text{cm}^2 \quad (4.2)$$

所以  $SQ=1.76 \times 2.664=4.688\text{cm}^4$ , 可以满足需要。

## 2) 计算匝比

设变压器原边两绕组匝数均为  $N_1$ , 变压器副边总匝数为  $N_2$ , 则将匝比  $n$  定义为  $n=N_2/N_1$ 。考虑到副边整流二极管的导通压降以及输出滤波电感的电阻, 若要在  $U_{\text{in}}=U_{\text{inmin}}=20\text{VDC}$  时可输出  $\pm 180\text{VDC}$ , 则:

$$n = \frac{U_0 + U_D + U_{LF}}{D_{\max} U_{\text{inmin}}} = \frac{360 + 3 + 0.5}{2 \times 0.45 \times 20} = 20.19 \text{ 取 } 21 \quad (4.3)$$

其中  $U_D$  为任一桥臂导通时两整流二极管的管压降之和, 依工程经验取  $3\text{V}$ ,  $U_{LF}$  为输出滤波电感上的压降。

## 3) 计算匝数

$$N_1 = \frac{U_{\text{inmin}} T_{\text{on}}}{2B_m S_c} \times 10^8 = 20 \times 9 \times 100 / (2 \times 1700 \times 1.76) = 3 \quad (4.4)$$

按上文推出的匝比关系,  $N_2=3 \times 21=63$  为方便中间抽头取 62 匝。

## 4) 选定线径

计算线径首先要考虑电流密度, 电流密度通常取  $3\text{--}5\text{A/mm}^2$ , 其次也要考虑集肤效应, 在工作频率为  $50\text{kHz}$  时:

穿透深度

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi f \mu r}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 58 \times 10^6}} = 0.296 \text{ mm} \quad (4.5)$$

因此铜皮的厚度或铜线的线径需小于  $2\Delta = 0.591\text{mm}$ 。

忽略输出滤波电感电流的脉动量， $I_o = P_o / U_o = 600/360 = 1.667$ ，则变压器副边电流有效值：

$$I_{srms} = I_o = 1.667 \text{ A} \quad (4.6)$$

考虑到激磁电流的存在，原边电流有效值为：

$$I_{prms} = 1.05 \times n I_{srms} = 1.05 \times 21 \times 1.667 = 36.75 \text{ A} \quad (4.7)$$

取  $j = 4 \text{ A/mm}^2$ ，原边绕组需要的导线截面积：

$$S_{pcu} = I_{prms} / j = 9.18 \text{ mm}^2 \quad (4.8)$$

副边绕组需要的导线截面积：

$$S_{scu} = I_{srms} / j = 0.416 \text{ mm}^2 \quad (4.9)$$

因原边电流较大，采用  $0.4 \times 23 \text{ mm}^2$  铜皮。由于考虑到集肤效应，副边采用直径  $D = 0.5 \text{ mm}$  的铜线两股并绕。

#### 5) 校核窗口系数

$$K_w = \frac{2N_1 S_{cu1} + N_2 S_{cu2}}{Q} \quad (4.10)$$

$$= \frac{2 \times 3 \times 0.04 \times 2.3 + 62 \times 2 \times \pi 0.025^2}{2.664} = 0.298$$

窗口系数小于 0.3，在合理范围内，可以绕得下。

### 4.2.2 输入滤波器的设计

在实际的工程中，通常需要设计输入滤波器来减小开关电源工作时对输入端引起的脉动，一般采用输入端并联大量滤波电容的方法来实现。

一般设输入电流的脉动量全部流过输入滤波电容，假设电容为无损元件，则电流脉动

转化为电压脉动，有关系式：

$$C_{in} = \frac{\Delta I_{in} \Delta t}{\Delta U_{in}} = \frac{nD(1-2D)I_o T_s}{2\Delta U_{in}} \quad (4.11)$$

有 (4.11) 可知，当  $D=0.25$  时，相同条件下需要的  $C_{in}$  最大，取  $\Delta U_{in}=1\% U_{in}$  时，可算得  $C_{in}=243.1 \mu F$ 。

实际上由于电容存在 ESR，电压的脉动量主要是由 ESR 引起，因此实际电容值要大于 (4.11) 的计算值<sup>[1]</sup>。由于铝电解电容 ESR、自身电感较大且温度特性较差可能引起发热，所以一般用于低频滤波。为减小 ESR 和寄生电感的影响，一般采用多个电容并联的方案。本电路采用 2 个  $2200 \mu F / 63V$  电解电容并联方案。由于布线中不可避免地存在线路杂散电感需要在主功率管附近并联 ESR 更小、高频性能好、无寄生电感的 CBB 电容以提供开关瞬间的脉动电流。因此实际电路中，还要并联一个  $10\mu F / 63V$  的金属聚酯膜电容。

### 4.2.3 输出滤波器的设计

#### 1) 滤波电感设计

确定电感值

根据设计要求，取电感电流临界连续工作电流  $I_{oB}=30\%I_o=0.51A$ ；则输出滤波电感的值为：

$$L_f = \frac{U_o \cdot (1 - \frac{U_o}{U_{in \max} N_2 / N_1 - U_{Lf} - U_D})}{2 \cdot 2 \cdot f_s \cdot I_{oB}} \quad (4.12)$$

将有关参数代入上式可得， $L_f=1628 \mu H$ 。

选择磁芯

为使后级半桥逆变器两桥臂完全对称，将  $1628 \mu H$  电感分成两个相同的  $814 \mu H$  电感  $L_{f1}$ 、 $L_{f2}$ ，如图 4.1。

同样选用 R2KBD 铁氧体材料，磁芯窗口系数  $K_{win}=0.3$ ，铜带电流密度  $j=300A/cm^2$ ，磁芯最大工作磁密取磁芯最大饱和磁密  $5100Gs$  的  $2/3$  即： $B_{max}=3400Gs$ 。电感电流的最大值： $I_{Lfmax}=I_o+I_{oB}=2.17A$ 。电感电流有效值  $I_{Lfms} \approx I_o = 1.67A$ 。根据电感磁心有效面积  $S$  和窗口面积  $Q$  乘积的经验公式<sup>[20]</sup>

$$SQ = \left[ \frac{L_f \cdot I_{Lf \max}}{B_{\max}} \cdot \frac{I_{Lfms}}{jK_w \times 10^{-4}} \right] cm^4, \text{ 算得需要的 } SQ=1.2 cm^4, \text{ 初选 EI30 磁芯, 其 } SQ=1.14 \times 1.694=1.94 cm^4, \text{ 可以满足要求。}$$

确定气隙  $\delta$

在工作占空比最小时，最大的续流时间：

$$T_{\text{offmax}} = \frac{(1 - \frac{U_o}{U_{\text{inmax}} N_2 / N_1 - U_{L_f} - U_D})}{2 \cdot f_s} = 4.61 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (4.13)$$

得到气隙：

$$\delta = \frac{U_o I_o P_o T_{\text{offmax}}}{I_{oB} \cdot S \cdot B_{\text{max}}^2} = 0.69 \text{ mm} \quad (4.14)$$

确定匝数  $N$

由电感的计算公式可得：

$$N = \sqrt{\frac{L_f \delta}{\mu_o S}} = 62.6 \text{ 取 } 63 \text{ 匝} \quad (4.15)$$

核算磁心实际工作的最高磁密： $B_{\text{maxreal}} = \mu_o N I_{L_f \text{max}} / \delta = 2490 \text{Gs}$ ，可行。

确定线径

电流密度  $j$  取  $400 \text{A/cm}^2$ ，需要的导线截面积：

$$S_{\text{cu}} = I_{L_{f \text{rms}}} / j = 1.67 / 3 = 0.557 \text{mm}^2 \quad (4.16)$$

所以可选择线径  $d=0.9 \text{mm}$  的导线。

校核窗口系数：

$$K_w = \frac{N \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2}{Q} = \frac{63 \pi \times 0.45^2}{169.4} = 0.237 \quad (4.17)$$

$K_w$  小于 0.3，在合理范围内，可以绕得下。

## 2) 输出滤波电容设计

输出滤波电感电流的变化量等于滤波电容电流的变化量， $L_f = L_{f1} + L_{f2}$  则  $C_f$  的值可由下式决定<sup>[1]</sup>：

$$C_{f1} = C_{f2} = C_f = \frac{U_o}{8 L_f \cdot (2 \cdot f_s)^2 \cdot \Delta U_o} \cdot \left(1 - \frac{U_o}{U_{\text{inmax}} N_2 / N_1 - U_{L_f} - U_D}\right) \quad (4.18)$$

当  $U_{inmax}=32V$  时,  $C_f$  有最大值, 为  $12.76 \mu F$ 。如上文输入滤波电容所述, 由于 ESR 的作用, 实际选用电容要比计算值大。实际工程中, 为减小 ESR, 输出滤波电容  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$  各选用 2 个  $330 \mu F / 220V$  电容并联。

#### 4.2.4 主功率管的选取

本文中的主功率管拟采用常见的 MOSFET。

##### 1) 额定电压

由第二章对 PPF 的原理分析可知, 主功率管的最大电压应力为  $2U_{in}$ , 过压保护点定于  $35V$  左右, 这样最大电压应力为  $70V$ , 考虑到漏感引起的电压尖峰以及电容电压的脉动, 需留出 1 倍裕量, 所以要选取  $150V$  耐压的功率管。

##### 2) 额定电流

一般按照励磁电流为额定电流的 5% 计算, 流过开关管的电流有效值:

$$I_{rms} = \frac{N_2}{N_1} I_o (1+5\%) \sqrt{D_{max}} = 24.49A \quad (4.19)$$

$$I_{max} = \frac{N_2}{N_1} I_o (1+5\%) = 36.57A。为在 70^\circ C 时可以正常工作, 则选取时应参照 25^\circ C 的电流额$$

度留出较大裕量。

所以由以上数据可选用 IXYS 公司的 IXTT88N15P。具体参数如表 4.1:

表 4.1 IXTT88N15P 主要参数

| $V_{DS}$ | $I_{D25}$ | $R_{DS(on)}$ | $C_{oss}$ |
|----------|-----------|--------------|-----------|
| 150V     | 88A       | 22 mΩ        | 1150pF    |

#### 4.2.5 箝位电容的选取

根据第三章所述的箝位电容选取原则,  $U_c$  取  $10\%U_{cmin}$ , 可得:

$$C = \frac{0.125 (N_2 / N_1) I_o T_s}{2 \Delta U_c} = 24.3 \mu F \quad (4.20)$$

实测变压器漏感约为  $0.25 \mu H$ , 则经仿真可得  $C$  抑制偏磁的最优值为  $18 \mu F$ , 所以  $C$  取接近最优值, 取  $20 \mu F$ 。工程中采用 2 个  $10\mu F / 63V$  的金属聚酯膜电容并联作为箝位电容。

#### 4.2.6 整流电路的设计

##### 1) 整流二极管的选择

如图4.1，本文采用全桥整流，电源的开关频率为50kHz，工作频率相对较高输出整流二极管应选用频率特性较好的快恢复二极管。

##### 额定电压计算

整流管上的反向电压  $U_{DR} = N_2 / N_1 U_{in}$ 。整流管上可能承受的最大反向电压： $U_{DRmax} = N_2 / N_1 U_{inmax} = 21 \times 32 = 672 \text{ V}$ 。二极管关断时，由于线路杂态电感与整流管寄生电容的振荡，会产生很高的电压尖峰，一方面需要加吸收电路，另一方面要在选择二极管时留足余量，所以，选取耐压值为 1200V 为宜。

##### 额定电流计算

忽略换流过程，则一个开关周期内，全桥整流电路中的整流管工作情况为：当有一个主功率管开通时，只有一个桥臂的 2 个整流二极管导通承担负载电流；当主功率管均关断时，4 个整流管同时导通，可近似认为它们流过的电流相等，均为负载电流的一半。流过整流管的电流有效值： $I_{Drms} = I_{sms} = 1.16\text{A}$ 。

选取容易买到的 IXYS 公司生产的快恢复外延型二极管( Fast Recovery Epitaxial Diode : FRED ) DESI8-12A。环境温度为  $T_e = 25^\circ\text{C}$  时，它的有关参数如表 4.2

表 4.2 DESI8-12A 参数

| $I_{FAVM}$ | $V_{RRM}$ | $t_{rr}$ | $V_{TO}$ |
|------------|-----------|----------|----------|
| 10A        | 1200V     | 40ns     | 1.5V     |

##### 2) 尖峰吸收电路设计

整流管的电压尖峰是比较难解决的问题，比较简单的方法是采用 RC 或 RCD 箝位，但是这种方法会降低总体效率。如图 4.1，本文采用了一种新颖的无损尖峰吸收电路，此吸收电路由 2 个电容和 3 个二极管组成<sup>[21]</sup>。下面简要介绍一下其工作原理：

当任一桥臂关断瞬间，如  $D_2, D_3$  关断，储存在结电容上的能量转移到  $C_1, C_2$  上，等效电路如图 4.2。此时  $D_2, D_3$  上的电压被箝在  $U_{c1} + U_{c2} + U_o$ 。当结电容上的能量释放为 0 时， $D_6, D_7$  关断， $D_5$  导通， $C_1, C_2$  放电向  $C_{f1}, C_{f2}$  传输能量，此时的等效电路如图 4.3。全过程中基本没有能量的损失，这是这种吸收电路的最大优点。

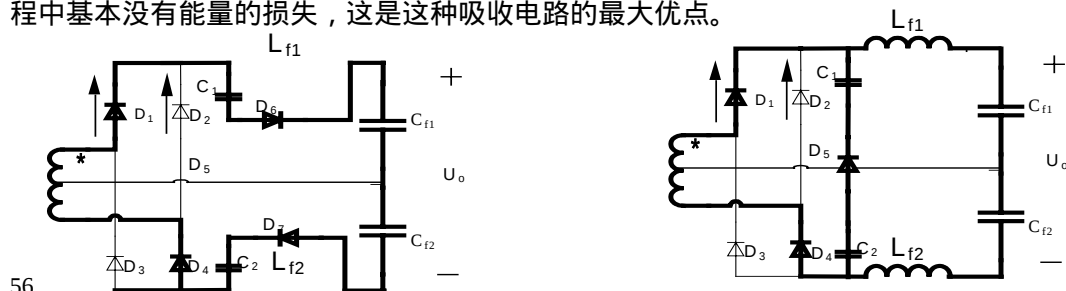


图 4.2 吸收电路等效电路图 1

图 4.3 吸收电路等效电路图 2

容值通过实验确定为 6.8nF, 实际工程中使用的是 250V/6.8nF 聚脂膜电容。D<sub>5</sub> 选用 1000V/3A 的快恢复二极管, D<sub>6</sub>, D<sub>7</sub> 选取 400V/3A 的快恢复二极管。

### 4.3 驱动电路的设计

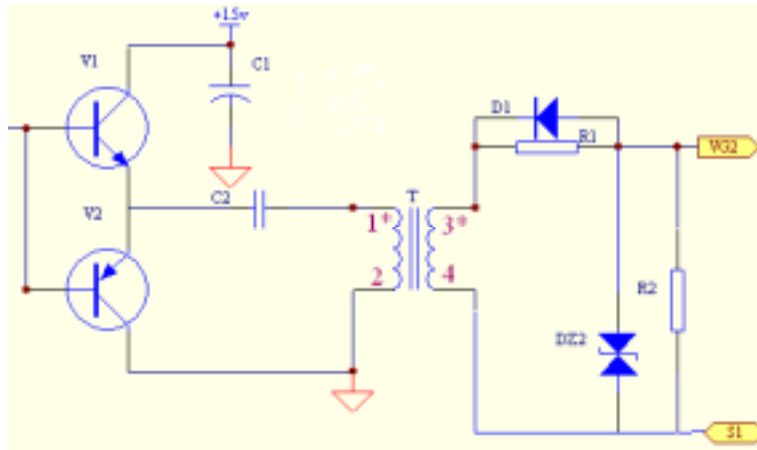


图 4.4 驱动电路原理图

驱动电路的优劣直接影响变换器的性能, 同样的功率开关采用不同的驱动电路将得到不同的开关特性。在比较了多种驱动电路后, 本文选择采用图 4.4 所示的磁隔离驱动电路。C<sub>2</sub> 为隔直电容; R<sub>1</sub> 为抑制驱动振荡电阻; D<sub>1</sub> 目的是加快主功率管的关断速度, 可以根据实际的需要考虑是否选择; D<sub>Z2</sub> 为双向瞬态电压抑制稳压管; R<sub>2</sub> 为放电电阻, 防止功率管 GS 端静电击穿。

### 4.4 控制电路的参数设计

本文拟采用电压电流串联双闭环的平均电流型控制策略。双环控制具有输出电压精度高、可实现对输出电流的控制和限流等诸多优点。文献[22-28]提出了几种平均电流控制方式的建模方法, 本文选用了常用的 S 域直接建模法。控制原理如图 4.5,  $K_i$ 、 $K_u$  为电感电流和输出电压采样系数,  $U_g$  为基准电压,  $G_{di}(s)$  为从占空比  $\hat{d}(s)$  到电感电流  $\hat{i}_{Lf}(s)$  传递函数,  $G_{iu}(s)$  从电感电流  $\hat{i}_{Lf}(s)$  到输出电压  $\hat{u}_o(s)$  的传递函数,  $G_i(s)$  为电流 PI 调节部分的传递函数,  $G_u(s)$  为电压 PI 调节部分的传递函数:

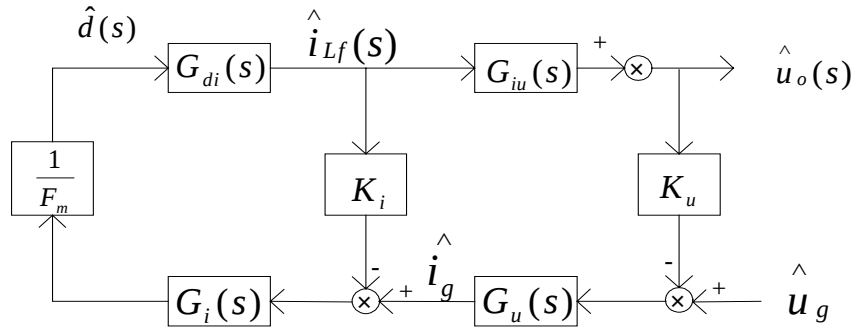


图 4.5 控制电路原理框图

采用文献<sup>[13]</sup>中的建立的 PPF 主电路小信号模型,此模型考虑了多种寄生参数,可以比较准确地反映 PPF 的工作情况如图 4.6。

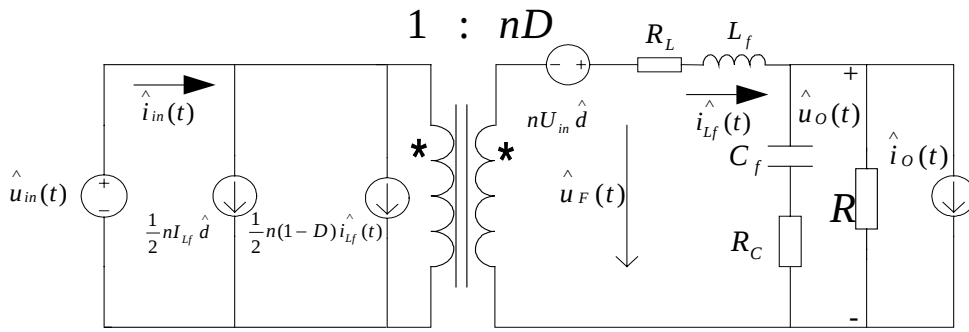


图 4.6 推挽正激主电路拓扑的小信号模型

其中,  $\hat{i}_o(t)$  为负载变化时引起的电流变化量;  $R_L$  是电感寄生电阻;  $R_C$  为输出滤波电容寄生电阻值;  $R$  为负载电阻。

电压外环由 LF353 芯片及其外围电路构成,电流内环由 SG3525J 内部集成的运放电路构成。如图 4.7, PI 调节部分使用常用的 II 型误差放大器结构。

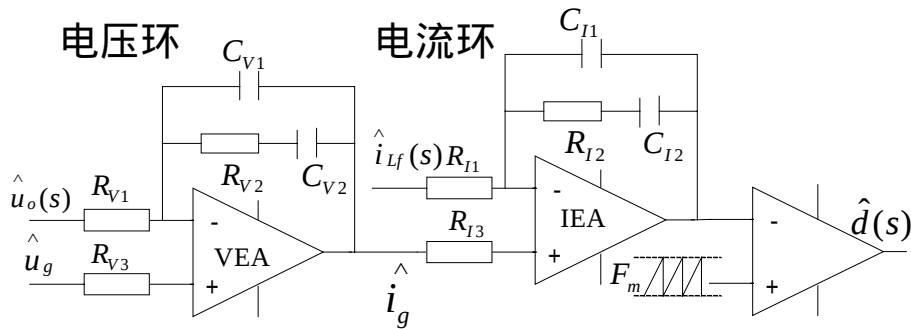


图 4.7 双环控制原理图

至此可以推出各传递函数和电路参数之间的关系式：

$$G_i(s) = \frac{sR_{I2}C_{I2} + 1}{R_{I1}(C_{I2} + C_{I1})s(s\frac{R_{I2}C_{I2}C_{I1}}{C_{I2} + C_{I1}} + 1)} \quad (4.21)$$

$$G_u(s) = \frac{sR_{V2}C_{V2} + 1}{R_{V1}(C_{V2} + C_{V1})s(s\frac{R_{V2}C_{V2}C_{V1}}{C_{V2} + C_{V1}} + 1)} \quad (4.22)$$

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_{Lf}(s)}{\hat{d}(s)} \bigg|_{\substack{\hat{u}_{in}(s)=0, \hat{i}_o(s)=0 \\ \hat{C}_f(R+R_c)+1=0}} = \frac{nU_{in}}{R+R_L} \frac{s^2 \frac{L_f C_f (R+R_c)}{R+R_L} + s(\frac{L_f + R_L C_f R}{R+R_L} + R_c C_f) + 1}{s^2 \frac{L_f C_f (R+R_c)}{R+R_L} + s(\frac{L_f + R_L C_f R}{R+R_L} + R_c C_f) + 1} \quad (4.23)$$

$$G_{iu}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{i}_{Lf}(s)} \bigg|_{\hat{u}_{in}(s)=0, \hat{i}_o(s)=0} = R \frac{sR_c C_f + 1}{sC_f (R + R_c) + 1} \quad (4.24)$$

对于开关电源的控制系统，为了获得稳定的控制效果，通常取相角裕度  $\gamma \geq 45^\circ$ ，幅值裕度不小于 6dB<sup>[29]</sup>。按照上文建立的数学模型和设计的准则，用 MATLAB 软件对控制参数进行了设计，得到一组仿真参数：

功率级参数： $R_L=3.704 \text{ m}\Omega$   $L_f=1628 \mu\text{H}$   $C_f=660 \mu\text{F}$   $R_c=0.716 \text{ m}\Omega$

$R=216 \Omega$ — $1 \text{ K}\Omega$   $f=50 \text{ kHz}$   $n=62:3$

控制级参数： $C_{I1}=47 \text{ pF}$   $R_{I1}=7.5 \text{ K}$   $C_{I2}=1 \text{ nF}$   $R_{I2}=15 \text{ K}$   $K_I=0.15$

$C_{V1}=47 \text{ pF}$   $R_{V1}=1 \text{ K}$   $C_{V2}=47 \text{ nF}$   $R_{V2}=510 \text{ K}$   $F_m=2.4 \text{ V}$   $K_V=0.0189$

双环的开环传递函数为：

$$T_u(s) = \frac{K_u}{F_m} \frac{1}{1 + T_i(s)} G_u(s) G_i(s) G_{di}(s) G_{iu}(s) \quad (4.25)$$

如图 4.8 的双环开环传递函数 Bode 图，截止频率  $\omega_{cu} = 1.8736 \times 10^4 \text{ rad/sec}$ ，相角裕度  $\gamma_u = 65.38^\circ$ ，幅值裕度为  $h=14.06 \text{ dB}$ 。

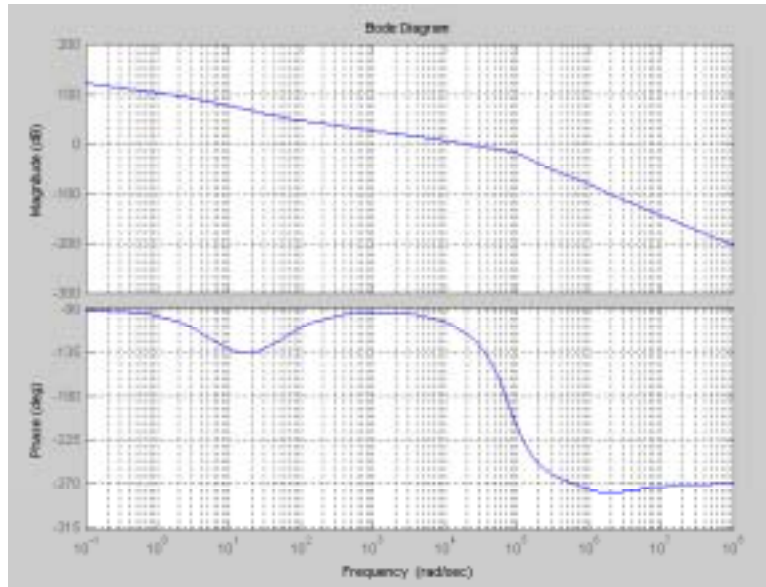


图 4.8 双环开环传递函数 Bode 图

将以上仿真结果实际应用于本章设计的变换器中，得到了良好的动态和稳态性能，实验结果将在下章给出。

## 4.5 本章小结

本章详细介绍了 600W 28VDC/360VDC 变换器的设计过程，包括功率变压器，主电路以及驱动控制电路。分析了二极管尖峰无损吸收电路工作原理，建立了系统小信号模型，进行了优化设计。

## 第五章 实验结果与讨论

### 5.1 前言

应用上文的理论和设计方法研制成功一台 600W 28VDC/360VDC 变换器样机，本章给出了样机的稳态和动态实验结果，进行了分析讨论。

### 5.2 整机实验结果

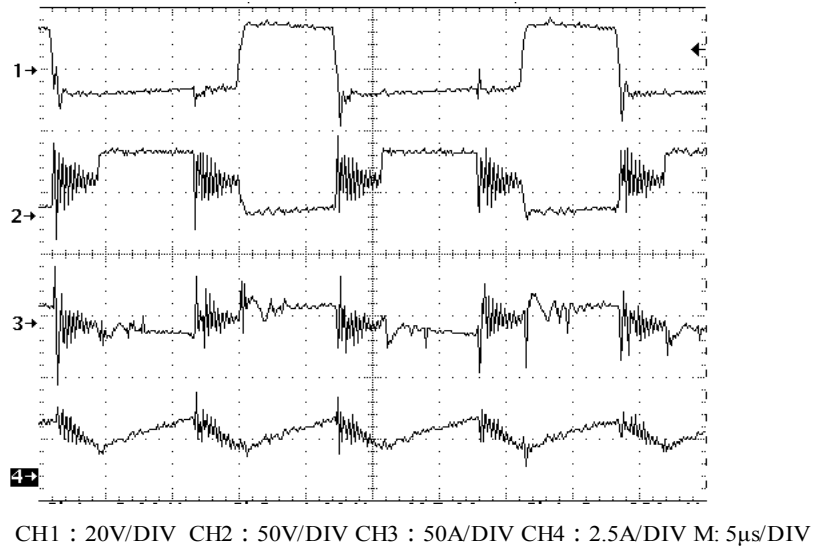
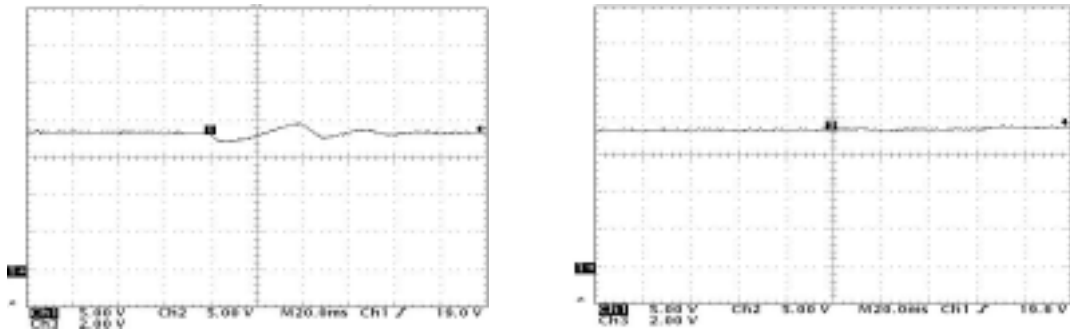


图 5.1 稳态实验波形

图 5.1 为额定条件下 ( $U_{in}=28V$ ,  $P_o=600W$ ) 的实验波形。CH1 为功率管  $V_1$  驱动；CH2 为功率管  $V_1$  的漏源极  $U_{ds1}$  电压波形；CH3 为  $T_{p1}$  绕组的电流波形；CH4 为电感电流波形。图 5.2、图 5.3 分别为突加、突卸 2/3 额定负载的输出电压波形。



CH1 : 100V/DIV

图 5.2 突加 2/3 额定负载

CH1 : 100V/DIV

图 5.3 突卸 2/3 额定负载

变换器的实验数据如表 5.1。

表 5.1 稳态实验数据表

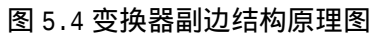
| U <sub>in</sub> (V) | I <sub>in</sub> (A) | U <sub>o1</sub> (V) | U <sub>o</sub> (V) | I <sub>o</sub> (A) | U <sub>dsmax</sub> (V) | P <sub>in</sub> (W) | P <sub>o</sub> (W) | $\eta$ |
|---------------------|---------------------|---------------------|--------------------|--------------------|------------------------|---------------------|--------------------|--------|
| 20.34               | 11.73               | 180                 | 362                | 0.6                | 54                     | 238.66              | 217.20             | 91.0%  |
| 20.34               | 24.07               | 180.1               | 362                | 1.258              | 66                     | 489.65              | 455.34             | 93.0%  |
| 20.56               | 31.93               | 180                 | 360.4              | 1.676              | 76                     | 656.55              | 604.03             | 92.0%  |
| 28.11               | 8.36                | 179.8               | 357                | 0.59               | 72                     | 234.87              | 210.04             | 89.43% |
| 28.12               | 17.73               | 180.1               | 361.2              | 1.25               | 92                     | 498.64              | 452.94             | 90.84% |
| 28.14               | 23.73               | 180                 | 360.4              | 1.676              | 94                     | 667.64              | 604.75             | 90.58% |
| 32.11               | 8                   | 179.9               | 361.2              | 0.61               | 82                     | 256.88              | 220.33             | 85.64% |
| 32.01               | 15.93               | 180                 | 360                | 1.26               | 88                     | 510.03              | 453.61             | 88.94% |
| 32.07               | 21                  | 180                 | 360                | 1.678              | 106                    | 673.47              | 604.08             | 89.70% |

由实验结果可知，效率最高可达 93%，在额定工作状态效率在 90%左右，基本达到设计要求。电压较低时比电压较高时效率要高，这是因为，在电压越高，占空比越小，死区时间越长，环流之间也越长，损耗也就越大。

由于功率管关断时变压器漏感和功率管结电容的振荡，在功率管漏源极间会产生电压尖峰，所以功率管漏源极最大电压  $U_{dsmax}$  超过了  $2 U_{in}$ ，最大时为 106V，与最大耐压 150V 尚有余量。

输出电压的误差最大 3V，在 1%的误差范围内。输出电压误差产生的主要原因是两路 180V 输出的不对称。由于后级逆变器的需要，变换器的输出端中线接地产生  $\pm 180V$  输出，如图 5.4，这样实际上电压环的采样得到的是其中一路的输出电压，另一路要靠变压器副边两绕组（中心抽头相当与两绕组）的对称性以及两路输出其他参数（如输出滤波电感）的对称性得到与受控一路相同的 180V 电压。由于实际参数不可能完全对称，不受控的一路电压就会产生偏差。在实验中测得，受控的一路 180V 电压误差不超过 0.5V，因此，主要的输出电压偏差在不受控的一路。

通过实验发现，检测 LEM 放置在滤波电感后（如图 5.4 中实线）比放置在吸收电路的  $D_6$  后（如图 5.4 虚线）两路电压对称要好得多，经实验，如果按后者的接线方法在 32V 输入，额定负载时， $U_{o1}=179.5V$ ,  $U_{o2}=162.2V$ ，两路电压差达到 17.3V。



### 5.3 实际达到的性能指标

通过测试，可知变换器的实际性能指标为：

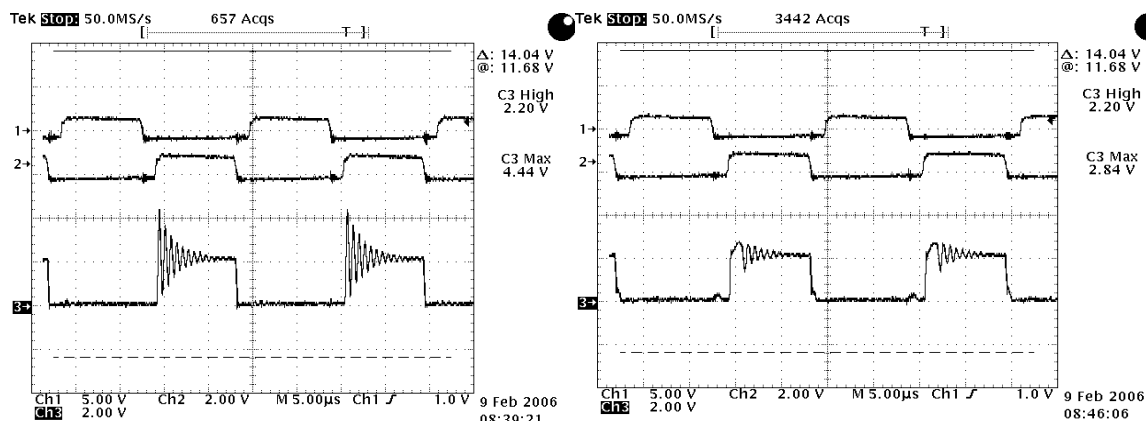
输入电压：  $U_{in}=20-32V$  时可正常工作

输出电压：  $\pm 180\text{VDC}$  电压调整率小于  $\pm 1\%$

满载效率： 90%

#### 5.4 整流二极管尖峰吸收电路实验结果

实验参数： $U_{in}=21V$ , 负载  $R=300\Omega$ 。图 5.5 (a) 为未加吸收电路前的整流二极管电压波形, 图 5.5 (b) 为加第四章所述吸收电路后整流二极管的电压波形, 其中 CH1 为  $V_1$  驱动, CH2 为  $V_2$  驱动, CH3 为整流二极管电压。由图可见, 未加吸收电路时整流二极管电压尖峰达到 888V, 超过平台电压 440V 一倍, 而加吸收电路后, 尖峰电压仅为 568V, 吸收效果非常显著。



CH1:50V/DIV CH2:40V/DIV CH3:200V/DIV CH1:50V/DIV CH2:40V/DIV CH3:200V/DIV

图 5.5 (a) 未加吸收电路时整流二极管电压 图 5.5 (b) 加吸收电路时整流二极管电压

## 5.5 偏磁实验结果及讨论

### 5.5.1 样机正常工作实验结果

实验参数： $U_{in}=24V$ ,  $R=300\Omega$ 。图 5.6 (a) 为正常工作时原边两绕组电流波形，其中 CH1 为  $V_1$  驱动，CH4 为  $V_2$  驱动，两路驱动为 SG3525 引出的对称度很高的脉冲，CH2 为  $i_1$  波形，CH3 为  $i_2$  波形，由于电路中杂态电感的影响，电流波形有较大振荡，但不影响定性分析。图 5.6 (b) 为此时的电容电压波形，其中 CH1 为  $V_1$  驱动，CH4 为  $V_2$  驱动，CH3 为电容电压。在以下实验中，均采用第三章所述各绕组安·匝数按同名端加和的方法检测激磁磁势，实验波形图中，CH1、CH2 均为  $V_1$ 、 $V_2$  驱动，M1 为激磁磁势波形，由于检测 LEM 不能完全对称以及其他一些原因，检测时会有零点的偏移，如图 5.7 (a) 所示为此时的零点偏移量，每次检测时必须先检测无输入电压时零点的偏移量对实验结果进行修正。图 5.7 (b) 为正常工作时的激磁磁势波形，1mV 对应  $0.4A \cdot N$ ，磁势实际激磁磁势偏移量为  $(14.16-14.8) \times 0.4 = 0.256 (A \cdot N)$ ，究其原因主要是因为变换器两绕组参数不能保证完全对称。

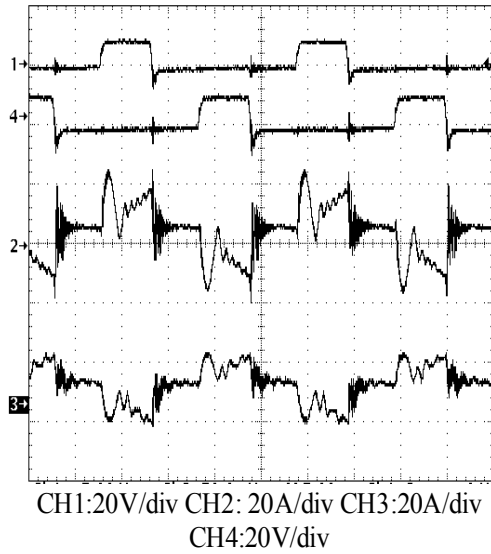


图5.6 (a) 正常工作时原边两绕组电流波形

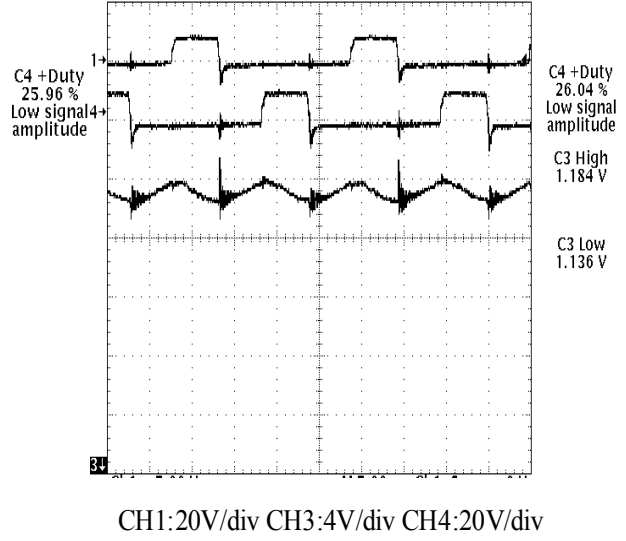


图5.6 (b) 正常工作时的电容电压波形

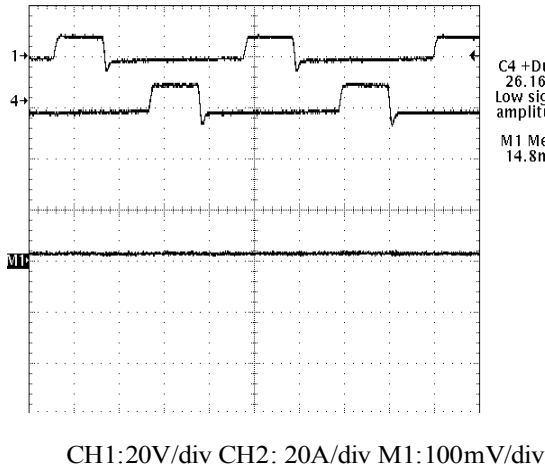


图 5.7 (a) 正常工作时零点位置

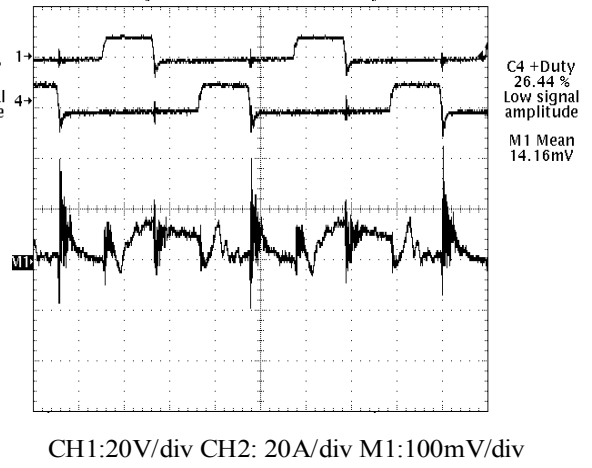


图 5.7 (b) 正常工作时的激磁磁势波形

### 5.5.2 功率管导通时间不一致引起的偏磁实验结果

为得到功率管导通时间不一致的偏磁工作状态，调节驱动，降低  $V_1$  的开通速度，使  $V_1$  的实际占空比小于  $V_2$ 。图 5.8 (a) 为  $U_{in}=24V$ ,  $R=300\Omega$ ,  $C=30\mu F$  时的  $i_1, i_2$  波形，其中，CH2 为  $i_1$  波形，CH3 为  $i_2$  波形。图 5.8 (b) 为电容电压波形，其中 CH3 为电容电压波形。

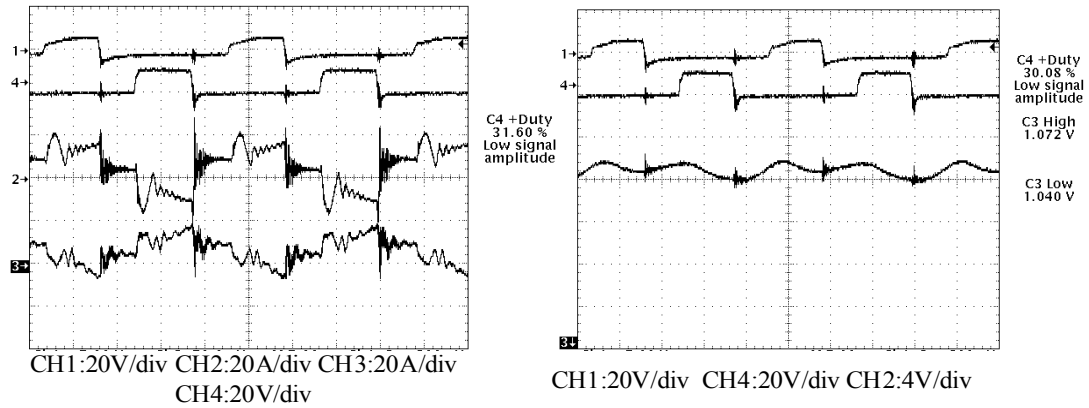


图 5.8 (a) 偏磁情况下的原边绕组电流波形 图 5.8 (b) 偏磁情况下的箝位电容电压波形

### 1) C 对偏磁的影响

实验参数： $U_{in}=24V$ ,  $R=300\Omega$ 。图 5.9 (a) 为无输入时零点位置，图 5.9 (b) 为  $C=30\mu F$  时激磁磁势波形，图 5.9 (c) 为  $C=20\mu F$  时激磁磁势波形，图 5.9 (d) 为  $C=40\mu F$  时激磁磁势的波形。表 5.2 为 C 与激磁磁势偏移量的关系。

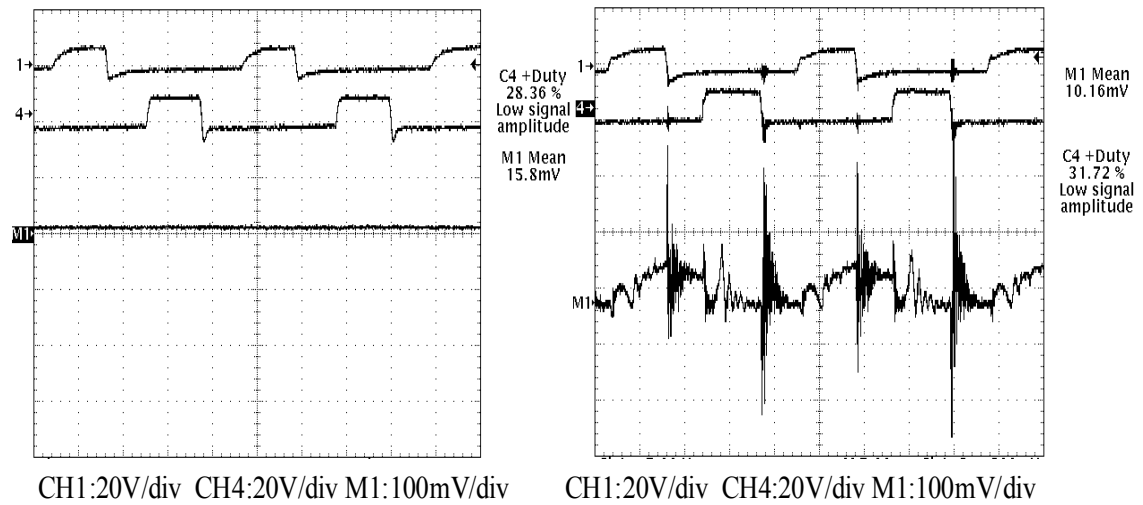


图 5.9 (a) 无输入时零点位置

图 5.9 (b)  $C=40\mu F$  时激磁磁势波形

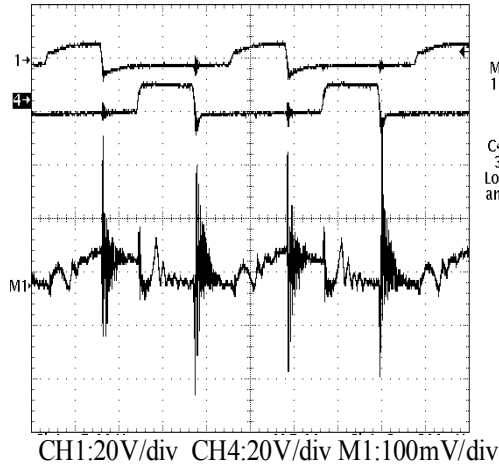


图 5.9 (c)  $C=30\mu F$  时激磁磁势波形

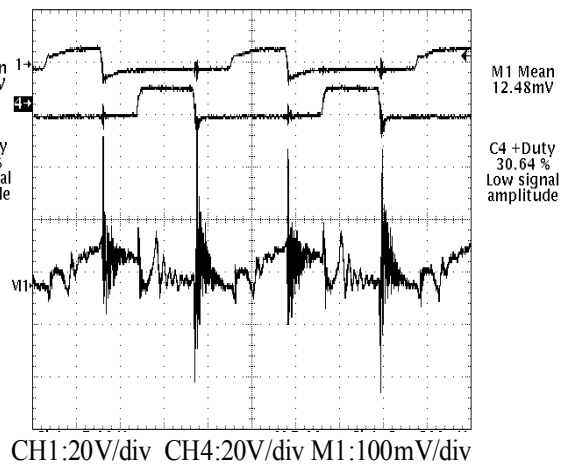


图 5.9 (d)  $C=20\mu F$  时激磁磁势波形

表 5.2  $C$  与激磁磁势偏移量对应关系

| $C(\mu F)$                         | 20     | 30     | 40     |
|------------------------------------|--------|--------|--------|
| $\sum NI \text{ (A}\cdot\text{N)}$ | -1.328 | -1.712 | -2.256 |

从以上结果可以看出，与第三章仿真结果基本相同，当  $C$  较大时， $C$  越小，激磁磁势的偏移量越小。

## 2) 负载对偏磁的影响

实验参数： $U_{in}=24V$ ,  $C=30\mu F$ 。图 5.10 (a) 为无输入时的零点位置，图 5.10 (b) 为负载  $R=150\Omega$  时的偏磁磁势波形，图 5.10 (c) 为  $R=300\Omega$  时的偏磁磁势波形，图 5.10 (d) 为  $R=400\Omega$  时的偏磁磁势波形。表 5.3 为  $R$  与激磁磁势偏移量的关系。

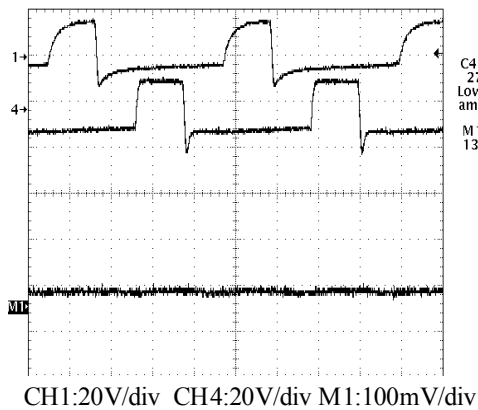


图 5.10 (a) 无输入时零点位置

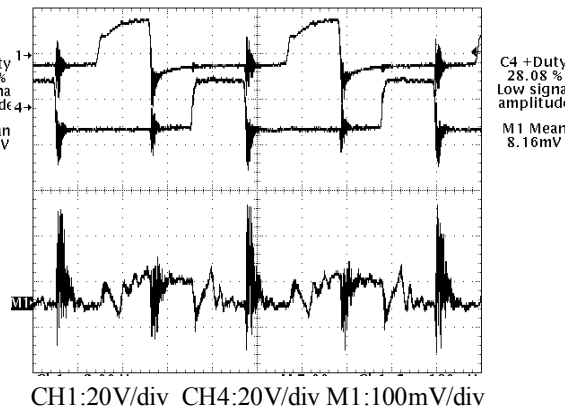
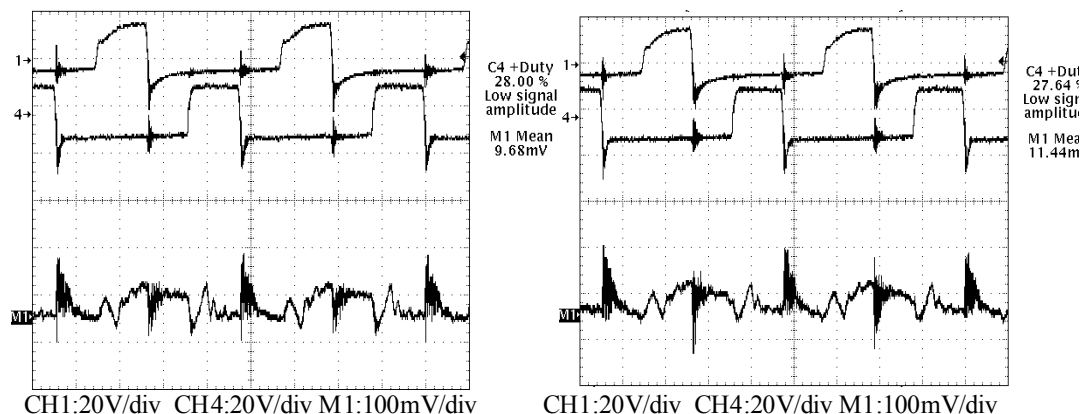


图 5.10 (b)  $R=150\Omega$  时激磁磁势波形

图 5.10 (c)  $R=300\Omega$  时激磁磁势波形图 5.10 (d)  $R=400\Omega$  时激磁磁势波形表 5.3  $R$  与激磁磁势偏移量对应关系

| $R(\Omega)$                        | 150   | 300   | 400  |
|------------------------------------|-------|-------|------|
| $\sum NI \text{ (A}\cdot\text{N)}$ | 1.952 | 1.344 | 0.64 |

以上数据显示随负载的加大, 激磁磁势的偏移量会增加, 而第四章的研究结果此时激磁偏移量应当不变。实际电路中, 两原边绕组的参数不能完全一致, 所以即使驱动完全对称也会存在偏磁, 当偏磁是由两绕组电阻不同引起时, 由 3.3.3.4 的仿真结果, 偏磁程度是随负载增加而增加的。表 5.3 的实验结果可以解释为此时的偏磁实际是由两个原因引起的, 一是人为设计的驱动宽度的不对称, 这是主要原因, 二是电路由于两原边绕组参数不对称引起的固有的偏磁, 两种效果的合成就产生了如表 5.3 的实验结果。可见此实验结果与第四章的研究结果并不相悖。

### 5.5.3 功率管导通压降不一致引起的偏磁的实验结果

将  $V_2$  并联一个相同的功率管, 并调节驱动使  $V_1$ ,  $V_2$  驱动保持一致, 这样  $V_1$  的导通压降就大于  $V_2$ 。

实验观察  $C$  对这种偏磁的影响。图 5.11(a) 为无输入时零点位置, 图 5.11(b) 为  $C=20\mu F$  时的激磁磁势波形, 图 5.11(c) 为  $C=30\mu F$  时的激磁磁势波形, 图 5.11(d) 为  $C=40\mu F$  时的激磁磁势波形。从实验结果看, 由于如第三章中分析两功率管的压降差不大, 所以偏磁情况并不明显。与由驱动宽度不对称引起的偏磁相比, 功率管压降不同引起的偏磁处于次要地位。

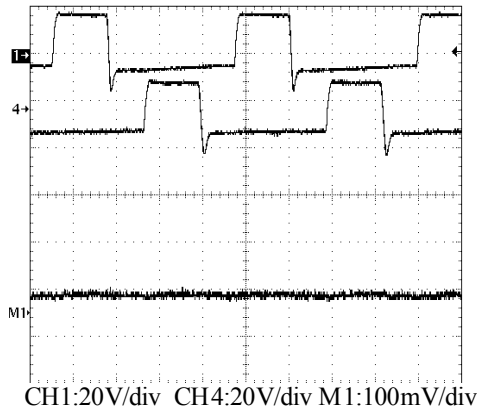


图 5.11(a)无输入时的零点位置

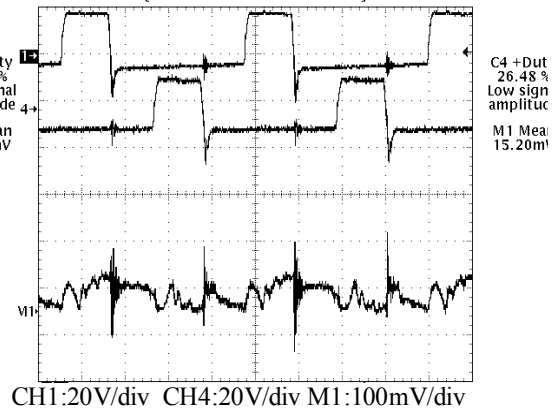


图 5.11 ( b )  $C=20\mu\text{F}$  时的激磁磁势波形

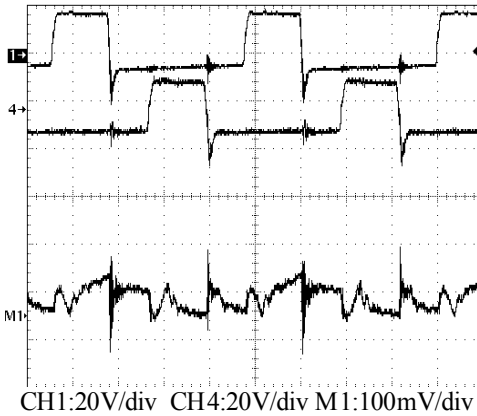


图 5.11(c)  $C=30\mu\text{F}$  时的激磁磁势波形

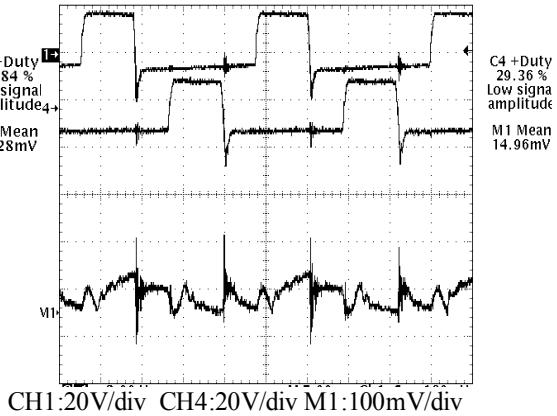


图 5.11 ( d )  $C=40\mu\text{F}$  时的激磁磁势波形

#### 5.5.4 结论

通过以上实验，基本验证了第三章中研究的结论，此结论对于优化设计推挽正激变换器有一定的帮助。

### 5.6 本章小结

本章是对前几章所述理论的实验验证，整机实验的结果表明，整机性能已经达到了设计要求。偏磁实验基本验证了第三章研究的理论。

## 第六章 总结与展望

### 6.1 本文的主要工作

本文主要研究了推挽正激电路的工作原理,对推挽正激的偏磁情况进行了仿真分析,最后完成了 600W 28VDC/360VDC 直流变换器的研制任务。具体工作如下:

- 1)详细分析了推挽正激电路的工作原理。仿真分析了箝位电容和变压器漏感的大小对推挽正激工作模态的影响。
- 2)建立了推挽正激电路的偏磁仿真模型,通过仿真研究了电路中几种主要参数对推挽正激电路偏磁的影响,通过分析仿真结果提出选取箝位电容应综合考虑电容对主功率管电压尖峰的抑制作用和对偏磁的抑制作用,给出了箝位电容选取的一般方法。
- 3)设计并研制成功 600W 28VDC/360VDC 直流变换器原理样机一台,针对实验过程中存在整流二极管关断尖峰大的问题,研究并采用了一种简单无损的尖峰抑制电路,取得了良好的效果,在此基础上对偏磁研究进行了实验验证。

### 6.2 下一步工作展望

由于时间和水平有限,以下工作有待将来完成:

- 1)磁集成技术在推挽正激电路中的应用。在目前对推挽正激电路应用比较成熟的情况下,如果要进一步提高变换器的性能,磁集成技术是一条很重要的途径,采用磁集成技术可以提高功率密度和效率。
- 2)更好地解决变换器整机电磁兼容问题。

## 参考文献

- [1]丁道宏, 电力电子技术, 航空工业出版社, 1998
- [2]陈坚, 电力电子学——电力电子变换和控制技术, 高等教育出版社 2001.1
- [3]林渭勋, 现代电力电子电路, 浙江大学出版社, 2002
- [4]Xingsheng Zhou and Dan Chen, C. Jamerson “Leading-edge Modulation Voltage – mode Control with Flux Unbalance Correction for Push-pull Converter” APEC’00, New Orleans, USA, 2000: 327-333
- [5]阮新波, 严仰光, 直流开关电源的软开关技术, 北京, 科学出版社, 2000.1
- [6]张占松, 蔡宣三, 开关电源的原理与设计 (第一版), 广州, 电子工业出版社, 1998
- [7]张方华, 王慧贞, 严仰光, 新颖正激推挽电路的研究及工程实现, 南京航空航天大学学报, Vol.34 No.5 oct, 2002
- [8]罗建武, 罗文杰, 偏磁的起因和消除方法, 电工技术学报, 1999.12
- [9]E.Herbert, Analysis of the near zero input current ripple condition in a symmetrical push- pull power converter.HFPC’89:357-371
- [10]Ching-shan Leu, Jinn-bin Hwang. A built-in input filter forward converter , PESC’94: 917-921
- [11] Fanghua Zhang, Haihong Qin, Huizhen Wang and Yangguang Yan, Freewheeling Current in Push-Pull Forward Converter,IEEE2003: 353 ~358.
- [12]王琪, 龚春英, 2KW 新型推挽正激变换器的研制, 电源技术应用, 2005 年 1 期: 14-19
- [13]王琪, 12KW 28VDC/125VDC 变换器的研制, 南京航空航天大学硕士学位论文, 南京, 南京航空航天大学, 2005.2
- [14] Xunwei Zhou , Bo Yang, Luca Amoroso etal. A Novel High-input-voltage, High Efficiency and Fast Transient Voltage Regulator Modul—Push-pull Forward Converter. IEEE Trans. On Power Electronics, 1999: 279~283.
- [15]戴卫立, 推挽正激及其软开关电路的研究与实现, 南京航空航天大学硕士学位论文, 南京, 南京航空航天大学, 2004.2
- [16]杨正龙, 王慧贞, 一种新型推挽正激变换器, 电力电子技术, Vol,36.No.1, 2002.2 : 36-39

- [17]张方华, 严仰光, 王慧贞, 刘军, 推挽正激电路的研究及工程实现, 全国第二届特种电源与元器件学术年会论文集: 148 ~ 152
- [18]张方华, 王慧贞, 严仰光, 正激推挽电路的 ZCS 方案, 电力电子技术, 第 37 卷第 2 期, 2003.4
- [19]张方华, 双向 DC-DC 变换器的研究, 南京航空航天大学博士学位论文, 2004.6
- [20]赵修科, 实用电源技术手册——磁性元件分册, 辽宁科学技术出版社, 2002.8
- [21]Jung-Goo Cho, Member, IEEE, Ju-Won Baek, Chang-Yong Jeong, and Geun-Hie Rim, Novel Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full-Bridge PWM Converter Using a Simple Auxiliary Circuit, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 35, NO. 1, JANUARY/FEBRUARY 1999
- [22]Philip C.Todd, "Subber Circuit: Theory, Design and Application", TI Corporation application literature, 1993.
- [23]蔡宣三, 龚绍文, 高频功率电子学, 北京, 科学出版社, 1993
- [24]L.H.Dixon, "Average current-mode control of switching power supplies", Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook, 1990
- [25]W.Tang, F.C.Lee, and R.B.Ridley, "Small-signal modeling of average current-mode control," IEEE Trans. on Power Electron, vol.8, no.2, 1993:112-119
- [26]Yong-Seok Jung, Jun-Yong Lee, and Myung-Joong Youn, "A new small signal modeling of average current mode control", IEEE PESC'98, 1998:1118-1124
- [27]Jian Sun and Richard M.Bass, "A new approach to average modeling of PWM converters with current-mode control", IEEE'97:599-604
- [28]Bruno Allard, Severin Trochut, Xuefang Lin-Shis, "Control design for intergrated switching mode power supplies: a new challenge ?", IEEE, PESC'2004:4492-4497
- [29]胡寿松, 自动控制原理, 国防工业出版社, 1994.3
- [30]新康达磁芯选用指南 2003, 新康达磁业有限公司。
- [31]Abraham I. Pressman, switching power supply design, 1998
- [32]陈敏, 马皓, 徐德鸿, 变压器激磁电感对双正激变换器正常工作的影响, 电力电子技术, 2001.12: P15-18
- [33]马志强, 变压器直流偏磁的原理性仿真, 广东电力, 2004.4: 5-9
- [34]钟炎平, 赖向东, 权建州, 林洁, 功率变压器中磁通的复位与平衡, 电工技术, 2001 年第七期: 36-37

[35]白平，张代润，PWM 变换器中输出变压器偏磁的抑制，2004.11：668-670

## 致谢

入学的那天好像还在昨天一样，两年多的研究生学习生活就要结束了。在这短暂的时间里，我学到了很多，结识了很多朋友，这是我一生中最充实的一段时光。我要感谢所有关心我支持我的人，是你们给了我动力，我永远不会忘记你们！

首先感谢我的恩师龚春英教授。在两年多的时间里，龚老师在学习和生活中一直给予了无私的帮助和关心。她严谨的治学作风、刻苦钻研的精神和平易近人的处事态度使我学会了如何做人、做事和做学问。这些宝贵的精神财富使我终生受益。在此，向我的恩师致以最崇高的敬意和真诚的感谢！并祝龚老师：工作顺利，万事如意，永远年轻！

感谢已经毕业的师兄王琪、陈延钧、刘旬等给予的指导和帮助。感谢同组的马海啸、戴卫力、孙林、王红梅、毛赛君、李宇、丁勇、李正兴、赵志英、吴贇等，和你们一起探讨问题，使我受益匪浅，学到了许多知识。感谢同届的研究生贺蓓、夏振华、陶洪峰、黄伟君、修同才、吕飞、马双伟、王志强等，还有我的大学同学张之梁、房顶伟、王健、张鹏、任小永、纪锋、廖启新、林盈杰、周远平、彭政、李路菁等一直以来给我的支持和帮助。感谢实验室的每一位成员，大家共同营造了一个和谐、团结的学习气氛。

感谢我的父亲、母亲、哥哥、嫂子、小侄女安琪，是你们大力的支持和鼓励，让我得以顺利地完成学业！感谢亲人和朋友们的关心和激励。

谨以此文献给所有关心、支持和帮助我的老师、亲人和朋友们！

刘伟晗

2006年2月于南航

## 在学期间发表的学术论文

- 1、刘伟晗，王琪，龚春英，双环控制型推挽正激 DC/DC 变换器的小信号建模，电源世界，2005.9，并被第六届电力电子与运动控制学术年会论文集（APSC`2004）收录